

ЭЛЕКТРОПРОБЛЕМЫ  
ПРОФИЛЬНОГО ТОКА  
С ВЫСОКИМ  
РЕЗОНАНСНЫМ  
ПЕDESTРАБИЛИТИЕМ

Е. Е. Давыдов

# ЭЛЕКТРОПРОБЛЕМЫ ПРОФИЛЬНОГО ТОКА С ВЫСОКИМ РЕЗОНАНСНЫМ ПЕDESTРАБИЛИТИЕМ



- Г. Г. СОКОЛОВСКИЙ

# ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ЧАСТОТНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

УЧЕБНИК

*Допущено  
Учебно-методическим объединением  
по образованию в области энергетики и электротехники  
в качестве учебника для студентов высших учебных заведений,  
обучающихся по специальности 140604 «Электропривод и автоматика  
промышленных установок и технологических комплексов» направления  
подготовки 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии»*

## ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития промышленных приводов характеризуется значительным расширением области применения регулируемых электроприводов переменного тока. Это касается большинства тех отраслей промышленности, в которых ранее использовались электроприводы постоянного тока с двигателями независимого возбуждения, обладающие наилучшими регулировочными свойствами (например, металлообрабатывающая промышленность, бумагоделательная промышленность и др.), а также отраслей, где технологические параметры средствами электропривода не регулировались (например, насосные станции и воздуходувки).

Основой для разработки асинхронного двигателя послужило открытие явления вращающегося магнитного поля, сделанное одновременно и независимо друг от друга Г. Феррарисом (Италия) и Н. Теслой (США) и опубликованное в 1888 г. В то же самое время русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским был сконструирован трехфазный асинхронный двигатель с распределенной обмоткой статора, а в 1889 г. им же был изобретен короткозамкнутый ротор асинхронного двигателя с обмоткой в форме беличьей клетки. Конструкция асинхронного двигателя, принципиально разработанная тогда, сохранилась до сих пор, он и поныне является одной из самых дешевых и долговечных электрических машин.

Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором является самым распространенным типом электрической машины. Это объясняется простотой его конструкции и высокой надежностью, связанной с отсутствием щеток и контактных колец. Длительное время асинхронный двигатель использовался, в основном, в нерегулируемых электроприводах, хотя теоретические способы регулирования его скорости были известны. Одновременно велись работы по практическому созданию регулируемого привода переменного тока. При всех известных способах регулирования скорости асинхронного двигателя (регулирование изменением напряжения на статорной обмотке, переключением числа пар полюсов, введением сопротивления или добавочной электродвижущей силы (ЭДС) в роторную цепь двигателя с фазным ротором) только электропривод с регулированием путем изменения частоты

напряжения на статоре мог составить конкуренцию приводу постоянного тока с двигателем независимого возбуждения в тех устройствах, в которых требуется большой диапазон регулирования скорости и предъявляются высокие требования к точности ее поддержания и динамическим характеристикам привода. На статоре асинхронного двигателя располагается трехфазная (реже — с другим числом фаз) статорная обмотка, оси фаз которой сдвинуты между собой в электрическом пространстве на 120 эл. град. На роторе также расположена трехфазная обмотка, если двигатель имеет фазный ротор, или обмотка в форме беличьей клетки, если двигатель выполнен с короткозамкнутым ротором.

Обмотка статора питается симметричным трехфазным синусоидальным напряжением

$$u_{1A} = U_{1\max} \sin(\omega_{0\text{эл}}t);$$

$$u_{1B} = U_{1\max} \sin(\omega_{0\text{эл}}t - 2\pi/3);$$

$$u_{1C} = U_{1\max} \sin(\omega_{0\text{эл}}t - 4\pi/3),$$

где  $U_{1\max}$  — амплитудное значение напряжения питания статора;  $\omega_{0\text{эл}}$  — угловая частота напряжения питания статора;  $t$  — время.

Угловая частота напряжения питания

$$\omega_{0\text{эл}} = 2\pi f,$$

где  $f$  — частота напряжения питания статора, Гц.

Фазные напряжения  $u_{1A}$ ,  $u_{1B}$ ,  $u_{1C}$  сдвинуты друг относительно друга во времени на угол  $2\pi/3$  рад, т. е. на  $120^\circ$ . Сочетание пространственного сдвига обмоток и временного сдвига напряжений приводит к тому, что в магнитной системе машины формируется вращающееся магнитное поле.

Если число пар полюсов обмотки статора равно единице ( $p_n = 1$ ), то физическое и электрическое пространства совпадают друг с другом и обмотки оказываются сдвинутыми на  $120^\circ$  и в физическом, и в электрическом пространстве. В этом случае за время, равное периоду напряжения питания, максимум магнитной индукции совершает полный оборот в плоскости, перпендикулярной оси машины, т. е. поворачивается на  $2\pi$  рад. При этом угловая скорость вращающегося поля в физическом пространстве равна круговой частоте напряжения питания  $\omega_{0\text{эл}}$ . Если число пар полюсов больше единицы, то фазные обмотки, сдвинутые в электрическом пространстве друг относительно друга на  $2\pi/3$  эл. рад, в физическом пространстве сдвинуты между собой на угол  $2\pi/3p_n$  рад. Это означает, что, например, при  $p_n = 2$  за период напряжения питания поле, повернувшись в электрическом пространстве на  $2\pi$  эл. рад, в физическом пространстве повернется только на

$\pi$  рад, т. е. на половину оборота. Скорость поля, оставаясь в электрическом пространстве равной  $\omega_{0эл} = 2\pi f$ , в физическом пространстве станет в два раза меньше. Поэтому следует различать скорость поля  $\omega_{0эл}$  в электрических радианах в секунду и скорость поля  $\omega_0$  в физическом пространстве. В общем виде соотношение между этими скоростями определяется выражением

$$\omega_0 = \omega_{0эл}/p_{п} = 2\pi f/p_{п}.$$

Силовые линии магнитного поля статора, пересекая витки фазной обмотки ротора или стержни беличьей клетки ротора, наводят в них ЭДС. Под действием этой ЭДС в обмотке ротора протекает ток, при взаимодействии которого с полем статора создается электромагнитный (вращающий) момент. Очевидно, что роторная ЭДС и ток в роторной обмотке не равны нулю, а следовательно, и электромагнитный момент отличен от нуля только тогда, когда скорости поля статора и ротора не равны друг другу, т. е. поле и ротор вращаются асинхронно. Частота роторной ЭДС  $\omega_p$  определяется по формуле

$$\omega_p = \omega_{0эл} - p_{п}\omega,$$

где  $\omega$  — угловая скорость двигателя в физическом пространстве;  $p_{п}\omega$  — угловая скорость ротора, эл. рад.

Обмотки статора и обмотка ротора имеют обычно различное число витков. Это затрудняет одновременное рассмотрение происходящих в них процессов. Поэтому при выполнении расчетов роторная обмотка «приводится» к статору так, чтобы числа их витков были одинаковы. Операция приведения не должна отражаться на режиме работы статорной обмотки. Для этого необходимо и достаточно, чтобы намагничивающая сила и главный магнитный поток, связывающий статорную и роторную обмотки, в результате выполнения приведения остались неизменными, т. е. чтобы выполнялось равенство

$$i_2'w_2' = i_2w_1 = i_2w_2,$$

где  $i_2$  — ток в обмотке ротора;  $w_1$  и  $w_2$  — число витков фазы статора и ротора соответственно (штрихами помечены роторные величины, приведенные к статору через коэффициент трансформации  $k_T = w_1/w_2$ ).

Если обозначить значения активного сопротивления и индуктивности ротора через  $R_{2p}$  и  $L_{2p}$ , то их приведенные к статору значения определяются как  $R_2 = k_T^2 R_{2p}$ ;  $L_2 = k_T^2 L_{2p}$ . Приведение абсолютных значений напряжения на роторной обмотке и тока в ней выполняется по выражениям:

$$|U_2| = k_T |U_{2p}|; \quad |I_2| = k_T^{-1} |I_{2p}|.$$

В каталогах на асинхронные двигатели содержатся параметры ротора, приведенные к статору. Для двигателей с короткозамкнутым ротором даются приведенные к статору данные эквивалентного фазного ротора. Поэтому далее принимается, что параметры двигателя приведены к статору, и штрихи в обозначении приведенных роторных величин не применяются. Напряжения и токи в каталогах приводятся в эффективных (действующих) значениях. Но в настоящее время широко используется математическое описание электромагнитных процессов в машинах переменного тока в форме пространственных векторов напряжений, токов и потокоцеплений, модули которых представляют собой амплитудные значения соответствующих величин. Как известно, амплитудные и эффективные значения синусоидальных величин связаны между собой коэффициентом  $\sqrt{2}$ . Поэтому, обозначая модули пространственных векторов в виде  $|\vec{U}|, |\vec{I}|, |\vec{\Psi}|$ , можно записать, что  $|\vec{U}| = \sqrt{2}U; |\vec{I}| = \sqrt{2}I; |\vec{\Psi}| = \sqrt{2}\Psi$ , где  $U, I, \Psi$  — действующие значения величин.

Фазные обмотки статора могут соединяться звездой (Y) или треугольником (V). На табличке асинхронного двигателя обычно указываются номинальные напряжение и ток статора, например:  $U_{нY}/U_{нV} = 380/220$  В;  $I_{нY}/I_{нV} = 1,2/2,078$  А.

При векторном описании модуль пространственного вектора определяется как амплитудное значение напряжения на фазной обмотке статора и тока в ней, в частности, для фазных напряжений и тока:

$$|\vec{U}_1| = \sqrt{2}U_1 = (\sqrt{2}/\sqrt{3})U_{1Y} = \sqrt{2}U_{1V};$$

$$|\vec{I}_1| = \sqrt{2}I_1 = \sqrt{2}I_{1Y} = (\sqrt{2}/\sqrt{3})I_{1V},$$

где  $U_1, I_1$  — эффективные значения фазных напряжения и тока соответственно.

Сегодня наиболее распространенный тип электропривода с двигателем переменного тока включает в себя приводной преобразователь на основе преобразователя частоты со звеном постоянного тока и инвертором с широтно-импульсной модуляцией. В преобразователе встроена система управления привода с микропроцессорным управлением и внешним интерфейсом, обеспечивающим пользователю максимум возможностей для использования привода в самых различных отраслях промышленности.

В преобразователях со звеном постоянного тока переменное выходное напряжение формируется автономным инвертором из напряжения постоянного тока. Поскольку обычно в качестве ис-

точника питания используется сеть переменного тока, то в состав преобразователя частоты входит управляемый или неуправляемый выпрямитель. Такие преобразователи принципиально не имеют ограничения на максимальное значение выходной частоты. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока подразделяются на преобразователи с автономным инвертором тока и автономным инвертором напряжения. В настоящее время наиболее широко используются преобразователи с автономным инвертором напряжения.

Электроприводы с синхронными двигателями по терминологии, принятой в работе [52], можно подразделить на электроприводы с синхронными двигателями, имеющими внешнее управление, и самоуправляемыми синхронными двигателями.

К первой группе относятся электроприводы, рассмотренные в гл. 3. Если такой привод выполняется как регулируемый, то двигатель получает питание от источника, частота и напряжение на выходе которого могут независимо регулироваться. Однако регулируемые приводы с синхронными двигателями, имеющими внешнее управление, находят ограниченное применение. При нерегулируемом электроприводе синхронный двигатель питается непосредственно от сети. Такие приводы применяются, в основном, в мощных установках, в значительной степени, из-за возможности обеспечения опережающего коэффициента мощности путем воздействия на ток возбуждения двигателя. Это позволяет повысить общий коэффициент мощности предприятия, на котором кроме электроприводов с синхронными двигателями имеется большое число потребителей электроэнергии, представляющих собой активно-индуктивную нагрузку (например, электроприводов с асинхронными двигателями).

В электроприводах второй группы частота напряжения питания задается расположенным на роторе двигателя датчиком положения ротора, причем имеется возможность воздействовать на положение пространственного вектора тока статора относительно связанного с ротором вектора потока ротора. Для привода с самоуправляемым синхронным двигателем используются различные названия: «бесконтактный двигатель постоянного тока», «привод с вентильным двигателем», «сервопривод». Последний термин указывает на область применения обозначаемых им приводов как вспомогательных. Например, на токарных станках приводы подачи иногда определяются как вспомогательные, в отличие от приводов главного движения — приводов вращения шпинделя, т. е. вращения обрабатываемой детали. К таким приводам предъявляются требования высокой динамичности. В последнее время в зарубежной технической литературе под серводвигателем обычно понимается малоинерционный синхронный саморегулируемый двигатель с постоянными магнитами.

В данном учебнике для синхронного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе вместе с датчиком положения ротора и источником питания, управляемым в функции положения ротора, принят наиболее распространенный в отечественной литературе термин «вентильный двигатель». Термин «бесконтактный двигатель постоянного тока» [50] сохранен для синхронного двигателя с датчиком положения ротора, токи статора которого имеют прямоугольную форму.

Современные вентильные двигатели, работающие при синусоидальной форме токов фаз, характеризуются высокой плотностью потока в воздушном зазоре, большим соотношением между электромагнитным моментом и моментом инерции, малыми пульсациями момента во всем диапазоне регулирования скорости, вплоть до низких скоростей, что особенно существенно для позиционных приводов, а также возможностью управлять моментом при неподвижном двигателе. Они имеют хороший коэффициент мощности и компактное исполнение. Вентильные двигатели выпускаются на номинальные моменты до десятков ньютон-метров и используются в различных механизмах, в которых требуются высокие статические и динамические характеристики привода.



# МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ И РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМОЙ РЕГУЛИРОВАНИЯ

## 1.1. Уравнения для мгновенных значений напряжений, токов и потокосцеплений

Существует два разных, но тесно связанных между собой подхода к математическому описанию асинхронного двигателя.

В первом рассматриваются синусоидальные напряжения, приложенные к одной фазе статорной обмотки или одной фазе обмотки ротора, токи в этих обмотках и потокосцепления, образованные этими токами. Зависимости между этими переменными величинами определяются в стационарном (установившемся) режиме, т.е. когда двигатель, питающийся от источника неизменного напряжения, работает с установившейся скоростью ( $\omega = \text{const}$  и  $d\omega/dt = 0$ ). Обычно при расчетах к этим переменным применяется символический метод (он же метод комплексных амплитуд). Графической интерпретацией такого подхода является схема замещения асинхронного двигателя, на которой базируются принципы построения систем управления электроприводов с асинхронными двигателями, называемые системами с  $U/f$ -управлением, с управлением по модулям переменных или скалярными системами.

Второй подход основан на представлении трехфазных систем напряжений, токов и потокосцеплений в виде пространственных (или обобщенных) векторов. На нем основано описание электромагнитных процессов в двигателе переменного тока в пространственных векторах.

При описании электромагнитных процессов в асинхронном двигателе, если это не оговорено специально, делаются следующие допущения:

трехфазная система симметрична, нулевой ток в ней отсутствует, сумма мгновенных значений токов фаз равна нулю:  $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$ ;

каждый протекающий по фазной обмотке ток порождает магнитодвижущую силу, синусоидально распределенную по окружности воздушного зазора машины;

сложение магнитодвижущих сил отдельных фазных обмоток порождает общую магнитную индукцию, также синусоидально распределенную по окружности воздушного зазора;

характеристика намагничивания машины линейна.

Считая относительную магнитную проводимость магнитопроводов статора и ротора бесконечно большой, можно представить магнитное поле машины в виде главного поля и поля рассеяния [18]. Главное поле соответствует основной гармонической составляющей распределения индукции в зазоре. Ее можно представить в виде двух неподвижных друг относительно друга полей: главного поля статора, образованного токами во всех обмотках фаз статора, и главного поля ротора, которое образуется токами во всех обмотках фаз ротора. В свою очередь, главное поле статора и главное поле ротора можно представить как сумму главных полей, образованных отдельными фазами статора и ротора. Магнитные поля рассеяния также образуются токами фаз статора и ротора, но не участвуют в создании главного поля.

Главное потокосцепление обмотки обусловлено созданным ею главным полем, замыкающимся через зазор и сцепленным с обеими обмотками машины. Потокосцепление рассеяния обмотки обусловлено той частью магнитного поля, которая сцеплена только с данной обмоткой. Сумма главного потокосцепления и потокосцепления рассеяния представляет собой полное потокосцепление обмотки.

Для общности на первом этапе рассмотрения будем считать, что двигатель имеет фазный ротор и напряжения приложены как к обмотке статора, так и к обмотке ротора.

Чтобы построить схему замещения, надо записать уравнения для мгновенных значений напряжений, токов и потокосцеплений. При этом полагаем, что обмотки ротора приведены к статору, магнитная система не насыщена, магнитодвижущие силы, созданные фазными токами, синусоидально распределены вдоль воздушного зазора, а режим работы двигателя — симметричный, благодаря чему отсутствуют токи нулевой последовательности, что позволяет записать уравнения равновесия напряжений для одной фазы статора и одной фазы ротора. Обозначая цифрой 1 переменные, относящиеся к статору, а цифрой 2 — относящиеся к ротору, для фаз  $A$  статора и  $a$  ротора эти уравнения могут быть записаны в виде:

$$u_{1A} = R_1 i_{1A} + \frac{d\Psi_{1A}}{dt};$$

$$u_{2a} = R_2 i_{2a} + \frac{d\Psi_{2a}}{dt},$$

где  $u_{1A}$ ,  $u_{2a}$  — мгновенные значения напряжений, приложенных к обмоткам фаз статора и ротора;  $R_1$ ,  $R_2$  — активные сопротивления

обмоток фаз статора и ротора соответственно;  $i_{1A}$ ,  $i_{2a}$  — мгновенные значения токов в фазных обмотках статора и ротора;  $\Psi_{1A}$ ,  $\Psi_{2a}$  — полные потокосцепления фазных обмоток статора и ротора, создаваемые как током в рассматриваемой обмотке, так и токами во всех остальных обмотках фаз статора и ротора:

$$\Psi_{1A} = L_{AA}i_{1A} + L_{AB}i_{1B} + L_{AC}i_{1C} + L_{Aa}i_{2a} + L_{Ab}i_{2b} + L_{Ac}i_{2c};$$

$$\Psi_{2a} = L_{aA}i_{1A} + L_{aB}i_{1B} + L_{aC}i_{1C} + L_{aa}i_{2a} + L_{ab}i_{2b} + L_{ac}i_{2c},$$

где  $L_{AA}$ ,  $L_{aa}$  — полные индуктивности фазы статора и фазы ротора соответственно, определяемые главными потокосцеплениями и потокосцеплениями в фазах  $A$  и  $a$ ;  $L_{AB}$ ,  $L_{AC}$ ,  $L_{ab}$ ,  $L_{ac}$  — коэффициенты взаимоиндукции между обмоткой  $A$  фазы статора и двумя другими его обмотками, сдвинутыми относительно нее на 120 и 240 эл. град, и между обмоткой  $a$  ротора и двумя другими обмотками ротора;  $L_{Aa}$ ,  $L_{Ab}$ ,  $L_{Ac}$ ,  $L_{aA}$ ,  $L_{aB}$ ,  $L_{aC}$  — коэффициенты взаимоиндукции между обмоткой  $A$  фазы статора и обмотками ротора и между обмоткой  $a$  фазы ротора и обмотками статора, зависящие от положения ротора относительно статора в каждый данный момент времени,

$$L_{AB} = L_{AC} = L_{ab} = L_{ac} = L_{m\phi} \cos(2\pi/3) = L_{m\phi} \cos(4\pi/3) = -0,5L_{m\phi}.$$

Полные индуктивности фазы статора и фазы ротора находим по формулам:

$$L_{AA} = L_{m\phi} + L_{1\sigma}; \quad L_{aa} = L_{m\phi} + L_{2\sigma},$$

где  $L_{m\phi}$  — главные индуктивности фаз;  $L_{1\sigma}$ ,  $L_{2\sigma}$  — индуктивности рассеяния фазы статора и фазы ротора соответственно.

На рис. 1.1, *a* показано взаимное расположение обмотки  $A$  статора и обмоток  $a$ ,  $b$ ,  $c$  ротора при некотором мгновенном значении угла поворота ротора в пространстве  $\theta_2$  и числе пар полюсов двигателя  $p_n = 1$  (при числе пар полюсов больше единицы  $\theta_2$  есть угол в эл. рад). Отсчитывая углы против часовой стрелки, коэффициенты индуктивности, характеризующие влияние токов в фазах ротора на потокосцепление обмотки фазы  $A$  статора, можно представить в виде:

$$L_{Aa} = L_{m\phi} \cos \theta_2;$$

$$L_{Ab} = L_{m\phi} \cos(\theta_2 + 2\pi/3);$$

$$L_{Ac} = L_{m\phi} \cos(\theta_2 + 4\pi/3) = L_{m\phi} (\cos \theta_2 - 2\pi/3).$$

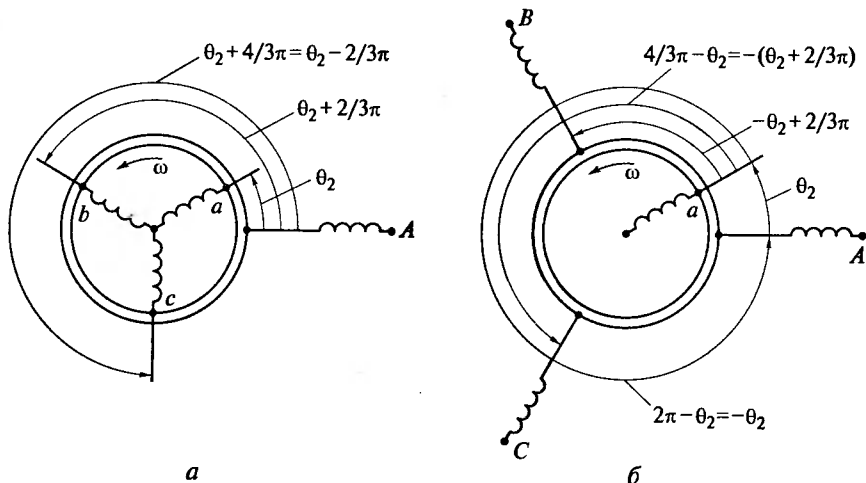


Рис. 1.1. Взаимосвязь обмоток статора и ротора асинхронного двигателя: *a* — обмотка статора и обмотки ротора; *б* — обмотка ротора и обмотки статора

Коэффициенты взаимоиндукции, учитывающие влияние токов статора на потокосцепление обмотки фазы *a* ротора (рис. 1.1, *б*) записываются в виде:

$$L_{aA} = L_{m\phi} \cos(2\pi - \theta_2) = L_{m\phi} \cos \theta_2;$$

$$L_{aB} = L_{m\phi} \cos(2\pi/3 - \theta_2) = L_{m\phi} \cos(\theta_2 - 2\pi/3);$$

$$L_{aC} = L_{m\phi} \cos(4\pi/3 - \theta_2) = L_{m\phi} \cos(\theta_2 + 2\pi/3).$$

С учетом изложенного для фазы *A* статора и фазы *a* ротора система уравнений, описывающих электромагнитные процессы, примет вид:

$$u_{1A} = R_1 i_{1A} + \frac{d\Psi_{1A}}{dt}; \quad (1.1)$$

$$u_{2a} = R_2 i_{2a} + \frac{d\Psi_{2a}}{dt}; \quad (1.2)$$

$$\Psi_{1A} = (L_{m\phi} + L_{1\sigma}) i_{1A} - 0,5L_{m\phi} i_{1B} - 0,5L_{m\phi} i_{1C} + L_{m\phi} [\cos \theta_2 i_{2a} + \cos(\theta_2 + 2\pi/3) i_{2b} + \cos(\theta_2 - 2\pi/3) i_{2c}]; \quad (1.3)$$

$$\Psi_{2a} = (L_{m\phi} + L_{2\sigma}) i_{2a} - 0,5L_{m\phi} i_{2b} - 0,5L_{m\phi} i_{2c} + L_{m\phi} [\cos \theta_2 i_{1A} + \cos(\theta_2 - 2\pi/3) i_{1B} + \cos(\theta_2 + 2\pi/3) i_{1C}]. \quad (1.4)$$

## 1.2. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя

Для построения схемы замещения надо воспользоваться методом комплексных амплитуд, переписав уравнения (1.1) и (1.2) для напряжений, токов и потокосцеплений в комплексной форме:

$$\dot{U}_{1A} = R_1 \dot{I}_{1A} + j\omega_{0эл} \dot{\Psi}_{1A};$$

$$\dot{U}_{2a} = R_2 \dot{I}_{2a} + j\omega_p \dot{\Psi}_{2a},$$

где  $\dot{U}_{1A}$ ,  $\dot{I}_{1A}$ ,  $\dot{\Psi}_{1A}$ ,  $\dot{U}_{2a}$ ,  $\dot{I}_{2a}$ ,  $\dot{\Psi}_{2a}$  — векторы напряжения, тока, потокосцепления статора и ротора соответственно.

Во втором из этих уравнений может быть произведена замена

$$\omega_p = s\omega_{0эл};$$

$$s = (\omega_{0эл} - p_n\omega) / \omega_{0эл} = \omega_p / \omega_{0эл},$$

где  $s$  — скольжение;  $\omega$  — угловая скорость двигателя.

Для представления в комплексной форме уравнений (1.3) и (1.4) сомножители в виде косинусов надо преобразовать в комплексную форму с помощью формул Эйлера, имея в виду, что угол поворота ротора в эл. рад определяется как  $\theta_2 = p_n\omega t$ :

$$\cos\theta_2 = \cos(p_n\omega t) = \frac{e^{jp_n\omega t} + e^{-jp_n\omega t}}{2};$$

$$\cos(\theta_2 + 2\pi/3) = \cos(p_n\omega t + 2\pi/3) = \frac{e^{j(p_n\omega t + 2\pi/3)} + e^{-j(p_n\omega t + 2\pi/3)}}{2};$$

$$\cos(\theta_2 - 2\pi/3) = \cos(p_n\omega t - 2\pi/3) = \frac{e^{j(p_n\omega t - 2\pi/3)} + e^{-j(p_n\omega t - 2\pi/3)}}{2}.$$

Токи статора и ротора должны быть записаны в комплексной форме:

$$i_{1A} \rightarrow \dot{I}_{1A} e^{j\omega_{0эл} t};$$

$$i_{2a} \rightarrow \dot{I}_{2a} e^{j\omega_p t};$$

$$i_{1B} \rightarrow \dot{I}_{1B} e^{j\omega_{0эл} t} = \dot{I}_{1A} e^{j(\omega_{0эл} t - 2\pi/3)};$$

$$i_{2b} \rightarrow \dot{I}_{2b} e^{j\omega_p t} = \dot{I}_{2a} e^{j(\omega_p t - 2\pi/3)};$$

$$i_{1C} \rightarrow \dot{I}_{1C} e^{j\omega_{0эл} t} = \dot{I}_{1A} e^{j(\omega_{0эл} t - 4\pi/3)};$$

$$i_{2c} \rightarrow \dot{I}_{2c} e^{j\omega_p t} = \dot{I}_{2a} e^{j(\omega_p t - 4\pi/3)}.$$

Покажем ход преобразований выражений (1.3) и (1.4) на примере первого и пятого слагаемых в правой части равенства (1.3):

$$\begin{aligned} (L_{m\phi} + L_{1\sigma}) i_{1A} &\rightarrow (L_{m\phi} + L_{1\sigma}) \dot{I}_{1A} e^{j\omega_{0эл}t}; \\ L_{m\phi} \cos(\theta_2 + 2\pi/2) i_{2b} &\rightarrow \\ \rightarrow L_{m\phi} \frac{e^{j(p_n\omega t + 2\pi/3)} + e^{-j(p_n\omega t + 2\pi/3)}}{2} \dot{I}_{2a} e^{j(\omega_p t - 2\pi/3)}. \end{aligned}$$

После выполнения перемножения в последней формуле, с учетом того, что связь между угловой частотой роторной ЭДС, угловой частотой напряжения питания и угловой скоростью двигателя определяется выражением  $\omega_p = \omega_{0эл} - \omega_{рп}$ , получаем:

$$L_{m\phi} \cos(\theta_2 + 2\pi/3) i_{2b} \rightarrow 0, 5L_{m\phi} e^{j\omega_{0эл}t} (1 + e^{-j2(p_n\omega t + 2\pi/3)}) \dot{I}_{2a}.$$

Проделав аналогичные преобразования для всех слагаемых в выражениях (1.3) и (1.4), сложив отдельные слагаемые и производя сокращения, получим эти формулы в символической форме:

$$\dot{\Psi}_{1A} = (1, 5L_{m\phi} + L_{1\sigma}) \dot{I}_{1A} + 1, 5L_{m\phi} \dot{I}_{2a};$$

$$\dot{\Psi}_{2a} = (1, 5L_{m\phi} + L_{2\sigma}) \dot{I}_{2a} + 1, 5L_{m\phi} \dot{I}_{1A}.$$

Введя обозначение  $1, 5L_{m\phi} = L_m$  и рассматривая двигатель, в ротор которого не вводится внешняя ЭДС, т.е. полагая  $\dot{U}_{2a} = 0$ , можно после деления уравнения равновесия напряжений роторной цепи на скольжение  $s$  записать систему уравнений, описывающих в установившемся режиме электромагнитные процессы в асинхронном двигателе:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= R_1 \dot{I}_1 + j\omega_{0эл} \dot{\Psi}_1; \\ 0 &= \frac{R_2}{s} \dot{I}_2 + j\omega_{0эл} \dot{\Psi}_2; \\ \dot{\Psi}_1 &= (L_m + L_{1\sigma}) \dot{I}_1 + L_m \dot{I}_2; \\ \dot{\Psi}_2 &= L_m \dot{I}_1 + (L_m + L_{2\sigma}) \dot{I}_2. \end{aligned} \tag{1.5}$$

Описанные преобразования могут быть выполнены для любой фазы, поэтому индексы  $A$  и  $a$  здесь и далее опущены.

Для построения схемы замещения (рис. 1.2) преобразуем эти формулы, для чего исключим из рассмотрения потокосцепления, подставив их значения в два первых уравнения (1.5). Тогда

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (R_1 + j\omega_{0\text{эл}}L_{1\sigma})\dot{I}_1 + j\omega_{0\text{эл}}L_m(\dot{I}_1 + \dot{I}_2); \\ 0 &= \left(\frac{R_2}{s} + j\omega_{0\text{эл}}L_{2\sigma}\right)\dot{I}_2 + j\omega_{0\text{эл}}L_m(\dot{I}_1 + \dot{I}_2), \end{aligned} \quad (1.6)$$

где  $L_m$  — главная индуктивность (индуктивность намагничивающего контура).

В каталогах на асинхронные двигатели обычно задаются не индуктивности, а индуктивные сопротивления, рассчитанные при номинальной частоте  $\omega_{0\text{эл}}$ :

$x_m = \omega_{0\text{эл.н}}L_m$  — индуктивное сопротивление намагничивающего контура;

$x_{1\sigma} = \omega_{0\text{эл.н}}L_{1\sigma}$  — индуктивное сопротивление рассеяния фазы статора;

$x_{2\sigma} = \omega_{0\text{эл.н}}L_{2\sigma}$  — индуктивное сопротивление рассеяния фазы ротора, приведенное к статору.

Полные индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора определяются по формулам:

$$x_1 = x_m + x_{1\sigma}; \quad x_2 = x_m + x_{2\sigma}^1.$$

При рассмотрении частотного регулирования скорости привода, когда частота напряжения на статоре отличается от номинального значения, т. е.  $\omega_{0\text{эл}} \neq \omega_{0\text{эл.н}}$ , целесообразно ввести в рассмотрение относительную частоту напряжения на статоре  $\bar{\omega}_0 = \omega_{0\text{эл}}/\omega_{0\text{эл.н}}$  и относительную скорость двигателя  $\bar{\omega} = \omega_p/\omega_{0\text{эл.н}}$ .

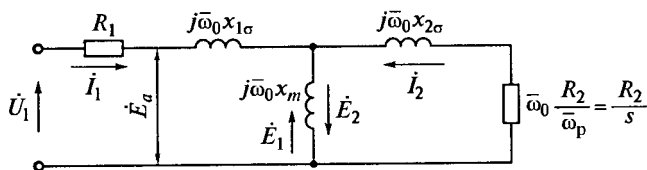


Рис. 1.2. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя при  $x_m = \omega_{0\text{эл.н}}L_m$ ;  $x_{1\sigma} = \omega_{0\text{эл.н}}L_{1\sigma}$ ;  $x_{2\sigma} = \omega_{0\text{эл.н}}L_{2\sigma}$ ;  $\bar{\omega}_0 = \omega_{0\text{эл}}/\omega_{0\text{эл.н}}$

<sup>1</sup> Часто в каталогах на двигатели через  $x_1$  и  $x_2$  обозначают не полные индуктивные сопротивления, а индуктивные сопротивления рассеяния. Понять, что обозначают эти символы легко, если иметь в виду, что индуктивное сопротивление рассеяния многократно меньше главного индуктивного сопротивления.

С учетом равенств

$$R_2 / s = \bar{\omega}_0 R_2 / \bar{\omega}_p;$$

$$\omega_{0\text{эл}} L_m = \bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}} L_m = \bar{\omega}_0 x_m;$$

$$\omega_{0\text{эл}} L_{1\sigma} = \bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}} L_{1\sigma} = \bar{\omega}_0 x_{1\sigma};$$

$$\omega_{0\text{эл}} L_{2\sigma} = \bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}} L_{2\sigma} = \bar{\omega}_0 x_{2\sigma};$$

$$s = \frac{\omega_{0\text{эл}} - p_n \omega}{\omega_{0\text{эл}}} = \frac{\omega_p}{\omega_{0\text{эл}}} = \frac{\bar{\omega}_p}{\bar{\omega}_0},$$

где  $\bar{\omega}_p$  — относительная частота роторной ЭДС,  $\bar{\omega}_p = \omega_p / \omega_{0\text{эл}}$ .

Выражения (1.6) можно переписать в удобном при частотном регулировании виде, при котором значения индуктивных сопротивлений не нужно пересчитывать при каждом изменении частоты, а достаточно изменить значение относительной частоты:

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\bar{\omega}_0 x_{1\sigma}) \dot{I}_1 + j\bar{\omega}_0 x_m (\dot{I}_1 + \dot{I}_2); \quad (1.7)$$

$$0 = (\bar{\omega}_0 R_2 / \bar{\omega}_p + j\bar{\omega}_0 x_{2\sigma}) \dot{I}_2 + j\bar{\omega}_0 x_m (\dot{I}_1 + \dot{I}_2). \quad (1.8)$$

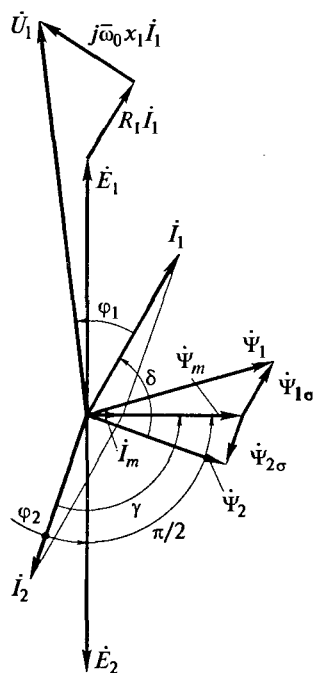
**Примечание.** Схема замещения асинхронного двигателя, соответствующая этим выражениям и изображенная на рис. 1.2, называется Т-образной. Если регулирование осуществляется при постоянном критическом моменте двигателя, то значение относительной частоты роторной ЭДС при данной нагрузке двигателя не зависит от значения относительной частоты напряжения на статоре  $\bar{\omega}_0$ , в то время как значение скольжения оказывается различным при неизменном моменте нагрузки и разных значениях частоты.

### 1.3. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

При анализе процессов в асинхронном двигателе полезно располагать векторной диаграммой, которая дает наглядное представ-



Рис. 1.3. Векторная диаграмма асинхронного двигателя в двигательном режиме



ление о связи между отдельными переменными в конкретном стационарном режиме.

Векторная диаграмма для двигательного режима показана на рис. 1.3, где по оси абсцисс направлены вектор намагничивающего тока  $\dot{I}_m$  и совпадающий с ним по фазе вектор потокосцепления от магнитного потока в зазоре  $\dot{\Psi}_m = L_m \dot{I}_m$ . Полные потокосцепления статора  $\dot{\Psi}_1$  и ротора  $\dot{\Psi}_2$  отличаются от потокосцепления  $\dot{\Psi}_m$  на величину потокосцеплений от потоков рассеяния  $\dot{\Psi}_{1\sigma} = L_{1\sigma} \dot{I}_1$  и  $\dot{\Psi}_{2\sigma} = L_{2\sigma} \dot{I}_2$ . Вектор ЭДС статора  $\dot{E}_1$  сдвинут относительно  $\dot{\Psi}_m$  на угол  $\pi/2$  в сторону опережения. Вектор ЭДС ротора определяется как  $\dot{E}_2 = -\dot{E}_1$ .

Для того чтобы построить вектор напряжения питания, надо учесть, что напряжение превышает ЭДС статора на величину падения напряжения от тока статора в активном сопротивлении и индуктивном сопротивлении рассеяния фазы статора. Значения переменных определяются расчетом по схеме замещения при известном напряжении питания  $\dot{U}_1$  и его частоте, а также при выбранном для построения векторной диаграммы значении относительной частоте роторной ЭДС  $\bar{\omega}_p$ , которая зависит от нагрузки двигателя. Для расчета токов статора и ротора можно воспользоваться выражениями (1.7) и (1.8), записанными в виде:

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\bar{\omega}_0 x_1) \dot{I}_1 + j\bar{\omega}_0 x_m \dot{I}_2;$$

$$0 = j\bar{\omega}_0 x_m \dot{I}_1 + (\bar{\omega}_0 R_2 / \bar{\omega}_p + j\bar{\omega}_0 x_2) \dot{I}_2,$$

откуда

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\bar{\omega}_0(R_2/\bar{\omega}_p + jx_2)}{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p) + jB(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)} \dot{U}_1; \\ \dot{I}_2 &= \frac{-j\bar{\omega}_0 x_m}{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p) + jB(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)} \dot{U}_1; \\ \dot{I}_m &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \frac{\bar{\omega}_0(R_2/\bar{\omega}_p + jx_{2\sigma})}{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p) + jB(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)} \dot{U}_1. \end{aligned} \quad (1.9)$$

$A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)$  и  $B(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)$  определяются как:

$$A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p) = \bar{\omega}_0(R_1 R_2 / \bar{\omega}_p - \bar{\omega}_0 \sigma x_1 x_2);$$

$$B(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p) = \bar{\omega}_0(\bar{\omega}_0 x_1 R_2 / \bar{\omega}_p + x_2 R_1),$$

где  $x_1$  — полное индуктивное сопротивление фазы статора при номинальной частоте;  $x_2$  — полное индуктивное сопротивление фазы ротора, приведенной к статору;  $\sigma$  — коэффициент рассеяния машины,  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_1 L_2) = 1 - (x_m^2 / x_1 x_2)$ .

Рассчитав по формулам (1.9) токи, можно определить ЭДС статора

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1(R_1 + j\bar{\omega}_0 x_{1\sigma}) = \dot{I}_m jx_m.$$

#### 1.4. Представление трехфазной системы пространственными векторами

Рассмотренное в подразд. 1.2 математическое описание асинхронного двигателя в виде схемы замещения не учитывает электромагнитных переходных процессов в двигателе. При расчете динамики электропривода с асинхронным двигателем пренебрежение этими процессами может быть допустимым, если они значительно быстрее механических процессов (привод имеет достаточный большой момент инерции).

Другой способ описания трехфазных систем базируется на представлении о векторах, ориентированных в электрическом пространстве, т. е. о пространственных (или обобщенных) векторах. В отличие от математического описания асинхронного двигателя в виде схемы замещения для получения векторного описания электромагнитных процессов в асинхронном двигателе надо рассматривать все три фазы трехфазной машины. Кроме того, при представлении трехфазной системы пространственными векторами необ-

ходимо учитывать допущения, перечисленные в подразд. 1.1, и, в частности, условие синусоидального характера распределения магнитной индукции по окружности магнитного зазора.

Главное магнитное поле статора образуется как сумма пульсирующих главных магнитных полей фазных обмоток, каждое из которых распределено в зазоре по гармоническому закону. Ток в обмотке фазы имеет синусоидальный характер. Поэтому и индукция, и магнитодвижущая сила (МДС) поля фазной обмотки, порожденного этим током, изменяются во времени по гармоническому закону. Приняв  $t = 0$ , когда МДС обмотки фазы  $A$  имеет максимальное значение, для магнитодвижущих сил обмоток трех фаз можно записать закон изменения их во времени в виде:

$$\begin{aligned} F_{1A}(t) &= F_{\max} \cos(\omega_{0\text{эл}} t); \\ F_{1B}(t) &= F_{\max} \cos(\omega_{0\text{эл}} t - 2\pi/3); \\ F_{1C}(t) &= F_{\max} \cos(\omega_{0\text{эл}} t - 4\pi/3) = F_{\max} \cos(\omega_{0\text{эл}} t + 2\pi/3), \end{aligned} \quad (1.10)$$

где  $F_{\max}$  — амплитудное значение МДС.

Рассмотренные ранее поясняет рис. 1.4, *a*. На всех графиках ось абсцисс представляет собой развернутую в линию окружность рачточки статора (воздушного зазора). Вертикальными линиями отмечены оси обмоток  $A$ ,  $B$ ,  $C$ . Отложенный по осям абсцисс угол  $\varphi$  представляет собой пространственный угол в эл. рад., отсчитываемый от оси обмотки фазы  $A$ . Изображенные сплошными линиями на трех верхних осях косинусоиды показывают пространственное распределение в зазоре магнитодвижущих сил трех фаз в момент времени  $t = 0$  ( $\omega_{0\text{эл}} t = 0$ ). В соответствии с формулами (1.10) мгновенные значения МДС на осях обмоток будут равны:

$$\begin{aligned} F_{1A}(t) \Big|_{t=0} &= F_{\max} \cos 0 = F_{\max}; \\ F_{1B}(t) \Big|_{t=0} &= F_{\max} \cos(0 - 2\pi/3) = -0,5F_{\max}; \\ F_{1C}(t) \Big|_{t=0} &= F_{\max} \cos(0 + 2\pi/3) = -0,5F_{\max}. \end{aligned}$$

Эти значения отмечены жирными стрелками по осям обмоток. Зная, что МДС распределены в зазоре по гармоническому закону, по ним можно построить пространственное распределение магнитодвижущих сил в зазоре  $F_{1A}(\varphi) \Big|_{t=0}$ ,  $F_{1B}(\varphi) \Big|_{t=0}$ ,  $F_{1C}(\varphi) \Big|_{t=0}$  для момента времени  $t = 0$ . Результирующая МДС статора  $F_1(\varphi) \Big|_{t=0}$ , показанная сплошной линией на нижней оси абсцисс, получена как сумма показанных сплошными линиями косинусоид фазных МДС.

В другой момент времени амплитуды этих косинусоид будут другими. Если выбрать для следующего рассмотрения момент вре-

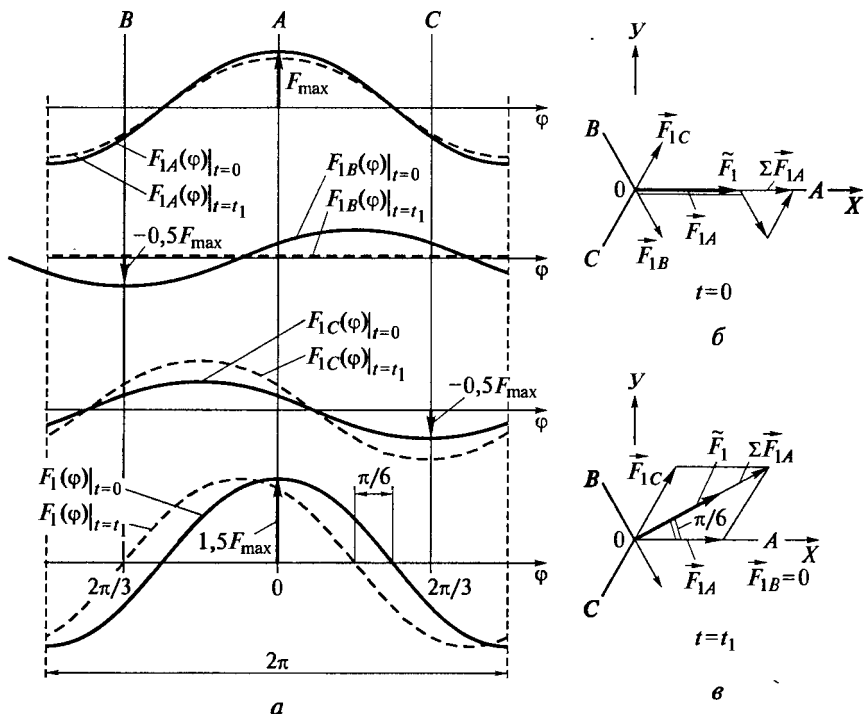


Рис. 1.4. Пространственный вектор в трехфазной системе:

*a* — пространственное распределение МДС; *б, в* — пространственный вектор МДС при  $t = 0$  и  $t = t_1$  соответственно

мени  $t_1$ , которому соответствует  $\omega_{0эл}t = \pi/6$ , то мгновенные значения магнитодвижущих сил будут:

$$\begin{aligned}
 F_{1A}(t)|_{t=t_1} &= F_{\max} \cos(\pi/6) = 0,866F_{\max}; \\
 F_{1B}(t)|_{t=t_1} &= F_{\max} \cos(\pi/6 - 2\pi/3) = 0; \\
 F_{1C}(t)|_{t=t_1} &= F_{\max} \cos(\pi/6 + 2\pi/3) = 0,866F_{\max}.
 \end{aligned}$$

Соответствующие пространственные зависимости, а также результирующая МДС статора для этого момента времени  $F_1(\varphi)|_{t=t_1}$ , показаны на рис. 1.4, *a* штриховыми линиями.

Таким образом, за время  $t_1$ , равное 1/12 части периода напряжения питания, максимум результирующей МДС переместился в пространстве против часовой стрелки на угол  $\Delta\varphi = \pi/6$  эл. рад.

Этот эффект может быть проиллюстрирован и на векторных диаграммах, изображенных на плоскости  $x-y$ , перпендикулярной оси машины, и представленных на рис. 1.4, *б, в*. Для тех же

моментов времени  $\omega_{0эл} t = 0$  и  $\omega_{0эл} t = \omega_{0эл} t_1$  показаны временные векторы  $\vec{F}_{1A}$ ,  $\vec{F}_{1B}$  и  $\vec{F}_{1C}$ , направленные по осям обмоток статора  $A$ ,  $B$  и  $C$  с учетом их знака. Там же для двух рассматриваемых моментов времени показан вектор, равный геометрической сумме векторов  $\sum \vec{F}_1 = \vec{F}_{1A} + \vec{F}_{1B} + \vec{F}_{1C}$ . Как видно из сравнения этих двух рисунков, вектор  $\sum \vec{F}$  за время  $t_1$  повернулся в электрическом пространстве на угол  $\pi/6$  эл. рад. против часовой стрелки, чему соответствует поворот максимума МДС в физическом пространстве на угол  $\pi/(6p_n)$ . Таким образом, возникает эффект вращения электрического поля. При  $\omega_{0эл} = 314$  рад/с ( $f = 50$  Гц) угловая скорость поля в физическом пространстве: при  $p_n = 1$  равна 314 рад/с; при  $p_n = 2$  — 157 рад/с; при  $p_n = 4$  — 78,5 рад/с и т. д.

Модуль суммарного вектора равен  $1,5F_{\max}$ , т. е. в полтора раза больше амплитудного значения МДС. Для того чтобы в дальнейшем оперировать с амплитудным значением магнитодвижущей силы, надо умножить вектор  $\sum \vec{F}$  на  $2/3$ .

Рассматривая плоскость, в которой вращается вектор  $\sum \vec{F}$ , как плоскость комплексного переменного, и направляя ось вещественных по оси обмотки  $A$ , можно записать выражение для пространственного вектора:

$$\vec{F}_1 = \frac{2}{3} \left( F_{1A} + F_{1B} e^{j\frac{2\pi}{3}} + F_{1C} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right),$$

где  $F_{1A}$ ,  $F_{1B}$ ,  $F_{1C}$  — мгновенные значения фазных МДС.

Введем в рассмотрение матрицу-строку

$$\mathbf{a} = \left( \frac{2}{3} \right) [1 \ a \ a^2],$$

где  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -1/2 + j\sqrt{3}/2$ ;  $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -1/2 - j\sqrt{3}/2$ .

Таким образом, можно представить пространственный вектор МДС в виде:

$$\vec{F}_1 = \mathbf{a} \mathbf{F}_1, \quad (1.11)$$

где  $\mathbf{F}_1$  — матрица-столбец мгновенных значений МДС фаз.

Матрица-столбец записывается как

$$\mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} F_{1A} \\ F_{1B} \\ F_{1C} \end{bmatrix}.$$

Таким образом, может быть сформулировано правило получения пространственного вектора из мгновенных значений переменной.

Для получения пространственного вектора трехфазной системы переменных надо матрицу-столбец мгновенных значений этой переменной умножить слева на матрицу-строку  $a$ .

Поскольку плоскость, в которой вращается пространственный вектор, рассматривается как плоскость комплексного переменного, можно, нанеся на нее связанные с неподвижным статором оси координат  $x$  и  $y$ , представить пространственный вектор в декартовых координатах как

$$\tilde{F}_1 = f_{1x} + jf_{1y},$$

где  $f_{1x}, f_{1y}$  — проекции пространственного вектора  $\tilde{F}_1$  на оси координат  $x$  и  $y$  соответственно.

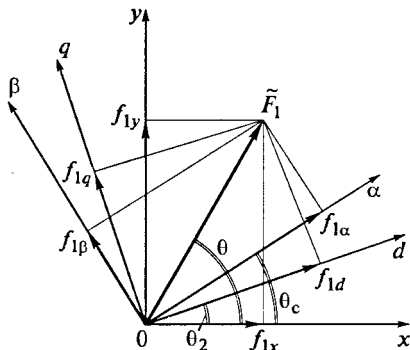
Описанное определение пространственного вектора может быть распространено на все другие трехфазные переменные в асинхронном двигателе: напряжения на статоре и роторе, токи в обмотках статора и ротора, потокосцепления статора и ротора.

## 1.5. Системы координат и их взаимосвязь

В подразд. 1.4 пространственный вектор  $\tilde{F}_1$  был представлен в неподвижной системе координат  $x—y$ . Это прямоугольная система координат, жестко связанная с трехфазной статорной обмоткой, ее ось вещественных  $x$  направлена по оси обмотки фазы  $A$  (см. рис. 1.4, б, в). Будем помечать векторы, рассматриваемые в этой системе координат индексом  $x—y$ . Эта система координат показана и на рис. 1.5. Там же показан пространственный вектор  $\tilde{F}_1$  в некотором положении, которое он занимает в данный момент времени. Мгновенное значение угла поворота пространственного вектора относительно оси  $x$  обозначено через  $\theta$ .

Кроме статорной системы координат может использоваться роторная система  $d—q$ , связанная с роторной обмоткой двигателя и неподвижная относительно нее. Она вращается в электрическом пространстве вместе с ротором. Пространственные векторы, рассматриваемые в этой системе координат, будем отмечать индексом  $d—q$ , соответствующие индексы будут иметь и проекции векторов на оси  $d$  и  $q$ . Поскольку было принято, что величины, относящиеся к ротору, имеют индекс 2, угол между осью вещественных  $d$  роторной системы и неподвижной осью  $x$  статорной системы координат обозначен  $\theta_2$ . Надо иметь в виду разницу меж-

Рис. 1.5. Пространственный вектор в разных системах координат



ду поворотом ротора в физическом и электрическом пространствах. Все углы, отмеченные на рис. 1.5, представляют собой углы в эл. рад. Показанное на нем расположение осей соответствует картине в физическом пространстве только при числе пар полюсов машины  $p_n = 1$ .

На рисунке представлена еще одна, общая, система координат  $\alpha-\beta$ , которая может быть ориентирована произвольно относительно систем координат  $x-y$  и  $d-q$ . В дальнейшем будем рассматривать эту систему как вращающуюся в электрическом пространстве с синхронной угловой скоростью, равной угловой частоте напряжения питания. Мгновенное значение угла поворота этой системы относительно системы координат статора обозначено  $\theta_c$ .

Продолжая рассматривать в виде примера пространственного вектора вектор МДС, можно записать выражение для вектора, который вращается относительно неподвижной системы координат  $x-y$ :

$$\tilde{F}_{1x-y} = F_{1\max} e^{j\theta}, \quad (1.12)$$

или

$$\tilde{F}_{1x-y} = F_{1\max} (\cos \theta + j \sin \theta) = f_x + j f_y,$$

где  $F_{1\max}$  — амплитудное значение МДС.

Угол  $\theta$  является функцией времени, значение  $F_{1\max}$  тоже может изменяться, если значение МДС меняется при изменении режима работы привода.

Таким же образом можно записать выражение для пространственного вектора в роторной системе координат, учитывая, что система координат  $d-q$  сама сдвинута относительно статорной системы на угол  $\theta_2$ :

$$\tilde{F}_{1d-q} = F_{1\max} e^{j(\theta - \theta_2)}. \quad (1.13)$$

Запись через проекции пространственного вектора в системе координат  $d-q$  имеет вид

$$\tilde{F}_{1d-q} = F_{1\max} [\cos(\theta - \theta_2) + j \sin(\theta - \theta_2)] = f_d + jf_q.$$

Из сравнения выражений (1.12) и (1.13) получаются формулы пересчета из статорной системы в роторную и обратно:

$$\tilde{F}_{1d-q} = F_{1\max} e^{j\theta} e^{-j\theta_2} = \tilde{F}_{1x-y} e^{-j\theta_2}; \quad (1.14)$$

$$\tilde{F}_{1x-y} = \tilde{F}_{1d-q} e^{j\theta_2}. \quad (1.15)$$

В общей системе координат пространственный вектор записывается в виде

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1\max} e^{j(\theta - \theta_c)},$$

или

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1\max} [\cos(\theta - \theta_c) + j \sin(\theta - \theta_c)] = f_\alpha + jf_\beta.$$

Связь между записью пространственного вектора в общей системе координат и записью в статорной или роторной системе определяется следующим образом:

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1\max} e^{j\theta} e^{-j\theta_c} = \tilde{F}_{1x-y} e^{-j\theta_c}; \quad (1.16)$$

$$\tilde{F}_{1x-y} = \tilde{F}_{1\alpha-\beta} e^{j\theta_c}; \quad (1.17)$$

$$\tilde{F}_{1\alpha-\beta} = F_{1\max} e^{j(\theta - \theta_c)} e^{j\theta_2} e^{-j\theta_2} = \tilde{F}_{1d-q} e^{-j(\theta_c - \theta_2)};$$

$$\tilde{F}_{1d-q} = \tilde{F}_{1\alpha-\beta} e^{j(\theta_c - \theta_2)}. \quad (1.18)$$

Как будет видно из дальнейшего изложения, математическое описание электропривода с асинхронным двигателем содержит как величины в статорной системе координат, так и величины в системе координат ротора. Все эти величины должны быть приведены к какой-то одной системе. Полученные формулы позволяют выполнить это приведение.

В асинхронной машине во всех режимах, кроме режима идеального холостого хода, угловая частота напряжения питания  $\omega_{0эл}$  и скорость ротора в электрическом пространстве  $p_n \omega$  различны. Разность угловой частоты напряжения на статоре и скорости двигателя в электрическом пространстве  $\omega_{0эл} - p_n \omega$ , представляет собой угловую частоту роторной ЭДС. Это должно учитываться при рассмотрении математического описания электропривода.



В заключение этого раздела отметим свойство пространственного вектора, состоящее в том, что в каждый момент времени его проекция на ось обмотки равна мгновенному значению величины в этой обмотке.

## 1.6. Описание электромагнитных процессов в асинхронном двигателе в пространственных векторах

Изложенные в предыдущих разделах сведения о пространственных векторах позволяют перейти к рассмотрению векторного описания асинхронного двигателя в предположении, что справедливы допущения, сделанные в подразд. 1.1.

Для того чтобы получить векторное описание, надо рассматривать все три фазы ротора и три фазы статора асинхронного двигателя. Мгновенное взаимное расположение обмоток фаз статора и ротора показано на рис. 1.1. Обмотки фаз статора *B* и *C* сдвинуты в электрическом пространстве относительно обмотки фазы *A* на угол  $2\pi/3$  и  $4\pi/3$  соответственно. Так же сдвинуты обмотки фаз ротора *b* и *c* относительно обмотки фазы *a*. Записав с учетом этих сдвигов выражения для мгновенных значений переменных в фазах *B*, *b*, *C*, *c* аналогично тому, как это было сделано для фаз *A* и *a* (см. формулы (1.1) — (1.4)), а также предполагая, что внешние напряжения приложены и к статору, и к ротору, можно представить результат в матричной форме:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d}{dt} \Psi_1; \\ \mathbf{u}_2 &= R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d}{dt} \Psi_2; \\ \Psi_1 &= L_1 \mathbf{i}_1 + L_{12} \mathbf{i}_2; \\ \Psi_2 &= L_{21} \mathbf{i}_1 + L_2 \mathbf{i}_2, \end{aligned} \quad (1.19)$$

где  $\mathbf{u}_1$ ,  $\mathbf{u}_2$ ,  $\mathbf{i}_1$ ,  $\mathbf{i}_2$ ,  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$  — векторы-столбцы мгновенных значений напряжений, токов, потокосцеплений статора и ротора соответственно;  $L_1$ ,  $L_2$  — матрицы индуктивностей статора и ротора соответственно.

Матрицы-столбцы записываются следующим образом:

$$\mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_2 = \begin{bmatrix} u_{2a} \\ u_{2b} \\ u_{2c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i}_1 = \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i}_2 = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}; \quad \Psi_1 = \begin{bmatrix} \Psi_{1A} \\ \Psi_{1B} \\ \Psi_{1C} \end{bmatrix}; \quad \Psi_2 = \begin{bmatrix} \Psi_{2a} \\ \Psi_{2b} \\ \Psi_{2c} \end{bmatrix}.$$

Матрица индуктивностей  $\mathbf{L}_1$  характеризует зависимости потоко-  
сцеплений фаз статора от статорных токов, матрица индуктив-  
ностей  $\mathbf{L}_2$  играет ту же роль в зависимостях между роторными  
величинами:

$$\mathbf{L}_1 = \begin{bmatrix} L_{m\phi} + L_{1\sigma} & -0,5L_{m\phi} & -0,5L_{m\phi} \\ -0,5L_{m\phi} & L_{m\phi} + L_{1\sigma} & -0,5L_{m\phi} \\ -0,5L_{m\phi} & -0,5L_{m\phi} & L_{m\phi} + L_{1\sigma} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_2 = \begin{bmatrix} L_{m\phi} + L_{2\sigma} & -0,5L_{m\phi} & -0,5L_{m\phi} \\ -0,5L_{m\phi} & L_{m\phi} + L_{2\sigma} & -0,5L_{m\phi} \\ -0,5L_{m\phi} & -0,5L_{m\phi} & L_{m\phi} + L_{2\sigma} \end{bmatrix};$$

Первые строки этих матриц составлены из коэффициентов при  
мгновенных значениях токов фаз статора в равенстве (1.3) и при  
мгновенных значениях токов ротора в равенстве (1.4). Две после-  
дующих строки матрицы  $\mathbf{L}_1$  составлены с учетом пространствен-  
ных сдвигов фаз  $B$  и  $C$  статора относительно фазы  $A$ , а матрицы  
 $\mathbf{L}_2$  — фаз ротора  $d$  и  $c$  относительно фазы  $a$ .

Для учета влияния токов ротора на потоко-сцепления статора и  
токов статора на потоко-сцепление ротора служат матрицы  $\mathbf{L}_{12}$  и  
 $\mathbf{L}_{21}$  соответственно:

$$\mathbf{L}_{12} = L_{m\phi} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & \cos (\theta_2 + 2\pi/3) & \cos (\theta_2 - 2\pi/3) \\ \cos (\theta_2 - 2\pi/3) & \cos \theta_2 & \cos (\theta_2 + 2\pi/3) \\ \cos (\theta_2 + 2\pi/3) & \cos (\theta_2 - 2\pi/3) & \cos \theta_2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_{21} = L_{m\phi} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & \cos (\theta_2 - 2\pi/3) & \cos (\theta_2 + 2\pi/3) \\ \cos (\theta_2 + 2\pi/3) & \cos \theta_2 & \cos (\theta_2 - 2\pi/3) \\ \cos (\theta_2 - 2\pi/3) & \cos (\theta_2 + 2\pi/3) & \cos \theta_2 \end{bmatrix}.$$

Первые строки этих матриц составлены из коэффициентов,  
входящих во вторые слагаемые правых частей равенств (1.3) и  
(1.4), а вторая и третья строки записаны в результате выполнения  
для фаз  $B$ ,  $C$ ,  $b$  и  $c$  преобразований, аналогичных приведенным в  
подразд. 1.1 для фаз  $A$  и  $a$ . Элементы матриц содержат косинусы, в  
аргумент которых входит угол между ротором и статором  $\theta_2$ , яв-  
ляющийся функцией времени.

Для перехода от описания электромагнитных процессов в мгнов-  
венных значениях переменных к описанию в виде пространствен-

ных векторов к выражениям (1.19) должно быть применено правило, сформулированное в подразд. 1.4. В результате умножения матриц-столбцов переменных слева на матрицу-строку  $\mathbf{a}$  система уравнений для обобщенных векторов приобретает вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}\mathbf{u}_1 &= R_1 \mathbf{a}\mathbf{i}_1 + \frac{d}{dt} \mathbf{a}\Psi_1; \\ \mathbf{a}\mathbf{u}_2 &= R_2 \mathbf{a}\mathbf{i}_2 + \frac{d}{dt} \mathbf{a}\Psi_2; \\ \mathbf{a}\Psi_1 &= \mathbf{a}\mathbf{L}_{11}\mathbf{i}_1 + \mathbf{a}\mathbf{L}_{12}\mathbf{i}_2; \\ \mathbf{a}\Psi_2 &= \mathbf{a}\mathbf{L}_{21}\mathbf{i}_1 + \mathbf{a}\mathbf{L}_{22}\mathbf{i}_2. \end{aligned} \quad (1.20)$$

Рассматривая эту систему уравнений, следует иметь в виду, что все векторы статорных величин записаны в статорной системе координат  $x-y$ , а векторы роторных величин — в роторной системе координат  $d-q$ . В связи с этим можно обозначить:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}\mathbf{u}_1 &= \tilde{U}_{1x-y}; \quad \mathbf{a}\mathbf{i}_1 = \tilde{I}_{1x-y}; \quad \mathbf{a}\Psi_1 = \tilde{\Psi}_{1x-y}; \\ \mathbf{a}\mathbf{u}_2 &= U_{2d-q}; \quad \mathbf{a}\mathbf{i}_2 = \tilde{I}_{2d-q}; \quad \mathbf{a}\Psi_2 = \tilde{\Psi}_{2d-q}. \end{aligned}$$

Преобразовывая правые части третьего и четвертого уравнений системы (1.20), надо умножить на матрицу-строку  $\mathbf{a}$  квадратные матрицы индуктивностей. Покажем ход этих преобразований на примере преобразования сомножителя  $\mathbf{a}\mathbf{L}_1$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{a}\mathbf{L}_1 &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} L_{m\phi} + L_{1\sigma} & -0,5L_{m\phi} & -0,5L_{m\phi} \\ -0,5L_{m\phi} & L_{m\phi} + L_{1\sigma} & -0,5L_{m\phi} \\ -0,5L_{m\phi} & -0,5L_{m\phi} & L_{m\phi} + L_{1\sigma} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} L_{m\phi} + L_{1\sigma} - 0,5(a+a^2) & (L_{m\phi} + L_{1\sigma})a - \\ -0,5L_{m\phi}(1+a^2) & (L_{m\phi} + L_{1\sigma})a^2 - 0,5L_{m\phi}(1+a) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Поскольку  $a + a^2 = -1$ ;  $1 + a^2 = -a$ ;  $1 + a = -a^2$ , получается, что

$$\mathbf{a}\mathbf{L}_1 = \frac{2}{3} \left[ \frac{3}{2} L_{m\phi} + L_{1\sigma} \ a \left( \frac{3}{2} L_{m\phi} + L_{1\sigma} \right) \ a^2 \left( \frac{3}{2} L_{m\phi} + L_{1\sigma} \right) \right].$$

Введя обозначение  $(3/2)L_{m\phi} = L_m$ ;  $L_m + L_{1\sigma} = L_1$ , получим  $\mathbf{a}\mathbf{L}_1 = L_1\mathbf{a}$ .

Аналогично можно показать, что  $\mathbf{aL}_2 = L_2\mathbf{a}$ , где  $L_2 = (3/2)L_{мф} + L_{2\sigma}$ .

При преобразовании выражений  $\mathbf{aL}_{12}$  и  $\mathbf{aL}_{21}$  надо учитывать, что

$$\cos \theta_2 = \frac{e^{j\theta_2} + e^{-j\theta_2}}{2};$$

$$\cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) = \frac{e^{j\theta_2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\theta_2}e^{-j\frac{2\pi}{3}}}{2} = \frac{1}{2}(ae^{j\theta_2} + a^2e^{-j\theta_2});$$

$$\cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) = \frac{e^{j\theta_2}e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\theta_2}e^{j\frac{2\pi}{3}}}{2} = \frac{1}{2}(a^2e^{j\theta_2} + ae^{-j\theta_2}),$$

в результате чего получается

$$\mathbf{aL}_{12} = L_m e^{j\theta_2} \mathbf{a}; \quad \mathbf{aL}_{21} = L_m e^{-j\theta_2} \mathbf{a}$$

и выполняются равенства

$$\mathbf{aL}_{12} \mathbf{i}_2 = L_m e^{j\theta_2} \tilde{I}_{2d-q}; \quad \mathbf{aL}_{21} \mathbf{i}_1 = L_m e^{-j\theta_2} \tilde{I}_{1x-y}.$$

Подставляя полученные выражения в систему уравнений (1.20), можно переписать ее в виде:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{1x-y} &= R_1 \tilde{I}_{1x-y} + \frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt}; \\ \tilde{U}_{2d-q} &= R_2 \tilde{I}_{2d-q} + \frac{d\tilde{\Psi}_{2d-q}}{dt}; \\ \tilde{\Psi}_{1x-y} &= L_1 \tilde{I}_{1x-y} + L_m e^{j\theta_2} \tilde{I}_{2d-q}; \\ \tilde{\Psi}_{2d-q} &= L_m e^{-j\theta_2} \tilde{I}_{1x-y} + L_2 \tilde{I}_{2d-q}. \end{aligned} \tag{1.21}$$

Векторы, записанные в системе координат  $x-y$ , вращаются с угловой скоростью  $\omega_{0эл}$  относительно неподвижной системы координат, а векторы в системе координат  $d-q$  — с угловой скоростью  $\omega_p$ , равной частоте роторной ЭДС, относительно этой системы координат, которая сама вращается вместе с ротором с угловой скоростью  $p_n\omega$ . В соответствии с формулами (1.14) и (1.15) множители  $e^{j\theta_2}$  и  $e^{-j\theta_2}$  в двух последних равенствах системы уравнений (1.21) приводят, соответственно,  $\tilde{I}_{2d-q}$  к системе коор-

динат  $x-y$ , а  $\tilde{I}_{1x-y}$  к системе  $d-q$ . Таким образом, первое и третье уравнения системы (1.21) записаны в одной координатной системе, а второе и четвертое — в другой. Для дальнейшего использования в описании электромагнитных процессов их надо привести к единой системе координат. В качестве такой единой системы выберем координатную систему  $\alpha-\beta$ , вращающуюся с синхронной скоростью.

Для перехода из системы координат  $x-y$  в систему  $\alpha-\beta$  воспользуемся правилом в виде формулы (1.17), а из системы  $d-q$  в систему  $\alpha-\beta$  — формулой (1.18):

$$\begin{aligned}\tilde{U}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c} &= R_1\tilde{I}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c} + \frac{d}{dt}(\tilde{\Psi}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c}); \\ \tilde{U}_{2\alpha-\beta}e^{j(\theta_c-\theta_2)} &= R_2\tilde{I}_{2\alpha-\beta}e^{j(\theta_c-\theta_2)} + \frac{d}{dt}(\tilde{\Psi}_{2\alpha-\beta}e^{j(\theta_c-\theta_2)}); \\ \tilde{\Psi}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c} &= L_1\tilde{I}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c} + L_m e^{j\theta_2}\tilde{I}_2e^{j(\theta_c-\theta_2)}; \\ \tilde{\Psi}_{2\alpha-\beta}e^{j(\theta_c-\theta_2)} &= L_m e^{-j\theta_2}\tilde{I}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c} + L_2\tilde{I}_{2\alpha-\beta}e^{j(\theta_c-\theta_2)}.\end{aligned}\quad (1.22)$$

Поскольку углы  $\theta_c$  и  $\theta_2$  — функции времени, их производные, входящие в эти уравнения, должны быть определены следующим образом:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(\tilde{\Psi}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c}) &= \frac{d\tilde{\Psi}_{1\alpha-\beta}}{dt}e^{j\theta_c} + \tilde{\Psi}_{1\alpha-\beta}e^{j\theta_c}j\frac{d\theta_c}{dt}; \\ \frac{d}{dt}(\tilde{\Psi}_{2\alpha-\beta}e^{j(\theta_c-\theta_2)}) &= \frac{d\tilde{\Psi}_{2\alpha-\beta}}{dt}e^{j(\theta_c-\theta_2)} + \tilde{\Psi}_{2\alpha-\beta}e^{j(\theta_c-\theta_2)}j\frac{d(\theta_c-\theta_2)}{dt}.\end{aligned}$$

Записываем далее:

$$d\theta_c/dt = \omega_{0эл};$$

$$d\theta_2/dt = p_n\omega;$$

$$\frac{d(\theta_c - \theta_2)}{dt} = \omega_{0эл} - p_n\omega = \omega_p,$$

где  $\omega_{0эл}$  — угловая скорость вращающейся системы координат  $\alpha-\beta$ , равная угловой частоте напряжения питания в электрических радианах в секунду;  $p_n\omega$  — угловая скорость ротора в электрических радианах в секунду;  $\omega_p$  — частота роторной ЭДС.

После сокращения первого и третьего уравнений системы (1.22) на  $e^{j\theta_c}$ , а второго и четвертого — на  $e^{j(\theta_c-\theta_2)}$ , можно, опуская для

упрощения записи индексы  $\alpha - \beta$ , получить выражения для описания электромагнитных процессов в пространственных векторах, вращающихся с синхронной скоростью вместе с вращающейся системой координат:

$$\begin{aligned}\tilde{U}_1 &= R_1 \tilde{I}_1 + \frac{d\tilde{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0\text{эл}} \tilde{\Psi}_1; \\ \tilde{U}_2 &= R_2 \tilde{I}_2 + \frac{d\tilde{\Psi}_2}{dt} + j\omega_p \tilde{\Psi}_2; \\ \tilde{\Psi}_1 &= L_1 \tilde{I}_1 + L_m \tilde{I}_2; \\ \tilde{\Psi}_2 &= L_m \tilde{I}_1 + L_2 \tilde{I}_2.\end{aligned}\tag{1.23}$$

Здесь в двух первых уравнениях фигурируют пространственные векторы напряжений  $\tilde{U}_1$  и  $\tilde{U}_2$ , приложенные к обмоткам статора и ротора соответственно, векторы падений напряжения в активных сопротивлениях обмоток статора и ротора  $R_1 \tilde{I}_1$  и  $R_2 \tilde{I}_2$ , векторы ЭДС вращения  $\omega_{0\text{эл}} \tilde{\Psi}_1$  и  $\omega_p \tilde{\Psi}_2$ , а также векторы трансформаторных ЭДС самоиндукции  $d\tilde{\Psi}_1/dt$  и  $d\tilde{\Psi}_2/dt$ , появляющихся в переходных процессах и связанных с изменениями потокосцеплений. Третье и четвертое уравнения показывают связь пространственных векторов потокосцеплений статора и ротора с векторами токов статора и ротора. В установившемся режиме, когда  $d\tilde{\Psi}_1/dt = 0$  и  $d\tilde{\Psi}_2/dt = 0$ , относящиеся к статору пространственные векторы вращаются в электрическом пространстве со скоростью  $\omega_{0\text{эл}}$  относительно неподвижной системы координат. Пространственные векторы, относящиеся к ротору, вращаются с такой же скоростью, поскольку их скорость относительно ротора определяется частотой роторной ЭДС  $\omega_p$ , а сам ротор вращается относительно неподвижной системы координат со скоростью  $\omega_{рн} = \omega_{0\text{эл}} - \omega_p$ . В установившемся режиме проекции каждого из векторов на оси  $\alpha$  и  $\beta$  представляют собой постоянные величины. В переходных процессах модули векторов и их взаимное расположение меняются (а следовательно, меняются и их проекции на оси координат), чтобы по окончании переходного процесса снова стать постоянными величинами, соответствующими новому установившемуся режиму.

В уравнениях (1.23), записанных в системе координат, вращающейся с синхронной скоростью, внешними воздействиями являются вектор напряжения на статоре  $\tilde{U}_1$  и частота этого напряжения  $\omega_{0\text{эл}}$ . Если рассматривается двигатель с фазным ротором, то

внешними воздействиями могут быть также вектор напряжения на роторе  $\tilde{U}_2$  и его частота  $\omega_p$  (машина двойного питания). Если роторная цепь замкнута накоротко или на добавочное сопротивление, то роторная частота является функцией частоты напряжения питания и скорости двигателя  $\omega_p = \omega_{0эл} - p_{п}\omega_{0эл}$ . В зависимости от требований, предъявляемых к математическому описанию, в качестве выходных величин могут рассматриваться векторы токов и потокосцеплений.

# ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ И РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ В ВИДЕ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ

## 2.1. Электромагнитный момент асинхронного двигателя

Приведенные в подразд. 1.6 описания процессов в асинхронном двигателе еще недостаточны для получения полной математической модели двигателя, так как они не касаются происходящего в нем процесса преобразования электрической энергии в энергию механическую. Главной величиной, характеризующей этот процесс, является электромагнитный момент, который возникает как результат взаимодействия токов в витках обмотки статора и магнитного поля, в котором они находятся. Существуют методы определения электромагнитного момента, основанные на анализе физики этого взаимодействия. Но есть и более простые способы, в основе которых лежит использование электромагнитной мощности двигателя. Зная электромагнитную мощность, можно легко рассчитать момент. Если система управления электропривода строится с использованием описания двигателя в виде схемы замещения, то для расчета электромагнитного момента удобно воспользоваться величинами, которые фигурируют в этом описании. Исходя из схемы замещения (см. рис. 1.2) электромагнитная мощность одной фазы, как активная мощность, передаваемая из статора в ротор, рассеивается в эквивалентном сопротивлении  $\bar{\omega}_0 R_2 / \bar{\omega}_p = R_2 / s$ . Электромагнитная мощность трехфазного двигателя равна суммарной мощности трех фаз:  $P_{эм} = 3I_2^2 R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$ . Входящий в это выражение модуль тока ротора  $I_2$  на основании второй формулы выражений (1.9) записывается в виде

$$I_2 = \frac{\bar{\omega}_0 x_m}{\sqrt{(A^2 (\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p) + B^2 (\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p))}} U_1.$$



Момент асинхронного двигателя можно выразить через электромагнитную мощность и угловую скорость вращающегося магнитного поля в физическом пространстве  $\omega_0 = \omega_{0эл}/p_n$ :

$$M_d = \frac{P_{эм}}{\omega_{0эл}} p_n = \frac{P_{эм}}{\bar{\omega}_0 \omega_{0эл.н}} p_n, \quad (2.1)$$

где  $\omega_{0эл.н}$  — номинальная угловая частота напряжения статора.

Тогда формула для электромагнитного момента асинхронного двигателя приобретает вид

$$M_d = 3 \frac{p_n U_1^2}{\omega_{0эл.н}} \frac{\bar{\omega}_p x_m^2 R_2}{(R_1 R_2 - \sigma \bar{\omega}_0 \bar{\omega}_p x_1 x_2)^2 + (R_2 \bar{\omega}_0 x_1 + R_1 \bar{\omega}_p x_2)^2}. \quad (2.2)$$

Другая форма записи формулы для момента может быть получена, если выразить электромагнитную мощность через приведенные к статору роторную ЭДС и ток в роторной цепи как:

$$P_{эм} = 3 E_2 I_2 \cos \varphi_2;$$

$$E_2 = \bar{\omega}_0 x_m I_m = \bar{\omega}_0 \omega_{0эл.н} L_m I_m,$$

где  $\varphi_2$  — угол между векторами  $\dot{E}_2$  и  $\dot{I}_2$  (см. рис. 1.3);  $E_2$  — модуль вектора роторной ЭДС.

После подстановки этого выражения для электромагнитной мощности в формулу (2.1) выражение для момента получится в виде  $M_d = 3 p_n L_m I_m I_2 \cos \varphi_2$ , или с учетом значения потокосцепления от магнитного потока в зазоре  $\Psi_m = L_m I_m$ :

$$M_d = 3 p_n \Psi_m I_2 \cos \varphi_2.$$

Сомножитель  $\cos \varphi_2$  можно определить непосредственно из схемы замещения при данном значении относительной роторной частоты:

$$\cos \varphi_2 = R_2 / \sqrt{(R_2^2 + \bar{\omega}_p^2 x_{2\sigma}^2)}. \quad (2.3)$$

Отметим, что входящие в приведенные формулы значения напряжений токов и потокосцеплений представляют собой действующие значения величин.

При использовании описания электромагнитных процессов в пространственных векторах необходимо представлять электромагнитный момент двигателя через проекции пространственных векторов токов и потокосцеплений во вращающейся системе координат. Для начала запишем выражение для потребляемой мощно-

сти асинхронного двигателя, которая определяется как сумма мгновенных мощностей фаз статора:

$$P_{\text{потр}} = u_{1A}i_{1A} + u_{1B}i_{1B} + u_{1C}i_{1C}.$$

В соответствии с правилом, сформулированным в подразд. 1.4, пространственные векторы напряжения и тока статора с учетом выражения для матрицы-строки  $\mathbf{a}$  могут быть записаны в неподвижной системе координат как:

$$\tilde{I}_{1x-y} = \mathbf{a}\mathbf{i}_1 = (2/3)\left[i_{1A} - 0,5(i_{1B} + i_{1C}) + j(\sqrt{3}/2)(i_{1B} - i_{1C})\right];$$

$$\tilde{U}_{1x-y} = \mathbf{a}\mathbf{u}_1 = (2/3)\left[u_{1A} - 0,5(u_{1B} + u_{1C}) + j(\sqrt{3}/2)(u_{1B} - u_{1C})\right].$$

С другой стороны, эти векторы могут быть выражены через проекции пространственных векторов на оси системы координат, связанной со статором:

$$\tilde{I}_{1x-y} = i_{1x} + j i_{1y};$$

$$\tilde{U}_{1x-y} = u_{1x} + j u_{1y}.$$

Приравнивая правые части соответствующих приведенных равенств, можно получить выражения, устанавливающие связь между мгновенными значениями тока и напряжения и проекциями векторов тока и напряжения на оси координат  $x$  и  $y$ :

$$i_{1A} = i_{1x}; \quad u_{1A} = u_{1x};$$

$$i_{1B} = -0,5(i_{1x} - \sqrt{3}i_{1y}); \quad u_{1B} = -0,5(u_{1x} - \sqrt{3}u_{1y});$$

$$i_{1C} = -0,5(i_{1x} + \sqrt{3}i_{1y}); \quad u_{1C} = -0,5(u_{1x} + \sqrt{3}u_{1y}).$$

Подставляя их в выражение для потребляемой мощности, запишем:

$$P_{\text{потр}} = u_{1x}i_{1x} + 0,25(u_{1x} - \sqrt{3}u_{1y})(i_{1x} - \sqrt{3}i_{1y}) + 0,25(u_{1x} + \sqrt{3}u_{1y})(i_{1x} + \sqrt{3}i_{1y}).$$

После преобразований этой формулы получим выражение для мощности, потребляемой двигателем, в виде

$$P_{\text{потр}} = (3/2)(u_{1x}i_{1x} + u_{1y}i_{1y}).$$

Величина  $P_{\text{потр}}$  при данных значениях модулей векторов тока и напряжения определяется только взаимным расположением этих векторов и не зависит от выбора системы координат. Поэтому аналогичная запись справедлива и для векторов в общей вращающейся системе координат  $\alpha - \beta$ :

$$P_{\text{потр}} = (3/2)(u_{1\alpha} i_{1\alpha} + u_{1\beta} i_{1\beta}). \quad (2.4)$$

Для того чтобы исключить из рассмотрения напряжение на статоре, воспользуемся первым из выражений (1.23), записав его через проекции пространственных векторов на оси координат:

$$u_{1\alpha} + j u_{1\beta} = R_1(i_{1\alpha} + j i_{1\beta}) + (p + j\omega_{0\text{эл}})(\psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}),$$

где  $p = \frac{d}{dt}$ .

Откуда

$$u_{1\alpha} = R_1 i_{1\alpha} + p\psi_{1\alpha} - \omega_{0\text{эл}}\psi_{1\beta};$$

$$u_{1\beta} = R_1 i_{1\beta} + p\psi_{1\beta} + \omega_{0\text{эл}}\psi_{1\alpha}.$$

После подстановки этих значений в формулу (2.4) получим

$$P_{\text{потр}} = (3/2)[(i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2)R_1 + p(\psi_{1\alpha}i_{1\alpha} + \psi_{1\beta}i_{1\beta}) + \omega_{0\text{эл}}(\psi_{1\alpha}i_{1\beta} - \psi_{1\beta}i_{1\alpha})].$$

В этом равенстве первое слагаемое представляет собой потери в меди статора. Второе слагаемое описывает составляющую мощности, характеризующую приращение электромагнитной энергии, запасаемой в обмотках статора, и не участвует в формировании электромагнитной мощности, передаваемой из статора в ротор. Поэтому электромагнитную мощность представляет собой третье слагаемое:

$$P_{\text{эм}} = (3/2)\omega_{0\text{эл}}(\psi_{1\alpha}i_{1\beta} - \psi_{1\beta}i_{1\alpha}).$$

Для определения электромагнитного момента эту величину надо поделить на скорость идеального холостого хода двигателя  $\omega_0 = \omega_{0\text{эл}}/p_n$ , в результате чего выражение для электромагнитного момента приобретет следующий вид:

$$M_{\text{д}} = (3/2)p_n(\psi_{1\alpha}i_{1\beta} - \psi_{1\beta}i_{1\alpha}). \quad (2.5)$$

Это не единственное выражение для электромагнитного момента, записанное через проекции пространственных векторов. Воспользовавшись двумя последними формулами системы уравнений (1.23), устанавливающими связь между потокосцеплениями и токами, можно получить еще ряд выражений, в которых присутствуют проекции других пространственных векторов. Покажем это на одном примере. Пусть надо получить выражение для электромагнитного момента через потокосцепление статора и ток

ротора. Для этого из третьего равенства системы уравнений (1.23), записанного в проекциях векторов:

$$\psi_{1\alpha} = L_1 i_{1\alpha} + L_m i_{2\alpha};$$

$$\psi_{1\beta} = L_1 i_{1\beta} + L_m i_{2\beta},$$

надо выразить проекции тока статора  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$ , а результат подставить в выражение (2.5). После сокращения подобных членов получим

$$M_d = (3/2) p_n k_1 (\psi_{1\beta} i_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} i_{2\beta}). \quad (2.6)$$

Таким путем могут быть получены еще четыре формулы с различными комбинациями переменных:

$$M_d = (3/2) p_n k_2 (\psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \psi_{2\beta} i_{1\alpha}); \quad (2.7)$$

$$M_d = (3/2) p_n (\psi_{2\beta} i_{2\alpha} - \psi_{2\alpha} i_{2\beta}); \quad (2.8)$$

$$M_d = (3/2) p_n \frac{k_1}{\sigma L_2} (\psi_{1\beta} \psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} \psi_{2\beta}); \quad (2.9)$$

$$M_d = (3/2) p_n L_m (i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}), \quad (2.10)$$

где  $k_1, k_2$  — безразмерные коэффициенты,  $k_1 = L_m/L_1, k_2 = L_m/L_2$ ;  $\sigma$  — коэффициент рассеяния машины,  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_1 L_2) = 1 - k_1 k_2 \sigma$ .

Кроме представления момента в виде суммы произведений проекций пространственных векторов, как это сделано в выражениях (2.5) ... (2.10), существуют формы записи электромагнитного момента в виде:

произведения модулей векторов, умноженного на синус угла между ними, например:  $M_d = (3/2) p_n |\tilde{\Psi}_1| |\tilde{I}_1| \sin \alpha$  ( $\alpha$  — угол между векторами  $\tilde{\Psi}_1$  и  $\tilde{I}_1$ );

мнимой части произведения одного из векторов, представленного в виде комплексного числа, на сопряженное комплексное число, помеченное звездочкой над символом, и соответствующее второму вектору, например:  $M_d = (3/2) p_n \text{Im}[\tilde{\Psi}_1 \tilde{I}_1^*]$ .

Все эти формулы, так же как и формула (2.2), дают одинаковый результат. Следует только иметь в виду, что входящие в них переменные есть пространственные векторы, модули которых равны амплитудному значению соответствующей величины, или их

проекции, а в формуле (2.2)  $U_1$  — эффективное значение напряжения на статорной обмотке.

В приведенных выражениях используются потокосцепления статора и ротора от полных потоков. При необходимости можно воспользоваться выражениями, в которых фигурируют потокосцепления от главного потока (потока в зазоре). Как видно из временной векторной диаграммы асинхронного двигателя (см. рис. 1.3), потокосцепление статора, записанное в комплексной форме, связано с потокосцеплением от потока в зазоре выражением  $\dot{\Psi}_1 = \dot{\Psi}_m + \dot{\Psi}_{1\sigma}$ . Аналогичное выражение может быть записано и для пространственных векторов:  $\tilde{\Psi}_1 = \tilde{\Psi}_m + \tilde{\Psi}_{1\sigma}$  ( $\tilde{\Psi}_{1\sigma} = L_{1\sigma}\tilde{I}_1$ ). В проекциях на оси координат эта связь имеет вид:

$$\psi_{1\alpha} = \psi_{m\alpha} + L_{1\sigma}i_{1\alpha}; \psi_{1\beta} = \psi_{m\beta} + L_{1\sigma}i_{1\beta}.$$

Подставляя эти выражения, например, в формулу (2.5), получим

$$M_d = (3/2) p_n (\psi_{1m}i_{1\beta} - \psi_{1m}i_{1\alpha}).$$

Полученные в настоящем разделе векторные выражения могут быть использованы при расчетах в электроприводах с другими типами двигателей переменного тока после того, как в них будут учтены особенности применяемой электрической машины.

## 2.2. Основные уравнения и векторно-матричная структурная схема асинхронного двигателя

В этом подразделе рассматриваются системы уравнений и структурные схемы, представляющие собой математическое описание электропривода с асинхронным двигателем при разомкнутой системе регулирования. Последнее означает, что рассматриваемые электроприводы относятся к числу разомкнутых систем, не охваченных внешними обратными связями по скорости или положению. С использованием этого математического описания строятся замкнутые системы электропривода, часть которых рассмотрена в гл. 7.

В подразд. 1.6 и 2.1 получены уравнения, устанавливающие связь между напряжениями, токами и потокосцеплениями в форме пространственных векторов, а также формулы для определения электромагнитного момента асинхронного двигателя. Эти выражения могут быть использованы для представления математического описания электропривода с разомкнутой системой регулирования в виде структурных схем, если добавить к ним уравнение

механики привода и равенство, связывающее угловую частоту напряжения питания со скоростью двигателя и угловой частотой роторной ЭДС. Приведем здесь эти выражения, внося в них следующие изменения:

запишем дифференциальные уравнения в нормальной форме; перейдем к изображениям переменных по Лапласу, оставив неизменными их обозначения и произведя замену  $d/dt = p$ ;

рассматривая двигатель с короткозамкнутым ротором, примем  $\tilde{U}_2 = 0$ ;

поочередно исключая в системе уравнений (1.23) из третьего равенства ток  $\tilde{I}_2$  и из четвертого равенства ток  $\tilde{I}_1$ , выразим ток статора и ток ротора как функции потокосцеплений.

Тогда исходные уравнения, описывающие электропривод с асинхронным двигателем, будут представлены в виде:

$$p\tilde{\Psi}_1 = \tilde{U}_1 - R_1\tilde{I}_1 - j\omega_{0эл}\tilde{\Psi}_1; \quad (2.11)$$

$$p\tilde{\Psi}_2 = -R_2\tilde{I}_2 - j\omega_p\tilde{\Psi}_2; \quad (2.12)$$

$$\tilde{I}_1 = \frac{1}{\sigma L_1}(\tilde{\Psi}_1 - k_2\tilde{\Psi}_2); \quad (2.13)$$

$$\tilde{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2}(\tilde{\Psi}_2 - k_1\tilde{\Psi}_1); \quad (2.14)$$

$$M_d = \frac{3}{2} p_n L_m \operatorname{Im}[\tilde{I}_1 \dot{\tilde{I}}_2]; \quad (2.15)$$

$$p\omega = \frac{1}{Jp}(M_d - M_c); \quad (2.16)$$

$$\omega_p = \omega_{0эл} - p_n\omega, \quad (2.17)$$

где  $J$  — момент инерции привода;  $M_c$  — момент нагрузки, включающий в себя момент нагрузки на валу и момент потерь вращения двигателя.

Электромагнитный момент двигателя, соответствующий выражению (2.10), представлен в виде мнимой части произведения комплексного числа  $\tilde{I}_1 = i_{1\alpha} + j i_{1\beta}$  на сопряженное комплексное число  $\dot{\tilde{I}}_2 = i_{2\alpha} - j i_{2\beta}$ . В общем случае, в зависимости от того, как будет представлена структурная схема, может быть использована

любая из форм записи электромагнитного момента, основанная на векторном описании переменных из числа рассмотренных в подразд. 2.1.

Пространственные векторы, входящие в приведенные уравнения вместе с системой координат  $\alpha-\beta$  вращаются в плоскости, перпендикулярной оси машины. Если плоскость, связанную с этой координатной системой, рассматривать как плоскость комплексного переменного, то каждый вектор может быть представлен комплексным числом, как это было уже сделано в подразд. 2.1 в отношении векторов  $\tilde{I}_{1x-y}$  и  $\tilde{U}_{1x-y}$ :

$$\begin{aligned}\tilde{U}_1 &= u_{1\alpha} + j u_{1\beta}; \\ \tilde{\Psi}_1 &= \psi_{1\alpha} + j \psi_{1\beta}; \\ \tilde{\Psi}_2 &= \psi_{2\alpha} + j \psi_{2\beta}; \\ \tilde{I}_1 &= i_{1\alpha} + j i_{1\beta}; \\ \tilde{I}_2 &= i_{2\alpha} + j i_{2\beta}.\end{aligned}\tag{2.18}$$

Правые части этих равенств представляют собой проекции векторов на оси вращающейся системы координат. Поскольку векторы и оси координат вращаются в электрическом пространстве с одинаковой скоростью, то в стационарном режиме эти проекции представляют собой постоянные действительные числа.

Используем равенство (2.11) для того, чтобы показать порядок перехода от записи уравнения в пространственных векторах во вращающейся системе координат  $\alpha-\beta$  к записи его в проекциях векторов на оси  $\alpha$  и  $\beta$ . Для этого запишем входящие в него векторы в виде комплексных чисел:

$$p(\psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}) = u_{1\alpha} + j u_{1\beta} - R_1(i_{1\alpha} + j i_{1\beta}) - j\omega_{0эл}(\psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}).\tag{2.19}$$

В результате деления вещественных и мнимых частей получаются два равенства:

$$p\psi_{1\alpha} = u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} - \omega_{0эл}\psi_{1\beta};$$

$$p\psi_{1\beta} = u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} + \omega_{0эл}\psi_{1\alpha}.$$

Эта форма записи широко используется для получения структурных схем, в которых переменными выступают проекции пространственных векторов на оси вращающейся системы координат. Но существует и другая форма математического описания [53], в

которой пространственные векторы представляются как матрицы-столбцы переменных:

$$\mathbf{U}_1 = \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_1 = \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix}; \quad \Psi_1 = \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Тогда равенство (2.11) можно записать в матричной форме:

$$p\Psi_1 = \mathbf{U}_1 - R_1\mathbf{I}_1 - \omega_{0эл}\mathbf{B}\Psi_1, \quad (2.21)$$

где  $\mathbf{B}$  — квадратная матрица.

Квадратная матрица  $\mathbf{B}$  имеет следующий вид:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

поэтому

$$\mathbf{B}\Psi_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\psi_{1\beta} \\ \psi_{1\alpha} \end{bmatrix}.$$

Равенство (2.21) по своей структуре не отличается от (2.11) за исключением того, что последнее слагаемое вместо оператора  $j$  содержит матрицу  $\mathbf{B}$ .

На основе такого представления может быть построена векторно-матричная структурная схема асинхронного двигателя. Для этого описанные преобразования должны быть проделаны с выражениями (2.12), (2.13) и (2.14), после чего они будут записаны в виде:

$$p\Psi_2 = -R_1\mathbf{I}_2 - \omega_p\mathbf{B}\Psi_2;$$

$$\mathbf{I}_1 = \frac{1}{\sigma L_1}(\Psi_1 - k_2\Psi_2);$$

$$\mathbf{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2}(\Psi_2 - k_1\Psi_1).$$

Выражение для момента двигателя записывается как скалярное произведение двух векторов<sup>1</sup>:

$$M_d = \frac{3}{2} p_n L_m \mathbf{I}_1 \cdot \mathbf{B}\mathbf{I}_2.$$

<sup>1</sup> Скалярное произведение двух векторов  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$  [3] определяется как  $\mathbf{a} \cdot \mathbf{b} = \sum_{i=1}^n a_i b_i$ , что в рассматриваемом случае означает  $\mathbf{I}_1 \cdot \mathbf{B}\mathbf{I}_2 = -i_{1\alpha} i_{2\beta} + i_{1\beta} i_{2\alpha}$ .



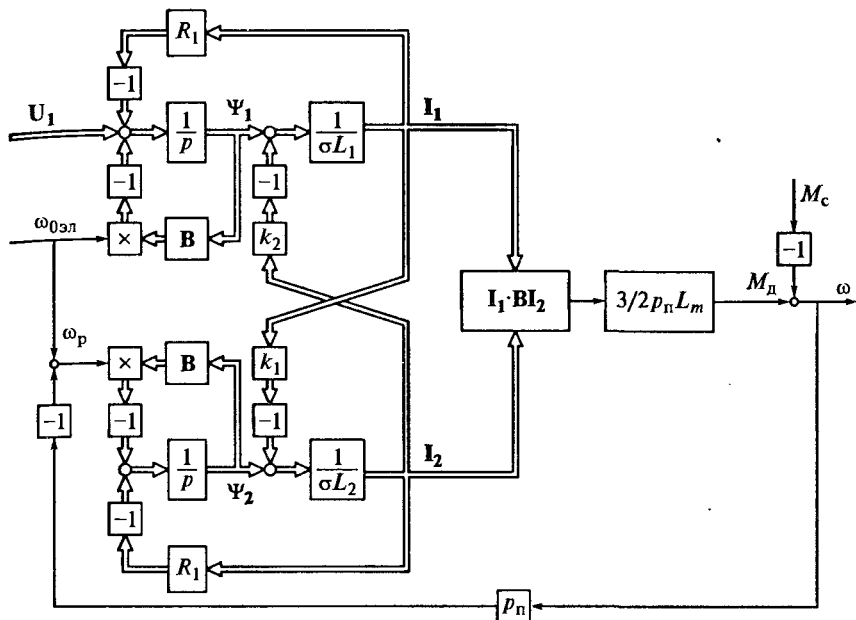


Рис. 2.1. Векторно-матричная структурная схема асинхронного двигателя

Векторно-матричная структурная схема асинхронного двигателя представлена на рис. 2.1. Внешними входными воздействиями служат: матрица-столбец статорного напряжения (см. первую формулу из выражений (2.20)), угловая частота статорного напряжения и момент нагрузки  $M_c$ . Выходными переменными являются матрицы-столбцы токов статора и ротора, потокоцеплений статора и ротора и токов статора и ротора, а также скорость двигателя  $\omega$  и частота роторной ЭДС  $\omega_p$ , зависящая от нагрузки двигателя.

### 2.3. Структурная схема электропривода с асинхронным двигателем при произвольной ориентации системы координат

В предыдущем подразделе математическое описание электропривода с асинхронным двигателем было представлено в виде матрично-векторной структурной схемы. Это удобно, если расчеты ведутся с использованием методов, базирующихся на матричном описании объекта. В других случаях, например при расчетах динамических характеристик привода в среде MATLAB Simulink,

предпочтительным оказывается описание двигателя в виде проекций пространственных векторов на оси  $\alpha$  и  $\beta$  или, как их иногда называют, на прямую и квадратурную оси вращающейся системы координат. Относительно этой системы координат было оговорено, что она вращается в электрическом пространстве с той же скоростью  $\omega_{0эл}$ , что и система пространственных векторов, но ничего не было сказано относительно того, как эти две системы ориентированы друг относительно друга. В данном разделе считается, что они могут быть ориентированы по-разному, но так, что каждый из векторов имеет проекцию как на прямую, так и на квадратурную ось.

Для построения структурной схемы обратимся к системе уравнений (2.11)...(2.17), подставив в выражения (2.11) и (2.12) значения токов в виде формул (2.13) и (2.14), и, таким образом, исключим из первых двух уравнений токи статора и ротора. Кроме того, электромагнитный момент двигателя выразим через потокосцепления статора и ротора (как в выражении (2.9)). Тогда исходные выражения в пространственных векторах будут иметь вид:

$$p\tilde{\Psi}_1 = \tilde{U}_1 - \frac{1}{\sigma T_1}(\tilde{\Psi}_1 - k_2\tilde{\Psi}_2) - j\omega_{0эл}\tilde{\Psi}_1;$$

$$p\tilde{\Psi}_2 = -\frac{1}{\sigma T_2}(\tilde{\Psi}_2 - k_1\tilde{\Psi}_1) - j\omega_p\tilde{\Psi}_2;$$

$$\tilde{I}_1 = \frac{1}{\sigma L_1}(\tilde{\Psi}_1 - k_2\tilde{\Psi}_2);$$

$$\tilde{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2}(\tilde{\Psi}_2 - k_1\tilde{\Psi}_1);$$

$$M_d = \frac{3}{2} p_n \frac{k_1}{\sigma L_2} \text{Im}[\tilde{\Psi}_1 \tilde{\Psi}_2^*],$$

где  $T_1, T_2$  — постоянные времени обмоток статора и ротора соответственно,  $T_1 = L_1/R_1$  и  $T_2 = L_2/R_2$ .

Подставив в эти формулы выражения для пространственных векторов через их проекции на оси координат и разделив вещественные и мнимые части равенств, получим систему уравнений для построения структурной схемы в виде:

$$p\Psi_{1\alpha} = u_{1\alpha} - \frac{1}{\sigma T_1} \Psi_{1\alpha} + \omega_{0эл} \Psi_{1\beta} + \frac{k_2}{\sigma T_1} \Psi_{2\alpha};$$

$$\begin{aligned}
p\Psi_{1\beta} &= u_{1\beta} - \omega_{0\text{эл}}\Psi_{1\alpha} - \frac{1}{\sigma T_1}\Psi_{1\beta} + \frac{k_2}{\sigma T_1}\Psi_{2\beta}; \\
p\Psi_{2\alpha} &= \frac{k_1}{\sigma T_2}\Psi_{1\alpha} - \frac{1}{\sigma T_2}\Psi_{2\alpha} + \omega_p\Psi_{2\beta}; \\
p\Psi_{2\beta} &= \frac{k_1}{\sigma T_2}\Psi_{1\beta} - \omega_p\Psi_{2\alpha} - \frac{1}{\sigma T_2}\Psi_{2\beta}; \\
i_{1\alpha} &= \frac{1}{\sigma L_1}(\Psi_{1\alpha} - k_2\Psi_{2\alpha}); \\
i_{1\beta} &= \frac{1}{\sigma L_1}(\Psi_{1\beta} - k_2\Psi_{2\beta}); \\
i_{2\alpha} &= \frac{1}{\sigma L_2}(\Psi_{2\alpha} - k_1\Psi_{1\alpha}); \\
i_{2\beta} &= \frac{1}{\sigma L_2}(\Psi_{2\beta} - k_1\Psi_{1\beta}); \\
M_{\text{д}} &= \frac{3}{2} p_{\text{п}} \frac{k_1}{\sigma L_2} (\Psi_{2\alpha}\Psi_{1\beta} - \Psi_{1\alpha}\Psi_{2\beta}); \\
p\omega &= \frac{1}{Jp} (M_{\text{д}} - M_{\text{с}}); \\
\omega_p &= \omega_{0\text{эл}} - p_{\text{п}}\omega.
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Значение модулей векторов тока и потока статора можно рассчитать по формулам:

$$I_{1\text{max}} = \sqrt{(i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2)}; \quad \Psi_{1\text{max}} = \sqrt{(\Psi_{1\alpha}^2 + \Psi_{1\beta}^2)}.$$

Аналогично можно определить и соответствующие роторные величины.

Структурная схема асинхронного электродвигателя приведена на рис. 2.2. В ней можно выделить блок формирования электромагнитного момента, входными воздействиями для которого являются проекции вектора напряжения на статоре  $u_{1\alpha}$  и  $u_{1\beta}$ , показанные на рис. 2.3, и частота статорного напряжения  $\omega_{0\text{эл}}$ , а выходной величиной — момент двигателя  $M_{\text{д}}$ , и блок, описывающий механическую часть электропривода. В простейшем случае второму блоку соответствует основное уравнение механики привода. Его выходной величиной является скорость двигателя.

Схема описывает процессы, которые происходят в машине переменного тока, в которой действуют трехфазные переменные величины синусоидальной формы.

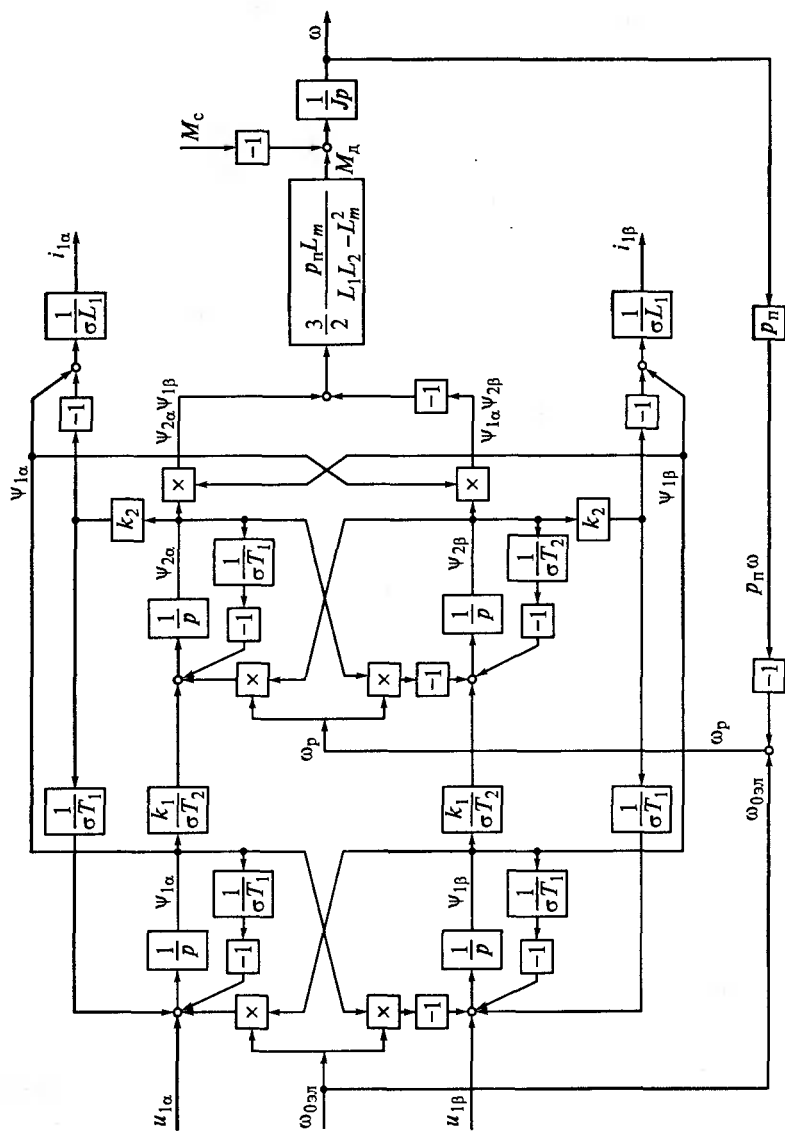
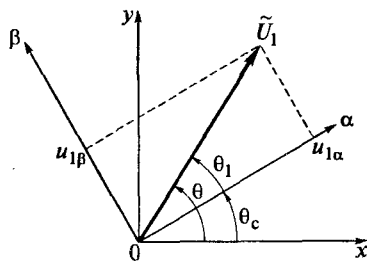


Рис. 2.2. Структурная схема асинхронного двигателя при произвольном повороте вращающейся системы координат относительно пространственных векторов

Рис. 2.3. Проекции вектора напряжения статора на оси вращающейся системы координат



Однако в результате описания этих переменных пространственными векторами, вращающимися вместе с вращающейся системой координат, все переменные и входные воздействия в блоке формирования момента представляют собой сигналы постоянного тока. Эти сигналы остаются неизменными в установившихся режимах и претерпевают изменения при возникновении переходных процессов.

При использовании структурной схемы в качестве объекта системы векторного управления, в которой регулирование осуществляется путем изменения частоты с одновременным воздействием на модуль и фазу напряжения на статоре, на вход схемы должны поступать обе проекции вектора напряжения. Если же структурная схема используется для анализа привода с разомкнутой системой регулирования или привода с замкнутой системой регулирования, в которой при изменении частоты изменяется только модуль напряжения, то следует направить ось  $\alpha$  вращающейся системы координат по вектору напряжения статора. При этом  $U_1 = u_{1\alpha}$ , а  $u_{1\beta} = 0$ , чему соответствует равенство углов  $\theta$  и  $\theta_c$  при  $\theta_1 = 0$  (см. рис. 2.3).

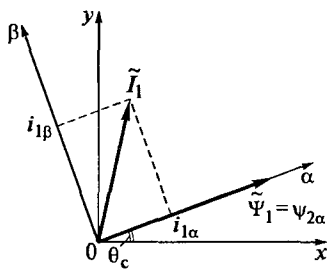
Блок формирования момента включает в себя апериодические звенья, попарно охваченные положительными обратными связями, и четыре перекрестные связи, что предопределяет колебательный характер изменения момента и тока статора.

В подразд. 8.1 приведены результаты расчета пуска электропривода с асинхронным двигателем, выполненного в среде MATLAB Simulink по структурной схеме, представленной на рис. 2.2.

## 2.4. Структурная схема электропривода с асинхронным двигателем при ориентации системы координат по вектору потокосцепления ротора

Приведенная в предыдущем подразделе структурная схема (см. рис. 2.2) была построена при произвольном угле поворота системы координат относительно вращающихся вместе с ней пространственных векторов. Это поясняет рис. 2.3, на котором угол  $\theta_c$  представляет собой мгновенное значение угла поворота вращающейся

Рис. 2.4. неподвижная и вращающаяся системы координат при ориентации оси  $\alpha$  по вектору потокосцепления ротора



системы координат  $\alpha-\beta$  относительно неподвижной системы координат  $x-y$ , а угол  $\theta_1$  — произвольно вы-

бранный угол между осью координат  $\alpha$  и пространственным вектором напряжения на статоре. В установившемся режиме угол  $\theta_1$  остается неизменным. При условии, что ни одна из осей системы координат  $\alpha-\beta$  не совпадает с каким-либо из пространственных векторов, от выбора этого угла зависит только соотношение проекций вектора напряжения на оси координат  $\alpha$  и  $\beta$ , а структурная схема при этом остается неизменной. Если напряжение на статоре характеризуется только его модулем, то, как было отмечено в подразд. 2.3, можно принять  $\theta_1 = 0$ , в результате чего всегда будет соблюдаться равенство  $u_{1\beta} = 0$ .

Но в общем случае, если ось координат  $\alpha$  направляется по одному из пространственных векторов, то это может привести к появлению новой структурной схемы, как это происходит при ориентации оси  $\alpha$  по вектору потокосцепления ротора (рис. 2.4).

Рассмотрение этой схемы представляет особый интерес, так как на ее базе строится система векторного управления асинхронным двигателем, имеющая широкое применение в практике электропривода.

Для построения такой структурной схемы обратимся к исходной системе уравнений (1.23) для пространственных векторов и исключим из нее векторы потокосцепления статора и тока ротора. Для этого ток ротора из четвертого уравнения системы, определенный как

$$\tilde{I}_2 = \frac{1}{L_2} (\tilde{\Psi}_2 - L_m \tilde{I}_1),$$

подставим в третье уравнение системы (1.23), определив потокосцепление статора:

$$\tilde{\Psi}_1 = L_1 \tilde{I}_1 + \frac{L_m}{L_2} (\tilde{\Psi}_2 - L_m \tilde{I}_1) = \sigma L_1 \tilde{I}_1 + k_2 \tilde{\Psi}_2,$$

где  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_1 L_2)$ ;  $k_2 = L_m / L_2$ .

Подставляя  $\tilde{I}_2$  и  $\tilde{\Psi}_1$  в два первых уравнения исходной системы уравнений, получим

$$\tilde{U}_1 = R_1 \tilde{I}_1 + (p + j\omega_{0эл})(\sigma L_1 \tilde{I}_1 + k_2 \tilde{\Psi}_2);$$

$$0 = \frac{R_2}{L_2} (\tilde{\Psi}_2 - L_m \tilde{I}_1) + (p + j\omega_p) \tilde{\Psi}_2.$$

Сгруппировав члены и введя обозначения  $T_1 = L_1/R_1$  и  $T_2 = L_2/R_2$ , можно получить результат в виде:

$$\tilde{U}_1 = R_1 [(\sigma T_1 p + 1) + j\omega_{0эл} \sigma T_1] \tilde{I}_1 + (p + j\omega_{0эл}) k_2 \tilde{\Psi}_2;$$

$$0 = -L_2 k_2 \tilde{I}_1 + [(T_2 p + 1) + j\omega_p T_2] \tilde{\Psi}_2.$$

При ориентации оси вещественных по вектору  $\tilde{\Psi}_2$ , т.е. при  $\tilde{\Psi}_2 = \psi_{2\alpha} = \psi_2$ , и переходе к представлению пространственных векторов в виде комплексных чисел эти равенства могут быть переписаны:

$$u_{1\alpha} + ju_{1\alpha\beta} = R_1 [(\sigma T_1 p + 1) + j\omega_{0эл} \sigma T_1] (i_{1\alpha} + j i_{1\beta}) + (p + j\omega_{0эл}) k_2 \Psi_2;$$

$$0 = -L_m (i_{1\alpha} + j i_{1\beta}) + [(T_2 p + 1) + j\omega_p T_2] \Psi_2,$$

откуда получаются выражения для составляющих тока статора, потокосцепления ротора и формула, связывающая частоту роторной ЭДС с составляющей тока  $i_{1\beta}$ :

$$i_{1\alpha} = \frac{1/R_1}{\sigma T_1 p} (u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} + \omega_{0эл} \sigma T_1 R_1 i_{1\beta} - k_2 p \Psi_2); \quad (2.23)$$

$$i_{1\beta} = \frac{1/R_1}{\sigma T_1 p} (u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - \omega_{0эл} \sigma T_1 R_1 i_{1\alpha} - k_2 \omega_{0эл} \Psi_2); \quad (2.24)$$

$$\Psi_2 = \frac{1}{T_2 p} (L_m i_{1\alpha} - \Psi_2); \quad (2.25)$$

$$\omega_p = k_2 R_2 i_{1\beta} / \Psi_2. \quad (2.26)$$

Эти выражения дополняются формулой для электромагнитного момента

$$M_d = \frac{3}{2} p_n k_2 \Psi_2 i_{1\beta},$$

основным уравнением механики  $p\omega = (M_d - M_c)/J$  ( $M_c$  — момент нагрузки;  $J$  — момент инерции) и равенством  $\omega_{0эл} = \omega p_n + \omega_p$ .

Структурная схема (рис. 2.5), построенная на основании уравнений, которые соответствуют направлению оси  $\alpha$  по вектору потокосцепления ротора, отличается от схемы рис. 2.2, не только своей конфигурацией, но и по существу. Главное отличие состоит в том, что при таком математическом описании внешними управляющими воздействиями являются только компоненты пространственного вектора напряжения на статоре, а частота напряжения на статоре  $\omega_{0эл}$  как управляющее воздействие не рассматривается и определяется через скорость двигателя  $\omega$  и частоту роторной ЭДС  $\omega_p$ , которая, в свою очередь, рассчитывается через

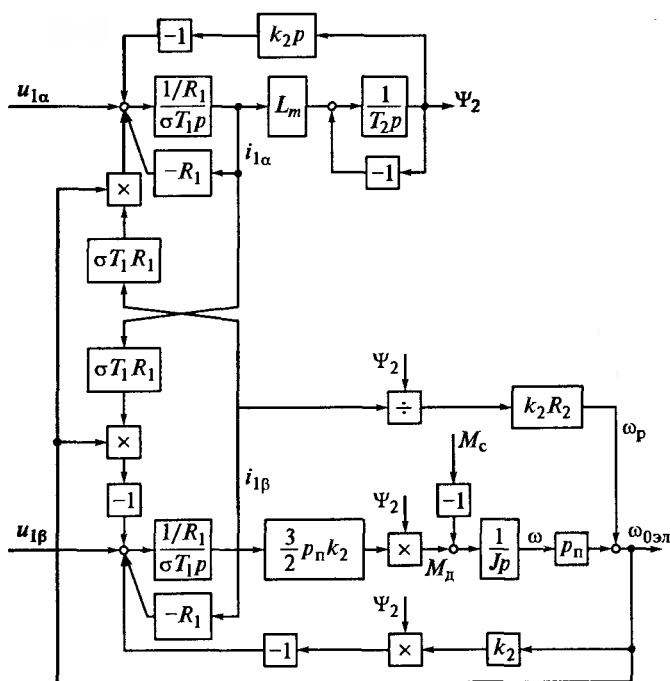


Рис. 2.5. Структурная схема асинхронного электродвигателя при ориентации вращающейся системы координат по вектору потокосцепления ротора



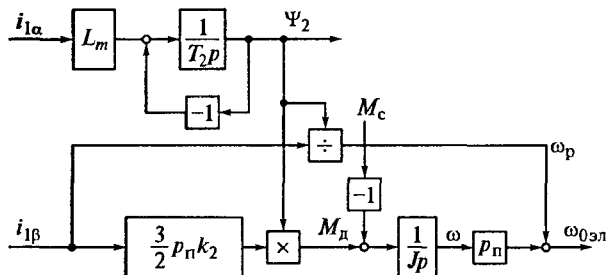


Рис. 2.6. Структурная схема асинхронного электродвигателя при управлении током статора и ориентации вращающейся системы координат по вектору потокосцепления ротора

значения составляющей тока статора по квадратурной оси  $i_{1\beta}$  и потокосцепление ротора.

Из структурной схемы видно, что на входы блоков  $(1/R_1)/(\sigma T_1 p)$  воздействуют сигналы перекрестных связей по проекциям вектора тока статора  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$ . Если тем или иным способом свести к минимуму влияние этих перекрестных связей, то, задавая значение  $u_{1\alpha}$ , можно независимо устанавливать потокосцепление ротора  $\Psi_2$ . При данном значении  $\Psi_2$  сигнал задания составляющей напряжения  $u_{1\beta}$  будет задавать значение электромагнитного момента и скорости двигателя. Таким образом, задачи управления потокосцеплением ротора и электромагнитным моментом двигателя будут разделены подобно тому, как это имеет место в двигателе постоянного тока независимого возбуждения.

Наиболее эффективным способом исключения влияния перекрестных связей является непосредственное управление током статора. Это может быть достигнуто при питании двигателя от преобразователя частоты, управляемого током (см. подразд. 4.4). Из получающейся при этом структурной схемы двигателя (рис. 2.6) видно, что установившееся значение потокосцепления ротора однозначно определяется составляющей тока статора по прямой оси  $i_{1\alpha}$ . В переходном режиме замедление потокосцепления по отношению к току  $i_{1\alpha}$  характеризуется постоянной времени ротора  $T_2$ . Электромагнитный момент двигателя при постоянном потокосцеплении ротора определяется только значением составляющей тока статора по квадратурной оси  $i_{1\beta}$  и без замедления следует за ее изменениями, т. е. момент изменяется так быстро, как быстро изменяется составляющая тока статора по квадратурной оси. Это способствует обеспечению высокого быстродействия электропривода с асинхронным двигателем.

## 2.5. Учет насыщения магнитной системы в математическом описании асинхронного двигателя

В предыдущих подразделах при составлении математического описания асинхронного двигателя считалось, что насыщение магнитной системы отсутствует. Это выражалось в постоянстве коэффициентов индуктивности  $L_m$ ,  $L_1$  и  $L_2$ . Машину, в которой такое допущение считается приемлемым, называют ненасыщенной. С одной стороны, рассмотрение ненасыщенной машины в ряде случаев, например при ее описании в виде схемы замещения, позволяет получить сравнительно простые и удобные для расчетов формулы и структурные схемы. С другой стороны, достижимая при таком упрощении точность расчетов может оказаться достаточной с учетом того, что номинальный поток соответствует рабочей точке на характеристике намагничивания, близкой к линейной части, где эффект насыщения магнитной системы проявляется сравнительно слабо.

Тем не менее, когда при уточненных расчетах оказывается желательным учесть насыщение, это может быть сделано [53].

С достаточной степенью точности можно считать, что насыщение проявляет себя только в изменении коэффициента, связывающего главный магнитный поток (полезный поток в зазоре) с намагничивающим током (током в намагничивающем контуре схемы замещения), а связь между потоками рассеяния статора и ротора и соответствующими токами остается такой же, как в не-

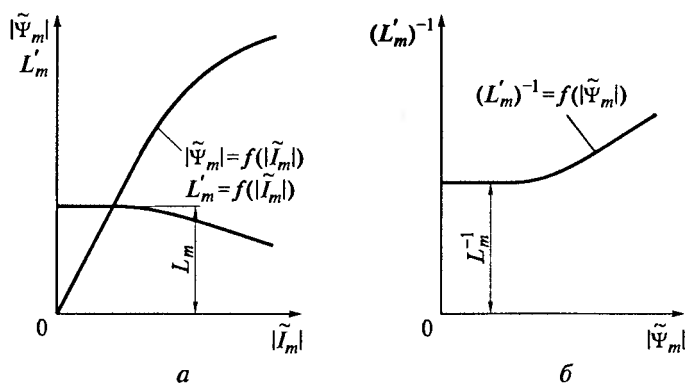


Рис. 2.7. Характеристика насыщения магнитной системы асинхронного двигателя:

$a$  — характеристика намагничивания  $|\Psi_m| = f(|\tilde{I}_m|)$  и зависимость  $L'_m = f(|\tilde{I}_m|)$ ;  $b$  — обратная зависимость  $(L'_m)^{-1} = f(|\tilde{\Psi}_m|)$

насыщенной машине и характеризуется постоянными индуктивностями рассеяния статора и ротора  $L_{1\sigma}$  и  $L_{2\sigma}$ .

Характеристика намагничивания машины  $|\tilde{\Psi}_m| = f(|\tilde{I}_m|)$ , как зависимость между модулями пространственных векторов главного потокосцепления и намагничивающего тока, показана на рис. 2.7, а. При записи уравнений, описывающих насыщенную машину, эту связь удобно представить в виде зависимости

$$|\tilde{\Psi}_m| = L'_m |\tilde{I}_m|,$$

где  $L'_m$  — переменный коэффициент индуктивности, характеризующий нелинейную связь между главным потокосцеплением и намагничивающим током.

Если нужна обратная зависимость, то можно записать  $|\tilde{I}_m| = (L'_m)^{-1} |\tilde{\Psi}_m|$ . Выбирая в рабочей зоне характеристики намагничивания ряд значений  $|\tilde{I}_m|$  и определяя соответствующие им значения  $|\tilde{\Psi}_m|$ , можно рассчитать точки для построения зависимости  $(L'_m)^{-1} = f(|\tilde{\Psi}_m|)$ , показанной на рис. 2.7, б. Коэффициент  $L'_m$  уменьшается по мере насыщения магнитной системы, а коэффициент  $(L'_m)^{-1}$  — возрастает. Это характеризует то обстоятельство, что для получения некоторого значения потокосцепления  $\Psi_m$  в зоне насыщения требуется больший намагничивающий ток, чем для получения того же значения потокосцепления в ненасыщенной машине. В части характеристики намагничивания, которую можно считать линейной, выполняются равенства  $L'_m = L_m$  и  $(L'_m)^{-1} = L_m^{-1}$ .

Из этого следует, что, в отличие от ранее рассмотренных структурных схем, в которых фигурировали токи статора и ротора и полные потокосцепления, для рассмотрения насыщенной машины модель двигателя надо перестроить так, чтобы в ней присутствовали главное потокосцепление и намагничивающий ток.

Для получения такой структурной схемы при произвольном расположении координатной системы  $\alpha$ — $\beta$  относительно системы пространственных векторов используем первые два уравнения системы уравнений (1.23). Имея в виду, что полные потокосцепления статора и ротора отличаются от главного потокосцепления соответственно на величины потокосцеплений рассеяния, определим их пространственные векторы:

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}_1 &= \tilde{\Psi}_m + L_{1\sigma} \tilde{I}_1; \\ \tilde{\Psi}_2 &= \tilde{\Psi}_m + L_{2\sigma} \tilde{I}_2 \end{aligned} \quad (2.27)$$

и выразим из первого уравнения ток статора, а из второго — главное потокосцепление, вектор которого в ненасыщенной машине связан с векторами токов выражением

$$\tilde{\Psi}_m = L_m (\tilde{I}_1 + \tilde{I}_2) = L_m \tilde{I}_m,$$

где  $\tilde{I}_m = \tilde{I}_1 + \tilde{I}_2$ .

При учете насыщения связь между  $\tilde{\Psi}_m$  и  $\tilde{I}_m$  представляет собой нелинейную зависимость  $\tilde{\Psi}_m = L'_m \tilde{I}_m$ , или

$$\tilde{I}_m = (L'_m)^{-1} \tilde{\Psi}_m. \quad (2.28)$$

С учетом выражений (2.27) и (2.28) система уравнений для пространственных векторов во вращающейся системе координат будет иметь вид:

$$\begin{aligned} p\tilde{\Psi}_1 &= \tilde{U}_1 - \tilde{I}_1 R_1 - j\omega_{0\text{эл}} \tilde{\Psi}_1; \\ p\tilde{\Psi}_2 &= -\tilde{I}_2 R_2 - j\omega_p \tilde{\Psi}_2; \\ \tilde{I}_1 &= (\tilde{\Psi}_1 - \tilde{\Psi}_m) / L_{1\sigma}; \\ \tilde{\Psi}_m &= \tilde{\Psi}_2 - L_{2\sigma} \tilde{I}_2; \\ \tilde{I}_2 &= \tilde{I}_m - \tilde{I}_1; \\ \tilde{I}_m &= (L'_m)^{-1} \tilde{\Psi}_m. \end{aligned}$$

Структурная схема строится на основании выражений:

$$\begin{aligned} p\Psi_{1\alpha} &= u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} + \omega_{0\text{эл}} \Psi_{1\beta}; & p\Psi_{1\beta} &= u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - \omega_{0\text{эл}} \Psi_{1\alpha}; \\ p\Psi_{2\alpha} &= -R_2 i_{2\alpha} + \omega_p \Psi_{2\beta}; & p\Psi_{2\beta} &= -R_2 i_{2\beta} - \omega_p \Psi_{2\alpha}; \\ i_{1\alpha} &= (\Psi_{1\alpha} - \Psi_{m\alpha}) / L_{1\sigma}; & i_{1\beta} &= (\Psi_{1\beta} - \Psi_{m\beta}) / L_{1\sigma}; \\ \Psi_{m\alpha} &= \Psi_{2\alpha} - L_{2\sigma} i_{2\alpha}; & \Psi_{m\beta} &= \Psi_{2\beta} - L_{2\sigma} i_{2\beta}; \\ i_{2\alpha} &= i_{m\alpha} - i_{1\alpha}; & i_{2\beta} &= i_{m\beta} - i_{1\beta}; \\ i_{m\alpha} &= (L'_m)^{-1} \Psi_{m\alpha}; & i_{m\beta} &= (L'_m)^{-1} \Psi_{m\beta}, \end{aligned} \quad (2.29)$$

в которых векторы намагничивающего тока и главного потокосцепления, так же как и остальные векторы, представлены в виде комплексных чисел  $\tilde{I}_m = i_{m\alpha} + i_{m\beta}$  и  $\tilde{\Psi}_m = \psi_{m\alpha} + \psi_{m\beta}$ . Для записи электромагнитного момента двигателя можно воспользоваться формулой (2.5):

$$M_d = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1\alpha}).$$

К этому добавляются основное уравнение механики привода и выражение для частоты роторной ЭДС:

$$p\omega = (M_d - M_c) / J;$$

$$\omega_p = \omega_{0эл} - p_n \omega.$$

Структурная схема приведена на рис. 2.8. Так же, как в схеме, представленной на рис. 2.2, независимыми входными величинами в модели служат: угловая частота напряжения питания  $\omega_{0эл}$ , проекции вектора напряжения  $\tilde{U}_1$  на оси системы координат  $u_{1\alpha}$  и  $u_{1\beta}$  и момент нагрузки  $M_c$ . Выходными координатами являются: скорость двигателя, проекции токов статора, ротора и намагничивающего тока, проекции потокосцепления статора и ротора, главного потокосцепления, а также роторная частота.

Блок учета насыщения магнитной системы обозначен на структурной схеме буквой  $F$ . В нем на основании текущих значений составляющих вектора главного потокосцепления  $\psi_{m\alpha}$  и  $\psi_{m\beta}$  рассчитывается модуль главного потокосцепления  $|\tilde{\Psi}_m|$  и по характеристике  $(L'_m)^{-1} = f(|\tilde{I}_m|)$  определяется значение  $(L'_m)^{-1}$ , на которое умножаются проекции вектора намагничивающего тока на оси  $\alpha$  и  $\beta$  вращающейся системы координат. Для того чтобы перейти от модели с учетом насыщения к модели ненасыщенной машины, достаточно заменить в блоке  $F$  нелинейную зависимость прямой линией, проходящей на уровне  $L_m^{-1}$ . В работе [53] отмечено, что при учете нелинейности характеристики намагничивания каналы преобразования составляющих вектора намагничивающего тока в составляющие вектора главного потокосцепления (или обратно) не автономны: любое изменение одной из составляющих входного вектора ведет к изменению обеих составляющих выходного вектора.

Структурная схема при ориентации системы координат по вектору потокосцепления ротора (рис. 2.9) также может быть построена с учетом насыщения магнитной системы. Для этого надо

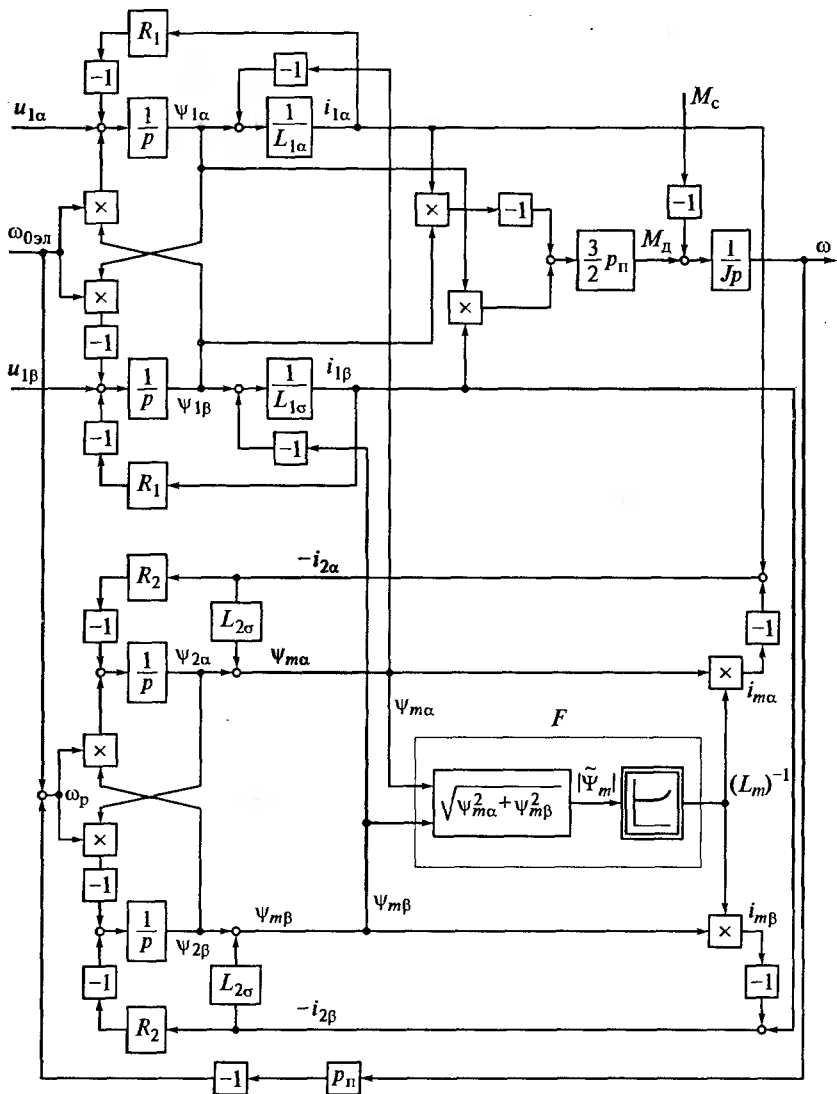


Рис. 2.8. Структурная схема насыщенного асинхронного двигателя при произвольном повороте вращающейся системы координат относительно пространственных векторов

воспользоваться системой уравнений (2.29), приняв в ней  $\psi_{2\beta} = 0$ ,  $\psi_{2\alpha} = \Psi_2$  и выразив роторную частоту через  $\Psi_2$  и  $i_{2\beta}$ :

$$p\Psi_{1\alpha} = u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} - \omega_{0эл}\Psi_{1\beta}; \quad p\Psi_{1\beta} = u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - \omega_{0эл}\Psi_{1\alpha};$$

$$p\Psi_2 = -R_2 i_{2\alpha}; \quad \omega_p = -R_2 i_{2\beta} / \Psi_2;$$

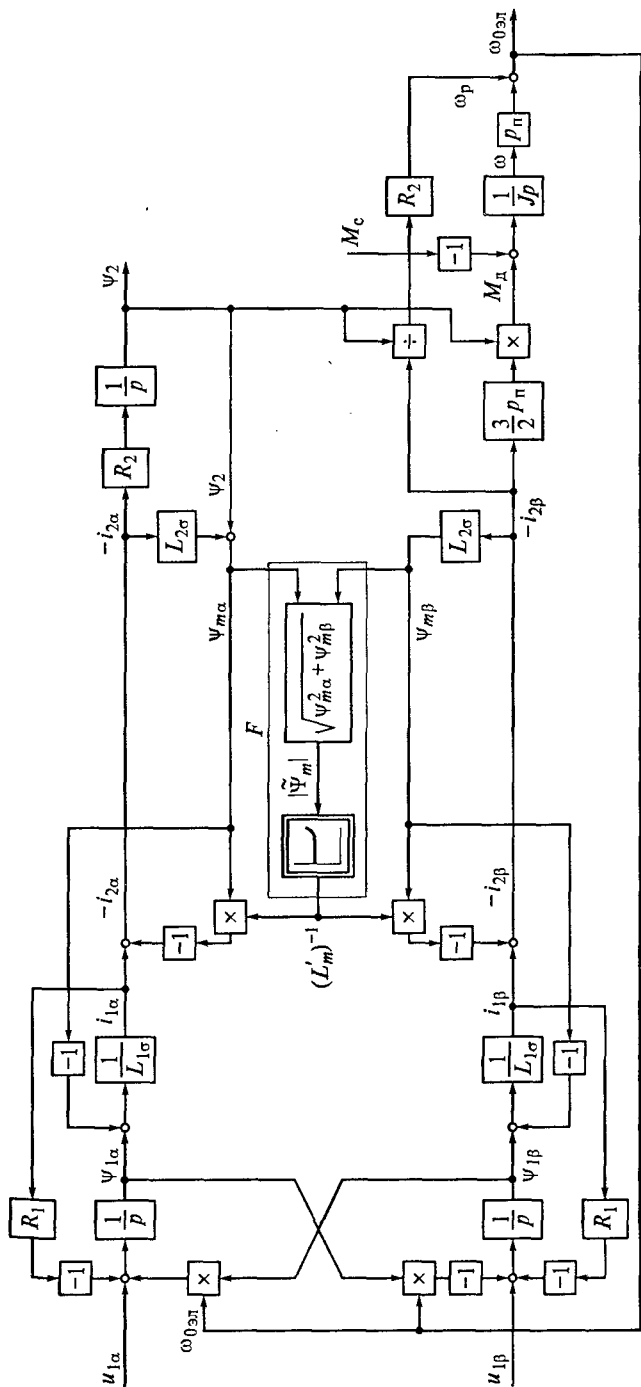


Рис. 2.9. Структурная схема насыщенного асинхронного двигателя при ориентации вращающейся системы координат по вектору потокоцепления ротора

$$i_{1\alpha} = (\psi_{1\alpha} - \psi_{m\alpha}) / L_{1\sigma}; \quad i_{1\beta} = (\psi_{1\beta} - \psi_{m\beta}) / L_{1\sigma};$$

$$\psi_{m\alpha} = \Psi_2 - L_{2\sigma} i_{2\alpha}; \quad \psi_{m\beta} = -L_{2\sigma} i_{2\beta};$$

$$-i_{2\alpha} = i_{1\alpha} - i_{m\alpha}; \quad -i_{2\beta} = i_{1\beta} - i_{m\beta};$$

$$i_{m\alpha} = (L'_m)^{-1} \psi_{m\alpha}; \quad i_{m\beta} = (L'_m)^{-1} \psi_{m\beta}.$$

Для расчета электромагнитного момента используется выражение (2.8), которое при  $\psi_{2\beta} = 0$  имеет следующий вид:

$$M_d = (3/2) p_n \Psi_2 (-i_{2\beta}).$$

Так же, как в схеме для ненасыщенной машины (см. рис. 2.5), частота  $\omega_{0эл}$  определяется через скорость двигателя и частоту роторной ЭДС, которая, в свою очередь, рассчитывается через проекцию тока ротора на ось  $\beta$   $i_{2\beta}$  и модуль потокосцепления ротора  $\Psi_2$ . Можно показать, что в ненасыщенной машине это совпадает с выражениями (2.23)... (2.26), использованными при построении структурной схемы, показанной на рис. 2.5.



## ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С СИНХРОННЫМ И ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫМ ДВИГАТЕЛЯМИ

### 3.1. Математическое описание синхронного двигателя без демпферной обмотки

Конструкция статора синхронного двигателя принципиально не отличается от конструкции статора асинхронного двигателя. На нем располагается трехфазная обмотка такая же, как в асинхронном двигателе. При питании обмотки от трехфазного источника напряжения токи, протекающие в ней, создают магнитное поле, вращающееся с синхронной скоростью. Конструкция ротора синхронной машины существенно отличается от конструкции ротора асинхронного двигателя тем, что на роторе расположена однофазная обмотка возбуждения, которая питается от источника постоянного тока (возбудителя)<sup>1</sup>. Наличие постоянного тока возбуждения приводит к возникновению собственного магнитного поля ротора, неподвижного относительно ротора. Это поле сцепляется с вращающимся полем статора и заставляет ротор вращаться с той же скоростью, что и поле статора. Поэтому скорость двигателя в установившемся режиме всегда равна синхронной скорости  $\omega_0$ , которая однозначно определяется значением частоты напряжения питания и числом пар полюсов обмотки статора, т.е. равна  $\omega_{0эл}/p_{п}$ . Мгновенное отклонение скорости двигателя от синхронной имеет место лишь в переходных процессах, вызванных, например, изменением нагрузки на валу двигателя. После окончания переходного процесса, если момент нагрузки не превышает некоторого максимально допустимого значения, скорость вновь возвращается к значению  $\omega_0$ .

Синхронные двигатели в зависимости от их конструктивного исполнения подразделяются на двигатели с явнополюсным и не-

---

<sup>1</sup> В настоящее время широко применяется также вариант синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов. Обычно такие машины используются в составе так называемого вентильного двигателя, который рассматривается в гл. 5.

явнополюсным роторами. В первом случае полюса ротора изготавливаются отдельно от заготовки ротора. На сердечники из электротехнической стали устанавливаются катушки обмотки возбуждения, и затем готовые полюса с катушками крепятся на роторе. Во втором случае в листах электротехнической стали, из которых набирается магнитопровод ротора, предусматриваются радиальные вырезы. После сборки ротора на его поверхности образуются продольные пазы, в которые укладываются катушки обмотки возбуждения. В специальные пазы в полюсных наконечниках по длине ротора закладываются стержни демпферной (пусковой) обмотки. Стержни с торцов ротора объединяются короткозамыкающими сегментами, а сегменты отдельных полюсов объединяются перемычками, в результате чего образуется короткозамкнутая обмотка типа беличьей клетки принципиально такая же, как в роторе асинхронного двигателя. Эта обмотка обеспечивает пуск синхронного двигателя. В процессе пуска он разгоняется как асинхронный, а после выхода на подсинхронную скорость на обмотку ротора подается напряжение возбуждения и двигатель втягивается в синхронизм. На время пуска обмотка возбуждения, во избежание появления большой ЭДС на ее зажимах, замыкается накоротко или на сопротивление. Демпферная обмотка способствует также демпфированию колебаний ротора, возникающих в переходных процессах. В установившемся синхронном режиме, когда скорость поля статора и скорость ротора равны друг другу, ток в демпферной обмотке отсутствует.

Следствием конструктивного различия машины с явнополюсным ротором (явнополюсной машины) и машины с неявнополюсным ротором (неявнополюсной машины) является то, что в первом случае индуктивности обмотки статора по прямой оси, которая совпадает с осью полюсов ротора и обозначается как ось  $d$ , и по квадратурной оси, обозначаемой как ось  $q$ , неодинаковы. Во втором случае эти индуктивности равны друг другу.

Обычно синхронные двигатели — это крупные машины мощностью от десятков до десятков тысяч киловатт при синхронной скорости от 100 до 3000 об/мин, которые используются в мощных нерегулируемых электроприводах. Тем не менее регулирование скорости синхронного двигателя при работе от регулируемого источника питания возможно путем изменения частоты напряжения на статоре.

Начнем рассмотрение электромагнитных процессов в синхронном двигателе с наиболее простого случая, когда демпферная обмотка на роторе отсутствует. Будем рассматривать двигатель с явнополюсным ротором, имея в виду, что для перехода от явнополюсной к неявнополюсной машине достаточно в математическом описании двигателя приравнять друг другу индуктивности обмотки статора по обеим осям.

Так же, как это было сделано при математическом описании асинхронного двигателя, введем в рассмотрение систему координат  $d-q$ , связанную с ротором и вращающуюся вместе с ним. Однако между системами координат  $d-q$  в асинхронном и синхронном двигателях есть существенное различие, состоящее в том, что в первом случае эта система координат вращается в электрическом пространстве со скоростью ротора  $p_n\omega = \omega_{0эл} - \omega_p$ , которая во всех режимах, кроме режима идеального холостого хода, отличается от синхронной скорости, а во втором случае ее скорость в электрическом пространстве всегда равна синхронной скорости  $p_n\omega_0 = \omega_{0эл}$ . Таким образом, система координат  $d-q$  в математическом описании синхронного двигателя играет ту же роль, что вращающаяся с синхронной скоростью система координат  $\alpha-\beta$  в математическом описании двигателя асинхронного.

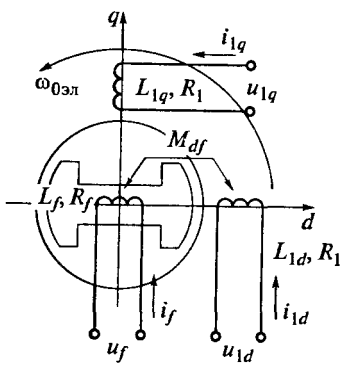
Поскольку обмотка статора синхронного двигателя принципиально не отличается от статорной обмотки асинхронного двигателя, уравнение равновесия напряжений статора (2.11) может быть непосредственно использовано в математическом описании синхронного двигателя, если входящие в него пространственные векторы представить через их проекции на оси координат:

$$\tilde{U}_1 = u_{1d} + j u_{1q}; \quad \tilde{I}_1 = i_{1d} + j i_{1q}; \quad \tilde{\Psi}_1 = \psi_{1d} + j \psi_{1q}.$$

В отличие от асинхронного двигателя, обмотка ротора которого обтекается трехфазным переменным током с угловой частотой, равной  $\omega_p$ , в обмотке возбуждения синхронной машины протекает постоянный ток. Напряжение на обмотке возбуждения  $u_f$ , ток в ней  $i_f$  и потокосцепление ротора  $\Psi_f$  могут быть представлены пространственными векторами, неподвижными относительно ротора и вращающимися вместе с ним, а следовательно, вместе с системой координат  $d-q$ . В этом смысле они не отличаются от пространственных векторов, образованных в результате рассмотрения трехфазной системы статорных напряжений, токов и потокосцеплений. Поэтому, направив ось вещественных  $d$  по оси обмотки возбуждения, т. е. по вектору потокосцепления ротора и совпадающим с ним по направлению векторам напряжения и тока возбуждения, роторные величины, связанные между собой равенством  $u_f = R_f i_f + p \Psi_f$ , можно рассматривать как проекции пространственных векторов на ось координат  $d$ .

Для рассмотрения связи между токами и потокосцеплениями удобно воспользоваться моделью двигателя, представленной на рис. 3.1. В модели трехфазная обмотка статора заменена двумя, неподвижными относительно вращающейся системы координат  $d-q$ , обмотками, которые характеризуются активным сопротивлением  $R_1$  и индуктивностями  $L_{1d}$  и  $L_{1q}$ . Оси этих обмоток направлены по осям координат  $d$  и  $q$ . К ним приложены напряжения

Рис. 3.1. Модель синхронного двигателя во вращающейся системе координат



постоянного тока по прямой и квадратурной осям  $u_{1d}$  и  $u_{1q}$ , в результате чего по обмоткам протекают токи  $i_{1d}$  и  $i_{1q}$ . К обмотке ротора с сопротивлением  $R_f$  и индуктивностью  $L_f$  приложено напряжение возбуждения  $u_f$ , ток в ней обозначен как  $i_f$ . Из рис. 3.1 видно, что при принятом направлении

осей координат потокосцепление статора по оси  $d$  определяется токами  $i_{1d}$  и  $i_f$ , а по оси  $q$  — только током  $i_{1q}$ .

С учетом сказанного математическая модель электромагнитных процессов в синхронном двигателе без демпферной обмотки может быть представлена в виде системы уравнений для проекций обобщенных векторов на оси вращающейся системы координат:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + p\psi_{1d} - \omega_{0эл}\psi_{1q}; \quad (3.1)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + p\psi_{1q} + \omega_{0эл}\psi_{1d}; \quad (3.2)$$

$$u_f = R_f i_f + p\Psi_f; \quad (3.3)$$

$$\psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + M_{df} i_f; \quad (3.4)$$

$$\psi_{1q} = L_{1q} i_{1q}; \quad (3.5)$$

$$\Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{1d}, \quad (3.6)$$

где  $R_1, R_f$  — сопротивления фазы обмотки статора и обмотки возбуждения соответственно;  $L_{1d}, L_{1q}$  и  $L_f$  — полные индуктивности обмоток статора по осям  $d$  и  $q$  и полная индуктивность обмотки возбуждения соответственно;  $M_{df}$  — коэффициент взаимной индукции между обмоткой возбуждения и обмоткой статора по оси  $d$ ,  $M_{df} = M_{fd}$ .

Обычно в каталогах на синхронные машины параметры даются в относительных единицах. Поэтому целесообразно при рассмотрении математического описания электромагнитных процессов в синхронном двигателе также перейти к относительным единицам, т. е. нормировать уравнения, входящие в его математическое описание. Базовые значения, относительно которых выполняется нормирование, должны быть выбраны так, чтобы максимально

упростить исходные уравнения при сохранении их соответствия физическим процессам, происходящим в двигателе. Для нормирования уравнений (3.1)...(3.6) базовые значения величин выбраны следующим образом [47, 60]:

$$\text{базовое напряжение на статоре } U_{16} = U_{1н} \sqrt{2} = I_{16} Z_6;$$

$$\text{базовый ток статора } I_{16} = \sqrt{2} I_{1н};$$

$$\text{базовая угловая частота напряжения на статоре } \omega_{0эл.б} = \omega_{0эл.н} = 2\pi f_n;$$

$$\text{базовое потокосцепление обмоток статора } \Psi_{16} = U_{16} / \omega_{0эл.б};$$

$$\text{базовое сопротивление } Z_6 = U_{16} / I_{16} = \omega_{0эл.б} L_6;$$

$$\text{базовая индуктивность обмотки статора } L_6 = \Psi_{16} / I_{16};$$

$$\text{базовый ток возбуждения } I_{f6} = \frac{U_{16}}{\omega_{0эл.б} M_{df}} = \frac{\Psi_{16}}{M_{df}};$$

$$\text{базовое напряжение возбуждения } U_{f6} = R_f I_{f6};$$

$$\text{базовое потокосцепление обмотки возбуждения } \Psi_{f6} = L_f I_{f6}.$$

В этих выражениях базовая индуктивность статора определена, как индуктивность, при которой базовый ток статора создает базовое потокосцепление, а базовый ток возбуждения — как ток в обмотке возбуждения, при котором на холостом ходу при базовой скорости двигателя индуцируется базовое напряжение. Индексом «н» помечены номинальные значения величин.

Системы уравнений (3.1)...(3.6) в целях перехода к относительным единицам преобразуются делением всех переменных на их базовые значения, а там, где это требуется, умножением на соотношения параметров, равные единице:

$$\frac{u_{1d}}{U_{16}} = \frac{R_1 i_{1d}}{Z_6 I_{16}} + p \frac{\Psi_{1d}}{U_{16}} \frac{\omega_{0эл.б}}{\omega_{0эл.б}} - \frac{\omega_{0эл} \Psi_{1q}}{U_{16}} \frac{\omega_{0эл.б}}{\omega_{0эл.б}};$$

$$\frac{u_{1q}}{U_{16}} = \frac{R_1 i_{1q}}{Z_6 I_{16}} + p \frac{\Psi_{1q}}{U_{16}} \frac{\omega_{0эл.б}}{\omega_{0эл.б}} + \frac{\omega_{0эл} \Psi_{1d}}{U_{16}} \frac{\omega_{0эл.б}}{\omega_{0эл.б}};$$

$$\frac{u_f}{U_{f6}} = \frac{R_f i_f}{R_f I_{f6}} + p \frac{\Psi_f}{R_f I_{f6}} \frac{L_f}{L_f};$$

$$\frac{\Psi_{1d}}{\Psi_{16}} = \frac{L_{1d} i_{1d}}{L_6 I_{16}} + \frac{M_{df} i_f}{M_{df} I_{f6}};$$

$$\frac{\Psi_{1q}}{\Psi_{16}} = \frac{L_{1q} i_{1q}}{L_6 I_{16}};$$

$$\frac{\Psi_f}{\Psi_{f6}} = \frac{L_f i_f}{L_f I_{f6}} + \frac{M_{fd} i_{1d}}{L_f I_{f6}} \frac{M_{fd} I_{f6}}{L_6 I_{16}} \frac{L_{1d}}{L_{1d}}$$

Учитывая соотношения между базовыми значениями величин, получим систему уравнений в относительных единицах, описывающих электромагнитные процессы в синхронном двигателе во вращающейся с синхронной скоростью системе координат (относительные величины обозначены теми же символами, которыми они обозначены в абсолютных единицах, но помечены чертой сверху):

$$p\bar{\Psi}_{1d} = \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{u}_{1d} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1d} + \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1q});$$

$$p\bar{\Psi}_{1q} = \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{u}_{1q} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1q} - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1d});$$

$$p\bar{\Psi}_f = (\bar{u}_f - \bar{i}_f)/T_f; \quad (3.7)$$

$$\bar{i}_{1d} = (\bar{\Psi}_{1d} - \bar{i}_f)/\bar{x}_d;$$

$$\bar{i}_{1q} = \bar{\Psi}_{1q}/\bar{x}_q;$$

$$\bar{i}_f = \bar{\Psi}_f - (1 - \sigma_f) \bar{x}_d \bar{i}_{1d},$$

где  $\bar{\omega}_0$  — относительная частота напряжения на статоре,  $\bar{\omega}_0 = \omega_{0\text{эл.б}}/\omega_{0\text{эл.б}}$ ;  $\bar{R}_1$  — активное сопротивление обмотки статора,  $\bar{R}_1 = R_1/Z_6$ ;  $\bar{x}_d$  — синхронное сопротивление статора по продольной оси,  $\bar{x}_d = \omega_{0\text{эл.б}} L_{1d}/Z_6 = L_{1d}/L_6$ ;  $\bar{x}_q$  — синхронное сопротивление статора по поперечной оси,  $\bar{x}_q = \omega_{0\text{эл.б}} L_{1q}/Z_6 = L_{1q}/L_6$ ;  $T_f$  — постоянная времени обмотки возбуждения,  $T_f = L_f/R_f$ ;  $\sigma_f$  — коэффициент рассеяния в магнитном контуре обмотки возбуждения и обмотки статора по оси  $d$ ,  $\sigma_f = 1 - M_{df}^2/(L_f L_{1d}) [M_{df}^2/(L_f L_{1d}) - \text{множитель, равный } (1 - \sigma_f)]$ .

При преобразованиях учтено, что сомножитель  $M_{df} I_{f6}/(L_6 I_{16}) = 1$ . Для определения электромагнитного момента воспользуемся выражением (2.5), заменив в нем индексы  $\alpha$  и  $\beta$  на  $d$  и  $q$ :

$$M_d = (3/2) p_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}).$$

Выбрав базовое значение момента равным  $M_6 = (3/2)p_n \Psi_{16} I_{16}$  и поделив на него обе части этого выражения, получим выражение для момента в относительных единицах:

$$\bar{M}_d = \bar{\Psi}_{1d} \bar{i}_{1q} - \bar{\Psi}_{1q} \bar{i}_{1d}.$$

Основное уравнение механики привода (2.16) при выбранном  $M_{д.б}$  и базовом значении угловой скорости  $\omega_6 = \omega_{0эл.б}/p_n$  может быть переписано в виде

$$p \frac{\omega}{\omega_6} = \frac{1}{J} \frac{M_6}{\omega_6} \left( \frac{M_d}{M_6} - \frac{M_c}{M_6} \right),$$

или в нормированной форме

$$p\bar{\omega} = (\bar{M}_d - \bar{M}_c) / T_m,$$

где  $T_m$  — механическая постоянная времени привода,  $T_m = J\omega_6/M_6$ .

В отличие от асинхронного двигателя, в котором при изменении момента нагрузки на валу изменяется его скорость, в синхронном двигателе изменение нагрузки сопровождается изменением углового положения ротора и связанного с ним пространственного вектора потокосцепления ротора относительно вектора потокосцепления статора при неизменной скорости. В режиме идеального холостого хода векторы потокосцепления ротора и статора совпадают в пространстве. Как показано на рис. 3.2, при наличии нагрузки на валу двигателя вектор потокосцепления ротора отстает от вектора потокосцепления статора на некоторый угол  $\theta$ , называемый углом нагрузки. Если рассматривать установившийся режим и пренебречь активным сопротивлением обмотки статора, то, как следует из равенства (2.11), а также из равенств (3.1) и (3.2), статорное напряжение представляет собой производную от потокосцепления статора, и, следовательно, вектор напряжения на статоре опережает вектор потокосцепления статора на угол  $\pi/2$ . Изменение нагрузки при постоянном модуле вектора напряже-

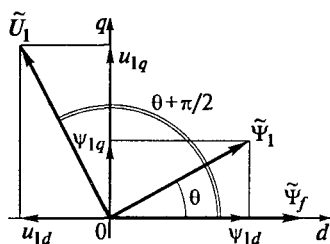


Рис. 3.2. Пространственная векторная диаграмма синхронного двигателя

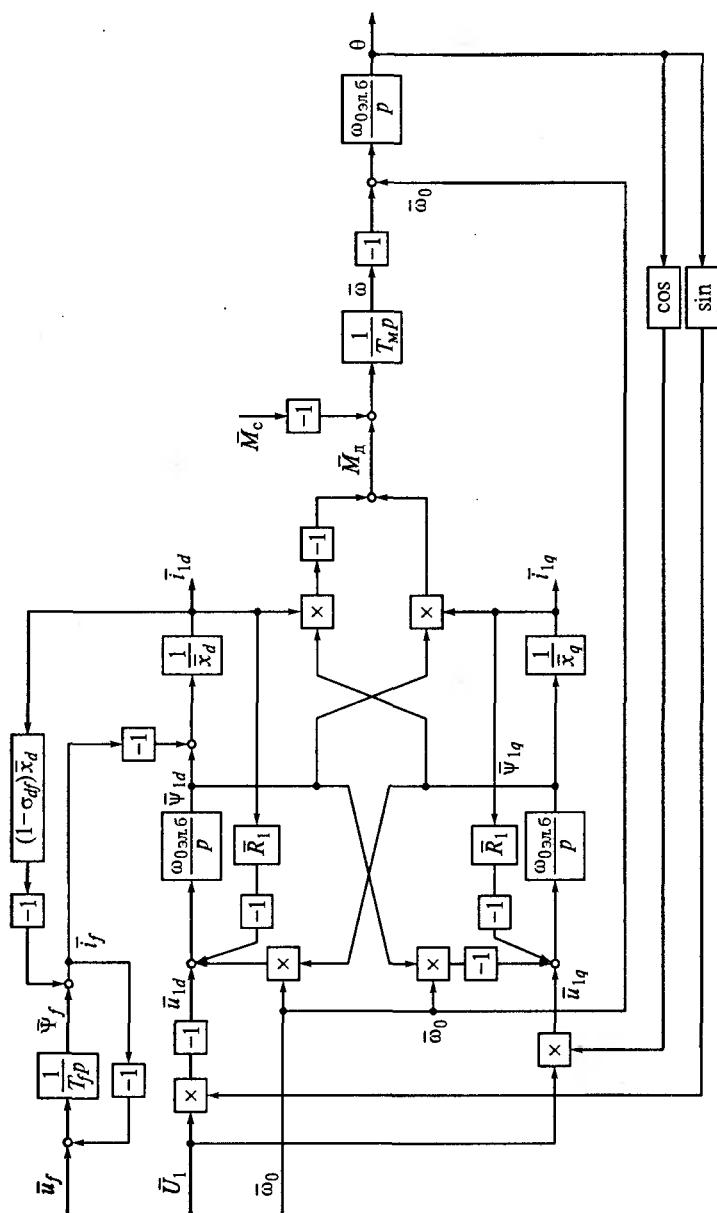


Рис. 3.3. Структурная схема электропривода с синхронным двигателем без демпферной обмотки во вращающейся системе координат



ния  $|\vec{U}_1| = U_1$  приводит к изменению соотношения между его проекциями на оси вращающейся системы координат  $d-q$ , которые в относительных единицах определяются как  $\bar{i}_{1d} = -\bar{U}_1 \sin \theta$ ;  $\bar{i}_{1q} = \bar{U}_1 \cos \theta$ .

Угол нагрузки, измеряемый в радианах, определяется через интеграл от разности мгновенных значений скоростей поля статора и ротора в электрическом пространстве, существовавшей в течение времени переходного процесса, связанного с изменением нагрузки:

$$\theta = \int_0^t (\omega_{0\text{эл}} - p_n \omega) dt.$$

Через скорости в относительных единицах выражение для угла  $\theta$  в радианах запишется в операторной форме:

$$\theta = \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{\omega}_0 - \bar{\omega}) / p.$$

Структурная схема электропривода с синхронным двигателем без демпфирующей обмотки во вращающейся системе координат и при питании от источника бесконечной мощности показана на рис. 3.3.

### 3.2. Статические характеристики электропривода с синхронным двигателем

В основу рассмотрения статических (так называемых угловых) характеристик синхронного двигателя, представляющих собой зависимость электромагнитного момента в установившемся режиме от угла нагрузки, положено выражение для момента двигателя  $\bar{M}_d = \bar{\psi}_{1d} \bar{i}_{1q} - \bar{\psi}_{1q} \bar{i}_{1d}$ . Поскольку в установившемся режиме ток в демпферной обмотке отсутствует, выкладки, приведенные далее в этом подразделе, справедливы как для двигателя без демпферной обмотки, так и для двигателя с демпферной обмоткой.

Подставив в формулу для момента значения проекций вектора тока статора  $\bar{i}_{1d} = (\bar{\psi}_{1d} - \bar{i}_f) / \bar{x}_d$  и  $\bar{i}_{1q} = \bar{\psi}_{1q} / \bar{x}_q$ , получим

$$\bar{M}_d = \frac{\bar{\psi}_{1q} \bar{i}_f}{\bar{x}_d} + \bar{\psi}_{1d} \bar{\psi}_{1q} \left( \frac{1}{\bar{x}_q} - \frac{1}{\bar{x}_d} \right).$$

Как следует из векторной диаграммы (см. рис. 3.2), проекции вектора потокосцепления статора могут быть записаны через мо-

дуль вектора в относительных единицах  $|\tilde{\Psi}_1| = \bar{\Psi}_1$  и угол нагрузки в виде:

$$\bar{\Psi}_{1d} = \bar{\Psi}_1 \cos \theta; \quad \bar{\Psi}_{1q} = \bar{\Psi}_1 \sin \theta.$$

С учетом этого выражение для момента при известных токе возбуждения и потокосцеплении статора можно определить как сумму двух слагаемых:

$$\bar{M}_d = \frac{\bar{\Psi}_1 \bar{i}_f}{\bar{x}_d} \sin \theta + \frac{\bar{\Psi}_1^2}{2} \left( \frac{1}{\bar{x}_q} - \frac{1}{\bar{x}_d} \right) \sin 2\theta. \quad (3.8)$$

Поскольку в неявнополюсном двигателе индуктивные сопротивления по прямой и квадратурной осям равны друг другу ( $\bar{x}_d = \bar{x}_q$ ), то первое слагаемое в формуле (3.8) представляет собой электромагнитный момент двигателя с неявнополюсным ротором, а второе получается вследствие неравенства значений индуктивных сопротивлений по прямой и квадратурной осям системы координат в явнополюсном двигателе. Из первых двух выражений системы уравнений (3.7) в установившемся режиме (т. е. при  $p = 0$ ) и при пренебрежении активным сопротивлением обмотки статора ( $\bar{R}_1 = 0$ ) можно получить связь между потокосцеплением и напряжением на обмотке статора:

$$\bar{\Psi}_{1q} = -\bar{u}_{1d}/\bar{\omega}_0; \quad \bar{\Psi}_{1d} = \bar{u}_{1q}/\bar{\omega}_0; \quad \bar{\Psi}_1 = \bar{U}_1/\bar{\omega}_0,$$

где  $\bar{U}_1$  — модуль вектора статорного напряжения.

Тогда выражение для момента двигателя можно записать в виде

$$\bar{M}_d = \frac{\bar{U}_1 \bar{i}_f}{\bar{\omega}_0 \bar{x}_d} \sin \theta + \frac{\bar{U}_1^2}{2 \bar{\omega}_0^2} \left( \frac{1}{\bar{x}_q} - \frac{1}{\bar{x}_d} \right) \sin 2\theta. \quad (3.9)$$

По выражению (3.8) или (3.9) может быть построена угловая характеристика синхронного двигателя (рис. 3.4). Отмеченная на характеристике точка 0 — точка идеального холостого хода. По мере увеличения нагрузки на валу двигателя вектор потокосцепления ротора вместе с ротором сдвигается в электрическом пространстве в сторону отставания от вектора потокосцепления статора. Таким образом, угол  $\theta$  является отсчитываемым в электрических радианах во вращающейся системе координат углом смещения ротора от положения, соответствующего идеальному холостому ходу двигателя.

Если значения момента в двигательном режиме считать положительными, то двигательному соответствует часть характеристики вправо от точки идеального холостого хода, а генераторному — влево. Часть характеристики, на которой увеличение угла  $\theta$  сопровождается ростом момента двигателя (участок  $0A$ ), соответствует устойчивой работе двигателя с синхронной скоростью. Если после достижения моментом значения  $\bar{M}_{д\max}$  момент нагрузки еще возрастет, то электромагнитный момент двигателя не увеличится, а уменьшится, и двигатель выпадет из синхронизма. Для генераторного режима устойчивый режим характеризуется участком  $0B$ . Для двигателя с неявнополюсным ротором критическим углом нагрузки является угол  $\theta_{\max} = \pm\pi/2$ . Для двигателя с явнополюсным ротором значение критического угла нагрузки может быть определено из выражения (3.9) в результате исследования его на экстремум. Приравнявая нулю частную производную  $\partial\bar{M}_д/\partial\theta$  и имея в виду, что  $\cos 2\theta = 2\cos^2\theta - 1$ , можно получить квадратное уравнение для определения критического угла нагрузки:

$$\cos^2 \theta_{\max} + \frac{\bar{\omega}_0}{\bar{U}_1} \frac{\bar{i}_f \bar{x}_q}{2(\bar{x}_d - \bar{x}_q)} \cos \theta_{\max} - \frac{1}{2} = 0. \quad (3.10)$$

При найденном значении  $\theta_{\max}$  по формуле (3.9) можно определить значение максимального момента  $\bar{M}_{д\max}$ .

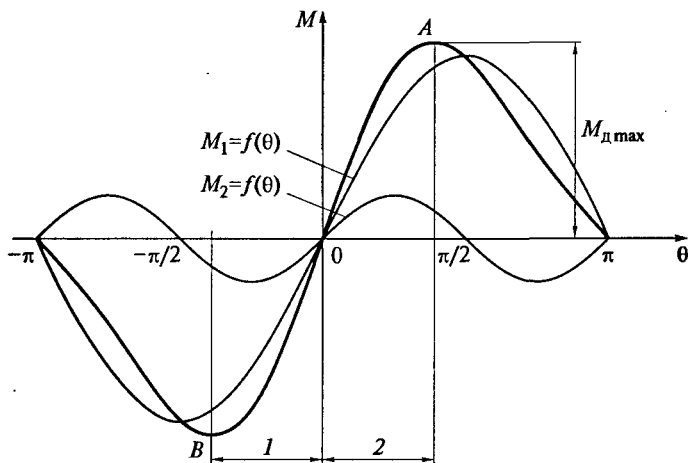


Рис. 3.4. Угловые характеристики привода с синхронным двигателем при постоянных напряжениях на статоре и токе возбуждения:

1 — генераторный режим; 2 — двигательный режим

Оценивая результат, надо иметь в виду, что он содержит некоторую погрешность, связанную с пренебрежением активным сопротивлением статорной обмотки.

Часто выражение для момента двигателя в абсолютных единицах записывают в виде

$$M_d = \frac{3p_n}{\omega_{0эл}} \left[ \frac{U_1 E_m}{x_d} \sin \theta + \frac{U_1^2}{2} \sin 2\theta \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \right], \quad (3.11)$$

где  $E_m$  — амплитудное значение ЭДС вращения,  $E_m = L_{md} i_f \omega_{0эл}$ .

### 3.3. Математическое описание синхронного двигателя с демпферной обмоткой

Наличие демпферной обмотки существенно усложняет математическое описание двигателя, так как к уже рассмотренной магнитной связи между статорной обмоткой и обмоткой возбуждения добавляются магнитные связи этих обмоток с демпферной обмоткой. Аналогично тому, как это было сделано с обмоткой статора при описании синхронного двигателя во вращающейся системе координат (см. рис. 3.1), демпферную обмотку можно тоже представить в виде двух обмоток, оси которых направлены по осям  $d$  и  $q$ . При этом должны быть учтены взаимные магнитные связи между статорной обмоткой по оси  $d$ , демпферной обмоткой по оси  $d$  и обмоткой возбуждения, а также между статорной и демпферной обмотками по оси  $q$ . Наличие демпферной обмотки не влияет на уравнения равновесия напряжений (3.1), (3.2) и (3.3), которые могут быть без изменения использованы при описании синхронного двигателя с демпферной обмоткой. К ним должны быть добавлены уравнения равновесия напряжений для демпферной обмотки и выражения для потокосцепления всех пяти фигурирующих в модели обмоток. В абсолютных единицах эти уравнения записываются так:

$$0 = R_D i_D + p \Psi_D;$$

$$0 = R_Q i_Q + p \Psi_Q;$$

$$\Psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + M_{df} i_f + M_{dD} i_D;$$

$$\Psi_{1q} = L_{1q} i_{1q} + M_{qQ} i_Q;$$

$$\Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{1d} + M_{fD} i_D;$$

$$\Psi_D = L_D i_D + M_{Dd} i_{1d} + M_{Df} i_f,$$

$$\Psi_Q = L_Q i_Q + M_{Qq} i_{1q},$$

где  $R_D = R_Q$  — активное сопротивление демпферной обмотки;  $\Psi_D$ ,  $\Psi_Q$ ,  $i_D$ ,  $i_Q$  — потокосцепления и токи демпферной обмотки соответственно;  $M_{dD} = M_{Dd}$  — коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси  $d$ ;  $M_{qQ} = M_{Qq}$  — коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой по оси  $q$ ;  $M_{fD} = M_{Df}$  — коэффициент взаимной индукции между демпферной обмоткой по оси  $d$  и обмоткой возбуждения;  $L_D$ ,  $L_Q$  — индуктивности демпферной обмотки по осям  $d$  и  $q$ .

Для перехода к относительным единицам надо выбрать базовые значения величин, относящихся к демпферной обмотке:

$$\text{базовый ток демпферной обмотки по оси } d \quad I_{D6} = \psi_{16} / M_{dD};$$

$$\text{базовый ток демпферной обмотки по оси } q \quad I_{Q6} = \psi_{16} / M_{qQ};$$

$$\text{базовое потокосцепление демпферной обмотки по оси } d \quad \Psi_{D6} = L_D I_{D6};$$

$$\text{базовое потокосцепление демпферной обмотки по оси } q \quad \Psi_{Q6} = L_Q I_{Q6}.$$

Значение базового тока демпферной обмотки по оси  $d$  выбрано таким, что при протекании его по обмотке создается бы потокосцепление статорной обмотки по той же оси, равное базовому  $\psi_{16}$ . Базовое потокосцепление демпферной обмотки по оси  $d$  выбирается равным потокосцеплению, создаваемому базовым током  $I_{D6}$ . Аналогичным образом выбраны базовые значения для демпферной обмотки по оси  $q$ .

Действуя так же, как в подразд. 3.1, можно получить описание электромагнитных процессов в нормированном виде:

$$p\bar{\Psi}_{1d} = \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{u}_{1d} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1d} + \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1q});$$

$$p\bar{\Psi}_{1q} = \omega_{0\text{эл.б}} (\bar{u}_{1q} - \bar{R}_1 \bar{i}_{1q} - \bar{\omega}_0 \bar{\Psi}_{1d});$$

$$p\bar{\Psi}_f = (\bar{u}_f - \bar{i}_f) / T_f;$$

$$p\bar{\Psi}_D = -\bar{i}_D / T_D;$$

$$p\bar{\Psi}_Q = -\bar{i}_Q / T_Q;$$

$$\bar{i}_{1d} = (\bar{\Psi}_{1d} - \bar{i}_f - \bar{i}_D) / \bar{x}_d;$$

$$\bar{i}_q = (\bar{\Psi}_{1q} - \bar{i}_Q) / \bar{x}_q;$$

$$\bar{i}_f = \bar{\Psi}_f - (1 - \sigma_f) \bar{x}_d \bar{i}_{1d} - \mu_f \bar{i}_D;$$

$$\bar{i}_D = \bar{\Psi}_D - (1 - \sigma_D) \bar{i}_f - \mu_D \bar{x}_d \bar{i}_{1d};$$

$$\bar{i}_Q = \bar{\Psi}_Q - (1 - \sigma_Q) \bar{x}_q \bar{i}_q;$$

$$\mu_f = (M_{Df} M_{df}) / (L_f M_{dD});$$

$$\mu_D = (M_{Df} M_{dD}) / (L_D M_{df}),$$

где  $T_D$ ,  $T_Q$  — постоянные времени демпферной обмотки по осям  $d$  и  $q$  соответственно;  $(1 - \sigma_D)$ ,  $(1 - \sigma_Q)$  — коэффициенты связи между статорной и демпферной обмотками по осям  $d$  и  $q$  соответственно,  $(1 - \sigma)_D = M_{dD}^2 / (L_D L_{1d})$ ,  $(1 - \sigma)_Q = M_{qQ}^2 / (L_Q L_{1q})$ ;  $\sigma_D$ ,  $\sigma_Q$  — коэффициенты рассеяния демпферной обмотки по осям  $d$  и  $q$  соответственно;  $\mu_f$ ,  $\mu_D$  — коэффициенты связи между обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой по оси  $d$  соответственно.

Удобная для моделирования в среде MATLAB Simulink нормированная структурная схема электропривода с синхронным двигателем, имеющим демпферную обмотку, во вращающейся системе координат и при питании от источника бесконечной мощности приведена на рис. 3.5. Она может быть использована для расчета переходных процессов, связанных с изменением напряжения и частоты источника питания, момента нагрузки и напряжения возбуждения в пределах, когда эти изменения таковы, что двигатель работает при малых отклонениях значений переменных от их начальных значений, соответствующих синхронному режиму. Это означает, что при расчете переходных процессов в синхронном двигателе на выходах интеграторов, входящих в состав структурной схемы, надо предварительно установить значения  $\bar{\Psi}_{1d\text{нач}}$ ,  $\bar{\Psi}_{1q\text{нач}}$ ,  $\bar{\Psi}_{f\text{нач}}$ ,  $\bar{\Psi}_{D\text{нач}}$ ,  $\bar{\Psi}_{Q\text{нач}}$ ,  $\bar{\omega}_{\text{нач}}$ ,  $\theta_{\text{нач}}$ , соответствующие выбранному начальному синхронному режиму. За начальный удобно выбрать режим идеального холостого хода, при котором  $\bar{\omega}_{\text{нач}} = \bar{\omega}_0$ ,  $\theta_{\text{нач}} = 0$ . Этим будет обеспечено нулевое начальное значение угла нагрузки. Кроме того, надо иметь в виду, что в установившемся режиме токи в демпферных обмотках отсутствуют, т.е.  $\bar{i}_{Q\text{нач}} = \bar{i}_{D\text{нач}} = 0$ , а напряжение и ток возбуждения в относительных единицах равны друг другу:  $\bar{i}_f = \bar{u}_f$ . С учетом этого начальные значения переменных могут быть получены в результате совместного

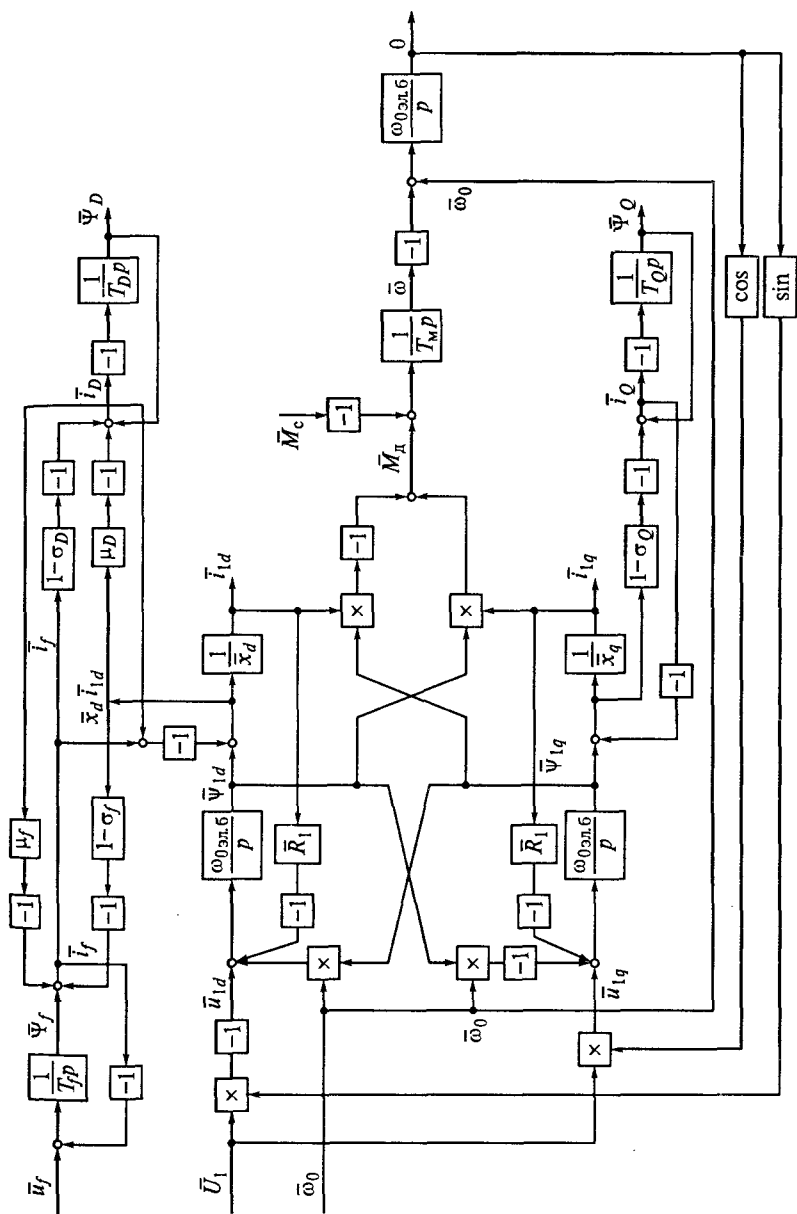


Рис. 3.5. Структурная схема электропривода с синхронным двигателем с демпферной обмоткой во вращающейся системе координат

решения приведенных ранее уравнений, которые при  $p = 0$  можно представить в матричной форме как:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{u};$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\bar{\omega}_0 & 0 & 0 & 0 & \bar{R}_1 & 0 \\ \bar{\omega}_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{R}_1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\bar{x}_d & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\bar{x}_q \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -(1-\sigma_f)\bar{x}_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -\mu_D\bar{x}_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -(1-\sigma_Q)\bar{x}_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \bar{u}_{1d} \\ \bar{u}_{1q} \\ \bar{u}_f \\ 0 \\ \bar{u}_f \\ (1-\sigma_D)\bar{u}_f \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{x} = [\bar{\Psi}_{1d\text{нач}} \bar{\Psi}_{1q\text{нач}} \bar{\Psi}_{f\text{нач}} \bar{\Psi}_{D\text{нач}} \bar{\Psi}_{Q\text{нач}} \bar{i}_{1d\text{нач}} \bar{i}_{1q\text{нач}}]^T,$$

где  $\tau$  — знак транспонирования матрицы.

В качестве примера результаты расчета реакции электропривода с синхронным двигателем на изменение момента на валу приведены в подразд. 8.2.

### 3.4. Электропривод с реактивным синхронным двигателем

На статоре реактивного синхронного двигателя так же, как в синхронном двигателе, рассмотренном в подразд. 3.1...3.3, расположена трехфазная статорная обмотка, создающая вращающееся магнитное поле. На явнополюсном роторе нет ни обмотки возбуждения, ни постоянных магнитов. Вращающий момент создается в результате различия магнитных сопротивлений магнитопровода статора по продольной и поперечной осям. Так же как в обычном синхронном двигателе, в режиме идеального холостого хода ось полюсов ротора совпадает с направлением вектора потока статора. Под действием нагрузки на валу ось полюсов ротора отстает от вектора потокосцепления статора на некоторый угол нагрузки  $\theta$ . Зависимость электромагнитного момента от угла  $\theta$  может быть определена по формуле (3.9), если принять в ней  $\bar{i}_f = 0$ :



$$\bar{M}_d = \frac{\bar{U}_1^2}{2\bar{\omega}^2} \left( \frac{1}{\bar{x}_q} - \frac{1}{\bar{x}_d} \right) \sin 2\theta.$$

Из этой формулы следует, что при  $\theta = \theta_{\max} = 45^\circ$  электромагнитный момент достигает максимального значения. При дальнейшем увеличении нагрузки момент, пройдя максимум, будет уменьшаться. При угле  $\theta = 90^\circ$  момент равен нулю. Следует иметь в виду, что при выводе формулы (3.9) не учитывались потери в обмотке статора, и поэтому фактически двигатель развивает несколько меньший вращающий момент.

Если ротор выполнен из листовой электротехнической стали, то в нем предусматривается пусковая обмотка типа беличьей клетки. Если ротор изготовлен из ферромагнитного материала сплошным, то пусковая обмотка необязательна, так как пусковой момент создается за счет вихревых токов, возникающих в теле ротора.

Достоинство реактивного двигателя состоит в простоте его конструкции. Однако он обладает рядом недостатков, к числу которых относятся:

- потребление от источника питания значительной реактивной мощности, что отрицательно сказывается на коэффициенте мощности и КПД двигателя, который лежит в пределах 55... 80 %;

- малая перегрузочная способность (максимальный перегрузочный момент не превышает 120... 125 % от номинального момента двигателя);

- существенное влияние на устойчивость работы привода момента инерции нагрузки, который не должен превышать момент инерции двигателя более, чем в 3—5 раз;

- невозможность использования реактивного синхронного двигателя при пульсирующем характере нагрузки;

- сильная зависимость момента, при котором двигатель выпадает из синхронизма, от значения напряжения на статоре.

Эти недостатки обусловили ограниченное применение такого двигателя в промышленности.

### 3.5. Электропривод с вентильно-индукторным двигателем

В последнее десятилетие внимание разработчиков электроприводов наряду с асинхронным и синхронным машинами привлекает вентильно-индукторный двигатель (ВИД), получивший в зарубежной литературе название Switched reluctance machine (SRM). Первые работы, посвященные такому двигателю, относятся к 80-м годам XX в. В последующие годы получила развитие теория вентильно-индукторного двигателя, накоплен опыт их производства

и практического применения в электроприводах. Предпосылками к применению ВИД являются [11]:

создание силовых электронных ключей с высоким быстродействием и малыми потерями;

опыт создания шаговых двигателей;

опыт применения принципов широтно-импульсной модуляции при управлении асинхронными двигателями;

развитие микропроцессорной техники, что сняло ограничения на применение сложных алгоритмов управления.

Основные достоинства ВИД:

простота конструкции и связанная с этим экономия материалов, что определяет низкую стоимость машины даже по сравнению с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором;

простота преобразователя, от которого питается двигатель, представляющий собой силовой вентильный коммутатор с односторонней проводимостью тока.

К числу недостатков двигателя относятся:

необходимость использования датчика положения ротора или заменяющей его электронной схемы;

трудность реализации плавного движения и обеспечения приемлемой шумности, что достигается путем формирования сложной формы токов в обмотках полюсов статора.

В отличие от асинхронных и синхронных двигателей в ВИД электромагнитный момент создается не в результате взаимодействия между вращающимся магнитным полем статора и токами ротора, а за счет несимметрии магнитной системы. Принцип действия вентильно-индукторного двигателя на примере четырехфазной машины поясняет рис. 3.6. На каждом из двух находящихся друг против друга полюсов явнополюсного статора располагаются катушки, соединенные последовательно и согласно. Две катушки образуют фазные обмотки статора  $A_1 - A_2$ ,  $B_1 - B_2$ ,  $C_1 - C_2$  и  $D_1 - D_2$ . Они получают питание от источника постоянного тока с напряжением  $U_d$  через вентильный силовой коммутатор, каждая фаза которого обеспечивает протекание тока через нагрузку от плюса к минусу источника. Ротор зубчатый, обмотки на роторе нет. Характерной особенностью ВИД является то, что число зубцов его ротора не равно числу полюсов статора. Число полюсов статора определяется выражением

$$z_c = 2k_1m,$$

где  $k_1$  — целое число;  $m$  — число фаз.

Число полюсов (зубцов) ротора  $z_p$  не может выбираться произвольно и определяется в соответствии с формулой

$$z_p = 2(k_2m \pm 1),$$

где  $k_2$  — целое число.

В двигателе, показанном на рис. 3.6, число фаз равно 4, коэффициент  $k_1$ , так же как и  $k_2$ , принят равным 1, в результате чего число полюсов статора равно 8. Число зубцов ротора в зависимости от выбранного знака в формуле для  $z_p$  может быть 6 (см. рис. 3.6) либо 10.

На рис. 3.6 показано положение ротора, при котором ток от источника протекает через транзисторные ключи фазы  $B$  коммутатора и обмотки  $B_1$  и  $B_2$  полюсов статора, а ось ротора совпадает с осью этих обмоток. Другие фазы статора током не обтекаются. Магнитные силовые линии замыкаются через два полюса статора, обмотки которых в данный момент обтекаются током, два зубца и тело ротора и далее через ярмо магнитной системы статора. Если теперь закрыть транзисторы фазы  $B$  и открыть транзисторы фазы  $A$ , то током будут обтекаться обмотки  $A_1$  и  $A_2$ , что соответствует повороту вектора потока статора на  $45^\circ$  по часовой стрелке. Ротор под действием поля статора будет поворачиваться до совпадения оси ближайшей пары зубцов с осью обмотки  $A_1-A_2$ . Эта пара зубцов ротора на рисунке помечена точками. Ротор повернется на  $15^\circ$  в сторону, противоположную направлению поворота вектора магнитного потока статора. Если после фазы  $B$  открыть транзисторы фазы  $C$ , то вектор магнитного потока повернется против часовой стрелки на  $45^\circ$ , а ротор — по часовой стрелке на  $15^\circ$ . Таким образом ВИД обладает электромагнитной редукцией, т. е. скорости поля статора и ротора двигателя не равны друг другу. В рассматриваемом случае коэффициент редукции  $k_p = 3$ . Вращение ротора в сторону, противоположную направлению вращения поля

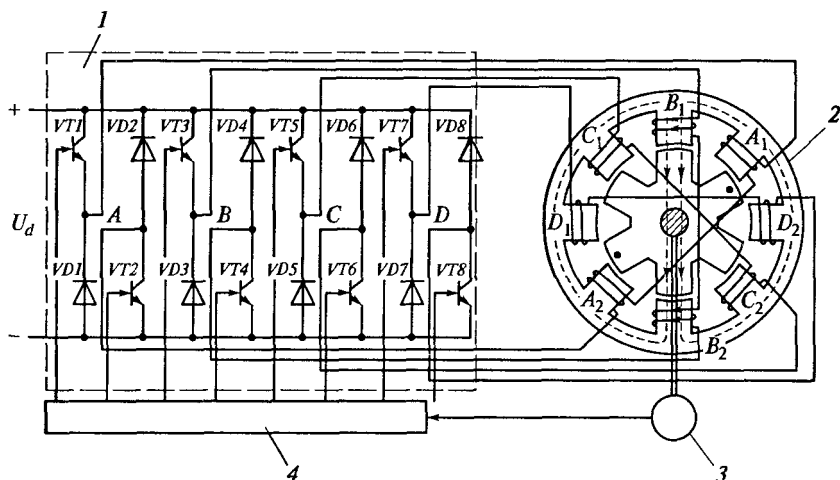


Рис. 3.6. Структура вентильно-индукторного двигателя:

1 — силовой коммутатор; 2 — двигатель; 3 — датчик положения ротора (ДПР); 4 — система управления (СУ)

статора, — особенность двигателя, у которого число зубцов ротора меньше, чем число полюсов статора. При  $z_p > z_c$  ротор вращается в ту же сторону, что и поле статора. Так, если бы в формуле для числа зубцов ротора был выбран плюс, то число зубцов ротора надо было бы сделать равным  $z_p = 10$ , т.е. бóльшим, чем число полюсов статора. Тогда ротор вращался бы в ту же сторону, что и поле, а коэффициент магнитной редукиции вырос бы до  $k_p = 5$ .

Для того чтобы ротор двигателя совершал непрерывное вращение, необходимо последовательно подключать к источнику питания обмотки смежных полюсов статора. Эти переключения должны осуществляться в зависимости от положения ротора.

На рис. 3.7 [15] показан алгоритм переключения ключей силового коммутатора. Угол открытого состояния каждого основного (нечетного) транзистора составляет  $2\pi/m$ , угол открытого состояния каждого вспомогательного (четного) —  $\pi$ . Формирование од-

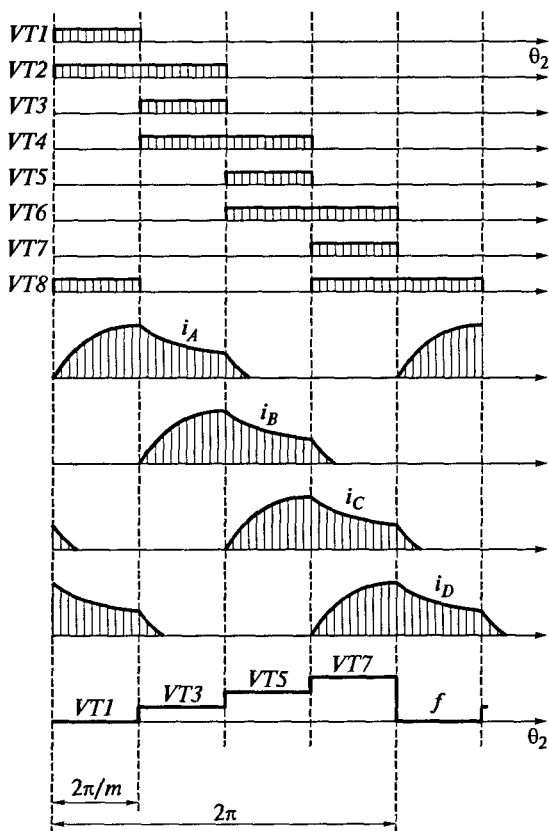


Рис. 3.7. Формирование токов в обмотках фаз вентильно-индукторного двигателя

нополярного тока в каждой фазе осуществляется в три этапа. На первом, активном, этапе, когда к фазе двигателя через открытые нечетный и четный транзисторы приложено напряжение источника постоянного тока  $U_d$  (см. рис. 3.6), ток в обмотках фазы нарастает. В конце участка  $2\pi/m$  основной транзистор данной фазы закрывается, чтобы открылись транзисторы следующей фазы. Наступает второй, пассивный, этап, на котором ток данной фазы начинает уменьшаться, протекая через остающийся открытым в течение следующей угловой длительности  $2\pi/m$  вспомогательный транзистор. Когда этот транзистор закрывается, ток быстро падает до нуля, протекая через два диода.

Однако для обеспечения плавного вращения, уменьшения пульсаций момента и снижения уровня шума при работе двигателя алгоритм формирования тока статора приходится усложнять. Ток должен формироваться по специальному закону, оптимизирующему электромагнитные процессы в двигателе. В целях реализации этого закона воздействуют на длительность существования активного и пассивного этапов формирования тока фазы, используя при этом метод широтно-импульсной модуляции с воздействием либо на основной, либо и на основной и на вспомогательный транзисторы.

Положение ротора, в функции которого производится переключение ключей силового вентильного коммутатора, измеряется датчиком положения ротора (ДПР) (см. рис. 3.6). В системе управления (СУ) полученные с датчика сигналы преобразуются в дискретную коммутационную функцию  $f$ , которая обеспечивает требуемый алгоритм переключения и необходимую длительность открытого состояния транзисторов.

Описанный способ коммутации называется одиночным, так как в любой момент времени к источнику питания подключается одна фаза двигателя. Наряду с этим находит применение парная коммутация, при которой к источнику всегда подключены две фазы двигателя, а также комбинированная коммутация.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМЕ ЧАСТОТНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

### 4.1. Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения и управляемым выпрямителем

Преобразователь частоты, работающий на статорную обмотку асинхронного двигателя, показан на рис. 4.1. Он включает в себя автономный инвертор напряжения (АИН) с системой управления инвертора (СУИ) и управляемый выпрямитель (УВ). На выходе выпрямителя предусмотрен  $LC$ -фильтр, предназначенный для сглаживания выпрямленного напряжения  $U_d$ . В тормозном резисторе  $R_r$ , который включается тормозным прерывателем  $K_r$  при переходе двигателя в тормозной режим, рассеивается энергия торможения. В промышленных установках управляемый выпрямитель питается от сети переменного тока промышленной частоты 50 Гц. Управляющим воздействием для него является сигнал задания напряжения на входе системы управления выпрямителем (СУВ).

Наиболее распространенной схемой силовой части инвертора является трехфазная мостовая схема (см. рис. 4.1), состоящая из шести управляемых ключей, обозначенных на рисунке цифрами 1...6. Эти ключи должны обладать двухсторонней проводимостью. В настоящее время они обычно выполняются на транзисторах, обеспечивающих протекание тока в прямом направлении от плюса напряжения  $U_d$  к минусу. Обратная проводимость обеспечивается включенными параллельно транзисторам диодами обратного тока. С их помощью создается цепь для протекания обратного тока в процессе коммутации транзисторов и в тормозном режиме двигателя.

Управление частотой  $\omega_{0эл}$  на выходе преобразователя осуществляется путем воздействия на систему управления инвертора, в которой сигнал задания частоты преобразуется в длительность сигналов управления, подаваемых на транзисторы инвертора в соответствии с установленным алгоритмом. Значение амплитуды напряжения переменного тока на выходе инвертора определяется значением выпрямленного напряжения  $U_d$ , из которого формиру-

ется выходное напряжение преобразователя. Оно задается сигналом на входе системы управления выпрямителем.

Диаграмма состояния ключей инвертора при угловой длительности замкнутого состояния ключей (открытого состояния транзисторов, работающих в ключевом режиме), равной  $\pi$ , представлена на рис. 4.2. В каждый данный момент времени замкнуты три ключа. Состояние ключей изменяется через каждую шестую часть периода, длительность которой в единицах времени  $\Delta t$  определяется заданным значением частоты на выходе инвертора как  $\Delta t = \pi / (3\omega_{0эл})$ . Таким образом, изменение сигнала задания частоты на входе системы управления инвертором приводит к изменению этой длительности, т. е. изменению частоты  $\omega_{0эл}$  напряжения на выходе. Последовательность замыкания ключей 1—2—3—4—5—6 (см. рис. 4.2) соответствует определенному направлению вращения двигателя. Для его изменения эта последовательность должна быть изменена на обратную. Из диаграммы очевидно, что существует шесть ненулевых состояний ключей, при которых всегда замкнуты два четных и один нечетный или один четный и два нечетных ключа. Кроме них могут еще использоваться два нулевых состояния, при которых замкнуты ключи 1—3—5 или 2—4—6 и когда все три фазы статора замкнуты на положительный или отрицательный зажим выпрямителя, что соответствует нулю напряжения на нагрузке.

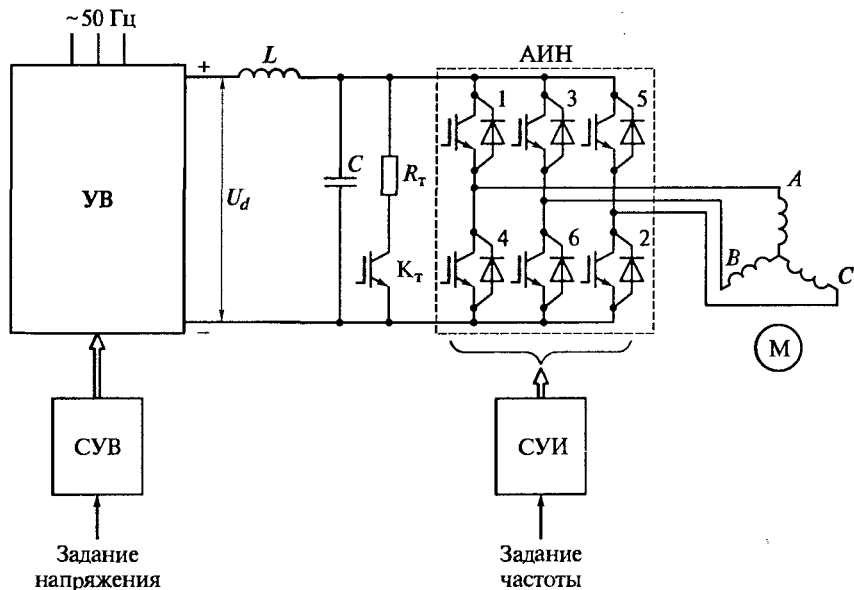


Рис. 4.1. Структура преобразователя частоты со звеном постоянного тока и управляемым выпрямителем

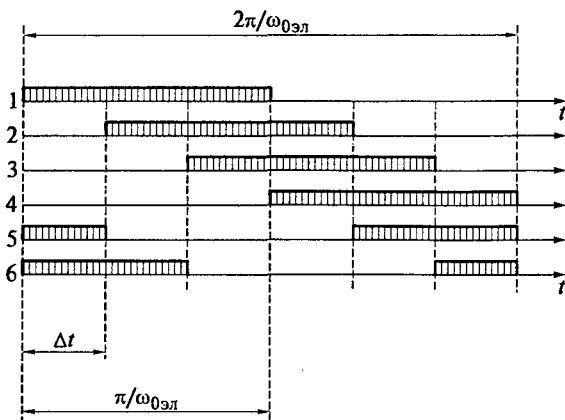


Рис. 4.2. Диаграмма состояний ключей инвертора

Все восемь состояний ключей инвертора показаны в табл. 4.1. В ней указаны номера замкнутых ключей, схема включения обмоток фаз статора в предположении, что обмотки соединены звездой, и значения фазных напряжений.

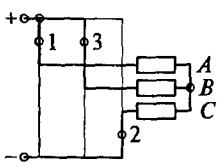
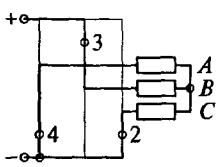
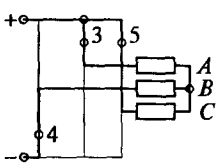
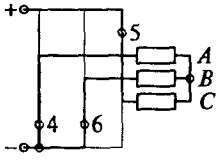
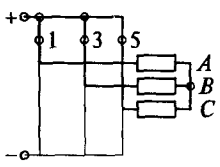
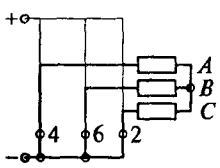
В каждом из шести ненулевых состояний две обмотки статора, соединенные параллельно, включены последовательно с третьей

Таблица 4.1

Схемы включения обмоток статора при разных состояниях ключей инвертора и соответствующие значения фазных напряжений

Замкнуты ключи	Схема включения обмоток статора	Фазные напряжения		
		$\frac{u_{1A}}{U_d}$	$\frac{u_{1B}}{U_d}$	$\frac{u_{1C}}{U_d}$
5—6—1		$+\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$+\frac{1}{3}$
6—1—2		$+\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$



Замкнуты ключи	Схема включения обмоток статора	Фазные напряжения		
		$\frac{u_{1A}}{U_d}$	$\frac{u_{1B}}{U_d}$	$\frac{u_{1C}}{U_d}$
1—2—3		$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$
2—3—4		$-\frac{1}{3}$	$+\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$
3—4—5		$-\frac{2}{3}$	$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{3}$
4—5—6		$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{2}{3}$
1—3—5		0	0	0
2—4—6		0	0	0

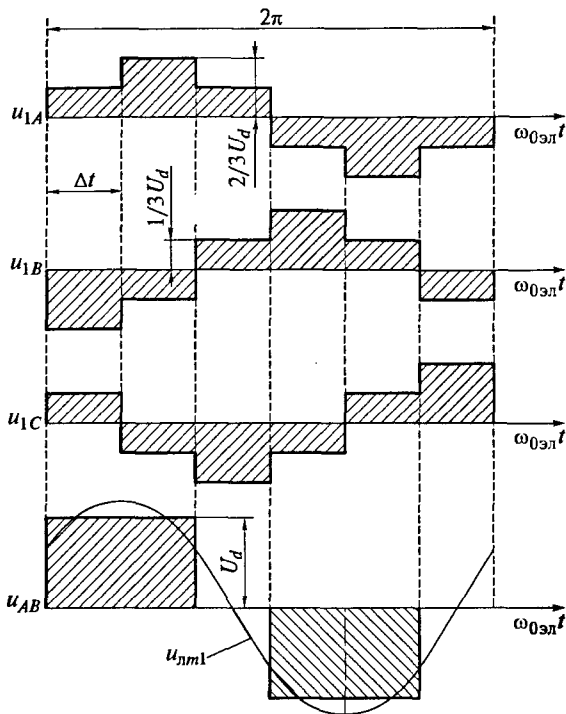


Рис. 4.3. Форма напряжений на выходе инвертора

обмоткой. Поэтому на соединенных параллельно обмотках действует напряжение, равное  $(1/3)U_d$ , а на обмотке, соединенной с ними последовательно  $(2/3)U_d$ . На рис. 4.3 показаны фазные напряжения  $u_{1A}$ ,  $u_{1B}$ ,  $u_{1C}$ , значения которых на каждой шестой части периода определяются в соответствии с табл. 4.1. Там же приведено одно из линейных напряжений  $u_{AB}$ , определенное как  $u_{AB} = u_{1A} - u_{1B}$ . Поскольку выходное напряжение преобразователя формируется из напряжения  $U_d$  на выходе выпрямителя, изменение  $U_d$  в результате изменения сигнала задания на входе системы управления выпрямителем приводит к пропорциональному изменению напряжения на выходе преобразователя частоты. Показанное на рис. 4.3 линейное напряжение может быть представлено в виде суммы гармонических составляющих, не содержащих гармоник, кратных двум и трем [53]:

$$u_{AB}(v) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left( \sin v' - \frac{1}{5} \sin 5v' - \frac{1}{7} \sin 7v' + \frac{1}{11} \sin 11v' + \dots \right);$$

$$v = \omega_{0эл}t; \quad v' = \omega_{0эл}t + \pi/6.$$

Первая гармоника линейного напряжения  $u_{n1} = f(\omega_{0эл}t)$  (см. рис. 4.3) имеет амплитуду, равную  $U_{n1} \approx (1,1)U_d$ . Амплитуда первой гармоники напряжения фазы составляет  $U_{\phi n1} \approx (0,637)U_d$ .

Если бы автономный инвертор питался от источника постоянного напряжения (выпрямителя), обладающего двухсторонней проводимостью, то при уменьшении частоты на выходе преобразователя или при увеличении скорости двигателя до значения, большего скорости идеального холостого хода в результате действия активного момента на валу, двигатель переходил бы в режим рекуперативного торможения. Если выпрямитель выполняется как нереверсивный, то он не пропускает поток мощности от двигателя в сеть. Поэтому для обеспечения режима торможения в схеме предусмотрен тормозной резистор  $R_r$  (см. рис. 4.1). При возникновении условий для тормозного режима двигателя электронный ключ  $K_r$  замыкается и энергия торможения рассеивается в тормозном резисторе.

Несинусоидальность выходного напряжения приводит к несинусоидальному характеру тока в статорных обмотках и пульсациям момента двигателя. Эти пульсации особенно сильно проявляются при пониженной частоте и небольшом моменте инерции механизма, который приводится в движение приводом. Тогда они вызывают неравномерность вращения двигателя, а иногда и возникновение шагового режима, когда двигатель вращается с остановками. Таким образом, несинусоидальный характер напряжения на выходе выпрямителя накладывает ограничение на возможный диапазон регулирования скорости привода. Кроме того, наличие высших гармоник в кривой тока статора вызывает увеличение потерь энергии по сравнению со случаем питания двигателя синусоидальным напряжением. Поэтому в последнее время получили наибольшее распространение преобразователи частоты со звеном постоянного тока, в которых форма тока статора, близкая к синусоидальной, достигается применением инверторов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

## **4.2. Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения и широтно-импульсной модуляцией**

Наиболее распространенным типом преобразователя частоты с ШИМ является преобразователь с неуправляемым выпрямителем напряжения в звене постоянного тока. При этом напряжение на входе инвертора не меняется, а регулирование выходного напряжения осуществляется методом широтно-импульсной модуляции. Такие выпрямители выпускаются рядом электротехнических

фирм с начала 90-х годов XX в., когда производители мощных полупроводниковых приборов освоили выпуск биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). IGBT представляют собой  $p-n-p$ -транзистор, управляемый через высоковольтный  $n$ -канальный полевой транзистор. При необходимости используется параллельное соединение транзисторов или гибридные модули. К достоинствам IGBT относятся: высокая допустимая плотность тока; управление напряжением, как у МОП-транзисторов; практически прямоугольная область безопасной работы, исключая необходимость формирования траектории переключения, низкие потери в импульсном режиме. Перечисленные качества обусловили широкое применение IGBT в современных преобразователях с ШИМ.

Принцип ШИМ проще всего пояснить на примере однофазного инвертора, получающего питание от источника постоянного напряжения со средней точкой, структура которого показана на рис. 4.4. Активно-индуктивная нагрузка  $Z_n$  включена между средней точкой источника питания и точкой соединения электронных ключей 1 и 2, каждый из которых включает в себя транзистор, работающий в ключевом режиме и диод обратного тока. Система управления транзисторными ключами содержит в своем составе нуль-орган (НО) и формирователи  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$ . На входе нуль-органа сравниваются задающий сигнал  $u^*$  (здесь и далее индексом «звездочка» отмечены задающие сигналы) и пилообразное опорное напряжение  $u_{оп}$ .

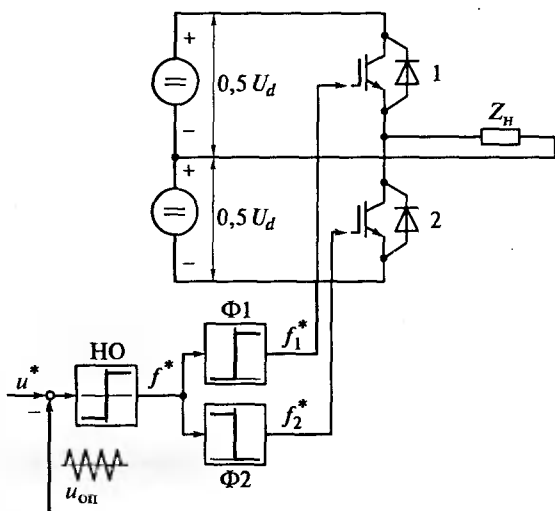


Рис. 4.4. Структура однофазного инвертора с широтно-импульсной модуляцией

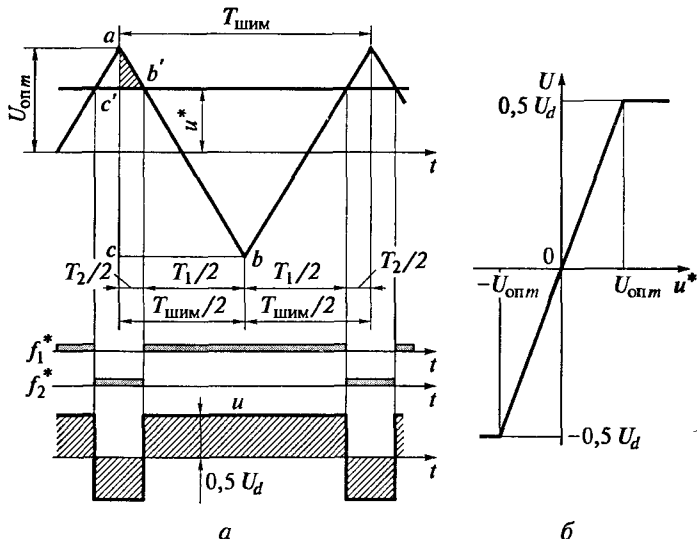


Рис. 4.5. Характеристики передаточного коэффициента инвертора: а — напряжения опорное и задания; б — регулировочная характеристика инвертора

Если  $u^* > u_{оп}$ , т.е. разность  $(u^* - u_{оп})$  положительна, то сигнал на выходе нуль-органа положителен и на выходе формирователя Ф1 существует положительный сигнал  $f_1^*$ , замыкающий ключ 1, т.е. открывающий соответствующий транзистор. К нагрузке оказывается приложенным напряжение  $0,5U_d$ , у которого слева «плюс», а справа — «минус» и которое будем считать положительным. При отрицательной разности  $(u^* - u_{оп})$  замыкается ключ 2 и напряжение на нагрузке становится отрицательным и равным  $-0,5U_d$ .

На рис. 4.5, а показаны симметричное пилообразное опорное напряжение с максимальным значением  $U_{опт}$  и напряжение задания  $u^*$ , которое предполагается постоянным в течение периода  $T_{шим}$  опорного напряжения. В нижней части рисунка приведены состояния сигналов  $f_1^*$  и  $f_2^*$  и форма напряжения на выходе инвертора  $u$ . Среднее значение напряжения на выходе определяется следующим образом:

$$U = 0,5U_d(1 - 2T_2/T_{шим});$$

$$T_{шим} = T_1 + T_2 = f_{шим}^{-1},$$

где  $T_1, T_2$  — интервалы замкнутого состояния ключей 1 и 2 соответственно;  $T_{шим}$  — период широтно-импульсной модуляции, с;  $f_{шим}$  — частота ШИМ, Гц.

Из подобия треугольников  $abc$  и  $ab'c'$  для рабочей части характеристики инвертора, когда  $|u^*| \leq U_{\text{опт}}$ , может быть записано:

$$\frac{T_2}{T_{\text{ШИМ}}} = \frac{U_{\text{опт}} - u^*}{2U_{\text{опт}}}.$$

Отсюда с учетом приведенного выше выражения для  $U$  следует, что

$$U = \frac{0,5U_d}{U_{\text{опт}}} u^* = k_{\text{и}} u^*,$$

где  $k_{\text{и}}$  — передаточный коэффициент инвертора в линейной части характеристики, когда  $u^* \leq U_{\text{опт}}$ .

Из регулировочной характеристики инвертора  $U = f(u^*)$  (рис. 4.5, б) видно, что должно быть предусмотрено ее ограничение на уровне  $0,5U_d$ , так как для получения неискаженного напряжения на выходе задающий сигнал  $u^*$  не должен превышать максимального значения опорного напряжения  $U_{\text{опт}}$ . В системе управления инвертором должна существовать кратковременная задержка между размыканием одного ключа и замыканием другого для восстановления запирающих свойств транзистора, выходящего из работы.

Если управляющий сигнал представляет собой синусоиду с частотой  $\omega_{\text{0эл}}$ , то напряжение на выходе инвертора, рассматриваемое за время  $t \geq 2\pi/\omega_{\text{0эл}}$ , будет представлять собой гармоническую кривую, содержащую наряду с первой гармоникой, которая имеет частоту управляющего сигнала, ряд гармонических составляющих более высокого порядка. Таким образом, если амплитуда  $u^*$  не превышает значения  $U_{\text{опт}}$ , то первая гармоника напряжения на выходе инвертора в определенном масштабе повторяет управляющий сигнал. Изменение его частоты приводит к изменению частоты на выходе инвертора. Изменение амплитуды управляющего сигнала при неизменной частоте будет приводить к изменению соотношения длительностей положительных и отрицательных импульсов напряжения на выходе, т. е. изменению амплитуды его первой гармоники. Это иллюстрирует рис. 4.6. Для его упрощения и наглядности построения принято, что частота опорного напряжения всего в 12 раз превышает частоту управляющего сигнала. На самом деле в современных инверторах частота опорного напряжения (частота ШИМ) составляет от единиц до десятков кГц при номинальной частоте напряжения на выходе инвертора  $f_{\text{н}} = \omega_{\text{0эл.н}}/(2\pi) = 50$  Гц. При высокой частоте ШИМ и активно-индуктивной нагрузке, какой является обмотка статора, ток нагрузки оказывается практически синусоидальным.

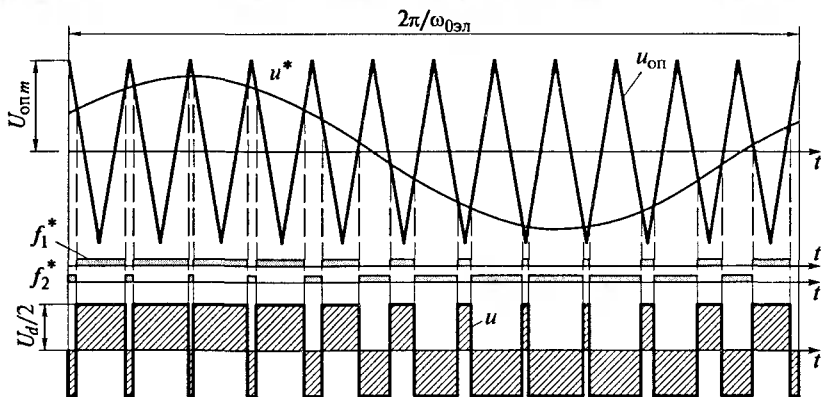


Рис. 4.6. Принцип широтно-импульсной модуляции на примере однофазного инвертора

Однако надо учитывать и ряд отрицательных эффектов, связанных с повышением частоты ШИМ, а именно наличие электромагнитных помех, воздействующих на другие электротехнические и радиотехнические устройства, и возникновение перенапряжений в цепи нагрузки, что опасно для изоляции обмоток двигателя. Средства борьбы с этими явлениями состоят в использовании двигателей с повышенным качеством изоляции, в применении экранированных кабелей и специальных фильтров, в ограничении длины коммуникаций, а также в отдельной прокладке силовых кабелей и кабелей системы управления.

Схема трехфазного мостового инвертора (рис. 4.7, а) включает в себя три плеча с транзисторными ключами, каждое из которых выполнено аналогично плечу однофазного инвертора (см. рис. 4.4). К средним точкам каждого из плеч подключено начало фазной обмотки статора двигателя, если обмотки статора соединены звездой, как это показано на рис. 4.7, а, или угол треугольника, если обмотки соединены треугольником. Схема включает в себя общий для всех трех фаз источник пилообразного опорного напряжения  $u_{оп}$ . Управляющие сигналы  $u_{1A}^*$ ;  $u_{1B}^*$ ;  $u_{1C}^*$  представляют собой трехфазную систему синусоидальных напряжений, сдвинутых между собой на  $120^\circ$ . Изменение частоты напряжения на выходе инвертора достигается изменением частоты управляющих сигналов, а изменение амплитуды — изменением их амплитуды.

На рис. 4.7, б показано, как формируется трехфазное напряжение на фазах нагрузки, соединенной в звезду. На рисунке заштрихованными горизонтальными линиями отмечены состояния сигналов  $f_1^* - f_6^*$ , а следовательно, и замкнутые состояния ключей 1—6. Их зависимость от знаков разностей  $u_{1A}^* - u_{оп}$ ,  $u_{1B}^* - u_{оп}$ ,

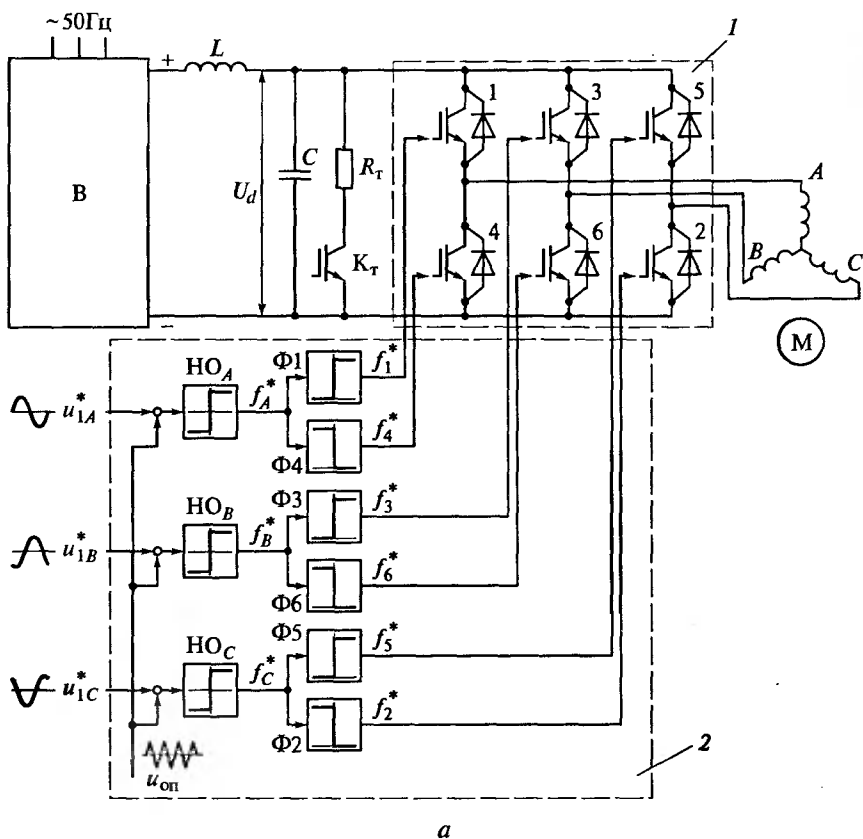
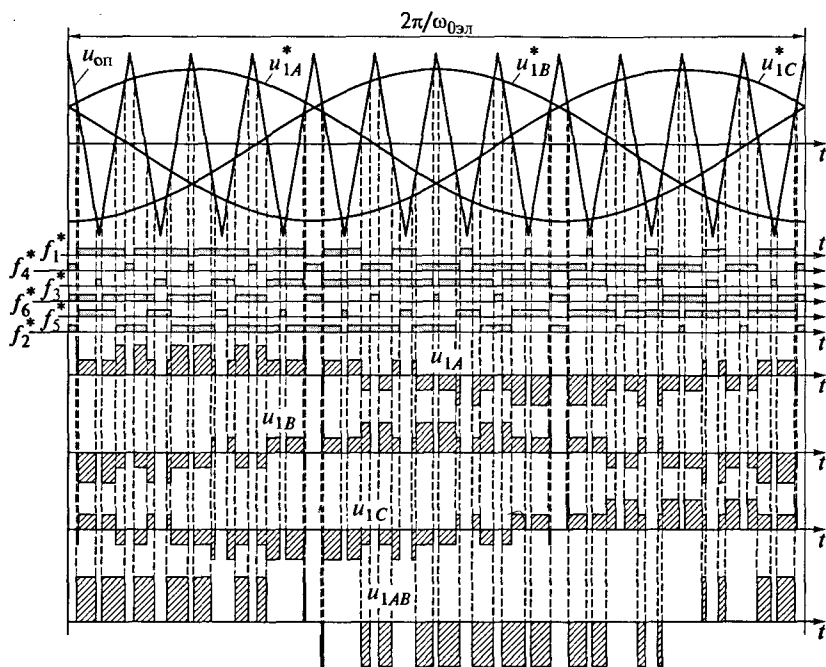


Рис. 4.7. Преобразователь частоты с трехфазным

*a* — структура преобразователя: *1* — автономный инвертор напряжения;

$u_{1C}^* - u_{оп}$  определена так же, как это сделано при рассмотрении однофазного инвертора. Фазные напряжения на выходе могут принимать пять разных значений:  $+(2/3)U_d$ ;  $+(1/3)U_d$ ;  $0$ ;  $-(1/3)U_d$ ;  $-(2/3)U_d$ . Для того чтобы определить мгновенные значения фазных напряжений на каждом из отрезков времени, ограниченном вертикальными штриховыми линиями, проведенными из точек пересечения кривых  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$ ,  $u_{1C}^*$  с графиком опорного напряжения  $u_{оп}$ , нужно воспользоваться данными табл. 4.1. Так, на крайнем левом промежутке времени (см. рис. 4.7, б) замкнуты ключи 2, 4 и 6, чему соответствует равенство нулю напряжений на выходе:  $u_{1A} = u_{1B} = u_{1C} = 0$ . На следующем за ним промежутке времени замкнуты ключи 5, 6 и 1. При этом  $u_{1B} = -(2/3)U_d$ ;  $u_{1A} = u_{1C} = (1/3)U_d$  и т.д. Линейное напряжение между фазами *A* и *B* определено как  $u_{1AB} = u_{1A} - u_{1B}$ . Можно отметить, что алгоритм работы рассматриваемой схемы, так же как и алгоритм работы однофазного инвер-





б

инвертором и широтно-импульсной модуляцией:

2 — система управления АИН; б — формирование напряжения на выходе

тора, исключает возможность одновременного замыкания обоих ключей одного плеча моста. Кроме того, в графиках напряжения имеются участки, на которых замкнуты одновременно все четные или все нечетные ключи, в результате чего значения напряжения на этих участках равны нулю.

При равенстве амплитуды задающего сигнала  $u^*$  максимальному значению опорного напряжения  $U_{опт}$  амплитуда первой гармоники напряжения на выходе инвертора равна  $0,5U_d$ .

Для наглядности график напряжений построен при том же соотношении частот ШИМ и частоты напряжения на выходе инвертора  $\omega_{0эл}$ , что и при рассмотрении однофазного инвертора (см. рис. 4.6). Сказанное ранее о влиянии высокой частоты ШИМ справедливо и для трехфазного инвертора.

Описанная схема инвертора с явно выраженным пилообразным опорным напряжением может быть реализована как в аналоговой

форме, так и в цифровой форме с применением микропроцессорной техники. Наряду с ней разработаны и применяются алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции, специально ориентированные на микропроцессорную реализацию.

### 4.3. Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения и векторной широтно-импульсной модуляцией

В основе принципа векторной широтно-импульсной модуляции лежит представление о так называемых базовых векторах напряжения, т.е. пространственных векторах, которые могут быть сформированы из трех фазных напряжений, действующих на выходе автономного инвертора напряжения. Вектор напряжения на выходе определяется в соответствии с общим правилом, сформулированным в подразд. 1.4:

$$\vec{U}_1 = \mathbf{a} \mathbf{u}_1;$$

$$\mathbf{a} = (2/3) \begin{bmatrix} 1 & -1/2 + j\sqrt{3}/2 & -1/2 - j\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_1 = [u_{1A} \quad u_{1B} \quad u_{1C}]^T,$$

где  $\mathbf{a}$  — матрица-строка;  $\mathbf{u}_1$  — матрица-столбец базового вектора напряжения.

Каждое из напряжений  $u_{1A}$ ,  $u_{1B}$ ,  $u_{1C}$  может принимать одно из пяти возможных значений:  $\pm(2/3)U_{\phi}$ ;  $\pm(1/3)U_{\phi}$ ; 0. В отличие от рассмотренных в подразд. 1.4 пространственных векторов, которые в установленном режиме равномерно вращаются в электрическом пространстве, шесть возможных ненулевых комбинаций включенных состояний ключей инвертора (см. табл. 4.1) создают шесть фиксированных положений пространственного вектора выходного напряжения. Из одного положения в другое вектор перемещается скачком, поворачиваясь при каждом последовательном переключении ключей инвертора на  $60^\circ$ . Каждое из шести положений пространственного вектора рассматривается как самостоятельный вектор. Кроме того, есть два положения, при которых включены все три ключа нечетной группы или три ключа четной группы. При этом напряжение на выходе инвертора равно нулю. По аналогии с ненулевыми векторами, такому состоянию ключей соответствует нулевой вектор. Шесть ненулевых векторов и два нулевых вектора называются базовыми векторами напряжения.

Для того чтобы получить вектор, соответствующий, например, состоянию включенных ключей 6—1—2, нужно, воспользовавшись табл. 4.1, подставить в матрицу-столбец  $\mathbf{u}_1$  значения  $u_{1A} =$

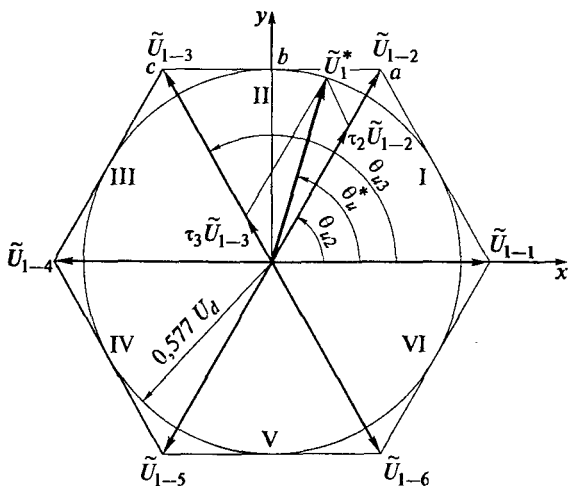


Рис. 4.8. Базовый вектор напряжения

$= (2/3)U_d$ ;  $u_{1B} = u_{1C} = -(1/3)U_d$ . В неподвижной системе координат  $x-y$  полученный вектор запишется как  $\tilde{U}_{1-1} = u_{1x} + ju_{1y}$  при  $u_{1x} = (2/3)U_d$ ;  $u_{1y} = 0$ . Результаты расчетов для других базовых векторов приведены в табл. 4.2. Все ненулевые базовые векторы  $\tilde{U}_{1-1} - \tilde{U}_{1-6}$  показаны на рис. 4.8. Секторы между ними обозначены римскими цифрами.

Последовательный переход от одного базового вектора к последующему соответствует ступенчатой форме фазных напряжений (см. рис. 4.3). Для получения формы фазных напряжений, близкой к синусоидальной, нужно, чтобы пространственный вектор напряжения двигался, если и не абсолютно плавно, то хотя бы малыми скачками, занимая не только положения, соответствующие базовым векторам, но и ряд положений между ними. Этого можно добиться, если внутри каждого периода широтно-импульсной модуляции использовать не один исходный базовый вектор, а линейную комбинацию исходного и следующего за ним ненулевого базового вектора, а также один из нулевых векторов. Пусть требуемый (заданный) вектор  $\tilde{U}_1^*$  расположен в секторе II (см. рис. 4.8). Тогда переключения осуществляются между векторами  $\tilde{U}_{1-2}$ ,  $\tilde{U}_{1-3}$  и нулевым вектором  $\tilde{U}_{1-0}$ , т.е. между замкнутыми состояниями ключей инвертора 1-2-3, 2-3-4 и 1-3-5 (см. табл. 4.2).

Задача управления инвертором формулируется следующим образом: задано требуемое в данный момент времени положение пространственного вектора напряжения  $\tilde{U}_1^*$  и его модуль, требу-

## Базовые векторы

Базовый вектор	Включены ключи		Проекция базового вектора на оси неподвижной системы координат	
	нечетной группы	четной группы	$u_{1x}/U_d$	$u_{1y}/U_d$
$\tilde{U}_{1-0}$	Нет	2, 4, 6	—	—
$\tilde{U}_{1-1}$	1	2, 6	$2/3$	0
$\tilde{U}_{1-2}$	1, 3	2	$0,5 \times 2/3$	$0,866 \times 2/3$
$\tilde{U}_{1-3}$	3	2, 4	$-0,5 \times 2/3$	$0,866 \times 2/3$
$\tilde{U}_{1-4}$	3, 5	4	$-2/3$	0
$\tilde{U}_{1-5}$	5	4, 6	$-0,5 \times 2/3$	$-0,866 \times 2/3$
$\tilde{U}_{1-6}$	5, 1	6	$0,5 \times 2/3$	$-0,866 \times 2/3$
$\tilde{U}_{1-0}$	1, 3, 5	Нет	—	—

ется найти весовые коэффициенты  $\tau_i$ , определяющие относительные продолжительности включения комбинации ключей инвертора, соответствующих используемым базовым векторам. С математической точки зрения задача сводится к поиску решения алгебраических уравнений с учетом накладываемых ограничений. Ее решение предложено в работе [53]. Например, для случая, когда заданный пространственный вектор напряжения лежит в секторе II, система уравнений выглядит следующим образом:

$$\tilde{U}_1 = \tau_2 \tilde{U}_{1-2} + \tau_3 \tilde{U}_{1-3} + \tau_0 \tilde{U}_{1-0}; \quad (4.1)$$

$$\tilde{U}_1 = \tilde{U}_1^*; \quad (4.2)$$

$$\tau_0 + \tau_2 + \tau_3 = 1, \quad (4.3)$$

где  $\tau_2$ ,  $\tau_3$ ,  $\tau_0$  — относительные продолжительности включения комбинаций ключей 1—2—3, 2—3—4 и 1—3—5, которые соответствуют базовым векторам  $\tilde{U}_{1-2}$ ,  $\tilde{U}_{1-3}$  и  $\tilde{U}_{1-0}$ .

Относительные продолжительности  $\tau_2$ ,  $\tau_3$ ,  $\tau_0$  находятся следующим образом:

$$\tau_2 = t_2/T_{\text{шим}}; \quad \tau_3 = t_3/T_{\text{шим}}; \quad \tau_0 = t_0/T_{\text{шим}},$$

где  $t_2$ ,  $t_3$  и  $t_0$  — промежутки времени включения этих векторов в течение времени  $T_{\text{шим}}$ .

Уравнение (4.1) определяет среднее значение пространственного вектора напряжения  $\vec{U}_1$  как линейную комбинацию составляющих векторов, выражение (4.2) означает, что вектор среднего напряжения должен быть равен требуемому вектору  $\vec{U}_1^*$ , а выполнение равенства (4.3) означает, что сумма промежутков времени  $t_2 + t_3 + t_0$  должна равняться периоду ШИМ. В дополнение к приведенным уравнениям вводятся ограничения, указывающие на то, что относительные продолжительности включения не могут быть отрицательными:

$$0 \leq \tau_2 \leq 1; 0 \leq \tau_3 \leq 1; 0 \leq \tau_0 \leq 1.$$

Записывая вектор среднего напряжения  $\vec{U}_1 = \vec{U}_1^*$  и базовые векторы через их проекции на оси неподвижной системы координат в виде

$$\vec{U}_1^* = u_{1x}^* + ju_{1y}^*; \vec{U}_{1-2} = u_{(1-2)x} + ju_{(1-2)y}; \vec{U}_{1-3} = u_{(1-3)x} + ju_{(1-3)y}$$

и имея в виду, что проекции вектора  $\vec{U}_{1-0}$  равны нулю, можно на основании равенства (4.1) записать выражения для проекций вектора требуемого напряжения через проекции базовых векторов:

$$u_{1x}^* = \tau_2 u_{(1-2)x} + \tau_3 u_{(1-3)x};$$

$$u_{1y}^* = \tau_2 u_{(1-2)y} + \tau_3 u_{(1-3)y}.$$

При записи через косинусы углов, обозначенных на рис. 4.8, эти равенства приобретут вид:

$$U_1^* \cos \theta_u^* = \tau_2 U \cos \theta_{u2} + \tau_3 U \cos \theta_{u3};$$

$$U_1^* \sin \theta_u^* = \tau_2 U \sin \theta_{u2} + \tau_3 U \sin \theta_{u3};$$

где  $U_1^*$  — модуль требуемого пространственного вектора напряжения;  $U$  — модуль базового вектора,  $U = (2/3) U_d$ .

После ряда преобразований из последних выражений получают формулы для относительных продолжительностей включенного состояния ключей инвертора, необходимых для получения вектора  $\vec{U}_1^*$ :

$$\tau_2 = \frac{U_1^* \sin(\theta_{u3} - \theta_u^*)}{U \sin(\theta_{u3} - \theta_{u2})};$$

$$\tau_3 = \frac{U_1^* \sin(\theta_u^* - \theta_{u2})}{U \sin(\theta_{u3} - \theta_{u2})}.$$

На основании равенства (4.3) можно определить требуемую относительную продолжительность включения нулевого вектора:

$$\tau_0 = 1 - (\tau_2 + \tau_3). \quad (4.4)$$

**Пример расчета.** Известно, что модуль базового вектора равен  $U = (2/3)U_d$ , а вектор требуемого напряжения находится в секторе II и повернут на угол  $\theta_u^*$  относительно оси  $x$ . Углы между рассматриваемыми базовыми векторами и осью  $x$  составляют  $\theta_{u2} = 60^\circ$ ;  $\theta_{u3} = 120^\circ$ , т.е.  $\sin(\theta_{u3} - \theta_{u2}) = \sqrt{3}/2$ . С учетом этого формулы для относительных продолжительностей включенного состояния ключей приобретают вид:

$$\begin{aligned} \tau_2 &= \sqrt{3} (U_1^*/U_d) \sin(120^\circ - \theta_u^*); \\ \tau_3 &= \sqrt{3} (U_1^*/U_d) \sin(\theta_u^* - 120^\circ). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Начнем с рассмотрения случая, когда модуль вектора требуемого напряжения  $U_1^*$  равен максимально возможному значению. В этом случае нулевой вектор не используется, т.е.  $\tau_0 = 0$ . Равенство (4.3), записанное в виде

$$\sqrt{3} (U_1^*/U_d) [\sin(120^\circ - \theta_u^*) + \sin(\theta_u^* - 60^\circ)] = 1,$$

может быть использовано для определения максимального значения  $U_1^*/U_d$  в зависимости от угла поворота заданного пространственного вектора относительно оси  $x$ . Результаты расчета сведены в табл. 4.3. Из них легко убедиться, что годографом концов вектора  $U_1^*$  является прямая линия  $abc$  (см. рис. 4.8), соединяющая концы базовых векторов, участвующих в формировании требуемого вектора.

Поскольку в формулах (4.5) фигурируют не сами углы, а разности углов, полученные результаты справедливы не только для сектора II, но и для любого другого сектора. Поэтому, если  $\tau_0 = 0$ , то годограф концов вектора  $U_1^*$  при изменении угла  $\theta_u^*$  в пределах от  $0$  до  $180^\circ$  представляет собой правильный шестигранник с вершинами на концах базовых векторов.

Таблица 4.3

**Значения модуля требуемого вектора напряжения при  $\tau_0 = 0$  в секторе II**

Величина	Обозначение	Значение величины						
		60	70	80	90	100	110	120
$\theta_u^*$	°							
$U_1^*/U_d$	о. е.	0,667	0,614	0,586	0,577	0,586	0,614	0,667

## Относительная продолжительность включения базовых векторов

при  $U_1^* = U_{1m}^*$  и  $U_{1m}^*/U_d = 0,577$  в секторе II

Величина	Обозначение	Значение величины						
		60	70	80	90	100	110	120
$\theta_u^*$	°							
$\tau_2$	о.е.	0,866	0,765	0,642	0,5	0,342	0,173	0
$\tau_3$	о.е.	0	0,173	0,342	0,5	0,642	0,765	0,866
$\tau_0$	о.е.	0,134	0,062	0,016	0	0,016	0,062	0,134

Чтобы форма напряжения на выходе инвертора в максимальной степени приближалась к синусоиде, годограф концов заданного вектора должен представлять собой окружность (см. рис. 4.8). Для этого следует выбрать за максимальную длину вектора напряжения значение  $U_{1m}^* = 0,577U_d$ . Тогда годограф будет окружностью (см. рис. 4.8). При всех значениях  $\theta_u^*$ , кроме  $\theta_u^* = 30, 90, 150, 210$  и  $270^\circ$ , в формировании заданного вектора должен участвовать один из нулевых векторов. Относительная продолжительность его включения определяется по формуле (4.4) при значениях  $\tau_2$  и  $\tau_3$ , рассчитанных по выражениям (4.5). Результаты расчета для вектора, расположенного в секторе II, приведены в табл. 4.4.

Необходимое при частотном регулировании изменение напряжения на выходе инвертора достигается изменением величины  $U_1^*$  в формуле (4.5). Когда задается уменьшение напряжения, уменьшаются относительные продолжительности включения ненулевых векторов, что в соответствии с выражением (4.4) приводит к увеличению относительной продолжительности включения нулевого вектора и, следовательно, к уменьшению среднего значения напряжения за период ШИМ.

Один из возможных алгоритмов реализации векторной ШИМ описан в работе [24]. На каждом периоде ШИМ рассчитываются значения  $\tau_i$  и  $\tau_{i+1}$  (применительно к рассматриваемому квадранту II это  $\tau_2$  и  $\tau_3$ ). По ним определяются уровни переключения УП1 =  $\tau_i$  и УП2 =  $\tau_i + \tau_{i+1}$ , при сравнении которых с пилообразным сигналом осуществляется переключение базовых векторов. Алгоритм переключений представляет собой такую последовательность действий:

в начале каждого периода ШИМ устанавливается состояние инвертора, соответствующее исходному базовому вектору (в рассматриваемом примере  $\vec{U}_{1-2}$ );

при первом сравнении с уровнем УП1 осуществляется переход ко второму базовому вектору (в примере — к вектору  $U_{1-3}$ );

первое сравнение с уровнем УП2 вызывает переход к нулевому вектору  $\vec{U}_{1-0}$ ;

при втором сравнении с УП2 восстанавливается предыдущее состояние (восстанавливается вектор  $U_{1-3}$ );

при втором сравнении с УП1 осуществляется возврат к начальному состоянию  $\vec{U}_{1-2}$ .

Формирование трехфазной системы фазных напряжений на выходе преобразователя показано на рис. 4.9. В верхней части рисунка изображен пилообразный сигнал и указаны значения угла  $\theta_u^*$  внутри данного периода ШИМ. Отмечены уровни переключения, а также замкнутые состояния ключей на каждом периоде широтно-импульсной модуляции. Построение произведено для одной трети периода наибольшего выходного напряжения в предположении, что вектор  $\vec{U}_1^*$  поворачивается на  $60^\circ$  за шесть периодов ШИМ. Рассмотрим подробнее формирование вектора (см. рис. 4.8), расположенного внутри сектора II, которому соответствует исходный вектор  $\vec{U}_{1-2}$ . При этом (см. табл. 4.2), замкнуты ключи инвертора 1—2—3 и значения фазных напряжений составляют  $u_{1A} = u_{1B} = U_d/3$  и  $u_{1C} = -2U_d/3$  (см. табл. 4.1). Это видно и на рис. 4.9 на периоде ШИМ, соответствующем  $\theta_u^* = 70^\circ$ . При первом уровне переключений УП1, равном  $\tau_2 = 0,765$  (см. табл. 4.4), включится вектор  $\vec{U}_{1-3}$  и состояние ключей станет 2—3—4, а фазные напряжения будут  $u_{1A} = u_{1C} = -U_d/3$  и  $u_{1B} = 2U_d/3$ . При втором уровне переключений, когда  $\tau_2 + \tau_3 = 0,765 + 0,173 = 0,938$ , будет включен нулевой вектор с состоянием ключей 2—4—6 и останется таким до второго пересечения с УП2, когда снова включится  $\vec{U}_{1-3}$  и затем снова  $\vec{U}_{1-2}$ .

Средние за период ШИМ значения фазных напряжений будут:

$$\frac{U_{1A}}{U_d} = \frac{1}{3}(\tau_2 - \tau_3) = \frac{1}{3}(0,765 - 0,173) = 0,1973;$$

$$\frac{U_{1B}}{U_d} = \frac{1}{3}\tau_2 + \frac{2}{3}\tau_3 = \frac{1}{3}0,765 + \frac{2}{3}0,173 = 0,3703;$$

$$\frac{U_{1C}}{U_d} = -\left(\frac{2}{3}\tau_2 + \frac{1}{3}\tau_3\right) = -\left(\frac{2}{3}0,765 + \frac{1}{3}0,173\right) = -0,5676.$$

Аналогично могут быть рассмотрены и другие периоды ШИМ. Поскольку в реальном случае частота ШИМ составляет килогерцы, т.е. число периодов ШИМ за время поворота вектора на  $60^\circ$  многократно больше показанного на рис. 4.9, среднее фазное напряжение, полученное в соответствии с описанным алгоритмом,



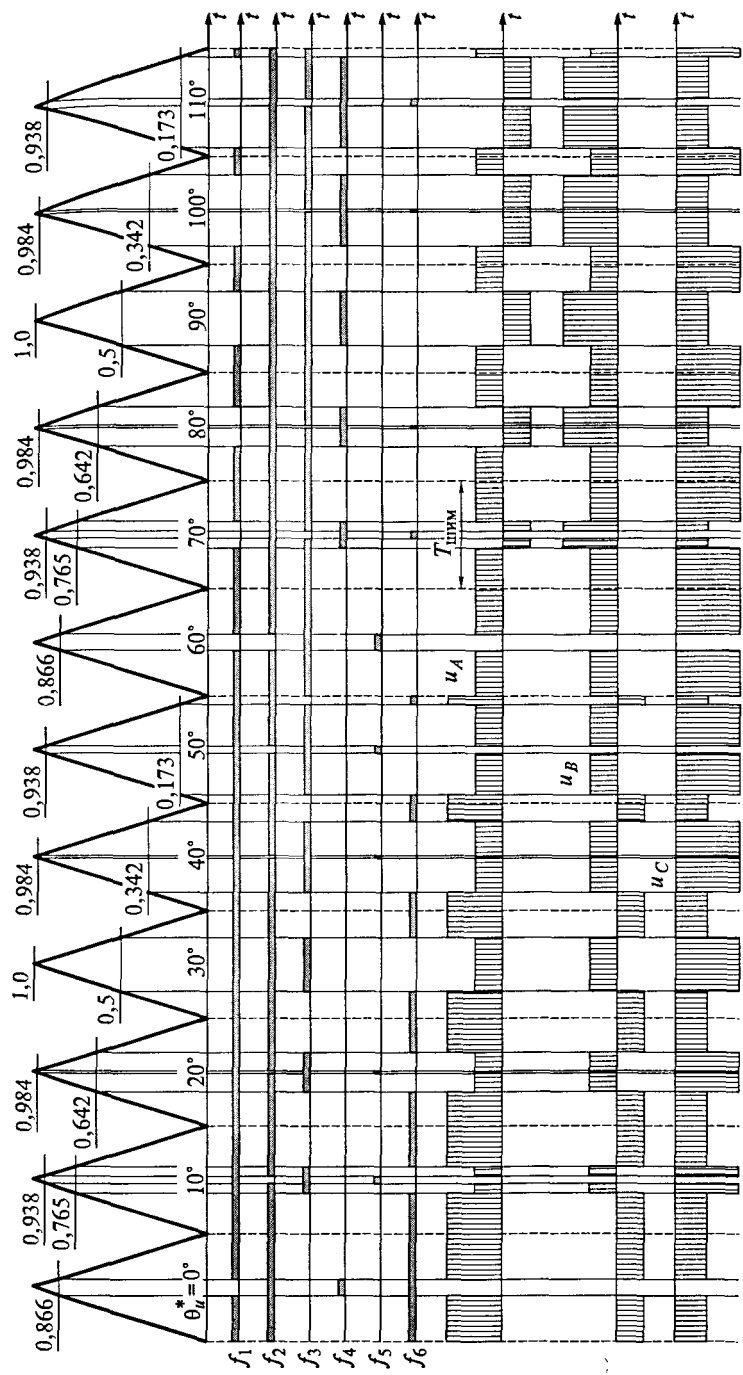


Рис. 4.9. Формирование напряжения на выходе преобразователя частоты с векторной широтно-импульсной модуляцией

обеспечивает практически синусоидальную форму токов в статорных обмотках.

Входными сигналами для преобразователя частоты с автономным инвертором и ШИМ являются задаваемые из системы управления электропривода угол поворота обобщенного вектора, вращающегося с синхронной скоростью в неподвижной системе координат  $x—y$ , и требуемое значение напряжения. Микропроцессорная система в реальном времени определяет номер сектора и внутрисекторный угол поворота  $\theta_u^*$ , после чего производит расчет точек переключения в соответствии с выбранным алгоритмом.

Удобство реализации на микропроцессорном уровне является одним из достоинств векторной ШИМ.

#### **4.4. Преобразователи частоты с автономным инвертором, управляемым током**

Кроме преобразователей с автономным инвертором напряжения, рассмотренных в предыдущих подразделах, находят широкое распространение преобразователи со звеном постоянного тока и автономным инвертором, управляемым током.

Классическая структура преобразователя, называемого преобразователем с автономным инвертором тока (АИТ), показана на рис. 4.10. Принципиальное отличие его от преобразователя с АИН состоит в том, что инвертор получает питание от источника тока, а не от источника напряжения. В качестве такого источника используется управляемый выпрямитель (УВ) с системой управления выпрямителем (СУВ), которому придаются свойства источника тока путем создания контура регулирования выпрямленного тока  $I_d$ . В контуре регулирования тока предусмотрен регулятор тока (РТ), на входе которого истинное значение выпрямленного тока сравнивается с сигналом задания. Таким образом, этот сигнал задает значение тока на входе автономного инвертора, а следовательно, и значение тока статора двигателя, который формируется из тока  $I_d$  путем переключения ключей инвертора. Частота статорного тока, так же как частота напряжения в преобразователе с АИН и управляемым выпрямителем (см. рис. 4.1), задается сигналом задания частоты на входе системы управления инвертором (СУИ). Особенности принципа работы преобразователя с АИТ определяют схемные отличия его от преобразователя с инвертором напряжения: сглаживающий фильтр, предназначенный для сглаживания пульсаций выпрямленного тока, в качестве основного элемента содержит не конденсатор, а дроссель  $L$ , кроме того, в АИТ отсутствуют диоды обратного тока в ключах автономного

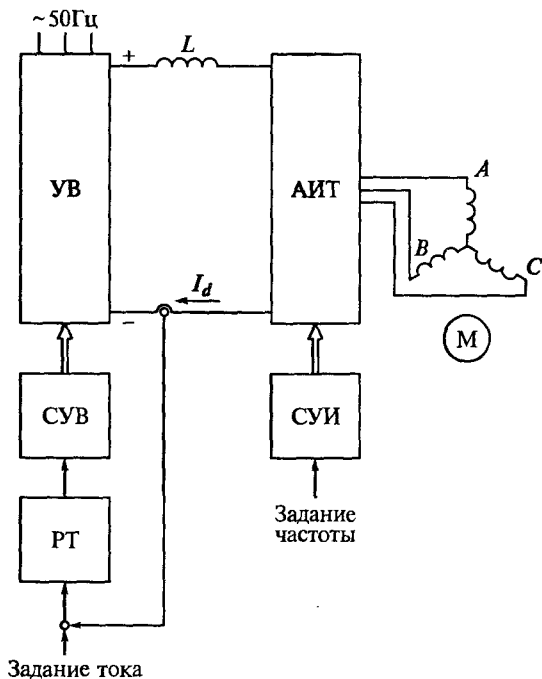


Рис. 4.10. Структура преобразователя частоты со звеном постоянного тока, управляемым выпрямителем и автономным инвертором тока

инвертора. Это связано с тем, что при переключениях ключей инвертора формируются не напряжения на обмотках статора двигателя, а ток в них. Напряжение на обмотках формируется при уже сформированной форме фазного тока, а фазовый сдвиг между током и напряжением образуется путем сдвига напряжения относительно тока, а не тока относительно напряжения. В результате отсутствуют промежутки времени, в течение которых уже произошло переключение ключей инвертора, а ток должен еще протекать в прежнем направлении из-за индуктивного характера нагрузки. Режим частотного управления скоростью асинхронного двигателя при питании его от АИТ называют частотно-токовым управлением [9].

При частотно-токовом управлении обычно обеспечивается управление составляющими тока статора по двум перпендикулярным осям, что дает возможность регулировать момент двигателя и задавать режим работы с желаемым потоком возбуждения. Поэтому рассматриваемые далее преобразователи, управляемые током, используются во внутренних контурах систем регулирования скорости, внешними по отношению к которым являются контуры регулирования скорости и потока. При изменении сигнала зада-

ния на входе замкнутого контура скорости, а также при изменении скорости двигателя в результате изменения нагрузки на двигателе, изменяется сигнал на выходе регулятора скорости, являющийся сигналом задания тока, что приводит к требуемому изменению составляющей тока статора двигателя, формирующей момент двигателя (см. подразд. 6.3).

В настоящее время принцип частотно-токового управления с применением преобразователя частоты со звеном постоянного тока обычно реализуется с использованием автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией, который охватывается обратной связью непосредственно по выходному току, т. е. по току статора двигателя. Таким образом, сигналом задания для преобразователя является сигнал задания тока двигателя, и преобразователь частоты приобретает свойства преобразователя, управляемого током.

В работе [60] предлагается рассматривать не прямое и прямое регулирование тока. В первом случае инвертор имеет обычную систему управления с широтно-импульсной модуляцией. В дополнение к ней строятся контуры регулирования токов с обычными, например, пропорционально-интегральными регуляторами тока, которые могут выполняться в неподвижной или во вращающейся системе координат. Во втором случае для формирования тока непосредственно используются ключи инвертора, которые переключаются в функции рассогласования между заданным и истинным значениями тока.

Один из вариантов реализации непрямого управления с регуляторами тока, выполненными в неподвижной системе координат, показан на рис. 4.11. В преобразователе частоты используется АИН со своей системой управления. В каждой фазе предусмотрены регуляторы тока  $РТ_A$ ,  $РТ_B$ ,  $РТ_C$ , на входах которых сравниваются между собой синусоидальные сигналы задания токов  $i_{1A}^*$ ,  $i_{1B}^*$ ,  $i_{1C}^*$  и их истинные значения, представляющие собой мгновенные значения токов в фазах обмотки статора  $i_{1A}$ ,  $i_{1B}$ ,  $i_{1C}$ . Амплитуда токов задается амплитудой сигналов задания, а частота — их частотой. Входными сигналами для системы управления инвертором служат синусоидальные сигналы  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$ ,  $u_{1C}^*$  на выходах регуляторов тока. Такой преобразователь является частью системы регулирования скорости привода. Внешние контуры регулирования с регуляторами скорости и потокосцепления обычно выполняются во вращающейся системе координат. Выходные сигналы регуляторов потокосцепления и скорости задают токи по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , которые затем преобразуются в сигналы задания мгновенных значений токов  $i_{1A}^*$ ,  $i_{1B}^*$ ,  $i_{1C}^*$ .

Принципиально так же работает система с регуляторами тока, выполненными во вращающейся системе координат  $\alpha - \beta$ . Отли-

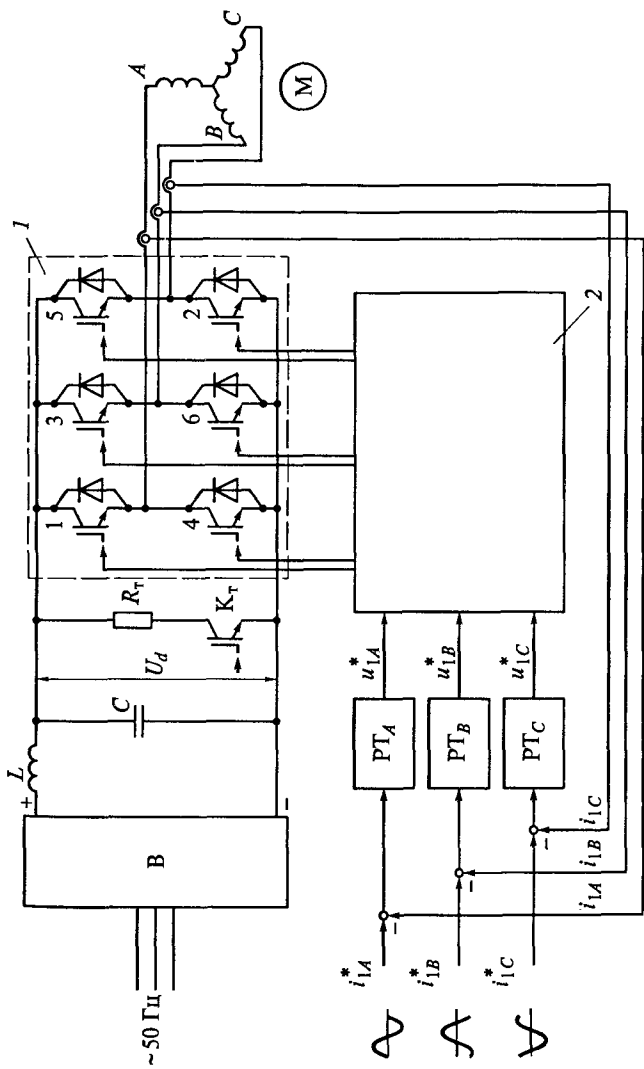


Рис. 4.11. Преобразователь частоты с инвертором, управляемым током, и регуляторами тока, выполненными в неподвижной системе координат:

1 — автономный инвертор напряжения; 2 — система управления АИН

чие состоит в том, что измеренные токи фаз статора сначала преобразуются в составляющие пространственного вектора тока статора во вращающейся системе координат, а затем сравниваются с сигналами задания, которыми являются сигналы на выходах регуляторов контуров, внешних по отношению к контурам токов. Сигналы на выходах регуляторов тока по осям  $\alpha$  и  $\beta$  являются сигналами задания напряжения преобразователя и, после преобразования координат, в виде сигналов  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$ ,  $u_{1C}^*$  вводятся на вход системы управления АИН. Такой принцип реализации инвертора, управляемого током будет показан на рис. 5.10 и при рассмотрении схемы системы регулирования скорости с векторным управлением асинхронным двигателем на рис. 7.10.

Простейшим вариантом преобразователя частоты с прямым управлением током является схема с двухпозиционными гистерезисными регуляторами. Структура автономного инвертора с такими регуляторами, входящими в состав преобразователя частоты, показана на рис. 4.12, а.

Каждый из трех (по числу фаз инвертора) регуляторов имеет гистерезисную характеристику. Управляющими сигналами для инвертора являются синусоидальные сигналы задания фазных токов  $i_{1A}^*$ ,  $i_{1B}^*$ ,  $i_{1C}^*$ , с которыми сравниваются истинные значения токов фаз статора  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ . В результате на входах гистерезисных регуляторов тока действуют сигналы рассогласования:

$$\Delta i_{1A} = i_{1A}^* - i_{1A};$$

$$\Delta i_{1B} = i_{1B}^* - i_{1B};$$

$$\Delta i_{1C} = i_{1C}^* - i_{1C}.$$

Гистерезисный регулятор имеет два устойчивых состояния, каждому из которых соответствует активное состояние одного из выходных сигналов при пассивном состоянии другого. Например, для фазы  $A$  это сигналы  $f_1^*$  или  $f_4^*$ . Условно можно считать активным состоянием единицу, а пассивным ноль. Значению  $f_1^* = 1$  соответствует открытое состояние 1-го транзистора, значению  $f_1^* = 0$  — закрытое. Аналогично значению  $f_4^* = 1$  соответствует открытое состояние 4-го транзистора, значению  $f_4^* = 0$  — закрытое.

Рассмотрим подробнее работу гистерезисного регулятора фазы  $A$ . Пусть в начальный момент времени рабочая точка располагается на участке  $a-b$  характеристики регулятора ближе к точке  $b$ . При этом на выходе регулятора тока действует выходной сигнал  $f_4^* = 1$ , замкнут ключ 4 (открыт тиристор), ток в фазе  $A$  уменьшается и положительное рассогласование токов, определяемое как

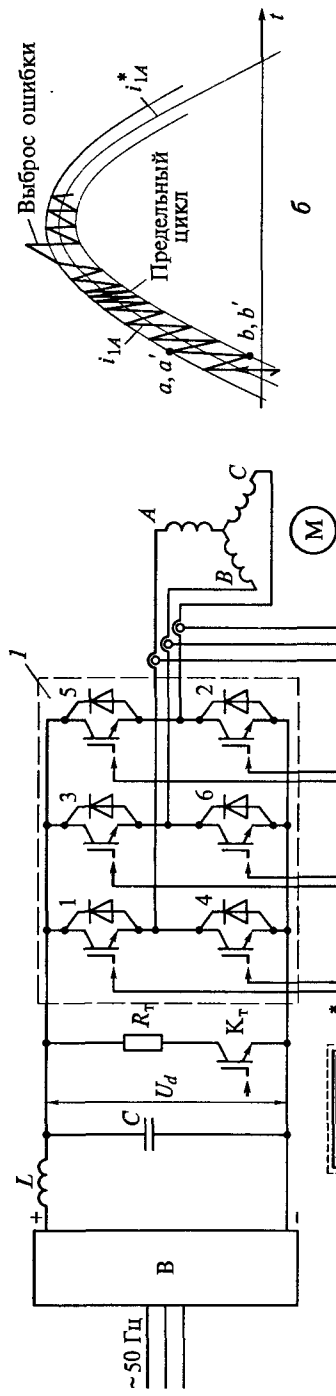


Рис. 4.12. Преобразователь частоты с инвертором, управляемый током, и гистерезисными регуляторами тока:

$a$  — структура инвертора;  $b$  — форма тока на выходе [60];  $I$  — автономный инвертор напряжения; 2 — двухпозиционные гистерезисные регуляторы тока

$\Delta i_{1A} = i_{1A}^* - i_{1A}$ , увеличивается за счет уменьшения истинного значения тока  $i_{1A}$ . В момент времени, которому соответствует минимальное значение тока, отмеченное на рис. 4.12, б буквами  $b$ ,  $b'$ , рабочая точка достигла положения  $b$  и мгновенно переместилась в точку  $b'$ . При этом изменились выходные сигналы регулятора, став равными  $f_4^* = 0$ ,  $f_1^* = 1$ , ключ 4 разомкнулся и замкнулся ключ 1, чему соответствует рост тока. Ток в фазе  $A$  начинает расти и растёт до тех пор, пока он не достигнет максимально допустимого значения, помеченного на рис. 4.12, б буквами  $a$ ,  $a'$ . При этом рабочая точка на характеристике регулятора достигнет положения  $a'$  и сразу затем положения  $a$ , в результате чего разомкнется ключ 1 и снова замкнется ключ 4. Цикл все время повторяется и ток в фазе  $A$  нагрузки следует за током задания  $i_{1A}^*$  с максимальным рассогласованием, зависящим от ширины петли гистерезиса.

Такой способ регулирования тока не лишен недостатков, связанных с тем, что три контура регулирования тока работают независимо друг от друга, в то время как процесс коммутации в каждом плече инвертора оказывает влияние на все три фазы. В трехфазной обмотке, соединенной звездой без нулевого провода, сумма мгновенных значений токов равна нулю, т. е. независимыми величинами являются лишь два фазных тока. Таким образом, в рассматриваемой системе действуют три независимых регулятора при двух независимых переменных, что в ряде случаев ведет к возникновению нежелательных комбинаций коммутируемых ключей. На рис. 4.12, б показано связанное с этим возможное возникновение автоколебательных режимов с устойчивым предельным циклом и превышение ошибкой регулирования границы, определяемой шириной петли гистерезиса.

#### **4.5. Тормозной режим двигателя при питании от преобразователя частоты со звеном постоянного тока**

Как отмечалось ранее, транзисторные ключи, образующие плечи автономного инвертора, обладают двухсторонней проводимостью, так как каждый транзистор, пропускающий ток в прямом направлении, шунтирован диодом обратного тока. Поэтому инвертор, построенный с использованием таких ключей, тоже может передавать мощность в обоих направлениях. Если бы этой способностью обладало и звено постоянного тока, то проблем с реализацией рекуперативного торможения двигателя, при котором



тормозная мощность за вычетом потерь возвращается в питающую сеть, не возникало бы. Когда же звеном постоянного тока является неуправляемый выпрямитель, он пропускает поток мощности только в направлении, соответствующем двигательному режиму, и тормозной режим с возвратом энергии в сеть невозможен. При переходе двигателя в режим торможения постоянная составляющая тока на входе инвертора меняет направление на обратное по сравнению с двигательным режимом, что вызывает дополнительный заряд конденсатора на выходе выпрямителя и увеличение напряжения на нем. Существует два основных способа утилизации энергии торможения:

рассеивание ее на специальном тормозном резисторе  $R_T$ , который подключается транзисторным ключом  $K_T$  (см. рис. 4.7, а), когда напряжение на конденсаторе достигнет определенного, большего чем в двигательном режиме, значения;

использование в качестве звена постоянного тока активного выпрямителя напряжения [17].

Первый способ широко используется в электроприводах малой и средней мощности, где потеря энергии торможения имеет сравнительно малое значение. Второй способ находит применение в мощных приводах. Он позволяет не только повысить КПД установок, но делает возможным улучшить гармонический состав тока, потребляемого преобразователем из сети или возвращаемого в сеть, и получить желаемое значение коэффициента мощности привода.

Структура привода с преобразователем, включающим в себя активный выпрямитель напряжения, представлена на рис. 4.13. Схема АВН идентична схеме автономного инвертора напряжения, включая структуру системы управления, которая для варианта с явно выраженным пилообразным напряжением также показана на рисунке. Во входной цепи преобразователя предусмотрены буферные реакторы (БР), падение напряжения на которых от токов  $i_A$ ,  $i_B$  и  $i_C$  представляет собой разность мгновенных значений синусоидального напряжения сети и импульсного напряжения на зажимах переменного тока АВН, высшие гармоники которого определяются высокой частотой широтно-импульсной модуляции. В отличие от управляющих сигналов  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$ ,  $u_{1C}^*$  на входе системы управления инвертора, частота которых задает частоту основной гармоники напряжения на выходе инвертора, сигналы управления  $u_{пА}^*$ ,  $u_{пВ}^*$  и  $u_{пС}^*$ , задающие мгновенные значения напряжений питания  $u_A$ ,  $u_B$  и  $u_C$  на входе АВН, должны иметь частоту, строго равную частоте напряжения сети. Это обеспечивается собственной замкнутой системой регулирования частоты, содержащей внутренний контур регулирования токов, и внешний контур регулирования выпрямленного напряжения  $U_d$ .

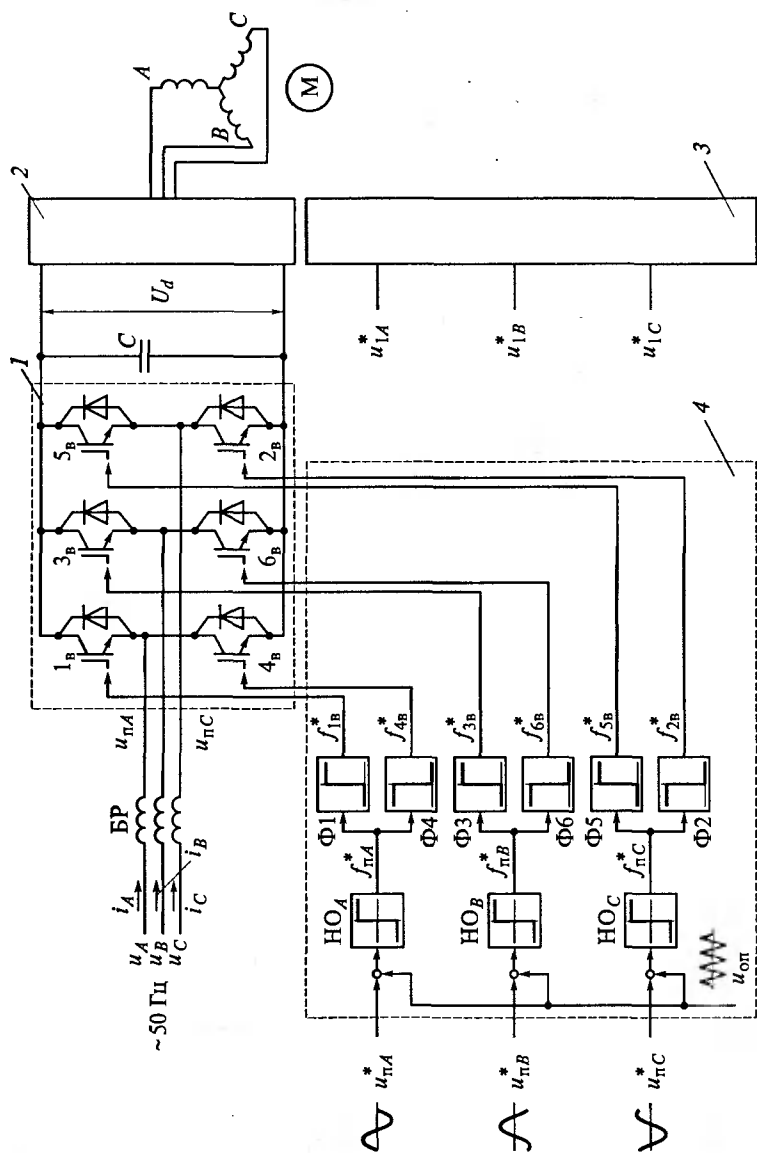


Рис. 4.13. Структура силовой части преобразователя частоты с активным выпрямителем:

1 — активный выпрямитель напряжения; 2 — автономный инвертор напряжения; 3 — система управления АИН; 4 — система управления АВН

В двигательном режиме, когда двигатель потребляет мощность из сети, АВН работает в режиме выпрямителя, а АИН — в режиме инвертора. При этом большая часть тока в транзисторных ключах АВН  $1_B$ — $6_B$  протекает через диоды обратного тока. В режиме торможения АИН переходит в выпрямительный режим, а АВН работает в режиме инвертора, инвертируя напряжение на конденсаторе  $C$ . При этом ток протекает, в основном, через транзисторы транзисторных ключей.

Применение широтно-импульсной модуляции позволяет получить близкую к синусоидальной форму токов  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ , потребляемых из сети. Меняя начальную фазу сигналов управления, можно изменять коэффициент мощности преобразователя.

## ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЕНТИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ НА ОСНОВЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

### 5.1. Принцип действия электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока

Работу самоуправляемого синхронного двигателя удобно рассмотреть на примере электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока, работающего при прямоугольной форме тока статора.

Структура привода может быть представлена в виде рис. 5.1, а. Для упрощения рассмотрения принято, что число пар полюсов обмотки статора равно единице, что позволяет не различать физическое и электрическое пространства, а нагрузка на валу отсутствует. Обмотки фаз статора  $A$ ,  $B$ ,  $C$  получают питание от автономного инвертора тока (АИТ), в котором, в отличие от автономного инвертора тока, представленного на рис. 4.10, управление ключами, обозначенными цифрами 1—6, осуществляется датчиком положения ротора (ДПР). В представленном случае (см. рис. 5.1, а) ротор датчика выполнен в виде сегмента, расположенного на валу двигателя и вращающегося вместе с ним. На неподвижной части датчика расположены шесть чувствительных элементов пронумерованных цифрами 1—6, также как и ключи инвертора. Когда сегмент перекрывает собой данный чувствительный элемент, элемент активизируется и через систему управления инвертором (СУИ) воздействует на соответствующий ключ инвертора, замыкая его и удерживая в замкнутом состоянии все время, пока элемент перекрыт вращающимся сегментом. В любой момент времени замкнут один ключ из группы 1—3—5 и один из группы 4—6—2 и ток  $I_{1d}$  протекает через две фазы обмотки статора двигателя. Если допустить определенную идеализацию и считать, что переключение активных элементов ДПР происходит без перекрытия, т. е. в любой момент времени замкнуты только два ключа инвертора, то можно проиллюстрировать замкнутые состояния ключей и фазные токи графиками, приведенными на рис. 5.1, б.

При  $\omega t = \omega t_0$  ротор занимает положение, показанное на рис. 5.1, а. Этому соответствует замкнутое положение ключей инвертора 1 и 6, а вектор потока ротора  $\Phi$  и ориентированная по нему продольная ось  $d$  вращающейся системы координат  $d-q$ , связанной с ротором, направлены горизонтально. Если обозначить угол поворота ротора относительно неподвижной системы координат  $x-y$  через  $\theta_c$ , то этому положению соответствует значение  $\theta_c = 0$ .

На рис. 5.2 для трех моментов времени показано взаимное расположение пространственных векторов намагничивающих сил  $\vec{F}_{1A}$ ,  $\vec{F}_{1B}$  и  $\vec{F}_{1C}$  фазных обмоток статора. В каждый момент времени ток  $I_d$  протекает через две из них. Там же показано положение вектора результирующей намагничивающей силы  $\vec{F}_1$  и магнитного потока ротора  $\vec{\Phi}$ . Вектор результирующей намагничивающей силы определен как геометрическая сумма намагничивающих сил двух фаз, обтекаемых током, с учетом направления тока относи-

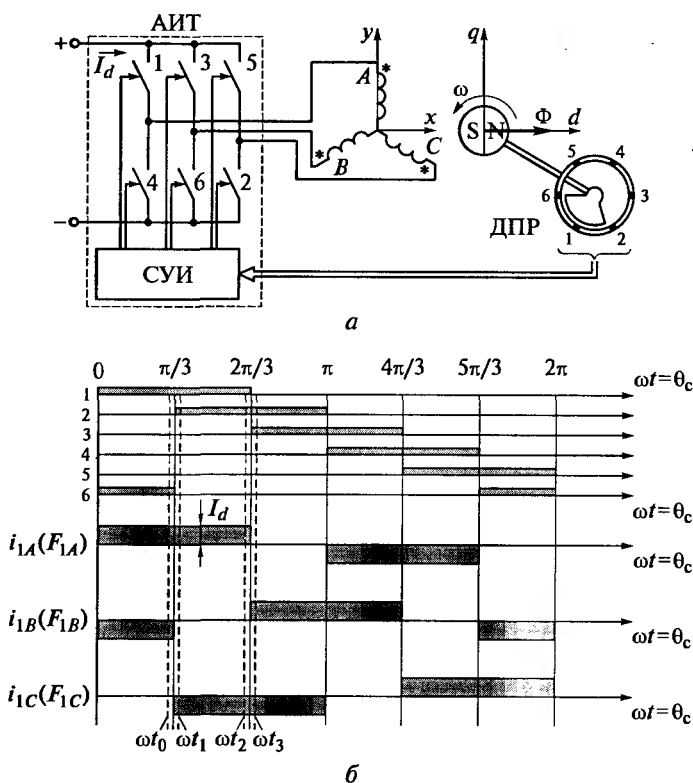


Рис. 5.1. Бесконтактный двигатель постоянного тока:

а — структура двигателя; б — алгоритм включения ключей инвертора и форма фазных токов

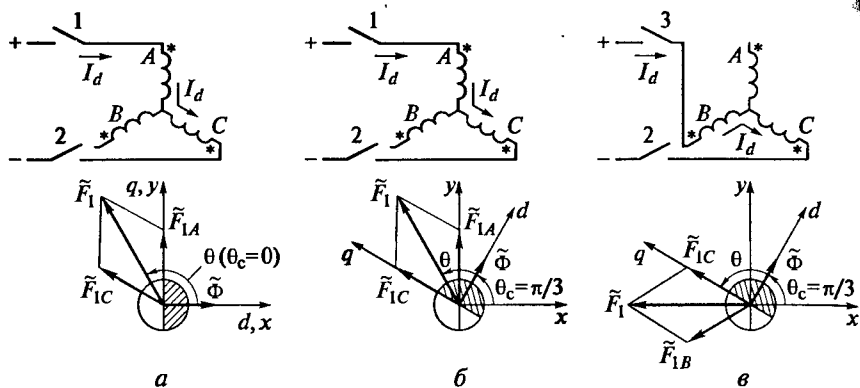


Рис. 5.2. Положение пространственного вектора намагничивающей силы в бесконтактном двигателе постоянного тока:

*a* — при  $t = t_1$ ; *б* — при  $t = t_2$ ; *в* — при  $t = t_3$

тельно начала и конца обмотки. Начала обмоток отмечены значком\*.

При вращении двигателя против хода часовой стрелки в момент времени  $t_1$ , непосредственно следующий за моментом времени  $t_0$  (см. рис. 5.1, *a*), только что замкнулся ключ инвертора 2 вместо разомкнувшегося ключа 6. Ток протекает от начала к концу фазы *A* и от конца к началу фазы *C*, что определяет положение векторов  $\tilde{F}_{1A}$  и  $\tilde{F}_{1C}$  и результирующего вектора  $\tilde{F}_1$  (см. рис. 5.2, *a*). Ротор, а следовательно, и связанный с ним вектор потока  $\tilde{\Phi}$ , еще находятся в положении, показанном на рис. 5.1, *a*. Двигатель развивает электромагнитный момент

$$M_d = \frac{3}{2} p_n |\tilde{F}_1| |\tilde{\Phi}| \sin \theta,$$

где  $|\tilde{F}_1|$ ,  $|\tilde{\Phi}|$  — модули намагничивающей силы и магнитного потока ротора соответственно;  $\theta$  — угол между векторами, равный в данный момент времени  $2\pi/3$  рад.

Под действием электромагнитного момента ротор двигателя поворачивается против часовой стрелки и угол  $\theta$  уменьшается. Когда он уменьшится до значения  $\pi/2$ , момент двигателя достигнет максимума, а при дальнейшем уменьшении угла момент начнет уменьшаться. Когда при  $\omega t = \omega t_2$  угол  $\theta$  станет равным  $\theta_c = \pi/3$  рад (см. рис. 5.2, *б*), момент двигателя уменьшится до значения, существовавшего при  $\omega t = \omega t_1$ . Если бы состояние ключей инвертора и далее оставалось неизменным, то ротор продолжал бы поворачиваться, стремясь к положению, при котором пространственные

векторы  $\vec{F}_1$  и  $\vec{\Phi}$  совпадают. Однако при  $\theta = \pi/3$  рад разомкнется ключ 1 и замкнется ключ 3, что соответствует  $\omega t = \omega t_3$  (см. рис. 5.1). В результате вектор  $\vec{F}_1$  скачком повернется на  $\pi/3$  рад (см. рис. 5.2, в). Взаимное расположение векторов оказывается при этом таким же, как на рис. 5.2, а, но положение ротора отличается от исходного положения на  $\pi/3$  рад. Описанный процесс повторяется непрерывно, и двигатель вращается.

Момент двигателя и скорость имеют пульсирующий характер. Уровень пульсаций скорости при данном уровне пульсаций момента двигателя зависит от момента инерции привода и проявляется тем больше, чем момент инерции меньше.

Так же, как в приводе с асинхронным двигателем, работающим с автономным инвертором тока, в приводе с описанным двигателем необходимо наличие замкнутого контура регулирования скорости. Тогда изменение, например увеличение сигнала задания скорости, приводит к увеличению значения тока  $I_d$  и намагничивающей силы  $F_1$ . Момент двигателя увеличивается, что, в свою очередь, вызывает увеличение скорости. Если момент нагрузки при этом остается неизменным, то по окончании переходного процесса ток  $I_d$ , а следовательно, и момент двигателя вернутся к прежнему значению.

Наличие существенных пульсаций момента и связанная с этим неравномерность вращения двигателя является одним из основных недостатков рассмотренного принципа построения привода. Этот недостаток устраняется переходом к синусоидальной форме тока в обмотках статора. Частота этого тока, так же как и в рассмотренной схеме, должна определяться датчиком положения ротора.

## 5.2. Конструктивные особенности синхронных двигателей с постоянными магнитами

Современные вентильные двигатели выполняются на базе синхронных машин с возбуждением от расположенных на роторе постоянных магнитов. Магниты изготавливаются из редкоземельных элементов (например, неодим — железо — бор) и обладают высокой коэрцитивной силой. Наряду с главным достоинством двигателей с постоянными магнитами — отсутствием щеточного контакта, применение постоянных магнитов обеспечивает и ряд их других положительных качеств. Они обладают малым моментом инерции ротора, простой системой охлаждения, так как на роторе нет нагреваемых током нагрузки обмоток, и лучшим КПД из-за отсутствия потерь на возбуждение. В сочетании с высокой статической точностью и большим возможным диапазоном регули-

рования скорости эти свойства могут оказаться решающими аргументами при выборе привода с вентильным двигателем, несмотря на более высокую, чем у привода с асинхронным двигателем, стоимость.

Синхронные машины, на основе которых создаются вентильные двигатели, выпускаются многими отечественными и зарубежными электротехническими фирмами. По конструктивному исполнению их можно разделить на бескорпусные двигатели встраиваемого исполнения, которые вписываются в конструкцию исполнительного органа рабочей машины, и корпусные двигатели, конструкция которых близка к конструкции электрических машин общего применения.

Примером первого типа исполнения могут служить двигатели типа ДБМ (двигатель бесконтактный моментный). Такой двигатель показан на рис. 5.3. Он состоит из кольцевого статора 1, на котором располагается статорная обмотка, имеющего центральное отверстие для размещения ротора с постоянными магнитами 2. Ротор может крепиться непосредственно на валу исполнительного органа рабочей машины. Статор устанавливается на неподвижной части рабочей машины и закрепляется болтами через крепежные отверстия 3. В качестве датчиков положения ротора применяются синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы, специально разработанные для ряда типоразмеров двигателя и конструктивно выполненные так же, как двигатель. На статоре двигателя располагается обычно двухфазная (реже трехфазная) обмотка с числом пар полюсов, равным числу пар полюсов ротора. Вращающееся магнитное поле в двигателе с двухфазной обмоткой создается при питании обмотки двумя напряжениями, сдвинутыми друг относительно друга на 90 эл. град. В трехфазном

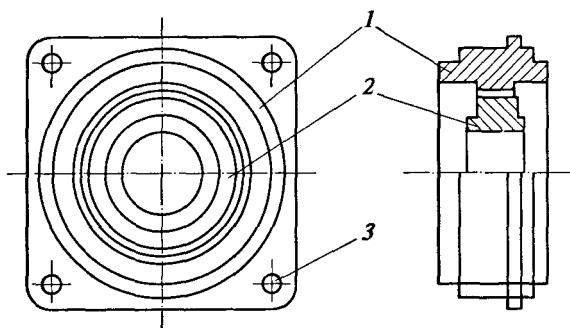


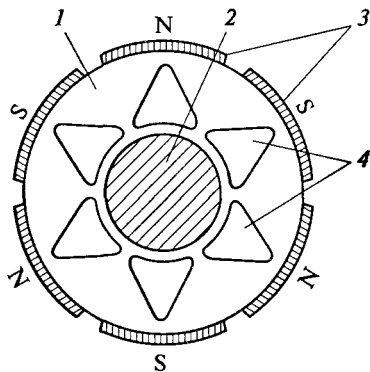
Рис. 5.3. Синхронный двигатель с постоянными магнитами в бескорпусном исполнении:

1 — кольцевой статор; 2 — ротор с постоянными магнитами; 3 — крепежное отверстие



Рис. 5.4. Поперечный разрез неявнополюсного ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами:

1 — пакет ротора; 2 — вал; 3 — постоянные магниты; 4 — отверстия



двигателе обмотка статора питается от источника трехфазного напряжения.

Корпусной синхронный двигатель имеет конструкцию, близкую к конструкции обычного синхронного двигателя, т. е. имеет корпус с подшипниками, в которых вращается вал ротора. Статор двигателя состоит из шихтованного пакета стали, в пазах которого уложена статорная обмотка. Ротор чаще выполнен как неявнополюсный. Внутри корпуса на валу ротора расположен датчик положения ротора, выполненный, например, в виде резольвера — вращающегося трансформатора с обмоткой возбуждения на роторе и синусной и косинусной обмотками на статоре. Связь питающейся переменным током роторной обмотки возбуждения с первичной обмоткой, расположенной на статоре, осуществляется через кольцевой трансформатор, благодаря чему резольвер является бесконтактным устройством. Находят применение и другие типы датчиков. Двигатель может быть снабжен встроенным электромагнитным тормозом. Принудительное охлаждение обычно не требуется.

Поперечное сечение неявнополюсного ротора с числом пар полюсов  $p_n = 3$  показано на рис. 5.4. Пакет ротора 1 набран из листов электротехнической стали и располагается на валу 2 двигателя. Постоянные магниты 3 наклеены на поверхность пакета ротора. Листы стали имеют отверстия 4, в результате наличия которых уменьшается момент инерции ротора и улучшаются условия его охлаждения.

Находят применение и двигатели с явнополюсным ротором, в которых постоянные магниты крепятся на валу в продольных пазах.

### 5.3. Принцип построения и математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе двухфазной синхронной машины

Примером электропривода с вентильным двигателем на основе двухфазной синхронной машины с постоянными магнитами

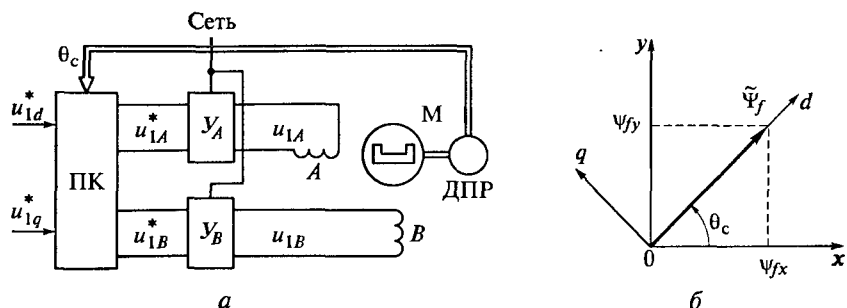


Рис. 5.5. Вентильный двигатель на основе машины типа ДБМ:  
 а — структура; б — вектор потокосцепления в двух системах координат

на роторе является привод с двигателем ДБМ. Структура электропривода с двигателем ДБМ представлена на рис. 5.5, а [29]. На обмотки статора  $A$  и  $B$ , сдвинутые в пространстве друг относительно друга на угол  $90^\circ/p_n$ , т. е. на  $90$  эл. град., подаются синусоидальные напряжения переменного тока  $u_{1A}$  и  $u_{1B}$ . Для образования кругового вращающегося магнитного поля эти напряжения должны быть сдвинуты друг от друга на  $\omega_{0эл}t = 90^\circ$  во времени. Усилители мощности  $U_A$  и  $U_B$  усиливают входные синусоидальные сигналы  $u_{1A}^*$  и  $u_{1B}^*$ , поступающие с преобразователя координат (ПК). Преобразователь координат преобразует сигналы постоянного тока  $u_d^*$  и  $u_q^*$  в сигналы переменного тока. Вращающаяся с синхронной скоростью система координат названа системой  $d-q$ , как это сделано при рассмотрении синхронного двигателя (см. гл. 3). Вектор потока постоянных магнитов  $\Phi$  и вектор потокосцепления статора от этого потока  $\tilde{\Psi}_f$ , жестко связанные с ротором, направлены по продольной оси  $d$ . Вектор  $\tilde{\Psi}_f$  показан на рис. 5.5, б. Угол  $\theta_c$ , представляющий собой текущее значение угла поворота вращающейся системы координат  $d-q$  относительно неподвижной системы координат  $x-y$ , является и углом поворота ротора в электрическом пространстве. Он измеряется датчиком положения ротора (ДПР), которым в приводе с двигателем ДБМ служит синусно-косинусный вращающийся трансформатор. В дальнейшем будем считать, что датчик положения ротора установлен так, что измеряемый им угол  $\theta_c$  равен нулю при совпадении оси  $d$  вращающейся системы координат с осью  $x$  неподвижной системы координат.

Для описания электромагнитных процессов в вентильном двигателе на основе синхронной машины с неявнополюсным ротором воспользуемся выражениями (3.1...3.6) для синхронного двигателя во вращающейся системе координат  $d-q$ , учитывая следующее:

1. Уравнения (3.1) и (3.2) справедливы и при рассмотрении двигателя с постоянными магнитами. Входящая в них частота может быть записана в виде  $\omega_{0эл} = p_n \omega$ .

2. Уравнение (3.3), представляющее собой уравнение равновесия напряжений в обмотке возбуждения, не имеет смысла при возбуждении от постоянных магнитов и должно быть исключено.

3. В формуле (3.4) составляющая потокоцепления статора от тока возбуждения  $M_{df}i_f$  заменяется на составляющую  $\Psi_f = \Phi w$  от потока постоянных магнитов ( $\Phi$  — полезный поток постоянных магнитов, считающийся постоянным;  $w$  — число витков обмотки статора).

4. Вектор потока направлен по оси  $d$  вращающейся системы координат  $d-q$ . Так же направлен и вектор составляющей потокоцепления статора от потока постоянных магнитов, т. е.  $\Psi_f = \Psi_{fd}$ ,  $\Psi_{fq} = 0$ .

5. Уравнение (3.6), определяющее ток в обмотке возбуждения, исключается в связи с возбуждением от постоянных магнитов.

6. Рассматриваемая машина выполнена с неявнополюсным ротором, в которой индуктивности статора по продольной и поперечной осям равны друг другу и обозначены  $L_1 = L_{1d} = L_{1q}$ .

Тогда во вращающейся с синхронной скоростью системе координат уравнения, описывающие электромагнитные процессы в вентильном двигателе, приобретают вид:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + p \Psi_{1d} - \omega_{0эл} \Psi_{1q};$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + p \Psi_{1q} + \omega_{0эл} \Psi_{1d};$$

$$\Psi_{1d} = L_1 i_{1d} + \Psi_{fd};$$

$$\Psi_{1q} = L_1 i_{1q}.$$

Эти уравнения можно записать в форме пространственных векторов:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{1d-q} &= R_1 \tilde{I}_{1d-q} + p \tilde{\Psi}_{1d-q} + j p_n \omega \tilde{\Psi}_{1d-q}; \\ \tilde{\Psi}_{1d-q} &= L_1 \tilde{I}_{1d-q} + \tilde{\Psi}_f. \end{aligned} \quad (5.1)$$

С учетом того, что  $\tilde{\Psi}_f = \text{const}$  и  $p \tilde{\Psi}_f = d \tilde{\Psi}_f / dt = 0$ , после подстановки второго равенства в первое получим:

$$\tilde{U}_{1d-q} = R_1 [(T_1 p + 1) + j p_n \omega T_1] \tilde{I}_{1d-q} + j \tilde{E}, \quad (5.2)$$

где  $j\tilde{E}$  — вектор ЭДС вращения, направленный по оси  $q$  вращающейся системы координат,  $j\tilde{E} = jp_{\pi}\omega\tilde{\Psi}_f$ ;  $T_1$  — постоянная времени статорной обмотки,  $T_1 = L_1R_1$ .

Момент трехфазного двигателя с постоянными магнитами можно получить из выражения (2.10), заменив индексы  $\alpha$  и  $\beta$  на  $d$  и  $q$  и приняв в нем  $i_{2q} = 0$  и  $L_m i_{2d} = \Psi_f$ :

$$M_d = \frac{3}{2} p_{\pi} i_{1q} \Psi_f. \quad (5.3)$$

В двигателе с двухфазной обмоткой на статоре цифра 3 в числителе должна быть заменена цифрой 2, тогда выражение для момента приобретет вид

$$M_d = p_{\pi} \Psi_f i_{1q}. \quad (5.4)$$

Из этих выражений следует, что при  $\Psi_f = \text{const}$  электромагнитный момент двигателя однозначно определяется составляющей тока  $i_{1q}$ . Следовательно, наиболее экономичным режимом работы вентильного двигателя является такой, при котором обеспечивается равенство нулю тока  $i_{1d}$ , что соответствует наименьшему значению тока, потребляемого при данной нагрузке.

Перейдем далее к математическому описанию двигателя в неподвижной системе координат  $x-y$ . Для этого в выражениях (5.1) надо заменить каждый вектор, записанный во вращающейся системе координат  $d-q$ , соответствующим вектором в неподвижной системе координат, умноженным на  $e^{-j\theta_c}$  (см. равенство (1.16)):

$$\tilde{U}_{1x-y} e^{-j\theta_c} = R_1 \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c} + \frac{d}{dt} (\tilde{\Psi}_{1x-y} e^{-j\theta_c}) + j\omega_{0эл} \tilde{\Psi}_{1x-y} e^{-j\theta_c};$$

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} e^{-j\theta_c} = L_1 \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c} + \Psi_f e^{-j\theta_c}.$$

Поскольку

$$\frac{d}{dt} (\Psi_{1x-y} e^{-j\theta_c}) = \frac{d\Psi_{1x-y}}{dt} e^{-j\theta_c} - j\omega_{0эл} \Psi_{1x-y} e^{-j\theta_c};$$

$$\omega_{0эл} = \frac{d\theta_c}{dt},$$

то, произведя сокращения, получим уравнения, записанные в неподвижной системе координат:

$$\tilde{U}_{1x-y} = R_1 \tilde{I}_{1x-y} + \frac{d}{dt} \tilde{\Psi}_{1x-y};$$

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} = L_1 \tilde{I}_{1x-y} + \tilde{\Psi}_{fx-y}.$$

Вектор  $\tilde{\Psi}_f$  во вращающейся системе координат направлен по продольной оси  $d$ . Как видно из рис. 5.5, б, при переходе в неподвижную систему координат его нужно записать в виде  $\tilde{\Psi}_{fx-y} = \Psi_f (\cos \theta_c + j \sin \theta_c)$ . Подставляя эту формулу в выражение для  $\tilde{\Psi}_{1x-y}$ , а результат — в выражение для  $\tilde{U}_{1x-y}$  и выполнив дифференцирование и разделение вещественных и мнимых частей, получим равенства для проекций вектора напряжения на статоре:

$$u_{1x} = R_1 i_{1x} + L_1 p i_{1x} - \Psi_f \omega_{0эл} \sin \theta_c;$$

$$u_{1y} = R_1 i_{1y} + L_1 p i_{1y} - \Psi_f \omega_{0эл} \cos \theta_c.$$

В этих равенствах сомножитель  $\Psi_f \omega_{0эл} = p_n \Psi_f \omega$  представляет собой модуль вектора ЭДС вращения, а  $p_n \Psi_f$  — коэффициент пропорциональности между этой ЭДС и скоростью. Он же является и коэффициентом пропорциональности между электромагнитным моментом и проекцией тока статора по оси  $q$  в формуле (5.4). Введем обозначение  $c'_d = p_n \Psi_f$ .

Для двухфазной машины проекции векторов тока и напряжения на оси неподвижной системы координат — это токи статорных обмоток  $A$  и  $B$  и напряжения на их зажимах. Поэтому при дальнейшем рассмотрении вентильного двигателя на основе машины ДБМ заменим индексы  $x$  и  $y$  на  $A$  и  $B$ . Тогда для токов фаз статора можно записать:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= \frac{1}{T_1 p} \left( \frac{u_{1A}}{R_1} - i_{1A} + \frac{c'_d \omega}{R_1} \sin \theta_c \right); \\ i_{1B} &= \frac{1}{T_1 p} \left( \frac{u_{1B}}{R_1} - i_{1B} - \frac{c'_d \omega}{R_1} \cos \theta_c \right). \end{aligned} \quad (5.5)$$

Формула (5.4) определяет момент двигателя через ток статора во вращающейся системе координат. Ток статора в неподвижной системе определится как

$$\tilde{I}_{1x-y} = \tilde{I}_{1d-q} e^{j\theta_c}. \quad (5.6)$$

С учетом выражений  $\tilde{I}_{1d-q} = i_{1d} + j i_{1q}$  и  $e^{j\theta_c} = \cos \theta_c + j \sin \theta_c$  связь между токами фаз статора и проекциями вектора тока на оси вращающейся системы координат определяется выражениями:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= i_{1d} \cos \theta_c - i_{1q} \sin \theta_c; \\ i_{1B} &= i_{1d} \sin \theta_c + i_{1q} \cos \theta_c, \end{aligned}$$

в которых индексы  $x$  и  $y$  заменены на  $A$  и  $B$ .

Приняв в этих равенствах  $i_{1d} = 0$ , получим  $i_{1q} = i_{1B} \cos \theta_c - i_{1A} \sin \theta_c$ . После подстановки в формулу (5.4), получаем выражение для электромагнитного момента через проекции токов в неподвижной системе координат:

$$M_d = c'_d (i_{1B} \cos \theta_c - i_{1A} \sin \theta_c). \quad (5.7)$$

В состав вентильного двигателя входят усилители мощности (см. рис. 5.5, а). Если считать, что они могут быть описаны апериодическими звеньями с постоянной времени  $T_y$  и коэффициентом усиления  $k_y$ , то в неподвижной системе координат их математическое описание будет представлено выражениями:

$$\begin{aligned} u_A &= (k_y u_A^* - u_A) / T_y p; \\ u_B &= (k_y u_B^* - u_B) / T_y p. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Аналогично выражению (5.6), записанному для тока статора, можно для преобразователя координат (ПК) (см. рис. 5.5, а) записать выражение, связывающее сигналы на его входе и выходе как  $\tilde{U}_{A-B}^* = \tilde{U}_{1d-q} e^{j\theta_c}$  или в проекциях на оси неподвижной системы координат:

$$\begin{aligned} u_{1A}^* &= u_{1d} \cos \theta_c - u_{1q} \sin \theta_c; \\ u_{1B}^* &= u_{1d} \sin \theta_c + u_{1q} \cos \theta_c. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Структурная схема вентильного двигателя на основе двухфазного ДБМ, построенная на основании выражений (5.5), (5.7) ... (5.9), представлена на рис. 5.6. Поскольку синхронный двигатель и усилитель мощности представлены в неподвижной системе координат, показанные на структурной схеме напряжения  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$ , так же как токи фаз статора  $i_{1A}$  и  $i_{1B}$ , представляют собой синусоидальные величины, угловая частота которых связана со скоростью двигателя равенством  $\omega_{0эл} = p_n \omega$ . В отличие от них сигналы на входе преобразователя координат  $u_{1d}^*$  и  $u_{1q}^*$  являются сигналами постоянного тока.

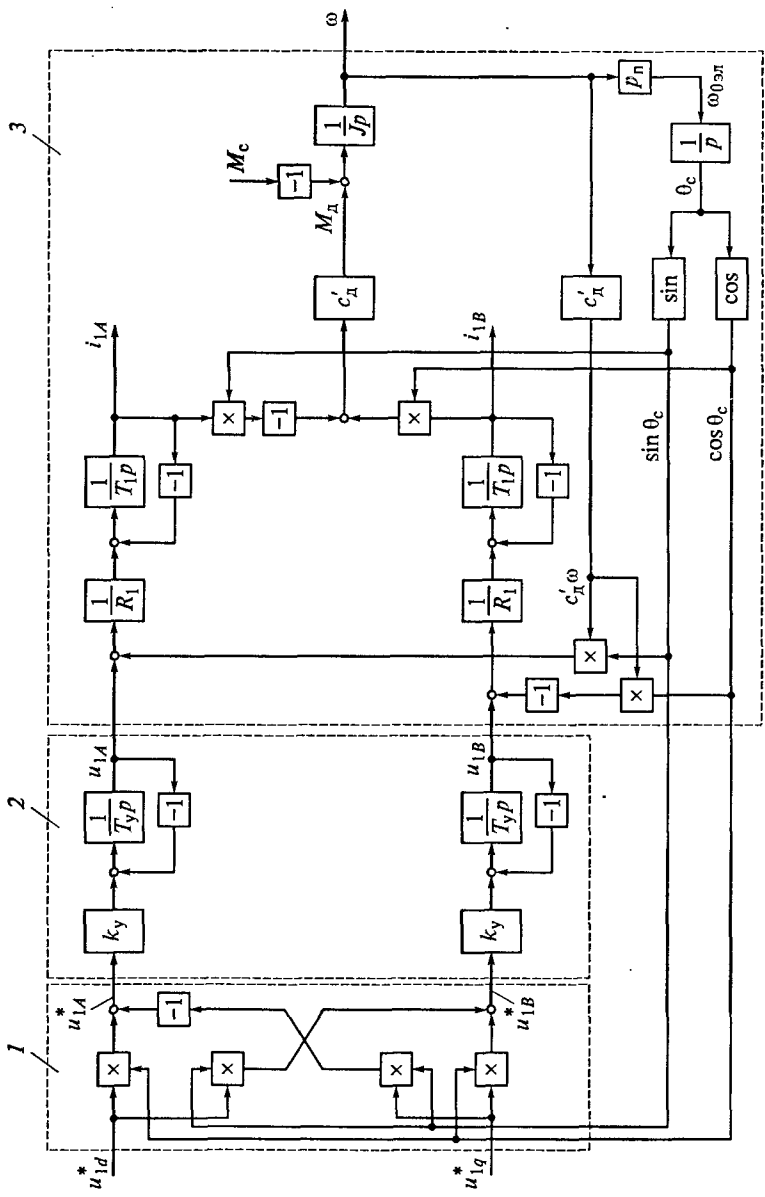
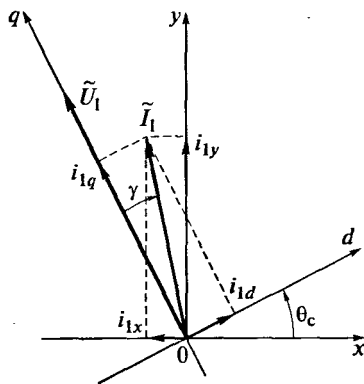


Рис. 5.6. Структурная схема вентильного двигателя на основе машины ДВМ в неподвижной системе координат:  
 1 — преобразователь координат; 2 — усилитель мощности; 3 — синхронный двигатель

Рис. 5.7. Пространственная векторная диаграмма вентильного двигателя



Поскольку в рассматриваемом случае двигатель управляется сигналами напряжения, следует определить, какими должны быть напряжения  $u_{1d}$  и  $u_{1q}$ , чтобы выполнялось равенство  $i_{1d} = 0$ . Допустим сначала, что индуктивность фазной обмотки пренебрежимо мала, т. е.  $T_1 = 0$ . Тогда на основании формулы (5.2) вы-

ражения для напряжений в проекциях переменных на оси вращающейся системы координат запишутся в виде:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d}; \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + E. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Это подтверждает то очевидное обстоятельство, что при  $T_1 = 0$  для получения экономичного режима достаточно в процессе управления вентильным двигателем поддерживать равным нулю напряжение по продольной оси  $u_{1d} = 0$ . Однако в реальном вентильном двигателе  $T_1 \neq 0$  и вектор тока  $\vec{I}_1$  отстает от вектора напряжения  $\vec{U}_1$  на некоторый угол  $\gamma$ , а ток по оси  $d$  не равен нулю (рис. 5.7). Для обеспечения равенства  $i_{1d} = 0$  надо воздействовать на составляющие напряжения на статоре. Требуемый характер изменения  $u_{1d}$  в процессе управления вентильным двигателем может быть определен на основании выражения (5.2). Запишем его в виде проекций векторов на оси вращающейся системы координат:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 (T_1 p + 1) i_{1d} - R_1 p_n \omega T_1 i_{1q}; \\ u_{1q} &= R_1 p_n \omega T_1 i_{1d} + R_1 (T_1 p + 1) i_{1q} + E. \end{aligned}$$

Для определения зависимости тока по продольной оси от проекций пространственного вектора статорного напряжения и ЭДС вращения исключаем из этих формул ток статора по оси  $q$ . После этого выражение для составляющей тока статора по оси  $d$  приобретет вид

$$i_{1d} = \frac{u_{1d} (T_1 p + 1) + u_{1q} p_n \omega T_1 - E p_n \omega T_1}{R_1 \left[ (T_1 p + 1)^2 + (p_n \omega T_1)^2 \right]}.$$



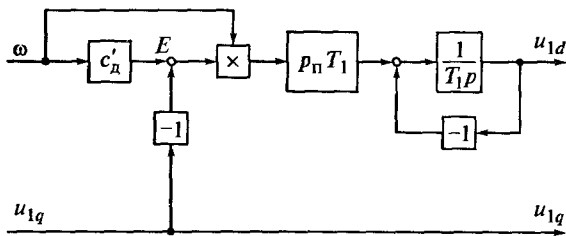


Рис. 5.8. Структура блока коррекции

Приравняв нулю числитель, получим, что  $i_{1d} = 0$ , если составляющая напряжения по этой оси будет меняться по закону

$$u_{1d} = \frac{p_n \omega T_1}{T_1 p + 1} (-u_{1q} + E), \quad (5.11)$$

где  $E = c'_d \omega$ .

Таким образом, видно, что  $u_{1d}$  зависит от скорости, т.е. для получения экономичного режима работы двигателя должна применяться специальная коррекция, построенная в соответствии с формулой (5.11). Структурная схема блока коррекции приведена на рис. 5.8. Положительный эффект дает и статическая коррекция, которая получается, если в формуле (5.11) принять  $p = 0$ .

Структура блока коррекции усложняется, если нельзя пренебречь инерционностью усилителя мощности. Этот вопрос подробно рассмотрен в работе [29].

Формулы для электромеханической и механической характеристик вентильного двигателя при  $i_{1d} = 0$  получаются из второго равенства (5.10) и выражения для момента двигателя  $M_d = c'_d i_{1q}$ . Они имеют вид:

$$\omega = \frac{u_{1q} - R_1 i_{1q}}{c'_d}; \quad \omega = \frac{u_{1q}}{c'_d} - \frac{R_1 M}{c_d'^2}.$$

Данные формулы совпадают с формулами для двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Прямолинейность характеристик нарушается, если условие равенства нулю составляющей тока по продольной оси не выполняется.

Тормозные режимы вентильного двигателя также совпадают с соответствующими режимами машины постоянного тока, если усилители мощности обеспечивают возможность передачи мощности не только от питающей сети к двигателю, но и от двигателя в питающую сеть.

Описанный способ коррекции не требует измерения токов, что может рассматриваться как его достоинство.

## 5.4. Математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе трехфазной синхронной машины

Принцип построения вентильного двигателя на основе двигателя ДБМ справедлив и при рассмотрении вентильного двигателя на основе трехфазной синхронной машины с постоянными магнитами и неявнополюсным ротором. Структура трехфазного вентильного двигателя показана на рис. 5.9. Отличие от структуры двухфазного двигателя (см. рис. 5.5) состоит в том, что обмотка статора двигателя питается от преобразователя частоты с трехфазным инвертором АИН, переключение ключей которого выполняется в зависимости от угла поворота ротора двигателя  $\theta_c$ . В преобразователе координат (ПК) выполняется преобразование сигналов задания напряжения во вращающейся системе координат  $u_{1d}^*$  и  $u_{1q}^*$  в трехфазную систему синусоидальных задающих сигналов  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$ ,  $u_{1C}^*$ , частота которых определяется скоростью двигателя. Задача получения эффективного управления, при котором ток статора по продольной оси равен нулю, актуальна и в этом случае.

Рассмотрим структурную схему вентильного двигателя во вращающейся с синхронной скоростью системе координат  $d-q$ . Для этого обратимся к записанному во вращающейся системе координат выражению (5.2), представив векторы  $\vec{U}_{1d-q}$  и  $\vec{I}_{1d-q}$  в виде проекций на оси  $d$  и  $q$ :

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 (T_1 p + 1) i_{1d} - R_1 p \omega T_1 i_{1q}; \\ u_{1q} &= R_1 (T_1 p + 1) i_{1q} + R_1 p \omega T_1 i_{1d} + E \end{aligned} \quad (5.12)$$

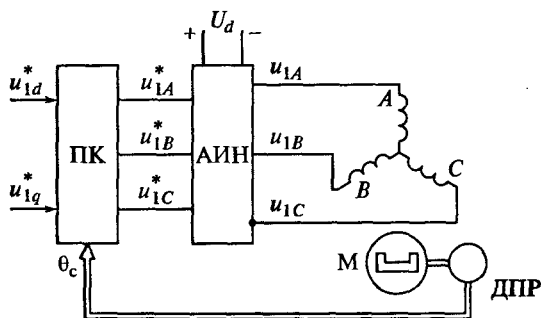


Рис. 5.9. Структура трехфазного вентильного двигателя

и определим из этих равенств проекции вектора тока статора:

$$\begin{aligned} i_{1d} &= \frac{1}{T_1 p + 1} \left( \frac{u_{1d}}{R_1} + p_n \omega T_1 i_{1q} \right); \\ i_{1q} &= \frac{1}{T_1 p + 1} \left( \frac{u_{1q}}{R_1} - p_n \omega T_1 i_{1d} - \frac{E}{R_1} \right). \end{aligned} \quad (5.13)$$

При постоянном потокоцеплении  $\Psi_f$  ток статора по поперечной оси однозначно определяет электромагнитный момент двигателя в соответствии с выражением (5.3).

Инерционность инвертора с ШИМ может быть охарактеризована чистым запаздыванием на величину периода широтно-импульсной модуляции  $T_{\text{ШИМ}}$ . Упростим задачу его описания, рассматривая инвертор АИ (см. рис. 5.9) как линейный усилитель мощности с коэффициентом усиления  $k_n$  и постоянной времени  $T_n = T_{\text{ШИМ}}$ , т.е. представляя его математическое описание в виде:

$$\begin{aligned} p u_{1A} &= (k_n u_{1A}^* - u_{1A}) / T_n; \\ p u_{1B} &= (k_n u_{1B}^* - u_{1B}) / T_n; \\ p u_{1C} &= (k_n u_{1C}^* - u_{1C}) / T_n. \end{aligned}$$

Используя преобразование координат, аналогичное выполненному при выводе формулы (5.13), перейдем к описанию величин в неподвижной системе координат  $x-y$ :

$$\begin{aligned} u_{1x} &= u_{1A}; \quad u_{1y} = (u_{1B} - u_{1C}) / \sqrt{3}; \\ u_{1x}^* &= u_{1A}^*; \quad u_{1y}^* = (u_{1B}^* - u_{1C}^*) / \sqrt{3}. \end{aligned}$$

Тогда математическое описание инвертора в форме пространственных векторов, вращающихся в неподвижной системе координат будет:

$$p \tilde{U}_{1x-y} = (k_n \tilde{U}_{1x-y}^* - \tilde{U}_{1x-y}) / T_n.$$

Для перехода во вращающуюся систему координат  $d-q$  нужно в соответствии с формулой (1.17) произвести замену  $\tilde{U}_{1x-y} = \tilde{U}_{1d-q} e^{j\theta_c}$ ,  $\tilde{U}_{1x-y}^* = \tilde{U}_{1d-q}^* e^{j\theta_c}$ , а также учесть, что  $p\theta_c = d\theta_c/dt = \omega_{0\text{эл}} = p_n \omega$ . После этого векторное описание инвертора вместе с преоб-

разователем координат во вращающейся системе координат будет иметь вид:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= (k_n u_{1d}^* + p_n \omega T_n u_{1q}) / (T_n p + 1); \\ u_{1q} &= (k_n u_{1q}^* - p_n \omega T_n u_{1d}) / (T_n p + 1). \end{aligned} \quad (5.14)$$

Структурная схема вентильного двигателя, включающая в себя синхронный двигатель и инвертор, управляемый в функции угла поворота ротора, построенная на основе выражений (5.3), (5.13) и (5.14) с учетом уравнения механики  $\omega = (M_d - M_c) / (Jp)$ , представлена на рис. 5.10.

Путь решения задачи эффективного использования вентильного двигателя, отличный от рассмотренного в подразд. 5.3, состоит в применении преобразователя частоты с автономным инвертором, управляемым током, в качестве источника питания двигателя. В отличие от рис. 4.11, здесь показан вариант исполнения регуляторов тока во вращающейся системе координат. На входах регуляторов тока по осям  $d$  и  $q$ , имеющих одинаковые передаточные функции  $W_{p.t.}(p)$ , сигналы задания  $i_{1d}^*$  и  $i_{1q}^*$  сравниваются с сигналами обратных связей по токам  $i_{1d}$  и  $i_{1q}$ , представляющими собой сигналы постоянного тока. Выходные сигналы регуляторов  $u_{1d}^*$  и  $u_{1q}^*$  действуют на входах инвертора. В структурной схеме показаны перекрестные связи по проекциям вектора тока  $i_{1d}$  и  $i_{1q}$  с передаточными функциями  $p_n \omega T_1$  (в математическом описании двигателя) и по проекциям вектора напряжения  $u_{1d}$  и  $u_{1q}$  с передаточными функциями  $p_n \omega T_n$  (в математическом описании инвертора). Эти связи отражают физически существующие взаимосвязи каналов управления и представляют собой возмущения, действующие на токовые контуры. Если быстродействие токовых контуров достаточно высоко, что обычно достигается в инверторах с ШИМ, то влияние этих возмущений минимизируется и взаимное влияние контуров тока по осям  $d$  и  $q$  будет практически отсутствовать. Тогда для обеспечения режима, при котором составляющая тока по оси  $d$  равна нулю, нужно сделать равным нулю сигнал задания тока  $i_{1d}^*$  по этой оси. Сигнал задания тока по поперечной оси  $i_{1q}^*$  будет при этом сигналом задания момента двигателя.

На рис. 5.11 приведены пространственные векторные диаграммы вентильного двигателя, построенные на основании равенств (5.12) в установившемся режиме, когда  $p = d/dt = 0$ . С учетом выражения для постоянной времени статорной обмотки  $T_1 = L_1 / R_1$ , откуда  $R_1 T_1 = L_1$ , эти равенства записываются в виде:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} - p_n \omega L_1 i_{1q}; \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + p_n \omega L_1 i_{1d} + E. \end{aligned} \quad (5.15)$$

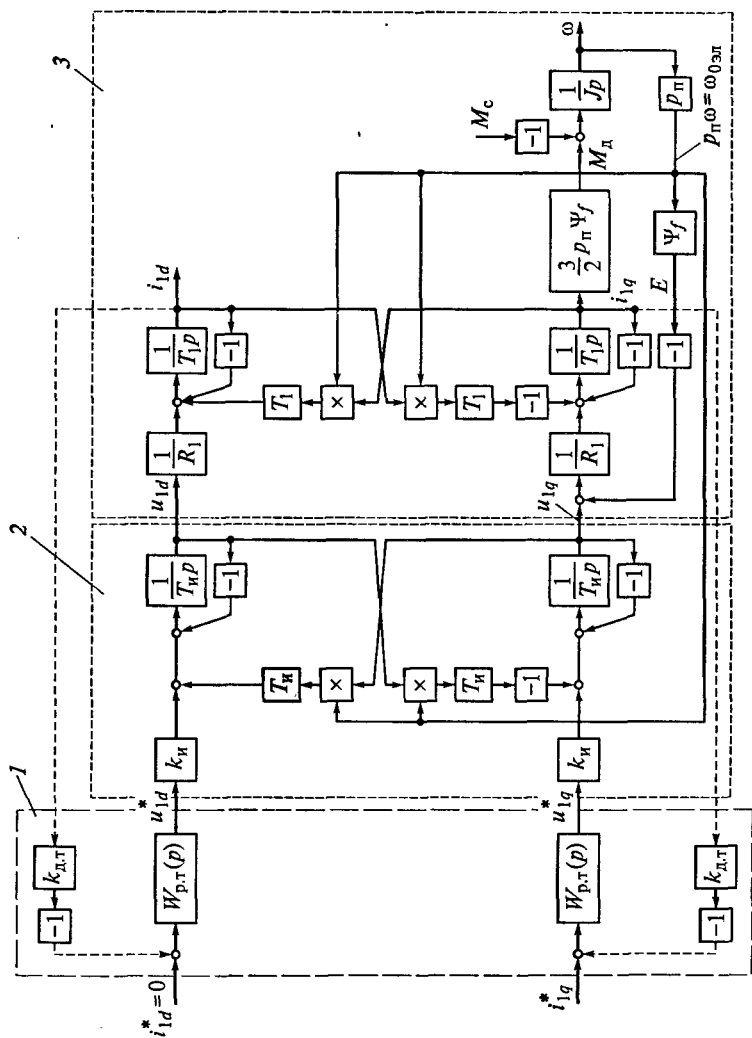


Рис. 5.10. Структурная схема вентиляционного двигателя с инвертором, управляемым током, во вращающейся системе координат:

1 — контуры токов; 2 — инвертор; 3 — синхронный двигатель

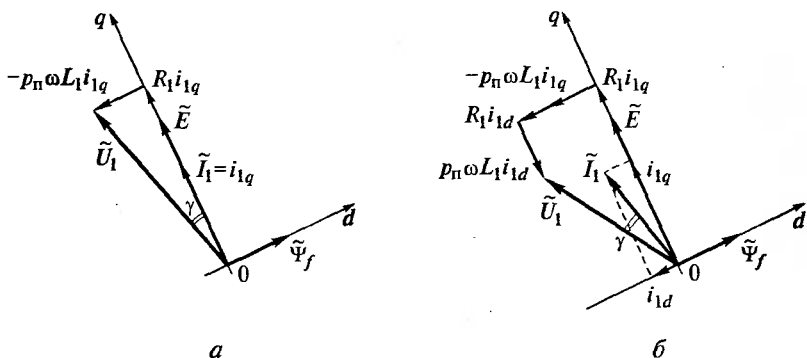


Рис. 5.11. Векторные диаграммы вентильного двигателя:  
 а — при  $i_{1d} = 0$ ; б — при  $i_{1d} < 0$

При  $i_{1d} = 0$  они приобретают вид:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} - p_n \omega L_1 i_{1q}; \quad u_{1q} = R_1 i_{1q} + E.$$

Этим выражениям соответствует векторная диаграмма, приведенная на рис. 5.11, а, где вектор ЭДС  $\tilde{E}$  опережает вектор потокосцепления ротора  $\tilde{\Psi}_f$ , направленный по оси  $d$ , на  $90^\circ$ . Вектор тока статора, совпадающий с проекцией тока по оси  $q$ , направлен по вектору ЭДС и отстает от вектора напряжения на угол  $\gamma$ , значение которого зависит от значения тока статора, т. е. от момента нагрузки.

В вентильном двигателе на основе синхронной машины с постоянными магнитами на роторе непосредственное регулирование потока ротора невозможно. Вместе с тем необходимость «ослабления потока» может возникнуть на высоких скоростях, когда ЭДС  $E = c'_n = p_n \Psi_f \omega$  близка к максимально возможному значению напряжения на статоре, которое ограничено значением номинального напряжения инвертора (преобразователя частоты), и запас по напряжению мал. Это может привести к тому, что напряжение ограничится, следствием чего явятся ограничение динамического тока и момента в переходных процессах и, как следствие, ограничение ускорения в динамических режимах и ухудшение качества реакции привода на изменение нагрузки.

Выход из положения состоит в организации режима «ослабление поля» путем задания на верхних скоростях отрицательной составляющей вектора тока по оси  $d$ . Сказанное иллюстрирует векторная диаграмма рис. 5.11, б, построенная на основании формулы (5.15) при  $i_{1d} < 0$ . Наличие слагаемого  $p_n \omega L_1 i_{1d}$  при отрицательном значении тока  $i_{1d}$  приводит к уменьшению напряжения  $U_1$  при том же значении ЭДС, что и на рис. 5.11, а. Конечно, приме-

нение такого способа регулирования приводит к увеличению суммарного тока статора при данном значении момента нагрузки.

В отличие от вентильного двигателя на основе машины с неявнополюсным ротором, в машине, у которой ротор имеет явно выраженные полюса (явнополюсный ротор), индуктивности обмотки статора по продольной и поперечной осям различны (см. гл. 3). Для рассмотрения задачи эффективного использования вентильного двигателя с явнополюсным ротором, обратимся к выражению (2.5) для электромагнитного момента. После замены индексов  $\alpha$  и  $\beta$  на  $d$  и  $q$  оно имеет вид

$$M_n = (3/2) p_n (\psi_{1d} i_{1q} - \psi_{1q} i_{1d}). \quad (5.16)$$

Синхронные машины, на базе которых строятся вентильные двигатели, не имеют демпферной обмотки. Поэтому для потокоцепления обмоток статора по осям  $d$  и  $q$  надо воспользоваться равенствами (3.4) и (3.5), в первом из которых потокоцепление от тока возбуждения  $M_{df} i_f$  заменяется потокоцеплением от потока ротора  $\Psi_f$ :

$$\psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + \Psi_f;$$

$$\psi_{1q} = L_{1q} i_{1q}.$$

Подставив значения  $\psi_{1d}$  и  $\psi_{1q}$  в выражение (5.16), можно получить формулу для электромагнитного момента вентильного двигателя с явнополюсным ротором, имеющую вид

$$M_n = (3/2) p_n [\Psi_f i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) i_{1d} i_{1q}]. \quad (5.17)$$

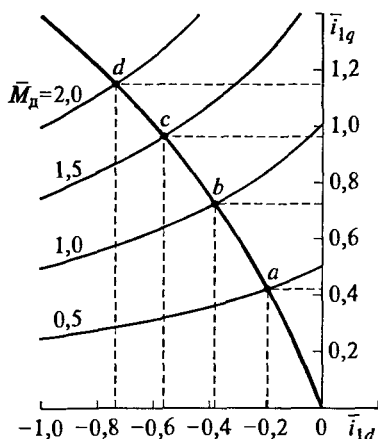


Рис. 5.12. Кривая требуемого соотношения токов по продольной и поперечной осям вентильного двигателя с явнополюсным ротором

Очевидно, что в отличие от вентильного двигателя на основе машины с неявнополюсным ротором, момент двигателя в рассматриваемом случае определяется не только составляющей тока по поперечной оси  $q$ , но и составляющей по продольной оси  $d$ . Поэтому задача получения режима, в котором требуемый момент будет создаваться при минимально возможном токе статора, не сводится к задаче обеспечения равенства  $i_{1d} = 0$ , а требует иного подхода. Этот подход состоит в таком построении системы управления вентильного двигателя, при котором минимизируется значение полного тока статора  $I_1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}$ .

Для получения требуемых зависимостей воспользуемся равенством (5.17) в относительных единицах, приняв за базовое значение электромагнитного момента  $M_6 = (3/2)p_n \Psi_f I_6$ , а за базовый ток  $I_6 = \Psi_f / (L_{1d} - L_{1\theta})$ . Тогда выражение для момента двигателя будет иметь вид

$$\bar{M}_d = \bar{i}_{1q} (1 - \bar{i}_{1d}), \quad (5.18)$$

где  $\bar{M}_d$ ,  $\bar{i}_{1q}$ ,  $i_{1d}$  — соответственно момент двигателя и токи статора в относительных единицах.

Пользуясь этим выражением можно при данном значении момента рассчитать то соотношение токов  $\bar{i}_{1d}$  и  $\bar{i}_{1q}$ , при котором будет выполнено требование  $\bar{I}_1 = \sqrt{\bar{i}_{1d}^2 + \bar{i}_{1q}^2} = \min$ .

На рис. 5.12 в виде зависимостей  $\bar{i}_{1q} = f(\bar{i}_{1d})$  [61] показаны результаты расчета по выражению (5.18) для нескольких значений момента двигателя. В процессе расчета на каждой из них были отмечены точки  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$ , соответствующие минимуму тока  $\bar{I}_1$ . По этим точкам построена кривая  $0abcd$ , позволяющая при данном моменте определить во вращающейся системе координат требуемые соотношения составляющих тока статора по осям  $d$  и  $q$ .



## ПРИНЦИПЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА СТАТОРЕ

### 6.1. Механические характеристики и режимы работы асинхронного двигателя

Механическая характеристика привода  $\bar{\omega} = f(M)$ , или  $\omega = f(M)$ , представляет собой зависимость скорости двигателя в относительных или абсолютных единицах от момента в установившемся режиме. В установившемся режиме электромагнитный момент двигателя  $M_d$  равен моменту нагрузки  $M_c$ , который представляет собой сумму момента нагрузки на валу и момента потерь вращения двигателя  $M_c = M_{\text{нагр}} + \Delta M_{\text{вр}}$ . При построении характеристики  $n = f(M)$  нужно учесть, что частота вращения, измеряемая в об/мин, связана с угловой скоростью в рад/с равенством  $n = 30\omega/\pi$ .

Для расчета механической характеристики следует воспользоваться выражением (2.2) для электромагнитного момента. При известных значениях напряжения источника питания  $U_1$  и относительной частоты напряжения питания  $\bar{\omega}_0$ , а также номинальной частоты напряжения двигателя  $\omega_{0\text{эл.н}}$ , надо, задаваясь рядом значений относительной частоты роторной ЭДС  $\bar{\omega}_p$ , вычислить соответствующий каждому из них момент в ньютонах на метр. Значение скорости в относительных единицах, соответствующее каждому значению  $\bar{\omega}_p$ , определяется как разность относительной частоты напряжения питания и частоты роторной ЭДС:  $\bar{\omega} = \bar{\omega}_0 - \bar{\omega}_p$ . Для построения характеристики, в которой скорость измеряется в абсолютных единицах, надо воспользоваться выражением  $\omega = \bar{\omega}\omega_{0\text{эл.н}}/p_n$ . Отметим, что относительная скорость двигателя  $\bar{\omega}$  может быть как меньше, так и больше относительной частоты  $\bar{\omega}_0$ . Поэтому  $\bar{\omega}_p$  может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Характеристика при номинальном напряжении  $U_1 = U_{1н}$  и номинальной частоте  $\bar{\omega} = 1$  называется естественной механической характеристикой. Ее вид показан на рис. 6.1, а. Характеристика проходит через один из двигательных квадрантов I

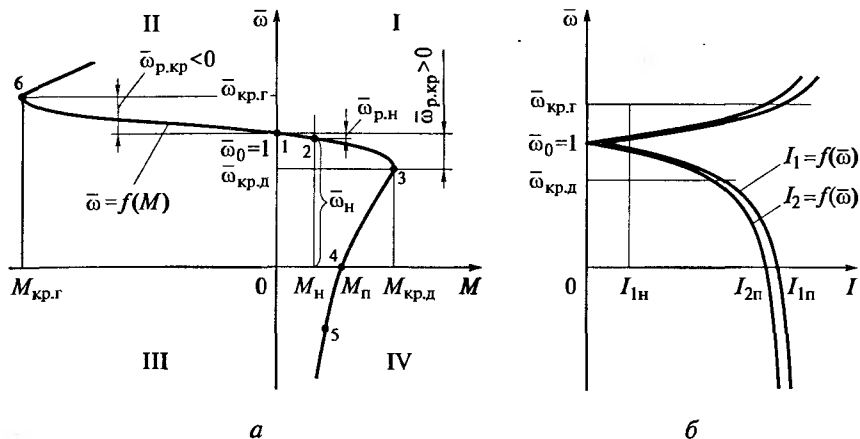


Рис 6.1. Естественная механическая характеристика асинхронного двигателя (а) и зависимости токов статора и ротора от скорости (б)

и тормозные квадранты II и IV. Воспользовавшись двумя первыми формулами из выражений (1.9), можно при данных значениях  $\bar{\omega}_0$  и  $\bar{\omega}_p$  рассчитать модули токов статора и ротора:

$$I_1 = \bar{\omega}_0 U_1 \sqrt{\frac{(R_2/\bar{\omega}_p)^2 + x_2^2}{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2 + B(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2}};$$

$$I_2 = \frac{\bar{\omega}_0 x_m U_1}{\sqrt{A(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2 + B(\bar{\omega}_0, \bar{\omega}_p)^2}}.$$

Характеристики, показывающие связь токов со скоростью и моментом двигателя [19], показаны на рис. 6.1, б. Для удобства их рассмотрения совместно с механической характеристикой токи отложены по оси абсцисс, а скорость — по оси ординат.

На механической характеристике отмечен ряд точек.

**Точка 1.** Режим идеального холостого хода. Скорость двигателя равна синхронной скорости, т.е скорости вращающегося магнитного поля в физическом пространстве. При этом  $\bar{\omega} = \bar{\omega}_0 = 1$  (в абсолютных единицах это выглядит как  $\omega = \omega_{0эл}/p_n$ ). Относительная частота роторной ЭДС равна нулю. Ток в роторной цепи отсутствует  $I_2 = 0$ , ток статора равен намагничивающему току:

$$I_1 = I_{m0} = U_1 / \sqrt{(R_1^2 + (x_{1\sigma} + x_m)^2)} = U_1 / \sqrt{(R_1^2 + x_1^2)}$$

и определяет собой значение главного потокосцепления в режиме идеального холостого хода  $\Psi_{m0} = L_m L_{m0}$ . Применительно к схеме замещения (см. рис. 1.2) этот режим соответствует разомкнутой цепи ротора при  $R_2 = \infty$ . В реальных условиях он может быть достигнут, если способствующий вращению активный момент на валу равен моменту потерь вращения двигателя.

**Точка 2.** Номинальный режим. Электромагнитный момент равен номинальному моменту двигателя, вычисляемому по паспортным данным, плюс момент потерь вращения в номинальном режиме.

На характеристиках отмечены: номинальный момент  $M_n$ , номинальная относительная скорость  $\bar{\omega}_n$ , номинальная относительная частота роторной ЭДС  $\bar{\omega}_{p,n}$  и номинальный ток статора  $I_{1n}$ . Точка 2 располагается на рабочем участке механической характеристики, близком к линейной зависимости.

**Участок характеристики 1—3.** В большей своей части соответствует устойчивой работе асинхронного двигателя в двигательном режиме. По мере увеличения нагрузки двигателя растет мощность, передаваемая из статорной цепи в цепь ротора, а следовательно, и ток ротора. При данном значении  $\bar{\omega}_0$  это может иметь место только при уменьшении сопротивления  $R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$  (см. рис. 1.2), т.е. при увеличении относительной частоты роторной ЭДС и уменьшении скорости. Как видно из формулы (2.3), при увеличении  $\bar{\omega}_p$  уменьшается  $\cos \varphi_2$ , т.е. растет угол сдвига  $\varphi_2$  между векторами ЭДС  $\vec{E}_2$  и тока ротора  $\vec{I}_2$  (см. рис. 1.3). Следовательно, рост тока ротора происходит не только за счет активной, но и за счет реактивной его составляющей. Вместе с током  $I_2$  растет ток  $I_1$  и уменьшаются намагничивающий ток и магнитный поток в зазоре из-за увеличения падения напряжения в сопротивлении  $R_1 + j\bar{\omega}_0 x_{1\sigma}$ .

**Точка 3.** Точка критического момента. В этой точке момент асинхронной машины, работающей в двигательном режиме, достигает максимально возможного (критического) значения  $M_{кр,д}$  при критическом значении относительной частоты ротора  $\bar{\omega}_{p,кр}$  (или скольжения  $s_{кр}$ ). Если нагрузка увеличится настолько, что значение электромагнитного момента должно стать больше критического, двигатель остановится при токе короткого замыкания статора (он же пусковой ток)  $I_1 = I_{1п}$  (рис. 6.1, б) и соответствующем ему моменте короткого замыкания (пусковом моменте)  $M_n$ . Повторный пуск возможен только после снижения нагрузки до значения момента, меньшего, чем пусковой.

**Участок характеристики 3—4.** При увеличении относительной частоты роторной ЭДС до значения, большего  $\bar{\omega}_{p,кр}$ , рост тока  $I_2$  (а вместе с ним и  $I_1$ ) продолжается, но это происходит за счет

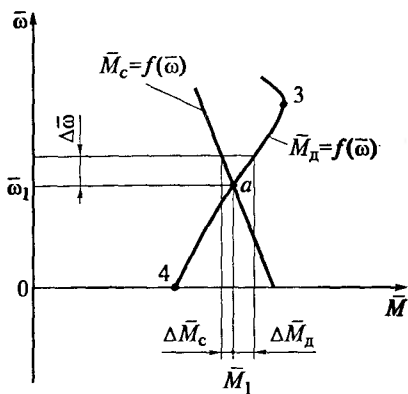


Рис. 6.2. К условиям устойчивой работы на участке 3—4 механической характеристики (см. рис. 6.1)

роста реактивной составляющей тока при уменьшении его активной составляющей, т.е. при уменьшении  $\cos \varphi_2$ . Магнитный поток в зазоре также уменьшается. В результате по мере роста

$\bar{\omega}_p$  момент двигателя падает. Обычно на рассматриваемом участке характеристики устойчивая работа привода невозможна. В этом можно убедиться, рассмотрев зависимости  $\bar{M}_d = f(\bar{\omega})$  и  $\bar{M}_c = f(\bar{\omega})$  (моменты записаны в относительных единицах) в точке их пересечения (рис. 6.2). Пусть существует малое приращение скорости  $\Delta\bar{\omega}$ , при котором моменты получают приращения  $\Delta\bar{M}_d$  и  $\Delta\bar{M}_c$ , выраженные через частные производные в точке  $a$  следующим образом:

$$\Delta\bar{M}_d = \frac{\partial\bar{M}_d}{\partial\bar{\omega}} \Delta\bar{\omega}; \quad \Delta\bar{M}_c = \frac{\partial\bar{M}_c}{\partial\bar{\omega}} \Delta\bar{\omega}.$$

Используя основное уравнение механики, можно записать:

$$\Delta\bar{M}_d - \Delta\bar{M}_c = T_m \frac{d\Delta\bar{\omega}}{dt},$$

где  $T_m$  — механическая постоянная привода,  $T_m = J\omega_0/M_0$  ( $J$  — момент инерции).

Этому равенству соответствует характеристическое уравнение

$$T_m \frac{d\Delta\bar{\omega}}{dt} - \left( \frac{\partial\bar{M}_d}{\partial\bar{\omega}} - \frac{\partial\bar{M}_c}{\partial\bar{\omega}} \right) \Delta\bar{\omega} = 0.$$

Второе слагаемое в нем будет положительным, т.е. точка  $a$  будет точкой устойчивой работы, при выполнении условия  $(\partial\bar{M}_d/\partial\bar{\omega}) - (\partial\bar{M}_c/\partial\bar{\omega}) < 0$ . В конкретном случае, показанном на рис. 6.2, это условие не выполняется.

**Точка 4.** Начало пускового режима. Значение момента двигателя равно  $\bar{M}_n$ , скорость равна нулю, относительная частота ЭДС неподвижного ротора равна относительной частоте напряжения источника питания. Пусковые токи статора и ротора обозначены  $I_{1п}$  и  $I_{2п}$ .

**Участок характеристики 4—5.** Режим торможения противовключением (противотоком). Режим характеризуется тем, что под действием активного внешнего момента, создаваемого исполнительным органом, ротор двигателя вращается против направления вращения поля статора. Создаваемый двигателем момент является тормозным, токи статора и ротора превышают пусковые значения.

**Участок характеристики 1—6.** Режим рекуперативного торможения (генераторный режим). Режим характеризуется тем, что исполнительный орган вращает ротор в направлении, совпадающем с направлением вращения поля статора, со скоростью, большей скорости вращающегося поля. Значение  $\bar{\omega}_p$  отрицательно. Так же как и в двигательном режиме, машина потребляет от источника питания необходимую для создания потока реактивную мощность, а активную мощность, получаемую с вала, за вычетом потерь отдает источнику питания. Критический момент в генераторном режиме  $\bar{M}_{кр.г}$  по абсолютному значению превышает критический момент в двигательном режиме  $\bar{M}_{кр.д}$ .

Для расчета момента двигателя и последующего построения механических характеристик может быть использована формула более простая, чем формула (2.2), если перейти от схемы замещения (см. рис. 1.2) к схеме замещения с вынесенным намагничивающим контуром: Г-образной схеме замещения (рис. 6.3). При переходе к Г-образной схеме замещения, в которой намагничивающий контур  $j\bar{\omega}_0 x_m$  вынесен на вход схемы, допускается определенная погрешность, возникающая в результате пренебрежения зависимостью намагничивающего тока  $I_m$  и потокосцепления  $\Psi_m$  от нагрузки двигателя, так как намагничивающий контур оказывается включенным непосредственно на напряжение питания  $U_1$ . В результате этого не учитывается падение напряжения от намагни-

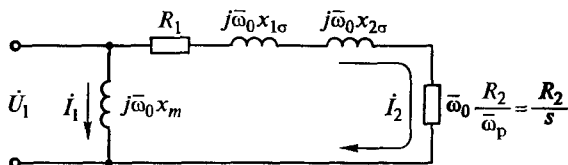


Рис. 6.3. Г-образная схема замещения асинхронного двигателя

чивающего тока в сопротивлении  $R_1 + j\bar{\omega}_0 x_{1\sigma}$ . Однако такое представление схемы позволяет получить более простые и наглядные выражения для определения момента и скорости в характерных точках механической характеристики.

Как видно из рис. 6.3, роторный ток определяется выражением

$$I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}; \quad (6.1)$$

где  $x_k$  — индуктивное сопротивление короткого замыкания двигателя,  $x_k = x_{1\sigma} + x_{2\sigma}$ .

Электромагнитная мощность трехфазного двигателя, как утренная мощность, рассеиваемая в сопротивлении  $R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$ , определяется выражением  $P_{эм} = 3I_2^2 R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p$ . Подставляя в него значение тока ротора из формулы (6.1) и учитывая связь между электромагнитной мощностью и электромагнитным моментом  $M_d = P_{эм} p_n / (\bar{\omega}_0 \omega_{0эл.н})$ , можно получить выражение для электромагнитного момента в виде

$$M_d = 3 \frac{p_n U_1^2}{\omega_{0эл.н}} \frac{R_2}{\bar{\omega}_p \left[ (R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2 \right]}. \quad (6.2)$$

Значение пускового момента определяется с учетом того, что при неподвижном роторе частота роторной ЭДС  $\bar{\omega}_p$  равна частоте напряжения на статоре  $\bar{\omega}_0$ :

$$M_n = 3 \frac{p_n U_1^2}{\omega_{0эл.н}} \frac{R_2}{\bar{\omega}_0 \left[ (R_1 + R_2)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2 \right]}. \quad (6.3)$$

Критическое значение относительной частоты роторной ЭДС находится в результате исследования на экстремум выражения (6.2):

$$\bar{\omega}_{p,кр} = \pm \frac{R_2 \bar{\omega}_0}{\sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}. \quad (6.4)$$

Подставляя это значение в выражение для момента, можно определить значение критического момента:

$$M_{кр} = \frac{3}{2} \frac{p_n U_1^2}{\bar{\omega}_0 \omega_{0эл.н}} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_k^2}}, \quad (6.5)$$

где знак «плюс» соответствует двигательному режиму, а «минус» — тормозному.

Несмотря на наличие погрешности от упрощения схемы замещения, формулы (6.2)...(6.5) широко используются при практических расчетах из-за удобства обращения с ними.

Выражение для момента может быть записано в другой форме, в которой вместо частоты роторной ЭДС используется скольжение. Эти величины связаны между собой выражениями

$$s = (\omega_{0эл} - p_n \omega) / \omega_{0эл} = \omega_p / \omega_{0эл} = \bar{\omega}_p / \bar{\omega}_0.$$

Поэтому вместо множителя  $p_n / (\omega_{0эл.н} \bar{\omega}_p)$  в формуле (6.2) нужно записать

$$p_n / (\omega_{0эл.н} \bar{\omega}_0 s) = 1(s \omega_0),$$

где  $\omega_0$  — синхронная скорость двигателя при данной частоте напряжения питания  $\omega_{0эл}$ ,  $\omega_0 = \omega_{0эл} / p_n$ .

Слагаемое  $\bar{\omega}_0^2 x_k^2$  может быть представлено в виде

$$\bar{\omega}_0^2 x_k^2 = \left( \frac{\omega_{0эл}}{\omega_{0эл.н}} \right)^2 \omega_{0эл.н}^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2 = \omega_{0эл}^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2.$$

Величину  $\omega_{0эл}(L_{1\sigma} + L_{2\sigma})$  обычно, так же как в формуле (6.2), обозначают через  $x_k$ , но под ней понимается индуктивное сопротивление короткого замыкания, рассчитанное не при номинальной частоте, а при той частоте, на которой в рассматриваемом режиме работает двигатель. Тогда выражение для электромагнитного момента записывается в виде

$$M_d = \frac{3U_1^2 R_2}{s \omega_0 \left[ (R_1 + R_2/s)^2 + x_k^2 \right]}. \quad (6.6)$$

Так же, как это сделано при рассмотрении формулы (6.2), могут быть определены пусковой момент, критическое скольжение  $s_{кр}$  и критический момент. Эти формулы в сведены в табл. 6.1.

Используя формулу (6.6) при расчетах в электроприводах с частотным регулированием, нужно пересчитывать значения индуктивных сопротивлений, приведенных в каталоге, с учетом частоты, на которой работает двигатель в рассматриваемом режиме.

Иногда выражение для электромагнитного момента представляется в ином виде, при введении в него критического момента и критического скольжения:

Формулы для расчета механических характеристик привода с асинхронным двигателем

Формулы			
Величина	при расчете по Г-образной схеме		
	через относительные значения частот питания и частоты роторной ЭДС		
	через абсолютное значение синхронной скорости и скольжение		
$M_d$	$3 \frac{P_n U_1^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{\bar{\omega}_p x_m^2 R_2}{(R_1 R_2 - \sigma \bar{\omega}_0 \bar{\omega}_p x_1 x_2)^2 + (R_2 \bar{\omega}_0 x_1 + R_1 \bar{\omega}_p x_2)^2}$	$3 \frac{P_n U_1^2}{\omega_{0\text{эл.н}} \bar{\omega}_p} \frac{R_2}{(R_1 + R_2 \bar{\omega}_0 / \bar{\omega}_p)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_K^2}$	$\frac{3U_1^2 R_2}{s \omega_0 [(R_1 + R_2/s)^2 + x_K^2]}$
$\bar{\omega}_{p,\text{кр}},$ $s_{\text{кр}}$	$\bar{\omega}_{p,\text{кр}} = \pm \frac{R_2}{x_2} \sqrt{\frac{R_1^2 + (\bar{\omega}_0 x_1)^2}{R_1^2 + \sigma^2 (\bar{\omega}_0 x_1)^2}}$	$\bar{\omega}_{p,\text{кр}} = \pm \frac{R_2 \bar{\omega}_0}{\sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_K^2}}$	$s_{\text{кр}} = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + x_K^2}}$
$M_{\text{кр}}$	—	$\frac{3 P_n U_1^2}{2 \bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}}} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + \bar{\omega}_0^2 x_K^2}}$	$\frac{3U_1^2}{2\omega_0} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_K^2}}$
$M_n$	$3 \frac{P_n U_1^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{\bar{\omega}_0 x_m^2 R_2}{(R_1 R_2 - \sigma \bar{\omega}_0^2 x_1 x_2)^2 + \bar{\omega}_0^2 (R_2 x_1 + R_1 x_2)^2}$	$3 \frac{P_n U_1^2}{\omega_{0\text{эл.н}} \bar{\omega}_0} \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2 + \bar{\omega}_0^2 x_K^2}$	$\frac{3U_1^2 R_2}{\omega_0 [(R_1 + R_2)^2 + x_K^2]}$



$$M_d = 2M_k \frac{1 + s_k R_1/R_2}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2s_k \frac{R_1}{R_2}}$$

Эта формула называется уточненной формулой Клосса.

В подразд. 8.3 для некоторого конкретного привода приведены результаты расчета механических характеристик, позволяющие оценить погрешность, связанную с переходом от Т-образной схемы замещения к Г-образной.

## 6.2. U/f-регулирование скорости электропривода с асинхронным двигателем

U/f-регулированием, или скалярным регулированием, скорости электропривода с асинхронным двигателем называют регулирование, при котором изменение скорости достигается путем воздействия на частоту напряжения на статоре при одновременном изменении модуля этого напряжения. При U/f-регулировании напряжение и ток рассматриваются как скалярные величины, т.е. используются модули этих величин. Способ регулирования базируется на схеме замещения асинхронного двигателя (см. рис. 1.2), и на выражении для электромагнитного момента (2.2).

При U/f-регулировании вид механической характеристики определяется тем, как соотносятся между собой частота и значение напряжения питания статора двигателя. Таким образом, частота и напряжение выступают как два управляющих воздействия, которые обычно регулируются совместно. При этом частота принимается за независимое воздействие, а значение напряжения при данной частоте определяется исходя из того, как должен изменяться вид механических характеристик привода при изменении частоты, т.е., в первую очередь, из того, как должен изменяться в зависимости от частоты критический момент. Такой способ регулирования скорости привода с асинхронным двигателем называется частотным, а характер согласования напряжения и частоты — законом частотного регулирования, определяемым требованиями, предъявляемыми к приводу конкретного объекта, для которого предназначен электропривод.

В значительном числе случаев желаемым законом регулирования считается такой, при котором во всем диапазоне регулирования скорости поддерживается постоянство перегрузочной способности двигателя

$$\lambda = \frac{M_{\max \text{ доп}}}{M_n},$$

где  $M_{\text{мах доп}}$  — момент, максимально допустимый по условиям работы двигателя;  $M_n$  — номинальный момент.

Для асинхронного двигателя с номинальным моментом  $M_n$  это требование сводится к необходимости поддержания постоянства критического момента во всем диапазоне регулирования скорости изменением частоты.

Часто для реализации такого закона регулирования необходимо обеспечить постоянство отношения  $U/f = \text{const}$  или, что то же самое,  $U_1 / \bar{\omega}_0 = \text{const}$ . Однако это справедливо лишь при пренебрежении активным сопротивлением обмотки статора. Покажем это, положив  $R_1 = 0$  в формуле (2.2). Тогда выражение для момента двигателя приобретет вид

$$M_d = 3 \frac{p_n k_1^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{R_2 / \bar{\omega}_p}{(R_2 / \bar{\omega}_p)^2 + (\sigma x_2)^2} \frac{U_1^2}{\bar{\omega}_0^2}, \quad (6.7)$$

где  $k_1 = x_m / x_1 = L_m / L_1$ .

Исследование этого выражения на экстремум позволяет определить роторную критическую частоту:

$$\bar{\omega}_{p,\text{кр}} = \pm \frac{R_2}{\sigma x_2}.$$

Подставив это значение в выражение для момента двигателя, можно получить формулу для критического момента:

$$M_{\text{кр}} \approx \pm \frac{3}{2} \frac{p_n k_1^2}{\omega_{0\text{эл.н.}} \sigma x_2} \frac{U_1^2}{\bar{\omega}_0^2}, \quad (6.8)$$

из которой следует, что при  $U_1 / \bar{\omega}_0 = \text{const}$  критический момент остается постоянным независимо от частоты. Это доказывает, что если принятое допущение о равенстве нулю активного сопротивления обмоток статора справедливо, то для поддержания постоянства критического момента при частотном регулировании надо менять напряжение на обмотках статора пропорционально частоте.

В реальном двигателе активное сопротивление обмоток статора не равно нулю. Тем не менее допущение, что  $R_1 \approx 0$ , оказывается приемлемым при рассмотрении характеристик двигателей большой мощности. Это объясняется тем, что в двигателе большой мощности проводники обмотки статора имеют большое поперечное сечение и, следовательно, омическое сопротивление обмотки действительно невелико по сравнению с ее индуктивным сопротивлением. Если же рассматривается двигатель малой или сред-

ней мощности, то пренебрежение активным сопротивлением статорной обмотки может привести к тому, что требование поддержания постоянства критического момента при изменении частоты выполняться не будет. Следовательно, в общем случае закон частотного регулирования, при котором напряжение меняется пропорционально частоте, не обеспечивает независимости критического момента от частоты. Это иллюстрирует рис. 8.4 (см. подразд. 8.3), на котором представлены механические характеристики, выполненные с соблюдением соотношения  $U_1 / \bar{\omega}_0 = \text{const}$ .

Между тем, как видно из Т-образной схемы замещения (см. рис. 1.2), при пренебрежении активным сопротивлением статорной обмотки напряжение  $U_1$  равно напряжению за активным сопротивлением  $E_a$ . Из этого следует, что формулы (6.7) и (6.8) могут быть использованы и при  $R_1 \neq 0$ , если в них заменить напряжение на статоре  $U_1$  на напряжение за активным сопротивлением статора  $E_a$  и записать эти формулы в виде:

$$M_{\text{д}} = 3 \frac{p_n k_1^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{R_2 / \bar{\omega}_p}{(R_2 / \bar{\omega}_p)^2 + (\sigma x_2)^2} \left( \frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2; \quad (6.9)$$

$$M_{\text{кр}} = \pm \frac{3}{2} \frac{p_n k_1^2}{\omega_{0\text{эл.н}}} \frac{1}{\sigma x_2} \left( \frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2.$$

Таким образом, в общем случае для поддержания постоянства перегрузочной способности двигателя при частотном регулировании необходимо выполнять закон частотного регулирования в виде:

$$E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}. \quad (6.10)$$

Из формулы (6.9) видно, что при этом момент двигателя зависит только от значения роторной частоты и не зависит от текущего значения частоты напряжения питания. Вид механических характеристик показан на рис. 6.4. Частота  $\bar{\omega}_0$  определяет только положение механических характеристик по высоте относительно оси абсцисс.

Для обеспечения закона частотного регулирования, определяемого выражением (6.10), напряжение на статорных обмотках нужно увеличивать по сравнению с  $E_a$  на величину падения напряжения в статорной обмотке  $I_1 R_1$  от тока статора. На рис. 6.5, где все переменные величины рассматриваются в относительных единицах, приведены три варианта упрощенных функциональных схем, поясняющие принципиальные возможности реализации закона регулирования  $E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$ . На каждой схеме асинхронный двигатель М получает питание от преобразователя частоты (ПЧ), вход-

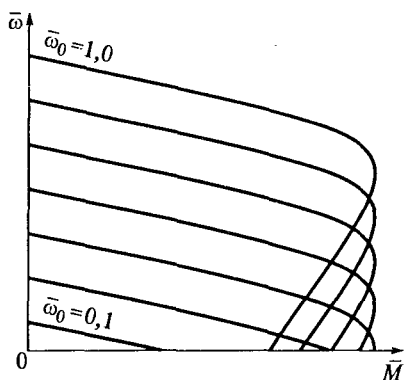


Рис. 6.4. Механические характеристики электропривода с асинхронным двигателем при законе частотного регулирования  $E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$

ными сигналами для которого являются сигнал задания частоты  $\bar{\omega}_0^*$  и сигнал задания напряжения  $\bar{U}_1^*$ , представленные в относительных единицах.

В первом варианте (рис. 6.5, а) по значениям напряжения на статоре  $\bar{U}_1$  и тока статора  $\bar{I}_1$ , выпрямленных выпрямителем В, рассчитывается значение напряжения за активным сопротивлением, как  $\bar{E}_a = \bar{U}_1 - \bar{I}_1 \bar{R}_1$  ( $\bar{R}_1$  — сопротивление обмотки статора в относительных единицах), и строится замкнутый контур регулирования этой величины с регулятором напряжения (РН). Поскольку контур замкнут по  $\bar{E}_a$ , сигнал на его входе должен быть задан пропорциональным (а в относительных единицах — равным) сигналу задания частоты  $\bar{\omega}_0^*$ . Сигналом задания напряжения  $\bar{U}_1^*$  на входе преобразователя частоты является выходной сигнал регулятора напряжения, который задает такое напряжение на статоре, при котором напряжение за активным сопротивлением статора будет пропорционально частоте.

Во втором случае (рис. 6.5, б) сигнал задания напряжения на статоре  $\bar{U}_1^* = \bar{E}_a^* - \bar{I}_1 \bar{R}_1$  формируется непосредственно как сумма заданного значения напряжения за активным сопротивлением статора и величины, пропорциональной падению напряжения на активном сопротивлении обмотки статора. Второе слагаемое в правой части этого равенства определяется по измеренному и выпрямленному току статора  $\bar{I}_1$  при известном активном сопротивлении обмотки статора  $\bar{R}_1$ , которое в современных преобразователях автоматически измеряется при первом включении привода. Такой способ реализации требуемого закона регулирования получил название *IR-компенсации*. Наличие блока  $\bar{E}_a^* = f(\bar{\omega}_0^*)$  предусматривает возможность задания различных зависимостей напряжения за активным сопротивлением от частоты.

В варианте, показанном на рис. 6.5, в, сигнал задания напряжения рассчитывается с помощью функционального преобразователя (ФП) в зависимости от роторной частоты  $\bar{\omega}_p$  так, чтобы напряжение  $\bar{E}_a$  менялось пропорционально заданной частоте. Ве-

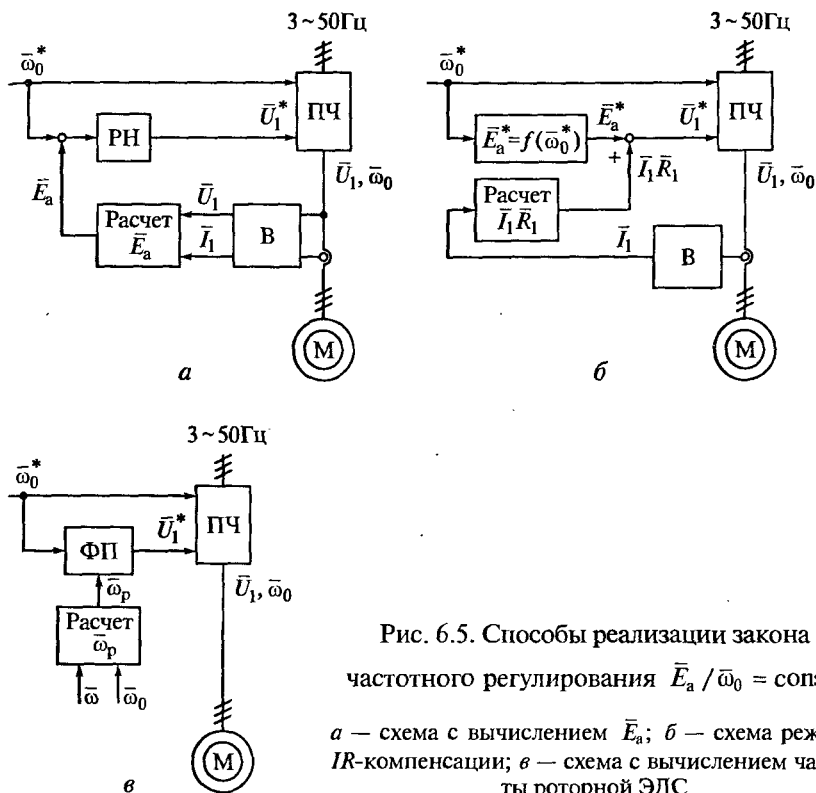


Рис. 6.5. Способы реализации закона частотного регулирования  $\bar{E}_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$ :

*a* — схема с вычислением  $\bar{E}_a$ ; *б* — схема режима *IR*-компенсации; *в* — схема с вычислением частоты роторной ЭДС

личина роторной частоты рассчитывается через угловую частоту напряжения на выходе преобразователя  $\bar{\omega}_{0\text{эл}}$  и угловую скорость двигателя  $\bar{\omega}$ .

Для определения характера изменения потока при рассматриваемом законе частотного регулирования обратимся к выражениям (1.5), в первом из которых обозначим  $\dot{U}_1 - R_1 \dot{I}_1 = \dot{E}_a$ , из второго выразим  $\dot{I}_2$  с учетом того, что  $s = \bar{\omega}_p / \bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_p \bar{\omega}_{0\text{эл.н}} / \bar{\omega}_0$ , а в два последние вместо индуктивностей введем индуктивные сопротивления, умножив правые и левые части уравнений на  $\omega_{0\text{эл}} = \bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}}$ . Тогда равенства (1.5) приобретут вид:

$$\begin{aligned}
 \dot{E}_a &= j\bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}} \dot{\Psi}_1; \\
 \dot{I}_2 &= -j \frac{\omega_{0\text{эл.н}}}{R_2} \dot{\Psi}_2 \bar{\omega}_p; \\
 \omega_{0\text{эл.н}} \dot{\Psi}_1 &= x_1 \dot{I}_1 + x_m \dot{I}_2; \\
 \omega_{0\text{эл.н}} \dot{\Psi}_2 &= x_m \dot{I}_1 + x_2 \dot{I}_2.
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

Из первого выражения видно, что при выполнении закона регулирования (6.10) потокосцепление статора

$$\Psi_1 = E_a / (\bar{\omega}_0 \omega_{0\text{эл.н}}) \quad (6.12)$$

в установившемся режиме остается постоянным независимо от частоты напряжения питания  $\bar{\omega}_0$  и роторной частоты  $\bar{\omega}_p$ , т.е. от нагрузки двигателя. Определим, как при этом меняется потокосцепление ротора. Исключая из двух последних равенств системы уравнений (6.11) ток  $\dot{I}_1$  и подставляя во второе равенство вместо  $\dot{I}_2$  его значение, после преобразований получим выражение для модуля потокосцепления ротора:

$$\Psi_2 = \frac{k_1 \Psi_1}{\sqrt{[1 + (\sigma x_2 / R_2)^2 \bar{\omega}_p^2]}} \quad (6.13)$$

Таким образом, при  $E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$  значение потокосцепления ротора не зависит от частоты напряжения на статоре и однозначно определяется относительной частотой роторной ЭДС, уменьшаясь по мере ее увеличения, т.е. по мере увеличения нагрузки. Сказанное иллюстрирует пример расчета в подразд. 8.4.

При рассматриваемом законе частотного регулирования может быть получено компактное выражение для механической характеристики привода. Электромагнитная мощность двигателя  $P_{\text{эм}}$  и электромагнитный момент  $M_{\text{д}}$  определяются выражениями:

$$P_{\text{эм}} = \frac{3 I_2^2 R_2 \bar{\omega}_0}{\bar{\omega}_p}; \quad M_{\text{д}} = \frac{P_{\text{эм}} p_{\text{п}}}{\omega_{0\text{эл.н}} \bar{\omega}_0}$$

Подставляя в выражение для  $P_{\text{эм}}$  модуль тока  $I_2$  из системы уравнений (6.11), получим выражение для электромагнитного момента в виде

$$M_{\text{д}} = 3 \frac{\omega_{0\text{эл.н}} p_{\text{п}}}{R_2} \bar{\omega}_p \Psi_2^2$$

Выразив отсюда относительную роторную частоту и учитывая, что

$$\bar{\omega}_p = \bar{\omega}_0 - \bar{\omega} = (\omega_{0\text{эл}} - p_{\text{п}} \omega) / \omega_{0\text{эл.н}},$$

можно получить выражение для механической характеристики асинхронного двигателя в виде

$$\omega = \frac{\omega_{0эл}}{p_n} - \frac{M_d R_2}{3 p_n^2 \Psi_2^2}.$$

Эта формула интересна тем, что имеет ту же структуру, что и формула для механической характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Из этого следует вывод: если организовать управление, при котором будет обеспечиваться постоянство потокосцепления ротора  $\Psi_2$  в установившемся режиме, то механическая характеристика асинхронного двигателя будет иметь тот же вид, что и механическая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Одним из недостатков закона регулирования  $E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$  является ограничение на возможность работы при низких частотах. На характеристиках, приведенных на рис. 6.4, уже при снижении частоты источника питания примерно в 10 раз двигатель останавливается при моменте нагрузки значительно меньшем критического из-за ограниченной жесткости рабочей части механических характеристик. Повышение жесткости в области низких частот может быть достигнуто путем увеличения значения  $E_a$  по сравнению с его значением, обеспечивающим постоянство критического момента. Это показано на рис. 6.6, а, где на осях частота и напряжение за активным сопротивлением статора отложены в относительных единицах. При  $\bar{\omega}_0 \geq \bar{\omega}_{01}$  напряжение  $\bar{E}_a$  меняется пропорционально частоте, в зоне частот от  $\bar{\omega}_{01}$  до  $\bar{\omega}_{02}$  — остается постоянным, а при  $\bar{\omega}_0 < \bar{\omega}_{02}$  меняется по закону  $\bar{E}_a = \bar{\omega}_0 + \Delta \bar{E}_a$ . Это приводит к увеличению критического момента на низких скоростях, а так как критическая роторная частота  $\bar{\omega}_{р.кр} = \pm R_2 / \sigma x_2$  не зависит от напряжения, — к увеличению жесткости механических характеристик и расширению диапазона регулирования скорости (рис. 6.6, б).

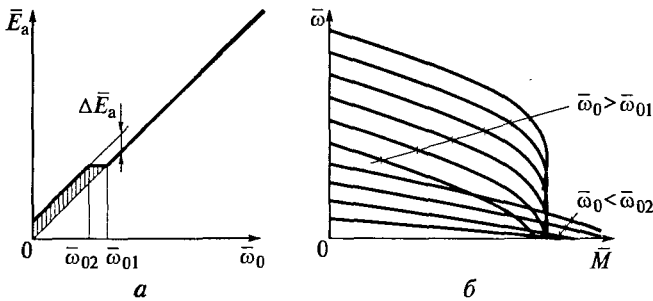


Рис. 6.6. Повышение жесткости механических характеристик в области низких скоростей:

а — закон частотного регулирования; б — механические характеристики

В зависимости от конкретных характеристик объекта, для которого предназначен привод, может оказаться целесообразным использовать законы частотного регулирования, отличные от закона, при котором поддерживается критический момент. В тех случаях, когда момент нагрузки возрастает с увеличением скорости, целесообразно изменять напряжение по закону  $\bar{E}_a = \bar{\omega}_0^n$  ( $n > 1$ ).

Закон частотного регулирования при  $n = 2$  показан на рис. 6.7, а. Ему соответствует семейство механических характеристик, показанных на рис. 6.7, б. Там же показана так называемая вентиляторная характеристика момента нагрузки  $\bar{M}_c = f(\bar{\omega})$ , при которой момент растет с увеличением скорости. В современных комплектных электроприводах со скалярным регулированием обычно предусматривается возможность устанавливать зависимость  $\bar{E}_a = f(\bar{\omega}_0)$  (или  $U_1 = f(f)$ ) в пределах области, заштрихованной на рис. 6.7, а. При  $n < 1$  можно получить семейство механических характеристик, на которых критический момент возрастает с уменьшением частоты.

Рис. 6.8, а иллюстрирует способ двухзонного регулирования скорости электропривода с асинхронным двигателем. Такой способ регулирования применяется в тех случаях, когда есть необходимость путем повышения частоты увеличивать скорость до значений, больших номинального, при ограничении напряжения номинальным значением. В первой зоне, где частота меняется до номинального значения (до  $\bar{\omega}_0 = 1$  в относительных единицах), напряжение  $\bar{E}_a$  меняется пропорционально частоте, а во второй, где частота меняется от номинального до максимального значения  $\omega_{0\max}$ ,  $\bar{E}_a$  остается номинальным ( $\bar{E}_a = 1$ ). Соответствующие механические характеристики приведены на рис. 6.8, б. Использо-

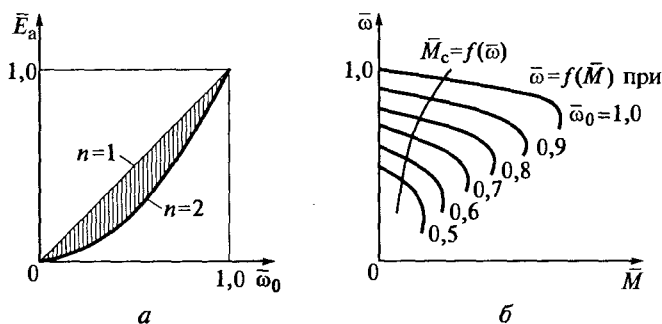


Рис. 6.7. Частотное регулирование при  $n = 2$ :

а — закон частотного регулирования; б — механические характеристики



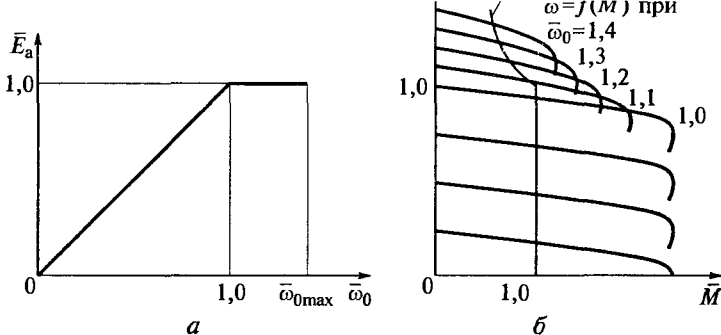


Рис. 6.8. Характеристики привода при двухзонном регулировании: *а* — закон частотного регулирования; *б* — механические характеристики

вание такого закона регулирования целесообразно в тех случаях, когда момент нагрузки уменьшается на верхних скоростях.

Электропривод с асинхронным двигателем, питающимся от преобразователя частоты при  $U/f$ -регулировании без обратной связи по скорости, может обеспечить диапазон регулирования скорости около 20. Введение обратной связи по скорости позволяет увеличить диапазон до 200 и обеспечить режим создания момента двигателя в пределах примерно  $1,5 M_H$  при нулевой скорости.

### 6.3. Векторное управление электроприводом с асинхронным двигателем

Рассмотренные в подразд. 6.2 принципы скалярного частотного регулирования скорости в электроприводе с асинхронным двигателем широко применяются в тех случаях, когда к приводу предъявляются сравнительно невысокие требования по диапазону регулирования скорости и динамическим характеристикам. Работа привода в диапазоне порядка тысяч единиц при жестких требованиях к быстродействию может быть обеспечена векторными системами управления. Именно эти системы позволили достигнуть в приводе с асинхронным двигателем регулировочных свойств, которые ранее считались достижимыми только в приводах с двигателями постоянного тока независимого возбуждения, и даже превзойти их.

Основные принципы векторного управления были разработаны в 70-х годах XX в. [55]. Сегодня в результате фундаментальных теоретических исследований и успехов в области силовой полупроводниковой электроники и микропроцессорных систем раз-

работаны электроприводы с векторным управлением, которые серийно выпускаются электротехническими фирмами всего мира.

Если под скалярным регулированием скорости в асинхронном двигателе понимается такое регулирование, при котором в качестве переменных в системе используются эффективные значения напряжений, токов и потокосцеплений, а сами эти величины считаются величинами скалярными, то в основе векторного управления лежит представление об этих величинах, как о пространственных векторах (см. подразд. 1.6). Можно также отметить, что скалярное управление базируется на зависимостях, лежащих в основе схемы замещения асинхронного двигателя (см. рис. 1.2 и 6.3), а векторное управление — на соответствующих структурных схемах (см. гл.2).

Наглядное представление о разнице между скалярным и векторным управлением дано в работе [35] на основе рассмотрения режима  $IR$ -компенсации (см. рис. 6.4, б). Различие формулируется следующим образом: если напряжение на статоре двигателя  $U_1$  формируется как сумма модулей напряжения за активным сопротивлением фазы статора  $E_a$  и падения напряжения на активном сопротивлении  $I_1 R_1$ , то такое управление является скалярным; если же вектор напряжения  $\vec{U}_1$  образуется как векторная сумма этих величин  $\vec{E}_a + \vec{I}_1 R_1$ , то это — векторное управление.

Для пояснения смысла использования векторного управления обратимся к математическому описанию асинхронного двигателя в пространственных векторах при ориентации оси вещественных вращающейся системы координат  $\alpha$ — $\beta$  по вектору  $\vec{\Psi}_2$ . Такому описанию соответствуют формулы (2.23)...(2.26) вместе с равенством  $\omega_{0эл} = \omega p_n + \omega_p$ , выражением для электромагнитного момента и основным уравнением механики. По этим формулам построена структурная схема асинхронного двигателя (см. рис. 2.5), в которой все переменные представлены сигналами постоянного тока. Входными сигналами являются проекции вектора статорного напряжения  $u_{1\alpha}$  и  $u_{1\beta}$ , а выходными величинами электромагнитной части схемы — потокосцепление ротора  $\Psi_2$  и электромагнитный момент  $M_d$ . Частота роторной ЭДС  $\omega_p$  рассчитывается через проекцию на ось  $\beta$  вектора тока статора и потокосцепление ротора. В свою очередь, через скорость двигателя  $\omega$  и роторную частоту  $\omega_p$  рассчитывается частота напряжения питания  $\omega_{0эл}$ . В структуре двигателя существуют перекрестные связи между каналом формирования потокосцепления ротора и каналом формирования электромагнитного момента. Если тем или другим способом скомпенсировать влияние перекрестных связей, то окажется, что сигналом по оси  $\alpha$  независимо задается потокосцепление ротора, а сигналом по оси  $\beta$  — электромагнитный момент при данном значении потокосцепления ротора  $\Psi_2$ . Таким образом, структура асин-

хронного двигателя, полученная на основе рассмотрения пространственных векторов, оказывается практически такой же, как структура двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

Аналогия с двигателем постоянного тока становится еще более очевидной, если в преобразователе, от которого питается двигатель, с помощью быстродействующих токовых контуров (см. подразд. 4.4) формируются непосредственно составляющие тока статора  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\alpha\Phi}$ . На рис. 6.9, а показана часть структурной схемы рис. 2.6, иллюстрирующая процесс формирования электромагнитного момента в этом случае, а на рис. 6.9, б — схема формирования электромагнитного момента в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением. На ней  $k_\Phi$  — коэффициент, связывающий в линеаризованном описании двигателя постоянного тока поток возбуждения  $\Phi$  с током возбуждения  $i_b$ . Видно, что составляющая тока статора асинхронного двигателя  $i_{1\alpha}$  в приводе с векторным управлением играет ту же роль, что ток возбуждения в машине постоянного тока, постоянная времени ротора  $T_2$  эквивалентна постоянной времени возбуждения  $T_b$ , а коэффициент  $3p_n k_2 / 2$  соответствует машинной постоянной двигателя постоянного тока  $c_d$ . Улучшение динамических свойств привода с асинхронным двигателем при векторном управлении является результатом того, что в переходных процессах имеется возможность поддерживать постоянство потокосцепления ротора, в отличие от скалярного регулирования, где потокосцепление ротора в переходных процессах меняется при изменении токов статора и ротора, что приводит к снижению темпа изменения электромагнитного момента. В приводе с векторным управлением, где потокосцепление ротора можно поддерживать постоянным, электромагнитный момент изменяется так быстро, как быстро изменяется составляющая тока статора  $i_{1\beta}$  (аналогия с изменением момента при изменении тока якоря  $i_a$  в машине постоянного тока).

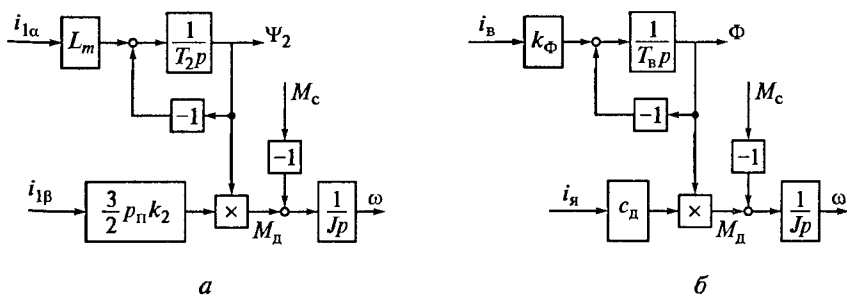
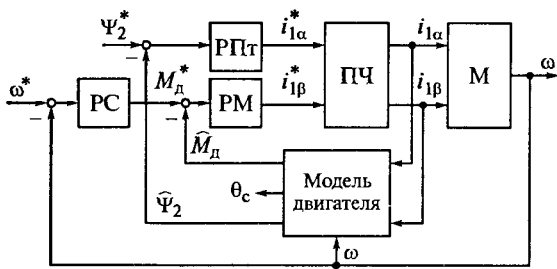


Рис. 6.9. Сравнение структуры асинхронного двигателя при векторном управлении (а) со структурой двигателя постоянного тока независимого возбуждения (б)

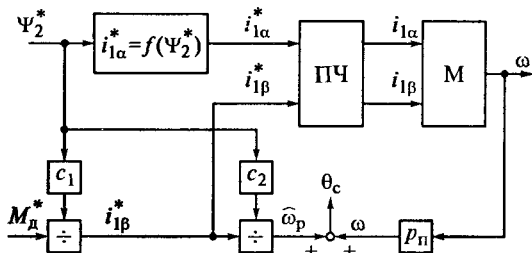
Системы векторного управления, называемые также системами с ориентацией по полю, можно подразделить на системы с прямой и косвенной ориентацией по полю. Трактовка этих понятий не однозначна.

При первой трактовке [35, 60] к системам с прямой ориентацией по полю относят только те системы, в которых осуществляется непосредственное измерение потока с помощью тех или иных датчиков потока (см. раздел 7.3). Вторая трактовка [61] относит к системам с прямой ориентацией и те системы, в которых поток рассчитывается по модели двигателя, так как это дает возможность, так же как при непосредственном измерении потока, построить замкнутый контур его регулирования. К системам с косвенным измерением в этом случае относят только системы, в которых поток не измеряется и не рассчитывается, а формируется путем задания других переменных (рис. 6.10). На нем предполагается, что двигатель  $M$  представлен в виде математической модели во вращающейся системе координат  $\alpha - \beta$  (см. рис. 2.6). Так же представлен и преобразователь частоты (ПЧ) с инвертором, управляемым током ПЧ. На рис. 6.10, *a* показана структура привода, поясняющая принцип векторного управления с прямой ориентацией по полю. Асинхронный двигатель получает питание от преобразователя частоты. Входными сигналами для преобразователя служат  $i_{1\alpha}^*$  и  $i_{1\beta}^*$  — проекции пространственного вектора тока статора на оси вращающейся системы координат. В модели двигателя по истинным значениям токов  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$  и значению скорости двигателя  $\omega$  рассчитываются значения электромагнитного момента  $\widehat{M}_d$  и потокосцепления ротора  $\widehat{\Psi}_2$ . (Значком  $\wedge$  над символами помечены величины, определяемые в модели.) Там же рассчитывается мгновенное значение угла поворота  $\theta_c$  вращающейся системы координат  $\alpha - \beta$  относительно неподвижной системы координат  $x - y$  (подробнее см. подразд. 7.4). Значение угла поворота используется в схеме преобразователя координат, который описан ниже и на схеме рис. 6.10, *a* не показан. Потокосцепление ротора  $\widehat{\Psi}_2$  сравнивается с сигналом задания  $\Psi_2^*$  на входе регулятора потока (РПт), а момент двигателя  $\widehat{M}_d$  — с сигналом задания момента на входе регулятора момента (РМ). Контур регулирования момента выполнен как внутренний по отношению к внешнему контуру скорости с регулятором скорости (РС).

Система с косвенной ориентацией по полю (рис. 6.10, *b*) не содержит узлов измерения или расчета потокосцепления ротора. Требуемые сигналы задания составляющих тока статора формируются на основании заданных значений потокосцепления  $\Psi_2^*$  и электромагнитного момента (внешний контур скорости, аналогичный контуру, с регулятором РС на рис. 6.10, *b* не показан). При



а



б

Рис. 6.10. Структура привода с прямой и косвенной ориентацией по полю:

а — с моделью двигателя; б — с косвенной ориентацией

определении задающих значений токов используется математическое описание двигателя в виде структурной схемы с ориентацией вектора  $\hat{\Psi}_2$  по оси  $\alpha$  (см. рис. 2.6). Так, по выражению  $i_{1\alpha}^* = \Psi_{2\alpha}^*(T_2 p + 1)/L_m$ , куда входят значения задающих величин, находится зависимость  $i_{1\alpha}^* = f(\Psi_2^*)$ . Из выражения для составляющей тока по оси  $\beta$   $i_{1\beta}^* = M_d^*/((3/2)p_n k_2 \Psi_2^*)$  определяется коэффициент  $c_1 = 1/((3/2)p_n k_2)$ . Коэффициент  $c_2$  определяется на основании равенства  $\omega_p = k_2 R_2 i_{1\beta}^*/\Psi_2^*$  как  $c_2 = 1/k_2 R_2$ .

Как уже отмечалось, структурная схема асинхронного двигателя во вращающейся системе координат содержит в качестве входных и выходных величин проекции соответствующих пространственных векторов на оси вращающейся системы координат. Эти величины являются величинами постоянного тока, что позволяет строить систему управления приводом так же, как систему управления электроприводом постоянного тока. Между тем, в реальной системе с трехфазным асинхронным двигателем напряжения и токи представляют собой трехфазные системы синусоидальных величин. Поэтому при построении системы управления электроприводом на основе структурной схемы рис. 2.5 или рис. 2.6 в нее

должны быть введены преобразователи координат, осуществляющие преобразование величин постоянного тока во вращающейся системе координат в трехфазную систему величин в неподвижной системе координат и обратно.

Рассмотрим преобразования величин из одной системы координат в другую (рис. 6.11) применительно к току статора. Преобразования осуществляются в два этапа. В преобразователе канала обратной связи трехфазная система синусоидальных величин преобразуется в двухфазную систему синусоидальных величин, а затем двухфазная система — в проекции пространственного вектора на оси вращающейся системы координат  $\alpha-\beta$ , представляющие собой сигналы постоянного тока. В преобразователе прямого канала сначала из сигналов постоянного тока формируется двухфазная система переменных, а затем она трансформируется в трехфазную систему величин.

Для получения формулы преобразования трехфазной системы токов в двухфазную в неподвижной системе координат рассмотрим пространственный вектор тока статора в неподвижной системе координат (см. подразд. 1.4):

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{1x-y} &= \frac{2}{3} (i_{1A} + i_{1B} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{1C} e^{j\frac{4\pi}{3}}) = \\ &= \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{1B} - i_{1C}) \right], \end{aligned}$$

где  $i_{1A}$ ,  $i_{1B}$ ,  $i_{1C}$  — мгновенные значения токов в обмотках статора.

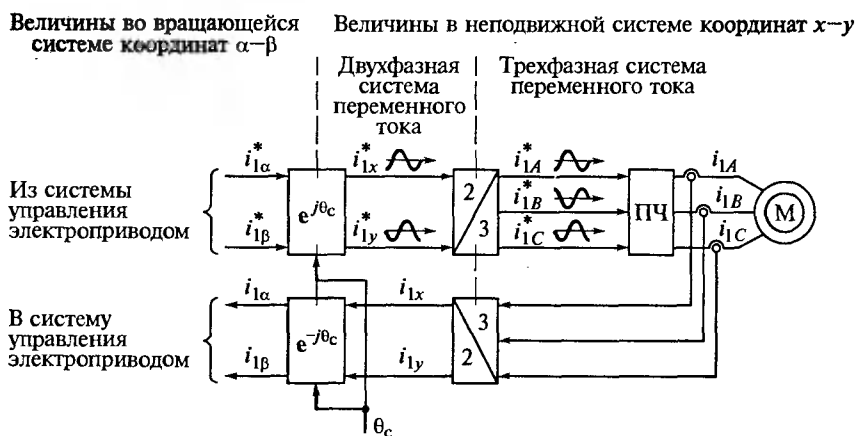


Рис. 6.11. Структура преобразования координат при векторном управлении

С другой стороны, вектор  $\tilde{I}_{1x-y}$  может быть представлен в виде суммы проекций на оси  $x$  и  $y$  неподвижной системы координат:

$$\tilde{I}_{1x-y} = i_{1x} + j i_{1y}.$$

Проекции  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$  представляют собой синусоидальную и косинусоидальную функции соответственно.

Приравнивая вещественные и мнимые части этих выражений, получим формулы преобразования двухфазных величин в трехфазные в неподвижной системе координат:

$$\begin{aligned} i_{1x} &= \frac{2}{3} \left[ i_{1A} - \frac{1}{2} (i_{1B} + i_{1C}) \right] = i_{1A}; \\ i_{1y} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{1B} - i_{1C}). \end{aligned} \quad (6.14)$$

Упрощение первого из этих выражений достигнуто добавлением и вычитанием в квадратных скобках слагаемого  $(1/2)i_{1A}$  и учетом того, что в симметричной трехфазной системе выполняется равенство  $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$ . В подразд. 1.5 применительно к некоторому вектору  $\tilde{F}$  была приведена формула (1.17) для перехода из неподвижной во вращающуюся систему координат в виде  $\tilde{F}_{1x-y} = \tilde{F}_{1\alpha-\beta} e^{j\theta_c}$  ( $\theta_c$  — мгновенное значение угла поворота системы координат  $\alpha-\beta$  относительно системы  $x-y$ ). На основании этого выражения можно записать  $\tilde{I}_{1\alpha-\beta} = \tilde{I}_{1x-y} e^{-j\theta_c}$  и, воспользовавшись правилом перехода от показательной формы комплексного числа к тригонометрической, получить для вектора тока статора:

$$i_{1\alpha} + j i_{1\beta} = (i_{1x} + j i_{1y}) (\cos \theta_c - j \sin \theta_c),$$

откуда получается правило расчета проекций пространственного вектора тока в виде:

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \theta_c + i_{1y} \sin \theta_c; \quad i_{1\beta} = -i_{1x} \sin \theta_c + i_{1y} \cos \theta_c. \quad (6.15)$$

Преобразование проекций пространственного вектора на оси вращающейся системы координат в двухфазную систему выполняется на основании выражения  $\tilde{I}_{x-y}^* = \tilde{I}_{\alpha-\beta}^* e^{j\theta_c}$ . В проекциях векторов на оси систем координат можно получить:

$$i_{1x}^* = i_{1\alpha}^* \cos \theta_c - i_{1\beta}^* \sin \theta_c; \quad i_{1y}^* = i_{1\alpha}^* \sin \theta_c + i_{1\beta}^* \cos \theta_c. \quad (6.16)$$

Из равенства  $i_{iA}^* + i_{iB}^* + i_{iC}^* = 0$  мгновенное значение тока фазы  $A$  определяется как  $i_{iA}^* = -(i_{iB}^* + i_{iC}^*)$ . Поскольку  $i_{iA}^* = i_{ix}^*$ , на основании выражения (6.14) можно записать:

$$i_{ix}^* = -(i_{iB}^* + i_{iC}^*); \quad i_{iy}^* = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{iB}^* - i_{iC}^*),$$

откуда получаются выражения для определения мгновенных значений тока в трехфазной системе, выраженные через токи в двухфазной системе:

$$i_{iA}^* = i_{ix}^*; \quad i_{iB}^* = -\frac{1}{2}(i_{ix}^* - \sqrt{3}i_{iy}^*); \quad i_{iC}^* = -\frac{1}{2}(i_{ix}^* + \sqrt{3}i_{iy}^*). \quad (6.17)$$

Выражения (6.14)...(6.17) описывают вычисления в преобразователях координат, которые должны выполняться микропроцессорной системой в реальном времени. Для вычислений по формулам (6.15) и (6.16) надо располагать мгновенными значениями угла  $\theta_c$ . Он рассчитывается следующим образом:

$$\theta_c = \int_0^t \omega_{0эл} dt = \int_0^t (\omega_{pн} + \omega_p) dt.$$

На схеме (см. рис. 6.11) преобразования по формулам (6.14) и (6.17) обозначены соответственно  $3/2$  и  $2/3$ , а по формулам (6.15) и (6.16) —  $e^{-j\theta_c}$  и  $e^{j\theta_c}$ .

Кроме описанного преобразования координат при переходе от величин, записанных в координатах  $\alpha-\beta$  к величинам, записанным в двухфазной системе координат  $x-y$ , находит применение

преобразование с использованием полярной системы координат. На рис. 6.12 показан пространственный вектор тока статора  $\tilde{I}_1$  и две системы координат: неподвижная  $x-y$  и вращающаяся  $\alpha-\beta$ . Угол  $\alpha$  между вектором тока и осью вещественных вращающейся-

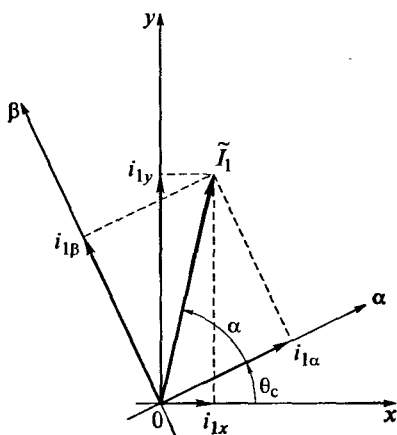


Рис. 6.12. Пространственный вектор в полярной системе координат



ся системы координат меняется только в переходных процессах, оставаясь неизменным в установившемся режиме. Он определяется по следующей формуле:

$$\alpha = \arctg(i_{\beta}/i_{\alpha}).$$

Модуль вектора тока вычисляется по формуле

$$|\tilde{I}_1| = \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2}.$$

Значения проекций вектора на оси неподвижной системы координат рассчитываются по выражениям:

$$i_{1x} = |\tilde{I}_1| \cos(\theta_c + \alpha);$$

$$i_{1y} = |\tilde{I}_1| \sin(\theta_c + \alpha).$$

Текущее значение угла поворота  $\theta_c$  вращающейся системы координат относительно неподвижной системы так же, как и в рассмотренном ранее преобразователе координат, рассчитывается в системе управления привода.

## 6.4. Прямое управление моментом асинхронного двигателя

Прямое управление моментом (Direct Torque Control — DTC) является продолжением и развитием векторного подхода к построению систем управления асинхронным двигателем. Принципы такого управления были опубликованы в 1985 г. и через 10 лет появились первые сообщения о промышленных образцах систем управления фирмы АВВ, построенных на этих принципах [57].

Задачей прямого управления моментом является обеспечение быстрой реакции электромагнитного момента двигателя на управляющее воздействие. В отличие от векторного управления, где изменение момента производится путем воздействия на ток статора, который, таким образом, является управляемой величиной, в системе с прямым управлением моментом управляемой величиной является потокосцепление статора. Изменение потокосцепления достигается путем оптимального переключения ключей инвертора напряжения, от которого питается асинхронный двигатель.

Для рассмотрения принципа прямого управления моментом [61] могут быть использованы два полученных ранее выражения: уравнение равновесия напряжений статорной цепи в неподвижной

системе координат (см. первое выражение в системе уравнений (1.21))

$$\tilde{U}_{1x-y} = R_1 \tilde{I}_{1x-y} + \frac{d}{dt} \tilde{\Psi}_{1x-y} \quad (6.18)$$

и выражение (2.9) для электромагнитного момента двигателя. Это выражение, в котором момент рассчитывается через потокосцепления статора и ротора, записано во вращающейся системе координат  $\alpha-\beta$ , но поскольку значение момента не зависит от выбора системы координат, в которой рассматриваются векторы  $\tilde{\Psi}_1$  и  $\tilde{\Psi}_2$ , то оно может быть представлено в неподвижной системе координат  $x-y$  в виде

$$M_d = \frac{3}{2} p_n \frac{k_1}{\sigma L_2} (\psi_{1y} \psi_{2x} - \psi_{1x} \psi_{2y}).$$

Как видно из рис. 6.13, проекции векторов потокосцеплений на оси неподвижной системы координат можно записать через модули векторов и текущие значения углов поворота относительно оси абсцисс:

$$\psi_{1x} = |\tilde{\Psi}_1| \cos \theta_1; \quad \psi_{1y} = |\tilde{\Psi}_1| \sin \theta_1;$$

$$\psi_{2x} = |\tilde{\Psi}_2| \cos \theta_2; \quad \psi_{2y} = |\tilde{\Psi}_2| \sin \theta_2.$$

Отсюда выражение для момента получается в виде

$$M_d = \frac{3}{2} p_n \frac{k_1}{\sigma L_2} |\tilde{\Psi}_1| |\tilde{\Psi}_2| \sin \theta, \quad (6.19)$$

где  $\theta$  — угол между векторами потокосцеплений статора и ротора,  $\theta = \theta_1 - \theta_2$ .

Учитывая, что постоянная времени ротора асинхронного двигателя достаточно велика, можно считать, что на каждом шаге расчета модуль потокосцепления ротора  $|\tilde{\Psi}_2|$  остается неиз-

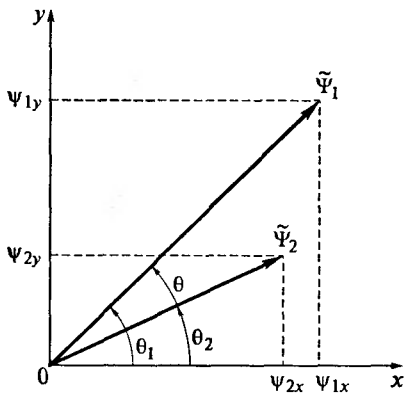


Рис. 6.13. Пространственные векторы потокосцеплений статора и ротора

менным. Если, воздействуя на пространственный вектор напряжения на статоре  $\tilde{U}_1$ , поддерживать постоянство модуля потокосцепления статора  $|\tilde{\Psi}_1|$ , то электромагнитный момент двигателя можно изменить так быстро, как быстро можно изменить угол  $\theta$ . Изменение этого угла может быть также достигнуто воздействием на вектор напряжения на статоре  $\tilde{U}_1$ .

Для рассмотрения влияния напряжения на вектор потокосцепления статора обратимся к выражению (6.18), предполагая, что активное сопротивление обмотки статора пренебрежимо мало:

$$\tilde{U}_{1x-y} = \frac{d}{dt} \tilde{\Psi}_{1x-y}. \quad (6.20)$$

Тогда проекции вектора напряжения статора на оси неподвижной системы координат,  $u_{1x} = d\psi_{1x}/dt$  и  $u_{1y} = d\psi_{1y}/dt$ , будут определять собой скорость изменения проекций вектора потокосцепления статора в зависимости от значения приложенного напряжения. Если перейти от производных к отношению малых конечных величин, то на основании формулы (6.20) получится  $\Delta\tilde{\Psi}_{1x-y} = \tilde{U}_{1x-y}\Delta t$  или в приращениях  $\Delta\psi_{1x} = u_{1x}\Delta t$  и  $\Delta\psi_{1y} = u_{1y}\Delta t$ . Полные значения проекций вектора потокосцепления определяются следующим образом:

$$\psi_{1x} = \psi_{1x\text{нач}} + u_{1x}\Delta t; \quad \psi_{1y} = \psi_{1y\text{нач}} + u_{1y}\Delta t,$$

где  $\psi_{1x\text{нач}}$ ,  $\psi_{1y\text{нач}}$  — проекции вектора потокосцепления статора, существовавшего до изменения вектора  $\tilde{U}_{1x-y}$ ;  $\Delta t$  — отрезок времени, в течение которого действует приложенный вектор напряжения.

Таким образом, изменяя вектор напряжения, т. е. воздействуя на  $u_{1x}$  и  $u_{1y}$ , можно поворачивать вектор  $\tilde{\Psi}_1$  и изменять угол  $\theta$ , воздействуя этим на значение момента двигателя. Если на данном отрезке времени какая-то из проекций напряжения равна нулю, то при принятом допущении о равенстве нулю активного сопротивления обмотки статора соответствующая проекция вектора потокосцепления остается неизменной и равной начальному значению.

На рис. 6.14 [61] показана плоскость, на которой отмечены оси неподвижной системы координат  $x-y$  и расположены векторы напряжения и потокосцепления статора. Плоскость поделена на шесть секторов  $\alpha(1) - \alpha(6)$  по 60 эл. град каждый. Пространственный вектор напряжения на выходе инвертора, от которого питается обмотка статора двигателя, может занимать одно из шести

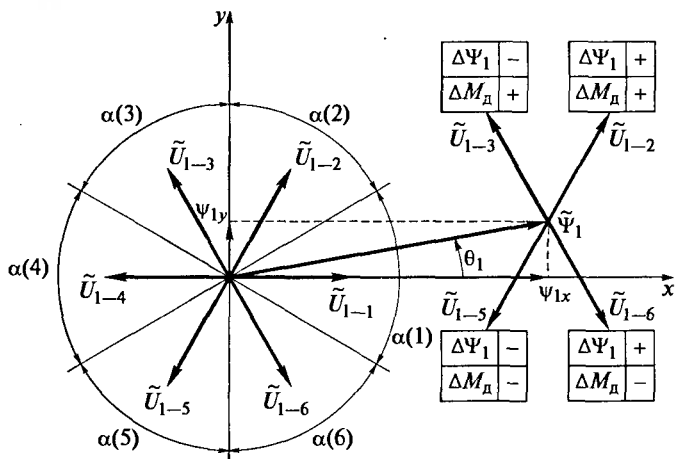


Рис. 6.14. Оценка влияния переключения ключей инвертора на потокосцепление и момент двигателя

фиксированных ненулевых положений и два нулевых положения (см. табл. 4.2). Ненулевые векторы  $\tilde{U}_{1-1} - \tilde{U}_{1-6}$  и нулевые, обозначаемые как  $\tilde{U}_{1-7}$  и  $\tilde{U}_{1-8}$ , рассматриваются как самостоятельные базовые векторы. На рис. 6.14 показано мгновенное положение вектора потокосцепления статора, который в данный момент времени расположен в секторе  $\alpha(1)$ . В процессе регулирования переключения могут осуществляться только между базовыми векторами. Переключения векторов происходят тогда, когда момент двигателя или потокосцепление превышает заданное значение на величину, большую принятой допустимой ошибки.

Для того чтобы показать, как переключение векторов влияет на значение электромагнитного момента, надо воспользоваться выражением (6.19), из которого следует, что при данных модулях векторов потокосцеплений статора и ротора момент возрастает, если угол  $\theta$  между этими векторами возрастает, т. е. если вектор потокосцепления статора поворачивается по направлению вращения двигателя. Положению вектора  $\tilde{\Psi}_1$ , показанному на рис. 6.14, соответствует подключение векторов  $\tilde{U}_{1-2}$  или  $\tilde{U}_{1-3}$ , при котором угол  $\theta_1$  возрастает, т. е.  $\theta_{\text{кон}} > \theta_{\text{нач}}$ , и момент двигателя увеличивается. Подключение векторов  $\tilde{U}_{1-5}$  или  $\tilde{U}_{1-6}$  приводит к уменьшению угла  $\theta$  по сравнению с начальным значением, т. е.  $\theta_{\text{кон}} < \theta_{\text{нач}}$ , что означает уменьшение момента.

Сказанное о влиянии переключения векторов напряжения на значения потокосцепления статора и электромагнитный момент двигателя подтверждается рассмотрением конкретного примера в

подразд. 8.5. На рис. 6.14 начала векторов напряжения  $\tilde{U}_{1-2}$ ,  $\tilde{U}_{1-3}$ ,  $\tilde{U}_{1-5}$  и  $\tilde{U}_{1-6}$  перенесены в конец вектора  $\tilde{\Psi}_{\text{нач}}$ . Каждый вектор указывает на табличку, в которой отмечены знаки приращений потокосцепления статора и момента, возникающие в результате подключения каждого вектора в ситуации, описанной в примере. Знак «плюс» в табличке означает, что величина увеличивается, а знак «минус» — уменьшается. Например, если в данный момент времени модуль вектора  $|\tilde{\Psi}_1|$  велик, а электромагнитный момент мал, то надо подключить вектор  $\tilde{U}_{1-3}$ , что приведет к уменьшению потокосцепления и увеличению электромагнитного момента; если обе величины малы, то надо подключить вектор  $\tilde{U}_{1-2}$  и т.д.

Полученные для сектора  $\alpha(1)$  результаты могут быть распространены на все другие секторы. В общем виде результат может быть сформулирован следующим образом: если в данный момент времени вектор потокосцепления статора расположен в некотором секторе, то при приложении вектора напряжения любого из соседних с ним секторов (см. на рис. 6.14 —  $\alpha(2)$  и  $\alpha(6)$ ) модуль вектора потокосцепления возрастает. При приложении вектора напряжения любого из секторов, сдвинутых на две единицы относительно данного (см. на рис. 6.14 —  $\alpha(3)$  и  $\alpha(5)$ ), модуль вектора потокосцепления уменьшается. Электромагнитный момент двигателя увеличивается, когда вектор потокосцепления статора поворачивается по направлению вращения двигателя, и уменьшается при повороте вектора против направления вращения.

В отличие от системы векторного управления скоростью асинхронного двигателя в системе прямого управления моментом нет широтно-импульсной модуляции с постоянной частотой, поэтому не требуется преобразования координат. Переключение ключей в инверторе напряжения преобразователя частоты АИН (рис. 6.15) осуществляется в зависимости от отклонения истинных значений модуля вектора потокосцепления статора и электромагнитного момента двигателя от их заданных значений. Выбор требуемого переключения ключей инвертора производится в соответствии с таблицей оптимальных переключений. Входными величинами для таблицы служат выходные сигналы компараторов потока и момента, на входах которых действуют разности заданного (предписанного) и рассчитанного в модели (истинного) значения величин.

Выходной сигнал компаратора потока может принимать значения 1 или 0. Если текущее значение потокосцепления статора  $|\tilde{\Psi}_1|$  меньше заданного значения модуля вектора  $|\tilde{\Psi}_1^*|$  на величину, превышающую допустимое отклонение  $\Delta\Psi_1$ , то его надо увеличить, чему соответствует выходной сигнал компаратора  $\delta\Psi = 1$ ; если же оно превышает заданное значение на величину, большую

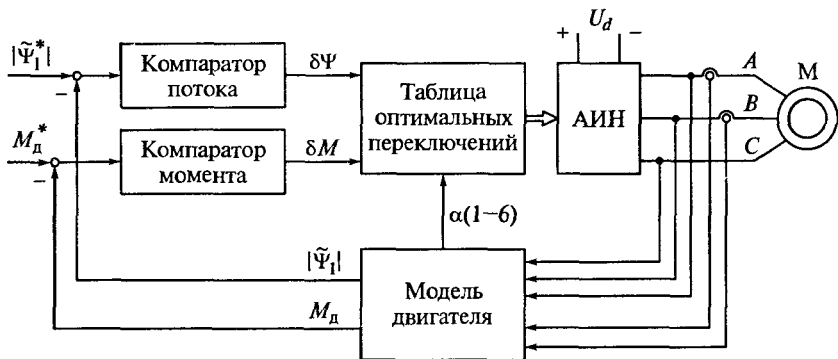


Рис. 6.15. Структура системы прямого управления моментом

$\Delta\Psi_1$ , то  $\delta\Psi = 0$ , что означает необходимость уменьшения потокосцепления.

Выходной сигнал компаратора момента может принимать три различных значения момента: 1,  $-1$  и 0. Значению  $\delta M = 1$  соответствует состояние, при котором требуется увеличение момента двигателя, при значении  $\delta M = -1$  момент должен быть уменьшен, значение  $\delta M = 0$  означает, что момент лежит в допустимых пределах.

В соответствии с этими алгоритмами формируется таблица оптимальных переключений инвертора (табл. 6.2). В зависимости от значений  $\delta\Psi$  и  $\delta M$  для каждого сектора, в котором в данный момент времени располагается вектор потокосцепления, указан вектор напряжения, а следовательно, и набор ключей инвертора, который должен быть включен в соответствии с табл. 6.2. Из нулевых векторов  $\tilde{U}_{1-7}$  и  $\tilde{U}_{1-8}$  выбирается тот, для включения которого в данной ситуации требуется меньшее число переключений ключей.

Таким образом, для организации прямого управления моментом надо располагать текущими значениями потокосцепления статора и момента двигателя. Эти значения рассчитываются в модели двигателя на основании значений тока и напряжения на выходе инвертора (см. рис. 6.15). Кроме того, в таблицу оптимальных переключений должен вводиться номер сектора, в котором в данный момент находится вектор потокосцепления статора. Его определение также производится в модели.

Измеряются мгновенные значения фазных токов и линейные напряжения на выходе автономного инвертора АИН. Для расчета значений потокосцепления статора и электромагнитного момента необходимо располагать проекциями векторов тока и напряжения в системе координат  $x-y$ . Поэтому в модели выполняется преобразование симметричной трехфазной системы токов и напряжений в проекции соответствующих векторов на оси неподвижной системы координат.

С учетом того, что в симметричной системе достаточно измерить токи двух фаз, например  $i_{1A}$  и  $i_{1B}$ , и определить третий ток как  $i_{1C} = -(i_{1A} + i_{1B})$ , для расчета проекций вектора статорного тока можно воспользоваться формулами (6.14):

$$i_{1x} = i_{1A}; i_{1y} = (i_{1B} - i_{1C})/\sqrt{3} = (i_{1A} + 2i_{1B})/\sqrt{3}.$$

Аналогичное выражение может быть записано для проекций вектора напряжения:

$$u_{1x} = u_{1A}; i_{1y} = (u_{1A} + 2u_{1B})/\sqrt{3}.$$

Если измеряются линейные напряжения  $u_{BA} = u_{1A} - u_{1B}$  и  $u_{AC} = u_{1C} - u_{1A}$ , то с учетом равенства  $u_{1A} + u_{1B} + u_{1C} = 0$ , выражения для фазных напряжений через линейные получаются в виде:

$$u_{1A} = (u_{BA} - u_{AC})/3; u_{1B} = -(u_{AC} + 2u_{BA})/3.$$

После их подстановки в формулы для проекций вектора напряжения получим:

$$u_{1x} = (u_{BA} - u_{AC})/3; u_{1y} = -(u_{AC} + u_{BA})/\sqrt{3}.$$

Оценка вектора потокосцепления статора в модели потока может быть произведена на основании первого равенства из системы уравнений (1.21):

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} = \int_0^t (\tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y}) dt$$

Таблица 6.2

**Оптимальные переключения векторов напряжения (ключей инвертора)**

$\delta\psi$	$\delta M$	Сектор					
		$\alpha(1)$	$\alpha(2)$	$\alpha(3)$	$\alpha(4)$	$\alpha(5)$	$\alpha(6)$
1	1	$\tilde{U}_{1-2}$	$\tilde{U}_{1-3}$	$\tilde{U}_{1-4}$	$\tilde{U}_{1-5}$	$\tilde{U}_{1-6}$	$\tilde{U}_{1-1}$
	0	$\tilde{U}_{1-7}$	$\tilde{U}_{1-8}$	$\tilde{U}_{1-7}$	$\tilde{U}_{1-8}$	$\tilde{U}_{1-7}$	$\tilde{U}_{1-8}$
	-1	$\tilde{U}_{1-6}$	$\tilde{U}_{1-1}$	$\tilde{U}_{1-2}$	$\tilde{U}_{1-3}$	$\tilde{U}_{1-4}$	$\tilde{U}_{1-5}$
0	1	$\tilde{U}_{1-3}$	$\tilde{U}_{1-4}$	$\tilde{U}_{1-5}$	$\tilde{U}_{1-6}$	$\tilde{U}_{1-1}$	$\tilde{U}_{1-2}$
	0	$\tilde{U}_{1-8}$	$\tilde{U}_{1-7}$	$\tilde{U}_{1-8}$	$\tilde{U}_{1-7}$	$\tilde{U}_{1-8}$	$\tilde{U}_{1-7}$
	-1	$\tilde{U}_{1-5}$	$\tilde{U}_{1-6}$	$\tilde{U}_{1-1}$	$\tilde{U}_{1-2}$	$\tilde{U}_{1-3}$	$\tilde{U}_{1-4}$

или для проекций вектора потокосцепления на оси неподвижной системы координат:

$$\psi_{1x} = \int_0^t (u_{1x} - R_1 i_{1x}) dt; \quad \psi_{1y} = \int_0^t (u_{1y} - R_1 i_{1y}) dt.$$

При введении обозначения  $d/dt = p$  эти равенства записываются следующим образом:

$$\psi_{1x} = \frac{u_{1x} - R_1 i_{1x}}{p}; \quad \psi_{1y} = \frac{u_{1y} - R_1 i_{1y}}{p},$$

т.е. проекции вектора потокосцепления статора получаются как результат интегрирования разностей проекций напряжения на статоре и падения напряжения на сопротивлении обмотки статора от проекций статорного тока. Модуль вектора потокосцепления определяется через сумму квадратов проекций:  $|\tilde{\Psi}_1| = \sqrt{\psi_{1x}^2 + \psi_{1y}^2}$ .

При таком определении потокосцепления требуется учитывать следующее:

изменения при нагреве сопротивления обмоток статора;

низкочастотный дрейф интегратора, не охваченного обратной связью.

Проблема, связанная с изменением сопротивления обмотки статора при нагреве решается корректировкой значения  $R_1$  в зависимости от температуры с применением тепловой модели двигателя.

Простейшим решением, направленным на уменьшение дрейфа интегратора, является применение в цепи интегратора фильтра низких частот с передаточной функцией

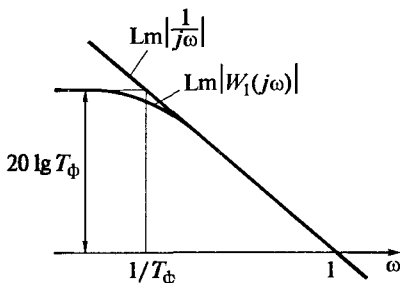
$$W_\phi(p) = T_\phi p / (T_\phi p + 1),$$

где  $T_\phi$  — постоянная времени фильтра.

В результате связь между оценкой проекции вектора потокосцепления, например проекции по оси  $x$   $\hat{\Psi}_{1x}$ , и входным сигналом  $(u_{1x} - R_1 i_{1x})$  вместо  $\hat{\Psi}_{1x} = (u_{1x} - R_1 i_{1x})/p$  приобретает вид  $\hat{\Psi}_{1x} = (u_{1x} - R_1 i_{1x}) T_\phi / (T_\phi p + 1)$ . Сомножителю  $T_\phi / (T_\phi p + 1)$  соответствует частотная передаточная функция  $W(j\omega) = T_\phi / (T_\phi j\omega + 1)$  вместо  $1/(j\omega)$ . На рис. 6.16, для сравнения показаны логарифмические амплитудные частотные характеристики  $\text{Lm}|W_1(j\omega)|$  и  $\text{Lm}|1/(j\omega)|$ . Видно, что в области верхних частот, т.е. при больших скоростях двигателя, эти характеристики практически совпадают. Но на частотах, близких к  $1/T_\phi$ , точность интегрирования снижается, а



Рис. 6.16. Амплитудные частотные характеристики для определения потокосцепления статора в модели двигателя



при  $\omega \ll 1/T_\phi$  оценка становится равной  $\hat{\psi}_{1x} \approx (u_{1x} - R_1 i_{1x})$ , т. е.

полностью перестает соответствовать значению потокосцепления.

Один из возможных способов обеспечения работоспособности модели на низких скоростях при  $\omega < 1/T_\phi$  состоит в замене оценки потокосцепления статора его задающей величиной [61]. В этой зоне частот оценка рассчитывается по выражениям:

$$\hat{\psi}_{1x} = \frac{T_\phi (u_{1x} - R_1 i_{1x}) + \psi_{1x}^*}{T_\phi p + 1}; \quad \hat{\psi}_{1y} = \frac{T_\phi (u_{1y} - R_1 i_{1y}) + \psi_{1y}^*}{T_\phi p + 1},$$

где  $\psi_{1x}^*$  и  $\psi_{1y}^*$  — проекции вектора задания потокосцепления статора в неподвижной системе координат.

В ряде случаев для повышения точности работы модели приходится применять более сложные методы получения оценки потокосцепления, которые не рассматриваются в данном учебном пособии.

В зависимости от сектора (см. рис. 6.14), в котором в данный момент времени расположен вектор потокосцепления статора, выбираются переключаемые векторы напряжения. Поэтому в модели должен определяться номер сектора, в котором в данный момент находится вектор  $\tilde{\Psi}_1$ . Этот номер определяется через рассчитанные в модели проекции вектора потокосцепления  $\psi_{1x}$  и  $\psi_{1y}$ .

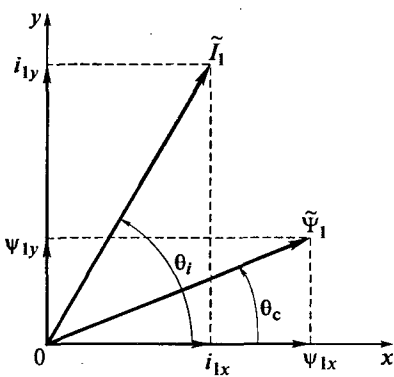
Момент двигателя оценивается по пространственным векторам тока и потокосцепления статора, проекции которых на оси неподвижной системы координат  $x$ — $y$  рассчитываются в модели. Формула (2.5) может быть записана через проекции векторов  $\tilde{\Psi}_1$  и  $\tilde{I}_1$  в неподвижной системе координат в виде

$$M_d = (3/2) p_n (\psi_{1x} i_{1y} - \psi_{1y} i_{1x}). \quad (6.21)$$

По этому выражению в модели рассчитывается момент (см. рис. 6.15).

Каждая из величин в скобках этого выражения изменяется по гармоническому закону. Убедимся, что, тем не менее, в каждом

Рис. 6.17. Взаимное расположение векторов тока и потокосцепления



данном режиме работы двигателя момент является величиной постоянной. На рис. 6.17 показано взаимное расположение векторов тока и потокосцепления статора в некоторый момент времени.

Момент, определяемый по формуле (6.21), можно переписать с учетом углов поворота векторов:

$$M_d = (3/2) p_n |\tilde{\Psi}_1| |\tilde{I}_1| (\cos \theta_c \sin \theta_i - \sin \theta_c \cos \theta_i),$$

или

$$M_d = (3/2) p_n |\tilde{\Psi}_1| |\tilde{I}_1| \sin(\theta_i - \theta_c).$$

Таким образом, значение момента определяется значениями модулей векторов тока и потокосцепления статора и угла между этими векторами, который в установившемся режиме является величиной постоянной.

Для определения проекций вектора потокосцепления необходимо располагать проекциями пространственного вектора напряжения статора на оси неподвижной системы координат. В структуре прямого управления моментом (см. рис. 6.15) предполагается, что на вход модели двигателя подаются два непосредственно измеренных линейных напряжения. Однако непосредственного измерения модулированного выходного напряжения инвертора можно избежать, заменив его косвенной оценкой при непосредственном измерении напряжения  $U_d$  постоянного тока в промежуточном звене преобразователя частоты, что проще, чем измерение модулированных напряжений на выходе инвертора.

Как было показано в подразд. 4.1 (см. табл. 4.1), в инверторе напряжения преобразователя частоты со звеном постоянного тока есть шесть ненулевых состояний ключей и два нулевых состояния, при которых напряжение на выходе инвертора равно нулю. Каждому состоянию ключей соответствует один из описанных в подразд. 4.3 базовых пространственных векторов напряжения (см. табл. 4.2). Выходное напряжение  $U_d$  инвертора формируется в результате переключения базовых векторов при данном напряжении в звене

постоянного тока преобразователя частоты. Применяя к напряжению на статоре правило получения пространственного вектора на основе мгновенных значений переменных, сформулированное в подразд. 1.4, можно записать в неподвижной системе координат:

$$\tilde{U}_{1x-y} = \mathbf{a} [u_A u_B u_C]^T = \frac{2}{3} \left( u_A + u_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right). \quad (6.22)$$

Мгновенные значения напряжения на выходе инвертора  $u_A$ ,  $u_B$  и  $u_C$ , входящие в это выражение, в зависимости от состояния ключей инвертора могут принимать значения  $U_d/3$ ;  $2U_d/3$ ;  $-U_d/3$ ;  $-2U_d/3$  и 0, соответствующие базовым векторам.

Для реализации косвенной оценки напряжения в рассмотрение вводятся переменные  $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$  [61], каждая из которых характеризует состояние ключей плеча моста инвертора, в который включены фазы обмоток статора  $A$ ,  $B$  и  $C$  (см. рис. 4.7, а):

$S_A = 1$  — замкнут ключ 1 и разомкнут ключ 4;

$S_A = 0$  — замкнут ключ 4 и разомкнут ключ 1;

$S_B = 1$  — замкнут ключ 3 и разомкнут ключ 6;

$S_B = 0$  — замкнут ключ 6 и разомкнут ключ 3;

$S_C = 1$  — замкнут ключ 5 и разомкнут ключ 2;

$S_C = 0$  — замкнут ключ 2 и разомкнут ключ 5.

Тогда выражение (6.22) может быть заменено выражением

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{1x-y} &= \frac{2}{3} U_d \left( S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \\ &= \frac{2}{3} U_d \left[ S_A + S_B \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + S_C \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]. \end{aligned}$$

Поскольку пространственный вектор напряжения записывается через проекции на оси координат  $x$  и  $y$

$$\tilde{U}_{1x-y} = u_{1x} + j u_{1y},$$

эти проекции будут определяться следующим образом:

$$u_{1x} = \frac{2}{3} U_d \left[ S_A - \frac{1}{2} (S_B + S_C) \right]; \quad u_{1y} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_d (S_B - S_C).$$

Покажем правильность этих формул прямым расчетом. Пусть в данный момент времени замкнуты ключи 1, 2 и 6, что в табл. 4.2 соответствует базовому вектору  $\tilde{U}_{1-1}$ . При этом  $S_A = 1$ ;  $S_B = S_C = 0$ .

Проекции вектора напряжения на оси неподвижной системы координат определяются следующим образом:

$$\frac{u_{1x}}{U_d} = \frac{2}{3} \left[ 1 - \frac{1}{2}(0+0) \right] = \frac{2}{3}; \quad \frac{u_{1y}}{U_d} = \frac{1}{\sqrt{3}}(0-0) = 0.$$

Если рассматривается базовый вектор  $\tilde{U}_{1-2}$ , то замкнуты ключи 1, 2 и 3 и  $S_A = S_B = 1$ ,  $S_C = 0$ , в результате чего

$$\frac{u_{1x}}{U_d} = \frac{2}{3} \left[ 1 - \frac{1}{2}(1+0) \right] = \frac{1}{3}; \quad \frac{u_{1y}}{U_d} = \frac{1}{\sqrt{3}}(1-0) = \frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0,866$$

и т. д.

Эти результаты совпадают с результатами, приведенными в табл. 4.2, что подтверждает правильность приведенных выкладок. Аналогичные расчеты могут быть проведены и для других состояний ключей.

Описанная оценка проекций вектора напряжения производится микропроцессорной системой в реальном времени. Она может быть использована не только в рассматриваемом случае, но и в других приложениях, где необходимо иметь значение напряжения на выходе инвертора с широтно-импульсной модуляцией.

Если необходимо располагать мгновенными значениями фазных напряжений, микропроцессорная система должна рассчитывать их по формулам:

$$u_{1A} = u_{1x}; \quad u_{1B} = -0,5(u_{1x} - \sqrt{3}u_{1y}); \quad u_{1C} = -0,5(u_{1x} + \sqrt{3}u_{1y}).$$

## 6.5. Бездатчиковое определение скорости в электроприводе переменного тока

При построении замкнутых систем электропривода надо располагать измеренным (истинным) значением скорости двигателя, которое на входе системы регулирования сравнивается с заданным (предписанным) значением. В большинстве случаев измерение скорости осуществляется вращающимися датчиками скорости, расположенными на валу двигателя и представляющими собой устройство, которое, часто совместно с электронным преобразующим блоком, преобразует механическую величину — скорость — в аналоговый или дискретный электрический сигнал, пропорциональный измеряемой величине.

Наблюдающееся в течение последних десятилетий стремление избавиться от вращающихся преобразователей в электроприводе

переменного (а также и постоянного) тока коснулось и датчиков скорости. Это привело к разработке методов бездатчикового измерения скорости, при которых измеряемая величина определяется косвенным путем через легкодоступные измерению электрические переменные, которые измеряются и с другими целями. Такими величинами являются, в первую очередь, напряжение на выходе инвертора, от которого питается двигатель, и ток статора. С точки зрения схемотехники такой подход означает передачу электронной части системы функций, которые ранее выполнялись вращающимся датчиком. Это ведет к ее усложнению, однако при выполнении системы управления на микропроцессорной основе такое усложнение не ведет к существенному удорожанию привода, тем более, что при этом возникает еще один положительный момент — отпадает необходимость в проводах, соединяющих датчик скорости с системой управления, которая может находиться на значительном расстоянии от двигателя и датчика.

Бездатчиковое определение скорости может выполняться с использованием различных методов, сложность которых в значительной степени определяется требуемым диапазоном регулирования привода и требованиями к точности измерения скорости. В работе [60] приведена классификация, в соответствии с которой методы определения скорости асинхронного двигателя подразделяются на пять групп.

К первой группе относятся неадаптивные методы, в которых скорость определяется непосредственно через измеряемые напряжение и ток статора, и методы, основанные на определении скорости через рассчитываемые в схеме частоты напряжения питания и роторной ЭДС. Вторую группу составляют адаптивные методы. Они ориентированы на замкнутые системы регулирования электропривода, в которых адаптация применена для повышения точности измерительной системы. В третью группу входят методы, основанные на конструктивных особенностях двигателя и использующие, например, информацию, которую несет в себе кривая намагничивания машины. Четвертая группа — это нелинейные методы, базирующиеся на теории нейронных цепей, а последняя, пятая, группа — группа методов, использующих для повышения точности дополнительные высокочастотные сигналы или другую дополнительную информацию.

В данном учебном пособии рассмотрены только наиболее простые неадаптивные методы, основанные на формах математического описания асинхронных двигателей, известных из предыдущих подразделов.

В основу принципа построения схем бездатчикового определения скорости положено векторное математическое описание асинхронного двигателя в неподвижной системе координат. Такое описание может быть получено из выражений (1.21), если в соответ-

ствии с формулой (1.14) произвести замену  $\tilde{I}_{2d-q} = \tilde{I}_{2x-y} e^{-j\theta_2}$ ,  $\tilde{\Psi}_{2d-q} = \tilde{\Psi}_{2x-y} e^{-j\theta_2}$  и учесть, что  $d\theta_2/dt = p_n \omega$  — угловая скорость двигателя, рад/с. Тогда для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором уравнения в неподвижной системе координат  $x-y$  будут иметь вид:

$$\tilde{U}_{1x-y} = R_1 \tilde{I}_{1x-y} + \frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt}; \quad (6.23)$$

$$0 = R_2 \tilde{I}_{2x-y} + \frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} - j p_n \omega \tilde{\Psi}_{2x-y}; \quad (6.24)$$

$$\tilde{\Psi}_{1x-y} = L_1 \tilde{I}_{1x-y} + L_m \tilde{I}_{2x-y}; \quad (6.25)$$

$$\tilde{\Psi}_{2x-y} = L_m \tilde{I}_{1x-y} + L_2 \tilde{I}_{2x-y}. \quad (6.26)$$

Наличие скорости  $\omega$  в уравнении (6.24) позволяет определить ее значение через значения других переменных. Далее рассматриваются три варианта схем бездатчикового измерения скорости [61], условно названные схемами, в которых скорость рассчитывается через величины, записанные: во вращающейся системе координат; в неподвижной системе координат; в неподвижной и во вращающейся системах координат.

Рассматривая первый вариант схемы, представленный на рис. 6.18, надо в качестве первого шага произвести ряд таких преобразований выражений (6.23), (6.25) и (6.26), чтобы из равенства (6.24) можно было исключить векторы тока и потокосцепления ротора, которые не могут быть измерены. С этой целью надо найти значение  $\tilde{\Psi}_{2x-y}$ , исключив из формул (6.25) и (6.26) ток ротора:

$$\tilde{\Psi}_{2x-y} = \frac{L_2}{L_m} (\tilde{\Psi}_{1x-y} - \sigma L_1 \tilde{I}_{1x-y}), \quad (6.27)$$

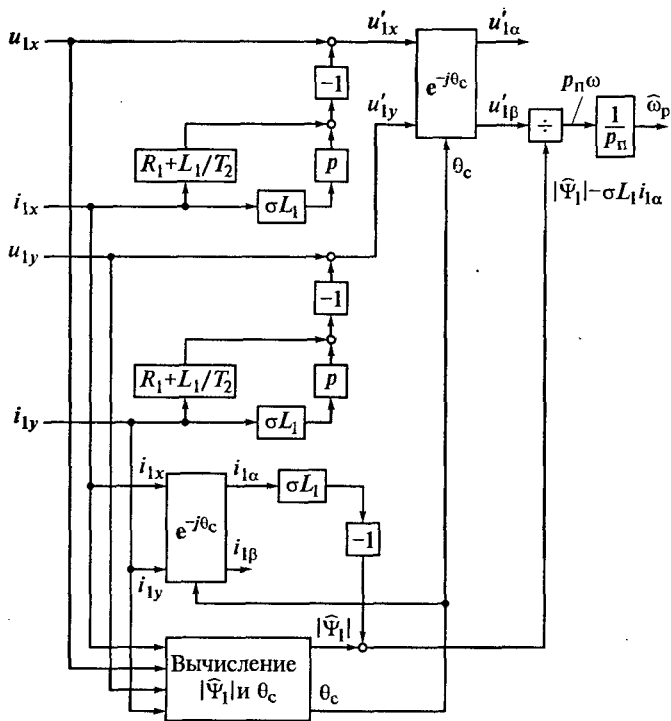
где  $\sigma$  — коэффициент рассеяния машины.

Продифференцировав это равенство, получим:

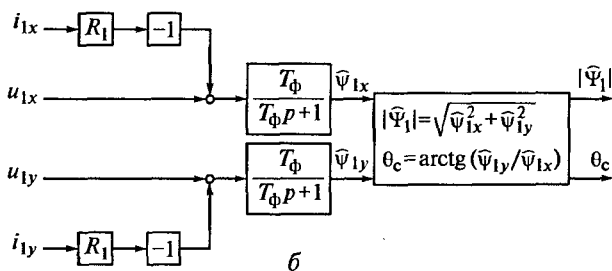
$$\frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} = \frac{L_2}{L_m} \left( \frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right).$$

Подставив в него выражение для производной от потокосцепления статора, полученное из выражения (6.23) в виде

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} = \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y},$$



а



б

Рис. 6.18. Бездатчиковое определение скорости в электроприводе с асинхронным двигателем во вращающейся системе координат:  
а — структура; б — схема модели потока

определим выражение для второго слагаемого правой части формулы (6.24):

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} = \frac{L_2}{L_m} \left( \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right). \quad (6.28)$$

Вектор тока ротора, также входящий в равенство (6.24), может быть выражен через векторы потокосцепления и тока статора на основании формулы (6.25):

$$\tilde{I}_{2x-y} = \frac{\tilde{\Psi}_{1x-y}}{L_m} - \frac{L_1}{L_m} \tilde{I}_{1x-y}. \quad (6.29)$$

Подставив выражения (6.27), (6.28) и (6.29) в формулу (6.24), умножив все части равенства на  $L_m$ , поделив на  $L_2$  и сгруппировав слагаемые, получим выражение, в которое в качестве переменных входят пространственные векторы только тех переменных, которые могут быть измерены, и вектор потокосцепления статора, определяемый в модели потока так, как описано в подразд. 6.4:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{1x-y} - \left( \frac{L_1}{T_2} + R_1 \tilde{I}_{1x-y} \right) - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} = -\frac{1}{T_2} \tilde{\Psi}_{1x-y} + \\ + j\omega p_n \left( \tilde{\Psi}_{1x-y} - \sigma L_1 \tilde{I}_{1x-y} \right). \end{aligned} \quad (6.30)$$

Левая часть равенства может быть записана в виде проекций векторов напряжения и тока статора на оси неподвижной системы координат:

$$\begin{aligned} u_{1x} - (L_1/T_2 + R_1) i_{1x} - \sigma L_1 p i_{1x} = u'_{1x}; \\ u_{1y} - (L_1/T_2 + R_1) i_{1y} - \sigma L_1 p i_{1y} = u'_{1y}, \end{aligned}$$

где  $u'_{1x}$ ,  $u'_{1y}$  — промежуточные переменные, вычисляемые для схемы, представленной на рис. 6.18, а.

Следующим шагом является переход в систему координат  $\alpha - \beta$ , вращающуюся с синхронной скоростью. Для этого к величинам  $u'_{1x}$  и  $u'_{1y}$  должно быть применено преобразование  $e^{-j\theta_c}$  (см. подразд. 5.3 и рис. 6.11). Вычисление текущего значения угла  $\theta_c$  через рассчитанные проекции вектора потокосцепления статора  $\hat{\Psi}_{1x}$  и  $\hat{\Psi}_{1y}$  производится в приведенной на рис. 6.18, б модели потока. Переходя в систему координат  $\alpha - \beta$  в правой части равенства (6.31) и направляя ось  $\alpha$  по вектору потокосцепления статора, т. е. полагая, что  $\tilde{\Psi}_1 = |\tilde{\Psi}_1|$ , т. е.  $\tilde{\Psi}_{1y} = 0$ , после разделения вещественной и мнимой частей, выражение (6.30) может быть представлено в виде:

$$u'_{1\alpha} = -\frac{1}{T_2} |\tilde{\Psi}_1| + \sigma \omega p_n L_1 i_{1\beta};$$

$$u'_{1\beta} = \omega p_n \left( |\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha} \right).$$



На основании второго из этих равенств вычисляется скорость двигателя

$$\omega = \frac{u'_{\beta}}{p_n \left( |\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{\alpha} \right)}.$$

Второй вариант схемы бездатчикового определения скорости представлен на рис. 6.19. В схеме на основе измеряемых напряжения и тока статора рассчитываются частота напряжения питания и частота роторной ЭДС. На основании чего скорость двигателя определяется следующим образом:

$$\omega = (\omega_{0\text{эл}} - \omega_p) / p_n. \quad (6.31)$$

Входными величинами для схемы, так же как в рис. 6.18, являются проекции пространственных векторов  $\tilde{U}_1$  и  $\tilde{I}_1$  на оси, связанной со статором неподвижной системы координат  $x-y$ .

Для выражения проекций пространственного вектора потокосцепления ротора на оси неподвижной системы координат  $x-y$  через измеренные значения напряжения и тока статора рассматривается уравнение для производной от потокосцепления статора в неподвижной системе координат, которое на основании формулы (6.23) записывается в следующем виде:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} = \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y}. \quad (6.32)$$

Необходимая для перехода от потокосцепления статора к потокосцеплению ротора связь между ними находится из двух последних уравнений системы (1.21) после приведения векторов  $\tilde{I}_{2d-q}$  и  $\tilde{\Psi}_{2d-q}$ , записанных во вращающейся системе координат  $d-q$ , к системе координат  $x-y$ . В соответствии с формулой (1.14) для этого приведения надо оба вектора умножить на  $e^{-j\theta_2}$ :

$$\tilde{I}_{2d-q} = \tilde{I}_{2x-y} e^{-j\theta_2}; \quad \tilde{\Psi}_{2d-q} = \tilde{\Psi}_{2x-y} e^{-j\theta_2},$$

где  $\theta_2$  — текущее значение угла поворота системы координат, связанной с ротором, относительно неподвижной системы координат.

Тогда выражения, связывающие между собой потокосцепления и токи, в которых все векторы записаны в одной системе координат, приобретают вид:

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}_{1x-y} &= L_1 \tilde{I}_{1x-y} + L_m \tilde{I}_{2x-y}; \\ \tilde{\Psi}_{2x-y} &= L_m \tilde{I}_{1x-y} + L_2 \tilde{I}_{2x-y}. \end{aligned}$$

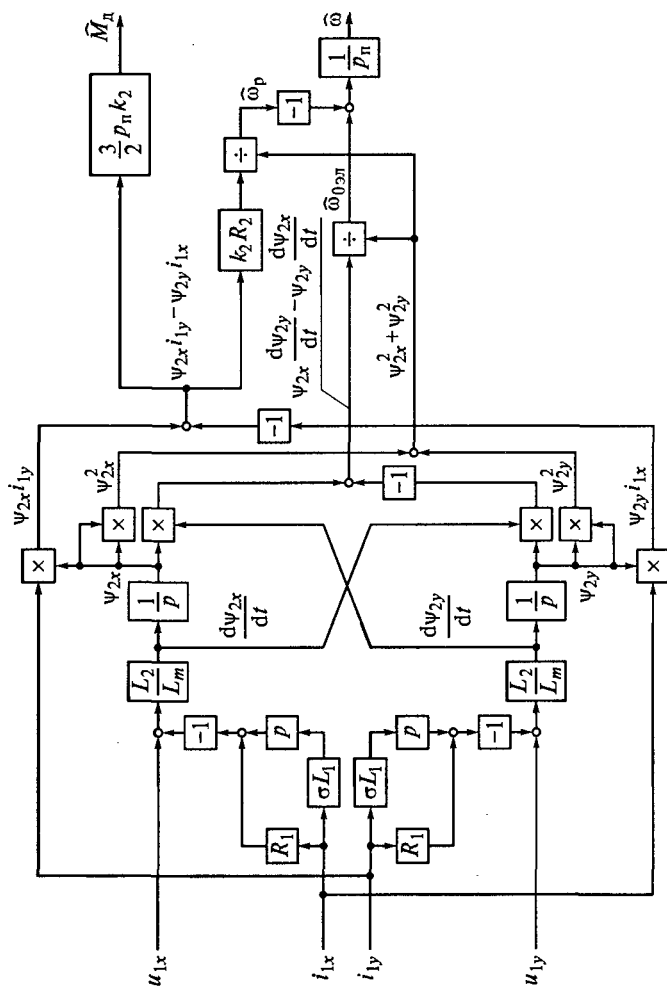


Рис. 6.19. Схема бездатчикового определения скорости привода с асинхронным двигателем через частоты  $\omega_{0эл}$  и  $\omega_p$ , рассчитываемые в неподвижной системе координат

Исключив из них неизмеряемый ток ротора, получим:

$$\tilde{\Psi}_{1x-y}L_2 - \tilde{\Psi}_{2x-y}L_m = \sigma L_1 L_2 \tilde{I}_{1x-y}.$$

После дифференцирования величина, стоящая в левой части равенства (6.32), будет выражена через потокосцепление ротора и ток статора:

$$\frac{d\tilde{\Psi}_{1x-y}}{dt} = \frac{L_m}{L_2} \frac{d\tilde{\Psi}_{2x-y}}{dt} + \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt}.$$

После подстановки этого выражения в равенство (6.32) и перехода к обозначению  $p = d/dt$  будет получено равенство, аналогичное выражению (6.28) и связывающее вектор потокосцепления ротора с векторами измеряемых статорных величин в неподвижной системе координат:

$$\tilde{\Psi}_{2x-y} = \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left( \tilde{U}_{1x-y} - R_1 \tilde{I}_{1x-y} - \sigma L_1 \frac{d\tilde{I}_{1x-y}}{dt} \right).$$

Это выражение записывается в виде проекций на оси неподвижной системы координат, которые будут использованы при построении схемы бездатчикового определения скорости:

$$\begin{aligned} \psi_{2x} &= \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left( u_{1x} - R_1 i_{1x} - \sigma L_1 \frac{di_{1x}}{dt} \right); \\ \psi_{2y} &= \frac{1}{p} \frac{L_2}{L_m} \left( u_{1y} - R_1 i_{1y} - \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} \right). \end{aligned} \quad (6.33)$$

Частота напряжения питания в схеме определяется как производная от угла  $\theta_c$ , под которым, как и прежде, понимается угол между вращающейся и неподвижными системами координат. Если система регулирования привода выполнена на основе векторной структурной схемы двигателя, в которой ось  $\alpha$  направлена по вектору потокосцепления ротора (см. рис. 2.5), то угол  $\theta_c$  может быть найден как арктангенс отношения проекции пространственного вектора  $\tilde{\Psi}_2$  на ось  $y$  к его проекции на ось  $x$  неподвижной системы координат:

$$\omega_{0эл} = \frac{d\theta_c}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \arctg \frac{\psi_{2y}}{\psi_{2x}} \right) = \frac{1}{1 + (\psi_{2y}/\psi_{2x})^2} \frac{d}{dt} \left( \frac{\psi_{2y}}{\psi_{2x}} \right).$$

Для пояснения этого можно воспользоваться рис. 6.13, приняв  $\theta_2 = \theta_c$ . В окончательном виде при введении обозначения  $p = d/dt$

формула для определения частоты напряжения питания приобретает вид

$$\omega_{0эл} = \frac{\psi_{2x} p \psi_{2y} - \psi_{2y} p \psi_{2x}}{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}. \quad (6.34)$$

Чтобы иметь возможность воспользоваться для определения скорости выражением (6.31), необходимо располагать значением частоты роторной ЭДС. На основании структурной схемы (см. рис. 2.5) эту частоту можно определить как  $\omega_p = k_2 R_2 i_{\beta} / |\tilde{\Psi}_2|$ . Из той же схемы электромагнитный момент находится по выражению  $M_d = (3/2) p_n k_2 |\tilde{\Psi}_2| i_{\beta}$ , где  $k_2 = L_m / L_2$ . Выразив составляющую вектора тока статора  $i_{\beta}$  и подставив результат в формулу для частоты  $\omega_p$ , получим уравнение, связывающее частоту роторной ЭДС с моментом двигателя:

$$\omega_p = \frac{2 R_2 M_d}{3 p_n |\tilde{\Psi}_2|^2}, \quad (6.35)$$

где  $|\tilde{\Psi}_2|^2$  — квадрат модуля вектора потокосцепления ротора.

Квадрат модуля вектора  $|\tilde{\Psi}_2|^2$  определяется следующим образом:

$$|\tilde{\Psi}_2|^2 = \psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2,$$

где  $\psi_{2x}$ ,  $\psi_{2y}$  — проекции вектора потокосцепления ротора на оси неподвижной системы координат.

В рассматриваемой схеме бездатчикового определения скорости используются измеренные значения проекций вектора тока статора в неподвижной системе координат  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$  и рассчитанные по выражению (6.33) проекции вектора потокосцепления ротора  $\psi_{2x}$  и  $\psi_{2y}$ . Поэтому для определения значения момента целесообразно воспользоваться равенством (2.7), учитывая, что оно справедливо и при расчете в неподвижной системе координат:

$$M_d = (3/2) p_n k_2 (\psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x}).$$

Стоящее в скобках выражение рассчитывается в схеме и, таким образом, определяет собой величину:

$$\frac{2}{3} \frac{M_d}{p_n k_2} = \psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x},$$

которая может быть использована для определения текущего значения момента двигателя. Для расчета значения частоты роторной ЭДС в соответствии формулой (6.35) величину  $\psi_{2x}i_{1y} - \psi_{2y}i_{1x}$ , полученную в схеме (см. рис. 6.19), надо умножить на  $k_2 R_2$  и разделить на  $|\tilde{\Psi}_2|^2$ .

В третьем варианте схемы расчет частоты напряжения питания выполняется в неподвижной системе координат, а расчет частоты роторной ЭДС — во вращающейся системе координат при ориентации оси  $\alpha$  по вектору потокосцепления статора. В соответствии выражением (6.23) проекции вектора потокосцепления статора на оси неподвижной системы координат имеют вид:

$$\psi_{1x} = (u_{1x} - R_1 i_{1x}) / p;$$

$$\psi_{1y} = (u_{1y} - R_1 i_{1y}) / p.$$

Аналогично тому, как это сделано при определении частоты  $\omega_{0эл}$  через потокосцепление ротора (см. выражение (6.34)), частоту напряжения питания можно определить и через потокосцепление статора как  $\omega_{0эл} = d\theta'_c / dt$ . В этой формуле  $\theta'_c$  есть угол между осью  $x$  неподвижной системы координат и осью  $\alpha$  вращающейся системы координат, совпадающей с вектором потокосцепления статора. Он определяется по выражению  $\theta'_c = \arctg(\psi_{2y} / \psi_{2x})$  (см. рис. 6.13 при замене  $\theta_1$  на  $\theta'_c$ ). Частота напряжения питания находится по формуле

$$\omega_{0эл} = \frac{\psi_{1x} p \psi_{1y} - \psi_{1y} p \psi_{1x}}{\psi_{1x}^2 + \psi_{1y}^2}. \quad (6.36)$$

Для расчета модуля вектора потокосцепления и текущего значения угла  $\theta'_c$  в схеме бездатчикового определения скорости (рис. 6.20) предусмотрен блок перехода из ортогональной в полярную систему координат (O—П), в котором так же, как и в модели потока статора (см. рис. 6.18), расчет выполняется по выражениям  $|\tilde{\Psi}_1| = \sqrt{\psi_{1x}^2 + \psi_{1y}^2}$  и  $\theta'_c = \arctg(\psi_{1y} / \psi_{1x})$ . В блоке  $e^{-j\theta_c}$  определяются проекции вектора тока статора во вращающейся системе координат  $\alpha - \beta$ :

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \theta'_c + i_{1y} \sin \theta'_c;$$

$$i_{1\beta} = -i_{1x} \sin \theta'_c + i_{1y} \cos \theta'_c.$$

Так же, как в схеме на рис. 6.19, скорость двигателя определяется через разность частоты напряжения питания и частоты ро-

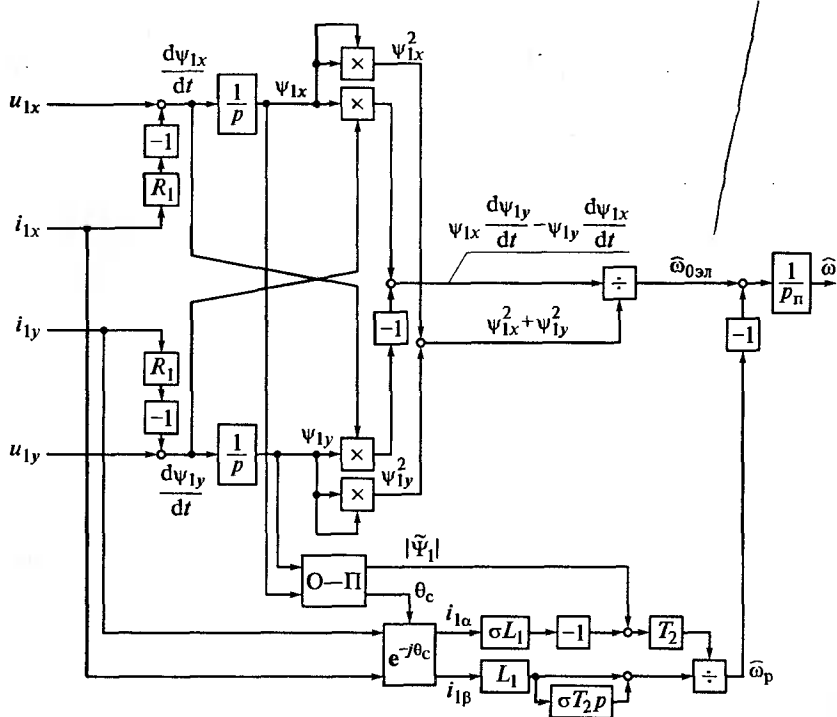


Рис. 6.20. Схема бездатчикового определения скорости электропривода с асинхронным двигателем через частоту  $\omega_{0эл}$ , рассчитываемую в неподвижной системе, и частоту  $\omega_p$ , рассчитываемую во вращающейся системе координат

торной ЭДС. Для определения частоты роторной ЭДС обратимся к выражениям (1.23), описывающим электромагнитные процессы в асинхронном двигателе в пространственных векторах, вращающихся с синхронной скоростью. Выразим из двух последних выражений (1.23) вектор тока ротора через векторы потокосцеплений:

$$\vec{I}_2 = \frac{1}{\sigma L_2} (\vec{\Psi}_2 - k_1 \vec{\Psi}_1),$$

где  $k_1 = L_m/L_1$ .

Подставим это выражение во второе уравнение системы (1.23), записанное для двигателя с короткозамкнутым ротором как  $0 = R_2 \vec{I}_2 + d\vec{\Psi}_2/dt + j\omega_p \vec{\Psi}_2$  и получим результат в виде

$$0 = -\frac{k_1}{\sigma T_2} \vec{\Psi}_1 + \left( \frac{1}{\sigma T_2} + p + j\omega_p \right) \vec{\Psi}_2. \quad (6.37)$$

На предшествующих стадиях расчета были определены модуль вектора потокосцепления статора и проекции вектора тока статора на оси вращающейся системы координат. Чтобы иметь возможность рассчитать частоту роторной ЭДС на основании этих величин, надо из формулы (6.37) исключить  $\tilde{\Psi}_2$ . С этой целью, выразив этот вектор из двух последних равенств (1.23) в виде  $\tilde{\Psi}_2 = L_2/L_m(\tilde{\Psi}_1 - \sigma L_1 \tilde{I}_1)$ , подставим полученное выражение в формулу (6.37):

$$0 = -\frac{k_1}{\sigma T_2} \tilde{\Psi}_1 + \frac{L_2}{L_m} \left( \frac{1}{\sigma T_2} + p + j\omega_p \right) (\tilde{\Psi}_1 - \sigma L_1 \tilde{I}_1).$$

Затем, подставив сюда  $\tilde{I}_1 = i_{1\alpha} + j i_{1\beta}$  и  $|\tilde{\Psi}_1|$  (поскольку ось  $\alpha$  направлена по вектору потокосцепления статора и  $\tilde{\Psi}_1 = \psi_{1\alpha} = |\tilde{\Psi}_1|$ ), выделим мнимую часть, которая содержит искомую величину — частоту роторной ЭДС  $\omega_p$ :

$$0 = \frac{L_2}{L_m} \left[ \omega_p (|\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha}) - \sigma L_1 i_{1\beta} \left( \frac{1}{\sigma T_2} + p \right) \right],$$

откуда частота роторной ЭДС получается в виде

$$\omega_p = \frac{L_1(\sigma T_2 p + 1)}{T_2 (|\tilde{\Psi}_1| - \sigma L_1 i_{1\alpha})}.$$

Скорость определяется как  $\omega = (\omega_{0эл} - \omega_p)/p_n$ .

По такому же принципу строится схема бездатчикового определения скорости в приводе с вентильным двигателем. Отличие состоит в том, что определенная по выражению (6.36) угловая частота напряжения на статоре синхронной машины однозначно определяет ее скорость  $\omega = \omega_{0эл}/p_n$ . Поэтому нижняя часть схемы (см. рис. 6.20), предназначенная для определения частоты роторной ЭДС в асинхронной машине, в схеме определения скорости привода с вентильным двигателем отсутствует.

## СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА СТАТОРЕ

### 7.1. Замкнутая по скорости система регулирования электропривода с асинхронным двигателем при поддержании постоянства потокосцепления статора

Как было показано в подразд. 6.2, в приводе с асинхронным двигателем и  $U/f$ -регулированием закон частотного регулирования скорости привода определяется соотношением между частотой и напряжением на статоре двигателя. При учете сопротивления обмотки статора следует рассматривать в качестве закона частотного регулирования соотношение между частотой и напряжением за активным сопротивлением статора  $E_a / \bar{\omega}_0$ , которое для сохранения постоянства критического момента двигателя надо поддерживать постоянным. При этом поддерживается и постоянное, не зависящее от скорости, потокосцепление статора в установившихся (статических) режимах.

Один из возможных принципов построения системы управления приводом, при котором формируется требуемое соотношение между  $E_a$  и  $\bar{\omega}_0$ , был проиллюстрирован структурной схемой (см. рис. 6.5, в). В этой схеме предусмотрен функциональный преобразователь (ФП), с помощью которого в зависимости от значения частоты напряжения питания  $\bar{\omega}_0$  и значения частоты роторной ЭДС  $\bar{\omega}_p$  формируется сигнал задания напряжения преобразователя, обеспечивающий требуемое соотношение  $E_a / \bar{\omega}_0$ .

Для определения характеристик функционального преобразователя обратимся к T-образной схеме замещения асинхронного двигателя (см. рис. 1.2) и приведем ее к виду, изображенному на

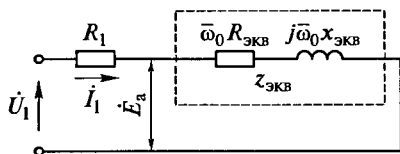


Рис. 7.1. Преобразованная схема замещения асинхронного двигателя



рис. 7.1. Для этого надо в схеме замещения сложить параллельно включенные сопротивления  $(j\bar{\omega}_0 x_{2\sigma} + \bar{\omega}_0 R_2 / \bar{\omega}_p)$  и  $j\bar{\omega}_0 x_m$  и прибавить к ним индуктивное сопротивление рассеяния статора  $j\bar{\omega}_0 x_{1\sigma}$ , в результате чего может быть получено выражение для эквивалентного сопротивления в виде  $z_{\text{ЭКВ}} = \bar{\omega}_0 (R_{\text{ЭКВ}} + jx_{\text{ЭКВ}})$ . Входящие в него эквивалентные активное и реактивное сопротивления записываются следующим образом:

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_2 \bar{\omega}_p \frac{x_m^2}{R_2^2 + (\bar{\omega}_p x_2)^2};$$

$$x_{\text{ЭКВ}} = x_1 (1 - k_1) + x_m \frac{R_2^2 + (1 - k_2)(\bar{\omega}_p x_2)^2}{R_2^2 + (\bar{\omega}_p x_2)^2},$$

где  $x_1 = x_m + x_{1\sigma}$ ;  $x_2 = x_m + x_{2\sigma}$ ;  $k_1 = x_m/x_1$ ;  $k_2 = x_m/x_2$ .

Обратим внимание на то, что при данных параметрах двигателя значения  $R_{\text{ЭКВ}}$  и  $x_{\text{ЭКВ}}$  зависят только от относительного значения частоты роторной ЭДС, т. е. от нагрузки двигателя. Для амплитудного значения тока статора можно записать выражения через амплитудные значения напряжения на статоре  $U_{1m}$  и напряжения за активным сопротивлением статора  $E_{\text{ам}}$ :

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{(R_1 + \bar{\omega}_0 R_{\text{ЭКВ}})^2 + (\bar{\omega}_0 x_{\text{ЭКВ}})^2}}; \quad I_{1m} = \frac{E_{\text{ам}}}{\bar{\omega}_0 \sqrt{R_{\text{ЭКВ}}^2 + x_{\text{ЭКВ}}^2}}.$$

После приравнивания правых частей этих равенств определяется выражение для напряжения на статоре в зависимости от требуемого закона частотного регулирования  $E_{\text{ам}}/\bar{\omega}_0$ :

$$U_{1m} = \frac{E_{\text{ам}}}{\bar{\omega}_0} \sqrt{\frac{(R_1 + \bar{\omega}_0 R_{\text{ЭКВ}})^2 + (\bar{\omega}_0 x_{\text{ЭКВ}})^2}{R_{\text{ЭКВ}}^2 + x_{\text{ЭКВ}}^2}}. \quad (7.1)$$

Если в процессе управления приводом нужно обеспечить постоянство критического момента при изменении частоты, то надо положить  $E_{\text{ам}}/\bar{\omega}_0 = \text{const}$ . Тогда с учетом выражений для  $R_{\text{ЭКВ}}$  и  $x_{\text{ЭКВ}}$  могут быть построены зависимости  $U_{1m} = f(\bar{\omega}_0)$  для ряда значений  $\bar{\omega}_p$ . Их характер показан на рис. 7.2.

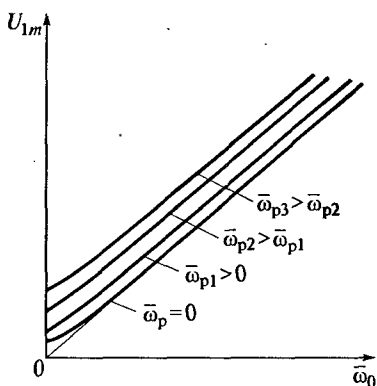


Рис. 7.2. Вид характеристик функционального преобразователя в системе регулирования скорости с поддержанием постоянства потокосцепления статора в установившемся режиме

Приведенная на рис. 7.3 функциональная схема иллюстрирует способ реализации системы управления скоростью, построенной с использованием изложенных принципов. Асинхронный двигатель М питается от преобразователя частоты со звеном постоянного тока и инвертором напряжения с ШИМ. На входе блока ШИМ действует трехфазная система задающих напряжений:

$$\begin{aligned}
 u_{1A}^* &= (U_{1m}/k_n) \sin \theta_c^*; \\
 u_{1B}^* &= (U_{1m}/k_n) \sin (\theta_c^* - 2\pi/3); \\
 u_{1C}^* &= (U_{1m}/k_n) \sin (\theta_c^* - 4\pi/3),
 \end{aligned}$$

где  $U_{1m}$  — требуемое амплитудное значение напряжения на выходе АИН;  $k_n$  — коэффициент усиления преобразователя частоты по напряжению, определяемый как отношение амплитуды напряжения на обмотке статора к амплитуде напряжения на выходе формирователя синусоидальных сигналов (ФСС);  $\theta_c^*$  — текущее значение угла поворота пространственного вектора потокосцепления статора относительно неподвижной системы координат, рассчитываемого в интеграторе (И) по сигналу задания частоты  $u_{\omega 0}^*$ .

Система замкнута по скорости через регулятор скорости (РС). На входе регулятора скорости сравниваются между собой сигнал задания скорости  $u^* = k_{д.с} \omega^*$  ( $k_{д.с}$  — коэффициент передачи датчика скорости,  $\omega^*$  — заданное значение скорости) и сигнал обратной связи по скорости  $u_{д.с} = k_{д.с} \omega_{уст}$  ( $\omega_{уст}$  — скорость двигателя в установившемся режиме). Сигнал задания частоты формируется следующим образом: сигнал датчика скорости, умноженный на число пар полюсов ( $k_{д.с} \omega_{уст} p_n$ ), подается со знаком «плюс» на сумматор на выходе регулятора скорости. На вход интегратора поступает сигнал задания частоты. Этот сигнал в том же масштабе, что

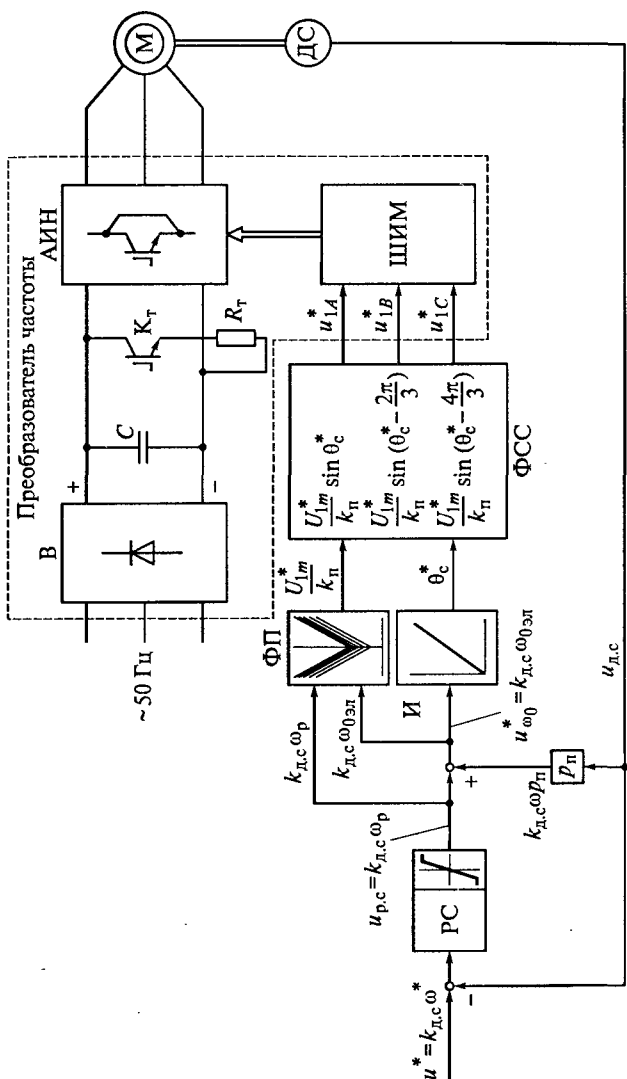


Рис. 7.3. Функциональная схема системы регулирования скорости с поддержанием постоянства потокосцепления статора в установившемся режиме

и скорость, должен быть равен  $u_{\omega 0}^* = k_{д.с} \omega_{0эл}$ . Как видно из функциональной схемы, на входе интегратора выполняется равенство

$$k_{д.с} \omega_{0эл} = k_{д.с} \omega_{уст} p_{п} + u_{р.с}, \quad (7.2)$$

где  $u_{р.с}$  — напряжение на выходе регулятора скорости.

Для того чтобы в установившемся режиме скорость двигателя была равна заданному значению, частота напряжения на выходе инвертора должна быть равна  $\omega_{0эл} = p_{п} \omega_{уст} + \omega_{р}$ , или в принятом масштабе  $k_{д.с} \omega_{0эл} = k_{д.с} p_{п} \omega_{уст} + k_{д.с} \omega_{р}$ . Из сравнения этого выражения с уравнением (7.2) следует, что в замкнутой по скорости системе сигнал на выходе регулятора пропорционален частоте роторной ЭДС:  $u_{р.с} = k_{д.с} \omega_{р}$ . Таким образом, введение на вход ФП сигнала с выхода регулятора скорости означает введение на него величины, пропорциональной роторной частоте.

Интегратор должен непрерывно вычислять мгновенное значение угла  $\theta_c^*$  в соответствии с выражением

$$\theta_c^* = \int_0^t \omega_{0эл} dt = \int_0^t \frac{u_{\omega 0}^*}{k_{д.с}} dt.$$

В установившемся режиме  $\theta_c^* = (u_{\omega 0}^* / k_{д.с}) t$ . Чем больше значение  $u_{\omega 0}^*$ , тем выше скорость изменения задания угла, т. е. тем больше скорость двигателя. Каждый раз, когда угол достигает значения  $2\pi$ , значение его обнуляется.

Входной сигнал  $U_{1м}^* / k_{п}$ , задающий напряжение на выходе преобразователя частоты, рассчитывается в функциональном преобразователе в зависимости от заданной частоты  $\omega_{0эл}$ , т. е. от значения сигнала  $u_{\omega 0}^*$ , задающего частоту напряжения на выходе инвертора и от значения частоты роторной ЭДС (от сигнала  $u_{р.с}$ ). Следовательно, характеристики ФП с учетом коэффициента усиления преобразователя  $k_{п}$  и коэффициента передачи датчика скорости  $k_{д.с}$  должны представлять собой набор зависимостей

$$\frac{U_{1м}^*}{k_{п}} = f(k_{д.с} \omega_{0эл})$$

при ряде значений роторной частоты, т. е. значений  $u_{р.с} = k_{д.с} \omega_{р}$ . Эти зависимости могут быть представлены, например, в виде таблицы, из которой в зависимости от частоты напряжения на статоре и частоты роторной ЭДС определяется требуемое значение стартового напряжения.

Расположение кривых в функциональном преобразователе, симметричное относительно оси ординат, обеспечивает неизменный знак напряжения при разных направлениях вращения двигателя. Реверс осуществляется изменением знака сигнала на входе регулятора скорости. При этом изменяется знак сигнала  $u_{\omega 0}^*$ , что влечет за собой изменение порядка следования фаз напряжения на выходе автономного инвертора.

Блок ограничения выходного напряжения регулятора скорости, характеристика которого показана на блоке РС, служит для ограничения тока при больших изменениях сигнала задания скорости.

Поскольку характеристика напряжения, описываемая выражением (7.1), зависит от параметров двигателя, схема требует настройки для определенного привода. Возможна настройка на некоторые средние параметры, но при этом точность поддержания критического момента двигателя будет снижаться.

Схема (см. рис. 7.3) представлена в абсолютных единицах. Это значит, что переменные в схеме считаются размерными величинами: угловые частоты  $\omega_{0эл}$ ,  $\omega_p$  и скорость  $\omega$  измеряются в рад/с или в дискретах в единицу времени, если система выполнена как дискретная, напряжения — в вольтах и т.д. Предполагаются известными коэффициенты передачи датчика скорости в вольтах на единицу скорости и преобразователя частоты. Изображение схемы может быть упрощено, если перейти к схеме в относительных единицах, как это сделано при математическом описании синхронного двигателя в гл. 3. Например, в схеме (см. рис. 7.3) датчик скорости описывается равенством  $u_{д.с} = k_{д.с}\omega$ . Если при базовом значении скорости  $\omega_b$  за базовое значение сигнала на выходе датчика принять  $u_{д.с.б} = k_{д.с}\omega_b$ , то его описание запишется в виде  $\bar{u}_{д.с} = \bar{\omega}$ . Дальнейшее упрощение может быть достигнуто, если принять, что сигнал на выходе датчика будет обозначен той же буквой, что и сигнал на его входе, а черту над символом не ставить. Тогда сигнал на входе регулятора скорости будет представлять собой  $\omega^* - \omega$ .

Такой способ обозначений применен при рассмотрении приведенных далее схем.

## **7.2. Замкнутая по скорости система регулирования электропривода с асинхронным двигателем при поддержании постоянства потокосцепления ротора**

В подразд. 6.2 было показано, что при обеспечении постоянства установившегося значения потокосцепления ротора меха-

ническая характеристика асинхронного двигателя имеет такой же вид, как механическая характеристика двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Функциональная схема системы с  $U/f$ -регулируемостью скорости привода при поддержании постоянства потокосцепления ротора приведена на рис. 7.4.

Схема выполнена с использованием автономного инвертора, управляемого током. В отличие от схемы рис. 7.3, где на входе преобразователя частоты формировались синусоидальные сигналы задания напряжения, здесь на входах регуляторов тока должны быть сформированы сдвинутые на  $120$  эл. град синусоидальные сигналы задания тока статора  $i_{1A}^*$ ,  $i_{1B}^*$ ,  $i_{1C}^*$ .

Для пояснения принципов формирования этих сигналов надо найти зависимости, определяющие закон изменения тока статора, при котором независимо от скорости привода поддерживается постоянство потокосцепления ротора. Поскольку постоянство потокосцепления ротора в рассматриваемой схеме поддерживается только в установившихся режимах, надо воспользоваться уравнениями (1.23) для установившегося режима асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, которые при  $p = 0$  имеют вид:

$$\tilde{U}_1 = R_1 \tilde{I}_1 + j\omega_{0эл} \tilde{\Psi}_1;$$

$$0 = R_2 \tilde{I}_2 + j\omega_p \tilde{\Psi}_2;$$

$$\tilde{\Psi}_1 = L_1 \tilde{I}_1 + L_m \tilde{I}_2;$$

$$\tilde{\Psi}_2 = L_m \tilde{I}_1 + L_2 \tilde{I}_2.$$

В системе с инвертором, управляемым током, непосредственно формируется ток статора  $I_1$ . Поэтому, когда ставится задача управлять потокосцеплением ротора, первое уравнение, которое показывает, как должно изменяться напряжение на статоре при заданном изменении статорного тока, и третье, описывающее потокосцепление статора, могут не рассматриваться.

Выразив из второго уравнения роторный вектор тока ротора  $\tilde{I}_2 = -j\omega_p \tilde{\Psi}_2 / R_2$  и подставив его в четвертое уравнение, получим выражение для пространственного вектора потокосцепления ротора:

$$\tilde{\Psi}_2 = L_m \tilde{I}_1 - j\omega_p T_2 \tilde{\Psi}_2,$$

где  $T_2$  — постоянная времени ротора,  $T_2 = L_2 / R_2$ .

Следовательно, выражение, связывающее пространственные векторы тока статора и потокосцепления ротора, примет вид

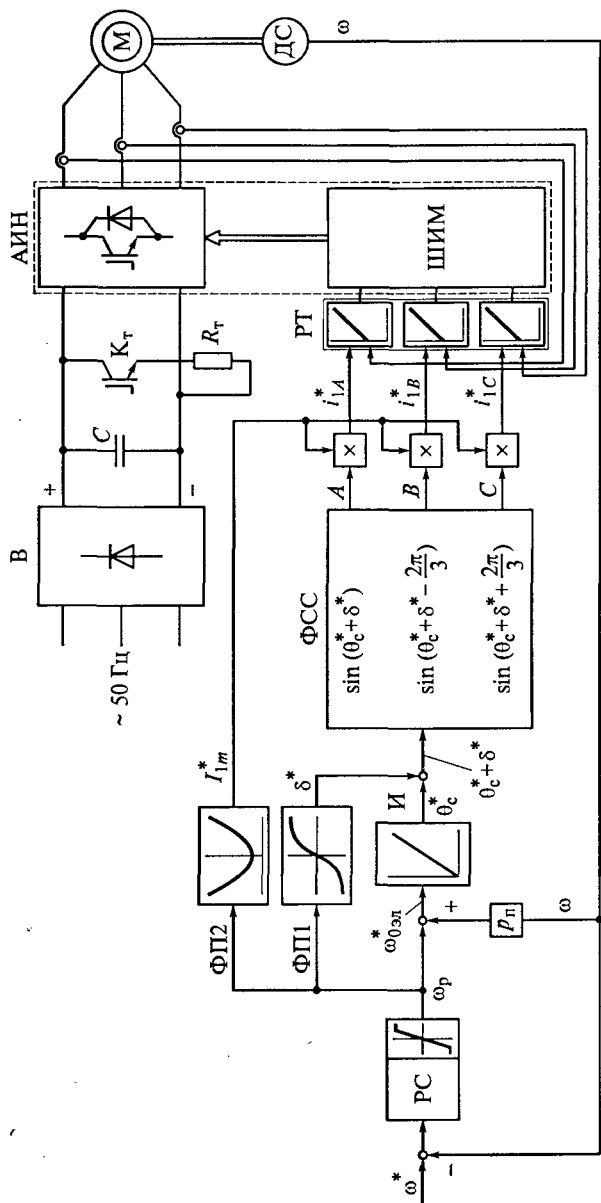


Рис. 7.4. Функциональная схема системы регулирования скорости с поддержанием постоянства потокосцепления ротора в установившемся режиме

$$\tilde{I}_1 = (1 + j\omega_p T_2) \frac{\tilde{\Psi}_2}{L_m} = \frac{\tilde{\Psi}_2}{L_m} + j\omega_p T_2 \frac{\tilde{\Psi}_2}{L_m}. \quad (7.3)$$

Построенные в соответствии с этим выражением векторы  $\tilde{I}_1$  и  $\tilde{\Psi}_2$  в неподвижной системе координат  $x$ — $y$  показаны на рис. 7.5, а. Оба вектора вращаются относительно системы координат со скоростью  $\omega_{0эл}$ : вектор  $\tilde{I}_1$  потому, что его скорость определяется частотой напряжения питания, а вектор  $\tilde{\Psi}_2$  потому, что он вращается со скоростью  $\omega_{ор}$  относительно ротора, который сам вращается в ту же сторону со скоростью  $p\omega$ . При идеальном холостом ходе, когда ротор вращается с синхронной скоростью  $\omega_{0эл} = \omega_{0эл}/p$ , а частота роторной ЭДС равна нулю ( $\omega_p = 0$ ), векторы тока статора и потока сцепления ротора совпадают в пространстве и угол нагрузки  $\delta$  равен нулю. По мере увеличения нагрузки двигателя (увеличения  $\omega_p$ ) возрастает угол нагрузки  $\delta$ , определяемый по формуле

$$\delta = \arctg \left[ \omega_p T_2 \frac{|\tilde{\Psi}_2|}{L_m} / \left( \frac{|\tilde{\Psi}_2|}{L_m} \right) \right] = \arctg(\omega_p T_2).$$

Учитывая, что  $\omega_p = \bar{\omega}_p \omega_{0эл.н}$  и  $T_2 = L_2/R_2 = x_2/(\omega_{0эл.н} R_2)$ , можно записать выражение для угла нагрузки через частоту роторной ЭДС в относительных единицах и активное и индуктивное сопротивления ротора:

$$\delta = \arctg(\bar{\omega}_p x_2/R_2). \quad (7.4)$$

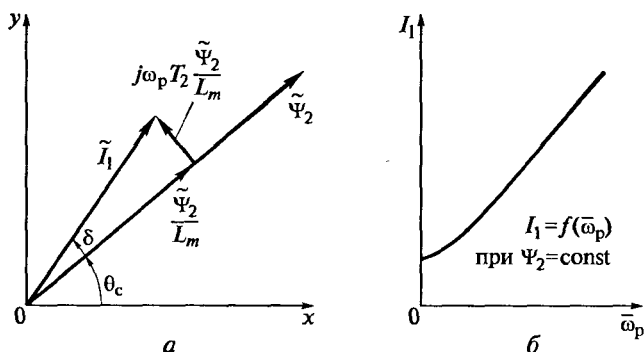


Рис. 7.5. Пространственная векторная диаграмма (а) и характеристика функционального преобразователя ФП2 (б)



таким образом, сдвиг вектора  $I_1$  относительно  $\Psi_2$  однозначно определяется значением частоты роторной ЭДС, т.е. значением момента нагрузки двигателя. Из рис. 7.5, а следует, что в каждый момент времени угол поворота вектора тока статора относительно неподвижной системы координат определяется как сумма

$$\text{углов } \theta_0 + \delta\theta_0 = \int_0^t \omega_{0\text{эл}} dt.$$

На основании выражения (7.3) может быть записано выражение, связывающее модули тока статора и потокосцепления ротора:

$$I_1 = (\Psi_2/L_m) \sqrt{1 + (\omega_p T_2)^2},$$

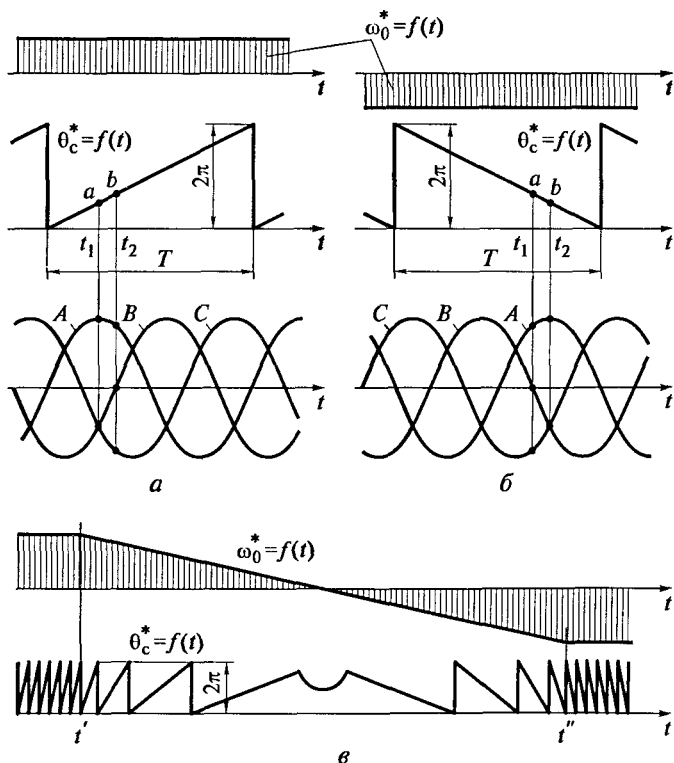


Рис. 7.6. Характер изменения сигнала на выходе цифрового интегратора при движении двигателя:

*a* — вперед; *б* — назад; *в* — реверс

которое после введения относительной частоты роторной ЭДС и индуктивных сопротивлений приобретает вид

$$I_1 = \omega_{0\text{эл.н}} \frac{\Psi_2}{x_m} \sqrt{1 + \left( \bar{\omega}_p \frac{x_2}{R_2} \right)^2}.$$

Характер зависимости  $I_1 = f(\bar{\omega}_p)$  при  $\Psi_2 = \text{const}$  показан на рис. 7.5, б.

В схеме на рис. 7.4 функциональные преобразователи ФП1 и ФП2 реализуют, соответственно, нелинейную зависимость (7.4) и зависимость, представленную на рис. 7.5, б. Сигналы  $\omega_p$  и  $\omega_{0\text{эл}}^*$  получаются так же, как в схеме на рис. 7.3. Выходной сигнал регулятора скорости, пропорциональный частоте роторной ЭДС, используется как входной сигнал для функциональных преобразователей. Сигнал  $\omega_{0\text{эл}}^*$  интегрируется интегратором (И), благодаря чему сигнал на выходе интегратора представляет собой сигнал задания угла  $\theta_c^*$ , отсчитываемый в пределах от 0 до  $2\pi$ . Характер изменения угла  $\theta_c^*$  при установившемся режиме движения «вперед» и «назад» показан на рис. 7.6, а, б соответственно. Там же приведены синусоидальные сигналы, действующие при  $\delta = 0$  на выходе блока формирования синусоидальных сигналов (ФСС), из характера которых видно, что изменение знака  $\omega_{0\text{эл}}^*$  приводит к изменению

Таблица 7.1

**Значения синусоидальных сигналов на выходе формирователя ФСС**

Направление вращения	Время	Фазы		
		A	B	C
Вперед	$t_1$	$\sin \frac{\pi}{2} = 1$	$\sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) = -0,5$	$\sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}\right) = -0,5$
	$t_2$	$\sin \frac{2\pi}{3} = 0,866$	$\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}\right) = 0$	$\sin\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{3}\right) = -0,866$
Назад	$t_1$	$\sin \frac{2\pi}{3} = 0,866$	$\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}\right) = 0$	$\sin\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{3}\right) = -0,866$
	$t_2$	$\sin \frac{\pi}{2} = 1$	$\sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) = -0,5$	$\sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}\right) = -0,5$

порядка следования фаз на выходе ФСС. В этом легко убедиться прямым расчетом этих сигналов по значениям  $\theta_c^*$ . В табл. 7.1 приведены результаты такого расчета для двух точек  $a$  и  $b$ , соответствующих моментам времени  $t_1$  и  $t_2$  при направлении движения «вперед» и «назад» (см. рис. 7.6,  $a, b$ ).

Аналогично можно показать, что прибавление к углу  $\theta_c^*$  угла нагрузки  $\delta^*$  приводит к смещению выходных синусоид на этот угол без изменения порядка следования фаз. На рис. 7.6,  $b$  показано, как выглядят зависимости  $\omega_{0эл}^* = f(t)$  и  $\theta_c^* = f(t)$  при реверсе двигателя.

### 7.3. Система регулирования скорости электропривода с асинхронным двигателем и векторным управлением при непосредственном измерении потока

Первая промышленная векторная система регулирования скорости электропривода с асинхронным двигателем была разработана в конце 60-х годов XX века фирмой Siemens [58].

В системе выполнено непосредственное измерение главного магнитного потока с помощью установленных в зазоре двигателя датчиков, действие которых основано на эффекте Холла. Он проявляется следующим образом: если пластину из проводникового или полупроводникового материала поместить в магнитное поле с напряженностью  $H$  и пропустить через нее ток  $i$  (рис. 7.7), то в ней возникает электрическое поле в направлении, перпендикулярном векторам напряженности и тока. При этом на боковых гранях пластины возникает ЭДС Холла  $u$ . Если плотность тока  $j$  постоянна, то эта ЭДС пропорциональна напряженности магнитного поля, т. е. магнитному потоку.

В рассматриваемой системе два датчика Холла, сдвинутых в плоскости поперечного сечения двигателя на 90 эл. град друг относительно друга, установлены в зазоре между статором и ротором двигателя, т. е. находятся под действием главного магнитного потока (потока в зазоре). Поскольку вектор потока вращается в

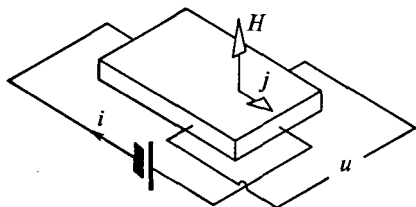


Рис. 7.7. Принцип работы датчика Холла

пространстве, напряжение на выходе датчика после того, как отфильтрованы высшие гармоники, имеет синусоидальную форму. Наличие пространственного сдвига между датчиками приводит к тому, что выходные напряжения датчиков сдвинуты друг относительно друга на  $90^\circ$  во времени и представляют собой взятые в определенном масштабе проекции вектора главного потокосцепления  $\Psi_{mx}$  и  $\Psi_{my}$  на оси неподвижной системы координат.

В основу построения системы регулирования скорости положены принципы, вытекающие из математического описания асинхронного двигателя во вращающейся системе координат, при направлении оси  $\alpha$  по пространственному вектору потокосцепления ротора (см. рис. 2.5).

Принцип построения системы поясняет функциональная схема (рис. 7.8). Асинхронный двигатель М питается от преобразователя частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока и автономным инвертором напряжения. На входе преобразователя действует трехфазная система задающих напряжений  $u_{1A}^*$ ,  $u_{1B}^*$ ,  $u_{1C}^*$ . Система регулирования выполнена во вращающейся системе координат. Преобразование координат в прямом канале (ПКП) и в канале обратной связи (ПКО) производится в соответствии с правилами преобразования координат в системе векторного управления (см. подразд. 6.3).

Для преобразования переменных из вращающейся системы координат в неподвижную систему координат и обратно необходимо воспользоваться формулами (6.15) и (6.16) и располагать значениями  $\sin\theta_c$  и  $\cos\theta_c$  ( $\theta_c$  — угол между осью  $x$  неподвижной системы координат и осью  $\alpha$  вращающейся системы координат). Связанные с этим вычисления, а также определение модуля вектора потокосцепления ротора, по которому замыкается контур регулирования потока, выполняются в функциональном преобразователе ФП2 по выражениям:

$$|\tilde{\Psi}_2| = \sqrt{\Psi_{2x}^2 + \Psi_{2y}^2};$$

$$\sin\theta_c = \Psi_{2x}/|\tilde{\Psi}_2|;$$

$$\cos\theta_c = \Psi_{2y}/|\tilde{\Psi}_2|.$$

Однако с помощью датчиков Холла определяются проекции пространственного вектора главного потокосцепления, а не проекции вектора потокосцепления ротора. Поэтому предварительно должен быть выполнен соответствующий пересчет. Пространственный вектор главного потокосцепления определяется суммой векторов статорного тока и роторного тока, приведенного к статору. Потокосцепление ротора отличается от главного потокосцепле-

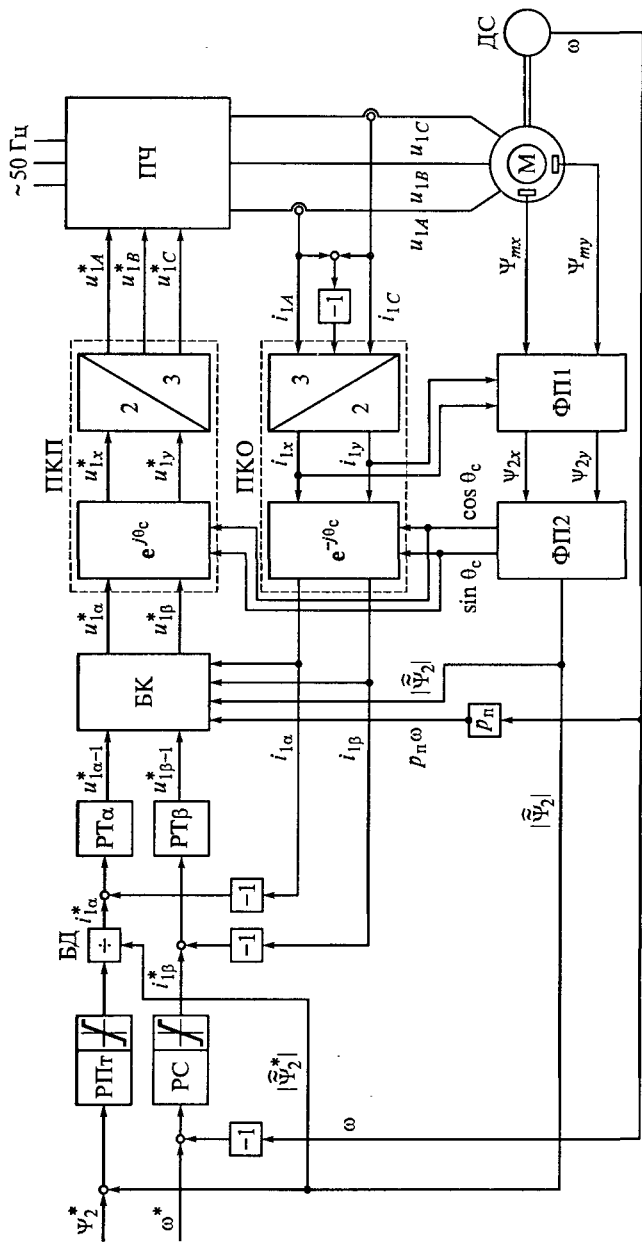


Рис. 7.8. Система регулирования скорости с векторным управлением и непосредственным измерением потока

ния на величину потокосцепления рассеяния ротора. Эти соотношения представляются равенствами, записанными для пространственных векторов:  $\tilde{\Psi}_m = L_m(\tilde{I}_1 + \tilde{I}_2)$  и  $\tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_m + L_{2\sigma}\tilde{I}_2$ , откуда после исключения вектора тока ротора получается выражение для вектора потокосцепления ротора в виде  $\tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_m / (k_2 - L_{2\sigma}\tilde{I}_1)$ . В проекциях на оси системы координат  $x$ — $y$  последнее выражение запишется в виде:

$$\begin{aligned}\psi_{2x} &= \Psi_{mx} / (k_2 - L_{2\sigma}i_{1x}); \\ \psi_{2y} &= \Psi_{my} / (k_2 - L_{2\sigma}i_{1y}).\end{aligned}$$

Преобразования, необходимые для получения значения потокосцепления ротора в соответствии с этими выражениями, выполняются в функциональном преобразователе ФП1 (см. рис. 7.8). В преобразованиях используются измеренные значения  $\Psi_{mx}$  и  $\Psi_{my}$  и значения проекций вектора тока статора на оси неподвижной системы координат  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$ , которые вычисляются в блоке 3/2 по измеренным мгновенным значениям фазных токов статора.

Как уже отмечалось ранее, для того чтобы обеспечить независимое управление потокосцеплением ротора и электромагнитным моментом (скоростью) двигателя, необходимо во вращающейся системе координат исключить взаимное влияние проекций вектора тока статора  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$ , характеризуемое в структурной схеме (см. рис. 2.5) наличием перекрестных связей по этим проекциям. В рассматриваемой системе эта задача решается специальным блоком компенсации (БК), где компенсация перекрестных связей выполняется путем введения на вход ПКП таких же перекрестных связей, как в структуре двигателя, но взятых с обратными знаками. Сказанное поясняет рис. 7.9, на котором воспроизведена часть структурной схемы двигателя с рис. 2.5 (тонкие линии) и структурная схема блока компенсации (пунктирные линии). Поскольку в схеме привода (см. рис. 7.8) не фигурирует в явном виде частота напряжения питания  $\omega_{0эл}$ , вместо нее с определенной погрешностью используется величина, пропорциональная скорости двигателя  $p_n\omega$ . По тому же принципу построена предусмотренная в БК компенсация обратной связи по ЭДС вращения двигателя  $e = k_2\Psi_2\omega_{0эл}$  (см. рис. 7.9).

Система управления привода выполнена как система подчиненного регулирования (см. рис. 7.8). Она включает в себя внутренние контуры регулирования токов по прямой и квадратурной осям  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$  с регуляторами РТ $\alpha$  и РТ $\beta$ . Внешними по отношению к токовым контурам являются контур регулирования потокосцепления ротора с регулятором РПт и контур регулирования скорости с регулятором РС. Первый из них замкнут по модулю вектора

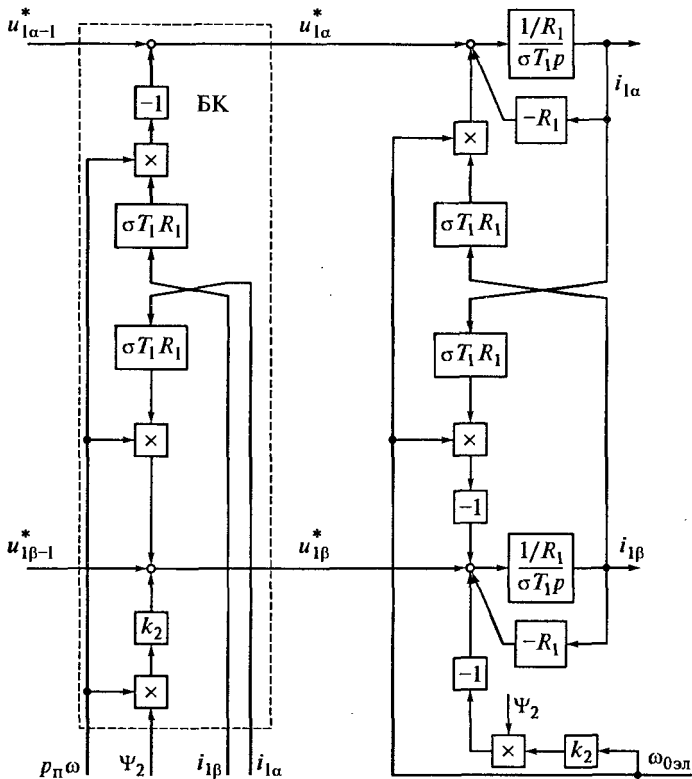


Рис. 7.9. Блок компенсации

потокосцепления ротора, вычисленному в функциональном преобразователе ФП2, второй — по сигналу скорости с датчика скорости ДС. Для того чтобы при изменениях потокосцепления ротора сохранялось значение требуемого момента, заданное значением тока  $i_{1\alpha}$ , на выходе РС предусмотрен блок деления (БД) на модуль вектора потокосцепления ротора.

#### 7.4. Система регулирования скорости электропривода при векторном управлении асинхронным двигателем и определении потокосцепления ротора по модели потока

Недостатком системы векторного управления, рассмотренной в подразд. 7.3, является необходимость использования специального двигателя, конструктивной особенностью которого является наличие датчиков Холла, измеряющих магнитный поток в зазоре.

В этом состоит одна из причин того, что развитие векторных систем пошло по пути перехода от непосредственного измерения потока к определению его значения с помощью математической модели электромагнитных процессов в асинхронном двигателе (модели потока). Такое направление развития векторных систем стало возможным в результате успехов в области силовой электроники и микропроцессорной техники.

Функциональная схема системы регулирования скорости электропривода при векторном управлении асинхронным двигателем и определении потокосцепления ротора по модели потока приведена на рис. 7.10, а. Питание двигателя осуществляется от преобразователя частоты со звеном постоянного тока и инвертором, управляемым током. В показанном на рис. 7.10, а варианте схемы быстродействующие токовые контуры выполнены во вращающейся, в отличие от неподвижной, системе координат (см. рис. 4.11 и 4.12). Поэтому контуры регулирования токов по прямой  $i_{1\alpha}$  и квадратурной  $i_{1\beta}$  осям включают в себя преобразователи координат прямого и обратного каналов (ПКП и ПКО), аналогично тому, как это показано на рис. 6.11. На входах регуляторов токов  $RT\alpha$  и  $RT\beta$  сравниваются между собой сигналы задания токов  $i_{1\alpha}^*$  и  $i_{1\beta}^*$  и истинные значения соответствующих токов. Выходные сигналы регуляторов тока  $u_{1\alpha}^*$  и  $u_{1\beta}^*$  являются сигналами задания напряжения инвертора. Во вращающейся системе координат напряжения на выходе инвертора  $u_{1A}$ ,  $u_{1B}$  и  $u_{1C}$  создают токи в статорных обмотках двигателя  $i_{1A}$ ,  $i_{1B}$  и  $i_{1C}$ , которые после преобразования их в ПКО во вращающуюся систему координат служат сигналами обратных связей по току.

Модель потока показана на рис. 7.10, б. Для рассмотрения ее структуры обратимся к равенствам (2.25) и (2.26), записанным для случая ориентации оси вещественных вращающейся системы координат по вектору потокосцепления ротора. На основании этих выражений получаемые в модели значения потокосцепления ротора и частоты роторной ЭДС записываются в виде:

$$\widehat{\Psi}_2 = \frac{L_m}{(T_2 p + 1)} i_{1\alpha};$$

$$\widehat{\omega}_p = \frac{k_2 R_2 i_{1\beta}}{\widehat{\Psi}_2} = \frac{L_m i_{1\beta}}{T_2 \Psi_2},$$

где  $T_2 = L_2/R_2$ ;  $k_2 = L_m/L_2$ .

Первое из этих выражений показывает, что при ориентации оси вещественных вращающейся системы координат по вектору потокосцепления ротора значение потокосцепления однозначно



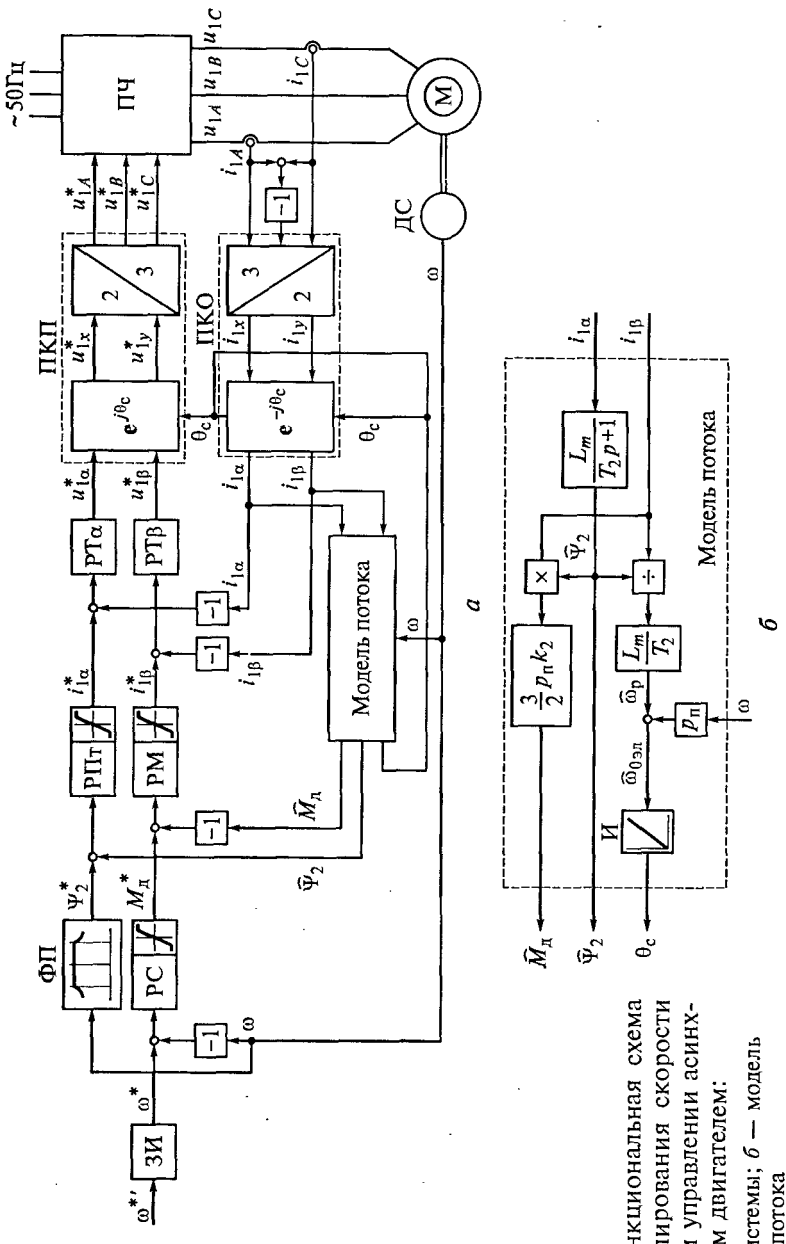


Рис. 7.10. Функциональная схема системы регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем:  
 а — схема системы; б — модель потока

определяется составляющей тока статора по прямой оси  $\alpha$ . Второе — дает возможность при известном значении потокосцепления рассчитать значение частоты роторной ЭДС по составляющей тока статора по квадратурной оси  $\beta$ . Расчет потокосцепления ротора и частоты роторной ЭДС по приведенным формулам обеспечивает ориентацию оси  $\alpha$  по вектору  $\hat{\Psi}_2$ .

Кроме модуля потокосцепления ротора и роторной частоты в модели потока рассчитывается текущее значение угла поворота  $\theta_c$  вращающейся системы координат  $\alpha-\beta$  относительно связанной со статором неподвижной системы координат  $x-y$ , а также значение электромагнитного момента двигателя  $M_d$ . Сумма измеренного значения скорости, умноженного на число пар полюсов и рассчитанного в модели значения роторной частоты, определяет текущее значение частоты напряжения на статоре  $\hat{\omega}_{0эл} = p_n \omega + \hat{\omega}_p$ . Интегрирование этой величины в интеграторе дает текущее значение угла  $\theta_c$ . Это значение используется в блоках  $e^{j\theta_c}$  и  $e^{-j\theta_c}$  преобразователей координат прямого канала и канала обратной связи для расчета необходимых значений  $\sin\theta_c$  и  $\cos\theta_c$ .

При ориентации оси  $\alpha$  по вектору  $\hat{\Psi}_2$  и расчете через амплитудное значение потокосцепления ротора и проекцию вектора тока статора на квадратурную ось электромагнитный момент рассчитывается по выражению

$$M_d = \frac{3}{2} p_n k_2 \Psi_2 i_{\beta}.$$

Если бы  $\Psi_2$  и  $i_{\beta}$  представляли собой проекции пространственных векторов, модули которых приняты равными эффективным (действующим) значениям величин, то для определения значения момента нужно было бы воспользоваться формулой

$$M_d = 3 p_n k_2 \Psi_{2эф} i_{\betaэф}.$$

Система управления электроприводом выполнена во вращающейся системе координат и построена по принципам подчиненного регулирования. Внешним по отношению к контуру тока по оси  $\alpha$ , является контур регулирования потокосцепления ротора с регулятором потока РПт. Выходной сигнал регулятора потока представляет собой сигнал задания составляющей тока статора по вещественной оси  $i_{1\alpha}^*$ . На входе регулятора сравниваются сигнал задания  $\Psi_2^*$  и истинное значение потокосцепления ротора  $\hat{\Psi}_2$ , определенное в модели потока. Внешним, по отношению к контуру регулирования тока  $i_{\beta}$ , является контур регулирования момента со своим регулятором РМ. На его входе сравниваются выходной

сигнал регулятора скорости  $M_{д}^*$ , который задает значение электромагнитного момента, и сигнал обратной связи по моменту  $\widehat{M}_{д}$ , вычисленный в модели. Контур регулирования скорости с регулятором РС замкнут по сигналу  $\omega$  на выходе датчика скорости (ДС)<sup>1</sup>.

В рассматриваемой схеме исключение влияния перекрестных связей, имеющих в математической модели двигателя (см. рис. 2.5), обеспечивается путем использования быстродействующих контуров регулирования токов. Это позволяет рассматривать подсистему регулирования потокосцепления ротора как не связанную с подсистемой регулирования момента и делает возможным независимое регулирование потокосцепления ротора подобно тому, как происходит регулирование потока возбуждения в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением. В частности, существует возможность предварительного наманичивания двигателя, т. е. возможность установить поток до того, как на контур скорости будет подан сигнал задания скорости и когда скорость двигателя равна нулю.

Если требуется двухзонное регулирование скорости (см. рис. 6.8), то в системе предусматривается функциональный преобразователь (ФП). Входной сигнал на нем определяется значением скорости. До тех пор, пока скорость не превышает номинальное значение, сигнал на выходе ФП задает номинальный поток и остается постоянным. Когда скорость превысит номинальное значение, сигнал на выходе ФП будет уменьшаться и скорость, большая номинальной, будет достигнута при ослаблении потокосцепления ротора при примерно постоянном значении напряжения на статоре.

На входе системы предусмотрен задатчик интенсивности (ЗИ). При подаче на его вход сигнала задания скорости любой, например, ступенчатой формы, изменение сигнала задания скорости на выходе задатчика происходит по линейному или другому заданному закону, что обеспечивает плавный характер разгона и торможения привода.

В соответствии с принципом подчиненного регулирования для ограничения выходной величины внутреннего («подчиненного») контура надо ограничить выходной сигнал регулятора внешнего по отношению к нему контура. Поэтому для ограничения токов статора по прямой и квадратурной осям предельно допустимыми значениями, в регуляторах потока РПт и момента РМ предусмотрены блоки ограничения выходных сигналов  $i_{\alpha}^*$  и  $i_{\beta}^*$ . Аналогичный блок для ограничения момента двигателя предусмотрен в регуляторе скорости.

<sup>1</sup> Здесь и далее принято, что величины, сравниваемые на сумматоре, обозначаются одним и тем же символом.

Ограничение выходного сигнала регулятора внешнего контура вступает в действие, если в переходном процессе сигнал ошибки на его входе, представляющий собой разность между сигналом задания и сигналом обратной связи, станет недопустимо большим. При отсутствии ограничения выходной сигнал регулятора мог бы также стать недопустимо большим, что привело бы к недопустимому увеличению выходной величины подчиненного контура. При наличии блока ограничения выходная величина регулятора внешнего контура фиксируется на предельном значении до тех пор, пока ошибка на его входе не снизится до допустимого значения. Наличие блока ограничения не только на регуляторе момента, но и на регуляторе скорости позволяет независимо ограничивать значения момента двигателя и тока статора по оси  $\beta$ .

При выборе значений ограничения токов  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$  надо иметь в виду, что они должны быть выбраны так, чтобы модуль полного тока статора, определяемый как  $I_1 = \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}$ , не превышал предельно допустимого значения  $I_{1\text{огр}}$ . Это поясняется пространственной векторной диаграммой рис. 7.11, а, на которой показаны пространственный вектор тока статора  $\tilde{I}_1$  и токи статора по прямой и квадратурной осям.

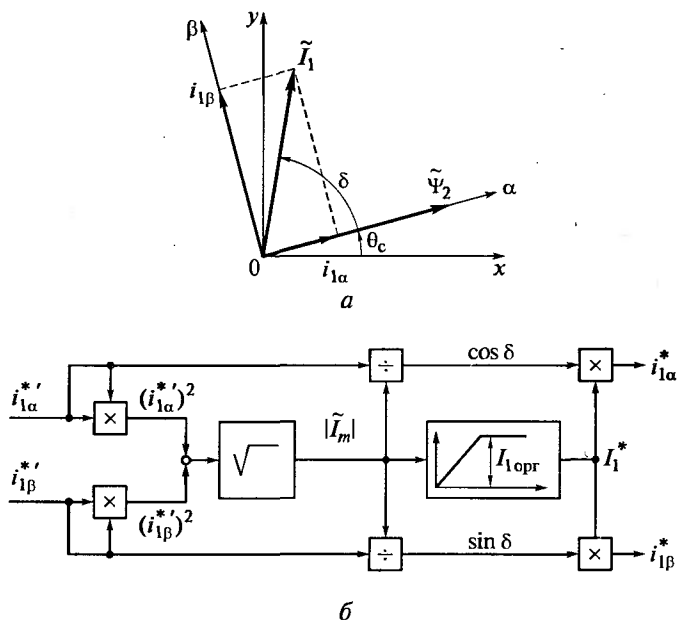


Рис. 7.11. Ограничение модуля тока статора:

а — пространственная векторная диаграмма; б — структура блока ограничения

На рис. 7.11, б приведена структура блока ограничения тока, обеспечивающего ограничение сигналов задания токов статора по прямой и квадратурной таким образом, что полный ток ограничивается на уровне  $I_{1\text{огр}}$ , независимо от соотношения между токами  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$ . На входе схемы действуют выходные величины регуляторов РПТ и РМ, которые в этом случае не содержат блоков ограничения. Эти величины обозначены  $i_{1\alpha}^*$  и  $i_{1\beta}^*$ . После возведения их в квадрат в блоке  $\sqrt{\quad}$  рассчитываются текущее значение модуля сигнала задания тока статора  $|\tilde{I}_1^*| = \sqrt{(i_{1\alpha}^*)^2 + (i_{1\beta}^*)^2}$  и тригонометрические функции угла между текущим положением вектора тока статора и осью  $\alpha$  вращающейся системы координат:

$$\sin \delta = i_{1\beta}^* / |\tilde{I}_1^*|; \quad \cos \delta = i_{1\alpha}^* / |\tilde{I}_1^*|.$$

Сигнал на выходе звена ограничения модуля тока обозначен  $I_1^*$ . Сигналы на выходах блока ограничения  $i_{1\alpha}^*$  и  $i_{1\beta}^*$  являются сигналами задания для контуров регулирования тока.

Если  $|\tilde{I}_1^*| \leq I_{1\text{огр}}$ , то  $I_1^* = |\tilde{I}_1^*|$ , в результате чего  $i_{1\alpha}^* = i_{1\alpha}^*$  и  $i_{1\beta}^* = i_{1\beta}^*$ , т. е. блок ограничения не оказывает влияния на работу схемы. Если  $|\tilde{I}_1^*| > I_{1\text{огр}}$ , то  $I_1^* = I_{1\text{огр}}$ , и выполняются равенства:

$$i_{1\alpha}^* = I_{1\text{огр}} \cos \delta = I_{1\text{огр}} \frac{i_{1\alpha}^*}{|\tilde{I}_1^*|} = I_{1\text{огр}} \frac{i_{1\alpha}^*}{\sqrt{(i_{1\alpha}^*)^2 + (i_{1\beta}^*)^2}};$$

$$i_{1\beta}^* = I_{1\text{огр}} \sin \delta = I_{1\text{огр}} \frac{i_{1\beta}^*}{|\tilde{I}_1^*|} = I_{1\text{огр}} \frac{i_{1\beta}^*}{\sqrt{(i_{1\alpha}^*)^2 + (i_{1\beta}^*)^2}}.$$

С учетом этих выражений модуль сигнала задания тока статора, определенный как корень квадратный из суммы квадратов токов  $i_{1\alpha}^*$  и  $i_{1\beta}^*$ , будет равен

$$\sqrt{(i_{1\alpha}^*)^2 + (i_{1\beta}^*)^2} = I_{1\text{огр}},$$

т. е. независимо от соотношения сигналов на выходах регуляторов потока и момента модуль полного тока всегда будет ограничен на уровне  $I_{1\text{огр}}$ .

В приводе с асинхронным двигателем режим предварительного намагничивания обеспечивается заданием прямой составляющей тока статора, формирующей потокосцепление ротора, раньше, чем будет задана квадратурная составляющая, формирующая мо-

мент. В рассматриваемом блоке при подаче сигнала задания  $\Psi_2^*$  на вход контура регулирования потокосцепления ротора величина  $i_{1\alpha}^*$  ограничивается значением  $I_{\text{огр}}$ , обеспечивая форсированное нарастание потокосцепления. В то же время при раздельном ограничении токов  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$  (см. рис. 7.10, а) величина  $i_{1\alpha}^*$  ограничивается значением меньшим, чем  $I_{\text{огр}}$ , т. е. поток нарастает медленнее.

При рассмотрении принципа построения системы (см. рис. 7.10) предполагалось, что параметры двигателя стабильны во времени, а параметры модели потока точно соответствуют параметрам двигателя и остаются неизменными. На самом деле параметры двигателя могут меняться в зависимости от внешних причин. Например, активное сопротивление обмоток статора и ротора зависит от температуры, которая зависит от тока, протекающего по ним, и от температуры окружающей среды. Кроме того, магнитную систему двигателя не всегда можно рассматривать как ненасыщенную, характеризующуюся постоянными значениями индуктивностей. Расхождения между изменившимися реальными параметрами двигателя и неизменными параметрами модели приводят к отклонению процессов в приводе от расчетных, не позволяя в полной мере использовать достоинства векторного управления. Поэтому необходима подстройка модели к нестабильным параметрам двигателя. Это одна из важных задач, возникающих при разработке системы. Существует ряд методов ее решения. Остановимся на двух сравнительно простых задачах параметрической адаптации, позволяющих учитывать в модели потока изменение сопротивления из-за нагрева обмоток и насыщение магнитной системы машины.

Для решения первой задачи в двигателе предусматривается автоматический контроль температуры обмоток с помощью датчиков температуры. В зависимости от нее сопротивления обмоток рассчитываются системой управления на основании специальной тепловой модели двигателя. По полученным значениям в реальном времени корректируется модель.

Насыщение магнитной системы может быть учтено с использованием соображений, изложенных в подразд. 2.5. На основании выражения для постоянной времени ротора  $T_2 = L_2/R_2$  и коэффициента  $k_2 = L_m/L_2$  формула (2.25) для потокосцепления ротора и формула (2.26) для частоты роторной ЭДС в ненасыщенной машине можно переписать в виде:

$$\begin{aligned} p\hat{\Psi}_2 &= L_m R_2 i_{1\alpha} / L_2 - R_2 \hat{\Psi}_2 / L_2; \\ \hat{\omega}_p &= L_m R_2 i_{1\beta} / (L_2 \hat{\Psi}_2). \end{aligned} \quad (7.5)$$

Главная индуктивность  $L_m$ , входящая в эти выражения непосредственно или как составная часть полной индуктивности рото-

ра  $L_2 = L_m + L_{2\sigma}$ , входит во все слагаемые, стоящие в правых частях. Следовательно, если учитывать изменение индуктивности за счет насыщения, то надо вносить изменения в три члена этих равенств. Задачу можно упростить [60].

Будем под  $L_m$  по-прежнему понимать главную индуктивность ненасыщенной машины, а индуктивность насыщенной машины обозначим через  $L'_m$ . Связь между значениями этих индуктивностей определим следующим образом:

$$L'_m = \lambda L_m,$$

где  $\lambda$  — нелинейный коэффициент, значение которого может быть определено по известной характеристике  $L'_m = f(|\tilde{I}_m|)$  (см. рис. 2.7, а) с учетом того, что в ненасыщенной части характеристики выполняется равенство  $L'_m = L_m$ . Введем величину  $i_{m0}$  как ток, который соответствовал бы данному значению потокосцепления ротора, если бы характеристика была линейной:

$$i_{m0} = \widehat{\Psi}_2 / L_m,$$

откуда можно выразить потокосцепление ротора в виде

$$\widehat{\Psi}_2 = L_m i_{m0}. \quad (7.6)$$

Считая так же, как и в подразд. 2.5, что индуктивность рассеяния не зависит от насыщения, можно полную индуктивность ротора в насыщенной машине записать в виде  $L'_2 = L'_m + L_{2\sigma}$ . Тогда вместо первого из равенств (7.5) надо записать:

$$L_m p i_{m0} = L'_m R_2 i_{1\alpha} / L'_2 - R_2 L_m i_{m0} / L'_2.$$

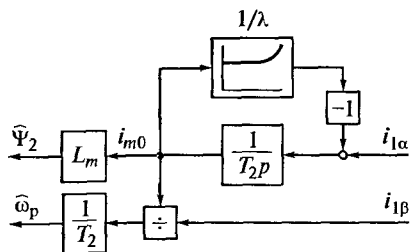
Имея в виду, что  $L'_m \gg L_{2\sigma}$ , можно с определенной погрешностью принять, что  $L'_2 = L'_m + L_{2\sigma} = \lambda L_m + L_{2\sigma} \approx \lambda L_2$ . С учетом этого последнее равенство приобретет вид

$$L_m p i_{m0} = L_m \lambda \frac{R_2}{\lambda L_2} i_{1\alpha} - \frac{R_2}{\lambda L_2} L_m i_{m0}.$$

После введения обозначения  $T_2 = L_2 / R_2$  и сокращения на  $L_m$  получим математическое описание части модели, в которой потокосцепление ротора определяется по выражению (7.6):

$$p i_{m0} = \frac{1}{T_2} \left( i_{1\alpha} - \frac{i_{m0}}{\lambda} \right);$$

Рис. 7.12. Модель потока с учетом насыщения



Путем аналогичных преобразований может быть получено выражение для рассчитываемой в модели частоты роторной ЭДС:

$$\omega_p = \frac{1}{T_2} \frac{i_{1\beta}}{i_{m0}}.$$

Структурная схема рассматриваемой модели потока, построенная по этим формулам с учетом равенства (7.6), показана на рис. 7.12. Для учета нелинейности характеристики намагничивания только потребовалось ввести в модель нелинейный блок  $1/\lambda$  с характеристикой, аналогичной приведенной на рис. 2.7, б.

## 7.5. Системы управления электропривода с вентильным двигателем

Система управления вентильным двигателем на основе синхронной машины с неявнополюсным ротором построена с использованием математического описания во вращающейся системе координат, приведенного в подразд. 5.4. Преобразования сигналов задания токов по продольной и поперечной осям  $i_{1d}^*$  и  $i_{1q}^*$  в сигналы задания мгновенных значений тока статора  $i_{1A}^*$ ,  $i_{1B}^*$  и  $i_{1C}^*$  выполняются так же, как в системах регулирования скорости с асинхронным двигателем и векторным управлением. Принципиальное различие состоит в способе определения угла поворота вращающейся системы координат  $\theta_c$  относительно неподвижной системы  $x-y$ , связанной со статором. В системе с асинхронным двигателем этот угол формировался как интеграл от частоты  $\hat{\omega}_{0эл}$ , которая, в свою очередь, определялась через измеренную скорость двигателя и вычисленную в модели потока роторную частоту. В схеме с вентильным двигателем угол  $\theta_c$  однозначно определяется как угол поворота ротора в электрическом пространстве, поскольку ротор вращается с синхронной скоростью и при ориентации вектора потокосцепления ротора по оси  $d$  вращающейся системы координат угол  $\theta_c$  и угол поворота ротора равны друг



другу. Это достигается тем, что датчик положения ротора устанавливается на валу ротора так, чтобы сигнал на его выходе был равен нулю, когда ось  $d$  системы координат, связанной с ротором, совпадает с осью  $x$  системы координат, связанной со статором.

Датчик положения ротора (ДПР) измеряет угол поворота ротора двигателя  $\theta_c$  в пределах от 0 до 360 эл. град. Характер изменения сигнала на выходе ДПР для двигателя с числом пар полюсов, равным трем, показан на рис. 7.13, где по оси абсцисс отложено время. Отмеченные на нем значения  $\tau_z$  и  $\tau_\phi$  представляют собой периоды поворота ротора двигателя в электрическом и физическом пространствах соответственно. В правой части рисунка показано, как изменится характер сигнала на выходе ДПР, если в момент времени  $t_0$  скорость скачком уменьшится в полтора раза.

Функциональная схема системы управления положением исполнительного органа рабочей машины с вентильным двигателем на основе синхронной машины с неявнополюсным ротором приведена на рис. 7.14. Двигатель получает питание от преобразователя частоты с автономным инвертором, управляемым током. Токовые контуры выполнены в неподвижной системе координат. Направление вектора тока статора по оси  $q$  обеспечивается равенством нулю сигнала задания тока  $i_{1d}^*$  на входе блока преобразования координат. Показанный на схеме датчик положения ротора включает в себя первичный датчик угла в виде вращающегося трансформатора или резольвера и преобразователь угол—цифра, который выдает на выходе мгновенное значение угла поворота ротора в цифровой форме. Этот сигнал вводится в блок преобразования координат  $e^{-j\theta_c}$ , благодаря чему двигатель управляется частотой, задаваемой датчиком положения ротора.

Как правило, преобразователь угол—цифра одновременно с углом определяет и мгновенное значение скорости двигателя. Это значение используется как сигнал истинного значения скорости и на входе регулятора РС сравнивается с сигналом задания скоро-

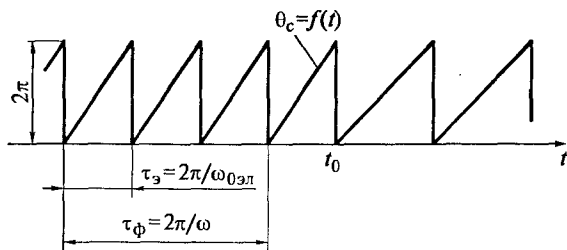


Рис. 7.13. Зависимость сигнала на выходе ДПР от времени при числе пар полюсов двигателя, равном трем

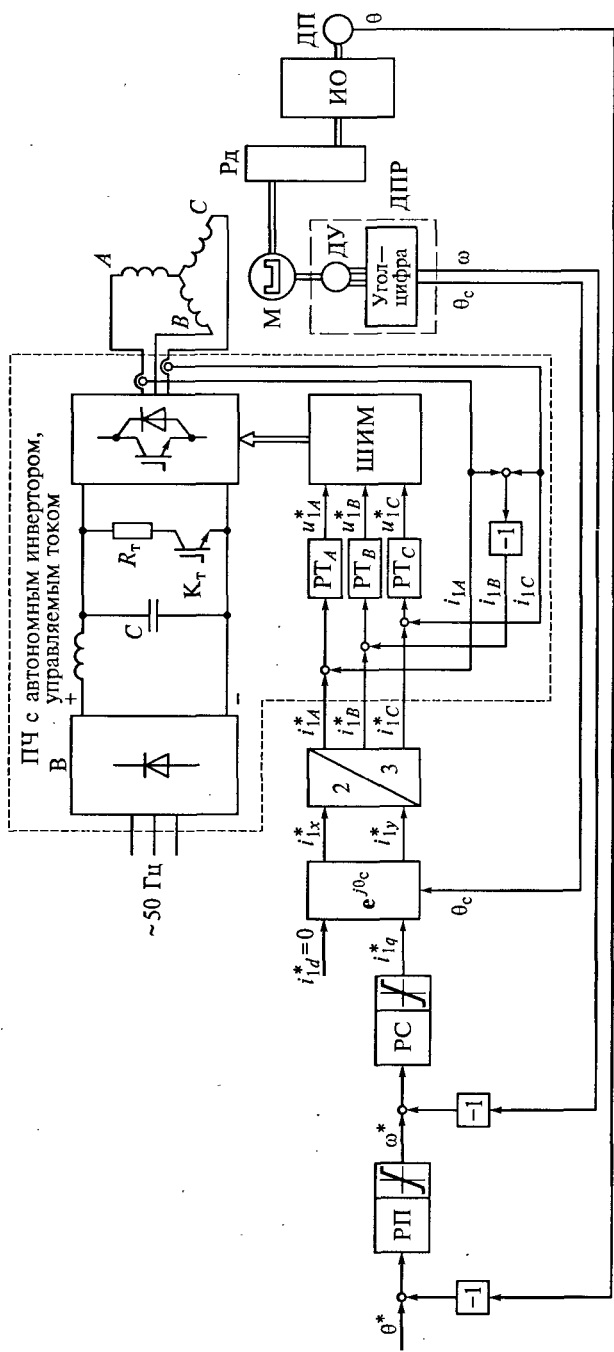


Рис. 7.14. Система управления положением исполнительного органа рабочей машины с вентильным двигателем

сти, получаемым с выхода регулятора внешнего контура — контура положения.

Полученное в ДПР значение угла может быть использовано для замыкания контура положения по углу поворота ротора. Если же, как это обычно бывает в системах регулирования положения, требуется замыкание системы не по положению ротора, а непосредственно по положению исполнительного органа (ИО) рабочей машины, связанного с двигателем через редуктор (Рд), то контур замыкается через отдельный датчик положения (ДП), установленный на валу исполнительного органа (см. рис. 7.14).

Система управления положением построена по принципам подчиненного регулирования и кроме контуров тока, входящих в состав управляемого током инвертора, содержит контуры регулирования скорости и положения со своими регуляторами РС и РП. Путем ограничения выходного сигнала РС обеспечивается ограничение динамического статорного тока в переходных процессах, а регулированием выходного сигнала РП — скорость на максимально допустимом, обычно номинальном, уровне. Структура и параметры регуляторов скорости и положения могут быть определены из условий стандартных настроек контуров (см. подразд. 8.7).

Если вентильный двигатель выполнен на основе синхронной машины с явнополюсным ротором, то структура привода включает в себя узел задания токов статора по продольной и поперечной осям. С его помощью каждое значение электромагнитного момента двигателя достигается при минимально возможном токе статора. На рис. 7.15 показана функциональная схема системы регулирования скорости электропривода с таким двигателем. В ней этот узел выполнен в виде двух функциональных преобразователей ФП1 и ФП2. Поскольку в машине с постоянными магнитами на роторе момент однозначно определяется значением тока статора, сигнал на выходе регулятора тока можно рассматривать как

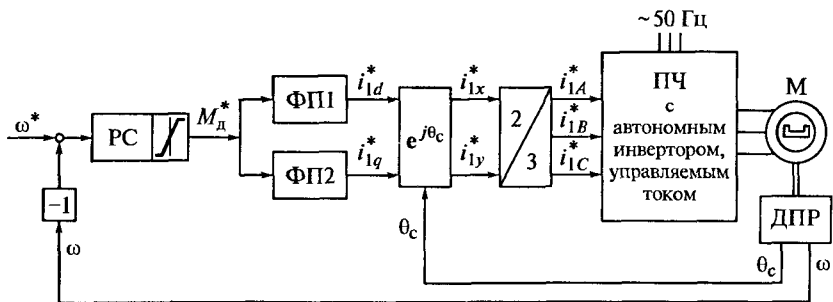
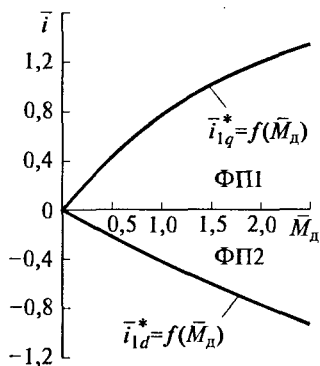


Рис. 7.15. Электропривод с вентильным двигателем на основе синхронной машины с явнополюсным ротором

Рис. 7.16. Характеристики функциональных преобразователей ФП1 и ФП2



сигнал задания момента и включить функциональные преобразователи на выход регулятора скорости.

Приведенные на рис. 7.16 характеристики преобразователей ФП1 и ФП2, представляющие собой зависимости

сигналов задания тока по прямой и квадратурной осям  $\bar{i}_{1d}^* = f(\bar{M}_d^*)$  и  $\bar{i}_{1q}^* = f(\bar{M}_d^*)$ , строятся по результатам расчета, ход которого поясняет рис. 5.12. На нем, так же как и на рис. 7.16, переменные представлены в относительных единицах. Для перехода от относительных значений токов и моментов к абсолютным надо относительные значения умножить на базовые величины  $I_6 = \Psi_f / (L_{1d} - L_{1q})$  и  $M_6 = (3/2)p_n \Psi_f I_6$ .

В приводах постоянного тока с двигателями независимого возбуждения [2] и в приводах переменного тока с асинхронными двигателями при векторном управлении (см. подразд. 7.4) находят применение системы двухзонного регулирования скорости. Режим двухзонного регулирования может быть реализован и в приводе с вентильным двигателем. При этом, если двигатель выполнен на основе машины с неявнополюсным ротором, в диапазоне от нуля до номинальной скорости поддерживается равенство нулю составляющей тока статора по оси  $d$  и одновременно изменяются частота и напряжение преобразователя частоты, а в верхней части диапазона, когда напряжение достигло номинального значения и дальнейшее его увеличение недопустимо, увеличивается только частота, а ток по оси  $d$  равным нулю не поддерживается. Для пояснения обратимся к выражению (5.2) для пространственного вектора напряжения во вращающейся системе координат, приняв в нем  $p = 0$  и имея в виду, что  $\tilde{I}_{1d-q} = i_{1d} + j i_{1q}$  и  $T_1 = L_1 / R_1$ :

$$\tilde{U}_{1d-q} = (R_1 + j p_n \omega L_1) i_{1d} + j [(R_1 + j p_n \omega L_1) i_{1q} + E]. \quad (7.7)$$

В части диапазона, где скорость двигателя меньше номинальной, составляющая тока статора по оси  $d$  поддерживается равной нулю и напряжение определяется выражением

$$\tilde{U}_{1d-q} = -p_n \omega L_1 i_{1q} + j (R_1 i_{1q} + E).$$

Соответствующая векторная диаграмма, показана на рис. 7.17, а. На ней угол  $\delta$  между вектором тока  $\tilde{I}_1$  и осью  $d$  вращающейся системы координат равен  $90^\circ$ . В номинальном режиме модуль вектора напряжения на статоре определяется выражением

$$|U_{1н}| = \sqrt{(p_n \omega_n L_1 i_{1qн})^2 + (R_1 i_{1qн} + E_n)^2},$$

где  $\omega_n$  — номинальная скорость двигателя;  $i_{1qн}$  — составляющая номинального тока двигателя по оси  $q$ ,  $i_{1qн} = I_{1н}$ ;  $E_n$  — номинальная ЭДС вращения,  $E_n = p_n \omega_n \Psi_f$ .

Составляющая тока  $i_{1qн}$  соответствии с формулой (5.3) связана с номинальным электромагнитным моментом равенством

$$M_n = \frac{3}{2} p_n i_{1qн} \Psi_f.$$

Поскольку потокосцепление от потока ротора с постоянными магнитами не может быть изменено, поддержание напряжения постоянным при увеличении скорости до значения, большего номинального, возможно только путем создания составляющей тока  $i_{1d}$ , отличной от нуля. Векторная диаграмма, соответствующая выражению (7.7), показана на рис. 7.17, б. Вектор тока при этом сдвигается в сторону опережения и угол  $\delta > 90^\circ$ . Для конк-

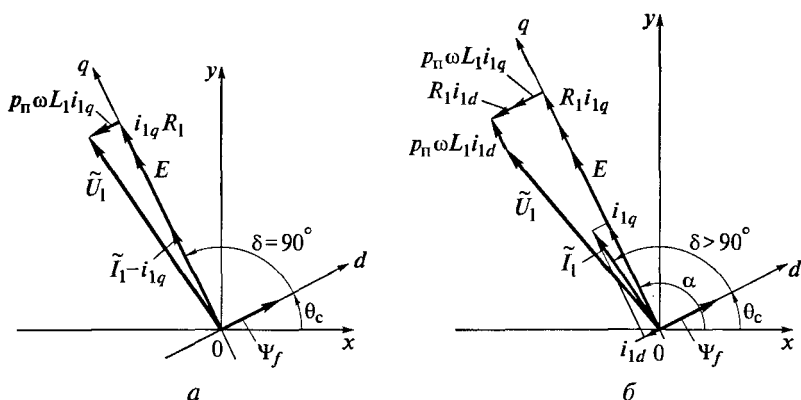


Рис. 7.17. Векторные диаграммы при двухзонном регулировании скорости привода с вентильным двигателем:

а — при  $i_{1d} = 0$ ; б — при  $i_{1d} < 0$

ретного режима значение  $i_{1d}$  может быть найдено в результате решения нелинейного уравнения

$$\sqrt{(R_1 i_{1d} - p_n \omega L_1 i_{1q})^2 + (R_1 i_{1q} + p_n \omega L_1 i_{1d} + E)^2} = U_{1н}. \quad (7.8)$$

Ток  $i_{1q}$  определяется моментом нагрузки, а ЭДС  $E$  — скоростью  $\omega > \omega_n$ . При этом надо иметь в виду, что в установившемся режиме должно выполняться условие  $I_1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \leq I_{1н}$ . Это накладывает ограничение на значение длительно допустимого момента.

Функциональная схема системы двухзонного регулирования скорости с вентильным двигателем представлена на рис. 7.18. Так же, как на рис. 7.14, обмотки статора двигателя питаются от преобразователя частоты с автономным инвертором, управляемым током. Отличие состоит в форме представления переменных на входе преобразователя и на выходе обратных связей по току статора: эти величины представлены не в ортогональной, а в полярной системе координат. Соответственно во входной ступени преобразователя ПКП осуществляется прямое преобразование переменных из полярной системы координат в неподвижную систему координат  $x—y$ , а выходной ступени преобразователя ПКО — обратное преобразование из неподвижной системы координат  $x—y$  в полярную. В полярной системе координат вектор тока представляется в виде модуля вектора  $|\tilde{I}_1|$  и угла его поворота  $\alpha$  относительно неподвижной системы координат (см. рис. 7.17, б). Эти преобразования обозначены на схеме как П—О и О—П.

Система управления выполнена как двухконтурная с контурами регулирования момента и скорости. Выходной сигнал  $I_1^*$  регулятора момента РМ воздействует на входы блоков abs и sgn, первый из которых представляет собой блок выделения модуля вектора тока, а второй — идеальное реле. Его выходная величина равна  $\pm 1$ , если  $|\tilde{I}_1^*| > 0$ , равна  $-1$ , если  $|\tilde{I}_1^*| < 0$ , и равна нулю при

$|\tilde{I}_1^*| = 0$ . В схеме предусмотрен функциональный преобразователь ФП, характеристика которого представляет собой зависимость  $|\delta| = f(\omega)$ . После умножения на выходной сигнал блока sgn угол  $\delta$  приобретает знак сигнала на выходе РМ и суммируется с сигналом  $\theta_c$  датчика положения ротора, представляющим собой угол поворота ротора и связанного с ним вектора  $\tilde{\Psi}_f$  в электрическом пространстве. Результатом суммирования является непрерывно изменяющийся во времени угол поворота вектора тока относительно неподвижной системы координат. При работе на скорости, не превышающей номинального значения, сигнал на выходе ФП

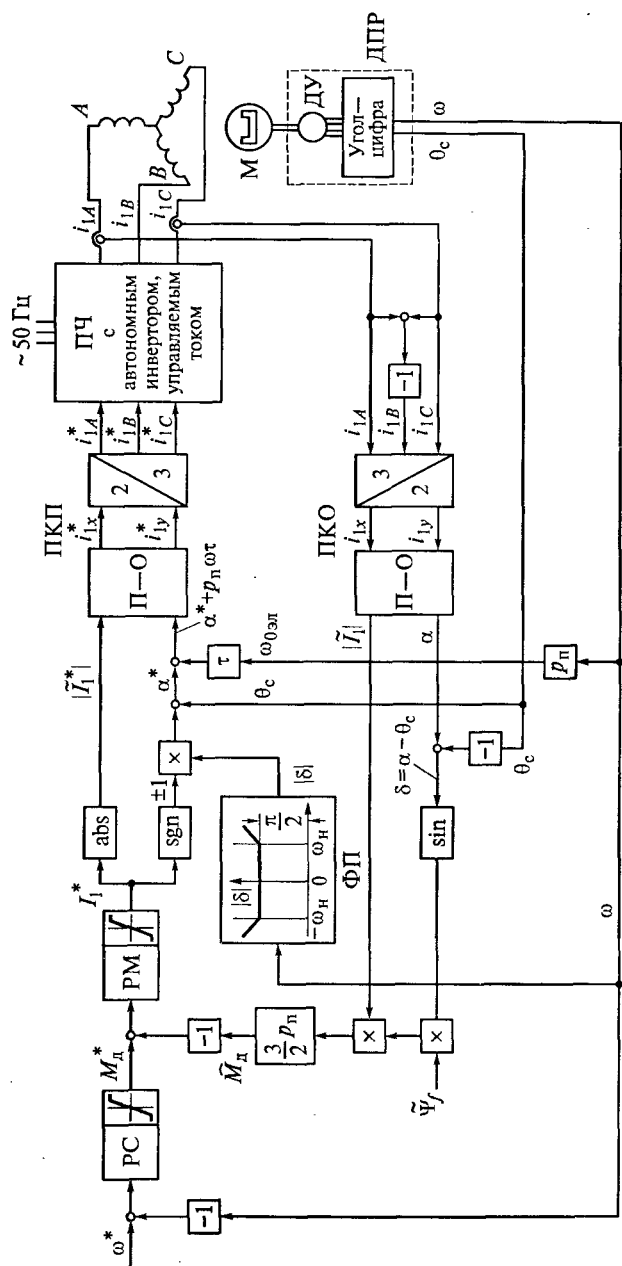


Рис. 7.18. Система двухзонного регулирования скорости с вентиляльным двигателем

соответствует  $|\delta| = 90^\circ$ , чем обеспечивается равенство нулю составляющей тока  $i_{1d}$ . При  $\omega > \omega_n$  задание угла  $|\delta|$  растет, что приводит к появлению отрицательной составляющей тока  $i_{1d}$  (см. рис. 7.17, б).

Для компенсации запаздывания в преобразователе частоты, проявляющегося в отставании синусоид фазных напряжений от соответствующих сигналов задания, к углу  $\alpha^*$  добавляется опережающий угол  $p_n \omega t$ , зависящий от частоты напряжения на выходе инвертора, т. е. в синхронной машине — от скорости двигателя, и времени запаздывания.

В блоке П—О преобразователя координат прямого канала выполняется расчет составляющих тока статора в неподвижной системе координат:

$$i_{1x}^* = |\tilde{I}_1^*| \cos(\alpha^* + p_n \omega t); \quad i_{1y}^* = |\tilde{I}_1^*| \sin(\alpha^* + p_n \omega t).$$

В блоке О—П в цепи обратной связи на основании измеренных значений  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$  определяются истинное значение модуля вектора тока и угол поворота вектора относительно неподвижной системы координат:

$$|\tilde{I}_1| = \sqrt{i_{1x}^2 + i_{1y}^2}; \quad \alpha = \arccos(i_{1x}/|\tilde{I}_1|).$$

Значение момента двигателя определяется как  $M_d = (3/2)p_n \Psi_f i_{1q}$  или с учетом того, что  $i_{1q} = |\tilde{I}_1| \cos(\alpha - \theta_c - 90^\circ) = |\tilde{I}_1| \sin(\alpha - \theta_c)$ :

$$\widehat{M}_d = (3/2)p_n \Psi_f |\tilde{I}_1| \sin(\alpha - \theta_c) = (3/2)p_n \Psi_f |\tilde{I}_1| \sin \delta,$$

где  $\Psi_f$  — потокосцепление, известная постоянная величина.

Регуляторы РМ и РС имеют ограничения выходного сигнала. Первое из них задает предельное значение динамического тока статора в переходных режимах, а второе — ограничение момента двигателя на допустимом значении.



**ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ В ПРИВОДАХ  
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

**8.1. Расчет переходного процесса при пуске  
электропривода с асинхронным двигателем  
прямым включением двигателя в сеть**

В качестве иллюстрации использования структурной схемы асинхронного двигателя (см. рис. 2.2) приведем результаты расчета пуска синхронного двигателя на идеальном холостом ходу от нуля до скорости 157 рад/с при ступенчатом задании частоты  $\omega_{0эл} = 314$  рад/с и  $U_1 = u_{1α} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311$  В ( $u_{1β} = 0$ ).

В этом и ряде следующих примеров для расчетов выбран асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором мощностью  $P_n = 1,1$  кВт. Номинальные фазное напряжение и ток якоря (эффективные значения):  $U_{1н} = 220$  В;  $I_{1н} = 2,73$  А; номинальная частота напряжения питания  $f = 50$  Гц ( $\omega_{0эл,н} = 314$  рад/с); число пар полюсов  $p_n = 2$  (синхронная скорость  $n_{0н} = 1500$  об/мин; угловая синхронная скорость  $\omega_0 = 157$  рад/с). Момент инерции двигателя  $J = 0,0026$  кг·м<sup>2</sup>. При дальнейших расчетах принято, что суммарный момент инерции двигателя и исполнительного органа составляет  $J = J_d + J_{и.о} = 0,026$  кг·м<sup>2</sup>. Заданные в каталожных данных параметры схемы замещения в относительных единицах: активные сопротивления фазы статора и ротора:  $\bar{R}_1 = 0,118$ ;  $\bar{R}_2 = 0,07$ ; индуктивное сопротивление намагничивающего контура  $\bar{x}_m = 1,74$ ; индуктивные сопротивления рассеяния статора и ротора соответственно:  $\bar{x}_{1σ} = 0,144$ ;  $\bar{x}_{2σ} = 0,113$ . Для перехода к абсолютным единицам эти значения надо умножить на базовое сопротивление  $Z_6 = U_{1н}/I_{1н} = 220/2,73 = 80,59$  Ом. В результате  $R_1 = 9,50$  Ом;  $R_2 = 5,64$  Ом;  $x_m = 140,4$  Ом;  $x_{1σ} = 11,6$  Ом;  $x_{2σ} = 9,1$  Ом;  $x_1 = 152$  Ом;  $x_2 = 149,5$  Ом. Индуктивные сопротивления рассчитаны при номинальной частоте. Поэтому для определения индуктивностей надо значения индуктивных сопротивлений поделить на значение номинальной угловой частоты  $\omega_{0эл,н}$ , после чего будет получено:  $L_m = 0,447$  Гн;  $L_{1σ} = 0,037$  Гн;  $L_{2σ} = 0,029$  Гн;  $L_1 = L_m + L_{1σ} = 0,484$  Гн;  $L_2 = L_m + L_{2σ} = 0,476$  Гн.

Постоянная времени фазы обмотки статора  $T_1 = L_1/R_1 = 0,0509$  с; постоянная времени фазы обмотки ротора  $T_2 = L_2/R_2 = 0,0844$  с. Коэффициент рассеяния машины  $\sigma = 1 - k_1k_2 = 0,133$  ( $k_1 = L_m/L_1 = 0,923$ ;  $k_2 = L_m/L_2 = 0,939$ ).

На рис. 8.1 приведены результаты расчета, выполненного в среде MATLAB Simulink по структурной схеме, представленной на рис. 2.2. На рисунке представлены два переходных процесса. Первый — это пуск привода при прямом включении двигателя на напряжение питания. До начала этого процесса все переменные были равны нулю, т. е. существовали нулевые начальные условия. В момент времени  $t = 1$  с скачком был наброшен момент нагрузки  $M_c = 4$  Н·м, что явилось причиной второго переходного процесса. К моменту его начала скорость двигателя, токи и потокосцепления уже достигли своих установившихся значений, которые определили ненулевые начальные условия для этого второго процесса. В этом случае их отдельное определение не потребовалось, так как оба процесса рассчитывались в рамках одной задачи и начальные условия для второго процесса были определены автоматически.

Если бы расчет второго процесса представлял собой самостоятельную отдельную задачу, то ненулевые начальные условия, существовавшие до его начала, должны были рассчитываться. Для этого надо, чтобы были известны: начальное напряжение на статоре, круговая частота этого напряжения и начальное значение круговой частоты роторной ЭДС. Последняя величина может быть определена по механической характеристике двигателя для значения момента нагрузки, существовавшего до его увеличения (в данном примере начальная частота роторной ЭДС была  $\omega_{p,нач} = 0$ ).

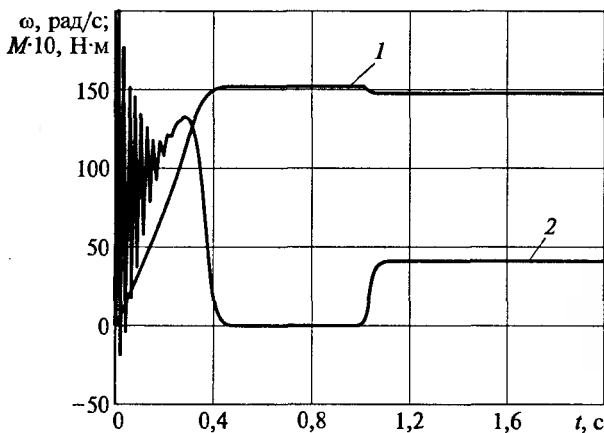


Рис. 8.1. Расчетные переходные процессы в электроприводе с асинхронным двигателем при прямом пуске и набросе момента нагрузки:

1 — кривая скорости; 2 — кривая момента

результатом расчета должны явиться начальные значения потоко- сцеплений статора и ротора. Их удобно определить путем реше- ния матричного уравнения, записанного на основании первых четырех равенств системы уравнений (2.22) при  $p = 0$  в виде:

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{u}; \quad (8.1)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1/(\sigma T_1) & -\omega_{0эл} & -k_2/(\sigma T_1) & 0 \\ \omega_{0эл} & 1/(\sigma T_1) & 0 & -k_2/(\sigma T_1) \\ -k_1/(\sigma T_2) & 0 & 1/(\sigma T_2) & -\omega_p \\ 0 & -k_1/(\sigma T_2) & \omega_p & 1/(\sigma T_2) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} U_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Матрица-столбец начальных значений потоко- сцеплений рассчиты- вается через обратную матрицу коэффициентов  $\mathbf{A}^{-1}$ :

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{u}.$$

В примере начальные значения потоко- сцеплений перед мо- ментом времени  $t = 1$  с при  $\omega_p = 0$  получаются:  $\psi_{1\alpha\text{нач}} = 0,062$ ;  $\psi_{1\beta\text{нач}} = -0,986$ ;  $\psi_{2\alpha\text{нач}} = 0,057$ ;  $\psi_{2\beta\text{нач}} = -0,91$  Вб. При необходимости ре- делить токи, это можно сделать, воспользо- вавшись пятым— шестым равенствами из системы уравнений (2.22).

## 8.2. Расчет реакции электропривода синхронным двигателем на изменение момента нагрузки

Для пояснения особенностей работы электропривода с синх- ронным двигателем ниже приводятся результаты расчета несколь- ких переходных процессов, выполненных в среде MATLAB Simulink структурной схеме, представленной на рис. 3.5.

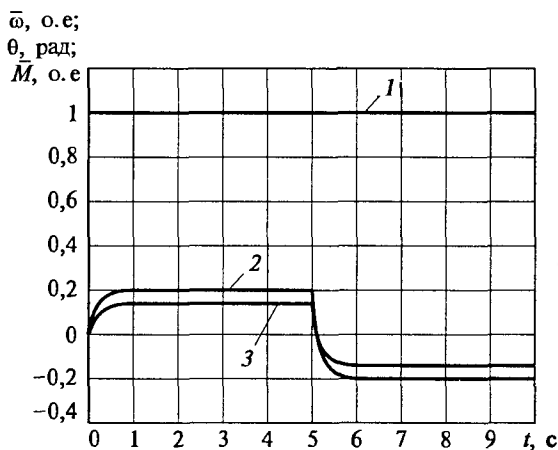
Расчеты выполнены для привода с двигателем, имеющим сле- дующие параметры<sup>1</sup>:

$$\sigma = 0,01; \quad \bar{x}_d = 2; \quad \bar{x}_q = 0,83; \quad 1 - \sigma_f = 0,87; \quad \mu_D = 0,86; \quad 1 - \sigma_q = 0,77; \\ \mu_f = 0,9; \quad 1 - \sigma_D = 0,89; \quad T_D = 0,13; \quad T_Q = 0,08; \quad T_f = 1,64; \quad T_M = 1 \text{ с}.$$

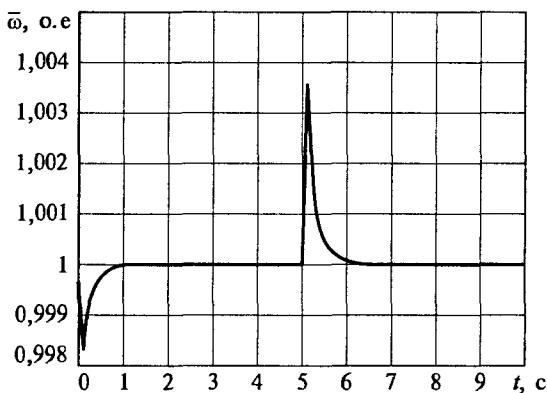
<sup>1</sup> Параметры синхронной машины МСС-82-4 мощностью 100 кВт предостав- лены автору проф. Л. Н. Токаревым.

За исходный принят режим идеального холостого хода при  $\bar{U}_{1\text{нач}} = 1$ ;  $\bar{\omega}_0\text{нач} = 1$ ;  $\bar{u}_{\text{в.нач}} = 1,5$ ;  $\bar{M}_{\text{с.нач}} = 0$ ;  $\theta_{\text{нач}} = 0$ . Расчет по приведенной в подразд. 3.3 матрице дает значения потокосцеплений:  $\bar{\Psi}_{1d\text{нач}} = 1$ ;  $\bar{\Psi}_{1q\text{нач}} = 0$ ;  $\bar{\Psi}_{f\text{нач}} = 1,065$ ;  $\bar{\Psi}_{D\text{нач}} = 0,9$ ;  $\bar{\Psi}_{Q\text{нач}} = 0$ .

Результаты расчетов переходных процессов в электроприводе, приведенные в виде осциллограмм (рис. 8.2, а), показывают реакцию привода на изменение момента нагрузки от нуля до значе-



а



б

Рис. 8.2. Реакция электропривода с синхронным двигателем на изменение нагрузки при  $\bar{M}_c < \bar{M}_{\text{max}}$ :

а — кривые скорости, электромагнитного момента, угла нагрузки: 1 — скорость; 2 — электромагнитный момент; 3 — угол нагрузки; б — мгновенное значение скорости двигателя в переходных режимах

ния, меньшего предельно допустимого, т. е. при  $\theta < \theta_{\max}$ . Определенное по выражению (3.10) значение предельного угла нагрузки равно  $\theta_{\max} = 1,059$  рад, чему при расчете по формуле (3.8) при  $\theta = \theta_{\max}$  соответствует максимальный момент двигателя  $\bar{M}_{д\max} = 0,955$ . При  $t = 0$  к двигателю через апериодическое звено с постоянной времени  $0,2$  с приложен момент нагрузки  $\bar{M}_c = 0,2$ , в результате чего угол нагрузки увеличился от нуля до значения  $0,1417$  рад.

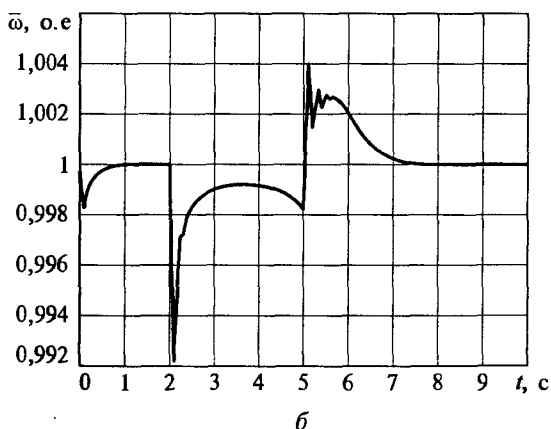
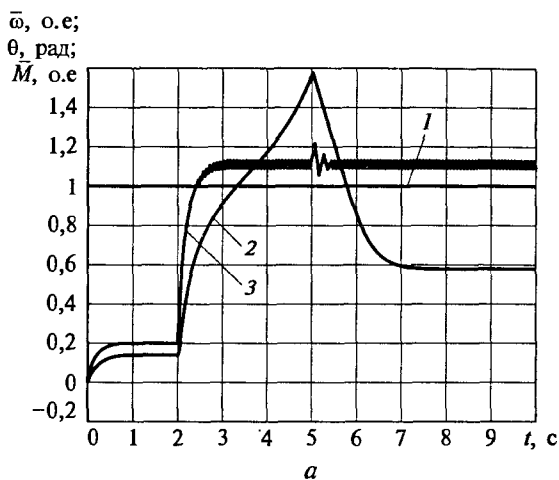


Рис. 8.3. Реакция привода с синхронным двигателем на изменение нагрузки при  $\bar{M}_c > \bar{M}_{\max}$ :

*a* — кривые скорости, угла нагрузки, момента: 1 — скорость; 2 — угол нагрузки; 3 — электромагнитный момент; *б* — мгновенные значения скорости двигателя в увеличенном масштабе

Двигатель работает в двигательном режиме. Положительному значению угла  $\theta$  соответствует отставание пространственного вектора потокосцепления возбуждения  $\vec{\Psi}_f$  от вектора потокосцепления статора  $\vec{\Psi}_1$  (см. рис. 3.2). При  $t = 5$  с изменен знак активного момента нагрузки. Двигатель перешел в генераторный режим при отрицательном значении угла нагрузки, чему соответствует опережение вектором потокосцепления ротора вектора потокосцепления статора. На рис. 8.2, б в увеличенном масштабе показано изменение мгновенного значения скорости двигателя в переходных режимах.

На рис. 8.3, а показана реакция привода, работающего при напряжении возбуждения  $\bar{u}_b = 1,5$  и моменте нагрузки  $M_c = 0,2$ , на ступенчатое увеличение нагрузки до  $\bar{M}_c = 1,1$  в момент времени  $t = 2$  с. Такой момент нагрузки превышает предельно допустимое значение при данном токе возбуждения. Увеличение нагрузки привело к выпадению двигателя из синхронизма, что видно по тому, как резко возрастает угол нагрузки, а также по характеру изменения скорости, показанному в увеличенном масштабе на рис. 8.3, б. Для восстановления синхронного режима в момент времени  $t = 5$  с напряжение на обмотке возбуждения повышено до  $\bar{u}_b = 3$ . При этом предельно допустимое значение момента равно  $\bar{M}_{д. max} = 1,636$ , а предельное значение угла нагрузки  $\theta_{max} = 1,21$  рад. Двигатель втянулся в синхронизм при угле нагрузки  $\theta = 0,568$  рад.

Из рис. 8.3, б видно, что после окончания переходных процессов двигатель снова работает на синхронной скорости.

### **8.3. Сравнение механических характеристик электропривода с асинхронным двигателем, рассчитанных на основании Т-образной и Г-образной схем замещения**

На основании расчета механических характеристик электропривода с асинхронным двигателем мощностью 1,1 кВт и разомкнутой системой управления по Т-образной и Г-образной схемам замещения оценивается погрешность от вынесения намагничивающего контура на вход схемы. Необходимые для расчета параметры двигателя приведены в подразд. 8.1.

Для этого по формулам (2.2) и (6.2) при заданных значениях частоты в относительных единицах и соответствующих им значениях напряжения в вольтах рассчитываются значения электромагнитного момента  $M_d$  в ньютон-метрах для ряда значений относительной роторной частоты  $\bar{\omega}_r$ . Расчет производится для двигатель-

## Расчет механической характеристики по формуле (2.2)

при  $U_1 = 220 \text{ В}$ ;  $\bar{\omega}_0 = 1$ 

Величина	Размерность	Значение									
		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	1,0
$\bar{\omega}_p$	о. е.	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	1,0
$M$	Н·м	0	9,69	12,8	12,99	12,2	11,22	10,25	9,37	8,6	7,34
$\omega$	рад/с	157	141,3	125,6	109,9	94,2	78,5	62,8	44,7	31,4	0
$n$	об/мин	1500	1349	1139	1049	899	750	600	450	300	150

ного режима. Поэтому диапазон изменения частоты роторной ЭДС лежит в пределах  $0 \leq \bar{\omega}_p \leq \bar{\omega}_0$ . При ряде значений относительной частоты роторной ЭДС и соответствующих им значениях момента двигателя по формуле  $\omega = \omega_{0\text{эл.н}} (\bar{\omega}_0 - \bar{\omega}_p) / p_n$  определяется угловая скорость двигателя, рад/с. Номинальная угловая частота, рад/с, связана с номинальной частотой, Гц, выражением  $\omega_{0\text{эл.н}} = 2\pi f_n$ . При необходимости оперировать со скоростью двигателя, об/мин, пересчет должен выполняться по формуле  $n = 30 \omega / \pi$ . Расчет выполнен для четырех значений частоты  $\bar{\omega}_0 = 1; 0,7; 0,4$  и  $0,1$  ( $\omega_0 = 314; 220; 125,6$  и  $31,4$  рад/с) при изменении напряжения пропорцио-

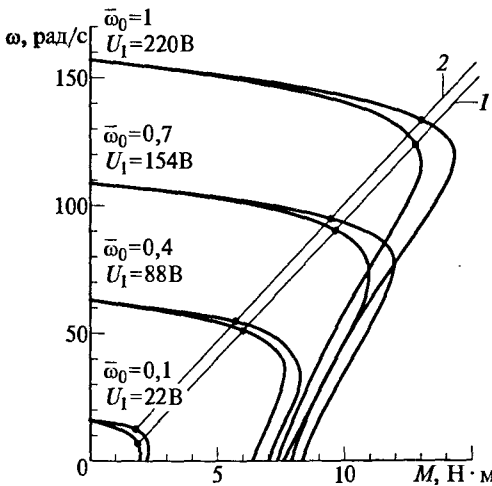


Рис. 8.4. Механические характеристики асинхронного двигателя при расчете по схемам замещения:

1 — Т-образной; 2 — Г-образной

нально частоте  $U_1 / \bar{\omega}_0 = U_{1н} / \bar{\omega}_{0н}$  ( $U_{1н} = 220$  В;  $\bar{\omega}_{0н} = 1$ ). Результаты расчета для Т-образной схемы замещения при  $U_1 = U_{1н} = 220$  В;  $\bar{\omega}_0 = 1$  приведены в виде табл. 8.1, полностью результаты расчета представлены в виде графиков на рис. 8.4.

Как видно (см. рис. 8.4), при переходе от Т-образной к Г-образной схеме замещения погрешность в определении критического значения относительной роторной частоты невелика. Погрешность в определении критического момента составляет около 10 % на номинальной частоте и возрастает до 20 % при уменьшении частоты в 10 раз.

Обратим также внимание на то, что для рассматриваемого двигателя с номинальной мощностью 1,1 кВт изменение напряжения на статоре пропорционально частоте не обеспечивает постоянства критического момента, как это и было показано в подразд. 6.2.

#### **8.4. Расчет механических характеристик электропривода с асинхронным двигателем и разомкнутой системой регулирования при поддержании постоянства критического момента**

Рассчитываются механические характеристики электропривода с асинхронным двигателем мощностью 1,1 кВт и разомкнутой системой управления при законе частотного управления  $E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$  и зависимости потокосцеплений статора и ротора от нагрузки в установившемся режиме. Необходимые для расчета параметры двигателя приведены в подразд. 8.1. Кроме того, учтено влияние нагрева обмоток на их сопротивление и принято, что  $R_1 = 1,23 \cdot 9,5 = 11,68$  Ом;  $R_2 = 1,23 \cdot 5,64 = 6,94$  Ом.

Соотношение  $E_a / \bar{\omega}_0$  определяется исходя из номинального режима двигателя:  $E_{a.н} = U_{1н} - I_{1н} R_1 = 220 - 2,73 \cdot 11,68 = 188,1$  В. Поскольку в номинальном режиме  $\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_{0н} = 1$ , то  $E_a / \bar{\omega}_0 = E_{a.н} / \bar{\omega}_{0н} = 188,1$  В.

Действующее значение потокосцепления статора определяется в соответствии с выражением (6.12) как  $\Psi_1 = 188,1 / (1 \cdot 314) = 0,599$  Вб. Момент двигателя в зависимости от  $\bar{\omega}_p$  рассчитывается по формуле (6.9), потокосцепление ротора — по формуле (6.13). Формула для тока статора определена из двух последних выражений (6.11):

$$I_1 = \omega_{0 \text{ эл.н}} (\Psi_1 x_2 - \Psi_2 x_m) / (x_1 x_2 \sigma). \quad (8.2)$$



## Расчет статических характеристик

при  $E_a/\bar{\omega}_p = 188,1 \text{ В} = \text{const}$ 

Величина	Размерность	Значение									
		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	1,0
$\bar{\omega}_p$	о.е.	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	1,0
$M$	Н·м	0	7,67	12,49	14,32	14,35	13,59	12,59	11,56	10,61	9,01
$\omega$	рад/с	157	141,3	125,6	109,9	94,2	78,5	62,8	47,1	31,4	0
$\Psi_2$	Вб	0,55	0,53	0,48	0,42	0,36	0,35	0,28	0,25	0,22	0,183
$I_1$	А	1,28	1,57	2,3	3,17	4,05	4,63	5,22	5,66	6,09	6,63

Результаты расчета сведены в табл. 8.2 и представлены на рис. 8.5, а в виде графических характеристик. Значения скорости в таблице рассчитаны при номинальной частоте:  $\omega = \omega_{0\text{эл.н}} (\bar{\omega}_{0\text{н}} - \bar{\omega}_p) / p_{\text{п}} = \omega_{0\text{эл.н}} (1 - \bar{\omega}_p) / p_{\text{п}}$  при  $\omega_{0\text{эл.н}} = 314 \text{ рад/с}$ .

Как следует из выражения (6.9), при рассматриваемом законе частотного регулирования момент двигателя зависит только от значения роторной ЭДС  $\bar{\omega}_p$ . Это означает, что частота напряжения питания  $\bar{\omega}_0$  определяет только положение механических характеристик по высоте относительно оси абсцисс (см. рис. 8.5, а).

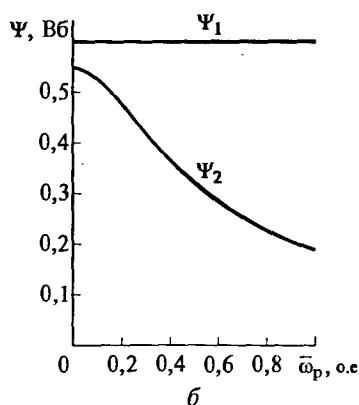
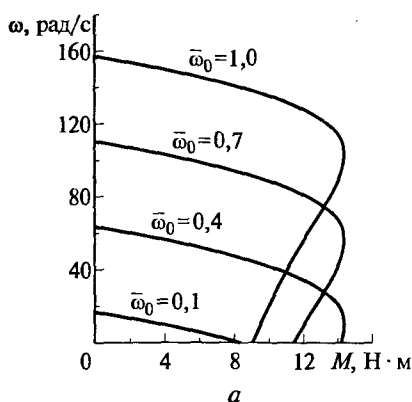


Рис. 8.5. Механические характеристики (а) и зависимости потоков сцеплений статора и ротора от относительной роторной частоты (б)

На рис. 8.5, б показаны зависимости потокосцеплений статора и ротора от частоты роторной ЭДС (нагрузки двигателя), рассчитанные по формулам (6.12) и (6.13).

## 8.5. Оценка влияния переключения векторов напряжения на статоре на значения потокосцепления статора и момента асинхронного двигателя при прямом управлении моментом

При качественном рассмотрении влияния переключений векторов напряжения на значения потокосцепления и момента двигателя будем оценивать результат переключения через некоторое время  $\Delta t$  после того, как переключение произошло. Для удобства используем приведенные в табл. 4.2 значения напряжения, нормированные относительно напряжения в звене постоянного тока  $U_d$ . Будем считать, что значения потокосцепления также нормируются относительно базового значения потокосцепления, принятого равным  $\Psi_6 = U_6 T_6$  при значении базовой постоянной времени  $T_6 = 1$  с. Тогда, если вектор потокосцепления в относительных

единицах до переключения был  $\bar{\Psi}_{1нач} = \bar{\Psi}_{1хнач} + j\bar{\Psi}_{1унач}$ , то после переключения и приложения вектора напряжения статора  $\bar{U}_1 = \bar{u}_{1x} + j\bar{u}_{1y}$ , проекции вектора потокосцепления могут быть определены по равенствам:

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_{1x} &= \bar{\Psi}_{1хнач} + \bar{u}_{1x}\Delta t; \\ \bar{\Psi}_{1y} &= \bar{\Psi}_{1унач} + \bar{u}_{1y}\Delta t,\end{aligned}\tag{8.3}$$

где  $\bar{u}_{1x}$  и  $\bar{u}_{1y}$  могут принимать значения 0,5; -0,5; 0,866; -0,866 и 0.

Будем считать, что двигатель вращается против часовой стрелки. Пусть, как показано на рис. 6.14, в начальный момент времени вектор  $\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_{1нач}$ , модуль которого принят равным единице, расположен в секторе  $\alpha(1)$  и повернут на угол  $\theta_{1нач} = 15^\circ$  относительно оси  $x$ , т. е.

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_{1хнач} &= \left| \bar{\Psi}_{1нач} \right| \cos \theta_{1нач} = 1 \cdot \cos 15^\circ \approx 0,97; \\ \bar{\Psi}_{1унач} &= \left| \bar{\Psi}_{1нач} \right| \sin \theta_{1нач} = 1 \cdot \sin 15^\circ \approx 0,26.\end{aligned}$$

**Реакция вектора потокоцепления статора на переключение векторов напряжения**

Приложенный вектор	$\bar{u}_{1x}$	$\bar{u}_{1y}$	Конечные значения				Вывод	
			$\bar{\Psi}_{1\text{хкон}}$	$\bar{\Psi}_{1\text{укон}}$	$ \bar{\Psi}_{1\text{кон}} $	$\theta_{\text{кон}}, ^\circ$	Модуль вектора потокоцепления	Поворот вектора потокоцепления
$\bar{U}_{1-2}$	0,5	0,866	1,02	0,346	1,077	18,7	Увеличился	По направлению вращения
$\bar{U}_{1-3}$	-0,5	0,866	0,92	0,346	0,983	20,6	Уменьшился	По направлению вращения
$\bar{U}_{1-5}$	-0,5	-0,866	0,92	0,173	0,936	10,6-5	Уменьшился	Против направления вращения
$\bar{U}_{1-6}$	0,5	-0,866	1,02	0,173	1,035	9,6	Увеличился	Против направления вращения

Если в момент времени  $t_0$  будет применен вектор  $\bar{U}_{1-2}$ , т. е. будут замкнуты ключи 1—2—3 (см. табл. 4.2 и нумерацию ключей на рис. 4.7, а), то через  $\Delta t = 0,1\text{с}$  (для наглядности  $\Delta t$  принято многократно большим, чем реальный шаг расчета) в соответствии с формулой (8.3) конечные значения проекций вектора потокоцепления станут:

$$\bar{\Psi}_{1\text{хкон}} = 0,97 + 0,5 \cdot 0,1 = 1,02;$$

$$\bar{\Psi}_{1\text{укон}} = 0,26 + 0,866 \cdot 0,1 = 0,346.$$

Модуль вектора стал равным  $|\bar{\Psi}_{1\text{кон}}| = \sqrt{(1,02^2 + 0,346^2)} = 1,077$ , т. е. возрос. Новое значение угла поворота вектора потокоцепления относительно оси  $x$  увеличилось до значения  $\theta_1 = \text{arctg}(\bar{\Psi}_{1y}/\bar{\Psi}_{1x}) = \text{arctg}(0,346/1,02) = 18,7^\circ > \theta_{\text{нач}}$ .

Таким образом, приложение вектора  $\bar{U}_{1-2}$  привело к увеличению модуля вектора потокоцепления статора и повороту век-

тора против часовой стрелки, т. е. по направлению вращения двигателя.

Аналогичным образом может быть проанализирована реакция потокосцепления статора на приложение векторов напряжения  $\vec{U}_{1-3}$ ,  $\vec{U}_{1-5}$  и  $\vec{U}_{1-6}$ . Результаты этого анализа приведены в табл. 8.3 и отражены на рис. 6.14.

## 8.6. Расчет динамики замкнутой по скорости системы регулирования электропривода с асинхронным двигателем при поддержании постоянства потокосцепления статора

Система регулирования скорости электропривода с асинхронным двигателем и поддержанием постоянства потокосцепления статора показана на рис. 7.3. Система нелинейна из-за нелинейности математического описания асинхронного двигателя и нелинейности зависимости напряжения от частоты, требуемой для обеспечения постоянства критического момента и, следовательно, постоянства потокосцепления статора (см. подразд. 7.1). Это вызывает затруднения при определении требуемых параметров регулятора скорости. Примем, что применяется пропорциональный регулятор скорости, и будем определять его коэффициент усиления исходя из математического описания системы, линеаризованного в ряде рабочих точек.

Начнем с линеаризации характеристик  $U_{1m} = f(\omega_{0эл})$ . Эти характеристики для двигателя, параметры которого приведены в разделе 8.1, показаны на рис. 8.6. Ограничим зону рассматриваемых частот на выходе инвертора пределами от 31,4 до 314 рад/с, а частоту роторной ЭДС будем рассматривать в пределах от 0 до  $0,16 \omega_{0эл}$  (0... 50,2 рад/с). Это соответствует рассмотрению диапазона регулирования скорости, равного десяти, и рабочей части механических характеристик. Для линеаризации в этой зоне характеристики с небольшой погрешностью заменены прямыми линиями. На них крайние точки выбранного диапазона обозначены буквами *A*, *B*, *C*, *D*. При такой линеаризации выражение для амплитуды напряжения можно представить в виде

$$U_{1m} = \alpha \omega_{0эл} + \beta \omega_p, \quad (8.4)$$

где  $\alpha \approx 0,88 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$ ;  $\beta \approx 1,05 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$  (см. рис. 8.6).

Желая получить передаточную функцию разомкнутой системы, надо разомкнуть обратную связь по скорости на входе регулятора РС в схеме рис. 7.3. Получившуюся при этом структуру можно рассматривать как включенные последовательно регулятор РС и

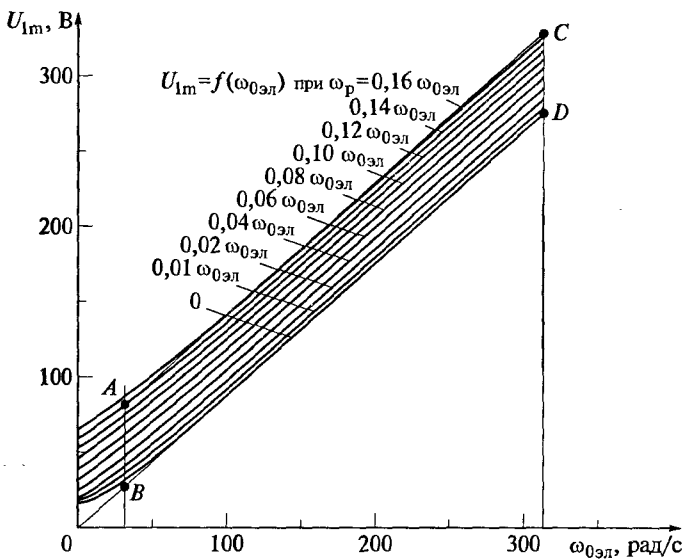


Рис. 8.6. Характеристики функционального преобразователя

объект регулирования с одним входом в виде напряжения, пропорционального роторной частоте  $u_{p.c} = k_{д.с} \omega_p$ , и одним выходом — скоростью двигателя. Если в настоящем примере принять для упрощения, что  $k_{д.с} = 1$ , то входным сигналом объекта можно считать роторную частоту, а если положить и  $k_p = 1$ , то при расчете, можно использовать непосредственно данные с характеристик рис. 8.6. Такое допущение повлияет лишь на значение коэффициента регулятора скорости, которое будет получено в результате расчета, и не повлияет на частотные характеристики разомкнутой системы и характер переходных процессов в системе.

В качестве математического описания электромагнитных процессов в двигателе используем первые четыре выражения системы уравнений (2.22). Поскольку рассматривается скалярная система регулирования, положим в них  $u_{1\beta} = 0$ ,  $u_{1\alpha} = U_{1m}$ , заменив в соответствии с формулой (8.4)  $U_{1m}$  на  $\alpha \omega_{0эл} + \beta \omega_p$ . Угловую частоту напряжения питания выразим через скорость двигателя и частоту роторной ЭДС как  $\omega_{0эл} = p_n \omega + \omega_p$ . Тогда, сгруппировав слагаемые, содержащие  $\omega$  и  $\omega_p$ , получим выражения, в которые входят  $\omega_p$  как входной сигнал и  $\omega$  как выходная величина:

$$p\psi_{1\alpha} = -\frac{1}{\sigma T_1} \psi_{1\alpha} + (p_n \omega + \omega_p)(\psi_{1\beta} + \alpha) + \frac{k_2}{\sigma T_1} \psi_{2\alpha} + \beta \omega_p;$$

$$p\psi_{1\beta} = -(p_n \omega + \omega_p) \psi_{1\alpha} - \frac{1}{\sigma T_1} \psi_{1\beta} + \frac{k_2}{\sigma T_1} \psi_{2\beta};$$

$$p\Psi_{2\alpha} = \frac{k_1}{\sigma T_2} \Psi_{1\alpha} - \frac{1}{\sigma T_2} \Psi_{2\alpha} + \omega_p \Psi_{2\beta};$$

$$p\Psi_{2\beta} = \frac{k_1}{\sigma T_2} \Psi_{1\beta} - \omega_p \Psi_{2\alpha} - \frac{1}{\sigma T_2} \Psi_{2\beta}.$$

Рассматривая процессы при управляющем воздействии, в уравнении механики  $p\omega = (M_c - M_d)/J$  положим момент нагрузки  $M_c$  равным нулю. Для определения электромагнитного момента двигателя используем формулу (2.9). Тогда уравнение механики приобретет вид:

$$p\omega = k_m (\Psi_{1\beta} \Psi_{2\alpha} - \Psi_{1\alpha} \Psi_{2\beta}) / J;$$

$$k_m = (3/2) p_n k_1 / (\sigma L_2).$$

Для линеаризации полученных равенств перейдем к приращениям величин относительно их начальных значений в четырех крайних рабочих режимах, соответствующих расчетным точкам  $A, B, C, D$ , записав:

$$\Psi_{1\alpha} = \Psi_{1\alpha \text{нач}} + \Delta\Psi_{1\alpha}; \quad \Psi_{1\beta} = \Psi_{1\beta \text{нач}} + \Delta\Psi_{1\beta}; \quad \Psi_{2\alpha} = \Psi_{2\alpha \text{нач}} + \Delta\Psi_{2\alpha};$$

$$\Psi_{2\beta} = \Psi_{2\beta \text{нач}} + \Delta\Psi_{2\beta}; \quad \omega = \omega_{\text{нач}} + \Delta\omega; \quad \omega_p = \omega_{p, \text{нач}} + \Delta\omega_p.$$

Тогда описание объекта регулирования может быть представлено в матричной форме:

$$\dot{x} = Ax + Bu;$$

$$y = Cx.$$

При  $u = \omega_p$ ;  $y = \omega$ :

$$A = \begin{array}{c} \begin{array}{cccc|c} -(\sigma T_1)^{-1} & \omega_{0\text{эл.нач}} & k_2 (\sigma T_1)^{-1} & 0 & p_n (\Psi_{1\beta \text{нач}} + \alpha) \\ -\omega_{0\text{эл.нач}} & -(\sigma T_1)^{-1} & 0 & k_2 (\sigma T_1)^{-1} & -p_n \Psi_{1\alpha \text{нач}} \\ k_1 (\sigma T_2)^{-1} & 0 & -(\sigma T_2)^{-1} & \omega_{p, \text{нач}} & 0 \\ 0 & k_1 (\sigma T_2)^{-1} & -\omega_{p, \text{нач}} & -(\sigma T_2)^{-1} & 0 \\ \hline -k_m \Psi_{2\beta \text{нач}} / J & k_m \Psi_{2\alpha \text{нач}} / J & k_m \Psi_{1\beta \text{нач}} / J & -k_m \Psi_{1\alpha \text{нач}} / J & 0 \end{array} \\ \end{array};$$

$$\mathbf{x} = [\Delta\psi_{1\alpha} \Delta\psi_{1\beta} \Delta\psi_{2\alpha} \Delta\psi_{2\beta} \Delta\omega]^T;$$

$$\mathbf{B} = [\psi_{1\beta \text{нач}} + \alpha + \beta \quad -\psi_{1\alpha \text{нач}} \quad \psi_{2\beta \text{нач}} \quad -\psi_{2\alpha \text{нач}} \quad 0]^T;$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1],$$

Входящие в эти матрицы начальные значения частоты напряжения на выходе инвертора  $\omega_{0\text{эл.нач}} = 31,4$  и  $314$  рад/с и роторной частоты  $\omega_p = 0$  и  $50,2$  рад/с в разных сочетаниях соответствуют расчетным точкам *A*, *B*, *C*, *D*. Для определения начальных значений потокосцеплений нужно решить матричное уравнение для статического режима, полученное из рассмотренных матриц при  $p = 0$ :  $\mathbf{A}_{4 \times 4} \mathbf{x} = -\mathbf{B}_{4 \times 1} U_{1m}$ , или  $\mathbf{x} = -\mathbf{A}_{4 \times 4}^{-1} \mathbf{B}_{4 \times 1} U_{1m}$ . Здесь  $\mathbf{A}_{4 \times 4}$  — квадратная матрица, представляющая собой первые четыре столбца и четыре строки, выделенные в матрице *A*,  $\mathbf{B}_{4 \times 1} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ . Значе-

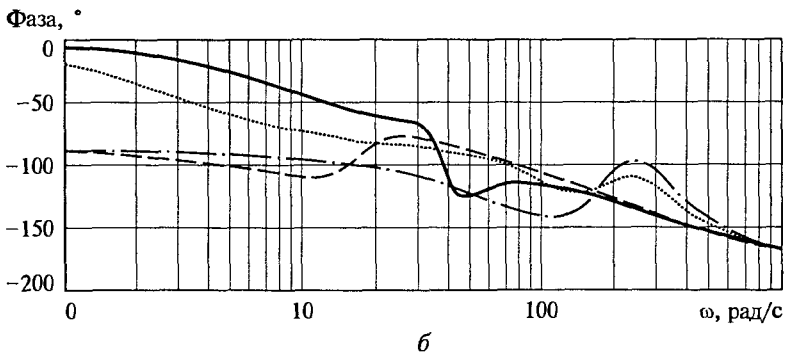
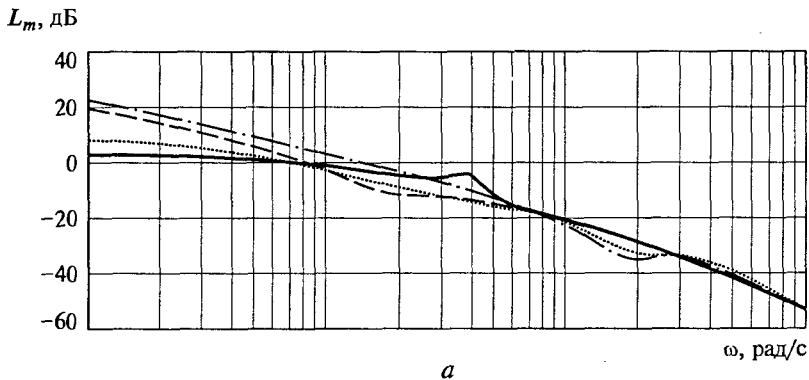


Рис. 8.7. ЛАЧХ объекта регулирования в расчетных точках:

*a* — амплитуда; *b* — фаза; ———— — т. *A*; - - - - - — т. *B*; ..... — т. *C*;  
 — · — · — т. *D*

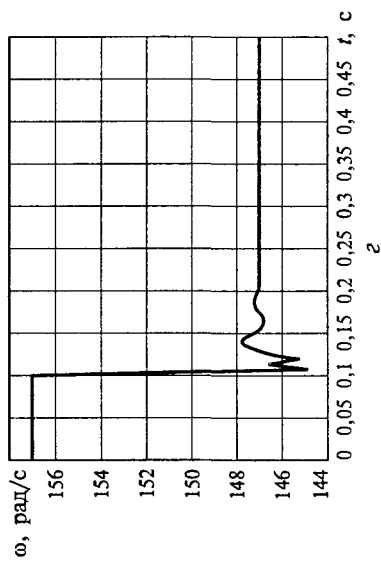
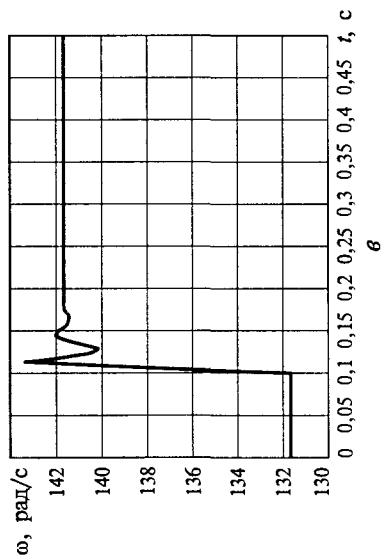
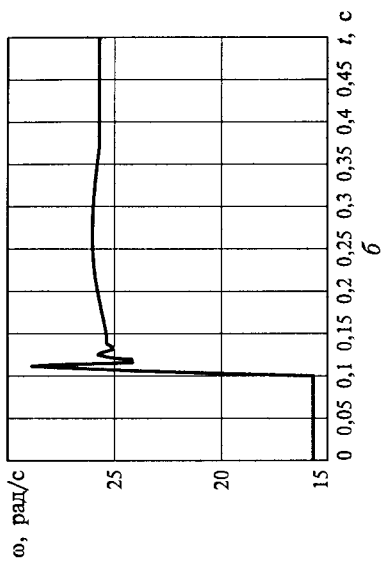
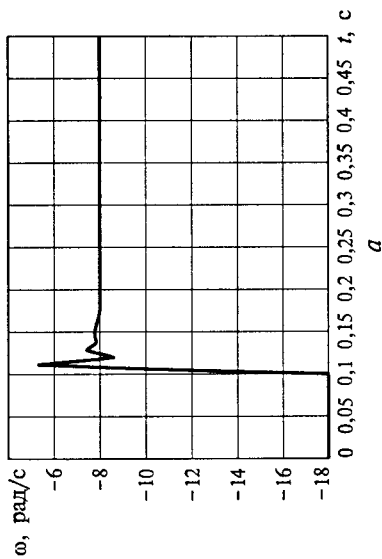


Рис. 8.8. Реакция электропривода на малое изменение сигнала задания в расчетных точках  $A$  (а),  $B$  (б),  $C$  (в),  $D$  (г)



ние напряжения  $U_{1m}$  в каждой расчетной точке рассчитывается по формуле (8.4). Неизменяемые элементы матриц рассчитываются через параметры двигателя, приведенные в подразд. 8.1.

Результаты расчетов представлены на рис. 8.7 в виде логарифмических частотных характеристик (ЛАЧХ) разомкнутой системы, построенных в среде MATLAB по приведенным выше матрицам **A**, **B** и **C**.

Если пренебречь инерционностью датчика скорости и преобразователя частоты, то, зная желаемый запас по фазе, эти характеристики можно непосредственно использовать для определения коэффициента регулятора скорости. Учитывая, что в реальной системе на выходе датчика может быть установлен фильтр, а преобразователь имеет запаздывание, обусловленное наличием ШИМ и не учтенное в математическом описании, будем исходить из требования несколько завышенного расчетного запаса по фазе и примем его равным  $70...75^\circ$ . Тогда коэффициент регулятора скорости можно сделать равным  $k_{p.c} = 7$  (при принятом  $k_{д.с} = 1$ ).

В среде MATLAB Simulink по нелинейной модели системы регулирования скорости (см. рис. 7.3), в основу которой положена структурная схема асинхронного двигателя (см. рис. 2.2) и нелинейные зависимости (см. рис. 8.6), рассчитана реакция привода на

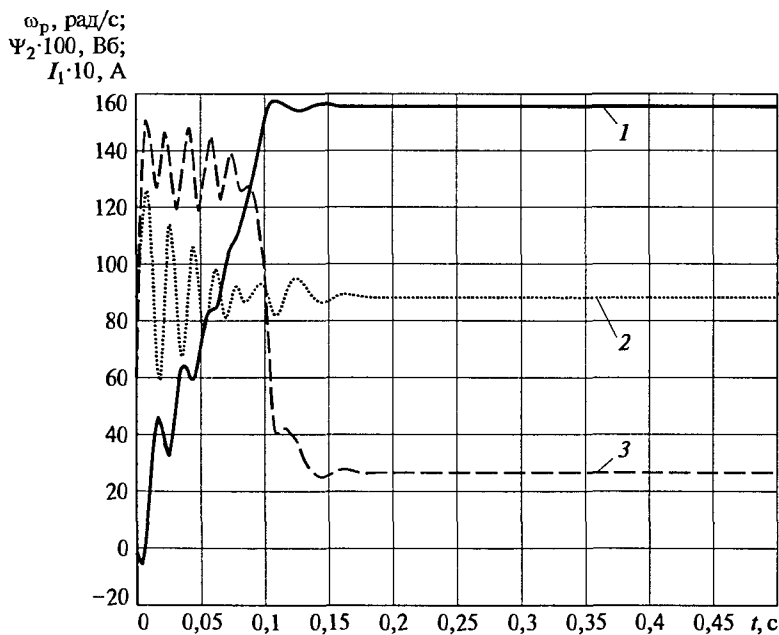


Рис. 8.9. Характеристики разгона двигателя до скорости, близкой к номинальной, при номинальном моменте нагрузки:

1 — скорость; 2 — потокосцепление ротора; 3 — ток статора

малое (10 В) ступенчатое приращение сигнала задания. Результаты, подтверждающие правильность выбора параметров регулятора скорости, приведены на рис. 8.8.

В электроприводе (см. рис. 7.3) предусмотрено ограничение сигнала задания роторной частоты на уровне предельно возможного значения  $\omega_{p\max} = \omega_{0эл\max} = 314$  рад/с. Разгон в замкнутой нелинейной системе демонстрирует рис. 8.9.

Отметим, что, как видно из рис. 8.9, рассматриваемая система, обеспечивая поддержание потокосцепления статора в установившемся режиме, не поддерживает его в переходном режиме.

## 8.7. Стандартные настройки контуров регулирования в приводах переменного тока

Сегодня многочисленные отечественные и зарубежные фирмы выпускают преобразователи для использования в электроприводах переменного тока с векторным управлением. Как следует из изложенного ранее (см. подразд. 7.4, 7.5), система управления приводом выполняется во вращающейся системе координат, где действуют сигналы постоянного тока [2], а векторное математическое описание двигателя переменного тока делает его подобным двигателю постоянного тока с независимым возбуждением. Это дает возможность строить приводы переменного тока с векторным управлением по принципам подчиненного регулирования и использовать в них стандартные настройки контуров, разработанные для приводов постоянного тока. В данном подразделе излагаются принципы стандартных настроек, которые далее используются в конкретных примерах.

Рассмотрим контур (рис. 8.10), включающий в себя объект регулирования с передаточной функцией  $W_0(p)$ , звено  $k_\mu / (T_\mu p + 1)$  с передаточным коэффициентом  $k_\mu$  и малой постоянной времени  $T_\mu$  и регулятор с передаточной функцией  $W_p(p)$ . Возмущающее воздействие  $\Delta z$  действует на вход объекта регулирования через звено с передаточным коэффициентом  $-k_z$ . Имея в виду, что коррек-

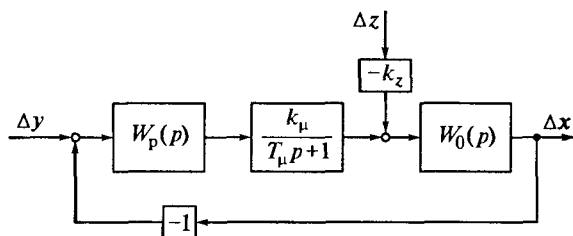


Рис. 8.10. Структура оптимизируемого контура

ция контура будет осуществляться путем придания определенных динамических свойств регулятору, отнесем объект регулирования и звено с малой постоянной времени к неизменяемой части системы. Тогда передаточная функция скорректированной разомкнутой системы будет иметь вид

$$W(p) = W_p(p)W_n(p),$$

где  $W_n(p)$  — передаточная функция неизменяемой части системы,  $W_n(p) = \frac{k_\mu}{T_\mu p + 1} W_0(p)$ .

Пусть объект представляет собой апериодическое звено с коэффициентом передачи  $k_0$  и постоянной времени  $T_0$ :

$$W_0(p) = k_0 / (T_0 p + 1).$$

Применим пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \beta_p (\tau_p p + 1) / \tau_p p,$$

где  $\beta_p$  — динамический коэффициент регулятора;  $\tau_p$  — постоянная времени интегрирующей части регулятора.

Получим передаточную функцию оптимизируемой разомкнутой системы в виде

$$W(p) = \beta_p \frac{\tau_p p + 1}{\tau_p p} \frac{k_\mu}{T_\mu p + 1} \frac{k_0}{T_0 p + 1}.$$

Если выбрать

$$\beta_p = T_0 / (2T_\mu k_0 k_\mu) \text{ и } \tau_p = T_0, \quad (8.5)$$

то передаточная функция скорректированной разомкнутой системы будет иметь вид

$$W(p) = 1 / [2T_\mu p (T_\mu p + 1)]. \quad (8.6)$$

Передаточная функция замкнутого контура по управляющему воздействию в соответствии с выражением  $W_3(p) = W(p) / [1 + W(p)]$  получится в виде

$$W_3(p) = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1}.$$

Таким образом, описанный выбор структуры и параметров регулятора приводят передаточную функцию замкнутого контура к передаточной функции звена второго порядка с постоянной времени, равной  $\sqrt{2}T_\mu$ , и коэффициентом демпфирования, равным  $\xi = 1/\sqrt{2} \approx 0,707$ . Следовательно, независимо от параметров объекта, характер переходного процесса в замкнутой системе, настроенной таким образом, будет одинаков, а длительность его будет однозначно определяться значением малой постоянной времени. Асимптотическая ЛАЧХ, соответствующая передаточной функции  $W(p)$  на рис. 8.11, *а* помечена цифрой 1. При ступенчатом управляющем воздействии величина на выходе контура в первый раз достигает установившегося значения через время  $4,7T_\mu$ ; перерегулирование составляет 4,3 % (рис. 8.11, *б*). Длительность переходного процесса не зависит от постоянной времени объекта  $T_0$  и определяется только малой постоянной времени  $T_\mu$ . Такой способ настройки контура называется настройкой на оптимум по модулю (ОМ). Наиболее простое объяснение этого термина состоит в том, что при настройке на ОМ стремятся в широкой полосе частот сделать модуль частотной характеристики замкнутого контура близким к единице.

Реализация настройки на ОМ возможна и при других передаточных функциях объекта. Если  $W_0(p) = k_0/(T_0p)$ , то должен быть использован пропорциональный регулятор с передаточным ко-

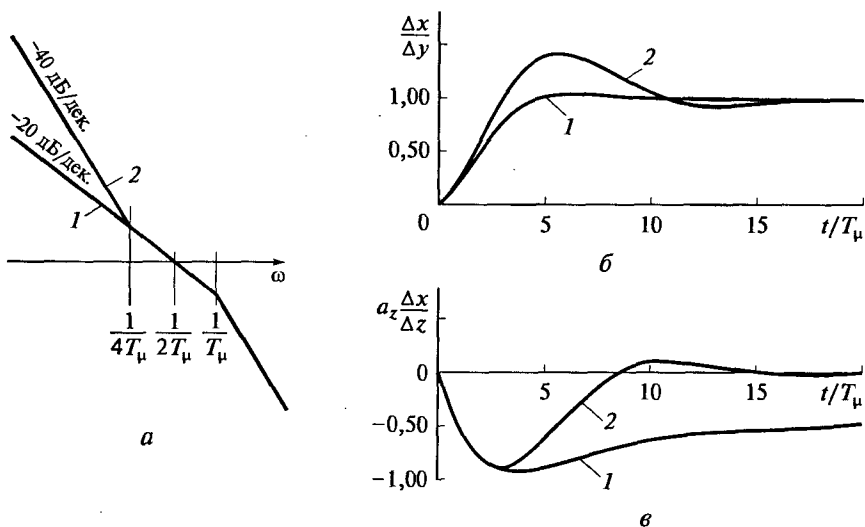


Рис. 8.11. Стандартные настройки контуров регулирования:

*а* — ЛАЧХ; *б* — реакция на скачок управляющего воздействия; *в* — реакция на скачок при возмущающем воздействии (обозначено  $a_z = T_0/(2T_\mu k_0 k_2)$ ); 1 — настройка на оптимум по модулю; 2 — настройка на симметричный оптимум

эффицентом  $k_p = T_0/(2T_\mu k_0 k_\mu)$ . При отсутствии в контуре большой постоянной времени, когда передаточная функция объекта представляет собой просто коэффициент  $W_0(p) = k_0$ , регулятор должен быть интегрирующим с передаточной функцией  $W_p(p) = \beta_p/p$  при  $\beta_p = 1/(2T_\mu k_0 k_\mu)$ .

Если объект содержит две больших постоянных времени  $T_0$  и  $T_{01}$ , т.е.  $W_0(p) = k_0/[(T_0 p + 1)(T_{01} p + 1)]$ , то настройка на оптимум по модулю может быть получена, если применить пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор с передаточной функцией

$$W_p(p) = \beta_p \frac{(\tau_{p1} p + 1)(\tau_{p2} p + 1)}{\tau_{p1} p}$$

При этом надо выбрать  $\beta_p$  по первой формуле из выражений (8.5) и принять  $\tau_{p1} = T_0$ ;  $\tau_{p2} = T_{01}$ .

Рассматривая реакцию системы при стандартной настройке на возмущающее воздействие, запишем передаточную функцию замкнутого контура по возмущению для случая, когда объект представляет собой аperiodическое звено:

$$\frac{\Delta x(p)}{\Delta z(p)} = -\frac{k_z k_0}{T_0 p + 1} \frac{1}{1 + W(p)}$$

где  $\Delta x(p)$  — выходная переменная контура;  $\Delta z(p)$  — возмущающее воздействие.

Подставив сюда  $W(p)$  из выражения (8.6) для передаточной функции контура, настроенного на ОМ, и умножив обе части равенства на  $T_0/(2T_\mu k_0 k_z)$  получим

$$\frac{xu(p)}{\Delta z(p)} \frac{T_0}{2T_\mu k_0 k_z} = \frac{T_0 p}{T_0 p + 1} \frac{T_\mu p + 1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}$$

При такой записи становится очевидным, что значение отклонения выходной величины в переходном процессе по возмущению определяется соотношением постоянных времени  $T_0$  и  $T_\mu$ , а статическая ошибка равна нулю, но длительность переходного процесса определяется значением постоянной времени объекта. На рис. 8.11, в показан вид реакции контура на ступенчатое возмущающее воздействие при  $T_0/T_\mu = 20$

Более быстрое сведение статической ошибки к нулю может быть достигнуто при второй стандартной настройке — настройке на симметричный оптимум (СО). В контуре с объектом в виде интегрирующего звена настройка на СО достигается путем исполь-

зования ПИ-регулятора при выборе коэффициента регулятора  $\beta_p$  в соответствии с формулой (8.5), а постоянной времени регулятора — по формуле  $\tau_p = 4T_\mu$ . Передаточная функция разомкнутого контура при таком выборе параметров регулятора имеет следующий вид:

$$W(p) = \beta_p \frac{\tau_p p + 1}{\tau_p p} \frac{k_\mu}{T_\mu p + 1} \frac{k_0}{T_0 p} = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)}.$$

Вид соответствующей асимптотической логарифмической амплитудной характеристики показан на рис. 8.11, а и отмечен цифрой 2. Передаточная функция замкнутого контура при управляющем воздействии в этом случае записывается в виде

$$W_3(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{(2T_\mu p + 1)(4T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1)}.$$

В контуре, настроенном на СО, при ступенчатом управляющем воздействии время первого достижения выходной величиной установившегося значения составляет  $3,1T_\mu$ , а максимальное перерегулирование достигает 43% (см. рис. 8.11, б). Переходный процесс по возмущению характеризуется передаточной функцией, нормированной относительно параметров объекта  $T_0$ ,  $k_0$ ,  $k_z$  и малой постоянной времени  $T_\mu$ :

$$\frac{\Delta y(p)}{\Delta z(p)} \frac{T_0}{2T_\mu k_0 k_z} = \frac{4T_\mu p (T_\mu p + 1)}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1) + 4T_\mu p + 1}.$$

Из нее следует, что статическая ошибка по возмущению будет равна нулю, но, как видно из наличия множителя в левой части равенства, динамическое отклонение выходной величины и при такой настройке будет зависеть от соотношения параметров объекта (см. рис. 8.10, б).

Настройка регулятора на  $\tau_p = 4T_\mu$  может быть произведена и в том случае, когда объект представляет собой апериодическое звено. В отличие от характеристики, соответствующей настройке на СО, ЛАЧХ разомкнутого контура в этом случае имеет излом при частоте  $1/T_0$ . Если  $T_0$  в 10—20 раз больше чем  $4T_\mu$ , то в зоне существенных частот характеристики контура почти совпадают с характеристиками при СО и сказанное ранее о соответствующих переходных процессах справедливо и в этом случае. Чем ближе  $T_0$  к  $4T_\mu$ , тем больше запас по фазе и тем меньше перерегулирование при скачке управляющего воздействия. Максимальное отклонение кривой  $(\Delta x/\Delta z)[T_0/(2T_\mu k_0 k_z)] = f(t)$  тоже уменьшается. При  $T_0 = 4T_\mu$

переходные процессы соответствуют процессам при настройке на ОМ. Если  $T_0 < 4T_\mu$ , настройка регулятора на  $\tau_p = 4T_\mu$  теряет смысл. Следует иметь в виду, что уменьшение максимального отклонения нормированной кривой  $(\Delta x/\Delta z)[T_0/(2T_\mu k_0 k_z)] \approx f(t)$  в контуре с меньшим значением  $T_0$  по сравнению с контуром с большим  $T_0$  при прочих равных условиях не означает уменьшения максимального значения  $(\Delta x/\Delta z)$ , так как для перехода от нормированного значения к абсолютной величине отклонения ординаты надо умножить на коэффициент  $2T_\mu k_0 k_z/T_0$ , который тем больше, чем меньше  $T_0$ .

Если  $W_0(p)$  определяется выражением  $W_0(p) = k_0/[(T_0 p + 1)(T_{01} p + 1)]$ , то для получения настройки, приближающейся к СО, применяя ПИД регулятор и предполагая, что  $T_0 > T_{01}$  и  $T_0 > 4T_\mu$ , нужно выбрать:

$$\text{при } T_{01} > 4T_\mu - \tau_{p1} = T_{01}; \tau_{p2} = 4T_\mu; \beta_p = \frac{T_0}{2T_\mu k_0 k_\mu} \frac{T_{01}}{4T_\mu};$$

$$\text{при } T_{01} < 4T_\mu - \tau_{p1} = 4T_\mu; \tau_{p2} = T_0; \beta_p = \frac{T_0}{2T_\mu k_0 k_\mu}.$$

Изложенные принципы коррекции применяются и для контуров, имеющих большее число инерционных звеньев, чем рассмотренные. В этом случае из числа постоянных времени выбирают одну (или две, если применяется ПИД регулятор) наибольшую, влияние которой на переходный процесс стремятся исключить. Для определения параметров регулятора остальные постоянные времени рассматривают как малые  $T_{\mu 1}, T_{\mu 2}, T_{\mu 3}$ , складывают их и в приведенные выше формулы подставляют вместо  $T_\mu$  суммарную малую постоянную времени  $T_{\mu \Sigma} = T_{\mu 1} + T_{\mu 2} + T_{\mu 3} + \dots T_{\mu n}$ .

Поскольку описанные способы выбора параметров регулятора обеспечивают частоту среза ЛАЧХ разомкнутого контура, равную  $1/(2T_\mu)$ , погрешность от упрощения вида частотных характеристик в области частот, расположенных более чем на октаву правее частоты среза, где располагаются частоты, соответствующие постоянным времени  $T_{\mu 1} + T_{\mu 2} + T_{\mu 3} + \dots T_{\mu n}$ , оказывается небольшой.

Звенья с малыми постоянными времени могут располагаться не только в прямом канале, но и в канале обратной связи. Однако, как правило, замедление в цепи обратной связи определяется лишь фильтрами на выходе датчиков регулируемой величины и невелико. В этом случае разница между характером изменения самой регулируемой величины и выходного напряжения датчика незначительна.

Стандартные настройки широко применяются в системах с подчиненными контурами регулирования. Система при этом структурно разбивается на несколько контуров, каждый из которых содержит свой объект регулирования. Настройка внутреннего кон-

тура производится на ОМ или СО. Внешний по отношению к нему контур включает в себя собственный объект, звенья с малыми постоянными времени и замкнутый внутренний контур. При расчете параметров регулятора внешнего контура внутренний контур учитывается как звено с некоторой эквивалентной малой постоянной времени. В свою очередь, рассматриваемый контур может быть внутренним по отношению к последующему. Такой принцип построения системы упрощает ее настройку, обеспечивает максимально возможное быстродействие и простое ограничение выходных величин внутренних контуров путем ограничения выходных сигналов регуляторов внешних контуров.

## 8.8. Расчет динамических режимов в системе регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем

В настоящем разделе рассматриваются настройки контуров регулирования и расчет динамических характеристик в системе регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем, описанной в подразд. 7.4. Функциональная схема системы представлена на рис. 7.10. Структурная схема системы, предназначенная для определения структуры и параметров регуляторов и для расчета переходных процессов, приведена на рис. 8.12. Чтобы оперировать с цифрами, фигурирующими в каталожных данных машины, структурная схема представлена в эффективных значениях переменных.

Схема построена с использованием математического описания ненасыщенного асинхронного двигателя во вращающейся системе координат (см. рис. 2.5). Преобразователь характеризуется коэффициентом передачи по напряжению и чистым запаздыванием на время  $\tau$ , равное периоду ШИМ инвертора. Считается, что токи  $i_{1A}$ ,  $i_{1B}$ ,  $i_{1C}$ , а следовательно, и  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$ , измеряются безынерционными датчиками тока с некоторым коэффициентом  $k_{д.т}$ . Считается также, что величины  $\widehat{M}_д$  и  $\widehat{\Psi}_д$ , определяемые в модели потока, точно воспроизводят электромагнитный момент двигателя  $M_д$  и потокосцепление ротора  $\Psi_2$  в масштабах, характеризующихся коэффициентами обратных связей по моменту и потокосцеплению ротора  $k_{д.м}$  и  $k_{д.т}$  соответственно. Датчик скорости имеет коэффициент передачи  $k_{д.с}$ . Сигналы на выходах датчиков обозначены символом  $u$  с соответствующим индексом. Такие же обозначения применены к выходным сигналам регуляторов взамен приведенных на рис. 7.10 обозначений  $\Psi_2^*$ ,  $i_{1\alpha}^*$ ,  $i_{1\beta}^*$ ,  $M_д^*$ . Поскольку настройка контуров регулирования производится в линеаризованной системе при таком уровне воздействий, что выходные вели-



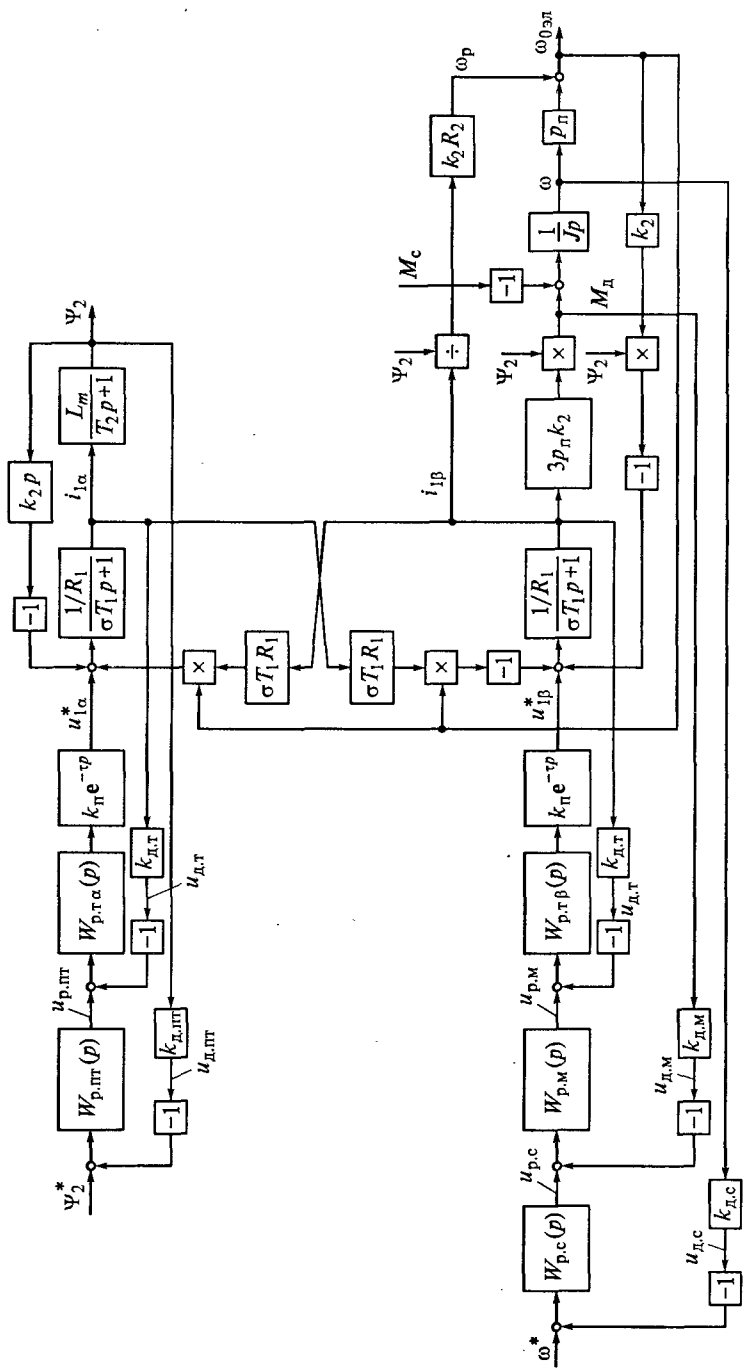


Рис. 8.12. Структурная схема системы регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем в эффективных (действующих) значениях переменных

чины регуляторов не достигают значения ограничения, блоки ограничения на схеме не показаны. Структура и параметры регуляторов выбраны в соответствии с изложенным в подразд. 8.7 [2]. Опыт показывает, что стандартные настройки регуляторов, рассчитанные по линеаризованному описанию системы, обеспечивают удовлетворительную динамику системы, построенной по принципам подчиненного регулирования, и при ограничении выходных переменных регуляторов.

**Настройка токовых контуров.** Настройка производится без учета влияния перекрестных связей. Передаточная функция разомкнутого контура тока статора по оси  $\beta$  записывается в виде

$$W_{I\beta}(p) = W_{p,\tau\beta}(p) \frac{k_{\pi} e^{-\varphi} k_{д.т}}{R_1 (\sigma T_1 p + 1)}.$$

При частоте ШИМ, равной  $f_{\text{шим}}$ , значение чистого запаздывания составляет  $\tau = 1/f_{\text{шим}}$ . В зоне частот, где  $\omega \leq \tau^{-1}$ , фазовая частотная характеристика звена чистого запаздывания близка к фазовой частотной характеристике апериодического звена с постоянной времени  $\tau$  [26]. На этом основании при расчете параметров регулятора тока можно принять малую постоянную времени равной времени чистого запаздывания  $T_{\mu I} = \tau$  и для настройки контура на ОМ применить ПИ регулятор с параметрами:

$$\beta_p = \beta_{p,\tau} = \frac{\sigma T_1 R_1}{2 T_{\mu I} k_{\pi} k_{д.т}}; \quad \tau_{p,\tau} = \sigma T_1, \quad (8.7)$$

где  $\beta_{p,\tau}$  — динамический коэффициент регулятора тока.

При рассмотрении контура тока  $i_{1\alpha}$  должна быть учтена обратная связь по производной от потокосцепления ротора. Перенеся вход обратной связи на выход звена  $1/[R_1(\sigma T_1 p + 1)]$ , получим передаточную функцию объекта контура в виде

$$W_{0I}(p) = \frac{T_2 p + 1}{R_1 [\sigma T_1 T_2 p^2 + (\sigma T_1 + T_2 + k_2 L_m / R_1) p + 1]}.$$

Поскольку обычно  $T_2 \gg \sigma T_1$ , можно и в контуре тока  $i_{1\alpha}$  применить ПИ регулятор с параметрами такими же, как в контуре тока  $i_{1\beta}$ , т. е. определяемыми равенствами (8.7).

**Настройка контура регулирования потокосцепления ротора.** Для расчета параметров регулятора в контуре, содержащем подчиненный замкнутый контур (в рассматриваемом случае — контур тока статора по оси  $\alpha$ ), рекомендуется рассматривать его как апериодическое звено с эквивалентной малой постоянной времени, равной удвоенной малой постоянной времени подчиненного конту-

ра. Тогда передаточная функция объекта, по которой рассчитываются параметры регулятора потока, должна быть записана в виде

$$W_{0\Psi}(p) = \frac{L_m k_{д.пт}}{k_{д.т}} \frac{1}{(T_{\mu\Psi} p + 1)(T_2 p + 1)},$$

где  $T_{\mu\Psi}$  — малая постоянная времени при отсутствии запаздывания в определении потокосцепления ротора,  $T_{\mu\Psi} = T_{\text{Экв}} = 2T_{\mu I}$  ( $T_{\text{Экв}}$  — эквивалентная малая постоянная времени токового контура;  $T_{\mu I}$  — малая постоянная времени контура тока).

Параметры ПИ регулятора потока должны быть следующими:

$$\beta_{р.пт} = \frac{T_2 k_{д.т}}{2T_{\mu\Psi} L_m k_{д.пт}}; \quad \tau_{р.пт} = T_2, \quad (8.8)$$

где  $\beta$  — динамический коэффициент регулятора потокосцепления.

**Настройка контура регулирования электромагнитного момента двигателя.** Контур не содержит звена с большой постоянной времени. В предположении, что в двигателе установлено номинальное потокосцепление ротора  $\Psi_{2н}$ , передаточная функция объекта при расчете в амплитудных значениях имеет вид

$$W_{0M}(p) = \frac{3}{2} p_{п} k_2 \Psi_{2н} k_{д.м} \frac{1}{k_{д.т} (T_{\mu M} p + 1)}.$$

Если расчет ведется в эффективных значениях, то коэффициент в этом выражении для момента надо принять равным трем:

$$W_{0M}(p) = 3 p_{п} k_2 \Psi_{2н} k_{д.м} \frac{1}{k_{д.т} (T_{\mu M} p + 1)},$$

где  $T_{\mu M}$  — малая постоянная времени контура регулирования момента.

В этих выражениях  $1/[k_{д.т}(T_{\mu M} p + 1)]$  — передаточная функция апериодического звена, которым при расчете параметров регулятора момента заменена передаточная функция замкнутого контура тока  $i_{\beta}$  при  $T_{\mu M} = T_{\text{Экв}} = 2T_{\mu I}$ .

Для настройки контура на ОМ регулятор должен быть интегрирующим с передаточной функцией

$$W_{р.м}(p) = \beta_{р.м}/p,$$

где  $\beta_{р.м}$  — динамический коэффициент регулятора момента.

Если расчет выполняется в амплитудных значениях, то

$$\beta_{p.m} = 1/\left[2T_{\mu M} (3/2) p_{\Gamma} k_2 \Psi_{2н} k_{д.м}\right].$$

При расчете в эффективных значениях

$$\beta_{p.m} = 1/\left[2T_{\mu M} 3p_{\Gamma} k_2 \Psi_{2н.эф} k_{д.м}\right]. \quad (8.9)$$

**Настройка контура скорости.** Настройка произведена на ОМ. Поскольку объект представляет собой интегрирующее звено, для настройки на ОМ надо применить пропорциональный регулятор скорости с коэффициентом

$$k_{p.c} = \frac{k_{д.м} J}{2T_{\mu\omega} k_{д.с}}. \quad (8.10)$$

При настройке на СО регулятор скорости должен быть пропорционально-интегральным. Его коэффициент рассчитывается по формуле (8.10), т. е.  $\beta_{p.c} = k_{p.c}$ , а постоянная времени должна быть равна  $\tau_{p.c} = 4T_{\mu\omega}$  ( $T_{\mu\omega} = T_{Mэкв} = 2T_{\mu M}$ ).

Расчет выполнен в эффективных значениях переменных. Параметры двигателя приведены в подразд. 8.1. Поскольку в примере не ставится задача использования конкретных элементов системы управления электроприводом, приняты следующие упрощения: коэффициент передачи преобразователя принят равным единице ( $k_{\Gamma} = 1$ ), равными единице без указания размерности приняты и коэффициенты обратных связей ( $k_{д.т} = 1$ ;  $k_{д.м} = 1$ ;  $k_{д.пт} = 1$ ;  $k_{д.с} = 1$ ). Такое упрощение не повлияет на характер переходных процессов и скажется только на рассчитанных значениях коэффициентов регуляторов и установившихся значениях величин, так как передаточные функции разомкнутых контуров останутся при этом соответствующими стандартным настройкам. Результаты расчета параметров регуляторов при принятых допущениях сведены в табл. 8.4.

Расчеты переходных процессов выполнены по структурной схеме (рис. 8.13) в среде MATLAB Simulink. Входящая в нее подсистема представляет собой структурную схему модели асинхронного двигателя при произвольном повороте вращающейся системы координат  $\alpha - \beta$  относительно пространственных векторов (см. рис. 2.2). В элементах схемы, относящихся к модели потока (см. рис. 7.10, б), расчеты выполняются по следующим формулам:

эффективное значение потокосцепления ротора

$$\hat{\Psi}_{2эф} = \frac{L_m}{T_2 p + 1} \dot{i}_{\alpha\beta} = \frac{0,447}{0,0844 p + 1} \dot{i}_{\alpha\beta}; \quad \left(\frac{1}{T_2} = 11,8 \text{ с}^{-1}\right);$$

Расчет параметров регуляторов

№ п/п	Параметр	Формула	Расчет
1	Коэффициент усиления и постоянная времени ПИ регулятора тока при $f_{\text{ШИМ}} = 4000$ Гц ( $T_{\mu I} = 2,5 \cdot 10^{-4}$ с) $\sigma T_1 = 0,133 \cdot 0,0509 = 0,00677$ с	(8.7)	$\beta_{p.t} = \frac{0,00677 \cdot 9,5}{2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-4} \cdot 1 \cdot 1} = 128,6;$ $\tau_{p.t} = 0,00677$ с $(\beta_{p.t} / \tau_{p.t} = 18995 \text{ с}^{-1})$
2	Коэффициент усиления и постоянная времени ПИ регулятора потока при $T_{\mu \psi} = 2T_{\mu I} = 5 \cdot 10^{-4}$ с	(8.8)	$\beta_{p.pt} = \frac{0,0844 \cdot 1}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 0,447 \cdot 1} = 188,8$ $\tau_{p.pt} = 0,0844$ с $(\beta_{p.pt} / \tau_{p.pt} = 2237 \text{ с}^{-1})$
3	Коэффициент усиления И-регулятора момента при $\Psi_{2н.эф} = 0,599$ Вб и $T_{\mu M} = 5 \cdot 10^{-4}$ с	(8.9)	$\beta_{p.m} =$ $= \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 2 \cdot 0,939 \cdot 0,599 \cdot 1} =$ $= 296,8 \text{ с}^{-1}$ $(\tau_{p.m} = 0,0034 \text{ с})$
4	Коэффициент регулятора скорости при $T_{\mu \omega} = 2T_{\mu M} = 1 \cdot 10^{-3}$ с	(8.10)	$k_{p.c} = 1 \cdot 0,026 / (2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1) =$ $= 13$

электромагнитный момент двигателя

$$\widehat{M}_d = 3 p_p k_2 i_{\alpha\beta} \widehat{\Psi}_{2\text{эф}} = 3 \cdot 2 \cdot 0,939 i_{\alpha\beta} \widehat{\Psi}_{2\text{эф}} = 5,63 i_{\alpha\beta} \widehat{\Psi}_{2\text{эф}};$$

частота роторной ЭДС

$$\omega_p = \frac{L_m}{T_2} \frac{i_{\alpha\beta}}{\widehat{\Psi}_{2\text{эф}}} = \frac{0,447}{0,0844} \frac{i_{\alpha\beta}}{\widehat{\Psi}_{2\text{эф}}} = 5,29 \frac{i_{\alpha\beta}}{\widehat{\Psi}_{2\text{эф}}}$$

На рис. 8.14 показаны переходные процессы в системе при внешних воздействиях, значения которых выбраны настолько малыми, что не приводят к ограничению выходных сигналов регуляторов момента и тока по поперечной оси ( $i_{1p}$ ). В момент времени  $t = 0,01$  с через задатчик интенсивности, обеспечивающий плавное нарастание сигнала, на вход контура регулирования потока подается сигнал задания номинального потокосцепления ротора. В момент времени 0,05 с, когда поток уже установился, на вход контура скорости приходит ступенчатое воздействие, соот-

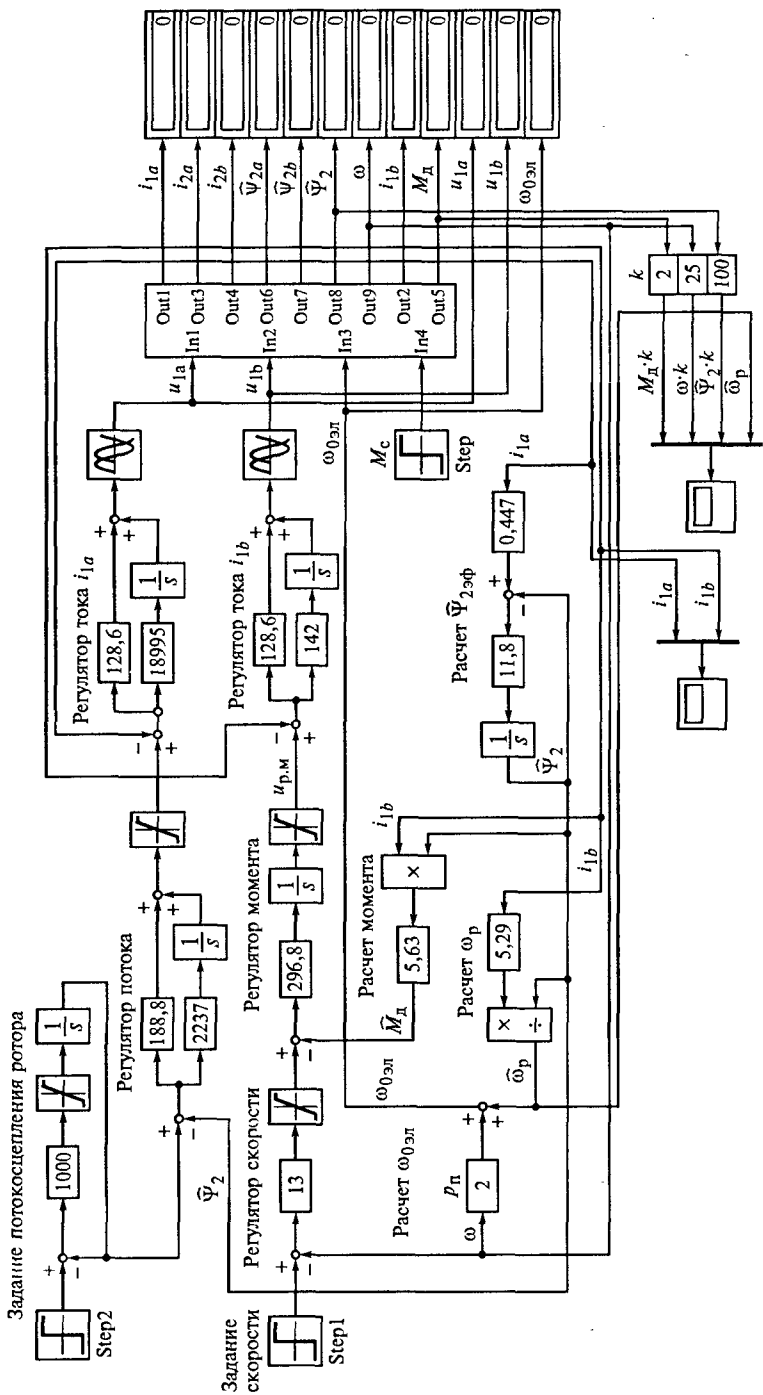


Рис. 8.13. Структурная схема системы регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем

$M_2$ , Н·м;  
 $\omega$ , рад/с;  
 $\omega_p$ , рад/с;  
 $\Psi_2 \cdot 50$ , Вб

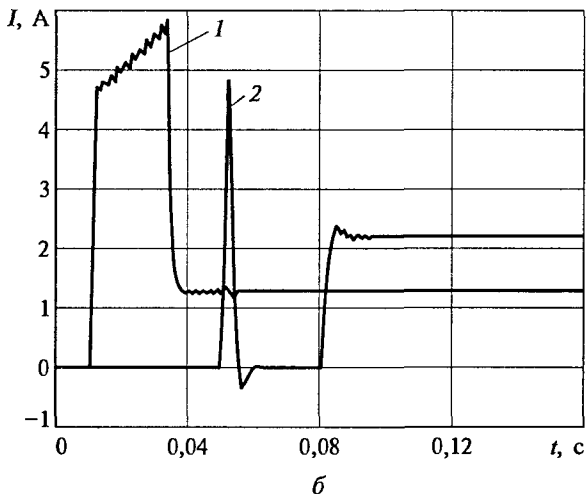
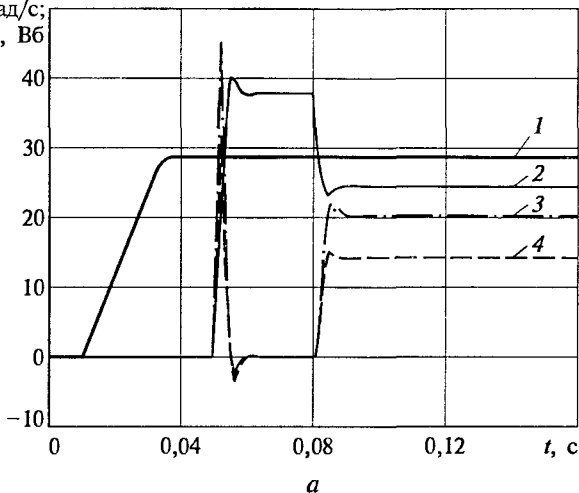


Рис. 8.14. Переходные процессы в системе регулирования скорости при малых входных воздействиях:

$a$  — кривые потокосцепления ротора скорости, частоты и момента двигателя: 1 — потокосцепление ротора; 2 — скорость; 3 — роторная частота; 4 — момент двигателя;  $b$  — кривые тока: 1 — по продольной оси; 2 — по поперечной оси

ветствующее задаваемой скорости, равной 1,5 рад/с. При  $t = 0,08$  с скачком увеличивается момент нагрузки от значения, равного нулю, до номинального, равного примерно 7 Н·м. Из приведенных осциллограмм видно, что переходные процессы практически

$M_2$ , Н·м;  
 $\omega$ , рад/с;  
 $\omega_p$ , рад/с;  
 $\Psi_2 \cdot 50$ , Вб

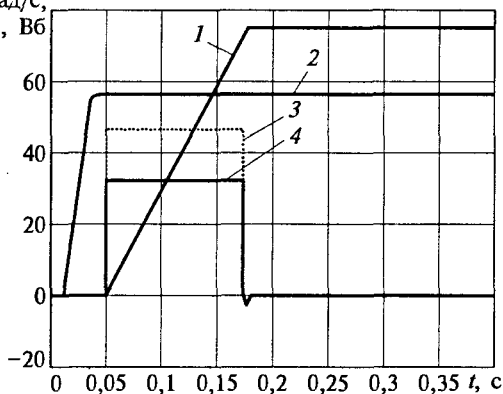


Рис. 8.15. Характеристики пуска привода на скорость 75 рад/с:  
 1 — скорость; 2 — потокосцепление ротора; 3 — роторная частота; 4 — момент двигателя

соответствуют настройке на ОМ. Из нижней осциллограммы очевидно, что взаимовлияние контуров токов по продольной ( $i_{1\alpha}$ ) и поперечной ( $i_{1\beta}$ ) осям практически отсутствует. Значительное падение скорости при набросе нагрузки объясняется тем, что при настройке на ОМ применен пропорциональный регулятор скорости. Для удобства размещения на одном рисунке различных переменных при изображении некоторых величин использованы указанные на осциллограммах масштабирующие коэффициенты.

На рис. 8.15 приведена осциллограмма пуска вхолостую электродвигателя на скорость 75 рад/с. Ограничение регулятора момента выполнено на уровне, соответствующем току 7А по оси  $q$ , регулятора скорости — на уровне, соответствующем двухкратному номинальному моменту  $M_{д.огр} = 2 \cdot 7,4 = 14,8$  Н·м. Пуск происходит при постоянном потокосцеплении ротора.

## 8.9. Расчет динамики следящего электропривода переменного тока на примере азимутального привода крупного радиотелескопа

В данном разделе в качестве примера расчета следящего электропривода приводятся расчеты электропривода, предназначенного для вращения по азимуту поворотной части крупного радиотелескопа с диаметром зеркала 70 м.

Наземные радиотелескопы с параболическим зеркалом являются одним из основных типов радиоастрономических инстру-



ментов, предназначенных для исследования космического пространства. Погрешность наведения зеркала на исследуемый объект при работе в миллиметровом диапазоне радиоволн не должна превышать единиц угловых секунд. Достижение такой точности представляет собой сложную научно-техническую задачу, в решении которой не последняя роль принадлежит силовым следящим электроприводам, перемещающим по азимуту и углу места поворотную часть радиотелескопа, включающую в себя главное зеркало и элементы несущей конструкции.

Одной из особенностей радиотелескопа, как объекта управления, является ограниченная жесткость самого зеркала и несущей его конструкции, в результате чего механическую часть конструкции приходится рассматривать как многомассовую упруго-вязкую систему. Вторая особенность состоит в том, что значение момента нагрузки на поворотной части, обусловленное массой самой поворотной части и ветровыми нагрузками на главное зеркало, достигает сотен тысяч ньютон-метров, что исключает возможность применения в приводе тихоходных двигателей и делает необходимым использование редукторных приводов с передаточным числом редуктора порядка десятков тысяч единиц.

К числу основных путей, обеспечивающих достижение требуемой точности следящего электропривода, могут быть отнесены:

1) минимизация влияния упругих свойств конструкции на точность слежения путем расширения объема информации о движении элементов конструкции, вводимого в систему управления электроприводом. В основу построения системы может быть положен принцип модального управления с использованием наблюдающего устройства (наблюдателя) [27] при измерении скорости одной или нескольких представительных точек конструкции специальными датчиками;

2) исключение влияния зазоров в кинематической цепи привода главного зеркала, что достигается применением двухдвигательного электропривода с электромеханической выборкой зазора. При малых моментах нагрузки один из этих двигателей работает в двигательном режиме, а второй — в тормозном. По мере увеличения нагрузки тормозной момент двигателя, работающего в тормозном режиме, уменьшается, а при дальнейшем ее росте двигатель переходит в двигательный режим;

3) обеспечение плавного движения зеркальной части радиотелескопа как при малых, так и при больших заданных угловых перемещениях путем применения регулятора положения с перестраиваемой структурой и изменяемыми параметрами.

Современным решением для следящих электроприводов радиотелескопов является применение в них двигателей переменного тока. Это соответствует существующим в настоящее время тенденциям развития электропривода и позволяет использовать в каче-

стве скоростной подсистемы следящего привода комплектные электроприводы с приводными преобразователями, выпускаемыми отечественными и зарубежными фирмами.

Структура азимутального следящего электропривода радиотелескопа 1 показана на рис. 8.16. Поворотная часть радиотелескопа вращается относительно неподвижного основания 4 на шаровом погоне. Два асинхронных двигателя М1 и М2 установлены на поворотной части и через редукторы Р1 и Р2 приводят во вращение две шестерни, которые, обкатываясь вокруг неподвижной шестерни, связанной с основанием, приводят во вращение поворотную часть. Двигатели получают питание от двух приводных преобразователей ПП1 и ПП2, основным элементом которых являются преобразователи частоты с автономными инверторами. Звеном постоянного тока, общим для обоих преобразователей, служит активный выпрямитель напряжения АВН (см. подразд. 4.5). Его применение обеспечивает обмен мощностью между питающей сетью и двигателями как в двигательном, так и тормозном режимах.

В используемых двигателях имеется встроенный датчик, сигнала которого после обработки в приводном преобразователе используются как сигналы истинного значения скорости. Контур, включающий в себя приводной преобразователь с регуляторами тока и скорости, асинхронный двигатель, наблюдатель, с помощью которого восстанавливаются неизмеряемые координаты механической части системы, и модальный регулятор, являются скоростной подсистемой следящего электропривода.

Рассматриваемый радиотелескоп, как объект электропривода, представляет собой многомассовую упруго-вязкую механическую конструкцию. С учетом этого обстоятельства регулятор в скоростной подсистеме электропривода строится по принципам модального управления с применением наблюдателя, с помощью которого определяются (восстанавливаются) переменные, необходимые для построения модального регулятора.

Теоретически принцип модального управления предполагает замыкание системы управления по полному вектору состояний, порядок которого равен порядку системы. Однако целесообразность и практическая реализуемость такого подхода вызывает сомнения по ряду причин.

Во-первых, как показали эксперименты на действующем радиотелескопе [6], резонансная частота первого тона упругих колебаний остается практически неизменной при изменении положения зеркала по углу места. Поэтому высокочастотные резонансы менее стабильны, что затрудняет использование модального регулятора с постоянной настройкой.

Во-вторых, наличие в системе ряда звеньев с малыми постоянными времени ограничивает возможное быстроедействие, в ре-

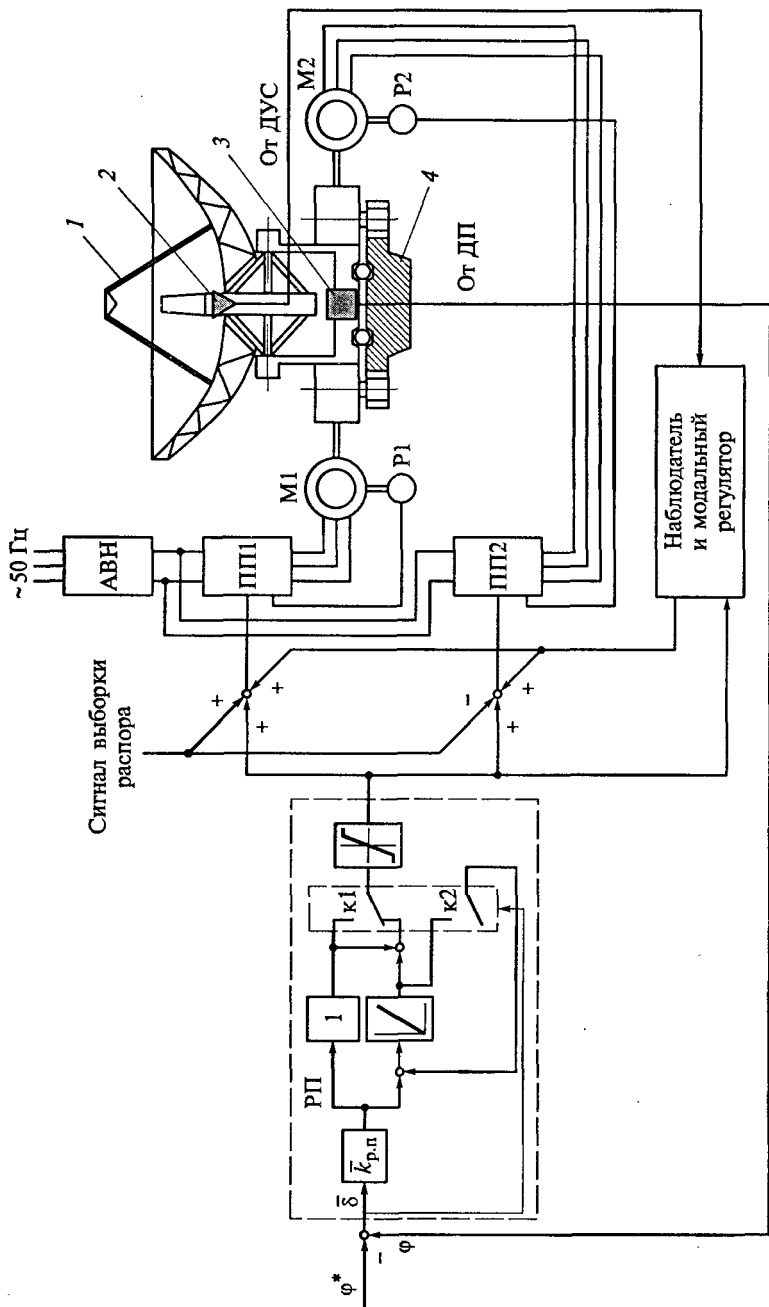


Рис. 8.16. Структура азимутального следящего электропривода крупного радиотелескопа:

1 — радиотелескоп; 2 — датчик угловой скорости; 3 — датчик положения; 4 — неподвижное основание

зультате чего оказывается, что излишнее расширение объема информации о координатах объекта не дает желаемого эффекта.

В-третьих, поскольку для плавного движения исполнительного органа (зеркала) необходимо увеличение колебательности движения приводных двигателей, нужно принимать во внимание характер изменения скорости двигателя, необходимый для обеспечения быстрого и плавного перемещения исполнительного органа (зеркала).

В-четвертых, понятие «полного вектора состояния механизма» в известной мере условно, так как в такой сложной электромеханической системе, как крупный радиотелескоп, число масс разработанной модели ограничено, в первую очередь, полосой частот, в которой производились исследования в ходе идентификации.

С учетом этого можно сформулировать следующий подход к построению скоростной подсистемы радиотелескопа как сложной электромеханической системы: скоростная подсистема должна быть выполнена так, чтобы при ограничении размерности вектора координат, по которому осуществляется ее замыкание, обеспечивалось отсутствие в скорости исполнительного органа колебаний на частоте одного или двух низкочастотных резонансов при ограничении высокочастотных колебаний на допустимом уровне. Как показывает опыт, целесообразно ограничить размерность вектора состояний на уровне, соответствующем двух- или трехмассовому объекту.

Эта цель в многомассовой системе может быть достигнута при замыкании системы управления через наблюдателя, в основу которого положена упрощенная двух- или, максимум, трехмассовая модель объекта, собственные частоты которой выбраны равными частотам, соответственно, одного или двух нижних резонансных тонов многомассового механизма. Такое построение системы позволяет получить положительный эффект при измерении скорости двигателя и скорости одной из масс механизма.

Для исключения влияния зазоров в кинематической цепи привода применяется электромеханическая выборка зазора. Для этого на входы токовых контуров преобразователей следует подать управляющие сигналы задания распора разного знака на входы токовых контуров преобразователей. При применении в скоростной подсистеме стандартных преобразователей, в которых обычно нет прямого доступа к токовым контурам, сигналы задания распора могут быть поданы на входы контуров скорости при условии применения пропорциональных регуляторов скорости (см. рис. 8.16).

Внешним по отношению к скоростной подсистеме является контур регулирования положения с датчиком положения  $Z$  и регулятором положения (РП). Регулятор положения имеет переключо-

чающуюся структуру. Переключения осуществляются электронными ключами  $k_1$  и  $k_2$ , состояние которых определяется значением угловой ошибки  $\delta$ . При малой ошибке ключи находятся в показанном на рисунке состоянии и регулятор является пропорционально-интегральным. Если ошибка больше некоторого наперед заданного значения, то ключи переключаются в верхнее положение и регулятор переходит в пропорциональный режим. При работе в пропорциональном режиме неработающий интегратор шунтируется, превращаясь в апериодическое звено. Применение такого регулятора позволяет получить допустимую ошибку в режиме слежения или программного управления и обеспечить согласование без значительного перерегулирования в режиме позиционирования. Блок ограничения на выходе регулятора положения ограничивает предельно допустимую скорость двигателя номинальным значением.

Структурная схема скоростной подсистемы в относительных единицах показана на рис. 8.17. Математическое описание объекта управления представлено в виде четырехмассовой упруго-вязкой разветвленной системы, полученной на основании экспериментов на действующем радиотелескопе.

Модель асинхронного двигателя выполнена по схеме, аналогичной рис. 8.12, но без контура регулирования момента и в относительных единицах. Значение потокосцепления ротора поддерживается постоянным путем задания постоянного значения тока статора по прямой оси. Как отмечалось в подразд. 6.3, при векторном управлении математическое описание асинхронного двигателя во вращающейся системе координат практически совпадает с математическим описанием двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Математическое описание схемы двигателя приведено на рис. 8.12 и 8.13. Поэтому, чтобы не усложнять рисунок изображением схем двух уже описанных асинхронных двигателей и токовых контуров, на рис. 8.17 токовые контуры показаны в виде эквивалентных апериодических звеньев с постоянными времени  $T_B$ .

На входы блоков, моделирующих зазоры в кинематических цепях, поданы разности углов  $\varphi'_1 - \varphi'_2$  и  $\varphi''_1 - \varphi''_2$ , каждая из которых определена, как интеграл от разности соответствующих скоростей. Величина половины зазора обозначена как  $\varphi_0$ . Далее показана схема узлов упруго-вязкой системы, в которых постоянные времени жесткости описываются выражением  $T_{cij} = M_6 / (\omega_6 c_{ij})$ , а механические постоянные времени — выражением  $T_{mi} = J_i \omega_6 / M_6$  ( $c_{ij}$  — коэффициент жесткости связи между  $i$ -й и  $j$ -й массами;  $J_i$  — момент инерции  $i$ -й массы;  $M_6$  — базовый момент;  $\omega_6$  — базовая скорость). Коэффициенты демпфирования обозначены  $k_{ij}$ . Управляющим воздействием для скоростной подсистемы является напряжение на выходе регулятора положения  $\bar{u}_{p.n.}$ , возмущающее

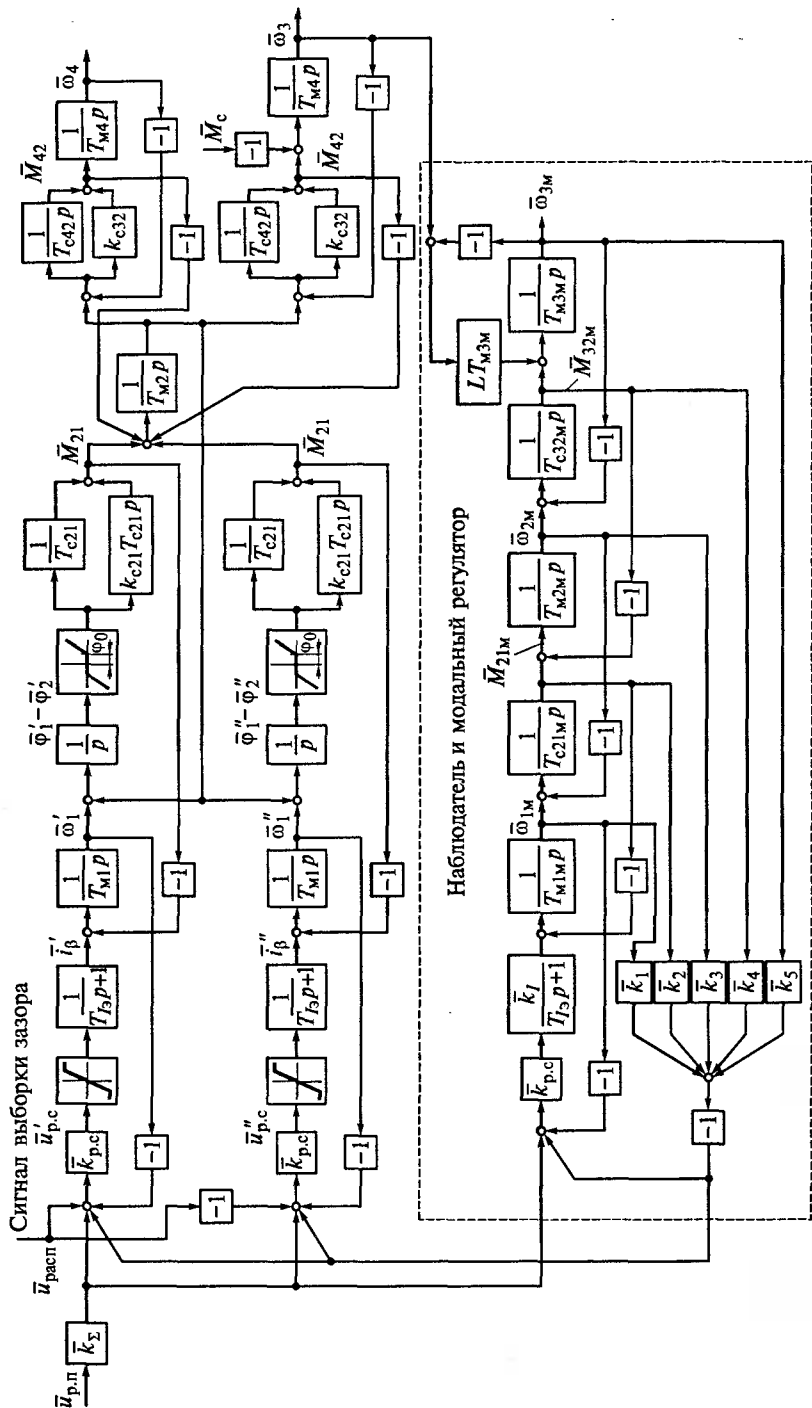


Рис. 8.17. Структурная схема скоростной подсистемы

воздействие в виде момента нагрузки  $\bar{M}_c$  приложено к третьей массе, которая моделирует зеркало.

Параметры механической части привода, приведенные в табл. 8.5, получены в результате обработки экспериментальных частотных характеристик, снятых на одностипном радиотелескопе. Постоянные времени нормированы относительно базовых значений  $\omega_6 = 147$  рад/с и  $M_6 = 58$  Н·м, принятых по номинальным данным двигателя: 8,5 кВт, 1400 об/мин (147 рад/с), 58 Н·м. Эти значения использованы при определении механической постоянной времени первой массы. Момент инерции намеченного к применению асинхронного двигателя компании SEW Eurodrive типа CV160M4 равен 0,04 кг·м<sup>2</sup>. Считая, что момент инерции редуктора примерно равен половине момента инерции двигателя, определим механическую постоянную времени первой массы:

$$T_{м1} = J_1 \omega_6 / M_6 = 0,06 \cdot 147 / 58 = 0,152 \text{ с.}$$

Поскольку механическая постоянная времени первой массы более чем на порядок превышает механическую постоянную времени второй массы, при расчете параметров регулятора скорости влиянием обратной связи по упругому моменту  $\bar{M}_{21}$  можно пренебречь. Постоянная времени токового контура принята равной  $T_{\bar{I}} = 0,01$  с, коэффициент регулятора скорости определен из условия настройки контура скорости на оптимум по модулю как  $\bar{k}_{p.c} = 15,2$ .

В основу наблюдателя, с использованием которого реализуется модальное управление скоростной подсистемой (см. рис. 8.17), положена упрощенная, трехмассовая, модель упругого объекта с контуром скорости. При этом два двигателя, параллельно работающие на общую нагрузку, эквивалентированы одним двигателем, создающим вращающий момент, равный суммарному моменту обоих двигателей. Это достигается увеличением в два раза передаточного коэффициента замкнутого контура тока, равного в относительных единицах  $\bar{k}_I = 2$ . Эквивалентный двигатель характеризуется суммарной механической постоянной времени, равной

Таблица 8.5

**Параметры механической части привода радиотелескопа**

Постоянные времени модели механической части объекта, с							Коэффициенты демпфирования, о. е.			
$T_{c21}$	$T_{m2}$	$T_{c32}$	$T_{m3}$	$T_{c42}$	$T_{m4}$	$T_{c43}$	$k_{c21}$	$k_{c32}$	$k_{c42}$	$k_{c43}$
0,151	0,013	0,205	0,033	0,30	0,004	—	0,045	0,001	0	—

$T_{M1M} = 2 \cdot 0,152 = 0,304$  с. Упругий момент связи между первой и второй массами также должен быть увеличен в два раза путем удвоения коэффициента жесткости связи, т. е. уменьшением в два раза постоянной времени жесткости по сравнению с  $T_{c21}$ . Но поскольку значение  $T_{c21}$ , приведенное в табл. 8,5, определено по результатам эксперимента на объекте, при котором двигатели работали параллельно, в модели наблюдателя принято  $T_{c21M} = 0,151$  с, а в модели каждого канала объекта  $T_{c21} = 0,302$  с. Измеряемой координатой в конструкции механизма является скорость зеркала. Для ее измерения предусмотрен гироскопический датчик угловой скорости (ДУС), отмеченный на рис. 8.16 заштрихованным треугольником. Невязка рассчитывается как разность измеренной скорости зеркала и скорости третьей массы в модели упругого объекта  $\bar{\omega}_3 - \bar{\omega}_{3M}$ .

Расчет коэффициентов модального регулятора в относительных единицах произведен путем выбора желаемого характера распределения корней характеристического уравнения модели, положенной в основу наблюдателя (см. рис. 8.7), при замыкании ее пропорциональными обратными связями по координатам  $\bar{\omega}_{1M}$ ;  $\bar{\omega}_{2M}$ ;  $\bar{\omega}_{3M}$ ;  $\bar{M}_{21M}$ ;  $\bar{M}_{32M}$ :

$$\det [p\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{k}] = 0.$$

В характеристическом уравнении обозначено:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -T_{M1M}^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ T_{c21M}^{-1} & 0 & -T_{c21M}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & T_{M2M}^{-1} & 0 & -T_{M2M}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & T_{c32M}^{-1} & 0 & -T_{c32M}^{-1} \\ 0 & 0 & 0 & T_{M3M}^{-1} & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = [T_{M1M}^{-1} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T;$$

$$\mathbf{k} = \bar{k}_{p,c} \bar{k}_I \left[ (\bar{k}_1 + 1) \ \bar{k}_2 \ \bar{k}_3 \ \bar{k}_4 \ \bar{k}_5 \right];$$

$\mathbf{I}$  — единичная матрица.

При расчете эквивалентная малая постоянная времени контура тока считалась пренебрежимо малой ( $T_I = 0$ ).

Принимая вид желаемого полинома соответствующим стандартному распределению корней по Баттерворту [27]

$$H_0(p) = p^5 + 3,24\omega_0 p^4 + 5,24\omega_0^2 p^3 + 5,24\omega_0^3 p^2 + 3,24\omega_0^4 p + \omega_0^5$$



и при выбранном значении среднегеометрического корня  $\omega_0 = 20 \text{ с}^{-1}$  записывая равенство

$$p\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{Bk} = H_0(p),$$

получим значения коэффициентов, входящих в матрицу-строку  $\mathbf{k}$ :  $\bar{k}_{p,c}\bar{k}_1(\bar{k}_1 - 1) = 19,7$ ;  $\bar{k}_{p,c}\bar{k}_1\bar{k}_2 = 47,83$ ;  $\bar{k}_{p,c}\bar{k}_1\bar{k}_3 = -14,93$ ;  $\bar{k}_{p,c}\bar{k}_1\bar{k}_4 = -13,87$ ;  $\bar{k}_{p,c}\bar{k}_1\bar{k}_4 = -13,87$ ;  $\bar{k}_{p,c}\bar{k}_1\bar{k}_5 = 8,13$ , а затем при известных значениях  $\bar{k}_{p,c} = 15,2$  и  $\bar{k}_1 = 2$  — значения коэффициентов модального регулятора:  $\bar{k}_1 = -0,35$ ;  $\bar{k}_2 = 1,57$ ;  $\bar{k}_3 = -0,49$ ;  $\bar{k}_4 = -0,46$ ;  $\bar{k}_5 = 0,27$ .

Моделирование электропривода выполнено в среде MATLAB Simulink. Модель скоростной подсистемы соответствовала рис. 8.17. Управляющее воздействие  $\bar{u}_{p,п} = 1$  подавалось на вход системы через фильтр в виде апериодического звена с постоянной времени 0,1 с через одну секунду после начала отсчета. Возмущающее воздействие  $\bar{M}_c = 0,5$  вводилось на третью массу через 10 с после начала переходного процесса по управлению. В тех случаях, когда рассматривалась система с зазором, величина зазора устанавливалась равной  $\bar{\varphi}_0 = \pm 0,2$ . При исследовании режима выборки зазора момент распора был равен  $\bar{M}_{расп} = \pm 0,2$ . Сигнал выборки зазора подавался до момента подачи управляющего воздействия.

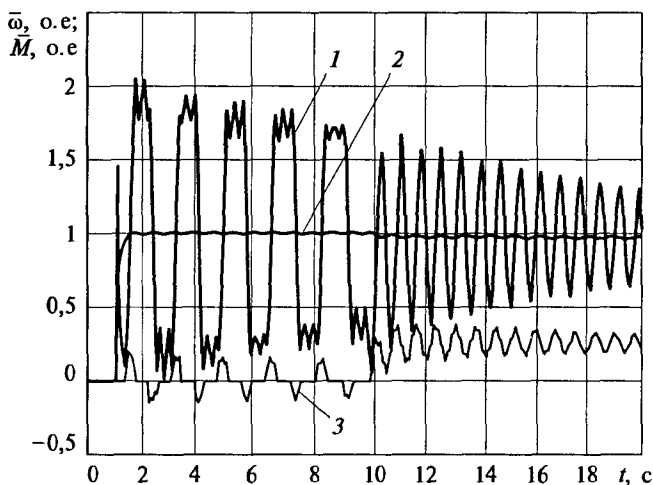


Рис. 8.18. Расчетная оциллограмма отработки малого управляющего воздействия с последующим набросом момента в скоростной подсистеме без выборки зазора и модального регулятора:

1 — скорость третьей массы (зеркало); 2 — скорость каждого из двигателей; 3 — момент каждого из двигателей

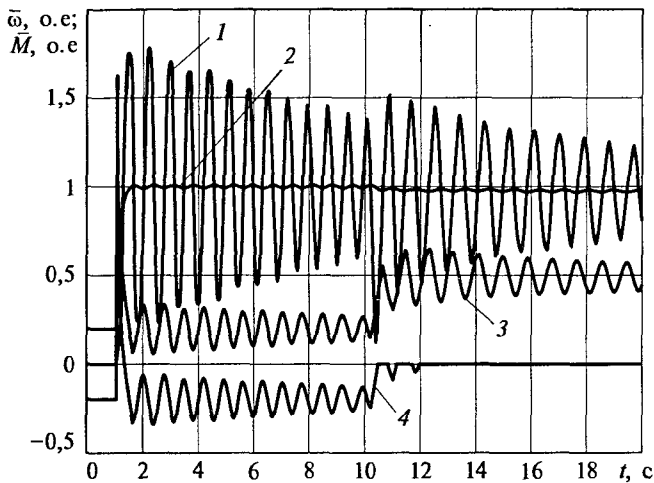


Рис. 8.19. Расчетная осциллограмма обработки малого управляющего воздействия с последующим набросом момента в скоростной подсистеме с выборкой зазора без модального регулятора:

1 — скорость третьей массы (зеркало); 2 — скорость каждого из двигателей; 3 — момент первого двигателя; 4 — момент второго двигателя

Результаты моделирования скоростной подсистемы приведены на рис. 8.18... 8.20.

На рис. 8.18 показаны переходные процессы в скоростной подсистеме без модального управления с зазорами и без выборки зазора. Колебания на частоте первого тона демпфируются только за счет сил трения, моделируемых коэффициентами  $k_{c21}$  и  $k_{c32}$  (см. рис. 8.17), на холостом ходу имеют место явно выраженные автоколебания, которые переходят в затухающие колебания, характер которых близок к колебаниям в линейной системе при введении нагрузки.

На рис. 8.19 изображены переходные процессы в скоростной подсистеме без модального регулятора с выборкой зазора, но с введением выборки мертвого хода. Процесс практически не отличается от процесса в линейной системе.

На рис. 8.20 показаны переходные процессы в системе с модальным регулятором при наличии зазора и выборки зазора. Колебания на частоте первого тона полностью демпфируются действием привода, имеют место только колебания с небольшой амплитудой на частоте колебаний четвертой массы с механической постоянной времени  $T_{мч}$ .

Выполненное моделирование подтверждает эффективность рассматриваемой структуры скоростной подсистемы как при управляющем, так и при возмущающем воздействиях.

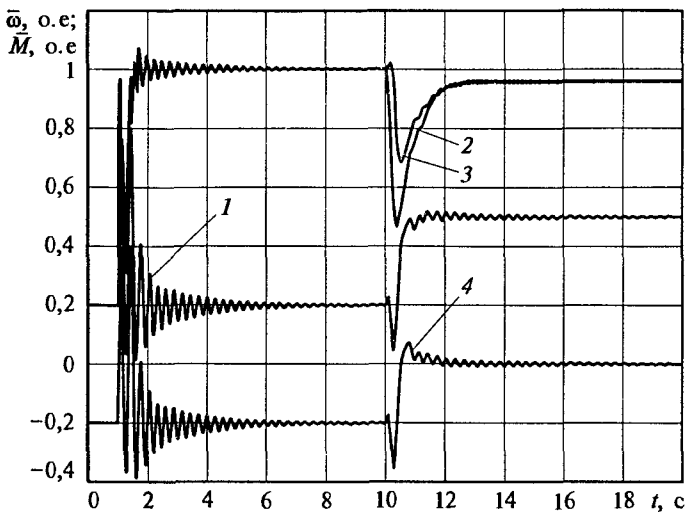


Рис. 8.20. Расчетная осциллограмма отработки малого управляющего воздействия с последующим набросом момента в скоростной подсистеме с выборкой зазора и модальным регулятором:

1 — момент первого двигателя; 2 — скорость третьей массы (зеркало); 3 — скорость каждого из двигателей; 4 — момент второго двигателя

Регулятор положения (см. рис. 8.16) в зависимости от разности задающего и истинного значений угла  $\varphi$  имеет передаточную функцию

$$\bar{W}_{p.n}(p) = \bar{\beta}_{p.n} (\tau_{p.n} p + 1) / \tau_{p.n} p,$$

где  $\bar{\beta}_{p.n} = \bar{k}_{p.n} = 2,7$ ;  $\tau_{p.n} = 1$  с. При нормировании переменных за базовое значение угла поворота на валу двигателя принято  $\varphi_{б.д} = \omega_6 \cdot 1 = 147$  рад, чему соответствует базовое значение угла поворота на исполнительном органе:

$$\varphi_{б.и.о} = \frac{\varphi_{б.д} \cdot 360 \cdot 3600}{2\pi} \frac{1}{i} = \frac{147 \cdot 360 \cdot 3600}{2\pi} \frac{1}{138000} \approx 220 \text{ угл. с.}$$

В задании на разработку следящего электропривода задаются значения максимальной скорости  $\omega_{\max}$  и максимального ускорения  $\epsilon_{\max}$ , при которых должен работать привод. По ним рассчитываются параметры эквивалентного входного гармонического сигнала  $\varphi^* = \varphi_{\max} \sin(\omega_3 t)$ , где  $\omega_3 = \epsilon_{\max} / \omega_{\max}$  и  $\varphi_{\max} = (\omega_{\max})^2 / \epsilon_{\max}$ . По отработке этого сигнала судят о соответствии точности разработанного привода заданной. В рассматриваемом приводе заданные значения, отнесенные к исполнительному органу, составляют  $\omega_{\max} = 240$  угл. с/с;  $\epsilon_{\max} = 10$  угл. с/с<sup>2</sup>. Отсюда  $\omega_3 = 10/240 \approx 0,042$  рад/с и

$$\varphi_{и.о} = 240^2/10 = 5760 \text{ угл. с или в относительных единицах } \bar{\varphi}_{и.о \max}^* = \varphi_{и.о \max}/\varphi_{б} = 5760/220 \approx 26,2.$$

Переключение структуры регулятора положения осуществляется ключами к1 и к2 (см. рис. 8.16) в функции сигнала ошибки  $\bar{\delta}$  на входе регулятора положения. Значение ошибки, при которой переключаются ключи,  $\bar{\delta}_0 = 0,3$  (66 угл. с) выбрано из условия обработки заданного эквивалентного гармонического воздействия при пропорционально-интегральной структуре регулятора.

Ограничение регулятора положения осуществляется блоком ограничения на уровне  $\bar{U}_{огр} = \pm 1,1$ .

Результаты обработки следящим электроприводом управляющего воздействия приведены в виде осциллограмм на рис. 8.21 ... 8.23.

На рис. 8.21 изображены осциллограммы обработки большого ступенчатого управляющего воздействия, равного 10 о. е. (угловое перемещение  $10 \cdot 220 = 2200$  угл. с). С помощью еще одного ключа (не показанного на рис. 8.16) контролировался момент переключения структуры регулятора положения и фиксировался на осциллограмме линией структура регулятора — минус ПРП — минус или ПИРП — плюс. Видно, что в течение большого отрезка времени задание обрабатывается при пропорциональном регуляторе положения и ограничении выходного сигнала регулятора. В завершающей части обработка происходит при ПИ структуре регулятора.

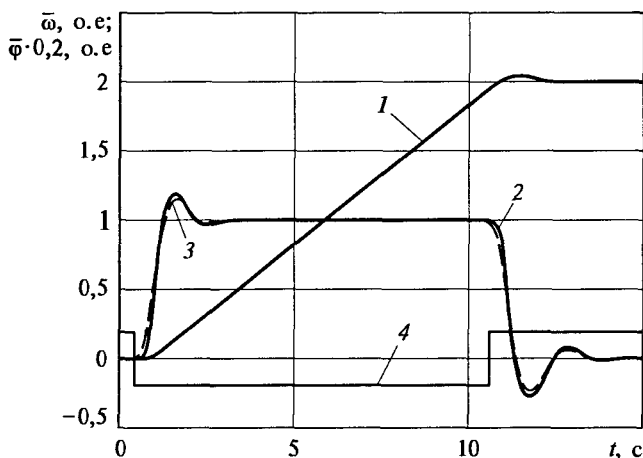


Рис. 8.21. Осциллограммы обработки скоростной подсистемой с выборкой зазора и модальным регулятором при управляющем воздействии 10 о. е.: 1 — угловое перемещение; 2 — скорость зеркала; 3 — скорость двигателя; 4 — структура регулятора

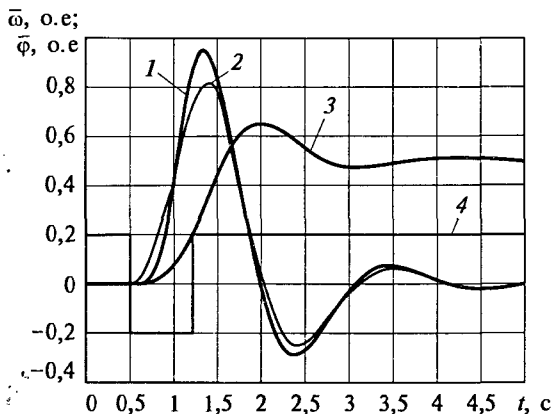


Рис. 8.22. Осциллограммы отработки скоростной подсистемой с выборкой зазора и модальным регулятором при управляющем воздействии 0,5 о. е.: 1 — скорость зеркала; 2 — скорость двигателя; 3 — угловое перемещение; 4 — структура регулятора

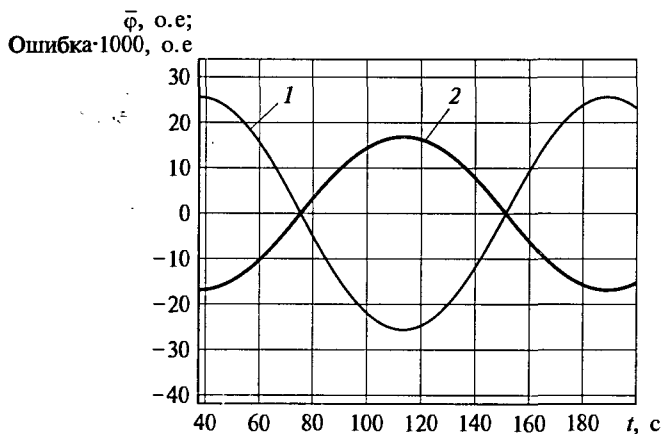


Рис. 8.23. Осциллограммы отработки следящим электроприводом эквивалентного гармонического воздействия: 1 — гармонический входной сигнал; 2 — ошибка

На рис. 8.22 показаны осциллограммы отработки малого ступенчатого сигнала  $\bar{\varphi}^* = 0,5$  (110 угл. с). Регулятор положения работает в пропорциональном режиме только в самом начале переходного процесса.

На рис. 8.23 приведены осциллограммы отработки эквивалентного гармонического сигнала. Амплитуда ошибки составляет  $17 \cdot 10^{-3}$  о. е., т. е. 3,75 угл. с, что удовлетворяет заданному требованию по точности.

Приводные преобразователи переменного тока для управления моментом, скоростью или положением ротора асинхронных, синхронных и вентильных двигателей являются современными электротехническими устройствами, которые выпускаются сегодня ведущими электротехническими фирмами мира в различных модификациях.

Основой приводных преобразователей служит преобразователь частоты со звеном постоянного тока и автономным инвертором с широтно-импульсной модуляцией. Использование в силовой части преобразователей модулей на базе IGBT, а также наличие микропроцессорной системы управления, контроля, защиты и диагностирования, входящей в их состав, позволило обеспечить высокие энергетические и эксплуатационные показатели регулируемых электроприводов переменного тока, все более уверенно занимающих ведущие позиции в автоматизации производства.

Управление преобразователем в процессе введения в строй, конфигурирование его структуры и наладка привода могут осуществляться с персонального компьютера через стандартный последовательный интерфейс или с отдельного дистанционного пульта управления. Пульт может быть выносным или располагаться непосредственно на самом преобразователе. Он оснащается текстовым, а иногда и графическим, дисплеем. В зависимости от конструкции пульта на его дисплее могут быть отражены отдельные параметры или группы параметров, которые характеризуют установленный режим работы. Собственное программное обеспечение в операционной среде Windows, позволяя работать от персонального компьютера, значительно расширяет функциональные возможности настройки и управления приводом. Предусматривается возможность визуализации процессов настройки с выводом на монитор компьютера или на дисплей пульта управления.

Управление электроприводом в процессе эксплуатации производится с пульта управления непосредственно на месте установки преобразователя или дистанционно с удаленных пультов. Сигналы задания скорости или момента (уставки) могут задаваться в аналоговой форме через аналоговый вход или выбираться из программируемых фиксированных уставок. Дискретное дистанционное управление осуществляется через последовательный интер-

фейс или по системной шине через интерфейсные платы сетей PROFIBUS, INTERBUS, CAN, DeviceNet и др. Кроме того, обычно предусматриваются программируемые внутренние задачки, с помощью которых задается запрограммированная диаграмма изменения скорости в течение цикла работы. Возможны комбинации аналоговых и дискретных задающих сигналов.

Конструктивно приводной преобразователь, как правило, строится по модульному принципу, что позволяет устанавливать в него дополнительные платы. Эти платы в сочетании со встроенными программными средствами позволяют в соответствии с требованиями заказчика получить различные конфигурации электропривода от простейших разомкнутых систем до сложных замкнутых систем регулирования скорости и систем позиционирования. В тех случаях, когда к приводу не предъявляются жесткие требования, используются простые и, следовательно, имеющие меньшую стоимость модификации преобразователей без обратной связи по скорости, работающих по принципу  $U/f$ -регулирования при различных соотношениях между напряжением и частотой. При этом не требуется применение двигателя со специальным датчиком. Повышение жесткости механических характеристик достигается применением  $IR$ -компенсации, увеличением напряжения в области низких частот компенсацией скольжения путем увеличения частоты при увеличении нагрузки. При больших диапазонах регулирования и высоких требованиях к динамике применяются более сложные алгоритмы управления, в частности, векторное управление без датчика и с датчиком обратной связи с преобразователями, управляемыми напряжением или током. Применение векторного управления с датчиком обратной связи позволяет получить диапазон регулирования скорости до нескольких тысяч при высоких динамических свойствах. При этом перегрузочная способность в диапазоне от максимальной частоты до  $0,1$  Гц поддерживается постоянной. Обеспечивается поддержание момента при скорости равной нулю, благодаря чему привод может использоваться в системах управления положением при активном моменте нагрузки.

Дополнительные платы используются для расширения числа дискретных и аналоговых входов и выходов, через которые осуществляется связь с внешними устройствами и датчиками (в частности датчиками скорости) различных типов. Через дополнительные платы осуществляется синхронное управление несколькими двигателями и др.

Для обеспечения удобного управления преобразователем все параметры и режимы работы объединяются в меню, которое определенным образом структурировано. В качестве примера такого структурирования обратимся к ряду конкретных пунктов меню, характерных для преобразователей различных фирм.

Меню включает в себя группы параметров, например такие [36]: «Отображаемые параметры», «Уставки и интеграторы», «Параметры регулирования», «Параметры двигателя», «Опорные сигналы», «Контрольные функции», «Назначение выводов», «Управляющие функции», «Функции преобразователя», «Параметры системы позиционирования» и др.

К числу параметров, которые в соответствии с первой группой могут быть отражены на дисплее пульта или персонального компьютера, обычно относятся скорость двигателя, частота напряжения на выходе преобразователя, полный и активный токи нагрузки, напряжение на двигателе и в промежуточном звене постоянного тока. Могут идентифицироваться режимы работы преобразователя такие, как наличие или отсутствие разрешения, блокировка регулятора скорости, режим работы привода (регулирование скорости, регулирование момента, регулирование положения). Сообщение об ошибке предоставляется в виде кода или текстового сообщения. Обычно в преобразователе предусматривается возможность наличия двух или более наборов параметров, которые могут использоваться в зависимости от требований, предъявляемых технологическим процессом. Номер набора также может быть отражен на дисплее.

Во второй группе параметров устанавливаются источник уставок и способ их задания, а также характеристики и масштабы входов, через которые в преобразователь вводятся уставки, темпы нарастания входных сигналов и формы их сглаживания.

Под параметрами регулирования понимается выбор структуры и параметров регулятора скорости, параметры функции удержания, т.е. характер остановки привода и удержание его в неподвижном состоянии, а также регулирование нескольких приводов в синхронном режиме.

В группе параметров, относящихся к двигателю, устанавливается рабочий диапазон регулирования скорости, ее максимальное и минимальное значения, наличие или отсутствие поддержки напряжения,  $IR$ -компенсации и компенсации скольжения для приводов с  $U/f$ -регулированием, ограничение предельного значения тока, выбор направления вращения, функции защиты.

Группа параметров «Опорные сигналы» служит для задания значений переменных, относительно которых оцениваются и регистрируются некоторые режимы работы привода. К ним относятся опорный сигнал скорости, используемый для сравнения заданного и истинного значений скорости, и сигнал тока, а также сигнал пропуска частотного окна, т.е. запретного диапазона частот, при которых в приводе могут возникнуть резонансные явления.

В отдельную группу сводятся функции, устанавливающие контроль основных параметров привода, и определяется реакция на их недопустимые отклонения от установленных значений, вклю-



чая отклонение от нормы или исчезновение напряжения питания.

В преобразователях имеются дискретные и аналоговые входы и выходы, часть которых жестко запрограммирована на определенные функции, а часть может программироваться на функции, выбираемые из предлагаемого списка. К их числу относятся функции, сигнализирующие о неисправностях, готовности преобразователя к работе, о его блокировке, о наложении или снятии встроенного в двигатель электромагнитного тормоза, об активности того или другого комплекта параметров, о превышении скоростью или током заданных значений и др. Эти функции относятся к группе параметров меню «Назначение выводов».

В группе управляющих функций выполняется установка всех параметров преобразователя, касающихся его основных характеристик управления. При установке требуемого режима преобразователя эти характеристики устанавливаются автоматически после его ввода в эксплуатацию.

Меню можно настраивать, выбирая язык. Существует набор параметров, соответствующих заводской уставке, к которым при необходимости можно возвращаться. Устанавливается адрес, по которому обеспечивается связь преобразователя с компьютером через последовательные интерфейсы, включается или выключается четырехквadrантный режим и т. п.

Выделяется группа параметров, устанавливающая параметры, относящиеся к режиму позиционирования.

Выбор управления от съемного или дистанционного пульта производится с помощью предварительно запрограммированного для этой цели дискретного входа. Предусматривается ряд меню на выбор: полное меню, краткое меню и специальное меню для ввода в эксплуатацию. Возможна организация управления в реальном времени несколькими преобразователями, подключенными через промышленную сеть.

Существует ряд управляющих команд таких, как выбор источника управляющего сигнала, блокировка регулятора, разрешение работы, выбор направления вращения, которые передаются от устройства управления верхнего уровня на двоичные входы преобразователя. Число этих команд может быть увеличено за счет введения таких функций, как быстрая остановка, остановка с заданным темпом, выбор набора параметров, введение сигнала внешней ошибки, сигнала от конечного выключателя и др.

Время разгона и торможения может задаваться отдельно и автоматически корректироваться при превышении моментом двигателя допустимого значения. С помощью программатора цикла могут быть запрограммированы циклы, включающие в себя разгоны, торможения и работу на программируемых значениях установившейся скорости.

Программируемые управляющие функции дают возможность адаптировать статические и динамические характеристики привода под условия нагрузки, настройку реакции на скачок скорости или момента нагрузки с учетом инерционных свойств механизма.

Эксплуатационную надежность электропривода обеспечивает система защит преобразователя, включающая в себя максимально-токовую защиту, защиту от перегрева двигателя и преобразователя, защиты от перегрузки, чрезмерных отклонений напряжения питания, обрыва фазы, междуфазного короткого замыкания и замыкания фазы на землю и др. Имеющаяся в большинстве преобразователей система автоматического диагностирования значительно упрощает техническое обслуживание и сокращает простой оборудования при неисправностях.

В последнее время получила распространение так называемая децентрализованная приводная техника, под которой понимается комбинация из мотор-редуктора и преобразователя частоты, монтируемого непосредственно на двигателе. Такая модульная конструкция легко встраивается в исполнительный механизм и упрощает электрический монтаж.

К числу качеств, обеспечивающих высокие технико-экономические показатели преобразователей, могут быть отнесены: высокая надежность, которая обеспечивается, в частности, использованием высоконадежных специальных микросхем; малые габариты преобразователя, что достигается применением высокоэффективного охлаждения при малогабаритных радиаторах, а также продуманной конструкцией устройства. Хорошие статические и динамические характеристики приводов с преобразователями являются результатом использования новых алгоритмов управления. Наличие автоматической подстройки преобразователя к характеристикам двигателя обеспечивают простоту ввода привода в эксплуатацию.

Преобразователи легко встраиваются в современные системы автоматизации, для чего предлагаются сетевые решения с различными топологиями сети. Разрабатываются все более совершенные алгоритмы управления. Непрерывно совершенствуется конструкция преобразователей, расширяются возможности их использования и увеличивается спектр удобств, предоставляемых пользователям.

1. *Атабеков Г. И.* Основы теории цепей : учебник для студ. вузов / Г. И. Атабеков. — М. : Энергия, 1969. — 424 с.
2. *Башарин А. В.* Управление электроприводами: учеб. пособие для студ. вузов / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. — Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1982. — 392 с.
3. *Беллман Р.* Введение в теорию матриц / Р. Беллман. — М. : Наука, 1976. — 351 с.
4. *Белов М. П.* Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов : учебник для студ. вузов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов. — М. : Издательский центр «Академия», 2004. — 576 с.
5. *Бернштейн А. Я.* Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А. Я. Бернштейн, Ю. М. Гусяцкий, Р. С. Сарбатов; под ред. Р. С. Сарбатова. — М. : Энергия, 1980. — 328 с.
6. *Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г.* Автоматизированный электропривод с упругими связями / Ю. А. Борцов, Г. Г. Соколовский. — СПб. : Энергоатомиздат, Санкт-Петербург. отд-ние, 1992. — 288 с.
7. *Браславский И. Я.* Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И. Я. Браславский. — М. : Энергоатомиздат, 1988. — 224 с.
8. *Браславский И. Я.* Энергосберегающий асинхронный электропривод: Учеб. пособие для студ. вузов / И. Я. Браславский, З. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков; под ред. И. Я. Браславского. — М. : Издательский центр «Академия», 2004. — 256 с.
9. *Бродовский В. Н.* Приводы с частотно-токовым управлением / В. Н. Бродовский, Е. С. Иванов; под ред. В. Н. Бродовского. — М. : Энергия, 1974. — 168 с.
10. *Булгаков А. А.* Частотное управление асинхронными электродвигателями / А. А. Булгаков. — 2-е изд., доп. — М. : Наука, 1966. — 297 с.
11. *Бычков М. Г.* Элементы теории вентильно-индуктивного привода // Электричество. — 1997. — № 8. — С. 35 — 44.
12. *Вешеневский С. Н.* Характеристики двигателей в электроприводе / С. Н. Вешеневский. — М. : Энергия, 1966. — 400 с.
13. *Водовозов В. М.* Теория и системы электропривода : учеб. пособие / В. М. Водовозов. — СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2004. — 306 с.
14. *Глазенко Т. А.* Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока / Т. А. Глазенко. — Л. : Энергия, 1973. — 304 с.
15. *Голландцев Ю. А.* Вентильные индукторно-реактивные двигатели / Ю. А. Голландцев. — СПб. : ГНЦ РФ — ЦНИИ «Электроприбор», 2003. — 148 с.

16. *Грузов В. Л.* Управление электроприводами с вентильными преобразователями : учеб. пособие / В. Л. Грузов. — Вологда : ВоГТУ, 2003. — 294 с.
17. *Ефимов А. А.* Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А. А. Ефимов, Р. Т. Шрейнер; под ред. Р. Т. Шрейнера. — Новоуральск : НГТИ, 2001. — 250 с.
18. *Иванов-Смоленский А. В.* Электрические машины : учебник для студ. вузов / А. В. Иванов-Смоленский. — М. : Энергия, 1980. — 928 с.
19. *Ильинский Н. Ф.* Основы электропривода : учеб. пособие для студ. вузов / Н. Ф. Ильинский. — М. : МЭИ, 2000 — 164 с.
20. *Ильинский Н. Ф.* Общий курс электропривода : учебник для студ. вузов / Н. Ф. Ильинский, В. Ф. Козаченко. — М. : Энергоатомиздат, 1992. — 544 с.
21. *Ильинский Н. Ф.* Вентильно-индукторный привод для легких электрических транспортных средств // Электротехника / Н. Ф. Ильинский, М. Г. Бычков. — 2000. — № 2. — С. 28 — 31.
22. *Ключев В. И.* Теория электропривода : учебник для студ. вузов. 3-е изд., перераб. и доп. — М. : Энергоатомиздат, 2001. — 714 с.
23. *Ковчин С. А.* Теория электропривода : учебник для студ. вузов / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. — СПб. : Энергоатомиздат, Санкт-Петербург. отд-ние, 2000. — 496 с.
24. *Козаченко В. Ф.* Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // СНИР NEWS. — 1999. — № 1 (34). — С. 2—9.
25. *Копылов И. П.* Математическое моделирование электрических машин : учебник для студ. вузов / И. П. Копылов. — М. : Высш. шк., 2001. — 327 с.
26. *Кузовков Н. Т.* Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах / Н. Т. Кузовков. — М. : Оборонгиз, 1960. — 444 с.
27. *Кузовков Н. Т.* Модальное управление и наблюдающие устройства / Н. Т. Кузовков. — М. : Машиностроение, 1976. — 184 с.
28. *Матханов П. Н.* Основы анализа электрических цепей. Линейные цепи : учебник для студ. электротехн. и радиотехн. вузов / П. Н. Матханов. — 3-е изд., перераб. и доп. — М. : Высш. шк., 1990. — 499 с.
29. *Микеров А. Г.* Управляемые вентильные двигатели малой мощности : учеб. пособие / А. Г. Микеров. — СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1997. — 64 с.
30. *Москаленко В. В.* Электрический привод : учеб. пособие для студ. учреждений сред. проф. образования / В. В. Москаленко. — М. : Мастерство, 2000. — 416 с.
31. *Онищенко Г. Б.* Электропривод турбомеханизмов / Г. Б. Онищенко, М. Г. Юньков. — М. : Энергия, 1972. — 240 с.
32. *Онищенко Г. Б.* Электрический привод : учебник для студ. вузов / Г. Б. Онищенко. — М. : РАСХН, 2003. — 320 с.
33. *Онищенко Г. Б.* Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г. Б. Онищенко, И. Л. Локтева. — М. : Энергия, 1979. — 200 с.
34. Основы автоматизированного электропривода / М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский : учеб. пособие для студ. вузов. — М. : Энергия, 1974. — 568 с.

35. *Поздеев А. Д.* Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А. Д. Поздеев. — Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. — 172 с.

36. Приводной преобразователь MOVIDRIVE®MD\_60A. Системное руководство. — Издание 11/99, SEW Eurodrive. — 253 с.

37. *Рудаков В. В.* Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В. В. Рудаков, И. М. Столяров, В. А. Дартау. — Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987. — 136 с.

38. *Сабинин Ю. А.* Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю. А. Сабинин, В. Л. Грузов. — Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1985. — 128 с.

39. *Сабинин Ю. А.* Электромашинные устройства автоматики : Учебник для студ. вузов / Ю. А. Сабинин. — Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1988. — 408 с.

40. *Сандлер А. С.* Частотное управление асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. — М. : Энергия, 1966. — 144 с.

41. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / [О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов, Е. Д. Лебедев и др.]. — М. : Энергоатомиздат, 1983. — 256 с.

42. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / [Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, Б. И. Абрамов, Б. И. Моцохейн и др.] // *Электротехника*. 1996. — № 10. — С. 18—28.

43. *Соколов М. М.* Асинхронный электропривод с импульсным управлением в цепи выпрямленного тока ротора / М. М. Соколов, П. Е. Данилов. — М. : Энергия, 1972. — 72 с.

44. *Соколовский Г. Г.* Теория и системы электропривода (электроприводы переменного тока) : учеб. пособие / Г. Г. Соколовский. — СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1999. — 80 с.

45. Справочник по автоматизированному электроприводе / под ред. В. А. Елисева и А. В. Шинянского. — М. : Энергоатомиздат, 1983. — 616 с.

46. *Терехов В. М.* Элементы автоматизированного электропривода : учебник для студ. вузов / В. М. Терехов. — М. : Энергоатомиздат, 1987. — 224 с.

47. *Токарев Л. Н.* Математическое описание, расчет и моделирование физических процессов в судовых электростанциях / Л. Н. Токарев. — Л. : Судостроение, 1980. — 119 с.

48. *Токарев Л. Н.* Программы для моделирования электромеханических систем / Л. Н. Токарев, Н. В. Шиу. — СПб. : Издательско-полиграфический центр СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1999. — 152 с.

49. *Усынин Ю. С.* Системы управления электроприводов : учеб. пособие / Ю. С. Усынин. — Челябинск : изд-во ЮУрГУ, 2001. — 358 с.

50. *Хрущев В. В.* Электрические машины систем автоматики : учебник для вузов / В. В. Хрущев. — Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1985. — 368 с.

51. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. Г. Чичерин. — Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1986. — 248 с.

52. *Шенфельд Р.* Автоматизированные электроприводы; пер. с нем. / Р. Шенфельд, Э. Хабигер; под ред. Ю. А. Борцова. — Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1985. — 464 с.

53. *Шрейнер Р. Т.* Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. — Екатеринбург : УРО РАН, 2000. — 654 с.

54. *Шубенко В. А.* Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением / В. А. Шубенко, И. Я. Браславский. — М. : Энергия, 1972. — 200 с.

55. *Blaschke F.* Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens-Zeitschrift. — 1971. — Bd. 45. — H. 10. — S. 757 — 760.

56. *Buja G., Kazmierkowski M. P.* Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors — A Survey: III Summer Seminar on Nordick Network for Multi Disciplinary Electric Drives.— 21—23 June 2003.— Zegrze.— Poland.— pp. 1—19.

57. *Direct Torque Control of AC motor drives.* M. Aaltonen, P. Tiitinen, J. Laku, S. Heikkilä // ABB Review — 1995. — № 3. — pp. 19—24.

58. *Flöter W., Ripperger H.,* Die Transvektor-Regelung für feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine // Siemens-Zeitschrift. — Vol. 45 (1971). — S. 761 — 764.

59. *Leonard W.* Control of Electrical Drives. — Berlin: Springer, 1996. — S. 420.

60. *Schröder P.* Elektrische Antriebe — Regelung von Antriebssystemen, 2 Auflage. — Berlin: Springer, 2001. — S. 1172.

61. *Vas P.* Sensorless Vector and Direct Torque Control. — Oxford: Oxford University Press. — 1998.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	3
<b>Глава 1. Математическое описание электропривода с асинхронным двигателем и разомкнутой системой регулирования .....</b>	<b>9</b>
1.1. Уравнения для мгновенных значений напряжений, токов и потокосцеплений .....	9
1.2. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя .....	13
1.3. Векторная диаграмма асинхронного двигателя .....	16
1.4. Представление трехфазной системы пространственными векторами .....	18
1.5. Системы координат и их взаимосвязь .....	22
1.6. Описание электромагнитных процессов в асинхронном двигателе в пространственных векторах .....	25
<b>Глава 2. Представление математического описания электропривода с асинхронным двигателем и разомкнутой системой управления в виде структурных схем .....</b>	<b>32</b>
2.1. Электромагнитный момент асинхронного двигателя .....	32
2.2. Основные уравнения и векторно-матричная структурная схема асинхронного двигателя .....	37
2.3. Структурная схема электропривода с асинхронным двигателем при произвольной ориентации системы координат ...	41
2.4. Структурная схема электропривода с асинхронным двигателем при ориентации системы координат по вектору потокосцепления ротора .....	45
2.5. Учет насыщения магнитной системы в математическом описании асинхронного двигателя .....	50
<b>Глава 3. Электроприводы с синхронным и вентильно-индукторным двигателями .....</b>	<b>57</b>
3.1. Математическое описание синхронного двигателя без демпферной обмотки .....	57
3.2. Статические характеристики электропривода с синхронным двигателем .....	65
3.3. Математическое описание синхронного двигателя с демпферной обмоткой .....	68
3.4. Электропривод с реактивным синхронным двигателем .....	72
3.5. Электропривод с вентильно-индукторным двигателем .....	73

<b>Глава 4. Преобразователи частоты в системе частотного регулирования скорости электропривода переменного тока</b> .....	78
4.1. Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения и управляемым выпрямителем .....	78
4.2. Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения и широтно-импульсной модуляцией .....	83
4.3. Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения и векторной широтно-импульсной модуляцией .....	90
4.4. Преобразователи частоты с автономным инвертором, управляемым током .....	98
4.5. Тормозной режим двигателя при питании от преобразователя частоты со звеном постоянного тока .....	104
<b>Глава 5. Электропривод с вентильным двигателем на основе синхронной машины с постоянными магнитами</b> .....	108
5.1. Принцип действия электропривода с бесконтактным двигателем постоянного тока .....	108
5.2. Конструктивные особенности синхронных двигателей с постоянными магнитами .....	111
5.3. Принцип построения и математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе двухфазной синхронной машины .....	113
5.4. Математическое описание электропривода с вентильным двигателем на основе трехфазной синхронной машины .....	122
<b>Глава 6. Принципы регулирования скорости электроприводов переменного тока изменением частоты напряжения на статоре</b> .....	129
6.1. Механические характеристики и режимы работы асинхронного двигателя .....	129
6.2. $U/f$ -регулирование скорости электропривода с асинхронным двигателем .....	137
6.3. Векторное управление электроприводом с асинхронным двигателем .....	145
6.4. Прямое управление моментом асинхронного двигателя .....	153
6.5. Бездатчиковое определение скорости в электроприводе переменного тока .....	164
<b>Глава 7. Системы регулирования скорости электропривода переменного тока изменением частоты напряжения на статоре</b> .....	176
7.1. Замкнутая по скорости система регулирования электропривода с асинхронным двигателем при поддержании постоянства потокосцепления статора .....	176
7.2. Замкнутая по скорости система регулирования электропривода с асинхронным двигателем при поддержании постоянства потокосцепления ротора .....	181



7.3. Система регулирования скорости электропривода с асинхронным двигателем и векторным управлением при непосредственном измерении потока .....	187
7.4. Система регулирования скорости электропривода при векторном управлении асинхронным двигателем и определении потокосцепления ротора по модели потока .....	191
7.5. Системы управления электропривода с вентильным двигателем .....	200
<b>Глава 8. Примеры расчетов в приводах переменного тока .....</b>	<b>209</b>
8.1. Расчет переходного процесса при пуске электропривода с асинхронным двигателем прямым включением двигателя в сеть .....	209
8.2. Расчет реакции электропривода с синхронным двигателем на изменение момента нагрузки .....	211
8.3. Сравнение механических характеристик электропривода с асинхронным двигателем, рассчитанных на основании Т-образной и Г-образной схем замещения .....	214
8.4. Расчет механических характеристик электропривода с асинхронным двигателем и разомкнутой системой регулирования при поддержании постоянства критического момента .....	216
8.5. Оценка влияния переключения векторов напряжения на статоре на значения потокосцепления статора и момента асинхронного двигателя при прямом управлении моментом .....	218
8.6. Расчет динамики замкнутой по скорости системы регулирования электропривода с асинхронным двигателем при поддержании постоянства потокосцепления статора .....	220
8.7. Стандартные настройки контуров регулирования в приводах переменного тока .....	226
8.8. Расчет динамических режимов в системе регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем .....	232
8.9. Расчет динамики следящего электропривода переменного тока на примере азимутального привода крупного радиотелескопа .....	240
Заключение .....	254
Список литературы .....	259