

**ДОСЛІДЖЕННЯ НЕСТІЙКИХ РЕЖИМІВ РОБОТИ ПІЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА
ДУГОВИХ МЕТАЛУРГІЙНИХ ПЕЧЕЙ**

Постановка завдання. Електричне навантаження електропічного трансформатора (ЕПТ) дугових металургійних печей (ДСП), як відомо, є нестационарним і несиметричним. Крім того, із-за великих струмів у вторинному струмопроводі, при виникненні випадкових експлуатаційних коротких замикань (при обвалі шихти) та інших аномальних режимів виникають “мертві” або “ледачі” фази, що значно знижує енергетичну ефективність електропічного агрегату. Тому найбільш поширеним на практиці з динамічних режимів роботи ЕПТ є асинхронний режим. В цьому режимі роботи визначальним є еквівалентний кут навантаження δ , величиною якого визначається режим роботи трансформатора і його динамічна стійкість у перехідних процесах [1]. Динамічна стійкість ЕПТ визначається динамічними перехідними струмами. Якщо їх величина перевищує гранично допустимі значення це приводить до виходу з ладу трансформатора. Тому продовження досліджень динамічної стійкості ЕПТ в аномальних режимах роботи на основі методики запропонованої в [1] є *актуальною задачею*.

Роботі ЕПТ в динамічних режимах присвячені роботи Лозинського О.Ю., Труфанова І.Д., Паранчука Я.М. та інш. [2]. У [1] отримана математична модель часу перехідного процесу у функції кута навантаження δ в асинхронному режимі роботи ЕПТ, який працює в межах динамічної стійкості. На основі запропонованої методики розглядаються нестійкі режими роботи ЕПТ.

Мета статті – синтез моделі робочого кута навантаження у функції часу для нестійкого режиму роботи електропічного тракту ДСП.

На основі отриманої математичної моделі часу перехідного процесу t [1]:

$$t = \int_{\delta_0}^{\delta} \frac{d\delta}{\sqrt{c(\delta - \delta_0)(\delta - \delta_2)(\delta - \delta_c)}}, \tag{1}$$

при умові, що $(d\delta/dt)^2 = 0$, отримасмо рівняння:

$$\frac{\sqrt{c}}{2} t = \int_{\delta_0}^{\delta} \frac{d\delta}{\sqrt{4(\delta - \delta_0)(\delta - \delta_2)(\delta - \delta_c)}}, \tag{2}$$

де δ – кут навантаження у заданий час t ; δ_0 – початковий кут навантаження до накиду навантаження; δ_2 – максимальний кут навантаження на межі динамічної стійкості; δ_c – синхронний кут навантаження; c – коефіцієнт, який дорівнює:

$$c = \frac{\delta_1 - \delta_2}{(\delta_2 - \delta_1)(\delta_c - \delta_1)} \omega_0^2, \tag{3}$$

де δ_1 – кут, що відповідає прикладеному навантаженню при $Q_1 = Q_2$; ω_0 – задана частота, що характеризує максимальне значення імпульсу енергії при мінімальному неузгодженні.

Введемо змінні $z = \delta - \delta_c$, $\delta_1 = (\delta_0 + \delta_2 + \delta_c)/3$. Для поліному $(\delta - \delta_0)(\delta - \delta_2)(\delta - \delta_c)$ отримаємо вираз:

$$(\delta - \delta_0)(\delta - \delta_2)(\delta - \delta_c) = (z - \chi_1)(z - \chi_2)(z - \chi_3), \tag{4}$$

$$\chi_1 = \delta_c - \delta_1; \chi_2 = \delta_2 - \delta_1; \chi_3 = \delta_0 - \delta_1,$$

де дійсні корені поліному (3) зв'язані рівнянням: $\chi_1 + \chi_2 + \chi_3 = 0$, $\chi_1 > \chi_2 > \chi_3$ і враховуючи, що

$$\frac{\sqrt{c}}{2} t = \int_{\chi_3}^z \frac{dz}{\sqrt{4(z - \chi_1)(z - \chi_2)(z - \chi_3)}} = - \int_z^{\infty} \frac{dz}{\sqrt{4(z - \chi_1)(z - \chi_2)(z - \chi_3)}} + \int_{\chi_3}^{\infty} \frac{dz}{\sqrt{4(z - \chi_1)(z - \chi_2)(z - \chi_3)}}, \text{ маємо}$$

$$\frac{\sqrt{c}}{2} (-t + t_0) = \int_z^{\infty} \frac{dz}{\sqrt{4(z - \chi_1)(z - \chi_2)(z - \chi_3)}}, \tag{5}$$

звідки

$$z = \wp \left[\frac{\sqrt{c}}{2} (-t + t_0) \right] \tag{6}$$

і величина t_0 визначається за формулою:

$$\frac{\sqrt{c}}{2} t_0 = \int_{\chi_3}^{\infty} \frac{dz}{\sqrt{4(z - \chi_1)(z - \chi_2)(z - \chi_3)}}; \chi_3 = \wp \left(\frac{\sqrt{c}}{2} t_0 \right), \tag{7}$$

нием, работать в широком диапазоне температур, обеспечивать повторяемость выходных сигналов при повторяемости положений.

Наиболее простыми датчиками являются контактные. Но при работе их на активно-индуктивную нагрузку быстро подгорают контакты. Малый ресурс и ненадежная работа зачастую исключают их применение в качестве ДПЯ [3, 4]. Указанных недостатков лишены бесконтактные датчики. Наилучшими свойствами среди датчиков, работающих на переменном токе, обладают трансформаторные датчики, подразделяемые на одинарные и дифференциальные [5, 6]. Наиболее приемлемым является трансформаторный дифференциальный датчик, обладающий высокой крутизной выходного сигнала.

Более простым и технологичным, является емкостной датчик положения, работающий на принципе изменения его емкости при перемещении совместной с якорем относительно переменноточесной структуры вторичной части ЛДПТ. Недостатками таких датчиков, является необходимость их питания напряжением от специального генератора синусоидальной формы высокой частоты. Существуют и индуктивные датчики, работающие по принципу самовозбуждающего генератора высокочастотных колебаний, в контур которого включена индуктивность.

Информацию о положении якоря двигателя, можно также получить с помощью магнитного поля в зазоре между полюсным выступом и зубцом якоря, используя при этом магнитодиоды, магнитосопротивления или датчик Холла. Применение этого способа значительно упрощает конструкцию датчика и дает возможность непосредственного измерения положения якоря ЛДПТ относительно полюсных выступов двигателя. Возможно также применение фотоэлементов в качестве датчиков положения ротора. Отсутствие влияния магнитного поля на параметры фотоэлементов, делает весьма перспективным применение их в качестве датчиков положения якоря.

Принципиальная схема блока управления электроприводом для лазерных технологических комплексов с использованием линейного двигателя постоянного тока приведена на рис. 4. Устройство и работа составных частей блока управления поясняется с помощью электрической принципиальной схемы и диаграмм сигналов (рис. 5).

На схеме изображен регулятор скорости, включающий в себя операционный усилитель А3 и обязывающие его элементы. Выходной сигнал регулятора скорости поступает на выходы ШИМ-1 и ШИМ-2, выполненных на операционных усилителях А4, А5 соответственно. ШИМ-1 и ШИМ-2 осуществляют модуляцию входного сигнала соответствующей полярности, т.е. ШИМ-1 осуществляет модуляцию отрицательного сигнала, ШИМ-2 - положительного сигнала. С выходов ШИМ, сигналы поступают на управляющие входы схемы управления полупроводникового коммутатора.

Для осуществления модуляции входного сигнала на входы ШИМ-1 и ШИМ-2 поступает сигнал треугольной формы с выхода генератора. Генератор сигналов треугольной формы, выполнен из 2 операционных усилителей А1, А2 с обязывающими их элементами. На базе А1 построен интегратор, а на базе А2 построен триггер с большим гистерезисом.

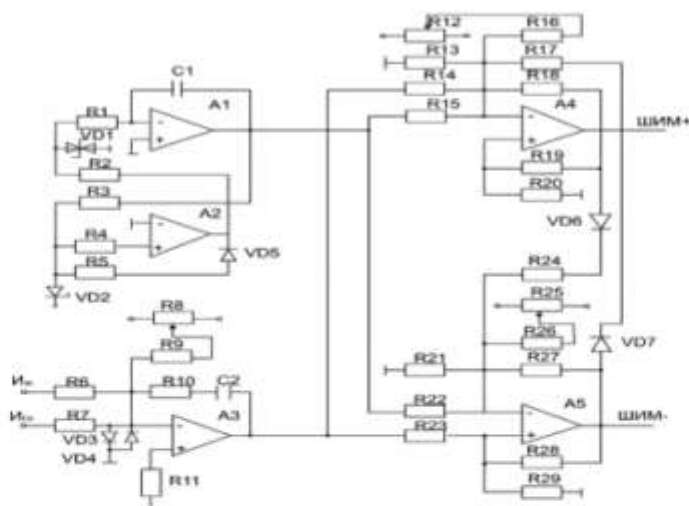


Рис. 4 Принципиальная схема блока управления электроприводом

На рис. 5 представлены диаграммы сигнала генератора, ШИМ-1 и ШИМ-2, отражающие принцип широтно-импульсной модуляции выходного сигнала регулятора. На рис. 5, а изображен выходной сигнал треугольной формы на выходе операционного усилителя. На рис. 5, б изображен изменяющийся сигнал на выходе регулятора А3 при его отрицательном значении. Этот сигнал сравнивается с сигналом треугольной формы на выходе А5, представляющего собой ШИМ-1 и на его выходе получаем широтно-модулированные сигналы, изображенные на рис. 5, в. Из этой диаграммы видно, что изменение сигнала U_{11} и U_{12} ведет за собой изменение сигнала

по ширине T_{11} и T_{12} , соответственно.

При этом операционный усилитель А4 будет находиться в отрицательной области насыщения, т.е. выходной сигнал модуляции будет равен нулю.

При появлении сигнала положительной полярности на выходе регулятора (рис 5, г) он сравнивается с треугольным напряжением на входе ШИМ-2, на выходе которого появляется широтно-модулированный сигнал регулятора с длительностью T_{21} и T_{22} (рис. 5, д).

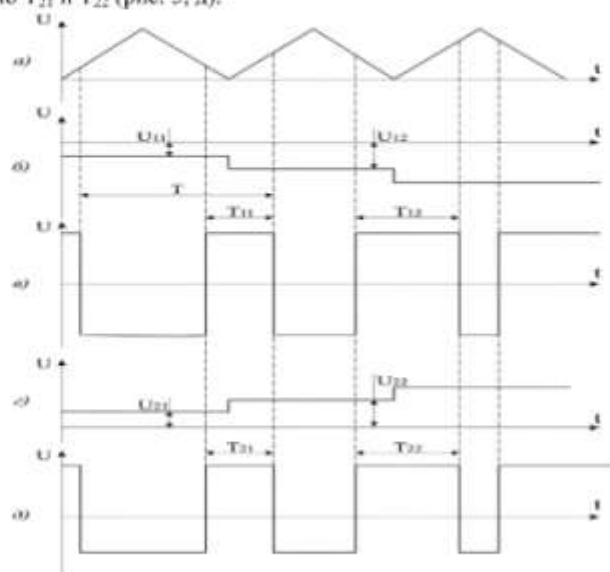


Рис. 5 Диаграмма сигналов блока управления электроприводом

При этом операционный усилитель А5 будет находиться в отрицательной области насыщения, т.е. выходной сигнал модуляции будет равен нулю.

Как видно из диаграмм, при одной и той же амплитуде отрицательного и положительного сигнала регулятора модулированные сигналы также одинаковы с длительностью $T_{11} = T_{21}$, $T_{12} = T_{22}$. Также видно, что при увеличении напряжения на выходе регулятора, ширина T_{11} , T_{12} увеличивается пропорционально. Ширина импульса T_{11} , свидетельствует, о времени протекания тока через двигатель от источника питания. В момент времени $T - T_{11}$ или $T - T_{12}$, ток через двигатель от источника питания протекать не будет.

С помощью резисторов R12 и R25 обеспечивается уровень срабатывания А4 и А5 таким образом, чтобы сигнал с длительностью T_{11} не равнялся нулю при сигнале на выходе регулятора равном нулю.

На основании обобщенных данных в ОНПУ разработаны и изготовлены полупроводниковый коммутатор с кольцевым включением обмоток якоря и линейный двигатель постоянного тока. Испытания проводились для ЛДПТ с параметрами $U_n = 48$ В, $I_n = 7,5$ А, $V_n = 0,2$ м/с, с тяговым номинальным усилием $F_n = 285$ Н, в замкнутой системе автоматического регулирования скорости.

По результатам испытаний получено подтверждение возможности обеспечения заданных параметров координатного электропривода с использованием линейного двигателя постоянного тока с полупроводниковым коммутатором.

Литература

1. Разработка и исследование многокоординатного стола на линейных двигателях постоянного тока. Отчет Одесского политехнического института по теме № 950-24. /В.В. Гололобов, А.Д. Ивлев. – Одесса: ОПИ, гос. регистрационный № 01850071078, 1988. - 124 с.
2. Разработка, теоретические и экспериментальные исследования комплектного двухкоординатного линейного электропривода для машины термической резки. Отчет Одесского политехнического института по теме № 425-20. /В.Т. Беликов, А.Д. Ивлев. - Одесса: ОПИ, гос. регистрационный № 77077611, 1982. - 72 с.
3. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. - М.: Высш. шк., 1990. - 416 с.
4. Авдолоткин Н.П. и др. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока. -Л.: Энергоатомиздат, 1984. - 148 с.
5. Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. Справ. пособие. - М.: Энергоатомиздат, 1987. - 216 с.
6. Фрер Ф., Орттенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования. Пер. с нем. - М.: Энергия, 1973. - 246 с.

або при $\frac{\sqrt{c}}{2} t_0 = \omega_3 = \frac{jK'}{\sqrt{\chi_1 - \chi_3}}$ маємо

$$z = \wp \left[\frac{\sqrt{c}(-t - t_0)}{2} \right] = \frac{\chi_1 - \chi_3}{\operatorname{sn}^2 \left[\frac{\sqrt{c}}{2} (t + t_0) \sqrt{\chi_1 - \chi_3} \right]} = \chi_3 - \frac{\chi_1 - \chi_3}{\operatorname{sn}^2 \left[-\frac{\sqrt{c}}{2} t \sqrt{\chi_1 - \chi_3} + jK' \right]}, \quad (8)$$

де $\wp(u)$ - функція Вейерштрасса; $\operatorname{sn} u$ - еліптична функція Якобі (еліптичний синус); K' - повний еліптичний інтеграл першого роду для параметра $m' = 1 - m$ [3].

Позначимо модуль еліптичної функції: $k = \sqrt{(\chi_2 - \chi_3)/(\chi_1 - \chi_3)}$; $\operatorname{sn}(u + jK') = 1/k \operatorname{sn} u$ [4] тоді

$$z = \chi_3 - (\chi_1 - \chi_3) k^2 \operatorname{sn}^2 \left[\frac{\sqrt{c}}{2} \sqrt{\chi_1 - \chi_3} t \right] = \chi_3 - (\chi_2 - \chi_3) \operatorname{sn}^2 \left[\frac{\sqrt{c}}{2} \sqrt{\chi_1 - \chi_3} t \right]. \quad (9)$$

Величина кута δ дорівнює $\delta = z + \delta_i = \delta_0 + (\delta_2 - \delta_0) \operatorname{sn}^2 \left[\frac{\sqrt{c}}{2} \sqrt{\chi_1 - \chi_3} t \right]$. Введемо позначення $\tau = \frac{\omega_3 t}{2} \sqrt{\frac{(\delta_c - \delta_0)(\delta_1 - \delta_0)}{(\delta_c - \delta_1)(\delta_2 - \delta_1)}}$, отримаємо $\delta = \delta_0 + (\delta_2 - \delta_0) \operatorname{sn}^2 \tau$, $\operatorname{sn} \tau = f(m = k^2)$, $m = k^2 = \frac{\delta_2 - \delta_0}{\delta_c - \delta_0}$.

У випадку експлуатаційного короткого замикання, а також виникнення "дикої" фази $\delta = \delta_0$ з метою наближення до підкорінного виразу (1) для вказаних умов повинна виконуватися умова динамічної стійкості $d\delta/dt = \sqrt{R(\delta)}$; на основі (3) [1] виконується умова максимуму для поліному: $R(\delta) = c(\delta - \delta_0)(\delta_2 - 2B\delta + D)$, $D - B > 0$, $R(\delta)$ має тільки один реальний корінь, який дорівнює δ_0 . Коефіцієнт c визначається за умовою $R(\delta_1) = \omega_0^2(\delta_1 - \delta_0)^2$. Аналогічно розглянутому випадку вводиться змінна $z = \delta - \delta_i$; $\delta_i = (\delta_0 + 2B)/3$, звідки поліном $R(\delta)$ представляється у вигляді: $R(\delta) = c(z - \chi_1)(z - \chi_2)(z - \chi_3) = c(z - \chi_2)(z - 2bz + d)$; $\chi_1 + \chi_2 + \chi_3 = 0$; $d - b^2 > 0$; один з коренів χ_1, χ_2, χ_3 повинен бути реальним, два інших комплексними. Виходячи з конструктивних особливостей вторинного струмопідводу маємо: $\chi_2 = \delta_0 - \delta_i$. У цьому випадку

$$\chi_1 = \chi_r + j\chi_j; \chi_2 = -2b; \chi_3 = \chi_r - j\chi_j; b = \chi_r; d = \chi_r^2 + \chi_j^2; \delta_i = 2b + \delta_0. \quad (10)$$

Функція Вейерштрасса $z = \wp \left[\frac{\sqrt{c}}{2} (t + t_0) \right]$ буде дорівнювати:

$$\frac{\sqrt{c} t_0}{2} = \int_{\chi_2}^{\infty} \frac{dz}{\sqrt{4(z - \chi_2)(z^2 - 2bz + d)}}. \quad (11)$$

Для величини $\frac{\sqrt{c}}{2} t_0 = \omega_2 = \frac{K}{\sqrt{H_0}}$ параметр $k^2 = \frac{1}{2} - \frac{3}{4} \frac{\chi_2}{H_0}$; $H_0 = \sqrt{8b^2 + d}$. Функція z при комплексних коренях χ_1 і χ_3 , дорівнює: $z = \wp \left[\frac{\sqrt{c}(t + t_0)}{2} \right] = \chi_2 + H_0 \frac{1 + \operatorname{cn} \left[\frac{\sqrt{c}(-t + t_0) \sqrt{H_0}}{2} \right]}{1 - \operatorname{cn} \left[\frac{\sqrt{c}(-t + t_0) \sqrt{H_0}}{2} \right]}$, де $\operatorname{cn}(u)$ - еліптична функція Якобі (еліптичний косинус).

$\wp(u + \omega_2) = \chi_2 + \frac{(\chi_2 - \chi_3)(\chi_2 - \chi_1)}{\wp(u) - \chi_2}$; $H_0^2 = (\chi_2 - \chi_3)(\chi_2 - \chi_1)$, отримуємо:

$$z = \chi_2 + H_0 \frac{(1 - \operatorname{cn}(\sqrt{cH_0}t))}{(1 + \operatorname{cn}(\sqrt{cH_0}t))}. \quad (12)$$

звідки для кута δ маємо:

$$\delta = \delta_0 + H_0 \frac{(1 - \operatorname{cn}(\sqrt{cH_0}t))}{(1 + \operatorname{cn}(\sqrt{cH_0}t))}. \quad (13)$$

Значення еліптичного косинуса при різних значеннях параметра k приведені на рисунку 1.

Для встановлення залежності коефіцієнтів c і H_0 від заданих значень кутів $\delta_0, \delta_1, \delta_2$ слід використовувати умову того, що передача енергії досягає максимуму при $\delta = \delta_1$ і мінімуму при $\delta = \delta_2$, коли функція

$z = \varphi \left(\frac{\sqrt{c}}{2} t + \omega_2 \right)$ зв'язана з ку-

том δ виразом (2), що рівнозначно тому, що друга похідна функції Вейерштрасса по t при відповідних значеннях z дорівнює нулю, звідки при $d^2 \varphi / du^2 = 0$:

$$\varphi^2(u) = \frac{\chi_1 \chi_2 + \chi_2 \chi_3 + \chi_3 \chi_1}{3}$$

У даному випадку це рівнозначно умовам:

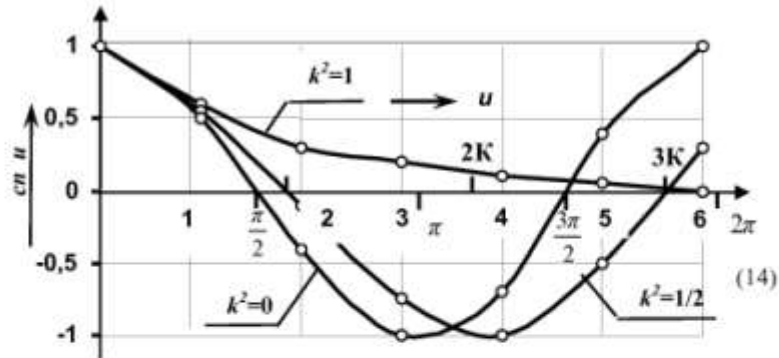


Рис. 1 – Значення еліптичного косинуса при значеннях параметра: $k^2 = 0$ (косинусоїда), $k^2 = 1/2$, $k^2 = 1$.

$$(\delta_2 - \delta_1)^2 = \frac{-\chi_r^2 - \chi_j^2 - 2\chi_r \chi_2}{3} = \frac{4b^2 - d}{3}; (\delta_1 - \delta_0)^2 = \frac{4b^2 - d}{3}. \quad (15)$$

Для умови (10) маємо $\delta_2 - \delta_i = \delta_i - \delta_1$, звідки:

$$\delta_i = (\delta_2 + \delta_1) / 2; b = (\delta_2 + \delta_1 - 2\delta_0) / 4. \quad (16)$$

Коефіцієнт H_0 визначається з умови (10) і (16):

$$(\delta_2 - 2b - \delta_0)^2 = (4b^2 - d) / 3; 3(\delta_2 - \delta_0)^2 - 12b(\delta_2 - \delta_0) + 8b^2 + d = 0,$$

або з урахуванням значення $H_0 = \sqrt{8b^2 + d}$ маємо:

$$H_0 = 12b(\delta_2 - \delta_0) - 3(\delta_2 - \delta_0)^2;$$

$$H_0 = \sqrt{3(\delta_2 - \delta_0)(\delta_1 - \delta_0)}.$$

З (15) значення d у функції $\delta_0, \delta_1, \delta_2$ має вигляд:

$$d = (\delta_1 - \delta_0)(\delta_2 - \delta_0) - \frac{(\delta_2 - \delta_1)^2}{2} = \frac{H_0^2}{3} - \frac{(\delta_2 - \delta_1)^2}{2}.$$

Модуль функції k^2 дорівнює: $k^2 = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{8} \frac{\delta_2 + \delta_1 - 2\delta_0}{\sqrt{(\delta_2 - \delta_0)(\delta_1 - \delta_0)}}$, а коефіцієнт c визначається з виразу:

$$\omega_0^2 (z_1 - \chi_2)^2 = \chi_1 (z_1 - \chi_2) (z_1^2 - 2bz_1 + d), \quad (17)$$

де $z_1 = \delta_1 - \delta_i = \delta_1 - 2b - \delta_0 = -(\delta_2 - \delta_1) / 2$, звідки c дорівнює:

$$c = \frac{2\omega_0^2}{3\delta_2 - \delta_1 - 2\delta_0}. \quad (18)$$

Введемо позначення: $\tau = \frac{\sqrt{cH_0}}{2} t = \frac{\omega_0 t}{2} \sqrt{\frac{2H_0}{3(\delta_2 - \delta_1) + 2(\delta_1 - \delta_0)}} = \frac{\omega_0 t}{2} \sqrt{\frac{12(1+\gamma)\gamma}{(3+2\gamma)^2}}$; $\gamma = \frac{\delta_1 - \delta_0}{\delta_2 - \delta_1}$ і отримасмо вираз робочого кута δ у функції часу для нестійкого режиму роботи електротехнічного тракту ДСП:

$$\delta = \delta_c + H_0 \frac{1 - cn 2\tau}{1 + cn 2\tau}; \delta_c = \frac{2(\delta_2 + \delta_1)\chi_1 - \delta_0\delta_2 - 3\chi_1^2}{\delta_2 + \delta_1 - 2\delta_0}. \quad (19)$$

Отримана математична модель (19) дозволяє проводити аналітичні дослідження робочого кута навантаження електротехнічного тракту ДСП при нестійких режимах роботи при накиду навантаження з збереженням горіння електричної дуги.

ЛІТЕРАТУРА

1. Галько С.В. Електроенергетична динамічна стійкість пічного трансформатора дугових металургійних печей // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Електротехніка і енергетика. Випуск 79.- Донецьк: ДонНТУ.-2004.-С.49-52.
2. Кравченко А.Н., Метельський В.П., Труфанов И.Д. Моделирование и динамика резкопеременных электро- и термонергетических процессов мощных дуговых сталеплавильных печей // Праці інституту електродинаміки Національної академії наук України: Електротехніка.-Київ, 1999.- С.201-214.
3. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции: формулы, графики, таблицы; изд. второе, стереотипн.; Пер. с 6-го перераб. нем. изд.; Под ред. Л.И. Седова.-М.: Наука, 1968.-344с.
4. Бургов Я.С., Никольский С.М. Дифференциальные уравнения, кратные интегралы, ряды, функции комплексного переменного. -М.: Наука, 1981.- 448с.