

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Оренбургский государственный университет»

А.А. Кувшинов, Э.Л. Греков

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Часть 3

Переходные процессы в электроприводе

Рекомендовано ученым советом федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Оренбургский государственный университет» в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по программам высшего образования по направлению подготовки 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника

Оренбург
2017

УДК 681.5 (075.8)
ББК 32.965 я 73
К 80

Рецензент – кандидат технических наук, доцент С.В. Митрофанов

К 80 **Кувшинов А.А.**
Теория электропривода. Часть 3: Переходные процессы в электроприводе : учебное пособие / А. А. Кувшинов, Э. Л. Греков; Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург : ОГУ, 2017. – 114 с.
ISBN 978-5-7410-1731-9

В учебном пособии рассматриваются динамические свойства разомкнутых электромеханических систем, являющихся объектом управления, а также переходные процессы электропривода и методы их анализа. Приводятся примеры математического описания и построения переходных процессов в электроприводах с линейными и с существенно нелинейными механическими характеристиками.

Учебное пособие предназначено для студентов направления подготовки 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника. Пособие также может быть полезно для магистров и аспирантов направления «Электроэнергетика и электротехника» и «Электро- и теплотехника».

УДК 681.5 (075.8)
ББК 32.965 я 73

ISBN 978-5-7410-1731-9

© Кувшинов А.А.
Греков Э.Л., 2017
© ОГУ, 2017

Содержание

Введение	4
1 Динамика механической части электропривода	6
1.1 Общие положения	6
1.2 Механическая часть электропривода как объект управления.....	6
1.3 Переходные процессы в механической части электропривода	9
1.4 Динамические нагрузки механической части электропривода	21
2 Динамика электромеханических преобразователей	25
2.1 Общие положения.....	25
2.2 Электромеханический преобразователь как объект управления.....	26
3 Динамика обобщенной разомкнутой системы электропривода.....	40
3.1 Общие положения.....	40
3.2 Виды переходных процессов в электроприводе и методы их анализа.....	41
3.3 Обобщенная электромеханическая система с линейной (линеаризованной) механической характеристикой.....	45
3.4 Устойчивость статического режима работы электропривода.....	49
3.5 Демпфирование электроприводом упругих механических колебаний	52
3.6 Электропривод с линейной механической характеристикой при жестких механических связях как объект управления	56
3.7 Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = \text{const}$	62
3.8 Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = f(t)$	75
3.9 Переходные процессы при изменении магнитного потока двигателя постоянного тока с независимым возбуждением	90
3.10 Переходные процессы электропривода переменного тока с асинхронным короткозамкнутым двигателем	102
3.11 Переходные процессы электропривода переменного тока с синхронным двигателем	105
Список использованных источников	113

Введение

В любом электроприводе, являющемся, как известно, электромеханической системой, имеются элементы, обладающие механической, электромагнитной, электромеханической и тепловой инерциями. Эти инерции обуславливают переход электропривода из одного установившегося состояния в другое не мгновенный, а протекающий во времени. Изменения координат электромеханической системы во времени называются переходными процессами.

Внешними причинами возникновения переходных процессов являются управляющие и возмущающие воздействия на электропривод. Из-за указанных выше инерционностей, присущих электроприводу, длительность переходных процессов намного больше, чем длительность управляющих или возмущающих воздействий, вызывающих эти переходные процессы.

Изучение переходных процессов позволяет оценить длительность и характер их протекания, а также механические и электрические нагрузки, возникающие при этом. Кроме того, изучение переходных процессов позволяет точно определить необходимую мощность двигателя и управляющих им устройств, а также степень соответствия возможностей электропривода требованиям технологического процесса.

В современном электроприводе немаловажную роль играют разомкнутые системы с релейно-контакторным управлением, динамические свойства которых необходимо изучать и приводить в соответствие с требованиями технологических процессов, обслуживаемых такими электроприводами. Кроме того, как известно, динамические свойства замкнутых систем автоматического управления электроприводами определяются свойствами разомкнутых систем, их передаточными функциями, частотными и логарифмическими характеристиками.

Поэтому в данном пособии будут рассматриваться динамические свойства разомкнутых электромеханических систем. При этом необходимо научиться составлять математическое описание и структурные схемы электромеханических систем, практически использовать частотный метод теории автоматического управления, методы линеаризации нелинейных дифференциальных уравнений, методы решения линейных дифференциальных уравнений. Кроме того,

необходимо научиться моделировать динамические процессы электропривода и исследовать их с помощью вычислительной техники.

При таком исследовании необходимо с одной стороны стараться максимально учитывать присущие электроприводам нелинейности, а с другой стороны научиться максимально упрощать структурные схемы и дифференциальные уравнения, описывающие динамику разомкнутой электромеханической системы, без ущерба для результата исследования.

1 Динамика механической части электропривода

1.1 Общие положения

В предшествующем изложении курса «Теория электропривода» были рассмотрены свойства механической части электропривода безотносительно к типу электромеханического преобразователя и в целом к электромеханической системе, составными частями которой являются и механическая часть электропривода и электромеханический преобразователь. При рассмотрении статических свойств механической части электропривода были затронуты и вопросы её динамики.

Для того, чтобы приступить к изучению динамики электромеханической системы в целом, необходимо более детально исследовать переходные процессы в механической части электропривода, опираясь на уже изученный раздел курса «Теория электропривода» [2].

1.2 Механическая часть электропривода как объект управления

Механическая часть электропривода, содержащая в своем составе упругие связи, представляет собой цепочку интегрирующих звеньев, замкнутых перекрестными внутренними и внешними обратными связями. Структурная схема такой двухмассовой механической части электропривода представлена на рисунке 1.1.

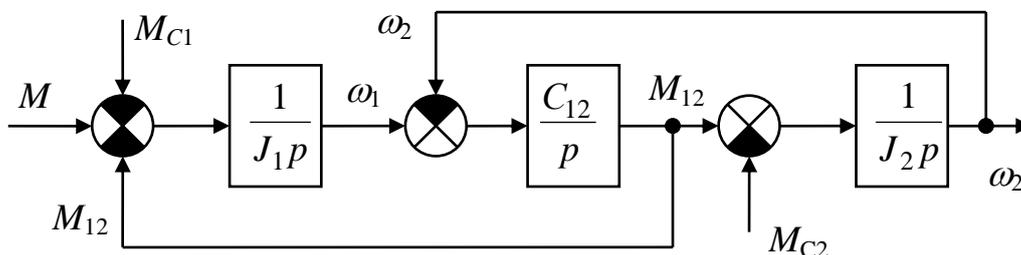


Рисунок 1.1

Здесь: J_1 и J_2 – первая масса (двигателя) и вторая масса (рабочего органа) электропривода;

ω_1 и ω_2 – скорости первой и второй масс электропривода;

C_{12} – жесткость упругого звена;

M_{C1} и M_{C2} – части суммарной статической нагрузки электропривода, приложенные к первой и второй массам системы.

После преобразования этой схемы в соответствии с правилами теории автоматического управления при $M_{C1}=M_{C2}=0$ была получена структурная схема, представляющая собой двухмассовый объект управления с выходными координатами ω_1 и ω_2 (рисунке 1.2а).

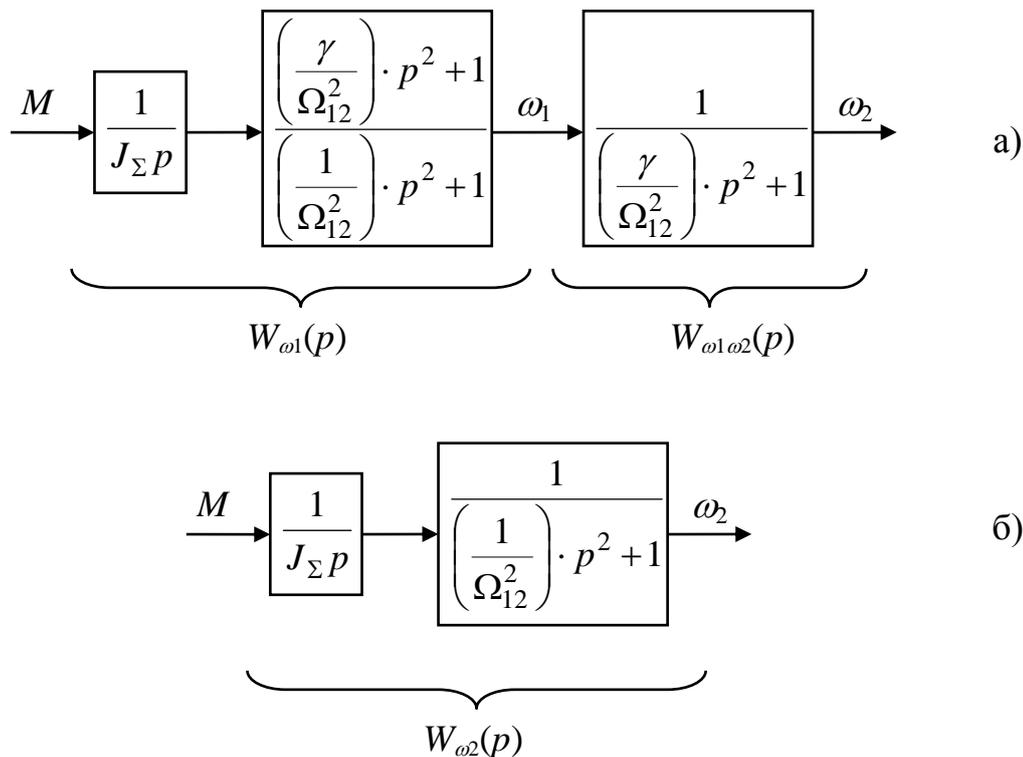


Рисунок 1.2

Здесь: $J_{\Sigma}=J_1+J_2$ – суммарный момент инерции механической части электропривода;

$\gamma = \frac{J_{\Sigma}}{J_1} = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$ – соотношение масс механической части электропривода;

$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{C_{12} \cdot J_{\Sigma}}{J_1 \cdot J_2}}$ – резонансная частота двухмассовой упругой механической системы;

$W_{\omega_1}(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p)}$ – передаточная функция части механической системы, связывающая скорость ω_1 с управляющим воздействием M ;

$W_{\omega_1\omega_2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_1(p)}$ – передаточная функция части механической

системы, связывающая скорости ω_2 и ω_1 ;

$W_{\omega_2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{M(p)}$ – передаточная функция двухмассовой упругой

механической части электропривода.

Механическая часть электропривода с выходной координатой ω_1 (скорость двигателя) как объект управления представляет собой три последовательно соединенных звена: интегрирующее, форсирующее второго порядка и консервативное колебательное [$W_{\omega_1}(p)$]. Механическая часть электропривода с выходной координатой ω_2 (скорость рабочего органа) представляет собой два последовательно соединенных звена (рисунок 1.2б): интегрирующее и консервативное колебательное [$W_{\omega_2}(p)$]. Передаточная функция $W_{\omega_2}(p)$ является передаточной функцией двухмассовой упругой механической части электропривода.

Наличие консервативного колебательного звена в структурной схеме механической части электропривода обуславливает незатухающие колебания скоростей ω_1 и ω_2 обеих масс с резонансной частотой Ω_{12} . Интегрирующее звено $\frac{1}{J_{\Sigma}p}$ определяет движение механической системы в среднем. Таким образом, при моменте электромеханического преобразователя $M=\text{const}$ скорость механической системы изменяется по линейному закону, на который накладываются колебания, обусловленные упругой связью.

Из выражения передаточной функции $W_{\omega_1}(p)$ (рисунок 1.2а) видно, что колебательность первой массы определяют параметры γ и Ω_{12} . При малом моменте инерции механизма J_2 (в пределе $J_2 \ll J_1$ и $\gamma=1$) двучлены числителя и знаменателя сокращаются, и движение первой массы будет определяться только интегрирующим звеном $W_1(p) = \frac{1}{J_{\Sigma}p}$ при отсутствии колебаний скорости ω_1 .

То же самое произойдет и в случае значительной по величине резонансной частоты Ω_{12} (в пределе $\Omega_{12} \rightarrow \infty$).

Таким образом, при $J_2 \ll J_1$ и/или $\Omega_{12} \gg \Omega_C$, где Ω_C – частота среза ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования электропривода, механическую

часть электропривода можно представить жестким приведенным механическим звеном.

Что же касается скорости движения второй массы ω_2 [передаточная функция $W_{\omega_2}(p)$], то на её колебательность параметр γ влияния не оказывает, и в тех случаях, когда необходимо обеспечить определенные параметры движения второй массы (механизма), условие $\Omega_{12} \gg \Omega_C$ является достаточным для представления механической части электропривода в виде жесткого приведенного механического звена.

Сочетания параметров механических частей электроприводов, при которых $J_2 \ll J_1$ и/или $\Omega_{12} \gg \Omega_C$, встречаются в большинстве случаев, и поэтому механические части электроприводов очень часто на практике представляются жестким приведенным механическим звеном (рисунок 1.3).

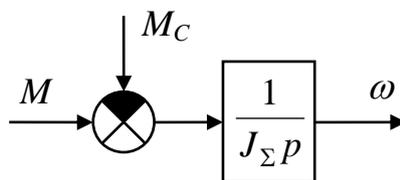


Рисунок 1.3

Эта передаточная функция совпадает с передаточной функцией входного звена рассмотренной двухмассовой упругой системы, что подтверждает правомочность такого представления механической части электропривода.

1.3 Переходные процессы в механической части электропривода

При любых изменениях управляющих или возмущающих воздействий в механической части электропривода возникают переходные процессы, в течение которых она переходит из одного установившегося состояния (определяемого некоторыми начальными условиями) к другому (определяемому новыми воздействующими на систему силами и моментами).

Не вызывает сомнений тот факт, что количественные и качественные характеристики таких переходных процессов будут в значительной мере зависеть от того, в каком виде будет представлена механическая часть электропривода.

1.3.1 Механическая часть электропривода представлена в виде жесткого приведенного механического звена

Запишем уравнение движения электропривода с механической частью, представленной жестким приведенным звеном [2]:

$$M - M_C = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} = J_\Sigma \varepsilon, \quad (1.1)$$

где $\varepsilon = \frac{M - M_C}{J_\Sigma}$ – ускорение системы.

В соответствии с (1.1) уравнение движения может быть представлено в виде:

$$d\omega = \varepsilon \cdot dt. \quad (1.2)$$

Таким образом, для определения параметров переходного процесса необходимо решить уравнение (1.2).

Рассмотрим здесь некоторые переходные процессы в механической части электропривода, отличающиеся друг от друга видом управляющих и возмущающих воздействий.

1.3.1.1 Пуск электропривода под действием момента двигателя, изменяющегося по экспоненциальному закону.

Начальные условия: двигатель неподвижен ($\omega_{нач}=0$), момент статический постоянен ($M_C=const$), в момент времени $t=0$ к жесткому приведенному механическому звену прикладывается электромагнитный момент двигателя, изменяющийся по экспоненциальному закону с постоянной времени T :

$$M = (M_{нач} - M_C) \cdot e^{-\frac{t}{T}} + M_C. \quad (1.3)$$

Проинтегрируем (1.2) по времени с учетом (1.3):

$$\int_0^\omega d\omega = \int_0^t \frac{M - M_C}{J_\Sigma} \cdot dt = \int_0^t \frac{M_{нач} - M_C}{J_\Sigma} \cdot e^{-\frac{t}{T}} dt = \int_0^t \varepsilon_{нач} \cdot e^{-\frac{t}{T}} dt, \quad (1.4)$$

$$\text{где } \varepsilon_{нач} = \left(\frac{d\omega}{dt} \right)_{нач} = \frac{M_{нач} - M_C}{J_\Sigma}.$$

Решив (1.4), получим:

$$\omega = \varepsilon_{нач} \cdot T \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (1.5)$$

Управляющее и возмущающее воздействия и зависимость $\omega(t)$ представлены на рисунке 1.4.

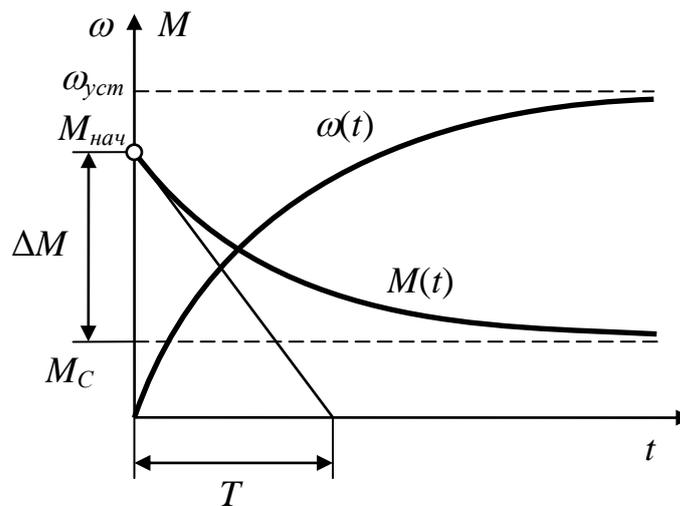


Рисунок 1.4

Скорость нарастает от нуля до установившегося значения $\omega_{уст} = \varepsilon_{нач} \cdot T$ за время $t_{ПП} = (3-4) \cdot T$ по экспоненциальному закону с уменьшающимся по мере разгона ускорением, которое пропорционально моменту двигателя.

1.3.1.2 Пуск электропривода под действием постоянного момента двигателя ($M = \text{const}$).

Начальные условия: $t=0$; $M=M_1=\text{const}$; $M_C=\text{const}$; $\omega=\omega_{нач}$.

Проинтегрируем (1.2) по времени и получим:

$$\int_{\omega_{нач}}^{\omega} d\omega = \int_0^t \varepsilon dt, \quad (1.6)$$

$$\text{где } \varepsilon = \frac{M_1 - M_C}{J_\Sigma} = \text{const}.$$

Решение уравнения (1.6):

$$\omega = \omega_{нач} + \varepsilon \cdot t. \quad (1.7)$$

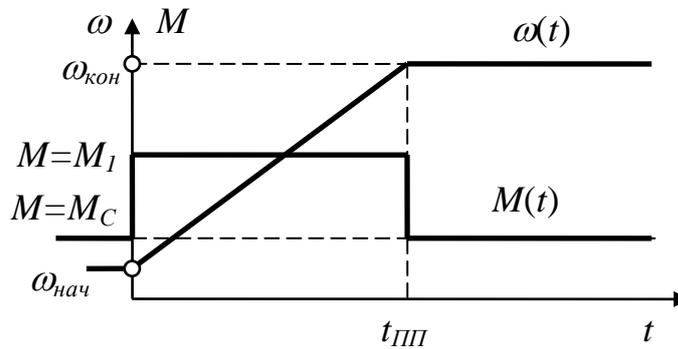


Рисунок 1.5

На рисунке 1.5 при $t < 0$, $M = M_C$, $\varepsilon = 0$ и имеет место установившийся режим с начальной скоростью $\omega_{нач}$. При $t = 0$ момент двигателя скачком увеличивается до значения M_1 , и электропривод увеличивает скорость с постоянным ускорением. Этот режим будет продолжаться, а скорость будет возрастать до тех пор, пока момент двигателя M_1 не будет уменьшен до значения $M = M_C$ при скорости $\omega = \omega_{кон}$, когда наступит новый установившийся режим.

Время переходного процесса $t_{ПП}$ при изменении скорости от $\omega_{нач}$ до $\omega_{кон}$ равно:

$$t_{ПП} = \frac{\omega_{кон} - \omega_{нач}}{\varepsilon} = J_{\Sigma} \cdot \frac{\omega_{кон} - \omega_{нач}}{M_1 - M_C}. \quad (1.8)$$

1.3.1.3 Реверс электропривода под действием постоянного момента двигателя ($M = \text{const}$)

Существенное влияние на протекание переходных процессов в жестком приведенном механическом звене оказывает характер момента сопротивления.

На рисунке 1.6а представлен переходной процесс реверса электропривода под действием **активного момента сопротивления** M_C при моменте на валу двигателя $M = 0$. В этом случае ускорение при движении электропривода от скорости $\omega_{нач}$ до скорости $-\omega_{кон}$ постоянно

$\left(\varepsilon = -\frac{M_C}{J_{\Sigma}} \right)$, а уравнение движения имеет вид:

ет вид:

$$\omega = \omega_{нач} - \frac{M_C}{J_{\Sigma}} \cdot t. \quad (1.9)$$

Время торможения t_T от $\omega = \omega_{нач}$ до $\omega = 0$ составляет:

$$t_T = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{нач}}{M_C}. \quad (1.10)$$

Время пуска в обратную сторону от $\omega = 0$ до $\omega = -\omega_{кон}$ равно:

$$t_{II} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_{кон}}{M_C}. \quad (1.11)$$

При $t = t_{II} + t_T$ момент двигателя увеличивается скачком до величины $M = M_C$, и наступает новый установившийся режим при $\omega = -\omega_{кон}$.

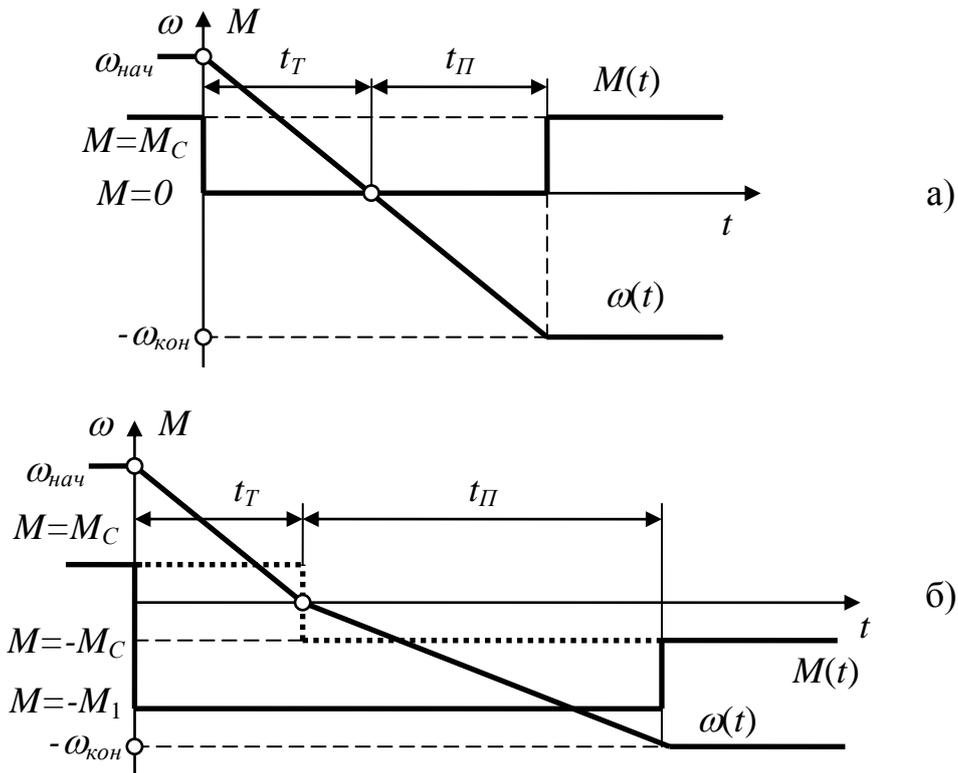


Рисунок 1.6

На рисунке 1.6б показан переходной процесс реверса электропривода при реактивном моменте сопротивления M_C . В момент времени $t=0$ момент

двигателя скачком изменяется от $M=M_C$ до $M=-M_1$. В результате происходит замедление системы с ускорением $\varepsilon_T = -\frac{M_1 + M_C}{J_\Sigma}$ по закону:

$$\omega = \omega_{нач} + \varepsilon_T \cdot t = \omega_{нач} - \frac{M_1 + M_C}{J_\Sigma} t. \quad (1.12)$$

Время торможения до скорости $\omega=0$ при этом будет равно:

$$t_T = -\frac{\omega_{нач}}{\varepsilon_T} = J_\Sigma \cdot \frac{\omega_{нач}}{M_1 + M_C}. \quad (1.13)$$

При $t > t_T$ скорость двигателя изменяет свой знак и, следовательно, изменяет свой знак реактивная нагрузка. Модуль ускорения скачком уменьшается до величины $|\varepsilon_{II}| = \left| -\frac{M_1 - M_C}{J_\Sigma} \right|$, а уравнение движения примет вид:

$$\omega = \varepsilon_{II} \cdot t = -\frac{M_1 - M_C}{J_\Sigma} \cdot t. \quad (1.14)$$

Время пуска до скорости $-\omega_{кон}$ при этом будет равно:

$$t_{II} = \frac{-\omega_{кон}}{\varepsilon_{II}} = J_\Sigma \cdot \frac{\omega_{кон}}{M_1 - M_C}. \quad (1.15)$$

Рассмотренные выше переходные процессы в жестком приведенном механическом звене свидетельствуют о том, что закон изменения скорости электропривода в переходных процессах определяется законом изменения во времени динамического момента электропривода $M(t)-M_C(t)$, а следовательно, при известных законах изменения статического момента $M_C(t)$ – законом изменения во времени момента двигателя.

Таким образом, формирование требуемых законов движения электропривода может быть осуществлено формированием соответствующих реальным требованиям законов изменения в переходных процессах электромагнитного момента двигателя.

Представление механической части электропривода жестким приведенным механическим звеном позволяет в наиболее простой и наглядной форме анализировать условия движения привода, не прибегая к решению уравнения движения.

В качестве примера проанализируем процесс пуска вентилятора под действием постоянного по величине момента двигателя (вентилятор приводится в движение асинхронным двигателем с двойной беличьей клеткой). Примерные механические характеристики такого электропривода показаны на рисунке 1.7а.

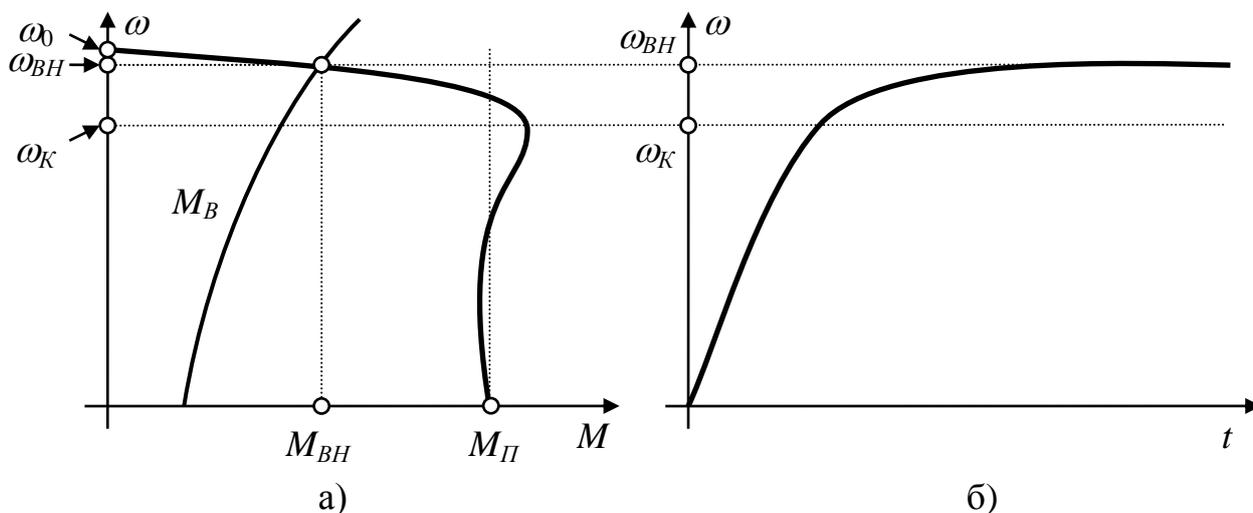


Рисунок 1.7

В соответствии с (1.1) ускорение электропривода будет равно:

$$\varepsilon = \frac{M_{II}(\omega) - M_{BH} \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2}{J_{\Sigma}}, \quad (1.16)$$

где $M_{II}(\omega)$ – момент двигателя при пуске;

$M_{BH} \approx M_H$ – номинальный момент вентилятора, равный номинальному моменту двигателя;

J_{Σ} – суммарный момент инерции электропривода.

В начальный момент пуска при $\omega=0$ ускорение будет максимальным, а затем с увеличением скорости ω оно будет непрерывно уменьшаться до нулевого значения при скорости $\omega = \omega_{BH}$. Кроме того, при скорости $\omega = \omega_K$ градиент уменьшения ускорения резко уменьшается.

Таким образом вышеизложенные соображения позволяют установить качественный характер кривой $\omega(t)$, изображенной на рисунке 1.7б.

1.3.2 Механическая часть электропривода представлена двухмассовой упругой системой

Рассмотрим процесс пуска электропривода с такой механической частью при приложении на вход системы скачком электромагнитного момента двигателя $M=M_1=\text{const}$ при условии $M_{C2}=0$.

Передаточные функции двухмассовой упругой системы представлены на рисунке 1.2.

Дифференциальное уравнение движения системы получим из выражения для передаточной функции $W_{\omega_1}(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p) - M_{C1}}$, решенное относительно скорости ω :

$$J_{\Sigma} \cdot p \cdot \left[\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1 \right] \cdot \omega_1(p) = \left[\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1 \right] \cdot [M(p) - M_{C1}]. \quad (1.17)$$

Подставив в (1.17) $p = \frac{d}{dt}$ и $M(p)=M_1=\text{const}$, получим:

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \cdot \frac{d^3 \omega_1}{dt} + \frac{d\omega_1}{dt} = \varepsilon_{cp}, \quad (1.18)$$

где $\varepsilon_{cp} = \frac{M_1 - M_{C1}}{J_{\Sigma}}$ – среднее ускорение системы.

Корни характеристического уравнения системы $\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^3 + p = 0$ определяются как $p_1=0$; $p_{23} = \pm j \cdot \Omega_{12}$. Нулевой корень определяет частное решение, соответствующее равноускоренному движению системы: $\omega_1 = \varepsilon_{cp} \cdot t$. Чисто мнимые корни определяют незатухающие колебания с частотой Ω_{12} , и поэтому общее решение уравнения (1.18) следует искать в виде:

$$\omega_1 = \varepsilon_{cp} \cdot t + A \cdot \cos(\Omega_{12}t) + B \cdot \sin(\Omega_{12}t). \quad (1.19)$$

Коэффициенты А и В определяются из начальных условий: $t=0$; $(\omega_1)_0=0$;

$$(M_{12})_0=0; \left. \frac{d\omega_1}{dt} \right|_{t=0} = \frac{M_1 - M_{c1}}{J_1} = \frac{J_\Sigma}{J_1} \cdot \frac{M_1 - M_{c1}}{J_\Sigma} = \gamma \cdot \varepsilon_{cp}. \text{ После подстановки А и}$$

В в (1.19) получаем общее решение:

$$\omega_1 = \varepsilon_{cp} t + \frac{J_2 \varepsilon_{cp}}{J_1 \Omega_{12}} \sin \Omega_{12} t. \quad (1.20)$$

Аналогичным путем из выражения для передаточной функции

$$W_{\omega_2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{M(p) - M_{c1}} \text{ можно получить дифференциальное уравнение системы,}$$

составленное относительно скорости ω_2 , и общее решение в виде:

$$\omega_2 = \varepsilon_{cp} t - \frac{\varepsilon_{cp}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12} t. \quad (1.21)$$

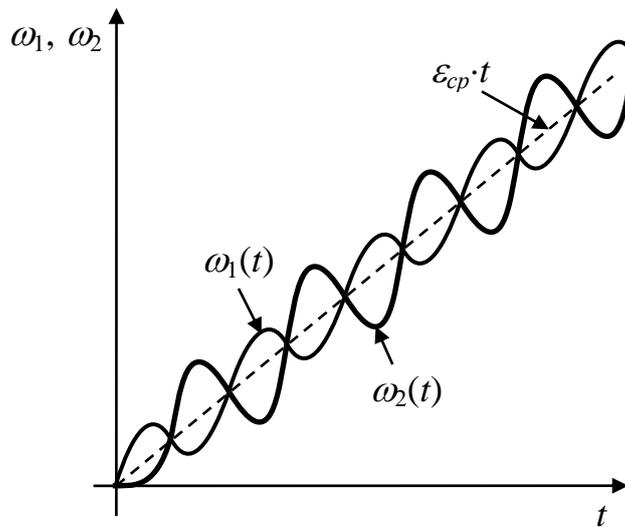


Рисунок 1.8

Характер полученных зависимостей $\omega_1(t)$ и $\omega_2(t)$ при $\gamma < 2$ показан на рисунке 1.8. Из выражений (1.20) и (1.21) видно, что переходные процессы в среднем протекают равномерно ускоренно, но мгновенные значения скоростей ω_1 и ω_2 совершают колебания в противофазе. Колебания скорости ω_1 тем меньше, чем меньше момент инерции механизма J_2 . При достаточно малых J_2 амплитуда колебаний скорости ω_1 незначительна, и характер изменения скорости ω_1 в переходных процессах будет близким к показанным на рисунках 1.4-1.6.

Однако, и в этом случае характер движения второй массы останется колебательным.

В заключение рассмотрим влияние естественного демпфирования колебаний на вид переходных процессов в упругой двухмассовой механической системе. Причиной демпфирования колебаний являются силы вязкого трения, возникающие при деформации механического оборудования. Силы внутреннего вязкого трения пропорциональны скорости деформации и направлены противоположно скорости деформации. Тормозной момент вязкого трения определяется выражением:

$$M_{BT} = \beta_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2), \quad (1.22)$$

где β_{12} – коэффициент вязкого трения;

ω_1 и ω_2 – угловые скорости концов деформируемого элемента.

С учетом внутреннего вязкого трения система уравнений, описывающая движение двухмассовой упругой системы, может быть представлена в виде [1]:

$$\begin{cases} M - M'_{12} - M_{C1} = J_1 \cdot \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M'_{12} - M_{C2} = J_2 \cdot \frac{d\omega_2}{dt}, \end{cases} \quad (1.23)$$

где $M'_{12} = M_{12} + M_{BT} = \left(\frac{C_{12}}{p} + \beta_{12} \right) \cdot (\omega_1 - \omega_2)$ – момент нагрузки упругой связи с учетом момента потерь на внутреннее вязкое трение M_{BT} .

Структурная схема такой системы представлена на рисунке 1.9:

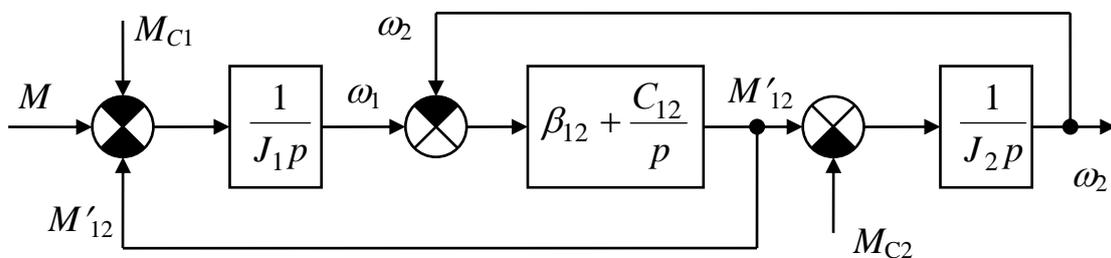


Рисунок 1.9

Произведя преобразования этой структурной схемы, аналогичные преобразованиям схемы рисунка 1.1, получим дифференциальное уравнение дви-

жения системы относительно скорости ω_1 с учетом естественного демпфирования:

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \cdot \frac{d^3 \omega_1}{dt^3} + \frac{2\alpha_{BT}}{\Omega_{12}^2} \cdot \frac{d^2 \omega_1}{dt^2} + \frac{d\omega_1}{dt} = \varepsilon_{cp}, \quad (1.24)$$

где $\alpha_{BT} = \frac{\beta_{12} J_{\Sigma}}{2 \cdot J_1 \cdot J_2} = \frac{\beta_{12} \gamma}{2 J_2}$.

Характеристическое уравнение системы выглядит следующим образом:

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^3 + \frac{2\alpha_{BT}}{\Omega_{12}^2} p^2 + p = 0. \quad (1.25)$$

Корни характеристического уравнения равны:

$$p_1 = 0; p_{2,3} = -\alpha_{BT} \pm j\sqrt{\Omega_{12}^2 - \alpha_{BT}^2} = -\alpha_{BT} \pm j\Omega_P, \quad (1.26)$$

где α_{BT} – коэффициент затухания демпфированных колебаний;

$$\Omega_P = \sqrt{\Omega_{12}^2 - \alpha_{BT}^2} \text{ – частота демпфированных колебаний.}$$

Учитывая (1.26), решение уравнения (1.24) следует искать в виде:

$$\omega_1 = \varepsilon_{cp} t + e^{-\alpha_{BT} t} (A' \cos(\Omega_P t) + B' \sin(\Omega_P t)). \quad (1.27)$$

После определения коэффициентов A' и B' при начальных условиях

$$t=0; (\omega_1)_0 = 0 \text{ и } \left. \frac{d\omega_1}{dt} \right|_{t=0} = \frac{M - M_{C1}}{J_1} = \gamma \cdot \varepsilon_{cp} \text{ решение (1.27) примет вид:}$$

$$\omega_1 = \varepsilon_{cp} t + \frac{J_2}{J_1} \cdot \frac{\varepsilon_{cp}}{\Omega_P} e^{-\alpha_{BT} t} \sin(\Omega_P t). \quad (1.28)$$

Таким же путем получим решение системы (1.23) относительно скорости ω_2 :

$$\omega_2 = \varepsilon_{cp} t - \frac{\varepsilon_{cp}}{\Omega_P} e^{-\alpha_{BT} t} \sin(\Omega_P t). \quad (1.29)$$

Сравнивая (1.19) и (1.20) с (1.28) и (1.29) можно сделать вывод о том, что при учете внутреннего вязкого трения двухмассовая упругая механическая система становится реальным колебательным звеном с коэффициентом затухания колебаний α_{BT} и частотой колебаний Ω_p .

Таким образом, колебательные составляющие скоростей ω_1 и ω_2 постепенно затухают, и наступает режим равномерно ускоренного движения системы (рисунок 1.10).

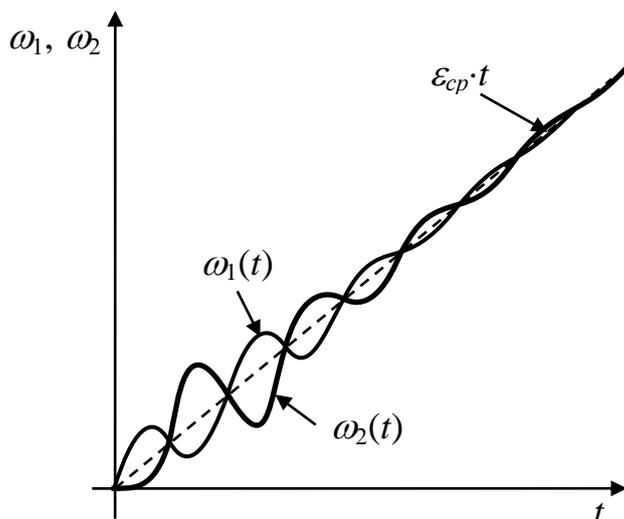


Рисунок 1.10

В большинстве случаев степень естественного затухания колебаний невелика. Логарифмический декремент затухания лежит в пределах $0,1 \leq \lambda_{BT} \leq 0,3$. Значение этого показателя определяется выражением:

$$\lambda_{BT} = \frac{2\pi\alpha_{BT}}{\Omega_p}. \quad (1.30)$$

Таким образом, за время затухания колебаний до 5% начальной амплитуды система успевает совершить от 10 до 30 колебаний.

Упругие колебания в механической части электропривода увеличивают динамические нагрузки передач и неравномерность движения, приводящую к снижению точности исполнения технологического процесса, а колебания груза на гибкой подвеске затрудняют управление соответствующими механизмами и могут приводить к аварийным ситуациям.

1.4 Динамические нагрузки механической части электропривода

Уравнение движения приведенного жесткого механического звена является основным уравнением механической части электропривода:

$$M - M_C = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = M_{дин}. \quad (1.31)$$

Динамические моменты, возникающие только в переходных процессах и пропорциональные по величине ускорению механической системы, являются важной составляющей полной нагрузки электропривода. Максимально возможные при работе электропривода статический и динамические моменты одного направления суммарно являются максимальной нагрузкой электрического двигателя:

$$M_{max} = M_{C_{max}} + M_{дин_{max}} = M_{C_{max}} + J_{\Sigma} \varepsilon_{max}, \quad (1.32)$$

где ε_{max} – максимально допустимое (или требуемое) ускорение системы.

Значение M_{max} не должно превышать максимально допустимый момент двигателя.

Полная динамическая нагрузка механических передач меньше максимального момента двигателя, так как часть результирующего момента ($M - M_C$) расходуется на ускорение якоря (ротора) двигателя. Поэтому эта нагрузка определяется статической нагрузкой рабочего органа M_{C2} и динамическим моментом механизма $J_2 \cdot \varepsilon_{cp}$:

$$M_{II} = M_{C2} + J_2 \varepsilon_{cp}, \quad (1.33)$$

где M_{II} – момент механических передач;

ε_{cp} – среднее ускорение системы в переходном процессе.

Увеличение нагрузки механических передач в переходных процессах определяется величиной момента инерции механизма, и это увеличение у инерционных механизмов может быть весьма значительным. Кроме того, эти нагрузки дополнительно возрастают при возникновении в механической части электропривода упругих механических колебаний.

Нагрузки механического оборудования, особенно знакопеременные, определяют его износ, и поэтому на практике необходимо предпринимать все меры для их уменьшения.

Для оценки степени влияния на нагрузку передач упругих связей в механической части электропривода рассмотрим пуск электропривода, механическая часть которого представлена двухмассовой системой при $M=M_1=\text{const}$, $M_{C1}=\text{const}$, $M_{C2}=\text{const}$ при условии, что массы двигателя J_1 и механизма J_2 связаны передачей с жесткостью C_{12} .

Система дифференциальных уравнений, описывающая движение такого электропривода может быть представлена в такой записи:

$$\begin{cases} M_1 - M_{12} - M_{C1} = J_1 \cdot \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_{12} - M_{C2} = J_2 \cdot \frac{d\omega_2}{dt}; \\ \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} = C_{12} \cdot \left(\frac{d\omega_1}{dt} - \frac{d\omega_2}{dt} \right). \end{cases} \quad (1.34)$$

Чтобы получить дифференциальное уравнение системы относительно момента упругого взаимодействия M_{12} , необходимо умножить первое уравнение на $\frac{C_{12}}{J_1}$, второе – на $\frac{C_{12}}{J_2}$, вычесть второе уравнение из первого и прибавить

и вычесть в левой части полученного уравнения величину $\frac{C_{12}}{J_1} \cdot M_{C2}$. После пе-

регруппировки членов полученного уравнения с учетом третьего уравнения системы (1.34) и введения в математическое выражение параметра

$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{C_{12} \cdot (J_1 + J_2)}{J_1 \cdot J_2}}$ (резонансная частота колебаний двухмассовой упругой

системы) искомое дифференциальное уравнение будет записано так [2]:

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \cdot \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} + M_{12} = M_{C2} + J_2 \varepsilon_{cp}, \quad (1.35)$$

где $\varepsilon_{cp} = \frac{M_1 - M_{C1} - M_{C2}}{J_1 + J_2}$.

С учетом частного решения уравнения (1.35) и величин корней характеристического уравнения $p_{12} = \pm j \cdot \Omega_{12}$ общее решение запишется в виде:

$$M_{12} = M_{C2} + J_2 \varepsilon_{cp} + A'' \cos(\Omega_{12}t) + B'' \sin(\Omega_{12}t). \quad (1.36)$$

После определения коэффициентов A'' и B'' при начальных условиях $t = 0$; $(M_{12})_0 = M_{C2}$ и $\left(\frac{dM_{12}}{dt}\right)_0 = C_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2) = 0$ окончательное решение уравнения (1.34) примет вид:

$$M_{12} = M_{C2} + J_2 \varepsilon_{cp} \cdot [1 - \cos(\Omega_{12}t)]. \quad (1.37)$$

Отличия в нагрузках передач, определенных без учета (1.33) и с учетом (1.37) упругости механических связей хорошо видны на рисунке 1.11, где $M_{12.cp} = M_{C2} + J_2 \varepsilon_{cp} = M_{II}$.

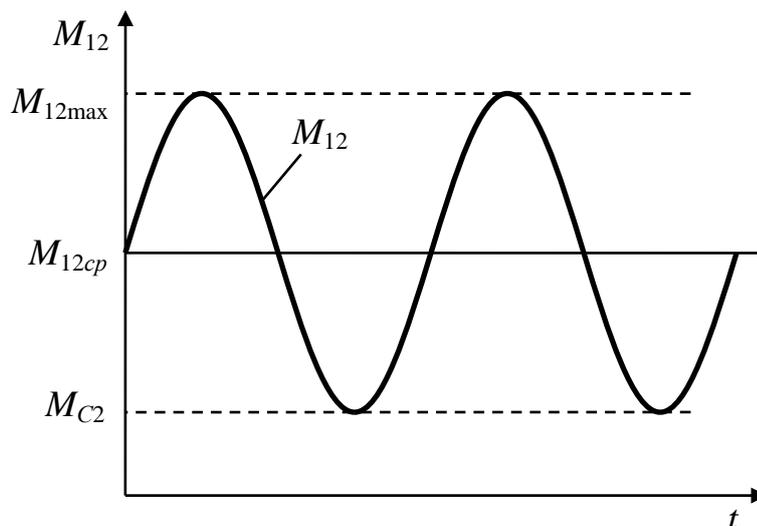


Рисунок 1.11

Таким образом, представление механической части электропривода жестким приведенным звеном дает представление только о средней динамической нагрузке передач без учета переменной составляющей этой нагрузки, возникающей из-за упругих колебаний системы. В этом случае максимальная нагрузка может значительно превышать среднюю. Это превышение численно характеризуется так называемым динамическим коэффициентом:

$$K_{дин} = \frac{M_{12max}}{M_{12.ср}} = \frac{M_{C2} + 2J_2\varepsilon_{ср}}{M_{C2} + J_2\varepsilon_{ср}} = 1 + \left(1 - \frac{M_{C2}}{M_{12.ср}}\right), \quad (1.38)$$

где M_{12max} определено из (1.37).

Из (1.38) видно, что величина динамического коэффициента может достигать (когда $M_{C2}=0$) предельного значения $K_{дин}=2$ при нулевых начальных условиях. При ненулевых начальных условиях значения $K_{дин}$ могут быть гораздо выше.

Примером ненулевых начальных условий в математическом описании движения механической части электропривода являются электроприводы механизмов с зазорами в передачах и сочленениях, в которых при выборе этих зазоров возникают дополнительные динамические нагрузки (удары).

Эти дополнительные нагрузки оцениваются динамическим коэффициентом двухмассовой упругой системы с зазором, величина которого равна:

$$K_{динз} = 1 + \left(1 - \frac{M_{C2}}{M_{12CP}}\right) \sqrt{1 + \frac{J_{\Sigma} \cdot J_1 \cdot C_{12} \cdot \Delta\omega_{1нач}^2}{J_2 \cdot (M_1 - M_{C1} - M_{C2})^2}}, \quad (1.39)$$

где $\Delta\omega_{1нач}$ – скорость ω_1 после окончания выборки зазора в момент начала движения рабочего органа $\omega_2 \geq 0$.

Из сравнения (1.39) и (1.38) видно, что учет зазоров в кинематике механической части электропривода увеличивает динамический коэффициент $K_{динз}$ в тем большей степени, чем больше момент инерции двигателя J_1 и начальная скорость двигателя при трогании с места рабочего органа механизма $\Delta\omega_{1нач}$.

Следует заметить, что при наличии зазоров в механической системе уменьшение жесткости передач снижает динамические ударные нагрузки, увеличивая при этом колебательные нагрузки. Для уменьшения ударных нагрузок в электроприводах применяются законы управления, обеспечивающие плавность выбора зазоров и уменьшение скорости $\Delta\omega_{1нач}$.

2 Динамика электромеханических преобразователей

2.1 Общие положения

Рассмотренные ранее свойства электромеханических преобразователей постоянного и переменного тока [2] позволяют сделать вывод о том, что дифференциальные уравнения, описывающие динамические механические характеристики электромеханических преобразователей постоянного тока, либо линейны (двигатель с независимым возбуждением) либо сравнительно легко линеаризуются. Дифференциальные уравнения, описывающие динамические механические характеристики асинхронных электромеханических преобразователей, существенно нелинейны и могут быть линеаризованы только в пределах рабочего участка $[-s_k < s < s_k]$, который используется не только в статических режимах работы, но и в переходных процессах регулируемого частотой асинхронного электропривода.

Так как математические выражения этих линейных и линеаризованных характеристик и их динамических жесткостей одинаковы, динамика таких электромеханических преобразователей может быть рассмотрена в обобщенном виде.

Нерабочий участок динамической механической характеристики асинхронного двигателя, который широко используется в нерегулируемых и регулируемых электроприводах при постоянной частоте питающего напряжения, а также динамические механические и угловые характеристики синхронного двигателя при питании его от сети описываются нелинейными дифференциальными уравнениями и требуют отдельного рассмотрения.

Следует отметить, что в данном случае речь идет о динамических механических характеристиках электрических двигателей, полученных при питании их от источников напряжения, обладающих достаточно большой мощностью и внутренним сопротивлением, равным нулю. Но в регулируемом электроприводе при питании двигателей от преобразователей энергии (электромеханических или статических) возможны режимы, в которых преобразователи работают как источники тока, поддерживая ток двигателей постоянным.

Поэтому динамические свойства электромеханических преобразователей, динамические механические характеристики которых описываются линей-

ными дифференциальными уравнениями, будут рассмотрены ниже при питании их как от источника напряжения, так и от источника тока.

2.2 Электромеханический преобразователь как объект управления

2.2.1 Электромеханический преобразователь с линейной (линеаризованной) механической характеристикой

2.2.1.1 Питание от источника напряжения

В этом случае для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ) и асинхронного двигателя (АД) на рабочем участке его механической характеристики уравнение динамической механической характеристики имеет следующий вид [1]:

$$(1 + T_{\vartheta} p) \cdot M(p) = \beta \cdot [\omega_0(p) - \omega(p)], \quad (2.1)$$

где для ДПТ НВ:

$$T_{\vartheta} = T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}\Sigma}}{R_{\text{я}\Sigma}}; \quad \omega_0 = \frac{U}{C} = \frac{U}{K\Phi_n}; \quad \beta = \frac{C^2}{R_{\text{я}\Sigma}} = \frac{(K\Phi_n)^2}{R_{\text{я}\Sigma}};$$

для АД:

$$T_{\vartheta} = \frac{1}{\omega_{0\text{эл.н.}} \cdot s_k}; \quad \omega_0 = \frac{2\pi \cdot f_1}{p_{\text{п}}}; \quad \beta = \frac{2M_k}{\omega_{0\text{н.}} \cdot s_k}.$$

Для двигателей постоянного тока с последовательным и смешанным возбуждением уравнение динамической механической характеристики записывается в приращениях и выглядит аналогично (2.1):

$$(1 + T_{\vartheta} p) \cdot \Delta M(p) = \beta \cdot [\Delta \omega_0(p) - \Delta \omega(p)], \quad (2.2)$$

где величины T_{ϑ} , $\Delta \omega_0$, β зависят не только от обмоточных данных двигателя и номинального магнитного потока, но и от положения рабочей точки двигателя на кривой намагничивания.

Уравнению (2.1) соответствует структурная схема, изображенная на рисунке 2.1.

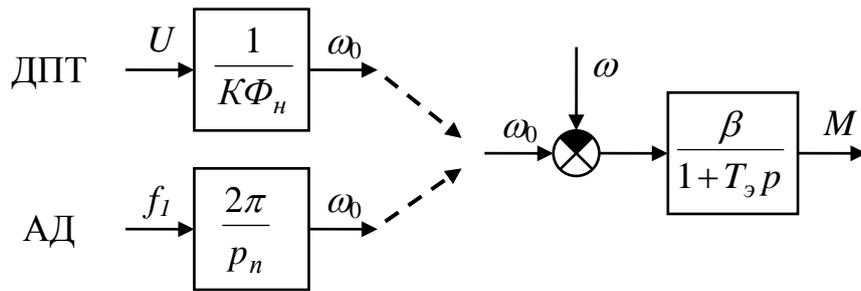


Рисунок 2.1

Таким образом, электромеханический преобразователь с линейной (линеаризованной) механической характеристикой представляет собой апериодическое звено первого порядка с постоянной времени $T_э$.

Уравнение (2.1) устанавливает связь между механическими переменными электромеханического преобразователя в общем виде, справедливом для любых режимов работы электропривода. Из этого уравнения и рисунка 2.1 следует, что скорость двигателя ω является для электромеханического преобразователя возмущающим воздействием, которое определяет величину электромагнитного момента M при данном управляющем воздействии ω_0 .

Передаточная функция электромеханического преобразователя по возмущению называется динамической жесткостью динамической механической характеристики:

$$\beta_{дин}(p) = \frac{M(p)}{\omega(p)} = -\frac{\beta}{1+T_э p}. \quad (2.3)$$

Динамическая жесткость $\beta_{дин}(p)$ позволяет анализировать реакцию электромеханического преобразователя на возмущающее воздействие (изменение скорости электродвигателя) частотным методом теории автоматического управления.

Амплитудно-фазочастотная характеристика АФЧХ динамической жесткости определяется подстановкой в (2.3) $p=j\Omega$:

$$\beta_{дин}(j\Omega) = -\frac{\beta}{1+jT_э\Omega} = \beta \frac{-1+jT_э\Omega}{1+T_э^2\Omega^2} = P(\Omega) + jQ(\Omega) = A(\Omega)e^{j\psi(\Omega)}, \quad (2.4)$$

где $P(\Omega)$ и $Q(\Omega)$ – действительная и мнимая частотные функции, являющиеся координатами АФЧХ в комплексной плоскости;

$A(\Omega) = |\beta_{дин}|$ – модуль АФЧХ (модуль динамической жесткости механической характеристики);

$\Psi(\Omega)$ – аргумент АФЧХ (сдвиг по фазе между колебаниями момента и скорости двигателя).

Величины модуля и аргумента АФЧХ определяются по выражениям:

$$A(\Omega) = |\beta_{дин}| = \frac{\beta}{\sqrt{1 + T_3^2 \cdot \Omega^2}}, \quad (2.5)$$

$$\Psi(\Omega) = -\pi - \arctg(T_3 \cdot \Omega). \quad (2.6)$$

Таким образом, электромагнитная инерция электромеханического преобразователя приводит к уменьшению модуля динамической жесткости механической характеристики, причем с увеличением частоты вынужденных колебаний Ω это уменьшение увеличивается. Сдвиг по фазе между колебаниями момента и скорости при этом увеличивается от $-\pi$ до $-3\pi/2$ при увеличении Ω от 0 до ∞ .

Частотные характеристики динамической жесткости характеризуют также точность поддержания установленных значений скорости или момента в динамических режимах работы электропривода. Особенно удобно частотными характеристиками пользоваться тогда, когда электропривод работает в установившемся динамическом режиме, обусловленном наличием периодической составляющей нагрузки.

Итак, модуль статической жесткости β характеризует жесткость механической характеристики только в статических или медленно изменяющихся режимах работы. При изменении управляющих и возмущающих воздействий динамическая механическая характеристика может существенно отличаться от статической. Эти отклонения оцениваются динамической жесткостью механической характеристики или расчетом соответствующих переходных процессов.

В заключение следует отметить высокое быстродействие электромеханических преобразователей с линейной (линеаризованной) механической характеристикой, обусловленное малой постоянной времени T_3 . Так, у двигателей

постоянного тока с независимым возбуждением $T_{\gamma}=T_{\gamma}=(0,02-0,1)\text{с}$, а у асинхронных двигателей $T_{\gamma}=(0,006-0,06)\text{с}$.

2.2.1.2 Питание от источника тока

Если при питании от источника напряжения уравнения динамических механических характеристик двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и асинхронного двигателя на рабочем участке совпадают, то при питании от источника тока такого совпадения нет. Это объясняется тем, что при питании от источника напряжения магнитные потоки и двигателя постоянного тока, и асинхронного двигателя на рабочем участке механической характеристики постоянны, а управляющие воздействия ω_0 одинаковы.

При питании от источника тока двигателя постоянного тока за счет наличия независимого канала управления магнитным потоком управляющее воздействие на двигатель и его механические характеристики изменяются. Двигатель становится источником момента с абсолютно мягкими механическими характеристиками, а управляющим воздействием является напряжение возбуждения U_{γ} .

Уравнение электрического равновесия цепи обмотки возбуждения двигателя в операторной форме выглядит так:

$$U_{\gamma}(p) = \frac{R_{\gamma}}{K_{\Phi}} \cdot (1 + T_{\gamma} p) \cdot \Phi(p), \quad (2.7)$$

где U_{γ} , R_{γ} , T_{γ} – напряжение, активное сопротивление и постоянная времени обмотки возбуждения;

$\Phi(p)$ – магнитный поток двигателя;

$K_{\Phi} = \frac{\Phi_n}{I_{\gamma, \text{лин}}}$ – коэффициент линейной части кривой намагничивания

двигателя;

$I_{\gamma, \text{лин}}$ – ток возбуждения, создающий номинальный поток Φ_n при отсутствии насыщения магнитной цепи (рисунок 2.2а).

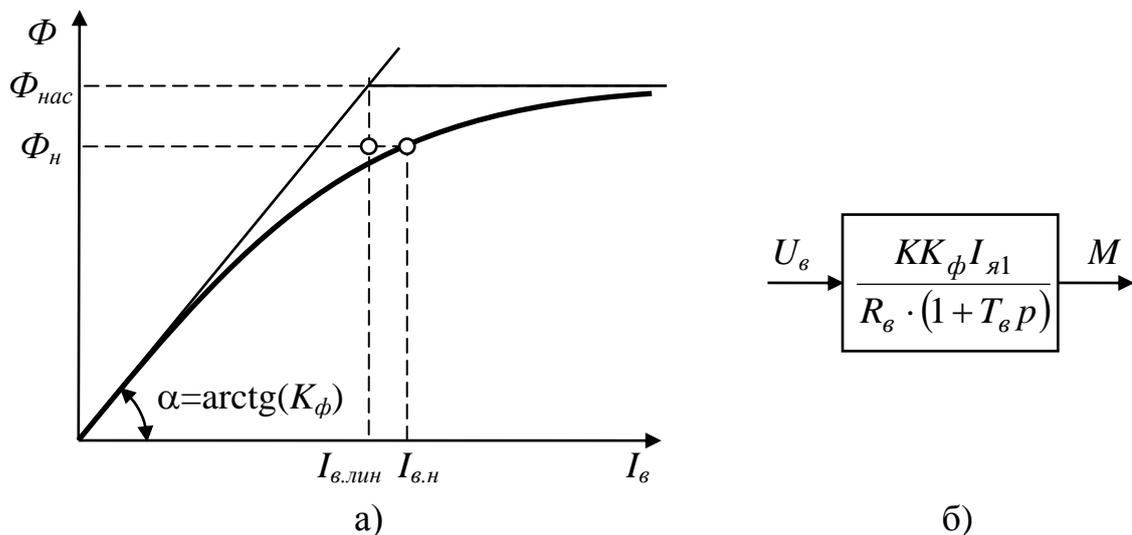


Рисунок 2.2

Умножим обе части уравнения (2.7) на $K \cdot I_{я1}$, и получим выражение динамической механической характеристики двигателя при питании от источника тока:

$$(1 + T_{\epsilon} p) \cdot M(p) = \frac{K \cdot K_{\phi} \cdot I_{я1}}{R_{\epsilon}} \cdot U_{\epsilon}(p), \quad (2.8)$$

где $I_{я1} = \text{const}$ – ток источника тока;

K – конструктивный коэффициент электрического двигателя постоянного тока.

Уравнению (2.8) соответствует структурная схема, изображенная на рисунке 2.2б. Как объект управления электромеханический преобразователь постоянного тока при питании от источника тока представляет собой апериодическое звено первого порядка с большой постоянной времени T_{ϵ} .

Уравнение рабочего участка динамической механической характеристики асинхронного двигателя при питании от источника тока аналогично по форме уравнению (2.1), но параметры $T_{\epsilon 1}$ и β_1 отличаются от T_{ϵ} и β при питании от источника напряжения [1]:

$$(1 + T_{\epsilon 1} p) \cdot M(p) = \beta_1 \cdot [\omega_0(p) - \omega(p)], \quad (2.9)$$

где $T_{\epsilon 1} = \frac{L_{\mu} + L_2'}{R_2'} = \frac{x_{\mu n} + x_{2n}'}{\omega_{0\text{эл.н.}} R_2'} = \frac{1}{\omega_{0\text{эл.н.}} S_{к1}}$ – электромагнитная постоянная

времени при питании от источника тока;

$s_{\kappa 1} = \frac{R'_2}{x_{\mu n} + x'_{2n}}$ – критическое скольжение при питании от источника

тока;

$\beta_1 = \frac{2M_{\kappa 1}}{\omega_{0n} s_{\kappa 1}}$ – модуль жесткости линеаризованной механической ха-

рактеристики при питании от источника тока;

$M_{\kappa 1} = \frac{3I_1^2 \cdot x_{\mu n}^2}{2\omega_{0n} (x_{\mu n} + x'_{2n})}$ – критический момент при питании от источ-

ника тока.

Механическая характеристика асинхронного двигателя при питании его от источника тока описывается выражением, аналогичным тому, которое было получено для случая питания двигателя от источника напряжения [1]:

$$M = \frac{2M_{\kappa 1}}{\frac{s_{\kappa 1}}{s} + \frac{s}{s_{\kappa 1}}} \quad (2.10)$$

Особенностью этих характеристик являются намного меньшие по сравнению с питанием от источника напряжения значения критического скольжения и критического момента, так как $(x_{\mu n} + x'_{2n}) \gg (x_1 + x'_2)$. Поэтому для получения необходимой перегрузочной способности в режиме питания от источника тока необходимо значительно увеличивать ток I_1 ($I_1 > 1.5 \cdot I_{1n}$). В этом случае при $I_1 > I_{\mu \text{нас}}$ магнитная цепь машины находится в глубоком насыщении, и при малых скольжениях можно считать, что $\Phi_{\mu} = \Phi_{\mu \text{нас}} = \text{const}$.

Таким образом, как и при питании от источника напряжения, асинхронный электромеханический преобразователь на рабочем участке механической характеристики как объект управления является апериодическим звеном первого порядка. Отличие состоит в том, что инерционность при питании от источника тока гораздо выше, чем при питании от источника напряжения:

$$T_{\text{э}} = \frac{x_{1n} + x'_{2n}}{\omega_{0\text{эл.н.}} R'_2}; \quad T_{\text{э1}} = \frac{x_{\mu n} + x'_{2n}}{\omega_{0\text{эл.н.}} R'_2}. \quad (2.11)$$

С ростом тока статора, когда магнитная система начинает насыщаться, сопротивление намагничивания x_μ уменьшается, уменьшая электромагнитную постоянную $T_{\sigma 1}$, которая при больших насыщениях приближается к значению T_σ .

2.2.2 Асинхронный электромеханический преобразователь

Большинство асинхронных короткозамкнутых двигателей в настоящее время получают питание напрямую от сети, и в режимах пуска, торможения и реверса нелинейность их механических характеристик проявляется полностью. Кроме того, наличие магнитосвязанных многофазных обмоток статора и ротора, непрерывно изменяющих свое взаимное расположение в пространстве, вызывает электромагнитные переходные процессы, отличающиеся большой сложностью [1].

Упрощенно представить эти переходные процессы можно, рассмотрев включение на синусоидальное напряжение цепочки, состоящей из активного и индуктивного сопротивлений. Ток в такой цепи, как известно, состоит из принужденной и свободной составляющих, последняя из которых затухает по экспоненциальному закону и через некоторое время практически становится равной нулю. В асинхронном короткозамкнутом двигателе имеется не один такой активно-индуктивный контур, а, следовательно, возникает не одна свободная составляющая тока. Поэтому пренебрежение электромагнитными переходными процессами в асинхронных короткозамкнутых двигателях принципиально так же неверно, как и пренебрежение свободной составляющей тока при анализе переходных процессов в активно-индуктивной цепи.

Оценить влияние электромагнитной инерции на вид механической динамической характеристики двигателя можно, решив систему дифференциальных уравнений электрического равновесия. Эта система уравнений существенно нелинейная и может быть решена лишь с помощью ЭВМ. Упрощенное аналитическое решение этой системы (при $\omega = \text{const}$) позволило получить характеристическое уравнение второго порядка, корни которого p_1 и p_2 определяют характер изменения свободных составляющих токов ротора и статора двигателя и их затухания.

Применительно к процессу пуска, когда $\omega=0$, вещественные части этих корней α_1 и α_2 , представляющие собой коэффициенты затухания свободных составляющих токов статора и ротора, определяются выражениями [1]:

$$\alpha_1 = -\omega_{0\text{эл}} \cdot s_{\kappa} \frac{X_1}{X_1 + X_{\mu}}; \quad (2.12)$$

$$\alpha_2 = -\omega_{0\text{эл}} \cdot s_{\kappa} \frac{X_1 + 2X_{\mu}}{X_1 + X_{\mu}}, \quad (2.13)$$

где $s_{\kappa} = \frac{R'_2}{X_1 + X'_2} = \frac{R'_2}{X_{\kappa}}$ (при допущении $R_1=0$).

Учитывая, что $X_1 \ll X_{\mu}$, коэффициент затухания α_1 при $\omega=0$ гораздо меньше коэффициента затухания α_2 .

С помощью ЭВМ были получены зависимости коэффициентов затухания свободных составляющих α_1 и α_2 от скорости двигателя, и эти зависимости приведены на рисунке 2.3. При пуске двигателя, когда $\omega=0$, $\alpha_1=\alpha_{1.\text{min}}$, а $\alpha_2=\alpha_{2.\text{max}}$. С увеличением угловой скорости α_1 увеличивается, а α_2 уменьшается примерно в 2 раза, их значения становятся равными и далее не изменяются.

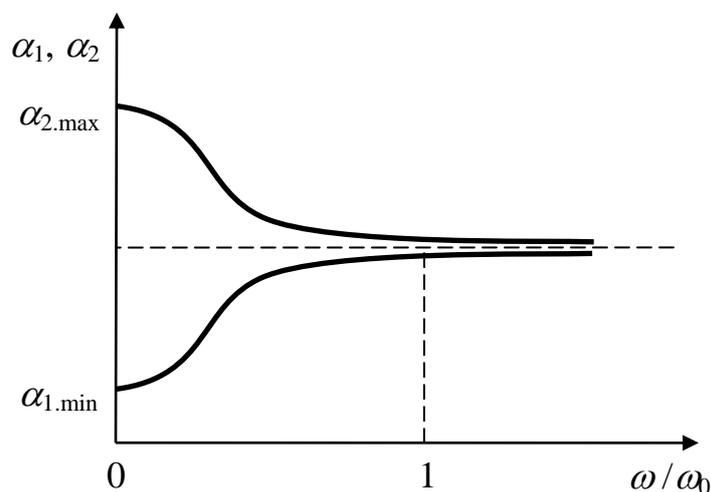


Рисунок 2.3

Таким образом, из вышесказанного следует, что при подключении к сети асинхронного короткозамкнутого двигателя, вращающегося с постоянной угловой скоростью (в том числе и при $\omega=0$), возникают переходные процессы, при которых векторы токов статора и ротора состоят из трех составляющих: принужденной, соответствующей установившемуся режиму работы двигателя при

данной угловой скорости, и двух свободных составляющих, которые уменьшаются в соответствии с коэффициентами затухания α_1 и α_2 . При этом максимальные значения этих переходных токов могут значительно превышать амплитуды пусковых токов двигателя. Время переходного процесса определяется наименьшим коэффициентом затухания α_1 .

Электромагнитный момент двигателя, являющийся результатом взаимодействия всех составляющих токов статора и ротора, также состоит из нескольких составляющих: установившегося момента, соответствующего статической механической характеристике, апериодических свободных составляющих, обусловленных взаимодействием свободных составляющих токов, затухающих с коэффициентами затухания α_1 и α_2 , а также периодических свободных составляющих, обусловленных взаимодействием разных по характеру составляющих токов статора и ротора. Поскольку эти составляющие векторов токов статора и ротора вращаются в пространстве с разными частотами (т.е. векторы не неподвижны друг относительно друга), то соответствующие составляющие момента имеют колебательный, периодический характер во времени.

Наиболее сильное влияние на переходные процессы оказывают свободные составляющие токов и моментов, затухающие с наименьшим по величине коэффициентом затухания α_1 . Поэтому его величина характеризует степень влияния электромагнитных переходных процессов на вид динамической механической характеристики.

Логарифмический декремент затухания колебаний момента в этом случае определится выражением:

$$\lambda = \frac{2\pi \cdot \alpha_1}{\Omega} = 2\pi \cdot s_k \cdot \frac{X_1}{X_1 + X_\mu}, \quad (2.14)$$

где $\Omega = \omega_{0,эл}$ - резонансная частота колебаний момента.

Известно, что X_1 меньше $X_1 + X_\mu$ на порядок, а $s_k = 0,1-0,5$, поэтому λ будет равен десятым долям единицы. Это значит, что за время затухания свободных составляющих токов статора и ротора с коэффициентом затухания α_1 совершаются десятки колебаний периодической составляющей момента, превышающей при низких скоростях статический пусковой момент в несколько раз.

Таким образом, электромагнитная инерция наряду с ограничением темпа нарастания пускового момента (что в принципе является положительным), зна-

чительно осложняет процесс пуска, вызывая большие и многократно повторяющиеся пики момента двигателя, ускоряющие износ механической части электропривода [1, 5]. С возрастанием скорости при пуске затухание колебаний момента увеличивается сначала незначительно, а затем при приближении к $\omega \approx 0,5\omega_0$ весьма быстро (рисунок 2.3). Следовательно, число колебаний момента за время пуска тем больше, чем меньше ускорение электропривода.

Обычно ко времени перехода двигателя на устойчивый участок работы механической характеристики ($s < s_k$) колебания момента, возникшие при включении двигателя, затухают, и дальнейший процесс пуска до скорости ω_0 или ω_c протекает в соответствии с рассмотренным выше переходным процессом электромеханического преобразователя с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = \text{const}$.

Переходные процессы пуска асинхронного короткозамкнутого двигателя и его механические статическая и динамическая характеристики при $M_c = 0$ представлены на рисунке 2.4. Эти кривые иллюстрируют отмеченные выше особенности влияния электромагнитных переходных процессов на пусковые характеристики двигателя.

Динамическая механическая характеристика двигателя (кривая 2) значительно отличается от статической (кривая 1), а пики момента, обусловленные свободными составляющими токов статора и ротора, значительно превышают не только номинальные, но и критические значения. При этом надо иметь в виду, что время нарастания момента до максимума $M_{П.макс}$ меньше периода переменного тока, то есть $t_{р.макс} < 0,02с$.

Возникающие в переходных процессах асинхронного короткозамкнутого двигателя значительные колебания момента существенно снижают надежность его работы. Поэтому задача снижения переходных составляющих тока и момента этого двигателя весьма актуальна.

Прежде всего, существенное снижение этих составляющих достигается снижением темпа нарастания величины напряжения, прикладываемого к двигателю при пуске (дрессели насыщения, тиристорные регуляторы напряжения). Кроме того, влияние электромагнитной инерции существенно снижается при частотном управлении с ограничением абсолютного скольжения в пределах рабочего участка механической характеристики ($-s_k < s < s_k$), что позволяет исключить работу двигателя на нелинейной части механической характеристики.

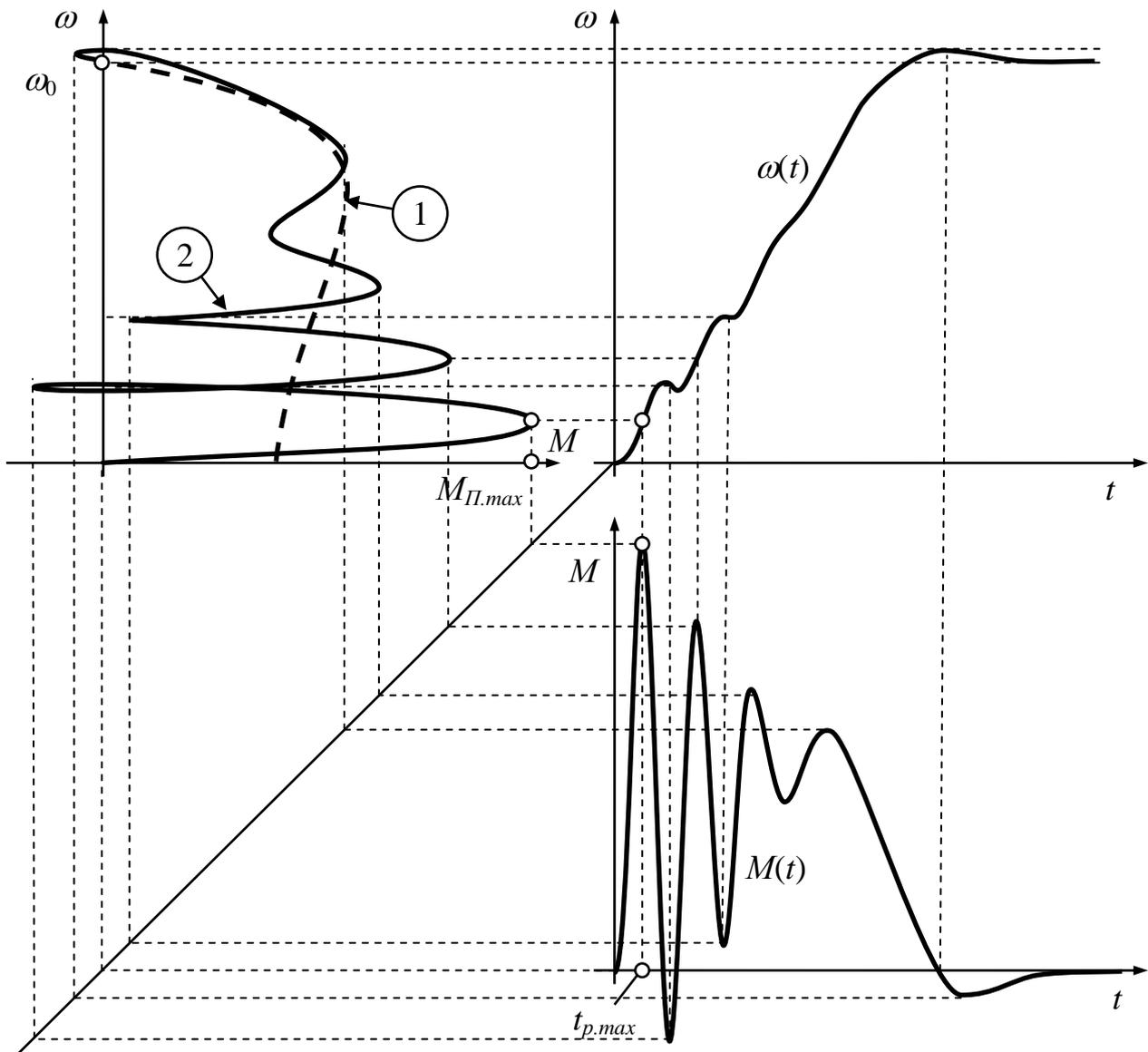


Рисунок 2.4

2.2.3 Синхронный электромеханический преобразователь

Как известно, на роторе синхронной машины, кроме обмотки возбуждения имеется короткозамкнутая обмотка, выполняющая двойную функцию. С одной стороны, она является пусковой, поскольку синхронный двигатель не имеет пускового момента. С другой стороны, она выполняет функцию демпфирующей обмотки, которая обеспечивает асинхронный момент, устраняющий рассогласование скоростей вращения электромагнитного поля и ротора.

В статических режимах работы, когда скорость двигателя ω постоянна и равна скорости вращения электромагнитного поля ω_0 , в этой обмотке ЭДС не

наводится, ток не протекает, и асинхронный момент возникает только в динамических режимах, когда $\omega \neq \omega_0$. В этих режимах момент синхронного двигателя M равен сумме синхронного $M_{\text{син}\Sigma}$ и асинхронного $M_{\text{ас}}$ моментов:

$$M = M_{\text{син}\Sigma} + M_{\text{ас}}. \quad (2.15)$$

Учет влияния электромагнитной инерции на асинхронный момент не позволяет получить аналитическое выражение динамической механической характеристики. Поэтому, пренебрегая этой инерцией, получим в соответствии с (2.15) [2]:

$$M = C_{\text{эм}} \cdot \theta + \beta \cdot (\omega_0 - \omega), \quad (2.16)$$

где θ - пространственный угол между осью магнитного поля ротора и осью магнитного поля статора синхронного преобразователя;

$C_{\text{эм}} = \frac{M_H}{\theta_H}$ - электромагнитная жесткость угловой характеристики

синхронного преобразователя;

$\beta = \frac{2M_K}{\omega_0 s_K}$ - жесткость пусковой механической характеристики син-

хронного преобразователя.

Учитывая, что $\frac{dM_{\text{син}\Sigma}}{dt} = C_{\text{эм}} \frac{d\theta}{dt} = C_{\text{эм}}(\omega_0 - \omega)$, уравнение динамической механической характеристики в операторной форме запишется так:

$$M(p) = \left(\frac{C_{\text{эм}}}{p} + \beta \right) \cdot [\omega_0(p) - \omega(p)]. \quad (2.17)$$

Структурная схема синхронного электромеханического преобразователя, соответствующая (2.17), представлена на рисунке 2.5а. Сравнивая её со структурной схемой на рисунке 1.9 можно сделать вывод о том, что асинхронный момент синхронного двигателя аналогичен по своему действию моменту, создаваемому внутренним вязким трением в двухмассовой механической части электропривода (1.23).

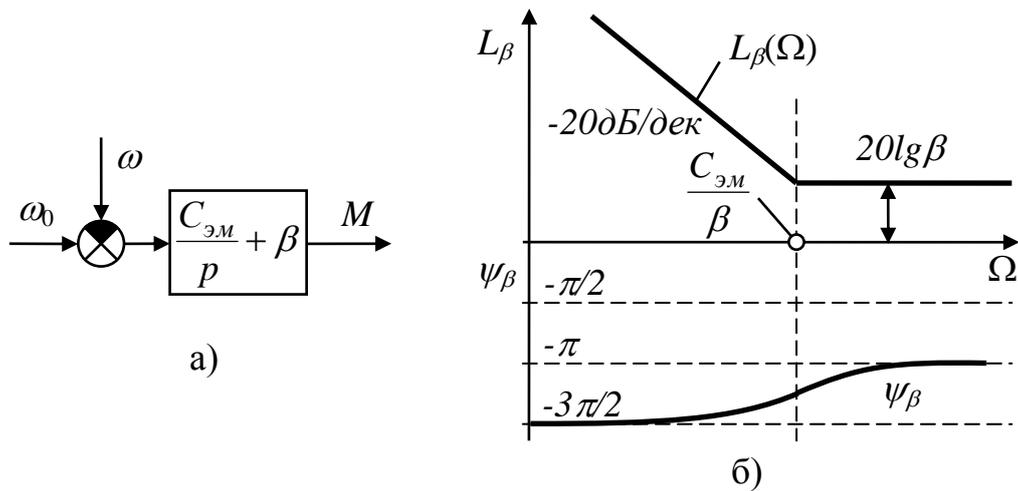


Рисунок 2.5

Уравнение (2.17) свидетельствует о том, что в динамических режимах механическая характеристика синхронного двигателя не является абсолютно жесткой. Передаточная функция динамической жесткости этой характеристики равна:

$$\beta_{\text{дин}}(p) = \frac{M(p)}{\omega(p)} = - \left(\frac{C_{\text{эм}}}{p} + \beta \right). \quad (2.18)$$

Из (2.18) следует, что как объект управления синхронный электромеханический преобразователь представляет собой параллельно соединенные интегрирующее и усилительное звенья. Амплитудно-фазовая, амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики его динамической жесткости определяются выражениями:

$$\beta_{\text{дин}}(j\Omega) = -\beta + j \frac{C_{\text{эм}}}{\Omega}; \quad (2.19)$$

$$|\beta_{\text{дин}}| = \sqrt{\left(\frac{C_{\text{эм}}}{\Omega} \right)^2 + \beta^2}; \quad (2.20)$$

$$\Psi_{\beta}(\Omega) = -\pi - \arctg \left(\frac{C_{\text{эм}}}{\beta \cdot \Omega} \right). \quad (2.21)$$

Логарифмические частотные характеристики динамической жесткости представлены на рисунке 2.5б. В соответствии с видом ЛАЧХ и ЛФЧХ модуль жесткости механической характеристики синхронного двигателя при возрастании частоты уменьшается, стремясь к значению жесткости рабочего участка механической характеристики короткозамкнутой обмотки синхронного двигателя β , а фазовый сдвиг $\psi_\beta(\Omega)$ при этом уменьшается от $-\frac{3\pi}{2}$ до $-\pi$.

Таким образом, абсолютно жесткая механическая характеристика синхронного двигателя в динамических режимах не является токовой. Даже сравнительно медленные изменения момента двигателя определяют динамические механические характеристики, значительно отличающиеся от статических.

3 Динамика обобщенной разомкнутой системы электропривода

3.1 Общие положения

В предшествующем изложении динамические свойства механической части электропривода и электромеханических преобразователей рассматривались отдельно. Но имеющаяся в электрическом двигателе внутренняя электро-механическая обратная связь объединяет две части электропривода в единую электромеханическую систему (ЭМС), которая является собственно электроприводом.

Изучение динамики разомкнутых ЭМС (электроприводов) и является задачей данной главы. Динамика разомкнутых систем электропривода определяется свойствами разомкнутых систем методами теории автоматического управления.

Переходные процессы возникают в любом электроприводе (пуск, торможение, реверс, сброс-наброс нагрузки, изменение скорости и т.п.). Они могут быть редкими (пуск вентилятора) и частыми (управление экскаватором).

Причинами, вызывающими переходные процессы, являются управляющие и возмущающие воздействия на электропривод, а также присущие электроприводу механическая, электромагнитная и тепловая инерционности.

В главе изучаются электромеханические переходные процессы в электроприводах с линейными (линеаризуемыми) механическими характеристиками при различных управляющих воздействиях. Тепловые переходные процессы, которые гораздо более инерционные по сравнению с электромагнитными и механическими, в этом пособии не рассматриваются.

Кроме обычных задач, решаемых при изучении динамики электромеханических систем, в главе рассматриваются возможности взаимодействия электромеханического преобразователя и механической части электропривода с целью демпфирования возникающих в механической части упругих колебаний.

Наряду с изучением переходных процессов электроприводов с линейными (линеаризуемыми) механическими характеристиками в главе приводятся примеры решения задач динамики в существенно нелинейных системах.

3.2 Виды переходных процессов в электроприводе и методы их анализа

В зависимости от характера и величин управляющих и возмущающих воздействий переход от одного состояния системы к другому может происходить по разным траекториям, отличающимся длительностью перехода, максимальными нагрузками, потреблением и потерями энергии и другими показателями. Естественно, что при управлении электроприводом необходимо выбирать такие траектории, которые бы являлись или были близкими к оптимальным в самом широком смысле. Это является сложной и, можно сказать, невыполнимой задачей в связи с многообразием оптимизируемых показателей. Но применительно к конкретным условиям эта задача должна всегда ставиться и максимально решаться.

Рассмотрим общие требования к характеру протекания переходных процессов [1].

Зачастую в электроприводе требуется обеспечить максимальное быстродействие при том или ином ограничении допустимого момента двигателя M_{don} . Такие переходные процессы называются **оптимальными по быстродействию при ограничении момента**. На рисунке 3.1 показаны такие процессы пуска, реверса и торможения электропривода при реактивной нагрузке.

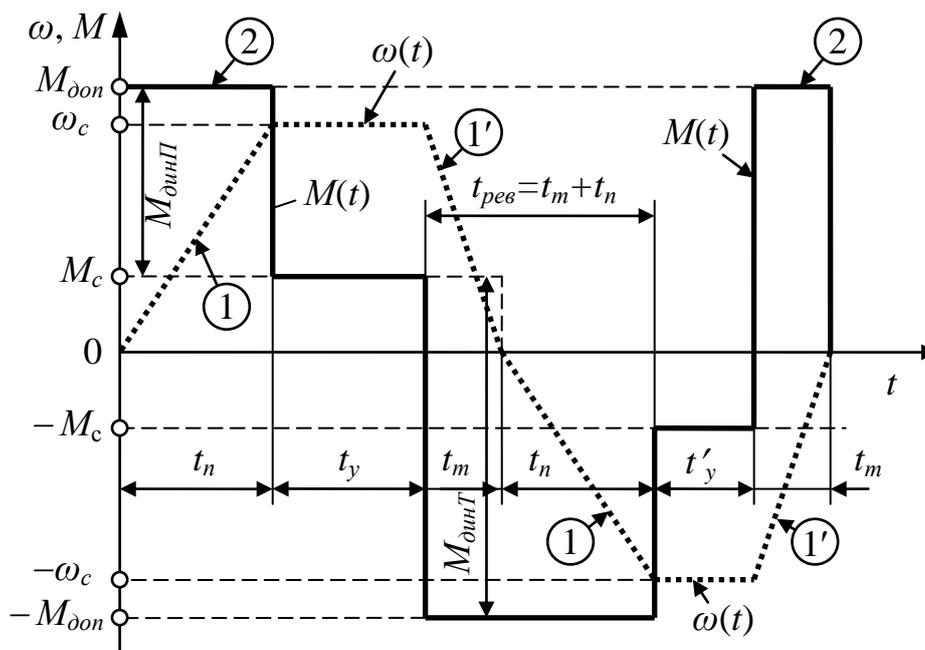


Рисунок 3.1

При $M=M_{\text{дон}}=\text{const}$ и при постоянной статической нагрузке $M_c=\text{const}$ из уравнения движения следует, что ускорение электропривода равно:

$$\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{\text{дон}} - M_c}{J_{\Sigma}} = \text{const} . \quad (3.1)$$

Движение системы в этом случае будет равноускоренным (участки 1 и 1'). Если нагрузка механизма зависит от скорости, ускорение также будет зависеть от скорости.

При реактивной нагрузке, меняющей свой знак при реверсе, ускорения при пуске и торможении будут разными, так как различными будут динамические моменты (участки 1 и 1').

Достаточно широкий класс механизмов предъявляет требование протекания переходных процессов при строго ограниченном ускорении $\varepsilon \leq \varepsilon_{\text{дон}}$. Так, электроприводы скоростных лифтов должны обеспечить максимальное быстроедействие при ограничении ускорения на уровне комфортного для человека ($a_{\text{дон}}=1,5 \text{ м/с}^2$) при любой загрузке кабины. Такие переходные процессы называются **оптимальными по быстроедействию при ограничении ускорения**.

На рисунке 3.2а показан такой переходный процесс пуска, обеспечивающий постоянное допустимое ускорение $\varepsilon_{\text{дон}}$ при разных нагрузках. Здесь $\omega_{c.\text{mp}}$ - требуемая статическая скорость электропривода.

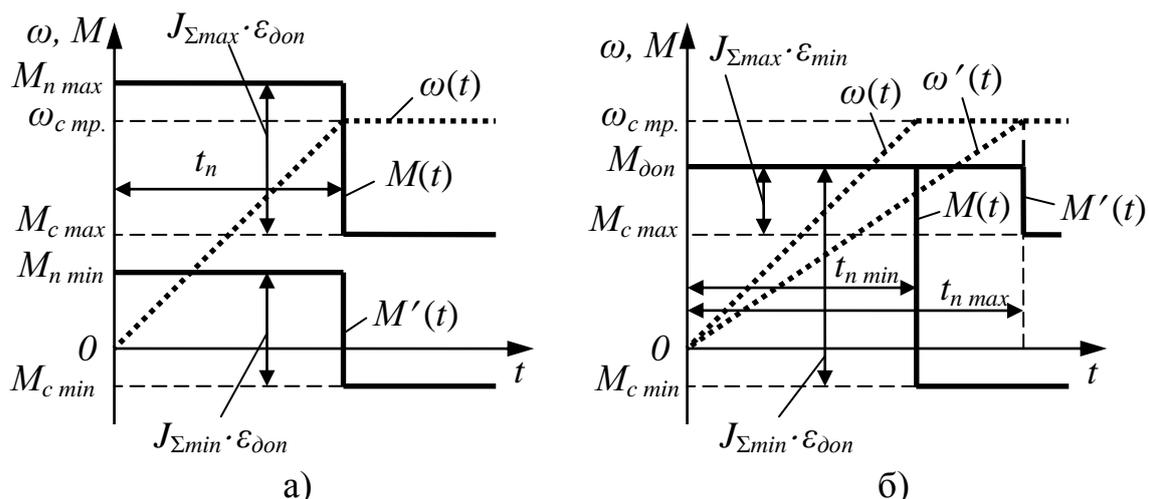


Рисунок 3.2

В этом случае момент двигателя в переходных процессах должен изменяться в зависимости от величины нагрузки. Зачастую реализовать такую зависимость достаточно сложно, а иногда и нецелесообразно. В таких случаях мож-

но обеспечить условие $\varepsilon \leq \varepsilon_{\text{дон}}$ выбором величины пускового момента двигателя, достаточного для обеспечения допустимого ускорения при минимальной нагрузке:

$$M_{\text{дон}} = J_{\Sigma \text{min}} \varepsilon_{\text{дон}} + M_{c \text{min}} . \quad (3.2)$$

Тогда при возрастании нагрузки ускорение будет уменьшаться, причем не только от увеличения M_c от $M_{c \text{min}}$ до $M_{c \text{max}}$, но и от возможного увеличения J_{Σ} от $J_{\Sigma \text{min}}$ до $J_{\Sigma \text{max}}$.

Подобный переходный процесс показан на рисунке 3.2б. Очевидно, что в этом случае длительность переходного процесса возрастает.

Если снижение ускорения и увеличение длительности переходного процесса при увеличении нагрузки недопустимы, необходимо обеспечить такое управление переходным процессом, при котором в любом случае ускорение должно оставаться равным допустимому $\varepsilon_{\text{дон}}$ (рисунок 3.2 а).

Некоторые механизмы вместе с ограничением момента или ускорения требуют повышенной плавности протекания переходных процессов путем

ограничения производной момента $\left(\frac{dM}{dt}\right) \leq \left(\frac{dM}{dt}\right)_{\text{дон}}$ или ограничения так

называемого рывка $\rho = \left(\frac{d\varepsilon}{dt}\right) \leq \rho_{\text{дон}}$. Такие переходные процессы называются

оптимальными по быстрдействию при ограничении момента или ускорения и производной момента или рывка.

Эти ограничения вызываются различными причинами. Ограничение

производной тока (момента) $\left(\frac{di_{\text{я}}}{dt}\right) \leq \left(\frac{di_{\text{я}}}{dt}\right)_{\text{дон}}$ у двигателей постоянного тока

улучшает условия коммутации, ограничение производной момента в электроприводах с упругими связями и зазорами уменьшает динамические нагрузки, ограничение рывка в электроприводах скоростных лифтов повышает комфортность пассажиров при ускорениях и замедлениях кабины.

Переходные процессы при ограничении $M_{\text{max}}=M_{\text{дон}}=\text{const}$ и

$\left(\frac{dM}{dt}\right) = \left(\frac{dM}{dt}\right)_{\text{дон}}$ показаны на рисунке 3.3. Дополнительные ограничения, есте-

ственно, ведут к увеличению длительности переходных процессов.

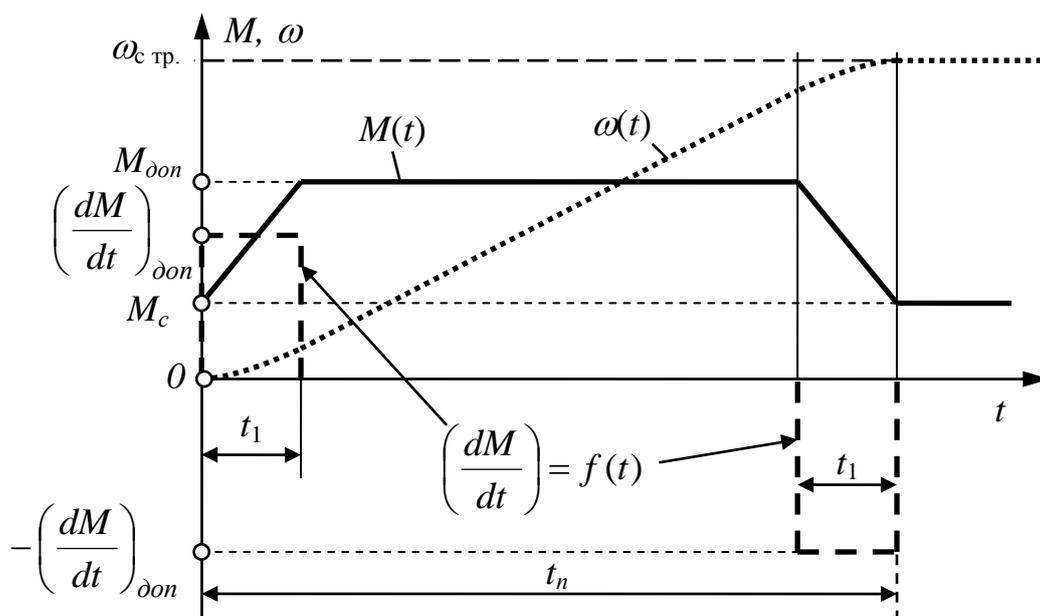


Рисунок 3.3

Существуют и другие критерии оптимальности протекания переходных процессов (допустимая колебательность, минимум потерь и др.) Реальные переходные процессы практически всегда отличаются от оптимальных, но знание оптимальных зависимостей позволяет правильно оценить эти отличия.

При проектировании и исследовании электроприводов возникает необходимость детального анализа и расчета переходных процессов. Реальные электроприводы всегда описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Наиболее эффективным и широко используемым методом расчета переходных процессов в этом случае является решение таких уравнений с помощью цифровых или аналоговых ЭВМ. Эффективность подобных расчетов общеизвестна, однако, незаменимыми при первичном анализе динамики электропривода являются аналитические и графоаналитические методы решения нелинейных дифференциальных уравнений. Они нужны хотя бы для того, чтобы иметь представление о том, какие результаты должны быть получены при их решении с помощью ЭВМ. Все эти методы базируются на линеаризации уравнений тем или иным способом. В технической литературе эти способы достаточно подробно описаны и даются рекомендации по их применению [1].

Современное развитие автоматизированного электропривода и обновление его элементной базы расширяет область применения и эффективность линеаризации нелинейных дифференциальных уравнений. Так, до недавнего времени в качестве основного управляющего элемента в электроприводе исполь-

зовались магнитные и электромашинные усилители. Их недостатки общеизвестны, и включение такого усилителя на вход системы автоматического управления увеличивало нелинейность результирующей характеристики разомкнутой системы, которая при невысоких коэффициентах усиления заметно проявлялась в статических и динамических характеристиках замкнутой системы.

В настоящее время вместо этих усилителей используются операционные усилители, коэффициент усиления которых стабилен и составляет десятки и сотни тысяч. Включение такого усилителя на вход системы позволяет получить более стабильный коэффициент усиления и однозначные статические характеристики нелинейных элементов разомкнутой системы. Применение же микропроцессорных систем, где практически вся структура управления реализована в виде программного кода, позволяет достичь еще более высоких показателей стабильности. Вследствие этого линеаризация нелинейных характеристик приводит к гораздо меньшим погрешностям в расчетах динамики электропривода.

Другим примером может служить асинхронный электропривод. При питании асинхронного короткозамкнутого двигателя от сети в переходных процессах скольжение двигателя изменяется в широких пределах, и нелинейности электропривода настолько значительны, что линеаризация их зачастую невозможна. Применение частотно-управляемого электропривода, в котором скольжение изменяется в пределах рабочего участка механической характеристики ($-s_k < s < s_k$) и обеспечивается практически постоянный магнитный поток, упрощает линеаризацию его математического описания и увеличивает точность расчетов.

3.3 Обобщенная электромеханическая система с линейной (линеаризованной) механической характеристикой

Математическое описание электромеханической системы составляют уравнения движения электропривода и уравнения электрического равновесия (механических характеристик) электромеханических преобразователей. В качестве основного представления механической части электропривода примем обобщенную двухмассовую расчетную систему, частным случаем которой при $c_{12}=\infty$ является жесткое приведенное механическое звено.

В качестве примера на рисунке 3.4а представлена электромеханическая система электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения.

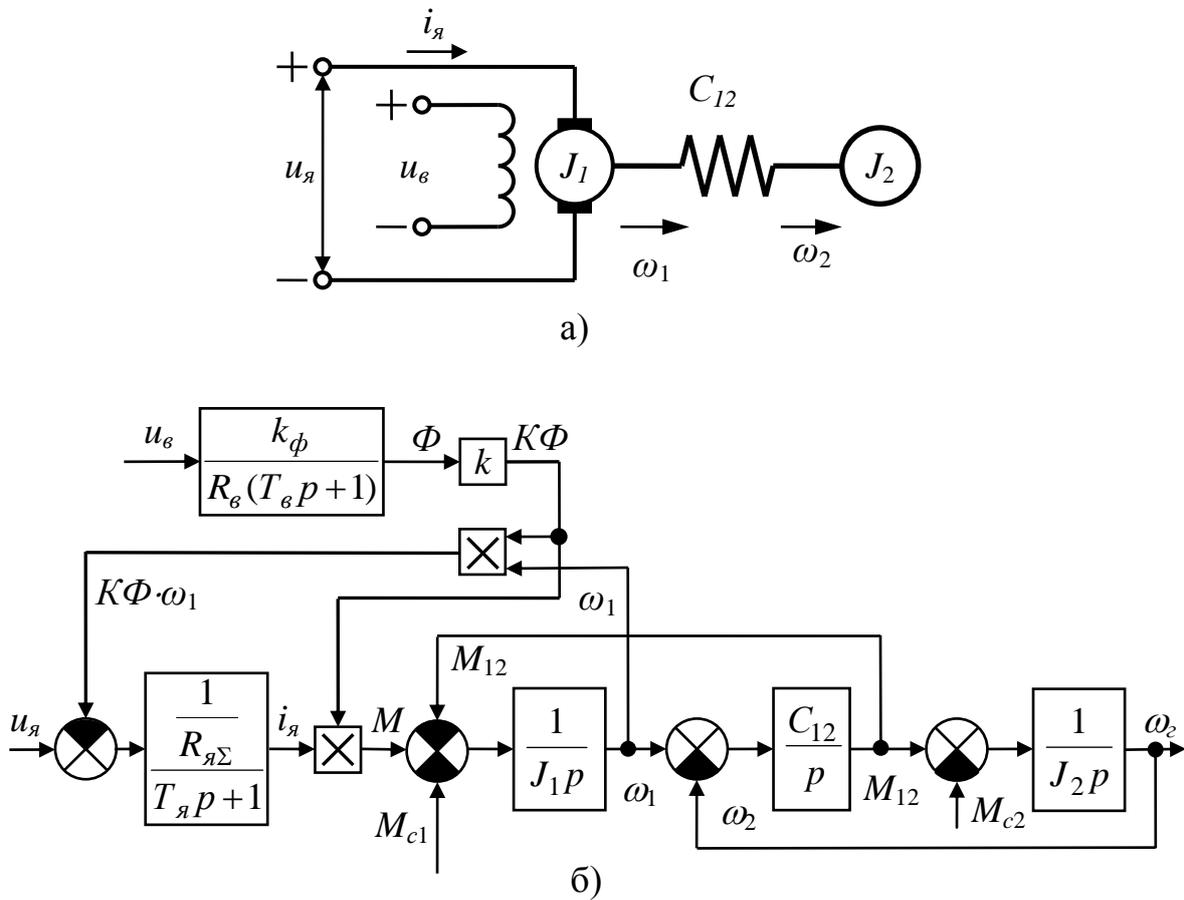


Рисунок 3.4

Математическое описание такого электропривода представлено ниже-приведенной системой уравнений электрического равновесия и движения:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{\epsilon} = \frac{R_{\epsilon}}{K_{\phi}} (1 + T_{\epsilon} p) \cdot \Phi; \\ u_{\text{я}} = R_{\text{я}\Sigma} \cdot (1 + T_{\text{я}} p) \cdot i_{\text{я}} + K\Phi \omega_1; \\ M - M_{12} - M_{c1} = J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} = J_2 p \omega_2; \\ pM_{12} = C_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2), \end{array} \right. \quad (3.3)$$

где $K_{\phi} = \frac{\Phi}{i_{\epsilon}}$ - коэффициент, соответствующий линейной части кривой намагничивания.

Соответствующая системе уравнений (3.3) структурная схема показана на рисунке 3.4б. Если в процессе работы магнитный поток Φ изменяется, система (3.3) будет нелинейной, и для ее решения необходимо использование ЭВМ. При постоянном магнитном потоке система (3.3) линейна, и первые два уравнения приводятся к виду:

$$(1 + T_{яp}) \cdot M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega), \quad (3.4)$$

где $\beta = \frac{(K\Phi)^2}{R_{я\Sigma}}$ - модуль статической жесткости механической характеристики.

Такая система уравнений решается известными аналитическими методами.

Аналогично можно составить системы уравнений и структурные схемы для электромеханических систем с двигателями постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения, переменного тока с асинхронными и синхронными двигателями. Эти сведения имеются в литературе, и все подобные (3.3) и более сложные нелинейные дифференциальные уравнения могут быть решены с помощью ЭВМ [1].

Другим методом изучения динамики таких систем является использование допустимых упрощений и линеаризация на их основе дифференциальных уравнений в той или иной области изменения параметров электромеханической системы. Полученные таким образом соотношения имеют важное значение в практике исследования, проектирования и наладки электроприводов. Поэтому в дальнейшем основное внимание будет уделено изучению свойств электромеханических систем, описанных линеаризованными в окрестностях точек статического равновесия уравнениями.

Сравнивая уравнения механических характеристик и динамической жесткости для различных двигателей, можно сделать вывод о том, что при определенных условиях механические характеристики разнотипных двигателей описываются идентичными уравнениями. Аналогичны и уравнения динамической жесткости этих двигателей. Эти уравнения были получены для двигателей с независимым возбуждением при $\Phi = \text{const}$, для двигателей с последовательным и смешанным возбуждением при линеаризации их механических характеристик в окрестностях точек статического равновесия и для асинхронного двигателя

при линеаризации рабочего участка механической характеристики. Эти уравнения аналогичны по форме и отличаются только значениями модуля статической жесткости β и электромагнитной постоянной времени $T_э$ ($T_я$) [2].

Таким образом, приняв $T_э=T_я$, можно записать уравнения динамики линеаризованной электромеханической системы [с учетом (3.3) и (3.4)]:

$$\begin{cases} (1 + T_э p) \cdot M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega_1); \\ M - M_{12} - M_{c1} = J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} = J_2 p \omega_2; \\ p M_{12} = C_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2). \end{cases} \quad (3.5)$$

Эти уравнения являются обобщенными и справедливы для любого электропривода, механическая часть которого может быть представлена двухмассовой расчетной схемой, а механическая характеристика его двигателя с той или иной степенью точности описывается первым уравнением системы (3.5). Динамическая жесткость такой характеристики является передаточной функцией аperiodического звена:

$$\beta_{\text{дин}}(p) = - \frac{\beta}{1 + T_э p}. \quad (3.6)$$

Уравнениям (3.5) и (3.6) соответствует структурная схема, приведенная на рисунке 3.5. Тип и параметры конкретных двигателей находят свое отражение в постоянных и переменных, входящих в эти уравнения.

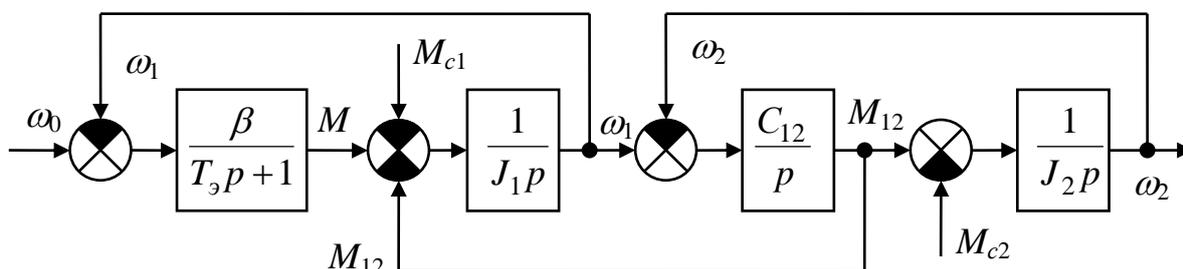


Рисунок 3.5

Обобщенная электромеханическая система с линеаризованной механической характеристикой является основным объектом изучения динамики электропривода. С ее помощью можно рассчитать методами теории автоматического управления динамические и статические характеристики, достаточно точно

отражающие реальные процессы в режимах допустимых от статического состояния отклонений.

Для синхронного двигателя линеаризацию системы дифференциальных уравнений, описывающих преобразование энергии в электромеханической системе, можно провести с помощью приближенного уравнения механической характеристики, считая при этом механические связи абсолютно жесткими ($C_{12}=\infty$). Тогда система дифференциальных уравнений для электромеханической системы с синхронным двигателем запишется так:

$$\begin{cases} M = \left(\frac{C_{эм}}{p} + \beta \right) \cdot (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c = J_{\Sigma} p \omega. \end{cases} \quad (3.7)$$

Структурная схема, соответствующая (3.7), представлена на рисунке 3.6.

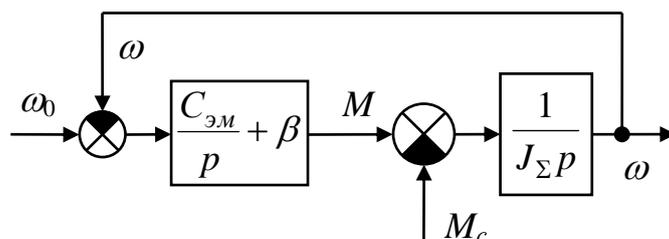


Рисунок 3.6

3.4 Устойчивость статического режима работы электропривода

Статический режим работы электропривода – это режим работы с неизменной скоростью. Этот режим наступает после затухания свободных составляющих переходного процесса, вызванного изменением управляющих или возмущающих воздействий. Статический режим характеризуется равенством электромагнитного момента двигателя и суммарного момента нагрузки и, соответственно, отсутствием динамического момента: $M=M_c$ и $M_{дин}=0$.

Частным случаем статического режима работы является неподвижное состояние электропривода, когда $\omega=0$.

Поскольку момент двигателя M и момент механизма M_c в соответствии с их механическими характеристиками зависят от скорости ω , условие статического режима можно записать в виде:

$$M(\omega_c) = M_c(\omega_c), \quad (3.8)$$

где ω_c – скорость электропривода в статическом режиме.

Графически условие (3.8) определяется точкой пересечения механической характеристики двигателя $\omega = f(M)$ и механической характеристики исполнительного механизма $\omega = f(M_c)$ (рисунок 3.7а). На этом рисунке представлены естественные механические характеристики асинхронного двигателя 1 и 2 для двух направлений вращения, а также механические характеристики различных исполнительных механизмов (3–5).

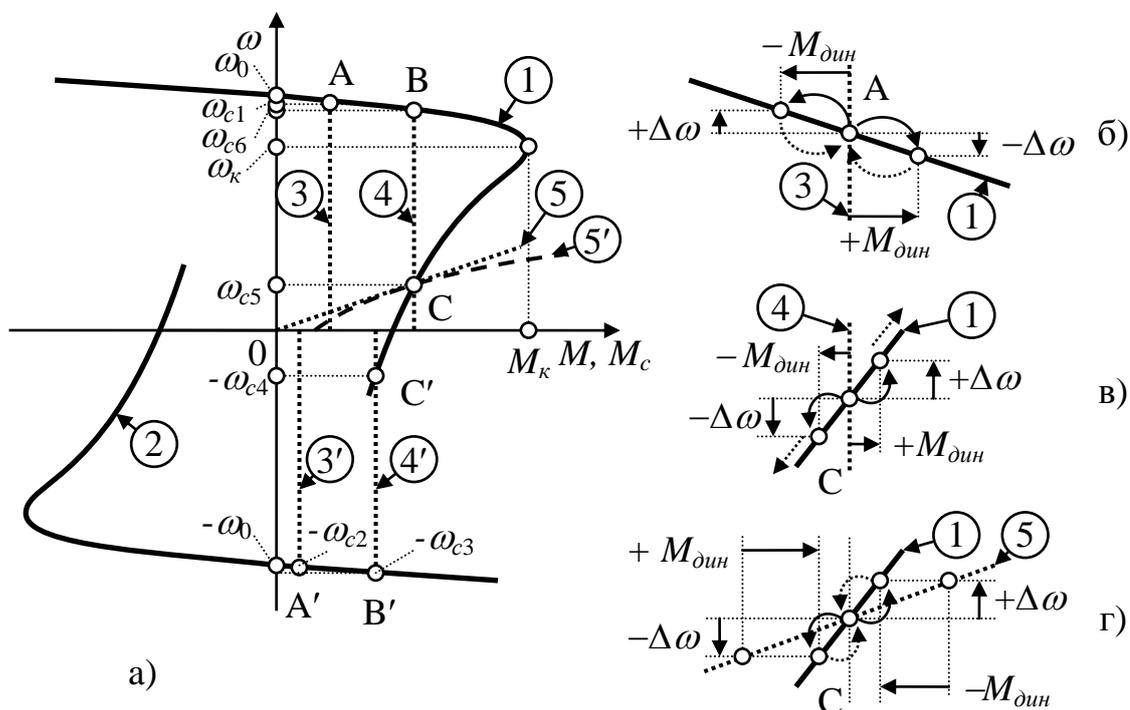


Рисунок 3.7

Характеристика 3 соответствует механизму подъемной лебедки. При подъеме груза эта характеристика пересекает характеристику двигателя 1 в точке статического равновесия А, в которой двигатель устойчиво работает в двигательном режиме. Любое отклонение скорости в этой точке от значения ω_{c1} , приводит к появлению динамического момента, направленного в сторону устранения этого отклонения (рисунок 3.7б). При спуске груза характеристика 3' пересекает характеристику двигателя 2 в точке статического равновесия А', в которой двигатель работает в режиме рекуперативного торможения. И здесь любое отклонение скорости от значения ω_{c2} вызывает появление динамического момента, устраняющего это отклонение.

При увеличении груза механическая характеристика лебедки примет вид 4, и подъем груза становится невозможным, так как пусковой момент двигателя меньше момента статического. При спуске груза без реверсирования двигателя характеристика лебедки 4' пересекает характеристику двигателя 1 в точке С', которая не является точкой устойчивого статического равновесия. Незначительное отклонение скорости вниз от значения ω_{c4} (увеличение скорости спуска) приводит к уменьшению момента двигателя, который становится меньше статического момента, что приводит к дальнейшему увеличению скорости спуска и падению груза. Контролируемый спуск груза возможен только при реверсе двигателя на скорости ω_{c3} . Если искусственно с помощью внешнего воздействия обеспечить работу двигателя в точках С и С', то при снятии этого воздействия двигатель устойчиво работать не сможет, так как эти точки не являются точками устойчивого статического равновесия. Отклонение скорости вниз от значения ω_{c5} приведет к уменьшению момента двигателя, к появлению тормозного динамического момента и остановке двигателя. Отклонение же скорости вверх от значения ω_{c5} приведет к увеличению двигательного момента (появлению положительного динамического момента) и к увеличению скорости вплоть до скорости ω_{c6} в точке статического равновесия В (рисунок 3.7в).

При данном виде нагрузки ($M_c = \text{const}$) границей участков устойчивой и неустойчивой работы двигателя является критическая точка с координатами $M = M_k$; $\omega = \omega_k$, и поэтому участок механической характеристики асинхронного двигателя при $\omega \leq \omega_k$ обычно называют неустойчивым.

Однако, устойчивость статического режима работы электропривода зависит не только от формы механической характеристики двигателя, но и от вида механической характеристики механизма. Так, генератор постоянного тока, замкнутый на постоянное сопротивление, имеет тормозную механическую характеристику, подобную характеристике 5 на рисунке 3.7а. Аналогичную характеристику при низких скоростях может иметь вентилятор или гребной винт (5'). Эти характеристики могут пересекаться с характеристикой двигателя в той же точке С, которая при такой нагрузке становится точкой устойчивого статического равновесия, так как теперь любое отклонение скорости от значения ω_{c5} приводит к появлению динамического момента, устраняющего это отклонение (рисунок 3.7г).

Таким образом, устойчивость статического режима работы зависит от соотношения наклонов механических характеристик двигателя и механизма. Математически условие статической устойчивости может быть представлено в следующем виде:

$$\beta_{ст} - \beta_{мех} < 0, \quad (3.9)$$

где $\beta_{ст} = \frac{dM}{d\omega}$ - жесткость статической механической характеристики

двигателя;

$\beta_{мех} = \frac{dM_c}{d\omega}$ - жесткость механической характеристики механизма.

При $M_c = \text{const}$ жесткость $\beta_{мех} = 0$, и условием статической устойчивости является $\beta_{ст} < 0$, то есть «падающая» механическая характеристика двигателя.

Все вышесказанное справедливо только для электроприводов, у которых статические и динамические механические характеристики совпадают (например, при $T_s = 0$).

В общем случае устойчивость статического режима работы электропривода определяется методами теории автоматического управления с учетом динамической жесткости механической характеристики двигателя и упругости элементов механической части привода.

3.5 Демпфирование электроприводом упругих механических колебаний

Неучет упругих связей в механической части электропривода всегда искажает физические процессы, происходящие в электромеханической системе. Для некоторых задач эти искажения незначительны и не имеют большого значения. Но на практике существует широкий круг задач, правильно решить которые без учета упругости механических связей невозможно. Поэтому исследование особенностей поведения электромеханической системы с линейной механической характеристикой и с механической частью, содержащей упругие звенья, имеет важное практическое значение.

При изучении раздела «Динамика механической части электропривода» выяснилось, что двухмассовая механическая часть электропривода как объект

управления представляет собой консервативное колебательное звено, в котором при $M=\text{const}$ возникают незатухающие колебания скоростей ω_1 и ω_2 обеих масс J_1 и J_2 . Однако, с другой стороны, колебания скорости ω_1 первой массы J_1 (двигателя), благодаря наличию внутренней обратной связи по скорости (рисунок 3.5), вызывают колебания момента двигателя M , обусловленные динамической жесткостью механической характеристики (3.6).

В случае неучета электромагнитной инерции ($T_s=0$) момент двигателя из (3.6) определяется выражением $M = -\beta \cdot \omega_1$. Если сравнить эту зависимость с выражением для нагрузки типа вязкого трения [2] $M_C = \beta_{em} \cdot \omega$, то можно сделать вывод о том, что при принятых допущениях двигатель создает воздействующий на первую массу (ротор) момент, аналогичный моменту вязкого трения. Момент же вязкого трения оказывает демпфирующее действие на механические колебания, возникающие в двухмассовой упругой механической системе.

Таким образом, электропривод, благодаря наличию внутренней электромеханической обратной связи, оказывает на колебания в его механической части демпфирующее действие, причем степень затухания колебаний определяется жесткостью механической характеристики двигателя β .

Влияние жесткости механических характеристик на демпфирующие свойства электропривода рассмотрим на следующем примере. Пусть якорь двигателя постоянного тока независимого возбуждения питается от источника тока $I_a = I_1 = \text{const}$. Тогда при $\Phi = \Phi_n = \text{const}$ момент $M = K\Phi_n \cdot I_1 = M_1 = \text{const}$.

Механическая характеристика этого режима представлена на рисунке 3.8а (прямая 1). Ей соответствует $\beta=0$, и при этом логарифмический декремент затухания $\lambda=0$, так как на этой характеристике при изменении скорости величина момента не изменяется, и демпфирующее действие электропривода отсутствует.

Подключив якорь рассматриваемого двигателя к источнику напряжения и вводя различные добавочные сопротивления $R_{доб}$, регулированием напряжения U_a получим семейство реостатных характеристик 2 – 5, выходящих из одной точки А, в которой $I_{кз}=I_1$, $M_{кз}=M_1$. Жесткость характеристик 1-5 изменяется в пределах от 0 до β_e (прямая 5 – естественная характеристика). Прямая 6, совпадающая с осью абсцисс, соответствует характеристике с жесткостью $\beta=\infty$. На такой характеристике логарифмический декремент затухания также равен ну-

лю, так как в этом случае при изменении момента двигателя скорость его не изменяется.

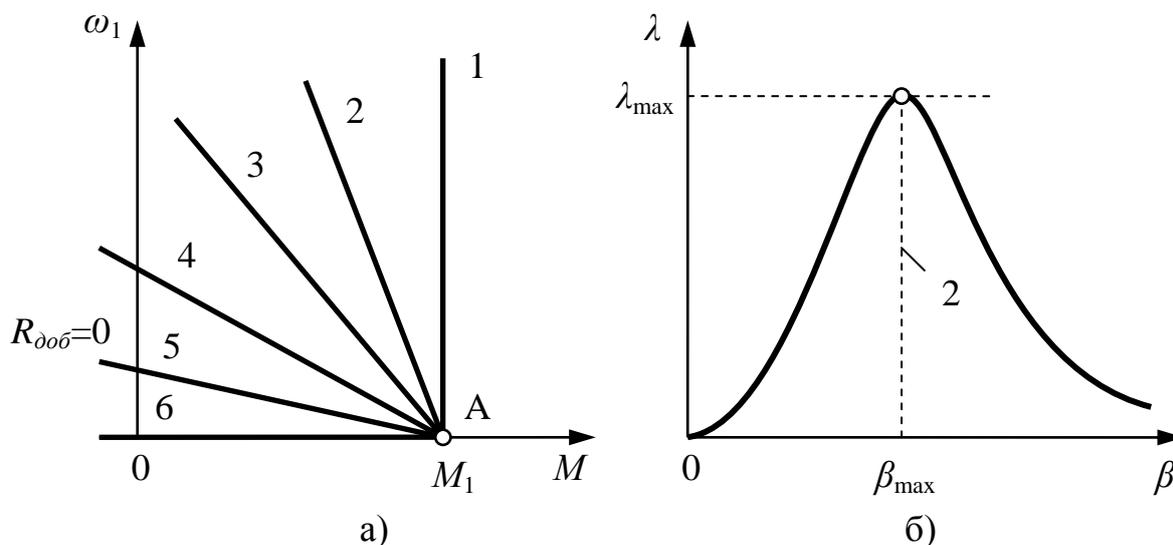


Рисунок 3.8

Таким образом, как при предельно сильной внутренней обратной связи (абсолютно жесткая механическая характеристика), так и при предельно слабой внутренней обратной связи (абсолютно мягкая механическая характеристика) демпфирующее действие электропривода на механические колебания отсутствует. Между этими крайними значениями β значение логарифмического декремента затухания имеет максимум, координаты которого $(\beta_{\max}, \lambda_{\max})$ определяются параметрами электрической (β) и механической ($\gamma, C_{12}, \Omega_{12}$) частей электромеханической системы (рисунок 3.8б).

Здесь $\gamma = J_2/J_1$ - соотношение масс электропривода, а Ω_{12} - частота свободных механических колебаний двухмассовой системы.

Математические исследования демпфирующей способности двигателя, проведенные на ЭВМ [1], показали, что при $T_3=0$ максимальное значение логарифмического декремента затухания λ_{\max} зависит только от соотношения масс $\gamma = J_2/J_1$. При изменении других параметров механической части электропривода (C_{12} и соответственно Ω_{12}) величина λ_{\max} остается неизменной, но этот максимум наступает при других значениях жесткости β_{\max} . Так, при увеличении частоты свободных механических колебаний системы Ω_{12} жесткость β_{\max} , при которой достигается максимум демпфирующего эффекта, увеличивается.

Расчеты зависимостей $\lambda=f(\beta)$, выполненные для различных γ , позволили получить обобщенную зависимость $\lambda_{\max}=f(\gamma)$, приведенную на рисунке 3.9а. Рассматривая эту зависимость, можно сделать вывод о том, что при $T_s=0$ имеющее практическое значение демпфирование ($\lambda>1$) можно получить подбором величины жесткости β только при соотношении масс $\gamma\geq 1,5$.

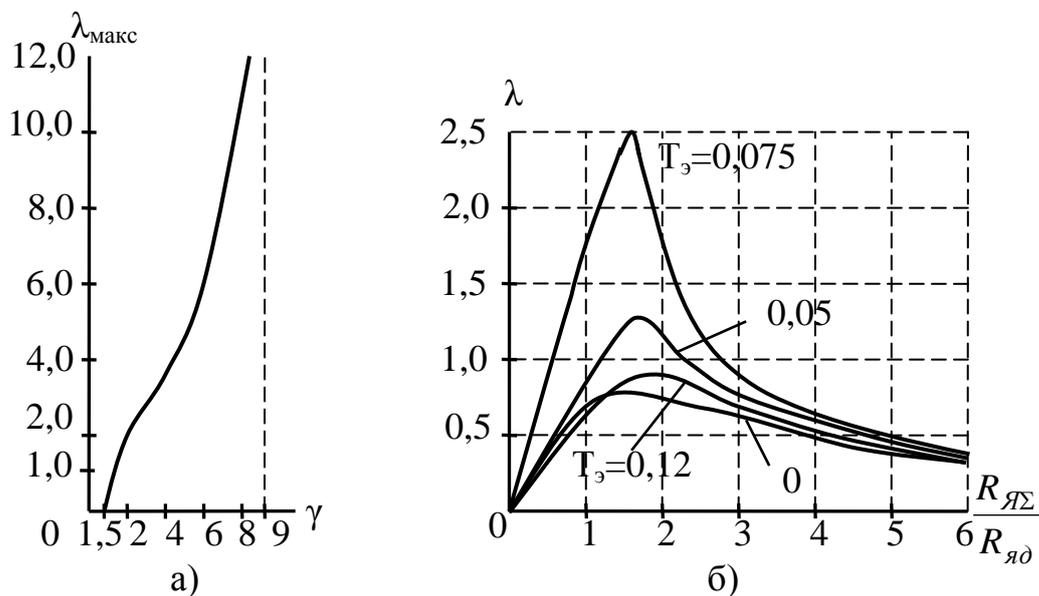


Рисунок 3.9

Из вышесказанного ясно, каким образом, воздействуя на электрическую часть электромеханической системы при $T_s=0$, можно снизить колебательность в ее механической части.

С помощью ЭВМ подобные исследования были проведены и для случая, когда $T_s \neq 0$. Эти исследования показали, что и в этом случае влияние изменения жесткости механической характеристики на колебательность системы аналогично рассмотренному выше. Особый интерес вызывает тот факт, что при малых γ (в частности при $\gamma \leq 1,5$) возрастание электромагнитной инерции приводит к увеличению демпфирующей способности электропривода (увеличению λ_{\max}). Это увеличение немонотонное и при достижении максимума дальнейшее увеличение T_s приведет к возрастанию колебательности (уменьшению λ_{\max}). Как показывают расчеты и кривые на рисунке 3.9б, построенные по их результатам, при $\gamma=1,5$ увеличение T_s может увеличить затухание колебаний по сравнению со случаем $T_s=0$ в 2,5 раза.

Явление демпфирования электроприводом упругих механических колебаний относится к особо важным для практики и поэтому требует всестороннего изучения. До середины XX века проблемы борьбы с колебательными нагруз-

ками механизмов, существенно снижающими их надежность и срок службы, решали специалисты-механики своими методами без учета демпфирующего действия электропривода. Создание уникальных по точности и производительности машин и технологических комплексов обострило проблему борьбы с колебаниями в механической части электропривода, решить которую своими методами механики зачастую уже не могли.

Только реализация максимального демпфирования колебаний электроприводом позволила обеспечить работоспособность и высокую производительность ряда уникальных производственных машин (шагающие экскаваторы, бумагоделательные машины и т.п.).

3.6 Электропривод с линейной механической характеристикой при жестких механических связях как объект управления

Ранее в п.1.2 было доказано, что при сочетании параметров, когда $J_2 \ll J_1$ или $\Omega_{12} \gg \Omega_c$, механическая часть электропривода может быть представлена жестким приведенным механическим звеном. Поскольку такие сочетания параметров в реальных электроприводах достаточно распространены, то исследование динамики такого электропривода представляет практический интерес. Поэтому, приняв в (3.5) $C_{12} = \infty$, $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, $J_1 + J_2 = J_\Sigma$, $M_{c1} + M_{c2} = M_c$, получим:

$$\begin{cases} (1 + T_\sigma p) \cdot M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c = J_\Sigma p \omega. \end{cases} \quad (3.10)$$

На рисунке 3.10 представлена структурная схема электропривода, соответствующая (3.10). Эта схема полностью соответствует электроприводу постоянного тока с компенсированным двигателем независимого возбуждения при $\Phi = \text{const}$, а также электроприводу с асинхронным двигателем в пределах рабочего участка его механической характеристики (особенно если этот участок ограничен величиной $\pm M_{\max} \approx \pm 0,8 \cdot M_k$).

Данная схема также позволяет исследовать динамику электроприводов постоянного тока с двигателями последовательного и смешанного возбуждения в области малых отклонений от выбранной точки статической характеристики. Кстати, в этом случае область соответствия уравнений (3.10) и схемы на рисунке 3.10 реальному электроприводу расширяется с увеличением нагрузки и

насыщения магнитной цепи. Отдельного рассмотрения требуют лишь электроприводы с синхронными двигателями, система уравнений которых (3.7) отличается от (3.10).

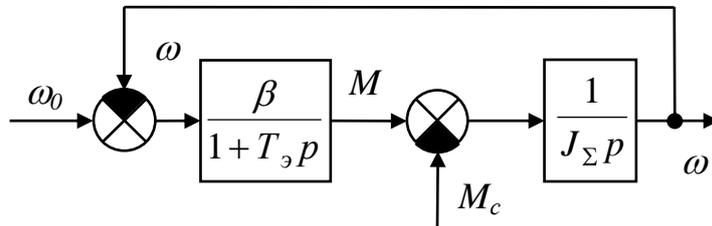


Рисунок 3.10

Для анализа динамики рассматриваемого электропривода получим передаточную функцию системы по управляющему воздействию (рисунок 3.10) [6]:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{\beta}{(1 + T_9 p) \cdot J_{\Sigma} p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\beta}{(1 + T_9 p) \cdot J_{\Sigma} p}} = \frac{1}{T_9 T_m p^2 + T_m p + 1}, \quad (3.11)$$

где $T_m = \frac{J_{\Sigma}}{\beta}$ - электромеханическая постоянная времени электропривода.

Если электропривод имеет линейную механическую характеристику $\left(\beta = \frac{M_{кз}}{\omega_0} \right)$, то электромеханическая постоянная времени $T_m = J_{\Sigma} \frac{\omega_0}{M_{кз}}$, а ее физический смысл заключается в следующем. Электромеханическая постоянная времени T_m представляет собой время, в течение которого электропривод с моментом инерции J_{Σ} разгоняется без нагрузки из неподвижного состояния до скорости идеального холостого хода ω_0 под действием постоянного момента, равного моменту короткого замыкания $M_{кз}$. Движение при этом будет равноускоренным. Следовательно, электромеханическая постоянная времени определяется моментом инерции электропривода и жесткостью его механической характеристики и не зависит от нагрузки.

Таким образом, электропривод с линейной механической характеристикой при представлении его механической части жестким приведенным звеном как объект управления является аperiodическим звеном второго порядка, кото-

рое в зависимости от значений корней характеристического уравнения может быть либо инерционным, либо колебательным звеном.

Характеристическое уравнение рассматриваемой системы запишется в виде:

$$T_{\vartheta}T_{\mathcal{M}}p^2 + T_{\mathcal{M}} \cdot p + 1 = p^2 + \frac{1}{T_{\vartheta}} p + \frac{1}{T_{\vartheta}T_{\mathcal{M}}} = 0. \quad (3.12)$$

Корни этого уравнения равны:

$$p_{12} = -\frac{1}{2T_{\vartheta}} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_{\vartheta}^2} - \frac{1}{T_{\vartheta}T_{\mathcal{M}}}} = \frac{1}{T_{\mathcal{M}}} \left(-\frac{m}{2} \pm \sqrt{\frac{m^2}{4} - m} \right), \quad (3.13)$$

где $m = \frac{T_{\mathcal{M}}}{T_{\vartheta}}$ - отношение постоянных времени электропривода.

Величина m определяет колебательность разомкнутой системы при жестких механических связях. Если $m > 4$, то корни уравнения вещественны $p_1 = -\alpha_1$, $p_2 = -\alpha_2$, и переходные процессы в системе протекают монотонно.

Передаточная функция (3.11) при таких параметрах может быть преобразована к виду:

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{(T_1p + 1)(T_2p + 1)}, \quad (3.14)$$

где $T_1 = \frac{1}{\alpha_1}$; $T_2 = \frac{1}{\alpha_2}$.

Следовательно, рассматриваемый электропривод при $m > 4$ может быть представлен для анализа в виде последовательного соединения двух инерционных (апериодических) звеньев. Частотные характеристики электропривода для такого случая представлены на рисунке 3.11а, а переходная $h(t)$ и весовая $h'(t)$ функции – на рисунке 3.11б.

Переходная функция $h(t)$ отражает закон изменения скорости электропривода $\omega(t)$ при приложении скачка управляющего воздействия. Весовая функция $h'(t)$ характеризует в определенном масштабе изменения электромагнитного момента двигателя $M(t)$, максимальное значение которого возрастает

при увеличении скачка управляющего воздействия. Поэтому величина управляющего воздействия должна быть ограничена значением, при котором система остается в пределах перегрузочной способности двигателя или линеаризации его механической характеристики.

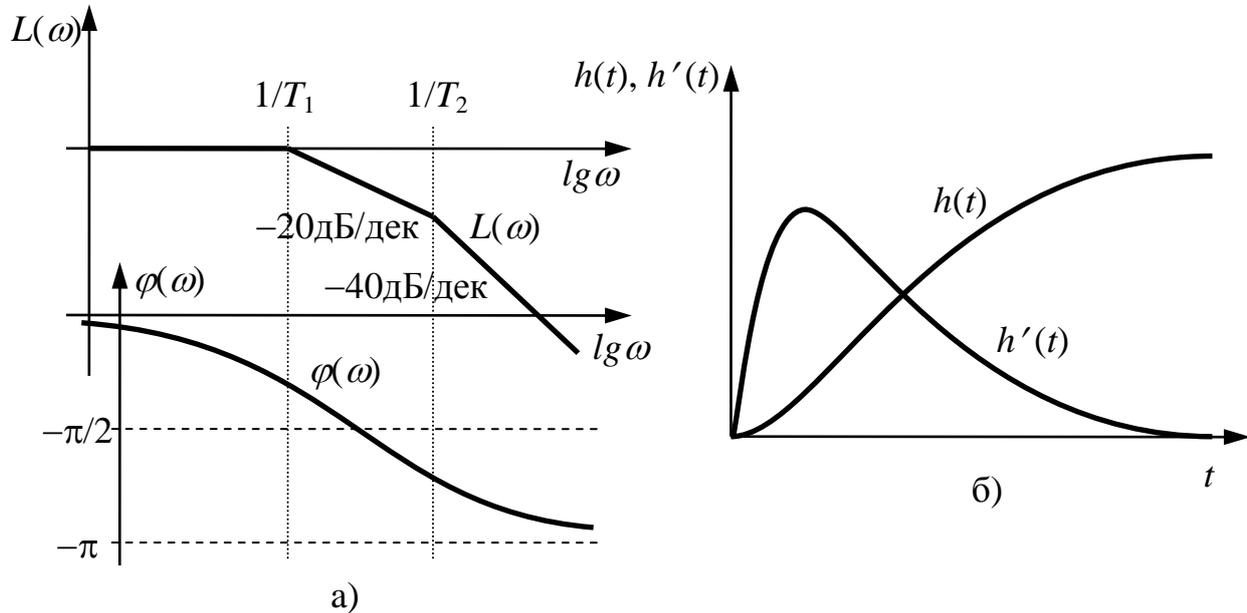


Рисунок 3.11

При $m=4$ вещественные корни одинаковы $p_{12} = -\alpha = -\frac{1}{2T_3}$, и передаточная функция преобразуется к виду:

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{(Tp + 1)^2}, \quad (3.15)$$

где $T = \frac{1}{\alpha} = 2T_3$.

Электропривод при этом обладает теми же свойствами, что и в предыдущем случае.

Если $m < 4$, характеристическое уравнение имеет комплексно-сопряженные корни:

$$p_{12} = -\alpha \pm j\Omega_p, \quad (3.16)$$

где $\alpha = \frac{1}{2T_3}$; $\Omega_p = \sqrt{\frac{1}{T_3 T_m} - \frac{1}{4T_3^2}}$.

В этом случае электропривод представляет собой колебательное звено с коэффициентом затухания $\xi < 1$. Этот коэффициент может быть определен, если передаточную функцию колебательного звена записать так, как это принято в теории автоматического управления:

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{T_{\omega}T_m p^2 + T_m p + 1} = \frac{1}{T_1^2 p^2 + 2\xi \cdot T_1 \cdot p + 1}, \quad (3.17)$$

где $T_1 = \sqrt{T_{\omega}T_m}$; $2\xi \cdot T_1 = T_m$; $\xi = \frac{T_m}{2T_1} = \frac{\sqrt{m}}{2}$.

Таким образом, при уменьшении m коэффициент затухания уменьшается, а колебательность увеличивается.

От m зависит и логарифмический декремент колебаний:

$$\lambda = \frac{2\pi\alpha}{\Omega_p} = \frac{2\pi m}{\sqrt{4m - m^2}}. \quad (3.18)$$

При $m=2$, $\xi=0.7$, а $\lambda=6,28$. В этом случае колебания затухают практически за один период, а скорость электропривода достигает своего установившегося значения с 5%-м перерегулированием (так называемый технический оптимум). При $m < 2$ коэффициент затухания колебаний уменьшается, а перерегулирование увеличивается (рисунок 3.12б).

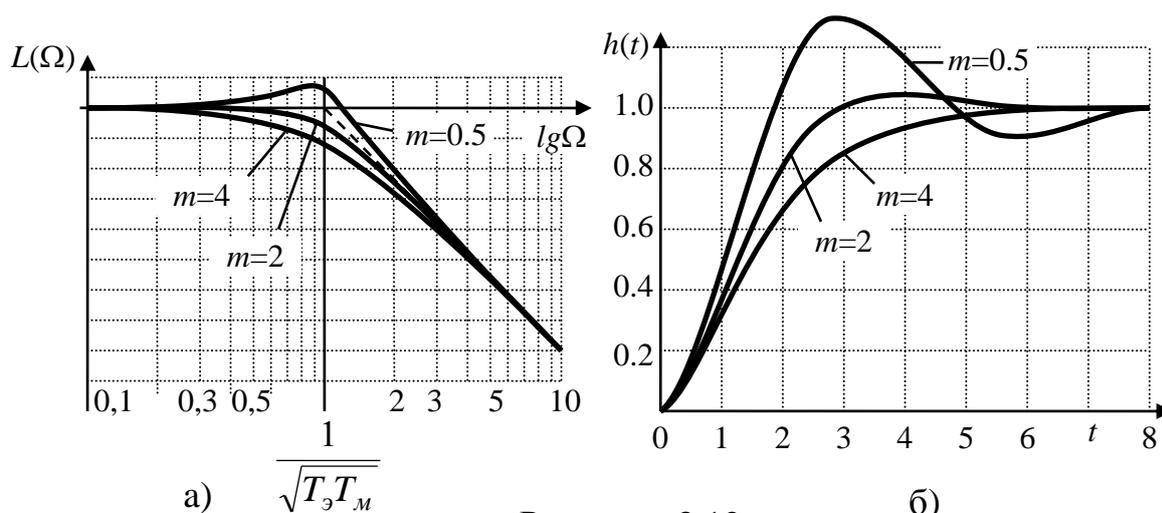


Рисунок 3.12

Таким образом, электропривод с линейной механической характеристикой при жестких механических связях в случае, когда $m < 4$, представляет собой

колебательное звено, показатели колебательности которого λ и ξ зависят только от соотношения постоянных времени m .

Расчеты реальных ЛАЧХ и переходных и импульсных весовых функций показали, что при $m \geq 0.64$ ($\xi \geq 0.4$) электропривод представляет собой колебательное звено с высоким коэффициентом демпфирования. Поэтому в указанном диапазоне изменения m и ξ электропривод с линейной механической характеристикой можно упрощенно представлять в виде двух последовательно соединенных апериодических звеньев с постоянной времени $T_1 = \sqrt{T_3 T_m}$:

$$W_\omega(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)^2}. \quad (3.19)$$

Тогда асимптотическая ЛАЧХ при $\Omega < 1/T_1$ имеет вид горизонтальной прямой, совпадающей с осью абсцисс, а при $\Omega > 1/T_1$ – прямой с наклоном минус 40 дБ/дек (штриховая линия на рисунке 3.12а). Сравнение этой зависимости с реальными ЛАЧХ колебательного звена с $\xi \geq 0,4$, дает небольшую погрешность, которая не превышает 3 дБ.

При работе двигателей на реостатных характеристиках, а также для двигателей малой мощности $m > 4$, и в этом случае электромагнитной инерцией электропривода можно пренебречь, приняв $T_3 \approx 0$. Тогда система уравнений (3.10) будет выглядеть так:

$$\begin{cases} M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c = J_\Sigma p \omega = \beta T_m p \omega. \end{cases} \quad (3.20)$$

Соответствующая структурная схема представлена на рисунке 3.13а. Выполнив минимальные преобразования, получим упрощенную структурную схему такого электропривода (рисунок 3.13б), который в рассматриваемом случае представляет собой инерционное звено первого порядка с постоянной времени T_m .

Частотные характеристики электропривода приведены на рисунке 3.13в, а переходная и весовая функции – на рисунке 3.13г.

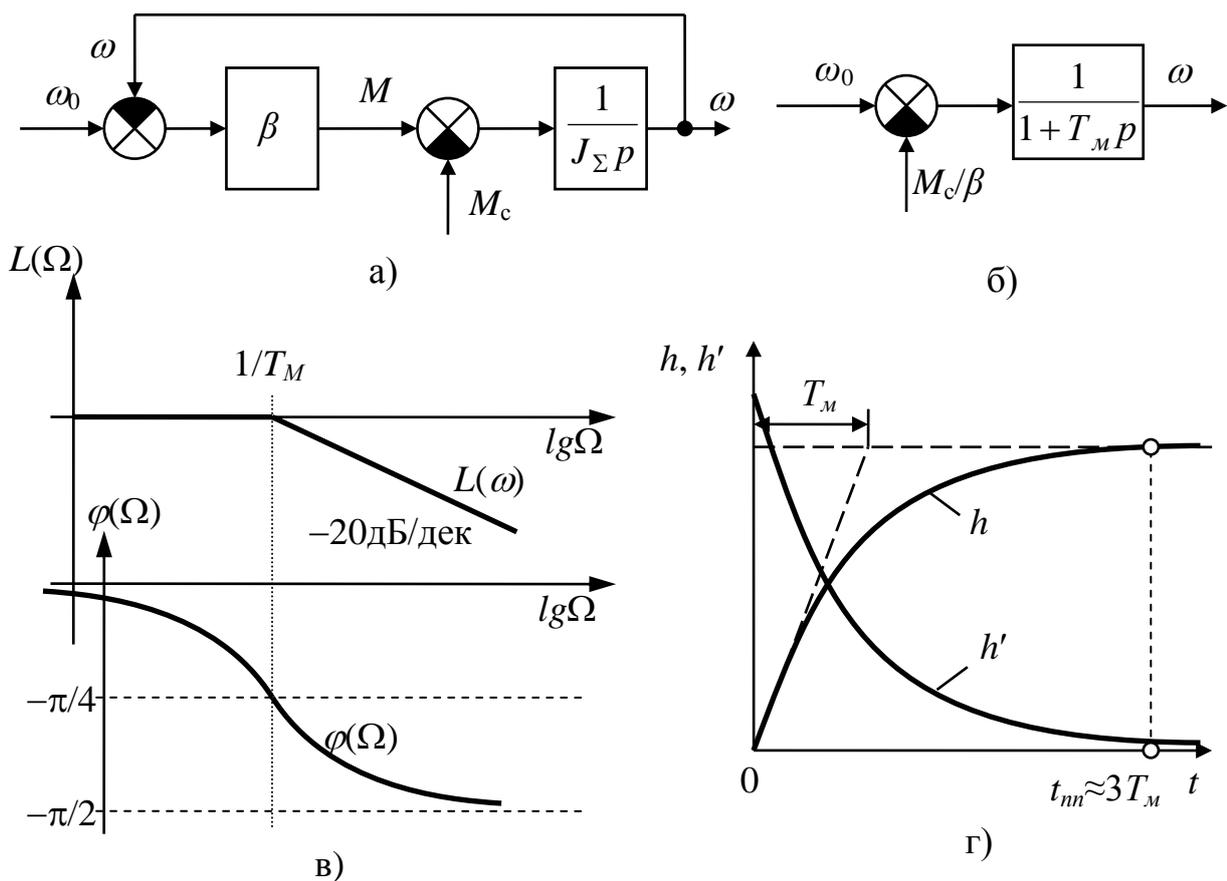


Рисунок 3.13

3.7 Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = \text{const}$

Как уже указывалось выше, сочетания параметров механической части электропривода, при которых возможно ее представление в виде жесткого приведенного звена, достаточно распространены. Достаточно распространены и электроприводы, получающие питание от сети постоянного или переменного тока, когда вследствие постоянства напряжения на якоре двигателя постоянного тока ($U_{\text{я}} = \text{const}$) или частоты напряжения на статоре двигателя переменного тока ($f_1 = \text{const}$) скорость идеального холостого хода также неизменна ($\omega_0 = \text{const}$). Поэтому рассмотрим электромеханические переходные процессы электропривода с абсолютно жесткими механическими связями ($C_{12} = \infty$) при постоянной скорости идеального холостого хода ($\omega_0 = \text{const}$), которая является обобщенным управляющим воздействием (рисунок 3.10).

Переходные процессы в таких электроприводах могут быть вызваны:

а) изменением скачком значения ω_0 (включение, динамическое торможение, реверс и торможение противовключением);

б) изменением скачком величины сопротивления якорной $R_{я\Sigma}$ или роторной $R_{2\Sigma}$ цепей двигателя при $M_c = \text{const}$;

в) изменением скачком нагрузки M_c на валу двигателя.

Поскольку переходные процессы должны протекать при ограниченных по тем или иным причинам значениях тока, то при $\omega_0 = \text{const}$ в силовую цепь двигателя зачастую вводят добавочные сопротивления, которые уменьшают электромагнитную инерцию. При этом возникают условия, когда этой инерцией можно пренебречь ($T_\omega = 0$). Таким образом, переходные процессы в электроприводах, питающихся от сети постоянного или переменного тока при $\omega_0 = \text{const}$, могут быть рассмотрены с учетом и без учета электромагнитной инерции.

3.7.1 Переходные процессы электропривода при $\omega_0 = \text{const}$ с учетом электромагнитной инерции

Обычно необходимость учета электромагнитной инерции возникает тогда, когда двигатели работают на естественных характеристиках.

Динамические процессы в рассматриваемом электроприводе описываются следующей системой уравнений [2]:

$$\begin{cases} (1 + T_\omega p) \cdot M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c = J_\Sigma p \omega. \end{cases} \quad (3.21)$$

Заменив в (3.21) p на $\frac{d}{dt}$, получим дифференциальное уравнение системы, решенное относительно скорости:

$$T_\omega T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \frac{M_c}{\beta} = \omega_0 - \Delta \omega_c = \omega_c. \quad (3.22)$$

Дифференциальное уравнение системы, решенное относительно момента выглядит аналогично:

$$T_3 T_m \frac{d^2 M}{dt^2} + T_m \frac{dM}{dt} + M = M_c. \quad (3.23)$$

Подробный анализ корней характеристического уравнения такой системы выполнен в разделе 3.6. Согласно (3.16) при $m = T_m/T_3 < 4$ корни имеют вид $p_{12} = -\alpha \pm j\Omega_p$, и общее решение уравнения (3.22) следует искать в виде:

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t), \quad (3.24)$$

а общее решение уравнения (3.23) – в виде:

$$M = M_c + e^{-\alpha t} (C \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t). \quad (3.25)$$

Если $m > 4$, то вещественные корни $p_1 = -\alpha_1$, $p_2 = -\alpha_2$. В этом случае общее решение уравнения (3.22) запишется так:

$$\omega = \omega_c + A' e^{-\alpha_1 t} + B' e^{-\alpha_2 t}. \quad (3.26)$$

Таким же образом выглядит и общее решение уравнения (3.23):

$$M = M_c + C' e^{-\alpha_1 t} + D' e^{-\alpha_2 t}. \quad (3.27)$$

В тех исключительных случаях, когда $m=4$ и вещественные корни одинаковы ($p_1=p_2=-\alpha$), решения уравнений (3.22) и (3.23) следует искать в виде:

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} \cdot (A'' + B'' \cdot t); \quad (3.28)$$

$$M = M_c + e^{-\alpha t} \cdot (C'' + D'' \cdot t). \quad (3.29)$$

В уравнениях (3.24)–(3.29) $A, A', A'', B, B', B'', C, C', C'', D, D', D''$ являются коэффициентами решения уравнений, определяемыми из начальных условий.

Методика определения этих коэффициентов и решения уравнений (3.24)–(3.29) приведены в [1]. Но уже из вышеприведенных выражений видно, что при $m < 4$ переходные процессы носят колебательный и затухающий характер, а при $m \geq 4$ переходные процессы протекают монотонно.

В качестве примера рассмотрим переходный процесс скачкообразного увеличения нагрузки двигателя, работающего на естественной характеристике, от $M_{c.нач}$ до M_c при соотношении постоянных времени $m \approx 1$. На рисунке 3.14а представлены естественные статическая 1 и динамическая 2 механические характеристики, а на рисунке 3.14б – графики переходных процессов $\omega(t)$ и $M(t)$.

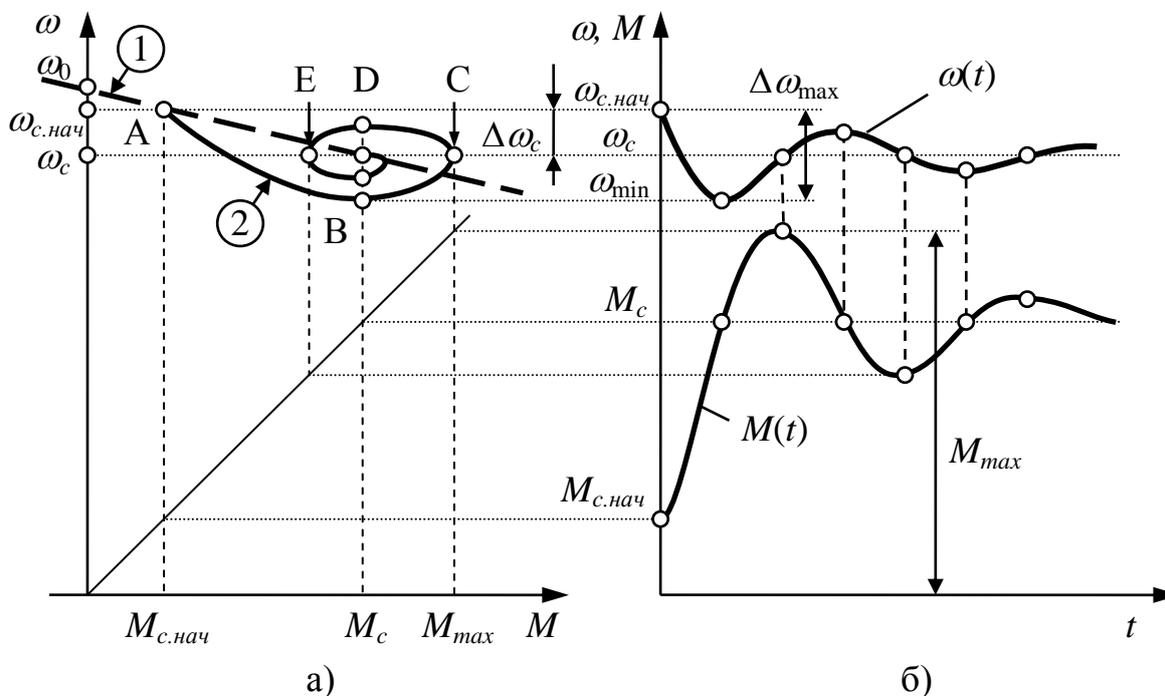


Рисунок 3.14

При возрастании скачком момента нагрузки происходит снижение скорости, вызывающее рост тока и момента двигателя. Однако, из-за наличия индуктивности ($T_s \neq 0$) нарастание тока и момента двигателя идет с отставанием от снижения скорости. Вследствие этого скорость снижается в большей степени, чем это обусловлено статической характеристикой 1. Поэтому при достижении двигателем момента $M=M_c$ (точка В) скорость будет ниже скорости ω_c , что приводит к дальнейшему росту момента M до тех пор, пока скорость ω не достигает значения ω_c . Теперь сложилась ситуация, когда $\omega=\omega_c$, а $M>M_c$ (точка С), в результате чего скорость продолжает расти ($\omega>\omega_c$), а момент начинает уменьшаться ($M<M_{max}$). При достижении равенства $M=M_c$ скорость $\omega>\omega_c$ (точка D), и момент будет уменьшаться далее ($M<M_c$). Будет уменьшаться и скорость до тех пор, пока не достигнет значения ω_c (точка Е). Таким образом, возникают колебания скорости и момента, которые после двух-трех периодов затухают при $M=M_c$, $\omega=\omega_c$.

Максимальное динамическое падение скорости $\Delta\omega_{\max}$ при этом превышает статическое падение $\Delta\omega_c$ тем в большей степени, чем больше электромагнитная постоянная времени $T_э$. Это падение скорости $\Delta\omega_{\max}$ для механизмов с ударной нагрузкой может быть в ряде случаев недопустимым и его уменьшение может быть достигнуто увеличением модуля динамической жесткости механической характеристики [2]:

$$|\beta_{\text{дин}}| = \frac{\beta_c}{\sqrt{1 + T_э^2 \Omega^2}}. \quad (3.30)$$

В свою очередь, увеличить $|\beta_{\text{дин}}|$ можно увеличением жесткости статической характеристики β_c и уменьшением электромагнитной постоянной времени $T_э$.

3.7.2 Переходные процессы электропривода при $\omega_0 = \text{const}$ без учета электромагнитной инерции

В тех случаях, когда электропривод работает на реостатных характеристиках, электромагнитная инерция становится пренебрежимо малой, и можно принять $T_э = 0$.

Тогда дифференциальные уравнения такого электропривода в соответствии с (3.22) и (3.23) запишутся в виде:

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_c, \quad (3.31)$$

$$T_m \frac{dM}{dt} + M = M_c. \quad (3.32)$$

Таким образом, электропривод с линейной механической характеристикой при $T_э = 0$ как объект регулирования представляет собой апериодическое звено первого порядка с постоянной времени T_m .

Решения уравнений (3.31) и (3.32) будут представлять собой экспоненциальные зависимости:

$$\omega = \omega_c + (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_m}}, \quad (3.33)$$

$$M = M_c + (M_{нач} - M_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (3.34)$$

Продифференцировав уравнение (3.33), получим уравнение для ускорения электропривода:

$$\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = \varepsilon_{нач} e^{-\frac{t}{T_m}}, \quad (3.35)$$

где $\varepsilon_{нач} = \frac{\omega_c - \omega_{нач}}{T_m}$ - начальное ускорение электропривода.

Реальное время протекания такого переходного процесса составляет $t_{nn} = (3 \div 4)T_m$, при этом скорость двигателя достигает значения $\omega = (0.95 \div 0.98)\omega_c$. Механическая характеристика и графики такого переходного процесса представлены на рисунке 3.15.

Из рассмотрения рисунков 3.15 а и б видно, что по мере возрастания скорости ускорение ε уменьшается из-за уменьшения при этом динамического момента, равного из (3.34):

$$M_{дин} = M - M_c = (M_{нач} - M_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (3.36)$$

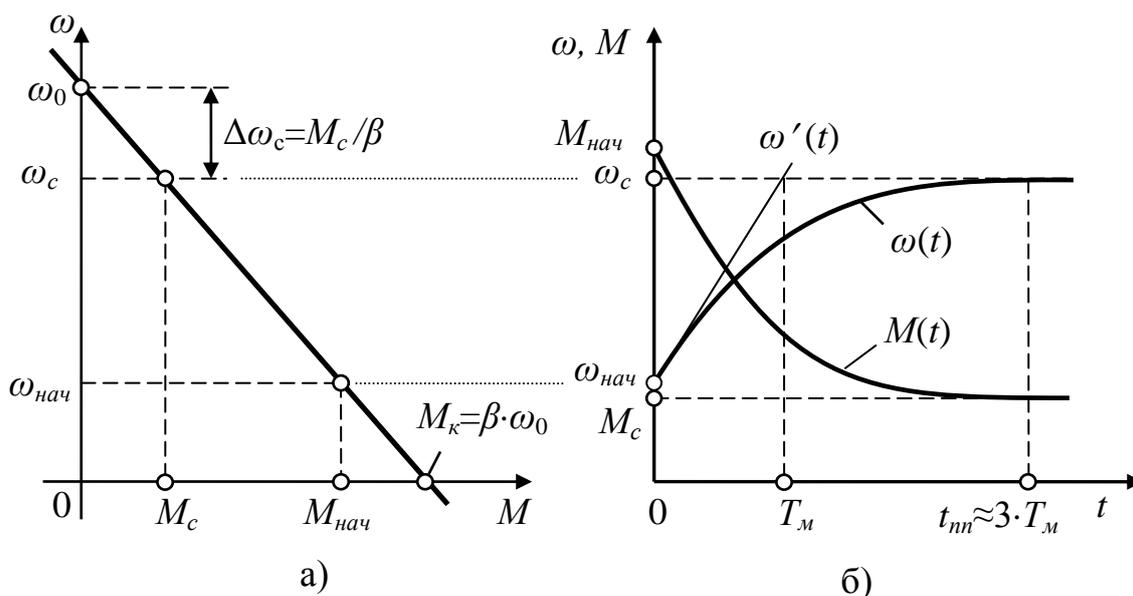


Рисунок 3.15

Если бы динамический момент в переходном процессе оставался равным начальному $M_{дин.нач} = M_{нач} - M_c = \text{const}$, скорость ω изменялась бы по линейному закону [касательная $\omega'(t)$ к кривой $\omega(t)$ в начальной точке $\omega_{нач}$].

В качестве примера рассмотрим переходные процессы пуска и торможения двигателя с линейной механической характеристикой при ограничении токов (моментов) введением в силовую цепь добавочных сопротивлений. Нагрузка в переходных процессах остается постоянной $M_c = \text{const}$.

3.7.2.1 Многоступенчатый реостатный пуск

При таком пуске двигателя задаются обычно определенными границами колебаний пускового тока или момента, которые в процессе пуска остаются неизменными (рисунок 3.16а). Это достигается подбором (расчетом) определенных величин ступеней пускового реостата.

В момент пуска $M_{нач} = M_1$, $\omega_{нач} = 0$, и при этом в силовую цепь введено полное сопротивление пускового реостата. Двигатель разгоняется по пусковой характеристике 1 до достижения конечных значений момента и скорости на этой характеристике ($M_{кон} = M_2$, $\omega_{кон} = \omega_{кон1}$). В этот момент выводится первая ступень пускового реостата, подобранная таким образом, чтобы момент возрос до величины M_1 при неизменной скорости $\omega_{кон1}$.

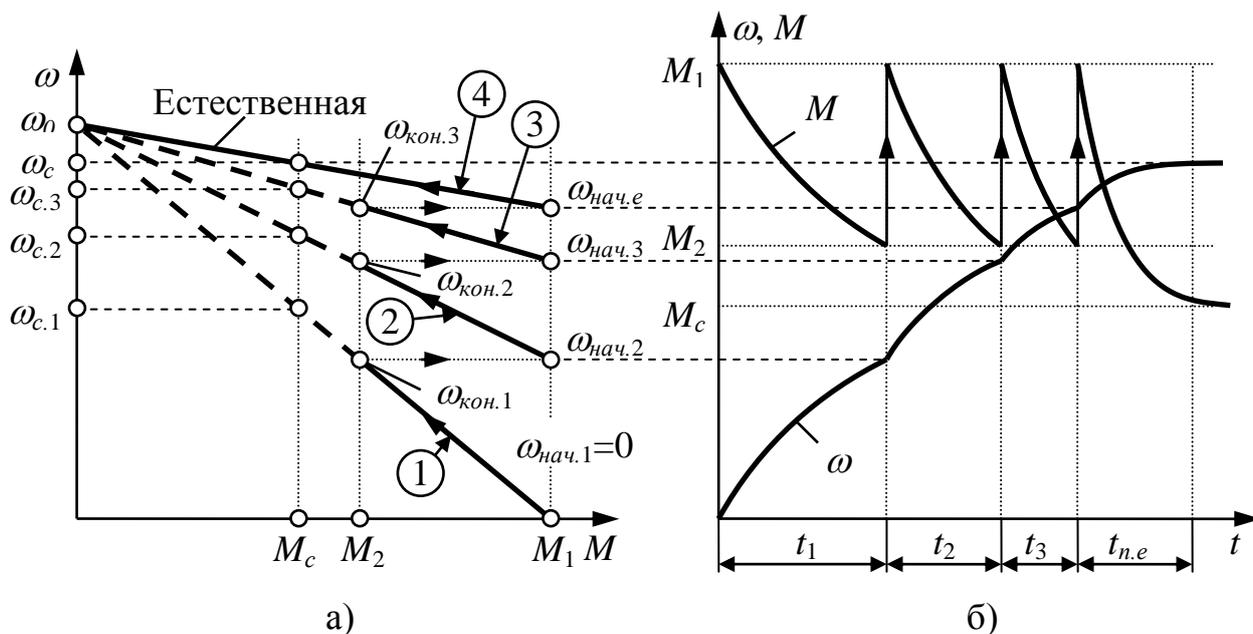


Рисунок 3.16

Пуск продолжается по характеристике 2 при $M_{нач}=M_1$ и $\omega_{нач}=\omega_{нач2}=\omega_{кон1}$ до тех пор, пока уменьшающийся момент не достигнет значения M_2 , а увеличивающаяся скорость – значения $\omega_{кон}=\omega_{кон2}$. В этот момент выводится вторая ступень пускового реостата, подобранная таким образом, чтобы момент снова стал равным M_1 . Этот процесс повторяется на каждой ступени пускового реостата. Когда выводится последняя его ступень, двигатель выходит на естественную характеристику при $M_{нач}=M_1$, и $\omega_{нач}=\omega_{кон.m}=\omega_{нач.c}$, где m – число ступеней пускового реостата. Заканчивается процесс пуска на естественной характеристике при $M_{кон}=M_c$ и $\omega_{кон}=\omega_c$.

Движение электропривода на каждой ступени с учетом (3.33) и (3.34) описываются выражениями:

$$\omega_i = \omega_{ci} + (\omega_{начi} - \omega_{ci}) \cdot e^{-\frac{t_i}{T_{mi}}}; \quad (3.37)$$

$$M_i = M_c + (M_1 - M_c) \cdot e^{-\frac{t_i}{T_{mi}}}, \quad (3.38)$$

где $T_{mi} = \frac{J_{\Sigma}}{\beta_i}$ – электромеханическая постоянная времени на i -й пусковой характеристике;

β_i – модуль жесткости i -й пусковой характеристики;

β_i – модуль жесткости i -й пусковой характеристики.

Величины электромеханических постоянных времени в случае линейных характеристик определяются из выражения:

$$T_{mi} = \frac{J_{\Sigma}}{\beta_i} = J_{\Sigma} \frac{\Delta\omega_i}{\Delta M_i} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{конi} - \omega_{начi}}{M_{начi} - M_{конi}}. \quad (3.39)$$

Зависимости $M(t)$ и $\omega(t)$ для рассматриваемого случая приведены на рисунке 3.16б. Время работы на каждой пусковой ступени можно определить из выражений (3.37) или (3.38), подставив в них конечные значения момента и скорости на данной пусковой ступени:

$$t_i = T_{mi} \ln \frac{\omega_{ci} - \omega_{начi}}{\omega_{ci} - \omega_{конi}}; \quad (3.40)$$

$$t_i = T_{mi} \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}. \quad (3.41)$$

При строгом соблюдении границ колебаний пускового момента удобнее пользоваться выражением (3.41). По мере выведения ступеней пускового реостата модуль жесткости β_i пусковых характеристик увеличивается, а электромеханическая постоянная времени T_{mi} уменьшается, что при постоянстве величины $\ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}$ приводит к уменьшению времени работы на последующих пусковых ступенях.

Конечные значения момента и скорости при разгоне на естественной характеристике равны M_c и ω_c , и при подстановке их в выражения (3.40) и (3.41) время пуска на естественной характеристике $t_{ne} \rightarrow \infty$, что соответствует длительности достижения экспонентой установившегося значения. Однако, практически можно считать процесс пуска закончившимся при $t_{n.e} = (3-4) T_{m.e}$, где $T_{m.e}$ - электромеханическая постоянная времени электропривода на естественной характеристике.

3.7.2.2 Динамическое торможение

Для получения этого режима двигатель отключается от сети и включается по схеме динамического торможения двигателя постоянного тока или асинхронного двигателя. В силовую цепь (якорную или роторную) при этом может вводиться резистор. Соответствующие механические характеристики представлены на рисунке 3.17а, причем характеристики асинхронного двигателя линеаризованы в пределах рабочего участка $(-s_k) < s < s_k$.

При активном моменте сопротивления двигатель под действием нагрузки разгоняется в обратном направлении до скорости $-\omega'_c$, а при реактивном моменте нагрузки – останавливается при токе (моменте) равном нулю.

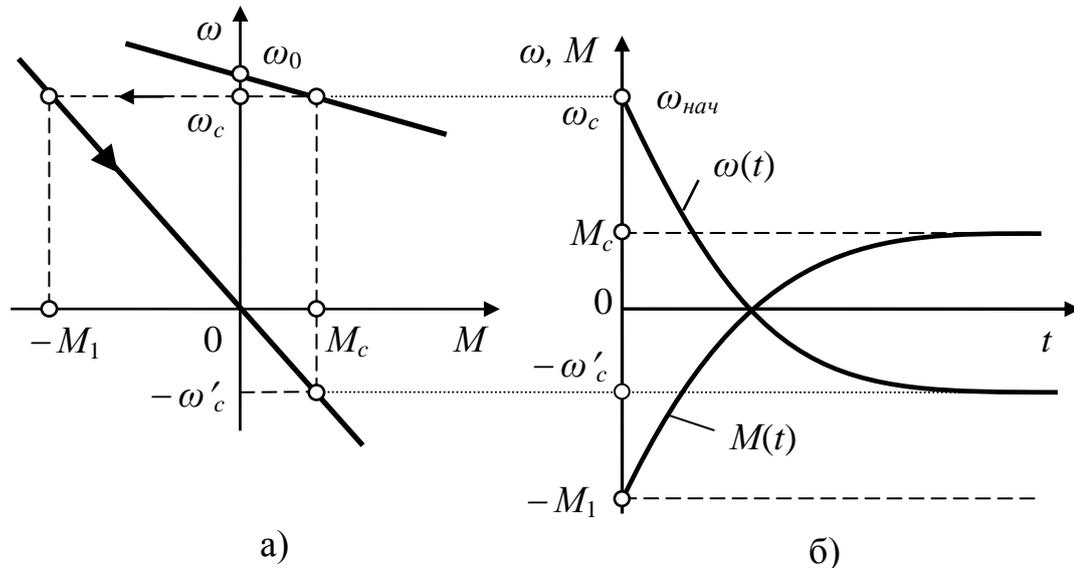


Рисунок 3.17

Подставив в (3.37) и (3.38) начальные и конечные значения скорости и момента, получим выражение, описывающее движение электропривода в режиме динамического торможения:

$$\omega = -\omega'_c + (\omega_c + \omega'_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_{м.дм}}}; \quad (3.42)$$

$$M = M_c - (M_1 + M_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_{м.дм}}}, \quad (3.43)$$

где $T_{м.дм} = \frac{J_{\Sigma}}{\beta_{дм}}$ - электромеханическая постоянная времени электро-

привода в режиме динамического торможения;

$\beta_{дм} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M_1}{\omega_c}$ - модуль статической жесткости механической ха-

рактеристики динамического торможения.

Графики переходного процесса приведены на рисунке 3.17б. Время переходного процесса при активной нагрузке $t_{nn} = (3 \div 4) T_{м.дм}$, а время торможения до скорости $\omega=0$ (время переходного процесса при реактивной нагрузке) определяется выражением:

$$t_{дм} = T_{м.дм} \ln \frac{M_1 + M_c}{M_c} = T_{м.дм} \ln \frac{\omega_c + \omega'_c}{\omega'_c}. \quad (3.44)$$

3.7.2.3 Торможение противовключением и реверсирование

Реверсирование электропривода осуществляется изменением полярности напряжения на якоре двигателя постоянного тока или чередования фаз на статоре асинхронного двигателя при одновременном введении в силовую цепь двигателей добавочных сопротивлений для ограничения токов допустимыми значениями. Таким образом, реверсирование складывается из двух переходных процессов: процесса торможения противовключением и процесса пуска двигателя в обратную сторону. Если процесс торможения противовключением одинаков и для активной и для реактивной нагрузки двигателя, то переходный процесс пуска двигателя в обратную сторону существенно зависит от вида нагрузки.

На рисунке 3.18а представлены механические характеристики, соответствующие рассматриваемому процессу. Здесь, подразумевается, что характеристика асинхронного двигателя линеаризована в пределах рабочего участка $-s_K < s < s_K$.

Прямая 1 является механической характеристикой предшествующего переходному процессу режима и определяет начальную скорость при реверсе $\omega_{нач}$, соответствующую моменту M_c . Прямая 2 – это реостатная характеристика для обратного направления вращения на которой осуществляется торможение противовключением (от скорости $\omega_{нач}$ до скорости $\omega=0$) и пуск в обратную сторону (до скорости $-\omega_c$ в случае активной нагрузки и до скорости $-\omega'_c$ в случае нагрузки реактивной).

При активной нагрузке переходный процесс торможения противовключением и пуска в обратную сторону является единым переходным процессом реверса, протекающем при постоянной нагрузке M_c в пределах от $\omega_{нач}$ до $-\omega_c$ и от $-M_I$ до M_c . Этот переходный процесс описывается уравнениями:

$$\omega = -\omega_c + (\omega_{нач} + \omega'_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_{м.мн}}} ; \quad (3.45)$$

$$M = M_c - (M_I + M_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_{м.мн}}} . \quad (3.46)$$

где $T_{mnn} = \frac{J_{\Sigma}}{\beta_{mn}}$ - электромеханическая постоянная времени электропри-

вода в режиме торможения противовключением;

$\beta_{mn} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M_1 - M_{\kappa}}{\omega_{нач}}$ - модуль статической жесткости механиче-

ской характеристики торможения противовключением.

Длительность такого реверса составляет:

$$t_{pa} = (3 \div 4)T_{mnn}.$$

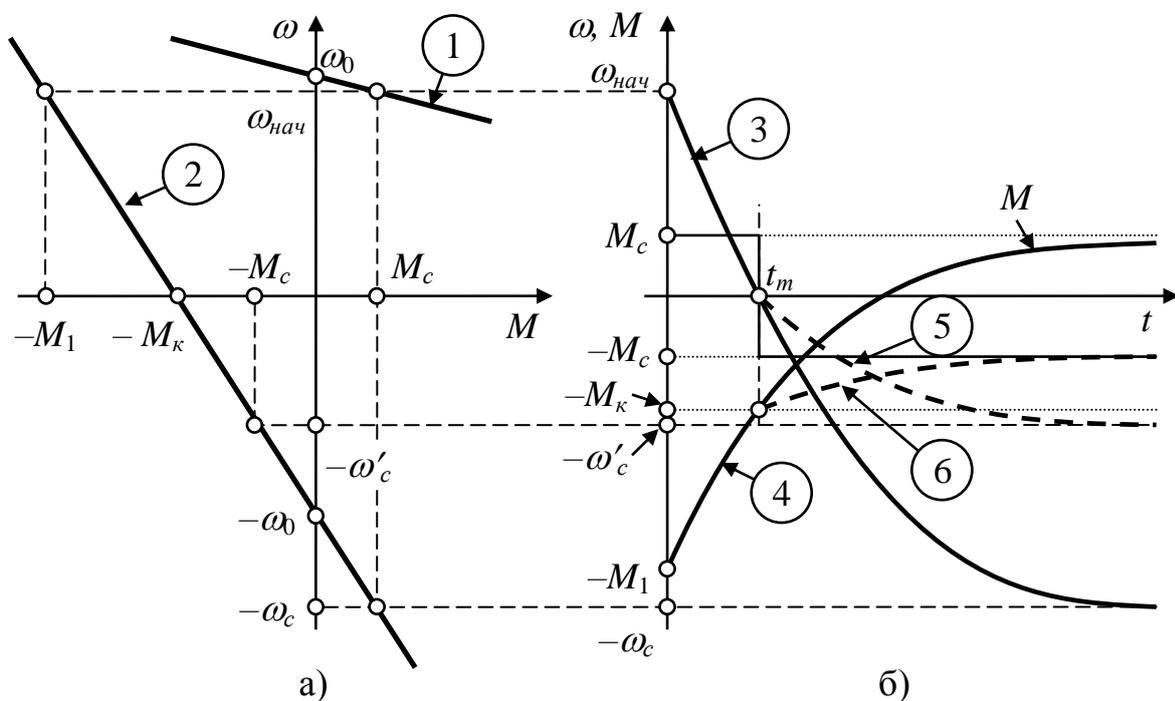


Рисунок 3.18

Соответствующие (3.45) и (3.46) графики переходных процессов представлены на рисунке 3.18б сплошными линиями 3 и 4.

В случае, когда торможение противовключением имеет своей целью останов электропривода, двигатель при скорости $\omega=0$ отключается от сети. Длительность торможения до скорости $\omega=0$ определяется выражением:

$$t_{mn} = T_{m.mn} \cdot \ln \frac{\omega_c + \omega_{нач}}{\omega_c} = T_{m.mn} \cdot \ln \frac{M_1 + M_c}{M_{\kappa} + M_c}, \quad (3.47)$$

Длительность пуска при реверсировании с активной нагрузкой равна:

$$t_{n.p.a} = t_{p.a} - t_{mn}.$$

Из рассмотрения графиков переходных процессов реверса с активной нагрузкой видно, что пуск в обратную сторону целесообразно производить путем постепенного выведения ступеней реостата (многоступенчатый реостатный пуск). При таком пуске сокращается время переходного процесса и уменьшается конечная скорость $-\omega_c$.

Реактивная нагрузка изменяет свой знак при изменении направления вращения электродвигателя. Поэтому при торможении до скорости $\omega=0$ переходный процесс протекает так же, как и при активном моменте. При переходе скорости через $\omega=0$ переходный процесс торможения противовключением сменяется переходным процессом пуска, который описывается уравнениями (3.33) и (3.34) при соответствующих начальных и установившихся значениях скорости и момента ($\omega_{нач} = 0$; $\omega_{уст} = -\omega'_c$; $M_{нач} = -M_k$; $M_{уст} = -M_c$):

$$\omega = -\omega'_c \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{m.mn}}} \right); \quad (3.48)$$

$$M = -M_c - (M_k - M_c) \cdot e^{-\frac{t}{T_{m.mn}}}. \quad (3.49)$$

Эти зависимости представлены на рисунке 3.18б пунктирными линиями 5 и 6. Излом в зависимостях $\omega=f(t)$ и $M=f(t)$ при $\omega=0$ объясняется тем, что в этот момент изменяется ускорение электропривода из-за скачкообразного изменения динамического момента

$$M_{дин(-0)} = -(M_k + M_c); \quad (3.50)$$

$$M_{дин(+0)} = -(M_k - M_c). \quad (3.51)$$

Длительность пуска при реверсировании с реактивной нагрузкой составит $t_{пп} = (3-4)T_{m.mn}$. Таким образом, длительности реверса при активной нагрузке и пуска при реактивной одинаковы.

В заключение следует отметить, что переходные процессы в электроприводах при $\omega_0 = \text{const}$ значительно отличаются от оптимальных, рассмотрен-

ных в п.3.2. Это объясняется тем, что реостатное регулирование, которое является основным при $\omega_0 = \text{const}$, осуществляется ступенчато, и приблизиться к оптимальным таким переходные процессы могут только при значительном увеличении числа ступеней реостатов, что приводит к увеличению стоимости и уменьшению надежности таких электроприводов. Поэтому получить переходные процессы, близкое к оптимальным по тем или иным критериям, можно лишь в электроприводах с автоматическим регулированием координат.

3.8 Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = f(t)$

В замкнутых системах регулируемого электропривода используются электромеханические или статические преобразователи, которые позволяют изменять величины напряжения на якоре двигателя постоянного тока или частоты питающего статор асинхронного двигателя напряжения. При этом скорость идеального холостого хода двигателей также изменяется во времени.

Характер протекания переходных процессов будет определяться законом изменения $\omega_0 = f(t)$, который может быть линейным, экспоненциальным, квадратичным (вентиляторным) и т.д. Рассмотрим переходные процессы при линейном законе изменения $\omega_0(t)$ [1, 4].

3.8.1 Переходные процессы электропривода при линейном законе изменения $\omega_0(t)$

Линейный закон изменения $\omega_0(t)$ описывается выражением:

$$\omega_0(t) = \omega_{0нач} + \varepsilon_0 \cdot t, \quad (3.52)$$

где $\omega_{0нач}$ – начальное значение ω_0 , которое в частном случае может быть равным нулю (пуск);

ε_0 – угловое ускорение, характеризующее темп нарастания ω_0 .

На рисунке 3.19 закон управления (3.52) представлен прямой 1, а начальное значение управляющего воздействия $\omega_{0нач}$ находится на искусственной характеристике двигателя 4 (точка А на рисунке 3.19). На этой же характеристике находится точка статического режима В с координатами $\omega = \omega_{нач}$, $M = M_{нач}$, предшествовавшего началу переходного процесса.

Для упрощения рассмотрения примем величину соотношения постоянных времени $m = \frac{T_M}{T_\omega} \geq 2$, когда влияние электромагнитной инерции незначительно из-за плавности изменения управляющего воздействия. (Здесь T_M – электромеханическая постоянная времени электропривода на искусственной характеристике 4).

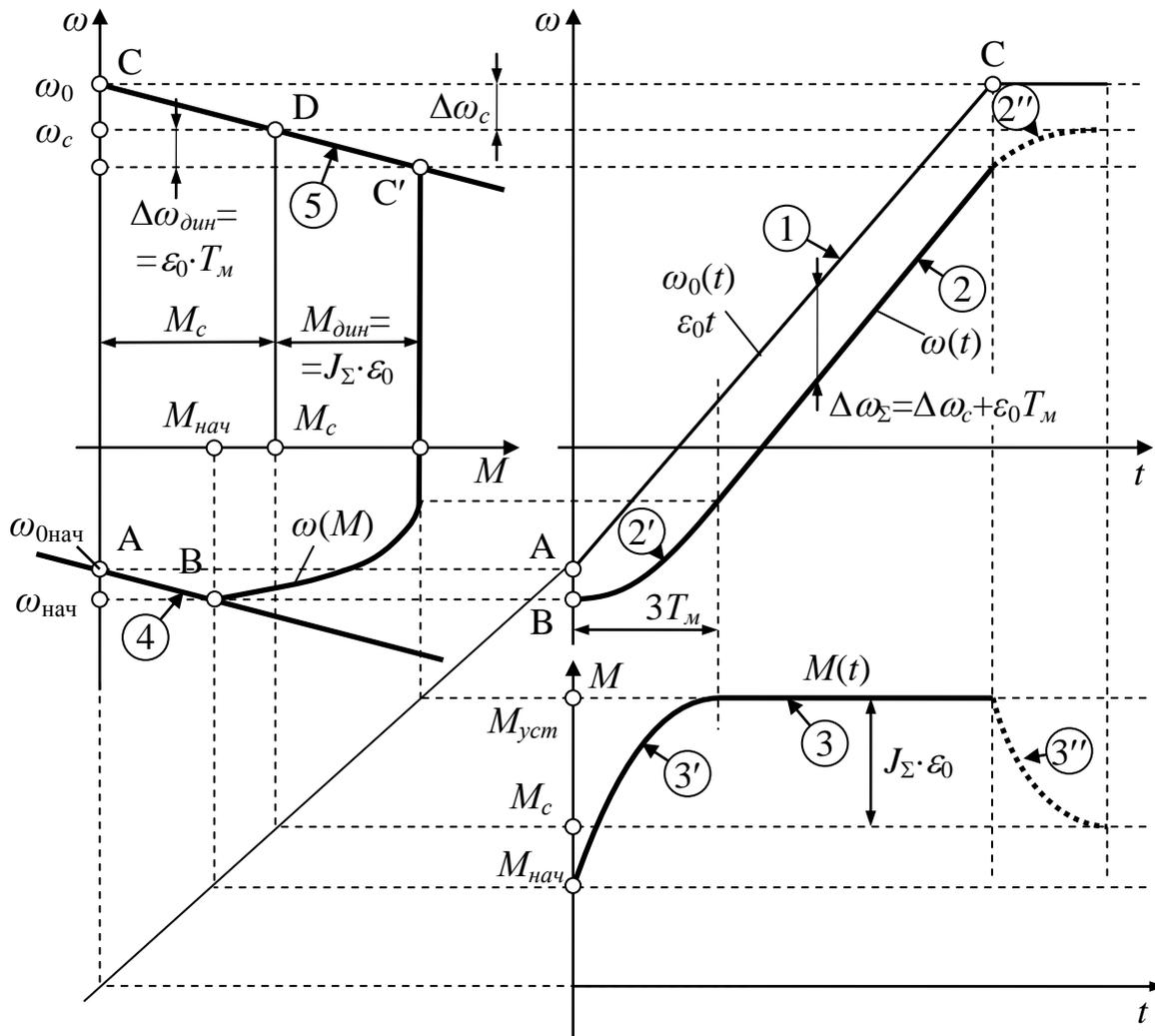


Рисунок 3.19

Подставим в дифференциальное уравнение (3.22), описывающее переходный процесс в электроприводе с линейной механической характеристикой, значения $T_\omega=0$ и ω_0 из (3.52). В результате получим дифференциальное уравнение с правой частью линейно зависящей от времени:

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{0нач} + \varepsilon_0 \cdot t - \Delta\omega_c. \quad (3.53)$$

Частное решение этого уравнения, соответствующее установившемуся динамическому режиму, определяется правой его частью, то есть уравнением прямой:

$$\omega_{\text{ч}} = a + b \cdot t, \quad (3.54)$$

где a и b – неопределенные коэффициенты, которые определяются подстановкой (3.54) в (3.53):

$$b \cdot T_m + a + b \cdot t = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 \cdot t - \Delta\omega_c;$$

$$b = \varepsilon_0; \quad a = \omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_m.$$

Таким образом, частное решение уравнения (3.53) определяется выражением:

$$\omega_{\text{ч}} = \omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 \cdot T_m + \varepsilon_0 \cdot t. \quad (3.55)$$

Из анализа выражения (3.55) следует, что после затухания свободных составляющих переходного процесса скорость двигателя будет изменяться по тому же закону, что и управляющее воздействие ($\omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t$), отставая от него на величину ($\Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_m$) (кривая 2 на рисунке 3.19).

Так как левая часть уравнения (3.53) соответствует экспоненциальной зависимости (вещественный корень $p_1 = -\frac{1}{T_m}$), общее его решение следует искать в виде:

$$\omega = \omega_{\text{ч}} + A \cdot e^{-\frac{t}{T_m}} = \omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 \cdot T_m + \varepsilon_0 \cdot t + A \cdot e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (3.56)$$

Коэффициент A определяется из начальных условий ($t=0; \omega=\omega_{\text{нач}}$):

$$A = -(\omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_m) + \omega_{\text{нач}}.$$

В результате получим окончательное решение дифференциального уравнения (3.53):

$$\omega(t) = \varepsilon_0 t + (\omega_{0нач} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_m) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) + \omega_{нач} e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (3.57)$$

Для получения дифференциального уравнения рассматриваемой системы, разрешенного относительно момента двигателя, запишем исходные дифференциальные уравнения электропривода с линейной механической характеристикой (3.21):

$$\begin{cases} (1 + T_\vartheta \cdot p) \cdot M = \beta \cdot (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c = J_\Sigma \cdot p \cdot \omega. \end{cases} \quad (3.58)$$

Подставив в эту систему $T_\vartheta=0$; $\omega_0=\omega_{0нач}+\varepsilon_0 \cdot t$, получим:

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta} = \omega_{0нач} + \varepsilon_0 \cdot t - \frac{M}{\beta};$$

$$J_\Sigma \cdot \frac{d\omega}{dt} = J_\Sigma \cdot \varepsilon_0 - \frac{J_\Sigma}{\beta} \cdot \frac{dM}{dt};$$

$$M - M_c = J_\Sigma \cdot \varepsilon_0 - \frac{J_\Sigma}{\beta} \cdot \frac{dM}{dt}.$$

Теперь дифференциальное уравнение системы запишется в виде:

$$T_m \cdot \frac{dM}{dt} + M = M_c + J_\Sigma \cdot \varepsilon_0 = M_c + T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0. \quad (3.59)$$

Не повторяя аналогичных (3.53)-(3.56) выводов, запишем окончательное решение уравнения (3.59):

$$M = M_c + T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0 + (M_{нач} - M_c - T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (3.60)$$

График переходного процесса, соответствующего (3.60) представлен на рисунке 3.19 (кривая 3).

Рассматривая графики переходных процессов (кривые 1, 2, 3) можно сделать вывод о том, что линейный закон изменения управляющего воздей-

ствия определяет, за исключением начального участка (2', 3'), равномерно ускоренное изменение скорости с тем же ускорением ε_0 , при постоянном моменте двигателя $M_{уст}$. На начальном участке скорость ω и момент M изменяются в соответствии с (3.57) и (3.60) по экспоненциальному закону. Длительность этого переходного участка при $T_s=0$ определяется величиной $(3-4)T_m$.

Таким образом, ошибка воспроизведения управляющего сигнала $\omega_0(t)$ в установившемся динамическом режиме определяется суммой статической $\Delta\omega_c$ и динамической $\Delta\omega_{дин}$ ошибок:

$$\Delta\omega_{\Sigma} = \Delta\omega_c + \Delta\omega_{дин} = \frac{M_c}{\beta} + \varepsilon_0 T_m. \quad (3.61)$$

Эти ошибки определяются по статической механической характеристике 5 (рисунок 3.19) суммарным моментом двигателя $M_c + J_{\Sigma} \cdot \varepsilon_0$.

Уменьшение электромеханической постоянной времени T_m (увеличение β) увеличивает точность воспроизведения закона изменения $\omega_0(t)$ на входе системы.

Переходный процесс при линейном возрастании управляющего воздействия $\omega_0(t)$ закончится тогда, когда управляющее воздействие достигнет значения ω_0 на естественной или искусственной механической характеристике двигателя в реальной схеме его включения (точки С и С' на характеристиках 1 и 5 на рисунке 3.19). После этого начнется переходный процесс выхода двигателя в точку статического равновесия D на характеристике 5 при $\omega_0 = const$, рассмотренный в разделе 3.7.2 (кривые 2" и 3" на рисунке 3.19).

Используя выражения (3.57) и (3.60), рассмотрим конкретные переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при линейной зависимости $\omega_0=f(t)$.

3.8.2 Пуск электропривода с реактивным моментом нагрузки

Пуск электропривода производится из неподвижного состояния, и поэтому $\omega_{0нач}=0$, а $\omega_0(t)=\varepsilon_0 \cdot t$.

Механическая динамическая характеристика и графики переходных процессов $\omega(t)$ и $M(t)$, при пуске представлены на рисунке 3.20. Весь переход-

ной процесс распадается на несколько участков, изменение скорости и момента на которых происходит по разным законам.

На первом этапе при неподвижном двигателе ($\omega=0$) управляющее воздействие $\omega_0=\varepsilon_0 \cdot t$ приводит к увеличению момента короткого замыкания двигателя от 0 до M_c (характеристики 1 и 1'):

$$M_{кз} = \beta \cdot \omega_0 = \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot t \leq M_c. \quad (3.62)$$

Из (3.62) длительность первого этапа t_3 равна:

$$t_3 = \frac{M_c}{\beta \varepsilon_0} = \frac{\Delta \omega_c}{\varepsilon_0}. \quad (3.63)$$

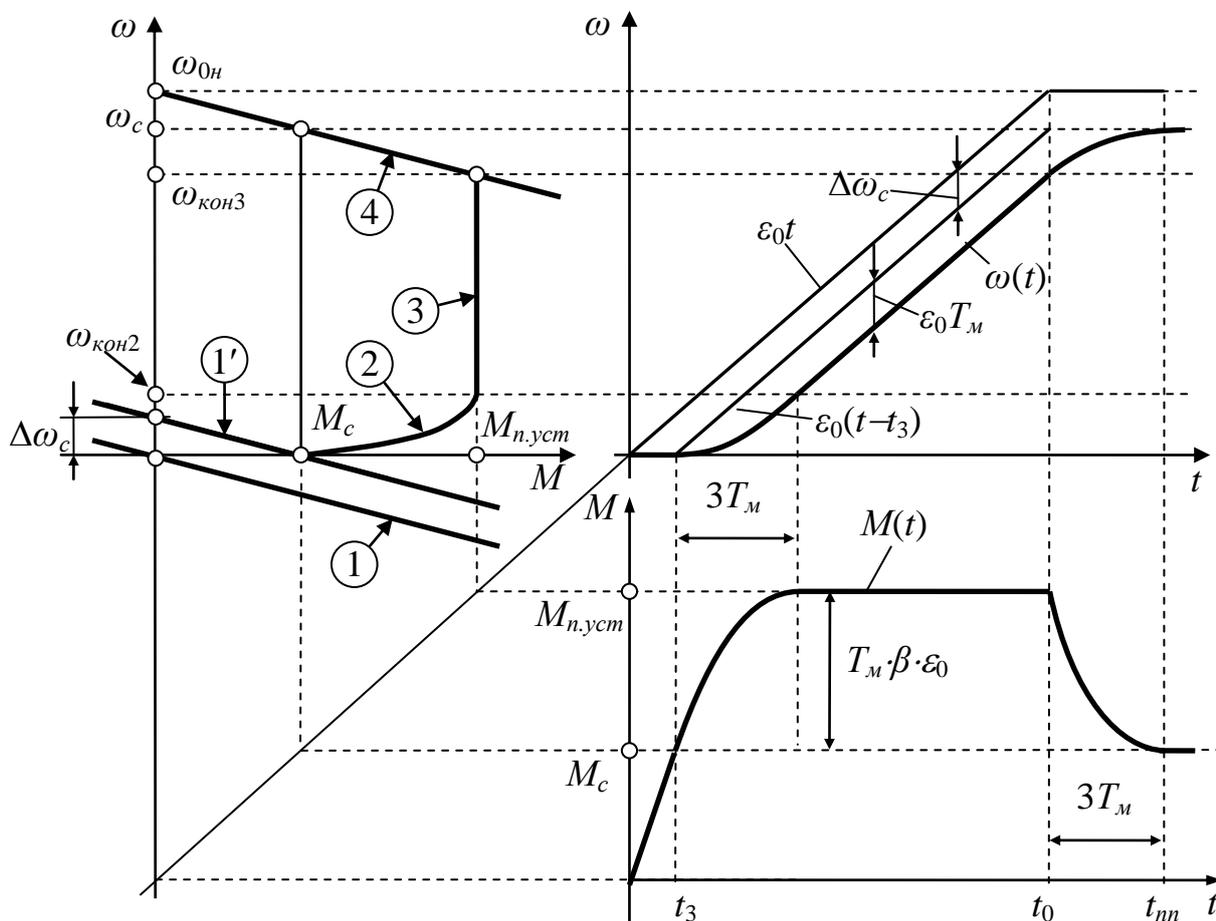


Рисунок 3.20

На втором этапе движение электропривода определяется выражениями (3.57) и (3.60) при начальных условиях $t=0$; $\omega_{0нач}=\Delta \omega_c$; $\omega_{нач}=0$; $M_{нач}=M_c$:

$$\omega = \varepsilon_0 \cdot t - \varepsilon_0 \cdot T_m \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right); \quad (3.64)$$

$$M = M_c + T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \quad (3.65)$$

Начало отсчета времени в выражениях (3.64) и (3.65) соответствует $t=t_3$. Поэтому прямая $\varepsilon_0 \cdot (t - t_3)$, параллельная прямой $\omega_0 = \varepsilon_0 \cdot t$, выходит из точки $t=t_3$ и отстоит от этой прямой по вертикали на величину статического падения скорости $\Delta\omega_c$. Динамическое падение скорости будет определяться выражением (3.64).

В соответствии с (3.64) и (3.65) значения скорости $\omega(t)$ и момента $M(t)$ возрастают на этом этапе по экспоненциальному закону. Длительность второго этапа – это время нарастания экспоненты до установившегося значения ($3T_m$). За это время момент достигает значения $M_{н.уст}$, а скорость – значения $\omega_{кон2} = 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot T_m$ (участок динамической характеристики 2 и переходные процессы $\omega(t)$ и $M(t)$ на участке $t_3 \leq t \leq t_3 + 3 \cdot T_m$ на рисунке 3.20).

На третьем участке момент двигателя остается постоянным, а его скорость возрастает по линейному закону:

$$M = M_{н.уст} = M_c + T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0 = const; \quad (3.66)$$

$$\omega = \varepsilon_0 \cdot t - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 \cdot T_m, \quad (3.67)$$

где t – текущее время, отсчитываемое от начала координат.

На рисунке 3.20 это участок 3 динамической характеристики и переходные процессы $\omega(t)$ и $M(t)$ на участках $t_3 + 3 \cdot T_m \leq t \leq t_0$.

Третий этап заканчивается в момент времени t_0 , когда управляющее воздействие $\omega_0 = \varepsilon_0 \cdot t$ станет равным заданному значению и в дальнейшем будет оставаться постоянным. Двигатель при этом выходит на естественную характеристику 4 при скорости $\omega_{кон3}$.

На четвертом участке переходные процессы $\omega(t)$ и $M(t)$ протекают в соответствии с выражениями (3.33) и (3.34), при управляющем воздействии $\omega_0 = const$ и при начальных условиях $t=0$; $\omega_{нач} = \omega_{кон3}$; $M_{нач} = M_{н.уст}$. Скорость и мо-

мент на этом участке изменяются по экспоненциальному закону, достигая через время, равное $3T_m$ установившихся значений $\omega_{ycm} = \omega_c$; $M_{ycm} = M_c$.

При этом общее время переходного процесса пуска равно:

$$t_{nn} = t_0 + 3T_m, \quad (3.68)$$

где $t_0 = \frac{\omega_{0.n}}{\varepsilon_0}$ - время нарастания управляющего воздействия до установившегося значения.

Обычно T_m гораздо меньше t_0 , и поэтому время переходного процесса определяется величиной $t_{nn} \approx t_0$. Напомним, что управляющее воздействие ω_0 - это в схемном решении напряжение на якоре двигателя постоянного тока или частота питающего статор асинхронного двигателя напряжения.

3.8.3 Реверс электропривода с активным моментом нагрузки

Управляющее воздействие изменяется от $\omega_{0нач} = \omega_{0н}$ до $\omega_{0кон} = -\omega_{0н}$ по закону:

$$\omega_0 = \omega_{0н} - \varepsilon_0 \cdot t.$$

Механическая динамическая характеристика и графики переходных процессов при реверсе представлены на рисунке 3.21.

Подставим в (3.57) и (3.60) значения $\omega_{0нач} = \omega_{0н}$; $\omega_{нач} = \omega_c$; $M_{нач} = M_c$ и учитывая, что ускорение $\varepsilon_0 < 0$, получим:

$$\omega = \omega_c \cdot e^{-\frac{t}{T_m}} - \varepsilon_0 \cdot t + (\omega_{0н} - \Delta\omega_c + \varepsilon_0 \cdot T_m) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right); \quad (3.69)$$

$$M = M_c - T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \quad (3.70)$$

Эти выражения определяют характер изменения скорости и момента на первом этапе реверса, когда изменялось управляющее воздействие ω_0 . По аналогии с предыдущим случаем на этом этапе сначала в течение времени $3T_m$ скорость и момент изменялись по экспоненциальному закону, а затем момент

оставался постоянным ($M=M_{p.уст}$), а скорость изменялась, как и управляющее воздействие, по линейному закону ($\omega = \omega_{0н} - \Delta\omega_{\Sigma} - \varepsilon_0 t$). Этот этап заканчивается в момент времени t_{0p} при $\omega_0 = \omega_{0уст} = -\omega_{0н}$. Так как ускорение при реверсе отрицательно, динамический момент и динамическая ошибка тоже отрицательны, и суммарный установившийся момент $M_{p.уст}$ равен:

$$M_{p.уст} = M_c - T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0 = M_c - J_{\Sigma} \varepsilon_0. \quad (3.71)$$

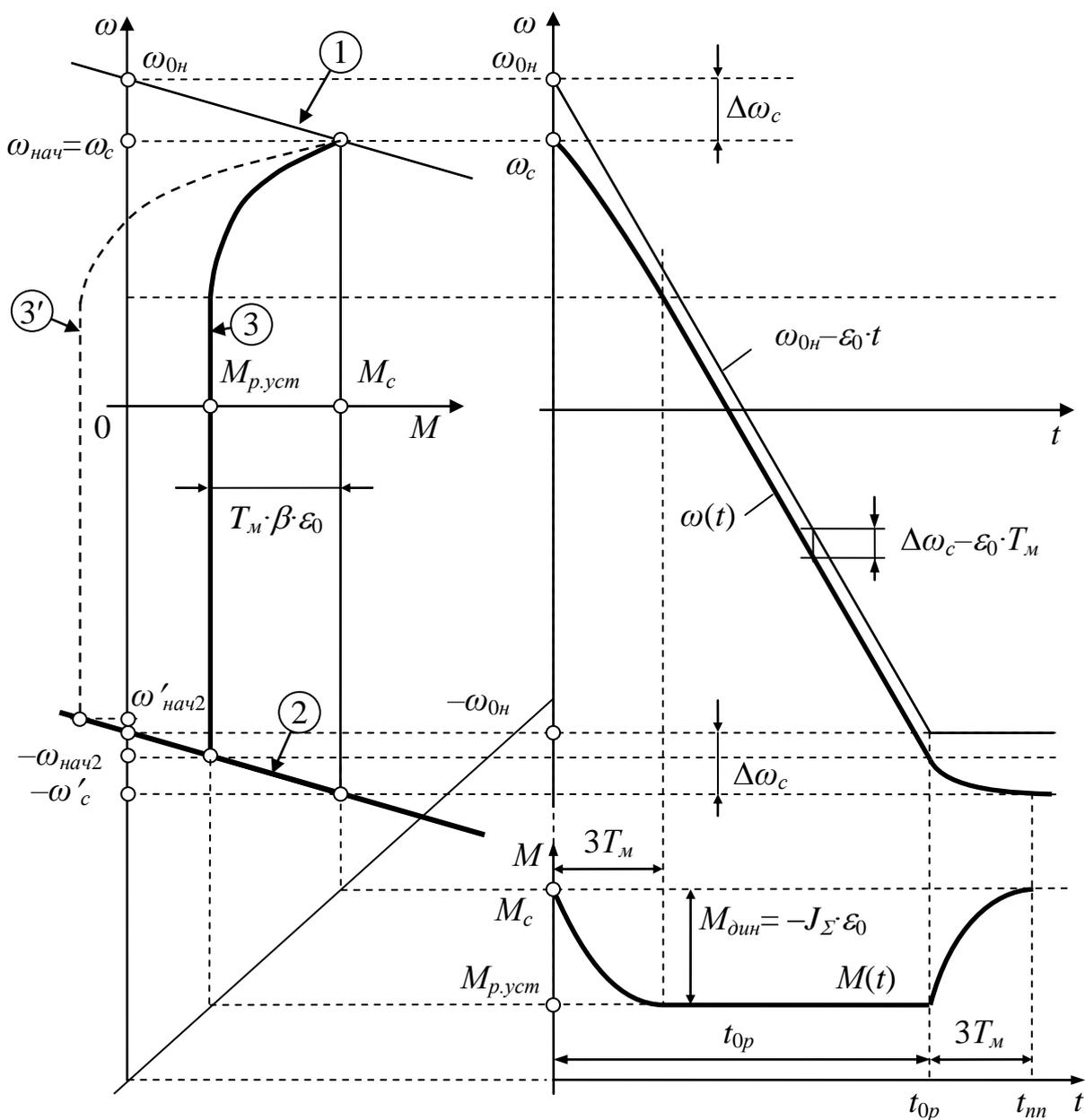


Рисунок 3.21

Суммарная же ошибка, состоящая из статической и динамической, уменьшается:

$$\Delta\omega_{\Sigma} = \Delta\omega_c - \varepsilon_0 \cdot T_m. \quad (3.72)$$

В зависимости от величин M_c , ε_0 , T_m значения ошибки $\Delta\omega_{\Sigma}$ и установившегося момента $M_{p,уст}$ могут быть положительными, отрицательными или равными нулю. При $\Delta\omega_{\Sigma} > 0$ ($M_c > |J_{\Sigma} \cdot \varepsilon_0|$) двигатель при торможении работает в двигательном режиме, а при изменении знака скорости переходит в тормозной режим с тем же моментом $M_{p,уст}$ (кривая 3). При $\Delta\omega_{\Sigma} < 0$ ($M_c < |J_{\Sigma} \cdot \varepsilon_0|$) двигатель при торможении работает в тормозном режиме, а при пуске в другую сторону переходит в двигательный режим (кривая 3'). Значение $M_{p,уст}$ определяет начальное значение скорости для второго этапа ($-\omega_{нач2}$ или $\omega'_{нач2}$).

Заключительный этап реверса протекает при постоянном значении управляющего воздействия $\omega_0 = -\omega_{0н} = \text{const}$ в соответствии с выражениями (3.33) и (3.34) и начальными условиями $t=0$; $\omega_{нач} = -\omega_{нач2}$; $M_{нач} = M_{p,уст}$. Скорость и момент на этом этапе изменяется по экспоненциальному закону, достигая установившихся значений $\omega_{уст} = -\omega'_c$ и $M_{уст} = M_c$ через время, равное $3T_m$.

Полное время переходного процесса реверса равно:

$$t_{nn} = t_{0p} + 3T_m, \quad (3.73)$$

где $t_{0p} = \frac{2\omega_{0н}}{\varepsilon_0}$ - время изменения управляющего воздействия от $\omega_{0н}$ до $-\omega_{0н}$.

Также как и в предыдущем случае $3T_m \ll t_{0p}$, и время переходного процесса t_{nn} определяется главным образом временем реверсирования управляющего воздействия t_{0p} .

3.8.4 Реверс электропривода с реактивным моментом нагрузки

Так же как при реверсе с активной нагрузкой управляющее воздействие изменяется от $\omega_{нач} = \omega_{0н}$ до $\omega_{кон} = -\omega_{0н}$ по закону $\omega_0 = \omega_{0н} - \varepsilon_0 \cdot t$. Механические динамические характеристики и графики переходных процессов реверса $\omega(t)$ и $M(t)$ представлены на рисунке 3.22.

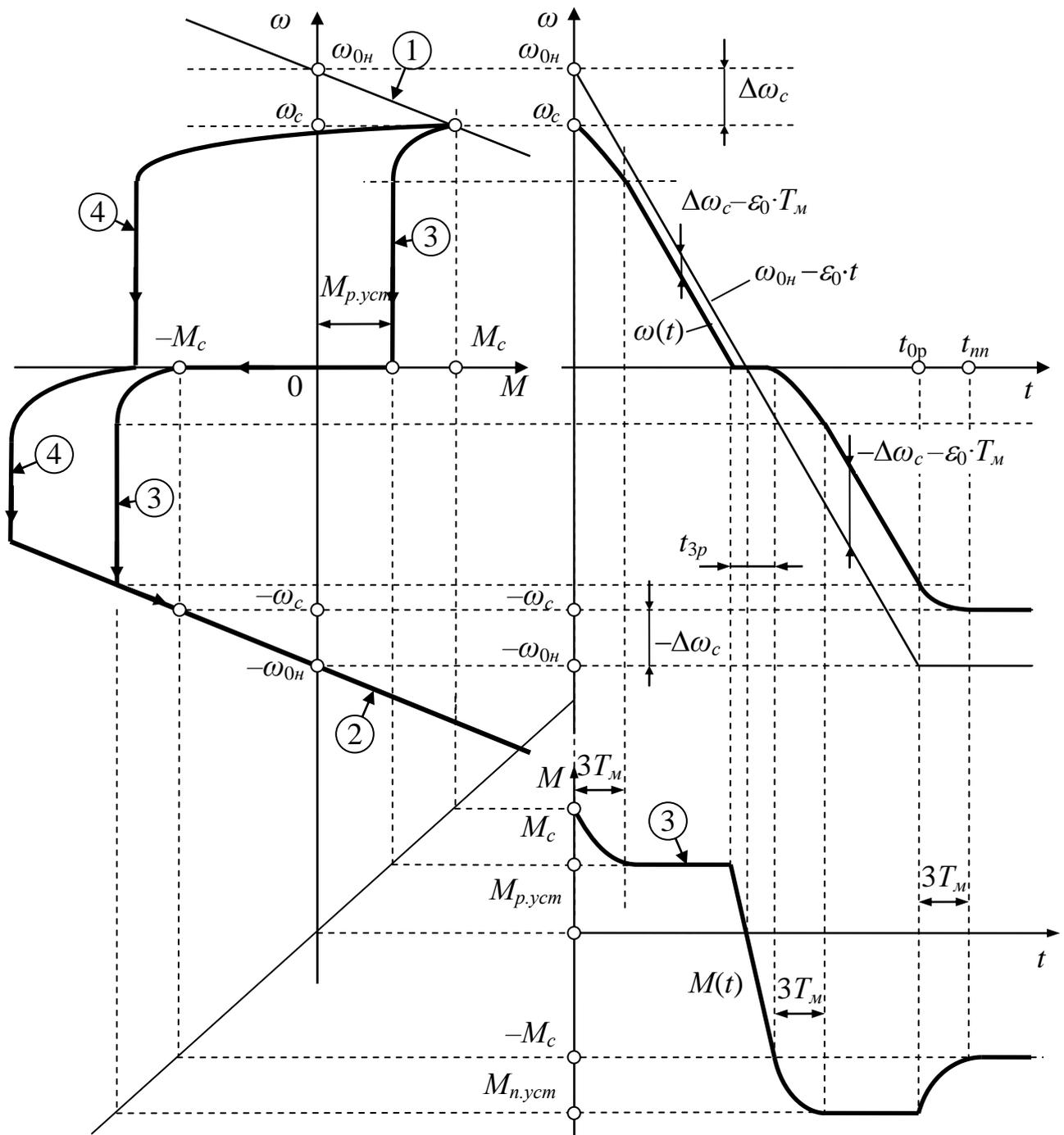


Рисунок 3.22

Процесс реверса с реактивной нагрузкой представляет собой комбинацию двух уже рассмотренных процессов.

Торможение из точки статического режима на характеристике 1 до нулевой скорости протекает аналогично рассмотренному выше торможению с активной нагрузкой. Пуск в обратном направлении протекает аналогично также рассмотренному выше пуску электропривода с реактивной нагрузкой. Отдельного рассмотрения заслуживает только процесс перехода скорости через ноль.

В момент прохождения скорости двигателя через ноль реактивный момент нагрузки изменяется скачком от M_c до $-M_c$. Но момент двигателя не может измениться скачком. Он изменяется во времени от начального значения $M_{p.уст} = M_c - T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0$ до конечного значения $M = -M_c$ при $\omega = 0$ по закону, аналогичному (3.62):

$$M = M_{p.уст} - \beta \cdot \varepsilon_0 \cdot t. \quad (3.74)$$

Из (3.74) определяется время неподвижного состояния двигателя (время запаздывания):

$$t_{3p} = \frac{M_{p.уст} + M_c}{\beta \cdot \varepsilon_0}. \quad (3.75)$$

На рисунке 3.22 построены динамические механические характеристики для рассматриваемого случая (кривые 3).

Если увеличивать темп нарастания управляющего воздействия ε_0 , то $M_{p.уст}$ сначала будет уменьшаться до нуля, а затем, сменив знак, начнет увеличиваться (кривая 4 на рисунок 3.22). При этом время запаздывания будет уменьшаться и при $M_{p.уст} = -M_c$ станет равным нулю. Значение ε_0 , соответствующее этому условию, определится из уравнения движения электропривода $-M - M_c = J_\Sigma \cdot \varepsilon_0$:

$$\varepsilon_{01} = -\frac{2 \cdot M_c}{J_\Sigma} = -\frac{2 \cdot M_c}{T_m \cdot \beta}. \quad (3.76)$$

Таким образом, если $|\varepsilon_0| > \varepsilon_{01}$, процесс изменения скорости при реверсе является непрерывным, и влияние реактивного момента сказывается лишь на изменении скачком ускорения при переходе скорости через ноль. В дальнейшем, через время $t = 3T_m$, значение ускорения ε_0 восстанавливается.

3.8.5 Переходные процессы электропривода при экспоненциальном законе изменения $\omega_0 = f(t)$

В достаточно широко распространенной системе электропривода генератор-двигатель обмотка возбуждения генератора обладает значительной инер-

ционностью. Поэтому при подаче скачком напряжения возбуждения генератора ЭДС генератора, управляющее воздействие на якорь двигателя постоянного тока и $\omega_0(t)$ нарастают по экспоненциальному закону.

Рассмотрим переходной процесс пуска электропривода с линейной механической характеристикой при $M_c=0$ и экспоненциальном законе изменения управляющего воздействия [1, 7]:

$$\omega_0(t) = \omega_{0H} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{эн}}} \right), \quad (3.77)$$

где $T_{эн}$ – постоянная времени устройства, формирующего экспоненту, причем примем, что $T_{эн} \gg T_M$.

На рисунке 3.23 представлены зависимость $\omega_0(t)$ (кривая 1) и графики переходных процессов электропривода $M(t)$ и $\alpha(t)$ (кривые 3 и 4) [1, 7].

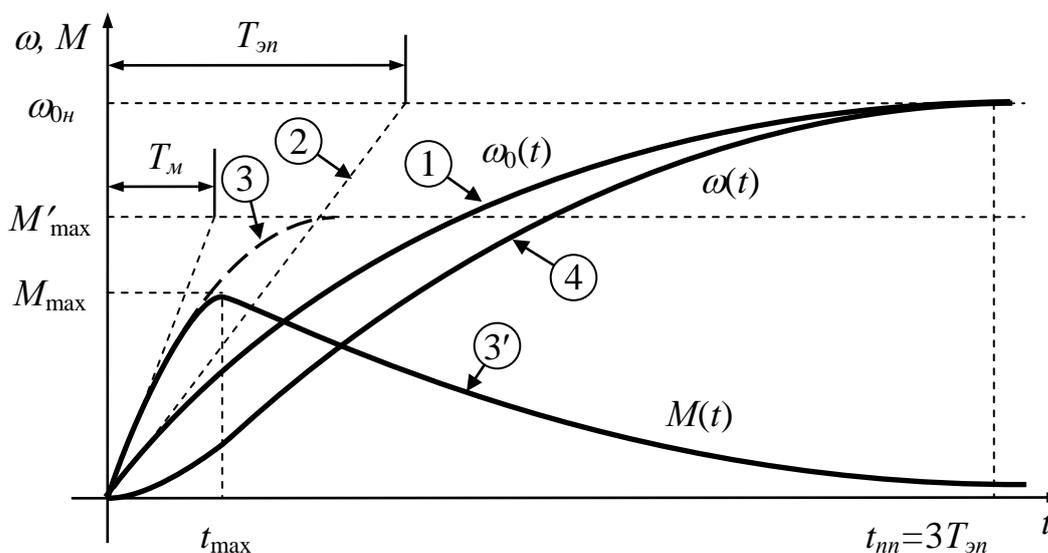


Рисунок 3.23

Начальная часть экспоненты 1 близка к прямой 2, соответствующей постоянному значению ускорения ε'_0 :

$$\varepsilon'_0 = \frac{\omega_{0H}}{T_{эн}} = \left(\frac{d\omega_0}{dt} \right)_{нач} = const. \quad (3.78)$$

Если бы управляющее воздействие нарастало по линейному закону $\omega_0 = \varepsilon'_0 \cdot t$, то момент двигателя, который при $M_c = 0$ является динамическим, увеличивался бы в соответствии с (3.65) по экспоненциальному закону и стремился бы к значению $M'_{\max} = J_{\Sigma} \cdot \varepsilon'_0 = T_M \cdot \beta \cdot \varepsilon'_0$ (кривая 3). Но в соответствии с экспоненциальным законом темп нарастания ω_0 непрерывно уменьшается, и текущее значение ускорения ε_0 равно:

$$\varepsilon_0(t) = \frac{d\omega_0}{dt} = \frac{\omega_{0H}}{T_{\varepsilon n}} \cdot e^{-\frac{t}{T_{\varepsilon n}}}. \quad (3.79)$$

Переходный процесс закончится тогда, когда ускорение ε_0 и момент двигателя M станут равными нулю (через время $t = 3T_{\varepsilon n}$).

Таким образом, кривая момента двигателя $M(t)$, будет иметь экстремум, координаты которого равны:

$$t = t_{\max}; \quad M = M_{\max} = J_{\Sigma} \cdot \varepsilon_0'' = T_M \cdot \beta \cdot \varepsilon_0'', \quad (3.80)$$

где $\varepsilon_0'' = \frac{\omega_{0H}}{T_{\varepsilon n}} \cdot e^{-\frac{t_{\max}}{T_{\varepsilon n}}}$ - ускорение управляющего воздействия при $t = t_{\max}$.

После прохождения экстремума момент снижается по закону, близкому (3.79) (кривая 3').

Скорость двигателя ω нарастает по кривой 4, отличаясь в каждый момент времени от ω_0 (кривая 1) на величину динамической ошибки $\Delta\omega_{\text{дин}}$ при соответствующем значении момента двигателя.

$$\Delta\omega_{\text{дин}}(t) = \frac{M(t)}{\beta} = \frac{T_M \cdot \beta \cdot \varepsilon_0(t)}{\beta} = T_M \cdot \varepsilon_0(t). \quad (3.81)$$

Из (3.81) следует, что чем меньше электромеханическая постоянная времени T_M , тем меньше ошибка воспроизведения управляющего сигнала. При $T_M \rightarrow 0$ значения $M_{\max} \rightarrow M'_{\max}$ и $t_{\max} \rightarrow 0$, а кривые 1 и 4 сольются.

Значение t_{\max} и M_{\max} можно определить решив дифференциальные уравнения (3.53) и (3.59) при экспоненциальном законе изменения $\omega_0(t)$:

$$T_M \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0(t) - \Delta\omega_c; \quad (3.82)$$

$$T_m \cdot \frac{dM}{dt} + M = T_m \cdot \beta \cdot \varepsilon_0(t) + M_c, \quad (3.83)$$

где $\omega_0(t)$ и $\varepsilon_0(t)$ записываются в виде (3.77) и (3.79).

В результате такого решения получены формулы:

$$t_{\max} = \frac{T_{\text{эн}} \cdot T_m}{T_{\text{эн}} - T_m} \cdot \ln \left[\left(\frac{\omega_{0н}}{\omega_c} \right)^{\frac{T_{\text{эн}} - T_m}{T_m}} \cdot \frac{T_{\text{эн}}}{T_m} \right]; \quad (3.84)$$

$$M_{\max} = \beta \cdot (\omega_{0н} - \Delta\omega_c) \cdot \left(\frac{T_m}{T_{\text{эн}}} \right)^{\frac{T_{\text{эн}}}{T_{\text{эн}} - T_m}} + M_c. \quad (3.85)$$

Из (3.85) можно определить максимальное ускорение электропривода при пуске:

$$\varepsilon_{\max} = \frac{M_{\text{дин max}}}{J_{\Sigma}} = \frac{1}{T_m} (\omega_{0н} - \Delta\omega_c) \cdot \left(\frac{T_m}{T_{\text{эн}}} \right)^{\frac{T_{\text{эн}}}{T_{\text{эн}} - T_m}}. \quad (3.86)$$

Так как $\Delta\omega_c \ll \omega_{0н}$, а $T_m \ll T_{\text{эн}}$, максимальное ускорение при пуске определяется постоянной времени экспоненциального воздействия $T_{\text{эн}}$. В случае линейного управляющего воздействия его ускорение также однозначно определяет ускорение электропривода. При этом ускорение электропривода практически не зависит от нагрузки (нагрузка при реверсе с реактивной нагрузкой изменялась от $+M_c$ до $-M_c$, а ускорение ε_0 оставалось постоянным).

Точность воспроизводства управляющего воздействия $\omega_0=f(t)$ в электроприводах постоянного и переменного тока тем выше, чем меньше электромеханическая постоянная времени T_m . Это свойство позволяет формировать переходные процессы, оптимальные по быстродействию с ограничением ускорения и рывка (лифты и другие подъемно-транспортные механизмы).

Возможность формирования требуемых технологиями переходных процессов электропривода изменением характера управляющих воздействий, в частности соответствующей зависимости $\omega_0(t)$, широко используются в настоящее время в системах управления электроприводов.

3.9 Переходные процессы при изменении магнитного потока двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

У электрических двигателей постоянного тока есть две зоны регулирования скорости. Первая зона – это регулирование скорости вниз от основной (номинальной) скорости; вторая зона – это регулирование скорости вверх от основной скорости.

Поскольку повышать напряжение на двигателе сверх номинального не рекомендуется (за исключением специально для этого предназначенных двигателей), обеспечить регулирование скорости выше основной можно ослаблением тем или иным способом магнитного поля.

Ослабление магнитного поля двигателя постоянного тока с независимым возбуждением осуществляется уменьшением тока возбуждения либо введением в цепь обмотки возбуждения добавочного сопротивления, либо уменьшением напряжения на обмотке возбуждения с помощью отдельного статического преобразователя.

Выражение механической характеристики этого двигателя в режиме ослабления поля выглядит следующим образом [6]:

$$\omega = \frac{U_n}{K\Phi'} - \frac{R_{я\Sigma}}{(K\Phi')^2} \cdot M, \quad (3.87)$$

где $R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{дн} + R_{ко}$ – сопротивление якорной цепи двигателя, включающее в себя сопротивления обмотки якоря, обмотки дополнительных полюсов и компенсационной обмотки (если она есть);

$\Phi' < \Phi_n$ – величина ослабленного магнитного потока.

При переходе в режим ослабления поля напряжение на якоре двигателя остается постоянным (равным U_n), ток возбуждения I'_e и магнитный поток Φ' в соответствии с кривой намагничивания (рисунок 3.24а) уменьшаются, а скорость идеального холостого хода $\omega'_0 = \frac{U_n}{K\Phi'}$ увеличивается. Одновременно снижается ЭДС двигателя $E' = K\Phi' \cdot \omega$ и его момент $M' = K\Phi' \cdot I$.

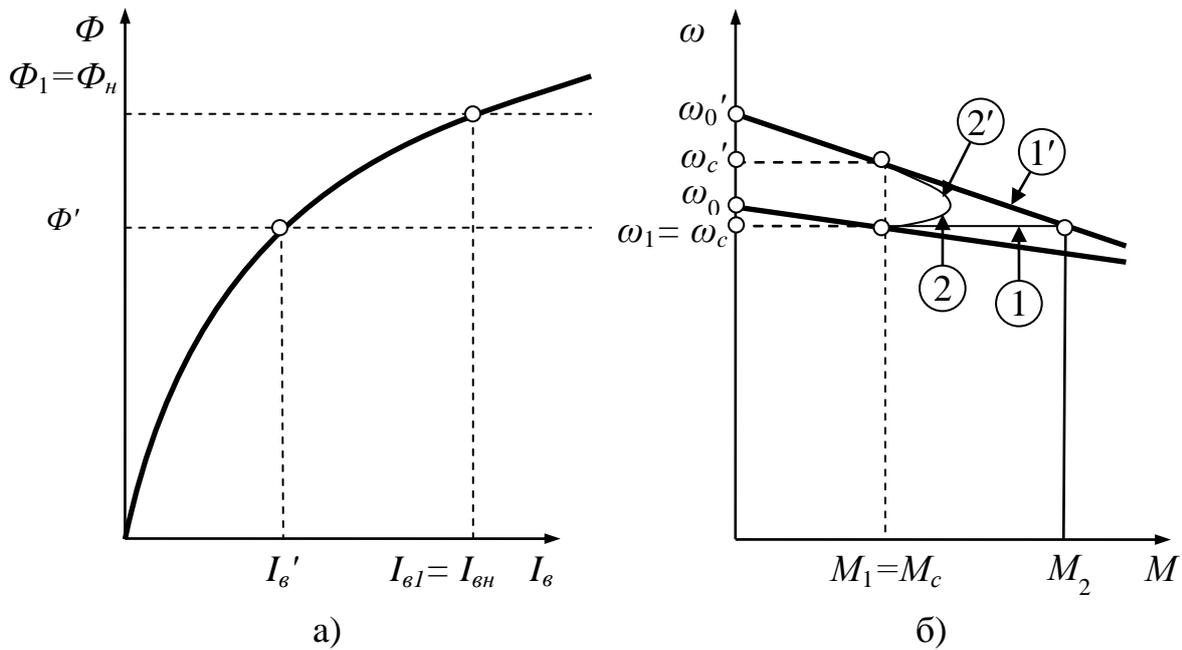


Рисунок 3.24

За счет снижения ЭДС ток якоря двигателя I увеличивается гораздо в большей степени, чем уменьшается магнитный поток, вследствие чего момент двигателя увеличивается, и двигатель переходит во вторую зону ($\omega > \omega_n$).

Для подтверждения такого увеличения тока и момента рассмотрим случай ослабления магнитного потока двигателя, работающего в таком режиме: $\Phi^* = 1,0$; $U^* = 1,0$; $R_{\Sigma}^* = 0,1$; $I^* = I_c^* = 0,5$; $\omega_c^* = 1,0$; $M^* = M_c^* = \Phi^* \cdot I_c^* = 0,5$ (все значения параметров даны в относительных единицах). При ослаблении поля на $\Delta\Phi^* = 0,2$ ($\Phi^{*'} = 0,8$) приращение ЭДС составит $\Delta E^* = \Delta\Phi^* = 0,2$ ($E^{*'} = 0,8$) (при $\omega = \omega_c$), а приращение тока

$\Delta I^* = \frac{U^* - E^{*'}}{R_{\Sigma}^*} = \frac{1,0 - 0,8}{0,1} = 2,0$. В этом случае ток якоря

$I^{*'} = I_c^* + \Delta I^* = 0,5 + 2,0 = 2,5$, а момент двигателя $M^{*'} = \Phi^{*'} \cdot I^{*'} = 0,8 \cdot 2,5 = 2,0$.

В результате динамический момент $M_{дин}^* = M^{*'} - M_c^* = 2,0 - 0,5 = 1,5 > 0$, и двигатель будет разгоняться до скорости $\omega_c^{*'} = \frac{\omega_c^*}{\Phi^{*'}} = \frac{1,0}{0,8} = 1,25$.

При ничтожно малых значениях постоянной времени обмотки возбуждения T_θ переход на повышенную скорость будет происходить по траектории 1-1' при возрастании момента до величины M_2 (рисунок 3.24б). При реальных значениях T_θ ток и момент не успеют вырасти в такой степени, и переходный

процесс повышения скорости будет проходить плавно при меньших значениях тока и момента двигателя (траектория 2-2').

Так как индуктивность обмотки возбуждения двигателя намного превышает индуктивность его якорной цепи, переходные процессы при ослаблении магнитного потока могут быть описаны следующей системой уравнений, не учитывающей индуктивность якоря:

$$U_{\epsilon} = I_{\epsilon} \cdot R_{\epsilon} + w_{\epsilon} \frac{d\Phi}{dt}; \quad (3.88)$$

$$\Phi = f(I_{\epsilon}); \text{ (рисунок 3.24а)} \quad (3.89)$$

$$M = K\Phi \cdot I = M_c + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}; \quad (3.90)$$

$$U = K\Phi \cdot \omega + I \cdot R_{\text{я}\Sigma} = E + I \cdot R_{\text{я}\Sigma}, \quad (3.91)$$

где $U_{\epsilon}, I_{\epsilon}, R_{\epsilon}, w_{\epsilon}$ - напряжение, ток, активное сопротивление и число витков обмотки возбуждения.

Уравнения (3.88) и (3.89) описывают переходной процесс в цепи обмотки возбуждения. Запишем уравнение (3.88) в операторной форме и в относительных единицах, для чего разделим его левую и правую часть на $U_{\epsilon,н} = I_{\epsilon,н} \cdot R_{\epsilon}$:

$$U_{\epsilon}^* = I_{\epsilon}^* + \frac{w_{\epsilon} \cdot \Phi_{н}}{I_{\epsilon,н} \cdot R_{\epsilon}} \Phi^* p = I_{\epsilon}^* + T_{\epsilon,н} \cdot \Phi^* \cdot p, \quad (3.92)$$

где $T_{\epsilon,н} = \frac{w_{\epsilon} \cdot \Phi_{н}}{I_{\epsilon,н} \cdot R_{\epsilon}}$ - номинальная электромагнитная постоянная времени цепи обмотки возбуждения в номинальной точке кривой намагничивания.

Передаточная функция цепи обмотки возбуждения без учета кривой намагничивания равна:

$$W'_{\epsilon}(p) = \frac{\Phi^*(p)}{U_{\epsilon}^*(p) - I_{\epsilon}^*(p)} = \frac{1}{T_{\epsilon,н} \cdot p}. \quad (3.93)$$

При подаче скачком напряжения U_ϵ на такую цепь магнитный поток будет нарастать по линейному закону (интегрирующее звено), а влияние кривой намагничивания будет эквивалентно отрицательной обратной связи с нелинейным коэффициентом $K_H = \frac{\Delta I_\epsilon^*}{\Delta \Phi^*}$, изменяющимся в соответствии с этой кривой.

С учетом вышесказанного на рисунке 3.25а представлена структурная схема цепи обмотки возбуждения [7].

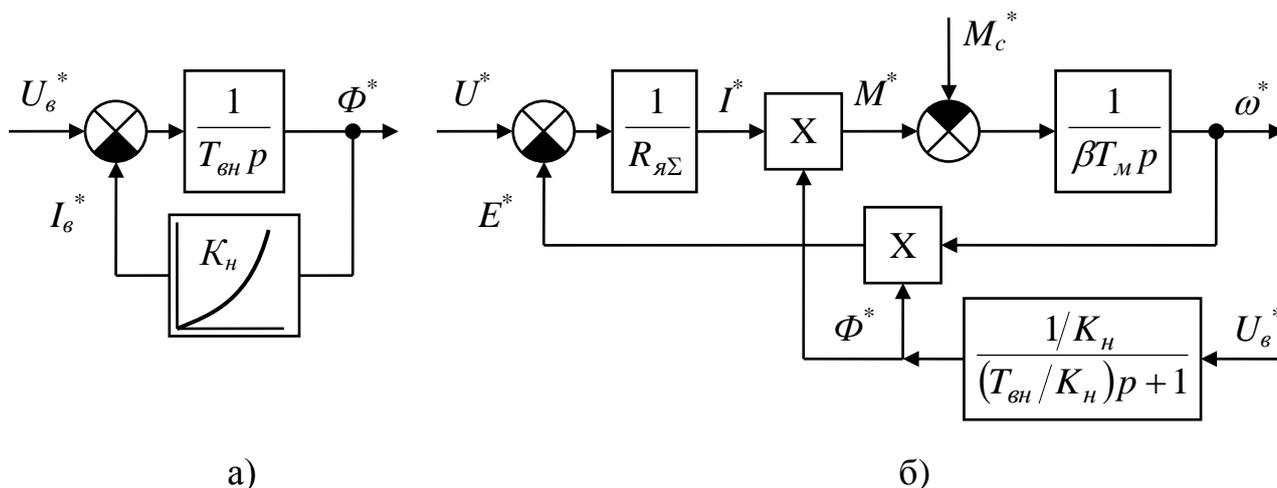


Рисунок 3.25

Передаточная функция цепи обмотки возбуждения с учетом кривой намагничивания теперь принимает вид:

$$W_\epsilon(p) = \frac{\Phi^*(p)}{U_\epsilon^*(p)} = \frac{1/K_H}{(T_{вн}/K_H) \cdot p + 1}. \quad (3.94)$$

Структурная схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением с регулированием магнитного потока представлена на рисунке 3.25б.

Кроме кривой намагничивания, нелинейность в математическое описание переходных процессов вносят произведения $K\Phi \cdot \omega = E$ и $K\Phi \cdot I = M$.

Решить нелинейную систему уравнений можно только в приращениях. Весь процесс разбивается на участки, на каждом из которых система уравнений считается линейной и может быть решена.

Пусть двигатель работал в точке ω_1, M_1 (рисунок 3.24б). По окончании работы на первом участке будут новые скорость ω и момент M . В этой новой точке значения параметров будут:

$$\Phi^* = \Phi_1^* - \Delta\Phi^*; \omega^* = \omega_1^* + \Delta\omega^*; I^* = I_1^* + \Delta I^*; E^* = E_1^* - \Delta E^*; M^* = M_1^* + \Delta M^*.$$

На выходах блоков произведений получаем:

$$\Delta E^* = E_1^* - E^* = \Phi_1^* \omega_1^* - \Phi^* \omega^* = \Phi_1^* \omega_1^* - (\Phi_1^* - \Delta\Phi^*) \cdot (\omega_1^* + \Delta\omega^*); \quad (3.95)$$

$$\Delta M^* = M^* - M_1^* = \Phi^* \cdot I^* - \Phi_1^* I_1^* = (\Phi_1^* - \Delta\Phi^*) \cdot (I_1^* + \Delta I^*) - \Phi_1^* I_1^*, \quad (3.96)$$

где Φ^* , ω^* , E^* , M^* , I^* - координаты электропривода в относительных единицах;

$\Delta\Phi^*$, $\Delta\omega^*$, ΔE^* , ΔM^* , ΔI^* - приращение координат в относительных единицах.

Произведя в (3.95) и (3.96) арифметические действия и пренебрегая произведениями двух приращений из-за их малости, получим:

$$\Delta E^* = \Delta\Phi^* \omega_1^* - \Phi_1^* \Delta\omega^* = \Delta E_{\Phi}^* - \Delta E_{\omega}^*; \quad (3.97)$$

$$\Delta M^* = \Phi_1^* \Delta I^* - \Delta\Phi^* I_1^* = \Delta M_I^* - \Delta M_{\Phi}^*, \quad (3.98)$$

где ΔE_{Φ}^* и ΔM_{Φ}^* - приращения ЭДС и момента от изменения магнитного потока;

ΔE_{ω}^* - приращение ЭДС от изменения скорости;

ΔM_I^* - приращение момента от изменения тока.

Структурная схема в приращениях с учетом замены блоков произведений представлена на рисунке 3.26. Это полностью линейная система для одного участка разбиения, на котором параметры Φ_1 , ω_1 , I_1 , K_n постоянны. Она составлена в предположении, что реакция якоря отсутствует, и магнитный поток определяется только током возбуждения и кривой намагничивания. Поэтому взаимной связи между электромагнитной энергией поля и кинетической энергией якоря не существует.

Этот факт подтверждается тем, что переходный процесс при ослаблении магнитного потока определяется двумя инерционностями (механической и электромагнитной) и описывается двумя дифференциальными уравнениями первого порядка, полученными из уравнений (3.88) – (3.91):

$$T_{\epsilon} \frac{dI_{\epsilon}}{dt} + I_{\epsilon} = I_{\epsilon}' , \quad (3.99)$$

$$T_{\text{м}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega' . \quad (3.100)$$

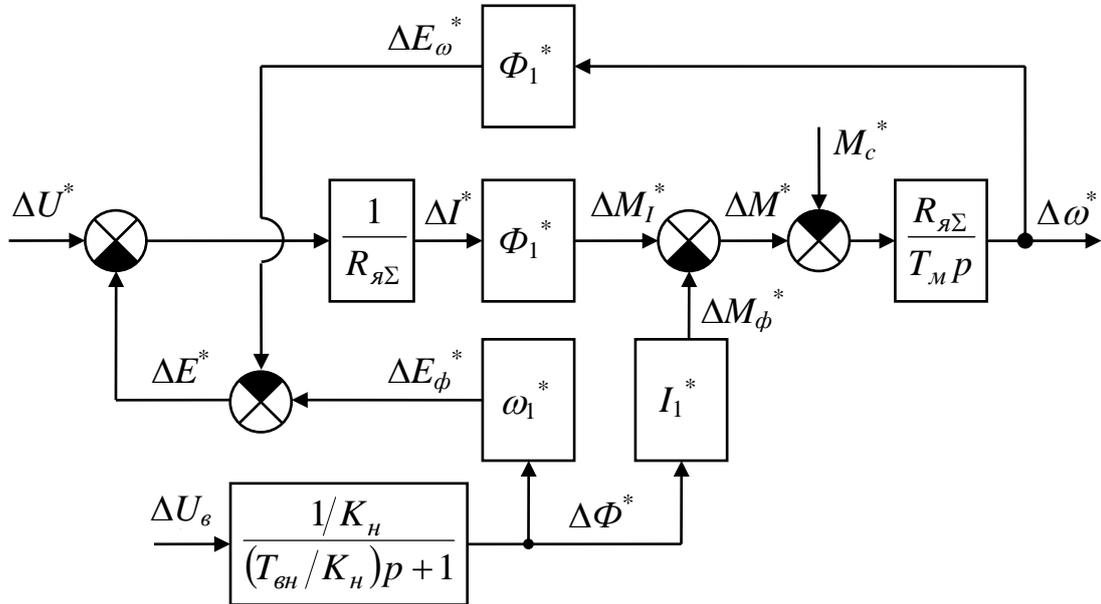


Рисунок 3.26

Эти уравнения не имеют комплексных корней, в чем и выражается физическая невозможность обмена энергией между двумя ее накопителями [6].

Таким образом, выражение передаточной функции механической части электропривода при ослаблении магнитного потока двигателя не изменяется, а значение передаточной функции зависит от его величины:

$$W_{\text{мч}}(p) = \frac{\omega^*(p)}{M^*(p)} = \frac{1}{J_{\Sigma} p} = \frac{1}{\beta T_{\text{м}} p} = \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{(K\Phi)^2 T_{\text{м}} p} . \quad (3.101)$$

Передаточная же функция механической части электропривода в приращениях $W_{\text{мч}\Delta}(p) = \frac{\Delta\omega^*(p)}{\Delta M^*(p)}$ не зависит от магнитного потока двигателя, так как при ослаблении потока скорость ω^* увеличивается, а момент M^* уменьшается в одинаковой пропорции. Таким образом, передаточная функция механической части электропривода при ослаблении магнитного потока в приращениях равна:

$$W_{M\Delta}(p) = \frac{\Delta\omega^*(p)}{\Delta M^*(p)} = \frac{(K\Phi)^2}{J_{\Sigma}p} = \frac{R_{я\Sigma}}{T_M p}. \quad (3.102)$$

Преобразуем схему (рисунок 3.26) следующим образом. Примем $\Delta U=0$, $M_c=0$ и перенесём сумматор при M_c на вход звена $\frac{1}{R_{я\Sigma}}$. В результате получим структурную схему, в которой на входе приращение управляющего воздействия ΔU^* , а на выходе приращение выходной координаты $\Delta\omega$ (рисунок 3.27).

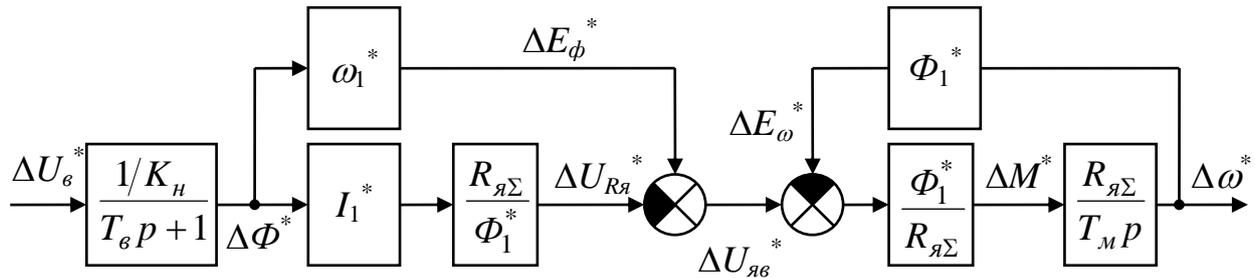


Рисунок 3.27

На входе системы находится апериодическое звено цепи обмотки возбуждения с постоянной времени $T_в = \frac{T_{вн}}{K_n}$, зависящей от места рассматриваемого участка на кривой намагничивания. Далее идут параллельно соединенные звенья, выходная координата которых $\Delta U^*_{яв}$ представляет собой алгебраическую сумму приращений ЭДС от изменения магнитного потока ΔE_ϕ^* и падения напряжения на сопротивлении якорной цепи $\Delta U^*_{Ря}$ ($\Delta U^*_{яв} = \Delta E_\phi^* - \frac{\Delta\Phi^*}{\Phi_1^*} I_1^* \cdot R_{я\Sigma}$). Физически это означает, что приращение $\Delta U^*_в$ на входе вызывает появление приращения напряжения на якоре двигателя $\Delta U^*_{яв}$, зависящее от приращения магнитного потока и тока якоря в исходной точке.

Эти два параллельно соединенных звена безинерционны и их передаточная функция может быть представлена коэффициентом передачи $K_U = \frac{\Delta U^*_{яв}}{\Delta\Phi^*}$.

На выходе системы находится апериодическое звено, являющееся передаточной функцией двигателя, управляемого со стороны обмотки возбуждения, в приращениях с выходом по скорости:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\Delta\omega^*(p)}{\Delta U_{яв}^*(p)} = \frac{\Phi_1^*/(T_m p)}{1 + \Phi_1^{*2}/(T_m p)} = \frac{1/\Phi_1^*}{\left(T_m/\Phi_1^{*2}\right)p + 1}. \quad (3.103)$$

Передаточная функция двигателя, управляемого со стороны обмотки возбуждения, в приращениях с выходом по моменту:

$$W_{\omega M}(p) = \frac{\Delta M^*(p)}{\Delta U_{яв}^*(p)} = \frac{\Phi_1^*/R_{я\Sigma}}{1 + \Phi_1^{*2}/(T_m p)} = \frac{(\Phi_1^*/R_{я\Sigma}) \cdot (T_m/\Phi_1^{*2})p}{\left(T_m/\Phi_1^{*2}\right)p + 1}. \quad (3.104)$$

Передаточные функции двигателя, управляемого со стороны якоря, при полном магнитном потоке с выходом по скорости и моменту имеют вид:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega^*(p)}{U_{я}^*(p)} = \frac{1/\Phi_1^*}{T_m p + 1}; \quad (3.105)$$

$$W_M(p) = \frac{M^*(p)}{U_{я}^*(p)} = \frac{(\Phi_1^*/R_{я\Sigma}) \cdot T_m p}{T_m p + 1}. \quad (3.106)$$

Из выражений (3.103)-(3.106) видно, что передаточные функции двигателя в приращениях при ослабленном поле повторяют вид передаточных функций при полном поле при измененной электромеханической постоянной времени

$$T_{M\epsilon} = \frac{T_m}{\Phi_1^{*2}}.$$

Таким образом, с помощью выполненных преобразований можно получить одноконтурные структурные схемы двигателя в режиме ослабления поля. (рисунок 3.28а,б), описываемые линеаризованными уравнениями в приращениях с выходными координатами $\Delta\omega^*(p)$ и $\Delta M^*(p)$.

В этих структурных схемах и передаточных функциях нашел отражение тот факт, что электромеханическая постоянная времени при ослаблении поля увеличивается обратно пропорционально квадрату магнитного потока, скорость – обратно пропорционально потоку, а момент - пропорционально потоку.

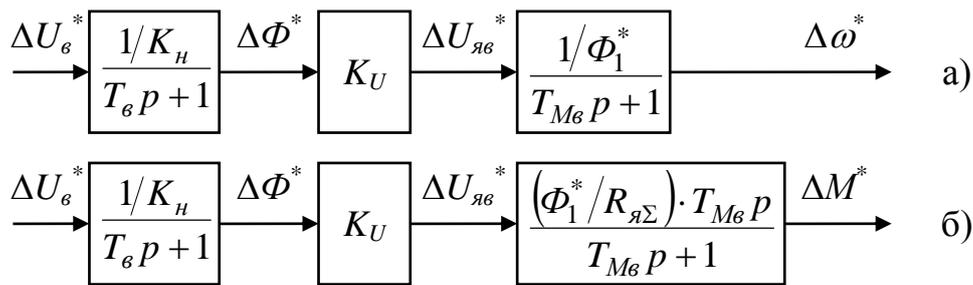


Рисунок 3.28

Структурные схемы и линейризованные дифференциальные уравнения, полученные из (3.103) и (3.104), действительны в пределах одного участка, где K_H , Φ_1^* , ω_1^* , I_1^* , M_1^* постоянны. Полученные приращения выходных величин дают возможность продолжать расчет при новых начальных условиях для следующего участка кривой намагничивания:

$$\omega_2^* = \omega_1^* + \Delta\omega^*; \quad I_2^* = I_1^* + \Delta I^*; \quad M_2^* = M_1^* + \Delta M^*; \quad \Phi_2^* = \Phi_1^* - \Delta\Phi^*. \quad (3.107)$$

Подобные расчеты необходимо проводить на ЭВМ. Однако, качественный характер переходных процессов можно оценить по линейризованным структурным схемам (рисунок 3.28).

Передаточная функция двигателя в режиме ослабления поля с выходной координатой ω^* (3.103) представляет собой апериодическое звено, как и при полном магнитном потоке ($\Phi^*=1$), но с измененными параметрами. Передаточная функция с выходной координатой M (3.104) также повторяет вид передаточной функции двигателя с полным магнитным потоком с измененными параметрами. Первые же два звена рассматриваемых структурных схем (обмотка возбуждения и звено с коэффициентом передачи K_U) формируют управляющее воздействие на третье звено в виде экспоненты.

Таким образом, переходные процессы при ослаблении поля протекают аналогично переходным процессам при управляющем воздействии, экспоненциально зависящем от времени. Такой переходный процесс, аналогичный описанному в 3.8.5 (рисунок 3.23), изображен на рисунке 3.29.

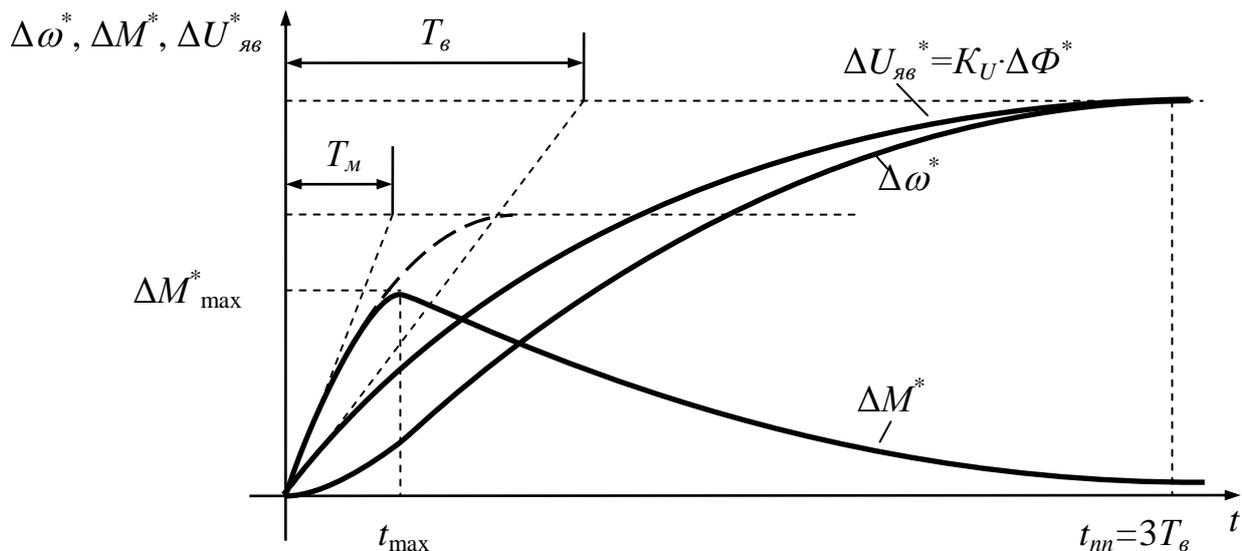


Рисунок 3.29

Иногда бывает целесообразно использовать приближенный графо-аналитический метод расчета переходных процессов при ослаблении поля [4].

Для этого необходимо иметь кривую намагничивания $\Phi^* = \frac{\Phi}{\Phi_n} = f(I_\epsilon)$

(рисунок 3.30а). С помощью этой кривой рассчитывается график изменения магнитного потока во времени, для чего уравнение (3.88) записывается в приращениях:

$$\Delta t'_i = \frac{w_\epsilon \cdot \Delta \Phi_i^*}{R_\epsilon \cdot (I_{\epsilon,уст} - I_{\epsilon,i})}, \quad (3.108)$$

где $I_{\epsilon,уст} = \frac{U_\epsilon}{R_\epsilon}$ - установившееся значение тока возбуждения после окончания переходного процесса.

Разделив ось ординат между начальным и конечным (установившимся) значениями магнитного потока на ряд отрезков $\Delta \Phi_i^*$ и определив для каждого из них разность $I_{\epsilon,уст} - I_{\epsilon,i}$, по выражению (3.108) рассчитываем интервалы времени $\Delta t'_i$, которые соответствуют изменению магнитного потока на $\Delta \Phi_i^* = \Phi_{кон}^* - \Phi_i^*$.

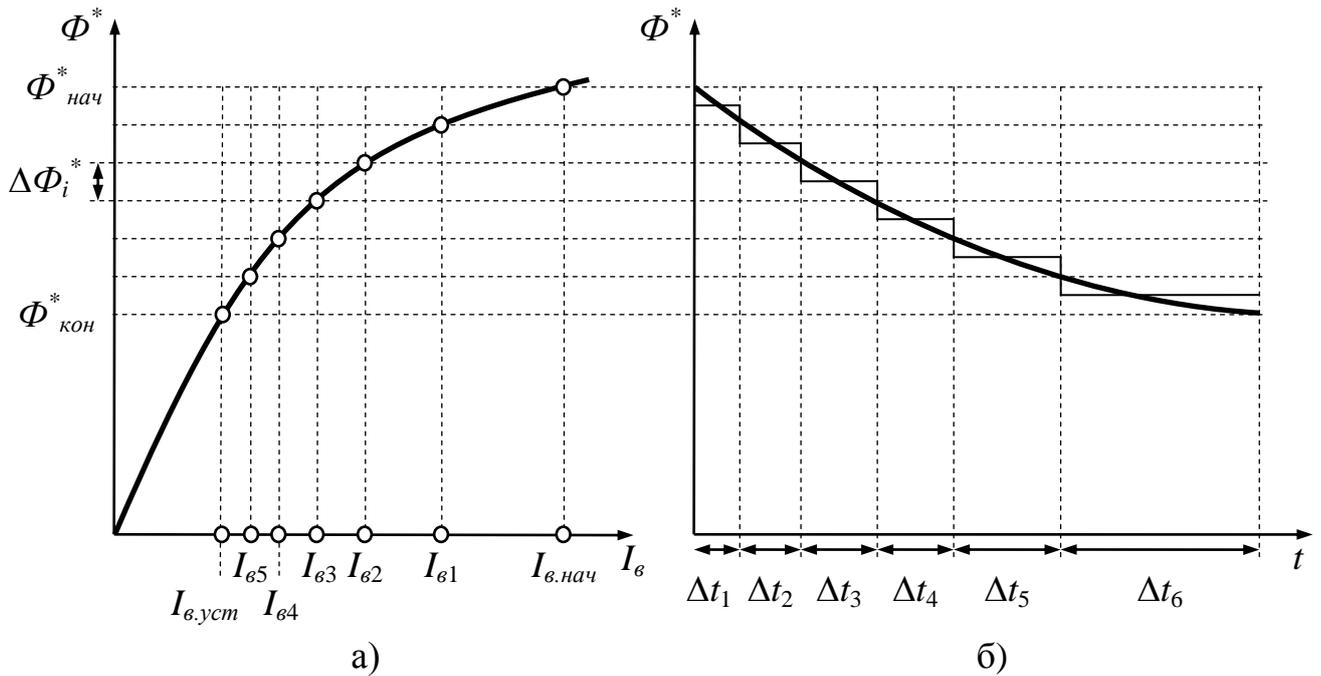


Рисунок 3.30

Затем определяются отрезки времени Δt_i , соответствующие величинам $\Delta \Phi_i^*$:

$$\Delta t_i = \Delta t'_i - \Delta t_{i+1}. \quad (3.109)$$

Полученная таким образом кривая $\Phi^*(t)$ заменяется ступенчатым графиком так, чтобы на каждом интервале времени Δt_i магнитный поток был постоянным и равным среднему значению (рисунок 3.30б).

Для определения зависимости $\omega(t)$ решаем совместно уравнения (3.90) и (3.91):

$$U = K\Phi \cdot \omega + \frac{M_c \cdot R_{\Sigma}}{K\Phi} + \frac{J_{\Sigma} \cdot R_{\Sigma}}{K\Phi} \frac{d\omega}{dt}. \quad (3.110)$$

Разделив левую и правую части уравнения (3.110) на $K\Phi$, получим:

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \Delta\omega_c, \quad (3.111)$$

где $T_m = \frac{J_{\Sigma} \cdot R_{\Sigma}}{(K\Phi)^2}$; $\Delta\omega_c = \frac{M_c \cdot R_{\Sigma}}{(K\Phi)^2}$; $\omega_0 = \frac{U}{K\Phi}$; $\omega = \omega_{нач.i} + \frac{\Delta\omega_i}{2}$.

Здесь следует учесть, что при ослаблении магнитного потока значения T_m и $\Delta\omega_c$ увеличиваются обратно пропорционально квадрату потока, а скорость ω_0 – обратно пропорционально потоку. Таким образом, выражение (3.111) будет выглядеть в приращениях так:

$$T_m \frac{\Delta\omega_i}{\Delta t_i} + \left(\omega_{нач.i} + \frac{\Delta\omega_i}{2} \right) \cdot \Phi_i^{*2} = \omega_0 \cdot \Phi_i^* - \Delta\omega_c. \quad (3.112)$$

Величина приращения скорости на i -м интервале будет определяться выражением:

$$\Delta\omega_i = \frac{\omega_0 \cdot \Phi_i^* - \Delta\omega_c - \omega_{нач.i} \cdot \Phi_i^{*2}}{T_m / \Delta t_i + \Phi_i^{*2} / 2}. \quad (3.113)$$

Порядок расчета зависимости $\omega(t)$ следующий. Подставляя в выражение (3.113) значения Δt_1 и Φ_1^* (рисунок 3.30б), а также $\omega_{нач.1} = \omega_c$ определяется приращение скорости $\Delta\omega_1$ на интервале времени t_1 . Затем в выражение (3.113) подставляются значения Δt_2 и Φ_2^* (рисунок 3.30б) и начальная скорость на втором интервале ($\omega_{нач2} = \omega_{нач.1} + \Delta\omega_1$). Таким образом, определяется приращение скорости на втором интервале времени $\Delta\omega_2$.

Затем определяются $\Delta\omega_i$ для всех интервалов, и строится искомая зависимость $\omega(t)$, по которой рассчитываются зависимости $M(t)$ и $I(t)$ с помощью выражений:

$$M(t) = M_c + J_\Sigma \frac{\Delta\omega_i}{\Delta t_i}; \quad (3.114)$$

$$I(t) = \frac{M}{K\Phi_i(t)}, \quad (3.115)$$

В качестве примера на рисунке 3.31 представлены зависимости от времени скорости и момента двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в переходном процессе ослабления магнитного потока. Эти кривые соответствуют механической динамической характеристике на рисунке 3.24б и переходному процессу, показанному на рисунке 3.29.

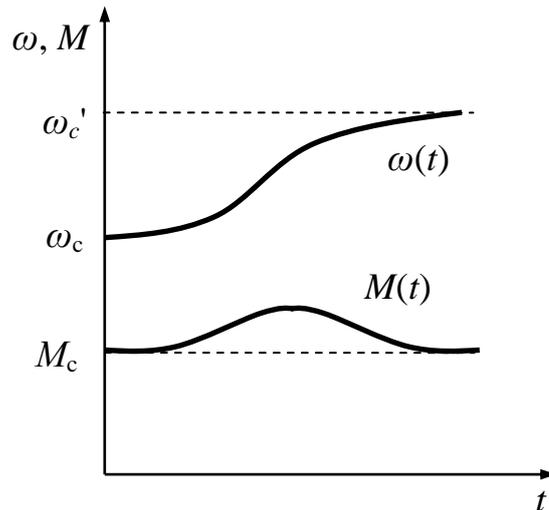


Рисунок 3.31

3.10 Переходные процессы электропривода переменного тока с асинхронным короткозамкнутым двигателем

Как уже указывалось ранее (раздел 2.2.2) исследовать электромагнитные переходные процессы в асинхронном двигателе можно, решив известную из литературы [1, 5] систему нелинейных дифференциальных уравнений с помощью ЭВМ.

На практике зачастую необходимо производить оценочные расчеты переходных процессов, в частности, хотя бы для контроля правильности результатов моделирования электропривода на ЭВМ. Задача может быть решена аналитически в том случае, если механические характеристики асинхронного двигателя и механизма описываются математическими формулами (формула Клосса, $M_c = \text{const}$, $M_c = f(\omega^n)$ и т.п.). Но реально получить аналитическое решение невозможно, так как механическая характеристика асинхронного короткозамкнутого двигателя всегда существенно отличается от построенной по формуле Клосса из-за эффекта вытеснения тока на поверхность стержней беличьей клетки. Этот эффект часто используется производителями электрических двигателей для повышения пускового момента. Кроме того, ряд производственных механизмов имеют механические характеристики, не поддающиеся математическому описанию (вентиляторы и насосы, работающие на противодавление, момент сухого трения при трогании с места и т.п.).

Поэтому в целях упрощения оценочные расчеты переходных процессов проводятся графоаналитическими методами интегрирования уравнения движе-

ния электропривода, простейшим из которых является метод конечных приращений.

Полученные тем или иным способом механические характеристики двигателя и механизма аппроксимируются на достаточно малых участках приращения скорости $\Delta\omega$ прямыми линиями таким образом, что величины момента двигателя и статического момента, а, следовательно, и динамического момента принимаются на этих участках постоянными и равными их средним значениям. Уравнение движения используется многократно применительно к каждому участку. Так как динамический момент на каждом участке принимается постоянным, а изменения скорости вращения $\Delta\omega_i$ задаются при аппроксимации характеристик, время работы на каждом участке определяется достаточно просто.

На рисунке 3.32 приведены механические характеристики асинхронного двигателя и производственного механизма, аппроксимированные вышеописанным способом, а также кривые переходных процессов $\omega(t)$ и $M(t)$.

Для каждого участка разбиения уравнение движения можно представить в следующем виде:

$$M_{cp.i} - M_{c.cp.i} = J_{\Sigma} \frac{\Delta\omega_i}{\Delta t_i}, \quad (3.116)$$

где $M_{cp.i}$ и $M_{c.cp.i}$ - средние значения момента двигателя и статического момента на i -ом участке.

Время Δt_i , за которое скорость двигателя изменится на $\Delta\omega_i$, в соответствии с (3.116) определится выражением:

$$\Delta t_i = \Delta\omega_i \frac{J_{\Sigma}}{M_{cp.i} - M_{c.cp.i}} = \Delta\omega_i \frac{J_{\Sigma}}{M_{дин.i}}. \quad (3.117)$$

Вычисляя по (3.117) Δt_i для каждого из участков, показанных на рисунке 3.32, и суммируя Δt_i и $\Delta\omega_i$ при переходе от интервала к интервалу, строятся кривые $\omega(t)$ и $M(t)$ (рисунок 3.32). Полное время пуска $t_n = \Sigma \Delta t_i$.

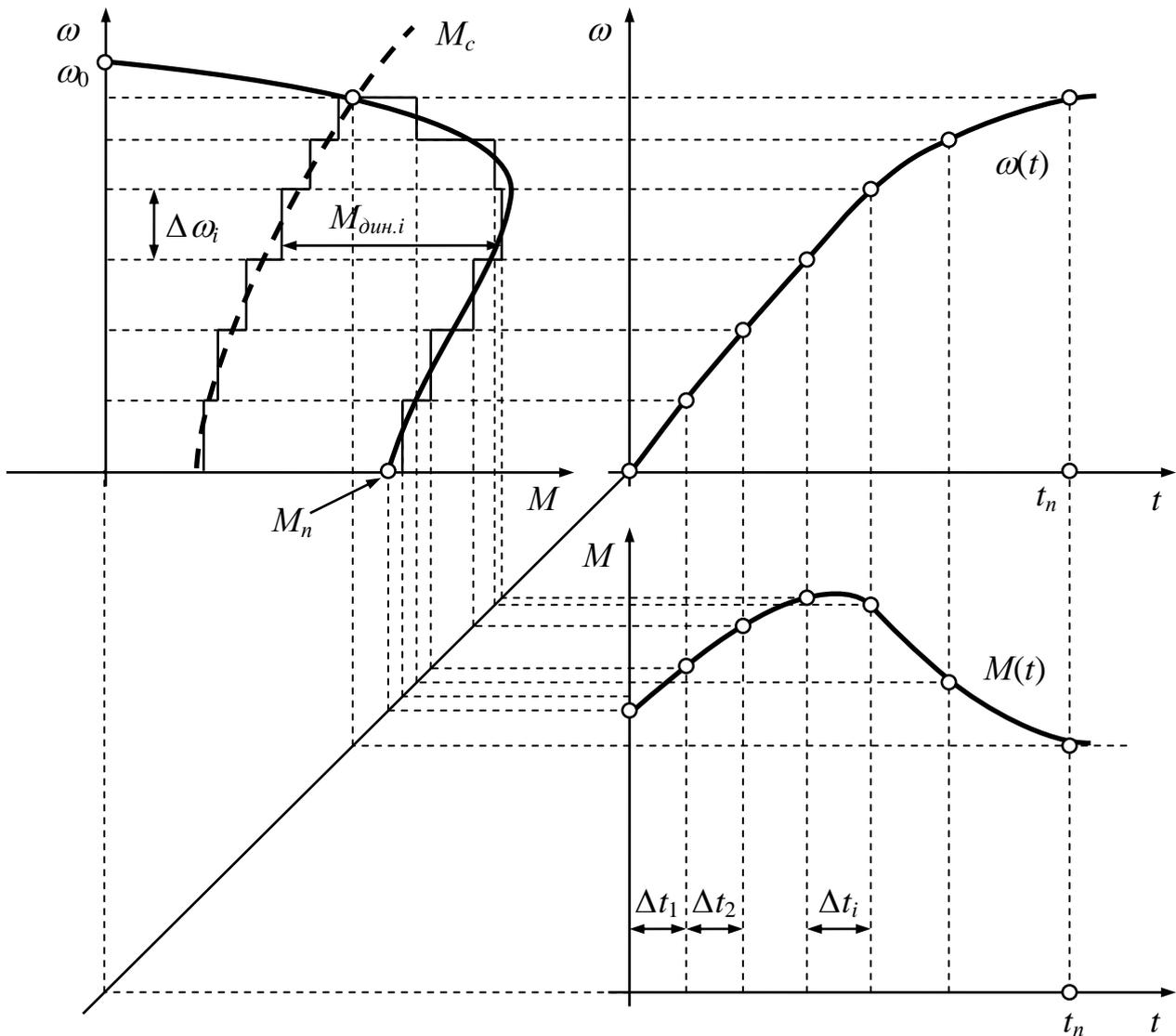


Рисунок 3.32

Точность этого метода, как и любого графического, возрастает с уменьшением величины участка разбиения $\Delta\omega_i$ (с увеличением количества участков разбиения).

Для оценки времени пуска электропривода иногда можно применить уравнение движения один раз, посчитав $\Delta\omega_i = \omega_c$, $M_{cp.i} = M_{n.cp} = \frac{M_\kappa + M_n}{2}$, а $M_{c.i} = M_{c.cp}$ (рисунок 3.33). Тогда время пуска оценивается без промежуточных расчетов по выражению:

$$t_n = \omega_c \frac{J_\Sigma}{M_{n.cp} - M_{c.cp}}. \quad (3.118)$$

Аналогично можно определить время торможения противовключением или время динамического торможения.

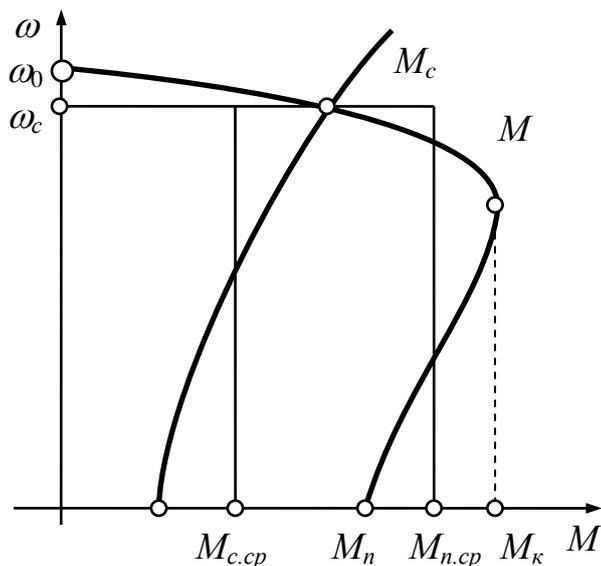


Рисунок 3.33

3.11 Переходные процессы электропривода переменного тока с синхронным двигателем

Большинство синхронных двигателей в настоящее время получает питание от сети переменного тока. В этом случае их пуск производится в асинхронном режиме с помощью расположенной на роторе пусковой (демпферной) короткозамкнутой обмотки. В этом режиме синхронный двигатель разгоняется до подсинхронной скорости, при которой в обмотку возбуждения подается постоянный ток, и двигатель втягивается в синхронизм.

Переходный процесс втягивания двигателя в синхронизм имеет важное практическое значение, так как в зависимости от вида нагрузки, пусковой механической характеристики и схемы пуска этот переходный процесс протекает существенно по-разному. В некоторых случаях двигатель может не войти в синхронизм и остаться работать в асинхронном режиме, который в данном случае является аварийным режимом.

Напряжение и частота питающей сети, являющиеся управляющими воздействиями для двигателя, практически не изменяются (их колебания ограничены действующими нормами) и могут считаться постоянными. Переходные процессы при изменениях напряжения возбуждения рассматриваются тогда,

когда синхронный двигатель снабжен системой автоматического регулирования возбуждения (АРВ) для регулирования или поддержания на определенном уровне $\cos\varphi$ двигателя. Таким образом, основными возмущениями при питании двигателя от сети следует считать изменения нагрузки двигателя, вызванные технологическими причинами. Именно эти переходные процессы и будут рассмотрены ниже.

На рисунке 3.34 представлены структурные схемы синхронного электропривода с механической частью в виде жесткого приведенного звена и с линеаризованной угловой характеристикой двигателя [1, 2]. Структурная схема электропривода при отсутствии у двигателя демпферной обмотки приведена на рисунке 3.34а.

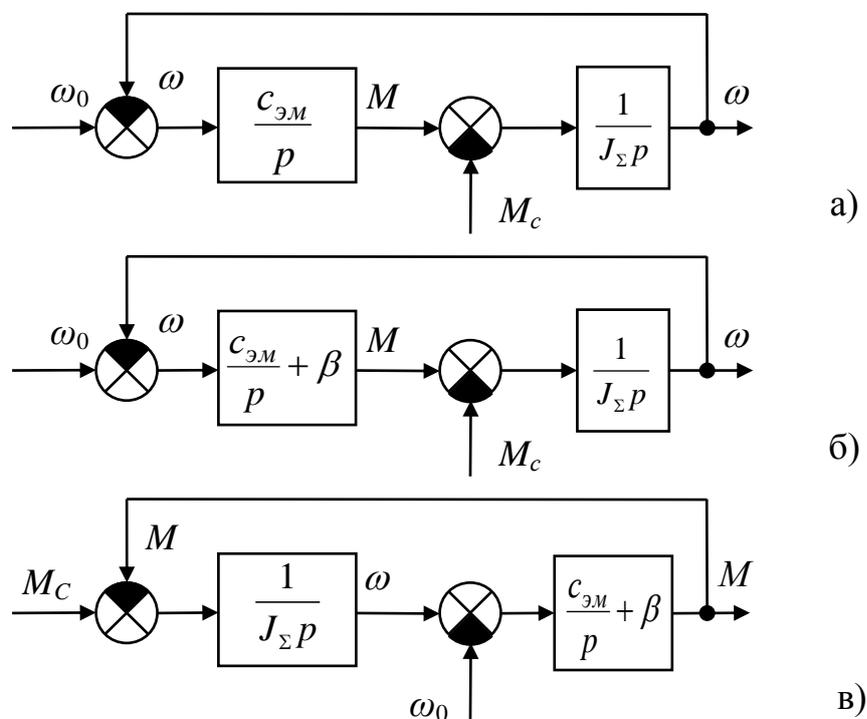


Рисунок 3.34

Передаточная функция такой системы по управляющему воздействию определяется следующим выражением:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{\frac{C_{эм}}{J_{\Sigma} p^2}}{1 + \frac{C_{эм}}{J_{\Sigma} p^2}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{\Omega_{эм}^2}\right) \cdot p^2 + 1}, \quad (3.119)$$

где $C_{эм}$ – коэффициент упругой электромагнитной связи двигателя;

$$\Omega_{эм} = \sqrt{\frac{C_{эм}}{J_{\Sigma}}} - \text{частота свободных колебаний системы.}$$

Корни характеристического уравнения такой системы чисто мнимые ($p_{12} = \pm j\Omega_{эм}$), поэтому при жестких механических связях синхронный электропривод без демпферной обмотки неработоспособен, так как в соответствии с (3.119) представляет собой недемпфированную колебательную систему (консервативное колебательное звено). Демпферная обмотка создает асинхронный момент, который демпфирует колебания в системе.

В этом случае передаточная функция системы по управляющему воздействию в соответствии с рисунком 3.34б равна:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{\frac{C_{эм} + \beta \cdot p}{J_{\Sigma} p^2}}{\frac{C_{эм} + \beta \cdot p}{J_{\Sigma} \cdot p^2} + 1} = \frac{\frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} p + 1}{\Omega_{эм}^2 p^2 + \frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} p + 1}, \quad (3.120)$$

где $T_m = \frac{J_{\Sigma}}{\beta}$ – электромеханическая постоянная времени электропривода.

Передаточная функция электропривода по возмущающему воздействию может быть также определена по структурной схеме 3.34б:

$$W'_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{\frac{1}{J_{\Sigma} p}}{1 + \frac{1}{J_{\Sigma} p} \cdot \left(\frac{C_{эм} + \beta}{p} \right)} = \frac{p}{C_{эм} \cdot \left(\frac{1}{\Omega_{эм}^2} p^2 + \frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} p + 1 \right)}. \quad (3.121)$$

Иногда представляет интерес передаточная функция синхронного электропривода, в которой выходной координатой является угол $\theta = \varphi_0 - \varphi$. Эту передаточную функцию получим из (3.121), учитывая то, что угол φ_0 равен нулю или, по крайней мере, является постоянной величиной. Тогда: $\frac{d\theta}{dt} = -\frac{d\varphi}{dt} = -\Delta\omega$.

Заменяя здесь $\frac{d}{dt}$ на оператор Лапласа p , получим:

$$\theta(p) = -\frac{\Delta\omega(p)}{p}. \quad (3.122)$$

Следовательно, передаточная функция по возмущению (3.121) может быть представлена в виде:

$$W'_{\theta}(p) = \frac{\theta(p)}{M_c(p)} = -\frac{\Delta\omega(p)}{p \cdot M_c(p)} = \frac{1}{C_{\text{эм}} \cdot \left(\frac{1}{\Omega_{\text{эм}}^2} p^2 + \frac{1}{T_m \cdot \Omega_{\text{эм}}^2} p + 1 \right)}. \quad (3.123)$$

Передаточная функция системы с выходной координатой M может быть получена из рассмотрения структурной схемы на рисунке 3.34в:

$$W_M(p) = \frac{M(p)}{M_c(p)} = \frac{\frac{C_{\text{эм}} + \beta \cdot p}{J_{\Sigma} \cdot p^2}}{\frac{C_{\text{эм}} + \beta \cdot p}{J_{\Sigma} \cdot p^2} + 1} = \frac{\frac{1}{T_m \cdot \Omega_{\text{эм}}^2} \cdot p + 1}{\frac{1}{\Omega_{\text{эм}}^2} \cdot p^2 + \frac{1}{T_m \cdot \Omega_{\text{эм}}^2} \cdot p + 1}. \quad (3.124)$$

Таким образом, передаточные функции системы относительно скорости и момента двигателя (3.120) и (3.124) одинаковы. Следовательно, одинаковы по форме и их дифференциальные уравнения:

$$\frac{1}{\Omega_{\text{эм}}^2} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{1}{T_m \Omega_{\text{эм}}^2} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{1}{T_m \Omega_{\text{эм}}^2} \frac{d\omega_0}{dt} + \omega_0; \quad (3.125)$$

$$\frac{1}{\Omega_{\text{эм}}^2} \frac{d^2M}{dt^2} + \frac{1}{T_m \Omega_{\text{эм}}^2} \frac{dM}{dt} + M = \frac{1}{T_m \Omega_{\text{эм}}^2} \frac{dM_c}{dt} + M_c. \quad (3.126)$$

Дифференциальное уравнение относительно угла θ получим из выражения (3.123):

$$\frac{1}{\Omega_{\text{эм}}^2} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{1}{T_m \cdot \Omega_{\text{эм}}^2} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \theta = \frac{M_c}{C_{\text{эм}}}. \quad (3.127)$$

Дифференциальное уравнение (3.127) может быть использовано для исследования переходных процессов при приложении и снятии нагрузки.

При питании синхронного двигателя от сети $\omega_0 = \text{const}$; $\frac{d\omega_0}{dt} = 0$. После изменения момента скачком при $t > 0$ момент $M_c = \text{const}$, а $\frac{dM_c}{dt} = 0$. После окончания переходного процесса угол θ установится равным $\theta_c = \frac{M_c}{C_{эм}}$.

Таким образом, уравнения (3.125)-(3.127) примут вид:

$$\frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{эм}^2} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 ; \quad (3.128)$$

$$\frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2M}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{эм}^2} \frac{dM}{dt} + M = M_c ; \quad (3.129)$$

$$\frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{эм}^2} \frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_c . \quad (3.130)$$

Характеристическое уравнение этих дифференциальных уравнений одно и то же:

$$p^2 + \frac{1}{T_M} p + \Omega_{эм}^2 = 0 . \quad (3.131)$$

Корни характеристического уравнения равны:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_M} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_M^2} - \Omega_{эм}^2} . \quad (3.132)$$

Если $T_M > \frac{1}{2\Omega_{эм}}$, корни будут комплексно-сопряженными.

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega_p ,$$

где $\alpha = \frac{1}{2T_M}$; $\Omega_p = \sqrt{\Omega_{эм}^2 - \frac{1}{4T_M^2}}$.

В этом случае решения уравнений (3.125)–(3.127) следует искать в виде:

$$\omega = \omega_0 + e^{-\alpha \cdot t} \cdot (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t); \quad (3.133)$$

$$M = M_c + e^{-\alpha \cdot t} \cdot (C \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t); \quad (3.134)$$

$$\theta = \theta_c + e^{-\alpha \cdot t} \cdot (F \cos \Omega_p t + G \sin \Omega_p t). \quad (3.135)$$

Значения A , B , C , D , F , G определяются по начальным условиям. Решения дифференциальных уравнений относительно скорости, момента и угла θ приводятся в литературе [1], но и без их определения на основании (3.133) - (3.135) можно сделать основные выводы.

При изменениях нагрузки скачком скорость синхронного двигателя совершает затухающие колебания относительно скорости поля ω_0 , а его момент – относительно момента нагрузки M_c . Подобные колебания происходят и с углом θ . Эти колебания затухают с коэффициентом затухания α , который обратно пропорционален электромеханической постоянной времени T_m . Максимумы момента, угла θ и динамическое падение скорости при этом возрастают при увеличении скачка нагрузки.

Коэффициент затухания колебаний α и электромеханическая постоянная времени электропривода T_m при известном J_Σ целиком определяются модулем статической жесткости асинхронной механической характеристики синхронного двигателя β . Чем больше модуль жесткости β , тем меньше при скачках нагрузки M_c амплитуда колебаний скорости, момента и угла θ .

Коэффициент затухания колебаний увеличивается при уменьшении T_m . При $T_m < \frac{1}{2 \cdot \Omega_{эм}}$ корни характеристического уравнения (3.132) станут вещественными, и переходные процессы $\omega(t)$, $M(t)$ и $\theta(t)$ будут монотонными.

Все вышеприведенные выводы были получены при условии линеаризации угловой характеристики двигателя. Поэтому они справедливы только в пределах этой линеаризации.

Пусковые (демпферные) обмотки синхронных двигателей имеют два типа механических характеристик, отличающихся величинами пусковых и входных моментов (рисунки 3.35а,б).

Характеристика 1 соответствует относительно небольшому сопротивлению демпферной обмотки, малому критическому скольжению и небольшому

пусковому моменту M_{n1} . Характеристика 2 соответствует повышенному сопротивлению этой обмотки, большему критическому скольжению и большому пусковому моменту M_{n2} . Входной момент при подсинхронной скорости $\omega_{nc}=0.95\omega_0$ на характеристике 1 больше входного момента на характеристике 2 ($M_{ex1}>M_{ex2}$).

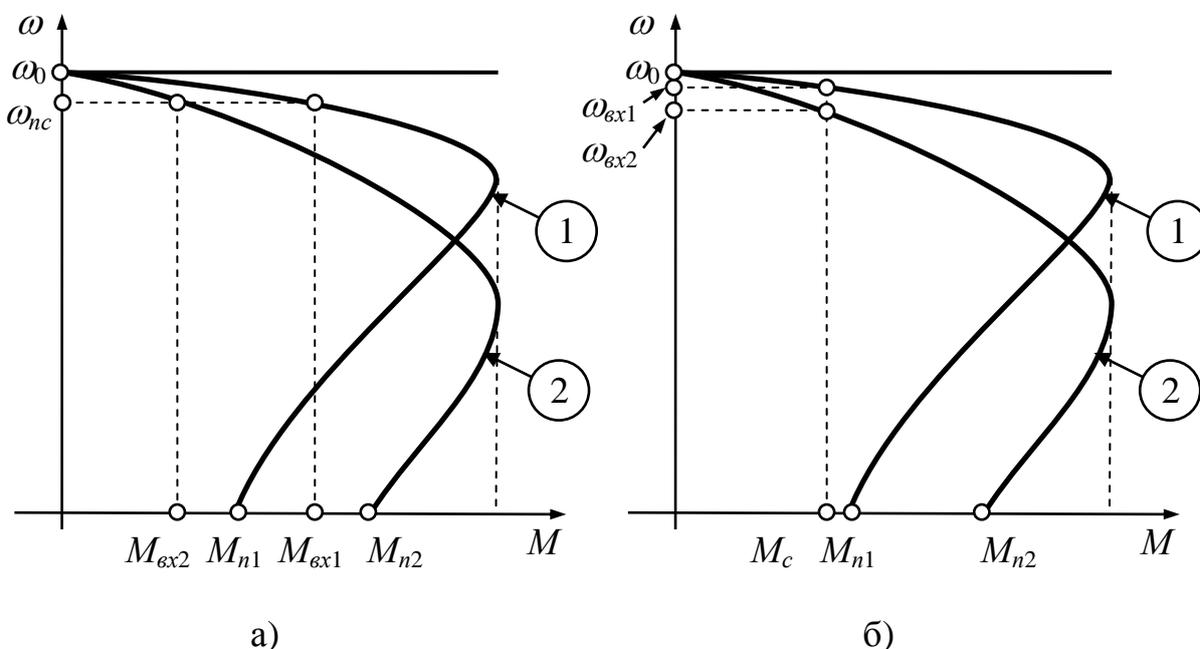


Рисунок 3.35

С точки зрения условий начального участка пуска двигателя до подсинхронной скорости ω_{nc} (рисунок 3.35а) предпочтительна характеристика 2, особенно тогда, когда пуск совершается со значительной нагрузкой на валу ($M_{n2}>M_{n1}$). При достижении двигателем подсинхронной скорости в обмотку возбуждения двигателя подается постоянный ток, и наступает второй этап пуска – втягивание двигателя в синхронизм.

Точный анализ этого режима возможен лишь при учете электромагнитной инерции, т.е при решении нелинейных дифференциальных уравнений с помощью ЭВМ. Для приближенной оценки условий втягивания двигателя в синхронизм необходимо получить решения дифференциальных уравнений (3.133)–(3.135) относительно угла θ и его отклонений от точки статического равновесия.

При одной и той же нагрузке статическая характеристика 2 обеспечивает меньшую начальную скорость втягивания в синхронизм ($\omega_{ex.2}< \omega_{ex.1}$ на рисунке

3.35б), то есть большую $\Delta\omega_2 = \omega_0 - \omega_{вх.2}$. Угол θ при этом определяется выражением:

$$\theta = \varphi_0 - \varphi = \int \Delta\omega \cdot dt.$$

Поэтому увеличение $\Delta\omega$ ведет к увеличению амплитуды колебаний угла θ в процессе втягивания в синхронизм. Кроме того, при увеличении угла θ условия линеаризации нарушаются (рисунок 3.36), величина синхронного момента из-за уменьшения коэффициента $C_{эм}$ уменьшается (кривая 2), условия синхронизации ухудшаются, и при больших $\Delta\omega$ (малых $\omega_{вх}$) синхронизация оказывается невозможной.

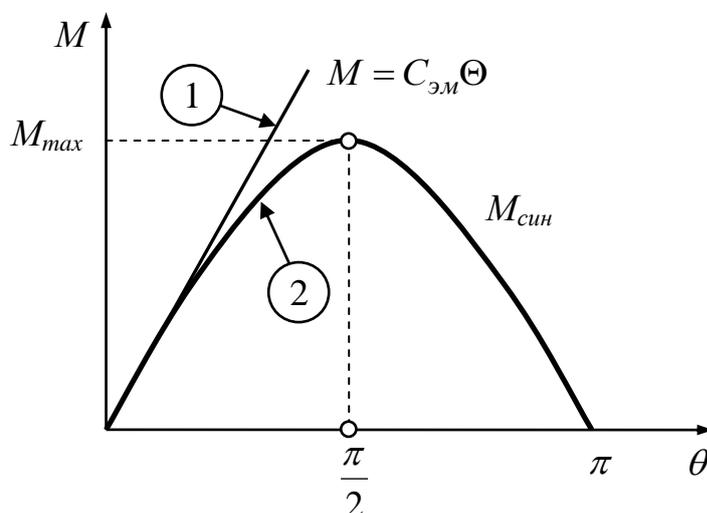


Рисунок 3.36

Таким образом, с точки зрения условий втягивания двигателя в синхронизм лучшей является более жесткая пусковая механическая характеристика 1 (рисунок 3.35). Реально пусковая обмотка должна рассчитываться таким образом, чтобы обеспечить удовлетворительные условия пуска до подсинхронной скорости при заданном максимальном значении момента нагрузки ($M_n > M_{с.макс}$) и в то же время обеспечить подсинхронную (входную) скорость в пределах $\omega_{вх} = \omega_{nc} = (0.95 - 0.97)\omega_0$.

Список использованных источников

- 1 Ключев, В. И. Теория электропривода : учеб. для вузов / В. И. Ключев. - 3-е изд., - М. : Энергоатомиздат, 2001. - 704 с. : ил.
- 2 Кувшинов, А. А. Теория электропривода : конспект лекций / А. А. Кувшинов, Э. Л. Греков ; М-во образования и науки Рос. Федерации, Федер. агентство по образованию; Гос. образоват. учреждение высш. проф. образования "Оренбург. гос. ун-т". - Оренбург : ГОУ ОГУ, 2009.
- 3 Фираго, Б. И. Теория электропривода : учеб. пособие / Б. И. Фираго, Л. Б. Палявчик. – Минск.: ЗАО «Техноперспектива», 2004. – 527 с.
- 4 Москаленко, В. В. Электрический привод : учеб. пособие / В. В. Москаленко . - М. : Изд. центр «Академия», 2007. - 368 с. : ил.
- 5 Соколовский, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием : учеб. для вузов / Г. Г. Соколовский. - 2-е изд., испр. - М. : Академия, 2007. - 266 с. - (Высшее профессиональное образование). - Библиогр.: с. 259-262. - ISBN 978-5-7695-4505-4.
- 6 Ильинский, Н. Ф. Основы электропривода: учеб. пособие для ВУЗов / Н.Ф. Ильинский. - М. : Изд-во МЭИ, 2003. – 221 с.
- 7 Ильинский, Н. Ф. Основы электропривода: энерго- и ресурсосбережение : учеб. пособие для ВУЗов / Н. Ф. Ильинский - М. : Издательство МЭИ, 2003.-221 с.
- 8 Драчев Г.И. Теория электропривода: Учебное пособие. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2006. Часть 2. – 193 с.

Учебное пособие

Анатолий Александрович Кувшинов

Эдуард Леонидович Греков

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

ЧАСТЬ 3

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

ISBN 978-5-7410-1731-9



9 785741 017319