

**ШИФР ЕЛЕКТРОДВИГУН**

**ВИКОНАВ СТУДЕНТ ГРУПИ Е 65(ТМ)  
ШТАБРОВСЬКИЙ ДЕНИС ЮРІЙОВИЧ**

**КЕРІВНИКИ**

**ЗАВ. КАФ. ЕЛЕКТРИЧНОГО ТРАНСПОРТУ ТА ТЕПЛОВОЗБУДУВАННЯ  
НТУ «ХП», ПРОФ. Д.Т.Н. ЛЮБАРСЬКИЙ Б.Г.**

**ПРОФ. КАФ. АВТОМОБІЛЕ ТА ТРАКТОРОБУДУВАННЯ НТУ «ХП», ДОЦ.  
К.Т.Н. СЕРГІЄНКО М.Є.**

**ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ РОБОТИ  
СИНХРОННИХ ТЯГОВИХ ДВИГУНІВ ДЛЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ  
ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ**

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ .....	3
ВСТУП .....	4
1 ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ .....	5
2 ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ ПОСТАНОВКИ ЗАВДАННЯ АНАЛІЗУ ТЯГОВОГО ПРИВОДУ .....	7
3 ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧІ ОПТИМІЗАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ СИНХРОННОГО ТЯГОВОГО ДВИГУНА .....	20
ВИСНОВКИ .....	26
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	27

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ТД	–	тяговий двигун
ТП	–	тяговий привід
ЕРС	–	електрорухома сила
ШІМ	–	широтно-імпульсна модуляція
ПВ	–	просторово-векторна
СДПМ	–	синхронні двигуни за збудженням від постійних магнітів

## ВСТУП

Процеси перетворення енергії у електрорухомому складі транспортних засобів обумовлюється, в першу чергу, роботою тягового приводу. Цей процес, для перспективних для України синхронних тягових приводів, залежить від їх режимів роботи, які обумовлені профілем шляху та графіком руху електрорухомого складу, з одного боку, та режимами роботи системи управління, з іншого. Втрати, що виникають в елементах тягових приводів, призводять до нагріву елементів його конструкції при цьому найбільші втрати у тягових приводах виникають в електромеханічних перетворювачах енергії – тягових двигунах.

Тому перед **метою роботи** є наступне. Для тягових приводів сформулювати завдання аналізу, адекватно відображає зв'язок критерію з складовими вектора режимів роботи і вектора параметрів управління. Вибрати метод розв'язання задачі оптимізації ККД і знайти для кожної з розглянутих параметри тягового приводу, що забезпечують максимальну ефективність електромеханічного перетворення енергії в різних режимах роботи тягових електроприводів електрорухомого складу.

## 1 ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ

Ефективність тягового приводу в певному режимі його роботи будемо оцінювати за критерієм максимуму його ККД за умови дотримання вимог, що накладаються режимами роботи. Тому завдання визначення ефективності тягового приводу зводиться до знаходження екстремуму функції

$$\text{MAX} \eta = f \left( \begin{bmatrix} M_{\text{зад}} \\ n_{\text{зад}} \\ t_{\text{зад}} \end{bmatrix} \right)_{\text{var}[D]}, \quad (1.1)$$

де  $\eta$  – ККД приводу,  $M_{\text{зад}}$ ,  $n_{\text{зад}}$ ,  $t_{\text{зад}}$  – заданий момент на валу, частота обертання ротора і температуру ТП представляють вектор режиму роботи тягового приводу. ККД привода

$$\eta = \left( \frac{\sum P_2}{P_d} \right)^{\text{sign}}, \quad (1.2)$$

де  $\sum P_2$  – потужність на валу тягових двигунів,  $P_d$  – потужність надходить від ланки постійного струму,  $\text{sign}$  – визначає напрямок перетворення енергії, для рухового режиму дорівнює 1, а для гальмівного – -1.

Потужність надходить (або віддає) від ланки постійного струму:

$$P_d = U_d I_d. \quad (1.3)$$

Потужність на валу двигунів менше надходить на вхід приводу потужності на величину втрат для рухового режиму

$$\sum P_2 = P_d - \sum p, \quad (1.4)$$

де  $\sum p$  – сумарні втрати в приводі, і більше для режиму електричного гальмування (генераторного), якого в подальшому будемо називати гальмівним

$$\sum P_2 = P_d + \sum p. \quad (1.5)$$

Розглянемо структуру втрат в приводі

$$\sum P = P_{np} + m_{\text{дв}} P_{\text{дв}}, \quad (1.6)$$

де  $P_{np}$  – втрати в перетворювачі,  $P_{\text{дв}}$  – втрати в одному двигуні,  $m_{\text{дв}}$  – число тягових двигунів.

Момент на валу двигуна визначається виразом

$$M_2 = 9.55 \frac{P_2}{n} = 9.55 \frac{\sum P_2}{m_{\text{дв}} n}, \quad (1.7)$$

де  $P_2$  – потужність на валу тягового двигуна.

Втрати в тяговому в перетворювачі і ТП залежать як від вектора режиму роботи тягового приводу, так і від параметрів управління (коефіцієнта модуляції і кута навантаження для СДПМ) .

## 2 ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ ПОСТАНОВКИ ЗАВДАННЯ АНАЛІЗУ ТЯГОВОГО ПРИВОДУ

Як [6] і в рішення задачі аналізу, перш за все, до визначення втрат в напівпровідниковому перетворювачі і безпосередньо в ТП

$$\sum P = P_{np} + P_{де} . \quad (2.1)$$

Щодо втрат в напівпровідниковому перетворювачі.

В якості силових ключів в даний час найбільшого поширення набули IGBT транзистори, які ми і будемо надалі розглядати

$$P_{np} = N_{kl} (P_{IGBT} + P_{VD}) + P_{sn} + P_{upr} + P_{oh} , \quad (2.2)$$

де  $P_{IGBT}$  – втрати в IGBT транзисторі,  $P_{VD}$  – втрати в діоді,  $N_{kl}$  – визначає кількість ключів в перетворювачі, для трифазного дворівневого мостового інвертора  $N_{kl} = 6$ ,  $P_{sn}$  – втрати в снаберних ланцюгах,  $P_{upr}$  – втрати в ланцюгах управління,  $P_{oh}$  – втрати на охолодження.

Прийmemo допущення про незначність втрат в снаберних ланцюгах і в системі управління інвертора, а також на охолодження. В результаті втрати в перетворювачі складаються з втрат в IGBT транзисторах і діодах [6, 16, 2, 0].

$$P_{np} = N_{kl} (P_{IGBT} + P_{VD}) . \quad (2.3)$$

Втрати в IGBT транзисторі включають статичну і динамічну складові

$$P_{IGBT} = P_{stIGBT} + P_{SW} . \quad (2.4)$$

Статичні втрати, в свою чергу, складаються з втрат потужності на протидії ЕРС еквівалентної схеми включеного приладу і диференціальних втрат

$$P_{stIGBT} = P_{ss} + P_{sd} . \quad (2.5)$$

Втрати потужності на протидії ЕРС

$$P_{ss} = I_{CAV} \cdot V_{CE(TO)} \quad (2.6)$$

Диференціальні втрати IGBT транзисторі

$$P_{sd} = I_{CRMS}^2 \cdot r_T \quad (2.7)$$

Середнє і діюче значення струмів, що протікають через транзистор, при ПВ ШІМ визначається виразами, знайденим в [6]:

$$\begin{aligned} I_{CAV} &= I_{CAVoe} I_{\phi 1}, \\ I_{CRMS} &= I_{CRMSoe} I_{\phi 1}, \end{aligned} \quad (2.8)$$

де  $I_{CAVoe}$ ,  $I_{CRMSoe}$  – відносне значення середнього і діючого струму що протікає через транзистор знайдене в [6],  $I_{\phi 1}$  – фазний струм ТП СДПМ.

Коефіцієнт модуляції

$$K_m = \frac{2U_{\phi 1}}{U_d} = \frac{2U}{\sqrt{3}U_d} \quad (2.9)$$

При використанні ПВ ШІМ діюче значення струму

$$I_{Cm} = m_{\phi} \sqrt{2} I_{\phi} \quad (2.10)$$

У режимі одноразової ШІМ

$$I_{Cm} = m_{\phi} \sqrt{2} (I_{\phi} + I_{\phi 5} - I_{\phi 7} - I_{\phi 11} + I_{\phi 13}) \quad (2.11)$$

Динамічні втрати в IGBT транзисторі

$$P_{SW} = f_{SW} \cdot (E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left( \frac{I_d}{I_{dnom}} \right) \cdot \left( \frac{U_d}{U_{dnom}} \right)^{K_v} \quad (2.12)$$

Частота перемикаць перетворювача визначається в залежності від режимів роботи. При використанні ПВ ШІМ:



$$f_{SW} = f_{PWM}, \quad (2.13)$$

де  $f_{PWM}$  – частота ПВ ШІМ.

У режимі одноразової ШІМ:

$$f_{SW} = \frac{p \cdot n_{зад}}{60}. \quad (2.14)$$

Втрати в діоді складаються з статичних і динамічних втрат

$$P_{VD} = P_{stVD} + P_{swVD}. \quad (2.15)$$

Статичні втрати складаються з втрат потужності на протидії ЕРС і диференціальних втрат

$$P_{stVD} = P_{ssVD} + P_{sdVD}. \quad (2.16)$$

Втрати потужності на протидії ЕРС

$$P_{ssVD} = I_{FAV} \cdot V_{EC(TO)}. \quad (2.17)$$

Диференціальні втрати діоді

$$P_{sdVD} = I_{FRMS}^2 \cdot r_D. \quad (2.18)$$

Діючі значення струмів при ПВ ШІМ визначається виразами [16]:

$$\begin{aligned} I_{FAV} &= I_{FAVoe} I_{\phi 1}, \\ I_{FRMS} &= I_{FRMSoe} I_{\phi 1}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

де  $I_{FAVoe}$ ,  $I_{FRMSoe}$  – відносні значення середнього і діючого струму, що протікає через діод, знайдені в [6].

Динамічні втрати в діоді

$$P_{SW} = f_{SW} \cdot E_{rec} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left( \frac{I_d}{I_{dnom}} \right) \cdot \left( \frac{U_d}{U_{dnom}} \right)^{K_v} \quad (2.20)$$

Як видно з наведених вище співвідношень, ККД перетворювача має складну залежність, як від геометричних і електромагнітних параметрів двигуна, так і від параметрів і режимів роботи напівпровідникового перетворювача.

В сучасних інверторах напруги при просторово-векторної ШІМ  $K_m \leq 1,414$  [13], при одноімпульсному живленні  $K_m = 1,56$ , а при використанні синусоїдальної ШІМ  $K_m \leq 1,225$  [13].

Щодо втрат безпосередньо в СДПМ, методика знаходження яких опублікована в [5].

Для їх знаходження, виходячи із значення електромагнітної потужності, необхідно визначити: електромагнітний момент, ЕРС холостого ходу, магнітний потік, індуктивні опору, вектор струму статора і коефіцієнт потужності.

Електромагнітна потужність синхронного двигуна визначається виразом

$$P_{\text{ЭМ}} = \frac{m_1 U_1 E_0 \sin \theta}{x_d} + \frac{m_1 U_1^2}{2} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta, \quad (2.21)$$

де  $x_d = x_{ad} + x_1$  и  $x_q = x_{ad} + x_1$  – синхронні індуктивні опору явнополюсної синхронної машини по поздовжній і поперечній осях, відповідно,  $m$  - число фаз двигуна,  $E_0$  - ЕРС холостого ходу,  $U_1$  - фазна напруга,  $\theta$  - кут навантаження.

Електромагнітний момент визначається виразами:

$$M = 9,55 \frac{P_{\text{ЭМ}}}{n}, \quad (2.22)$$

$$M = 9,55 \frac{P_{\text{ЭМ}}}{n} = 9,55 \left( \frac{m_1 U_1 E_0 \sin \theta}{n x_d} + \frac{m_1 U_1^2}{2n} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta \right) \quad (2.23)$$

ЕРС холостого ходу визначається виразом:

$$E_0 = 4,44 f_1 \Phi w_1 k_{об1}, \quad (2.24)$$

де  $\Phi$  – основний магнітний потік,  $k_{об1}$  – обмотувальний коефіцієнт 1- гармоніки.

Коефіцієнт розподілу обмотки для першої гармоніки:

$$k_p = \frac{\sin(0,5q_1\gamma)}{q_1 \sin(0,5\gamma)}, \quad (2.25)$$

де  $\gamma$  - кут зсуву по фазі між векторами пазових ЕРС в ел. град

$$\gamma = 360p/Z_1. \quad (2.26)$$

Для першої гармоніки

$$k_{y1} = \sin(\beta_1 \cdot \pi/2), \quad (2.27)$$

де  $\beta_1$  – вкорочення обмотки статора.

$$k_{об1} = k_p k_{y1}; \quad (2.28)$$

$$f_1 = \frac{pn}{60}. \quad (2.29)$$

Магнітний потік визначимо із закону повного струму для магнітного кола СДПМ [6]

$$\begin{aligned} 2b_m H_c = & \frac{2\Phi}{\mu_0 \mu_{pm} h_m l_{\phi 1}} b_m + 2 \frac{2\Phi p}{\mu_0 \pi (D_1 - \delta) l_{\phi 1}} \delta k_{\delta} + \\ & + 2 \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_{cmz1} k_{\sigma} b_z l_{\phi 1}} h_z + \frac{\Phi}{2\mu_0 \mu_{cmz1} k_{\sigma} h_{a1} l_{\phi 1}} L_{a1} +, \quad (2.30) \\ & + \frac{\Phi}{2\mu_0 \mu_{cmz1} h_{a1} l_{\phi 1}} L_{a2}, \end{aligned}$$

де  $H_c$  – коерцитивної сила постійного магніту,  $b_m$  – товщина постійного магніту,  $l_{\phi 1}$  – ефективна довжина сердечника статора,  $h_m$  – товщина постійного магніту,  $\mu_{pm}$ ,  $\mu_{cmz1}$ ,  $\mu_{cma1}$ ,  $\mu_{cma2}$  – відносна магнітна проникність постійного магніту стали зубців, спинки статора і ротора відповідно,  $\delta$  – повітряний зазор,  $k_\delta$  – коефіцієнт повітряного зазору  $D_1$  – внутрішній діаметр статора,  $h$  – висота паза статора,  $h_{a1}$  – висота спинки статора,  $h_{a2}$  – висота спинки статора,  $b_z$  – сумарна ширина зубців статора під полюсом,  $L_{a1}$ ,  $L_{a2}$  – довжина силової лінії в спинці статора і ротора,  $k_\sigma$  – коефіцієнт розсіювання.

Перетворивши вираз (2.30) і ввівши коефіцієнт насичення [8] отримаємо вираз магнітного потоку [6]

$$\Phi = \frac{\mu_0 H_c}{k_{нас}} \frac{b_m l_{\phi 1}}{\frac{b_m}{h_m \mu_{pm}} + \frac{2\delta k_\delta p}{\pi(D_1 - \delta)} + \frac{h_z}{k_\delta b_z \mu'_{cmz1}} + \frac{L_{a1}}{4k_\delta h_{a1} \mu'_{cma1}} + \frac{L_{a2}}{4h_{a2} \mu'_{cma2}}}, \quad (2.31)$$

де  $k_{нас}$  – коефіцієнти насичення,  $\mu'_{cmz1}$ ,  $\mu'_{cma1}$ ,  $\mu'_{cma2}$  – магнітні проникності зубців, спинки статора і ротора в ненасиченому стані відповідно.

Довжини ділянок магнітного кола в спинках статора і ротора:

$$L_{a1} = \pi \frac{D_{1v} + D_1 + 2h_z}{4p}, \quad (2.32)$$

$$L_{a2} = \pi \frac{D_1 - 2\delta - 2h_m \sin \alpha_m}{2p} (1 - \alpha_2),$$

де  $\alpha_m$  - кут нахилу постійного магніту,  $\alpha_2$  - полюсное перекриття

Прийmemo наступні допущення - крива розмагнічування постійного магніту лінійна. Воно справедливо для висококоерцитивніє постійних магнітів на основі сплавів NdFeB.

Синхронні індуктивні опори  $x_q$ ,  $x_d$ :

$$x_d = x_{ad} + x_1, \quad x_q = x_{aq} + x_1, \quad (2.33)$$

де  $x_{ad}$ ,  $x_{aq}$  – індуктивне опір якоря по осях  $d$  і  $q$  відповідно,  $x_1$  – індуктивний опір розсіювання обмотки статора.

Індуктивний опір реакції якоря по поздовжній і поперечним осях осі:

$$x_{ad} = x_a k_d \quad x_{aq} = x_a k_q, \quad (2.34)$$

де  $x_a$  – повний індуктивний опір якоря,  $k_d$ ,  $k_q$  - коефіцієнти форми поля, що визначаються за [4] в залежності від полюсного перекриття.

Повний індуктивний опір якоря визначається виразом [9]:

$$x_a = 2,5 \cdot 10^{-6} m_1 f_1 \frac{D_1 l_{\text{эф1}}}{\delta k_{\delta} k_{\mu}} \left( \frac{w_1 k_{\text{об1}}}{p} \right)^2 \quad (2.35)$$

Індуктивний опір розсіювання обмотки визначається в залежності від конструктивних особливостей пазів статора [9]:

$$x_1 = 1,58 \cdot 10^{-8} f_1 l_{\text{эф1}} \omega_1^2 \lambda_1 / (pq_1), \quad (2.36)$$

де  $\lambda_1$ — коефіцієнт магнітної провідності розсіювання обмотки статора

$$\lambda_1 = \lambda_{n1} + \lambda_{\delta 1} + \lambda_{л1}, \quad (2.37)$$

де  $\lambda_{n1}$ ,  $\lambda_{\delta 1}$  и  $\lambda_{л1}$  — коефіцієнти магнітної провідності пазової, диференціального та лобового розсіювання статора.

Провідність розсіювання по пазах статора

$$\lambda_{n1} = \frac{h_2 - h_0}{3b_{n1}} k_{\beta} + \frac{h_1}{b_{n1}} k_{\beta}' + \frac{h_1}{4b_{n1}}, \quad (2.38)$$

де  $h_0, h_1, h_2, b_{n1}$  – геометричні розміри паза,  $k_\beta, k'_\beta$  – коефіцієнти, які визначаються у відповідність з [3].

Провідність лобового розсіювання

$$\lambda_{l1} = 0,34 \frac{q_1}{l_1} (l_l - 0,64 \beta \tau), \quad (2.39)$$

де  $q_1$  – число пазів на полюс і фазу,  $l_l$  – довжина лобової частини,  $\beta$  – укорочення обмотки,  $\tau$  – полюсний розподіл.

Провідність диференціального розсіювання:

$$\lambda_{d1} = 0,33 \frac{\tau \alpha_\delta}{\delta k_\delta q_1}. \quad (2.40)$$

Максимальний  $M_{kp}$  електромагнітний момент двигуна визначається за формулою [6] при критичному вугіллі управління:

$$\cos \theta_{kp} = \sqrt{\beta_2^2 + 0,5} - \beta_2, \quad \beta_2 = E_0 / [4U_1(x_d / x_q - 1)]. \quad (2.41)$$

Фазний ток статора. Виходячи з векторної діаграми синхронної машини, вектор струму статора можна визначити виразом [4]

$$\vec{I} = \vec{M} + \vec{R}_u e^{-j2\theta} + \vec{R}_e e^{-j\theta}, \quad (2.42)$$

де  $\vec{M}, \vec{R}_u, \vec{R}_e$  – складові вектора, що визначаються за виразами:

$$\vec{M} = \frac{U}{2} \left( \frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} \right) e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad \vec{R}_u = \frac{U}{2} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) e^{j\frac{\pi}{2}}, \quad \vec{R}_e = \frac{E_0}{x_d} e^{j\frac{\pi}{2}}. \quad (2.43)$$

Фазний ток визначається як модуль вектора струму:

$$I = |\vec{I}| \quad (2.44)$$

Коефіцієнт потужності:

$$\cos \varphi = \frac{\operatorname{Re}(\vec{I})}{|\vec{I}|} \quad (2.45)$$

На підставі вищенаведених виразів визначаємо безпосередньо складові втрат в двигуні.

Втрати в сталі: [6]

$$P_{\text{дв}} = P_{1T} + P_f + \Delta P_{\text{мдодб}} + P_a + P_z + P_{\text{МЕХ}} \quad (2.46)$$

Втрати в сталі спинки статора при холостому ході і номінальній напрузі [15]

$$P_a = \left[ 1,1 \cdot a \cdot \frac{f_1}{50} + 1,55 \cdot b \cdot \left( \frac{f_1}{50} \right)^2 \right] \cdot k \cdot B_{a1}^2 \cdot m_{a1} \quad (2.47)$$

де  $a$ ,  $b$  – коефіцієнти, які залежать від марки сталі (по табл.2.1),  $k$  – коефіцієнт збільшення втрат через нелінійність індукції в спинці, викликаної наявністю вентиляційних отворів,  $B_{a1}$  – індукція в спинці,  $m_{a1}$  – маса спинки статора.

Маса спинки статора

$$m_{a1} = \left[ \frac{\pi}{4} \left( D_{v1}^2 - (D_1 + 2h_{n1})^2 - n_c \cdot d_c^2 \right) - m_c \cdot a_c \cdot b_c \right] \cdot l_{\text{эф1}} \cdot \rho_{\text{ст}} \quad (2.48)$$

де  $n_c$  – число круглих вентиляційних каналів,  $d_c$  – діаметр вентиляційних каналів,  $m_c$  – число прямокутних надстаторних вентиляційних каналів,  $a_c$ ,  $b_c$  – ширина і висота прямокутних над статорних вентиляційних каналів, відповідно,  $\rho_{\text{ст}}$  – щільність електротехнічної сталі.

Таблиця 2.1 До розрахунку втрат в сталі ТП СДПМ

Марка сталі	Товщина листа, мм	$a$	$b$	Питомі втрати $p_{1,0/50}$ , Вт/кг
2212	0,5	1,60	0,6	2,2
2412	0,5	0,96	0,54	1,5
2412	0,35	0,56	0,4	0,96

Втрати в зубцях статора [15]:

$$P_z = \left[ 1,4 \cdot a \cdot \frac{f_1}{50} + 1,76 \cdot b \cdot \left( \frac{f_1}{50} \right)^2 \right] \cdot B_{z13}^2 \cdot m_{z1} \quad (2.49)$$

де  $a, b$  – коефіцієнти, які залежать від марки сталі (по табл.3),  $B_{z13}$  – індукція в зубцях,  $m_{z1}$  – маса спинки статора.

Маса зубців статора:

$$m_{z1} = \left[ \frac{\pi}{4} \left( (D_1 + 2h_{n1})^2 - D_1^2 \right) - S_{n1} \cdot Z \right] \cdot l_{\phi 1} \cdot \rho_{cm} \quad (2.50)$$

Втрати в обмотці статора при розрахунковій температурі від основної гармоніки [15]:

$$P_{1T} = m \cdot I_{\phi 1}^2 \cdot R_{1T} \quad (2.51)$$

Додаткові втрати в міді обмотки статора від основної гармоніки, [8]

$$P_f = (k_f - 1) \cdot P_{1T} \cdot \left( \frac{f_1}{50} \right)^2, \quad (2.52)$$

де  $k_f$  – коефіцієнт Фільда:

$$k_f = 1 + (k_c + k_s), \quad (2.53)$$



де  $k_c$  – коефіцієнт, що враховує втрати від циркуляції струмів між паралельними провідниками одного витка,  $k_s$  – коефіцієнт, що враховує втрати на струми Фуко в окремих провідниках від пазових полів розсіювання:

$$k_c = 1,9 \cdot 10^6 \cdot \varepsilon^2 \cdot S_n^2 \cdot \left( \frac{m \cdot b_m}{b_{n1}} \right) \cdot (n \cdot a_m)^4, \quad (2.54)$$

$$k_s = 7,7 \cdot 10^6 \cdot a_m^4 \cdot \left( \frac{m \cdot b_m}{b_{n1}} \right)^2 \cdot (S_n \cdot n)^2 \cdot \varepsilon, \quad (2.55)$$

де  $\varepsilon = \frac{l_1}{0,5 \cdot l_a}$ .

Чинне значення  $v$  гармоніки струму визначається в залежності від типу застосовуваного інвертора. При застосуванні ПВ ШІМ вищі гармонійні струму визначені в [6], а в режимі одноразової ШІМ для дворівневого інвертора - за методикою [8].

Індуктивний опір фази обмотки статора від витіснення струму в пазу

$$X_{1v} = v \cdot X_1 \cdot K_X. \quad (2.65)$$

Чинне значення  $v$  гармоніки напруги

$$U_v = \frac{U}{v}. \quad (2.66)$$

Індуктивні опір для  $v$  гармоніки:

$$\begin{aligned} x_{adv} &= x_{aq} v, \\ x_{aqv} &= x_{aq} v, \\ x_{dv} &= x_{adv} + x_{1v}, \\ x_{qv} &= x_{aqv} + x_{1v}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

Чинне значення  $v$  гармоніки ЕРС [6]

$$E_{0v} = \frac{v E_{0v}}{k_{o\delta 1}} k_{o\delta v}, \quad (2.68)$$

де  $k_{o\delta v}$  – обмотувальний коефіцієнт, який для  $\gamma$  гармоніки визначається:

$$k_{o\delta \gamma} = k_{p\gamma} k_{y\gamma}. \quad (2.69)$$

Коефіцієнт розподілу обмотки для будь-якої гармоніки ЕРС дорівнює

$$k_{pv} = \frac{\sin(0,5vq_1\gamma)}{q_1 \sin(0,5v\gamma)}. \quad (2.72)$$

Коефіцієнт укорочення

$$k_{yv} = \sin(v\beta \cdot \pi/2). \quad (2.73)$$

Чинне значення струму  $v$  гармоніки [6]

$$\vec{I}_v = \vec{M}_v + \vec{R}_{uv} e^{-j2\theta} + \vec{R}_{ev} e^{-j\theta}, \quad (2.74)$$

де  $\vec{M}_v, \vec{R}_{uv}, \vec{R}_{ev}$  – складові вектора, що визначаються за виразами:

$$\begin{aligned} \vec{M}_v &= \frac{U_v}{2} \left( \frac{1}{x_{dv}} + \frac{1}{x_{qv}} \right) e^{-j\frac{\pi}{2}}, \\ \vec{R}_{uv} &= \frac{U_v}{2} \left( \frac{1}{x_{qv}} - \frac{1}{x_{dv}} \right) e^{j\frac{\pi}{2}}, \\ \vec{R}_{ev} &= \frac{E_{0v}}{x_d} e^{j\frac{\pi}{2}}. \end{aligned} \quad (2.75)$$

Фазний ток визначається як модуль вектора струму

$$I_{\phi 1v} = |\vec{I}_v|. \quad (2.76)$$

Для режиму ПВ ШІМ

$$I_{\phi 1v} = I_{\phi 1v0e} I_{\phi 1}, \quad (2.77)$$

де  $I_{\phi 1v0e}$  – відносне значення струмів вищих гармонійних, визначені в [6].

Додаткові втрати в міді, обумовлені  $v$ -ої гармонічної струму

$$P_{m1v} = m \cdot I_{\phi 1v}^2 \cdot R_{1v} \cdot K_{Rv}, \quad (2.78)$$

Сумарні додаткові втрати

Аналогічно тяговому приводу на основі асинхронних ятгових двигунів як в [6] в приводі на основі СДПМ реалізуються два основні режими роботи тягового приводу: режим одноразової і ПВ ШІМ. При цьому робота перетворювачів цих режимах аналогічна роботі перетворювачів в приводі з асинхронним ТД.

Основні характеристики приводу наведені в табл.2.1.

Як видно з табл.2.1 максимальне відхилення становить 2,91% при визначенні моменту на валу і 1,46% при визначенні фазного струму, що цілком допустимо. Тому запропоноване рішення задачі аналізу СДПМ ТП є адекватною.

Таблиця 2.1 Характеристики ТП СДПМ

Потужність на валу, кВт	319	327	334	346	368
Лінійна напруга, В	1000	1020	1010	1000	990
Момент на валу, Нм	1450	1250	1100	1000	950
Частота обертання, об/мин	2100	2500	2900	3300	3700

При вирішенні задачі оптимізації на параметри накладаються обмеження у вигляді нерівностей:

$$I_{1\phi} < I_{pred}, \quad (2.88)$$

$$|\theta| > |\theta_{кр}|, \quad (2.89)$$

Для режиму ПВ ШІМ

$$1,414 \geq K_M \geq 0. \quad (2.90)$$

У вигляді рівності

$$M_2 = M_{зад}. \quad (2.91)$$

Як і в попередньому випадку, рішення задачі пошуку оптимального режиму роботи складається з трьох основних етапів:

- визначення оптимального режиму при режимі одноразової ШІМ харчуванні методом одновимірного пошуку з обмеженнями;
- визначення оптимального режиму при ПВ ШІМ методами багатокритеріальної оптимізації;
- порівняння результатів і вибір оптимального режиму

### **3 ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧІ ОПТИМІЗАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ СИНХРОННОГО ТЯГОВОГО ДВИГУНА**

Для вирішення завдання оптимізації розглянутого вище СДПМ, використаний пакет *optlab* для *MATLAB*, розроблений в НТУ «ХП» [6, 11, 17, 10,14], Найкращі результати за часом вирішення поставленого завдання показав метод циклічного генетичного алгоритму з отноточечним кросове ром та селекцією за методом рулетки.

Результати розрахунків наведені на рис. рис. 2.1-2.9 і в роботі [6].

Визначено залежності ККД приводу і ТД СДПМ в режимах ПВ і одноразової ШІМ при оптимальному поєднання кута навантаження і коефіцієнта модуляції. Звертає на себе увагу той факт, що залежність ККД в режимі ПВ ШІМ (рис. 2.1-2.9) має гладкий характер, в режимі гальмування при частоті обертання приблизно 2000 об / хв спостерігається яр, пов'язаний з ростом електромагнітних потерь в ТП, вызванных возрастанием амплитуд высших гармонических токов статора.

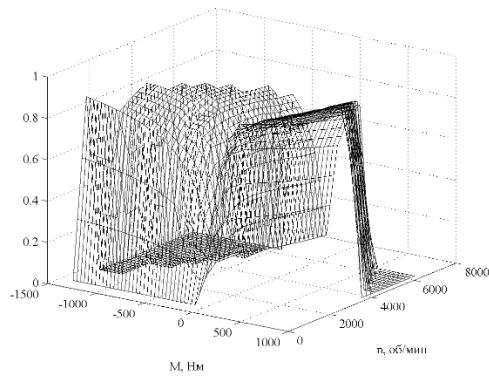


Рисунок 2.1 – Оптимальне значення ККД приводу ( $\eta$ ) в режимі з ПВ ШІМ при температурі ТД 50°C

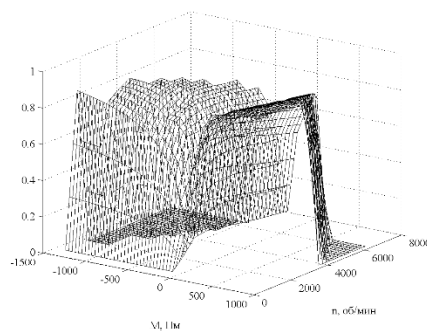


Рисунок 2.2 – Оптимальне значення ККД ТП ( $\eta_{\delta в}$ ) СДПМ в режимі з ПВ ШІМ при температурі ТД 50°C

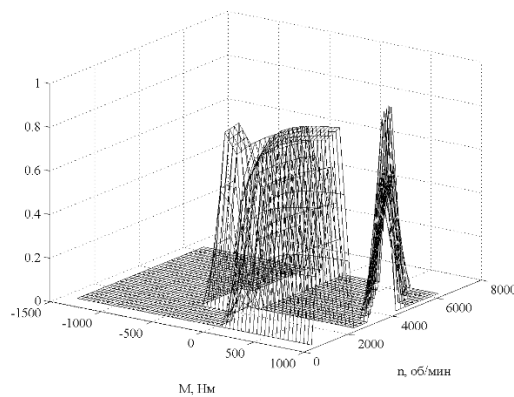
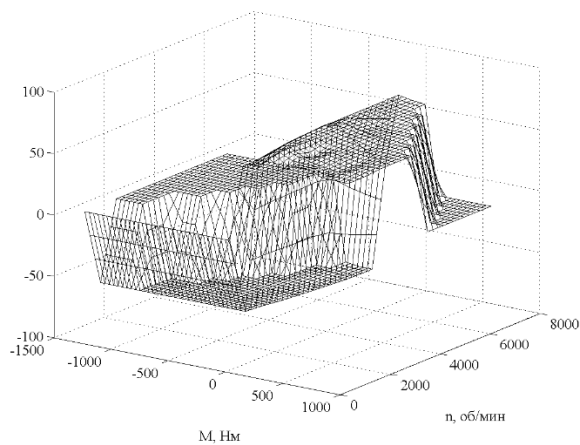
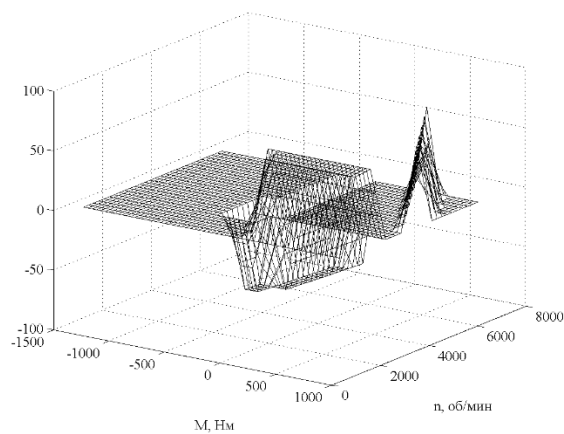


Рисунок 2.3 – Оптимальне значення ККД приводу ( $\eta$ ) в режимі одноразової ШІМ при температурі ТД 40 ° С



а



б

Рисунок 2.4 – Оптимальне значення кута навантаження. ( $\theta$ )ТП СДПМ в режимі: з  
а - ПВ ШІМ, б - режим одноразової ШІМ при температурі 50°C

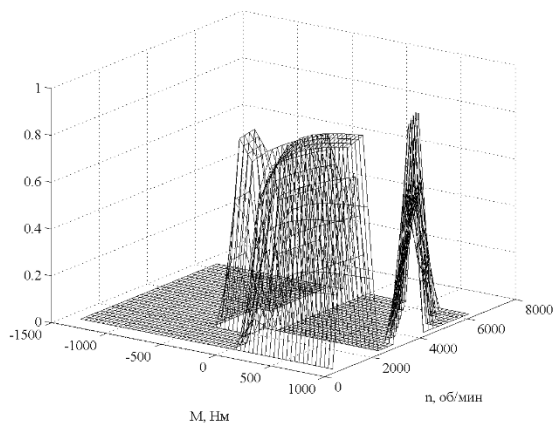


Рисунок 2.6 – Оптимальне значення ККД ТП ( $\eta_{de}$ )СДПМ в режимі одноразової  
ШІМ при температурі 50°C

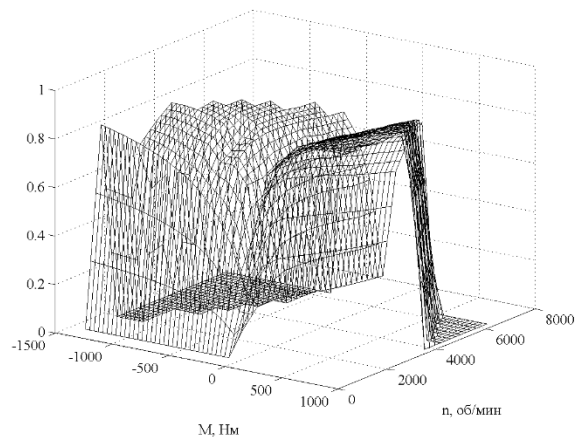


Рисунок 2.5– Оптимальне значення ККД приводу ( $\eta$ ) в режимі з ПВ ШІМ при температурі  $190^{\circ}\text{C}$

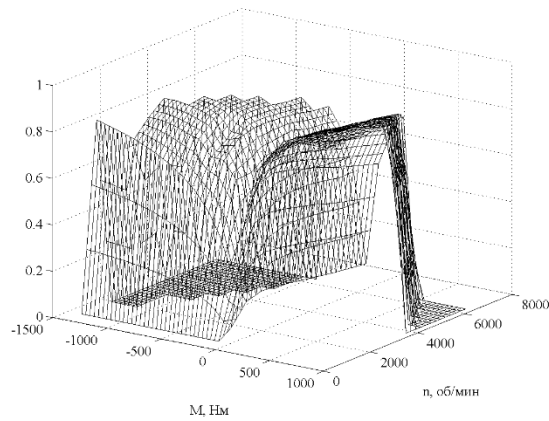


Рисунок 2.7– Оптимальне значення ККД ТП ( $\eta_{\text{TP}}$ ) СДПМ в режимі з ПВ ШІМ при температурі  $190^{\circ}\text{C}$

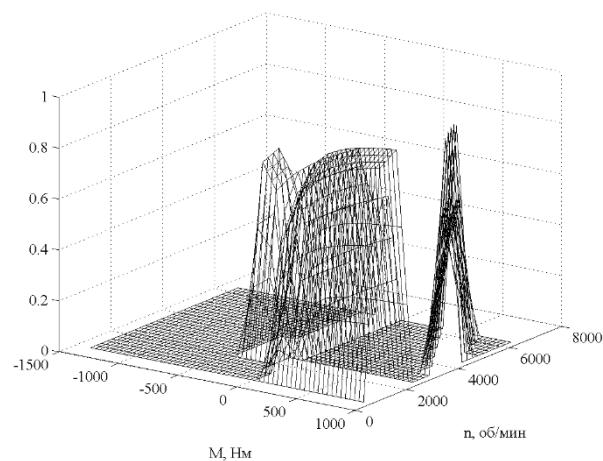


Рисунок 2.6 – Оптимальне значення ККД приводу ( $\eta$ ) в режимі одноразової ШІМ при температурі  $190^{\circ}\text{C}$

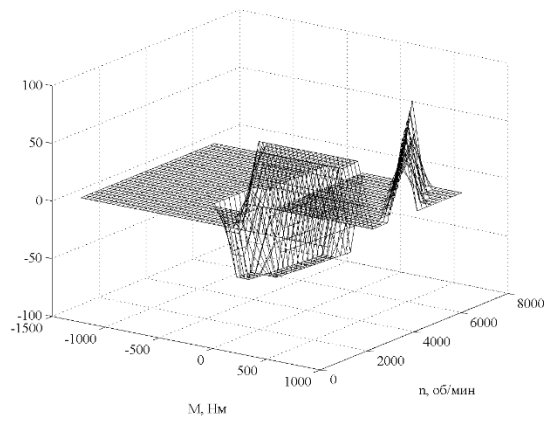
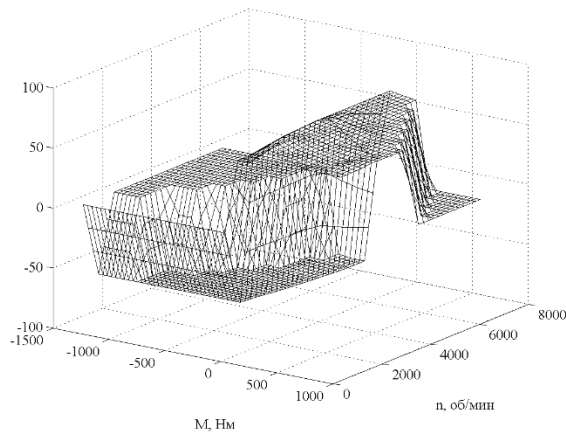


Рисунок 2.8 – Оптимальне значення кута навантаження ( $\theta$ ) ТП СДПМ в режимі: з а - ПВ ШІМ, б - режимі одноразової ШІМ при температурі  $190^{\circ}\text{C}$

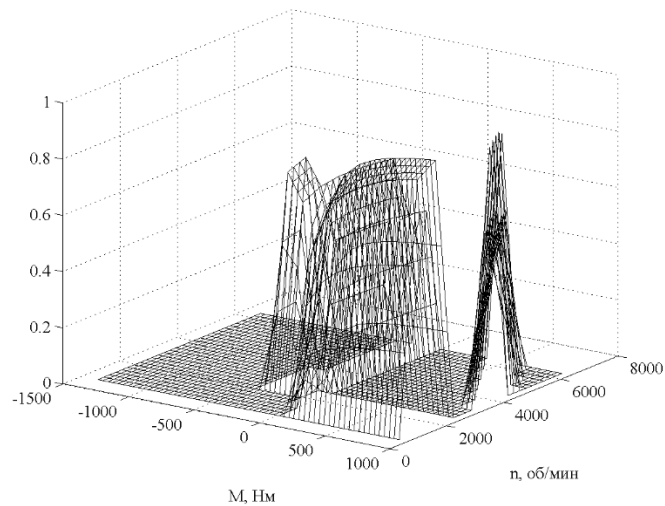


Рисунок 2.9 – Оптимальне значення ККД ТП ( $\eta_{де}$ ) СДПМ в режимі одноразової ШІМ при температурі  $190^{\circ}\text{C}$



При частотах обертання понад 4000 об / хв і моменті більше 500 Нм спостерігається зона обмеження по струму, що характеризується нульовим значенням ККД, як для режиму тяги, так і для режиму гальмування.

Режим одноразової ШІМ характеризується значною зоною, в якій не було знайдено рішення, що обумовлено неможливістю регулювання напруги в цьому режимі. ККД приводу в режимі одноразової ШІМ знаходиться вузькій зоні, при максимально високих значеннях потужності ТП, і вище ККД при ПВ ШІМ, що обумовлено більш високою напругою живлення ТП.

Кут навантаження при регулюванні в більшості режимів підтримується  $59..68^\circ$  - в режимі тяги, і  $-65 ..- 68^\circ$  - в режимі гальмування (рис. 2.8). Він різко знижується в гальмівному режимі при малих частотах обертання, що обумовлено вимогою підтримки заданого гальмівного моменту. Як і для асинхронним ТД, ККД електроприводу знижується при підвищенні температурі обмоток, характер залежностей при цьому залишається незмінним.

Отримані залежності ККД приводу і ТП СДІМ апроксимувати кубічними сплайн функціями та можуть бути використані при вирішенні тягової завдання руху ЕРС по ділянці шляху наприклад як це зроблено у [6].

## ВИСНОВКИ

1. Для тягового приводу на основі синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів запропоновано в якості компонент вектора управління вибрати кут навантаження, коефіцієнт модуляції і режим роботи напівпровідникового перетворювача.

2. Встановлено, що залежність ККД в режимі ПВ ШІМ має гладкий характер. У режимі гальмування при частоті обертання приблизно 2000 об / хв спостерігається яр, пов'язаний з ростом електромагнітних втрат в ТП, обумовлених зростанням амплітуд вищих гармонійних струмів статора. При частотах обертання понад 4000 об / хв і моменті більше 500 Нм спостерігається зона обмеження по струму.

3. Режим одноразової ШІМ характеризується значною зоною, в якій не було знайдено рішення, що обумовлено неможливістю регулювання напруги в цьому режимі. ККД приводу в режимі одноразової ШІМ знаходиться у вузькій зоні, при максимально високих значеннях потужності ТП.

4. У режимі ПВ ШІМ ККД вище, що обумовлено більш високою напругою живлення ТП. Кут навантаження при регулюванні в більшості режимів підтримується  $59..68^\circ$  - в режимі тяги, і  $-65 .. - 68^\circ$  - в режимі гальмування. Він різко знижується в гальмівному режимі при малих частотах обертання, що обумовлено вимогою підтримки заданого гальмівного моменту.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Автономные инверторы/ Ю.П.Гончаров и др. – Кишинев: Штиинца, 1994. – 336 с.
2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – [Изд. 2-е, исп. и доп.]/ Г.С. Зиновьев - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. - 664 с.
3. Копылов И.П. Проектирование электрических машин]/ И.П. Копылов — М.: Энергия, 1980. – 495с.
4. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Часть 2 Машины переменного тока [Изд 3 перераб]/ М.П. Костенко, Л.М. Пиотровский – Ленинград: Энергия, 1973. – 648 с.
5. Любарский Б.Г. Методика расчета тягового синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов/ Б. Г. Любарский, А. В. Демідов, Т.В. Парфенюк, Е.С. Рябов, Д.Ю. Зюзин // Проблемы и перспективы развития железнодорожного транспорта: Тезисы докладов 70 международной научно-практической конференции. – Днепропетровск: ДНУЗТ. – 2010. – С.93-94.
6. Любарский Б.Г. Теоретичні основи для вибору та оцінки перспективних систем електромеханічного перетворення енергії електрорухомого складу : дис. ... доктора техн. наук : 05.22.09 / Любарський Борис Григорович. – Харків : НТУ «ХПІ», 2014. – 368с.
7. Любарский Б.Г. Оптимизация режимов работы тягового привода на основе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов /Б.Г. Любарский// Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті – Х.:УкрДАЗТ.– 2014. – № 2(105)– С. 21–24
8. Находкин М.Д. Проектирование тяговых электрических машин [Учебное пособие для вузов ж.-д. транспорта, Изд. 2, перераб. и дополн.] / М.Д. Находкин – М.: Транспорт, 1976. – 624 с/
9. Проектирование электрических машин. / И.П. Копылов, Б.К. Горяинов и др.; Под. ред. Копылова. – М.: Энергия, 1980. – 496с.
10. Реклейтис Г. Оптимизация в технике: в 2-х книгах. Книга 1: Пер. с англ. / Г. Реклейтис, А. Рейвиндран, К. Регсдел. – М.: Мир, 1986. – 350 с.
11. Северин В. П. Методы одномерного поиска. / В.П. Северин, Е.Н. Никулина – Харьков: НТУ ХПИ, 2013. – 124 с.
12. Совершенствование синхронного тягового двигателя на постоянных магнитах // Железные дороги мира. – 2009. – №7. – С.56–69.

13. Титяев Д.К. Сравнительный анализ векторной и традиционной широтно-импульсной модуляции / Д.К. Титяев, Д.Н. Мирошник // мат конф. Автоматизация технологических проектов. Пошук молодих. ДонНТУ – 2004 – С. 301-306
14. Штойер Р. Многокритериальная оптимизация / Р. Штойер. – М.: Радио и связь, 1992. – 504 с.
15. Шуйский В.П. Расчет электрических машин / В.П. Шуйский – Л.: Энергия, 1968. – 732 с
16. General Considerations for IGBT and IPM. Mitsubishi Application Notes. [Электрон. ресурс]. Режим доступа: [http:// www.mitsubishielectric.com /semiconductors/files/manuals/powermos3\\_0.pdf](http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/files/manuals/powermos3_0.pdf)
17. Weise T. Global optimization algorithms theory and application / T. Weise. – E-Book. – 2008. – 820 p.