

---

**ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ**

---

УДК 621.3.072.2

DOI 10.46960/2658-6754\_2022\_4\_04

**СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЕВЫМ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С ОГРАНИЧЕННЫМ УРОВНЕМ  
ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА  
В А-В-С СИСТЕМЕ КООРДИНАТ****И.В. Александров**

ORCID: 0000-0002-3976-349X e-mail: alexandrov.i2018@gmail.com

Новосибирский государственный технический университет

*Новосибирск, Россия***О.В. Нос**

ORCID: 0000-0001-5737-5354 e-mail: nos@corp.nstu.ru

Новосибирский государственный технический университет

*Новосибирск, Россия***И.А. Баховцев**

e-mail: bahovcev@corp.nstu.ru

Новосибирский государственный технический университет

*Новосибирск, Россия***Н.А. Севостьянов**

ORCID: 0000-0002-0779-3424 e-mail: n.sevostyanov97@yandex.ru

Новосибирский государственный технический университет

*Новосибирск, Россия*

Выходной импеданс преобразователей электрической энергии для современных систем электроснабжения, содержащих большое количество электронных нагрузок, является важной характеристикой, описывающей не только качество генерируемого напряжения, но и устойчивость системы электроснабжения в целом. В этом случае его максимальное значение необходимо ограничивать на этапе синтеза системы управления путем выбора достаточной структуры регуляторов и их параметров, основываясь на частотных характеристиках преобразователя напряжения. Сетевые преобразователи напряжения, преобразующие переменное сетевое напряжение в постоянное, в данном случае не являются исключением. В работе приведены результаты моделирования динамических свойств сетевого преобразователя

напряжения в частотной области при управлении в исходной  $a$ - $b$ - $c$  системе координат. Показано, что в связи с наличием нуля второго порядка в передаточной функции объекта управления для исключения влияния тока нагрузки на контуры регулирования входных токов достаточно использовать ПИ-регулятор, частота сопряжения которого превышает частоту нуля в передаточной функции объекта управления. Также проведено исследование частотных характеристик объекта управления при замкнутых контурах управления входными токами. Дано их математическое описание. Показано, что параметры регулятора могут быть выбраны напрямую из задания на максимальный уровень выходного импеданса преобразователя с замкнутым контуром регулирования выходного напряжения. Предложены соотношения, позволяющие рассчитать параметры ПИ-регуляторов контуров регулирования тока и напряжения. Произведена проверка полученных соотношений в среде *MatLab/Simulink*, получены график логарифмической амплитудно-частотной характеристики выходного импеданса преобразователя с замкнутой двухконтурной системой управления и осциллограммы переходных процессов входных токов и выходного напряжения.

**Ключевые слова:** активный выпрямитель, активный сетевой преобразователь, выходной импеданс, ПИ-регулятор, трехфазная сеть, частотные характеристики.

**Для цитирования:** Александров И.В., Нос. О.В., Баховцев И.А, Севостьянов Н.А. Синтез системы управления сетевым преобразователем с ограниченным уровнем выходного импеданса в  $a$ - $b$ - $c$  системе координат // Интеллектуальная Электротехника. 2022. № 4. С. 4-21. DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_4\_04

## CONTROL SYSTEM DESIGN OF GRID CONNECTED CONVERTER WITH LIMITED OUTPUT IMPEDANCE IN A-B-C REFERENCE FRAME

**I.V. Alexandrov**

ORCID: 0000-0002-3976-349X e-mail: alexandrov.i2018@gmail.com

Novosibirsk state technical university

*Novosibirsk, Russia*

**O.V. Nos**

ORCID: 0000-0001-5737-5354 e-mail: nos@corp.nstu.ru

Novosibirsk state technical university

*Novosibirsk, Russia*

**I.A. Bahovtsev**

e-mail: baxovcev@corp.nstu.ru

Novosibirsk state technical university

*Novosibirsk, Russia*

**N.A. Sevostyanov**

ORCID: 0000-0002-0779-3424 e-mail: n.sevostyanov97@yandex.ru

Novosibirsk state technical university

Novosibirsk, Russia

**Abstract.** Output impedance of an electrical converter becomes crucial in modern power systems with electronic loads not only in terms of output voltage quality but also for the stability of the power system itself. In such case, output impedance of a converter should be limited to a desired level according to the R.D. Middlebrook stability criterion. Grid connected power converters are no exception in this case. This work presents results of the mathematical modelling of the three-phase grid connected converters working in the mode of active front-end converter. It is shown that, second order zero of the power plant in the current control loop affects the dynamics of the closed current loop. This could be eliminated by means of a simple PI-controller with the corner frequency higher than the second order zero frequency. Analysis of the converter dynamic properties with the current loops closed was carried out also. It is show that limited level of output impedance could be obtained by proper choice of the current and voltage loop PI-controllers parameters. Mathematical expressions are proposed that allows selecting the parameters of the controllers to provide a given level of the output impedance. The obtained expressions were tested in the MatLab/Simulink environment, a bode plot of the frequency response of the output impedance of a converter with a closed two-loop control system and oscillograms of transient responses of input currents and output voltage were obtained. Which proves stability of the system and correctness of the obtained results.

**Keywords:** active rectifier, active network converter, output impedance, PI controller, three-phase network, frequency characteristics.

**For citation:** I.V. Alexandrov, O.V. Nos, I.A. Bahovtsev and N.A. Sevostyanov, “Control system design of grid-connected converter with limited output impedance in a-b-c reference frame”, *Smart Electrical Engineering*, no. 4, pp. 4-21, 2022.  
DOI: 10.46960/2658-6754\_2022\_4\_04

**I. Введение**

Развитие полупроводниковой техники и ужесточение требований к качеству электрической энергии, потребляемой от промышленной сети переменного тока, привело к появлению и широкому распространению транзисторных, связанных с сетью, силовых преобразователей, которые работают в режимах активных фильтро-компенсирующих устройств (АФКУ), а также в режиме активного выпрямителя напряжения (АВН), обеспечивая нагрузку постоянного тока стабилизированным напряжением [1-3]. При работе таких преобразователей в режимах АФКУ или АВН на нагрузку постоянного тока, не содержащих электронных преобразователей постоянного тока (разряд/заряд аккумуляторных батарей, пассивные цепи), разработчиков и исследователей интересует устойчивость непосредственно самого

преобразователя, обусловленная устойчивостью двухконтурной системы управления (СУ) токами входных дросселей и напряжением звена постоянного тока [4-5]. Однако, при проектировании системы электроснабжения постоянного тока с АВН, в нагрузку которого предполагается наличие электронных преобразователей электрической энергии, важным, с точки зрения устойчивости всей каскадной системы электроснабжения, становится выполнение импедансного критерия устойчивости системы, который накладывает ограничение на максимальное значение выходного импеданса АВН по соотношению [6-7].

$$|Z_{\text{АВН}}(j\omega)| \leq \frac{k_3 U_o^2}{P_H}, \quad (1)$$

где  $j$  – мнимая единица;  $Z_{\text{АВН}}(j\omega)$  – комплексная величина выходного сопротивления АВН на угловой частоте  $\omega$ ;  $U_o$  – среднее значение выходного напряжения АВН;  $P_H$  – мощность нагрузки;  $k_3$  – коэффициент запаса.

В настоящее время существуют методики проектирования АВН, не учитывающие, однако, в процессе синтеза преобразователя и СУ выходной импеданс напрямую. Они требуют дополнительных компьютерных инструментов для выбора параметров регуляторов, либо ограничены случаем управления в синхронно-вращающейся системе координат  $dq0$  [4-5, 8]. В данной работе предлагается процедура структурно-параметрического синтеза двухконтурной системы управления токами дросселей и напряжения звена постоянного тока с учетом (1) и задержек в цифровой реализации системы управления для сетевого преобразователя, работающего в режиме АВН. Управление преобразователем осуществляется в исходной системе координат  $a-b-c$  [9]. Пример схемы преобразователя показан на рис. 1.

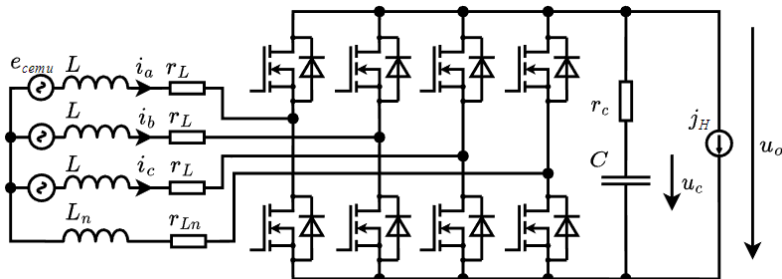


Рис. 1. Пример схемы сетевого преобразователя

Fig. 1. Example of the grid-converter topology

## II. Выходной импеданс преобразователя в режиме АВН с разомкнутой системой управления

Анализ выходного импеданса преобразователя с разомкнутой системой управления в режиме АВН был выполнен с помощью метода усреднения в пространстве состояний, так как преобразователь управляется с помощью широтно-импульсной модуляцией с частотой  $f_k$ , намного большей частоты сетевого напряжения  $f_c$  [10]. В данном случае преобразователь может быть описан следующей малосигнальной моделью в окрестности выбранной рабочей точки.

$$\begin{cases} s\tilde{\mathbf{x}}(s) \approx \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{j}}_H(s) + \mathbf{F}\tilde{\mathbf{d}}(s) \\ \tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{E}\tilde{\mathbf{j}}_H(s) \end{cases}, \quad (2)$$

где  $\tilde{\mathbf{x}}(s) = [\tilde{i}_a(s), \tilde{i}_b(s), \tilde{i}_c(s), \tilde{u}_c(s)]^T$  – вектор малосигнальных отклонений переменных состояния в окрестности точки линеаризации;  $\tilde{\mathbf{d}}(s) = [\tilde{d}_a(s), \tilde{d}_b(s), \tilde{d}_c(s)]^T$  – вектор малосигнальных отклонений управляющих воздействий;  $\tilde{\mathbf{y}}(s) = [\tilde{i}_a(s), \tilde{i}_b(s), \tilde{i}_c(s), \tilde{u}_c(s)]^T$  – вектор выходных переменных;  $\tilde{j}_H(s)$  – малосигнальное отклонение тока нагрузки;  $s$  – оператор Лапласа.

Вектор сетевых напряжений  $e_{\text{сети}}$  исключен из анализа, так как он не оказывает влияние на выходной импеданс преобразователя и настройку контуров регулирования токов входных дросселей (входных токов) и напряжения конденсатора звена постоянного тока (выходного напряжения). В случае управления преобразователем в исходной ( $a$ - $b$ - $c$ ) системе координат системные матрицы принимают вид:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{a_1}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{\gamma_a}{L} \\ \frac{a_2}{L} & \frac{a_1}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{\gamma_b}{L} \\ \frac{a_2}{L} & \frac{a_2}{L} & \frac{a_1}{L} & \frac{\gamma_c}{L} \\ \frac{D_a}{C} & \frac{D_b}{C} & \frac{D_c}{C} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \frac{\beta U_o}{L} & \frac{\alpha U_o}{L} & \frac{\alpha U_o}{L} \\ \frac{\alpha U_o}{L} & \frac{\beta U_o}{L} & \frac{\alpha U_o}{L} \\ \frac{\alpha U_o}{L} & \frac{\alpha U_o}{L} & \frac{\beta U_o}{L} \\ \frac{I_a}{C} & \frac{I_b}{C} & \frac{I_c}{C} \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ r_c \cdot D_a & r_c \cdot D_b & r_c \cdot D_c & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -r_c \end{bmatrix},$$

где  $\alpha = L_n(3L_n+L)^{-1}$ ,  $\beta = 1-\alpha$ ,  $a_1 = -\beta r_L + (3\alpha-1)r_{Ln}$ ,  $a_2 = \alpha r_L + (3\alpha-1)r_{Ln}$ ,  $D_{a,b,c}$  – коэффициенты заполнения фазных стоек преобразователя в точке линеаризации;  $\gamma_a = \alpha(D_b + D_c) - D_a\beta$ ,  $\gamma_b = \alpha(D_a + D_c) - D_b\beta$ ,  $\gamma_c = \alpha(D_a + D_b) - D_c\beta$ ;  $I_{a,b,c}$  – значение токов фазных дросселей в точке линеаризации,  $U_o$  – установившееся значение напряжения на конденсаторе звена постоянного тока. Для схемы включения с изолированной нейтралью  $\alpha = 1/3$ .

Выходной импеданс преобразователя является характеристикой, описывающей реакцию выходного напряжения преобразователя (в данном случае – напряжения звена постоянного тока  $u_o$ ) на изменение тока нагрузки  $j_H$  в частотной области. По определению, он является передаточной функцией (п.ф.) системы, равной отношению изображения по Лапласу выходного напряжения к изображению по Лапласу тока нагрузки, взятому с обратным знаком [11]. Используя математическую модель объекта управления (ОУ) (2) с матрицами, определенными в (3), можем получить следующее выражение, описывающее данный параметр в случае преобразователя с разомкнутой СУ:

$$Z_{\text{АВН}}(s) \triangleq -\frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{i}_H(s)} \approx \frac{(sL + r_L)(1 + sr_c C)}{LC(s^2 + \omega_0^2)}, \quad (4)$$

где  $\omega_0 = E_{(1)}(0,67LC)^{-0,5}/U_c$  – угловая резонансная частота преобразователя;  $E_{(1)}$  – амплитуда основной гармоники сетевого напряжения.

График логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) выходного импеданса преобразователя показан на рис. 2. Для решения задачи синтеза, рассматриваемой в данной работе, исходя из (2), один канал трехканального преобразователя с разомкнутой СУ предлагается заменить блок-схемой (рис. 3).

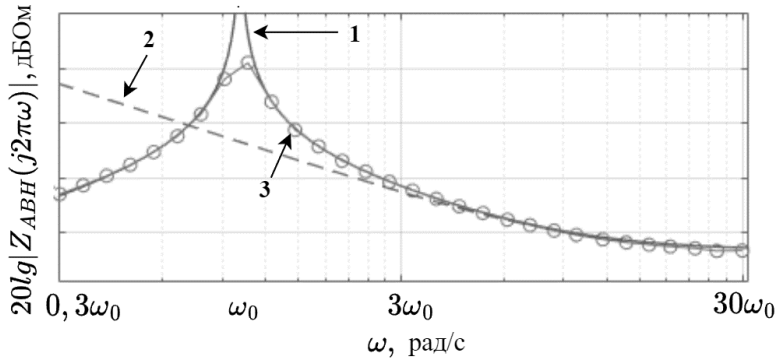


Рис. 2. ЛАЧХ выходного сопротивления преобразователя с разомкнутой СУ:  
1 –  $|Z_{ABH}(j\omega)|$ ; 2 –  $|(1 + j\omega Cr_c)/j\omega C|$ ; 3 – имитационное моделирование

Fig. 2. Magnitude response of the open loop converter output impedance:  
1 –  $|Z_{ABH}(j\omega)|$ ; 2 –  $|(1 + j\omega Cr_c)/j\omega C|$ ; 3 – simulation

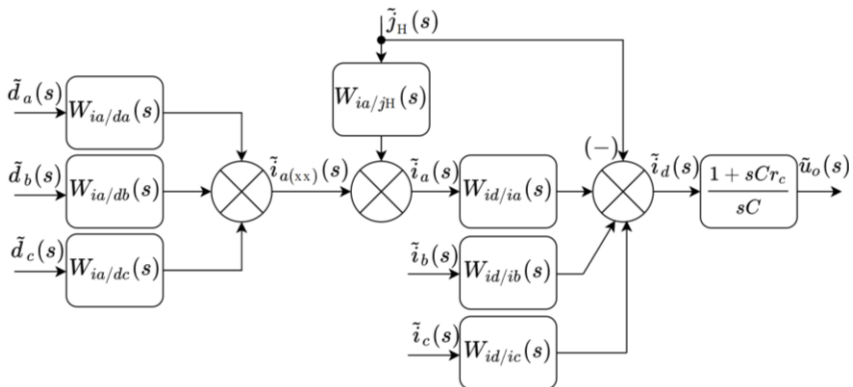


Рис. 3. Блок-схема канала преобразователя с разомкнутой СУ

Fig. 3. Block diagram of the open loop converter

### III. Синтез контура регулирования входных токов преобразователя

Синтез двухконтурной системы регулирования выходного напряжения АВН предлагается начать с выбора параметров и структуры регуляторов входных токов преобразователя. Ток нагрузки влияет на ток преобразователя через п.ф.  $W_{in/jH}(s)$ , где  $n = a, b, c$  (рис. 3). В данном случае за счет выбора достаточной полосы пропускания контура регулирования и структуры регулятора можно снизить это воздействие, приведя выходной импеданс преобразователя при замкнутых контурах входных токов к импедансу

выходного конденсатора, показанному прерывистой линией на рис. 2. В случае цифровой СУ с присущими задержками [11]:

$$\tau = 0,5T_{\text{выб}} + t_{\text{ашп}} + t_{\text{рас}},$$

где  $T_{\text{выб}}$  – период между двумя последовательными выборками АЦП;  $t_{\text{ашп}}$  – время выборки АЦП;  $t_{\text{рас}}$  – время выполнения управляющей программы, выбор частоты среза контура регулирования тока. На основании аппроксимации фазочастотной характеристики (ФЧХ) контура в разомкнутом состоянии первыми тремя членами ряда Тейлора может быть осуществлен по следующему соотношению:

$$\omega_{c,i} = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{2 \operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_{m,i} - \varphi_i)^2 + 1}{\operatorname{tg}(0,5\pi - \varphi_m - \varphi_i)}}, \quad (5)$$

где  $\varphi_{m,i}$  – желаемый запас по фазе разомкнутого контура регулирования ( $\varphi_m \approx \pi/6 \dots \pi/3$ );  $\varphi_i$  – фазовый сдвиг, вносимый регулятором на частоте среза контура регулирования тока в разомкнутом состоянии ( $\varphi_i \approx \pi/9 \dots \pi/6$ ). Однако, необходимо учесть, что полоса пропускания контура тока должна удовлетворять следующему соотношению:

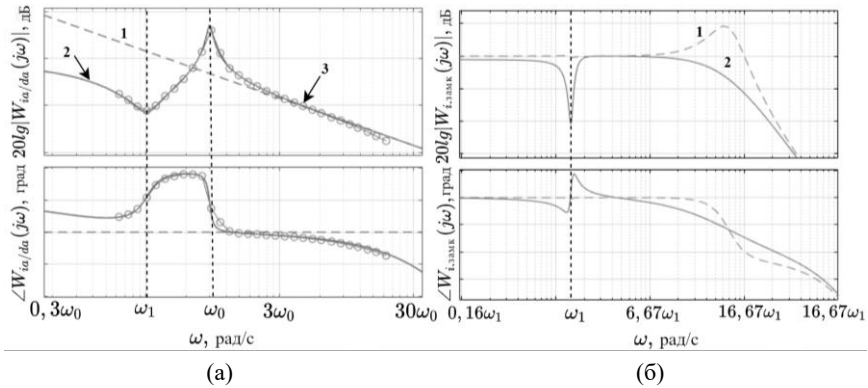
$$\omega_0(3\dots 5) \leq \omega_{c,i} \quad (6)$$

Если при выборе частоты среза по (5) условие (6) не выполняется, необходимо пересмотреть параметры  $\varphi_m$ ,  $\varphi_i$  и силовой схемы или уменьшить задержку  $\tau$ , пока условие (6) не выполнится.

Структуру регулятора предлагается определить из вида амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ОУ в контурах регулирования входных токов.  $W_{in/dn-}(s) = \tilde{i}_n(s) / \tilde{d}_n(s)$ , где  $n = a, b, c$ . Графики ЛАЧХ и ФЧХ приведены на рис. 4, а, из которого видно, что п.ф. по управляющему воздействию к току входного дросселя имеет дополнительную пару кратных нулей, располагающихся на частоте:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{(D_c^2 + D_b^2)\beta^2 - 2D_b D_c \alpha \beta - (D_c + D_b)^2 \alpha}{\beta LC}}.$$





**Рис. 4. ЛАЧХ и ФЧХ контура тока:**

*разомкнутый (а): 1 –  $\beta U_o/j\omega L$ ; 2 – выражение (4); 3 – имитационная модель;*  
*замкнутый (б): 1 – ПИ-регулятор; 2 – П-регулятор*

**Fig. 4. Bode plot of the current loop:**

*open-loop (a): 1 –  $\beta U_o/j\omega L$ ; 2 – equation (4); 3 – simulation;*  
*closed-loop (b): 1 – PI-type controller; 2 – P-type controller*

Влияние данных нулей выражается в снижении коэффициента передачи контура в замкнутом состоянии в малой окрестности данной частоты (рис. 4, б), что вызывает отклонение выходного импеданса от желаемого значения. Для уменьшения влияния этого фактора необходимо выполнение следующего условия:

$$|W_{in/dn}(j\omega)G_i(j\omega)| \gg 1 \quad \forall \omega \in [0, \omega_0], \quad (7)$$

где  $W_{in/dn}(j\omega) \approx \beta U_o/j\omega L$  для частот  $\omega > \omega_0$ , как показано на рис. 4;  $G_i(j\omega)$  – частотная характеристика регулятора контура тока.

Условие (7) может быть выполнено при использовании ПИ-регулятора, частота сопряжения ЛАЧХ которого удовлетворяет следующему соотношению:

$$\omega_i \geq (15...20)\omega_1, \quad (8)$$

Таким образом, по результатам анализа частотных характеристик преобразователя может быть сформирована система уравнений для выбора параметров ПИ-регулятора контура тока с п.ф., описываемой выражением  $G_i(s) = k_i(1 + \omega_i/s)$ , при единичной обратной связи:

$$\begin{cases} \omega_i = \omega_{c,i} \operatorname{tg}(\varphi_i) \\ k_i = \frac{\omega_{c,i} L}{\beta U_c \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_i}{2\pi f_{ci}}\right)^2}} \end{cases}$$

При выборе параметров регулятора необходимо учитывать выполнение условий (6) и (8).

#### IV. Синтез контура регулирования выходного напряжения

Синтез контура регулирования напряжения выполняется при условии, что потребляемый от сети фазный ток имеет нулевой сдвиг относительно соответствующего фазного напряжения, что соответствует единичному cosφ, где φ угол между током и напряжением соответствующей фазы системы электроснабжения. В таком случае схема, изображенная на рис. 3, может быть преобразована для случая замкнутых контуров тока к виду, показанному на рис. 5.

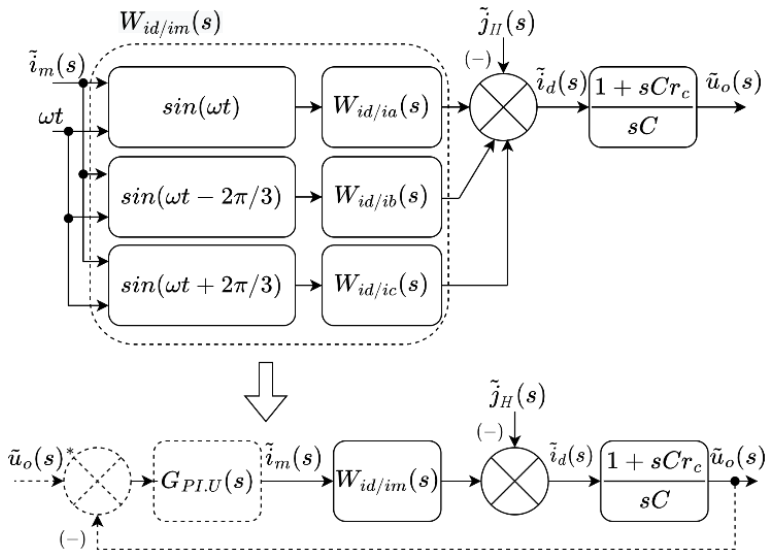


Рис. 5. Блок-схема объекта управления в контуре напряжения при замкнутых контурах управления токами входных катушек индуктивности

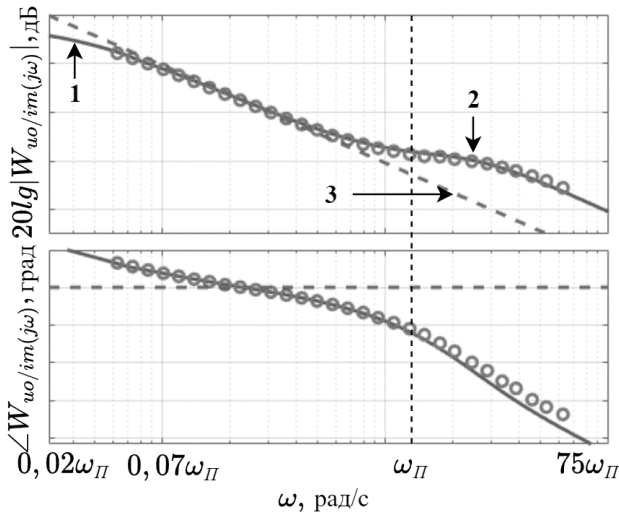
Fig. 5. Diagram of the power plant with input inductors current-loops closed

Объект управления в контуре регулирования напряжения предлагается описать трехканальным источником тока с п.ф.  $W_{id/im}(s)$ , нагруженным на сопротивление конденсатора и источник тока нагрузки. Управление источником тока осуществляется с помощью задания амплитуды тока  $i_m$ , в результате чего малосигнальная п.ф. объекта управления может быть описана следующим соотношением:

$$W_{uo/im}(s) = \frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{i}_m(s)} = \frac{3E_{(1)} \left( 1 - s \frac{2J_H LU_o}{3E_{(1)}^2} \right) (1 + sr_c C)}{2J_H (1 + sCU_o J_H^{-1})} W_{i,замк}(s); \quad (9)$$

$$W_{id/im}(s) = \frac{\tilde{i}_d(s)}{\tilde{i}_m(s)} = \frac{3E_{(1)}}{2U_o} \left( 1 - s \frac{2J_H LU_o}{3E_{(1)}^2} \right) W_{i,замк}(s),$$

где  $J_H$  – ток нагрузки преобразователя в установившемся режиме;  $W_{i,замк}(s)$  – п.ф. замкнутого контура регулирования тока. Графики частотных характеристик объекта управления показаны на рис. 6.



**Рис. 6.** ЛАЧХ и ФЧХ объекта управления в контуре напряжения:  
1 – выражение (9); 2 – результаты оценки по имитационной модели;  
3 –  $1,5E_{(1)}/(j\omega U_o C)$

**Fig. 6.** Bode plot of the  $W_{uo/im}(s)$  transfer function:  
1 – equation (9); 2 – simulation; 3 –  $1,5E_{(1)}/(j\omega U_o C)$

Как следует из (9) и рис. 6, п.ф. объекта управления в контуре регулирования выходного напряжения содержит правый ноль на частоте  $\omega_{\Pi} = 3E_{(1)}^2 / (2J_H L U_o)$ , что сужает область допустимых значений частоты среза контура регулирования напряжения, поскольку при ее нахождении в окрестности частоты правого нуля вызывает возрастание максимального значения импеданса при увеличении тока нагрузки. Для обеспечения приемлемого запаса устойчивости по фазе и заданного максимального уровня выходного импеданса частоту среза контура напряжения предлагается выбирать в области частот, где ЛАЧХ объекта управления спадает с наклоном  $-20$  дБ/дек. При таком выборе частоты среза контура регулирования выходной импеданс объекта управления с контуром регулирования напряжения в замкнутом состоянии, исходя из рис. 5, может быть описан следующим соотношением:

$$Z_{\text{АВН}}^{\text{замк}}(s) = \frac{Z_c(s)}{1 + Z_c(s)W_{\text{id/im}}(s)G_{\text{PI,U}}(s)} \approx \frac{0,67U_o E_{(1)}^{-1} G_{\text{PI,U}}^{-1}(s)}{1 + s0,67CU_o E_{(1)}^{-1} G_{\text{PI,U}}^{-1}(s)},$$

где  $Z_c(s) = (1 + sr_c C) / (sC)$  – п.ф. конденсатора звена постоянного тока;  $G_{\text{PI,U}}(s) = k_u(1 + \omega_u/s)$  – п.ф. ПИ-регулятора в контуре регулирования напряжения. В таком случае:

$$\max\left(\left|Z_{\text{АВН}}^{\text{замк}}(j\omega)\right|\right) = 2U_o / (3E_{(1)}k_u).$$

Для обеспечения астатизма по выходной координате достаточно использовать ПИ-регулятор. Таким образом, как и в случае контуров регулирования токов входных дросселей, на основе анализа частотных характеристик объекта управления в контуре регулирования напряжения может быть составлена система уравнений для выбора параметров ПИ-регулятора напряжения, исходя из требований к максимальному значению выходного импеданса преобразователя.

$$\begin{cases} k_u = \frac{2U_o}{3E_{(1)}Z_{\text{max}}^*}, \\ \omega_{\text{с.н}} = \frac{\sqrt{U_o^2 - (J_H Z_{\text{max}}^*)^2}}{U_o C Z_{\text{max}}^*}, \\ \omega_u = \frac{\omega_{\text{с.н}}}{2}, \end{cases} \quad (10)$$

где  $Z_{\max}^* = k_3 U_o^2 / P_H$  – требуемое максимальное значение импеданса преобразователя,  $\omega_{c.u}$  – частота среза контура регулирования напряжения,  $\varphi_{т.и}$  – запас устойчивости по фазе контура регулирования напряжения. При расчете параметров регулятора по (10) необходимо учитывать требования системы подчиненного регулирования по разделению частот среза контуров регулирования:

$$\omega_{c.i} \geq (3 \dots 5) \omega_{c.u}, \quad (11)$$

При невыполнении (11) необходимо скорректировать  $k_3$  в сторону его уменьшения или увеличить емкость преобразователя.

### V. Проверка полученных соотношений

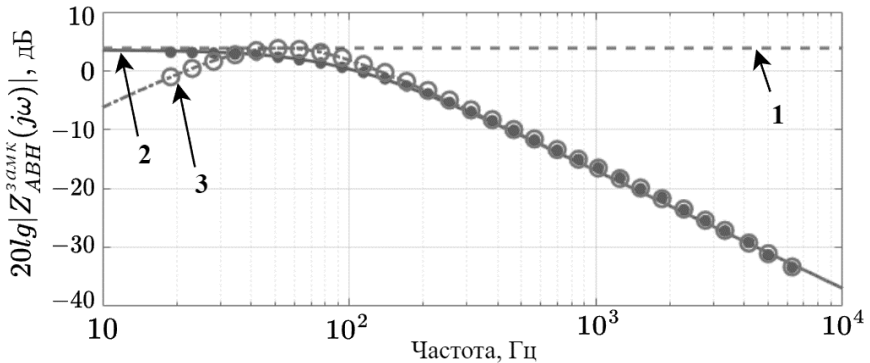
Верификация полученных соотношений была произведена на имитационной модели преобразователя в *MatLab/Simulink* с применением библиотеки *Simscape Power Systems* [12]. Частотные характеристики ОУ получены инструментом *Frequency Response Estimation*. Проверка включала оценку частотных характеристик разомкнутого преобразователя, показанных на рис. 2 и 4, а, проверку частотной характеристики объекта управления в контуре регулирования напряжения, изображенную на рис. 6, а также оценку частотных характеристик выходного импеданса преобразователя с двухконтурной СУ и временной анализ кривых входных токов и напряжения звена постоянного тока при сбросе/набросе нагрузки, которые приведены на рис. 7 и 8. Параметры преобразователя, используемые для моделирования, показаны в табл. 1.

**Таблица 1.**  
Параметры преобразователя

**Table 1.**  
Converter parameters

Параметр	Значение	Единицы измерения
$Z_{\max}^*$	1,5	Ом
Выходное напряжение, $U_o$	760	В
Амплитуда основной гармоники сетевого напряжения фазного, $E_{(1)}$	325	В
Частота сетевого напряжения, $f_c$	50	Гц
Частота коммутации преобразователя, $f_k$	50	кГц
Индуктивность входных катушек индуктивности, $L$	400	мкГн
Емкость конденсатора в звене постоянного тока, $C$	700	мкФ
Запасы устойчивости по фазе контуров регулирования $\varphi_{т.i}$ и $\varphi_{т.u}$	45	град.

Первый эксперимент на имитационной модели направлен на оценку частотной характеристики выходного импеданса преобразователя, который нагружен на источник тока со средним значением  $J_H = 50$  А. Для измерения частотной характеристики в ток нагрузки вносятся гармонические колебания с амплитудой 1 А в диапазоне частот от 30 Гц до 10 кГц. Фиксируются колебания выходного напряжения. Полученный график ЛАЧХ выходного импеданса преобразователя показан на рис. 7. Теоретические зависимости показаны линиями, результаты имитационного моделирования – с помощью маркеров.



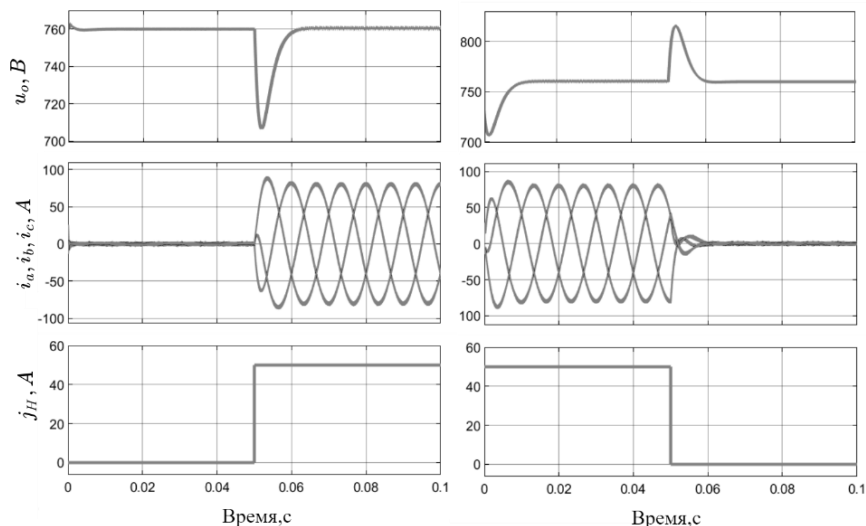
**Рис. 7. ЛАЧХ выходного импеданса преобразователя:**

1 –  $Z_{max}^*$ ; 2 – при П-регуляторе в контуре регулирования напряжения;  
3 – при ПИ-регуляторе

**Fig. 7. Bode plot of the converter output impedance:**

1 –  $Z_{max}^*$ ; 2 – using P-type controller in the voltage loop; 3 – using PI-controller

Второй эксперимент направлен на определение устойчивости силового преобразователя напряжения с рассчитанными параметрами регуляторов по приведенным выше соотношениям при динамически изменяющемся характере нагрузки. Эксперимент включает оценку переходных процессов выходного напряжения и входных токов преобразователя, показанных на рис. 8 для двух случаев: ступенчатом изменении тока нагрузки от 0 до 50 А и ступенчатом изменении тока нагрузки с 50 до 0 А.



**Рис. 8. Переходные процессы при сбросе/набросе нагрузки с использованием ПИ-регулятора в контуре регулирования напряжения**

**Fig. 8. Transient response of the converter during load step change using PI-controller in the voltage control loop**

## VI. Заключение

Анализ частотных характеристик сетевого преобразователя, работающего в режиме активного выпрямителя напряжения, показал, что его выходной импеданс может быть ограничен на заданном уровне с помощью двухконтурной системы управления подчиненного типа, реализованной в  $a$ - $b$ - $c$  координатах состояния.

Для исключения влияния тока нагрузки как возмущающего воздействия на токи входных катушек индуктивности, предложено использовать ПИ-регулятор, способный уменьшить вклад нуля п.ф. объекта управления в частотные характеристики замкнутых контуров управления входными токами. В таком случае импеданс системы удастся свести к импедансу выходного конденсатора, исключив резонанс.

Синтез регулятора напряжения в таком случае может быть произведен непосредственно из задания на максимальное значение выходного импеданса преобразователя с двухконтурной системой управления подчиненного типа. Однако быстродействие контура регулирования ограничено вкладом правого нуля, присущего объекту управления в контуре регулирования напряжения.

В ходе анализа частотных характеристик преобразователя напряжения предложен набор математических выражений, позволяющий выбрать параметры регуляторов двухконтурной системы управления на основе задания на максимальное значение выходного импеданса преобразователя и ненулевых запасов устойчивости с учетом задержек цифровой реализации системы управления.

Полученные выражения могут быть как использованы на этапе проектирования преобразователя, так и реализованы напрямую в цифровой системе управления для подстройки параметров регуляторов. Также на их основе может быть решена обратная задача определения выходного импеданса активного выпрямителя напряжения при заданных параметрах и структурах регуляторов.

© Александров И.В., 2022

© Нос О.В., 2022

© Баховцев И.А., 2022

© Севостьянов Н.А., 2022

*Поступила в редакцию 14.09.2022*

*Received 14.09.2022*

### **Библиографический список**

- [1] Иванчин И.И. Применение активного выпрямителя в электроэнергетических системах // Международ. науч.-тех. конф. «Состояние и перспективы развития электро- и теплотехнологии (XIX Бенардосовские чтения)», Май 31 – Июнь 2, 2017, Иваново, Россия: ИГЭУ, 2017. Т. 1. С. 346-350.
- [2] Кириенко В.П., Слепченков М.Н. Комплексное устройство компенсации реактивной мощности и мощности искажения в системах питания с управляемыми выпрямителями // Электричество. 2006. № 11. С. 33-40.
- [3] Балабанов М.С., Хамитов Р.Н. Facts-устройства. Выбор при проектировании электрооборудования предприятий. Омск: ОмГТУ, 2015. – 184 с.
- [4] Хорошев М.А., Харитонов С.А. Анализ динамических процессов в системе генерирования электрической энергии переменного тока переменной частоты для летательных аппаратов // Доклады Томского Государственного Университета Систем Управления и Радиоэлектроники. 2019. № 22 (3). С. 103-110. DOI: 10.21293/1818-0442-2019-22-3-103-110
- [5] Вилков А.Е. Исследование и разработка трехфазных активных выпрямителей с пофазным управлением: автореф. дис. канд. техн. наук, НИУ «МЭИ», Москва, 2013. – 20 с.
- [6] Haroun R., El Aroudi A., Cid-Pastor A., Martinez-Salamero L. Stability issues in cascade connected switching converters for DC microgrid applications // proc. 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), May 19-23, 2013, Beijing, China. DOI: 10.1109/ISCAS.2013.6572098



- [7] Riccobono A., Santi E. Comprehensive review of stability criteria for DC distribution systems // in proc. 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sep. 15-20, 2012, Raleigh, NC, USA. P. 3917-3925. DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342299
- [8] Александров И.В. Разработка активного выпрямителя напряжения с учетом требований к выходному импедансу преобразователя // IEEE XXII Межд. конф. мол. спец. в области электронных приборов и материалов (EDM 2021), Июнь 30 - Июль 4, 2021, Ая, Россия. Ая: НГТУ, 2021. С. 379-384.
- [9] Мишин В.Н., Пчельников В.А., Лушпин Г.А. Устройство управления трехфазным активным выпрямителем, Пат. 142859 RU, заявл. 03.02.14; опубл. 10.07.14. – Бюл. № 19.
- [10] Erickson R.W., Maksimovic D. Fundamentals of power electronics. 3rd ed. Springer Cham, 2020. – P. 250-255. DOI: 10.1007/978-3-030-43881-4
- [11] Corradini L., Maksimovic D., Mattavelli P., Zane R. Digital control of high-frequency switched-mode power converters. Wiley-IEEE Press, 2015. – P. 66-70.
- [12] Лазарева Н.М. Экспериментальное определение передаточных функций объектов управления // Вестник Чувашского университета. 2022. № 1. С. 73-87. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-1-73-87

### References

- [1] I.I. Ivanchin, “Active rectifier application in electric power system”, in proc. *Sostojanje i perspektivy razvitiya jelektro- i teplo-tehnologii (XIX Benardosovskie chtenija) [Condition and prospects of development of electrical and thermal technologies]*, May 31 – June 2, 2017, Ivanovo, Russia, vol. 1, pp. 346-350 (in Russian).
- [2] V.P. Kiriyenko and M.N. Slepchenkov, “An integrated device for compensating reactive power and distortion power in power supply systems with controlled rectifiers”, *Elektrichestvo*, no. 11, pp. 33-40, 2006.
- [3] M.S. Balabanov and R.N. Hamitov, *Facts-ustrojstva. Vybor pri proektirovanii elektrooborudovaniya predpriyatij [Facts devices. The choice in the design of electrical equipment of enterprises]*. Omsk: OmSTU, 2015 (in Russian).
- [4] M.A. Khoroshev and S.A. Kharitonov, “Analysis of dynamic processes in the electric power generating system of variable frequency for aircrafts”, *Proceedings of the TUSUR University*, vol. 22, no. 3, pp. 103-110, 2019. DOI: 10.21293/1818-0442-2019-22-3-103-110
- [5] A.E. Vilkov, “*Issledovanie i razrabotka tryohfaznykh aktivnykh vypryamitelej s pofaznym upravleniem [Research and development of three-phase active rectifiers with phase-by-phase control]*”, Cand. of Tech. S. thesis, MPEI, Moscow, Russia, 2013 (in Russian).
- [6] R. Haroun, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor and L. Martinez-Salamero, “Stability issues in cascade arced switching converters for DC microgrid applications”, in proc. *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, May 19-23, 2013, Beijing, China. DOI: 10.1109/ISCAS.2013.6572098
- [7] A. Riccobono and E. Santi, “Comprehensive review of stability criteria for DC distribution systems”, in proc. *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 15-20, 2012, Raleigh, NC, USA, pp. 3917-3925.

DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342299

- [8] I.V. Aleksandrov, “*Razrabotka aktivnogo vypryamatelya napryazheniya s uchetom trebovaniy k vyhodnomu impedansu preobrazovatelya [Development of an active voltage rectifier taking into account the requirements for the output impedance of the converter]*”, in proc. *IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, June 30 – July 4, 2021, Aya, Russia, pp. 379-384 (in Russian).
- [9] V.N. Mishin, V.A. Pchel'nikov and G.A. Lushpin, “*Ustrojstvo upravleniya trekhfaznym aktivnym vypryamitelem [Three-phase active rectifier control device]*”, Patent RU 142859, Jul. 10, 2014 (in Russian).
- [10] R.W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. 3rd ed. Springer Cham, 2020, pp. 250-255. DOI: 10.1007/978-3-030-43881-4
- [11] L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli and R. Zane. *Digital control of high-frequency switched-mode power converters*. Wiley-IEEE Press, 2015, pp. 66-70.
- [12] N.M. Lazareva, “*Experimental determination of transfer functions of control objects*”, *Bulletin of the Chuvash University*, no. 1, pp. 73-87, 2022. DOI: 10.47026/1810-1909-2022-1-73-87

#### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

**Александров Иван Викторович**, аспирант Новосибирского государственного технического университета, г. Новосибирск, Российская Федерация

**Ivan V. Alexandrov**, postgraduate student of the Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

**Нос Олег Викторович**, доктор технических наук, профессор Новосибирского государственного технического университета, г. Новосибирск, Российская Федерация

**Oleg V. Nos**, D. Sci. (Eng.), professor of the Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

**Баховцев Игорь Анатольевич**, доктор технических наук, доцент Новосибирского государственного технического университета, г. Новосибирск, Российская Федерация

**Igor A. Bakhovtsev**, D. Sci. (Eng.), associate professor of the Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

**Севостьянов Никита Алексеевич**, аспирант Новосибирского государственного технического университета, г. Новосибирск, Российская Федерация

**Nikita A. Sevostyanov**, postgraduate student of the Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation