

УДК 621.314, 621.382, 621.314.572

**АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ
КОММУТАЦИЕЙ В СОСТАВЕ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНОЙ
СИСТЕМЫ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА****Р.Ю. Сараханова, С.А. Харитонов***Новосибирский государственный технический университет*

Предложен вариант построения адаптивной стартер-генераторной системы (СГС), в которой достигается синергетический эффект увеличения генерируемой мощности трехфазного переменного тока и повышения ее качества за счет применения тиристорного непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией (НПЧ с ЕК) и транзисторного инвертора с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), работающего в режиме активного фильтра и источника постоянного напряжения. Рассмотрены две топологии шестипульсных силовых схем НПЧ с ЕК для применения в составе СГС на базе шестифазного синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов, выявлены их достоинства и определены недостатки. Предложена структурная схема системы управления НПЧ с ЕК, в основу построения которой положены принцип подчиненного регулирования и алгоритмы векторного управления во вращающейся системе координат. Введен контур по нулевой последовательности выходного напряжения, что расширяет рабочий диапазон мощности несимметричных нагрузок. Для рассмотренных топологий построения НПЧ с ЕК предложены схемы замещения по «скользящему» среднему выходного напряжения и тока, получены аналитические выражения для коэффициентов передачи преобразователей. Рассмотрены структурные схемы регуляторов контура тока и напряжения, приведена методика параметрического синтеза, определены области устойчивой работы. Выявлены отличия и общность в построении структур регуляторов для двух рассмотренных типов топологий силовых схем. Предложен один из возможных алгоритмов построения устройства раздельного управления для НПЧ с ЕК.

Ключевые слова: непосредственный преобразователь частоты с естественной коммутацией, инвертор напряжения, алгоритмы управления, регуляторы, схемы замещения, методики расчета, устройство раздельного управления, устойчивость.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-51-75

Введение

Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией являются одними из первых получивших промышленное применение мощных устройств силовой электроники, осуществляющих преобразование частоты. Наибольшее распространение НПЧ с ЕК получили в конце 1950-х – начале 1960-х гг., что связано с открытием и промышленным освоением производства тиристорных.

Тиристорные НПЧ с ЕК имеют ряд неоспоримых достоинств:

- обратимость потока мощности;
- высокий коэффициент полезного действия;
- плавное независимое регулирование частоты и амплитуды выходного напряжения;
- применение относительно дешевых и надежных однооперационных тириستоров;
- относительно малые массу и объем;
- высокую перегрузочную способность;
- высокую надежность.

Вместе с тем они имеют и недостатки, среди которых следует особо отметить относительно низкое значение входного коэффициента мощности и существенную зависимость коэффициентов передачи и нелинейных искажений по напряжению и току от соотношения входной и выходной частот.

В автономных системах электроснабжения эти недостатки в значительной степени компенсировались надежностью, перегрузочной способностью подобного рода преобразователей и их устойчивостью к внешним воздействиям. В частности, это суждение относится к системам электроснабжения летательных аппаратов.

Особенно привлекательным является применение НПЧ с ЕК в составе мощных систем электроснабжения (200...1000 кВт) в комбинации с транзисторными инверторами напряжения, работающими с высокочастотной ШИМ, что позволяет получить синергетический эффект от использования положительных свойств того и другого преобразователя. Такой подход может быть востребован при реализации концепции повышенной электрификации самолетов, которая получила название «более электрический самолет» (БЭС) (англ. More Electrical Aircraft – MEA). Реализация концепции БЭС требует существенного повышения мощности систем электроснабжения, увеличения напряжения источников электрической энергии (постоянного – до 270 В, переменного – до 230/400 В), появления новых нормированных видов электроэнергии – переменного тока с переменной частотой, расширение функций систем генерирования, например реализация электростартерного запуска первичного двигателя.

Предлагаемая к рассмотрению мощная стартер-генераторная система с НПЧ с ЕК отвечает вышеуказанным требованиям и, кроме этого, обладает возможностью адаптироваться к режимам работы как в штатных, так и в нештатных ситуациях [1]. По этой причине система получила название «адаптивная стартер-генераторная система». Ее структурная схема приведена на рис. 1, где СГ – синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов; СФ – силовой LC-фильтр; ИН – инвертор напряжения с высокочастотной ШИМ; DC-DC – обратимый преобразователь постоянного напряжения; АБ – аккумуляторная батарея.

Стартер-генераторная система функционирует в двух основных режимах, а именно: в режиме генерирования электрической энергии переменного и постоянного тока, а также в режиме электростартерного запуска первичного двигателя (ПД) с помощью СГ.

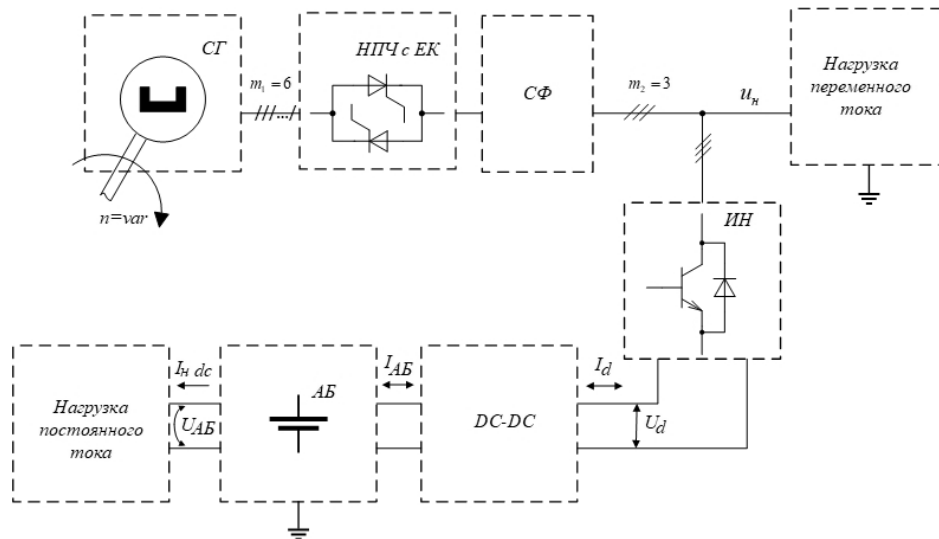


Рис. 1 – Комбинированная стартер-генераторная система

Fig. 1 – The combined starter-generator system

Электростартерный запуск может быть реализован как от источника постоянного тока (АБ), так и от источника переменного тока (аэродромный источник электропитания). При этом НПЧ с ЕК обеспечивает частотное регулирование СГ, работающего в двигательном режиме.

В режиме генерирования электрической энергии НПЧ с ЕК обеспечивает стабилизацию выходного трехфазного ($m_2 = 3$) напряжения по амплитуде и частоте для мощных потребителей переменного тока в соответствии с требованиями ГОСТ Р 54073–2017. Двухнаправленный инвертор напряжения, работая параллельно с НПЧ с ЕК, выполняет функцию активного фильтра, компенсируя высшие гармонические составляющие в спектре выходного переменного напряжения системы, тем самым уменьшает массу силового фильтра и обеспечивает подзарядку АБ.

В нештатных режимах (например, при отказе СГ или НПЧ с ЕК), ИН может осуществлять частичное электропитание нагрузок переменного тока за счет отбора энергии от АБ.

Таким образом, наличие двухнаправленной связи между системами электроснабжения переменного и постоянного тока существенно повышает надежность электропитания бортовых нагрузок, фактически придавая системе свойства «умной» электрической сети (Smart Grid).

2. Схемы НПЧ с ЕК для СГС

Синхронный генератор совместно с преобразователем частоты на базе НПЧ с ЕК определяет в данной системе мощность канала генерирования и энергетические возможности электростартерного запуска. Примем, что режим генерирования в основном задает максимальную мощность системы и тем самым определяет ее массу и габариты. По этой причине остановимся на выборе схемы преобразователя частоты исходя из указанного

выше режима, априори принимая в качестве СГ синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов [2].

Учитывая требования авиационных систем электроснабжения и свойства НПЧ с ЕК, а именно наличие нулевого провода в нагрузке, относительно низкое значение величины выходного напряжения (115 В), высокие требования к качеству генерируемого напряжения, амплитудно-частотный спектр высокочастотных гармоник в выходном напряжении НПЧ с ЕК, ограничения в частоте вращения вала мощных СГ, необходимость токовой разгрузки фидера между синхронным генератором и преобразователем частоты, во всех известных вариантах построения систем электроснабжения для летательных аппаратов с НПЧ с ЕК применяются шестипульсные нулевые схемы преобразователей и шестифазные ($m_1 = 6$) генераторы [2, 3].

Рассмотрим две топологии построения схем таких систем. Первая из них (обозначим ее как Т1) приведена на рис. 2. Ее особенности: силовой LC-фильтр выполняется распределенным, дроссели (Др) установлены на входе преобразователя, а конденсатор подключен к выходным зажимам [2, 4].

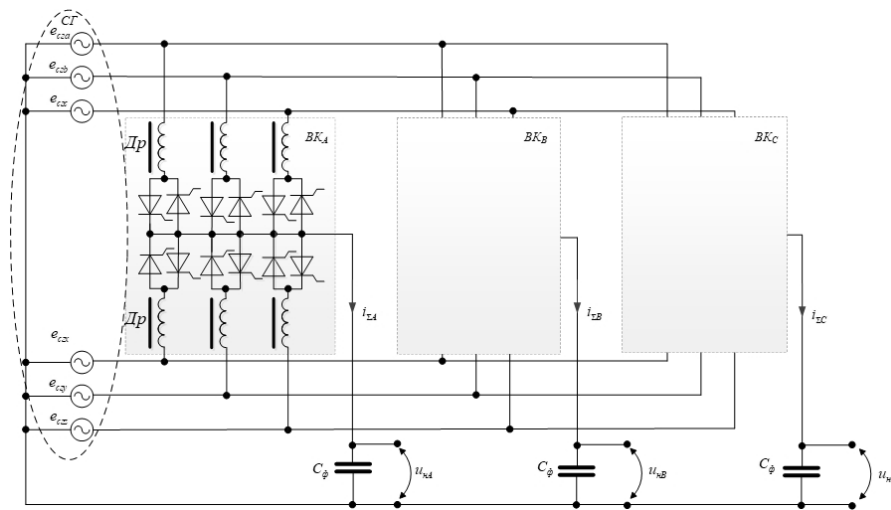


Рис. 2 – Структурная схема НПЧ с ЕК, выполненная по топологии Т1, с синхронным генератором

Fig. 2 – The structural circuit of the cycloconverter with natural commutation made according to the T1 topology with a synchronous generator

Такое построение силовой схемы существенно влияет на электромагнитные процессы в системе и создает следующие преимущества [2, 4]:

- уменьшается величина обратного напряжения на вентилях и степень ее зависимости от рабочего диапазона скоростей вращения вала СГ;
- уменьшаются скорости изменения тока и напряжения тиристоров; практически исключается необходимость защитных RC-цепочек от перенапряжений, возникающих при выключении тиристоров, что важно при работе от магнитно-электрического генератора (МЭГ) на высоких переменных частотах, так как данное решение приводит к уменьшению мас-

согabarитных показателей системы за счет интегральных конструктивных решений и повышает КПД системы;

- повышается быстродействие системы в связи с прерывистым характером токов в дросселях входной цепи;
- повышается устойчивость системы к аварийным режимам работы, снижаются требования к точности устройства раздельного управления;
- появляется возможность быстрого «гашения» накопленной в электромагнитных элементах энергии при «сбросе» нагрузки за счет кратковременного перехода в режим совместного управления;
- создаются условия для независимой работы вентилялей, подключенных к разным фазам СГ, что благоприятно сказывается на коэффициенте гармоник генерируемого тока; уменьшается его зависимость от глубины модуляции углов управления;
- в связи с тем, что характер изменения тока во входной цепи преобразователя и в вентилях приближается по форме к синусоидальной, уменьшается уровень радиопомех.

Перечисленные достоинства данной схемы, а также большое количество вариаций ее построения открыли возможность по разработке систем генерирования электрической энергии типа «переменная скорость – постоянная частота» (ПСПЧ) в 80–90 гг. XX столетия. При этом частота напряжения СГ не превышала 2000...2400 Гц, что определялось частотными свойствами тиристоров. НПЧ с ЕК был реализован, как правило, с раздельным управлением вентильными комплектами.

Анализу электромагнитных процессов в такой системе посвящено много работ, в том числе [2, 4]. Достижения последних десятилетий в области управления полупроводниковыми преобразователями электрической энергии и специфика применения НПЧ с ЕК в составе СГС позволяют предложить новые алгоритмы управления преобразователем.

Второй тип топологии (Т2) построения схемы НПЧ с ЕК в составе СГС приведен на рис. 3.

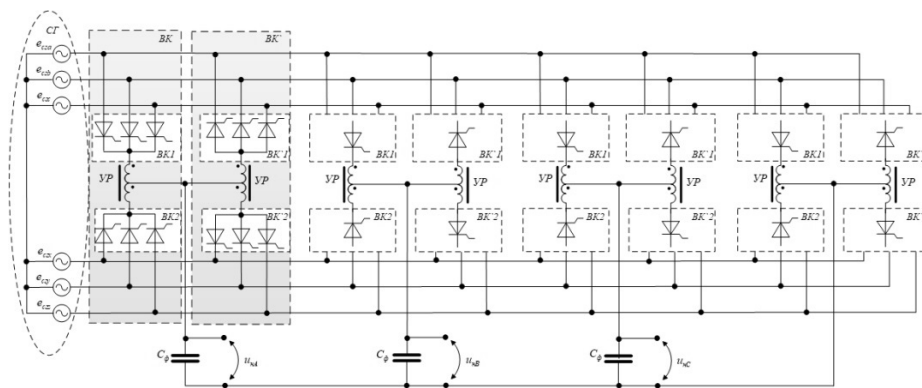


Рис. 3 – Структурная схема НПЧ с ЕК, выполненная по топологии Т2, с синхронным генератором

Fig. 3 – The structural circuit of the cycloconverter with natural commutation made according to the T2 topology with a synchronous generator

Здесь преобразователь реализован на базе классических шестифазных схем с уравнильным реактором (УР) [5]. О возможности использования такой схемы в составе НПЧ с ЕК для систем типа ПСПЧ указано в работе [2]. За последние десятилетия частотные свойства тиристорov улучшились, и в настоящее время они могут работать на частотах 10 000...20 000 Гц. Расчеты показывают, что уже при частотах напряжения СГ более 2000 Гц суммарная масса уравнильных реакторов в данной схеме примерно на 30 % меньше массы дросселей в схеме на рис. 2, что объясняется более высокой частотой напряжения, прикладываемого к УР.

Кроме данного положительного фактора использования такой топологии следует отметить, что УР помимо основной функции обеспечения параллельной работы трехфазных нулевых схем может выполнять функцию ограничения уравнильного тока между вентильными комплектами (ВК и ВК'), это позволит реализовать в НПЧ с ЕК режим совместного управления. В этом случае существенно улучшается амплитудно-частотный спектр выходного напряжения, устраняется его зависимость от характера тока в нагрузке, упрощается алгоритм управления преобразователем. Необходимо отметить, что за счет выбора параметров УР может быть задана величина индуктивности выходного силового фильтра, как это будет показано далее.

Режим совместного управления в НПЧ с ЕК на базе схем с уравнильным реактором практически не использовался, так как основной областью применения НПЧ был регулируемый электропривод переменного тока при работе от общепромышленной сети с частотой 50 Гц. В этом случае габариты уравнильных реакторов и их стоимость были велики. В связи с указанными обстоятельствами в научно-технической литературе отсутствует информация об анализе электромагнитных процессов в системе, состоящей из шестифазного СГ с возбуждением от постоянных магнитов и НПЧ с ЕК на базе шестифазной схемы с уравнильным реактором при совместном управлении. Также не исследованы алгоритмы управления таким преобразователем в составе СГС.

3. Алгоритмы управления НПЧ с ЕК в составе СГС

Рассмотрим первоначально алгоритмы управления НПЧ с ЕК с совместным управлением (топология Т2), так как они обладают большей общностью.

В основу построения системы управления преобразователем положены принцип подчиненного регулирования и алгоритмы векторного управления во вращающейся системе dq -координат [6].

Структурная схема алгоритма управления приведена на рис. 4. В алгоритме используется три контура регулирования, а именно: контур управления током преобразователя, контур управления выходным напряжением и контур управления нулевой последовательностью выходного напряжения. Контур тока и напряжения построены в dq -координатах и реализованы классически, путем использования регуляторов тока и напряжения ($РТ_d$, $РТ_q$, $РН_d$, $РН_q$). Контур нулевой последовательности содержит регулятор напряжения $РН_0$.

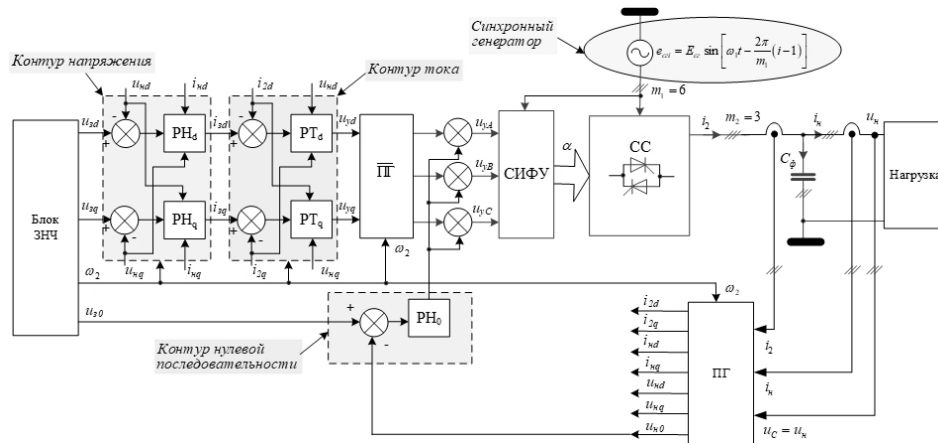


Рис. 4 – Структурная схема алгоритмов управления НПЧ с ЕК

Fig. 4 – The block diagram of control algorithms of the naturally commutated cycloconverter

На рис. 4 обозначено: СС – силовая схема НПЧ с ЕК; СИФУ – система импульсно-фазового управления; блок ЗНЧ – блок задания напряжения и частоты (формирует ортогональные составляющие сигнала задания на напряжение нагрузки в dq -координатах, а также задания на частоту выходного напряжения, которая задает частоту вращения координатной системы); ПГ – блок функционального преобразования Парка – Горева (осуществляет выделение из трехфазных входных сигналов нулевую и симметричную составляющие с последующим переводом последней во вращающуюся систему dq -координат с частотой ω_2). В данном алгоритме преобразуются выходные токи преобразователя, токи и напряжение нагрузки в dq -координаты $i_{2d}, i_{2q}, i_{nd}, i_{nq}, u_{nd}, u_{nq}$ соответственно, а также выделяется нулевая последовательность в напряжении нагрузки u_{n0} ; ПГ – блок обратного преобразования Парка – Горева (осуществляет преобразование сигнала управления (u_{yd}, u_{yq}) из dq -координат в сигнал управления (u_{yA}, u_{yB}, u_{yC}) в abc -координатах).

Контур тока необходим для задания величины выходного тока преобразователя и для его ограничения на необходимом уровне в переходных режимах. Кроме этого, данный контур позволяет реализовать устройство раздельного управления комплектами НПЧ с ЕК в случае необходимости [7]. Контур напряжения обеспечивает заданную величину выходного напряжения в статических и переходных симметричных режимах. Контур нулевой последовательности минимизирует влияние на выходное напряжение несимметричной нагрузки.

Для реализации предложенного алгоритма управления определим тип и параметры регуляторов PT_d, PT_q, PH_d, PH_q и PH_0 .

Учитывая, что в СГС выполняется условие $m_1\omega_1 \gg \omega_2$, где ω_1 – циклическая частота напряжения СГ, синтез регуляторов и их параметров

будем проводить для усредненных токов и напряжений на такте коммутаций в силовой схеме ($T_k = 2\pi / m_1\omega_1$), что соответствует применению метода «гладкой составляющей», или «скользящего среднего» [8, 9].

Кроме этого, будем полагать, что в преобразователе используется арк-косинусоидальный закон управления, обеспечивающий более высокое качество выходного напряжения [10, 11].

Эквивалентная схема одной фазы НПЧ с ЕК для средних значений токов и напряжений представлена на рис. 5, где L_ϕ , R_ϕ и C_ϕ – эквивалентные параметры силового фильтра; G_ϕ – суммарная проводимость, которая является эквивалентом потерь в конденсаторах C_ϕ и при этом максимальной проводимостью неотключаемой нагрузки в системе электроснабжения.

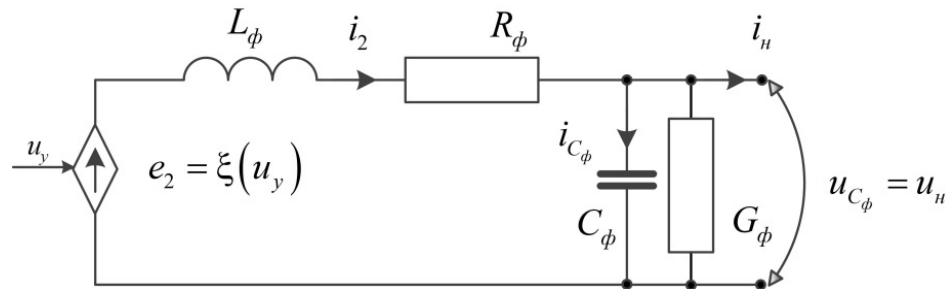


Рис. 5 – Эквивалентная схема одной фазы преобразователя с силовым фильтром для средних значений токов и напряжений

Fig. 5 – The equivalent single-phase cycloconverter circuit with a power filter for average currents and voltages value

Функция $\xi(\bullet)$ определена следующим образом:

$$\xi(u_y) = \begin{cases} Ku_y, & \text{при } u_y \leq U_{\text{оп}}; \\ E_{2\text{max}}, & \text{при } u_y > U_{\text{оп}}, \end{cases}$$

где $K = \frac{m_1 \sin \frac{\pi}{m_1} \sqrt{2} E_{\text{сГ}}}{U_{\text{оп}}}$ – коэффициент усиления по скользящему сред-

нему; $E_{2\text{max}} = \sqrt{2} E_{\text{сГ}} \frac{m_1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right)$ – амплитудное значение выходного

напряжения, где $E_{\text{сГ}}$, $U_{\text{оп}}$ – соответственно действующее значение ЭДС СГ и амплитудное значение опорного сигнала в СИФУ.

Эквивалентная схема трех фаз выходной цепи НПЧ с ЕК в dq -координатах представлена на рис. 6.

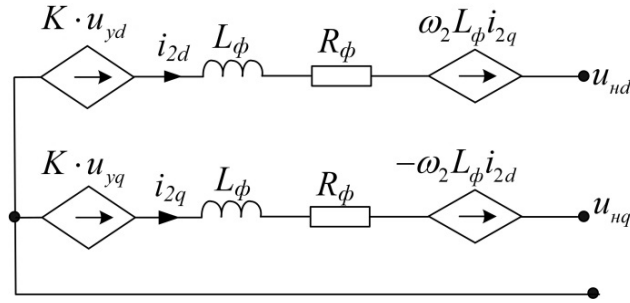


Рис. 6 – Эквивалентная схема трех фаз выходной цепи НПЧ с ЕК в dq -координатах

Fig. 6 – The equivalent scheme of the three phases of the cycloconverter output circuit in the dq rotating reference frame

Используя методику, предложенную в [12], на первом шаге выбора структуры регулятора обеспечим инвариантность токов i_{2d} , i_{2q} относительно напряжений u_{2d} , u_{2q} , параметров силовой схемы L_Φ и R_Φ , а также перекрестных связей $\omega_2 L_\Phi i_{2d}$, $\omega_2 L_\Phi i_{2q}$, нарушающих независимое регулирование по координатам d и q .

Для этого введем в управление компенсационную обратную связь по напряжению u_{2d} , u_{2q} , форсирующее звено $R_\Phi(1 + T_L p)$, $T_L = L_\Phi / R_\Phi$, оператор $p = \frac{d}{dt}$ и параметрическую компенсацию перекрестных связей $\omega_2 L_\Phi i_{2d}$, $\omega_2 L_\Phi i_{2q}$. Предложенная реализация представлена на рис. 7.

Внутренний контур по току математически можно описать следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_{yd} \\ u_{yq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\Phi \left(1 + T_L \frac{d}{dt} \right) i_{3d} + \gamma_u (-\omega_2 L_\Phi i_{\text{НПЧ}q} + u_{2d}) \\ R_\Phi \left(1 + T_L \frac{d}{dt} \right) i_{3q} + \gamma_u (\omega_2 L_\Phi i_{\text{НПЧ}d} + u_{2q}) \end{bmatrix},$$

где γ_u – постоянный коэффициент, определяется из соотношения $\gamma_u = \frac{1}{K}$.

В результате получаем

$$K \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}.$$

Однако такое построение регулятора практически невозможно из-за наличия форсирующего звена. Для исключения его влияния введем последовательное интегрирующее звено с постоянной времени T_L / k_I , а также обратную связь по отклонению токов i_{2d} , i_{2q} . Заменяем оператор p на переменную s и перейдем к преобразованию Лапласа при нулевых

начальных условиях. Звено $Z_{ПИ}(s) = R \left(1 + \frac{1}{T_L s} \right)$ является пропорционально-интегральным регулятором с коэффициентом усиления $R = k_I R_\phi$, имеющим размерность сопротивления.

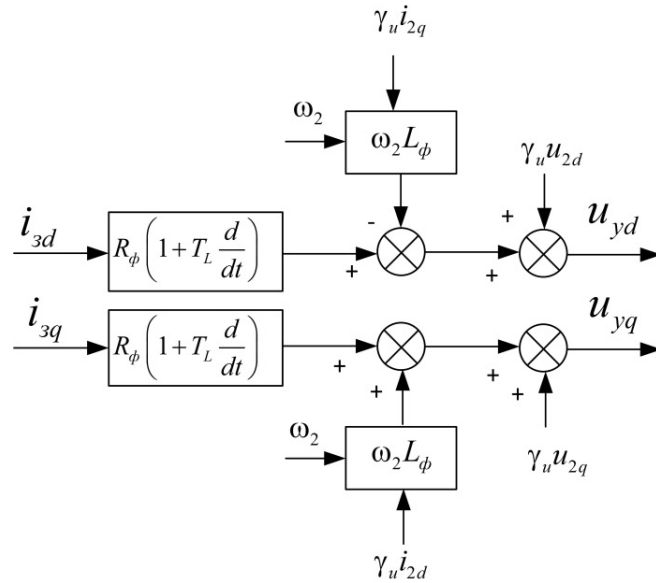


Рис. 7 – Внутренний контур обратной связи по току в dq -координатах

Fig. 7 – The inner current control loop in the dq rotating reference frame

В результате получим внутренний контур регулирования тока преобразователя в dq -координатах (рис. 8).

Из рис. 6 и 8 получим следующее выражение для токов i_{2d} , i_{2q} :

$$\begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1/\gamma_i}{1 + \frac{s}{\omega_L k_I K \gamma_i}} \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix}.$$

В установившемся режиме, полагая, что $s \rightarrow j\omega \rightarrow \omega = 0$, получим

$$\begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma_i} \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix}.$$

При этом амплитудное значение в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК будет определяться как

$$I_2 = \sqrt{(i_{2d})^2 + (i_{2q})^2} = \frac{1}{\gamma_i} \sqrt{(i_{3d})^2 + (i_{3q})^2}.$$

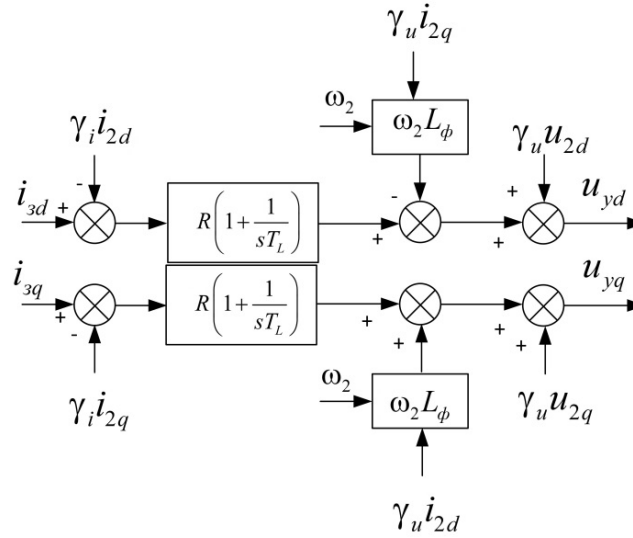


Рис. 8 – Внутренний контур обратной связи по току в dq -координатах с последовательным интегрирующим звеном и обратной связью по отклонению тока НПЧ с ЕК

Fig. 8 – The inner current control loop in the dq rotating reference frame with the series-connected integrator and current deviation feedback

Во временной области при подаче скачка сигнала задания по току с величиной $i_{3d} = I_3$, $i_{3q} = 0$ получим

$$i_{2d}(t) = \frac{I_3}{\gamma_I} [1 - \exp(-t\omega_L k_I K \gamma_I)], \quad i_{2q}(t) = 0.$$

Амплитудные значения токов в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК, или огибающая амплитудных значений $I(t)$, будут изменяться по аналогичному закону:

$$I_2(t) = \frac{I_3}{\gamma_I} [1 - \exp(-t\omega_L k_I K \gamma_I)].$$

Введем обозначение: $T_I = \frac{1}{\omega_L k_I K \gamma_I}$, где T_I – постоянная времени контура тока. Время нарастания $t_{\text{нар.ном}}$ тока i_{2d} до номинального значения тока $I_{2\text{ном}}$ при заданном токе $i_{3d} = I_3$, $i_{3q} = 0$, определится соотношением

$$t_{\text{нар.ном}} = \frac{1}{\omega_L k_I K \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right) = \frac{T_I}{k_I K \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right).$$

Определим время нарастания тока $t_{\text{нар}}$ до величины $\frac{I_3}{\gamma_I}$:

$$t_{\text{нар}} \approx \frac{3}{\omega_L k_I K \gamma_I} = \frac{3T_L}{k_I K \gamma_I}.$$

Полагая, что $\gamma_I = 1/K$, получим

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_I = \frac{3T_L}{k_I}. \quad (1)$$

Из выражения (1) получим формулу для коэффициента усиления k_I при заданной скорости нарастания тока нагрузки от нулевого значения до номинального или до величины $\frac{I_3}{\gamma_I}$:

$$k_I = \frac{T_L}{t_{\text{нар.ном}} K \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right).$$

При $\gamma_I = 1/K$ получим

$$k_I = \frac{T_L}{t_{\text{нар.ном}}} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}}}{I_3 K}} \right) \approx \frac{3T_L}{t_{\text{нар}}}. \quad (2)$$

Определение k_I с помощью выражения (2) приводит, очевидно, к оценке минимальной величины этого коэффициента, так как должно выполняться неравенство

$$k_I \geq 3T_L / t_{\text{нар}}.$$

Величина k_I определяет качество регулирования тока преобразователя в переходном процессе.

Для оценки максимальной величины k_I необходимо обратиться к условию обеспечения устойчивости токового контура. С точки зрения непрерывной системы данный контур является устойчивым. Однако с учетом импульсного характера работы НПЧ с ЕК этот контур может быть неустойчивым. Далее оценка устойчивости для мгновенных значений токов проводится согласно [13].

При оценке устойчивости в малом, т. е. полагая, что регулятор работает в линейном режиме ($U_y < U_{\text{оп}}$), будем исходить из того, что интегральная составляющая на выходе ПИ-регулятора на такте T_k практически не изменяется, так как выполняется неравенство

$$T_L \gg T_k. \quad (3)$$

Выполнение неравенства (3) является обязательным с точки зрения обеспечения непрерывности тока i_2 и малых его пульсаций. Тогда

$$Z_{\text{ПИ}}(s) \approx R = k_I R.$$

Кроме этого, будем полагать, что на такте T_k сигнал задания на ток I_3 , напряжение на конденсаторе C_ϕ и ток в нагрузке i_n не изменяются. Примем, что измеренный ток в микроконтроллере в начале такта T_k не изменяется на длительность такта.

Схема для малых приращений сигналов в токовом контуре на такте будет иметь вид, представленный на рис. 9.

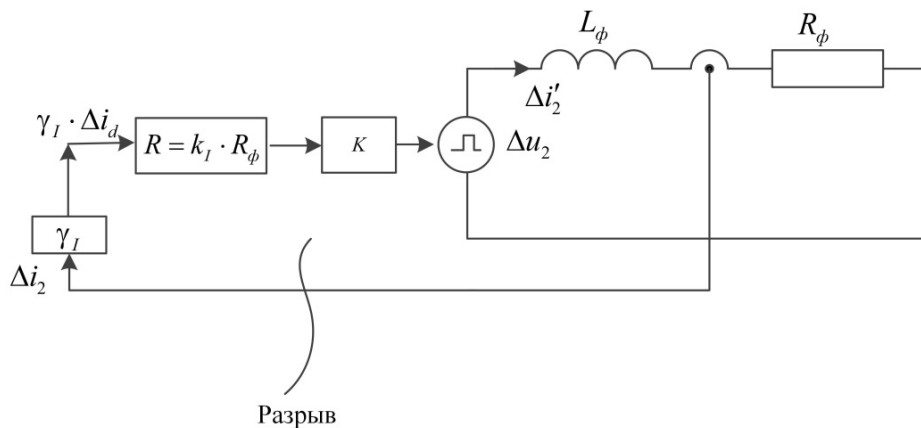


Рис. 9 – Структурная схема при малых приращениях сигналов в контуре по току

Fig. 9 – The block diagram for small increments of signals in the current loop

В работе [13] показано, что в такой системе для соблюдения условия устойчивости необходимо, чтобы коэффициент усиления на такте разомкнутой системы удовлетворял условию

$$K_T < 2.$$

Проанализируем данное условие применительно к рассматриваемому контуру тока. Предположим, что по каким-то причинам произошло изменение тока i_2 на величину Δi_2 . Мысленно «разорвем» контур обратной связи, как это показано на рис. 9. Тогда для обеспечения устойчивости на такте ШИМ должно выполняться условие

$$\Delta i'_2 < 2\Delta i_2.$$

Из рис. 9 следует, что

$$\Delta u_2 = \Delta i_{\text{НПЧ}} \gamma_I k_I R_\phi K.$$

Тогда в конце такта T_k ток $\Delta i'_2$ будет равен величине

$$\Delta i'_{\text{НПЧ}} = \frac{\Delta u_2}{R_\phi} \left(1 - \exp\left(-\frac{T_k}{T_L}\right) \right).$$

Принимая во внимание неравенство (3), получим

$$\Delta i'_{\text{НПЧ}} \approx \frac{\Delta u_2 T_m}{L_\phi} = \Delta i_{\text{НПЧ}} K \gamma_I k_I \frac{T_k}{T_L}. \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что

$$K \gamma_I k_I \frac{T_k}{T_L} < 2; \quad k_I < 2 \frac{T_L}{T_k} \frac{1}{K \gamma_I} = 2 \frac{T_L}{T_k}.$$

Таким образом, значение коэффициента k_I должно удовлетворять следующему неравенству:

$$\frac{3T_L}{t_{\text{нар}}} < k_I < \frac{2T_L}{T_m}. \quad (5)$$

Из неравенства (5) следует, что при $k_I = 3T_L/t_{\text{нар}}$ время нарастания тока не может быть меньше, чем $t_{\text{нар min}} = 3T_k/2$.

Используя методику синтеза контура тока, определим структуру и параметры регулятора контура напряжения.

Эквивалентная схема выходной цепи НПЧ с ЕК в dq -координатах представлена на рис. 10.

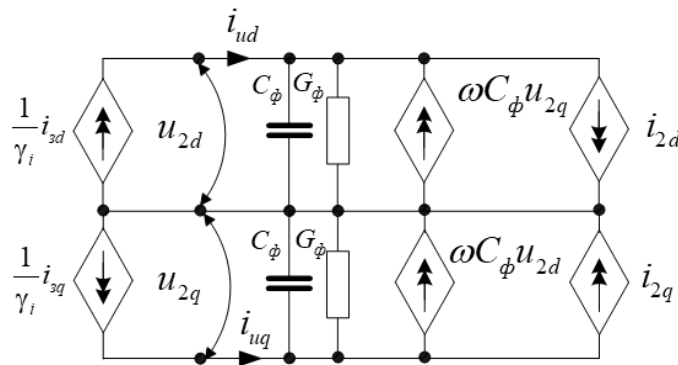


Рис. 10 – Эквивалентная схема выходной цепи внешнего контура управления НПЧ с ЕК в dq -координатах

Fig. 10 – The equivalent circuit of the output circuit of the external control loop of the cycloconverter in the dq coordinates

По аналогии с контуром тока получим следующую структуру регуляторов контура напряжения (рис. 11).

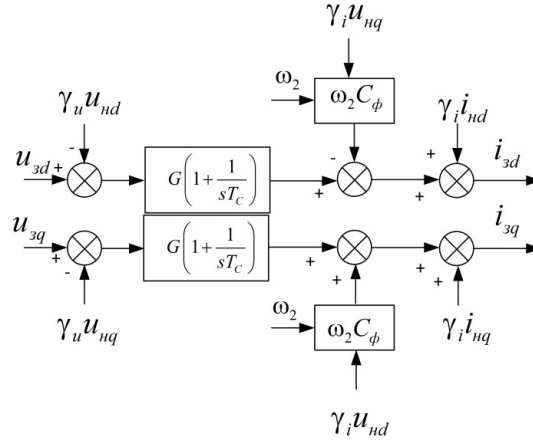


Рис. 11 – Структурная схема регуляторов контура напряжения

Fig. 11 – The block diagram of the voltage circuit regulators

Коэффициент $G = k_U G_\phi$ (рис. 11) имеет размерность проводимости, k_U – постоянный коэффициент, который можно определить исходя из качества процессов стабилизации в переходных процессах.

Выходные напряжения u_{2d} , u_{2q} для предложенных регуляторов связаны с сигналами задания u_{3d} , u_{3q} соотношением

$$\begin{bmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1/\gamma_u}{1 + \frac{s}{\omega_C k_u S \gamma_u}} \begin{bmatrix} u_{3d} \\ u_{3q} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $S = \frac{1}{\gamma_i}$; $\omega_C = \frac{1}{T_C}$.

В установившемся режиме при $s \rightarrow j\omega \rightarrow \omega = 0$ из выражения (6) получим

$$\begin{bmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma_u} \begin{bmatrix} u_{3d} \\ u_{3q} \end{bmatrix}.$$

При этом амплитудное значение напряжения на нагрузке в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК будет иметь значение

$$U_{2\max} = \sqrt{(u_{2d})^2 + (u_{2q})^2} = \frac{1}{\gamma_u} \sqrt{(u_{3d})^2 + (u_{3q})^2}.$$

Во временной области при подаче скачка сигнала задания на напряжение величиной $u_{3d} = U_3$, $u_{3q} = 0$ получим для проекций на dq -координатах следующее выражение:

$$u_{2d}(t) = \frac{U_3}{\gamma_u} [1 - \exp(-t\omega_C k_u S \gamma_u)], \quad u_{2q}(t) = 0.$$

Амплитудные значения напряжений в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК, или огибающая амплитудных значений $U_{2\max}(t)$, будут изменяться по аналогичному закону, т. е.

$$U_{2\max}(t) = \frac{U_3}{\gamma_u} [1 - \exp(-t\omega_C k_u S \gamma_u)].$$

Введем в рассмотрение величину $T_U = \frac{1}{\omega_C k_u S \gamma_u}$, которую определим как постоянную времени контура напряжения.

Время нарастания $t_{\text{нар. ном}}$ напряжения u_{2d} до номинального значения $U_{2\text{ном}}$ при заданном $u_{3d} = U_3$, $u_{3q} = 0$ определится соотношением

$$t_{\text{нар. ном}} = \frac{1}{\omega_C k_u S \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right) = \frac{T_C}{k_u S \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right).$$

Время нарастания тока $t_{\text{нар}}$ до величины U_3/γ_u определится как

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_U = \frac{3}{\omega_C k_u S \gamma_u} = \frac{3T_C}{k_u S \gamma_u}. \quad (7)$$

Полагая, что $\gamma_u = 1/S$, получим

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_U = \frac{3T_C}{k_u}. \quad (8)$$

Из формул (7) и (8) получим выражение для коэффициента усиления k_u при заданной скорости нарастании напряжения на нагрузке от нулевого значения до номинального или до величины $\frac{U_3}{\gamma_u}$:

$$k_u = \frac{T_C}{t_{\text{нар. ном}} S \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right).$$

При $\gamma_u = 1/S$ получим коэффициент усиления

$$k_u = \frac{T_C}{t_{\text{нар. ном}}} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}}}{U_3 S}} \right) \approx \frac{3T_C}{t_{\text{нар}}}. \quad (9)$$

Определение k_u с помощью выражения (9) приводит, очевидно, к оценке минимальной величины этого коэффициента, так как должно выполняться неравенство

$$k_u \geq \frac{3T_C}{t_{\text{нар}}}.$$

Величина k_u определяет качество регулирования в переходном процессе.

Во внешнем контуре регулирования импульсный характер преобразования практически не проявляется. Это объясняется тем, что напряжение на конденсаторе C_Φ имеет минимально возможные пульсации с частотами приблизительно $m_1\omega_1$, $n=1,2,3,\dots$, благодаря выполнению неравенства $T_C \gg T_k$. Кроме этого, в СГС пульсации на конденсаторе C_Φ интенсивно подавляются ИН, работающим в режиме активного фильтра с частотой ШИМ ($\omega_{\text{ШИМ}}$), удовлетворяющей неравенству $\omega_{\text{ШИМ}} \gg m_1\omega_1$. По этим причинам оценку устойчивости данного контура регулирования можно рассматривать как в непрерывной системе. Учитывая, что система уравнений, описывающая данный контур, имеет первый порядок, то можно утверждать, что она устойчива.

Рассмотрим особенности построения алгоритмов управления в системе с преобразователем, выполненным по топологии Т1. Различие в алгоритмах обусловлено двумя факторами. Первый из них, как уже отмечалось, заключается в том, что преобразователь по физическим процессам является параметрическим источником тока. Второй фактор обусловлен наличием устройства раздельного управления.

Отметим, что структура алгоритма управления не отличается от рис. 4, изменения касаются только контура тока.

Для данной схемы в результате линеаризации передаточная характеристика преобразователя имеет следующий вид [7]:

$$i_2 = \begin{cases} S\left(\frac{u_y}{U_{\text{оп}}}\right)u_y, & \text{при } u_y \leq U_{\text{оп}}; \\ I_{2\text{max}}, & \text{при } u_y > U_{\text{оп}}. \end{cases}$$

График качественного построения передаточной характеристики НПЧ приведен на рис. 12.

Выходная цепь трехфазного НПЧ с ЕК в dq -координатах будет иметь вид, представленный на рис. 13.

Несмотря на то, что рассматриваемая схема НПЧ с ЕК на такте является параметрическим источником тока, существует необходимость введения обратной связи по току i_2 , что объясняется значительной зависимостью крутизны передаточной характеристики преобразователя от режима работы. Кроме этого, введение токового контура обеспечит ограничение этой координаты на необходимом уровне. По этой причине систему ста-

билизации выходного напряжения представляется правильным сделать двухконтурной. На рис. 14 показана двухконтурная система стабилизации выходного напряжения.

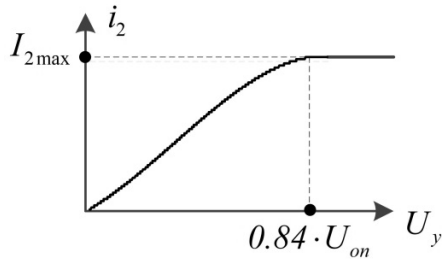


Рис. 12 – Передаточная характеристика НПЧ с ЕК

Fig. 12 – The transfer characteristic of the cycloconverter

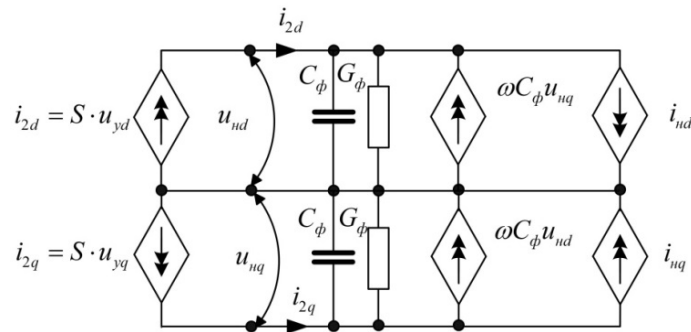


Рис. 13 – Выходная цепь трехфазного НПЧ с ЕК в dq -координатах

Fig. 13 – The output circuit of the three-phase cycloconverter in the dq rotating reference frame

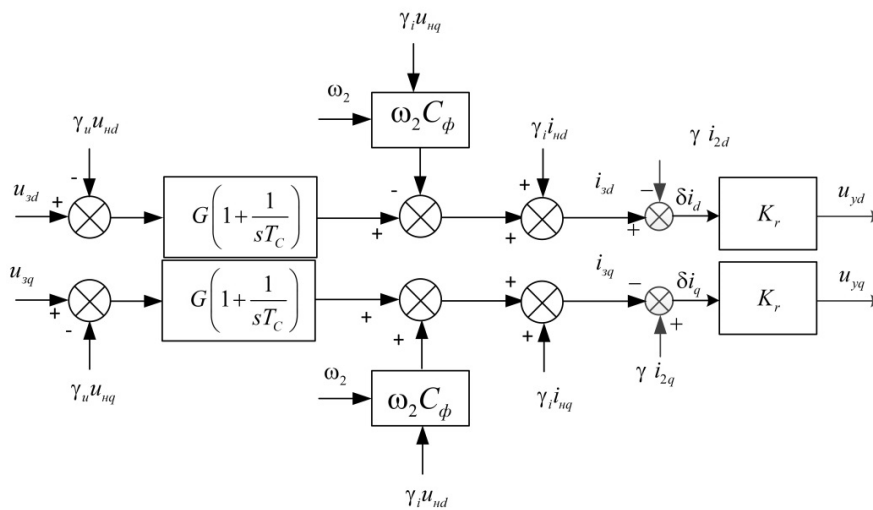


Рис. 14 – Двухконтурная система стабилизации выходного напряжения

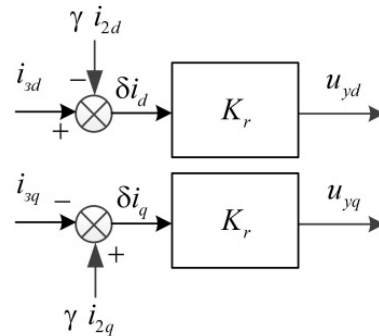
Fig. 14 – The dual-circuit output voltage stabilization system

В схеме на рис. 14 внутренний контур управления током i_2 реализован с помощью пропорционального регулятора K_r . Структура внешнего контура стабилизации напряжения полностью совпадает с реализацией для топологии Т2.

На рис. 15 представлена структурная схема канала регулирования по току в dq -координатах.

Рис. 15 – Структурная схема токового контура

Fig. 15 – The block diagram of the current circuit



Опираясь на выводы работ [7,12], с целью оценки величины коэффициента K_r сделаем допущение о том, что в такой системе для соблюдения условия устойчивости необходимо обеспечить на такте работы разомкнутой системы выполнение неравенства

$$K_T \leq 2,$$

где K_T – коэффициент усиления разомкнутого контура на такте.

В исследуемой схеме согласно рис. 13 коэффициент усиления можно определить с помощью соотношения

$$K_T = \gamma K_r S \leq 2, \quad (10)$$

где S – крутизна передаточной характеристики НПЧ с ЕК; γ – коэффициент передачи датчика тока.

Из выражения (10) получим

$$\gamma K_r \leq 2/S. \quad (11)$$

На рис. 16 показан график зависимости крутизны передаточной характеристики НПЧ с ЕК от величины сигнала управления для двух законов управления.

Учитывая данный график, а также соотношение (11), получим

$$\gamma K_r \leq \frac{2}{S_{\max}} = \frac{2}{5,347} \frac{U_{\text{оп}}}{I_{2\text{кз}}} = 0,374 \frac{U_{\text{оп}}}{I_{\text{кз}}}.$$

Таким образом, следует принять

$$K_r \leq 0,374 \frac{U_{\text{оп}}}{\gamma I_{\text{кз}}}.$$

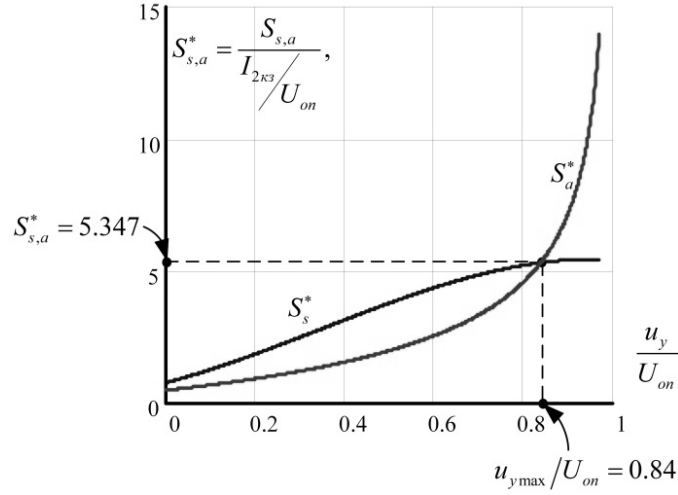


Рис. 16 – График зависимости крутизны передаточной характеристики НПЧ с ЕК от величины сигнала управления для синусоидального S_s^* и аркосинусоидального S_a^* законов управления

Fig. 16 – The graph of the dependence of the transfer characteristic slope of the cycloconverter on the control signal value of the control signal for sinusoidal S_s^* and arccosinusoidal S_a^* control laws

Передаточная функция контура тока по сигналам задания $i_{zd,q}$ будет иметь вид

$$k_I = \frac{i_{2d,q}}{i_3} = \frac{K_r S}{1 + \gamma K_r S}. \quad (12)$$

Примем, что для исключения колебательных переходных процессов $\gamma K_r = \frac{1}{S_{\max}}$, тогда передаточная функция контура тока по ошибке определится следующим образом:

$$\delta i_{d,q} = i_3 \frac{1}{1 + \gamma_I K_r S},$$

$$k_{\delta I} = \frac{\delta i_{d,q}}{i_{zd,q}} = \frac{1}{1 + \gamma_I K_r S} = \frac{1}{1 + S/S_{\max}}.$$

Из неравенства (11) следует, что минимальное значение относительной величины ошибки в контуре составляет

$$k_{\delta I} = \frac{1}{2}.$$

Для оценки коэффициента передачи по току данного контура примем, что в уравнении (12) крутизна $S = S_{\max}$, тогда

$$\frac{i_{2d,q}}{i_{3d,q}} = \frac{1}{2\gamma}.$$

Параметры контура напряжения определяются по аналогии со схемой, выполненной по топологии Т2.

Другая особенность алгоритма управления схем с топологией Т1, как отмечалось, заключается в том, что они чаще всего выполняются с раздельным управлением. Это связано с тем, что величины индуктивности входных дросселей D_r (см. рис. 2) недостаточно для ограничения уравнивающих токов на должном уровне.

На рис. 17 приведена функциональная схема устройства раздельного управления, где CC – схема сравнения, выполняет функцию $\text{sign}(i_{2A})$; D_{BK} , $D_{BK'}$ – драйверы тиристоров вентильных комплектов BK и BK' соответственно; с помощью сигналов $u_{ур}$, $\bar{u}_{ур}$ разрешается или запрещается подача импульсов управления на электроды тиристоров.

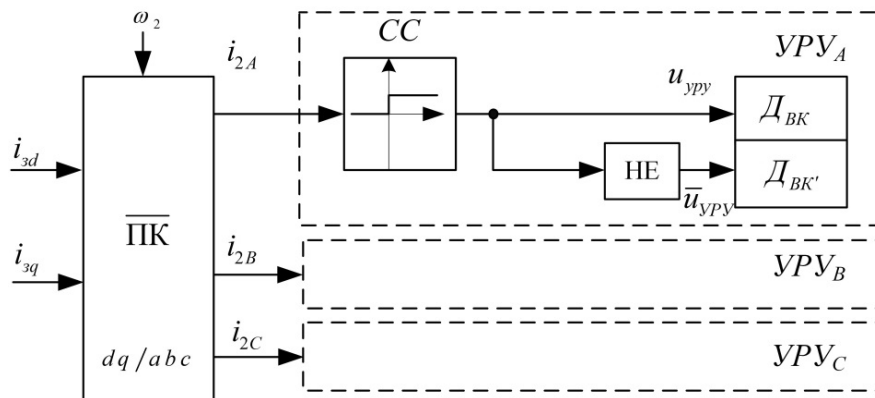


Рис. 17 – Функциональная схема устройства раздельного управления

Fig. 17 – The functional diagram of the device for separate control of the thyristor valve sets

В устройстве на рис. 17 сигналы i_{3d} , i_{3q} практически не содержат пульсационных составляющих, и, будучи преобразованными в abc -координаты, они воспроизведут ток, близкий по форме и фазе основной гармонике соответствующего тока i_2 за счет токового контура. Однако, учитывая относительно небольшой по величине коэффициент K_T , фазовая ошибка может иметь место, что приведет к возникновению динамических уравнивающих токов. Наличие в силовой схеме входных дросселей позволяет ограничить их на приемлемом уровне. Эта проблема может быть кардинально решена путем применения в контуре тока ПИ регулятора.

Заключение

Предложен вариант построения адаптивной стартер-генераторной системы, в которой достигается синергетический эффект увеличения генерируемой мощности трехфазного переменного тока и повышения ее качества за счет применения тиристорного непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и транзисторного инвертора с высокочастотной ШИМ, работающего в режиме активного фильтра и источника постоянного напряжения.

Рассмотрены две топологии шестипульсных силовых схем НПЧ с ЕК для применения в составе СГС на базе шестифазного синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов, выявлены их достоинства и определены недостатки.

Предложена структурная схема системы управления НПЧ с ЕК, в основу построения которой положены принцип подчиненного регулирования и алгоритмы векторного управления во вращающейся системе координат. Введен контур по нулевой последовательности выходного напряжения, что расширяет рабочий диапазон мощности несимметричных нагрузок.

Для рассмотренных топологий построения НПЧ с ЕК предложены схемы замещения по «скользящему» среднему выходного напряжения и тока, получены аналитические выражения для коэффициентов передачи преобразователей.

Рассмотрены структурные схемы регуляторов контура тока и напряжения, приведена методика параметрического синтеза, определены области устойчивой работы.

Выявлены отличия и сходство в построении структур регуляторов для двух рассмотренных типов топологий силовых схем.

Предложен один из возможных алгоритмов построения устройства раздельного управления для НПЧ с ЕК.

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент № 2713390 Российская Федерация. Адаптивная стартер-генераторная система: № 2019115319: заявл. 20.05.2019: опубл. 05.02.2020, Бюл. № 4 / Дубкова Р.Ю., Харитонов С.А., Жарков М.А., Коробков Д.В.
2. **Харитонов С.А.** Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.
3. **Джюджи Л., Пелли Б.** Силовые полупроводниковые преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
4. Электромагнитные процессы в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы летательного аппарата / С.А. Харитонов, Р.Ю. Сараханова, А.С. Харитонов, М.А. Жарков // Электропитание. – 2020. – № 4. – С. 35–46.
5. **Каганов И.Л.** Электронные и ионные преобразователи (Основы промышленной электроники). Ч. 3. Цепи питания и управления ионных приборов: учебник для энергетических и электротехнических высших учебных заведений и факультетов. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1956. – 528 с.
6. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов, Е.Д. Лебедев, Л.М. Тарасенко. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 252 с.

7. Электромагнитные процессы в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы летательного аппарата / М.А. Жарков, Р.Ю. Сараханова, С.А. Харитонов, А.В. Удовиченко // *Альтернативная энергетика и экология*. – 2024. – № 2. – С. 198–212. – DOI: 10.15518/isjaee.2024.02.198-212.
8. **Erickson R.W.** Fundamentals of power electronics. – New York: Plenum Publishers, 2001. – 883 p.
9. **Булгаков А.А.** Новая теория управляемых выпрямителей. – М.: Наука, 1970. – 320 с.
10. **Грабовецкий Г.В.** Некоторые вопросы динамики вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией при совместном и раздельном управлении // *Электричество*. – 1975. – № 2. – С. 58–60.
11. **Грабовецкий Г.В., Куклин О.Г., Харитонов С.А.** Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем: учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 330 с.
12. Synthesis of circuit of regulation of current for buck DC-DC converter. Methodical aspect / I.O. Bessonov, S.A. Kharitonov, D.V. Makarov, M.A. Zharkov // 16th International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM): proceedings. – Altai, Erlagol, 2015. – P. 391–396.
13. **Цыпкин Я.З.** Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1977. – 560 с.

CONTROL ALGORITHMS FOR A CYCLOCONVERTER WITH NATURAL COMMUTATION AS PART OF AN AIRCRAFT STARTER-GENERATOR SYSTEM

Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A.

*Novosibirsk State Technical University/Department of Electronics
and Electrical Engineering, Novosibirsk, Russia*

A design concept for an adaptive starter-generator system (SGS) is proposed, in which a synergistic effect, namely, an increase in the generated three-phase AC power and an improvement in its quality is achieved through the use of the cycloconverter with natural commutation and the transistor inverter with high-frequency PWM, operating as an active filter and a DC voltage source. Two topologies of six-pulse cycloconverter power circuit for use in the SGS based on a six-phase permanent-magnet synchronous generator are considered. Their advantages and disadvantages are identified. The block diagram of the control system for the cycloconverter based on the cascade control principle and vector control algorithms in a rotating reference frame is proposed. A zero-sequence output voltage loop is introduced, which extends the power range under unbalanced loads. For the proposed topologies of the cycloconverter, equivalent circuits based on the "sliding" average of the output voltage and current are proposed. Analytical expressions for the converter transfer coefficients are derived. The block diagrams of the current and voltage controllers are considered. A parametric synthesis procedure is presented, and the stability regions are determined. The differences and similarities in the controller structures for the two considered power circuit topologies are revealed. A possible algorithm for implementing a separate control unit for the cycloconverter is proposed.

Keywords: cycloconverter with natural commutation, voltage source inverter, control algorithms, regulators, equivalent circuits, calculation methods, independent control unit, stability.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-51-75

REFERENCES

1. Dubkova R.Yu., Kharitonov S.A., Zharkov M.A., Korobkov D.V. *Adaptivnaya starter-generatornaya sistema* [Adaptive starter-generator system]. Patent RF, no. 2713390, 2020.
2. Kharitonov S.A. *Elektromagnitnye protsessy v sistemakh generirovaniya elektricheskoi energii dlya avtonomnykh ob"ektov* [Electromagnetic processes in electric power generation systems for autonomous facilities]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2011. 536 p.
3. Gyugyi L., Pellu B.R. *Static power frequency changers*. New York, 1976 (Russ. ed.: Dzhuydzhi L., Pelli B. *Silovye poluprovodnikovye preobrazovateli chastoty*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 400 p.).
4. Kharitonov S.A., Sarakhanova R.Yu., Kharitonov A.S., Zharkov M.A. Elektromagnitnye protsessy v neposredstvennom preobrazovatele chastoty s estestvennoi kommutatsiei v sostave starter-generatornoi sistemy letatel'nogo apparata [Electromagnetic processes in cycloconverter with natural commutation as part of an aircraft starter-generator system]. *Elektropitanie = Power Supply*, 2020, no. 4, pp. 35–46.
5. Kaganov I.L. *Elektronnye i ionnye preobrazovateli (Osnovy promyshlennoi elektroniki)*. Ch. 3. *Tsepi pitaniya i upravleniya ionnykh priborov* [Electronic and ionic converters (Fundamentals of Industrial Electronics). Pt. 3: Power supply and control circuits for ionic devices]. Moscow, Gosenergoizdat Publ., 1956. 528 p.
6. Slezhanovskii O.V., Datskovskii L.Kh., Kuznetsov I.S., Lebedev E.D., Tarasenko L.M. *Sistemy podchinennogo regulirovaniya elektroprivodov peremennogo toka s ventil'nyimi preobrazovatelyami* [Cascade control systems for AC electric drives with valve converters]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 252 p.
7. Zharkov M.A., Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A., Udovichenko A.V. Elektromagnitnye protsessy v neposredstvennom preobrazovatele chastoty s estestvennoi kommutatsiei v sostave starter-generatornoi sistemy letatel'nogo apparata [Electromagnetic processes in a direct frequency converter with natural switching as part of the starter-generator system of an aircraft]. *Al'ternativnaya energetika i ekologiya = Alternative Energy and Ecology*, 2024, no. 2, pp. 198–212. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2024.12.160.
8. Erickson R.W. *Fundamentals of power electronics*. New York, Plenum Publishers, 2001. 883 p.
9. Bulgakov A.A. *Novaya teoriya upravlyaemykh vypryamitelei* [A new theory of controlled rectifiers]. Moscow, Nauka Publ., 1970. 320 p.
10. Grabovetskii G.V. Nekotorye voprosy dinamiki ventil'nykh preobrazovatelei chastoty s neposredstvennoi svyaz'yu i estestvennoi kommutatsiei pri sovmestnom i razdel'nom upravlenii [Some aspects of the dynamics of line-commutated direct frequency converters with combined and separate control]. *Elektrichestvo = Electrical Technology Russia*, 1975, no. 2, pp. 58–60.
11. Grabovetskii G.V., Kuklin O.G., Kharitonov S.A. *Neposredstvennye preobrazovateli chastoty s estestvennoi kommutatsiei dlya elektromekhanicheskikh sistem* [Cycloconverters with natural commutation for electromechanical systems]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2009. 330 p.
12. Bessonov I.O., Kharitonov S.A., Makarov D.V., Zharkov M.A. Synthesis of circuit of regulation of current for buck DC-DC converter. Methodical aspect. *16th Inter-*

national conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM): proceedings, Altai, Erlagol, 2015, pp. 391–396.

13. Tsyarkin Ya.Z. *Osnovy teorii avtomaticheskikh sistem* [Fundamentals of automatic control systems]. Moscow, Nauka Publ., 1977. 560 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Сараханова Регина Юрьевна – ассистент кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: непосредственный преобразователь частоты, стартер-генераторная система летательного аппарата. Опубликовано более 50 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: sarakhanova_nstu@mail.ru).

Sarakhanova Regina Yuryevna – an assistant lecturer at the Department of Electronics and Electrical Engineering, Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on cycloconverter with natural commutation and starter-generator system for aircraft. More than 50 scientific papers have been published. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: sarakhanova_nstu@mail.ru).



Харитонов Сергей Александрович – родился в 1950 году, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой электроники и электротехники, научный руководитель Института силовой Электроники, директор Центра технологического превосходства Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: устройства силовой электроники и авиационные системы электроснабжения. Опубликовано более 350 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: Kharitonov@corp.nstu.ru).

Kharitonov Sergey Alexandrovich (b. 1950) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, head of the department of Electronics and Electrical Engineering and Director of the Center for Technological Excellence in Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on power electronics devices and aircraft power supply systems. More than 350 scientific papers have been published. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: Kharitonov@corp.nstu.ru).

*Статья поступила 03 июля 2026 г.
Received July 03, 2026*

To Reference:

Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A. Algoritmy upravleniya neposredstvennym preobrazovatelem chastoty s estestvennoi kommutatsiei v sostave starter-generatornoi sistemy letatel'nogo apparata [Control algorithms for a cycloconverter with natural commutation as part of an aircraft starter-generator system]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 3 (72), pp. 51–75. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-51-75.