

Л 304

С. В. ХВАТОВ, В. Г. ТИТОВ

Б-99903



ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
И РАСЧЕТ  
АСИНХРОННОГО  
ВЕНТИЛЬНОГО  
КАСКАДА

ГОРЬКИЙ 1977

ГОРЬКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ  
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ Н. И. ЛОВАЧЕВСКОГО

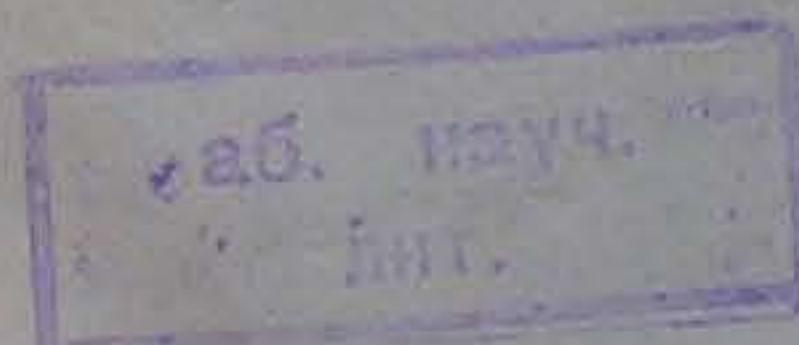
С. В. ХВАТОВ, В. Г. ТИТОВ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
И РАСЧЕТ  
АСИНХРОННОГО  
ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДА

(Учебное пособие)

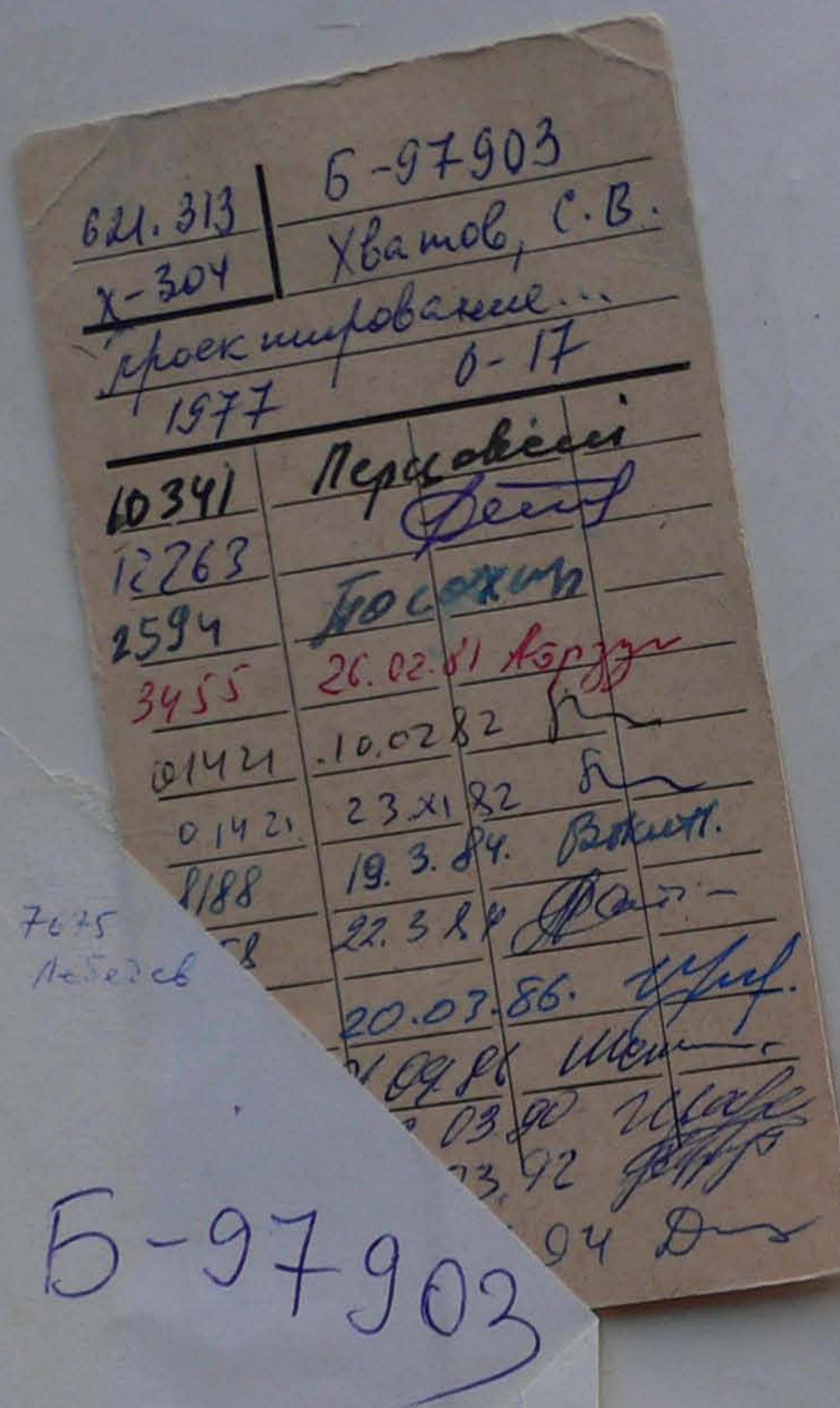
Б-97903

Пермский краевой научно-исследовательский институт  
г. Пермь, БУДИМОНСТРАУП, проспект, 29а



6

Горький 1977



Рекомендовано к печати редакционно-издательским Советом Горьковского государственного университета по представлению Горьковского политехнического института имени А. А. Жданова.

В работе рассмотрены вопросы проектирования и расчета одной из перспективных систем регулируемого электропривода переменного тока — системы асинхронного вентильного каскада. Учебное пособие предназначено для студентов специальности 0628 электротехнических факультетов, а также может быть полезно инженерно-техническим работникам, занимающимся вопросами проектирования регулируемого электропривода переменного тока.

Ответственный редактор С. Н. Шевчук.

© Горьковский государственный университет имени Н. И. Лобачевского,  
1977 г.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Решения XXV съезда КПСС по основным социально-экономическим задачам десятой пятилетки направлены на повышение темпов развития социалистического производства и его эффективности, ускорения научно-технического прогресса и на его основе роста производительности труда. Выполнение этих задач предусматривает значительное повышение энерго вооруженности производства, широкое внедрение средств автоматизации и обеспечение рационального управления технологическими процессами. В свете этих задач широкое развитие получает регулируемый автоматизированный электропривод и, в частности, электропривод переменного тока на основе асинхронных и синхронных двигателей, обладающих известными преимуществами перед машинами постоянного тока. Перспективность развития указанных систем подтверждена решениями V (Тбилиси, 1968 г.), VI (Баку, 1972 г.) и VII (Таллин, 1975 г.) Всесоюзных конференций по автоматизированному электроприводу.

Настоящее учебное пособие посвящено рассмотрению вопросов расчета и проектирования одной из широко распространенных и быстро развивающихся систем электропривода переменного тока — системе асинхронного вентильного каскада (АВК).

В первом и втором разделах книги освещено современное состояние электропривода по схеме АВК, даны сведения об основных ее режимах работы, а также излагаются основы управления вентильным преобразователем.

Третий раздел посвящен основным электромеханическим соотношениям системы АВК, вопросам расчета механических характеристик и определению перегрузочной способности привода.

В четвертом разделе пособия анализируется режим прерывистых токов в рассматриваемой системе, зависимость ширины зоны этого режима от различных параметров электропривода и законов управления вентильным преобразователем.

Предлагаемое учебное пособие предназначено для студентов электротехнических факультетов специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок», а также может быть использовано при проектировании систем АВК инженерно-техническими работниками проектных и научно-исследовательских организаций.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из перспективных направлений развития современного регулируемого электропривода переменного тока является система АВК, обладающая высокими эксплуатационными показателями, простотой схемного решения преобразователя и имеющая надежный исполнительный двигатель. Вентильные каскады широко применяются для привода различных механизмов во многих отраслях народного хозяйства. В последнее время широко применяются технологические механизмы, для привода которых используется АВК, и расширяется диапазон их мощностей. Все это делает особо важным вопрос разработки и создания высоконадежных и экономичных типовых электроприводов по схеме АВК, серийное производство которых обеспечит их широкое внедрение.

В настоящее время разработана и изготавливается серия тиристорных преобразователей типа ПАВК и станций управления пуском типа ШШУ, предназначенных для регулируемых нереверсивных приводов АВК на базе серийно выпускаемых асинхронных двигателей с фазным ротором (АД) мощностью 100—2000 кВт, а также серия пускорегулирующих бесконтактных устройств типа ПРБУ для регулируемых реверсивных приводов мощностью 1,7—100 кВт. Разработана серия агрегатов типа АТД, предназначенных для создания нереверсивных электроприводов по системе АВК мощностью 1,7—100 кВт. Серийное производство указанных агрегатов будет осуществлено на саранском заводе «Электровыпрямитель». Закончена разработка и передана документация на серийное производство преобразователей по схеме АВК для асинхронных нагрузочных устройств мощностью до 160 кВт типа ШАЭ.

Следует отметить, что АВК получил также широкое распространение за рубежом. Серийную поставку вентильных преобразователей для системы АВК производят, например, фирмы «Броун-Бовери», AEG, «Сименс», «Тосиба». Причем последняя выпускает тиристорные преобразователи для электроприводов мощностью 35÷1360 кВт. Фирма BBC поставляет вентильные каскады для нагрузочных стендов Камского автомобильного завода. Кроме классических областей применения вентильного каскада для турбомеханизмов, ведутся работы по использованию АВК для подъемно-транспортных машин, привода металлорежущих станков, бумагодельных машин, в прокатном производстве и др.

В последние годы было введено в промышленную эксплуатацию и успешно работает значительное число установок с регулируемым электроприводом по схеме АВК в машино-

1

2

строительной промышленности, химической, станкостроительной и др.

Эта схема является наиболее экономичной системой регулируемого электропривода переменного тока, так как здесь преобразуется лишь часть энергии, потребляемой асинхронной машиной, — энергия скольжения. Кроме того, в ряде случаев установленная мощность преобразователя АВК пропорциональна глубине регулирования и составляет лишь часть мощности привода. Вентильные каскады широко используются, когда применение двигателей постоянного тока ограничивается предельным для них на современном уровне развития электромашиностроения значением произведения номинальных величин мощности и угловой скорости вращения  $P\omega \leq (0,32 \div 0,37) 10^6$ . Асинхронные двигатели с фазным ротором имеют это соотношение в  $2,5 \div 3$  раза выше.

Однако АВК присущи и некоторые недостатки, основным из которых является низкий коэффициент мощности. Этот недостаток усугубляется еще и тем, что в приводе по схеме вентильного каскада режим работы с максимальным потреблением реактивной мощности соответствует верхнему диапазону регулирования скорости и является весьма продолжительным, в то время как в приводе постоянного тока отрицательное воздействие преобразователя на питающую сеть имеет место в нижнем диапазоне регулирования скорости и носит кратковременный характер.

В связи с наметившейся тенденцией к широкому распространению АВК и, как правило, большой его удельной мощностью по отношению к питающей системе вопросы повышения энергетических показателей и, следовательно, снижения отрицательного воздействия на сеть являются одними из основных в развитии работ по совершенствованию рассматриваемой системы электропривода.

Не менее важны при проектировании вопросы определения оптимальных параметров и правильного выбора элементов электрооборудования и их использования в схеме вентильного каскада в зависимости от закона управления, диапазона регулирования и характера нагрузки исполнительного механизма.

В связи с расширением областей применения АВК и, в частности, с применением каскадов для механизмов с широко изменяющимися моментом нагрузки и угловой скоростью вращения становится актуальным вопрос исследования особенностей работы электропривода в зоне малых нагрузок. Появление режима прерывистых и уравнительных токов оказывает влияние на эксплуатационные показатели АВК и должно быть учтено при проектировании электропривода. При этом анализ этих режимов, требующий рассмотрения

электромагнитных процессов цепи постоянного тока преобразователя при конечной индуктивности сглаживающего дросселя, очень трудоемок и существенно отнимает время при проектировании АВК. В работе предложены универсальные кривые, позволяющие с достаточной для инженерной практики точностью быстро определять основные параметры этих режимов.

## 2. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ АВК

Асинхронный вентильный каскад является одним из наиболее экономичных регулируемых вентильных приводов переменного тока, находящих широкое распространение в различных отраслях народного хозяйства.

Диапазон мощностей, для которых целесообразен данный привод, находится в пределах от десятков до десятков тысяч кВт. В ряде случаев АВК более экономичен, чем привод постоянного тока. Вместе с тем данная система имеет много особенностей, которые необходимо учитывать при ее проектировании. Диапазон регулирования частоты вращения и режимы работы привода в существенной мере зависят от применяемого вентильного преобразователя, а такие важные показатели, как энергетические, определяются законом управления преобразователем. В настоящем разделе рассматриваются принцип действия АВК, его режимы работы, векторные диаграммы и др.

### 2.1. Принцип действия

Работа вентильного каскада основана на введении в цепь ротора асинхронной машины с контактными кольцами (АД) добавочной ЭДС.

Принципиальная схема АВК приведена на рис. 2.1. Включает в себя: асинхронную машину АД; вентильный пре-

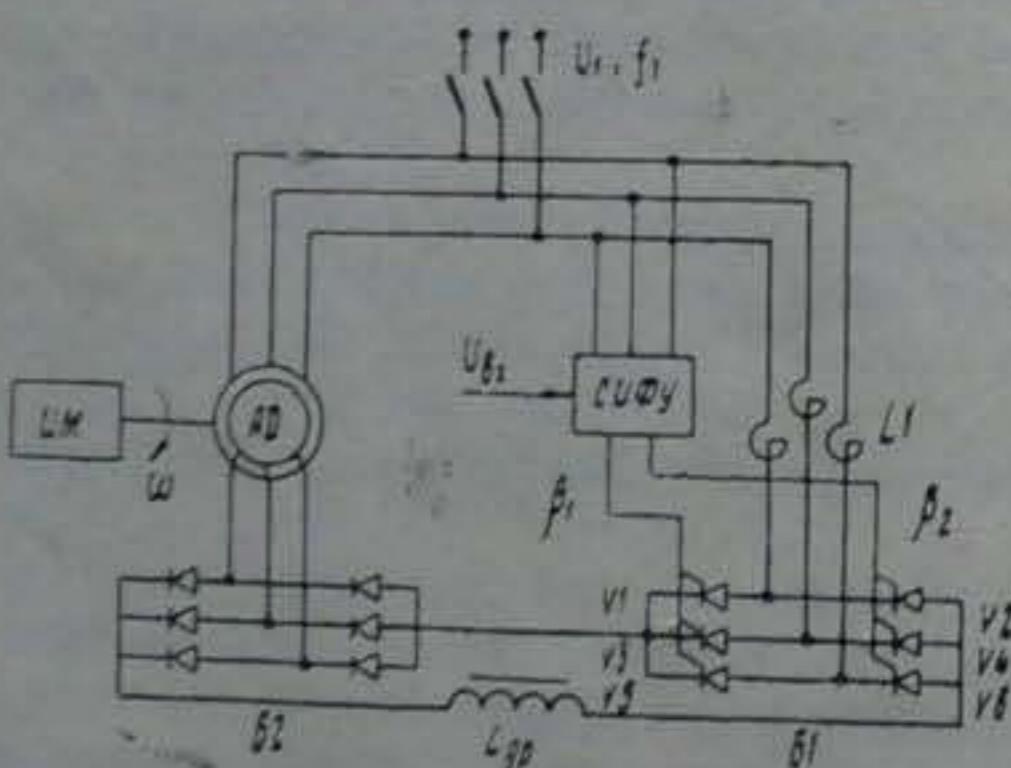


Рис. 2.1. Принципиальная схема АВК:  
L<sub>dp</sub>-глаживающий дроссель; СИФУ-система импульсно-фазового управления;  $\alpha_1$ -угол управления группы вентилей (V1, V3, V5) с общим катодом;  $\alpha_2$ -угол управления группы вентилей (V2, V4, V6) с общим анодом; ИМ-исполнительный механизм

образователь Б1, Б2; токоограничивающий реактор L<sub>1</sub> или согласующий трансформатор; системы управления и защиты.

Добавочная ЭДС, вводимая в цепь ротора, должна иметь управляемую амплитуду и переменную частоту  $f_2$ , соответствующую частоте скольжения:

$$f_2 = f_1 s.$$

Здесь  $f_1$  — частота питающей сети;  $s$  — скольжение.

В коллекторных каскадах эту функцию обычно выполняет одноякорный преобразователь частоты. В АВК применен наиболее экономичный и надежный вентильный преобразователь с промежуточной цепью постоянного тока, в котором функции выпрямителя и инвертора разграничены между двумя группами вентилей. На рис. 2.2 дана схема замеще-

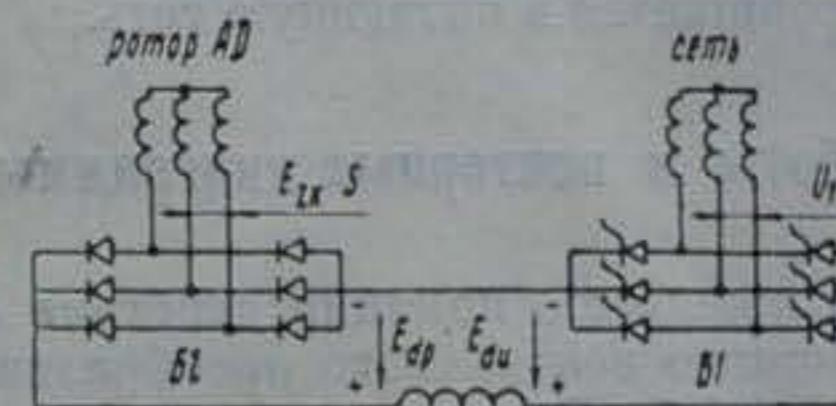


Рис. 2.2. Схема замещения вентильного каскада

ния вентильного каскада, согласно которой принцип действия АВК можно представить следующим образом. При работе в двигательном режиме с частотой вращения ниже синхронной, являющимся основным для вентильного каскада, ток ротора АД выпрямляется с помощью группы вентилей Б2. В цепь постоянного тока вводится добавочная ЭДС, равная противо-ЭДС инвертора Б1. Выпрямленное напряжение ротора  $E_{dp}$  должно уравновесить противо-ЭДС  $E_{du}$  и падение напряжения в эквивалентном активном сопротивлении. Последнее учитывает падения напряжения в активном сопротивлении роторного контура и от перекрытия анодов. Пренебрегая падением напряжения в вентилях ( $4\Delta U=2 \div 3B$ ), получим

$$E_{dp} s = E_{du} c_p + I_d R_a, \quad (2.1)$$

где  $E_{dp}$  — выпрямленное напряжение ротора при скольжении  $s=1$ ;  $E_{du}$  — максимальная противо-ЭДС инвертора;  $c_p$  — степень регулирования противо-ЭДС, равная отношению текущего отношения  $E_{du}$  к  $E_{du}$ ;  $I_d$  — среднее значение выпрямленного тока ротора.

Из (2.1) имеем

$$s = \frac{E_{du} c_p + I_d R_a}{E_{dp}}. \quad (2.2)$$

Изменяя величину противо-ЭДС инвертора, можно изменять частоту вращения электропривода. Если противо-ЭДС  $E_{dpo}$  равна выпрямленному напряжению ротора  $E_{dpo}$ , ток в цепи ротора равен нулю и привод неподвижен. При уменьшении  $E_{dpo}$  ток ротора возрастает, момент двигателя увеличивается и привод разгоняется до частоты вращения, при которой справедливо равенство (2.1). При согласовании напряжения сети и ротора, т. е. когда  $E_{dpo} \geq E_{dpo}$ , схема АВК обеспечивает плавный пуск машины и регулирование частоты

вращения  $\omega$  от 0 до  $\omega_0$  ( $\omega_0 = \frac{60f_1}{p}$  — синхронная частота вращения,  $p$  — число пар полюсов АД). В этом случае мощность скольжения  $P_{1s}$ , за вычетом потерь в преобразователе и роторе АД, возвращается в питающую сеть.

## 2.2. Режимы работы и векторные диаграммы

Выше было показано, что принцип действия АВК основан на введении с помощью вентильного преобразователя в цепь ротора добавочной ЭДС. Причем в общем случае вводимая ЭДС может составлять любой угол с ЭДС ротора, определяемой магнитным потоком машины. Следовательно, и ток ротора АД, зависящий от разностной ЭДС этой цепи, может иметь любую желаемую фазу относительно ЭДС ротора. Принимая во внимание, что момент АД равен

$$M = c\Phi I_2 \cos \varphi_2, \quad (2.3)$$

можно сделать вывод о возможности получения как тормозного, так и двигательного режима независимо от частоты вращения. Здесь  $\Phi$  — магнитный поток АД;  $I_2$  — ток ротора;  $c$  — коэффициент пропорциональности;  $\varphi_2$  — фаза тока ротора.

Следует отметить, что от фазы  $\varphi_2$  тока  $I_2$  зависит направление потока мощности в цепи «ротор-преобразователь» и, следовательно, режим работы преобразователя и двигателя. При  $0 < \varphi_2 < \left| \frac{\pi}{2} \right|$  поток мощности направлен от ротора через преобразователь в сеть и роторная группа вентилей работает в выпрямительном режиме, а при  $\left| \frac{\pi}{2} \right| < \varphi_2 < |\pi|$  направление потока мощности обратное и роторная группа вентилей работает инвертором, а сетевая — выпрямителем. Рассмотрим возможные режимы работы каскада.

Двигательный режим при вращении по полю и  $\omega < \omega_0$  ( $s < 1$ ).

Этот режим работы является основным и наиболее распространенным. Здесь мощность скольжения  $P_{1s}$  через вен-

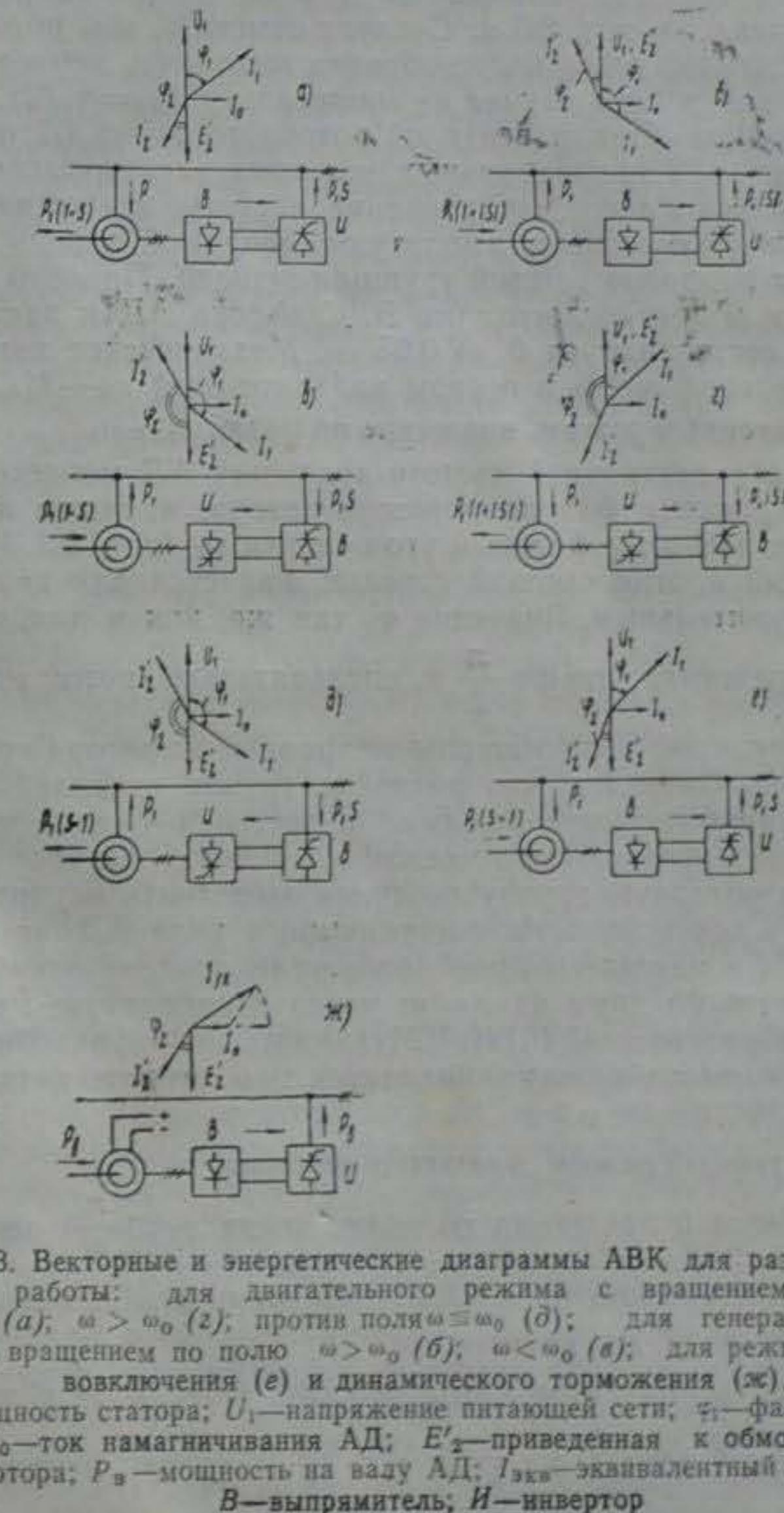


Рис. 2.3. Векторные и энергетические диаграммы АВК для различных режимов работы: для двигательного режима с вращением по полю  $\omega < \omega_0$  (а);  $\omega > \omega_0$  (б), против поля  $\omega = \omega_0$  (д); для генераторного режима с вращением по полю  $\omega > \omega_0$  (б),  $\omega < \omega_0$  (д); для режимов противовключения (е) и динамического торможения (ж).

$P_1$  — мощность статора;  $U_1$  — напряжение питающей сети;  $\varphi_1$  — фаза тока статора;  $I_0$  — ток намагничивания АД;  $E'_2$  — приведенная к обмотке статора ЭДС ротора;  $P_2$  — мощность на валу АД;  $I_{экв}$  — эквивалентный ток статора; В — выпрямитель; И — инвертор

тильный преобразователь возвращается в питающую сеть,  $\varphi_2 < \frac{\pi}{2}$ , и роторная группа вентилей работает в выпрямительном, а сетевая — в инверторном режимах. Векторная диаграмма токов и напряжений рассматриваемого режима представлена на рис. 2.3, а. Следует отметить, что роторную группу вентилей здесь целесообразно выполнять неуправляемой, так как в этом случае  $\varphi_2$  минимально ( $\varphi_2 = \gamma_p/2$ ), где  $\gamma_p$  — угол коммутации вентилей роторного блока Б2 и, следовательно, при прочих равных условиях электромагнитный момент максимальен. Регулирование частоты вращения осуществляется изменением амплитуды, вводимой в цепь ротора ЭДС с помощью сетевой группы вентилей. Пределы регулирования  $\omega$  при согласовании ЭДС ротора АД и напряжения сети составляют от 0 до  $0,95 \omega_0$ . Механические характеристики расположены в первом квадранте осей « $\omega$ — $M$ ».

#### Генераторный режим, вращение по полю, $\omega > \omega_0$

При сверхсинхронной частоте вращения АД меняется порядок следования фаз напряжений ротора, а также их направление. Поэтому фазовый угол сдвига  $\varphi_2$  (рис. 2.3, б), направленный против часовой стрелки, является для цепи ротора положительным. Значение  $\varphi_2$  так же, как и для двигательного режима, меньше  $\frac{\pi}{2}$  и, следовательно, поток мощности

во вторичной цепи машины направлен от ротора к преобразователю. Очевидно, что роторная группа вентилей работает в выпрямительном режиме, а сетевая — инвертором. Как и для предыдущего режима, в этом случае целесообразно роторную группу вентилей выполнять неуправляемой. Здесь вся мощность, поступаемая с вала АД, за вычетом потерь в машине и преобразователе, генерируется в питающую сеть по двум каналам: через асинхронную машину  $P_t$  и преобразователь  $P_1|s|$ . Механические характеристики рассматриваемого режима находятся во втором квадранте осей « $\omega$ — $M$ », в зоне  $\omega > \omega_0$ .

#### Генераторный режим, вращение по полю, $\omega < \omega_0$

При  $\omega < \omega_0$  и вращении по полю, когда  $\varphi_2 < \frac{\pi}{2}$ , момент, определяемый уравнением (2.3), положителен и асинхронная машина работает двигателем.

Для получения тормозного режима ( $M < 0$ ) необходимо изменить фазу тока  $I_2$  на угол  $\varphi_2 > \frac{\pi}{2}$ , что при неизменном

векторе напряжения ротора относительно двигательного режима  $\omega < \omega_0$  изменяет направление потока мощности. Следовательно, роторный блок должен работать инвертором, ведомым частотой скольжения, а сетевой — выпрямителем (рис. 2.3, в). При  $\varphi_2 > \frac{\pi}{2}$  и  $P_1 < 0$  АД работает генератором

при  $\omega < \omega_0$ . Мощность  $P_{1s}$ , получаемая ротором от преобразователя, и  $P_1(1-s)$  с вала машины генерируются статором в питающую сеть. Регулирование тормозного момента может осуществляться как изменением ЭДС инвертора, так и выпрямителя. Механические характеристики находятся во втором квадранте осей « $\omega$ — $M$ », в области  $\omega < \omega_0$ .

#### Двигательный режим, вращение по полю, $\omega > \omega_0$

При  $\omega > \omega_0$  и вращении по полю векторы фазных напряжений ротора изменяют направление и порядок следования фаз относительного двигательного режима при  $\omega < \omega_0$ . Для получения двигательного режима при  $\omega > \omega_0$  необходимо  $P_1 > 0$ ,  $\varphi_1 < \frac{\pi}{2}$ , что, согласно рис. 2.3, г, имеет место при

$\varphi_2 > \frac{\pi}{2}$ , т. е. при инверторном режиме роторного блока вентилей.

Асинхронная машина работает в режиме двойного питания, получая энергию  $P_t$  через статор, а через ротор — энергию  $P_1|s|$ . Регулирование частоты вращения АД в этом режиме может осуществляться как инвертором, так и выпрямителем. Следует отметить трудность реализации перехода АД через синхронную скорость, когда напряжение ротора равно нулю и нарушается коммутация тока инвертора, ведомого этим напряжением. Механические характеристики для рассматриваемого режима находятся в первом квадранте, в области  $\omega > \omega_0$ .

#### Двигательный режим, вращение против поля, $\omega \leq \omega_0$

Тормозной момент при скорости ниже синхронной возникает при переводе роторного блока в инверторный режим. Если выпрямленное напряжение сетевого блока больше противо-ЭДС инвертора при неподвижном роторе, то под действием тормозного момента АД остановится, а затем развернется в обратную сторону, работая двигателем в режиме против поля статора. При этом АД развивает вращающий момент во всем диапазоне  $\omega$ . При работе в двигательном режиме против поля АД получает питание только со стороны ротора через преобразователь (рис. 2.3, д). Подведенная мощность  $P_{1s}(s > 1)$  расходуется на создание вращающего момента  $P_1(s-1)$ , а другая  $P_1$  часть генерируется статором в питающую сеть. Регулирование частоты вращения во всем

диапазоне, включая переход через  $\omega = \omega_0$ , обеспечивается изменением степени регулирования ЭДС обоих блоков.

**Режим противовключения.** В режиме противовключения может быть обеспечен тормозной момент во всем диапазоне частоты вращения. Из диаграммы (рис. 2.3, е) видно, что направление векторов тока и напряжения ротора остались такими же, как и в двигательном режиме при  $\omega < \omega_0$ . Следовательно, в режиме противовключения роторная группа работает выпрямителем и может быть выполнена неуправляемой, а сетевая — инвертором. Регулирование тормозного момента от 0 до  $M_{\max}$  осуществляется за счет изменения ЭДС инвертора. В режиме противовключения АД можно рассматривать как генератор, преобразующий механическую энергию  $P_1(s=1)$ ,  $s>1$  в электрическую, и как трансформатор, передающий энергию из сети  $P_1$  в цепь ротора.

**Режим динамического торможения.** В режиме динамического торможения электромагнитный момент можно обеспечить при  $\omega \leq \omega_0$ . Для этого статор асинхронной машины отключается от питающей сети и возбуждается постоянным током (рис. 2.3, ж). Механическая энергия  $P_b$ , превращаясь в роторе в электрическую, инвертируется вентильным преобразователем в сеть. При этом роторный блок работает выпрямителем, а сетевой — инвертором. Регулирование  $M$  осуществляется изменением ЭДС инвертора или тока возбуждения статора.

Анализ возможных режимов АВК показывает, что электропривод по этой схеме обеспечивает как тормозной, так и двигательный моменты во всех четырех квадрантах осей « $\omega$ — $M$ », т. е. по этим показателям АВК сравнивается с регулируемым электроприводом постоянного тока. На базе АВК могут быть реализованы различные системы электроприводов, в том числе и бесконтактный реверсивный регулируемый электропривод. Следует отметить, что при построении АВК с управляемым роторным блоком встречаются серьезные затруднения в реализации системы регулирования этим блоком, так как управление им должно вестись с переменной частотой скольжения, изменяющейся в пределах от 0 до 100 и более герц. В то же время большинство механизмов, для которых в настоящее время целесообразен АВК, не требуют таких режимов. Нашей промышленностью освоен серийный выпуск преобразователей для систем АВК с неуправляемым роторным блоком.

### 2.3. Основы управления преобразователем

Наибольшее распространение находит АВК при неуправляемом роторном блоке, когда сетевая группа вентилей ра-

ботает инвертором. В связи с этим вопросы управления преобразователем рассмотрены применительно к инверторному режиму. Регулирование частоты вращения и тормозного момента АВК при неуправляемом роторном блоке обеспечивается изменением степени регулирования противо-ЭДС инвертора  $c_p$ , равной

$$c_p = \frac{E_{di}}{E_{dai}} \quad (2.4)$$

Величина  $E_{di}$  при фазовом регулировании ЭДС преобразователя зависит от угла управления вентилями инвертора, а  $E_{dai}$  — от напряжения сети или вторичной обмотки трансформатора и схемы инвертора. В настоящее время наиболее распространенной является мостовая схема преобразователя. Такая схема инвертора имеет наилучшие технико-экономические показатели, и только для электроприводов большой мощности целесообразен двухмостовой вариант инвертора. Поэтому ограничимся рассмотрением вопросов теории управления трехфазной мостовой схемой преобразователя.

#### 2.3.1. Основные положения

Мостовую схему инвертора можно рассматривать как две последовательно соединенные трехфазные нулевые схемы  $V1, V3, V5$  и  $V2, V4, V6$  (см. рис. 2.1) при независимом управлении. В общем случае угол управления группы вентилей с общим катодом ( $\beta_1$ ) не равен углу управления вентиляй с общим анодом ( $\beta_2$ ), но сумма углов должна быть:

$$0 \leq |\beta_1 + \beta_2| \leq \pi. \quad (2.5)$$

Невыполнение условия (2.5) приводит к переходу преобразователя в выпрямительный режим.

При рассмотрении основ управления преобразователя выпрямленный ток принимается идеально сглаженным, а коммутация тока — мгновенной. Противо-ЭДС инвертора определяется как сумма противо-ЭДС отдельных групп:

$$E_{di} = \sqrt{2} U_\Phi \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta_1 + \sqrt{2} U_\Phi \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta_2, \quad (2.6)$$

где  $U_\Phi$  — фазное напряжение сети (здесь и далее под напряжением сети понимается напряжение, подаваемое на сетевой блок вентилей);  $m$  — количество фаз сети.

Следовательно, степень регулирования противо-ЭДС инвертора определяется как

$$c_p = \frac{\cos \beta_1 + \cos \beta_2}{2}, \quad (2.7)$$

Ток фазы мостового преобразователя равен сумме фаз-

ных токов каждой из трехфазных нулевых схем:

$$i_{\text{a}} = i_{1\text{a}} + i_{2\text{a}}, \quad (2.8)$$

где  $i_{1\text{a}} = I_d$  — мгновенное значение тока группы вентилей с общим катодом при  $\frac{\pi}{6} + \beta_1 \leq \omega_c t \leq \frac{5\pi}{6} + \beta_1$ ;

$i_{2\text{a}} = -I_d$  — мгновенное значение тока группы вентилей с общим анодом при  $\frac{7\pi}{6} + \beta_2 \leq \omega_c t \leq \frac{11\pi}{6} + \beta_2$ ;

$\omega_c t$  — текущая координата времени, отсчитываемая от оси симметрии  $Y$ ;

$\omega_c = 2\pi f_t$  — круговая частота напряжения сети.

В исходном положении при  $\beta_1 = \beta_2 = 0$  ось симметрии тока фазы инвертора  $Y$ , относительно которой выполняется условие  $i_{\text{a}}(\omega_c t) = -i_{\text{a}}(\omega_c t)$ , совпадает с осью симметрии напряжения (рис. 2.4, а).

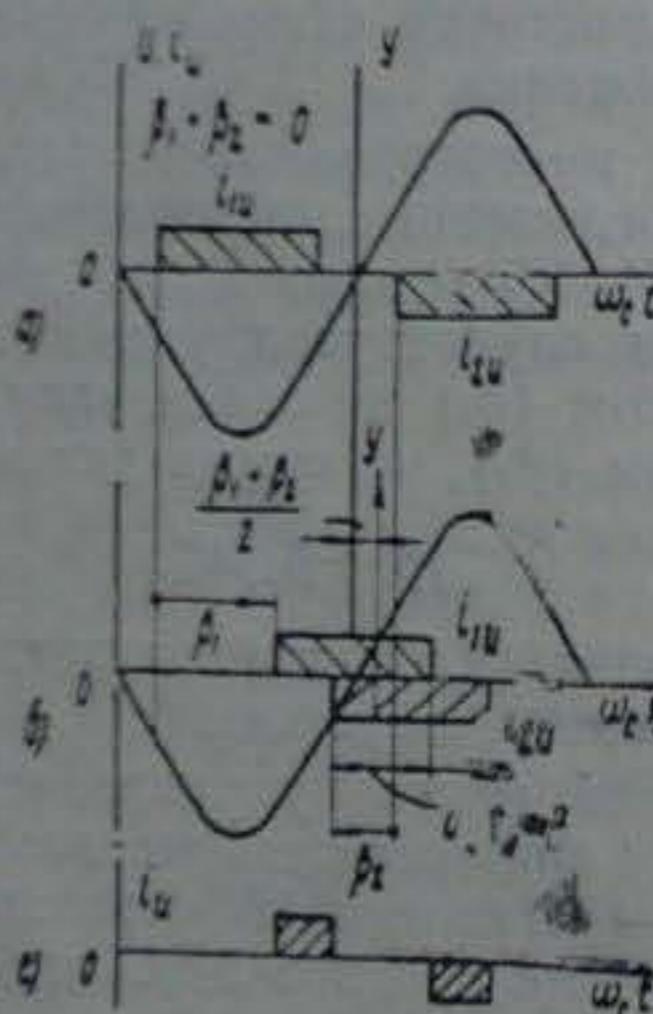


Рис. 2.4. Диаграмма токов инвертора АВК при независимом управлении группами вентилей

При независимом изменении  $\beta_1$  и  $\beta_2$  и выполнении условия (2.5) ось симметрии тока фазы инвертора смещается от своего начального положения на угол  $\frac{\beta_1 + \beta_2}{2}$  и, следовательно, коэффициент сдвига тока  $K_{\text{св}}$  определяется выражением:

$$K_{\text{св}} = \cos \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}. \quad (2.9)$$

Здесь возможны два режима работы преобразователя. Первый, когда интервалы протекания фазных токов групп вентилей с общим катодом и общим анодом не совпадают во времени (рис. 2.4, а) и разность углов управления не превышает  $\frac{\pi}{3}$ :

$$0 \leq |\beta_1 - \beta_2| \leq \frac{\pi}{3}, \quad (2.10)$$

и второй режим, когда разность углов управления подчиняется неравенству:

$$\frac{\pi}{3} \leq |\beta_1 - \beta_2| \leq \pi, \quad (2.11)$$

и наступает перекрытие во времени интервалов протекания токов  $i_{1\text{a}}$  и  $i_{2\text{a}}$  (рис. 2.4, б). Так как эти токи равны по величине и противоположны по знаку, то за время перекрытия  $t_n$ , определяемое выражением

$$t_n = \frac{|\beta_1 - \beta_2| - \frac{\pi}{3}}{\omega_c}, \quad (2.12)$$

ток инвертора равен нулю. В промежуток  $B = \omega_c t_n$  работают одновременно вентили одной фазы разных групп, и выпрямленный ток  $I_d$  проходит, минуя сеть, через закороченный инвертор. При  $|\beta_1 - \beta_2| = \pi$  ток фазы инвертора равен нулю.

Действующее значение тока фазы мостового инвертора  $I_{\text{н}}$  определяется выражением:

$$I_{\text{н}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{н}}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{1\text{н}}^2 + 2i_{1\text{н}} i_{2\text{н}} + i_{2\text{н}}^2) dt}. \quad (2.13)$$

После подстановки  $i_{1\text{н}}$ ,  $i_{2\text{н}}$  и соответствующих преобразований для первого режима работы, в котором  $i_{1\text{н}} i_{2\text{н}} = 0$ , получим

$$I_{\text{н}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad (2.14)$$

и для второго режима

$$I_{\text{н}} = I_d \sqrt{1 - \frac{|\beta_1 - \beta_2|}{\pi}}. \quad (2.15)$$

Первую гармонику фазного тока инвертора получим разложением в гармонический ряд выражения общего тока:

$$i_{\text{н}} = a_1 \sin \omega_c t + a_2 \sin 2\omega_c t + \dots + a_n \sin n\omega_c t. \quad (2.16)$$

Выражение общего тока является по отношению к оси симметрии тока нечетной функцией, поэтому гармонический ряд, характеризующий влияние инвертора на напряжение сети и содержит только синусоидальные функции. Здесь  $a_1, a_2$  определяемая выражением:

$a_n$  — амплитуды гармонических составляющих тока.

Амплитуда первой гармоники фазного тока определяется или известным выражением:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_n(\omega_c t) \sin \omega_c t d \omega_c t. \quad (2.17)$$

Подставив в (2.17) выражение тока  $i_n$ , согласно (2.8), определив пределы интегрирования с учетом перемещения оси симметрии тока на угол  $\frac{\beta_1 + \beta_2}{2}$ , получим выражение для первой гармоники тока инвертора:

$$I_{n(1)} = \frac{1}{\pi \sqrt{2}} \int_{\frac{\pi}{6} + \beta_1 - \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}}^{\frac{5\pi}{6} + \beta_1 - \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}} I_d \sin \omega_c t d \omega_c t - \int_{\frac{7\pi}{6} + \beta_2 - \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}}^{\frac{11\pi}{6} + \beta_2 - \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}} I_d \sin \omega_c t d \omega_c t,$$

и после преобразований

$$I_{n(1)} = I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cos \frac{\beta_1 - \beta_2}{2}. \quad (2.18)$$

Анализ полученных выражений показывает, что при одинаковой регулировочной способности ток инвертора и его фаза существенно зависят от способа управления.

### 2.3.2. Энергетические показатели инвертора

Полученные выражения для тока инвертора  $I_n$ ,  $I_{n(1)}$  и коэффициента сдвига тока  $K_{ci}$  (2.9) позволяют определить основные энергетические соотношения инвертора АВК.

Активная мощность, инвертируемая преобразователем, равна

$$P_n = \sqrt{3} U_i I_{n(1)} K_{ci}. \quad (2.19)$$

После подстановки в (2.19) выражения  $I_{n(1)}$  и  $K_{ci}$  получим, что

$$P_n = \frac{3U_i I_d}{\pi \sqrt{2}} (\cos \beta_1 + \cos \beta_2). \quad (2.20)$$

Особенно важным энергетическим показателем работы преобразователя является его реактивная мощность  $Q_n$ , ха-

$$Q_n = \sqrt{3} U_i I_{n(1)} \sqrt{1 - K_{ci}^2} \quad (2.21)$$

$$Q_n = \frac{3U_i I_d}{\pi \sqrt{2}} (\sin \beta_1 + \sin \beta_2). \quad (2.22)$$

АВК, как и другие вентильные приводы, генерируют в питающую сеть высшие гармоники тока. Степень искажения тока инвертора АВК этими гармониками удобно оценивать коэффициентом искажения  $K_{mi}$ , определяемым как отношение первой гармоники тока к общему току инвертора. Для мостовой схемы преобразователя  $K_{mi}$  равен

— для первого режима, когда  $0 \leq |\beta_1 - \beta_2| \leq \frac{\pi}{3}$ ,

$$K_{mi} = \frac{I_{n(1)}}{I_n} = \frac{3}{\pi} \cos \frac{\beta_1 - \beta_2}{2}; \quad (2.23)$$

— для второго режима, когда  $\frac{\pi}{3} \leq |\beta_1 - \beta_2| \leq \pi$ ,

$$K_{mi} = \frac{\sqrt{6} \cos \frac{1}{2} (\beta_1 - \beta_2)}{\sqrt{1 - \frac{1}{\pi} |\beta_1 - \beta_2|}}. \quad (2.24)$$

Коэффициент мощности инвертора АВК, определяемый произведением  $K_{mi} = K_{ci} K_{ni}$ , соответственно равен

— для первого режима

$$K_{mi} = \frac{3}{2\pi} (\cos \beta_1 + \cos \beta_2); \quad (2.25)$$

— для второго режима

$$K_{mi} = \frac{\sqrt{6} (\cos \beta_1 + \cos \beta_2)}{\pi \sqrt{1 - \frac{1}{\pi} |\beta_1 - \beta_2|}}. \quad (2.26)$$

Анализ полученных энергетических соотношений показывает, что при одинаковой регулировочной способности и различных законах управления инвертор АВК может обеспечить как индуктивный, так и емкостный характер реактивного тока, т. е. по отношению к сети может быть генератором или потребителем реактивной мощности.

### 2.3.3. Законы управления инвертором

Анализ полученных в 2.3.1 и 2.3.2 выражений показывает, что независимое управление группами вентилей мостового инвертора позволяет получить те или иные его энергетические показатели, а следовательно, и привода в целом. Важно отметить, что управление инвертором АВК в первую очередь определяется конкретными условиями, в которых будет работать привод (сопротивляемость мощности привода и т.д.). При этом должны учитываться условия простоты реализации схемы управления и силовой части преобразователя, его надежность и технически реализуемые законы управления инвертором:

I — закон симметричного управления при естественной коммутации тока вентиляй.

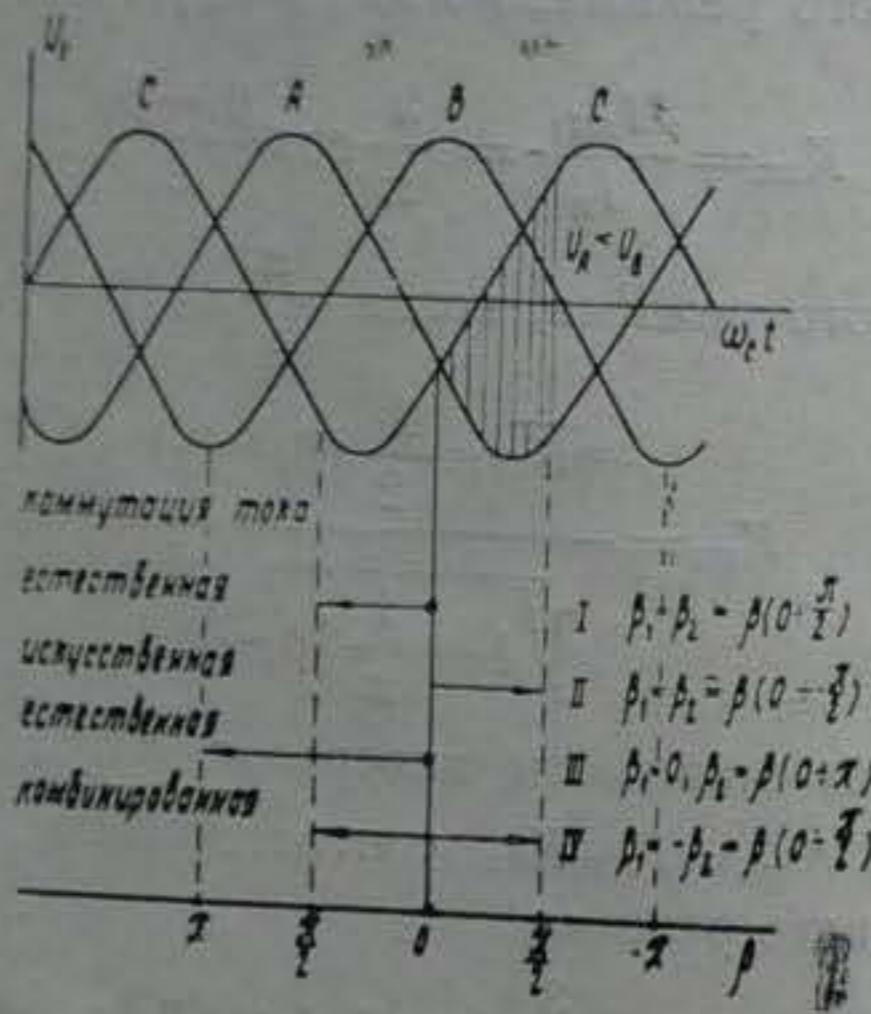


Рис. 2.5. Основные законы управления мостовым инвертором

Здесь  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ , а диапазон изменения угла управления составляет  $\frac{\pi}{2}$ . С таким законом управления выпускаются серийно преобразователи для систем АВК. Следует отметить, что, согласно (2.22), этому закону соответствует максимальное потребление реактивной мощности инвертором.

II — закон симметричного управления с искусственной коммутацией тока вентиляй.

В этом случае  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$  и  $\beta$  изменяется в пределах от 0 до  $(-\frac{\pi}{2})$ . Особенностью закона управления инвертором

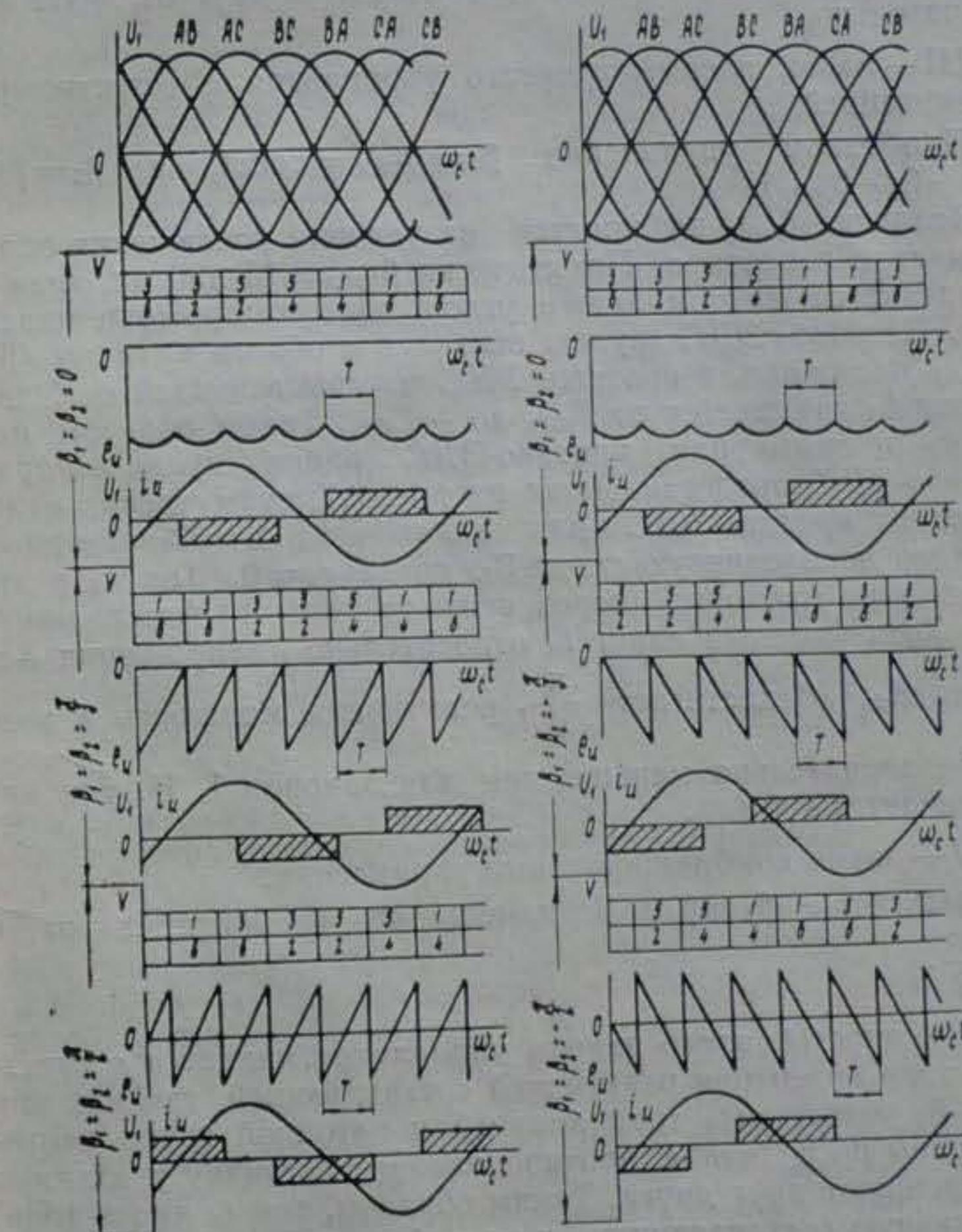


Рис. 2.6. Формы кривых противо-ЭДС ( $e_u$ ) тока ( $i_u$ ) и порядок включения вентиляй ( $V$ ) инвертора: а) закон управления I; б) закон управления II;  $T$  — период повторяемости кривой ( $e_u$ )

Действительно, при всех  $\beta$ , отличных от нуля, в интервале  $0 \div \left(-\frac{\pi}{2}\right)$  (рис. 2.5) напряжение, характеризующее потенциал кончавшего работу вентиля, выше напряжения фазы А, куда должен переходить ток. Поэтому для работы преобразователя с рассматриваемым законом управления необходимы дополнительные устройства, обеспечивающие переход тока с вентиля на вентиль при таких потенциалах. Формы противо-ЭДС инвертора для двух рассмотренных законов управления (рис. 2.6) отличаются друг от друга не значительно.

III — закон несимметричного управления с естественной коммутацией.

При таком управлении  $\beta_1 = \beta_{\text{min}} = \text{const}$ , а  $\beta_2 = \beta = 0 \div (\pi - \beta_{\text{min}})$ .

Величина  $\beta_{\text{min}}$  выбирается из условия исключения опрокидывания инвертора. Практически  $\beta_{\text{min}} = 15 \div 30$  эл. град определяется максимальным углом коммутации тока инвертора. Противо-ЭДС группы вентилей с общим катодом ( $E_b$ ) всегда постоянна, а противо-ЭДС группы вентилей с общим анодом  $E_a$  изменяется от  $E_{a\max}$  до  $-E_{a\max}$ . Таким образом, при  $\beta_2 = \pi - \beta_1$  суммарная противо-ЭДС равна нулю. Форма противо-ЭДС, представленная на рис. 2.7, существенно отличается от противо-ЭДС для законов I, II. Характерным является появление участков  $E_a$ , когда  $e_b = 0$ . Ток  $I_a$  в эти промежутки проходит через вентили одной фазы, минуя сеть. Хотя фазовый сдвиг  $I_a$  относительно напряжения для случая  $E_{a\max} = 0$  достигает  $\frac{\pi}{2}$ , реактивная мощность в этом случае значительно меньше, чем для законов I, II, так как уменьшается ток  $I_{\text{av}}$ .

IV — закон комбинированного управления.

Здесь  $\beta_1 = -\beta_2 = \beta$ , а  $\beta$  изменяется в пределах от 0 до  $\frac{\pi}{2}$ .

Особенностью этого закона управления является отсутствие в токе инвертора реактивной составляющей, так как при  $\beta_1 = -\beta_2$  реактивные токи анодной и катодной групп вентилей равны по величине, противоположны по знаку и взаимно компенсируют друг друга. Таким образом, ток  $I_a$  имеет только активную составляющую, и потребление реактивной мощности АБК определяется только асинхронной машиной, как в резисторном варианте. Формы противо-ЭДС и тока  $I_a$  при различных углах управления представлены на рис. 2.8.

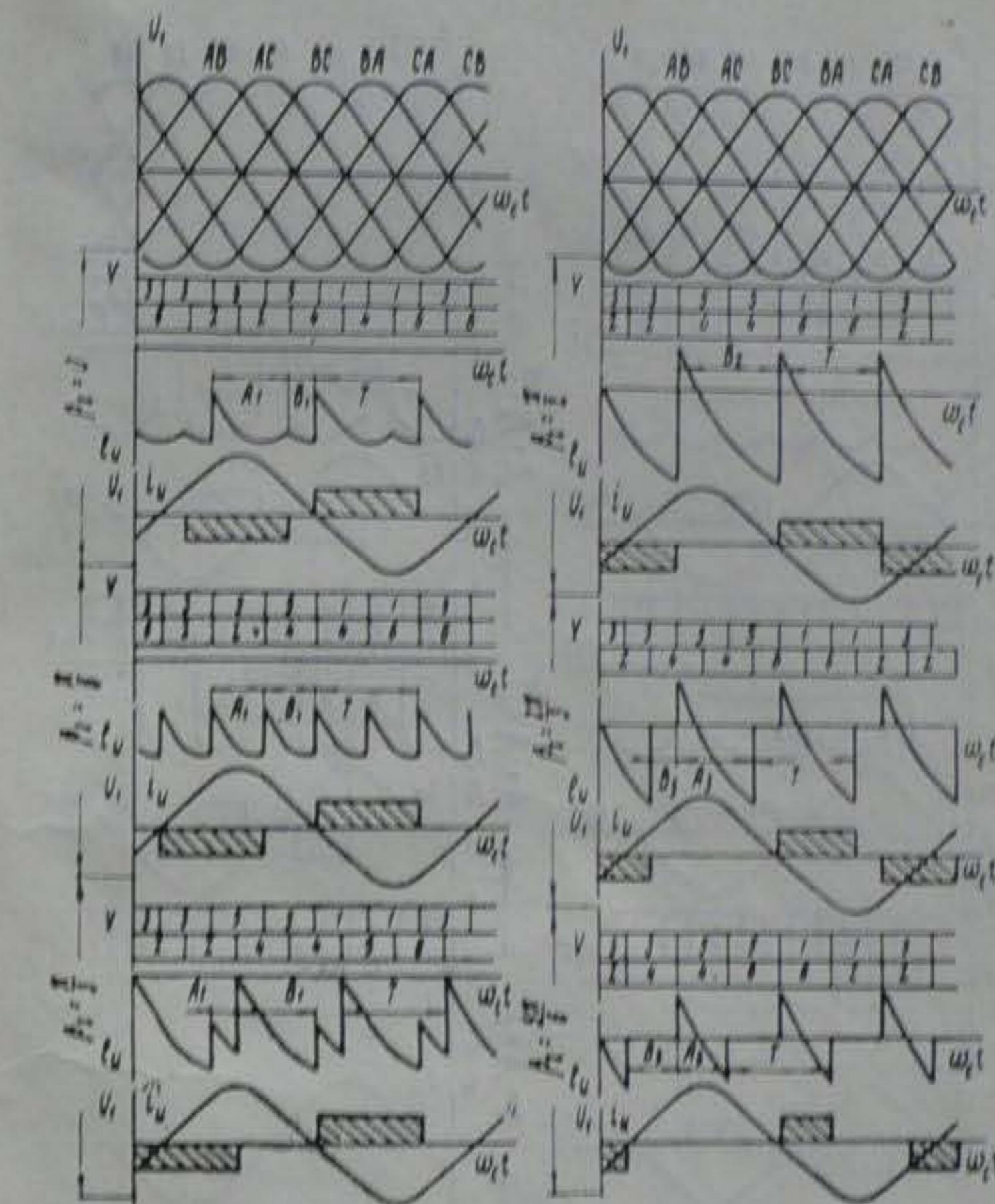


Рис. 2.7. Формы кривых противо-ЭДС, тока и порядок включения вентилей инвертора для закона управления III

Анализ кривых противо-ЭДС инвертора показывает, что они существенно зависят от закона управления. Так, период повторяемости формы кривой противо-ЭДС  $T$  для законов симметричного управления I, II в два раза меньше, чем для несимметричного и комбинированного и составляет одну шестую часть периода напряжения сети. При этом мгновенное значение противо-ЭДС  $e_b$  описывается на отрезке  $T$  синусоидальной функцией линейного напряжения сети  $U_b$ . Начальное значение  $e_b$  определяется углом управления  $\beta$  и равно

$$e_{b\text{ нач}} = \sqrt{2} U_b \sin \left( \frac{4\pi}{3} \pm \beta \right).$$

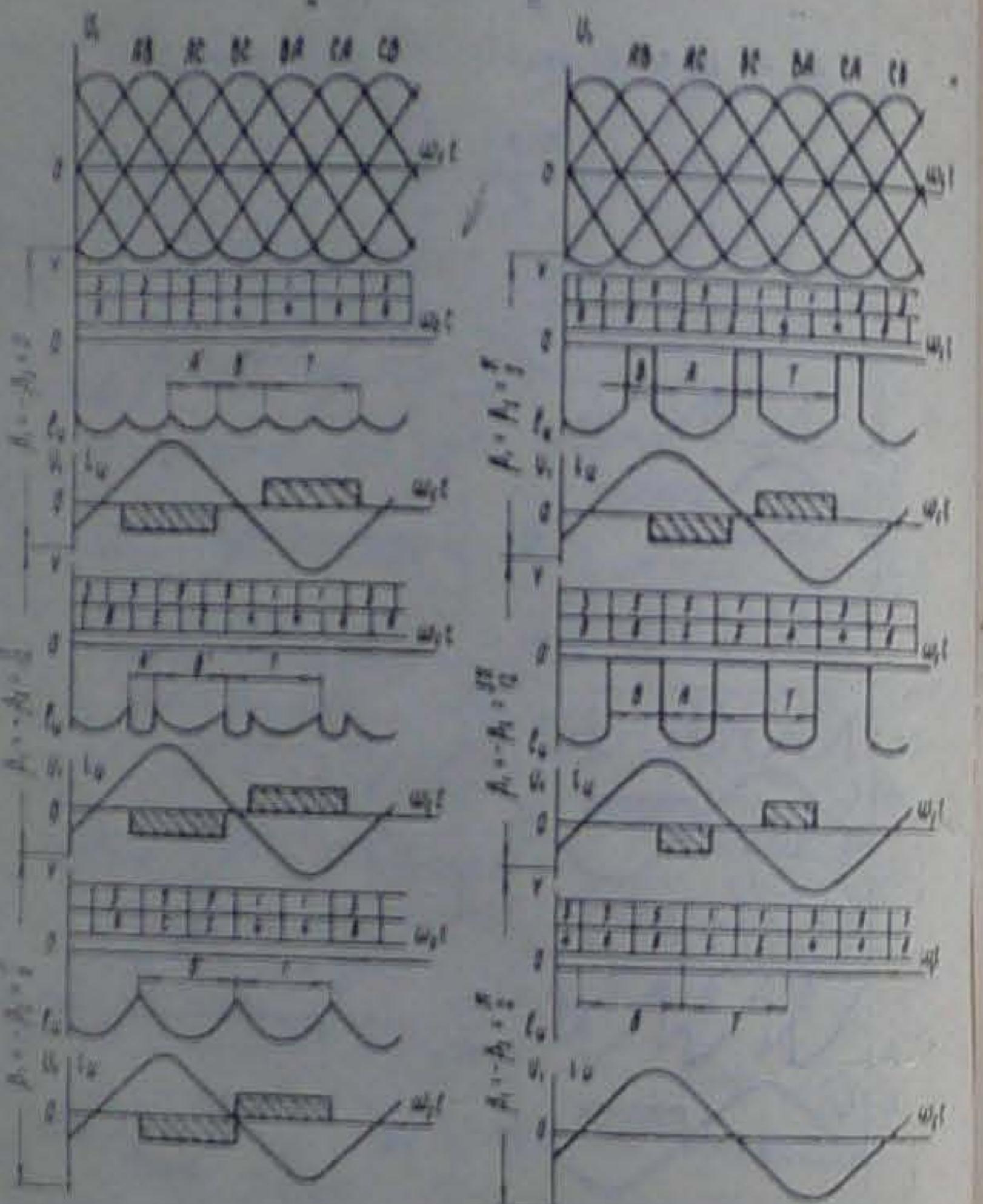
Таблица 2.1

Параметр	Симметричное управление		Несимметричное управление		Управление по закону $\beta_1 = -\beta_2$	
	Естественная коммутация	Искусственная коммутация	Естественная коммутация	Комбинированная коммутация	Комбинированная коммутация	Управление по закону $\beta_1 = -\beta_2$
$\beta$	$0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$	$0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$	$0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \beta \leq \pi$	$0 < 2\beta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} < 2\beta \leq \pi$
$c_p$	$\cos \beta$	$\cos \beta$	$\frac{1+\cos \beta}{2}$		$\cos \beta$	
$P_u$	$UI_d \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \beta$	$UI_d \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \beta$	$UI_d \frac{3}{\pi\sqrt{2}} (1+\cos \beta)$		$UI_d \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \beta$	
$Q_u$	$UI_d \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \sin \beta$	$-UI_d \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \sin \beta$	$UI_d \frac{3}{\pi\sqrt{2}} \sin \beta$		0	
$K_{eu}$	$\cos \beta$	$\cos \beta$	$\cos \frac{\beta}{2}$		1	
$I_{u(0)}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$	$I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cos \frac{\beta}{2}$		$I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cos \beta$	
$I_u$	$I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$	$I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$	$I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$	$I_d \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}$	$I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$	$I_d \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$
$K_{uu}$	$\frac{3}{\pi}$	$\frac{3}{\pi}$	$\frac{3}{\pi} \cos \beta$	$\frac{\sqrt{6} \cos \frac{\beta}{2}}{\pi \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}}$	$\frac{3}{\pi} \cos \beta$	$\frac{\sqrt{6} \cos \beta}{\pi \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}}$
$K_{uu}$	$\frac{3}{\pi} \cos \beta$	$\frac{3}{\pi} \cos \beta$	$\frac{3(1+\cos \beta)}{2\pi}$	$\frac{\sqrt{6}(1+\cos \beta)}{\pi \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}}$	$\frac{3}{\pi} \cos \beta$	$\frac{\sqrt{6} \cos \beta}{\pi \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}}$

Рис. 2.8 Формы противоЭДС, тока и порядок включения вентилей инвертора для закона управления IV

где знак «+» соответствует закону I, а знак «-» — закону II.

Форма противоЭДС для законов несимметричного и комбинированного управления имеет период повторяемости  $T$ , равный  $\frac{2\pi}{3}$ . Особенностью этих законов является неоднозначная зависимость  $e_u$  на интервале  $T$ . Так, при соотношении значений углов управления  $0 < \beta_2 - \beta_{1min} < \frac{\pi}{3}$  противо-



ЭДС при несимметричном законе представлена отрезками  $A_{1,2}$ ,  $B_{1,2}$  двух синусоид линейного напряжения сети и

$$A_{1,2} = \frac{\pi}{3} + \beta_{1,\text{max}} - \beta_2; \quad B_{1,2} = \frac{2\pi}{3} - A_{1,2}$$

При изменении углов управления в диапазоне  $\frac{\pi}{3} \leq \beta <$

$\beta_{1,\text{max}} \leq \alpha$  противо-ЭДС на интервале повторяемости  $T$  также имеет два участка:  $A_3$ , на котором  $e_a$  описывается синусоидальной функцией, и  $B_3$ , на котором  $e_a = 0$ . При этом

$$A_3 = \pi - \beta_2 + \beta_{1,\text{max}}; \quad B_3 = \frac{2\pi}{3} - A_3$$

Для комбинированного управления при  $\beta < \frac{\pi}{6}$  противо-ЭДС на участках  $A'$ ,  $B'$  представлена отрезками синусоид и

$$A' = \frac{\pi}{3} - 2\beta; \quad B' = \frac{2\pi}{3} - A'.$$

При  $\beta > \frac{\pi}{3}$  на интервале повторяемости  $e_a$  появляются участки  $B$ , когда  $e_a = 0$ . В этом случае

$$A = \pi - 2\beta; \quad B = \frac{2\pi}{3} - A.$$

Следует отметить, что форма кривой противо-ЭДС, как это будет показано ниже, определяет ряд важных эксплуатационных показателей АВК.

Анализ рассмотренных законов управления показывает, что, применяя тот или иной закон, можно добиться различных показателей инвертора как энергетических, так и параметров токов. В табл. 2.1 сведены выражения основных показателей инвертора для всех вышеуказанных законов, которые позволяют проводить расчет инвертора с точки зрения влияния его на энергетические показатели привода в целом.

### 3. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ АВК

Электромеханические соотношения в АВК характеризуют зависимость развиваемого момента от тока в обмотках АД, величины магнитного потока и скольжения. Ниже эти вопросы рассмотрены в общем случае: с учетом влияния на коммутационные процессы в роторе, а следовательно, и на форму вторичного тока АД активных сопротивлений обмоток двигателя. Учитывается также и изменение главного магнитного потока двигателя от тока нагрузки.

#### 3.1. Уравнение тока ротора АД

Определение формы тока ротора в схеме АВК сводится к анализу работы трехфазной мостовой схемы неуправляемого вентильного преобразователя, включенного во вторичную цепь двигателя, на встречную ЭДС, создаваемую сетевым блоком. В этом случае ток проходит по двум фазам АД в любой момент времени, за исключением периодов коммутации. На рис. 3.1 даны диаграммы ЭДС и тока ротора АД в схеме АВК. Выпрямленный ток  $I_d$  принят идеально гладким.

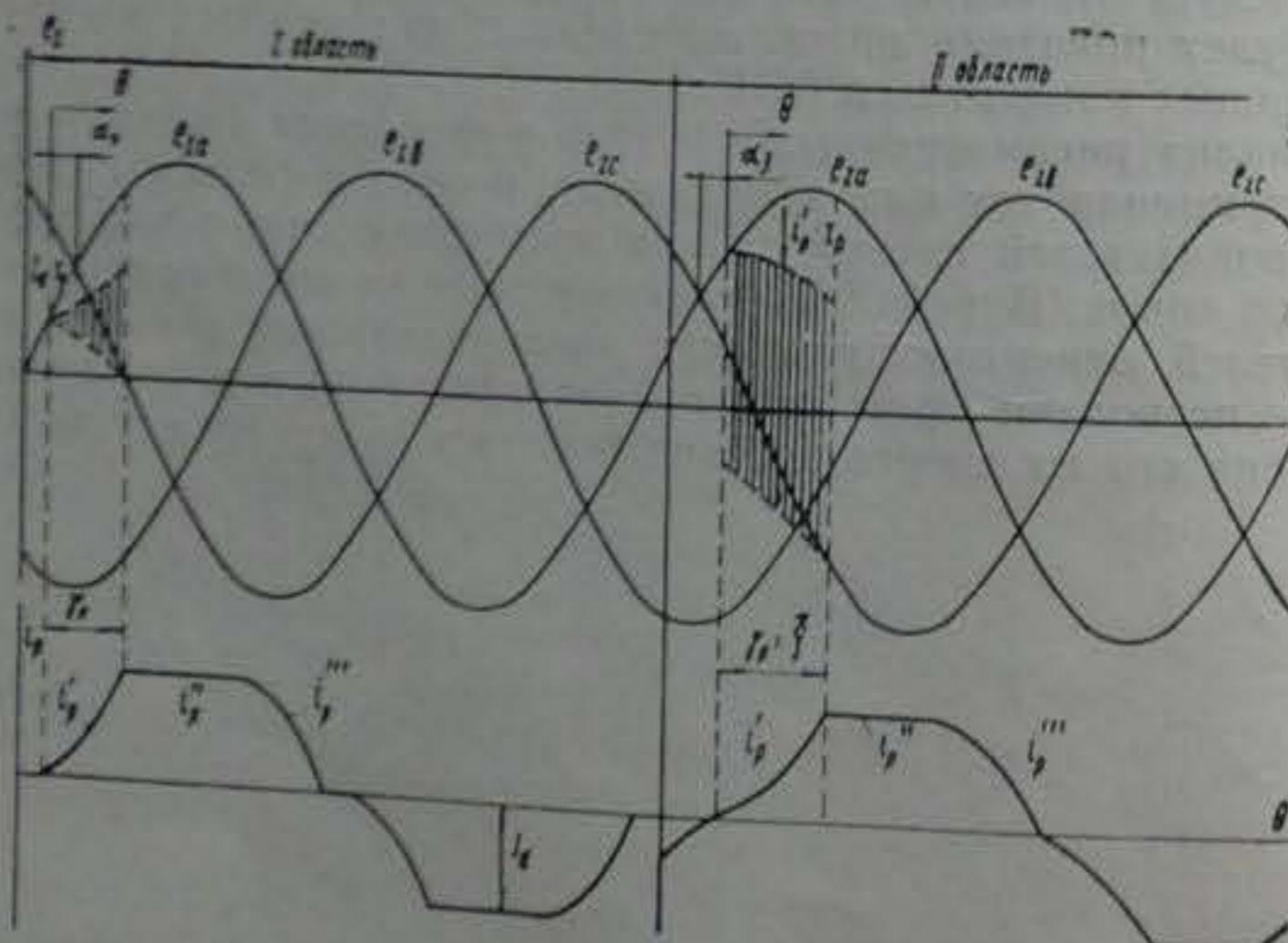


Рис. 3.1. Временные диаграммы ЭДС и тока ротора двигателя в схеме АВК

В зависимости от величины  $I_d$  и связанного с ней угла коммутации тока ротора  $\gamma_p$  для мостовой схемы можно выделить две рабочие области. Первая соответствует изменению  $\gamma_p$  от 0 до  $\frac{\pi}{3}$ . Из-за падения напряжения в активном

сопротивлении обмоток двигателя точка естественного зажигания вентилей сдвигается в сторону опережения на угол  $\alpha_0$ , который монотонно увеличивается с ростом нагрузки, достигает своего максимального значения при  $\gamma_p = \frac{\pi}{3}$ , а затем

с увеличением тока  $I_d$  наступает II рабочая область выпрямителя, характеризующаяся углом запаздывания включения вентилей  $\alpha_3$  при  $\gamma_p = \frac{\pi}{3} = \text{const}$ , причем возрастание  $\alpha_3$

происходит до значения  $\alpha_3 = \frac{\pi}{6}$ .

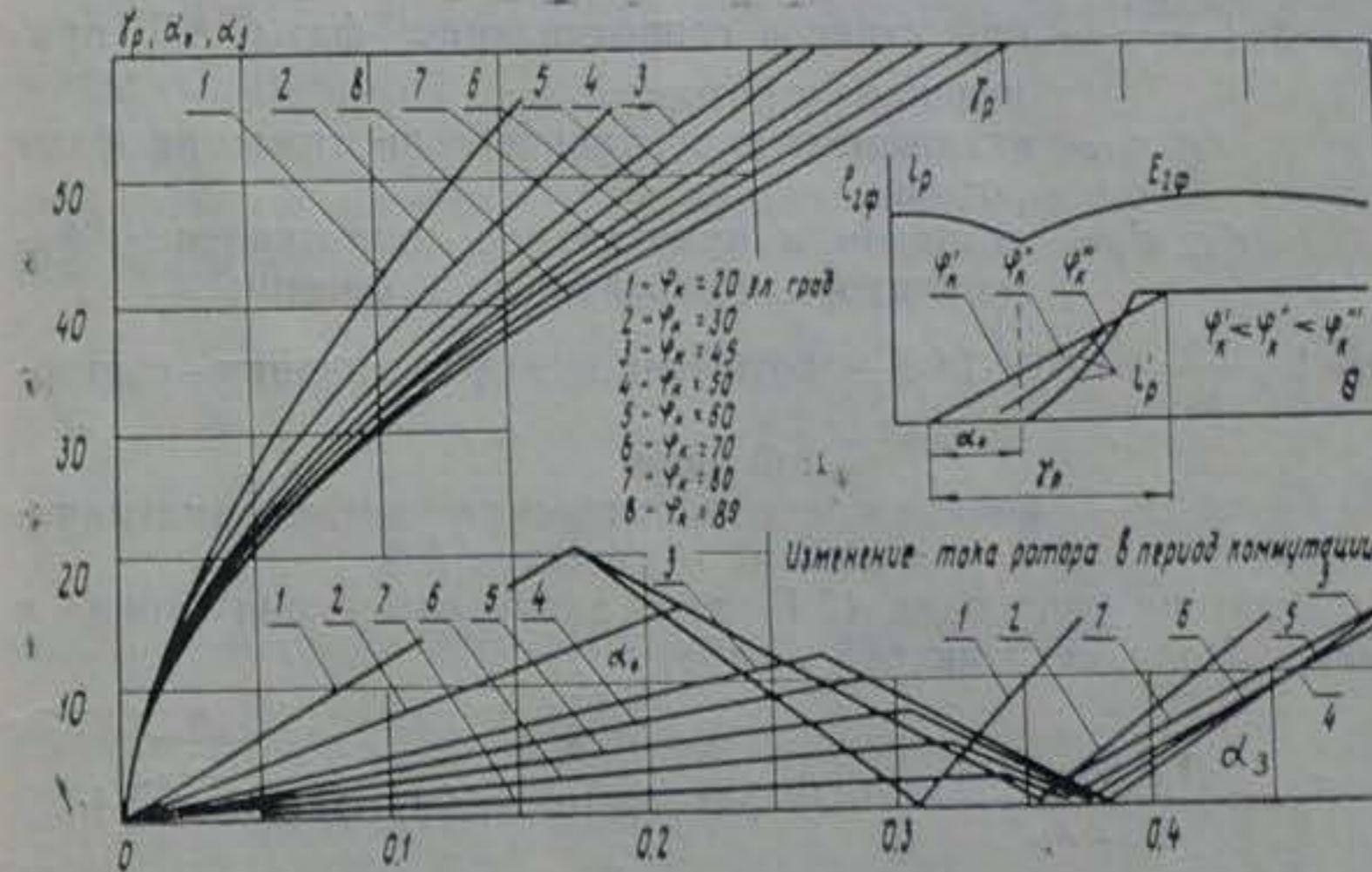


Рис. 3.2. Универсальные зависимости углов  $\gamma_p$ ,  $\alpha_0$ ,  $\alpha_3$  от тока  $i_p^0$

Если ток нагрузки увеличивается и далее, то  $\gamma_p$  становится более  $\frac{\pi}{3}$  и наступает двойная коммутация. Однако данная область является для электропривода нерабочей и ниже не рассматривается.

Во время коммутации две фазы ротора АД замкнуты накоротко токопроводящими вентилями. Электромагнитные процессы в контуре коммутации описываются следующим дифференциальным уравнением:

$$\sqrt{2} E_{2k} s \sin(\psi + \Theta) - 2x_p s \frac{di'_p}{d\Theta} - 2i'_p r_p + I_d r_p = 0, \quad (3.1)$$

где  $i'_p$  — мгновенное значение тока фазы ротора на интервале коммутации (начало токопроводящего периода);

$E_{2k}$  — линейное значение ЭДС на кольцах неподвижного ротора;

$\psi$  — начальная фаза включения вентилей, отсчитываемая от точки естественного зажигания;

$\Theta$  — текущее значение электрического угла включения вентилей ротора;

$r_p = r_2 + \frac{r'_1 s}{\sigma}$  — активное сопротивление фазы АД, приведенное к ротору;

$x_p = x_2 + \frac{x'_1}{\sigma}$  — индуктивное сопротивление фазы АД, приведенное к ротору;

$r_2; x_2$  — активное и индуктивное сопротивления фазы ротора;

$r'_1; x'_1$  — активное и индуктивное сопротивления фазы статора, приведенные к ротору;

$\sigma = 1 + \frac{x_1}{x_2} = 1,04 \div 1,08$  — коэффициент рассеивания статорной цепи;

$x_0$  — реактивное сопротивление ветви намагничивания в схеме замещения АД.

Решение уравнения (3.1) дает закон изменения тока в фазе ротора, вступающей в работу:

$$i'_p = \frac{\sqrt{2} E_{2k} \sin \psi}{2x_p} \left[ \sin(\psi + \Theta - \varphi_k) - \sin(\psi - \varphi_k) e^{-\frac{\Theta}{\operatorname{tg} \varphi_k}} \right] + \frac{I_d}{2} \left( 1 - e^{-\frac{\Theta}{\operatorname{tg} \varphi_k}} \right), \quad (3.2)$$

где  $\varphi_k$  — параметр контура коммутации тока ротора АД, зависящий от параметров двигателя, частоты вращения и определяемый соотношением:

$$\varphi_k = \operatorname{arctg} \frac{x_p s}{r_p}. \quad (3.3)$$

В фазе двигателя, где токопроводящий период заканчивается, ток определяется уравнением:

$$i_p''' = I_d - i'_p. \quad (3.4)$$

Уравнения (3.1) и (3.2) справедливы для обеих областей работы выпрямителя в цепи ротора. При этом в I области  $\psi = -\alpha_0$ , а во II —  $\psi = \alpha_3$ .

Для определения зависимости между  $I_d$ ,  $\psi_p$ ,  $\varphi_k$ ,  $\alpha_0$  запишем уравнение (3.2) для  $\Theta = \psi_p$ , когда  $i'_p = I_d$ , а  $\psi = -\alpha_0$ . Тогда после преобразований получим следующее выражение для относительного значения выпрямленного тока ротора в I рабочей области выпрямителя:

$$i_p^\delta = \frac{I_d x_p}{E_{2k}} = \frac{\sqrt{2} \sin \varphi_k [\sin(\psi_p - \alpha_0 - \varphi_k) + \sin(\alpha_0 + \varphi_k) e^{-\frac{\psi_p}{\operatorname{tg} \varphi_k}}]}{1 + e^{-\frac{\psi_p}{\operatorname{tg} \varphi_k}}}. \quad (3.5)$$

На основании выражения для падения напряжения в обмотке АД (рис. 3.1)

$$\sqrt{2} E_{2k} s \sin \alpha_0 = I_d r_p$$

определяется значение угла опережения включения роторных вентилей

$$\alpha_0 = \operatorname{arc sin} \frac{i_p^\delta}{\sqrt{2} \operatorname{tg} \varphi_k}. \quad (3.6)$$

При подстановке в (3.2) значений  $i'_p = I_d$ ,  $\Theta = \psi_p = \frac{\pi}{3}$  и

$\psi = \frac{\pi}{3}$  получим выражение для относительного значения тока ротора во II рабочей области выпрямителя:

$$i_p^\delta = \frac{\sqrt{2} \sin \varphi_k \left[ \sin \left( \frac{\pi}{3} + \alpha_3 - \varphi_k \right) - \sin(\alpha_3 + \varphi_k) e^{-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi_k}} \right]}{1 - e^{-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi_k}}}. \quad (3.7)$$

Универсальные зависимости  $\psi_p$ ,  $\alpha_0$ ,  $\alpha_3$  от  $i_p^\delta$  для различных значений  $\varphi_k$ , определенные при решении уравнений (3.5)  $\div$  (3.7), представлены на рис. 3.2.

Анализ показывает, что при  $i_p^0 = \text{const}$  и различных фазах параметры  $\gamma_p$  и  $\alpha_0$  имеют разную величину, причем с уменьшением  $\gamma_p$ , т. е. при увеличении относительного значения активного сопротивления,  $\gamma_p$  и  $\alpha_0$  возрастают. При этом увеличивается активная составляющая тока ротора, что объясняется смещением процесса коммутации тока ротора в области больших мгновенных значений ЭДС ротора. Изменение формы кривой  $i_p(\Theta)$  в зависимости от  $\gamma_p$  при  $i_p^0 = \text{const}$  дано на рис. 3.2.

### 3.2. Универсальные нагрузочные характеристики

Электромагнитный момент, развиваемый АД, пропорционален произведению магнитного потока и активной составляющей тока ротора. Если считать магнитный поток неизменным ( $\Phi = \text{const}$ ) и пропорциональным ЭДС неподвижного ротора  $E_{2\Phi}$ , то момент АД может быть представлен как

$$M = c' m_p E_{2\Phi} I_2 \cos \varphi_2, \quad (3.8)$$

где  $c'$  — коэффициент пропорциональности;  
 $m_p = 3$  — число фаз ротора.

Отличие работы АД в схеме АВК от работы его при обычной схеме включения заключается в том, что ток одновременно проходит лишь по двум фазам ротора. Поэтому в (3.8) следует число фаз  $m_p$  принять равным двум. Тогда, усредняя произведение тока на поток в течение одной трети периода, момент двигателя в каскадной схеме определится как

$$\begin{aligned} M &= \frac{2}{\omega_0 \frac{2\pi}{3}} \int_0^{\frac{2\pi}{3} + \gamma_p} E_{2\Phi m} i_p(\Theta) \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_0 + \Theta \right) d\Theta = \\ &= \frac{3\sqrt{2} E_{2\Phi}}{\omega_0 \pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3} + \gamma_p} i_p(\Theta) \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_0 + \Theta \right) d\Theta. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Здесь  $E_{2\Phi m}$  и  $E_{2\Phi}$  — амплитудное и действующее значение ЭДС фазы неподвижного ротора;

$i_p(\Theta)$  — мгновенное значение тока в фазе ротора.

Полученные в разделе 3.1 уравнения (3.2) и (3.4) определяют форму и взаимное положение кривых тока  $i_p(\Theta)$  и ЭДС  $e_{2p}(\Theta)$  ротора с учетом влияния на коммутационные про-

цессы активных сопротивлений АД. Следовательно, они позволяют рассчитать и основные электромеханические соотношения АВК.

Электромагнитный момент АД для I рабочей области, принимая во внимание уравнение (3.9), определится соотношением:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3\sqrt{2} E_{2\Phi}}{\omega_0 \pi} \left\{ \int_0^{\gamma_p} i'_p(\Theta) \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_0 + \Theta \right) d\Theta + \right. \\ &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{3} - \gamma_p} I_d \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_0 + \gamma_p + \Theta \right) d\Theta + \\ &\quad \left. + \int_0^{\gamma_p} [I_d - i'_p(\Theta)] \sin \left( \frac{5\pi}{6} - \alpha_0 + \Theta \right) d\Theta \right\}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Подставив в (3.10) значение  $I_d$  из (3.5), а также введя обозначения

$$K_1 = \sin \varphi_R [\sin(\Theta - \alpha_0 - \varphi_R) + \sin(\alpha_0 + \varphi_R) e^{-\frac{\Theta}{\operatorname{tg} \varphi_R}}], \quad (3.11)$$

$$N_1 = \frac{2 \sin \varphi_R [\sin(\gamma_p - \alpha_0 - \varphi_R) + \sin(\alpha_0 + \varphi_R) e^{-\frac{\gamma_p}{\operatorname{tg} \varphi_R}}]}{1 + e^{-\frac{\gamma_p}{\operatorname{tg} \varphi_R} \operatorname{ctg} \varphi_R}},$$

получим выражение для относительного значения момента в I рабочей области:

$$\begin{aligned} \mu_\theta &= \frac{M}{M_{\text{резид}}^{\text{max}}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left\{ \int_0^{\gamma_p} \left[ K_1 + N_1 \frac{1 + e^{-\Theta \operatorname{ctg} \varphi_R}}{2} \right] \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_0 + \Theta \right) d\Theta + \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{\frac{2\pi}{3} - \gamma_p} N_1 \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha_0 + \gamma_p + \Theta \right) d\Theta + \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{\gamma_p} \left[ N_1 \frac{1 + e^{-\Theta \operatorname{ctg} \varphi_R}}{2} - K_1 \right] \sin \left( \frac{5\pi}{6} - \alpha_0 + \Theta \right) d\Theta \right\}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Здесь  $M_{\text{рез.кн}}^{\max}$  — критический момент АД при резисторном управлении в цепи ротора, рассчитанный без учета активного сопротивления фазы статора двигателя и определяемый как

$$M_{\text{рез.кн}} = \frac{E_{2k}^2}{2\omega_0 x_p}. \quad (3.13)$$

Для II рабочей области роторной группы вентилей момент АД в каскадной схеме определяется как

$$\begin{aligned} M = \frac{3\sqrt{2}E_{2k}}{\pi\omega_0} & \left\{ \int_0^{\pi/3} i'_p(\Theta) \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_3 + \Theta\right) d\Theta + \right. \\ & + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} I_d \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_3 + \Theta\right) d\Theta + \\ & \left. + \int_0^{\pi/3} [I_d - i'_p(\Theta)] \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_3 + \Theta\right) d\Theta \right\}, \quad (3.14) \end{aligned}$$

Подставляя в (3.14) значение  $I_d$  из (3.7) и обозначив

$$\begin{aligned} K_2 &= \sin \varphi_n \sin (\Theta + \alpha_3 - \varphi_n) - \sin (\alpha_3 - \varphi_n) e^{-\Theta \operatorname{ctg} \varphi_n}; \\ N_2 &= \frac{2 \sin \varphi_n \left[ \sin \left( \frac{\pi}{3} + \alpha_3 - \varphi_n \right) - \sin (\alpha_3 - \varphi_n) e^{-\frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi_n} \right]}{1 + e^{-\frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi_n}}, \quad (3.15) \end{aligned}$$

получим выражение момента во II рабочей области:

$$\begin{aligned} \mu_d &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left\{ \int_0^{\pi/3} \left[ K_2 + N_2 \frac{1 - e^{-\Theta \operatorname{ctg} \varphi_n}}{2} \right] \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_3 + \Theta\right) d\Theta + \right. \\ & + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} N_2 \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_3 + \Theta\right) d\Theta + \\ & \left. + \int_0^{\pi/3} N_2 \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_3 + \Theta\right) d\Theta \right\} \end{aligned}$$

$$+ \int_0^{\pi/3} \left[ N_2 \frac{1 + e^{-\Theta \operatorname{ctg} \varphi_n}}{2} - K_2 \right] \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_3 + \Theta\right) d\Theta \}. \quad (3.16)$$

Учитывая, что  $i_p^\theta = \frac{N_1}{2}$  для I и  $i_p^\theta = \frac{N_1}{\sqrt{2}}$  для II областей

работы роторного блока вентилем, по выражениям (3.12) и (3.16) можно построить универсальные нагрузочные характеристики  $\mu_d = f(i_p^\theta)$  для различных значений  $\varphi_n$ . По ним,

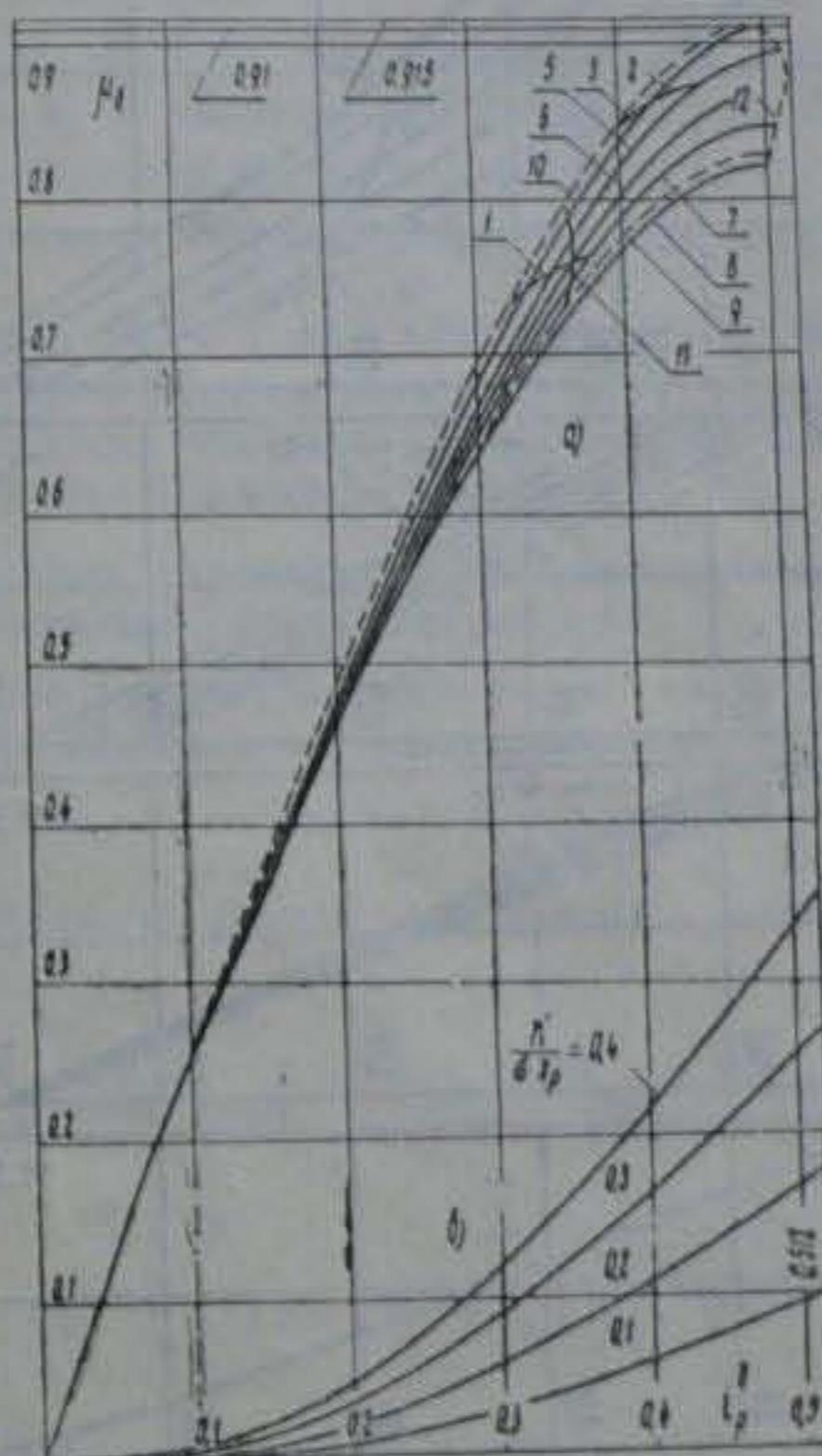


Рис. 3.3. Универсальные нагрузочные характеристики (а) и зависимости  $\Delta\mu_d = f(i_p^\theta, r'_{11}/x_p)$  (б) АВК (см. обозначения рис. 3.2):  
9—ступенчатая форма тока; 10—трапецидальная форма тока; 11—граница I и II рабочих областей; 12—кривая изменения критического момента

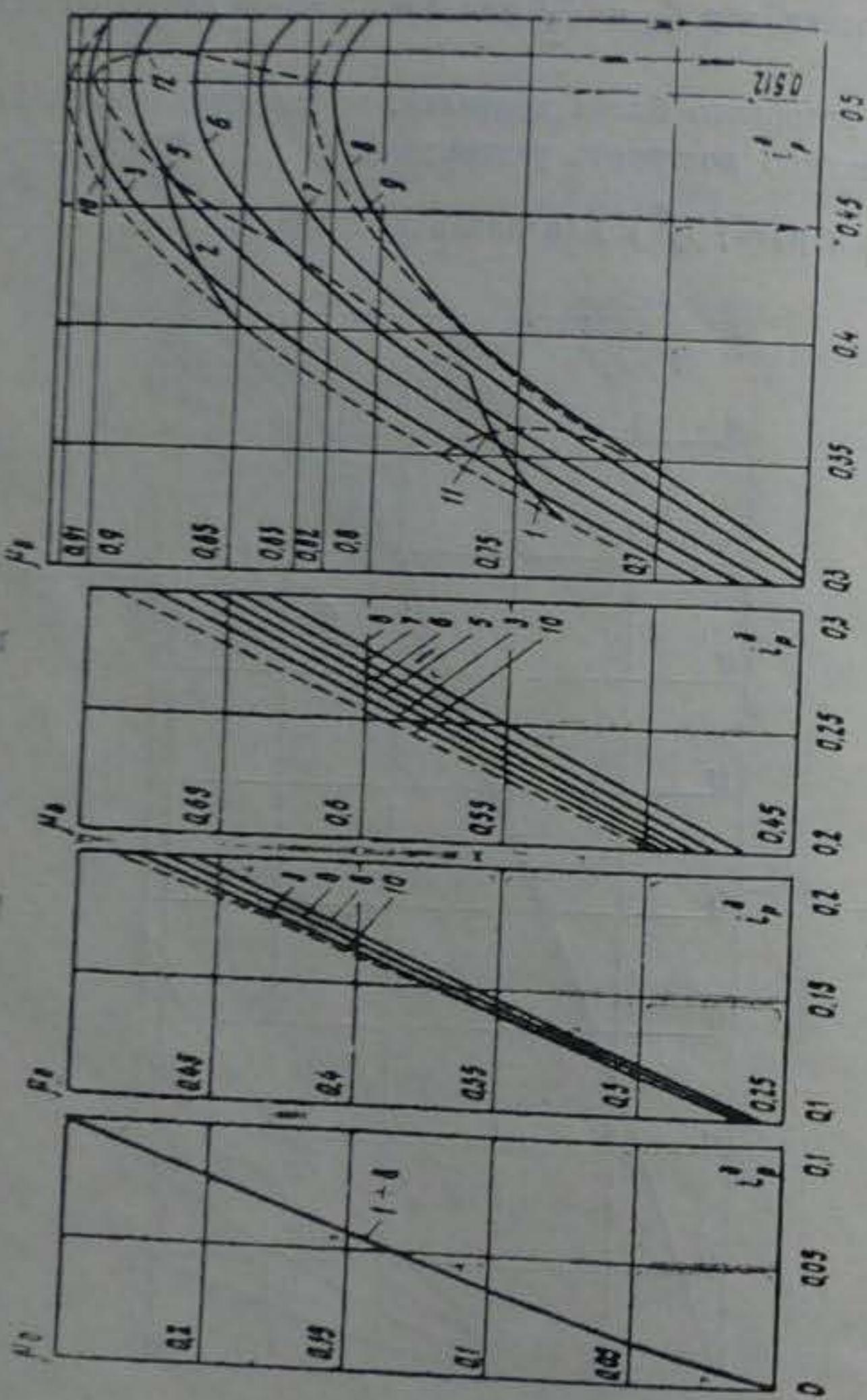


Рис. 3.4. Различные участки универсальных нагрузочных характеристик АВК (см. обозначения рис. 3.3)

как показано ниже, строятся механические характеристики для конкретного привода с заданными параметрами.

На первом участке I рабочей области, когда  $\gamma_p < \frac{\pi}{3}$ , задаваясь значением  $\gamma_p$ , по рис. 3.2 определяем  $\alpha_0$  и  $i_p^\theta$ , а затем по (3.12) — величину  $\mu_a$ . На втором участке этой рабочей области величины  $i_p^\theta$  и  $\mu_a$  получим, уменьшая  $\alpha_0$ , достигнутое при  $\gamma_p = \frac{\pi}{3}$ , до нуля.

Для II рабочей области выпрямителя при заданных углах запаздывания  $\alpha_0$  и нагрузки  $\phi_k$ , согласно рис. 3.2, находим  $i_p^\theta$ , а затем, используя (3.16), величину  $\mu_a$ .

Рассчитанные на ЭЦВМ универсальные нагрузочные характеристики  $\mu_a = f(i_p^\theta)$  для различных значений  $\phi_k$  приведены на рис. 3.3 и 3.4. При этом кривая 11 соответствует границе I и II рабочих областей, а кривая 12 — изменению критического момента АД в каскадной схеме.

### 3.2.1. Нагрузочные характеристики при допущении ступенчатой и трапецидальной форм тока ротора

Этот вопрос рассмотрим без учета влияния активного сопротивления АД на коммутацию тока ротора, т. е., когда  $r_p = 0$  и  $\phi_k = \frac{\pi}{2}$ .

При ступенчатой форме тока ротора уравнение (3.10) примет вид:

$$M = \frac{3\sqrt{2}}{\pi \omega_0} E_{2\Phi} \left[ \int_0^{\gamma_p} \frac{I_d}{2} \sin \left( \frac{\pi}{6} + \Theta \right) d\Theta + \int_0^{2\pi/3 - \gamma_p} I_d \sin \left( \frac{\pi}{6} + \gamma_p + \Theta \right) d\Theta + \int_0^{\gamma_p} \frac{I_d}{2} \left( \frac{5\pi}{6} + \Theta \right) d\Theta \right] = \frac{\kappa_M}{\omega_0} E_{2\Phi} I_d (1 + \cos \gamma_p), \quad (3.17)$$

где  $\kappa_M = \frac{90 \cdot 0,105}{\sqrt{2} \pi^2} = 0,675$  — коэффициент пропорциональ-

ности для мостовой схемы роторного блока вентилем.

С учетом ранее принятых обозначений можно представить (3.17) в виде

$$\mu_0 = 2,7 i_p^\theta \left( 1 - \frac{i_p^\theta}{\sqrt{2}} \right), \quad (3.18)$$

что является нагрузочной характеристикой АВК в I рабочей области.

Связь между  $i_p^\theta$  и  $\gamma_p$  в случае принятых выше допущений найдем из (3.5), положив в нем  $\alpha_0 = 0$ ,  $\varphi_k = \frac{\pi}{2}$ . Тогда

$$\sqrt{2} I_d x_p = E_{2k} (1 - \cos \gamma_p), \quad (3.19)$$

откуда следует, что

$$i_p^\theta = \frac{1 - \cos \gamma_p}{\sqrt{2}}. \quad (3.20)$$

Подставляя (3.20) в (3.18), получим выражение:

$$\mu_0 = 0,955 (1 - \cos^2 \gamma_p), \quad (3.21)$$

позволяющее наглядно оценить значение  $\mu_0$  на границе рабочих областей роторного блока вентилем. Коэффициент 0,955 представляет отношение максимальных моментов в схеме АВК без учета особенностей работы мостовой схемы преобразователя в цепи ротора:  $M_{\text{АВК}}^{\max} = \frac{\kappa_m}{\omega_0} \frac{E_{2k}^2}{\sqrt{2} x_p}$  и в резисторном варианте при  $r_1 = 0$ , когда  $M_{\text{резид}}^{\max} = \frac{E_{2k}^2}{2 \omega_0 x_p}$ .

Во II области при допущении ступенчатой формы тока в соответствии с (3.17)

$$M = \frac{\kappa_m E_{2k} I_d}{\omega_0} \left[ \cos \alpha_3 + \cos \left( \alpha_3 + \frac{\pi}{3} \right) \right], \quad (3.22)$$

$$\mu_0 = 2,34 i_p^\theta \left( \cos \alpha_3 + \frac{\pi}{6} \right). \quad (3.23)$$

Можно показать, что для рассматриваемого режима

$$i_p^\theta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \left( \alpha_3 + \frac{\pi}{6} \right). \quad (3.24)$$

В результате (3.23) примет вид:

$$\mu_0 = 2,34 i_p^\theta \sqrt{1 - 2 i_p^\theta} \quad (3.25)$$

При трапециoidalной форме тока ротора уравнение (3.10) будет таким:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3 \sqrt{2} E_{2k}}{\pi \omega_0} \left[ \int_0^{\gamma_p} \frac{I_d}{\gamma_p} \Theta \sin \left( \frac{\pi}{6} + \Theta \right) d\Theta + \right. \\ &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{3} - \gamma_p} I_d \sin \left( \frac{\pi}{6} + \gamma_p + \Theta \right) d\Theta + \\ &\quad \left. + \int_0^{\gamma_p} \frac{I_d}{\gamma_p} (\Theta + \gamma_p) \sin \left( \frac{5\pi}{6} + \Theta \right) d\Theta \right] = \\ &= \frac{2 \kappa_m}{\omega_0} E_{2k} I_d \frac{\sin(\alpha_3 + \gamma_p) - \sin \alpha_3}{\gamma_p}. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Повторяя процедуру преобразований для ступенчатой формы тока, получим следующее выражение нагрузочной характеристики АВК в I рабочей области:

$$\mu_0 = 2,7 \frac{i_p^\theta \sqrt{2,82 i_p^\theta - 2 i_p^\theta}}{\arccos(1 - \sqrt{2} i_p^\theta)}. \quad (3.27)$$

Во II области, когда

$$M = \frac{2 \kappa_m}{\omega_0} E_{2k} I_d \cos \left( \alpha_3 + \frac{\gamma_p}{2} \right), \quad (3.28)$$

относительный момент равен

$$\mu_0 = 2,58 i_p^\theta \cos \left( \alpha_3 + \frac{\gamma_p}{2} \right), \quad (3.29)$$

или с учетом (3.24)

$$\mu_0 = 2,58 i_p^\theta \sqrt{1 - 2 i_p^\theta} \quad (3.30)$$

Согласно выражениям (3.21), (3.25), (3.27) и (3.30), на рис. 3.3, 3.4 построены нагрузочные характеристики АВК

при ступенчатой (кривая 9) и трапецидальной (кривая 10) формах  $i_p(\theta)$ . Анализируя полученные нагрузочные характеристики, следует заметить, что все они выпуклы вверх. Это объясняется тем, что при работе роторного блока выпрямителем фаза первой гармоники тока  $i_p(\theta)$  равна  $\Phi_p = \alpha_p + \frac{\gamma_p}{2}$  и с ростом  $i_p$  возрастает за счет увеличения угла коммутации  $\gamma_p$ . Вследствие этого интенсивность изменения электромагнитного момента с ростом тока снижается.

При  $i_p = \text{const}$  и допущении трапецидальной формы тока ротора электромагнитный момент АД имеет наибольшее, а при ступенчатой — наименьшее значение. При реальном виде  $i_p(\theta)$  с учетом влияния активного сопротивления двигателя на коммутационные процессы нагрузочные характеристики занимают промежуточное положение. С уменьшением значения  $\Phi_p$  они приближаются к граничной кривой 10, соответствующей трапецидальной форме тока  $i_p(\theta)$ .

Рассмотрим относительные значения момента АВК на границе I и II рабочих областей. Подставляя в (3.21) значение  $\gamma_p = \frac{\pi}{3}$ , получим  $\mu_o = 0,955 \cdot 0,75 = 0,715$ , что соответствует ступенчатой форме тока. При трапецидальной форме, используя (3.29) и имея в виду, что на границе областей  $\alpha_2 = 0$ ,  $\gamma_p = \frac{\pi}{3}$ , получим  $\mu_o = 0,79$ , т. е. на 10% выше. Эта разность в значениях  $\mu_o$  сохраняется и на всей II рабочей области. Заметим, что на границе I и II рабочих областей для обеих рассматриваемых здесь форм тока  $i_p = 0,355$ .

### 3.3. Механические характеристики

Полученные выше нагрузочные характеристики  $\mu_o = f(i_p)$  являются одновременно и универсальными механическими характеристиками АВК, так как величина  $i_p$  при заданной степени регулирования ЭДС сетевой группы вентилей  $c_p$  однозначно определяет частоту вращения привода. Выпрямленный ток в каскадной схеме  $I_d$  зависит от разности средних значений ЭДС обоих блоков вентилей преоб-

разователя и равен

$$I_d = \frac{E_{dp} - E_{du} - \Delta U}{R'_o}, \quad (3.31)$$

где  $E_{dp} = \kappa_1 E_{2ks} \cos \alpha_p$  — среднее значение ЭДС выпрямителя;

$E_{du} = \kappa_2 U_{2t} c_p$  — среднее значение противо-ЭДС инвертора;

$\kappa_1, \kappa_2$  — коэффициенты, зависящие от схемы соединения вентилей роторного и сетевого блоков (для трехфазной мостовой схемы  $\kappa_{1,2} = 1,35$ );

$\Delta U$  — падение напряжения в вентилях;

$U_{2t}$  — линейное значение напряжения на инверторном блоке;

$\alpha_p$  — угол включения вентилей неуправляемого роторного блока, равный  $\alpha_0$  в I рабочей области и  $\alpha_3$  — во II.

Величина эквивалентного сопротивления  $R'_o$  в общем случае определяется как

$$R'_o = 2 \frac{r'_1}{\sigma} s \left( 1 - \frac{3\gamma_p}{4\pi} \right) + 2r_2 \left( 1 - \frac{3\gamma_p}{4\pi} \right) + r_{dp} + 2\kappa_3 r_c + \frac{3x_p s}{\pi} + \frac{3x_c}{\pi}, \quad (3.32)$$

где  $r_c, x_c$  — активное и индуктивное сопротивления фазы трансформатора, приведенные ко вторичной обмотке, или сопротивления фазы токоограничивающего реактора;

$r_{dp}$  — активное сопротивление дросселя в промежуточной цепи преобразователя.

В уравнении (3.32) множитель  $\left( 1 - \frac{3\gamma_p}{4\pi} \right)$  учитывает

падение напряжения на активном сопротивлении АД с учетом влияния последнего на коммутацию тока, а коэффициент  $\kappa_3$  характеризует относительную длительность протекания анодного тока сетевого блока преобразователя. В случае мостового инвертора для симметричных законов управления (естественная и искусственная коммутация) при различных углах управления  $\beta$ , для несимметричного при  $\beta_2 < \frac{\pi}{3} + \beta_{\min}$ , а для комбинированного, когда  $\beta < \frac{\pi}{6}$ ,

величина  $\kappa_3 = 1$ , так как длительность протекания тока в каждой фазе за период питающего напряжения равна  $\frac{2\pi}{3} + \gamma$  ( $\gamma$  — угол коммутации тока сетевого инвертора). Для

несимметричного управления при  $\beta_2 > \frac{\pi}{3} + \beta_{\min}$  и комбинированного, когда  $\beta > \frac{\pi}{6}$ , величина  $\kappa_3$  соответственно равна:

$$\kappa_3 = \frac{3}{2\pi}(\pi - \beta_2 + \beta_{\min}) \quad \text{и} \quad \kappa_3 = \frac{3}{2\pi}\left(\frac{5\pi}{6} - \beta\right). \quad \text{В случае двухмостового инвертора при всех рассматриваемых законах } \kappa_3 = 1, \text{ а слагаемые с } r_0 \text{ и } x_0 \text{ в управлении (3.32) необходимо удвоить. Слагаемое } \frac{3x_p}{\pi} \text{ характеризует индуктивное падение напряжения при коммутации тока инвертора с фазу на фазу в согласующем трансформаторе или токоограничивающем реакторе и практически не зависит от закона управления вентилями инвертора. Составляющая } \frac{3x_p s}{\pi} \text{ учитывает падение выпрямленного напряжения роторного блока от коммутации тока в обмотках АД.}$$

При совместном решении (3.31) и (3.32) получим

$$i^0_p = \frac{(s - s_0) \cos \alpha_p}{z_{10} + z_{20}s}; \quad (3.33)$$

$$s = \frac{i^0_p z_{10} + s_0 \cos \alpha_p}{\cos \alpha_p - i^0_d z_{20}}, \quad (3.34)$$

где  $s_0$  скольжение холостого хода, величина которого при заданной степени регулирования ЭДС инвертора  $s_p$  равна

$$s_0 = \frac{\kappa_4 s_p + \kappa_5}{\cos \alpha_p}. \quad (3.35)$$

Значения коэффициентов, входящих в (3.33) – (3.35), рассчитываются, согласно выражениям:

$$z_{10} = \kappa_6 + \kappa_7; \quad z_{20} = \kappa_8 + \frac{1}{\sqrt{2}};$$

$$\kappa_4 = \frac{\kappa_2 U_{2T}}{\kappa_1 E_{2H}}; \quad \kappa_5 = \frac{\Delta U}{\kappa_1 E_{2H}}; \quad \kappa_6 = \frac{r_{dp} + 2\kappa_3 r_0 + \frac{3x_a}{\pi}}{\kappa_1 x_p}; \quad (3.36)$$

$$\kappa_7 = \frac{2r_2 \left(1 - \frac{3x_p}{\pi}\right)}{\kappa_1 x_p}; \quad \kappa_8 = \frac{2r'_1 \left(1 - \frac{3x_p}{\pi}\right)}{\sigma \kappa_1 x_p}$$

Таким образом, величина  $i^0_p$  при заданных параметрах привода (двигатель, сглаживающий дроссель, согласующий

трансформатор или токоограничивающий реактор и т. д.), во-первых, согласно (3.34), однозначно определяет скольжение АД, а во-вторых, по рис. 3.3, 3.4 – электромагнитный момент. Следовательно, нагрузочные характеристики рис. 3.3, 3.4 при измененном масштабе оси абсцисс ( $i^0_p$  на  $s$ ) являются одновременно и универсальными механическими характеристиками АВК.

Заметим, что в данной методике не учитываются моменты АД от высших гармонических тока ротора, а также искажение формы механических характеристик в области прерывистых токов.

#### Влияние изменения магнитного потока на момент АВК

Важное влияние на электромагнитный момент, развиваемый АД в схеме АВК, оказывает величина главного магнитного потока  $\Phi$ , входящая в выражение момента, во-первых, как самостоятельный множитель и, во-вторых, влияющая через ЭДС роторной группы на значение тока  $I_d$ .

Что касается тока  $I_d$ , то при его определении изменение  $\Phi$  от нагрузки учтено вследствие введения в уравнения параметров обмоток статора. Как самостоятельный множитель поток во всех приведенных выше соотношениях считался неизменным и пропорциональным ЭДС обмотки неподвижного ротора, см. (3.8–3.9). Вместе с тем изменение магнитного потока может быть весьма существенным и оказывает влияние на механические характеристики АВК. В большей мере это проявляется в приводах средней и малой мощности, так как у АД в этом случае возрастает относительное значение активного сопротивления, влияющего на изменение потока от нагрузки.

Для расчета момента в полученных выше уравнениях следовало брать не ЭДС неподвижного двигателя, а приведенную ко вторичной цепи АД ЭДС статора, величина которой с ростом нагрузки изменяется из-за падения напряжения в первичной обмотке двигателя  $I_1 z_1$ . Ниже получены выражения, учитывающие изменение момента двигателя в каскадной схеме вследствие непостоянства главного магнитного потока АД.

Индуктивное падение напряжения в статорных обмотках проявляется лишь в моменты коммутации вентиляй роторной группы. При этом поскольку энергия, запасенная в  $x_1$  при нарастающем токе коммутации, равна энергии, выделенной при спадающем токе, на среднее за период значение момента индуктивное падение напряжения в обмотках статора не влияет. Изменение момента за счет падения напряжения в активном сопротивлении статорных обмоток от тока

нагрузки, приняв форму тока  $i_p(\Theta)$  трапецидальной, можно определить следующим образом:

$$\Delta M = \frac{\Delta P_1}{\omega_0} = \frac{P_d r'_1}{\delta \omega_0} \left( 2 - \frac{\gamma_p}{\pi} \right). \quad (3.37)$$

Переходя к относительным единицам для I рабочей области, получим

$$\Delta \mu_o = 2i_p^{\theta} \frac{r'_1}{\sigma x_p} \left( 2 - \frac{\gamma_p}{\pi} \right), \quad (3.38)$$

а для II, когда  $\gamma_p = \frac{\pi}{3}$ .

$$\Delta \mu_o = \frac{10}{3} i_p^{\theta} \frac{r'_1}{\sigma x_p}. \quad (3.39)$$

Анализ показывает, что изменение момента  $\Delta \mu_o$  зависит от значения тока  $i_p^{\theta}$  и отношения  $\frac{r'_1}{\sigma x_p}$ . Величина  $\frac{r'_1}{\sigma x_p}$  для асинхронных машин типа АК2, которые применяются в АВК для длительного режима работы, при  $P_n = 10 \div 5000 \text{ кВт}$  изменяется соответственно в пределах  $0,075 \div 0,06$ . Исключение составляют последние габариты низковольтных двигателей ( $160, 250 \text{ кВт}$ ), у которых, как и у краново-металлургических машин, применяемых в реверсивных вариантах АВК (преобразователи типа ПРБУ),  $\frac{r'_1}{\sigma x_p}$  выше и равно  $0,1 \div 0,4$ .

Расчеты, проведенные для ряда двигателей (см. рис. 3.4, б), показывают, что в зоне номинальных нагрузок изменение момента за счет  $\Delta \Phi$  составляет для АВК с двигателями АК2 в среднем  $1,5 \div 3\%$ , а с краново-металлургическими —  $4 \div 10\%$ . Более существенно это проявляется в области максимальных моментов. Погрешность в определении  $\Delta \mu_o$  из-за принятия трапецидальной формы тока не превышает десятых долей процента.

По кривым рис. 3.4 а, б для любого двигателя и конкретных параметров привода могут быть построены уточненные нагрузочные и механические характеристики для различных режимов работы АВК. При этом следует иметь в виду, что в тех режимах вентильного каскада, когда АД потребляет через статор из сети активную мощность  $(\varphi_1 < \frac{\pi}{9})$ , величина

$\Phi$ , определяемая  $E_1$ , с увеличением нагрузки снижается. Значение  $\Delta \mu_o$  вычитается из  $\mu_o$ , рассчитанного при  $\Phi = \text{const}$  (например, двигательный режим  $\omega \geq \omega_0$ , вращение по полю статора; режим противовключения и т. д.). В тех случаях, когда через статор АД рекуперируется в сеть активная мощ-

ность,  $\varphi_1 < \frac{\pi}{2}$ , значения  $E_1$  и  $\Phi$  с ростом нагрузки увеличиваются. Величину  $\Delta \mu_o$  необходимо складывать с  $\mu_o$ , рассчитанным при  $\Phi = \text{const}$  (например, генераторный режим при  $\omega > \omega_0$ , вращение по полю статора; двигательный режим при  $\omega \leq \omega_0$ , вращение против поля статора). Итак, изменение основного магнитного потока АД по-разному оказывается на степени жесткости механических характеристик для различных режимов работы АВК.

Таким образом, используя полученные соотношения и рассчитанные графические зависимости, построение механических характеристик АВК следует производить в такой последовательности:

1. Для данного значения степени регулирования ЭДС инвертора  $c_p$  по (3.35) определяется скольжение  $s_0$  (заметим, что для инвертора с симметричным и комбинированным управлением  $c_p = \cos \beta$ , при несимметричном инверторе  $c_p = \frac{\cos \beta_{1\min} + \cos \beta_2}{2}$ ).

2. Согласно (3.3), вычисляется  $\varphi_k$ ; при этом поскольку параметр  $\varphi_k$  зависит от  $s$ , расчет ведется методом последовательного приближения (для первой расчетной точки нагрузки  $i_p^{\theta} = i_{p_1}^{\theta}$  скольжение  $s_1$  рассчитывается при величине параметра  $\varphi_k$ , определенного для предыдущего скольжения  $s_0$  и т. д.).

3. Задаваясь значением  $i_p^{\theta}$  по кривым рис. 3.3, 3.4, с учетом  $\varphi_k$  находим  $\mu_o$  и  $\Delta \mu_o$ , а затем значение момента в абсолютных единицах:

$$M = (\mu_o - \Delta \mu_o) \frac{E_{2K}^2}{2 \omega_0 x_p}. \quad (3.40)$$

4. Для заданного  $i_p^{\theta}$  и полученного  $\varphi_k$  по кривым рис. 3.2 определяем углы  $\gamma_p$ ,  $\alpha_0$  или  $\alpha_3$ .

5. По (3.4) рассчитывается значение  $s_b$ , соответствующее нагрузке  $i_{p_1}^{\theta}$ .

Затем для того же значения  $c_p$  аналогично предыдущему рассчитываются скольжения, соответствующие токам  $i_{p_2}^{\theta}, i_{p_3}^{\theta}$  и т. д. Далее строятся механические характеристики АВК для других значений  $c_p$ . Заметим, что для сравнения на графике необходимо также построить естественную механическую характеристику АД. На оси «моментов» целесообразно

навести масштабы в абсолютных единицах  $H_m$  и в отношении к номинальному моменту АД при резисторном управлении:

### 3.4. Максимальный момент асинхронной машины в схеме АВК

Величина максимального момента АД имеет большое значение особенно в приводах, работающих в повторнократковременных режимах с повышенными пускотормозными моментами.

Определим максимальные моменты, получаемые с учетом реальной формы тока ротора, а также при наиболее распространенных допущениях ступенчатой и трапецидальной форм  $i_p(\Theta)$ . При ступенчатой форме тока  $i_p(\Theta)$ , исследуя на экстремум уравнение момента для II рабочей области (3.25)

$$\frac{d\mu_\sigma}{di_p} = \frac{d(2,34 i_p \sqrt{1 - 2 i_p^2})}{di_p} = 0,$$

находим, что максимальный момент развивается при  $i_p=0,5$ , когда  $\varphi_2=15$  эл. град, и его величина равна  $\mu_{\sigma\max}=0,83$ .

В случае трапецидальной формы  $i_p(\Theta)$ , решая совместно (3.24) и (3.30), определяем, что  $\mu_{\sigma\max}=0,915$ , т. е. на 10% выше, и достигается также при  $i_p=0,5$ .

Для реальной формы  $i_p(\Theta)$  величина  $\mu_{\sigma\max}$  находится между полученными выше значениями. Характерным является зависимость  $\mu_{\sigma\max}$  от  $\varphi_k$ , а следовательно, и от скольжения. Значение тока, соответствующее  $\mu_{\sigma\max}$  при реально имеющих место значениях  $\varphi_k > 45$  эл. град, несколько выше  $i_p=0,5$  (рис. 3.4).

Приведенные данные о максимальном моменте АД в схеме АВК получены, во-первых, без учета изменения основного магнитного потока двигателя от нагрузки, а, во-вторых, кратность момента рассматривалась относительно завышенного идеального критического момента АД в резисторном варианте ( $M_{\text{рез. ил.}}^{\max} = \frac{E_{2n}^2}{2\omega_0 x_p}$ ).

Паспортное значение максимального момента определяется как

$$M_{\text{рез.}}^{\max} = \frac{E_{2n}^2}{2\omega_0 \left( \frac{r'_1}{\sigma} + \sqrt{\left( \frac{r'_1}{\sigma} \right)^2 + x_p^2} \right)}. \quad (3.41)$$

Первое из указанных выше обстоятельств приводит к снижению, а второе — к увеличению абсолютной величины максимального момента АД в схеме АВК.

Учитывая сказанное выше, а также выражения (3.13) и (3.40), получим следующее соотношение для расчета относительного значения момента  $\mu_k = \frac{M - \Delta M}{M_{\text{рез.}}^{\max}}$  при использовании универсальных нагрузочных характеристик  $\mu_\sigma = f(i_p)$  (см. рис. 3.3, 3.4):

$$\mu_k = (\mu_\sigma - \Delta \mu_\sigma) \left( \frac{r'_1}{\sigma x_p} + \sqrt{1 - \left( \frac{r'_1}{\sigma x_p} \right)^2} \right). \quad (3.42)$$

Универсальные зависимости относительного значения критического момента АВК  $\mu_k = f\left(\varphi_k, \frac{r'_1}{\sigma x_p}\right)$ , рассчитанные по (3.42), приведены на рис. 3.5. Анализ зависимостей показывает, что критический момент АД в каскадной схеме тем выше, чем больше  $\frac{r'_1}{\sigma x_p}$  и меньше параметр  $\varphi_k$ .

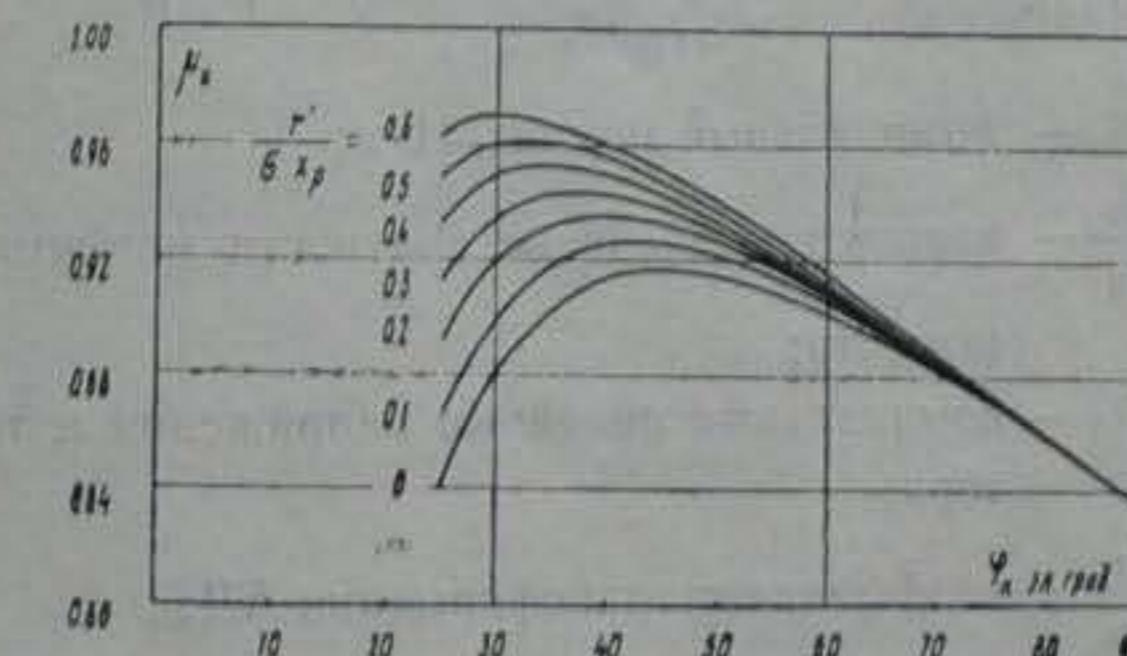


Рис. 3.5. Зависимости критического момента двигателя в схеме АВК

Таким образом, на перегрузочную способность АД существенное влияние оказывает величина активных сопротивлений обмоток двигателя, что особенно сказывается в каскадах малой и средней мощности. С увеличением значения  $\frac{r'_1}{\sigma x_p}$  снижается величина тока  $i_p$ , при котором достигается

максимальный момент. Зависимость параметра  $\varphi_k = f(s)$  приводит к изменению перегрузочной способности АД в схеме АВК при регулировании частоты вращения; в результате максимальный момент с увеличением скольжения снижается.

В целом, как показывают расчеты, перегрузочная способность АД в схеме АВК снижается по сравнению с паспортным значением в зависимости от мощности двигателя и скольжения на 4—17%. Большие значения относятся к АД большой мощности, меньшие — к двигателям средней и малой мощности.

### 3.5. О расчете обмоточных данных АД и согласующего трансформатора

При проектировании часто не располагают обмоточными данными электродвигателей и трансформаторов. Необходимые для расчета электромеханических и других соотношений параметры этих элементов АВК могут быть определены по паспортным данным АД и трансформатора, согласно приближенным формулам:

асинхронный двигатель

$$x_p = \frac{9,81 E_{2K}^2}{2\omega_0 M_n \lambda}; \quad r_1' = \frac{U_{1n} s_n}{\sqrt{3} I_{1n} \kappa_e^2}; \quad r_2 = \frac{105 M_n s_n}{I_{2n}^2 p}, \quad (3.43)$$

где  $M_n$  — номинальный момент, Н·м;

$\lambda = \frac{M_{np}}{M_n}$  — паспортное значение кратности максимального момента;

$U_{1n}; I_{1n}$  — номинальные линейные напряжения и ток статора;

$\kappa_e = \frac{U_1}{E_{2K}}$  — коэффициент трансформации АД;

согласующий трансформатор

$$r_t = \frac{\Delta P_{nt} - \Delta P_{xx}}{3I_{2tn}^2} = \frac{\Delta P_{iz}}{3I_{2tn}^2}; \quad z_t = \frac{E_{2t} e_k \%}{100 I_{2tn}}, \quad (3.44)$$

$$x_t = \sqrt{z_t^2 - r_t^2},$$

где  $\Delta P_{nt}, \Delta P_{xx}, \Delta P_{iz}$  — соответственно нагрузочные потери, потери холостого хода и короткого замыкания трансформатора, Вт;

$I_{2tn}$  — номинальный фазный ток вторичной обмотки трансформатора, А;

$e_k$  — напряжение короткого замыкания трансформатора, %.

### 3.6. Пример расчета механических характеристик

Рассчитаем механические характеристики асинхронного привода по схеме АВК при следующих исходных данных:

электродвигатель АК2-92-4:  $P_n = 100$  кВт;  $\omega_n = 152$  рад/с;  $U_1 = 220/380$  В;  $I_{1n} = 343/198$  А;  $E_{2K} = 235$  В;  $I_{2n} = 275$  А;

$$\kappa_e = \frac{U_1}{E_{2K}} = 1,62; \quad r_1 = 0,0206 \text{ Ом}; \quad r_2 = 0,0122 \text{ Ом}; \quad r_1' = 0,008 \text{ Ом};$$

$$x_p = 0,135 \text{ Ом}; \quad \sigma = 1 + \frac{x_1}{x_0} = 1,05;$$

преобразователь ПАВК-380-320:  $I_n = 320$  А;  $r_{dp} = 0,017$  Ом;  $L_{dp} = 0,75$  мГ;  $r_c = 0,0085$  Ом;  $x_c = 0,078$  Ом (инверторный блок подключен к сети через токоограничивающий реактор, управление вентилями инвертора симметричное).

Номинальный момент АД при резисторном управлении по (3.41)

$$M_{pea}^{\max} = \frac{E_{2K}^2}{2\omega_0 \left[ \frac{r_1'}{\sigma} + \sqrt{\left( \frac{r_1'}{\sigma} \right)^2 + x_p^2} \right]} = \\ = \frac{235^2}{2 \cdot 157 \sqrt{\left( \frac{0,008}{1,05} \right)^2 + 0,135^2}} = 1225 \text{ Н·м},$$

$$\text{где } \omega_0 = \frac{\pi n_0}{30} = \frac{\pi 1500}{30} = 157 \text{ рад/с.}$$

Уравнение естественной механической характеристики АД:

$$M = \frac{2M_{pea}^{\max} (1 + as_k)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2a s_k} = \frac{2 \cdot 1225 (1 + 0,68 \cdot 0,11)}{\frac{s}{0,11} + \frac{0,11}{s} + 2 \cdot 0,68 \cdot 0,11} = \\ = \frac{2620}{\frac{s}{0,11} + \frac{0,11}{s} + 0,15}. \quad (3.45)$$

$$\text{где коэффициент } a = \frac{r_1}{r_2} = \frac{0,0206}{0,0122 \cdot 1,62} = 0,68;$$

критическое скольжение  $s_k = s_n (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0,032 (1,85 + \sqrt{1,85^2 - 1}) = 0,11$ ;

номинальное скольжение  $s_n = \frac{\omega_0 - \omega_n}{\omega_0} = \frac{157 - 152}{157} = 0,032$ ;

перегрузочная способность АД  $\lambda = \frac{M_{\max}}{M_n} = \frac{1225}{660} = 1,85$ .

Например, при  $s=0,04$  момент, развиваемый двигателем, согласно (3.45), равен

$$M = \frac{2620}{\frac{0,04}{0,11} + \frac{0,11}{0,04} + 0,15} = 839 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Результаты расчета естественной механической характеристики АД сведены в табл. 3.1, а ее график дан на рис. 3.6.

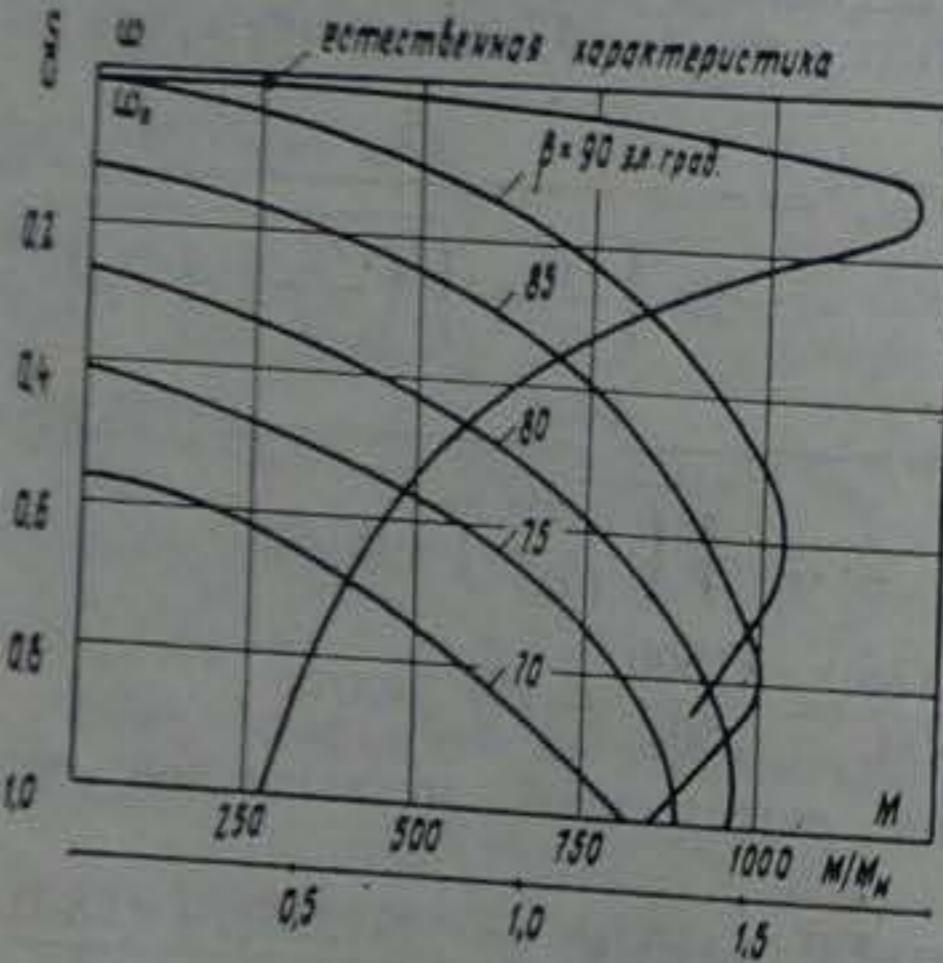


Рис. 3.6. Расчетные механические характеристики

Таблица 3.1

$s$	0,04	0,08	0,11	0,2	0,4	0,7	1,0
$M$ (Н·м)	839	1115	1215	1041	621	391	278

### Механические характеристики АВК

При мостовых схемах роторного и сетевого блоков преобразователя и симметричном управлении инвертором  $\kappa_1 = \kappa_2 =$

$=1,35$ ,  $\kappa_3 = 1$ , а значения других коэффициентов, согласно (3.36), равны

$$\kappa_4 = \frac{\kappa_2 U_{2r}}{\kappa_1 E_{2k}} = \frac{380}{235} = 1,62; \quad \kappa_5 = \frac{\Delta U}{\kappa_1 E_{2k}} \approx 0;$$

$$\kappa_6 = \frac{r_{dp} + 2\kappa_3 r_c + \frac{3x_c}{\pi}}{\kappa_1 x_p} =$$

$$= \frac{0,017 + 2 \cdot 1 \cdot 0,0085 + \frac{3 \cdot 0,078}{\pi}}{1,35 \cdot 0,135} = 0,59;$$

$$\kappa_7 = \frac{2r_2 \left(1 - \frac{3x_p}{\pi}\right)}{\kappa_1 x_p} = \frac{2 \cdot 0,0122 \left(1 - \frac{3 \cdot 0,135}{\pi}\right)}{1,35 \cdot 0,135} = 0,116;$$

$$\kappa_8 = \frac{2r_1' \left(1 - \frac{3x_p}{\pi}\right)}{\sigma \kappa_1 x_p} = \frac{2 \cdot 0,008 \left(1 - \frac{3 \cdot 0,135}{\pi}\right)}{1,05 \cdot 1,35 \cdot 0,135} = 0,073;$$

$$z_{13} = \kappa_6 + \kappa_7 = 0,59 + 0,116 = 0,706;$$

$$z_{23} = \kappa_8 + \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,073 + 0,707 = 0,78.$$

Механическая характеристика при  $\beta = 90$  эл. град. ( $c_p = 0$ )

$$\text{По (3.35)} \quad s_0 = \frac{\kappa_4 c_p + \kappa_5}{\cos \alpha_p} = \frac{1,62 \cdot 0 + 0}{1} = 0.$$

При расчете  $s_0$  для всех значений  $c_p$ , согласно рис. 3.2, величина  $\alpha_p = 0$ , так как при холостом ходе  $i_p^\theta = 0$ . Величина  $\varphi_R = \arctg \frac{x_p s}{r_p} = 0$  эл. град, так как  $s = s_0 = 0$ . Значение

$$\frac{r_1'}{\sigma x_p} = \frac{0,008}{1,05 \cdot 1,35} = 0,005. \quad \text{Задаемся значением } i_p^\theta = 0,1. \quad \text{По}$$

рис. 3.4, используя кривые для  $\varphi_R = 20$  эл. град из-за отсутствия их для  $\varphi_R = 0$  эл. град, находим  $\mu_0 = 0,25$  и  $\Delta \mu_0 \approx 0$ .

$$\text{Тогда по (3.40)} \quad M \approx (0,25 - 0) \frac{235^2}{2 \cdot 157 \cdot 0,135} = 322 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

По рис. 3.2, используя кривые для  $\varphi_R = 20$  эл. град, находим  $\alpha_0 = 13$  эл. град,  $\gamma_p = 42$  эл. град. В результате при

$i_p^\theta = 0,1$  величина скольжения по (3.34) равна

Расчетные данные механических характеристик для АК2-92-4

Таблица 3.2

$\beta_{\text{эк}}$ , град	$\delta_0$	$\varphi_0$ , эл. град	$i_d^0$	$\mu_A$	$\Delta\mu_0$	$M$ , Н·м	$M/M_n$	$\alpha_p$ , эл. град		$s$	
								$\alpha_0$	$\alpha_3$		
90	0	0	0,1	0,25		322	0,536	13	0	42	0,078
		40	0,2	0,48	0,015	600	0,91	15	0	60	0,173
		43	0,3	0,675	0,025	833	1,26	8	0	60	0,28
		69	0,5	0,97	0,09	1015	1,59	0	13	60	0,57
85	0,141	58	0,1	0,25	0	321	0,535	3	0	33	0,188
		62	0,2	0,475	0,015	592	0,9	5	0	47	0,319
		71	0,3	0,66	0,025	817	1,24	4	0	58	0,461
		76	0,5	0,86	0,09	992	1,51	0	13	60	0,84
		70	0,1	0,26	0	335	0,57	2	0	32	0,351
80	0,282	75	0,2	0,47	0,015	589	0,91	3	0	45	0,356
		76	0,3	0,67	0,025	822	1,24	4	0	58	0,642
		79	0,5	0,85	0,09	990	1,5	0	15	60	1,09
		75	0,1	0,26	0	322	0,536	2	0	31	0,511
75	0,417	78	0,2	0,47	0,015	500	0,91	2	0	45	0,612
		78	0,3	0,65	0,025	810	1,23	3	0	56	0,749
		80	0,5	0,84	0,09	960	1,47	0	15	60	1,27
		77	0,1	0,26	0	335	0,57	1	0	30	0,678
70	0,555	79	0,2	0,47	0,015	589	0,91	2	0	45	0,815
		80	0,3	0,64	0,025	792	1,22	2	0	57	0,999
		81	0,5	0,84	0,09	990	1,51	0	15	60	1,54

$$s_1 = \frac{0,1 \cdot 0,706 + 0}{\cos 13^\circ - 0,1 \cdot 0,78} = 0,078.$$

При заданном  $c_p$  аналогично производятся расчеты для других значений  $i_p^0$ . Затем процедура повторяется для новых значений  $c_p$ . Следует брать такие значения, чтобы получить 4—5 механических характеристик, для которых величина  $s_0$  изменяется в пределах от 0 до 1 (I-й квадрант осей « $s-M$ »).

Результаты расчета сведены в табл. 3.2, а графики представлены на рис. 3.6.

## 4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ РОТОРА АВК

Одним из важнейших параметров, характеризующих свойства АВК, является реальная форма выпрямленного тока промежуточной цепи преобразователя  $i_d(\rho)$  с учетом копечной индуктивности сглаживающего дросселя. Здесь и далее  $\rho = \omega_c t$  — текущая координата. Форма  $i_d(\rho)$  определяет зоны режимов непрерывного и прерывистого токов, использование АД по моменту, установленную мощность элементов электрооборудования и др.

Рассмотрение электромагнитных процессов с учетом различной формы ЭДС на внекоммутационных и коммутационных интервалах приводит к неоправданным усложнениям. Поэтому ниже проведем анализ электромагнитных процессов для внекоммутационных интервалов при следующих допущениях: пренебрегаем пульсациями тока, вносимыми выпрямленным напряжением ротора, так как они при неуправляемых роторных вентилях значительно меньше пульсаций напряжения инвертора; падение напряжения в анодных индуктивностях за счет явления коммутации тока в обоих блоках (роторном и сетевом) преобразователя учитывается составляющими  $\frac{3x_p s}{\pi}$  и  $\frac{3x_c}{\pi}$ , входящими в эквивалентное

активное сопротивление контура выпрямленного тока ротора.

В АВК с промежуточной цепью постоянного тока происходит совместная взаимосвязанная работа управляемой (сетевой)  $B_1$  и неуправляемой (роторной)  $B_2$  групп вентилей. Они образуют замкнутый контур, в котором вентили  $V$  блока  $B_2$  включены на выход инвертора И (блок  $B_4$ ) в проводящем направлении для положительных значений ЭДС инвертора И.

Если средняя величина ЭДС И всегда отрицательна, то мгновенное значение ЭДС  $e_n(\rho)$  может иметь различный знак, причем при  $e_n(\rho) > 0$  создаются условия для уравнительного тока (УТ), замыкающего через вентили ротора. Именно форма  $e_n(\rho)$  оказывает на электромагнитные процессы в вентильном преобразователе каскада самое существенное влияние.

### 4.1. Режим непрерывного тока

#### 4.1.1. Симметричный инвертор (законы I, II)

Для инвертора с симметричным управлением в отношении его влияния на характер электромагнитных процессов

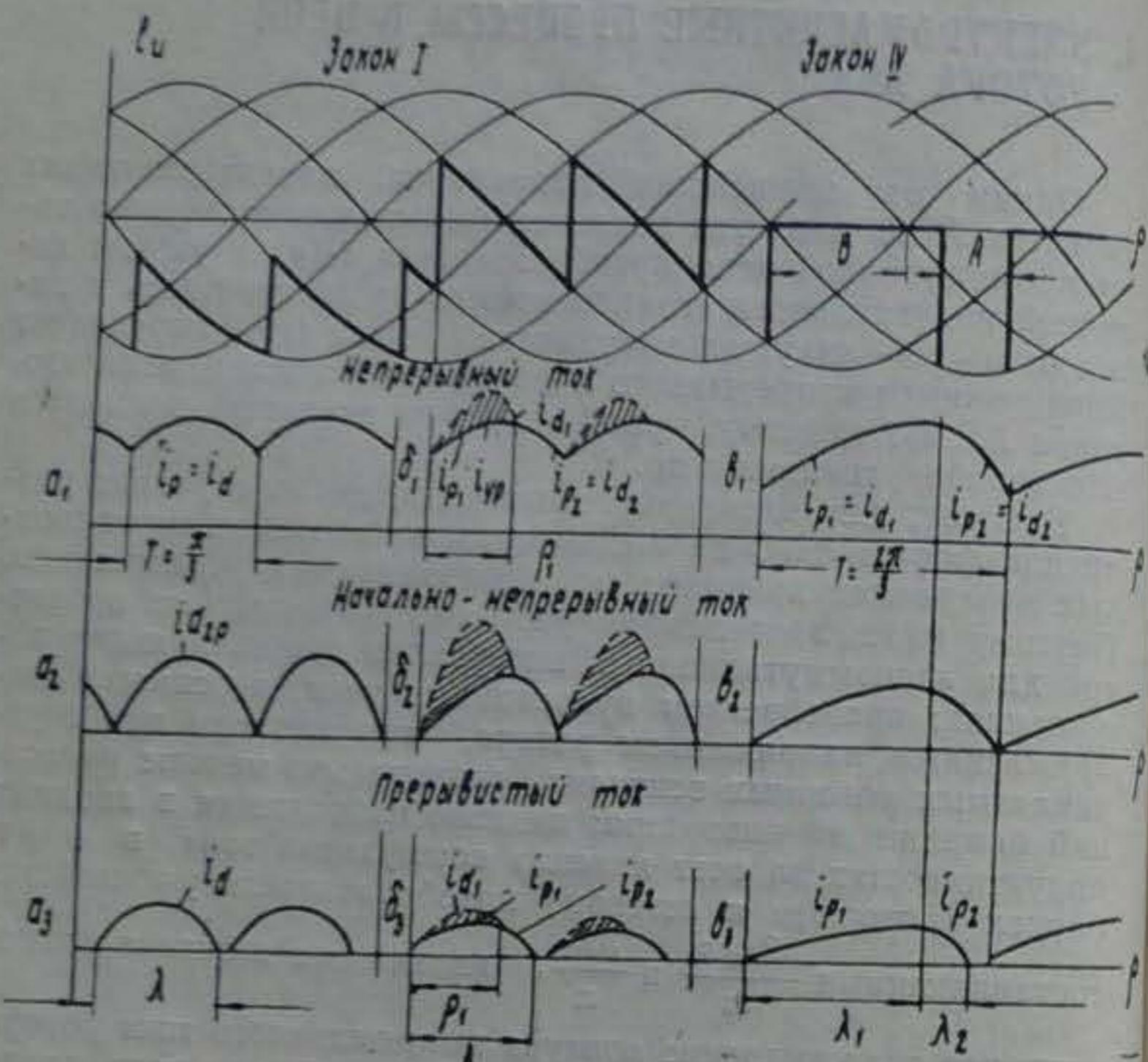


Рис. 4.1. Формы противо-ЭДС инвертора и выпрямленного тока АВК при симметричном (закон I) и комбинированном (закон IV) управлении инвертором

цепи ротора АВК различают два режима работы (рис. 4.1). Первый соответствует углу управления  $\beta_{\min} \leq \beta \leq \frac{\pi}{3}$ , когда на всем интервале повторяемости ЭДС инвертора, равном  $\frac{\pi}{3}$ ,  $e_u(\rho) < 0$  и УТ отсутствует (рис. 4.1, а<sub>1</sub>). При этом степень регулирования ЭДС инвертора изменяется в пределах  $C_p = \cos \beta = 0,866 \div 0,5$ . Здесь  $C_p = 0,866$  определяется углом  $\beta_{\min}$ , принятым  $\frac{\pi}{6}$ .

Во 2-м режиме угол  $\beta$  изменяется в пределах  $\beta = \frac{\pi}{3} \div \frac{\pi}{2}$ , а  $C_p = 0,5 \div 0$  (рис. 4.1, б<sub>1</sub>). На отдельных интервалах

периода повторяемости ЭДС инвертора  $e_u(\rho) > 0$  и создаются условия для протекания УТ, не заходящего в обмотку ротора АД. Наличие УТ значительно изменяет картину электромагнитных процессов в цепи ротора АВК.

В 1-м режиме работы инвертора мгновенное значение  $e_u$  повторяет мгновенное значение линейного напряжения сети. В этом случае электромагнитные процессы в цепи выпрямленного тока описываются уравнением:

$$k_1 E_{2k} s + U_m \sin(\psi + \rho) - i_d(\rho) R_a - x_0 \frac{di_d(\rho)}{d\rho} = 0. \quad (4.1)$$

В относительных единицах (4.1) примет вид:

$$\epsilon + \sin(\psi + \rho) - j_d(\rho) - \tau j'_d(\rho) = 0. \quad (4.2)$$

Здесь  $k_1 E_{2k} s$  — среднее значение выпрямленной ЭДС роторного блока;  $U_m$  — амплитуда линейного напряжения сети;  $\psi$  — угол включения вентилей сетевого блока, отсчитываемый от момента перехода синусоиды линейного напряжения через ноль и определяемый углом управления  $\beta$  ( $\psi = \frac{4\pi}{3} \pm \beta$ , где знак «—» соответствует I, а знак «+» — II законам управления);  $R_a = 2r_p + \frac{3x_p s}{\pi} + 2r_c + r_{dp} + \frac{3x_c}{\pi}$ ;  $X_a = 2x_p + x_{dp} + 2x_c$  — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления контура выпрямленного тока;  $\epsilon = \frac{k_1 E_{2k} s}{U_m}$  — относительное значение ЭДС роторного блока вентиляй;  $j_d(\rho) = \frac{i_d(\rho) R_a}{U_m}$  — относительное мгновенное значение выпрямленного тока;  $\tau = \frac{x_0}{R_a} = \tan \varphi$  — параметр контура выпрямленного тока.

Заметим, что уравнение (4.2) для средних значений входящих в него величин преобразуется:

$$\epsilon - 0,955 c_p = j_d, \quad (4.3)$$

где  $j_d = \frac{i_{dcp} R_a}{U_m}$  — относительное значение средней величины выпрямленного тока.

Решение (4.1) дает закон изменения выпрямленного тока АВК при  $\beta_{\min} \leq \beta \leq \frac{\pi}{3}$ :

$$j_d(\rho) = \cos \varphi \sin(\rho + \psi - \varphi) + \epsilon + [j_d(0) - \epsilon - \cos \varphi \sin(\psi - \varphi)] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi). \quad (4.4)$$

Начальное значение  $i_d(0)$  определяется из (4.4) на основании условия  $i_d(0) = i_d\left(\frac{\pi}{3}\right)$  и имеет вид:

$$i_d(0) = e + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} + \psi - \varphi\right) - \sin(\psi - \varphi) \exp\left(-\frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi\right)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi\right)}$$

Во 2-м режиме работы инвертора ( $\frac{\pi}{3} \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$ ) форма ЭДС инвертора так же, как и в 1-м режиме, подчиняется синусодальному закону, но на интервале продолжительностью  $\left(\beta - \frac{\pi}{3}\right)$  ЭДС  $e_a(\rho) > 0$  и действует, согласно с ЭДС роторного блока. В результате создаются условия для замыкания сетевых вентилей на роторную группу и появления УТ.

Электромагнитные процессы для этого случая удобно рассмотреть, используя схему замещения роторной цепи АВК (рис. 4.2), в которой ротор представлен в виде источника постоянной ЭДС, равной по величине своему среднему значению ( $e_p$ ).

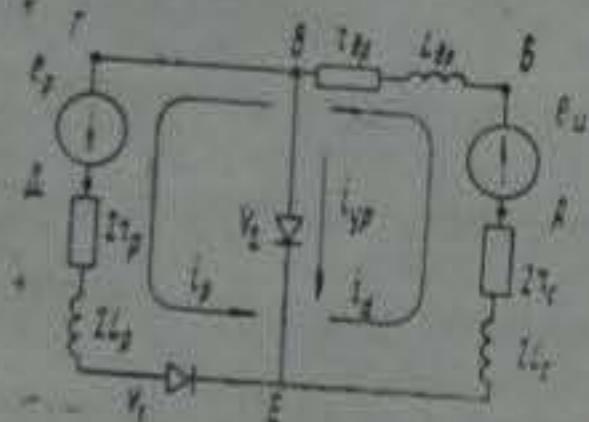


Рис. 4.2. Расчетный контур уравнительного тока

Выпрямленный ток в промежуточной цепи АВК можно выразить как сумму двух составляющих:

$$i_d(\rho) = i_p(\rho) + i_{up}(\rho),$$

где  $i_p(\rho)$ ,  $i_{up}(\rho)$  — мгновенные значения токов ротора и уравнительного через закорачивающий вентиль  $V2$ .

До тех пор, пока  $e_a(\rho)$  направлена встречно по отношению к  $e_p$ , ток через закорачивающий вентиль  $V2$  равен нулю ( $i_{up}=0$ ), и вентиль  $V2$  закрыт. В этом случае  $i_d(\rho) = i_p(\rho)$  и определяется разностью ЭДС  $e_p - e_a(\rho)$ . При  $e_a(\rho) > 0$  и превышении током  $i_d(\rho)$ , созданным этой ЭДС, тока ротора  $i_p(\rho)$ ,

определенного нагрузкой на валу АД, вентиль  $V2$  открывается. Обмотка ротора оказывается закороченной диодом  $V2$ , по которому протекает УТ:

$$i_{up}(\rho) = i_d(\rho) - i_p(\rho).$$

УТ, который при определенных режимах может достигать большой величины, не участвует в создании момента двигателя, а лишь дополнительно нагружает вентили преобразователя и обмотки трансформатора инвертора (токоограничивающих реакторов). Это приводит к увеличению габаритной мощности последних и снижению энергетических показателей АВК в целом.

Величина УТ зависит от степени регулирования ЭДС инвертора, нагрузки на валу АД и параметров роторной цепи АВК. Границные условия появления УТ находятся при сопоставлении интенсивности нарастания  $i_d(\rho)$  и  $i_p(\rho)$  в начальной точке интервала повторяемости и определяются выражением:

$$\frac{di_d(\rho)}{d\rho} \Big|_{\rho=0} = \frac{di_p(\rho)}{d\rho} \Big|_{\rho=0}. \quad (4.5)$$

Если интенсивность нарастания составляющей  $i_d(\rho)$  выше, чем составляющей  $i_p(\rho)$  в обмотках ротора двигателя, то имеет место УТ. Составляющие токов  $i_p(\rho)$ ,  $i_d(\rho)$ ,  $i_{up}(\rho)$  можно получить при рассмотрении контуров ВГДЕ, АБВЕ и АБВГДЕ (см. рис. 4.2).

Электромагнитные процессы в контурах вторичной цепи АВК описываются следующими уравнениями:

— контур ВГДЕ (открыт вентиль  $V2$ )

$$\kappa_1 E_{2k} s - 2i_{p1}(\rho) r_1 - 2x_p \frac{di_{p1}(\rho)}{d\rho} = 0; \quad (4.6)$$

— контур АБВЕ

$$U_m \sin(\psi + \rho) - i_{d1}(\rho) R_{23} - X_{23} \frac{di_{d1}(\rho)}{d\rho} = 0; \quad (4.7)$$

— контур АБВГДЕ (вентиль  $V2$  закрыт, УТ отсутствует и  $i_{p2} = i_{d2}$ )

$$\kappa_1 E_{2k} s + U_m \sin(\psi + \rho) - i_{p2}(\rho) R_{23} - X_{23} \frac{di_{p2}(\rho)}{d\rho} = 0. \quad (4.8)$$

Здесь токи с индексом «1» соответствуют первому (при наличии УТ), а с индексом «2» — второму (при отсутствии УТ) участкам.

Решения этих уравнений дают законы изменения мгно-

венных значений составляющих токов:

$$j_{p1}(\rho) = \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - \left[ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - j_{p1}(0) \right] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_2); \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} j_{d1}(\rho) = & \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \cdot \sin (\psi + \rho - \varphi_3) + [j_{d1}(0) - \\ & - \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \cdot \sin (\psi - \varphi_3)] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_3); \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} j_{p2}(\rho) = j_{d2}(\rho) = & \cos \varphi \sin (\psi + \rho - \varphi) + \varepsilon + [j_{p2}(0) - \cos \varphi \times \\ & \times \sin (\psi + \rho_1 - \varphi)] \cdot \exp(\rho - \rho_1) \operatorname{ctg} \varphi. \end{aligned} \quad (4.11)$$

В выражениях (4.6—4.11)  $j_{p1,2}(\rho) = \frac{i_{p1,2}(\rho) R_o}{U_m}$ ;  $j_{d1,2}(\rho) = \frac{i_{d1,2}(\rho) R_o}{U_m}$  — относительные значения токов соответствующих контуров;  $\varphi_2 = \arctg \frac{X_{c2}}{R_{o2}}$ ;  $\varphi_3 = \arctg \frac{X_{o3}}{R_{o3}}$  — параметры соответствующих контуров;  $X_{o2} = 2x_p$ ;  $R_{o2} = 2r_p + \frac{3x_p s}{\pi}$ ,  $X_{o3} = x_{dp} + 2x_c$ ;  $R_{o3} = r_{dp} + \kappa r_c + \frac{3x_c}{\pi}$  — эквивалентные индуктивные и активные сопротивления соответствующих контуров;  $g = \frac{X_o}{x_p}$  — коэффициент пропорциональности;  $\rho_1$  — продолжительность протекания УТ.

Используя начальные условия  $j_{d1}(0) = j_{p1}(0) = j_{p2}\left(\frac{\pi}{3}\right)$ ,  $j_{p2}(0) = j_{p1}(\rho_1)$ ;  $j_{d1}(\rho_1) = j_{p1}(\rho_1)$ , получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} j_{d1}(0) = j_{p1}(0) = & \cos \varphi \sin \left(\frac{\pi}{3} + \psi - \varphi\right) + \varepsilon + \left\{ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - \right. \\ & - \left[ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - j_{p1}(0) \right] \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2) - \varepsilon - \\ & - \cos \varphi \sin (\psi + \rho_1 - \varphi) \Big\} \exp \left[ - \left( \frac{\pi}{3} - \rho_1 \right) \operatorname{ctg} \varphi \right]; \\ & \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \sin (\psi + \rho_1 - \varphi_3) + \left[ j_{p1}(0) - \right. \\ & - \left. \left[ \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \sin (\psi - \varphi_3) \right] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_3) = \right. \\ & - \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - \left[ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - j_{p1}(0) \right] \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

При решении (4.12) для заданных  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $g$  и различных  $\varepsilon$ ,  $\beta$  определяются  $\rho_1$  и  $j_{p1}(0) = j_{d1}(0)$ .

Средние относительные значения составляющих токов рассчитываются с учетом (4.9—4.11) как

$$j_p = j_{p1} + j_{p2} = \frac{3}{\pi} \left[ \int_0^{\rho_1} j_{p1}(\rho) d\rho + \int_{\rho_1}^{\pi/3} j_{p2}(\rho) d\rho \right]; \quad (4.13)$$

$$j_{yp} = j_{d1} - j_{p1} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\rho_1} [j_{d1}(\rho) - j_{p1}(\rho)] d\rho; \quad (4.14)$$

$$j_d = j_{d1} + j_{d2} = j_{p1} + j_{yp} + j_{p2} = j_p + j_{yp}. \quad (4.15)$$

Здесь  $j_{p1}$ ,  $j_{p2}$  — средние относительные значения тока в обмотках АД на первом (при наличии УТ) и втором (отсутствие УТ) участках;  $j_p$  — среднее относительное значение тока в обмотках АД на обоих участках;  $j_{yp}$  — среднее относительное значение УТ;  $j_{d1}$ ,  $j_{d2}$ ,  $j_d$  — средние относительные значения общего выпрямленного тока соответственно за первый и второй участки и в целом за оба участка.

После интегрирования (4.13—4.15) получим

$$\begin{aligned} j_{p1} = & \frac{3}{\pi} \left\{ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \rho_1 + \operatorname{tg} \varphi_2 \left[ j_{p1}(0) - \right. \right. \\ & - \left. \left. \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \right] [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] \right\}; \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned} j_{p2} = & \frac{3}{\pi} \left\{ \cos \varphi \left[ \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \rho_1 - \varphi \right) - \right. \right. \\ & - \cos \left( \frac{5\pi}{3} - \beta - \varphi \right) \Big] + \varepsilon \left( \frac{\pi}{3} - \rho_1 \right) \Big\} + \frac{3}{\pi} \left\{ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2} - \right. \\ & - \left. \left[ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2} - \operatorname{tg} \varphi j_{p2}(0) \right] \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2) - \varepsilon \operatorname{tg} \varphi - \right. \\ & - \left. \left. \sin \varphi \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \rho_1 - \varphi \right) \right] \right\} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi - \rho_1 \operatorname{ctg} \varphi \right) \right]; \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} j_d = & \frac{3}{\pi} \left\{ \frac{g \sin \varphi_3}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \left[ \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi_3 \right) - \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta - \right. \right. \right. \\ & - \left. \left. \left. \rho_1 - \varphi_3 \right) \right] + \operatorname{tg} \varphi_3 \left[ j_d(0) - \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta - \right. \right. \right. \\ & - \left. \left. \left. \rho_1 - \varphi_3 \right) \right] \right\} \end{aligned}$$

$$-\psi_3) \left[ 1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_3) \right] - \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \rho_1 - \operatorname{tg} \varphi_2 \left[ j_{p1}(0) - \right. \\ \left. - \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \right] [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] \}. \quad (4.18)$$

Границное условие появления УТ в режиме непрерывного тока получим, используя (4.5) и дифференцируя (4.9), (4.10),

$$\frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) - \frac{j_{d1}(0)}{\operatorname{tg} \varphi_3} = \frac{g \varepsilon}{2 \operatorname{tg} \varphi} - \frac{j_{d1}(0)}{\operatorname{tg} \varphi_2}. \quad (4.19)$$

Составляющие  $\frac{j_{d1}(0)}{\operatorname{tg} \varphi_3}$  и  $\frac{j_{d1}(0)}{\operatorname{tg} \varphi_2}$  учитывают влияние параметров роторной цепи и цепи инвертора на зону УТ.

Полученные выше соотношения позволяют для АВК с симметричным инвертором в режиме непрерывного тока определить среднее значение выпрямленного тока ротора, область существования и величину УТ для различных углов управления  $\beta$ , параметров элементов схемы и нагрузки на валу АД. Заметим, что частота следования импульсов уравнительного тока в АВК с симметричным инвертором равна 300 Гц.

#### 4.1.2. Несимметричный инвертор (закон III)

Несимметричное управление вносит свои особенности в электромагнитные процессы роторной цепи АВК. Здесь возможны три различные формы ЭДС инвертора (рис. 4.3).

В 1-м режиме, когда  $\beta_2 = \beta_{1\min} \div \frac{\pi}{3}$ , на всем интервале повторяемости ЭДС инвертора, равном  $\frac{2\pi}{3}$ ,  $e_n(\rho)$  направлена встречно относительно  $e_p$ . В этом случае отсутствуют условия для возникновения УТ. Во 2-м режиме  $\beta_2$  изменяется в пределах  $\frac{\pi}{3} \div \frac{\pi}{3} + \beta_{1\min}$ . На отдельных интервалах  $e_n(\rho) > 0$  и возможно протекание УТ. В 3-м режиме  $\beta_2 = (\frac{\pi}{3} + \beta_{1\min}) \div (\pi - \beta_{1\min})$  так же, как и во втором, имеются условия для возникновения УТ. Кроме того, на определенном интервале ток ротора протекает по вентилям анодной и катодной групп одной фазы инвертора, минуя сеть. В это время  $e_n(\rho) = 0$ .

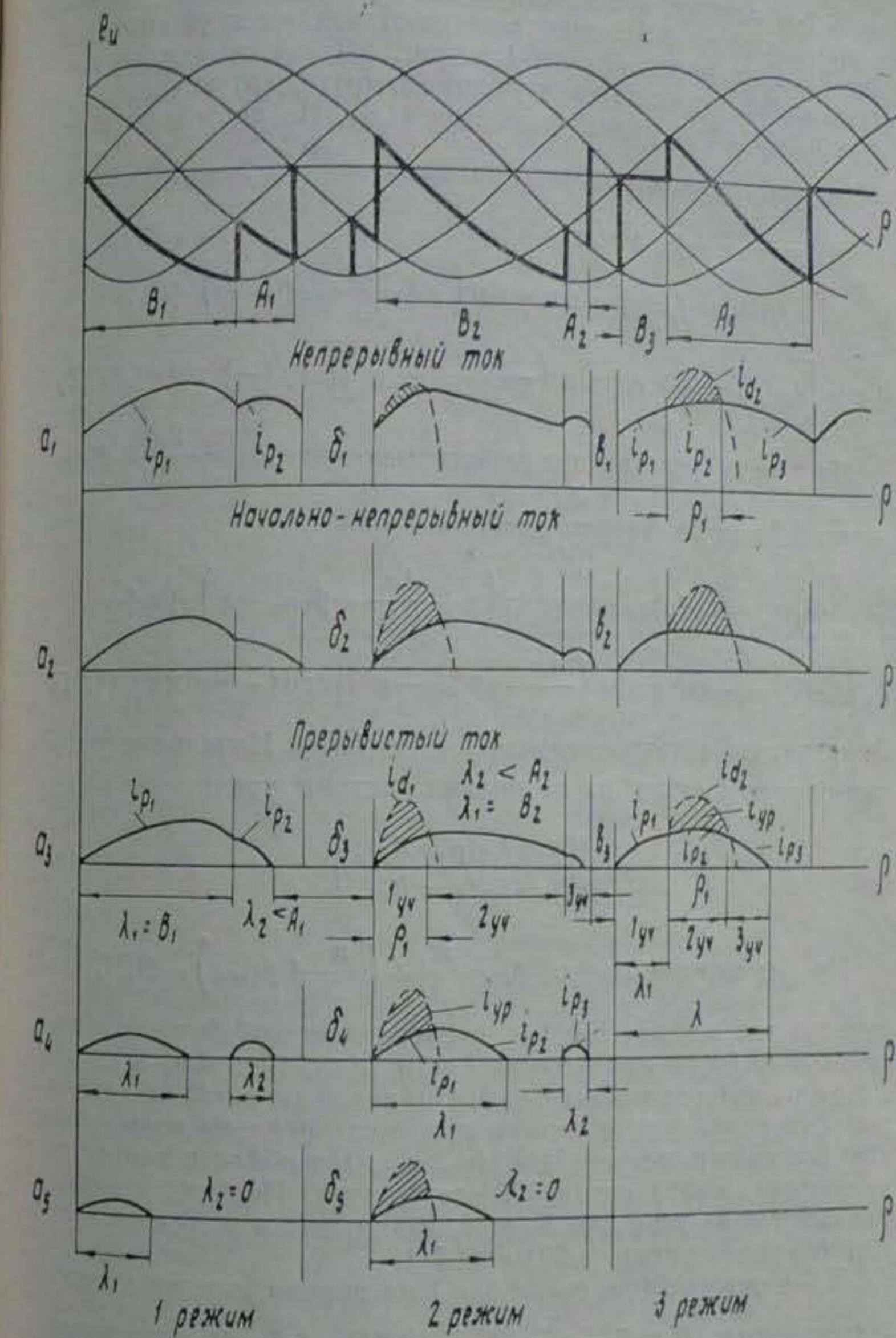


Рис. 4.3. Форма противо-ЭДС инвертора и выпрямленного тока АВК при несимметричном (закон III) управлении инвертором (1, 2, 3, 4 соответственно  $\varphi_2 = 60, 70, 80, 89$  эл. град)

В 1-м режиме, соответствующем  $\epsilon_p = 0.866 + 0.433i$ , мгновенное значение ЭДС определяется отрезками двух синусоид линейных напряжений сети (см. рис. 4.3, а<sub>1</sub>), и поэтому выпрямленный ток на каждом участке  $j_{p1}(\rho)$ ,  $j_{p2}(\rho)$  имеет структуру полученного ранее уравнения (4.4). На первом участке продолжительность которого равна  $B_1 = \frac{\pi}{3} - \beta_{\min} + \beta_2$ , если

$$\text{чина } \psi = \frac{4\pi}{3} - \beta_2, \text{ а ток}$$

$$j_{p1}(\rho) = j_{p2}(\rho) = \cos \psi \sin \left( \rho + \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \psi \right) + \\ + e + [j_{p1}(0) - e - \cos \psi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \psi \right)] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \psi). \quad (4.20)$$

На втором участке продолжительностью  $A_1 = \frac{2\pi}{3} - B_1 = \frac{\pi}{3} + \beta_{\min} - \beta_2$ ,  $\psi_1 = \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min}$ , а ток

$$j_{p2}(\rho) = j_{p3}(\rho) = \cos \psi \sin \left( \rho + \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min} - \psi \right) + e + \\ + [j_{p2}(0) - e - \cos \psi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min} - \psi \right)] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \psi). \quad (4.21)$$

Заметим, что в данном случае  $j_p(\rho) = j_d(\rho)$ . Начальные условия рассчитываются на основании системы уравнений:

$$\begin{cases} j_{p1}(0) = j_{p2}(\rho = A_1); \\ j_{p2}(0) = j_{p3}(\rho = B_1). \end{cases} \quad (4.22)$$

Во 2-м режиме, когда  $\beta_2 = \frac{\pi}{3} + \left( \frac{\pi}{3} + \beta_{\min} \right)$ , ЭДС инвертора так же, как и в 1-м, представляет собой часть синусоиды линейного напряжения сети (см. рис. 4.3, б<sub>1</sub>). На одном из интервалов  $\epsilon_n(\rho) > 0$ . Однако, как показал анализ, для 2-го режима практически при всех реально возможных комбинациях параметров АВК ( $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $g$ ) в области непрерывного тока составляющая УТ отсутствует. Поэтому выпрямленный ток на участках  $B_2$  и  $A_2$  также описывается соответственно уравнениями (4.20) и (4.21).

В 3-м режиме (см. рис. 4.3, а<sub>1</sub>) на первом участке продолжительностью  $B_3 = \beta_2 - \frac{\pi}{3} - \beta_{\min}$  ЭДС  $\epsilon_n(\rho) = 0$ , а на интервале  $A_3 = \pi - \beta_2 + \beta_{\min}$  ЭДС И является частью синусоиды линейного напряжения.

Выражение тока на участке  $B_3$  определяется из дифференциального уравнения:

$$e - j_p(\rho) - \tau_0 j_p'(\rho) = 0, \quad (4.23)$$

являющегося частным случаем (4.2) и справедливого для интервалов времени, когда мгновенное значение ЭДС И равно нулю. В данном режиме составляющая эквивалентного сопротивления  $\frac{3x_p}{\pi} = 0$ .

Решение (4.23) имеет вид:

$$j_{p1}(\rho) = e + [j_{p1}(0) - e] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_1), \quad (4.24)$$

где  $\varphi_1 = \arctg \tau_0 = \arctg \frac{X_{p1}}{R_{p1}}$  — параметр нового контура протекания выпрямленного тока;

$$\begin{aligned} X_{p1} &= 2x_p + x_{dp}; \\ R_{p1} &= 2r_2 + 2r_1 s + r_{dp} + \frac{3x_p}{\pi} \end{aligned} \quad (4.25)$$

— эквивалентные значения реактивного и активного сопротивлений этого контура.

Выражения для составляющих токов  $j_{p2}(\rho)$ ,  $j_{p3}(\rho)$ ,  $j_{p4}(\rho)$  на интервале  $A_3$  имеют структуру соответственно уравнений (4.9—4.11) с учетом  $\psi = \pi - \beta_{\min}$ . Начальные значения составляющих тока на участках  $A_3$  и  $B_3$  определяются при решении системы

$$j_{p2}(0) = j_{p3}(0) = j_{p4}(0) = j_{p1}(\rho = B_3); \quad (4.26)$$

$$j_{p3}(0) = j_{p2}(0) = \rho_1;$$

$$j_{p1}(0) = j_{p4}(0) = \rho_2.$$

Длительность протекания уравнительного тока ( $\rho_1$ ) рассчитывается на основании равенства  $j_{p2}(\rho_1) = j_{p2}(\rho_1)$ , которое после преобразований примет вид:

$$\begin{aligned} &\frac{g}{(g-2)\operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_1 \sin (\beta_{\min} - \beta_2 + \psi_2) - \\ &- [j_{p2}(0) - \frac{g}{(g-2)\operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_1 \sin (\beta_{\min} + \psi_2)] \times \\ &\times \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2) - \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] + \\ &+ j_{p2}(0) \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2) = 0. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Средние относительные значения составляющих токов определяются по уравнениям:

$$j_p = j_{p1} + j_{p2} + j_{p3} = \frac{3}{2\pi} \left[ \int_0^{B_3} j_{p1}(\rho) d\rho + \right.$$

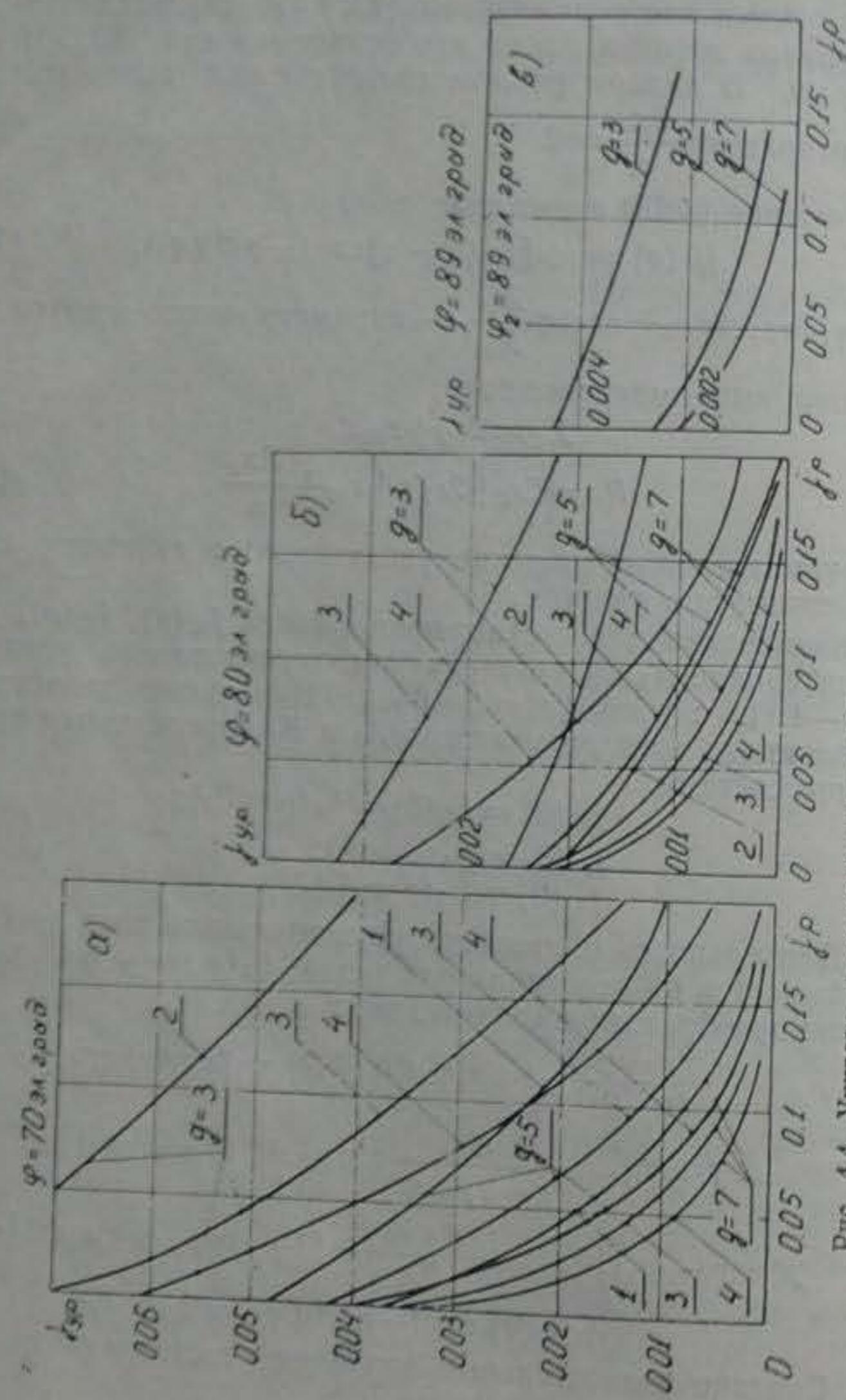


Рис. 4.4. Универсальные зависимости максимальных значений управляемого тока АВК при симметричном управлении инвертором ( $I_1, 2, 3, 4$  соответственно  $\varphi_2 = 60, 70, 80, 89$  эл. град.)

$$+ \int_0^{\rho_1} j_{p2}(\rho) d\rho + \int_{\rho_1}^{\rho_3} j_{p3}(\rho) d\rho \Big], \quad (4.28)$$

$$j_{yp} = j_{d2} - j_{p2} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{\rho_1} [j_{d2}(\rho) - j_{p2}(\rho)] d\rho; \quad (4.29)$$

$$j_d = j_p + j_{yp}. \quad (4.30)$$

После интегрирования получим

$$j_{p1} = \frac{3}{2\pi} \{ e B_3 + \operatorname{tg} \varphi [j_{p1}(0) - e] [1 - \exp(-B_3 \operatorname{ctg} \varphi)] \}; \quad (4.31)$$

$$j_{p2} = \frac{3}{2\pi} \left\{ \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \rho_1 - \operatorname{tg} \varphi_2 \left[ \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - j_{p2}(0) \right] \times \right. \\ \left. \times [1 - \exp(-B_3 \operatorname{ctg} \varphi)] \right\}; \quad (4.32)$$

$$j_{p3} = \frac{3}{2\pi} \{ \cos \varphi [\cos(\beta_1 - \rho_1 + \varphi) - \cos(\beta_2 + \varphi - \pi) + e(A_3 - \rho_1) + \\ + \operatorname{tg} \varphi [j_{p3}(0) - e - \cos \varphi \sin(\beta_{1min} - \beta_2 + \varphi)] \times \\ \times [1 - \exp(-A_3 + \rho_1 \operatorname{ctg} \varphi)] \}; \quad (4.33)$$

$$j_{yp} = \frac{3}{2\pi} \left\{ \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 [\cos(\beta_{1min} - \rho_1 + \varphi_3) - \right. \\ \left. - \cos(\beta_{1min} + \varphi_3)] + \operatorname{tg} \varphi_3 [j_{d2}(0) - \right. \\ \left. - \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \sin(\beta_{1min} + \varphi_3)] [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_3)] - \right. \\ \left. - \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \rho_1 + \operatorname{tg} \varphi_2 \left[ \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - j_{d2}(0) \right] \times \right. \\ \left. \times [1 - \exp(\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] \right\}. \quad (4.34)$$

Границные условия появления УТ выражаются соотношением:

$$\left. \frac{dj_{d2}(\rho)}{d\rho} \right|_{\rho=0} = \left. \frac{dj_{p2}(\rho)}{d\rho} \right|_{\rho=0}. \quad (4.35)$$

которое после дифференцирования примет вид:

$$\frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin(\pi - \beta_{1min}) - \frac{j_{d2}(0)}{\operatorname{tg} \varphi_3} = \frac{g e}{2 \operatorname{tg} \varphi} \frac{j_{d2}(0)}{\operatorname{tg} \varphi_2}. \quad (4.36)$$

Отметим, что в отличие от каскада с симметричным инвертором в данном случае частота импульсов УТ составляет 150 Гц.

Полученные выше соотношения позволяют для АВК с несимметричным инвертором в режиме непрерывного тока определить среднее значение выпрямленного тока ротора, область существования и величину УТ для различных углов управления ( $\beta_1, \beta_2$ ), параметров элементов схемы и нагрузки на валу АД.

#### 4.1.3. Инвертор с комбинированным управлением (закон IV)

При комбинированном управлении с точки зрения формы противо-ЭДС инвертора различают два режима работы,

В 1-м режиме, когда  $|\beta_{\min}| \leq |\beta| \leq \frac{\pi}{6}$ , на обоих участках противо-ЭДС инвертора представляет собой частоту синусоид линейных напряжений сети, и выпрямленные токи  $j_{p1}(\rho), j_{p2}(\rho)$  определяются уравнением (4.4). Однако в связи с тем, что для безаварийной работы инвертора необходимо выполнить условия:  $|\beta| \geq \beta_{\min}$ , а  $\beta_{\min} = 25 \div 30$  эл. град., то, очевидно, на практике первый режим работы инвертора не используется. Поэтому здесь и далее рассматривается лишь 2-й режим, когда  $\frac{\pi}{6} \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$ .

Для 2-го режима также характерны два интервала. На участке продолжительностью  $A = \pi - 2\beta$ , когда противо-ЭДС инвертора имеет синусоидальную форму (см. рис. 4.1), выпрямленный ток  $j_{p2}(\rho)$  определяется уравнением (4.4), где  $\psi = \pi + \beta$ . На участке продолжительностью  $B = 2\beta - \frac{\pi}{3}$  мгновенное значение  $e_n(\rho) = 0$ , и ток  $j_{p2}(\rho)$  рассчитывается по (4.24).

Начальные условия задаются системой уравнений:

$$\begin{cases} j_{p1}(0) = j_{p2}(\rho = A); \\ j_{p2}(0) = j_{p1}(\rho = B). \end{cases} \quad (4.37)$$

Характерным для комбинированного управления является отсутствие УТ во всем диапазоне изменения угла  $\beta$ . Это объясняется тем, что всегда  $e_n(\rho) \leq 0$ .

#### 4.2. Режим прерывистых токов

Режим прерывистых токов (РПТ) в АВК объясняется неравенством мгновенных значений ЭДС ротора  $e_r$  и противо-ЭДС инвертора  $e_n(\rho)$ . Зона РПТ существенно зависит от схемы соединения и закона управления вентилями инвертора, диапазона регулирования частоты вращения и соотношения

параметров АВК. В некоторых случаях ширина зоны РПТ может быть весьма значительной. В частности, это имеет место, когда отсутствует согласующий сетевой трансформатор, а номинальное напряжение на кольцах двигателя  $E_{2n}$  значительно ниже напряжения сети.

Механические характеристики прерывистого режима криволинейны и имеют большую крутизну, чем при непрерывном токе. Следует заметить, что в РПТ составляющая эквивалентного сопротивления  $\frac{3x_e}{\pi} = 0, \frac{3x_p}{\pi} = 0$ .

#### 4.2.1. Симметричный инвертор (законы I, II)

Для 1-го режима работы инвертора (см. рис. 4.1,  $a_3$ ), когда  $j_{up} = 0$ , а  $j_p(\rho) = j_d(\rho)$ , уравнение выпрямленного тока в РПТ получим из (4.4) с учетом  $j_d(0) = 0$ :

$$j_d(\rho) = \cos \varphi [\sin(\rho + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi)] + e [1 - \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi)]. \quad (4.38)$$

Интегрируя (4.38), находим среднее значение тока в РПТ:

$$j_d = \int_0^\lambda j_d(\rho) d\rho = \frac{3}{\pi} \{e\lambda - \cos \varphi [\cos(\lambda + \psi - \varphi) - \cos(\psi - \varphi)] - \operatorname{tg} \varphi [e + \cos \varphi \sin(\psi - \varphi)] [1 - \exp(-\lambda \operatorname{ctg} \varphi)]\}. \quad (4.39)$$

где  $\lambda$  — длительность импульса тока в промежуточной цепи преобразователя.

Значение  $\lambda$  рассчитывается для заданных  $e$  и  $\varphi$  при решении трансцендентного уравнения:

$$e + \cos \varphi \sin(\lambda + \psi - \varphi) = [\cos \varphi \sin(\psi - \varphi) + e] \exp(-\lambda \operatorname{ctg} \varphi), \quad (4.40)$$

которое получено из (4.38) с учетом  $j_d(\lambda) = 0$ .

Полученное уравнение (4.40) не решается в явном виде относительно  $\lambda$ . Его можно решать численным методом, заставаясь, например,  $e$  и  $\varphi$  и находя связь между  $\lambda$  и  $\beta$ . Затем совместное решение (4.39) и (4.40) позволяет построить в области РПТ зависимость  $e = f(j_p)$  для данных  $\beta$  и  $\varphi$ .

Во 2-м режиме работы инвертора, когда имеет место УТ (см. рис. 4.1,  $b_3$ ), составляющие  $j_{p1}(\rho), j_{d1}(\rho)$  находим соответственно из уравнений (4.9), (4.10), приняв в них  $j_{p1}(0) = 0, j_{d1}(0) = 0$ :

$$j_{p1}(\rho) = \frac{g}{2} e \frac{\operatorname{tg} \varphi_2}{\operatorname{tg} \varphi} [1 - \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_2)], \quad (4.41)$$

$$j_{d1}(\rho) = \frac{g \sin \varphi_3}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} [\sin(\rho + \psi - \varphi_3) - \sin(\psi - \varphi_3) \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_3)]. \quad (4.42)$$

Выражение для  $j_{p2}(\rho)$  определяется уравнением (4.11) с учетом

$$j_{p2}(0) = j_{p1}(\rho_1) = \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)]. \quad (4.43)$$

Для расчета значений составляющих токов воспользуемся дополнительными условиями:  $j_{p2}(\lambda) = 0$ ,  $j_{p2}(0) = j_{p1}(\rho_1)$  и  $j_{d1}(\rho_1) = j_{p1}(\rho_1)$ . Тогда с учетом (4.11), (4.41), (4.42) и (4.43) получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \lambda + \varphi \right) + \varepsilon + \\ & + \lambda \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] - \varepsilon - \\ & - \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta - \rho_1 - \varphi \right) \exp[-(\lambda - \rho_1) \operatorname{ctg} \varphi] = 0, \\ & \varepsilon(g-2) \operatorname{tg} \varphi_2 [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] = \\ & = 2 \sin \varphi_3 [\sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \rho_1 - \varphi_3 \right) - \\ & - \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi_3 \right) \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_3)]. \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

При фиксированных значениях  $g$ ,  $\varphi$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$ , задаваясь  $\beta$  и решая (4.44) с учетом (4.11), (4.41), (4.42), определяем  $\rho_1$ ,  $\lambda$ , т. е. длительность протекания токов  $j_p(\rho)$ ;  $j_d(\rho)$ ;  $j_{p2}(\rho)$ .

Средние значения составляющих токов в РПТ рассчитываются по (4.13—4.15), если верхний предел второго интеграла в (4.13) принять равным  $\lambda$ . В результате получим

$$\begin{aligned} j_{yp} = & \frac{3}{\pi} \frac{g \sin \varphi_3}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \left\{ \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi \right) - \right. \\ & - \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \rho_1 - \varphi \right) - \operatorname{tg} \varphi_3 \times \\ & \times \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi \right) [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_3)] \Big\} - \\ & - \frac{3}{\pi} \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} [\rho_1 + \operatorname{tg} \varphi_2 \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2) - \operatorname{tg} \varphi_2]; \quad (4.45) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} j_p = & \frac{3}{\pi} \left\{ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} [\rho_1 + \operatorname{tg} \varphi_2 \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2) - \operatorname{tg} \varphi_2] + \right. \\ & + \cos \varphi \left[ \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \rho_1 - \varphi \right) - \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \lambda - \varphi \right) \right] + \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} & + \varepsilon(\lambda - \rho_1) \right\} + \frac{3}{\pi} \left\{ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2} [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] - \right. \\ & - \varepsilon \operatorname{tg} \varphi \sin \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta + \rho_1 - \varphi \right) \{1 - \exp[-(\lambda - \rho_1) \operatorname{ctg} \varphi]\}. \end{aligned} \right\} \quad (4.46)$$

Заметим, что электромагнитный момент, развиваемый АД в каскадной схеме при прерывистом токе, можно определить как

$$M = \frac{3}{\pi} \frac{\kappa_1 E_{2k}}{\omega_0} \left[ \int_0^{\rho_1} i_{p1}(\rho) + \int_{\rho_1}^{\lambda} i_{p2}(\rho) \right]. \quad (4.47)$$

Границное условие появления УТ в РПТ получаем

$$\left. \frac{d j_{d1}(\rho)}{d \rho} \right|_{\rho=0} = \left. \frac{d j_{p1}(\rho)}{d \rho} \right|_{\rho=0}, \quad (4.48)$$

которое после дифференцирования (4.41) и (4.42) преобразуется так:

$$\frac{2}{g-2} \sin \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) = \varepsilon. \quad (4.49)$$

Уравнение (4.49) может быть также получено как частный случай выражения (4.19), если в последнем принять  $j_{d1}(0) = 0$ .

Таким образом, полученные соотношения (4.15—4.18) и (4.45), (4.46), (4.49) позволяют определить для АВК с симметричным инвертором соответственно в режиме непрерывного и прерывистого токов средние значения выпрямленного тока ротора, области существования и величину УТ.

Анализ показывает, что в АВК с симметричным инвертором уравнительный ток имеет наибольшее значение при  $\beta = \frac{\pi}{2}$  и холостом ходе АД. С увеличением момента на валу двигателя УТ уменьшается на величину составляющей тока нагрузки. Последнее замечание является общим для различных законов управления инвертором.

Имея в виду, что расчет и выбор оборудования АВК производится, исходя из номинального момента  $M_n$ , особую важность приобретает определение  $j_{yp}$  при  $\beta = \frac{\pi}{2}$  и токе  $j_p$ , соответствующем  $M_n$ .

На рис. 4.4 даны универсальные зависимости  $j_{yp} = f(j_p)$ , рассчитанные для  $\beta = \frac{\pi}{2}$  (верхняя механическая характе-

ристика) и различных сочетаний параметров каскада. Они позволяют для каждого режима работы АВК по  $j_p$  определить  $j_{up}$ , а затем и  $j_d = j_p + j_{up}$ . Указанные зависимости  $j_{up} = f(j_p)$  соответствуют максимальным значениям УТ и объединяют как режим непрерывного, так и прерывистого токов.

Поскольку в знаменатель выражений относительных значений уравнительного  $j_{up}$  и выпрямленного токов ротора  $j_d$  входит амплитудное значение линейного напряжения согласующего трансформатора (в бестрансформаторных схемах — напряжение сети), очевидна прямая зависимость величины УТ от диапазона регулирования частоты вращения АД в схеме АВК. Чем меньше диапазон регулирования в АВК с согласующим трансформатором, тем меньше  $U_t$  и тем меньше при тех же параметрах схемы величина УТ. Увеличение диапазона регулирования частоты вращения приводит к возрастанию УТ. Поэтому в бестрансформаторных схемах каскада, когда напряжение ротора значительно ниже напряжения сети, для ограничения УТ может потребоваться существенное увеличение индуктивности дросселя в цепи выпрямленного тока.

**Границные кривые режима прерывистых токов.** Важное практическое значение имеет ширина зоны РПТ. В 1-м режиме работы инвертора ( $\beta_{min} < \beta < \frac{\pi}{3}$ ) границные кривые определяются при совместном решении (4.39) и (4.40) с учетом  $\lambda = \frac{\pi}{3}$ .

Во 2-м режиме, когда  $\frac{\pi}{3} < \beta < \frac{\pi}{2}$ , границные кривые РПТ рассчитываются с учетом УТ при решении (4.44) относительно  $\rho_1$  и дальнейшей подстановкой  $\rho_1$  в (4.13)÷(4.15). В этих расчетах  $\lambda = \frac{\pi}{3}$ . Анализ показал, что из параметров схемы АВК ( $\varphi$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$ ,  $g$ ) определяющими для границных кривых РПТ являются  $\varphi$  и  $g$ . Рассчитанные универсальные границные кривые РПТ каскада с симметричным инвертором  $\varepsilon = f(j_p)$  представлены на рис. 4.5, а. Там же пунктиром для сравнения показаны эти зависимости, определенные без учета УТ по (4.39) и (4.40). Различие в характере кривых имеет место при  $\beta > \frac{\pi}{3}$ , т. е. в верхней части диапазона регулирования частоты вращения. Заметим, что полученные граничные кривые справедливы для симметричного инверто-

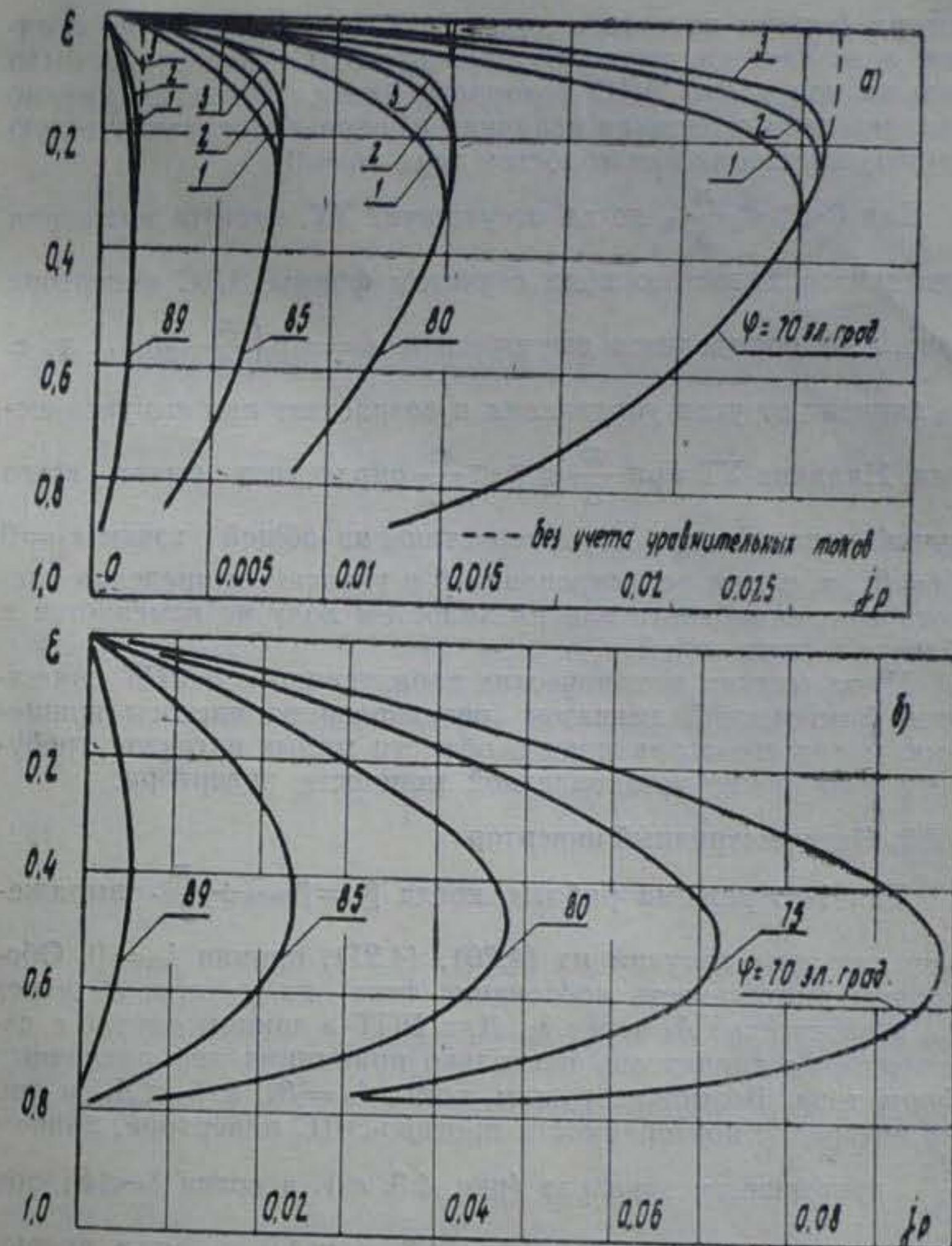


Рис. 4.5. Границные кривые зоны прерывистых токов АВК:  
а — симметричное управление; б — комбинированное управление

ра при естественной и искусственной коммутациях тока (законы I, II).

Механические характеристики в зоне РПТ имеют излом, в результате частота вращения с уменьшением нагрузки резко возрастает. Для каскада с симметричным инвертором характеристики могут быть получены при использовании (4.44), (4.46) и (4.47). Для полного отсутствия тока в цепи

ротора (режим холостого хода) необходимо, чтобы не среднее, а мгновенное значение противо-ЭДС инвертора было больше или равно ЭДС роторного блока. При этом именно наименьшая мгновенная величина  $e_0$  определяет фактическую частоту вращения при холостом ходе ( $j_p=0$ ).

Для  $0 < \beta \leq \frac{\pi}{3}$ , когда отсутствует УТ, частота вращения идеального холостого хода с учетом формы ЭДС инвертора (рис. 4.1) определяется выражением  $e_0 = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \beta\right)$ , т. е.  $e_0$  зависит от угла управления и возрастает при его увеличении. Наличие УТ при  $\frac{\pi}{3} \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$  определяет выход всего пучка механических характеристик из общей точки  $e_0=0$  ( $s=0$ ), т. е. при регулировании  $\beta$  в указанных пределах частота вращения двигателя на холостом ходу не изменяется и близка к синхронной.

Из-за мягких механических характеристик в РПТ снижается фактический диапазон регулирования частоты вращения, и для его сохранения в области малых нагрузок требуется увеличение установленной мощности инвертора.

#### 4.2.2. Несимметричный инвертор

Для 1-го режима работы, когда  $\beta_2 = \beta_{1min} \div \frac{\pi}{3}$ , выражения для тока получим из (4.20), (4.21), приняв  $j_{p1}=0$ . Обозначим длительность протекания тока на участке  $B_1$  через  $\lambda_1$ , а на участке  $A_1$  через  $\lambda_2$ . Для РПТ в данном случае с изменением  $e$  характерно несколько принципиально различных форм тока. Возможен режим, когда  $\lambda_1=B_1$ , а  $\lambda_2 < A_1$ , и ток на интервале повторяемости противо-ЭДС инвертора, равном  $\frac{2\pi}{3}$ , прерывается один раз (рис. 4.3,  $a_3$ ), а когда  $\lambda_1 < B_1$ , ток может иметь форму как на рис. 4.3,  $a_4$  и 4.3,  $a_5$ , т. е. прерываться на интервале  $\frac{2\pi}{3}$  как один, так и два раза. В обоих последних случаях  $j_{p2}(0)=0$ .

Среднее относительное значение выпрямленного тока в этом режиме определяется как

$$j_p = j_{p1} + j_{p2} = \frac{3}{2\pi} \left[ \int_0^{\lambda_1} j_{p1}(\rho) d\rho + \int_0^{\lambda_2} j_{p2}(\rho) d\rho \right]. \quad (4.50)$$

где

$$j_{p1} = \frac{3}{2\pi} \left\{ \cos \varphi \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi \right) - \cos \varphi \cos \left( \lambda_1 + \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi \right) + e \lambda_1 - \operatorname{tg} \varphi \left[ e + \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi \right) \right] \times \right. \\ \left. \times [1 - \exp(-\lambda_1 \operatorname{ctg} \varphi)] \right\}, \quad (4.51)$$

$$j_{p2} = \frac{3}{2\pi} \left\{ \cos \varphi \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{1min} - \varphi \right) - \cos \varphi \cos \left( \lambda_2 + \frac{4\pi}{3} - \beta_{1min} - \varphi \right) + e \lambda_2 - \operatorname{tg} \varphi \left[ e + \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{1min} - \varphi \right) \right] - \right. \\ \left. - j_{p2}(0) \right\} [1 - \exp(-\lambda_2 \operatorname{ctg} \varphi)]. \quad (4.52)$$

Значения  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  находим из уравнений (4.20), (4.21) с учетом  $j_{p1}(0)=0$ ,  $j_{p1}(\lambda_1)=0$ ,  $j_{p2}(\lambda_2)=0$ :

$$\cos \varphi \sin \left( \lambda_1 + \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi \right) + e + \left[ -e - \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi \right) \right] \exp(-\lambda_1 \operatorname{ctg} \varphi) = 0; \quad (4.53)$$

$$\cos \varphi \sin \left( \lambda_2 + \frac{4\pi}{3} - \beta_{1min} - \varphi \right) + e + \left[ j_{p2}(0) - e - \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{1min} - \varphi \right) \right] \exp(-\lambda_2 \operatorname{ctg} \varphi) = 0. \quad (4.54)$$

Расчет ведется следующим образом. Задаваясь величиной  $e$  от  $e=\sin\left(\frac{\pi}{3}-\beta_2\right)$  до  $e=\sin\left(\frac{\pi}{3}-\beta_{1min}\right)$ , для данных  $\beta_{1min}$ ,  $\beta_2$  и других параметров АВК определяют  $\lambda_1$  из (4.53). Ток на втором участке при указанных значениях  $e$  отсутствует. Он появляется, когда  $e \geq \sin\left(\frac{\pi}{3}-\beta_{1min}\right)$ . Вначале с увеличением  $e$   $j_{p2}(0)=0$ , а  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  находятся соответственно из (4.53) и (4.54). При достижении  $\lambda_1$  значения  $B_1$  и дальнейшем увеличении  $e$  величина  $\lambda_1$  остается постоянной, а в (4.54)  $j_{p2}(0)=j_{p1}(B_1)$ .

Границные кривые РПТ  $e=f(j_p)$  в этом режиме рассчитываются с учетом  $\lambda_1=B_1$ ,  $\lambda_2=A_1$ .

2-й режим работы в зоне прерывистых токов, соответствующий  $\beta_2 = \frac{\pi}{3} \div \left( \frac{\pi}{3} + \beta_{\min} \right)$ , характеризуется появлением УТ. Составляющие токов  $j_{d1}(\rho)$ ,  $j_{p1}(\rho)$ ,  $j_{p2}(\rho)$  подчиняются соответственно уравнениям (4.42), (4.41), (4.11). При этом для первого и второго участков (см. рис. 4.3, б<sub>3,4,5</sub>)  $\psi = \frac{4\pi}{3} - \beta_2$ ,  $j_{d1}(0) = j_{p1}(0) = 0$ ,  $j_{p2}(0) = j_{p1}(\rho_1)$ , а на третьем участке выражение тока имеет структуру уравнения (4.4), где  $\psi = \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min}$ , а  $j_{p3}(0) = j_{p2}(B_1)$ .

Как и в 1-м режиме, ток за период повторяемости ЭДС инвертора может прерываться один или два раза, причем в последнем случае  $j_{p3}(0) = 0$ .

Если длительность тока на первом и втором участках обозначить  $\lambda_1$ , а на третьем —  $\lambda_2$ , то среднее относительное значение выпрямленного тока ротора определяется как

$$j_p = j_{p1} + j_{p2} + j_{p3} = \frac{3}{2\pi} \left[ \int_0^{\rho_1} j_{p1}(\rho) d\rho + \int_{\rho_1}^{\rho_1} j_{p2}(\rho) d\rho + \int_0^{\rho_1} j_{p3}(\rho) d\rho \right]. \quad (4.55)$$

Используя (4.4), (4.11), (4.41), (4.43) с учетом, что  $\psi = \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min}$  и  $j_{p3}(0) = j_{p2}(B_1)$ , после интегрирования получим

$$j_{p1} = \frac{3}{2\pi} \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \{ \rho_1 - \operatorname{tg} \varphi_2 [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] \}; \quad (4.56)$$

$$\begin{aligned} j_{p2} = & \frac{3}{2\pi} \left\{ \cos \varphi \left[ \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 + \rho_1 - \varphi \right) - \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + \lambda_1 - \varphi \right) \right] + e (\lambda_1 - \rho_1) \right\} + \frac{3}{2\pi} \operatorname{tg} \varphi \left\{ \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} \times \right. \\ & \times [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] - e - \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 + \right. \\ & \left. \left. + \rho_1 - \varphi \right) \right\} [1 - \exp(-(\lambda_1 - \rho_1) \operatorname{ctg} \varphi)]; \end{aligned} \quad (4.57)$$

$$\begin{aligned} j_{p3} = & \frac{3}{2\pi} \left\{ \cos \varphi \left[ \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min} - \varphi \right) - \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. - \beta_{\min} + \lambda_2 - \varphi \right) \right] + e \lambda_2 + \operatorname{tg} \varphi [j_{p3}(0) - e - \right. \\ & \left. - \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min} - \varphi \right)] [1 - \exp(-\lambda_2 \operatorname{ctg} \varphi)] \right\}. \end{aligned} \quad (4.58)$$

Значения  $\rho_1$ ,  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  при заданных  $\beta_{\min}$ ,  $\beta_2$ ,  $e$  и других параметрах схемы определяются решением системы уравнений (4.59), записанной на основании начальных условий:

$$\left. \begin{aligned} j_{p1}(\rho_1) &= j_{d1}(\rho_1); \\ j_{p2}(\lambda_1) &= 0; \\ j_{p3}(\lambda_2) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.59)$$

$$\begin{aligned} \text{Раскрывая и преобразовывая (4.59), получим} \\ \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 + \lambda_1 - \varphi \right) + e + \left\{ \frac{g e \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} [1 - \right. \\ \left. - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] - e - \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 + \right. \right. \\ \left. \left. + \rho_1 - \varphi \right) \right\} [\exp(-(\lambda_1 - \rho_1) \operatorname{ctg} \varphi)] = 0. \end{aligned} \quad (4.60)$$

$$\begin{aligned} \cos \varphi \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min} + \lambda_2 - \varphi \right) + e + \left[ j_{p3}(0) - e - \right. \\ \left. - \cos \varphi_3 \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_{\min} - \varphi \right) \right] \exp(-\lambda_2 \operatorname{ctg} \varphi) = 0; \end{aligned} \quad (4.61)$$

$$e = \frac{2}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi_2 [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)]} \left[ \sin \varphi_3 \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \right. \right. \\ \left. \left. - \beta_2 + \rho_1 - \varphi_3 \right) - \sin \varphi_3 \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi_3 \right) \right] \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_3). \quad (4.62)$$

Процедура расчета аналогична 1-му режиму. При фиксированных значениях  $\beta_{\min}$ ,  $\beta_2$  и других параметров схемы, задаваясь  $e$  в пределах  $0 \div \sin \left( \frac{\pi}{2} - \beta_{\min} \right)$  и решая совместно (4.60) и (4.62), определяются  $\rho_1$  и  $\lambda_1$ . В этом случае ток на 3-м участке отсутствует, а в целом выпрямленный ток ротора за период повторяемости прерывается один раз (см. рис. 4.3, б<sub>5</sub>). Когда  $e > \sin \left( \frac{\pi}{2} - \beta_{\min} \right)$ , появляется  $j_{p3}$  и

длительность  $\rho_1$ ,  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  рассчитывается при решении системы (4.60—4.62). При достижении  $\lambda_1$  значения  $B_3$  и дальнейшем увеличении  $\varphi$  величина  $\lambda_1$  остается неизменной и равной  $B_2$ , а в выражении для тока  $j_{p3}$  появляется начальное условие  $j_{p3}(0) \neq 0$ . В этом случае  $\rho_1$  и  $\lambda_2$  определяются соотношениями (4.60)  $\div$  (4.62). Ток за период повторяемости прерывается один раз (см. рис. 4.3, б<sub>3</sub>).

Границные кривые зоны РПТ  $\varepsilon = f(j_p)$  рассчитываются на основании решения (4.60—4.62) при  $\lambda_1 = B_2 = \frac{\pi}{3} - \beta_{\text{imin}} + \beta_2$  и  $\lambda_2 = A_2 = \frac{\pi}{3} + \beta_{\text{imin}} - \beta_2$ .

Среднее относительное значение УТ во 2-м режиме определяется выражением:

$$j_{p1} = j_{d1} - j_{p1} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{\rho_1} [j_{d1}(\rho) d\rho - j_{p1}(\rho) d\rho]. \quad (4.63)$$

Подставляя в (4.63) значения  $j_{d1}(\rho)$  и  $j_{p1}(\rho)$  по (4.41) и (4.42), после интегрирования получим

$$\begin{aligned} j_{p1} = & \frac{3}{2\pi} \frac{g \cdot \sin \varphi_3}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \left\{ \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi_3 \right) - \right. \\ & - \cos \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 + \rho_1 - \varphi_3 \right) - \operatorname{tg} \varphi_3 \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \beta_2 - \varphi_3 \right) \times \\ & \left. [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_3)] \right\} - \frac{3g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{4\pi \operatorname{tg} \varphi} \times \\ & \times \{ \rho_1 - \operatorname{tg} \varphi_2 [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] \}. \end{aligned} \quad (4.64)$$

Границные условия появления УТ, выражаемые в общем случае уравнением (4.34), для данного случая примут вид:

$$\frac{2}{g-2} \sin \left( \beta_2 - \frac{\pi}{3} \right) = \varepsilon. \quad (4.65)$$

Характерной особенностью РПТ для 3-го режима работы инвертора (см. рис. 4.3, в) является выполнение равенства  $\lambda_1 = B_3$  во всей зоне РПТ. Следовательно, за период повторяемости  $\varepsilon_3$  ток прерывается только один раз.

На первом участке  $B_3$  выражение тока получим из (4.24) с учетом  $j_{p1}(0) = 0$ :

$$j_{p1}(\rho) = \varepsilon [1 - \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_1)]. \quad (4.66)$$

Уравнения составляющих токов для второго участка продолжительностью  $\rho_1$ , когда имеет место УТ, и для третьего участка получим, используя (4.11), (4.41—4.43), а также

имся в виду, что  $\psi = \pi - \beta_{\text{imin}}$ ,  $j_{d2}(0) = j_{p2}(0) = j_{p1}(B_3)$ ,  $j_{p3}(0) = j_{p2}(\rho_1)$ :

$$\begin{aligned} j_{d2}(\rho) = & \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \sin (\beta_{\text{imin}} - \rho + \varphi_3) + \\ & + \left\{ \varepsilon \left[ 1 - \exp \left( \frac{\pi}{3} + \beta_{\text{imin}} + \beta_2 \right) \operatorname{ctg} \varphi \right] - \right. \\ & \left. - \frac{g}{(g-2) \operatorname{tg} \varphi} \sin \varphi_3 \sin (\beta_{\text{imin}} + \varphi_3) \right\} \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_3); \end{aligned} \quad (4.67)$$

$$\begin{aligned} j_{p2}(\rho) = & \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - \left\{ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} - \right. \\ & \left. - \varepsilon \left[ 1 - \exp \left( \frac{\pi}{3} + \beta_{\text{imin}} - \beta_2 \right) \operatorname{ctg} \varphi \right] \right\} \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi_2); \end{aligned} \quad (4.68)$$

$$\begin{aligned} j_{p3}(\rho) = & \cos \varphi \sin (\beta_{\text{imin}} - \rho + \varphi) + \varepsilon + \\ & + \left\{ \frac{g \varepsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi} [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2)] + \right. \\ & \left. + \varepsilon \left[ 1 - \exp \left( \frac{\pi}{3} + \beta_{\text{imin}} - \beta_2 \right) \operatorname{ctg} \varphi \right] \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg} \varphi_2) - \varepsilon - \right. \\ & \left. - \cos \varphi \cdot \sin (\beta_{\text{imin}} - \rho_1 + \varphi) \right\} \exp[-(\rho - \rho_1) \operatorname{ctg} \varphi]. \end{aligned} \quad (4.69)$$

Если суммарную длительность протекания тока на всех трех участках обозначить через  $\lambda$ , то среднее относительное значение выпрямленного тока ротора находим:

$$\begin{aligned} j_p = j_{p1} + j_{p2} + j_{p3} = & \frac{3}{2\pi} \left[ \int_0^{B_3} j_{p1}(\rho) d\rho + \right. \\ & \left. + \int_0^{\rho_1} j_{p2}(\rho) d\rho + \int_{\rho_1}^{\lambda - B_3} j_{p3}(\rho) d\rho \right]. \end{aligned} \quad (4.70)$$

Значения  $\rho_1$  и общей длительности протекания выпрямленного тока  $\lambda$  на интервале повторяемости ЭДС инвертора для заданных  $\varepsilon$ ,  $\beta_2$ ,  $\beta_{\text{imin}}$  и параметров схемы  $\varphi$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$ ,  $g$  определяются при решении системы:

$$\begin{aligned} j_{d2}(\rho_1) = & j_{p2}(\rho_1); \\ j_{p3}(\lambda - B_3) = & 0. \end{aligned} \quad (4.71)$$

Процедура расчета характеристик РПТ при этом режиме работы инвертора аналогична изложенному выше с учетом  $\lambda_1 = B_3$ . Границные кривые РПТ в данном случае определяются подстановкой  $\lambda = \frac{2\pi}{3}$  в (4.69) и (4.71).

Среднее значение УТ получаем:

$$\begin{aligned}
 j_{yp} &= \frac{3}{2\pi} \left[ \int_0^{\rho_1} j_{d2}(\rho) - j_{r2}(\rho) \right] = \\
 &= \frac{3}{2\pi} \left\{ \frac{g}{(g-2)\operatorname{tg}\varphi} [\sin\varphi_3 \cos(\beta_{imin} - \rho_1 + \varphi_3) - \right. \\
 &\quad - \sin\varphi_3 \cos(\beta_{imin} + \varphi_3)] + \\
 &+ \operatorname{tg}\varphi_2 e \left[ 1 - \exp \left( \frac{\pi}{3} + \beta_{imin} - \beta_2 \right) \operatorname{ctg}\varphi \right] [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg}\varphi_3)] - \\
 &- \frac{g \operatorname{tg}\varphi_3}{(g-2)\operatorname{tg}\varphi} \sin\varphi_3 \sin(\beta_{imin} + \varphi_3) [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg}\varphi_3)] \Big\} - \\
 &- \frac{3}{4\pi} \frac{g e \operatorname{tg}\varphi_2}{\operatorname{tg}\varphi} \{ \rho_1 - \operatorname{tg}\varphi_2 [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg}\varphi_2)] \} - \\
 &- \frac{3\operatorname{tg}\varphi_2 e}{2\pi} \left[ 1 - \exp \left( \frac{\pi}{3} + \beta_{imin} - \beta_2 \right) \operatorname{ctg}\varphi \right] \times \\
 &\times [1 - \exp(-\rho_1 \operatorname{ctg}\varphi_2)]. \tag{4.72}
 \end{aligned}$$

Границное условие появления УТ получается дифференцированием (4.67), (4.68) и подстановкой в (4.35)

$$\frac{2}{g-2} \sin\beta_{imin} = e. \tag{4.73}$$

Полученные соотношения (4.34), (4.35), (4.72), (4.73) позволяют определить область существования и величину среднего относительного значения УТ в каскаде с несимметричным инвертором в режимах непрерывного и прерывистого токов, различных углах управления, параметрах схемы и нагрузках на валу АД.

Уравнительный ток в рассматриваемой каскадной схеме при отсутствии нагрузки на валу АД достигает максимального значения при  $\beta_2 = \frac{\pi}{3} + \beta_{imin}$  и поддерживается на этом

уровне, несмотря на дальнейшее увеличение  $\beta_2$ . Поэтому, как и в АВК с симметричным инвертором, наибольший практический интерес представляет режим работы каскада на верхней механической характеристике, которой соответствует угол регулирования  $\beta_2 = \pi - \beta_{imin}$ .

Рассчитанные на ЭЦВМ для  $\beta_2 = \pi - \beta_{imin}$  ( $\beta_{imin} = 30$  эл. град) и различных параметров схемы каскада с несимметричным инвертором универсальные зависимости максимальных значений УТ от тока нагрузки двигателя представлены на рис. 4.6. Они объединяют режимы непрерывного и прерывистого токов. Анализ кривых  $j_{yp} = f(j_p)$  показывает, что параметры роторного контура, диапазон регулирования

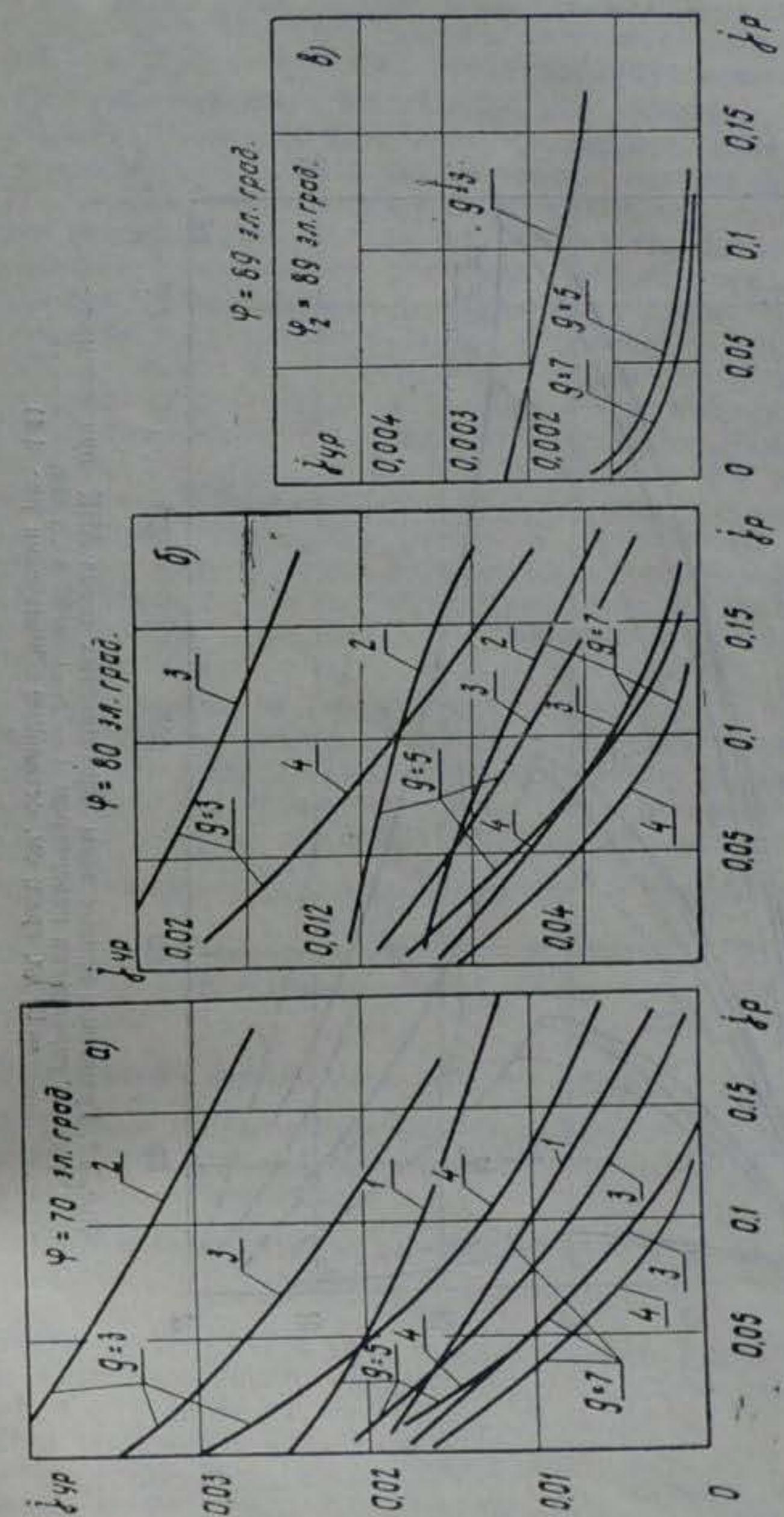


Рис. 4.6. Универсальные зависимости максимальных значений уравнительного тока АВК при несимметричном управлении одномостовым инвертором ( $\beta_{imin} = 30$  эл. град; см. обозначения рис. 4.4)

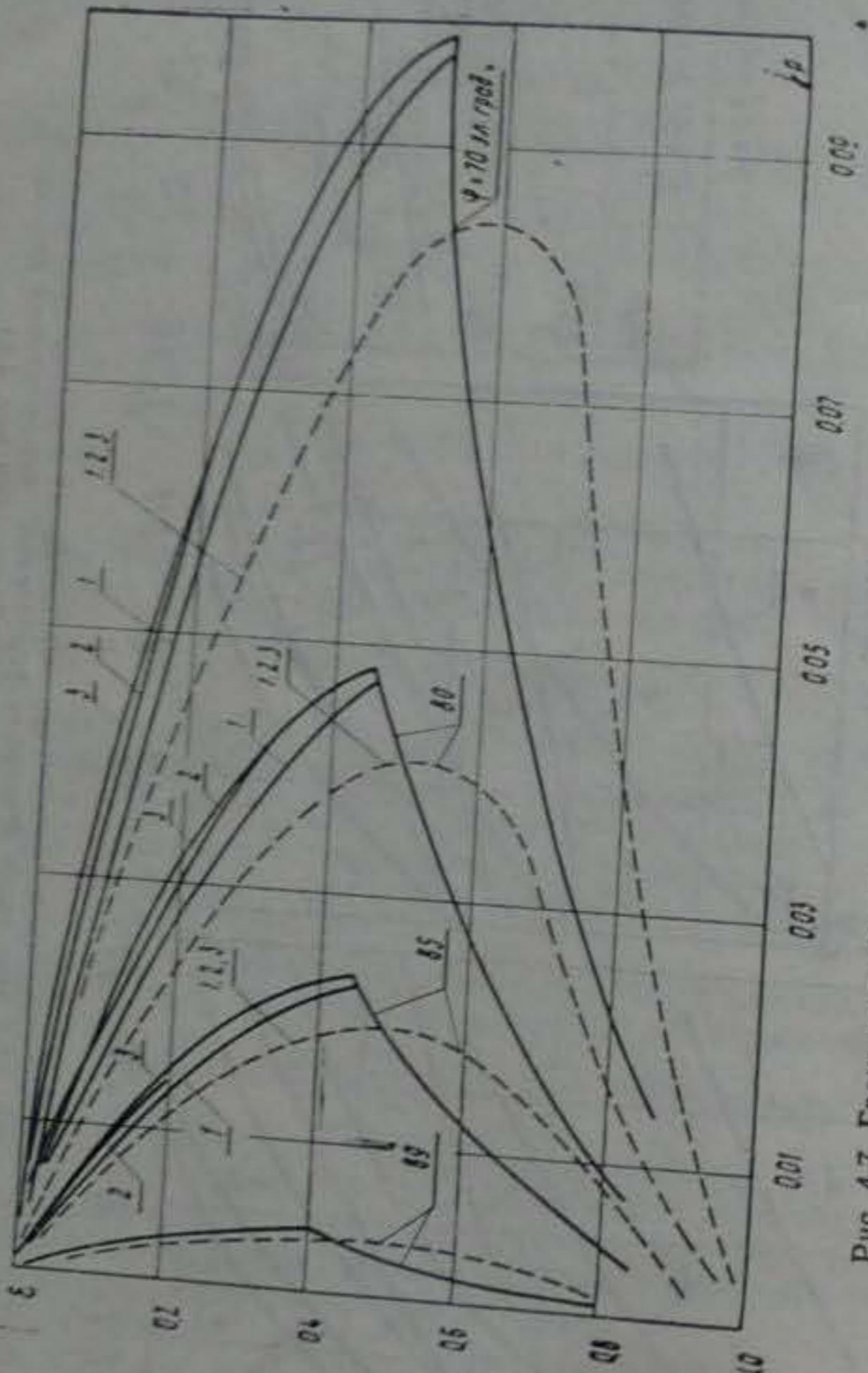


Рис. 4.7. Границные кривые зоны прерывистых токов АВК при несимметричном управлении инвертором ( $\beta_{min} = 15$  эл. град;  $\beta_{min} = 30$  эл. град; см. оставльные обозначения рис. 4.4)

частоты вращения и нагрузка АД оказывают на УТ такое же влияние, что и в схеме каскада с симметричным инвертором. Кроме того, величина УТ снижается при уменьшении  $\beta_{min}$ .

**Границные кривые РПТ.** Процедура расчета границных кривых РПТ при несимметричном инверторе дана выше. Рассчитанные на ЭЦВМ универсальные граничные кривые РПТ для  $\beta_{min}=15$  и 30 эл. град и различных параметров схемы представлены на рис. 4.7. Анализ показывает, что с уменьшением скольжения двигателя (ε) зона прерывистых токов вначале монотонно расширяется, а затем сужается. Значительное увеличение зоны в 1-м режиме работы объясняется наличием в противо-ЭДС инвертора трехфазных пульсаций. Появление УТ и явление закорачивания ротора через тиристоры инвертора улучшает форму выпрямленного тока ротора и сокращает зону РПТ во 2-м и 3-м режимах работы схемы. Изменение минимального угла регулирования  $\beta_{min}$  от 30 до 15 эл. град приводит к уменьшению зоны в среднем на 15%. Влияние параметров роторного контура и диапазона регулирования частоты вращения АД на граничные кривые такое же, как и в схеме каскада с симметричным инвертором.

Полученные выше выражения  $j_p$  для различных режимов работы каскада с несимметричным инвертором позволяют рассчитать и построить механические характеристики привода в области прерывистых токов. Анализ показывает, что все кривые  $\epsilon=f(j_p)$  и  $\epsilon=f(M)$  при углах регулирования  $\beta_2$  от  $\frac{\pi}{3}$  до  $(\pi - \beta_{min})$  из-за наличия УТ и явления закорачивания ротора тиристорами преобразователя исходят так же, как и в АВК с симметричным инвертором, из общей точки  $\epsilon_0=0$ .

#### 4.2.3. Инвертор с комбинированным управлением

В режиме прерывистых токов изменение тока  $j_{p1}(\rho)$  на участке В (см. рис. 4.1) подчиняется выражению (4.66), а на участке А — уравнению:

$$j_{p2}(\rho) = \cos \varphi \sin(\rho + \psi - \varphi) + \epsilon - [\epsilon \exp(-B \operatorname{ctg} \varphi_1) + \cos \varphi \sin(\psi - \varphi)] \exp(-\rho \operatorname{ctg} \varphi), \quad (4.74)$$

полученному из (4.4) с учетом  $j_{p2}(0) = j_{p1}(B)$ . Характерным для комбинированного управления является равенство  $\lambda_1 = B$  и отсутствие УТ, так как всегда  $\epsilon_{ii}(\rho) \leq 0$ .

При заданных значениях  $\epsilon$ ,  $\beta$  и параметров схемы величина  $\lambda_2$  рассчитывается из (4.74) с учетом  $j_{p2}(\lambda_2) = 0$ . Среднее значение тока определится по (4.13), где пределы

интегрирования соответственно равны  $\lambda_1=B$  и  $\lambda_2=A$ . Границные кривые РПТ получим, решая (4.74) относительно  $\epsilon$  при заданных  $\beta$ ,  $\lambda_1=B$ ,  $\lambda_2=A$ ,  $j_{p2}(A)=0$  (см. рис. 4.5, б).

Аналогично каскаду с несимметричным инвертором в данном случае зона РПТ с уменьшением скольжения сначала расширяется (трехфазные пульсации в форме кривой противо-ЭДС инвертора), а затем сужается (закорачивание ротора через вентили одной фазы инвертора). Расчет механических характеристик в зоне РПТ аналогичен варианту каскада с симметричным и несимметричным инвертором. Заметим, что при углах регулирования  $\beta > \frac{\pi}{6}$ , когда имеет место явление закорачивания ротора тиристорами одной фазы инвертора, механические характеристики исходят из общей точки  $\epsilon_0=0$ .

### 4.3. Сравнительный анализ зоны РПТ и величины УТ каскадов с различными инверторами

Для сравнения зоны РПТ каскадов на рис. 4.8 даны граничные кривые для различных инверторов. Общим является их экстремальный характер, причины которого объясняны выше. При несимметричном и комбинированном управлении максимальному значению зоны РПТ соответствует  $\epsilon=0,4 \div 0,5$ , а при симметричном —  $\epsilon=0,15 \div 0,25$ .

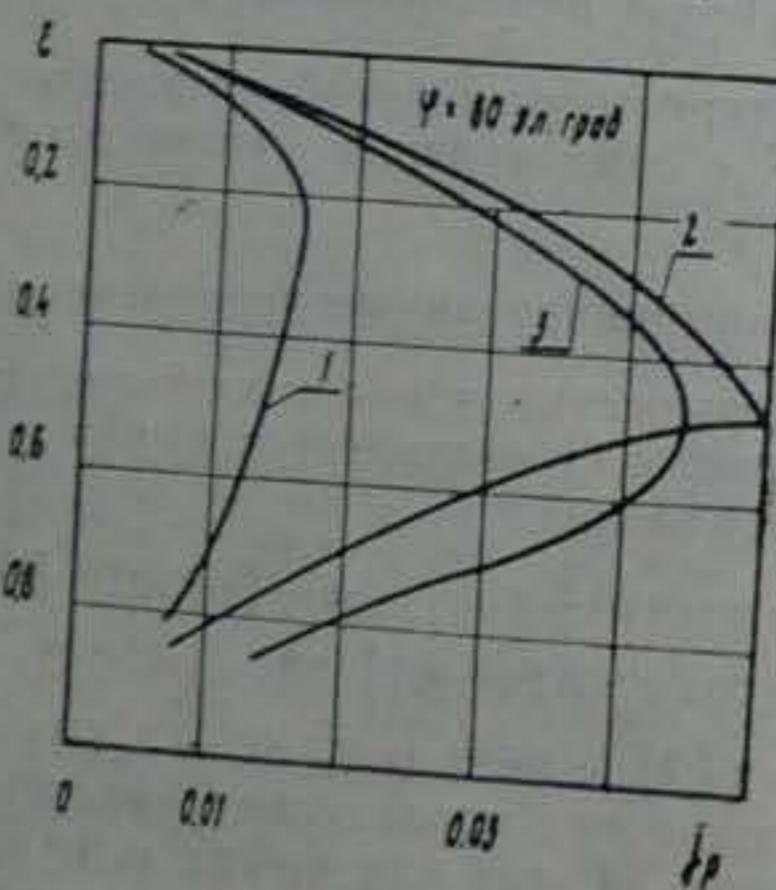


Рис. 4.8. Сравнение граничных кривых РПТ каскада при различных инверторах (1—симметричный, 2—несимметричный, 3—комбинированный)

При каждом законе управления зона РПТ существенно зависит от параметра  $\phi$ , уменьшаясь при его возрастании. При  $\phi=\text{const}$  зона РПТ, исключая область малых  $\epsilon$ , для законов управления I, II в 2—3 раза меньше, чем для законов III, IV. В области малых  $\epsilon$  разница зон РПТ для различных законов управления незначительна.

Для сравнительного анализа средних величин УТ каскадов с различными типами инверторов на рис. 4.9 совмещены зависимости  $j_{up}=f(j_p)$ , рассчитанные для  $\phi=\phi_2=80$  эл. град,  $g=5$ . Анализ показывает, что при одинаковых параметрах схемы и одинаковом номинальном значении противо-ЭДС инверторов среднее значение уравнительного тока на холостом ходу двигателя в каскаде с несимметричным инвертором при  $\beta_{min}=30,3$  эл. град в 2 раза, а при  $\beta_{min}=15$  эл. град в 15 раз меньше, чем в АВК с симметричным инвертором.

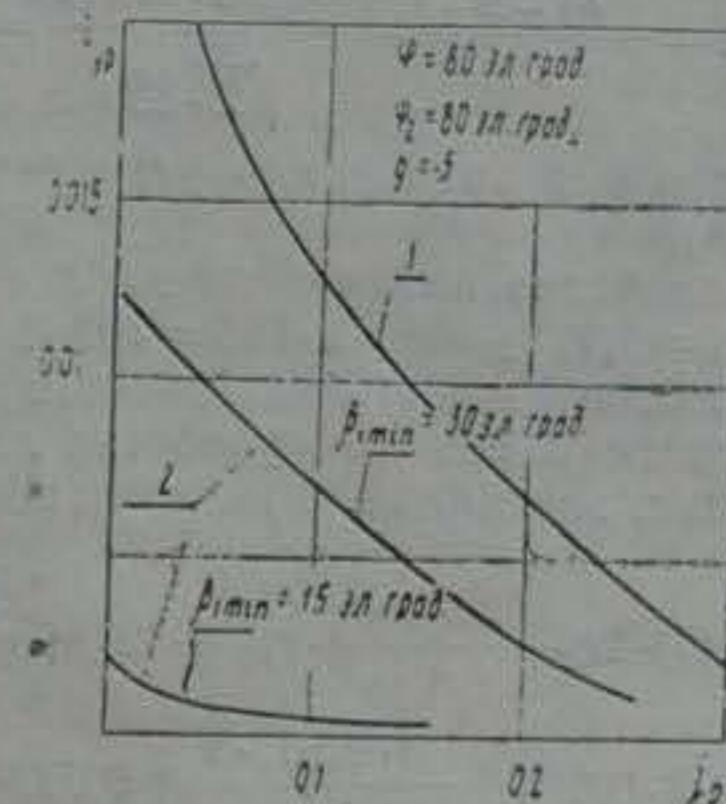


Рис. 4.9. Сравнение величины уравнительных токов каскада при различных инверторах (см. обозначения рис. 4.8)

Заметим, что на основании граничных кривых РПТ и универсальных зависимостей  $j_{up}=f(j_p)$  можно провести анализ величины индуктивности дросселя  $L_{dr}$ , требуемой для ограничения зоны РПТ и величины  $j_{up}$  на заданном уровне. Эти зависимости позволяют также провести сравнительную оценку  $L_{dr}$ , необходимую для АВК с различными инверторами.

#### 4.4. Примеры расчета граничных кривых зоны РПТ и величины УТ

*Пример 1.* Рассчитать и построить граничную кривую режима прерывистых токов для каскада с симметричным инвертором. Инвертор подключается к сети через токоограничивающий реактор.

Исходные данные:

Электродвигатель АК2-82-6;  $P_n = 40 \text{ кВт}$ ;  $\omega_n = 102 \text{ рад/с}$ ;  $I_{m\alpha} = 137/78 \text{ А}$ ;  $U_i = 220/380 \text{ В}$ ;  $E_{2n} = 165 \text{ В}$ ;  $I_{2n} = 155 \text{ А}$ ;  $r_t = 0,06 \text{ Ом}$ ;  $r_t' = 0,0113 \text{ Ом}$ ;  $r_d = 0,012 \text{ Ом}$ ;  $x_p = 0,183 \text{ Ом}$ .

Преобразователь ПАВК-380-160;  $I_n = 160 \text{ А}$ ;  $r_{ap} = 0,062 \text{ Ом}$ ;  $x_{ap} = 0,425 \text{ Ом}$ ;  $r_e = 0,0208 \text{ Ом}$ ;  $x_e = 0,094 \text{ Ом}$ .

Определим диапазон изменения величины  $s$  при регулировании частоты вращения двигателя от 0 до  $\omega_0$ . При  $s=1$  значение равно  $e = \frac{k_t E_{2n} s}{U_m} = \frac{1,35 \cdot 165 \cdot 1}{\sqrt{2} \cdot 380} = 0,415$ .

Таким образом, изменению  $\omega$  в пределах  $\omega_0 \rightarrow 0$  соответствует изменение  $e$  от 0 до 0,415.

Номинальное значение выпрямленного тока двигателя  $I_{d\alpha} = 1,22 I_{m\alpha} = 1,22 \cdot 155 = 189 \text{ А}$ .

Находим выражение для эквивалентного активного сопротивления, выделив в нем для удобства дальнейших расчетов составляющие, зависящие и не зависящие от скольжения:

$$R_s = 2r_t' s + 2r_t + \frac{3x_p s}{\pi} + r_{ap} + 2r_e + \frac{3x_e}{\pi} = \\ = 2 \cdot 0,0113 \cdot s + 2 \cdot 0,012 + \frac{3 \cdot 0,183 \cdot s}{\pi} + 0,062 + 2 \cdot 0,0208 + \\ + \frac{3 \cdot 0,094}{\pi} = 0,197 \cdot s + 0,217 \text{ Ом.}$$

Эквивалентное индуктивное сопротивление

$$X_s = 2x_p + x_{ap} + 2x_e = 2 \cdot 0,183 + 0,425 + 2 \cdot 0,094 = 0,98 \text{ Ом.}$$

Используя универсальные граничные кривые РПТ (см. рис. 4.5, а), найдем начально-непрерывный ток, например, для таких пяти значений:  $e = 0, 0,1, 0,2, 0,3$  и  $0,415$ . Очевидно, для  $e = 0$ , независимо от  $\varphi$ , значение  $j_p = 0$ . При  $e = 0,1$  величина скольжения  $s = \frac{e}{k_t} \frac{U_m}{E_{2n}} = \frac{0,1 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{1,35 \cdot 165} = 0,258$ .

Тогда  $R_s = 0,197 \cdot 0,258 + 0,217 = 0,267 \text{ Ом}$ ,  $\varphi = \arctg \frac{X_s}{R_s} =$

$$= \arctg \frac{0,98}{0,267} = 75 \text{ эл. град.}, \text{ а значение } g = \frac{X_s}{x_p} = \frac{0,98}{0,183} = 5,35.$$

По кривым рис. 4.5, а для  $e = 0,1$  и  $g = 5$  находим значения токов на граничных кривых при  $\varphi = 70$  эл. град. ( $j_p = 0,033$ ) и  $\varphi = 80$  эл. град ( $j_p = 0,0125$ ). Интерполируя принимаем для  $\varphi = 76^{\circ}30'$  и  $g = 5,35$ ,  $j_p = 0,02$ .

Перейдем от относительного к абсолютному значению начально-непрерывного тока:

$$I_d = \frac{j_p U_m}{R_s} = \frac{0,02 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{0,267} = 40,5 \text{ А.}$$

Для определения величины электромагнитного момента, развиваемого двигателем при данном значении тока, следует использовать выражение [6]:

$$M = \frac{0,68}{\omega_0} (2j_d E_{2n} - \sqrt{2} I_d x_p) \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

В аналогичной последовательности производится расчет для других значений  $e$ . Полученные данные сведены в табл. 4.1, а расчетная граничная кривая РПТ приведена на рис. 4.10.

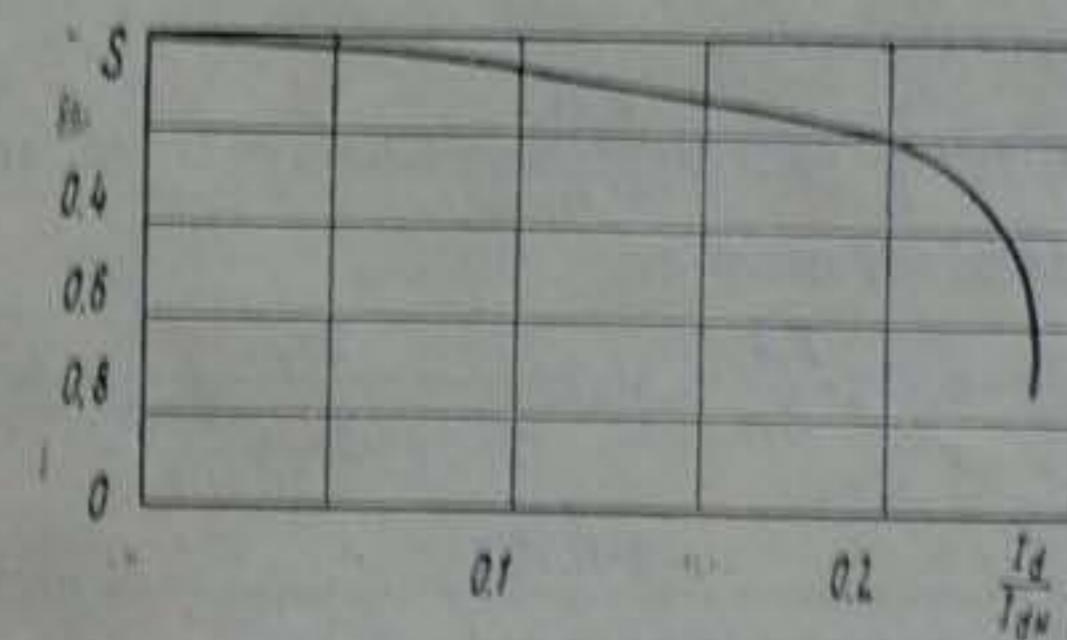


Рис. 4.10. Расчетная граничная кривая РПТ

Таблица 4.1

$e$	$s$	$R_s$ Ом	$\varphi$ эл. град	$j_p$	$I_d$ А	$I_d/I_{d0}$
0	0	0,217	78	0	0	—
0,1	0,258	0,267	75	0,02	40,5	0,210
0,2	0,482	0,313	72	0,026	44,5	0,235
0,3	0,723	0,360	70	0,031	46,2	0,244
0,415	1	0,416	64	0,032	41,3	0,218

Пример 2. Для двигателя и преобразователя примера 1 определить уравнительный и полный выпрямленный ток в промежуточной цепи преобразователя при номинальном токе ротора. Управление вентилями преобразователя — несимметричное. Привод работает при максимальной частоте вращения вала, т. е.  $\beta_2 = \pi - \beta_{\text{max}}$  ( $\beta_{\text{min}} = \frac{\pi}{6}$ ). Считаем, что при номинальной нагрузке и работе на верхней механической характеристике в схеме АВК номинальное скольжение в 2 раза больше, чем на естественной механической характеристике.

Номинальное скольжение на естественной характеристике

$$s_n = \frac{\omega_0 - \omega_n}{\omega_0} = \frac{105 - 102}{105} = 0,025.$$

Тогда в каскадной схеме на верхней механической характеристике ( $\beta_2 = \beta_{\text{max}} = \pi - \beta_{\text{min}}$ )  $s_n = 0,05$ .

Эквивалентные значения активного и индуктивного со- противления (см. пример 1)

$$R_s = 0,197 \cdot s + 0,217 = 0,197 \cdot 0,05 + 0,217 = 0,227 \text{ Ом};$$

$$X_s = 0,98 \text{ Ом}.$$

Находим параметр  $\varphi$ :

$$\varphi = \arctg \frac{X_s}{R_s} = \arctg \frac{0,98}{0,227} = 4,3, \quad \tau = 77 \text{ эл. град.}$$

Определим параметр  $\varphi_2$ :

$$\begin{aligned} \varphi_2 &= \arctg \frac{X_{s2}}{R_{s2}} = \arctg \frac{2x_p}{2r_1' s + 2r_2 + \frac{3x_p s}{\pi}} = \\ &= \arctg \frac{2 \cdot 0,183}{2 \cdot 0,0113 \cdot 0,05 + 2 \cdot 0,012 + \frac{3 \cdot 0,183}{\pi}} = \arctg 10,7; \end{aligned}$$

$\varphi_2 = 85$  эл. град.  
Относительное значение номинального тока ротора

$$j_{\text{ph}} = \frac{I_{\text{ph}} R_s}{I_f} = \frac{189 \cdot 0,227}{189} = 0,08.$$

Используя универсальные кривые  $j_{\text{up}} = f(j_p)$  рис. 4.6 и применив интерполяцию для  $\varphi = 77$  эл. град,  $\varphi_2 = 85$  эл. град,  $g = 5,3$  и  $j_p = 0,08$ , находим значение  $j_{\text{up}} = 0,006$ . Тогда относительное значение полного выпрямленного тока равно  $j_d = j_p + j_{\text{up}} = 0,08 + 0,006 = 0,086$ .

В абсолютных единицах имеем

$$I_{\text{up}} = \frac{j_{\text{up}} U_m}{R_s} = \frac{0,006 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{0,227} = 14 \text{ А};$$

$$I_d = \frac{j_d U_m}{R_s} = \frac{0,086 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{0,227} = 203 \text{ А}.$$

Таким образом, в данном случае уравнительный ток составляет

$$\frac{I_{\text{up}}}{I_{\text{dph}}} = \frac{14 \cdot 100\%}{189} \approx 7,5\%.$$

Полный выпрямленный ток (203 А) состоит из полезной составляющей  $I_{\text{dph}}$  (189 А), создающей электромагнитный момент на валу двигателя, и уравнительного тока  $I_{\text{up}}$  (14 А).

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### I. Основные параметры АД

Тип	Двигатель									
	$P_{n\mu}$ кВт	$n$ об/мин	$U_{1B}$	$I_A^m$	$E_B$	$I_{2A}$	$E_{2B}$	$\kappa_e$	$\frac{U_1}{E_{2B}}$	$r_1$ $\Omega_m$
АОК2-61-4	10	1420	216	160	40	238	0,27	0,047	0,978	0,6
АОК2-72-4	99	1430	452	275	50,1	1,38	0,1	0,052	0,966	0,82
АК2-82-6	40	975	78	165	155	2,3	0,06	0,011	0,012	0,183
АК2-82-4	55	1440	380	109	160	200	2,38	0,038	0,0087	0,009
АК 2-92-4	100	1450	198	235	275	1,62	0,0206	0,008	0,012	0,136
АК 2-102-4	160	1455	299	292	346	1,3	0,035	0,02	0,0095	0,13
АК13-16	630	985	6000	73	730	540	8,2	0,01	0,01	0,296
АК13-59-4	1000	1485	112	1095	565	5,5	0,31	0,013	0,01	0,655
АКН 16-54-10	1000	590	230	1040	1140	5,8	0,13	0,0048	0,016	0,24

### II. Основные технические данные преобразователей типа ПАВК

Тип преобразователя	Параметры роторной цепи	Параметры питающей сети	Параметры комплекта		
			Вытрямитель	Инвертор	Сглаживающий дроссель
ПАВК-400-630-У4	$H_{\text{ом}}\text{инициа}$ мотоцтв, кВт				
ПАВК-400×2-630-У4	360	350	630	1000	5—50
ПАВК-400-1250-У4	720	700	630	1000	5—50
ПАВК-400×2-1250-У4	720	350	1250	2000	5—50
					*

\* Питание от двух трансформаторов, гальванически не связанных по низкой стороне.

III. Основные технические данные выпрямительно-инверторных агрегатов типа АГД

Тип агрегата	$U_{сети}$ , В	$I_{сети}$ , А	$r_{Aрт}$	$x_{Aрт}$	$L_{Aрт}$	$r_{0s}$	$x_{0s}$	Габаритные размеры, мм	Масса, кг
АГДЕ2-50/380Р-2У4	50	88	30	0,1	2,36	7,5	0,0208	800×800×2200	500
АГДЕ2-100/380Р-2У4	100	175	60	0,0042	0,69	2,2	0,005	800×800×2200	600
АГДП2-160/380Р-2У4	160	280	90	0,062	0,425	1,35	0,0208	800×800×2200	605
АГДП2-320/380Р-2У4	320	500	180	0,017	0,236	0,75	0,0085	800×800×2200	

IV. Основные технические данные выпрямительно-инверторных агрегатов типа ПРБУ

Тип агрегата	$U_{сети}$ , В	Номинальный ток фазы ротора и статора, А	Максимальный ток фазы ротора и статора, А	Номинальная мощность, кВт	Габаритные размеры, мм	Вес отложений воздуха
ПРБУ-380-50		50	88	11	2400×800×800	
ПРБУ-380-100	380	100	160	40	2400×800×800	стационарное
ПРБУ-380-160		160	280	60	2400×800×800	приводильное
ПРБУ-380-320		320	500	100	2400×800×800	приводильное

V. Основные технические данные согласующих трансформаторов

Тип	$S$ , кВа	$U_{1нр}$ , кВ	$U_{2нр}$ , В	Потери		$r_{нр}$ , $\Omega_{нр}$	$x_{нр}$ , $\Omega_{нр}$	$Z_{нр}$ , $\Omega_{нр}$	$I_{нр}$ , А
				$I_{нр}$ , %	$\eta_{нр}$ , %				
TC3-160/10-65	160	6	230	800	2700	4	5,5	0,00416	0,0177
TC3-250/10-65	250	6	400	1000	3800	3,5	5,5	0,00723	0,0208
TC3-400/10-65	400	6	220	1300	5400	3	5,5	0,0037	0,0072
TC3-530/10-65	630	6	400	2000	7300	3	5,5	0,00313	0,0139
TC3-1000/10-65	1000	6	400	3000	11200	2,5	5,5	0,0031	0,0087
TC-650/10	560	6	230	3500	7400	3,0	5,3	0,00655	0,0052
TM-160/6-10-65	160	6	230	540	2650	2,4	4,5	0,0044	0,0145
TM-250/6-10-65	250	6	400	780	3700	2,3	4,5	0,0075	0,0278
TM-400/10-65	400	6	230	1600	5600	3	4,5	0,0014	0,0059
TM-530/10-64	530	6	400	2400	8000	3	5,5	0,00226	0,0138
TM-1000/10-65	1000	6	400	3500	13900	3	5,5	0,00158	0,00855

VI. Основные технические данные стяживающих дросселей

Тип дросселя	Номинальный ток, А	Индуктивность, мГ	Максимальный ток, до которого сохраняется индуктивность, А	Потери, Вт
ФРОС-500-У4	500	2	1600	1500
ФРОС-2000-У4	2000	0,8	4000	3300

## ЛИТЕРАТУРА

1. Сандлер А. С. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей. М., «Энергия», 1966.
2. Онищенко Г. Б. Асинхронный вентильный каскад. М., «Энергия», 1967.
3. Онищенко Г. Б., Юньков М. Г. Электропривод турбомеханизмов. М., «Энергия», 1972.
4. Хватов С. В., Титов В. Г. Оценка энергетических показателей асинхронно-вентильного каскада. — «Электричество», 1974, № 9.
5. Плесков В. И., Покробко А. А., Титов В. Г., Хватов С. В. Асинхронный вентильный каскад с повышенным коэффициентом мощности. Учен. записки Мордовского государственного университета, вып. 82, «Преобразовательная техника». Саранск, 1976.
6. Проектирование и расчет систем автоматизированного вентильного электропривода. Под ред. С. Н. Шевчука, В. И. Плескова. Горький, 1970.

## СОДЕРЖАНИЕ

### ПРЕДСЛОВИЕ

### 1. ВВЕДЕНИЕ

### 2. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ АВК

2.1. Принцип действия	8
2.2. Режимы работы и векторные диаграммы	10
2.3. Основы управления преобразователем	14
2.3.1. Основные положения	14
2.3.2. Энергетические показатели инвертора	15
2.3.3. Законы управления инвертором	18
	20

### 3. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ АВК

3.1. Уравнение тока ротора АД	26
3.2. Универсальные нагрузочные характеристики	30
3.2.1. Нагрузочные характеристики при допущении ступенчатой и трапецидальной форм тока ротора	35
3.3. Механические характеристики	38
3.4. Максимальный момент асинхронной машины в схеме АВК	44
3.4.1. О расчете обмоточных данных АД и согласующего трансформатора	46
3.6. Пример расчета механических характеристик	47

### 4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ РОТОРА АВК

4.1. Режим непрерывного тока	51
4.1.1. Симметричный инвертор	51
4.1.2. Несимметричный инвертор	58
4.1.3. Инвертор с комбинированным управлением	64
4.2. Режим прерывистых токов	64
4.2.1. Симметричный инвертор	65
4.2.2. Несимметричный инвертор	70
4.2.3. Инвертор с комбинированным управлением	79
4.3. Сравнительный анализ зоны РПТ и величины УТ каскадов с различными инверторами	80
4.4. Примеры расчета граничных кривых зоны РПТ и величина УТ	82
Приложения	86
Литература	90