

# Бездатчиковый электропривод

## подъемно-транспортных механизмов

**В статье рассмотрены проблемы построения бездатчиковых систем электроприводов переменного тока, соответствующих современным требованиям для кранов и лифтов. Предложены способы существенного улучшения их характеристик. Приведены структуры системы управления, результаты испытаний.**

**Анатолий Виноградов,  
к. т. н.  
Андрей Сибирцев  
Сергей Журавлев**

vector@drive.ispu.ru

### Введение

В настоящее время наметилась устойчивая тенденция по применению частотно-регулируемого электропривода в механизмах кранов и лифтов. Наиболее высокие требования предъявляются к приводу механизма подъема крана и приводу перемещения кабины лифта. Только управление с помощью преобразователя частоты обеспечивает устранение ощутимых толчков при старте и остановке, точное позиционирование груза или кабины на этажной площадке, позволяет отказаться от использования двухскоростного лифтового двигателя, имеющего по сравнению с общепромышленным большие габариты и вес. Кроме этого, значительно повышается срок службы основных элементов подъемно-транспортного механизма — тяговых канатов, тормозных колодок, редукторов, подвески противовеса.

В отличие от преобразователей частоты (ПЧ) общепромышленного назначения к преобразователям, применяемым в электроприводе кранов и лифтов, сформировался ряд дополнительных требований:

1. Способность формировать номинальный момент, начиная с нулевой скорости, улучшенные динамические характеристики привода за счет реализации векторных алгоритмов управления в исполнениях приводов с датчиком и без датчика скорости/положения.
2. Способность работать как с асинхронными, так и с синхронными двигателями с постоянными магнитами, в том числе с двигателями специального многополюсного исполнения, предназначенными для построения безредукторных электроприводов лифтов.
3. Наличие S-образного задатчика интенсивности, обеспечивающего плавное движение при разгоне и торможении привода за счет сглаживания начальных и конечных участков траектории разгона и торможения.
4. Интерфейс и конструктивное исполнение ПЧ должны быть адаптированы под конкретные условия применения, в частности, возможность управлять механическим тормозом двигателя, контактом со стороны двигателя, поддерживать сигналы от станции управления объектом.
5. Наличие функции довода кабины лифта до ближайшей этажной площадки при срабатывании защиты от перегрева преобразователя и двигателя.

6. Наличие функции перехода на резервный источник питания для довода кабины лифта до ближайшей этажной площадки при отключении основного питания.
7. Возможность рекуперации энергии в питающую сеть при работе привода в тормозных режимах.
8. Соответствие нормам по электромагнитной совместимости (ЭМС), предъявляемым к приводам лифтов жилых и административных зданий.
9. Повышенная надежность преобразователя.

Рассмотрим, как данные требования могут быть выполнены средствами специальных исполнений преобразователей частоты серии ЭПВ. Подробнее ознакомиться с преобразователями можно на сайте разработчика этой серии — НТЦ электропривода «Вектор».

В предыдущей статье [2] показано, как за счет использования адаптивно-векторных алгоритмов управления достигаются высокие показатели качества регулирования в системе электропривода без датчика скорости/положения. Полоса пропускания контура скорости составляет не менее 30 Гц, диапазон регулирования скорости — не менее 50-ти при коэффициенте неравномерности вращения на минимальной скорости не более 0,25. Такие характеристики в полной мере соответствуют первому пункту требований.

Второе требование к преобразователям частоты сформировалось в результате развития безредукторных частотно-регулируемых электроприводов. Такие приводы применяются в высокоскоростных лифтах, лифтах повышенной комфортности, зданиях повышенной этажности и там, где отсутствуют машинные помещения. Исключение механического редуктора из состава электропривода позволяет улучшить его массо-габаритные показатели, повысить надежность и износостойкость, снизить уровень шума, упростить монтаж и техническое обслуживание (исключив необходимость периодической замены трансмиссионного масла), удовлетворить жестким экологическим требованиям.

Анализ возможных вариантов построения безредукторного привода по совокупности указанных выше критериев, а также мировых тенденций лифтостроения показал, что наиболее эффективным решением является привод на основе синхронного двигателя с постоянными магнитами, который конструктивно совмещен с лебедкой. Это, в первую очередь, связано с тем, что для получения требуемых скоростей перемещения кабины лифта (0,6–2,5 м/с) двигатель

должен иметь очень низкую номинальную частоту вращения (40–160 об/мин). Однако низкоскоростные асинхронные двигатели имеют низкий КПД и  $\cos \varphi \approx (0,4-0,5)$ , что проявляется в увеличении их размеров и веса. Гораздо лучшие характеристики имеют специализированные многополюсные синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов. По сравнению с безредукторным приводом на базе асинхронного двигателя обеспечиваются следующие преимущества:

- уменьшение мощности и стоимости преобразователя частоты, что достигается за счет снижения тока при требуемом уровне нагрузки;
- существенное уменьшение габаритов и веса двигателя, что позволяет применять привод в лифтах без машинных помещений.

До недавнего времени считалось, что довольно жестким требованиям к динамическим характеристикам лифтовых приводов могут удовлетворять только векторно-управляемые электроприводы с датчиком на валу двигателя. Структуры таких систем управления хорошо известны, однако наибольший интерес представляют электроприводы без датчика скорости, так как установка последнего существенно снижает надежность и увеличивает стоимость привода. В ответ на запросы рынка было разработано новое исполнение преобразователей частоты серии ЭПВ — исполнение 5, специально предназначенное для работы в составе электроприводов подъемно-транспортных механизмов и удовлетворяющее указанным выше требованиям. В данном исполнении преобразователь частоты обеспечивает адаптивно-векторное управление синхронными электродвигателями без датчика скорости/положения, в том числе многополюсными низкоскоростными машинами, предназначенными для безредукторных электроприводов лифтов.

### Структурная схема системы адаптивно-векторного управления синхронным электроприводом

В основу синтеза системы векторного управления приводом положены уравнения Парка-Горева для синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ), записанные относительно тока статора в синхронной ортогональной системе координат  $(d, q)$ , ориентированной по положению ротора [1]:

$$dI_d/dt = 1/L_d(U_d - R_s I_d + \omega L_q I_q);$$

$$dI_q/dt = 1/L_q(U_q - R_s I_q - \omega L_d I_d - \omega \Psi_f);$$

$$d\omega_r/dt = 1/J(M - M_c); \omega = Z_p \omega_r;$$

$$M = 3/2 \{ Z_p [\Psi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \}, \quad (1)$$

где  $R_s$  — активное сопротивление фаз статора;  $L_s$  — индуктивность фаз статора;  $U_d, U_q, I_d, I_q$  — проекции векторов напряжения и тока статора на осях  $d$  и  $q$ ;  $\omega_r$  — частота вращения ротора;  $\omega = Z_p \omega_r$  — электрическая частота вращения ротора;  $Z_p$  — число пар полюсов;

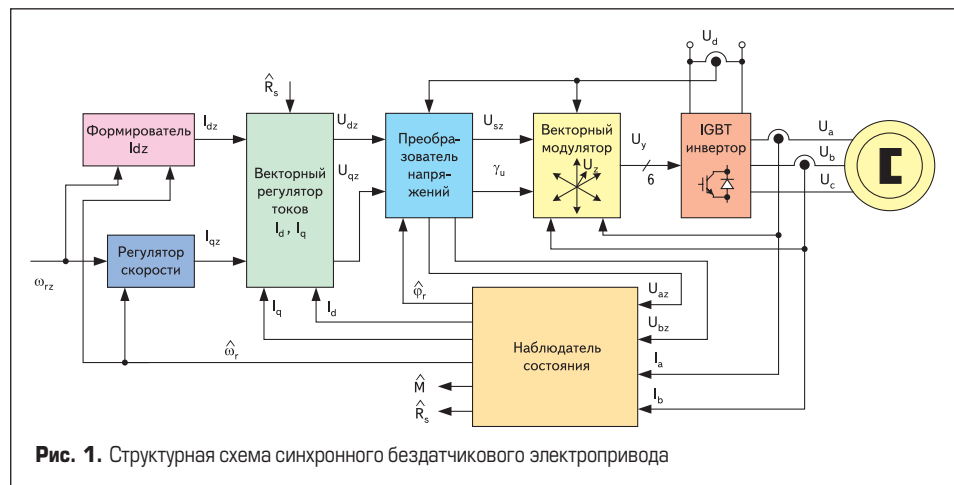


Рис. 1. Структурная схема синхронного бездатчикового электропривода

$\Psi_f$  — потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами.

Благодаря ориентации переменных по положению ротора обеспечивается возможность управлять электромагнитным моментом двигателя в канале регулирования активной ( $I_q$ ) составляющей тока статора при оптимальном использовании двигателя по соотношению ток/момент путем поддержания нулевого значения реактивной составляющей тока ( $I_d$ ).

Синтез базовой структуры, параметров и алгоритмов работы регуляторов выполнен на основе принципов подчиненного регулирования с учетом дискретного характера процессов, компенсации влияния перекрестных связей и структурной линеаризации контуров регулирования. Базовыми именуется структуры, параметры и алгоритмы, полученные для некоторых начальных значений параметров силового канала привода, рассчитанных из каталожных данных, измеренных либо определенных в автоматическом режиме. Базовые алгоритмы дополняются элементами адаптации и автонастройки в виде опций.

Назначение, математическое описание, структурное построение и принцип действия векторного модулятора, преобразователя напряжений, базовых структур векторного регулятора токов  $I_d, I_q$  аналогичны рассмотренным в [2, 13], применительно к системам адаптивно-векторного управления асинхронным электроприводом (исполнения 2, 4 ПЧ серии ЭПВ).

Векторный регулятор токов включает в себя ПИ-регуляторы составляющих вектора тока статора по осям  $d$  и  $q$ , ориентированным по оценке углового положения ротора, и блок компенсации перекрестных связей.

Преобразователь напряжений включает в себя ограничитель заданного напряжения статора по осям  $d$  и  $q$ , преобразователь координат: ортогональная система  $(d, q) \rightarrow$  полярная система  $\rightarrow$  естественная трехфазная система  $(a, b, c)$ , неподвижная относительно статора, и блок компенсации запаздывания системы управления.

Векторный модулятор реализует «треугольный» алгоритм пространственно-векторного формирования выходного напряжения IGBT-инвертора с функцией компенсации «мертвого времени» и задержек переключения силовых ключей.

Наблюдатель состояния реализует вычисление всех переменных и параметров СДПМ,

необходимых для реализации алгоритма адаптивно-векторного управления, по информации о двух фазных токах статора и двух заданных значениях фазных напряжений.

Формирователь заданного значения реактивной составляющей тока статора ( $I_{dz}$ ) обеспечивает нулевое задание на частотах вращения, превышающих порог минимальной частоты, и желаемый уровень тока (максимального момента) при работе на частотах ниже этого порога.

Настройка параметров системы управления осуществляется либо вручную, либо автоматически на основе опционально выполняемых режимов определения активного сопротивления, индуктивности статорной цепи и момента инерции. Определение параметров статорной цепи выполняется при неподвижном вале двигателя по алгоритмам, рассмотренным в [13] применительно к параметрам статорной цепи асинхронной машины. Определение момента инерции осуществляется в режиме ступенчатого наброса нормированного значения момента с учетом предварительного замера статической составляющей нагрузки.

Функция адаптации к изменению активного сопротивления статора реализована в приводе в виде опции и обеспечивает инвариантность характеристик привода при изменениях температуры статорных обмоток. Оценка активного сопротивления выполняется в наблюдателе состояния аналогично рассмотренному в [2].

### Наблюдатель состояния СДПМ

Структурная схема наблюдателя состояния приведена на рис. 2. Уравнения и алгоритмы работы отдельных блоков наблюдателя состояния аналогичны рассмотренным в [2] применительно к бездатчиковому асинхронному электроприводу. Поэтому здесь отметим, главным образом, особенности наблюдателя состояния СДПМ. Для вычисления необходимых переменных, как и в [2], вводится ортогональная система координат  $(x, y)$ , вращающаяся синхронно с частотой поля. В качестве частоты вращения системы координат принята оценка частоты вращения вектора ЭДС  $\hat{\omega}_e$ .

Расчет ЭДС ротора осуществляется на основе цифрового решения уравнений статорной цепи СДПМ:

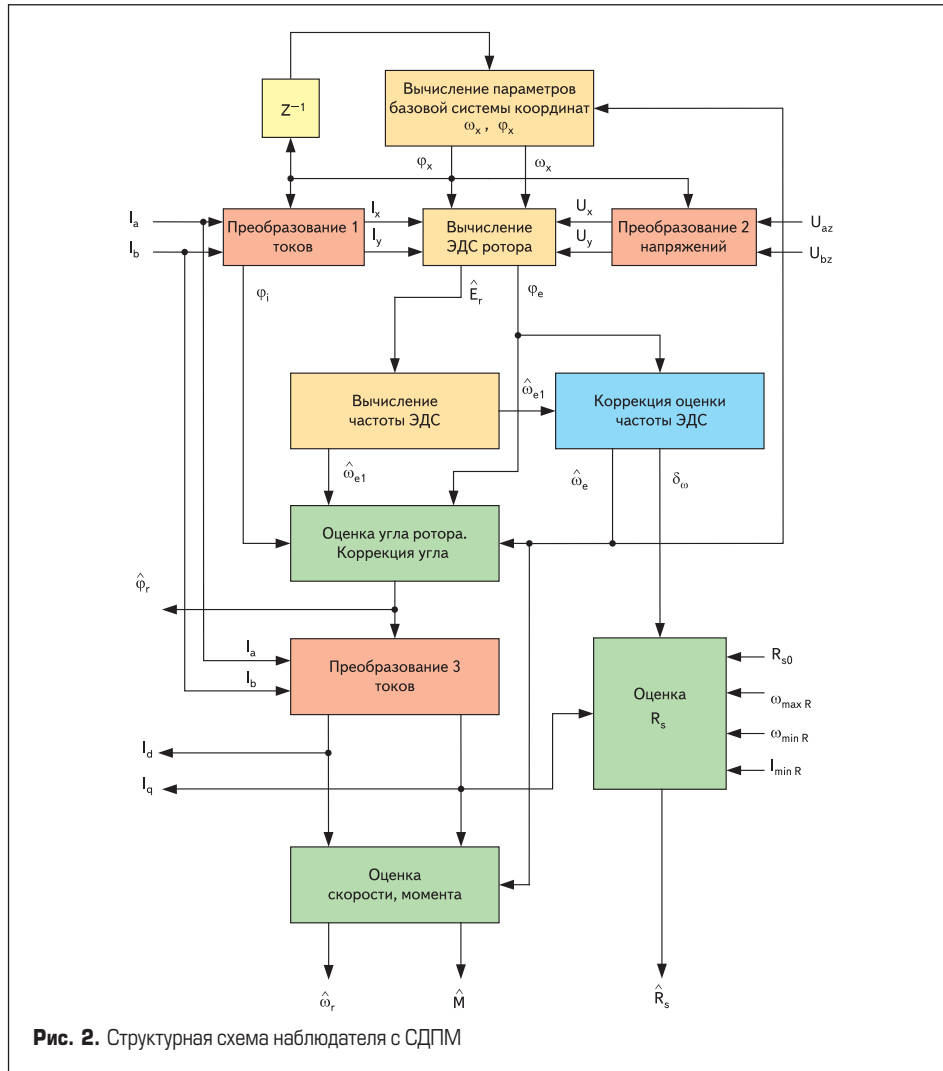


Рис. 2. Структурная схема наблюдателя с СДПМ

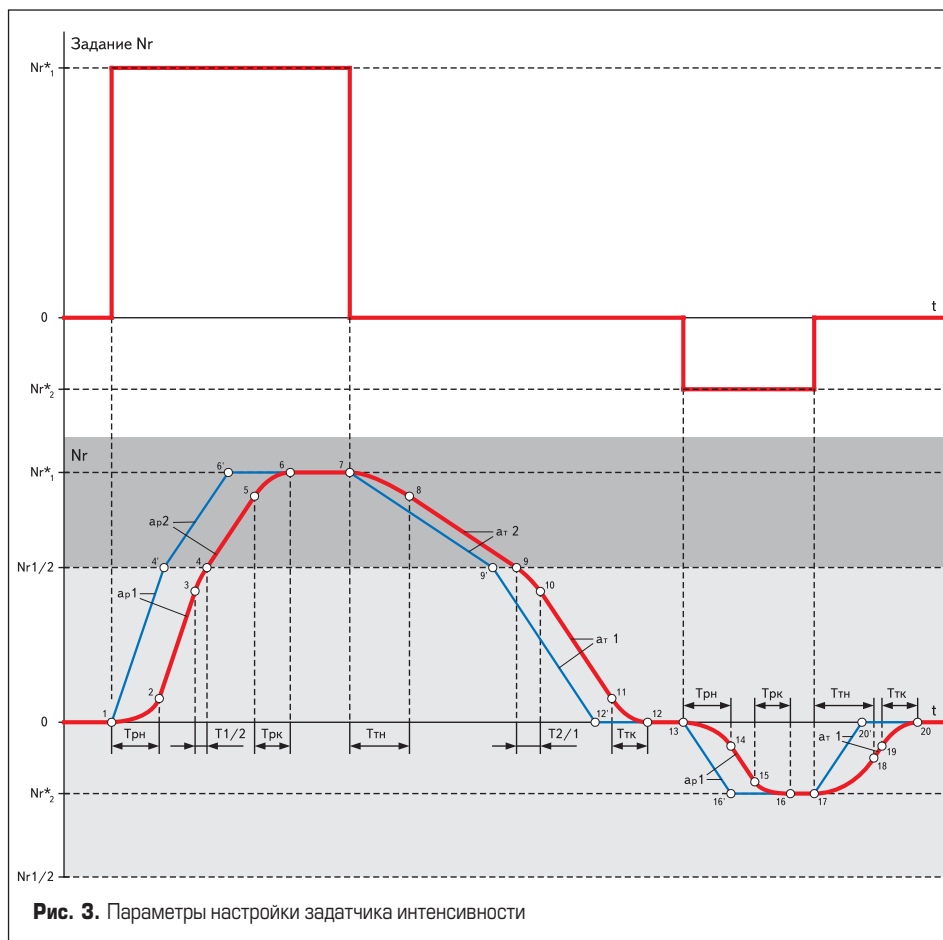


Рис. 3. Параметры настройки задатчика интенсивности

$$U_x = R_s I_x + L_s (dI_x/dt) - L_s \omega_x I_y + E_{rx};$$

$$U_y = R_s I_y + L_s (dI_y/dt) + L_s \omega_x I_x + E_{ry}, \quad (5)$$

где  $E_{rx} = -\omega_x \Psi_{fy}$ ;  $E_{ry} = \omega_x \Psi_{fx}$  — проекции вектора ЭДС ротора в системе координат  $(x, y)$ ;  $\Psi_{fx}$ ,  $\Psi_{fy}$  — проекции вектора потокосцепления, создаваемого постоянными магнитами, в системе координат  $(x, y)$ ;  $L_s$  — индуктивность статора;  $R_s$  — активное сопротивление статора. Преобразование  $E_{rx}$ ,  $E_{ry}$  в полярную систему координат, неподвижную относительно статора, дает оценки модуля и углового положения вектора ЭДС ротора ( $\hat{E}_r$ ,  $\varphi_e$ ).

Вычисление модуля первой оценки частоты вращения вектора ЭДС ротора выполняется по формуле:

$$|\hat{\omega}_e| = \hat{E}_r / \Psi_f. \quad (6)$$

Оценка углового положения ротора  $\hat{\varphi}_r$  получается на основе информации об угловом положении вектора ЭДС  $\omega_e$  и скорректированной оценки частоты вращения вектора ЭДС  $\hat{\omega}_e$ . Угловые положения вектора ЭДС и ротора отличаются друг от друга на угол  $\pm\pi/2$ . Знак определяется направлением вращения вектора ЭДС (знаком частоты ЭДС). На малых частотах величина ЭДС ротора стремится к нулю, следовательно, диапазон вычисления положения вектора ЭДС с заданной точностью ограничен некоторым минимальным значением частоты  $\omega_{e \min}$ . Чтобы обеспечить работоспособность электропривода на частотах, меньших  $\omega_{e \min}$ , включая необходимость создания момента в режиме неподвижного вала, осуществляется переход от ориентации по вектору ЭДС к режиму формирования вектора тока статора. Контур скорости при этом размыкается, и привод работает в режиме отработки задания по току. Скорость вращения ротора определяется частотой заданного тока. Величина тока в режиме неподвижного вала определяет максимальное значение момента в этом режиме и параметризуется при настройке привода.

Оценка скорости и электромагнитного момента осуществляется по формулам:

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e / Z_p;$$

$$\hat{M} = (3/2) Z_p \Psi_f I_q. \quad (7)$$

### Набор опций

Соответствие требованиям пп. 3–8 в ПЧ серии ЭПВ выполняется с помощью специализированных программно-аппаратных опций, большинство из которых являются стандартными для всех исполнений.

#### S-образный задатчик интенсивности

Задатчик интенсивности с S-образной рампой обеспечивает плавность переходных процессов в начале и при завершении движения кабины лифта, что дает пассажирам ощущение комфорта. Следует отметить, что для формирования рампы изменения скорости предусмотрена возможность программирования двух смежных линейных участков независимо в кривой разгона и кривой торможения, в пределах

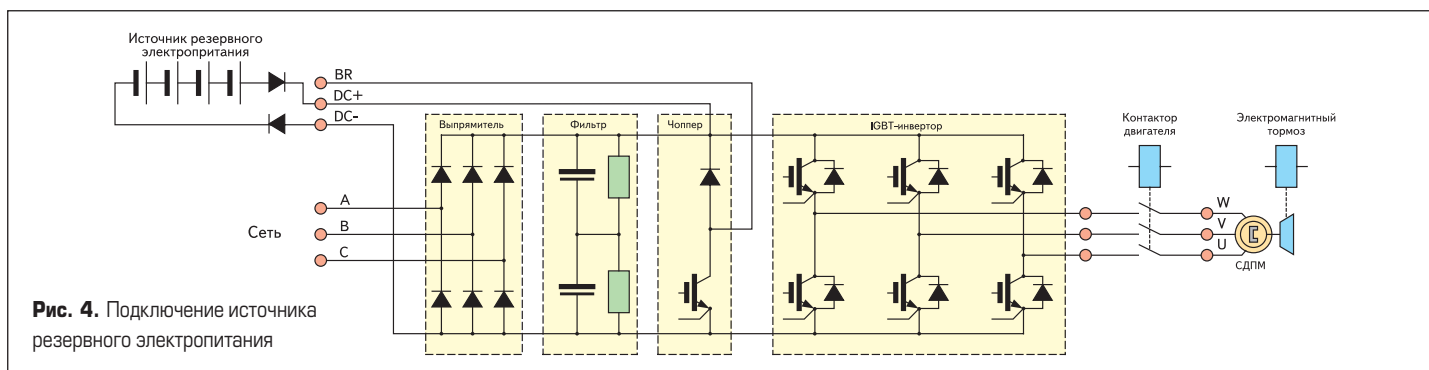


Рис. 4. Подключение источника резервного электропитания

каждого из которых происходит равноускоренное движение с разной интенсивностью. Переход от одного линейного участка ramпы к другому происходит с ограничением производной ускорения. В начале и конце каждого из линейных участков программируются величины интервалов времени, при которых происходит линейное нарастание или спад ускорения для исключения рывков. Это позволяет задавать ограничение на изменение интенсивности разгона и торможения (рывка), независимо от начального и конечного уровней скорости. Изменение интенсивности разгона/торможения может производиться на произвольно задаваемом уровне скорости, например, при переходе от движения на большой скорости к скорости дотягивания. На рис. 3 проиллюстрированы возможности настройки задатчика интенсивности.

**Функция управления тормозом и контактором двигателя**

Функция непосредственного управления электромагнитным тормозом двигателя позволяет наилучшим образом согласовать во времени формирование необходимого тягового момента двигателя с механической блокировкой вала лебедки для исключения толчка или провала кабины при старте и остановке кабины. В сочетании со способностью создавать номинальный момент двигателя при минимальной скорости и S-образным задатчиком интенсивности эта опция обеспечивает исключительную плавность движения и точность остановки кабины с надежной фиксацией. Управление тормозом выполняется с помощью стандартного релейного выхода на интерфейсной плате преобразователя частоты, для которого выбирается и параметризуется соответствующая функция. Аналогичным образом управляется и контактор двигателя.

**Функции аварийного завершения работы**

Специально для повышения уровня безопасности и надежности функционирования лифтов введена опция аварийной эвакуации при обнаружении перегрева преобразователя или двигателя. При обнаружении предаварийного состояния преобразователь частоты не отключается, а выполняет спуск кабины на малой скорости до ближайшей этажной площадки и только после этого блокируется.

Для этих же целей предусмотрена опция автоматического перехода на резервный источник питания при пропадании напряжения питающей сети. Опция вводится в действие при обнаружении сбоя. После этого привод выполняет торможение и, переключившись на аккумуляторную батарею или источник беспере-

бойного питания, производит спуск на малой скорости до ближайшей этажной площадки.

**Функции автонастройки без вращения двигателя**

Для упрощения ввода в эксплуатацию предусмотрена опция автоматического определения параметров подключенного двигателя и настройки регуляторов. Опция позволяет выполнить настройку без выполнения тестового вращения двигателя, что исключает необходимость отсоединения лифтового оборудования при проведении пуско-наладочных работ. При этом автоматически устанавливаются все необходимые для работы системы векторного управления константы двигателя, а регуляторы настраиваются на вид переходных процессов по выбранному критерию.

**Расширенные интерфейсные функции**

Имеющийся в интерфейсном модуле ЭПВ набор управляющих входов (до 12 дискретных и до 4 аналоговых) с возможностью индивидуального программирования функционального назначения каждого из них позволяет легко адаптировать преобразователь частоты для работы с любыми командными последовательностями, формируемыми лифтовыми станциями управления.

Особое внимание следует обратить на поддержку коммуникационного протокола CANopen. Большинство современных систем управления пассажирских лифтов используют спецификации сетевых протоколов, базирующихся на CANopen. Это позволяет применять аппаратуру различных производителей — устройства управления дверьми, панели управления, дисплеи и другое оборудование, которое обменивается данными через сеть. Разработанная организацией CiA лифтовая спецификация DSP417 описывает передачу данных в системе контроля, включающей до 8 лифтов при этажности зданий до 254, что позволяет конструкторам создавать лифтовые системы повышенной сложности. При этом нет необходимости в освоении особенностей коммуникационных протоколов, это выполняется лифтовым прикладным профилем, а для создания работоспособной системы ее нужно только правильно сконфигурировать [3].

**Функция рекуперации энергии в питающую сеть**

Вследствие того, что примерно половину своего рабочего времени приводы кранов и лифтов обычно действуют в генераторных режимах (режим спуска груза и грузовой кабины лифта), то крайне актуальным для таких механизмов становится вопрос рекупера-

ции энергии в питающую сеть. Известно, что традиционное исполнение преобразователя частоты с неуправляемым выпрямителем на входе и ШИМ инвертором напряжения на выходе не позволяет выполнять рекуперацию энергии, и она рассеивается на тормозных резисторах (рис. 5а).

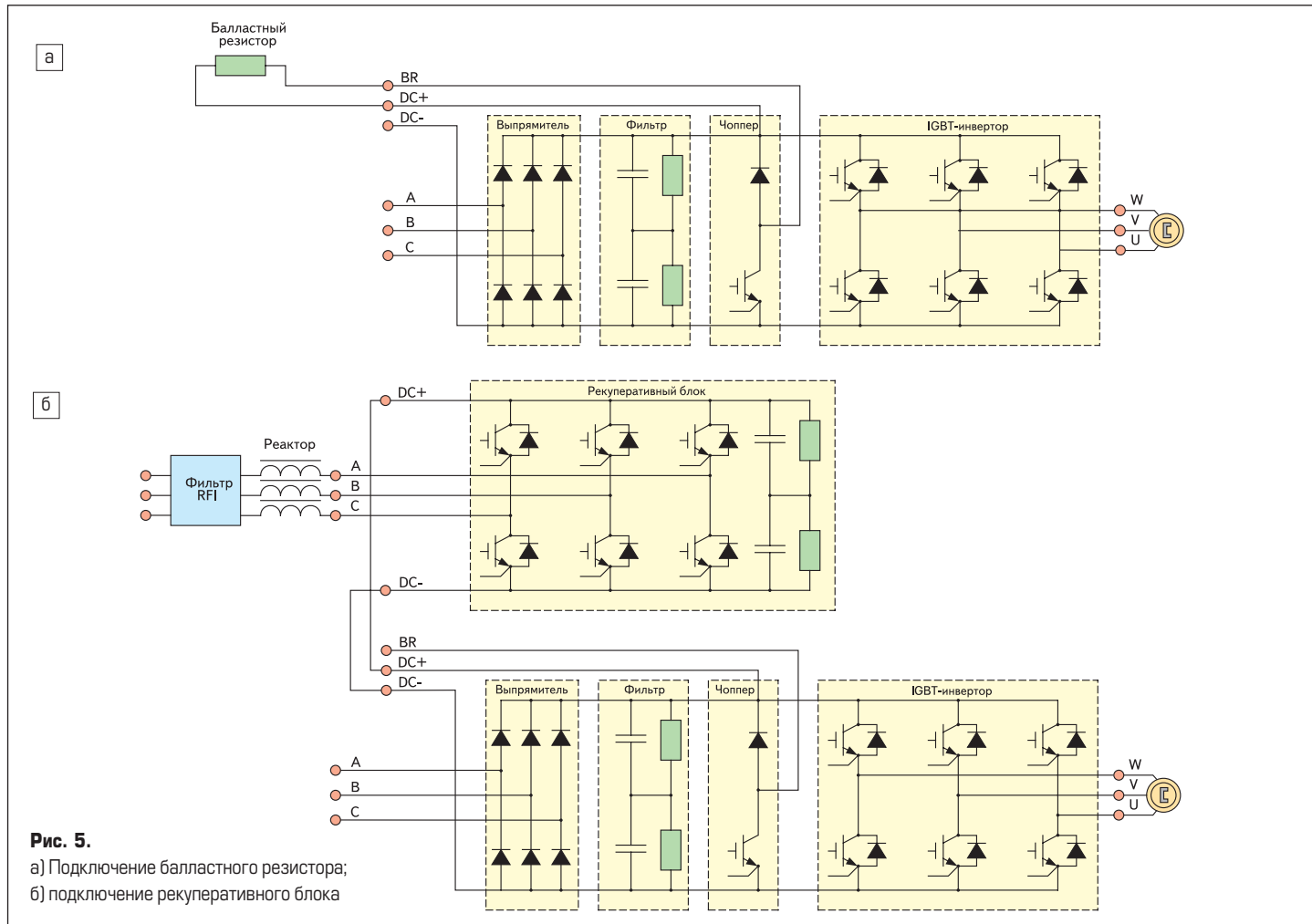
Обеспечить работу электропривода в 4 квадрантах механической характеристики и существенно повысить его КПД позволяет использование рекуперативных блоков (в литературе обозначаются также терминами «активный выпрямитель», «активный фильтр», Active Front End).

Рекуперативные блоки серии ЭПВ-Р [14] выполняются на базе трехфазного мостового IGBT-конвертора, три входные фазы которого через реактор и фильтр радиопомех подключаются к питающей сети, а выход — к шинам постоянного напряжения нагрузки, которой являются инверторы преобразователей частоты, питающие двигатели переменного тока (рис. 5б). К выходу рекуперативного блока может быть подключен один или несколько эквивалентных по мощности инверторов. Выпрямленное напряжение стабилизируется на заданном уровне независимо от напряжения сети, величины и направления тока нагрузки. При этом формируется синусоидальная форма сетевого тока с поддержанием заданного значения коэффициента сдвига (cos φ) основной гармоники тока относительно сетевого напряжения (рис. 6).

Быстродействующая цифровая система векторного управления (рис. 7) обеспечивает высокие показатели качества регулирования:

- рабочий диапазон изменения выходного постоянного напряжения при питании от трехфазной сети 380 В, 50 Гц — от 580 до 650 В;
- точность поддержания выходного напряжения при отклонениях напряжения питания от -15% до +10% и изменении тока нагрузки от холостого хода до  $I_{ном}$  — не хуже 5%;
- переходное отклонение выходного напряжения в режиме ступенчатого наброса номинальной нагрузки — не более 30 В;
- время восстановления — не более 50 мс;
- диапазон изменения установки cos φ — от 0,7 отстающего до 0,7 опережающего.

Структура системы управления включает два регулятора активной и реактивной составляющих входного тока и регулятор выходного напряжения. В основу синтеза системы векторного управления положены уравнения активного выпрямителя (AV) в ортогональной системе координат (X, Y) (рис. 8), ориентированной по вектору напряжения сети:



**Рис. 5.**  
 а) Подключение балластного резистора;  
 б) подключение рекуперативного блока

$$L_p(dI_X/dt) = -R_p I_X + U_g - U_{RX} + \omega_u L_p L_Y;$$

$$L_p(dI_Y/dt) = -R_p I_Y - U_{RY} - \omega_u L_p L_X;$$

$$I_{DC} = 3/2 U_{DC} [(U_{RX} I_X + U_{RY} I_Y)];$$

$$C_{DC}(dU_{DC}/dt) = I_{DC} - I_n,$$

где  $L_p, R_p$  — индуктивность и активное сопротивление входного реактора;  $C_{DC}$  — емкость выходного конденсатора;  $U_{RX}, U_{RY}, I_X, I_Y$  — проекции векторов входного напряжения и тока в системе координат  $(X, Y)$ ;  $U_g, \omega_u$  — амплитуда и частота вращения вектора напряжения сети;  $U_{DC}, I_{DC}$  — выходное напряжение и ток АВ;  $I_n$  — ток нагрузки.

Синтез регуляторов выполнен в рамках метода подчиненного регулирования с учетом дискретного характера процесса управления выпрямителем, методов компенсации перекрестных связей и линеаризации структурных нелинейностей. При выполнении настроек контуров регулирования входного тока и выходного напряжения на стандартные процессы, соответствующие фильтрам Баттерворта, коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих ПИ-регуляторов тока ( $K_{pi}, K_{ii}$ ) и напряжения ( $K_{pu}, K_{iu}$ ) определяются следующими выражениями:

$$K_{pi} = -L_p / (2T_{км} K_{дт} K_R);$$

$$K_{ii} = -R_p / (2T_{км} K_{дт} K_R);$$

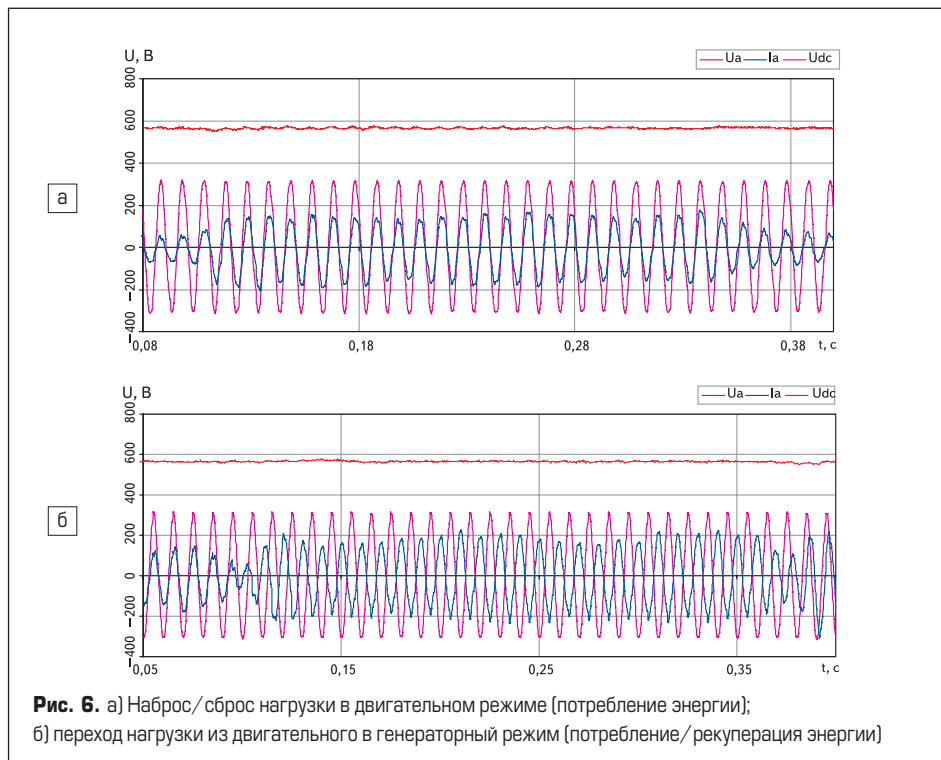
$$K_{pu} = (U_{DC}^* K_{дт} C_{DC}) / (3T_{кн} K_{дн} U_{ном});$$

$$K_{iu} = (U_{DC}^* K_{дт} C_{DC}) / (12T_{кн}^2 K_{дн} U_{ном}),$$

где  $T_{км}, T_{кн}$  — постоянные времени контуров регулирования тока и напряжения, причем  $T_{км} \geq T_{модуляции}$ ;  $T_{кн} \geq 2T_{км}$ ;  $K_{дт}, K_{дн}$  — коэффициенты датчиков тока и напряжения;  $K_R$  — коэффициент передачи выпрямителя;  $U_{ном}$  — номинальное напряжение сети.

При указанных коэффициентах контуры регулирования токов оказываются настроенными на модульный оптимум, а контур регулирования напряжения — на симметричный оптимум.

Блок ориентации, используя информацию о мгновенных значениях напряжений фаз се-



**Рис. 6.** а) Наброс/сброс нагрузки в двигательном режиме (потребление энергии);  
 б) переход нагрузки из двигательного в генераторный режим (потребление/рекуперация энергии)

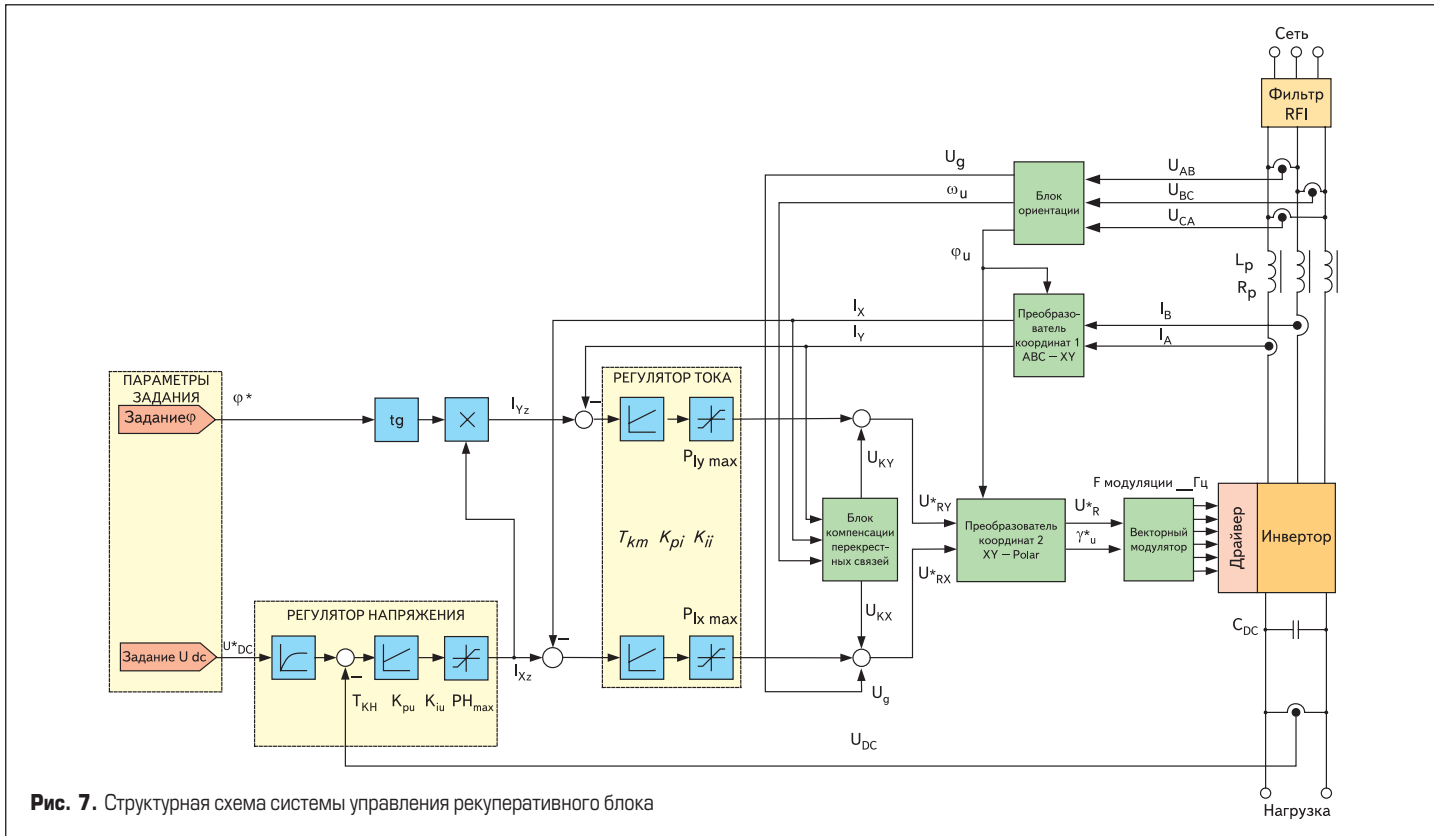


Рис. 7. Структурная схема системы управления рекуперативного блока

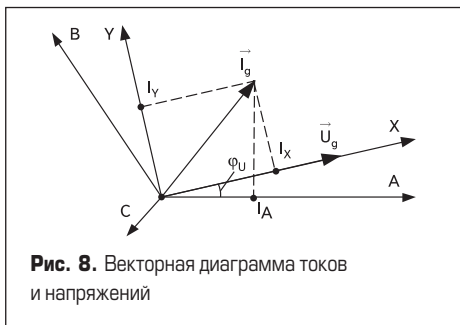


Рис. 8. Векторная диаграмма токов и напряжений

ти, вычисляет текущее значение углового положения вектора, его амплитуду  $U_g$  и угловую частоту  $\omega_u$ .

Задание по реактивной составляющей тока  $I_{yz}$  вычисляется из  $I_{xz}$  и задания по углу сдвига  $\varphi$  сетевого тока относительно напряжения:

$$I_{yz} = I_{xz} \operatorname{tg}(\varphi).$$

При  $\varphi = 0^\circ$  задание по реактивной составляющей тока  $I_{yz} = 0$ , и рекуперативный блок обменивается с питающей сетью только активной энергией. На выходе регулятора тока формируется задание по активной и реактивной составляющей вектора напряжения. Векторный модулятор преобразует полученное задание в импульсы управления ключами IGBT-инвертора, используя метод пространственно-векторного формирования напряжения.

Благодаря синусоидальной форме тока, потребляемого или возвращаемого рекуперативным блоком в питающую сеть, и использованному высококачественному фильтру радиомех класса В выполняются самые высокие требования по электромагнитной совместимости, предъявляемые к системам регулируемого электропривода, которые подключаются к сетям жилых и административных зданий [4–6].

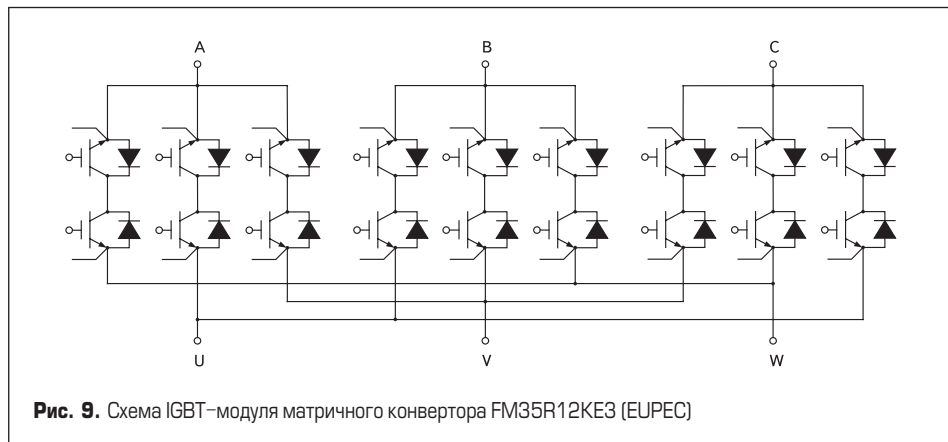


Рис. 9. Схема IGBT-модуля матричного конвертора FM35R12KE3 (EUPEC)

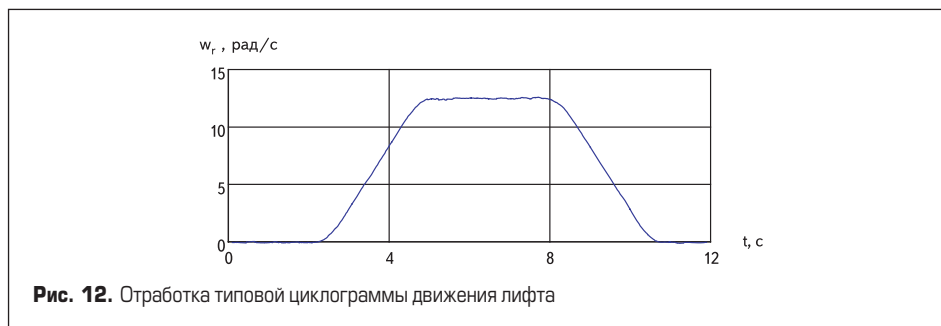
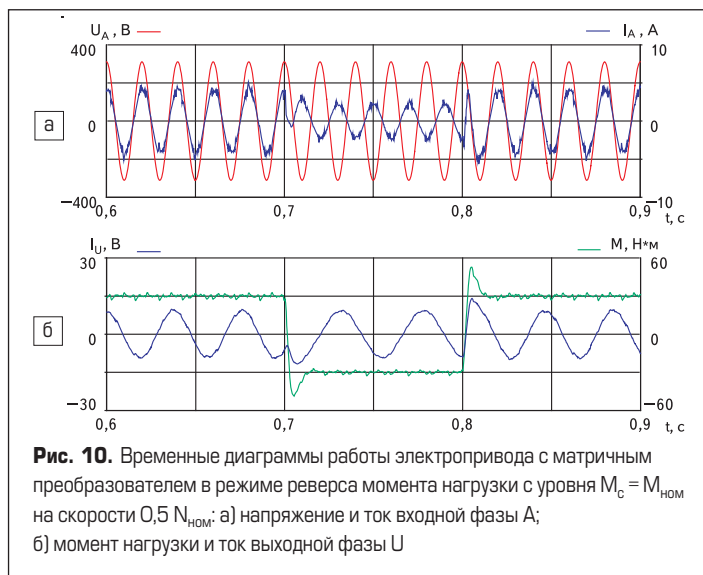
### Повышение надежности ПЧ

Одним из путей существенного повышения надежности и увеличения ресурса и срока службы преобразователя частоты является исключение самых ненадежных и недолговечных элементов — электролитических конденсаторов звена постоянного напряжения. Наиболее перспективно построение преобразователя по схеме матричного конвертора, выполняемого на IGBT-ключках двусторонней проводимости [7].

Специалисты НТЦ электропривода «Вектор» разработали прототип матричного преобразователя (МПЧ) с использованием IGBT-модуля FM35R15KE3 фирмы EUPEC и микроконтроллера ADSP-21992 фирмы Analog Devices. Силовой модуль содержит матрицу 3×3 из 9 ключей переменного тока (рис. 9). Отличительной особенностью модуля является то, что каждый из ключей состоит из транзисторно-диодных сборок, соединенных коллекторами. Эмиттеры транзисторов объединены в группы по три, каждая из групп связана с одной из трех входных или одной из трех выходных фаз. В результате, для питания драйверов ключей

переменного тока требуется только 6 изолированных источников. Схема используемого модуля позволяет индивидуально управлять каждым из восемнадцати IGBT и выполнять четырехступенчатую коммутацию без прерывания тока [8–12]. Это позволяет решить одну из наиболее серьезных проблем — проблему коммутационных перенапряжений при работе преобразователя с непосредственной связью на активно-индуктивную (двигательную) нагрузку без использования мощных снабберных цепей.

Разработан оригинальный алгоритм управления МПЧ, обеспечивающий синусоидальный закон изменения входного тока с единичным коэффициентом сдвига относительно входного напряжения, синусоидальный закон изменения выходного напряжения при изменении его значения в пределах (0...0,867) от уровня напряжения питающей сети. Алгоритм управления позволяет сохранять работоспособность МПЧ вплоть до предельно достижимого значения выходного напряжения с небольшими отклонениями формы входного тока и выходного напряжения от синусоидальной.



### Результаты испытаний

Стендовые испытания преобразователя частоты в составе низкоскоростного безредукторного электропривода лифта на базе многополюсной синхронной машины с постоянными магнитами были проведены НТЦ электропривода «Вектор» в испытательном центре ОАО «НИПТИЭМ» (г. Владимир). Состав испытуемого оборудования: преобразователь частоты ЭПВ-ТГПТ-32-380-3СП; синхронный двигатель с постоянными магнитами: ДВЛ315А30 ( $N_{ном} = 120$  об/мин,  $M_{ном} = 490$  Нм).

В результате испытаний были получены характеристики привода, полностью удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к безредукторному электроприводу кабины лифта с максимальной скоростью перемещения 2

и 2,5 м/с. На рис. 12 приведена временная диаграмма скорости привода, полученная при его работе в режиме отработки типовой циклограммы движения лифта.

### Литература

1. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л.: Госэнергоиздат. 1963.
2. Виноградов А., Сибирцев А., Колодин И. Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ // Силовая электроника. 2006. № 3.
3. Цельтвангер Х. Спецификация сети CAN для лифтовой системы контроля // Лифт. 2004. № 4.

4. ГОСТ P51524-99.
5. ГОСТ P51317.3.2-99.
6. ГОСТ P51318.11-99.
7. Колпаков А. NPT, Trench, SPT... Что дальше? // Силовая электроника. 2006. № 3.
8. Simon O., Bruckmann M. Control and Protection Strategies for Matrix Converters, SPS/IPC/DRIVES, Nurnberg, Germany, 2000.
9. Simon O., Braun M. A Matrix Converter with Space Vector Control Enabling Overmodulation, EPE 99, Lausanne, Switzerland, 1999.
10. Simon O., Bruckmann M. Control and Protection Strategies for Matrix Converters, SPS/IPC/DRIVES, Nurnberg, Germany, 2000.
11. Cittadini R., Huselstein J.-J., Glaize C. A M Matrix converter switching controller for low losses operation without snubbers. EPE 97.
12. Oyama J., Higuchi T., Yamadea E., Koga T., Lipo T. New control strategy for matrix converter, CH2721-9/89/0000-0360 IEEE, 1989.
13. Виноградов А. Б., Чистосердов В. Л., Сибирцев А. Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом // Электротехника. 2003. № 7.
14. Виноградов А. Б., Чистосердов В. Л., Сибирцев А. Н. и др. Новые серии многофункциональных векторных электроприводов переменного тока с универсальным микроконтроллерным ядром // Привод и управление. 2002. № 3.