

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Южно-Уральский государственный университет
Кафедра «Электропривод и автоматизация
промышленных установок»

62-83(07)

Д729

Г.И. ДРАЧЕВ

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Учебное пособие

Часть 2

Челябинск
Издательство ЮУрГУ
2006

УДК 62-83.01(075.8)

Драчев Г.И. Теория электропривода: Учебное пособие. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2006. Часть 2. – 193 с.

Рассматриваются вопросы регулирования координат и переходные процессы в различных системах электропривода. Для контроля усвоения материала пособие содержит примеры расчетов по отдельным разделам, снабжено упражнениями по каждому разделу, списком основной, дополнительной, справочной и методической литературы.

Учебное пособие может быть использовано при курсовом проектировании по дисциплине “Теория электропривода” и при дипломном проектировании студентами специальности 14060400 – “Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов”.

Ил.167, табл.6, список лит.– 31 назв.

Одобрено учебно-методической комиссией энергетического факультета.

Рецензенты: В.Ф. Бухтояров, И.Д. Кабанов.

© Издательство ЮУрГУ, 2006

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электропривод является неотъемлемой частью многих агрегатов и комплексов, используемых в различных отраслях народного хозяйства, науки и техники. Наряду с тенденцией автоматизации технологических и производственных процессов на базе вычислительной техники, современный электропривод стал наиболее распространенной разновидностью систем автоматического управления техническими объектами. Эти факторы оцениваются как основные, позволившие утроить объем мирового производства за последние десятилетия.

Появление новых научных и технических решений и изменение самого электропривода в современных условиях требует дополнений во многие разделы дисциплины. Физические обоснования явлений, присущих электроприводу как техническому устройству электромеханики, необходимо рассматривать совместно с математическими моделями электропривода как объекта управления в понятиях и терминах теории автоматического управления. Рассмотрение современных систем управления электроприводов требует глубокого усвоения совместной работы двигателя с устройствами преобразовательной техники.

Учебное пособие включает в себя конспект лекций, читаемых автором более десяти лет студентам специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» дневной, вечерней и заочной форм обучения. Пособие разработано в соответствии с требованиями ГОС по дисциплинам «Электрический привод» и «Теория электропривода».

В первой части учебного пособия были рассмотрены свойства и структурные схемы механической части электропривода, электромеханические свойства электродвигателей, вопросы выбора двигателей по мощности. Предлагаемая вторая часть учебного пособия включает в себя вопросы регулирования координат и переходные процессы в различных системах электропривода.

Последовательность изложения материала связана с необходимостью своевременной подготовки студентов к выполнению лабораторных работ и курсового проекта по дисциплине.

Необходимость издания конспекта лекций обусловлена недостаточным количеством учебной литературы по данному направлению, что вызывает затруднение в изучении дисциплины, особенно студентами заочной формы обучения.

Автор признателен доценту М.А.Григорьеву, оказавшему большую помощь при редактировании и подготовке рукописи к изданию, выражает благодарность доценту В.И.Смирнову за ценные полезные замечания, а также студентам А. Шеину, М. Пауткину и А. Валову за активную помощь в подготовке учебного пособия.

Глава пятая

РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

5.1. Общие положения

Электропривод осуществляет не только преобразование электрической энергии в механическую, необходимую для совершения полезной работы, но и управление рабочим процессом приводимого в движение механизма. Технологические требования определяют необходимость на отдельных участках работы задавать и с необходимой точностью поддерживать на заданном уровне те или иные механические переменные (положение рабочего органа, его скорость, ускорение, момент двигателя и т.п.), принудительно изменять эти переменные в процессе управления технологическими процессами, ограничивать переменные уровнем, допустимым по условиям технологии или прочностью механического оборудования, а так же по нагреву или перегрузочной способности двигателя.

Регулирование координат может осуществляться с целью:

- поддержания заданного уровня переменной;
- изменения переменной по заданному закону;
- ограничения переменной допустимым значением;
- отработки произвольных законов движений, задаваемых на вход системы, с требуемой точностью.

Для создания систем управления, отвечающих всему комплексу предъявляемых требований по управлению движением электропривода, необходимо знать возможности электроприводов в отношении регулирования главных координат и уметь оценивать влияние регулирования каждой из них в отдельности на физические свойства систем электропривода. В первой части пособия [26] рассмотрены свойства механической части электропривода, электромеханических преобразователей и разомкнутых систем. Регулирование координат простейшими средствами – путём изменения параметров и воздействий в разомкнутых системах электропривода (различные механические характеристики в разомкнутой системе, обеспечивающие получение требуемых момента, скорости, ускорения, тока) – это **регулирование в разомкнутой системе**. Этот способ находит широкое практическое применение, благодаря простоте реализации, но точность этого метода ограничена, а требования к точности и качеству регулирования растут (в связи с совершенствованием технологии и автоматизацией рабочих процессов).

Область применения разомкнутых систем электропривода сужается, они заменяются более совершенными системами регулирования. Электроприводы, замкнутые различными обратными связями, обеспечивают **автоматическое регулирование** координат, повышающее точность и динамические показатели регулирования.

Известные фундаментальные принципы автоматического управления используются и в электроприводе:

- регулирование **по отклонению** – система электропривода с отрицательной обратной связью по регулируемой переменной;

– регулирование **по возмущению** – компенсация влияния возмущения на регулируемую переменную с помощью системы электропривода с положительной обратной связью по возмущению.

Первый способ – регулирование по отклонению – является основным способом, применяемым в системах электропривода.

Для осуществления автоматического регулирования применяются управляемые преобразователи и регуляторы (системы Г – Д, ТП – Д, ПЧ – АД).

5.2. Основные показатели регулирования координат

Регулированием координат называют целенаправленное (принудительное) их изменение в соответствии с требованиями, предъявляемыми к закону движения рабочего органа. Не путать с отклонением регулируемой величины под действием возмущающего воздействия (скорость двигателя падает при увеличении момента – здесь нет регулирования, есть только отклонение).

Для количественного определения предъявляемых к электроприводу требований и для сопоставления между собой возможных способов регулирования используют **обобщённые (основные) показатели регулирования**.

1. **Точность** регулирования переменной (ранее называлась стабильностью работы на заданной скорости) определяется возможными отклонениями её от заданного значения под действием возмущающих факторов.

В разомкнутых системах заданным является среднее значение координаты x_{CP} при известных пределах изменения всех возмущающих воздействий F_B $_{CP}$. (рис. 5.1)

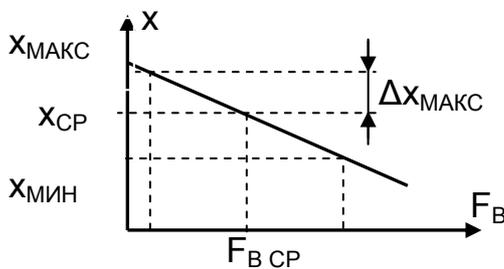


Рис. 5.1 Точность регулирования

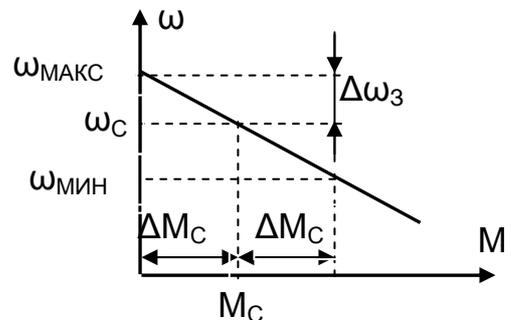


Рис. 5.2 Точность поддержания скорости

Оценка точности:

– абсолютное значение точности – наибольшее отклонение $\Delta x_{МАКС}$ от среднего значения x_{CP} . Например, точность поддержания скорости при изменении статического момента ΔM_C (рис.5.2) в абсолютных единицах равна максимальному отклонению скорости $\Delta \omega_3 = \Delta \omega_C$, то есть зависит от жёсткости механической характеристики β . Чем выше β , тем выше точность (меньше $\Delta \omega_C$).

– относительное значение точности – отношение наибольшего отклонения $\Delta x_{МАКС}$ к среднему значению x_{CP} :

$$\Delta x_{МАКС} = \Delta x_{МАКС} / x_{CP}. \quad (5.1)$$

Относительное значение точности $\Delta \omega_3 = \Delta \omega_3 / \omega_C$ зависит как от абсолютной ошибки $\Delta \omega_3$, так и от заданного значения скорости ω_C . Обычно точность

оценивают в относительных единицах. В этом случае самое низкое значение точности получается при минимальном значении ω_c , и именно этим значением оценивают точность системы электропривода.

Если важна точность воспроизведения значений регулируемой координаты, подаваемых на вход системы автоматического регулирования, точность определяют допустимой ошибкой регулирования

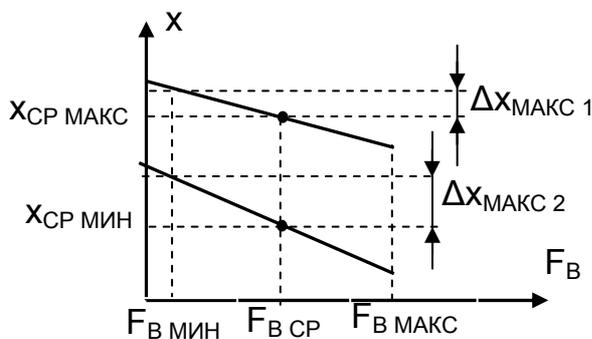
$$\Delta x_{\text{макс}} = \left| x_{\text{зад}} - x \right| \leq \Delta x_{\text{доп}}, \quad (5.2)$$

где $x_{\text{зад}}$ – заданное значение параметра,
 x – текущее значение параметра.

2. Диапазоном регулирования выходной координаты принято называть отношение максимального значения координаты к ее минимальному значению:

$$D = \frac{x_{\text{CP МАКС}}}{x_{\text{CP МИН}}}. \quad (5.3)$$

При этом следует учитывать, что система должна оставаться в работе при всех возможных возмущающих факторах (рис. 5.3) и обеспечивать заданную



1.1.1. Рис. 5.3 Диапазон

точность поддержания регулируемой координаты. При регулировании скорости диапазон регулирования ограничен сверху – максимально допустимыми значениями (максимальная скорость по условиям механической прочности), снизу – необходимостью точного поддержания заданной величины $\Delta x_{\text{МАКС 2}}$, $\Delta x_{\text{МАКС 1}}$ и оба значения должны быть меньше $\Delta x_{\text{МАКС доп}}$. Диапазон регулирования записывается в виде

$$D = 10:1; 100:1; 10000:1,$$

то есть минимальная скорость меньше максимальной в D раз.

3. Плавность регулирования характеризуется числом дискретных значений регулируемого параметра, реализуемом в данном способе регулирования. Её можно оценить коэффициентом плавности

$$k_{\text{пл}} = \frac{x_i}{x_i - x_{i-1}} \quad (5.4)$$

где x_i, x_{i-1} – переменные на соседних ступенях регулирования.

Чем выше число ступеней, тем выше коэффициент плавности. Это чисто технический показатель, связанный с условиями управления регулируемой переменной. Если переключения выполняются в силовой цепи – плавность ограничена количеством контакторов и приемлемыми габаритами аппаратуры.

4. Экономичность регулирования

Применение электропривода связано с дополнительными капитальными затратами и эксплуатационными расходами, которые должны окупаться повышением производительности труда и надёжности установки, улучшением качества продукции.

Эффективность затрат обычно оценивают сроком их окупаемости

$$T_{\text{ок}} = C_{\text{об}} / C_{\text{год}},$$

где $C_{\text{ОБ}}$ – стоимость дополнительного оборудования, используемого для выполнения регулирования;

$C_{\text{ГОД}}$ – цена годового эффекта от использования регулирования.

Если взамен нерегулируемого электропривода насоса используется частотно-регулируемый и стоимость дополнительного оборудования – преобразователя частоты $C_{\text{ОБ}} = 50000$ руб., а экономический эффект за счет сбережения электроэнергии и воды составляет $C_{\text{ГОД}} = 70000$ руб / год, то срок окупаемости составит $T_{\text{ОК}} = 50000 / 70000 \approx 0,7$ года.

Экономическая эффективность должна определяться технико-экономическим расчётом. При сравнении различных способов регулирования ориентировочное суждение о капитальных затратах можно составить, оценивая массогабаритные показатели по установленной мощности, а эксплуатационные затраты на электроэнергию – по потерям энергии через КПД η и по реактивной мощности – по коэффициенту мощности $\cos\phi$. При изменении КПД и $\cos\phi$ в течение цикла работы могут быть оценены их средние значения по общему правилу интегральной оценки, полагая $\eta=f(\omega)$ и $\cos\phi=f(\omega)$:

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{1}{\omega_{\text{макс}} - \omega_{\text{мин}}} \cdot \int_{\omega_{\text{мин}}}^{\omega_{\text{макс}}} \eta(\omega) d\omega, \quad (5.5)$$

$$\cos\phi_{\text{ср}} = \frac{1}{\omega_{\text{макс}} - \omega_{\text{мин}}} \cdot \int_{\omega_{\text{мин}}}^{\omega_{\text{макс}}} \cos\phi(\omega) d\omega. \quad (5.6)$$

5. Допускаемые нагрузки $P_{\text{доп}}(\omega)$ и $M_{\text{доп}}(\omega)$ определяют возможность работы электропривода не перегреваясь в заданном диапазоне регулирования. Оценка $P_{\text{доп}}(\omega)$ и $M_{\text{доп}}(\omega)$ производится из условия протекания в рабочих обмотках номинального тока во всем диапазоне регулирования без учёта ухудшения условий охлаждения двигателя, когда в процессе регулирования изменяется регулируемый параметр ($i_{\text{в}}$, $R_{\text{я}}$ и т.п.). Этот показатель применяется при регулировании скорости. При этом принимается равенство

$$M_{\text{с}}(\omega) = M_{\text{доп}}(\omega). \quad (5.7)$$

Если статический момент зависит от скорости (рис. 5.4), то необходимо применить для этого механизма такую систему электропривода, в которой при номинальном токе двигателя его момент $M_{\text{доп}}$ изменялся бы по такому же закону, как и $M_{\text{с}}$. Если система электропривода обеспечивает $M_{\text{доп}} = \text{const}$, как показано на рис. 5.4, то при $M_{\text{с}} > M_{\text{доп}}$ двигатель будет перегреваться. Условие (5.7) нарушается, возникает необходимость установки двигателя неоправданно завышенной мощности. При $M_{\text{с}} < M_{\text{доп}}$ двигатель не используется по нагреву. Таким образом, при изучении различных способов регулирования важно знать $M_{\text{доп}}(\omega)$ и определить характер механической нагрузки $M_{\text{с}}(\omega)$, для которого можно применить изучаемую систему электропривода.

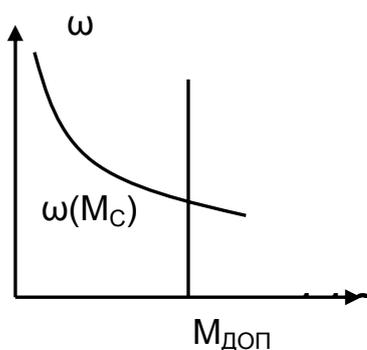


Рис. 5.4. Допускаемые нагрузки

6. **Направление регулирования** – вверх или вниз от естественной характеристики. Для регулирования изменяют параметры цепей двигателя, либо источника питания.

Рассмотрим основные показатели регулирования в разомкнутых системах на простых системах электропривода.

5.3. Реостатное регулирование скорости

Реостатное регулирование скорости широко применяется в промышленности благодаря его низкой стоимости дополнительного оборудования и простоте осуществления. Этот способ регулирования скорости применяют для механизмов с невысоким уровнем технологических требований и не претендующих на высокие энергетические показатели электропривода.

На рис. 5.5 приведены схемы реостатного регулирования скорости, в которых регулирование скорости выполняется изменением сопротивления в цепях двигателя. Включением контакторов ускорения КУ1 и КУ2 закорачиваются ступени сопротивлений R_1 и R_2 , двигатель работает на разных механических характеристиках.

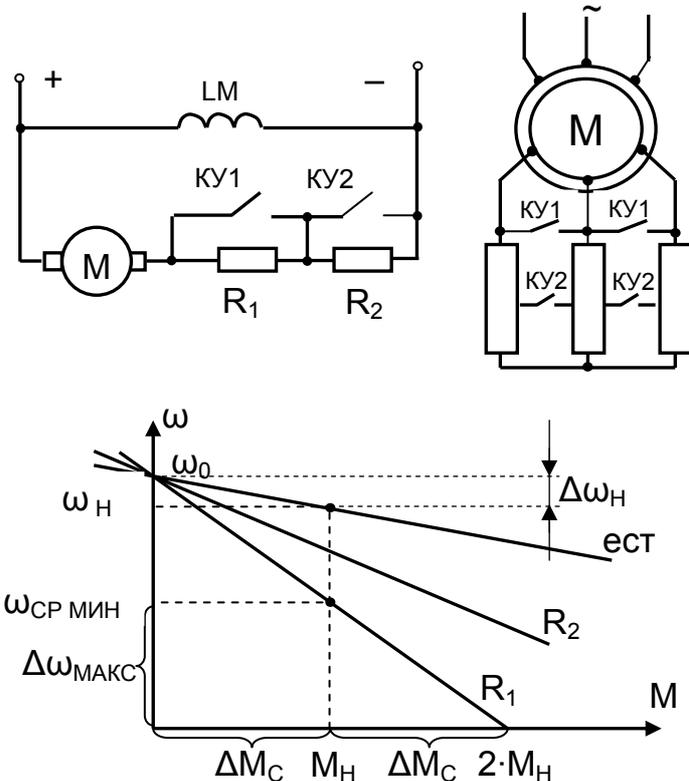


Рис. 5.5 Схемы включения и механические характеристики при реостатном регулировании скорости

Снижение скорости приводит к уменьшению ЭДС E двигателя, разность $(U - E)$ растет, что приводит к росту тока и момента двигателя, которые в конце переходного процесса при постоянстве M_c становятся равными прежним значениям $M = M_c$ и $I = I_c$, но при меньшем значении скорости.

Проанализируйте самостоятельно, что происходит при увеличении $R_{доб}$ в цепи ротора асинхронного двигателя.

Из уравнений механической характеристики ДНВ

$$\omega = \frac{U_H}{k \cdot \Phi_H} - M \cdot \frac{R}{(k \cdot \Phi_H)^2} = \omega_0 - \frac{M}{\beta},$$

где $\beta = \frac{(k\Phi)^2}{R}$, и линеаризованного рабочего участка механической характеристики АД

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta}, \text{ где } \beta = \frac{2 \cdot M_K}{\omega_0 \cdot s_K},$$

следует, что увеличение добавочного сопротивления приводит к снижению жесткости β механических характеристик и при постоянстве статического момента скорость двигателя снижается.

При работе ДНВ со скоростью ω момент двигателя $M = M_c$, ток якоря $I = I_c$. Увеличение $R_{доб}$ приводит к снижению тока якорной цепи, уменьшается M , динамический момент $(M - M_c) < 0$ становится отрицательным и скорость двигателя снижается. Снижение скорости приводит к уменьшению ЭДС E двигателя, разность $(U - E)$ растет, что приводит к росту тока и момента двигателя, которые в конце переходного процесса при постоянстве M_c становятся равными прежним значениям $M = M_c$ и $I = I_c$, но при меньшем значении скорости.

При внимательном рассмотрении процесса реостатного регулирования скорости можно отметить его особенности:

- регулирование имеет место при наличии статического момента на валу, причем при $M_C < 0$ скорость увеличивается, а при $M_C = 0$ скорость не изменяется;
- увеличение добавочного сопротивления при постоянстве напряжения сети ведёт к увеличению потерь энергии.

Рассмотрим основные показатели реостатного регулирования.

1. Точность регулирования – при отклонении ΔM_C от M_C зад (здесь и в дальнейшем будем для определенности принимать $M_C = M_H$, а возможные его отклонения $\Delta M_C = M_H$) абсолютное отклонение скорости от заданной составляет

$$\Delta \omega_{\text{МАКС}} = \Delta M_C / \beta$$

и растет с увеличением R .

Относительное значение отклонения (ошибка регулирования) скорости

$$\frac{\Delta \omega_{\text{МАКС}}}{\omega_{\text{СР}}} = \frac{\Delta M_C}{\omega_{\text{СР}} \cdot \beta}$$

также увеличивается как за счет $\Delta \omega_{\text{МАКС}}$, так и за счет снижения $\omega_{\text{СР}}$.

2. Диапазон регулирования скорости

$$D = \frac{\omega_{\text{СР МАКС}}}{\omega_{\text{СР МИН}}}$$

Максимальная скорость $\omega_{\text{СР МАКС}}$ определяется при $M_C = M_H$ и равна

$$\omega_{\text{СР МАКС}} = \omega_H.$$

Минимальная скорость определяется из условия работы двигателя при возникающих возмущениях $\Delta M_C = M_H$, и механическая характеристика минимальной скорости при скорости, равной нулю, пройдет через $2 \cdot M_H$.

$$\omega_{\text{МИН}} = \Delta \omega_{\text{МАКС}} = \frac{M_H}{\beta_{\text{МИН}}} = \frac{M_H}{2} \frac{\omega_{0H}}{M_H} = \frac{\omega_{0H}}{2}.$$

Таким образом, диапазон реостатного регулирования скорости

$$D = \frac{\omega_{\text{МАКС}}}{\omega_{\text{МИН}}} = \frac{\omega_H}{\omega_{0H}/2} \approx 2 : 1.$$

3. Плавность – регулирование ведется в силовых цепях, типовые станции имеют число ступеней 2...3 (для специальных механизмов число ступеней увеличивают), регулирование дискретное, ступенчатое.

4. Допускаемые нагрузки. При номинальном токе якоря $I = I_H$ во всем диапазоне регулирования скорости ДНВ момент остается постоянным и равным номинальному $M_{\text{доп}} = k \cdot \Phi_H \cdot I_H = M_H = \text{const}$. Регулирование выполняется при постоянстве допускаемого момента, если момент статический M_C держать постоянным и равным M_H . При любой скорости двигатель не перегреется (не учитываем ухудшение условий охлаждения β_i). При $M_{\text{доп}}(\omega) = \text{const}$ допускаемая мощность должна изменяться пропорционально скорости

$$P_{\text{доп}}(\omega) = M_{\text{доп}}(\omega) \cdot \omega \equiv \omega.$$

График допустимых нагрузок при реостатном регулировании скорости приведен на рис. 5.6.

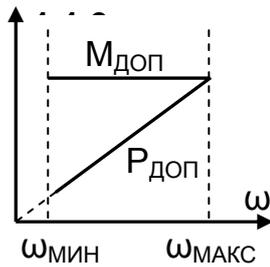
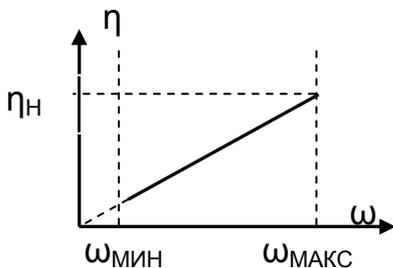


Рис. 5.6. Допускаемые нагрузки при реостатном регулировании скорости



1.1.3.1. Рис. 5.7
Зависимость $\eta(\omega)$ при реостатном регулировании скорости

Среднее значение КПД η_{CP} во всем диапазоне регулирования можно рассчитать методом интегральных оценок

$$\eta_{CP} = \frac{1}{\omega_{макс} - \omega_{мин}} \cdot \int_{\omega_{мин}}^{\omega_{макс}} \eta(\omega) d\omega = \frac{1}{\omega_{макс} - \omega_{мин}} \cdot \int_{\omega_{мин}}^{\omega_{макс}} \frac{\omega}{\omega_0} d\omega =$$

$$= \frac{\omega_{макс}^2 - \omega_{мин}^2}{2 \cdot (\omega_{макс} - \omega_{мин}) \cdot \omega_0} = \frac{\omega_{макс} + \omega_{мин}}{2 \cdot \omega_0} = \frac{\omega_{мин} \cdot (D+1) \cdot \overbrace{\left(\frac{\eta_e}{1 - \bar{r}_я} \right)}^{\eta_e}}{2 \cdot \omega_0 \cdot \underbrace{(1 - \bar{r}_я)}_{\omega_{макс}}} = \frac{D+1}{2 \cdot D} \cdot \eta_e.$$

$$\eta_{CP} = \frac{D+1}{2 \cdot D} \cdot \eta_E.$$

При $D = 2:1$ среднее значение КПД при реостатном регулировании скорости

$$\eta_{CP} = \eta_E \cdot (3/4) = 0,75 \cdot \eta_E,$$

при $D = 2,5:1$ — $\eta_{CP} = 0,7 \cdot \eta_E$.

5. Экономичность: — первоначальные затраты не велики (резисторы плюс панель управления), установленную мощность электрооборудования системы реостатного регулирования скорости $P_{УСТ}$ можно приближенно принять равной номинальной мощности двигателя P_H .

$$P_{УСТ} \approx P_H;$$

— потери мощности оцениваются с помощью КПД η .

Мощность, потребляемая из сети, при $M_C = const$ также постоянна

$$P_C = U_C \cdot I_я = const.$$

Электромагнитная мощность (без учета потерь на возбуждение) равна мощности, потребляемой из сети

$$P_C = M_C \cdot \omega_0.$$

Механическая мощность на валу двигателя

$$P_{МЕХ} = M_C \cdot \omega.$$

КПД системы электропривода с реостатным регулированием в зависимости от скорости

$$\eta = \frac{P_{МЕХ}}{P_C} = \frac{\omega}{\omega_0} = \bar{\omega} \quad (5.8)$$

численно равен скорости в о.е. При снижении скорости КПД реостатного регулирования снижается пропорционально скорости (рис.5.7).

Диапазон может быть увеличен применением сложных схем включения. Для примера на рис. 5.8 приведена схема шунтирования якоря, в которой на якорь подается пониженное напряжение через потенциометр, составленный из мощных сопротивлений $R_{\text{ш}}$ и $R_{\text{п}}$. В результате при токе якоря $I = 0$ снижается скорость идеального холостого хода двигателя

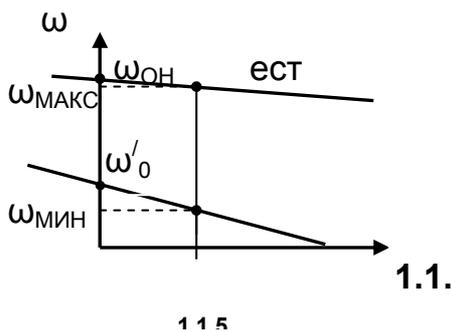
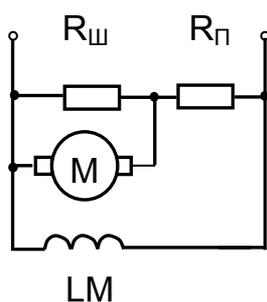


Рис. 5.8 Схема шунтирования якоря ДНВ и механическая характеристика

Диапазон регулирования увеличивается, но при этой скорости даже при $I = 0$ из сети продолжает протекать ток через $R_{\text{ш}}$ и $R_{\text{п}}$. И хотя потери мощности в таких системах еще выше, чем при простом реостатном регулировании, такие схемы применяют для получения низких скоростей.

$$\omega'_0 = \frac{U_{\text{н}}}{(k \cdot \Phi_{\text{н}})} \cdot \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}} + R_{\text{я}}}$$

Подумайте, в каком режиме будет работать двигатель при скоростях выше ω'_0 ?

5.4. Регулирование координат изменением тока возбуждения

Для обеспечения работы двигателя на скорости ниже естественной характеристики применяют регулирование скорости изменением напряжения на якоре двигателя или реостатное регулирование.

Режимом ослабления поля для двигателя независимого возбуждения традиционно принято считать работу электропривода на скоростях выше естественной характеристики. Если в электроприводе используются оба режима – регулирование напряжения или введение сопротивления в цепь якоря и изменением тока возбуждения, то такое регулирование называют двухзонным. Первая зона – работа на скоростях ниже естественной характеристики, вторая зона – регулирование скорости изменением тока.

Регулирование тока возбуждения ДНВ практически выполняют путем его уменьшения. Увеличение тока возбуждения выше номинального переводит двигатель в режим насыщения, где поток практически не изменяется, а обмотка возбуждения перегревается. Изменение тока возбуждения ДНВ можно осуществить введением добавочного сопротивления в цепь обмотки возбуждения или изменением напряжения на обмотке возбуждения. Первый способ чаще всего используется в релейно-контакторных схемах управления ДНВ. При втором способе для питания обмотки возбуждения LM применяют отдельный возбудитель ТВ (рис. 5.9). Сложности, возникающие в согласовании работы ТВ с работой преобразователя ТП якорной цепи, будут рассмотрены при изучении дисциплины «Системы управления электроприводов».

Выражение механической характеристики ДНВ не изменилось

$$\omega = \frac{U_{\text{н}}}{k\Phi} - \frac{M \cdot r_{\text{я}}}{(k\Phi)^2}$$

Регулирование скорости изменением тока возбуждения. Напряжение на якоре остается постоянным $U = U_H$, в цепи якоря остается лишь невыключаемое сопротивление $r_{я}$. При уменьшении тока возбуждения по кривой намагничивания

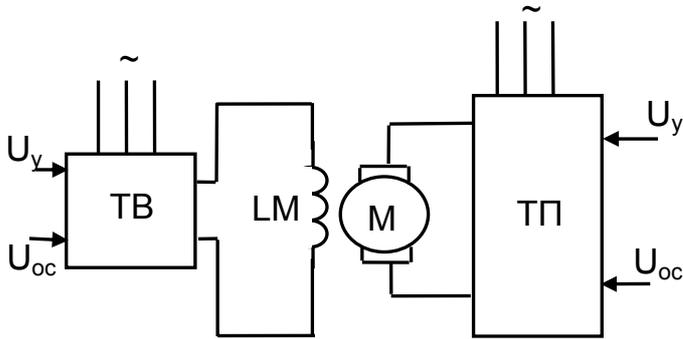


Рис.5.9. Схема электропривода с двухзонным регулированием скорости

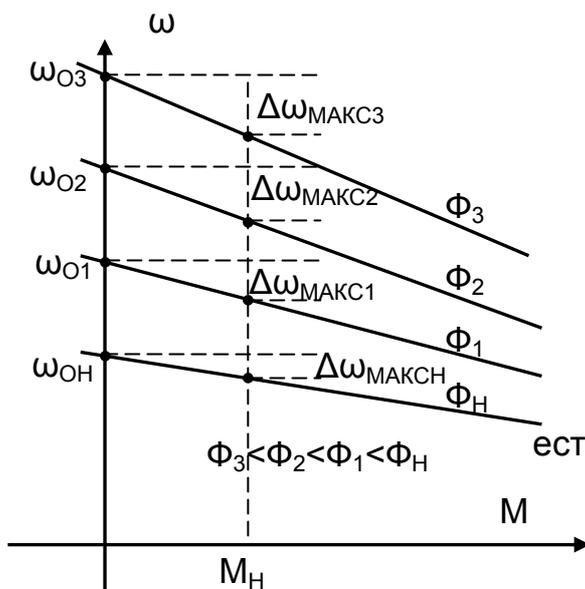


Рис. 5.10. Механические характеристики при ослаблении поля

момент двигателя

$$\bar{M} = (\bar{\Phi} - \Delta\bar{\Phi}) \cdot (\bar{I}_c + \Delta\bar{I}) = 0,9 \cdot 1,5 = 1,35$$

При динамическом моменте

$$\bar{M}_{дин} = \bar{M} - \bar{M}_c = 1,35 - 0,5 = 0,85 > 0$$

двигатель будет разгоняться.

При регулировании во второй зоне величина момента зависит от потока, регулирование потока приводит к снижению момента. Если $\bar{\Phi} = 0,5$, ток короткого замыкания не изменяется, так как от потока не зависит, но момент короткого замыкания $\bar{M}_{кз} = \bar{\Phi} \cdot \bar{I}_{кз}$ уменьшится вдвое.

снижается поток Φ , растет скорость идеального холостого хода $\omega_0 = U_H / k\Phi$, но одновременно уменьшаются ЭДС двигателя

$$E = k\Phi \cdot \omega$$

и его момент

$$M = k\Phi \cdot I$$

Как поведет себя двигатель, если его момент уменьшился?

При уменьшении момента за счет потока практически в $k_{я}$ раз увеличивается ток якоря

$$I = \frac{U_H - E}{r_{я}}$$

при снижении ЭДС и малом сопротивлении цепи якоря, момент двигателя увеличивается, двигатель разгоняется во вторую зону.

Например, если $\bar{\Phi} = 1$, $\bar{U} = 1$, $\bar{r}_{я} = 0,1$, $\bar{I}_{я} = 0,5$, то момент двигателя $\bar{M}_c = \bar{\Phi} \cdot \bar{I}_c = 0,5$.

При ослаблении поля $\Delta\bar{\Phi} = 0,1$, тогда приращение ЭДС $\Delta\bar{E} = \Delta\bar{\Phi} = 0,1$ (при $\omega = \text{const}$), приращение тока

$$\Delta\bar{I} = \frac{\bar{U} - \bar{E}}{r_{я}} = \frac{1 - 0,9}{0,1} = 1,$$

ток якоря

$$\bar{I} = \bar{I}_c + \Delta\bar{I} = 1,5$$

Механические характеристики при ослаблении поля проходят выше естественной характеристики. По мере снижения потока $\Phi_3 < \Phi_2 < \Phi_1 < \Phi_n$ наклон характеристик увеличивается $\Delta\omega_{\text{МАКС}3} > \Delta\omega_{\text{МАКС}2} > \Delta\omega_{\text{МАКС}1} > \Delta\omega_{\text{МАКС}n}$ (рис. 5.10).

Регулирование момента изменением тока возбуждения в основном используется при питании якорной цепи двигателя от источника тока. В такой схеме включения ток якоря не зависит от нагрузки, и момент двигателя изменяют путем регулирования тока возбуждения. Механические характеристики двигателя при питании от источника тока рассмотрены в главе 3 учебного пособия [26].

Основные показатели регулирования. Если поток уменьшить, то отклонение скорости

$$\Delta\omega = \frac{M \cdot r_{\text{я}}}{(k\Phi)^2}$$

увеличится, и точность поддержания скорости снизится по сравнению с точностью естественной характеристики. Но это отклонение не существенно по сравнению с реостатным регулированием. Зона регулирования ограничена $I_{\text{доп}}$ по условиям коммутации.

1. **Точность** регулирования $\Delta\omega_{\text{МАКС}}$ достаточно высокая.
2. **Диапазон** регулирования ограничен снизу насыщением (практически – естественной характеристикой), сверху – механической прочностью двигателя (бандажи, подшипники и т.д.)

$$D = \frac{\omega_{\text{МАКС}}}{\omega_{\text{МИН}}} = 2 : 1.$$

Двигатели специальной серии (типа ПФ) обеспечивают диапазон до 8:1.

3. **Плавность** – регулирование плавное, так как мощность цепи возбуждения двигателя

$$P_{\text{Н ВОЗБ}} = (0,02 \dots 0,05) \cdot P_{\text{Н ДВ}}$$

относительно невелика, регулирование выполняется в слаботочных цепях.

4. **Допускаемые нагрузки.** Оценка допускаемых нагрузок – протекание номинального тока $I = I_n$ во всем диапазоне регулирования. Тогда двигатель не перегревается.

Допускаемый момент

$$M_{\text{доп}} = k\Phi \cdot I_n = \frac{U_n - I_n \cdot r_{\text{я}}}{\omega} \cdot I_n = \frac{P_n}{\omega}$$

изменяется обратно пропорционально скорости (рис. 5.11).

Допускаемая мощность

$$P_{\text{доп}} = P_n = \text{const.}$$

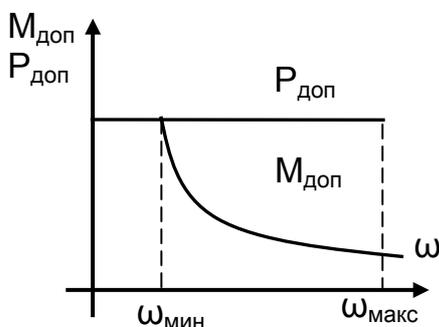


Рис. 5.11. Допускаемые нагрузки

5. **Экономичность** Для регулирования тока возбуждения используются тиристорные, транзисторные возбудители, а также резисторы с многопозиционными переключателями, мощность возбуждения невелика и капитальные затраты также невелики.

Эксплуатационные издержки определяются

потерями мощности в процессе регулирования. Эти потери невелики, двигатель работает без добавочных сопротивлений в цепи якоря. Такой способ регулирования считается самым экономичным. Используется в станочном приводе, где требуется поддержание постоянства мощности резания.

6. Направление регулирования – вверх от основной естественной характеристики.

Недостатки регулирования изменением потока:

- при ослаблении поля ухудшаются условия коммутации;
- снижение допускаемого момента двигателя;
- требуется надежное согласование работы преобразователей цепи возбуждения и якорной цепи с контролем тока якоря.

5.5. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ

Синхронная скорость асинхронного двигателя

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_1 / p_{\Pi}$$

зависит от частоты напряжения на статоре f_1 и от числа пар полюсов p_{Π} . Если для изменения частоты требуется установка преобразователя частоты, что несомненно дорого, то для изменения числа пар полюсов двигателя p_{Π} используются выводы средних точек его статорных обмоток.

Применяется регулирование скорости изменением числа пар полюсов для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором (для асинхронного двигателя с фазным ротором необходимо менять число пар полюсов и в роторной обмотке).

Если представить полуобмотку одним витком и разрезать статор, то получим картину, приведенную на рис. 5.12. На левом рисунке для $2p_{\Pi} = 4$ протекающий по полуобмоткам ток создает поток, образуя четыре полюса. На правом рисунке нижние полуобмотки соединены между собой, и напряжение питания подается на параллельно соединенные полуобмотки. При таком включении в машине образуется только два полюса $2p_{\Pi} = 2$. Число пар полюсов уменьшается в два раза, синхронная скорость $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f / p_{\Pi}$ – увеличивается в два раза.

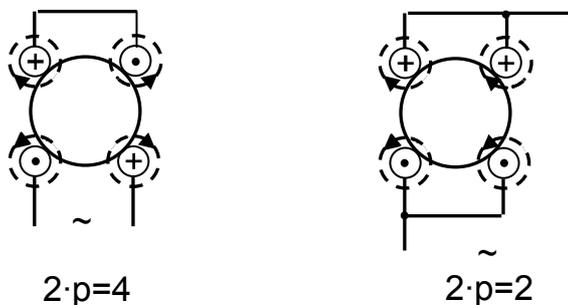


Рис. 5.12. Изменение числа пар полюсов при последовательном и параллельном соединении полуобмоток.

На рис. 5.13 приводятся схемы регулирования скорости двухскоростного двигателя изменением числа пар полюсов. При включении контактора К1 собирается схема последовательного соединения полуобмоток. Последовательно соединенные обмотки подключаются к сети по схемам звезды Y или треугольника Δ и обеспечивают работу двигателя на скорости с числом полюсов $2p_{\Pi} = 4$. Для перехода на уменьшенное число пар полюсов контактор К1 отключается, а включается контактор К2 и к сети подключаются средние точки обмоток, осуществляя параллельное соединение полуобмоток. В одной из полуобмоток меняется направление тока. Концы полуобмоток замыкаются контактором К3, образуя схему двойной звезды YY . Двига

тель включается в работу на скорости с числом полюсов $2p_n = 2$, и скорость его вращения увеличивается вдвое.

Рассмотренные схемы двухскоростного АД являются наиболее распространенными в промышленности. Выпускаются также трёх- и четырёх скоростные АД. У трёхскоростного АД помимо обмотки с переключением числа полюсов укладывается еще одна обмотка на третье число пар полюсов. Четырёхскоростные АД имеют две независимые обмотки с переключением на разные p_n . В настоящее время выпускают двигатели с $2p_n = 8 / 6 / 4$ и $2p_n = 12 / 8 / 6 / 4$.

Рассмотрим **основные показатели регулирования** скорости изменением числа пар полюсов.

1. **Точность** – высокая, двигатель работает на естественных характеристиках на обеих ступенях.
2. **Диапазон** регулирования – $D = 2:1$ до $8:1$, скорость ниже 375 об/мин не применяется, так как существенно возрастают габариты машины.
3. **Плавность** – регулирование ступенчатое ($k_{пл} = 2$ – для двухскоростного АД).
4. **Допускаемые нагрузки** $M_{доп}(\omega)$ и $P_{доп}(\omega)$ при протекании номинального фазного тока $I_{1\phi} = I_{1н}$ различны для разных схем соединения.

Номинальная мощность двигателя в общем виде

$$P_n = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot I_{лн} \cdot \cos \varphi_n \cdot \eta_n.$$

Значения линейных токов при поддержании $I_{1\phi} = I_{1н}$:

– для соединения обмоток статора по схеме треугольника Δ :

$$I_\phi = I_{1н}; I_\pi = \sqrt{3} \cdot I_{1н};$$

– для соединения обмоток статора в звезду Y :

$$I_\phi = I_{1н}; I_\pi = I_{1н};$$

– для соединения обмоток статора по схеме двойной звезды YY :

$$I_\phi = I_{1н}; I_\pi = 2 \cdot I_{1н}.$$

Номинальная мощность двигателя:

$$\text{– для } Y: P_{нY} = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot I_{1н} \cdot \cos \varphi_{нY} \cdot \eta_{нY};$$

$$\text{– для } \Delta: P_{н\Delta} = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot \sqrt{3} \cdot I_{1н} \cdot \cos \varphi_{н\Delta} \cdot \eta_{н\Delta};$$

$$\text{– для } YY: P_{нYY} = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot 2 \cdot I_{1н} \cdot \cos \varphi_{нYY} \cdot \eta_{нYY}.$$

Для двухскоростного двигателя со схемой соединения Δ / YY отношение номинальных мощностей двигателя без учета изменения $\cos \varphi$ и η составляет

$$\frac{P_{н\Delta}}{P_{нYY}} = \frac{3}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,85.$$

Если учесть изменение η и $\cos(\varphi)$, то можно принять $P_{н\Delta} = P_{н\Upsilon\Upsilon}$. Тогда при $2 \cdot \omega_{о\Delta} = \omega_{о\Upsilon\Upsilon}$ допускаемый момент в схеме $\Upsilon\Upsilon$

$$M_{доп\Upsilon\Upsilon} = \frac{1}{2} M_{доп\Delta}$$

уменьшается вдвое.

Отсюда следует, что регулирование скорости в схеме $\Delta / \Upsilon\Upsilon$ выполняется при $P_{доп}(\omega) = const$, а допускаемый момент изменяется пропорционально скорости $M_{доп} \propto \omega$.

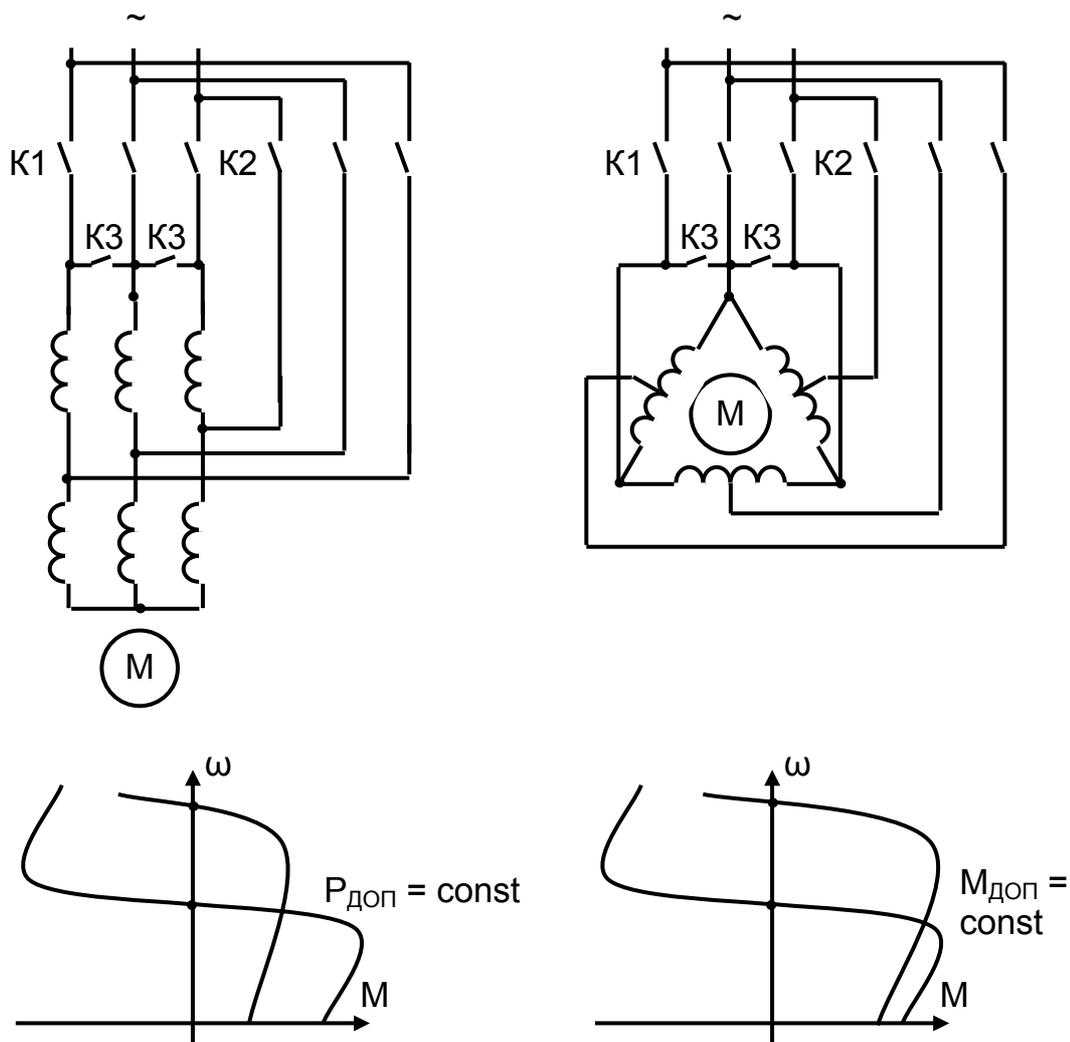


Рис. 5.13 Схемы регулирования скорости изменением числа пар полюсов АДКЗ и механические характеристики

Для двухскоростного двигателя со схемой соединения $\Upsilon / \Upsilon\Upsilon$ отношение номинальных мощностей двигателя составляет

$$\frac{P_{н\Upsilon}}{P_{н\Upsilon\Upsilon}} = \frac{1}{2},$$

тогда при увеличении скорости в два раза $\omega_{0YU} = 2 \cdot \omega_{0Y}$ мощность увеличивается в два раза. Отсюда следует, что в схеме Y / YU допускаемые моменты равны, регулирование скорости выполняется при $M_{доп} = const$ и $P_{доп} \propto \omega$. Механические характеристики для рассмотренных схем включения приведены на рис.5.13.

5. Экономичность – дополнительные потери отсутствуют, так как двигатель работает на естественных характеристиках, КПД η и $\cos(\varphi)$ в различных схемах приблизительно одинаковы.

Дополнительные капитальные затраты невелики, хотя и увеличиваются за счёт усовершенствования обмотки. Обмотка сложнее, хуже её использование, необходимы дополнительные выводы и переключающие устройства. Стоимость многоскоростных АД возрастает на 20 – 35%.

Способ регулирования – экономичный. Недостаток – регулирование ступенчатое, поэтому применяют там, где этого достаточно, где необходимо уменьшить число передач (станки, лифты).

5.6. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ В СИСТЕМЕ ТП-Д

5.6.1. Системы «Управляемый выпрямитель – двигатель»

Изучая свойства двигателей постоянного тока, установили, что наиболее экономичный способ регулирования их угловой скорости связан с изменением напряжения, подводимого к якорю, а не сопротивлений цепи якоря или обмотки возбуждения электрической машины.

Для регулирования напряжения необходимы специальные силовые преобразователи. Поэтому в этом разделе будем изучать характеристики уже не отдельных двигателей, а комплексов, состоящих из силового преобразователя и двигателя, которые можно считать системами электропривода.

Распределение электроэнергии в промышленности выполняется на переменном токе. Для питания двигателей постоянного тока устанавливают преобразователи переменного тока в постоянный. В качестве устройств силовой преобразователь – двигатель применяются:

- электромеханическая система генератор – двигатель (Г–Д);
- вентильный управляемый выпрямитель – двигатель (УВ–Д), чаще всего эту систему называют ТП – Д – тиристорный (транзисторный) преобразователь – двигатель;
- широтно-импульсный преобразователь – двигатель (ШИП–Д);
- магнитный усилитель (индуктивно-вентильный преобразователь) – двигатель (МУ–Д);
- индуктивно-емкостный преобразователь – двигатель (ИЕП – Д).

В современной технике управляемые выпрямители (рис.5.14) выполняются практически только на электронных управляемых полупроводниковых приборах: тиристорах, полностью управляемых тиристорах (GTO) и мощных транзисторах (IGBT). Обычно управляемые выпрямители (рис.5.14) преобразуют напряжение переменного тока промышленной сети ($f_c = 50$ Гц) в выпрямленное напряжение с основной частотой пульсаций, редко превышающей $6 \cdot f_c \dots 12 \cdot f_c$. Электромашинные преобразователи применяют значительно реже, в основном эксплуатируются ранее установленные системы.

Преимущества вентильного преобразователя:

- статический аппарат (электромашинный - вращающийся);
- меньше затраты на строительную часть (для электромашинного не-обходим фундамент);
- меньшая металлоёмкость, как цветных, так и черных металлов;
- прост для ремонта и эксплуатации (блочная конструкция);
- высокий КПД (падение напряжения на вентилях мало);
- незначительная инерционность;
- малая мощность управления.

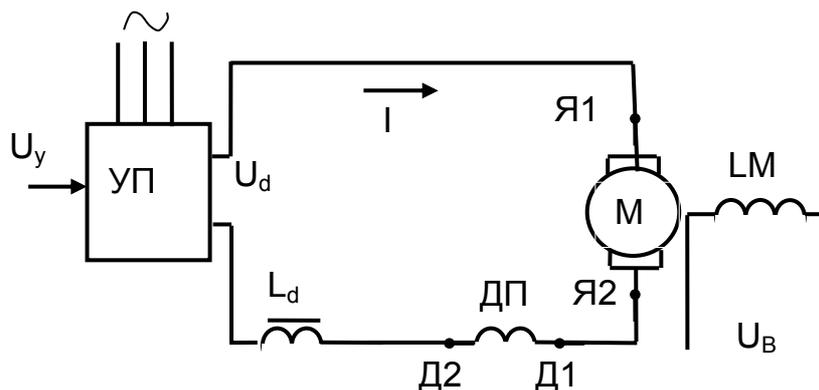


Рис.5.14. Система «Управляемый преобразователь – двигатель»

Недостатки: вентильного преобразователя:

- малая перегрузочная способность, малая тепловая инерция;
- малая мощность преобразования в одном элементе;
- искажение синусоидального питающего напряжения;
- создание помех в сети, мешающие работе оборудования.

Принцип работы однофазного управляемого выпрямителя поясняется рис. 5.15. Синхронизирующее устройство СУ управляет генератором пилообразного напряжения ГПН, который формирует импульсы опорного напряжения $U_{оп}$ продолжительностью 180° (электрических градусов), синхронизированные с напряжением питания U_c управляемого выпрямителя UZ . В схеме сравнения $СС$ сравниваются разнополярные напряжения управления U_y и $U_{оп}$. При $U_y = U_{оп}$ схема сравнения $СС$ формирует импульсы напряжения U_{cc} длительностью $\lambda = 180^\circ - \alpha$. Угол λ определяет продолжительность открытия вентиля UZ . В отличие от транзисторных для тиристорных UZ достаточно получить короткие импульсы $U_{фи}$ с помощью формирователя импульсов $ФИ$. Импульсы $U_{фи}$ подаются на управляющий электрод тиристора и открывают его.

Принцип работы тиристорных преобразователей – вентили выполняют функции ключей, пропускают ток в проводящую полуволну питающего напряжения и запирают цепь в непроводящую часть периода. Тиристоры – приборы с ограниченным управлением, позволяющие задержать начало протекание тока, но не позволяющие прекратить ток до его естественного перехода через нуль.

В современных новейших преобразователях применяют силовые транзисторы (IGBT), принцип управления которыми значительно проще. Для открытия транзистора на него подается широкий управляющий импульс, длительность которого определяет длительность протекания тока через транзистор. Для закрытия транзистора снимается управляющий импульс, и ток через транзистор прекращается.

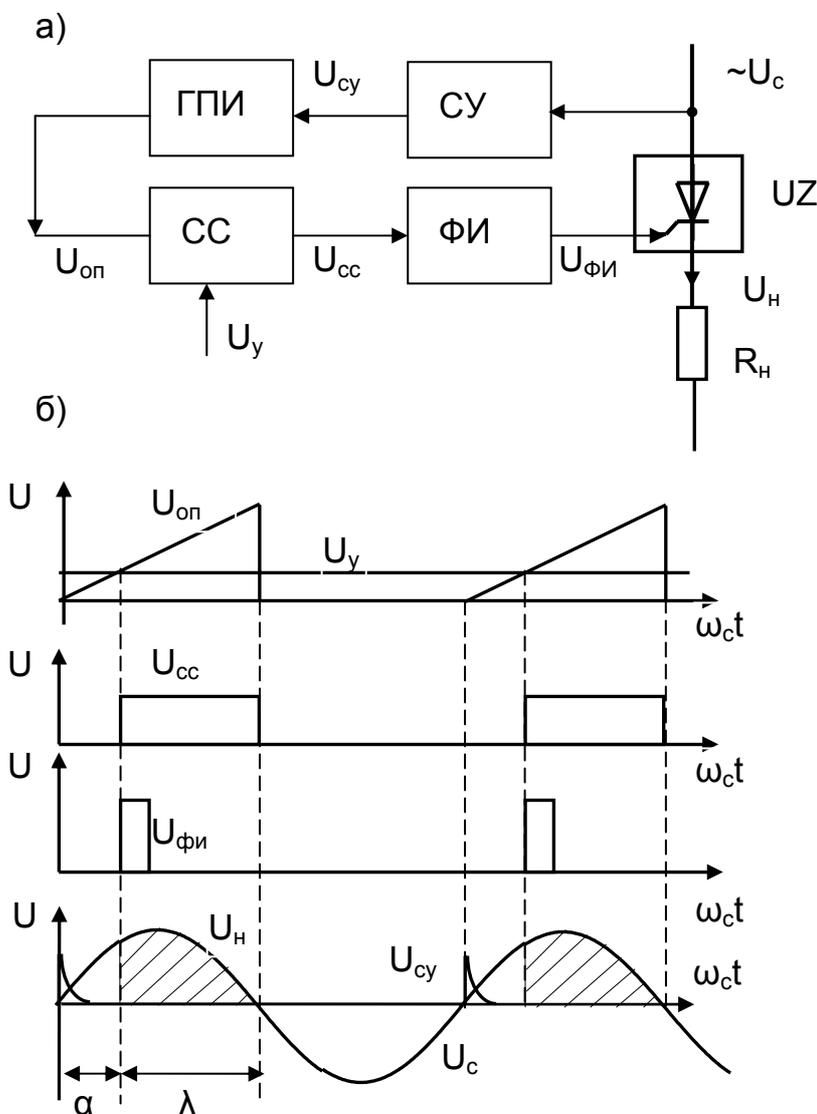


Рис.5.15. Система управления выпрямителем:
а – блок-схема; б – диаграммы сигналов

Таким образом, регулирование напряжения U_H на выходе UZ осуществляется путём задержки момента открытия вентилей в проводящую часть периода за счёт угла запаздывания открытия α , называемого углом регулирования. Современные системы управления строятся по «вертикальному» принципу, который использован в схеме, изображенной на рис. 5.15. В этом случае напряжение управления сравнивается с опорным, которое имеет, как правило, пилообразную (иногда синусоидальную) форму. Изменяя уровень напряжения управления, получают фазовый сдвиг.

Преобразователи, применяемые в современном электроприводе, выполняются в основном по трехфазной мостовой схеме выпрямления по блочному (модульному) принципу.

Если мощности (или тока) одного модуля недостаточно, применяют параллельное соединение модулей. Трехфазная нулевая, однофазная схемы применяют для маломощных электроприводов, если возникают какие-то дополнительные технологические условия, препятствующие применению трехфазной мостовой схемы.

На рис.5.16 приведены **трехфазные схемы выпрямления** (а – нулевая, б – мостовая) и в – диаграмма напряжения для трехфазной нулевой схемы.

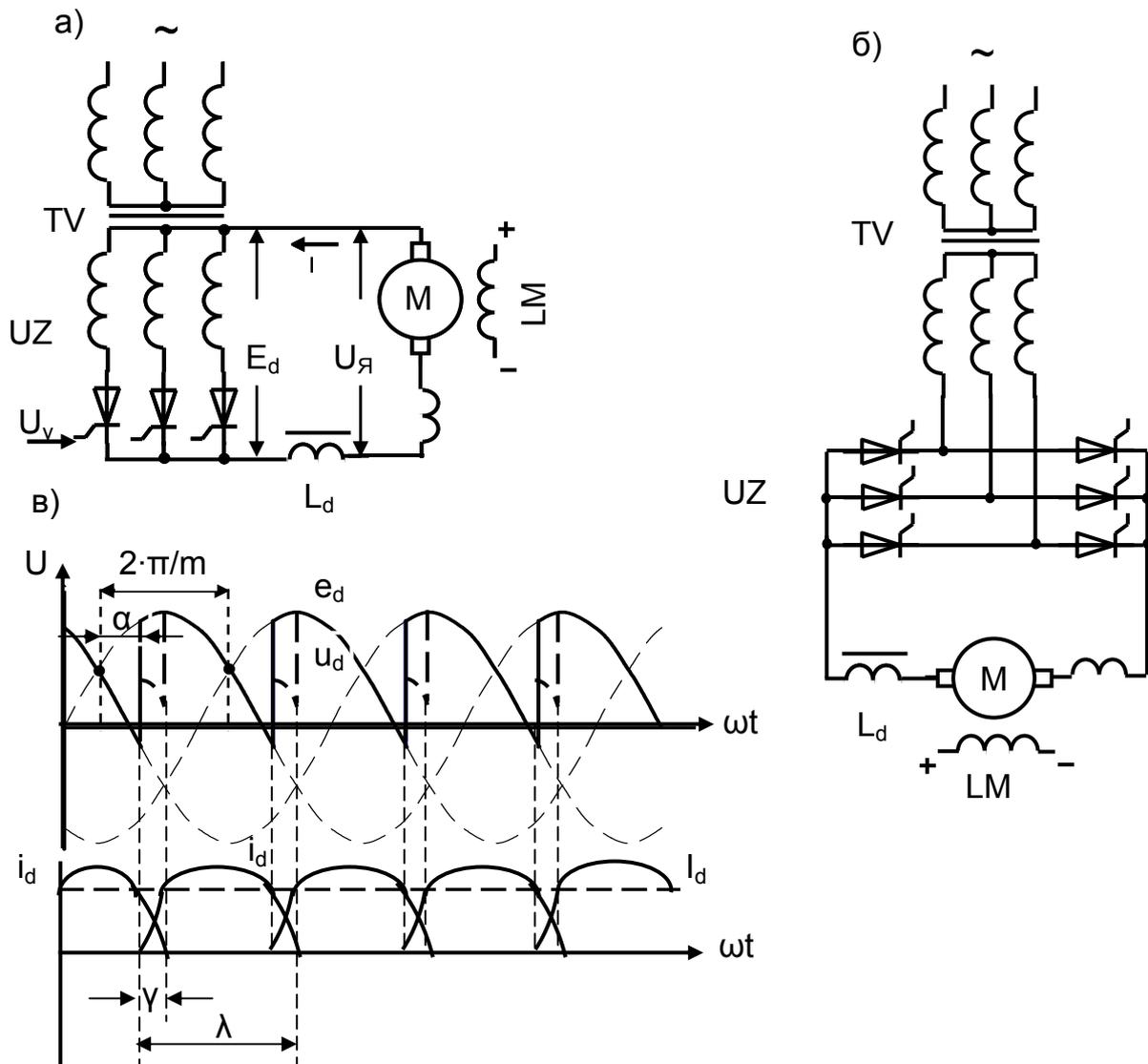


Рис. 5.16. Системы ТП–Д со схемами преобразователей:
 а – трехфазная нулевая схема; б – трехфазная мостовая схема;
 в - диаграмма напряжений и токов трехфазной нулевой схемы

Схемы выпрямления включают в себя:

- силовой трансформатор TV, обеспечивающий необходимое для двигателя переменное напряжение, потенциальное разделение питающей сети и цепей двигателя и обладающий необходимым индуктивным сопротивлением для ограничения токов при коммутации вентилей (последнее назначение может выполнять токоограничивающий реактор, если удовлетворены два первых);
- управляемый выпрямитель UZ, позволяющий регулировать напряжение на якоре двигателя в необходимых пределах;
- сглаживающий дроссель L_d , выполняющий сглаживание переменной составляющей тока до приемлемой для нормальных условий коммутации в цепи якоря;

– якорь двигателя М с дополнительными полюсами и компенсационной обмоткой, обеспечивающий электромеханическое преобразование электрической энергии в механическую.

В выпрямительном режиме источником энергии является трансформатор. В трехфазной мостовой схеме (рис. 5.16,б) ток от обмотки одной из фаз трансформатора TV протекает через тиристор управляемого выпрямителя UZ, обмотку якоря, дроссель L_d , и через открытый в настоящий момент времени тиристор другой фазы возвращается к другой обмотке трансформатора, замыкаясь далее через две обмотки трансформатора. На основании такого пути протекания тока на рис.5.17 построена схема замещения системы ТП-Д.

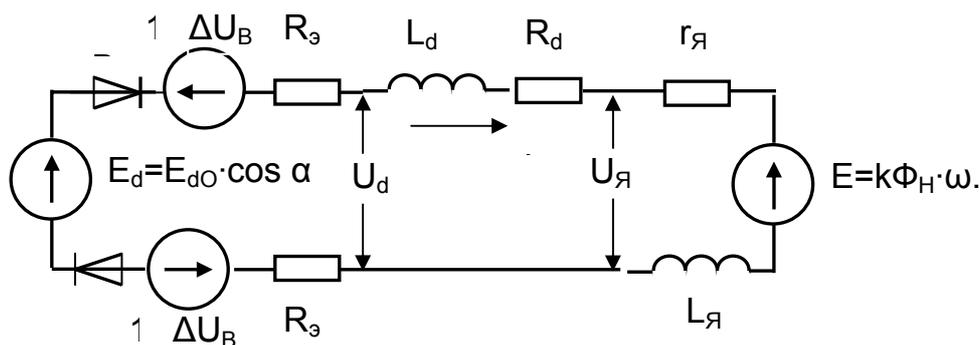


Рис. 5.17. Схема замещения силовой цепи системы ТП-Д

На схеме замещения (рис.5.17) приведены:

$r_я, L_я$ – невыключаемые сопротивление и индуктивность якоря двигателя;

R_d, L_d – сопротивление и индуктивность сглаживающего дросселя;

$R_э$ – эквивалентное сопротивление, учитывающее падение напряжения в преобразователе, для трёхфазной нулевой схемы выпрямления определяется по формуле

$$R_э = R_T + \frac{x_T \cdot m}{2\pi}. \quad (5.9)$$

$$R_T = r_{2T} + r_{1T} \cdot \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 = \frac{\Delta P_{кз}}{3 \cdot I_{2H}^2} - \text{активное сопротивление фазы трансформатора,}$$

приведенное ко вторичной обмотке. Определяется при отсутствии каталожных данных приближенно через потери короткого замыкания $\Delta P_{кз}$ и номинальный ток I_{2H} вторичной обмотки трансформатора;

Второй член в формуле (5.9) учитывает снижение выпрямленной ЭДС E_d при коммутации тока с вентиля на вентиль (площадь между e_d и u_d на рис.5.16,в).

$$x_T = x_{2T} + x_{1T} \cdot \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 = \sqrt{z_T^2 - R_T^2} - \text{индуктивное сопротивление фазы трансформатора,}$$

приведенное ко вторичной обмотке,

$$\text{где } z_T = \frac{U_{1H} \cdot U_K \%}{I_{1H} \cdot k_T^2 \cdot 100} = \frac{U_{2H\Phi} \cdot U_K \%}{I_{2H} \cdot 100} - \text{полное сопротивление трансформатора}$$

определяется через напряжение короткого замыкания $U_K\%$ и номинальные данные трансформатора.

В мостовой схеме R_3 увеличивается в два раза.

$E = k\Phi_H \cdot \omega$ – ЭДС двигателя;

E_d – среднее выпрямленное значение ЭДС, регулирующее напряжение на якоре двигателя,

$$E_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha, \quad (5.10)$$

где E_{d0} – напряжение на выходе преобразователя при $\alpha=0$

$$E_{d0} = \sqrt{2} \cdot E_{2\Phi} \cdot \frac{\sin(\pi/m)}{(\pi/m)},$$

m – пульсность преобразователя, исчисляемая числом полувольт выпрямленной ЭДС за период питающего напряжения;

Для трёхфазной нулевой схемы ($m=3$)

$$E_{d0} = \sqrt{2} \cdot E_{2\Phi} \cdot \frac{\sin(\pi/3)}{(\pi/3)} = E_{2\Phi} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3}{\pi} = 1,17 \cdot E_{2\Phi}.$$

Для трёхфазной мостовой схемы ($m=6$)

$$E_{d0} = \sqrt{2} \cdot \underbrace{\sqrt{3} \cdot E_{2\Phi}}_{E_{\text{л}}} \cdot \frac{\sin(\pi/6)}{(\pi/6)} = 1,35 \cdot E_{\text{л}} = 2,34 \cdot E_{2\Phi}.$$

ИВ – идеальный вентиль, пропускает ток только в одном направлении;

$\Delta U_B = (0,5 \dots 1,0) \text{ В}$ – падение напряжения на вентилях (для мостовой схемы – $2 \cdot \Delta U_B$);

Постоянные составляющие (средние значения) напряжения $u_d(\omega t)$ и тока $i_d(\omega t)$ называют выпрямленным напряжением U_d и током I_d .

Средние значения определяются схемой выпрямления преобразователя и параметрами трансформатора.

Структурная схема системы ТП-Д. На рис. 5.16 представлены схемы систем ТП-Д, в которых ДНВ получает питание от управляемого тиристорного преобразователя, обеспечивающего регулирование момента и скорости путем изменения напряжения на якоре.

Для изучения процессов в этой системе составляется система дифференциальных уравнений, описывающих поведение элементов системы электропривода в динамике.

$$E_d = f(U_y);$$

$$E_d = E + I \cdot R_{\text{яц}} + L_{\text{яц}} \cdot \frac{dI}{dt};$$

$$E = k\Phi_H \cdot \omega;$$

$$M = k\Phi_H \cdot I;$$

$$M = M_c + J \cdot \frac{d\omega}{dt}.$$

В системе приведены уравнения, известные для ДНВ, в которых учтены дополнительные элементы: эквивалентное сопротивление преобразователя R_3 , индуктивности обмотки якоря, трансформатора и дросселя.

$$R_{яц} = r_{я} + R_{э} + R_{д};$$

$$L_{яц} = L_{я} + L_{д} + L_{Т};$$

$$J = \delta \cdot J_{дв} + J_{прро}.$$

Запишем систему дифференциальных уравнений в операторной форме:

$$E_d = f(U_y);$$

$$E_d = E + I \cdot R_{яц} + L_{яц} \cdot p \cdot I;$$

$$E = k\Phi_H \cdot \omega;$$

$$M = k\Phi_H \cdot I;$$

$$M = M_c + J \cdot \omega \cdot p$$

и составим структурную схему системы ТП-Д (рис.5.18), которая включает в себя структурную схему двигателя Д и структурную схему преобразователя ТП. Разделение на структурные схемы Д и ТП выполнено условно, так как в элементах структурной схемы Д ($R_{яц}$, $L_{яц}$) учтены сопротивления и индуктивности преобразователя и дросселя. Анализ процессов в ДНВ на основе структурной схемы мы рассмотрели ранее, в главе 3 [26]. В структурной схеме на рис.5.18 появился новый элемент – ТП.

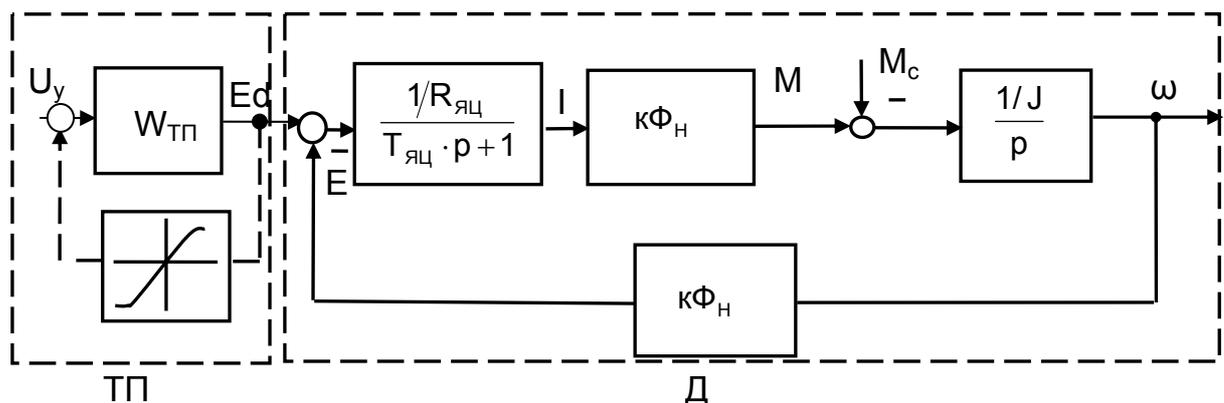


Рис.5.18. Структурная схема системы ТП –Д

Тиристорный преобразователь как объект системы регулирования. Функциональная схема ТП представлена на рис.5.19. Входной координатой ТП является напряжение управления U_y , выходной координатой – выпрямленная ЭДС, определяемая как средняя на интервале проводимости величина E_d и в переходных процессах e_d .

Система импульсно-фазового управления СИФУ преобразует величину U_y в угол открывания тиристоров $\alpha = f(U_y)$. Вентильная группа ВГ преобразует величину α в ЭДС ТП $E_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha$ и представляет собой комплект тиристоров, предназначенных для определенного направления тока нагрузки, например

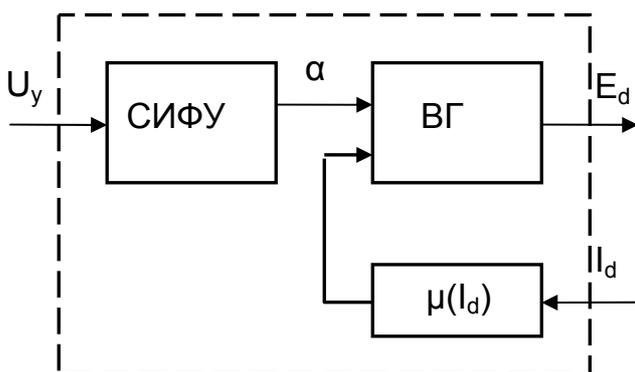


Рис.5.19. Блок-схема ТП

комплекты «Вперед» и «Назад» в реверсивных ТП. Влияние тока нагрузки I_d на E_d проявляется только в режиме прерывистых токов через блок нелинейности. Управляемый преобразователь относительно мгновенных значений входной и выходной координат представляет собой нелинейную импульсную систему. Мгновенные значения выпрямленной ЭДС e_d на интервале проводимости тока образуют выходной импульс. Невозможность закрытия тиристора, проводящего ток, с помощью управляющего сигнала обуславливает изменение

продолжительности выходного импульса в переходных процессах.

Если на вход ТП подать переменный сигнал управления с частотой, большей частоты питающей сети $f_y > f_c$, то в выходной ЭДС ТП может появиться постоянная составляющая. Это означает, что преобразование входного сигнала в выходной сопровождается существенными искажениями. Теоретически ТП полностью теряет управляемость при $f_y > f_c m/2$ (по теореме Котельникова). Практически полоса пропускания ТП ограничивается частотой питающей сети. В этой полосе силовая часть ТП может рассматриваться как безынерционное звено с косинусоидальной зависимостью средней ЭДС от угла открытия.

В отличие от силовой части ТП СИФУ может вносить заметные фазовые сдвиги величины α относительно управляющего напряжения. Они определяются инерционностью элементов, входящих в состав СИФУ. СИФУ как инерционное звено обычно приводится к виду апериодического звена с чистым запаздыванием.

С учетом инерционности СИФУ передаточная функция ТП для режима прерывных токов имеет вид

$$W_{\text{ТП}}(p) = k_{\text{ТП}} \cdot \frac{e^{-\tau p}}{1 + T_{\text{п}} \cdot p},$$

где $T_{\text{п}} = 0,01 \dots 0,015$ с; $\tau = 0,007 \dots 0,015$ с; $k_{\text{ТП}} = \frac{\Delta E_d}{\Delta U_y}$ – коэффициент усиления

ТП.

Нелинейную связь между E_d и U_y (рис.5.18) можно учесть в более точных расчетах, если охватить преобразователь нелинейным звеном $U_y = f(E_d)$.

Таким образом, тиристорный преобразователь как объект управления может быть представлен безынерционным звеном силовой части $k_{\text{ТП}}$ и апериодическим звеном с чистым запаздыванием СИФУ.

5.6.2. Механические характеристики двигателя в системе ТП-Д

Механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения описываются уравнением

$$\omega = \frac{U}{k \cdot \Phi_H} - M \cdot \frac{R}{(k \cdot \Phi_H)^2}. \quad (5.11)$$

В системе тиристорный преобразователь – двигатель (ТП-Д) регулирование координат осуществляется изменением напряжения на якоре U . При этом регулировании в цепь якоря включаются дополнительные элементы, обладающие собственным сопротивлением, на которых при протекании тока якоря создается падение напряжения. Поток двигателя будем считать постоянным

$$k\Phi = k\Phi_H = \text{const.}$$

Таким образом, при питании якоря двигателя от преобразователя в выражении механической характеристики изменяются напряжение U и сопротивление якорной цепи R .

ЭДС источника E_d уравнивается (см. рис.5.17)

$$E_d = E + I \cdot (R_{\Sigma} + R_d + r_{\text{я}}) + \Delta U_{\text{В}}.$$

Подставляя в (5.11)

$$E = k\Phi_H \cdot \omega,$$

$$U = E_{\text{дО}} \cdot \cos \alpha - \Delta U_{\text{В}},$$

$$R_{\Sigma} = R_{\Sigma} + R_d + r_{\text{я}},$$

получим выражения электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{E_{\text{дО}} \cdot \cos \alpha - \Delta U_{\text{В}}}{k\Phi_H} - \frac{R_{\Sigma}}{k\Phi_H} \cdot I \quad (5.12)$$

и механической характеристики двигателя в системе ТП – Д

$$\omega = \frac{E_{\text{дО}} \cdot \cos \alpha - \Delta U_{\text{В}}}{k\Phi_H} - \frac{R_{\Sigma}}{(k\Phi_H)^2} \cdot M. \quad (5.13)$$

Из полученных выражений следует, что при работе преобразователя **в режиме непрерывных токов** электромеханические и механические характеристики электропривода в системе ТП-Д представляют собой прямые линии, наклон которых определяется величиной суммарного сопротивления R_{Σ} .

Модуль жёсткости характеристик в системе ТП-Д меньше, чем у естественной характеристики двигателя

$$\beta_{\text{ТП-Д}} < \beta_E$$

в связи с увеличенным сопротивлением цепи якоря. Это объясняется прежде всего относительно большой величиной составляющей сопротивления преобразователя, обусловленной снижением напряжения в процессе коммутации вентилей

$$R_{\Sigma \text{ КОММ}} = x_T \cdot m / 2\tau.$$

В системе ТП-Д применяют трансформаторы с повышенным напряжением короткого замыкания $U_{к\%} = (8...10)\%$, чтобы снизить темп нарастания и броски тока в период коммутации тиристоров.

В тех случаях, когда преобразователь получает питание от сети переменного тока без трансформатора, как, например, для двигателей с $U_H = 440$ В при питании от сети с $U_L = 380$ В и мостовом трехфазном выпрямителе, в цепь переменного тока последовательно с преобразователем включается токоограничивающий реактор, сопротивления x_P и r_P которого близки по величине к сопротивлениям трансформатора.

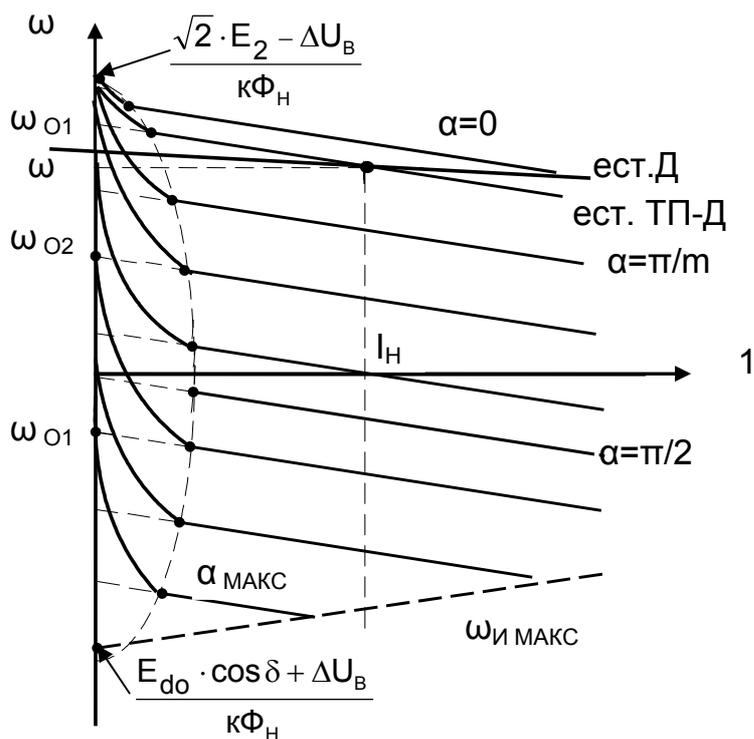


Рис. 5.20. Электромеханические характеристики системы ТП-Д

Регулирование скорости в системе ТП-Д осуществляется путем изменения угла запаздывания открывания вентилей α , т.е. изменения ЭДС преобразователя E_d . При изменении α от $\alpha = 0$ до $\alpha = \pi/2$ значение E_d изменяется от $E_d = E_{d0}$ до $E_d = 0$. Очевидно, что механические и электромеханические характеристики системы в этом случае будут представлять собой семейства параллельных друг другу прямых.

На рис.5.20 приведены естественная характеристика двигателя (ест.Д), характеристика двигателя в системе ТП-Д, проходящая через номинальную точку ω_H, I_H (ест.ТП-Д) и характеристики при регулировании скорости $\alpha = \text{var}$. Характеристики проходят параллельно естественной ТП-Д.

Преобразователь обладает односторонней проводимостью, поэтому характеристики условно проведены до оси ω при $I = 0$. Указанные прямые отсекают на оси ординат отрезки, соответствующие скорости идеального холостого хода

$$\omega_{O1} = \frac{E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_B}{k\Phi_H} \quad (5.14)$$

Однако в действительности скорость идеального холостого хода при заданном α отличается от значения, получаемого по (5.14). Это объясняется тем, что схема замещения преобразователя (рис.5.16) и уравнения электромеханической (5.12) и механической (5.13) характеристик получены для работы двигателя в режиме непрерывного тока.

При снижении тока до малых значений, когда I_d стремится к 0, наступает **режим прерывистых токов**, при котором длительность протекания тока через вентиль λ оказывается меньше, чем $2\pi/m$ (см. рис.5.21). В режиме прерывистого тока в кривой тока появляются интервалы времени, когда ток не протекает. Этот режим возникает при малых нагрузках двигателя при работе преобразователя на встречную ЭДС.

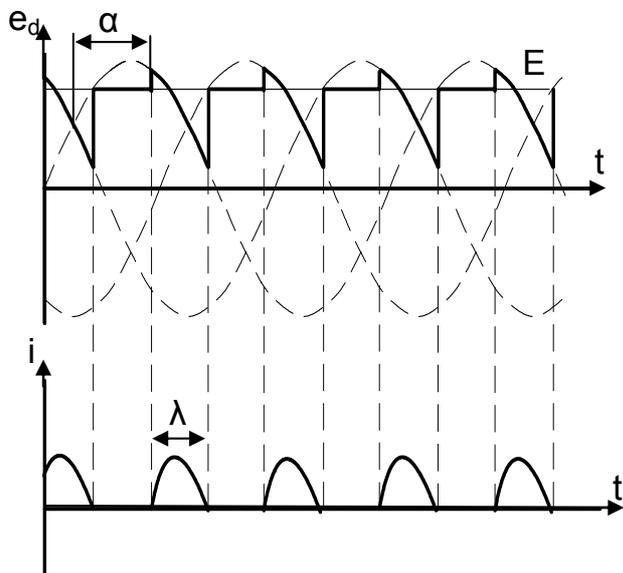


Рис. 5.21. Диаграммы тока и напряжения при работе на встречную ЭДС в режиме прерывистого тока

При открытии тиристора ток в якорной цепи нарастает, пока мгновенное значение e_d больше ЭДС двигателя E . При $e_d < E$ ток спадает до нуля раньше, чем откроется очередной тиристор.

Для такого режима полученные ранее соотношения оказываются недействительными.

Переходу от режима непрерывного тока к режиму прерывистого тока соответствует режим начально-непрерывного тока, который является граничным между двумя режимами. Здесь отсутствует перекрытие вентиля в процессе коммутации, но и нет интервалов нулевого тока.

В граничном режиме при изменении угла управления α выпрямленная ЭДС изменяется по закону непрерывного режима (5.10)

$$E_{dГР} = E_{d0} \cdot \cos \alpha .$$

Величина граничного тока зависит от угла управления α и параметров схемы замещения [1]

$$I_{dГР} = \frac{E_{d0} \cdot \sin \alpha}{\underbrace{x_T + 2\pi \cdot f_1 \cdot (L_{я} + L_d)}_{\omega_{0ЭЛ} \cdot L_{яЦ}}} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{m} \cdot \operatorname{ctg} \left(\frac{\pi}{m} \right) \right) .$$

Практически $I_{dГР}$ зависит от угла α , индуктивности цепи якоря $L_{я}$ и может изменяться выбором сглаживающего дросселя L_d .

Таким образом, известны зависимости $E_{dГР}(\alpha)$ и $I_{dГР}(\alpha)$. Если пренебречь эквивалентным активным сопротивлением $R_{\Sigma} \approx 0$ и падением напряжения на вентилях $\Delta U_B \approx 0$, то

$$E_d / E_{d0} = \cos \alpha ; I_{dГР} / I_{dГР \text{ макс}} = \sin \alpha .$$

Если полученные зависимости возвести в квадрат и сложить,

$$\left(\frac{I_{dГР}}{I_{dГР \text{ макс}}} \right)^2 + \left(\frac{E_d}{E_{d0}} \right)^2 = \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1 ,$$

то полученная зависимость между E_d и $I_{dГР}$ представляет собой эллипс (см. рис. 5.20).

В зоне прерывистых токов при $I_d = 0$ ЭДС двигателя E (рис. 5.22) должна быть равна мгновенному значению e_d выпрямленной ЭДС преобразователя (мгновен

ному значению питающего переменного напряжения – при $m=3$ – фазного, при $m=6$ – линейного). При углах $\alpha \leq \pi/m$ нуль тока $I_d = 0$ возможен тогда, когда E будет равна амплитуде этого напряжения $E = e_d$.

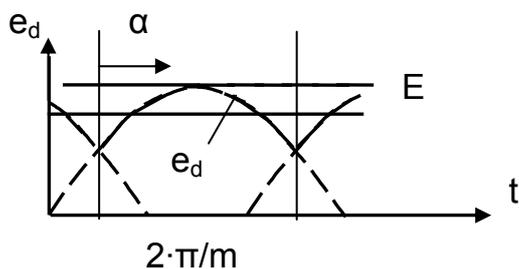


Рис. 5.22. К определению $I_d=0$

При $\alpha > \pi/m$ – E должна быть равна мгновенному значению напряжения в момент открытия вентиля

$$e_d = \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \cos(\alpha - \pi/m).$$

Таким образом, при $I_d = 0$ скорость идеального холостого хода ω_{02} при $\alpha \leq \pi/m$ определяется амплитудой выпрямленной ЭДС e_d и все характеристики стремятся к

$$\omega_{0\text{МАКС}} = \sqrt{2} \cdot E_2 / k\Phi_H,$$

а при $\alpha > \pi/m$ – скорость $\omega_{02} = e_d / k\Phi_H$ несколько уменьшается. Так, при $\alpha = 120^\circ$ и $\pi/m = 60^\circ$ (трехфазная нулевая схема) в режиме прерывистого тока скорость идеального холостого хода составляет $\omega_{02} = 0,5 \cdot \omega_{0\text{МАКС}}$, а при $\alpha = 150^\circ$ эта скорость $\omega_{02} = 0$. На рис. 5.23 приведены зависимости $\omega_0(\alpha)$, при этом характеристика $\omega_{01}(\alpha)$ построена по формуле (5.12) для режима непрерывного тока, а характеристика $\omega_{02}(\alpha)$ для режима прерывистого тока проходит значительно выше характеристики $\omega_{01}(\alpha)$.

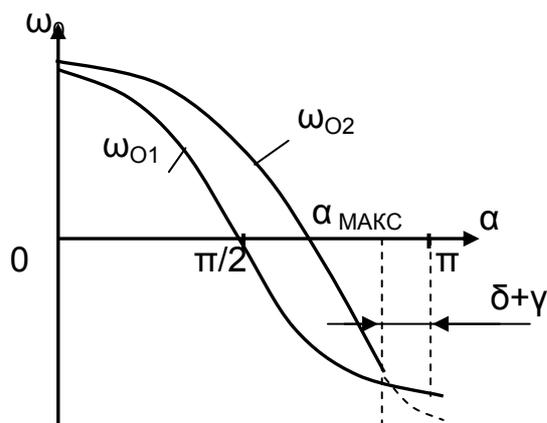


Рис. 5.23. Зависимости $\omega_0(\alpha)$

для непрерывного ω_{01}
и прерывистого ω_{02} режимов

Выражение механической характеристики в режиме прерывистого тока достаточно сложное [2], в замкнутых системах этот режим не очень ощутим, в пособии не рассматривается. Из предыдущего рассмотрения при заданном значении α известны лишь граничная характеристика и значения скорости ω_{02} при $I_d=0$. Соединим эти точки и получим характеристику системы ТП-Д (рис. 5.20) при изменении тока от нуля до предельного значения $2 \dots 2,5 \cdot I_H$.

Если момент статический активный, а угол управления α увеличивается (рис. 5.20), то напряжение на якоре двигателя снижается, скорость его уменьшается. Под

действием активного статического момента двигатель еще при положительном напряжении на якоре остановится ($\omega=0$ – режим моментного тормоза) и начнет вращаться в обратную сторону ($0 > \omega > \Delta\omega_C$ – режим **противовключения**). При $\alpha=90^\circ$ напряжение на якоре становится равным нулю уже при отрицательной скорости ($\omega = -\Delta\omega_C$ – **динамическое торможение**). При дальнейшем увеличении угла $\alpha > 90^\circ$ и $|\omega| > \Delta\omega_C$ двигатель переходит в режим **рекуперативного торможения**, а преобразователь – в инверторный режим, преобразуя постоянный ток цепи якоря в переменный ток сети.

В инверторном режиме источником напряжения является ЭДС двигателя E , которая больше выпрямленной ЭДС преобразователя E_d .

На рис. 5.24 приведена трехфазная нулевая схема выпрямления и диаграмма напряжений инверторного режима работы. Обратите внимание, что по условиям рис.5.20 скорость двигателя изменила направление, а ЭДС двигателя E изменила знак. Ток I протекает под действием ЭДС двигателя E . При этом в обмотках трансформатора в большей части периода ток протекает навстречу ЭДС фазных обмоток. Средняя выпрямленная ЭДС преобразователя $E_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha$ – отрицательна, так как $\alpha > 90^\circ$.

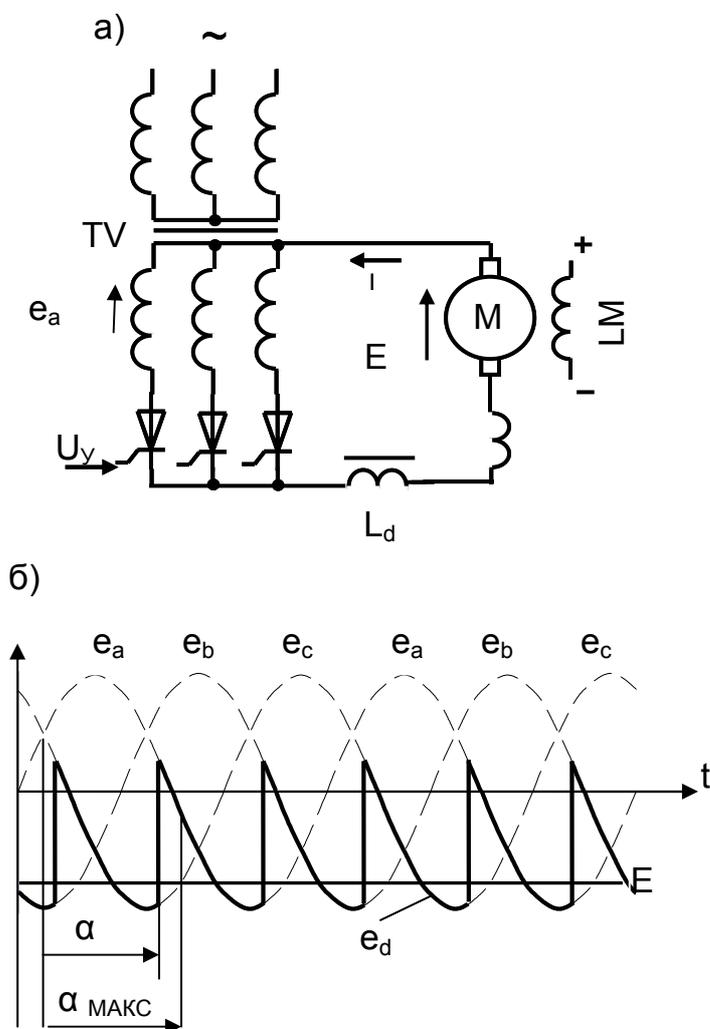


Рис. 5.24. Инверторный режим в системе ТП–Д:
 а – трёхфазная нулевая схема;
 б – диаграмма напряжений

Мощность цепи переменного тока равна

$$P = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot k_M = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot k_{\text{и}} \cdot \cos \varphi,$$

где $k_M = k_{\text{и}} \cdot \cos \varphi$ – коэффициент мощности;

$k_{\text{и}}$ – коэффициент искажений, равный отношению действующего значения тока первой гармоник $I_{1\text{ГАРМ}}$ к действующему значению I_1 несинусоидального тока

$$k_{\text{и}} = \frac{I_{1\text{ГАРМ}}}{I_1};$$

φ – угол сдвига по фазе между напряжением U и током I :

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2;$$

γ – угол коммутации вентилей.

В инверторном режиме угол $\varphi > 90^\circ$, $\cos \varphi < 0$, мощность $P < 0$ – отдаётся в сеть. Реактивная мощность продолжает потребляться из сети ($\sin \varphi > 0$). Чем больше α , тем ниже $\cos \varphi$ – большой недостаток системы ТП – Д.

Предельное значение угла управления $\alpha_{\text{МАКС}}$ определяется необходимостью успешной

коммутации тиристоров. Чтобы тиристор успел закрыться, необходимо выполнить следующие условия:

- напряжение на открываемом вентиле должно быть больше напряжения на закрываемом вентиле;

- должен возникнуть режим коммутации, в котором ток выключаемого тиристора снижается, а ток включаемого тиристора нарастает, происходит переход тока с одного тиристора на другой (время коммутации определяется углом γ);

– по окончании протекания тока должно быть предоставлено время $\Delta t_B = 100 \dots 150$ мкс (угол δ) для восстановления управляющих свойств тиристора, когда на тиристоре необходимо наличие отрицательного напряжения.

Если эти условия не будут выполнены, тиристор останется открытым. Фазная ЭДС трансформатора снижается и через некоторое время, после прохождения её через нуль, будет совпадать с направлением ЭДС двигателя. В цепях вентиля возникнет ток, значение которого в несколько раз превысит значение тока в рабочем режиме. Произойдёт аварийный режим – опрокидывание инвертора. Большие броски тока могут привести к выходу из строя преобразователя и в первую очередь самих вентилях, в связи с чем опрокидывание инвертора является аварийным режимом.

Предельное значение угла управления необходимо ограничивать

$$\alpha_{\text{МАКС}} = 180^\circ - (\gamma + \delta)$$

Угол коммутации γ зависит от индуктивного сопротивления трансформатора x_T и величины коммутируемого тока I_d . Чем больший ток нужно коммутировать, тем больше нужно времени на коммутацию ($\gamma = 15^\circ \dots 18^\circ$).

Угол δ определяется временем восстановления Δt_B запирающих свойств тиристора и зависит от его свойств. К примеру, при $\Delta t_B = 150$ мкс и частоте сети

$$50 \text{ Гц} \quad \text{угол } \delta = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-3}} \cdot 360^\circ = 2,7^\circ.$$

Таким образом, предельный угол управления тиристорного преобразователя $\alpha_{\text{МАКС}} \approx 160^\circ \dots 165^\circ$, а предельное значение выпрямленной ЭДС в режиме инвертирования

$$E_{\text{ди макс}} = E_{\text{до}} \cdot \cos \alpha_{\text{макс}} = (0,92 \dots 0,94) \cdot E_{\text{до}}.$$

При $I=0$ предельный угол $\alpha_{\text{МАКС}}$ ограничивается только δ , с ростом тока растёт γ , внешняя характеристика в зоне предельного инвертирования

$$E_{\text{ди макс}} = -E_{\text{до}} \cdot \cos \delta + \frac{m \cdot x_T}{2\pi} \cdot I_d.$$

Наибольшее значение скорости электропривода, соответствующее надёжному процессу инвертирования, согласно (5.12),

$$\omega_{\text{и макс}} = \frac{-E_{\text{до}} \cdot \cos \delta + \Delta U_B}{k\Phi_H} + \frac{\left(\frac{m \cdot x_T}{2\pi} - R_T - R_d - r_{\text{я}} \right)}{k\Phi_H} \cdot I.$$

Электромеханическая характеристика $\omega_{\text{ИМАКС}} = f(I)$, ограничивающая зону предельного инвертирования, приведена на рис. 5.20 пунктиром внизу рисунка. При увеличении тока изменяется угол коммутации γ , изменяется и предельный угол $\alpha_{\text{МАКС}}$.

В большинстве систем управления преобразователями независимо от нагрузки ограничивают $\alpha_{\text{МАКС}} = \text{const}$, тогда характеристика предельного инвертирования рассчитывается по (5.12) при $\alpha = \alpha_{\text{МАКС}}$ и принимает вид характеристики $\alpha_{\text{МАКС}}$ (см. рис.5.20).

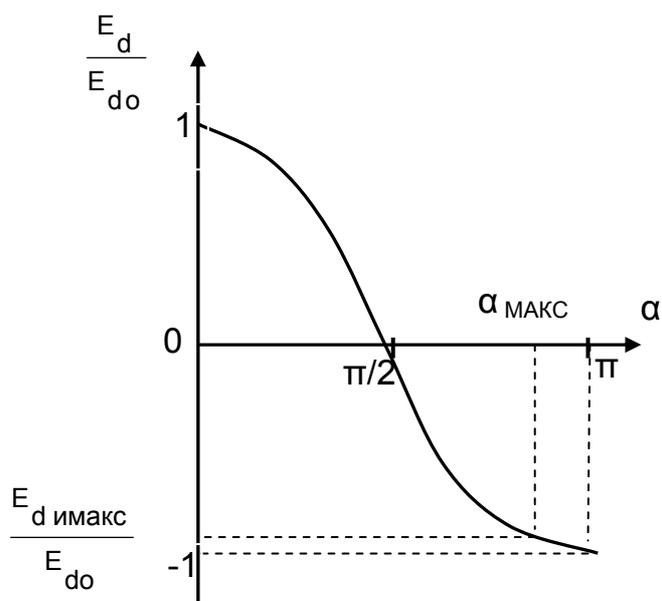


Рис. 5.25. Регулировочная характеристика системы ТП-Д

Обратите внимание на то, что характеристики при $\alpha = 0$ располагаются выше характеристики, проходящей через номинальную точку I_H, ω_H . Значит, в номинальной точке работы электропривода угол $\alpha = \alpha_{\text{МИН}} > 0$, чем обеспечивается запас по напряжению для системы автоматического регулирования скорости.

Практически регулировочная характеристика системы ТП-Д $E_d = f(\alpha)$, рассчитывается уравнением (5.10)

$$E_d = E_{do} \cdot \cos \alpha .$$

Регулировочная характеристика приведена на рис. 5.25. Работа двигателя в системе ТП – Д в инверторном режиме ограничена $\alpha_{\text{МАКС}}$ и $E_{\text{ДИМАКС}}$.

Пример П5.1

Рассчитать угол управления α , напряжение управления U_y , механическую и электромеханическую характеристики электропривода по системе ТП-Д, обеспечивающие работу в заданной точке $\bar{\omega}_{\text{зад}} = 0,7$ и $\bar{M}_C = 0,5$.

Каталожные данные двигателя Д21Б
без стабилизирующей обмотки при ПВ = 40%

U_H	P_H	I_H	n_H	GD^2	$n_{\text{МАКС}}$	$M_{\text{МАКС}}$	$r_{\text{оя}}$	$r_{\text{ДП}}$	$r_{\text{оя}} + r_{\text{ДП}}$
В	кВт	А	об/мин	кгс·м ²	об/мин	кг·м	Ом	Ом	Ом
220	4,4	24,5	1500	0,5	3600	8,0	0,356	0,175	0,531

Данные двигателя в единицах системы СИ

U_H	P_H	I_H	ω_H	J	$\omega_{\text{МАКС}}$	$M_{\text{МАКС}}$	$r_{\text{оя}}$	$r_{\text{ДП}}$	$r_{\text{оя}} + r_{\text{ДП}}$
В	кВт	А	1/с	кг·м ²	1/с	Н·м	Ом	Ом	Ом
220	4,4	24,5	157	0,125	377	78,5	0,356	0,175	0,531

Каталожные данные трансформатора ТСП – 10/0,7

S_H	U_{1H}	U_{2H}	I_{2H}	$U_{\text{дН}}$	$I_{\text{дН}}$	$\Delta P_{\text{ХХ}}$	$\Delta P_{\text{кЗ}}$	U_K	$I_{\text{ХХ}}$
кВа	В	В	А	В	А	Вт	Вт	%	%
7.3	380	205	20,5	230	25	115	230	4,7	14

Каталожные данные тиристорного преобразователя ТПЕ-25/25-230

U_{dH}	I_{dH}	U_{2H}	U_{yH}	m	$T_{п}$	$I_{dMAKС}$	$t_{MAKС}$	$I_{dMAKС}$	$t_{MAKС}$
В	А	В	В	–	с	А	с	А	с
230	25	205	10	6	0.002	1,75·25	60	2,1·25	15

Расчет базовых величин двигателя Д21Б

Базовые величины двигателя	За базовые величины приняты	Расчет базовых величин по каталожным данным	Базовое значение
Напряжение	U_H		220 В
Ток якоря	I_H		24,5 А
Сопротивление якорной цепи	R_H	$U_H/I_H=220/24,5$	8,98 Ом
Поток	$k\Phi_H$	$(U_H - I_H \cdot r_{я})/\omega_H = (220 - 24,5 \cdot 0,531)/157$	1,32 В·с
Скорость	ω_{OH}	$U_H/k\Phi_H=220/1,32$	167 1/с
Момент	$M_{ЭМН}$	$k\Phi_H \cdot I_H = 1,32 \cdot 24,5$	32,3 Нм

Решение

Выражение естественной электромеханической характеристики двигателя в о.е.

$$\bar{\omega} = 1 - \bar{I} \cdot \bar{r}_{я}$$

Сопротивление якоря двигателя в о.е.

$$\bar{r}_{я} = r_{я} / R_H = 0,531 / 8,98 = 0,059.$$

Номинальная скорость двигателя в о.е.

$$\omega_H = \omega_H / \omega_{OH} = 157 / 167 = 0,94$$

Выражение электромеханической характеристики в системе ТП – Д (5.12)

$$\omega = \frac{E_{dO} \cdot \cos \alpha - \Delta U_B}{k\Phi_H} - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_H} \cdot I.$$

Выражение электромеханической характеристики в режиме непрерывного тока (без учета ΔU_B) в о.е.

$$\bar{\omega} = \bar{E}_{dO} \cdot \cos \alpha - \bar{I} \cdot \bar{R}_{я\Sigma}.$$

Напряжение на выходе преобразователя при $\alpha=0$ для трёхфазной мостовой схемы ($m=6$)

$$E_{dO} = 1,35 E_{2л} = 1,35 \cdot 205 = 277 \text{ В},$$

или в о.е. $\bar{E}_{dO} = E_{dO} / U_H = 277 / 220 = 1,26.$

Активное сопротивление фазы трансформатора, приведенное к вторичной обмотке,

$$R_T = r_{2T} + r_{1T} \cdot \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 = \frac{\Delta P_{к3}}{3 \cdot I_{2H}^2} = \frac{230}{3 \cdot 20,5^2} = 0,182 \text{ Ом.}$$

Полное сопротивление фазы трансформатора

$$Z_T = \frac{U_{1H} \cdot U_K \%}{I_{1H} \cdot k_T^2 \cdot 100} = \frac{U_{2H\Phi} \cdot U_K \%}{I_{2H} \cdot 100} = \frac{205}{\sqrt{3} \cdot 20,5} \cdot \frac{4,7}{100} = 0,27 \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление фазы трансформатора, приведенное к вторичной обмотке,

$$x_T = x_{2T} + x_{1T} \cdot \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 = \sqrt{Z_T^2 - R_T^2} = \sqrt{0,27^2 - 0,182^2} = 0,2 \text{ Ом.}$$

Эквивалентное сопротивление преобразователя

$$R_{\Sigma} = R_T + \frac{x_T \cdot m}{2\pi} = 0,182 + \frac{0,2 \cdot 6}{2 \cdot 3,14} = 0,373 \text{ Ом.}$$

Сопротивление якорной цепи системы ТП-Д (двигатели типа Д при питании от мостовой схемы выпрямления допускают работу без установки сглаживающего дросселя, $L_d = 0$, $R_d = 0$)

$$R_{\Sigma} = R_{\Sigma} + r_{\Sigma} = 0,373 + 0,531 = 0,904 \text{ Ом,}$$

или в о.е. $\bar{R}_{\Sigma} = R_{\Sigma} / R_H = 0,904 / 8,98 = 0,1$.

Угол управления α и напряжение управления U_y , обеспечивающие работу электропривода в заданной точке

$$\cos \alpha = \frac{\bar{\omega} + \bar{I} \cdot \bar{R}_{\Sigma}}{\bar{E}_{d0}} = \frac{0,7 + 0,5 \cdot 0,1}{1,26} = 0,595;$$

$$\alpha = 53,5^\circ; \bar{U}_y = \cos \alpha; U_y = \cos \alpha \cdot U_{yB} = 0,595 \cdot 10 = 5,95 \text{ В.}$$

Значение скорости идеального холостого хода непрерывного режима работы при полученном значении угла управления α

$$\bar{\omega}_{01} = \bar{E}_{d0} \cdot \cos \alpha = 1,26 \cdot \cos 53,5^\circ = 0,75.$$

Значение скорости идеального холостого хода прерывистого режима работы при полученном значении угла управления α

$$\omega_{02} = \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \cos(\alpha - \pi/m) / k\Phi_H = \sqrt{2} \cdot 205 \cdot \cos(53,5^\circ - \pi/6) / 1,32 = 200,6 \text{ рад/с,}$$

$$\bar{\omega}_{02} = \omega_{02} / \omega_{OH} = 200,6 / 167 = 1,2.$$

Величина граничного тока при полученном значении угла управления α

$$I_{dGP} = \frac{E_{d0} \cdot \sin \alpha}{2 \cdot x_T + 2\pi \cdot f_1 \cdot (L_{\Sigma} + L_d)} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{m} \cdot \text{ctg}\left(\frac{\pi}{m}\right)\right) = \frac{277 \cdot \sin 53,5^\circ}{2 \cdot 0,2 + 2\pi \cdot 50 \cdot 0,017} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{6} \cdot \text{ctg}\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) = 3,77 \text{ А.}$$

Индуктивность обмотки якоря ориентировочно можно оценить по эмпирической формуле Уманского[1]

$$L_{\text{я}} = \frac{k \cdot U_{\text{H}}}{p_{\text{п}} \cdot \omega_{\text{H}} \cdot I_{\text{H}}} = \frac{0,6 \cdot 220}{2 \cdot 157 \cdot 24,5} = 0,017 \text{ Гн.}$$

Значение скорости перехода в прерывистый режим при токе $I_{\text{дрп}}$

$$\bar{\omega}_{\text{гр}} = \bar{E}_{\text{до}} \cdot \cos \alpha - \dot{I}_{\text{дрп}} \cdot \bar{R}_{\Sigma} = 1,26 \cdot \cos 53,5^{\circ} - (3,77 / 24,5) \cdot 0,1 = 0,734.$$

Получили три точки характеристики двигателя в системе ТП=Д, обеспечивающей работу в заданной точке. Качественный вид характеристик демонстрирует рис. 5.20. Электромеханические и механические характеристики в о.е. при постоянстве потока $\Phi = \Phi_{\text{H}}$ совпадают $\bar{M} = \bar{I}$.

5.6.3. Реверсивные системы ТП – Д

Тиристорный преобразователь ТП, рассмотренный выше, пропускает ток только в одном направлении (ТП обладает односторонней проводимостью). Для обеспечения торможения и реверса двигателя при питании от ТП необходимо изменить направление момента двигателя. Момент ДПТ

$$M = k\Phi \cdot I$$

зависит от потока Φ и тока якоря I , поэтому для реверса необходимо изменить направление потока или тока якоря.

Изменение *направления потока Φ* выполняется изменением полярности напряжения на обмотке возбуждения двигателя LM переключением контакторов В и Н (Рис. 5.26,а) при неизменном направлении тока якоря. При реверсе потока вначале уменьшают угол α , снижается до нуля ток якоря $I = 0$, переключают контакторы В и Н, поток меняется на противоположный $\Phi \rightarrow -\Phi$, затем углом управления α ТП переводится в инверторный режим, осуществляется торможение и пуск в обратную сторону.

Время реверса потоком достаточно велико из-за значительной величины электромагнитной постоянной времени обмотки возбуждения ($T_{\text{В}} = 0,5 \dots 2,5$ с), поэтому такой способ управления применяют лишь как наладочный в неревверсивном электроприводе, или в установках, где время реверса не влияет на технологические требования.

Изменение *направление тока якоря* можно выполнить переключением реверсивных контакторов В и Н в цепи якоря (рис. 5.26,б). Время реверса ($t_{\text{РЕВ}} \geq 0,1$ с) существенно меньше, чем при реверсе потока, но нужны коммутирующие устройства (контакторы) высокого быстродействия, на большие токи и на большое число включений. Переключение контакторов В и Н выполняется при нулевом токе $I = 0$, поддерживаемом системой управления электроприводом.

Преимуществом первых двух способов является использование одного преобразователя.

Для приводов, где требуется максимальное быстродействие при реверсе, а так же в двигательном и тормозном режиме при одном направлении движения, используется способ *изменения полярности напряжения на якоре с помощью двухкомплектного ТП* (рис. 5.26,в). Включение одной или другой группы обеспе-

чивает протекание тока через якорь в разных направлениях, что создаёт эффект двусторонней проводимости ТП.

Всё многообразие схем реверсивных ТП сводится к двум схемам включения:

- встречно-параллельной (противопараллельной);
- перекрёстной (восьмеричной).

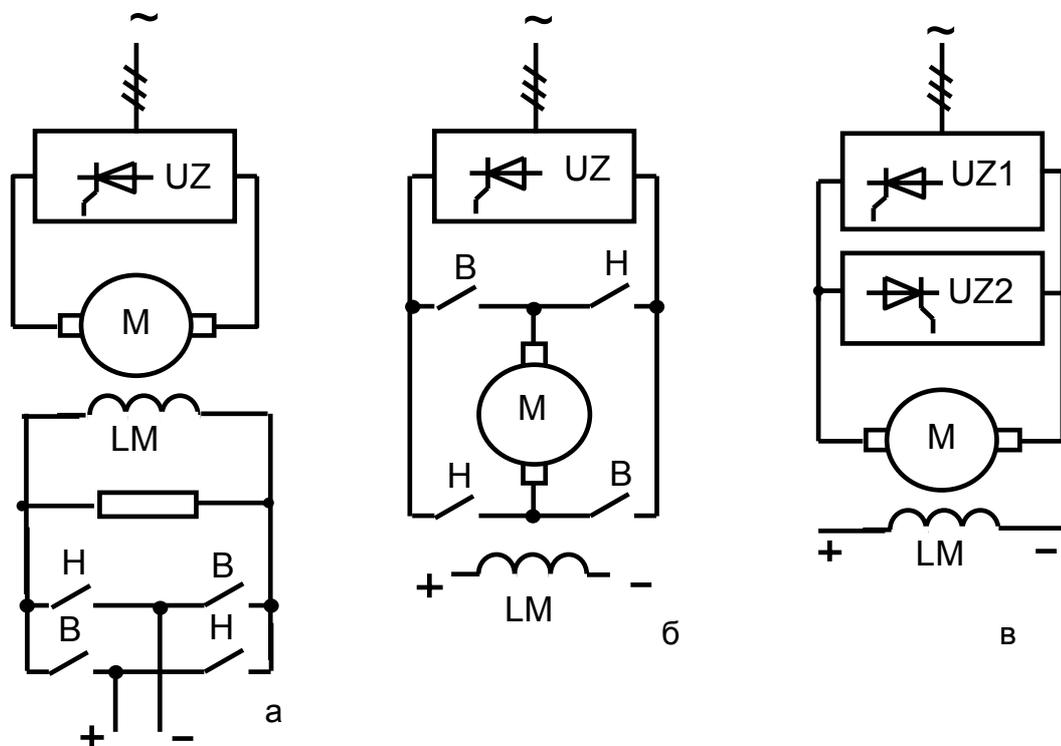


Рис. 5.26. Схемы реверса двигателя в системе ТП-Д:
 а) переключением обмотки возбуждения двигателя;
 б) переключением якоря двигателя;
 в) использованием двух комплектов преобразователей

В электроприводах применяются в основном трехфазные мостовые схемы выпрямления, имеющие по сравнению с нулевыми схемами минимальные габариты трансформатора, более высокое выпрямленное напряжение при одинаковом с нулевыми фазным напряжением, меньшую амплитуду и более высокую частоту пульсаций выпрямленного напряжения, позволяющих снизить индуктивность и габариты сглаживающего и уравнивающих реакторов. Трехфазные нулевые схемы находят применение при небольшой мощности и низких напряжениях двигателей из-за их простоты и меньшего количества вентиляей.

Во *встречно-параллельных* схемах (рис. 5.27) преобразователи соединены параллельно, подключены к вторичной обмотке трансформатора и обеспечивают протекание через якорь двигателя как положительного тока (при включении в работу преобразователя UZ1), так и отрицательного тока (при включении UZ2). Для сглаживания пульсаций тока в цепь якоря включают сглаживающий дроссель L_d . Один из преобразователей (к примеру, UZ1) работает в выпрямительном режиме. Ток от вторичной обмотки трансформатора протекает через работающий

тиристор катодной группы преобразователя UZ1, уравнивательный реактор L3, обмотку якоря M, сглаживающий реактор L_d, уравнивательный реактор L2 и через работающий тиристор анодной группы преобразователя UZ1 возвращается к другой фазе трансформатора. Другой преобразователь UZ2 должен быть надежно закрыт или подготовлен к работе в инверторном режиме, причем его ЭДС E_{дИ} должна больше ЭДС E_{дВ} преобразователя, работающего в выпрямительном режиме

$$E_{дИ} \geq E_{дВ}. \quad (5.15)$$

Это соотношение необходимо соблюдать с целью исключения передачи энергии, преобразованной выпрямителем, в сеть переменного тока через инвертор.

При реверсе двигателя необходимо изменить полярность напряжения на якоре. Система управления уменьшает напряжение управления UZ1, увеличивается угол α_1 , снижается ЭДС преобразователя E_d. Так как ЭДС двигателя связана со скоростью двигателя и из-за механической инерции привода мгновенно измениться не может, ток якоря уменьшается до нуля. Включается в работу преобразователь UZ2 в инверторном режиме, ЭДС E_{дИНВ} которого уменьшается из-за снижения напряжения управления и соответственно угла α_2 . ЭДС E_{дИНВ} становится меньше ЭДС двигателя E. ЭДС двигателя обеспечивает протекание тока другого направления через якорь двигателя по цепи: якорь двигателя M, уравнивательный реактор L4, анодная группа UZ2, обмотки трансформатора TV, катодная группа UZ2, уравнивательный реактор L1, сглаживающий реактор L_d, якорь двигателя M. За счет отрицательного момента двигателя происходит торможение электропривода, и при необходимости – пуск в обратную сторону.

Преобразователь UZ1 либо закрыт, либо подготавливается к работе электропривода в

двигательном режиме с соблюдением соотношения (5.15).

В *перекрёстной схеме* (рис. 5.28) применяется трехобмоточный трансформатор. Преобразователи UZ1 и UZ2 получают питание от изолированных групп вторичных обмоток трансформатора. Ток от вторичной обмотки трансформатора протекает через работающий преобразователь, уравнивательный реактор L1 (L2), сглаживающий реактор L_d, обмотку якоря M и возвращается к другой фазе трансформатора. Другой преобразователь работает также, как во встречно-параллельной схеме. В реверсивных вентильных преобразователях наибольш-

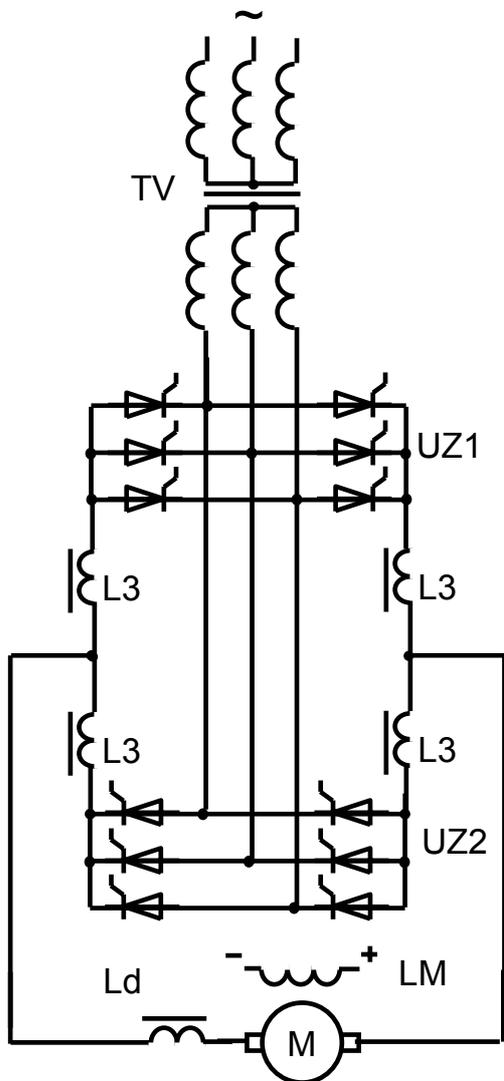


Рис. 5.27. Встречно-параллельная схема включения комплектов преобразователя

шее распространение получила встречно-параллельная схема соединения комплектов благодаря ряду преимуществ по сравнению с перекрестной:

- меньшей типовой мощности трансформатора ($1,05 \cdot P_d$ против $1,26 P_d$);
- более простому по конструкции двухобмоточному трансформатору в отличие от трехобмоточного;
- возможности непосредственно (или через токоограничивающие реакторы) присоединения к питающей сети;
- меньшим суммарным массогабаритным показателям трансформаторов и реакторов.

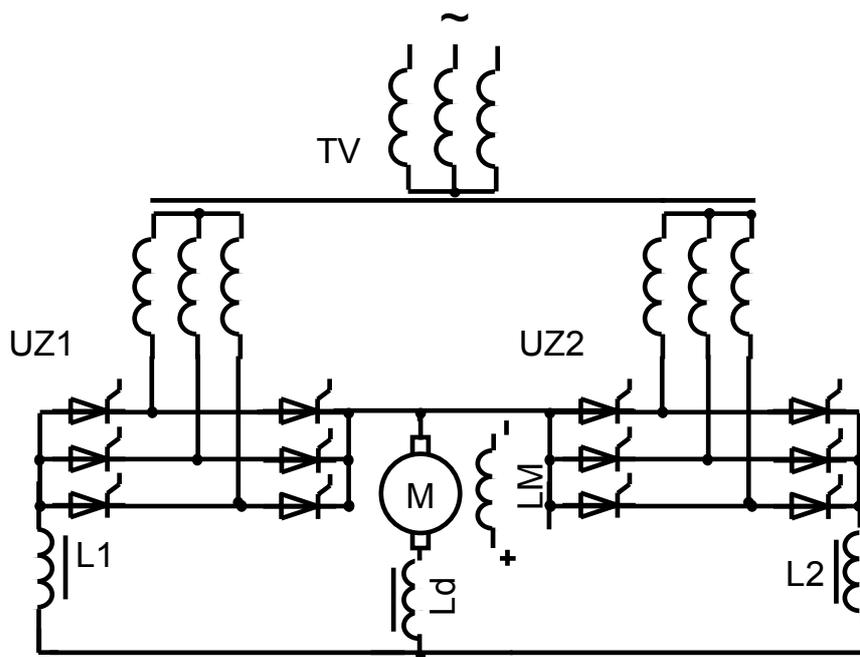


Рис. 5.28. Перекрестная схема включения комплектов преобразователя

Характер работы реверсивных преобразователей в схемах электропривода определяется в основном принципами их совместного или раздельного управления. Рассмотрим характеристики системы ТП-Д при работе от преобразователей с совместным и раздельным управлением.

При *совместном управлении* управляющие импульсы подаются на оба комплекта (на один – для выпрямительного режима работы, на другой – для инверторного режима) с соблюдением соотношения (5.15).

Но при этом в силовой цепи возникают уравнивающие токи в связи с разностью мгновенных значений фазных ЭДС. Эти токи протекают от одного комплекта к другому, минуя якорь двигателя. На схеме замещения реверсивной системы ТП-Д (рис.5.29) видно, что уравнивающий ток замыкается по ее внешнему контуру, минуя цепь якоря, и создается мгновенными значениями e_{d1} и e_{d2} . Для ограничения уравнивающего тока в схему преобразователя включают уравнивающие реакторы: L1 и L2 (рис. 5.28) и L1...L4 (рис. 5.27).

Вид механических характеристик реверсивного электропривода существенно зависит от *способа согласования углов* управления α_1 и α_2 обоими комплектами. Для того, чтобы постоянная составляющая уравнивающего тока была равна нулю, принимаем равным нулю среднее значение уравнивающего напряжения. В этом случае должна быть равна нулю сумма выпрямленных ЭДС (для упрощения пренебрегаем падением напряжения на вентилях ΔU_B)

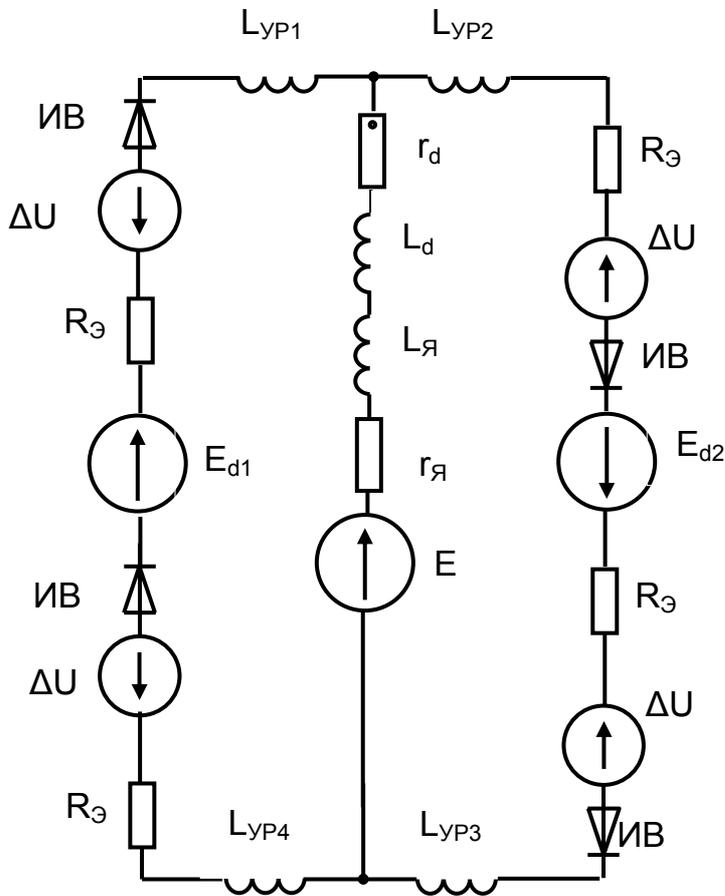
$$E_{d1} + E_{d2} = 0,$$

а углы управления α_1 , α_2 преобразователями UZ1 и UZ2 связаны следующим соотношением:

$$E_{d0} \cdot \cos \alpha_1 + E_{d0} \cdot \cos \alpha_2 = 0;$$

$$\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 = 0;$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 \approx 180^\circ,$$



Такую связь между углами управления α_1, α_2 называют *линейным согласованием*. Линейное согласование позволяет получить нелинейную регулировочную характеристику $E_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha$, (рис. 5.30) и линейные электрохимические характеристики привода без зоны прерывистого тока (рис. 5.31). Линейное согласование углов управления можно обеспечить при арккосинусной регулировочной характеристике системы управления (установкой блока нелинейности в схему СИФУ)

$$\alpha = \arccos U_y,$$

где U_y – относительное значение напряжения управления.

Наличие небольшого начально-непрерывного уравнительного тока благоприятно

Рис.5.29. Схема замещения реверсивной системы ТП – Д

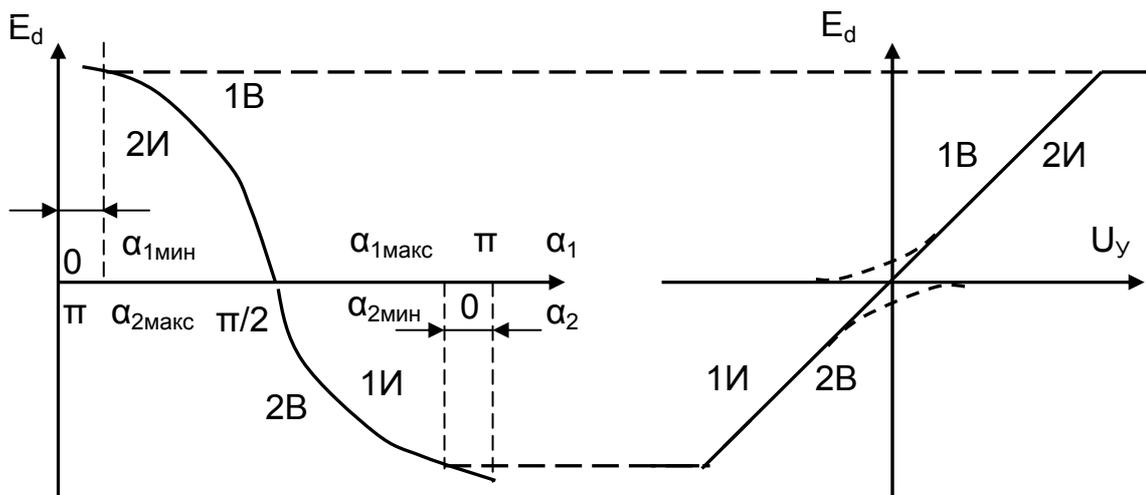


Рис. 5.30. Регулировочные характеристики $E_d(\alpha)$ и $E_d(U_y)$ реверсивного ТП при линейном согласовании и совместном управлении

сказывается на регулировочных и электромеханических характеристиках системы ТП-Д, исключая зону прерывистого тока при идеальном линейном согласовании. Электромеханические характеристики не имеют излома при переходе

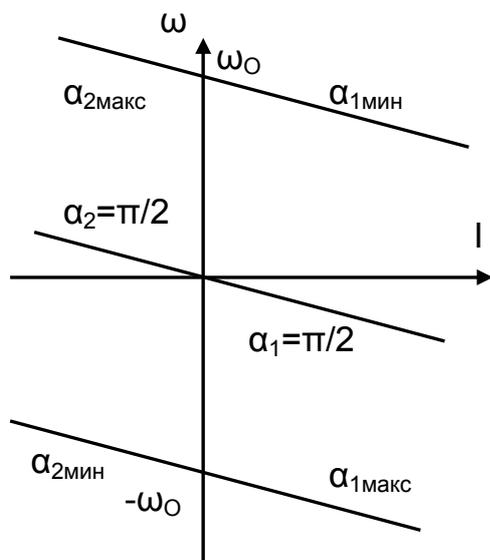


Рис. 5.31. Электромеханические характеристики реверсивной системы ТП-Д при линейном согласовании и совместном управлении

из выпрямительного режима в инверторный и наоборот, сохраняя наклон непрерывного режима.

Достоинствами совместного управления являются:

1. простота обеспечения;
2. готовность перехода из одного режима в другой;
3. однозначность статических характеристик в зоне непрерывного тока.

Недостатки совместного управления:

1. невозможность полного использования вентилях в выпрямительном режиме

$$\alpha_{\text{МИН}} = 180^\circ - \alpha_{\text{МАКС}} = \gamma + \delta.$$

2. наличие уравни- тельных реакторов повышает

индуктивность якорной цепи, ухудшается быстродействие системы электропри- вода;

3. уравни- тельным током (~10%) подгружается трансформатор и венти- ли.

С целью уменьшения уравни- тельных токов используют *нелинейное (непол- ное) согласование углов* управления, выполняя следующее условие:

$$\alpha_1 + \alpha_2 \approx 180^\circ + \xi.$$

Регулировочная характеристика $E_d(U_y)$ при нелинейном согласовании приве- дена на рис. 5.32. При постоянном напряжении управления U_y ЭДС преобразо- вателя инверторного режима работы возрастает, в результате уравни- тельный ток уменьшается. Если принять $\xi = 120^\circ$, то уравни- тельный ток будет равен ну- лю. В этом случае во время работы преобразователя выпрямительного режима угол управления инверторного преобразователя принимают равным $\alpha_{\text{МАКС}}$.

При таком согласовании переход привода из двигательного в тормозной ре- жим с отдачей энергии в сеть сопровождается искажением электромеханических характеристик в областях, близких к идеальному холостому ходу (см. рис.5.32). Если изменять ξ автоматически как функцию какого-либо параметра схемы, на- пример уравни- тельного тока, то можно снизить габаритные размеры уравни- тельных реакторов.

Стремление избавиться от уравни- тельных токов, а также прогресс в разви- тии полупроводниковой техники привели к внедрению систем раздельного управления комплектами преобразователей. При *раздельном управлении* управляющие импульсы подаются только на один комплект при надежно закры-

том другом комплекте, уравнивающий ток отсутствует, из цепи якоря исчезли уравнивающие реакторы (их наличие в схеме означает совместное управление комплектами).

При переходе в режим рекуперативного торможения нужно включить второй комплект с обратным направлением тока. Для этого снимается управляющий сигнал с работавшего комплекта. Когда ток работавшего комплекта снизится до нуля, с помощью логического переключающего устройства с выдержкой времени

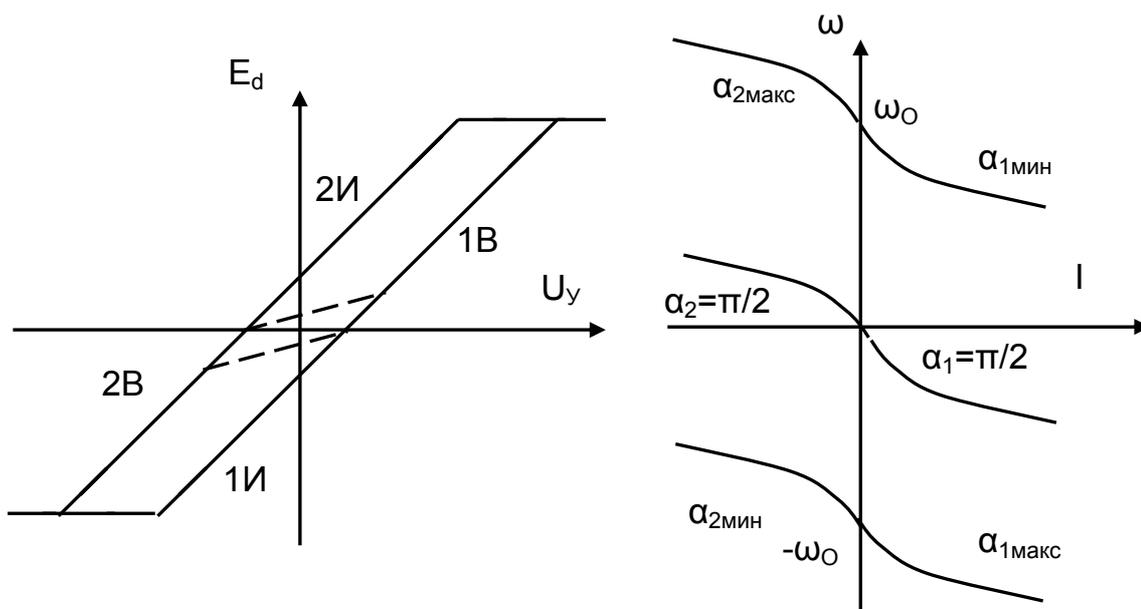


Рис. 5.32. Регулировочные характеристики $E_d(U_y)$ реверсивного ТП и электромеханические характеристики системы ТП-Д при нелинейном согласовании и совместном управлении

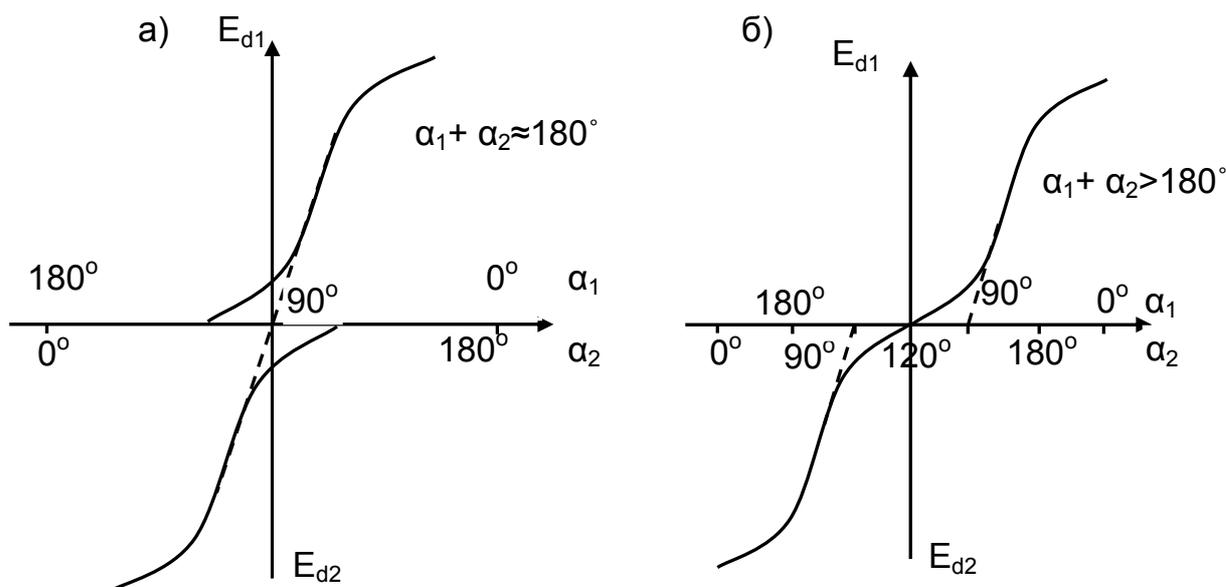


Рис. 5.33. Регулировочные характеристики при раздельном управлении и согласовании углов: а – линейном; б – нелинейном

$\Delta t = 5 \dots 10$ мсек, необходимой для полного закрытия тиристоров работавшего комплекта, подаются управляющие импульсы на второй комплект.

Регулировочная характеристика $E_d(\alpha)$, одинаковая в зоне непрерывных токов для обоих комплектов, в зоне прерывистых токов имеет неоднозначное соответствие выпрямленной ЭДС E_d и напряжения управления U_y , (сплошные линии на рис. 5.33,а).

При раздельном нелинейном согласовании управляющих импульсов (рис.5.33,б) имеет место зона нечувствительности в регулировочной характеристике.

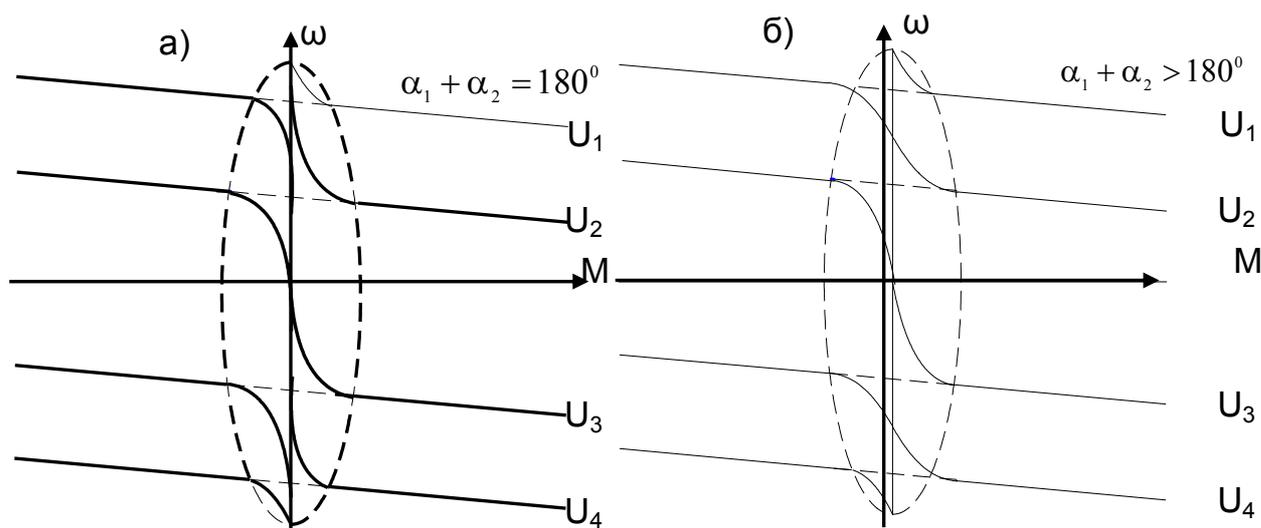


Рис. 5.34. Механические характеристики при раздельном управлении и согласовании углов: а – линейном; б – нелинейном

Механические характеристики имеют вид, показанный на рис. 5.34. В непрерывном режиме работы эти характеристики аналогичны как для совместного, так и для раздельного управления. Но эти характеристики крайне нелинейны при переходе из одного режима в другой.

Раздельное управление характеризуется следующими преимуществами:

- возможность полного использования трансформатора;
- полным исключением уравнительных реакторов;
- снижением вероятности опрокидывания инвертора;
- уменьшением потерь и увеличением КПД привода.

Вместе с тем, этот способ управления предъявляет высокие требования к надежности переключающего устройства, нарушение работы которого приводит к аварии.

Условия предотвращения аварийных режимов в реверсивном ТП при раздельном управлении:

- недопустима одновременная подача управляющих импульсов на оба комплекта;
- запрет включения одного комплекта при наличии тока в другом;
- запрет снятия управляющих импульсов с работающего комплекта.

Перевод электропривода из двигательного режима в тормозной сопровождается паузой, что увеличивает его инерционность. Наличие бестоковой паузы t_{Π}

при переключении комплектов снижает динамические качества ТП, так как его реакция возможна лишь на сигналы гармонического воздействия с частотами $f < 1/(2 \cdot t_{\Gamma})$. Кроме того, наличие t_{Γ} может привести к ухудшению процесса регулирования, так как за это время в системе может быть накоплена существенная (немаловажная) информация.

Раздельное управление не применимо в приводах, требующих плавного перехода из двигательного в тормозной режим. Например, в лифтах и грузоподъемных устройствах вблизи точки идеального холостого хода будут возникать области неуправляемого привода, сопровождаемые рывками усилий и провалами скорости (рис. 5.34).

5.6.4 Выбор тиристорного преобразователя по мощности

Выбор преобразователей осуществляется по каталогам электротехнической промышленности или по справочникам [21] на базе номинальных данных предварительно выбранного двигателя.

$$U_{\text{НТП}} \geq U_{\text{H}}$$
$$I_{\text{НТП}} \geq I_{\text{H}}$$

При этом выбирается тип преобразователя (комплектного электропривода), определяются его номинальные данные, перегрузочная способность, схема выпрямления, габаритные размеры, наличие трансформатора (токоограничивающего реактора), сглаживающего дросселя.

По выпрямленному току тиристорные преобразователи допускают перегрузку в циклическом режиме не более 75 % в течение 1 мин и не более 110 % в течение 15 с [21]. Максимально допустимый ток указывается в каталоге. При этом среднеквадратичный ток не должен превышать номинальный при времени усреднения 10 мин. Среднеквадратичный ток преобразователя не равен эквивалентному току двигателя (из-за учёта условий охлаждения $I_{\text{Э ДВ}} > I_{\text{СР КВ ПРЕОБР}}$).

Выбор трансформатора (токоограничивающего реактора) производится из условия обеспечения номинального напряжения на якоре двигателя при допустимых колебаниях напряжения сети (-10% +15 %) и номинальном токе якоря. Практически при номинальном напряжении на якоре двигателя $U_{\text{H}} = 220$ В применяют трансформатор, при $U_{\text{H}} = 440$ В – токоограничивающий реактор.

Пользуясь полученными расчетными данными, по справочникам [21] или каталогам выбирают силовой трансформатор при $S_{\text{ТН}} \geq S_{\text{Т}}$. В тиристорных преобразователях мощностью от 10 до 400 кВА применяются трансформаторы типа ТСП (трансформатор сухой для полупроводниковых выпрямителей открытого исполнения) и ТСЗП (защищенного исполнения). Для комплектного электропривода выбор трансформатора упрощён, если он включён в комплект.

Технические данные некоторых трансформаторов приведены в [21]. Для дальнейших расчетов используются номинальные данные трансформатора:

- полная мощность $S_{\text{ТН}}$;
- номинальные линейные напряжения $U_{1\text{ЛН}}$, $U_{2\text{ЛН}}$;
- номинальные линейные токи $I_{1\text{Н}}$, $I_{2\text{Н}}$;
- потери холостого хода $P_{\text{ХХ}}$ при $U_{1\text{ЛН}}$;
- потери короткого замыкания $P_{\text{КЗ}}$ при $I_{1\text{Н}}$;

- напряжение короткого замыкания U_k %;
- ток холостого хода I_0 % .

Выбор токоограничивающих реакторов, включаемых в цепь переменного тока мостовой схемы выпрямления тиристорного преобразователя, производится по номинальному току, потребляемому из сети переменного тока при номинальном напряжении. Для тиристорных преобразователей используют реакторы серии РТСТ (реактор трехфазный сухой токоограничивающий). Индуктивность обмотки токоограничивающего реактора приводится в каталогах [21]. Индуктивное сопротивление реакторов соответствует напряжению короткого замыкания (для номинального тока), равному 5,5 % [21].

Сглаживающий реактор в цепи постоянного тока преобразователя сглаживает пульсации выпрямленного тока, уменьшает зону прерывистых токов и ограничивает скорость нарастания аварийного тока через тиристоры при коротком замыкании на стороне выпрямленного тока. За счет пульсаций тока якоря нагрев двигателя вырастает на 2–3% при коэффициенте пульсаций $g = 0,15$, на 5 – 7 % – при $g = 0,25$, на 15 – 22% – при $g = 0,35$ [25].

Рост коэффициента пульсаций тока и напряжения ухудшает процесс коммутации двигателя, вынуждает снижать предельные значения тока якоря. При расчете индуктивности сглаживающего реактора исходят из допустимого уровня пульсаций выпрямленного тока в установившемся режиме при номинальном напряжении на якоре. Обычно действующие значения основной гармоники пульсаций выбираются в пределах $g\% = 2...15$ % номинального тока двигателя [24] в зависимости от мощности, диапазона регулирования скорости и условий коммутации двигателя.

Необходимая индуктивность цепи выпрямленного тока L_d может быть определена [26] по амплитудному значению первой гармоники выпрямленного напряжения $U_{dm(1)}$ и заданному коэффициенту пульсаций g :

$$L_d = \frac{U_{dm(1)}}{m \cdot \omega \cdot g \cdot I_H},$$

где m – пульсность (для трехфазной мостовой схемы $m = 6$);

$\omega = 2\pi \cdot f_1 = 314$ рад /с – угловая частота сетевого напряжения;

I_H – номинальный ток двигателя, А.

Для трехфазной мостовой схемы:

$$U_{dm(1)} = \frac{2 \cdot U_{do} \cdot \cos \alpha}{m^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + m^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \alpha}; \quad \cos \alpha = \frac{E_d}{E_{do}}; \quad U_{do} = 1,35 \cdot U_{2л}.$$

Величина L_d может быть также рассчитана по соотношению [18]

$$L_d = \frac{12}{g\%} \cdot \frac{U_H}{I_H}.$$

Практически выпрямленный ток в трехфазной мостовой схеме выпрямления протекает через обмотку якоря и две обмотки силового трансформатора (токоограничивающего реактора). Индуктивное сопротивление рассеяния этих обмоток

участвует в сглаживании пульсаций и индуктивности этих обмоток ($L_{\text{я}} + 2 \cdot L_{\text{т}}$) должны быть учтены при выборе сглаживающего реактора.

Индуктивность обмотки якоря рассчитывают по формуле [1]:

$$L_{\text{я}} = \frac{k \cdot U_{\text{н}}}{p_{\text{п}} \cdot \omega_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}}},$$

где $U_{\text{н}}$, $I_{\text{н}}$, $\omega_{\text{н}}$ – номинальные напряжение, ток и частота вращения двигателя;

$p_{\text{п}}$ – число пар полюсов;

k – коэффициент, который принимают равным $k = 0,6$ для двигателей без компенсационной обмотки, и $k = 0,25$ – для компенсированных машин [1].

Индуктивность обмотки трансформатора рассчитывают по каталожным данным трансформатора (см. п. 5.6.2).

Если необходимая индуктивность $L_{\text{д}} > L_{\text{я}} + 2 \cdot L_{\text{т}}$, то требуется установка сглаживающего реактора с индуктивностью

$$L_{\text{р}} = L_{\text{д}} - (L_{\text{я}} + 2 \cdot L_{\text{т}}).$$

Сглаживающий реактор выбирается по каталогу или справочнику [21] по номинальному току двигателя $I_{\text{н}}$ и проверяется на допустимые перегрузки по максимуму тока перегрузки и времени действия перегрузки.

Двигатели постоянного тока серии Д (краново-металлургическая серия) допускают питание от преобразователей постоянного напряжения, соединенных по трехфазной мостовой схеме, без применения сглаживающих реакторов, при этом коэффициент пульсаций $g < 7\%$ [25].

5.6.5. Основные показатели регулирования координат в системе ТП – Д

Система ТП – Д широко используется в настоящее время в большинстве регулируемых электроприводов, обеспечивая:

- поддержание скорости на заданном уровне;
- поддержание постоянства момента при пуске и торможении;
- ограничение допустимых токов двигателей по перегрузочной способности.

Напомним, что при регулировании скорости в системе ТП–Д изменяется ЭДС $E_{\text{д}}$, в результате изменяется скорость идеального холостого хода ω_0 , а наклон характеристик при этом не изменяется.

1. *Точность* регулирования $\Delta\omega_{\text{макс}}$ оценивают отклонением скорости от заданного значения при воздействии на систему возмущающих воздействий. Точность зависит от жёсткости β механической характеристики двигателя. Будем определять точность при возмущающем воздействии $\Delta M_{\text{с}} = \pm M_{\text{н}}$. В этом случае момент двигателя изменяется от $M=0$ до $M=2 \cdot M_{\text{н}}$ (см. рис.5.35), а отклонение скорости двигателя от скорости ω_0 при $M= 2 \cdot M_{\text{н}}$ составляет $2 \cdot \Delta\omega_{\text{макс ТП-Д}}$. Из выражения механической характеристики двигателя в системе ТП–Д

$$\omega = \omega_0 - M \cdot \frac{r_{\text{я}} + R_{\text{э}}}{(k\Phi_{\text{н}})^2}$$

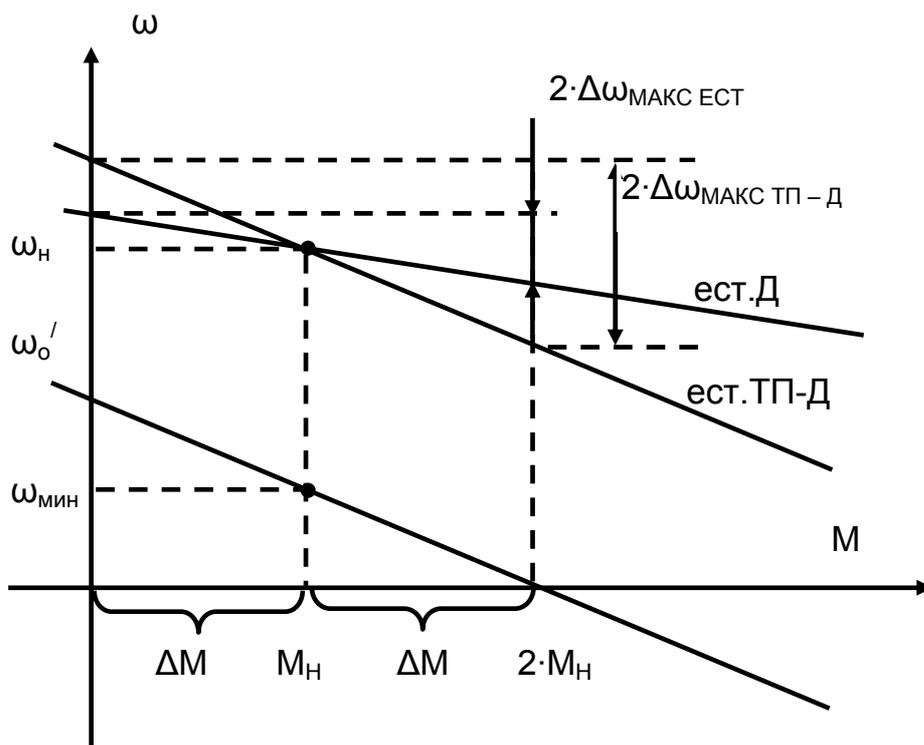


Рис.5.35. Определение точности регулирования $\Delta\omega_{\text{макс}}$

получим отклонение скорости $\Delta\omega_{\text{макс}}$ при $M = M_H$, определяющее *абсолютную точность* регулирования

$$\Delta\omega_{\text{макс}} = \frac{r_{\text{я}} + R_{\text{э}}}{(k\Phi_H)^2} \cdot M_H$$

Относительную точность

$$\Delta\omega_{\text{макс}} / \omega_{\text{мин}}$$

обычно оценивают на минимальной скорости – здесь самое большое относительное отклонение скорости от заданной.

Таким образом,

абсолютная точность в системе не изменяется при изменении скорости, а относительная точность уменьшается. Стабильность работы на заданной скорости достаточно высокая.

2. *Диапазон регулирования* скорости двигателя определяется отношением

$$D = \frac{\omega_{\text{макс}}}{\omega_{\text{мин}}}$$

Максимальная скорость $\omega_{\text{макс}}$ в системе ТП–Д при регулировании скорости изменением напряжения (возможен и режим ослабления поля) определяется естественной механической характеристикой.

Минимальная скорость $\omega_{\text{мин}}$ определяется по характеристике, на которой при $M = 2 \cdot M_H$ скорость равна нулю $\omega = 0$. Лишь в этом случае двигатель остается в работе при возможных возмущающих воздействиях. При меньшей скорости $\omega_{\text{мин}}$ двигатель может остановиться.

При $\Delta M_c = M_H$

$$\omega_{\text{мин}} = \frac{M_H}{(k\Phi_H)^2} \cdot (r_{\text{я}} + R_{\text{э}})$$

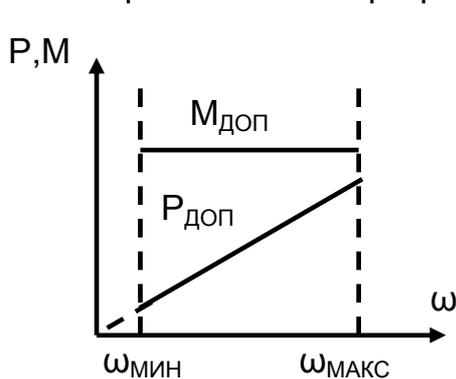
Диапазон регулирования

$$\begin{aligned} D &= \frac{\omega_{\text{макс}}}{\omega_{\text{мин}}} = \frac{\omega_{\text{он}} - M_H \cdot (r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) / (k\Phi_H)^2}{M_H \cdot (r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) / (k\Phi_H)^2} = \frac{\omega_H \cdot (k\Phi_H)^2}{M_H \cdot (r_{\text{я}} + R_{\text{э}})} - 1 = \\ &= \frac{U_H}{I_H \cdot (r_{\text{я}} + R_{\text{э}})} - 1 = \frac{I_{\text{кз}}}{I_H} - 1 = k_{\text{я}} - 1 = \frac{1}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}})} - 1. \end{aligned}$$

Если $\bar{r}_я = 0,03...0,08$ (при $P_H > 20$ кВт), то $(\bar{r}_я + \bar{R}_э) \approx (2...3)\bar{r}_я$, и диапазон регулирования скорости двигателя в системе ТП–Д составляет $D = (15...5) : 1$. Такое значение диапазона регулирования достаточно мало для многих ответственных механизмов, поэтому разомкнутая система ТП–Д применяется редко. Для увеличения диапазона регулирования используются различные обратные связи.

3. Плавность регулирования – высокая, управление системой ТП–Д осуществляется устройствами малой мощности, обеспечивающими плавное регулирование напряжения управления ТП.

4. Допускаемые нагрузки определяют способность двигателя длительно работать не перегреваясь в заданном диапазоне регулирования.



$$M_{\text{доп}} = k\Phi_H \cdot I_H,$$

$$P_{\text{доп}} = M_{\text{доп}} \cdot \omega$$

традиционно оценивают при протекании в силовой цепи номинального тока. В этих условиях допускаемые нагрузки для системы ТП–Д определяются выражениями

$$M_{\text{доп}} = k\Phi_H \cdot I_H = \text{const}$$

$$P_{\text{доп}} = M_{\text{доп}} \cdot \omega \equiv \omega.$$

Рис.5.36. Допускаемые нагрузки двигателя в системе ТП–Д

Регулирование ведётся при постоянном допустимом моменте $M_{\text{доп}} = \text{const}$, а допустимая мощность пропорциональна скорости $P_{\text{доп}} \equiv \omega$ (рис.5.36).

5. Экономичность регулирования оценивается капитальными затратами на приобретение, установку и наладку системы электропривода и эксплуатационными расходами в процессе её работы в технологическом комплексе. Стоимость и массогабаритные показатели можно условно выразить через установленную мощность привода [1, п.4.1].

Установленная мощность преобразователя при однокомплектном ТП

$$P_{\text{нтп}} = \frac{P_{\text{ндв}}}{\eta_{\text{ндв}}} = U_{\text{нтп}} \cdot I_{\text{нтп}} \approx P_H,$$

при двухкомплектном преобразователе – $P_{\text{нтп}} = 2 \cdot P_H$.

Установленная мощность электропривода с системой ТП–Д составляет

$$P_{\text{уст}} = P_H + 2 \cdot P_H = 3 \cdot P_H,$$

что в 3 раза больше мощности двигателя. Но стоимость ТП больше стоимости двигателя, в этом условность такого метода оценки капитальных затрат.

Эксплуатационные расходы оцениваются потерями энергии через энергетические показатели электропривода – $\eta, \cos \varphi$.

КПД системы ТП–Д $\eta_{\text{тп-д}}(\omega)$ рассчитаем как отношение электромагнитной мощности двигателя к активной мощности, потребляемой системой из сети. При

этом потери холостого хода $\Delta M_{\text{ХХ}}$ относим к M_c , а снижение ЭДС преобразователя E_d во время коммутации вентиля учитываем

$$\begin{aligned} \Delta E_d &= (m \cdot x_T / 2\pi) \cdot I_{\text{я}} \\ \eta_{\text{ТП-Д}} &= \frac{P_{\text{ЭМДВ}}}{P_c} = \frac{(E_d - R_{\Sigma} \cdot I_{\text{я}}) \cdot I_{\text{я}}}{(E_d - \frac{m \cdot x_T}{2\pi} \cdot I_{\text{я}}) \cdot I_{\text{я}}} = \\ &= \frac{E}{E_d - R_{\Sigma} \cdot I_{\text{я}} + R_{\Sigma} \cdot I_{\text{я}} - \frac{m \cdot x_T}{2\pi} \cdot I_{\text{я}}} = \frac{E}{E + I_{\text{я}} \cdot \left(R_{\Sigma} + R_{\text{я}} + r_{\text{я}} - \frac{m \cdot x_T}{2\pi} \right)} = \\ &= \frac{E}{E + I_{\text{я}} \cdot \left(R_T + \frac{m \cdot x_T}{2\pi} + R_d + r_{\text{я}} - \frac{m \cdot x_T}{2\pi} \right)} = \frac{E}{E + I_{\text{я}} \cdot (R_T + R_d + r_{\text{я}})}. \end{aligned}$$

Выразим полученное отношение через скорость.

$$\begin{aligned} E &= k\Phi_H \cdot \omega, \\ \eta_{\text{ТП-Д}} &= \frac{\omega}{\omega + \frac{R_T + R_d + r_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}}{k\Phi_H}}, \end{aligned}$$

и в относительных единицах

$$\eta_{\text{ТП-Д}} = \frac{\bar{\omega}}{\bar{\omega} + \bar{R}' \cdot \bar{M}}.$$

Обратите внимание, что в полученном выражении $\bar{R}'_{\text{я}}$ не учитывает ΔE_d (на снижение E_d при коммутации вентиля не расходуется активная мощность).

Если принять средние значения сопротивлений силовой цепи

$$\bar{R}_T = 0,03 \dots 0,05, \quad \bar{R}_d = 0,01 \dots 0,02, \quad \bar{r}_{\text{я}} = 0,05 \dots 0,07,$$

то при $\bar{M} = 1$ и $\bar{R}_{\text{яц}} = 0,1$ получим численные значения $\eta_{\text{ТП-Д}}(\omega)$ для двигательного режима работы, приведенные в таблице 5.1.

Таблица 5.1

Зависимость $\eta_{\text{ТП-Д}}(\omega)$

ω	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
$\eta_{\text{ТП-Д}}$	0	0,5	0,66	0,75	0,8	0,83	0,86	0,875	0,89	0,9

На рис. 5.37 показан качественный вид приведенных зависимостей $\eta_{\text{ТП-Д}}(\omega)$. При $\omega_{\text{МАКС}}$ КПД системы ТП-Д $\eta_{\text{ТП-Д}}$ ниже номинального КПД двигателя $\eta_{\text{нд}}$ из-за потерь в трансформаторе и вентилях. Потери мощности в вентилях малы $\approx 1\%$, в трансформаторе – до 5%. Значение $\eta_{\text{ТП-Д}}$ достаточно высоко по сравнению с реостатным регулированием скорости $\eta_{\text{РЕОСТ}}$.

При регулировании скорости двигателя в системе ТП-Д коэффициент мощности электропривода определяется отношением активной мощности, потребляемой системой из сети, к полной потребляемой мощности.

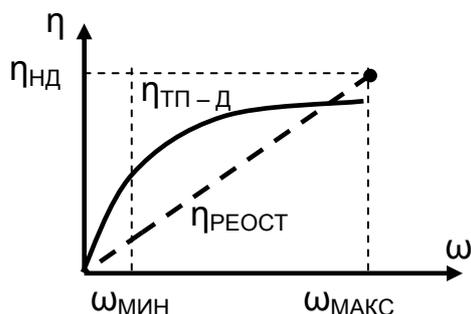


Рис. 5.37. Зависимость $\eta(\omega)$

Работа вентильного электропривода оказывает неблагоприятное влияние на питающую сеть: открытие вентилей со сдвигом по фазе относительно питающего напряжения снижают $\cos \phi$ электропривода, а короткие замыкания в периоды коммутации вентилей искажают синусоидальную форму напряжения и вызывают появление высших гармоник напряжения.

Высшие гармоники оказывают неблагоприятное влияние на другие электротехнические устройства, подключенные к этой сети.

Это выражается в повышенном нагреве электродвигателей, снижении их мощности и КПД, усилении вибрации и шума при их работе, нарушении работы устройств автоматики, защиты и сигнализации, создании помех в линиях связи. Несинусоидальность напряжений и токов приводит к дополнительным погрешностям приборов, измеряющих действующие значения токов, напряжения и мощности.

Снижение коэффициента мощности увеличивает реактивную мощность системы электроснабжения, что приводит к дополнительным потерям напряжения и энергии и требует увеличения пропускной способности ее элементов.

Коэффициент мощности электропривода k_M при регулировании скорости двигателя в системе ТП-Д определяется углом сдвига ϕ_1 первой гармоники потребляемого из сети тока I_1 относительно напряжения сети и коэффициентом искажения v этого же тока

$$k_M = v \cdot \cos \phi_1 = \frac{I_1}{I} \cdot \cos(\alpha + \gamma/2).$$

В приведенном выражении:

I – действующее значение потребляемого из сети тока;

I_1 – действующее значение первой гармоники этого тока;

α, γ – углы управления и коммутации вентилей.

Из приведенных выражений следует, что коэффициент мощности вентильного электропривода постоянного тока зависит от скорости двигателя, определяемой углом управления α , и его нагрузки, от которой зависит угол коммутации γ . Снижение скорости (увеличение диапазона регулирования) или увеличение нагрузки приводит к уменьшению коэффициента мощности.

На рис.5.38 приведена зависимость k_M от скорости для $M = M_H$, из которой следует, что уменьшение коэффициента мощности происходит пропорционально снижению скорости, что является существенным недостатком системы ТП-Д.

Коэффициент мощности при регулировании скорости можно определить приближенно при $\gamma = 0$ и $v = 1$, тогда

$$k_M \approx \cos \alpha = E_d / E_{d0}.$$

В этом приближении при максимальной скорости $\omega_{\text{МАКС}}$ коэффициент мощности равен $\cos \alpha_{\text{МИН}}$. Минимальное значение коэффициента мощности определится коэффициентом мощности $\cos \varphi_0$ холостого хода трансформатора.

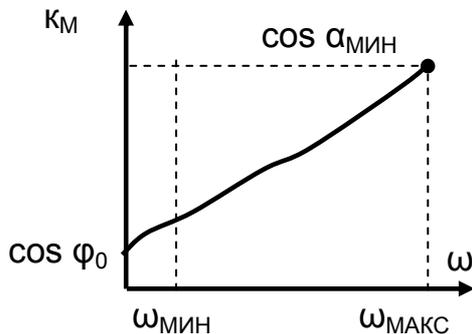


Рис.5.38. Зависимость K_M тп-д (ω)

Такое изменение коэффициента мощности приводит к росту реактивной мощности, потребляемой системой, и необходимы меры по повышению коэффициента мощности и коэффициента искажений.

Достоинства электропривода по системе ТП-Д:

- плавность и значительный диапазон регулирования;
- большая жесткость получаемых искусственных характеристик;
- высокий КПД электропривода;
- простота в обслуживании и эксплуатации, значительное снижение шума.

Наряду со значительными достоинствами системе ТП-Д присущи недостатки:

- преобразователь имеет одностороннюю проводимость. Для получения характеристик двигателя во всех четырех квадрантах требуется применение реверсивного двухкомплектного преобразователя;
- напряжение на выводах преобразователя и ток двигателя имеют пульсирующий характер, что ухудшает условия работы двигателя. Для сглаживания пульсаций тока в большинстве случаев необходимо применять сглаживающий реактор;
- имеет место режим прерывистых токов, при котором резко падает жесткость характеристик, причем последние становятся нелинейными;
- с ростом диапазона регулирования скорости снижается коэффициент мощности электропривода;
- вентильный преобразователь вносит искажения в форму тока и напряжения источника питания;
- тиристорные преобразователи обладают невысокой помехозащищенностью и малой перегрузочной способностью по току и напряжению.

Несмотря на отмеченные недостатки, система ТП-Д является в настоящее время основным видом регулируемого электропривода постоянного тока и широко применяется для привода ответственных рабочих машин (прокатные станы, металлорежущие станки, экскаваторы и т.д.).

Способы повышения коэффициента мощности и уменьшения несинусоидальности тока и напряжения. В настоящее время разработаны и используются несколько способов снижения неблагоприятного влияния на сеть вентильных электроприводов.

1. Применение фильтрокомпенсирующих ФКУ и фильтросимметрирующих ФСУ устройств, обеспечивающих одновременно компенсацию реактивной мощности, фильтрацию высших гармоник, уменьшение отклонений и колебаний напряжения и его симметрирование по фазам. Фильтрокомпенсирующие и фильтросимметрирующие устройства состоят из управляемого компенсатора УК,

обеспечивающего регулирование реактивной мощности, и энергетических фильтров Φ , которые служат для фильтрации высших гармоник тока, а также компенсации реактивной мощности. Схема ФКУ приведена на рис. 5.39. Фильтры Φ (резонансные L-C) настроены на частоты высших гармоник вентиляльного электропривода. Для каждой высшей гармоники – свой фильтр. Число параллельно включенных резонансных фильтров должно обеспечивать коэффициент несинусоидальности не более 5%. Суммарная реактивная мощность всех фильтров определяется постоянной составляющей компенсируемой реактивной мощности.

Регулирование компенсируемой мощности осуществляется с помощью УК, состоящего обычно из реактора L2 и тиристорного преобразователя ТП.

Закрываются тиристоры ТП – реактивная мощность им не потребляется – генерируемая ФКУ реактивная мощность равна мощности фильтров. Открыты тиристоры – УК потребляет реактивную энергию на свой реактор.

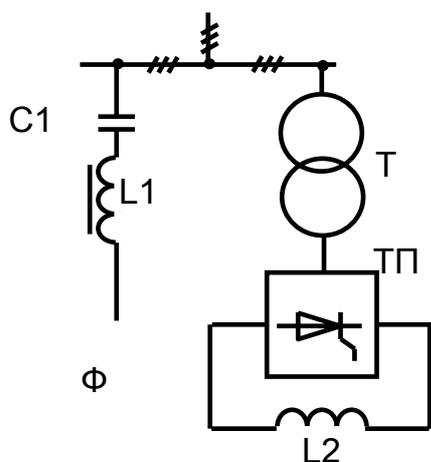


Рис.5.39. Схема фильтрокомпенсирующего устройства

Открыты тиристоры – УК потребляет реактивную энергию на свой реактор. Отдаваемая реактивная мощность равна разности $Q_{ФКУ} = \sum Q_{\Phi} - Q_{УК}$

2. Выбор законов управления вентильными преобразователями.

– поочередное управление комплектами с малыми или максимальными углами управления, при которых потребление реактивной энергии минимально. При двух последовательно включенных преобразователях один ТП находится в предельном выпрямительном или инверторном режиме, а регулирование напряжения на якоре выполняет второй ТП;

– искусственная коммутация вентиля, когда за счет принудительной (не естественной, когда моменты открытия и закрытия вентиля определяются напряжением сети) коммутации вентиля обеспечивается ра-

бота преобразователей не только без потребления реактивной мощности, но, при необходимости, даже с отдачей ее в сеть. Преобразователи с $\cos \varphi = 1$ называют компенсированными, а с опережающим $\cos \varphi$ – компенсационными.

3. Традиционные способы компенсации реактивной мощности:

- конденсаторы;
- синхронные компенсаторы;
- синхронные двигатели, выполняя основную функцию приводного двигателя, при перевозбуждении могут работать с опережающим $\cos \varphi$, отдавая реактивную мощность в сеть.

Необходимо отметить, что меры по повышению коэффициента мощности требуют значительных материальных затрат, и стоимость системы ТП-Д возрастает.

Контрольные вопросы

1. Как изменится скорость двигателя, если в системе ТП–Д увеличить угол регулирования α ?
2. Какому напряжению управления ТП соответствует угол регулирования $\alpha = 90^\circ$? В каком режиме при этом напряжении работает двигатель?
3. Какими условиями ограничены максимальные напряжения ТП в выпрямительном и инверторном режимах?
4. Почему механическая характеристика двигателя в системе ТП – Д мягче, чем естественная характеристика двигателя?
5. Как изменяется точность регулирования скорости при изменении напряжения управления ТП?
6. Как определить точку перехода из непрерывного режима работы ТП в прерывистый?
7. При каких условиях двигатель в системе ТП – Д с отдельным управлением переходит из двигательного режима в режим рекуперации?
8. В каком режиме работы двигателя КПД системы ТП – Д равен нулю? Коэффициент мощности системы ТП – Д равен нулю?
9. Как изменится вид механических характеристик двигателя в системе ТП – Д, если трехфазную мостовую схему выпрямления заменить на трехфазную нулевую?
10. Как изменится амплитуда пульсаций тока якоря, если установить дополнительную индуктивность в цепь якоря? Чем вызвана необходимость снижения пульсаций тока? Как при этом изменится вид механических характеристик?
11. Покажите пути замыкания тока якоря в двигательном режиме? в режиме рекуперации?
12. Покажите пути замыкания уравнивающего тока в схемах реверсивных преобразователей.
13. Назовите пути уменьшения уравнивающего тока? Каковы последствия для работы системы при большой величине уравнивающего тока?
14. Перечислите достоинства и недостатки согласованного и несогласованного способов управления комплектами в реверсивной системе ТП–Д?
15. Отличаются ли КПД двигателя при его работе с номинальным моментом на естественной характеристике при питании от сети и на характеристике с $\alpha = \alpha_n$?
16. Каковы последствия установки трансформатора с повышенным или пониженным вторичным напряжением?

5.6.6. Способы формирования статических характеристик электропривода

В разомкнутой системе при постоянном напряжении задания $U_{зАд}$ выходная величина (ω, M) определяется параметрами двигателя, нагрузкой на валу и её изменение ничем не компенсировано при различных возмущениях ($\Delta U_C, \Delta M_C, t_{ОБМ}^0$). Нельзя в разомкнутой системе получить достаточную точность и поддержания момента.

В замкнутой системе необходимая координата может быть поддержана с большой точностью.

На рис.5.40 приведена механическая характеристика разомкнутой системы. Приложение момента M_{c1} приводит к снижению скорости на $\Delta\omega_1$. Для поддержания скорости на заданном уровне ω_0 необходимо увеличить напряжение на якоре двигателя E_n . Дальнейшее увеличение момента вновь потребует увеличение E_n . Если увеличение E_n будет обеспечивать обратная связь по моменту,

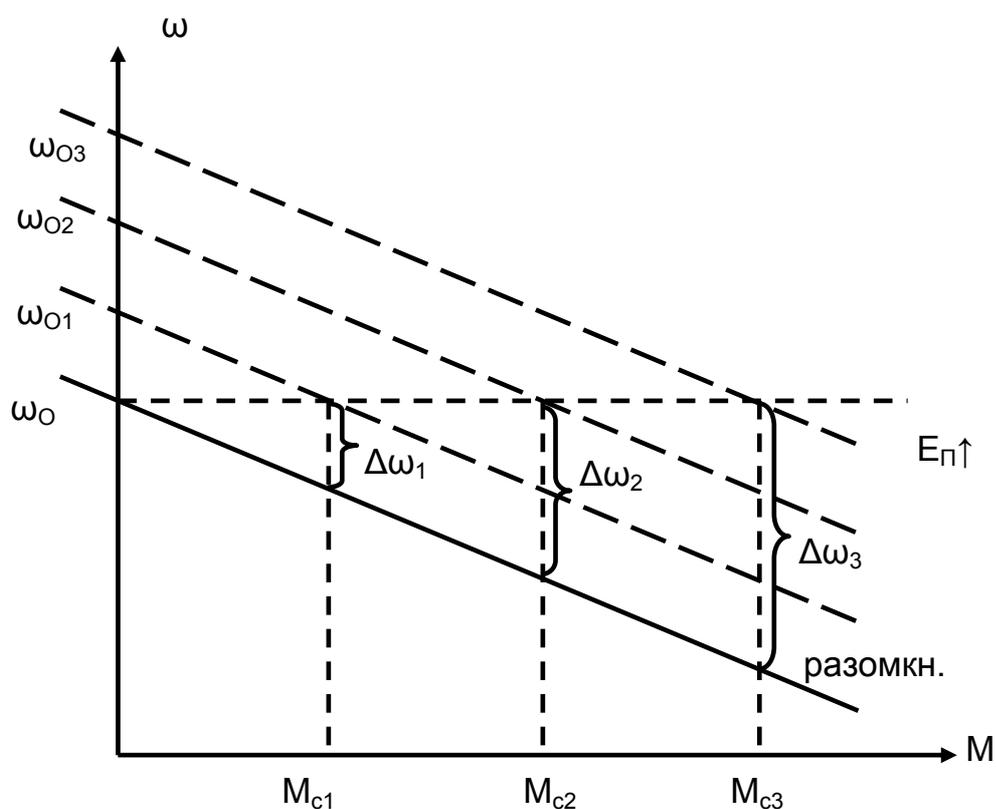


Рис. 5.40. Обеспечение заданной точности увеличением напряжения

то скорость двигателя ω_0 будет поддерживаться постоянной при любом изменении момента. Для повышения точности необходимо с увеличением момента статического увеличивать напряжение на выходе преобразователя.

Можно использовать различные способы регулирования (по отклонению и по возмущению), которые осуществляют применением различных регуляторов, обеспечивающих обратную связь по выходным или промежуточным параметрам ($U_я, \omega, I, M$ и т.п.). Замкнутые системы увеличивают возможности электро-

привода, но необходимость включения дополнительных элементов (усилителей, датчиков и т.п.) приводит к удорожанию и усложнению систем электроприводов. Поэтому применяют и разомкнутые, и замкнутые системы автоматического управления, причём выбор определяется конкретной задачей.

Рассмотренные ниже примеры замкнутых систем предусматривают использование любого преобразователя (ТП, Г, ПЧ и т.п.) и показывают возможность формирования статических характеристик в любой системе электропривода, обеспечивающих заданную точность регулируемой величины. При этом динамические свойства полученных замкнутых систем не рассматриваются. Они изучаются в других дисциплинах (ТАУ, СУЭП).

Система поддержания скорости с отрицательной обратной связью по напряжению на якоре. Функциональная схема системы электропривода с отрицательной обратной связью по напряжению приведена на рис.5.41.

Управляемый преобразователь УП обеспечивает регулирование напряжения на якоре двигателя. Сигнал обратной связи по напряжению на якоре снимается с потенциометра $R_1 - R_2$. Датчик напряжения ДН

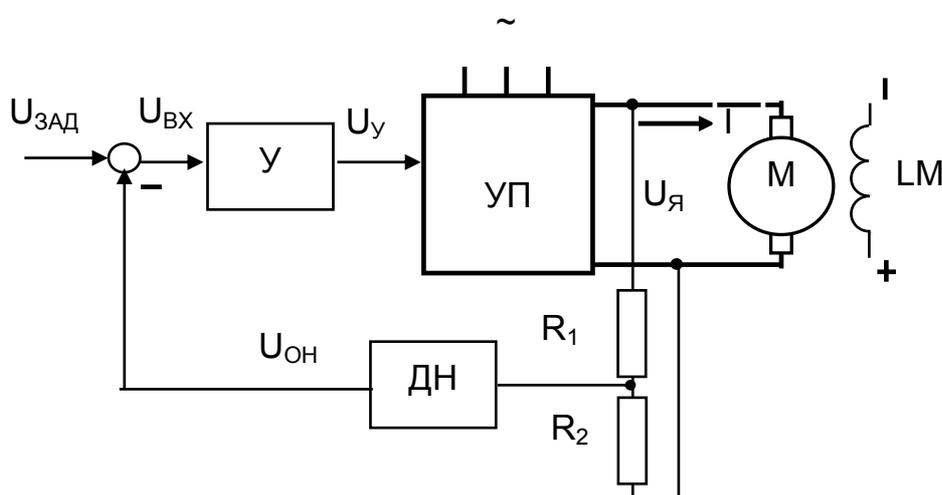


Рис.5.41. Система с ООС по напряжению на якоре

осуществляет разделение силовой цепи и цепи управления преобразователем. При увеличении момента на валу двигателя увеличивается ток якоря I , возрастает падение напряжения на внутреннем сопротивлении преобразователя, а напряжение на якоре двигателя $U_я$ уменьшается. Уменьшается напряжение $U_{он}$ на выходе ДН, а сигнал рассогласования $U_{вх} = U_{зад} - U_{он}$ увеличивается. В результате растет напряжение управления $U_у$ преобразователя и увеличивается его ЭДС, компенсируя падение напряжения внутри преобразователя.

Получим выражение электромеханической характеристики двигателя $\omega = f(I)$ в системе с ООС по напряжению.

Уравнения для статики

$$U_{вх} = U_{зад} - U_{ос};$$

$$E_{п} = k_y \cdot k_{п} \cdot U_{вх};$$

$$U_{я} = E_{п} - I \cdot R_{э};$$

$$U_{я} = E + I \cdot r_{я};$$

$$E = k\Phi_H \cdot \omega.$$

Коэффициенты усиления элементов для линейных систем

$$k_y = \frac{U_y}{U_{вх}}, k_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta U_y}, k_{он} = \frac{U_{он}}{U_{ян}}$$

Определим ЭДС двигателя

$$\begin{aligned} E &= U_{я} - I \cdot r_{я} = E_p - I \cdot (r_{я} + R_{э}) = k_y \cdot k_p \cdot U_{вх} - I \cdot (r_{я} + R_{э}) = \\ &= k_y \cdot k_p \cdot U_{зад} - k_{он} \cdot k_y \cdot k_p \cdot U_{я} - I \cdot (r_{я} + R_{э}) = \\ &= k_y \cdot k_p \cdot U_{зад} - k_{он} \cdot k_y \cdot k_p \cdot E - k_{он} \cdot k_y \cdot k_p \cdot I \cdot r_{я} - I \cdot (r_{я} + R_{э}); \\ E(1 + k_{он} \cdot k_y \cdot k_p) &= k_y \cdot k_p \cdot U_{зад} - I \cdot r_{я} \cdot (1 + k_{он} \cdot k_y \cdot k_p) - I \cdot R_{э}. \end{aligned}$$

Выражение электромеханической характеристики

$$\omega = \underbrace{\frac{k_{он} \cdot k_y \cdot k_p \cdot U_{зад}}{(1 + k_{он} \cdot k_y \cdot k_p) \cdot k\Phi_H}}_{\omega_0} - \underbrace{\frac{I \cdot R_{э}}{(1 + k_{он} \cdot k_y \cdot k_p) \cdot k\Phi_H}}_{\Delta\omega_{R_{э}}} - \underbrace{\frac{I \cdot r_{я}}{k\Phi_H}}_{\Delta\omega_{r_{я}}}.$$

В полученном выражении скорость идеального холостого хода ω_0 определяется напряжением задания $U_{зад}$. Точность поддержания скорости $\Delta\omega$ зависит от контурного коэффициента усиления $k_y \cdot k_p \cdot k_{он}$.

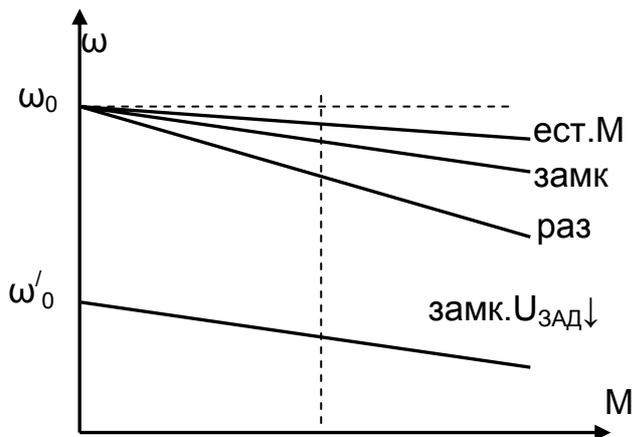


Рис.5.42. Характеристики системы с ООС по напряжению

В разомкнутой системе $k_{он} = 0$, точность поддержания

$$\Delta\omega_{раз} = \Delta\omega_{R_{э}} + \Delta\omega_{r_{я}}$$

определяется сопротивлением якорной цепи $R_{э} + r_{я}$. В замкнутой системе при $k_{он} = \infty$ отклонение скорости зависит только от невыключаемого сопротивления $r_{я}$

$$\Delta\omega_{замк} = \Delta\omega_{r_{я}},$$

то есть определяется естественной характеристикой двигателя.

При $k_{он} \rightarrow \infty$ механическая характеристика приближается к естественной характеристике двигателя

(рис.5.42). Система обеспечивает постоянство напряжения на якоре, точность — не велика, диапазон — небольшой, до 10:1.

Достоинства — простота, нет дополнительных сложных устройств (только делитель и датчик напряжения ДН). Предельная жёсткость — естественная характеристика двигателя.

Для увеличения точности поддержания скорости и диапазона регулирования требуется применять системы с обратной связью по выходному параметру.

Система с отрицательной обратной связью по скорости. Функциональная схема системы электропривода с отрицательной обратной связью по скорости приведена на рис.5.43. Управляемый преобразователь УП обеспечивает регулирование напряжения на якоре двигателя.

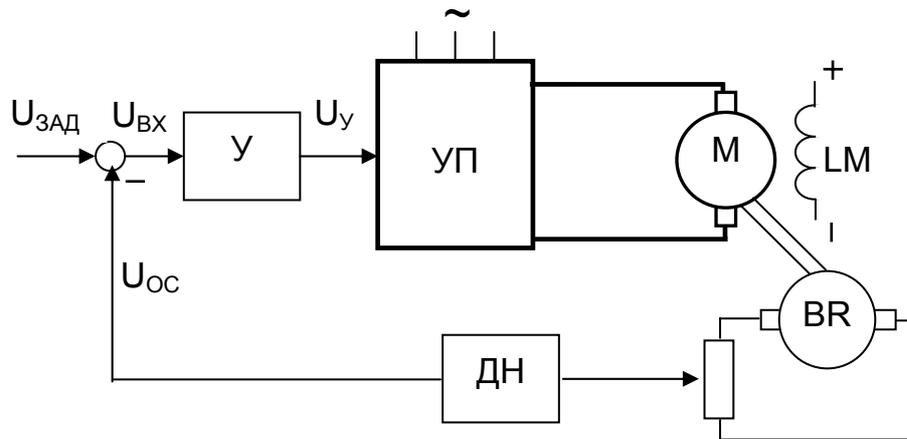


Рис.5.43. Система с ООС по скорости

На валу двигателя устанавливается датчик скорости – тахогенератор BR, выходное напряжение которого пропорционально скорости ω . Напряжение тахогенератора BR через делитель и датчик напряжения ДН формирует напряжение обратной связи по скорости U_{OC} . На входе системы на-

пряжение U_{OC} сравнивается с напряжением задания скорости $U_{Зад}$, и их разность в виде сигнала рассогласования (ошибки) $U_{ВХ}$ подается на вход усилителя U , который с коэффициентом k_y усиливает сигнал рассогласования $U_{ВХ}$ и подает его в виде сигнала управления U_y на вход преобразователя УП.

При увеличении момента на валу двигателя $M_c > M$ скорость двигателя снижается, уменьшаются напряжение тахогенератора и U_{OC} , растет сигнал ошибки, вызывая рост $U_{ВХ}$ и U_y и соответственно ЭДС преобразователя УП. Скорость двигателя увеличивается, восстанавливается заданное значение скорости.

Получим выражение электромеханической характеристики замкнутой системы.

Уравнения для статики имеют вид

$$U_{ВХ} = U_{Зад} - U_{OC} = U_{Зад} - k_{OC} \cdot \omega;$$

$$E_{П} = k_y \cdot k_{П} \cdot U_{ВХ};$$

$$E_{П} = E + I \cdot (r_{Я} + R_{Э}).$$

Коэффициенты усиления элементов на линейных участках работы:

$$k_y = \frac{U_y}{U_{ВХ}}, \quad k_{П} = \frac{\Delta E_{П}}{\Delta U_y}, \quad k_{OC} = \frac{U_{OCБ}}{\omega_{Б}}.$$

ЭДС двигателя

$$E = k_y \cdot k_{П} \cdot U_{Зад} - k_y \cdot k_{П} \cdot k_{OC} \cdot \omega - I \cdot (r_{Я} + R_{Э}).$$

Выражение электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{k_y \cdot k_{П} \cdot U_{Зад}}{\underbrace{k\Phi_H + k_y \cdot k_{П} \cdot k_{OC}}_{\omega_0}} - \frac{I \cdot (r_{Я} + R_{Э})}{\underbrace{k\Phi_H + k_y \cdot k_{П} \cdot k_{OC}}_{\Delta\omega}}.$$

Из полученного выражения следует, что напряжение задания $U_{\text{ЗАД}}$ определяет скорость ω_0 , а отклонение скорости от заданной $\Delta\omega$ зависит в конечном

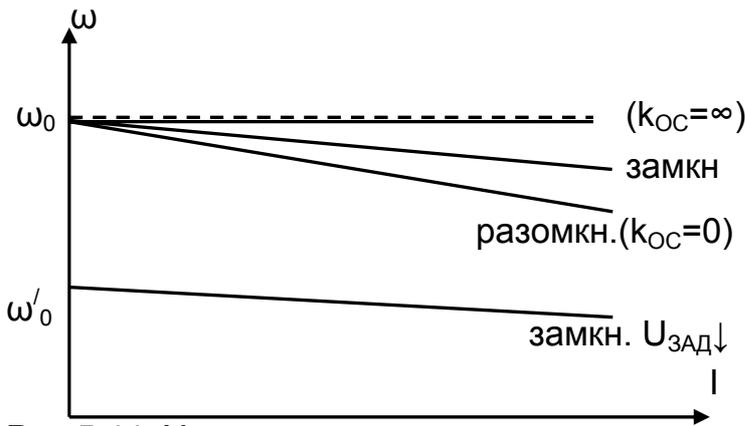


Рис.5.44. Характеристики системы с ООС по скорости

виде от коэффициента обратной связи по скорости. На рис.5.44 приведены характеристики системы электропривода с ООС по скорости. При $k_{OC} = 0$ получаем разомкнутую систему, когда ЭДС преобразователя не изменяется при росте нагрузки. При $k_{OC} = \infty$ отклонение скорости $\Delta\omega = 0$, а скорость $\omega = \omega_0$ за счет роста ЭДС преобразователя при увеличении нагрузки на валу, характеристика получается абсолютно жесткой.

Абсолютно жесткая механическая характеристика на практике из-за существенного ухудшения динамики электропривода реализуется путем введения различных корректирующих устройств. Предельные коэффициенты усиления системы ограничиваются по условиям заданных динамических свойств электропривода. При больших коэффициентах усиления k_y вводятся корректирующие устройства.

Диапазон регулирования в системе с ООС по скорости увеличивается за счет снижения минимальной скорости $\omega_{\text{МИН}}$, точность регулирования повышается.

Коэффициент усиления k_y часто приходится рассчитывать для обеспечения требуемого диапазона D регулирования скорости. В этом случае принимают $\omega_{\text{МАКС}} = \omega_H$, тогда при заданном моменте $M_{\text{ЗАД}}$ минимальная скорость равна

$$\omega_{\text{МИН}} = \frac{\omega_{\text{МАКС}}}{D} = \frac{\omega_H}{D}.$$

Для обеспечения надежной работы при наличии возмущающих воздействий вторая точка механической характеристики при $\omega = 0$ должна проходить через $M = 2 \cdot M_{\text{ЗАД}}$. Тогда при $\Delta\omega = \omega_{\text{МИН}}$ и $I = I_H$ можно определить необходимый коэффициент усиления k_y .

$$\begin{aligned} \omega_{\text{МИН}} = \Delta\omega_{\text{ЗАМКН}} &= \frac{R_{\text{Э}} + r_{\text{Я}}}{k\Phi_H + k_y k_{\text{П}} k_{\text{OC}}} \cdot I = \\ &= \frac{(R_{\text{Э}} + r_{\text{Я}}) \cdot I}{k\Phi_H} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k_y k_{\text{П}} k_{\text{OC}}}{k\Phi_H}} = \frac{\Delta\omega_{\text{РАЗ}}}{1 + \frac{k_y k_{\text{П}} k_{\text{OC}}}{k\Phi_H}}; \\ \frac{\Delta\omega_{\text{РАЗ}}}{\Delta\omega_{\text{ЗАМКН}}} &= 1 + \frac{k_y k_{\text{П}} k_{\text{OC}}}{k\Phi_H}. \end{aligned}$$

В последнем выражении единицей можно пренебречь, тогда контурный коэффициент

$$k = \frac{\Delta\omega_{\text{РАЗ}}}{\Delta\omega_{\text{ЗАМКН}}} = \frac{k_y k_{\text{П}} k_{\text{OC}}}{k\Phi_H},$$

а требуемый коэффициент усиления

$$k_y = \frac{\left(\frac{\Delta\omega_{\text{РАЗ}}}{\Delta\omega_{\text{ЗАМКН}}} - 1 \right) \cdot k\Phi_H}{k_{\text{П}}k_{\text{ОС}}}.$$

Другие коэффициенты определяются через базовые значения параметров

$$k_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ОСБ}}}{\omega_{\text{Б}}}; \quad k_{\text{П}} = \frac{U_{\text{Н}}}{U_{\text{УБ}}}.$$

$$\omega_0 = \frac{k_y k_{\text{П}} U_{\text{ЗАД}}}{k\Phi_H + k_y k_{\text{П}} k_{\text{ОС}}} = f(U_{\text{ЗАД}}).$$

Пример П5.2. Рассчитать коэффициент усилителя k_y , обеспечивающий в схеме с ООС по скорости диапазон регулирования $D = 100:1$. Эквивалентное сопротивление преобразователя $R_{\text{Э}} = 1 \text{ Ом}$, сопротивление якоря $r_{\text{Я}} = 1 \text{ Ом}$, $k\Phi_H = 1 \text{ В}\cdot\text{с}$, $M_{\text{ЗАД}} = 10 \text{ Н}\cdot\text{м}$, ($I_{\text{ЗАД}} = 10 \text{ А}$), $\omega_{\text{ОН}} = 200 \text{ 1/с}$, $U_{\text{Б}} = 200 \text{ В}$, $U_{\text{ОСБ}} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{ЗБ}} = 10 \text{ В}$.

Коэффициент усиления преобразователя

$$k_{\text{П}} = \frac{U_{\text{Б}}}{U_{\text{ЗБ}}} = \frac{200}{10} = 20.$$

Коэффициент обратной связи по скорости

$$k_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ОСБ}}}{\omega_{\text{Б}}} = \frac{5}{200} = 0,025 \text{ В}\cdot\text{с}.$$

Минимальная скорость

$$\Delta\omega_{\text{ЗАМКН}} = \omega_{\text{МИН}} = \frac{\omega_{\text{МАКС}}}{D} = \frac{200}{100} = 2 \text{ рад/с}.$$

Отклонение скорости в разомкнутой системе

$$\Delta\omega_{\text{РАЗ}} = \frac{(R_{\text{Э}} + r_{\text{Я}}) \cdot I}{k\Phi_H} = \frac{1+1}{1} \cdot 10 = 20 \text{ рад/с}.$$

Коэффициент усиления усилителя

$$k_y = \frac{\left(\frac{\Delta\omega_{\text{РАЗ}}}{\Delta\omega_{\text{ЗАМКН}}} - 1 \right) \cdot k\Phi_H}{k_{\text{П}}k_{\text{ОС}}} = \frac{\left(\frac{20}{2} - 1 \right) \cdot 1}{20 \cdot 0,025} = 18.$$

Полученный коэффициент усиления означает, что при $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0,5 \text{ В}$ выходное напряжение усилителя $\Delta U_{\text{У}} = 9 \text{ В}$, и при напряжении питания $U_{\text{ПИТ}} = 12 \text{ В}$ вполне приемлем.

Напряжение задания для $\omega_{\text{ОН}} = 200 \text{ рад/с}$

$$U_{\text{ЗАД}} = \omega_{\text{ОН}} \cdot \frac{k\Phi_H + k_y k_{\text{П}} k_{\text{ОС}}}{k_y k_{\text{П}}} = 200 \cdot \frac{1 + 18 \cdot 20 \cdot 0,025}{18 \cdot 20} = 5,5 \text{ В}.$$

Система поддержания скорости с положительной обратной связью по току якоря. Схема замкнутой системы с положительной обратной связью по току приведена на рис.5.45. В качестве источника сигнала по току использован шунт с сопротивлением $R_{\text{ш}}$. Падение напряжения на $R_{\text{ш}}$ пропорциональное току якоря, усиливается датчиком тока ДТ, выходное напряжение которого определяет напряжение обратной связи по току $U_{\text{от}} = k_{\text{от}} \cdot I$. Сигнал на входе усилителя U в данной системе $U_{\text{вх}}$ определяется суммой задающего напряжения $U_{\text{зад}}$ и $U_{\text{от}}$.

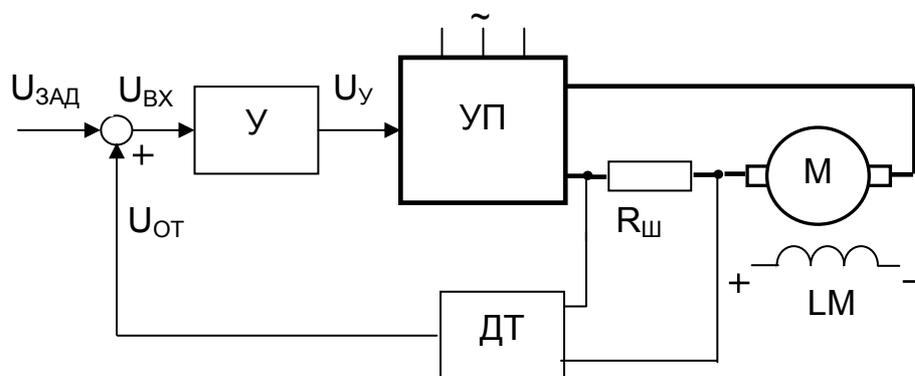


Рис.5.45. Система с ПОС по току якоря

При увеличении нагрузки на валу двигателя растет ток якоря, растет падение напряжения на шунте и выход датчика тока. Увеличение напряжения обратной связи вызывает рост напряжения $U_{\text{вх}}$, растет U_y , увеличивая ЭДС преобразователя. Скорость двигателя возрастает.

Этот способ регулирования обеспечивает регулирование по возмущению (его иногда называют компаундированием).

Уравнения для статики записываются в виде

$$\begin{aligned} U_{\text{вх}} &= U_{\text{зад}} + k_{\text{от}} \cdot I; \\ E_{\text{п}} &= k_y k_{\text{п}} U_{\text{вх}}; \\ E_{\text{п}} &= E + I \cdot (r_{\text{я}} + R_{\text{э}}); \\ E &= k\Phi_{\text{н}} \cdot \omega. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Получив выражение для ЭДС двигателя

$$E = E_{\text{п}} - I \cdot (r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) = k_y k_{\text{п}} U_{\text{зад}} + k_y k_{\text{п}} k_{\text{от}} \cdot I - (r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) \cdot I,$$

находим выражение электромеханической характеристики

$$\omega = \underbrace{\frac{k_y k_{\text{п}} U_{\text{зад}}}{k\Phi_{\text{н}}}}_{\omega_0} - \underbrace{\frac{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) - k_y k_{\text{п}} k_{\text{от}}}{k\Phi_{\text{н}}}}_{\Delta\omega_{\text{с}}} \cdot I. \quad (5.17)$$

Как и в предыдущих системах, скорость идеального холостого хода ω_0 устанавливается напряжением задания $U_{\text{зад}}$, а отклонение скорости $\Delta\omega$ зависит от тока якоря I . Числитель представляет собой разность, и при ее равенстве нулю получим нулевое отклонение скорости $\Delta\omega = 0$. Изменяя $k_{\text{от}}$, можно полностью исключить влияние нагрузки на валу двигателя на скорость его вращения $\omega = \text{const}$, добиться полной компенсации.

На рис.5.46 приведены характеристики системы с недокомпенсацией, перекомпенсацией и полной компенсацией влияния нагрузки. Однако нелинейность статических характеристик элементов системы, особенно преобразователя УП, и изменяющийся коэффициент усиления не позволяет настроить полностью компенсированную характеристику (пунктир на рис.5.46).

Такая ПОС обычно используется в совокупности с другими, например с обратной связью по напряжению.

Система регулирования тока и момента с помощью отрицательной обратной связи по току. Схема замкнутой системы с отрицательной обратной связью по току приведена на рис.5.47. Эта схема повторяет схему на рис.5.45, только знак обратной связи – отрицательный. Но знак обратной связи полностью

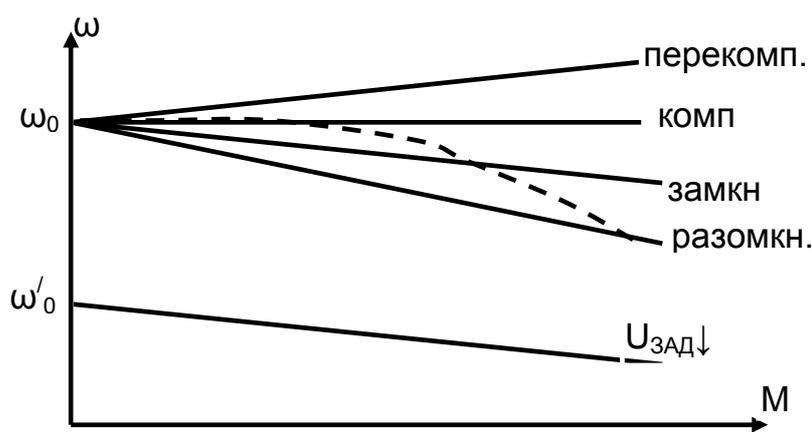


Рис. 5.46. Характеристики системы с ПОС по току якоря

меняет принцип работы схемы. При постоянном напряжении задания увеличение тока якоря приводит к снижению ЭДС преобразователя и снижению скорости. Такая система способна поддерживать ток якоря.

Если в системе уравнений для статики (5.16) изменить знак обратной связи и разрешить уравнение 5.17 относительно тока, то получим выражение электромеханической характеристики

$$I = \frac{k_y k_{\Pi} U_{\text{ЗАДТ}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) + k_y k_{\Pi} k_{\text{от}}} - \omega \cdot \frac{k\Phi_{\text{н}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) + k_y k_{\Pi} k_{\text{от}}} = \quad (5.18)$$

$$= I_{\text{кз}} - \underbrace{\frac{k\Phi_{\text{н}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}})}}_{\text{раз. сист.}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k_y k_{\Pi} k_{\text{от}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}})}} \cdot \omega,$$

из которого видно, что первый член этого уравнения определяет ток короткого замыкания $I_{\text{кз}}$. Величина тока короткого замыкания $I_{\text{кз}}$ определяется напряжением задания тока $U_{\text{ЗАДТ}}$. Второй член уравнения отражает отклонение тока ΔI от тока короткого замыкания $I_{\text{кз}}$, зависящее от скорости, а точнее, от ЭДС двигателя $E = k\Phi_{\text{н}} \cdot \omega$. Чем больше скорость ω , тем больше E , тем меньше ток в цепи якоря.

При $U_{\text{ЗАДТ}} = \text{const}$ и $\omega = 0$ ток цепи якоря равен току короткого замыкания $I_{\text{кз}} \equiv U_{\text{ЗТ}}$, отклонение тока $\Delta I = 0$. Появление скорости и ЭДС приводит к отклонению тока, $\Delta I > 0$, а величина отклонения зависит от коэффициента обратной

связи k_{OT} . Электромеханические характеристики системы с ООС по току приведены на рис.5.48.

Если $k_{OT} = \infty$, то $\Delta I = 0$, характеристика проходит вертикально. При $k_{OT} = 0$ характеристика приобретает наклон естественной характеристики. Работа системы ограничена по скорости номинальным напряжением U_H двигателя (пунктирная линия на рис.5.48).

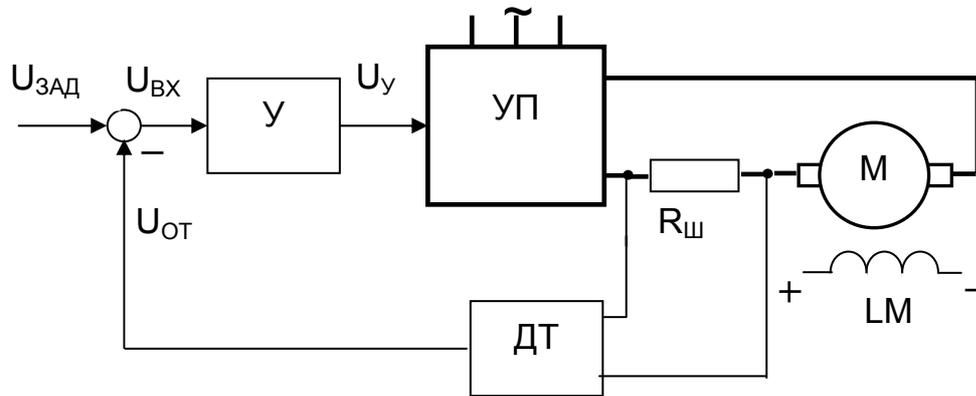


Рис.5.47. Схема регулирования тока и момента с отрицательной обратной связью по току

Для $M = M_{кз} = \text{const}$ требуется $k_{OT} = \infty$. В качестве усилителя используют ПИ или И – регуляторы. Иногда ООС по току используют для поддержания момента двигателя при пуске, чаще всего – в режиме отсечки для ограничения предельных значений тока (момента), так называемые экскаваторные характеристики (рис. 5.48). ООС в этих схемах вступает в работу, если момент двигателя превысит допустимое значение – момент отсечки $M_{отс}$. Напряжение на якоре снижается, и двигатель останавливается при моменте стопорения $M_{стоп}$.

Экскаваторные характеристики – это характеристики двигателя, которые обеспечивают регулирование момента двигателя при пуске и в режиме отсечки. Они отличаются от обычных характеристик тем, что имеют вертикальный участок при моменте отсечки $M_{отс}$ и моменте стопорения $M_{стоп}$.

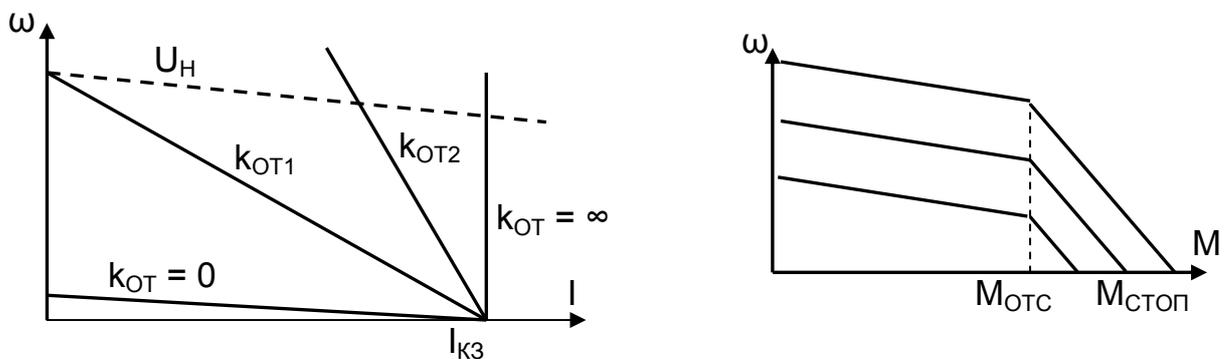


Рис.5.48. Электромеханические и механические характеристики при ООС по току

Жёсткая отрицательная обратная связь по току обеспечивает регулирование момента двигателя. При этом задаются допустимым отклонением момента от заданного значения, пропорционального отклонению тока ΔI , и рассчитывают необходимый коэффициент усиления k_y . Определим отклонение тока ΔI из формулы (5.18)

$$\Delta I = \omega \cdot \frac{k\Phi_H}{(r_{я} + R_{э}) + k_y k_{п} k_{от}} = \frac{k\Phi_H}{(r_{я} + R_{э})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k_y k_{п} k_{от}}{(r_{я} + R_{э})}} \cdot \omega;$$

$$1 + \frac{k_y k_{\pi} k_{\text{от}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}})} = \frac{k\Phi_{\text{H}} \cdot \omega}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) \cdot \Delta I}$$

Пренебрегая в последнем уравнении единицей $k_y k_{\pi} k_{\text{от}} = k\Phi_{\text{H}} \cdot \omega / \Delta I$, и учитывая, что при $\omega = \omega_{\text{OH}}$ произведение $k\Phi_{\text{H}} \cdot \omega_{\text{OH}} = U_{\text{H}}$, получим

$$k_y = \frac{U_{\text{H}}}{\Delta I \cdot k_{\pi} \cdot k_{\text{от}}}, \quad (5.19)$$

где коэффициент обратной связи по току $k_{\text{от}} = \frac{U_{\text{отб}}}{I_{\text{H}}}$ определяется по базовым параметрам элементов системы.

Пример П5.3. Рассчитать коэффициент усиления k_y , обеспечивающий $\Delta I = 1$ А при скорости $\omega = \omega_{\text{OH}} = 200$ рад/с. Принять $k_{\pi} = 20$, $R_{\text{э}} = 1$ Ом, $r_{\text{я}} = 1$ Ом, $k\Phi_{\text{H}} = 1$ В·с, $I_{\text{Б}} = 10$ А, $U_{\text{отб}} = 5$ В.

В формуле (5.19)

$$k_y = \frac{U_{\text{H}}}{\Delta I \cdot k_{\pi} \cdot k_{\text{от}}}$$

принимая $U_{\text{H}} = 200$ В, $k_{\text{от}} = \frac{U_{\text{отб}}}{I_{\text{H}}} = \frac{5}{10} = 0,5$ Ом, тогда

$$k_y = \frac{U_{\text{H}}}{\Delta I \cdot k_{\pi} \cdot k_{\text{от}}} = \frac{200}{1 \cdot 20 \cdot 0,5} = 20.$$

Полученный коэффициент усиления позволит установить ток короткого замыкания

$$I_{\text{кз}} = \frac{k_y k_{\pi} U_{\text{зАдТ}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}}) + k_y k_{\pi} k_{\text{от}}} = \frac{20 \cdot 20 \cdot U_{\text{зАдТ}}}{(1+1) + 20 \cdot 20 \cdot 0,5} = \frac{400}{202} \cdot U_{\text{зАдТ}} = 2 \cdot U_{\text{зАдТ}}.$$

При $U_{\text{зАдТ}} = 10$ в ток короткого замыкания составит $I_{\text{кз}} = 20$ А.

Отклонение тока ΔI при $\omega = 200$ рад/с

$$\Delta I = \frac{k\Phi_{\text{H}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k_y k_{\pi} k_{\text{от}}}{(r_{\text{я}} + R_{\text{э}})}} \cdot \omega = \frac{1}{1+1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{20 \cdot 20 \cdot 0,5}{1+1}} \cdot 200 = 1 \text{ А},$$

что соответствует заданию.

5.7. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ В СИСТЕМЕ Г – Д

Другой системой, где скорость двигателя регулируется изменением напряжения на зажимах якоря, является система Генератор – Двигатель (Г – Д). Эта система ранее, до появления силовой электроники (тиратроны, ртутные вентили, тиристоры) была наиболее распространенной, но и сейчас она успешно применяется на многих механизмах.

Система, в которой двигатель получает питание от отдельного электромашинного генератора, называется системой Г – Д. Преобразование электрической энергии переменного тока в энергию постоянного тока выполняется преоб-

разовательным агрегатом – приводным двигателем ПД и генератором постоянного тока Г. Приводной двигатель вращается с постоянной скоростью $\omega_{\Gamma} \approx \text{const}$. Якорь двигателя М подключается к якорю генератора Г (рис.5.49).

Регулирование напряжения на якоре двигателя М осуществляется изменением ЭДС генератора

$$E_{\Gamma} = k\Phi_{\Gamma} \cdot \omega_{\Gamma}$$

путем изменения тока возбуждения генератора. Обмотка возбуждения генератора получает питание от возбудителя. В последнее время в качестве возбудителей чаще всего применяются тиристорные возбудители ТВ.

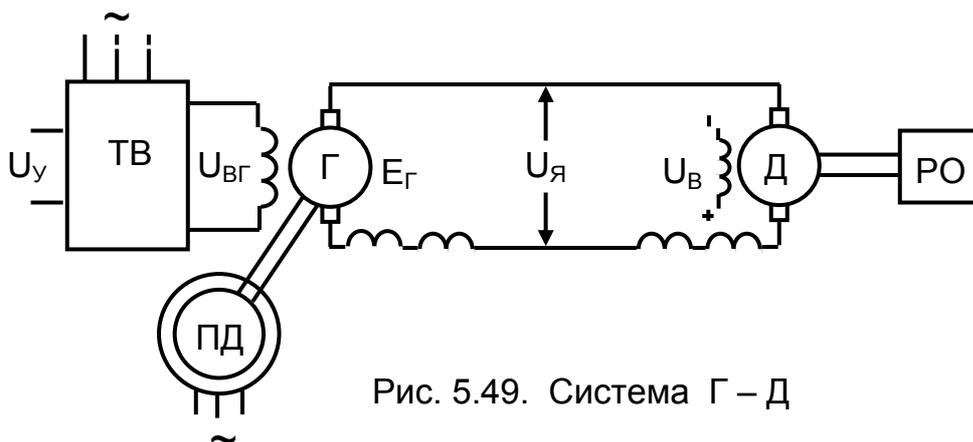


Рис. 5.49. Система Г – Д

Изменением напряжения управления U_y регулируется напряжение на обмотке возбуждения $U_{ВГ}$ генератора, изменяется ток возбуждения $i_{ВГ}$ и поток Φ_{Γ} генератора. Изменяются ЭДС генератора E_{Γ} , напряжение на якоре $U_{я}$,

скорость вращения двигателя. Регулировочные характеристики ТВ и генератора приведены на рис. 5.50.

При работе в двигательном режиме поток мощности направлен из сети, в тормозном режиме избыточная энергия за вычетом потерь в двигателе, генераторе и приводном двигателе возвращается в сеть.

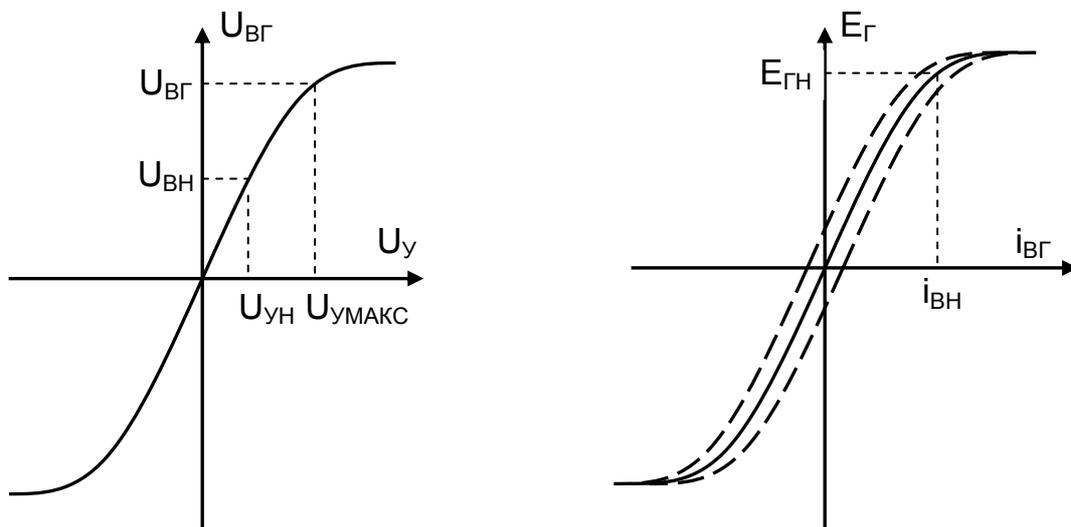


Рис.5.50. Регулировочные характеристики возбудителя $U_{ВГ} = f(U_y)$ и генератора $E_{\Gamma} = f(i_{ВГ})$.

Структурная схема системы Г- Д включает в себя последовательно соединенные структурную схему цепи возбуждения генератора и структурную схему двигателя независимого возбуждения.

При построении структурной схемы ДНВ были приняты допущения:

- поток двигателя постоянен, реакция якоря компенсирована;
- параметры цепи двигателя постоянны;
- момент инерции $J = \text{const}$.

В системе Г-Д якорная цепь двигателя вместо напряжения U подключена ЭДС генератора E_G , а в цепь якоря включено сопротивление генератора $r_{яг}$. В результате жесткость механической характеристики двигателя меньше жесткости естественной характеристики двигателя $\beta_{Г-д} < \beta_E$.

Основные допущения при работе двигателя в системе Г-Д:

- скорость вращения приводного двигателя генератора постоянна;
- пренебрегаем гистерезисом, вихревыми токами и остаточным намагничиванием генератора;
- ЭДС генератора пропорциональна току возбуждения, работа выполняется на линейном участке кривой намагничивания, считаем систему линейной,
- отсутствует реакция якоря в генераторе;
- сопротивления цепей постоянны

Перечисленные допущения позволяют составить систему линейных дифференциальных уравнений, описывающих работу системы Г-Д по схеме рис.5.49.

$$U_{ВГ} = k_{ТВ} \cdot U_y;$$

$$U_B = i_{ВГ} \cdot r_B + L_B \cdot di_{ВГ}/dt;$$

$$\Phi_G = f(i_{ВГ});$$

$$E_G = k\Phi_G \cdot \omega_G;$$

$$E_G = E + I \cdot (r_{яг} + r_{я}) + (L_{яг} + L_{я}) \cdot dI/dt;$$

$$E = k\Phi_{НДВ} \cdot \omega;$$

$$M = k\Phi_{НДВ} \cdot I;$$

$$M = M_C + \beta \cdot T_M \cdot d\omega/dt.$$

Получим передаточную функцию цепи обмотки возбуждения генератора для линейной системы при $T_B = \text{const}$

$$U_B = i_{ВГ} \cdot r_B + L_B \cdot i_{ВГ}(p) \cdot p = i_{ВГ} \cdot r_B \cdot \left(1 + \frac{L_B}{r_B} \cdot p\right);$$

$$W(p) = \frac{i_{ВГ}(p)}{U_B(p)} = \frac{1}{r_B} \cdot \frac{1}{1 + T_B \cdot p}.$$

Передаточные функции остальных элементов системы были получены ранее (см. 5.6).

Структурная схема системы Г-Д приведена на рис. 5.51. При подаче на вход системы скачка напряжения управления U_y скачком подается напряжение $U_{ВГ}$ на обмотку возбуждения генератора. Ток возбуждения генератора $i_{ВГ}$ нарастает по экспоненте с постоянной времени T_B . По такому же закону будут изменяться поток и ЭДС генератора. Нарастание ЭДС генератора приводит к росту тока якоря, момента двигателя и скорость двигателя увеличивается.

Переходные процессы в системе Г – Д будут изучаться позднее, в главе 6 настоящего пособия.

Механические характеристики двигателя в системе Г– Д можно получить

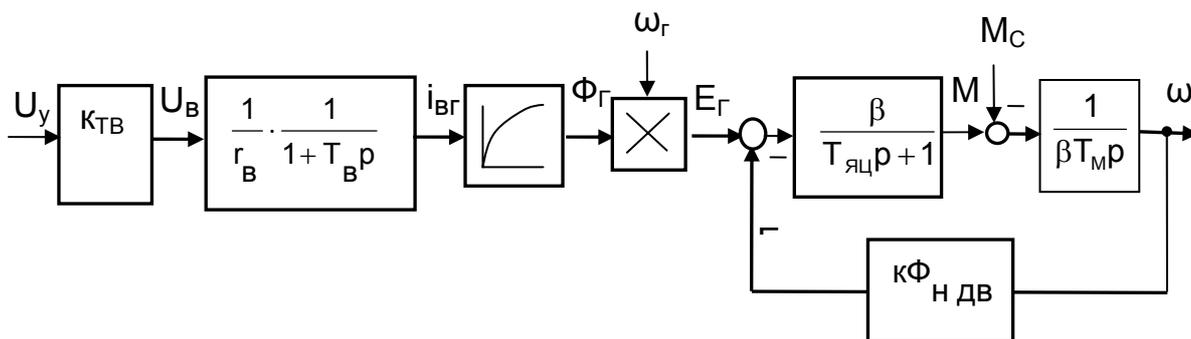


Рис.5.51. Структурная схема системы Г-Д

на основании рассмотрения структурной схемы (рис.5.51) при $p = 0$. Если не интересуют процессы в цепи возбуждения генератора, можно использовать уравнение равновесия напряжений якорной цепи

$$E_{\Gamma} = E + I \cdot R_{\text{яц}},$$

где $R_{\text{яц}} = r_{\text{я}} + r_{\text{яг}} + r_{\text{с}}$;

$r_{\text{с}}$ – сопротивление проводов.

Разделим на $k\Phi_{\text{ндв}}$, получим уравнение электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{E_{\Gamma}}{k\Phi_{\text{ндв}}} - \frac{I \cdot R_{\text{яц}}}{k\Phi_{\text{ндв}}}.$$

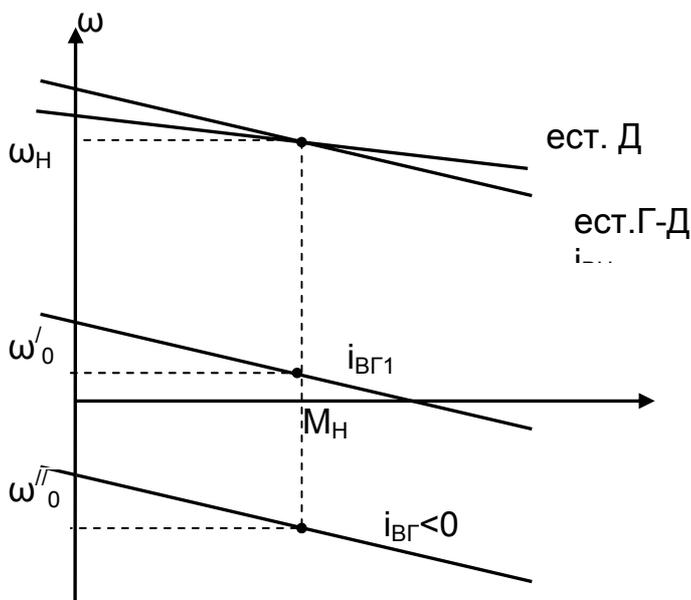


Рис. 5.52. Механические характеристики двигателя в системе Г – Д

Характеристики двигателя в системе Г–Д располагаются во всех четырех квадрантах (рис.5.52), обеспечивают все возможные режимы работы и плавный переход из одного квадранта в другой. Из-за наличия сопротивления генератора характеристики мягче, чем естественная характеристика двигателя.

Пуск двигателя в системе осуществляется постепенным увеличением ЭДС генератора, торможение – постепенным снижением E_{Γ} с отдачей энергии в сеть через генератор и

приводной двигатель.

Основные показатели регулирования скорости двигателя в системе Г–Д похожи на показатели системы ТП–Д:

– *точность* регулирования несколько выше, чем в системе ТП–Д, так как эквивалентное сопротивление тиристорного преобразователя R_{Σ} больше сопротивления якоря генератора $r_{яг}$. Абсолютная точность остается постоянной в процессе регулирования, относительная точность $\Delta\omega/\omega_{ср}$ уменьшается при снижении скорости;

– *диапазон* регулирования скорости расчетный выше, чем в системе ТП–Д ($r_{яг} < R_{\Sigma}$),

$$D = \frac{\omega_{\text{МАКС}}}{\omega_{\text{МИН}}} = \left(\frac{1}{R_{яц}} - 1 \right).$$

Реальный диапазон регулирования получается меньше рассчитанного по приведенной формуле и меньше, чем в системе ТП – Д, по следующим причинам:

– скорость двигателя снижается при росте нагрузки, если приводной двигатель (рис.5.53) – асинхронный (при синхронном двигателе сказываются колебания ротора $\Delta\omega_r$), а ЭДС генератора E_r пропорциональна скорости генератора ω_r ;

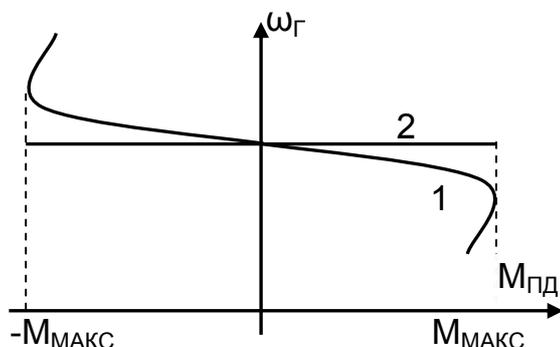


Рис.5.53. Механические характеристики ПД – АД (1), СД (2)

– сказывается влияние гистерезиса (рис.5.50). При одном и том же токе возбуждения генератора $i_{вг}$ получаем разные значения E_r и как следствие неопределённость в задании скорости. Кроме того, остаточное намагничивание при $i_{в} = 0$ вызывает $E_r \neq 0$ и скорость двигателя $\omega \neq 0$. Приходится повышать минимальную скорость двигателя.

– при малых значениях потока генератора Φ_r сказывается реакция якоря генератора.

– *плавность* – высокая, применяются ТВ с малой мощностью управления;

– *допускаемые нагрузки*: $M_{\text{доп}} = \text{const}$, $P_{\text{доп}} \equiv \omega$;

– *экономичность*: капитальные затраты – велики. Электрическая энергия приводным двигателем ПД преобразуется в механическую, механическая энергия генератором Г – в электрическую, электрическая двигателем Д – в механическую на валу. Осуществляется трехкратное преобразование энергии, которое всегда сопровождается потерями.

Установленная мощность двигателей системы Г–Д

$$P_{\text{уст гд}} = P_{\text{ндв}} + P_{\text{нг}} + P_{\text{нпд}} = (3,5 \dots 4) \cdot P_{\text{ндв}},$$

где $P_{\text{нг}} = P_{\text{ндв}} / \eta_{\text{ндв}}$ – номинальная мощность генератора;

$P_{\text{нпд}} = P_{\text{нг}} / \eta_{\text{нг}}$ – номинальная мощность приводного двигателя.

Эксплуатационные расходы определяются потерями мощности в трех двигателях. При номинальных КПД машин $\eta_H = 0,95$ номинальный КПД электропривода составит $\eta_H^3 = 0,85$, при $\eta_H = 0,9$ – $\eta_H^3 = 0,73$. А при снижении скорости потери мощности возрастают. На рис.5.54 приведены зависимости $\eta_{Г-Д}(\omega)$ при $M = M_H$ в сравнении с системой ТП-Д и реостатным регулированием скорости. Потери меньше, чем при реостатном регулировании, но всё же велики.

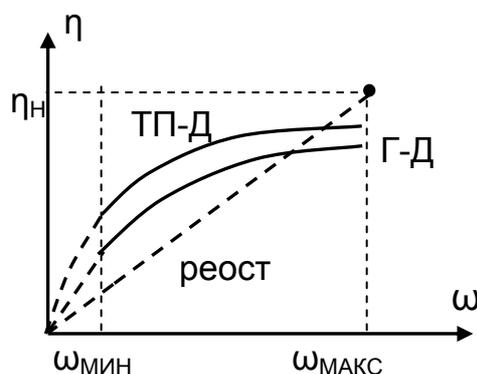


Рис.5.54. Зависимость $\eta(\omega)$ при $M = M_H = \text{const}$

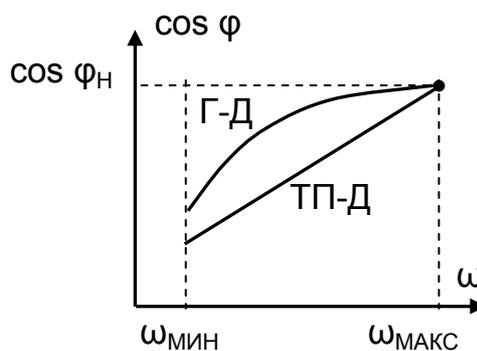


Рис.5.55. Зависимость $\cos \varphi(\omega)$

Коэффициент мощности $\cos \varphi$ системы Г-Д определяет коэффициент мощности приводного двигателя ПД. Если ПД – асинхронный, то

$$\cos \varphi_{Г-Д} = \cos \varphi_{АД} = f(M_{Г}).$$

Действительно, при регулировании скорости двигателя постоянного тока изменяется поток генератора, поэтому даже при постоянном токе якоря момент на валу генератора изменяется $M_{Г} = M_{АД} = k\Phi_{Г} \cdot I_{я}$. На рис. 5.55 приведены зависимости $\cos \varphi(\omega)$ при $M = M_H$ для Г-Д и ТП-Д, где коэффициент мощности Г-Д значительно выше.

При высоких регулировочных способностях системы Г-Д (линейность механических характеристик, плавность перехода из одного режима в другой) к недостаткам системы по сравнению с ТП-Д следует отнести большую электромагнитную инерцию обмотки возбуждения, определяющую динамику системы, и более высокие потери мощности.

Контрольные вопросы

1. Как изменится скорость двигателя, если в системе Г – Д увеличить ток возбуждения генератора?
2. В каком режиме работает двигатель при токе возбуждения, равном нулю?
3. Какими условиями ограничены максимальные напряжения и токи генератора?
4. Почему механическая характеристика двигателя в системе Г – Д мягче, чем естественная характеристика двигателя?
5. Как изменяется точность регулирования скорости при изменении тока возбуждения генератора?

6. Как определить точку перехода из двигательного режима работы двигателя в генераторный?
7. В каком режиме работы двигателя КПД системы Г – Д равен нулю? коэффициент мощности системы Г – Д равен нулю?
8. Как изменится вид механических характеристик двигателя в системе ТП – Д, если синхронный приводной двигатель заменить на асинхронный?
9. Перечислите достоинства и недостатки системы Г – Д по сравнению с реверсивной системой ТП–Д?
10. Почему считают, что диапазон регулирования скорости двигателя в системе Г – Д ниже, чем в системе ТП–Д?
11. Отличаются ли КПД двигателя при его работе с номинальным моментом и номинальным напряжением в системе Г – Д и системе ТП–Д?
12. Попробуйте определить область применения системы Г – Д? Где система Г – Д будет обладать преимуществом по сравнению с системой ТП – Д?
13. Чем объяснить режим самохода в системе Г – Д и как этот режим устраняется?

5.8. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ В СИСТЕМЕ ШИП – ДНВ

Ухудшение энергетических показателей системы ТП–Д при малых скоростях, особенно ее коэффициента мощности, и отрицательное влияние высших гармоник на сеть привело к интенсивным разработкам систем широтно-импульсный преобразователь – двигатель постоянного тока (ШИП – ДПТ). ШИП содержит неуправляемый выпрямитель, поэтому при питании от сети переменного тока коэффициент мощности такого привода увеличивается. Кроме того, повышение частоты коммутации в ШИП до 1...20 кГц, вместо 150...300 Гц в ТП, позволяет уменьшить неравномерность вращения двигателя, расширить диапазон регулирования и повысить жесткость механических характеристик замкнутых систем электропривода.

Система ШИП–Д вытесняет другие преобразователи в ряде отраслей машиностроения, металлургии, на транспорте. Её применяют в следующих случаях:

- когда необходимо высокое быстродействие и высокий диапазон регулирования ($D = 2000 \dots 4000:1$ – механизмы подачи в прецизионном машиностроении);

- для бесконтактного регулирования скорости в установках с автономными источниками питания (механизмы напольного транспорта, строительные, дорожные машины);

- в электроподвижном составе (троллейбусы, трамваи).

Диапазон мощности двигателей – от единиц до сотен киловатт.

Основным элементом ШИП является полупроводниковый ключ ТК (рис.5.56). Ранее использовались как тиристорные, так и транзисторные ключи. В связи с появлением транзисторов на токи до 300 – 500 А при напряжениях до 1200 В в современных ШИП применяют транзисторные ключи.

Благодаря периодическому замыканию ключа на якорь двигателя подаются импульсы напряжения $U_{я}$, и ток якоря $i_{я}$ при подключении к сети нарастает. Из сети потребляется импульсный ток $i_{с}$. При закрытом (разомкнутом) ключе за счет ЭДС самоиндукции ток в цепи якоря спадает, протекая через диод D – $i_{д}$. Таким образом, ток в якорь $i_{я}$ равен току $i_{с}$ при открытом ключе и току $i_{д}$ при закрытом ключе. Темп нарастания тока якоря зависит от электромагнитной постоянной времени якорной цепи $T_{я}$. При большой частоте коммутации ключа $f_{к} = 1 \dots 20$ кГц пульсации тока якоря незначительны и определяются отношением $T_{к}/T_{я}$, где $T_{к} = 1/f_{к}$ – период коммутации ключа. Ток якоря определяется средним значением тока $I_{ср}$.

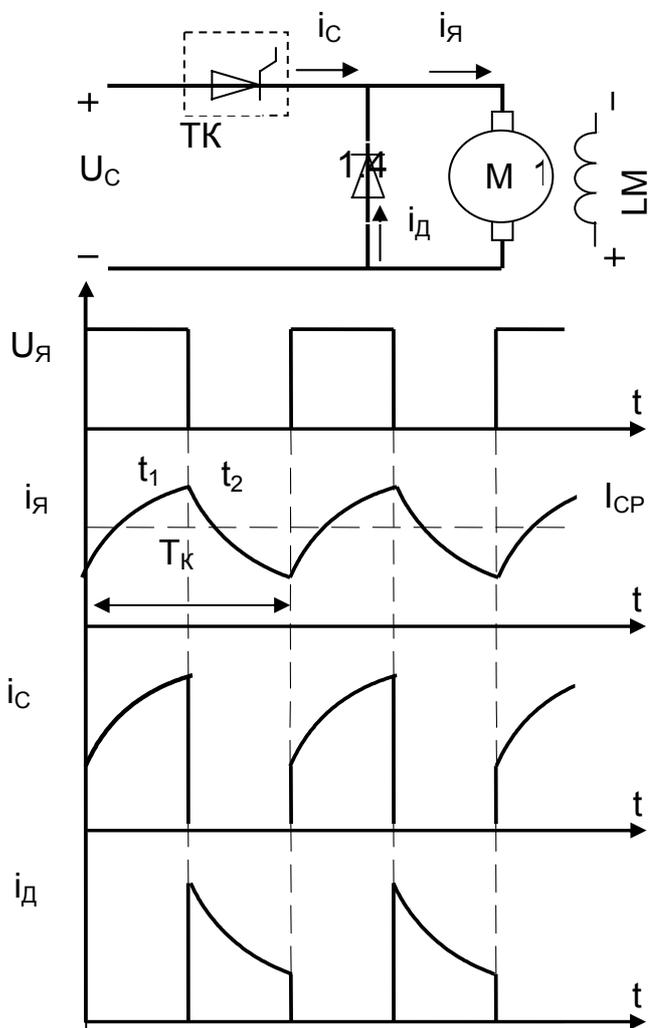


Рис.5.56. Схема ШИП – ДНВ и временные диаграммы

Относительную продолжительность импульсов напряжения часто называют скважностью импульсов

$$\gamma = t_1/T_k.$$

Отсюда среднее значение напряжения на якорь

$$U_{ср} = \gamma \cdot U_c.$$

Уравнение электро механической характеристики получают, оперируя средними значениями напряжения на якорь $U_{ср}$, тока якоря $I_{ср}$ и момента $M_{ср}$.

$$\omega_{ср} = \frac{\gamma \cdot U_c - I_{ср} \cdot r_{яц}}{k\Phi_H}.$$

Электро механические характеристики двигателя приведены на рис. 5.57. Характеристики идентичны системе ТП – Д в непрерывном режиме. При изменении скважности γ изменяется скорость идеального холостого хода $\omega_0^I = \gamma \cdot \omega_{0H}$.

Жёсткость характеристик β несколько меньше $\beta_{ест}$ за счёт сопротивления тиристорам $R_{тир}$.

При малой нагрузке двигателя создается режим прерывистых токов, когда появляются зоны нулевого тока. Характеристики в режиме прерывистого тока устремлены к ω_{0H} . Движение электро привода связано с большим потреблением и большим расходом кинетической энергии.

Граничный режим перехода от непрерывного режима к прерывистому описывается координатами [2]:

$$\omega_{гр} = \gamma \cdot \omega_{он} \cdot \left(1 - \frac{1-\gamma}{2 \cdot \frac{T_{я}}{T_{к}} - 1}\right), I_{гр} = I_{кз} \cdot \frac{\gamma \cdot (1-\gamma)}{2 \cdot \frac{T_{я}}{T_{к}}}, I_{гр \text{ макс}} (\gamma=0,5) = \frac{I_{кз}}{8 \cdot \frac{T_{я}}{T_{к}}}, I_{кз} = \frac{U}{R_{яц}}.$$

Граничный ток исчезает ($I_{гр} = 0$), когда ТК открыт полностью ($\gamma = 1$, $U_C = \text{const}$), или ТК закрыт ($\gamma = 0$, динамическое торможение). Граничный ток достигает максимума при $\gamma = 0,5$.

Для сужения зоны прерывистых токов можно:

– увеличить $T_{я}$ установкой дополнительных дросселей – это приведет к ухудшению динамических показателей системы;

– увеличить частоту коммутации f_k , но ограничены возможности аппаратуры (у транзисторов возрастают тепловые потери в режиме переключения, у тиристоров – временем восстановления их управляющих свойств, в результате уменьшается время t_1 и уменьшается скважность γ).

В составе ключа ТК используются тиристоры или транзисторы.

При использовании транзисторов основной задачей является создание широких импульсов, действующих полное время включенного состояния ключа. Для тиристоров нужно иметь такую длительность импульсов управления, чтобы

ток в цепи тиристора достиг значения тока удержания. Но зато необходимы дополнительные устройства для отключения тиристоров, требуется создавать схемы искусственной коммутации.

Разработано множество таких схем (с конечным временем коммутации, с мгновенным отключением нагрузки). Для примера работы схемы искусственной коммутации тиристоров рассмотрим простейшую схему тиристорного ключа (рис.5.57).

Этапы работы схемы:

1. Открывается вспомогательный тиристор Т2. Ток из сети протекает через конденсатор C_k и якорь двигателя, заряжая C_k плюсом на верхней пластине. Когда напряжение на конденсаторе превысит напряжение сети $U_{Ck} > U_C$, ток в цепи прекращается и тиристор Т2 закрывается.

2. Открывается тиристор Т1, подключая якорную цепь на напряжение сети. Одновременно через открытый тиристор Т1 перезаряжается конденсатор C_k по контуру $D_k - L_k - C_k$, при этом плюс появляется на нижней пластине.

3. Отработав заданное время, открывают Т2, конденсатор C_k разряжается током, направленным навстречу току через тиристор Т1. Т1 закрывается, а C_k перезаряжается через якорную цепь до плюса на верхней пластине. Процесс повторяется.

За время перезаряда C_k двигатель получает питание через C_k , Т2. Конденсатор C_k выбирается из условий гашения максимума тока через Т1, дроссель L_k – для обеспечения быстрого перезаряда C_k .

Частота колебательного контура гашения тиристора

$$\omega_{кк} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}},$$

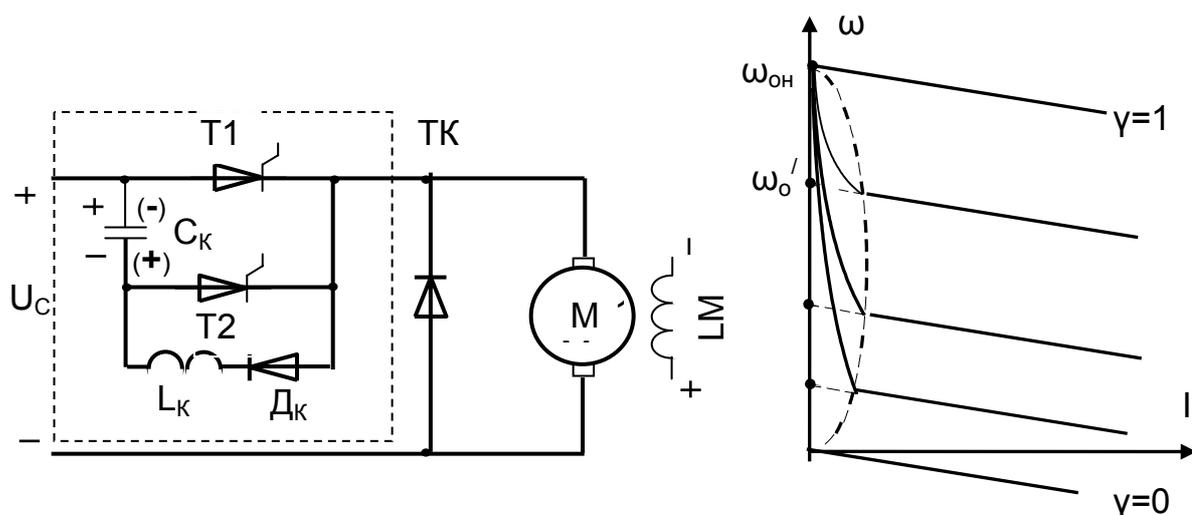


Рис.5.57. Тиристорный ключ ТК: схема и электромеханические характеристики двигателя

отсюда для обеспечения перезаряда требуется определенное время, и значение скважности ограничено: $\gamma > 0,1$ и $\gamma < 0,9$.

Для повышения диапазона регулирования применяют системы с мгновенным отключением нагрузки от сети [2].

Тиристорный ключ ТК в схеме рис.5.57 обеспечивает работу двигателя только в первом квадранте механических характеристик и для обеспечения тормозного режима работы необходимо применить как минимум ещё один ТК. Схема, реализующая режим рекуперативного торможения, приведена на рис.5.58.

Схема обеспечивает двигательный режим (ТК1, Д2), и режим рекуперативного торможения (ТК2, Д1). Когда открывают ТК2, под действием ЭДС E нарастает ток якоря I , темп нарастания тока определяется электромагнитной постоянной времени якорной цепи $T_{я}$. При достижении значения $I_{я\text{ макс}}$

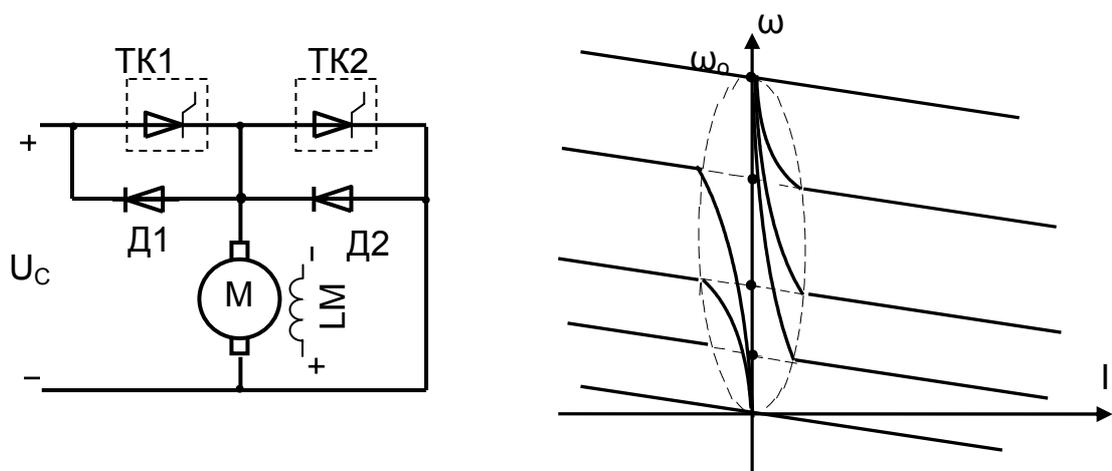


Рис. 5.58. Система ШИП – ДНВ с рекуперативным торможением

– ТК2 отключается, запасённая в индуктивности якорной цепи $L_{\text{я}}$ электромагнитная энергия через Д1 выдаётся в сеть (режим рекуперативного торможения).

Развитие силовой преобразовательной техники, прежде всего силовых транзисторов с изолированным затвором (IGBT), открыло широкие возможности создания регулируемых источников постоянного напряжения (тока).

Основные достоинства IGB-транзисторов:

- высокие параметры силовой цепи (напряжение до 1500 В, ток до 500 А с возможностью параллельной работы);
- малая мощность управления;
- высокая частота переключений – десятки кГц;
- модульная конструкция, объединяющая транзистор, быстродействующий обратный диод и элементы цепей управления и защиты.

Указанные достоинства делают эти приборы идеальными ключами, позволяющими с высокой частотой производить коммутацию электрических цепей.

Система ШИП-Д на IGB-транзисторах для реверсивного электропривода приведена на рис.5.59. В ней используются четыре транзисторных ключа VT1...VT4, включенные по мостовой схеме. Якорь двигателя включен в диагональ моста. Протекание тока в цепи якоря в одном направлении происходит через транзисторные ключи VT1, VT4, в другом – через ключи VT2, VT3. Для обеспечения непрерывности протекания тока якоря служат обратные диоды VD1.... VD4. Ключ VT5 включает резистор R в тормозных режимах для поглощения избыточной электрической энергии.

Широтно-импульсное регулирование напряжения на якоре двигателя в данной схеме может производиться формированием управляющих напряжений каждого из ключей несколькими способами.

При несимметричном управлении (рис. 5.59,в) используется принцип управления, описанный выше (см. рис. 5.56). Постоянно открыт ключ VT1, а ключ VT2 закрыт. Якорь двигателя в течение времени t_1 подключен на полное напряжение U ключом VT4, а в течение времени t_2 ключ VT4 закрывается, включается ключ VT3, напряжение снимается. Реактивный ток замыкается через диод VD3. На якоре формируются однополярные импульсы напряжения $U_{\text{я}}$. Изменение полярности импульсов напряжения на якоре достигается при постоянно открытом ключе VT3 и постоянно закрытом ключе VT4. При несимметричном управлении возникает режим прерывистого тока, описанный выше.

При симметричном управлении (рис. 5.59,б) реализуется одновременное управление двумя диагонально расположенными ключами VT1 и VT4, а затем VT2 и VT3. В течение времени t_1 включены ключи VT1, VT4, а в течение времени $t_2 = T_{\text{к}} - t_1$ включены VT2, VT3. При $t_1 = t_2$ ($\gamma = 0,5$) среднее напряжение на якоре $U_{\text{я}} = 0$, при $t_1 > t_2$ ($\gamma < 0,5$) напряжение $U_{\text{я}} > 0$, при $t_1 < t_2 - \gamma > 0,5$, $U_{\text{я}} < 0$. За время каждого периода заданной тактовой частоты на якорь двигателя подается двухполярное напряжение $U_{\text{я}}$. В результате обеспечивается плавное регулирование среднего напряжения на якоре – $U < U_{\text{ср}} < U$ без зоны нечувствительности при $\gamma = 0,5$ по закону

$$U_{\text{ср}} = (2 \cdot \gamma - 1) \cdot U.$$

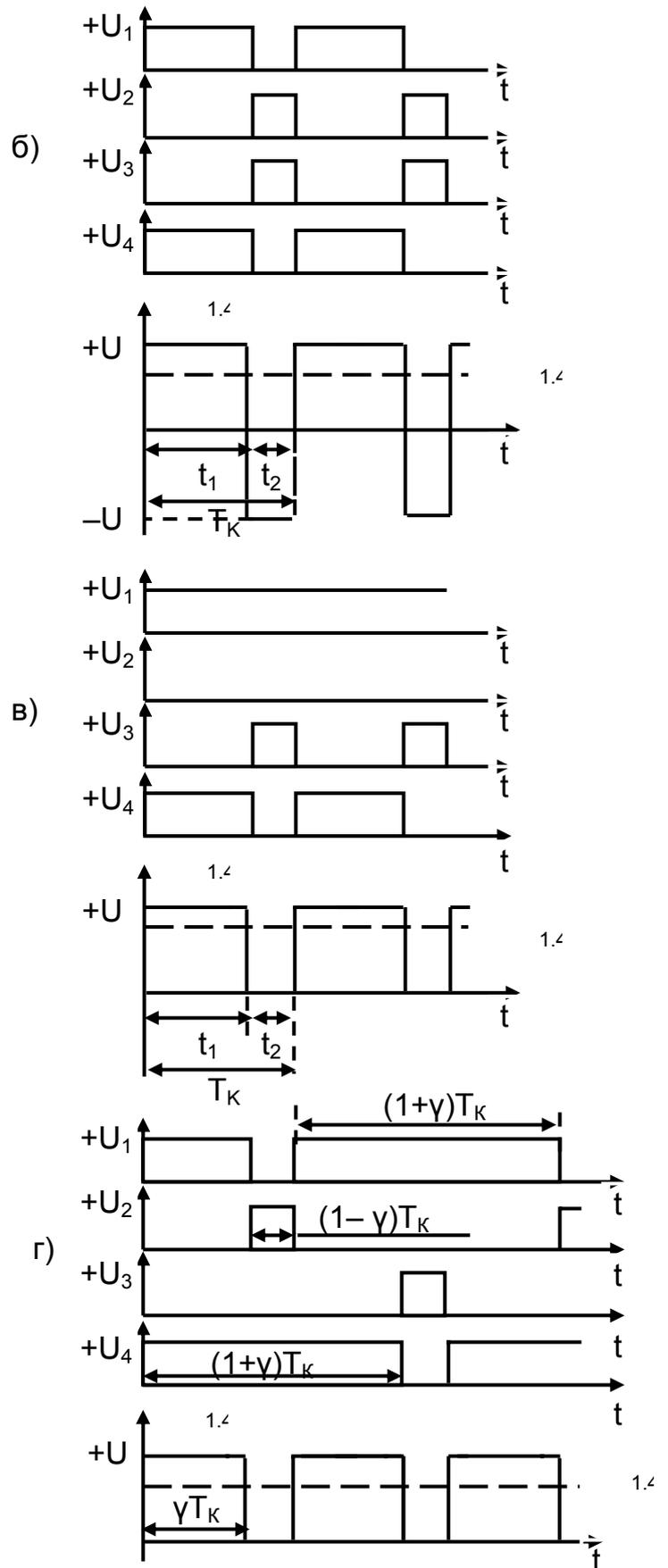
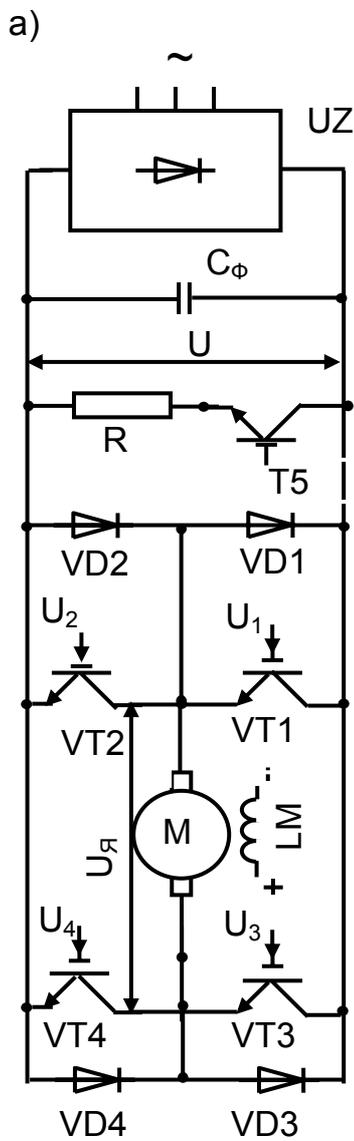


Рис.5.59. Схема системы ШИП-Д (а). Диаграммы управляющих сигналов и выходного напряжения преобразователя при управлении: б – симметричном; в – несимметричном; г – при поочередном

При двухполярных импульсах выходного напряжения выражение электромеханической характеристики

$$\omega_{CP} = \frac{(2 \cdot \gamma - 1) \cdot U_C - I_{CP} \cdot r_{ЯЦ}}{k\Phi_H}$$

При таком управлении отсутствует зона прерывистых токов, но появляется режим знакопеременного тока (рис. 5.60), а амплитуда пульсаций тока якоря увеличивается вдвое.

$$\Delta I = I_{КЗ} \cdot \frac{\gamma \cdot (1 - \gamma)}{T_{Я}} \cdot T_{К}$$

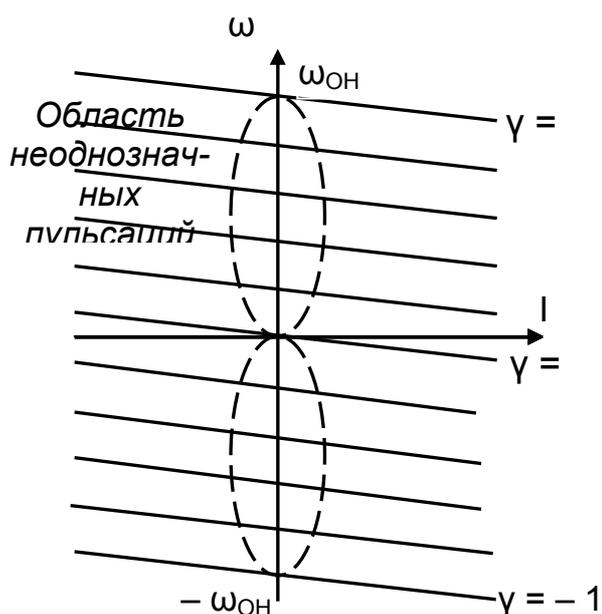
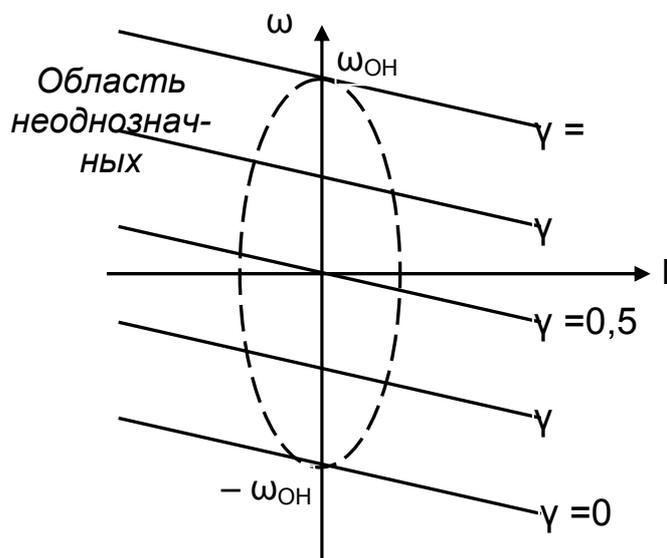


Рис.5.60. Электромеханические характеристики системы ШИП–Д при симметричном (а) и поочередном (б) управлении ключами

Пульсации создают дополнительный нагрев и необходимо несколько завышать мощность двигателя.

При поочередном управлении ключами (рис. 5.59,г) в состоянии переключения в течение двух периодов находятся все четыре транзисторных ключа. Причем два диагонально расположенных ключа, например VT1 и VT4, имеют длительность открытого состояния $(1+\gamma) \cdot T_{К}$, а два других – $(1-\gamma)T_{К}$. Однако моменты открывания каждого из диагонально расположенных ключей сдвинуты на период выходного напряжения. Поэтому однополярное выходное напряжение состоит из импульсов продолжительности $\gamma T_{К}$.

Механические характеристики располагаются в четырех квадрантах, что обеспечивает возможность получения не только двигательных, но и тормозных режимов работы привода.

Важным достоинством схемы рис.5.59 является то, что на входе преобразова-

теля устанавливается неуправляемый выпрямитель, вследствие чего $\cos \varphi_1$ (по первой гармонике) близок к единице, а коэффициент мощности будет не ниже 0,95. Остальные показатели регулирования похожи на показатели всех рассмотренных выше систем с регулированием напряжения.

Контрольные вопросы

1. Назовите достоинства и область применения системы ШИП–Д.
2. Почему в системе ШИП–Д применяют неуправляемый выпрямитель для питания ШИП?
3. Когда возникает режим прерывистого тока в системе ШИП–Д?
4. Как изменится амплитуда пульсаций тока якоря, если увеличить частоту коммутации? установить дополнительную индуктивность в цепь якоря?
5. Как изменится скорость двигателя, если в нереверсивной системе ШИП–Д увеличить скважность?
6. Покажите пути замыкания реактивного тока в схеме рис.5.59.
7. Определите приближенно скорость двигателя при работе его на холостом ходу в режимах по диаграммам б, в, г рис. 5.59.
8. Почему при двухполярном напряжении на якоре пульсации тока возрастают вдвое?
9. Чем вызвана необходимость снижения пульсаций тока?
10. Перечислите достоинства и недостатки симметричного и несимметричного способов управления ключами в реверсивной схеме ШИП–Д?
11. Отличаются ли КПД двигателя при его работе с номинальным моментом на естественной характеристике при питании от сети и на характеристике с $\gamma = 1$?
12. Назначение тиристора Т2 в схеме тиристорного ключа (рис. 5.57)
13. В каком режиме работает двигатель при $\gamma = 0$?

5.9. Частотное регулирование скорости асинхронного электропривода

5.9.1. Расчетная схема асинхронного двигателя

Наиболее простым, дешевым и надёжным двигателем является асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (АДКЗ), поэтому его использование в регулируемом электроприводе представляет особый интерес. Возможность регулирования скорости АД изменением частоты f_1 напряжения (или тока) статора следует из выражения синхронной скорости

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot f_1}{p_n}.$$

При частотном регулировании АД работает при малых значениях скольжения, потери энергии $\Delta P_s = P_{эм} \cdot s$ оказываются небольшими, регулирование – экономичным.

Для реализации частотного регулирования скорости асинхронный короткозамкнутый электродвигатель подключается к питающей сети с номинальным напряжением $U_{1Н}$ и частотой $f_{1Н}$ через преобразователь частоты ПЧ (рис. 5.60).

Регулирование частоты f_1 и амплитуды напряжения U_1 (или тока I_1) осуществляется напряжениями управления частотой $U_{уч}$, амплитудой напряжения $U_{УН}$ (амплитудой тока $U_{УТ}$) на входе ПЧ. С помощью напряжений управления формируются желаемые законы изменения момента, тока статора, скорости электропривода в статике и динамике.

Расчет механических характеристик в системе ПЧ – АД может быть выполнен различными способами. Можно составить систему уравнений Парка – Горева[1] и решать ее на каждом интервале проводимости вентилей.

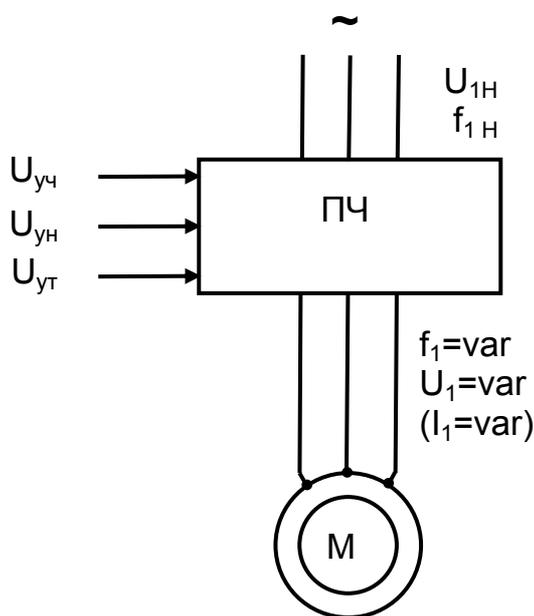


Рис. 5.60. Система ПЧ – АД

При этом следует определять ненулевые начальные условия на границах каждого участка. При таких расчетах будут учитываться электромагнитные переходные процессы в системе ПЧ – АД. Установившийся режим работы является стационарным динамическим (квазиустановившимся). Поэтому момент можно найти как среднее его мгновенных значений за период изменения питающего напряжения.

Другой аналогичный способ связан с использованием понятия обобщенной электрической (двухфазной) машины, для которой рассчитываются эквивалентные параметры и составляется система уравнений Парка – Горева.

Для исследования характеристик системы ПЧ – АД используются схемы замещения, подобные тем, которые применялись ранее (см. п. 3.5).

Качественный анализ электромеханических характеристик двигателя при частотном регулировании проведем на основании схемы включения АД (рис. 5.61,а) и Т-образной схемы замещения (рис.5.61,б).

Для оценки влияния частотного регулирования на изменение скорости, токов статора и ротора, момента двигателя составим расчетную схему АД. Расчетная схема составляется на базе уравнений, описывающих поведение двигателя в установившихся и переходных процессах. Её отличие от знакомых нам структурных схем заключается в том, что координаты электропривода связаны между собой не типовыми звеньями, а уравнениями, содержащими переменные коэффициенты, которые изменяются в процессе расчета. Для асинхронного двигателя такими коэффициентами являются скольжение s , ток намагничивания I_μ и кривая намагничивания $E_1 = f(I_\mu)$, относительное значение частоты $\alpha = f_1 / f_{1H}$.

Для расчета принимаем следующие допущения:

- ЭДС, токи, потокосцепления – синусоидальны во времени и пространстве;
- параметры цепей постоянны (активные сопротивления и индуктивности не зависят от частоты, насыщение не влияет на индуктивные сопротивления рассеяния x_1 и x_2);
- не учитываем моменты, создаваемые высшими гармониками потока и тока, расчет ведем по первым гармоникам токов и потоков машины;
- гистерезис и вихревые токи отсутствуют;

– механические потери на трение и вентиляцию отсутствуют (отнесены к статическому моменту).

Реактивные сопротивления двигателя, определенные при частоте f_{1H} , изменяются пропорционально частоте: $\alpha x_1, \alpha x_2^l, \alpha x_\mu$.

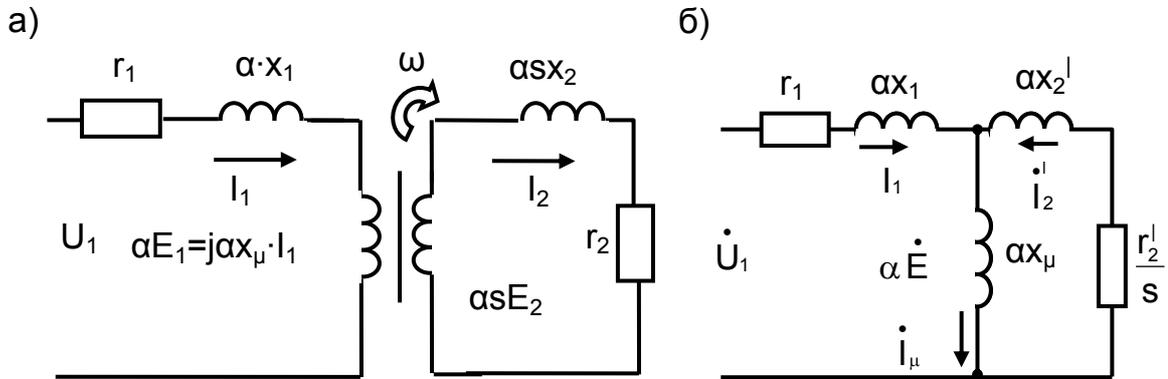


Рис.5.61. Схема одной фазы АД (а) и Т-образная схема замещения (б) при $f_1 = var$

Приложенное напряжение U_1

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \cdot r_1 + j \cdot x_\mu \cdot \dot{I}_\mu + j \cdot x_1 \cdot \dot{I}_1$$

уравновешивается ЭДС статора

$$\dot{E}_1 = j \cdot x_\mu \cdot \dot{I}_\mu$$

и падением напряжения на активном и индуктивном сопротивлении статора

$$\Delta \dot{U}_1 = \dot{I}_1 \cdot (r_1 + j \cdot x_1).$$

Действующее значение ЭДС

$$E_1 = 4,44 \cdot k_W \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot f_1$$

зависит от частоты f_1 и потока Φ . Поток машины Φ зависит от тока намагничивания I_μ по кривой намагничивания. Ток намагничивания I_μ определяется по закону полного тока векторной суммой

$$\dot{I}_\mu = \dot{I}_1 + (-\dot{I}_2^l).$$

Расчетная схема АД приведена на рис. 5.62. ЭДС статора представлена зависимостью

$$\alpha \cdot E_1 = f(I_\mu, f_1).$$

Приложенное напряжение U_1 уравновешивается ЭДС статора за вычетом падения напряжения на сопротивлениях статора

$$\Delta U_1 = I_1 \cdot \sqrt{r_1^2 + (\alpha \cdot x_1)^2}.$$

Для удобства анализа цепь ротора не приведена к цепи статора. Переход в цепи ротора и обратно выполним через коэффициент трансформации по ЭДС

$$k_e \approx 0,95 \cdot U_{1H} / E_{20},$$

приблизительно рассчитываемый с помощью каталожного значения напряжения на кольцах заторможенного разомкнутого ротора E_{20} .

В роторе наводится ЭДС ротора

$$\alpha \cdot s \cdot E_2 = \frac{\alpha \cdot E_1}{k_e} \cdot s,$$

зависящая от ЭДС E_1 , частоты α статора и скольжения s . Как видно, появился блок произведения, который представляет сложность простого решения задачи методами линейной ТАУ.

Момент двигателя определим через электромагнитную мощность

$$\begin{aligned} M &= \frac{P_{эм}}{\omega_o} = \frac{3 \cdot \alpha \cdot s \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2}{\alpha \cdot \omega_{оH}} = \frac{3}{\alpha \cdot \omega_{оH}} \cdot \alpha \cdot s \cdot E_2 \cdot I_{2акт} = \\ &= \frac{3}{\alpha \cdot \omega_{оH}} \cdot \alpha \cdot s \cdot E_2 \cdot \frac{\alpha \cdot s \cdot E_2}{\sqrt{r_2^2 + (s \cdot \alpha X_2)^2}} \cdot \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (s \cdot \alpha X_2)^2}}. \end{aligned}$$

Появился еще один блок произведения.

Полученное значение тока ротора заводим в цепи статора для расчета тока намагничивания

$$I_2' = I_2 / k_e.$$

Проинтегрируем основное уравнение движения

$$M - M_c = J \cdot d\omega / dt,$$

получим значение скорости

$$\omega(p) = (M - M_c) / (J \cdot p).$$

Разность $\omega_o - \omega(p)$ используем для текущего расчета относительного значения скольжения s . Обратите внимание, что значение s уже использовалось нами для расчета цепей ротора.

Таким образом, получили расчетную схему для одной фазы асинхронного двигателя с фазным ротором, полагая, что фазные обмотки ротора и статора симметричны и питающее напряжение синусоидально. При питании двигателя от сети (U_{1H} , f_{1H} , $\alpha = 1$) расчетная схема позволяет рассматривать влияние параметров цепей ротора и статора на токи и момент двигателя.

Изменение частоты питающего напряжения α слабо влияет на роторную цепь. Момент двигателя напрямую не зависит от α , изменению подвержено лишь индуктивное сопротивление ротора $s \cdot \alpha X_2$, оказывающее влияние на ток ротора и $\cos \varphi_2$. Так, при снижении α растет ток ротора, увеличивается $\cos \varphi_2$.

Изменение α оказывает существенное влияние на статорные цепи. Снижение α приводит к снижению ЭДС αE_1 , что при постоянстве амплитуды напряжения увеличивает ток статора, растет ток намагничивания и двигатель находится в режиме насыщения. Ток статора увеличивается в несколько раз. Таким обра-

зом, при частотном регулировании возникает необходимость регулирования и амплитуды напряжения на статоре U_1 .

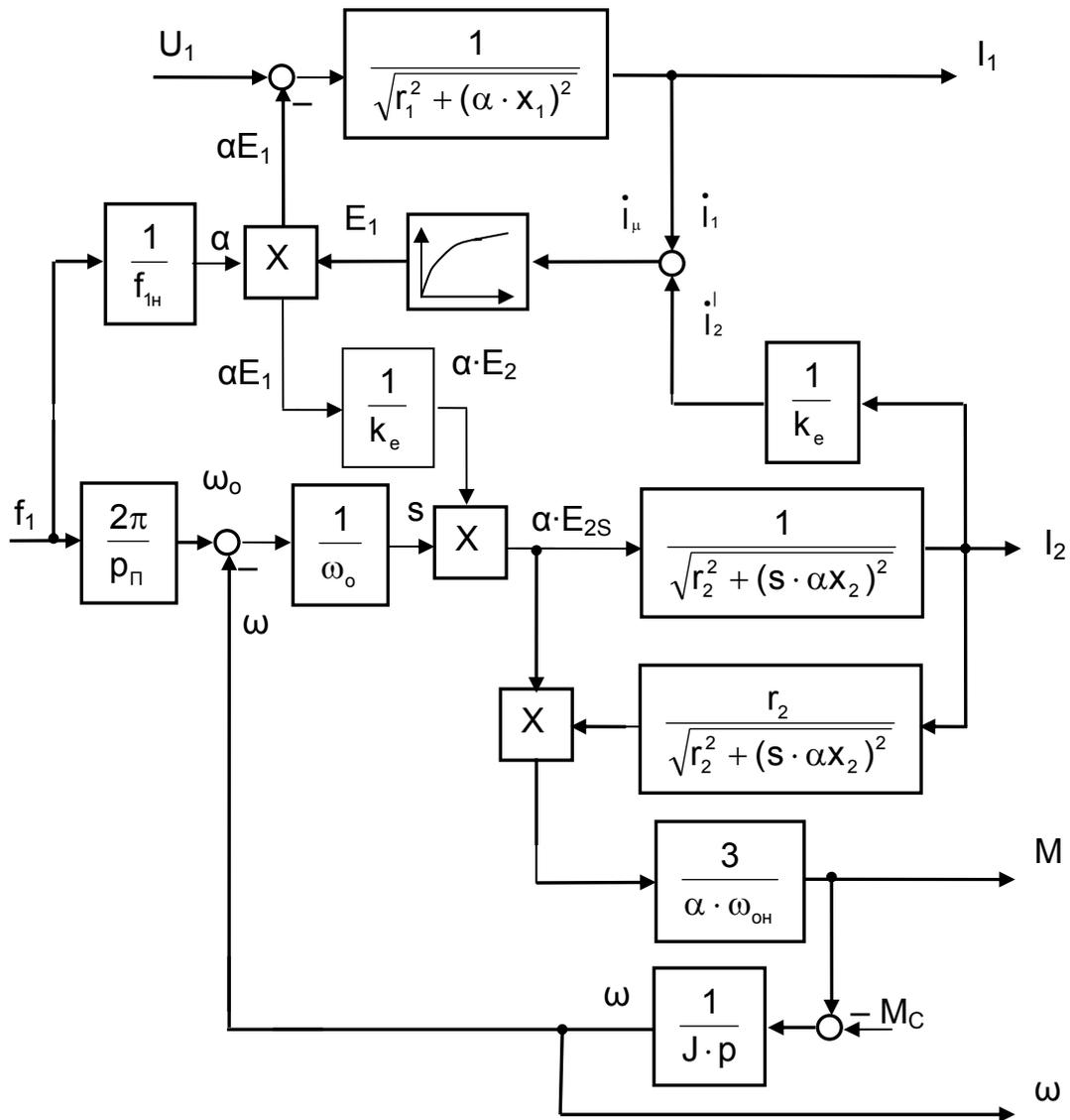


Рис. 5. 62. Расчетная схема асинхронного двигателя

5.9.2. Механические характеристики при частотном регулировании

Влияние изменения частоты и амплитуды напряжения на статоре на вид механических характеристик и их расчет рассмотрен в части 1 (см. 3.5.5).

Из Г-образной схемы замещения АД при изменении частоты $\alpha = f_1 / f_{1H}$ при $\gamma = U_1 / U_{1H}$, $x_\mu = \text{const}$, $r_1 = 0$ получены выражения механических характеристик и их составляющих:

$$M = \frac{2 \cdot M_K}{\frac{\alpha s}{\alpha s_K} + \frac{\alpha s_K}{\alpha s}};$$

$$M_k = \frac{3 \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_o \cdot (r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + (\alpha \cdot x_k)^2})} \cong \frac{3 \cdot (\gamma \cdot U_{1H})^2}{2 \cdot \alpha^2 \cdot \omega_{OH} \cdot x_k};$$

$$s_k = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}} \cong \pm \frac{r_2'}{\alpha \cdot x_k}; \quad \alpha s_k \cong \pm \frac{r_2'}{x_k};$$

$$\alpha s = \frac{\alpha \cdot \omega_{OH} - \omega}{\omega_{OH}},$$

$$\omega = \omega_o - \alpha s \cdot \omega_{OH} = \alpha \cdot \omega_{OH} \cdot (1 - s) = \omega_{OH} \cdot (\alpha - \alpha s).$$

При снижении частоты f_1 и постоянстве амплитуды напряжения $U_1 = \text{const}$ снижается ЭДС статора E_1 , а для ее увеличения до значения $E_1 \approx U_1$ необходимо увеличивать поток Φ , что влечёт за собой значительное увеличение тока статора, поэтому приходится регулировать амплитуду напряжения в зависимости от частоты.

Из анализа выражений механической характеристики был сделан вывод, что наиболее благоприятным для регулирования скорости двигателя является изменение напряжения на статоре пропорционально частоте $U_1 / f_1 = \text{const}$. Механические характеристики для такого закона регулирования приведены на рис. 5.63 (сплошные линии). Критический момент сохраняется постоянным $M_k = \text{const}$, характеристики при уменьшении частоты параллельны естественной характеристике двигателя.

Необходимо помнить, что механические характеристики для соотношения $U_1 / f_1 = \text{const}$ были получены из рассмотрения Г-образной схемы замещения АД, при этом не учитывалось активное сопротивление статора ($r_1 \approx 0$).

В связи с этим нужно заметить, что при номинальной частоте 50 Гц индуктивное сопротивление контура намагничивания $x_{\mu H}$ на порядок (для машин малой мощности) или на два порядка (для машин большой мощности) больше, чем активное сопротивление обмотки статора r_1 . Поэтому при анализе и расчете характеристик асинхронных двигателей, работающих при постоянной номинальной частоте питающего напряжения, сопротивлением r_1 обычно пренебрегают. Если же двигатель работает с переменной частотой напряжения, то при снижении частоты сопротивление r_1 становится соизмеримым с реактивными сопротивлениями машины и учет сопротивления r_1 является необходимым.

Рассмотрим влияние активного сопротивления обмотки статора r_1 на вид механических характеристик.

Момент двигателя определим на основании Т-образной схемы замещения (рис. 5.61,б) через мощность скольжения, выделяемую в цепи ротора

$$M = \frac{3 \cdot \Delta P_2}{\omega_o} = \frac{3}{\omega_o} \cdot \frac{I_2^2 \cdot r_2'}{s}.$$

Из схемы замещения, учитывая, что отношения $x_{1H} / x_{\mu H}$ и $x_{2H} / x_{\mu H}$ гораздо меньше единицы и ими можно пренебречь, определим приведенное значение тока ротора I_2^1

$$I_2^l = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2^l}{s} + \frac{r_1 \cdot r_2^l}{s \cdot \alpha \cdot x_\mu}\right)^2 + (\alpha \cdot x_k)^2}}$$

Выражение механической характеристики при переменных значениях амплитуды и частоты напряжения питания

$$M = \frac{3 \cdot U_1^2 \cdot r_2^l / s}{\omega_0 \cdot \left[\left(r_1 + \frac{r_2^l}{s} + \frac{r_1 \cdot r_2^l / s}{\alpha \cdot x_\mu} \right)^2 + \alpha^2 x_k^2 \right]}$$

Заметим, что если положить $r_1/x_{\mu H} = 0$ и $\alpha = 1$, то полученное выражение станет идентичным формуле механической характеристики нерегулируемого по частоте асинхронного двигателя (см. ч.1, 3.53).

Положив $dM / ds = 0$, найдем значения максимального момента M_k и критического скольжения s_k , в которых знак (+) соответствует двигательному режиму, знак (–) – режиму рекуперативного торможения.

$$M_k = \frac{3 \cdot U_1^2}{2\omega_0 \left[r_1 \pm \sqrt{(r_1^2 + \alpha^2 x_k^2) \cdot \left(1 + \frac{r_1^2}{\alpha^2 \cdot x_\mu^2} \right)} \right]}, \quad s_k = \pm r_2^l \cdot \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{r_1}{\alpha x_\mu} \right)^2}{r_1^2 + \alpha^2 x_k^2}}$$

Анализируя полученные выражения, можно подтвердить полученный выше вывод, что при $r_1 = 0$ можно добиться постоянства критического момента, если осуществлять регулирование напряжения пропорционально изменению частоты по закону $U_1 / f_1 = \text{const}$.

В первом приближении пропорциональное регулирование напряжения обеспечивает работу двигателя с постоянным потоком.

В действительности при малых значениях частоты ($\alpha < 0,3$) падение напряжения на сопротивлении r_1 существенно снижает величину напряжения, прикладываемого к контуру намагничивания (практически – ЭДС двигателя). Падение напряжения на индуктивном сопротивлении x_1 уменьшается с уменьшением частоты и поэтому не оказывает такого влияния на ЭДС.

При расчете с учетом падения напряжения на r_1 механические характеристики имеют вид, показанный на рис. 5.63 пунктиром. При малых частотах, когда падение напряжения на r_1 становится значимым, поток двигателя уменьшается, снижаются ЭДС, ток ротора и соответственно уменьшается максимальный момент M_k , что также следует из формулы момента.

При применении частотного регулирования скорости выше стандартной частоты питания 50 Гц использование пропорционального регулирования становится невозможным из-за необходимости повышения напряжения выше номи-

нального. Регулирование в этом случае производится при постоянном номинальном напряжении двигателя. Очевидно, что в этом случае ток намагничивания уменьшается с ростом частоты, соответственно падает поток двигателя. По

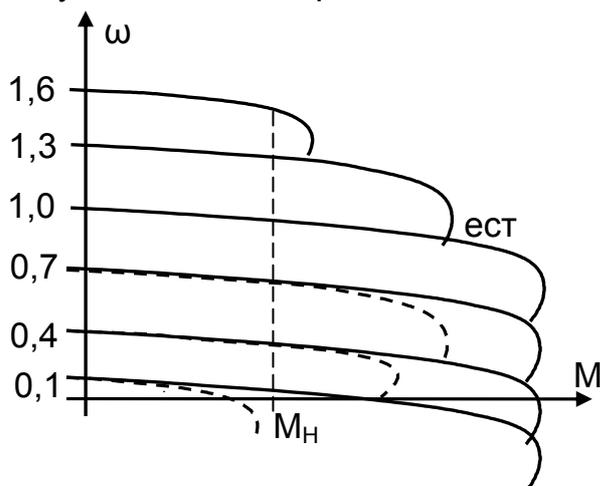


Рис. 5.63. Механические характеристики при $U_1/f_1 = \text{const}$

анalogии с электроприводом постоянного тока этот режим часто называют ослаблением поля. Максимальный момент снижается примерно обратно пропорционально квадрату частоты.

Однако, поскольку ток ротора можно за счет увеличения скольжения поддерживать равным номинальному, то длительно допустимый номинальный момент уменьшается обратно пропорционально частоте в первой степени. Длительно допустимая мощность на валу двигателя остается примерно постоянной.

Пример П5.4. Рассчитать амплитуду U_1 и частоту f_1 напряжения на статоре двигателя, механическую и электро-механическую характеристики электропривода в системе ПЧ – АД, обеспечивающие работу в заданной точке $\bar{\omega}_{\text{зад}} = 0,1$ и $\bar{M}_C = 0,5$. Каталожные данные двигателя и преобразователя приведены в таблицах 5.1 и 5.2.

Таблица 5.1

Каталожные данные двигателя 4МТКФ(Н)200L6 при ПВ = 40% [25]

U_H	P_H	I_{1H}	n_H	ω_H	$\cos \varphi$	$M_{\text{МАКС}}$	$M_{\text{П}}$	$I_{\text{П}}$	$r_{1\ 20^\circ}$
В	кВт	А	об/мин	рад/с		Н·м	Н·м	А	Ом
380	22	51	935	97,9	0,79	760	706	275	0,235

Таблица 5.2

Каталожные данные преобразователей частоты АТО5 - 022, АТО5 - 037

Тип ПЧ	$S_{\text{ПЧ}}$	$P_{\text{Н ДВ}}$	$I_{\text{Н ПЧ}}$	Сеть	$U_{\text{ВЫХ}}$	$f_{1\text{ВЫХ}}$	$I_{\text{МАКС ПЧ}}$	$t_{\text{МАКС}}$	$\eta_{\text{ПЧ}}$	$\cos \varphi$
	кВА	кВт	А	В	В	Гц	%	с		
- 022	28	22	45	380	0...380	0...400	150	60	0,95	0,95
- 037	45	30	75							

Решение

1. При $r_1 \approx 0$ и $U_1/f_1 = \text{const}$ расчет сводится к линеаризации естественной механической характеристики

$$M = M_H \cdot s / s_H$$

и её параллельному переносу в заданную точку.

Рабочий участок линеаризованной естественной механической характеристики может быть построен приближенно (при $r_1 \approx 0$) по двум точкам:

$$- \omega = \omega_{0H} = 104,7 \text{ рад/с}, M = 0,$$

$$- \omega = \omega_H = n_H / 9,55 = 97,9 \text{ рад/с}, M = M_H = P_H / \omega_H = 22 \cdot 10^3 / 97,9 = 225 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Частоту напряжения, обеспечивающую работу в заданной точке $\bar{\omega}_{\text{зад}} = 0,1$, $M_C = 0,5$, определим приближенно из условия параллельного переноса рабочего участка естественной) механической характеристики (||ест, рис. П5.4)

$$\bar{\omega}_{\text{ОЗАд}} = \bar{\omega}_{\text{ЗАд}} + \bar{\Delta\omega}_E = \bar{\omega}_{\text{ЗАд}} + s_H \cdot M_{\text{ЗАд}} / M_H = 0,1 + 0,065 \cdot 0,5 = 0,1325.$$

Относительное значение частоты напряжения

$$\alpha = \omega_{\text{ОЗАд}} = 0,1325.$$

Напряжение на статоре при законе регулирования $U_1/f_1 = \text{const}$

$$U_1 = \alpha \cdot U_{1H} = 0,1325 \cdot 220 = 29,15 \text{ В}.$$

2. Для расчета характеристик двигателя при частотном регулировании необходимо знание сопротивлений цепей машины.

Расчет сопротивлений АДКЗ по каталожным данным

Приведенное активное сопротивление ротора без учета вытеснения тока ротора

$$r_2^l = \frac{1,05 \cdot P_H \cdot 10^3 \cdot s_H}{3 \cdot I_{2H}^2 \cdot (1 - s_H)} = \frac{1,05 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 0,065}{3 \cdot 40,3^2 \cdot (1 - 0,065)} = 0,33 \text{ Ом}.$$

где $I_{2H}^l = I_{1H} \cdot \cos \varphi_{1H} = 51 \cdot 0,79 = 40,3 \text{ А}$ – приведенный номинальный ток ротора равен активной составляющей тока статора (в номинальной точке скольжение мало, индуктивное сопротивление рассеяния ротора также мало и можно принять $\cos \varphi_2 = 1$)

Приведенное активное сопротивление ротора с учетом вытеснения тока приближенно можно рассчитать через пусковой момент $M_{\text{п}}$ и пусковой ток $I_{\text{п}}$:

$$r_{2\text{п}}^l = \frac{M_{\text{п}} \cdot \omega_{0H}}{3 \cdot I_{\text{п}}^2} = \frac{706 \cdot 104,7}{3 \cdot 275^2} = 0,326 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление статора, если принять $a = 1$

$$r_1 = r_2^l = 0,33 \text{ Ом}.$$

Значение $r_1 = 0,235 \text{ Ом}$, взятое из справочника [25] при температуре 20° , при пересчете на рабочую температуру изоляции класса Н (F) в номинальном режиме $t_H^\circ = 140^\circ$ (допустимый перегрев – 100° [25] плюс расчетная температура окружающей среды – 40°) имеет значение

$$r_1 = r_{1\ 20^\circ} \cdot (1 + \alpha_M \cdot (t_H^\circ - 20^\circ)) = 0,235 \cdot (1 + 0,0043 \cdot (140^\circ - 20^\circ)) = 0,356 \text{ Ом},$$

что определяет погрешность расчета сопротивления – 8%.

Индуктивные сопротивления рассеяния статора и ротора

$$x_1 = x_2^I = \frac{x_k}{2} = \frac{r_2^I}{2 \cdot s_k} \cdot \sqrt{1 - a^2 \cdot s_k^2} = \frac{0,33}{2 \cdot 0,627} \cdot \sqrt{1 - 1^2 \cdot 0,627^2} = 0,205 \text{ Ом},$$

где s_k – критическое скольжение при $a = 1$

$$s_k = \frac{s_H \cdot (\mu_k + \sqrt{\mu_k^2 - 1 + 2 \cdot a \cdot s_H \cdot (\mu_k - 1)})}{1 - 2 \cdot a \cdot s_H \cdot (\mu_k - 1)} =$$

$$= \frac{0,065 \cdot (\mu_k + \sqrt{3,38^2 - 1 + 2 \cdot 1 \cdot 0,065 \cdot (3,38 - 1)})}{1 - 2 \cdot 1 \cdot 0,065 \cdot (3,38 - 1)} = 0,627,$$

$$M_k = M_{\text{МАКС}} = 760 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$\mu_k = \frac{M_{\text{МАКС}}}{M_H} = \frac{760}{225} = 3,38$$

Ток намагничивания в номинальной точке по формуле В.А. Шубенко

$$I_{\mu H} = I_{1H} \cdot (\sin \varphi_H - \frac{s_H}{s_k} \cdot \cos \varphi_H) = 51 \cdot (0,613 - \frac{0,065}{0,627} \cdot 0,79) = 27,1 \text{ А}$$

Сопротивление контура намагничивания в номинальном режиме

$$x_{\mu H} = \sqrt{(\frac{U_{1\Phi H}}{I_{\mu H}})^2 - r_1^2} - x_1 = \sqrt{(\frac{220}{27,1})^2 - 0,33^2} - 0,205 = 7,91 \text{ Ом},$$

Уравнение механической характеристики при частотном регулировании

$$M = \frac{2 \cdot M_k}{\frac{\alpha s}{\alpha s_k} + \frac{\alpha s_k}{\alpha s}}$$

Составляющие уравнения механической характеристики определим при переменных значениях амплитуды и частоты напряжения питания и $r_1 \neq 0$ для значений, полученных в предварительном расчете:

$$U_1 = 29,15 \text{ В},$$

$$f_1 = \alpha \cdot f_{1H} = 0,1325 \cdot 50 = 6,625 \text{ Гц},$$

$$\omega_{\text{ОЗАД}} = \alpha \cdot \omega_{\text{ОН}} = 0,1325 \cdot 104,7 = 13,87 \text{ рад/с}.$$

Момент критический

$$M_k = \frac{3 \cdot U_1^2}{2\omega_0 \cdot \left[r_1 \pm \sqrt{(r_1^2 + \alpha^2 x_k^2) \cdot \left(1 + \frac{r_1^2}{\alpha^2 \cdot x_{\mu}^2} \right)} \right]} =$$

$$= \frac{3 \cdot 29,15^2}{2 \cdot 13,87 \cdot \left[0,33 \pm \sqrt{(0,33^2 + 0,1325^2 \cdot 0,41^2) \cdot \left(1 + \frac{0,33^2}{0,1325^2 \cdot 7,91^2} \right)} \right]} = 135 \text{ Нм}$$

Критическое скольжение (относительное)

$$s_k = \frac{\omega_0 - \omega_k}{\omega_0} = \pm r_1 \cdot \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{r_1}{\alpha x_\mu}\right)^2}{r_1^2 + \alpha^2 x_k^2}} = \pm 0,33 \cdot \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{0,33}{0,1325 \cdot 7,91}\right)^2}{0,33^2 + 0,1325^2 \cdot 0,41^2}} = \pm 1,034.$$

Критическое скольжение (абсолютное)

$$\alpha s_k = \frac{\omega_0}{\omega_{0H}} \cdot \frac{\omega_0 - \omega_k}{\omega_0} = \alpha \cdot s_k = 0,1325 \cdot 1,034 = 0,137.$$

Абсолютное скольжение при заданном моменте $M_C = 0,5 \cdot M_H$ и $x_\mu = \text{const}$

$$M_c = \frac{2 \cdot M_k}{\frac{\alpha s}{\alpha s_k} + \frac{\alpha s_k}{\alpha s}} \Rightarrow \alpha s = \alpha s_k \cdot \left(\frac{M_k}{M_c} \pm \sqrt{\left(\frac{M_k}{M_c}\right)^2 - 1} \right) =$$

$$= 0,137 \cdot \left(\frac{135}{0,5 \cdot 225} \pm \sqrt{\left(\frac{135}{0,5 \cdot 225}\right)^2 - 1} \right) = 0,137 \cdot (1,2 \pm 0,6633) = 0,0735,$$

скорость двигателя

$$\omega = (\alpha - \alpha s) \cdot \omega_{0H} = (0,1325 - 0,0735) \cdot 104,7 = 6,17 \text{ рад / с}$$

при заданной скорости

$$\omega_{\text{зад}} = 0,1 \cdot \omega_{0H} = 10,47 \text{ рад / с.}$$

Характеристика 1 (рис. П5.4), рассчитанная с учетом r_1 , проходит, минуя заданную точку.

Для обеспечения заданной скорости необходимо увеличить частоту

$$\Delta \alpha = (10,47 - 6,17) / 104,7 = 0,0411.$$

Скорректированное значение частоты

$$\alpha_c = \alpha + \Delta \alpha = 0,1325 + 0,0411 = 0,1736, \text{ а } f_1 = \alpha_c \cdot f_{1H} = 0,1736 \cdot 50 = 8,68 \text{ Гц.}$$

Повторный расчет при

$$\alpha_c = 0,1736, \omega_0 = 18,18 \text{ рад / с и } U_1 = 0,1736 \cdot 220 = 38,2 \text{ В}$$

дает следующие результаты:

$$M_k = 177,8 \text{ Нм; } s_k = 1,054; \alpha s_k = 0,183; \alpha s = 0,062; \omega = 11,68 \text{ рад / с.}$$

Характеристика 2 (рис. П5.4) проходит выше заданной точки. Скорость оказалась выше заданной на $\Delta \omega = -1,68 \text{ рад / с}$, $\Delta \alpha = -0,016$.

Третье приближение позволит попасть в заданную точку (с определенной точностью). Принимаем новое скорректированное значение $\alpha_{c1} = 0,16$ с учетом того, что жесткость характеристики будет ниже предыдущей.

Новый расчет при

$$\alpha_c = 0,165, \omega_0 = 17,27 \text{ рад / с и } U_1 = 0,165 \cdot 220 = 36,3 \text{ В}$$

дает следующие результаты:

$M_K = 168,93 \text{ Нм}; s_K = 1,01; \alpha_{sK} = 0,1666; \alpha_s = 0,0633; \omega = 10,81 \text{ рад / с.}$

Характеристика 3 вновь не попала в заданную точку, хотя отклонение от нее уже не существенное.

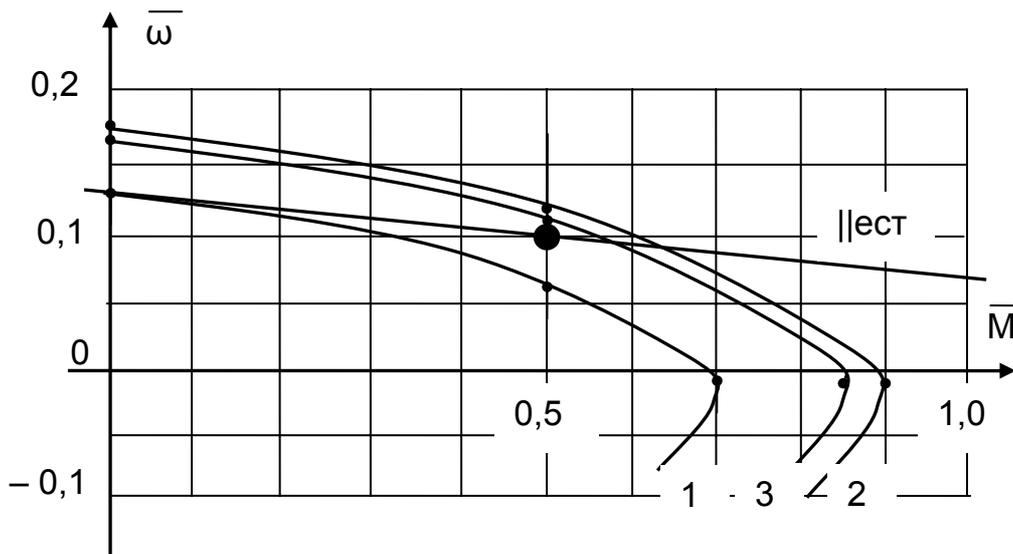


Рис.П5.4. К расчету механических характеристик, проходящих через заданную точку

Таким образом, трех расчетов для удовлетворения заданной точности не хватило. Если учесть, что расчет выполнялся еще и при $x_{\mu} = \text{const}$, которое существенно изменяется при частотном регулировании, следует сделать вывод: для расчетов нужно использовать ЭВМ. Методика расчета механических и электромеханических характеристик для Т – образной схемы замещения АД приведена в главе 3 учебного пособия. Для расчетов может быть использована программа «harad».

5.9.3. Статические законы частотного регулирования

При выборе соотношения между U_1 и f_1 , при регулировании чаще всего исходят из условия **обеспечения перегрузочной способности** двигателя

$$\mu_K = \frac{M_K}{M_C} = \text{const}.$$

Для любой из механических характеристик критический момент двигателя определяется по известному соотношению

$$M_K = \frac{3 \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot (r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_K^2})},$$

которое при $r_1=0$ принимает вид

$$M_K = \frac{3 \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot x_K} = A \cdot \frac{U_1^2}{f_1^2}.$$

Для любой частоты f_{1j} источника питания при $M_C = f(\omega)$ перегрузочная способность

$$\mu_k(f_{1j}) = \frac{M_{kj}}{M_C(\omega_j)} = A \cdot \frac{U_{1j}^2}{f_{1j}^2 \cdot M_C(\omega_j)} = \text{const.}$$

Тогда

$$\frac{U_{1j}^2}{f_{1j}^2 \cdot M_C(\omega_j)} = \frac{U_{1K}^2}{f_{1K}^2 \cdot M_C(\omega_K)} = \frac{U_{1H}^2}{f_{1H}^2 \cdot M_H} = \text{const.}$$

Отсюда можно записать **основной закон регулирования напряжения U_1 при изменении статического момента M_C** при частотном регулировании для $\mu_k = \text{const}$

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \cdot \sqrt{\frac{M_C(\omega)}{M_H}}$$

Таким образом, закон регулирования амплитуды напряжения U_1 определяется не только его частотой f_1 , но и характером изменения статического момента M_C , который может быть различен.

Чаще всего статический момент зависит от скорости

$$M_C = f(\omega).$$

1. При постоянстве статического момента $M_C = \text{const}$ и $M_C = M_H$ закон регулирования напряжения принимает вид

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} = \text{const} \text{ или } \frac{U_1}{f_1} = \text{const.}$$

При таком законе требуется при регулировании частоты пропорционально изменять напряжение. Механические характеристики для такого отношения приведены на рис. 5.64,а. Критический момент для принятых в законе допущений остается постоянным $M_k = \text{const}$.

2. При постоянстве мощности $P_C = \text{const}$ и $P_C = P_H$ статический момент изменяется обратно пропорционально скорости

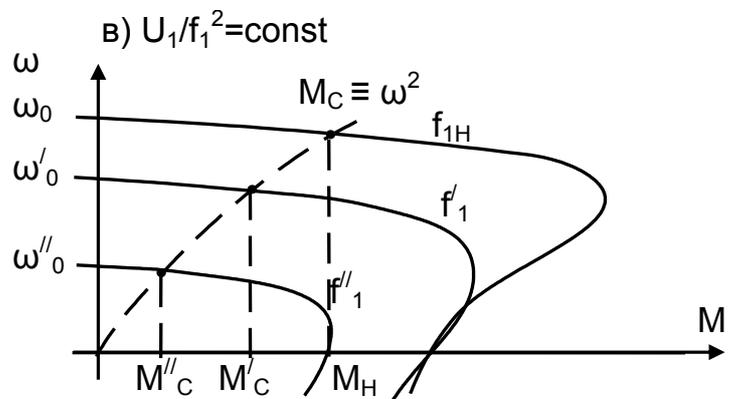
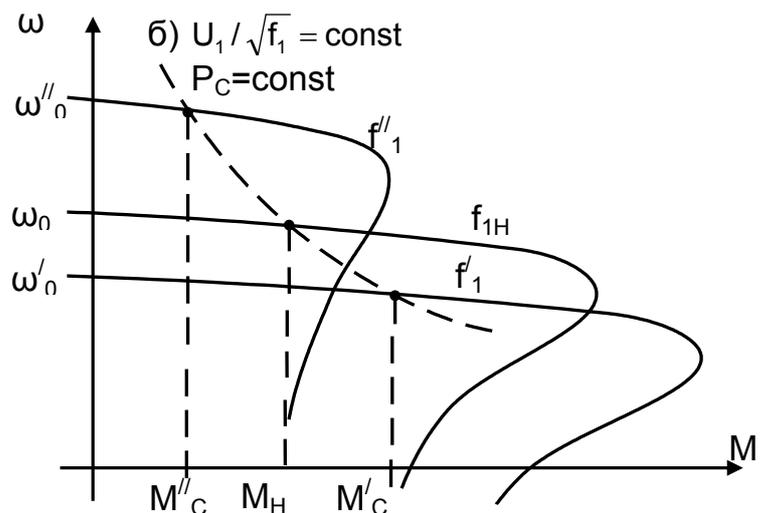
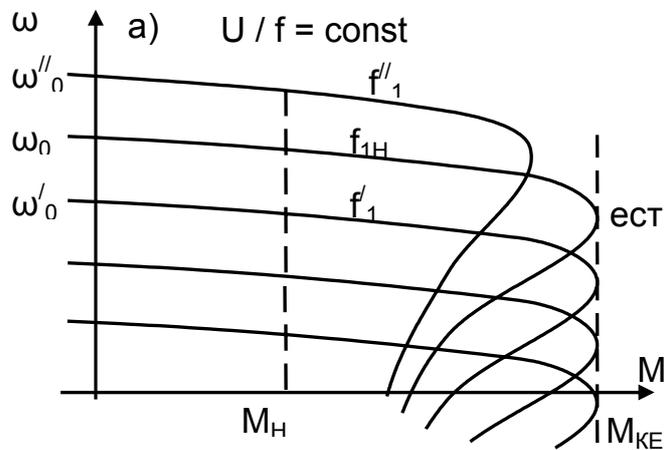


Рис.5.64. Механические характеристики при различных законах регулирования U/f

$$M_C = \frac{P_C}{\omega} = \frac{M_H \cdot \omega_H}{\omega},$$

тогда получим закон регулирования напряжения

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \cdot \sqrt{\frac{M_H \cdot \omega_H}{M_H \cdot \omega}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \cdot \sqrt{\frac{f_{1H}}{f_1}} = \sqrt{\frac{f_1}{f_{1H}}} \quad \text{или} \quad \frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \frac{U_{1H}}{\sqrt{f_{1H}}} = \text{const.}$$

Механические характеристики приведены на рис. 5.64,б.

3. Для идеальной вентиляторной нагрузки статический момент изменяется по закону

$$M_C = M_H \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2,$$

и закон регулирования напряжения имеет вид

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \cdot \sqrt{\frac{M_H \cdot \omega^2}{M_H \cdot \omega_H^2}} = \frac{f_1^2}{f_{1H}^2}, \quad \text{или} \quad \frac{U_1}{f_1^2} = \text{const.}$$

Механические характеристики приведены на рис. 5.64,в.

4. При $f_1 > f_{1H}$ представленные выше законы не применимы по условиям электрической прочности изоляции ($U_1 \leq U_H$). Регулирование ведется при поддержании постоянства напряжения на статоре по закону

$$U_1 = U_H = \text{const.}$$

Максимальное значение частоты и скорости ограничиваются по условиям механической прочности. Значение критического момента двигателя $M_{к\text{иск}}$ при $f_1 > f_{1H}$ и $U_1 = \text{const}$ снижается пропорционально квадрату частоты

$$M_{к\text{иск}} = M_{к\text{ест}} \cdot \frac{f_{1H}^2}{f_1^2}.$$

Полученные законы называются **статическими законами частотного регулирования**. Они определяются зависимостью статического момента от скорости $M_C(\omega)$. В этом случае получили наиболее просто реализуемый закон регулирования напряжения $U_1 = f(f_1)$ – зависимость от одного параметра f_1 . Закон получен для $\mu_k = \text{const}$ без учета падения напряжения на сопротивлении статора ΔU_1 (принято $r_1 \approx 0$). Такое допущение справедливо для АД большой мощности и в диапазоне регулирования $D = (2 \dots 2,5):1$.

Для других двигателей и большего диапазона влияние ΔU_1 существенно сказывается на величине момента M_k . При работе на малых скоростях возникает необходимость применения дополнительных мер по обеспечению устойчивой работы электропривода.

5.9.4. Регулировочные характеристики ПЧ – АД

Из рассмотренных выше статических законов частотного регулирования основным является закон $U/f = \text{const}$, при котором напряжение на статоре изменяется пропорционально частоте (или напряжению задания частоты). Данный закон распространяется на частоты от минимальной до номинальной ($f_{1\text{мин}} < f_1 \leq f_{1H}$).

При росте момента двигателя увеличивается относительное скольжение s , увеличивается ток ротора I_2 , растёт ток статора I_1 и увеличивается падение напряжения на сопротивлениях статора ΔU_1 . Снижается критический момент. Для сохранения перегрузочной способности двигателя возникает необходимость ре-

гулирования напряжения в функции нагрузки и приходится для компенсации ΔU_1 уменьшать напряжение на статоре в меньшей степени, чем уменьшается частота. Однако величина относительного скольжения

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{f_2}{f_1}$$

зависит не только от нагрузки, но и от текущего значения частоты.

Регулирование в этом случае ведут в функции абсолютного скольжения

$$\alpha s = \frac{f_1}{f_{1H}} \cdot \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{f_1}{f_{1H}} \cdot \frac{f_2}{f_1} = \frac{f_2}{f_{1H}},$$

так как абсолютное скольжение зависит только от нагрузки

$$\alpha s \equiv I_2 \equiv I_1 \equiv \Delta U_1.$$

При регулировании напряжения $U_1 = f(\alpha, \alpha s)$ обеспечивается компенсация падения напряжения в активном сопротивлении статора r_1 (такое регулирование обычно называют Ir- компенсацией).

Частный случай такого регулирования, когда полностью компенсируется падение напряжения на статоре – постоянство магнитного потока двигателя ($\Phi = \text{const}$). Здесь сохраняется перегрузочная способность двигателя (не зависит от частоты), механические характеристики параллельны, так как $M_K = \text{const}$ и $s_K = \text{const}$.

Кроме указанных законов ($\alpha, \alpha s$), применяют законы оптимального управления по минимуму потерь, минимуму тока статора или других параметров двигателя, изменяющихся в функции нагрузки

$$U_1 = f(\alpha, \alpha s, M).$$

В этом случае обеспечивается максимальное использование двигателя, но это регулирование достаточно сложно в реализации, и получает практическое применение в преобразователях частоты с микропроцессорным управлением.

Зависимость амплитуды напряжения U_1 от частоты f_1 реализуется с помощью функционального преобразователя ФП. До номинальной частоты f_{1H} амплитуда напряжения U_1 нарастает по линейному закону $U_{1H} / f_{1H} = \text{const}$. При номинальной частоте f_{1H} напряжение на статоре равно номинальному $U_1 = U_{1H}$. Из условий электрической прочности при дальнейшем росте частоты напряжение на статоре оставляют неизменным и равным U_{1H} . Отсюда, желаемая характеристика функционального преобразователя ФП системы ПЧ – АД имеет вид, показанный на рис. 5.65,б.

Преобразователи частоты не способны обеспечивать нулевую частоту, они обладают минимальной частотой $f_{1\text{МИН}}$ и соответствующим ей напряжением $U_{1\text{МИН}}$. Резкое снижение момента на малых частотах вынуждает применять дополнительные меры по его повышению:

- на начальном участке характеристики функционального преобразователя ФП при минимальной частоте устанавливают напряжение форсировки $U_{1\Phi}$, изменяя наклон характеристики до точки перехода 2 ($f_{1\text{П}}$, $U_{1\text{П}}$), но в этом случае резко возрастает ток статора;

- применяют положительную обратную связь по току статора, выполняя компенсацию скольжения. Увеличение нагрузки приводит к росту тока статора,

за счет этой связи растет частота, и двигатель как бы переходит на механические характеристики с большей частотой. Конечно, такие введения программируются в системах с микропроцессорным управлением. Но необходимо при этом контролировать величину тока статора.

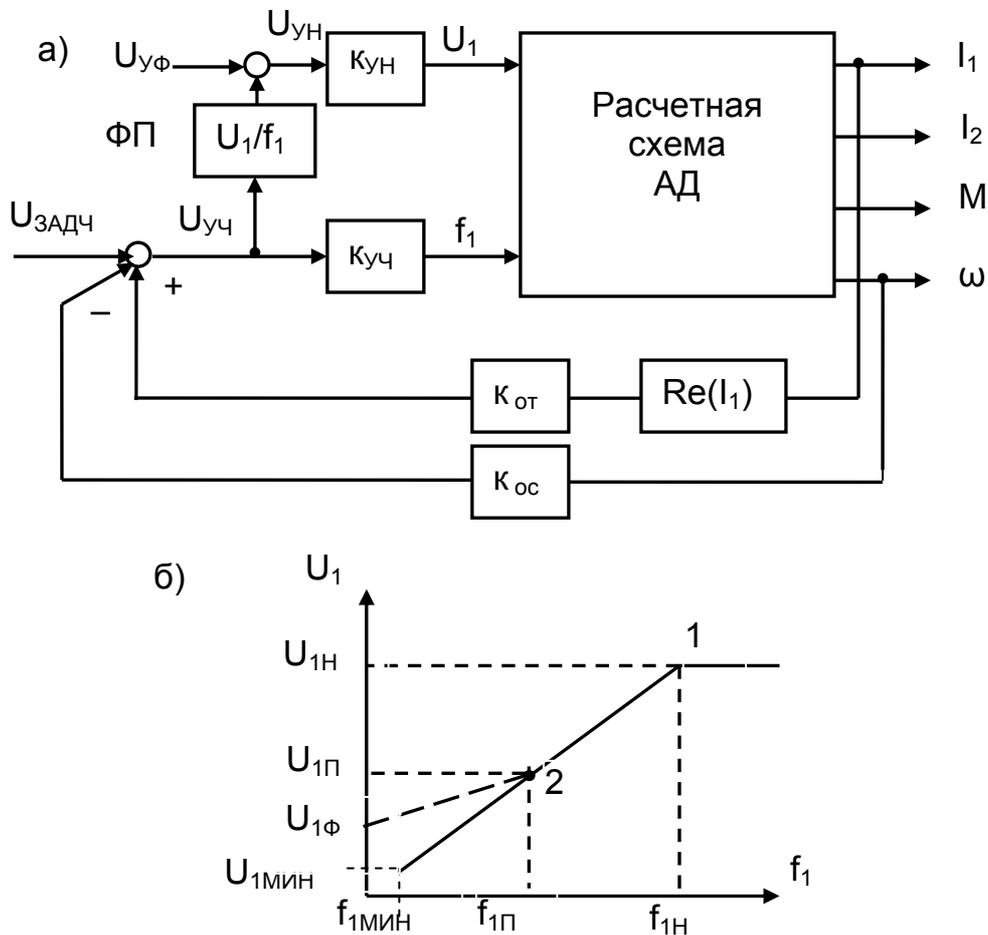


Рис. 5.65. Функциональная схема ПЧ – АД (а) и характеристика $U_1(f_1)$ ПЧ (б)

Преобразователь частоты как объект автоматического управления представляет собой систему с каналами управления по частоте и по амплитуде. Канал управления частотой может осуществлять либо дискретное, либо непрерывное формирование частоты напряжения и тока. При непрерывном формировании синусоидальных напряжений или токов заданной частоты его можно считать практически безинерционным с коэффициентом усиления $K_{\text{уч}}$. Канал управления напряжением или током воздействует на тиристорный преобразователь, и его быстродействие может оцениваться быстродействием этого управляемого преобразователя.

На функциональной схеме ПЧ – АД (рис. 5.65,а) преобразователь частоты представлен коэффициентами усиления по частоте $K_{\text{уч}}$ и по напряжению $K_{\text{ун}}$. В этом случае в схеме не учитываются постоянная времени СИФУ $T_{\text{п}}$ и время чистого запаздывания t , хотя они имеются и описываются аналогично преобразователю постоянного напряжения ТП.

Напряжение управления частотой $U_{\text{уч}}$ формируется напряжением задания частоты $U_{\text{ЗАДЧ}}$ и различными обратными связями. Компенсация скольжения

обеспечивается активной составляющей тока статора $\text{Re}(I_1)$, определенной в расчетной схеме АД. При росте нагрузки увеличивается активная составляющая тока, на вход системы подключается положительная обратная связь, увеличивается частота на выходе ПЧ. В результате компенсируется снижение скорости двигателя. Коэффициентом обратной связи k_{OT} устанавливается режим недокомпенсации, полной компенсации, перекомпенсации. На вход ПЧ может быть подключена отрицательная обратная связь по скорости с коэффициентом усиления k_{OC} .

Напряжение управления U_{yH} амплитудой напряжения (или тока) формируется функциональным преобразователем ФП в зависимости от напряжения управления частотой $U_{yч}$. На вход ПЧ подключают необходимые обратные связи по току, напряжению, а также при необходимости напряжение форсировки $U_{yф}$.

Расчет характеристик двигателя по расчетным схемам, приведенным для качественного анализа процессов частотного регулирования, может быть выполнен с применением ЭВМ по достаточно сложным программам. При таком управлении напряжением, как показано на рис. 5.65,б, для рабочего участка в пределах абсолютного скольжения $\alpha s < \alpha s_k$, не превышающего значения критического, выражение механической характеристики имеет вид

$$(1 + T_{\text{Э}} p) \cdot M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega).$$

В системе ПЧ – АД (рис. 5.65,а)

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot k_{yч}}{p_{\text{п}}} \cdot U_{yч}$$

Дополнив эти уравнения уравнением движения электропривода, получим систему уравнений, которой соответствует представленная на рис. 5.66 структурная схема линеаризованной системы ПЧ – АД.

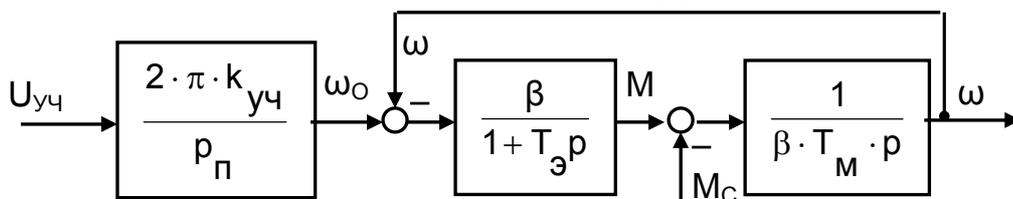


Рис. 5.66. Структурная схема линеаризованной системы ПЧ – АД

Параметры β и $T_{\text{Э}}$ в этой структуре должны соответствовать требуемому режиму работы электромеханического преобразователя – от источника напряжения или от источника тока. Обратите внимание, что влияние амплитуды напряжения и сопротивлений цепей статора и ротора на анализ процессов в приведенной линеаризованной системе учитывается коэффициентом

$$\beta = \frac{2 \cdot M_{\text{к}\alpha}}{\alpha s_{\text{к}} \cdot \omega_{\text{OH}}},$$

который в общем случае является переменным. Кроме того, линеаризованная структурная схема не позволяет анализировать поведение токов статора и ротора.

Законы частотного регулирования реализуют с помощью преобразователей частоты – электромашинных или вентильных. Преобразователи частоты преобразуют напряжение и мощность промышленной частоты 50 Гц в напряжение U_1 (или ток I_1), регулируемое по частоте f_1 и по амплитуде.

5.9.5. Системы электропривода с электромашинными преобразователями частоты

Исторически преобразователи частоты в электроприводе начали создаваться на базе синхронных генераторов СГ и асинхронных машин АМ. В качестве примера рассмотрим в общем виде **синхронный преобразователь частоты СПЧ** (рис. 5.67)

Частота выходного напряжения СПЧ f_1 определяется скоростью вращения $U_1 = var, f_1 = var$

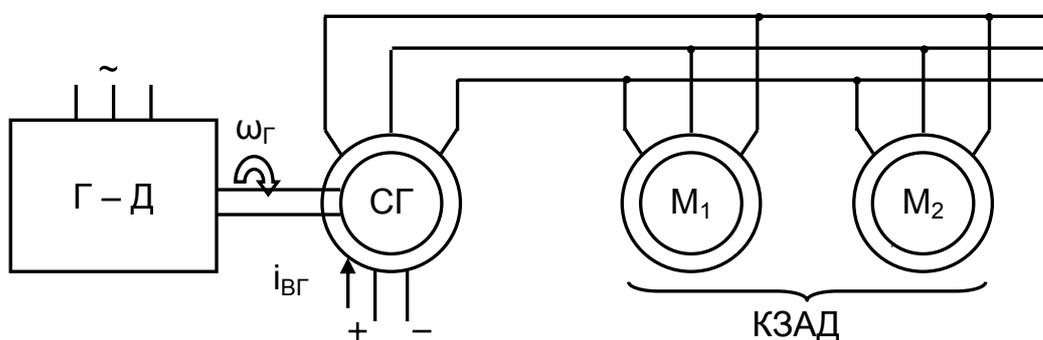


Рис. 5.67. Система СПЧ – АД

ω_G синхронного генератора СГ

$$f_1 = \omega_G \cdot p / (2\pi),$$

амплитуда напряжения U_1 зависит от его тока возбуждения $U_1 \equiv i_{BG}$.

СГ питает общие шины, к которым подключены короткозамкнутые асинхронные двигатели рабочих органов (например, ролики рольгангов). Для регулирования скорости СГ использовалась система Г–Д. Система СПЧ – АД обеспечивает раздельное управление частотой f_1 (изменением скорости СГ) и напряжением U_1 (изменением тока возбуждения СГ) и позволяет реализовать любые статические законы частотного регулирования.

В системе с **асинхронным ПЧ** (рис.5.68) используются зависимости частоты $f_2 = f_{1H} \cdot s$ и ЭДС ротора $E_2 = E_{20} \cdot s$ от скольжения. Регулируя скорость АМ с помощью системы Г–Д, получают на общих шинах КЗАД желаемые значения частоты и амплитуды напряжения $U_1 = var, f_1 = var$. Однако эта система способна реализовать лишь закон $U_1 / f_1 = const$. Обратите внимание, для получения номинальной частоты $f_{1H} = 50$ Гц генератор АМ должен быть остановлен, а для $f_1 > f_{1H}$ – должен вращаться против поля.

Электромашинные преобразователи – громоздкие, дорогие установки, установленная мощность электродвигателей $P_{уст} \geq 5 \cdot P_H$, обладают малым КПД и большой инерционностью. Применяются для питания общих шин (СПЧ) или для получения повышенной частоты $f_1 = 100 \dots 400$ Гц (АПЧ).

В настоящее время находят широкое применение статические ПЧ – системы, построенные не на вращающихся, а на статических элементах (тиристорные и транзисторные ПЧ).

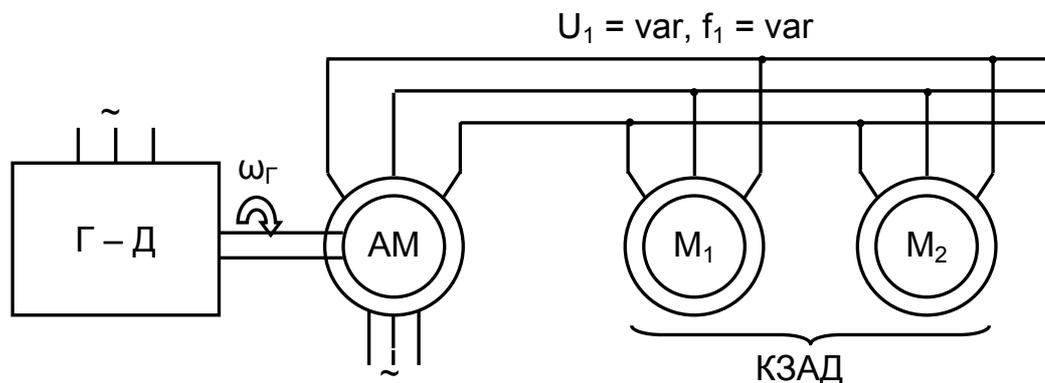


Рис.5.68. Система АПЧ – АД

4.1.1. 5.9.6. Система электропривода НПЧ – АД

Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью (НПЧ) включают в себя тиристорные реверсивные комплекты постоянного тока ТП по одному на фазу. ТП – обычный реверсивный тиристорный преобразователь постоянного тока. Тиристорный преобразователь работает в режиме усилителя мощности.

На рис.5.69,а приведена схема НПЧ на базе реверсивных ТП с нулевой схемой выпрямления и диаграммы выходного напряжения.

Переменное выходное напряжение на выходе ТП состоит из полуволн выпрямленного напряжения. При положительном напряжении управления U_y и $\alpha = 0$ работают тиристоры катодной группы ($h + 1$), подавая на статор положительные полуволны выпрямленного напряжения. При изменении знака напряжения управления U_y включаются тиристоры анодной группы (тиристоры катодной группы отключаются в режиме естественной коммутации) и на статор поступают полуволны отрицательного выпрямленного напряжения. Частота напряжения на статоре двигателя зависит от числа полуволн выпрямленного напряжения.

Полупериод регулируемой частоты T_1 (рис.5.69,б)

$$T_{\text{РЕГ}} / 2 = T_1/2 + h \cdot T_1/3,$$

тогда $T_{\text{РЕГ}} = (3 \cdot T_1 + 2 \cdot h \cdot T_1) / 3 = T_1(3 + 2 \cdot h) / 3$,

а регулируемая частота

$$f_{\text{РЕГ}} = 3 \cdot f_1 / (3 + 2 \cdot h),$$

где h – число открываемых тиристоров в группе за вычетом одного.

Для НПЧ, получающего питание от трехфазной сети, имеем ряд фиксированных значений регулируемой частоты $f_{\text{РЕГ}}$ (см. таблицу 5.2). Плавно частоту напряжения на статоре можно регулировать паузой Δt (рис.5.69,а).

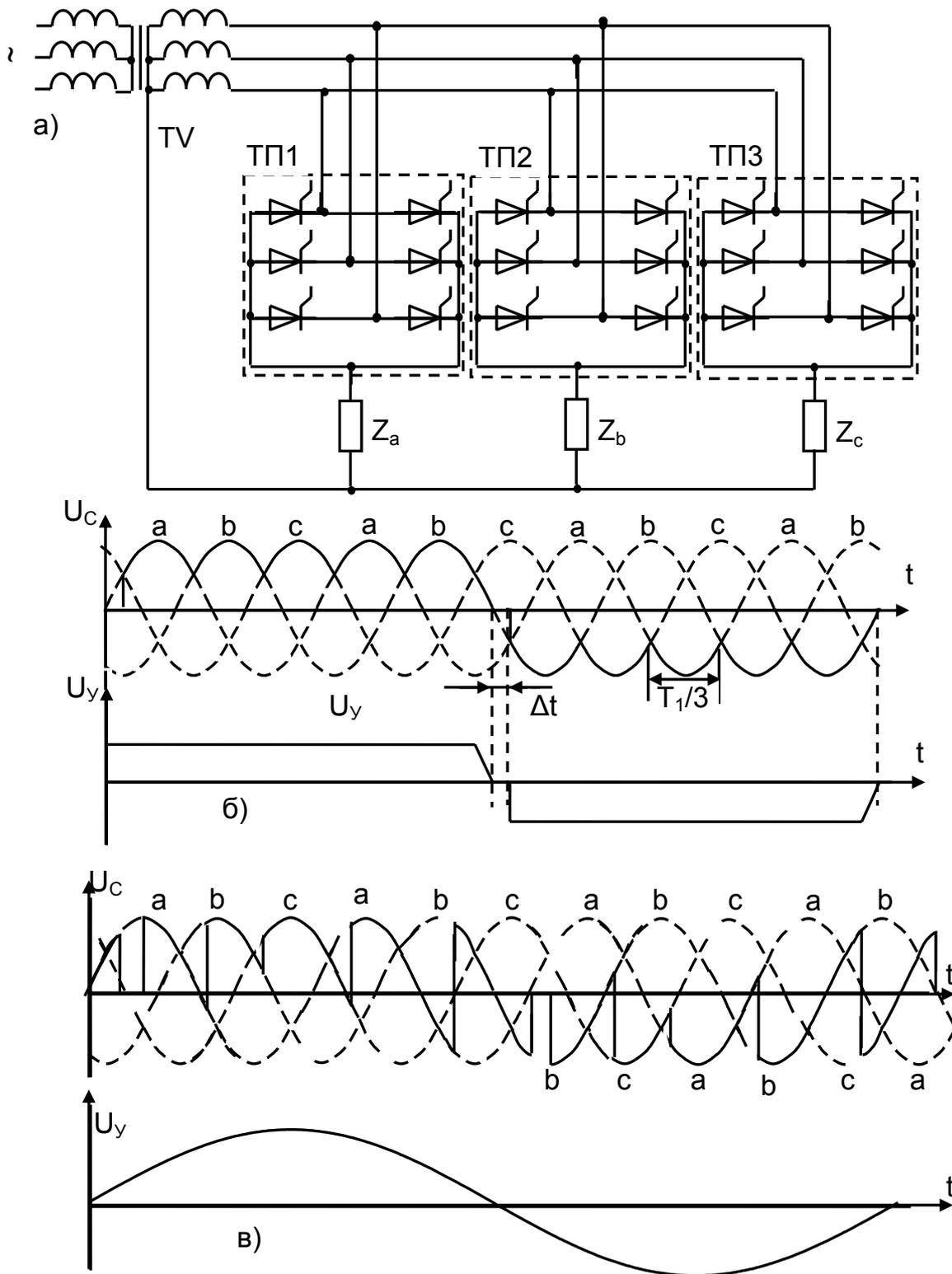


Рис. 5.69. НПЧ на базе реверсивных ТП с нулевой схемой выпрямления: а) схема и б) диаграммы фазных напряжений и напряжения управления

Таблица 5.2

h	2	3	4	5	6	7
$f_{\text{РЕГ}}, \text{Гц}$	21,4	16,7	13,6	11,5	10	8,8

Для трехфазной системы применяют три ТП и управляющие импульсы на ТП каждой фазы подаются со сдвигом на треть периода выходной регулируемой частоты.

НПЧ позволяют регулировать и напряжение на выходе за счёт угла α

$$U_{\text{рег}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\Phi} \cdot \sin(\pi/m)}{\pi/m} \cdot \cos \alpha.$$

В этом случае на вход НПЧ подается напряжение управления синусоидальной формы, которое формируется генератором синусоидальных колебаний ГСК (рис.5.69,в). Тиристоры при таком управлении открываются не в точке естественной коммутации, как при управлении НПЧ импульсами постоянной амплитуды, а в соответствии с регулировочной характеристикой ТП. Необходимая частота и амплитуда выходного напряжения определяются напряжениями задания частоты $U_{\text{уч}}$ и напряжения $U_{\text{ун}}$, обеспечивая отдельное управление ими и выполнение любого закона регулирования.

При работе на активно – индуктивную нагрузку (обмотки статора) изменяется форма напряжения на нагрузке. Работа тиристоров усложняется, ток через тиристоры продолжает протекать и при отрицательном на них напряжении, что затрудняет их коммутацию.

Верхний предел рабочих частот НПЧ ограничен по условиям естественной

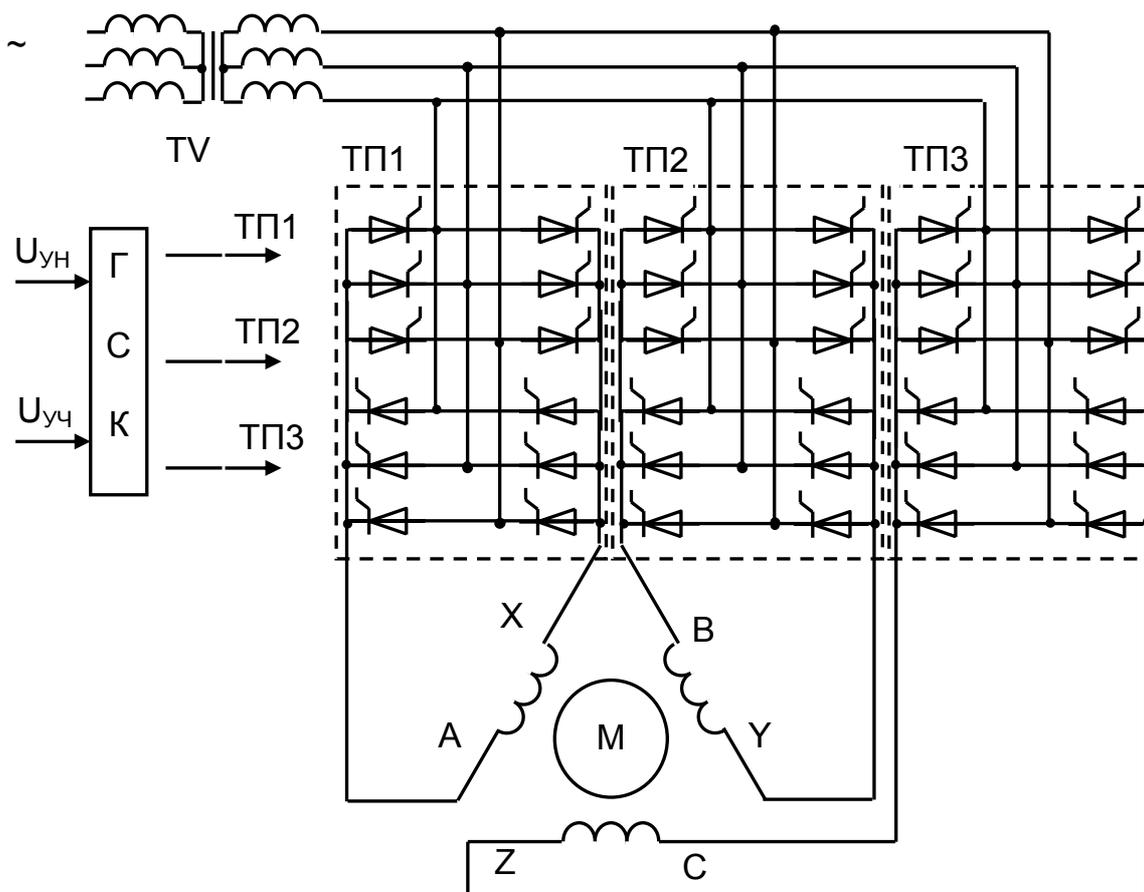


Рис. 5.70. Система НПЧ – АД на базе реверсивных тиристорных преобразователей постоянного тока с мостовой схемой выпрямления

коммутации тока в вентилях и составляет лишь 40 – 60% номинальной частоты сети.

На практике получили распространение мостовые схемы НПЧ, где не требуется нулевой провод ни в двигателе, ни в трансформаторе, но требуется жесткое согласование управления фазами, а также можно отказаться от трансформатора (рис. 5.70). Механические характеристики системы НПЧ – АД приведены на рис. 5.71.

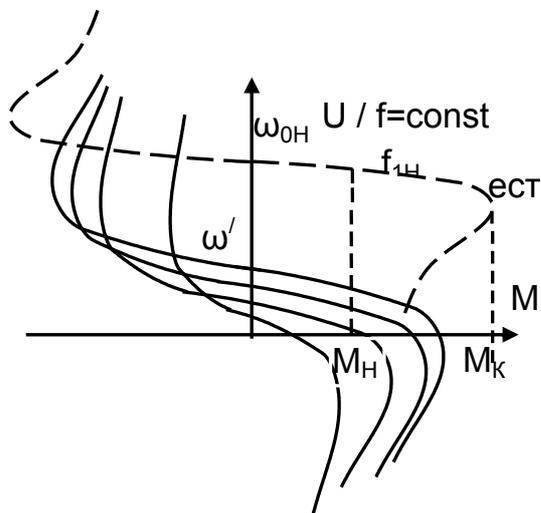


Рис. 5.71. Механические характеристики системы НПЧ – АД

Достоинства НПЧ:

- однократное преобразование электрической энергии, поэтому высокий КПД;
- независимое регулирование напряжения U_1 и частоты f_1 ;
- свободный обмен энергией (активной и реактивной) между сетью и двигателем, благодаря чему возможно рекуперативное торможение;
- отсутствие коммутирующих конденсаторов (используется естественная коммутация вентилях под действием напряжения питающей сети).

Недостатки НПЧ:

- ограниченная выходная частота $f_{\text{вых}}$ – до $0,4 \cdot f_{1H}$ в нулевых схемах выпрямления, до $0,6 \cdot f_{1H}$ – в мостовых схемах;

- большое число вентилях и сложная схема управления ими;
- невысокий коэффициент мощности;
- несинусоидальное напряжение, высокий состав гармоник.

Область применения:

- безредукторный привод со скоростью $\omega_{\text{макс}}$, соответствующей частоте питания $f = 12 \dots 15$ Гц;
- в машине двойного питания НПЧ устанавливают в цепь ротора;
- при наличии силовой сети с частотой $f = 400$ Гц.

5.9.7. Система электропривода ПЧИ – АД

Тиристорные преобразователи частоты со звеном постоянного тока, иногда называемые двухзвенными преобразователями, содержат в своем составе автономный инвертор напряжения (или тока), и потому будем называть их в дальнейшем преобразователями частоты инверторного типа (ПЧИ). Блок-схема такого преобразователя приведена на рис. 5.72.

Схемы преобразователей ПЧИ. Классическая схема ПЧИ включает в себя управляемый выпрямитель УВ (преобразователь переменного напряжения в постоянное – типичный преобразователь постоянного тока ТП, см. 5.6), фильтр $L_\phi C_\phi$, автономный инвертор АИ. Переменное напряжение промышленной сети U_C и частотой сети f_C сначала выпрямляется с помощью управляемого (или неуправляемого) выпрямителя УВ в постоянное напряжение $U_{\text{пост}} = \text{var}$ (или ток $I_{\text{пост}} = \text{var}$) и с помощью управляемого инвертора АИ преобразуется в напряжение U_1 (или ток I_1) регулируемой частоты $f_1 = \text{var}$ и амплитуды.

Напряжение задания частоты $U_{3ч}$ поступает на вход инвертора через систему управления инвертором СУИ, определяя выходную частоту $f_1=var$. Этим же напряжением $U_{3ч}$ регулируется амплитуда напряжения, на вход управляемого выпрямителя УВ подается через систему управления СУВ и функциональный преобразователь ФП, обеспечивающий согласование амплитуды и частоты напряжения на выходе преобразователя частоты.

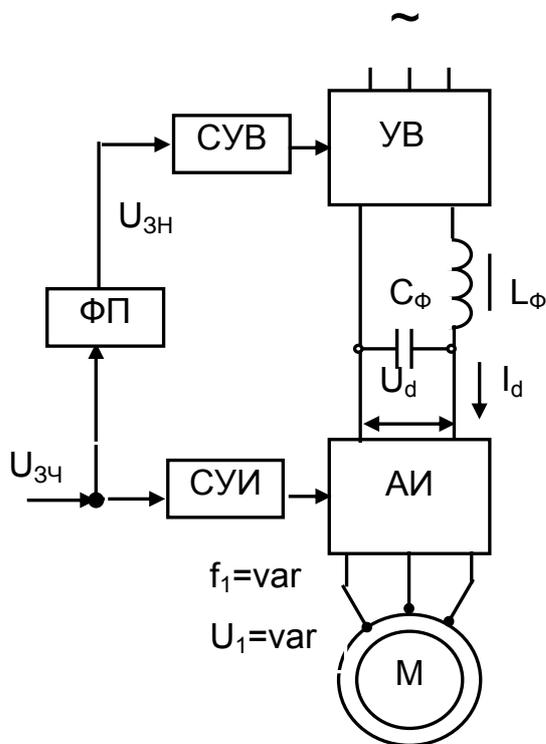


Рис. 5.72. ПЧ со звеном постоянного тока

Важным узлом преобразователя является фильтр $L_\phi C_\phi$, выполняющий две функции: сглаживает пульсации выпрямленного напряжения и служит устройством для накопления и отдачи энергии, что необходимо для обеспечения циркуляции реактивной мощности между обмотками асинхронного двигателя и фильтром. Поскольку на входе преобразователя установлен полупроводниковый выпрямитель, то циркуляция реактивной мощности между асинхронным двигателем и сетью невозможна.

Таким образом, в схеме рис. 5.72 амплитуда напряжения на статоре регулируется управляемым выпрямителем УВ, частота напряжения – автономным инвертором АИ. В качестве УВ используются тиристорные преобразователи, в последнее время – преобразователи на JGBT транзисторах. Автономные инверторы выпускаются на тиристорах и JGBT транзисторах.

Напомним, что в зависимости от способа коммутации тиристорных инверторы делятся на ведомые сети и автономные. В

инверторах, ведомых сетью, коммутация тока с тиристора на тиристор обеспечивается напряжением переменного тока источника питания. В автономных инверторах для коммутации тока используются устройства искусственной коммутации с конденсаторами и катушками индуктивности. В электроприводах с частотным управлением используются автономные инверторы.

На рис 5.73 приведены другие схемы преобразователей частоты со звеном постоянного тока. Стремление улучшить коэффициент мощности электропривода, который связан с углом регулирования α управляемого выпрямителя УВ и уменьшается с увеличением диапазона регулирования, приводит к установке вместо УВ неуправляемого выпрямителя В (рис. 5.73,б). Коэффициент мощности установки с неуправляемым выпрямителем В близок к единице. Напряжение на выходе В постоянно, поэтому для регулирования амплитуды напряжения на статоре применяют дополнительные силовые элементы – широтно-импульсный модулятор ШИМ и фильтр LC.

Развитие информационной электроники привело к созданию систем управления (рис. 5.73,в), способных регулировать частоту и амплитуду на выходе в составе АИ, возложив на АИ функции формирования частоты и амплитуды выходного напряжения с помощью широтно-импульсной модуляции ШИМ. В этом случае возможно не только регулирования средней величины напряжения за период, но и коррекция формы выходного напряжения.

На рис. 5.73,г приведена упрощенная схема АИ, работающая в режиме источника тока. Обратная связь по току обеспечивает поддержание величины постоянного тока, заданной системой регулирования. Объединение АИ и ШИМ позволяет формировать синусоидальную форму тока статора. При этом задающий сигнал подается на вход автономного инвертора.

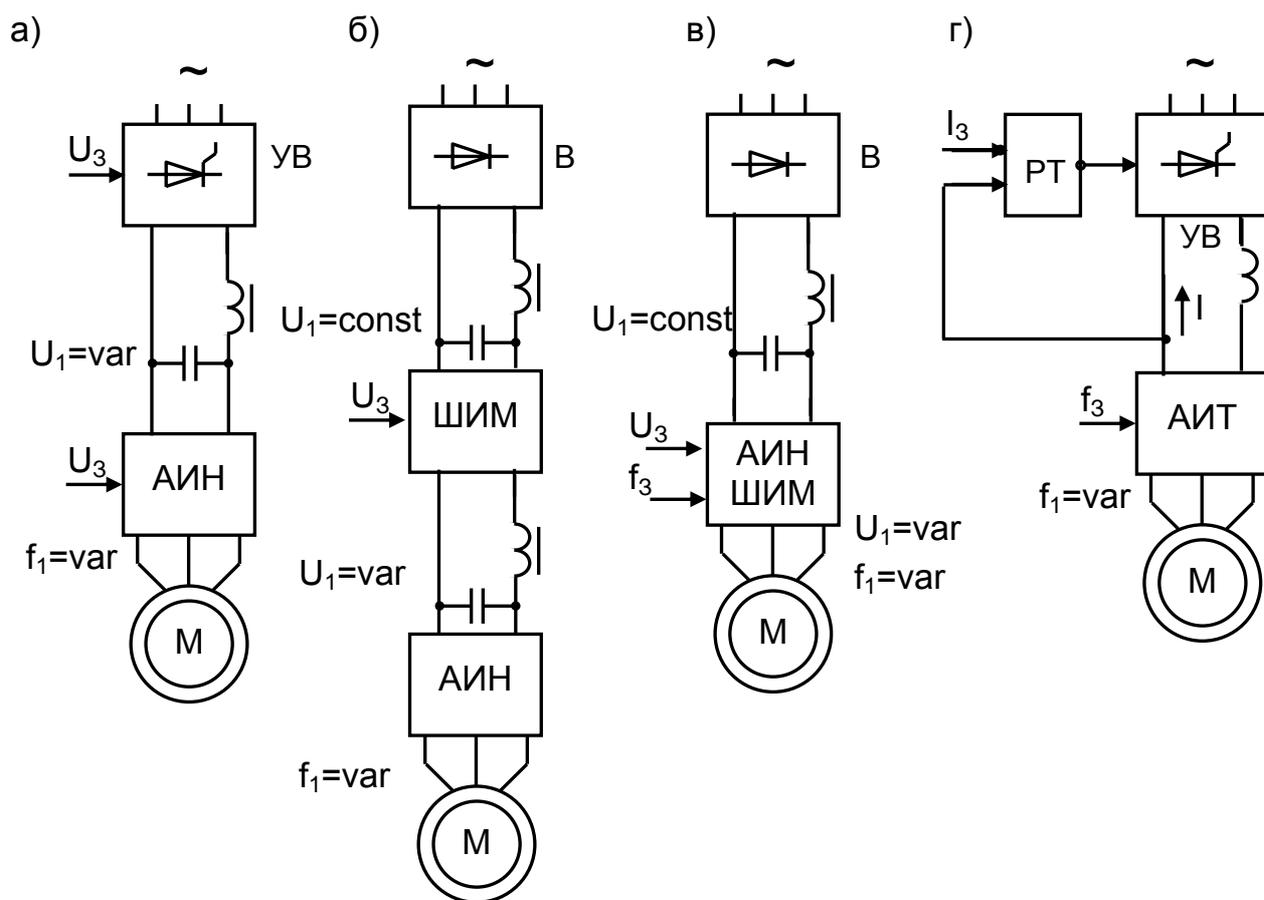


Рис. 5.73. Схемы преобразователей частоты со звеном постоянного тока

Принцип работы тиристорного ПЧИ с АИН (рис. 5.73,а) рассмотрим на схеме силовых цепей преобразователя (рис. 5.74). Обмотки статора асинхронного двигателя M соединены в звезду, а тиристоры $VS1-VS6$, собранные в мостовую схему, с помощью схемы управления могут открываться в последовательности нумерации тиристоров и на любой отрезок времени. Чаще всего на практике используются схемы ПЧ, в которых продолжительность открытого состояния каждого тиристора составляет половину ($\lambda = T_{\text{PEГ}}/2$) или треть ($\lambda = T_{\text{PEГ}}/3$) периода выходной частоты $f_{\text{PEГ}}$, а сдвиг моментов открытия тиристоров составляет шестую часть этого периода.

При такой схеме включения обмотки статора получают переменное напряжение, причем максимумы этого напряжения сдвинуты по фазам на треть периода регулируемой частоты. Другими словами, на нагрузке получилась система трёхфазного напряжения переменного тока, но только несинусоидальной формы.

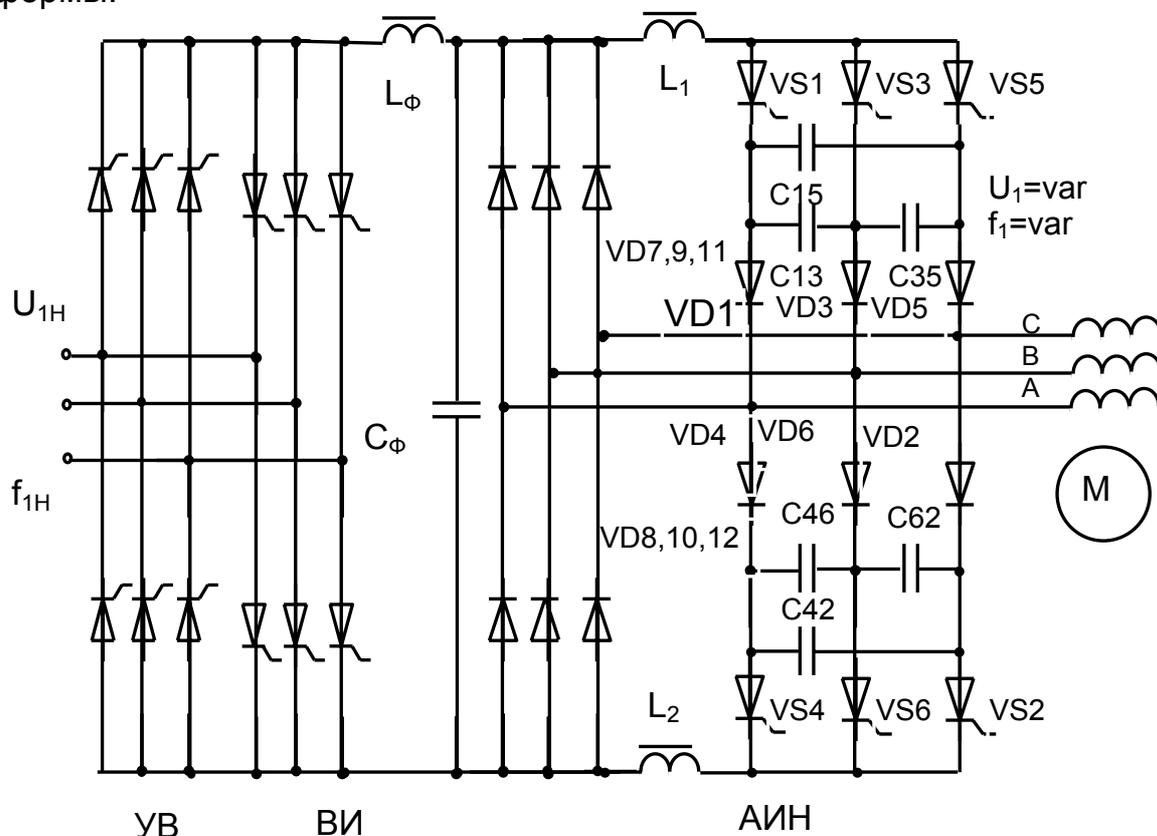


Рис. 5.74. Схема тиристорного ПЧИ на базе АИН

Способ формирования трехфазного напряжения с $\lambda = T_{\text{РЕГ}}/2$ широко используется в автономных инверторах напряжения АИН. Величины напряжений на обмотках статора характеризуются следующими соотношениями [27]:

– действующее значение линейного напряжения

$$U_{\text{л}} = 0,816 U_{\text{д}};$$

– амплитуда первой гармоники линейного напряжения

$$U_{\text{л макс}} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot U_{\text{д}};$$

– действующее значение первой гармоники линейного напряжения

$$U_{\text{л1}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{\text{д}} = 0,78 \cdot U_{\text{д}};$$

– действующее значение первой гармоники фазного напряжения

$$U_{\text{ф1}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{\text{д}} = 0,45 \cdot U_{\text{д}};$$

– амплитуда фазного тока

$$I_{\phi \text{ макс}} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{I_d}{\cos \varphi}.$$

В режиме АИН тиристоры коммутуют напряжение на обмотках статора, при этом напряжение на обмотках изменяется скачком (рис. 5.75). При активно-индуктивной нагрузке (обмотки статора) после изменения напряжения ток статора продолжает протекать в прежнем направлении, уменьшаясь по величине. Отставший ток принято называть реактивным током.

Возникает проблема с замыканием этого реактивного тока, так как в случае его разрыва ЭДС самоиндукции

$$E_S = -L (di/dt) \rightarrow \infty.$$

прикладываемая к тиристорам, может достигать больших значений.

Другой проблемой тиристорного ПЧИ является обеспечение закрытия тиристора, включенного на постоянное напряжение. Приходится применять устройства искусственной коммутации.

Как решаются эти проблемы, рассмотрим на схеме тиристорного ПЧИ, приведенной на рис. 5.74.

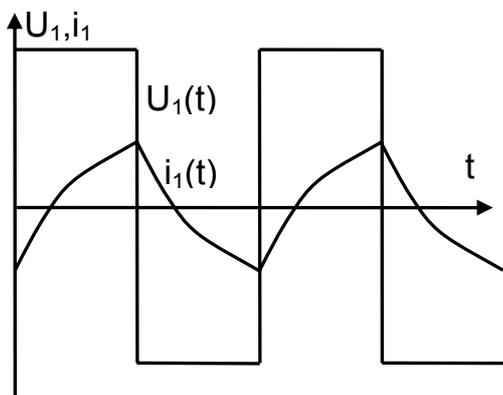


Рис. 5.75. Диаграммы тока и напряжения на выходе АИН

Кроме классических элементов – управляемый выпрямитель УВ, фильтр $L_{\phi}C_{\phi}$, тиристоры инвертора VS1...VS6 – в схему включены:

– ведомый сеть инвертор ВИ – для обеспечения возврата энергии в сеть при рекуперативном торможении;

– мост обратных диодов VDV7...VD12 для замыкания реактивного тока;

– коммутирующие конденсаторы, собранные в схему треугольника C13...C62, нумерация которых

обозначает номера коммутируемых тиристоров;

– отсечные диоды VD1...VD6, отделяющие коммутирующие конденсаторы от нагрузки с целью исключения их разряда через нагрузку и снижения их емкости;

– дроссели L_1, L_2 – для ограничения разряда коммутирующих конденсаторов через мост обратных диодов.

При включенном УВ и заряженном конденсаторе C_{ϕ} рассмотрим пути протекания тока от $+C_{\phi}$ до $-C_{\phi}$.

1. Цепь тока VS1 – VS6: $+C_{\phi} \rightarrow L_1 \rightarrow VS1 \rightarrow VD1 \rightarrow \text{фаза A} \rightarrow \text{фаза B} \rightarrow VD6 \rightarrow VS6 \rightarrow L_2 \rightarrow -C_{\phi}$;

2. Цепь заряда коммутирующего конденсатора C13: $+C_{\phi} \rightarrow L_1 \rightarrow VS1 \rightarrow C13 \rightarrow VD3 \rightarrow VD6 \rightarrow VS6 \rightarrow L_2 \rightarrow -C_{\phi}$. Тиристор VS1 сам обеспечивает цепь заряда для своего гашения через тиристор, включившийся до него, в данном случае через VS6. Таким образом, каждый тиристор обеспечивает заряд своей емкости для гашения. Цепь заряда C62 аналогична, только заряжается он при включении

VS5: $+C_{\phi} \rightarrow L1 \rightarrow VS5 \rightarrow VD5 \rightarrow VD2 \rightarrow C62 \rightarrow VS6 \rightarrow L2 \rightarrow -C_{\phi}$ (тиристор VS6 подготовлен к выключению).

3. Цепь гашения VS6: при включении VS2 $+C62 \rightarrow$ навстречу протекающему току через VS6 $\rightarrow -C62$, в итоге через время Δt тиристор VS6 закроется.

4. После отключения VS6 цепь тока фазы А: VS1 \rightarrow VD1 \rightarrow фаза А обрывается. Реактивный ток в фазе А от фазы В, которому прервали путь, продолжится: фаза А \rightarrow фаза В \rightarrow мост обратных диодов VD9 \rightarrow L1 \rightarrow VS1 \rightarrow VD1 \rightarrow фаза А. Одновременно ток от фазы А продолжится по пути: фаза А \rightarrow фаза С \rightarrow VD2 \rightarrow VS2 \rightarrow мост обратных диодов VD12 \rightarrow фаза А. Коммутация других тиристорov выполняется аналогично.

А если реактивный ток не успел снизиться до нуля, и пришло время отключить тиристор VS2. Время его отключения определяется заданной частотой от СУИ. Ток оборванной (отключённой) фазы пойдет по пути: фаза А \rightarrow фаза С \rightarrow VD7 $\rightarrow +C_{\phi} \rightarrow -C_{\phi} \rightarrow$ VD12 \rightarrow фаза А. Происходит заряд C_{ϕ} , напряжение на конденсаторе увеличивается и, когда напряжение на конденсаторе превысит выпрямленное напряжение на выходе УВ, включится другой комплект УВ (ВИ) и энергия начнёт возвращаться в сеть. (Это рекуперативное торможение РТ!).

Действительно, при РТ ток статора отстаёт от напряжения на угол $\varphi > 90^{\circ}$, то есть при переключении тиристорov через 60° ток за это время не будет спадать до нуля, и идёт процесс РТ. При РТ асинхронный двигатель продолжает потреблять реактивную энергию для создания потока, а активную энергию направляет через АИН, работающий на прием энергии, на заряд конденсатора C_{ϕ} . При редких торможениях выбирают емкость C_{ϕ} такой, чтобы обеспечивался прием этой энергии торможения. При частых тормозных режимах устанавливают ведомый инвертор ВИ, возвращающий в сеть как активную энергию, так и избыток реактивной (выбросы реактивного тока).

Достоинства АИН – независимость выходного напряжения от частоты и момента нагрузки, что упрощает формирование необходимых законов частотного регулирования.

Недостатки АИН – ступенчатая форма напряжения и низкий коэффициент мощности преобразователя из-за фазового способа регулирования напряжения.

Механические характеристики системы ПЧИ – АД с АИН с регулированием по закону $U / f = \text{const}$ полностью соответствуют характеристикам, приведенным на рис. 5.63.

Реверс двигателя традиционно осуществляется переключением двух фаз обмотки статора, что в схемах ПЧИ достигается изменением порядка подачи импульсов на тиристоры (транзисторы) АИН.

Принцип работы тиристорного ПЧИ с АИТ. В электроприводах, работающих с частыми переходными процессами пуска и торможения, и в случаях, когда требуется торможение АД с отдачей энергии в сеть, целесообразно использовать АИТ.

В автономных инверторах тока АИТ используется способ формирования трехфазного напряжения с $\lambda = T_{\text{PEГ}}/3$. Продолжительность открытого состояния каждого тиристора будет составлять треть периода $T_{\text{PEГ}}$ регуля

руемой выходной частоты f_{PEF} , а нагрузка будет по-прежнему соединена в звезду. В том случае будет другая форма выходного напряжения ПЧ.

Величины токов и напряжений на обмотках статора характеризуются следующими соотношениями [28]:

– действующее значение тока статора

$$I_{л} = 0,816 I_d;$$

– амплитуда первой гармоники тока

$$I_{л\text{макс}} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d;$$

– действующее значение первой гармоники тока фазы

$$I_{\phi 1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d = 0,78 \cdot I_d;$$

– действующее значение фазного напряжения

$$U_{\phi} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_d}{\cos \phi}.$$

Как видно из приведенных соотношений, напряжение (и его форма) на выходе АИТ определяется нагрузкой и ее характером ($\cos \phi$).

Автономный инвертор тока АИТ коммутирует ток, а не напряжение (рис. 5.76), для чего в цепь постоянного тока включается мощный дроссель – индуктивность L , но отсутствуют конденсатор фильтра C_{ϕ} и мост обратных диодов. В работе участвуют два тиристора с углом проводимости $\lambda = T_{PEF}/3$. Процесс коммутации тока можно пояснить на основе частотно-токовой системы ПЧИ – АД с АИТ (рис. 5.77). Назначение тиристорov, диодов и конденсаторов УВ и АИТ такое же, как и для схемы на рис. 5.74.

При работе АИТ протекание тока происходит аналогично схеме АИН: (+) → L → VS1 → VD1 → фаза А → фаза В → VD6 → VS6 → (-). Заряд коммутирующего конденсатора выполняется также аналогично, минуя нагрузку: (+) → L → VS1 → C13 → VD3 → VD6 → VS6 → (-).

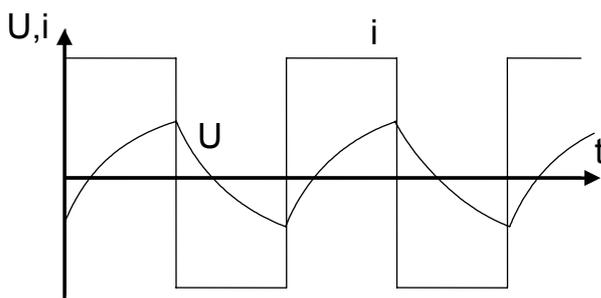


Рис. 5.76. Диаграммы тока и напряжения АИТ

Коммутация тока с VS1 на VS3 начинается с открытия VS3, после чего конденсатор C13 разряжается навстречу току через VS1, который закрывается. Ток через VS3, конденсатор C13 и диод VD1 продолжает следовать на фазу А, конденсатор перезаряжается. Когда напряжение на конденсаторе U_{C13} станет равным линейному напряжению на обмотках статора U_{AB} , начинает протекать ток через VD3, нарастая в фазе В и спадая в фазе А, но в сумме оставаясь равным I_d . Аналогично выполняется коммутация и других тиристорov при постоянстве тока I_d .

Аналогично выполняется коммутация и других тиристорov при постоянстве тока I_d .

На базе АИТ создана частотно-токовая система управления асинхронным двигателем, упрощенная схема которой представлена на рис. 5.77. На статор двигателя поступает ток, регулируемый по частоте и амплитуде. С помощью обратных связей по току и скорости формируются статические и динамические характеристики электропривода. Частота тока статора f_1 задается напряжением задания U_{3C} . Разность U_{3C} и напряжения обратной связи по скорости U_ω поступает на вход усилителя – ограничителя УО, напряжение на выходе которого $U_{ас}$ пропорционально абсолютному скольжению $as = f_2/f_{1H}$. Частота на выходе АИТ определяется напряжением управления инвертором

$$U_{y \text{ ИИВ}} = U_{\omega S} = U_\omega + U_{ас} \equiv f_1$$

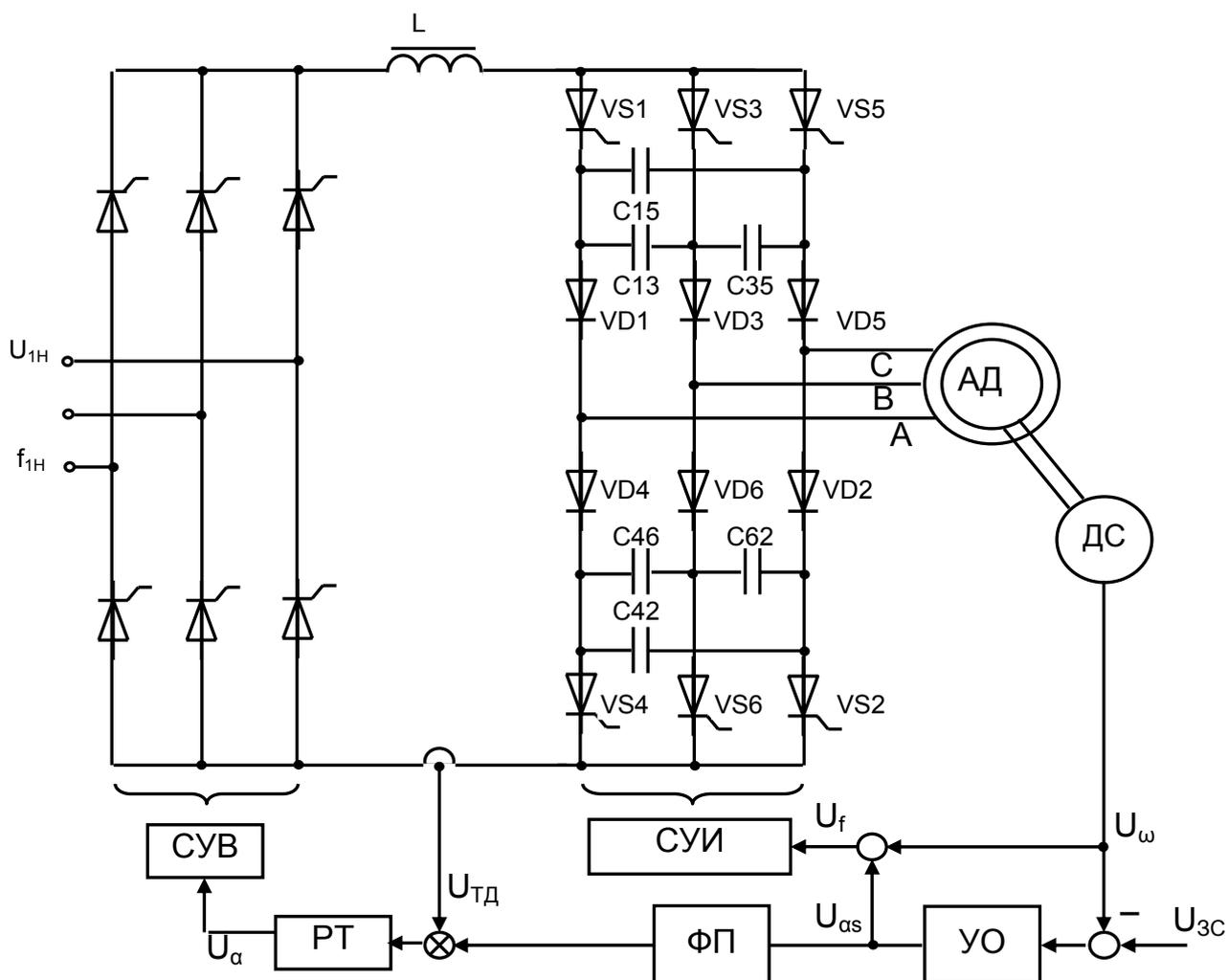


Рис. 5.77. Система ПЧИ – АД с АИТ

Система управления инвертором настроена таким образом, что пока УО работает в линейной зоне, частота $f_1 = \text{const}$ и не зависит от нагрузки ($U_{\omega S} = U_{3C}$). Двигатель имеет при этом жесткие механические характеристики.

Напряжение $U_{\alpha s}$ после прохождения через функциональный преобразователь ФП является задающим напряжением для контура тока, поэтому ток АД при всех частотах будет пропорционален абсолютному скольжению αs .

При резких изменениях U_{3C} или при перегрузке АД УО входит в зону ограничения своего выходного сигнала $U_{\alpha s}$, ограничивая тем самым на требуемом уровне задание по току. Характеристика АД становится мягкой.

При рекуперативном торможении УВ переводится в инверторный режим ($\alpha > 90^\circ$) и, при сохранении направления выпрямленного тока, электрическая энергия отдаётся в сеть. (В АИН – применяем ведомый инвертор ВИ). Примерные механические характеристики системы приведены на рис. 5.78. При резких изменениях U_{3C} или при перегрузке АД УО входит в зону ограничения своего выходного сигнала U_{β} , ограничивая тем самым на требуемом уровне задание по току. Характеристика АД становится мягкой.

При рекуперативном торможении УВ переводится в инверторный режим ($\alpha > 90^\circ$) и, при сохранении направления выпрямленного тока, электрическая энергия отдаётся в сеть. (В АИН – применяем ведомый инвертор ВИ). Примерные

механические характеристики системы приведены на рис. 5.78.

Достоинствами АИТ являются относительная простота схемы, возможность ее реализации на тиристорах, что позволяет выполнять преобразователи на большую мощность и выходное напряжение, а также возможность осуществления рекуперативного торможения.

Недостатками АИТ является несинусоидальная форма тока в обмотках статора, что при $f_1 < 5$ Гц приводит к неравномерности вращения ротора и ограничивает диапазон регулирования скорости, а также необходимость датчика обратной связи по скорости. Поддержание постоянства тока статора приводит к значительным измене-

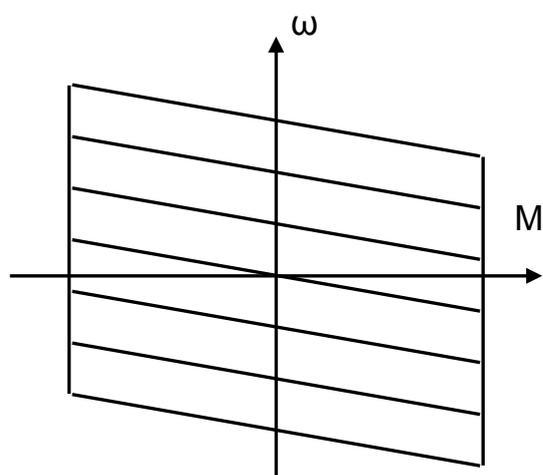


Рис. 5.78. Механические характеристики ПЧИ – АД с АИТ

ниям напряжения на статоре, а следовательно, потока и момента двигателя. Снижение момента может привести к неустойчивой работе двигателя, вплоть до опрокидывания ($M_c + M_{дин} > M_k$).

В настоящее время большинство преобразователей изготавливаются по схеме АИН. Это связано с появлением полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов: IGB – транзисторов и запираемых тиристоров. Схема электропривода с АИН на полностью управляемых приборах приведена на рис.

5.79. Схемной особенностью транзисторных схем по сравнению с тиристорными (рис. 5.74) является отсутствие коммутирующих конденсаторов и отсечных диодов. Остаются мост обратных диодов и фильтр LC.

Электропривод транзисторный Триол АТО5 реализует 4-х квадрантное управление асинхронным двигателем, в том числе режим рекуперативного торможения с возвратом энергии в питающую сеть.

Электропривод выполнен на основе ПЧИ с транзисторным (IGBT) автономным инвертором напряжения (АИН) с широтно-импульсным (ШИМ) управлением. Силовой канал (рис. 5.79) осуществляет двухступенчатое преобразование электрической энергии – выпрямление сетевого напряжения с помощью диодного выпрямителя В и последующее инвертирование выпрямленного постоянного по величине напряжения посредством АИН. В режиме рекуперативного торможения двигатель переводится в генераторный режим, АИН обеспечивает подачу на статор реактивного тока заданной частоты, а диодный мост АИН осуществляет выпрямление тока статора, заряжая емкость фильтра ФС. При изменении направления тока в звене постоянного тока включается в работу транзисторный (IGBT) мост выпрямителя В, обеспечивая передачу в сеть избыточной электрической энергии. Алгоритм ШИМ обеспечивает взаимосвязанное регулирование частоты F и величины U выходного напряжения по заданному закону, а также формирует синусоидальную форму кривой тока приводного АД (рис. 5.80).

Особенностью АТО5 является включение в звено постоянного напряжения только емкостной части фильтра, а индуктивная часть фильтра L вводится во входную (со стороны сети) цепь преобразователя частоты. Во входной цепи ПЧ устанавливается сетевой коммутационный аппарат КМ.

В звено постоянного тока электропривода включен тормозной транзисторный (IGBT) ключ ТК и внешний тормозной резистор ТР для реализации режима инверторного торможения в нештатных ситуациях отключения напряжения питающей сети.

Датчики тока и напряжения в силовом канале электропривода служат для контроля, регулирования и измерения электрических параметров электропривода, в т.ч. для защиты от токов перегрузки и короткого замыкания, недопустимых отклонений напряжения.

Тормозные режимы ПЧИ – АД. При рекуперативном торможении АД АИТ переходит в режим выпрямителя, а УВ – в режим ведомого сетью инвертора. В этом режиме угол между напряжением и током двигателя $\varphi_{1дв} > 90^\circ$, а в целом для электропривода ПЧИ – АД при работе ведомого инвертора ВИ угол между напряжением сети и потребляемым током $\varphi_1 > 90^\circ$. Но при таких углах система потребляет большой реактивный ток и реактивную мощность. Ухудшается энергетика системы, падает коэффициент мощности.

Для повышения коэффициента мощности системы электропривода при регулировании скорости на вход системы вместо управляемого УВ устанавливают неуправляемый выпрямитель В. Коэффициент мощности увеличен существенно, источником реактивной энергии становится конденсатор фильтра. Поток энергии – только из сети, отдача энергии в сеть невозможна. Как обеспечить торможение?

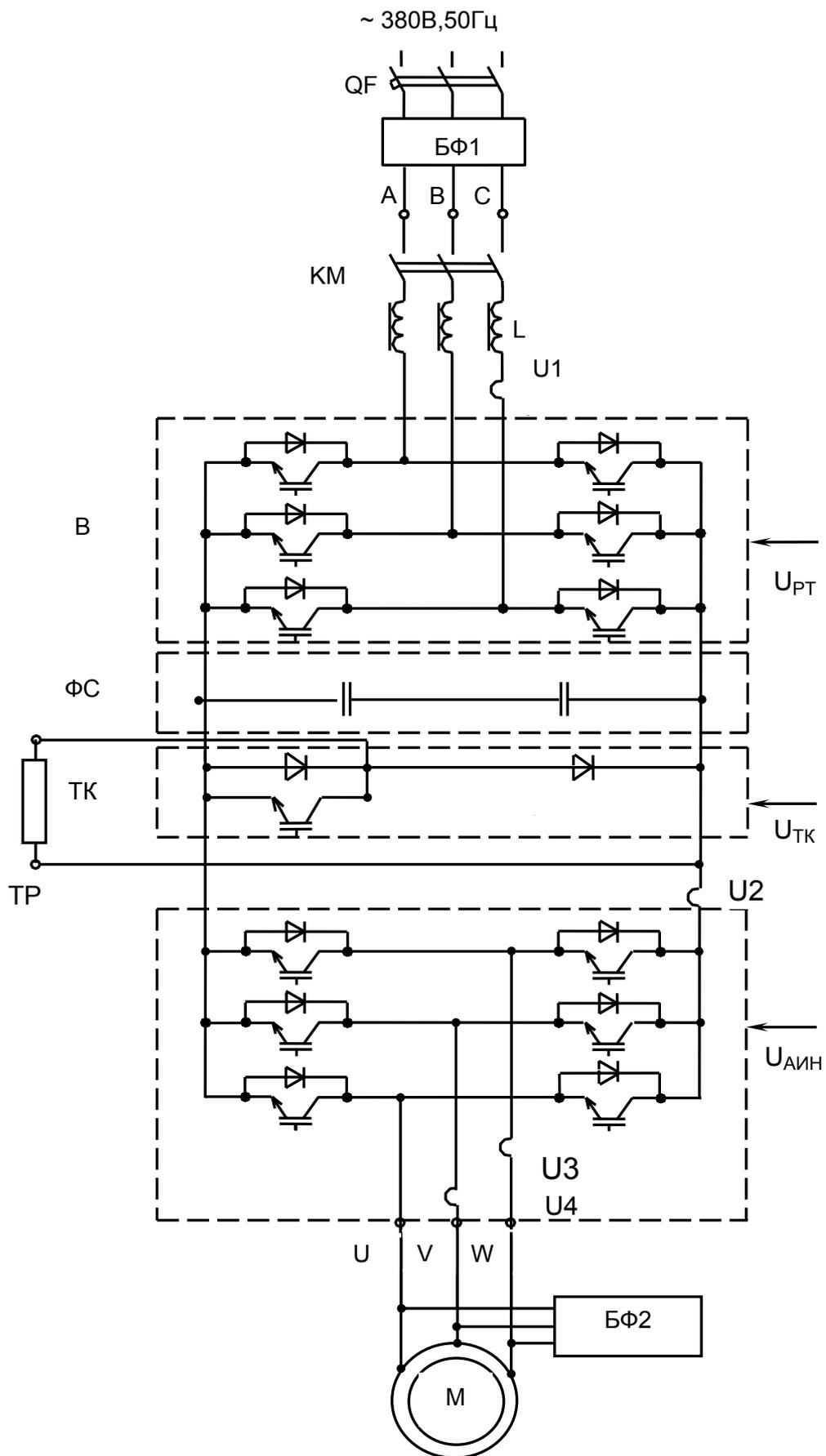


Рис. 5.79. Схема силовых цепей электропривода АТО5

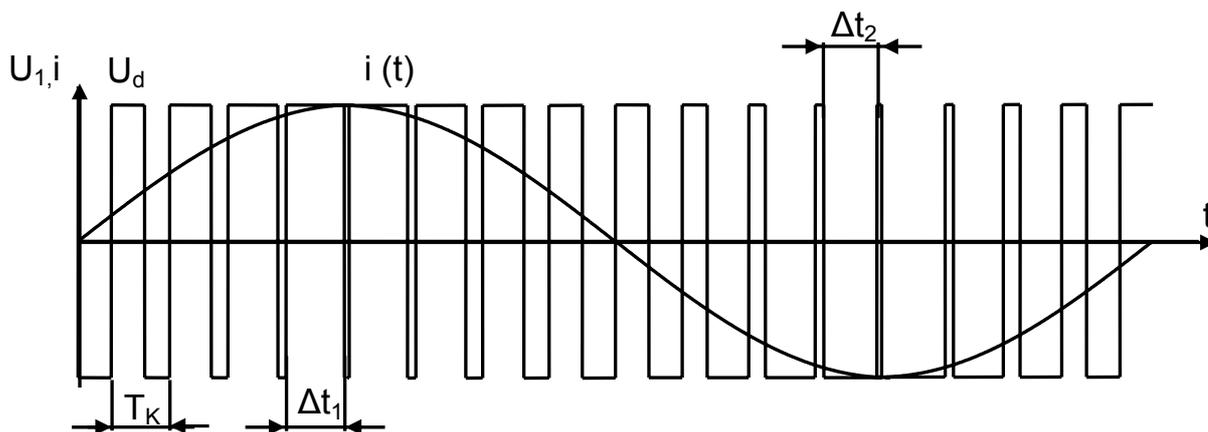


Рис. 5.80. Диаграмма формирования синусоидального тока на выходе АИН

На рис. 5.81 приведена схема инверторного торможения двигателя. Двигатель обменивается реактивной энергией с конденсатором фильтра и не потребляет реактивную мощность из сети. АИН задает частоту f_1 , двигатель работает в режиме рекуперации, заряжает конденсатор фильтра. При увеличении напряжения на конденсаторе выше заданного значения включается в работу транзисторный ключ ТК и разряжает конденсатор на сопротивление R_d . Конденсатор разряжается до определенного уровня, ТК закрывается. Активная мощность, выработанная двигателем, за вычетом потерь в АИН, выделяется в виде потерь на сопротивлении R_d . Таким образом, ключ ТК, включаясь и отключаясь, поддерживает изменение

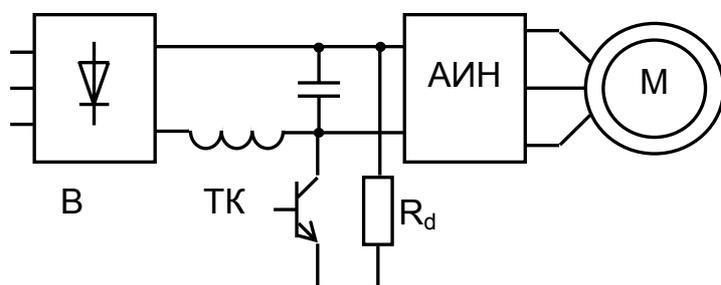


Рис. 5.81. Схема инверторного торможения в системе ПЧИ–АД с АИН

напряжения на конденсаторе на заданном уровне и расходует избыточную энергию торможения на потери в сопротивлении R_d . Такой режим применим для торможения приводов небольшой мощности или для аварийного торможения при отключении напряжения сети. При интенсивном применении тормозных режимов следует применять рекуперативное торможение.

В схеме рис. 5.79 в двигательном режиме электропривода работает неуправляемый выпрямитель В на диодах. В тормозных режимах включаются в работу транзисторы выпрямителя, при этом обеспечивается отдача энергии в сеть, а включение транзисторов выполняется в момент перехода напряжения сети через нуль, в результате поддерживается необходимый коэффициент мощности.

На малых скоростях (малой частоте АИН) момент двигателя существенно снижается и не обеспечивает необходимых темпов торможения. В этом случае включается режим динамического торможения. В работе остаются два ключа АИН, поддерживая постоянный ток в обмотках статора до полной остановки двигателя.

5.9.8. Основные показатели частотного регулирования

1. **Точность** – достаточно высокая, всё регулирование основано на поддержании постоянства перегрузочной способности $\mu_k = \text{const}$.

2. **Диапазон** – $D = (2 \dots 2,5):1$ – в разомкнутой системе с учётом r_1 ;
 – $D = (10 \dots 20):1$ – в системе с компенсацией ΔU_1 ;
 – $D \leq 1000:1$ – в системе с обратной связью по скорости.

3. **Плавность** – регулирование плавное, осуществляется вверх и вниз от естественной характеристики.

4. **Допускаемые нагрузки** определяют возможность работы двигателя не перегреваясь в заданном диапазоне регулирования скорости. При различных статических законах регулирования допускаемые нагрузки различны:

$$- \frac{U_1}{f_1} = \text{const} \rightarrow M_k = A \cdot \frac{U_1^2}{f_1^2} = \text{const}, \text{ тогда } M_{\text{доп}} = M_H = \text{const}.$$

$$- U_1 = \text{const} \text{ (при } f > f_H) \rightarrow \frac{U_1^2}{U_{1H}^2} = 1 = \frac{f_1^2}{f_{1H}^2} \cdot \frac{M_c}{M_H}, \text{ тогда } M_{\text{доп}} = M_H \cdot \frac{f_{1H}^2}{f_1^2},$$

момент статический с увеличением частоты ($f_1 > f_{1H}$) должен уменьшаться обратно пропорционально квадрату частоты. Если с ростом частоты поддерживать постоянным ток ротора $I_2 = \text{const}$ за счет увеличения скольжения, то можно приближенно принять $M_{\text{доп}}$ обратно пропорциональным частоте.

– $U_1 = \sqrt{f_1}$: при $P_c = \text{const} = P_H \rightarrow$ допускаемый момент

$$M_{\text{доп}} = \frac{P_H}{\omega} \cdot \frac{\omega_{OH}}{\omega_{OH}} = \frac{P_H}{\omega_{OH}} \cdot \frac{\omega_{OH}}{\omega} = M_H \cdot \frac{\omega_{OH}}{\omega} = M_H \cdot \frac{f_{1H}}{f_1}$$

обратно пропорционален частоте

5. Экономичность.

Установленная мощность системы ПЧ – АД со звеном постоянного тока

$$P_{\text{уст}} = (2 \dots 2,5) \cdot P_H,$$

электромашинного ПЧ (СПЧ) – АД

$$P_{\text{уст}} = (4 \dots 5) \cdot P_H.$$

Перегрузки ТПЧ по току

$$I_{\text{п}} / I_H = 1,3 \dots (3 \dots 4)$$

и моменту

$$M_{\text{п}} / M_H = 1,3 \dots (4 \dots 5)$$

при пуске и торможении вызывают существенное недоиспользование тиристор в установившемся режиме.

Эксплуатационные затраты характеризуются значениями КПД:

$$\eta_{\text{нпч}} = (93 \dots 97)\%,$$

$$\eta_{\text{пчи}} = (90 \dots 94)\%.$$

Например, тиристорный преобразователь частоты ЭКТ – 40/380 – 26 кВА с номинальным током 40 А имеет $\eta_H = 91\%$, $\cos \varphi_H = 0,9$. Трансформатор уменьшает КПД до 85%.

Рассмотренный выше транзисторный ПЧ АТО5 обладает $\eta_H \geq 0,95$, коэффициент мощности $k_M \geq 0,95$.

При номинальном коэффициенте мощности ПЧИ $k_M = 0,9 \dots 0,92$ для НПЧ – номинальный $k_M = 0,5 \dots 0,75$.

Преобразователи частоты ПЧИ, используемые в электроприводах, позволяют получать выходную частоту от долей герца до нескольких сотен Гц. Верхний предел ограничивается возможной частотой коммутации вентилей инвертора, нижний – качеством выходного напряжения или тока; при несинусоидальной форме тока в обмотках двигателя при малых частотах нарушается равномерность вращения ротора.

Недостаток ПЧ с управляемым выпрямителем на входе – с ростом диапазона регулирования коэффициент мощности $k_M = k_{II} \cdot \cos \varphi$ – уменьшается. Причина – фазовое регулирование напряжения в управляемом выпрямителе с помощью угла задержки открытия тиристоров α . Это недостаток всех ТП с фазовым управлением.

Пути увеличения коэффициента мощности аналогичны рассмотренным для системы ТП – Д:

- применение компенсирующих устройств;
- многофазные схемы выпрямления;
- поочерёдное управление последовательно включёнными выпрямителями.
- система с неуправляемым выпрямителем и ШИП, но приходится решать проблемы торможения.

5.9.9. Выбор преобразователя частоты

Тиристорные и транзисторные преобразователи частоты обеспечивают преобразование переменного напряжения (тока) номинальной частоты и амплитуды в напряжение, регулируемое по частоте и амплитуде. Схемы преобразователей частоты как с непосредственной связью НПЧ, состоящих из нескольких управляемых выпрямителей, подключенных к сети переменного тока, так и от двухзвенных преобразователей частоты с автономными инверторами ПЧИ, осуществляющими преобразование напряжения сети последовательно в напряжение постоянного тока, а затем в трехфазное напряжение регулируемой частоты [9] приведены на рис. 5.74, 5.79.

Выбор типа преобразователей зависит от частоты питающей сети, требуемого диапазона изменения частоты на выходе преобразователя, определяемого диапазоном изменения скорости вращения двигателя, от мощности двигателя, диапазона изменения нагрузки на валу двигателя, наличия или отсутствия реверса, режимов работы двигателя.

При сетевой частоте 50 Гц и выходных частотах 25 – 12,5 Гц и ниже для любого типа привода целесообразно использовать преобразователь с непосредственной связью.

При выходных частотах 50 Гц и ниже или выше 50 Гц используются преобразователи с автономными инверторами напряжения АИН или тока АИТ. Применение АИТ целесообразно в приводах, работающих с поддержанием заданной величины момента. При широких диапазонах регулирования скорости двигателя подобные преобразователи используются лишь в замкнутых системах электропривода.

Выбор преобразователей осуществляется по справочникам [9], каталогам электротехнической промышленности [13] на основе номинальных данных предварительно выбранного двигателя

$$U_{\text{нпч}} \geq U_{\text{нл}};$$

$$I_{\text{нпч}} \geq I_{\text{н1}}$$

Мощность управляемого выпрямителя выбирается по соотношению

$$P_{\text{ув}} = P_{\text{ндв}} / \eta_{\text{ндв}},$$

Мощность инвертора

$$S_{\text{и}} = P_{\text{ндв}} / \left(\eta_{\text{ндв}} \cdot \cos \phi_{\text{ндв}} \right).$$

где $P_{\text{ндв}}$, $U_{\text{нл}}$, $I_{\text{н1}}$ – соответственно номинальные линейное напряжение и фазный ток статора двигателя;

$U_{\text{нпч}}$, $I_{\text{нпч}}$ – соответственно номинальные линейное напряжение и ток нагрузки преобразователя частоты.

Диапазон изменения выходной частоты преобразователя должен быть не менее требуемого диапазона изменения частоты питания двигателя.

Перегрузочная способность преобразователя частоты также регламентируется. Преобразователь ЭКТ должен обеспечивать перегрузки в течение определенного времени работы:

$$I_{\text{МАКС}} = 2 \cdot I_{\text{н}} - 10 \text{ с};$$

$$I_{\text{МАКС}} = 1,5 \cdot I_{\text{н}} - 1 \text{ мин};$$

$$I_{\text{МАКС}} = 1,2 \cdot I_{\text{н}} - 10 \text{ мин};$$

$$I_{\text{МАКС}} = 1,1 \cdot I_{\text{н}} - 20 \text{ мин}.$$

Преобразователь АТО5 – $I_{\text{МАКС}} = 1,5 \cdot I_{\text{н}}$ в течение 60 с.

Промышленные преобразователи частоты с автономными инверторами комплектуются собственными силовыми трансформаторами. Выходное напряжение подобных преобразователей, как правило, стабилизировано с высокой точностью внутренними обратными связями, что позволяет не учитывать внутреннее сопротивление преобразователя при расчете механических характеристик двигателя.

Преобразователи частоты с непосредственной связью могут не иметь собственных силовых трансформаторов, и потому для подобных преобразователей выполняют выбор и расчет параметров трансформатора из условия обеспечения номинальных режимов работы двигателя. Методика выбора трансформатора и расчет его параметров описаны в [25].

Внутреннее сопротивление преобразователя должно быть учтено при расчете механических характеристик двигателя.

Контрольные вопросы

1. Как изменится скорость двигателя, если в системе ПЧ – АД увеличить частоту напряжения на статоре? частоту тока статора?
2. Как изменяется точность регулирования скорости при изменении частоты напряжения на статоре?
3. В чем отличие механической характеристики двигателя в системе ПЧ – АД от естественной характеристики двигателя?
4. Отличаются ли КПД системы при работе двигателя с номинальным моментом на естественной характеристике при питании от сети и при питании от ПЧ?
5. Какими условиями ограничены максимальные напряжения ПЧ?
6. Для чего в системе ПЧИ – АД в качестве управляемого выпрямителя используется реверсивный преобразователь?
7. Покажите пути замыкания тока статора в системе ПЧИ – АД в двигательном режиме? в режиме рекуперации?
8. В каком режиме работы двигателя КПД системы ПЧ – АД равен нулю?
9. В каком режиме работы двигателя коэффициент мощности системы ПЧ – АД равен нулю?
10. Перечислите достоинства и недостатки системы ПЧ – АД при установке неуправляемого выпрямителя?
11. В каком режиме будет работать двигатель, если частота тока статора равна нулю?
12. Как проявляется влияние активного сопротивления статора на вид механических характеристик при изменении частоты?
13. Почему при повышении частоты и постоянной амплитуде уменьшается момент двигателя?
14. Как обеспечивается режим динамического торможения в схеме с ПЧ?
15. Для чего применяется форсировка напряжения при работе на пониженных скоростях?
16. Почему увеличивается жесткость механических характеристик в системах с компенсацией скольжения?
17. Сравните достоинства, недостатки и область применения НПЧ и ПЧИ
18. Как формируется синусоидальная форма напряжения в системе НПЧ – АД?

5.10. Реостатное импульсное регулирование момента (ШИП – АД)

Реостатное регулирование момента вызвано необходимостью ограничения момента и тока в зависимости от технологических условий рабочего органа и безопасности самого двигателя (ограничение ударных нагрузок, поддержание пусковых значений, поддержание момента на заданном уровне). Примером реостатного регулирования момента является правильная пусковая диаграмма, обеспечивающая поддержание среднего момента двигателя при пуске. Диапазон регулирования момента определяется (рис. 5.82) выбором максимального M_1 и минимального M_2 моментов, которыми задается значение среднего момента

$$M_{\text{СР}} = (M_1 + M_2) / 2.$$

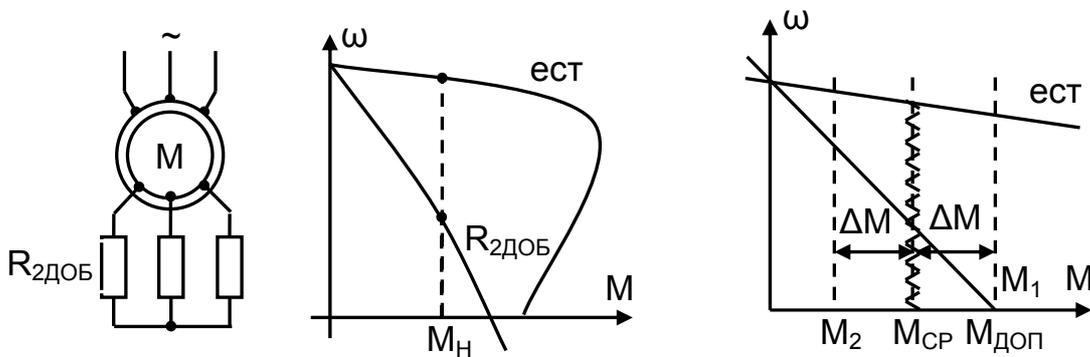


Рис. 5.82. Реостатное регулирование скорости и момента асинхронного двигателя

При реостатном регулировании момента наши возможности ограничиваются невозможностью плавного изменения сопротивления $R_{\text{доб}}$. (речь не идёт о маломощных двигателях, где можно применять лабораторный реостат). Поэтому регулирование момента может осуществляться ступенчато, сразу можно вести речь лишь о поддержании среднего момента $M_{\text{СР}}$.

Точность поддержания момента $\Delta M = M_1 - M_{\text{СР}} = M_{\text{СР}} - M_2$ зависит от числа ступеней добавочного сопротивления.

Для повышения точности приходится увеличивать число ступеней, что приводит к росту габаритов коммутирующего устройства.

Диапазон регулирования момента сверху ограничен перегрузочной способностью двигателя $M_1 = M_{\text{доп}}$. Диапазон регулирования $D = (2 - 3):1$. Пределы регулирования, в которых можно получить заданную точность, уменьшаются с увеличением жёсткости характеристик β , то есть с уменьшением сопротивления R .

Плавность – невелика, осуществляется ступенчатое регулирование. Высокую плавность дают системы автоматического регулирования сопротивления.

Остальные показатели (экономичность, допускаемые нагрузки) – аналогичны показателям реостатного регулирования скорости или не имеют смысла при регулировании момента.

Реостатное импульсное регулирование момента позволяет плавно изменять сопротивление в цепи ротора. Статор двигателя М подключен к сети (см. рис.5.83), а в цепь ротора вводятся неуправляемый выпрямитель UZ, добавочное сопротивление $R_{доб}$ и дроссель $L_{др}$. Добавочное сопротивление $R_{доб}$ шунтируется тиристорным коммутатором ТК.

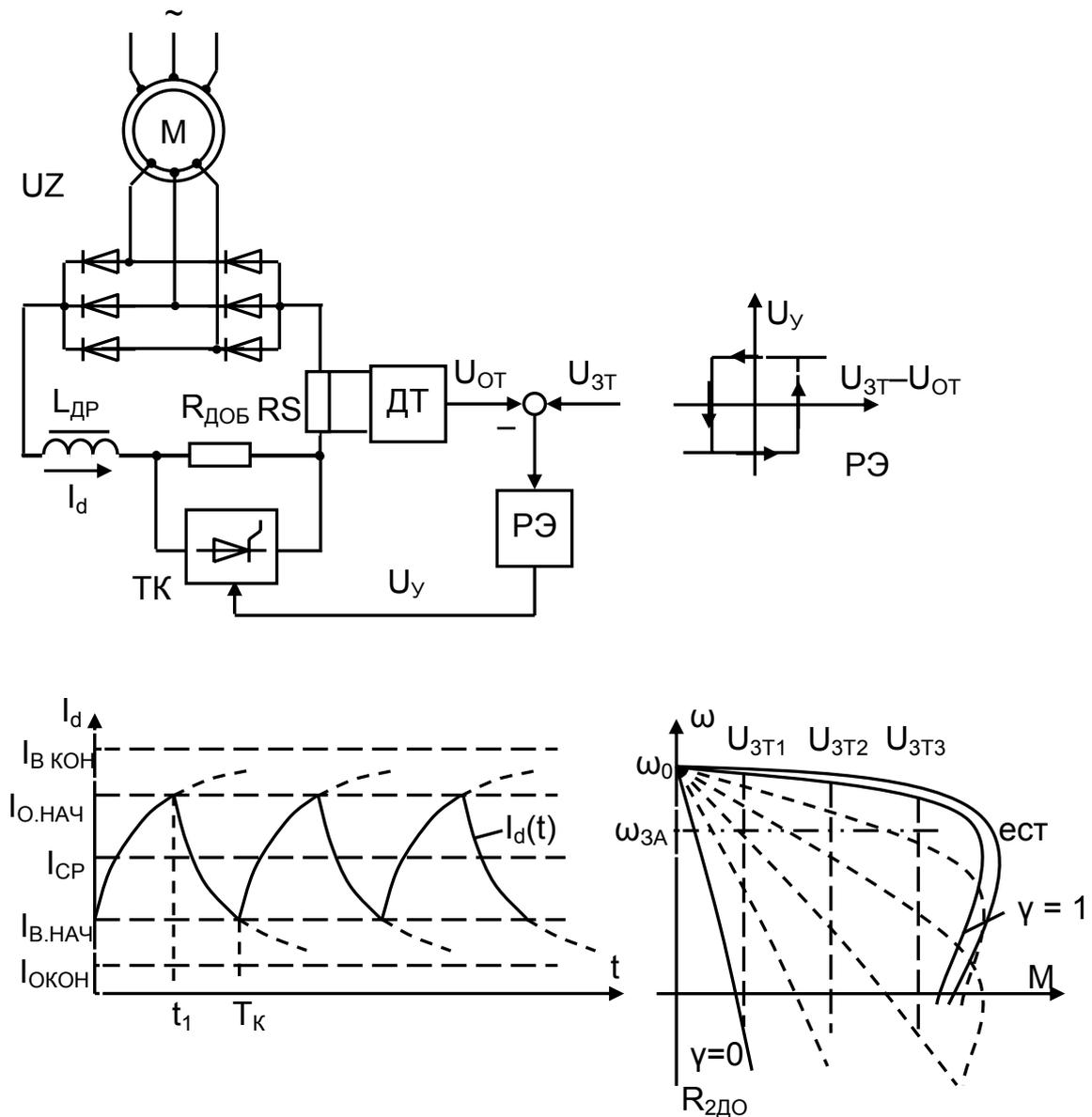


Рис. 5.83. Система ШИП – АД, переходные процессы в цепи ротора и механические характеристики

Когда ТК закрыт (время его включенного состояния $t_1=0$ и скважность управляющих импульсов $\gamma = t_1 / T_k = 0$), выпрямленный ток ротора I_d протекает через $R_{доб}$ и стремится к установившемуся значению

$$I_{окон} = \frac{E_{до} \cdot S}{R_{э}(s) + R_{др} + R_{доб}}$$

При этом обеспечивается работа двигателя на искусственной реостатной характеристике при $\gamma=0$ (см. рис.5.83).

При открытом, постоянно включенном ТК ($t_1 = T_K, \gamma = 1$), ток ротора I_d протекает через ТК, минуя $R_{доб}$, стремится к установившемуся значению

$$I_{вкон} = \frac{E_{d0} \cdot s}{R_{\vartheta}(s) + R_{др}}$$

и двигатель работает на характеристике, близкой к естественной.

Эквивалентное сопротивление цепи ротора

$$R_{\vartheta}(s) = \frac{m \cdot (x'_1 + x_2) \cdot s}{2\pi} + 2 \cdot r'_1 \cdot s + 2 \cdot r_2$$

учитывает приведенное к цепи ротора сопротивление статора, снижение ЭДС ротора в периоды коммутации диодов выпрямителя и зависит от скольжения s .

На рис. 5.83 приведен переходный процесс изменения тока ротора $I_d(t)$ при $t_1 < T_K$. При включении ТК ток ротора нарастает от $I_{внач}$ и стремится к $I_{вкон}$. В момент времени t_1 отключается ТК и ток падает от $I_{онач}$ и стремится к $I_{окон}$. При $t = T_K$ вновь включается ТК и ток нарастает вновь. Таким образом, если изменять время включенного состояния t_1 тиристорного ключа ТК, то будет изменяться среднее значение тока ротора

$$I_{дср} = (I_{внач} + I_{онач}) / 2.$$

Механические характеристики для различных значений скважности γ показаны короткими пунктирными линиями на рис. 5.83. Они соответствуют введению добавочных сопротивлений в цепь ротора.

Рассчитав напряжение на выходе U_Z

$$U_d = E_0 \cdot s - \frac{m \cdot (x'_1 + x_2) \cdot s}{2 \cdot \pi} \cdot I_{дср},$$

можно через потери мощности в роторе

$$\Delta P_2 = U_d \cdot I_{дср} - 2 \cdot r'_1 \cdot I_{дср}^2 \quad \text{и} \quad \Delta P_2 = M \cdot \omega_0 \cdot s$$

определить значение момента двигателя

$$M = \frac{1}{\omega_0} \left(E_{d0} \cdot I_{дср} - \left(\frac{m \cdot (x'_1 + x_2)}{2 \cdot \pi} + 2 \cdot r'_1 \right) \cdot I_{дср}^2 \right).$$

В зависимости от заданной ($U_{зт}$) величины тока поддерживается среднее значение тока ротора $I_{ср}$ и среднее значение момента двигателя $M_{ср}$. Чем выше чувствительность релейного элемента, тем выше точность регулирования тока. При этом период T_K уменьшается, а частота колебаний тока $f = 1/T_K$ — увеличивается, но так как предельная частота $1/T_K$ ограничена, то и точность такого способа регулирования ограничена.

Механические характеристики для различных значений напряжения задания ($U_{зт1} < U_{зт2} < U_{зт3}$) показаны жирными пунктирными линиями на рис. 5.83. Такие характеристики обеспечивают примерное постоянство момента при пуске двигателя.

На рис. 5.84 приведена схема импульсного регулирования тока статора асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором ШИП – КЗАД. Традиционная схема соединения обмоток статора в звезду разбирается, а концы обмоток подключаются к неуправляемому выпрямителю UZ. Далее система работает аналогично рассмотренной выше системе ШИП – АД. Способ регулирования основан на изменении напряжения на обмотках при введении добавочного сопротивления в цепь статора. С изменением скважности γ изменяется значение тока статора аналогично изменению добавочного сопротивления. Увеличение $R_{\text{ДОБ}}$ приводит к снижению критического скольжения s_k и уменьшению критического момента M_k . Механические характеристики для различных значений γ показаны короткими пунктирными линиями на рис. 5.84.

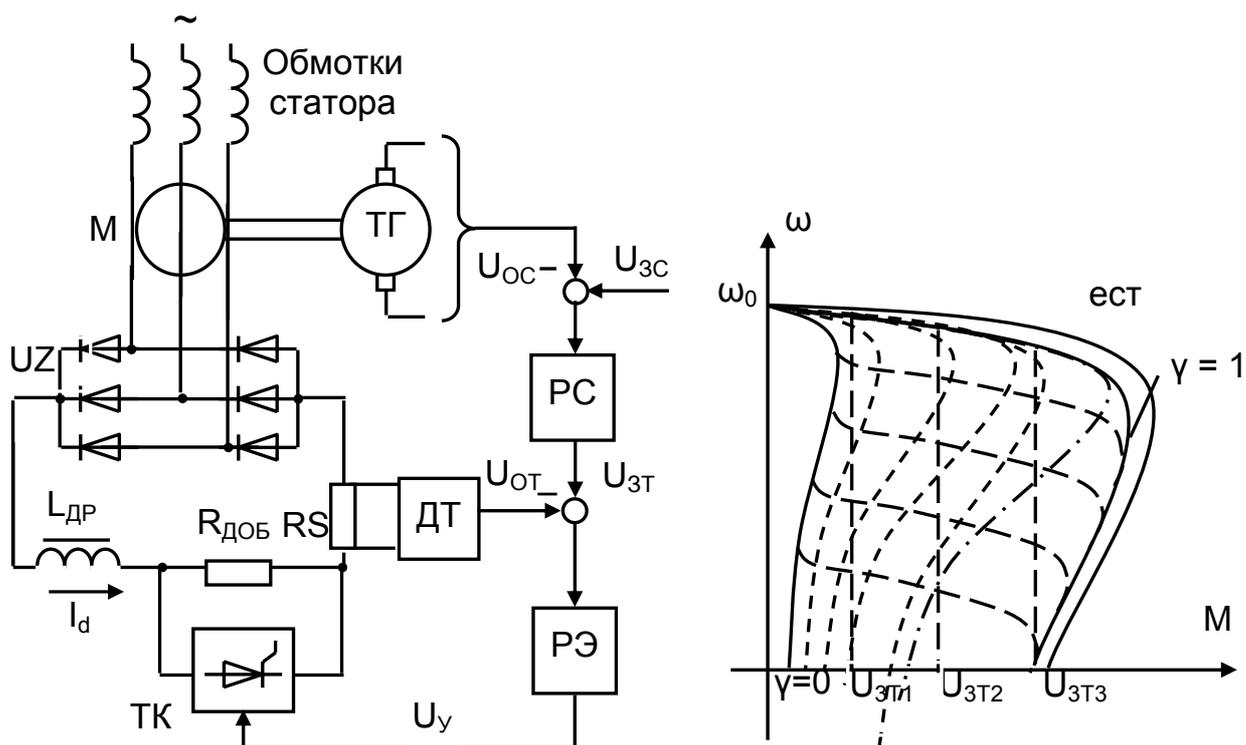


Рис. 5.84. Система ШИП – КЗАД и механические характеристики

За счет обратной связи по току при постоянном напряжении задания тока U_{3T} поддерживается постоянство среднего значения тока статора путем шунтирования с помощью ТК добавочного сопротивления $R_{\text{ДОБ}}$. Механические характеристики при $U_{3T} = \text{const}$ показаны жирными пунктирными линиями на рис. 5.84.

Подключение обратной связи по скорости (тахогенератор ТГ и регулятор скорости РС) позволяет получить достаточно жесткие механические характеристики (пунктирные линии на рис. 5.84 при $U_{3C} = \text{const}$). Обычно используется обратная связь по скорости с отсечкой. Пуск двигателя обеспечивается при постоянстве тока статора и $U_{3T} = \text{const}$. При достижении скорости $\omega_{3\text{АД}}$ включается обратная связь по скорости и поддерживает $\omega_{3\text{АД}}$ постоянной при изменении момента на валу.

В связи со значительными потерями мощности в цепи ротора при увеличении скольжения допустима лишь кратковременная работа электропривода на пониженных скоростях.

5.11. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ В СИСТЕМЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ – АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ (ПН – АД)

Одним из возможных способов регулирования координат АД является изменение напряжения на статоре, при этом частота этого напряжения постоянна и равна частоте питающей сети $f_1 = f_{1H} = \text{const}$. Между сетью и статором включается преобразователь напряжения ПН, который осуществляет регулирование напряжения (рис. 5.85).

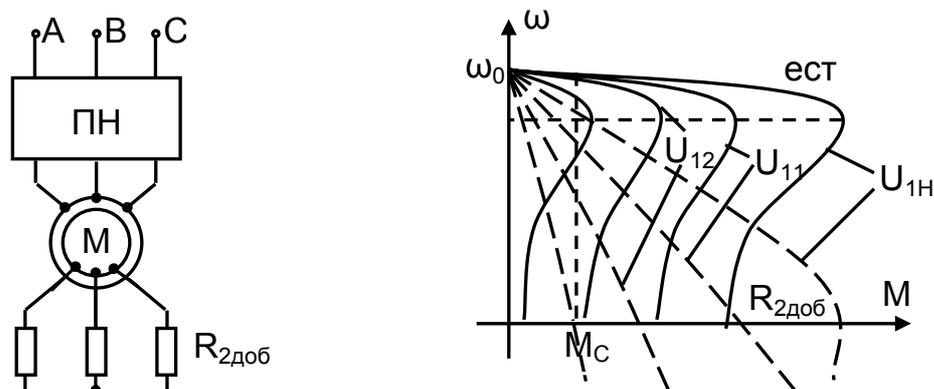


Рис. 5.85. Система ПН – АД, и механические характеристики при снижении напряжения ($U_{1H} > U_{11} > U_{12}$)

Возможность регулирования координат АД путем изменения напряжения следует из анализа основных соотношений для механических характеристик двигателя

$$M_K = \frac{3U_{1\phi}^2}{2\omega_0 \left(r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_K^2} \right)} \equiv U_{1\phi}^2,$$

$$s_K \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + x_K^2}} \equiv \text{const}.$$

Уменьшение напряжения на статоре приводит к значительному уменьшению критического момента M_K , при этом критическое скольжение s_K и синхронная скорость ω_0 от напряжения не зависят и остаются неизменными при его регулировании.

На рис. 5.85 приведены механические характеристики системы ПН – АД, из рассмотрения которых следует, что диапазон регулирования скорости очень мал, и при снижении напряжения до некоторой величины возможно опрокидывание двигателя. Для регулирования скорости в разомкнутой системе её использование не рационально.

Диапазон можно увеличить установкой добавочного сопротивления $R_{2\text{доб}}$ (на рис. 5.85 – пунктирные линии). Критическое скольжение при этом увеличивается, минимальная скорость при $M_C > 0$ уменьшается, диапазон увеличивается.

Разомкнутая система может быть применена для регулирования момента и тока статора $I_1 \equiv U_1$ (со сниженным током статора при пуске). Для регулирования скорости используются замкнутые системы (с ООС по скорости).

Фазовое управление АД. Для изменения амплитуды напряжения на статоре $U_1 = \text{var}$ при постоянстве частоты $f_1 = \text{const}$ могут использоваться различные устройства:

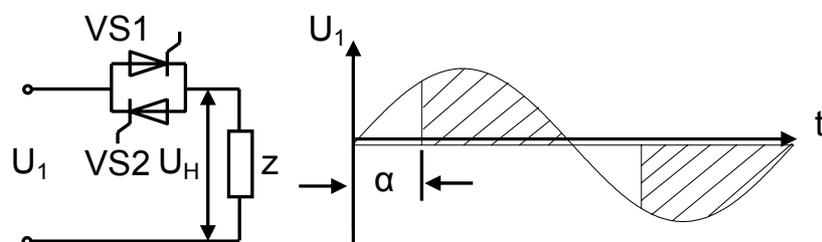
- автотрансформатор;
- магнитный усилитель;
- тиристорный преобразователь напряжения (ТПН).

Из них наиболее распространён ТПН, который серийно выпускается промышленностью.

Достоинствами ТПН являются:

- высокий КПД;
- простота обслуживания;
- лёгкость автоматизации работы электропривода.

На рис. 5.86 приведена схема фазового регулирования напряжения на однофазной нагрузке z_1 . Встречно-параллельное включение тиристоров обеспечивает поочередную работу



каждого из тиристоров в течение одного полупериода частоты сети. Если тиристоры VS1 и VS2 закрыты, то напряжение на нагрузке U_H равно нулю. При полностью открытых тиристорах ($\alpha=0$) к нагрузке приложено полное на-

Рис. 5.86. Фазовое регулирование напряжения

пряжение сети $U_H = U_1$. При $\alpha \neq 0$ к нагрузке будет приложена часть напряжения сети. Изменяя α от нуля до π , можно регулировать напряжение на нагрузке от полного напряжения сети до нуля.

Форма напряжения на нагрузке является несинусоидальной. Обычно первая гармоника с частотой питающего напряжения является основной, имеет наибольшую амплитуду и по ней ведутся основные расчеты.

Для регулирования напряжения на статоре АД в цепи статора устанавливаются три пары встречно-включенных тиристоров. Углы управления тиристорами α изменяются также, как в однофазной схеме, от нуля до π , но сдвинуты на 120° при управлении тиристорами разных фаз питающего напряжения. На рис. 5.87 приведена схема тиристорного электропривода с фазовым управлением напряжения АД с фазным ротором, обеспечивающая регулирование скорости с использованием отрицательной обратной связи по скорости, реверс двигателя (две дополнительные пары тиристоров подключают обмотки статора к другим фазам напряжения сети).

На рис. 5.87 приведены механические характеристики для первого квадранта. Пунктирными линиями показаны характеристики разомкнутой системы для различных α .

При $M_C = M_{C1} = \text{const}$ изменение угла управления от $\alpha = 90^\circ$ до $\alpha = 75^\circ$ приводит к увеличению скорости двигателя от ω_1 до ω_2 .

Увеличение нагрузки от M_{C1} до M_{C2} при $\alpha = \text{const}$ приводит к снижению скорости вплоть до его остановки. Наличие обратной связи приведет к снижению угла α до $\alpha < 75^\circ$. Двигатель переходит на более жесткую механическую характеристику, обеспечивая поддержание скорости.

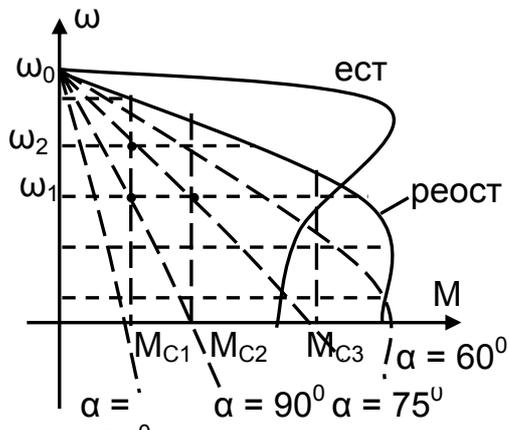
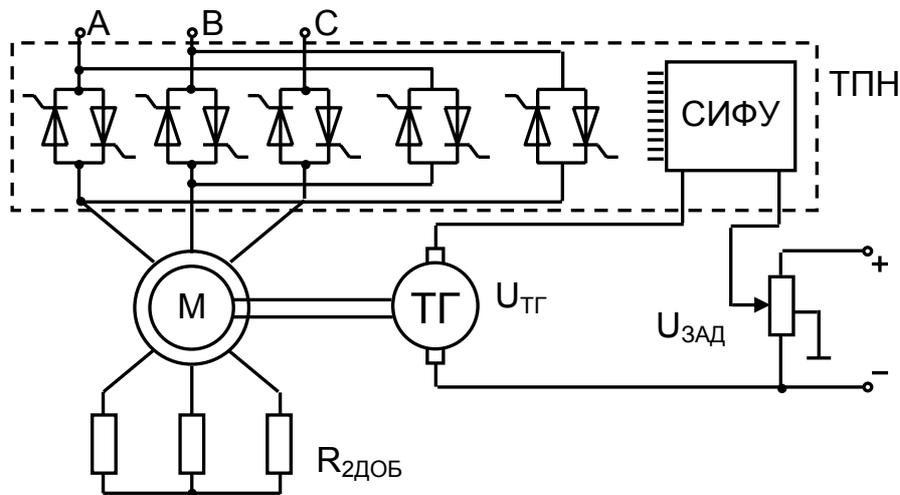


Рис.5.87. Система ТПН-АД и механические характеристики двигательного режима

Диапазон регулирования скорости – до $D = 10:1$. Высшие гармоники напряжения создают дополнительные токи в обмотках АД, потери на 10 – 20% больше, чем при синусоидальном напряжении, но на момент они оказывают незначительное влияние. Диапазон ограничивается большими потерями мощности на низких скоростях, время работы на которых приходится существенно ограничивать.

Регулирование плавное.

Допускаемые нагрузки $P_{\text{доп}}$, $M_{\text{доп}}$ – ограничены. Если поддерживать потери мощности в цепи ротора на уровне номинальных

$$\Delta P_{2H} = M_{\text{доп}} \cdot \omega_0 \cdot s,$$

то допустимый момент

$$M_{\text{доп}} = \frac{\Delta P_{2H}}{\omega_0 \cdot s} = M_H \cdot \frac{S_H}{S}$$

характеристику, обеспечивая поддержание скорости.

Изменение напряжения задания $U_{\text{ЗАД}}$ приводит к изменению скорости (например, от ω_1 до ω_2).

Торможение двигателя с целью остановки может быть осуществлено в режиме противовключения и в режиме динамического торможения. Для динамического торможения следует с помощью СИФУ включать в работу тиристоры ТПН по схемам, обеспечивающим протекание по обмоткам статора постоянного тока. *Попробуйте создать такую схему.*

Точность поддержания скорости зависит от коэффициента усиления системы и становится достаточно высокой.

обратно пропорционален скольжению. Увеличение скольжения приводит к снижению $M_{доп}$ (см. рис. 5.88) и к снижению статического момента, что не всегда приемлемо. Отсюда следует, что работа электропривода на пониженных скоростях должна быть ограничена.

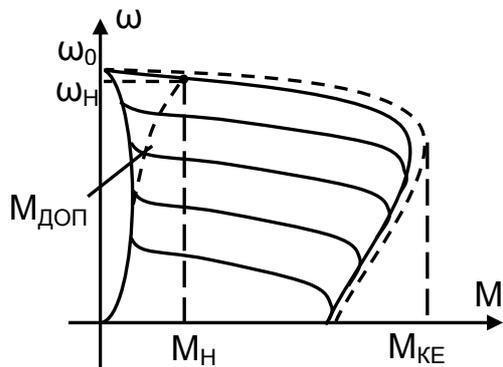


Рис. 5.88. Допускаемые нагрузки системы ТПН-АД

Область применения определяется вышеизложенным – тележка крана, мост крана.

Система мягкого пуска является системой поддержания постоянства тока статора при пуске двигателя. При прямом пуске двигателя от сети пусковой ток достигает 5...7 – кратных значений, вызывая падение напряжения в питающей сети, затрудняя работу других электроприводов, получающих питание от этой сети.

На рис. 5.89 приведена упрощенная схема мягкого пуска, отражающая принцип его работы. В цепи статора установлен тиристорный преобразователь напряжения ТПН с фазовым управлением.

Напряжение управления U_y формируется напряжением задания $U_{зад}$ и напряжением обратной связи по току статора $I_{OC} \cdot R_{OC}$. Если ток статора превышает заданное значение тока, обратная связь снижает напряжение управления, уменьшая напряжение на статоре. Величина максимального тока статора устанавливается напряжением отсечки $U_{отс}$.

Применение системы мягкого пуска ограничено снижением момента двигателя при пониженном напряжении на статоре. Пусковой момент двигателя даже при номинальном напряжении на статоре близок к номинальному значению, а при снижении напряжения уменьшается пропорционально его квадрату. Поэтому система применяется в основном при малых значениях пускового статического момента (вентиляторная нагрузка).

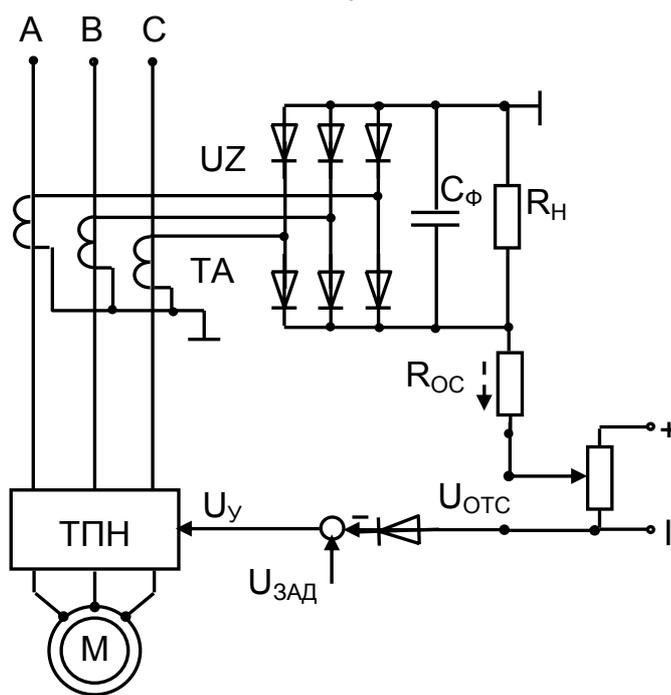


Рис. 5.89. Система мягкого пуска АД

5.12. КАСКАДНЫЕ СХЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ АД

Общие положения. Существенный недостаток способов регулирования асинхронного двигателя при постоянной частоте напряжения на статоре (реостатного, изменением напряжения на статоре и других) – возрастание потерь энергии в роторной цепи, что значительно снижает его технико-экономические показатели.

Из энергетической диаграммы (рис.5.90), составляющие которой определяются соотношениями

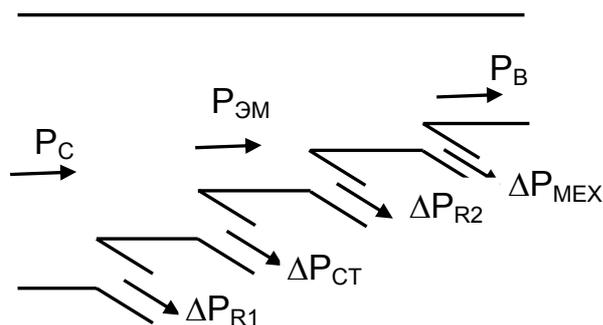


Рис.5.90. Энергетическая диаграмма двигательного режима АД

$$P_C = P_B + \Delta P_{MEX} + \Delta P_{R2} + \Delta P_{CT} + \Delta P_{R1},$$

$$P_{ЭМ} = P_C - \Delta P_{R1} - \Delta P_{CT},$$

$$P_{MEX} = P_{ЭМ} \cdot (1 - s) = M \cdot \omega \cdot (1 - s),$$

$$\Delta P_2 = \Delta P_{R2} = P_{ЭМ} \cdot s = M \cdot \omega \cdot s,$$

видно, что при постоянстве напряжения и частоты сети и при изменении скорости потери в роторе ΔP_2 пропорциональны скольжению, то есть при уменьшении скорости ω потери в роторе растут. При

мощности электропривода в несколько сотен или тысяч киловатт потери скольжения становятся весьма большими по абсолютному значению. Как использовать энергию скольжения?

Сложность реализации энергии скольжения заключается в том, что частота напряжения и тока в цепи ротора $f_2 = f_1 \cdot s$ изменяются при изменении скорости и для отдачи этой энергии в сеть ее необходимо преобразовать в энергию с частотой сети. В век электромашинной техники цепь преобразования составлялась из соединенных по специальной схеме вращающихся электрических машин (рис. 5.91). Энергия скольжения ΔP_2 подавалась на статор синхронного двигателя СД, который вращал генератор постоянного тока. Энергия скольжения с помощью СД и Г преобразовывалась в энергию постоянного тока. Двигатель постоянного тока Д вращает синхронный генератор СГ с синхронной скоростью, преобразует энергию скольжения в энергию переменного тока с частотой сети и возвращает ее в сеть за вычетом потерь в тракте преобразования. Поэтому эти схемы получили название каскадных.

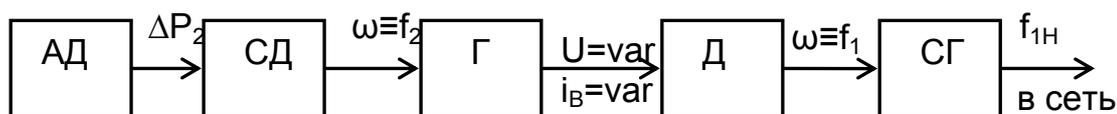


Рис. 5.91. Блок-схема электрического машинного каскада

В настоящее время существуют схемы, использующие энергию скольжения АД без добавочных вращающихся электрических машин, а с помощью полупроводниковых приборов и трансформаторов. Но название каскадных схем за ними осталось.

Каскадными называют такие схемы включения АД, которые, обеспечивая регулирование его скорости, позволяют использовать энергию скольжения путем отдачи её в сеть или превращения её в механическую энергию, передавая её на вал двигателя при включении в цепь ротора регулируемой ЭДС.

По способу использования энергии скольжения различают две принципиально разные схемы.

Электрический каскад (рис. 5.92,а) – энергия скольжения за вычетом потерь в преобразователе возвращается в сеть. Между элементами – преобразователем и асинхронным двигателем – имеются только электрические соединения.

Электромеханический каскад (рис. 5.92,б) – энергия скольжения через преобразователь за вычетом потерь поступает на вал вспомогательного двигателя ВД, механически связанного с валом главного двигателя АД.

На вал от АД поступает механическая мощность

$$P_{\text{МЕХАД}} = M \cdot \omega,$$

от вспомогательного двигателя ВД

$$P_{\text{ЭМВД}} = \Delta P_2 = M \cdot s \cdot \omega_0,$$

в результате суммарная механическая мощность P_B на валу каскада

$$P_B = P_{\text{МЕХАД}} + P_{\text{ЭМВД}} = M \cdot \omega + M \cdot \omega_0 \cdot s = M \cdot \omega_0 = P_{\text{ЭМАД}}.$$

Если пренебречь потерями в каскадной схеме, то можно установить, что механическая мощность каскада равна электромагнитной мощности, передаваемой на ротор АД. Электромеханический каскад называют каскадом постоянной мощности, электрический каскад – каскадом постоянного момента.

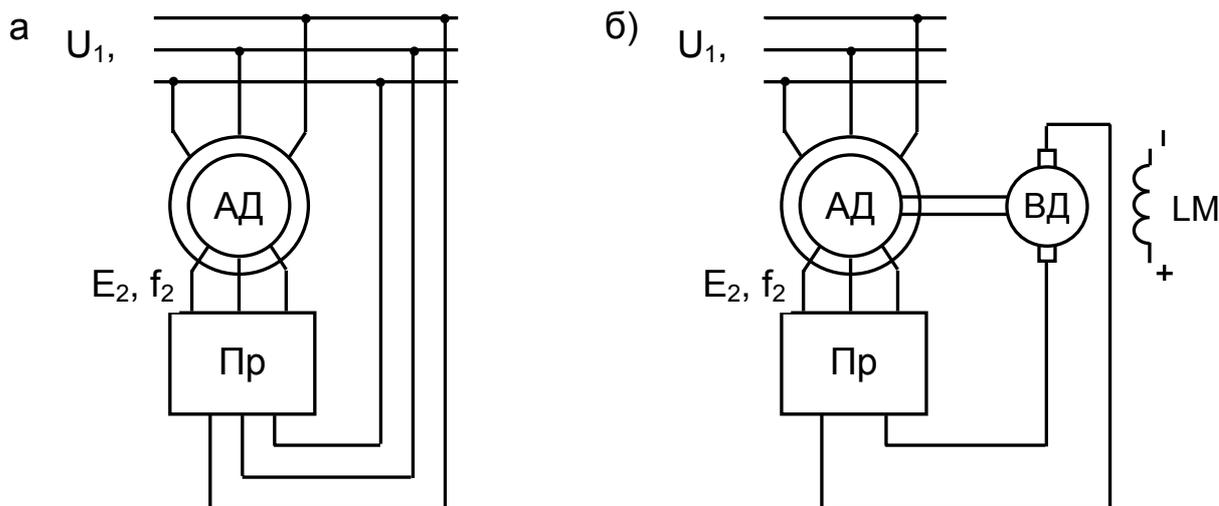


Рис.5.92. Схемы а – электрического и б – электромеханического каскадов

Электрические каскады, в которых цепь ротора подключается к преобразователю частоты ПЧ (на рис.5.92,а в качестве Пр используется ПЧ), способному как потреблять энергию скольжения, так и доставлять энергию двигателю на частоте скольжения, то есть управлять потоком энергии в цепи ротора, как в прямом, так и в обратном направлении, называются каскадами с АД, работающими в режиме **машины двойного питания (МДП)**. При таком способе управления, когда частота в роторе постоянна, скорость АД на холостом ходу определяется разностью частот статора и ротора

$$\omega = \frac{2\pi \cdot (f_1 - f_2)}{p_n}$$

В качестве преобразователя в каскадных установках могут использоваться: синхронная машина, коллекторная машина переменного тока, или вентильные преобразователи (в том числе и преобразователи частоты ПЧ). В качестве примера рассмотрим асинхронный вентильный каскад.

Асинхронный вентильный каскад (АВК) представляет собой электрический каскад, в котором энергия скольжения за вычетом потерь возвращается в сеть (рис 5.93).

Схема каскада включает в себя асинхронный двигатель с фазным ротором М, неуправляемый выпрямитель UZ1, сглаживающий дроссель L_d, ведомый сетью инвертор UZ2, трансформатор TV.

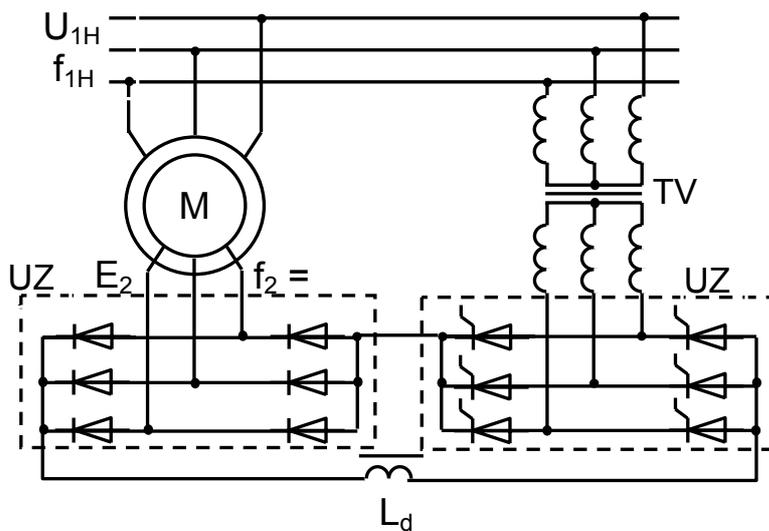


Рис. 5.93. Схема асинхронного вентильного каскада АВК

Неуправляемый выпрямитель UZ1 преобразует напряжение на кольцах ротора U₂ частотой f₂ в постоянное напряжение U_d и ток I_d. Инвертор UZ2 преобразует постоянный ток I_d и напряжение U_d в переменное напряжение U_{1H} с частотой сети f_{1H}. Трансформатор TV обеспечивает согласование ЭДС ротора и напряжения сети.

Процесс регулирования скорости обеспечивается введением регулируемой добавочной ЭДС E_{доб} в цепь ротора, в результате изменяется ток ротора

$$i_2 = \frac{E_2 - E_{доб}}{z_2}$$

Добавочная ЭДС E_{доб} создается с помощью тиристорного преобразователя постоянного тока UZ2, работающего в инверторном режиме. ЭДС инвертора

$$E_{ди} = E_{дои} \cdot \cos \alpha = 1,35 \cdot E_{2 \text{ лин тр}} \cdot \cos \alpha$$

включается в цепи постоянного тока встречно выпрямленной ЭДС ротора

$$E_{ддв} = 1,35 \cdot E_{20} \cdot s$$

Изменением угла управления α (напряжения управления U_y) преобразователя UZ2 регулируется добавочная E_{ди}, в результате изменяется ток цепи постоянного тока I_d, определяющий и ток ротора I₂.

$$I_d = \frac{E_{ддв} - E_{ди}}{z_2} = \frac{1,35 \cdot E_{20} \cdot s - 1,35 \cdot E_{2 \text{ лин тр}} \cdot \cos \alpha}{z_2}, \quad (5.20)$$

где Z_2 – сопротивление цепи протекания тока ротора.

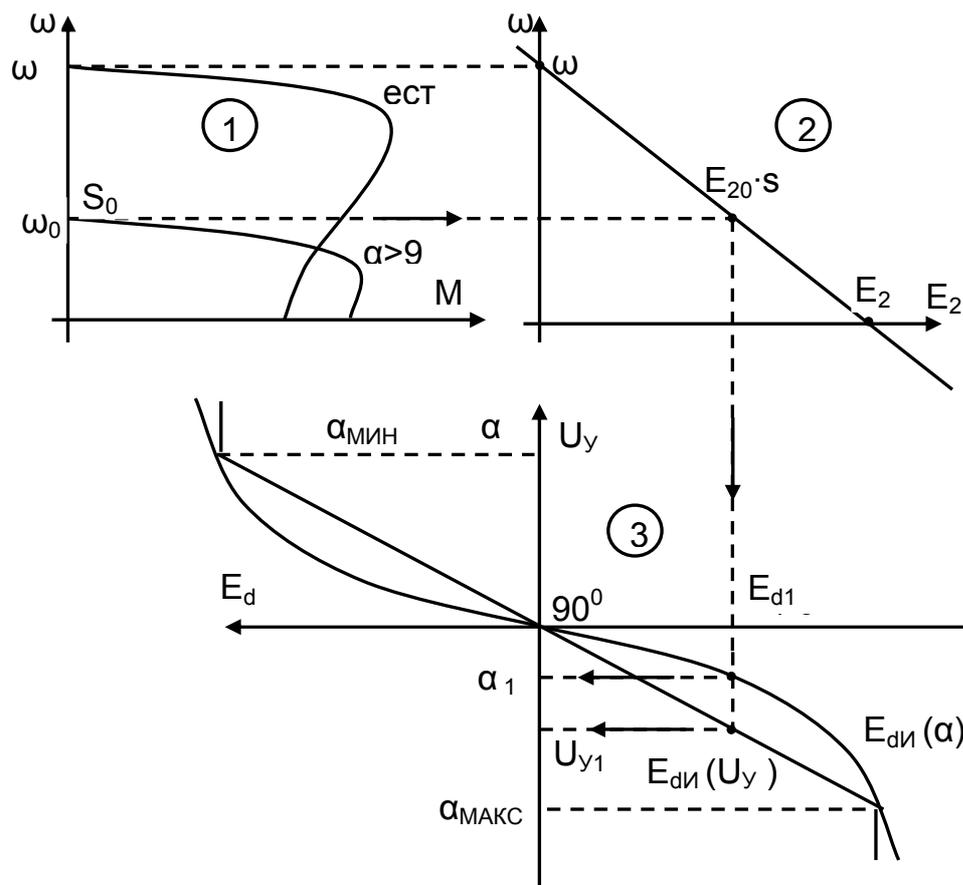


Рис. 5.94. Регулирование скорости АД в схеме АВК

Наличие добавочной ЭДС $E_{дИ}$ в цепи ротора позволяет получить при $I_2=0$ (и моменте $M = 0$) скорость идеального холостого хода ω_{01} , отличающуюся от синхронной скорости $\omega_{ОН}$. Обратите внимание, что синхронная скорость (скорость вращения магнитного поля) остается неизменной, так как статор двигателя остается подключенным к сети с номинальной частотой $f_{1Н}$. Из формулы (5.20) при $I_d = 0$ получим

значение скольжения s_{01} , соответствующее скорости ω_{01} :

$$s_{01} = \frac{E_{дИ}}{1,35 \cdot E_{20}} = \frac{E_{дои}}{1,35 \cdot E_{20}} \cdot \cos \alpha.$$

Значение скорости ω_{01} регулируется путем изменения угла управления α .

На рис. 5.94 приведены механические характеристики 1, зависимость 2 ЭДС ротора от скорости $E_2(\omega)$ и регулировочные характеристики 3 тиристорного преобразователя $E_d(\alpha)$ и $E_d(U_y)$ и показано графическое определение скольжения s_{01} и скорости идеального холостого хода ω_{01} .

Механические характеристики АВК получим на основании схемы замещения цепи выпрямленного тока ротора (рис.5.95). В отличие от Г-образной схемы замещения АД сопротивления статора приведены к обмотке ротора и указаны на рис. 5.95.

Индуктивные сопротивления двигателя и трансформатора объединены.

$$X_{ДВ} = X'_{1ДВ} + X_{2ДВ},$$

$$X_{ТР} = X'_{1ТР} + X_{2ТР}.$$

Момент двигателя определим через электромагнитную мощность, выразив её через параметры цепи постоянного тока

$$M = \frac{P_{\text{ЭМ}}}{\omega_0} = \frac{\sqrt{3} \cdot E_{2S} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2}{\omega_0} \approx \frac{\left(E_{d0} - \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}}}{2 \cdot \pi} \cdot I_d \right) \cdot I_d}{\omega_0}. \quad (5.21)$$

Значение тока I_d получим из (5.20)

$$I_d = \frac{E_{d0} \cdot s - E_{d0И} \cdot \cos \alpha}{R_{\text{Э}}} = \frac{E_{d0} \cdot \left(s - \frac{E_{d0И} \cdot \cos \alpha}{E_{d0}} \right)}{R_{\text{Э}}} = \frac{E_{d0}}{R_{\text{Э}}} \cdot (s - s_0), \quad (5.22)$$

$$\text{где } R_{\text{Э}} = \frac{m \cdot s}{2 \cdot \pi} \cdot (x_{\text{ДВ}} + x_{\text{ТР}}) + 2 \cdot r'_{1\text{ДВ}} \cdot s + 2 \cdot r_{2\text{ДВ}} + r_{\text{СД}} + 2 \cdot r_{2\text{ТР}} + 2 \cdot r'_{1\text{ДВ}}. \quad (5.23)$$

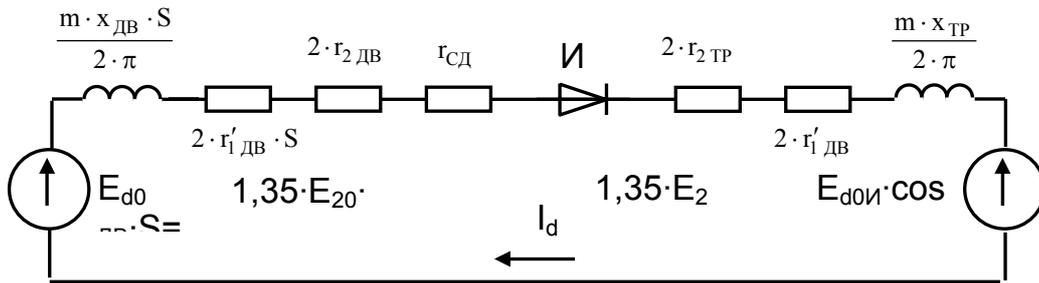


Рис. 5.95. Схема замещения АВК

Подставим (5.22) в (5.21):

$$\begin{aligned} M &\cong \frac{\left(E_{d0} - \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}}}{2 \cdot \pi} \cdot I_d \right) \cdot I_d}{\omega_0} = \frac{E_{d0}^2}{R_{\text{Э}} \cdot \omega_0} \cdot (s - s_0) - \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}}}{2 \cdot \pi \cdot \omega_0} \cdot \frac{E_{d0}^2}{R_{\text{Э}}^2} \cdot (s - s_0)^2 = \\ &= \frac{E_{d0}^2 \cdot (s - s_0)}{R_{\text{Э}}^2 \cdot \omega_0} \cdot \left(R_{\text{Э}} - \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}}}{2 \cdot \pi} \cdot (s - s_0) \right) = \frac{E_{d0}^2 \cdot (s - s_0)}{\omega_0} \cdot \frac{R_{\text{Э}0}}{R_{\text{Э}}^2}, \end{aligned} \quad (5.24)$$

где

$$\begin{aligned} R_{\text{Э}0} &= \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}} \cdot s}{2 \cdot \pi} + \frac{m \cdot x_{\text{ТР}} \cdot s}{2 \cdot \pi} + 2 \cdot r'_{1\text{ДВ}} \cdot s + 2 \cdot r_{2\text{ДВ}} + r_{\text{СД}} + 2 \cdot r_{2\text{ТР}} + 2 \cdot r'_{1\text{ДВ}} - \\ &- \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}} \cdot s}{2 \cdot \pi} + \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}} \cdot s_0}{2 \cdot \pi} = 2 \cdot r'_{1\text{ДВ}} \cdot s + 2 \cdot r_{2\text{ДВ}} + r_{\text{СД}} + 2 \cdot r_{2\text{ТР}} + 2 \cdot r'_{1\text{ДВ}} + \\ &+ \frac{m \cdot x_{\text{ТР}} \cdot s}{2 \cdot \pi} + \frac{m \cdot x_{\text{ДВ}} \cdot s_0}{2 \cdot \pi}. \end{aligned}$$

Сравнивая $R_{\text{Э}0}$ и $R_{\text{Э}}$, видно, что индуктивные сопротивления рассеяния в их величинах отличаются в $(s_0 - s)$ раз, а $s \ll s_0$, что позволяет принять $R_{\text{Э}0} \approx R_{\text{Э}}$. Тогда выражение момента двигателя в схеме АВК принимает вид

$$M = \frac{E_{d0}^2 \cdot (s - s_0)}{\omega_0 \cdot R_{\text{Э}}}. \quad (5.25)$$

Заменяв скольжения s через скорости ω_0 и ω

$$s - s_0 = -\frac{\omega_0 - \omega_{0И}}{\omega_0} + \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_{0И} - \omega}{\omega_0},$$

получим другое выражение момента

$$M = \frac{E_{d0}^2}{\omega_0^2 \cdot R_{\Sigma}} \cdot (\omega_{0И} - \omega) = \beta_K \cdot (\omega_{0И} - \omega). \quad (5.26)$$

Механические характеристики приведены на рис. 5.96. Скорость идеального холостого хода определяется значением угла α . При увеличении скольжения s растет сопротивление цепи тока ротора R_{Σ} , снижается жесткость характеристики β_K .

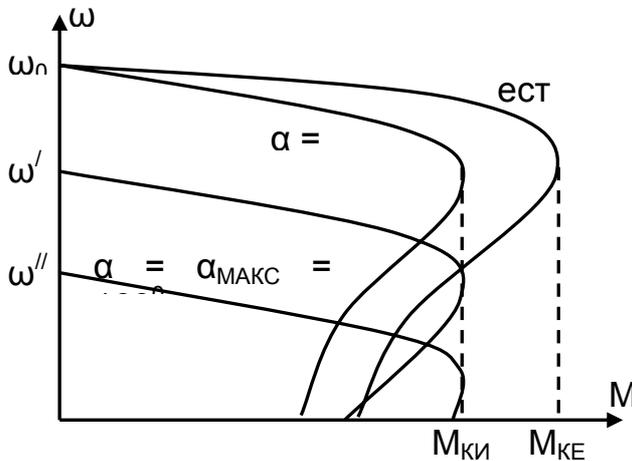


Рис. 5.96. Механические характеристики АВК

Механические характеристики при увеличении угла управления α проходят примерно параллельно характеристике при $\alpha = 90^\circ$.

При $\alpha = 90^\circ$ ($\dot{E}_{доб} = 0$) имеем обычный АД, механическая характеристика которого отличается от естественной меньшей жесткостью в связи с наличием добавочных сопротивлений в цепи ротора (диоды, тиристоры, дроссель, обмотки трансформатора) при некотором уменьшении критического момента $M_{ки} < M_{ке}$. За счет выпрямления кривые тока ротора отличаются от синусоиды, появляются высшие гармоники, создаются моменты от высших гармоник, снижается критический момент $M_{ки}$.

Особенности АВК:

- отсутствие отрицательных моментов, так как при $s < s_0$ ток ротора равен нулю до тех пор, пока отрицательное скольжение s не превысит по модулю s_0 . Но это произойдет при скоростях, больших $\omega_{0И}$, когда в использовании тормозного режима нет необходимости. Для торможения на выбеге (с целью остановки) создаются схемы динамического торможения. Статор двигателя отключается от сети и подключается к источнику постоянного тока. Энергия скольжения при динамическом торможении АВК за вычетом потерь отдается в сеть;

- опасность перехода преобразователя из инверторного режима в выпрямительный при $\alpha < 90^\circ$, когда возникает короткое замыкание в цепи постоянного тока. ЭДС преобразователя U_{z2} (см. рис. 5.93) изменяет знак, ток I_d протекает через диоды U_{z1} и дроссель L_d . Цепь ротора закорачивается, АД работает на естественной характеристике. Такой режим может возникнуть в замкнутых системах электропривода.

Структурная схема АВК построена на рис. 5.97 на основании выше рассмотренных уравнений АВК. Она позволяет рассматривать работу каскада при различных управляющих и возмущающих воздействиях, а также выполнять расчет статических и динамических режимов работы электропривода.

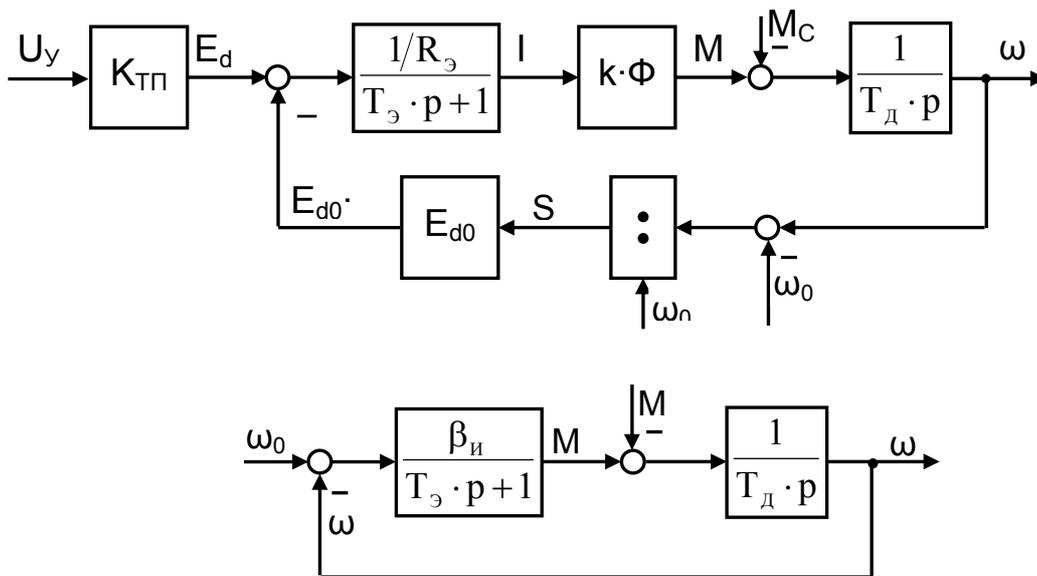


Рис. 5.97. Структурная схема АВК

Задача. Как изменится скорость двигателя ω , если увеличить напряжение управления U_y ?

При $U_y = 0$ встречная ЭДС $E_{дИ} = 0$, а угол $\alpha = 90^\circ$. Увеличение U_y приведет к росту α и $E_{дИ}$, ток I_d уменьшается, уменьшается и ток ротора I_2 . С уменьшением тока ротора уменьшается момент двигателя M , динамический момент становится отрицательным $M_{дин} < 0$, производная скорости двигателя (по основному уравнению движения) отрицательна $d\omega/dt < 0$, следовательно, скорость ω уменьшается. Скольжение s растет, увеличивается ЭДС ротора E_2 и выпрямленная ЭДС ротора $E_{д0} \cdot s$, растет ток I_d , ток ротора I_2 , увеличивается момент двигателя M до величины статического момента $M = M_c$. Таким образом, увеличение напряжения управления приводит к снижению скорости двигателя.

Как изменится скорость двигателя: при изменении $\pm M_c$? при снижении напряжения сети? при росте сопротивления цепи ротора? Попробуйте ответить на эти вопросы с помощью структурной схемы АВК.

Энергетическая диаграмма АВК. Асинхронный вентильный каскад является электрическим каскадом, отдающим энергию скольжения в сеть за вычетом потерь внутри системы электропривода. Энергетические характеристики АВК можно выявить с помощью энергетической диаграммы (рис. 5.98). Её отличие от энергетической диаграммы асинхронного двигателя (см. рис.5.90) заключается в том, что мощность скольжения разделяется на две составляющие: на потери мощности в активном сопротивлении ротора ΔP_2 и мощность P_d , отдаваемую в цепь постоянного тока. Последняя, за вычетом потерь в цепи постоянного тока $\Delta P_{и}$, отдается в сеть, или, как показано на энергетической диаграмме, возвращается на статор двигателя $P_{и}$. В результате каскад потребляет из сети мощность P_k , а активная мощность на статоре двигателя больше мощности, потребляемой из сети $P_{дв} = P_k + P_{и} > P_k$.

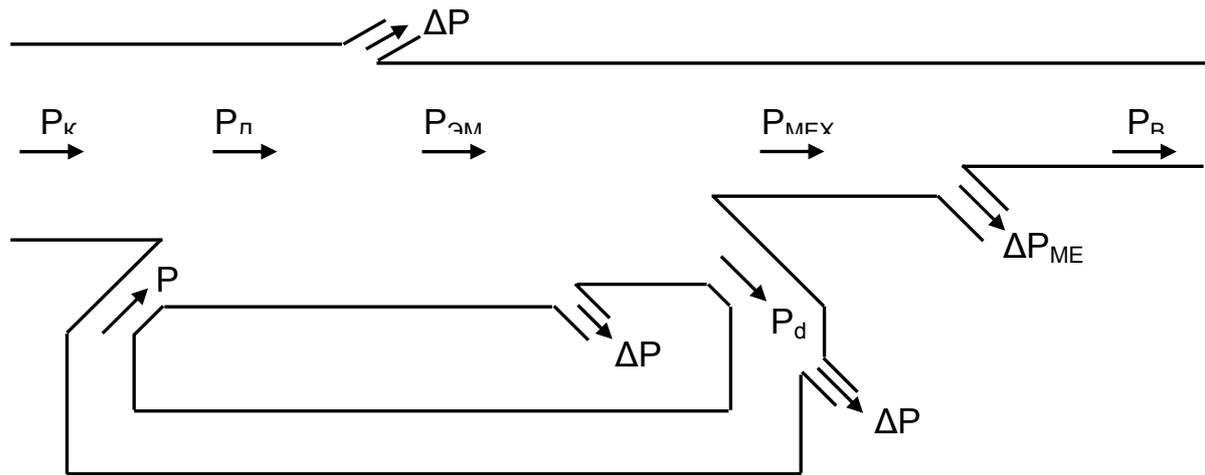


Рис. 5.98. Энергетическая диаграмма АВК

Из рассмотрения энергетической диаграммы следует, что коэффициент полезного действия двигателя $\eta_{дв}$ включает в себя в качестве полезной мощности и мощность $P_d = U_d \cdot I_d$.

$$\eta_{дв} = \frac{P_B + I_d \cdot U_d}{P_{дв}}, \quad (5.27)$$

а коэффициент полезного действия каскада η_k повышается в связи со снижением мощности, потребляемой из сети

$$\eta_k = \frac{P_B}{P_k}. \quad (5.28)$$

Если коэффициент полезного действия каскада η_k существенно выше, чем при реостатном регулировании скорости, то коэффициент мощности каскада $\cos\varphi_k$ значительно ниже. Снижение $\cos\varphi_k$ обусловлено инверторным режимом работы преобразователя, который потребляет значительную реактивную мощность. Возрастают и токи статора, повышая нагрев двигателя.

Электромеханический каскад. Особенностью электромеханического каскада (рис.5.99) является наличие вспомогательного двигателя ВД, преобразующего энергию скольжения в механическую энергию на валу каскада. В этом каскаде добавочная ЭДС, включаемая встречно выпрямленной ЭДС ротора, создается ЭДС $E_{вд}$ двигателя постоянного тока.

Величина $E_{вд} = k\Phi_{вд} \cdot \omega$ регулируется изменением тока возбуждения $i_{в1}, i_{в2}, i_{в3}$ вспомогательного двигателя, в результате изменяются скорости идеального холостого хода каскада $\omega_{о1}, \omega_{о2}, \omega_{о3}$. Регулирование тока возбуждения и потока приводит к созданию дополнительного момента $M_{вд}$ на валу основного асинхронного двигателя M .

При $E_{вд}=0$ и $i_{вд}=0$ механическая характеристика каскада (см.рис. 5.98) отличается от естественной за счет добавочных сопротивлений в цепи ротора и несинусоидальной формы тока аналогично АВК. При увеличении тока возбуждения появляется момент вспомогательного двигателя $M_{вд}$, возрастающий по мере роста потока и снижения скорости каскада. На рис. 5.99 зависимость $\omega(M_{вд})$ условно показана линейной, не учитывающей нелинейность кривой на

магничивания ВД. Пунктирными линиями показаны механические характеристики основного двигателя М, сплошными – механические характеристики каскада, где момент определяется суммой моментов двух двигателей.

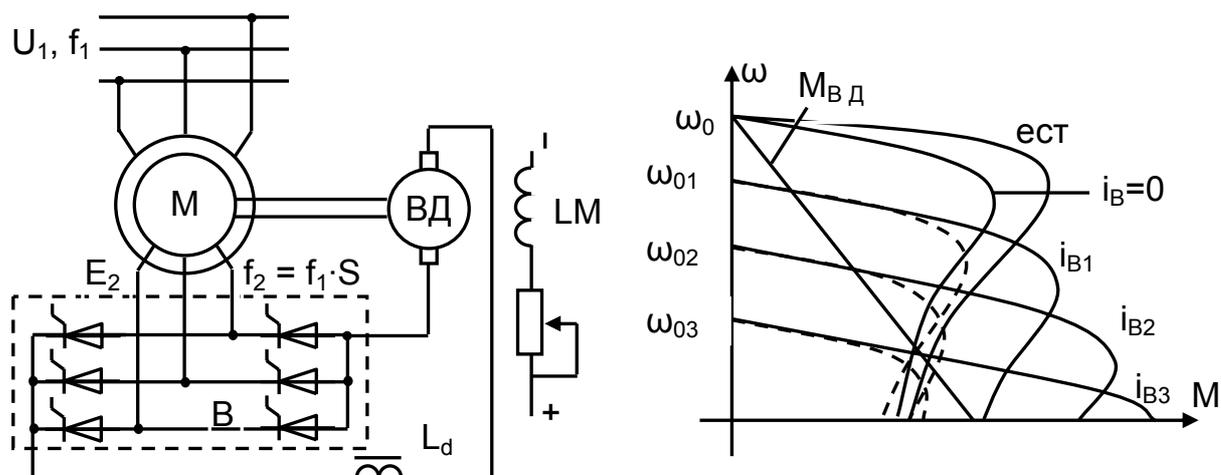


Рис.5.99. Схема и механические характеристики электромеханического каскада

Область применения электромеханического каскада ограничена в связи с невысоким диапазоном регулирования скорости. Момент вспомогательного двигателя $M_{ВД}$ зависит от скольжения и его связь с моментом основного АД можно увидеть из выражения

$$M_{ВД} = \frac{P}{\omega} = \frac{\Delta P_2}{\omega} = \frac{P_{эм} \cdot s}{\omega_0 \cdot (1-s)} = \frac{M_{АД} \cdot \omega_0 \cdot s}{\omega_0 \cdot (1-s)} = \frac{M_{АД} \cdot s}{(1-s)}.$$

При скольжении $s=0,5$ моменты двигателей оказываются равными, поэтому дальнейшее снижение скорости приведет к тому, что момент $M_{ВД}$ будет больше момента основного двигателя?!

Основные показатели регулирования скорости в АВК

1. **Точность** регулирования определяется жесткостью механических характеристик в диапазоне регулирования, которая для электрического каскада зависит от сопротивления цепи тока ротора R_Ω .

$$\beta_K = \frac{E_{до}^2}{\omega_0^2 \cdot R_\Omega}.$$

При увеличении скольжения s растет R_Ω , снижается жесткость характеристики β_K . Приблизительно можно считать, что $\beta_K = \beta_{КЕ} \approx \text{const}$ и равной жесткости $\beta_{КЕ}$ естественной характеристики каскада при $\alpha=90^\circ$.

2. **Диапазон** регулирования скорости в разомкнутых системах электрического каскада $D = 10:1$ и электромеханического каскада $D = 2:1$.

3. **Направление** регулирования скорости – вверх и вниз от естественной характеристики (вверх – для машины двойного питания МДП при ПЧ в цепи ротора).

4. **Плавность** регулирования – высокая, управление ведется в слаботочных цепях.

5. Допускаемые нагрузки определяют возможность работы двигателя не перегреваясь в диапазоне регулирования скорости.

Электрический каскад является каскадом постоянного момента

$$M_{\text{доп}} = \text{const},$$

при этом допускаемая мощность изменяется пропорционально скорости

$$P_{\text{доп}} \equiv \omega.$$

Электромеханический каскад – каскад постоянной мощности

$$P_{\text{доп}} = \text{const},$$

а допускаемый момент изменяется обратно пропорционально скорости

$$M_{\text{доп}} \equiv 1/\omega.$$

6. Капитальные затраты договорились оценивать через установленную мощность электрооборудования. Установленная мощность преобразователя

$$P_{\text{пр.н}} = P_{\text{эм.н}} \cdot s_{\text{макс}}$$

зависит от диапазона регулирования (при $s_{\text{макс}} = 1$ – мощность преобразователя равна мощности двигателя). Преобразователь выбирается на напряжение

$$U_{\text{н}} = E_{20} \cdot s_{\text{макс}} \text{ и ток } I_{\text{н}} = I_{2\text{н.ад}}.$$

Установленная мощность каскада равна удвоенному значению мощности двигателя

$$P_{\text{уст}} \approx 2 \cdot P_{\text{н ад}}.$$

Эксплуатационные расходы оцениваются через энергетические показатели: КПД и коэффициент мощности. КПД двигателя в схеме каскада

$$\eta_{\text{дв}} = \frac{P_{\text{в}} + I_{\text{д}} \cdot U_{\text{д}}}{P_{\text{дв}}}$$

существенно возрастает, так как мощность скольжения не тратится на нагрев сопротивлений, а возвращается в сеть (или на вал двигателя), и КПД каскада

$$\eta_{\text{к}} = \frac{P_{\text{в}}}{P_{\text{к}}} > \eta_{\text{дв реост}}$$

существенно выше КПД реостатного регулирования скорости $\eta_{\text{дв реост}}$.

Коэффициент мощности каскада определяется коэффициентом мощности двигателя $\cos\varphi_{\text{дв}}$ и коэффициентом мощности преобразователя

$$K_{\text{МП}} = v \cdot \cos(\alpha + \gamma/2).$$

Так как преобразователь работает в инверторном режиме и потребляет реактивную энергию, то коэффициент мощности каскада $K_{\text{МК}}$ ниже коэффициента мощности двигателя

$$\cos\varphi_{\text{дв}} > K_{\text{МК}}.$$

Каскады находят применение в установках, где их применение позволяет существенно повысить энергетические показатели электропривода при регулировании их производительности изменением скорости (насосы, вентиляторы).

Контрольные вопросы

1. Изменяется ли в асинхронно-вентильном каскаде (АВК) синхронная скорость двигателя?
2. Покажите цепь тока ротора в схеме АВК.
3. Почему механическая характеристика АВК мягче, чем естественная характеристика двигателя?
4. Изменяется ли критический момент двигателя в системе АВК по сравнению с критическим моментом асинхронного двигателя на естественной характеристике?
5. Почему при введении встречной добавочной ЭДС изменяется скорость идеального холостого хода?
6. Изменится ли скорость двигателя в асинхронно-вентильном каскаде, если на холостом ходу увеличить напряжение инвертора?
7. В каком режиме работает преобразователь UZ2 (рис. 5.93) при нулевом напряжении управления?
8. Почему недопустим выпрямительный режим работы UZ2?
9. В каком режиме будет работать двигатель, если преобразователь UZ2 перейдет в выпрямительный режим работы?
10. Покажите цепь тока ротора в схеме АВК и цепь тока преобразователя UZ2 в выпрямительном режиме работы UZ2?
11. Изменением какого параметра регулируется скорость двигателя в схеме АВК?
12. Изменением какого параметра регулируется скорость двигателя в схеме электромеханического каскада?
13. Какой из энергетических показателей АВК по сравнению с реостатным регулированием координат улучшается? ухудшается?
14. По каким причинам электромеханический каскад обладает малым диапазоном регулирования скорости?
15. Какие тормозные режимы обеспечивает АВК?
16. В каком режиме работает АВК при спуске груза (в четвертом квадранте)?
17. В чем отличие энергетических диаграмм электрического и электромеханического каскадов?
18. Перечислите достоинства, недостатки и область применения электрического и электромеханического каскадов?
19. Возможен ли в схеме каскада режим рекуперативного торможения?

5.13. ОСОБЕННОСТИ МНОГОДВИГАТЕЛЬНОГО

ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Увеличение числа двигателей в электроприводах различных производственных механизмов [1], особенно при большой мощности или при значительной механической инерции, является одной из важных тенденций в развитии современного машиностроения. Это обусловлено следующими преимуществами многодвигательного электропривода: 1) увеличение числа двигателей облегчает унификацию электроприводов различных по мощности установок; 2) многодвигательный электропривод имеет меньший суммарный момент инерции двигателей, чем однодвигательный соответствующей мощности; 3) при большом моменте инерции механизма увеличение числа двигателей, подводящих через индивидуальные передаточные устройства механическую энергию к механизму, позволяет уменьшить нагрузки на передачи и вследствие этого уменьшить их массу и габариты.

Важной особенностью многодвигательного электропривода является возможность неравномерного распределения нагрузок между двигателями, работающими на общий вал, в статических режимах работы. Рассмотрим эту особенность на примере двухдвигательного электропривода (рис. 5. 100). Благодаря наличию механической связи между роторами двигателей в статических режимах работы скорости двигателей одинаковы при любых различиях в механических характеристиках, а результирующий момент электропривода равен сумме моментов двигателей:

$$M = M_1 + M_2 = \beta_1 \cdot (\omega_{o1} - \omega) + \beta_2 \cdot (\omega_{o2} - \omega),$$

где β_1 , ω_{o1} , β_2 , ω_{o2} – модули жесткости и скорости идеального холостого хода двигателей M_1 и M_2 .

Отсюда определяется результирующая механическая характеристика двухдвигательного электропривода

$$\omega = \frac{\beta_1 \cdot \omega_{o1} + \beta_2 \cdot \omega_{o2}}{\beta_1 + \beta_2} - \frac{M}{\beta_1 + \beta_2}.$$

Скорость двухдвигательного электропривода в статическом режиме определяется при $M = M_c$, при этом в общем случае моменты M_1 и M_2 , развиваемые двигателями, не равны

$$M_1 = \beta_1 \cdot (\omega_{o1} - \omega) \neq M_2 = \beta_2 \cdot (\omega_{o2} - \omega).$$

Очевидным условием равенства статических нагрузок двигателей в данном случае является идентичность их механических характеристик $\beta_1 = \beta_2$ и $\omega_{o1} = \omega_{o2}$.

В представленном на рис. 5.100 асинхронном двухдвигательном электроприводе $\omega_{o1} = \omega_{o2}$, однако жесткости β_1 и β_2 могут быть различны в связи с практически неизбежным разбросом сопротивлений роторной обмотки даже у однотипных двигателей. При этом нагрузки распределяются пропорционально модулям жесткости β_1 и β_2 , как показано на рис. 5.101, где приведены характеристики двигателей M_1 и M_2 и результирующая механическая характеристика M_Σ .

Возникающая неодинаковость загрузки двигателей весьма неблагоприятна, так как вынуждает завышать мощность двигателей. При полной идентичности механических характеристик обоих двигателей каждый из них несет половину нагрузки, и при этих условиях номинальный момент агрегата

$$M_{\Sigma \text{НОМ}} = M_{1 \text{НОМ}} + M_{2 \text{НОМ}} = 2 M_{\text{НОМ}}$$

Если жесткости механических характеристик неодинаковы, то при той же

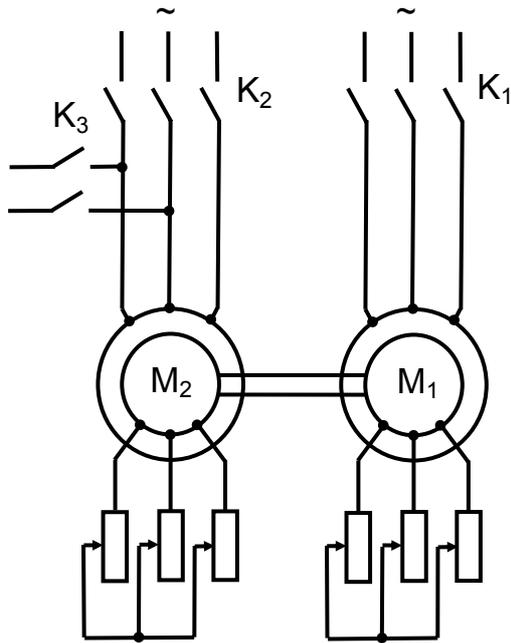


Рис. 5. 100. Схема двухдвигательного электропривода

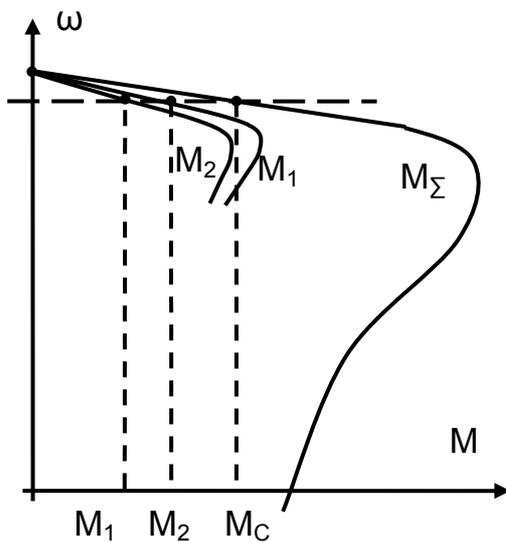


Рис. 5. 101. Механические характеристики двухдвигательного электропривода

общей нагрузке агрегата большую часть нагрузки принимает на себя тот двигатель, у которого β больше, а второй соответственно недогружается. Следовательно, если при проектировании многодвигательного электропривода не принять меры к выравниванию нагрузок, двигатели с большей жесткостью могут иметь нагрузку, превышающую номинальную, что приведет к превышению допустимой температуры двигателей и к их быстрому выходу из строя.

В асинхронном электроприводе при двигателях с фазным ротором можно добиваться равенства жесткостей механических характеристик всех двигателей многодвигательного электропривода, вводя соответствующие добавочные резисторы в роторные цепи двигателей с более жесткими характеристиками. Рассматривая рис. 5.101, можно заключить, что влияние неодинаковости сопротивлений силовой цепи тем выше, чем большую жесткость имеют характеристики двигателей в среднем. Поэтому при двигателях с короткозамкнутым ротором для многодвигательного электропривода предпочтительны двигатели с повышенным скольжением.

Для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением проблема распределения нагрузок в многодвигательном электроприводе при параллельном подключении их к источнику питания (рис. 5.102,а) является еще более острой. Здесь возможны различия не только в жесткостях, но и в скоростях идеального холостого хода

$$\omega_{0i} = U_{\text{НОМ}} / k\Phi_i$$

в связи с неодинаковостью магнитного потока. Различия в потоках могут быть обусловлены как различием сопротивлений обмоток возбуждения, так и неодинаковостью характеристик магнитной цепи. Высокую равномерность

загрузки двигателей постоянного тока обеспечивает последовательное соединение их якорных обмоток по схеме, приведенной на рис. 5.102,б. Токи якорей при этом одинаковы во всех режимах, и отклонения в развиваемых двигателями моментах определяются только возможными отклонениями потоков двигателей от номинального значения $M_1 = k\Phi_1 I_{\text{я}}$ и $M_2 = k\Phi_2 I_{\text{я}}$.

Возможный разброс значений потока невелик и может быть дополнительно снижен путем последовательного соединения также и обмоток возбуждения двигателей. Благоприятные условия работы многодвигательного электропривода постоянного тока в отношении нагрузок определяют широкое использование на практике схемы с последовательным соединением обмоток якорей.

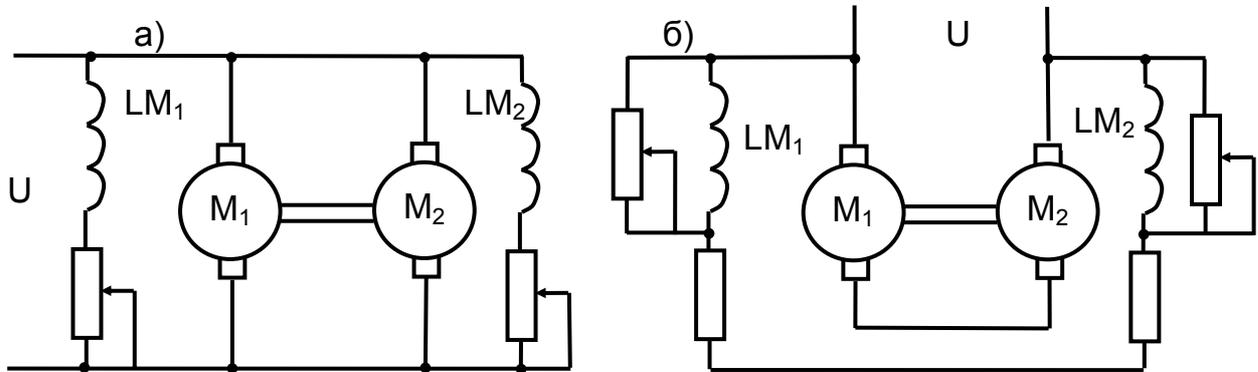


Рис. 5.102. Схемы параллельного и последовательного включения якорей двигателей постоянного тока

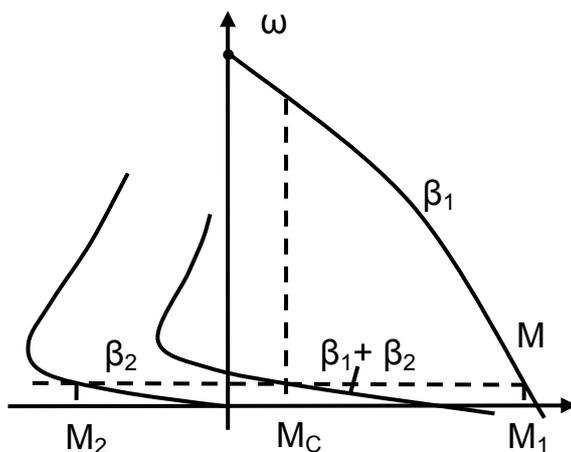


Рис. 5.103. Механические характеристики при переводе одного из двигателей в режим динамического торможения

Двухдвигательный электропривод позволяет формировать механические характеристики **специального вида** путем изменения характеристик одного из двигателей. Для примера на рис. 5.100 приведена схема переключения одного из двигателей в режим динамического торможения.

Отключают контактор К2 от сети и подключают статор к источнику постоянного тока. В результате двигатель M_2 работает в режиме динамического торможения. На валу агрегата действуют два момента:

- двигателя M_1 , работающего в двигательном режиме с добавочными сопротивлениями в цепи ротора;
- двигателя M_2 , работающего в режиме динамического торможения.

Сложение механических характеристик двух двигателей позволяет получить механическую характеристику оригинального вида, обеспечивающую низкую скорость агрегата (рис. 5.103). Двигатель M_1 в двигательном режиме создает момент, равный сумме статического момента M_C и тормозного момента двигателя M_2 режима динамического торможения. Жесткость суммарной механической характеристики равна сумме модулей жесткости механических характеристик $\beta_1 + \beta_2$. Работа на этой характеристике выполняется обычно кратковременно, поскольку двигатель M_1 перегружен.

В некоторых случаях оказывается вообще невозможным осуществление механической связи. При этом механическая связь может быть заменена элек-

трической синхронной связью – электрическим валом. Многодвигательный электропривод с электрическим валом (**система синхронного вращения**) находит применение для обеспечения одинаковых законов движения механизмов, не имеющих механической связи. Такие системы используются для электропривода затворов шлюзов, разводных мостов, конвейеров. Конечно, при современном уровне развития электропривода можно применить замкнутые следящие системы с взаимным регулированием положения обоих двигателей. Интерес представляет возможность создания силовой следящей системы, использующей свойства асинхронных двигателей.

Система синхронного вращения, приведенная на рис. 5.104, использует для согласования скоростей движения роторные цепи двух основных двигателей, выполняющих работу по преодолению статических моментов на своих валах. Роторные цепи соединены между собой и подключены к добавочному сопротивлению R_2 .

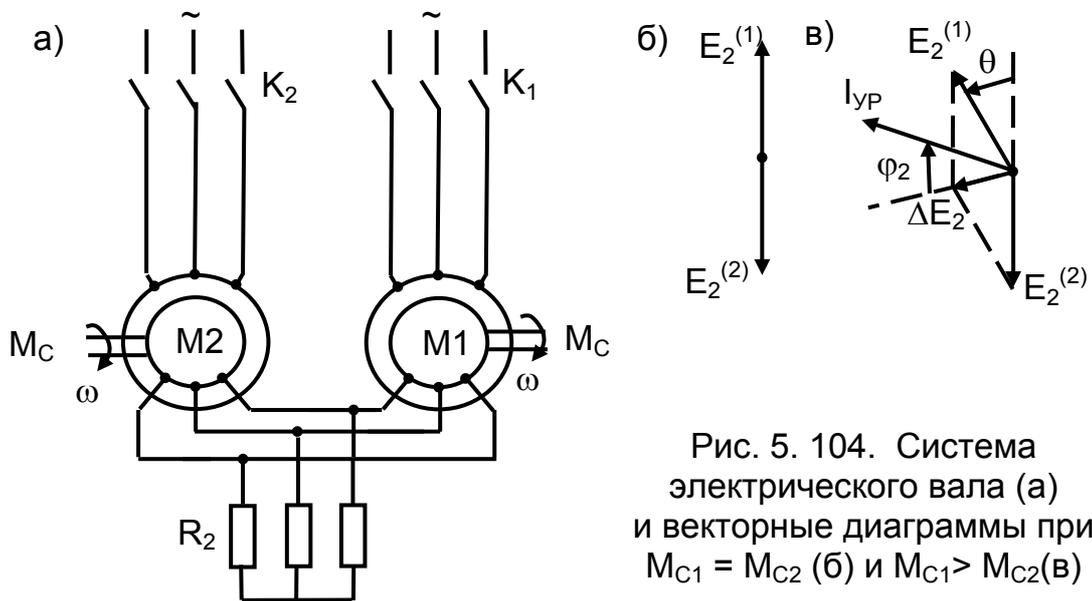


Рис. 5. 104. Система электрического вала (а) и векторные диаграммы при $M_{C1} = M_{C2}$ (б) и $M_{C1} > M_{C2}$ (в)

При одинаковой нагрузке двигателей M1 и M2 ($M_{C1} = M_{C2}$) ЭДС их роторов равны и направлены встречно друг другу $E_2^{(1)} = E_2^{(2)}$ (см. рис.5.104,б).

При увеличении нагрузки на двигателе M1 (на рис. 5.104, в $M_{C1} > M_{C2}$) ротор этого двигателя начинает отставать от вращающегося магнитного потока на угол θ , ЭДС ротора $E_2^{(1)}$ выходит из состояния взаимного равновесия. Возникает уравнивающая ЭДС ΔE_2 , создавая уравнивающий ток $I_{ур}$. Проекция этого уравнивающего тока на вектор $E_2^{(1)}$ совпадает с направлением этого вектора, появляется синхронизирующий момент в обоих двигателях, причем для двигателя M1 этот момент является двигательным, помогая двигателю преодолеть возникшее рассогласование, а для двигателя M2 – генераторным, подтормаживая двигатель. Подробные схемы и расчеты систем синхронного вращения приведены в [14].

Глава шестая

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

6.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Электропривод представляет собой сложную динамическую систему, состояние которой в каждый момент времени определяется текущими значениями ее переменных и приложенных к системе внешних воздействий. В разомкнутой электромеханической системе имеются механические переменные (перемещения масс, скорости, ускорения, силы, моменты и т.п.) и электрические переменные (токи обмоток, потокосцепления, их производные и т.п.). Кроме того, в связи с нагревом двигателя к числу переменных состояния следует отнести температуры частей двигателя, их производные и т.п. Внешними воздействиями в электромеханической системе являются приложенные к обмоткам напряжения, а также внешние силы и моменты.

В связи с наличием элементов, обладающих механической, электромагнитной и тепловой инерциями, при изменении внешних воздействий переход системы от одного состояния к другому протекает во времени, и этот процесс называется переходным. В зависимости от вида инерции в системе электропривода имеют место механические, электромагнитные и тепловые переходные процессы.

Знание переходных режимов необходимо:

- для определения времени и характера их протекания;
- для оценки их соответствия требованиям технологического процесса рабочего органа;
- для оценки механических и электрических перегрузок;
- для правильного выбора мощности двигателей, преобразователей и аппаратуры управления.

Переходные процессы имеют место в любом электроприводе (пуск, торможение, реверс, наброс нагрузки, изменение скорости и т.п.). Они могут быть редкими (пуск вентилятора) и частыми (привод бьюминга, экскаватора).

Внешняя причина переходных процессов – возмущающие и управляющие воздействия (ΔU_C , Δf_C , ΔM_C , ΔJ , ΔR и т.п.). Они являются внешним толчком, побуждающим электропривод к переходному процессу. Реакция электропривода на возмущающие и управляющие воздействия составляет суть переходных процессов.

Внутренняя причина переходных процессов – наличие механической, электромагнитной и тепловой инерционностей электропривода. Изменение запаса кинетической энергии $W_{кин}$ в механической части, электромагнитной энергии $W_{эл}$ в электрических цепях происходит постепенно, поэтому даже при скачкообразном воздействии происходит переходный процесс. Из-за наличия инерционностей элементов электропривода длительность переходных процессов намного больше, чем время возмущения, вызывающего переходный процесс.

Математическое описание переходных режимов – система дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы механического, электромагнитного и теплового характера. Решение системы дифференциальных

уравнений – зависимости $\omega(t)$, $M(t)$, $I(t)$, $P(t)$ – называют нагрузочными диаграммами электропривода.

Нагрузочные диаграммы, построенные для переходных и установившихся режимов работы электропривода, дают возможность проверить выбранный двигатель по условиям заданной производительности, по нагреву, кратковременной перегрузке и условиям пуска. Они используются также для проверки по нагреву пуско-тормозных резисторов, по допускаемым нагрузкам – тиристорных преобразователей.

Решение упрощают, если возможно, и рассматривают отдельно тепловые (часы, десятки минут) и электромеханические (доли секунд, секунды) процессы. Если электромагнитная инерционность неощутима, не влияет существенно на характер переходного процесса, то рассматривают механические переходные процессы.

6.1.1. Динамические показатели систем электропривода

Динамические свойства системы электропривода во многих случаях определяют производительность промышленной установки, качество выпускаемой продукции, износ механического оборудования. Из этих требований технологии вытекают требования к динамическим показателям систем электропривода, которые действуют совместно с основными статическими показателями регулирования координат (точность, диапазон, плавность и т.д.).

Динамические показатели оцениваются реакцией электропривода на скачок возмущающего воздействия:

1. **Быстродействие** – это время реакции электропривода на скачок воздействия: На рис.6.1 представлен переходный процесс в системе на приложение возмущающего или управляющего воздействия. Система стремится к новому установившемуся режиму $x_{уст}$, проходя следующие временные участки:

t_3 – время задержки;

t_p – время первого достижения установившегося значения;

$t_{макс}$ – время достижения первого максимального значения;

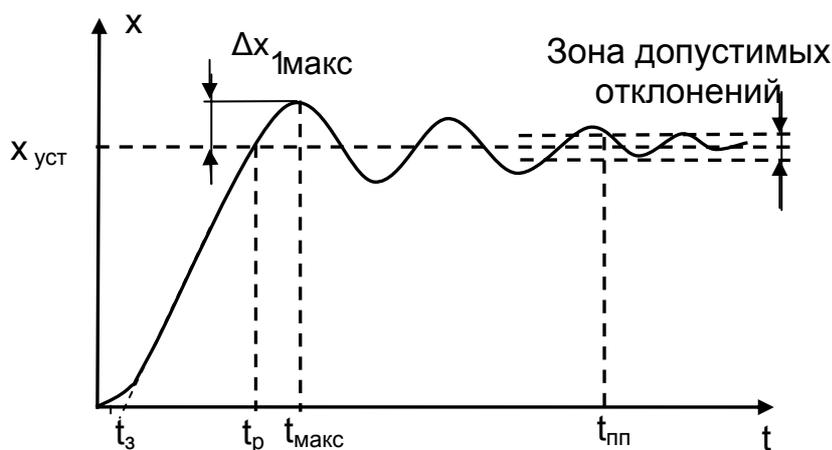


Рис.6.1. Реакция электропривода на скачок возмущающего воздействия

$t_{\text{пп}}$ – время переходного процесса, когда выходная величина попадает в зону допустимых отклонений. Считается, что к этому времени все свободные составляющие затухают.

Быстродействие электропривода является основным показателем, отражающим ускорение механизма, и его необходимо учитывать при проектировании системы управления. На частотных характеристиках (ЛАЧХ) быстродействие оценивается по частоте среза $\Omega_{\text{ср}}$ (рис.6.2). Из ТАУ известны соотношения между частотой среза и этими временами:

$$t_p \approx (1,5 \dots 2) / \Omega_{\text{ср}};$$

$$t_{\text{МАКС}} \approx \pi / \Omega_{\text{ср}}.$$

2. Перерегулирование – максимальное отклонение выходной величины от установившегося значения в динамике, динамическая ошибка системы σ .

$$\sigma = \overline{\Delta x}_{1\text{макс}} = \frac{\Delta x_{1\text{макс}}}{x_{\text{уст}}}.$$

Значение перерегулирования σ можно приближенно оценить по формуле

$$\sigma = (1 - \sin \Delta\varphi),$$

где $\Delta\varphi$ - запас по фазе при частоте среза.

Чем протяженнее участок при $\Omega_{\text{ср}}$, тем существеннее запас по фазе $\Delta\varphi$, тем выше динамические показатели. Если ближайшая нижняя частота сопряжения $\Omega_{1\text{н}}$ приближается к частоте среза $\Omega_{\text{ср}}$, запас по фазе $\Delta\varphi$ увеличивается, растет перерегулирование σ ($\Delta x_{1\text{макс}}$). Ближайшая верхняя частота сопряжения $\Omega_{1\text{в}}$ сказывается на начальном участке кривой переходного процесса. При приближении $\Omega_{1\text{в}}$ к частоте среза $\Omega_{\text{ср}}$ и увеличении наклона следующей асимптоты увеличивается время задержки t_3 . Время задержки определяется суммой малых постоянных времени, на-

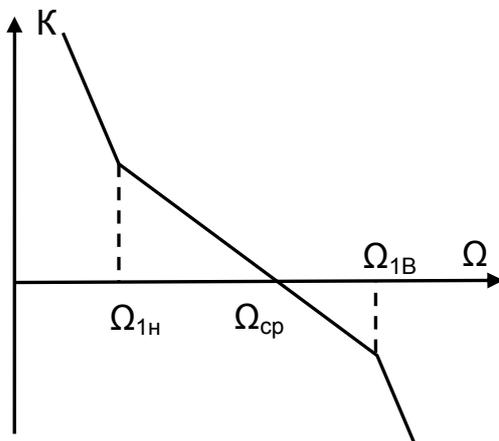


Рис.6.2. Логарифмическая амплитудная частотная характеристика (ЛАЧХ) системы

ходящихся за частотой среза.

3. Колебательность влияет на точность регулирования, динамические нагрузки электропривода и качество технологического процесса. Её общим показателем могут служить значения логарифмических декрементов затухания колебаний λ , соответствующие комплексно-сопряженным корням характеристического уравнения системы. В качестве оценки колебательности электромеханических систем может быть принят коэффициент затухания ξ [1]. Определение этих коэффициентов будем рассматривать ниже (см. п. 6. 7).. Практически колебательность оценивают числом полувольт, которые возникают в системе до установившегося значения (до зоны допустимых отклонений).

6.1.2. Динамические свойства двигателей

Динамические свойства системы электропривода определяются динамическими свойствами элементов, в него входящих, и в основном – динамическими свойствами двигателей. В свою очередь, динамические свойства двигателей зависят от элементов, определяющих механическую и электромагнитную инерционности. Учет этих видов инерции выполняют при составлении дифференциальных уравнений систем, где инерционности выступают в виде постоянных времени при производных. Система дифференциальных уравнений системы преобразуется в структурную схему системы электропривода.

Структурную схему **двигателя независимого возбуждения** (ДНВ) получили ранее (см. 3.1.2). На рис.6.3 приведена структурная схема ДНВ при номинальном потоке $\Phi = \Phi_H$. Инерционности привода определяют момент инерции привода $J = \beta \cdot T_M$ и электромагнитная постоянная времени якорной цепи $T_{я}$.

Для удобства анализа переходных процессов постараемся замкнуть систе-

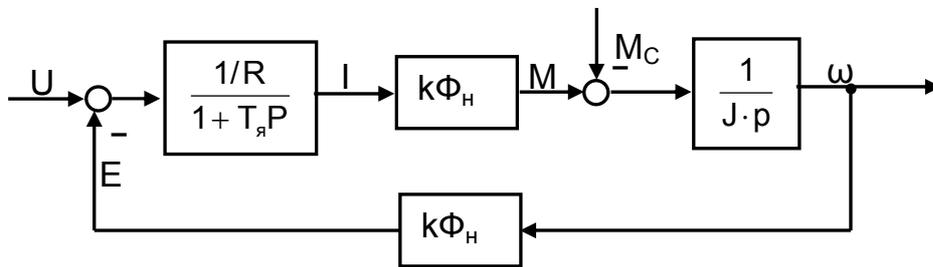


Рис. 6.3. Одноконтурная структурная схема ДНВ

му единичной обратной связью (рис.6.4).

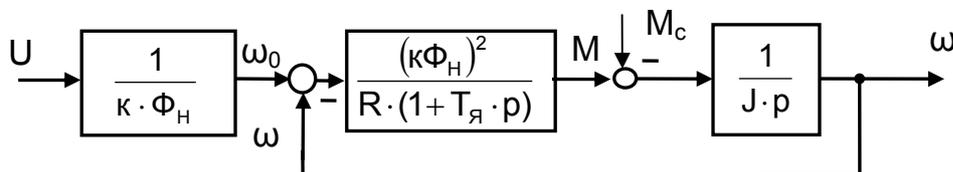


Рис.6.4. Преобразованная структурная схема ДНВ

Для **асинхронного двигателя** выше рассмотрели упрощенную структурную схему с коэффициентами k_f , k_u , k_w без учета электромагнитной инерции, так как реальная структурная схема сложна. С учетом электромагнитной инерции для линеаризованного рабочего участка механической характеристики при $s < s_k$, можно получить дифференциальное уравнение [1]:

$$2 \cdot M_k \cdot \frac{s}{s_k} = M + T_{\text{э}} \cdot \frac{dM}{dt},$$

которое называют формулой И.С.Пинчука.

Преобразуя

$$2 \cdot M_k \cdot \frac{s}{s_k} = \frac{2 \cdot M_k}{s_k} \cdot \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{2 \cdot M_k}{s_k \cdot \omega_0} \cdot (\omega_0 - \omega) = \beta \cdot (\omega_0 - \omega),$$

получим это уравнение в операторной форме

$$(T_{\text{э}} \cdot p + 1)M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega),$$

где $\beta = 2 \cdot M_K / (\omega_0 \cdot s_K)$ – жесткость рабочего участка механической характеристики;

$$T_{\text{э}} = \frac{L_1 + L_2^l}{r_1 + r_2^l} = \frac{x_1 + x_2^l}{2\pi \cdot f_{1H} \cdot (r_1 + r_2^l)} \cong \frac{1}{\omega_{\text{ОЭЛН}} \cdot s_K} = \frac{1}{314 \cdot s_K}$$

– электромагнитная постоянная времени при $r_1 \approx 0$.

С учетом уравнения движения структурная схема АД для рабочего участка механической характеристики принимает вид (рис. 6.5).

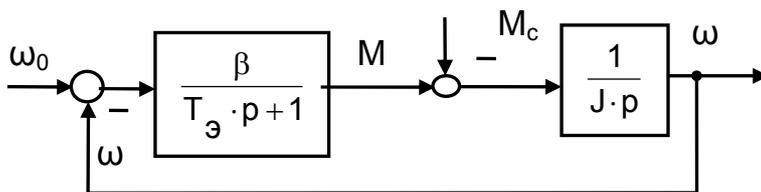


Рис.6.5. Структурная схема рабочего участка АД

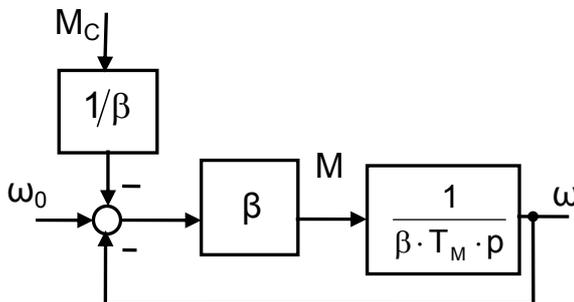


Рис.6.6. Структурная схема ДНВ с выходом по скорости

Перенесем M_c на вход системы, получим вид структурной схемы, приведенный на рис.6.6. Очевидно, что принятые допущения позволяют рассматривать поведение ДНВ и АД по одной и той же структурной схеме.

6.1.3. Механические переходные процессы электропривода с прямолинейной механической характеристикой

Передаточная функция двигателя с прямолинейной механической характеристикой (ДНВ, рабочий участок АД) с выходом по скорости ω (рис. 6.6) при воздействии на вход ω_0 (напряжения U или частоты f_1) имеет вид

Так как в структурной схеме ДНВ (рис. 6.4) коэффициент

$$\frac{(k\Phi_H)^2}{R_{\text{яц}}} = \beta$$

представляет собой жесткость механической характеристики, то структурная схема АД (рис. 6.5) принимает вид структурной схемы ДНВ. Только на входе АД действует синхронная скорость, пропорциональная частоте питания $\omega_0 \equiv f_1$, а на входе ДНВ – скорость идеального холостого хода, пропорциональная напряжению питания $\omega_0 \equiv U$ (при постоянстве потока $\Phi = \Phi_H$).

При рассмотрении **механических** переходных процессов не будем учитывать влияние электромагнитной инерции, будем считать $T_{\text{я}} = 0$, $T_{\text{э}} = 0$.

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\frac{\beta}{\beta T_M p}}{1 + \frac{\beta}{\beta T_M p}} = \frac{1}{T_M p + 1}$$

и представляется аperiodическим звеном с постоянной времени T_M . Частотная характеристика этого звена W_{ω} приведена на рис. 6.7. Во времени скорость двигателя нарастает по экспоненте $\exp(-t/T_M)$ и стремится к установившемуся значению. Время переходного процесса $t_{\text{пп}} = (3...4) \cdot T_M$. Переходный процесс изменения скорости $\omega(t)$ приведен на рис. 6.8.

Структурная схема двигателя с выходом по моменту показана на рис. 6.9. Из структурной схемы видно, что при подаче скачка напряжения на вход системы момент нарастает скачком до $M = M_{\text{кз}} = \beta \cdot \omega_0$, а затем за счет обратной связи происходит снижение суммарного задания $(\omega_0 - \omega)$ на входе и момент по $\exp(-t/T_M)$ снижается до нуля.

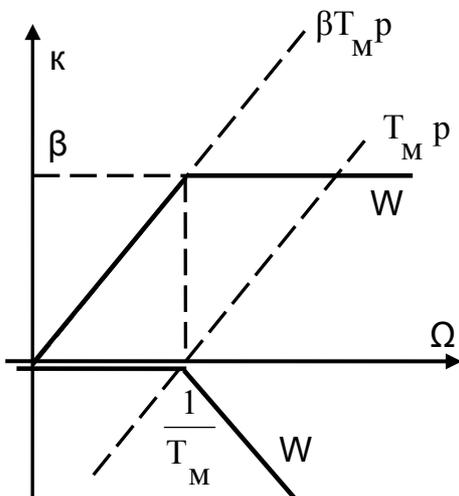


Рис. 6.7. ЛАХ ДНВ

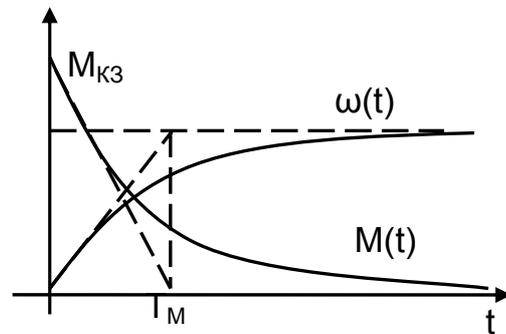


Рис. 6.8. Зависимости $M(t)$ и $\omega(t)$

Передаточная функция ДНВ с выходом по моменту имеет вид

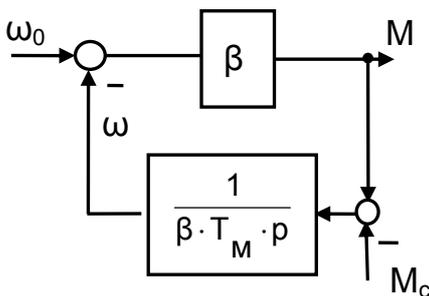


Рис. 6.9. Структурная схема ДНВ с выходом по моменту

$$W_M(p) = \frac{M(p)}{\omega_0(p)} = \frac{\beta}{1 + \beta \cdot \frac{1}{\beta \cdot T_M p}} = \frac{\beta \cdot T_M \cdot p}{T_M \cdot p + 1}$$

По передаточной функции построена частотная характеристика W_M (рис. 6.7). Переходная характеристика $M(t)$ приведена на рис. 6.8. Они подтверждают сказанное выше о характере протекания переходного процесса.

Частотные характеристики позволяют судить о характере переходного процесса, о времени его протекания, но при этом не учитываются начальные условия, при которых этот процесс выполняется. Частотные характеристики рассматривают

переходные процессы в приращениях. Для построения нагрузочных диаграмм необходимо знать начальные условия.

Математическое описание нагрузочных диаграмм электропривода с прямой механической характеристикой, учитывающее начальные условия, было выполнено выше (см. 3.1.5)

$$M(t) = M_c + (M_{нач} - M_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}; \omega(t) = \omega_c + (\omega_{нач} - \omega_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}. \quad (6.1)$$

Из (6.1) следует, что при $t = 0$ момент и скорость равны начальным значениям

$$M = M_{нач}, \omega = \omega_{нач},$$

а при $t = \infty$ переменные стремятся к установившимся значениям

$$M = M_c, \omega = \omega_c.$$

6.2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ТП-Д

Структурная схема системы ТП-Д. На рис. 6.10 представлена схема системы ТП-Д, в которой ДНВ получает питание от управляемого тиристорного (транзисторного) преобразователя, обеспечивающего регулирование момента и скорости путем изменения напряжения на якоре.

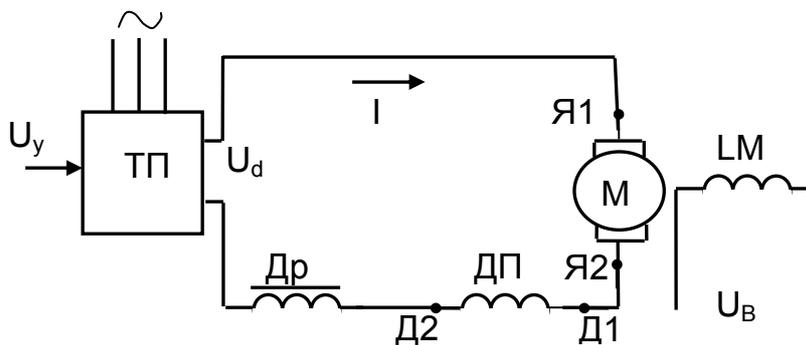


Рис.6.10. Схема системы ТП-Д

Работу системы ТП-Д, статические характеристики и их расчет рассмотрен подробно в 5.2.

Для изучения переходных процессов этой системы составляется система дифференциальных уравнений, описывающих поведение элементов системы электропривода в динамике.

$$E_d = k_{тп} \cdot U_y;$$

$$E_d = E + I \cdot R_{яц} + L_{яц} \cdot \frac{di}{dt};$$

$$E = k\Phi_H \cdot \omega;$$

$$M = k\Phi_H \cdot I;$$

$$M = M_c + J \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

В приведенных уравнениях

$$R_{яц} = r_{я} + R_{э} + R_{др};$$

$$L_{яц} = L_{я} + L_{др} + L_{тр};$$

$$J = \delta \cdot J_{дв} + J_{прро}$$

– известные соотношения для ДНВ, в которых учтены дополнительные элементы: эквивалентное сопротивление преобразователя $R_{э}$, индуктивности трансформатора $L_{тр}$ и дросселя $L_{др}$.

Статическая характеристика тиристорного преобразователя (рис. 6.11) учитывается коэффициентом усиления

$$k_{тп} = \frac{\Delta E_d}{\Delta U_y},$$

который является нелинейным. Необходимость учета нелинейности решается при каждом расчете конкретного электропривода в зависимости от заданной точности расчета. Для качественной оценки поведения системы будем принимать

$$k_{тп} = \frac{U_H}{U_{ун}} = \text{const.}$$

В этом случае статическая характеристика проходит через номинальную точку ТП и начало координат (см. рис. 6.11).

В расчетах не учитываем время чистого запаздывания и постоянную времени системы импульсно-фазового управления $T_{сифу} = 0,01 \dots 0,05 \text{ с}$. Не учитывается и работа системы в зоне прерывистых токов.

Запишем систему дифференциальных уравнений в операторной форме:

$$E_d = k_{тп} \cdot U_y;$$

$$E_d = E + I \cdot R_{яц} + L_{яц} \cdot p \cdot I;$$

$$E = k\Phi_H \cdot \omega;$$

$$M = k\Phi_H \cdot I;$$

$$M = M_c + J \cdot \omega \cdot p$$

и составим структурную схему ТП-Д (рис. 6.12).

Структурная схема ТП-Д включает в себя структурную схему двигателя Д и преобразователя ТП. Нелинейную связь между E_d и U_y можно учесть в более точных расчетах, если охватить преобразователь нелинейным звеном

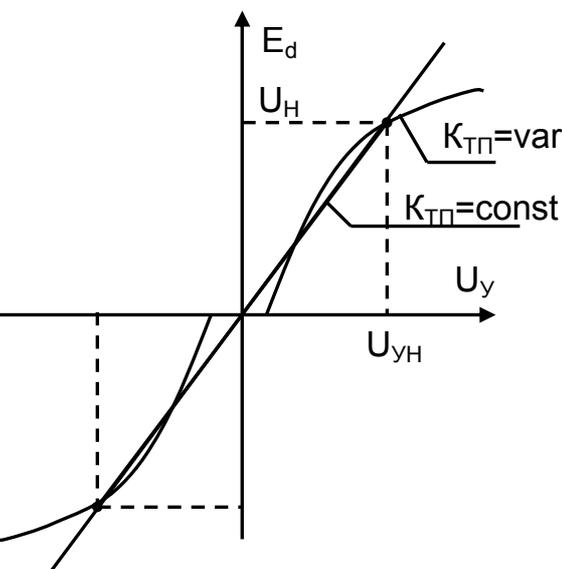


Рис. 6.11. Статическая характеристика тиристорного преобразователя

Рассматривая механические переходные процессы, не будем учитывать электромагнитную инерцию $T_{я} = 0$. Тогда структурная схема линейризованной системы ТП-Д примет вид (см. рис. 6.13).

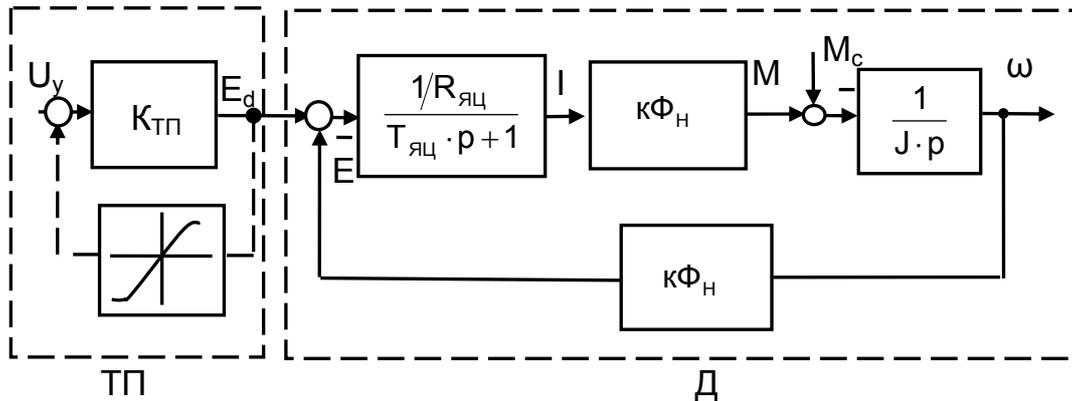


Рис. 6.12. Структурная схема системы ТП –Д

Если в полученной системе напряжение управления U_y подать скачком, то напряжение на якоре двигателя изменится скачком, и получим переходный процесс, который рассмотрели выше (см. рис.6.8).

Поэтому в системах с индивидуальным преобразователем формируют необходимый закон изменения напряжения управления во времени $U_y = f(t)$.

На практике применяют различные законы управления, но наиболее часто используют линейное нарастание напряжения управления U_y . Для этих целей находит применение задатчик интенсивности ЗИ интегрального типа. При подаче скачком напряжения задания $U_{зАд}$ на вход ЗИ выходное напряжение на его выходе U_y нарастает по линейному закону (рис. 6.14). В момент времени $t = t_{\Gamma}$ выходное напряжение U_y сравнивается с напряжением задания $U_{зАд} = U_y$, задатчик интенсивности прекращает нарастание U_y и обеспечивает постоянство напряжения управления $U_y = U_{зАд} = \text{const}$.

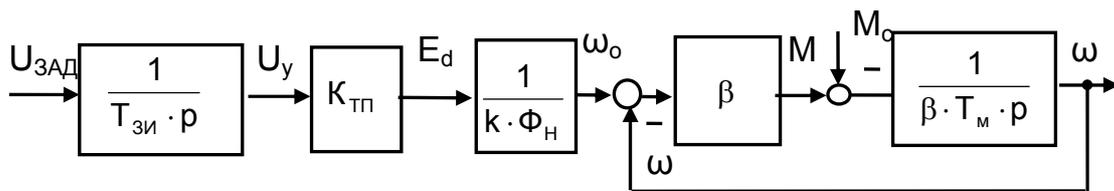


Рис.6.13. Линейризованная структурная схема ТП-Д

Законы $U_y(t)$, а также $E_d(t)$ и $\omega_o(t)$ для участка ускорения

$$U_y(t) = U_{y \text{ нач}} + \frac{U_{yH}}{T_{зи}} \cdot t;$$

$$E_d(t) = E_{d \text{ нач}} + \frac{U_H}{T_{зи}} \cdot t;$$

$$\omega_o(t) = \omega_{o \text{ нач}} + \frac{\omega_{oH}}{T_{зи}} \cdot t.$$

Таким образом, постоянная времени $T_{ЗИ}$ определяет время линейного изменения управляющего напряжения U_y , за которое ЭДС преобразователя E_d , а также скорость идеального холостого хода ω_0 изменяются от нуля до номинального (базового) значения.

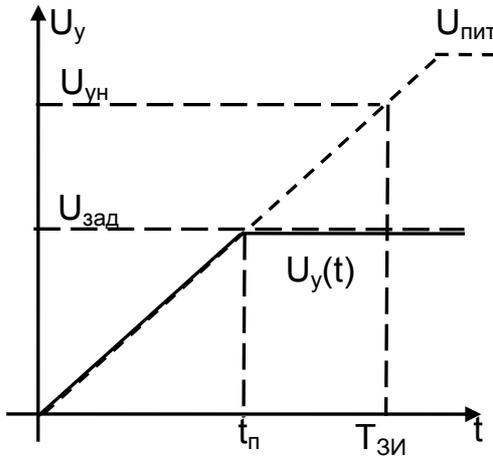


Рис.6.14. Зависимость $U_y(t)$

Отношение $\omega_{ОН} / T_{ЗИ} = \epsilon_0$ представляет собой ускорение, которое остается постоянным во время переходного процесса нарастания или уменьшения U_y . Величина ускорения ϵ_0 определяется постоянной времени $T_{ЗИ}$ и не зависит от напряжения задания.

Задатчик интенсивности как объект управления может быть представлен интегрирующим звеном с постоянной времени $T_{ЗИ}$. Однако структурная схема на рис. 6.13 позволит рассматривать лишь процессы линейного изменения U_y до момента времени t_p перехода на участок постоянного напряжения.

Логарифмические частотные характеристики системы ТП-Д с ЗИ приведены на рис. 6.15. ЛАХ двигателя с выходом по скорости L_{ω_d} и с выходом по моменту L_{M_d} рассмотрены ранее (см. рис. 6.7).

Если к ЛАЧХ задатчика интенсивности $L_{ЗИ}$ прибавить L_{ω_d} , получим результирующую ЛАЧХ системы с выходом по скорости L_{ω} . При скачке на входе напряжения задания скорость двигателя ω будет нарастать по линейному закону, стремясь к бесконечности, но с временем задержки $t_3 = T_M$, отставая на T_M от $\omega_0(t)$.

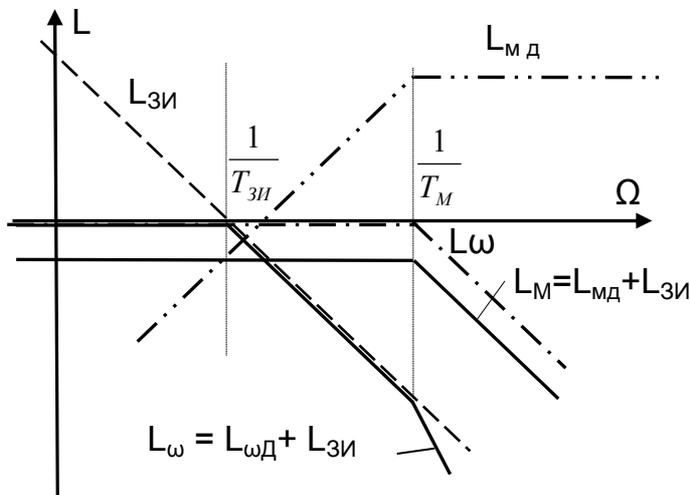


Рис.6.15. ЛАХ системы ТП-Д с ЗИ

Временная зависимость $\omega(t)$ представлена на рис. 6.16.

Сложение $L_{ЗИ}$ и ЛАЧХ двигателя с выходом по моменту L_{M_d} дает результирующую ЛАЧХ системы с выходом по моменту L_M . При скачке $U_{зад}$ момент двигателя нарастает с постоянной времени T_M и стремится к постоянному по величине установившемуся значению. Временная зависимость $M(t)$ приведена на рис. 6.16.

Оценим величину момента в установившемся режиме нарастания скорости. Передаточная функция на этом участке

$$W_M(p) = \frac{\Delta M(p)}{\Delta U_{зад}(p)} = \frac{1}{T_{ЗИ} \cdot p} \cdot \beta T_M \cdot p = \frac{T_D}{T_{ЗИ}} = J \cdot \frac{\omega_{ОН}}{M_H} \cdot \frac{\epsilon_0}{\omega_{ОН}} = J \cdot \frac{d\omega_0}{dt} \cdot \frac{1}{M_H} = \bar{M}_{дин}$$

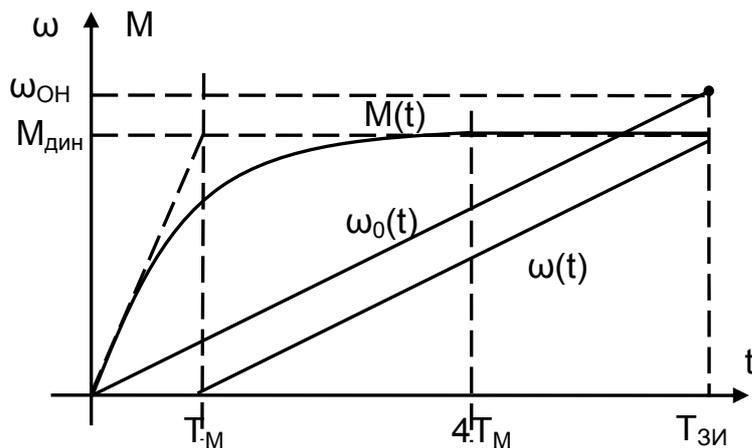


Рис.6.16. Переходный процесс при линейном изменении $\omega_0(t)$

позволяет сделать вывод о том, что установившееся значение момента на участке линейного изменения $\omega_0(t)$ представляет динамический момент двигателя. При $M_{дин} = \text{const}$ постоянно и ускорение двигателя $\varepsilon = \varepsilon_0$.

Выше уже отмечалось, что анализ переходных процессов с помощью ЛАХ позволяет судить только о приращениях переменных, а при рассмотрении реальных процессов необходим учет начальных условий.

Математическое описание переходных процессов при линейном изменении $\omega_0(t)$. Если не учитывать электромагнитную инерцию в силовых цепях двигателя (считать $T_я=0$), то уравнения системы ТП-Д записываются в виде:

$$\omega_0(t) = \omega_{онач} + \varepsilon_0 \cdot t;$$

$$M = \beta \cdot (\omega_0(t) - \omega);$$

$$M = M_c + J \cdot \frac{d\omega}{dt}.$$

Подставим $\omega_0(t)$ и разделим на β :

$$\frac{M_c}{\beta} + \frac{J}{\beta} \cdot \frac{d\omega}{dt} = \omega_{онач} - \varepsilon_0 \cdot t - \omega.$$

Если учесть, что $\frac{J}{\beta} = T_М$ и $\frac{M_c}{\beta} = \omega_{онач} - \omega_{снач}$, то последнее уравнение принимает вид

$$T_М \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{снач} - \varepsilon_0 \cdot t. \quad (6.2)$$

Полученное уравнение является дифференциальным уравнением первого порядка с правой частью, линейно зависящей от времени.

Найдем частное решение, соответствующее установившемуся режиму, который наступает после затухания свободных составляющих.

Для этого режима $\frac{d\omega}{dt} = 0$, а общий характер движения определяется правой частью уравнения (6.2)

$$\omega = a + b \cdot t \quad (6.3)$$

Подставим уравнение (6.3) в (6.2)

$$T_M \cdot b + (a + b \cdot t) = \omega_{\text{снач}} + \varepsilon_0 \cdot t.$$

Из уравнения определим, что $b = \varepsilon_0$ и $a = \omega_{\text{снач}} - T_M \cdot \varepsilon_0$.

Тогда решение уравнения (6.2) в общем виде

$$\omega(t) = (\omega_{\text{снач}} - T_M \cdot \varepsilon_0) + \varepsilon_0 \cdot t + C \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}.$$

Для определения постоянной интегрирования C принимаем начальные условия. При $t = 0$ скорость $\omega = \omega_{\text{снач}}$.

Тогда начальная скорость

$$\omega_{\text{нач}} = \omega_{\text{снач}} - T_M \cdot \varepsilon_0 + C,$$

постоянная интегрирования

$$C = \omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{снач}} + T_M \cdot \varepsilon_0.$$

Решение уравнения (6.2)

$$\omega(t) = \omega_{\text{снач}} + \varepsilon_0 \cdot (t - T_M) + (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{снач}} + T_M \cdot \varepsilon_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}} \quad (6.4)$$

Выражение скорости записано для режима разгона с ускорением ε_0 .

Выражение для момента получим из уравнения

$$M(t) = \beta \cdot (\omega_0(t) - \omega(t)).$$

Решение уравнения (6.2) относительно момента после преобразований принимает вид

$$M(t) = M_C + \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M + (M_{\text{нач}} - M_C - \beta \cdot T_M \cdot \varepsilon_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}} \quad (6.5)$$

Анализ полученных выражений показывает, что

$$\text{при } t = 0 \quad \omega = \omega_{\text{нач}}, \quad M = M_{\text{нач}},$$

$$\text{при } t = \infty \quad \omega = \infty, \quad M = M + \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M.$$

В установившемся режиме линейного нарастания $\omega_0(t)$ момент двигателя постоянен, что соответствует характеру переходного процесса из анализа ЛАЧХ.

Выражение $\beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M$ в уравнении (6.5) для установившегося режима линейного изменения напряжения управления при $\varepsilon_0 = \varepsilon$ представляет собой динамический момент

$$\beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M = J \cdot \frac{d\omega_0}{dt} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{дин}}.$$

Определение начальных условий показано на рис.6.17.

Пуск двигателя в системе ТП-Д на холостом ходу осуществляется подачей скачком напряжения задания $U_{з\text{ад}}$ на вход задатчика интенсивности ЗИ. Напряжение управления $U_y(t)$ нарастает по линейному закону, также по линейному закону нарастают ЭДС преобразователя $E_d(t)$ и скорость идеального холостого хода $\omega_0(t)$. При рассмотрении механического переходного процесса пуска считаем $\Phi = \Phi_H$, $T_j = 0$, не учитываем работу системы в режиме прерывистого тока.

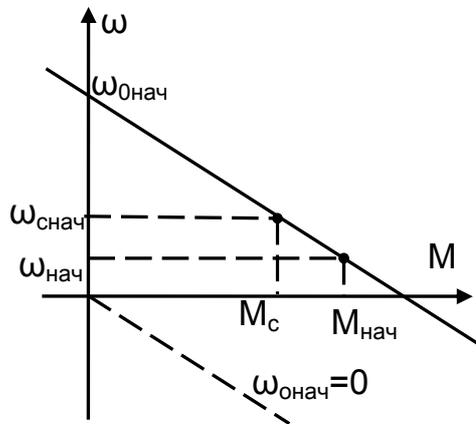


Рис.6.17. Определение начальных условий

Для получения нагрузочных диаграмм пуска на холостом ходу в выражения скорости (6.4) и момента (6.5) подставляем начальные условия

$$\begin{aligned} \omega_{0\text{нач}} &= 0, \\ \omega_{\text{снач}} &= 0, \\ \omega_{\text{нач}} &= 0, \\ M_{\text{нач}} &= 0, \\ M_{\text{с}} &= 0. \end{aligned}$$

Для этих начальных условий выражения скорости идеального холостого хода, скорости и момента принимают вид:

$$\begin{aligned} \omega_0(t) &= \varepsilon_0 \cdot t; \\ \omega(t) &= \varepsilon_0 \cdot t - T_M \cdot \varepsilon_0 \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}); \\ M(t) &= \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \end{aligned}$$

Нагрузочные диаграммы пуска двигателя приведены на рис. 6.18. Скорость $\omega_0(t)$ нарастает по линейному закону и при $t = T_{\text{ЗИ}}$ достигает $\omega_{0\text{н}}$. Скорость двигателя $\omega(t)$ повторяет $\omega_0(t)$, но отстает от нее по $\exp(T_M)$ на величину снижения скорости

$$\Delta\omega_{\text{мдин}} = \varepsilon_0 \cdot T_M = \frac{M_{\text{дин}}}{\beta},$$

возникающего под действием динамического момента $M_{\text{дин}}$. Через время $t = (3...4) T_M$ снижение скорости $\Delta\omega_{\text{мдин}}(t)$ достигнет установившегося значения $\Delta\omega_{\text{мдин}} = \text{const}$ и скорость двигателя в каждый момент времени будет ниже ω_0 на эту величину, а во времени будет отставать от ω_0 на T_M .

Момент двигателя $M(t)$ на холостом ходу изменяется от нуля и стремится к динамическому моменту $M_{\text{дин}} = \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M$ по $\exp(T_M)$.

Переходный процесс можно условно разделить на три участка.

На участке 1 выполняется увеличение момента M и отставание скорости от заданной ω_0 .

На участке 2 устанавливается $M_{\text{дин}} = \text{const}$, обеспечивая постоянство ускорения $\varepsilon = \text{const}$. Скорость двигателя нарастает по линейному закону.

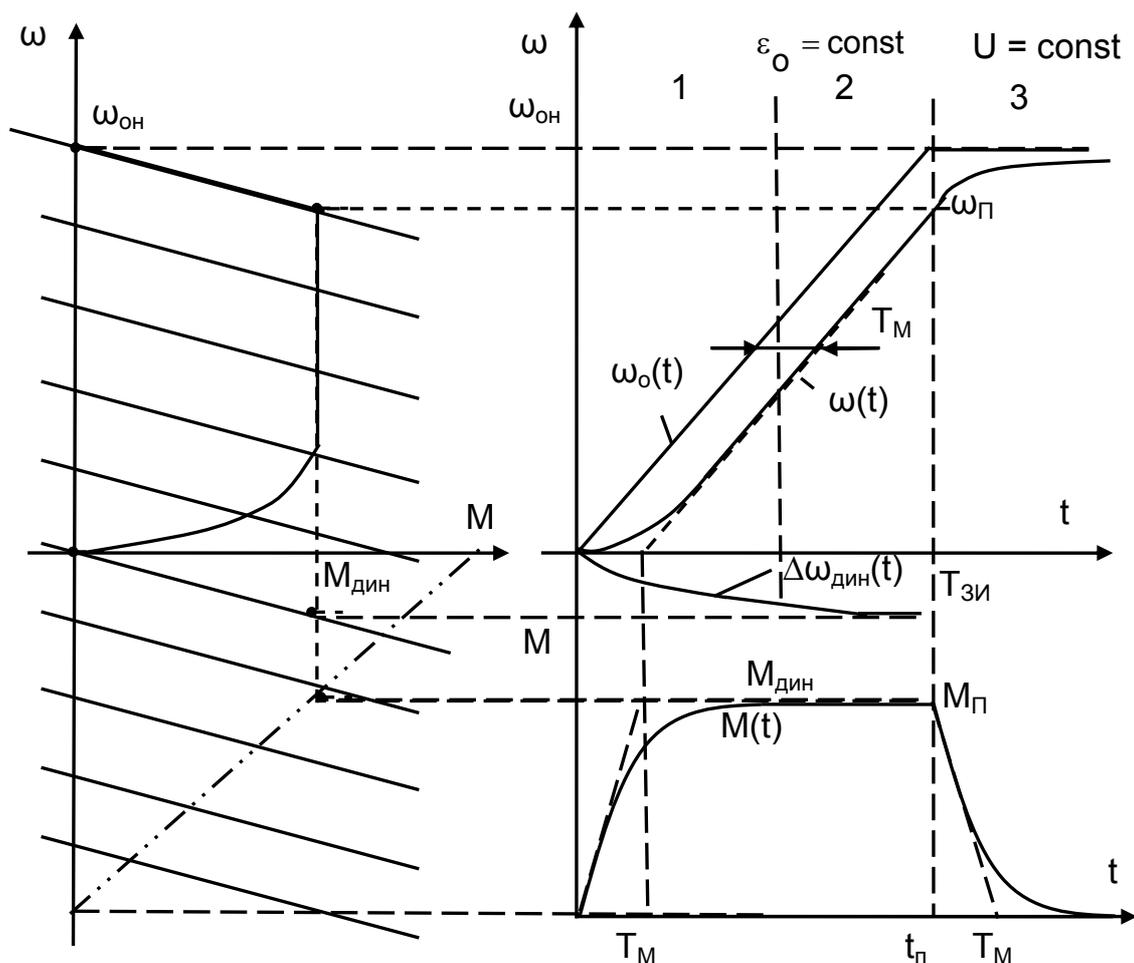


Рис.6.18. Переходный процесс пуска двигателя на холостом ходу при линейном нарастании напряжения

В конце участка 2 при $t = t_{\text{п}}$ скорость достигает заданного значения $\omega_0 = \omega_{\text{озад}}$, ускорение $\varepsilon_0 = 0$, на якоре двигателя устанавливается постоянное напряжение $U = \text{const}$. Переходный процесс на участке 3 описывается уравнениями, справедливыми для питания двигателя от сети постоянного напряжения (6.1):

$$\omega(t) = \omega_{\text{снач}} + (\omega_{\text{п}} - \omega_{\text{с}}) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}};$$

$$M(t) = M_{\text{с}} + (M_{\text{п}} - M_{\text{с}}) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}.$$

Момент снижается от $M_{\text{дин}}$ и по $\exp(-t/T_M)$ стремится к нулю, а скорость двигателя также по $\exp(-t/T_M)$ – к скорости ω_0 . Участок 3 – участок дотягивания.

Таким образом, время переходного процесса при линейном нарастании напряжения зависит от постоянной времени $T_{\text{зи}}$ в отличие от реостатного

пуска, где время переходного процесса в целом определяет T_M . От T_M в нашем случае зависит лишь время участка дотягивания.

В координатах ω, M переходный процесс представлен динамической механической характеристикой, отражающей связь скорости и момента.

Влияние $T_{зи}$, T_M , M_c на вид нагрузочной диаграмм пуска двигателя

Постоянная времени $T_{зи}$ определяет темп изменения напряжения управления $U_y(t)$, время переходного процесса линейного изменения напряжения зависит от напряжения задания. Если изменить $T_{зи}$, и принять $T_{зи2} < T_{зи1}$, то при пуске возрастает ускорение

$$\epsilon_{02} = \frac{\omega_{0H}}{T_{зи2}} > \epsilon_{01} = \frac{\omega_{0H}}{T_{зи1}},$$

и время достижения скорости (напряжения) от нуля до ω_{0H} будет меньше. Такое возможно только за счет увеличения динамического момента

$$\bar{M}_{дин2} = \frac{T_D}{T_{зи2}} > \bar{M}_{дин1} = \frac{T_D}{T_{зи1}}.$$

На рис.6.19 показаны нагрузочные диаграммы для разных значений $T_{зи}$, из рассмотрения которых следует, что при снижении $T_{зи}$ возрастает момент и

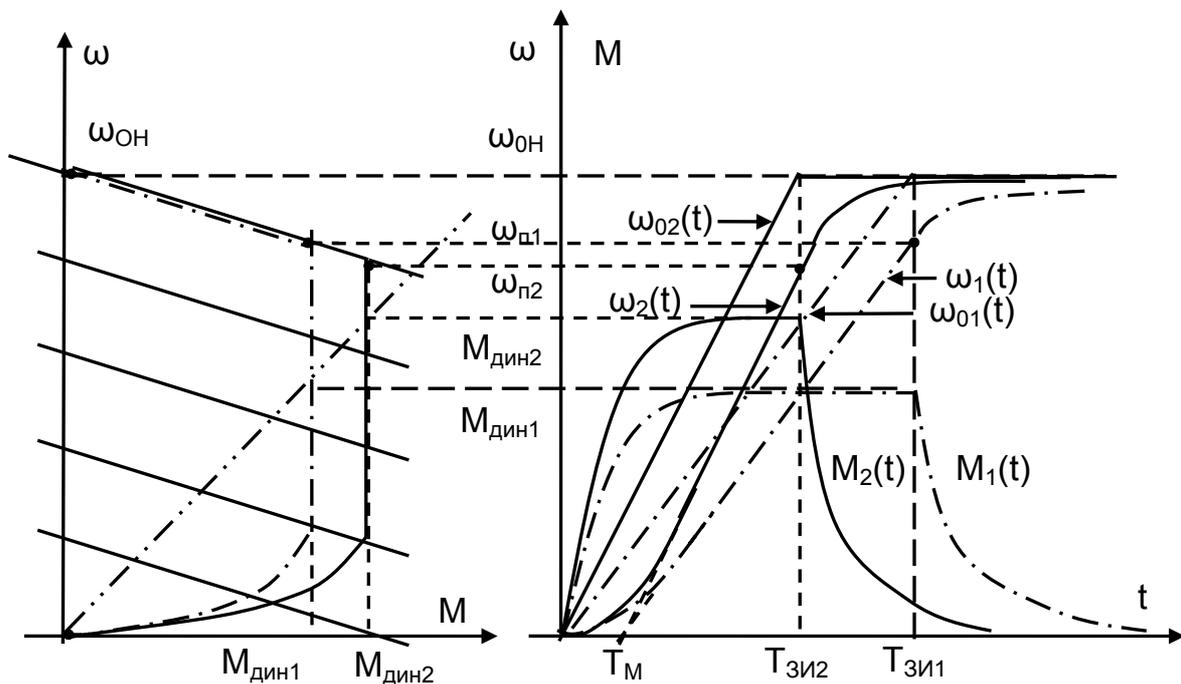


Рис. 6.19. Переходный процесс пуска двигателя на холостом ходу при $T_{зи1} > T_{зи2}$

уменьшается время переходного процесса. Однако снижение $T_{зи}$ возможно лишь до определенного предела, который ограничен перегрузочной способностью двигателя $\bar{M}_{макс} = 2 \dots 2.5$, определяемой условиями коммутации.

Максимальный динамический момент

$$\bar{M}_{\text{дин макс}} = \bar{M}_{\text{макс}} - \bar{M}_c.$$

Тогда минимальное значение $T_{\text{зи мин}}$

$$T_{\text{зи мин}} = \frac{T_d}{\bar{M}_{\text{дин макс}}}.$$

Постоянная времени T_M
$$= \frac{J}{\beta} = J \cdot \frac{\omega_{0н}}{M_{кз}} = J \cdot \frac{R}{(k\Phi)^2}$$

определяется параметрами схемы включения двигателя и зависит от сопротивления силовой цепи R , а также от потока Φ двигателя, величина которого в этой системе не изменяется. При рассмотрении влияния T_M в системе ТП-Д будем считать $R = \text{const}$ и $\Phi = \text{const}$ (R изменяется только от температуры обмоток, а поток $\Phi = \Phi_n$), а изменяется лишь момент инерции J .

Если при постоянном значении $T_{\text{зи}}$ увеличился момент инерции J , то постоянная времени T_M возрастет: $T_{M2} > T_{M1}$. На рис. 6.20 штрих-пунктирными линиями выделены нагрузочные диаграммы для T_{M1} , сплошными – для T_{M2} , из которых следует, что увеличение T_M приводит к одновременному росту динамического момента

$$\bar{M}_{\text{дин}} = \frac{T_d}{T_{\text{зи}}} = \frac{K_{\text{я}} \cdot T_M}{T_{\text{зи}}} = J \cdot \frac{\varepsilon_0}{M_n},$$

и время переходного процесса линейного нарастания напряжения (участок 2) при $T_M \ll T_{\text{зи}}$ не зависит от T_M . Скорость $\omega(t)$ отстает от $\omega_0(t)$ на $T_{M2} > T_{M1}$. Незначительно возрастают времена работы на участках 1 и 3.

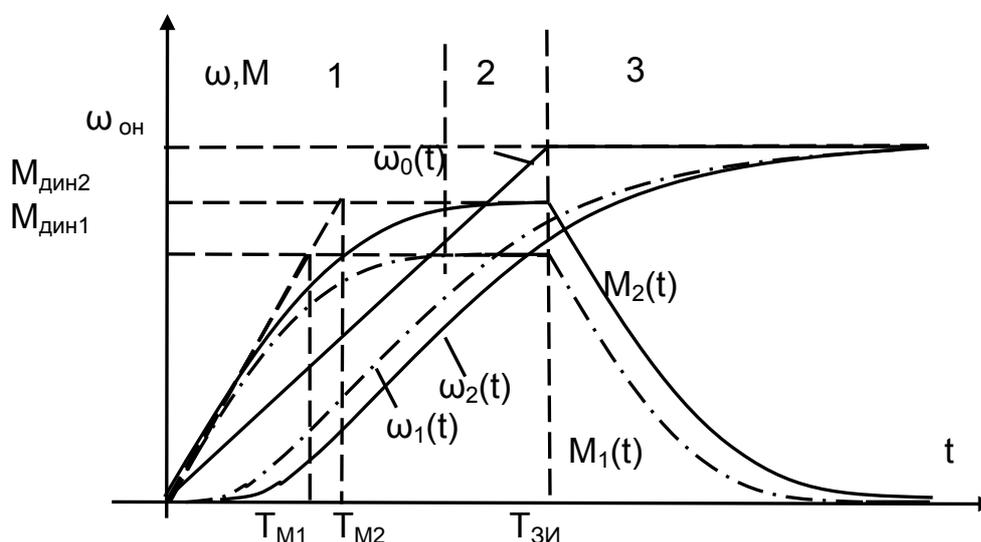


Рис. 6.20. Переходный процесс пуска при $T_{M1} < T_{M2}$

Статический момент M_c в зависимости от характера оказывает существенное влияние на начало переходного процесса. При реактивном статическом моменте движение электропривода начнется, когда момент двигателя превысит статический момент $M > M_c$. Активный статический момент,

обладающий собственной энергией, воздействует на скорость электропривода. В механической части электропривода возникает динамический момент, знак которого по основному уравнению движения определяет направление вращения двигателя.

Рассмотрим переходный процесс при **реактивном** $M_C \neq 0$. Линейное нарастание напряжения на якоре двигателя вызывает нарастание тока якоря и момента. Пока двигатель стоит и его ЭДС равна нулю, а момент $M < M_C$, ток и момент нарастают по линейному закону в режиме короткого замыкания. Через время задержки t_3 момент двигателя достигнет значения статического момента $M = M_C$, скорость ω_0 (и напряжение на якоре) вырастет до значения

$$\omega_0 = \varepsilon_0 \cdot t_3.$$

Подставим это значение в уравнение механической характеристики

$$M = M_C = \beta \cdot (\omega_0 - \omega)$$

и при $\omega = 0$ определим время задержки

$$t_3 = \frac{M_C}{\beta \cdot \varepsilon_0} = \frac{\overline{M}_c}{K_{\text{я}}} \cdot T_{\text{зи}}. \quad (6.6)$$

В выражения скорости (6.4) и момента (6.5) подставим новые начальные условия $\omega_{\text{нач}} = 0$, $\omega_{\text{снач}} = 0$, $\omega_{\text{онач}} = \varepsilon_0 \cdot t_3$, $M_{\text{нач}} = M_C$, а отсчет времени начнем с $t^I = t - t_3$:

$$M(t) = M_C + \beta \varepsilon_0 T_M \cdot \left(1 - e^{-\frac{t^I}{T_M}}\right); \omega(t) = \varepsilon_0 \cdot t^I - T_M \varepsilon_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t^I}{T_M}}\right) \quad (6.7)$$

Выражение для скорости $\omega(t)$ аналогично полученному выше выражению пуска двигателя на холостом ходу скорость $\omega = 0$. В выражении $M(t)$ появился M_C и при $t^I = 0$ момент $M = M_C$. Нагрузочные диаграммы пуска двигателя с реактивным $M_C \neq 0$ приведены на рис. 6.21. Пуск начинается при $t = t^I$, скорость $\omega(t)$ отстает от $\omega_0(t)$ на время $T_M + t_3$, а $M(t) = M_C + M_{\text{дин}}$ увеличился на M_C . Изменились скорости выхода $\omega_{\text{п}}$ на характеристику $U = \text{const}$. На участке дотягивания скорость стремится к ω_c . Обратите внимание, что наличие M_C не повлияло на время линейного нарастания скорости, так как на эту же величину возрос и момент двигателя при пуске, а динамический момент остался неизменным.

При **активном** статическом моменте возможны два варианта.

Переходный процесс может начинаться из режима спуска с малой скоростью $\omega_{\text{снач}}$, когда двигатель работает в режиме динамического торможения (рис. 6.22). Через якорь протекает ток, момент двигателя равен статическому $M = M_C$, поэтому при нарастании напряжения растет дополнительно динамический момент $M_{\text{дин}}$ по $\exp(T_M)$, стремится к $(M_C + M_{\text{дин}})$. Скорость двигателя увеличивается аналогично процессу холостого хода.

Если пуск начинается при $\omega_{\text{нач}} = 0$, то в режиме $M < M_C$ скорость двигателя снижается до $\Delta\omega_{\text{дин}}$, от которой и начинается пуск при $M > M_C$ (рис.6.23). Время задержки t_3 в этом случае несколько меньше, чем рассчитанное по формуле (6.6), однако для приближенных расчетов такой точности достаточно. Скорость двигателя $\omega(t)$ достигает нулевого значения за время, зависящее от $\Delta\omega_{\text{дин}}$ и T_M . При подстановке в уравнение скорости $\omega(t)$ начальных условий этого режима

пуска, получим трансцендентное уравнение, решение которого выполняется численными методами (методом подбора).

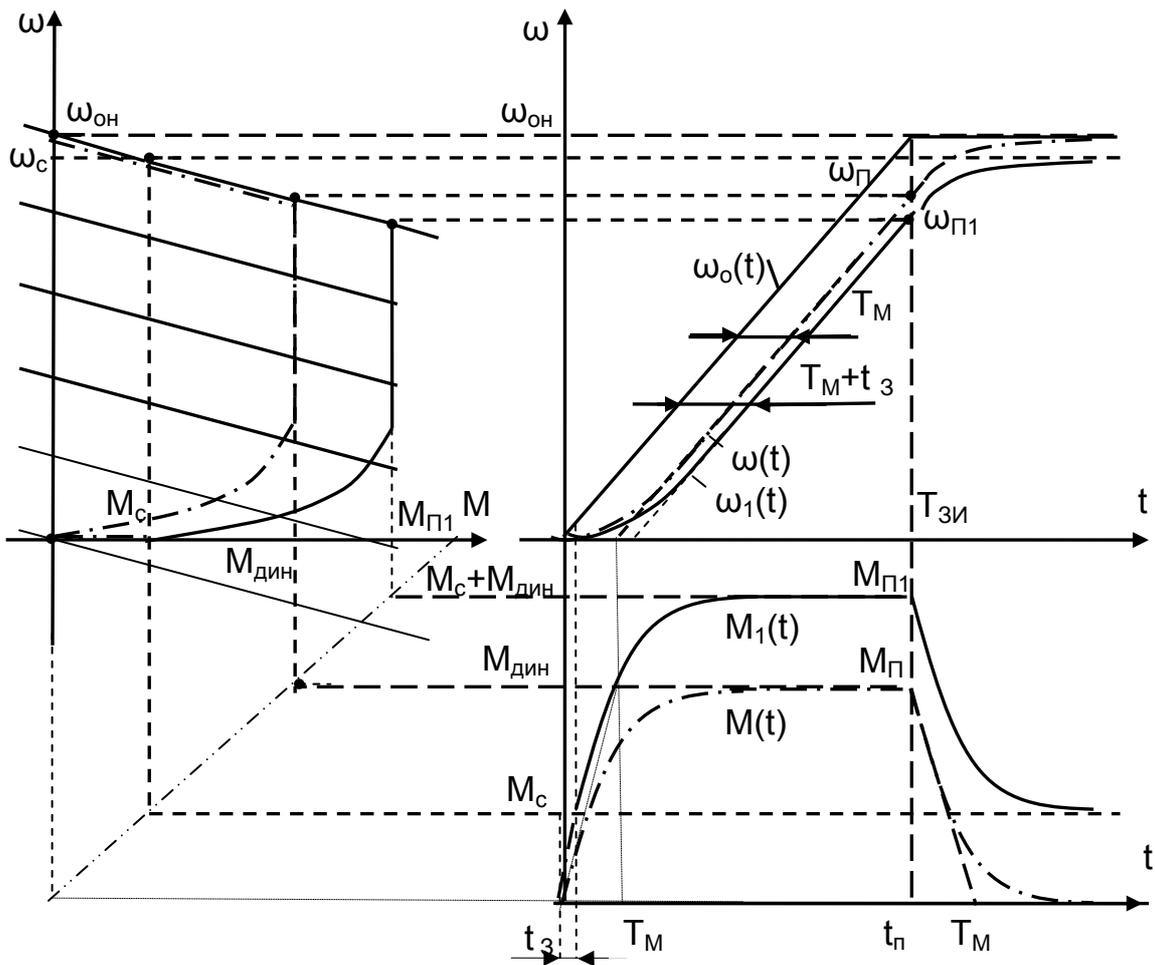


Рис. 6.21. Переходный процесс пуска при реактивном $M_C \neq 0$

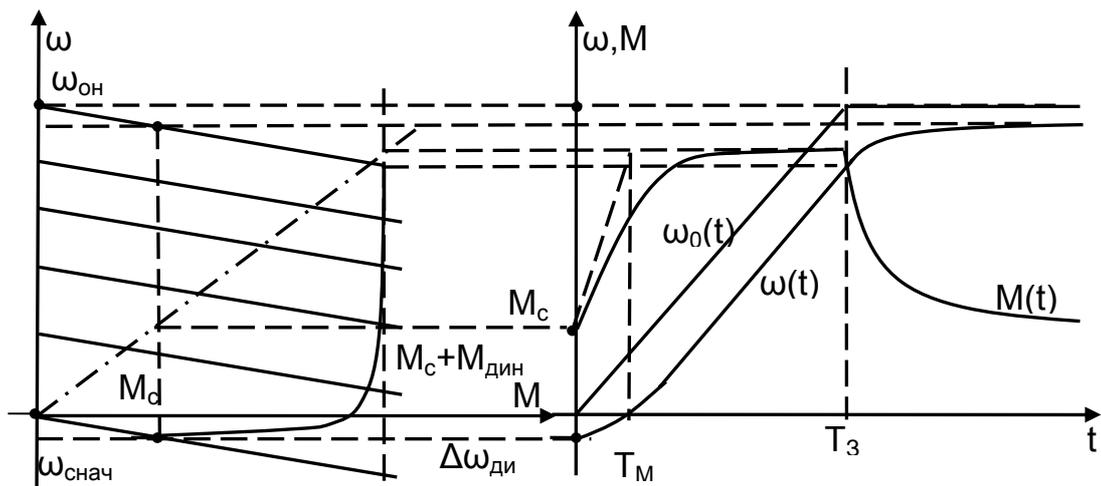


Рис. 6.22. Переходный процесс пуска при активном $M_C \neq 0$ и $\omega_{С НАЧ} \neq 0$

Торможение двигателя при линейном изменении напряжения осуществляется напряжением задания, которое скачком устанавливается равным нулю, а напряжение управления снижается по линейному закону с постоянной времени задатчика интенсивности $T_{ЗИ}$. Ускорение $\varepsilon_0 < 0$ становится отрицательным, снижается ЭДС преобразователя и становится меньше ЭДС двигателя, ток яко-

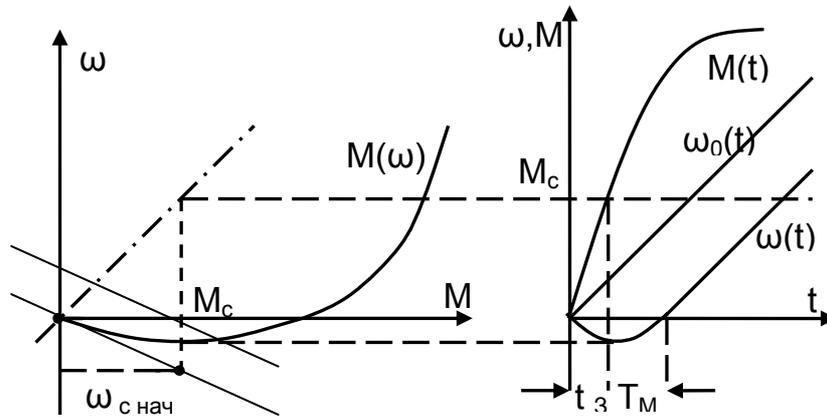


Рис.6.23. Начало процесса пуска при активном $M_c \neq 0$ и $\omega_{c\text{нач}} = 0$

ря меняет направление. В работу включаются комплекты обратного направления тока, обеспечивая торможение двигателя.

Используем выражения нагрузочных диаграмм (6.4) и (6.5)

$$\omega(t) = \omega_{c\text{нач}} + \varepsilon_0 \cdot (t - T_M) + (\omega_{\text{нач}} - \omega_{c\text{нач}} + T_M \cdot \varepsilon_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}$$

$$M(t) = M_c + \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M + (M_{\text{нач}} - M_c - \beta \cdot T_M \cdot \varepsilon_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}},$$

в которых $\varepsilon_0 < 0$, поэтому выражение скорости идеального холостого хода с учетом знака имеет вид

$$\omega_0(t) = \omega_{0\text{нач}} - \varepsilon_0 \cdot t.$$

Торможение двигателя на холостом ходу определяет начальные условия: $M_c = 0$, $M_{\text{нач}} = 0$, $\omega_{\text{нач}} = \omega_{c\text{нач}} = \omega_{0\text{нач}}$. С учетом знака ε_0 момент и скорость двигателя определяются выражениями

$$M(t) = -\beta \varepsilon_0 T_M \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}) \text{ и } \omega(t) = \omega_{0\text{нач}} - \varepsilon_0 \cdot t + T_M \cdot \varepsilon_0 (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}).$$

Анализ выражений показывает, что вид нагрузочных диаграмм похож на диаграммы пуска двигателя на холостом ходу, только изменился знак момента, а скорость вычитается из начального значения. На рис. 6.24 приведены эти диаграммы сплошными линиями. Момент нарастает по $\exp(T_M)$ и стремится к $M_{\text{дин}}$. Скорость $\omega(t)$ отстает от $\omega_0(t)$ на T_M и остается больше ее при линейном снижении напряжения ($E > U$), что свидетельствует о режиме рекуперативного торможения. Через время $t_{\text{п}}$ скорость ω_0 становится равной нулю $\omega_0 = 0$, и двигатель

переходит на характеристику динамического торможения. Скорость и момент по $\exp(T_M)$ стремятся к нулю.

При торможении под нагрузкой, когда $M_c \neq 0$ и помогает тормозить, следует ожидать снижение момента двигателя для поддержания ускорения электропривода. Начальные условия $M_{нач} = M_c$, $\omega_{нач} = \omega_{снач}$.

Выражения нагрузочных диаграмм принимают вид

$$M(t) = M_c - \beta \varepsilon_0 T_M \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}); \quad \omega(t) = \omega_{снач} - \varepsilon_0 \cdot t + T_M \cdot \varepsilon_0 (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}).$$

Нагрузочные диаграммы торможения под нагрузкой показаны штрихпунктирными линиями на рис.6.24. Действительно, момент двигателя уменьшился, сохранился темп торможения. Обеспечивается режим рекуперативного торможения. При $t = t_{\Gamma}$ напряжение на якоре снижается до нуля и двигатель переходит в режим динамического торможения.

В режиме динамического торможения двигатель остановится при $t = t_{\Gamma\Pi}$, если на валу реактивный статический момент. При активном M_c двигатель изменит направление вращения и будет выполняться спуск с малой скоростью.

Как видно из диаграмм, наличие M_c не изменяет времени торможения, время определяется постоянной времени задатчика интенсивности $T_{3и}$. Если $M_c > M_{дин}$, то торможение осуществляется в двигательном режиме.

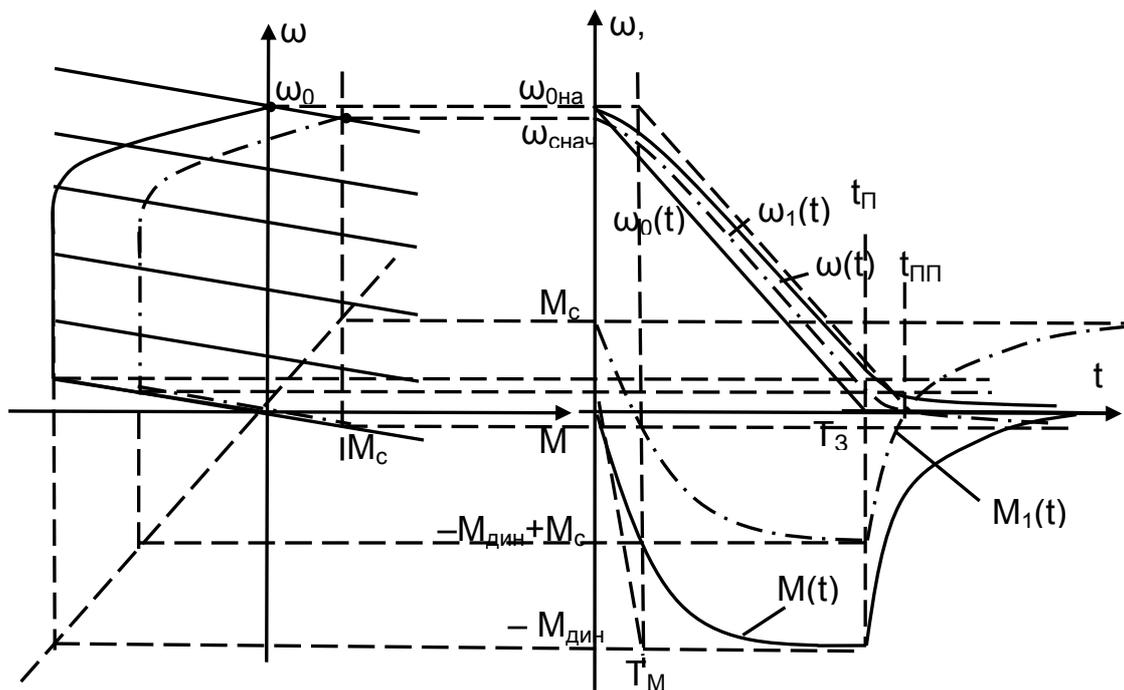


Рис.6.24. Переходный процесс торможения при линейном снижении напряжения

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ПЧ-АД

На рис. 6.25 представлена схема системы ПЧ-АД, в которой АД получает питание от тиристорного (транзисторного) преобразователя частоты, обеспечивающего регулирование частоты и амплитуды напряжения (тока) на статоре путем изменения напряжения управления U_y . Работу системы ПЧ-АД, статические характеристики рассмотрены в п.4.7, расчет механических характеристик рассмотрен подробно в 3.5.

При рассмотрении **механических** переходных процессов будем считать, что двигатель работает на линейном участке механической характеристики.

Электромагнитные переходные процессы в АД при таком рассмотрении не учитываются (их учет см. в п. 6.7) и считается, что момент и скорость АД связаны между собой через жесткость механической характеристики β

$$M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega).$$

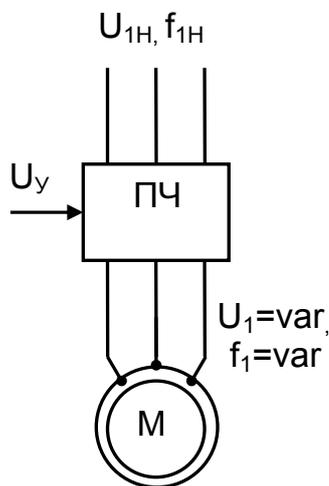


Рис.6.25. Система ПЧ – АД

Допущения, принятые в п. 6.1, позволяют рассматривать поведение АД по той же структурной схеме, как и ДНВ (рис.6.26). Это позволяет нам рассчитывать переходный процесс в системе ПЧ-АД, как для ЭП с прямолинейной механической характеристикой. Расчет коэффициентов структурной схемы приведен в п.6.1.

Преобразователь частоты ПЧ будем считать безынерционным пропорциональным звеном с коэффициентом $k_{ПЧ}$. Напряжение управления U_y обеспечивает регулирование выходной частоты

$$f_1 = k_{ПЧ} \cdot U_y$$

и синхронной скорости $\omega_0 = \frac{2\pi}{p_n} \cdot f_1$.

Формирование напряжения на статоре возлагается на функциональный преобразователь ФП, который реализует зависимость амплитуды выходного напряжения от частоты $U_1 = f(f_1)$. В структурной схеме эти функции выполняет жесткость механической характеристики

$$\beta = \frac{2 \cdot M_k}{\omega_0 \cdot s_k},$$

в которой $M_k \equiv U_1^2$, $s_k \equiv r_2$.

На основании этих выражений и структурной схемы электропривода с прямолинейной механической характеристикой (рис. 6.6) строится структурная схема системы ПЧ – АД (рис. 6.26).

При рассмотрении механических переходных процессов не будем учитывать влияние электромагнитной инерции, будем считать $T_\Theta = 0$.

На входе системы устанавливают задатчик интенсивности ЗИ. Его назначение – линейное изменение напряжения управления $U_y(t)$, частоты $f_1(t)$ и синхронной скорости

$$\omega_0(t) = \omega_{0 \text{ нач}} + \varepsilon_0 \cdot t.$$

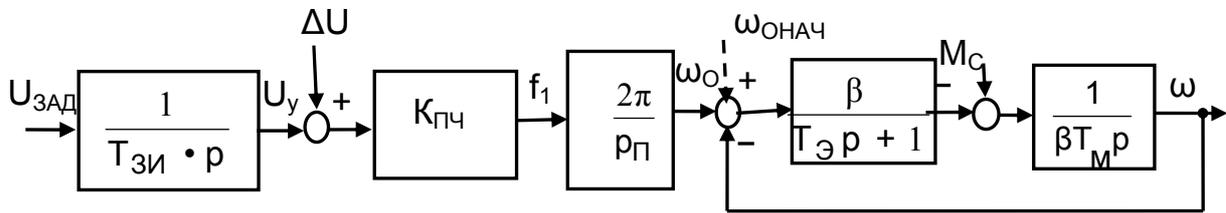


Рис.6.26. Структурная схема системы ПЧ – АД

Полученная структурная схема качественно повторяет структурную схему системы ТП - Д (рис. 6.13). Анализ структурной схемы выполнен выше (частотные характеристики приведены на рис. 6.15, переходные процессы – на рис. 6.16). Переходные процессы в системе ПЧ - АД при принятых допущениях протекают аналогично процессам в системе ТП - Д. Влияние параметров структурной схемы $T_{ЗИ}$, T_M , M_C на вид нагрузочных диаграмм остается таким же и для системы ПЧ - АД.

Однако переходные процессы в ПЧ - АД имеют свои особенности.

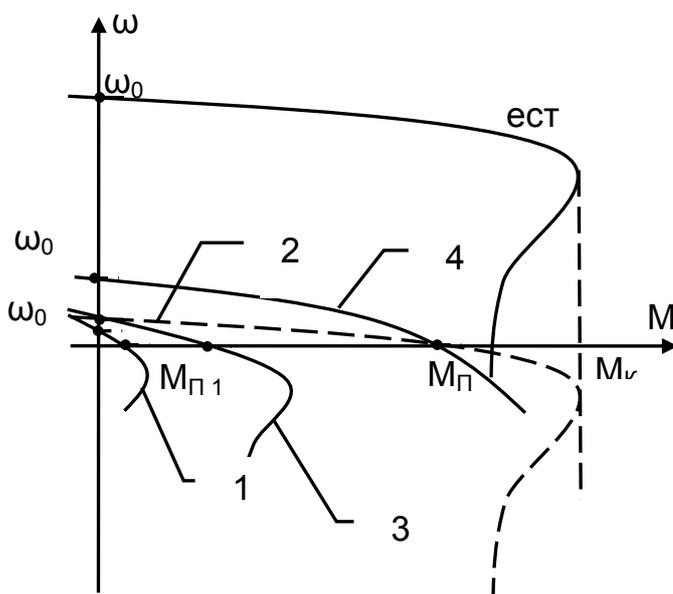


Рис.6.27. Механические характеристики ПЧ – АД при малой частоте

Преобразователь частоты не обеспечивает нулевую частоту, создает лишь минимальную частоту $f_{1\text{мин}} = 1...5$ Гц. Поэтому пуск начинается со скачка частоты и амплитуды напряжения, при этом $\omega_0 = \omega_{0\text{мин}}$. При минимальной частоте $f_{1\text{мин}}$ механическая характеристика 1 (рис.6.27) проходит через $\omega_{0\text{мин}}$ и двигатель развивает незначительный пусковой момент $M_{П}$.

Для обеспечения заданной величины пускового момента $M_{П}$ можно пойти по пути увеличения частоты, повышая $\omega_0 > \omega_{0\text{мин}}$. При изменении частоты и пропорциональном частоте регулировании амплитуды напряжения на статоре по закону $U_1 / f_1 = \text{const}$ механические характе-

ристики проходят параллельно естественной характеристике (рис.6.27), если не учитывается падение напряжения на обмотках статора (характеристика 2 при $r_1 \approx 0$). Учет r_1 приводит к значительному **уменьшению критического момента M_k** и пускового момента $M_{П1} < M_{П}$ (характеристика 3).

Заданную величину $M_{\text{п}}$ двигатель обеспечивает на характеристике 4, построенной с учетом сопротивления $r_1 \neq 0$ и повышения частоты до $\omega_0 = \omega_{02}$. В этом случае на вход системы можно подать скачком $\omega_{\text{ОНАЧ}} = \omega_{02}$. Этот скачок создается скачком $\Delta U_{\text{УПР}} \equiv \omega_{02} \equiv \Delta \omega_0$, действующим на систему одновременно с напряжением U_y задатчика интенсивности (см. рис.6.26).

На практике применяют пропорционально-интегральный ПИ задатчик интенсивности, в котором используются два канала: интегральный И, обеспечивающий линейное изменение $U_{\text{УИ}}$ и пропорциональный П, задающий скачок напряжения управления $U_{\text{УП}}$, действующий во время переходного процесса линейного изменения $U_{\text{УИ}}$, и снимающийся при его окончании (рис. 6.28).

Структурная схема такого задатчика приведена на рис. 6.29. На схеме показан нуль-орган (НО) задатчика, выходное напряжение которого изменяется скачком, а полярность – знаком напряжения задания $U_{\text{ЗАД}}$. При подаче скачка $U_{\text{ЗАД}}$ пропорциональный канал подает скачок $U_{\text{УП}}$, а интегральный канал – $U_{\text{УИ}}$.

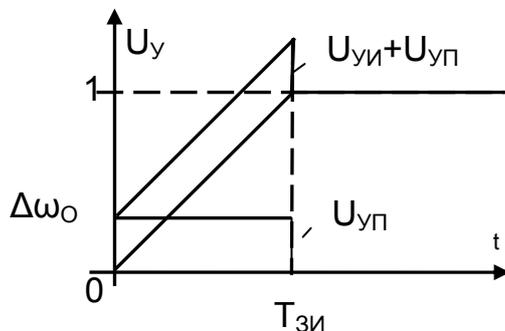


Рис.6.28. Напряжения ПИ задатчика

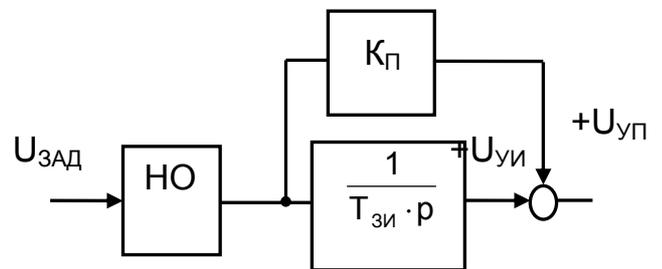
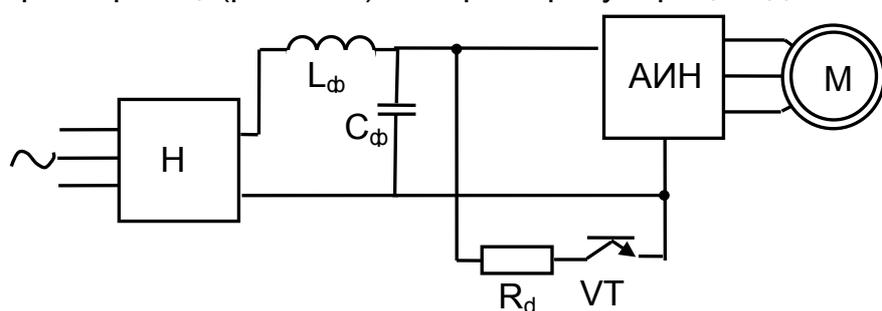


Рис.6.29. Структурная схема ПИ задатчика

Переходный процесс пуска двигателя на холостом ходу с ПИ задатчиком показан на рис. 6.30. Путем предварительного расчета определена характеристика 1, проходящая через точку заданного пускового момента $M_{\text{п}}$ и построенная с учетом r_1 . Скоростью $\omega_{\text{ОНАЧ}}$ определен скачок $\Delta \omega_0$, а следовательно, частота $f_{\text{1НАЧ}}$ и напряжение $U_{\text{1НАЧ}}$. При пуске скачком подается $U_{\text{ЗАД}}$. Пропорциональным каналом выдается $U_{\text{УП}}$, скачком к статору прикладывается $U_{\text{1НАЧ}}$ с частотой $f_{\text{1НАЧ}}$. Двигатель разгоняется под действием момента $M_{\text{п}}$, который в процессе разгона будет снижаться по $\exp(-T_{\text{м}})$ и стремиться к нулю, как двигатель с питанием от сети с постоянной амплитудой и частотой напряжения. Интегральный канал по линейному закону увеличивает частоту и амплитуду напряжения на статоре, момент $M_{\text{И}}$ нарастает по $\exp(T_{\text{м}})$ и стремится к установившемуся значению динамического момента $M(t)$. Сумма спадающего момента $M_{\text{п}}$ и нарастающего $M_{\text{И}}$ остается постоянной за время пуска, обеспечивая постоянство ускорения и разгон двигателя по линейному закону. В момент времени $t_{\text{п}}$ напряжение интегрального канала $U_{\text{УИ}}$ сравнивается с $U_{\text{ЗАД}}$, нуль-орган выдаст нуль, прекращается нарастание частоты и амплитуды напряжения. Пропорциональный канал снимает свое $U_{\text{УП}}$, на статоре двигателя скачком понижается амплитуда и частота напряжения. Момент от пропорционального канала скачком от нуля нарастает до отрицательного значения $-M_{\text{п1}}$ и по $\exp(-T_{\text{м}})$ вновь устремляется к нулю. Момент интегрального канала $M_{\text{И}}$ на участке дотягивания также по

жения на статоре, синхронная скорость ω_0 . При отрицательном ускорении по $\exp(T_M)$ нарастает отрицательный динамический момент, скорость двигателя снижается, отставая от ω_0 на T_M . Если динамический момент $M_{дин}$ больше статического M_C , то двигатель работает в режиме рекуперации, отдавая активную энергию в цепи автономного инвертора АИ. В тоже время для создания потока двигатель потребляет реактивную энергию от АИ.

Способ торможения определяется схемой АИ (см. п.5.7.4). Если выпрямитель управляемый, то обеспечивается рекуперативное торможение системы ПЧ-АД и энергия отдается в питающую сеть. При неуправляемом выпрямителе энергия торможения в сеть отдаваться не может. Для ее использования применяют инверторное торможение с отдачей энергии на разрядное сопротивление R_d . В процессе торможения контролируется напряжение на конденсаторе фильтра C_ϕ (рис.6.31). Энергия рекуперации двигателя заряжает конденсатор,



при увеличении напряжения на конденсаторе выше заданного включается тормозной транзистор VT , подключает R_d и разряжает C_ϕ до заданного минимального значения. VT отключается и процесс повторяется. Возникает процесс импульсного регулирования

Рис.6.31. Система ПЧ-АД с неуправляемым выпрямителем НВ

напряжения на конденсаторе.

Особенности пуска двигателя в ПЧ-АД находят свое отражение и в режиме торможения. Частота снижается не до нуля, а до минимального значения $f_{1 мин}$. Момент двигателя на этой частоте мал, и торможение затягивается. В современных преобразователях на малых частотах создается режим динамического торможения до нулевой скорости.

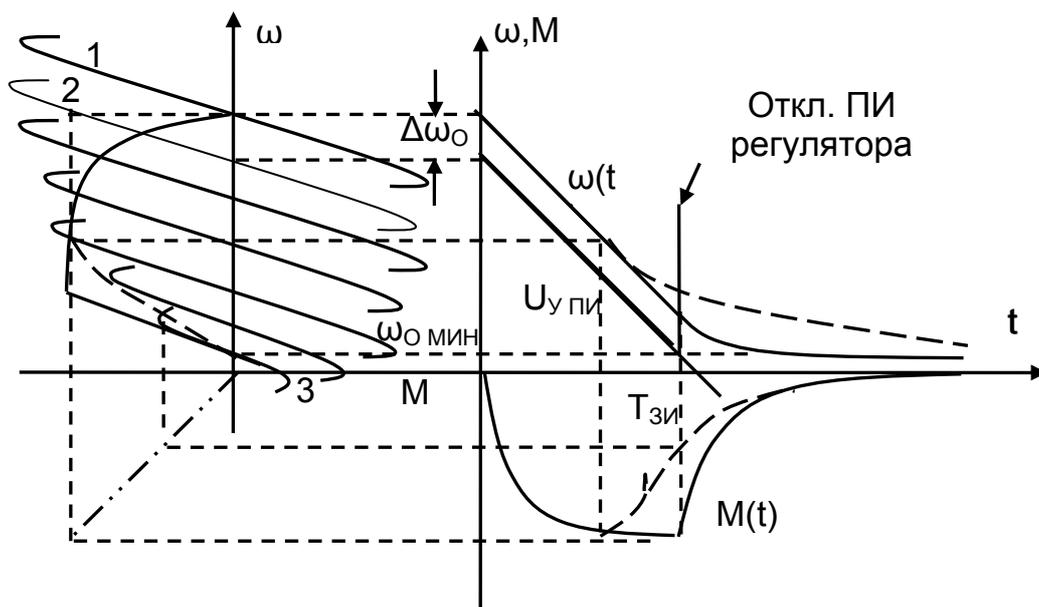


Рис.6.32. Торможение двигателя в системе ПЧ-АД

На рис. 6.32 приведены нагрузочные диаграммы торможения с использованием ПИ задатчика. Особенностью переходного процесса является снижение скачком ω_0 на $\Delta\omega_0$ пропорционального канала. Двигатель с характеристики 1 переходит на характеристику 2. Сплошными линиями показан процесс с линейными характеристиками и $M_k = \text{const}$ до характеристики 3 минимальной скорости $\omega_{0 \text{ мин}}$. Пунктирными линиями показано влияние уменьшения критического момента. Для обеспечения торможения на пониженных скоростях применяется динамическое торможение (см. п. 5.7.4).

6.3. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ ПРИ ЛИНЕЙНОМ ИЗМЕНЕНИИ НАПРЯЖЕНИЯ

Энергия W_C , потребляемая из сети, в переходных процессах расходуется на приведение в движение механической части электропривода $W_{\text{мех}}$, потери энергии в механической части $\Delta W_{\text{мех}}$ и потери энергии в обмотках двигателя ΔW :

$$W_C = W_{\text{мех}} + \Delta W_{\text{мех}} + \Delta W.$$

Потери энергии в цепи якоря можно оценить по формуле

$$\Delta W = \Delta P \cdot t = (U - E) \cdot I \cdot t.$$

В переходных процессах двигателей, получающих питание от цеховой сети при $U = \text{const}$, ранее было определено (см. главу 3), что потери ΔW зависят от запаса кинетической энергии электропривода и на холостом ходу для ДНВ составили:

- при пуске $\Delta W = W_{\text{кин}}$;
- при противовключении $\Delta W = 3W_{\text{кин}}$;
- при динамическом торможении $\Delta W = W_{\text{кин}}$.

При линейном изменении напряжения $U(t)$ в системе ТП-Д следует ожидать снижения потерь энергии, так как поддерживается постоянство тока и разности $U - E = \text{const}$.

В системе ПЧ-АД потери мощности ΔP_2 пропорциональны скольжению s , которое даже в переходном процессе достаточно мало.

Рассмотрим процесс пуска ДНВ на холостом ходу.

Потери энергии определяются выражением

$$\Delta W = \int_0^{t_{\text{пр}}} M \cdot (\omega_0 - \omega) \cdot dt.$$

Составляющие уравнения потерь определим, используя выражения (6.4) и (6.5) нагрузочных диаграмм $M(t)$ и $\omega(t)$.

При $t \leq T_{\text{зи}}$, $t_{\text{п}} = T_{\text{зи}}$ и при $T_{\text{м}} \ll T_{\text{зи}}$ (тогда $e^{-\frac{t}{T_{\text{м}}}} = 0$) они принимают вид

$$\omega_0(t) = \varepsilon_0 \cdot t = \frac{\omega_{\text{он}}}{T_{\text{зи}}} \cdot t;$$

$$\omega(t) = \varepsilon_0 \cdot t - T_{\text{м}} \cdot \varepsilon_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{\text{м}}}}\right) = \varepsilon_0 \cdot t - T_{\text{м}} \cdot \varepsilon_0;$$

$$M(t) = \beta \cdot T_{\text{м}} \cdot \varepsilon_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{\text{м}}}}\right) = \beta \cdot T_{\text{м}} \cdot \varepsilon_0.$$

Получили переходный процесс при постоянном динамическом моменте $M_{\text{дин}} = \beta T_M \varepsilon_0 = \text{const}$ и линейном нарастании скорости $\omega = \varepsilon_0 \cdot t$. Процесс дотягивания не учитываем. Подставим в формулу потерь

$$\Delta W = \int_0^{t_{\text{пп}}} \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot T_M \cdot (\varepsilon_0 \cdot t + T_M \cdot \varepsilon_0 - \varepsilon_0 \cdot t) \cdot dt = \frac{J}{T_M} \cdot \varepsilon_0^2 \cdot T_M^2 \cdot T_{\text{зи}} = W_{\text{кин}} \cdot 2 \cdot T_M / T_{\text{зи}}.$$

Потери ΔW за время пуска постоянны

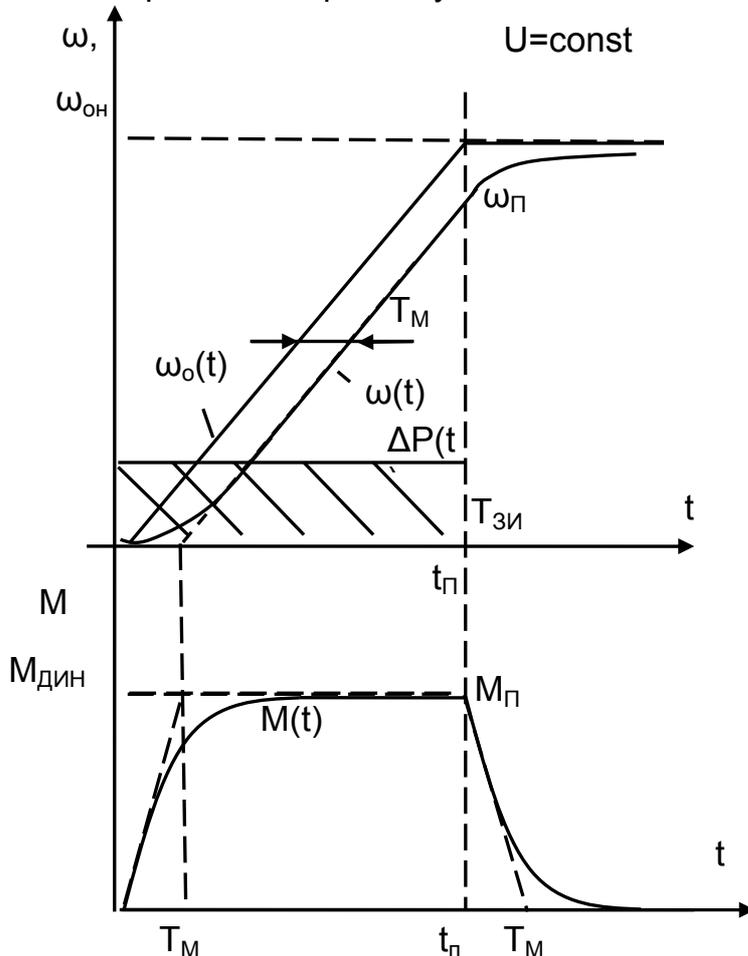


Рис.6.33. Переходный процесс пуска двигателя при линейном нарастании напряжения

$$\Delta W = W_{\text{кин}} \cdot 2 \cdot T_M / T_{\text{зи}}. \quad (6.8)$$

и отражены площадью (см. рис. 6.33), заштрихованной под графиком потерь мощности $\Delta P(t)$.

Рассмотрим пример.

Если динамический момент при пуске

$$\bar{M}_{\text{дин}} = \frac{T_D}{T_{\text{зи}}} = K_{\text{я}} \cdot \frac{T_M}{T_{\text{зи}}} = 2,$$

то при $K_{\text{я}} = 10$ получим отношение $\frac{T_M}{T_{\text{зи}}} = 0,2$, потери энергии составят

$$\Delta W = W_{\text{кин}} \cdot 2 \cdot \frac{T_M}{T_{\text{зи}}} = 0,4 \cdot W_{\text{кин}}.$$

Таким образом, потери энергии сократились в 2,5 раза по сравнению с пуском от цеховой сети.

Наличие M_C незначительно изменит величину потерь энергии.

Пример П6.2

Построить нагрузочные диаграммы $\omega(t), M(t), \omega_0(t)$ пуска двигателя до скорости $\bar{\omega}_{\text{зад}} = 0,7$ и $M_C = 0$.

Данные двигателя: $P_H = 8 \text{ кВт}$, $U_H = 100 \text{ В}$, $I_H = 100 \text{ А}$, $\omega_H = 90 \frac{1}{\text{с}}$, $J_{\text{дв}} = 1 \text{ кгм}^2$.

Данные системы ТП-Д: $J = 1,5 \cdot J_{\text{дв}}$, $R_{\text{э}} = 0,1 \cdot R_H$, $T_{\text{зи}} = 1 \text{ с}$.

Решение

1) Расчет естественной характеристики двигателя по каталожным данным

$$\bar{\omega} = 1 - \bar{M} \cdot r_{\text{я}} = 1 - \bar{M} \cdot 0,1,$$

$$\text{где } r_{\text{я}} = \frac{\Delta P_{\text{H}}}{2 \cdot I_{\text{H}}^2} = \frac{U_{\text{H}} \cdot I_{\text{H}} - P_{\text{H}} \cdot 10^3}{2 \cdot I_{\text{H}}^2} = \frac{100 \cdot 100 - 8 \cdot 10^3}{2 \cdot 100^2} = 0,1 \text{ Ом.}$$

Базовые значения параметров: $U_{\text{H}} = 100 \text{ В}$, $I_{\text{H}} = 100 \text{ А}$,

$$k\Phi_{\text{H}} = \frac{U_{\text{H}} - I_{\text{H}} \cdot r_{\text{я}}}{\omega_{\text{H}}} = \frac{100 - 100 \cdot 0,1}{90} = 1 \text{ Вс}; \quad \omega_{0\text{H}} = \frac{U_{\text{H}}}{k\Phi_{\text{H}}} = \frac{100}{1} = 100 \text{ 1/с};$$

$$M_{\text{H}} = \Phi_{\text{H}} \cdot I_{\text{H}} = 1 \cdot 100 = 100 \text{ Нм}; \quad R_{\text{H}} = \frac{U_{\text{H}}}{I_{\text{H}}} = \frac{100}{100} = 1 \text{ Ом}, \quad \bar{r}_{\text{я}} = \frac{r_{\text{я}}}{R_{\text{H}}} = \frac{0,1}{1} = 0,1.$$

Расчет естественной характеристики системы ТП-Д

$$\bar{\omega} = 1 - \bar{M} \cdot (\bar{r}_{\text{я}} + \bar{R}_{\text{э}}) = 1 - \bar{M} \cdot (0,1 + 0,1) = 1 - 0,2 \cdot \bar{M}.$$

Характеристики построены на рис.6.34.

2) Обеспечение работы в заданной точке: $\bar{\omega}_{\text{зад}} = 0,7$, $M_{\text{с}} = 0$.

При $\bar{M}_{\text{зад}} = 0$ скорость идеального холостого хода $\bar{\omega}_{0\text{зад}} = 0,7$. Характеристика проходит параллельно естественной ТП-Д через $\bar{\omega}_{0\text{зад}} = 0,7$.

3) Динамические параметры

Электромеханическая постоянная времени

$$T_{\text{м}} = J \cdot \frac{\omega_{0\text{H}}}{M_{\text{кз}}} \cdot \frac{M_{\text{H}}}{M_{\text{H}}} = J \cdot \frac{\omega_{0\text{H}}}{M_{\text{H}}} \cdot \frac{M_{\text{H}}}{M_{\text{кз}}} = \frac{T_{\text{д}}}{k_{\text{я}}} = \frac{1,5 \cdot 100}{100} \cdot \frac{100}{500} = 0,3 \text{ с},$$

$$\text{где } M_{\text{кз}} = k\Phi_{\text{H}} \cdot I_{\text{кз}} = k\Phi_{\text{H}} \cdot \frac{U_{\text{H}}}{r_{\text{я}} + R_{\text{э}}} = 1 \cdot \frac{100}{0,2} = 500 \text{ Нм.}$$

Динамический момент

$$\bar{M}_{\text{дин}} = \frac{T_{\text{д}}}{T_{\text{зи}}} = 1,5.$$

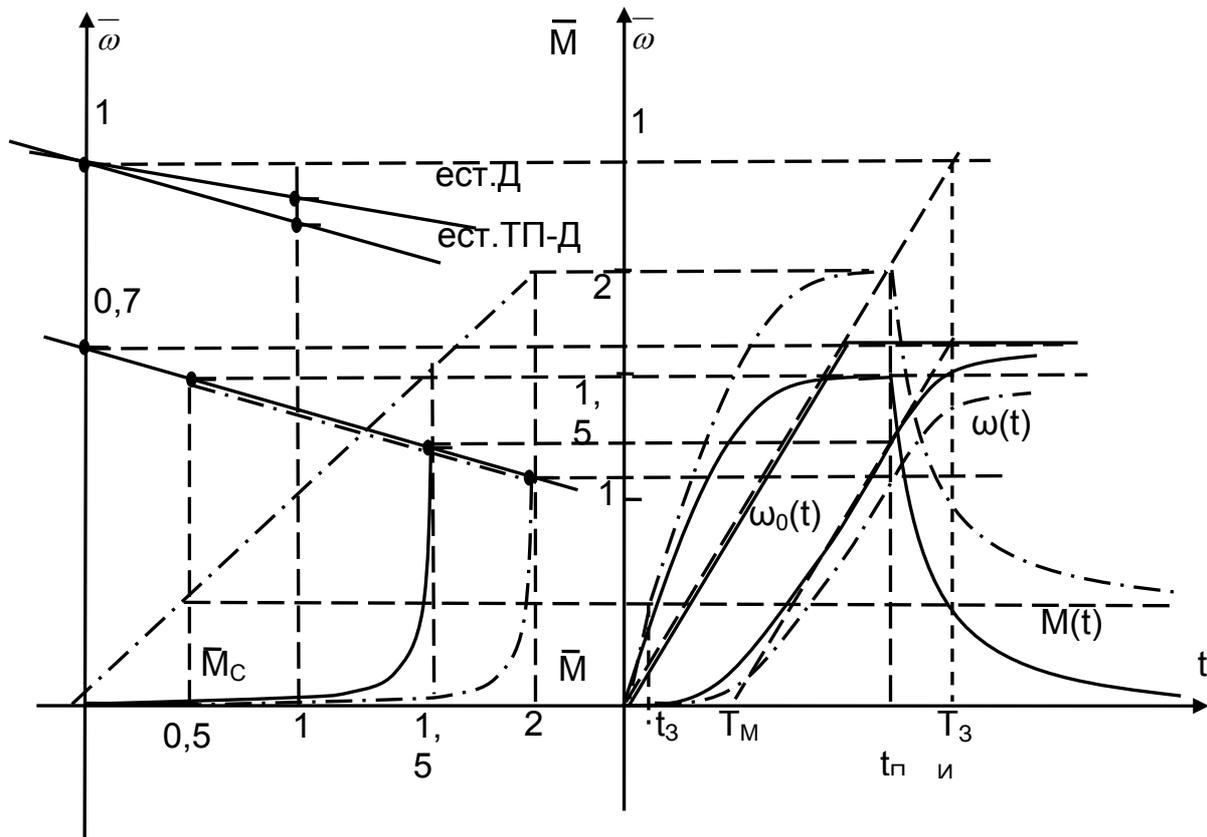


Рис.6.34. Переходный процесс пуска к примеру Пб.1

4) Построение переходного процесса.

Темп разгона определяет $T_{зи}$, поэтому при $t = T_{зи}$ скорость $\bar{\omega}_o = 1$ и строится зависимость $\bar{\omega}_o(t)$. При $\bar{\omega}_o = \bar{\omega}_{oзад}$ и $t = t_{п}$ заканчивается процесс линейного нарастания напряжения (см. рис. 6.34).

Скорость $\bar{\omega}(t)$ отстает от $\bar{\omega}_o(t)$ на T_M и нарастает параллельно $\bar{\omega}_o(t)$.

Момент $\bar{M}(t)$ нарастает по $\exp(T_M)$ и за $t = (3...4) T_M$ достигает $\bar{M}_{дин.} = 1,5$.

5) На участке дотягивания при $t > t_{п}$ двигатель работает от постоянного напряжения, $\bar{M}(t)$ и $\bar{\omega}(t)$ по $\exp(T_M)$ стремятся к установившимся значениям $\bar{M}_{зад} = 0$ и $\bar{\omega}_{o зад} = 0,7$.

6) Время переходного процесса пуска на участках линейного нарастания напряжения и дотягивания

$$t_{пп} = \bar{\omega}_{oзад} \cdot T_{зи} + 3 \cdot T_M = 0,7 + 3 \cdot 0,3 = 1,6 \text{ с.}$$

Максимальный момент двигателя во время пуска составил

$$\bar{M}_{макс} = \bar{M}_{дин} = 1,5.$$

7) На рис. 6.34 в координатах $\bar{\omega}, \bar{M}$ выполнено построение динамической механической характеристики. Значения $\bar{\omega}, \bar{M}$ определяются по нагрузочным диаграммам $\bar{\omega}(t)$ и $\bar{M}(t)$ в конкретный момент времени t .

8) Как изменится вид нагрузочных диаграмм, если реактивный $\bar{M}_c = 0,5$?

Если M_c – реактивный, то при пуске определим время, за которое момент двигателя достигнет M_c (время задержки)

$$t_3 = \frac{M_c}{\beta \cdot \epsilon_0} = \frac{\bar{M}_c}{k_{\text{я}}} \cdot T_{\text{зи}} = \frac{0,5}{5} \cdot 1 = 0,1 \text{ с.}$$

Далее процесс протекает по законам пуска на холостом ходу, начиная с $t = t_3$. Скорость $\bar{\omega}(t)$ отстает от $\bar{\omega}_0(t)$ на $T_M + t_3$ и стремится к статической скорости при $\bar{M}_c = 0,5$. Момент двигателя при линейном нарастании $\bar{\omega}_0(t)$ стремится к $\bar{M}_{\text{макс}} = \bar{M}_c + \bar{M}_{\text{дин}} = 0,5 + 1,5 = 2$. На рис.6.34 нагрузочные диаграммы при $\bar{M}_c = 0,5$ показаны штрих-пунктирными линиями. Время переходного процесса практически не изменяется.

Нагрузочные диаграммы при активном $\bar{M}_c = 0,5$ рекомендуется построить самостоятельно.

6.5 ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ Г – Д

Двигатель постоянного тока независимого возбуждения ДНВ в системе Г-Д получает питание от электромашинного генератора. Генератор приводится в движение приводным двигателем ПД, который преобразует электрическую энергию сети в механическую энергию на валу генератора. Изменением напряжения управления U_y на входе тиристорного возбудителя ТВ (рис.6.35) регулируют напряжение на обмотке возбуждения генератора $U_{вг}$. Изменяется ток возбуждения генератора, изменяется ЭДС генератора E_g , осуществляется регулирование момента и скорости путем изменения напряжения на якоре. Работу системы Г-Д, статические характеристики и их расчет рассмотрен подробно в 5.5

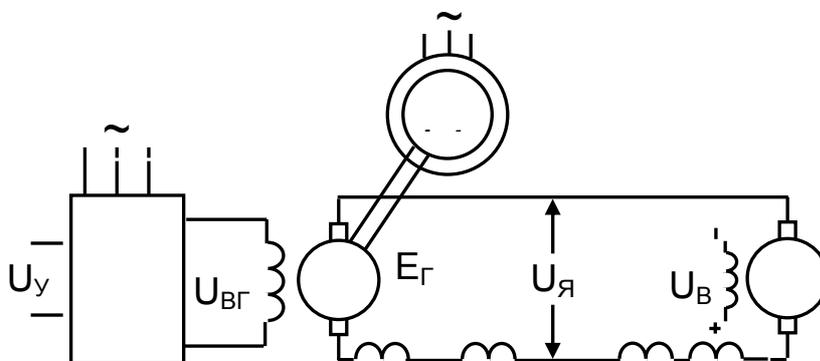


Рис. 6.35. Система Г – Д

Электромагнитные переходные процессы в цепях обмотки возбуждения. Переходные процессы пуска, торможения, реверса в системе Г-Д выполняются изменением напряжения управления U_y , к обмотке возбуждения скачком прикладывается напряжение $U_{ВТ}$.

Переходный процесс в цепи возбуждения генератора в общем виде описывается уравнением

$$U_B = i_B \cdot r_B + \frac{d\psi}{dt} = i_B \cdot r_B + w_B \cdot \frac{d\Phi}{dt},$$

или в операторной форме

$$U_B(p) = i_B(p) \cdot r_B + w_B \cdot \Phi(p) \cdot p.$$

Переходные процессы пуска, торможения, реверса в системе Г-Д выполняются изменением напряжения управления U_y , к обмотке возбуждения скачком прикладывается напряжение $U_{ВГ}$.

Переходный процесс в цепи возбуждения генератора в общем виде описывается уравнением:

$$U_B = i_B \cdot r_B + \frac{d\psi}{dt} = i_B \cdot r_B + w_B \cdot \frac{d\Phi}{dt},$$

или в операторной форме

$$U_B(p) = i_B(p) \cdot r_B + w_B \cdot \Phi(p) \cdot p.$$

В относительных единицах, если разделить последнее выражение на $U_{ВН} = i_{ВН} \cdot r_B$, получим

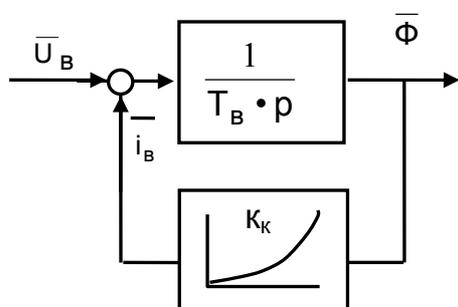


Рис. 6.36. Структурная схема цепи обмотки возбуждения

$$\bar{U}_B = \bar{i}_B + \frac{w_B \cdot \Phi_H}{i_{ВН} \cdot r_B} \cdot \bar{\Phi} \cdot p.$$

Передаточная функция цепи обмотки возбуждения

$$W(p) = \frac{\bar{\Phi}(p)}{\bar{U}_B(p) - \bar{i}_B(p)} = \frac{1}{T_{ВБ} \cdot p},$$

где $T_{ВБ} = \frac{w_B \cdot \Phi_H}{i_{ВН} \cdot r_B}$ – электромагнитная базовая по-

стоянная времени обмотки возбуждения. Поток Φ с током возбуждения i_B связан кривой намагничивания $\Phi = f(i_B)$. Структурная схема цепи обмотки возбуждения представлена на рис.6.36. При подаче скачком U_B поток Φ нарастает по линейному закону, но обратная связь снижает входной сигнал и темп нарастания потока снижается.

Постоянная времени $T_{ВБ}$ определена в номинальной точке двигателя (и кривой намагничивания). При изменении тока возбуждения изменится коэффициент кривой намагничивания (обратной связи)

$$k_K = \frac{\Delta \bar{i}_B}{\Delta \Phi}$$

Передаточная функция с учетом k_K принимает вид

$$W(p) = \frac{\Delta \Phi(p)}{\Delta U_B(p)} = \frac{1/k_K}{(T_B/k_K) \cdot p + 1} \quad (6.9)$$

Следовательно, при изменении тока возбуждения изменится и постоянная времени результирующего звена T_{BB}/k_K .

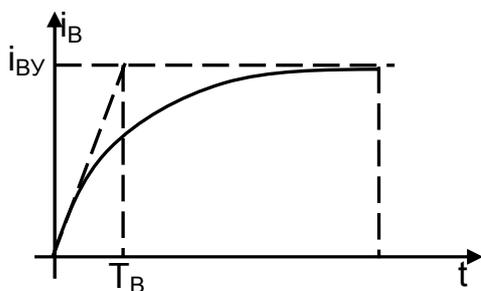


Рис.6.37 Зависимость $i_B(t)$

Если не учитывать вихревые токи в полюсах и считать постоянной индуктивность обмотки L_B ($k_K=1$), тогда постоянная времени будет неизменной

$$T_B = \frac{w_B \cdot \Phi_H}{i_{BH} \cdot r_B} = \frac{i_B \cdot L_B}{i_{BH} \cdot r_B} = \text{const.} \quad (6.10)$$

Ток возбуждения генератора во времени описывается уравнением

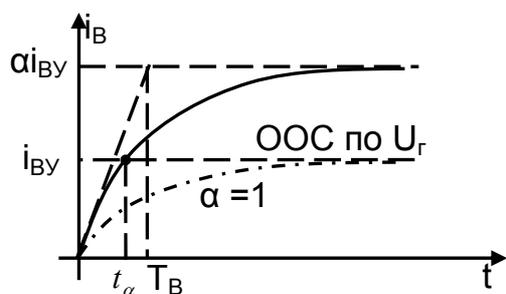


Рис.6.38. Зависимости $i_B(t)$ при форсировке

$$i_B(t) = i_{BY} + (i_{внач} - i_{BY}) \cdot e^{-\frac{t}{T_B}}$$

изменяется по экспоненте T_B с от начального значения $i_{B \text{ нач}}$ до установившегося значения i_{BY} (рис. 6.37).

Если бы ток изменялся по линейному закону, то он достиг бы установившегося значения за время $t = T_B$.

Электромагнитная постоянная времени достаточно велика – $T_B = (0.2...3)$ с, растет при увеличении габаритов машины (мощности генератора). Переходные процессы с большой постоянной времени затянуты и часто не обеспечивают необходимого быстрого действия.

Для повышения быстродействия системы Г-Д применяют несколько способов:

Для повышения быстродействия системы Г-Д применяют несколько способов:

1) Уменьшение T_B введением добавочного сопротивления в цепь обмотки возбуждения

$$T_B = \frac{L_B}{r_B + R_{вдоб}} = \frac{L_B}{r_B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{вдоб}}{r_B}}$$

Чтобы при $T_B = 3$ с получить $T_B' = 0,3$ с, необходимо $R_{вдоб} = 9 \cdot r_B$. При этом напряжение возбуждения возрастает $U_B = 10 \cdot U_{BH}$. Этот способ применяется только в маломощных цепях.

2) Способ форсировки предусматривает подачу повышенного в α раз напряжения на обмотку возбуждения $U_B = \alpha \cdot U_{BH}$ во время переходного процесса

и снятие повышенного напряжения по окончании переходного процесса.

Ток возбуждения при форсировке $\alpha > 1$ нарастает и стремится к установившемуся значению $\alpha \cdot i_{\text{ВУ}}$.

При достижении $i_{\text{ВУ}}$ форсировка снимается и время переходного процесса $t_{\alpha} < t_{\text{П}} = (3 \dots 4)T_{\text{В}}$ существенно меньше времени процесса без форсировки при $\alpha = 1$ (рис. 6.38).

При $t = t_{\alpha}$ ток достигает значения

$$i_{\text{ВУ}} = \alpha \cdot i_{\text{ВУ}} \left(1 - e^{-\frac{t_{\alpha}}{T_{\text{В}}}}\right),$$

тогда
$$t_{\alpha} = T_{\text{В}} \cdot \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1}.$$

На рис. 6.39 приведена зависимость $t_{\alpha}(\alpha)$. Влияние форсировки значительно уменьшает время переходного процесса при $\alpha = 2 \dots 3$. Дальнейшее увеличение напряжения на обмотке возбуждения не приводит к ощутимому снижению времени процесса.

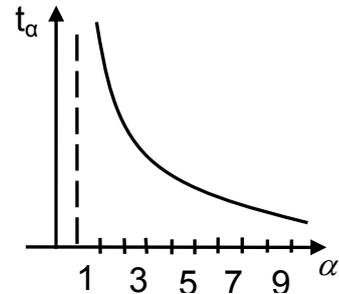


Рис.6.39. Зависимость $t_{\alpha}(\alpha)$

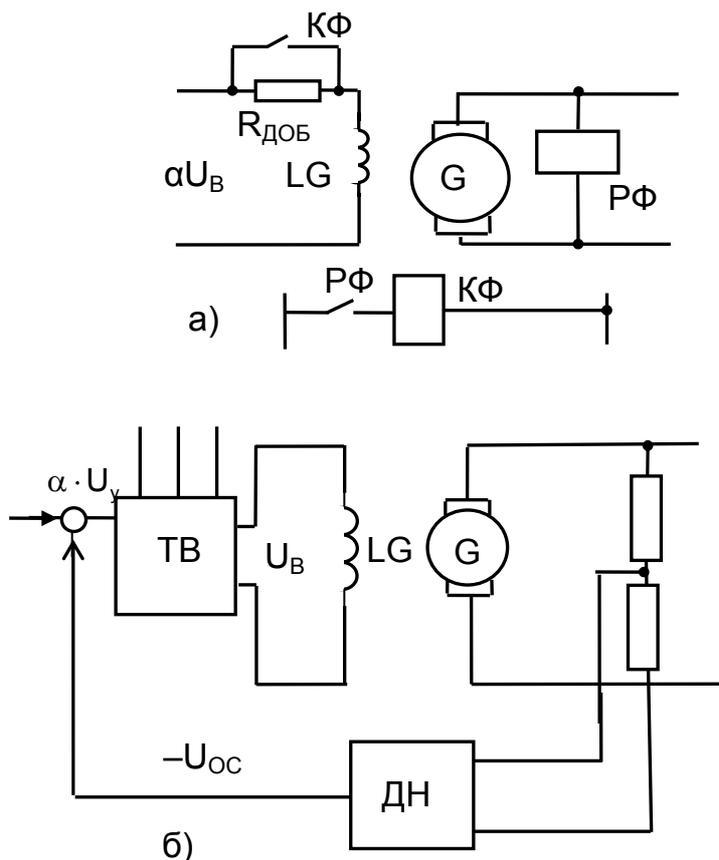


Рис.6.40. Способы форсировки:
а – релейная, б – с обратной связью по напряжению генератора

Способы форсировки:

а) Релейная форсировка (рис.6.40,а) осуществляется подачей повышенного напряжения на обмотку возбуждения при включенном контакторе КФ. Реле РФ втягивается при достижении заданного напряжения на генераторе и отключает КФ. В цепь возбуждения вводится $R_{\text{доб}}$ и форсировка снимается. Недостатком этой схемы является срабатывание РФ только при одном напряжении.

б) В цепи управления тиристорного возбудителя ТВ можно включить отрицательную обратную связь по напряжению генератора $U_{\text{Г}}$ (рис.6.40,б). Напряжение задания $U_{\text{зад}}$ в α раз больше необходимого для обеспечения заданного напряжения генератора. Напряжение обратной связи снимается с делителя напряжения и через датчик на-

пряжения ДН подается на вход ТВ. При подаче на вход ТВ напряжения αU_y ток возбуждения и ЭДС генератора нарастают с форсировкой α . По мере роста E_r растет напряжение обратной связи, которое постепенно снимает форсировку, и система переходит на заданное значение тока возбуждения i_{By} и напряжения генератора (рис. 6.38).

Структурная схема цепи возбуждения генератора с отрицательной обратной связью по напряжению генератора. При рассмотрении переходных процессов определим основные допущения:

- скорость вращения приводного двигателя генератора постоянна;
- пренебрегаем гистерезисом, вихревыми токами и остаточным намагничиванием;
- ЭДС генератора пропорциональна току возбуждения; работа выполняется на линейном участке кривой намагничивания, считаем систему линейной,
- отсутствует реакция якоря в генераторе;
- сопротивления цепей постоянны.

Перечисленные допущения позволяют составить систему линейных дифференциальных уравнений, описывающих работу цепи возбуждения генератора по схеме рис.6.35.

$$\begin{aligned}
 U_y &= U_{зАд} - U_{оС}; \\
 U_B &= K_{ТВ} \cdot U_y; \\
 U_B &= i_B \cdot r_B + w_B \cdot \frac{d\Phi}{dt}; \\
 \Phi_r &= f(i_{Br}); \\
 E_r &= k\Phi_r \cdot \omega_r; \\
 U_{оС} &= K_{оС} \cdot E_r.
 \end{aligned}$$

Структурная схема цепи возбуждения генератора приведена на рис.6.41.

Определим коэффициент обратной связи $K_{оС}$. По окончании переходного процесса в установившемся режиме напряжение управления U_y на входе системы должно быть равно

$$U_y = U_{зАд} - U_{оС} = \alpha \cdot U_y - (\alpha - 1) \cdot U_y.$$

Тогда напряжение обратной связи

$$U_{оС} = (\alpha - 1) \cdot U_y.$$

При постоянной скорости генератора $\omega_r = \text{const}$ ЭДС генератора

$$E_r = k\Phi_r \cdot \omega_r$$

пропорциональна потоку возбуждения.

Коэффициент прямого канала в статике

$$K_B = K_{ТВ} / K_K r_B.$$

Определим коэффициент обратной связи

$$K_{oc} = \frac{U_{oc}}{E_{\Gamma}} = \frac{(\alpha-1) \cdot U_y}{K_B \cdot U_y} = \frac{(\alpha-1)}{K_B}$$

Передаточная функция всей цепи возбуждения генератора

$$W_B(p) = \frac{E_{\Gamma}(p)}{U_{зад}(p)} = \frac{W_{пр}}{1 + W_{пр} \cdot W_{oc}} = \frac{\frac{K_B}{1 + T_{вб} \cdot p}}{1 + \frac{K_B}{1 + T_{вб} \cdot p} \cdot \frac{(\alpha-1)}{K_B}} = \frac{K_B}{T_{вб} \cdot p + 1 + \alpha - 1} = \frac{\frac{K_B}{\alpha}}{\frac{T_{вб}}{\alpha} \cdot p + 1}$$

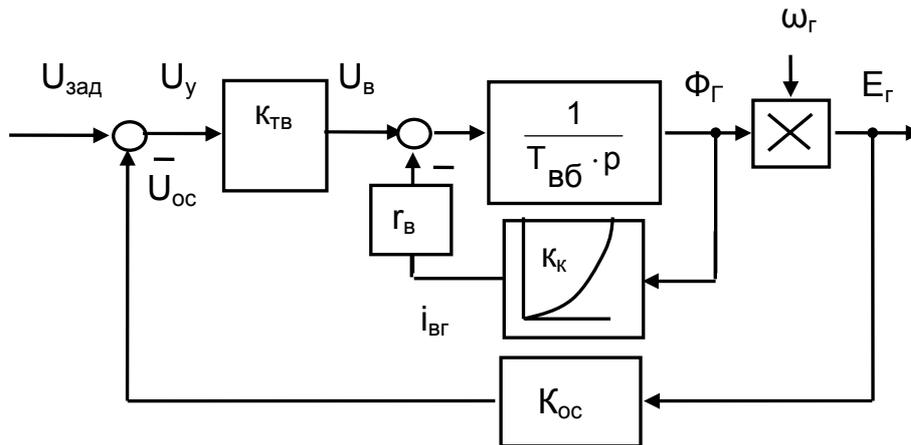


Рис.6.41. Структурная схема возбуждения генератора

Передаточная функция цепи возбуждения генератора при наличии отрицательной обратной связи по ЭДС генератора повторяет передаточную функцию обмотки возбуждения (6.9) – аperiodическое звено с постоянной времени, зависящей коэффициента ОС. Применение ООС уменьшает постоянную времени в α раз. Коэффициент усиления уменьшился в α раз, но напряжение задания $U_{зад} = \alpha \cdot U_y$ в α раз больше, и коэффициент усиления системы не изменяется. Переходный процесс цепи возбуждения генератора при $\alpha > 1$ приведен на рис.6.38 пунктирными линиями.

Структурная схема системы Г – Д с отрицательной обратной связью по напряжению генератора получена подключением к цепи якоря генератора Г якорной цепи двигателя независимого возбуждения ДНВ (рис. 6. 42).

Для ДНВ принимаем допущения:

- поток двигателя постоянен, реакция якоря компенсирована;
- параметры цепи двигателя ($r_{я}$, $L_{я}$) постоянны;
- момент инерции постоянен $J = const$.

В системе Г-Д на якорную цепь двигателя вместо напряжения U подключена ЭДС генератора E_{Γ} , а в цепь якоря включено сопротивление генератора $r_{яг}$, в результате жесткость механической характеристики меньше жесткости естественной характеристики двигателя $\beta < \beta_E$.

Рассматривая механические переходные процессы, полагаем $T_{яц} = 0$. Попробуем качественно оценить характер переходных процессов с по-

мощью логарифмических частотных характеристик ЛАХ. На рис. 6.43 представлены ЛАХ двигателя в выходом по скорости $L_{\omega_{ДВ}}$, ЛАХ двигателя с выходом по моменту $L_{M_{ДВ}}$, построенные и описанные выше (см. рис. 6.7), и ЛАХ генератора с выходом по ЭДС L_B .

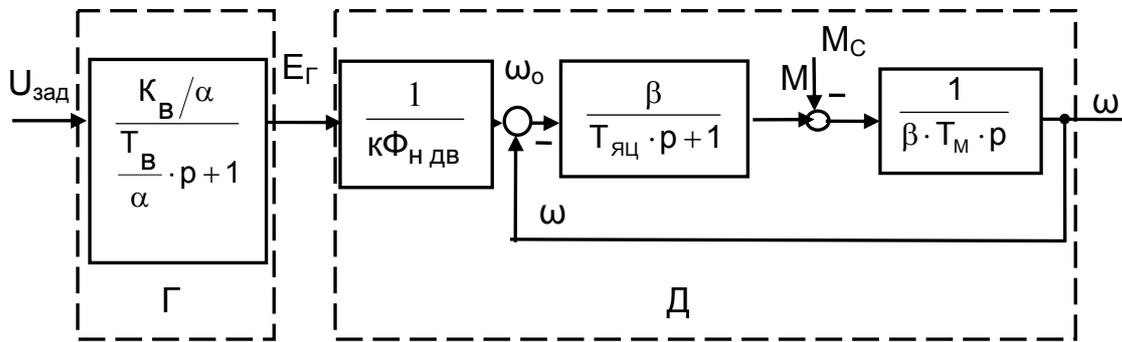


Рис.6.42. Структурная схема системы Г-Д

При подаче на вход системы скачка $U_{зад}$ ЭДС генератора нарастает по экспоненте с постоянной времени T_B/α . Результирующая ЛАХ системы Г-Д с выходом по скорости получена суммированием $L_B + L_{\omega_{ДВ}}$, из рассмотрения которой следует, что скорость двигателя в системе Г-Д изменяется также, как и ЭДС генератора, но с отставанием на величину T_M . Результирующая ЛАХ системы Г-Д

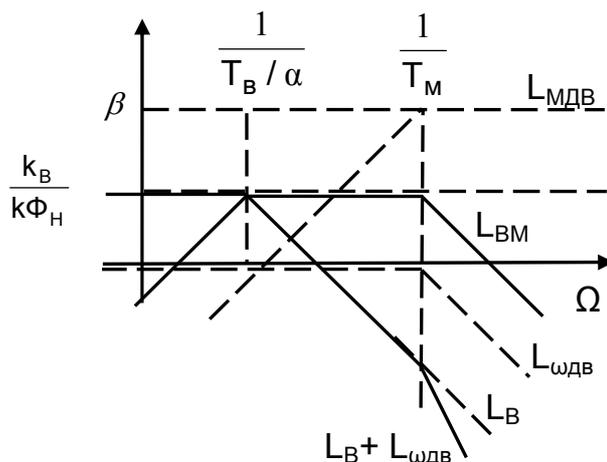


Рис.6.43. ЛАХ системы Г-Д

с выходом по моменту $L_{VM} = L_{MDV} + L_B$ свидетельствует о том, что момент двигателя в системе Г-Д при скачке $U_{зад}$ на входе нарастает по экспоненте T_M , стремится к значению M_1 , величину которого оценим ниже, но достигает только максимального значения $M_{МАКС}$ и спадает по экспоненте T_B . Построение переходного процесса по виду ЛАХ выполнено на рис.6.44.

Аналитические выражения нагрузочных диаграмм, описывающих переходные процессы в системе Г-Д, получены [1] решением системы дифференциальных уравнений системы Г-Д классическим или операторным методами (приводятся без вывода).

$$i_B(t) = i_{в\у} + (i_{внач} - i_{в\у}) \cdot e^{-\frac{t}{T_B}};$$

$$M(t) = M_c + (M_{к\у} - M_{кнач}) \cdot \frac{T_M}{T_B - T_M} \cdot (e^{-\frac{t}{T_M}} - e^{-\frac{t}{T_B}});$$

$$M(t) = M_c + (M_{к\у} - M_{кнач}) \cdot \frac{T_M}{T_B - T_M} \cdot (e^{-\frac{t}{T_M}} - e^{-\frac{t}{T_B}});$$

$$\omega(t) = \omega_{о\у} - \Delta\omega_c + \frac{\omega_{о\у} - \omega_{онач}}{T_B - T_M} \cdot (T_B \cdot e^{-\frac{t}{T_B}} - T_M \cdot e^{-\frac{t}{T_M}});$$

$$I_{макс} = I_c + (I_{к\у} - I_{кнач}) \cdot \left(\frac{T_M}{T_B}\right)^{\frac{T_B}{T_B - T_M}},$$

$$t_{макс} = \frac{T_B \cdot T_M}{T_B - T_M} \cdot \ln \frac{T_B}{T_M}.$$

Выражение для ЭДС генератора $E_r(t)$ аналогично выражению для тока возбуждения $i_B(t)$. При постоянстве потока выражение момента $M(t)$ повторяет выражение для тока $I(t)$. При наличии форсировки ($\alpha > 1$) в формулах электромагнитная постоянная генератора $T_B = \frac{T_{вб}}{\alpha}$. Начальные условия для полученных соотношений иллюстрирует рис.6.45.

Основные отличия переходных процессов в системе Г-Д от переходных процессов системы ТП-Д:

- нарастание ЭДС генератора по экспоненте не способствует поддержанию постоянства момента двигателя;
- момент спадает по экспоненте T_B , а в ТП-Д остается постоянным, обеспечивая постоянство ускорения;
- переходный процесс затягивается из-за плавного спада момента;
- значительная электромагнитная постоянная времени T_B определяет основные задачи повышения быстродействия системы Г-Д.

Пример П6.2

По данным двигателя из примера П6.1 при питании его от генератора того же типа, вращающегося со скоростью $\omega_r = 150$ 1/с, рассчитать и построить нагрузочные диаграммы пуска двигателя до скорости $\bar{\omega}_{зад} = 0,7$ при $\bar{M}_{зад} = 1$. Принять $J = 1,5$ кгм², $T_B = 1$ с.

Как изменится вид нагрузочных диаграмм при $\alpha = 2$?

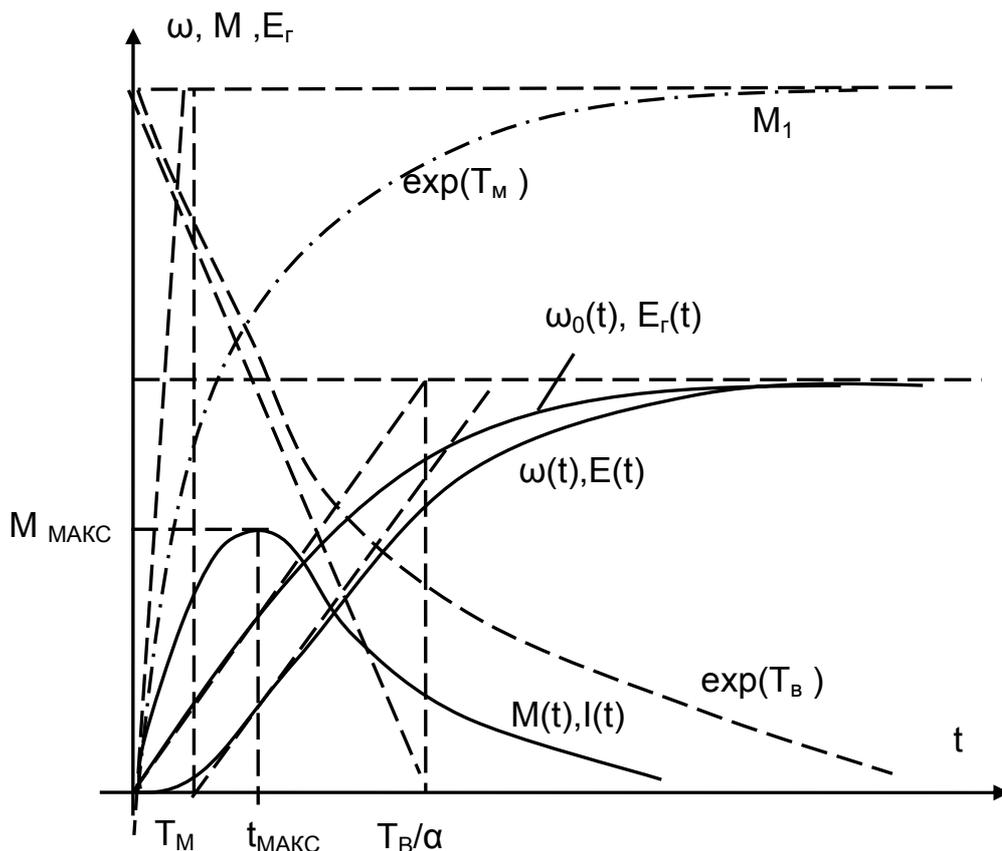


Рис.6.44. Переходный процесс пуска двигателя в системе Г-Д

Решение

1) Расчет естественной механической характеристики двигателя выполнен в примере Пб.1.

Расчет естественной характеристики системы Г-Д выполняется для $U = E_r = U_n$ и $R = r_{яГ} + r_{я}$.

2) ЭДС генератора, обеспечивающая работу в заданной точке,

$$\bar{\omega}_{0зад} = \bar{\omega}_{зад} + \bar{M}_{зад} \cdot (r_{я} + r_{яГ}) = 0,7 + 1 \cdot (0,1 + 0,1) = 0,9.$$

3) Динамические параметры

Электромеханическая постоянная времени

$$T_M = J \cdot \frac{\omega_{OH}}{M_{кз}} \cdot \frac{M_H}{M_H} = J \cdot \frac{\omega_{OH}}{M_H} \cdot \frac{M_H}{M_{кз}} = \frac{T_D}{k_{я}} = \frac{1,5 \cdot 100}{100} \cdot \frac{100}{500} = 0,3 \text{ с,}$$

Максимальный момент

$$\bar{M}_{макс} = \bar{M}_c + (\bar{M}_{ку} - \bar{M}_{кнач}) \cdot \left(\frac{T_M}{T_B} \right)^{\frac{T_B}{T_B - T_M}} = 1 + 4,5 \cdot \frac{0,3}{1}^{\frac{1}{0,9}} = 2,5,$$

где

$$\bar{M}_{к у} = \frac{\bar{\omega}_{0зад}}{(\bar{r}_я + \bar{r}_{яГ})} \cdot \bar{\Phi} = \frac{0,9}{0,2} \cdot 1 = 4,5; \quad \bar{M}_{кнач} = 0.$$

Время достижения $M_{МАКС}$

$$t_{макс} = \frac{T_B \cdot T_M}{T_B - T_M} \ln \frac{T_B}{T_M} = \frac{1 \cdot 0,3}{1 - 0,3} \ln \frac{1}{0,3} = 0,51 \text{ с}$$

Время задержки $t = t_3$ при $M = M_C$

$$M_C = \beta \cdot \omega_{OУ} \cdot (1 - e^{-\frac{t_3}{T_B}}) = M_{к у} \cdot (1 - e^{-\frac{t_3}{T_B}});$$

$$t_3 = T_B \ln \frac{M_{к у}}{M_{к у} - M_C} = 1 \cdot \ln \frac{4,5}{4,5 - 1} = 0,25 \text{ с.}$$

$$t_{п.пр} = 3 \cdot T_B + t_3 = 3,25 \text{ с.}$$

4) Построение переходного процесса.

Темп разгона определяет экспонента T_B , поэтому при $t = T_B$ скорость $\omega_o = 0,632\omega_{OУ}$, при $t = 2 \cdot T_B - \omega_o = 0,85 \cdot \omega_{OУ}$, при $t = 3 \cdot T_B - \omega_o = 0,95 \cdot \omega_{OУ}$ и $t = 4 \cdot T_B - \omega_o = 0,98 \cdot \omega_{OУ}$ строится зависимость $\bar{\omega}_o(t)$. Процесс нарастания ЭДС генератора (см. рис. 6.46) до $\bar{\omega}_o = \bar{\omega}_{0зад}$ можно считать завершённым при $t_{п} = 4 \cdot T_B$. Скорость $\bar{\omega}(t)$ до $t = t_3$ равна нулю при реактивном статическом моменте, а далее нарастает, отставая от $\bar{\omega}_o(t)$ на T_M параллельно $\bar{\omega}_o(t)$, стремясь к установившемуся значению ω_y .

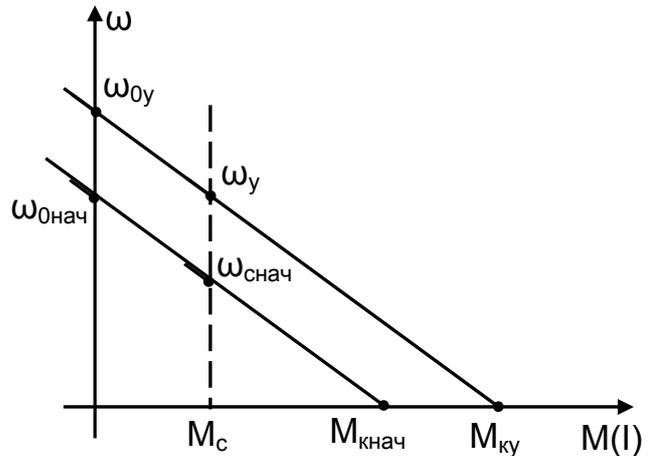


Рис. 6.45. Определение начальных условий для расчета переходного процесса в системе Г-Д

Момент $\bar{M}(t)$ за время $t = t_3$ нарастает по $\exp(T_B)$, стремясь к моменту короткого замыкания $M_{к у}$. При $M > M_C$ закон нарастания момента до $M_{МАКС}$ определяется в основном экспонентой T_M , а после времени $t_{МАКС}$ момент от $M_{МАКС}$ снижается по $\exp(T_B)$ и стремится к M_C .

5) Участка дотягивания в системе Г-Д не существует.

6) Время переходного процесса пуска двигателя в системе Г-Д определяет электромагнитная постоянная времени генератора $t_{п} = (3 \dots 4) \cdot T_B$. Вре-

мя задержки затягивает нарастание скорости, но двигатель разгоняется до меньшего значения $\omega_y < \omega_0$.

7) На рис. 6.46 в координатах $\bar{\omega}, \bar{M}$ выполнено построение динамической механической характеристики. Значения $\bar{\omega}, \bar{M}$ определяются по нагрузочным диаграммам $\bar{\omega}(t)$ и $\bar{M}(t)$ в конкретный момент времени t .

8) Как изменится вид нагрузочных диаграмм, если $\alpha = 2$?

Если $\alpha = 2$, то $T_B = \frac{T_{вб}}{\alpha} = \frac{T_{вб}}{2} = 0,5 \text{ с}$, $M_{\text{макс}} = 370 \text{ Нм}$, $t_3 = 0,125 \text{ с}$, $t_{\text{макс}} = 0,38 \text{ с}$. Проследите на примере рис.6.46 характер изменения нагрузочных диаграмм и проанализируйте сложность повышения быстродействия системы Г-Д.

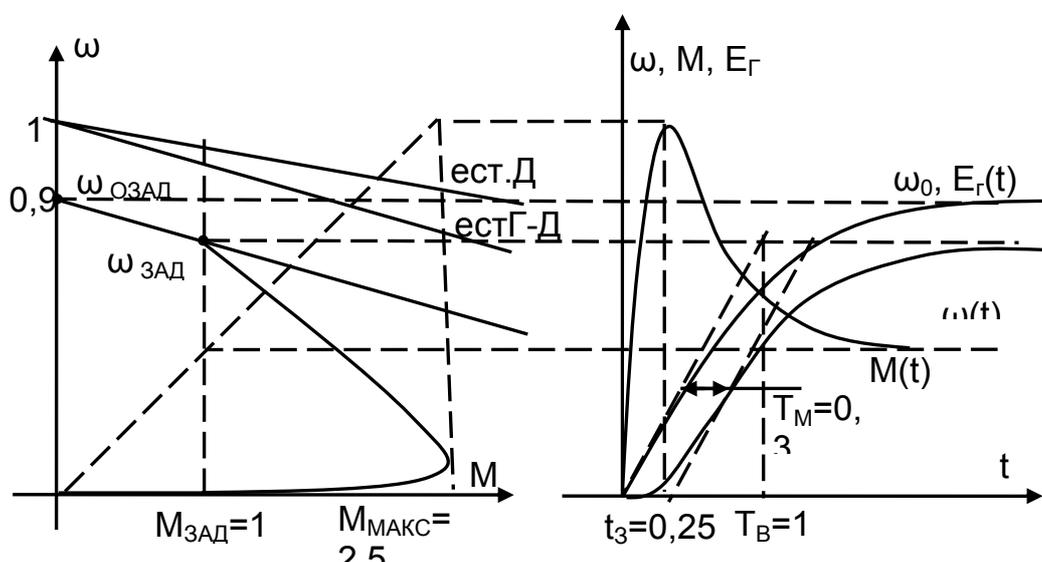


Рис.6.46. Переходный процесс к примеру П6.2

Нагрузочные диаграммы при активном $\bar{M}_c = 0,5$ рекомендуется построить самостоятельно.

6.6. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ОСЛАБЛЕНИИ ПОЛЯ

Режимом ослабления поля для двигателя независимого возбуждения считают работу электропривода на скоростях выше естественной характеристики, во второй зоне. Первая зона – работа на скоростях ниже естественной характеристики при регулировании скорости изменением напряжения на якоре или сопротивления в цепи якоря. При двухзонном регулировании используются оба режима.

Режим ослабления поля обеспечивается путем уменьшения тока возбуждения ДНВ. Изменение тока возбуждения ДНВ можно осуществить введением добавочного сопротивления в цепь обмотки возбуждения в релейно-контакторных схемах управления или изменением напряжения на обмотке возбуждения с помощью отдельного возбудителя ТВ (рис. 6.47).

Регулирование координат изменением тока возбуждения с расчетом механических характеристик и получением основных показателей было рассмотрено ранее (см. п. 5.5).

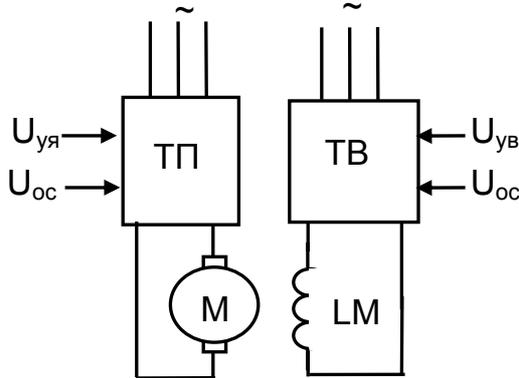


Рис.6.47. Система ТП – Д с двухзонным регулированием скорости

В режиме ослабления поля напряжение на якоре остается постоянным $U = U_H$, в цепи якоря остается лишь невыключаемое сопротивление $r_я$. При уменьшении тока возбуждения (увеличение тока возбуждения переводит двигатель в режим насыщения, где поток практически не изменяется, а обмотка возбуждения перегревается) снижается поток Φ , растет скорость идеального холостого хода $\omega_0 = U_H / k\Phi$, но одновременно уменьшаются ЭДС двигателя $E = k\Phi \cdot \omega$ и его момент $M = k\Phi \cdot I$

За счет снижения ЭДС при малом сопротивлении цепи якоря практически в k раз увеличивается ток якоря

$$I \uparrow \uparrow = \frac{U_H - E \downarrow}{r_я}$$

Момент двигателя $M \uparrow = k\Phi \downarrow \cdot I \uparrow \uparrow$ увеличивается, двигатель разгоняется во вторую зону.

Структурная схема режима ослабления поля. Переходный процесс изменения скорости при регулировании тока возбуждения протекает под влиянием электромагнитной постоянной времени цепи возбуждения двигателя T_B . При малых значениях T_B , стремящихся к нулю, переход на повышенную скорость будет сопровождаться броском тока и момента от M_1 до M_2 . (рис. 6.48) При увеличении T_B ток и момент не успевают вырасти, и переходный процесс в новую точку пройдет плавно (штрих-пунктирная линия на рис.6.48).

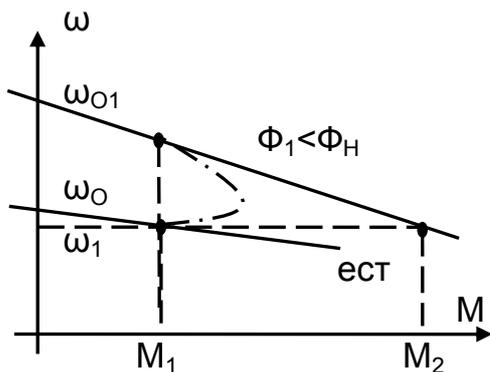


Рис.6.48. Переходный процесс при изменении потока

Для изучения переходного процесса при ослаблении поля составим структурную схему двигателя, используя полученные выше структурные схемы ДНВ и цепи возбуждения (рис. 6.49). При этом опущены такие традиционные подходы к составлению структурных схем, как составление дифференциальных уравнений системы и запись их в операторной форме.

Структурная схема содержит два блока умножения и нелинейную характеристику – кривую намагничивания. Решаем эту задачу методами ТАУ.

Переходный процесс в цепи обмотки возбуждения рассмотрен выше (см. п. 6.5). Передаточная функция цепи возбуждения с учетом кривой намагничивания имеет вид

$$W_B(p) = \frac{1}{k_k} \cdot \frac{1}{\frac{T_{ВБ}}{k_k} \cdot p + 1},$$

где $k_k = \frac{\Delta i_B}{\Delta \Phi}$ – нелинейный коэффициент кривой намагничивания;

$T_{ВБ} = \frac{\omega_B \cdot \Phi_H}{i_{ВН} \cdot r_B}$ – базовая постоянная времени обмотки возбуждения.

При работе с нелинейностями приходится переходить к приращениям. При

линеаризации кривой намагничивания на каждом участке получим свой коэффициент k_k . Одновременно линеаризуем и блоки произведения.

Пусть двигатель работал в точке ω_1, M_1 . (рис. 6.48). По окончании работы на участке кривой намагничивания – новая скорость ω . В новой точке:

$$\bar{\Phi} = \bar{\Phi}_1 - \Delta \bar{\Phi};$$

$$\bar{\omega} = \bar{\omega}_1 + \Delta \bar{\omega};$$

$$\bar{E} = \bar{E}_1 + \Delta \bar{E};$$

$$\bar{M} = \bar{M}_1 + \Delta \bar{M};$$

$$\bar{i} = \bar{i}_1 + \Delta \bar{i}.$$

На выходах блоков произведения

получим:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{E} = \bar{E} - \bar{E}_1 &= \bar{\Phi} \cdot \bar{\omega} - \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{\omega}_1 = (\bar{\Phi}_1 - \Delta \bar{\Phi}) \cdot (\bar{\omega}_1 + \Delta \bar{\omega}) - \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{\omega}_1 = \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{\omega}_1 - \Delta \bar{\Phi} \cdot \bar{\omega}_1 + \\ &+ \bar{\Phi}_1 \cdot \Delta \bar{\omega} - \Delta \bar{\Phi} \cdot \Delta \bar{\omega} - \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{\omega}_1 = \bar{\Phi}_1 \cdot \Delta \bar{\omega} - \Delta \bar{\Phi} \cdot \bar{\omega}_1; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta \bar{M} = \bar{M} - \bar{M}_1 &= \bar{\Phi} \cdot \bar{i} - \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{i}_1 = (\bar{\Phi}_1 - \Delta \bar{\Phi}) \cdot (\bar{i}_1 + \Delta \bar{i}) - \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{i}_1 = \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{i}_1 - \Delta \bar{\Phi} \cdot \bar{i}_1 + \\ &+ \bar{\Phi}_1 \cdot \Delta \bar{i} - \Delta \bar{\Phi} \cdot \Delta \bar{i} - \bar{\Phi}_1 \cdot \bar{i}_1 = \bar{\Phi}_1 \cdot \Delta \bar{i} - \Delta \bar{\Phi} \cdot \bar{i}_1. \end{aligned}$$

Построим структурную схему в приращениях с учетом замены блоков произведений (рис.6.50). Получили полностью линейную систему, только рассматривать ее можно на линейных участках, где коэффициенты $\bar{\Phi}_1, \bar{\omega}_1, \bar{i}_1, k_k$ постоянны.

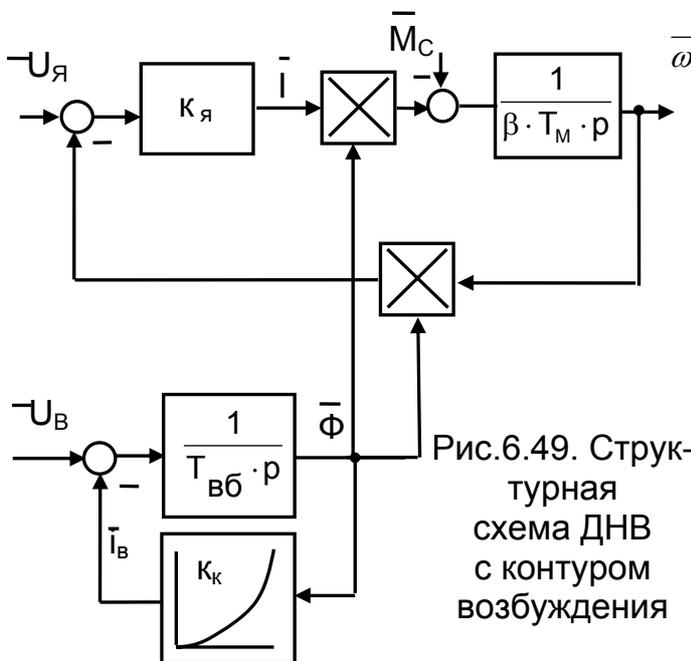


Рис.6.49. Структурная схема ДНВ с контуром возбуждения

Преобразуем схему на рис.6.50 к виду, удобному для анализа. Положим $\overline{\Delta U}_я = 0$, $M_c = 0$. Перенесем сумматор при M_c к $\Delta U_я$ и получим структурную схему, у которой на входе $\overline{\Delta U}_в$ (рис.6.51).

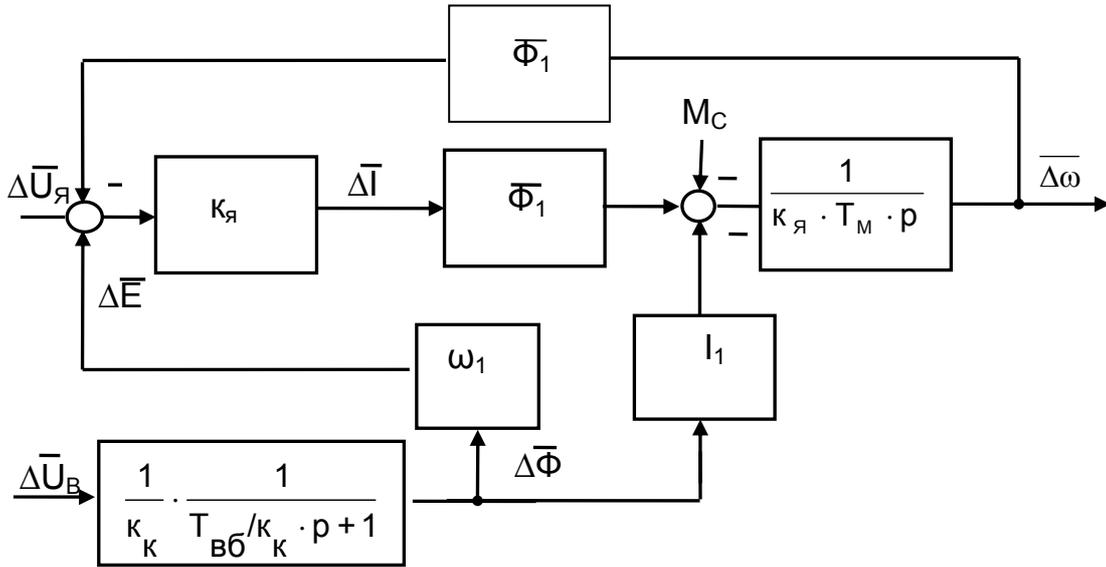


Рис.6.50. Структурная схема ДНВ в приращениях

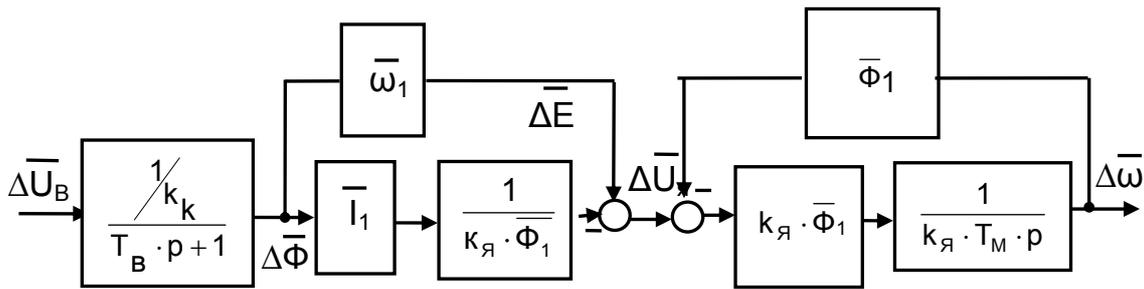


Рис.6.51. Структурная схема при управлении $\Delta U_в$

На входе системы – аperiodическое звено цепи возбуждения с постоянной времени $T_в = T_вб / k_k$, зависящей от участка кривой намагничивания.

Параллельно соединенные звенья

$$\overline{\Delta E} = \overline{\Delta \Phi} \cdot \overline{\omega},$$

$$\overline{\Delta \Phi} \cdot \frac{\overline{I_1}}{k_я \cdot \overline{\Phi_1}} = \frac{\overline{\Delta \Phi}}{\overline{\Phi_1}} \cdot \overline{I_1} \cdot \overline{r_я}$$

представляют собой сумму ЭДС и падения напряжения на сопротивлении якоря $\overline{\Delta E} - \frac{\overline{\Delta \Phi}}{\overline{\Phi_1}} \cdot \overline{I_1} \cdot \overline{r_я} = \overline{\Delta U}_я$, т.е. приращение $\Delta U_в$ на входе вызывает появление приращения напряжения на якоре $\Delta U_я$, зависящее от приращения потока и тока в исходной точке. Обозначим отношение $\frac{\overline{\Delta U}_я}{\overline{\Delta \Phi}} = k_U$.

Передаточная функция двигателя в режиме ослабления поля

$$W(p) = \frac{\Delta\bar{\omega}(p)}{\Delta\bar{U}_я(p)} = \frac{\frac{k_я \cdot \bar{\Phi}_1}{k_я \cdot T_M \cdot p}}{1 + \frac{\bar{\Phi}_1}{T_M \cdot p} \cdot \bar{\Phi}_1} = \frac{\bar{\Phi}_1}{T_M \cdot p + \bar{\Phi}_1^2} = \frac{1}{\frac{T_M}{\bar{\Phi}_1} \cdot p + 1}$$

показывает, что она представляет собой также апериодическое звено, как и при полном поле (при $\bar{\Phi} = 1$), но с измененными параметрами. При $\bar{\Phi}_1 = 0,5$ скорость двигателя возрастает в два раза, а электромеханическая постоянная времени T_M увеличивается обратно пропорционально квадрату потока $T_M^I = T_M / \bar{\Phi}_1^2$, т.е. в четыре раза.

Передаточная функция двигателя в режиме ослабления поля с выходом по моменту

$$W(p) = \frac{\Delta\bar{M}(p)}{\Delta\bar{U}_я(p)} = \frac{k_я \cdot \bar{\Phi}_1}{1 + k_я \cdot \bar{\Phi}_1 \cdot \frac{\bar{\Phi}_1}{k_я \cdot T_M \cdot p}} = \frac{k_я \cdot \bar{\Phi}_1 \cdot (\frac{T_M}{\bar{\Phi}_1^2}) \cdot p}{\frac{T_M}{\bar{\Phi}_1^2} \cdot p + 1}$$

также повторяет вид передаточной функции при полном поле, но параметры изменены.

С учетом выполненных преобразований получена одноконтурная структурная схема двигателя для режима ослабления поля (рис.6.52). Пришли к структурной схеме, похожей на систему Г-Д (рис.6.42), но в схеме рис.6.52 все величины входят в приращения (в системе Г-Д было принято, что не учитывалась кривая намагничивания, и система была линейной).

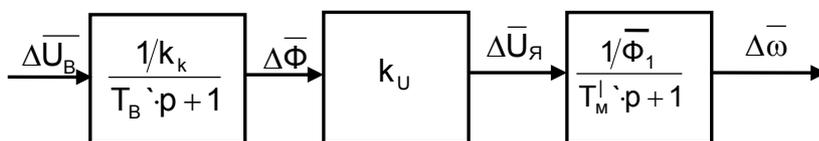


Рис.6.52. Преобразованная одноконтурная схема с ослаблением поля и выходом по скорости

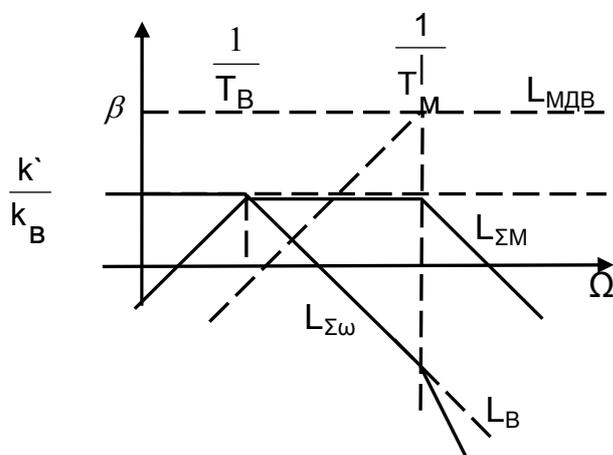


Рис.6.53. ЛАХ ДНВ с ослаблением поля

Переходные процессы рассмотрим с помощью частотных характеристик, приведенных на рис. 6.53. ЛАЧХ полностью идентичны с системой Г-Д. Очевидно, что и переходные процессы в этой системе (рис.6.54) протекают аналогично системе Г-Д. Однако эти характеристики справедливы только для работы на одном участке кривой намагничивания. Так ведет себя система только в окрестности точки $\bar{\omega}_1, \bar{M}_1$. Полученные приращения

выходных величин дают возможность продолжать расчет, определив новые начальные условия для следующего участка кривой намагничивания:

$$\bar{\omega}_2 = \bar{\omega}_1 + \Delta\bar{\omega};$$

$$\bar{i}_2 = \bar{i}_1 + \Delta\bar{i};$$

$$\bar{M}_2 = \bar{M}_1 + \Delta\bar{M};$$

$$\bar{\Phi}_2 = \bar{\Phi}_1 - \Delta\bar{\Phi}.$$

Анализируя возможности линеаризованной реальной системы, отметим, что она может рассматриваться как линейная лишь при ограниченных по величине и характеру приложенных возмущений.

Из рассмотрения ЛАХ виден характер переходных процессов, но его аналитический расчет затруднен.

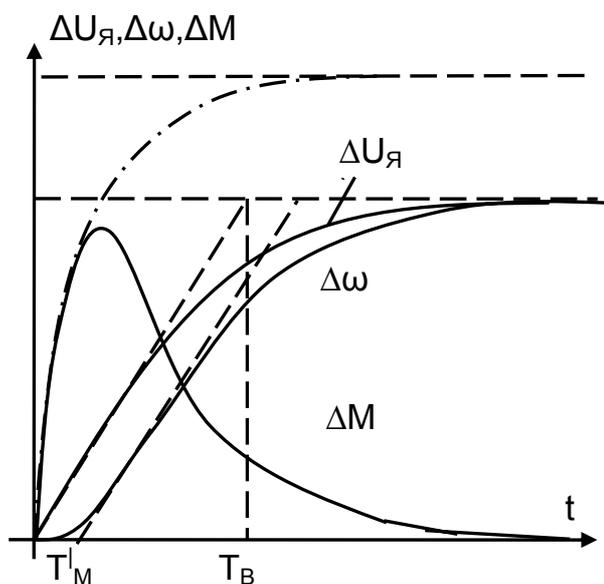


Рис. 6.54. Переходные процессы ДНВ на участке ослабления поля

Применяют методы решения:
 – численные – путем интегрирования дифференциальных уравнений на ЭВМ, используя набор распространенных программ. В вычислительном центре кафедры ЭПА ЮУрГУ – программы ZINA, RENOP;
 – графоаналитические [3].

В системе ПЧ-АД во вторую зону попасть легко. При линейном нарастании напряжения управления U_y по линейному закону нарастает частота f_1 , по заданному закону регулирования амплитуды напряжения изменяется напряжение на статоре $U_1(f_1)$. При достижении напряжением номинального значения $U_1 = U_{1H}$ рост напряжения прекращается, а преоб-

разователь увеличивает частоту $f_1 > f_{1H}$. Ток намагничивания двигателя снижается за счет увеличения индуктивного сопротивления контура намагничивания, снижается поток двигателя. При снижении частоты и постоянном напряжении момент двигателя уменьшается пропорционально квадрату частоты.

Расчет механических переходных процессов затруднен, так как на каждом шаге расчета изменяется жесткость механической характеристики β , поэтому практически приходится решать систему дифференциальных уравнений АД, учитывая электромагнитную инерционность обмоток и нелинейность характеристик, с помощью ЭВМ.

6.7. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ

При рассмотрении механических переходных процессов принимали $T_{я} = 0$, скорость и момент двигателя связывали между собой статической механической характеристикой

$$M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega).$$

При электромеханических переходных процессах необходимо учитывать индуктивности обмоток и считать $T_{я} \neq 0$. При этом ток и момент не изменяются скачком, нарастают постепенно, электромагнитная инерция создает запас электромагнитной энергии и отдает этот запас часто тогда, когда в этой энергии нет нужды. В результате в электроприводе возникают интересные переходные процессы.

Электромагнитная постоянная времени ДНВ зависит от индуктивности якорной цепи, которая определяется по эмпирической формуле [1]

$$L_{я} = \frac{k \cdot U_H}{p_H \cdot \omega_H \cdot I_H},$$

где $k = 0,25$ – для некомпенсированных и $k = 0,6$ – для компенсированных машин.

Электромагнитная постоянная времени силовой цепи ДНВ

$$T_{я} = L_{я} / r_{я}$$

численно равна времени достижения установившегося значения тока в реальной схеме включения, если бы $r_{я} = 0$.

Электромагнитная постоянная времени асинхронного двигателя определяется по формуле (см. п.3.5)

$$T_{э} = \frac{1}{\omega_{оэЛН} \cdot s_k}$$

Постоянная времени $T_{я}$ учитывается в структурных схемах апериодическим звеном, определяющим темп нарастания тока (см. рис. 6.3, 6,5).

Из структурных схем получим передаточную функцию двигателя с учетом $T_{я}$

$$W(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta U(p)} = \frac{1}{k\Phi} \cdot \frac{1}{T_{я} \cdot T_{м} \cdot p^2 + T_{м} \cdot p + 1}.$$

Поведение системы зависит от ее характеристического уравнения

$$T_{я} \cdot T_{м} \cdot p^2 + T_{м} \cdot p + 1 = 0.$$

Решение такого уравнения в общем виде

$$\omega(t) = \omega_{нач} + A_1 \cdot e^{p_1 t} + A_2 \cdot e^{p_2 t},$$

$$M(t) = M_{нач} + M_1 \cdot e^{p_1 t} + A_2 \cdot e^{p_2 t}.$$

Для определения характера процесса нужно знать корни характеристического уравнения p_1, p_2 :

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2 \cdot T_{\text{я}}} \cdot (1 \pm \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}}).$$

Если $T_{\text{я}} \ll T_{\text{м}}$ и $\frac{4 \cdot T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}} = x \ll 1$, то для определения корней можно использовать разложение в ряд Маклорена.

$$f(x) = f(0) + f'(0) \cdot \frac{x}{1!} + f''(0) \cdot \frac{x^2}{2!} + \dots$$

При $x = 4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}$ получим разложение в ряд Маклорена

$$\sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}} = 1 - \frac{1}{2} \cdot (1 - 4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}})^{\frac{1}{2}} \cdot 4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}} \approx 1 - 2 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}.$$

Корни характеристического уравнения

$$p_1 = -\frac{1}{2 \cdot T_{\text{я}}} \cdot (1 - 1 + 2 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}) \approx -\frac{1}{T_{\text{м}}};$$

$$p_2 = -\frac{1}{2 \cdot T_{\text{я}}} \cdot (1 + (1 - 2 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}})) \approx -\frac{1}{T_{\text{я}}}.$$

Характер переходного процесса будет зависеть от отношения $T_{\text{я}} / T_{\text{м}}$ и вида корней уравнения:

– при $4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}} < 1$ или $4 \cdot T_{\text{я}} < T_{\text{м}}$ корни характеристического уравнения действительные и переходные процессы описываются двумя экспонентами;

– при $4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}} = 1$ корни действительные и равны друг другу. В переходном процессе участвуют две экспоненты. Это состояние критического демпфирования.

– $4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}} > 1$ или $4 \cdot T_{\text{я}} > T_{\text{м}}$ корни комплексные

$$p_{1,2} = \alpha \pm j\Omega,$$

где $\alpha = \frac{1}{2 \cdot T_{\text{я}}}$, $\Omega = \sqrt{\frac{4 \cdot \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}} - 1}{2 \cdot T_{\text{я}}}}$. Характер переходного процесса – колебательный.

Решение этого дифференциального уравнения второго порядка, представляющее собой типовое колебательное звено, приведено в справочниках [11]. Записано оно при коэффициенте в статике $k = 1$ в виде

$$W(p) = \frac{1}{T_1^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_1 \cdot p + 1}.$$

Корни типового характеристического уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{\xi}{T_1} \pm \sqrt{\frac{\xi^2}{T_1^2} - \frac{1}{T_1^2}} = (-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}) / T_1$$

показывают, что

при $\xi > 1$ имеем два аperiodических звена с постоянными времени

$$T^I = 1 / p_1 \text{ и } T^{II} = 1 / p_2;$$

при $\xi = 1$ – два аperiodических звена с $T^I = T^{II} = T$;

при $\xi < 1$ – колебательное звено.

Рассматриваемые постоянные времени $T_я$, $T_м$ связаны с параметрами типового звена выражениями:

$$T_1 = \sqrt{T_я \cdot T_м}, \quad 2\xi \cdot T_1 = T_м, \quad \xi = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_м}{T_я}}.$$

Отношение $T_я/T_м$ однозначно определяет степень демпфирования колебательных процессов.

Таблица 6.1

к, лог	1+σ	ξ	$T_м/T_я$
10	10	0,05	0,01
7	5	0,1	0,04
5,5	3,5	0,15	0,09
4	2,5	0,2	0,16
3	2	0,25	0,25
2	1,6	0,3	0,36
1,5	1,4	0,4	0,64
1	1,25	0,5	1
0,5	1,11	0,6	1,44
1	1	0,7	2

Используем общее решение типового уравнения для определения характера переходного процесса. В номограммах [11] приведены частотные характеристики звена, в которых при резонансной частоте

$$\omega_{рез} = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{\sqrt{T_я \cdot T_м}}$$

рассчитано резонансное усиление k в логарифмах, связанное с перерегулированием

$$\sigma + 1 = \frac{\Delta x_{макс}}{\Delta x_{уст}} + 1 = \frac{x_{макс}}{x_{уст}}.$$

Зависимость перерегулирования (1+σ) от отношения $T_м/T_я$ приведена в таблице 6.1. Из таблицы видно, что для приемлемого для электропривода перерегулирования (1+σ) = 1,1...1,4 величина $\xi = 0,6...0,4$, а отношения $T_м/T_я = 1,44...0,64$ практически существуют

редко, так как почти всегда $T_я < T_м$. Кроме того, при $T_м/T_я \Rightarrow 2$

перерегулирование отсутствует, влияние $T_{я}$ на переходный процесс можно не учитывать.

В реальных электроприводах отношение $T_{м} / T_{я} < 4$ имеет место при работе электропривода на характеристиках, наклон которых близок к естественной характеристике, когда добавочные сопротивления малы или отсутствуют.

Рассмотрим влияние $T_{я}$ на нагрузочные диаграммы с помощью частотных характеристик. На рис.6.57 приведены ЛАХ электропривода с прямолинейной механической характеристикой при набросе нагрузки, когда скачком прикладывается M_c . Этот переходный процесс представляет интерес в связи с тем, что он выполняется чаще всего на естественной характеристике, где постоянная времени $T_{я}$ имеет наибольшее значение.

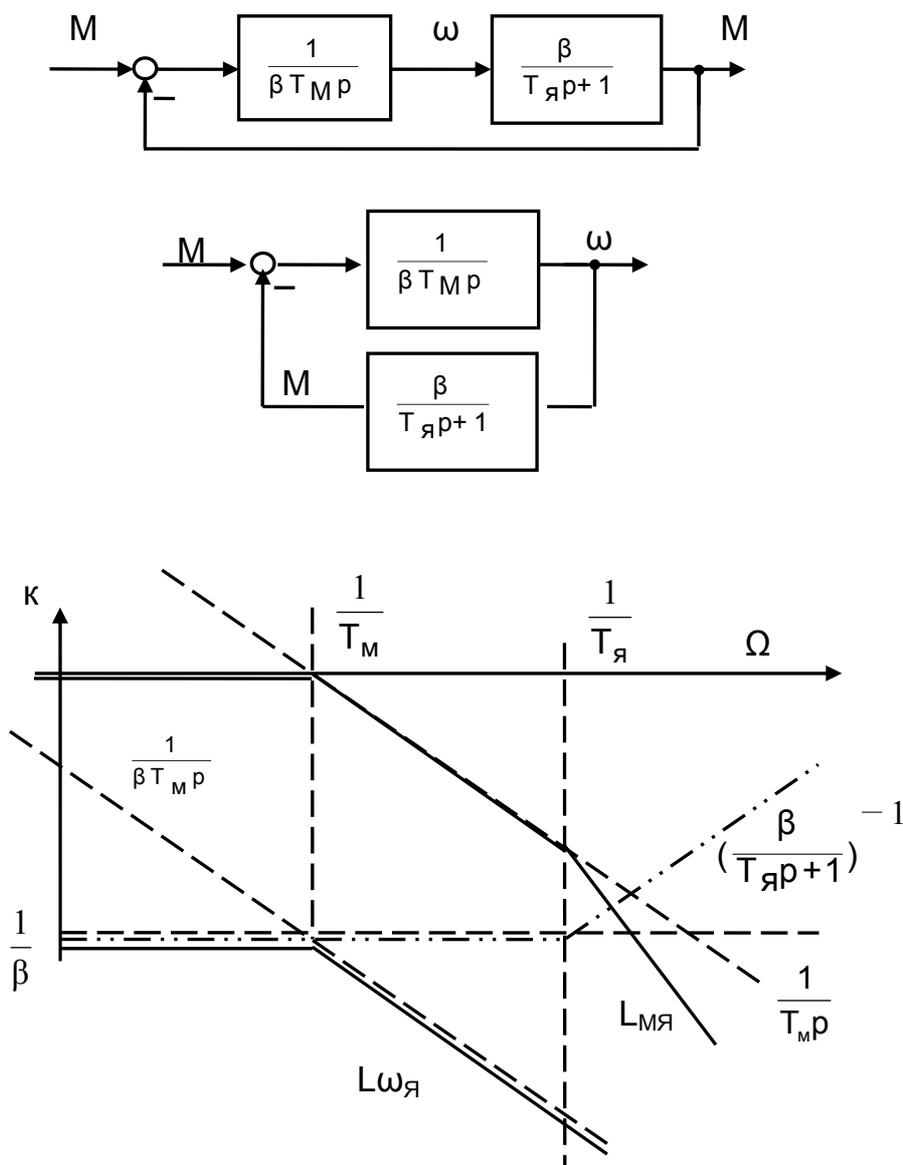


Рис.6.57. Структурные схемы и ЛАХ для режима наброса нагрузки

Из рассмотрения структурных схем и ЛАХ следует, что приложение M_C вызывает снижение скорости, но увеличение момента двигателя препятствует ее снижению и в конце процесса ее снижение равно $\Delta\omega_c = M_C / \beta$.

Наличие $T_{\text{я}}$ действует на момент M , как время задержки ($L_{\text{МЯ}}$). Реакция скорости на M_C явно не просматривается на аппроксимированных ЛАХ. Лишь приближение $T_{\text{я}}$ к T_M (сдвиг перевернутой ЛАХ обратной связи влево) позволяет заметить появление перерегулирования в результирующей ЛАХ. Здесь влияние $T_{\text{я}}$ определяется запасом по фазе $\Delta\phi$ разомкнутой системы.

На рис. 6.58 показаны нагрузочные диаграммы наброса нагрузки при различных отношениях $T_M / T_{\text{я}}$. При $T_{\text{я}} = 0$ приведен механический переходный процесс, в котором скорость снижается, а момент двигателя нарастает по экспоненте T_M . (пунктирные линии). Появление $T_{\text{я}}$ вызвало задержку нарастания $M(t)$, скорость уменьшается быстрее. Однако отставший момент нарастает быстрее, скорость двигателя к концу процесса устанавливается (штрих-пунктирные линии). При $T_M / T_{\text{я}} < 4$ переходный процесс становится колебательным, задержка нарастания момента $M(t)$ увеличивается, скорость переходит будущий установившийся режим, а момент – новое значение статического момента. Обратите внимание, что скорость отстает от момента на 90 градусов, работает интегратор по моменту, но момент в динамике напрямую не связан со скоростью.

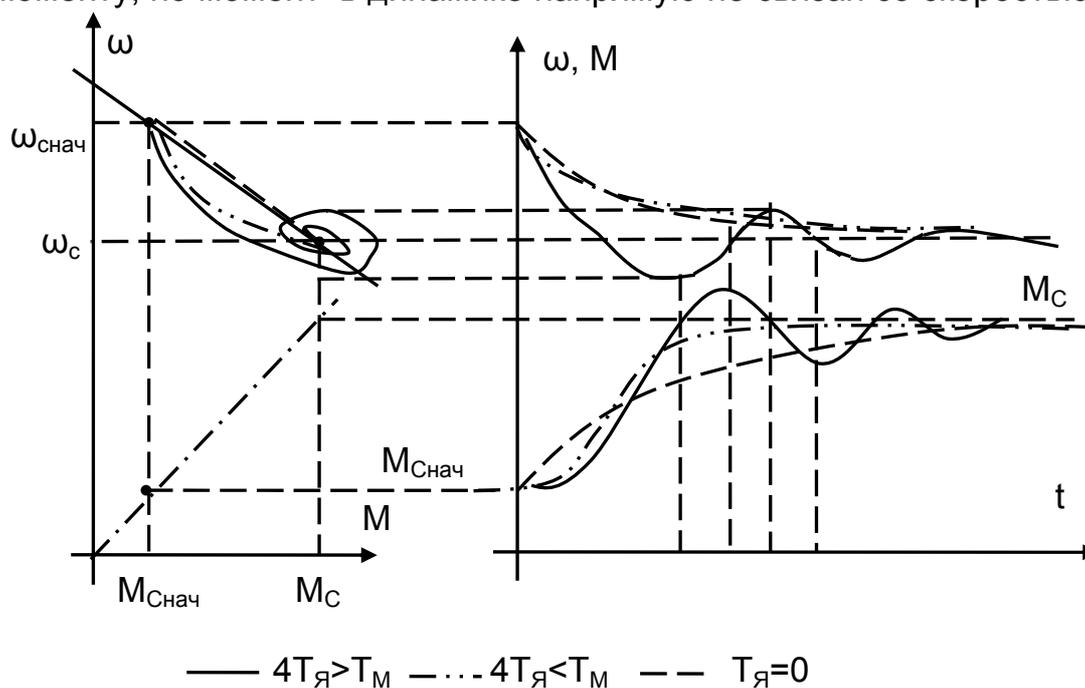


Рис.6.58. Переходный процесс наброса нагрузки

Приведенная динамическая механическая характеристика свидетельствует о том, что момент изменяется не по статической механической характеристике, как было в механических процессах. Даже в отдельные промежутки времени скорость двигателя выше, чем на естественной характеристике. Включается в работу дополнительный источник энергии и напряжения $L \frac{di}{dt}$.

При положительной производной тока якоря на якорь подается пониженное напряжение. Смена знака производной – к якорю подается $L di/dt$ – дополнительная ЭДС, которая разгоняет двигатель.

В системе с линейным изменением напряжения электромагнитная инерция проявляется аналогично [1,2].

Таким образом, $T_{\text{я}}$ на время переходного процесса сказывается не существенно. Сначала электромагнитная энергия запасается, потом выплескивается, это сказывается на качестве переходного процесса. Отсюда необходимо обеспечить такую пусковую диаграмму, чтобы она не ухудшала условия пуска. Перерегулирование определенным образом влияет на нагрев двигателя.

Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе [1,2,3,14] отличаются от рассмотренных выше (см. п. 6.4) механических переходных процессов. Для расчета механических переходных процессов используются **статические** механические характеристики, характеристики установившегося режима работы. При расчетах принималось, что **средний момент** двигателя жестко связан со скоростью.

Асинхронный двигатель представляет собой сложное электромеханическое устройство, состоящее из магнитосвязанных обмоток статора и ротора, непрерывно изменяющих свое взаимное расположение в пространстве. Переходные токи в обмотках статора и ротора в общем случае содержат принужденную и свободную составляющие и изменяются по сложным колебательным зависимостям. Вследствие этого и электромагнитный момент $A_{\text{д}}$ в переходных процессах имеет колебательный характер и является сложной функцией времени.

Для примера на рис. 6.59 приведены экспериментально снятые графики 1 скорости и момента $A_{\text{д}}$ при его пуске. Как видно, изменение момента $A_{\text{д}}$, в особенности на начальном участке, имеет сложный колебательный характер, что проявляется и в изменении скорости $A_{\text{д}}$. Для сопоставления приведены расчетные графики 2 скорости и момента $A_{\text{д}}$ при пуске, построенные по статической механической характеристике. Нетрудно отметить существенное отличие тех и других графиков.

На рис. 6.60 приведена динамическая механическая характеристика 1 и статическая механическая характеристика 2 того же двигателя, рассчитанная по формуле Клосса. Различие между этими характеристиками, определяемое протеканием сложных электромагнитных процессов в переходном режиме $A_{\text{д}}$, весьма существенно. В первую очередь оно выражается отличием характера переходного момента двигателя от момента на статической характеристике. Это объясняется тем, что переходные токи статора и ротора могут значительно превосходить значения, рассчитанные для статических режимов. Магнитные поля, образуемые свободными составляющими токов, могут либо усиливать, либо ослаблять основное поле, создаваемое принужденными (установившимися) составляющими токов, вызывая соответствующее усиление или ослабление переходного электромагнитного момента. Иногда момент может быть даже отрицательным (тормозным), что можно видеть на начальном участке кривой 1.

Другое существенное отличие состоит в том, что вид динамической характеристики $A_{\text{д}}$ определяется не только параметрами его обмоток, как это

имеет место для статических характеристик, но и моментом нагрузки и моментом инерции электропривода. Это объясняется тем, что АД при наличии момента нагрузки и больших маховых масс относительно долго работает в зоне небольших скоростей, в которой электромагнитные переходные процессы затухают медленно.

Кроме того, характер переходного электромагнитного момента зависит от вида переходного процесса (пуск, реверс, торможение), а также от начальных условий, в особенности от начального уровня магнитного поля двигателя. Наличие незатухшего магнитного поля увеличивает максимальные значения переходных моментов.

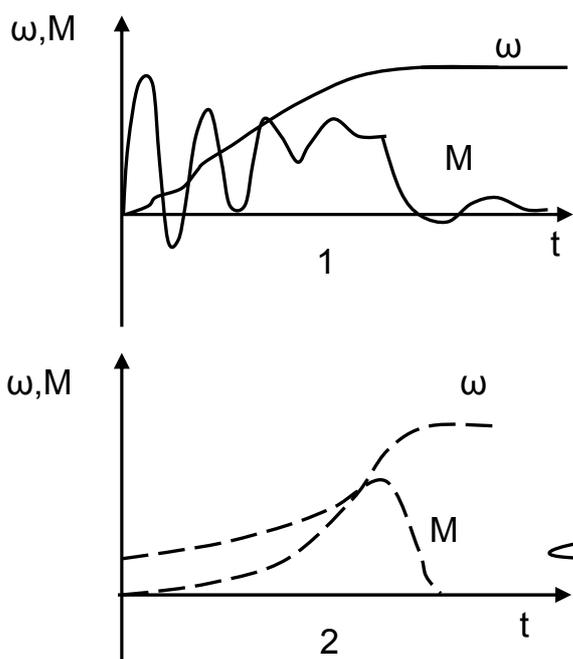


Рис. 6.59. Графики момента и скорости при пуске АД:
1 – экспериментальные;
2 – рассчитанные без учета электромагнитных переходных процессов

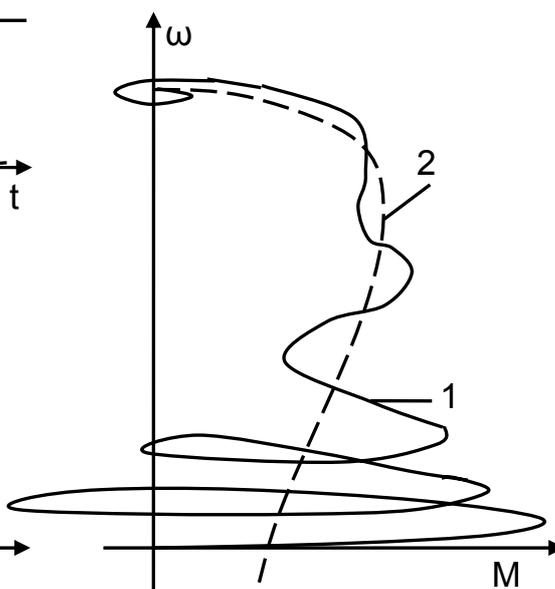


Рис. 6.60.
Динамическая 1
и статическая 2
механические
характеристики АД

Влияние электромагнитных переходных процессов проявляется в значительных пиках переходного электромагнитного момента, которые при прямом пуске АД от сети в 3...5 раз, а при реверсе в 12...18 раз превышают номинальный момент АД [3].

Математически переходные процессы в АД описываются сложными дифференциальными уравнениями[1,14], которые по своей природе нелинейны и содержат периодические коэффициенты. Даже при использовании ЭВМ и принятии ряда упрощений решение этой системы уравнений оказывается затруднительным.

В связи с этим анализ переходных процессов в асинхронном электроприводе целесообразно проводить в двух направлениях.

Одно из них должно предусматривать оценку максимальных значений электромагнитного переходного момента АД. Оценка влияния электромагнитных переходных процессов в асинхронном электроприводе подробно дана в [14]. В вычислительном зале кафедры ЭПА ЮУрГУ можно воспользоваться программами расчета переходных процессов в асинхронном электроприводе, в которых принята попытка учета электромагнитного переходного момента.

Другое направление посвящено рассмотрению только механических переходных процессов, что позволяет получить оценочное представление об общем характере изменения координат во времени, в том числе оценить время переходных процессов.

Наличие значительных по амплитуде пиков переходного электромагнитного момента может привести к дополнительным динамическим усилиям в механической части электропривода и как следствие к усложнению работы ее элементов и даже их поломкам. В тех случаях, когда нежелательно или недопустимо воздействие ударного электромагнитного момента на кинематическую цепь электропривода, прибегают к формированию момента АД.

В общем случае формирование электромагнитного момента АД в переходных процессах может осуществляться за счет изменения темпа нарастания напряжения на статоре. Так, применение нарастания напряжения по экспоненте с постоянной времени 0,025 с при пуске привело к исключению бросков электромагнитного момента [3], тогда как при прямом пуске максимум момента АД превысил вдвое его критический момент.

Скорость изменения прикладываемого к АД напряжения может изменяться по любому закону, в том числе и линейному. Названные способы находят применение в серийно выпускаемых тиристорных пускорегулирующих устройствах и преобразователях напряжения.

6.8. Работа электропривода на регулярную пиковую нагрузку

Большое число производственных механизмов характеризуется ударной нагрузкой на валу, когда статический момент резко увеличивается по различным законам, а затем снижается до момента холостого хода. Изменение статического момента происходит чаще всего с некоторой периодичностью. К механизмам указанного типа могут быть отнесены ковочные машины, прессы, некоторые прокатные станы, поршневые насосы, компрессоры и т.п.

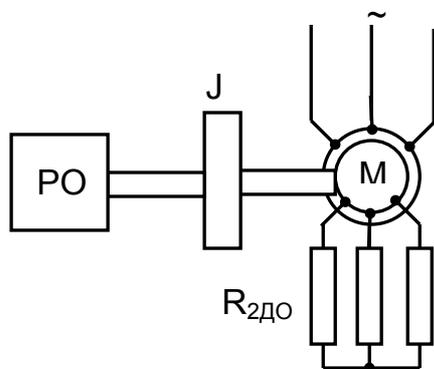


Рис. 6.61. Электропривод с маховиком

Регулярная пиковая нагрузка создаёт частые пики тока и мощности, что вызывает желательные явления в эксплуатации:

- колебания напряжения сети;
- возникновение значительных механических усилий в лобовых частях обмоток и других частях двигателя;
- увеличение расхода энергии и рост тепловых потерь в двигателе за счет увеличения среднеквадратичного тока.

Приходится выбирать завышенную мощность двигателя $P_{дв}$ из-за роста момента, что ведёт к его удорожанию и недоиспользованию его по нагреву. Для снижения влияния пиковой нагрузки в кинематическую цепь электропривода устанавливают маховик (рис. 6.61), повышая момент инерции электропривода J и запас кинетической энергии механической части

$$W_{кин} = J\omega^2/2.$$

В расчетах переходных процессов момент инерции учитывает электромеханическая постоянная времени электропривода

$$T_M = J \cdot \frac{\omega_0 \cdot s_H}{M_H}.$$

Запас кинетической энергии механической системы определяет момент инерции J .

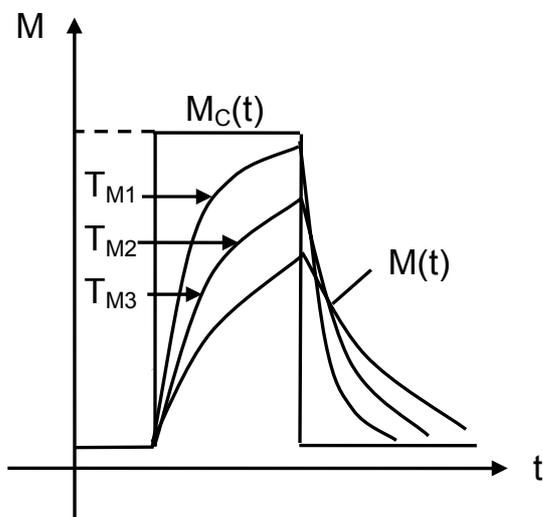


Рис. 6.62. Нагрузочные диаграммы момента двигателя при набросе и сбросе нагрузки

После пуска двигателя его момент минимален $M = M_{c0}$, затем скачком появляется нагрузка и $M = M_c$. Скорость двигателя снижается, запас кинетической энергии уменьшается и энергия отдаётся рабочему органу РО. Момент $M(t)$ нарастает по экспоненте (рис. 6.62), стремясь к M_c .

$$M(t) = M_c + (M_{c0} - M_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}.$$

Снижение M_c скачком (сброс нагрузки) до M_{c0} приводит к экспоненциальному снижению момента двигателя M и росту скорости двигателя ω .

$$M(t) = M_{c0} + (M_c - M_{c0}) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}.$$

При уменьшении статического момента скорость и кинетическая энергия растут. Увеличение T_M приводит к снижению максимального момента двигателя, снижению бросков тока и снижению тепловых потерь в двигателе.

Таким образом, T_M определяет величину запаса кинетической энергии в системе электропривода. Если нагрузка носит периодический характер наброса и сброса (ударная), то изменяется и характер изменения момента двигателя M .

При длительной работе с ударной нагрузкой момент двигателя изменяется от момента минимального $M_{мин} > M_{c0}$ до максимального $M_{макс} < M_c$, в результате возникает квазиустановившийся режим изменения момента, скорости и тока (рис.6.63).

Преодоление статического момента происходит не только за счет момента двигателя M , но и за счет запаса кинетической энергии $W_{кин}$.

Что даёт кинетическая энергия $W_{кин}$? Для чего устанавливают маховики? Если статический момент M_c больше критического момента двигате—

ля M_K , то при длительном приложении момента нагрузки асинхронный двигатель опрокинется (остановится, будучи подключенным к сети). При кратковременной пиковой нагрузке двигатель с моментом инерции, увеличенным за счет маховика, за время приложения пика нагрузки постепенно уменьшает скорость. Кинетическая энергия, запасенная маховиком, помогает преодолевать статический момент. момент двигателя $M(t)$ нарастает постепенно, с постоянной времени T_M . За время пика момент двигателя не успевает достичь максимального значения статического момента $M_{\text{МАКС}} < M_C$ и даже критического момента двигателя $M_{\text{МАКС}} < M_K$. Таким образом, двигатель работает не опрокидываясь.

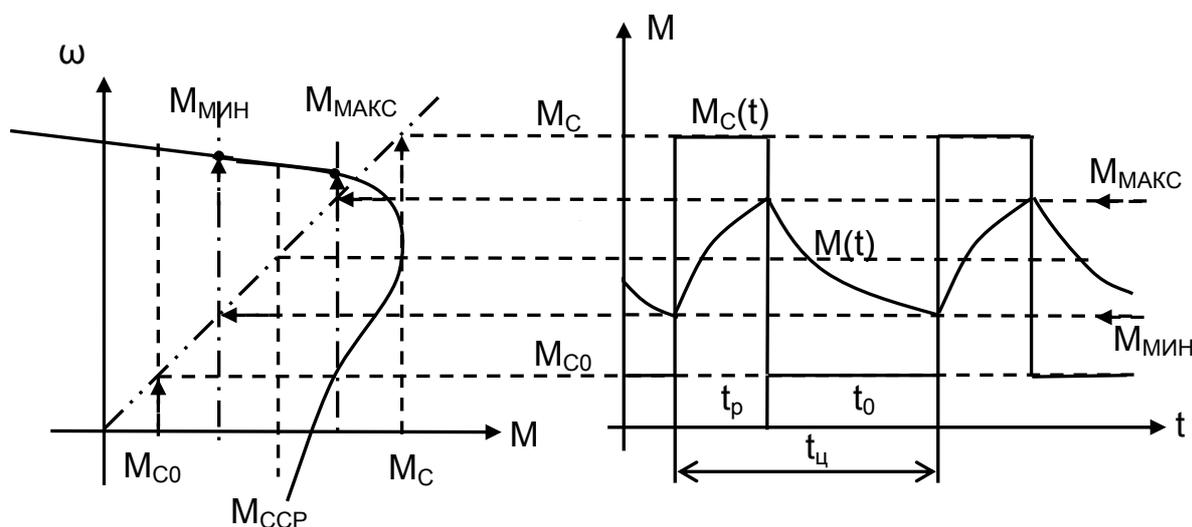


Рис. 6.63. Динамическая механическая характеристика АД и нагрузочные диаграммы моментов при ударной нагрузке

Механическая часть ЭП может накапливать и отдавать запасённую кинетическую энергию $W_{\text{КИН}}$. При ударе запас кинетической энергии уменьшается, при сбросе нагрузки – запас $W_{\text{КИН}}$ увеличивается. Таким образом выполняются функции как выравнивания момента двигателя, так и его скорости. Этот процесс обычно называют **эффектом маховичного буферования**.

Выбор мощности двигателя для электропривода с маховиком. Цикл ударной нагрузки обычно характеризуется периодичностью. При постоянстве скорости известны времена приложения скачка нагрузки t_p и работы на холостом ходу t_0 .

Цикл ударной нагрузки

$$t_{\text{Ц}} = t_p + t_0.$$

Во время удара $0 < t < t_p$ момент двигателя нарастает по закону (см. рис. 6.62)

$$M(t) = M_C + (M_{\text{МИН}} - M_C) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}.$$

За время паузы $t_p < t < t_{\text{Ц}}$ момент двигателя снижается по закону

$$M = M_{CO} + (M_{\text{макс}} - M_{CO}) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}$$

Определяем значения максимального и минимального моментов

$$\begin{cases} M_{\text{макс}} = M_C + (M_{\text{мин}} - M_C) \cdot e^{-\frac{t_p}{T_M}} \\ M_{\text{мин}} = M_{CO} + (M_{\text{макс}} - M_{CO}) \cdot e^{-\frac{t_o}{T_M}} \end{cases} (*)$$

Выразим $M_{\text{макс}}$ и $M_{\text{мин}}$ через статические моменты M_C и M_{CO} .

$$\begin{aligned} M_{\text{макс}} &= M_C + ((M_{CO} + (M_{\text{макс}} - M_{CO}) \cdot e^{-\frac{t_o}{T_M}}) - M_C) \cdot e^{-\frac{t_p}{T_M}} = \\ &= M_C \cdot (1 - e^{-\frac{t_p}{T_M}}) + M_{CO} \cdot e^{-\frac{t_p}{T_M}} - M_{CO} \cdot (e^{-\frac{t_o}{T_M}} - e^{-\frac{t_p}{T_M}}) + M_{\text{макс}} \cdot e^{-\frac{t_{\text{ц}}}{T_M}}; \\ M_{\text{макс}} &= \frac{M_C \cdot (1 - e^{-\frac{t_p}{T_M}}) + M_{CO} \cdot (e^{-\frac{t_p}{T_M}} - e^{-\frac{t_{\text{ц}}}{T_M}})}{1 - e^{-\frac{t_{\text{ц}}}{T_M}}} \end{aligned}$$

По аналогии получим

$$M_{\text{мин}} = \frac{M_{CO} \cdot (1 - e^{-\frac{t_o}{T_M}}) + M_C \cdot (e^{-\frac{t_o}{T_M}} - e^{-\frac{t_{\text{ц}}}{T_M}})}{1 - e^{-\frac{t_{\text{ц}}}{T_M}}}$$

Зная $M_{\text{макс доп}}$ двигателя и закон изменения $M_C(t)$, можно определить T_M , при которой $M_{\text{макс доп}} = M_{\text{макс}}$ (решить уравнение $M_{\text{макс}}$ относительно T_M).

Для реализации полученного значения T_M обычно применяют смягчение характеристики путем введения добавочного сопротивления в цепь ротора $R_{2\text{доб}}$ (см. рис. 6.61). Увеличение скольжения до $s = (5...15)\%$ вызовет рост потерь мощности ΔP_2 . Если этого недостаточно, то устанавливают дополнительный маховик, увеличивая момент инерции электропривода. При этом возрастают эксплуатационные затраты.

Применение маховичного буферирования неэффективно, если в системе электропривода применяется ООС по скорости (запас кинетической энергии $W_{кин}$ не изменяется).

Кроме того, мощность электрических станций в настоящее время большая, и пики токов обрабатываются спокойнее.

Для синхронного двигателя применение маховичного буферирования помогает снизить механические колебания ротора (частота собственных колебаний ротора должна отличаться от частоты вынужденных колебаний, создаваемых моментом нагрузки, уменьшается частота собственных колебаний ротора).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Ключев В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 698 с.
2. Ковчин С. А., Сабинин Ю. А. Теория электропривода: Учебник для вузов. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
3. Москаленко В. В. Автоматизированный электропривод: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 416 с.

Дополнительная литература

4. Башарин А. В., Постников Ю. В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 512 с.
5. Браславский И. Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.
6. Ильинский Н. Ф. Основы электропривода: Учебное пособие для вузов. – М.: Издательство МЭИ, 2003. – 224 с.
7. Ключев В. И., Терехов В. М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. – М.: Энергия, 1980. – 360 с.
8. Михайлов О. П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов: Учебник для вузов. – М.: Машиностроение, 1990. – 304 с.
9. Онищенко Г. Б. Электрический привод: Учебник для вузов. – М.: РАСХН, 2003. – 320 с.
10. Основы автоматизированного электропривода / М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский: Учебное пособие для вузов. – М.: Энергия, 1974. – 568 с.
11. Теория автоматического управления: Учебник для вузов / Под ред. А. А. Воронова. – М.: Высшая школа, 1986. – 367 с.
12. Терехов В. М. Элементы автоматизированного электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.
13. Фигаро Б. И. Непосредственные преобразователи частоты в электроприводе. – Минск: Изд-во «Университетское», 1990. – 255 с.

14. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода: Учебное пособие для вузов. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
15. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергия, 1981. – 576 с.
16. Шёнфельд Р., Хабинер Э. Автоматизированные электроприводы. – Л.: Энергия, 1985. – 464 с.

Справочная литература

17. Асинхронные электродвигатели серии 4А: Справочник / А. Э. Кравчик, М. Н. Шлаф, В. И. Афонин и др. – М.: Энергоатомиздат, 1982.
18. Двигатели асинхронные трехфазные крановые и металлургические серий МТФ, МТН, МТКФ, МТКН. НК 01.30.01-82. Электротехника СССР. – М.: Информэлектро, 1985.
19. Двигатели постоянного тока крановые и металлургические серии Д. НК 01.19.01-82. Электротехника СССР. – М.: Информэлектро, 1985.
20. Крановое электрооборудование: Справочник / Под ред. А. А. Рабиновича. – М.: Энергия, 1979.
21. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник / Под ред. А. А. Перельмутера. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 319 с.
22. Справочник по автоматизированному электроприводу / Под ред. В. А. Елисеева, А. В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
23. Электроприводы серии ЭКТЗ. Отраслевой каталог 08.35.03 – 96. – М.: Информэлектро, 1996.
24. Электротехнический справочник. – М.: Энергоиздат, 1982. – Т.3, кн.2. – 560 с.
25. Яуре А. Г., Певзнер Е. М. Крановый электропривод: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 344 с.

Методическая литература

26. Гельман М. В. Проектирование тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока: Учебное пособие – Челябинск: Изд. ЧГТУ, 1996. – 91 с.
27. Гельман М. В. Расчет вентильных преобразователей для частотно-регулируемых электроприводов: Учебное пособие. – Челябинск: Изд. ЧГТУ, 1997. – 37 с.
28. Драчев Г. И. Теория электропривода: Учебное пособие – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2005. Часть 1. – 207 с.
29. Драчев Г. И. Теория электропривода: Учебное пособие к курсовому проектированию для студентов заочного обучения. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2002. – 137 с.
30. Драчев Г. И. Теория электропривода: Учебное пособие к курсовому проектированию. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 1998. – 160 с.
31. Драчев Г. И. Теория электропривода: Учебное пособие по типовым расчетам для студентов заочного обучения. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2002. – 85 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.....	3
Глава пятая. РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	
5.1. Общие положения.....	4
5.2. Основные показатели регулирования координат.....	5
5.3. Реостатное регулирование скорости.....	8
5.4. Регулирование координат изменением тока возбуждения.....	11
5.5. Регулирование скорости асинхронного двигателя изменением числа пар полюсов.....	14
5.6. Регулирование координат в системе ТП-Д	
5.6.1. Системы «Управляемый выпрямитель – двигатель».....	17
5.6.2. Механические характеристики двигателя в системе ТП-Д.....	25
5.6.3. Реверсивные системы ТП – Д.....	34
5.6.4. Выбор тиристорного преобразователя по мощности.....	42
5.6.5. Основные показатели регулирования координат в ТП –Д.....	44
Контрольные вопросы.....	51
5.6.6. Способы формирования статических характеристик электропривода.....	52
5.7. Регулирование скорости двигателя в системе Г – Д.....	61
Контрольные вопросы.....	66
5.8. Регулирование координат в системе ШИП – ДНВ.....	67
Контрольные вопросы.....	74
5.9. Частотное регулирование скорости асинхронного электропривода	
5.9.1. Расчетная схема асинхронного двигателя.....	74
5.9.2. Механические характеристики при частотном регулировании.....	78
5.9.3. Статические законы частотного регулирования.....	85
5.9.4. Регулирующие характеристики ПЧ – АД.....	87
5.9.5. Системы электропривода с электромашинными преобразователями частоты.....	91
5.9.6. Система электропривода НПЧ – АД.....	92
5.9.7. Система электропривода ПЧИ – АД.....	95
5.9.8. Основные показатели частотного регулирования.....	107
5.9.9. Выбор преобразователя частоты.....	108
Контрольные вопросы.....	110
5.10. Реостатное импульсное регулирование момента (ШИП – АД).....	111
5.11. Регулирование координат в системе «Преобразователь напряжения – асинхронный двигатель (ПН – АД)»	115
5.12. Каскадные схемы регулирования скорости АД.....	118
Контрольные вопросы.....	129
5.13. Особенности многодвигательного электропривода.....	130
Глава шестая. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	
6.1. Общие положения.....	134
6.1.1. Динамические показатели систем электропривода... ..	135
6.1.2. Динамические свойства двигателей.....	137
6.1.3. Механические переходные процессы электропривода с прямолинейной механической характеристикой	138

6.2. Переходные процессы в системе ТП-Д.....	140
6.3. Переходные процессы в системе ПЧ-АД	154
6.4. Потери энергии при линейном изменении напряжения.....	159
6.5. Переходные процессы в системе Г – Д	163
6.6. Переходные процессы при ослаблении поля	173
6.7. Электромеханические переходные процессы	179
6.8. Работа электропривода на регулярную пиковую нагрузку.....	186
Библиографический список.....	190