

# РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ КОМПОНЕНТ МНОГОМЕРНОГО РАЗРЫВНОГО УПРАВЛЕНИЯ В РЕАЛЬНОМ СКОЛЬЗЯЩЕМ РЕЖИМЕ

С. Е. Рывкин, Д. Б. Изосимов, С. В. Байда

*Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова, г. Москва*

Рассмотрены методы синтеза векторных алгоритмов разрывного (релейного) регулирования в системах с многомерным управлением на основе понятий векторов мгновенного и среднего управлений. Предложены алгоритмы, характеризующиеся регулярностью коммутаций составляющих разрывного управления, достигаемой путем специального выбора поверхностей переключения. На примере управления током трехфазной нагрузки, питаемой от автономного инвертора напряжения, показано, что предложенные алгоритмы позволяют обеспечить высокие динамические и точностные показатели в сочетании с минимальными коммутационными потерями и выполнением требований по электромагнитной совместимости.

## ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Системы со скользящими движениями, основанные на использовании управления, претерпевающего разрывы на поверхностях в пространстве состояний объекта, обладают высоким быстродействием и малой чувствительностью к изменениям параметров и внешним возмущениям [1]. Однако, если имеется не одна, а несколько разрывных компонент управления, при реализации скользящих режимов возникает вопрос о последовательности или структуре коммутаций этих компонент. Условия существования скользящего режима, как известно, имеют вид неравенств и неоднозначно определяют алгоритм формирования многомерного разрывного управления: имеются различные возможности назначения управлений, обеспечивающих возникновение скользящего режима. Различные алгоритмы синтеза скользящего в реализации приводят к различным последовательностям переключений; более того, в реальном скользящем движении могут иметь место динамические процессы установления предельного цикла, бифуркационные изменения последовательности коммутаций компонент (переход от одного предельного цикла к другому при сколь угодно малых вариациях параметров), характеризующиеся хаотичностью переключений многомерного управления [2–4]. Несмотря на то, что ошибка регулирования при этом не превышает определенных значений (например, определяемых размером гистерезиса элементов, формирующих команды переключения компонент управления), динамика изменения и хаотичность переключений приводит к широкому спектрально-

ному составу ошибки регулирования, что в некоторых случаях неприемлемо из-за возникающих шумов и вибраций; структура коммутации управлений при этом далека от оптимальной, что приводит к повышенным коммутационным потерям. Это зачастую заставляет разработчиков отказываться от применения подобных следящих систем.

Цель данной работы состоит в рассмотрении методов синтеза векторных алгоритмов разрывного (релейного) регулирования в системах с многомерным управлением. Алгоритмы должны характеризоваться регулярностью коммутаций составляющих разрывного управления, а структура коммутаций в скользящем движении должна быть аналогична законам программных модуляторов, синтезированных по критериям оптимальности. Системы с таким управлением широко применяются в различных отраслях промышленности, энергетики и транспорта. В управляемом электроприводе их называют системами со скользящими движениями [5, 6], а также системами частотно-токового регулирования [7], системами с релейным регулятором тока [8], системами прямого управления моментом [9]. Предлагаемый в настоящей статье метод синтеза рассматривается на примере задачи управления током трехфазной нагрузки, питаемой от автономного инвертора напряжения (АИН).

## 1. ОБЪЕКТ УПРАВЛЕНИЯ

Упрощенная схема трехфазного АИН, широко применяемого в управляемом электроприводе, устройствах питания и т. д., приведена на рис. 1 [10, 11]. Современные полупроводниковые управляемые силовые приборы

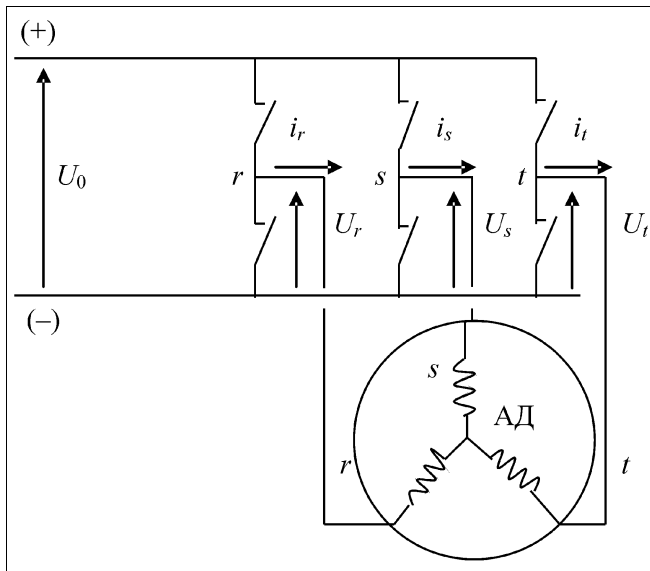


Рис. 1. Схема трехфазного АИН в соединении с нагрузкой: АД — асинхронный двигатель

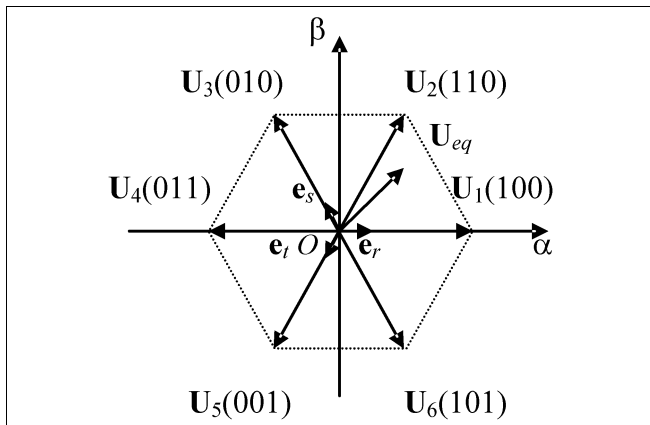


Рис. 2. Векторы напряжений обобщенной электрической машины

(биполярные транзисторы IGBT с полевым управлением, полевые транзисторы MOSFET, выключаемые тиристоры GTO и др.), используемые в АИН, работают в ключевом режиме и коммутируют его выходные напряжения, служащие управлениями для трехфазной нагрузки, с частотой до десятков и даже сотен килогерц. Длительность фронта импульса несопоставимо мала по сравнению с его длительностью, что позволяет обеспечить высокий КПД. Такой характер изменения управляющих напряжений позволяет называть их “существенно разрывными”. Реализация выходного напряжения  $U_{eq}$  АИН (усредненного на периоде коммутаций напряжения на выходе АИН) возможна в режиме либо программного управления — высокочастотная (по сравнению с характерными частотами нагрузки) широтно-импульсная модуляция (ШИМ), либо в реальном скользящем движении. Инерционность нагрузки позволяет фильтровать высокочастотную составляющую выходного напряжения АИН.

Автономный инвертор напряжения питается от источника постоянного напряжения  $U_0$ . Выходные напряжения каждой из фаз  $r, s$  и  $t$  в зависимости от того, верхний или нижний ключ фазы открыты, имеют значения  $U_0$  или 0 (всегда открыт либо нижний, либо верхний ключ). Поскольку нулевой провод нагрузки отсутствует, фазные напряжения и токи нагрузки связаны алгебраическим соотношением (их сумма равна нулю), поэтому для нагрузки существенны не три, а две компоненты напряжения; обычно используется так называемый вектор (двумерный) напряжения обобщенной электрической машины. В соответствии с преобразованием перехода от фазных напряжений к напряжениям двухфазной обобщенной системы:

$$\begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_r \\ U_s \\ U_t \end{pmatrix},$$

столбцами матрицы являются координаты направляющих ортов фаз нагрузки  $e_{r,s,t}$ . Возможные мгновенные значения векторов напряжения  $U = (U_\alpha, U_\beta)$  показаны на рис. 2 (направляющий орт фазы  $r$  предполагается ориентированным по оси  $(O\alpha)$ ). Область реализуемых значений вектора выходного напряжения АИН ограничена шестиугольником, вершины которого совпадают с концами векторов мгновенных напряжений  $U_1, U_2, \dots, U_6$ .

Радиус описанной окружности равен  $\sqrt{2/3} U_0$ . Около обозначения каждого вектора мгновенных напряжений приведены значения команд управления  $p$  силовыми ключами фаз  $r, s$  и  $t$  АИН (“1” — включить верхний ключ фазы, “0” — нижний).

## 2. КРИТЕРИИ ВЫБОРА СТРУКТУРЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

Основные критерии, характеризующие качество модуляции, [12—17]:

- энергетические (потери энергии);
- акустические (звуковые характеристики работы АИН и нагрузки);
- спектральные (спектр напряжений, токов, электромагнитного момента и механические шумы в нагрузке);
- простота реализации (объем вычислений в процессоре, быстродействие, сложность средств аппаратной поддержки), удобство сопряжения с алгоритмами управления нагрузкой;
- чувствительность к погрешностям реализации, задержкам в выполнении команд и др.

Различные алгоритмы ШИМ весьма разнятся по качественным характеристикам. В каждом конкретном применении, в зависимости от предъявляемых требований, критериев, характеристик силовых ключей, параметров нагрузки и режима работы, целесообразно применять тот или иной алгоритм ШИМ.

Проблеме синтеза следящей системы с разрывным (релейным) регулированием тока уделялось большое внимание [18—20]. Однако эффективного алгоритма релейного управления током трехфазной системы пока не создано. Это связано с тем, что при синтезе замкнутого контура имитировалась ШИМ, когда последовательность коммутации управлений изменяется в зависимости от значения среднего напряжения на выходе АИН.

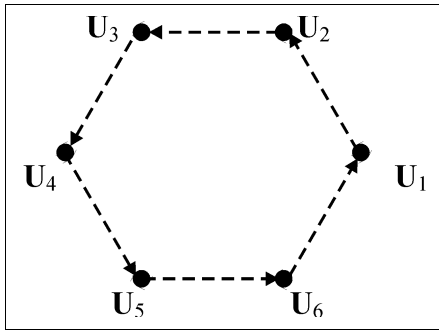


Рис. 3. Переходы между ближайшими векторами мгновенных напряжений

В смысле регулярности переключений и снижения шумов весьма привлекателен закон коммутации, заключающийся в циклических переходах между ближайшими векторами напряжений [21]. Такой закон приводит к поочередной коммутации ключей фаз АИН (рис. 3), причем структура коммутации остается неизменной при всех значениях среднего (за период коммутации) вектора напряжений.

### 3. ВЕКТОРНЫЙ СИНТЕЗ РЕЛЕЙНОГО СЛЕДЯЩЕГО КОНТУРА С РЕГУЛЯРНЫМИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯМИ УПРАВЛЕНИЙ

Задача заключается в разработке алгоритма формирования команд управления  $p_{r,s,t}$  ключами фаз АИН, обеспечивающего регулярность и желаемый характер переключений компонент управления в реальном скользящем движении. Для проработки алгоритмов векторной следящей системы релейного управления компонентами тока двигателя был выбран вариант системы, реализующей закон коммутации, изображенный на рис. 3.

При реализации того или иного вектора мгновенного напряжения направление изменения тока (или, в квазистатическом режиме при относительно медленно изменяющемся задании тока, направление изменения ошибки реализации тока) определяется разностями векторов мгновенного напряжения и вектора выходного напряжения. Критерием для выбора границ областей переключения управлений служит наличие желаемого процесса возникновения реального скольжения, т. е. процесса установления последовательности и периода модуляции при произвольных начальных значениях вектора ошибки тока. Для отсутствия динамического процесса установления предельного цикла, характеризующего реальное скольжение (вернее, чтобы он занимал конечное время и заканчивался за конечное число коммутаций силовых ключей), необходимо, чтобы границы областей совпадали с траекториями, реализуемыми в реальном скольжении.

При малых напряжениях на выходе АИН функция переключения силовых ключей каждой фазы АИН характеризуется симметричной “гистерезисной” характеристикой — см. рис. 4 (в отличие от релейных регуляторов фазного тока при векторном регулировании на вход гистерезисного элемента каждой фазы поступает не ошибка тока в данной фазе, а линейная комбинация токов фаз). В центральной области токовой ошибки из-за

гистерезиса сохраняются прежние значения векторов мгновенных напряжений (при этом комбинации команд управления (000) и (111), соответствующие нулевым напряжениям на выходе АИН, запрещаются). При больших средних значениях вектора напряжения на выходе АИН (близких к максимально реализуемым) форма предельного цикла в пространстве ошибки тока отличается от правильного шестиугольника.

Как следует из рис. 4, суть предлагаемого подхода к синтезу векторной релейной следящей системы состоит в формировании границ областей коммутации управления в пространстве ошибки тока, ориентированных по направлению разностей векторов мгновенного и выходного напряжений и отстоящих на равное расстояние от начала координат (расстояние от начала координат определяет частоту коммутации). При таком подходе, очевидно, всегда (если только вектор выходного напряжения не выходит за границы области реализуемых напряжений) длительность реализации любого вектора мгновенных напряжений в цикле не равна нулю; тем самым, всегда сохраняется одна и та же последовательность коммутаций.

Предложенный подход ниже развивается до уровня алгоритмов управления силовыми ключами АИН в замкнутом контуре регулирования тока.

Определим направляющие векторы границ областей:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_1 &= \sqrt{2/3} U_0(0, -1) - (U_{eq\beta}, -U_{eq\alpha}), \\ \mathbf{E}_2 &= \sqrt{2/3} U_0(\sqrt{3}/2, -1/2) - (U_{eq\beta}, -U_{eq\alpha}), \\ \mathbf{E}_3 &= \sqrt{2/3} U_0(\sqrt{3}/2, 1/2) - (U_{eq\beta}, -U_{eq\alpha}), \\ \mathbf{E}_4 &= \sqrt{2/3} U_0(0, 1) - (U_{eq\beta}, -U_{eq\alpha}), \\ \mathbf{E}_5 &= \sqrt{2/3} U_0(-\sqrt{3}/2, 1/2) - (U_{eq\beta}, -U_{eq\alpha}), \\ \mathbf{E}_6 &= \sqrt{2/3} U_0(-\sqrt{3}/2, -1/2) - (U_{eq\beta}, -U_{eq\alpha}). \end{aligned} \quad (1)$$

Принято характеризовать поверхность переключения направляющим ортом  $\mathbf{e}_i$  ( $i = 1, \dots, 6$ ), который ортогонален поверхности (линии). Для этого необходимо

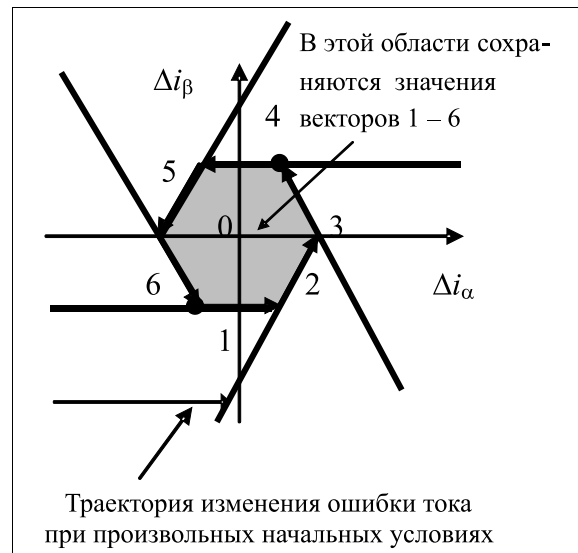


Рис. 4. Предельный цикл при малых значениях  $U_{eq}$

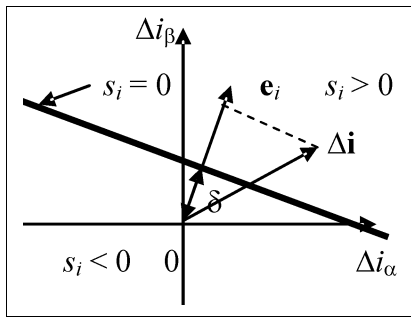


Рис. 5. Формирование поверхности переключения

нормировать выражения (1), поделив их на значение модуля ортогонального поверхности переключений вектора,  $e_i = E_i / \text{mod}(E_i)$ . Каждая поверхность отстоит от начала координат в пространстве отклонений вектора тока от заданного значения на равное расстояние (обозначим это расстояние символом  $\delta$ ), рис. 5.

Функция переключения  $s_i$  формируется как скалярное произведение вектора ошибки тока  $\Delta i = (\Delta i_\alpha, \Delta i_\beta)$  и направляющего орта  $e_i$  (т. е. проекции вектора  $\Delta i$  на направляющий орт), с аддитивной составляющей  $\delta$ , характеризующей расстояние поверхности переключения от начала координат:

$$s_i = (\Delta i, e_i) - \delta = \Delta i_\alpha e_{i\alpha} + \Delta i_\beta e_{i\beta} - \delta. \quad (2)$$

Для получения оценки значения  $\delta$  рассмотрим цикл коммутации при малых значениях вектора выходного напряжения ( $U_{eq} = 0$ ). Цикл состоит из шести движений, расстояние, проходимое вектором тока за каждое движение, равно  $2\delta/\sqrt{3}$ , а скорость движения вектор тока равна  $\sqrt{2/3} U_0$ . Длительность цикла  $T$  составляет, следовательно,  $T = 12\delta/\sqrt{2} U_0$ . Отсюда, при заданной длительности  $T$ , определяется требуемое значение  $\delta = TU_0\sqrt{2}/12$ .

Ранее описан базовый алгоритм формирования границ областей переключения управлений в реальном скользящем движении. Будем полагать сейчас, что функции переключения  $sg(s_i)$  сформированы. Нас будут интересовать, в соответствии с релейным характером управления, значения этих функций (логические сигналы). Искомое разбиение определяется секторами, задаваемыми, по определению, пересечением двух соседних границ переключения управлений, причем значение логической функции одной из них равно "1", а другой — "0". Возможные сочетания логических функций ( $sg(s_1), \dots, sg(s_6)$ ) для этих секторов и номера секторов показаны на рис. 6 (значения функций, от которых не зависит определение данной области, обозначены "звездочкой" (\*)).

Проанализируем возможные комбинации знаков логических функций при нахождении изображающей точки вектора ошибки тока, например, в секторе 5. Если значения  $s_5$  и  $s_4$ , очевидно, определены в этом секторе однозначно,  $sg(s_5) = 1, sg(s_4) = 0$  как и показано на рис. 6, то значения остальных функций в этом секторе произвольны (могут быть равны как "0", так и "1", в зависимости от положения изображающей точки в той или иной области в данном секторе). В секторе 1  $sg(s_1) = 1, sg(s_2) = 0$ , а значения остальных четырех функций переключения могут быть равны как "1", так и "0". Приведенные примеры показывают, что в общем случае для определения сектора, в котором находится ошибка регулирования тока, необходимо использовать значения двух (из шести) функций, по комбинациям значений которых однозначно определяется сектор, в котором находится изображающая точка ошибки тока.

Итак, возможные комбинации значений функций переключения, если изображающая точка находится в одном из шести секторов вне области начала координат ошибки тока, характеризуются последовательностью значений "1", идущих "подряд" (с циклической перестановкой), и "0", также идущих подряд; номер последней единицы в последовательности определяет номер сектора. Однако такая структура значений справедлива только при "правильной" организации секторов, когда пересечение их границ определяет выпуклый шестиугольник, являющийся траекторией предельного цикла изменения ошибки тока. При наличии помех в сигналах функций переключения, если эти помехи в сигналах отдельных функций независимы, "правильная" структура значений функций переключения может нарушаться, и однозначное определение сектора по значениям двух соответствующих функций переключения при этом невозможно. В таких случаях необходима разработка специальных мер, предотвращающих "ложные" назначения сигналов управления силовыми ключами АИН.

Назначение управлений должно удовлетворять следующим условиям:

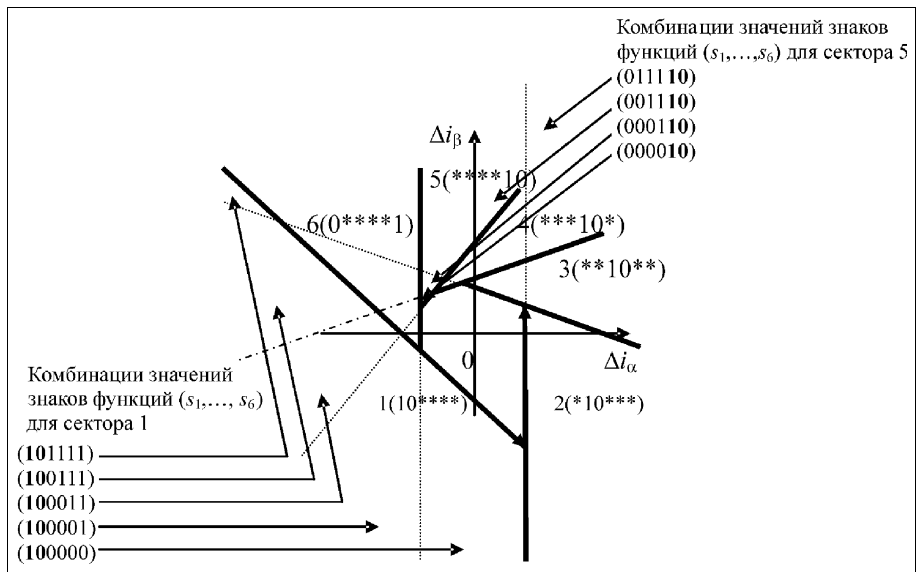


Рис. 6. Варианты комбинаций знаков функций переключения управления

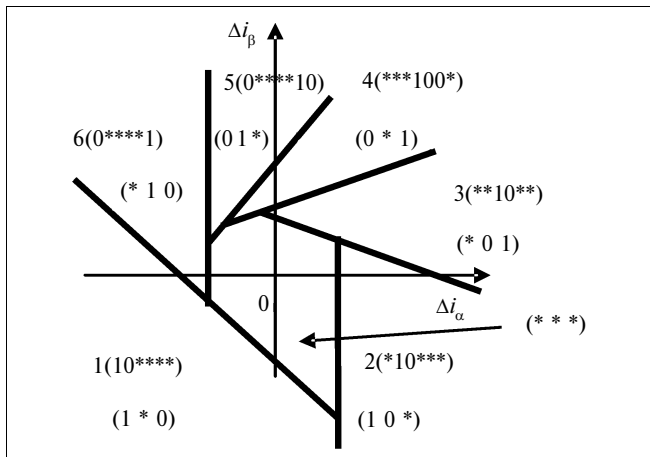


Рис. 7. Назначение команд управления ключами фаз

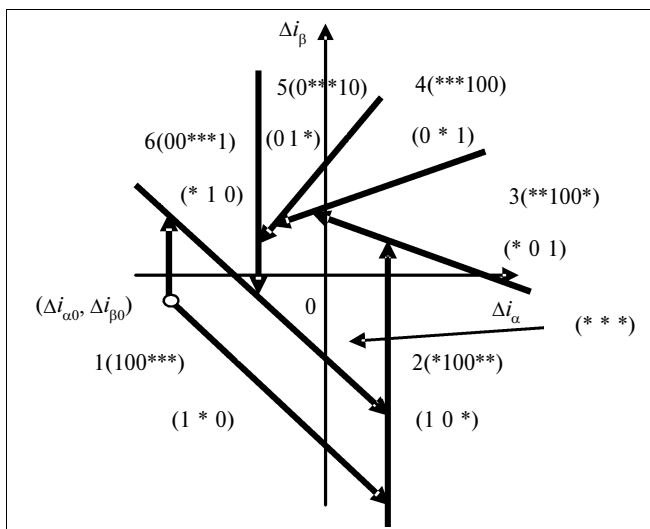


Рис. 8. Начальное движение в секторе I при произвольных начальных условиях

— должен обеспечиваться желаемый предельный цикл, т. е. последовательная коммутация силовых ключей фаз АИН;

— должно обеспечиваться “попадание” изображающей точки на предельный цикл переключений из произвольных начальных условий, а также при любом (случайном, вызываемом шумами измерений или ошибкой реализации, или вызываемом изменением задания тока) изменении текущего значения ошибки тока;

— процесс “попадания” должен происходить за конечное время и за конечное число коммутаций силовых ключей.

Важным условием является также помехозащищенность следящей системы: наличие помех во входных сигналах компараторов, определяющих знаки функций переключения, не должно приводить к изменениям команд управления силовыми ключами АИН, хотя бы при достаточно малом уровне помех. Вследствие этого назначение управлений не может быть однозначным (по всем фазам) при принадлежности изображающей точки

вектора ошибки тока тому или иному сектору, поскольку наличие неизбежных погрешностей и шумов измерений тока может привести к моментальным (с частотой шума) изменениям команд управления силовыми ключами. Имеется в виду необходимость введения “гистерезиса” на команды переключения, “отсекающего” шум измерений относительно небольшой амплитуды.

Введение “гистерезиса” предполагает наличие “запоминания” либо значений команд управления АИН, либо значений функций переключения и введения дополнительных условий назначения команд управления аналогично тому, как формируется гистерезисная характеристика переключающего устройства при скалярном релейном управлении. Удобно реализовать гистерезис в векторной следящей системе за счет введения памяти на команды управления фазами АИН.

Поставленным условиям удовлетворяет алгоритм назначения команд управлений, показанный на рис. 7. Жирным шрифтом указаны команды управления ключами фаз ( $r, s, t$ ) АИН (1 — включить на шину (+), 0 — включить на шину (−) звена постоянного тока). “Звездочка” (\*) означает, что команда управления данной фазой в данном секторе не определена (сохраняется имеющееся значение команды). В центральном секторе не определены (сохраняют прежние значения) команды управления всеми фазами, однако запрещаются сочетания команд управления (0 0 0) или (1 1 1). Это позволяет избежать частой смены команд управления фазой при движении изображающей точки ошибки тока в окрестности любой границы областей переключения управления (“векторный” гистерезис).

На рис. 8 показаны возможные траектории на начальном этапе движения в секторе I при начальных условиях  $(\Delta i_{\alpha 0}, \Delta i_{\beta 0})$  при двух возможных значениях неопределенной в данном секторе команды управления фазой  $s$  (движения в других секторах, по симметрии, обладают аналогичными свойствами).

#### 4. МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ЕГО ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ

Функция переключения (2) определялась как скалярное произведение вектора ошибки тока и направляющего орта соответствующей границы области. В дальнейшем используются логические (знаковые) значения функций переключения,  $sg(s_i)$ . Очевидно, знак функции  $s_i$  не изменится, если ее умножить на положительное число, равное  $\text{mod}(E_i)$ . При этом можно записать значение функций переключения как

$$s_i = (\Delta i_{\alpha} e_{i\alpha} + \Delta i_{\beta} e_{i\beta}) \text{mod}(E_i) - \delta \text{mod}(E_i) = (\Delta i_{\alpha} E_{i\alpha} + \Delta i_{\beta} E_{i\beta}) - \delta \text{mod}(E_i).$$

Первое слагаемое в уравнении после подстановки величины  $E_i$  записывается в виде суммы скалярного произведения вектора ошибки тока и направляющего вектора, определяющего направление мгновенного вектора напряжения на выходе АИН, и скалярного произведения вектора ошибки тока и выходного напряжения:

$$\begin{aligned} \Delta i_{\alpha} E_{i\alpha} + \Delta i_{\beta} E_{i\beta} &= \Delta i_{\alpha} U_{i\beta} - \Delta i_{\beta} U_{i\alpha} - \Delta i_{\alpha} U_{eq\beta} + \Delta i_{\beta} U_{eq\alpha} = \\ &= \sqrt{2/3} U_0 (\Delta i_{\alpha} e_{i\beta} - \Delta i_{\beta} e_{i\alpha}) - \Delta i_{\alpha} U_{eq\beta} + \Delta i_{\beta} U_{eq\alpha}. \end{aligned}$$



Поскольку значения компонент направляющих векторов мгновенных напряжений  $e_i$  известны, то коэффициенты перед компонентами ошибки тока  $\Delta i_\alpha$  и  $\Delta i_\beta$  в первом слагаемом могут быть вычислены заранее, они постоянны, и для их формирования могут использоваться сумматоры компонент ошибки тока. Скалярное произведение ошибки тока и вектора среднего напряжения могут формироваться на сумматорах и двух умножающих цифроаналоговых преобразователей, на цифровые входы которых подаются коды медленно изменяющихся компонент среднего напряжения, а на аналоговые входы — компоненты тока; здесь немаловажно, что одно и то же скалярное произведение используется при формировании всех шести функций переключения  $s_i$ .

Для формирования функций переключения необходимо также вычислять (в процессорной части) значения расстояний поверхностей переключения от начала координат — модули разности векторов мгновенного и выходного напряжений. Для упрощения аппаратной части целесообразно нормировать функции переключения, выполнив соответствующее умножение на  $\sqrt{2/3} U_0$  в процессорной части.

### 5. СТРУКТУРА СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОКА

Аппаратная реализация релейно-векторных систем с встроенным формирователем энергетически эффективных алгоритмов управления АИН и векторных систем управления не получила широкого распространения главным образом в связи со сложностью настройки таких систем. По-прежнему остается актуальной задача построения асинхронного привода с цифровой, программно реализуемой системой релейно-векторного управления, обладающей грубостью к параметрам привода, предельным в условиях действующих физических ограничений быстродействием, а также известными преимуществами современных цифровых систем управления, а именно: самотестированием, автонастройкой, широкими интерфейсными и прочими функциональными возможностями. Структура предлагаемой следящей системы показана на рис. 9.

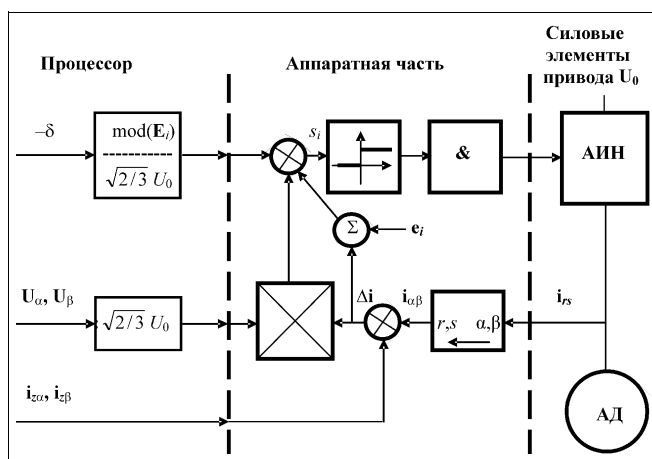


Рис. 9. Структура следящей системы

### 6. ТЕСТОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛЕДЯЩЕГО КОНТУРА

Тестовое моделирование предлагаемой следящей системы проводилось с целями:

- проверки ее работоспособности;
- определения областей рабочих режимов;
- определения возникающих ошибок слежения, разработки методов их компенсации;
- выявления ее чувствительности к неточностям формирования функций переключения;
- выявления степени ее помехоустойчивости;
- определения требований к блокам программной и аппаратной частей (быстродействие, разрядность и др.);
- выявления возможностей упрощения аппаратной части;
- разработки предложений по ее реализации.

Отметим, что предлагаемую следящую систему целесообразно применять в высокоточных электроприводах с векторным управлением. Для моделирования самой такой следящей системы вопросы построения управляемого привода не являются определяющими. Поэтому имеет смысл ее моделирование с использованием упрощенной схемы силовой части, отражающей лишь существенные моменты поведения нагрузки АИН. Такое упрощение может заключаться в представлении нагрузки трехфазного АИН в виде двумерной (в обобщенной системе) индуктивной нагрузки и последовательно соединенного с ней источника напряжения с двумя независимыми компонентами; значения последних как раз и являются значениями компонент вектора эквивалентного напряжения. Поскольку в реальных системах электроприводов значения основной частоты выходного напряжения АИН и частоты ШИМ разнесены (десятки — сотни герц для первой и единицы — десятки килогерц для второй), то при моделировании можно использовать постоянное (квазистатически изменяющееся) напряжение источника напряжения в нагрузке АИН, а также постоянное (квазистатически изменяющееся) задание компонент вектора тока для системы ШИМ. Указанные предположения позволяют “замкнуть” следящую систему, без конкретизации привода, в котором она может применяться.

Для исследования работы следящей системы в различных режимах целесообразно:

- варьировать значения компонент напряжения источника (в пределах реализуемой области выходных напряжений АИН);
- вводить аддитивную составляющую (ошибку) в значения компонент эквивалентного напряжения, используемого в блоке ШИМ;
- вводить в блок ШИМ аддитивную составляющую (ошибку) в значения расстояния от начала координат.

Моделирование в среде Matlab/Simulink подтвердили основные теоретически изложенные положения и работоспособность синтезированного алгоритма управления.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен метод синтеза алгоритмов управления на скользящих режимах с регулярной частотой скольжения, позволяющий в реальном скользящем режиме автоматически формировать оптимальные, регулярные за-

коны модуляции и уменьшать объем необходимых вычислений.

Отметим, что предлагаемая программно-аппаратная реализация скользящего режима упрощает синтез процессорного управления приводом. Отпадает необходимость преобразования в цифровую форму и введения в процессор результатов измерений тока. В противном случае вследствие конечной (иногда недостаточно высокой) разрядности и ограниченного быстродействия используемых аналого-цифровых преобразователей представляет проблему, в частности, из-за возникновения автоколебаний в замкнутом контуре регулирования тока. Отметим также, что в следящей системе релейно-векторного управления током нагрузки АИН определяющим является организация именно регулярной структуры переключений в цикле ШИМ; другие показатели, в частности, постоянство частоты ШИМ, не являются определяющими.

Коммутация силовых ключей в соответствии с предложенным методом характеризуется поочередной коммутацией фаз, причем такая коммутация сохраняется во всей области реализуемых средних напряжений на выходе АИН, ограниченной границами шестиугольника, образованного векторами мгновенных напряжений. Это позволяет применять один и тот же алгоритм векторной следящей ШИМ, независимо от принадлежности вектора среднего выходного напряжения тому или иному сектору в пространстве ошибки регулирования тока.

Наличие блока координатных преобразований, по-видимому, является неизбежной «платой» за организацию регулярной структуры коммутации компонент управления при реальном скользящем движении. Впрочем, как показывает моделирование, чувствительность системы управления к погрешностям используемых значений среднего напряжения весьма невысока: введение ошибки 50 % в выходной сигнал не приводило к существенному изменению параметров скольжения, в том числе не разрушало регулярную структуру переключений.

Синтезированные алгоритмы управления электромеханическими преобразователями энергии обеспечивают высокие динамические и точностные показатели системы управления, минимальные коммутационные потери, гарантируют выполнение требований по электромагнитной совместимости.

В настоящее время осуществляется макетирование аппаратной части релейного управления током электродвигателя, по результатам которого можно ставить вопрос о разработке специализированных аппаратных блоков в составе чипа управляющего процессора.

Предложенный метод синтеза многомерного реального скользящего режима, очевидно, легко можно распространить на другие объекты управления, содержащие ключевые элементы, а также на специально создаваемые разрывные управления.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Уткин В. И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. — М.: Наука, 1981. — 368 с.
2. Изосимов Д. Б., Рывкин С. Е. Скользящий режим в электроприводе (аналитический обзор). — М.: Ин-т пробл. управл., 1993. — 124 с.
3. Controlling chaos in current forced induction motor / Z. Suetz, I. Nagy, L. Backhaus, K. Zaban // Proc. of the 7th International Power Electronics & Motion Control Conference, PEMS'96. — Budapest, 1996.
4. Nagy I. Improved current controller for PWM inverter drives with the background of chaotic dynamics // Там же.
5. Использование скользящих режимов в задачах управления электрическими машинами / Д. Б. Изосимов, Б. Матич, В. И. Уткин и др. // Доклады АН СССР. — 1989. — Т. 241, № 4. — С. 769—772.
6. Sabanovich A., Izosimov D. Application of sliding modes to induction motor control // IEEE Trans. — Vol. IA-17. — 1981. — P. 41—49.
7. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. — М.: Энергия, 1974. — 169 с.
8. Pfaff G., Wick A. Direkte Stromregelung bei Drehstromantrieben mit Pulswechselrichter // Regelungstechnische Praxis. — 1983. — В. 24, N 1.
9. Tiitinen P., Pohjalainen P., Lahu J. The next generation motor control method: direct torque control (DTC) // EPE Journal. — 1995. — Vol. 5, N 1.
10. Михальченко Г. Я., Семенов В. Д. Модуляционные ключевые преобразователи электрической энергии // Электричество. — 1992. — № 10.
11. Lipo T. A. Converter Topologies for Induction Motor Drives / Modern Electrical Drives. — Dordrecht, Boston, London: Kluwer Academic Publishers. — 2000. — P. 273—288.
12. Holtz J. Pulsewidth modulation — a survey // Proc. of IEEE Power Electronic Specialists Conference, PESC'92. — Toledo, Spain, 1992.
13. Рывкин С. Е., Изосимов Д. Б. Широтно-импульсная модуляция напряжения трехфазных автономных инверторов // Электричество. — 1997. — № 6. — С. 33—39.
14. Изосимов Д. Б., Рывкин С. Е. Улучшение качества энергопотребления полупроводниковыми преобразователями с ШИМ // Там же. — 1996. — № 4. — С. 48—55.
15. Carpita M. Sliding mode controlled inverter with switching optimization techniques // EPE Journal. — 1994. — Vol. 4, N 3.
16. Holtz J., Beyer B. Fast. Current Trajectory Tracking Control Based on Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation // IEEE Trans. on Industry Application. — 1995. — Vol. 31, N 5.
17. Ryvkin S.E., Izosimov D.B. Comparison of Pulse-Width Modulation Algorithms for Three-Phase Voltage Inverters // Electrical Technology. — 1997. — N 2.
18. Архангельский Н. Л., Виноградов А. Б. Контур тока асинхронного электропривода с улучшенными регулировочными и энергетическими характеристиками // Электротехника. — 1997. — № 4. — С. 6—11.
19. Виноградов А. Б. Цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками // Электричество. — 2003. — № 6.
20. Ryvkin S. E., Belkin S. V., Izosimov D. B. Commutation laws transfer strategy for the feedforward switching losses optimal PWM for three-phases voltage source inverter // Proc. of the 24th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON'98. — Aachen, Germany, 1998.
21. Изосимов Д. Б., Байда С. В. Алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции трехфазного автономного инвертора напряжения // Электротехника. — 2004. — № 4.

☎ (495) 334-23-10

E-mail: rivkin@ipu.ru, izosim@ipu.ru

