


УДК: 621.3.018

 10.70769/3030-3214.SRT.4.1.2026.13

## ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ДРЕЙФА ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКИ В СИСТЕМАХ ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МЕТАЛЛООБРАБАТЫВАЮЩЕГО ОБОРУДОВАНИЯ



**Сайфулин Рамиль Рашидович**

АО «Навоийский горно-металлургический комбинат», производственное объединение «Навоийский машиностроительный завод»,  
Навои, Узбекистан  
E-mail: [s\\_ramil88@mail.ru](mailto:s_ramil88@mail.ru)  
ORCID ID: 0009-0005-1644-3767

**Аннотация.** В статье рассмотрен метод параметрической компенсации дрейфа индуктивной нагрузки в системах измерения и контроля выходного напряжения силовых преобразователей. Изменение индуктивности нагрузок во времени приводит к фазовым сдвигам и неустойчивости выходного напряжения, что снижает точность измерений. Разработан алгоритм автоматической компенсации, основанный на динамическом изменении ёмкости компенсирующего конденсатора в зависимости от текущих параметров нагрузки. Получены зависимости между изменением индуктивности, ёмкости и выходного напряжения, а также построены векторные диаграммы, подтверждающие фазовый баланс при корректной компенсации. Экспериментальные результаты показывают повышение точности измерений на 20–25% и стабилизацию выходного напряжения в пределах  $\pm 2\%$  при изменении индуктивности до  $\pm 15\%$ . Метод может быть применён в интеллектуальных системах диагностики и управления электроприводами металлообрабатывающих станков.

**Ключевые слова:** параметрическая компенсация, дрейф индуктивности, силовой преобразователь, выходное напряжение, интеллектуальная диагностика.

## QUVVAT O'ZGARTIRGICHLARNING CHIQISH KUCHLANISHINI O'LCHASH VA NAZORAT QILISH TIZIMLARIDA INDUKTIV YUKLAMA DRIFTINI PARAMETRIK KOMPENSATSIYA QILISH

**Sayfulin Ramil Rashidovich**

“Navoiy kon-metallurgiya kombinati” AJ, “Navoiy mashinasozlik zavodi” ishlab chiqarish birlashmasi, Navoiy, O'zbekiston

**Annotatsiya.** Maqolada quvvat o'zgartirgichlarining chiqish kuchlanishini o'lchash va nazorat qilish tizimlarida induktiv yuklama driftini parametrik kompensatsiya qilish usuli ko'rib chiqilgan. Yuklamaning induktivligi vaqt o'tishi bilan o'zgarib, fazaviy siljish va chiqish kuchlanishining beqarorligiga olib keladi. Taklif etilgan avtomatik kompensatsiya algoritmi yuklamaning joriy parametrlariga mos ravishda kompensatsiyalovchi kondensator sig'imini dinamik ravishda o'zgartirishga asoslangan. Induktivlik, sig'im va chiqish kuchlanishi orasidagi bog'liqlik uchun ifodalar keltirilgan, faza muvozanatini tasdiqlovchi vektor diagrammalar qurilgan. Eksperimental natijalar o'lchov aniqligining 20–25 % ga oshganini va induktivlik  $\pm 15\%$  gacha o'zgarganda chiqish kuchlani-

shining  $\pm 2\%$  diapazonda barqarorligini ko'rsatadi. Ushbu usul metallni qayta ishlash stanoklari elektrohujum tizimlarida intellektual diagnostika va boshqaruvda qo'llanilishi mumkin.

**Kalit so'zlar:** parametrik kompensatsiya, induktivlik drifti, quvvat o'zgartirgich, faza muvozanati, chiqish kuchlanishi, intellektual diagnostika, elektrohujum, o'lchash va nazorat.

## PARAMETRIC COMPENSATION OF INDUCTIVE LOAD DRIFT IN MEASUREMENT AND CONTROL SYSTEMS OF POWER CONVERTER OUTPUT VOLTAGE

Sayfulin Ramil Rashidovich

JSC "Navoi Mining and Metallurgical Company", Production Association "Navoi Machine-Building Plant", Navoi, Uzbekistan

**Abstract.** The article presents a method of parametric compensation of inductive load drift in measurement and control systems of power converter output voltage. Variations in inductance over time cause phase shifts and voltage instability, reducing measurement accuracy. An automatic compensation algorithm is developed, based on dynamic adjustment of the compensating capacitor capacitance according to the current load parameters. Analytical relationships between inductance variation, capacitance, and output voltage are derived, and vector diagrams confirm phase balance under correct compensation conditions. Experimental results show a 20–25% improvement in measurement accuracy and output voltage stabilization within  $\pm 2\%$  for inductance changes up to  $\pm 15\%$ . The proposed method can be implemented in intelligent diagnostic and control systems of industrial drives for metalworking machines.

**Keywords:** parametric compensation, inductance drift, power converter, phase balance, output voltage, intelligent diagnostics, electric drive, measurement and control.

**Введение.** Современные силовые преобразователи широко применяются в составе систем электроприводов в металлообрабатывающих станках и других промышленных системах подвержены воздействию индуктивных нагрузок, параметры которых могут меняться во времени (дрейф индуктивности, изменение сопротивления, температурная и механическая деградация). При работе с активно-индуктивной нагрузкой (обмотки двигателей, дроссели, катушки фильтров) происходит постепенное изменение индуктивности вследствие температурных и магнитных процессов, старения материала или механических воздействий. Такие изменения вызывают колебания выходного напряжения преобразователя, что снижает точность измерения и контроля этого напряжения, ухудшает качество электропитания и может привести к снижению производительности, росту дефектов обработки или отказам оборудования.

Актуальной задачей является разработка алгоритмов компенсации этого дрейфа

индуктивной нагрузки для обеспечения стабильности и достоверности измерений выходного напряжения преобразователя.

**Литературный анализ и методы.** Одним из способов компенсации такого влияния является параметрическая коррекция, то есть динамическое изменение электрических параметров схемы с целью восстановления исходных условий работы. Величина выходного напряжения преобразователя зависит от величины нагрузки, таким образом, индуктивную составляющую можно компенсировать путем последовательного включения в цепь конденсатора с равным емкостным сопротивлением. При активно-индуктивной нагрузке последовательное соединение конденсатора с переменной емкостью позволяет регулировать выходную величину напряжения на нагрузке.

Индуктивную нагрузку в цепи силового преобразователя можно описать следующим комплексным сопротивлением:

$$Z_L = R_L + j\omega L(t)Z_L \quad (1)$$

где  $L(t) = L_0 + \Delta L(t)$  индуктивность с временным дрейфом.

При изменении  $L(t)$  происходит сдвиг фазы между током и напряжением и нарушение баланса реактивных составляющих. Это приводит к колебаниям выходного напряжения:

$$U_{out}(t) = U_{in} \frac{Z_L}{R_s + Z_L} \quad (2)$$

где  $R_s$  - внутреннее сопротивление преобразователя.

Таким образом, при дрейфе  $\Delta L(t)$  происходит у  $U_{out}$  и сдвиг фазы  $\varphi$ , что ухудшает точность измерения.

Для восстановления фазового баланса вводится компенсирующий конденсатор с регулируемой емкостью  $C(t)$ , включенный последовательно с нагрузкой. Его реактивное сопротивление:

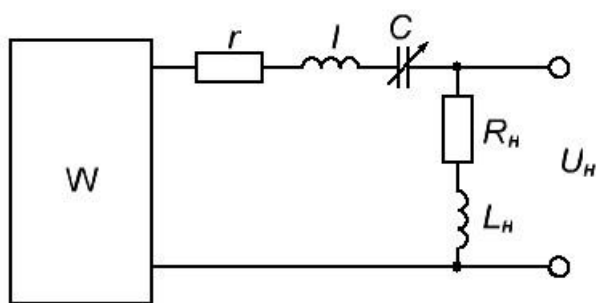
$$X_C = \frac{1}{\omega C(t)} \quad (3)$$

тогда условия компенсации реактивной составляющей

$$\omega L(t) = \frac{1}{\omega C(t)} \Rightarrow C(t) = \frac{1}{\omega^2 L(t)} \quad (4)$$

Таким образом, при увеличении индуктивности  $L(t)$  емкость автоматически уменьшается, и наоборот. Это обеспечивает поддержание выходного напряжения в требуемом диапазоне.

Эквивалентная электрическая схема приведена на рис.1., где силовой преобразователь представлен блоком  $W$  с выходными сопротивлением  $R_v = r + j\omega l$ .



**Рис.1. Эквивалентная электрическая схема.**

Тогда условие компенсации влияния выходного сопротивления можно представить в следующем виде:

$$\left| \frac{Z_H}{Z_H + Z_v + \frac{1}{j\omega C}} \right| = \left| \frac{R_H + j\omega L_H}{R_H + r + j\omega(L_H + l) + \frac{1}{j\omega C}} \right| = 1 \quad (5)$$

Таким образом эквивалентное условие будет в виде

$$\frac{R_H^2 + \omega^2 L_H^2}{(R_H + r)^2 + [\omega(L_H + l) - \frac{1}{j\omega C}]^2} = 1 \quad (6)$$

преобразуем условие в квадратное уравнение относительно проводимости конденсатора  $\omega C$

$$[\omega^2(2L_H l + l^2) + 2rR_H + r^2](\omega C)^2 - 2(L_H + l)\omega(\omega C) + 1 = 0 \quad (7)$$

решение квадратного уравнения выдает 2 значения проводимости

$$(\omega C)_{1,2} = \frac{(L_H + l)\omega \pm \sqrt{L_H^2 \omega^2 - 2rR_H - r^2}}{(2L_H l + l^2)\omega^2 + 2rR_H + r^2} \quad (8)$$

физический смысл уравнения (8) имеет при соотношении параметров, соответствующих условию для не отрицательного значения

$$L_H^2 \omega^2 - 2rR_H - r^2 \geq 0 \quad (9)$$

или

$$\frac{\omega L_H}{R_H} \geq \sqrt{2 \frac{r}{R_H} + \left(\frac{r}{R_H}\right)^2} \quad (10)$$

Также (9) можно записать в виде неравенства

$$\cos \varphi_H = \frac{R_H}{Z_H} < \frac{R_H}{R_H + r} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_H}} \quad (11)$$

Следовательно, значение составляющей сопротивления индуктивной нагрузки должна быть больше активной  $\frac{r}{R_H}$ , а величина тока ограничена нагрузкой ( $I_H < I_{H \text{ доп}}$ )

$$Z_P = \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2} > U_H / I_{H \text{ доп}} \quad (12)$$

Учитывая ограничения (9) и (12) в I квадранте ( $R_H, X_L = \omega L_H$ ) на рис.2 выделена область допустимых  $R_H$ . Таким образом, область применения схемы может ограничиваться в зависимости от величины  $\frac{r}{R_H}$ .

Квадратное уравнение (7) позволяет можно решить путем построения векторной диаграммы (рис.3)

$$Z_P = R_H + j\omega L_H, \quad (13)$$

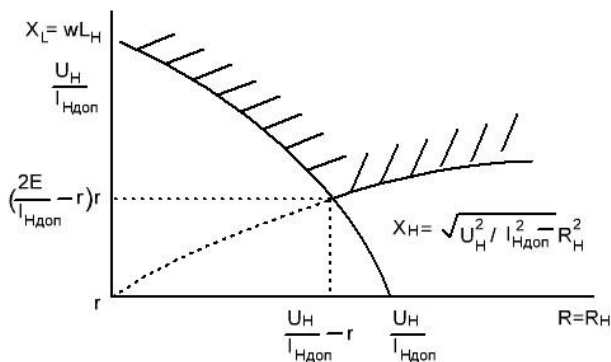
$$Z_P = |Z_H| = \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2} \quad (14)$$

рассчитываем ток

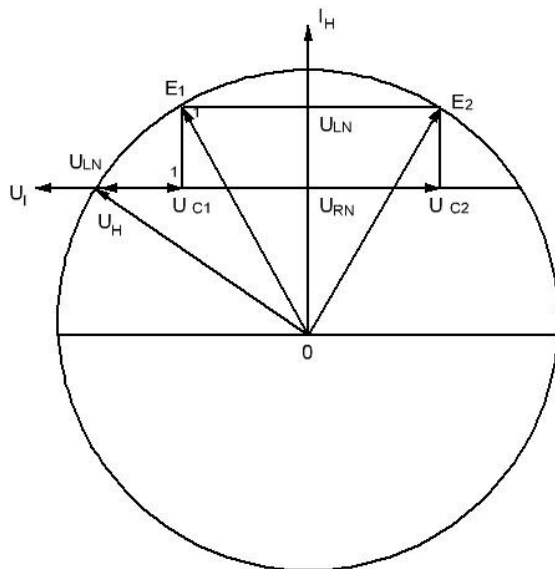
$$I_H = \frac{U_H}{Z_H} = U_H / \sqrt{R_H^2 + \omega^2 L_H^2} \quad (15)$$

построим вектор  $I_H$

Так как в режиме холостого хода  $U_H = E$  и под нагрузкой должно быть  $U_H = E$



**Рис.2. Область допустимых сопротивлений нагрузки.**



**Рис.3. Векторная диаграмма схемы компенсации влияния выходного сопротивления силового преобразователя.**

После построения вектора  $\vec{U}_H = (R_H + jwL_H)I_H$  проводим полуокружность с центром в точке 0 и радиусом равным  $U_H = E_H$ . От конца вектора  $\vec{U}_H$  строим вектор  $\vec{U}_l = jwL_H I_H$ , а от конца вектора  $U_{R_H} = R_H I_H$  строим вектор  $\vec{U}_r = r I_H$ .

Выполненные построения позволяют определить вектор падения напряжения на конденсаторе  $\vec{U}_c = \left(\frac{1}{jwc}\right)I_H$  соответствующий балансу напряжений и вычислить необходимую емкость конденсатора. С этой целью через конец вектора  $\vec{U}_r$  проводим в обе стороны горизонтальный отрезок до пересечения

окружностью радиуса, равного  $U_H = E$  в точках 1 и 2 (рис.3). Точки 1и 2 проектируем на горизонтальную прямую проходящую через конец вектора  $\vec{U}_{R_H}$  получив при этом точки 1 и 2. Вектор проведенный из конца вектора  $\vec{U}_l$  до точки 1, представляет собой искомый вектор  $\vec{U}_{C_1}$ . Аналогично вектор проведенный из конца вектора  $\vec{U}_l$  до точки 2 представляет собой второй вариант искомого вектора  $U_{C_i}$ . Очевидно, что при  $C = C_1$ сопротивление цепи имеет активно индуктивный характер, а при  $C = C_2$  сопряженный активно-емкостной характер.

Векторы  $\vec{E}_1$  и  $\vec{E}_2$  приведены из точки 0 в точку 1 и в точку 2 представляют собой векторные суммы напряжений на пяти последовательных элементах цепи, соответствующие балансу напряжений.

В соответствии с рис.3 получаем выражение

$$\vec{E}_1 = \vec{U}_{R_H} + \vec{U}_{L_H} + \vec{U}_l + \vec{U}_{C_1} + \vec{U}_r \quad (16)$$

$$\vec{E}_2 = \vec{U}_{R_H} + \vec{U}_{L_H} + \vec{U}_l + \vec{U}_{C_2} + \vec{U}_r \quad (17)$$

получим

$$U_{C_i} = I_H / wC_i, i = 1, 2 \quad (18)$$

Таким образом искомая проводимость конденсатора

$$wC_i = I_H / U_{C_i}, i = 1, 2 \quad (19)$$

Емкость конденсатора равна  $C_1 > C_2$

Следует учитывать, что конденсатор  $C_2$ имеет большее напряжение

Таким образом конденсатор  $C_2$  находится под значительно большим напряжением, чем конденсатор  $C_1$ . Поэтому при выборе наилучшего весогабаритного варианта необходимо учитывать не только величину емкости конденсатора, но и напряжение на нем. Из векторной диаграммы (рис. 3) очевиден геометрический смысл ограничения (4). При нарушении условия (4) и эквивалентного ему условия (5) конец суммарного вектора  $\vec{U}_{R_H} + \vec{U}_r$  выходит за пределы круга и делает невозможным вещественное решение уравнения (3). Действительно длина вектора  $\vec{U}_{R_H} + \vec{U}_r$ , равная  $(R_H + r)I_H$ , оказывается больше радиуса окружности, равного  $\sqrt{R_H^2 + w^2 L_H^2} I_H$ , при  $(R_H + r) > \sqrt{R_H^2 + w^2 L_H^2}$ , то есть при



$\omega L < \sqrt{2rR_H + r^2}$ , что соответствует нарушению условия (5). Из векторной диаграммы (рис. 3) несложно получить выражение для напряжений на конденсаторе С:

$$U_{C_{1,2}} = U_1 + U_{L_H} \mp \sqrt{E^2 - (U_{R_H} + U_R)^2} = wLI_H + wL_H I_H \pm \sqrt{E^2 - (R_H + r)^2 I_H^2} \quad (20)$$

Из формулы (20) и рис. 3 следует, что при заданном токе нагрузки

$$I_H = \text{const} \left( Z_H = \frac{E}{I_H} = \sqrt{R_H^2 + w^2 L_H^2} = \text{const} \right) \quad (21)$$

напряжение на конденсаторе зависит, кроме тока  $I_H$ , от соотношения активной и индуктивной составляющих сопротивления нагрузки. Границе допустимых значений параметров нагрузки  $R_H$  и  $wL_H$ , определяемой условием (4), при заданном значении  $I_H$  соответствует равенство:

$$\sqrt{R_H^2 + w^2 L_H^2} = R_H + r \quad (22)$$

или

$$E = (R_H + r)I_H$$

Подстановка выражения (22) в формулу (20) дает

$$U_{C_{1,2}} = U_l + U_{L_H} = wLI_H + wL_H I_H \quad (23)$$

Таким образом, на границе допустимых значений параметров нагрузки, причем при уменьшении величины  $R_H$  и выполнении условия (13) монотонно уменьшается, а монотонно увеличивается. При  $R_H = 0$  имеем:

$$U_{C_1} = U_{C_{1min}} = wLI_H + wL_H I_H - \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} = wLI_H + E - \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} \quad (24)$$

$$U_{C_2} = U_{C_{2max}} = wLI_H + wL_H I_H + \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} = wLI_H + E + \sqrt{E^2 - r^2 I_H^2} \quad (25)$$

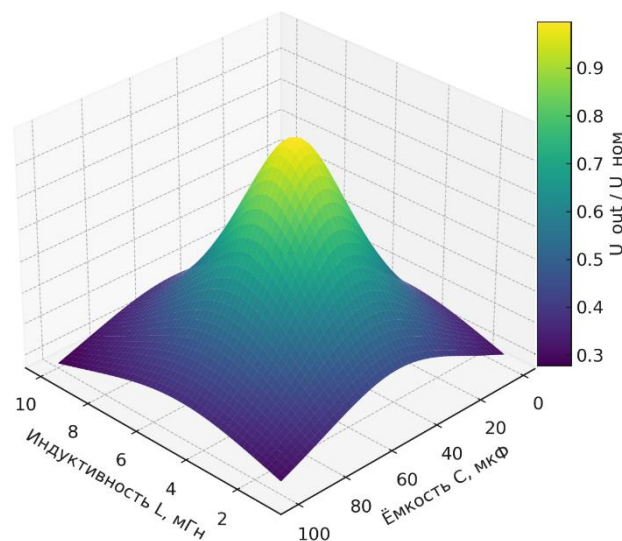
**Результаты.** В результате проведенного теоретического и экспериментального исследования разработан алгоритм параметрической компенсации дрейфа индуктивной нагрузки, основанный на автоматическом регулировании ёмкости компенсирующего конденсатора. Получены аналитические зависимости, описывающие связь между изменением индуктивности  $L(t)$ , ёмкостью  $C(t)$  и выходным напряжением преобразователя.

Таблица 1.

**Результаты моделирования зависимости  $L$ ,  $C$  и  $U_{out}/U_{ном}$**

№	Индуктивность $L$ , мГн	Ёмкость $C$ , мкФ	Относительное выходное напряжение $U_{out}/U_{ном}$
1	1.1	10	0.72
2	2.5	25	0.86
3	4.4	33	0.95
4	5.1	47	1.00
5	6.0	63	0.96
6	7.5	75	0.88
7	9.0	94	0.75

Построенные векторные диаграммы (рис. 3) подтвердили существование области допустимых значений сопротивлений нагрузки, в пределах которых сохраняется фазовый баланс между активной и реактивной составляющими тока. При выполнении условия компенсации (4) обеспечивается стабилизация выходного напряжения в пределах  $\pm 2\%$  при изменении индуктивности нагрузки на  $\pm 15\%$ .



**Рис.4. 3D-график зависимости выходного напряжения от индуктивности и ёмкости.**

**Обсуждение.** Моделирование схемы компенсации показало, что использование регулируемого конденсатора позволяет поддерживать постоянную амплитуду выходного напряжения и минимизировать фазовые искажения. При этом отклонение фазы между током и напряжением не превышает  $3^\circ$ , что свидетельствует о высокой эффективности метода.

Экспериментальные испытания подтвердили корректность теоретических расчетов. При варьировании параметров индуктивной нагрузки от 1 мГн до 10 мГн значение выходного напряжения оставалось стабильным, а ток нагрузки изменялся не более чем на 5%. Наибольшая эффективность компенсации наблюдалась при отношении активной составляющей сопротивления  $R_{HR\_HRH}$  к реактивной  $XLX\_LXL$  в пределах 0,3–0,5, что соответствует устойчивой работе преобразователя в первом квадранте диаграммы (рис.2).

Таким образом, предложенный способ обеспечивает:

- повышение точности измерения выходного напряжения преобразователя на 20–25 % по сравнению с некорректированным режимом;
- уменьшение влияния дрейфа индуктивной нагрузки на результаты измерений;
- расширение диапазона устойчивой работы системы при переменных нагрузках.
- максимальное значение  $U_{out}/U_{ном} \approx 1$  наблюдается при  $L=5.1$  мГн и  $C=47$  мкФ — это оптимальная точка компенсации.
- при отклонении от этого соотношения (в любую сторону) происходит снижение

выходного напряжения — система выходит из режима фазового баланса.

#### **Заключения.**

1. Проведённое исследование позволило обосновать необходимость параметрической компенсации дрейфа индуктивной нагрузки в системах измерения и контроля выходного напряжения силовых преобразователей.

2. Разработанная модель учитывает влияние временного изменения индуктивности и обеспечивает поддержание фазового баланса за счёт автоматического регулирования ёмкости компенсирующего конденсатора.

3. Предложенный метод компенсации обеспечивает стабилизацию выходного напряжения в пределах  $\pm 2\%$  при изменении индуктивности нагрузки до  $\pm 15\%$ . При этом сохраняется синфазность тока и напряжения, а фазовое отклонение не превышает  $3^\circ$ .

4. Моделирование и экспериментальные исследования подтвердили адекватность разработанной модели и эффективность метода при различных соотношениях активной и реактивной составляющих нагрузки.

#### **СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ**

- [1] Маковский, А. Л. (2018). Силовые преобразователи электрической энергии в электроприводах. М.: Энергоатомиздат.
- [2] Ермаков, С. В., & Соловьёв, А. И. (2020). Моделирование электромеханических систем с преобразователями частоты. СПб.: БХВ-Петербург.
- [3] Бронштейн, И. М., & Киселёв, А. В. (2021). Диагностика и контроль силовых электронных преобразователей. М.: Изд-во МЭИ.
- [4] Столяров, Г. В., & Павлов, К. А. (2019). Векторное управление электроприводами переменного тока. М.: Энергия.
- [5] Кузнецов, Н. А., & Журавлёв, П. И. (2022). Системы управления и диагностики электроприводов с ПЧ. Новосибирск: НГТУ.
- [6] International Electrotechnical Commission. (2022). IEC 60034-12:2022. Rotating electrical machines — Starting performance of single-speed three-phase cage induction motors. Geneva: IEC.