

РЕВЕРСИВНЫЙ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЦИФРОВОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

Ю.А. Денисов, А.С. Ревко

Черниговский Государственный Технологический Университет
Кафедра ПЭ, ЧГТУ, ул. Шевченко 99, г.Чернигов, 14027, Украина
Тел.: (04622) 3-16-96, E-mail: asr@inel.stu.cn.ua, den@inel.stu.cn.ua

Annotation – Structure of the reversible full-wave quasi-resonant pulse converter with switching at a zero current with a load - direct current motor and with a digital system of speed stabilization is proposed.

Key words – Reverse quasi-resonant pulse converters, DC-motor, digital control system, speed control.

ВВЕДЕНИЕ

В статье рассматривается реверсивный двухполупериодный квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе, (КРИП-ПНТ) предназначенный для электропривода постоянного тока, ориентированного в основном на аппаратуру точной магнитной записи, оптико-механические системы.

Предпосылкой к разработке данного преобразователя являются предъявляемые высокие требования к точному электроприводу постоянного тока. В первую очередь это относится к его динамическим, энергетическим и удельным характеристикам.

Как показано в работах [1], [2], квазирезонансный преобразователь позволяет повысить частоту работы силового ключа до единиц – десятков мегагерц и уменьшить динамические потери на ключе, что ведет к уменьшению массы и габаритов устройств. Снижается влияние пульсаций выходного напряжения на динамические параметры электропривода.

СИЛОВАЯ ЧАСТЬ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Основываясь на результатах изложенных в [1], [2], можно сформулировать основные требования, которым должен отвечать КРИП-ПНТ для электропривода постоянного тока. Квазирезонансный импульсный преобразователь следует выполнять по двухполупериодной схеме.

Реверсивный КРИП-ПНТ (рис.1) состоит из двух двухполупериодных преобразователей включенных встречно-параллельно, каждый из которых работает на соответствующем временном интервале.

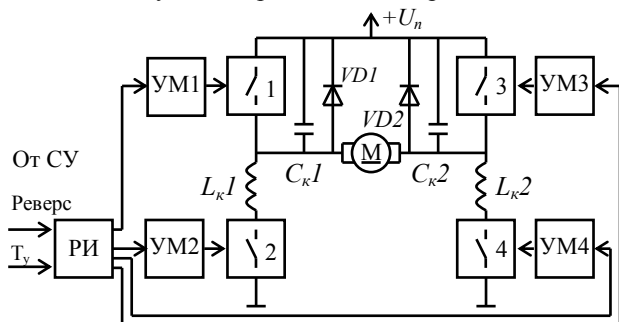


Рис. 1. Функциональная схема силовой части реверсивного КРИП-ПНТ

Первый квазирезонансный импульсный преобразователь (КРИП) состоит из силового ключа 2, усилителя мощности УМ2, резонансного контура L_{k1} , C_{k1} , обратного диода $VD1$, силового ключа 3 с УМ3.

Второй КРИП – силовой ключ 4, усилитель мощности УМ4, резонансный контур C_{k2} , L_{k2} , обратный диод $VD2$, силовой ключ 1, УМ1.

Ключи 1 и 3 служат для коммутации положительного полюса напряжения питания на один из контактов двигателя постоянного тока ДПТ. Один из этих ключей постоянно открыт при работе соответствующего преобразователя. К другому контакту ДПТ подключен выход КРИП, который формирует отрицательное напряжение.

Распределитель импульсов (РИ) – вырабатывает сигналы управления ключами в зависимости от режима работы. На вход РИ приходят два управляющих сигнала от системы управления (СУ) – «Реверс» и «Тн». Сигнал «Реверс» служит для изменения направления вращения ДПТ. Когда он равен «1» – работает первый преобразователь, когда равен «0» – второй. Сигнал «Тн», в зависимости от сигнала «Реверс», транслируется на один из ключей 2, 4, и представляет собой последовательность импульсов управления, которые имеют фиксированную длительностью и изменяемый период следования.

В качестве силовых ключей в схеме используются полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET). Резонансная частота контура преобразователя составляет около 2 МГц. В качестве диодов обратного тока используются диоды Шотки. Можно использовать аналогичные выпрямляющие контакты металл-полупроводник, присутствующие внутри полевых транзисторов. Однако, параметры этих контактов хуже отдельных диодов. В данном варианте схемы внутренние выпрямляющие контакты и внешние диоды работают параллельно. М – двигатель постоянного тока HSM-150 со встроенным датчиком скорости. Управляющие импульсы поступают на затворы силовых транзисторов через быстродействующие драйверы типа MC34152.

Силовая часть при напряжении питания 27В потребляет средний ток не более 7А. КПД силовой части не менее 90% в любом режиме работы. Для повышения КПД и улучшения температурного режима преобразователя можно исключить диоды $VD1$, $VD2$, возложив их функции на ключи 1, 3, дополнительно открывая их в нужные промежутки времени.

В работе силовой части преобразователя, предусмотрен режим динамического торможения. Для этого необходим дополнительный канал управления в силовой части преобразователя. Цепь якоря в этом случае замыкается через ключи 1 и 3

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ

Систему управления преобразователя можно реализовать на различной элементной базе. Однако, с точки зрения максимального быстродействия, высших удельных характеристик, малого потребления электроэнергии и гибкости алгоритмов, предпочтительнее вариант реализации системы управления на базе программированной логической интегральной схеме (ПЛИС).

Система управления электроприводом выполнена с использованием микросхемы ПЛИС EPF10K20TC144-4 фирмы ALTERA.

Функциональная схема СУ для стабилизации средней скорости приведена на рис. 5.2, а временные диаграммы – на рис. 5.3.

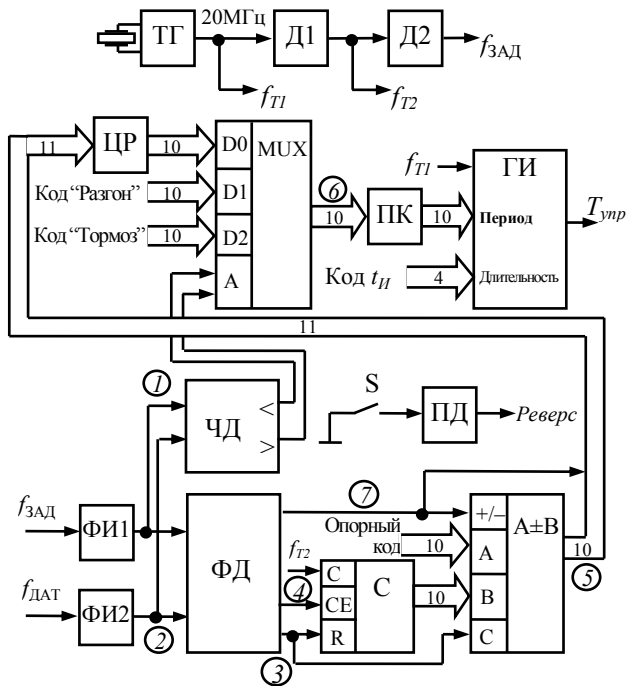


Рис. 5.2. Функциональная схема системы стабилизации скорости

Система стабилизации скорости построена на основе фазовой автоподстройки частоты. В таких системах статическая ошибка по скорости равняется нулю, а по фазе – определенной константе. Система стабилизации цифровая, реализующая частотно-импульсную модуляцию (ЧИМ) первого рода. Система управления условно разделена на две части: блок разгона/торможения и непосредственно блок стабилизации. Генератор (ТГ) вырабатывает основную тактовую частоту 20МГц, стабилизированную кварцевым резонатором. Посредством деления этой частоты делителем Д1 получается вспомогательная частота f_{T2} , которая в свою очередь делится делителем Д2 до опорной частоты, поступающей на формирователь короткого импульса ФПИ1. На выходе этого формирователя появляются импульсы, длительностью $1/2f_{T1}$ синхронно с каждым передним фронтом $f_{ЗАД}$. Сигнал с датчика скорости ($f_{ДАТ}$) поступает на формирователь короткого импульса ФПИ2, который аналогичен ФПИ1, его выходные импульсы сдвинуты на время, равное половине периода длительности f_{T2} , относительно аналогичных импульсов с выхода ФПИ1 (для случая, если на оба

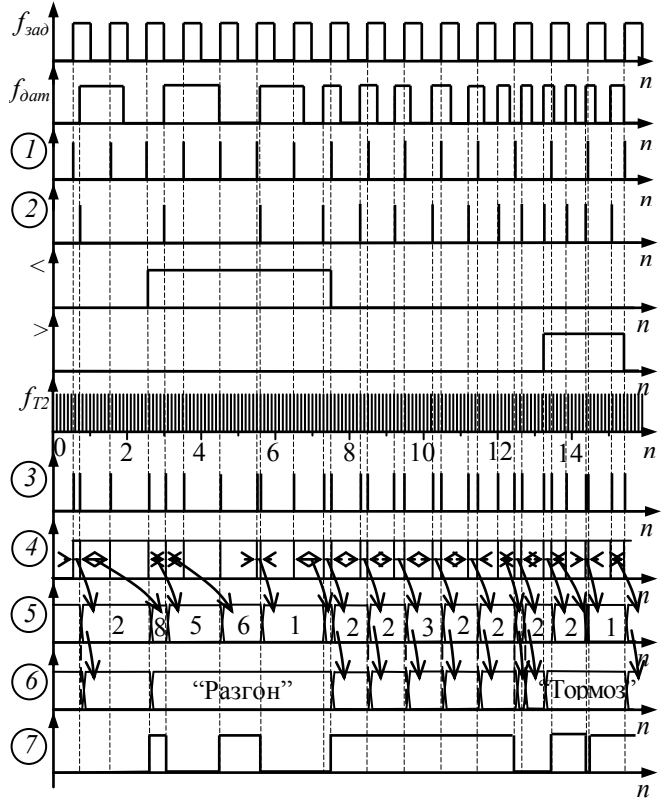


Рис. 5.3. Временные диаграммы работы системы стабилизации скорости

формирователя импульсы придут одновременно). Структурная схема ФИ приведена на рис. 5.4а.

Датчик скорости формирует 500 прямоугольных импульсов за один оборот якоря. С формирователей импульсов импульсы поступают на частотный (ЧД) и фазовый (ФД) детекторы. Частотный детектор сравнивает две частоты, на выходе “<” появляется „1”, если частота импульсов с датчика меньше опорной частоты, и „0” в противоположном случае. На выходе “>” появится „1”, если частота импульсов с датчика выше опорной частоты. Эти сигналы поступают на адресные входы десятиразрядного мультиплексора с тремя входами (MUX) и переключают его на подачу кода управляющего воздействия для разгона двигателя, его торможения или стабилизации скорости путем фазовой автоподстройки, которая используется, когда частоты с датчика скорости и опорная сравниваются. В этом случае мультиплексор переключен на нулевой канал (D0) и пропускает код с регулятора системы фазовой автоподстройки частоты. Структурная схема частотного детектора приведена на рис. 5.4б. Канал фазовой стабилизации скорости состоит из фазового детектора (ФД), счетчика (С), сумматора–вычитателя и цифрового регулятора (ЦР). ФД вместе со счетчиком выдает на выходе код, пропорциональный разности фаз между двумя передними фронтами импульсов входных сигналов. Этот код поступает на сумматор–вычитатель, где в зависимости от знака рассогласования либо складывается, либо вычитается с опорным кодом. Код ошибки с выхода сумматора–вычитателя поступает на ЦР, в котором вырабатывается управляющее воздействие для устранения ошибки. С выхода мультиплексора код подается на преобразователь кода (ПК), который можно использовать для линеаризации

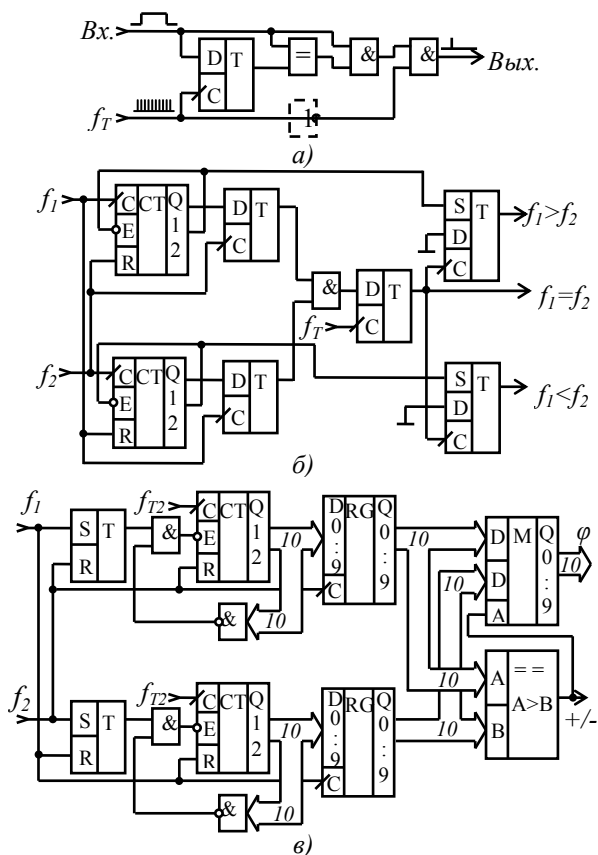


Рис. 5.4. Структурные схемы:
а) формирователь импульсов; б) частотный детектор;
в) фазовый детектор

передаточной характеристики КРИП. Код с выхода преобразователя подается на генератор импульсов (ГИ) и определяет период (частоту) выходных импульсов управления КРИП, а, следовательно, и частоту работы силовой части КРИП. Также на вход ГИ поступает код длительности импульса (открытого состояния силового ключа КРИП).

Структура генератора импульсов и диаграммы, поясняющие ее работу, представлены на рис. 5.5.

Счетчик С1 формирует на выходе минимальную длительность периода сигнала управления $T_{КРИП\min}$. Значение этого интервала задается кодом (Код $T_{КРИП\min}$) на входе D1 счетчика С1. В нашем случае он равен 14, вследствие чего максимальная частота работы КРИП: $f_{КРИП\max} = f_{Г1} / (\text{Код } T_{КРИП\min} + 1) = 20 / (14 + 1) = 1.333 \text{ МГц}$, а минимальный период – $T_{КРИП\min} = 0.75 \text{ мкс}$. Сигнал «1» с выхода счетчика С1 (диаграмма «1» на рисунке 5.5б) поступает на вход SE того же счетчика и прекращает счет. Одновременно этот сигнал запускает формирователь регулируемого временного интервала $\Delta T_{КРИП}$ – счетчик С2. Длительность этого интервала зависит от кода (Код $\Delta T_{КРИП}$), подаваемого на вход D1 счетчика С2. В нашем случае $\text{Код } \Delta T_{КРИП} = 25$. При равенстве кодов в счетчике и на входе D1 на выходе С2 появляется короткий сигнал высокого уровня, который поступает на одновибратор ОВ2 и вновь запускает счетчик С1. Таким образом на выходе счетчика С2 (диаграмма «2» на рис. 5.5б) вырабатывается последовательность импульсов с длительностью периода выходного управляющего сигнала „Тупр“:

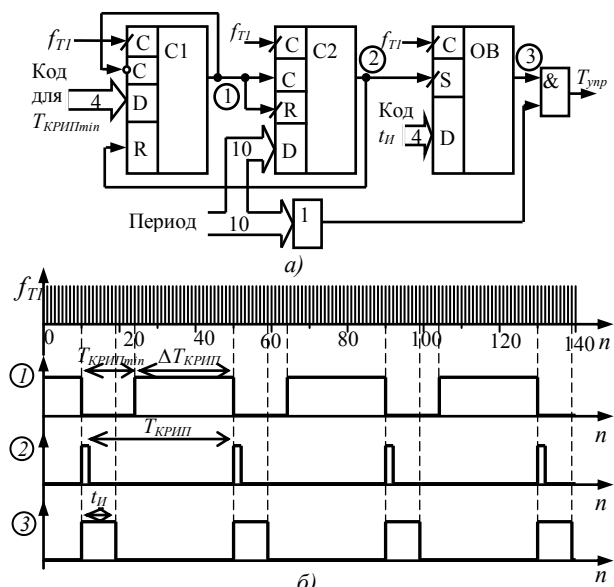


Рис. 5.5. Генератор импульсов:
а) структурная схема; б) диаграммы работы

$$T_{КРИП} = T_{КРИП\min} + \Delta T_{КРИП} = \frac{\text{Код } T_{КРИП\min} + \text{Код } \Delta T_{КРИП}}{f_{Г1}} \quad (1)$$

Для рис. 5.5б: $T_{КРИП} = (15 + 25) / (20 \text{ МГц}) = 2 \text{ мкс}$.

Минимальный шаг изменения периода следования импульсов сигнала „Тупр“ определяется тактовой частотой:

$$\Delta T_{КРИП\min} = \frac{1}{f_{Г1}} = \frac{1}{20 \text{ МГц}} = 50 \text{ нс}$$

Максимальное время этого периода определяется наибольшим значением кода $\text{Код } \Delta T_{КРИП}$. В нашем случае для десятиразрядного двоичного кода:

$$T_{КРИП\max} = T_{КРИП\min} + \frac{2^N}{f_{Г1}} = 0.75 \text{ мкс} + \frac{2^{10}}{20 \text{ МГц}} = 51.95 \text{ мкс}$$

Здесь и далее N – разрядность двоичного кода.

Таким образом, минимальная частота работы силового ключа КРИП: $f_{КРИП\min} = 19.249 \text{ кГц}$.

Одновибратор ОВ2 формирует импульс, длительность которого равна времени открытого состояния резонансного ключа $t_{И}$. Этот временной интервал определяется цифровым кодом на входе D1 одновибратора ОВ2 по формуле $t_{И} = \text{Код} / f_{Г1}$ и для двухполупериодного КРИП должен равняться периоду собственных колебаний резонансного контура. Для нашего случая код равен 9, следовательно: $t_{И} = 0.45 \text{ мкс}$. Код для $T_{КРИП\min}$ и $t_{И}$ подбирается более точно в процессе настройки системы.

Сигнал с выхода одновибратора ОВ2 (диаграмма «3» на рис. 5.5б) через схему «И» поступает на выход системы управления. Схема «И» служит для отключения сигнала управления, если на вход D1 счетчика С2 поступает нулевой код. Наличие такого кода определяет схема «ИЛИ». С выхода этой схемы при необходимости можно снимать сигнал для динамического торможения привода.

Передаточная характеристика $\text{Код } \Delta T_{КРИП}$ – напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\Pi} \frac{t_{И2}}{T_{КРИП}} = U_{\Pi} \frac{t_{И2}}{T_{КРИП\min} + \frac{\text{Код } \Delta T_{КРИП}}{f_{Г1}}} \quad (2)$$

где U_{II} – напряжение питания КРИП;
 $t_{IIЭ}$ – эквивалентная длительность импульса выходного напряжения.

В (2) принято допущение, что выходное напряжение имеет форму прямоугольных импульсов амплитудой U_{II} и длительности $t_{IIЭ}$, равных по площади импульсам на выходе КРИП. Длительность $t_{IIЭ}$ в общем случае не постоянна и зависит от нагрузки.

Произведение $U_{II}t_{IIЭ}$ можно найти, проинтегрировав выражение для напряжения на конденсаторе контура на первом и втором интервалах работы КРИП [2]:

$$U_{II}t_{IIЭ} = \int_n^{n+\gamma_1+\gamma_2} u_c(t) dt \quad (3)$$

Из (3) длительность эквивалентного импульса:

$$t_{IIЭ} = \frac{1}{U_{II}} \int_n^{n+\gamma_1+\gamma_2} u_c(t) dt \quad (4)$$

Длительность эквивалентного импульса при малом значении периода работы КРИП может оказаться больше этого периода. Это связано с тем, что амплитуда выходного напряжения КРИП может достигать $2U_{II}$, а среднее выходное напряжение может превышать напряжение источника питания, что особенно характерно для однополупериодного КРИП.

Выражение (2) справедливо для $Kод\Delta T_{КРИП} > 0$. При $Kод\Delta T_{КРИП} = 0$ выходное напряжение будет равно нулю, исходя из алгоритма работы рассматриваемой системы управления. Таким образом, максимальное выходное напряжение будет при $Kод\Delta T_{КРИП} = I$:

$$U_{ВЫХ\max} = U_{II} \frac{t_{IIЭ}}{T_{КРИП\min} + \frac{1}{f_{T1}}} \quad (5)$$

Из выражении (5) можно определить такое значение $T_{КРИП\min}$, чтобы максимальное выходное напряжение не превышало аналогичный параметр ДПТ.

Таким образом, в системе управления реализуется ЧИМ, что связано со спецификой работы КРИП. Структурная схема ФД совместно со счетчиком показана на рис. 5.4в.

Семейство экспериментальных регулировочных характеристик силовой части (КРИП и ДПТ), снятых при различных моментах нагрузки, приведены на рис. 5.5 при $U_n = 27В$, $t_u = 0.55 мкс$. Здесь представлена зависимость скорости вращения якоря ДПТ от частоты коммутации КРИП. Регулировочная характеристика нелинейная, для ее линеаризации можно использовать ПК. Цифровой регулятор реализует пропорционально-интегральный (ПИ) закон управления. Интегральная составляющая формируется посредством сумматора с обратной связью, а пропорциональная – при помощи делителя-умножителя.

Во всех блоках в счетчиках используется счет с насыщением для предотвращения их переполнения.

Для более качественной стабилизации частоты вращения, а также в случае, когда приведенная система не может обеспечить заданные параметры стабилизации, можно использовать трехконтурную цифровую систему стабилизации скорости, в которую введен дополнительный контур обратной связи по току, а система разгона-торможения заменена контуром обратной связи по скорости. Возможен вариант совмещения фазового контура и частотного, в

этом случае фазовый регулятор должен обеспечивать стабилизацию фазы в диапазоне больше 360° , т.е. учитывать рассогласование и по количеству оборотов якоря.

При эксперименте средняя скорость за оборот была стабильной, с точностью до фазы, при изменении нагрузки от нуля до максимального значения и при изменении напряжения питания от 20 до 30 В.

Пульсации мгновенной скорости за период без стабилизации составляют 2,8%, со стабилизацией средней скорости возрастают до 3,4%, стабильность средней скорости за оборот составляет 0.01%. Параметры ПИ регулятора соответствовали границе устойчивости системы. Таким образом, данная система стабилизации обеспечивает хорошую стабильность средней скорости, но в то же время пульсации мгновенной скорости возрастают.

Схемы систем управления реализованных на ПЛИС, разрабатывались с использованием программного пакета MAX+PLUS II – среды разработки устройств на базе ПЛИС фирмы «Altera», с использованием блоков, как из стандартных библиотек, так и разработанных самостоятельно.

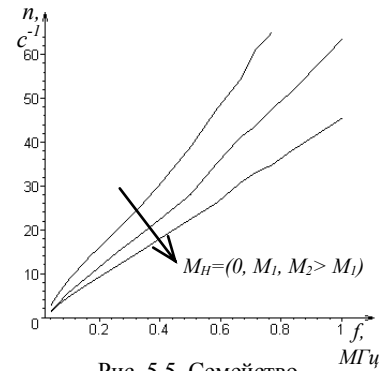


Рис. 5.5. Семейство регулировочных характеристик

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предложена силовая часть двухполупериодного реверсивного КРИП-ПНТ для питания ДПТ, которая была испытана с двигателем мощностью 150Вт. КПД 90%. Использование варианта комбинированного силового двухполупериодного реверсивного КРИП, переключаемого как при нулевом токе, так и при нулевом напряжении, позволяет повысить КПД до 95%.

Разработанная и испытанная система электропривода для аппарата точной магнитной записи на основе двухполупериодного реверсивного КРИП-ПНТ и цифровой системы управления с ФАПЧ, обеспечивает стабильность скорости вращения якоря двигателя за один оборот с погрешностью 0.01% в широком диапазоне изменения нагрузки и напряжения питания.

[1]. Денисов А. И., Ревко А. С. Квазирезонансные импульсные преобразователи в системах прецизионного электропривода малой мощности // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 79 – 82.

[2] Денисов Ю. А., Ревко А. С. Анализ электромагнитных процессов в системе квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе – двигатель постоянного тока // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2000. – Ч. 4. – С. 29 – 33.