

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТОКА С ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТИ

Побудовано математичну модель вимірювального перетворювача струму з електронною компенсацією похибки у вигляді структурної схеми системи автоматичного регулювання, що враховує паразитні параметри його вторинних обмоток, отримано передавальні функції для вихідного сигналу і індукції в осердях, наведено результати випробувань такого перетворювача.

При создании встроенных трансформаторов тока (ТТ) и трансформаторов наружной установки, которые одеваются прямо на ввод высоковольтного выключателя или силового трансформатора с внешней стороны без демонтажа ввода, и которые предназначены для точного учета электроэнергии, возникают трудности с обеспечением заданного высокого класса точности (0,2 или 0,5 S) и заданного значения номинального коэффициента безопасности приборов, особенно при малых значениях номинального первичного тока, меньше 300 А, и при высоком напряжении выше 35 кВ [1].

Если при расчете обычного электромагнитного ТТ оказывается, что достичь заданной точности даже при использовании новых аморфных или нанокристаллических материалов невозможно, вследствие ограничения габаритных размеров, массы, жестких требований к частотным характеристикам преобразователя, к его цене, то решить поставленную задачу можно с помощью измерительного преобразователя тока с электронной компенсацией погрешности (ИПТЭК), построенного на двух сердечниках [2, 3]. Такой преобразователь позволяет при минимальных размерах магнитной системы с помощью маломощного усилителя и источника питания обеспечить в установившихся режимах работы электроэнергетических объектов (ЭЭО) чрезвычайно высокую точность. При этом величина вторичного тока ИПТЭК такая же, как и у электромагнитных ТТ, и отвечает стандартным значениям, установленным в ДСТУ ГОСТ 7746-2003. Это важное обстоятельство позволяет использовать ИПТЭК в существующих схемах измерения без каких-либо переработок входных цепей или замены установленного оборудования, приборов, устройств.

На первом сердечнике T_1 ИПТЭК (рис. 1а) расположена индукционная обмотка w_3 , которая служит для выявления остаточного магнитного потока. На втором сердечнике T_2 намотана обмотка обратной связи w_4 для создания дополнительного компенсирующего магнитного потока.

Сердечник с индукционной обмоткой и сердечник с обмоткой обратной связи охвачены общей первичной w_1 и вторичной w_2 обмотками. Первичный ток i_1 , протекая по обмотке w_1 , создает магнитный поток Φ_1 , большая часть которого компенсируется вторичным магнитным потоком Φ_2 , создаваемым током i_2 во вторичной обмотке w_2 . Часть Φ'_0 разностного магнитного потока $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$, которая проходит в сердечнике T_1 , воспринимается индукционной обмоткой w_3 , напряжение с которой поступает на вход усилителя А. Выходное напряжение усилителя $u_{\text{вых}}$ поступает на обмотку обратной связи w_4 и индуцирует во вторичной обмотке w_2 дополнительную ЭДС, что приводит к изменению вторичного тока i_2 таким образом, чтобы магнитный поток Φ'_0 в сердечнике T_1 стремился к нулю, поддерживая равенство $\Phi_1 = \Phi_2$. Благодаря этому погрешности ИПТЭК также стремятся к нулю.

На рис. 1б показана эквивалентная схема преобразователя, учитывающая паразитные параметры вторичных обмоток. Так как первичная обмотка ИПТЭК выполняется одновитковой, то ее активное сопротивление, индуктивность рассеяния и емкость малы и потому не учитываются. Для упрощения схемы межобмоточные емкости между обмотками w_3 и w_4 , w_3 и w_2 приведены к обмотке w_3 и учитываются в эквивалентной емкости C_3 , а межобмоточная емкость между обмотками w_4 и w_2 приведена к обмотке w_4 и учитываются в эквивалентной емкости C_4 .

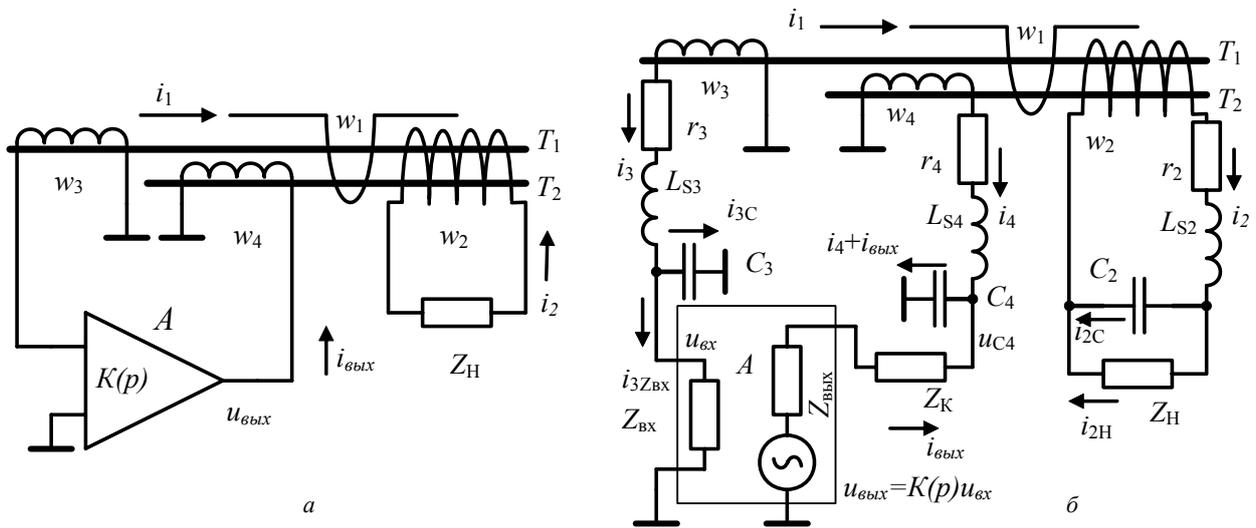


Рис. 1

Рассматривая ИПТЭК как систему автоматического регулирования, а в данном случае как следящую систему, построим его структурную схему с учетом паразитных параметров вторичных обмоток (рис. 2). Учет паразитных параметров необходим при расчете устойчивости преобразователя, которая может нарушаться при больших значениях коэффициента усиления усилителя $K_{II}(p)$.

Первичный ток i_1 , протекая по первичной обмотке w_1 , создает первичную МДС $F_1 = i_1 w_1$. Вторичный ток i_2 создает вторичную МДС $F_2 = i_2 w_2$, которая направлена навстречу первичной МДС. В сердечниках T_1 и T_2 действует МДС F_0 , которая равняется разнице первичной и вторичной МДС: $F_0 = i_0 w_2 = i_1 w_1 - i_2 w_2$.

Под действием МДС F_0 в сердечниках T_1 и T_2 возникают магнитные потоки Φ'_0 и Φ''_0 соответственно. Обмотка w_2 охватывает оба сердечника T_1 и T_2 , поэтому в ней действует суммарный магнитный поток $\Phi_0 = \Phi'_0 + \Phi''_0$, который индуцирует в ней ЭДС $-E_2 = p w_2 \Phi_0$.

Последняя вызывает в обмотке w_2 вторичный ток i_2 , состоящий из тока в нагрузке $i_{2H} = E'_2 / Z_H$, где Z_H – полное сопротивление нагрузки, и тока i_{2C} в эквивалентной емкости C_2 вторичной обмотки: $i_{2C} = p C_2 E'_2$. Ток вторичной обмотки i_2 создает на активном сопротивлении r_2 и индуктивности рассеивания L_{S2} вторичной обмотки w_2 падение напряжения $E''_2 = i_2(r_2 + p L_{S2})$, которое уменьшает напряжение на вторичной нагрузке

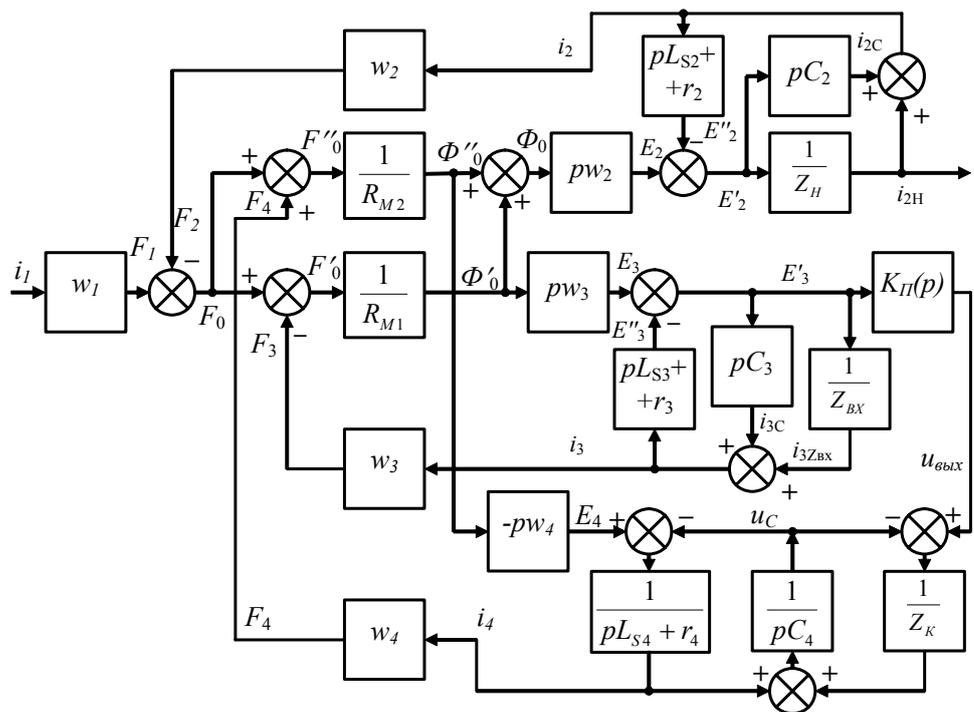


Рис. 2

$$E'_2 = E_2 - E''_2.$$

Магнитный поток Φ'_0 в сердечнике T_1 индуцирует в обмотке w_3 ЭДС $-E_3 = -pw_3\Phi'_0$, которая подается на вход усилителя A с передаточной функцией $K_{II}(p)$ и входным сопротивлением Z_{BX} . Ток i_3 в обмотке w_3 , по аналогии с током i_2 , также равен сумме двух токов: $i_3 = i_{3Z_{BX}} + i_{3C}$, где $i_{3Z_{BX}} = E'_3/Z_{BX}$ – ток через входное сопротивление усилителя Z_{BX} , а $i_{3C} = pC_3E'_3$ – ток через эквивалентную емкость C_3 обмотки w_3 . Падение напряжения $E''_3 = i_3(r_3 + pL_{S3})$, создаваемое на активном сопротивлении r_3 и индуктивности рассеивания L_{S3} обмотки w_3 током i_3 , уменьшает напряжение на входе усилителя: $E'_3 = E_3 - E''_3$. Ток i_3 создает также размагничивающую МДС F_3 , что приводит к некоторому уменьшению МДС F'_0 , действующей в сердечнике T_1 , и магнитного потока Φ'_0 :

$$F'_0 = F_0 - F_3 = i_1w_1 - i_2w_2 - i_3w_3;$$

$$\Phi'_0 = \frac{F'_0}{R_{M1}} = \frac{\mu_1 \cdot S_1}{l_1} (i_1w_1 - i_2w_2 - i_3w_3),$$

где R_{M1} , μ_1 , S_1 , l_1 – магнитное сопротивление, абсолютная магнитная проницаемость, площадь поперечного сечения и длина средней магнитной линии сердечника T_1 .

Ток i_4 в компенсирующей обмотке w_4 , охватывающей только сердечник T_2 , возникает под действием напряжения с выхода усилителя $u_{\text{вых}} = E'_3 K_{II}(p)$ и ЭДС $E_4 = pw_4\Phi''_0$, которая создается в обмотке w_4 потоком Φ''_0 в сердечнике T_2 . Ток i_4 равен разности потенциалов $E_4 - u_{C4}$, деленной на сопротивление $Z_{W4} = r_4 + pL_{S4}$, где r_4 , L_{S4} – активное сопротивление и индуктивность рассеивания обмотки w_4 . Ток на выходе усилителя A равен $i_{\text{вых}} = (u_{\text{вых}} - u_{C4})/Z_K$, где Z_K – сопротивление компенсирующего двухполюсника, включающее выходное сопротивление усилителя $Z_{\text{вых}}$. Сумма токов i_4 и $i_{\text{вых}}$ создает на эквивалентной емкости C_4 обмотки w_4 напряжение $u_{C4} = (i_4 + i_{\text{вых}})/pC_4$.

Ток i_4 создает в обмотке w_4 дополнительную компенсирующую МДС $F_4 = i_4w_4$, которая, складываясь с МДС F_0 , создает МДС F''_0 и магнитный поток Φ''_0 в сердечнике T_2 :

$$F''_0 = F_0 + F_4 = i_1w_1 - i_2w_2 + i_4w_4;$$

$$\Phi''_0 = \frac{F''_0}{R_{M2}} = \frac{\mu_2 \cdot S_2}{l_2} (i_1w_1 - i_2w_2 + i_4w_4),$$

где R_{M2} , μ_2 , S_2 , l_2 – магнитное сопротивление, абсолютная магнитная проницаемость, площадь поперечного сечения и длина средней магнитной линии сердечника T_2 .

Дополнительная МДС F_4 изменяет суммарный магнитный поток Φ_0 в сердечнике T_2 , а следовательно, и ЭДС E_2 и ток i_2 таким образом, чтобы минимизировать величину МДС F_0 , а значит, и погрешности измерительного преобразователя (ИП).

Структурная схема (рис. 2) отображает как магнитные процессы в сердечниках преобразователя T_1 и T_2 , так и электрические, протекающие в цепях его вторичных обмоток, и позволяет найти в виде передаточных функций зависимости выходного тока i_{2H} , полной погрешности ε , индукций B_1 и B_2 в сердечниках T_1 и T_2 от входного тока i_1 , а также напряжение $u_{\text{вых}}$ и ток i_4 на выходе усилителя и т.д.

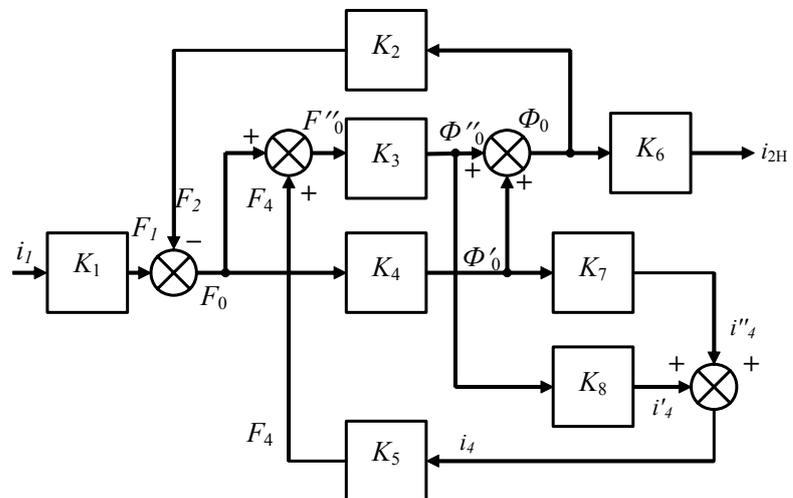


Рис. 3

Для большего удобства упростим структурную схему (рис. 2), используя известные в теории автоматического регулирования правила.

Преобразованная структурная схема ИПТЭК представлена на рис. 3, где

$$K_1(p) = w_1; \quad K_2(p) = \frac{pw_2^2(pC_2Z_H + 1)}{Z_H(p^2L_{S2}C_2 + pr_2C_2 + 1) + pL_{S2} + r_2}; \quad K_3(p) = \mu_2 \frac{S_2}{l_2};$$

$$K_4(p) = \mu_1 \frac{S_1}{l_1} \frac{p^2L_{S3}C_3 + pr_3C_3 + 1 + \frac{1}{Z_{BX}}(pL_{S3} + r_3)}{p^2(L_3 + L_{S3})C_3 + pr_3C_3 + 1 + \frac{1}{Z_{BX}}[p(L_3 + L_{S3}) + r_3]}; \quad K_5(p) = w_4;$$

$$K_6(p) = \frac{pw_2}{Z_H(p^2L_{S2}C_2 + pr_2C_2 + 1) + pL_{S2} + r_2};$$

$$K_7(p) = \frac{pw_3K_{II}(p)}{\left[p^2L_{S3}C_3 + pr_3C_3 + 1 + \frac{1}{Z_{BX}}(pL_{S3} + r_3) \right] \cdot [Z_K(p^2L_{S4}C_4 + pr_4C_4 + 1) + pL_{S4} + r_4]};$$

$$K_8(p) = \frac{pw_4(pC_4Z_K + 1)}{Z_K(p^2L_{S4}C_4 + pr_4C_4 + 1) + pL_{S4} + r_4}, \text{ где } L_3 = \mu_1 \frac{S_1}{l_1} w_3^2.$$

Передаточные функции ИПТЭК $W_{i_{2H}}$ для выходного тока i_{2H} , для индукции в первом и втором сердечниках $W_{B_1}(p)$ и $W_{B_2}(p)$, для напряжения и тока на выходе усилителя $W_{u_{вых}}(p)$ и $W_{i_4}(p)$, найденные из схемы рис. 3 с помощью правила Мейсона [4, 5], будут иметь следующий вид:

$$W_{i_{2H}}(p) = \frac{K_1(p)K_6(p)\{K_3(p) + K_4(p) + K_3(p)K_4(p)K_5(p)[K_7(p) + K_8(p)]\}}{[1 + K_2(p)K_4(p)][1 + K_3(p)K_5(p)K_8(p)] + K_2(p)K_3(p)[1 + K_4(p)K_5(p)K_7(p)]}; \quad (1)$$

$$W_{B_2}(p) = \frac{K_1(p)K_3(p)[1 + K_4(p)K_5(p)K_7(p)]}{S_2\{[1 + K_2(p)K_4(p)][1 + K_3(p)K_5(p)K_8(p)] + K_2(p)K_3(p)[1 + K_4(p)K_5(p)K_7(p)]\}}; \quad (2)$$

$$W_{B_1}(p) = \frac{K_1(p)K_4(p)[1 + K_3(p)K_5(p)K_8(p)]}{S_1\{[1 + K_2(p)K_4(p)][1 + K_3(p)K_5(p)K_8(p)] + K_2(p)K_3(p)[1 + K_4(p)K_5(p)K_7(p)]\}}; \quad (3)$$

$$W_{i_4} = \frac{K_1(p)K_4(p)K_7(p) - K_1(p)K_3(p)K_8(p)}{[1 + K_2(p)K_4(p)][1 + K_3(p)K_5(p)K_8(p)] + K_2(p)K_3(p)[1 + K_4(p)K_5(p)K_7(p)]}; \quad (4)$$

$$W_{u_{вых}}(p) = \frac{K_1(p)K_4(p)K_7'(p)[1 + K_3(p)K_8(p)K_5(p)]}{[1 + K_2(p)K_4(p)][1 + K_3(p)K_5(p)K_8(p)] + K_2(p)K_3(p)[1 + K_4(p)K_5(p)K_7(p)]}, \quad (5)$$

где

$$K_7' = \frac{pw_3K_{II}(p)}{\left[p^2L_{S3}C_3 + pr_3C_3 + 1 + \frac{1}{Z_{BX}}(pL_{S3} + r_3) \right]}.$$

Представление передаточных функций ИПТЭК в общем случае в виде отношения двух полиномов от p нецелесообразно из-за громоздкости коэффициентов при степенях p . Такое представление возможно для конкретных параметров преобразователя.

Формулы (1)...(5) полностью описывают работу ИПТЭК и позволяют определить вторичный ток ИПТЭК, его частотные характеристики и погрешности, а также индукции в сердечниках, выходное напряжение и ток корректирующего усилителя.

Подставив значения передаточных функций звеньев структурной схемы (рис. 3) в формулы (1)...(5) и заменив p на $j\omega$, для конкретных значений параметров схемы ИПТЭК, можно рассчитать:

– зависимость токовой погрешности $f_i(\omega)$ ИПТЭК от частоты измеряемого тока

$$f_i(\omega) = \frac{A(\omega) - A_{ном}}{A_{ном}} \cdot 100 \%, \quad (6)$$

где $A(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}W(j\omega))^2 + (\operatorname{Im}W(j\omega))^2}$ – модуль комплексной передаточной функции $W(j\omega)$; $\operatorname{Re}W(j\omega)$ – реальная, $\operatorname{Im}W(j\omega)$ – мнимая части $W(j\omega)$; $A_{ном} = w_1/w_2$ – номинальное значение коэффициента трансформации ИПТЭК;

– зависимость угловой (фазовой) погрешности $\delta_i(\omega)$ ИПТЭК от частоты, которая определяется как аргумент комплексной передаточной функции $W(j\omega)$,

$$\delta_i(\omega) = \operatorname{arctg}[\operatorname{Im}W(j\omega) / \operatorname{Re}W(j\omega)], \quad (7)$$

а также частотные зависимости индукций $B_1(\omega)$ и $B_2(\omega)$, напряжения $u_{вых}(\omega)$ и тока $i_4(\omega)$ на выходе усилителя

$$B_1(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}W_{B_1}(j\omega))^2 + (\operatorname{Im}W_{B_1}(j\omega))^2}; \quad (8)$$

$$B_2(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}W_{B_2}(j\omega))^2 + (\operatorname{Im}W_{B_2}(j\omega))^2}; \quad (9)$$

$$u_{вых}(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}W_{u_{вых}}(j\omega))^2 + (\operatorname{Im}W_{u_{вых}}(j\omega))^2}; \quad (10)$$

$$i_4(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}W_{i_4}(j\omega))^2 + (\operatorname{Im}W_{i_4}(j\omega))^2}. \quad (11)$$

На рис. 4 и 5 представлены результаты расчета частотных зависимостей $f_i(\omega)$ и $\delta_i(\omega)$ соответственно, полученные в программной среде MathCAD для следующих значений параметров ИПТЕК: номинальный первичный ток $I_{1ном} = 150$ А, номинальный вторичный ток $I_{2ном} = 5$ А, номинальная вторичная нагрузка $S_{2ном} = 10$ ВА с $\cos\varphi = 0,8$, класс точности 0,2 S, внутренний диаметр магнитопроводов, определяемый классом напряжения, $d = 380$ мм, наружный диаметр магнитопроводов $D = 460$ мм, высота первого и второго магнитопроводов $h_1 = 15$ мм и $h_2 = 25$ мм, материал магнитопроводов – анизотропная холоднокатаная электро-техническая сталь 3408, число витков первичной обмотки $w_1 = 1$, число витков вторичных обмоток $w_2 = 30$, $w_3 = 350$, $w_4 = 70$, значения паразитных параметров обмоток $L_{S2} = 1,4$ мкГн, $L_{S3} = 70$ мкГн, $L_{S4} = 4,7$ мкГн, $C_2 = 2,2$ пФ, $C_3 = 0,2$ пФ, $C_4 = 3,9$ пФ, $r_2 = 0,06$ Ом, $r_3 = 17,8$ Ом, $r_4 = 0,37$ Ом, частота единичного усиления операционного усилителя схемы усилителя мощности $f_0 = 0,4$ МГц, коэффициент усиления в разомкнутом состоянии $K_0 = 100000$.

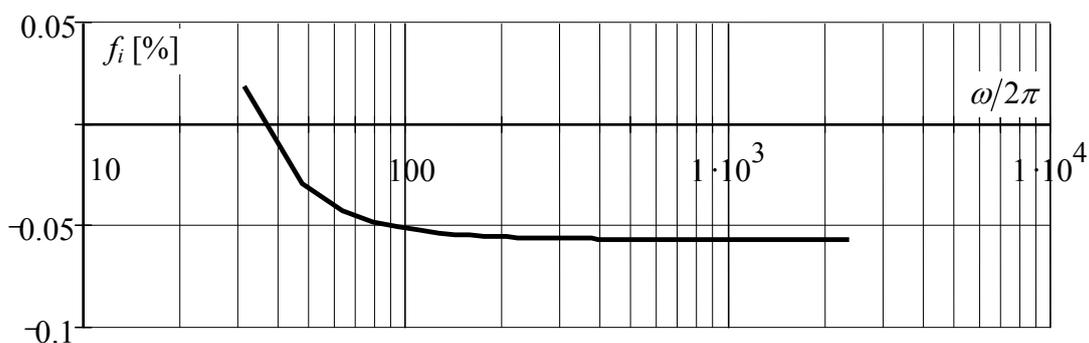


Рис. 4

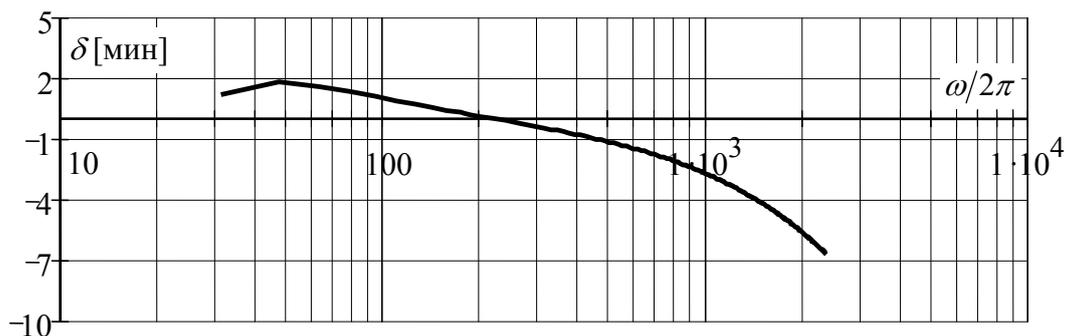


Рис. 5

Расчетные токовая и угловая погрешности ИПТЭК соответствуют классу точности 0,2 S в диапазоне частот от 20 до 2000 Гц. При этом общая масса электромагнитной системы измерительного преобразователя не превышает 16 кг, а вес корректирующего устройства вместе с источником питания – 0,8 кг. Заданный номинальный коэффициент безопасности приборов обеспечивается отключением выхода усилителя мощности от компенсирующей обмотки при заданной величине первичного тока. ИПТЭК переходит в режим работы обычного трансформатора тока и его погрешности резко возрастают (более 10 %), ограничивая ток нагрузки за счет насыщения его магнитопроводов.

Для обеспечения метрологических характеристик, соответствующих классу точности 0,2 S, традиционный электромагнитный трансформатор тока с внутренним диаметром сердечника $d=380$ мм из аморфного или нанокристаллического материала будет иметь массу около 200 кг, что более чем в десять раз превышает материалоемкость ИПТЭК, а стоимость – более чем в 50 раз. Значение номинального коэффициента безопасности приборов в этом случае становится чрезмерно большим, и трансформатор не может выполнять функции защиты вторичных цепей от перегрузок.

На основе предложенной математической модели разработана методика расчета ИПТЭК, с помощью которой был рассчитан, а затем изготовлен макетный образец преобразователя на условный класс напряжения 110 кВ с указанными выше параметрами. Его испытания на частоте 50 Гц подтвердили высокие метрологические характеристики ИПТЭК. Зависимости токовой и угловой погрешностей от величины входного тока при 100 % нагрузки (кривая 1) и 25 % нагрузки (кривая 2) показаны на рис. 6 и 7 соответственно. Кривые 3 показывают границы погрешностей, соответствующих классу точности 0,2 S.

Таким образом, применение электронной компенсации погрешности ТТ позволяет создать измерительные преобразователи тока с высокими, стабильными во времени и диапазоне изменения величины и частоты первичного тока метрологическими характеристиками, с существенно меньшими материалоемкостью и ценой, обеспечивающие минимальное значение номинального коэффициента безопасности приборов.

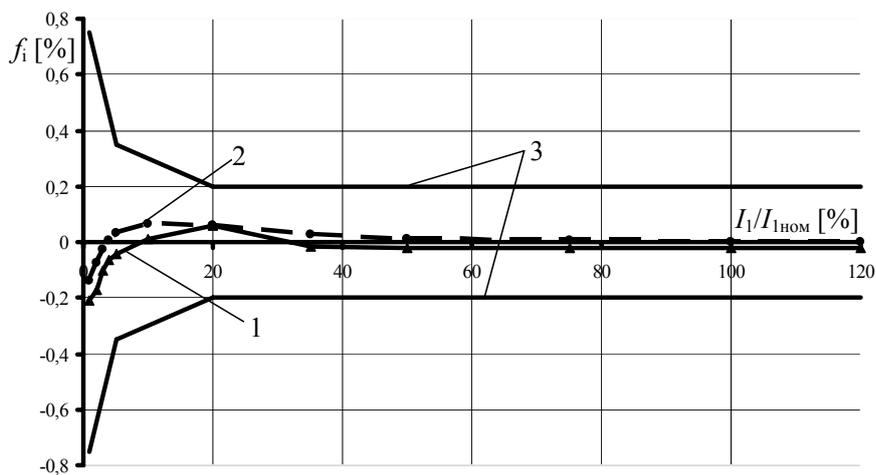


Рис. 6

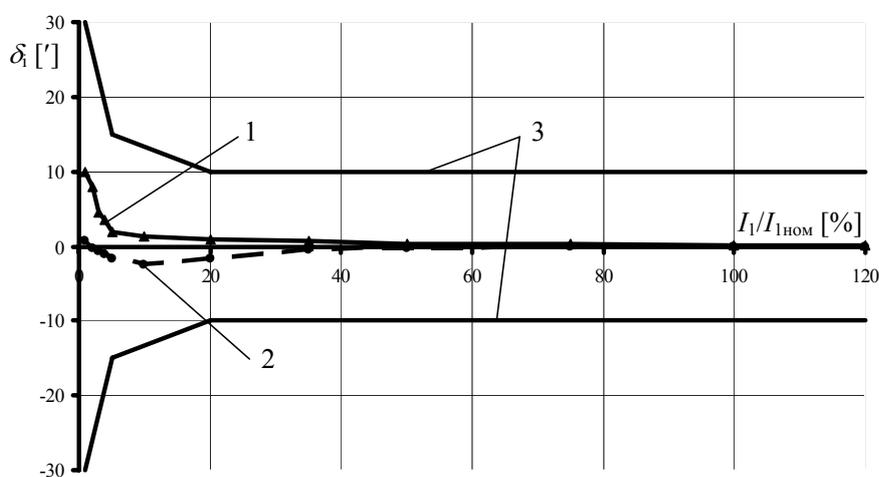


Рис. 7

Построена математическая модель измерительного преобразователя тока с электронной компенсацией погрешности в виде структурной схемы системы автоматического регулирования, учитывающей паразитные параметры его вторичных обмоток, получены передаточные функции для выходного сигнала и индукции в сердечниках, приведены результаты испытаний такого преобразователя.

The mathematical model of the measuring current transducer with electronic compensation of error is presented as structure chart of automatic control system. This model considers parasitic parameters of secondary windings of the transducer. Transfer functions for output signal and an induction in converter cores are gained. Results of tests of a breadboard construction converter are presented.

1. Аничкин А.Н., Раскулов Р.Ф., Эткинд Л.Л. Применение встроенных трансформаторов тока для учета электрической энергии // Электро. –2005. – №6.– С.42–45.
2. Варський Г.М. Вимірювальні перетворювачі струму з електронною компенсацією похибки для електроенергетики та електротехнологічних установок: Дис... канд. техн. наук. – Київ, 2007. – 189 с.
3. Димитров Д., Пашев В., Бешевицев А., Карагёзов Г. Токов трансформатор с електронна компенсація на грешките // Электропромышленность и приборостроение. –1988. – №2. – С.9-11.
4. Mason S.E. Feedback theory – further properties of signal flow graphs // Proc. IRE. – July, 1956.
5. Mason S.E. Feedback theory – some properties of signal flow graphs // Proc. IRE. –Sept. 1953.

Надійшла 18.02.2009