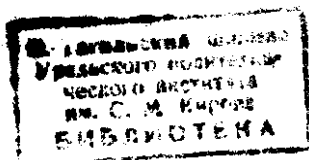


ББК 31.291
Э73
УДК 62-83-52

Рецензент Р. С. Сарбатов

161531



Эпштейн И. И.

Э73 Автоматизированный электропривод переменного тока. — М.: Энергоиздат, 1982.— 192 с., ил.
60 к.

Изложены вопросы автоматического управления электроприводом на основе асинхронного короткозамкнутого двигателя и тиристорного преобразователя частоты. Основное внимание уделено специфике частотного управления асинхронным двигателем и особенностям построения систем преобразователь частоты — двигатель. Рассмотрены электромагнитные процессы в асинхронном короткозамкнутом двигателе при частотном управлении, способы математического описания процессов в форме, удобной для анализа работы электропривода и синтеза необходимых регуляторов.

Предназначена для инженеров, специализирующихся в области автоматизированного электропривода и преобразовательной техники.

Э 2302030000-567
051(01)-82 188-82

ББК 31.291
6 П2.1.081

© Энергоиздат, 1982

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электротехнической промышленностью СССР и зарубежными электротехническими фирмами выпускаются тиристорные преобразователи частоты мощностью от единиц до нескольких тысяч киловольт-ампер, предназначенные для управления скоростью асинхронных короткозамкнутых двигателей. В настоящее время электропривод подавляющего большинства механизмов по техническим требованиям и в пределах реализуемой мощности машины может быть выполнен на основе асинхронного короткозамкнутого двигателя и тиристорного преобразователя частоты. По сравнению с тиристорным приводом постоянного тока достоинствами системы преобразователь частоты—асинхронный двигатель являются простота в эксплуатации и дешевизна двигателя, недостатками — сравнительная сложность и значительная стоимость силовой части тиристорного преобразователя частоты (особенно на основе автономного инвертора с принудительной коммутацией). В настоящее время система преобразователь частоты—асинхронный двигатель используется преимущественно там, где принципиальная простота конструкции двигателя и минимальные требования по эксплуатационному уходу создают решающие технико-экономические преимущества данного типа привода. Наблюдающийся прогресс в области производства тириستоров, силовых транзисторов, конденсаторов приведет к дальнейшему расширению использования электропривода по системе преобразователь частоты — асинхронный двигатель в диапазоне мощностей до 500 кВт в тех областях, где в настоящее время применяется привод постоянного тока.

По сравнению с тиристорным электроприводом постоянного тока электропривод по системе преобразователь частоты — асинхронный двигатель обладает рядом особенностей:

1) многообразие преобразователей частоты по схемным решениям и динамическим характеристикам;

2) управление потоком и моментом со стороны статора, причем управляющее воздействие двухкоординатное: регулируются амплитуда и частота напряжения (тока) статора. Взаимосвязь между амплитудой и частотой напряжения для независимого управления потоком и моментом должна быть строго определенной; эта зависимость является функцией частоты, момента, производной момента, параметров двигателя, которые меняются, например при изменении температуры. Это существенно усложняет задачу оптимального управления асинхронным двигателем, необходимы многочисленные датчики, в частности, точные датчики частоты вращения. Отступление от указанного закона связанного управления амплитуды и частоты напряжения приводит к тому, что при регулировании момента двигателя меняется его поток, при этом система уравнений электропривода становится нелинейной. Процессы в одномассовой системе электропривода описываются нелинейными дифференциальными уравнениями пятого порядка, что существенно усложняет их анализ;

3) применение вращающейся системы координат для рассмотрения процессов в асинхронном двигателе. Выбор системы координат является часто определяющим с точки зрения простоты решения задачи управления.

Оценивая современное состояние теории автоматизированного асинхронного электропривода, следует отметить:

1) достаточно полную разработку теории преобразователей частоты — определены рациональные силовые схемы, а также принципы и системы управления, существуют методики расчета. Дальнейший прогресс в области преобразователей частоты связан с совершенствованием элементной базы;

2) отсутствие теоретической завершенности вопросов, касающихся систем преобразователь частоты — асинхронный двигатель, которая бы установила границы рационального использования различных преобразователей частоты и законов управления асинхронными двигателями, определила оптимальные структурные схемы систем управления с учетом динамических особенностей преобразователей частоты при наличии методик синтеза регуляторов данных структур.

Отсутствие теоретической завершенности связано с тем, что хотя фундаментальные вопросы частотного управления асинхронным двигателем и прежде всего принцип управления с ориентацией по потоку двигателя достаточно глубоко разработаны [27, 29], но разработанные законы управления базируются на использовании датчика потока,

импульсного датчика скорости или датчика углового положения вала двигателя, при этом усложняется общая конструкция исполнительской части привода и он лишается своего главного преимущества. Поэтому в подавляющем большинстве случаев практического использования асинхронного электропривода применяются более простые по реализации, но более сложные по математическому анализу процессов законы.

При написании книги перед автором стояла задача провести анализ динамики силовых элементов автоматизированного асинхронного электропривода, получить структурные схемы и дать методику расчета регуляторов для большинства используемых на практике законов частотного управления и конструкций преобразователей частоты. При изложении материала, учитывая ограниченный объем книги, автор исходил из того, что читатель знаком с тиристорным электроприводом постоянного тока. Поэтому основное внимание уделялось особенностям электромагнитных процессов в асинхронном двигателе, принципам управления потоком и моментом двигателя, методам исследования динамических свойств двигателя, динамическим характеристикам преобразователей частоты, структурным схемам системы электропривода для различных законов частотного управления.

Автор последовательно излагал указанные вопросы, основываясь на физических и математических положениях, не заменяя доказательства ссылками на сравнительно многочисленную литературу, посвященную отдельным сторонам проблемы и отличающуюся разнообразием обозначений, допущений, математических приемов.

Автор понимает, что его книга не лишена недостатков и с благодарностью примет все замечания по содержанию книги. Их следует направлять в адрес Энергоиздата: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Автор

ЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Закон управления электрической энергией, подводимой к двигателю для получения момента, определяется внутренними электромагнитными процессами в самом двигателе. В настоящей главе рассматриваются уравнения установившихся процессов в асинхронном двигателе при наличии на выводах статора симметричной трехфазной системы синусоидальных напряжений. В результате исследования определяются характеристики двигателя при различных законах изменения напряжения на выводах статора в функции частоты и нагрузочного момента. Конечным результатом анализа является выбор рациональных законов управления напряжением и частотой. В соответствии с данными законами определяются функциональные схемы электроприводов по системе преобразователь частоты — асинхронный двигатель (ПЧ—АД).

1.1. УРАВНЕНИЯ УСТАНОВИВШИХСЯ ПРОЦЕССОВ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ (УРАВНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАВНОВЕСИЯ ЦЕПЕЙ)

Асинхронная машина представляет собой систему, как минимум, двух обмоток, одна из которых расположена на неподвижной части (статоре), другая на вращающейся части (роторе) машины. Момент машины образуется в результате взаимодействия токов в этих обмотках. Трехфазная обмотка статора подключается к питающей сети, трехфазная обмотка ротора замкнута. Часто обмотку ротора выполняют в виде беличьей клетки. Она эквивалентна трехфазной короткозамкнутой обмотке и может быть заменена последней. Принимаем, что обмотка ротора имеет число витков, равное числу витков обмотки статора. Обмотки статора и ротора магнитосвязаны, поэтому потоко-сцепление обмотки статора определяется как токами, протекающими по трем фазам обмотки статора, так и токами фаз ротора. Это же относится и к обмотке ротора.

Таким образом, имеются две трехфазные обмотки, вращающиеся одна относительно другой. Если к обмотке статора приложено трехфазное синусоидальное напряжение, а обмотка ротора замкнута, то уравнение установившегося процесса для системы из двух магнитосвязанных обмоток имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 r_1 + j\omega_1 \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{I}_2 r_2 + j\omega_2 \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{\Psi}_{11} + \bar{\Psi}_{12} = L_1 \bar{I}_1 + L_0 \bar{I}_2'; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{\Psi}_{21} + \bar{\Psi}_{22} = L_0 \bar{I}_1' + L_2 \bar{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

В (1.1) r — активное сопротивление, $\bar{\Psi}$ — потокосцепление, L — индуктивность. Индексом «1» отмечены все величины, относящиеся к статору, а индексом «2» — к ротору. Индексом «0» отмечена взаимная индуктивность статора и ротора. Величины \bar{U} , \bar{I} , $\bar{\Psi}$ относятся к одной фазе, для других фаз ток, напряжение, потокосцепление будут аналогичными с учетом соответствующего фазового сдвига. Уравнения (1.1) не столь просты, как может показаться на первый взгляд. Первая особенность — статор и ротор трехфазные, и магнитная связь существует между каждой фазой статора и остальными двумя фазами статора, а также тремя фазами ротора. Однако в (1.1) отсутствуют в явном виде взаимные индуктивности. Они учитываются соответствующими значениями величин L_1 , L_2 , L_0 .

Таким образом, в (1.1) L_1 — индуктивность фазы статора с учетом взаимной индуктивности других фаз, равная полному потокосцеплению фазы статора при отсутствии тока ротора, отнесенному к току этой фазы. Аналогично L_2 — индуктивность фазы ротора с учетом взаимной индуктивности других фаз ротора и L_0 — взаимная индуктивность фазы ротора со всеми фазами статора, равная отношению максимального значения потокосцепления фазы ротора, обусловленного токами статора, к максимальному значению фазного тока статора. Говоря о максимальном значении потокосцепления ротора, имеем в виду, что вращающийся в зазоре поток, обусловленный токами фаз статора, вращается в общем случае также и относительно ротора, поэтому поток, связанный с фазой ротора, изменяется по гармоническому закону с частотой скольжения, равной разности частоты тока статора и частоты вращения ротора. Частота тока ротора $\omega_2 = \omega_1 - p_n \omega$, где p_n — число пар полюсов двигателя; ω — угловая скорость ротора. Во всех

случаях подразумеваются симметрия фаз статора и ротора, а также отсутствие нулевого провода.

Вторая особенность (1.1) заключается в том, что приняты различные обозначения для физически одних и тех же токов статора и ротора: \bar{I}_1 и \bar{I}'_1 , \bar{I}_2 и \bar{I}'_2 . Для объяснения данного положения рассмотрим первое уравнение системы (1.1). Это записанное в символической форме уравнение установившегося режима цепи, содержащей активное сопротивление и индуктивность, при действии на выводах цепи переменного напряжения с частотой $f_1 = \omega_1 / 2\pi$. Символическая форма записи установившихся процессов для цепи переменного тока означает, что вместо величин, изменяющихся по гармоническому закону с частотой f_1 , рассматриваем векторы, вращающиеся на плоскости со скоростью ω_1 , а при переходе к мгновенным значениям определяются проекции этих векторов на неподвижную ось.

Отсюда следует, что при описании процессов в статоре рассматриваем вектор \bar{I}_1 вращающимся на плоскости со скоростью ω_1 , соответственно потокоцепление $\bar{\Psi}_{11} = \omega_1 \bar{I}_1$ также вращается на плоскости со скоростью ω_1 . В то же время, как было указано выше, потокоцепление $\bar{\Psi}_{21} = L_0 \bar{I}'_1$ изменяется относительно фазы ротора с частотой скольжения, поэтому при описании установившихся процессов в роторной цепи вектор $\bar{\Psi}_{21}$, а следовательно, и \bar{I}'_1 принимаются вращающимися со скоростью ω_2 . Вот почему вводятся два обозначения для тока статора \bar{I}_1 и \bar{I}'_1 и ротора \bar{I}_2 и \bar{I}'_2 , одно — при рассмотрении процессов в статоре, другое — в роторе.

Третья особенность (1.1) состоит в том, что уравнения записаны для максимальных значений синусоидальных величин, а не для действующих значений. На форму уравнений это никак не влияет, но в данном случае упрощает рассуждения (при описании процессов в символической форме \bar{I}_1 — это вектор, вращающийся со скоростью ω_1 , модуль которого равен максимальному току фазы статора), а в дальнейшем упрощает переход от уравнений неустановившихся процессов к установившимся решениям.

Четвертая особенность заключается в том, что приведенная запись уравнений двигателя является математически строгой только при отсутствии потерь в магнитопроводе. Следовательно, при использовании (1.1) потерями в стали машины пренебрегаем.

Недостатком (1.1) является то, что процессы в статоре и роторе описываются в разных системах координат, что выражается в наличии двух обозначений для токов стато-

ри и ротора. Это неудобство легко снимается при приведении процессов в роторе к частоте статора. Разделим второе уравнение системы (1.1) на ω_2 и умножим на ω_1 . В результате получим:

$$0 = \bar{I}_2 r_2 \frac{\omega_1}{\omega_2} + j\omega_1 \bar{\Psi}_2 = \bar{I}_2 \frac{r_2}{s} + j\omega_1 \bar{\Psi}_2. \quad (1.2)$$

По форме записи это установившееся решение в символической форме для короткозамкнутого контура, содержащего сопротивление $r_2\omega_1/\omega_2$, а полный поток контура меняется с частотой ω_1 . Осуществив указанное преобразование, придем к форме записи процессов в роторе, при которой частота изменения электрических величин \bar{I}_2 и $\bar{\Psi}_2$ равна ω_1 , а не ω_2 , поэтому необходимость в различных обозначениях токов \bar{I}_1 и \bar{I}_2 для статора и ротора отпадает, остаются только обозначения \bar{I}_1 и \bar{I}_2 . В этом случае (1.1) можно записать в виде (штрих над \bar{I}'_2 опускаем)

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 r_1 + j\omega_1 \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{I}_2 \frac{r_2}{s} + j\omega_1 \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{I}_1 L_1 + \bar{I}_2 L_0; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{I}_1 L_0 + \bar{I}_2 L_2. \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

или

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \bar{I}_1 r_1 + j\omega_1 \bar{I}_1 (L_1 - L_0) + j\omega_1 L_0 (\bar{I}_1 + \bar{I}_2); \\ 0 &= \bar{I}_2 r_2 \frac{1}{s} + j\omega_1 \bar{I}_2 (L_2 - L_0) + j\omega_1 L_0 (\bar{I}_1 + \bar{I}_2). \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

На рис. 1.1 показана схема замещения асинхронного двигателя, построенная по (1.4).

Векторные диаграммы асинхронной машины в соответствии со схемой замещения (рис. 1.1) для $s > 0$ и $s < 0$ приведены на рис. 1.2, а, б.

Уравнения (1.3) являются уравнениями установившегося режима двигателя как системы двух магнитосвязанных трехфазных обмоток, к одной из которых приложено трехфазное напряжение постоянной амплитуды и частоты, а другая, короткозамкнутая, вращается относительно первой с постоянной скоростью. Вращение с постоянной ско-

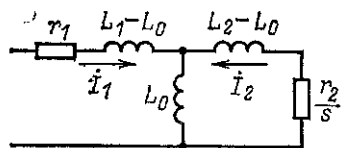


Рис. 1.1. Схема замещения асинхронного двигателя.

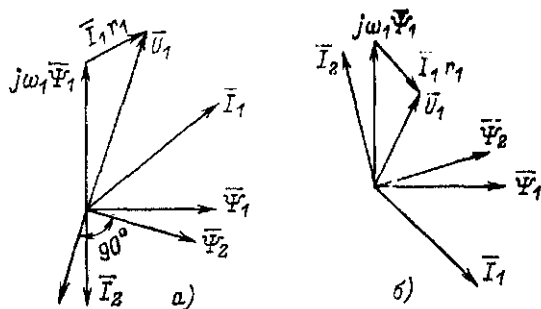


Рис. 1.2. Векторные диаграммы асинхронного двигателя.
а — $s > 0$; б — $s < 0$.

ростью означает механическое равновесие, т. е. момент, развиваемый двигателем, равен моменту сопротивления.

1.2. МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рассмотрим фазу обмотки статора, представляющую собой катушку. Уравнение установившегося режима для фазы статора в символической форме — первое уравнение системы (1.3). Средняя за период мощности цепи переменного тока равна скалярному произведению векторов тока и напряжения:

$$P = \bar{U}_1 I_1 = I_1 r_1 I_1 + j\omega_1 \bar{\Psi}_1 I_1 = \\ = I_1^2 r_1 + \omega_1 \operatorname{Im} (I_1 \bar{\Psi}_1^*). \quad (1.5)$$

В (1.5) первое слагаемое — это мощность потерь в активном сопротивлении обмотки, второе слагаемое — это так называемая электромагнитная мощность, передаваемая обмоткой через воздушный зазор в ротор двигателя.

Электромагнитная мощность трехфазной системы в установившемся режиме постоянна и равна утроенному значению средней мощности фазы:

$$P_e = 3\omega_1 \operatorname{Im} (I_1 \bar{\Psi}_1^*). \quad (1.6)$$

Электромагнитная мощность статора преобразуется в механическую мощность вращательного движения. Электромагнитное поле в зазоре вращается со скоростью ω_1/p_n . Следовательно, момент двигателя равен:

$$M = 3p_n \operatorname{Im} (I_1 \bar{\Psi}_1^*). \quad (1.7)$$

Подставляя в (1.7) значение $\bar{\Psi}_1$ из (1.3), получаем:

$$M = 3p_n L_0 \operatorname{Im} (I_1 I_2^*). \quad (1.8)$$

Таким образом, момент пропорционален векторному произведению потокоцепления статора на ток статора и равен отношению электромагнитной мощности к скорости электромагнитного поля. Это позволяет получить формулу момента по схеме замещения двигателя (рис. 1.1) с учетом того, что электромагнитная мощность — это

мощность, развиваемая в сопротивлении r_2/s :

$$M = 3p_n I_2^2 \frac{r_2}{s\omega_1} = 3p_n I_2^2 \frac{r_2}{\omega_2}, \quad (1.9)$$

Последние два уравнения системы (1.3) устанавливают связь между токами и потокоцеплениями статора и ротора. Задавшись любыми двумя величинами, можно выразить через них остальные. Получим еще ряд выражений для момента асинхронной машины:

$$\left. \begin{aligned} M &= 3p_n \frac{L_0}{L_1 L_2 - L_0^2} \operatorname{Im} (\bar{\Psi}_1 \bar{\Psi}_2^*); \\ M &= 3p_n \frac{L_0}{L_1} \operatorname{Im} (\bar{\Psi}_1 \bar{I}_2^*); \\ M &= 3p_n \operatorname{Im} (\bar{\Psi}_2 \bar{I}_1^*); \\ M &= 3p_n \frac{L_0}{L_2} \operatorname{Im} (\bar{I}_1 \bar{\Psi}_2^*). \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

1.3. УРАВНЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ В ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ЕДИНИЦАХ

Для характеристики асинхронных двигателей используются кратность пускового момента, кратность максимального момента, кратность пускового тока, т. е. отношение определяемого значения величины к некоторому базовому значению этой величины.

В качестве базовых принимаем:

максимальное значение номинального фазного тока $I_6 = \sqrt{2} I_{ном}$

максимальное значение номинального фазного напряжения $U_6 = \sqrt{2/3} U_{ном}$ (в номинальных данных двигателей указывается всегда линейное напряжение);

сопротивление $Z_6 = U_6 / I_6$;

потокоцепление $\Psi_6 = U_6 / \omega_{ном}$ ($\omega_{ном}$ — номинальная круговая частота питающей сети);

мощность $P_6 = \frac{3}{2} U_6 I_6$;

момент $M_6 = p_n P_6 / \omega_{ном}$.

При переходе к относительным единицам следует первые два уравнения системы (1.3) разделить на базовые значения входящих в них величин:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\bar{U}_1}{U_6} &= \frac{\bar{I}_1}{I_6} \frac{r_1}{Z_6} + j \frac{\omega_1}{\omega_6} \frac{\bar{\Psi}_1}{\Psi_6}; \\ 0 &= \frac{\bar{I}_2}{I_6} \frac{r_2}{Z_6} \frac{1}{s} + j \frac{\omega_1}{\omega_6} \frac{\bar{\Psi}_2}{\Psi_6}. \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

При записи уравнений в относительных единицах сохраняем в основном те же обозначения, что и для действительных значений, за исключением $\omega_1/\omega_6 = a$, $p_n \omega/\omega_6 = v$ и $M/M_6 = \mu$. Кроме того, вместо относительного скольжения s вводится новая относительная величина — абсолютное скольжение $\beta = sa$.

В (1.7), (1.8), (1.10) при переходе к относительным единицам исчезают коэффициенты, и формулы для моментов имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \mu &= \operatorname{Im} (\bar{I}_1 \bar{\Psi}_1^*); \\ \mu &= X_0 \operatorname{Im} (\bar{I}_1 \bar{I}_2^*), \\ \mu &= I_2^2 r^2 / \beta; \\ \mu &= \frac{X_0}{X_1 X_2 - X_0^2} \operatorname{Im} (\bar{\Psi}_1, \bar{\Psi}_2^*); \\ \mu &= \frac{X_0}{X_1} \operatorname{Im} (\bar{\Psi}_1 \bar{I}_2^*); \\ \mu &= \operatorname{Im} (\bar{\Psi}_2 \bar{I}_2^*); \\ \mu &= \frac{X_0}{X_2} \operatorname{Im} (\bar{I}_1 \bar{\Psi}_2^*). \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

В уравнениях системы (1.12) отношения индуктивностей заменены отношениями индуктивных сопротивлений при номинальной частоте. При использовании относительных единиц все величины в уравнениях получаются безразмерными.

В относительных единицах уравнения электрического равновесия (1.3) можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 r_1 + j \alpha \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{I}_2 r_2 \frac{\alpha}{\beta} + j \alpha \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{I}_1 X_1 + \bar{I}_2 X_0; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{I}_1 X_0 + \bar{I}_2 X_2. \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

Здесь X_1 , X_2 , X_0 — полные индуктивные сопротивления статора, ротора и сопротивление взаимной индукции при номинальной частоте в относительных единицах.

Часто вместо полных сопротивлений X_1 и X_2 используют индуктивные сопротивления рассеяния статора x_1 и ротора x_2 :

$$x_1 = X_1 - X_0;$$

$$x_2 = X_2 - X_0.$$

Полная система уравнений включает уравнения электрического равновесия (1.13), уравнения момента двигателя (1.12) (в установившемся режиме он равен статическому моменту сопротивления) и уравнение скорости

$$v = \alpha - \beta. \quad (1.14)$$

Более употребительна другая форма уравнений, чем (1.13). Разделим первые два уравнения системы (1.13) на α и запишем систему

уравнений в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} -U_1/\alpha &= -I_1 r_1/\alpha + j\bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{I}_2 r_2/\beta + j\bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{I}_1 X_1 + \bar{I}_2 X_0; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{I}_1 X_0 + \bar{I}_2 X_2; \\ \mu &= \frac{X_0}{X_2 X'_1} \operatorname{Im}(\bar{\Psi}_1 \bar{\Psi}_2^*); \\ \nu &= \alpha - \beta. \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

В (1.15) все величины можно разделить: на параметры двигателя r_1 ; r_2 ; X_1 ; X_2 ; X_0 — величины постоянные. В приводимых ниже примерах, если не делаются специальные оговорки, принимаются следующие параметры двигателя $r_1=r_2=0,035$; $X_1=X_2=3,1$, $X_0=3,0$;

на параметры режима \dot{U}_1 , α , μ — независимые переменные; на производные параметров двигателя и режима \bar{I}_1 ; \bar{I}_2 ; $\bar{\Psi}_1$; $\bar{\Psi}_2$; $\bar{\Psi}_0$; β , ν .

Расчет статистических характеристик двигателя сводится к определению по (1.15) производных величин, зависящих от параметров режима. В процессе расчета оказывается удобным принять в качестве параметра режима параметр β вместо μ , а μ определять как результат решения. Управление двигателем заключается в обеспечении таких значений α и U_1 , при которых скорость двигателя при заданном значении μ была бы вполне определенной.

Управление скоростью осуществляется изменением частоты α . С определенным очевидным допущением можно полагать однозначной зависимость между скоростью и частотой. Более сложно решается вопрос: каким принять напряжение для заданной частоты? Напряжение может изменяться от некоторого минимального значения, зависящего от момента на валу двигателя, до теоретически бесконечно большого значения. Этот вопрос требует специального обсуждения и ему посвящены последующие параграфы.

1.4. РАБОЧАЯ СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ

Схему замещения (см. рис. 1.1 и 1.3,а) применяем для упрощения расчета установившихся процессов по заданным параметрам двигателя и режима. Для дальнейшего упрощения схемы замещения прежде всего, выносим параметр α на выводы двигателя (рис. 1.3,б) и заменяем параллельное соединение сопротивлений последовательным (рис. 1.3,в). При этом полное комплексное сопротивление статора \underline{Z}_1 составит:

$$\begin{aligned} \frac{Z_1}{\alpha} &= \frac{r_1}{\alpha} + j \left(X_1 - \frac{X_0^2}{X_2} \right) + \frac{X_0^2}{X_2} \frac{\beta \frac{X_2}{r_2}}{1 + \left(\beta \frac{X_2}{r_2} \right)^2} + \\ &+ j \frac{X_0^2}{X_2} \frac{1}{1 + \left(\beta \frac{X_2}{r_2} \right)^2}. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Обозначим: $X_1 - X_0/X_2 = X'_1$ — переходное индуктивное сопротивление статора двигателя; $\beta_2 = \beta X_2/r_2$ — параметр, характеризующий частоту тока ротора.

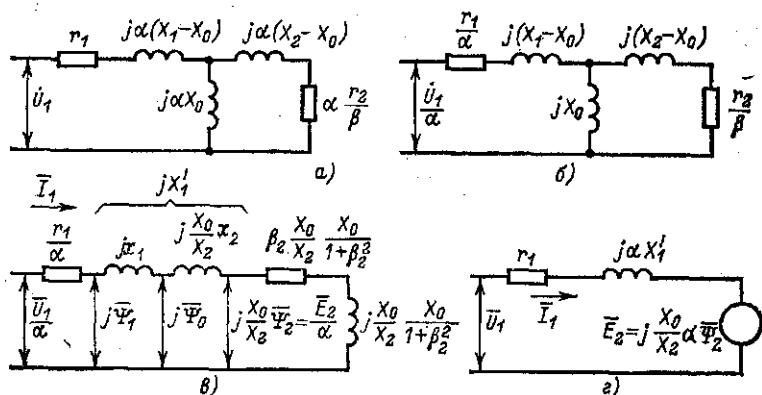


Рис. 1.3. Рабочие схемы замещения асинхронного двигателя.

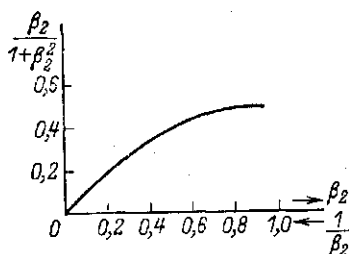


Рис. 1.4. График функции $\beta_2/(1+\beta_2^2)$.

Уточним физический смысл математического символа β_2 . Если β — частота скольжения ω_2 в относительных единицах, где за базовую единицу времени принята величина $1/\omega_{ном}$, то β_2 — это частота скольжения ω_2 в относительных единицах, где за базовую единицу времени принята постоянная ротора при разомкнутом статоре, т. е. $t_0 = L_2/r_2 = X_2/\omega_{ном}r_2$. В дальнейшем для упрощения математической записи будет использоваться также единица времени $X'_2/\omega_{ном}r_2$, при этом частота скольжения характеризуется величиной $\beta_1 = \beta X'_2/r_2$.

Вводя новые обозначения, (1.16) представляем в виде

$$\frac{Z_i}{\alpha} = \frac{r_1}{\alpha} + jX'_1 + \frac{X_0}{X_2} \frac{\beta_2}{1+\beta_2^2} + j \frac{X_0}{X_2} \frac{1}{1+\beta_2^2}. \quad (1.17)$$

Схема замещения двигателя в соответствии с (1.17) показана на рис. 1.3.в. Активное сопротивление $R(\beta_2) = X_0/X_2 \beta_2/(1+\beta_2^2)$ определяется по графику рис. 1.4 для $\beta_2 = 0 \div 1$. При $\beta_2 > 1$ $R(\beta_2)$ определяется по тому же графику для значений $1/\beta_2$. Индуктивное сопротивление можно рассчитать по формуле $X(\beta_2) = R(\beta_2)/\beta_2$.

Схема рис. 1.3.г позволяет определить потокоцепления машины. В относительных единицах Ψ_1 равно напряжению за активным сопро-

тлением статора r_1/α , Ψ_0 равно напряжению за активным сопротивлением и индуктивностью рассеяния статора двигателя. Найдем напряжение на сопротивлении $\underline{Z}(\beta_2) = R(\beta_2) + jX(\beta_2)$. Выразим Ψ_1 через I_1 и $\bar{\Psi}_2$:

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{I}_1 X'_{11} + \frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2 \quad (1.18)$$

и, подставив его в первое уравнение системы (1.15), получим:

$$\bar{U}_1/\alpha = \bar{I}_1 r_1/\alpha + j\bar{I}_1 X'_{11} + j\frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2. \quad (1.19)$$

Из (1.19) следует, что напряжение на сопротивлении $\underline{Z}(\beta)$ равно $j\frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2$. Это напряжение в дальнейшем обозначается E_2/α .

Рассмотрим соотношения между потокоцеплениями двигателя. Из схемы замещения следует:

$$j\frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2 = \bar{I}_1 [R(\beta_2) + jX(\beta_2)],$$

откуда

$$j\frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2 = \bar{I}_1 \frac{X_0^2}{X_2} \frac{j + \beta_2}{1 + \beta_2^2},$$

или

$$(1 + j\beta_2) \bar{\Psi}_2 = \bar{I}_1 X_0. \quad (1.20)$$

Потокоцепление Ψ_0 выражается через Ψ_2 следующим образом:

$$j\bar{\Psi}_0 = j\frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2 + \bar{I}_1 j\frac{X_0}{X_2} x_2.$$

Подставляя вместо I_1 его значение из (1.20), получаем:

$$\bar{\Psi}_0 = \bar{\Psi}_2 \left(1 + j\beta_2 \frac{x_2}{X_2} \right). \quad (1.21)$$

Потокоцепление $\bar{\Psi}_1$ выражается через $\bar{\Psi}_2$ следующим образом:

$$j\bar{\Psi}_1 = j\frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2 + j\bar{I}_1 X'_{11},$$

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_2 \frac{X_1}{X_0} \left(1 + j\beta_2 \frac{X'_{11}}{X_1} \right). \quad (1.22)$$

Из (1.20)–(1.22) очевидны следующие формулы для модулей потокоцеплений:

$$\left. \begin{aligned} I_1 X_0 &= \Psi_2 \sqrt{1 + \beta_2^2}; \quad \Psi_0 = \Psi_2 \sqrt{1 + \left(\beta_2 \frac{X_0}{X_2}\right)^2}; \\ \Psi_1 &= \Psi_2 \frac{X_1}{X_0} \sqrt{1 + \left(\beta_2 \frac{X'_2}{X_2}\right)^2} = \\ &= \Psi_2 \frac{X_1}{X_0} \sqrt{1 + \beta_2^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.23)$$

Формулы (1.21)–(1.23) можно представить с помощью векторной диаграммы рис. 1.5.

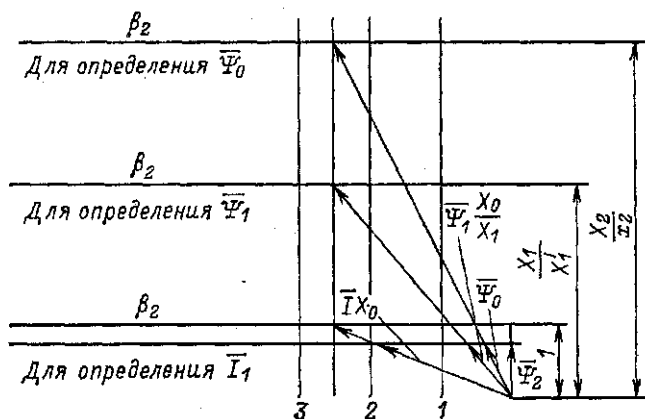


Рис. 1.5. Геометрическое место точек потокоцеплений машины.

На рис. 1.6 приведены зависимости $I_1 X_0 / \Psi_2$; Ψ_0 / Ψ_2 ; Ψ_1 / Ψ_2 от β_2 , построенные по (1.23).

Момент двигателя в соответствии с (1.12) равен:

$$\mu = \text{Im} (I_1 \bar{\Psi}_1^*).$$

Это выражение активной мощности при токе I и напряжении $\bar{j}\bar{\Psi}_1$. В соответствии со схемой замещения активная мощность цепи — это мощность, рассеиваемая в сопротивлении $R(\beta_2)$. Она может быть определена через любое напряжение $\bar{j}\bar{\Psi}_1$; $\bar{j}\bar{\Psi}_0$; $j \frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2$. Кроме того, становится очевидной следующая формула для вычисления момента:

$$\mu = I_1^2 R(\beta_2) = I_1^2 \frac{X_0^2}{X_2} \frac{\beta_2}{1 + \beta_2^2} \quad (1.24)$$

Заканчивая обсуждение рабочей схемы замещения двигателя, укажем еще на одну форму схемы замещения (рис. 1.3,2), которая непо-

средственно следует из схемы замещения рис. 1.3, в. Схема замещения рис. 1.3, в удобна при анализе процессов в случае несинусоидальности напряжения U_1 , когда кроме основной гармоники имеются высшие. По отношению к высшим гармоникам вращающийся двигатель находится в режиме, близком к короткому замыканию, т. е. $\beta \approx \alpha$ и $\beta_2 \gg 1$, поэтому $Z(\beta) = R(\beta) + jX(\beta) \approx r_2(X_0/X_2)^2$. Значение этой величины мало, и ЭДС E_2 практически синусоидальна. Для всех высших гармоник активное сопротивление двигателя равно $r_1 + r_2(X_0/X_2)^2$, а индуктивность $L_1/L_{0ном}$.

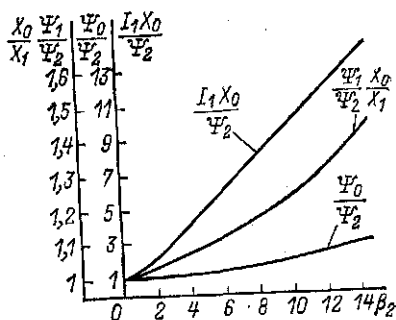


Рис. 1.6. Зависимости потокоцеплений машины от скольжения.

1.5. ИССЛЕДОВАНИЕ МОМЕНТА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для определения выражения момента двигателя в зависимости от параметров режима U_1 , α , β воспользуемся схемой замещения рис. 1.3, в общим соотношением

$$\mu = I_1^2 R(\beta_2) = \left(\frac{U_1}{\alpha} \right)^2 \frac{R(\beta_2)}{Z_1^2} \quad (1.25)$$

Исследование момента осуществляем при $\alpha = \text{const}$ и изменении скольжения β . При этом принимаем вполне определенный закон изменения напряжения $U_1(\beta)$, при котором $\Psi_1 = \text{const}$, $\Psi_0 = \text{const}$, $\Psi_2 = \text{const}$.

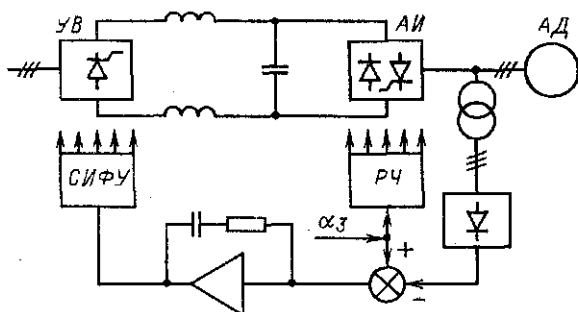


Рис. 1.7. Структурная схема электропривода с регулятором напряжения.

Рассмотрим преобразователь частоты с регуляторами напряжения и частоты. Если систему регулирования выходного напряжения преобразователя выполнить замкнутой по внутреннему напряжению двигателя, то при использовании астатического регулятора данное напряжение будет поддерживаться с высокой точностью независимо от изменения β . На рис. 1.7 показана структурная схема системы регулирования

U_1 и α . Для измерения внутреннего напряжения двигателя используется устройство геометрического суммирования сигналов напряжения и тока в соответствии со схемой замещения рис. 1.3, в. Одна фаза датчика внутренней ЭДС двигателя показана на рис. 1.8. На входе усилителя Y_2 суммируются три сигнала: сигнал, пропорциональный, напряжению U_A и регулируемый сопротивлением R_1 ; сигнал, пропорциональный производной тока I_A и регулируемый сопротивлением R_2 (дискретно можно регулировать емкостью конденсатора); сигнал, пропорциональный току I_A и регулируемый потенциометром R_3 после фазисации сопротивления R_2 .

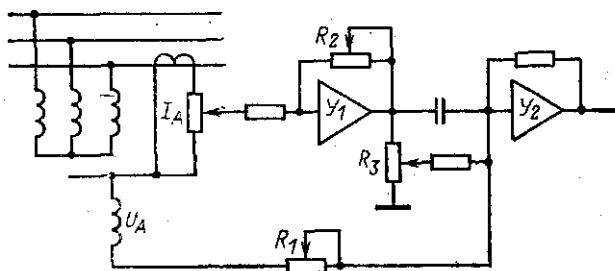


Рис. 1.8. Схема измерения внутренней ЭДС.

Регулировкой сигналов можно получить их соотношение, равное соотношению между напряжением U_1 , падением напряжения от тока I_1 на сопротивлении r_1 и падением напряжения от тока I_1 на индуктивном сопротивлении x_1 или X'_1 . В результате на выходе усилителя Y_2 имеем сигнал, пропорциональный $E_1 = \alpha \Psi_1$ или $E_0 = \alpha \Psi_0$, или

$$E_2 = \alpha \frac{X_0}{X_2} \Psi_2.$$

Если выпрямленный трехфазный сигнал E использовать в качестве сигнала отрицательной обратной связи в системе регулирования рис. 1.7, то независимо от режима работы двигателя соответствующее потокосцепление остается неизменным.

Рассмотрим механическую характеристику двигателя при поддержании неизменным потокосцепления. При использовании схемы замещения рис. 1.3, в получаем в соответствии с (1.25) следующие выражения для момента:

при $\Psi_2 = \text{const}$

$$\begin{aligned} \mu &= \left(\frac{X_0}{X_2} \Psi_2 \right)^2 \frac{R(\beta_2)}{X^2(\beta_2) + R^2(\beta_2)} = \\ &= \left(\frac{X_0}{X_2} \Psi_2 \right)^2 \frac{X_2}{X_0^2} \beta_2 = \frac{\Psi_2^2}{X_2} \beta_2; \end{aligned} \quad (1.26)$$

при $\Psi_0 = \text{const}$

$$\mu = \Psi_0^2 \frac{R(\beta_2)}{R^2(\beta_2) + \left[X(\beta_2) + x_2 \frac{X_0}{X_2} \right]^2} =$$

$$= \Psi_0^2 \frac{R(\beta_2)}{R^2(\beta_2) + X^2(\beta_2) + 2X(\beta_2)x_2 \frac{X_0}{X_2} + \left(x_2 \frac{X_0}{X_2}\right)^2}.$$

Учитывая, что

$$R(\beta_2) = \frac{X_0^2}{X_2} \frac{\beta_2}{1 + \beta_2^2}; \quad X(\beta_2) = \frac{X_0^2}{X_2} \frac{1}{1 + \beta_2^2};$$

$$R^2(\beta_2) + X^2(\beta_2) = \left(\frac{X_0^2}{X_2}\right)^2 \frac{1}{1 + \beta_2^2}; \quad X_2 = X_0 + x_2.$$

Получаем:

$$\mu = \Psi_0^2 \frac{1}{x_2} \frac{X_2 \beta_2 / x_2}{(X_2 / x_2)^2 + \beta_2^2}. \quad (1.27)$$

При $\Psi_1 = \text{const}$

$$\mu = \Psi_1^2 \frac{R(\beta_2)}{R^2(\beta_2) + [X(\beta_2) + X'_1]^2}.$$

С учетом выражений для $R(\beta_2)$ и $X(\beta_2)$ получаем:

$$\mu = \Psi_1^2 \frac{X_0^2}{X_1 X_2} \frac{1}{X'_1} \frac{X_1 \beta_2 / X'_1}{(X_1 / X'_1)^2 + \beta_2^2}. \quad (1.28)$$

Формулы (1.26)–(1.28) могут быть получены на основании следующего простого правила. Для каждого участка цепи (рис. 1.3,б), расположенного справа от выводов с фиксированным напряжением, различаем сопротивление холостого хода $Z_{x,x}$ ($\beta=0$) и сопротивление идеального короткого замыкания $Z_{к,з}$ ($\beta \rightarrow \infty$). Для рассматриваемых случаев они индуктивные и равны:

Ψ $\Psi_2 = \text{const}$ $\Psi_0 = \text{const}$ $\Psi_1 = \text{const}$	$Z_{x,x}$ X_0^2 / X_2 X_0 X_1	$Z_{к,з}$ 0 $x_2 X_0 / X_2$ X'_1
---	--	---

При $\beta \rightarrow 0$ $R(\beta_2) \rightarrow 0$, и ток в данном режиме $I_0 = \Psi / X_{x,x}$. Начальный участок механической характеристики можно рассчитать по формуле $\mu = I_0^2 R(\beta_2)$ или

$$\begin{aligned} \mu_{\beta \rightarrow 0} &= \frac{\Psi^2}{X_{x,x}^2} R(\beta_2) = \frac{\Psi^2}{X_{x,x}^2} \frac{X_0^2}{X_2} \frac{\beta_2}{1 + \beta_2^2} = \\ &= \frac{\Psi^2}{X_{x,x}^2} \frac{X_0^2}{X_2} \beta_2. \end{aligned} \quad (1.29)$$

С ростом β момент достигает максимума. Значение β_2 , соответствующее μ_{\max} , равно:

$$\beta_{2\max} = X_{x,x} / X_{к,з}. \quad (1.30)$$

Максимальный момент в 2 раза меньше, чем значение, получаемое при линейном изменении момента $\mu = \mu_{\beta \rightarrow 0}$ для $\beta_2 = \beta_{2\max}$. Таким

образом, максимальный момент

$$\mu_{max} = \frac{\Psi^2}{X_{x, x}} \frac{X_0^2}{X_2} \frac{\beta_{2max}}{2} = \frac{\Psi^2}{2} \frac{X_0^2}{X_2} \frac{1}{X_{x, x} X_{k, z}} = \frac{\Psi^2}{2} Y_{max}, \quad (1.31)$$

где

$$Y_{max} = X_0^2 / X_2 Z_{x, x} Z_{k, z}.$$

На рис. 1.9 показаны характеристики $\mu(\beta_2)$ для различных законов управления потокосцеплением двигателя. Из рис. 1.9 и формулы (1.26) следует, что в режиме $\Psi_2 = \text{const}$ момент двигателя не имеет

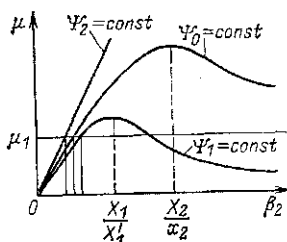


Рис. 1.9. Зависимость момента двигателя от скольжения.

максимума и растет неограниченно с ростом β_2 . Правда, при больших β_2 поддержание неизменным Ψ_2 невозможно из-за роста Ψ_0 (см. рис. 1.6) и неизбежного насыщения двигателя. При изменении β_2 в пределах до $3\beta_{2ном}$ ($\beta_{2ном}$ соответствует номинальному моменту) увеличение Ψ_0 незначительно и режим $\Psi_2 = \text{const}$ вполне реализуем.

Механическая характеристика двигателя при $\Psi_2 = \text{const}$ является касательной в точке $\beta = 0$ к механическим характеристикам при $\Psi_1 = \text{const}$ и $\Psi_0 = \text{const}$.

Рассмотрим (1.24) при $I_1 = \text{const}$. Критическое скольжение $\beta_{2max} = 1$, максимальный момент $\mu_{max} = I_1^2 X_0^2 / 2X_1$. Однако работа двигателя при $I_1 = \text{const}$ практически не осуществима, так как в данном режиме с ростом β наблюдается резкое уменьшение потокосцепления Ψ_2 . В режиме холостого хода при $\Psi_1 = 1$ $\Psi_2 = \Psi_1 X_0 / X_1 = X_0 / X_1$; $I_1 = 1/X_1$.

Если принять ток I_1 таким, чтобы значение Ψ_2 не превышало отношения X_0/X_1 , т. е. $I_1 = \Psi_2/X_0 = 1/X_1$, то максимальный момент получается равным $X_0^2 / 2X_1 X_2 \approx 0,15$.

Если I_1 принять таким, чтобы при $\beta_2 = 1$ $\Psi_2 = X_0/X_2$, т. е. $I_1 = \sqrt{2}/X_1$, то $\mu_{max} = 0,3$, но в режиме холостого хода Ψ_2 станет равным $\sqrt{2}X_0/X_1$, что приводит к существенному насыщению двигателя. Таким образом, закон $I_1 = \text{const}$ не применим для управления асинхронным двигателем, ток I_1 нужно регулировать при изменении нагрузочного момента.

1.6. МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА В РЕЖИМЕ $U_1 = \text{const}$

Момент μ определяем с помощью (1.25):

$$\mu = \frac{(U_1/\alpha)^2 R(\beta_2)}{[r_1/\alpha + R(\beta_2)]^2 + [X'_1 + X(\beta_2)]^2}. \quad (1.32)$$

Обращаясь к схеме замещения рис. 1.3,а двигателя, видим, что для данного режима сопротивления холостого хода и идеального короткого замыкания не индуктивные, а активно-индуктивные

$$\left. \begin{aligned} Z_{x, k} &= \sqrt{(r_1/\alpha)^2 + X_1^2}; \\ Z_{k, z} &= \sqrt{(r_1/\alpha)^2 + (X'_1)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.33)$$

Из (1.33) с учетом того, что при $\beta_2 \rightarrow 0$ $R(\beta_2) \rightarrow 0$, $X(\beta_2) \rightarrow X_0^2/X_2$, получаем, что на начальном участке кривая $\mu(\beta_2)$ является прямой

$$\mu_{\beta_2 \rightarrow 0} = \frac{(U_1/\alpha)^2}{Z_{x, x}^2} \frac{X_2^2}{X_2} \beta_2, \quad (1.34)$$

что полностью соответствует (1.29).

Найдем из (1.32) величину $(U_1/\alpha)^2/\mu$:

$$\begin{aligned} \left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{1}{\mu} &= \frac{[r_1/\alpha + R(\beta_2)]^2 + [X'_1 + X(\beta_2)]^2}{R(\beta_2)} = \\ &= \left(\frac{r_1}{\alpha}\right) \frac{1}{R(\beta_2)} + 2 \frac{r_1}{\alpha} + \frac{\Psi_1^2}{\mu}, \end{aligned}$$

или с учетом (1.28)

$$\begin{aligned} \left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{1}{\mu} &= \left(\frac{r_1}{\alpha}\right)^2 \frac{X_2}{X_2^2} \frac{1 + \beta_2^2}{\beta_2} + 2 \frac{r_1}{\alpha} + \\ &+ \frac{X_2}{X_2^2} X_1 X'_1 \frac{\beta_2^2 + (X_1/X'_1)^2}{\beta_2 \frac{X_1}{X'_1}}. \end{aligned}$$

После преобразований получим:

$$\left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{1}{\mu} = \frac{X_2}{X_2^2} \frac{1}{\beta_2} [Z_{x, x}^2 + \beta_2^2 Z_{k, z}^2] + 2 \frac{r_1}{\alpha}. \quad (1.35)$$

Максимум момента $\mu(\beta_2)$ соответствует такому значению β_{2max} , при котором производная $\frac{d}{d\beta_2} [\mu(\beta_2)]$ или $\left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{d}{d\beta_2} \left[\frac{1}{\mu(\beta_2)}\right]$ была бы равна нулю.

Из (1.35) следует, что

$$\beta_{2max} = Z_{x, x}/Z_{k, z}. \quad (1.36)$$

Введем понятие расчетного момента μ_p , учитывающего в первом приближении сопротивление r_1/α . Формула для μ_p получается из (1.35), если в правой части отбросить слагаемое $2r_1/\alpha$:

$$\left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{1}{\mu_p} = \frac{X_2}{X_2^2} \frac{Z_{k, z}^2}{\beta_2} [\beta_{2max}^2 + \beta_2^2],$$

откуда

$$\mu_p = \left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{X_2^2}{X_2} \frac{1}{Z_{x, x} Z_{k, z}} \frac{\beta_2 \beta_{2max}}{\beta_2^2 + \beta_{2max}^2}. \quad (1.37)$$

Формулы (1.37) и (1.28) аналогичны.

Это показывает, что расчетный момент определяется по установленным выше (§ 1.5) правилам согласно схеме замещения двигателя и представляет собой такую же зависимость, что и момент при $\Psi_1 = \text{const}$. Зависимость момента двигателя от β_2 в соответствии с (1.35) отличается от расчетного момента при $\Psi_1 = \text{const}$ слагаемым $2r_1/\alpha$, но имеет экстремум при том же значении скольжения $\beta_2 = \beta_{2max} = Z_{x, x}/Z_{k, z}$.

Определение фактического момента двигателя по расчетному моменту не представляет больших трудностей:

$$\left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{1}{\mu} = \left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{1}{\mu_p} + 2 \frac{r_1}{\alpha}. \quad (1.38)$$

Максимальный момент двигателя с учетом (1.37) и (1.38) равен:

$$\mu_{\max} = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{\alpha}\right)^2 \frac{1}{\pm \frac{X_2}{X_2^2} Z_{\kappa} + \frac{r_1}{\alpha}}. \quad (1.39)$$

Знак «+» соответствует положительному значению $\beta_{2\max}$, знак «-» отрицательному.

На рис. 1.10 показаны зависимости максимального момента и критического скольжения, рассчитанных соответственно по (1.39) и (1.36), от отношения r_1/α . Их значения при $r_1/\alpha=0$ приняты за единицу.

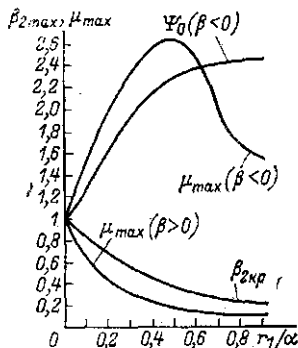


Рис. 1.10. Влияние активного сопротивления статора на характеристики двигателя в режиме $U_1 = \text{const}$.

Соотношение (1.39) позволяет для конкретных значений параметров двигателя и характеристики нагрузочного момента определить диапазоны регулирования по закону $U_1/\alpha = \text{const}$.

1.7. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЗАКОНЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

В предыдущих параграфах рассматривались законы связанного управления амплитудой питающего напряжения и частотой, причем для двух основных законов регулирования: $\Psi_1 = \text{const}$ и $\Psi_2 = \text{const}$ получили, что амплитуда напряжения должна меняться не только в функции частоты. Одним из законов управления напряжением двигателя в функции частоты и нагрузки, обеспечивающих снижение потерь в двигателе, является закон, предложенный М. П. Костенко:

$$\Psi_1/\Psi_{\text{ном}} = \sqrt{\mu/\mu_{\text{ном}}},$$

который в соответствии с (1.28) сводится к условию постоянства скольжения, т. е. напряжение на выводах двигателя меняется таким обра-

зом, что при любом нагрузочном моменте $\beta_2 = \beta_{2\text{ном}}$. При этом все электромагнитные величины, характеризующие процессы в двигателе, изменяются пропорционально $\sqrt{\mu}$. Действительно, в соответствии с (1.23) и (1.19) получаем:

$$\begin{aligned}\Psi_2 &= \sqrt{\mu \frac{X_2}{\beta_{2\text{ном}}}}; \\ \Psi_1 &= \Psi_2 \frac{X_1}{X_0} \sqrt{1 + \left(\frac{X'_1}{X_1} \beta_{2\text{ном}}\right)^2}; \\ \Psi_0 &= \Psi_2 \sqrt{1 + \left(\beta_{2\text{ном}} \frac{X_2}{X_0}\right)^2}; \\ I_1 &= \frac{\Psi_2}{X_0} \sqrt{1 + \beta_{2\text{ном}}^2}; \\ \frac{U_1}{\alpha} &= \Psi_2 \sqrt{\left(\frac{X_1}{X_0} + \frac{r_1 \beta_{2\text{ном}}}{X_0 \alpha}\right)^2 + \left(\frac{X'_1}{X_0} \beta_{2\text{ном}} - \frac{r_1}{\alpha X_0}\right)^2}.\end{aligned}\quad (1.40)$$

Оптимальность данного закона может быть качественно обоснована тем, что в области номинального режима асинхронный двигатель работает с максимальными значениями КПД и $\cos \phi$. При этом принимают, что параметры двигателя остаются неизменными. Однако данное условие не выполняется при больших моментах, когда с увеличением Ψ_1 увеличивается также Ψ_0 и наступает насыщение двигателя.

Другим законом управления напряжением в функции нагрузочного момента, обеспечивающим снижение потерь в двигателе при регулировании, является закон минимального тока [2, 3]. Данный закон выводится с учетом нелинейности магнитной цепи двигателя. Рассматривается следующая задача: установить математическую взаимосвязь момента с потокоцеплением и скольжением, при которой ток статора получается минимальным. При анализе используются две формулы (1.23) и (1.26), из которых следует:

$$\begin{aligned}I_1 &= \frac{\Psi_2}{X_0} \sqrt{1 + \left(\frac{\mu X_2}{\Psi_2^2}\right)^2} \\ I_2 &= \frac{\Psi_2^2}{X_0^2} \left[1 + \left(\frac{\mu X_2}{\Psi_2^2}\right)^2\right].\end{aligned}$$

Минимум тока I_1 для заданного μ получаем при таком значении Ψ_2 , при котором $d(I_1)/d\Psi_2 = 0$:

$$\begin{aligned}\frac{d(I_1)}{d\Psi_2} &= \frac{2\Psi_2}{X_0^2} - \frac{2\Psi_2^2}{X_0^2} \frac{dX_0}{d\Psi_2} + \mu^2 \left[-\left(\frac{X_2}{X_0}\right)^2 \frac{2}{\Psi_2^3} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\Psi_2^2} \frac{d}{d\Psi_2} \left(\frac{X_2}{X_0}\right)^2 \right] = 0.\end{aligned}$$

В режиме минимума тока I_1 имеем следующую зависимость между μ и Ψ_2 :

$$\mu = \frac{\Psi_2^2}{X_0^2} \sqrt{\frac{X_0^2 - X_0 \Psi_2 \frac{dX_0}{d\Psi_2}}{\left(\frac{X_2}{X_0}\right)^2 - \Psi_2 \frac{X_2}{X_0} \frac{d}{d\Psi_2} \left(\frac{X_2}{X_0}\right)}}. \quad (1.41)$$

На линейном участке кривой намагничивания, когда

$$\frac{dX_0}{d\Psi_2} = \frac{d}{d\Psi_2} \left(\frac{X_2}{X_0}\right) = 0, \text{ имеем } \mu = \frac{\Psi_2^2}{X_2^2}, \beta_2 = 1,$$

т. е. при работе на линейном участке кривой намагничивания минимум статормого тока получается при постоянном скольжении $\beta_2=1$ и изменении всех электромагнитных величин пропорционально $\sqrt{\mu}$.

Из (1.41) можно в общем случае определить:

$$\beta_2 = \frac{\mu X_2}{\Psi_2^2} = \frac{X_2}{X_0} \sqrt{\frac{1}{\frac{X_2}{X_0} \frac{X_2}{X_0} - \Psi_2 \frac{d}{d\Psi_2} \left(\frac{X_2}{X_0}\right)}}. \quad (1.42)$$

Рассмотрим производные параметров по потокоцеплениям:

$$\begin{aligned} \frac{dX_0}{d\Psi_2} &= \frac{dX_0}{d\Psi_0} \frac{d\Psi_0}{d\Psi_2}; \quad X_0 = \frac{\Psi_0}{I_0}; \\ \frac{dX_0}{d\Psi_0} &= \frac{d\left(\frac{\Psi_0}{I_0}\right)}{d\Psi_0} = \frac{1}{I_0} \left(1 - \frac{\Psi_0}{I_0} \frac{dI_0}{d\Psi_0}\right); \\ \frac{dX_0}{d\Psi_2} &= \frac{1}{I_0} \left(1 - \frac{\Psi_0}{I_0} \frac{dI_0}{d\Psi_0}\right) \frac{d\Psi_0}{d\Psi_2}; \\ \frac{d}{d\Psi_2} \left(\frac{X_2}{X_0}\right) &= \frac{d}{d\Psi_2} \left(1 + \frac{x_2}{X_0}\right) = -x_2 \frac{1}{X_0^2} \frac{dX_0}{d\Psi_2} = \\ &= -\frac{x_2}{X_0} \frac{1}{\Psi_0} \left(1 - \frac{\Psi_0}{I_0} \frac{dI_0}{d\Psi_0}\right) \frac{d\Psi_0}{d\Psi_2}. \end{aligned}$$

Подставляя выражения для производных в (1.42), получаем:

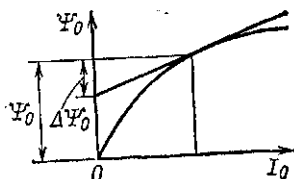
$$\beta_2 = \frac{X_2}{X_0} \sqrt{\frac{X_0}{X_2} \frac{1 + \frac{\Psi_2}{\Psi_0} \frac{d\Psi_0}{d\Psi_2} \left(\frac{\Psi_0}{I_0} \frac{dI_0}{d\Psi_0} - 1\right)}{\frac{X_2}{X_0} - \frac{x_2}{X_0} \frac{\Psi_2}{\Psi_0} \frac{d\Psi_0}{d\Psi_2} \left(\frac{\Psi_0}{I_0} \frac{dI_0}{d\Psi_0} - 1\right)}}. \quad (1.43)$$

Для вычисления β_2 необходимо располагать кривой намагничивания двигателя, которая рассчитывается по данным опытов холостого хода и короткого замыкания:

$$\Psi_0 = \left(U_{x, x} \sin \varphi_{x, x} - I_{1x, x} \frac{X_{K, 3}}{2} \right).$$

Зависимость Ψ_0 от $I_0 = I_{1x, x}$ и будет кривой намагничивания (рис. 1.11). По кривой намагничивания для каждого значения Ψ_0 можно определить $\frac{\Psi_0}{I_0} \frac{dI_0}{d\Psi_0} = \frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0}$.

Рис. 1.11. Кривая намагничивания асинхронного двигателя.



Рассмотрим производную от Ψ_0 по Ψ_2 :

$$\Psi_0 = \Psi_2 \sqrt{1 + \left(\beta_2 \frac{x_2}{X_2} \right)^2} = \Psi_2 \sqrt{1 + \left(\frac{\mu}{\Psi_2^2} x_2 \right)^2};$$

$$\frac{d\Psi_0}{d\Psi_2} = \sqrt{1 + \left(\frac{\mu}{\Psi_2^2} x_2 \right)^2} \left[1 - \frac{2(\mu x_2 / \Psi_2^2)^2}{1 + (\mu x_2 / \Psi_2^2)^2} \right].$$

Введем обозначения:

$$\frac{\mu}{\Psi_2^2} x_2 = \beta_2 \frac{x_2}{X_2} = \beta \frac{x_2}{r_2} = \beta_0, \quad (1.44)$$

где β_0 — относительная частота скольжения при критической частоте скольжения для режима $\Psi_0 = \text{const}$.

Тогда

$$\frac{d\Psi_0}{d\Psi_2} = \frac{\Psi_0}{\Psi_2} \left[1 - \frac{2\beta_0^2}{1 + \beta_0^2} \right] = \frac{\Psi_0}{\Psi_2} \frac{1 - \beta_0^2}{1 + \beta_0^2}. \quad (1.45)$$

Подставив (1.45) в (1.43), выразив предварительно β_2 через β_0 , получим квадратное уравнение

$$\beta_0^2 = \left(\frac{x_2}{X_2} \right)^2 \frac{1 + \frac{1 - \beta_0^2}{1 + \beta_0^2} \left(\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0} - 1 \right)}{1 - x_2 \frac{1 - \beta_0^2}{1 + \beta_0^2} \left(\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0} - 1 \right)}. \quad (1.46)$$

Решение уравнения (1.46) относительно β_0^2 имеет вид:

$$\beta_0^2 = \frac{\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0} (1 - x_2) + x_2 \left(1 - \frac{x_2}{X_2^2} \right)}{2 \left(1 + \frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0} x_2 - x_2 \right)} +$$

$$\sqrt{\left[\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0}(1-x_2)+x_2\left(1-\frac{x_2}{X_2^2}\right)\right]^2 + 4\left(1+\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0}x_2-x_2\right)\left(\frac{x_2^2}{X_2^2}+\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0}-1\right)} + \frac{2\left(1+\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0}x_2-x_2\right)}{2\left(1+\frac{\Psi_0}{\Delta\Psi_0}x_2-x_2\right)}$$

Так как $\beta_0 \ll 1$, то значением β_0^2 в (1.46) можно пренебречь по сравнению с 1. В этом случае с учетом (1.44) выражение для β_0^2 упрощается:

$$\beta_0^2 = \frac{\Psi_0/\Delta\Psi_0}{1-x_2(\Psi_0/\Delta\Psi_0-1)}. \quad (1.47)$$

В результате приходим к следующему порядку расчета характеристик машины в режиме минимального тока: для каждого значения Ψ_0 находим последовательно $\Delta\Psi_0$; β_2 по (1.47); $X_0 = \Psi_0/I_0$; $X_2 = X_0 + x_2$; $\beta = \beta_2/2/X_2$;

$$\mu = \frac{\Psi_0^2 \beta_2}{X_2 \left[1 + \left(\beta_2 \frac{x_2}{X_2} \right)^2 \right]};$$

$$I_1 = \frac{\Psi_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_2 \frac{x_2}{X_2} \right)^2}} \frac{V \sqrt{1 + \beta_2^2}}{X_0}.$$

На рис. 1.12 показаны характеристики машины в режиме минимального тока и при $\Psi_0 = \text{const}$. Уменьшение тока происходит в основном вследствие увеличения потоко-сцепления (напряжения), причем напряжение, увеличивается быстрее, чем уменьшается ток.

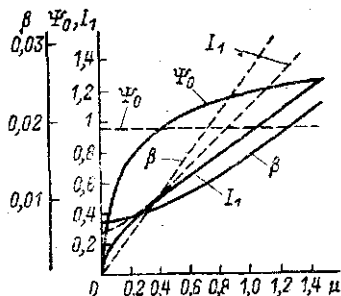


Рис. 1.12. Характеристики двигателя в режиме минимального тока.

— режим минимального тока;
--- режим $\Psi_0 = \text{const}$.

Режим минимального тока может быть реализован при питании двигателя от преобразователя частоты в области частот, меньших номинальной, когда имеется запас по напряжению.

Общим недостатком специальных законов управления напряжением в функции момента является то, что в режиме малых нагрузок ослабляется поток возбуждения, который не может восстановиться мгновенно, что, в свою очередь, приводит к тому, что электропривод не может эффективно воспринимать толчки нагрузочного момента. На практике специальные законы управления напряжением используются редко.

1.8. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ОСЛАБЛЕНИЕМ ПОЛЯ

По аналогии с двигателем постоянного тока будем изменять поток возбуждения Ψ_2 таким образом, чтобы ЭДС двигателя, обусловленная данным потокоцеплением, оставалась неизменной. В соответствии со схемой замещения рис. 1.3,в это условие имеет следующее математическое выражение:

$$E_2 = \alpha X_0 \Psi_2 / X_2 = \text{const},$$

или

$$\Psi_2 = E_2 X_2 / X_0 \alpha. \quad (1.48)$$

Момент двигателя в зависимости от частоты будет изменяться по закону:

$$\mu = \Psi_2^2 \beta_2 / X_2 = E_2^2 X_2 \beta_2 / X_0^2 \alpha^2. \quad (1.49)$$

Условие постоянства электромагнитной мощности $P_2 = \mu \alpha = \text{const}$ обеспечивается при $\beta_2 = P_2 X_0^2 \alpha / E_2^2 X_2$. При этом скорость двигателя пропорциональна α :

$$v = \alpha - \beta = \alpha - \frac{P_2 X_0^2}{E_2^2 X_2^2} r_2 \alpha = \alpha \left(1 - \frac{P_2 X_0^2}{E_2^2 X_2^2} r_2 \right) \quad (1.50)$$

и механическая мощность P_2 так же, как и электромагнитная P_2 , остается при регулировании постоянной.

Однако в отличие от двигателя постоянного тока ток и напряжение асинхронного двигателя при регулировании скорости и неизменной мощности изменяются с ростом скорости:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \alpha \Psi_1 = \alpha \Psi_2 \frac{X_1}{X_0} \sqrt{1 + \left(\frac{X'_1}{X_1} \beta_2 \right)^2} = \\ &= \frac{E_2 X_2 X_1}{X_0^2} \sqrt{1 + \frac{(X'_1)^2}{X_1^2} \left(\frac{P_2 X_0^2}{X_2 E_2^2} \alpha \right)^2}; \\ I_1 &= \frac{\Psi_2}{X_0} \sqrt{1 + \beta_2^2} = \frac{E_2 X_2}{X_0^2 \alpha} \sqrt{1 + \left(\frac{P_2 X_0^2}{E_2^2 X_2} \alpha \right)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.51)$$

Из (1.51) следует, что с ростом скорости напряжение на выводах двигателя увеличивается, а ток уменьшается.

При значительном увеличении α (в 2—3 раза) закон $E_2 = \text{const}$ может оказаться нереализуемым из-за необходимости увеличения напряжения на выводах двигателя, которое не сможет обеспечить преобразователь частоты. Поэтому рассмотрим возможности двигателя при регулировании скорости изменением частоты при $E_1 = \alpha \Psi_1 = \text{const}$.

В данном режиме максимальный момент двигателя, равный $\mu_{\text{max}} = E_1^2 X_0^2 / 2 X_1 X_2 X'_1 \alpha^2$, уменьшается пропорционально α^2 , а рабочий момент двигателя, равный $\mu = P_2 / v$, в первом приближении пропорционален α . Следовательно, предельное значение α ориентировочно равно $E_1^2 X_0^2 / 2 X_1 X_2 X'_1 P_2$. Найдем более точно предельное значение α . Обозначим: $E_1^2 X_0^2 / 2 X_1 X_2 X'_1 = P_{\text{max}}$. Значение β_2 в функции α определяется отношением

$$\frac{P_{\text{max}}}{\alpha^2} \frac{2 \beta_2 \frac{X'_1}{X_1}}{1 + \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_2} \right)^2} = \frac{P_2}{\alpha - \beta},$$

или

$$\frac{2\beta_2 \frac{X'_1}{X_1}}{1 + \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_1} \right)^2} = \frac{P_2}{P_{max}} \frac{\alpha^2}{\alpha - \beta}. \quad (1.52)$$

Преобразуем выражение $\alpha^2/(\alpha - \beta) = 1/(1 - \beta/\alpha)$. Так как в режиме ослабления поля, который существует при скоростях выше номинальной, $\beta/\alpha \ll 1$, то $1/(1 - \beta/\alpha) = 1 + \beta/\alpha = (\alpha + \beta)/\alpha$. В этом случае $\alpha^2/(\alpha - \beta) = \alpha + \beta$ и (1.52) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{2\beta_2 \frac{X'_1}{X_1}}{1 + \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_1} \right)^2} &= \frac{P_2}{P_{max}} (\alpha + \beta) = \\ &= \frac{P_2}{P_{max}} \alpha + \frac{P_2}{P_{max}} \beta_2 \frac{r_2}{X_2}. \end{aligned} \quad (1.53)$$

Согласно последнему соотношению графически легко определяется значение β_2 для заданных значений P_2/P_{max} и α (рис. 1.13).

Определим предельную скорость двигателя в режиме $P_2 = \text{const}$ и $E_1 = \text{const}$. Возможны два подхода при определении предельного значения α .

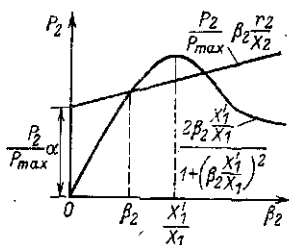


Рис. 1.13. Графический расчет рабочего режима двигателя при $P_2 = \text{const}$.

1. Из условия предельных возможностей двигателя по моменту определяется предельное значение β_2 . Согласно рис. 1.13 за счет наклона прямой $\frac{P_2}{P_{max}} \beta_2 \frac{r_2}{X_2}$ предельное значение β_2 меньше, чем X_1/X'_1 .

Значение $\beta_2 = \beta_{пр}$ находим из условия равенства производных функций:

$$2 \frac{X'_1}{X_1} \frac{1 - \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_1} \right)^2}{\left[1 + \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_1} \right)^2 \right]} = \frac{P_2}{P_{max}} \frac{r_2}{X_2}. \quad (1.54)$$

Обозначим:

$$1 + \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_1} \right)^2 = C, \text{ а } \frac{P_2}{P_{max}} \frac{r_2}{X_2} \frac{X_1}{2X'_1} = d,$$

тогда (1.54) можно записать в виде

$$C^2d + C - 2 = 0, \quad (1.55)$$

откуда после преобразований имеем:

$$\beta_{\text{пр}} = \frac{X_1}{X'_1} \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 + 8d}}{2d}} - 1.$$

Предельное значение частоты в соответствии с (1.53) равно:

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{max}}}{P_2} \frac{2\beta_{\text{пр}} X'_1 / X_1}{1 + (\beta_{\text{пр}} X'_1 / X_1)^2} - \beta_{\text{пр}} \frac{r_2}{X_2},$$

$$v_{\text{пр}} = \alpha_{\text{пр}} - \beta_{\text{пр}} r_2 / X_2.$$

2. Исследуется производная $dv/d\alpha$ при $P_2 = \text{const}$.

Найденное значение $\alpha_{\text{пр}}$ не соответствует максимальной скорости двигателя. Действительно, с увеличением частоты растет скольжение, и в области предельной скорости изменение скольжения может оказаться более существенным, чем увеличение частоты. Максимальная скорость соответствует условию

$$dv/d\alpha = 0.$$

Из (1.50) следует: $dv/d\alpha = 1 - d\beta/d\alpha$.

Для определения $d\beta/d\alpha$ продифференцируем по α обе части равенства (1.53):

$$2 \frac{X'_1}{X_1} \frac{1 - \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_1}\right)^2}{\left[1 + \left(\beta_2 \frac{X'_1}{X_1}\right)^2\right]^2} \frac{d\beta_2}{d\alpha} = \frac{P_2}{P_{\text{max}}} + \frac{P_2}{P_{\text{max}}} \frac{r_2}{X_2} \frac{d\beta_2}{d\alpha}.$$

Используя обозначения C и d , получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\beta_2}{d\alpha} &= \frac{d \frac{X_2}{r_2} C^2}{2 - C - C^2 d}; \\ \frac{dv}{d\alpha} &= 1 - \frac{r_2}{X_2} \frac{d\beta_2}{d\alpha} = \frac{2 - C - 2C^2 d}{2 - C - C^2 d}. \end{aligned} \right\} \quad (1.56)$$

Условие $dv/d\alpha = 0$ соответствует равенству

$$2C^2d + C - 2 = 0. \quad (1.57)$$

Сравнивая (1.57) с (1.55), получаем, что решение уравнения (1.57) соответствует меньшим значениям β_2 . Фактическое предельное значение скольжения следует определять по (1.57):

$$\beta_{\text{пр}} = \frac{X_1}{X'_1} \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 + 16d}}{4d}} - 1. \quad (1.58)$$

Из (1.58) следует, что предельное значение скольжения, при котором производная скорости по управляющему воздействию (частоте) равна нулю, не может рассматриваться как рабочая точка, особенно в системах, где управление осуществляется с помощью регуляторов.

В области малых скольжений $dv/da=1$. Ограничим предельное значение dv/da значением $0 < K < 1$ (например, $K=0,75$). Скольжение, соответствующее данному K , определяем по (1.56):

$$C^2 d(2-K) + C(1-K) - 2(1-K) = 0$$

и

$$\beta_{2np} = \frac{X_1}{X'_1} \times \sqrt{\frac{-(1-K) + \sqrt{(1-K)^2 + 8(1-K)(2-K)d}}{2d(2-K)}} - 1. \quad (1.59)$$

Выражения для максимальной частоты согласно (1.53) имеют вид:

$$\alpha_{max} = \frac{P_{max}}{P_2} \frac{2 \frac{X'_1}{X_1} \beta_{2np}}{1 + \left(\beta_{2np} \frac{X'_1}{X_1} \right)^2} - \beta_{2np} \cdot \frac{r_2}{X_2}; \quad (1.60)$$

$$\nu_{max} = \frac{P_{max}}{P_2} \frac{2 \frac{X'_1}{X_1} \beta_{2np}}{1 + \left(\beta_{2np} \frac{X'_1}{X_1} \right)^2} - 2\beta_{2np} \cdot \frac{r_2}{X_2}. \quad (1.61)$$

Например, при $P_{max}/P_2=2$, $K=0,75$ получаем $\beta_2 X'_1/X_1=0,7$, $\nu_{max}=1,65$.

1.9. ЧАСТОТНОЕ И ЧАСТОТНО-ТОКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ

В данном параграфе не будут устанавливаться новые законы частотного управления, речь пойдет о встречающейся классификации вариантов практической реализации установленных ранее законов.

При рассмотрении систем управления, обеспечивающих стабилизацию потокосцеплений двигателя, структура системы регулирования выполнялась замкнутой по внутреннему напряжению двигателя при задании, пропорциональном выходной частоте, с воздействием на регулятор выходного напряжения преобразователя частоты. Самым простым случаем, соответствующим при допущении $r_1=0$ режиму $\Psi_1 = \text{const}$, является изменение амплитуды напряжения пропорционально частоте. Это наиболее распространенный случай частотного управления, который характеризуется следующими особенностями:

- 1) преобразователь частоты является источником напряжения;
- 2) амплитуда напряжения регулируется пропорционально частоте.

При частотном управлении скольжение двигателя и потребляемый ток устанавливают в соответствии с моментом, развиваемым двигателем. Момент двигателя не формируется специальным регулятором.

Данный тип привода имеет следующие недостатки:

- 1) низкое качество регулирования скорости как при управляющем воздействии (изменение частоты), так и при возмущающем воздействии (изменение нагрузочного момента);

2) отсутствие режима работы на «упор». В рассматриваемых приводах при чрезмерных нагрузочных моментах привод отключается под действием токовой защиты;

3) в рамках частотного регулирования трудно реализовать варианты специального управления, когда величина потокосцепления меня-

тся в функции момента двигателя. При этом напряжение должно регулироваться в функции частоты и момента.

Можно упростить решение последней задачи, если осуществлять управление амплитудой тока статора, а не напряжения. Амплитуда тока статора определяется моментом (скольжением) двигателя и не зависит от частоты. Чтобы непосредственно воспроизводить заданную амплитуду тока, преобразователь частоты должен обладать свойства-

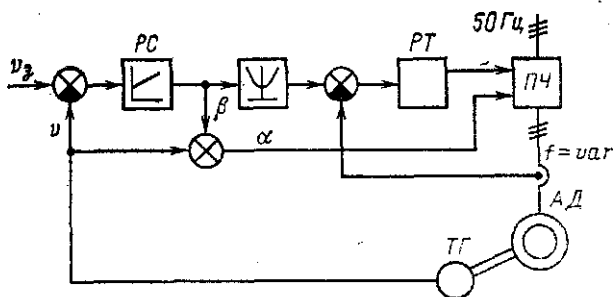


Рис. 1.14. Структурная схема электропривода с частотно-токовой системой регулирования.

ми источника переменного тока. Таким образом, пришли к варианту частотно-токового управления, который в наиболее типичной форме характеризуется следующими особенностями:

- 1) преобразователь частоты является источником переменного тока;
- 2) амплитуда переменного тока регулируется в функции частоты скольжения (момента). Зависимость амплитуды переменного тока от частоты скольжения определяется принятым законом управления: $\Psi_1 = \text{const}$, $\Psi_2 = \text{const}$, $\Psi_1(\Psi_2) = \text{var}$.

Для частотно-токового управления необходим датчик частоты скольжения. В наиболее распространенных исполнениях систем частотно-токового управления датчик скольжения отсутствует, в системе управления преобразователя формируются сигнал скольжения и соответствующий сигнал амплитуды тока в функции задания момента двигателя [4]. Структурная схема электропривода, реализующего частотно-токовое управление, показана на рис. 1.14. Частота α получается суммированием двух сигналов, текущего значения скорости v и задания скольжения β . Скольжение определяется заданием момента двигателя, которым является выходной сигнал регулятора скорости PC . Такие системы электропривода обладают качественными регулировочными характеристиками, обеспечивают ограничение момента на заданном уровне, независимо от скорости двигателя.

Рассмотрим применение частотного и частотно-токового управления. Частотное управление единственно возможное для многодвигательного привода, в котором может меняться число двигателей, а моменты сопротивления отдельных двигателей различаются. При этом основной закон управления: $\Psi_1 = \text{const}$. Частотно-токовое управление может использоваться только для однодвигательного привода. Основной закон управления: $\Psi_2 = \text{const}$. Для однодвигательного привода на практике также используется частотное управление, причем для устранения отмеченных недостатков частотного управления вводят в систему управ-

ления корректирующие сигналы по току. При этом осуществляется отход от сформулированных особенностей частотного управления.

Следует, однако, отметить определенную условность рассматриваемого деления вариантов исполнения систем управления, потому что ток всегда определяется напряжением, и тот же закон управления $\Psi_2 = \text{const}$ может быть осуществлен с помощью источника напряжения. Система управления по своему составу и функциональным связям определяется прежде всего принятым основным законом управления ($\Psi_1 = \text{const}$, $\Psi_2 = \text{const}$, $\beta = \text{const}$, I_{lim} , однозонное или двухзонное), наличием или отсутствием регулятора скорости и момента. Лишь в исполнительной части в системе управления учитываются характерные свойства преобразователя частоты: является ли он источником тока или напряжения, а также другие более конкретные особенности, поэтому в дальнейшем понятия частотного и частотно-токового управления использоваться не будут. Исполнения систем автоматического управления асинхронными электроприводами будут рассмотрены в гл. 5, после исследования динамических свойств двигателя и преобразователей частоты.

Глава вторая

ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕГО ВЕКТОРА

Уравнения процессов в многофазных электрических машинах переменного тока и в преобразователях частоты описываются с помощью результирующих векторов электрических и магнитных величин.

2.1. ПОНЯТИЕ О РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕМ ВЕКТОРЕ

Любые три произвольные скалярные величины A , B , C удовлетворяющие условию

$$A + B + C = 0, \quad (2.1)$$

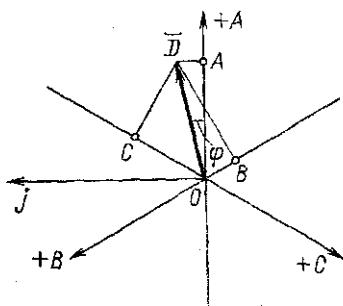


Рис. 2.1. Результирующий вектор трехфазной системы координат.

могут быть найдены как проекции некоторого вектора \vec{D} , расположенного на плоскости, на три оси, расположенные в той же плоскости и образующие между собой углы 120° . На рис. 2.1 приведены оси A , B , C , за положительное направление принято направление по стрелке от общей точки O . На данных числовых сетях откладываются значения скалярных величин A , B , C . Определим вектор \vec{D} на данной плоскости, характеризующийся тем, что его проекции на оси A , B , C будут равны соответствующим значениям скалярных величин. Сумма проекций вектора \vec{D} на оси A , B , C равна:

$$D \cos \varphi + D \cos \left(\frac{2}{3} \pi - \varphi \right) + D \cos \left(\frac{3}{4} \pi - \varphi \right) = 0, \quad (2.2)$$

где D — модуль вектора \vec{D} ; φ — угол между вектором и осью A .

Вектор \bar{D} определяется любыми двумя проекциями, так как третья проекция находится по первым двум согласно (2.2). Так как члены уравнений (2.1) и (2.2) соответствуют друг другу, для определения вектора \bar{D} используем два числовых значения A и B согласно следующим уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} D \cos \varphi &= A; \\ D \cos (\pi/3 - \varphi) &= B. \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

Система (2.3) имеет единственное решение

$$\left. \begin{aligned} D &= \sqrt{\frac{2}{3} (A^2 + B^2 + C^2)} \\ \varphi &= \arctg \left(\frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{2}{3\sqrt{3}} \frac{B}{A} \right), \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

где $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$, если $A > 0$; $\pi/2 < \varphi < 3\pi/2$, если $A < 0$, поэтому вектор \bar{D} с проекциями A, B, C на оси A, B, C также является единственным.

Для математического выражения вектора \bar{D} необходимо определить координатные оси плоскости. В конкретном случае математического описания вектора \bar{D} согласно (2.4) $\bar{D} = D e^{j\varphi}$, полярная ось принята совпадающей с осью A и отсчет углов производится против часовой стрелки. Можно выразить вектор \bar{D} в декартовых координатах, совмещив вещественную ось с осью A :

$$\bar{D} = D_d + jD_q = D \cos \varphi + jD \sin \varphi. \quad (2.5)$$

Используется еще один (кроме 2.4) способ нахождения результирующего вектора, в ряде случаев более удобный. Величины A, B, C выражаются через проекции вектора \bar{D} следующим образом:

$$A = D_d;$$

$$B = -D_d \cos 60^\circ + D_q \cos 30^\circ = -D_d/2 + \sqrt{3}D_q/2;$$

$$C = -D_d \cos 60^\circ - D_q \cos 30^\circ = -D_d/2 - \sqrt{3}D_q/2,$$

откуда

$$D_d = 2/3 [A - 1/2 B - 1/2 C];$$

$$D_q = 2/3 [\sqrt{3}B/2 - \sqrt{3}C/2].$$

Вектор $\bar{D} = D_d + jD_q$ определяется как

$$\bar{D} = 2/3 [A + (-1/2 + j\sqrt{3}B/2) + (-1/2 - j\sqrt{3}C/2) C].$$

Обозначим:

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

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

Тогда

$$\bar{D} = \frac{2}{3} [A + \bar{a}B + \bar{a}^2C]. \quad (2.6)$$

Любой результирующий вектор \bar{D}_1 в системе координат, сдвинутой относительно рассмотренной на угол φ , можно выразить через найденный вектор \bar{D} (рис. 2.2):

$$\bar{D}_1 = \bar{D}e^{-j\varphi}. \quad (2.7)$$

Формула (2.7) показывает связь двух систем координат.

Приведенные рассуждения показывают, что три скалярные величины, удовлетворяющие условию (2.1), могут быть представлены одним результирующим вектором, либо двумя проекциями результирующего вектора на ортогональные оси. Более компактная запись и связанные с этим упрощения при математических операциях — вот смысл введения понятия результирующего (другие названия — обобщающего, изображающего) вектора. Фаза результирующего вектора зависит от выбора системы координат на плоскости фаз нагрузки, и это всегда следует иметь в виду при математической записи результирующего вектора. Если известен вектор \bar{D} , то в соответствии с (2.1) и (2.3) можно определить исходные величины.

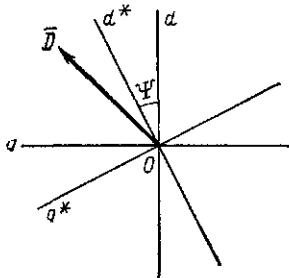


Рис. 2.2. Вектор \bar{D} в двух системах координат.

2.2. ПРИМЕРЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕГО ВЕКТОРА

Определим результирующий вектор трех синусоидальных величин с одинаковой амплитудой, изменяющихся во времени при сдвиге фаз относительно друг друга на 120° .

$$\left. \begin{aligned} A &= E \cos(\omega t + \alpha); \\ B &= E \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2}{3}\pi\right); \\ C &= E \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4}{3}\pi\right). \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Подставив значения A, B, C в (2.6), получим:

$$\begin{aligned} \bar{D} &= \frac{2}{3} \left[E \cos(\omega t + \alpha) + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \times \right. \\ &\times E \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2}{3}\pi\right) + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \times \\ &\left. \times E \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4}{3}\pi\right) \right] = Ee^{j(\omega t + \alpha)}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

т. е. результирующий вектор трех синусоидальных величин равен по модулю амплитуде синусоидальных величин и вращается в положительном направлении со скоростью, равной угловой частоте синусоидальных величин.

При принятом на рис. 2.1 расположении осей фаз ось B опережает ось A . Результирующий вектор \bar{D} , перемещаясь в положительном направлении, раньше достигнет оси A , чем B , что соответствует опере-

жению по фазе оси A . Следует различать графическое изображение правила перехода от результирующего вектора к трем гармоническим функциям (рис. 2.3,а) от векторной диаграммы, используемой в теории электрических цепей для представления трехфазной системы токов, напряжений и т. д. символическим методом (рис. 2.3,б). В последнем

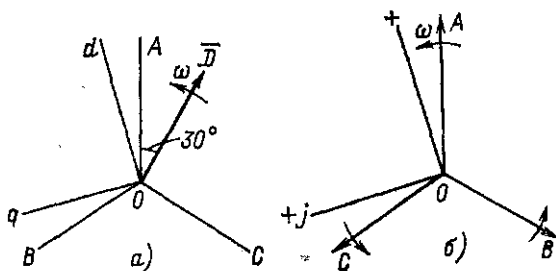


Рис. 2.3. Представление трехфазной системы гармонических величин. а — с помощью результирующего вектора; б — с помощью комплексных амплитуд.

случае фазные величины определяются как проекции трех векторов, следующих в порядке чередования фаз, на одну ось (+ или +j).

Определим результирующий вектор трех периодических (с периодом T) временных функций, представляющих собой прямоугольные импульсы с единичной амплитудой и длительностью $T/3$, сдвинутых относительно друг друга во времени на $T/3$ (рис. 2.4,а, б). В каждый момент времени значения каждой из двух функций равны 1, третьей — нулю. Из (2.4) следует, что амплитуда результирующего вектора равна $2/\sqrt{3}$, а располагается вектор на плоскости перпендикулярно той оси, которая соответствует нулевому значению одного из сигналов. Это означает, что вектор \vec{D} в моменты изменения функций совершает скачкообразный поворот на плоскости на угол $\pi/3$ и за период T занимает шесть фиксированных положений.

Принимая за начало отсчета момент $t=0$ и совмещая положительную ось с осью A (рис. 2.4,б), получаем следующее выражение для вектора:

$$\vec{D} = \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j(\varphi_n + \pi/6)} ;$$

$$\varphi_n = \frac{\pi}{3} n \text{ при } \frac{T}{3} n > t > \frac{T}{3} (n-1) .$$

(2.10)

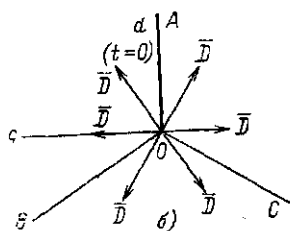
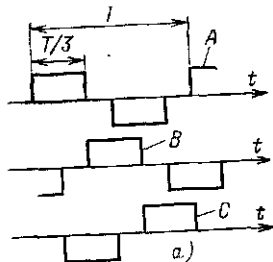


Рис. 2.4. Результирующий вектор трех периодических функций.

Этот результирующий вектор характерен для трехфазных мостовых вентиляльных преобразователей и будет более подробно рассматриваться ниже.

2.3. СВОЙСТВА РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕГО ВЕКТОРА

Рассмотрим некоторые полезные для практического использования свойства результирующего вектора.

1. Амплитуда результирующего вектора пропорциональна средне-квадратичному значению трех величин (2.4). Это свойство позволяет определить действующие значения периодических величин, если решение получено в виде результирующего вектора, без перехода к трем функциям в соответствии с (2.1) и (2.3).

2. Если над исходными функциями одновременно осуществляются математические преобразования, не нарушающие соотношения (2.1): умножение на одну и ту же функцию, интегрирование, дифференцирование — то аналогичные функциональные преобразования можно осуществлять над результирующим вектором данных функций. Справедливость данного положения вытекает из требования соблюдения при всех преобразованиях соотношения (2.1). Это свойство позволяет записать уравнения симметричной трехфазной электрической цепи в виде одного уравнения для векторных величин. Рассмотрим трехфазную симметричную электрическую цепь без нулевого провода. Дифференциальные уравнения для каждой фазы можно привести к виду

$$\left. \begin{aligned} F_{1a}(p) u_a &= F_{2a}(p) i_a; \\ F_{1b}(p) u_b &= F_{2b}(p) i_b; \\ F_{1c}(p) u_c &= F_{2c}(p) i_c. \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

где $u_a, u_b, u_c, i_a, i_b, i_c$ — напряжения и токи соответствующих фаз; $F_{1a}(p), F_{1b}(p), F_{1c}(p), F_{2a}(p), F_{2b}(p), F_{2c}(p)$ — выражения, определяющие дифференциальное уравнение для соответствующей фазы; $p = d/dt$ — символ дифференцирования.

Так как система симметричная, дифференциальные уравнения равновесны:

$$\left. \begin{aligned} F_{1a}(p) &= F_{1b}(p) = F_{1c}(p) = F_1(p); \\ F_{2a}(p) &= F_{2b}(p) = F_{2c}(p) = F_2(p). \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Отсутствие нулевого провода и симметрия нагрузки по фазам позволяет вместо фазных напряжений и токов ввести соответствующие им результирующие векторы. Для этого умножим первое уравнение системы (2.11) на $2/3$, второе — на $2/3\bar{a}$, третье — на $2/3\bar{a}^2$ и просуммируем с учетом (2.6) и (2.12). В результате получим одно векторное уравнение

$$F_1(p)\bar{u} = F_2(p)\bar{i}. \quad (2.13)$$

3. Рассмотрим два результирующих вектора, определяемых по (2.6) в одной и той же системе координат:

$$\bar{D} = \frac{2}{3} [A + \bar{a}B + \bar{a}^2C] = \bar{D}_d + jD_q = D e^{j\varphi};$$

$$\bar{D}_1 = \frac{2}{3} [A_1 + \bar{a}B_1 + \bar{a}^2C_1] = D_{1d} + jD_{1q} = D_1 e^{j\varphi_1}.$$

Найдем вектор \bar{D} в системе координат, связанной с вектором \bar{D}_1 . Согласно (2.7) имеем:

$$\bar{D}' = \bar{D} e^{-j\varphi_1} = \bar{D} \frac{\bar{D}_1^*}{D_1}, \quad (2.14)$$

где \bar{D}_1^* — вектор, сопряженный с вектором \bar{D}_1 ,

$$\begin{aligned} \bar{D}' &= \frac{\bar{D} \bar{D}_1^*}{D_1} = \frac{D_d D_{1d} + D_q D_{1q}}{D_1} + j \frac{D_{1d} D_q - D_{1q} D_d}{D_1} = \\ &= \frac{\frac{2}{3} (AA_1 + BB_1 + CC_1) + j \frac{1}{\sqrt{3}} [A_1 (B - C) - A (B_1 - C_1)]}{D_1}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Данные соотношения практически используются в устройствах преобразования переменных величин двигателя. Из (2.5) вытекает, что, если процессы в трехфазной системе описываются с помощью результирующих векторов, то произведение $I \cdot U^*$ характеризует мгновенное значение полной (активной и реактивной) мощности системы.

4. Результирующий вектор трех периодических функций, сдвинутых на $1/3$ периода, может быть представлен в виде ряда Фурье

$$\bar{D}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j \frac{2\pi}{T} n t} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} n t} dt. \quad (2.16)$$

Действительно, периодические функции A , B и C могут быть представлены в виде ряда Фурье. Из условия симметрии функций следует, что коэффициенты разложения для A , B , C одинаковы и сумма мгновенных значений амплитуд каждой гармоники равна 0. Таким образом, для каждой составляющей разложения может быть определен соответствующий результирующий вектор. Сумма результирующих векторов и является общим результирующим вектором. Составляющие вектора $\bar{D}(t)$ представляют собой векторы неизменной амплитуды, вращающиеся с постоянной круговой частотой $\frac{2\pi}{T} n$, где $n = -\infty + 1 \dots \infty$. При $n=0$ определяем постоянную составляющую разложения, амплитуда постоянной составляющей равна: $\frac{1}{T} \int_0^T \bar{D}(t) dt$.

При $n=0$ для $\frac{2}{3} \frac{T}{T} \bar{D}(t)$ по (2.10) получаем сумму шести векторов с амплитудой $\frac{\sqrt{3}}{6}$, сдвинутых относительно друг друга на угол $\pi/3$. Сумма этих векторов равна нулю. Таким образом, $\bar{D}(t)$ по (2.10) является периодической векторной функцией без постоянной составляющей.

5. Для четной функции $\bar{D}(t)$, т. е. $\bar{D}(t + T/2) = -\bar{D}(t)$ существуют только нечетные составляющие разложения. Действительно, для

четного n $e^{j \frac{2\pi}{T} nt}$ является нечетной функцией, а $\bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt}$ — четная функция, и $\int_0^T \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt = 0$.

6. Рассмотрим периодическую векторную функцию $\bar{D}(t)$, которая изменяется по одному и тому же закону k раз за период T .

$$\bar{D}\left(t + \frac{T}{k} l\right) = \bar{D}(t) e^{j \frac{2\pi}{k} l}, \quad (2.17)$$

где $l = 0 \div k - 1$.

При разложении в ряд Фурье векторной функции, для которой справедливо (2.17), получаются гармоники порядка n при $n = km + 1$, где m — целое число от $-\infty$ до $+\infty$. Действительно,

$$\begin{aligned} & \int_0^T \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt = \\ &= \int_0^{T/k} \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt \sum_{l=0}^{k-1} e^{j \left(\frac{2\pi}{k} - \frac{2\pi}{T} n \frac{T}{k} \right) l} = \\ &= \int_0^{T/k} \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt \sum_{l=0}^{k-1} e^{j \frac{2\pi}{k} (1-n) l}. \end{aligned}$$

Интеграл $\int_0^T \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt$ равен сумме векторов с одинаковой

амплитудой, сдвинутых относительно друг друга на угол $-j \frac{2\pi}{k} (n-1)$. Для всех n , кроме $n = km + 1$, эта сумма равна нулю. Для $n = km + 1$

$$\int_0^T \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt = k \int_0^{T/k} \bar{D}(t) e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt. \quad (2.18)$$

Функция $\bar{D}(t)$ по (2.10) удовлетворяет условию (2.17) при $k=6$. Определим для этой функции коэффициенты ряда Фурье:

$$\frac{1}{T} \int_0^{T/6} \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j \frac{\pi}{6}} e^{-j \frac{2\pi}{T} nt} dt = \frac{3}{\pi} \frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{3}. \quad (2.19)$$

В результате вектор $\bar{D}(t)$ представляется в виде следующего ряда:

$$\bar{D}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6m+1} e^{j \frac{2\pi}{T} (6m+1) t}. \quad (2.20)$$

Формула сравнительно простая. Она получена для функции, занимающей шесть положений на плоскости, причем в момент начала отсчета вектор $\bar{D}(t)$ занял положение, на 30° опережающее вещественную ось.

Аналогично можно доказать, что векторную функцию $\bar{D}(t)$ с единичной амплитудой, занимающую k положений, можно разложить в ряд Фурье:

$$\bar{D}(t) = \frac{\sin \frac{\pi}{k}}{\frac{\pi}{k}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{km+1} e^{j \frac{2\pi}{T} (km+1) t}. \quad (2.21)$$

Из (2.21) следует интересное для практики правило. Если гармоническая функция задана k одинаковыми по длительности участками с неизменной амплитудой, то наилучший гармонический состав имеет место при изменении амплитуды участков по закону $\sin\left(n \frac{2\pi}{k} + \varphi_0\right)$. При этом независимо от значения φ_0 получаются гармоники порядка $km+1$ с относительной амплитудой $\frac{1}{km+1}$.

2.4. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

На статоре и роторе асинхронного двигателя расположены симметричные по конструктивному исполнению трехфазные обмотки. Допустим, обмотка ротора отсутствует, а сердечник ротора гладкий, без пазов. Благодаря последнему допущению коэффициенты самоиндукции L каждой фазы статора и взаимной индукции M фазных обмоток постоянны и не зависят от положения ротора. Если по трем обмоткам статора протекают токи, то потокоцепления фаз равны:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_A &= L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C; \\ \Psi_B &= M_{BA} i_A + L_B i_B + M_{BC} i_C; \\ \Psi_C &= M_{CA} i_A + M_{CB} i_B + L_C i_C. \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

На рис. 2.5 показан схематически поперечный разрез машины с простейшей одно катушечной трехфазной обмоткой при $p=1$. Вследствие симметрии фаз очевидно, что $L_A=L_B=L_C=L$. Взаимные индуктивности $M_{AB}=M_{AC}=M_{BA}=M_{BC}=M_{CA}=M_{CB}$ примем равными $0,5M_1$. Положительные направления токов приняты от начала обмоток (рис. 2.5). С учетом принятых обозначений можно записать:

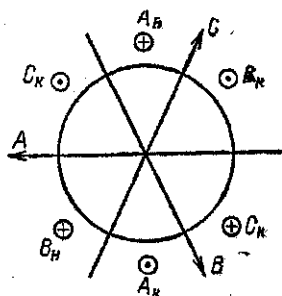


Рис. 2.5. Схема расположения трехфазной обмотки статора.

$$\left. \begin{aligned} \Psi_A &= Li_A - 0,5M_1(i_B + i_C); \\ \Psi_B &= Li_B - 0,5M_1(i_A + i_C); \\ \Psi_C &= Li_C - 0,5M_1(i_A + i_B). \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Коэффициент самоиндукции L из-за наличия потоков рассеяния больше M_1 на L_{s1} . Тогда для случая $i_A + i_B + i_C = 0$ потокосцепления фаз определяются как

$$\begin{aligned}\Psi_A &= L_{s1}i_A + 1,5M_1i_A; \\ \Psi_B &= L_{s1}i_B + 1,5M_1i_B; \\ \Psi_C &= L_{s1}i_C + 1,5M_1i_C.\end{aligned}\quad (2.24)$$

Перейдем к результирующему вектору токов и потокосцеплений. Напомним, что при переходе к результирующему вектору мы задаемся положением декартовых осей на плоскости фаз. На этой же плоскости проводим под углом 120° оси каждой фазы, на которых откладываем мгновенные значения электромагнитных величин, относящихся к данной фазе.

Потокосцепление статора определяется как

$$\bar{\Psi}_s = L_{s1}\bar{i}_1 + 1,5M_1\bar{i}_1 = L_1\bar{i}_1. \quad (2.25)$$

Слагаемое полного потокосцепления статора $1,5M_1\bar{i}_1$ обусловлено наличием реального потока, существующего в воздушном зазоре машины и возникающего из-за влияния токов всех трех фаз статора. Обмотки трех фаз статора расположены симметрично в плоскости поперечного разреза машины, а оси их сдвинуты под углом 120° , поэтому реальный поток в зазоре располагается в плоскости поперечного сечения относительно осей обмоток так же, как результирующий вектор потокосцепления статора $\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_1$ располагается на плоскости относительно осей фаз, относящихся к соответствующей обмотке.

Таким образом, трехфазная система координат, в которой рассматриваются результирующие векторы, может иметь четкое физическое толкование — это оси трехфазной обмотки. При наличии на роторе обмотки потокосцепление $1,5M_1\bar{i}_1$ (во всяком случае, часть его) будет относиться также к обмотке ротора. Если ротор неподвижен и обмотка ротора разомкнута (более строго, замкнута на бесконечное сопротивление), то вектор потокосцепления ротора равен:

$$\bar{\Psi}_{r1} = L_0\bar{i}_1 e^{j\theta}, \quad (2.26)$$

где θ — угол сдвига координатных осей, связанных с обмотками статора и ротора; L_0 — коэффициент взаимной индукции обмоток статора и ротора.

Рассмотрим процессы в роторе, положив, что токи в обмотке статора отсутствуют и статор не имеет пазов. Повторяя те же рассуждения, приходим к следующему выражению для потокосцепления ротора:

$$\bar{\Psi}_2 = L_{s2}\bar{i}_2 + 1,5M_2\bar{i}_2 = L_2\bar{i}_2. \quad (2.27)$$

Результирующие векторы Ψ_2 и \bar{i}_2 рассматриваются в осях координат, жестко связанных с фазами ротора, независимо от того, неподвижен ротор или вращается.

Потокосцепление ротора, равное $1,5M_2\bar{i}_2$ и замыкающееся через магнитопровод статора, будет связано с обмоткой статора. Таким образом, полный поток статора и ротора обусловлен токами обмоток статора и ротора. Все процессы в роторе, рассматриваем при условии, что обмоточные данные ротора приведены к обмотке статора. Для полного потокосцепления статора и ротора, если считать магнитную

систему машины линейной, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_{11} &= L_1 \bar{i}_{11} + L_0 \bar{i}_{21}; \\ \bar{\Psi}_{22} &= L_2 \bar{i}_{22} + L_0 \bar{i}_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

В выражениях для потокосцеплений введена двойная индексация электрических величин. Первый индекс показывает, является ли данный результирующий вектор вектором тока статора (1) или ротора (2), второй индекс показывает, в какой системе координат данный вектор рассматривается: неподвижной относительно обмотки статора (1) или ротора (2). Если угол между осями координат статора и ротора в какой-то момент времени равен θ , то в соответствии с (2.7)

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{12} &= \bar{i}_{11} e^{j\theta}; \\ \bar{i}_{21} &= \bar{i}_{22} e^{-j\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

При вращении ротора с угловой скоростью ω угол θ определяется по формуле

$$\theta = \theta_0 - p_n \omega t,$$

где p_n — число пар полюсов.

Коэффициент взаимной индукции обмоток статора и ротора

$$L_0 \leq 1,5M_1; \quad L_0 \leq 1,5M_2.$$

Значение L_0 будет постоянным, если пренебречь зубчатостью статора и ротора и принять обмотки статора и ротора не сосредоточенными в пазах, а равномерно распределенными вдоль внутреннего диаметра машины.

К обмотке статора приложено трехфазное напряжение, ротор короткозамкнутый. Уравнения электрического равновесия статора и ротора, если пренебречь потерями в магнитопроводе, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_{11} &= \bar{i}_{11} r_1 + p \bar{\Psi}_{11}; \\ 0 &= \bar{i}_{22} r_2 + p \bar{\Psi}_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

где p — символ дифференцирования.

Момент плоской катушки, обтекаемой током, пропорционален произведению тока на тангенциальную к плоскости данной катушки составляющую полного потока, причем под действием момента катушка поворачивается таким образом, что тангенциальная составляющая потока стремится к нулю, при этом МДС, обусловленная током по катушке, и внешний поток направлены согласно.

С помощью результирующих векторов токов и потокосцеплений обмоток статора и ротора можно определить направление моментов, действующих на статор $M_{ст}$ и ротора M_r (рис. 2.6). Моменты $M_{ст}$ и M_r равны и противоположно направлены. За положительное направление принимаем направление момента M_r , действующего на ротор в

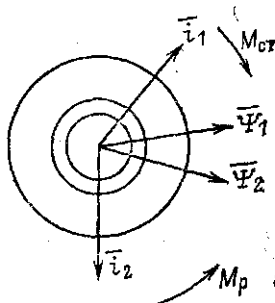


Рис. 2.6. Результирующие векторы токов и потоко-сцеплений асинхронной машины.

двигательном режиме машины (рис. 2.6). Учитывая правила определения момента (см. гл. 1), можно записать:

$$M = k_M \operatorname{Im} (\bar{i}_1 \bar{\Psi}_1^*) = -k_M \operatorname{Im} (\bar{\Psi}_2 \bar{i}_2^*), \quad (2.31)$$

где k_M — коэффициент пропорциональности.

Для многополюсных машин (2.31) справедливо для каждой пары полюсов, поэтому для определения полного момента двигателя необходимо (2.31) умножить на p_n . Для определения момента важно взаимное расположение векторов $\bar{\Psi}$ и \bar{i} и не имеет значения, в какой системе координат они будут рассматриваться.

В предыдущем рассмотрении были приняты следующие допущения: магнитная система линейная, потери в стали отсутствуют, пазы на статоре и роторе отсутствуют, а обмотки равномерно распределены вдоль воздушного зазора. Тогда дифференциальные уравнения асинхронного двигателя можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_{11} &= \bar{i}_{11} r_1 + p \bar{\Psi}_{11}; \\ 0 &= \bar{i}_{22} r_2 + p \bar{\Psi}_{22}; \\ \bar{\Psi}_{11} &= L_1 \bar{i}_{11} + L_0 \bar{i}_{21}; \\ \bar{\Psi}_{22} &= L_0 \bar{i}_{12} + L_2 \bar{i}_{22}; \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{12} &= \bar{i}_{11} e^{+j\theta}, \quad \bar{i}_{21} = \bar{i}_{22} e^{-j\theta}; \\ \theta &= -p_n \omega t; \\ M &= k_M p_n L_0 \operatorname{Im} (\bar{i}_{12} \bar{i}_{22}^*) = k_M p_n L_0 \operatorname{Im} (\bar{i}_{11} \bar{i}_{21}^*); \\ M &= M_{CT} + J p \omega. \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

Недостатком данной формы записи дифференциальных уравнений является то, что уравнения статора и ротора рассматриваются в различных системах координат. Этот недостаток можно исключить, если рассматривать процессы во вращающейся системе координат.

2.5. ВРАЩАЮЩАЯСЯ СИСТЕМА КООРДИНАТ

При переходе от одной системы координат к другой, вращающейся относительно первой, форма записи дифференциальных уравнений изменяется. Покажем правило преобразования уравнений при переходе к вращающейся системе координат. Рассмотрим линейное дифференциальное уравнение в некоторой системе координат:

$$\bar{Y}(t) = \sum_{n=-a}^{n=b} a_n \frac{d^n}{dt^n} [\bar{X}(t)]. \quad (2.34)$$

Здесь отрицательное значение n обозначает операцию интегрирования.

В новой системе координат, сдвинутой относительно первой на угол θ , векторы $\bar{Y}(t)$ и $\bar{X}(t)$ будут описываться функциями:

$$\begin{aligned} \bar{Y}'(t) &= \bar{Y}(t) e^{-j\theta}; \\ \bar{X}'(t) &= \bar{X}(t) e^{-j\theta}. \end{aligned}$$

Выразим $X(t)$ и $Y(t)$ через $X'(t)$ и $Y'(t)$ и подставим в (2.34):

$$\bar{Y}'(t) e^{j\theta} = \sum_{n=-a}^{n=b} a_n \frac{d^n}{dt^n} [\bar{X}'(t) e^{j\theta}]. \quad (2.35)$$

Умножив обе части (2.35) на $e^{-j\theta}$, получим:

$$\bar{Y}'(t) = \sum_{n=-a}^{n=b} a_n e^{-j\theta} \frac{d^n}{dt^n} [\bar{X}'(t) e^{j\theta}]. \quad (2.36)$$

Уравнение (2.36) связывает векторные функции и аргумент в новой системе координат. Представим его в следующем виде:

$$\bar{Y}'(t) = \sum_{n=-a}^{n=b} a_n \bar{V}_n(t).$$

Для $n=1$, произведя дифференцирование, получили следующее выражение для векторной функции $V_n(t)$:

$$\bar{V}_1(t) = e^{-j\theta} \left[e^{j\theta} \frac{d\bar{X}'(t)}{dt} + e^{j\theta} \bar{X}'(t) j \frac{d\theta}{dt} \right] = \frac{d\bar{X}'(t)}{dt} + j\omega \bar{X}'(t), \quad (2.37)$$

где $\omega = d\theta/dt$.

Для $n=2$

$$\begin{aligned} \bar{V}_2(t) &= e^{-j\theta} \frac{d^2}{dt^2} [e^{j\theta} \bar{X}'(t)] = e^{-j\theta} \frac{d}{dt} [\bar{V}_1(t) e^{j\theta}] = \\ &= \frac{d^2}{dt^2} \bar{X}'(t) + 2j\omega \frac{d\bar{X}'(t)}{dt} + (j\omega)^2 \bar{X}'(t) + j \frac{d\omega}{dt} \bar{X}'(t). \end{aligned} \quad (2.38)$$

Аналогичным способом можно определить $V_n(t)$ при $n > 2$. Рассмотрим ход преобразований при отрицательном n :

$$\bar{V}_{-1}(t) = e^{-j\theta} \int_0^t \bar{X}'(t) e^{j\theta} dt. \quad (2.39)$$

Умножив на $e^{j\theta}$ и продифференцировав (2.39), получим:

$$d\bar{V}_{-1}(t)/dt + j\omega \bar{V}_{-1}(t) = \bar{X}'(t). \quad (2.40)$$

Решая полученное уравнение, можно определить $\bar{V}_{-1}(t)$. Аналогичным способом определяется $V_n(t)$ при $n < -1$.

Формулы (2.37), (2.38) и (2.40) дают общее правило преобразования дифференциальных уравнений при изменении системы координат. При этом очевидно, что в случае $d\theta/dt = \omega = \text{const}$ линейность уравнений не нарушается. В случае произвольного закона изменения θ линейные дифференциальные уравнения при переходе к новой системе координат становятся нелинейными. Наиболее просто в общем случае осуществляются преобразования уравнений первого порядка, для этого вместо символа дифференцирования p следует написать $p + j\omega$.

Для равномерно вращающейся системы преобразование уравнения любого порядка заключается в замене p на $p+j\omega$ и раскрытии бинома. Так,

$$p^3 \rightarrow (p+j\omega)^3 = p^3 + 3j\omega p^2 - 3\omega^2 p - j\omega^3.$$

Это же правило сохраняется и при записи линейного уравнения в операторной форме.

Например, операторное сопротивление цепи, состоящей из последовательного соединения R , L и C в неподвижной системе имеет вид:

$$Z(s) = R + sL + 1/sC, \quad (2.41)$$

а во вращающейся системе

$$Z(s, j\omega) = Z'(s) = R + (s + j\omega)L + \frac{1}{C(s + j\omega)}, \quad (2.42)$$

здесь s — оператор Лапласа.

Если задан результирующий вектор напряжения во вращающейся системе координат в операторной форме $\bar{u}'(s)$, то вектор тока при нулевых начальных условиях определяется по закону Ома:

$$\bar{i}'(s) = \bar{u}'(s) \frac{1}{Z'(s)}.$$

Решение уравнений осуществляется известными правилами обратного преобразования Лапласа. Выражение

$$Y(s, j\omega) = \frac{1}{Z'(s)} = \frac{(s + j\omega)C}{C(s + j\omega) + LC(s + j\omega)^2 + 1} \quad (2.43)$$

является передаточной функцией звена.

Передаточной функции должна соответствовать частотная характеристика, которая получается заменой s на $j\delta$. Здесь мы сталкиваемся с так называемыми двойными комплексными числами [5]. Необходимость усложнения понятий связана с тем, что $j\delta$ и $j\omega$ суммировать нельзя, поскольку s и $j\omega$ — числа в разных комплексных плоскостях, s — оператор, выражающий функцию времени, а j — характеризует вектор в системе координат на плоскости, поэтому в данном рассмотрении мнимое число $j\delta$ записываем в виде $i\delta$. При этом частотная характеристика звена равна:

$$Y(i\delta, j\omega) = \frac{(i\delta + j\omega)C}{RC(i\delta + j\omega) + LC(i\delta + j\omega)^2 + 1}.$$

Рассмотрим ее физический смысл. Частотная характеристика показывает, как меняется по амплитуде и фазе сигнал на выходе звена при изменении входного воздействия с единичной амплитудой по гармоническому закону с частотой δ .

Если представить $Y(i\delta, j\omega)$ в виде суммы вещественной и мнимой частей по ω

$$Y(i\delta, j\omega) = \operatorname{Re}_j \{Y(i\delta, j\omega)\} + j \operatorname{Im}_j \{Y(i\delta, j\omega)\}, \quad (2.44)$$

то получим два выражения, являющиеся комплексными числами, характеризующими установившиеся значения амплитуды и фазового сдвига проекций вектора тока \bar{i} на действительную и мнимую оси в системе координат, вращающейся синхронно с вектором \bar{u} , амплитуда которого меняется по гармоническому закону с частотой δ . Вектор тока опреде-

дается геометрическим суммированием мгновенных значений проекций на ось.

Если представить $Y(i\delta, j\omega)$ в виде суммы вещественной и мнимой частей по δ :

$$Y(i\delta, j\omega) = \operatorname{Re}\{Y(i\delta, j\omega)\} + i \operatorname{Im}\{Y(i\delta, j\omega)\}, \quad (2.45)$$

то получим два векторных выражения, соответствующих двум векторам тока, в синхронной с вектором напряжения системе координат, причем амплитуда первого меняется синфазно с гармоническими изменениями амплитуды напряжения, а второго — опережает по фазе на 90° . Фактический вектор тока является геометрической суммой мгновенных значений данных составляющих.

Чтобы не вводить двойных комплексных чисел, векторную передаточную функцию $Y(s, j\omega)$ раскладывают на вещественную и мнимую составляющие, которым присваивают индексы. Всем величинам, относящимся к вещественной оси, будем присваивать индекс « d », к мнимой — индекс « q »:

$$Y_d(s, \omega) = \operatorname{Re}\{Y(s, j\omega)\} = \frac{1}{2} \{Y(s, j\omega) + Y(s, -j\omega)\}; \quad (2.46)$$

$$Y_q(s, \omega) = \operatorname{Im}\{Y(s, j\omega)\} = \frac{1}{2j} \{Y(s, j\omega) - Y(s, -j\omega)\}. \quad (2.47)$$

При рассмотрении уравнений для каждой координатной оси отпадает необходимость вводить еще один символ мнимого числа i , сохраняем тот же символ j , так как выражения $\operatorname{Re}\{Y(s, j\omega)\}$ и $\operatorname{Im}\{Y(s, j\omega)\}$ являются вещественными.

Передаточные функции $Y_d(s, \omega)$ и $Y_q(s, \omega)$ не содержат в конечном результате мнимых составляющих, хотя в (2.46) и (2.47) они включают мнимые слагаемые, которые при последующих преобразованиях взаимно уничтожаются. Поэтому при расчете частотной характеристики можно алгебраически суммировать $j\omega$ и $j\delta$.

Для рассматриваемого примера цепи R, L, C согласно (2.43):

$$\begin{aligned} Y_d(j\delta) &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{j(\delta + \omega)C}{1 + j(\delta + \omega)RC - LC(\delta + \omega)^2} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{j(\delta - \omega)C}{1 + j(\delta - \omega)RC - LC(\delta - \omega)^2} \right\}; \\ Y_q(j\delta) &= \frac{1}{2j} \left\{ \frac{j(\delta + \omega)C}{1 + j(\delta + \omega)RC - LC(\delta + \omega)^2} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{j(\delta - \omega)C}{1 + j(\delta - \omega)RC - LC(\delta - \omega)^2} \right\}. \end{aligned}$$

2.6. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ВО ВРАЩАЮЩЕЙСЯ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ

Воспользуемся выводами § 2.5 и запишем уравнения статора и ротора системы (2.33), используя векторы тока, потокосцепления напряжения в одних координатных осях, вращающихся относительно неподвижного статора со

скоростью ω_0 . При этом необходимость в двойной индексации величин отпадает:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 r_1 + (p + j\omega_0) \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{i}_2 r_2 + [p + j(\omega_0 - \omega)] \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{i}_1 L_1 + \bar{i}_2 L_0; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{i}_1 L_0 + \bar{i}_2 L_2; \\ M &= k_M p_n \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \bar{\Psi}_1^*) = k_M p_n \frac{L_0}{L_2} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \bar{\Psi}_2^*) = \\ &= k_M p_n \frac{L_0}{L_1 L_2 - L_0^2} \operatorname{Im}(\bar{\Psi}_1 \bar{\Psi}_2^*); \\ M &= M_{\text{ст}} + J p \omega. \end{aligned} \right\} \quad (2.48)$$

Для удобства, как это делалось в гл. 1, перейдем к относительным величинам, приняв за базовые те же значения. Но в уравнениях (2.48) появилась еще одна переменная — время. Целесообразно принять базовую единицу времени и пользоваться относительными значениями времени. Принимаем $t_0 = 1/\omega_{\text{ном}}$. Уравнения двигателя (2.48) получаем в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 r_1 + (p + j\alpha) \bar{\Psi}_1 = \bar{i}_1 r_1 + (p + j\alpha) X'_1 \bar{i}_1 + (p + j\alpha) \frac{X_0}{X_2} \bar{\Psi}_2; \\ 0 &= \bar{i}_2 r_2 + (p + j\beta) \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{i}_1 X_1 + \bar{i}_2 X_0; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{i}_1 X_0 + \bar{i}_2 X_2; \\ \mu &= \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \bar{\Psi}_1^*) = X_0 \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \bar{i}_2^*) = \frac{X_0}{X_2} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \bar{\Psi}_2^*) = \\ &= \frac{X_0}{X_2 X'_1} \operatorname{Im}(\bar{\Psi}_1 \bar{\Psi}_2^*); \\ \mu &= \mu_{\text{ст}} + H p v. \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

Обозначения, принятые в (2.49), нуждаются в некоторых пояснениях. Во-первых, сохранено обозначение производной p , хотя масштаб времени другой, следует ввести новое обозначение $p' = p/\omega_{\text{ном}}$, но сохраняется старое обозначение с новым содержанием, так как в последующем будем пользоваться только относительными единицами. Потокосцепление, как и при рассмотрении уравнений статики, представлено в виде произведения тока на индуктивное сопротивление, так как в относительных единицах индуктив-

ность равна соответствующему индуктивному сопротивлению. Во-вторых, выражения для моментов, представленные в виде произведения векторов тока и потокосцеплений, такие же, как и для статики. В то же время формулы статики для момента, в которых использованы не векторы, а модули векторов, например $\mu = i^2 r^2 / \beta$, в общем случае не правомочны для неустановившихся режимов, так как переходы к модулям векторов производились по уравнениям статики.

В уравнении механического движения фигурирует постоянная H , которая появляется в результате преобразований уравнения механического движения в связи с введением относительных единиц:

$$\begin{aligned} \frac{J \frac{d\omega}{dt}}{M_6} &= \frac{J\omega_{с,ном}}{M_6} \omega_{ном} \frac{d\omega_{с,ном}}{d\omega_{ном} t} = \frac{J\omega_{с,ном}}{M_6} \omega_{ном} \frac{dv}{d\omega_{ном} t} = \\ &= \frac{J\omega_{с,ном}}{M_6} \omega_{ном} p v = H p v. \end{aligned}$$

Здесь H — время в относительных единицах разгона маховых масс привода под действием базового момента до номинальной синхронной скорости $\omega_{с,ном}$.

Базовая единица времени может меняться, при этом одновременно меняется и базовая частота, равная обратному значению базового времени. Допустим, перешли к новому базовому времени $t_0 = k t_6$. Тогда (2.49) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 r_1 + \frac{1}{k} (p_1 + j\alpha_1) \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{i}_2 r_2 + \frac{1}{k} (p_1 + j\beta_1) \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 &= \bar{i}_1 X_1 + \bar{i}_2 X_0; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{i}_1 X_0 + \bar{i}_2 X_2; \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\mu = \text{Im}(\bar{i}_1 \bar{\Psi}_1^*) = \frac{X_0}{X_2} \text{Im}(i_1 \Psi_2^*) = \frac{X_0}{X_2 X'_1} (\text{Im} \Psi_1 \Psi_2^*);$$

$$\mu = \mu_{ст} + H_1 p_1 v_1,$$

где $p_1 = pk$; $\alpha_1 = \alpha k$; $\beta_1 = \beta k$; $v_1 = vk$; $H_1 = H/k^2$.

Следует особо остановиться на физическом содержании α в уравнениях динамики (2.49). В статике α — относительная частота напряжения на выводах машины. Все результирующие векторы токов и напряжений взаимно непо-

движны, поэтому α — относительная частота всех электромагнитных величин. В динамике α — относительная частота вращения системы координат, в которой рассматриваются процессы в двигателе. Для удобства исследования система координат принимается неподвижной относительно какого-либо вектора, например, \bar{u}_1 , \bar{i}_1 , $\bar{\Psi}_1$ или $\bar{\Psi}_2$. Поскольку в динамике взаимное положение векторов меняется, то α характеризует относительную частоту вращения в неподвижной системе координат не всех, а только одного конкретного вектора.

При исследовании установившихся процессов, абсолютное скольжение β означало относительную частоту процессов в роторе. В уравнениях динамики понятие β более формальное, это — разность скоростей системы координат α и двигателя ν .

Удобство анализа процессов в двигателе и приводе достигается при свободном переходе к различным системам координат и масштабам времени. Система (2.50) универсальна в этом смысле, при ее использовании следует только подставлять необходимые значения α , β и k . Для того чтобы из самой записи уравнений были видны принятые система координат и масштаб времени, вводится дополнительная индексация соответствующих величин. Для электрических величин ниже принимается, что первый индекс означает принадлежность данной величины статору, ротору или намагничивающей цепи (например, $\bar{\Psi}_1$, $\bar{\Psi}_2$, $\bar{\Psi}_0$), второй — систему координат, третий (для проекций) — ось системы координат. Обозначения систем координат: 0 — неподвижная, 1 — система координат, вещественная ось которой связана с вектором $\bar{\Psi}_1$; 2 — $\bar{\Psi}_2$; 3 — \bar{i}_1 , 4 — \bar{u}_1 . Например, $\bar{\Psi}_{12d}$ — проекция вектора потокоцепления статора на вещественную ось в системе координат $\bar{\Psi}_2$.

Ниже используются следующие индексы, различающие масштабы времени:

0 — синхронный масштаб (базовое время $1/\omega_{\text{ном}}$). Обозначения величин: α_0 , β_0 , ν_0 , H_0 ; s — оператор Лапласа.

1 — базовое время равно постоянной времени ротора при $\Psi_1 = \text{const}$. $t_6 = (1/\omega_{\text{ном}}) \cdot (X'_2/r_2)$. Обозначения величин: α_1 , β_1 , ν_1 , H_1 , s_1 .

2 — базовое время равно постоянной времени ротора при разомкнутом статоре. $t_6 = (1/\omega_{\text{ном}}) (X_2/r_2)$. Обозначения величин: α_2 , β_2 , ν_2 , H_2 , s_2 .

Как было указано, понятия «частота» и «скольжение» предполагают вполне определенную систему координат,

Поэтому для них вводится второй индекс — система координат, который указан выше. Так, α_{12} — частота вращения вектора $\bar{\Psi}_2$ в масштабе времени $t_6 = (1/\omega_{\text{ном}}) (X'_2/r_2)$; β_{22} — частота скольжения ротора в системе координат $\bar{\Psi}_2$ и масштабе времени $t_6 = (1/\omega_{\text{ном}}) (X_2/r_2)$.

Для установившегося режима индексация системы координат для частоты и скольжения теряет смысл, все электромагнитные величины вращаются синхронно. Но и в этом случае вводим при необходимости второй нулевой индекс, который означает параметры установившегося режима при линеаризации в «малом» дифференциальных уравнений двигателя. Например, β_{20} — установившееся значение скольжения β_2 при малых изменениях параметров режима двигателя.

Для угловой характеристики векторов вводим двойную индексацию углов. Первый индекс означает вектор, второй — систему координат в соответствии с вышеприведенными обозначениями.

Например θ_{34} — угол вектора \bar{I}_1 в системе координат \bar{y}_1 .

Глава третья

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В настоящей главе исследуются динамические свойства асинхронного двигателя как объекта управления. Процессы в двигателе описываются полученной системой уравнений (2.50), в которой различаем, как это делалось в гл. 1, параметры двигателя (величины постоянные), параметры режима — внешние воздействия и производные параметры — величины, характеризующие электромагнитные процессы, и частоту вращения двигателя. Внешними воздействиями являются амплитуда и частота напряжения (тока) статора, а также момент нагрузки. Система уравнений (2.50) нелинейная, пятого порядка. Прямое решение ее возможно, но оно не обладает необходимой наглядностью. Нас интересуют динамические характеристики в виде передаточных функций, в крайнем случае, в виде семейства частотных характеристик, которые необходимы для синтеза регуляторов привода, поэтому воспользуемся следующими приемами, которые позволят описать динамические свойства двигателя в интересующей нас форме.

1. Исключим на данном этапе из рассмотрения уравнения механического движения, тем более, что механическое

движение определяется не только параметрами двигателя, но и другими элементами механической части привода. В этом случае двигатель будет описываться только уравнениями электромагнитных процессов, в которых в качестве входного воздействия вместо $\mu_{ст}$ выступает β . Уравнение механического движения будет рассматриваться отдельно. Затем оба решения можно объединить согласно структурной схеме, показанной на рис. 3.1.

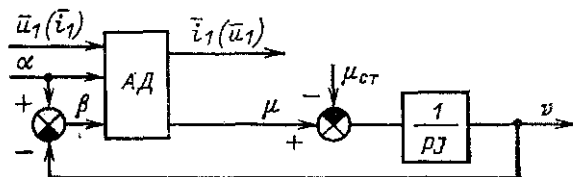


Рис. 3.1. Структурная схема асинхронного двигателя с нагрузкой на валу.

АД — асинхронный двигатель.

2. Уравнения электромагнитных процессов двигателя охватывают процессы в статоре и роторе. Определенная наглядность достигается, если сначала рассмотреть отдельно процессы в роторе двигателя.

3.1. АНАЛИЗ УРАВНЕНИЯ РОТОРА

Переходные процессы в двигателе описывались бы чрезвычайно просто, если бы потокосцепление $\bar{\Psi}_2$ оставалось неизменным. Сущность переходных электромагнитных процессов в двигателе связано с изменением потокосцепления $\bar{\Psi}_2$, поэтому рассмотрим более подробно полное уравнение процессов в роторе [см. второе уравнение (2.49)]:

$$0 = \bar{i}_1 r_2 + (p + j\beta) \bar{\Psi}_2.$$

Выразим ток \bar{i}_2 через $\bar{\Psi}_2$ и \bar{i}_1 :

$$0 = -\bar{i}_1 r_2 \frac{X_0}{X_2} + \bar{\Psi}_2 \left(p + \frac{r_2}{X_2} + j\beta \right).$$

Разделив уравнение на r_2/X_2 , получим:

$$\bar{i}_1 X_0 = \bar{\Psi}_2 (1 + p_2 + j\beta_2). \quad (3.1)$$

В (3.1) перешли к новому базовому времени, равному постоянной времени цепи ротора при разомкнутом статоре: p_2 — символ производной в новых относительных единицах времени.

Если рассматривать процессы в роторе при неизменном скольжении β_2 , то уравнение (3.1) линейное, поэтому его можно представить в операторной форме:

$$X_0 \bar{i}_2(s) = \bar{\Psi}_2(s_2) (s_2 + 1 + j\beta_2).$$

Комплексная форма уравнений не меняет обычных правил ее использования для расчета переходных процессов.

Запишем (3.1) в системе координат, вещественная ось которой совмещена с вектором $\bar{\Psi}_2$:

$$\bar{i}_{12} X_0 = \Psi_2 (p_2 + 1 + j\beta_{22}) \quad (3.2)$$

или в проекциях на координатные оси:

$$\left. \begin{aligned} i_{12d} X_0 &= \Psi_2 (1 + p_2); \\ i_{12q} X_0 &= \Psi_2 \beta_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

Выражения (3.3) раскрывают механизм электромагнитных процессов в роторе. При изменении проекции тока статора на вектор $\bar{\Psi}_2$ амплитуда последнего начинает изменяться с постоянной времени $X_2/\omega_{\text{ном}} r'_2$, при изменении нормальной составляющей тока \bar{i}_{12} и потокоцепления $\bar{\Psi}_2$ меняется скольжение β_{22} . Изменение скольжения происходит вследствие изменения частоты вращения потокоцепления $\bar{\Psi}_2$ относительно ротора. Если поставлена задача управления двигателем при неизменном значении Ψ_2 , то должна поддерживаться неизменной составляющая тока статора i_{12d} . В этом случае составляющая тока статора i_{12q} меняется пропорционально β_{22} и момент двигателя, равный $M = \frac{X_0}{X_2} \Psi_2 i_{12q}$, изменяется, как и в статических режимах при $\Psi_2 = \text{const}$, также пропорционально β_{22} . Установленное правило изменения тока \bar{i}_1 определяет режим управления двигателем при $\Psi_2 = \text{const}$.

Выразим в уравнении ротора (2.49) ток \bar{i}_2 через $\bar{\Psi}_2$ и $\bar{\Psi}_1$:

$$0 = -\bar{\Psi}_1 \frac{X_0}{X_1} \frac{r_2}{X'_2} + \left(p + \frac{r_2}{X'_2} + j\beta \right) \bar{\Psi}_2.$$

Разделим это уравнение на r_2/X'_2 :

$$\bar{\Psi}_1 \frac{X_0}{X_1} = \bar{\Psi}_2 (p_1 + 1 + j\beta_1). \quad (3.4)$$

В (3.4) перешли к базовому времени, равному постоянной времени цепи ротора при закороченном статоре; $r_1 = 0$,

p_1 — символ производной в новых относительных единицах времени.

В форме (3.4) уравнение процессов в роторе инвариантно относительно конкретных параметров двигателя, при этом в качестве внешнего воздействия по отношению к ротору рассматривается $\bar{\Psi}_1 X_0 / X_1$. Уравнения процессов в роторе одинаковы по форме независимо от того, какая величина — ток \bar{i}_1 (3.1) или потокосцепление $\bar{\Psi}_1$ (3.4) выступает в качестве внешнего воздействия, и результаты анализа уравнений будут одинаковыми.

3.2. ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ

При анализе дифференциальных уравнений асинхронного двигателя (2.49) обращаем внимание на нелинейность уравнений, которая выражается в том, что ряд членов содержит произведения двух текущих переменных: $\alpha \bar{\Psi}_1$; $\beta \bar{\Psi}_2$; $\text{Im}(\bar{i}_1 \bar{i}_2^*)$. Линеаризацию уравнений осуществляем, рассматривая малые приращения переменных в окрестностях точки установившегося режима. Обозначая приращения переменных малыми буквами, а установившиеся значения режима, в окрестностях которого осуществляется исследование, выделяя индексом «0», получаем из (2.49) следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 r_1 + (p + j\alpha_0) \bar{\psi}_1 + j\alpha \bar{\Psi}_{10}; \\ 0 &= \bar{i}_2 r_2 + (p + j\beta_0) \bar{\psi}_2 + j\beta \bar{\Psi}_{20}; \\ \bar{\psi}_1 &= \bar{i}_1 X_1 + \bar{i}_2 X_0; \\ \bar{\psi}_2 &= \bar{i}_1 X_0 + \bar{i}_2 X_2; \\ \mu &= X_0 \text{Im}(\bar{I}_{10} \bar{i}_2^* + \bar{i}_1 I_{20}^*). \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

Входными воздействиями системы (3.5) являются \bar{u}_1 или \bar{i}_1 , а также α и β . Вместо уравнений электрического равновесия в векторной форме (3.5) в ряде случаев удобнее пользоваться уравнениями для проекций на координатные оси:

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} &= i_{1d} r_1 + p\psi_{1d} - \alpha_0 \psi_{1q} - \alpha \Psi_{1q0}; \\ u_{1q} &= i_{1q} r_1 + p\psi_{1q} + \alpha_0 \psi_{1d} + \alpha \Psi_{1d0}; \\ 0 &= i_{2d} r_2 + p\psi_{2d} - \beta_0 \psi_{2q} - \beta \Psi_{2q0}; \\ 0 &= i_{2q} r_2 + p\psi_{2q} + \beta_0 \psi_{2d} + \beta \Psi_{2d0}; \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1d} &= i_{1d}X_1 + i_{2d}X_0; \\ \psi_{1q} &= i_{1q}X_1 + i_{2q}X_0; \\ \psi_{2d} &= i_{1d}X_0 + i_{2d}X_2; \\ \psi_{2q} &= i_{1q}X_0 + i_{2q}X_2; \\ \mu &= X_0(I_{1q0}i_{2d} - I_{2q0}i_{1d} + I_{2d0}i_{1q} - I_{1d0}i_{2q}). \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Системы (3.5) и (3.6) линейные. При записи системы (3.5) или (3.6) в операторной форме при нулевых начальных условиях сохраняем для изображений те же обозначения, что и для соответствующих переменных. В этом случае уравнения (3.5) — (3.7) остаются неизменными, но вместо символа дифференцирования p записываем оператор Лапласа s . В результате решения системы уравнений получаем выражения для изображения каждой выходной величины i_{1d} , i_{1q} , i_{2d} , i_{2q} , ψ_{1d} , ψ_{1q} , ψ_{2d} , ψ_{2q} , μ в функции изображения входной величины $u_1(i_1)$, α , β . При этом остальные входные величины полагаем равными нулю. Передаточную функцию обозначаем так же, как и выходную величину, с индексом вверху, указывающим входное воздействие. Например,

$$\mu^u(s) = \mu(s)/u_1(s)$$

означает передаточную функцию двигателя при выходной величине — моменте по каналу напряжения u_1 .

Частотная характеристика получается из соответствующей передаточной функции заменой s на $j\delta$, где δ — круговая частота.

3.3. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ИСТОЧНИКА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Запишем систему уравнений (3.5) в операторной форме, совместив вещественную координатную ось с вектором \vec{i}_1 , исключив $\bar{\Psi}_1$ и \vec{i}_2 и приняв в качестве базового времени постоянную T_2 :

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_{1s} &= i_1 r_1 + (s_2 + j\alpha_{20}) \frac{X'_{1r2}}{X_2} i_1 + j\alpha_{2s} \frac{X'_{1r2}}{X_2} I_{10} + \\ &\quad + (s_2 + j\alpha_{20}) \frac{r_2 X_0}{X_2^2} \bar{\psi}_{2s} + j\alpha_{2s} \frac{r_2 X_0}{X_2^2} \bar{\Psi}_{230}; \\ i_1 X_0 &= (s_2 + j\beta_{20} + 1) \bar{\psi}_{2s} + j\beta_{2s} \bar{\Psi}_{20}; \\ \mu &= \frac{X_0}{X_2} [\text{Im}(i_1 \bar{\Psi}_{230}^*) + \text{Im}(I_{10} \bar{\psi}_{2s}^*)]; \quad \mu = \mu_{\text{ст}} + H_2 s_2 v_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

По уравнениям можно определить передаточные функции двигателя по каналу тока i_1 , скольжения β_{23} и частоты α_{23} . При расчете передаточных функций по каналу тока i_1 полагаем α_{23} и β_{23} нулевыми. В этом случае система (3.8) преобразуется к виду

$$\left. \begin{aligned} u_{13} &= i_1 r_1 + (s_2 + j\alpha_{20}) \frac{X'_{12}}{X_2} i_1 + (s_2 + j\alpha_{20}) \frac{r_2 X_0}{X_2^2} \bar{\psi}_{23}; \\ i_1 X_0 &= (s_2 + j\beta_{20} + 1) \bar{\psi}_{23}; \\ \mu &= \frac{X_0}{X_2} [\operatorname{Im}(i_1 \bar{\psi}_{230}) + \operatorname{Im}(I_{10} \bar{\psi}_{23}^*)]. \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Из второго уравнения системы (3.9):

$$\bar{\psi}_{23} = \frac{i_1 X_0}{s_2 + j\beta_{20} + 1}; \quad \bar{\psi}_{23}^{i_1}(s_2) = \frac{X_0}{1 + s_2 + j\beta_{20}}, \quad (3.10)$$

где $\bar{\psi}_{23}^{i_1}(s_2)$ — комплексная передаточная функция.

Для расчета передаточных функций ортогональных проекций потокоцепления $\psi_{2d}^{i_1}(s_2)$ и $\psi_{2q}^{i_1}(s_2)$ умножим числитель и знаменатель правой части формулы (3.10) на выражение, сопряженное со знаменателем. В результате получим:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2d}^{i_1}(s_2) &= \frac{X_0(1 + s_2)}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ \psi_{2q}^{i_1}(s_2) &= -\frac{X_0\beta_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Определим передаточные функции $\psi_2^{i_1}(s_2)$ и $\theta_{23}^{i_1}(s_2)$, используя правило линеаризации функции двух переменных при малых изменениях последних:

$$\left. \begin{aligned} \psi_2^{i_1}(s_2) &= \cos \theta_{230} \psi_{2d}^{i_1}(s_2) + \sin \theta_{230} \psi_{2q}^{i_1}(s_2); \\ \theta_{23}^{i_1}(s_2) &= \cos \theta_{230} \frac{\psi_{2q}^{i_1}(s_2)}{\psi_{20}} - \sin \theta_{230} \frac{\psi_{2d}^{i_1}(s_2)}{\psi_{20}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

Из (3.12) с использованием уравнений статики и (3.11) получаем окончательные выражения для искомых передаточных функций:

$$\left. \begin{aligned} \psi_2^{i_1}(s_2) &= \frac{X_0}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}} \frac{1 + s_2 + \beta_{20}^2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ \theta_{23}^{i_1}(s_2) &= \frac{\beta_{20}}{I_{10}} \frac{s_2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Найдем передаточную функцию $\mu^{i_1}(s_2)$. Из третьего уравнения системы (3.9) следует:

$$\left. \begin{aligned} \mu &= -\frac{X_0}{X_2} [\Psi_{2q0} i_1 + \psi_{2q} I_{10}] = -\frac{X_0}{X_2} \Psi_{2q0} i_1 \times \\ &\quad \times \left[1 + \frac{\psi_{2q}}{i_1} \frac{I_{10}}{\Psi_{2q0}} \right]; \\ \mu(s_2) &= -\frac{X_0}{X_2} \Psi_{2q0} i_1(s_2) \left[1 + \frac{\psi_{2q}^{i_1}(s_2)}{\psi_{2q}^{i_1}(0)} \right]; \\ \mu^{i_1}(s_2) &= \frac{\mu(s_2)}{i_1(s_2)} = \frac{\mu_0}{I_{10}} \frac{s_2^2 + 2s_2 + 2(1 + \beta_{20}^2)}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

Для расчета передаточной функции двигателя при выходной переменной внутренней ЭДС воспользуемся соотношением $\bar{e}_2 = \frac{r_2 X_0}{X_2^2} (s_2 + j\alpha_{20}) \bar{\Psi}_2$.

С учетом (3.11) и (3.12) получаем:

$$\left. \begin{aligned} e_{2d}^{i_1}(s_2) &= \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 \frac{s_2^2 + s_2 + \alpha_{20} \beta_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ e_{2q}^{i_1}(s_2) &= \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 \frac{\alpha_{20} + s_2 (\alpha_{20} - \beta_{20})}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ e_2^{i_1}(s_2) &= \frac{X_0^2}{X_2^2} \frac{r_2}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}} \times \\ &\quad \times \frac{s_2^2 \beta_{20} + s_2 \alpha_{20} + \alpha_{20} (1 + \beta_{20}^2)}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ \varphi_2^{i_1}(s_2) &= -\frac{s_2}{\alpha_{20} I_{10}} \frac{s_2 + 1 + \beta_{20}^2 - \alpha_{20} \beta_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

Передаточные функции по каналу скольжения. Исходные уравнения для расчета передаточных функций получаем из (3.8), полагая i_1 и α_{23} равными нулю.

Комплексное уравнение процессов в роторе из (3.8):

$$0 = (1 + s_2 + j\beta_{20}) \bar{\Psi}_2 + j\beta_{23} \bar{\Psi}_{20}$$

или

$$-j\beta_{23} \bar{\Psi}_{20} = (1 + s_2 + j\beta_{20}) \bar{\Psi}_2. \quad (3.16)$$

Из (3.16) получаем:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2d}^{\beta_{23}}(s_2) &= \Psi_{2d0} \frac{2 + s_2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ \psi_{2q}^{\beta_{23}}(s_2) &= -\Psi_{2d0} \frac{s_2 + 1 - \beta_{20}^2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ \psi_2^{\beta_{23}}(s_2) &= -\Psi_{20} \frac{\beta_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ \theta_{23}^{\beta_{23}}(s_2) &= -\frac{1 + s_2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

Передаточная функция двигателя при входной величине — скольжении и выходном моменте в соответствии с (3.8) имеет вид:

$$\mu^{\beta_{23}}(s_2) = -\frac{X_0}{X_2} I_{10} \psi_{2q}^{\beta_{23}}(s_2) = \frac{\mu_0}{\beta_{20}} \frac{s_2 + 1 - \beta_{20}^2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}. \quad (3.18)$$

Передаточные функции двигателя при входной величине — скольжении и выходной — ЭДС e_2 можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} e_{2d}^{\beta_{23}}(s_2) &= -\frac{I_{10} X_0^2}{1 + \beta_{20}^2} \frac{r_2}{X_2^2} \frac{s_2^2 \beta_{20} + s_2 (2\beta_{20} - \alpha_{20}) + \alpha_{20} (\beta_{20}^2 - 1)}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ e_{2q}^{\beta_{23}}(s_2) &= -\frac{I_{10} X_0^2}{1 + \beta_{20}^2} \frac{r_2}{X_2^2} \frac{s_2^2 + s_2 (1 - \beta_{20}^2 + \alpha_{20} \beta_{20}) + 2\beta_{20} \alpha_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ e_2^{\beta_{23}}(s_2) &= -\frac{I_{10} X_0^2}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}} \frac{r_2}{X_2^2} \frac{s_2^2 + s_2 + \alpha_{20} \beta_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}; \\ \varphi_2^{\beta_{23}}(s_2) &= -\frac{1}{\alpha_{20}} \frac{s_2 (\alpha_{20} - \beta_{20}) + \alpha_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

Передаточные функции по каналу частоты. При расчете передаточных функций по входу a_{23} мы формально рассматриваем систему уравнений (3.8), не обращая внимания, что при изменении частоты одновременно изменяется и скольжение ($\beta_{23} = \alpha_{23} - v_2$). Это имеет смысл, поскольку β_{23} учитывается как самостоятельная независимая переменная, которая рассчитывается по α_{23} и уравнениям механического движения.

Из (3.8) имеем:

$$\begin{aligned}\psi_{2d}^{\alpha_{23}}(s_2) &= \psi_{2q}^{\alpha_{23}}(s_2) = \mu^{\alpha_{23}}(s_2) = 0; \\ e_{2d}^{\alpha_{23}}(s_2) &= I_{10} \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 \frac{\beta_{20}}{1 + \beta_{20}^2}; \\ e_{2q}^{\alpha_{23}}(s_2) &= I_{10} \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 \frac{1}{1 + \beta_{20}^2}; \\ e_2^{\alpha_{23}}(s_2) &= I_{10} \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}}; \\ \varphi_2^{\alpha_{23}}(s_2) &= 0.\end{aligned}\tag{3.20}$$

Полученные передаточные функции асинхронного двигателя состоят из коэффициентов и функций s_2 , представляющих отношение полиномов не выше второго порядка. Коэффициенты зависят от параметров двигателя X_0 , X_2 , r_2 параметров режима I_{10} , α_{20} , β_{20} . Составляющие, зависящие от частоты, определяются только параметрами режима работы α_{20} и β_{20} . Звенья, соответствующие данным передаточным функциям, устойчивые.

3.4. ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ДВИГАТЕЛЯ

Рассмотрим варианты частотно-токового управления при $\Psi_2 = \text{const}$. Один из вариантов основывается на одновременном управлении в функции выходного сигнала регулятора скорости (задание момента двигателя) амплитудой тока статора и частотой скольжения. Найдем закон управления амплитудой тока статора и абсолютным скольжением, при котором $\Psi_2 = \text{const}$. Обозначим: $i_1^k(s_2)$ — передаточная функция двигателя при выходной величине — токе i_1 и входной — моменте, $\beta_{23}^k(s_2)$ — передаточная функция при выходной величине — скольжении и входной — моменте.

Передаточная функция $\psi_2^k(s_2)$ должна быть нулевой:

$$\psi_2^k(s_2) = i_1^k(s_2) \psi_2^{i_1}(s_2) + \beta_{23}^k(s_2) \psi_2^{\beta_{23}}(s_2) = 0.$$

Подставив соответствующие значения $\psi_2^{i_1}(s_2)$ и $\psi_2^{\beta_{23}}(s_2)$, получим:

$$i_1^k(s_2) \frac{\Psi_{20}}{I_{10}} \frac{1 + s_2 + \beta_{20}^2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2} - \beta_{23}^k(s_2) \frac{\Psi_{20} \beta_{20}}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2} = 0,$$

откуда

$$\beta_{23}^{\mu}(s_2) = i_1^{\mu}(s_2) \frac{1 + s_2 + \beta_{20}^2}{I_{10}\beta_{20}}. \quad (3.21)$$

Использував полученное соотношение, а также (3.14) и (3.18), определим передаточную функцию $\mu^{\mu_0}(s_2)$

$$\mu^{\mu_0}(s_2) = i_1^{\mu}(s_2) \mu^{i_1}(s_2) + \beta_{23}^{\mu}(s_2) \mu^{\beta_{23}}(s_2), \quad (3.22)$$

или

$$\mu^{\mu_0}(s_2) = i_1^{\mu}(s_2) \frac{\mu_0}{I_{10}} \frac{1 + \beta_{20}^2}{\beta_{20}}.$$

Желательно, чтобы момент двигателя был пропорционален сигналу задания момента, т. е. $\mu^{\mu_0}(s_2) = 1$. В этом случае

$$i_1^{\mu}(s_2) = i_1^{\mu} = \frac{I_{10}}{\mu_0} \frac{\beta_{20}^2}{1 + \beta_{20}^2},$$

или с учетом уравнений статики

$$\left. \begin{aligned} i_1^{\mu}(s_2) &= \frac{X_2}{X_0 \Psi_{20}} \frac{\beta_{20}}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}} = \sin \theta_{32} i_{1q}^{\mu}(s_2); \\ \beta_{23}^{\mu}(s_2) &= \frac{X_2}{\Psi_{20}} \frac{1 + s_2 + \beta_{20}^2}{1 + \beta_{20}^2} = \beta_{22}^{\mu}(s_2) \frac{1 + s_2 + \beta_{20}^2}{1 + \beta_{20}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Формально оперируя передаточными функциями, пришли к выводам § 3.1, а именно: в режиме $\Psi_2 = \text{const}$ ток статора меняется при изменении момента, вследствие изменения составляющей i_{12q} . Изменение только одной составляющей тока вызывает изменение положения вектора тока \vec{i}_{12} в системе координат Ψ_2 ($\theta_{23} = -\theta_{32}$). Это проявляется, в частности, в том, что скольжения β_{23} и β_{22} в динамике не равны, а связаны соотношением (3.23), причем

$$s_2 \theta_{32}(s_2) = \beta_{23}(s_2) - \beta_{22}(s_2) = \beta_{22}(s_2) \frac{s_2}{1 + \beta_{20}^2},$$

или $\theta_{32}(s_2) = \beta_{22}(s_2) / (1 + \beta_{20}^2)$. Итак, при изменении задания момента при $\Psi_2 = \text{const}$ необходимо по определенному закону менять амплитуду тока статора и угол θ_{32} . На практике заданные изменения отрабатываются с помощью двух разных систем регулирования: системы регулирования тока (амплитуда i_1) и частоты (угол θ_{32}). Системы регулирования в общем случае обладают различными динамическими свойствами. Воспользуемся выводами (3.12), чтобы

определить передаточные функции фактических проекций вектора тока \bar{i}_{12} . Известны задания проекций тока \bar{i}_1 : $i_{12d}(s)$ и $i_{12q}(s)$, передаточные функции регуляторов $F_I(s)$ и $F_\theta(s)$.

Изображения приращений задания амплитуды и угла θ_{32} :

$$\left. \begin{aligned} i_1(s) &= \cos \theta_{320} i_{12d}(s) + \sin \theta_{320} i_{12q}(s); \\ \theta_{32}(s) &= \cos \theta_{320} \frac{i_{12q}(s)}{I_{10}} - \sin \theta_{320} \frac{i_{12d}(s)}{I_{10}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

Изображения фактических значений тока $i'_1(s)$ и угла:

$$\left. \begin{aligned} i'_1(s) &= i_1(s) F_I(s); \\ \theta'_2(s) &= \theta_2(s) F_\theta(s). \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

Изображения фактических проекций $i'_{12d}(s)$ и $i'_{12q}(s)$:

$$\left. \begin{aligned} i'_{12d}(s) &= i'_1(s) \cos \theta_{320} - \bar{I}_{10} \sin \theta_{320} \theta'_2(s); \\ i'_{12q}(s) &= i'_1(s) \sin \theta_{320} + \bar{I}_{10} \cos \theta_{320} \theta'_2(s). \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

или

$$\left. \begin{aligned} i'_{12d}(s) &= (\cos^2 \theta_{320} + \sin^2 \theta_{320}) F_I(s) i_{12d}(s) + \\ &+ \frac{1}{2} \sin 2\theta_{320} [F_I(s) - F_\theta(s)] i_{12q}(s); \\ i'_{12q}(s) &= (\cos^2 \theta_{320} + \sin^2 \theta_{320}) F_I(s) i_{12q}(s) + \\ &+ \frac{1}{2} \sin 2\theta_{320} [F_I(s) - F_\theta(s)] i_{12d}(s). \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

Из (3.27) следует, что при выполнении условия $F_I(s) = F_\theta(s) = F(s)$, т. е. если передаточные функции систем обработки задания амплитуды тока и частоты одинаковые и равны $F(s)$, то передаточные функции фактических значений проекций тока по соответствующим заданиям также равны $F(s)$. Данное условие будет использоваться при синтезе систем автоматического регулирования в гл. 5.

3.5. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ИДЕАЛИЗИРОВАННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ИСТОЧНИКА НАПЯЖЕНИЯ

При питании двигателя от источника переменного напряжения осуществляется связанное регулирование частоты и напряжения. Если пренебречь сопротивлением r_1 , то напряжение и частота однозначно определяют потокосцепление статора Ψ_1 . Ниже определяются передаточные функ-

ции идеализированного асинхронного двигателя, т. е. тако-
го, у которого $r_1=0$. При этом в качестве входных воздей-
ствий рассматриваются Ψ_1 , α и β .

Дифференциальные уравнения двигателя (3.5) записы-
ваем в системе координат $\bar{\Psi}_1$, исключая \bar{i}_1 и \bar{i}_2 и принимая
в качестве базового времени постоянную T'_2 :

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_{11} &= (s_1 + j\alpha_{10}) \frac{r_2}{X'_2} \psi_1 + j\alpha_{11} \frac{r_2}{X'_2} \Psi_{10}; \\ \psi_1 \frac{X_0}{X_1} &= (s_1 + j\beta_{10} + 1) \bar{\psi}_2 + j\beta_{11} \bar{\Psi}_{210}; \\ \mu &= \frac{X_0}{X_2 X'_1} [\operatorname{Im}(\Psi_1 \bar{\Psi}_{210}^*) + \operatorname{Im}(\Psi_{10} \bar{\psi}_2^*)]; \\ \mu - \mu_{\text{ст}} &= H_1 s_1 v_1, \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

где $s_1 = sX'_2/r_2$; $\alpha_1 = \alpha X'_2/r_2$; $v_1 = vX'_2/r_2$; $H_1 = H(r_2/X'_2)^2$.

Система уравнений (3.28) по форме полностью соответ-
ствует системе (3.8) в режиме управления током i_1 , поэто-
му передаточные функции двигателя при выходной вели-
чине — потокосцепление ротора — записываем аналогично
(3.11), передаточную функцию двигателя при выходной ве-
личине — моменте — аналогично (3.14), а передаточные
функции двигателя при выходной величине — ЭДС e_2 —
аналогично (3.15). Кроме указанных передаточных функ-
ций целесообразно рассмотреть также передаточные функ-
ции двигателя при выходной величине — токе \bar{i}_1 . Таким об-
разом, передаточные функции при входном воздействии ψ_1

$$\begin{aligned} \psi_{2d}(s_1) &= \frac{X_0}{X_1} \frac{1 + s_1}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\ \psi_{2q}(s_1) &= -\frac{X_0}{X_1} \frac{\beta_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\ \psi_2(s_1) &= \frac{X_0}{X_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_{10}^2}} \frac{1 + s_1 + \beta_{10}^2}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\ \theta_{21}(s_1) &= \frac{\beta_{10}}{\Psi_{10}} \frac{s_1}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\ i_{1d}(s_1) &= \frac{1}{X'_1} \left(1 - \frac{X_1^2}{X_1 X_2} \frac{1 + s_1}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2} \right); \\ i_{1q}(s_1) &= \frac{X_0^2}{X_1 X_2 X'_1} \frac{\beta_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\ \mu(s_1) &= \frac{\mu_0}{\Psi_{10}} \frac{s_1^2 + 2s_1 + 2(1 + \beta_{10}^2)}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
e_{2d}^{\psi_1}(s_1) &= r_2 \frac{X_0^2}{X_2^2 X_1'} \frac{s_1^2 + s_1 + \beta_{10} \alpha_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
e_{2q}^{\psi_1}(s_1) &= r_2 \frac{X_0^2}{X_2^2 X_1'} \frac{\alpha_{10} + s_1(\alpha_{10} - \beta_{10})}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
e_2^{\psi_1}(s_1) &= \frac{X_0^2}{X_2^2} \frac{r_2}{X_1'} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_{10}^2}} \frac{s_1^2 \beta_{10} + s_1 \alpha_{10} + \alpha_{10}(1 + \beta_{10}^2)}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
\varphi_1^{\psi_1}(s) &= - \frac{s_1}{\alpha_{10} \Psi_{10}} \frac{s_1 + 1 + \beta_{10}^2 - \alpha_{10} \beta_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}.
\end{aligned}$$

Передаточные функции при $\Psi_1 = \text{const}$ и входном воздействии β_{11} аналогичны соответствующим передаточным функциям для $i_1 = \text{const}$:

$$\begin{aligned}
\psi_{2d}^{\beta_{11}}(s_1) &= \Psi_{2q0} \frac{2 + s_1}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
\psi_{2q}^{\beta_{11}}(s_1) &= - \Psi_{2d0} \frac{s_1 + 1 - \beta_{10}^2}{s_1^2 + 2s_1 + 1 - \beta_{10}^2}; \\
\psi_2^{\beta_{11}}(s_1) &= - \Psi_{20} \frac{\beta_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
\theta_{21}^{\beta_{11}}(s_1) &= - \frac{1 + s_1}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
i_{1d}^{\beta_{11}}(s_1) &= - \frac{X_0}{X_2 X_1'} \Psi_{2q0} \frac{2 + s_1}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
i_{1q}^{\beta_{11}}(s_1) &= \frac{X_0}{X_2 X_1'} \Psi_{2d0} \frac{s_1 + 1 - \beta_{10}^2}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
\mu^{\beta_{11}}(s_1) &= \frac{\mu_0}{\beta_{10}} \frac{s_1 + 1 - \beta_{10}^2}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
e_{2d}^{\beta_{11}}(s_1) &= - \frac{\Psi_{10} X_0^2}{X_2^2} \frac{r_2}{X_1'} \frac{1}{1 + \beta_{10}^2} \frac{s_1^2 \beta_{10} + s_1(2\beta_{10} - \alpha_{10}) + \alpha_{10}(\beta_{10}^2 - 1)}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
e_{2q}^{\beta_{11}}(s_1) &= - \frac{\Psi_{10} X_0^2}{X_2^2} \frac{r_2}{X_1'} \frac{1}{1 + \beta_{10}^2} \frac{s_1^2 + s_1(1 + \alpha_{10} \beta_{10} - \beta_{10}^2) + 2\alpha_{10} \beta_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
e_2^{\beta_{11}}(s_1) &= - \frac{\Psi_{10} X_0^2}{X_2^2} \frac{r_2}{X_1'} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_{10}^2}} \frac{s_1^2 + s_1 + \alpha_{10} \beta_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}; \\
\varphi_1^{\beta_{11}}(s_1) &= - \frac{1}{\alpha_{10}} \frac{s_1(\alpha_{10} - \beta_{10}) + \alpha_{10}}{s_1^2 + 2s_1 + 1 + \beta_{10}^2}.
\end{aligned}$$

Передаточные функции при входном воздействии α_{11} :

$$\begin{aligned}
\psi_{2d}^{\alpha_{11}}(s_1) &= \psi_{2q}^{\alpha_{11}}(s_1) = i_{1d}^{\alpha_{11}}(s_1) = i_{1q}^{\alpha_{11}}(s_1) = \mu^{\alpha_{11}}(s_1) = 0; \\
e_{2d}^{\alpha_{11}}(s_1) &= \Psi_{10} \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 \frac{1}{X_1'} \frac{\beta_{10}}{1 + \beta_{10}^2};
\end{aligned}$$

$$e_{2q}^{a_{11}}(s_1) = \Psi_{10} \frac{X_0^2}{X_2^2} \frac{r_2}{X_1'} \frac{1}{1 + \beta_{10}^2};$$

$$e_2^{a_{11}}(s_1) = \Psi_{10} \frac{X_0^2}{X_2^2} \frac{r_2}{X_1'} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_{10}^2}};$$

$$\varphi_{11}^{a_{11}}(s_1) = 0.$$

В заключение отмечаем, что все передаточные функции соответствуют устойчивым звеньям.

3.6. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ИСТОЧНИКА ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С УЧЕТОМ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СТАТОРА

При питании двигателя от источника тока статорный ток является независимой переменной, при этом в системе уравнений (3.6), описывающей электромагнитные процессы, имеется только одно комплексное дифференциальное уравнение первой степени — уравнение процессов в роторе. При переходе к уравнениям для проекций на координатные оси получаются система уравнений второго порядка и передаточные функции двигателя не выше второго порядка. Аналогичная картина наблюдается при управлении двигателем от источника переменного напряжения при $\Psi_1 = \text{const}$. Если же меняется в функции частоты напряжение на статоре, то при определении динамических характеристик двигателя необходимо пользоваться полной системой уравнений (3.6), на основании которой могут быть получены комплексные передаточные функции. Например, передаточная функция тока \bar{i}_1 по входу \bar{u}_1 в системе координат, связанной с вектором u_1 и в синхронном масштабе времени, как следует из (3.5) при $\alpha = \beta = 0$, имеет вид:

$$\bar{i}_{14}^{u_1}(s) = \frac{r_0 + (s + j\beta_0) X_0}{\begin{vmatrix} r_1 + (s + j\alpha_0) X_1 & (s + j\alpha_0) X_0 \\ (s + j\beta_0) X_0 & r_2 + (s + j\beta_0) X_2 \end{vmatrix}} \quad (3.29)$$

или в виде проекций:

$$\bar{i}_{14}^{u_1}(s) = i_{14d}^{u_1}(s) + j i_{14q}^{u_1}(s).$$

Знаменатель всех передаточных функций представляет собой следующее выражение:

$$D(s) = \begin{vmatrix} r_1 + (s + j\alpha_0) X_1 & (s + j\alpha_0) X_0 \\ (s + j\beta_0) X_0 & r_2 + (s + j\beta_0) X_2 \end{vmatrix} \times \\ \times \begin{vmatrix} r_1 + (s - j\alpha_0) X_1 & (s - j\alpha_0) X_0 \\ (s - j\beta_0) X_0 & r_2 + (s - j\beta_0) X_2 \end{vmatrix}. \quad (3.30)$$

Раскрывая определители, получаем характеристическое уравнение $D(s)=0$ четвертого порядка. Устойчивость звеньев, совокупностью которых может быть представлен двигатель как электромагнитная система, определяется знаком вещественной части корней характеристического уравнения. Раскроем первый определитель и запишем его в следующей форме:

$$\begin{aligned} \bar{d}(s) &= \begin{vmatrix} r_1 + (s + j\alpha_0) X_1 & (s + j\alpha_0) X_0 \\ (s + j\beta_0) X_0 & r_2 + (s + j\beta_0) X_2 \end{vmatrix} = \\ &= X_2 X_1' \left\{ s^2 + s \left[\frac{r_1}{X_1'} + \frac{r_2}{X_2'} + j(\alpha_0 + \beta_0) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} - \alpha_0 \beta_0 + j \left(\beta_0 \frac{r_1}{X_1'} + \alpha_0 \frac{r_2}{X_2'} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Раскрывая сопряженный определитель, получаем то же самое выражение, но перед мнимыми членами знак изменится на противоположный.

Найдем корни уравнения $\bar{d}(s)=0$:

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -\frac{1}{2} \left(\frac{r_1}{X_1'} + \frac{r_2}{X_2'} \right) - j \frac{\alpha_0 + \beta_0}{2} \pm \\ &\pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{r_1}{X_1'} + \frac{r_2}{X_2'} \right)^2 - 4 \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} - (\alpha_0 - \beta_0)^2 +} \\ &\quad + 2j(\alpha_0 + \beta_0) \left(\frac{r_1}{X_1'} - \frac{r_2}{X_2'} \right)}. \end{aligned} \quad (3.32)$$

Обозначим: $s_1 = A + jB$; $s_2 = C + jD$.

Корни сопряженного полинома равны:

$$s^*_1 = A - jB; \quad s^*_2 = C - jD.$$

Таким образом, для определения знака вещественной части корней характеристического уравнения достаточно исследовать корни уравнения, полученного по исходному определителю $\bar{d}(s)$ (3.34).

Воспользуемся критерием Михайлова для анализа знака вещественной части корней уравнения:

$$\begin{aligned} \frac{\bar{d}(s)}{X_1 X_2'} &= s^2 + s \left[\frac{r_1}{X_1'} + \frac{r_2}{X_2'} + j(\alpha_0 + \beta_0) \right] + \\ &+ \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} - \alpha_0 \beta_0 + j \left(\beta_0 \frac{r_1}{X_1'} + \alpha_0 \frac{r_2}{X_2'} \right) = 0. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Вместо s подставляем $j\delta$ и разбиваем полином (3.34) на две части — вещественную и мнимую:

$$\operatorname{Re} \bar{d}(j\delta) = -\delta^2 - (\alpha_0 + \beta_0) \delta + \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} - \alpha_0 \beta_0; \quad (3.34)$$

$$\operatorname{Im} \bar{d}(j\delta) = \delta \left(\frac{r_1}{X_1'} + \frac{r_2}{X_2'} \right) + \beta_0 \frac{r_1}{X_1'} + \alpha_0 \frac{r_2}{X_2'}. \quad (3.35)$$

Вещественная часть корней уравнения второго порядка $\bar{d}(s) = 0$ отрицательна в том случае, если фаза годографа $\bar{d}(j\delta)$ при изменении δ от $-\infty$ до ∞ изменяется на 2π рад. В соответствии с (3.34) при $\delta \rightarrow -\infty$ и $\delta \rightarrow \infty$ конец годографа устремляется в бесконечность вдоль вещественной отрицательной оси. При уменьшении $|\delta|$ от ∞ координаты годографа характеризуются отрицательным значением вещественной части и положительным значением мнимой части при $\delta > 0$, а также отрицательными значениями вещественной и мнимой частей при $\delta < 0$. Для окончательного суждения о поведении годографа необходимо определить значение вещественной части при нуле мнимой. Если это значение положительно, фаза годографа при изменении δ от $-\infty$ до ∞ меняется на 2π рад.

Подставляя в (3.34) значение δ , равное

$$\delta = - \frac{\beta_0 r_1 / X_1' + \alpha_0 r_2 / X_2'}{r_1 / X_1' + r_2 / X_2'},$$

получаем неравенство

$$\frac{(r_1 r_2 / X_1' X_2') (\alpha_0 - \beta_0)^2}{(r_1 / X_1' + r_2 / X_2')^2} + \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} > 0. \quad (3.36)$$

Следовательно, передаточные функции двигателя, описывающие электромагнитные процессы, соответствуют устойчивым звеньям.

Комплексная передаточная функция $\bar{i}_{14}^{u_1}(s)$ согласно (3.30) и (3.31) равна:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{14}^{u_1}(s) &= \frac{[r_2 + (s + j\beta_0) X_2] \begin{vmatrix} r_1 + (s - j\alpha_0) X_1 & (s - j\alpha_0) X_0 \\ (s - j\beta_0) X_0 & r_2 + (s - j\beta_0) X_2 \end{vmatrix}}{D(s)} = \\ &= \frac{X_2^2 X_1' \left\{ s^3 + s^2 \left[\frac{r_1}{X_1'} + \left(2 - \frac{X_0^2}{X_1 X_2} \right) \frac{r_2}{X_2'} \right] + \right.}{D(s)} \\ &\quad \left. + s \left(2 \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} + \frac{r_2^2}{X_2 X_2'} + \beta_0^2 \right) + \left(\frac{r_2^2 r_1}{X_1 X_2 X_2'} + \beta_0^2 \frac{r_1}{X_1'} + \alpha_0 \beta_0 \frac{r_2}{X_2'} \frac{X_0^2}{X_1 X_2} \right) \right\}}{D(s)} \end{aligned}$$

$$\frac{-j\alpha_0 s^2 + j s \frac{r_2}{X_2'} \left[\alpha_0 \left(2 - \frac{X_0^2}{X_1 X_2} \right) - \beta_0 \frac{X_0^2}{X_1 X_2} \right] - j\alpha_0 \left(\frac{r_2^2}{X_2 X_2'} + \beta_0^2 \right)}{(3.37)}$$

Выполним расчет передаточной функции $\mu^\beta(s)$ при холостом ходе двигателя $\beta_0=0$, показав одновременно удобство для данного конкретного случая системы координат, связанной с током I_2 :

$$\mu = \text{Im}(\bar{\Psi}_2 \bar{i}_2^*) = i_{2d} \Psi_{2q} - i_{2q} \Psi_{2d}.$$

В системе координат \bar{I}_2 $i_{2q}=0$, $\Psi_{2q0} = \Psi_{20} = j \frac{I_{20} r_2}{\beta_2}$ и $\mu = i_{2d} \Psi_{2q}$, откуда $\mu^\beta(s) = \Psi_{2q0} i_{2d}^\beta(s) + I_{20} \psi_{2q}^\beta(s)$. При $\beta=0$ $I_{20}=0$, откуда

$$\mu^\beta(s) = \Psi_{20} i_{2d}^\beta(s).$$

Расчет передаточной функции $i_{2d}^\beta(s)$ производят по уравнениям (3.5), представляя их в операторной форме и полагая $u_1=0$ и $\alpha=0$:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \bar{i}_1 r_1 + (s + j\alpha_0) (\bar{i}_1 X_1 + \bar{i}_2 X_0); \\ \beta \Psi_{20} &= \bar{i}_2 r_2 + (s + j\beta_0) (\bar{i}_1 X_0 + \bar{i}_2 X_2). \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

Сравнивая (3.38) с (3.5), видим, что уравнения (3.38) являются уравнениями обращенного двигателя, т. е. тако-го, у которого статор закорочен, а к ротору приложено напряжение $\beta \Psi_{20}$. Передаточная функция $i_{2d}^\beta(s) = \Psi_{20} \bar{i}_2^{\beta \Psi_{20}}(s)$ получается из (3.37) взаимной заменой параметров статора и ротора, а также α_0 и β_0 . Тогда имеем:

$$\mu^\beta(s) = \frac{\Psi_{20}^2 X_1^2 X_2'}{D(s)} \left\{ s^3 + s^2 \frac{r_2}{X_2'} \left(1 + \frac{r_1}{X_1'} \frac{X_2'}{r_2} + \frac{r_1 X_2'}{r_2 X_1} \right) + s \left(\alpha_0^2 + 2 \frac{r_1}{X_1} \frac{r_2}{X_2'} + \frac{r_1^2}{X_1 X_1'} \right) + \frac{r_2}{X_2'} \left(\alpha_0^2 + \frac{r_1^2}{X_1^2} \right) \right\}. \quad (3.39)$$

Представим $\mu^\beta(s)$ в виде комбинации типовых звеньев автоматического регулирования

$$\begin{aligned} D(s) &= (X_2 X_1' \delta_1 \delta_2)^2 \left[\left(\frac{s}{\delta_1} \right)^2 + 2 \frac{s}{\delta_1} \xi_1 + 1 \right] \times \\ &\times \left[\left(\frac{s}{\delta_2} \right)^2 + 2 \frac{s}{\delta_2} \xi_2 + 1 \right], \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\text{где } \delta_1 = \sqrt{A^2 + B^2}, \quad \xi_1 = B/\sqrt{A^2 + B^2}, \quad \delta_2 = \sqrt{C^2 + D^2}, \\ \xi_2 = D/\sqrt{C^2 + D^2}.$$

Кубический четырехчлен в фигурных скобках (3.39) представим в следующем виде:

$$s^3 + as^2 + bs + c = c \left(\frac{s}{\delta_4} + 1 \right) \left[\left(\frac{s}{\delta_3} \right)^2 + 2\xi_3 \frac{s}{\delta_3} + 1 \right].$$

Вещественный корень $-\delta_4$ с любой точностью можно определить по следующей рекуррентной формуле:

$$s_{n+1} = s_n - \frac{s_n^3 + as_n^2 + bs_n + c}{3s_n^2 + 2as_n + b},$$

где $s_0 = -a$, а $\delta_3 = \sqrt{c/\delta_4}$, $\xi_3 = (a - \delta_4)/2\delta_3$.

В результате получаем:

$$\mu^B(s) = \frac{\Psi_{20}^2}{X_2'} \frac{\alpha_0^2 \frac{r_2}{X_2'} + \frac{r_1^2}{X_1^2} \frac{r_2}{X_2'}}{\alpha_0^2 \left(\frac{r_2}{X_2'} \right)^2 + \left(\frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} \right)^2} \times \\ \times \frac{\left(\frac{s}{\delta_4} + 1 \right) \left[\left(\frac{s}{\delta_3} \right)^2 + 2 \frac{s}{\delta_3} \xi_3 + 1 \right]}{\left[\left(\frac{s}{\delta_1} \right)^2 + 2 \frac{s}{\delta_1} \xi_1 + 1 \right] \left[\left(\frac{s}{\delta_2} \right)^2 + 2 \frac{s}{\delta_2} \xi_2 + 1 \right]}. \quad (3.41)$$

Передаточную функцию $\mu^B(s)$ в режиме $\dot{\Psi}_1 = \text{const}$ получаем из (3.33), (3.34), (3.39), полагая $r_1 = 0$. При этом $\delta_4 = r_2/X_2'$, $\delta_1 = r_2/X_2'$, $\xi_1 = 1$, $\delta_2 = \delta_3 = \alpha_0^2$, $\xi_2 = \xi_3 = 0$ и

$$\mu^B(s) = \frac{\Psi_{20}^2}{r_2} \frac{1}{1 + sX_2'/r_2} \quad (3.42)$$

или

$$\mu^B(s_1) = \frac{\Psi_{20}^2}{X_2'} \frac{1}{1 + s_1}.$$

Таким образом, влияние r_1 на передаточную функцию $\mu^B(s)$ проявляется в том, что одинаковые корни полиномов числителя и знаменателя относительно s при $r_1 = 0$ смещаются и в области частот δ , соответствующих данным корням, наблюдаются резкие изменения фазочастотной характеристики (ФЧХ). Для иллюстрации на рис. 3.2 показаны значения сопрягающих частот $\delta_1 - \delta_4$ и коэффициентов $\xi_1 - \xi_3$ в функции α_0 для двигателя с усредненными параметрами.

Рассмотренные примеры показывают возможность определения передаточной функции двигателя с учетом r_1 , причем в данном случае двигатель характеризуется совокупностью передаточных функций для различных значений параметров α_0 и β_0 . Сравнительная сложность аналитических расчетов передаточных функций двигателя с учетом r_1 и множественность передаточных функций затрудняют их универсальное использование для исследования переходных процессов и синтеза регуляторов. В то же время существуют другие, более легкие способы решения поставленной задачи, в частности расчет частотных характеристик с помощью цифровой ЭВМ.

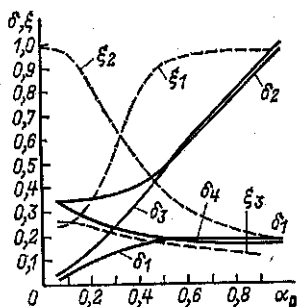


Рис. 3.2. Значения корней передаточной функции $\mu(s)$ при изменении α_0 .

3.7. РАСЧЕТ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВИГАТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ ЦИФРОВОЙ ЭВМ

Коэффициенты линеаризованной системы уравнений двигателя зависят от параметров установившегося режима, поэтому для суждения о динамических характеристиках двигателя следует рассчитать и построить семейство частотных характеристик для всей области возможных режимов работы.

Запишем систему уравнений (3.6) вместе с уравнением механического движения в системе координат $\bar{U}_1 (u_{1d}=u_1, \bar{u}_{1q}=0)$:

$$\left. \begin{aligned} u_1 + \alpha \Psi_{1q0} &= i_{1d} r_1 + p \psi_{1d} - \alpha_0 \psi_{1q}; \\ -\alpha \Psi_{1d0} &= i_{1q} r_1 + p \psi_{1q} + \alpha_0 \psi_{1d}; \\ \alpha \Psi_{2q0} &= i_{2d} r_2 + p \psi_{2d} - \beta_0 \psi_{2q} + v \Psi_{2q0}; \\ -\phi \Psi_{2d0} &= i_{2q} r_2 + p \psi_{2q} + \beta_0 \psi_{2d} - v \Psi_{2d0}; \end{aligned} \right\} \quad (3.43)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= X_1 i_{1d} + X_0 i_{2d} - \psi_{1d}; \\ 0 &= X_1 i_{1q} + X_0 i_{2q} - \psi_{1q}; \\ 0 &= X_0 i_{1d} + X_2 i_{2d} - \psi_{2d}; \\ 0 &= X_0 i_{1q} + X_2 i_{2q} - \psi_{2q}; \\ 0 &= X_0 (I_{1q0} i_{2d} - I_{1d0} i_{2q} + I_{2d0} i_{1q} - I_{2q0} i_{1d}) - \mu; \\ -\mu_{cr} &= -\mu + H p v. \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

По поводу данной системы уравнений можно указать следующее:

1. Число уравнений может быть сокращено, если нет необходимости определять токи \bar{i}_1 и \bar{i}_2 и потокосцепления $\bar{\Psi}_1$ и $\bar{\Psi}_2$. Для описания процессов достаточно любых двух величин из четырех. При этом соответственно изменяется запись уравнения момента.

2. Данная система уравнений может быть дополнена уравнениями внешней связи между отдельными переменными, например уравнениями связи между статическим моментом сопротивления $\mu_{ст}$ и скоростью v , уравнениями, учитывающими корректирующие сигналы по частоте или напряжению, и др.

Рассмотрим расчет частотных характеристик по каналу u_1 . Полагаем приращение u_1 изменяющимся по гармоническому закону $u_1 = \sin \delta t$, частота при этом остается постоянной ($\alpha = 0$). Приращения всех электромагнитных величин будут также меняться по гармоническому закону, с фазовым сдвигом относительно u_1 . Обозначаем:

$$\left. \begin{aligned} i_{1d} &= a_1 \sin \delta t + a_2 \cos \delta t; \\ i_{1q} &= b_1 \sin \delta t + b_2 \cos \delta t; \\ i_{2d} &= c_1 \sin \delta t + c_2 \cos \delta t; \\ i_{2q} &= d_1 \sin \delta t + d_2 \cos \delta t; \\ v &= f_1 \sin \delta t + f_2 \cos \delta t. \end{aligned} \right\} \quad (3.45)$$

Записываем систему уравнений (3.43), (3.44), исключив потокосцепления и положив статический момент сопротивления, не зависящим от скорости, $\mu_{ст} = 0$. Каждое уравнение распадается на два: для синусных и косинусных слагаемых:

$$\left. \begin{aligned} 1 &= r_1 a_1 - \delta X_1 a_2 - \alpha_0 X_1 b_1 - \delta X_0 c_2 - \alpha_0 X_0 d_1; \\ 0 &= \delta X_1 a_1 + r_1 a_2 - \alpha_0 X_1 b_2 + \delta X_0 c_1 - \alpha_0 X_0 d_2; \\ 0 &= \alpha_0 X_1 a_1 + r_1 b_1 - \delta X_1 b_2 + \alpha_0 X_0 c_1 - \delta X_0 d_2; \\ 0 &= \alpha_0 X_1 a_2 + r_1 b_2 + \delta X_1 b_1 + \alpha_0 X_0 c_2 + \delta X_0 d_1; \\ 0 &= \delta X_0 a_2 - \beta_0 X_0 b_1 + r_2 c_1 - \delta X_2 c_2 - \beta_0 X_2 d_1 + \\ &\quad + (X_0 I_{1q0} + X_2 I_{2q0}) f_1; \end{aligned} \right\} \quad (3.46)$$

$$\left. \begin{aligned}
 0 &= \delta X_0 a_1 - \beta_0 X_0 b_2 + r_2 c_2 + \delta X_2 c_1 - \beta_0 X_2 d_2 + \\
 &\quad + (X_0 I_{1q0} + X_2 I_{2q0}) \dot{f}_2; \\
 0 &= \beta_0 X_0 a_1 - \delta X_0 a_2 + \beta_0 X_2 c_1 + r_2 d_1 - \delta X_2 d_2 - \\
 &\quad - (X_0 I_{1d0} + X_2 I_{2d0}) \dot{f}_1; \\
 0 &= \delta X_0 a_1 + \beta_0 X_0 a_2 + \beta_0 X_2 c_2 + r_2 d_2 + \delta X_2 d_1 - \\
 &\quad - (X_0 I_{1d0} + X_2 I_{2d0}) \dot{f}_2; \\
 0 &= X_0 I_{2q0} a_1 - X_0 I_{2d0} b_1 - X_0 I_{1q0} c_1 + X_0 I_{1d0} d_1 - \delta H \dot{f}_1; \\
 0 &= X_0 I_{1q0} a_2 - X_0 I_{2d0} b_2 - X_0 I_{1q0} c_2 + X_0 I_{1d0} d_2 + \delta H \dot{f}_2.
 \end{aligned} \right\} (3.47)$$

Получили систему линейных алгебраических уравнений пятого порядка.

Данная система рассчитывается для каждого значения δ . Определение частотной характеристики при частоте δ рассмотрим на примере передаточной функции: $I_{1d}^u(j\delta)[\bar{I}_1^u(s)]$ отличается от $\bar{I}_1^u(s)$ с учетом уравнения механического движения

$$I_{1d}^u(j\delta) = \sqrt{a_1^2 + a_2^2} e^{i\varphi},$$

$$\text{где } \varphi = \text{arctg} \frac{a_2}{a_1}.$$

На рис. 3.3, а, б показаны семейства частотных характеристик для ряда значений α_0 , β_0 и $H = \infty$.

Аналогичным образом могут быть рассчитаны и построены другие частотные характеристики как для воздействий по входу u_1 , так и при воздействии по входам α , мст. Изложенная методика расчета частотных характеристик по исходным дифференциальным уравнениям может быть использована для любого варианта частотного регулирования при любой сложности системы, обусловленной внешними связями.

Рассчитанные частотные характеристики могут быть использованы для анализа устойчивости привода и синтеза регуляторов. Однако при этом необходимо знать, какому звену, устойчивому или нет, принадлежит данное семейство характеристик. Если звено неустойчивое, то надо дополнительно знать число корней с положительной вещественной частью.

Частотная характеристика $I_{1d}^u(j\delta)$ не содержит информации об устойчивости звена, включающего в себя по существу всю систему дифференциальных уравнений двигателя. Следовательно, рассчитанные на ЭВМ частотные ха-

рактические должны быть дополнены исследованием устойчивости двигателя.

Выше было установлено, что при питании от источника напряжения электромагнитные процессы в двигателе всегда устойчивые. Необходимо исследовать на устойчивость замкнутый контур (см. рис. 3.1), отражающий зависимость скольжения от скорости, а момента от скольжения. Это несложно сделать, если по уравнениям (3.46), (3.47), описывающим только электромагнитные процессы, рассчитать семейство частотных характеристик (звено $\mu^B(s)$ — устой-

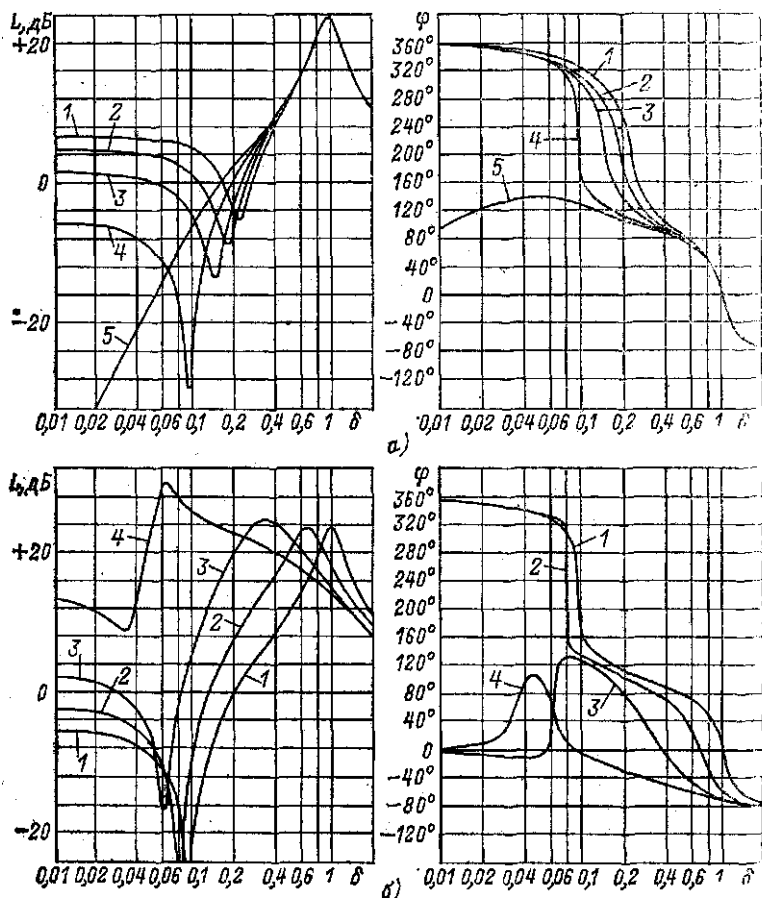


Рис. 3.3. Частотные характеристики $I_{1d}^{u1}(j\delta)$.

а — $\alpha=1$, $H=\infty$; 1 — $\beta=0.12$; 2 — $\beta=0.08$; 3 — $\beta=0.05$; 4 — $\beta=0.02$; 5 — $\beta=0$; б — $\beta=0.02$, $H=\infty$; 1 — $\alpha=1$; 2 — $\alpha=0.7$; 3 — $\alpha=0.4$; 4 — $\alpha=0.1$.

вое), дополнить их частотной характеристикой механического движения (звено $v^u(s)$) и воспользоваться критерием Найквиста для исследования устойчивости замкнутой системы по частотной характеристике разомкнутой.

Звено $v^u(s)$ при неизменном статическом моменте сопротивления ($\mu_{ст} = 0$) равно $v^u(s) = 1/sH$. В данном случае достаточным условием устойчивости двигателя является требование, чтобы ФЧХ звена $\mu^B(s)$ не заходила в область зовых сдвигов, меньших, чем $-\pi/2$.

На рис. 3.4 показаны семейства АЧХ и ФЧХ звена $\mu^B(s)$ для двигателя с принятыми усредненными параметрами. Режим работы двигателя характеризуется следующими

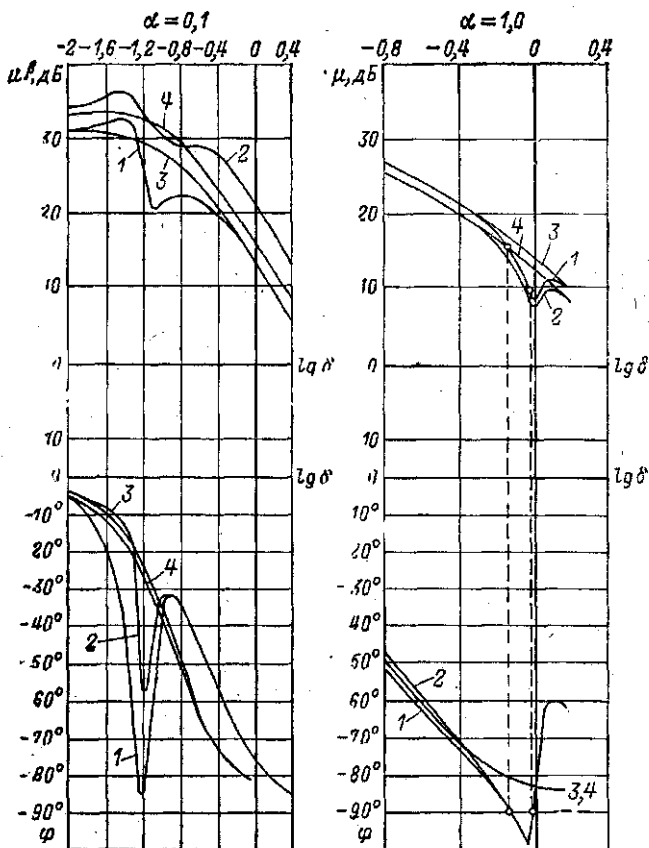


Рис. 3.4. Частотные характеристики $\mu^B(j\delta)$.

1 — $\beta = 0$, $u_1 = \text{const}$; 2 — $\beta = \beta_{ном}$, $u_1 = \text{const}$; 3 — $\beta = 0$, $\Psi_1 = \text{const}$; 4 — $\beta = \beta_{ном}$, $\Psi_1 = \text{const}$.

данными: $\alpha=0,1$; $1, \beta=0$; $\beta_{\text{ном}}, u_1=\text{const}$ или $\Psi_1=\text{const}$. По кривым видно, что фаза частотной характеристики $\mu^\beta(j\delta)$ реального двигателя может быть меньше, чем $-\pi/2$, а это может явиться причиной неустойчивой работы двигателя. Причем для идеализированного двигателя ($r_1=0$) при питании от источника напряжения фаза не может быть меньше, чем $-\pi/2$. Следовательно, ухудшение устойчивости двигателя в рассматриваемых режимах связано с наличием сопротивления обмотки статора r_1 . Анализ частотных характеристик показывает следующее:

1) отличие частотной характеристики реального двигателя от частотной характеристики идеализированного заключается в наличии в сравнительно узкой области частоты δ , зависящей от α , провала в амплитудной и фазовой характеристиках;

2) искажение фазочастотной характеристики больше в режиме холостого хода;

3) при малых частотах ($\alpha=0,1$) ФЧХ не опускается ниже $-\pi/2$.

Таким образом, для суждения о принципиально важном вопросе — устойчив ли двигатель при питании от сети бесконечной мощности, необходимо и достаточно исследовать ФЧХ звена $\mu^\beta(j\delta)$ во всем рабочем диапазоне частот α .

3.8. АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

В § 2.5 был рассмотрен расчет частотных характеристик для проекций на координатные оси линейной функции во вращающейся системе координат. Воспользуемся им для аналитического расчета частотных характеристик асинхронного двигателя. Рассмотрим уравнения двигателя при изменении питающего напряжения в системе координат вектора напряжения статора (3.5):

$$\Delta u_1 = \overline{\Delta i_1} r_1 + (p + j\alpha) \overline{\Delta \psi};$$

$$0 = \overline{\Delta i_2} r_2 + (p + j\beta) \overline{\Delta \psi_2};$$

$$\Delta u_1 = \cos \delta t = (e^{j\delta t} + e^{-j\delta t})/2.$$

Эта система уравнений распадается на две:

$$\left. \begin{aligned} 1/2 e^{j\delta t} &= \overline{\Delta i_{11}} r_1 + (p + j\alpha) \overline{\Delta \psi_{11}}; \\ 0 &= \overline{\Delta i_{21}} r_2 + (p + j\beta) \overline{\Delta \psi_{21}} \end{aligned} \right\} \quad (3.48)$$

$$\begin{cases} 1/2 e^{-j\delta t} = \bar{\Delta i}_{12} r_1 + (p + ja) \bar{\Delta \psi}_{12}; \\ 0 = \bar{\Delta i}_{22} r_2 + (p + j\beta) \bar{\Delta \psi}_{21}. \end{cases} \quad (3.49)$$

Решение уравнений (3.48) и (3.49) имеют вид:

$$\bar{\Delta i}_{11} = \frac{1}{2} \frac{1}{Z_1(\alpha, \beta + \delta)} e^{j\delta t} = \frac{1}{2} \frac{1}{Z_1(\alpha, \beta + \delta)} e^{j[\delta t - \varphi_1(\alpha, \beta + \delta)]}; \quad (3.50)$$

$$\bar{\Delta i}_{12} = \frac{1}{2Z_1(\alpha, \beta, -\delta)} e^{-j\delta t} = \frac{e^{-j[\delta t + \varphi_1(\alpha, \beta - \delta)]}}{2Z_1(\alpha, \beta, -\delta)}, \quad (3.51)$$

где $Z_1(\alpha, \beta, +\delta)$ — комплексное сопротивление двигателя при частоте $\alpha + \delta$ и скольжении $\beta + \delta$, соответственно $Z_1(\alpha, \beta, -\delta)$ — при частоте $\alpha - \delta$ и скольжении $\beta - \delta$.

Проекций приращения тока $\bar{\Delta i}_1$ на действительную Δi_{1d} мнимую Δi_{1q} оси равны:

$$\Delta i_{1d} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\cos [\delta t - \varphi_1(\alpha, \beta, +\delta)]}{Z_1(\alpha, \beta, +\delta)} + \frac{\cos [\delta t + \varphi_1(\alpha, \beta, -\delta)]}{Z_1(\alpha, \beta, -\delta)} \right\}; \quad (3.52)$$

$$\Delta i_{1q} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sin [\delta t - \varphi_1(\alpha, \beta, +\delta)]}{Z_1(\alpha, \beta, +\delta)} - \frac{\sin [\delta t + \varphi_1(\alpha, \beta, -\delta)]}{Z_1(\alpha, \beta, -\delta)} \right\}. \quad (3.53)$$

Аналитическое выражение для частотной характеристики $i_{1d}''(j\delta)$, равное отношению временной гармонической функции Δi_{1d} в комплексной форме к гармонической функции Δu_1 в комплексной форме, имеет вид:

$$\begin{aligned} i_{1d}''(j\delta) &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{e^{-j\varphi_1(\alpha, \beta, +\delta)}}{Z_1(\alpha, \beta, +\delta)} + \frac{e^{j\varphi_1(\alpha, \beta, -\delta)}}{Z_1(\alpha, \beta, -\delta)} \right\} = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{Z_1(\alpha, \beta, +\delta)} + \left| \frac{1}{Z_1(\alpha, \beta, -\delta)} \right|^* \right\}. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Аналогично

$$i_{1q}''(j\delta) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{jZ_1(\alpha, \beta + \delta)} + \left| \frac{1}{jZ_1(\alpha, \beta - \delta)} \right|^* \right\}. \quad (3.55)$$

Назовем коэффициентом связи выражение, устанавливающее взаимную связь между двумя величинами в установленном режиме. Коэффициент связи асинхронного двигателя является функцией α и β :

$$\bar{Y} = \bar{Y}(\alpha, \beta) \bar{X}.$$

Тогда аналитическое выражение частотной характеристики проекции \bar{Y} на \bar{X} при изменении амплитуды X по

гармоническому закону с частотой δ является полусуммой коэффициента связи для частоты $\alpha + \delta$ и скольжения $\beta + \delta$ — $\bar{Y}(\alpha, \beta, +\delta)$, а также сопряженного выражения коэффициента связи для частоты $\alpha - \delta$, скольжения $(\beta - \delta)$ — $\bar{Y}(\alpha, \beta, -\delta)^*$.

Аналитическое выражение частотной характеристики проекции \bar{Y} на ось, нормальную X , есть полусумма коэффициента связи $\bar{Y}(\alpha, \beta, +\delta)$, деленного на j , а также сопряженного выражения коэффициента связи $\bar{Y}(\alpha, \beta - \delta)$, деленного на j , т. е. $\left| \frac{1}{j} \bar{Y}(\alpha, \beta - \delta) \right|^*$.

Воспользовавшись этими рекомендациями по (3.38), можно сразу записать:

$$i_{2d}^{\beta}(j\delta) = \frac{\Psi_{20}}{2} \left\{ \frac{1}{Z_2(\beta, \alpha + \delta)} + \left| \frac{1}{Z_2(\beta, \alpha - \delta)} \right|^* \right\}; \quad (3.56)$$

$$\Psi_{2q}^{\beta}(j\delta) = \frac{\Psi_{20}}{2} \left\{ \frac{Z_{вн}(\beta, \alpha + \delta)}{jZ_2(\beta, \alpha + \delta)} + \left| \frac{Z_{вн}(\beta, \alpha - \delta)}{jZ_2(\beta, \alpha - \delta)} \right|^* \right\}, \quad (3.57)$$

где Z_2 и $Z_{вн}$ — определяются по схеме замещения обращенного двигателя (рис. 3.5).

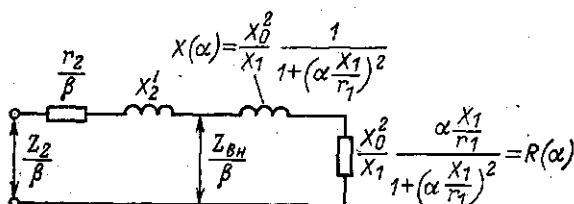


Рис. 3.5. Схема замещения обращенного двигателя

Подставляя в формулу

$$\mu^{\beta}(j\delta) = \Psi_{20} i_{2d}^{\beta}(j\delta) + I_{20} \Psi_{2q}^{\beta}(j\delta)$$

полученные выражения (3.56) и (3.57), а также раскрывая их согласно схеме замещения (рис. 3.5) и выражая Ψ_{20} через I_{20} , получаем следующую формулу:

$$\mu^{\beta}(j\delta) = \frac{\mu_0}{2} \left\{ \frac{r_2/\beta - R(\alpha + \delta) - jX_2' - jX(\alpha + \delta)}{r_2/(\beta + \delta) + R(\alpha + \delta) + jX_2' + jX(\alpha + \delta)} \frac{1}{\beta + \delta} + \frac{r_2/\beta - R(\alpha - \delta) + jX_2' + jX(\alpha - \delta)}{r_2/(\beta - \delta) + R(\alpha - \delta) - jX_2' - jX(\alpha - \delta)} \frac{1}{\beta - \delta} \right\}. \quad (3.58)$$

Для $\beta = 0$

$$\mu^{\beta}(j\delta) = \frac{\mu_0}{2\beta_0|_{\beta_0 \rightarrow 0}} \left\{ \frac{r_2}{r_2 + \delta R(\alpha + \delta) + j\delta X_2' + j\delta X(\alpha + \delta)} + \frac{r_2}{r_2 - \delta R(\alpha - \delta) + j\delta X_2' + j\delta X(\alpha - \delta)} \right\},$$

$$\mu^{\beta}(j\delta) = \frac{\mu_0}{2\beta_{01}\beta_{3\alpha \rightarrow 0}} \frac{r_2}{\delta} \left\{ \frac{\delta}{Z_2(\delta, \delta + \alpha)} + \frac{\delta}{Z_2(\delta, \delta - \alpha)} \right\}. \quad (3.59)$$
$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\underline{Z}_2(\delta, \delta + \alpha)} + \frac{\partial}{\underline{Z}_2(\delta, \delta - \alpha)} &= \frac{1}{\underline{Z}_{21}} + \frac{1}{\underline{Z}_{22}} = \\ &= \frac{P_{21}}{\underline{Z}_{21}^2} + \frac{R_{22}}{\underline{Z}_{22}^2} - j \left(\frac{X_{21}}{\underline{Z}_{21}^2} + \frac{X_{22}}{\underline{Z}_{22}^2} \right). \end{aligned} \quad (3.60)$$

которых фаза в (3.60), равная фазе частотной характеристики $\mu^3(j\delta)$, будет меньше, чем $-\pi/2$. Это требование сводится к выполнению следующего соотношения: $R_{21}/Z_{21}^2 + R_{22}/Z_{22}^2 < 0$. Данное соотношение возможно тогда, когда сопротивление R_{22} становится отрицательным, т. е. конец вектора \underline{Z}_{22} (рис. 3.6) располагается левее точки r_2/δ . Для данного значения α принимается ряд значений δ и по крутизной диаграмме определяют данные для расчета активной проводимости $R_{21}/Z_{21}^2 + R_{22}/Z_{22}^2$.

75

за частотной характеристики $\mu^3(j\delta)$ больше, чем $-\pi/2$, причем эта область частот δ тем шире, чем больше r_2 .

Рассмотрим выражение

$$R_{22} = \frac{r_2}{\delta} - \frac{X_0^2}{X_1} \frac{(\alpha - \delta)^2 X_1/r_1}{1 + (\alpha - \delta)^2 (X_1/r_1)^2}.$$

Графическое решение уравнения $R_{22}=0$ дано на рис. 3.7. Это точки δ_5 и δ_6 . При $(\alpha - \delta) X_1/r_1 \gg 1$ значение δ_5 определяется соотношением

$$\delta_5 = \alpha \frac{r_2}{r_2 + r_1 (X_0/X_1)^2},$$

а $\delta_6 \approx \alpha$.

Отрицательное значение сопротивления R_{22} и, следовательно, уменьшение фазы $\mu^3(j\delta)$ по сравнению с $-\pi/2$ возможно только в области

$$\delta = \alpha \frac{r_2}{r_2 + r_1 (X_0/X_1)^2} + \alpha.$$

Более подробное исследование выражения $R_{21}/Z_{21}^2 + R_{22}/Z_{22}^2$, подтвержденное численными расчетами, показывает, что провал фазочастотной характеристики соответствует частоте

$$\delta \approx \frac{1}{2} \left(\alpha - \frac{r_2}{X_2'} + \frac{r_1}{X_1'} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\alpha - \frac{r_2}{X_2'} + \frac{r_1}{X_1'} \right)^2 + \alpha \frac{r_2}{X_2'} + \frac{r_1 r_2}{X_2 X_1'}}.$$

С другой стороны, нас интересует фаза разомкнутой системы $\mu^3(s) \frac{1}{sH}$ в области частоты среза. Для оценки значения частоты среза воспользуемся рассуждениями, приведенными в § 3.6 относительно влияния r_1 на передаточную функцию $\mu^3(s)$, и рис. 3.4, из которых следует, что влияние r_1 на АЧХ сказывается только в узкой области частот, где в ФЧХ наблюдаются провалы. Поэтому область частоты среза может быть оценена по передаточной функции $\mu^3(s)$ для $r_1=0$ согласно (3.42). Тогда

$$\begin{aligned} \mu^3(s) \frac{1}{sH} &= \frac{2\mu_{\max}}{r_2/X_2'} \frac{1}{1+s \frac{X_2'}{r_2}} \frac{1}{sH} = \\ &= \frac{1}{1+s \frac{X_2'}{r_2}} \frac{1}{\left(s \frac{X_2'}{r_2}\right) \left[\frac{H \left(\frac{r_2}{X_2'}\right)^2}{2\mu_{\max}} \right]}. \end{aligned}$$

Из последнего соотношения следует, что

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{ср}} &\approx \frac{2\mu_{\text{max}}}{H r_2 / X_2'} & \text{при } \frac{H(r_2 / X_2')^2}{2\mu_{\text{max}}} > 1; \\ \delta_{\text{ср}} &\approx \sqrt{\frac{2\mu_{\text{max}}}{H}} & \text{при } \frac{H(r_2 / X_2')^2}{2\mu_{\text{max}}} < 1. \end{aligned} \right\} \quad (3.61)$$

Вычислив $\delta_{\text{ср}}$, найдем область частот α , в которой необходимо исследовать ФЧХ звена $\mu^{\beta}(j\delta)$, т. е.

$$\alpha \approx \delta_{\text{ср}} + \frac{r_1}{X_1'} \frac{\delta_{\text{ср}} - \frac{r_2}{X_2'}}{\delta_{\text{ср}} + \frac{r_2}{X_2'}}.$$

Итак, мы определили сравнительно узкую область частот δ и α , в которой необходимо исследовать ФЧХ звена $\mu^{\beta}(s)$. Это удобно выполнить по формуле (3.39), раскрыв $D(s)$ в соответствии с (3.33) и (3.34):

$$\begin{aligned} \mu^{\beta}(j\delta) = & \frac{\Psi_{\alpha_0}^2 \frac{r_2}{X_2'} \left(\alpha_0^2 + \frac{r_1^2}{X_1'^2} \right) - \delta^2 \frac{r_2}{X_2'} \left(1 + \frac{r_1}{X_1'} \frac{X_2'}{r_2} + \frac{r_1}{X_1} \frac{X_2'}{r_2} \right) +}{\left\{ \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} - \delta^2 - \delta \alpha_0 + j \left[\delta \left(\frac{r_1}{X_1'} + \frac{r_2}{X_2'} \right) + \alpha_0 \frac{r_2}{X_2'} \right] \right\} \times} \\ & \frac{+ j \delta \left[\left(\alpha_0^2 + 2 \frac{r_1}{X_1} \frac{r_2}{X_2'} + \frac{r_1^2}{X_1 X_1'} \right) - \delta^2 \right]}{\times \left\{ \frac{r_1 r_2}{X_1 X_2'} - \delta^2 + \delta \alpha_0 + j \left[\delta \left(\frac{r_1}{X_1'} + \frac{r_2}{X_2'} \right) - \alpha_0 \frac{r_2}{X_2'} \right] \right\}}. \quad (3.62) \end{aligned}$$

Численные расчеты, выполненные для двигателей серий А2 и 4А, показывают, что параметры двигателей (включая момент инерции) таковы, что при работе от сети бесконечной мощности при любом значении α двигатели устойчивы. Но это не является общим законом.

Проведенное сравнительное подробное исследование разными методами передаточной функции $\mu^{\beta}(s)$ и вопроса устойчивости преследовало цель — упростить проверку устойчивости двигателя, что принципиально важно при использовании простых и универсальных электроприводов на базе автономных инверторов напряжения (см. гл. 5).

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователи частоты, осуществляющие преобразование переменного тока фиксированной частоты и напряжения в переменный ток регулируемой частоты и напряжения, разделяются по построению силовой схемы и режиму управления на два основных класса: преобразователи на основе автономных инверторов и непосредственные преобразователи частоты.

Для построения системы автоматического регулирования прежде всего важны свойства преобразователя частоты как источника электрической энергии: является ли он источником тока или напряжения. И непосредственные преобразователи частоты, и преобразователи частоты на основе автономных инверторов могут выполняться в виде источников переменного тока и в виде источников переменного напряжения. Как правило, исполнение преобразователя частоты как источника энергии оказывает влияние на силовую схему, режим управления и возможности по регулированию. В наиболее явной форме это проявляется у преобразователей частоты на основе автономных инверторов. Последние даже принято разделять на автономные инверторы тока и напряжения.

4.1. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА

Преобразователь частоты с автономным инвертором тока содержит следующие элементы: управляемый выпрямитель $УВ$, фильтр в звене постоянного тока Φ и автономный инвертор тока $АИ$ (рис. 4.1,а). Управление амплитудой выходного тока осуществляется с помощью управляемого выпрямителя, управление частотой выходного тока — частотой подачи управляющих импульсов на тиристоры автономного инвертора.

В системе частотно-управляемого электропривода в качестве автономных инверторов могут использоваться только преобразователи с двухступенчатой принудительной коммутацией, в которых параметры устройств принудительной коммутации определяются постоянными параметрами двигателя и не зависят от частоты в рабочем диапазоне изменения частоты [10]. Применяются три автономных инвертора тока с двухступенчатой принудительной коммутацией: автономный инвертор тока с отсекающими диодами (рис. 4.1,а), автономный инвертор тока с фазными

коммутирующими узлами (рис. 4.1,б), автономный инвертор тока с общим коммутирующим узлом (рис. 4.1,в).

Первый тип инвертора тока получил наибольшее распространение.

Рассмотрим подробнее электромагнитные процессы в инверторе тока с отсекающими диодами для выявления особенностей, которые следует учитывать при исследовании динамики электропривода.

Расчетная схема замещения асинхронного двигателя при питании автономного инвертора в виде ЭДС и индуктивности X' , обоснована в гл. 1.

Процессы в анодной и катодной вентильных группах трехфазного мостового преобразователя протекают анало-

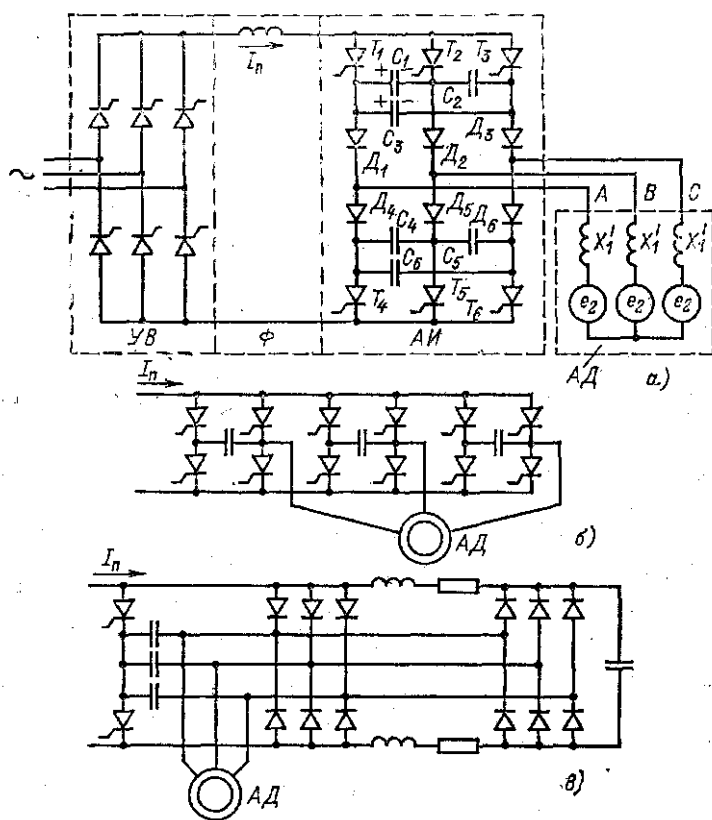


Рис. 4.1. Автономные инверторы тока.

а — с отсекающими диодами; б — с фазными коммутирующими узлами; в — с общим коммутирующим узлом.

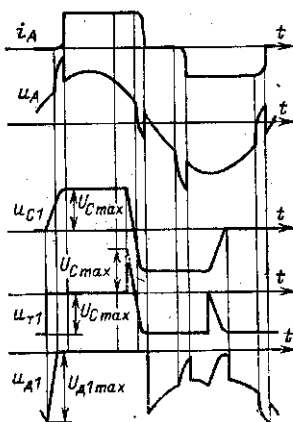


Рис. 4.2. Процессы в автономном инверторе тока с отсекающими диодами.

включается тиристор T_2 . Конденсаторы, подключенные к проводящему тиристор, заряжены до одинакового напряжения, причем полярность напряжения такова, что при включении любого другого тиристора данной группы производится выключение проводящего. После включения тиристора T_2 процессы протекают следующим образом.

Этап 1. Ток I_{Π} замыкается по цепи T_2 , $C_1(2/3 I_{\Pi})$ и C_2 , $C_3(1/3 I_{\Pi})$, D_1 , фаза A , фаза C , D_6 , T_6 . Конденсаторы перезаряжаются. Окончание этапа 1 и начало этапа 2 наступает в момент равенства напряжения на конденсаторе C_1 линейной ЭДС двигателя e_{AB} .

Этап 2. Ток I_{Π} протекает через тиристор T_2 и далее разветвляется на две части: ток фазы A через конденсаторы $C_1(2/3 I_A)$ и $C_2-C_3(1/3 I_A)$ и ток фазы B через D_2 , фазу C , D_6 , T_6 . В течение этапа 2 ток фазы A спадает от I_{Π} до нуля, а ток фазы B увеличивается от нуля до I_{Π} .

Этап 3. Ток I_{Π} протекает по цепи T_2 , D_2 , фаза B , фаза C , D_6 , T_6 . Этап 3 заканчивается включением очередного тиристора в другой тиристорной группе. Этап 3 не является обязательным. Вполне реален режим, когда коммутации в анодной и катодной вентильных группах протекают одновременно, если время первых двух этапов больше $1/6$ периода выходной частоты.

На рис. 4.2 даны диаграммы тока и напряжений двигателя, на коммутирующем конденсаторе, тиристоре, диоде. Как показано в [10], при описании коммутационных процессов в инверторе могут быть приняты следующие упрощенные зависимости. Амплитуда напряжения на коммути-

рующем конденсаторе

$$u_{Cmax} = \sqrt{6} E_2 \sin \varphi_2 + I_n \sqrt{4X_1' / 3\omega_{ном} C}. \quad (4.1)$$

Здесь E_2 — действующее значение фазной ЭДС двигателя; C — емкость конденсатора C_1 (C_2 , C_3).

Время этапа 1 ориентировочно составляет:

$$t_1 = \frac{u_{Cmax} + \sqrt{6} E_2 \sin \varphi_2}{I_n} \frac{3}{2} C = \frac{3 \sqrt{6} E_1 \sin \varphi_2 C}{I_n} + \sqrt{3 \frac{X_1' C}{\omega_{ном}}}. \quad (4.2)$$

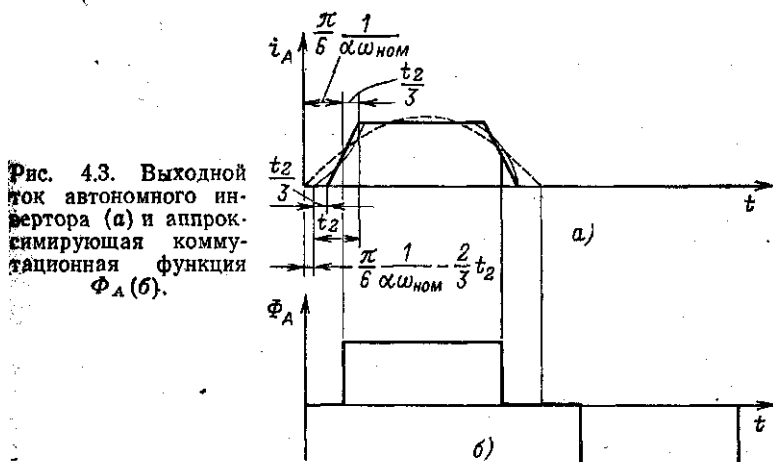


Рис. 4.3. Выходной ток автономного инвертора (а) и аппроксимирующая коммутационная функция Φ_A (б).

Коммутация тока в фазах двигателя протекает по гармоническому закону:

$$i_A = I_n \cos \sqrt{\frac{\omega_{ном}}{3X_1' C}} t; \quad i_B = I_n \left(1 - \cos \sqrt{\frac{\omega_{ном}}{3X_1' C}} t \right).$$

Время коммутации постоянное, оно равно:

$$t_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{3X_1' C}{\omega_{ном}}}.$$

Общее время первого и второго этапов:

$$t_1 + t_2 = \frac{3 \sqrt{6} E_2 \sin \varphi_2 C}{I_n} + \left(1 + \frac{\pi}{2} \right) \sqrt{\frac{3X_1' C}{\omega_{ном}}}. \quad (4.3)$$

Если косинусоидальную форму тока во время коммутации представить ломаной (рис. 4.3), то угловой сдвиг основной гармоники тока относительно момента включения соответствующего тиристора составит:

$$\varphi_I = \omega_{ном} \alpha \left(t_1 + \frac{2}{3} t_2 \right) - \frac{\pi}{6}. \quad (4.4)$$

Рассмотрена наиболее типичная картина процессов в инверторе с отсекающими диодами, для которой характерны следующие ограничения: время первых двух этапов в относительных единицах меньше, чем $\frac{2}{3}\pi$; отсекающие диоды проводят ток только в период протекания соответствующего тока фазы, т. е. в течение времени $\frac{2}{3}\pi \frac{1}{\omega_{ном\alpha}} + t_1$.

Данные условия могут не выполняться. При высоких частотах в режиме холостого хода возможно превышение $t_1 + t_2$ величины $\frac{2}{3} \frac{\pi}{\omega_{ном\alpha}}$. Это означает, что конденсаторы вентильной группы не будут успевать перезаряжаться до начала следующей коммутации.

Анализ коммутационных процессов показывает, что при определенных условиях отсекающие диоды могут проводить ток и после того, как соответствующий ток фазы станет равным нулю. По кривым рис. 4.2 видно, что после выхода из работы отсекающего диода во время двух последующих коммутаций отрицательное напряжение на диоде уменьшается, и в эти периоды возможна дополнительная проводимость диода. Дополнительное включение отсекающих диодов приводит к тому, что определенная часть тока I_n замыкается через конденсаторы, которые оказываются включенными параллельно нагрузке.

В случаях несоответствия коммутационных процессов рассмотренным выше возможны автоколебания в системе электропривода, ранее устойчивой. Причина автоколебаний заключается в существенной зависимости от режима работы двигателя амплитуды и фазы выходного тока инвертора при неизменном токе I_n и неизменной частоте управляющих импульсов инвертора. Обратная связь является следствием коммутационных процессов в инверторе, которые протекают при избыточности коммутирующей емкости для данной частоты и нагрузки. Это приводит к ограничению регулировочных возможностей инвертора вверх по частоте, особенно, если при работе на верхних частотах существует режим холостого хода двигателя, поскольку наибольшее время t_1 имеет место при максимальной частоте в режиме холостого хода.

Рассмотрев коммутационные процессы в автономном инверторе тока, акцентируем внимание на следующих обстоятельствах:

1) фаза выходного тока инвертора не остается неизменной относительно управляющих импульсов инвертора.

Наиболее существенный уход фазы тока на верхних частотах в режиме холостого хода;

2) напряжение на коммутирующих конденсаторах существенно зависит от тока преобразователя I_D . Уменьшить напряжение при заданном токе можно увеличением емкости коммутирующих конденсаторов. Увеличение емкости коммутирующих конденсаторов приводит к ограничению верхнего предела рабочей частоты, которая в практических разработках не превышает $1-1,3 f_{ном}$.

Кроме того, коммутирующая емкость выбирается для конкретных параметров двигателя (X'_1). Произвольное уменьшение нагрузки (например, отключение ряда двигателей при многодвигательной нагрузке) приведет к избыточности емкости и связанным с этим осложнениям. Поэтому использование инверторов тока ограничивается однодвигательным приводом.

4.2. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения (рис. 4.4) включает в себя следующие силовые элементы: выпрямитель B , силовой фильтр Φ , автономный инвертор напряжения $АИ$. Трехфазный мостовой автономный инвертор напряжения содержит шесть вентильных комплектов, являющихся схемным аналогом ключа, обладающего двусторонней проводимостью. В качестве вентильных комплектов могут использоваться транзисторы, шунтированные диодами, или тиристоры, шунтированные диодами, с устройствами принудительного гашения. На выводах

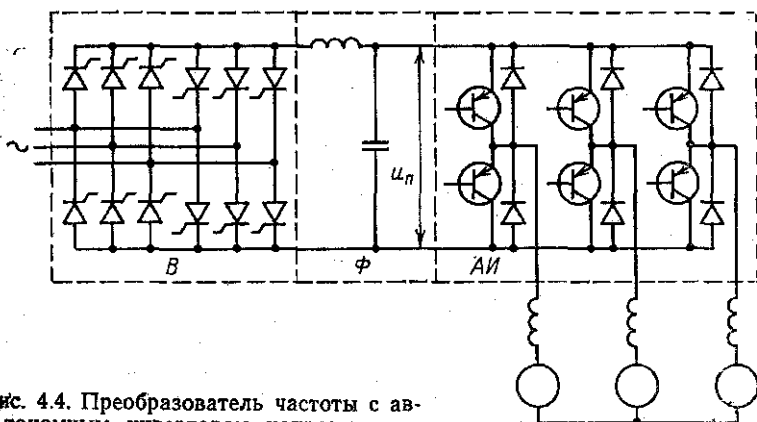


Рис. 4.4. Преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения.

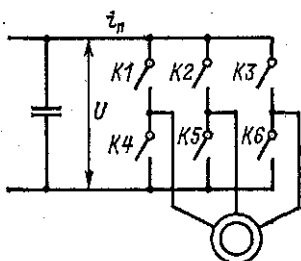


Рис. 4.5. Идеализированный автономный инвертор напряжения.

постоянного тока автономного инвертора напряжения включается емкостный фильтр, ограничивающий пульсации напряжения, связанные с переключением вентилей инвертора. В отличие от автономных инверторов тока, где устройством принудительной коммутации осуществляется перевод тока из одной фазы нагрузки в другую, а емкость коммутирующих конденсаторов сравнительно большая, так как

она выбиралась из условия ограничения напряжения на элементах силовой схемы, в автономных инверторах напряжения при изменении диаграммы работы ключей схемы изменяется полярность напряжения на выводах фаз нагрузки, а ограничение перенапряжений достигается двусторонней проводимостью ключей и емкостью фильтра. Коммутирующая емкость сравнительно мала (в случае транзисторов она вообще отсутствует), также мало время коммутационных процессов (для тиристорных преобразователей до 100 мкс). Коммутационные процессы в силовой схеме ниже не рассматриваются. Поэтому инверторы напряжения будут изображаться в виде идеальной ключевой схемы (рис. 4.5).

Используется два способа регулирования выходного напряжения автономных инверторов напряжения: амплитудный и широтно-импульсный. При амплитудном способе напряжение на входе инвертора регулируется с помощью управляемого выпрямителя, автономный инвертор осуществляет преобразование напряжения постоянного тока в выходное напряжение переменного тока. При широтно-импульсном способе амплитуда выходного напряжения регулируется дополнительными коммутациями вентилей инвертора при неизменном напряжении на входе инвертора.

Для того чтобы выходное напряжение инвертора определялось однозначно законом управления ключами схемы, необходимо, чтобы один из двух ключевых элементов фазы был всегда замкнут. Это значит, что при любом законе управления время замкнутого состояния ключа в угловых единицах выходной частоты будет равно π . Диаграммы работы автономного инвертора без широтно-импульсного регулирования (ШИР) и форма линейного напряжения (назовем ее основной) показаны на рис. 4.6. Отметим, что диаграмма работы инвертора не меняется в течение времени

$\pi/3$, в каждый момент времени нагрузка подключается к одному из выводов источника постоянного тока через один ключ (назовем фазу инвертора, к которой относится данный ключ, последовательной), а к другому выводу источника — через два ключа.

Простейший закон ШИР заключается в том, что без изменения основной диаграммы в последовательной фазе осуществляется ряд дополнительных коммутаций (рис. 4.7). При этом возникают промежутки времени, в течение которых нагрузка через однополярные замкнутые ключи закорачивается и выходное напряжение равно нулю. Регулируя длительность нулевых промежутков времени, изменяем выходное напряжение. При достаточно высокой частоте дополнительных коммутаций в последовательной фазе выходное напряжение можно представить в виде сигнала постоянной амплитуды, равной среднему значению напряжения. Отсюда вытекает принцип управления ключами инвертора, при котором амплитуда выходного напряжения будет соответствовать заданному значению даже при

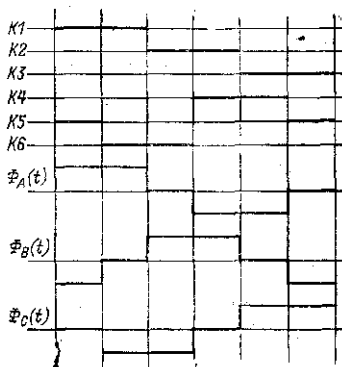


Рис. 4.6. Основная диаграмма замкнутого состояния ключей инвертора по рис. 4.5 и линейные напряжения на выходе инвертора.

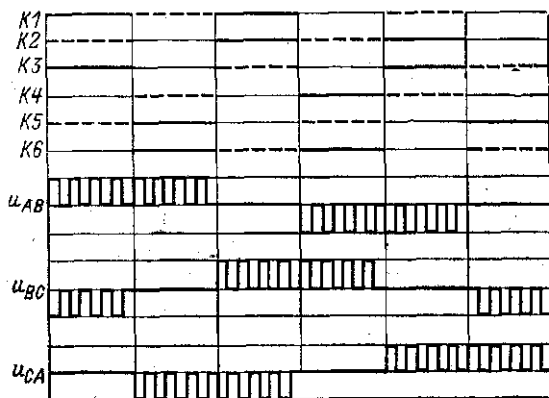


Рис. 4.7. Диаграмма замкнутого состояния ключей идеализированного инвертора при ШИР и линейные напряжения на выходе инвертора.

колебаниях напряжения постоянного тока. Разобьем период $\pi/3$ на n равномерных участков, в начале каждого участка ключи инвертора замыкаются в соответствии с основной диаграммой работы, схема остается включенной в течение времени, за которое интеграл входного напряжения, изменяясь от нуля, достигает заданного значения, затем осуществляется коммутация в последовательной фазе, и до окончания отрезка времени $\pi/3n$ выходное напряжение равно нулю. При указанном способе управления реализуется широтно-импульсная модуляция ШИМ-II [21].

Более сложные законы ШИР преследуют цель не только регулировать амплитуду основной гармоники выходного напряжения, но и ослаблять существенные по амплитуде высшие гармоники, наиболее близкие к основной. Это достигается тем, что в течение периода повторяемости $\pi/3$ осуществляется периодическое изменение основной диаграммы работы ключей инвертора при одновременном введении нулевых участков.

4.3. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Классическая схема непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) представляет собой три реверсивных преобразователя постоянного тока, управляемых тремя гармоническими сигналами, сдвинутыми на угол $2/3\pi$ по выходной частоте. Поэтому, определяя возможности НПЧ для регулируемого электропривода, следует исходить из динамических свойств вентильных преобразователей, коммутируемых сетью, наиболее подробно исследованных для привода постоянного тока. Реверсивный преобразователь постоянного тока при использовании системы импульсно-фазового управления (СИФУ) с опорной синусоидой рассматривается как пропорциональный усилитель входного сигнала по напряжению. При совместном управлении вентильными комплектами НПЧ используется в качестве источника напряжения, регулируемого по частоте и амплитуде [13]. В то же время НПЧ при совместном управлении вентильными комплектами свойственны недостатки: наличие токоограничивающих реакторов и дополнительная нагрузка вентилей уравнительным током; потери напряжения в токоограничивающих реакторах, особенно при предельных выходных частотах преобразователя; неполное использование преобразователя по напряжению из-за необходимости ограничения угла управления вентилями в выпрямительном режиме.

Указанные недостатки касаются в основном использования силового оборудования; они отсутствуют у НПЧ с раздельным управлением, но последним в значительно большей степени свойственны другие недостатки, обусловленные неидеальностью управляемого вентильного преобразователя как усилителя входного сигнала. Они связаны с дискретностью процессов в вентильной схеме; вентильными свойствами элементов схемы, которые в дополнение

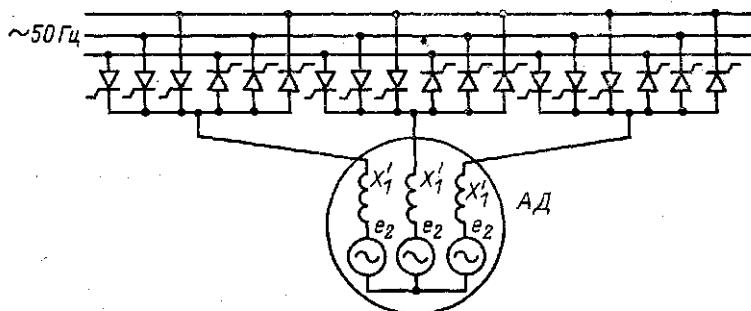


Рис. 4.8. Схема непосредственного преобразователя частоты.

к дискретности приводят к изменению динамических характеристик преобразователя в режиме непрерывного и прерывистого токов; неполной управляемостью вентильных элементов.

В приводе постоянного тока эти особенности проявляются, как правило, в тех системах, где стремятся обеспечить предельное быстродействие. В НПЧ при работе на двигательную нагрузку отмеченные динамические особенности проявляются в установившемся режиме при непрерывной отработке гармонического сигнала управления. На рис. 4.8 показана схема НПЧ по трехфазной нулевой схеме, а двигатель представлен в виде ЭДС и последовательно включенной индуктивности X'_1 . Рассмотрим выходное напряжение НПЧ при подаче на вход СИФУ с опорной синусоидой трех гармонических сигналов. При большом соотношении частот питания НПЧ и управления получаем на выходе напряжение, воспроизводящее управляющий сигнал. Но уже при соотношении частот 1:5 получить идентичность выходных напряжений невозможно из-за дискретности процессов в НПЧ. Действительно, чтобы обеспечить полную идентичность работы вентильных комплектов и

идентичность выходных напряжений необходимо, чтобы выполнялось следующее соотношение:

$$f_2 = f_1 / (2k + 1) \text{ для } m = 3$$

или

$$f_2 = f_1 / k \text{ для } m = 6,$$

где m — число фаз преобразователя; f_1 — частота сети; f_2 — выходная частота; k — натуральный ряд чисел.

В общем случае соотношения частот f_1 и f_2 в выходном напряжении присутствуют основная гармоника, высшие и субгармоники. Но даже при $f_2 = f_1 / (2k + 1)$ возможна несимметрия, связанная уже с неполной управляемостью вентилей и дискретностью НПЧ. Выход из работы вентильного комплекта осуществляется только при спадании до нуля тока нагрузки, при этом момент спада до нуля тока может произойти или не произойти до момента поступления очередного управляющего импульса. В зависимости от этого переключение работающих комплектов будет неоднозначным относительно управляющего напряжения, а разброс составит $(120f_2/f_1)^\circ$. Возникшая несимметрия, как правило, фиксируется вентильной схемой. Допустим, переключение вентильных комплектов в одной фазе затянулось, это приведет к уменьшению тока вступившего в работу вентильного комплекта и его более быстрому спаду; в результате полупериоды тока будут неодинаковыми по длительности и амплитуде. В системе практически отсутствуют активные сопротивления, которые способствовали бы ликвидации данной несимметрии, поэтому в нагрузочном токе возможна постоянная составляющая.

Таким образом, НПЧ создает несимметрию в выходном напряжении, которая специфически проявляется в случае двигательной нагрузки. Во-первых, вращающиеся двигатели переменного тока являются нелинейными устройствами, в данном случае нелинейность проявляется в том, что параметры схемы замещения для основной гармоники, высших и субгармоник различные. Для высших и субгармоник они по амплитуде намного меньше, чем для основной. Это приводит к тому, что любая несимметрия в напряжении сильнее проявляется в токе, а работа НПЧ существенно зависит от тока.

Во-вторых, высшие гармоники и субгармоники тока вызывают колебания момента двигателя, а субгармоники момента приводят к колебаниям скорости. При колебаниях скорости начинают меняться по амплитуде и фазе ЭДС, показанные на рис. 4.8, раскачивая систему.

Практика подтвердила, что НПЧ с отдельным управлением неработоспособен как источник напряжений при двигательной нагрузке. По-видимому, средствами автоматического регулирования возможно обеспечить работоспособность системы при использовании НПЧ в качестве источника напряжения.

В то же время сравнительно просто обеспечивается работа НПЧ в режиме источника тока. Наиболее очевидный и используемый способ придания НПЧ, являющемуся усилителем напряжения, свойств регулируемого источника тока заключается в том, что НПЧ включается в замкнутую систему управления при соответствующем быстродействии системы. Замыканием системы по току обеспечивается непрерывное регулирование угла управления по сигналу ошибки тока, чем исключаются в значительной степени указанные недостатки НПЧ, связанные с несимметрией тока.

4.4. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ

По своему функциональному назначению в системе управления преобразователи частоты являются силовыми усилителями, обрабатывающими задаваемые сигналы управления. Для синтеза регуляторов электропривода необходимо математическое описание преобразователя частоты, который не всегда можно представить в виде простого усилительного звена. Возможны различные подходы при математическом описании преобразователя частоты:

- 1) детальное рассмотрение процессов в преобразователях частоты с учетом дискретности процессов, электрических характеристик вентильных элементов, процессов в системе формирования управляющих импульсов и учет в динамической модели всех указанных особенностей;

- 2) выделение наиболее существенных динамических характеристик преобразователя частоты и представление его в виде совокупности простых, как правило, непрерывных, типовых звеньев.

Вторая форма представления преобразователя частоты используется при рассмотрении всей системы электропривода, когда требуется решать вопросы принципиальной структуры системы управления. Первый подход необходим для выяснения границ применимости простых форм описания преобразования и является предметом специальных исследований.

В настоящей главе будем рассматривать динамические характеристики тиристорных преобразователей частоты,

приближенно описываемые простыми функциями для синтеза систем автоматизированных электроприводов. Наиболее простым по описанию является НПЧ. Его, как и реверсивный преобразователь постоянного тока, при использовании СИФУ с опорной синусоидой можно рассматривать как пропорциональный усилитель входного сигнала по напряжению.

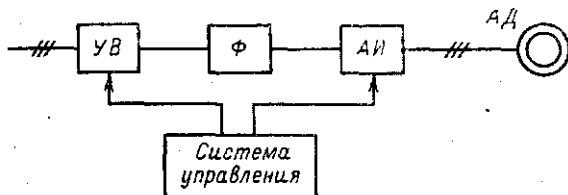


Рис. 4.9. Структурная схема электропривода с двухзвенным преобразователем частоты.

Недостатки преобразователя частоты как усилительного элемента достаточно подробно исследованы в [23, 24], их учет приводит в конечном счете к необходимости ограничения быстродействия системы управления. Так, в системе автоматического регулирования с преобразователем частоты по трехфазной мостовой схеме, замкнутой по току и настроенной по симметричному или техническому оптимуму, предельная частота среза около 300 1/с—400 1/с.

Столь же просто может быть представлена характеристика управления преобразователем частоты на основе автономных инверторов с ШИР выходного напряжения. Автономный инвертор с ШИР можно рассматривать как источник переменного напряжения, которое регулируется по частоте, амплитуде и знаку путем управления моментами включения и длительностью работы вентильных ключей инвертора.

Для НПЧ и преобразователя на основе автономного инвертора принимается, что выходное напряжение определяется только сигналом управления и не зависит от процесса в нагрузке. Иными словами, обратная связь по току нагрузки в выходном напряжении отсутствует.

Для преобразователей частоты с автономными инверторами тока и напряжения при амплитудном управлении влияние нагрузки на выходные сигналы преобразователя частоты существенно и должно учитываться при синтезе системы управления. Также существенное влияние на переходные процессы в этих преобразователях частоты ока-

зывают силовые фильтры в звене постоянного тока. Эти обстоятельства приводят к тому, что двухзвенные преобразователи частоты не могут рассматриваться как простые усилительные звенья, а для математического описания их как управляемых источников тока или напряжения требуется совокупное исследование всех составляющих силовой схемы и внутренних регуляторов. Структурная схема электропривода с двухзвенным преобразователем частоты показана на рис. 4.9.

Силовая часть включает в себя: управляемый выпрямитель $УВ$, силовой фильтр Φ в звене постоянного тока, автономный инвертор $АИ$ и двигатель $АД$. Динамические характеристики управляемого выпрямителя такие же, как НПЧ, в первом приближении его можно представить в виде пропорционального усилительного звена. В качестве фильтров используется катушка индуктивности L или Γ -образная LC -схема.

Уравнения, устанавливающие зависимость между обобщающими векторами тока и напряжения асинхронного двигателя, приведены в гл. 2. Для полного описания процессов в силовой схеме необходимо представить автономный инвертор звеном электрической системы с цепями постоянного и переменного токов.

4.5. УРАВНЕНИЯ ИДЕАЛИЗИРОВАННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

На рис. 4.10 показан идеализированный трехфазный мостовой инвертор. Идеализация состоит в представлении вентилей ключами. Получили так называемый вентильный коммутатор, фазы которого переключаются с угловым сдвигом $2/3\pi$, а период проводимости вентильного плеча (один ключ) может быть в пределах $2/3\pi - \pi$. Необходимо установить соотношения между токами и напряжениями на входе и выходе вентильного коммутатора. Нагрузку полагаем симметричной по фазам (асинхронный двигатель).

Уравнения источника напряжения. Принимая, что время включенного состояния вентильного плеча равно π . Это означает, что в каждый момент времени

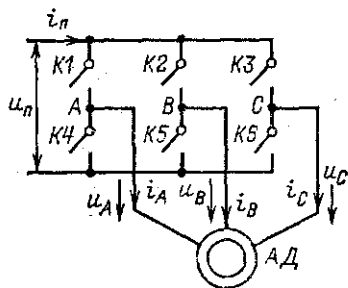


Рис. 4.10. Идеализированный вентильный преобразователь.

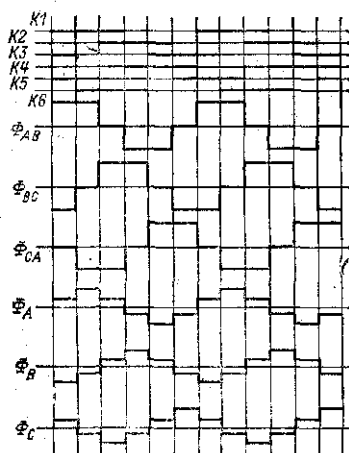


Рис. 4.11. Коммутационные функции автономного инвертора напряжения.

замкнуты три ключа. В этом случае существует однозначная зависимость между напряжением преобразователя на входе u_n и напряжениями на выходе u_A , u_B , u_C вентильного коммутатора. Допустим, замкнуты ключи $K1$, $K5$, $K6$. Ключ $K1$ подключает нагрузку к положительному полюсу источника постоянного тока, ключи $K5$ и $K6$ — к отрицательному. Тогда $u_{AB} = u_n$, $u_{BC} = 0$, $u_{CA} = -u_n$. Допустим, замкнуты ключи $K4$, $K5$ и $K6$. Нагрузка оказывается замкнута через отрицательную шину источника и $u_{AB} = u_{BC} = u_{CA} = 0$.

При симметричной нагрузке переход от линейных напряжений к фазным осуществляется согласно следующим соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= \frac{u_{AB} - u_{CA}}{3} = \frac{1}{3} u_n; \\ u_B &= \frac{u_{BC} - u_{AB}}{3} = -\frac{1}{3} u_n; \\ u_C &= \frac{u_{CA} - u_{BC}}{3} = -\frac{1}{3} u_n. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

При ином состоянии ключей вентильного коммутатора значения напряжений u_A , u_B , u_C будут другими, но они могут быть найдены по напряжению u_n и диаграмме работы коммутатора. На рис. 4.11 показаны диаграмма работы ключей коммутатора и временные функции, на которые следует умножить напряжение u_n , чтобы в каждый момент времени определить линейные и фазные напряжения:

$$\left. \begin{aligned} u_{AB} &= u_n \Phi_{AB}(t); & u_A &= u_n \Phi_A(t); \\ u_{BC} &= u_n \Phi_{BC}(t); & u_B &= u_n \Phi_B(t); \\ u_{CA} &= u_n \Phi_{CA}(t); & u_C &= u_n \Phi_C(t), \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

где $\Phi_{AB}(t)$, $\Phi_{BC}(t)$, $\Phi_{CA}(t)$, $\Phi_A(t)$, $\Phi_B(t)$, $\Phi_C(t)$ — определенные функции времени, связанные с программой работы коммутатора; их принято называть коммутационными функциями.

Результирующий вектор напряжения нагрузки при смещении вещественной оси системы координат с осью фазы A согласно (2.6):

$$\begin{aligned}\bar{u}_n &= \frac{2}{3} (u_A + \bar{a}u_B + \bar{a}^2u_C) = \\ &= \frac{2}{3} u_n [\Phi_A(t) + \bar{a}\Phi_B(t) + \bar{a}^2\Phi_C(t)].\end{aligned}\quad (4.7)$$

Коммутационные функции $\Phi_A(t)$, $\Phi_B(t)$, $\Phi_C(t)$ представляют собой проекции на оси фаз нагрузки вектора амплитудой $2/3$, перемещающегося скачком на плоскости на угол $\pi/3$ (см. § 2.2). Учитывая соотношения (2.10), (2.20), получаем:

$$\bar{u}_n = u_n \bar{\Phi}_n(t) = u_n \frac{2}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6m+1} e^{j\omega(6m+1)t}; \quad (4.8)$$

здесь ω — частота, равная $\omega = \pi/3T$, где T — время между двумя последовательными состояниями вентильного коммутатора.

Назовем $\Phi_n(t)$ результирующим вектором коммутационной функции преобразователя, работающего в режиме источника напряжения. Условием режима источника напряжения является проводимость каждого вентильного плеча в течение 180° за период выходной частоты.

Таким образом, напряжение \bar{u}_n является вполне определенной функцией времени (при заданных u_n и ω), не зависящей от нагрузки на стороне переменного тока. В то же время ток \bar{i}_n при заданном \bar{u}_n определяется параметрами нагрузки. Входной ток вентильного коммутатора согласно диаграмме коммутатора равен мгновенному значению тока последовательной фазы, но ток нагрузки в целом характеризуется вектором \bar{i}_n .

Математическую зависимость между токами \bar{i}_n и i_n установим с помощью уравнения баланса мощности на входе и выходе вентильного коммутатора. В идеализированном коммутаторе потери отсутствуют, поэтому

$$u_n i_n = \frac{3}{2} (\bar{u}_n \cdot \bar{i}_n). \quad (4.9)$$

Скалярное произведение $(\bar{u}_n \cdot \bar{i}_n)$ не зависит от системы координат, в которой рассматриваются векторы. В системе координат, вещественная ось которой жестко связана с вектором \bar{u}_n , вектор \bar{u}_n равен $\Phi_n u_n$, а $(\bar{u}_n \cdot \bar{i}_n) = \Phi_n u_n i_{nd}$, где

i_{nd} — проекция вектора тока на вектор напряжения. В результате получаем:

$$i_n = \frac{3}{2} \Phi_n i_{nd} = \frac{3}{2} \frac{2}{3} i_{nd} = i_{nd}. \quad (4.10)$$

Соотношения (4.8) и (4.10) являются уравнениями вентильного коммутатора в режиме источника напряжения.

Рассмотрим пример расчета входного тока i_n автономного инвертора напряжения в общем виде. Заданы напряжение u_n и результирующий вектор коммутационной функции преобразователя $\Phi_n(t)$. Напряжение в неподвижной системе координат $\bar{u}_n = u_n \bar{\Phi}_n(t)$. Для определения тока i_n необходимо решить систему дифференциальных уравнений нагрузки, которую условно обозначим Y_n :

$$\bar{i}_n = Y_n [\bar{u}_n] = Y_n [u_n \bar{\Phi}_n(t)]. \quad (4.11)$$

Ток инвертора \bar{i}_n в системе координат, жестко связанной \bar{u}_n , равен:

$$\bar{i}'_n = \bar{i}_n \bar{\Phi}_n^*(t) / \Phi_n,$$

где $\bar{\Phi}_n^*(t)$ — функция, сопряженная с $\bar{\Phi}_n(t)$.

Вещественная часть тока \bar{i}'_n и будет входным током инвертора напряжения, т. е.

$$\begin{aligned} i_n &= \frac{3}{2} \Phi_n \operatorname{Re} \left\{ \frac{\bar{\Phi}_n^*(t)}{\Phi_n} Y_n [u_n \bar{\Phi}_n(t)] \right\} = \\ &= \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ \bar{\Phi}_n^*(t) Y_n [u_n \bar{\Phi}_n(t)] \}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

При практическом построении систем автоматического управления возникает необходимость определения активной и реактивной составляющих тока \bar{i}_n в системе координат \bar{u}_n . Рассмотрим произведение $\bar{i}_n \bar{\Phi}_n^*(t)$.

$$\begin{aligned} \bar{i}'_n &= \bar{i}_n \bar{\Phi}_n^*(t) = \frac{4}{9} (i_A + \bar{a} i_B + \bar{a}^2 i_C) [\Phi_A(t) + \bar{a}^2 \Phi_B(t) + \bar{a} \Phi_C(t)] = \\ &= \frac{2}{3} [i_A \Phi_A(t) + i_B \Phi_B(t) + i_C \Phi_C(t)] - \\ &- j \frac{1}{\sqrt{3}} [i_A \Phi_{BC}(t) + i_B \Phi_{CA}(t) - i_C \Phi_{AB}(t)]. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Токи i_A , i_B , i_C — это реальные токи нагрузки, а коммутационные функции несложно воспроизводятся по управляющим сигналам автономного инвертора. Умножение тока на ступенчатую коммутационную функцию соответству-

а ступенчатому изменению амплитуды сигнала тока с помощью ключевых элементов.

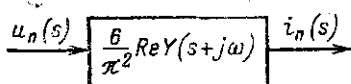
Для аналитических расчетов введем более простую приближенную форму уравнений вентильного коммутатора, которая отражает основные особенности данного устройства. Упрощение заключается в использовании только основной гармоники разложения в ряд Фурье реальной коммутационной функции (см. § 2.3). В этом случае

$$\bar{\Phi}_n(t) = \frac{2}{\pi} e^{j\alpha t},$$

или в синхронном масштабе времени

$$\bar{\Phi}_n(t) = \frac{2}{\pi} e^{j\alpha t}. \quad (4.14)$$

Рис. 4.12. Структурное представление передаточной функции автономного инвертора напряжения.



Реакцией автономного инвертора напряжения как элемента цепи постоянного тока является ток i_n , который согласно (4.12) равен:

$$i_n = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ \bar{\Phi}_n^*(t) Y_n [u_n \bar{\Phi}_n(t)] \}$$

или с учетом (4.14):

$$i_n = \frac{6}{\pi^2} \operatorname{Re} \{ e^{-j\alpha t} Y_n [u_n e^{j\alpha t}] \}. \quad (4.15)$$

Для линейной нагрузки при $\alpha = \text{const}$ линейность системы не нарушается, и операторное выражение для тока i_n равно:

$$\begin{aligned} i_n(s) &= \frac{6}{\pi^2} L \{ \operatorname{Re} [e^{-j\alpha t} Y_n (u_n e^{j\alpha t})] \} = \\ &= \frac{6}{\pi^2} \operatorname{Re} \{ L [e^{-j\alpha t} Y_n (u_n e^{j\alpha t})] \} = \frac{6}{\pi^2} \operatorname{Re} \{ L [Y_n (u_n e^{j\alpha t})] \}_{s_1=s+j\alpha} = \\ &= \frac{6}{\pi^2} \operatorname{Re} \{ u_n (s_1 - j\alpha) Y_n(s_1) \}_{s_1=s+j\alpha} = \frac{6}{\pi^2} \operatorname{Re} \{ u_n(s) Y_n(s + j\alpha) \}. \end{aligned}$$

Передаточная функция автономного инвертора напряжения при изменении напряжения u_n равна:

$$\frac{i_n(s)}{u_n(s)} = \frac{6}{\pi^2} \operatorname{Re} \{ Y_n(s + j\alpha) \}. \quad (4.16)$$

Структурное представление звена системы с передаточной функцией (4.16) показано на рис. 4.12.

Если рассматривается в качестве нагрузки инвертора асинхронный двигатель, то в общем случае аналитических расчетов используем расчетную схему, показанную на рис. 4.13. При $\alpha = \text{const}$ передаточная функция асинхронного двигателя упрощается; соответствующая структурная схема приведена на рис. 4.14.



Рис. 4.13. Структурная схема инвертора напряжения как элемента цепи постоянного тока.

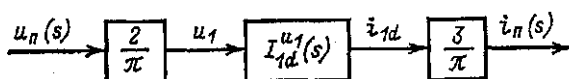


Рис 4.14. Структурная схема инвертора напряжения.

Уравнения источника тока. Определим соотношения, справедливые для вентильного коммутатора при проводимости ключей в течение 120° . Такой режим работы характерен для параллельного автономного инвертора тока. При указанном режиме работы вентильного коммутатора в каждый момент времени постоянный ток протекает через две фазы нагрузки, вентили которых включены, а ток третьей фазы равен нулю. В этом случае ток нагрузки однозначно определяется током i_n и программой работы вентильного коммутатора. Фазные токи записываем в виде

$$i_A = i_n \Phi_a(t), \quad i_B = i_n \Phi_b(t), \quad i_C = i_n \Phi_c(t). \quad (4.17)$$

На рис. 4.15 показана диаграмма работы ключей коммутатора и коммутационные функции $\Phi_A(t)$, $\Phi_B(t)$, $\Phi_C(t)$. Результирующий вектор тока нагрузки при совмещении вещественной оси системы координат с осью фазы А

$$\bar{i}_n = \frac{2}{3} (i_A + \bar{a} i_B + \bar{a}^2 i_C) = \frac{2}{3} i_n [\Phi_a(t) + \bar{a} \Phi_b(t) + \bar{a}^2 \Phi_c(t)]. \quad (4.18)$$

Фазные коммутационные функции являются проекциями на оси фаз нагрузки вектора с амплитудой $2/\sqrt{3}$. Вектор перемещается скачком на плоскости на $\pi/3$ (см. § 2.2).

Учитывая соотношения (4.18), получаем:

$$\bar{i}_n = i_n \bar{\Phi}_T(t) = \frac{3}{\pi} \frac{2}{\sqrt{3}} i_n \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6m+1} e^{j\omega(6m+1)t}, \quad (4.19)$$

где $\bar{\Phi}_T(t)$ — результирующий вектор коммутационной функции коммутатора в режиме источника тока.

Итак вектор \bar{i}_n является вполне определенной функцией времени (при заданных i_n и ω), не зависящей от нагрузки на стороне переменного тока. Напряжение \bar{u}_n при заданном \bar{i}_n определяется нагрузкой. Напряжение на входе коммутатора u_n равно линейному напряжению двух фаз, подключаемых в соответствии с диаграммой работы коммутатора к выводам постоянного тока. Более общая зависимость между напряжениями u_n и \bar{u}_n устанавливается с помощью урав-

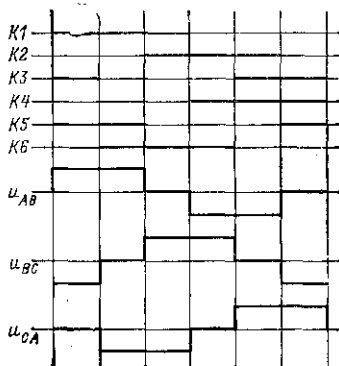


Рис. 4.15. Диаграмма работы вентильных ключей и коммутационные функции идеализированного источника тока.

нения баланса мощности на входе и выходе вентильного коммутатора (см. 4.9). В системе координат, вещественная ось которой жестко связана с вектором $\bar{i}_n = \frac{2}{\sqrt{3}} i_n$, а $(\bar{u}_n, \bar{i}_n) = i_n u_{nd} = \frac{2}{\sqrt{3}} i_n u_{nd}$, где u_{nd} — проекция вектора напряжения на вещественную ось (вектор тока). Напряжение на входе коммутатора

$$u_n = \frac{3}{2} \Phi_T u_{nd} = \frac{3}{2} \frac{2}{\sqrt{3}} u_{nd} = \sqrt{3} u_{nd}. \quad (4.20)$$

Соотношения (4.19) и (4.20) являются уравнениями преобразователя частоты в режиме источника тока.

Для определения напряжения \bar{u}_n по заданному току \bar{i}_n необходимо решить систему дифференциальных уравнений нагрузки. Эту систему условно обозначаем Z_n .

$$\bar{u}_n = Z_n [\bar{i}_n] = Z_n [i_n \bar{\Phi}_T(t)]. \quad (4.21)$$

Напряжение \bar{u}_n в системе координат, жестко связанной с \bar{i}_n , равно:

$$\bar{u}'_n = \bar{u}_n \bar{\Phi}_T^*(t) / \Phi_T.$$

Вещественная часть напряжения \bar{u}'_n , умноженная на $\frac{3}{2} \Phi_r = \sqrt{3}$, и будет согласно (4.20) входным напряжением инвертора тока

$$\begin{aligned} u_n &= \frac{3}{2} \Phi_r \operatorname{Re} \left\{ \frac{\bar{\Phi}_r^*(t)}{\Phi_r} \cdot Z_n [i_n \bar{\Phi}_r(t)] \right\} = \\ &= \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ \bar{\Phi}_r^*(t) Z_n [i_n \bar{\Phi}_r(t)] \}. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Для практического определения активной и реактивной составляющих напряжения \bar{u}_n в системе координат \bar{i}_n рассмотрим произведение $\bar{u}_n \bar{\Phi}_r^*(t)$ (аналогичная функция определялась в § 2.3):

$$\begin{aligned} \bar{u}'_n \Phi_r &= \bar{u}_n \bar{\Phi}_r^*(t) = \frac{2}{3} (u_A + \bar{a} u_B + \bar{a}^2 u_C) \times \\ &\times \frac{2}{3} [\Phi_a(t) + \bar{a}^2 \Phi_b(t) + \bar{a} \Phi_c(t)] = \\ &= \frac{2}{3} [u_A \Phi_a(t) + u_B \Phi_b(t) + u_C \Phi_c(t)] - \\ &- \frac{j}{\sqrt{3}} [u_A \Phi_{bc}(t) + u_B \Phi_a(t) - u_C \Phi_a(t)]; \end{aligned} \quad (4.23)$$

здесь u_A, u_B, u_C — реальные напряжения на выводах переменного тока.

Коммутационные функции могут быть воспроизведены логически по программе работы вентильного коммутатора. Формула (4.23) показывает, как практически можно определить составляющие напряжения \bar{u}'_n , а также u_n .

При аналитическом исследовании процессов в системе с инвертором тока упрощаем выражение результирующего вектора коммутационной функции инвертора тока, выделяя только основную гармонику. В этом случае

$$\bar{\Phi}_{r1}(t) = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} e^{j\alpha t}. \quad (4.24)$$

Реакцией автономного инвертора тока как элемента цепи постоянного тока является напряжение u_n , которое согласно (4.22), равно:

$$u_n = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \operatorname{Re} \left\{ e^{-j\alpha t} Z_n \left[\frac{2}{\pi} \sqrt{3} i_n e^{j\alpha t} \right] \right\}.$$

Для линейной нагрузки при $\alpha = \text{const}$ получаем следующее операторное выражение для напряжения:

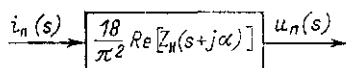
$$u_n(s) = \frac{18}{\pi^2} i_n(s) \operatorname{Re} \{Z_n(s + j\alpha)\} \quad (4.25)$$

и передаточную функцию автономного инвертора тока

$$\frac{u_n(s)}{i_n(s)} = \frac{18}{\pi^2} \operatorname{Re} \{Z_n(s + j\alpha)\}. \quad (4.26)$$

Структурное представление соответствующего звена системы показано на рис. 4.16.

Рис. 4.16. Структурное представление передаточной функции автономного инвертора тока.



Если нагрузкой инвертора является асинхронный двигатель, то в общем случае структурная схема системы, представляющей инвертор как звено постоянного тока, показана на рис. 4.17.

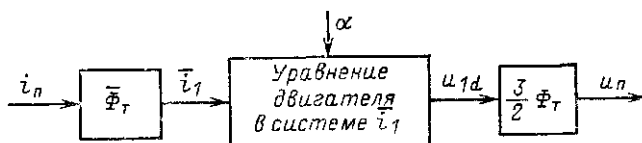


Рис. 4.17. Структурная схема инвертора тока как элемента цепи постоянного тока.

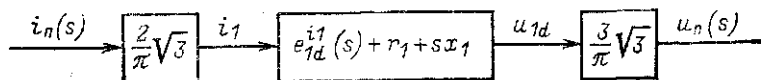


Рис. 4.18. Структурная схема инвертора тока.

При $\alpha = \text{const}$ и линеаризации в малом уравнений двигателя структурная схема рис. 4.17 преобразуется в структурную схему рис. 4.18.

4.6. ПРОЦЕССЫ В ЦЕПЯХ С РЕАЛЬНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ

В § 4.5 было установлено, что при работе двух плеч преобразователя частоты для него справедливы уравнения источника тока, при включении трех плеч — уравнения ис-

точника напряжения. На практике для автономных инверторов напряжения условие одновременной работы трех вентильных плеч, как правило, выполняется. Для автономных инверторов тока характерно наличие режимов работы двух и трех вентилей, последний режим наблюдается во время коммутации тока в фазах нагрузки. Для автономного инвертора тока с отсекающими диодами при исследовании коммутации тока в фазах нагрузки в качестве вентилей необходимо рассматривать отсекающие диоды.

В период коммутации для автономного инвертора тока справедливы уравнения инвертора напряжения. Однако они могут быть использованы только при расчете на ЭВМ процессов [18]. Для аналитических, особенно качественных, расчетов они бесполезны. Действительно, нам известно не напряжение u_n , а ток i_n , который благодаря реактору фильтра поддерживается постоянным, и рассчитывать процессы в нагрузке и реакцию инвертора, как элемента цепи постоянного тока следует, исходя из того, что задан входной ток инвертора.

Обозначим токи нагрузки i_A, i_B, i_C . Форма фазного тока соответствует, например, показанной на рис. 4.3. Введем понятие коммутационных функций: $\Phi_a(t) = i_A/i_n$, $\Phi_c(t) = i_C/i_n$, $\Phi_b(t) = i_B/i_n$. В отличие от введенных ранее коммутационных функций эти коммутационные функции определяются не только диаграммой управления вентилями коммутатора, но и реальными процессами в системе инвертор—нагрузка, поэтому они не являются наперед заданными функциями времени. Но коль скоро используется понятие коммутационной функции, то в соответствии с (4.18) реакцию инвертора (напряжение u_n) можно определить по (4.20) и (4.23):

$$u_n = \frac{3}{2} \Phi_T u_{ad} = u_A \Phi_a(t) + u_B \Phi_b(t) + u_C \Phi_c(t). \quad (4.27)$$

Дальнейшее практическое преобразование коммутационных функций сводится к выделению основной гармоники. Пример реальной коммутационной функции автономного инвертора тока показан на рис. 4.3. Она представляет собой участок единичной амплитуды длительностью $2/3\pi - \gamma$ и два коммутационных участка длительностью γ . Реальная форма коммутационного участка заменялась треугольной длительностью $2/3\gamma$. Вообще, при определении основной гармоники коммутационной функции всегда можно найти аппроксимирующий участок коммутации — прямоугольный треугольник длительностью не более $\pi/3$, при этом комму-

тационная функция представляет собой трапецию. Основная гармоника при разложении в ряд трапецидальной периодической функции равна:

$$\Phi_T = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} \frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2}, \quad (4.28)$$

где γ — длительность аппроксимирующего коммутационного участка.

При изменении γ от 0 до $\pi/3$ значение Φ_T лежит в пределах $\frac{2}{\pi} \sqrt{3} - \frac{2}{\pi} \sqrt{3} \cdot 0,955$. Это показывает, что влияние коммутационного участка на основную гармонику коммутационной функции несущественно, поэтому практически значение u_n , независимо от длительности работы ключей коммутатора, определяется соотношением $u_n = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} u_{nd}$.

При этом обнаруживается несоответствие изложенному в § 4.5, в котором было показано, что при проводимости ключей коммутатора в течение π (в данном случае при $\gamma = \pi/3$) коммутатор работает в режиме источника напряжения, при котором существует однозначная зависимость между напряжениями на входе и выходе коммутатора. Однако справедливы оба утверждения. Дело в том, что в случае задания входного тока i_n напряжение u_n не является независимой переменной, оно определяется нагрузкой на стороне переменного тока преобразователя.

Например, при $\gamma = \pi/3$ справедливы следующие соотношения: $u_1 = \frac{2}{\pi} u_n$ и $u_n = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} u_{nd}$, откуда следует, что в

этом режиме $u_1 = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} u_{nd}$, здесь u_1 — основная гармоника напряжения на выводах переменного тока коммутатора.

В результате получили, что для реального коммутатора режим работы (источник напряжения или тока) и соответственно уравнения преобразователя определяются режимом задания входной величины (напряжения u_n или тока i_n) и связанным с этим характером силового фильтра в звене постоянного тока. Длительность замкнутого состояния ключей не является определяющей.

Таким образом, устройства принудительной коммутации автономного инвертора тока не влияют на основные соотношения, характеризующие процессы в системе. Имеется в виду режим работы, при котором аномальные коммутационные процессы, рассмотренные в § 4.1, не проявляются.

Для построения практических систем управления с реальными автономными инверторами важно уметь выделять коммутационную функцию инвертора, которая уже не может определяться по алгоритмам управления, так как не связана жестко с управляющими импульсами.

На основании изложенного материала предлагается следующий порядок определения коммутационной функции (см. рис. 4.3, а, б):

1) коммутационная функция представляется в виде прямоугольников единичной амплитуды длительностью $2/3\pi$;

2) фронт коммутационной функции определяется в момент равенства тока фазы половинному значению тока i_n .

Данный способ определения коммутационной функции учитывает временной сдвиг коммутации тока в фазах двигателя относительно управляющих импульсов ($t_1 + 2/3t_2$) в результате функционирования устройства принудительной коммутации.

Но не только в этом проявляется отличие реального инвертора тока от идеализированного. Конденсаторы устройства принудительной коммутации являются накопителями энергии и, следовательно, должны учитываться в динамических режимах. Участие конденсаторов в переходном процессе можно представить следующим образом. В межкоммутационный период ток i_n протекает по цепи постоянного тока и двум последовательно включенным фазам нагрузки. В период коммутации в цепь последовательно включается батарея конденсаторов с напряжением U_{Cmax} , батарея перезарядается и выходит из работы с напряжением, определяемым по формуле (4.1), в которую необходимо подставить текущие значения e_2 и i_n . Рассматривая переходные процессы, время которых больше периода коммутации, можно считать ток i_n и ЭДС e_2 неизменными во время коммутации, при этом энергия батарей конденсаторов при выходе батареи из работы является функцией текущего состояния системы.

Таким образом, с энергетической точки зрения участие конденсаторов в работе системы заключается в том, что в определенные моменты времени, отстоящие друг от друга на $2/3(\pi/\omega)$, батарея конденсаторов включается последовательно в цепь и обменивается с ней энергией таким образом, что энергия батареи приводится в соответствие с текущим состоянием системы во время включения. Коммутирующие конденсаторы анодной и катодной групп работают аналогично с временным сдвигом $\pi/3\omega$. Так как в течение переходного процесса имеет место многократное

число коммутаций, дискретностью процессов пренебрегаем, а энергию коммутирующих конденсаторов считаем непрерывной функцией состояния системы. Энергия коммутирующих конденсаторов в межкоммутационный период равна $W=2Cu^2_{Cmax}$. Выражение для двигательной нагрузки определяем по (4.1), заменяя $\sqrt{6}e_2 \sin \varphi_2$ выражением $\sqrt{3}e_{2q}$, где e_{2q} — проекция вектора \vec{e}_2 на мнимую ось в системе координат \vec{i}_1 . Изменение энергии коммутирующих конденсаторов при переходных процессах учитываем введением про- тиво-ЭДС на выводах постоянного тока инвертора u_{CII} :

$$\begin{aligned} u_{CII} &= \frac{1}{i_n} \frac{dW}{dt} = 4C \frac{u_{Cmax}}{i_n} \frac{du_{Cmax}}{dt} = \\ &= 4C \left(\sqrt{3} \frac{e_{2q}}{i_n} + \sqrt{\frac{4X_1'}{3\omega_n C}} \right) \left(\sqrt{3} \frac{de_{2q}}{dt} + \sqrt{\frac{4X_1'}{3\omega_n C}} \right) \frac{dt_n}{dt} = \\ &= 4C \left(\frac{6}{\pi} \frac{e_{2q}}{i_1} + \sqrt{\frac{4X_1'}{3\omega_n C}} \right) \left(\frac{6}{\pi} \frac{de_{2q}}{dt_1} + \sqrt{\frac{4X_1'}{3\omega_n C}} \right) \frac{dt_n}{dt}. \quad (4.29) \end{aligned}$$

По форме записи (4.29) коммутирующие конденсаторы заменяем эквивалентной катушкой индуктивности, индуктивность которой в соответствии с (4.29)

$$L_c = 4C \left(\frac{6}{\pi} \frac{e_{2q}}{i_1} + \sqrt{\frac{4X_1'}{3\omega_n C}} \right) \left(\frac{6}{\pi} \frac{de_{2q}}{dt_1} + \sqrt{\frac{4X_1'}{3\omega_n C}} \right). \quad (4.30)$$

В звене постоянного тока преобразователя частоты с автономным инвертором тока содержится сглаживающий реактор, индуктивность которого больше индуктивности L_c . Поэтому наличие устройств принудительной коммутации автономного инвертора тока не вызывает особенностей в протекании переходных процессов.

Глава пятая

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

5.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Задачей электропривода является управление механическим движением. Момент — это основополагающий параметр механического движения, определяющий ускорение, скорость, положение объекта регулирования. Среди различных возможных принципов классификации автоматизированных асинхронных электроприводов будет принят тот,

который характеризует особенности управления моментом асинхронного двигателя с помощью преобразователей частоты.

Момент любого типа электрической машины возникает в результате взаимодействия обмотки, обтекаемой током, с полным потоком, связанным с данной обмоткой. Для асинхронного двигателя был получен ряд выражений для момента, из которых для последующего рассмотрения существенными являются следующие два выражения:

$$\mu = \frac{X_0}{X_2} [\bar{\Psi}_2 \times \bar{i}_1]; \quad \mu = [\bar{\Psi}_1 \times \bar{i}_1].$$

Момент определяется в равной степени потоком и током. Однако в подавляющем большинстве случаев регулируемых приводов при любом типе двигателя управление моментом осуществляется током. Поток как более инерционную величину, ограниченную сверху условиями насыщения магнитной системы, в процессе работы поддерживают неизменным или изменяют по сравнению с током в значительно более узких пределах, причем не для регулирования момента, а для улучшения использования силового оборудования привода (двигателя и преобразователя). В автоматизированном приводе постоянного тока управление электромагнитными процессами в двигателе осуществляется двумя системами: потока и тока якоря. Это же относится и к асинхронному электроприводу.

В качестве первого классификационного признака систем частотного управления асинхронным двигателем выделим потокоцепление Ψ_1 или Ψ_2 . Потокоцепление может поддерживаться постоянным или регулироваться. Управление потокоцеплением Ψ_1 базируется на следующих соотношениях [(см. (2.49)]:

$$p\Psi_1 = u_{11d} - i_{11d}r_1;$$

$$\alpha_{01}\Psi_1 = u_{11q} - i_{11q}r_1.$$

Из данных формул вытекает условие: при $i_1 r_1 \ll u_1$ условию $\Psi_1 = \text{const}$ соответствует пропорциональное изменение амплитуды напряжения и частоты.

Управление потокоцеплением Ψ_2 было рассмотрено в § 3.1. Амплитуда потокоцепления ротора определяется проекцией тока статора на вещественную ось в системе координат $\bar{\Psi}_2$. Условию $\Psi_2 = \text{const}$ соответствует $i_{12d} = \text{const}$. Кроме того, при $\Psi_2 = \text{const}$ ЭДС, индуцируемая в обмотке статора потоком ротора, пропорциональна частоте

$$e_2 = \frac{X_0}{X_2} \alpha_{02} \Psi_2.$$

При решении задачи управления моментом двигателя потокосцепление рассматривается как заданная величина, а момент регулируется изменением проекции тока статора на мнимую ось в системе координат, соответствующей принятому потокосцеплению $\bar{\Psi}_1$ или $\bar{\Psi}_2$. Указанное управление током статора осуществляется изменением скольжения. Следовательно, параметром управления моментом асинхронного двигателя выступает скольжение.

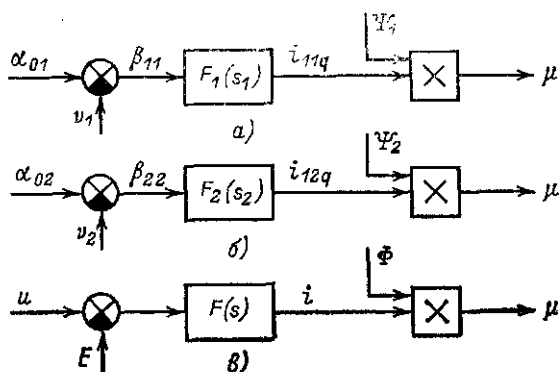


Рис. 5.1. Структурные схемы управления моментом: асинхронного двигателя при $\bar{\Psi}_1 = \text{const}$ (а); асинхронного двигателя при $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$ (б); двигателя постоянного тока (в).

Простейшие структурные схемы управления моментом асинхронного двигателя показаны на рис. 5.1. Там же для сравнения приведена структурная схема управления моментом двигателя постоянного тока.

Вторым классификационным признаком систем управления асинхронным двигателем принимается способ управления скольжением. Используются следующие варианты.

1. Изменяется непосредственно частота преобразователя независимо от электромагнитных процессов в двигателе, а скольжение формируется как разность частоты соответствующего потокосцепления и частоты вращения ротора. В приводе постоянного тока аналогичный способ управления заключается в независимом регулировании напряжения на выводах двигателя.

2. Частота потокосцепления устанавливается такой, что автоматически получается заданное скольжение. Если задано значение β и известна скорость v , то может быть вычислена необходимая частота $\alpha = \beta + v$, которая реализуется соответствующим управлением выходной частотой пре-

образователя. Для данного варианта управления скольжением необходим датчик частоты вращения двигателя.

3. На вход устройства управления частотой преобразователя подается выходной сигнал замкнутой системы управления моментом двигателя. При этом частота автоматически устанавливается такой, при которой получается скольжение, соответствующее заданному моменту. Для данного варианта управления скольжением необходим датчик момента двигателя.

4. Во всех предыдущих вариантах формирования скольжения использовалось специальное устройство для задания частоты преобразователя. В данном варианте управление частотой преобразователя базируется на измерении фактической частоты потокосцепления $\bar{\Psi}_2$, а величина β_2 управляется изменением составляющей тока i_{12q} , т. е. $\Psi_2 \beta_2 = i_{12q} X_0$. Это так называемый принцип ориентации по полю двигателя.

Таким образом, мы рассмотрели на уровне общих рассуждений варианты двух основополагающих систем управления: потокосцеплением двигателя и моментом (током, скольжением). При этом использовались такие понятия, как скольжение в системе координат потокосцепления, частота потокосцепления, проекции тока статора в системе координат потокосцепления. В то же время фактическими управляющими воздействиями являются частота и амплитуда напряжения (тока) статора. Поэтому в реальных системах частотно-управляемых электроприводов имеются дополнительные решающие и регулирующие устройства, обеспечивающие преобразование величин, определяющих потокосцепление и момент двигателя, в сигналы задания амплитуды и частоты напряжения (тока), а также устройства управления, обеспечивающие качественную обработку данных сигналов. Причем указанные устройства автоматического управления в значительной степени определяются типом преобразователя частоты. Следующим классификационным признаком системы будет тип преобразователя частоты.

Если рассматривать три основных типа преобразователя частоты и вводить подразделение на приводы с однозонным ($\Psi = \text{const}$) и двухзонным ($\Psi = \text{var}$) управлением при $v > v_{\text{ном}}$, то общее число структур систем частотного управления моментом достигнет 48. Вряд ли все они целесообразны. Ниже будут описаны рациональные, с точки зрения автора, структуры, и, по возможности, обосновано данное мнение.

На следующем, более высоком уровне управления механическим движением классификация приводов определяется эксплуатационными характеристиками и не является специфичной для асинхронных частотно-управляемых электроприводов, например, с использованием регулятора частоты или регулятора скорости (аналог приводов постоянного тока с регулятором ЭДС и регулятором скорости), реверсивных, нереверсивных, с рекуперативным и динамическим торможением, однодвигательных, двухдвигательных с выравниванием нагрузки, многодвигательных и т. д.

В настоящей книге рассматриваются в основном только варианты структур управления моментом, при этом привод предполагается однодвигательным, с рекуперативным торможением и регулятором частоты или скорости.

5.2. НЕКОТОРЫЕ ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ ПО СИНТЕЗУ РЕГУЛЯТОРОВ

Общий подход к построению управляющих систем для частотно-управляемого асинхронного электропривода такой же, как и для автоматизированного привода постоянного тока, и заключается в следующем: по уравнениям электромагнитных процессов в двигателе, в частности по передаточным функциям (см. гл. 3), и электромеханических процессов в приводе составляются структурные схемы, которые дополняются структурными схемами регуляторов, обеспечивающих на принципе отрицательной обратной связи последовательную обработку основных координат движения системы. Это так называемое подчиненное регулирование параметров [22]. При реализации систем управления используется та же элементная база, что и для привода постоянного тока: регуляторы на основе операционных усилителей, датчики тока, напряжения, аналоговые и импульсные датчики частоты вращения, преобразователи аналогового сигнала в импульсный, множителе-делительные устройства и др. В то же время имеется ряд устройств (датчиков), специфичных для привода переменного тока. Это устройства моделирования электромагнитных процессов в двигателе и устройства преобразования координат.

Принцип построения устройств моделирования основан на:

1) измерениях тока и напряжения на выводах двигателя и определении ЭДС статора, обусловленной потокоцеплением Ψ_1 , по выражению

$$\bar{e}_1 = \bar{u}_1 - \bar{i}_1 r_1$$

(схема выделения ЭДС e_1 показана на рис. 1.8);

2) вычислении потокосцепления $\bar{\Psi}_1$ путем интегрирования получаемой ЭДС \bar{e}_1 , так как

$$\bar{e}_1 = p\bar{\Psi}_1;$$

3) определении ЭДС статара, наводимой потокосцеплением Ψ_2 по выражению

$$\bar{e}_2 = \bar{u}_1 - \bar{i}_1 r_1 - X'_1 p \bar{i}_1$$

(устройство выделения ЭДС e_2 показано на рис. 1.8);

4) получении потокосцепления $\bar{\Psi}_2$ путем интегрирования ЭДС \bar{e}_2 , так как

$$\bar{e}_2 = \frac{X_2}{X_2} p \bar{\Psi}_2.$$

По фазным токам i_A, i_B, i_C , напряжениям u_A, u_B, u_C , ЭДС e_{1A}, e_{1B}, e_{1C} и e_{2A}, e_{2B}, e_{2C} , потокосцеплениям $\Psi_{1A}, \Psi_{1B}, \Psi_{1C}$ и $\Psi_{2A}, \Psi_{2B}, \Psi_{2C}$ можно найти проекции соответствующего результирующего вектора на ортогональные оси в неподвижной системе координат (см. § 2.1). Для этого используются суммирующие усилители. Вещественную ось системы координат совмещаем, например, с осью фазы A :

$$i_{10d} = i_A, \quad i_{10q} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c)$$

и т. д.

На основании (2.14) и (2.15) определяются проекции любого вектора в системе координат, связанной с другим вектором. Например,

$$\bar{i}_{12} = \bar{i}_{10} \bar{\Psi}_{20}^* / \Psi_2$$

или

$$i_{12d} + j i_{12q} = \frac{i_{10d} \Psi_{20d} + i_{10q} \Psi_{20q}}{\Psi_2} + j \frac{i_{10q} \Psi_{20d} - i_{10d} \Psi_{20q}}{\Psi_2}.$$

Для определения вектора в новой системе координат используются умножители, сумматоры и делители.

На структурных схемах приводов блок, осуществляющий указанные измерения и преобразования величин, характеризующих электромагнитные процессы в двигателе, не будет раскрываться и будет обозначаться индексом «1».

В системах подчиненного регулирования параметров синтез регуляторов осуществляется для типовой схемы, показанной на рис. 5.2. Замкнутый контур регулирования с единичной обратной связью содержит регулятор [передаточная функция $P(s)$], аperiodическое звено с малой по-

стоянной T_{min} и аperiodическое (или интегрирующее) звено с большой постоянной T_{max} .

Выходной параметр системы регулирования $X_{вых}$ определяется входным управляющим сигналом $X_{упр}$ и сигналом возмущения $X_{возм}$, а также видом ЛАЧХ разомкнутой системы. Возможны следующие типы асимптотических ЛАЧХ разомкнутой системы.

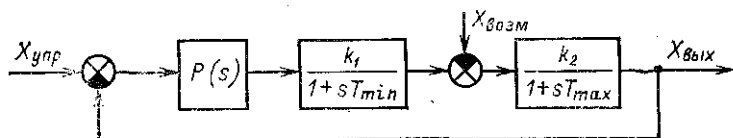


Рис. 5.2. Типовая структурная схема систем подчиненного регулирования параметров.

1. $P(s)=1$, а вместо аperiodического звена с передаточной функцией $k_2/(1+sT_{max})$ введением интегрирующего звена вида k_2/sT_{max} получаем систему с ЛАЧХ типа 1—2 (число цифр определяет число прямолинейных участков с различным наклоном асимптотической ЛАЧХ, а каждая цифра — степень наклона: 0 — отсутствие наклона, 1—20 дБ/дек, 2—40 дБ/дек и т. д.). Характер изменения выходного сигнала при нормированном виде сигналов $X_{упр}$ и $X_{возм}$ определяется отношением T_{max}/T_{min} , а также частотой среза δ_{cp} :

$$\delta_{cp} = k_1 k_2 / T_{max} \text{ при } T_{min} k_1 k_2 / T_{max} < 1$$

и $\delta_{cp} = \sqrt{k_1 k_2 / T_{min} T_{max}}$ при $T_{min} k_1 k_2 / T_{max} > 1$.

2. К системе с ЛАЧХ типа 1—2 приходим в случае аperiodического звена с передаточной функцией $k_2/(1+sT_{max})$ и при использовании пропорционально-интегрального регулятора. Передаточная функция регулятора принимается такой, чтобы обеспечить $\delta_{cp} = 1/2T_{min}$, а отношение нижней сопрягающей частоты к частоте среза равно 2, т. е.

$$P(s) = \frac{1}{2T_{min} k_1 k_2} \frac{1 + sT_{max}}{s}$$

Синтез регулятора по указанному принципу носит название технического или модульного оптимума. Он обеспечивает высокое качество и быстродействие обработки управляющего сигнала в форме скачка. В то же время при линейном изменении сигнала управления в системе с ЛАЧХ типа 1—2 наблюдается установившаяся скоростная ошибка.

3. Если апериодическое звено с передаточной функцией $k_2/(1+sT_{max})$ заменяется интегрирующим k_2/sT_{max} , то при синтезе по техническому оптимуму получаем пропорциональный регулятор с передаточной функцией вида

$$P(s) = T_{max}/2T_{min}k_1k_2.$$

4. Установившаяся скоростная ошибка отсутствует в системах с ЛАЧХ типа 2—1—2, которая получается при наличии интегрирующего звена с передаточной функцией k_2/sT_{max} и пропорционально-интегрального регулятора вида

$$P(s) = \frac{T_{max}n}{m^2T_{min}^2k_1k_2} \frac{1 + s\frac{m}{n}T_{min}}{s},$$

где m — отношение верхней сопрягающей частоты, равной $1/T_{min}$, к частоте среза; n — отношение нижней сопрягающей частоты к частоте среза.

При $n \rightarrow 0$ приходим к системе класса 1—2, при $n < 0,25$ система класса 2—1—2 близка к системе класса 1—2 по динамическим свойствам, за исключением установившейся скоростной ошибки, т. е. при $m=2$ и $n < 0,25$ реакция системы на скачок задания примерно такая же, как при синтезе регулятора по техническому оптимуму.

Для уменьшения влияния на выходной сигнал $X_{вых}$ возмущающего воздействия параметры должны иметь оптимальные значения: $m=1,215$ и $n=0,243$ [24].

Подробно связь характера ЛАЧХ разомкнутой системы на динамические характеристики замкнутой приведена в [24, 25].

В последующем в зависимости от конкретных требований к системе регулирования будут рассматриваться пропорционально-интегральные регуляторы, синтезированные по техническому оптимуму либо из условий получения ЛАЧХ типа 2—1—2 при $m=2$ и $n=0,25$ или $m=1,215$ и $n=0,243$.

5.3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЗАДАНИЯ ТОКА i_1 В РЕЖИМЕ $\Psi_2 = \text{const}$

Задача, которая поставлена для решения в настоящей главе, заключается в разработке структур управления частотно-управляемым электроприводом с различными типами преобразователей частоты, обеспечивающими управление моментом асинхронного короткозамкнутого двигателя.

Эта задача в свою очередь распадается на две:

1. Преобразование сигнала задания момента в сигналы управления преобразователем частоты. Например, при использовании инвертора тока необходимы сигналы задания амплитуды и частоты тока статора. При этом, как правило, накладываются дополнительные ограничения. В данном случае $\Psi_2 = \text{const}$;

2. Обеспечение отработки преобразователем сформированных сигналов управления.

В качестве задания момента двигателя может использоваться внешний сигнал, например в системах с регулятором натяжения. Но наиболее часто заданием момента является выходной сигнал регулятора скорости.

В настоящем параграфе рассматривается первая часть задачи для режима $\Psi_2 = \text{const}$. Последнее условие сразу определяет, что уравнения процессов двигателя, используемые для преобразования задания момента в задание ток \bar{i}_1 , должны рассматриваться в системе координат $\bar{\Psi}_2$.

В § 3.4 было показано, что при управлении с поддержанием постоянства Ψ_2 соотношения между величинами, характеризующими процессы в двигателе, такие же, как для установившегося режима. Эти соотношения можно установить с помощью векторной диаграммы, показанной на рис. 5.3:

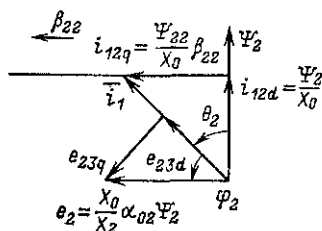


Рис. 5.3. Диаграмма процессов в режиме $\Psi_2 = \text{const}$.

$$\left. \begin{aligned} \mu &= \frac{\Psi_2^2}{X_2} \beta_{22} = \frac{\Psi_2^2}{r_2} \beta_{02}; \\ \bar{i}_{12} &= i_0 \sqrt{1 + \beta_{22}^2} e^{j\theta_{32}} = \frac{\Psi_2}{X_0} \sqrt{1 + \beta_{22}^2} e^{j\theta_{32}}; \\ t_g \theta_{32} &= \beta_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

Из (5.1) следует, что момент двигателя пропорционален скольжению β_{22} , следовательно, скольжение β_{22} должно меняться пропорционально сигналу задания момента. Частота вращения вектора Ψ_2 относительно ротора равна β_{22} , а относительно статора $\omega_0 + r_2 \beta_{22} / X_2$. Частота вращения вектора \bar{i}_1 относительно ротора равна

$$\beta_{22} + d/dt_2 \theta_{32} = \beta_{22} + \frac{d}{dt_2} \arctg \beta_{22}.$$

относительно статора в синхронном масштабе — времени

$$\alpha_{02} = \nu_0 + \frac{r_2}{X_2} \beta_{22} + \frac{r_2}{X_2} \frac{d}{dt_2} \arctg \beta_{22}.$$

При изменении момента частота тока статора дополнительно меняется вследствие изменения угла θ_{32} ; причем это изменение более существенно при малых значениях момента. В области $\beta=0$ формирование момента в динамике обеспечивается не за счет увеличения амплитуды тока, а за счет сдвига вектора тока относительно потокоцепления Ψ_2 . При больших скольжениях изменение момента происходит в основном в результате увеличения амплитуды тока.

Структурная схема формирования задания тока статора по амплитуде и частоте в функции сигнала задания момента $\mu_a \sim \beta_{22}$ показана на рис. 5.4,а. Управлению согласно соотношениям (5.1), записанным в полярных координатах, соответствует схема рис. 5.4,а, по которой регулируются амплитуда вектора и угол θ_{32} . Уравнение тока в полярных координатах используется для инвертора тока, когда регулируются амплитуда и частота тока, а формирование фазных токов осуществляется вследствие функционирования вентильного коммутатора.

В случае НПЧ, используемых в системе, замкнутой по току, осуществляется формирование фазных токов, причем задание фазных токов должно быть синусоидальным. Структурная схема формирования задания тока в полярных координатах показана на рис. 5.4,б. В эту структурную схему в отличие от схемы рис. 5.4,а введены устройство формирования гармонических сигналов ФГС и умножители.

Наряду со схемами формирования сигналов, функции которых заданы в полярных координатах, используются системы формирования сигналов, функции которых заданы в декартовых координатах, основанные на следующих соотношениях (см. рис. 5.3):

$$i_{12d} = \frac{\Psi_2}{X_0}; \quad i_{12q} = \Psi_2 \beta_{22} / X_0; \quad \tg \theta_{32} = \beta_{22} = i_{12q} / i_{12d}. \quad (5.2)$$

Соответствующие структурные схемы показаны на рис. 5.4,в, г. Схема рис. 5.4,г для НПЧ отличается от схемы рис. 5.4,б тем, что выходной сигнал \bar{i}_{10} получаем в виде двух, а не трех проекций согласно соотношению

$$\begin{aligned} i_{10} &= \bar{i}_{12} e^{j\alpha_{02} t} = (i_{12d} + j i_{12q}) (\cos \alpha_{02} t + j \sin \alpha_{02} t) = \\ &= i_{12d} \cos \alpha_{02} t - i_{12q} \sin \alpha_{02} t + j (i_{12q} \cos \alpha_{02} t + i_{12d} \sin \alpha_{02} t). \end{aligned} \quad (5.3)$$

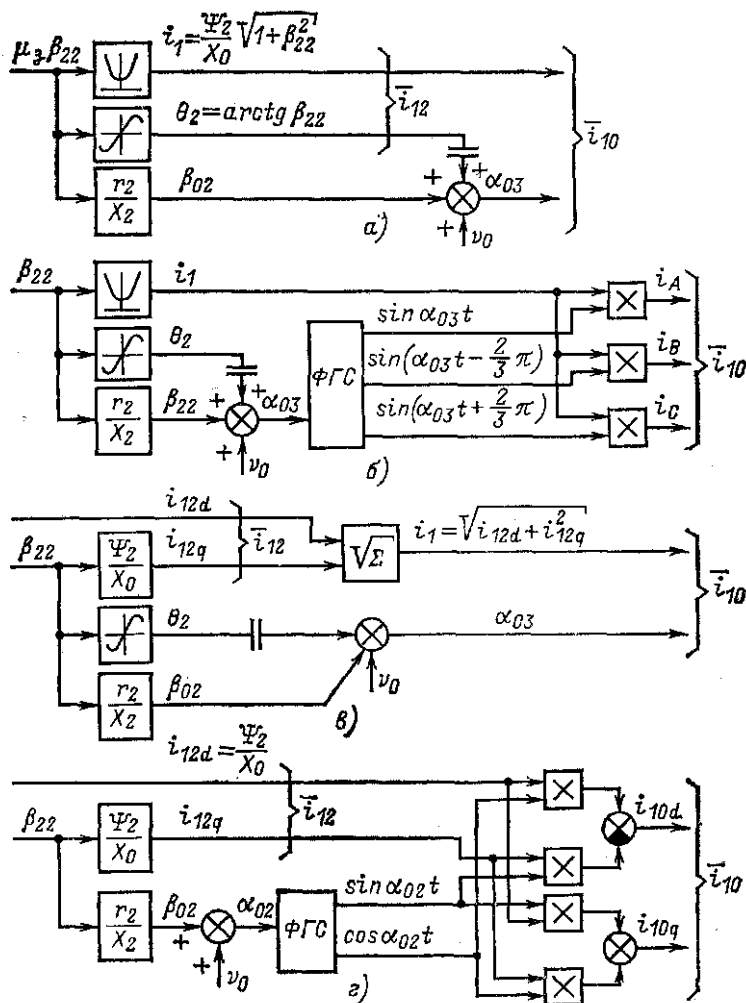


Рис. 5.4. Схемы формирования задания тока статора.

Переход от двух проекций к трем при необходимости осуществляется суммированием сигналов i_{10d} и i_{10q} (см. гл. 2).

Характерной особенностью структурных схем, приведенных на рис. 5.4, а—г, является прямое формирование частоты скольжения в функции сигнала задания момента, а так-

же управление амплитудой тока статора, а не напряжения, поэтому в первую очередь рассматриваются электроприводы, выполненные с использованием преобразователей частоты в режиме источников тока.

5.4. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

В 5.3 определены законы изменения амплитуды вектора тока статора (или его проекций на прямоугольные координаты) и частоты в режиме $\Psi_2 = \text{const}$ при непосредственном управлении скольжением β_{03} в функции выходного сигнала регулятора скорости. Структурная схема электропривода, замкнутого по скорости, показана на рис. 5.5. На

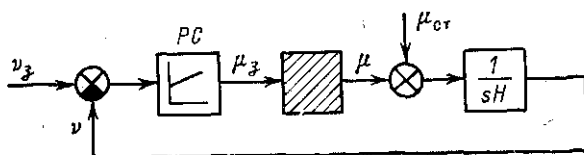


Рис. 5.5. Упрощенная структурная схема электропривода с регулятором скорости.

входе регулятора скорости PC сравниваются сигналы задания v_3 и обратной связи по скорости. Выходной сигнал регулятора скорости является заданием момента двигателя. Заштрихованный квадрат (черный ящик), показанный на рис. 5.5, включающий в себя преобразователь частоты, двигатель, регуляторы тока и частоты, является устройством обработки задания по моменту. Эта обработка не может быть безынерционной, так как черный ящик включает в себя инерционные силовые элементы, а также вентиляные преобразователи, обладающие ограниченной частотой пропускания. Если определить передаточную функцию черного ящика в виде аperiodического звена $\mu_3(s) = 1/(1 + sT_\mu)$, то синтез регулятора скорости может быть выполнен методами, принятыми для систем подчиненного регулирования [22]. В данном параграфе проведем синтез регуляторов тока и частоты с учетом динамических характеристик асинхронного двигателя и преобразователя для обработки задания момента. Для этого ранее задавались амплитуда и частота тока статора. Рассмотрим управление моментом путем обработки преобразователем заданий тока i_1 с помощью внутренних регуляторов.

Рассмотрим структурную схему регулируемого электропривода с автономным инвертором тока (рис. 5.6), основанную на формировании момента двигателя в соответствии со схемой рис. 5.4,а. Выходной сигнал пропорционально-интегрального регулятора скорости PC является зада-

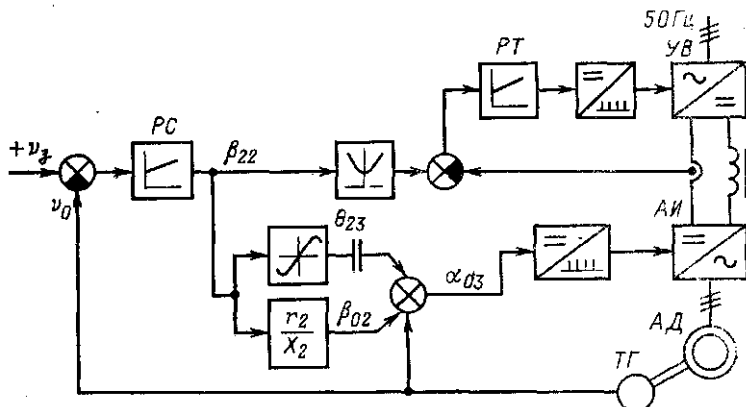


Рис. 5.6. Структурная схема регулируемого электропривода на основе автономного инвертора тока.

нием момента двигателя. Сигнал $\mu_3 \sim \beta_{22}$, преобразованный в функциональном построителе, является заданием амплитуды тока, которое обрабатывается замкнутой системой автоматического управления. Одновременно формируется частота тока статора, причем принцип формирования частоты таков, что скольжение ротора в системе координат $\bar{\Psi}_2$ равно сигналу β_{22} .

Изменение момента двигателя в функции сигнала β_{22} будет определяться качеством обработки во времени заданий амплитуды и частоты тока статора. Здесь автономные инверторы полагаем идеализированными, что предполагает бесконечное число фаз инвертора. При этом коммутационная функция основного выходного параметра (тока) гармоническая и обработка сигнала задания по частоте безынерционная. Таким образом, быстродействие в обработке задания момента будет определяться быстродействием системы регулирования амплитуды тока статора.

Задание амплитуды тока обрабатывается в замкнутой системе, которая показана на рис. 5.7 и следует из рис. 5.6. На рис. 5.7 приняты следующие обозначения: k_v — коэффициент усиления по напряжению управляемого выпрямителя

ля с СИФУ; r_n и X_n — параметры звена постоянного тока; u_n — напряжение на входе инвертора. Внешняя структура такая же, как и для привода постоянного тока, но u_n выражается более сложной функцией, чем противо-ЭДС двигателя постоянного тока, последняя при постоянном потоке определяется только скоростью двигателя. Согласно

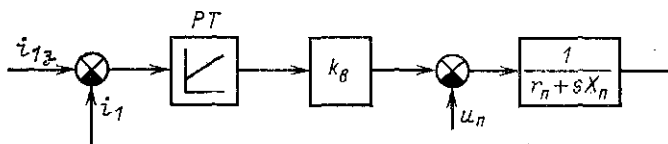


Рис. 5.7. Структурная схема контура регулирования тока.

уравнениям преобразователя в режиме источника тока (см. § 4.5) противо-ЭДС на входе инвертора $u_n = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} u_{13d}$, где u_{13d} — проекция вектора напряжения \bar{u}_1 на вещественную ось, совмещенную с вектором \bar{i}_1 . Это означает, что для дальнейшего рассуждения целесообразно перейти к системе координат, связанной с током \bar{i}_1 . Используя уравнение статорной цепи двигателя (2.49), в системе координат \bar{I}_1 получаем:

$$u_{13d} = r_1 i_1 + pX'_1 i_1 + e_{23d}, \quad (5.4)$$

где

$$e_{23d} = \frac{X_0}{X_2} p\Psi_{23d} - \frac{X_0}{X_2} \alpha_{03} \Psi_{23g}. \quad (5.5)$$

Учитывая выражения для u_n и u_{13d} , получаем:

$$u_n = \frac{18}{\pi^2} r_1 i_1 + \frac{18}{\pi^2} X'_1 p i_1 + \frac{3\sqrt{3}}{\pi} e_{23d}. \quad (5.6)$$

Параметры r_1 и X'_1 можно отнести к звену постоянного тока и рассматривать $r_n + \frac{18}{\pi^2} r_1$, а также $X_n + \frac{18}{\pi^2} X'_1$ как параметры, определяющие электромагнитную постоянную привода, а $\frac{3\sqrt{3}}{\pi} e_{23d}$ — как противо-ЭДС двигателя.

Операторное выражение для противо-ЭДС будем определять, пользуясь передаточными функциями двигателя (см. гл. 3) в системе координат \bar{I}_1 . Ниже производится расчет противо-ЭДС для конкретной системы регулирования (рис. 5.7), характеризующейся одновременным изменением тока и скольжения. При расчете принимается допущение

о том, что фактическая амплитуда тока (а не задание) и скольжение изменяются одновременно по законам, соответствующим постоянству Ψ_2 . Это условие практически выполнимо. Допустим, амплитуда тока при скачке задания меняется по экспоненте с постоянной T_T , а частота, как указывалось выше, меняется мгновенно. Вводя на вход

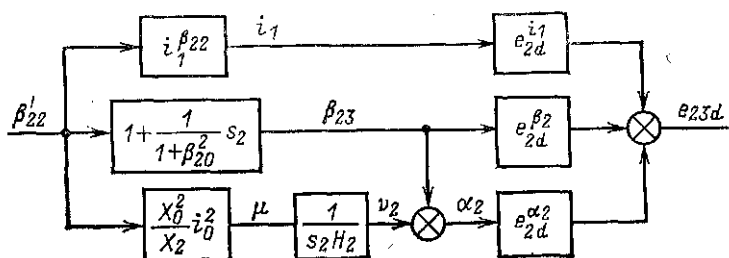


Рис. 5.8. Структурная схема для расчета противо-ЭДС на входе инвертора.

устройств, формирующих скольжение двигателя, апериодическое звено с постоянной T_T , получаем синхронное изменение амплитуды и частоты тока. При этом передаточная функция момента двигателя по отношению к выходному сигналу регулятора скорости будет представлена апериодическим звеном с постоянной T_T (см. § 3.4). Рассматривая сигнал на выходе данного апериодического звена β'_{22} в качестве входного, получаем схему для расчета противо-ЭДС e_{23d} , показанную на рис. 5.8, справедливую для малых изменений задания момента:

$$e_{23d}'(s_2) = i_1^{\beta_{22}} e_{2d}^{i_1}(s_2) + \left(1 + \frac{1}{\beta_{20}^2} s_2\right) [e_{2d}^{\beta_{23}}(s_2) + e_{2d}^{\alpha_2}(s_2)] + \mu^{\beta_{22}}(s_2) \frac{1}{s_2 H_2} e_{2d}^{\alpha_2}(s_2). \quad (5.7)$$

Подставляя в (5.7) выражения для передаточных функций (см. § 3.3), приходим к следующему соотношению:

$$e_{23d}'(s_2) = \frac{i_0 \alpha_0}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}} \frac{X_0^2}{X_2} + \frac{i_0 \beta_{20}}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}} \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + \frac{i_0 \beta_{20}}{\sqrt{1 + \beta_{20}^2}} \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 \mu^{\beta_{22}} \frac{1}{s_2 H_2}. \quad (5.8)$$

Изменение противо-ЭДС на входе инвертора из-за влияния первых двух слагаемых e_{23d} очень существенно при изменении момента в области малых β , когда отработка

момента осуществляется в основном вследствие изменения угла $\varphi_2(\theta_2)$, а не увеличения амплитуды тока, причем воздействуют эти составляющие одновременно с изменением момента.

Противо-ЭДС e_{23d} отрицательно сказывается на быстродействии системы регулирования тока, поэтому для быстродействующих систем ее влияние желательно скомпенсировать. Возможно непосредственное измерение e_{23d} . Фаз

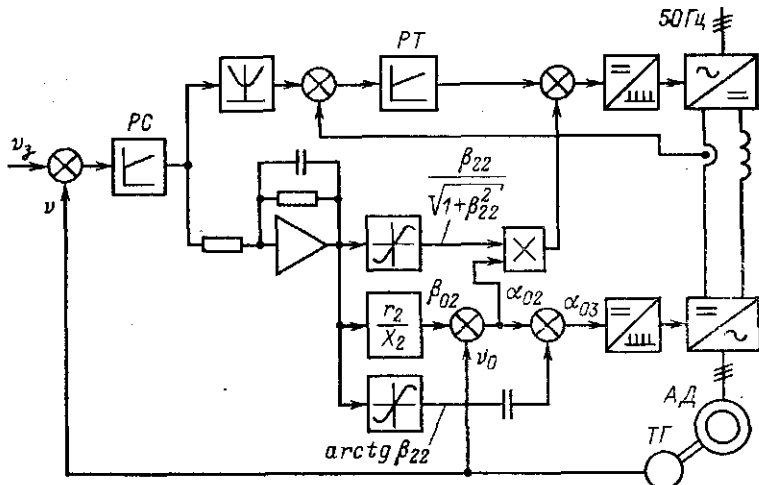


Рис. 5.9. Рабочая структурная схема частотно-управляемого электропривода с автономным инвертором тока.

ные внутренние ЭДС двигателя можно сравнительно просто выделить (см. § 1.5), затем их следует умножить на соответствующие коммутационные функции фазных токов и просуммировать (см. § 4.6). Более просто в плане практической реализации определяется e_{23d} непосредственно в системе регулирования. Согласно векторной диаграмме (см. рис. 5.2)

$$e_{23d} = \alpha_{02} \frac{i_0 X_0^2}{X_2} \sin \theta_2 = \alpha_{02} \frac{i_0^2 X_0^2}{X_2} \frac{\beta_{22}}{\sqrt{1 + \beta_{22}^2}}. \quad (5.9)$$

С учетом приведенных соображений на рис. 5.9 показана структурная схема электропривода с инвертором тока.

При компенсации противо-ЭДС e_{23d} путем подачи сигнала, пропорционального e_{23d} , на вход системы управления выпрямителем синтез регулятора тока осуществляется с учетом только электромагнитной постоянной привода.

Схема рис. 5.9 позволяет получить динамические характеристики привода постоянного тока. Необходимо отметить, что принципиально работоспособная структурная схема рис. 5.9 с учетом неустойчивости параметров двигателя и особенностей динамических характеристик инвертора тока должна быть дополнена специальными корректирующими регуляторами (см. § 5.8).

5.5. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ НПЧ

При использовании НПЧ в качестве усилительного элемента замкнутой системы управления тока необходимо сформировать три гармонических сигнала задания фазных токов. Управляющие сигналы формируются по уравнениям роторной цепи в декартовых координатах. Система управления содержит следующие устройства:

1. Регулятор скорости, выходной сигнал которого является заданием частоты скольжения в системе координат потокосцепления Ψ_2 , а также заданием проекции тока статора по мнимой оси в той же системе координат. Проекция тока статора по вещественной оси задается независимо и остается неизменной, она определяет потокосцепление Ψ_2 .

2. Сумматор частот вращения и скольжения $\alpha_{02} = \nu_0 + \beta_{02}$.

3. Формирователь гармонических сигналов $\sin \alpha_{02}t$ и $\cos \alpha_{02}t$.

4. Формирователь вектора статорного тока в неподвижной системе координат

$$\begin{aligned} \bar{i}_{10} = & (i_{12d} \cos \alpha_{02}t - i_{12q} \sin \alpha_{02}t) + \\ & + j(i_{12d} \sin \alpha_{02}t + i_{12q} \cos \alpha_{02}t) = i_{10d} + j i_{10q}. \end{aligned}$$

Сигналы задания фазных токов можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{10d}; \\ i_B &= -0,5i_{10d} + 0,866i_{10q}; \\ i_C &= -0,5i_{10d} - 0,866i_{10q}. \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

Далее необходимо воспроизвести заданные гармонические сигналы в виде фазных токов двигателя. Эта задача решается использованием замкнутой по фазному току двигателя системы автоматического управления с НПЧ в качестве усилителя. Нагрузкой НПЧ является статорная цепь двигателя (см. рис. 1.3,2), которая представляется в виде сопротивления r_1 , индуктивности X'_1 и противо-ЭДС e_2 ,

обусловленной потокосцеплением Ψ_2 (рис. 5.10). В схеме на рис. 5.10 регулятор тока PT включает в себя и НПЧ с системой управления, последний является простым усилительным звеном. Без учета e_2 синтез параметров регулятора тока с нагрузкой в виде апериодического звена может осуществляться известными методами.

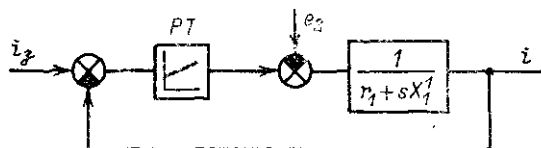


Рис. 5.10. Схема регулирования фазного тока двигателя.

Целесообразность применения пропорционально-интегрального регулятора для отработки переменного тока не очевидна. Но это в том случае, если не учитывать, что лю-

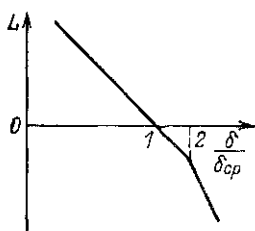


Рис. 5.11. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы регулирования тока, построенной по техническому оптимуму.

бая несимметрия в работе каждого комплекта реверсивного НПЧ может привести к появлению постоянной составляющей в выходном напряжении и токе двигателя, пропорционально-интегральный регулятор исключает возможность появления постоянной составляющей в токе нагрузки. В рассматриваемой системе управления существует задача точного воспроизведения системой входного гармонического сигнала. Одним из вариантов решения данной задачи является установка на входе системы управления током звена с передаточной функцией, обратной передаточной функции замкнутой системы регулирования тока. Например, регулятор тока синтезирован по техническому оптимуму (ЛАЧХ разомкнутой системы показана на рис. 5.11). Передаточная функция разомкнутой системы

$$F_p(s) = \frac{1}{s/\delta_{cp}(1 + s/2\delta_{cp})},$$

а замкнутой

$$F_s(s) = \frac{1}{(s/\sqrt{2}\delta_{cp})^2 + 2s(\sqrt{2} + 1)/\sqrt{2}\delta_{cp}}.$$

При частотах, меньших $0,5\delta_{\text{ср}}$, данное звено может быть аппроксимировано апериодическим звеном с передаточной функцией $1/(1+s/\delta_{\text{ср}})$. При этом компенсация погрешности управления осуществляется установкой на входе дифференцирующего звена первого порядка.

Выходной ток НПЧ определяется не только сигналом задания, но и ЭДС двигателя. При передаточной функции разомкнутой системы $F_p(s)$, изображение тока двигателя имеет вид:

$$i(s) = \frac{i_z(s)F_p(s)}{1+F_p(s)} + \frac{e_2(s)}{sX_1'} \frac{1}{1+F_p(s)}. \quad (5.11)$$

При частоте, равной выходной частоте НПЧ, которая, как минимум, в 2 раза меньше частоты среза разомкнутого контура регулирования тока, составляющая тока, обусловленная ЭДС двигателя, приближенно равна при регуляторе тока, синтезированном по техническому оптимуму,

$$i' = \frac{e_2}{\delta X_1'} \frac{\delta}{\delta_{\text{ср}}}. \quad (5.12)$$

Численное значение $e_2/\delta X_1'$ примерно равно пусковому току двигателя на данной частоте, поэтому составляющая тока i' может достигать половины пускового тока, что совершенно недопустимо с точки зрения точности воспроизведения на выходе НПЧ заданного тока. Отрицательное влияние ЭДС двигателя может быть существенно ослаблено, если на вход системы управления НПЧ подать соответствующий сигнал, который с учетом безынерционности НПЧ в рассматриваемом диапазоне частот компенсирует ЭДС двигателя. Сигнал фазной ЭДС может быть воспроизведен по току двигателя и выходному напряжению (см. § 1.5), но также сформирован системой регулирования. В системе координат $\bar{\Psi}_2 \bar{e}_2 = (p + ja_{02}) \frac{X_0}{X_2} \Psi_2$.

При $\Psi_2 = \text{const}$

$$\bar{e}_2 = j \frac{X_0}{X_2} a_{02} \Psi_2.$$

При переходе к системе координат статора

$$\begin{aligned} \bar{e}_{20} &= j \frac{X_0}{X_2} a_{02} \Psi_2 e^{ja_{02}t} = \\ &= \frac{X_0}{X_2} a_{02} \Psi_2 (-\sin \alpha_{02}t + j \cos \alpha_{02}t) = e_{20d} + je_{20q}. \end{aligned} \quad (5.13)$$

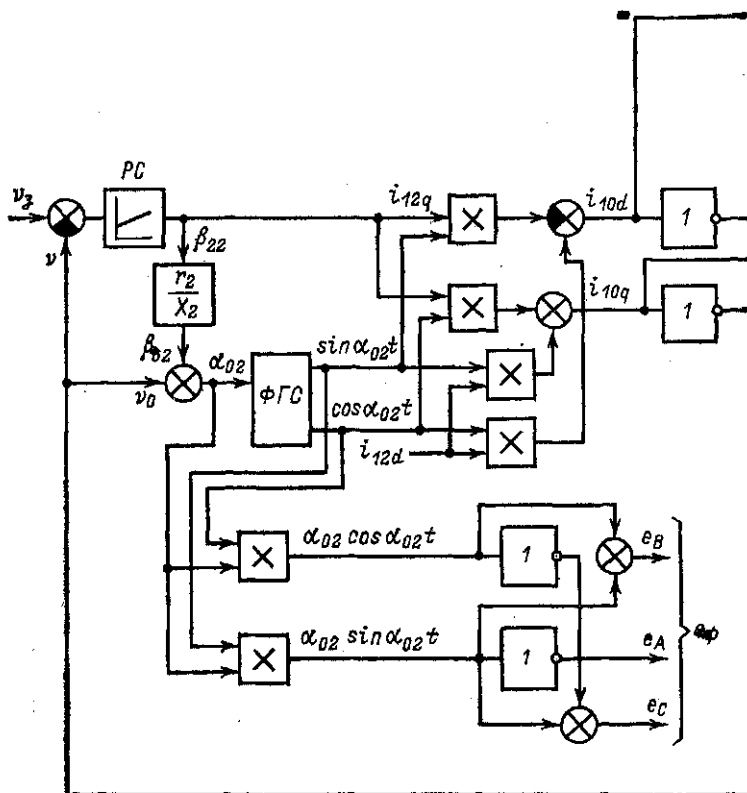
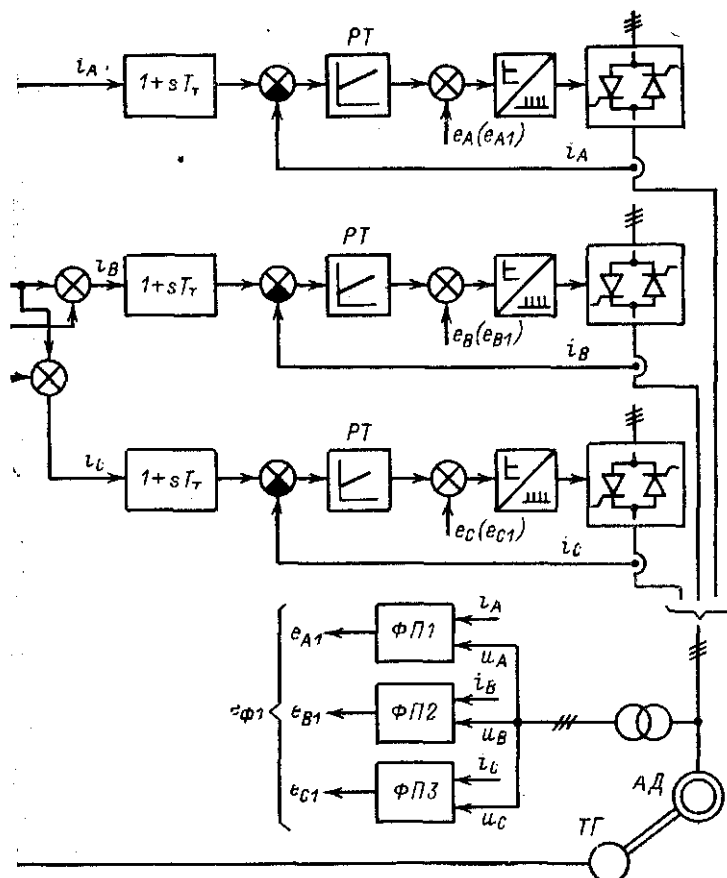


Рис. 5.12. Рабочая структурная схема частотно-управляемого
ФП1 — ФП3 — функциональные

При совмещении вещественной оси системы координат с осью фазы А сигналы задания фазных ЭДС определяются по соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} e_A &= e_{20d}; \\ e_B &= -0,5e_{20d} + 0,866e_{20q}; \\ e_C &= -0,5e_{20d} - 0,866e_{20q}. \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

Из (5.13) и (5.14) следует, что сигналы задания фазных ЭДС определяются по сигналам $\alpha_{02} \sin \alpha_{02}t$ и $\alpha_{02} \cos \alpha_{02}t$, которые формируются системой регулирования. Изложенные принципы построения системы регулирования фазных



Электропривод с НПЧ.
Преобразователи.

Токи реализуются структурной схемой, показанной на рис. 5.12.

На рис. 5.12 показан и другой вариант определения ЭДС двигателя по его токам и напряжениям. Выделенные тем или другим способом сигналы фазных ЭДС вводятся на входы систем управления НПЧ.

При компенсации ЭДС двигателя замкнутый контур регулирования тока содержит регулятор, усилитель (преобразователь) и нагрузку в виде апериодического звена. Синтез регулятора тока целесообразно осуществлять по техническому оптимуму при частоте среза разомкнутого контура для трехфазного мостового НПЧ около 300—400 1/с.

Таким образом, по быстрдействию обработки задания момента привод с НПЧ такой же, как тиристорный привод постоянного тока.

В § 5.4 и 5.5 рассмотрены два варианта одной и той же принципиальной системы управления асинхронного двигателя: для инвертора тока и НПЧ. Отличия, которые при этом установлены в исполнительной части схемы, будут такими же для всех других структур систем управления, которые будут описаны ниже, поэтому при последующем описании систем управления будет приводиться только один вариант преобразователя частоты.

5.6. СУММАТОРЫ ЧАСТОТ

В рассматриваемых примерах структурных схем частотно-управляемых электроприводов используется сумматор частот, который является одним из основных устройств системы управления асинхронным электроприводом с прямым формированием скольжения. Существует несколько

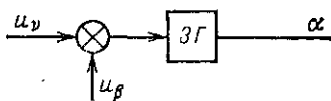


Рис. 5.13. Суммирование аналоговых сигналов на входе задающего генератора.

принципов суммирования двух частот, заданных в потенциальной или импульсной форме.

Суммирование аналоговых сигналов на входе задающего генератора (рис. 5.13). Задающий генератор ЗГ является преобразовате-

лем напряжения (тока) в последовательность импульсов, частота которых пропорциональна входному сигналу. Используя сигнал текущей скорости в виде напряжения тахогенератора, а задание частоты скольжения в виде выходного напряжения регулятора скорости и суммируя их на входе задающего генератора, получаем выходную частоту задающего генератора, равную сумме частот вращения и скольжения. В устройстве, показанном на рис. 5.13, получаем импульсы, соответствующие частоте α_{02} . Если необходима частота α_{03} , на вход задающего генератора ЗГ следует подать еще сигнал $\frac{d}{dt} \arctg \beta_{22}$. Дан-

ный вариант сумматора частот наиболее простой, но он, как правило, не обеспечивает необходимой для практики точности. Допустим, что задались точностью воспроизведения частоты скольжения $10\% \beta_n$. У современных двигателей β_n может составлять примерно 0,01. Это означает, что суммарная погрешность аналогового тахогенератора и за-

дающего генератора во всем диапазоне частот не должна превышать 0,1%. Это очень высокая точность, в то же время для двигателей с номинальным скольжением около 5—10% требования к точности существенно снижаются и данный принцип суммирования частот вполне реализуем.

Выходная частота задающего генератора преобразуется путем деления, пересчета, логических операций в управляющие импульсы автономного инвертора тока, а для НПЧ — в гармонические функции времени.

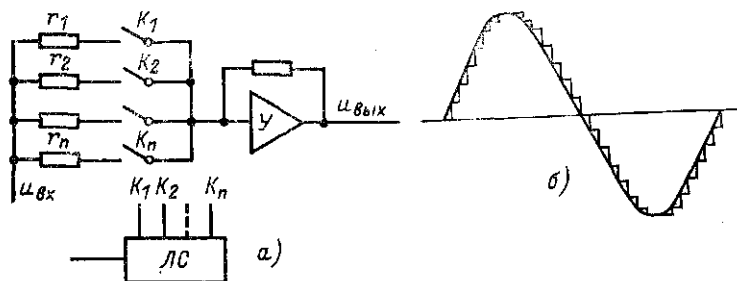


Рис. 5.14. Формирователь гармонического сигнала.
а — структурная схема; б — форма выходного сигнала.

Преобразование импульсов в гармонические функции времени осуществляется с помощью устройства, схематически показанного на рис. 5.14,а. На вход логической схемы ЛС поступают импульсы с задающего генератора, на выходе формируются сигналы управления ключами K_1 — K_n , изменяющими входное сопротивление усилителя У. В результате на выходе получаем ступенчатую периодическую функцию времени, основная гармоника которой и является желаемым сигналом (рис. 5.14,б). Число ступеней равно числу импульсов за период выходной частоты, чем больше импульсов, тем ближе выходная функция к гармонической. Анализ формы выходного периодического сигнала и расчет входных сопротивлений устройства рис. 5.14,а производится на основании материала § 2.3, где рассматривался результирующий вектор единичной амплитуды, занимающий k фиксированных равностоящих положений. Проекция данного вектора на координатные оси и является искомой функцией времени.

Сумматор частот, заданных в виде импульсов. Сигналы частот вращения и скольжения, заданные в импульсной форме, суммируются или вычитаются. В результате получается последовательность импульсов, средняя частота ко-

торой равна суммарной или разностной частоте исходных последовательностей без погрешностей.

Недостатком данного способа суммирования частот является неравномерность выходной последовательности импульсов. Влияние данной неравномерности оценим, рассмотрев характер перемещения вектора тока статора относительно ротора при питании двигателя от НПЧ, воспроизводящего без погрешности задание тока. Для управления НПЧ используются синусный и косинусный сигналы, формируемые устройством, показанным на рис. 5.14,а, на вход которого подается суммарная последовательность импульсов.

Синусный и косинусный сигналы в данном случае являются проекциями результирующего вектора, поворачиваю-

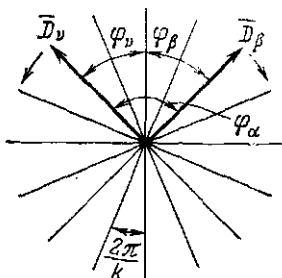


Рис. 5.15. Диаграмма изменения результирующего вектора при импульсном суммировании частот.

(k импульсов за один период частоты скольжения). Угловое перемещение результирующего вектора, суммарной частоты в неподвижной системе координат можно представить как изменение угла между результирующими векторами частоты вращения и скольжения (рис. 5.15). В соответствии с диаграммой (рис. 5.15) $\varphi_a = \varphi_r + \varphi_s$ или в неподвижных осях $\bar{D}_a = \bar{D}_r \bar{D}_s$. При большой разности частот вращения и скольжения вектор \bar{D}_a перемещается синхронно с вектором \bar{D}_s и только в моменты поступления импульса частоты скольжения совершает дополнительное перемещение на угол $2\pi/k$. Таким образом, вектор статорного тока остается неподвижным в пространстве в течение времени $2\pi/kv$, а затем скачком перемещается на угол $2\pi/k$. При этом среднее положение вектора статорного тока относительно ротора остается неизменным, и только с частотой $2\pi/kv$ он перемещается

качком относительно ротора на угол $2\pi/k$. Дадим количественную оценку рассматриваемому неравномерному движению вектора статорного тока. В соответствии с (2.21) результирующие векторы \bar{D}_α и \bar{D}_β могут быть представлены в виде гармонического ряда (полагаем для упрощения, что в момент начала отсчета они одновременно оказались в одном положении):

$$\left. \begin{aligned} \bar{D}_\alpha &= \frac{\sin(\pi/k)}{\pi/k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{km+1} e^{j(km+1)\alpha t}; \\ \bar{D}_\beta &= \frac{\sin(\pi/k)}{\pi/k} \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \frac{1}{km_1+1} e^{j(km_1+1)\beta t}, \end{aligned} \right\} \quad (5.15)$$

Тогда

$$\bar{D}_\alpha = \left(\frac{\sin(\pi/k)}{\pi/k} \right)^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \frac{e^{j[(km+1)\alpha + (km_1+1)\beta]t}}{(km+1)(km_1+1)}. \quad (5.16)$$

В таблице приведены полученные по (5.16) относительные амплитуды и частоты гармонических составляющих, близких к основной, в системе координат статора и равномерно вращающегося ротора.

Значения m, m_1	Частота в системе координат статора	Амплитуда	Частота в системе координат ротора
0 1	$\alpha + k\beta$	$\frac{1}{k+1}$	$\beta + k\beta$
0 -1	$\alpha - k\beta$	$\frac{1}{k-1}$	$\beta - k\beta$
1 0	$\alpha + k\gamma$	$\frac{1}{k+1}$	$\beta + k\gamma$
-1 0	$\alpha - k\gamma$	$\frac{1}{k-1}$	$\beta - k\gamma$

По данным, приведенным в таблице, могут быть сделаны следующие выводы.

При $\alpha = k\beta$ и $\nu = \beta/k$ имеет место постоянное подмагничивание отдельных участков магнитной системы машины, в первом случае статора, во втором случае ротора. Но, так как это постоянные составляющие тока, а не напряжения, причем ограниченной амплитуды, то при большом k ($k > 20$) отрицательное влияние их несущественное.

В моменте двигателя будут содержаться гармонические составляющие порядка $k\beta$ и $k\nu$, амплитуда которых пропорциональна отношению Ψ_{2i1}/k . При малых скоростях независимо от скольжения и при малых скольжениях независимо от скорости из-за гармонических моментов малой частоты возможны колебания скорости двигателя.

Отрицательный эффект дискретности системы формирования задания частоты тока будет тем меньше, чем больше k . При $k \rightarrow \infty$ приходим к суммированию аналоговых сигналов. Как показала практика, достаточным условием качественной работы привода является $k > 50$.

Выходные сигналы устройства импульсного суммирования используются либо для формирования гармонических сигналов в случае НПЧ, либо в качестве тактовых сигналов системы управления автономным инвертором. Для трехфазного мостового преобразователя частота тактовых сигналов в 6 раз выше выходной частоты инвертора. Поэтому на выходе устройства суммирования частот устанавливается делитель частоты на $k/6$. При применении автономных инверторов число k должно быть кратно 6.

Цифроаналоговое суммирование частот. Суммирование аналоговых сигналов на входе задающего генератора отличается простотой реализации, возможностью получения желаемой кратности генерируемых сигналов по отношению к выходной частоте преобразователя, равномерностью следования импульсов. Недостатком такого суммирования является невысокая точность, которая может быть повышена при использовании цифрового корректора. К цифровому корректору, как правило, не предъявляются высокие требования по динамике, поскольку он предназначен для компенсации медленно меняющихся возмущающих воздействий в задающем генераторе и тахогенераторе, таких как временная и тепловая нестабильности, механический износ и др. Невысокие требования по быстродействию обеспечивают возможность использования для цифрового корректора импульсов частоты вращения малой кратности.

Тригонометрическое суммирование частот. Высокое качество суммирования двух частот может быть получено, если частоты вращения и скольжения заданы в виде про-

ций соответствующих результирующих векторов. Действительно,

$$\bar{D}_\alpha = \bar{D}_\alpha \bar{D}_\beta = (\bar{d}_\alpha + j q_\alpha) (d_\beta + j q_\beta) = d_\alpha d_\beta - q_\alpha q_\beta + j (d_\alpha q_\beta + q_\alpha d_\beta). \quad (5.17)$$

Данная формула соответствует известным тригонометрическим соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha t &= \cos (\nu + \beta) t = \cos \nu t \cos \beta t - \sin \nu t \sin \beta t, \\ \sin \alpha t &= \sin (\nu + \beta) t = \sin \nu t \cos \beta t + \sin \beta t \cos \nu t. \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

Сигналы d_α и q_α могут быть получены с помощью датчика углового положения вала. В качестве датчика углового положения может быть использован сельсин, обмотка возбуждения которого подключена к источнику повышенной частоты так, что амплитуда напряжения на обмотках сельсина определяется угловым положением обмотки и мало зависит от частоты вращения вала. Напряжение выходной обмотки сельсина подается на фазочувствительный выпрямитель с фильтром, напряжение на выходе последнего пропорционально синусу угла поворота вала. С помощью двух или трех выходных обмоток сельсина получаем синусный и косинусный сигналы углового положения вала двигателя.

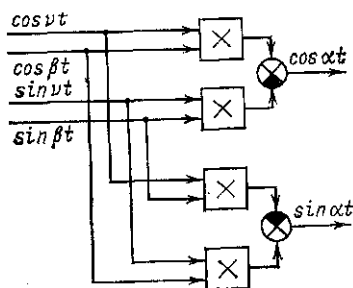


Рис. 5.16. Устройство тригонометрического суммирования двух гармонических функций.

Гармонические сигналы частоты скольжения формируются с помощью устройств, аналогичных показанному на рис. 5.14,а, причем в данном случае значение величины k может быть принято сколь угодно большим, так как импульсы частоты скольжения получают с помощью задающего генератора. На вход задающего генератора подается сигнал β_{22} , если необходимо определить частоту α_{02} . На рис. 5.16 показана структурная схема устройства тригонометрического суммирования частот.

Недостатком описанного устройства является использование в качестве датчика углового положения вала электрической машины. Принципиально датчик углового положения вала, обеспечивающий приемлемое качество гармо-

нической функции, может быть выполнен импульсным при большом k или на основе импульсного и аналогового датчиков частоты вращения.

Механическое суммирование частот. В [4] описано устройство суммирования двух частот с помощью механического дифференциала, один вал которого связан с валом асинхронного двигателя, а второй вал приводится во вращение исполнительным приводом, управляемым выходным сигналом регулятора скорости.

Все рассмотренные устройства суммирования частот используются на практике. Наиболее перспективными по качеству работы, простоте исполнения, а также с учетом возможности использования современных импульсных датчиков частоты вращения, обеспечивающих единицы и десятки тысяч импульсов на оборот вала, являются устройства импульсного суммирования частот.

Общим недостатком рассмотренных электроприводов является наличие датчика частоты вращения. Поэтому перспективны варианты систем регулирования, приведенные в § 5.7 и 5.9.

5.7. УПРАВЛЕНИЕ ТОКОМ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ОТСУТСТВИИ РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ

Частотно-управляемый асинхронный электропривод, разомкнутый по скорости, находит наиболее широкое применение. Управление частотой вращения указанного электропривода осуществляется изменением частоты преобразователя, при этом момент двигателя определяется фактическим скольжением. Рассмотрим задачу управления током двигателя при питании его от источника тока и выполнении условия $\Psi_2 = \text{const}$, при этом $e_2 \equiv \alpha_{02}$ (рис. 5.3).

Регуляторы разомкнутого по скорости асинхронного электропривода приведены на структурной схеме рис. 5.17. Она подобна структурной схеме привода постоянного тока с регулятором ЭДС (рис. 5.18). Передаточные функции $e_2^I(s_2)$ и $e_{23d}^I(s_2)$ выражают зависимость от тока амплитуды ЭДС e_2 и проекции ЭДС на вектор тока $\vec{i}_1 - e_{23d}$ с учетом уравнения механического движения. Они получены по передаточным функциям двигателя (см. § 3.3) с учетом структурной схемы (рис. 3.1). По виду передаточных функций можно заключить, что аналогия с приводом постоянного тока чисто внешняя. Передаточная функция $e_2^I(s_2)$ определяется не только параметрами двигателя и привода, но и параметрами режима работы.

Создание электропривода на основе современных двигателей с малым скольжением по структурной схеме рис. 5.17, качественно работающего в широком диапазоне изменения частот и нагрузок, задача нереальная. Не вдаваясь в подробный математический анализ структурной схемы рис. 5.18, можно показать, почему это так. Система регулирования электропривода постоянного тока с регулятором ЭДС и подчиненным регулятором тока предполагает независимое управление потоком возбуждения. Это же требование инвариантности потока при изменениях режима работы двигателя является первым и основным для качественного управления моментом двигателя, оно принято во всех ранее рассмотренных структурах систем управления. В случае электропривода по структурной схеме рис. 5.17 управ-

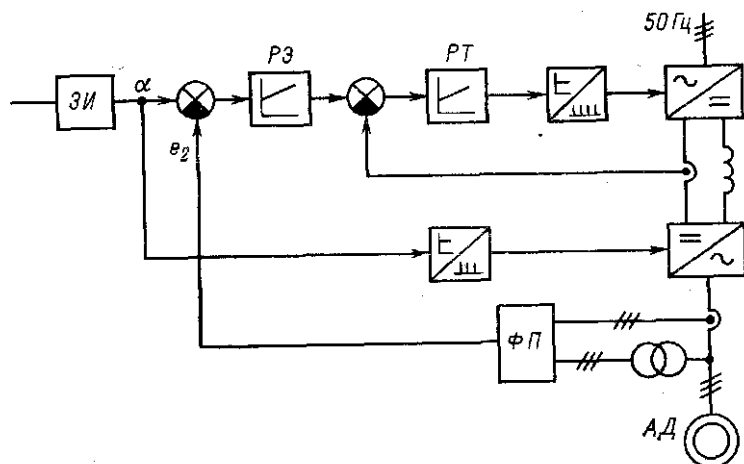


Рис. 5.17. Структурная схема асинхронного электропривода с регулятором ЭДС.

ЗИ — задатчик интенсивности; РЭ — регулятор ЭДС; РТ — регулятор тока; ФП — функциональный преобразователь; АД — асинхронный двигатель.

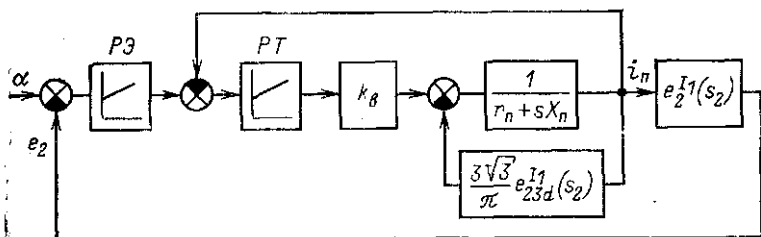


Рис. 5.18. Структурная схема электропривода постоянного тока с регулятором ЭДС.

ление током i_1 осуществляется в функции изменения ЭДС e_2 , которое является следствием изменения прежде всего потокосцепления Ψ_2 , частота тока задается независимо.

Таким образом, в рассматриваемом электроприводе при неустановившихся процессах потокосцепление Ψ_2 меняется по амплитуде, что вызывает изменение задания тока i_1 , причем ток i_1 отрабатывается с запаздыванием относительно изменения Ψ_2 . Кроме того, взаимное положение $\bar{\Psi}_2$ и \bar{i}_1 не формируется согласно диаграмме рис. 5.3, а устанавливается неконтролируемо, в соответствии с электромагнитными процессами в двигателе.

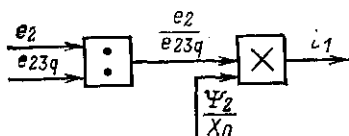


Рис. 5.19. Формирование амплитуды тока.

Для качественной работы асинхронного двигателя необходимо соблюдение во всех режимах соотношения между векторами $\bar{\Psi}_2$ и \bar{i}_1 , соответствующего векторной диаграмме рис. 5.3. При наличии обратной связи по скорости осуществляется формирование скольжения двигателя, одновременно с изменением β_{22} меняется ток \bar{i}_1 . Однако скольжение β_{22} не является единственным параметром двигателя, в функции которого можно формировать ток двигателя согласно диаграмме рис. 5.3. В качестве такого параметра может быть принят угол θ_2 или угол φ_2 при $\Psi_2 = \text{const}$ $\theta_2 + \varphi_2 = \pi/2$. Основные соотношения в функции угла φ_2 следующие:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{i_{12d}}{\sin \varphi_2} = \frac{\Psi_2}{X_0} \frac{1}{\sin \varphi_2} = \frac{\Psi_2}{X_0} \frac{1}{\cos \theta_2}; \\ e_{23d} &= e_2 \cos \varphi_2; \\ e_{23q} &= e_2 \sin \varphi_2; \\ i_{12q} &= i_{12d} \operatorname{ctg} \varphi_2. \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

Структурная схема формирования задания амплитуды и частоты тока в полярных координатах, реализующая соотношения (5.19), показана на рис. 5.19. Процессы в системе протекают следующим образом. Задание по частоте является жестким, в результате изменения скорости двигателя, вызванного, допустим, набросом момента нагрузки, меняется скольжение. В функции скольжения меняется угол φ_2 . Изменение φ_2 фиксируется, амплитуда тока i_1 отрабатывается в соответствии с (5.19). При этом в каждый мо-

мент времени проекция тока i_{12d} остается неизменной, чем обеспечивается постоянство потокосцепления Ψ_2 , а в функции скольжения меняется составляющая i_{12q} , определяющая момент двигателя. Эффективность данного закона уп-

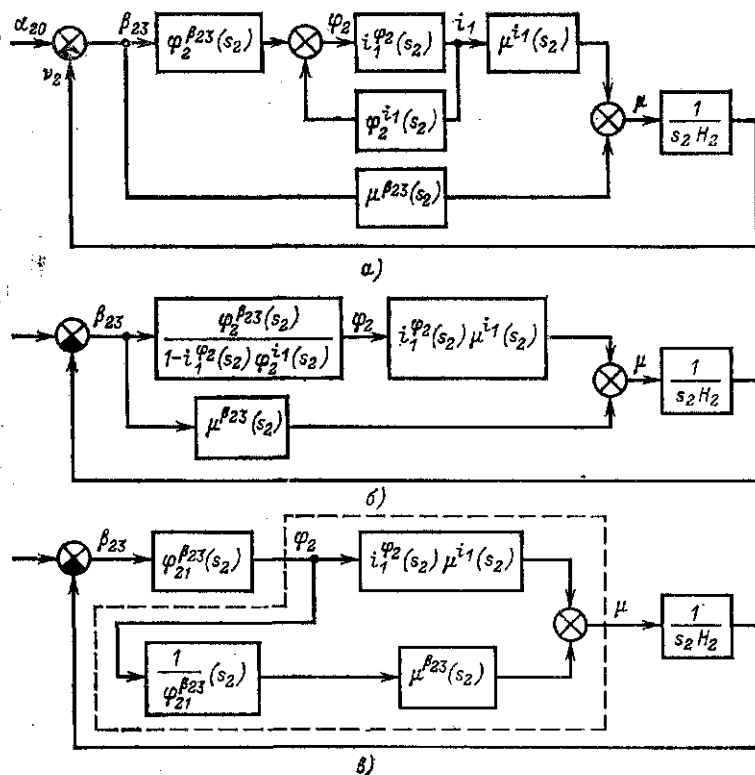


Рис. 5.20. Структурные схемы, отражающие процессы в двигателе при формировании тока.

равления током \bar{i}_1 , полученного путем простых физических рассуждений, проверим более строго, привлекая аппарат передаточных функций.

Структурная схема, отражающая процессы в двигателе при управлении амплитудой тока \bar{i}_1 в функции угла φ_2 , показана на рис. 5.20,а. Ее можно представить в виде схемы рис. 5.20,б и далее — схемы рис. 5.20,в. Согласно данным структурным схемам и (5.19) получаем

следующие соотношения:

$$\varphi_{21}^{\beta_{22}}(s_2) = \frac{\varphi_2^{\beta_{22}}(s_2)}{1 - i_1^{\varphi_1}(s_2) \varphi_2^{i_1}(s_2)} ; \quad (5.20)$$

$$i_1^{\varphi_2}(s_2) = i_1^{\varphi_1} = \frac{d}{d\varphi_2} \left(\frac{\Psi_2}{X_0} \frac{1}{\sin \varphi_2} \right) = -I_{10} \beta_{20}. \quad (5.21)$$

Формулы для выражения $\varphi_2^{\beta_{22}}(s_2)$ и $\varphi_2^{i_1}(s_2)$ приведены в § 3.3. Подставляя (3.15), (3.19) и (5.21) в (5.20), получаем:

$$\varphi_{21}^{\beta_{22}}(s_2) = -1/(s_2 + 1 + \beta_{20}^2). \quad (5.22)$$

С учетом (5.21) и формул для $\mu^{i_1}(s_2)$ и $\mu^{\beta_{22}}(s_2)$ (3.14) и (3.18) определяем выражение для части схемы рис. 5.20, в, обведенной штриховой линией,

$$i_1^{\varphi_2}(s_2) \mu^{i_1}(s_2) + \frac{\mu^{\beta_{22}}(s_2)}{\varphi_{21}^{\beta_{22}}(s_2)} = -\frac{\mu_0}{\beta_{20}} (1 + \beta_{20}^2). \quad (5.23)$$

Окончательное выражение для передаточной функции по моменту для схемы рис. 5.20, в имеет вид:

$$\mu^{\beta_{22}}(s_2) = \frac{\mu_0}{\beta_{20}} \frac{1}{1 + s_2/(1 + \beta_{20}^2)} = \frac{\Psi_2^2}{X_2} \frac{1}{1 + s_2/(1 + \beta_{20}^2)}. \quad (5.24)$$

Формула (5.24) показывает, что исследуемый принцип управления амплитудой тока i_1 обеспечивает постоянство потокосцепления $\Psi_2(\mu^{\beta_{22}}(0) = \mu_0/\beta_{20})$, что соответствует $\Psi_2 = \text{const}$, но передаточная функция по моменту является нелинейным аperiodическим звеном. В ранее рассмотренных структурах, базирующихся на формировании скольжения β_{22} , передаточная функция по моменту являлась пропорциональным звеном. Это различие физически легко объяснимо. При формировании скольжения β_{22} одновременно отрабатывался угол θ_2 , при этом передаточная функция по скольжению в системе координат i_1 равна: $\beta_{23}^{\beta_{22}} = 1 + s_2/(1 + \beta_{20}^2)$. В данном случае меняется скольжение β_{23} , а передаточная функция по скольжению β_{22} будет равна: $\beta_{22}^{\beta_{22}}(s_2) = 1/[1 + s_2/(1 + \beta_{20}^2)]$. Данная инерционность проявляется и в отработке момента.

Структурная схема привода рис. 5.20, в приводится к виду, показанному на рис. 5.21. Это типичная схема привода, в котором принято выделять электромагнитную постоянную [в данном случае в масштабе времени T_2 она равна $1/(1 + \beta_{20}^2)$] и электромеханическую (в том же масштабе

времени она равна $H_2 X_2 / \Psi_2^2$). Характер процессов в данной структурной схеме определяется отношением электро-механической и электромагнитной постоянных. Это отношение обозначим τ_2 и в данном случае оно равно $H_2 X_2 (1 + \beta_{20}^2) / \Psi_2^2$. При $\tau_2 < 2$ в системе наблюдаются колебания.

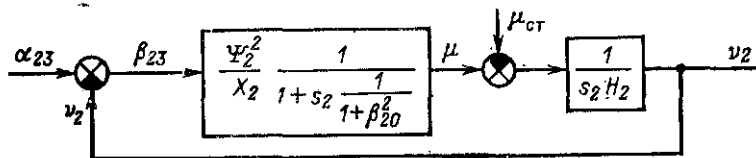


Рис. 5.21. Структурная схема электропривода при формировании амплитуды тока статора.

Аналогичные структурные схемы будут встречаться и в дальнейшем, анализ процессов в них и методы улучшения динамических характеристик выходят за рамки настоящего рассмотрения, а именно — анализ структур управления моментом асинхронного двигателя и будут приведены в § 5.12.

5.8. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПОТОКА И МОМЕНТА

Описанные выше структуры частотно-управляемых электроприводов являются параметрическими, это их недостаток. В меньшей степени это относится к системам управления амплитудой тока в функции угла $\varphi_2(\theta_2)$, в большей степени — к системам с прямым формированием скольжения.

Для системы с формированием амплитуды тока ток равен $i_1 = \frac{\Psi_2}{X_0 \sin \varphi_2}$. Параметр X_0 , определяемый потоко-

сцеплением Ψ_0 , меняется даже при $\Psi_2 = \text{const}$ (см. § 1.4) в функции момента двигателя. Пути компенсации изменения X_0 очевидны — следует менять ток i_1 таким образом, чтобы потоко-сцепление Ψ_2 было равно заданному значению. Стабилизация осуществляется регулятором потока (Ψ_2), который одновременно компенсирует возможные погрешности решающих устройств, определяющих функцию $1/\sin \varphi_2$.

На рис. 5.22 показана структурная схема электропривода с регулятором частоты, управление амплитудой тока осуществляется в соответствии с (5.19) при наличии корректирующего регулятора потока РП. Сигнал задания частоты формируется задатчиком интенсивности ЗИ. Принцип выделения фазных ЭДС, а также проекций результи-

с изменением i_{12d} меняется i_{12q} , т. е. меняются параметры системы регулирования момента двигателя. Данный недостаток органически присущ системам с формированием задания тока \bar{i}_1 в полярных координатах.

Описанная система содержит два регулятора: регулятор тока, синтез которого не отличается от рассмотренного в § 5.3, и регулятор потока. Передаточная функция двига-

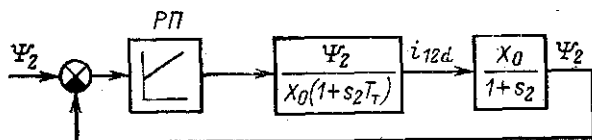


Рис. 5.23. Структурная схема электропривода при управлении потоком.

теля при выходной величине — потокосцеплении и входном воздействии i_{12d} определена в § 3.1, $\Psi_2^{i_{12d}}(s_2) = X_0 / (1 + s_2)$. С учетом данной формулы и схемы привода (рис. 5.22) на рис. 5.23 показана структурная схема замкнутого контура управления потокосцеплением Ψ_2 . В контуре содержится аperiodическое звено с большой постоянной времени, равной 1 в масштабе времени $T_2 = X_2 / r_2$, и аperiodическое звено с малой постоянной времени T_t , равной эквивалентной постоянной замкнутого контура управления током. Синтез астатического регулятора потока осуществляется по методике, приведенной в § 5.2 при $n=0,25$ и $\delta_{cp} \leq 1/2T_t$.

Опыт показывает, что достаточное быстродействие системы регулирования потока обеспечивается при $\delta_{cp} \geq 1/15$ в синхронном масштабе времени, что соответствует примерно 20 с^{-1} .

Обратимся к структурным схемам с прямым формированием скольжения (см. рис. 5.9 и 5.12). При рассмотрении процессов в этих структурных схемах ток i_{12d} задавался равным расчетному значению. Как установлено в настоящем параграфе, данное расчетное значение должно корректироваться. При формировании тока в полярных координатах ($i_1 = i_{12d} \sqrt{1 + \beta_{22}^2}$) стабилизация потока осуществля-

ется аналогично схеме рис. 5.22, т. е. вводятся регулятор потока и устройство умножения. При формировании задания тока \bar{i}_1 в декартовых координатах сигнал регулятора потока может подаваться в виде слагаемого на вход задания тока i_{12d} . При этом изменение задания тока i_{12q} отсут-

ствуется, что является достоинством данного варианта управления потоком.

Однако только коррекции задания тока i_{12d} для структур с прямым формированием скольжения недостаточно. Как видно из рис. 5.12, переход от выходного сигнала регулятора скорости (частоты β_{22}) к частоте скольжения ротора в синхронном масштабе времени осуществляется через коэффициент, равный r_2/X_2 . Ни r_2 , ни X_2 не являются неизменными. Значение r_2 зависит от температуры ротора, частоты тока ротора, в меньшей степени от насыщения зубцовой зоны. Значение X_2 меняется с изменением режима магнитной системы двигателя.

Что произойдет, если фактическая частота скольжения β'_{22} будет отличаться от расчетной β_{22} ? При отсутствии регулятора потока амплитуда тока будет определяться расчетным значением скольжения β_{22} , т. е. $i_1 = i_{12d} \sqrt{1 + \beta_{22}^2}$, а поток — фактическими значениями тока i_1 и скольжения β'_{22} , т. е. $\Psi_2 = i_{12d} X_0 \sqrt{1 + \beta_{22}^2} / \sqrt{1 + (\beta'_{22})^2}$. При наличии регулятора потока последний будет менять составляющую i_{12d} таким образом, что амплитуда тока будет соответствовать реальному скольжению β_{22} , т. е. $i_1 (\Psi_2/X_0) \sqrt{1 + (\beta'_{22})^2}$ при этом заданное значение составляющей

$$i_{12d} = \sqrt{i_1^2 - i_{12q}^2} = (\Psi_2/X_0) \sqrt{1 + (\beta'_{22})^2 - \beta_{22}^2}.$$

Из последнего соотношения следует, что процессы в системе могут установиться только при $(\beta'_{22})^2 - \beta_{22}^2 > -1$. Еще раз подчеркиваем, что это относится к варианту воздействия регулятора потока не на амплитуду тока i_1 , а на составляющую i_{12d} . Можно было бы воздействовать на i_1 , но тогда регулятор потока будет одновременно воздействовать на систему управления моментом, что особенно нежелательно для электроприводов с двухзонным управлением скорости (см. § 5.10).

Таким образом, при формировании тока \vec{i}_1 в декартовых координатах можно обеспечить качественное управление потоком двигателя в широких пределах, но при этом вследствие различия расчетного и фактического скольжений может произойти нарушение нормальной работы системы управления.

Для качественной работы привода целесообразно ввести еще один корректирующий регулятор, который будет менять фактическую частоту скольжения таким образом, чтобы значения $\beta_{22} = \beta_{02} X_2 / r_2$ при меняющихся X_2 и r_2 соот-

лизируемого контура выше, чем контура управления частотой вращения и потока. Поэтому при синтезе корректирующего регулятора момента можно рассматривать режим $i_1 = \text{const}$. Передаточная функция $i_{12q}^{\beta_{23}}(s_2)$ при $i_1 = \text{const}$ в соответствии с (3.17) будет

$$i_{12q}^{\beta_{23}}(s_2) = i_{12q}^{\theta_2}(s_2) \theta_2^{\beta_{23}}(s_2) = \frac{d(i_1 \sin \theta_2)}{d\theta_2} \theta_2^{\beta_{23}}(s_2) = \\ = i_{12d} \frac{1 + s_2}{s_2^2 + 2s_2 + 1 + \beta_{20}^2}.$$

В области частот $\delta_2 > \sqrt{1 + \beta_{20}^2}$

$$i_{12q}^{\beta_{23}}(s_2) \approx i_{12d}/s_2. \quad (5.25)$$

Структурная схема контура управления моментом показана на рис. 5.25. Частота среза разомкнутого контура

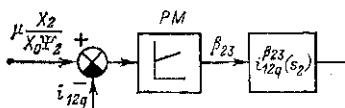


Рис. 5.25. Структурная схема контура регулирования тока i_{12q} (момента).

управления моментом принимается равной $2\delta_{2cp}$, где δ_{2cp} — частота среза контура регулирования частоты вращения (в масштабе T_2), δ_{2cp} , как правило, больше, чем $\sqrt{1 + \beta_{20}^2}$.

Исходя из передаточной функции (5.25), заданной частоты среза δ_{2cp} и $n=0,25$, определяем передаточную функцию регулятора момента:

$$F_{p.m}(s_2) = \frac{\delta_{2cp}^2}{1} \frac{1 + 2s_2/\delta_{2cp}}{s_2}. \quad (5.26)$$

Последовательно с регулятором момента вводим делительное устройство, в котором осуществляется деление выходного сигнала регулятора момента на ток i_{12d} .

Введение корректирующего регулятора момента не только обеспечивает качественное управление моментом двигателя, но также позволяет отказаться от высокой точности измерения частоты вращения и суммирования частот вращения и скольжения. Для управления частотой тока статора двигателя могут быть использованы аналоговый тахогенератор и задающий генератор, на входе которого суммируются сигналы тахогенератора, регулятора скорости и корректирующего регулятора момента. Все погрешности в обработке заданного значения скольжения β_{22} компенсируются пропорционально-интегральным регулятором мо-

мента. Это важно с точки зрения практической реализации приводов, поэтому управление скольжением с помощью регулятора момента выделено в самостоятельный классификационный признак систем частотного управления.

Введение регулятора момента не является единственным способом качественного управления моментом двигателя путем компенсации погрешности параметрического задания скольжения. Данная задача может быть решена удовлетворительно переходом к системам, основанным на принципе ориентации по полю.

5.9. СИСТЕМЫ С ОРИЕНТАЦИЕЙ ПО ПОЛЮ ДВИГАТЕЛЯ

Вариант системы, когда определяли амплитуду тока по формуле $i_1 = i_{12d} / \sin \varphi_2 = i_{12d} / \cos \theta_2$, был описан выше, при этом определяли положение вектора тока \vec{i}_1 относительно вектора потокоцепления $\vec{\Psi}_2$ (или ЭДС \vec{e}_2) и устанавливали амплитуду i_1 в соответствии с данной ориентацией, накладывая условие $\Psi_2 = \text{const}$. Назовем системы, функционирующие по указанному принципу, системами с амплитудной ориентацией по полю.

Другим вариантом принципа ориентации по полю является использование в качестве сигнала α_{02} фактической частоты вращения вектора $\vec{\Psi}_2$ (\vec{e}_2). Для систем управления вектором \vec{i} в декартовых координатах (см. рис. 5.12) необходимы сигналы $\sin \alpha_{02}t$ и $\cos \alpha_{02}t$, в качестве которых при ориентации по полю используются сигналы $\Psi_{20d}/\Psi_2 = \Psi_{2A}/\Psi_2$ и $\Psi_{20q}/\Psi_2 = (\Psi_{2B} - \Psi_{2C}) / \sqrt{3}\Psi_2$ (вещественную ось системы координат совмещают с фазой A статора) или $(e_{2B} - e_{2C}) / \sqrt{3}e_2$ и $-e_{2A}/e_2$. Данный способ управления частотой тока (назовем частотной ориентацией по полю) сравнительно простой и эффективный, но применим, как, впрочем, и все варианты систем, в которых используются измеренные сигналы \vec{e}_2 или $\vec{\Psi}_2$, только в области частот, где обеспечивается качественное измерение ЭДС e_2 . При использовании элементов УБСР АИ в устройстве измерения согласно рис. 1.10 в качестве датчиков тока, напряжения, усилителей, делителей качественное измерение обеспечивалось при $\alpha > 0,05$. Расширение диапазона возможно введением в зазор двигателя датчиков ЭДС Холла.

Следует обратить внимание еще на одно существенное обстоятельство, определяющее возможность использования систем управления с частотным слежением по полю для различных типов преобразователей частоты. В предыдущем рассмотрении подразумевалось, что в установившемся

режиме фактический вектор тока совпадает по фазе с заданным. Для этого, например при использовании НПЧ (см. рис. 5.12), на входе регулятора фазного тока устанавливалось пропорционально-дифференциальное звено, а на вход СИФУ вводится сигнал, компенсирующий ЭДС e_2 . Но даже в этом случае погрешность не исключена. В случае автономного инвертора тока, как указывалось в § 4.1, существует сдвиг между заданием фазы тока в виде управ-

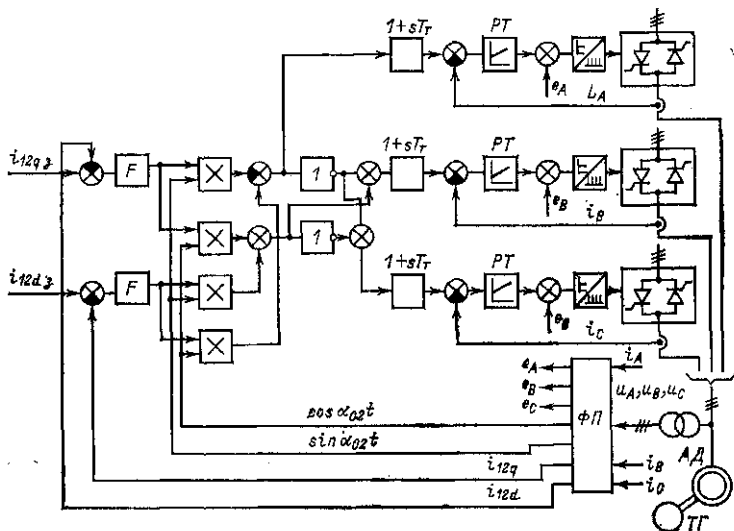


Рис. 5.26. Схема управления электроприводом с частотной ориентацией по полю.

ляющих импульсов инвертора и фактическим током. Этот сдвиг может быть существенным и достигать 100° . Фазовый сдвиг между заданием и действительным потоком статора может привести к нарушению нормальной работы привода. Допустим, фазовый сдвиг составляет γ , $\bar{i}_1 = \bar{i}_{13} e^{-j\gamma}$, где \bar{i}_{13} — задание фазы тока, тогда

$$\left. \begin{aligned} i_{12d} &= i_{12d3} \cos \gamma + i_{12q3} \sin \gamma; \\ i_{12q} &= i_{12q3} \cos \gamma - i_{12d3} \sin \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (5.27)$$

В результате регулятор скорости при выходном сигнале i_{12q3} и регулятор потока при выходном сигнале i_{12d3} оказываются взаимосвязанными. Для ослабления указанной взаимной связи можно ввести дополнительные регуляторы составляющих токов i_{12d} и i_{12q} , более быстродей-

ствующие, чем регуляторы скорости и потока, в результате отработка заданных значений составляющих токов произойдет без изменения режима основных регуляторов.

На рис. 5.26 показана выходная часть системы управления приводом, включающая дополнительные регуляторы составляющих тока i_1 : i_{12d} и i_{12q} . Часть системы рис. 5.26 с регуляторами с учетом (5.27) приведена на рис. 5.27, а, ее можно преобразовать в две одинаковые структурные

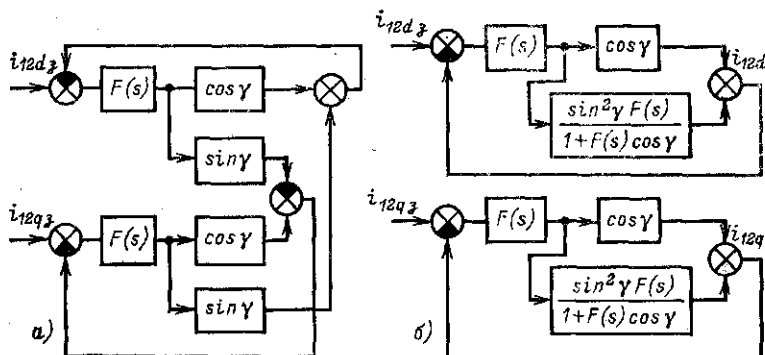


Рис. 5.27. Структурная схема регулирования токов i_{12q} и i_{12d} .

схемы для каждой составляющей тока (рис. 5.27, б). Из рис. 5.27, б следует, что передаточные функции системы зависят от угла γ . При $\gamma=0$ взаимная связь между регуляторами токов i_{12d} и i_{12q} отсутствует, имеем передаточную функцию разомкнутой системы $F(s)$. При $\gamma=\pi/2$ с точки зрения прямого воздействия регуляторы меняются местами, и каждое задание тока обрабатывается по существу через два регулятора.

Передаточная функция разомкнутой системы $F^2(s)$.

Проведенное рассмотрение показывает, что введение дополнительных регуляторов токов i_{12d} и i_{12q} при частотной ориентации по полю для развязки регуляторов скорости и потока вследствие запаздывания, вносимого преобразователем частоты, может оказаться эффективным для НПЧ, где значения γ небольшие, и неэффективным для преобразователя частоты с инвертором тока, где γ может быть до 100° .

Другим недостатком рассматриваемого принципа задания частоты является определенная сложность при пуске привода, когда отсутствуют сигналы \bar{e}_2 и $\bar{\Psi}_2$, необходимые для осуществления частотной ориентации по полю.

Указанных недостатков нет в случае применения принципа амплитудной ориентации по полю, при котором уп-

равление частотой осуществляется от ЗГ, управление амплитудой тока при отсутствии сигналов \bar{e}_2 , Ψ_2 может осуществляться параметрически, а запаздывание γ роли не играет.

5.10. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ УПРАВЛЕНИИ ПОТОКОМ

Ниже описываются две типовые структуры управления полем двигателя: ступенчатое ослабление потока, используемое в простых приводах в случае увеличения частоты при ограничении выходного напряжения преобразователя; плавное управление потоком в широком диапазоне для более сложных приводов, при этом вводится специальный регулятор ЭДС двигателя. Синтез систем управления в режиме $\Psi_2 = \text{var}$ базируется на следующих соотношениях:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_2^{i_{12d}}(s_2) &= X_0/(1+s_2); \quad \beta_{22} = i_{12q} X_0/\Psi_2; \\ \mu &= (X_0/X_2) \Psi_2 i_{12q}, \quad \bar{e}_2 = (X_0/X_2) (p + j\alpha_{02}) \Psi_2; \\ \theta_2 &= \begin{cases} \arctg(i_{12q}/i_{12d}) & \text{при } i_{12d} > 0 \\ \pi + \arctg(i_{12q}/i_{12d}) & \text{при } i_{12d} < 0. \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

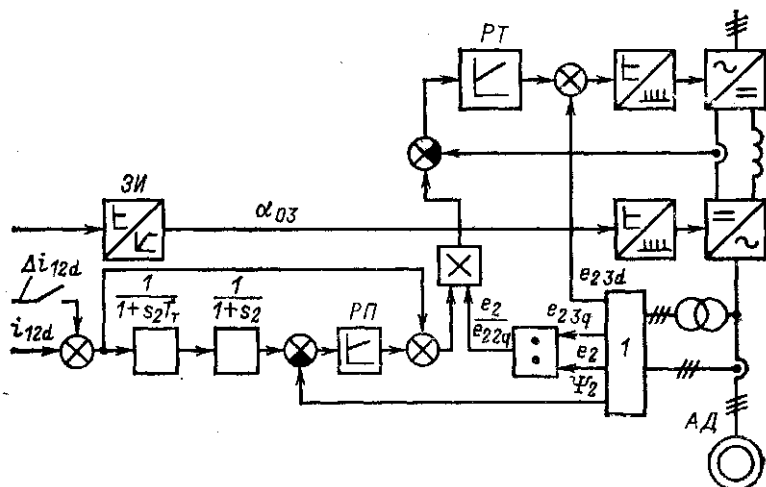
Из (5.28) следует, что при $\Psi_2 = \text{var}$ отсутствует однозначная связь между β_{22} и θ_2 .

Сделаем одно существенное для практического выполнения систем управления замечание: управление полем выполняется при частотах, больших номинальной, поэтому ЭДС трансформации $e_{2\text{тр}} = (X_0/X_2) p \Psi_2$ составляет небольшую часть (единицы или даже доли процента) от ЭДС вращения $e_{2\text{вр}} = (X_0/X_2) \alpha_{02} \Psi_2$ и может не учитываться при использовании e_2 в качестве сигнала для решающих и управляющих устройств систем управления. Кроме того, при $e_{2\text{тр}} \ll e_{2\text{вр}} = \varphi_2 + \theta_2 = \pi/2$.

Рассмотрим структурную схему электропривода на основе инвертора тока с регулятором частоты (см. рис. 5.22). Вариант данной структурной схемы со ступенчатым изменением потока Ψ_2 показан на рис. 5.28. Отличие заключается в появлении устройства ступенчатого изменения тока i_{12d} и введении аperiodического звена с передаточной функцией $X_0/(1+s_2)$, моделирующего передаточную функцию $\Psi_2^{i_{12d}}(s_2)$.

Подрегулировка потока (Ψ_2) приводит к изменению параметров системы управления моментом. Рассмотрим

толчкообразное изменение задания тока i_{12d} . Одновременно толчком изменится ток i_1 , соответственно i_{12q} . Потокосцепление Ψ_2 будет изменяться по экспоненте. Вследствие изменения i_{12q} момент, определяемый (5.28), изменится скачком, а затем будет изменяться соответственно изменению потока.



ния будет пропорциональна Ψ_2^2 или i_{12d}^2 . При этом обратно пропорционально Ψ_2^2 изменится электромеханическая постоянная привода.

сти; систему управления потоком (Ψ_2), подчиненную регулятору ЭДС e_2 ; систему формирования заданий и регулирования фазных токов; корректирующий регулятор момента.

Рассмотрим особенности отдельных систем, учитывающих управление потоком. Выходной сигнал регулятора скорости преобразуется в сигнал задания тока i_{12q} и скольжения β_{22} . В соответствии с (5.28) получаем, что в каналы задания тока i_{12q} и скольжения β_{22} должны вводиться де-

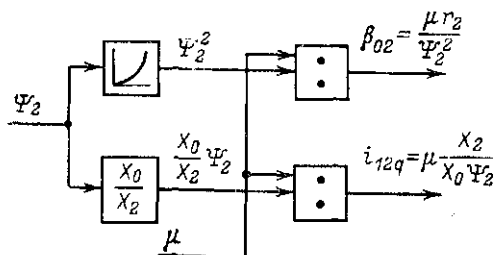


Рис. 5.29. Структурная схема формирования задания скольжения и тока i_{12q} .

лительные устройства, компенсирующие изменение передаточных коэффициентов при регулировании Ψ_2 (рис. 5.29). Действительно,

$$\beta_{22} = \frac{X_s}{\Psi_s^2} \mu; \quad i_{12q} = \frac{X_s}{X_0 \Psi_s} \mu.$$

Система управления потоком (Ψ_2) включает в себя регулятор ЭДС e_2 (рис. 5.30) и устройство моделирования потока двигателя. На входе регулятора ЭДС PE (рис. 5.30) сравниваются задание граничного значения ЭДС $e_{2гр}$ и сигнал фактического значения ЭДС e_2 . На выходе регулятора ЭДС включен делитель, обеспечивающий постоянство коэффициента усиления системы управления ЭДС по каналу Ψ_2 при $\alpha_{02} = \text{var}$. Выходной сигнал делителя и является заданием Ψ_2 . Когда $e_2 < e_{2гр}$, а α_{02} меньше номинального значения, выходной сигнал делителя ограничен предельным значением и является неизменным заданием потока (Ψ_2). При $e_2 > e_{2гр}$ задание потока (Ψ_2) уменьшается в пределах до Ψ_{2min} , задаваемого внешним сигналом.

При синтезе регулятора потока двигателя учитывается нелинейность магнитной системы. При этом следует иметь в виду, что представление контура возбуждения в виде апериодического звена остается справедливым и в случае учета нелинейности магнитной системы, которое проявляется в изменении параметров контура возбуждения, причем пределы изменения параметров заранее известны. Так,

ЛАЧХ звена $\varphi_{12d}^{i_{12d}}(j\delta)$ можно представить в виде семейства характеристик, показанных на рис. 5.31. Так как частота среза разомкнутого контура регулирования потока выше, чем r_{2max}/X_{2min} , то нелинейность магнитной системы не сказывается на параметрах пропорционально-интегрально-

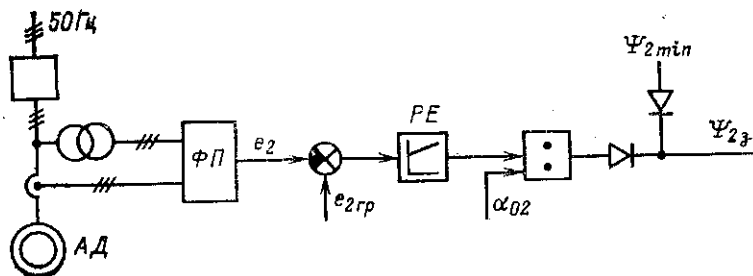
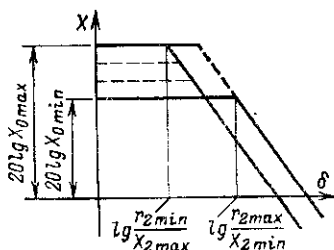


Рис. 5.30. Структурная схема формирования задания потока с помощью регулятора ЭДС.

го регулятора потока, синтезированного аналогично тому, как было показано в § 5.8. Фактическая частота среза будет меняться, но только из-за изменения сопротивления r_2 .

Замкнутая система регулирования потока двигателя, в которой использована модель системы возбуждения при

Рис. 5.31. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика контура возбуждения двигателя при изменении его параметров.



$\Psi_2 = \text{var}$, показана на рис. 5.32. Особенностью модели системы возбуждения является то, что в ней определяется потокосцепление Ψ_0 , в функции амплитуды которого меняются сопротивления X_0 и X_2 . Потокосцепление Ψ_0 в системе координат $\bar{\Psi}_2$ равно:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{02d} &= \frac{X_0}{X_2} \Psi_2 + i_{12d} \frac{X_0}{X_2} x_2; \\ \Psi_{02d} &= i_{12d} \frac{X_0}{X_2} x_2. \end{aligned} \right\} \quad (5.29)$$

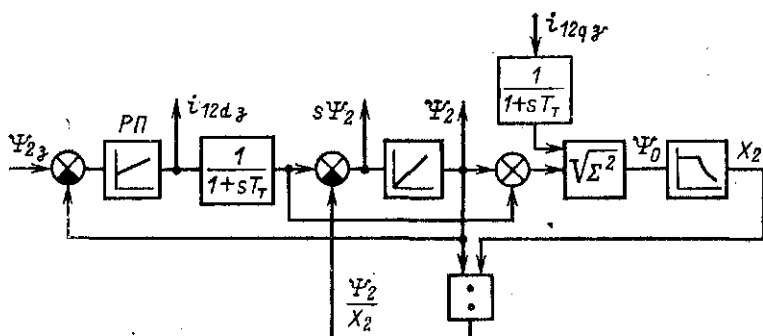


Рис. 5.32. Структурная схема замкнутой системы регулирования потока двигателя.

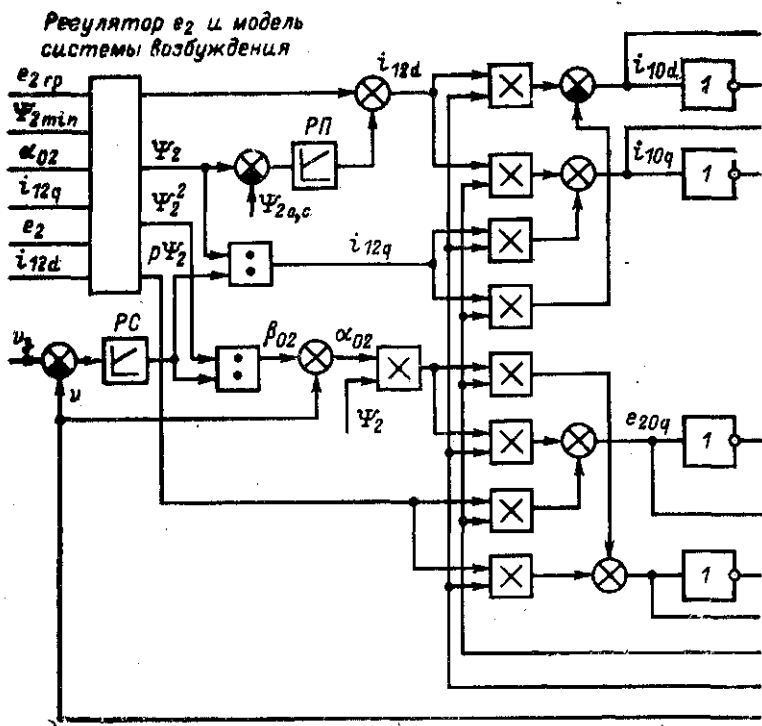


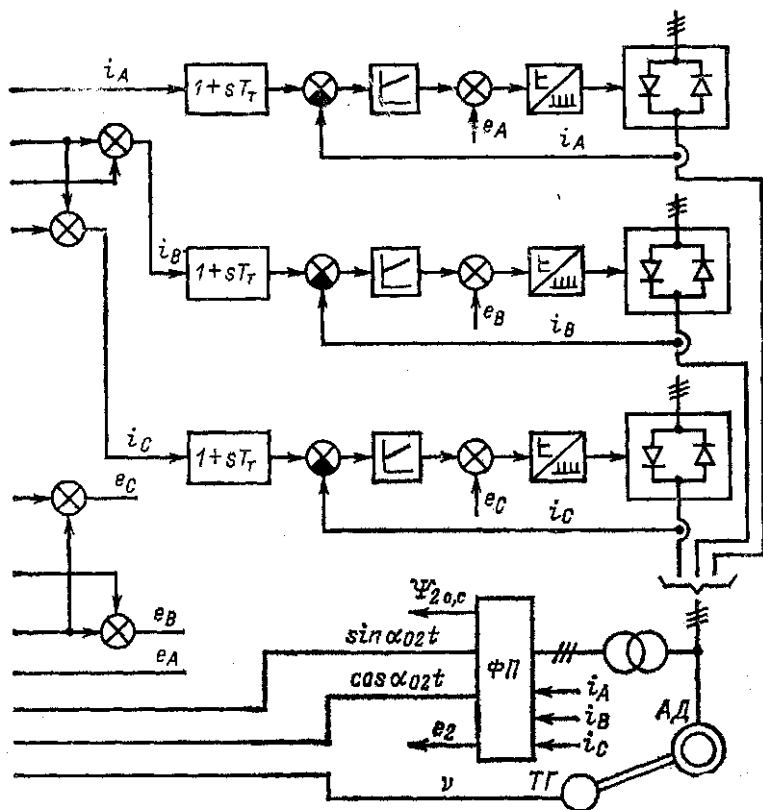
Рис. 5.33. Структурная схема управления электро

Кроме того, при построении модели используется соотношение

$$i_{12d} X_0 = \Psi_2 (1 + s_2) \quad \text{или} \quad i_{12d} \frac{X_0}{X_2} r_2 - \frac{\Psi_2}{X_2} r_2 = s \Psi_2.$$

Изменением отношения X_0/X_2 из-за нелинейности магнитной системы можно пренебречь. При построении модели используются сигналы задания составляющих тока \bar{i}_1 , а не сами составляющие. Поэтому необходимо вводить аperiodические звенья с постоянной T_r . С учетом изложенного синтезирована модель системы возбуждения двигателя, которая показана на рис. 5.32.

Система формирования заданий фазных токов и компенсирующих ЭДС, подаваемых непосредственно на вход



приводом с двухзонным регулированием скорости.

СИФУ такая же, как в схеме рис. 5.12. Регулятор момента, необходимый для коррекции задаваемой частоты скольжения, аналогичен описанному в § 5.8. Следует отметить, что возможно нарушение нормальной работы корректирующего регулятора момента при переходе тока i_{12a} через нуль, который подается на вход делительного устройства в качестве делителя. Поэтому для высокодинамических приводов с двухзонным регулированием частоты вращения более предпочтительна система с частотной ориентацией по полю, нежели с формированием скольжения и корректирующим регулятором момента.

Общая структурная схема электропривода с двухзонным регулированием частоты вращения приведена на рис. 5.33.

5.11. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ УПРАВЛЕНИИ ПОТОКОМ Ψ_2 И ИСПОЛЬЗОВАНИИ ИСТОЧНИКОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Изложенный выше материал по синтезу структур управления приводом позволяет сформулировать два подхода к решению поставленной в настоящем параграфе задачи:

1) сформировать задание по амплитуде и частоте напряжения, исходя из заданных значений потока и момента, а затем обработать эти значения регуляторами преобразователя частоты;

2) сформировать задание тока, которое затем отрабатывается в замкнутой системе управления с использованием преобразователя частоты в качестве усилительного элемента. Такое решение применялось в системах частотно-токового регулирования с НПЧ.

Рассмотрим последовательно оба варианта построения системы управления приводом на основе источника напряжения.

Если известны ток \bar{i}_1 и потокосцепления $\bar{\Psi}_2$, то необходимое напряжение определяется по уравнению статорной цепи двигателя (2.49)

$$\bar{u}_1 = \bar{i}_1 r_1 (p + ja) X'_{11} \bar{i}_1 + \frac{X_0}{X_2} (p + ja) \bar{\Psi}_2.$$

При управлении потоком (Ψ_2) последнее уравнение целесообразно записать в системе координат $\bar{\Psi}_2$ для проек-

ций на координатные оси:

$$\left. \begin{aligned} u_{12d} &= i_{12d} r_1 + p X'_1 i_{12d} - \alpha_{02} X'_1 i_{12q} + \frac{X_0}{X_2} p \Psi_2; \\ u_{12q} &= i_{12q} r_1 + p X'_1 i_{12q} + \alpha_{02} X'_1 i_{12d} + \frac{X_0}{X_2} \alpha_{02} \Psi_2. \end{aligned} \right\} (5.30)$$

В (5.30) могут быть использованы полученные выше сигналы i_{12d} , i_{12q} , α_{02} , Ψ_2 , $p\Psi_2$, поэтому в самом общем виде системы с использованием источников напряжения отличаются от соответствующих систем с источниками тока в части формирования задания только добавлением устройств, реализующих данные соотношения.

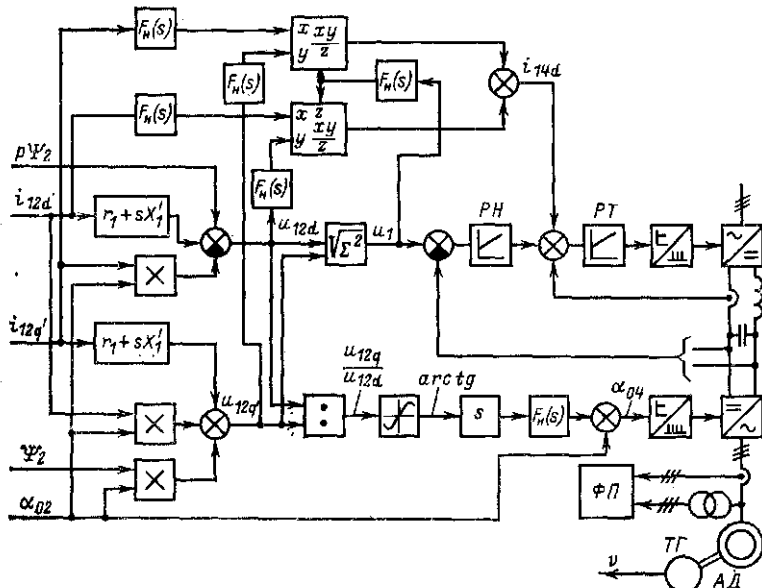


Рис. 5.34. Структурная схема управления напряжением в режиме $\Psi_2 = \text{const}$.

На рис. 5.34 показана выходная часть устройства задания и отработки управления по напряжению \bar{u}_1 в приводе с автономным инвертором напряжения. При этом имеется в виду, что входные сигналы i_{12d} , i_{12q} , α_{02} , $p\Psi_2$, Ψ_2 сформированы системой задания тока \bar{i}_1 в декартовых координатах (см. рис. 5.33). Задания проекций напряжения \bar{u}_1 в системе координат $\bar{\Psi}_2$ вычисляются по (5.30). Затем выполняются переход к заданию напряжения \bar{u}_1 в полярных ко-

ординатах и отработка амплитуды задания напряжения замкнутой системой управления напряжением с подчиненным регулятором тока преобразователя. Для улучшения динамических характеристик системы управления напряжением на вход регулятора тока подается сигнал, пропорциональный проекции вектора \vec{i}_1 на $\vec{u}_1 - i_{1d}$, который можно определить (2.15). Поскольку при вычислении тока i_{1d} используются не фактические значения составляющих напряжений \vec{u}_1 и тока \vec{i}_1 , а задания этих величин, то сигналы задания поступают через динамические звенья с передаточной функцией $F_H(s)$. $F_H(s)$ — передаточная функция замкнутой системы управления амплитудой напряжения преобразователя частоты. Конкретное выражение $F_H(s)$ дается в § 5.12.

Недостаток рассмотренной структурной схемы с точки зрения качества функционирования заключается в параметрическом формировании напряжения, что может привести к погрешности в отработке тока. Для того чтобы исключить погрешность, вводим регуляторы тока, аналогично тому, как это выполнялось в структурной схеме рис. 5.26. Введение регуляторов токов i_{12d} и i_{12q} делает целесообразным переход от формирования скольжения к частотной ориентации по полю. Так как автономные инверторы напряжения в установившемся режиме обрабатывают задание без фазовой погрешности, система частотной ориентации по полю будет функционировать нормально. Для синтеза регуляторов тока перепишем систему уравнений

$$(5.30), \text{ заменив } a_{02} \text{ на } v + \beta_{02}, \beta_{02} \text{ на } \frac{r_2}{X_2} \frac{i_{12q} X_0}{\Psi_2}, \text{ а } p\Psi_2 \text{ на } \frac{X_0}{X_2} r_2 i_{12d} - \Psi_2 \frac{r_2}{X_2}:$$

$$\left. \begin{aligned} u_{12d} &= i_{12d} (r_1 + pX'_1) - vX'_1 i_{12q} - \\ &- \frac{r_2}{X_2} X'_1 X_0 \frac{i_{12q}^2}{\Psi_2} + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 i_{12d} - \frac{X_0}{X_2} r_2 \Psi_2; \\ u_{12q} &= i_{12q} (r_1 + pX'_1) + vX'_1 i_{12d} + \\ &+ \frac{r_2}{X_2} X'_1 X_0 \frac{i_{12d} i_{12q}}{\Psi_2} + \frac{X_0}{X_2} v\Psi_2 + \frac{r_2}{X_2^2} X_0^2 i_{12q} \end{aligned} \right\} \quad (5.31)$$

Полученная система уравнений нелинейная. При линеаризации «в малом» будем учитывать, что система управления током более быстродействующая, чем система управления частотой вращения и потоком, поэтому полагаем приращения частоты вращения и потока равными нулю.

Система уравнений (5.31) для приращений имеет вид:

$$\begin{aligned}\Delta u_{12d} &= \Delta i_{12d} \left(r_1 + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + pX_1' \right) - \\ &\quad - vX_1' \Delta i_{12q} - 2 \frac{r_2}{X_2} \frac{X_0 i_{12q}}{\Psi_2} \Delta i_{12q}; \\ \Delta u_{12q} &= \Delta i_{12q} \left(r_1 + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + pX_1' \right) + \\ &\quad + vX_1' \Delta i_{12d} + \beta_{02} X_1' \Delta i_{12d} + r_2 \frac{X_1'}{X_2} \Delta i_{12q}\end{aligned}$$

или

$$\left. \begin{aligned}\Delta u_{12d} &= \Delta i_{12d} \left(r_1 + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + pX_1' \right) - \Delta i_{12q} X_1' (\alpha_0 + \beta_0); \\ \Delta u_{12q} &= \Delta i_{12d} \alpha_0 X_1' + \Delta i_{12q} \left(r_1 + \frac{X_1}{X_2} r_2 + pX_1' \right).\end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

Приращение токов Δi_{12d} и Δi_{12q} равны:

$$\left. \begin{aligned}\Delta i_{12d} &= \frac{\Delta u_{12d} \left(r_1 + \frac{X_1}{X_2} r_2 + pX_1' \right) + \Delta u_{12q} X_1' (\alpha_0 + \beta_0)}{\left(r_1 + \frac{X_1}{X_2} r_2 + pX_1' \right) \left(r_1 + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + pX_1' \right) + \alpha_0 (\alpha_0 + \beta_0) (X_1')^2}; \\ \Delta i_{12q} &= \frac{\Delta u_{12q} \left(r_1 + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + pX_1' \right) - \Delta u_{12d} X_1' \alpha_0}{\left(r_1 + \frac{X_1}{X_2} r_2 + pX_1' \right) \left(r_1 + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + pX_1' \right) + \alpha_0 (\alpha_0 + \beta_0) (X_1')^2}.\end{aligned} \right\} \quad (5.33)$$

Последние соотношения показывают, что если выходной сигнал регулятора тока i_{12d} будет заданием напряжения u_{12d} , а выходной сигнал регулятора тока i_{12q} — задани-

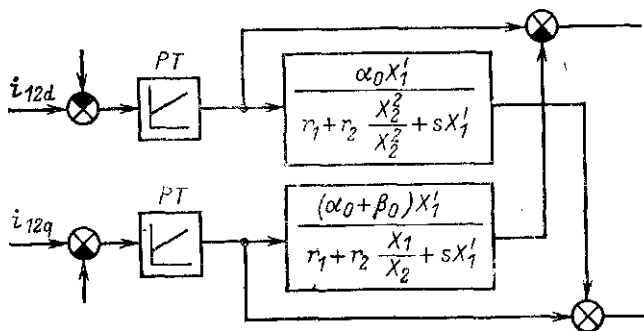


Рис. 5.35. Схема включения регуляторов тока.

нием напряжения u_{12q} , то оба регулятора будут взаимосвязанными. Чтобы исключить указанную взаимную связь, выполним соединение регуляторов так, как показано на рис. 5.35. В этом случае ток \dot{i}_{12d} будет определяться только напряжением Δu_{12d} , а ток \dot{i}_{12q} — напряжением Δu_{12q} , причем передаточные функции двигателя при выходных сигналах i_{12d} и i_{12q} и соответствующих напряжениях равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_{12d}^u(s) &= \frac{F_H(s)}{r_1 + \frac{X_0^2}{X_2^2} r_2 + sX_1'}; \\ \dot{i}_{12q}^u(s) &= \frac{F_H(s)}{r_1 + \frac{X_1}{X_2} r_2 + sX_1'} \end{aligned} \right\} \quad (5.34)$$

Практически они одинаковые.

При синтезе системы формирования задания составляющих напряжения \bar{u}_1 целесообразно сохранить рассмотренную выше структурную схему рис. 5.34, дополнив ее регуляторами токов \dot{i}_{12d} и \dot{i}_{12q} .

Регуляторы токов трудно выполнить быстродействующими, так как реальные токи \dot{i}_{12d} и \dot{i}_{12q} , используемые в качестве сигналов обратной связи, содержат пульсации частоты $6f$ (f — выходная частота инвертора) и их необходимо фильтровать.

Сохраняя прежнюю структуру формирования задания по напряжению, можно считать, что токи \dot{i}_{12d} и \dot{i}_{12q} , задаваемые регуляторами скорости и потока, обрабатываются динамическим звеном с передаточной функцией $F_H(s)$, а регуляторы токов осуществляют коррекцию составляющих напряжения. В этом случае к ним не предъявляются повышенные требования по быстродействию.

В случае комбинированной структуры формирования задания составляющих напряжения компенсация составляющих, пропорциональных частоте вращения $v \left(\frac{X_0}{X_2} jv\bar{\Psi}_2 \right)$, будет выполняться автоматически. При этом принятые условия линеаризации системы уравнений (5.32) будут оставаться справедливыми, даже если быстродействие систем регулирования токов \dot{i}_{12q} и \dot{i}_{12d} будет меньше, чем быстродействие систем регулирования скорости и потока.

С учетом изложенного на рис. 5.36 представлена выходная часть структурной схемы (рис. 5.34) управления преобразователем частоты на основе автономного инвертора напряжения (рис. 5.34).

В схеме рис. 5.36 нуждается в пояснении устройство формирования управляющих импульсов $\Phi И$ автономного инвертора. На вход устройства подаются сигналы проекций напряжения \bar{u}_{10} (основная гармоника). В гл. 4 показано, что переход через нуль фактических фазных напряже-

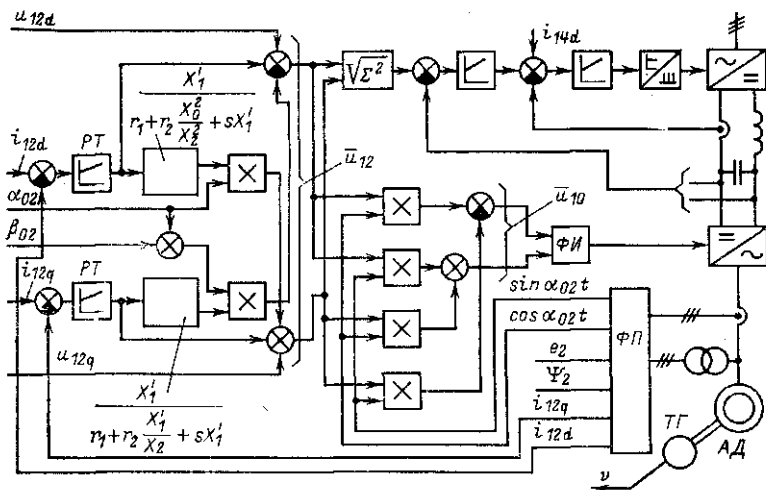


Рис. 5.36. Структурная схема выходной части системы управления электроприводом с ориентацией по полю.

ний совпадает с переходом через нуль основной гармоники данных напряжений, поэтому устройство $\Phi И$ является системой формирования импульсов в момент перехода через нуль сигналов фазных напряжений, полученных согласно (5.14) из напряжений u_{10d} и u_{10q} .

5.12. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты на основе автономного инвертора напряжения с амплитудным управлением как динамическая система управления амплитудой напряжения может рассматриваться в виде управляемого выпрямителя с фильтром LC . При наличии системы управления напряжением с подчиненным регулированием тока приходим к структурной схеме, аналогичной тиристорному приводу постоянного тока (рис. 5.37,а). Данная структурная схема составлена по уравнениям процессов в преобразователе, записанных в относительных единицах для синхронного масштаба времени. Базовый постоянный ток связан с базовым напряже-

нием соотношением $I_6 = U_6/R_d$, где R_d — активное сопротивление, соответствующее наклону внешней характеристики выпрямителя на входе инвертора. Коэффициент усиления выпрямителя с СИФУ отнесен к регулятору тока PT , а звено B на рис. 5.37,а, включающее выпрямитель и СИФУ, имеет коэффициент усиления, равный 1.

Для улучшения динамических характеристик целесообразно ввести сигнал напряжения с конденсатора фильтра на вход СИФУ с арккосинусоидальной характеристикой

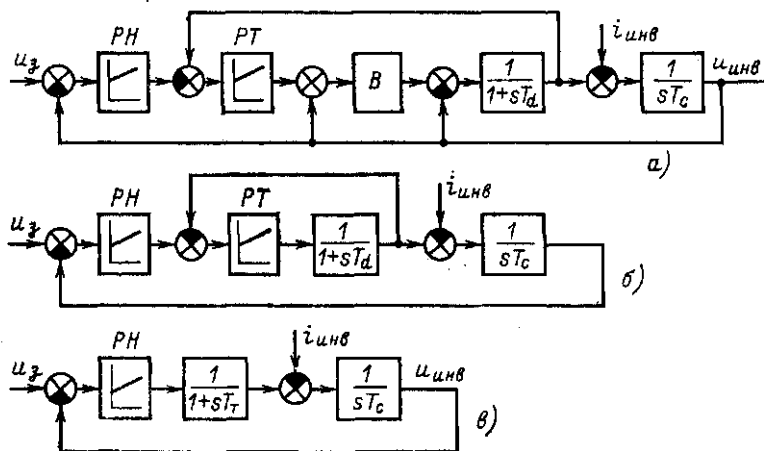


Рис. 5.37. Структурные схемы преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения.

управления параллельно управляющему сигналу регулятора тока. Соответствующая связь показана на рис. 5.37,а. Этим компенсируется внешнее влияние ЭДС, и структурная схема рис. 5.37,а преобразуется к виду, показанному

на рис. 5.37,б. В этом случае синтез регулятора тока производится по техническому оптимуму при частоте среза для трехфазного мостового выпрямителя $\delta_{ср} = 1$ (или примерно 300 с^{-1} в обычном масштабе времени). При свертке замкнутого контура регулирования тока последний описывается аperiодическим звеном с постоянной $T_T \approx 1/1,5\delta_{ср}$.

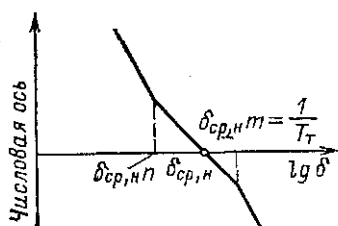


Рис. 5.38. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы управления напряжением.

В результате структурная схема преобразуется к виду, показанному на рис. 5.37, в. Эта схема и будет рассматриваться для выявления динамических характеристик преобразователя. Регулятор напряжения принимается пропорционально-интегральным, что обеспечивает установившуюся нулевую ошибку при отработке задания по напряжению независимо от тока нагрузки инвертора ($i_{\text{инв}}$).

На рис. 5.38 показана ЛАЧХ разомкнутой системы. Верхняя сопрягающая частота известна, она равна $1/T_T$.

Синтез регулятора напряжения производим по методике, приведенной в § 5.2, для $m=1,215$ и $n=0,243$.

Для удобства переходим к базовому времени T_T , оно характеризует динамику преобразователя. Для данных значений m и n передаточная функция замкнутой системы

$$F_H(s_0) = \frac{s_0/0,243 + 1}{(s_0/0,33 + 1)[s_0/0,775 + 2s_0 \cdot 0,213/0,775 + 1]}, \quad (5.35)$$

где s_0 — оператор Лапласа для принятого масштаба времени.

Передаточная функция $F_H(s_0)$ характеризует не только быстродействие при отработке преобразователем задания по напряжению. По соответствующей частотной характеристике можно судить о том, какие гармоники тока инвертора проявляются в токе выпрямителя.

Передаточная функция при выходном сигнале — напряжении, при входном возмущающем воздействии — токе инвертора в относительных единицах, принятых при анализе процессов в преобразователе, имеет вид:

$$F_I(s_0) = \frac{T_T s_0 (1 + s_0)}{T_c \left(\frac{s_0}{0,33} + 1 \right) \left[\left(\frac{s_0}{0,775} \right)^2 + 2 \frac{s_0}{0,775} + 1 \right]}. \quad (5.36)$$

При изменении базового тока меняется численное значение постоянной времени T_c . В данном случае $T_c = \omega_{\text{ном}} CR_d$.

По частотной характеристике $F_I(j\delta_0)$ можно судить о влиянии гармонических составляющих входного тока инвертора на форму напряжения.

Передаточная функция выходного сигнала регулятора напряжения (задание в регулятор тока) по возмущающему воздействию (току $i_{\text{инв}}$)

$$F_{P,H}(s_0) = (s_0 + 1) F_H(s_0). \quad (5.37)$$

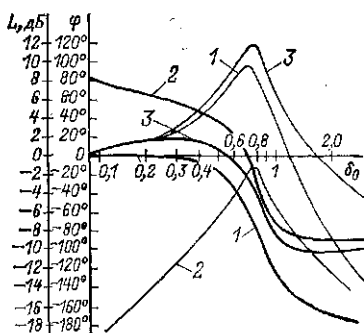


Рис. 5.39. Логарифмические частотные характеристики преобразователя частоты.

— ФЧХ; — АЧХ; 1 — $F_n(j\delta_0)$; 2 — $F_1(j\delta_0)T_0/T_T$; 3 — $F_{p,n}(j\delta_0)$.

По данной передаточной функции можно определить область изменения частот, в которой по выходному сигналу регулятора напряжения может быть определен входной ток инвертора.

На рис. 5.39 приведены ЛАЧХ преобразователя частоты при оптимальной настройке регулятора.

Операторное изображение напряжения на входе инвертора, пропорциональное амплитуде напряжения \bar{u}_1 ,

$$u_{инв}(s_0) = F_n(s_0) u_3(s_0) + \frac{T_T}{T_c} F_n(s_0) \frac{s_0(1+s_0)}{s_0/0,243+1} i_{инв}(s_0).$$

Входной ток инвертора

$$i_{инв} = 3i_{14d}/\pi.$$

С учетом сложной зависимости тока i_{14d} от напряжения u_3 в законченном виде определить передаточную функцию $u_{инв}(s_0)/u_3(s_0)$ не удастся.

Для улучшения динамических характеристик преобразователя при отработке задания по напряжению целесообразно сформированный в системе управления сигнал задания тока i_{14d} подать через звено с передаточной функцией $1+sT_T$ непосредственно на вход регулятора тока. Получаем компенсацию входного тока инвертора. В этом случае передаточная функция имеет вид:

$$u_{инв}(s_0)/u_3(s_0) = F_n(s_0).$$

Если сигнал задания амплитуды напряжения подавать на вход регулятора напряжения через динамическое звено с передаточной функцией

$F_{дин}(s)$, то передаточная функция двигателя при отработке задания момента в схеме рис. 5.34 будет равна $F_{дин}(s)F_n(s)$. Если, например, корректирующее динамическое звено выполнить по схеме рис. 5.40, то при соответствующей настройке

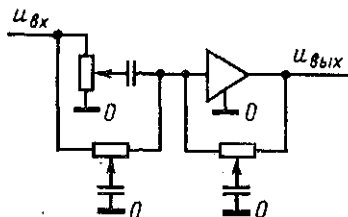


Рис. 5.40. Схема корректирующего динамического звена.

суммарная передаточная функция $F_{\text{дин}}(s)F_n(s)$ будет соответствовать аperiodическому звену.

При отсутствии входного динамического звена передаточная функция звена $F_n(s)$ в структурной схеме рис. 5.34 соответствует (5.35), при наличии корректирующего динамического звена передаточная функция $F_n(s)$ будет равна $F_{\text{дин}}(s)F_n(s)$.

5.13. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ УПРАВЛЕНИИ ПО ЗАКОНУ $\Psi_1 = \text{const}$

При использовании преобразователя частоты на основе автономного инвертора напряжения управление асинхронным двигателем в системе координат Ψ_2 связано с существенным усложнением системы регулирования (см. § 5.11). В то же время, если двигатель используется в пределах паспортной перегрузочной способности по моменту, удовлетворительные регулировочные характеристики привода могут быть получены при управлении по закону $\Psi_1 = \text{const}$.

Управление при постоянстве потокосцепления статора Ψ_1 целесообразно вследствие простоты исполнения системы регулирования. Как неоднократно указывалось, если пренебречь сопротивлением r_1 , то при наличии источника напряжения и соблюдении условия $u_1/a = \text{const}$ автоматически выполняется условие постоянства Ψ_1 . Сопротивление r_1 при повышенных частотах мало сказывается на Ψ_1 , поэтому при регулировании по частоте вращения вниз от номинальной в диапазоне 1:5 (1:10) и пропорциональном изменении напряжения и частоты осуществляется режим $\Psi_1 = \text{const}$.

При постоянстве потокосцепления единственным параметром управления моментом является скольжение β_1 . В § 3.5 получены передаточные функции двигателя по каналу скольжения, которыми воспользуемся для исследования динамических характеристик привода. Передаточная функция двигателя при входном воздействии β_1 и выходе — моменте имеет вид:

$$\begin{aligned} \mu_{\beta_1}(s_1) &= \frac{\mu_0}{\beta_{10}} \frac{s_1 + 1 - \beta_{10}^2}{(s_1 + 1)^2 + \beta_{10}^2} = \frac{2\mu_{\max}}{1 + \beta_{10}^2} \frac{s_1 + 1 + \beta_{10}^2}{(s_1 + 1)^2 + \beta_{10}^2} = \\ &= \frac{\Psi_1^2}{X_1'} \frac{X_0^2}{X_1 X_2} \frac{1}{1 + \beta_{10}^2} \frac{s_1 + 1 - \beta_{10}^2}{(s_1 + 1)^2 + \beta_{10}^2}. \end{aligned}$$

В последующем изложении обозначаем: $\beta_{10}^2 = a$.

$$\mu_{\beta_1}(s_1) = \frac{2\mu_{\max}}{1 + a} \frac{s_1 + 1 - a}{(s_1 + 1)^2 + a}. \quad (5.38)$$

Сопоставляя (5.38) с выражением для передаточной функции по моменту в режиме $\Psi_2 = \text{const}$, получаем:

$$\mu^{\beta_1} = \Psi_2^2 / X_2,$$

отмечаем, что в режиме $\Psi_2 = \text{const}$ передаточная функция $\mu^{\beta_1}(s)$ — постоянный коэффициент, т. е. момент при изменении скольжения отрабатывается безынерционно, а в режиме $\Psi_1 = \text{const}$ не происходит мгновенной отработки момента при изменении задания. Так, при $a=0$ $\mu^{\beta_1}(s_1)$ представляет собой передаточную функцию аperiodического звена с по-

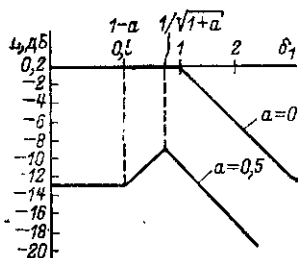


Рис. 5.41. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика $\mu^{\beta_1}(s_1)$.

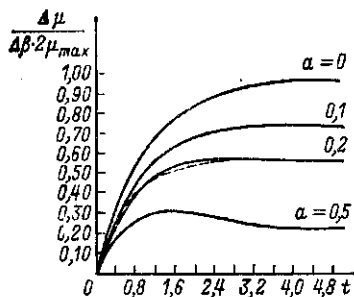


Рис. 5.42. Изменение момента при точке скольжения.
— по (5.38); - - - по (5.39) для $a=0.2$.

стоянной времени, равной обратному значению критического скольжения двигателя. Ориентировочное значение данной постоянной равно:

$$1/\omega_{\text{ном}} k_{\Pi} s_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}},$$

где k_{Π} — отношение пускового тока к номинальному, а $s_{\text{ном}}$ — номинальное скольжение, $\cos \varphi_{\text{ном}}$ — номинальное значение $\cos \varphi$ двигателя. Передаточная функция $\mu^{\beta_1}(s_1)$ является функцией скольжения β_{10} .

Данное сопоставление показывает, что режим управления $\Psi_2 = \text{const}$ является наиболее предпочтительным для качественного управления асинхронным электроприводом. На рис. 5.41 показана ЛАЧХ функции $\mu^{\beta_1}(s_1)$ для двух предельных значений a : $a=0$ и $a=0.5$. При $a=0.5$ двигатель в установившемся режиме развивает момент, равный $0.93 \mu_{\text{max}}$.

На рис. 5.42 показаны переходные характеристики момента при изменении скольжения в функции времени. Из кривых видно, что в указанном диапазоне скольжения

можно аппроксимировать передаточную функцию по моменту аperiодическим звеном с передаточной функцией вида

$$\mu_{\beta_1}(s_1) = \frac{1-a}{(1+a)^2} \frac{2\mu_{\max}}{1 + \frac{s_1}{(1+a)^2} (1-a)}. \quad (5.39)$$

С учетом передаточной функции по моменту двигателя, рассмотрим процессы в электроприводе, структурная схема которого показана на рис. 5.43,а. В преобразованной

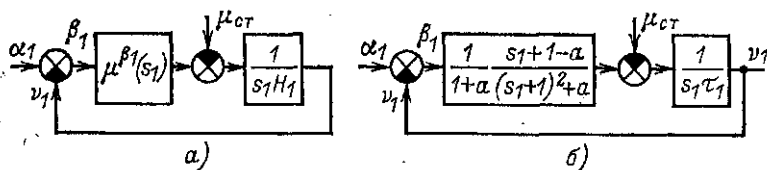


Рис. 5.43. Структурная схема электропривода в режиме $\Psi_1 = \text{const.}$

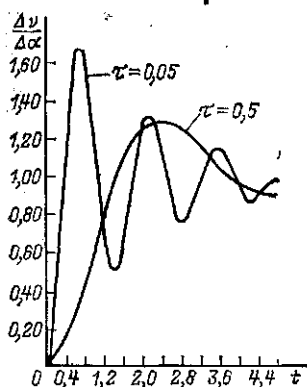


Рис. 5.44. Изменение скорости электропривода при толчке частоты в режиме $\Psi_1 = \text{const.}$

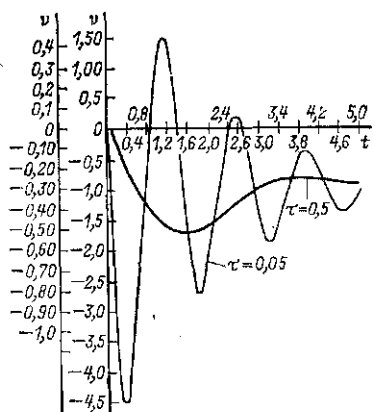


Рис. 1.45. Изменение скорости привода при толчке нагрузочного момента в режиме $\Psi_1 = \text{const.}$

схеме рис. 5.43,б использованы базовый момент $\mu_b = 2\mu_{\max}$, τ_1 — время разгона привода до скорости $\nu_1 = 1$ в масштабе времени $T_1 = X'_2 / \omega_{\text{ном}} r_2$ под действием момента $2\mu_{\max} = \Psi^2 X_2^2 / X'_1 X_1 X_2$.

Передаточная функция двигателя при выходном сигнале — скорости и управляющем воздействии (в данном

случае a_1) имеет вид:

$$v_1^{a_1}(s_1) = \frac{s_1 + 1 - a}{s_1^3 \tau_1 + 2s_1^2 \tau_1 + s_1 [\tau_1 (1 + a) + 1] + 1 - a}. \quad (5.40)$$

Передаточная функция двигателя при выходном сигнале — скорости и возмущающем воздействии (в данном случае $\mu_{ст}$) получается равной

$$v_1^{\mu_{ст}}(s_1) = - \frac{s_1^2 + 2s_1 + 1 + a}{s_1^3 \tau_1 + 2s_1^2 \tau_1 + s_1 [\tau_1 (1 + a) + 1] + 1 - a}. \quad (5.41)$$

Переходные процессы в приводе зависят от параметров a и τ_1 . На рис. 5.44, 5.45 показаны временные зависимости

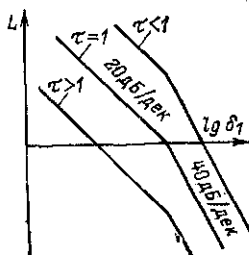


Рис. 5.46. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики разомкнутой системы электропривода.

скорости двигателя при изменении частоты и нагрузочного момента для ряда значений τ_1 . При малых τ_1 процессы характеризуются сильной колебательностью, причем для современных двигателей с малым скольжением τ_1 лежит в пределах 0,05—0,1. Такой характер переходных процессов следовало ожидать по виду ЛАЧХ разомкнутой системы, показанной на рис. 5.46. При $\tau_1 < 1$ получаем систему с ЛАЧХ типа 1—2 при сопрягающей частоте, меньшей частоты среза.

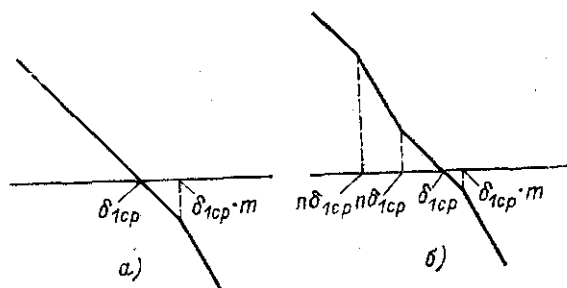


Рис. 5.47. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики разомкнутой системы электропривода при введении обратной связи по току i_{11q} .

a — жесткой; b — гибкой.

Радикальным средством улучшения динамических характеристик привода является охват звена с передаточной функцией $\mu^{\beta_1}(s_1)$ отрицательной обратной связью, так, чтобы сдвинуть участок с наклоном 20 дБ/дек левее частоты среза. Это возможно сделать, так как $\mu = \Psi_1 i_{11q}$, а ток i_{11q} равен входному току инвертора при пренебрежении сопротивлением r_1 . Сигнал, пропорциональный i_{11q} , вводится на вход задатчика частоты. На рис. 5.47,а показана желаемая ЛАЧХ разомкнутого контура, с учетом которой можно определить необходимый коэффициент обратной связи. Звено с передаточной функцией $\mu^{\beta_1}(s_1)$, охваченное отрицательной обратной связью с коэффициентом усиления k , по (5.39) преобразуется в звено с передаточной функцией

$$\frac{b}{1+kb} \frac{1}{1+s_1 \frac{b}{1+kb}}, \quad (5.42)$$

где $b = (1-a)/(1+a)^2$.

$$\delta_{1cp} = \frac{1}{\tau_1} \frac{b}{1+kb}, \quad m\delta_{1cp} = \frac{1+kb}{b}.$$

Принимая $m=2$ для $b=1$, получаем $k = \sqrt{2/\tau_1} - 1$, $\delta_{cp} = 1/\sqrt{2\tau_1}$. Недостатком данного варианта улучшения характеристик привода является смягчение механической характеристики двигателя, так как скольжение увеличивается в $k+1$ раз.

Для исключения данного недостатка звено с передаточной функцией $\mu^{\beta_1}(s_1)$ охватывается не пропорциональной связью, а динамическим звеном с передаточной функцией $s_1 T k / (1 + s_1 T)$. На низких частотах передаточный коэффициент данного звена стремится к нулю, при высоких он равен k . При охвате отрицательной обратной связью передаточная функция звена преобразуется к виду

$$\mu^{\beta_1}(s_1) = \frac{b(1+s_1 T)}{s_1^2 T + s_1(T + kbT + 1) + 1},$$

а суммарная передаточная функция разомкнутой системы для $b=1$ будет:

$$F_p(s_1) = \frac{1+s_1 T}{s_1^2 T + s_1(T + kT + 1) + 1} \frac{1}{s_1 \tau_1}. \quad (5.43)$$

Необходимо определить значения k и T , при которых получим желаемую ЛАЧХ разомкнутой системы типа 1—

2—1—2 (рис. 5.47,б) при заданных значениях m и n , т. е. передаточную функцию вида

$$F_{ж,р}(s_1) = \frac{1 + s_1/n\delta_{1cp}}{(1 + s_1/n_1\delta_{1cp})(1 + s_1/m\delta_{1cp})} \frac{1}{s_1\tau_1}.$$

Интересующие нас параметры равны:

$$\delta_{1cp} = \frac{1}{\sqrt{2\tau_1}}, \quad T = \frac{\sqrt{2\tau_1}}{n}, \quad k = \frac{m-n}{\sqrt{2\tau_1}} \left(1 - \frac{\sqrt{2\tau_1}}{m}\right). \quad (5.44)$$

При использовании рассмотренных пассивных корректирующих звеньев получаем предельную частоту среза, равную $1/\sqrt{2\tau_1}$ для $\tau_1 < 2$ и $1/\tau_1$ для $\tau_1 > 2$.

Для дальнейшего увеличения быстродействия привода следует ввести регулятор момента, подчиненный регулято-

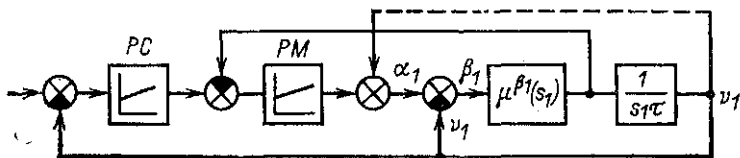


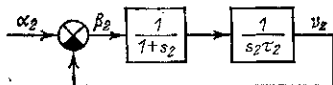
Рис. 5.48. Структурная схема электропривода с регуляторами скорости и момента.

ру скорости. Соответствующая структурная схема показана на рис. 5.48. В данной схеме целесообразно формировать частоту α_1 как сумму двух сигналов: выходного сигнала регулятора скорости и сигнала частоты вращения. Это желательно для компенсации влияния частоты вращения на момент при пусках и торможениях аналогично введению положительной обратной связи по ЭДС на управляющий вход выпрямителя в приводе постоянного тока. Регулятор момента пропорционально-интегральный, синтезированный по техническому оптимуму для частоты среза δ_{1cp} , с передаточной функцией $k \frac{1 + s_1}{s_1} = \frac{\delta_{1cp}(1 + s_1)}{s_1}$. При выборе δ_{1cp} исходим из правила построения регуляторов систем с подчиненным регулированием параметров. Внутренним контуром при синтезе регулятора момента является преобразователь частоты, передаточная функция которого имеет вид (5.35). Частоту среза δ_{1cp} в синхронном масштабе следует принять равной $0,2/T_T$ (что соответствует $40 \cdot c^{-1}$).

Выводы настоящего параграфа, касающиеся корректирующих связей (жесткой или гибкой) по моменту в устройство управления частотой, полностью относятся к приводу с источником тока и системой управления, построенной по принципу амплитудной ориентации по полю двигателя (см. § 5.7), не требующей датчика частоты вращения. Структурная схема привода для данного случая показана на рис. 5.21.

Особенностью передаточной функции $\mu^{22}(s_2)$ является наличие переменной постоянной времени. Наибольшее значение постоянная времени имеет в режиме холостого хода. Если расчет корректирующих цепей выполнить с учетом

Рис. 5.49. Расчетная структурная схема привода при амплитудной ориентации по потоку.



параметров холостого хода, то во всех режимах будет обеспечено качество переходных процессов, не худшее, чем в режиме холостого хода. Структурная схема привода для выбора корректирующих цепей показана на рис. 5.49.

Значение τ_2 , равное отношению электрохимической T_m к электромагнитной T_2 постоянной привода, определяется на основании следующих соотношений:

$$T_m = J \omega_{c, \text{ном}} \frac{\beta_{\text{ном}}}{M_{\text{ном}}} \left(\frac{\Phi_{2\text{ном}}}{\Phi_2} \right)^2;$$

$$T_2 = X_2 / \omega_{\text{ном}} r_2.$$

Если учесть, что $r_2 \approx \beta_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}}$; $X_2 = I_{\text{ном}} / I_0$, то

$$\tau_2 = \frac{J \omega_{c, \text{ном}}}{M_{\text{ном}}} \frac{\omega_{\text{ном}} \beta_{\text{ном}}^2}{I_{\text{ном}}} I_0 \left(\frac{\Phi_{2\text{ном}}}{\Phi_2} \right)^2 \cos \varphi_{\text{ном}}. \quad (5.45)$$

Здесь $\frac{J \omega_{c, \text{ном}}}{M_{\text{ном}}}$ — время разгона привода под действием номинального момента до номинальной синхронной скорости $\omega_{c, \text{ном}}$, с;

$$\tau_2 = T_p \omega_{\text{ном}} \beta_{\text{ном}}^2 \frac{I_0}{I_{\text{ном}}} \left(\frac{\Phi_{2\text{ном}}}{\Phi_2} \right)^2 \cos \varphi_{\text{ном}}.$$

Аналогично

$$\tau_1 = T_p \omega_{\text{ном}} \beta_{\text{ном}}^2 \frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{ном}}} \left(\frac{\Phi_{1\text{ном}}}{\Phi_1} \right)^2 \cos \varphi_{\text{ном}}.$$

При $\Phi_2 = \Phi_{2ном}$; $\Phi_1 = \Phi_{1ном}$; $\beta_{ном} = 0,035$; $T_p = 0,5$ с; $I_0/I_{ном} = 0,3$; $I_n/I_{ном} = 5$; $\cos \varphi_{ном} = 0,88$ получаем $\tau_2 = 0,051$; $\tau_1 = 0,85$.

Приведенный пример показывает, что τ_2 имеет малое значение и для удовлетворительной работы привода необходимо введение корректирующего сигнала. Очевидно, что более предпочтительным является устройство гибкой корректирующей обратной связи, параметры которой определяются по (5.44):

$$k = \frac{m-n}{V m \tau_2} \left(1 - \frac{V m \tau_2}{m} \right); \quad T = T_2 \frac{V m \tau_2}{n}.$$

Так, при $m=2$, $n=0,25$, $\tau_2=0,051$ получаем:

$$\delta_{ср} = 1/T_2 \sqrt{0,094} = 3,26/T_2;$$

$$k = 4,83; \quad T = 1,226/T_2.$$

5.14. УСТОЙЧИВОСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПЯЖЕНИЯ

Как показано в предыдущем параграфе, электропривод при управлении частотой и напряжением при соблюдении закона $\Psi_1 = \text{const}$ и введении корректирующих сигналов по частоте обладает удовлетворительными регулировочными характеристиками. Для обеспечения постоянства потоко-

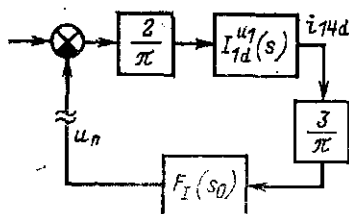


Рис. 5.50. Обобщенная схема системы преобразователя частоты — двигателя.

сцепления статора управление амплитудой и частотой напряжения должно осуществляться по закону (2.49), полученному по уравнениям статорной цепи в системе координат $\bar{\Psi}_1$:

$$\begin{aligned} u_{11d} &= i_{11d} r_1; \\ u_{11q} &= \alpha_{01} \bar{\Psi}_1 + i_{11q} r_1; \\ u_1 &= \sqrt{u_{11d}^2 + u_{11q}^2}; \\ \alpha_{04} &= \alpha_{01} + \frac{d}{dt} \arctg \frac{u_{11q}}{u_{11d}}. \end{aligned}$$

Система формирования задания амплитуды и частоты напряжения статора включает в себя: устройство измерения проекций тока статора в системе координат $\bar{\Psi}_1$, множително-делительные устройства, функциональные преобразователи.

С точки зрения простоты системы управления наилучшим является привод, в котором частота меняется однозначно в функции напряжения без изменения внутренних процессов в двигателе. Естественно, такой привод обладает недостаточно качественными переходными процессами (при $\tau_1 < 2$) и неудовлетворительной работой на низких частотах. С другой стороны, качество переходных процессов при изменении частоты вращения (частоты) может быть сформировано с помощью задатчика интенсивности, а длительная работа на низких частотах ($\alpha < 0,1$) с полным моментом не всегда требуется. Кроме отмеченных недостатков для привода с автономным инвертором и амплитудным регулированием частоты существует проблема устойчивости. Она обусловлена недостаточной жесткостью характеристик источника напряжения, которым является преобразователь частоты. Действительно, как показано в § 4.5, входной ток инвертора равен $\frac{3}{\pi} i_{1ad}$, а зависимость напряжения преобразователя от тока нагрузки выражается передаточной функцией $F_I(s_0)$ (см. § 5.12). Обобщенная структурная схема системы преобразователь частоты — двигатель показана на рис. 5.50. Для проверки устойчивости данной структуры следует исследовать частотную характеристику разомкнутой системы. Частотная характеристика звена с передаточной функцией $I'_{1d}(s)$ может быть получена только с помощью цифровой ЭВМ. На рис. 5.51, а—г показано семейство частотных характеристик $I'_{1d}(j\delta)$, рассчитанных для двигателя с усредненными параметрами.

Чтобы показать возможность неустойчивой работы системы, рассмотрим суммарную частотную характеристику разомкнутого контура

$$\frac{6}{\pi^2} I'_{1d}(s) F'_I(s).$$

Выражение $F'_I(s)$ получаем из (5.36) путем перехода к общему базовому времени и общему базовому сопротивлению для всего контура, базовые величины такие же, как для двигателя, а именно: $\omega_6 = \omega_{ном}$; $Z_6 = Z_{ном}$:

$$F'_I(s) = \frac{T_\tau}{\omega_{ном} C Z_{ном}} \frac{T_\tau s (1 + T_\tau s)}{\left(\frac{s T_\tau}{0,33} + 1 \right) \left[\left(\frac{s T_\tau}{0,775} \right)^2 + 2 \frac{s T_\tau}{0,775} \cdot 0,213 + 1 \right]}.$$

(5.46)

Для примера принимаем: частотные характеристики двигателя — рис. 5.51, а—г, $T_\tau = 1,5$; $\alpha = 0,4$; $\beta = 0$; $H = 130$.

Амплитудно-фазовая характеристика звена с передаточной функцией

$$I_{ld}^u(j\delta) F'_l(j\delta) \frac{\omega_{\text{ном}} CZ_{\text{ном}}}{T_\tau}$$

приведена на рис. 5.52. Она начинается в начале координат, затем из второго квадранта переходит в третий, четвертый и снова третий, но эти перемещения годографа происходят вблизи начала координат, так как амплитуда очень маленькая. Начиная с частоты $\delta=0,1$ наблюдается увеличение амплитуды вектора, при этом фаза изменяется от 254° ($\delta=0,1$) до 23° ($\delta=0,4$), пересекая вещественную отрицательную ось при $\delta \approx 0,2$ в точке -5 . Для того чтобы в данном режиме система была устойчивой (двигатель при принятых условиях устойчив), необходимо, чтобы АФХ разомкнутой системы не охватывала точку $(-1,0)$.

Данное требование выполняется при условии, что $\frac{6}{\pi^2} \frac{T_\tau}{\omega_{\text{ном}} CZ_{\text{ном}}} < \frac{1}{5}$, или при $T_\tau=1,5$ оно сводится к тому, что емкость фильтра ин-

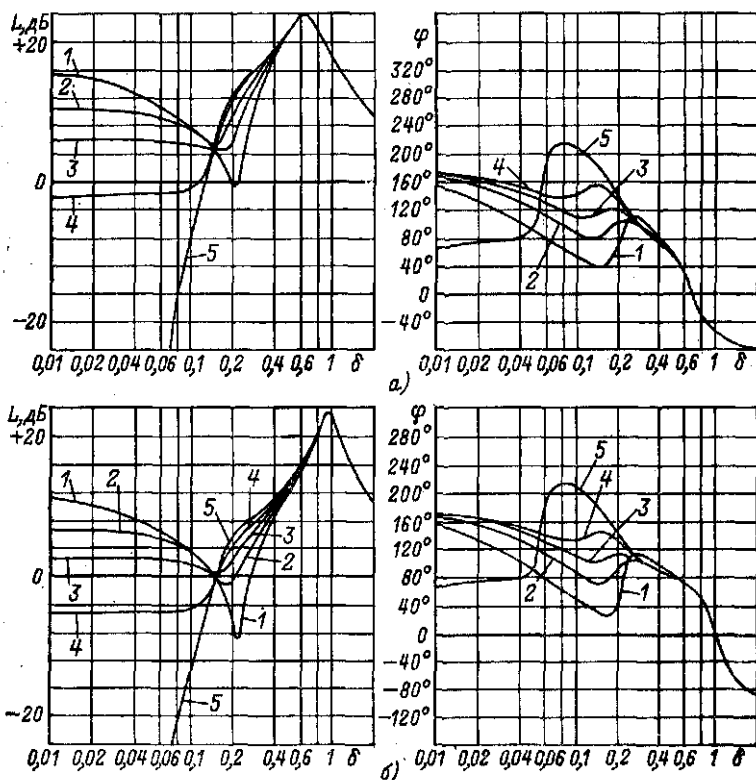


Рис. 5.51. Частотные характе
а — $\alpha=0,7$; б — $\alpha=1$; в — $\alpha=0,4$; г — $\alpha=0,1$; 1 — $\beta=0,12$;

вертора должна быть больше, чем $5/Z_{ном\Phi_{ном}}$, Φ . Для заключения об устойчивости во всех режимах надо провести аналогичное исследование для всего семейства частотных характеристик $I'_{1d}(j\delta)$ в рабочей области α и β .

Проведем анализ устойчивости для режима холостого хода, а затем распространим выводы на остальные режимы. На рис. 5.53, а, б приведены АЧХ и ФЧХ двигателя для $\beta=0$. На рис. 5.53, б штриховой линией показана ФЧХ функции $F'_I(j\delta)$, отложенная вниз от оси, проходящей через $\Phi_I=180^\circ$.

Для каждого значения α в области частот δ , где значения Φ_I лежат выше штриховой линии, суммарная АФХ разомкнутой системы будет находиться в третьем квадранте. Так, для $\alpha=0,4$ (кривая 5) граничные значения δ равны $\delta_{гр\min}$ и $\delta_{гр\max}$. Условие устойчивости системы сводится к тому, чтобы при обоих граничных значениях δ амплитуда суммарной АФХ была либо больше, либо меньше 1. Так как амплитуда суммарной АФХ увеличивается с ростом частоты от $\delta_{гр\min}$ до $\delta_{гр\max}$, то достаточным условием устойчивости будет следующее: амплитуда суммарной АФХ при $\delta_{гр\max}$ должна быть меньше 1. На

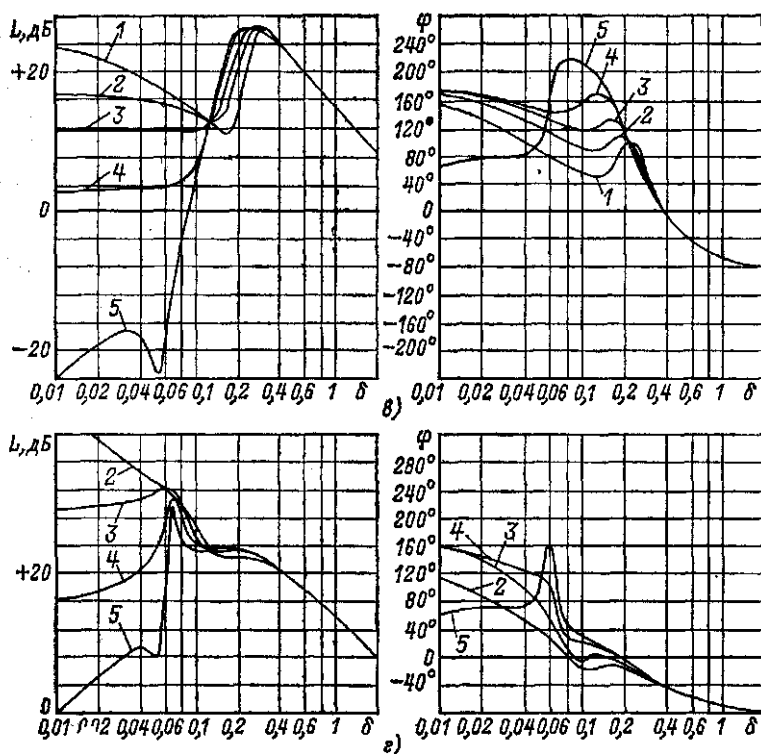


Рис. 5.53. Частотные характеристики $I'_{1d}(j\delta)$, $H=130$.

а) $\beta=0,08$; 3 — $\beta=0,05$; 4 — $\beta=0,02$; 5 — $\beta=0$.

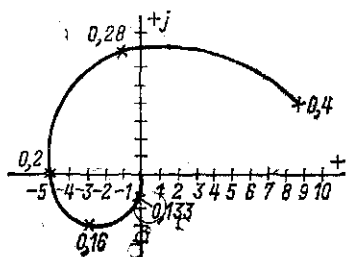


Рис. 5.52. Амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы инвертор напряжения — двигатель.

значение амплитуды суммарного звена с передаточной функцией $\frac{6}{\pi^2} F'_I(j\delta) I_{1d}^{\mu_1}(j\delta)$ при некотором значении δ будет меньше единицы

в том случае, если значение выражения $20 \lg \left(\frac{T_\tau}{\omega_{\text{ном}} C Z_{\text{ном}}} \frac{6}{\pi^2} \right)$ будет

меньше длины отрезка от штриховой линии до соответствующей АЧХ при заданном δ , взятого с обратным знаком. Следовательно, чтобы система была устойчивой, необходимо для каждого значения α определить $\delta_{\text{гр max}}$, а по нему — необходимое значение $6T_\tau/\pi^2 \omega_{\text{ном}} C Z_{\text{ном}}$ и принять для расчета наибольшее значение C . Для анализируемого двигателя наибольшее значение C получается для $\alpha=0,15$. Оно в 6 раз превышает значение, определенное для $\alpha=0,4$.

Если проанализировать частотные характеристики двигателя, приведенные на рис. 5.51, а—г, то окажется, что для всех значений α зна-

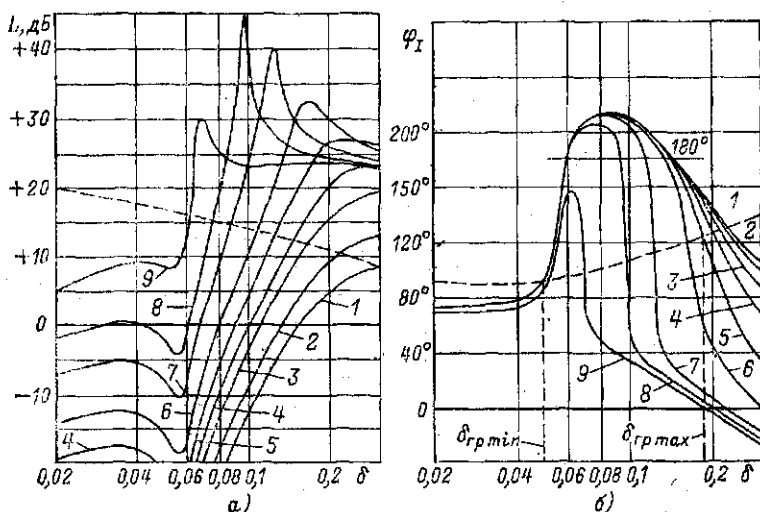


Рис. 5.53. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики звена с передаточной функцией $I_{1d}^{\mu_1}(j\delta)$ в режиме холостого хода ($\beta=0$) при различных значениях α .

1—1; 2—0,8; 3—0,6; 4—0,5; 5—0,4; 6—0,3; 7—0,2; 8—0,15; 9—0,1.

чение φ_1 для частоты $\delta_{грmax}$, определенной согласно рис. 5.53, б, будет наибольшим для режима холостого хода, а амплитуда частотной характеристики $I_{id}^u(j\delta)$ для той же частоты $\delta_{грmax}$ при $\beta=0$ будет не меньше, чем при других значениях β . Данное обстоятельство показы-

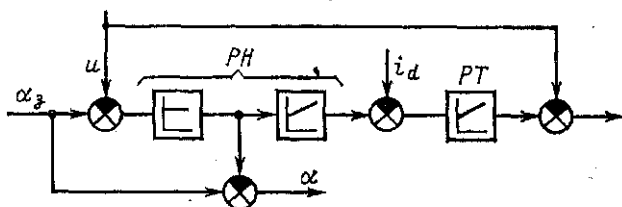


Рис. 5.54. Управление частотой преобразователя при введении корректирующего сигнала.

вает, что действительно режим холостого хода является наихудшим с точки зрения устойчивости системы двигатель — автономный инвертор напряжения.

Увеличение емкости фильтра является далеко не лучшим способом обеспечения устойчивости анализируемой системы.

Радикальным средством, причем универсальным, повышения устойчивости системы является одновременное с изменением напряжения изменение частоты преобразователя. На рис. 5.54 показана схема устройства управления частотой преобразователя с коррекцией частоты в функции сигнала ошибки регулятора напряжения PH . Особенностью этой схемы является то, что корректирующий сигнал в установившемся режиме не действует, при этом $u=u_0$, а при рассогласованиях задания и фактического напряжения частота преобразователя равна $\alpha = \alpha_0 - k\Delta u$, причем k регулируется для конкретного двигателя от 0 до 1. При введении корректирующего сигнала в частоту меняется передаточная функция двигателя $I_{id}^u(s)$, режим управления двигателя приближается к режиму $\Psi_1 = \text{const}$.

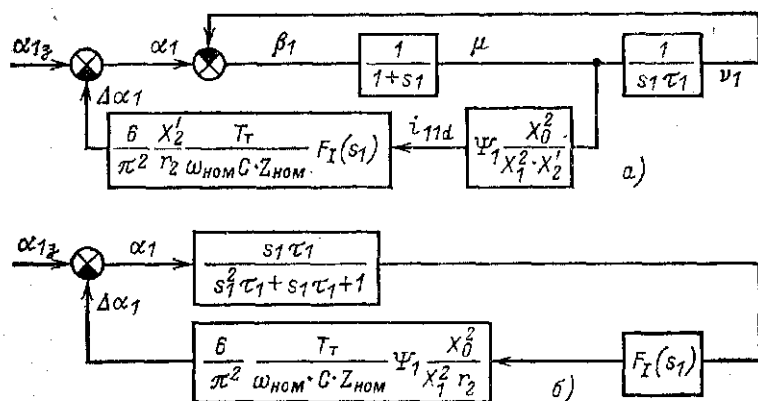


Рис. 5.55. Структурная схема системы автономный инвертор — двигатель при $\Psi_1 = \text{const}$.

Действительно, при $\Psi_1 = \text{const}$ и $r_1 = 0$ частота и амплитуда напряжения меняются пропорционально, причем для данного режима характерна абсолютная устойчивость. Покажем это. Структурная схема привода с учетом влияния входного тока инвертора на напряжение (и частоту) преобразователя приведена на рис. 5.55,а. Эту схему можно представить в виде рис. 5.55,б. Фазочастотная характеристика звена с передаточной функцией $F_1(j\delta_1)$ меняется от $+\pi/2$ до $-\pi/2$ (см. рис. 3.39), в этих же пределах меняется ФЧХ звена с передаточной функцией $\frac{s_1 \tau_1}{s_1^2 \tau_1 + s_1 \tau_1 + 1}$. Следовательно, суммарная фаза меняется от π до $-\pi$ и АФХ не пересекает отрицательной вещественной оси. Система при любых значениях параметров устойчива.

Практика во всех случаях подтвердила, что при введении рассмотренного корректирующего сигнала в частоту устойчивость системы обеспечивается при емкости фильтра, не большей, чем $4/\omega_{ном} Z_{ном}$ Ф.

Глава шестая

НЕКОТОРЫЕ СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА, СВЯЗАННЫЕ С ДИСКРЕТНОСТЬЮ ПРОЦЕССОВ В ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ

6.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Все тиристорные преобразователи частоты — устройства дискретного управления; динамические свойства преобразователей зависят от частоты, с которой осуществляется управление (частоты квантования). Для НПЧ частота квантования равна $50m$ Гц, где m — число фаз. Как правило, для преобразователей частоты $m=6$, значительно реже 3 и 12, т. е. частота квантования в большинстве случаев равна 300 Гц. Частота квантования сравнительно высокая, в токе двигателя и моменте она проявляется, но на скорости из-за демпфирующего действия маховых масс привода не сказывается, поэтому дискретность преобразователя необходимо учитывать только при синтезе регулятора тока, частота среза которого ограничивается значением около 400 с^{-1} . Иная картина наблюдается при анализе процессов в электроприводах с автономными инверторами. Дискретный характер работы автономного инвертора проявляется в несинусоидальности инвертируемого тока или напряжения, причем частоты высших гармоник пропорциональны основной частоте. Высшие гармоники всегда присутствуют в токе и моменте двигателя, но при глубоком частотном регулировании частоты вращения вниз от номинальной пульсации момента приводят к неравномерному вращению двигателя.

В гл. 4 при описании процессов в системах с автономными инверторами использовался метод непрерывной аппроксимации инвертора, при котором в рассмотрение вводилась не реальная ступенчатая коммутационная функция, а ее основная гармоника. При таком рассмотрении инвертор выступает как безынерционное усилительное устройство. Известно, что описание устройства дискретного действия непрерывным безынерционным звеном сопряжено с погрешностью, которая зависит от соотношения частоты среза разомкнутого контура для линейных систем и частоты работы дискретного элемента. Для анализа частотного спектра процессов в системе с инвертором воспользуемся

соотношениями (4.8), (4.11) и (4.12). Согласно (4.8) инвертор может рассматриваться как модулятор, осуществляющий перемножение входного u_n и опорного $\Phi_n(t)$ сигналов. Если u_n — величина постоянная, то на выходе инвертора получаем сумму векторов напряжения с частотой $\omega(6k+1)$, где $k = -\infty \div +\infty$. Гармоники напряжения обуславливают соответствующие гармоники тока нагрузки, т. е. согласно (4.11) имеем:

$$\bar{I}_n = Y_n [u_n \bar{\Phi}_n(t)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \bar{I}_m e^{j\omega(6k+1)t}.$$

Входной ток инвертора согласно (4.12) (преобразование переменного тока нагрузки инвертора во входной ток соответствует физическому функционированию демодулятора):

$$i_n = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6k+1} e^{-j(6k+1)\omega t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \bar{I}_m e^{j\omega(6k+1)t} \right\}$$

и содержит гармоники порядка $6k$, $k = 0 \div \infty$.

Входной ток инвертора порождает соответствующие гармоники входного напряжения u_n , т. е.

$$u_n = \sum_{k=0}^{\infty} U_{mk} \sin(6k\omega t + \varphi_k).$$

Значения гармонических составляющих напряжения u_n определяются гармониками входного тока i_n и частотной характеристикой звена с передаточной функцией $F_I(s)$. Наличие гармоник частоты $6k\omega$ в напряжении u_n не меняет гармонического состава напряжения на выводах нагрузки. Таким образом, получили путем рассуждений, что при постоянном внешнем задании напряжения u_n процессы в звене постоянного тока содержат постоянные составляющие и периодические частоты $6k\omega$, но уже количественный расчет амплитуд составляющих даже для установившегося режима представляет собой громоздкую для решения задачу.

Путем аналогичных рассуждений можно показать, что если внешнее задание u_n является гармоническим с частотой Ω , то частотный спектр сигналов в звене постоянного тока будет $\pm\Omega + 6k\omega$, $k = -\infty \div \infty$, а на стороне переменного тока инвертора $\pm\Omega + (6k+1)\omega$, $k = -\infty \div \infty$. В то же время при непрерывной аппроксимации получаем в звене постоянного тока частотный спектр сигналов $\pm\Omega$. Таким образом, принципиальная ошибка при непрерывной аппроксимации инвертора возможна, если частотный спектр сигналов в звене постоянного тока при использовании данного метода шире, чем $\pm 3\omega$. Количественные расчеты показывают, что достаточным условием применимости метода непрерывной аппроксимации инвертора является удовлетворение следующего требования: частота среза системы, разомкнутой по сигналу обратной связи инвертора, как элемента цепи постоянного тока при использовании непрерывной аппроксимации должна быть не более 3ω .

Закономерен вопрос: нет ли других методов исследования процессов в системах с инверторами, кроме непрерывной аппроксимации, для которых отсутствует необходимость вводить ограничения? Здесь следует различать задачу расчета и задачу анализа на предмет целенаправленного синтеза алгоритмов управления и регуляторов.

Расчет электромагнитных и электромеханических процессов в системах с инверторами возможно и целесообразно выполнять с помощью цифровых ЭВМ, так как существует математическое описание процессов во всех элементах системы, в том числе и в автономных инверторах, даже в столь сложных схемах и режимах, как автономные инверторы с отсекающими диодами при дополнительном открывании последних.

Для расчета электромагнитных процессов в системах с идеализированными (мгновенная коммутация) инверторами при фиксированных выходных частотах и статической нагрузке, кроме метода непрерывной аппроксимации, предложены метод разностных уравнений [8, 34, 35], спектрально-операторный метод [36], метод импульсных моделей [37]. Все указанные методы даже для расчета инверторов с простой RL -нагрузкой столь громоздки, то в рассматриваемом случае двигательной нагрузки вряд ли реальны для использования.

По-видимому, метод непрерывной аппроксимации является единственным, с помощью которого могут быть достаточно полно, а главное результативно описаны процессы в системе электропривода с автономными инверторами в форме, удобной для анализа системы и синтеза регуляторов (см. гл. 5). Что же касается указанных ограничений метода, то они связаны при простых законах управления с основным недостатком инвертора как устройства дискретного действия, который неизбежно проявляется в снижении качества работы привода в статике (неравномерность вращения двигателя) и динамике (необходимости снижения частоты среза системы и быстродействия). Поэтому следует рассмотреть указанные явления и найти технические средства преодоления недостатков инверторов. Одно из очевидных средств — переход к эквивалентным многофазным схемам, которые в пределе ($m \rightarrow \infty$) позволяют сформировать идеальную гармоническую коммутационную функцию.

6.2. УПРОЩЕННОЕ ВЫРАЖЕНИЕ МОМЕНТА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Как было показано ранее, в установившемся режиме гармонический состав электромагнитных величин не зависит от того, учитывается или нет реакция инвертора как элемента цепи постоянного тока.

Расчет установившихся процессов в нагрузке автономного инвертора может производиться кусочно-припасовочным методом, методом гармонического анализа и методом дискретного преобразования Лапласа (z -преобразования). Предпочтение следует отдать второму и третьему методам. Метод гармонического анализа позволяет определить все гармоники исследуемой периодической функции, в результате чего могут быть установлены их количественные соотношения, по которым удобно судить о влиянии на двигатель каждой составляющей. Метод z -преобразования дает решение в свернутой форме, при этом легко расчитываются мгновенные значения, но затруднена количественная оценка упрощенных выражений.

При использовании формулы момента $\mu = (X_0/X_2) \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \bar{\Psi}_2)$ ток \bar{i}_1 считаем заданной функцией времени. В неподвижной системе координат \bar{i}_1 согласно (2.20) равен:

$$\bar{i}_1(t) = i_1 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6m+1} e^{j(6m+1)\alpha t},$$

где

$$i_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3}{\pi} i_n.$$

Это идеализированная функция. При питании двигателя от автономного инвертора тока появляется угол коммутации, но на низких частотах, а именно они представляют наибольший интерес, углом коммутации можно пренебречь и считать форму фазного тока прямоугольной.

Для расчета момента следует найти потокосцепление $\bar{\Psi}_2$:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_2(s_2) &= \frac{\bar{I}_1 X_0}{1 + s_2 + j\beta_2}; \\ \bar{\Psi}_2(t) &= i_1 X_0 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6m+1} \frac{e^{j(6m+1)\alpha t}}{1 + j6m\alpha_2 + j\beta_2}, \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

где $\alpha_2 = \alpha X_2 / r_2$.

Учитывая, что для $m \neq 0$ $6m\alpha_2 \gg \beta_2$, $6m\alpha_2 \gg 1$, можно записать:

$$\bar{\Psi}_2(t) = i_1 X_0 \left\{ e^{j\alpha t} \frac{1}{1 + j\beta_2} - \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{j}{6m+1} \frac{e^{j(6m+1)\alpha t}}{6m\alpha_2} \right\}. \quad (6.2)$$

Для двигателя, работающего в режиме $\alpha > \beta$, высшие гармоники потокосцепления ротора существенно меньше основной. Так, согласно (6.2) имеем:

$$\frac{\Psi_{2m}}{\Psi_{20}} = \frac{\sqrt{1 + \beta_2^2}}{|(6m+1) 6m\alpha_2|}, \quad (6.3)$$

при $m=1$

$$\frac{\Psi_{2m}}{\Psi_{20}} = \frac{\sqrt{1 + 1/\beta_2^2}}{42} \frac{\beta}{\alpha}, \quad (6.4)$$

при $m=-1$

$$\frac{\Psi_{2m}}{\Psi_{20}} = \frac{\sqrt{1 + 1/\beta_2^2}}{30} \frac{\beta}{\alpha}. \quad (6.5)$$

Приведенные соотношения подтверждают, что в потокосцеплении преобладает основная гармоника. Это свойство постоянства потокосцепления короткозамкнутого ротора. Поэтому пренебрегаем высшими гармониками потокосцепления ротора и считаем его равномерно вращающимся вектором с постоянной амплитудой. В системе координат $\bar{\Psi}_2$ ток $I_1(t)$ равен:

$$\bar{I}_1(t) = i_1 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6m+1} e^{j(6m\alpha t + \arctg \beta_2)}. \quad (6.6)$$

Момент двигателя

$$M = \frac{X_0}{X_2} \Psi_2 \operatorname{Im} [\bar{i}_1(t)] = \frac{X_0^2}{X_2^2} i^2 \frac{1}{\sqrt{1+\beta_2^2}} \times \\ \times \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{6m+1} \sin(6mat + \arctg \beta_2). \quad (6.7)$$

Амплитуда 6-й гармоники момента

$$M_6 = \frac{\Psi_2^2}{X_2} \frac{2}{35} \frac{\sqrt{36+\beta_2^2}}{(1+\beta_2^2)^2}.$$

Из последней формулы следует, что 6-я гармоника момента уменьшается с ростом β_2 .

6.3. РАСЧЕТ МОМЕНТА ДВИГАТЕЛЯ МЕТОДОМ z-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Результирующий вектор коммутационной функции инвертора может рассматриваться как выходной сигнал импульсного устройства, содержащего фиктивный импульсный элемент с периодом работы $T = \pi/\alpha$, где α — выходная частота инвертора и фиксирующее звено нулевого порядка. На вход импульсного устройства подается векторная функция $e^{j\alpha t}$.

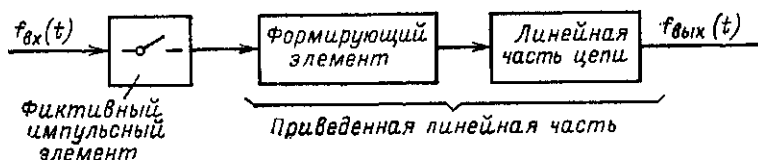


Рис. 6.1. Структурная схема разомкнутой импульсной системы.

На рис. 6.1 показана схема разомкнутой импульсной системы. z-преобразование входной величины:

$$f_{\text{вх}}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f_{\text{вх}}(nT) e^{-sT}; \quad (6.8)$$

z-преобразование выходной величины

$$f_{\text{вых}}(z) = f_{\text{вх}}(z)L(z), \quad (6.9)$$

где $L(z)$ — z-преобразование приведенной линейной части, состоящей из последовательно включенных формирующей цепи и линейной части устройства. $L(z)$ можно определить по таблицам или рассчитать по (6.8), подставляя вместо $i_{\text{вх}}(nT)$ значения импульсной переходной характеристики приведенной линейной части в моменты nT .

Обратным z-преобразованием, выполняемым разложением на сомножители стандартного вида с последующим использованием таблиц, определяются значения выходной функции $f_{\text{вых}}(nT)$. Для расчета $f_{\text{вых}}$ в моменты $t = nT + \varepsilon T$, где $\varepsilon = 0 \div 1$, отличные от моментов работы

импульсного элемента, следует воспользоваться модифицированным z -преобразованием приведенной линейной части:

$$f_{\text{вых}}(z, \varepsilon) = f_{\text{вх}}(z) L(z, \varepsilon). \quad (6.10)$$

В табл. 6.1 приведены используемые ниже выражения для обычного и модифицированного z -преобразований функций времени, представленных в виде изображения по Лапласу.

Таблица 6.1

Преобразование Лапласа	z -преобразование	Модифицированное z -преобразование
$\frac{1}{s}$	$\frac{z}{z-1}$	$\frac{z}{z-1}$
$\frac{1}{s+a}$	$\frac{z}{z-e^{-aT}}$	$\frac{z \cdot e^{-\varepsilon aT}}{z-e^{-aT}}$
$\frac{1-e^{-sT}}{s}$	1	1
$\frac{1-e^{-sT}}{s(s+a)}$	$\frac{1}{a} \frac{1-e^{-aT}}{z-e^{-aT}}$	$\frac{1}{a} \left[1 - \frac{e^{-aT}}{z-e^{-aT}} (z-1) \right]$
$\frac{1-e^{-sT}}{s+a}$	$\frac{z-1}{z-e^{-aT}}$	$\frac{e^{-aT}}{z-e^{-aT}} (z-1)$

При неизменном токе i_n результирующий вектор тока статора совпадает с результирующим вектором коммутационной функции. Таким образом, $\bar{i}_1(t)$ представляет собой выходной сигнал импульсной системы с периодом работы импульсного элемента $T=\pi/3\alpha$ и фиксирующим звеном нулевого порядка, на вход системы подается сигнал $\frac{\pi}{3} i_n e^{j\omega t}$.

$$\bar{\Psi}_2(s_0) = \bar{i}_1(s) \frac{X_0}{1 + sX_2/r_2 - j\omega X_2/r_2}. \quad (6.11)$$

Полагая сначала $\nu=0$. Принимая за единицу времени период работы импульсного элемента, получаем изображение по Лапласу фиксирующего звена нулевого порядка $(1-e^{-s_0})/s_0$, где $s_0=\pi/3\alpha$, а передаточная функция

$$\bar{\Psi}_2^{\bar{i}_1}(s_0) = \frac{X_0}{1 + \frac{s_0 X_2}{r_2} - \frac{3\alpha}{\pi}}. \quad (6.12)$$

Приведенная линейная часть системы имеет вид:

$$X_0 \frac{1-e^{-s_0}}{s_0} \frac{1}{1 + \frac{s_0 X_2}{r_2} - \frac{3\alpha}{\pi}}. \quad (6.13)$$

Модифицированное z -преобразование приведенной линейной части записывается в виде:

$$L(z, \varepsilon) = X_0 \left[1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{\varepsilon}{\alpha}}}{z - e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{1}{\alpha}}} (z - 1) \right], \quad (6.14)$$

где $\varepsilon = 0 \div 1$ — время в относительных единицах от момента изменения положения вектора тока в неподвижной системе координат.

z -преобразование линейной части по своему содержанию эквивалентно передаточной функции системы при обычном преобразовании Лапласа ($z = e^{s_0}$). Если в выражении передаточной функции звена заменим s_0 на $j\omega_0$, то получим частотную характеристику звена при частоте ω_0 , равную установившемуся выходному сигналу звена во вращающейся с частотой ω_0 системе координат при совмещении вещественной оси с входным сигналом единичной амплитуды. Аналогично, за-

менив в z -преобразовании z на $e^{j\omega_0} = e^{j \frac{\pi}{3}}$ и умножив на амплитуду входного сигнала, получим установившееся значение выходного сигнала в системе координат, совмещенной с результирующим вектором тока:

$$\bar{\Psi}_2 = \frac{\pi}{3} i_1 X_0 \left[1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{\varepsilon}{\alpha}}}{e^{j \frac{\pi}{3}} - e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{1}{\alpha}}} \left(e^{j \frac{\pi}{3}} - 1 \right) \right]. \quad (6.15)$$

Расчет момента производится по формуле

$$\mu = -\frac{X_0}{X_2} \frac{\pi}{3} i_1 \operatorname{Im} \{\bar{\Psi}_2\}. \quad (6.16)$$

С учетом (6.15) получаем:

$$\mu = \frac{\pi^2}{9} i_1^2 \frac{X_0^2}{X_2} \frac{\sqrt{3}}{2} e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{\varepsilon}{\alpha}} \frac{1 - e^{-\frac{2}{3} \pi \frac{r_2}{X_2} \frac{1}{\alpha}}}{1 + e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{1}{\alpha}}}. \quad (6.17)$$

Среднее значение момента:

$$\begin{aligned} \mu_{\text{ср}} &= \int_0^1 \mu d\varepsilon = \frac{\sqrt{3}\pi}{6} \frac{\alpha X_2}{r_2} i_1^2 \frac{X_0^2}{X_2} \times \\ &\times \frac{1 - e^{-\frac{2}{3} \pi \frac{r_2}{X_2} \frac{1}{\alpha}}}{1 + e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{1}{\alpha}}} \left(1 - e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{X_2} \frac{1}{\alpha}} \right). \end{aligned} \quad (6.18)$$

6.4. РАСЧЕТ МОМЕНТА ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ДВИГАТЕЛЯ

Уравнение потокоцепления $\bar{\Psi}_2$ вращающегося двигателя в неподвижной системе координат имеет вид:

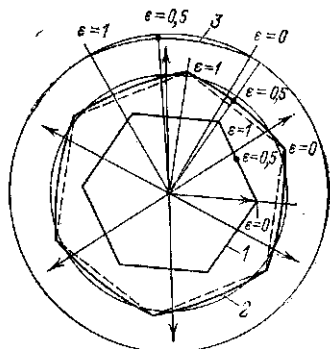
$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_2(s) &= X_0 \bar{i}_1(s) \frac{1}{1 + sX_2/r_2 - jvX_2/r_2} = \\ &= X_0 \bar{i}_1(s) \frac{r_2/X_2}{r_2/X_2 - jv} \frac{r_2/X_2 - jv}{s + r_2/X_2 - jv}.\end{aligned}\quad (6.19)$$

z-преобразование функции $\bar{\Psi}_2$ записывается в виде:

$$\bar{\Psi}_2(z) = \bar{i}_1(z) \frac{X_0 r_2/X_2}{r_2/X_2 - jv} z \left\{ \frac{1 - e^{-s \frac{\pi}{3\alpha}}}{s} \frac{r_2/X_2 - jv}{s + r_2/X_2 - jv} \right\}. \quad (6.20)$$

Рис. 6.2. Диаграммы результирующего вектора $\bar{\Psi}_2$ при питании от инвертора тока для $\alpha X_2/r_2 = 2$ и различных значений v/α .

1 — 0; 2 — 0,5; 3 — 1.



Модифицированное z-преобразование

$$\bar{\Psi}_2(z, \epsilon) = \bar{i}_1(z) \frac{X_0 r_2/X_2}{r_2/X_2 - jv} \left\{ 1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{3\alpha} \left(\frac{r_2}{X_2} - jv \right) \epsilon}}{z - e^{-\frac{\pi}{3} \frac{1}{\alpha} \left(\frac{r_2}{X_2} - jv \right)}} (z - 1) \right\}. \quad (6.21)$$

В установившемся режиме в системе координат \bar{i}_1 потокоцепление $\bar{\Psi}_2(\epsilon)$ определяем согласно (6.21), поставив i_1 вместо $\bar{i}_1(z)$ и $e^{j\frac{\pi}{3}}$ вместо z :

$$\bar{\Psi}_2(\epsilon) = i_1 X_0 \frac{r_2/X_2}{r_2/X_2 - jv} \left\{ 1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{3} \frac{1}{\alpha} \left(\frac{r_2}{X_2} - jv \right) \epsilon}}{e^{j\frac{\pi}{3}} - e^{-\frac{\pi}{3} \frac{1}{\alpha} \left(\frac{r_2}{X_2} - jv \right)}} \left(e^{j\frac{\pi}{3}} - 1 \right) \right\}. \quad (6.22)$$

На рис. 6.2 показаны годографы вектора $\bar{\Psi}_2$ при разных значениях v . Из этого рисунка видно приближение годографов с увеличением v к окружности.

Для расчета момента необходимо найти значение выражения $\text{Im}\{\bar{\Psi}_2(\varepsilon)\}$:

$$\begin{aligned} \text{Im}\{\bar{\Psi}_2(\varepsilon)\} = & i_1 \frac{X_0}{X_2} \frac{r_2}{\left(\frac{r_2}{X_2}\right)^2 + v^2} \times \\ & \times \frac{v}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3\alpha} \frac{r_2}{X_2}} + 2e^{-\frac{\pi}{3\alpha} \frac{r_2}{X_2}} \sin\left(\frac{\pi}{3} \frac{v}{\alpha} - \frac{\pi}{6}\right)} \times \\ & \times \left\{ 1 + e^{-\frac{2\pi}{3\alpha} \frac{r_2}{X_2}} - 2e^{-\frac{\pi}{3\alpha} \frac{r_2}{X_2}} \sin\left(\frac{\pi}{3} \frac{v}{\alpha} + \frac{\pi}{6}\right) + \right. \\ & + e^{-\frac{\pi}{3\alpha} \frac{r_2}{X_2} (1+\varepsilon)} \left[\frac{r_2}{X_2} \sin \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{v}{\alpha} + \frac{v}{\alpha} \varepsilon\right) + \right. \\ & + v \cos \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{v}{\alpha} + \frac{v}{\alpha} \varepsilon\right) + \frac{r_2}{X_2} \sin \frac{\pi}{3} \frac{v}{\alpha} (1 + \varepsilon) + \\ & \left. \left. + v \cos \frac{\pi}{3} \frac{v}{\alpha} (1 - \varepsilon) \right] - e^{-\frac{\pi}{3} \frac{r_2}{\alpha X_2} \varepsilon} \times \right. \\ & \times \left[\left(0,5 \frac{r_2}{X_2} + \frac{\sqrt{3}}{2} v\right) \cos\left(\frac{\pi}{3} \frac{v}{\alpha} \varepsilon + \frac{\pi}{6}\right) - \right. \\ & \left. \left. - \left(0,5v - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{r_2}{X_2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} \frac{v}{\alpha} \varepsilon + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\}. \quad (6.23) \end{aligned}$$

Выражение (6.23) громоздко для практического использования, поэтому упрощенная картина электромагнитных процессов в двигателе, основанная на учете только основной гармоники потокоцепления $\bar{\Psi}_2$, целесообразна для качественных оценок и физических рассуждений.

В случае инвертора напряжения точные выражения для процессов в двигателе получаются еще более громоздкими, чем при инверторе тока. Причем практический смысл точные выражения имеют для оценки процесса движения ротора, но сам их вывод базировался на условии отсутствия пульсаций скорости, поэтому для точных расчетов процессов в системе электропривода с автономными инверторами, если в этом есть необходимость, следует использовать аналоговые или цифровые математические модели, подобно тому как это выполнено в [2]. Основным смыслом проведенного исследования заключается в том, что на его основе можно определить технические средства для уменьшения отрицательного влияния дискретности процессов в инверторе на качество работы электропривода.

6.5. ИНВЕРТОРЫ С УЛУЧШЕННОЙ ФОРМОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ [ТОКА]

Рассмотрим физическую картину процессов в асинхронном двигателе при питании его от автономного инвертора тока. Вектор тока i_1 между двумя коммутациями в инверторе занимает неподвижное поло-

жение в пространстве, а вектор $\vec{\Psi}_2$, перемещаясь с угловой скоростью α , меняет свое положение относительно \vec{i}_1 . Так как момент двигателя при неизменных значениях i_1 и Ψ_2 пропорционален синусу угла между векторами \vec{i}_1 и $\vec{\Psi}_2$, изменение угла приводит к пульсациям момента. Наибольшие пульсации момента наблюдаются в режиме холостого хода.

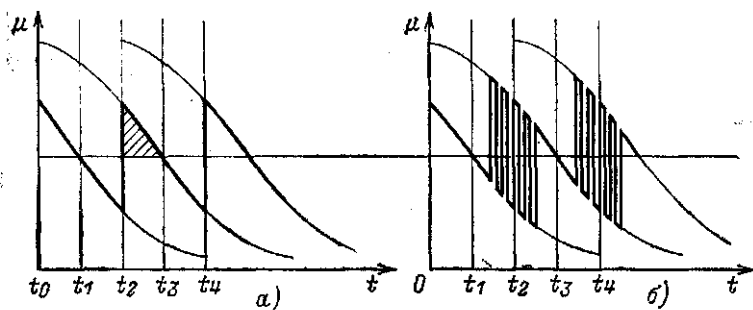


Рис. 6.3. Кривая момента двигателя при питании от 3-фазного мостового инвертора тока в режиме холостого хода.

a — при обычном управлении; b — при увеличении числа коммутации.

На рис. 6.3,а показана кривая момента двигателя, построенная по упрощенной картине процессов в двигателе для режима холостого хода. Момент меняется по закону, определяемому отрезком синусоиды длиной 60° , затем происходит скачкообразное изменение положения вектора \vec{i}_1 на угол $\pi/3$, что равносильно для кривой момента перехода на другую синусоиду, отстоящую от первой на угол 60° . Пульсации скорости при неизменной частоте определяются площадью кривой момента одного знака (на рис. 6.3,а, такая площадь заштрихована). Если менять положение вектора \vec{i}_1 в течение 60° , то можно уменьшить площадь кривой момента одного знака, тем самым ослабив пульсации скорости.

На рис. 6.3,б показана диаграмма момента, характеризующаяся тем, что площадь кривой одного знака примерно в 4 раз меньше, чем у исходной. Это достигается изменением диаграммы работы инвертора и увеличением частоты коммутационных процессов. Так, частота коммутаций инвертора для получения диаграммы момента рис. 6.3,б примерно в 8—10 раз больше, чем для получения диаграммы рис. 6.3,а. Это означает, что при снижении частоты в 10 раз вниз от максимальной можно перейти к улучшенной форме момента без увеличения мощности устройств принудительной коммутации инвертора. Увеличением частоты коммутаций в 30—40 раз, основываясь на том же принципе, получаем уменьшение площади кривой момента одного знака примерно в 16 раз по сравнению с исходной (рис. 6.3,а).

Улучшение кривой момента двигателя достигается исключением соответствующих гармоник тока. Отсутствие 5-й и 7-й гармоник тока соответствует 12-фазному режиму работы инвертора, при котором результирующий вектор на плоскости фаз нагрузки занимает 12 положений, отсутствие 5, 7, 11 и 13-й гармоник соответствует 24-фазному режиму.

Кривая момента двигателя при 12-фазном режиме работы инвертора показана на рис. 6.4. Площадь кривой момента одного знака в 4 раза меньше, чем на рис. 6.3,а. По абсолютному значению пульсаций

скорости, определяемому площадью переменной составляющей момента одного знака, диаграммы момента, показанные на рис. 6.3,б и 6.4, равноценны, т. е. можно считать, что диаграмма момента рис. 6.3,б соответствует эквивалентному 12-фазному режиму.

Принцип обеспечения 12-фазного эквивалентного режима для 6-фазного коммутатора иллюстрируется рис. 6.5. 1—6 — фактические положения вектора тока, штриховой линией показаны эквивалентные промежуточные положения вектора, образуемые соседними основными положениями. Для того чтобы получить положение вектора тока (1—2),

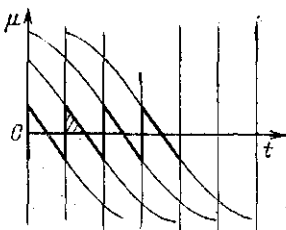


Рис. 6.4. Кривая момента двигателя при питании от 12-фазного инвертора в режиме холостого хода.

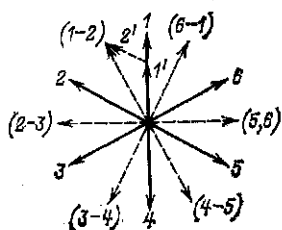


Рис. 6.5. Диаграмма результирующего вектора тока.

— — основные положения вектора тока; - - - - эквивалентные промежуточные положения вектора тока.

необходимо многократно с повышенной частотой менять положения вектора тока 1 и 2, при этом геометрическим суммированием средних значений векторов 1 и 2 получаем эквивалентное положение (1—2). Положение вектора (1—2) симметрично относительно положений 1 и 2, поэтому при его формировании средние значения слагаемых 1' и 2' равны половине соответствующих значений векторов 1 и 2.

Поскольку в положениях 1 и 2 амплитуда вектора тока равна $2I_n/\sqrt{3}$, то в положениях 1' — 2' амплитуда равна $\sqrt{3}(2I_n/\sqrt{3} \cdot 2) = I_n$, т. е. меньше в $2/\sqrt{3}$ раз по сравнению с амплитудой вектора в основных положениях.

Для эквивалентного 12-фазного режима необходимо, чтобы во всех положениях вектора амплитуда его была постоянной. Это означает, что при формировании эквивалентного положения необходимо в $2/\sqrt{3}$ раз увеличивать постоянный ток.

В результате приходим к следующему режиму управления трехфазным мостовым автономным инвертором для обеспечения 12-фазного эквивалентного режима. В течение времени $\pi/6\alpha$ вентили инвертора включены в соответствии с диаграммой работы трехфазного мостового инвертора. В следующий отрезок времени $\pi/6\alpha$ происходит многократное переключение вентиля, соответствующее следующему и текущему состояниям инвертора по диаграмме работы. Одновременно увеличивается значение постоянного тока в $2/\sqrt{3}$ раз. Судя по диаграмме момента двигателя рис. 6.3,б, в данный период времени должно быть около восьми дополнительных коммутаций в инверторе. Затем в течение $\pi/3\alpha$ инвертор фиксируется в новом рабочем состоянии, одновременно постоянный ток уменьшается до исходного значения, и т. д.

Аналогичным образом обеспечивается эквивалентный 24-фазный режим работы инвертора. В своих рассуждениях относительно эквивалентных многофазных режимов мы руководствовались целью улучшить

формы кривой выходного тока, при этом автоматически улучшалась форма кривой момента двигателя. Это означает, что изложенные способы улучшения качества выходного параметра полностью применимы для автономного инвертора напряжения. В результате приходим к выводу, что проблемы качественной работы асинхронного электропривода в области низких частот не существует. Она разрешается сравнительно простыми техническими средствами при использовании трехфазных мостовых автономных инверторов.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ ПРИ УПРАВЛЕНИИ ЧАСТОТОЙ

Управление моментом двигателя осуществляется одновременным изменением амплитуды переменного тока (напряжения) и частоты. Рассмотрим для примера частотно-управляемый электропривод на основе инвертора тока, замкнутый по скорости (см. рис. 5.7). Сигнал задания момента подается через функциональный построитель на вход регулятора тока и через специальное пропорционально-дифференциальное устройство на вход задающего генератора, осуществляющего преобразование непрерывного сигнала в последовательность импульсов, частота которых пропорциональна амплитуде входного сигнала. Динамические характеристики инвертора при управлении частотой определяются свойствами задающего генератора, принцип действия которого основан на сравнении интеграла входного сигнала с эталоном, и частотой работы задающего генератора, связанной с выходной частотой и фазностью инвертора.

Каждый импульс задающего генератора вызывает скачкообразный поворот коммутационного вектора идеализированного инвертора на угол $2\pi/m$. Следовательно, выходная частота инвертора ω представляет собой последовательность δ -функций.

В преобразователях непрерывного сигнала в последовательность импульсов импульс на выходе появляется в момент равенства интеграла непрерывного входного сигнала определенной уставке.

$$\int_0^T X(t) dt = A, \quad (6.24)$$

где $X(t)$ — непрерывный входной сигнал, суть задание частоты ω_3 ; A — уставка, $A = 2\pi/m$.

Если сигнал управления X_0 — величина постоянная, то

$$T_0 = \frac{A}{X_0} = \frac{2\pi}{m\omega_3}, \quad f_0 = \frac{X_0}{A} = \frac{m\omega_3}{2\pi}; \quad (6.25)$$

здесь f_0 — частота, T_0 — период частоты задающего генератора.

Частота на выходе задающего генератора в m раз выше выходной частоты инвертора.

Пусть в момент времени t_1 от начала некоторого цикла ($0 \leq t_1 \leq T_0$) сигнал управления изменился скачком и стал равен $X_1 > X_0$. Тогда период цикла, в котором изменился сигнал задания,

$$T = t_1 + \frac{A - X_0 t_1}{X_1} = T_1 + t_1 \frac{X_1 - X_0}{X_1}, \quad (6.26)$$

где T_1 — период всех последующих циклов.

При изменении t_1 от 0 до T_0 период T меняется от T_1 до T_0 , т. е. выходная характеристика преобразователя зависит как от входного сигнала, так и от момента его изменений внутри периода интегриро-

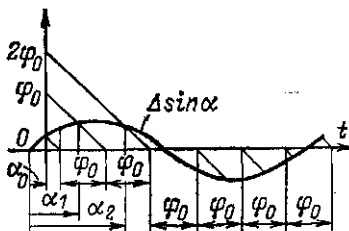


Рис. 6.6. Графическое определение периода появления выходных импульсов.

Изменение периода интегрирования непосредственно после изменения управления показывает, что анализируемый преобразователь не может трактоваться как звено с чистым запаздыванием, математическое ожидание которого равно полупериоду новой выходной частоты. В то же время данное устройство не является безынерционным звеном.

Рассмотрим изменение величины f при гармонических возмущениях управляющего сигнала с различной частотой и амплитудой. Сигнал управления после некоторого переключения

$$X = X_0 + X_m \cos(2\pi f_{\sim} t + \alpha_0)$$

$$\int_0^t X dt = X_0 t + \frac{X_m}{2\pi f_{\sim}} [\sin(2\pi f_{\sim} t + \alpha_0) - \sin \alpha_0]. \quad (6.27)$$

Время между двумя последовательными импульсами T_1 определяется по формуле

$$A = X_0 T_1 + \frac{X_m}{2\pi f_{\sim}} [\sin(2\pi f_{\sim} T_1 + \alpha_0) - \sin \alpha_0]. \quad (6.28)$$

При отсутствии гармонического сигнала

$$A = X_0 T_0.$$

Преобразовав уравнение (6.28) с учетом обозначений:

$$T_0 2\pi f_{\sim} = \varphi_0; \quad 2\pi f_{\sim} T_1 = \varphi_1; \\ 2\pi f_{\sim} T_1 + \alpha_0 = \varphi_1 + \alpha_0 = \alpha_1; \quad X_m/X_0 = \Delta,$$

получим:

$$\varphi_0 = \alpha_1 - \alpha_0 + \Delta(\sin \alpha_1 - \sin \alpha_0),$$

или

$$\Delta \sin \alpha_1 + \alpha_1 = \varphi_0 + \Delta \sin \alpha_0 + \alpha_0. \quad (6.29)$$

Формула (6.29) представляет собой рекуррентное соотношение, с помощью которого можно последовательно определять моменты появления выходных импульсов задающего генератора (рис. 6.6).

Для k -го периода

$$\Delta \sin \alpha_k + \alpha_k = k\varphi_0 + \Delta \sin \alpha_0 + \alpha_0. \quad (6.30)$$

Соотношение (6.30) можно переписать в виде, удобном для графического определения α_k ,

$$k\varphi_0 - (\alpha_k - \alpha_0) = \Delta(\sin \alpha_k - \sin \alpha_0). \quad (6.31)$$

При $\Delta \rightarrow 0$ можно получить аналитическое выражение для α_k .

Согласно (6.30)

$$\alpha_k = k\varphi_0 + \Delta \sin \alpha_0 + \alpha_0 - \Delta \sin \alpha_k, \quad (6.32)$$

откуда

$$\begin{aligned} \sin \alpha_k &= \sin(k\varphi_0 + \alpha_0 + \Delta \sin \alpha_0) - \sin \Delta \sin \alpha_k = \\ &= \sin(k\varphi_0 + \alpha_0) \cos \Delta \sin \alpha_0 + \cos(k\varphi_0 + \alpha_0) \sin \Delta \sin \alpha_0 - \sin \Delta \sin \alpha_k. \end{aligned}$$

При $\Delta \rightarrow 0 \cos \Delta \sin \alpha_0 = 1$; $\sin \Delta \sin \alpha_0 = \Delta \sin \alpha_0$ тогда

$$\sin \alpha_k = \sin (k\varphi_0 + \alpha_0) + \Delta \sin \alpha_0 [\cos (k\varphi_0 + \alpha_0) - 1].$$

Подставив последнее выражение в (6.32), найдем:

$$\alpha_k = k\varphi_0 + \alpha_0 + \Delta \sin \alpha_0 - \Delta \sin (k\varphi_0 + \alpha_0) - \Delta^2 \sin \alpha_0 [\cos (k\varphi_0 + \alpha_0) - 1].$$

Пренебрегая слагаемым второго порядка, получаем окончательно:

$$\alpha_k = k\varphi_0 + \alpha_0 + \Delta [\sin \alpha_0 - \sin (k\varphi_0 + \alpha_0)]. \quad (6.33)$$

Анализ выходной частоты преобразователя показывает, что кривая выходного сигнала является периодической функцией с периодом $2\pi p = \varphi_0 n$, где n и p — взаимно простые числа, период повторяемости равен nT_0 .

Таким образом, максимальная входная частота, которая может быть воспроизведена в выходном сигнале задающего генератора (граничная частота), равна $f_0/2$.

Для характеристики динамических свойств канала преобразования сигнала задания частоты инвертора вводим K_ω — комплексный коэффициент передачи, равный отношению гармонической составляющей f_\sim в сигнале выходной частоты инвертора к соответствующему сигналу на входе задающего генератора, причем оба гармонических сигнала представлены в комплексной форме:

$$K_\omega = \frac{\left(\frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \cos \alpha_k - 1 \right) - j \frac{2}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \sin \alpha_k}{\Delta}, \quad (6.34)$$

где α_k рассчитывается согласно (6.31).

Определим аналитически полный спектр сигнала выходной частоты инвертора. При постоянном входном сигнале задающего генератора $X_0 = \omega_0$, $X_m = 0$ разложением последовательности δ -функций с периодом T_0 получаем:

$$\omega = \frac{2\pi}{mT_0} \sum_{q=-\infty}^{\infty} e^{jq\omega_0 n (t-\tau)} = \omega_0 \sum_{q=-\infty}^{\infty} e^{jq\omega_0 n (t-\tau)}; \quad (6.35)$$

здесь τ — запаздывание ближайшего справа импульса относительно начала отсчета, $\tau = \alpha_0/\omega_\sim = \alpha_0/2\pi f_\sim$.

При наличии во входном сигнале задания задающего генератора составляющей частоты $\omega_\sim = 2\pi f_\sim$, причем $\omega_\sim/m\omega_0 = p/n$, разложение в ряд периодической последовательности δ -функций, содержащей в периоде n дискрет, дает выражение

$$\begin{aligned} \omega &= \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} e^{jq_1 \frac{\omega_\sim}{p} t} \frac{2\pi}{mnT_0} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-ja_k \frac{q_1}{p}} = \\ &= \omega_0 \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} e^{jq_1 \frac{\omega_\sim}{p} t} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-ja_k \frac{q_1}{p}}. \end{aligned} \quad (6.36)$$

Приращение частоты, обусловленное возмущающим сигналом $X_m \cos \omega t$, будет равно разности частот согласно (6.35) и (6.36):

$$\Delta\omega = \omega_0 \left\{ \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} e^{jq_1 \frac{\omega_{\sim}}{P} t} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j\alpha_k \frac{q_1}{P}} - \sum_{q=-\infty}^{\infty} e^{jq \left(\omega_0 n - \frac{\alpha_0}{\omega_0} m \omega_0 \right)} \right\}. \quad (6.37)$$

Для дальнейшего преобразования (6.37) рассматриваем малые приращения сигнала X , т. е. $\Delta \rightarrow 0$. Подставляя в (6.37) значение α_k из (6.33), получаем:

$$\Delta\omega = \omega_0 \left\{ \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} e^{jq_1 \frac{\omega_{\sim}}{P} t} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \frac{q_1}{P} \{k\varphi_0 + \alpha_0 + \Delta [\sin \alpha_0 - \sin (k\varphi_0 + \alpha_0)]\}} - \sum_{q=-\infty}^{\infty} e^{jq \omega_0 n \left(t - \frac{\alpha_0}{\omega_{\sim}} \right)} \right\}. \quad (6.38)$$

Учитывая, что $\Delta \rightarrow 0$, записываем:

$$\begin{aligned} e^{-j \frac{q_1}{P} \Delta [\sin \alpha_0 - \sin (k\varphi_0 + \alpha_0)]} &= \cos \frac{q_1}{P} \Delta [\sin \alpha_0 - \sin (k\varphi_0 + \alpha_0)] - \\ &- j \frac{q_1}{P} \sin \Delta [\sin \alpha_0 - \sin (k\varphi_0 + \alpha_0)] = \\ &= 1 - j \frac{q_1}{P} \Delta [\sin \alpha_0 - \sin (k\varphi_0 + \alpha_0)] = 1 - j \frac{q_1}{P} \Delta \sin \alpha_0 + \\ &+ \frac{q_1}{P} \frac{\Delta}{2} [e^{j(k\varphi_0 + \alpha_0)} - e^{-j(k\varphi_0 + \alpha_0)}]. \end{aligned} \quad (6.39)$$

Подставляя данное выражение в (6.38), имеем:

$$\begin{aligned} \Delta\omega = \omega_0 \left\{ \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} e^{jq_1 \frac{\omega_{\sim}}{P} t} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \frac{q_1}{P} (k\varphi_0 + \alpha_0)} - \right. \\ \left. - j \frac{\Delta}{P} \sin \alpha_0 \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} q_1 e^{jq_1 \frac{\omega_{\sim}}{P} t} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \frac{q_1}{P} (k\varphi_0 + \alpha_0)} + \right. \\ \left. + \frac{\Delta}{2P} \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} q_1 e^{jq_1 \frac{\omega_{\sim}}{P} t} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \left(\frac{q_1}{P} - 1 \right) (k\varphi_0 + \alpha_0)} - \right. \end{aligned}$$

$$-\frac{\Delta}{2p} \sum_{q_1=-\infty}^{\infty} q_1 e^{jq_1 \frac{\omega_{\sim}}{p} t} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \left(\frac{q_1}{p} + 1 \right) (k\varphi_0 + \alpha_0)} - \\ - \sum_{q=-\infty}^{\infty} e^{jqm\omega_0 \left(t - \frac{\alpha_0}{\omega_{\sim}} \right)} \Bigg\}. \quad (6.40)$$

В последней сумме каждое из четырех первых слагаемых включает в качестве сомножителя сумму n векторов, сдвинутых относительно друг друга на одинаковый угол φ_n , общий угол поворота n векторов кратен 2π .

Для первого слагаемого $\varphi_n = q_1 \varphi_0 / p$ и для всех значений φ_n , кроме $\varphi_n = 2\pi q$ (q — натуральный ряд чисел), указанные векторы образуют на плоскости семейство n равномерно сдвинутых на угол $2\pi/n$ векторов; сумма указанных векторов равна нулю. Следовательно,

$$\frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \frac{q_1}{p} (k\varphi_0 + \alpha_0)} = 0 \quad \text{для всех } q_1, \text{ кроме } q_1 \varphi_0 / p = 2\pi q \text{ или } q_1 = \\ = q_1 2\pi p / \varphi_0 = q 2\pi p / \omega_{\sim} T_0 = q p m \omega_0 / \omega_{\sim} = q n.$$

Для $q_1 = qn$ первое слагаемое в фигурных скобках (6.40) получается равным $\sum_{q=-\infty}^{\infty} e^{jq \frac{n}{p} \omega_{\sim} t} e^{-jq \frac{n}{p} \alpha_0}$ и взаимно уничтожается с по-

следним пятым слагаемым. Соответственно,

$$\frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \left(\frac{q_1}{p} - 1 \right) (k\varphi_0 + \alpha_0)} = \\ = \begin{cases} 0 & \text{для } q_1 \neq qn + p \\ -jq \frac{n}{p} \alpha_0 = e^{-j \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \alpha_0 q} & \text{для } q_1 = qn + p \end{cases} \\ \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-j \left(\frac{q_1}{p} + 1 \right) (k\varphi_0 + \alpha_0)} = \\ = \begin{cases} 0 & \text{для } q_1 \neq qn - p \\ -j \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \alpha_0 q & \text{для } q_1 = qn - p. \end{cases}$$

С учетом изложенного выражение (6.40) можно записать в виде

$$\Delta\omega = \Delta \cdot \omega_0 \sum_{q=-\infty}^{\infty} \left\{ -j \sin \alpha_0 \frac{nq}{p} e^{jqm\omega_0 \left(t - \frac{\alpha_0}{\omega_0} \right)} + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left(q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} + 1 \right) e^{j \left[(qm\omega_0 + \omega_{\sim}) t - q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \alpha_0 \right]} - \right.$$

$$- \frac{1}{2} \left(q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} - 1 \right) e^{i \left[(qm\omega_0 - \omega_{\sim}) t - q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \alpha_0 \right] \Bigg\}. \quad (6.41)$$

Переходя от комплексной формы записи ряда (6.41) к вещественной, окончательно получаем:

$$\begin{aligned} \Delta\omega = \omega_0 \cdot \Delta \left(\cos \omega t + \sum_{q=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{qm\omega_0}{\omega_{\sim}} + 1 \right) \times \right. \right. \\ \times \cos \left[(qm\omega_0 + \omega_{\sim}) t - q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \alpha_0 \right] - \\ \left. - \left(q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} - 1 \right) \cos \left[(qm\omega_0 - \omega_{\sim}) t - q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \alpha_0 \right] + \right. \\ \left. + 2 \sin \alpha_0 q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \sin \left[qm\omega_0 t - q \frac{m\omega_0}{\omega_{\sim}} \alpha_0 \right] \right\} \Bigg). \end{aligned} \quad (6.42)$$

Выражение (6.42) показывает, что при подаче на вход задающего генератора малого сигнала заданной частоты $\Delta\omega_0 \cos \omega_{\sim} t$ последний порождает в выходной частоте инвертора ряд частот, равных $qm\omega_0 \pm \omega_{\sim}$ и $qm\omega_0$, причем гармоники частот $qm\omega_0$ отсутствуют при $\alpha_0 = 0$. По основной гармонике ω_{\sim} при $\omega_{\sim} < m\omega_0/2$ коэффициент передачи равен 1, при $\omega_{\sim} = m\omega_0/2$ основная составляющая согласно (6.42)

$$\Delta\omega = \omega_0 \cdot \Delta [\cos \omega_{\sim} t - \cos (\omega_{\sim} t - 2\alpha_0)],$$

а

$$\underline{K}_{\omega} = 1 - e^{-j/2\alpha_0}.$$

Зависимость \underline{K}_{ω} от α_0 показана на рис. 6.7.

По характеристике передачи малых по амплитуде гармонических сигналов частот различной кратности по отношению к выходной частоте ω_0 , определяемой постоянной составляющей сигнала управления, инвертор может рассматриваться как импульсная система с периодом

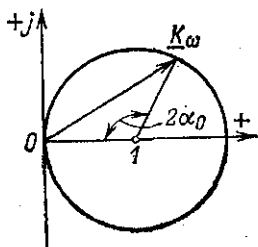


Рис. 6.7. Комплексный передаточный коэффициент при граничной частоте.

работы $T_0 = 2\pi/m\omega_0$. Это не строгая аналогия, поскольку совпадение частотных характеристик линейной системы и инвертора по каналу частоты имеет место для $\omega_{\sim} < m\omega_0/2$, кроме того, инвертор нелинейное звено и коэффициент передачи \underline{K}_{ω} является функцией Δ .

В результате проведенного рассмотрения приходим к выводу, что динамические характеристики автономного инвертора при управлении частотой зависят от текущей частоты ω . Это накладывает определенные ограничения на выбор параметров регулятора скорости. Чем ниже рабочая частота, тем меньше должна быть частота среза контура регулирования скорости $\delta_{ср}$, $\delta_{ср} < m\omega_{min}/2$, например, $\delta_{ср} \leq \pi\omega_{мин}/2$. При выполнении последнего условия особые динамические свойства автономного инвертора при управлении частотой не проявляются. Для расширения диапазона регулирования при заданных динамических ха-

рактических привода, определяемых $\delta_{\text{ср}}$, следует перейти к управлению, обеспечивающему эквивалентный 12-фазный ($\delta_{\text{ср}} \leq \alpha_{\text{min}}$) и 24-фазный ($\delta_{\text{ср}} \leq 2\alpha_{\text{min}}$) режимы. Так, при $\alpha_{\text{min}} = 0,05$ (диапазон регулирования скорости не менее 1:20) и при эквивалентном 12-фазном режиме управления получаем $\delta_{\text{ср}} = 0,15$ (около 50 1/с), что соответствует обычной настройке регулятора скорости тиристорного привода постоянного тока и удовлетворяет требованиям по динамике для подавляющего большинства механизмов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. — М.: Наука, 1966. — 297 с.
2. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974. — 328 с.
3. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Мищенко В. А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока. — «Электричество», 1970, № 9, с. 23—26.
4. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. — М.: Энергия, 1975. — 169 с.
5. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока: Пер. с нем. Под ред. А. И. Вольдека. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 344 с.
6. Казовский Е. Я. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.: АН СССР, 1962. — 550 с.
7. Кривичкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — М.: Энергия, 1970. — 150 с.
8. Чванов В. А. Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией. — М.: Энергия, 1978. — 168 с.
9. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. — М.: Энергия, 1977. — 280 с.
10. Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. — Энергия, 1968. — 128 с.
11. Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией. — М.: Энергия, 1968. — 96 с.
12. Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. — М.: Энергия, 1969. — 183 с.
13. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. — М.: Энергия, 1968. — 90 с.
14. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы. — В кн.: Преобразовательные устройства в электротехнике. — М.: Наука, 1964, с. 3—38.
15. Шиндес Ю. Л., Эпштейн И. И. Схемные исполнения непосредственного преобразователя частоты для регулируемых электроприводов. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1976, вып. 1, с. 4—6.
16. Калашиков Б. Е., Кривичкий С. О., Эпштейн И. И. Системы управления автономными инверторами. — М.: Энергия, 1974. — 103 с.
17. Эпштейн И. И. Уравнения динамики электропривода с преобразователями частоты. — Электротехника, 1966, № 12, с. 9—12.
18. Эпштейн И. И. Уравнения для численных расчетов процессов в цепях с автономными инверторами. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1971, вып. 22, с. 13—16.

19. Эпштейн И. И. Расчет на ЦВМ процессоров в цепях с вентиляльными преобразователями. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1975, вып. 8(67), с. 9—13.
20. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Анализ переходных процессов в схемах с идеальными автономными инверторами напряжения. — Электротехника, 1968, № 1, с. 1—4.
21. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963. — 968 с.
22. Управление вентиляльными электроприводами постоянного тока/ Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский. — М.: Энергия, 1969. — 200 с.
23. Шипило В. П. Автоматизированный вентиляльный электропривод. — М.: Энергия, 1969. — 400 с.
24. Динамика вентиляльного электропривода постоянного тока/ Н. В. Донской, Н. Г. Иванов, В. М. Никитин, А. Д. Поздnev. — М.: Энергия, 1975. — 222 с.
25. Загальский Л. Н., Зильберблат М. Э. Частотный анализ систем автоматизированного электропривода. — М.: Энергия, 1968—110 с.
26. Теория автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Кн. 1, 2. — М.: Машиностроение, 1967. — Кн. 1, 768 с, кн. 2, 678 с.
27. Бродовский В. Н., Иванов Б. С. Бесконтактный электропривод с частотно-токовым управлением для замкнутых систем регулирования. — Электричество, 1967, № 10, с. 53—60.
28. Синтез систем подчиненного регулирования в асинхронных электроприводах с непосредственными преобразователями частоты/ Л. Х. Дацковский, Л. М. Тарасенко, И. С. Кузнецов, Ю. Е. Бабичев. — Электричество, 1975, № 10, с. 48—53.
29. Blasche F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektorregelung vor Drehfeldmaschinen. — Siemens Z., 1971, Bd 45, № 10, S. 757—760.
30. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. Пер. с англ. — М. Физматгиз, 1963. — 435 с.
31. Эпштейн И. И. Динамические характеристики преобразователей непрерывного сигнала в последовательность импульсов. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1973, вып. 12, с. 24—26.
32. Эпштейн И. И. Аналитический расчет динамики процессов в цепях с автономными инверторами. — В кн.: Методы анализа динамики схем с управляемыми вентилями. Материалы семинара по кибернетике. Вып. 66 — Кишинев: Штиинца, 1974, с. 7—30.
33. Möglichkeiten zum Betrieb von stromeinprägenden Wechselrichtern ohne nieder frequente Oberschwingungen. — Elektrotechn. Z., 1976, Bd A97, № 11.
34. Иванов А. П., Никитина В. Н. Об установлении периодического режима в инверторе. — Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика, 1961, № 1, с. 125—130.
35. Толстов Ю. Г., Придатков А. Г. Переходные процессы в автономных инверторах с независимым управлением. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1967, № 2, с. 145—148.
36. Мерабишвили П. Ф., Забровский С. Г., Случанко Е. И. Аналитический метод исследования установившихся и переходных процессов в автономных инверторах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 6, с. 150—154.
37. Зезюлькин Г. Г. Некоторые методы аналитического исследования динамики автономных инверторов. — Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук — Харьков: ХПИ, 1980.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Частотное управление асинхронным двигателем	6
1.1. Уравнения установившихся процессов асинхронной машины (уравнения электрического равновесия цепей)	6
1.2. Момент асинхронного двигателя	10
1.3. Уравнения двигателя в относительных единицах	11
1.4. Рабочая схема замещения	13
1.5. Исследование момента асинхронного двигателя	17
1.6. Механическая характеристика в режиме $U_1 = \text{const}$	20
1.7. Специальные законы управления асинхронным двигателем	22
1.8. Регулирование скорости ослаблением поля	27
1.9. Частотное и частотно-токовое управление	30
Глава вторая. Описание процессов в электрических цепях с использованием результирующего вектора	32
2.1. Понятие о результирующем векторе	32
2.2. Примеры определения результирующего вектора	34
2.3. Свойства результирующего вектора	36
2.4. Дифференциальные уравнения асинхронного двигателя	39
2.5. Вращающаяся система координат	42
2.6. Дифференциальные уравнения двигателя во вращающейся системе координат	45
Глава третья. Динамические характеристики асинхронного двигателя	49
3.1. Анализ уравнения ротора	50
3.2. Линеаризация дифференциальных уравнений электромагнитных процессов	52
3.3. Передаточные функции асинхронного двигателя при питании от источника переменного тока	53
3.4. Примеры использования передаточных функций двигателя	57
3.5. Передаточные функции идеализированного двигателя при питании от источника напряжения	59
3.6. Передаточные функции двигателя при питании от источника переменного напряжения с учетом активного сопротивления статора	62
3.7. Расчет частотных характеристик двигателя с помощью цифровой ЭВМ	67
3.8. Аналитический расчет частотных характеристик	72
Глава четвертая. Полупроводниковые преобразователи частоты	78
4.1. Автономные инверторы тока	78
4.2. Автономные инверторы напряжения	83
4.3. Непосредственные преобразователи частоты	86
4.4. Динамические процессы в преобразователях частоты	89
4.5. Уравнения идеализированных преобразователей частоты	91
4.6. Процессы в цепях с реальными инверторами	99
Глава пятая. Структурные схемы частотно-управляемых электроприводов	103
5.1. Классификация систем частотного управления асинхронным двигателем	103
	191

5.2. Некоторые общие замечания по синтезу регуляторов	107
5.3. Структурные схемы формирования задания тока I_1 в режиме $\Psi_2 = \text{const}$	110
5.4. Структурная схема регулируемого электропривода на основе автономного инвертора тока	114
5.5. Структурная схема регулируемого электропривода на основе НППЧ	119
5.6. Сумматоры частот	124
5.7. Управление током двигателя при отсутствии регулятора скорости	130
5.8. Корректирующие регуляторы потока и момента	135
5.9. Системы с ориентацией по полю двигателя	141
5.10. Структурные схемы электропривода при управлении потоком	144
5.11. Структурные схемы электропривода при управлении потоком Ψ_2 и использовании источников напряжения	150
5.12. Динамические характеристики преобразователя частоты	155
5.13. Структурные схемы электропривода при управлении по закону $\Psi_1 = \text{const}$	159
5.14. Устойчивость электропривода с автономным инвертором напряжения	166
глава шестая. Некоторые специальные вопросы работы электропривода, связанные с дискретностью процессов в тиристорных преобразователях частоты	172
6.1. Общие замечания	172
6.2. Упрощенное выражение момента асинхронного двигателя	174
6.3. Расчет момента двигателя методом z -преобразования	176
6.4. Расчет момента вращающегося двигателя	179
6.5. Инверторы с улучшенной формой выходного напряжения (тока)	180
6.6. Динамические характеристики автономных инверторов при управлении частотой	183
список литературы	189

ИСААК ИЗРАИЛЕВИЧ ЭПШТЕИН

Автоматизированный электропривод переменного тока

Редактор В. Н. Грасевич

Редактор издательства Л. А. Решмина

Обложка художника Н. Т. Ярешко

Технические редакторы В. В. Хапаева, Н. П. Собакина

Корректор Э. Б. Драновская

ИБ № 1435

Сдано в набор 16.06.82

Подписано в печать 20.09.82

T-16799

Формат 84 × 108¹/₃₂

Бумага типографская № 2

Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 10,08 Усл. кр.-отт. 10,29 Уч.-изд. л. 11,64

Тираж 13 000 экз.

Заказ 168

Цена 60 к.

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10