



Н.А.ЗАДОРЖНИЙ

**ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО
ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В ДВУХМАССОВЫХ СИСТЕМАХ
ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УПРУГИМИ МЕХАНИЧЕСКИМИ
СВЯЗЯМИ**

Краматорск 2006

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ДОНБАССКАЯ ГОСУДАРСТВЕННАЯ МАШИНОСТРОИТЕЛЬНАЯ
АКАДЕМИЯ

Н.А.Задорожний

**ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО
ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В ДВУХМАССОВЫХ СИСТЕМАХ
ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УПРУГИМИ МЕХАНИЧЕСКИМИ
СВЯЗЯМИ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

по дисциплине
„ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА”
для студентов специальности
«Электромеханические системы автоматизации и электропривод»
дневной формы обучения

Часть 1

В печать экз.
Первый проректор
А. Н. Фесенко

Утверждено на заседании
ученого совета ДГМА

Протокол № __ от __ 2006г.

Краматорск 2006

ББК 31.291
УДК 62 -83 (075.8)
3 15

Рецензенты

Синолицы́й А.Ф.
Голочко О.И.

Задорожний Н.А.

3 - 15 Элементы теории электромеханического взаимодействия в двухмассовых системах электропривода с упругими механическими связями: Учебное пособие по дисциплине «Теория электропривода» для студентов специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод» дневной формы обучения. – Часть 1. – Краматорск: ДГМА, 2006. – **58** с.

ISBN

Содержит краткие теоретические сведения по теории электромеханического взаимодействия в приводах машин с упругими связями. Рассмотрены способы демпфирования механических колебаний средствами электропривода. Приведена методика синтеза систем управления электроприводом на основе принципа электромеханической совместимости.

Для самостоятельной работы студентов и аспирантов электромеханических специальностей.

ISBN

ББК 31.291
© Задорожний Н.А., 2006
© ДГМА, 2006

Содержание

Введение	4
1 Анализ электромеханического взаимодействия процессов в электроприводе	7
1.1. Расчетные схемы машин и механизмов с упругими связями	7
1.2 Определение параметров расчетной электромеханической схемы привода.....	14
1.3 Обобщенная структурная схема электромеханической системы.....	19
1.4 Электромеханическое взаимодействие электрической и механической подсистем привода.....	21
1.5 Демпфирующий эффект электропривода.....	29
2 Взаимосвязь и оптимизация параметров ЭМС по критерию минимума колебательности в переходных режимах.....	40
2.1 Выбор параметров электропривода с минимальной колебательностью координат	41
2.2 Оптимизация двухмассовой электромеханической системы с подчиненным регулированием	46
2.2.1 Синтез регулятора тока по критерию «оптимум по модулю» передаточной функции	49
2.2.2 Синтез регулятора скорости	55
2.2.3. Синтез регуляторов системы подчиненного регулирования с использованием принципа электромеханической совместимости	62
Приложения	70
Список литературы	71

ВВЕДЕНИЕ

Совершенствование оборудования и технологий, применяемых при производстве конкурентноспособной продукции, решение вопросов ресурсосбережения и эффективного использования различных видов энергии является приоритетным направлением в технической политике Украины. В решении проблем этого направления **задачи автоматизации** технологических процессов выдвигаются на первый план.

Технологические процессы характеризуются строго определенной последовательностью операций, выполняемых разнообразными машинами и механизмами. Например, обработка металлических изделий осуществляется на станках, прокатных станах, прессах при **действии рабочих органов** - шпинделей, механизмов подачи, суппортов, валков, нажимных винтов, штампов. **Перемещение** твердых материалов и конструкций, газов и жидкостей производится с использованием конвейеров, подъемных кранов, лифтов, эскалаторов, насосов, вентиляторов, компрессоров.

Для совершения рабочими органами технологических операций к ним подводится определенная механическая энергия **движения** от устройства, которое, в соответствии со своим назначением, названо **приводом**

Привод является источником **механической** энергии, которую он преобразует из других видов энергии – гидравлической, пневматической, тепловой и **электрической**.

Крупнейшим потребителем электрической энергии в промышленности, на транспорте, строительстве, городском коммунальном хозяйстве и в быту, безусловно, является **электропривод**: из всего объема вырабатываемой электроэнергии более 60% преобразуется им в механическую энергию, необходимую для выполнения работы технологических машин и механизмов.

Электрическим приводом называется электромеханическое устройство, предназначенное для приведения в движение рабочих органов машин (механизмов) и управления их технологическими процессами.

Электропривод состоит из передаточного устройства, которое содержит механические передачи и соединительные муфты, служащие для передачи механической энергии от двигателя к рабочему органу машины (механизма).

Основным структурным элементом автоматизации современных технологических машин является **регулируемый** электропривод, в котором

интегрированы все технические достижения в области электромашиностроения, силовой преобразовательной электроники, средств систем управления и вычислительной техники.

Регулирование режимов работы двигателя и механизма осуществляется путем управления потоком электрической энергии, потребляемой из сети, преобразовательным устройством.

На основе комплекса исследовательских работ по оптимизации электромагнитной геометрии, конструктивных доработок и применения новых электротехнических материалов значительно улучшены динамические показатели электродвигателей постоянного и переменного тока.

Комплектные электропривода оснащаются управляемыми преобразователями высокого быстродействия и экономичного регулирования с использованием тиристоров и транзисторов.

Фундаментальные преобразования современной элементной базы систем управления электроприводами позволяют реализовать (теоретически) требуемое качество управления и регулирования в результате оптимизации структур и параметров, а также формирования нетрадиционных алгоритмов функционирования регуляторов.

Конструирование механических кинематических цепей технологических машин имеет тенденцию приближения рабочего органа к электродвигателю, что способствует упрощению и увеличению жёсткости передач при обеспечении высокой динамической точности воспроизведения управляющих воздействий.

Отмеченные направления совершенствования технического уровня компонент электропривода по отдельности должны были коренным образом улучшить его динамические качества как электромеханической системы. В действительности этого не происходит, и в электроприводах нового поколения проявляется специфическая особенность динамических систем – тесная взаимосвязь процессов в электрической и механической подсистемах. Практически реализовать потенциальные возможности электрических

двигателей, силовой электроники, средств вычислительной и измерительной техники оказалось проблематичным из-за влияния на динамику привода упругих механических звеньев.

Упругие механические звенья привода машин, как накопители энергии, возбуждают колебания его координат с отклонениями процессов от предписанных технологией и ростом нагрузок на передачи и электродвигатель. Динамические нагрузки колебательного характера не позволяют использовать электрическое оборудование по перегрузочной способности, значительно сокращают срок службы узлов и деталей механической передачи по износу и выносливости, отрицательно влияют на качество продукции.

Одним из приоритетных направлений активного подавления упругих механических колебаний является синтез электромеханических систем с реализацией демпфирующего действия электропривода. Однако, используемые в этом смысле на практике методики синтеза параметров и структур электромеханических систем предполагает минимизацию реакции электропривода на действие колебаний механической части, а в действительности в электромеханической системе необходимо рассматривать взаимодействие колебаний.

Синтез параметров системы автоматического управления с минимизацией реакции электропривода на действие колебаний в механической части производится без учёта взаимосвязи параметров электрической и механической подсистем, которая диктуется условиями заданной конструкцией распределения инерционных масс двигателя и механизма [1]. Приведение характеристического полинома электромеханической системы к типовым нормированным уравнениям (по Вышнеградскому, Баттерворту, биномиальному и др.) исключает возможность выявить характер и физические особенности взаимодействия электрической и механической подсистем. Природа (механизм) влияния отдельных физических параметров электромеханической системы на затухание процессов в

подсистемах скрыт в обобщенных зависимостях нормированного полинома высокого порядка.

Как справедливо указывается в литературном источнике [2] рекомендации существующих методов синтеза имеют свою область рационального применения и определяются конкретной ситуацией. Вследствие этого целесообразно разработать обобщённый метод синтеза электромеханических систем с упругими связями при использовании демпфирующего действия электропривода с учётом эффекта электромеханического взаимодействия.

Направление по исследованию динамики электромеханических систем с упругими связями с целью ограничения динамических нагрузок развивалось в Московском энергетическом институте, Ленинградском, Львовском, Харьковском, Донецком политехнических институтах, а методы синтеза систем на основе установленных впоследствии закономерностей электромеханического взаимодействия предложены по результатам выполнения хозяйственных и госбюджетных научно-исследовательских работ в Донбасской машиностроительной академии (кафедра электромеханических систем автоматизации).

Результаты теоретических исследований представляют практический интерес для специалистов по автоматизированному электроприводу, элементы теории изложены в простой и доступной форме, и актуальны при изучении студентами дисциплины «Теория электропривода».

1 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

1.1. Расчетные схемы машин и механизмов с упругими связями

Реальные приводы машин и механизмов современных производственных процессов представляют собой сложные электромеханические системы со многими степенями свободы, упругими механическими элементами и зазорами в соединениях передач.

В результате выполнения операций технологического процесса электрическая и механическая подсистемы привода непрерывно находятся во взаимодействии. Динамика этого взаимодействия зависит от типа электропривода и инерционной структуры механизма с упругими связями.

Теоретические исследования, практика проектирования и эксплуатации электроприводов позволяют все многообразие конструкций машин и механизмов объединить в определенные группы и классифицировать их по кинематическим связям элементов исполнительных органов.

В известной работе [1] проанализированы варианты задач по фактическому определению динамических нагрузок в машинах с упругими механическими звеньями. Достаточно точно экспериментально подтверждается использование в динамических расчетах машин рядной трехмассовой, а в некоторых случаях двухмассовой расчетной схемы механической подсистемы. Физически это согласуется с тем положением теории колебаний, что максимум энергии колебаний при взаимодействии передается низшей (основной) гармоникой.

В работе [2] при исследовании влияния упругих механических звеньев были представлены расчетные схемы типовых электроприводов и рассмотрен метод приведения разомкнутых электромеханических систем к обобщенным блок-схемам. Электромеханический преобразователь при исследовании переходных процессов представляется с моментом, зависящим линейно от скорости, механическая часть включает в себя упругие звенья и инерционные массы (количеством до четырех).

С развитием и совершенствованием автоматизированного электропривода динамические расчеты требуют учета специфических особенностей механизмов – упругих связей. И, для общего случая, авторами [3]

предлагается расчетная схема с вращающейся массой ротора двигателя и приведенной к ней части элементов привода (муфты, шкивы, редуктор, барабан и т.д.), которая соединена безынерционным упругим звеном с приведенным моментом инерции механизма. Такая расчетная модель при исследовании переходных процессов позволит выяснить, как отражается упругое звено на движении механизма и, соответственно, на динамических свойствах электропривода. Механические характеристики двигателя считаются линейными, электромагнитная инерционность не учитывается, момент, развиваемый двигателем,

$$M = M_k - b\omega_1, \quad (1.1)$$

где M_k – момент короткого замыкания (при $\omega_1=0$);

ω_1 – угловая скорость ротора двигателя;

$b = M_k / \omega_0 = (\kappa\Phi)^2 / R_{яц}$ – коэффициент, определяющий наклон характеристики $\omega_1 = f(M)$;

ω_0 – угловая скорость идеального холостого хода.

Динамические характеристики двигателя учитывают колебания тока в электрических цепях, и, соответственно, при их учете [4] появляется возможность описать процесс обмена энергии между электрической и механической подсистемами привода.

В книге [5] произведена классификация конструкций машин и механизмов с упругими связями, изложена методика приведения сложных механических систем к основному элементу привода – двигателю. Как правило, следуя методам теории колебаний, сложные расчетные системы приведены к системам с двумя-тремя степенями свободы. Учет электромагнитных явлений в двигателе позволяет выявлять физические особенности электропривода с упругими связями. Уравнения равновесия механической подсистемы с двумя степенями свободы

$$\left. \begin{aligned} M_y - M_c &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \\ M_1 - M_y &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

дополняются уравнением электрического равновесия цепи якоря двигателя

$$U = E_d + IR_{яц} + L_{яц}dI/dt, \quad (1.3)$$

где $E_d = k\Phi\omega_1$ - ЭДС якоря;

$k\Phi$ - коэффициент пропорциональности ЭДС скорости ω_1 ;

$L_{яц}$ - индуктивность якорной цепи.

Принято также, что при постоянном магнитном потоке ($\Phi = \text{const}$) момент двигателя пропорционален току якоря $-M_l = k\Phi I$. Момент сил упругости в упругом звене линейно зависит от разности угловых координат (деформации) в пределах выполнения закона Гука

$$M_y = C_{12}(\varphi_1 - \varphi_2), \quad (1.4)$$

где C_{12} – приведенный коэффициент жесткости;

φ_1, φ_2 – обобщенные угловые координаты первой и второй масс.

Справедливость замены полной системы привода двухмассовой расчетной схемой при совместной работе с электродвигателем обоснована тем, что электромагнитная система двигателя оказывает влияние на процессы в механической подсистеме лишь на первой (основной) собственной частоте [6].

Важно подчеркнуть, что такое представление механической подсистемы в виде двухмассовой хорошо согласуется с физическим толкованием процессов взаимодействия колебательных объектов, рассматриваемых в теории колебаний [7].

Оценка степени влияния упругих механических колебаний на динамику электропривода постоянного тока производится по упрощенной двухмассовой расчетной схеме [8]. Критерий степени влияния упругих механических колебаний на электродвигатель сформулирован в следующем виде:

$$B_1 T \beta_{12}^2 \gg 1, \quad (1.5)$$

где B_1 – электромеханическая постоянная времени;

T – электромагнитная постоянная времени собственно двигателя;

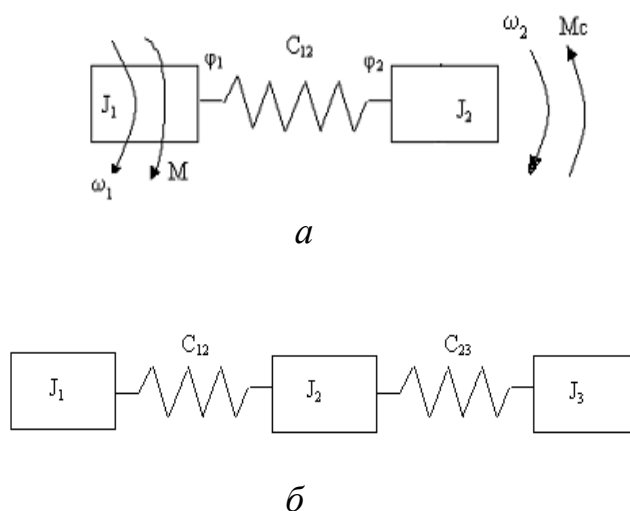
β_{12} – круговая частота свободных упругих колебаний.

Формально запись (1.5) означает, что чем больше произведение указанных динамических параметров, тем слабее реакция электропривода на упругие механические колебания.

Опыт исследования динамики промышленных электроприводов также свидетельствует, что многомассовая динамическая система, последовательно включенная в общую расчетную схему, может быть заменена эквивалентной двухмассовой [9]. Такая система, как следует из положений теории колебаний, воспроизводит динамический эффект, адекватный многомассовой системе.

В фундаментально представленных разделах монографии [10] производится детальный и тщательный анализ выбора вариантов достаточно простой расчетной схемы, учитывающей главные инерционные элементы и связи в механической части привода. Установлено, что для задач ограничения динамических нагрузок в электроприводе при рассмотрении неразветвленных механических цепей, принимая во внимание физические рассуждения, достаточно представить механическую подсистему двух- и трехмассовой расчетной схемой, приведенной на рис.1.1. В рассматриваемых динамических процессах для расчетных схем (см. рис.1.1) момент двигателя принимается величиной постоянной, либо независимой функцией времени; момент сил сопротивления M_c также для упрощения анализа принимается постоянным.

В общем случае момент двигателя зависит от скорости вала, и механические переходные процессы приводят к изменению момента двигателя, и тогда строго обязательно использование электромеханических расчетных схем, которые учитывают эту связь.



*Рисунок 1.1 – Расчетные механические схемы:
а – двухмассовая; б – трехмассовая.*

На рис.1.2 представлены электромеханические схемы с двухмассовой системой и электромеханическим преобразователем, с развиваемым моментом, зависящим от его скорости.

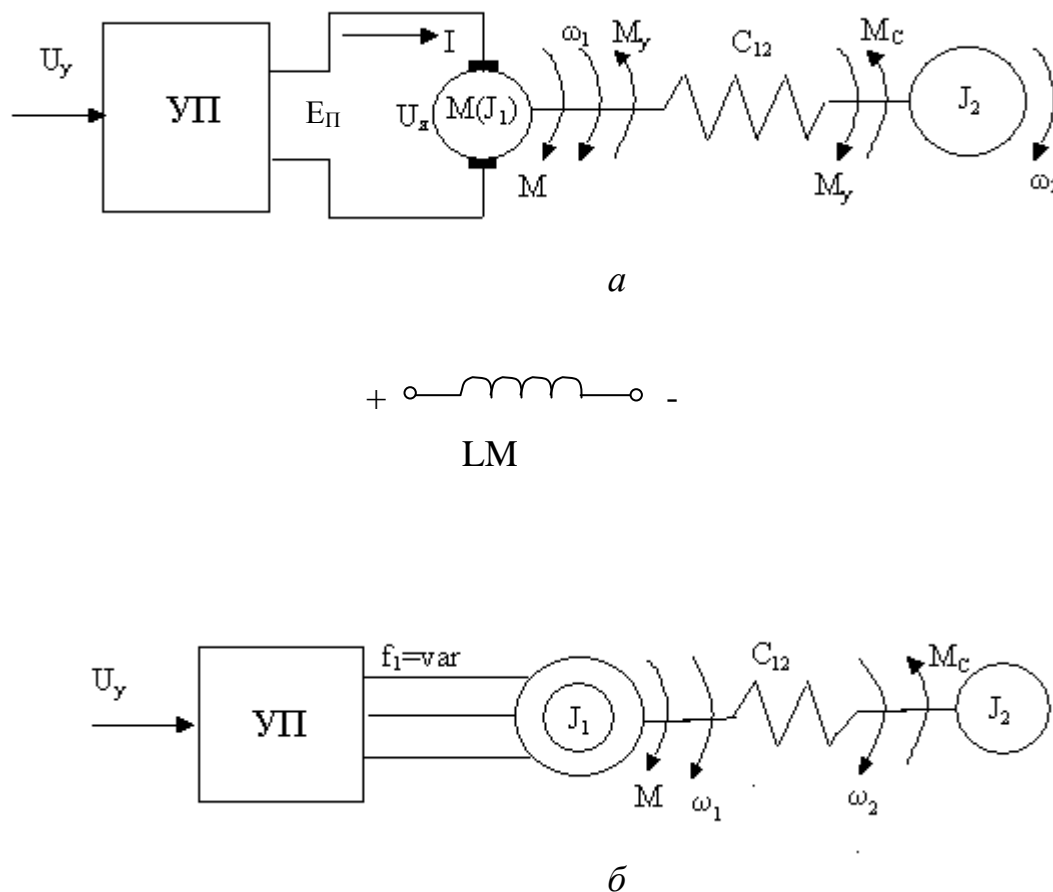


Рисунок 1.2 – Электромеханическая расчетная схема привода:
 а – система с двигателем постоянного тока при регулировании напряжения якоря; б – асинхронный двигатель с регулированием частоты переменного тока.

Таким образом, приведенный анализ основных литературных источников показывает, что электропривод представляет собой сложную электромеханическую систему (см. рис.1.2), в которой механическая подсистема описывается уравнениями двухмассовой расчетной схемы

$$\left. \begin{aligned} M_y - M_c &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \\ M_y &= C_{12} \int (\omega_1 - \omega_2) dt \\ M_1 - M_y &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt} \end{aligned} \right\}, \quad (1.6)$$

а электромагнитные процессы в цепи якоря двигателя постоянного тока представляются уравнением

$$U = E_\delta + IR_{яц} + L_{яц} dI/dt. \quad (1.7)$$

Механические и электрические переменные системы связаны следующими уравнениями

$$\left. \begin{aligned} E_\delta &= (k\Phi)\omega_1 \\ M &= M_1 = (k\Phi)I \end{aligned} \right\}. \quad (1.8)$$

Так как в уравнениях (1.6) в качестве воздействия определен момент двигателя M_1 , то необходимо получить зависимость момента двигателя от его скорости. При совместном рассмотрении зависимостей (1.8) и уравнения электрического равновесия (7) после несложных преобразований получим

$$M = M_{кз} - b\omega_1 - T_\gamma \frac{dM}{dt}, \quad (1.9)$$

где $M_{кз} = U_{я}k\Phi/R_{яц}$;

$b = (k\Phi)^2/R_{яц}$;

$T_\gamma = L_{яц}/R_{яц}$ – электромагнитная постоянная времени якорной цепи.

Как следует из анализа уравнения (1.9), момент электродвигателя постоянного тока в статических (установившихся) режимах является линейной функцией скорости, а в динамических (переходных) – из-за наличия индуктивности цепи якоря – зависит и от своей производной.

Применительно к асинхронному электродвигателю, при его работе на линейном участке механической характеристики, уравнение, показывающее связь момента и скорости, имеет вид

$$M = \frac{2M_{\kappa}}{S_{\kappa}} - \frac{2M_{\kappa}}{\omega_0 S_{\kappa}} \omega_1 - \frac{1}{\omega_0 S_{\kappa}} \frac{dM}{dt}, \quad (1.10)$$

где S_{κ} – критическое скольжение;

M_{κ} – критический момент двигателя;

ω_0 – синхронная скорость вращения.

Сравнение уравнений (1.9) и (1.10) показывает, что рассматриваемая расчетная электромеханическая схема формально описывает процессы взаимодействия механизма и двигателя, как постоянного тока, так и асинхронного двигателя переменного тока.

В некоторых задачах ограничения динамических нагрузок возможно пренебречь индуктивностью якорной цепи двигателя постоянного тока и электромагнитной инерцией асинхронного двигателя. Тогда уравнения (1.9) и (1.10) преобразуются к виду

$$M = M_{\kappa} - b\omega_1. \quad (1.11)$$

Для асинхронных двигателей зависимость выполняется при условии выбора рабочей точки механической характеристики $S \leq 1,2S_{\text{н}}$, где $S_{\text{н}}$ – номинальное скольжение [10], или при работе на искусственных реостатных характеристиках. Зависимость (1.11) является характерной и для всех других типов электроприводов с линейной механической характеристикой.

1.2 Определение параметров расчетной электромеханической схемы привода

Следующим важным этапом составления расчетной электромеханической схемы является определение её параметров. Сведения об основных параметрах электромеханического преобразователя содержатся в каталожных данных.

Сопротивление якорной цепи двигателя постоянного тока рассчитывают по формуле

$$R_{\text{яд}} = (R_{\text{я}} + R_{\text{дп}})[1 + \alpha(t_{\text{гор}}^0 - t_{\text{хол}}^0)], \quad (1.12)$$

где $(R_{\text{я}} + R_{\text{дп}})$ – сопротивления якорной обмотки и дополнительных полюсов двигателя при 15°C ;

$\alpha = 0,04 \text{ 1}^{\circ}\text{C}$ – температурный коэффициент сопротивления меди;

$t_{\text{наг}}^0$ – температура, соответствующая холодному состоянию двигателя, при предварительных расчетах обычно принимают $t_{\text{наг}}^0 = 75^{\circ}\text{C}$, а $t_{\text{хол}}^0 = 15^{\circ}\text{C}$.

Номинальная электродвижущая сила (ЭДС) двигателя находится из уравнения электрического равновесия якорной цепи, составленного на основании 2-го закона Кирхгофа:

$$E_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} \cdot R_{\text{яд}}. \quad (1.13)$$

Номинальный коэффициент ЭДС двигателя находится из условия пропорциональности ЭДС угловой скорости

$$c = k\Phi = E_{\text{н}} / \omega_{\text{н}}, \quad (1.14)$$

где $\omega_{\text{н}} = \pi n_{\text{н}} / 30$; здесь $n_{\text{н}}$ – номинальная скорость вращения двигателя, об/мин.

Номинальный электромагнитный момент

$$M_{\text{н}} = c \cdot I_{\text{н}}. \quad (1.15)$$

Индуктивность рассеяния якорной цепи двигателя

$$L_{я\delta} \approx k_L \frac{U_{НОМ}}{p_n \cdot \omega_{НОМ} I_{НОМ}}, \quad (1.16)$$

где $k_L = 0,6$ – для некомпенсированных и $k_L = 0,25$ – для компенсированных двигателей;

p_n – число пар полюсов.

Следует помнить, что формула (16) является приближенной, и значение индуктивности в дальнейшем уточняется при экспериментальных исследованиях.

Суммарное сопротивление якорной цепи при питании двигателя от управляемого преобразователя равно

$$R_{яц} = R_{яд} + R_{экв} + R_T + R_p + R_{щ} + R_c, \quad (1.17)$$

где $R_{яд}$ – сопротивление двигателя;

$R_{экв}$ – эквивалентное сопротивление, учитывающее коммутацию вентиляей;

R_T – сопротивление обмоток трансформатора анодной цепи;

R_p – сопротивление сглаживающего реактора;

$R_{щ}$ – сопротивление щеточного контакта, обычно принимают, что

$$R_{щ} = 2 / I_{НОМ};$$

R_c – сопротивление соединительных проводов.

Суммарная индуктивность якорной цепи определяется следующим образом:

$$L_{яц} = L_{яд} + L_p + L_m, \quad (1.18)$$

где $L_{яд}$ – индуктивность двигателя;

L_p – индуктивность двигателя;

L_m – индуктивность сглаживающего реактора;

L_m – индуктивность рассеяния анодного трансформатора управляемого преобразователя.

Детальный расчет параметров приводится в литературе [11, 12] при рассмотрении электродвигателя и управляемого преобразователя как объектов регулирования.

Электромагнитная постоянная времени якорной цепи двигателя

$$T_{я} = L_{яд} / R_{яд}, \quad (1.19)$$

электромагнитная постоянная времени цепи якоря двигателя при питании от управляемого преобразователя

$$T_{я} = L_{яц} / R_{яц}. \quad (1.20)$$

Физический смысл электромагнитной постоянной времени заключается в следующем: *в переходном процессе эта постоянная определяет время, за которое запас электромагнитной энергии в индуктивности преобразуется в половину тепловой, т.е.*

$$W_{я} = \frac{L \cdot I^2}{2} = \frac{L \cdot I \cdot U}{R \cdot 2} = \frac{L}{R} \cdot \frac{U \cdot I}{2} = T_{я} \cdot \frac{P}{2},$$

где P – мощность, выделяемая на активном сопротивлении.

Электромеханическая постоянная времени электродвигателя

$$T_{эм1} = J_1 / \beta, \quad (1.21)$$

где J_1 – момент инерции якоря (ротора) двигателя;

$\beta = dM/d\omega_1$ – жесткость механической характеристики двигателя, для линейной механической характеристики; $\beta = M_{кз}/\omega_0$

Физический смысл электромеханической постоянной времени заключается в том, что эта постоянная представляет собой время разбега двигателя без нагрузки ($M_c=0$) от $\omega_1=0$ до установившейся скорости $\omega_1=\omega_0$ при

неизменном на валу двигателя вращающем моменте, возникающем мгновенно и равном моменту короткого замыкания [3].

В общем случае, как следует из формулы (21), величина электромеханической постоянной времени $T_{эм1}$ не является постоянной для нелинейных механических характеристик двигателя.

Для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при неизменном потоке ($\Phi = \text{const}$)

$$T_{эм1} = J_1 / \beta = J_1 \omega_0 / M_{кз} = J_1 R_{яц} / c^2, \quad (1.22)$$

где ω_0 – скорость идеального холостого хода двигателя;

$M_{кз}$ – момент короткого замыкания.

Из теории электропривода известно, что в пределах рабочего участка механической характеристики асинхронный двигатель имеет динамические свойства, аналогичные динамическим свойствам двигателя с независимым возбуждением [10]. Электромеханическая постоянная времени при питании от источника напряжения

$$T_{э} = 1 / \omega_{0э.ном} \cdot S_k, \quad (1.23)$$

где S_k – критическое скольжение;

$\omega_{0э.ном} = 2\pi f_1$; здесь f_1 – частота питающего напряжения переменного тока.

Для линеаризованной механической характеристики асинхронного двигателя в форме формулы Клосса, модуль жесткости

$$\beta = \frac{2M_k}{\omega_{0ном} \cdot S_k}, \quad (1.24)$$

где $\omega_{0ном} = 2\pi f_1 / p_n$, p_n – число пар полюсов

На рис.1.3 приведены механические характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и асинхронного двигателя.

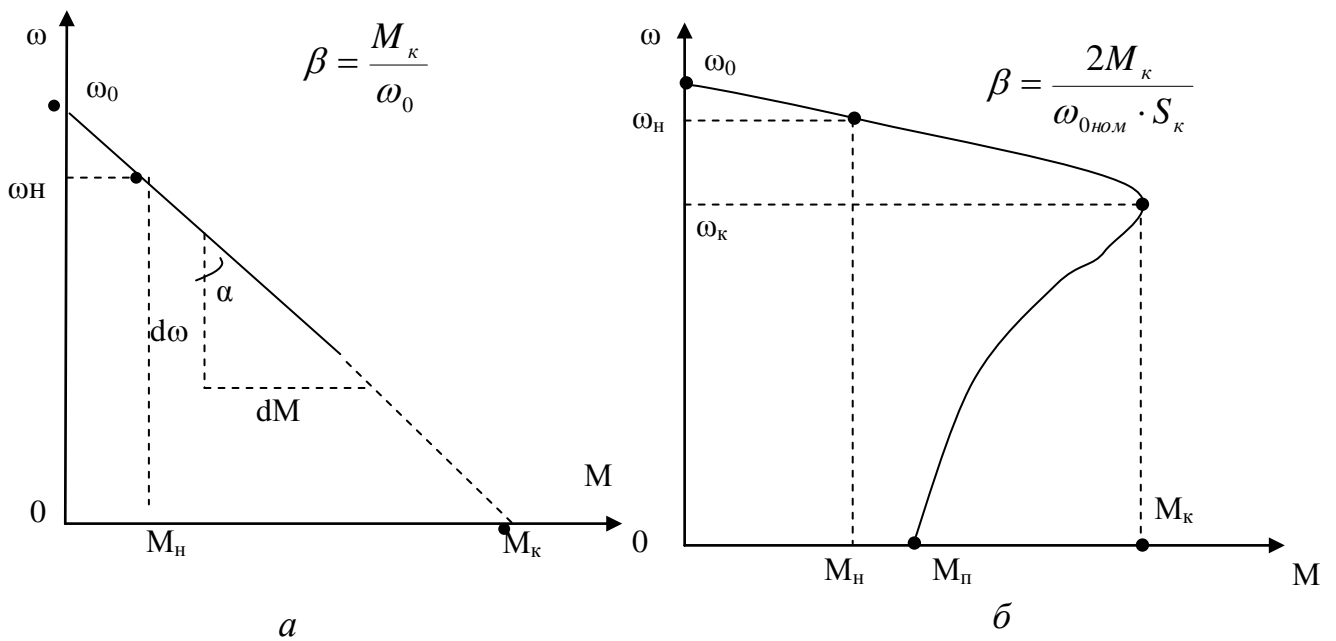


Рисунок 1.3 – Механические характеристики:

а- двигателя постоянного тока; б - асинхронного двигателя

Рисунки дают графическую интерпретацию определения понятия «жесткости» механической характеристики – это тангенс угла наклона характеристики (или рабочего участка) к оси ω . Момент короткого замыкания M_{κ} определяется точкой пересечения характеристики с осью моментов.

Моменты инерции элементов конкретного механизма и жесткости упругих связей необходимо рассчитывать. Для типовых механизмов электроприводов применительно к двухмассовой расчетной модели в технической литературе приводятся коэффициенты соотношения (распределения) инерционных масс двигателя и механизма

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}, \quad (1.25)$$

где J_1 – момент инерции двигателя, известный по данным каталога.

В таблице А.1 приложения А приведены коэффициенты распределения инерционных масс машин и механизмов, характерные для большинства

электроприводов, там же указываются и частоты свободных колебаний механизмов и машин.

При известной жесткости C_{12} , приведенной к валу двигателя, двухмассовую механическую систему можно характеризовать частотой свободных колебаний, определяемой из расчета по формуле

$$\Omega_{12} = \sqrt{C_{12}(1/J_1 + 1/J_2)} . \quad (1.26)$$

При решении задач ограничения динамических нагрузок средствами электропривода диссипативные силы в механической части обычно не учитывают тогда механическая подсистема представляет собой недемпфированное колебательное звено.

При дальнейшем рассмотрении свойств электромеханической системы с упругими связями мы будем полагать, что все параметры электродвигателя и механизма известны и для их уточнения можно обратиться к общепринятым методикам расчета [12, 13].

1.3 Обобщенная структурная схема электромеханической системы

Электромеханическая расчетная схема привода машин с упругими механическими звеньями описывается системой обыкновенных дифференциальных уравнений (1.6), (1.7), (1.8) с параметрами, определяемыми расчетами по формулам, приведенным выше. В теории автоматического управления для представления динамических систем используются структурные схемы.

Структурные схемы представляют собой условное графическое изображение дифференциального уравнения [14]. Структурная схема составлена из звеньев направленного действия, каждому из которых соответствует определенная передаточная функция. Передаточная функция позволяет изобразить причинно-следственную связь между переменными в наглядной схематической форме.

Анализ систем осуществляется путем преобразования структурных схем, в результате которого дается более полное представление о роли каждого элемента, чем это было бы при рассмотрении дифференциальных уравнений.

Из структурной схемы легко устанавливается значимость (ранг) параметров отдельных звеньев в процессах управления и регулирования.

Методически математические модели динамических систем в виде структурных схем предпочтительны другим тем, что они в унифицированном виде представляют взаимосвязи в едином процессе различных по своей физической природе явлений – электромагнитных, механических и электромеханических.

Используя простейшие приемы составления структурных схем по дифференциальному уравнению, получаем структурную схему электромеханической системы с упругим механическим звеном, приведенную на рис.1.4.

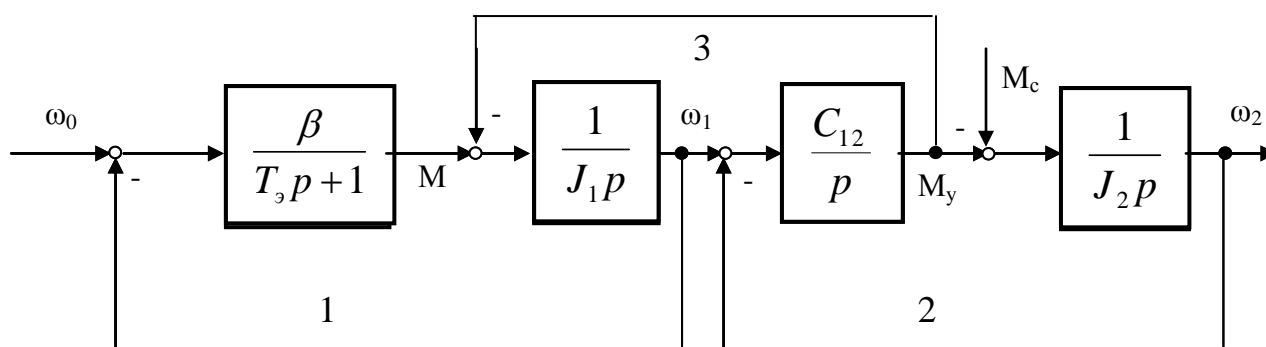


Рисунок 1.4 – Обобщенная структурная схема электропривода с линейной механической характеристикой двигателя в абсолютных значениях параметров

Данная структурная схема справедлива для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, тогда переменные и параметры определяются так:

$$\omega_0 = \frac{U_{я}}{K\Phi}; \quad \beta = \frac{k^2\Phi^2}{R_{яц}} = \frac{M_{к}}{\omega_0}; \quad T_{\varepsilon} = T_{я} = \frac{L_{яц}}{R_{яц}} \quad (1.27)$$

Для двигателей с последовательным и смешанным возбуждением предварительно производится линеаризация в окрестностях точки статического равновесия [15].

Для асинхронного двигателя при работе электропривода на линейном участке механической характеристики в области $S < S_k$

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_n}; \quad \beta = \frac{2M_k}{\omega_{0ном} S_k}; \quad T_\vartheta = \frac{1}{\omega_{0элюм} \cdot S_k}. \quad (1.28)$$

Определить параметры асинхронного двигателя для питания от источников напряжения и токов можно по выражениям:

$$M_k = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 \left[R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_k^2} \right]}; \quad (1.29)$$

$$S_k = \pm R_2' / \sqrt{R_1^2 + X_k^2}, \quad (1.30)$$

или по приближенным формулам [10].

Как указывается в литературе [10, 15], обобщенная электромеханическая система в виде структурной схемы двухмассового привода правильно отражает динамические свойства реального электропривода и, благодаря простоте, обеспечивает выявление закономерности при анализе его демпфирующего действия методами теории автоматического управления.

1.4 Электромеханическое взаимодействие электрической и механической подсистем привода

Двухмассовая электромеханическая система (ЭМС), структурная схема которой (см. рис.1.4) учитывает динамические характеристики электродвигателей, дает возможность выявить закономерности взаимодействия механических и электромагнитных процессов в приводах машин.

С формальной точки зрения, процессы в механической и электрической подсистемах полной электромеханической системы всегда в той или иной мере взаимодействуют.

В результате механических колебаний привода (колебания массы J_2) через упругую связь вовлекается в колебательное движение ротор (якорь) двигателя (колебания массы J_1). Колебательный характер движения ротора с угловой скоростью ω_1 приводит к возникновению дополнительной ЭДС и, соответственно, тока и электромагнитного момента двигателя. Вследствие

индуктивности электромеханический колебательный процесс обеспечивается обменом энергии между ее электрическим и механическим накопителями. Колебания тока якоря приводят к постепенному рассеиванию энергии механических колебаний в виде тепла в сопротивлениях якорной цепи (в электроприводе с замкнутой системой регулирования энергия частично отводится в сеть). В этом заключается демпфирующее действие электропривода – возникающие в механической подсистеме колебания быстро затухают [16].

Интенсивность процесса обмена энергии между механической (МП) и электрической (ЭП) подсистемами определяется характером их взаимодействия. Если ЭП и МП рассматривать как отдельные парциальные подсистемы, составляющие полную ЭМС, то, как указывается в теории колебаний [17], характер взаимодействия между ними существенно определяется близостью друг к другу парциальных частот подсистем.

Уравнение парциальной ЭП, полученное при условии закрепления координаты двухмассовой ЭМС $\varphi_2=0$ (тождественно по времени t), при общепринятых допущениях имеет вид

$$\frac{d^2 M}{dt^2} + \frac{1}{T_\varphi} \cdot \frac{dM}{dt} + \frac{1}{T_\varphi T_{эм1}} M = \frac{1}{T_\varphi} \frac{dM_{кз}}{dt}. \quad (1.31)$$

Для колебательного характера процессов в ЭП, когда параметры электропривода таковы, что $T_{эм1} < 4T_\varphi$, корни характеристического уравнения ЭП

$$p^2 + \frac{1}{T_\varphi} p + \frac{1}{T_\varphi T_{эм1}} = 0 \quad (1.32)$$

являются комплексно-сопряженными.

При стандартной форме записи характеристического уравнения (1.32) парциальная частота ЭП при условии отсутствия затухания колебаний определяется так:

$$\Omega_\varphi = \frac{1}{\sqrt{T_\varphi \cdot T_{эм1}}}. \quad (1.33)$$

Затухание колебаний в ЭП определяется относительным коэффициентом демпфирования собственно электродвигателя:

$$\xi_{\partial} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{эм1}}{T_{\partial}}}. \quad (1.34)$$

Для правильного физического толкования и удобства анализа процесса взаимодействия в дальнейшем используем квадрат частоты (1.33) недемпфированного электромеханического резонанса:

$$\Omega_{\partial}^2 = \frac{1}{T_{\partial} \cdot T_{эм1}}. \quad (1.35)$$

Уравнение парциальной МП получим, принимая другую координату ЭМС $\varphi_1=0$ (тождественно по времени). Тогда, без учета диссипативных сил, уравнение запишется в виде

$$dM_y/dt^2 + C_{12}(1/J_2) M_y = C_{12}(1/J_2) M_c. \quad (1.36)$$

Допущение отсутствия факторов, способствующих поглощению энергии в МП, является обоснованным, так как позволит количественно оценить демпфирующий эффект собственно электродвигателя – вносимое демпфирование.

Корни характеристического уравнения МП

$$P^2 + C_{12}(1/J_2) = 0 \quad (1.37)$$

являются чисто мнимыми, парциальная частота при отсутствии затухания

$$\Omega_M = \sqrt{\frac{C_{12}}{J_2}} \quad (1.38)$$

коэффициент демпфирования

$$\xi_M = 0. \quad (1.39)$$

Для удобства анализа физических особенностей процесса взаимодействия МП и ЭП рационально использовать форму записи квадрата частоты механического резонанса МП в виде

$$\Omega_m^2 = \Omega_{12}^2 / \gamma, \quad (1.40)$$

где Ω_{12} – частота свободных колебаний двухмассовой ЭМС (1.26).

Из всех различных вариантов разделения (декомпозиции) полной ЭМС на отдельные (парциальные) принятая процедура наиболее рациональна, так как именно специфика распределения частот (1.35), (1.40) – позволила установить закономерную связь между свойствами полной ЭМС и свойствами составляющих ее отдельных частей – МП и ЭП.

Рассмотрим закономерности электромеханического взаимодействия на основании принятого подхода воображаемого разделения ЭМС. Из структурной схемы видно, что парциальные подсистемы образуются контурами 1 и 2. Связь между парциальными подсистемами ЭП (1) и МП (2) осуществляется через контур 3 и дает нам исходную полную ЭМС.

Информация о динамических свойствах полной ЭМС определяется из ее поведения при возбуждении свободных колебаний. Динамические инварианты свободного движения ЭМС – частоты, затухания, формы – выводятся аналитически путем решения характеристического уравнения, которое получают после несложных преобразований структурной схемы (рис.1.4) или при использовании операционного метода записи системы уравнений (1.6), (1.7), (1.8).

Для ЭМС исследуемого класса приводов характеристическое уравнение имеет вид

$$Q(p) = \frac{\gamma T_{эм1} T_э}{\Omega_{12}^2} p^4 + \frac{\gamma T_{эм1}}{\Omega_{12}^2} p^3 + \gamma (T_{эм1} \cdot T_э + \frac{1}{\Omega_{12}^2}) p^2 + \gamma T_{эм1} p + 1, \quad (1.41)$$

где p – оператор Лапласа.

Корни уравнения (1.41) для колебательных переходных процессов в ЭМС будут определяться в виде

$$\left. \begin{aligned} P_{1,2} &= -\delta_1 \pm j\Omega_1; \\ P_{3,4} &= -\delta_2 \pm j\Omega_2, \end{aligned} \right\} \quad (1.42)$$

где δ_1, δ_2 – действительная часть корней, в случае $\delta_1 > 0, \delta_2 > 0$ определяют степень затухания колебательных процессов в ЭМС;

Ω_1, Ω_2 – мнимая часть корней, характеризующая собственные низшую (Ω_1) и высшую (Ω_2) частоты колебаний полной ЭМС с двумя степенями свободы.

Степень затухания $\delta_{1,2}$ и частоты свободных колебаний Ω_1, Ω_2 полной ЭМС могут быть выражены через динамические параметры отдельных парциальных подсистем, определенные выше:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{1,2} &= \frac{1}{4T_9} \left(1 \pm \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma^2}} \right); \\ \Omega_1^2 &= \frac{1}{2} \left[(\Omega_m^2 + \Omega_9^2) - (\Omega_m^2 - \Omega_9^2) \sqrt{1 + \sigma^2} \right]; \\ \Omega_2^2 &= \frac{1}{2} \left[(\Omega_m^2 + \Omega_9^2) + (\Omega_m^2 - \Omega_9^2) \sqrt{1 + \sigma^2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (1.43)$$

где Ω_9, Ω_m – парциальные частоты ЭП (35) и МП (40), а σ – коэффициент связанности подсистем [18].

При реальных значениях параметров рассматриваемых ЭМС частоты Ω_1 и Ω_2 , определяемые из уравнений (1.43), являются положительными и, в зависимости от величины σ , распределены так, что парциальные частоты лежат между собственными, как указано на графике рис.1.5.

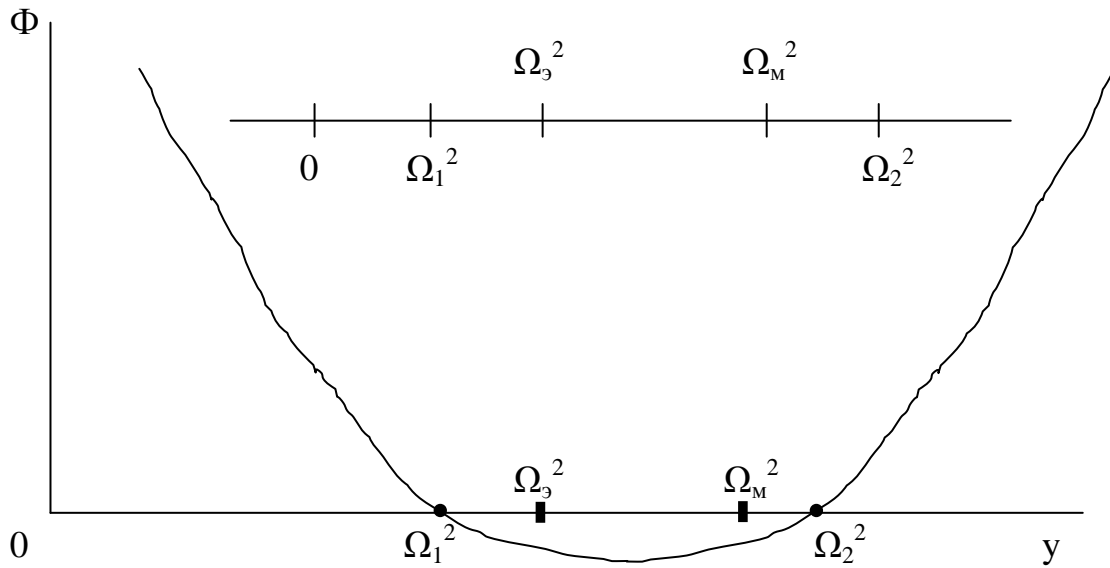


Рисунок 1.5 – Распределение частот полной ЭМС

Математически это следует из того, что потенциальная и кинетическая энергия системы – величины положительные. А физически это значит, что только около устойчивого положения равновесия будут гармонические колебания [18].

Такое условие распределения частот отражает известную закономерность теории колебаний: при наличии связи подсистем высшая собственная частота системы (ЭМС) выше большей парциальной, а низшая собственная – ниже меньшей парциальной, т.е.

$$\Omega_1^2 < \Omega_3^2 < \Omega_M^2 < \Omega_2^2. \quad (1.44)$$

Если же возникает связь между двумя изолированными подсистемами, то это приводит к повышению высшей собственной частоты и к понижению низшей собственной частоты системы, т.е. собственные частоты раздвигаются.

При достаточно слабой связи ($\sigma \rightarrow 0$) подсистем собственные частоты не отличаются от парциальных: $\Omega_1^2 = \Omega_3^2$, $\Omega_2^2 = \Omega_M^2$.

Анализ формулы для коэффициента связанности подсистем

$$\sigma = \rho \frac{2\Omega_M \cdot \Omega_3}{|\Omega_M^2 - \Omega_3^2|} \quad (1.45)$$

показывает, что не только величина сил связи

$$\rho = \sqrt{\frac{\gamma - 1}{\gamma}} \quad (1.46)$$

существенно определяет характер взаимодействия МП и ЭП. Решающее влияние на степень взаимодействия оказывает близость парциальных частот $\Omega_3 \rightarrow \Omega_M$.

Таким образом, если определить связанность подсистем, так, чтобы она характеризовала электромеханическое взаимодействие, то теоретически справедлив вывод, что энергия из МП целиком перекачается в ЭП, даже при чрезвычайно слабой связи с $\rho \ll 1,0$, но при условии, что $\Omega_3 = \Omega_M$.

Отмеченные особенности позволяют сделать заключение, что при отсутствии диссипативных сил в МП, достоверно и надежно оценить существенность электромеханического взаимодействия удастся по «раздвижке – сближению» собственных частот ЭМС (по терминологии радиотехников «расстройке»). Характер электромеханического взаимодействия будет определяться как сильное даже при малой силе связи ρ , когда при близости парциальных частот будет достигнута максимальная раздвижка. На основании анализа формулы определения корней ЭМС (1.43) и графика возможных отклонений частот (рис.1.6) был предложен критерий близости [19].

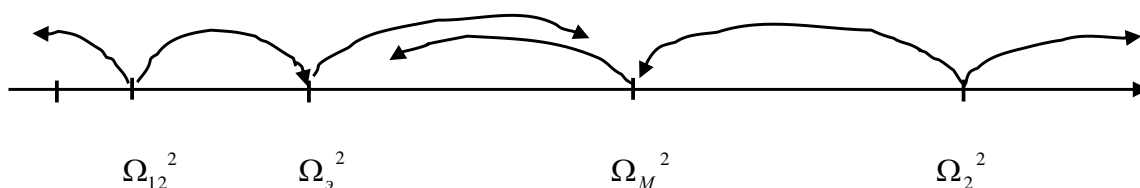


Рисунок 1.6 – График возможных отклонений частот ЭМС

Формализованно близость частот МП и ЭП представляется математически выражением

$$\Omega_{12}^2 = K_\theta \Omega_3^2. \quad (1.47)$$

Если воспользоваться терминами и определениями теории колебаний, то выражение (1.47) можно представить и так:

$$K_{\varepsilon} = \frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_{\varepsilon}^2}, \quad (1.48)$$

где K_{ε} – коэффициент электромеханического взаимодействия.

Критерий (1.47) при учете принятых ранее обозначений (1.35) выражается через параметры ЭП и МП следующим образом:

$$T_{\varepsilon 1} T_{\varepsilon} = K_{\varepsilon} T_y^2, \quad (1.49)$$

где $T_y = 1/\Omega_{12}$ – постоянная времени упругих колебаний двухмассовой системы.

Коэффициент электромеханического взаимодействия K_{ε} в предельном (оптимальном) случае принимает такое значение ($K_{\varepsilon}=K_{\varepsilon}^*$), при котором в ЭМС происходит интенсивный обмен энергии. И, наоборот, в другом, полярном случае, когда K_{ε} может принимать значение, при котором передача энергии от одной подсистемы к другой ничтожна, МП и ЭП не взаимодействуют. Каждая подсистема в составе полной ЭМС колеблется без влияния на нее другой, процессы в них протекают независимо – изолированно.

Совместное рассмотрение выражений (1.34) и (1.49) дает соотношения взаимосвязи параметров отдельных (парциальных) ЭП и МП, составляющих полную ЭМС.

$$\left. \begin{aligned} T_{\varepsilon} &= \sqrt{K_{\varepsilon}} \cdot \frac{T_y}{2\xi_{\varepsilon}}; \\ T_{\varepsilon 1} &= 2\sqrt{K_{\varepsilon}} \xi_{\varepsilon} T_y. \end{aligned} \right\} \quad (1.50)$$

$$(1.51)$$

После подстановки соотношений (1.50), (1.51) в характеристическое уравнение (1.41) получаем его в нормированном виде:

$$Q(p) = \gamma K_{\epsilon} T_y^4 p^4 + 2\xi_{\delta} \sqrt{K_{\epsilon}} T_y^3 p^3 + \gamma(1 + K_{\epsilon}) T_y^2 p^2 + 2\xi_{\delta} \sqrt{K_{\epsilon}} T_y p + 1. \quad (1.52)$$

По виду характеристического уравнения (1.52) можно сделать заключение, что динамические свойства ЭМС рассматриваемого класса полностью определяются безразмерными обобщенными параметрами:

- коэффициентом электромеханического взаимодействия K_{ϵ} ;
- коэффициентом демпфирования электродвигателя ξ_{δ} ;
- коэффициентом распределения инерционных масс γ .

Постоянная времени T_y является своеобразным масштабом времени для динамического процесса электромеханического взаимодействия.

Форма нормирования характеристического уравнения (1.52) с использованием обобщенных показателей K_{ϵ} , ξ_{δ} , γ компактна, значительно упрощает анализ исходной двухмассовой ЭМС и, наконец, самое значимое и оригинальное, дает возможность судить о свойствах системы в целом по свойствам ее отдельных подсистем (МП и ЭП).

Обобщенные показатели электромеханического взаимодействия K_{ϵ} , ξ_{δ} , γ наглядно раскрывают взаимосвязь параметров (1.50), (1.51) МП и ЭП, имеют физический смысл и вполне определенные граничные значения для промышленных типов машин и механизмов.

Нормированная форма записи характеристического уравнения (1.52) позволяет в общем виде провести анализ демпфирующего действия электропривода в разомкнутой системе.

1.5 Демпфирующий эффект электропривода

Электропривод при электромеханическом взаимодействии способствует отводу энергии механических колебаний МП в электрическую подсистему и ее последующему поглощению имеющимися там диссипативными элементами (активными сопротивлениями цепи) или возврату в питающую сеть. Упругие механические колебания в МП при убывании энергии соответственно с течением времени затухают – в этом и заключается эффект демпфирующего

действия электропривода. ЭП в данном случае выступает в качестве управляемого активного электродинамического гасителя колебаний.

Как следует из приведенного выше анализа, при колебательном характере электромеханического взаимодействия МП и ЭП характеристическое уравнение должно иметь комплектацию корней вида

$$\left. \begin{aligned} p_{1,2} &= -\delta_1 \pm j\Omega_1 \\ p_{3,4} &= -\delta_2 \pm j\Omega_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.53)$$

Тогда характеристическое уравнение (1.41) возможно представить в принятой в теории автоматического управления такой форме записи:

$$Q(p) = (a_0 p^2 + a_1 p + 1)(c_0 p^2 + c_1 p + 1). \quad (1.54)$$

Из выражения (1.54) следует, что в результате электромеханического взаимодействия МП полной ЭМС утрачивает свойства консервативного звена (1.38), (1.39), и для рассматриваемого процесса демпфирование, вносимое электроприводом, будет определяться коэффициентом c_1 характеристического уравнения МП.

Такое представление характеристического уравнения (1.41) в виде сомножителей (1.54) позволяет судить непосредственно о показателях колебательного процесса в ЭП и МП по коэффициентам уравнений, составляющих полную ЭМС, на основании прямых оценок классическим методом [14].

Из анализа процессов электромеханического взаимодействия для колебательного характера обмена энергией в ЭМС также установлено, что решение уравнения (1.52) представляется комплексно-сопряженными корнями (1.53) для значений коэффициента распределения инерционных масс [19]

$$1,1 < \gamma < 5,0. \quad (1.55)$$

В критическом, предельном случае максимума взаимодействия энергия колебаний МП целиком передается в ЭП. Необратимый процесс передачи энергии колебаний с одновременным ее рассеиванием в ЭП достигается при условии представления характеристического уравнения (1.54) в виде

$$Q(p) = \underbrace{(a_0 p^2 + a_1 p + 1)}_{\text{ЭП}} \underbrace{(a_0 p^2 + a_1 p + 1)}_{\text{МП}}. \quad (1.56)$$

Представление характеристического уравнения $Q(p)$ в виде уравнения (1.56), как следует из приведенных выше рассуждений, имеет глубокий физический смысл.

Математически эта запись уравнения (1.56) означает, что идет полная перекачка энергии с идентичными (равнозначными) процессами в ЭП и МП с минимально возможной длительностью колебательных процессов.

Условие тождественности уравнений (1.52) и (1.56) требует равенства коэффициентов при соответствующих степенях оператора Лапласа «р», что дает следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} a_0^2 &= \gamma K_\epsilon T_y^4; \\ 2a_0 a_1 &= 2\gamma \xi_\delta \sqrt{K_\epsilon} T_y^3; \\ 2a_0 + a_1^2 &= \gamma(1 + K_\epsilon) T_y^2; \\ 2a_1 &= 2\gamma \xi_\delta \sqrt{K_\epsilon} T_y, \end{aligned} \right\} \quad (1.57)$$

откуда получаем условия, при которых уравнение (1.56) адекватно уравнению (1.52)

$$K_\epsilon = K_\epsilon^* = \frac{1}{\gamma} \quad (1.58)$$

$$\xi_\delta = \xi_\delta^* = \sqrt{\frac{\gamma - 1}{\gamma}} \quad (1.59)$$

где K_ϵ^* - значение коэффициента в предельном случае максимума электромеханического взаимодействия;

ξ_0^* - коэффициент демпфирования при предельном взаимодействии.

Полученные условия (1.58), (1.59) говорят о том, что электромеханическое взаимодействие в электроприводе достигает предельных значений максимума при строгом соблюдении двух условий:

1-е - оптимальной близости частот ЭП и МП с коэффициентом $K_B = K_B^*$;

2-е - оптимальном значении коэффициента демпфирования ЭП, когда $\xi_0 = \xi_0^*$.

Аналитически эти условия однозначно определяют физическое наличие только инерциальной связи между ЭП и МП при реализации предельного эффекта электромеханического взаимодействия, который определяется только коэффициентом распределения инерционных масс γ .

В теории электропривода [15] количественным показателем демпфирующего действия ЭП принимается степень затухания упругих механических колебаний в консервативной МП (с коэффициентом демпфирования $\xi_m = 0$). Это, безусловно, физически правильно, так как демпфирование, вносимое в систему собственно электромеханическим преобразователем, оценивается при оптимальной близости частот (1.47) и отсутствии действия иных, кроме как собственных ЭП, демпфирующих факторов.

Рассмотрим эффект демпфирования упругих колебаний для предельного случая максимума электромеханического взаимодействия МП и ЭП, когда выполнены условия (1.58), (1.59).

Характеристическое уравнение (1.52) при его представлении в виде (1.56) с учетом выражений (1.58), (1.59) преобразуется в симметричную форму

$$Q(p) = (T_y^2 p^2 + \sqrt{\gamma - 1} T_y p + 1)(T_y^2 p^2 + \sqrt{\gamma - 1} T_y p + 1) = 0. \quad (1.60)$$

Прямой оценкой колебательности ЭМС является логарифмический декремент затухания [15], [16]

$$\lambda = 2\pi\alpha / \Omega_p, \quad (1.61)$$

где α и Ω_p – показатель затухания и резонансная частота для той пары корней, которой соответствует меньшее значение λ .

Корни характеристического уравнения (1.60) находятся аналитически по формуле корней квадратного уравнения для $1,1 < \gamma < 5$:

$$p_{1,2} = p_{34} = -\frac{\sqrt{\gamma-1}}{2T_y} \pm j \frac{\sqrt{5-\gamma}}{2T_y} = -\alpha \pm j\Omega_p \quad (1.62)$$

Корни являются комплексно-сопряженными, кратными, и по их виду (1.62) определенно можно судить, что электропривод обеспечивает при выполнении условий (1.58), (1.59) предельное максимальное демпфирование электромеханических колебаний в полной ЭМС с коэффициентом

$$\xi_{эн} = \xi_{мт} = \xi^* = \frac{1}{2}\sqrt{\gamma-1}, \quad (1.63)$$

при минимуме колебательности свободного движения

$$\mu = \left| \frac{\Omega_p}{\alpha} \right| = \mu^* = \sqrt{\frac{5-\gamma}{\gamma-1}}, \quad (1.64)$$

и максимуме логарифмического декремента

$$\lambda = 2\pi \left| \frac{\alpha}{\Omega_p} \right| = \lambda^* = 2\pi \sqrt{\frac{\gamma-1}{5-\lambda}}. \quad (1.65)$$

Полученные показатели (1.63), (1.64), (1.65) в виде формул прямых оценок колебательности доказывают тот факт, что максимум демпфирующего эффекта ЭП, как и в случае выводов из анализа по графическим зависимостям [15], не зависит от выбора формы обобщенных параметров и определяется только коэффициентом соотношения (распределения) инерционных масс \mathcal{Y} .

Практическая ценность результатов анализа ЭМС по обобщенным показателям $K_{в}$, ξ_{∂} , \mathcal{Y} заключается в том, что для двухмассовой ЭМС в качестве первичного определения установлена мера – своеобразный эталон возможного максимума демпфирующей способности электропривода (1.63),

(1.64), (1.65) при условиях предельного электромеханического взаимодействия (1.58), (1.59).

Формулы (1.63), (1.64), (1.65) для определения предельных значений демпфирующего эффекта электропривода позволяют на основе обобщенных показателей количественно оценивать существенность электромеханического взаимодействия путем сравнения фактических значений

$$\left. \begin{aligned} K_{\epsilon} &= \frac{T_{\text{эм1}} T_{\text{э}}}{T_y^2}; \\ \xi_{\text{д}} &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{\text{эм1}}}{T_{\text{э}}}}; \\ \gamma &= \frac{J_1 + J_2}{J_1} \end{aligned} \right\} \quad (1.66)$$

проектируемой ЭМС с предельными значениями

$$\left. \begin{aligned} K_{\epsilon}^* &= \frac{1}{\gamma}; \\ \xi_{\text{д}}^* &= \sqrt{\frac{\gamma - 1}{\gamma}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.67)$$

На основании результатов сравнения устанавливают направление изменения динамических свойств ЭМС для приближения их к оптимальным по демпфированию колебаний, определяемых значениями параметров (1.50), (1.51) при выполнении условий (1.67):

$$T_{\text{э}}^* = \sqrt{K_{\epsilon}^*} \frac{T_y}{2\xi_{\text{д}}^*}, \quad (1.68)$$

$$T_{\text{эм1}}^* = 2\sqrt{K_{\epsilon}^* \xi_{\text{д}}^*} T_y \quad (1.69)$$

Рассмотрим, какими свойствами будет обладать ЭМС при различной степени электромеханического взаимодействия для граничных предельных значений варьируемых обобщенных показателей K_{ϵ} , $\xi_{\text{д}}$ как определяющих важные физические особенности процесса взаимодействия.

Для множества реальных значений параметров электропривода возможен случай, когда электромеханический преобразователь является слабо демпфированным звеном с коэффициентом $\xi_{\partial} \ll \xi_{\partial}^*$, теоретически

$$\xi_{\partial} \approx 0 \quad (1.70)$$

Тогда при возможной раздвижке частот ЭП и МП в высокочастотную область ($\Omega_{\partial} \gg \Omega_{12}$), коэффициент электромеханического взаимодействия K_{∂} (1.48) может иметь величину достаточно малого порядка, а именно $K_{\partial} \ll K_{\partial}^*$, или

$$K_{\partial} \approx 0. \quad (1.71)$$

Из анализа характеристического уравнения (1.52) следует, что при выполнении условий (1.70) и (1.71) оно принимает вид:

$$Q_1(p) = \gamma T_y^2 p^2 + 1. \quad (1.72)$$

Уравнение вида (1.72) описывает ЭМС, обладающую свойствами недемпфированного колебательного звена с частотой колебаний второй массы с моментом инерции J_2 механической подсистемы (1.40)

$$\Omega_m = \frac{1}{\sqrt{\gamma T_y}} = \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}}, \quad (1.73)$$

что соответствует, по терминологии источника [15], жесткой «заделке» вала электродвигателя. Физически такой случай следует трактовать как упругие механические колебания в МП без обмена энергии с ЭП, демпфирующее действие ЭП не проявляется. Взаимное влияние процессов в ЭП и МП отсутствует.

Для такого же случая (1.70) малого демпфирования с $\xi_{\partial} \approx 0$ и при раздвижке частот в низкочастотную область ($\Omega \ll \Omega_m$) коэффициент

электромеханического взаимодействия K_v может достигать значений высокого порядка ($K_g \gg K_g^*$), когда

$$K_g \rightarrow \infty \quad (1.74)$$

Характеристическое уравнение (1.52) для условий (1.70) и (1.74) после несложных преобразований принимает вид

$$Q_2(p) = T_y^2 p^2 (T_y^2 p^2 + 1). \quad (1.75)$$

Совершенно очевидно, что и в этом случае ЭМС обладает свойствами недемпфированного колебательного звена с частотой колебаний двухмассовой системы Ω_{12} (1.26). Взаимное влияние процессов в ЭП и МП, как видно по уравнению (1.75), исключено, отбора энергии колебаний в ЭП не происходит.

Показательно, что аналогичные характеристические уравнения (1.72) и (1.75) будут описывать свойства ЭМС и для случая достаточно высокого демпфирования в ЭП, когда $\xi_\delta \gg 1,0$, теоретически

$$\xi_\delta \rightarrow \infty \quad (1.76)$$

для низко- и высокочастотной области диапазона частот.

Таким образом, как для электромеханических процессов при предельном значении минимума взаимодействия МП и ЭП, так и при значительном превышении предельного значения механизма взаимодействия демпфирующий эффект электропривода не проявляется (отсутствует), и логарифмический декремент (1.61) равен нулю.

На рис.1.7, 1.8 приводится графическая интерпретация результатов анализа процессов электромеханического взаимодействия. На основании метода численного решения характеристического уравнения (1.52) найдены корни при варьировании параметров и построены зависимости

$$\lambda = f(K_g) \quad (1.77)$$

и

$$\lambda = f(\xi_d) \quad (1.78)$$

для различных значений коэффициента распределения инерционных масс $\gamma=1,5; 2,0; 3,0; 5,0; 10,0$ и $\xi_d = 0,1 \dots 1,5$. При увеличении K_v от нуля логарифмический декремент возрастает, достигает максимума λ^* (1.65), а затем при дальнейшем увеличении уменьшается в пределе до нуля, причем каждому конкретному значению γ соответствует один максимум, который наступает при определенном $K_g = K_g^*$ для предельного значения $\xi_d = \xi_d^*$.

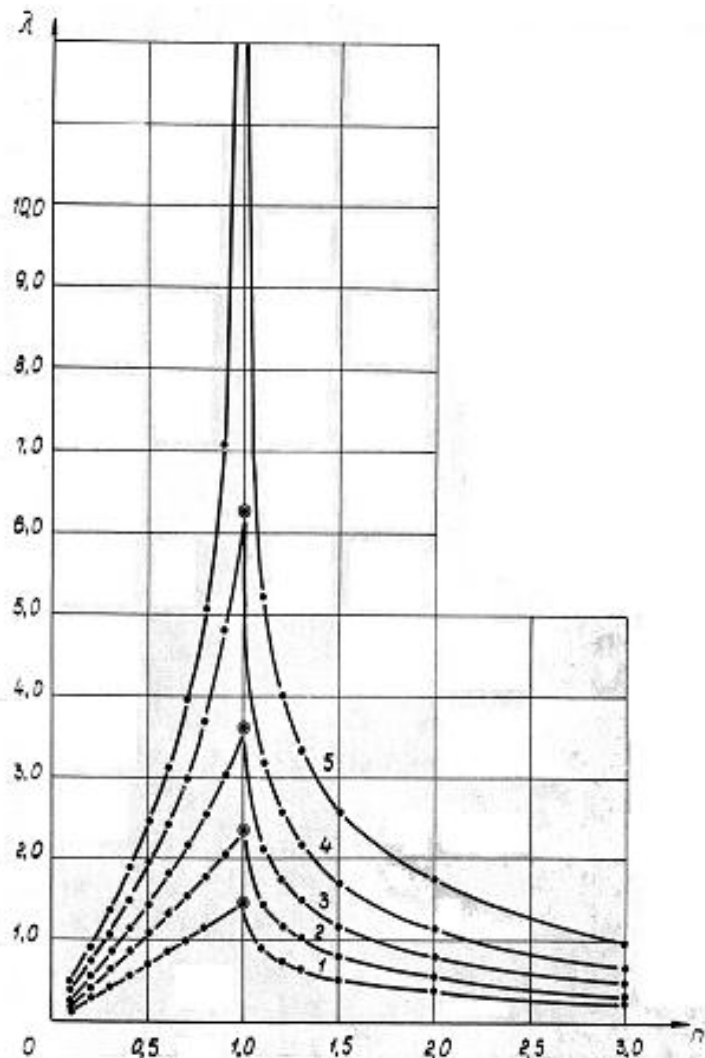


Рисунок 1.7 – Графическая интерпретация анализа процессов электромеханического взаимодействия:

1. $\gamma = 1,2$; 2. $\gamma = 1,5$; 3. $\gamma = 2$; 4. $\gamma = 3$; 5. $\gamma = 5$.

При увеличении ξ_0 от нуля логарифмический декремент также возрастает, достигает максимума λ^* (1.65) при $\xi_0 = \xi_0^*$, затем при дальнейшем увеличении $\xi_0 > \xi_0^*$ уменьшается до нуля. Каждому значению коэффициента распределения инерционных масс γ соответствует один максимум для определенного $\xi_0 = \xi_0^*$, достигаемый при оптимальном $K_6 = K_6^*$.

Из графиков зависимостей видно, что возможное демпфирование колебаний в ЭМС тем выше, чем больше γ . Предельное значение выше, чем больше γ . Предельное значение максимума логарифмического декремента затухания λ^* определяется только коэффициентом распределения инерционных масс γ , критическое демпфирование электромеханических колебаний в ЭМС с $\xi=1,0$ обеспечивается согласно выражению (1.63) при $\gamma=5,0$.

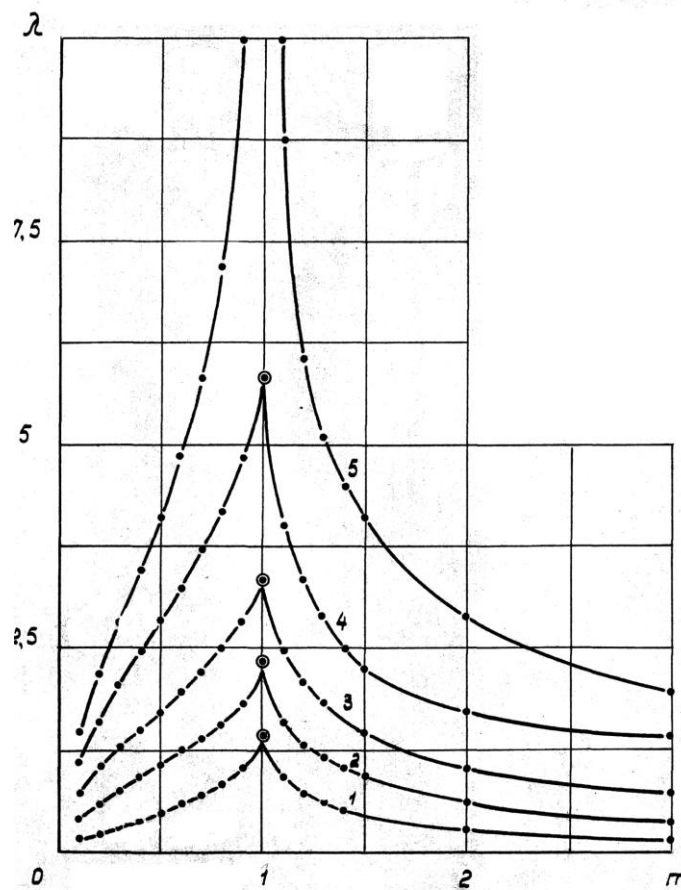


Рисунок 1.8 – Предельное демпфирование в электромеханической системе:

1. $\gamma=1,2$; 2. $\gamma = 1,5$; 3. $\gamma = 2$; 4. $\gamma = 3$; 5. $\gamma = 5$.

Характеристики предельного демпфирования в ЭМС свидетельствуют о том, что высокого демпфирования и минимума колебательности в ЭМС возможно добиться при реализации предельного электромеханического взаимодействия, когда

$$\left. \begin{aligned} K_e^* &= 1/\gamma; \\ \xi_o^* &= \sqrt{\frac{\gamma-1}{\gamma}}, \end{aligned} \right\} \quad (1.79)$$

$$(1.80)$$

даже для малых значений приведенного момента инерции механизма. Так как обмен энергии в ЭМС возможен только при колебательном характере движения электродвигателя, то принципиально всегда $\xi_o^* < 1,0$ при любых значениях γ (1.80).

Логарифмический декремент затухания λ принимает максимально возможное значение для колебательного характера электромеханических процессов взаимодействия.

Это еще раз свидетельствует, что в ЭМС и при учете электромагнитных процессов ЭП оптимальное – максимальное – значение демпфирующего эффекта, определяемого λ_{\max} , зависит от коэффициента распределения инерционных масс γ .

2 ВЗАИМОСВЯЗЬ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭМС ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА КОЛЕБАТЕЛЬНОСТИ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Практически всегда имеется возможность изменять параметры ЭМС в процессе проектирования или наладок приводов. Из всех параметров для конструктора интерес представляют те, сочетания которых обеспечат возможный максимум демпфирования упругих колебаний.

В общем случае целесообразно варьировать ту или иную жесткость (например, C_{12}) элементов механической передачи МП, устанавливая определенный требуемый диапазон собственных частот двухмассовой ЭМС

$$\Omega_{12min} < \Omega_{12} < \Omega_{12max} . \quad (2.1)$$

При варьировании величины жесткости связей упругой МП необходимо принимать во внимание, что это может повлиять на выполнение условий прочности передач и срок их службы [20].

В нужном направлении возможно изменять и коэффициент распределения инерционных масс γ за счет выбора передаточного числа редуктора и номинальной скорости электродвигателя, а также значений моментов инерции элементов привода. Выбор конструктором величины дискретных масс привода ограничивается определенными (каталожными) значениями моментов инерции роторов двигателей, редукторов, муфт, шкивов и т.д. [21].

При оптимизации ЭМС очень часто пределы варьирования дискретных масс ротора двигателя, передаточного механизма и рабочего органа машины значительно меньше, чем в случае изменения жесткости элементов.

В различных вариантах конструкторами-механиками в приводах машин и агрегатов применяются механические демпфирующие устройства, которые, как правило, сложны в изготовлении и наладке, требуют очень тщательного ухода при эксплуатации [20].

Влиять на динамические свойства ЭМС для уменьшения колебательности возможно и воздействием на динамическую жесткость механической характеристики электропривода [15]. Изменение параметров динамической

жесткости механической характеристики $\beta_o(p)$ обеспечивается вариацией сопротивления силовой цепи якоря (ротора) или применением обратных связей по регулируемым координатам привода (для замкнутых систем регулирования).

2.1 Выбор параметров электропривода с минимальной колебательностью координат

Приведенные выше варианты выбора параметров ЭМС при оптимизации сводятся к изменению частных параметров электропривода.

Для двухмассовой ЭМС (см. рис.1.4) также изменения конкретных значений ЭП и МП приводят, соответственно, к варьированию значений минимального количества обобщенных показателей электромеханического взаимодействия $K_\epsilon, \xi_\delta, \gamma$

$$\left. \begin{aligned} K_\epsilon &= \frac{\Omega_{12}^2}{\Omega_\delta^2} \\ \xi_\delta &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{\text{ЭМ1}}}{T_\delta}} \\ \gamma &= (J_1 + J_2) / J_1 \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

и формированию, в конечном итоге, различной комплектации корней характеристического уравнения (1.52), которая и определяет динамические свойства ЭМС.

Рассмотрим общие закономерности при решении задач синтеза и оптимизации на традиционном примере обобщенной ЭМС, приведенной на структурной схеме рис.1.4. При помощи правил преобразования структурных схем определим передаточную функцию ЭМС по управляющему воздействию $\omega_0(p)$ при отсутствии возмущения для выходной координаты второй массы $\omega_2(p)$:

$$W(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{\gamma T_{\text{ЭМ1}} T_\delta T_y^2 p^4 + \gamma T_{\text{ЭМ1}} T_y^4 p^3 + \gamma (T_{\text{ЭМ1}} T_\delta + T_y^2) p^2 + \gamma T_{\text{ЭМ1}} p + 1} \quad (2.3)$$

Корни характеристического уравнения – знаменателя передаточной функции представляют собой полюса передаточной функции (1.83), которые однозначно определяют вид переходного процесса по управляющему воздействию $\omega_0(p)$, так как нули – корни числителя передаточной функции – отсутствуют.

Характеристическое уравнение ЭМС при использовании обобщенных показателей электромеханического взаимодействия записывается в виде

$$\gamma K_e T_y^4 p^4 + 2\gamma \xi_d \sqrt{K_e} T_y^3 p^3 + \gamma(1 + K_e) T_y^2 p^2 + 2\gamma \xi_d \sqrt{K_e} T_y p + 1 = 0 \quad (2.4)$$

При анализе свойств ЭМС установлено, что в теоретически существующем интервале варьирования обобщенных показателей K_e, ξ_d (1.70) и (1.74), (1.76) имеется одно экстремальное значение демпфирующего действия электропривода, которое характеризуется максимальным для данного γ значением логарифмического декремента затухания λ^* (1.65). Экстремальное (максимальное) значение демпфирования колебаний в ЭМС является предельным, так как проявляется в условиях электромеханического взаимодействия МП и ЭП при минимально возможной длительности процессов с полным отбором (перекачкой) и преобразованием энергии. Эти условия определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} K_e = K_e^* &= 1/\gamma; \\ \xi_d = \xi_d^* &= \sqrt{\frac{\gamma - 1}{\gamma}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

При подстановке условий предельного электромеханического взаимодействия (2.5) в соотношения взаимосвязи параметров парциальных МП и ЭП (1.50), (1.51), получим зависимости для определения оптимальных постоянных времени ЭП

$$\left. \begin{aligned} T_{\mathcal{E}}^* &= \frac{T_y}{2\sqrt{\gamma-1}}; \\ T_{\mathcal{EM1}}^* &= \frac{2\sqrt{\gamma-1}T_y}{\gamma}. \end{aligned} \right\} \begin{aligned} (2.6) \\ (2.7) \end{aligned}$$

По зависимостям (2.6), (2.7) легко определяются параметры, позволяющие реализовать предельное демпфирование упругих механических колебаний в разомкнутой ЭМС.

По виду полученных зависимостей можно сделать важные выводы о свойствах двухмассовых ЭМС:

1. Основные параметры ЭМС – $T_{\mathcal{E}}, T_{\mathcal{EM1}}, \gamma, T_y$, – характеризующие тот или иной вариант электропривода, находятся во взаимосвязи, определяемой коэффициентом распределения инерционных масс γ . Поэтому при оптимизации ЭМС по критерию минимума колебательности, параметры нельзя произвольно «назначить» или задать, как того требует, например, оптимизация по коэффициентам стандартного распределения полюсов полинома [14].
2. Зависимости (2.6), (2.7) отвечают требованиям системного анализа, так как процедура синтеза ЭМС при учете закономерностей взаимосвязи при реализации предельного демпфирования (2.5) предоставляет возможность влиять на демпфирующие свойства электропривода электромеханическими, механическими и конструктивными способами. То есть, эти зависимости позволяют при проектировании использовать способы оптимизации, регламентируемые параметрами одной и другой частей от знака равенства.
3. При несоответствии параметров конкретной разомкнутой ЭМС оптимальным (2.6), (2.7) необходимо их скорректировать соответствующими способами или, если это возможно, реализовать требуемые значения путем охвата регулируемых координат гибкими связями, что будет рассматриваться ниже, для систем подчиненного регулирования.

Пример 2.1 [16]. Определить оптимальную по критерию минимума колебательности жесткость механической характеристики электропривода

постоянного тока, для которого частные параметры ЭП и МП имеют следующие значения: $k\Phi_n = 2,84 \text{ В}\cdot\text{с}$; $R_{я0} = 0,098 \text{ Ом}$ (в нагретом состоянии машины); $T_{я} = 0,03 \text{ с}$; $J_1 = 3,5 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $J_2 = 10,5 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $C_{12} = 548 \text{ Н}\cdot\text{м}$.

Определим обобщенные параметры ЭП и МП, соответствующие характеристическому уравнению (84): жесткость механической характеристики (1.27), $\text{Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$,

$$\beta = M_{\kappa} / \omega_0 = k^2 \Phi_n^2 / R_{я0} = 2,84^2 / 0,098 = 82,3;$$

коэффициент распределения инерционных масс (1.25)

$$\gamma = (J_1 + J_2) / J_1 = (3,5 + 10,5) / 3,5 = 4,0;$$

частота свободных колебаний двухмассовой ЭМС (1.26)

$$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{C_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 \cdot J_2}} = \sqrt{\frac{548 \cdot (3,5 + 10,5)}{3,5 \cdot 10,5}} = 14,45 \text{ 1/с};$$

электромеханическая постоянная времени (1.22)

$$T_{эм1} = J_1 \frac{\omega_0}{M_{\kappa}} = \frac{J_1}{\beta} = J_1 \frac{R_{я0}}{(k\Phi_n)^2} = \frac{3,5}{82,3} = 0,0425$$

коэффициент электромеханического взаимодействия (1.48)

$$K_{\epsilon} = \frac{T_{эм1} T_{\epsilon}}{T_y^2} = T_{эм1} T_{\epsilon} \Omega_{12}^2 = 0,0425 \cdot 0,03 \cdot 14,45^2 = 0,266;$$

оптимальное значение коэффициента электромеханического взаимодействия (1.58)

$$K_{\epsilon}^* = \frac{1}{\gamma} = \frac{1}{4} = 0,25;$$

коэффициент демпфирования электродвигателя (1.34)

$$\xi_d = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{ЭМ1}}{T_{\mathcal{E}}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{0,0425}{0,03}} = 0,595;$$

оптимальное значение коэффициента демпфирования (1.59)

$$\xi_d^* = \sqrt{\frac{\gamma-1}{\gamma}} = \sqrt{\frac{4-1}{4}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866;$$

предельное значение логарифмического декремента (1.65)

$$\lambda_{\max} = 2\pi \sqrt{\frac{\gamma-1}{5-\gamma}} = 2\pi \sqrt{\frac{4-1}{5-4}} = 2\pi\sqrt{3} = 10,88.$$

Для реализации предельного демпфирования упругих механических колебаний необходимо иметь следующие оптимальные значения постоянных времени:

$$T_{\mathcal{E}}^* = \frac{T_y}{2\sqrt{\gamma-1}} = \frac{1}{2\Omega_{12}\sqrt{\gamma-1}} = \frac{1}{2 \cdot 14,45 \cdot \sqrt{4-1}} = 0,02 \text{ с.}$$

$$T_{ЭМ1}^* = \frac{2\sqrt{\gamma-1}T_y}{\gamma} = \frac{2\sqrt{\gamma-1}}{\gamma \Omega_{12}} = \frac{2\sqrt{4-1}}{4 \cdot 14,45} = 0,06 \text{ с.}$$

В разомкнутой ЭМС практически повлиять на величину электромагнитной постоянной времени

$$T_{\mathcal{E}} = \frac{L_{яц}}{R_{яц}}$$

возможно за счет введения добавочного сопротивления в цепь якоря, а величина электромеханической постоянной времени $T_{ЭМ1}$ зависит от коэффициента жесткости механической характеристики. Оптимальное значение коэффициента жесткости механической характеристики электропривода при учете расчетных формул (1.21) и (1.87) тогда определяется как

$$\beta^* = \frac{J_1}{T_{эм1}^*} = \frac{\gamma J_1}{2\sqrt{\gamma-1}T_y} = \frac{\gamma J_1 \Omega_{12}}{2\sqrt{\gamma-1}}. \quad (2.8)$$

Численное значение коэффициента жесткости механической характеристики электропривода после подстановки значений γ, Ω_{12}

$$\beta^* = \frac{\gamma J_1 \Omega_{12}}{2\sqrt{\gamma-1}} = \frac{4 \cdot 3,5 \cdot 14,45}{2\sqrt{4-1}} = 58,4 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Сравнение оптимальных значений параметров $T_{\mathcal{E}}^*, T_{эм1}^*$ и β^* с фактическими значениями приводит к простому выводу, что для выполнения критерия (минимума колебательности) необходимо при наладке электропривода уменьшить на 33% постоянную времени $T_{\mathcal{E}}$ и на 28,2% снизить жесткость механической характеристики β .

Такие изменения с удовлетворительной точностью можно обеспечить увеличением сопротивления якорной цепи двигателя $R_{я\delta}$ на 30% путем введения соответствующего добавочного резистора в цепи обмотки якоря при условии неизменности магнитного потока двигателя, так как

$$T_{\mathcal{E}} = \frac{L_{яц}}{R_{яц} + R_{доб}}; \quad \beta = \frac{(k\Phi)^2}{R_{яц} + R_{доб}}.$$

2.2 Оптимизация двухмассовой электромеханической системы с подчиненным регулированием

В подавляющем большинстве промышленные машины и механизмы оборудованы электроприводами постоянного тока, управление которыми построено по принципу подчиненного регулирования [12]. На рис.2.1 представлена схема типовой системы регулирования скорости электродвигателя. В схеме приняты следующие обозначения: М – двигатель постоянного тока с моментом инерции ротора J_1 ; УВ – управляемый выпрямитель с коэффициентом усиления K_v и постоянной времени τ_v ; РТ – регулятор тока с передаточной функцией $W_{рт}(p)$; ДТ – датчик тока в цепи

обратной связи по току с коэффициентом передачи K_T и постоянной времени $T_{дт}$; РС – регулятор скорости с передаточной функцией $W_p(p)$; ДС – датчик скорости в цепи обратной связи по скорости с коэффициентом передачи K_c и постоянной времени фильтра τ_ϕ ; ТГ – тахогенератор для преобразования угловой скорости двигателя в пропорциональное ей напряжение; C_{12} – жесткость упругого звена; МЧ – механическая часть с приведенным моментом инерции вращающихся частей J_2 .

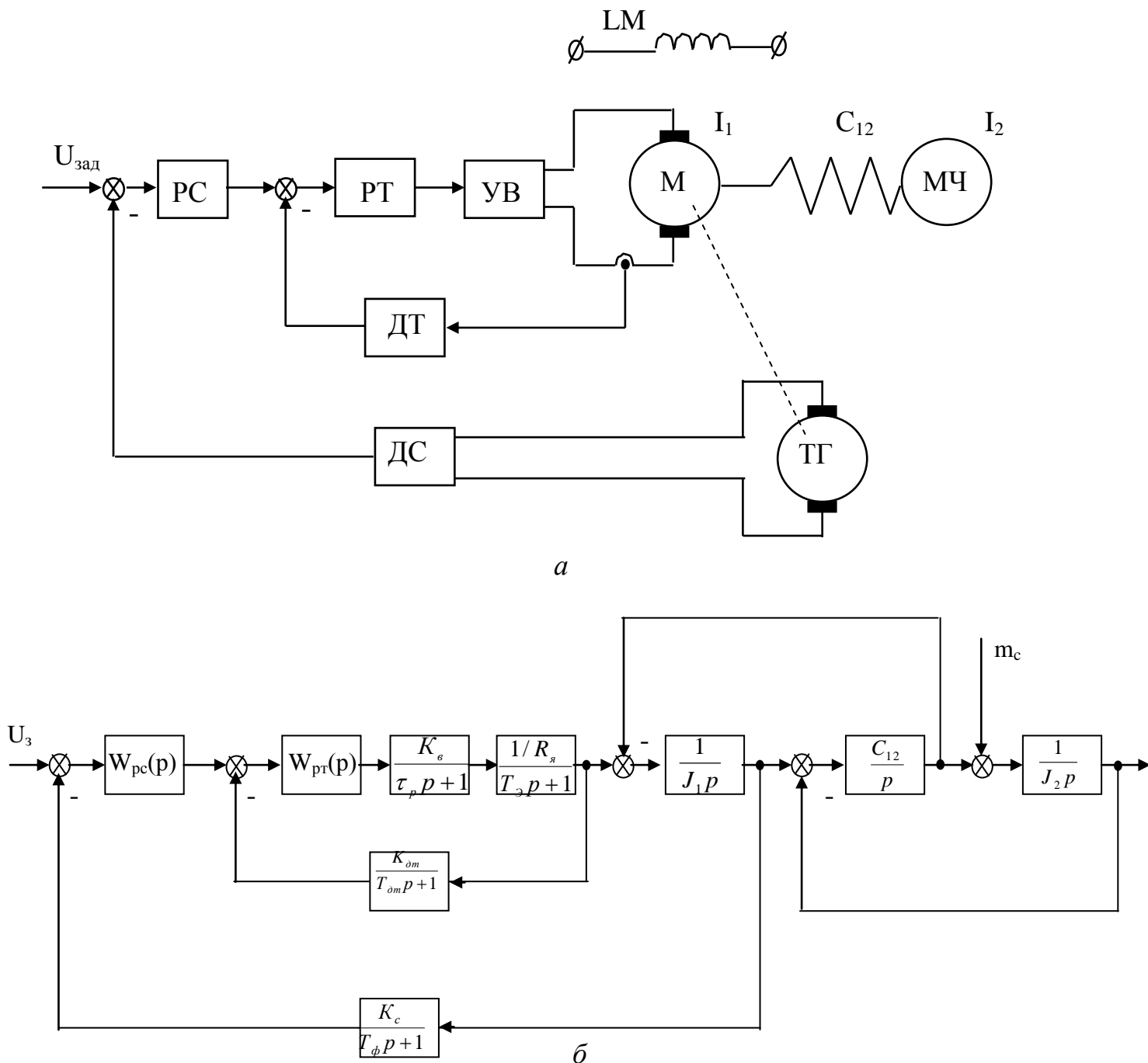


Рисунок 2.1 – Двухмассовая электромеханическая система с подчиненным регулированием параметров: а - функциональная схема; б - структурная схема

Из схемы (см. рис.2.1) видно, что типовой электропривод объединяет два контура регулирования переменных: тока (ускорения) и частоты вращения (скорости). Контур регулирования связан иерархией подчинения друг другу по принципу убывания быстродействия от «быстрых» внутренних контуров к «медленным» внешним, что соответствует физической сущности протекания процессов в электроприводе. Практика оптимизации переходных процессов в системах подчиненного регулирования заключается в выделении внутриконтурных объектов первого порядка (инерционных или интегрирующих) с преобладающими значениями постоянных времени и придания переходным процессам в контурах с помощью контурных регуляторов вида, отвечающего типовым формам – «модульному» или «симметричному» оптимума [22].

Для рассматриваемого варианта электропривода такими преобладающими постоянными времени являются: для контура регулирования постоянная времени

$$T_{\varepsilon} = L_{яц} / R_{яц}, \quad (2.9)$$

для контура регулирования скорости – электромеханическая постоянная времени

$$T_{эм} = J_{\Sigma} * \frac{R_{яц}}{k^2 \Phi^2}, \quad J_{\Sigma} = J_1 + J_2. \quad (2.10)$$

Методика оптимизации контуров основана на допущении абсолютной жесткости механических передач от двигателя к механизму ($C_{12} \approx \infty$), линейности характеристик звеньев электропривода и наличия возможностей энергетического обеспечения их динамических свойств, удовлетворяющих некоторым требованиям оптимальности.

Так, для «подгонки» к идеальному режиму контура регулирования необходимо, чтобы регулируемая величина реагировала на изменение задающей без запаздывания и без появления колебаний. Такое поведение контура описывается уравнениями

$$\frac{x_{\text{былх}}(t)}{x_{\text{зад}}(t)} = 1 \quad \text{или} \quad \frac{x_{\text{былх}}(p)}{x_{\text{зад}}(p)} = 1. \quad (2.11)$$

Одновременно в этом случае регулируемая величина никак не должна реагировать на возмущение

$$\frac{x_{\text{вых}}(t)}{f(t)} = 0 \quad \text{или} \quad \frac{x_{\text{вых}}(p)}{f(p)} = 0. \quad (2.12)$$

Препятствием для достижения в реальных условиях такого идеального поведения (2.11), (2.12) контура регулирования является инерционность объекта регулирования, обусловленная всеми его звеньями. Но если среди этих многих инерционных звеньев объекта регулирования имеется одно звено, постоянная времени которого больше, чем сумма постоянных времени остальных звеньев, то следует подбором регулятора “скомпенсировать” эту большую постоянную времени. В результате ликвидируется влияние инерции объекта, и процессы в контуре соответствуют наилучшим переходным характеристикам (т.е. являются в этом смысле оптимальными).

2.2.1 Синтез регулятора тока по критерию «оптимум по модулю» передаточной функции

В контуре регулирования тока (см. схему рис 2.1, б) всегда имеется запаздывание, обусловленное инерционностью силовой части управляемого выпрямителя $\tau_{\text{в}} = T_{\text{н}}/2$, инерционностью фильтра $\tau_{\text{ф}}$ на входе системы импульсно-фазового управления выпрямителем, инерционностью обмотки и цепи якоря с электромагнитной постоянной времени $T_{\text{э}}$, инерционностью $T_{\text{оу}}$ аналоговых элементов контура и датчика тока в цепи обратной связи по току $T_{\text{ом}}$.

В качестве большой постоянной времени в контуре тока выбирается электромагнитная постоянная времени $T_{\text{э}}$, так как для типового электропривода $T_{\text{э}} \gg T_{\text{ми}} = \tau_{\text{в}} + \tau_{\text{ф}} + T_{\text{оу}} + T_{\text{ом}}$, где $\tau_{\text{э}} = \frac{T_{\text{н}}}{2} = \frac{1}{2mf_c}$, m – фазность выпрямителя, f_c – частота питающей сети. Обычно обозначают $\tau = \tau_{\text{в}} + \tau_{\text{ф}}$.

Так как регулирование тока двигателя должно осуществляться без статической ошибки и в случае наличия перечисленных инерционностей, регулятор должен обладать интегрирующими свойствами. А для компенсации с помощью интегрального регулятора большой инерционности контура, регулятору необходимо дополнительно придать еще и пропорциональные свойства. Регулятор тока включается последовательно со звеньями (рис.2.2), его структура, в связи с изложенным выше, описывается пропорционально-интегральным (ПИ) звеном

$$W_{PT}(p) = K_{pm} \frac{1 + \tau_u p}{\tau_u p}.$$

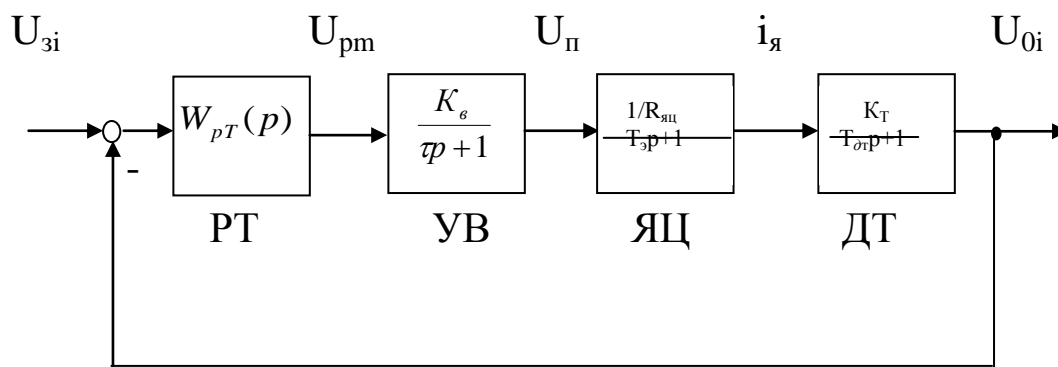


Рисунок 2.2 – Контур регулирования с объектом, содержащим несколько инерционностей

Передаточную функцию разомкнутого (по цепи обратной связи) контура тока с ПИ – регулятором можно записать в виде

$$W_{pi}(p) = K_{PT}((\tau_u p + 1) / \tau_u p) K_{об1} (1 / (T_э p + 1)) (1 / (T_{\mu i} p + 1)), \quad (2.13)$$

где K_{PT} – коэффициент пропорционального усиления регулятора тока;

τ_u – постоянная времени (время изодрома) регулятора;

$T_э$ – электромагнитная постоянная времени;

$T_{\mu i}$ – сумма всех учитываемых малых постоянных времени;

$K_{об1} = K_e \cdot K_T / R_{яц}$ – коэффициент передачи объекта регулирования 1 с инерционностями;

$\tau = \tau_e + \tau_\phi$ – постоянная времени, учитывающая инерционность силовой цепи и цепи управления выпрямителя.

Для компенсации большой постоянной времени принимаем, что постоянная интегрирования регулятора

$$\tau_u = T_\Sigma. \quad (2.14)$$

Выражение (2.14) является первым определяющим уравнением процедуры синтеза ПИ регулятора тока при оптимизации по модульному оптимуму.

Подстановка выражения (2.14) в выражение (2.13) позволяет привести передаточную функцию разомкнутого контура тока к следующему виду:

$$W_{pi}(p) = K_{PT} \cdot \frac{1}{\tau_u p} \cdot K_{обл} \cdot \frac{1}{T_{\mu i} p + 1}. \quad (2.15)$$

При замыкании контура тока его передаточная функция после несложных преобразований представляется так

$$W_{zi}(p) = \frac{W_{pi}(p)}{1 + W_{pi}(p)} = \frac{K_{PT} \cdot K_{обл}}{\tau_u T_{\mu i} p^2 + \tau_u p + K_{PT} K_{обл}} = \frac{K_{PT} \cdot K_{обл}}{T_\Sigma T_{\mu i} p^2 + T_\Sigma p + K_{PT} \cdot K_{обл}} \quad (2.16)$$

Передаточную функцию (2.16) в теории автоматического управления относят к типовому колебательному звену стандартного вида

$$W_s(p) = \frac{\varepsilon_2}{a_0 p^2 + a_1 p + a_2} \quad (2.17)$$

Для выполнения условия оптимизации – «подгонки» модуля передаточной функции близкого к единице –

$$|W_s(p)| \rightarrow 1$$

$p = j\omega$ в диапазоне частот ω от нуля до возможно более высоких, необходимо, чтобы выполнялось условие оптимизации [22]

$$a_1^2 = 2a_0a_2. \quad (2.18)$$

Характеристические уравнения передаточных функций (2.17) и (2.16) тождественны при выполнении следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= T_{\text{Э}} \cdot T_{\mu i}; \\ a_1 &= T_{\text{Э}}; \\ a_2 &= K_{PT} \cdot K_{об1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

Используя условия оптимизации по «модульному» оптимуму (2.18) и соотношения (2.19), получаем второе уравнение, определяющее другой неизвестный параметр ПИ-регулятора:

$$K_{PT} = \frac{T_{\text{Э}}}{2T_{\mu i} K_{об1}} \quad (2.20)$$

Пример 2.2. Объект регулирования состоит из четырех инерционных звеньев: $T_1=400$ мс, $K_1=2$; $T_2=80$ мс; $K_2=10$; $T_3=15$ мс, $K_3=0,5$; $T_4=5$ мс, $K_4=0,01$. Требуется выбрать параметры ПИ-регулятора.

Для улучшения показателей качества регулирования будем компенсировать наибольшую из инерционностей объекта. Это требует принять постоянную времени интегрирования (изодрома) регулятора равной преобладающей постоянной времени

$$\tau_u = T_1 = 400 \text{ мс.}$$

Коэффициент пропорционального усиления регулятора

$$K_p = \frac{T_1}{2K_{об} \cdot T_{\mu}},$$

где $K_{об}=K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4=2 \cdot 10 \cdot 0,5 \cdot 0,01=0,1$.

Сумма малых постоянных времени

$$T_{\mu} = T_2 + T_3 + T_4 = 80 + 15 + 5 = 100 \text{ мс.}$$

Численное значение коэффициента усиления регулятора пропорционально:

$$K_p = \frac{T_1}{2T_{\mu} \cdot K_{\sigma\sigma}} = \frac{400}{2 \cdot 100 \cdot 0,1} = 20$$

При выполнении условий оптимизации (2.14) и (2.20) и подстановке найденных величин в уравнение передаточной функции (2.16), получаем соотношение, по форме тождественное уравнению

$$W_{zi}(p)|_{MO} = \frac{X(p)}{X_{zi}(p)} = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1}. \quad (2.21)$$

Из вида передаточной функции следует, что динамические свойства оптимизированного контура определяются **только** суммой малых постоянных времени

$$T_{\mu} = \tau_{\epsilon} + \tau_{\phi} + T_{OY} + T_{\Delta m} = \tau + T_{OY} + T_{\Delta m}, \quad (2.22)$$

и не зависят от постоянной времени объекта 1.

При использовании приема оптимизации по «модульному оптимуму» обеспечивается устойчивость контура регулирования, так что исследование его устойчивости не требуется.

Переходная функция оптимизированного контура соответствует однородному дифференциальному уравнению

$$X_{zi}(t) = x(t) + 2T_{\mu} \frac{dx(t)}{dt} + 2T_{\mu}^2 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} \quad (2.23)$$

Если сопоставлять уравнение (2.23) с канонической формой записи уравнения

$$y_3(t) = y(t) + 2\xi T \frac{dy}{dt} + T^2 \frac{d^2 y}{dt^2}, \quad (2.24)$$

типового колебательного звена (2.17), можно заключить, что постоянная времени колебаний и относительный коэффициент демпфирования

$$\left. \begin{aligned} T_{10} &= \sqrt{2T_{\mu}}; \\ \xi_{10} &= \frac{\sqrt{2}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

Такие показатели переходного процесса (2.25) формально представляют собой запись в виде компромисса между быстродействием и перерегулированием, что характерно для технических критериев оптимальности.

Для значений $\xi < 1,0$ в общем случае при ступенчатом задании входной величины поведение оптимизированного по модульному оптимуму контура регулирования во времени будет описываться функцией

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_{\mu}}} \left(\cos \frac{t}{2T_{\mu}} + \sin \frac{t}{2T_{\mu}} \right). \quad (2.26)$$

Переходная функция в относительных единицах (к скачкообразному изменению входной величины) имеет вид, показанный на рис.2.3

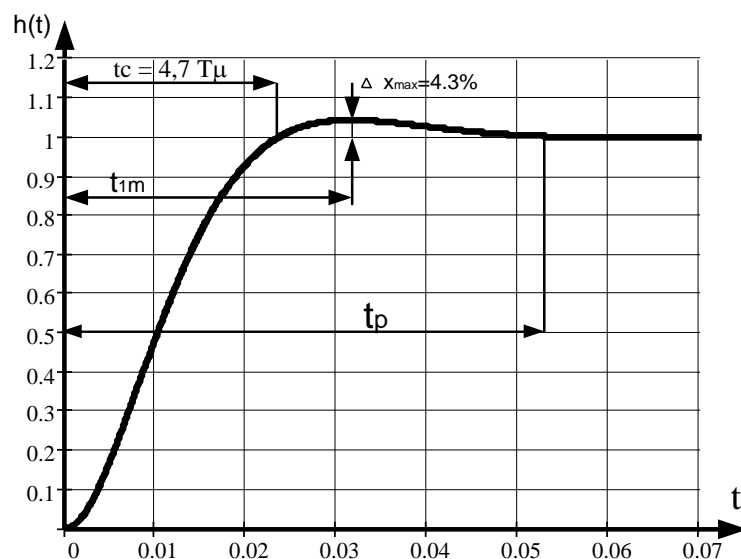


Рисунок 2.3 – Переходная функция контура при настройке на оптимум по модулю: t_c – время первого согласования; t_p – время регулирования

2.2.2 Синтез регулятора скорости

Внутренний контур регулирования тока системы подчиненного регулирования при оптимизации по модульному оптимуму (МО) может быть для последующей процедуры оптимизации контура регулирования скорости аппроксимирован инерционным звеном [23] с передаточной функцией

$$W_{Km}(p) = \frac{1}{2T_{\mu i} p + 1}. \quad (2.27)$$

При таком допущении контур регулирования скорости будет иметь следующую структурную схему (рис.2.4).

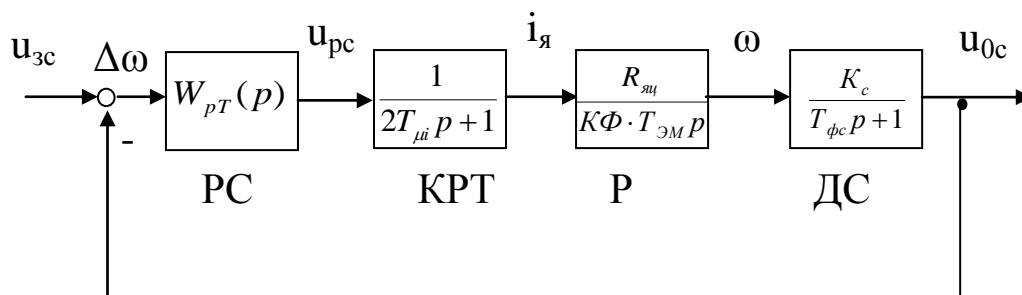


Рисунок 2.4 – Контур регулирования скорости с объектами, содержащими инерционные и интегрирующие звенья

Тогда, в соответствии с приемом оптимизации контура по МО при наличии интегрирующего звена с большой постоянной времени, выбираем пропорциональный (П) регулятор скорости. Передаточная функция разомкнутого контура скорости с П-регулятором запишется в виде

$$W_{pc}(p) = K_{pc} \cdot K_{об2} \cdot \frac{1}{T_{\text{ЭМ}} \cdot p} \cdot \frac{1}{T_{\mu c} p + 1}, \quad (2.28)$$

где $K_{об2} = R_{яц} \cdot K_c / k\Phi$ – коэффициент передачи объекта 2;

$T_{\text{ЭМ}}$ – электромеханическая постоянная времени привода;

K_{pc} – коэффициент пропорционального усиления регулятора скорости;

$T_{\mu c}$ – сумма всех малых учитываемых постоянных времени контура скорости.

Так же как и в контуре тока без существенного ущерба для точности последовательное соединение инерционных звеньев заменяется одним звеном с эквивалентной суммарной постоянной времени

$$T_{\mu c} = \Sigma T_{\mu} = 2T_{\mu} + T_{\phi c} + T_{oy}, \quad (2.29)$$

где $T_{\phi c}$ – постоянная времени фильтра на выходе датчика скорости;

T_{oy} – постоянная времени аналоговых элементов (датчиков, усилителей), входящих в контур скорости;

$T_{\mu i}$ – некомпенсируемая (суммарная) малая постоянная времени контура тока.

Передаточная функция замкнутого контура скорости

$$W_{zc}(p) = \frac{W_{pc}(p)}{1 + W_{pc}(p)} = \frac{K_{pc} \cdot K_{об2}}{T_{ЭМ} T_{\mu c} p^2 + T_{ЭМ} p + K_{pc} K_{об2}}. \quad (2.30)$$

Если применить для передаточной функции (2.30) контура скорости условия тождественности оптимизации по МО (2.19), то получим следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= T_{\mu c} \cdot T_{ЭМ}; \\ a_1 &= T_{ЭМ}; \\ a_2 &= K_{pc} K_{об2}, \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

из которых определяется зависимость для расчета коэффициента усиления регулятора скорости

$$K_{pc} = \frac{T_{ЭМ}}{2T_{\mu c} \cdot K_{об2}}. \quad (2.32)$$

Из полученного уравнения зависимости (2.32) следует, что выбором значения K_{pc} компенсируется большая постоянная времени $T_{ЭМ}$ – параметр интегрирующего звена контура скорости, характеризующей динамические

свойства ротора Р двигателя с моментом инерции J_1 и приведенной к его угловой скорости механической частью с моментом инерции J_2 .

При подстановке выражения (2.32) в уравнение (2.30) получаем передаточную функцию оптимизированного контура скорости, по форме аналогичную выражению (2.21), но с иной по величине суммарной малой постоянной времени $T_{\mu c}$:

$$W_{3c}(p)|_{MO} = \frac{X(p)}{X_{3c}(p)} = \frac{1}{2T_{\mu c}^2 p^2 + 2T_{\mu c} p + 1}. \quad (2.33)$$

Переходная функция оптимизированного контура скорости соответствует виду однородного дифференциального уравнения

$$X_{3c}(t) = z(t) + 2T_{\mu c} \frac{dx(t)}{dt} + 2T_{\mu c}^2 \frac{d^2x(t)}{dt^2}, \quad (2.34)$$

с постоянной времени колебаний и относительным коэффициентом демпфирования

$$\left. \begin{aligned} T_{20} &= \sqrt{2T_{\mu c}}; \\ \xi_{20} &= \frac{\sqrt{2}}{2}, \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

По форме переходный процесс при ступенчатом входном воздействии будет соответствовать переходной функции на рис.2.3, а показатели – время первого согласования –

$$t_c = 4.7T_{\mu c}, \quad (2.36)$$

время регулирования при вхождении регулируемой величины в двухпроцентную зону ошибок

$$t_p = 8.4T_{\mu c}, \quad (2.37)$$

при перерегулировании $\Delta X_{\max} = 4.3\%$.

Система подчиненного регулирования с П-регулятором скорости называется однократно-интегрирующей, и ее особенностью является обязательное наличие статической ошибки « $\Delta\omega$ » на входе регулятора скорости при набросе нагрузки – возмущения. Если по условиям технологического процесса наличие ошибки по возмущающему воздействию не допускается, то применяется двукратно-интегрирующая система.

Объект, как и прежде, содержит интегрирующее звено и несколько последовательно соединенных инерционных звеньев 1-го порядка, постоянные времени которых можно заменить суммарной постоянной времени (см. рис.2.3). Тогда для исключения статической ошибки регулирования « $\Delta\omega$ » по возмущающему воздействию целесообразно применить пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор скорости, и оптимизацию контура регулирования скорости необходимо осуществить по «симметричному оптимуму» [22].

ПИ-регулятор скорости имеет передаточную функцию вида

$$W_{pc}(p) = K_{pc} \cdot \frac{1 + \tau_c p}{\tau_c p}, \quad (2.38)$$

где K_{pc} – пропорциональный коэффициент передачи регулятора;
 τ_c – постоянная интегрирования (изодрома) регулятора скорости.

Уравнение передаточной функции разомкнутого контура скорости

$$W_{p\omega}(p) = K_{pc} \cdot \frac{1 + \tau_c p}{\tau_c p} \cdot K_{об2} \cdot \frac{1}{T_{ЭМ} p} \cdot \frac{1}{T_{\mu c} p + 1} \quad (2.39)$$

не дает никаких возможностей для компенсации инерционности, т.к. функция $1/(T_{\mu c} p + 1)$ принципиально не может быть скомпенсирована.

Передаточная функция замкнутого контура (см. рис.2.3)

$$W_{3\omega}(p) = \frac{W_{p\omega}(p)}{1 + W_{p\omega}(p)} = \frac{K_{pc} \cdot K_{об2} (1 + \tau_c p)}{K_{pc} \cdot K_{об2} + K_{pc} K_{об2} \tau_c p + T_{ЭМ} \tau_c T_{\mu c} p^3} \quad (2.40)$$

Характеристическое уравнение – полином знаменателя передаточной функции (2.40) – содержит все члены с сомножителями от p^0 до p^3 .

Следовательно, имеется возможность обеспечения затухающего переходного процесса при синтезе регулятора .

Уравнение (2.40) имеет типовую форму

$$W_3(p) = \frac{b_1 + b_0 p}{a_3 + a_2 p + a_1 p^2 + a_0 p^3}. \quad (2.41)$$

Определяющими условиями оптимизации для передаточной функции такого вида (2.41) являются

$$\left. \begin{aligned} a_2^2 &= 2a_3 \cdot a_1 \\ a_1^2 &= 2a_2 \cdot a_0 \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

Если подставить в условия оптимизации (2.42) значения коэффициентов уравнения (2.41)

$$a_0 = T_{ЭМ} \tau_c T_{\mu c}; a_1 = T_{ЭМ} \tau_c, \quad a_2 = K_{pc} K_{об2} \tau_c, \quad a_3 = K_{pc} K_{об2},$$

получим окончательно

$$\left. \begin{aligned} K_{pc} &= \frac{T_{ЭМ}}{2T_{\mu c} K_{об2}}; \\ \tau_c &= 4T_{\mu c}. \end{aligned} \right\} \quad (2.43)$$

Выбор параметров (2.43) оптимального по критерию «симметричного оптимума» (СО) регулятора скорости приводим при их подстановке к стандартной передаточной функции для СО:

$$W_{з\omega}(p)|_{\omega} = \frac{X(p)}{X_{zc}(p)} = \frac{4T_{\mu c} p + 1}{8T_{\mu c}^3 p^3 + 8T_{\mu c}^2 p^2 + 4T_{\mu c} p + 1}. \quad (2.44)$$

При таком способе оптимизации, как следует из анализа уравнения (2.44), динамические свойства контура регулирования скорости не зависят от параметров объекта 2 и определяются только суммой малых постоянных времени, входящих в контур (см. рис 2.4):

$$T_{\mu c} = 2T_{\mu i} + T_{\phi c} + T_{\sigma y}.$$

Переходная функция оптимизированного контура скорости по критерию СО при условии скачкообразного изменения задающего воздействия имеет следующий вид:

$$h(t) = 1 + e^{-\frac{t}{2T_{\mu c}}} - 2e^{-\frac{t}{4T_{\mu c}}} \cos \frac{\sqrt{3}}{4T_{\mu c}} t. \quad (2.45)$$

Если выбрать за единицу масштаба времени величину $T_{\mu c}$, то можно построить график переходной функции, который приведен на рис.2.5.

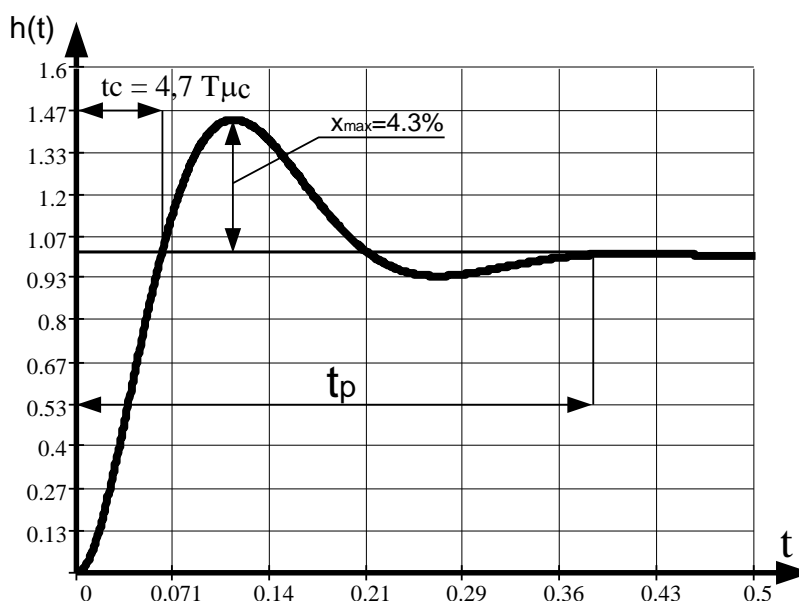


Рисунок 2.5 – Переходная функция контура скорости при настройке на симметричный оптимум: t_c – время первого согласования; t_p – время регулирования

Из графика переходной функции видно, что при оптимизации по СО перерегулирование – максимальное отклонение регулируемой величины от установившегося значения – достигает 43,4%. Для компенсации такого выброса на входе задающего сигнала применяют сглаживающий элемент или задатчик интенсивности.

В современных типовых электроприводах постоянного тока с системой подчиненного регулирования, выполненной на базе интегральных микросхем (ИМС) общего применения, малая постоянная времени контура тока имеет в своем составе

$$T_{\mu i} = \Sigma T_{\mu} = T_{\partial T} + T_{o,y} + \tau,$$

где $T_{\partial T}$ – постоянная времени датчика тока;

T_y – постоянная времени аналоговых элементов;

τ – постоянная времени управляемого выпрямителя.

Реально $T_{\partial T} + T_{o,y} \leq 0,5 \div 1$ мс, и тогда малая постоянная времени контура тока может принимать значение

$$T_{\mu i} = 1,5 \div 2,0 \text{ мс.} \quad (2.46)$$

Однако с точки зрения помехозащищенности, ограничения пульсаций выходных напряжений, исключения влияния запаздывания и нелинейности управляемого выпрямителя некомпенсируемую постоянную времени принимают

$$T_{\mu i} \leq 10,0 \text{ мс.} \quad (2.47)$$

В контуре регулирования скорости некомпенсируемая постоянная времени при выполнении системы на ИМС

$$T_{\mu c} = 2T_{\mu i} + T_{\phi c} + T_{o,y},$$

где $T_{\phi c}$ – постоянная времени фильтра тахогенератора;

$T_{o,y}$ – постоянная времени аналоговых элементов.

Постоянную времени $T_{\phi c}$ выбирают исходя из допустимых пульсаций тока якоря под действием пульсаций тахогенератора, который имеет обратные, полюсные и зубцовые пульсации различной частоты и амплитуды. Предварительно при синтезе регулятора скорости принимают

$$T_{\phi c} = 12 - 16 \text{ мс,} \quad (2.48)$$

а постоянную времени

$$T_y \leq 1,0 \text{ мс,} \quad (2.49)$$

тогда некомпенсируемая постоянная времени в контуре скорости имеет в предварительных расчетах при оптимизации значение

$$T_{\mu c} = 20 - 25 \text{ мс.} \quad (2.50)$$

Ориентировочные значения типовых напряжений при номинальных значениях регулируемых координат для датчиков тока $U_{dm} = 4$ В: напряжение датчика скорости в режиме идеального холостого хода $U_{dm} = 12 - 13$ В, напряжение на регуляторах не превышает $U_p \leq 10$ В.

2.2.3 Синтез регуляторов системы подчиненного регулирования с использованием принципа электромеханической совместимости

Результаты анализа и опыт эксплуатации ЭМС с системой подчиненного регулирования показал, что практически при всех возможных сочетаниях параметров электропривода и механизма, настройки контурных регуляторов на МО и СО при наличии упругих звеньев не обеспечивают требуемых технологическим процессом показателей качества регулирования [16]. Поэтому в рамках структуры подчиненного регулирования оптимизацию динамики ЭМС произведем путем выбора параметров регуляторов, которые обеспечивают использование демпфирующих свойств электропривода.

Рассмотрим структурную схему ЭМС с подчиненным регулированием (рис.2.6), но уже без принятой ранее в методике оптимизации допущения абсолютной жесткости механической передачи. Чтобы влияние упругих колебаний на контур тока не проявлялось, либо отсутствовало вовсе, его необходимо настроить на предельное быстродействие с воспроизводимостью регулируемой переменной, соответствующей модульному оптимуму [22]. Передаточная функция замкнутого контура тока будет в этом случае иметь вид

$$W_{KT}(p) = \frac{1/K_T}{2T\mu ip + 1} \quad (2.50)$$

С учетом принятого критерия выбора параметров регулятора тока (см. п.2.2.1) структурная схема ЭМС с подчиненным регулированием будет иметь следующий вид (рис.2.6).

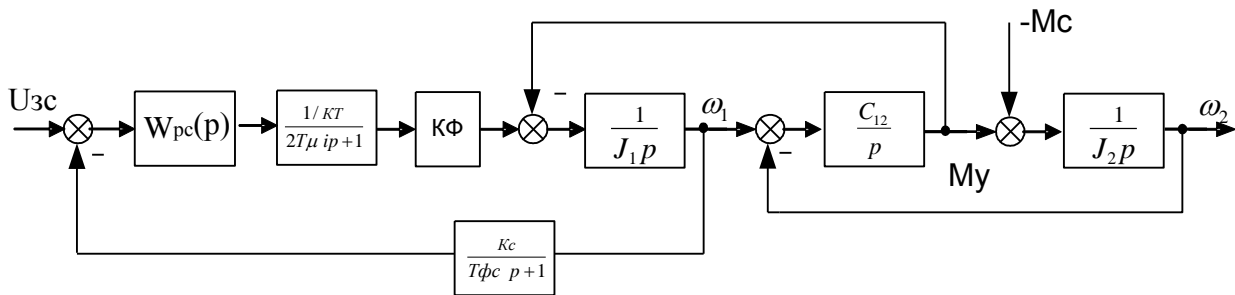


Рисунок 2.6 – Структурная схема ЭМС с упругим звеном при предельном быстродействии контура тока

Так как при оптимизации рассматриваем критерий максимума демпфирующего эффекта электропривода на упругие колебания, то влиянием диссипативных сил в механической части пренебрегаем ($b_{12} = 0$).

В контуре скорости при учете динамического звена контура тока (2.50), инерционности аналоговых элементов и инерционного звена – фильтра – в цепи обратной связи с постоянной времени T_{fc} с достаточной для инженерных расчетов точностью производим замену одним звеном с эквивалентной постоянной времени:

$$T_{\mu c} = 2T_{\mu i} + T_{fc} + T_{oy}. \quad (2.52)$$

Тогда при учете принятых допущений и приведения соответствующих коэффициентов объекта регулирования структурная схема в относительной форме параметров, построенная на основании рис.2.1, б, имеет вид, приведенный на рис.2.7.

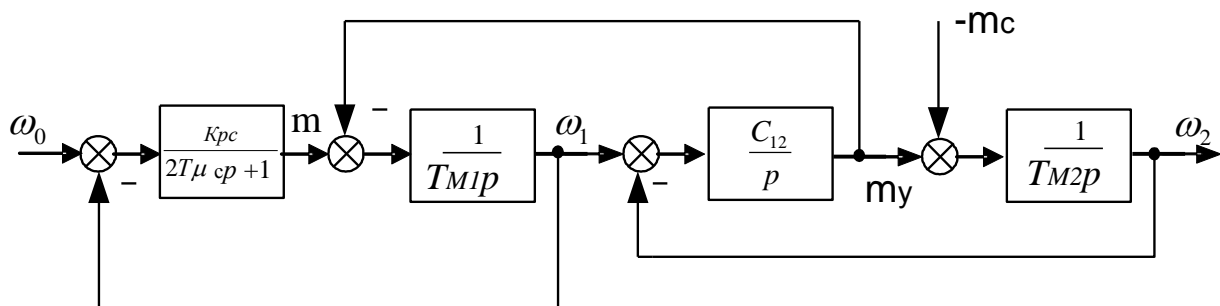


Рисунок 2.7 – Структурная схема ЭМС при учете эквивалентной инерционности контура скорости

Полученная структурная схема (см. рис.2.7) аналогична обобщенной структурной схеме ЭМС с линейной механической характеристикой, которая является основной в теории электропривода (см. рис.1.4).

Воспользуемся принятыми ранее обозначениями и определениями для динамических параметров при преобразовании структурной схемы и получим передаточную функцию ЭМС по управляющему воздействию. Она имеет следующий вид:

$$W(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_0(p)} = \frac{K_{pc}}{T_{\mu c} \cdot T_M \cdot T_{\gamma}^2 \cdot p^4 + T_{\mu c} \cdot T_M \cdot p^3 + (T_{\mu c} \cdot T_M + K_{pc} \cdot \gamma \cdot T_{\gamma}^2) \cdot p^2 + T_{M\gamma} + K_{pc}} \quad (2.52)$$

Динамические свойства, согласно виду передаточной функции, будут определяться характеристическим уравнением, а точнее – полюсами $W(p)$, т.к. нулей передаточная функция не имеет.

На основании принятых процедур теории электромеханического взаимодействия в соответствии со структурной схемой следует, что ЭМС с подчиненным регулированием, так же, как и разомкнутая система, представляется двумя взаимосвязанными подсистемами.

Механическая подсистема (МП1) при допущении отсутствия демпфирующих сил является консервативной, и ее характеристическое уравнение (контур 1)

$$Q_{MP}(p) = \gamma T_{\gamma}^2 p^2 + 1. \quad (2.53)$$

Электрическая подсистема (ЭП1) описывается характеристическим уравнением (контур 2)

$$Q_{ЭП}(p) = T_{M1} T_{\mu c} p^2 + T_{M1} p + K_{PC}. \quad (2.54)$$

Эти подсистемы (Эп и МП) являются парциальными (отдельными) относительно выбранных координат φ_1 и φ_2 [17] и в результате связи дают исходную ЭМС.

В зависимости от коэффициента относительного демпфирования

$$\xi_D = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_{M1}}{K_{PC} \cdot T_{\mu c}}} \quad (2.55)$$

процессы в ЭП могут быть колебательными ($\xi_D < 1,0$) или аperiodическими ($\xi_D > 1,0$). Индекс «д» в данном случае говорит о том, что и в системе подчиненного регулирования активным звеном с моментом инерции J_1 (T_{M1}) является электрический двигатель.

Для принятого закономерного разделения (декомпозиции) взаимодействующих отдельных (парциальных) МП и ЭП собственные частоты определены, соответственно, как

$$\Omega_{MO} = \frac{1}{\sqrt{\gamma} \cdot T_{\gamma}} = \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}} \quad (2.56)$$

$$\Omega_{\mathcal{E}} = \sqrt{\frac{K_{PC}}{T_{M1} \cdot T_{\mu c}}} \quad (2.57)$$

Реализация демпфирующей способности ЭП приводит к электромеханическому взаимодействию, и собственные частоты полной ЭМС «раздвигаются», что описывается следующим выражением:

$$\Omega_{12}^2 = K_B \cdot \Omega_{\mathcal{E}}^2 \quad (2.58)$$

где K_B – коэффициент электромеханического взаимодействия.

Совместное рассмотрение зависимости (2.55) и критерия (2.58) дает соотношения для нахождения параметров настройки регуляторов СПР через параметры отдельных подсистем, входящих в состав полной (единой) ЭМС:

$$K_{PC} = \frac{T_{M1}}{2\xi_D \sqrt{K_B T_{\gamma}}} \quad (2.59)$$

$$T_{\mu c} = \frac{\sqrt{K_B T_{\gamma}}}{2\xi_D} \quad (2.60)$$

Подстановка в характеристическое уравнение ЭМС (2.52) параметрических соотношений в виде выражений (2.59), (2.60) позволяет получить уравнение в нормированной форме:

$$Q(p) = \gamma \cdot K_v \cdot T_y^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \gamma \cdot \xi_\partial \cdot \sqrt{K_v} \cdot T_y^3 \cdot p^3 + \gamma \cdot (1 + K_v) \cdot T_y^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \gamma \cdot \xi_\partial \cdot \sqrt{K_v} \cdot T_y \cdot p + 1 \quad (2.61)$$

Из сравнения данного уравнения и характеристического уравнения МП (2.53) следует, что для любых физически реализуемых параметров $K_v > 0$ и $\xi_\partial > 0$, незатухающих колебаний в ЭМС наблюдаться не будет, система будет иметь запас устойчивости при $\gamma > 1,0$. При определенных сочетаниях K_v и ξ_∂ , которые, в свою очередь, зависят от параметров регуляторов для заданных значений γ и T_y , возникающие колебания могут демпфироваться при электромеханическом взаимодействии процессов ЭП и МП.

В более общем случае справедливо утверждение, что динамические свойства ЭМС (в том числе и затухание) зависят от комплектации корней в пары, характеризующие свойства ЭП и МП по отдельности. При электромеханическом взаимодействии в единой (полной) ЭМС комплектация корней будет определяться обобщенными параметрами:

- коэффициентом электромеханического взаимодействия K_v ;
- коэффициентом демпфирования электрической подсистемы ξ_∂ ;
- коэффициентом распределения инерционных масс γ .

Постоянная времени T_y при этом будет определять временной масштаб (вместо $T_{\mu\omega}$ при стандартных настройках СПР).

Предельные значения демпфирующего эффекта электропривода в полной ЭМС достигаются при электромеханическом взаимодействии и полной идентичности колебательных процессов ЭП и МП и их минимальной длительности, т.е. когда будет выбрано такое сочетание обобщенных параметров, что корни характеристического уравнения станут кратными (равными).

Тогда свободное движение ЭМС можно представить уравнением вида

$$Q_0(p) = (T_y^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_\partial \cdot T_y \cdot p + 1) \cdot (T_y^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_M \cdot T_y \cdot p + 1) \quad (2.62)$$

Здесь ξ_∂ , ξ_M – коэффициент демпфирования колебаний в ЭП и МП соответственно.

Характеристическое уравнение $Q_0(p)$ тождественно уравнению в форме (2.61) при равенстве коэффициентов соответствующих степеней оператора «р». Из выражений, определяющих эти равенства, получены условия:

$$\begin{cases} K_v = 1/\gamma \\ 4 \cdot \xi_{\mathcal{D}} \cdot \xi_M = \gamma - 1 \\ (\xi_{\mathcal{D}} + \xi_M) = \xi_{\mathcal{D}} \sqrt{\gamma} \end{cases} \quad (2.63)$$

Подстановка $\xi_{\mathcal{D}} = \xi_M$ дает соотношения для обобщенных параметров при предельном демпфировании:

$$\begin{cases} K_v^* = 1/\gamma \\ \xi_{\mathcal{D}}^* = \sqrt{\gamma - 1/\gamma} \end{cases} \quad (2.64)$$

Из соотношений (2.63), (2.64) следует, что и в этом случае закономерным является вывод: *максимум демпфирующей способности электропривода не зависит от формы и способов выбора динамических параметров и однозначно определяется коэффициентом распределенных инерционных масс γ .*

Из выражений (2.63) следует, что в ЭМС обеспечивается предельное демпфирование упругих колебаний в ЭП и МП с максимально возможным значением коэффициента демпфирования:

$$\xi^* = \xi_M = \xi_{\mathcal{D}} = \frac{1}{2} \sqrt{\gamma - 1}. \quad (2.64)$$

Показатель колебательности ЭМС, характеризующий число полных колебаний, принимает минимальное значение

$$\mu^* = \mu_{\min} = \sqrt{\frac{5 - \gamma}{\gamma - 1}}. \quad (2.65)$$

Процессы затухания колебаний в ЭП и МП идентичны и характеризуются максимальным логарифмическим декрементом затухания

$$\lambda^* = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{5 - \gamma}{\gamma - 1}}. \quad (2.66)$$

Следует еще раз отметить, что отдельная (парциальная) ЭП при выборе оптимальных значений параметров имеет настройку на колебательный характер процесса (2.54) – всегда

$$\xi_\delta < 1,0. \quad (2.67)$$

При любых значениях γ процессы в полной ЭМС носят как колебательный (при $\gamma < 5$) (выражение (2.64)), так и апериодический характер (при $\gamma > 5$).

Реализовать предельные значения максимума демпфирующего действия электропривода в ЭМС с СПР удастся соответствующей настройкой регуляторов – контур регулирования тока должен иметь предельное быстродействие, а подстановка оптимальных (по критерию минимума колебательности) обобщенных параметров в соотношения (2.54), (2.60) для оптимизируемых параметров СПР дает следующие зависимости для любых данных значений γ и Ty :

$$K_{PC}^* = \frac{\gamma \cdot T_{M1}}{2 \sqrt{\gamma - 1} Ty}, \quad (2.68)$$

$$T_{\mu c}^* = \frac{Ty}{2 \cdot \sqrt{\gamma - 1}}. \quad (2.69)$$

При подстановке параметров (2.68), (2.69) в передаточную функцию (2.52) получаем типовую для оптимизации ЭМС по принципу электромеханической совместимости процессов:

$$W_1(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{Ty^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \sqrt{\gamma - 1} \cdot Ty^3 \cdot p^3 + (\gamma + 1) \cdot Ty^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \sqrt{\gamma - 1} \cdot Ty \cdot p + 1}$$

$$W_2(p) = \frac{\omega_2(p)}{Mc(p)} = \frac{\frac{T_y^2}{\gamma} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot \sqrt{\gamma-1}}{\gamma} \cdot T_y \cdot p + 1}{T_y^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \sqrt{\gamma-1} \cdot T_y^3 \cdot p^3 + (\gamma+1) \cdot T_y^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \sqrt{\gamma-1} \cdot T_y \cdot p + 1}$$

Переходная функция оптимизированной ЭМС по критерию минимума колебательности при подаче ступенчатого задающего воздействия имеет вид, приведенный на рисунке 2.8.

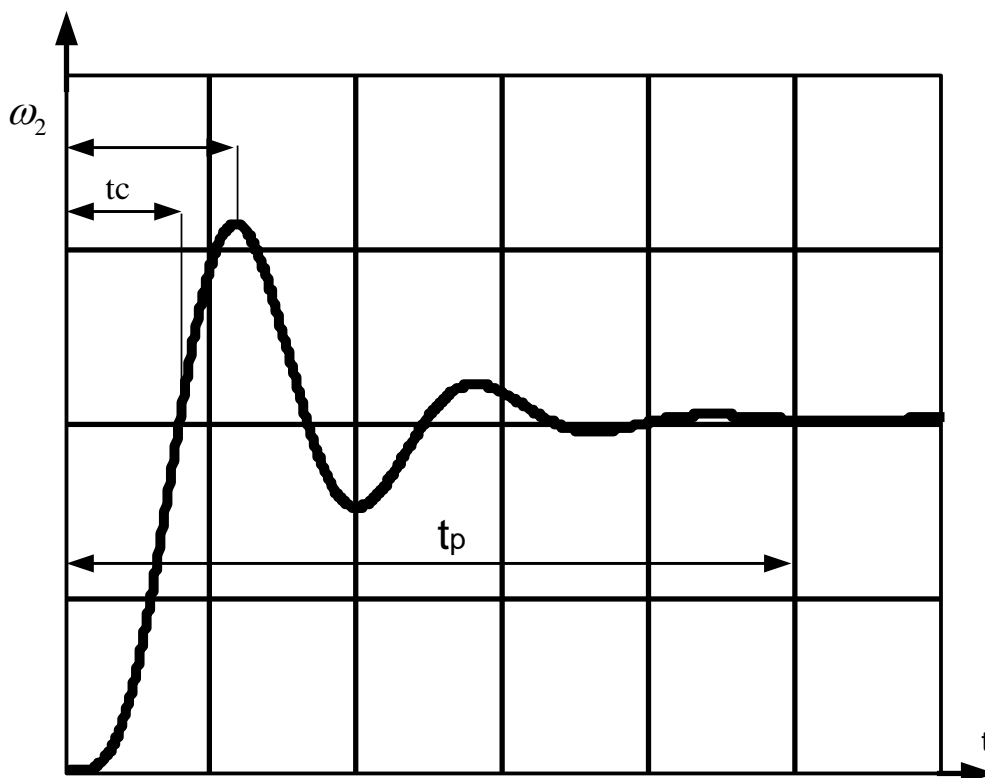


Рисунок 2.8 – Переходная функция контура регулирования скорости ЭМС при настройке на минимум колебательности $\gamma = 1,5$ и $T_y = 0,016$ с

Приложение А

Таблица А.1 – Значения обобщенных параметров МП некоторых машин и механизмов

Машины и механизмы	Собственная частота $\Omega_{1,2} \text{ c}^{-1}$	Распределения масс γ
Прокатные станы:		
Главный привод реверсивного обжимного	80...130	1,1...1,2
Нажимное устройство	50...90	1,7...2,0
Моталка стана холодной прокатки	50...100	1,3...1,8
Главный привод непрерывного заготовочного	60...80	1,1...1,5
Подъемные машины лифтов	50...70	2,0...2,5
Шахтные подъемные машины	1...10	1,5...3,5
Крановые машинные агрегаты:		
подъем	10...25	2,0...3,0
передвижение	16...50	5,0...10,0
поворот	15...25	7,0...25
Привод станков:		
токарные		1,1...1,2"
фрезерные	150...300	2,0-4,0
карусельные		1,2...1,7
Экскаваторы:		
Механизм подъема, тяги	3...10	1,5...2,5
Механизм поворота	3,0...80	2,5...120
Трамваи и троллейбусы	15...60	3,0...5,0

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Кожевников С.Н. Динамика машин с упругими звеньями. - Киев: Изд-во АНУССР, 1961.-160с.
- 2 Сиротин А.А. Электроприводы с упругими механическими звеньями// Электричество. – 1962. - №8. - С.34-40.
- 3 Соколов М.М. Приближенные расчеты переходных процессов в автоматизированном электроприводе/ М.М.Соколов, В.М.Терехов. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.- 88с.
- 4 Перельмутер М.М. Влияние системы электропривода на динамические нагрузки в упругом звене// Изв. вузов. Электромеханика. – 1964. - №6. - С.698-703.
- 5 Квартальнов Б.В. Динамика автоматизированных электроприводов с упругими механическими связями. - М.; Л.: Энергия, 1965. - 88с.
- 6 Ривин Е.И. Динамика привода станков. - М.: Машиностроение, 1966. - 204 с.
- 7 Тимошенко С.П. Колебания в инженерном деле. - М: Наука, 1967. - 444 с.
- 8 Цехнович Л.И. О динамике электропривода постоянного тока с упругой связью// Электричество. – 1968. - №6. - С.54-57
- 9 Вейц В.Л. Динамика машинных агрегатов. - М.; Л.: Машиностроение, 1969. - 368 с.
- 10 Ключев В.И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. - М.: Энергия, 1971. - 320 с.
- 11 Шипилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод. - М.: Энергия, 1969. - 400с.
- 12 Лебедев Е.Д. Управление вентильными электроприводами постоянного тока/ Е.Д.Лебедев, В.Е.Неймарк, М.Я.Пистрак, О.В.Слежановский. - М.: Энергия, 1970. - 200с.
- 13 Лебедев А.М. Тиристорный следящий электропривод/ А.М.Лебедев, В.А.Найдис, Р.Т.Орлова, А.В. Пальцев, В.Ф. Юферов - М.: Энергия, 1972 - 128 с.
- 14 Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. - 2-е изд., перераб. - М.: Энергия, 1980. - 312с.

- 15 Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода/ М.Г.Чиликин, В.И.Ключев, А.С.Сандлер. - М.: Энергия, 1979. - 616 с.
- 16 Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 560 с.
- 17 Стрелков С.П. Введение в теорию колебаний. - М.: Наука, 1964. - 440с.
- 18 Мандельштам Л.И. Лекции по теории колебаний. - М.: Наука, 1972. - 452с.
- 19 Земляков В.Д. О демпфировании электроприводом упругих электромеханических колебаний/ В.Д.Земляков, Н.А.Задорожний // Изв. вузов. Электромеханика. – 1985. - №5. - С.92-98.
- 20 Смирнов В.В. Механика привода прокатных станов/ В.В.Смирнов, Р.А.Яковлев. - М.: Металлургия, 1977. - 216 с.
- 21 Иванченко Ф.К. Механика привода технологических машин. - Киев: Выща школа, 1986. - 152 с.
- 22 Фрер Ф. Введение в электронную технику регулирования/ Ф.Фрер, Ф.Орттенбургер; Пер. с нем. - М.: Энергия, 1973. - 192 с.
- 23 Перельмутер В.М. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока/ В.М.Перельмутер, В.А.Сидоренко. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 304 с.

Задорожний Н.А.

**ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО
ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В ДВУХМАССОВЫХ СИСТЕМАХ
ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УПРУГИМИ МЕХАНИЧЕСКИМИ
СВЯЗЯМИ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

по дисциплине
„ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА”
для студентов специальности
«Электромеханические системы автоматизации и электропривод»
дневной формы обучения

Часть 1

Подписано к печати

Формат 60x84/16.

Ризографич. печать.

Усл. печ. л

Уч.-изд. л.

Тираж экз.

Заказ №

ДГМА. 84313, г. Краматорск, ул. Шкадинова, 72