

**POLITECHNIKA KOSZALIŃSKA  
INSTYTUT MECHATRONIKI NANOTECHNOLOGII  
I TECHNIKI PRÓŻNIOWEJ**

**mgr inż. Sebastian Pecolt**

**WYBRANE PROBLEMY BUDOWY  
I OPTYMALIZACJI STEROWANIA  
URZĄDZENIEM POZYCJONUJĄCYM  
O UKŁADZIE  
ELEKTROMAGNETYCZNYM**

Rozprawa doktorska

**Promotor: prof. dr hab. inż. Tomasz Krzyżyński**

**Koszalin 2011**

# Spis treści

<b>Wykaz ważniejszych oznaczeń i terminów .....</b>	<b>4</b>
<b>Rozdział I. Wstęp .....</b>	<b>6</b>
1.1. Wprowadzenie .....	6
1.2. Cel i zakres pracy .....	8
1.3. Przegląd literatury wraz z oceną stanu dotychczasowych badań.....	10
1.4. Obiekt badań .....	14
1.4.1. Zasada działania urządzenia pozycjonującego.....	14
1.4.2. Układ sterowania.....	15
1.4.3. Metoda sterowania w stanach nieustalonych .....	16
1.4.4. Wyznaczanie sterowań urządzeniem pozycjonującym .....	17
1.4.5. Analiza numeryczna układu napędowego .....	21
1.4.6. Obliczanie indukcyjności uzwojeń i strumieni magnetycznych .....	24
1.4.7. Wyznaczanie sił magnetycznych .....	25
<b>Rozdział II. Konstrukcja urządzenia pozycjonującego.....</b>	<b>26</b>
2.1. Konstrukcja układu napędowego .....	26
2.1.1. Wytyczne do doboru wymiarów napędu.....	27
2.1.2. Funkcja celu .....	28
2.2. Konstrukcja hamulca elektromagnetycznego .....	30
2.2.1. Zasada działania hamulca.....	30
2.2.2. Dobór parametrów konstrukcji hamulca elektromagnetycznego.....	31
<b>Rozdział III. Badania statyczne i dynamiczne urządzenia pozycjonującego ....</b>	<b>34</b>
3.1. Układ napędowy urządzenia pozycjonującego .....	34
3.1.1. Pomiary statyczne układu napędowego .....	34
3.1.2. Przypadek magnetostaticzny układu solenoid-magnes .....	36
3.1.3. Analiza dynamiczna układu solenoid-magnes .....	40
3.2. Badania hamulca elektromagnetycznego.....	43
3.3. Wpływ prądów wirowych.....	47
3.4. Sprawność zespołu napędowego.....	52
3.4.1. Wprowadzenie.....	52
3.4.2. Sprawność układu solenoid-magnes .....	53
3.4.3. Sprawność urządzenia pozycjonującego .....	55
3.5. Analiza wpływu temperatury na układ napędowy.....	58
3.6. Siła elektromotoryczna .....	63
3.7. Analiza wpływu sił tarcia.....	68
3.7.1. Tarcie przewodnicy liniowej.....	68
3.7.2. Tarcie w hamulcu elektromagnetycznym .....	70

3.8. Sterowanie pracą hamulca elektromagnetycznego.....	72
<b>Rozdział IV. Modelowanie urządzenia pozycjonującego i ograniczników ruchu.</b>	<b>74</b>
4.1. Opis stanowiska pomiarowego .....	74
4.2. Modelowanie urządzenia pozycjonującego .....	77
4.3. Modelowanie ograniczników ruchu.....	80
<b>Rozdział V. Optymalizacja i weryfikacja procesu sterowania urządzeniem pozycjonującym .....</b>	<b>82</b>
5.1. Sterowanie w pętli sprzężenia zwrotnego.....	82
5.1.1. Wprowadzenie.....	82
5.1.2. Sygnał skoku jednostkowego .....	84
5.1.3. Sygnał schodkowy.....	87
5.1.4. Sygnał sinusoidalny.....	89
5.2. Sterowanie w otwartej pętli bez sprzężenia zwrotnego .....	90
5.2.1. Ustalanie pozycji – optymalizacja przy czterech zmiennych decyzyjnych .....	90
5.2.2. Ustalanie pozycji – optymalizacja przy dziesięciu zmiennych decyzyjnych .....	98
5.2.3. Optymalizacja w przypadku sekwencyjnej pracy urządzenia pozycjonującego .....	101
5.3. Metoda pełnego przeglądu .....	105
<b>Rozdział VI. Weryfikacja eksperymentalna modelu symulacyjnego .....</b>	<b>107</b>
6.1. Weryfikacja przy różnych warunkach wymuszenia .....	107
6.1.1. Wymuszenie skokowe.....	107
6.1.2. Stałe warunki pracy urządzenia pozycjonującego .....	108
6.2. Wpływ współczynników tarcia na działanie układu pozycjonującego .....	110
6.3. Analiza częstotliwościowa układu pozycjonującego.....	112
6.4. Działanie urządzenia pozycjonującego przy sygnale o charakterystyce białego szumu.....	115
<b>Rozdział VII. Zakończenie .....</b>	<b>117</b>
7.1. Podsumowanie .....	117
7.2. Wnioski.....	118
7.3. Kierunki dalszych badań.....	119
<b>Załączniki .....</b>	<b>121</b>
<b>Spis rysunków .....</b>	<b>132</b>
<b>Spis tabel .....</b>	<b>138</b>
<b>Bibliografia .....</b>	<b>139</b>

## Wykaz ważniejszych oznaczeń i terminów

$\alpha$	– temperaturowy współczynnik rezystancji miedzi, $\frac{1}{K}$
$\alpha_{k2}, \alpha_{k5}$	– współczynnik przenikania ciepła przez ścianki karkasu, $\frac{W}{m^2 \cdot K}$
$\alpha_{pow}$	– współczynnik przenikania ciepła dla powietrza, $\frac{W}{m^2 \cdot K}$
$\rho_0$	– współczynnik rezystywności dla miedzi, $\Omega \cdot m$
$\Delta T$	– zmiana temperatury, $^{\circ}C$
$\nabla$	– operator nabra
$\varepsilon$	– siła elektromotoryczna, V
$\eta$	– sprawność przetwarzania energii elektrycznej na mechaniczną, %
$\eta(t)$	– sprawność całkowita w chwili $t$ , %
$\lambda$	– przewodność cieplna, $\frac{W}{m \cdot K}$
$\lambda_{PA6}$	– przewodność cieplna materiału PA6, $\frac{W}{m \cdot K}$
$\mu_0$	– przenikalność magnetyczna próżni, $\frac{H}{m}$
$\mu_k$	– współczynnik tarcia poślizgowego kinetycznego
$\mu_r$	– względna przenikalność magnetyczna;
$\mu_s$	– współczynnik tarcia poślizgowego statycznego
$\rho$	– współczynnik restytucji odbicia
$\Psi, \varphi$	– strumień indukcji magnetycznej, Wb
$A, S$	– pole przekroju poprzecznego, $m^2$
$A_1 - A_4$	– amplitudy sygnału wymuszającego, m
$B$	– indukcja magnetyczna, T
$B_r$	– remanencja (pozostałość magnetyczna), T
$B_s$	– indukcja magnetyczna nasycenia, T
$BH_{max}$	– maksymalna gęstość energii magnetycznej, $\frac{J}{m^3}$
$c_p$	– ciepło właściwe miedzi, $\frac{J}{kg \cdot K}$
$D_{wy}$	– człon różniczkowy
$d_x$	– grubość ścianek karkasu, m
$e$	– błąd, uchyb
$F$	– siła, N
$F_1, F_2$	– siły działające na magnesy trwałe, N
$F_{cel}$	– funkcja celu
$F_T$	– siła tarcia poślizgowego, N
$F_{TS}$	– siła tarcia statycznego, N
$F_{TK}$	– siła tarcia kinetycznego, N
$g, l, d$	– parametry konstrukcyjne, m
$H$	– natężenie pola magnetycznego, $\frac{A}{m}$
${}_bH_c$	– koercja indukcji magnetycznej, $\frac{A}{m}$
${}_jH_c$	– koercja polaryzacji magnetycznej, $\frac{A}{m}$
$I$	– natężenie prądu, A

$I_{wy}$	– człon całkujący wyjścia
$i(t)$	– chwilowa wartość natężenia prądu, A
$ISE$	– błąd średniokwadratowy
$J$	– gęstość prądu, $\frac{A}{m^2}$
$K1, T$	– kryterium funkcji celu, czas ruchu suwaka, s
$K2, E$	– kryterium funkcji celu, energia pobrana przez układ, J
$K_d$	– wzmacnienie członu różniczkującego
$K_i$	– wzmacnienie członu całkującego
$K_p$	– wzmacnienie członu proporcjonalnego
$k_w$	– stała wyznaczona na podstawie eksperymentu
$L$	– indukcyjność, H
$L_s$	– indukcyjność statyczna, H
$L_d$	– indukcyjność dynamiczna, H
$m$	– masa, kg
$n$	– liczba zwojów w uzwojeniu
$N, R$	– siła normalna, N
$P$	– moc chwilowa, W
$P_1, P_2$	– pęd układu, $N \cdot s$
$P_c$	– straty cieplne, W
$P_{wy}$	– składnik proporcjonalności
$Q_J$	– ciepło Joule'a-Lenz'a, J
$R$	– rezystancja, $\Omega$
$R_{xy}$	– współczynnik korelacji Pearsona
$T$	– temperatura, °C
$T_c$	– temperatura Curie, K
$T_{ot}$	– temperatura otoczenia, °C
$t$	– czas, s
$t_k$	– chwila czasu końcowa, s
$t_p$	– chwila czasu początkowa, s
$U$	– napięcie, V
$U_{in}$	– indukowana siła elektromotoryczna, V
$u(t)$	– chwilowa wartość napięcia, V
$W_E$	– energia pobrana, J
$W_M$	– energia mechaniczna, J
$W_R$	– energia cieplna, J
$weight(x)$	– funkcja wagowa
$x$	– pozycja suwaka, m
$x_k$	– pozycja końcowa, m
$x_p$	– pozycja startowa, m
$\dot{x}$	– prędkość suwaka, $\frac{m}{s}$

# Rozdział I. Wstęp

## 1.1. Wprowadzenie

Napędy elektryczne maszyn stosowanych współcześnie stanowią jeden z podstawowych elementów procesów produkcyjnych i technologicznych. Opracowywanie nowych typów napędów ma szczególnie istotne znaczenie z punktu widzenia konkurencyjności na rynku nowych technologii. Bardzo ważnym elementem staje się również optymalizacja procesów produkcyjnych. Największą rolę odgrywa zarówno energooszczędność, jak i skrócenie czasu procesów technologicznych, co wpływa bezpośrednio na obniżenie kosztów produkcji.

Napędy elektromagnetyczne, obok napędów pneumatycznych i hydraulicznych należą do najbardziej rozpowszechnionych urządzeń wykonawczych stosowanych powszechnie w przemyśle i życiu codziennym. Dzięki stałemu rozwojowi i udoskonalaniu materiałów magnetycznych, takich jak magnesy z grupy ziem rzadkich (NdFeB) i tworzeniu materiałów magnetycznych o coraz wyższej gęstości energii możliwe staje się konstruowanie napędów z coraz większym współczynnikiem mocy do masy. Ponadto brak przekładni zębatych, ciernych czy innego typu reduktorów w napędach elektromagnetycznych, pozytywnie wpływa na szybkość ich działania.

Spośród napędów elektromagnetycznych realizujących ruch liniowy, można wyodrębnić wiele typów silników, m.in. prądu stałego, indukcyjnych, synchronicznych, w tym reluktancyjnych i skokowych oraz grupę napędów, którą stanowią solenoidy [Gosi\_05], [Jasz\_00], [Kami\_94], [Soch\_96]. W grupie napędów liniowych, można wyróżnić wyrzutnie elektromagnetyczne, siłowniki elektromagnetyczne wielopozycyjne (np. siłowniki firmy Norgren, rys.1), a także napędy z tzw. swobodną cewką VCM (ang. Voice Coil, rys. 2). Napędy ze swobodną cewką mają bardzo szerokie zastosowanie m.in. jako napędy dysków twardych lub jako urządzenia pozycjonujące głowic magnetycznych.



Rys. 1. Wielopozycyjne siłowniki elektromagnetyczne firmy Norgren [Norg]

Napędy elektromagnetyczne ze swobodną cewką podczas zasilania prądem generują siłę, która wciąga lub wypycha cewkę z pola magnetycznego generowanego przez magnes trwały. Cewka w napędzie jest jedynym ruchomym elementem i jest przeważnie połączona z obciążeniem. Tak zaprojektowany układ pozwala na uzyskanie dużej prędkości elementu wykonawczego i na precyzyjne pozycjonowanie ograniczone jedynie układem sterowania i rozdzielczością czujnika pomiarowego drogi. Bezpośrednią zaletą tego typu napędów jest relatywnie krótki czas reakcji. Poprzez małą indukcyjność cewki następuje szybsze narastanie prądu w układzie, co bezpośrednio wpływa na siłę oddziałującą pomiędzy cewką a magnesem stałym.

Obecnie w Polsce nie ma znaczących producentów wytwarzających elektromagnetyczne napędy liniowe. Do czołówki firm zagranicznych zajmujących się ich produkcją można zaliczyć, m.in. firmy: Norgen [Norg], Moticont [Moti], BEI Kimco Magnetics [Beik\_09], czy Densitron [Gree]. Cały magnetowód w napędach liniowych jest projektowany w taki sposób, aby zależność generowanej siły była możliwie liniowa w zakresie poruszania się cewki (elementu ruchomego). Dzięki temu jest możliwe wykorzystanie zaawansowanych regulatorów do sterowania układami liniowymi (m.in. PID, LQR,  $H_{inf}$ ) [Kacz\_05].



Rys. 2. Przykładowe napędy ze swobodną cewką: a) napęd pozycjonujący z mechanizmu w dyskach twardych HDD; b) micro napęd liniowy firmy Densitron [Geep]; c) jednoosiowy system pozycjonowania wraz z kontrolerem firmy Moticont [Moti]

Istnieją dwa podstawowe typy napędów ze swobodną cewką – liniowe i obrotowe. Oba typy zapewniają dużą precyzję pozycjonowania, ruch na krótkim dystansie, bądź ruch obrotowy w wąskim zakresie kątów. Najczęściej są one wykorzystywane jako układ pozycjonujący głowic magnetycznych w dyskach twardych komputerów (rys. 2a).

Znajdują również zastosowanie w technice jako mechanizmy pozycjonujące w komputerach, linie produkcyjne, stoły pozycjonujące (rys. 2c) i napędy wykorzystywane w robotyce. Niewątpliwie ich największą zaletą jest czas reakcji większy niż w przypadku innych typów mechanizmów, w związku z powyższym są stosowane wszędzie tam gdzie wymagane są szybkozmiennne procesy. Ponadto projektowane napędy ze swobodną cewką przeważnie charakteryzują się liniową zależnością siły od pozycji cewki, dzięki czemu można w nich implementować konwencjonalne systemy

sterowania, zapewniając wysoką dokładność pracy urządzenia. Siła uzyskiwana jest w obu kierunkach i zależna jest jedynie od polaryzacji prądu.

Przy projektowaniu układów elektromagnetycznych, ogromną rolę odgrywają metody numeryczne, które są oparte na analizie pola elektromagnetycznego [Tomc\_94]. Obecnie na rynku dostępnych jest wiele komercyjnych programów, które wykorzystują powyższe metody [Emcl\_11]. Umożliwiają one analizę zjawisk elektromagnetycznych, cieplnych, a także mechanicznych. Jednym z pierwszych popularnych programów do analizy pól elektromagnetycznych przestrzeni 2D był program FEMM (ang. Finite Element Method Magnetics). Program ten umożliwiał analizę pola zarówno w płaskim układzie współrzędnych jak i osiowoosymetrycznym, z zastosowaniem metody elementów skończonych (MES) w opisie pola z użyciem potencjału wektorowego.

W niniejszej pracy do analizy numerycznej pól elektromagnetycznych wybrano pakiet komercyjny ANSYS ANSOFT Maxwell, który umożliwia obliczanie pól statycznych oraz zmiennych w przestrzeni 2D i 3D, jak i dokonywania analiz czasowych z uwzględnieniem mechaniki analizowanego obiektu. Autor niniejszej rozprawy korzystał z wyżej wymienionego środowiska programowego i wykonał wiele symulacji przy jego pomocy.

Przy budowie rdzeni różnorodnych silników rotacyjnych lub liniowych stosuje się blachy lub taśmy elektrotechniczne, pakietowane o małej grubości, najczęściej 0.5 mm. Uwzględnienie nieliniowych charakterystyk magnesowania tego typu materiałów umożliwia wykorzystywany pakiet ANSYS ANSOFT Maxwell. W aplikacji tej wykorzystywane jest powiązanie potencjałów skalarnych z potencjałem wektorowym, a celem jest analiza pola uwzględniająca prądy wirowe. Pole od prądu wymuszającego, który płynie w cewkach jest obliczane na podstawie prawa Biota-Savarta [Tomc\_98], [Zimo\_08]. Oprogramowanie to jest szeroko wykorzystywane przy analizie pól elektromagnetycznych niskiej częstotliwości. Umożliwia badanie zjawisk statycznych i dynamicznych w polu elektromagnetycznym w zakresie liniowym i nieliniowym oraz posiada możliwość symulacji przemieszczenia elementów. Dzięki temu istnieje możliwość rzeczywistej symulacji urządzeń takich jak silniki, elektromagnesy, detektory, głowice zapisu itp.

## 1.2. Cel i zakres pracy

Celem niniejszej pracy jest opracowanie modelu matematycznego oraz przedstawienie metody projektowania urządzenia pozycjonującego o napędzie elektromagnetycznym. Zaprezentowano napęd elektromagnetyczny, który stanowi kombinację urządzenia pozycjonującego działającego na podobnej zasadzie, jak to ma miejsce w napędach ze swobodną cewką, i urządzenia hamującego w postaci hamulca elektromagnetycznego. Zbudowany model matematyczny pozwoli na opracowanie modelu symulacyjnego dynamicznego i pozwoli na symulację pracy urządzenia pozycjonującego.



Pośrednim celem pracy jest dobranie i wykorzystanie algorytmu ewolucyjnego do wyznaczenia funkcji sterujących (sterowań) urządzenia pozycjonującego przy minimalizacji dwóch przeciwstawnych kryteriów w postaci czasu ruchu elementu roboczego urządzenia i energii elektrycznej pobranej na pracę napędu. Celem ostatecznym jest wyznaczenie Pareto- optymalnych rozwiązań, przy zastosowaniu modelu symulacyjnego, w postaci funkcji sterujących urządzeniem i stworzenie bazy danych gotowych rozwiązań, które będą mogły być wykorzystywane podczas działania urządzenia pozycjonującego w czasie rzeczywistym.

Cele utylitarne pracy obejmują zaprojektowanie i wykonanie urządzenia pozycjonującego z napędem elektromagnetycznym wraz z hamulcem elektromagnetycznym oraz zaproponowanie metody wyznaczenia funkcji sterujących siłownikiem w postaci algorytmu genetycznego. Proponowane zastosowanie urządzenia pozycjonującego w przemyśle to napędy lub siłowniki, gdzie istotne jest optymalizowanie procesów wykonawczych pod względem energochłonności i wydajności.

Innowacyjność proponowanego rozwiązania polega na konstrukcji urządzenia pozycjonującego o napędzie elektromagnetycznym wraz z hamulcem elektromagnetycznym jako złożonego zespołu układu napędowego i hamującego, jak i na sposobie jego sterowania. Zaproponowana metoda optymalizacyjna sterowania urządzeniem w otwartym układzie regulacji poprzez minimalizację energii pobranej i czasu ruchu suwaka pozwala na zmniejszenie zapotrzebowania na energię elektryczną.

Sformułowano następujące tezy pracy:

- Poprzez wykorzystanie algorytmu genetycznego jest możliwe zdefiniowanie funkcji sterujących dla urządzenia pozycjonującego, które będą mogły być adaptowane w urządzeniu pozycjonującym, działającym w otwartym układzie sterowania.
- Możliwe jest wyznaczenie katalogu optymalnych funkcji sterowań urządzeniem pozycjonującym pracującym w stałych warunkach pracy przy zadanych kryteriach w postaci szybkości ruchu pozycjonera i energii pobranej przez urządzenie.

W niniejszej pracy przedstawiono nowatorski sposób sterowania napędem pozycjonującym składającym się z zespołu napędowego w postaci dwóch napędów elektromagnetycznych i układu hamującego. W rozdziale pierwszym pracy przedstawiono bliżej zasadę działania napędu oraz metodę jego sterowania, która nie wykorzystuje sygnałów zwrotnych od czujników (bez pętli sprzężenia zwrotnego), a do wyznaczenia funkcji sterujących wykorzystywany jest algorytm ewolucyjny genetyczny.

W rozdziale drugim przedstawiono dobór parametrów konstrukcyjnych napędów oraz hamulca elektromagnetycznego. Do optymalizacji konstrukcji użyto metody elementów skończonych, która była zaimplementowana w komercyjnym oprogramowaniu do analizy elektromagnetycznej ANSYS ANSOFT Maxwell 13.

Dzięki otrzymanym результатам, zaprojektowano i zbudowano stanowisko pomiarowe, wraz z wykonanym napędem pozycjonującym.

Następnie w rozdziale trzecim autor przedstawił wyniki uzyskane na stanowisku badawczym, w postaci badań statycznych i dynamicznych napędów i hamulca elektromagnetycznego. Zostały także przedstawione wyniki w postaci symulacji, statycznych i dynamicznych badanego urządzenia, w celu porównania ich z wynikami eksperymentalnymi. Przedstawiono także analizę wpływu prądów wirowych, temperatury, siły elektromotorycznej oraz tarcia na działanie napędu pozycjonującego. Pod koniec rozdziału trzeciego przedstawiona została metoda sterowania hamulcem elektromagnetycznym.

W rozdziale czwartym zaprezentowano stanowisko pomiarowe i jego elementy składowe, a także aparaturę użytą do weryfikacji eksperymentalnej. W rozdziale tym opisano model fizyczny urządzenia, który posłużył do zbudowania modelu symulacyjnego w środowisku Matlab-Simulink [Mroz\_04], [Rudr\_07], [Tarn\_01]. Dzięki takiemu podejściu możliwe było wiarygodne symulowanie pracy urządzenia.

Rozdział piąty poświęcono opisowi procesu sterowania urządzeniem pozycjonującym, zarówno w przypadku sterowania w pętli sprzężenia zwrotnego, jak i w przypadku proponowanego w niniejszej pracy sterowania w otwartym układzie bez sprzężenia zwrotnego, z wykorzystaniem algorytmu genetycznego.

W rozdziale szóstym pokazano proces weryfikacji eksperymentalnej modelu symulacyjnego. Zaprezentowano zachowanie się układu przy wymuszeniu skokowym oraz pracę urządzenia w przypadku bez sprzężenia zwrotnego, gdzie sprawdzano powtarzalność ruchu urządzenia przy stałych warunkach pracy. Określono także zakres częstotliwości, w którym poprawnie może działać zbudowany układ pozycjonujący. Zbadano wpływ zmiennych warunków tarcia podczas pracy urządzenia na dokładność pozycjonowania układu. W ostatnim etapie badań zweryfikowano działanie modelu symulacyjnego podczas pracy urządzenia przy sygnale zadanym w postaci białego szumu o zakresie częstotliwości 0.25÷10 Hz.

W rozdziale siódmym zawarto podsumowanie, wnioski oraz kierunki dalszych badań.

### **1.3. Przegląd literatury wraz z oceną stanu dotychczasowych badań**

Obecny stan wiedzy dotyczący napędów elektrycznych i ich systemów sterowania jest bardzo szeroki. Poniżej skupiono się na najważniejszych publikacjach z zakresu, który obejmuje praca.

W pracy [Chen\_07] przedstawiono niekonwencjonalny elektromagnetyczny siłownik przeznaczony do mikropozycjonowania pracujący z wysoką dokładnością. Siłownik działa jako napęd w specjalistycznych aplikacjach takich jak fotolitografia, (napęd krokowy, pozycjonujący), w mikroskopii tunelowej lub w medycynie i biologii

(biologii komórkowej). Zasada działania oparta tu jest na wypychaniu magnesów stałych z pola magnetycznego cewek. Sterowanie realizowane jest w pętli sprzężenia zwrotnego jako układ regulacji adaptacyjnej. W pracy [Chan\_05] opisano proces sterowania przy jednoczesnej kompensacji histerezy i położenia siłownika piezoelektrycznego. Przy sterowaniu położeniem tego urządzenia wykorzystany został otwarty układ regulacji, podobnie jak w pracy [Chan\_06] w przypadku okresowego sygnału wymuszenia.

Proces optymalizacji konstrukcji napędu ze swobodną cewką, został przedstawiony m.in. w pracy [Bani\_07]. Wykorzystanie algorytmów ewolucyjnych jako metod optymalizacyjnych przedstawiono m.in. w pracach [Fann\_97], [Gold\_03], [Mich\_03], [Popo\_05], [Tarn\_07]. W pracy [Liso\_07] analizowano zagadnienie dotyczące stabilności kolumny Becka. Przetestowano cztery rodzaje algorytmów ewolucyjnych, które były wykorzystywane do wyznaczania parametrów konstrukcyjnych kolumny Becka, gdzie optymalizowany był jej kształt. Najlepsze wyniki uzyskano przy wykorzystaniu algorytmu różnicowego DE. Przykład zastosowania algorytmu genetycznego do wyznaczania nastaw klasycznego regulatora PID w strukturze równoległej, przy sterowaniu nieliniowym układem pozycjonującym pracującym w pętli sprzężenia zwrotnego, zaprezentowano między innymi w pracach [Jing\_06], [Elba\_08], [Bode\_01], [Zang\_06], [Ding\_98]. Proces optymalizacji konstrukcji liniowego silnika synchronicznego przy wykorzystaniu algorytmu genetycznego został opisany m.in. w pracy [Isfa\_07]. Efektywność dokonanej optymalizacji konstrukcji została zweryfikowana przy pomocy metody elementów skończonych.

Wśród publikacji omawiających zjawisko tarcia występującego w układach mechanicznych można wymienić m.in. prace [Awre\_08], [Lesz\_00], [Stein\_04], [Tarn\_03], [Tarn\_04], [Tarn\_09]. Istnieje wiele modeli tarcia, które uwzględniają silne nieliniowości i niestacjonarność tego zjawiska. Stosowane modele tarcia pozwalają na tworzenie metod kompensacji niekorzystnych efektów występujących w układach mechatronicznych wraz z symulacyjną weryfikacją. W pracy [Fris\_04] autorzy przedstawili złożony model tarcia uwzględniając zjawiska cieplne powstające w trących powierzchniach, które implikują zmianę jego parametrów.

W pracy [Tarn\_07] sformułowano zadanie poszukiwania polioptymalnej funkcji sterowania samochodem. Zadanie optymalizacji dynamicznej zamieniono na zadanie optymalizacji statycznej, tym samym upraszczając problem. Do poszukiwania rozwiązań Pareto-optymalnych wykorzystano algorytm genetyczny [Popo\_05].

Autorzy pracy [Bhai\_00] przedstawili mikronapęd liniowy zbudowany w oparciu o magnes neodymowy (NdFeB), który został umieszczony na membranie znajdującej się w polu magnetycznym cewki. Przeprowadzane analizy dotyczyły pól elektromagnetycznych wytwarzanych przez cewkę i wpływających na magnes trwałe, jak i charakterystyk mechanicznych danego rozwiązania technicznego. W pracy [Bhai\_00] wykorzystywano komercyjne oprogramowanie do analiz pól elektromagnetycznych w zakresie niskich częstotliwości ANSYS ANSOFT Maxwell [Maxw\_10]. Za pomocą

modelu numerycznego autorzy byli w stanie przewidzieć wartość ugięcia membrany mikronapędu z dokładnością do 20 %.

W pracy [Tsai\_10] przedstawiono liniowy silnik elektromagnetyczny, wykorzystywany jako napęd kompresora. W celu poprawy sprawności całego zespołu napędowego, a tym samym zniwelowaniu sił tarcia w ułożyskowaniu biegnika w statorze silnika liniowego, zastosowano tablicę Halbacha. Dzięki temu była możliwa lewitacja biegnika w statorze, a tym samym zredukowanie znacząco strat energii wynikających z tarcia w układzie. Dodatkowy układ magnesów trwałych w konfiguracji tablicy Halbacha znacznie skomplikował układ magnetyczny napędu liniowego. Autorzy pracy dokonywali analiz numerycznych metodą elementów skończonych. Zastosowania tablic Halbacha wraz z rozkładem strumieni magnetycznych w maszynach elektrycznych przy ruchu liniowym zostały także przedstawione w pracy [Gosi\_06]. W pracy tej zostało wykazane, iż jest możliwe trzykrotne zwiększenie wartości strumienia magnetycznego po jednej stronie tablicy w porównaniu z stroną przeciwną.

Analizy numeryczne metodą elementów skończonych, w zakresie niskich częstotliwości pól elektromagnetycznych były dokonywane m.in. w pracach [Bhai\_00], [Chyu\_10], [Kras\_10], [Pisk\_10], [Tsai\_10], [Zimo\_08]. Zastosowania magnesów trwałych wraz z ich podziałem i charakterystyką zostały przedstawione m.in. w pracach: [Leon\_09], [Leon\_02], [Gosi\_06].

W pracy [Oboe\_05] przedstawiono nowatorski sposób sterowania położeniem głowicy magnetycznej w dysku twardym, wykorzystujący napęd ze swobodną cewką. Zrezygnowano ze sterowania prądowego na rzecz sterowania napięciowego, tym samym upraszczając układ zasilania, zmniejszając koszty i ograniczając miejsce zajmowane przez układy elektroniczne. Przy tym podejściu konieczne było ujęcie w sterowaniu zmiennej rezystancji uzwojenia, która zmieniała się o 30 % od wartości nominalnej; wzrastała, gdy napęd był zasilany i malała, gdy napęd nie działał. W związku z powyższym, aby pozycjonowanie głowicy było realizowane poprawnie, do sterowania pozycją głowicy zastosowany został mechanizm adaptacyjny. W pracy [Anto\_05] przedstawiono sterowanie napięciowe pozycją głowicy, przy wykorzystaniu modulacji PWM (ang. pulse-width modulation), dzięki czemu całe sterowanie odbywało się cyfrowo. W tym przypadku do estymacji rezystancji wykorzystano rozszerzony filtr Kalmana EKF (ang. Extended Kalman Filter).

W pracy [Rist\_07] autorzy omawiają nieliniowy elektromechaniczny system służący do zmiany kierunku lotu rakiet bezzałogowych. Został on zrealizowany w oparciu o silnik rotacyjny prądu stałego, sterowany poprzez regulator prądowy. Przy sterowaniu wykorzystano modulację PWM. Model symulacyjny został zaimplementowany w środowisku Matlab-Simulink, dzięki czemu można było prześledzić dynamikę całego systemu. Do sterowania pracą siłownika został wykorzystany regulator PID, którego nastawy zostały dobrane przy pomocy modelu symulacyjnego zbudowanego za pomocą pakietu Matlab-Simulink. Modyfikację regulatora PID mającą na celu polepszenie odpowiedzi czasowej układu przedstawiono w pracy [Rist\_08].

W pracy [Mori\_05] zaprezentowano zmodyfikowany system pozycjonowania głowicy magnetycznej w dysku twardym. Zastosowano napęd ze swobodną cewką, a sam system ułożyskowania wykorzystywał łożysko powietrzne. Dzięki zmniejszeniu siły tarcia w stosunku do konwencjonalnego rozwiązania, nastąpiła możliwość dokładniejszego pozycjonowania głowicy magnetycznej. Do pomiaru przemieszczenia wykorzystano czujnik optyczny laserowy triangulacyjny o rozdzielczości 0.25 nm. Ze względu na wyjście analogowe czujnika pomiarowego do redukcji szumu zastosowano filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości 4 kHz. Do sterowania pracą układu pozycjonującego wykorzystano regulator typu PD. Wysoka sztywność mechaniczna układu wraz z ułożyskowaniem powietrznym, pozwoliły na uzyskanie rozdzielczości pozycjonowania głowicy o wartości 0.5 nm.

Autorzy pracy [YanJ\_09] przedstawili nowatorski system do pozycjonowania wykorzystywany jako ruchoma platforma przy tworzeniu układów scalonych. Składał się on z dwóch napędów połączonych szeregowo. Pierwszy z nich to napęd ze swobodną cewką służący do makro pozycjonowania, a drugi to dołączony do niego napęd piezoelektryczny, służący do mikropozycjonowania. Kompensacja błędu pozycjonowania po ustaleniu pozycji poprzez napęd ze swobodną cewką poprawiona była dzięki dołączonemu napędowi piezoelektrycznemu. Do sterowania napędem pozycjonera wykorzystywany był regulator liniowo-kwadratowy-Gaussa, natomiast do mikropozycjonowania został zastosowany regulator PID.

W pracy [Than\_09] zaprezentowano wykorzystanie liniowego silnika elektrycznego w zastosowaniu do ściskania filmu olejowego w łożyskach wysokoobrotowych. Model matematyczny urządzenia został zbudowany w oparciu o wyniki z eksperymentu. Autorzy określili nieliniowy charakter działającej siły w zależności od pozycji napędu i zastosowanego prądu w uzwojeniu. Do sterowania pracą urządzenia został wykorzystany regulator self-tuning fuzzy PID.

Problem napędu liniowego o dużej dynamice i małym zakresie przemieszczenia (0.04 m) został zaprezentowany w pracy [Deni\_11]. Autorzy jako silnika użyli napędu ze swobodną cewką, następnie poprzez linearyzację modelu opisali układ równaniami stanu. W pracy [Zięb\_03] przedstawiono model matematyczny napędu solenoidowego używanego w przemyśle tekstylnym. Model dynamiczny napędu został zbudowany w środowisku Matlab-Simulink. Zmianę indukcyjności solenoidu w funkcji pozycji ruchomego rdzenia opisano za pomocą funkcji wielomianowej. W ten sposób można było określić drogą symulacyjną zachowanie się napędu oraz charakterystyki czasowe siły działającej na ruchomy rdzeń, prądu, napięcia i pozycji.

W pracy [Traw\_07] autorzy przedstawili metodę wyznaczania parametrów elektromechanicznych (indukcyjność, napięcie indukowane) modelu obwodowego liniowego silnika elektrycznego prądu stałego, który służył jako napęd stołu do aktywnej wibroizolacji. Parametry zostały wyznaczone z modelu polowego osiowosymetrycznego. Dzięki wyznaczonym parametrom został zbudowany model dynamiczny silnika w programie Matlab-Simulink.

W pracy [Tomc\_10a] przedstawiono 2-wymiarową oraz 3-wymiarową analizę pola magnetycznego w aktywnym łożysku magnetycznym. Porównano także wyniki obliczeń składowych indukcji magnetycznej w przypadku obu modeli. Zbadano wpływ siatki dyskretyzacyjnej na wynik obliczeń parametrów całkowych pola w modelu trójwymiarowym. Porównano także czasy obliczeń dla poszczególnych zagęszczeń siatki modelu trójwymiarowego.

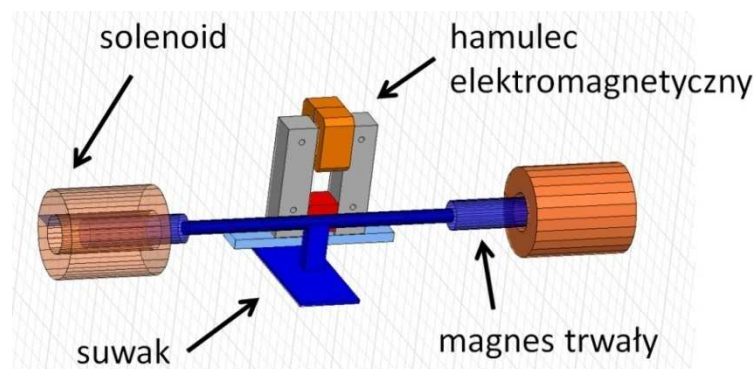
W analizowanej literaturze nie napotkano natomiast wykorzystania sterowania w układzie otwartym w przypadkach silników liniowych. W dużej mierze wynika to z problematyki związanej z dokładnym opisem matematycznym dynamiki układu elektromechanicznego, którego często brakuje.

W literaturze spotkano się z różnym nazewnictwem części roboczej występującej w silnikach liniowych. Z tego powodu w niniejszej pracy autor używa naprzemiennie nazw które oznaczają ten sam element ruchomy urządzenia pozycjonującego, tj. suwak, biegnik, pozycjoner.

## 1.4. Obiekt badań

### 1.4.1. Zasada działania urządzenia pozycjonującego

Przedmiotem badań jest układ mechatroniczny – urządzenie pozycjonujące o napędzie elektromagnetycznym (siłownik), wraz z hamulcem elektromagnetycznym. Działa on na zasadzie wypychania magnesów stałych z pola magnetycznego generowanego przez solenoidy. Układ składa się z dwóch solenoidów zamocowanych naprzeciwko siebie, wewnątrz których są umieszczone magnesy neodymowe (NdFeB) charakteryzujące się dużą indukcją remanencji. Schemat budowy pokazany jest na rys. 3. W celu zapobieżenia wpadaniu w oscylacje i drgania podczas ustalania pozycji, całość urządzenia jest wyposażona w hamulec elektromagnetyczny działający na zasadzie zmiany kierunku strumienia pola magnetycznego pochodzącego od magnesu trwałego w magnetowodzie. Rozwiązanie takie pozwala na utrzymywanie zadanej pozycji siłownika bez dostarczania energii elektrycznej z zewnątrz, gdyż wykorzystywana jest jedynie energia magnesu trwałego [Peco\_10a].



Rys. 3. Schemat budowy urządzenia pozycjonującego

W rozpatrywanym napędzie magnesy pracują w obecności pól odmagnesowujących w drugiej ćwiartce pętli histerezy magnetycznej. Wykorzystywane są magnesy, które charakteryzują się wysoką indukcją szczątkową (dochodzącą do 1.2 T) i szeroką pętlą histerezy. Z tego powodu mogą one pracować w obecności dużych pól odmagnesowujących, bez zauważalnych i nieodwracalnych zmian stanu namagnesowania.

#### 1.4.2. Układ sterowania

Do sterowania elektromagnetycznym napędem pozycjonującym, w niniejszej pracy zaproponowano oprócz regulatora PID działającego w pętli sprzężenia zwrotnego układ otwarty, charakteryzujący się brakiem sprzężenia zwrotnego w układzie.

Zgodnie z teorią sterowania kontroler pracujący w systemie otwartej pętli sprzężenia zwrotnego wykorzystuje przy sterowaniu tylko aktualny, początkowy stan obiektu, a sam realizowany proces nie zakłada obserwowania stanu wyjść obiektu i korygowania błędów z tym związanych. Takie podejście w sterowaniu jest możliwe tylko przy bardzo dobrze zdefiniowanych modelach matematycznych opisujących dany proces, lecz nie jest wykorzystywane przy sterowaniu liniowych silników elektrycznych z uwagi na zakłócenia procesów dynamicznych, takich jak zmienne warunki pracy.

Istotą rozważanego problemu jest podjęcie próby dokładnego zdefiniowania modelu matematycznego nieliniowego układu pozycjonującego i analiza jego działania w stanach nieustalonych w otwartym układzie sterowania. Z oczywistych względów dany układ będzie mógł funkcjonować jedynie w stałych warunkach pracy, gdyż brak sprzężenia zwrotnego (tzn. brak korygowania błędów) będzie powodował rozbieżności w pracy urządzenia. System taki może pracować jako układ pozycjonujący w liniach produkcyjnych, gdzie są zapewnione stałe warunki pracy, m.in. jako napęd pozycjonujący, jako napęd w systemach „pick&place” lub jako napęd manipulatora robotycznego, w miejsce stosowanych dotychczas serwomechanizmów czy silników krokowych.

Dodatkowo poprzez optymalizację procesu sterowania napędem, możliwe będzie zoptymalizowanie działania siłownika pod względem szybkości jego działania, albo pod względem zużycia energii potrzebnej na realizację ruchu napędu. Jednocześnie tego typu podejście do sterowania będzie miało pozytywny wpływ na koszt oprzyrządowania napędu, gdyż brak sygnałów zwrotnych przekłada się na mniejszy koszt urządzenia, a w przypadku zastosowania kontrolera również na brak czujników pozycji.

Przewagą prezentowanego napędu w stosunku do konwencjonalnych napędów elektrycznych zamieniających ruch obrotowy na posuwisty lub wielopozycyjnych silników liniowych, jest szybkość działania i sposób jego sterowania. Stosuje się tu jedynie sterowanie analogowe, przy zdefiniowanych wcześniej funkcjach sterujących, zasadnych w przypadku realizowanego procesu.

Biorąc pod uwagę fakt, że wyznaczenie dokładnego modelu matematycznego jest niezmiernie istotne przy sterowaniu w otwartej pętli sprzężenia, przy opisie matematycznym zjawisk stosowano funkcje aproksymujące. Wyznaczane są one w przypadku konkretnego układu napędowego i z tego względu nie mogą być traktowane jako uogólniony opis matematyczny napędu elektromagnetycznego.

### 1.4.3. Metoda sterowania w stanach nieustalonych

Przy sterowaniu elektromagnetycznych napędów liniowych w układzie zamkniętym takich jak solenoidy, czy napędy ze swobodną cewką stosowanych jako napędy pozycjonujące, zalecane jest zwykle wykorzystywanie sterowania prądowego. Można wówczas uniknąć problemów związanych ze zmienną rezystancją uzwojeń powstałą podczas nagrzewania się cewek przy przepływającym prądzie. Takie podejście jest również uzasadnione w przypadku układów, gdzie występują obwody nieliniowe ferromagnetyczne, gdyż histereza magnetyczna w obwodzie magnetycznym powoduje niejednoznaczność przy generowanej sile podczas pracy układu w stanach nieustalonych.

Sterowanie prądowe w analizowanym problemie implikuje jednakże pewne negatywne skutki. Po pierwsze, z uwagi na brak sprzężenia zwrotnego trudno przewidzieć, czy zastosowana funkcja prądowa będzie rzeczywiście w dokładnym stopniu odwzorowana w układzie (indukowanie siły elektromotorycznej, zbyt gwałtowne zmiany prądu). Po drugie, układ zasilający (sterownik) nie będzie w stanie wygenerować dokładnej wartości prądu, ponieważ w budowie urządzenia występuje element indukcyjny.

Układ zasilania może nie być w stanie funkcjonować zgodnie z wyznaczonymi funkcjami prądowymi z uwagi na ograniczenia techniczne układu regulacji. Oczywiście można zbudować układy zasilające ze stabilizacją prądową, które będą poprawnie realizować zadane wymuszenia, jednak będą to rozwiązania kosztochłonne. Tym samym stosowanie takich specjalistycznych i drogich układów zasilających negatywnie wpływa na konkurencyjność rozwiązań technologicznych. Ponadto przy zasilaniu prądowym nie jest możliwe uzyskanie skokowej wartości prądu, ponieważ indukcyjność solenoidu na to nie pozwala.

Z tego względu rozpatrywany w niniejszej pracy elektromagnetyczny napęd prądu stałego pracujący w stanach nieustalonych zasilany jest napięciem.

W stanach nieustalonych jako sygnały zaproponowano sterujące funkcje napięciowe zmienne w czasie. Przy takim podejściu konieczne jest uwzględnienie szeregu nieliniowości związanych z pracą urządzenia. Sam układ zasilania (sterownik) może być układem analogowym, jak to ma miejsce w analizowanym problemie, gdzie układ zbudowany jest na wzmacniaczach operacyjnych lub jego budowa może być oparta na zasilaczach impulsowych z regulacją PWM.

Układ zasilania zastosowany w pracy został wykonany w oparciu o wzmacniacze operacyjne firmy BurrBrown OPA549T (specyfikację wzmacniacza OPA549T przedstawiono w załączniku nr 3). Stosowanie sterowania napięciowego w stanach



nieustalonych może być realizowane jedynie w przypadku obwodów ferromagnetycznych wstępnie podmagnesowanych lub z zastosowaniem magnesów stałych. Nie jest możliwe sterowanie napięciowe w pętli otwartej napędów elektromagnetycznych zbudowanych z wykorzystaniem ferromagnetyków z pętlą histerezy magnetycznej ze względu na niejednoznaczność w przypadku magnesowania materiału.

#### 1.4.4. Wyznaczanie sterowań urządzeniem pozycjonującym

Przy wyznaczaniu sterowań urządzeniem pozycjonującym rozpatrywany jest problem optymalizacji ze względu na dwa kryteria: czas ruchu suwaka do pozycji zadanej i energia elektryczna pobrana przez urządzenie. Kryteria te są przeciwstawne, ponieważ poprawa dynamiki (szybkości działania) urządzenia pozycjonującego pociąga za sobą konieczność generowania wyższych wartości sił pochodzących od napędów i działających na pozycjoner. Implikuje to wzrost wartości pobieranej przez urządzenie pozycjonujące energii elektrycznej.

##### Zmienne decyzyjne:

Zmiennymi decyzyjnymi są dyskretne wartości napięć dobierane w określonych punktach planowanej drogi pozycjonera  $U_i(x_i)$ . Na podstawie wybranych wartości napięć, zostają tworzone interpolowane funkcje napięcia od drogi. Funkcje te są wykorzystywane w modelu symulacyjnym (Matlab-Simulink) do wyznaczenia dynamicznych funkcji czasowych sterujących.

Liczba zmiennych decyzyjnych zależy od podziału na odcinki planowanej drogi, którą ma przebyć suwak. Przy czym dwie zmienne decyzyjne  $U_{11}(x_p)$  i  $U_{12}(x_k)$  tj. wartości napięcia w początkowej i końcowej pozycji pozycjonera stanowią minimalną liczbę zmiennych decyzyjnych niezbędną do wyznaczenia sterowania jednym napędem. W przypadku zwiększania liczby dobieranych napięć znacząco zwiększa się zbiór rozwiązań. Przy dwóch zmiennych decyzyjnych dla jednego napędu otrzymujemy:

$$[U_{11}(x_p), U_{12}(x_k), U_{21}(x_p), U_{22}(x_k)] \quad (1.1)$$

gdzie  $x_p$  to pozycja startowa pozycjonera,  $x_k$  to pozycja końcowa pozycjonera,  $U_{11}$ ,  $U_{12}$  to dyskretne wartości napięć dla lewego solenoidu,  $U_{21}$ ,  $U_{22}$  to dyskretne wartości napięć dla prawego solenoidu.

##### Funkcja celu

Funkcja celu przyjmuje następującą postać:

$$F\{U_i(x_i)\} = \begin{bmatrix} T \\ E \end{bmatrix} \rightarrow \min \quad (1.2)$$

gdzie:  $T$  oznacza czas ruchu suwaka [s],  $E$  jest energią pobraną przez układ [J].

W sformułowanej funkcji celu istnieją dwa kryteria przeciwstawne, które należy minimalizować. Pobrana energia elektryczna w układzie jest wyliczana z następującej zależności:

$$E = \int_{t=0}^{t=t_k} u_1(t) i_1(t) dt + \int_{t=0}^{t=t_k} u_2(t) i_2(t) dt \quad (1.3)$$

gdzie  $u_{1,2}$  to chwilowe wartości napięcia w lewym i prawym solenoidzie,  $i_{1,2}$  to chwilowe wartości prądu,  $t_k$  to czas końcowy zasilania urządzenia.

### Metoda optymalizacji

W związku z tym, że funkcja celu może przyjmować złożoną postać ze znaczną liczbą zmiennych decyzyjnych, stosowana jest metoda wykorzystująca algorytm genetyczny [Popo\_05]. Z postaci funkcji celu (1.2) wynika, że będą poszukiwane rozwiązania w postaci zbioru, które muszą spełniać kryterium Pareto-optymalności.

Aby rozwiązanie  $U_\alpha = [U_{\alpha 1}, U_{\alpha 2}, \dots, U_{\alpha N}]$  ze wszystkich możliwych rozwiązań  $U$  mogło być uznane za Pareto-optymalne, nie może istnieć inne rozwiązanie  $U_\beta = [U_{\beta 1}, U_{\beta 2}, \dots, U_{\beta N}]$  ze zbioru  $U$  takie, że  $F(U_\beta) \leq F(U_\alpha)$  oraz  $T(U_\beta) < T(U_\alpha)$  lub  $E(U_\beta) < E(U_\alpha)$ . Oznacza to, że nie istnieje inne rozwiązanie  $U_\beta$ , które „polepsza” przynajmniej jedno z kryteriów [Błaż\_11a].

W tym przypadku poszukuje się rozwiązań za pomocą algorytmów genetycznych, gdzie problem optymalizacji dwukryterialnej rozwiązywany jest bezpośrednio. Każdemu rozwiązaniu w zależności od tego czy jest to rozwiązanie zdominowane czy nie, nadawane są „rangi”. Rozwiązanie  $U_1 = [U_{11} \dots U_{1N}]$  dominuje rozwiązanie  $U_2 = [U_{21} \dots U_{2N}]$  wtedy i tylko wtedy, gdy:

$$\begin{aligned} T(U_1) \leq T(U_2) \wedge E(U_1) \leq E(U_2) \\ \text{oraz} \\ T(U_1) < T(U_2) \vee E(U_1) < E(U_2) \end{aligned} \quad (1.4)$$

Algorytm genetyczny do selekcjonowania i wyznaczania rozwiązań, które nie są zdominowane używa tzw. „mechanizmu rang” (ang. rank) [Popo\_05]. Niezdominowane rozwiązania wyznaczone w pierwszej iteracji zgodnie z (1.4) uzyskują rangę równą 1 (rank=1). W kolejnym kroku są one czasowo usuwane z rozpatrywanej populacji, a proces selekcji i poszukiwania rozwiązań niezdominowanych powtarza się. W tym kroku uzyskane rozwiązania niezdominowane otrzymują rangę 2 (rank=2). Powyższa procedura jest powielana do momentu, aż wszystkie rozwiązania posiadają odpowiednią rangę. W kolejnym kroku rangi są przeliczane zgodnie z formułą:

$$\max(rank) + 1 - rank \quad (1.5)$$

Oznacza to, że rozwiązania, które posiadały najniższą rangę ( $rank=1$ ) uzyskują rangę najwyższą  $\max(rank)$ . Rozwiązania, które posiadały rangę najwyższą, po przeliczeniu posiadają rangę równą 1.

Po procesie rangowania stosowana jest metoda ruletki, aby wyodrębnić „rodziców” nowej populacji. Polega ona na wykorzystaniu generatora liczb losowych z rozkładu jednostajnego w zakresie  $< 0,1$ ). Wygenerowana liczba jest mnożona przez sumę wszystkich rang, gdzie w kolejnym etapie następuje porównanie wyniku mnożenia z kolejno sumowanymi rangami licząc od najniższej, aż do rangi, która w sumie z poprzednimi przekroczy wartość liczby wygenerowanej pomnożonej przez sumę rang. Osobniki, posiadające najwyższą rangę, która w sumie z rangami leżącymi poniżej nie przekracza wylosowanej liczby, wybierane są do reprodukcji w nowej generacji. W powyższy sposób tworzone są pary rodziców, a procedura ruletki jest powtarzana do chwili, gdy jej licznik mówiący o liczbie obrotów, nie osiągnie połowy populacji [Błaż\_11].

W dalszym kroku osobniki, którymi są wybrane pary rodziców, tworzą nową generację potomków wykorzystując algorytmy krzyżowania i mutacji. Stosowana w algorytmie genetycznym metoda krzyżowania jest krzyżowaniem wielopunktowym, które zachodzi według formuły:

$$\begin{aligned} U_{C1} &= S \cdot U_{P1} + S^* \cdot U_{P2} \\ U_{C2} &= S \cdot U_{P2} + S^* \cdot U_{P1} \end{aligned} \quad (1.6)$$

gdzie  $U_{C1}$ ,  $U_{C2}$  to osobniki, które stanowią nową generację,  $U_{P1}$ ,  $U_{P2}$  to generacja rodziców,  $S$  oznacza ciąg losowo uporządkowanych liczb 0 i 1,  $S^*$  jest ciągiem, w którym liczby 0 i 1 są pozamieniane miejscami. Długość ciągów  $S$  i  $S^*$  równa jest liczbie zmiennych decyzyjnych. Ostatnim etapem jest mutacja, w której następują losowe zmiany wartości zmiennych, jak i pozycji w wektorze zmiennych decyzyjnych. W algorytmie genetycznym wykorzystywanym w pracy 2 % populacji podlegało mutacji.

Cały proces dotyczy jednej iteracji działania algorytmu genetycznego. Aby otrzymywane rozwiązania były stosunkowo równomiernie rozłożone na krzywej Pareto wyniki, które leżą zbyt blisko siebie są usuwane.

W niniejszej pracy zaprezentowano dobór dyskretnych wartości napięcia przy sterowaniu w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, przy dobieranych czterech parametrach\* i dziesięciu parametrach. Poniżej przedstawiono dwa krótkie przykłady w celu zobrazowania sposobu, w jaki dobierane są zmienne decyzyjne w postaci dyskretnych wartości napięć w celu zbudowania funkcji sterujących.

### Przykład 1

W tym przykładzie algorytm genetyczny [Popo\_05] dobiera cztery parametry w postaci napięcia. Dwa w przypadku lewego solenoidu i dwa dla prawego. Napięcia są dobierane z zakresu od 0 do 50 V z krokiem 1 V:

\* W pracy autor używa naprzemiennie nazw „zmienne decyzyjne” i „dobierane parametry”, co 19 oznacza dyskretnie wartości napięcia w określonych punktach drogi suwaka

$$[U_{11}(x_p), U_{12}(x_k), U_{21}(x_p), U_{22}(x_k)] \quad (1.7)$$

Liczba wszystkich możliwych rozwiązań w tym przypadku to liczba wartości możliwych napięć, które może przyjąć zmienna decyzyjna podniesiona do potęgi, którą stanowi liczba określanych parametrów. W tym przypadku  $51^4 \approx 6.4 \cdot 10^6$ .

— ● —

### Przykład 2

W tym przykładzie procedura jest identyczna, lecz dla urządzenia pozycjonującego dobierane jest dziesięć parametrów w następujących punktach drogi pozycjonera. Dla lewego solenoidu:

$$[U_{11}(x_1), U_{12}(x_2), U_{13}(x_3), U_{14}(x_4), U_{15}(x_5), \dots]$$

i dla prawego solenoidu:

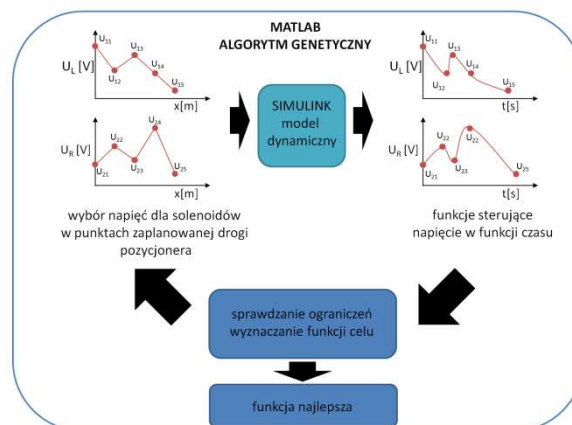
$$\dots, U_{21}(x_1), U_{22}(x_2), U_{23}(x_3), U_{24}(x_4), U_{25}(x_5)] \quad (1.8)$$

gdzie  $x_1 = x_p$  jest pozycją początkową suwaka równą  $x_p = 0 \text{ m}$ ,  $x_5 = x_k$  jest pozycją końcową suwaka równą  $x_k = 0.025 \text{ m}$ ,  $x_2 = 0.25x_k$ ,  $x_3 = 0.5x_k$ ,  $x_4 = 0.75x_k$ .

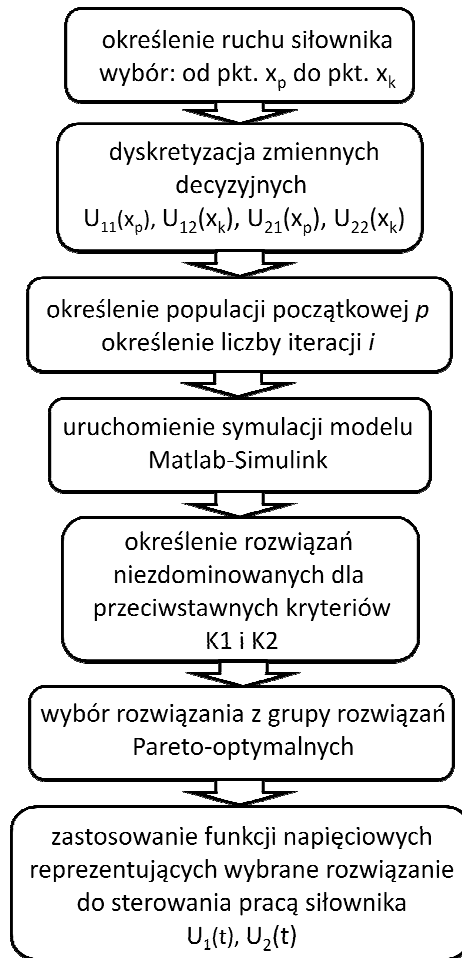
Jak w przykładzie nr 1 parametrami są dyskretne wartości napięcia w punktach startowym i końcowym ruchu pozycjonera. Napięcia są dobierane z zakresu od 0 do 50 V z krokiem 1 V. Liczba wszystkich możliwych rozwiązań w tym przypadku to  $51^{10} \approx 1.19 \cdot 10^{17}$ .

— ● —

Przy sterowaniu pracą siłownika w układzie otwartym, niezbędne jest wyznaczenie funkcji sterujących (napięciowych) przy pomocy modelu symulacyjnego (Matlab-Simulink, rys. 4). Z uwagi na fakt, iż sam proces sterowania pracą siłownika nie zakłada sprzężenia zwrotnego w układzie, model symulacyjny musi dokładnie opisywać rzeczywiste działanie urządzenia. Cały proces przebiega zgodnie z algorytmem zilustrowanym na rys. 5.

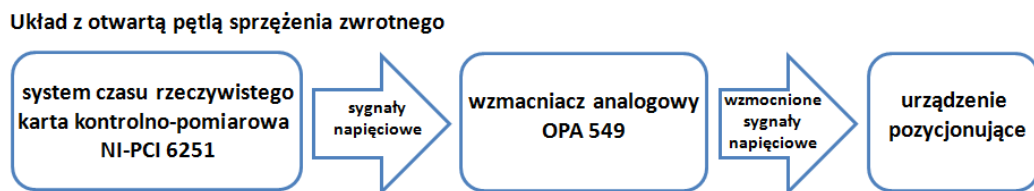


Rys. 4. Wyznaczanie funkcji sterujących w środowisku Matlab-Simulink



Rys. 5. Algorytm wyznaczania funkcji sterujących pracą siłownika

W celu eksperymentalnego zweryfikowania poprawności otrzymanych z modelu symulacyjnego funkcji napięciowych, implementuje się je w systemie czasu rzeczywistego, zgodnie ze schematem widocznym na rys. 6.



Rys. 6. Schemat sterowania urządzeniem pozycjonującym w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego

#### 1.4.5. Analiza numeryczna układu napędowego

Analizę pola elektromagnetycznego w układzie pozycjonującym przeprowadzono zarówno w przypadku przestrzeni 2-wymiarowej (2D) jak i 3-wymiarowej (3D), przy wykorzystaniu metody elementów skończonych. Do wyznaczania rozkładu pola

magnetycznego w przypadku 2D i 3D wykorzystano komercyjne oprogramowanie ANSYS ANSOFT Maxwell [Maxw\_10a]. Przy obliczaniu pola magnetycznego z wykorzystaniem metody elementów skończonych w przypadku układu napędowego, korzystano z układu płaskiego osiowoosymetrycznego w cylindrycznym układzie współrzędnych, gdyż takie postępowanie znacznie zmniejsza koszty obliczeniowe i uproszczenie to nie zmniejsza dokładności wyników.

W obliczeniach stanów nieustalonych w przestrzeni 2D wykorzystany został model połowo-obwodowy urządzenia pozycjonującego, gdzie równania Kirchhoffa opisujące stan uzwojeń solenoidów powiązane są z równaniami pola elektromagnetycznego opisującymi przestrzenno-czasowy rozkład pola [Berh\_09], [Bobo\_10]. Model połowo-obwodowy urządzenia pozycjonującego tworzą równania pola elektromagnetycznego, równania uzwojeń napędów i równania ruchu mechanicznego [Maxw\_10]. Pole elektromagnetyczne w częściach ruchomych i nieruchomych napędów opisane jest w stacjonarnych układach współrzędnych za pomocą równania skalarnego potencjału elektrycznego  $V$  i wektorowego potencjału magnetycznego  $\vec{A}$  [Siko\_97], [Mora\_77], [Maxw\_10]:

$$\nabla \times \vartheta \nabla \times \vec{A} = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \nabla V + \nabla \times \vec{H}_c + \sigma v \times \nabla \times \vec{A} \quad (1.9)$$

gdzie  $H_c$  to koercja magnesu trwałego,  $v$  jest prędkością ruchomych elementów,  $\vec{A}$  to wektorowy potencjał magnetyczny,  $V$  jest potencjałem elektrycznym,  $\sigma$  jest konduktywnością,  $\vartheta$  to przewodność magnetyczna,  $\vec{J}_s$  to wektor gęstości prądu zewnętrznych źródeł.

W opisywanej metodzie zastosowano osobne układy odniesienia w obszarach, gdzie występuje ruch magnesów oraz w obszarze stacjonarnym, gdzie umieszczony jest solenoid. W związku z takim postępowaniem składnik prędkości przyjmuje wartość  $v=0$ , a pochodna cząstkowa wektorowego potencjału magnetycznego  $\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$  staje się zupełną pochodną po czasie  $\frac{d\vec{A}}{dt}$ . Dzięki temu równanie pola magnetycznego w obszarze gdzie występuje ruch oraz w obszarze stacjonarnym może być opisane następująco:

$$\nabla \times \vartheta \nabla \times \vec{A} = \vec{J}_s - \sigma \frac{d\vec{A}}{dt} - \sigma \nabla V + \nabla \times \vec{H}_c \quad (1.10)$$

Przy modelowaniu napędów w przypadku przestrzeni 2D w układzie osiowoosymetrycznym, warunkiem brzegowym jest wektor potencjału magnetycznego składowej  $\phi$ , który w nieskończoności jest równy zero  $\vec{A}_\phi|_\infty = 0$ . Linie strumienia indukcji magnetycznej nie są ani styczne ani normalne do granicy objętej tym warunkiem brzegowym.

Przy wyznaczaniu rozkładu pola elektromagnetycznego w przypadku 3D pakiet ANSYS ANSOFT Maxwell wykorzystuje metodę  $\vec{T} - \Omega$  [Zhou\_02], [Zhou\_03], [Webb\_92]. W metodzie tej,  $\vec{T}$  oznacza wektorowy potencjał prądowy, a  $\Omega$  jest

skalarnym potencjałem magnetycznym. W tym przypadku pole magnetyczne  $\vec{H}$  składa się z trzech komponentów:

$$\vec{H} = \vec{H}_s + \vec{T} + \nabla\Omega \quad (1.11)$$

gdzie  $\vec{H}_s$  jest natężeniem zewnętrznego pola magnetycznego, które pochodzi od znanego prądu płynącego w uzwojeniach.

W przypadku, gdy rozpatrywany jest materiał magnetyczny w postaci magnesu trwałego, wzór (1.11) zawiera dodatkowy składnik  $\vec{H}_c$  określający koercję magnesu. Pole  $\vec{H}_s$  i  $\vec{H}_c$  jest wyznaczane na podstawie prawa przepływu:

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \theta \quad (1.12)$$

gdzie  $\theta$  to przepływ skojarzony ze zwojami uzwojeń,  $l$  to kontur obejmujący uzwojenia.

Do przeprowadzenia analizy czasowej w zakresie niskich częstotliwości wykorzystywane są równania Maxwella w postaci różniczkowej [Maxw\_10], [Zimo\_08]:

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} \quad (1.13)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.14)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.15)$$

gdzie  $\sigma$  jest konduktywnością,  $\vec{E}$  jest wektorem natężenia pola elektrycznego.

W metodzie  $\vec{T} - \Omega$  rotacja potencjału wektorowego  $\vec{T}$  jest gęstością prądu  $\vec{J}$ :

$$\vec{J} = \nabla \times \vec{T} \quad (1.16)$$

Zgodnie z powyższymi równaniami (1.13÷1.15) można przekształcić do następujących postaci:

$$\nabla \times \frac{1}{\sigma} \nabla \times \vec{T} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.17)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.18)$$

Po przekształceniu równań różniczkowych (1.17, 1.18) i wykorzystaniu tożsamości konstytutywnych ( $\vec{B} = \mu \vec{H}$ ), otrzymujemy układ równań różniczkowych cząstkowych dla obszarów, w których płyną prądy:

$$\nabla \times \frac{1}{\sigma} \nabla \times \vec{T} + \frac{d}{dt} (\mu \vec{T} + \mu \nabla \Omega) = -\frac{d}{dt} (\mu \vec{H}_s) \quad (1.19)$$

$$\nabla \cdot (\mu \vec{T} + \mu \nabla \Omega) = -\nabla \cdot (\mu \vec{H}_s) \quad (1.20)$$

oraz w bezprądowych obszarach, gdzie równanie (1.20) upraszcza się do postaci:

$$\nabla \cdot (\mu \nabla \Omega) = -\nabla \cdot (\mu \vec{H}_s + \mu \vec{H}_c) \quad (1.21)$$

Następnie obszar jest dyskretyzowany na czworościenne elementy, gdzie skalarny potencjał magnetyczny  $\Omega$  wyznaczany jest na podstawie funkcji w węzłach siatki 3D, a pole wektorowe jest wyznaczane przez funkcje na krawędziach czworościanów. W ostatnim etapie poprzez wykorzystanie metody Galerkina, rozwiązywane są układy równań liniowych w analizowanym obszarze [Zhou\_02], [Zhou\_03].

Obliczenia numeryczne w przypadku hamulca elektromagnetycznego prowadzono w przestrzeni 3D. Uwzględnienie symetrii poprzecznej i podłużnej pozwoliło na zmniejszenie liczby elementów w analizowanym obszarze oraz uproszczenie geometrii rozpatrywanego obszaru. Warunkiem brzegowym dla obszaru ograniczającego hamulec elektromagnetyczny był warunek brzegowy Neumanna, w którym pole magnetyczne  $\vec{H}$  jest styczne do granicy obszaru, a strumień indukcji magnetycznej nie może go przekroczyć.

#### 1.4.6. Obliczanie indukcyjności uzwojeń i strumieni magnetycznych

Na podstawie analizy numerycznej rozkładu pola magnetycznego wyznaczono indukcyjności cewek w układzie. Całka z indukcji magnetycznej  $\vec{B}$  po powierzchni  $S$ , która otacza  $k$ -ty zwoj w cewce, określa strumień  $\phi_k$  przenikający dany zwoj [Syrz\_00], [Chwa\_96], [Prac\_78]:

$$\phi_k = \oint \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (1.22)$$

Strumień skojarzony ze wszystkimi zwojami cewki wynosi:

$$\Psi = \sum_k \phi_k \quad (1.23)$$

Za pomocą strumienia skojarzonego można wyznaczyć indukcyjność statyczną  $L_s$  oraz indukcyjność dynamiczną  $L_d$  dla cewek, w których płynie prąd  $i$ :

$$L_s = \frac{\Psi(i, x)}{i} \quad (1.24)$$

$$L_d = \frac{\partial \Psi(i, x)}{\partial i} \quad (1.25)$$



Indukcyjność  $L_s$  i  $L_d$ , całego układu magnetycznego można wyznaczyć również za pomocą energii  $W$  i koenergii  $W'$ .

$$L_s = \frac{1}{i} \frac{\partial W'}{\partial i} \quad (1.26)$$

$$L_d = \frac{1}{i} \frac{\partial W}{\partial i} \quad (1.27)$$

Z uwagi na pracę magnesu trwałego w obecności pól magnetycznych odmagnesowujących konieczne jest uwzględnienie w obliczeniach numerycznych punktu pracy magnesu, który przesuwa się na krzywej odmagnesowania w drugiej ćwiartce pętli histerezy magnetycznej [Leon\_09]. Z uwagi na fakt, że magnes trwały jest biegnikiem (elementem ruchomym) w układzie napędowym i generuje strumień magnetyczny przeciwny do strumienia od uzwojenia solenoidu z płynącym prądem, zależność na strumień skojarzony z cewką napędu przybiera postać:

$$\Psi = L(x) \cdot i + \Psi_M(x) \quad (1.28)$$

gdzie  $\Psi_M(x)$  określa wartość strumienia pochodzącego od magnesu trwałego umieszczonego w cewce.

#### 1.4.7. Wyznaczanie sił magnetycznych

Parametry konstrukcyjne urządzenia pozycjonującego można stosunkowo dokładnie wyznaczyć po wykonaniu analizy numerycznej pola. Przy określaniu sił działających w układzie na magnes trwały wykorzystano zasadę prac wirtualnych. W klasycznej metodzie prac wirtualnych wymagane jest określenie koenergii  $W'$  dla dwóch różnych położenia magnesu. Zastosowana w pracy metoda bazująca na wirtualnie odkształconej siatce leżącej na powierzchni magnesu lub przewodnicy hamulca, pozwala określić siły w układzie. Obliczenie siły wymaga więc tylko jednego rozwiązania w przypadku pola magnetycznego [Cend\_93], [Zimo\_08], [Tomc\_09], [Maxw\_10]. W przypadku małego przemieszczenia węzłów siatki elementów skończonych  $\partial s$ , możemy obliczyć wartość siły magnetycznej w tym kierunku:

$$F_s = \left. \frac{dW'(s,i)}{ds} \right|_{i=const} = \frac{\partial}{\partial s} \left( \int_V \left( \int_0^H B dH \right) dV \right) \quad (1.29)$$

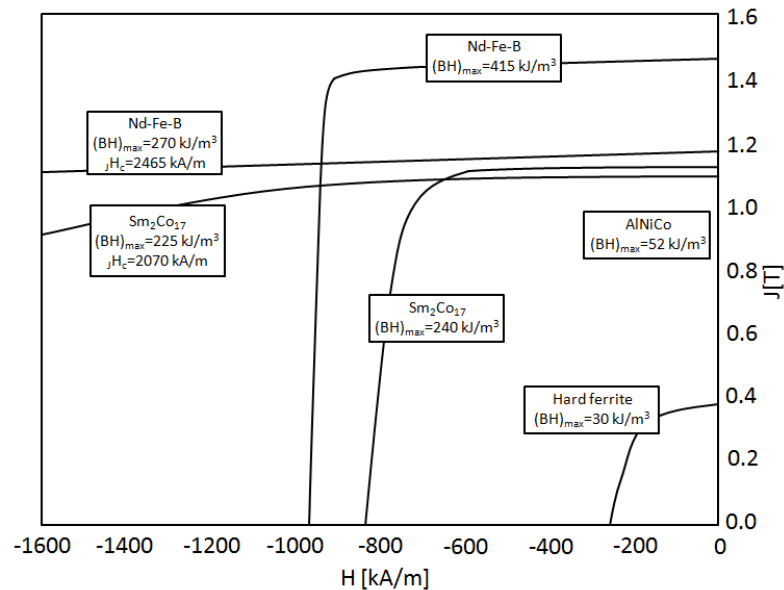
gdzie  $s$  jest wartością przemieszczenia magnesu pod wpływem działającej siły,  $W'(i,s)$  jest koenergią układu,  $i$  prądem, który jest stały.

# Rozdział II. Konstrukcja urządzenia pozycjonującego

## 2.1. Konstrukcja układu napędowego

Funkcję napędu w urządzeniu pozycjonującym prezentowanym w rozprawie pełni układ elektromagnetyczny solenoid-magnes. Zadaniem napędu jest realizacja ruchu liniowego. Funkcję biegnika w urządzeniu pozycjonującym spełnia suwak z umieszczonymi magnesami trwałymi na jego końcach. Spośród magnesów trwałych, które mogą pracować w tego typu układach można wyróżnić m.in. magnesy ferrytowe, magnesy samarowo-kobaltowe oraz magnesy z grupy ziem rzadkich [Leon\_09].

Magnesami, które charakteryzują się optymalnym stosunkiem zgromadzonej energii do masy są magnesy NdFeB, potocznie zwane neodymowymi. Magnesy ferrytowe charakteryzują się nieliniową krzywą odmagnesowania i małymi wartościami indukcji remanencji  $B_r$  (od 0.25 do 0.35 T) oraz koercją magnetyczną  $jH_c$  w zakresie od 150 do  $200 \frac{kA}{m}$ . Ich niewątpliwą zaletą jest stosunkowo niska cena [Leon\_02]. Natomiast magnesy neodymowe oprócz wysokiej wartości maksymalnej energii  $BH_{max}$  (do  $400 \frac{kJ}{m^3}$ ) charakteryzują się kilkudziesiąt razy większą wartością koercji magnetycznej  $jH_c$  (dochodzącą do  $2300 \frac{kA}{m}$ ) niż magnesy ferrytowe (rys. 7) [Leon\_09], [Traw\_06]. Oprócz wysokiej wartości koercji  $jH_c$  charakteryzują się one niemal liniową krzywą odmagnesowania. Z uwagi na przeważające zalety magnesów neodymowych w stosunku do innych typów, zdecydowano się na wykorzystanie tego typu magnesów w budowie urządzenia w niniejszej pracy.



Rys. 7. Krzywe odmagnesowania magnesów rzeczywistych [Enes]

Typowy napęd elektromagnetyczny ze swobodną cewką VCM (ang. Voice Coil Motor), czyli liniowy silnik prądu stałego z ruchomą cewką składa się z następujących komponentów (rys. 2b):

- obwodu magnetycznego zawierającego rdzeń ferromagnetyczny, szczeliny powietrznej i magnesu trwałego,
- obwodu elektrycznego składającego się z uzwojenia i doprowadzeń zasilających,
- obwodu mechanicznego, który zawiera system zawieszenia i centrowania uzwojenia w szczelinie powietrznej.

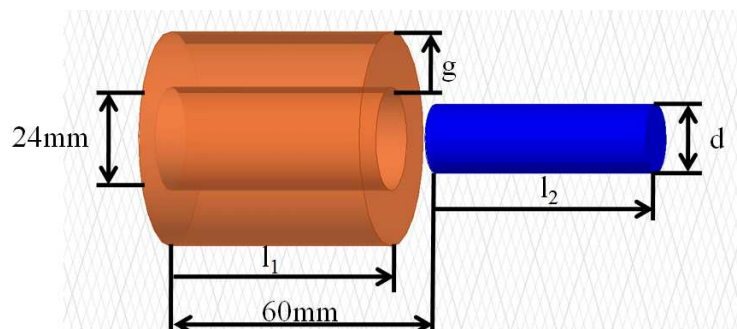
Prezentowany w pracy napęd urządzenia pozycjonującego nie zawiera elementów ferromagnetycznych, występuje jedynie magnes trwały. Taki wybór może być uzasadniony następująco:

- obudowa ferromagnetyczna znacząco zwiększa masę napędu, co uznano za niekorzystne,
- w rozpatrywanym przypadku, gdy pole magnetyczne od solenoidu stara się wypchać magnes trwały z wnętrza napędu, strumień magnetyczny od magnesu przenikając materiał ferromagnetyczny powoduje obniżenie wartości siły działającej na magnes,
- obudowa ferromagnetyczna znacznie zwiększa indukcyjność obwodu powodując wolniejsze narastanie prądu w uzwojeniu, a tym samym wolniejszy ruch urządzenia,
- obecność obwodu ferromagnetycznego powoduje straty związane z prądami wirowymi indukującymi się w materiale ferromagnetycznym.

Powyższe argumenty zostały poparte szeregiem analiz numerycznych wykonanych w ramach niniejszej pracy.

### 2.1.1. Wytyczne do doboru wymiarów napędu

Zgodnie z przyjętymi założeniami, napęd elektromagnetyczny składa się z magnesu trwałego neodymowego (NdFeB) umieszczonego we wnętrzu solenoidu o kształcie cylindrycznym, tak jak pokazano na rys.8.



Rys. 8. Solenoid i magnes wraz z zaznaczonymi zmiennymi decyzyjnymi

Polaryzacja uzwojenia jest dobrana w taki sposób, aby magnes trwały był jedynie wypychany z pola magnetycznego solenoidu. Podstawowym parametrem jaki musi spełniać proponowany napęd, jest generowana siła działająca na magnes  $F \rightarrow \max$ , oraz zakres ruchu  $|\Delta x| = 50 \text{ mm}$ . Gdy magnes trwały jest umieszczony dokładnie w środku solenoidu (niezależnie od wymiarów magnesu czy solenoidu), siła działająca na magnes pochodząca od solenoidu (przy prądzie w uzwojeniu różnym od zera) jest równa zero. Z tego powodu nie można dopuścić, aby podczas działania napędu magnes znalazł się w takiej pozycji.

Dobór parametrów konstrukcyjnych był możliwy dzięki zastosowaniu modelu numerycznego 2D układu solenoid-magnes w przypadku symetrii osiowej w programie ANSYS ANSOFT Maxwell 13. Rozpatrywano problem magnetostacyjny. Przy poszukiwaniu maksimum siły zastosowano wbudowany w program algorytm optymalizacyjny Sequential Nonlinear Programming [Maxw\_10]. Zmiennymi decyzyjnymi były parametry określające wymiary solenoidu i wymiary magnesu trwałego, ( $l_1$  – długość solenoidu,  $l_2$  – długość magnesu,  $d$  – średnica magnesu trwałego,  $g$  – grubość solenoidu).

**Ograniczenia dla zmiennych decyzyjnych:**

- długość solenoidu  $10 \leq l_1 \leq 50 \text{ [mm]}$
- grubość solenoidu  $1 \leq g \leq 12 \text{ [mm]}$
- średnica magnesu trwałego  $1 \leq d \leq 15 \text{ [mm]}$
- długość magnesu  $10 \leq l_2 \leq 50 \text{ [mm]}$

**2.1.2. Funkcja celu**

Poszukiwany był taki zbiór zmiennych decyzyjnych, aby siła działająca na magnes trwały (wysunięty na odległość 60 mm względem początku solenoidu) była jak największa, przy uwzględnieniu stawianych ograniczeń. Poszukiwano maksymalnej siły działającej na magnes:

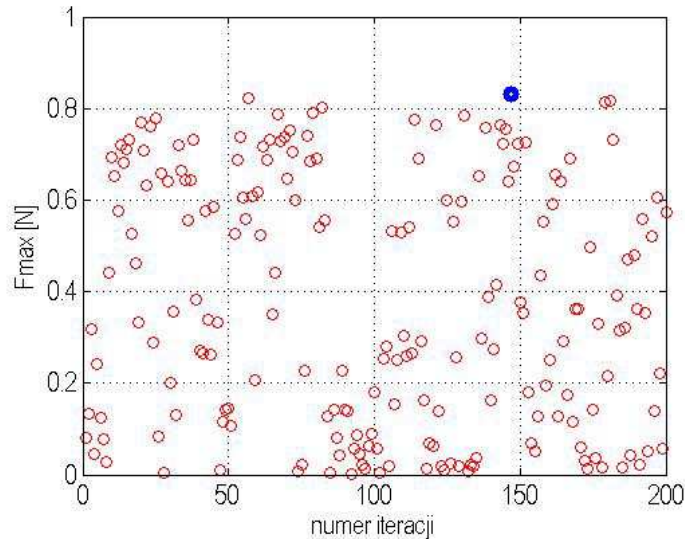
$$F_{mag} \rightarrow F_{max} \quad (2.1)$$

gdzie  $F_{mag}$  jest siłą działająca na magnes trwały.

Jako dane przyjęto następujące parametry modelu:

- materiał magnesu trwałego NdFeB zgodny ze specyfikacją producenta [Enes\_11], symbol materiału N35, indukcja remanencji  $B_r = 1.2 \text{ T}$ , koercja  $bH_c = 1090 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$ ,
- powierzchniowa gęstość prądowa solenoidu  $J = 2 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$ ,
- średnicę wewnętrzną solenoidu przyjęto jako równą  $d_s = 24 \text{ mm}$ ,
- pozycję początkową magnesu przyjęto równą  $x_p = 60 \text{ mm}$  względem początku solenoidu (rys. 8).

W wyniku tak sformułowanej optymalizacji podczas iteracji algorytmu, w których były rozwiązywane różne konfiguracje zmiennych decyzyjnych otrzymano rozwiązania w postaci wartości siły działającej na magnes w dziedzinie iteracji (rys. 9). Poszukiwana była konfiguracja zmiennych decyzyjnych zapewniająca maksymalną siłę działającą na magnes wypychającą go z pola magnetycznego solenoidu.



Rys. 9. Rozwiązania otrzymane w wyniku optymalizacji

Rozwiązanie zaznaczone kolorem niebieskim (rys.9), odpowiada optymalnym parametrom konstrukcyjnym napędu, które są następujące:

- długość solenoidu  $l_1 = 50 \text{ mm}$
- grubość solenoidu  $g = 12 \text{ mm}$
- średnica magnesu trwałego  $d = 14.72 \text{ mm}$
- długość magnesu  $l_2 = 48.1 \text{ mm}$

Z uwagi na fakt, że otrzymany zestaw parametrów jest zgodny z intuicyjnym rozwiązaniem problemu, w dalszych badaniach przyjęto następujące parametry konstrukcyjne napędu:

- długość solenoidu  $l_1 = 50 \text{ mm}$ ,
- grubość solenoidu  $g = 12 \text{ mm}$ ,
- średnica magnesu trwałego  $d = 15 \text{ mm}$ ,
- długość magnesu trwałego  $l_2 = 50 \text{ mm}$

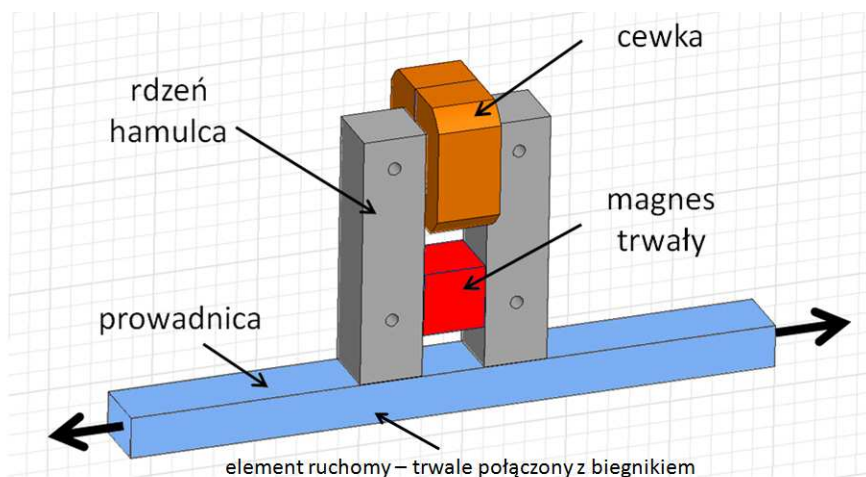
Przy tych wymiarach siła działająca na magnes wynosi  $F_{mag} = 0.83 \text{ N}$ .

## 2.2. Konstrukcja hamulca elektromagnetycznego

### 2.2.1. Zasada działania hamulca

Dzięki zastosowaniu w urządzeniu pozycjonującym układu hamującego w postaci hamulca elektromagnetycznego, pozycjoner może utrzymywać pozycję zadaną lub początkową, bez dostarczania do urządzenia energii elektrycznej. Zastosowanie układu hamującego spowodowane jest występowaniem w urządzeniu pozycjonującym bardzo małych wartości współczynnika tarcia statycznego i kinetycznego.

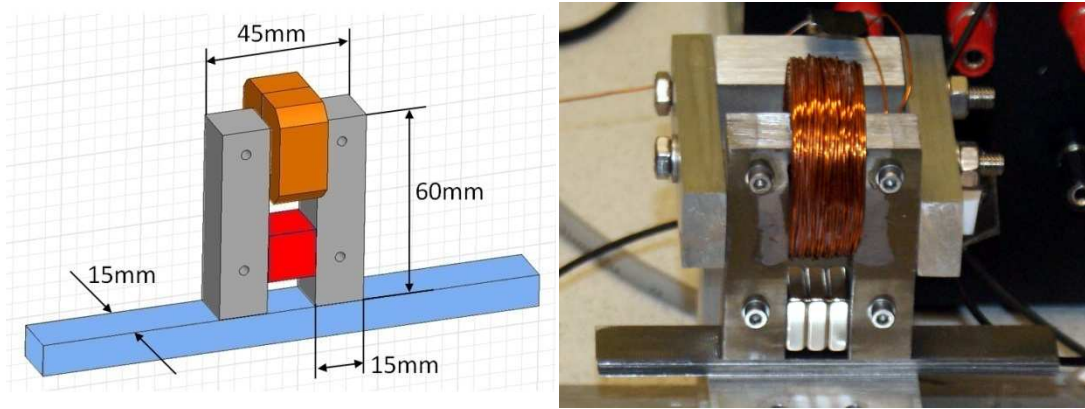
W niniejszej pracy zaprojektowano i wykonano hamulec elektromagnetyczny działający na zasadzie przyciągania przewodnicy do magnetowodu, w którym umieszczono magnes trwały o wysokiej indukcji remanencji (rys. 10). W czasie ruchu suwaka rdzeń hamulca elektromagnetycznego ślizga się po przewodnicy, która jest integralną częścią suwaka (biegnika). Dzięki zastosowaniu magnesu trwałego w magnetowodzie hamulca przy braku zasilania uzwojenia cewki, strumień magnetyczny pochodzący od magnesu trwałego przenika przez przewodnicę powodując przyciąganie przewodnicy do magnetowodu hamulca, a w konsekwencji siłę tarcia powodującą unieruchomienie suwaka.



Rys. 10. Budowa hamulca elektromagnetycznego

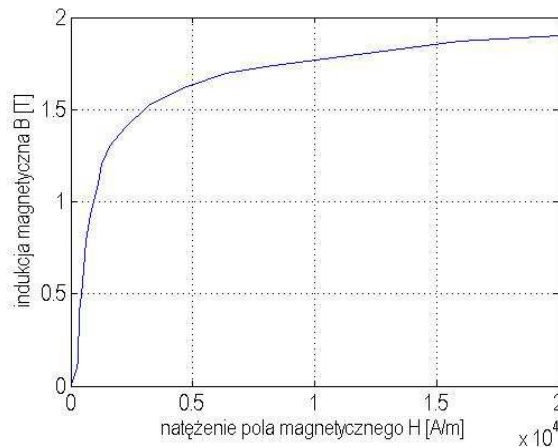
Przy pewnej wartości prądu w przypadku polaryzacji dodatniej uzwojenia cewki możliwe jest zredukowanie siły przyciągania przewodnicy do magnetowodu hamulca, poprzez skierowanie strumienia magnetycznego pochodzącego od magnesu trwałego w obieg zamknięty magnes-cewka. Wzrost prądu powyżej pewnej wartości będzie powodował rozszerzanie się strumienia od uzwojenia cewki a w konsekwencji zwiększanie siły przyciągania przewodnicy.

Przy polaryzacji odwrotnej uzwojenia cewki hamulca, strumień od magnesu trwałego jest „wypychany” w kierunku przewodnicy przez co siła przyciągania przewodnicy do magnetowodu hamulca przy tej samej wartości prądu jest wyższa niż przypadku polaryzacji dodatniej.



Rys. 11. Hamulec elektromagnetyczny: a) Model 3D z wymiarami, b) wykonane urządzenie

Rdzeń hamulca elektromagnetycznego jak również prowadnica zostały wykonane z blachy elektrotechnicznej EP530-50A.



Rys. 12. Krzywa magnesowania blachy elektromagnetycznej EP530-50A

Ze względu na fakt, że magnetowód hamulca elektromagnetycznego został zbudowany ze złączonych ze sobą blach elektromagnetycznych (rys. 11b), jego indukcyjność uzwojenia jest wysoka. Powoduje to wzrost stałej czasowej, podczas narastania prądu. Na rys. 12 przedstawiono charakterystykę magnesowania blachy elektromagnetycznej przyjętą do obliczeń numerycznych.

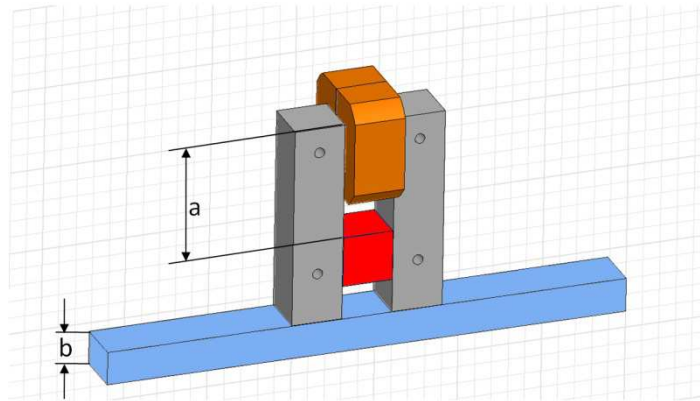
### 2.2.2. Dobór parametrów konstrukcji hamulca elektromagnetycznego

Podczas doboru parametrów konstrukcji hamulca, poszukiwano optymalnego umieszczenia w jego magnetowodzie magnesu trwałego oraz grubości prowadnicy, po której się ślizga hamulec. W tym celu przebadano za pomocą analizy numerycznej różne konfiguracje rozmieszczenia magnesu i wartości grubości prowadnicy.

Przy zerowej wartości prądu w uzwojeniu hamulca, pożądane jest rozwiązanie, gdy siła przyciągania prowadnicy do magnetowodu hamulca  $F_h \rightarrow \max$ . Natomiast przy

pewnej wartości prądu przy której strumień magnetyczny nie przenika przez przewodnicę, pożądanym rozwiązaniem jest siła przyciągania przewodnicy  $F_h \rightarrow \min$ .

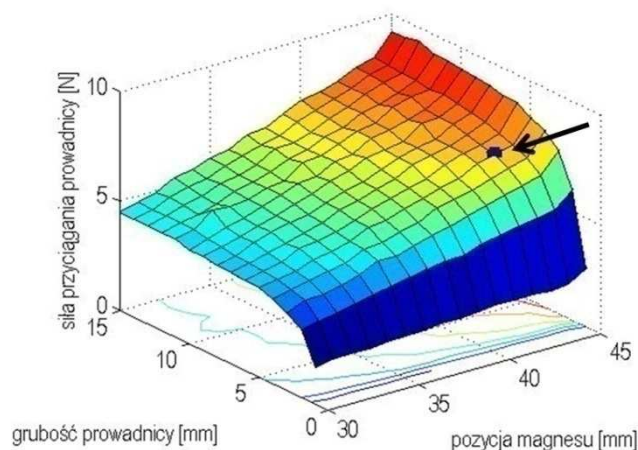
Przeprowadzono analizę numeryczną mającą na celu optymalne określenie pozycji początkowej magnesu w magnetowodzie hamulca. Pozycja  $a$  (rys.13) magnesu była dobierana w przedziale od 30 mm do 45 mm co 1 mm, a grubość przewodnicy  $b$  (rys. 13), była dobierana w zakresie od 1 mm do 15 mm co 1 mm.



Rys. 13. Hamulec elektromagnetyczny wraz z zaznaczonymi parametrami podlegającymi optymalizacji

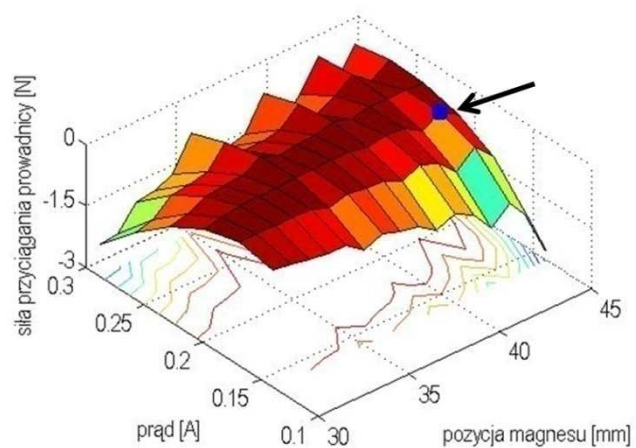
W opisany powyżej sposób określono siły działające na przewodnicę w zależności od pozycji magnesu w magnetowodzie oraz od grubości przewodnicy (rys. 14. i 15).

W wyniku przeprowadzonych symulacji i badań zdecydowano się na umieszczenie magnesu stałego w pozycji  $a=43 \text{ mm}$  oraz zastosowanie grubości przewodnicy  $b=5 \text{ mm}$  (punkt oznaczony niebieskim kolorem na rys.14). Zastosowano magnes trwały neodymowy N38 [Enes\_11a] o indukcji remanencji  $B_r=1.22 \text{ T}$  o wymiarach 15x15 mm. Jedynie ten wariant zapewnia wysoką siłę hamującą przy braku zasilania cewki (rys. 14) i minimalną siłę hamującą przy określonej wartości prądu (rys. 15).



Rys. 14. Zależność siły działającej na przewodnicę w funkcji pozycji magnesu w hamulcu i grubości przewodnicy hamulca przy braku zasilania cewki





*Rys. 15. Zależność siły działającej na przewodnicę w funkcji pozycji magnesu w hamulcu i prądu (zaznaczony punkt określa optymalne umieszczenie magnesu w magnetowodzie hamulca)*

# Rozdział III. Badania statyczne i dynamiczne urządzenia pozycjonującego

## 3.1. Układ napędowy urządzenia pozycjonującego

### 3.1.1. Pomiary statyczne układu napędowego

W tabeli 1 przedstawiono zmierzone wartości parametrów solenoidów stosowanych w układzie napędowym, przy temperaturze otoczenia 24 °C. Pomiaru rezystancji dokonano przy pomocy miernika rezystancji (model UNIT UT-602), a pomiaru indukcyjności dokonano za pomocą mostka RLC Agilent (model U1732B), przy częstotliwości 120 Hz. Solenoidy zostały zbudowane z wykorzystaniem rezultatów uzyskanych z optymalnego doboru parametrów konstrukcyjnych napędu (rozdział II).

Badania statyczne na stanowisku przeprowadzono przy prądach z zakresu od 0 A do 3A. Założenie granicznej wartości prądu równej 3 A było podyktowane tym, że solenoidy, które zostały wykonane z drutu nawojowego o średnicy  $d=0.65\text{ mm}$ , mają dopuszczalną wartość prądu płynącego w nich przy pasywnym chłodzeniu w granicach od 0.85 A do 1.7 A [Prac\_06]. Przy wartości prądu równej 3 A uzwojenie solenoidu w krótkim czasie nagrzewało się do temperatur niebezpiecznych dla układu, a tym samym dla poprawnego działania magnesów neodymowych, których maksymalna temperatura pracy wynosi 80 °C.

	solenoid lewy	solenoid prawy
indukcyjność $L$ [H]	0.0153	0.015
rezystancja $R$ [ $\Omega$ ]	5.95	5.94
liczba zwojów $n$	890	880
średnica drutu nawojowego [m]	$6.5 \cdot 10^{-4}$	$6.5 \cdot 10^{-4}$
długość solenoidu [m]	$5 \cdot 10^{-2}$	$5 \cdot 10^{-2}$
średnica zewnętrzna [m]	$4.8 \cdot 10^{-2}$	$4.8 \cdot 10^{-2}$
średnica wewnętrzna [m]	$2.4 \cdot 10^{-2}$	$2.4 \cdot 10^{-2}$

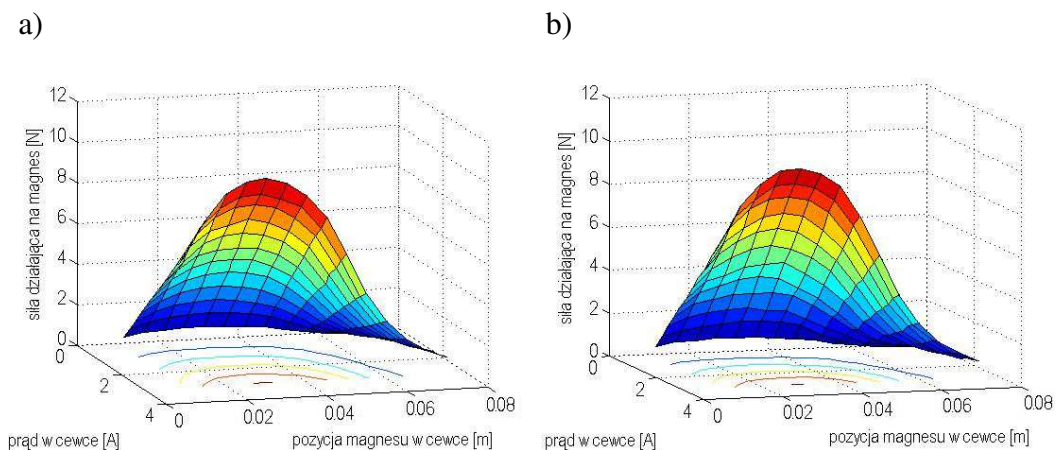
Tabela 1. Parametry solenoidów zastosowanych w urządzeniu pozycjonującym

Jako rdzenie wykorzystano magnesy neodymowe (NdFeB) charakteryzujące się dużą wartością remanencji  $B_r$ , a także wysoką gęstością energii  $BH_{max}$ . Parametry zastosowanych w pracy magnesów przedstawiono w tabeli 2.

nazwa materiału magnetycznego	N35
remanencja $B_r$ [T]	1.17-1.21
koercja $bH_c$ [kA/m]	min. 867
koercja $jH_c$ [kA/m]	min. 954
gęstość energii $BH_{max}$ [kJ/m <sup>3</sup> ]	263-286
współczynnik temperaturowy remanencji $TK_{Br}$ [%/°C]	0.10 – 0.12
konduktywność $\sigma$ [S/m]	625 000
gęstość $\rho$ [g/cm <sup>3</sup> ]	7.6
maks. temperatura pracy $T_{max}$	80°C

Tabela 2. Parametry magnesów trwałych zastosowanych w urządzeniu pozycjonującym

Przeprowadzono pomiary pozwalające stwierdzić, jaka jest zależność siły działającej na magnes trwały  $F$  znajdujący się w polu magnetycznym solenoidu, od natężenia prądu w solenoidzie  $I$  i od pozycji magnesu w solenoidzie  $x$ . Wyniki pomiarów statycznych zostały przedstawione na rys. 16.

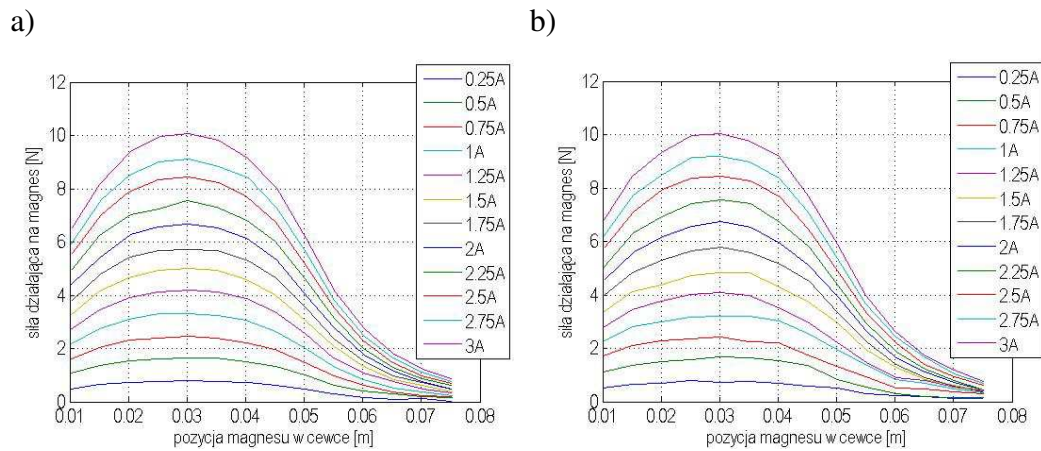


Rys. 16. Wyniki z badań eksperymentalnych; zależność siły działającej na magnes w funkcji prądu i pozycji magnesu w solenoidzie dla: a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu

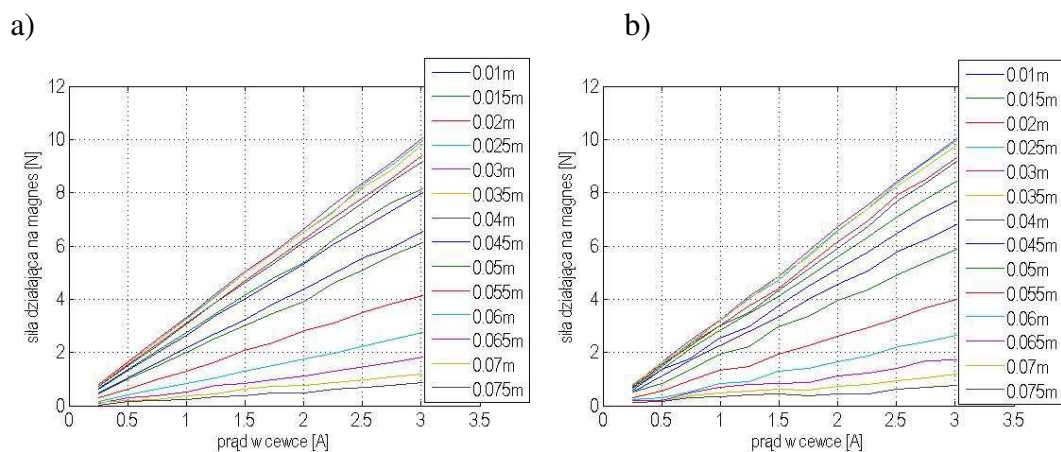
Za pozycję równą  $x=0$  m, zarówno dla lewej jak i prawej cewki uważa się takie położenie, w którym magnes stały jest całkowicie schowany w solenoidzie. W tym położeniu siła działająca na magnes jest równa  $F=0$  N. Aby uniknąć tej sytuacji, w badanym urządzeniu zastosowano ograniczniki ruchu, które ograniczają ruch magnesu trwałego do pozycji  $x=+10$  mm względem początku solenoidu.

Przebieg wartości siły działającej na magnes trwały w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie ma charakter nieliniowy (rys. 17). Największa jej wartość występuje w przypadku, gdy magnes trwały jest wysunięty z solenoidu na odległość 30 mm.

Natomiast zależność siły oddziaływującej na magnes w funkcji prądu ma charakter liniowy (rys. 18).



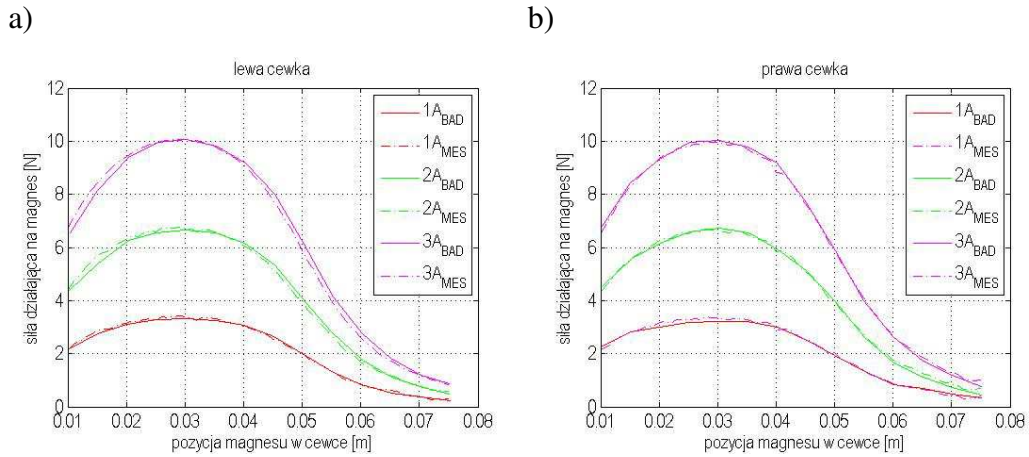
Rys. 17. Wyniki badań eksperymentalnych; zależność siły działającej na magnes w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie dla: a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu



Rys. 18. Wyniki badań eksperymentalnych; zależność siły działającej na magnes w funkcji prądu w solenoidzie dla: a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu

### 3.1.2. Przypadek magnetostacyjny układu solenoid-magnes

Za pomocą analizy magnetostacyjnej wyznaczono rozkład pola elektromagnetycznego w obszarze solenoidu i magnesu trwałego. Pozwoliło to na wyliczenie metodą prac wirtualnych sił działających na magnes trwały (rys. 19). Wyznaczone eksperymentalnie wyniki badań statycznych, porównano z wynikami otrzymanymi za pomocą analizy numerycznej (MES). Pozwoliło to na poprawne zamodelowanie wartości sił w funkcji prądu i pozycji magnesu w solenoidzie w modelu zbudowanym w środowisku Matlab-Simulink.



Rys. 19. Wyniki z badań eksperymentalnych (BAD) i symulacyjnych (SYM) zależności siły działającej na magnes w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie dla: a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu

Na podstawie porównania wyników badań eksperymentalnych i symulacyjnych w przypadku statycznej siły działającej na magnes, określono współczynnik korelacji wielowymiarowej [Kuki\_02]:

$$R_{MES} = \sqrt{1 - \frac{\sum_{i=1}^N (F_i^{BAD} - F_i^{MES})^2}{\sum_{i=1}^N (F_i^{MES} - \bar{F}_i^{MES})^2}} \quad (3.1)$$

gdzie  $F_i^{BAD}$  oznacza wartość siły w  $i$ -tym punkcie pomiaru,  $F_i^{MES}$  to wartość siły w  $i$ -tym punkcie zależności określonej za pomocą MES,  $\bar{F}_i^{MES}$  to wartość średnia wyjściowa modelu MES.

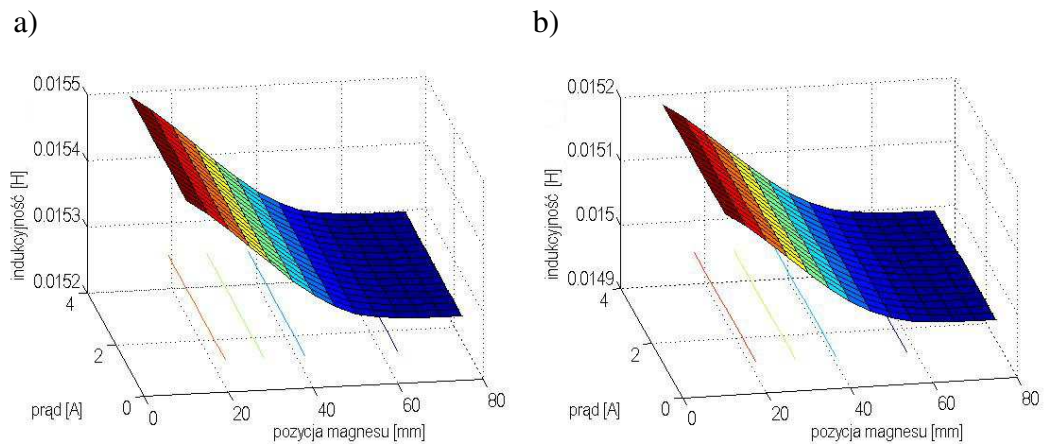
Wartość prądu		Współczynnik korelacji dla modelu MES	
		Lewy solenoid	Prawy solenoid
1A	1A	0.9789	0.9951
	2A	0.9896	0.9948
	3A	0.9753	0.9272

Tabela 3. Współczynniki korelacji wielowymiarowej dla sił statycznych działających na magnes stały w solenoidzie

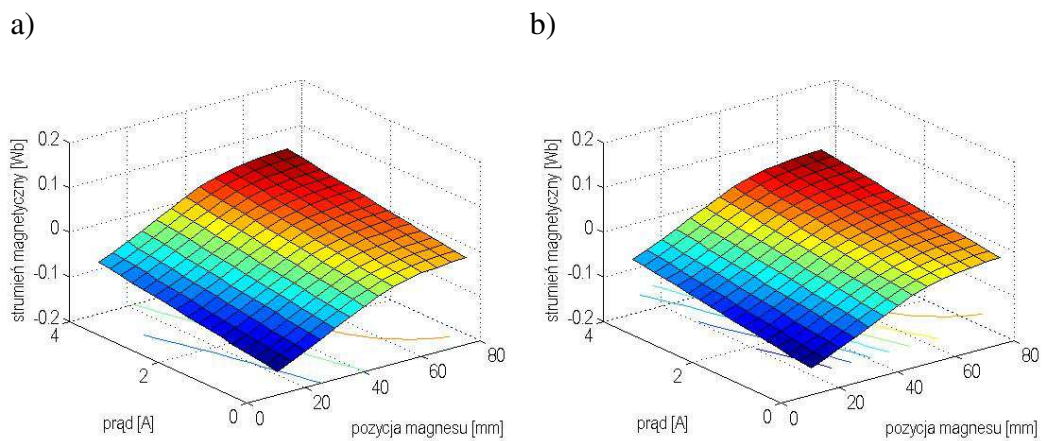
Za pomocą analizy magnetostaticznej 2D i 3D wyznaczono indukcyjności solenoidów. W przypadku lewego solenoidu wynosi ona 15.27 mH, a prawego 14.99 mH (bez umieszczonego wewnątrz magnesu trwałego).

Przeanalizowano także wpływ indukcyjności  $L$ , która jest zależna od pozycji magnesu trwałego w solenoidzie. W związku z tym, że w układzie nie występuje element nieliniowy w postaci ferromagnetyka, nie występuje tu indukcyjność dynamiczna. Wartość indukcyjności w funkcji prądu i pozycji magnesu dla lewego i prawego solenoidu pokazano na rys. 20. Określono także, za pomocą

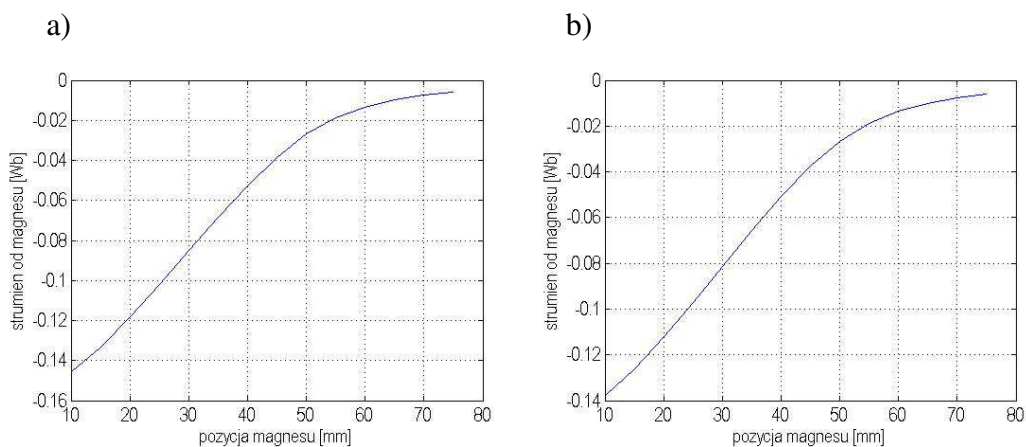
symulacji numerycznych zależność strumienia magnetycznego skojarzonego z solenoidem w funkcji położenia magnesu trwałego i prądu w uzwojeniu solenoidu (rys. 21 i 22).



Rys. 20. Zależność indukcyjności uzwojenia w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie i prądu, w przypadku: a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu

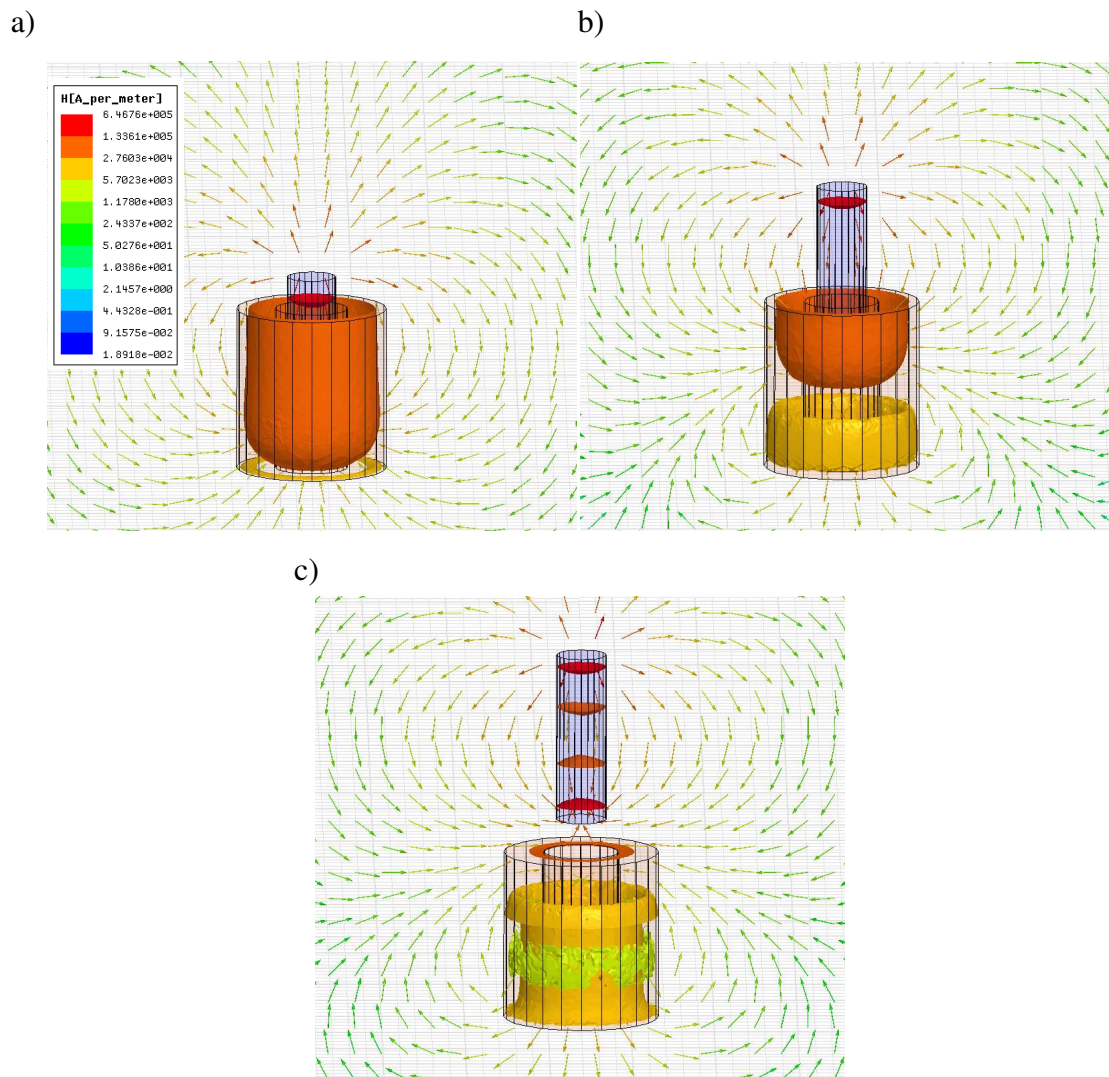


Rys. 21. Zależność strumienia skojarzonego w solenoidzie w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie i prądu, w przypadku: a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu

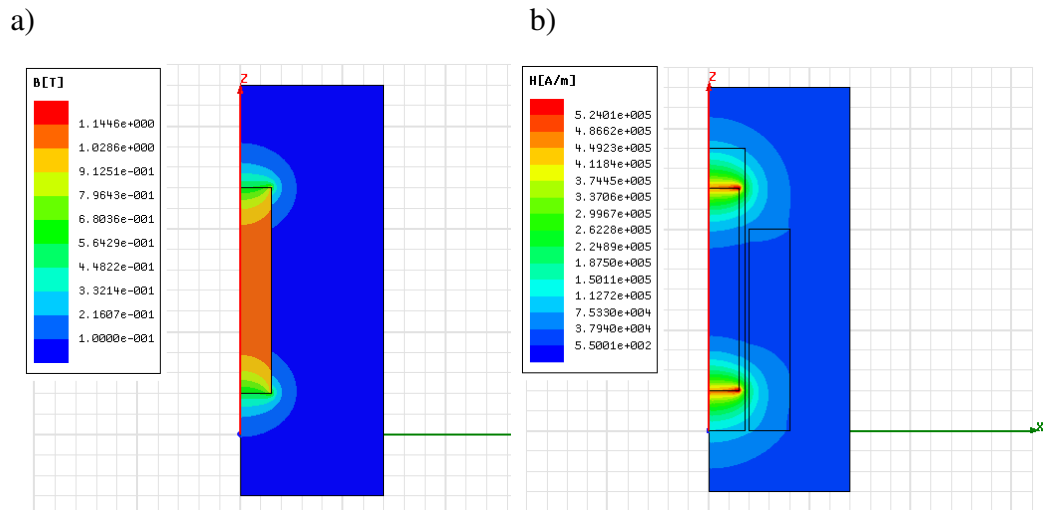


Rys. 22. Strumień magnetyczny pochodzący od magnesu stałego, przy braku zasilania w przypadku: a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu

Z uwagi na zbliżone parametry napędów występujących w urządzeniu pozycjonującym, w dalszych rozważaniach przedstawiono analizę numeryczną w przypadku lewego układu napędowego (solenoid-magnes). Przedstawione na rys. 23 wyniki ilustrują rozkład natężenia pola magnetycznego wraz z wektorami pola w obszarze solenoidu przy wartości prądu w uzwojeniu równej 3A oraz trzech wybranych pozycjach magnesu trwałego w solenoidzie,  $x_1=10\text{ mm}$ ,  $x_2=35\text{ mm}$ ,  $x_3=60\text{ mm}$ . Na rys. 23 można zaobserwować jak kształtują się linie pola magnetycznego wokół solenoidu i magnesu trwałego, gdy pole magnetyczne od solenoidu przeciwdziała polu wytwarzanemu przez magnes trwały starając się wypchać go z wnętrza. Na rys. 24 pokazano, jak wygląda rozkład indukcji magnetycznej i natężenia pola magnetycznego wewnątrz i na zewnątrz materiału magnetycznego N35.



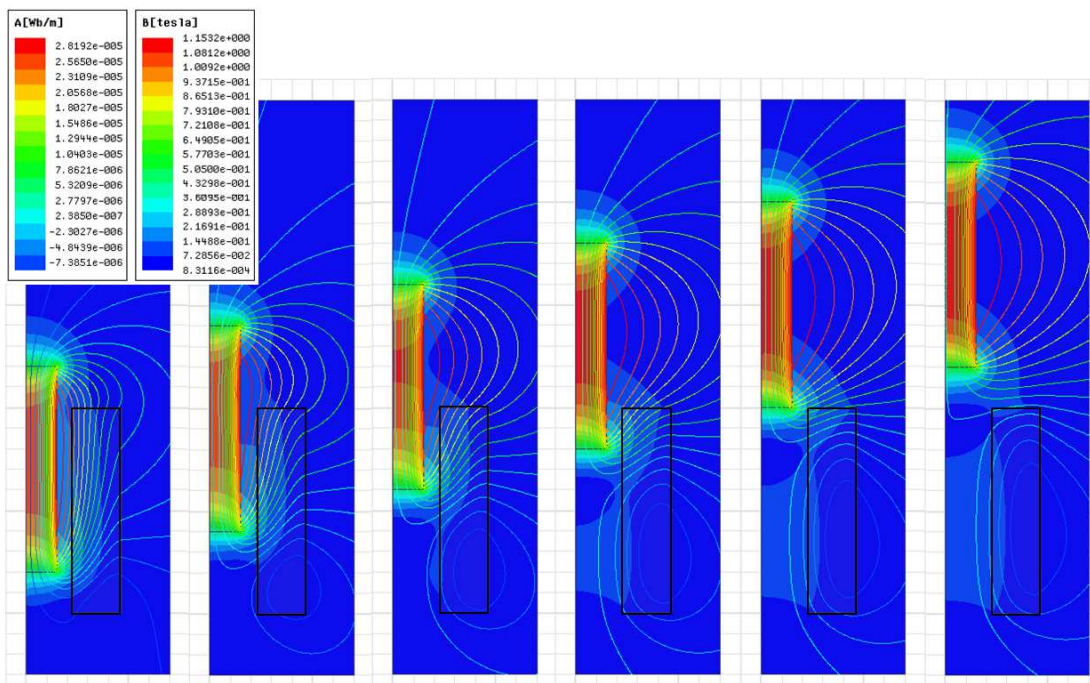
Rys. 23. Rozkład natężenia pola magnetycznego wraz z zaznaczonym liniami pola dla solenoidu i magnesu przy prądzie 3A przy pozycji magnesu w solenoidzie:  
a) 10 mm, b) 35 mm, c) 60 mm



Rys. 24. Rozkład pola wokół magnesu trwałego N35 w przypadku symetrii osiowej: a) rozkład indukcji magnetycznej, b) rozkład natężenia pola magnetycznego

### 3.1.3. Analiza dynamiczna układu solenoid-magnes

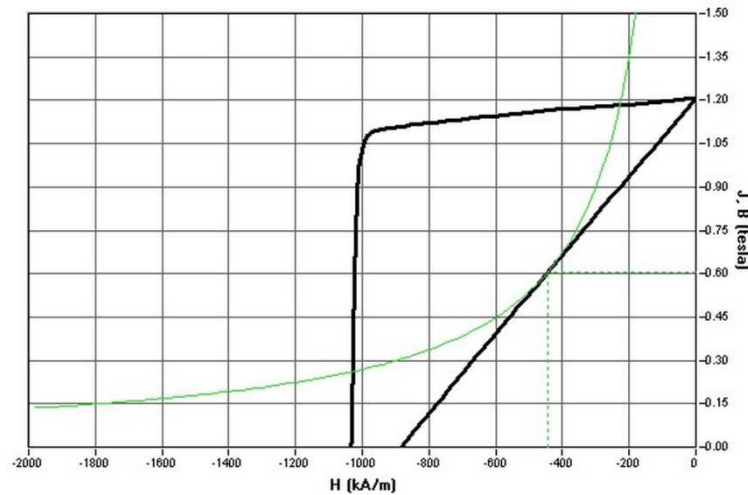
Gdy w solenoidzie płynie prąd, generowane pole magnetyczne przeciwdziała polu pochodzącemu od magnesu trwałego starając się wypchnąć go ze swojego pola. Na rys. 25 zilustrowano powyższą sytuację. Pokazano rozkład indukcji magnetycznej i linii strumienia magnetycznego w układzie magnes-solenoid przy prądzie płynącym w solenoidzie o wartości 5 A oraz różnych położeniach magnesu.



Rys. 25. Rozkład indukcji magnetycznej i izolinii strumienia magnetycznego w przypadku solenoidu i magnesu trwałego, przy prądzie zasilania 5 A oraz pozycji magnesu w solenoidzie; od lewej strony 10 mm, 20 mm, 30 mm, 40 mm, 50 mm, 60 mm



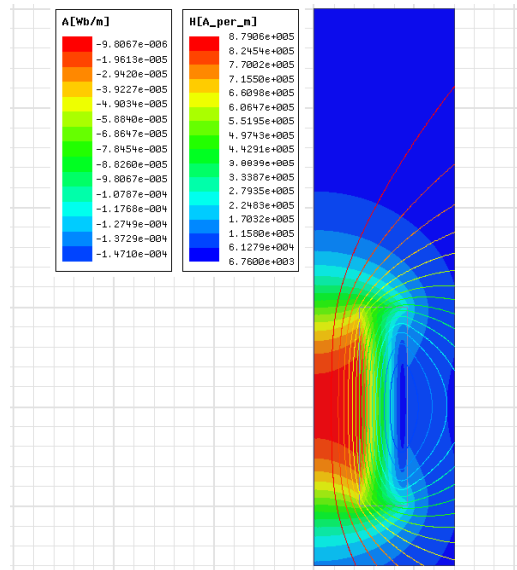
Generowane przez solenoid pole magnetyczne przy prądach w rozpatrywanym zakresie pracy urządzenia pozycjonującego tj. od 0 A do 5 A, nie wpływa na odmagnesowanie magnesu trwałego N35. Zmianie ulega punkt pracy magnesu, lecz pole koercji  $bH_c$  nie jest przekraczane, tym samym nie powodując trwałego rozmagnesowania magnesu. Na rys. 26 widoczna jest druga ćwiartka krzywej odzyskania w przypadku materiału z którego wykonany jest magnes trwały N35 [Enes\_11].



Rys. 26. Druga ćwiartka pętli histerezy magnetycznej wraz z zaznaczonym optymalnym punktem pracy w przypadku materiału N35 firmy „Enes”

W przypadku tego materiału, przy temperaturze 23.5 °C, wartość indukcji remanencji wynosi  $B_r=1.207 T$ . Natężenie pola koercji, przy którym indukcja magnetyczna materiału magnetycznego namagnesowanego wcześniej do nasycenia  $B_s$  osiąga wartość  $B=0$ , wynosi  $bH_c=883.1 \frac{kA}{m}$ . Wartość zewnętrznego, odzyskującego pola ( $-H$ ), przy którym polaryzacja magnetyczna  $J$  materiału magnetycznego, namagnesowanego wcześniej do nasycenia  $J_s$  osiąga wartość  $J=0$ , wynosi  $JH_c=1034.6 \frac{kA}{m}$ . Maksymalna gęstość energii wynosi  $BH_{max}=268.94 \frac{kJ}{m^3}$ .

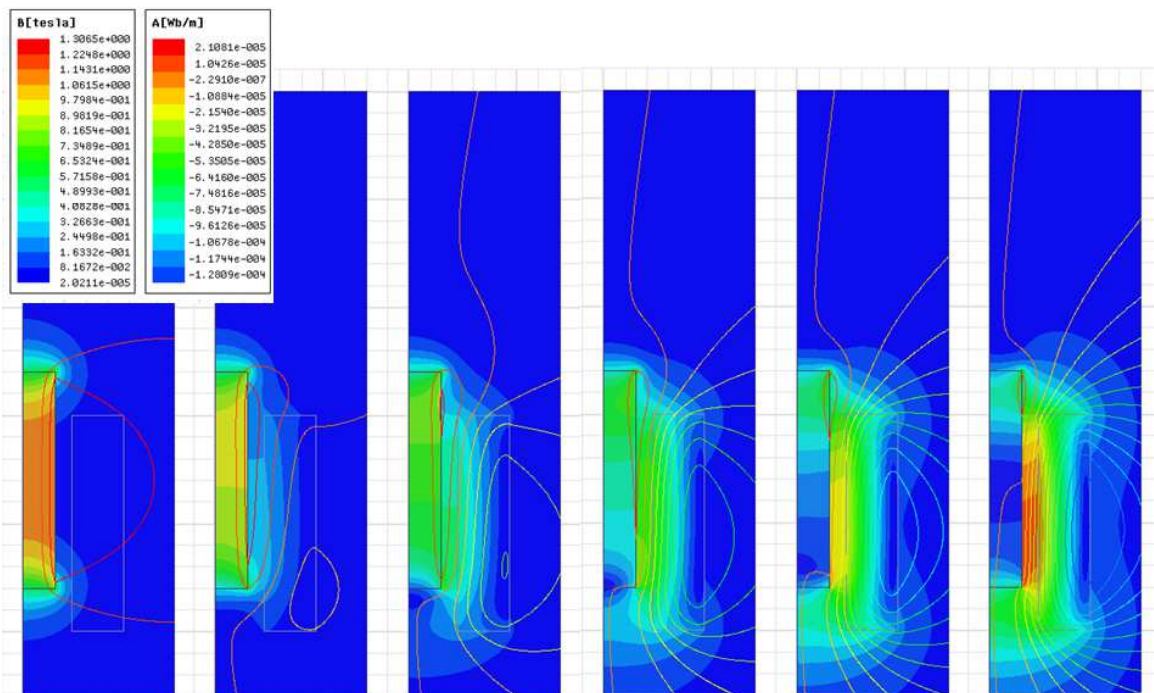
Przeanalizowano także, przy jakiej wartości prądu natężenie pola magnetycznego zbliży się do wartości  $bH_c$  wyznaczającej graniczną wartość natężenia pola zewnętrznego, przy której może pracować magnes trwały N35. W tym celu wykonano symulacje, podczas których zwiększano natężenie prądu płynącego w solenoidzie i analizowano rozkład natężenia pola magnetycznego generowanego przez solenoid. Rozpatrywano zakres pola od wartości  $bH_c=0 \frac{A}{m}$  do wartości  $bH_c=883.1 \frac{kA}{m}$  przy pozycji magnesu  $x=10 mm$  względem początku solenoidu (rys. 27).



Rys. 27. Rozkład natężenia pola magnetycznego i izol linii strumienia magnetycznego dla solenoidu, przy prądzie w uzwojeniu równym 49 A

W wyniku symulacji (MES) określono, że dopuszczalna wartość prądu w solenoidzie, przy której nie następuje jeszcze trwałe rozmagnesowanie magnesu wynosi  $I=49$  A (rys. 27). W badanym układzie solenoidy pracują z prądami do wartości 5 A, dzięki czemu nie powodują trwałych zmian w stanie namagnesowania magnesów.

Za pomocą analizy numerycznej określono punkty pracy magnesu trwałego w zakresie prądów od 0 A do 50 A. Wyniki wraz z rozkładem indukcji pola magnetycznego w magnecie przedstawiono na rys. 28.

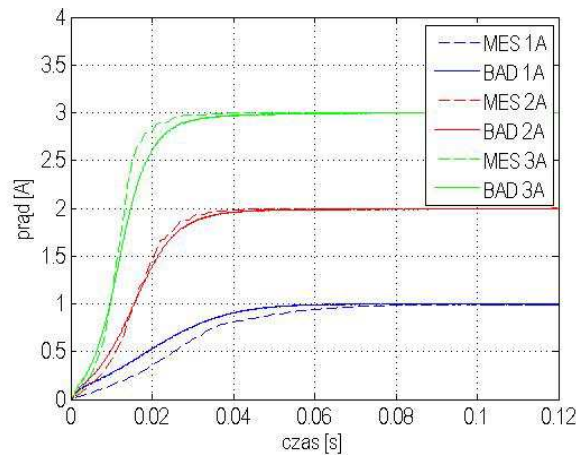


Rys. 28. Rozkład indukcji magnetycznej i izol linii strumienia magnetycznego w przypadku solenoidu i magnesu trwałego, przy pozycji magnesu 10 mm względem początku solenoidu, dla prądów w solenoidzie: od lewej strony 0 A, 10 A, 20 A, 30 A, 40 A, 50 A

Indukcja magnetyczna w magnesie trwałym wraz ze wzrostem natężenia prądu w solenoidzie maleje zgodnie z krzywą  $B_r-bH_c$  widoczną na rys. 26.

### 3.2. Badania hamulca elektromagnetycznego

W niniejszym punkcie pracy przedstawiono wyniki symulacji numerycznych przeprowadzonych w środowisku ANSYS ANSOFT Maxwell 13 w przypadku przebiegów czasowych. Do sterowania pracą hamulca wybrano sterowanie prądowe.



Rys. 29. Prąd w funkcji czasu w przypadku modelu symulacyjnego (MES) i pomiarów (BAD)

W tabeli 4 przedstawiono zmierzone wartości parametrów hamulca elektromagnetycznego stosowanego w urządzeniu pozycjonującym, przy temperaturze otoczenia 24 °C. Pomiaru rezystancji dokonano przy pomocy miernika rezystancji (model UNIT UT-602), a pomiaru indukcyjności dokonano za pomocą mostka RLC Agilent (model U1732B), przy częstotliwości 120 Hz. Jako magnes trwały użyto materiału magnetycznego N38 [Enes\_11a].

indukcyjność $L_{120Hz}$ [mH]	37.65
rezystancja $R$ [ $\Omega$ ]	1.9
liczba zwojów $n$	420
średnica drutu nawojowego [m]	$6.5 \cdot 10^{-4}$

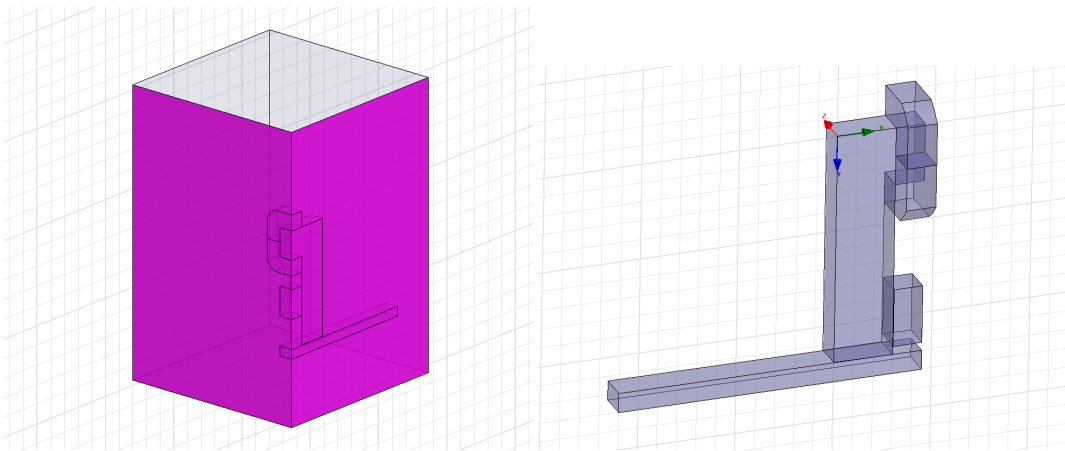
Tabela 4. Parametry hamulca elektromagnetycznego zastosowanego w urządzeniu pozycjonującym

Różnica w wynikach przy narastaniu prądu w cewce w hamulcu elektromagnetycznym pomiędzy analizą numeryczną (MES), a wynikami z pomiarów, związana jest z charakterystyką magnesowania blachy elektrotechnicznej (rys. 29). Wynika ona także z budowy magnetowodu w hamulcu, który jest pakietowany z blach

elektrotechnicznych emaliowanych o charakterystyce magnesowania odbiegającej od wzorcowej podawanej przez producenta. Różnica ta wynika także ze strat związanych z obróbką mechaniczną blach elektrotechnicznych. Z tego względu przy modelowaniu materiału uwzględniono charakterystyki magnesowania blach ciętych na paski o szerokości 15 mm i pakietowanych (rys. 12) zgodnie z rezultatem przedstawionym w pracy [Wilc\_03].

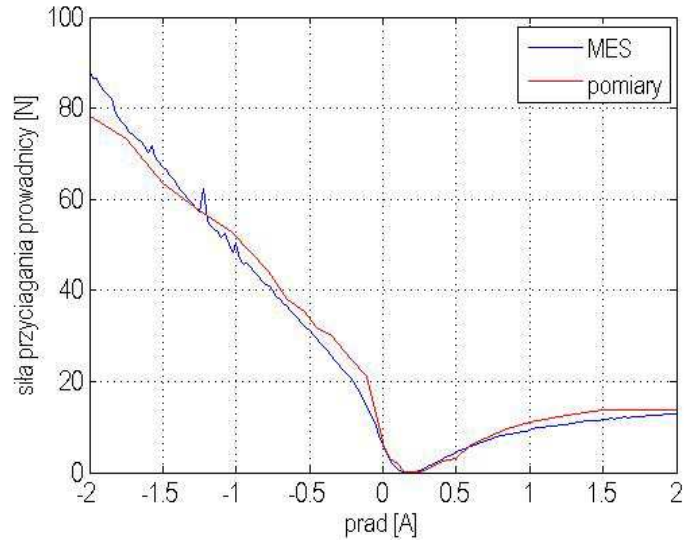
Układ hamujący ma za zadanie utrzymywać w pozycji ustalonej suwak napędu. Głównym problemem w optymalizacji konstrukcji urządzenia pozycjonującego jest zastosowanie rozwiązania, które będzie w stanie utrzymywać zadaną pozycję napędu bez dostarczania energii z zewnątrz z jednoczesną możliwością załączenia w relatywnie krótkim czasie, pozwalając na niemal natychmiastowe zatrzymanie elementu wykonawczego. W tym celu zaproponowano taką konstrukcję układu hamującego, która wykorzystuje zasadę zmiany kierunku strumienia magnetycznego pochodzącego od magnesu stałego umieszczonego w magnetowodzie hamulca. Sam hamulec do generowania siły hamującej wykorzystuje siłę tarcia przewodnicy, po której się ślizga. Rozwiązanie takie pozwala na szybszą pracę niż w przypadku standardowych hamulców wykorzystujących rozwiązania mechaniczne.

Z uwagi na istnienie dwóch osi symetrii w hamulcu elektromagnetycznym, poprzecznej i podłużnej, zbudowano model składający się z ćwiartki hamulca, tak jak pokazano na rys. 30. Takie podejście zmniejsza czas potrzebny na obliczenia numeryczne badanego problemu.



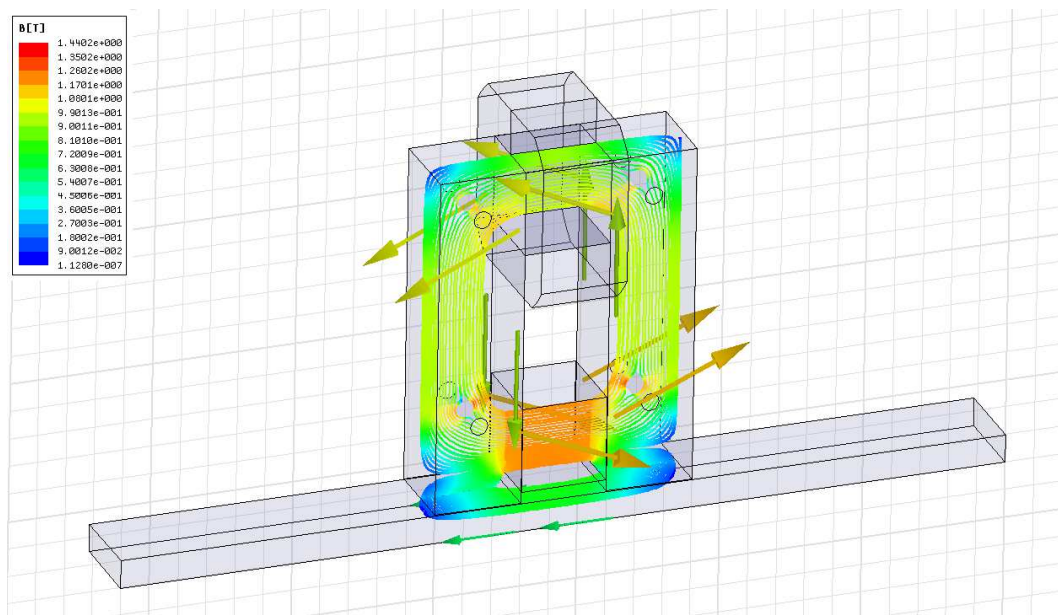
Rys. 30. Przekrój ćwiartkowy hamulca elektromagnetycznego używany w obliczeniach numerycznych

Przy braku zasilania uzwojenia cewki, strumień magnetyczny pochodzący od magnesu trwałego przenika przez magnetowód hamulca i przewodnicy powodując tym samym powstanie siły przyciągającej przewodniczkę do hamulca. W rezultacie wytworzona w układzie siła tarcia jest na tyle duża, że jest w stanie utrzymywać suwak napędu w stanie ustalonym. Na podstawie analizy numerycznej oraz pomiarów na stanowisku badawczym wyznaczono wartości sił działających na przewodniczkę (rys. 31).

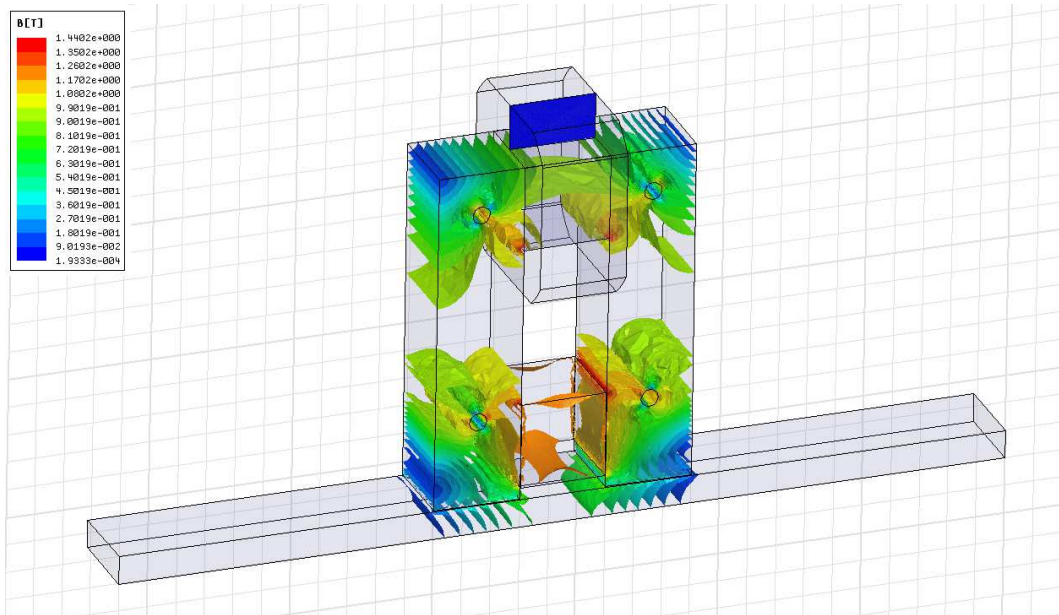


Rys. 31. Zależność siły przyciągającej przewodnicę w funkcji prądu

Rozkład indukcji pola magnetycznego oraz strumienia w magnetowodzie przy braku zasilania uzwojenia cewki hamulca przedstawiono na rys. 32 i 33.



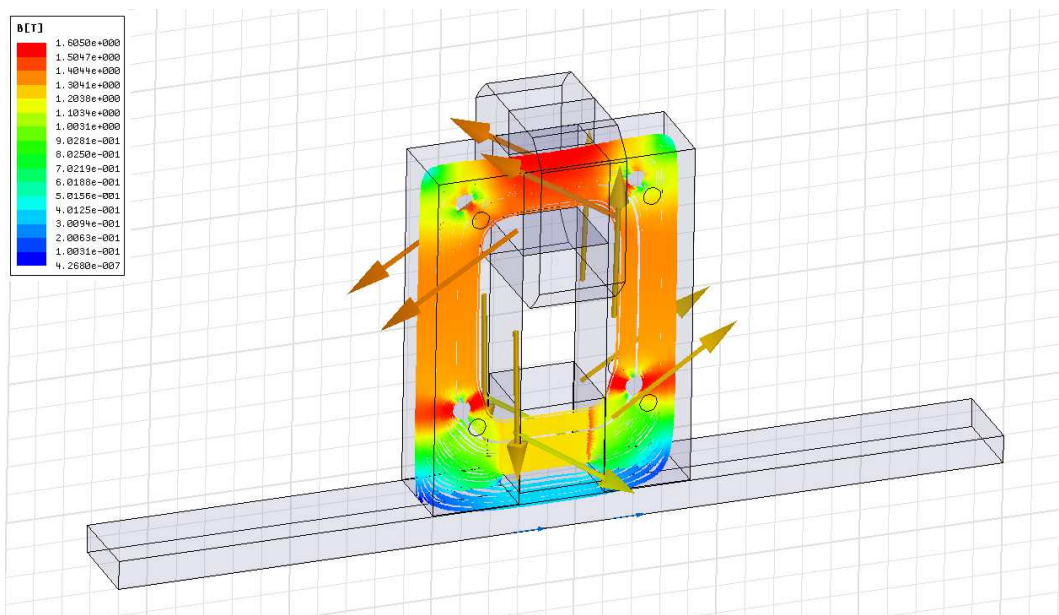
Rys. 32. Linie indukcji magnetycznej w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0 A



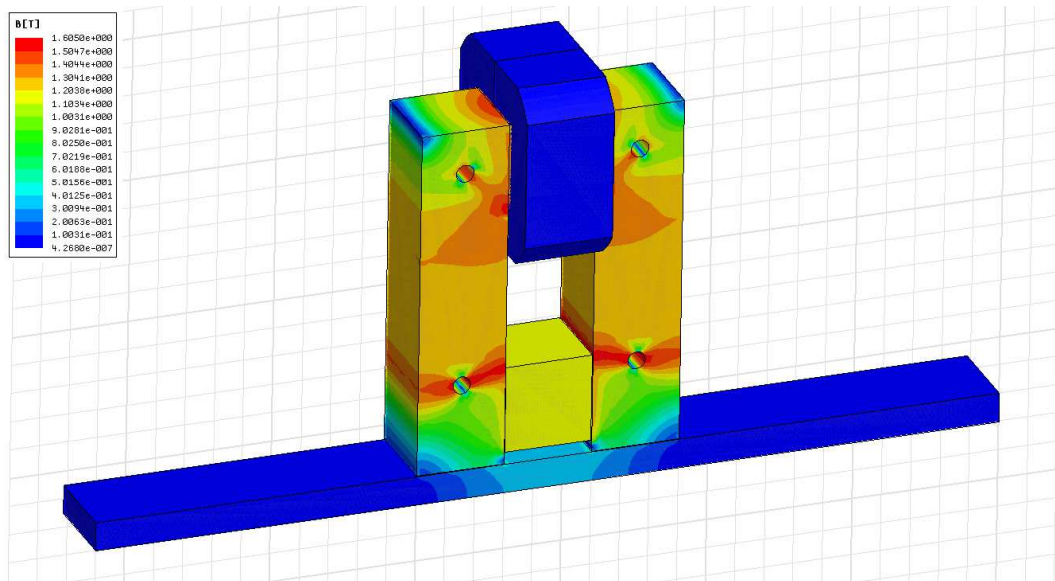
Rys. 33. Rozkład indukcji magnetycznej w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0 A

Strumień magnetyczny pochodzący od magnesu trwałego umieszczonego w magnetowodzie hamulca, przy braku zasilania cewki, powoduje przyciąganie przewodnicy do magnetowodu hamulca siłą 7 N (rys.31).

Przy wartości prądu równej  $I=0.18\text{ A}$  wytworzone przez uzwojenie w hamulcu pole magnetyczne powoduje skierowanie strumienia magnetycznego w obieg zamknięty magnes-cewka, dzięki czemu zanika siła przyciągania przewodnicy. Powoduje to w konsekwencji zredukowanie siły tarcia pomiędzy przewodnicą a hamulcem do pomijalnie małej wartości, dzięki czemu suwak może realizować zadany ruch (rys. 34, 35).

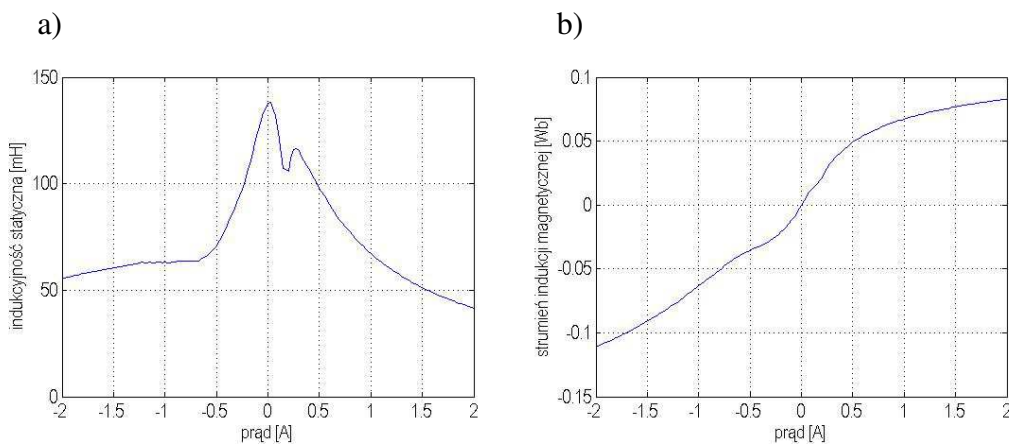


Rys. 34. Linie indukcji magnetycznej wraz z wektorami indukcji w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0.18 A



Rys. 35. Rozkład powierzchniowy indukcji magnetycznej w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0.18 A

Analizując rozkład indukcji magnetycznej w rdzeniu i przewodnicy można zaobserwować, że największa koncentracja indukcji magnetycznej występuje przy styku krawędzi magnesu stałego z rdzeniem hamulca (rys. 35) [Peco\_11].



Rys. 36. Wykresy zależności w funkcji prądu dla hamulca elektromagnetycznego: a) indukcyjność uzwojenia b) strumienia magnetycznego

Na podstawie symulacji komputerowych wyznaczono także indukcyjność statyczną oraz wartość strumienia magnetycznego w magnetowodzie hamulca (rys. 36).

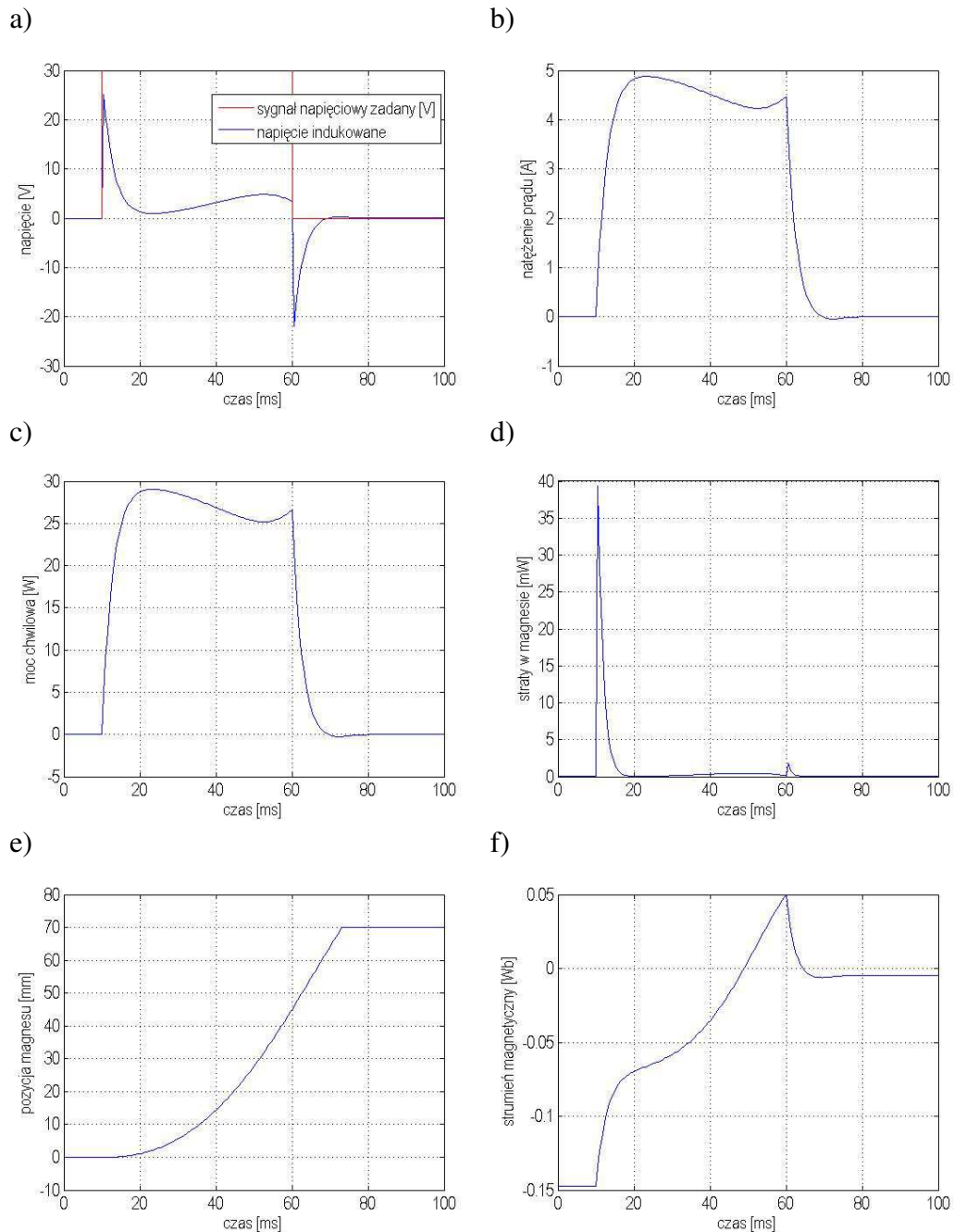
### 3.3. Wpływ prądów wirowych

W pracy określono wpływ indukowanych prądów wirowych zarówno w zakresie zmian prądu w solenoidzie, jak i w zakresie poruszającego się magnesu. Z uwagi na fakt, że rozpatrywany jest napęd prądu stałego, a nie przemiennego o stałej

okresowości, zbadano prądy wirowe w przypadku typowych wymuszeń siłownika. Wartość konduktywności magnesu trwałego przyjęto zgodnie z specyfikacją producenta magnesów [Enes]  $\sigma = 625\,000 \frac{S}{m}$ .

### Przykład 1

W niniejszym przykładzie wymuszeniem był sygnał napięciowy prostokątny o amplitudzie 30 V, o czasie trwania 50 ms (rys. 37a).

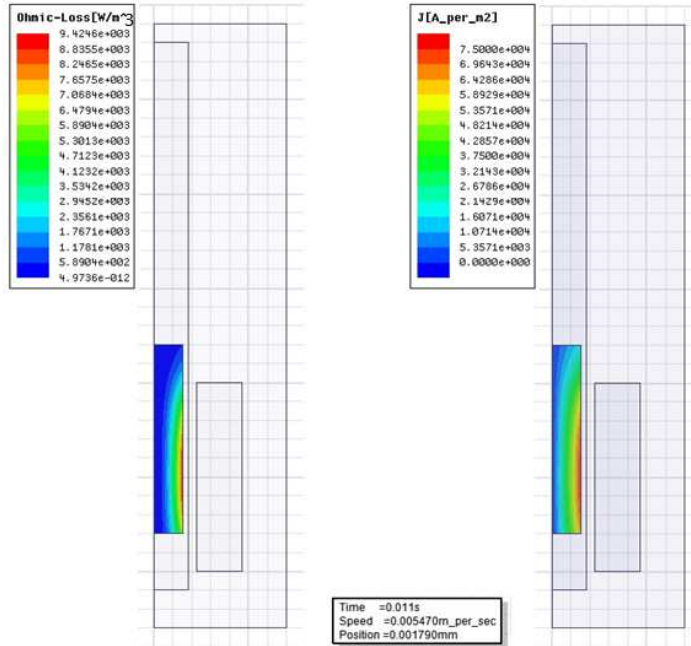


Rys. 37. Zależności czasowe w przypadku: a) sygnału wymuszającego i indukowanego napięcia w uzwojeniu solenoidu, b) natężenia prądu w solenoidzie, c) chwilowej mocy, d) strat w magnesie trwałym, e) pozycji magnesu w czasie, f) strumienia magnetycznego w układzie

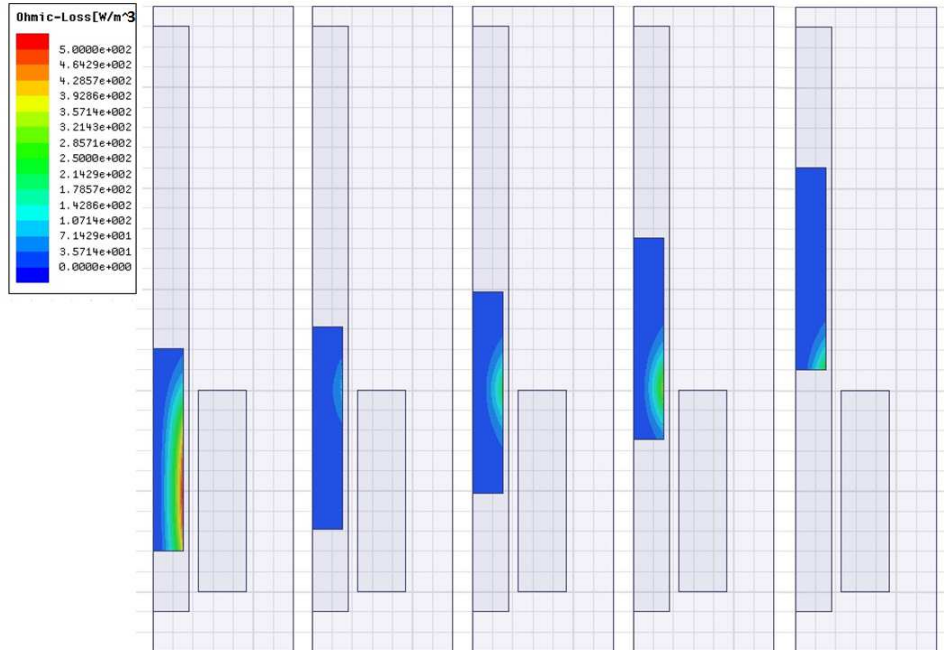


### 3.3. Wpływ prądów wirowych

Jak wynika z rezultatów przedstawionych na rys. 37d (skok napięcia w chwili  $t_p=10\text{ ms}$  do wartości  $U=30\text{ V}$  i wyłączenie napięcia w chwili  $t_k=60\text{ ms}$ ), największe straty spowodowane indukowaniem się prądów wirowych w magnesie trwałym powstają w początkowej fazie, gdy prąd w uzwojeniu solenoidu narastał (rys. 37b). Jednakże straty w materiale magnetycznym związane z prądami wirowymi przyjmują bardzo małe wartości. Maksymalna wartość strat w chwili  $t=11\text{ ms}$  wyniosła  $P_w=40\text{ mW}$  (rys. 38) i nie wpływają one negatywnie na działanie samego układu napędowego (rys. 39).



Rys. 38. Straty w materiale magnetycznym i gęstość prądów wirowych w chwili  $t=11\text{ ms}$



Rys. 39. Straty w materiale magnesu trwałego, wynikające z indukowania się prądów wirowych w materiale, w chwilach działania napędu, od lewej strony: 15 ms, 30 ms, 40 ms, 50 ms, 60 ms

Straty spowodowane przez indukowane prądy w materiale magnetycznym są relatywnie małe (stanowią 0.1% strat całkowitych) w porównaniu ze stratami w materiałach ferromagnetycznych. Stwierdzono, że przy zastosowaniu magnesu trwałego jako biegnika, nie zachodzi potrzeba brania pod uwagę prądów wirowych przy budowaniu modelu analitycznego, gdyż wpływ prądów wirowych na działanie napędu jest znikomy i może być pominięty w dalszych badaniach. Można więc ich obecność pominąć przy formułowaniu modelu analitycznego w środowisku Matlab-Simulink.

W wyniku przeprowadzonej numerycznej analizy temperaturowej, wykazano, że wzrost temperatury na brzegach magnesu, gdzie gęstość prądów wirowych była największa wynosi  $\Delta T = 0.001 \text{ } ^\circ\text{C}$  po czasie  $t = 100 \text{ ms}$ . Wobec powyższego w dalszych rozważaniach założono stałą temperaturę magnesu trwałego, niezależną od indukowanych prądów wirowych. Ponadto w przypadku przeprowadzanej analizy czasowej z uwzględnieniem ruchu magnesu trwałego pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego wytwarzanego przez solenoid, nie zaobserwowano wpływu indukowanych prądów wirowych w magnesie trwałym na dynamikę elementu ruchomego (magnesu).

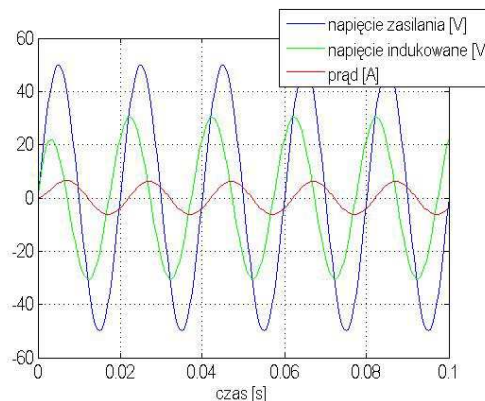
### Przykład 2

W niniejszym przykładzie pokazano wpływ prądów wirowych na straty w magnesie trwałym przy sygnale wymuszającym napięciowym periodycznym, o częstotliwości  $f = 50 \text{ Hz}$ , amplitudzie  $U = 50 \text{ V}$  i czasie trwania  $t = 0.1 \text{ s}$  (rys. 40). W tym przypadku zbadano wpływ indukowanych prądów wirowych w magnesie trwałym na straty w materiale magnetycznym, analizując także ich wpływ na wzrost temperatury materiału magnetycznego. Magnes trwały był unieruchomiony w pozycji +10 mm względem początku krawędzi solenoidu.

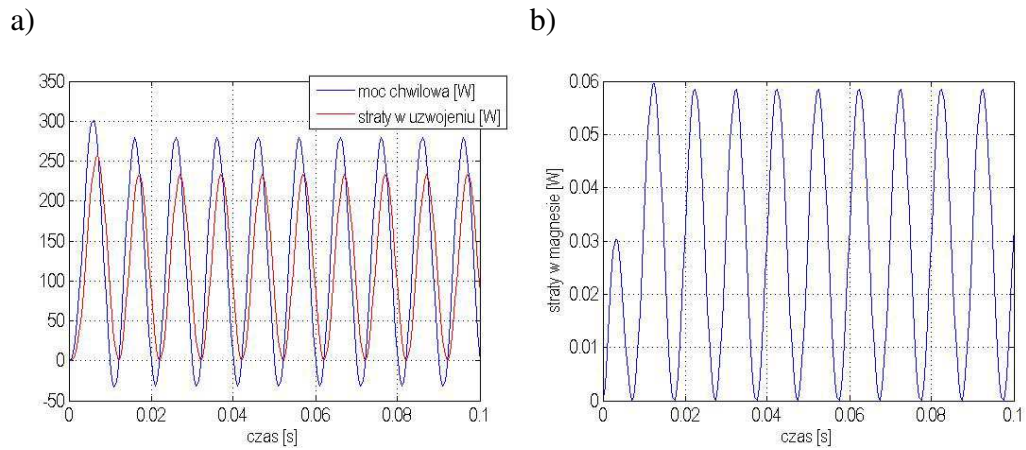
Straty spowodowane wydzielaniem się ciepła w uzwojeniu solenoidu można określić w następujący sposób:

$$P_c = \frac{1}{\sigma} \int_v J^2 dv \quad (3.2)$$

gdzie  $\sigma$  to konduktywność przewodnika,  $J$  jest gęstością prądu.

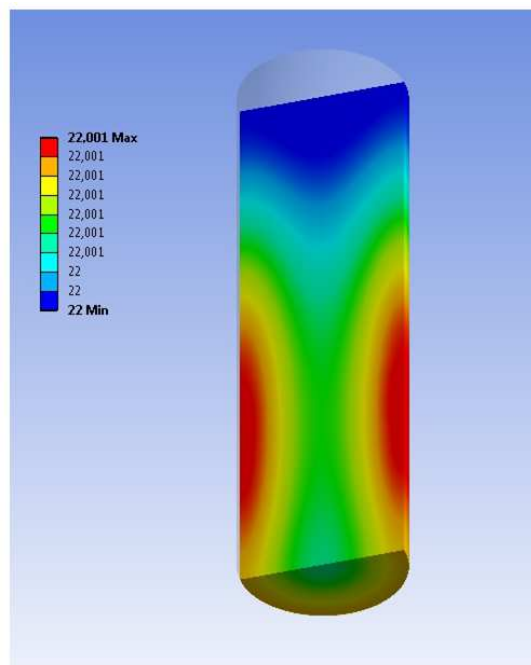


Rys. 40. Funkcje napięcia indukowanej siły SEM i prądu w czasie przy wymuszeniu napięciowym o częstotliwości 50 Hz



Rys. 41. Moc chwilowa i straty rezystancyjne: a) w uzwojeniu solenoidu, b) w magnesie trwałym

Zaobserwowano, że straty w magnesie trwałym (rys. 41b), wywołane indukowaniem się prądów wirowych, są bardzo małe, w porównaniu do strat w uzwojeniu solenoidu (rys. 41a). Indukowane prądy wirowe w magnesie trwałym powodują wzrost temperatury magnesu trwałego zgodnie z zasadą Joule'a-Lenza. Wzrost temperatury magnesu trwałego w miejscu gdzie gęstość prądów była największa jest pomijalnie mały i przy zadanym wymuszeniu (50 Hz i amplitudzie 50 V) po czasie 0,1 s wynosił  $\Delta T=0,001$  °C. Rozkład temperaturowy w materiale magnetycznym po czasie  $t=0,1$  s przedstawiono na rys. 42.



Rys. 42. Rozkład temperatury w magnesie trwałym - przekrój poprzeczny z widocznym konturem magnesu

Na rys. 42 można zaobserwować nierównomierny rozkład prądów wirowych w magnesie trwałym związany z zjawiskiem naskórkowości. Analogicznie rozkład temperaturowy w magnesie trwałym jest nierównomierny. Wnikanie prądów wirowych w głąb materiału magnetycznego jest bezpośrednio związane z częstotliwością sygnału napięciowego.

### 3.4. Sprawność zespołu napędowego

#### 3.4.1. Wprowadzenie

W celu zbadania procesu przetwarzania energii elektrycznej na energię mechaniczną, powinno się sporządzić bilans energii określając straty spowodowane jej rozpraszaniem. Energię pobraną przez układ w czasie  $t_k$  można określić następująco:

$$W_E = \int_{t=0}^{t=t_k} u(t)i(t)dt \quad (3.3)$$

gdzie  $t_k$  to czas zasilania uzwojenia solenoidu,  $u(t)$ ,  $i(t)$  to chwilowe wartości napięcia i natężenia prądu.

W napędach elektrycznych omawianego typu znaczna część energii (powyżej 50%) jest bezpośrednio zamieniana na ciepło generowane w uzwojeniach zgodnie z prawem Joule'a-Lenza:

$$W_R = \int_{t=0}^{t=t_k} Ri^2(t)dt \quad (3.4)$$

gdzie  $R$  jest rezystancją zależną od temperatury uzwojenia.

Energię mechaniczną ruchu biegnika napędu można wyrazić za pomocą zależności:

$$W_M = \int_{x=0}^{x=x_k} F_{dyn}(x)dx \quad (3.5)$$

gdzie:  $F_{dyn}(x)$  – dynamiczna siła działająca na magnes w napędzie,  $x_k$  – określa końcową pozycję magnesu.

Oprócz strat związanych w rezystancją uzwojenia (3.4), występują straty związane z indukowanymi prądami wirowymi w materiale magnetycznym, straty akustyczne oraz straty spowodowane tarcie przewodnicy. W praktyce przy wyznaczaniu sprawności napędów elektromagnetycznych stosuje się wzór na sprawność przetwarzania energii z elektrycznej na mechaniczną [Prac\_06]:

$$\eta = \frac{W_M}{W_E} 100\% = \frac{\int_0^{x=x_k} F_{dyn}(x)dx}{\int_0^{t=t_k} u(t)i(t)dt} 100\% \quad (3.6)$$

Możemy wówczas procentowo wyrazić iloraz energii wyjściowej do energii wejściowej obliczony w chwili  $t_k$ . Tak obliczona sprawność jest wskaźnikiem stopnia wykorzystania energii i służy jedynie celom porównawczym, nie daje natomiast odpowiedzi na pytanie, czy w czasie ruchu magnesu sprawność w chwili  $t$  nie przewyższała sprawności całkowitej. Z tego względu w przypadku, gdy zachodzi potrzeba przeanalizowania sprawności w funkcji czasu, wygodniej jest sporządzić wykres sprawności za pomocą następujących zależności:

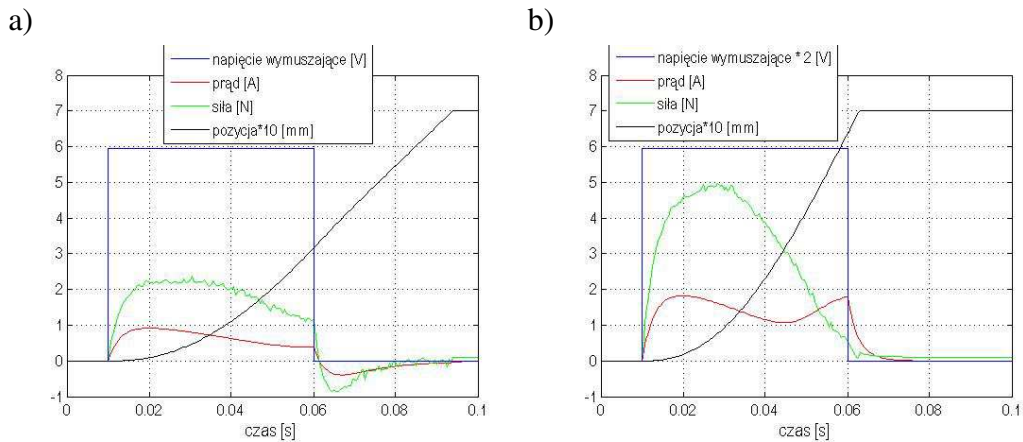
$$\eta(t) = \frac{W_M}{W_E} 100\% = \frac{\int_0^{x=x_k} F_{dyn}(x) dx}{\int_0^{t=t_k} u(t)i(t) dt} 100\%, \quad x = x(t) \quad (3.7)$$

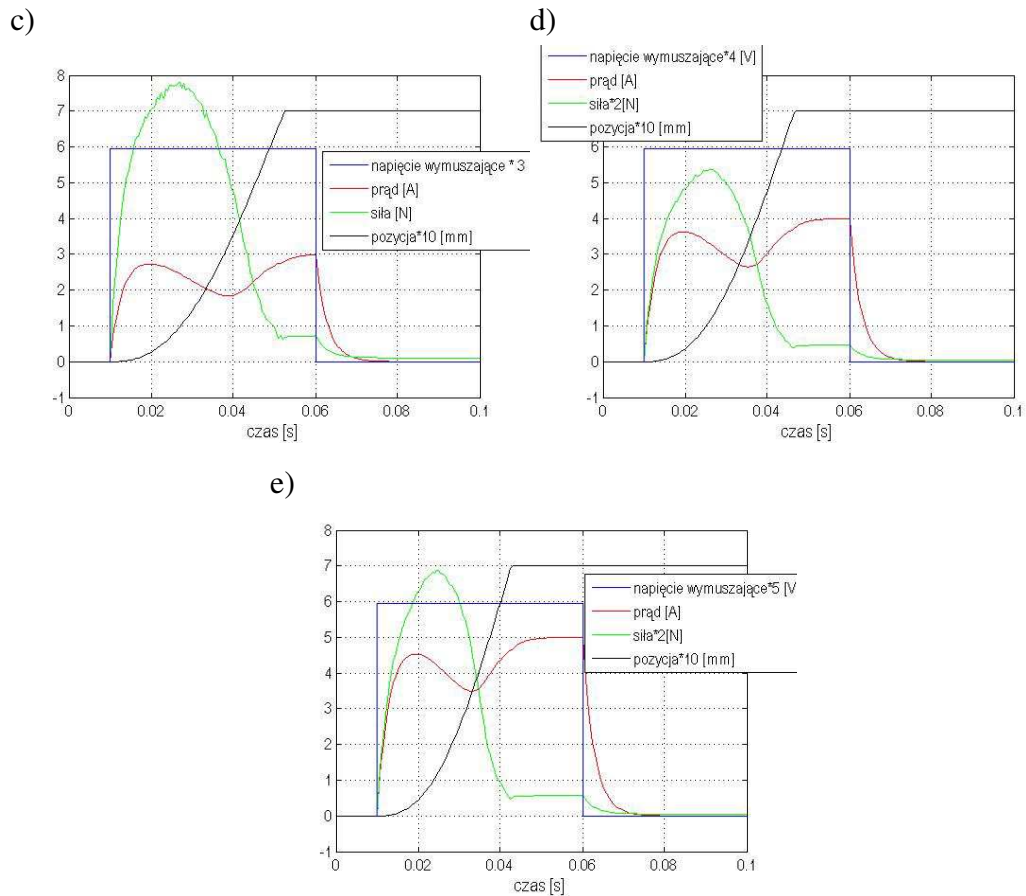
Tak zdefiniowana sprawność, przy zastosowanym napięciu wymuszającym ma wartość zero do momentu rozpoczęcia ruchu elementu roboczego. W fazie ruchu sprawność rośnie, aż do momentu zakończenia ruchu.

### 3.4.2. Sprawność układu solenoid-magnes

Analizę sprawności przeprowadzono w przypadku układu napędowego składającego się z solenoidu i magnesu trwałego. W związku z tym, że napęd lewy jest zbliżony parametrami pracy do napędu prawego, analizie został poddany tylko napęd lewy.

W celu przedstawienia stopnia zamiany energii elektrycznej na mechaniczną określonej za pomocą sprawności (3.7) przeprowadzono analizę numeryczną czasową magnesu trwałego przy pozycji początkowej +10 mm względem krawędzi solenoidu. Wymuszeniem był sygnał napięciowy trwający 50 ms o następujących amplitudach  $a_1=5.95$  V,  $a_2=11.9$  V,  $a_3=17.85$  V,  $a_4=23.8$  V,  $a_5=29.75$  V. Ruch magnesu trwałego realizowany był w zakresie od 0 mm do 70 mm. Przy wartości wysunięcia magnesu o 70 mm względem pozycji początkowej magnes był zatrzymywany. Charakterystyki przedstawiające funkcje czasowe napięcia, prądu, siły i pozycji magnesu przedstawiono na rys. 43.

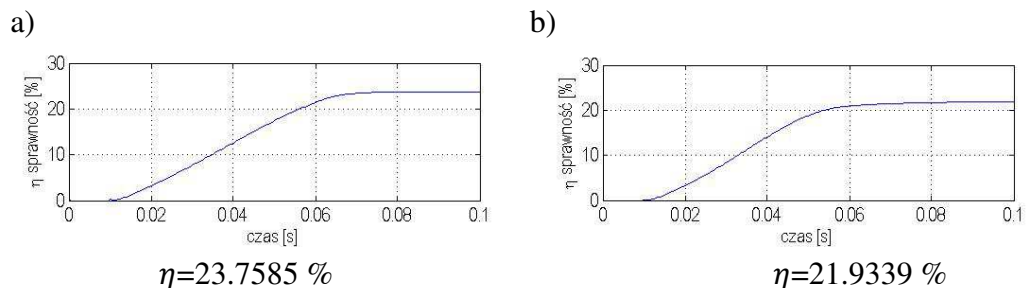


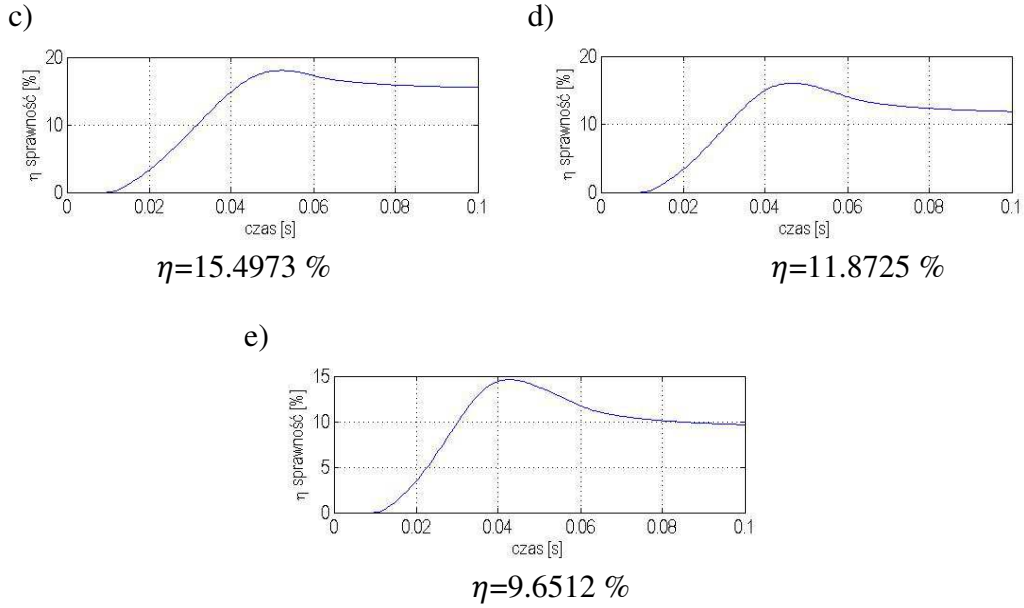


Rys. 43. Funkcje czasowe układu solenoid-magnes przy sygnałach wymuszających:  
 a)  $a_1 = 5.95$  V, b)  $a_2 = 11.9$  V, c)  $a_3 = 17.85$  V, d)  $a_4 = 23.8$  V, e)  $a_5 = 29.75$  V

W wyniku przeprowadzonej analizy można zauważyć, że czas ruchu magnesu trwałego był najkrótszy w przypadku wymuszenia sygnałem  $a_5$ , ze względu na największą wartość prądu, a co za tym idzie siły generowanej przez solenoid.

W przypadku tak otrzymanych wyników przeprowadzono analizę sprawności przetwarzania energii elektrycznej na mechaniczną. W wyniku czego otrzymano czasowe charakterystyki sprawności układu (rys. 44). Na rys. 44 przedstawiono także wartości sprawności końcowej całego procesu.





Rys. 44. Sprawność układu napędu solenoid-magnes w funkcji czasu dla sygnałów wymuszających: a)  $a_1=5.95$  V, b)  $a_2=11.9$  V, c)  $a_3=17.85$  V, d)  $a_4=23.8$  V, e)  $a_5=29.75$  V

Sprawność przyjmuje wartość zero od początku zasilania solenoidu do chwili rozpoczęcia ruchu magnesu trwałego. Następnie podczas realizowanego ruchu sprawność rośnie, osiągając maksimum na koniec ruchu magnesu.

Z przeprowadzonej analizy sprawności można zauważyć, że najwyższa sprawność dotyczy sygnału wymuszającego  $a_1$  (rys. 44a), choć w tym przypadku zasilanie solenoidu zostało wyłączone przed końcem ruchu magnesu trwałego. Natomiast w przypadku, gdy magnes uzyska pozycję ustaloną 70 mm, a solenoid jest nadal zasilany, sprawność po osiągnięciu ekstremum zaczyna spadać, tak jak zilustrowano to na rys. 44c, 44d, 44e. Gdyby solenoid był zasilany dłuższy czas po ukończeniu ruchu magnesu sprawność układu dążyła by do zera. W związku z powyższym optymalne wydaje się zasilanie solenoidu do końca trwania ruchu magnesu, gdyż w tym przypadku sprawność rośnie zwykle monotonicznie (rys. 44b).

### 3.4.3. Sprawność urządzenia pozycjonującego

W analizie sprawności przetwarzania energii układu pozycjonującego składającego się z dwóch napędów, sprawność zdefiniowano następująco:

$$\eta = \frac{W_M}{W_E} 100\% = \frac{\int_0^{x=x_k} F_{dyn\_L}(x) dx + \int_0^{x=x_k} F_{dyn\_R}(x) dx}{\int_0^{t=tk} u_L(t) i_L(t) dt + \int_0^{t=tk} u_R(t) i_R(t) dt} 100\% \quad (3.8)$$

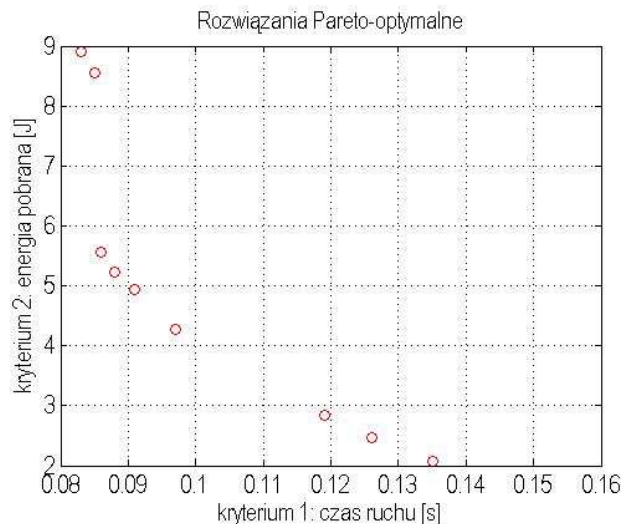
gdzie  $F_{dyn\_L}$  i  $F_{dyn\_R}$  to siły działające na magnes,  $u_L$  i  $u_R$  to chwilowe wartości napięć,  $i_L$  i  $i_R$  to chwilowe wartości prądu, odpowiednio w przypadku lewego i prawego solenoidu.

W analizowanym przykładzie układ pozycjonujący ma za zadanie przesunąć pozycjoner z pozycji startowej  $x_p=0$  m, do pozycji końcowej  $x_k=45$  mm, przy ograniczeniach w postaci prędkości w punkcie końcowym  $x_k$  nie większej niż  $0.001 \frac{m}{s}$  i tolerancji ustalonej pozycji równej  $\Delta x=0.5$  mm.

Przy wyznaczaniu sprawności układu pozycjonującego brano pod uwagę czas, w którym zasilane były napędy układu pozycjonującego. Sprawność wyznaczano dla rozwiązań Pareto-optimalnych otrzymanych poprzez algorytm genetyczny przy następujących kryteriach: czasu ruchu napędu  $T$  i energii pobranej przez układ  $E$ . Funkcja celu przyjmuje następującą postać:

$$F_{\text{cel}} = \begin{bmatrix} T \\ E \end{bmatrix} \rightarrow \min \quad (3.9)$$

Rozwiązania Pareto-optimalne otrzymano w wyniku symulacji pracy układu pozycjonującego, przy początkowej populacji równej 100 osobników i po 200 iteracjach (rys. 45). W tabeli 5 przedstawiono dane liczbowe otrzymanych rozwiązań wraz z wyznaczonymi dyskretnymi punktami napięciowymi.



Rys. 45. Rozwiązania Pareto-optimalne w przypadku skoku układu pozycjonującego z pozycji  $x_p$  do pozycji  $x_k$

W tabeli tej przedstawiono również kryteria, sprawność oraz poszukiwane zmienne decyzyjne w postaci dyskretnych wartości napięcia dla lewego i prawego solenoidu w pozycji startowej i końcowej ruchu suwaka: Napięcia dobierano z zakresu od 0 do 27 V co 1 V.

- K1 – pierwsze kryterium funkcji celu określające czas ruchu suwaka [s]
- K2 – drugie kryterium funkcji celu określające energię pobraną układu [J]
- $U_{11}$  – wartość napięcia w pozycji początkowej suwaka dla lewego solenoidu [V]
- $U_{12}$  – wartość napięcia w pozycji końcowej suwaka dla lewego solenoidu [V]
- $U_{21}$  – wartość napięcia w pozycji początkowej suwaka dla prawego solenoidu [V]
- $U_{22}$  – wartość napięcia w pozycji końcowej suwaka dla prawego solenoidu [V]
- $\eta$  - sprawność przetwarzania energii elektrycznej na mechaniczną [%]

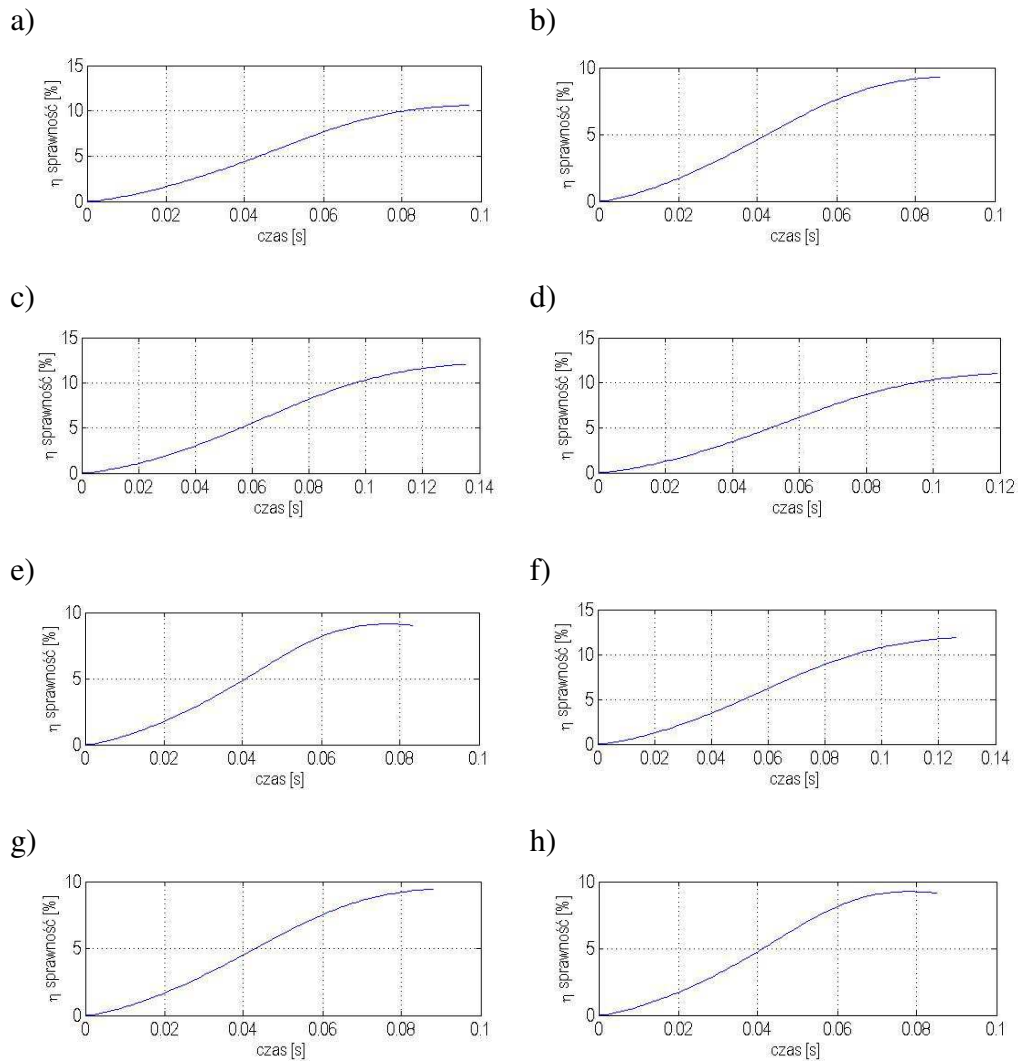


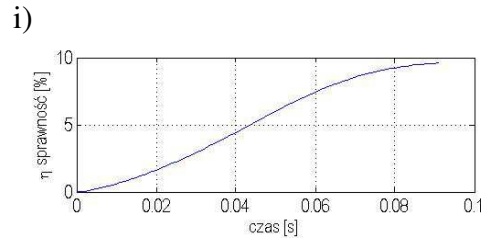
### 3.4. Sprawność zespołu napędowego

Punkt	K1 [s]	K2 [J]	U <sub>11</sub> [V]	U <sub>12</sub> [V]	U <sub>21</sub> [V]	U <sub>22</sub> [V]	$\eta$ [%]
a	0.097	4.2805	20	4	2	15	10.5969
b	0.086	5.5710	25	2	4	18	9.2919
c	0.135	2.0712	12	3	3	7	12.0542
d	0.119	2.8332	15	3	4	9	11.0146
e	0.083	8.9086	25	13	3	27	9.0163
f	0.126	2.4687	14	3	3	8	11.8655
g	0.088	5.2286	24	2	4	17	9.4360
h	0.085	8.5549	24	13	3	26	9.1322
i	0.091	4.9329	23	2	4	16	9.5924

Tabela 5. Rozwiązania Pareto-optymalne w przypadku sprawności urządzenia pozycjonującego

Na rys. 46 przedstawiono sprawność przetwarzania energii w funkcji czasu dla rozwiązań Pareto-optimalnych z tabeli 5.





Rys. 46. Sprawność przetwarzania energii w funkcji czasu dla rozwiązań Pareto- optymalnych z tabeli 5

Jak wynika z rezultatów przedstawionych w tabeli 5, najwyższą zanotowaną sprawność przetwarzania energii spośród otrzymanych rozwiązań, posiada rozwiązanie *c*, gdzie czas ruchu suwaka był najdłuższy i wynosił 135 ms, a energia pobrana była najmniejsza i wynosiła 2.07 J.

Nie oznacza to jednak, że rozwiązanie *c* jest najefektywniejsze z punktu widzenia procesu technicznego, w którym byłby wykorzystywany napęd. W większości przypadków optymalizacja pracy napędów stosowanych w technice dotyczy szybkości ich działania.

### 3.5. Analiza wpływu temperatury na układ napędowy

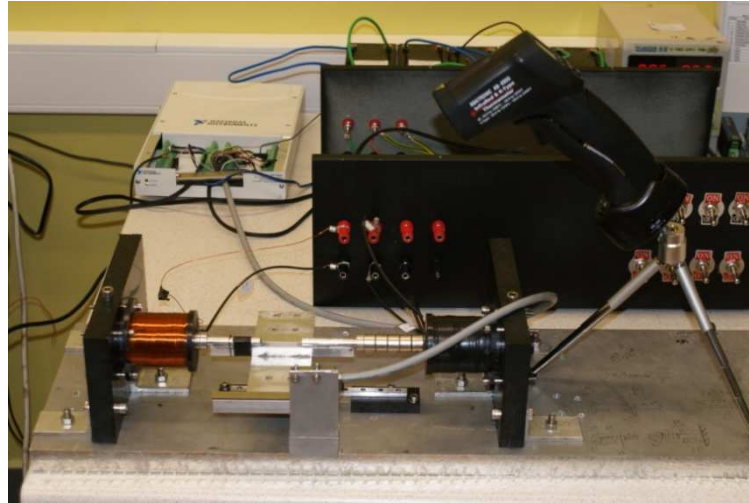
Z uwagi na sposób sterowania układu pozycjonującego (sterowanie sygnałami napięciowymi), wskazane jest wyznaczenie zależności temperaturowych dla uzwojeń solenoidów. Wartość prądu płynącego w uzwojeniu wpływa bezpośrednio na wydzielane ciepło zgodnie z prawem Joule'a-Lenza. Natomiast wzrost temperatury uzwojenia wpływa na zmianę rezystancji uzwojeń, co przekłada się na zmianę natężenia prądu w uzwojeniu, przy stałym napięciu zasilania. Zgodnie z prawem Joule'a-Lenza wydzielane ciepło można określić następująco:

$$Q_J = R \cdot I^2 \cdot t \quad (3.10)$$

gdzie  $Q_J$  to ilość wydzielonego ciepła,  $R$  to opór elektryczny przewodnika,  $I$  to natężenie prądu elektrycznego,  $t$  to czas przepływu prądu.

Ze względu na fakt, że wymiary geometryczne i parametry solenoidów stosowanych w urządzeniu są bardzo zbliżone do siebie, zostaną przedstawione jedynie wyniki dla lewego solenoidu.

Na potrzeby wyznaczenia zależności temperaturowych, zbudowano stanowisko pomiarowe (rys. 47). Jako czujnik temperatury wykorzystano pirometr firmy Abatronic model AB-8855. Z uwagi na stosowane magnesy neodymowe, których maksymalna temperatura pracy  $T_{max}$  wynosi jedynie 80 °C oraz ze względu na ryzyko przegrzania i uszkodzenia uzwojeń solenoidów, badania temperaturowe były przeprowadzane do temperatury 80 °C. Otrzymane wyniki zostały porównane z wynikami otrzymanymi za pomocą zbudowanego modelu komputerowego w środowisku Matlab-Simulink (załącznik 1, rys. 7).



Rys. 47. Stanowisko pomiarowe do analiz temperaturowych

Do wykonania uzwojenia solenoidów został wykorzystany drut nawojowy emaliowany o średnicy  $d=0.65 \text{ mm}$ . Graniczna wartość gęstości prądu w przypadku cewek pracujących przy stałym zasilaniu wynosi od  $2 \cdot 10^6$  do  $4 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$ , w zależności od warunków pracy i systemu chłodzenia (aktywnego lub pasywnego). Przy wartości prądu  $I=1 \text{ A}$  płynącego przez drut nawojowy o średnicy  $d=0.65 \text{ mm}$ , gęstość prądu  $J$  w zastosowanym przewodniku wynosi:

$$J = \frac{I}{A} = 3.0151 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2} \quad (3.11)$$

gdzie  $I$  to natężenie prądu płynącego w przewodniku,  $A$  – pole przekroju poprzecznego przewodnika.

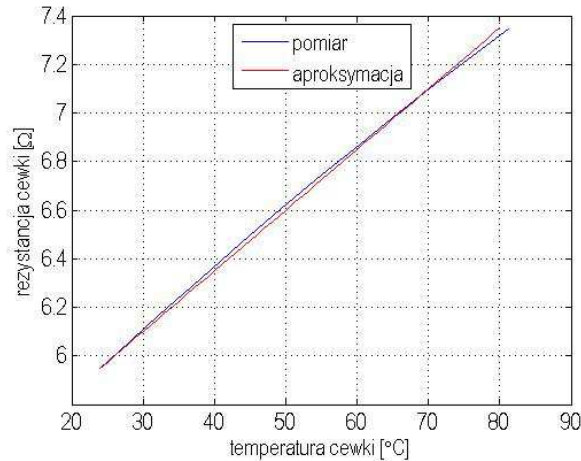
Jest to dopuszczalna wartość prądu, który może płynąć stale przez uzwojenie bez ryzyka uszkodzenia temperaturowego uzwojenia.

Na podstawie wyników z badań eksperymentalnych wyznaczono zależność rezystancji w funkcji temperatury (rys. 48). Badane urządzenie pozycjonujące pracowało w temperaturze otoczenia równej  $24^\circ\text{C}$ . Założono, że temperatura uzwojenia w całej objętości jest jednakowa, a współczynnik rezystywności miedzi przy temperaturze  $24^\circ\text{C}$  wynosi  $\rho_0 1.754 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ .

Typowa wartość temperaturowego współczynnika rezystancji miedzi, zawiera się w przedziale od  $0.0039$  do  $0.0044 \frac{1}{\text{K}}$ . Na podstawie przeprowadzonych badań wyznaczono temperaturowy współczynnik rezystancji  $\alpha = 0.0042 \frac{1}{\text{K}}$ , w przypadku stosowanego drutu nawojowego (rys. 48). Zależność rezystancji uzwojenia solenoidu w funkcji temperatury dla wyznaczonego temperaturowego współczynnika rezystancji  $\alpha$  można opisać za pomocą zależności:

$$R_T = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (3.12)$$

gdzie  $R_0$  to rezystancja w temperaturze odniesienia,  $\Delta T$  – zmiana temperatury  $T-T_0$ .



Rys. 48. Zależność rezystancji uzwojenia w funkcji temperatury

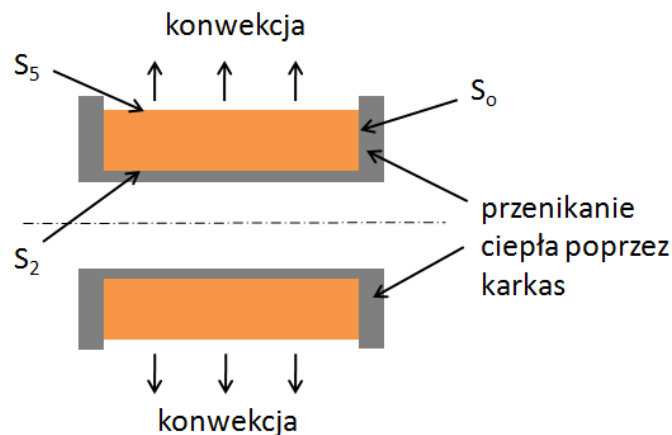
Zakłada się także, że ciepło powstające wskutek przepływającego prądu ma jednorodny rozkład w całej objętości uzwojenia solenoidu.

Straty energii  $Q_{strat}$  następują poprzez oddawanie energii cieplnej do otoczenia z powierzchni zewnętrznej uzwojenia solenoidu:

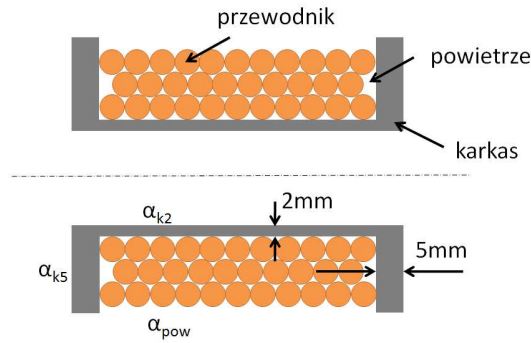
$$Q_{strat} = \alpha \cdot S(T - T_{ot}) \quad (3.13)$$

gdzie  $\alpha$  to współczynnik przenikania ciepła  $\frac{W}{m^2K}$ ,  $S$  to powierzchnia solenoidu, którą opływa powietrze (konwekcja naturalna).

Współczynnik przejmowania ciepła przez powietrze przyjęto na poziomie  $\alpha_{pow} = 10.5 \frac{W}{m^2K}$ . Powierzchnia oddawania ciepła solenoidu w części odsłoniętej wynosi  $S_o = 0.0075 m^2$ , dla ścianki o grubości 2 mm zajmowana powierzchnia wynosi  $S_2 = 0.0038 m^2$ , dla ścianki o grubości 5 mm wynosi ona  $S_5 = 0.0027 m^2$  (rys. 49).



Rys. 49. Schemat oddawania ciepła do otoczenia z uzwojenia solenoidu



Rys. 50. Poglądowy rysunek przedstawiający rozmieszczenie uzwojenia wewnątrz karkasu, wraz z zaznaczonymi grubościami ścianek karkasu

Z uwagi na fakt, że uzwojenie solenoidu jest wykonane z wielu przewodników o przekroju kołowym (rys. 50), wprowadzono współczynnik upakowania uzwojenia  $k$ , który definiuje przestrzeń zajmowaną przez przewodnik w całej objętości uzwojenia. Kolejne warstwy uzwojeń zostały odseparowane od siebie warstwami taśmy izolującej. W analizowanym problemie przyjęto współczynnik upakowania równy  $k=0.78$  (odpowiadający kołu wpisanemu w kwadrat).

Z uwagi na punktowy charakter styku przewodników z karkasem, przy obliczaniu współczynników przenikania ciepła przez karkas, przyjęto współczynnik przenikania ciepła dla powietrza  $\alpha_{pow} = 10.5 \frac{W}{m^2 \cdot K}$ . Współczynniki przenikania ciepła poprzez ścianki karkasu obliczono zgodnie z wzorem:

$$\alpha_k = \frac{1}{\left(\frac{1}{\alpha_{pow}} + \frac{d_x}{\lambda_{PA6}} + \frac{1}{\alpha_{pow}}\right)} \quad (3.14)$$

gdzie  $\alpha_k$  to współczynnik przenikania ciepła przez ścianki karkasu i zależy od grubości ścianki,  $\alpha_{pow}$  to współczynnik przenikania ciepła dla powietrza,  $\lambda_{PA6}$  to współczynnik przewodzenia ciepła dla materiału PA6,  $d_x$  to grubość ścianki karkasu.

Zgodnie z wzorem (3.14) współczynnik przenikania ciepła dla ścianki karkasu o grubości  $d=2 \text{ mm}$  wynosi  $\alpha_{k2} = 5.04 \frac{W}{m^2 \cdot K}$ , a dla ścianki o grubości  $d=5 \text{ mm}$  wynosi  $\alpha_{k5} = 4.65 \frac{W}{m^2 \cdot K}$ . Przewodność cieplna materiału, z którego został wykonany karkas solenoidu (nylon PA6) wynosi  $\lambda_{PA6} = 0.25 \frac{W}{m \cdot K}$ .

Ciepło generowane przez przepływający prąd w uzwojeniu przyjmuje postać:

$$Q_J = R(T) \cdot i^2 \cdot t \quad (3.15)$$

gdzie  $i$  to wartość prądu w cewce,  $R(T)$  – zależność rezystancji w funkcji temperatury,  $t$  – czas.

Całkowity bilans ciepła dla solenoidu wynosi:

$$Q_T = k \cdot Q_J - Q_{strat} \quad (3.16)$$

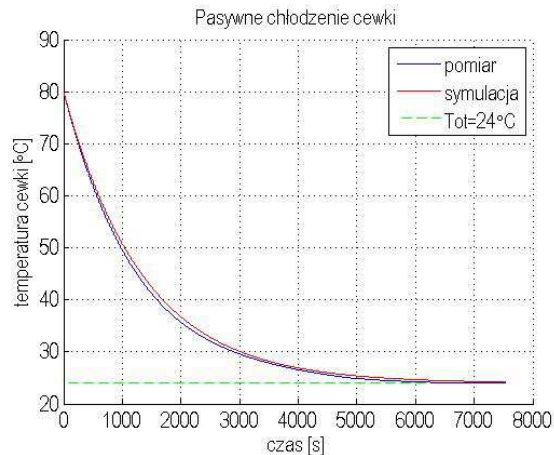
gdzie  $k$  to współczynnik upakowania zwojów w solenoidzie.

Przyrost temperatury uzwojenia solenoidu został zdefiniowany następująco:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{Q_T}{m \cdot c_p} \quad (3.17)$$

gdzie  $m$  jest masą uzwojenia solenoidu równą  $m=0.39 \text{ kg}$ ,  $c_p$  jest ciepłem właściwym miedzi równym  $c_p = 385 \frac{\text{J}}{\text{kg}\cdot\text{K}}$ .

Straty ciepła przy pasywnym chłodzeniu uzwojenia wynikają z promieniowania, konwekcji i przenikania ciepła. W zbudowanym modelu symulacyjnym temperaturowym solenoidu, pominięto straty wynikające z promieniowania cieplnego, gdyż w rozpatrywanym przedziale temperaturowym (do  $80 \text{ }^\circ\text{C}$ ) straty te są pomijalnie małe. Zależność temperatury w funkcji czasu w przypadku ochładzania uzwojenia z temperatury maksymalnej równej  $T_{max}=80 \text{ }^\circ\text{C}$  do temperatury otoczenia, pokazano na rys. 51.

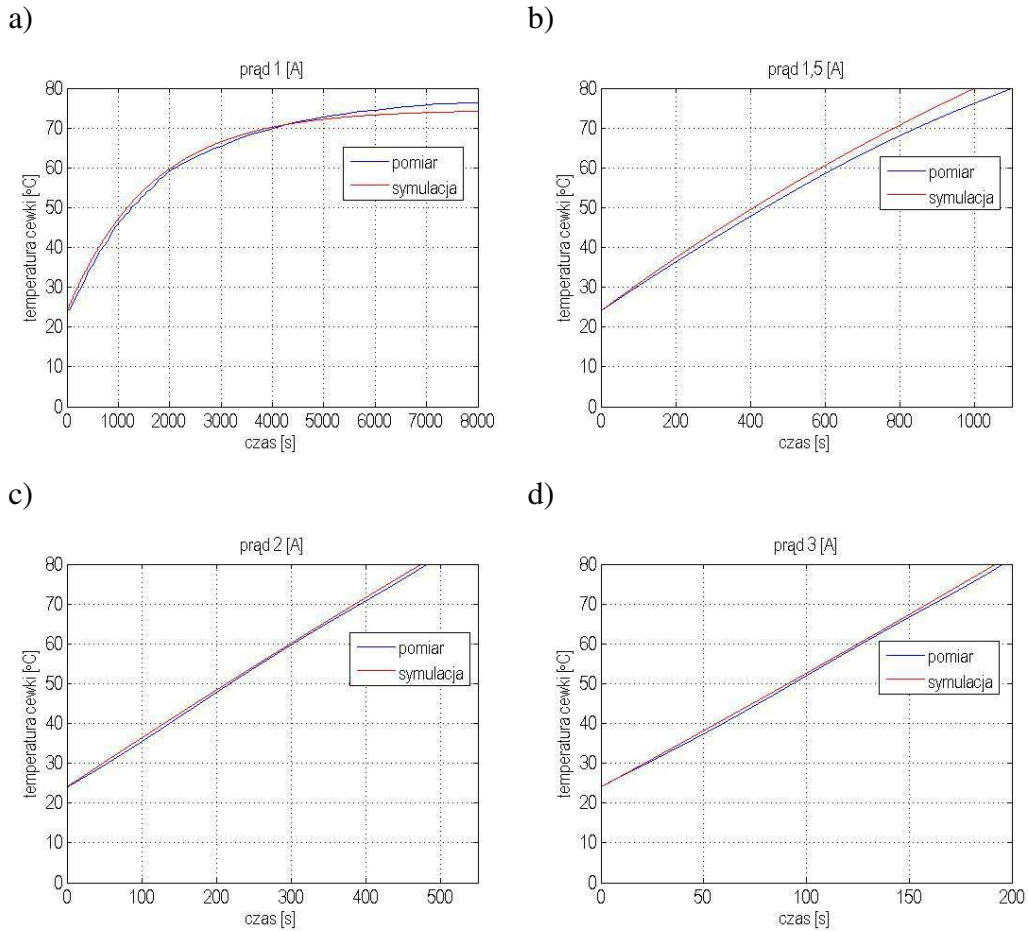


Rys. 51. Zmiana temperatury w funkcji czasu przy ochładzaniu solenoidu od temperatury  $T=80 \text{ }^\circ\text{C}$  do temperatury otoczenia  $T_{ot}=24 \text{ }^\circ\text{C}$

Ciepło generowane w uzwojeniu solenoidu wskutek przepływającego prądu, jest oddawane do otoczenia poprzez swobodną konwekcję w części odkrytej uzwojenia, oraz poprzez przenikanie ciepła poprzez materiał (nylon PA6), z którego został wykonany karkas solenoidu (rys. 49).

Wyniki uzyskane na stanowisku pomiarowym, przy nagrzewaniu się uzwojeń solenoidów podczas stałego zasilania prądem o wartościach  $I_1=1 \text{ A}$ ,  $I_2=1.5 \text{ A}$ ,  $I_3=2 \text{ A}$ ,  $I_4=3 \text{ A}$ , porównano z wynikami otrzymanymi z modelu symulacyjnego. Rezultaty przedstawiono w formie wykresów na rys. 52. W przypadku zasilania uzwojenia solenoidu prądem o wartości  $I_1=1 \text{ A}$ , temperatura uzwojenia stabilizowała się po czasie  $t=7500 \text{ s}$  na wartość  $T=76 \text{ }^\circ\text{C}$ . Model symulacyjny odbiegał od tej wartości jedynie

o  $2\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Wyniki z pomiarów dla prądów  $I_2=1.5\text{ A}$ ,  $I_3=2\text{ A}$ ,  $I_4=3\text{ A}$ , były rejestrowane do temperatury  $T=80\text{ }^{\circ}\text{C}$ .



Rys. 52. Zależność temperatury w funkcji czasu przy zasilaniu cewek prądem o wartości: a) 1 A, b) 1.5 A, c) 2 A, d) 3 A

### 3.6. Siła elektromotoryczna

Podczas ruchu magnesu w solenoidzie zgodnie z prawem Faradaya powstaje siła elektromotoryczna, która indukuje napięcie w solenoidzie:

$$\varepsilon = -\frac{d\psi}{dt} \quad (3.18)$$

gdzie  $\varepsilon$  jest siłą elektromotoryczną,  $\psi$  jest strumieniem indukcji magnetycznej.

Na podstawie dynamicznej analizy numerycznej MES określono wielkość siły elektromotorycznej, która jest zależna od prędkości zmian strumienia magnetycznego skojarzonego z solenoidem.

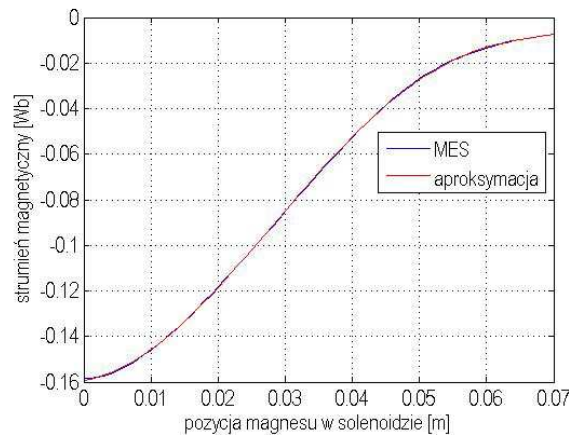
Obliczenia przeprowadzono w przypadku napędu, gdzie magnes trwały poruszał się w solenoidzie ze stałymi prędkościami  $0.5\frac{m}{s}$ ,  $1\frac{m}{s}$ ,  $2\frac{m}{s}$ ,  $3\frac{m}{s}$ . Podczas ruchu badano

zmianę strumienia magnetycznego w solenoidzie. Zależność strumienia magnetycznego od pozycji magnesu w solenoidzie przedstawiono na rys. 53.

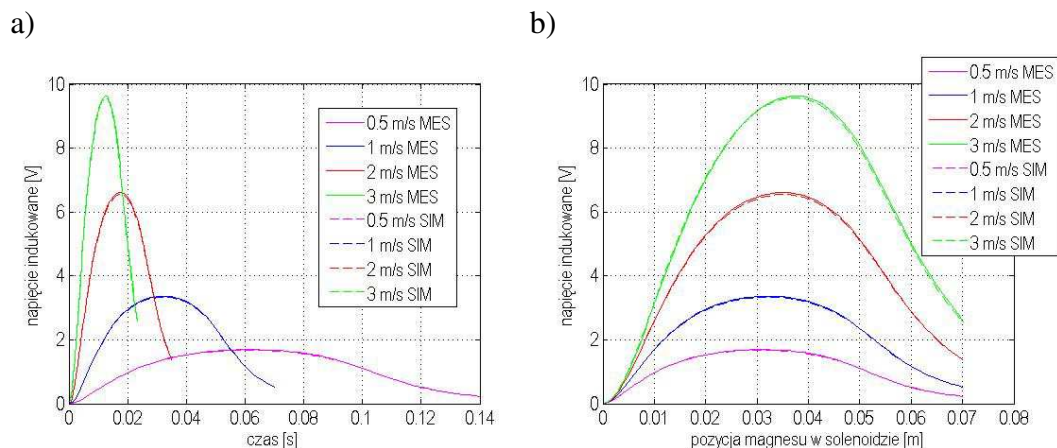
Na podstawie danych z symulacji numerycznych zbudowano analityczny model symulacyjny w środowisku Matlab-Simulink, który umożliwia określenie wartości indukowanego napięcia w solenoidzie, w zależności od prędkości magnesu trwałego (załącznik 1 rys. 1), bez konieczności uruchamiania czasochłonnej analizy MES. Dzięki takiemu podejściu można w krótszym czasie analizować pracę napędu.

W modelu komputerowym zastosowano osobne wyliczenia siły elektromotorycznej, w przypadku lewego i prawego solenoidu. Rezultaty przedstawiono jedynie w przypadku lewego solenoidu.

W modelu analitycznym, zależność strumienia magnetycznego od drogi opisana jest wielomianem stopnia piątego. Reprezentacja graficzna zależności strumienia magnetycznego w funkcji pozycji w przypadku modelu numerycznego i jej aproksymacja została przedstawiona na rys. 53.

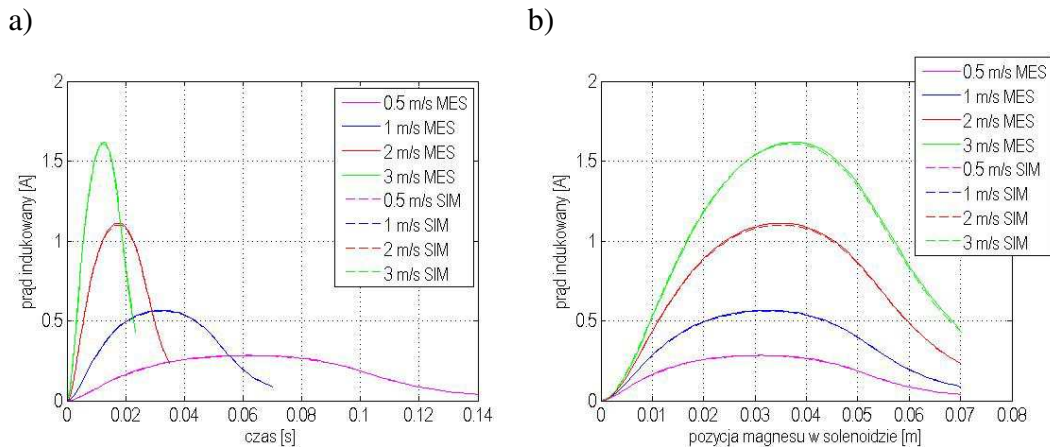


Rys. 53. Strumień magnetyczny w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie. Wyniki uzyskane z modelu numerycznego (MES) i aproksymacja funkcji zastosowana w środowisku Matlab-Simulink

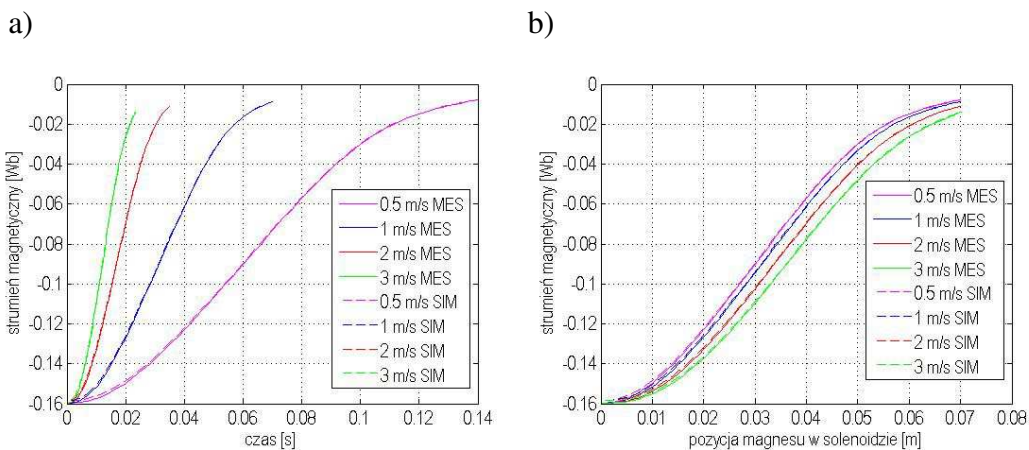


Rys. 54. Indukowane napięcie w solenoidzie w funkcji a) czasu, b) pozycji magnesu w solenoidzie; dla różnych prędkości. Wyniki uzyskane z modelu numerycznego (MES) i modelu analitycznego w środowisku Matlab-Simulink (SIM)





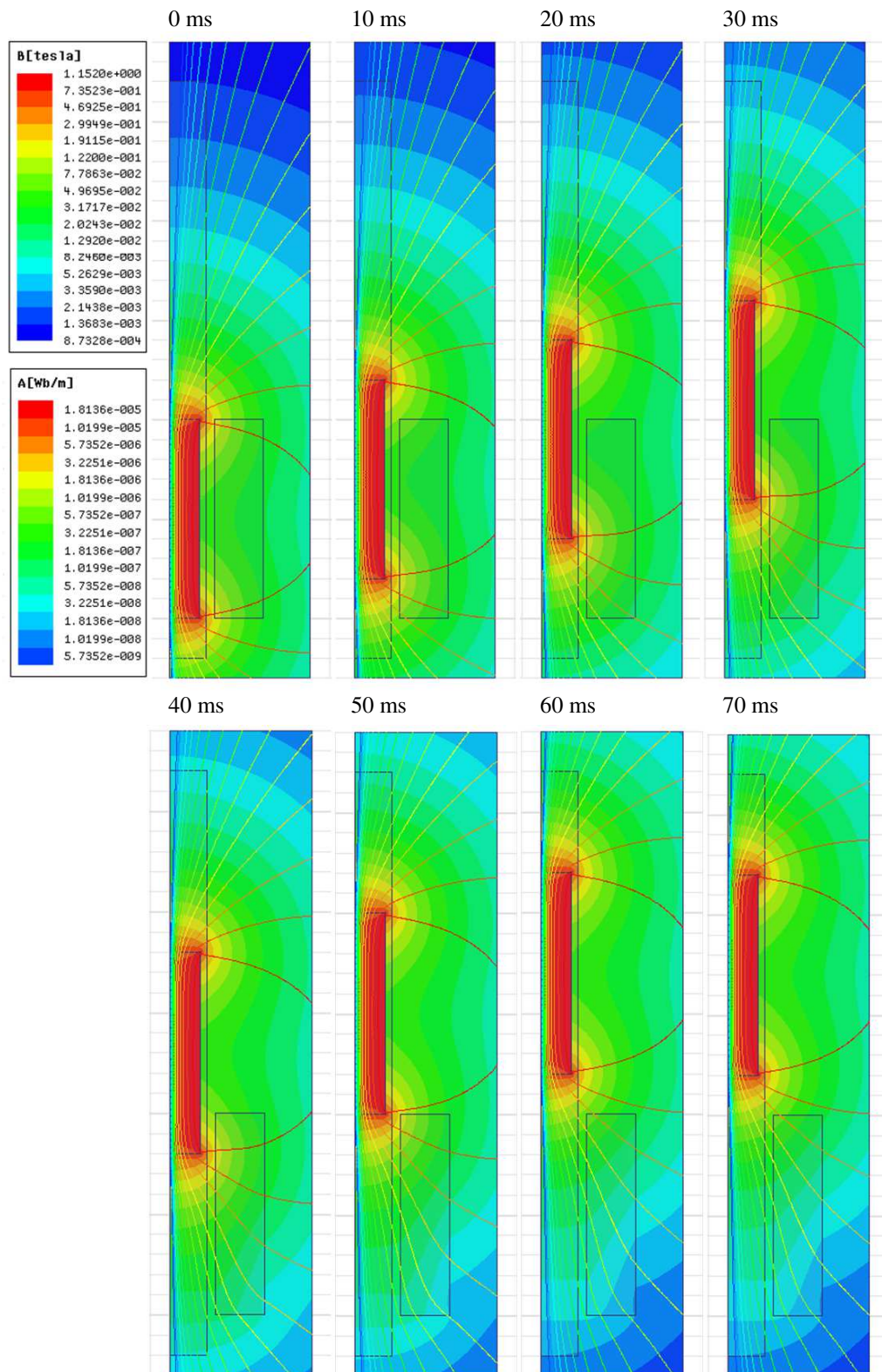
Rys. 55. Indukowany prąd w solenoidzie w funkcji: a) czasu, b) pozycji magnesu w solenoidzie, przy różnych prędkościach. Wyniki uzyskane z modelu numerycznego (MES) i modelu analitycznego w środowisku Matlab-Simulink (SIM)



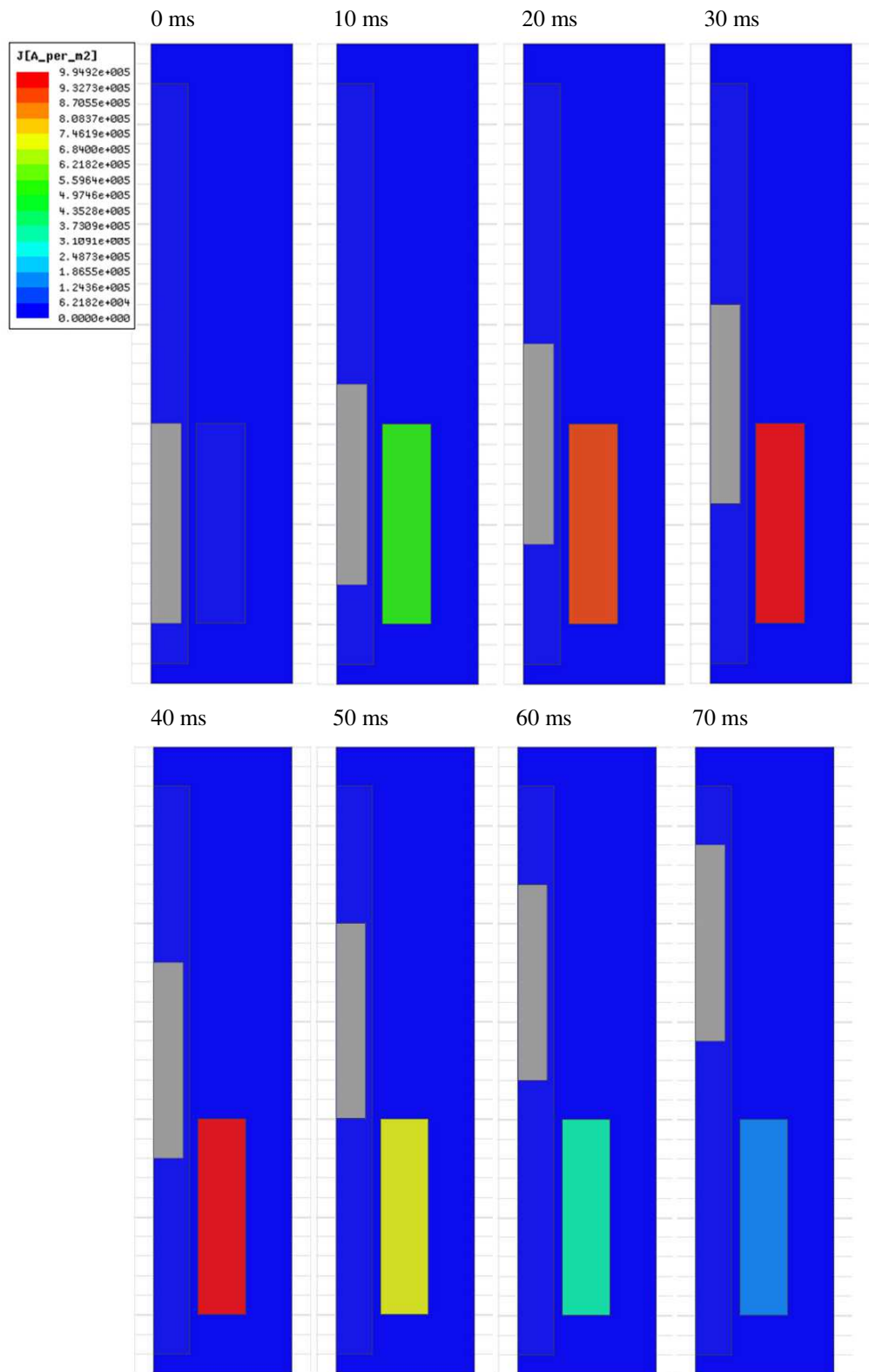
Rys. 56. Strumień magnetyczny w solenoidzie w funkcji a) czasu, b) pozycji magnesu w solenoidzie; dla różnych prędkości. Wyniki uzyskane z modelu numerycznego (MES) i modelu analitycznego w środowisku Matlab-Simulink (SIM)

Na podstawie analizy numerycznej, jak i symulacji modelu analitycznego określono indukowane napięcie w solenoidzie w funkcji czasu i pozycji magnesu (rys. 54). Określono także prąd indukowany w uzwojeniu solenoidu w dziedzinie czasu i pozycji magnesu (rys. 55), a także zależność strumienia magnetycznego w solenoidzie (rys. 56). Z rys. 53÷56 wynika, że model symulacyjny zbudowany w środowisku Matlab-Simulink daje bardzo zbliżone wyniki jak w przypadku analizy przeprowadzanej przy użyciu modelu numerycznego.

Na rys. 57 i 58 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej i strumienia magnetycznego, a także prąd indukowany w solenoidzie. Z uzyskanych rezultatów wynika, że indukowany prąd przy stałych prędkościach magnesu wewnątrz solenoidu osiąga maksymalną wartość, gdy magnes trwały jest wysunięty z solenoidu na odległość 35 mm.



Rys. 57. Rozkład indukcji magnetycznej i izolinii strumienia magnetycznego dla solenoidu i magnesu trwałego, przy prędkości stałej magnesu  $1 \frac{m}{s}$  i kroków czasowych; od lewej 0 ms, 10 ms, 20 ms, 30 ms, 40 ms, 50 ms, 60 ms i 70 ms



Rys. 58. Rozkład gęstości prądu  $A/m^2$  dla solenoidu i magnesu trwałego, przy stałej prędkości magnesu  $1 \frac{m}{s}$  i kroków czasowych; od lewej 0 ms, 10 ms, 20 ms, 30 ms, 40 ms, 50 ms, 60 ms i 70 ms

### 3.7. Analiza wpływu sił tarcia

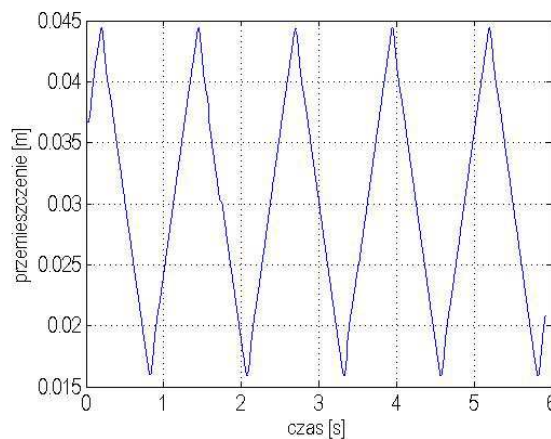
#### 3.7.1. Tarcie prowadnicy liniowej

W urządzeniu pozycjonującym, siła tarcia występuje pomiędzy prowadnicą liniową, a wózkiem liniowym suwaka, na której umieszczona jest część robocza urządzenia. Z uwagi na niskie opory tarcia jakie stawia rozpatrywany układ, do wyznaczenia współczynnika tarcia statycznego  $\mu_s$  została wykorzystana równia pochyła. Siła tarcia statycznego była wyznaczana przy zdemontowanym hamulcu elektromagnetycznym. Siła tarcia ma kierunek styczny do powierzchni zetknięcia, działając na każde z ciał, a jej zwrot jest przeciwny do zwrotu prędkości względem drugiego ciała. Z uwagi na fakt, że siła tarcia statycznego nie zależy od wielkości powierzchni styku i jest proporcjonalna do siły reakcji normalnej  $N$ , która jest równa sile nacisku, stosunek maksymalnej siły tarcia statycznego  $F_{TS}$  i siły reakcji  $N$  jest współczynnikiem tarcia statycznego.

$$\mu_s = \frac{F_{TS}}{N} \quad (3.19)$$

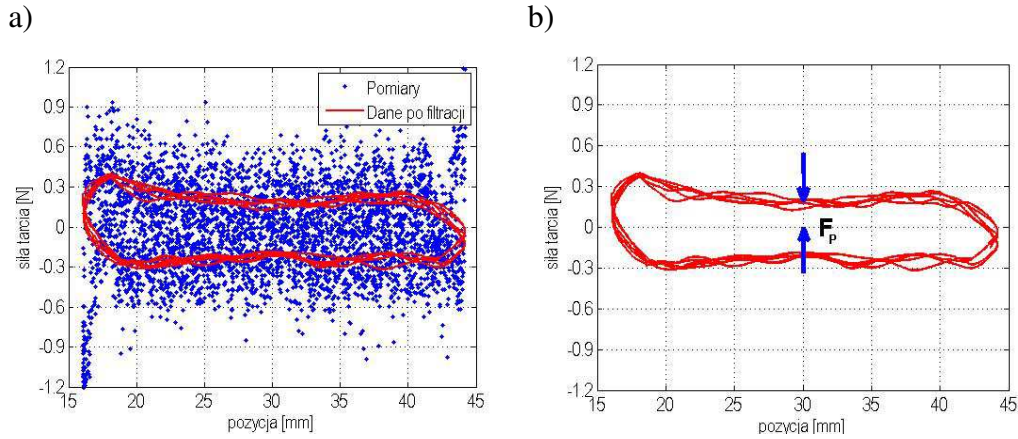
Wartość współczynnika tarcia  $\mu_s$  dla rozpatrywanego układu wynosi  $\mu_s = 0.1266$ . Siła tarcia statycznego  $F_{TS}$  w przypadku badanego układu z obciążeniem  $masq = 0.321 \text{ kg}$  wynosi  $F_{TS} = 0.3987 \text{ N}$ .

Zbadano także siłę tarcia poślizgowego kinetycznego w układzie przy użyciu wzbudnika drgań, którym generowany był ruch suwaka układu pozycjonującego ze stałymi prędkościami (rys. 59). Pomiaru dokonywano bez dołączonego do układu hamulca elektromagnetycznego. Na tej podstawie wyznaczono histerezę siły od tarcia kinetycznego występującą w układzie (rys. 60). Wartość siły tarcia kinetycznego jest równa połowie wartości histerezy. Sposób wyznaczenia wartości siły tarcia zilustrowano na rys. 60b. Czujnik pomiaru siły umieszczono pomiędzy obciążeniem wózka liniowego a wzbudnikiem drgań. Jako czujnik siły zastosowano czujnik tensometryczny KM302.



Rys. 59. Sygnał wymuszający o stałych prędkościach

Prędkość, przy której była wyznaczana siła tarcia kinetycznego, wynosiła  $v=2.8 \frac{m}{min}$ . Podjęto także próbę wyznaczania siły tarcia kinetycznego przy większych prędkościach z zastosowaniem powyższej metody. Jednakże ze względu na małe siły tarcia występujące w układzie, przy większych prędkościach sygnał otrzymywany z czujnika był na poziomie zakłóceń, co uniemożliwiało pomiar.



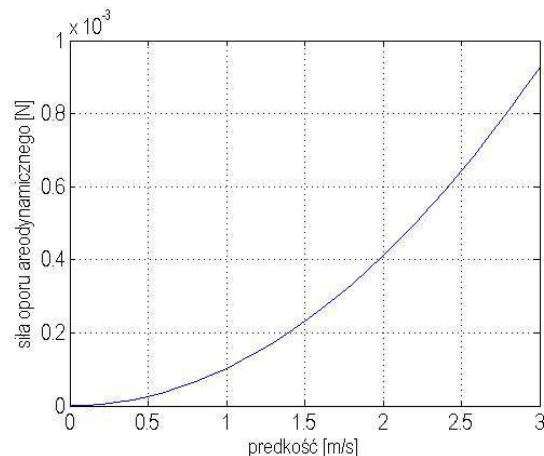
Rys. 60. Sposób wyznaczenia kinetycznej siły w funkcji przemieszczenia:  
a) pomiar, b) zaznaczona siła tarcia kinetycznego

Przeanalizowano także, czy opór aerodynamiczny części roboczej urządzenia wpływa na zmianę sił tarcia w układzie. Wyznaczono zatem siłę oporu dynamicznego  $F_{od}$  badanego napędu w celu sprawdzenia, czy model tarcia powinien uwzględniać zmianę współczynnika tarcia kinetycznego w funkcji prędkości zgodnie z wzorem:

$$F_{od} = c \cdot A \cdot \frac{\rho \cdot v^2}{2} \quad (3.20)$$

gdzie  $c$  jest współczynnikiem siły oporu,  $A$  – powierzchnią rzutu ciała na płaszczyznę prostopadłą do wektora prędkości ciała,  $\rho$  jest gęstością powietrza,  $v$  to prędkość układu.

W związku z tym, że napęd może pracować z prędkościami części roboczej dochodzącymi do  $3 \frac{m}{s}$  rozważano zakres prędkości od  $v=0$  do  $v=3 \frac{m}{s}$ . Współczynnik oporu  $c$  przyjęto jako równy wartości 1. Gęstość powietrza  $\rho$  przyjęto dla powietrza suchego, w temperaturze  $T=24 \text{ } ^\circ\text{C}$  i ciśnieniu  $P=100 \text{ kPa}$ , jako równe  $\rho = 1.168 \frac{kg}{m^3}$ .



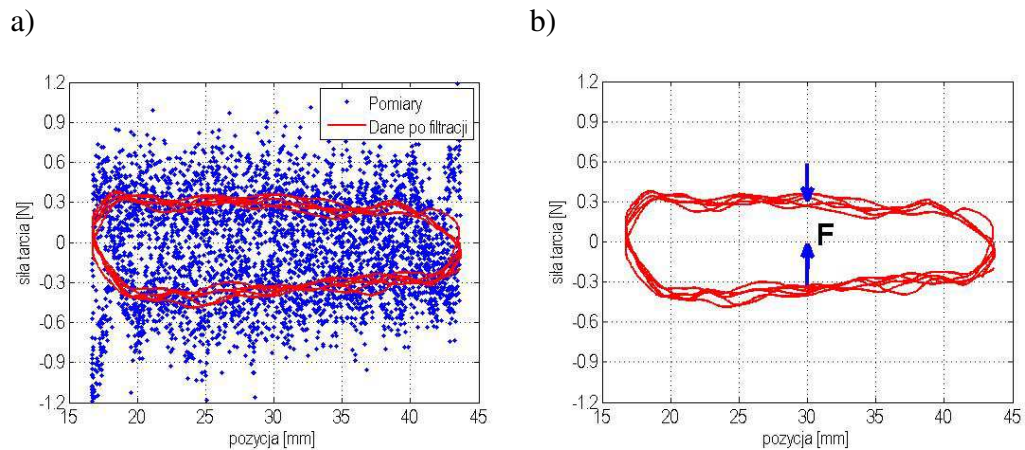
Rys. 61. Zależność siły oporu aerodynamicznego suwaka w funkcji jego prędkości

Z otrzymanej zależności siły oporu aerodynamicznego w funkcji prędkości elementu roboczego (rys. 61) wynika, iż przy prędkości maksymalnej równej  $3 \frac{m}{s}$  siła oporu jest równa tylko  $F_{od} = 0.0093 N$ . Można ją więc pominąć w dalszym modelowaniu i przyjąć zasadne uproszczenie, że siła tarcia poślizgowego jest niezależna od prędkości i wynosi w przypadku zastosowanej prowadnicy  $F_{TKP} = 0.2 N$ .

### 3.7.2. Tarcie w hamulcu elektromagnetycznym

Pomimo zredukowania siły przyciągania prowadnicy hamulca do magnetowodu hamulca przy wartości prądu  $I=0.18 A$  do wartości bliskiej zero, występuje ślizganie się prowadnicy po magnetowodzie, co skutkuje występowaniem siły tarcia poślizgowego kinetycznego  $F_{TKH}$ .

Zbadano wpływ siły tarcia na działanie układu i określono drogą eksperymentalną jej wartość. W związku z tym, że w prowadnica styka się z magnetowodem hamulca elektromagnetycznego, rozpatrywano jedynie siłę tarcia poślizgowego podczas wymuszenia ruchu prowadnicy. Prędkość, przy której była wyznaczana siła tarcia kinetyczna wynosiła  $v=2.8 \frac{m}{min}$ , to jest tyle samo jak podczas badania sił tarcia związanych z prowadnicą i wózkiem liniowym. Na podstawie przeprowadzonych badań otrzymano histerezę z czujnika siły, dzięki czemu możliwe było wyznaczenie wartości siły tarcia kinetycznego w układzie. Na rys. 62 pokazano wyniki z przeprowadzonego eksperymentu.



Rys. 62. Sposób wyznaczenia kinetycznej siły tarcia  $F_{TKH}$  w funkcji przemieszczenia dla hamulca elektromagnetycznego; a) pomiar, b) zaznaczona siła tarcia kinetycznego

Siła tarcia  $F_{TKU}$ , która jest wartością wszystkich składowych sił tarcia występujących w układzie (wraz z prowadnicą i hamulcem) wynosi  $F_{TKU}=0.3 N$ , zaś siła tarcia powstająca w hamulcu  $F_{TKH}$ :

$$F_{TKH} = F_{TKU} - F_{TKP} \quad (3.21)$$

gdzie  $F_{TKU}$  to siła tarcia kinetycznego całego układu,  $F_{TKP}$  to siła tarcia kinetycznego pochodząca od wózka liniowego i prowadnicy liniowej.

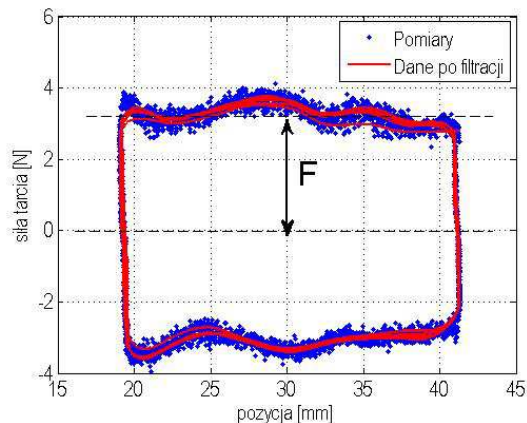
Wobec powyższego siła tarcia kinetycznego pochodząca od hamulca wynosi jedynie  $F_{TKH}=0.1\text{ N}$ . Dla całego układu podczas jego ruchu, będzie rozważana siła tarcia kinetycznego  $F_{TKU}=0.3\text{ N}$ .

W pracy założono, że siła tarcia kinetycznego w badanym układzie nie zależy od prędkości. Można więc przyjąć, że stosunek siły tarcia kinetycznego  $F_{TKU}$  i siły reakcji  $N$  jest współczynnikiem tarcia kinetycznego (3.22) i wynosi  $\mu_k=0.0953$ .

$$\mu_k = \frac{F_{TKU}}{N} \quad (3.22)$$

Na podstawie danych z eksperymentu, jak i modelu numerycznego zbudowano model symulacyjny w środowisku Matlab-Simulink, gdzie siła tarcia jest zależna od stanu układu. Przyjęto arbitralnie, że przy prędkości w granicach od 0 do  $0.001\frac{\text{m}}{\text{s}}$  występuje tarcie statyczne równe  $F_{TS}=0.3987\text{ N}$ , natomiast po przekroczeniu prędkości  $0.001\frac{\text{m}}{\text{s}}$  występuje tarcie kinetyczne, niezależne od prędkości i wynosi  $F_{TKU}=0.3\text{ N}$ . Model symulacyjny przedstawiono w załączniku nr 1 rys. 6.

Przeprowadzono także badania mające na celu określenie wartości siły tarcia kinetycznego występującej w układzie przy prądzie w uzwojeniu hamulca równym  $I=0\text{ A}$ . W tym przypadku siła tarcia od hamulca w rozpatrywanym układzie jest równa  $F=3\text{ N}$ . Jest to wartość mniejsza niż analizowana wcześniej siła przyciągania przewodnicy do hamulca (rys.31). Zilustrowana na rys. 63 siła tarcia kinetycznego w przypadku hamulca elektromagnetycznego przy prądzie w uzwojeniu  $I=0\text{ A}$ , została wyznaczona tylko do celów poznawczych. Jest to maksymalna siła, która zapewnia pozostawanie suwaka w stanie spoczynku. W badanym układzie nie dopuszcza się, by występowała ona w trakcie ruchu elementu roboczego.



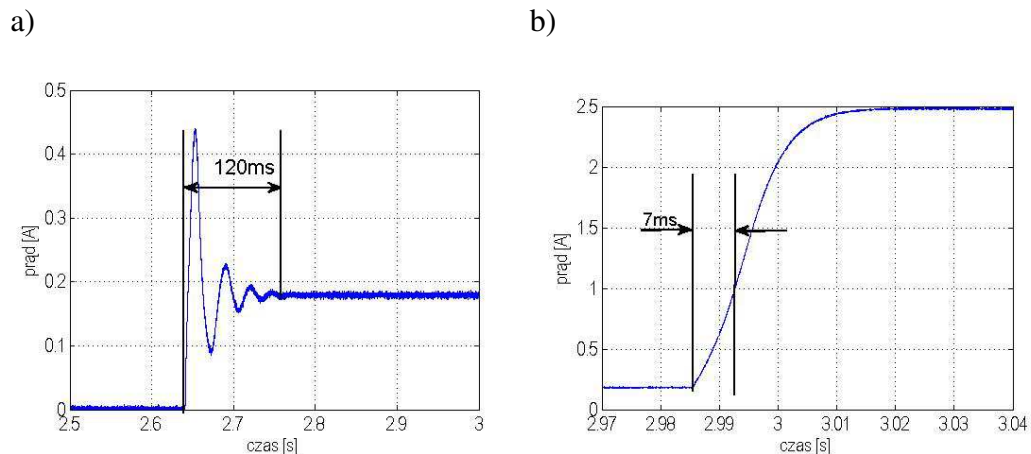
Rys. 63. Sposób wyznaczenia siły tarcia kinetycznego w funkcji przemieszczenia dla hamulca elektromagnetycznego przy braku zasilania

### 3.8. Sterowanie pracą hamulca elektromagnetycznego

Z uwagi na dużą indukcyjność magnetowodu w hamulcu elektromagnetycznym, jak i jej nieliniowość, zdecydowano się na sterowanie prądowe pracą hamulca. Takie podejście daje w krótkim czasie wartość oczekiwaną prądu ( $I=0.18\text{ A}$ ) w uzwojeniu pozwalając na redukcję siły hamującej do wartości minimalnej.

Sterowanie pracą hamulca elektromagnetycznego sprowadza się do pracy trójstanowej. Przy wartości prądu  $I=0\text{ A}$ , pozycjoner jest utrzymywany w bezruchu siłą hamulca elektromagnetycznego  $F=3\text{ N}$ . Przy wartości prądu  $I=0.18\text{ A}$ , siła tarcia w układzie wynosi  $F=0.3\text{ N}$ , a pozycjoner przy tej wartości może być pozycjonowany. Przy wartościach prądów  $I>0.18\text{ A}$  i  $I<0\text{ A}$ , następuje zwiększanie wartości siły tarcia w układzie.

Na rys. 64a zilustrowano ustalanie się prądu w hamulcu do wartości  $I=0.18\text{ A}$ , przy której siła przyciągania prowadnicy jest zredukowana do małej wartości. Jako układ stabilizacji prądowej zastosowano zasilacz z regulacją prądową (model NDN DF1723005DC), a moment załączenia napięcia sterowany był wyjściem TTL z karty kontrolnej systemu czasu rzeczywistego, poprzez tranzystor polowy POWER MOSFET (model IRFZ48N) [IRFZ]. Podczas sterowania prądowego stwierdzono, że jest możliwe ustabilizowanie wartości prądu w hamulcu na poziomie  $I=0.18\text{ A}$  w czasie  $t=120\text{ ms}$  (rys. 64a).



Rys. 64. Wartość prądu w funkcji czasu w hamulcu elektromagnetycznym:  
 a) przy stabilizacji prądowej do wartości 0.18 A,  
 b) przy dołączeniu źródła napięciowego o wartości 5 V

Gdy zachodzi potrzeba wyhamowania suwaka w czasie jak najkrótszym, zwiększane jest skokowo napięcie podawane na uzwojenie hamulca elektromagnetycznego, dzięki czemu prąd w uzwojeniu narasta szybko w początkowej fazie, co skutkuje wzrostem siły przyciągania prowadnicy do magnetowodu hamulca.

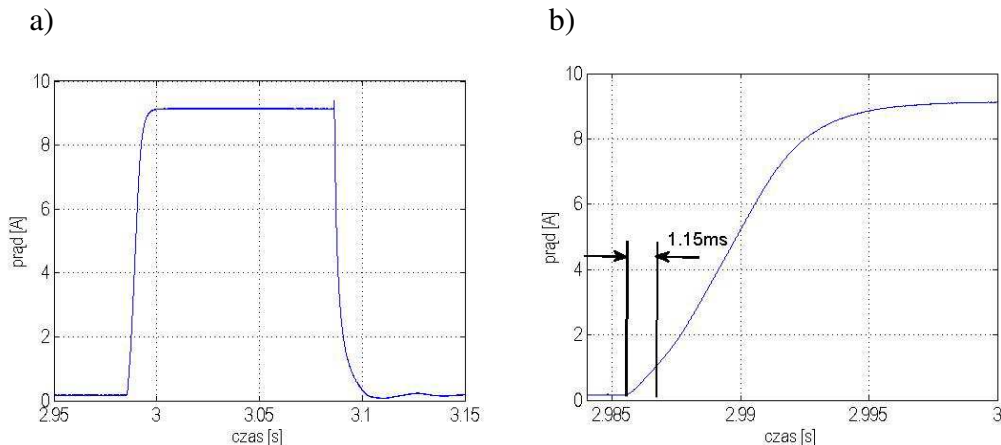
Zatrzymanie suwaka możliwe jest dzięki skokowemu zasileniu uzwojenia hamulca dużą wartością napięcia w początkowej fazie. Skutkuje to krótkim czasem narastania prądu do wartości gwarantującej dużą siłę przyciągania prowadnicy do magnetowodu



hamulca, a następnie redukcję wartości prądu do bezpiecznej wartości, która nie zniszczy uzwojenia hamulca. Proces narastania prądu w uzwojeniu hamulca w funkcji czasu od wartości  $I=0.18\text{ A}$  do wartości  $2.5\text{ A}$  pokazano na rys. 64b.

W celu zmniejszenia czasu narastania prądu w uzwojeniu hamulca elektromagnetycznego należy zwiększyć napięcie wzbudzające, dzięki czemu prąd może rosnąć do wartości zapewniającej zatrzymanie suwaka w czasie bliskim  $1\text{ ms}$ .

Na rys. 65 zilustrowano proces narastania prądu przy załączeniu dodatkowego źródła napięciowego. W prezentowanym przykładzie natężenie prądu w cewce z wartości  $I=0.18\text{ A}$  narasta do wartości  $I=1\text{ A}$  w czasie  $t=1.15\text{ ms}$ . Po stanie nieustalonym wartość prądu stabilizuje się przy wartości  $I=9.13\text{ A}$  (rys. 65b). Takie podejście sprawdza się dobrze w praktyce, jednakże duża wartość prądu (ponad  $9\text{ A}$ ) powoduje duże straty ciepłne i szybki wzrost rezystancji uzwojenia hamulca. Z tego względu w przeprowadzanych na stanowisku eksperymentalnym badaniach w celu wyhamowania pozycjonera zastosowano procedurę, w której prąd w stanie ustalonym osiąga wartość  $2.5\text{ A}$  (rys. 64b).



Rys. 65. Prąd w funkcji czasu przy załączeniu hamulca elektromagnetycznego w czasie hamowania układu: a) wartość prądu w uzwojeniu hamulca, b) krzywa narastania prądu z zaznaczonym czasem narastania prądu do wartości  $I=1\text{ A}$

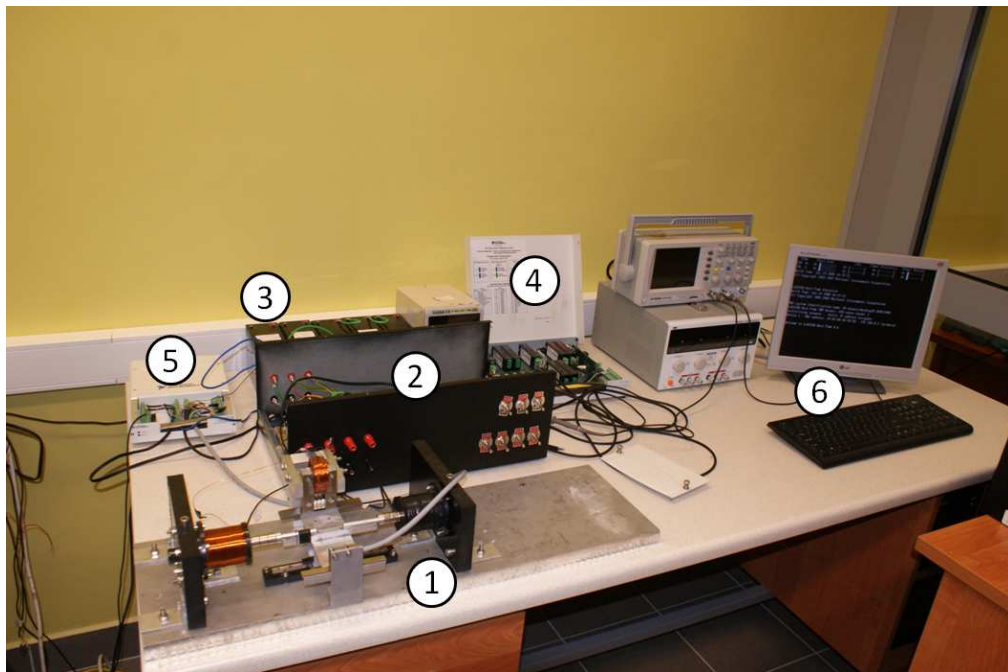
Podczas ruchu suwaka, ustalony prąd o wartości  $I=0.18\text{ A}$  w układzie hamulcowym skutkuje małą wartością siły tarcia. Gdy proces ruchu układu pozycjonującego jest zakończony, załączany jest hamulec.

Prąd o ustalonej wartości nie może jednak płynąć nieprzerwalnie w cewce hamulca, gdyż powoduje to znaczne wydzielanie się ciepła w układzie zgodnie z prawem Joule'a-Lenza. Z tego względu po zatrzymaniu się suwaka, prąd w hamulcu może zostać zmniejszony do wartości  $I=1\text{ A}$ . Wówczas gęstość prądu w uzwojeniu wynosi  $3.15 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$ , co jest wartością bezpieczną dla uzwojenia [Prac\_06] i może płynąć nieprzerwalnie, bez ryzyka przegrzania układu. Wartość siły generowanej w tym przypadku wynosi  $10\text{ N}$ .

## Rozdział IV. Modelowanie urządzenia pozycjonującego i ograniczników ruchu

### 4.1. Opis stanowiska pomiarowego

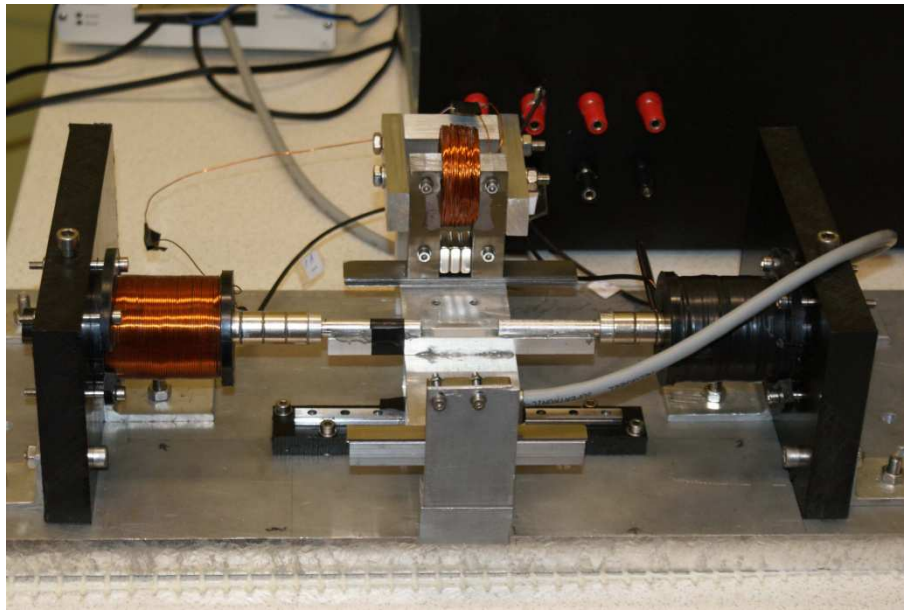
Do akwizycji danych na stanowisku pomiarowym (rys. 66, 67) wykorzystywano kartę kontrolno-pomiarową firmy National Instruments NI-USB 6259. Do sterowania pracą siłownika elektromagnetycznego zastosowano system czasu rzeczywistego z wbudowaną kartą kontrolno-pomiarową National Instruments NI-PCI-6251. Sygnał generowany z systemu czasu rzeczywistego wzmacniano za pomocą zbudowanego na potrzeby niniejszej pracy wzmacniacza wysokoprądowego przy wykorzystaniu wzmacniaczy operacyjnych BurrBrown OPA549 [Burr\_05]. W celu zapewnienia analogowego sterowania zbudowano wzmacniacz wysokoprądowy oparty o układy OPA549 (specyfikacja w załączniku nr 3). Jako miernik pozycji wykorzystano czujnik liniowy magnetyczny GC-MK2 (rys. 68) [Gema]. Wybór czujnika podyktowany był m.in. bezstykowym charakterem pracy (brak niepożądanych sił tarcia), możliwością pracy z prędkościami dochodzącymi do  $25 \frac{m}{s}$  i dokładnością odczytu pozycji do  $1 \mu m$ .



Rys. 66. Widok stanowiska pomiarowego

Stanowisko pomiarowe składa się z następujących komponentów:

- 1) siłownik elektromagnetyczny wraz z hamulcem elektromagnetycznym (rys. 67),
- 2) wzmacniacz wysokoprądowy (OPA 549) [Burr\_05],
- 3) źródło zasilania (pakiet akumulatorów żelowych),
- 4) moduł zewnętrzny karty pomiarowo-kontrolnej pracującej w systemie czasu rzeczywistego,
- 5) karta pomiarowa NI USB-6259,
- 6) komputer czasu rzeczywistego wraz z kartą kontrolno pomiarową NI-PCI 6251.



Rys. 67. Napęd pozycjonujący wraz z hamulcem elektromagnetycznym



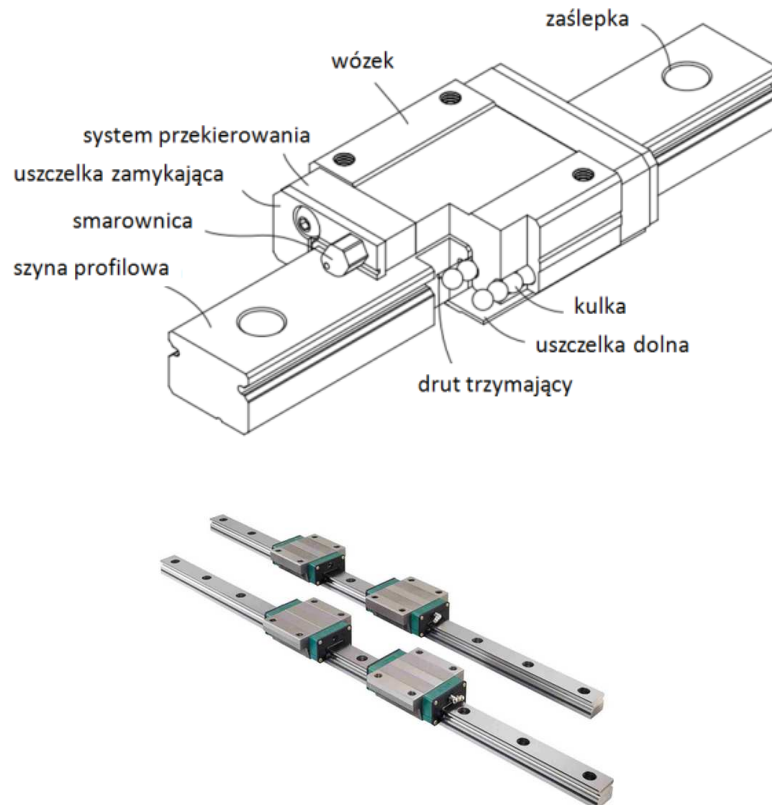
Rys. 68. Głowica magnetyczna czujnika pozycji GC-MK2 wraz z taśmą magnetyczną pomiarową

Przy pomiarach sił generowanych w urządzeniu pozycjonującym wykorzystano tensometryczny czujnik siły KM302 firmy Megatron (rys. 69a) o zakresie pomiarowym od 0 do 50 N, oraz czujnik siły piezoelektryczny EMS20-200 (rys. 69b) o zakresie pomiarowym od 0 do 200 N (specyfikacje w załączniku nr 2).

Ruch liniowy (roboczy) suwaka zawierającego magnesy trwale możliwy był dzięki zastosowaniu prowadnicy liniowej z wózkiem liniowym firmy HIWIN seria MG (rys. 70).



Rys. 69. Czujniki siły używane na stanowisku badawczym:  
a) czujnik tensometryczny KM302, b) czujnik piezoelektryczny EMS20-200N



Rys. 70. Prowadnica liniowa wraz z wózkiem liniowym seria MG

W przypadku pracy urządzenia w układzie zamkniętym, przy wykorzystaniu regulatora PID, wypracowywana na podstawie sygnału z czujnika drogi wartość regulacyjna (sygnał sterujący) w systemie czasu rzeczywistego nie może przekraczać wartości czasu 1ms. W przypadku sterowania w układzie otwartym, gdzie ruch biegnika jest realizowany za pomocą zdefiniowanych wcześniej funkcji sterujących, sygnał sterujący (napięcie) jest próbkowany co 1ms.

## 4.2. Modelowanie urządzenia pozycjonującego

Zaproponowany w pracy model fizyczny analizowanego układu, w którym występuje szereg nieliniowości można opisać za pomocą równań różniczkowych. Model opisuje działanie siłownika w stanach nieustalonych.

Równanie ruchu części roboczej w układzie pozycjonującym przyjmuje postać:

$$\ddot{x} = \frac{1}{m}(F_1(x) - F_2(x) + F_T) \quad (4.1)$$

gdzie  $x$  to pozycja suwaka w napędzie,  $m$  to masa suwaka (elementu roboczego),  $F_1$  i  $F_2$  – siły działające na magnesy pochodzące od solenoidów,  $F_T$  to siła tarcia poślizgowego występującego w układzie.

Siły  $F_1$  i  $F_2$  powstają w wyniku generowania pola magnetycznego przez solenoidy. Działają one na magnesy trwale powodując wypychanie ich ze swego wnętrza. Siłę tarcia poślizgowego  $F_T$  można opisać następująco:

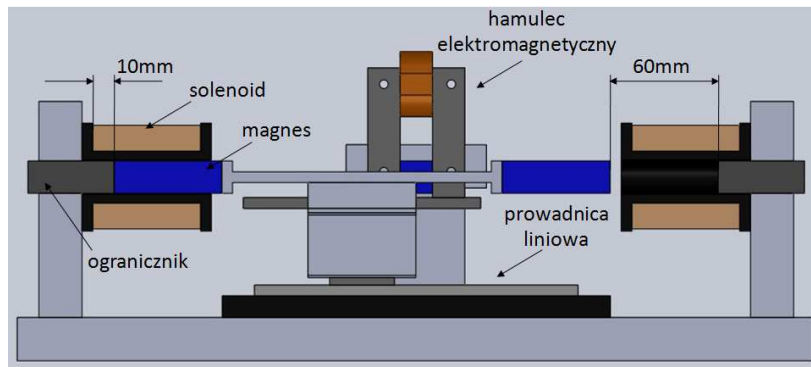
gdy:

$$\dot{x} < 0.001 \left[\frac{m}{s}\right] \quad \rightarrow \quad F_{TS} = \mu_s N \quad (4.2)$$

gdy:

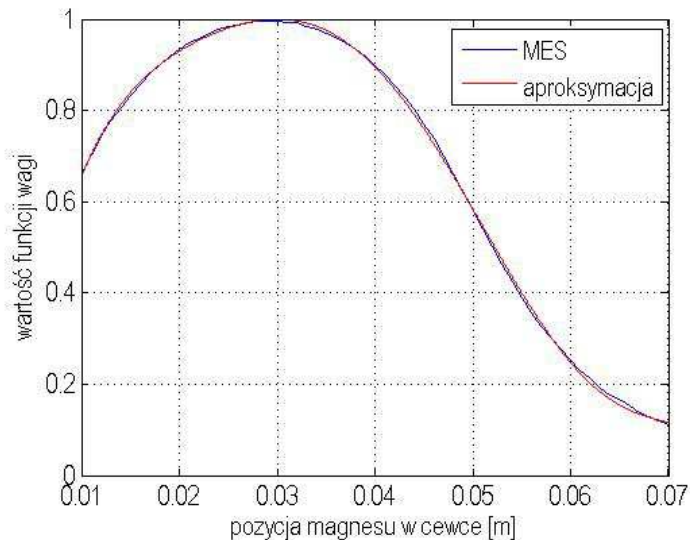
$$\dot{x} \geq 0.001 \left[\frac{m}{s}\right] \quad \rightarrow \quad F_{TKU} = \mu_k N \quad (4.3)$$

Z uwagi na nieliniową charakterystykę działania siły na magnesy trwale będące w polu magnetycznym solenoidów, wprowadzono funkcję wagową  $weight(x)$ , która w modelu matematycznym została zaimplementowana jako wielomian stopnia szóstego. Charakter funkcji został określony na podstawie badań eksperymentalnych i symulacji modelu numerycznego w środowisku *ANSYS ANSOFT Maxwell 13*. Funkcja  $weight_2(x)$  jest „zwierciadlanym odbiciem” funkcji  $weight_1(x)$ . Wynika to z faktu, iż w czasie gdy lewy magnes trwały jest „wypychany” z pola magnetycznego lewego solenoidu, prawy magnes „chowa się” w solenoidzie prawym. Napęd zbudowany został w taki sposób, że gdy lewy magnes jest wysunięty z lewego solenoidu na odległość 10 mm, to prawy magnes trwały jest wysunięty względem prawego solenoidu o 60 mm (rys. 71).



Rys. 71. Wygląd urządzenia pozycjonującego w pozycji początkowej  $x_p$

Za pozycję  $x$  równą 0 uważa się położenie, w którym magnes trwały w lewym solenoidzie jest wysunięty na odległość 10 mm (pozycja ograniczona ogranicznikiem ruchu). Reprezentacja graficzna funkcji wagowej w dziedzinie pozycji magnesu w solenoidzie, wraz z jej aproksymacją została pokazana na rys. 72.



Rys. 72. Wartość funkcji wagi w zależności od pozycji magnesu w solenoidzie, w przypadku wyników otrzymanych poprzez analizę MES i z modelu analitycznego w środowisku Matlab-Simulink

Siły wypychające magnesy generowane przez pole magnetyczne solenoidów można przedstawić następująco:

$$F_1 = k_w i_1 \text{weight}_1(x) \quad (4.4)$$

$$F_2 = k_w i_2 \text{weight}_2(x) = k_w i_2 \text{weight}_1(0.05 - x) \quad (4.5)$$

gdzie  $F_{1,2}$  to siły działające na magnesy trwałe będące w polu magnetycznym solenoidów,  $k_w$  – stała wyznaczona na podstawie eksperymentu,  $i_{1,2}$  to chwilowa

wartość prądu w solenoidzie,  $weight(x)$  – funkcja wagowa w zależności od pozycji magnesu w solenoidzie.

Ruch magnesów trwałych w solenoidach powoduje generowanie siły elektromotorycznej zgodnie z prawem Faradaya. Napięcia indukowane w solenoidach wynoszą odpowiednio:

$$U_{in1} = -\frac{d\psi_1(x, i)}{dt} \quad U_{in2} = -\frac{d\psi_2(x, i)}{dt} \quad (4.6)$$

gdzie  $U_{in}$  to indukowana siła elektromotoryczna w voltach,  $\Psi$  – to strumień indukcji magnetycznej przepływający przez powierzchnię solenoidu zależny od pozycji magnesu  $x$  i prądu w obwodzie  $i$ .

Dodatkowo, poprzez zmianę prądu w czasie, w obwodzie powstaje siła elektromotoryczna samoindukcji, która przeciwstawia się zmianom natężenia prądu elektrycznego w solenoidzie. Zjawisko to można opisać następująco:

$$\dot{i}_{s1} = \frac{1}{L(x)_1} (U_1 - i_{s1} R_1(T)) \quad \dot{i}_{s2} = \frac{1}{L(x)_2} (U_2 - i_{s2} R_2(T)) \quad (4.7)$$

gdzie  $L(x)_{1,2}$  to wartość indukcyjności solenoidu zależna od pozycji magnesu w solenoidzie,  $U$  to wartość napięcia w obwodzie,  $i$  to chwilowa wartość prądu,  $R$  jest rezystancją uzwojenia solenoidu zależną od temperatury  $T$ .

Znając zależność strumienia skojarzonego z cewką w funkcji pozycji magnesu w cewce, można określić indukowane napięcie  $U_{in}$  pod wpływem prędkości zmian strumienia magnetycznego  $\Psi$ . W modelu symulacyjnym Matlab-Simulink zależność strumienia magnetycznego w funkcji położenia magnesu dla napędów  $\Psi(x)$  została zaimplementowana jako wielomian stopnia piątego.

Prąd indukowany w obwodzie pod wpływem ruchu magnesu w solenoidzie to:

$$i_{in1} = \frac{U_{in1}}{R_1(T)} \quad i_{in2} = \frac{U_{in2}}{R_2(T)} \quad (4.8)$$

Całkowity bilans prądowy badanego obwodu przyjmuje postać:

$$i_1 = i_{s1} - i_{in1} \quad i_2 = i_{s2} - i_{in2} \quad (4.9)$$

Pobrana energia elektryczna w układzie jest wyliczana z następującej zależności:

$$E = \int_{t=0}^{t=t_k} u_1(t) i_1(t) dt + \int_{t=0}^{t=t_k} u_2(t) i_2(t) dt \quad (4.10)$$

gdzie  $u_{1,2}$  to chwilowe wartości napięcia w lewym i prawym solenoidzie,  $i_{1,2}$  to chwilowe wartości prądu,  $t_k$  to czas końcowy zasilania urządzenia.

### 4.3. Modelowanie ograniczników ruchu

W badanym urządzeniu pozycjonującym jako ograniczniki ruchu zastosowano materiał polikaprolaktam (inne nazwy: Nylon 6, PA6), charakteryzujący się dużą sztywnością i udarnością. Z uwagi na brak charakterystyk wybranego materiału, nie było możliwe określenie współczynników sprężystości i tłumienia materiału w przypadku, gdy magnes trwały uderza w ogranicznik ruchu.

W związku z powyższym, przy modelowaniu zderzenia magnesu trwałego o ogranicznik, postępuje się zgodnie z zasadą zachowania pędu układu, porównując całkowity pęd przed zderzeniem z całkowitym pędem układu po zderzeniu. Przeprowadzono szereg pomiarów, mających na celu określenie różnicy pędu suwaka przed zderzeniem i po zderzeniu z ogranicznikiem ruchu, dzięki czemu możliwe było wyznaczenie współczynnika restytucji:

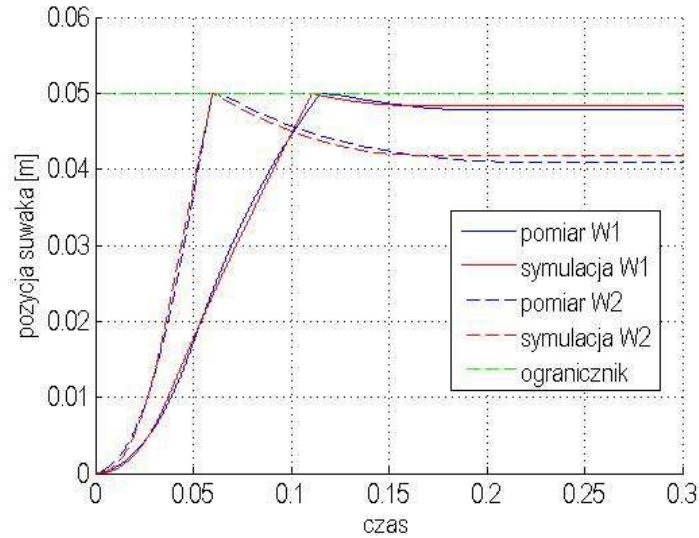
$$P_1\rho = P_2 \quad (4.11)$$

gdzie  $\rho$  jest współczynnikiem restytucji odbicia (sprawnością odbicia),  $P_1$  to pęd układu przed zderzeniem, a  $P_2$  to pęd układu po zderzeniu.

W związku z tym, że w napędzie występują dwa ograniczniki ruchu dla lewego magnesu i prawego i oba wykonane zostały z tego samego materiału, w pracy przedstawiono wyniki jedynie dla prawej części napędu.

Układ przebadano zgodnie z następującą procedurą. W solenoidzie lewym zadano sygnał wymuszający W1 w postaci napięcia o wartości  $U=13.5\text{ V}$  i czasie trwania  $t=35\text{ ms}$  oraz sygnał W2 o wartości  $U=27\text{ V}$  i czasie trwania  $t=35\text{ ms}$ . Prawy solenoid nie był zasilany. Następnie zebrano dane w postaci wartości przemieszczenia suwaka uderzającego w ogranicznik. Na podstawie pomiaru prędkości przed uderzeniem w ogranicznik i po uderzeniu określono współczynnik restytucji  $\rho=0.12$ . Do modelu symulacyjnego (Matlab-Simulink) wprowadzono zależność opisującą dyssypację energii układu, po uderzeniu w ogranicznik. Następnie przeprowadzono symulację, której celem było porównanie modelu symulacyjnego z modelem rzeczywistym. Wyniki symulacji porównano z wynikami z eksperymentu, a ich reprezentację graficzną przedstawiono na rys. 73.





Rys. 73. Zależność pozycji suwaka od czasu podczas zderzenia suwaka z ogranicznikiem, w przypadku sygnału wymuszającego W1 i W2

Jako miarę korelacji przyjęto współczynnik korelacji Pearsona, określający poziom zależności liniowej między sygnałami. Estymator współczynnika korelacji liniowej zdefiniowany jest następująco [Cohe\_88]:

$$R_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}}, R_{xy} \in [-1,1] \quad (4.12)$$

Współczynnik korelacji odpowiedzi układu przy sygnale wymuszającym W1 jest równy  $R_{W1} = 0.9993$ , a przy sygnale wymuszającym W2 wynosi  $R_{W2} = 0.9979$ .

# Rozdział V. Optymalizacja i weryfikacja procesu sterowania urządzeniem pozycjonującym

## 5.1. Sterowanie w pętli sprzężenia zwrotnego

### 5.1.1. Wprowadzenie

Do sterowania układem pozycjonującym wykorzystano regulator PID pracujący w strukturze równoległej. Schemat regulatora został przedstawiony na rys. 74. Regulatory PID mogą pracować w każdym procesie, gdzie mamy do czynienia z wartością mierzoną  $PV$ , wartością nastawy  $SP$  i wartością regulacji  $MV$ , która jest zależna od błędu  $e$  pomiędzy  $SP$  i  $PV$ . Sterownik działa w oparciu o składniki P, I, D i za ich pomocą wylicza wartość manipulacyjną (regulacyjną):

$$MV(t) = P_{wy} + I_{wy} + D_{wy} \quad (5.1)$$

gdzie  $P_{wy}$  to składnik proporcjonalności,  $I_{wy}$  to człon całkujący wyjścia,  $D_{wy}$  to człon różniczkowy.

Człon proporcjonalny wpływa bezpośrednio na wyjście regulatora, proporcjonalnie do bieżącej wartości uchybu:

$$P_{wy} = K_p e(t) \quad (5.2)$$

gdzie  $K_p$  to wzmacnienie członu proporcjonalnego,  $e$  to wartość uchybu.

Zatem duże wzmacnienie wpływa na dużą zmianę wyjścia w stosunku do uchybu. Jeśli wzmacnienie stanie się zbyt duże, układ pozycjonujący będzie zachowywał się niestabilnie i wpadnie w oscylacje. Zbyt małe wzmacnienie z kolei spowoduje małe wysterowanie wyjścia.

Człon całkujący jest proporcjonalny zarówno do amplitudy, jak i czasu trwania uchybu:

$$I_{wy} = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (5.3)$$

gdzie  $K_i$  to wzmacnienie członu całkującego.

Dodawanie błędu uchybu w czasie daje całkowitą wartość, która pomnożona przez stałą  $K_i$  powinna być dodana do wartości  $MV$ , aby całkowicie wyeliminować błąd regulacji.

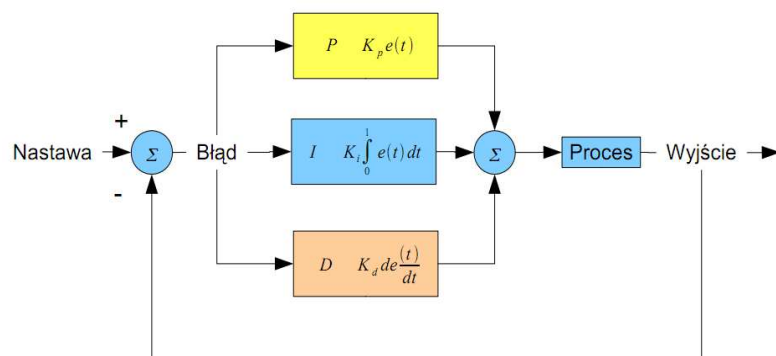
Składnik różniczkujący, działa tylko wtedy, gdy zmienia się uchyb:

$$D_{wy} = K_d \frac{de}{dt} \quad (5.4)$$

gdzie  $K_d$  to wzmocnienie członu różniczkującego.

W przypadku, gdy wartość zadana jest stała, uchyb zmienia się jedynie wówczas, gdy zmienna procesowa zaczyna się od niego oddalać. Jest to szczególnie pomocne, gdy poprzednie działania regulatora spowodowały, że zmienna osiąga wartość nastawy zbyt szybko. Spowolnienie wywołane przez akcję różniczkową zmniejsza prawdopodobieństwo przeregulowania i niestabilności regulatora wzmocnienia całkującego. Jeśli działanie różniczkujące jest wyjątkowo silne, może wywołać takie spowolnienie akcji regulacyjnej, że samo powoduje przeregulowanie. Ten efekt szczególnie widać w urządzeniach, które szybko reagują na działania regulatora, takich jak silniki elektryczne, elektromagnesy i solenoidy [Kawk\_08].

W ciągu ostatnich lat opracowano wiele różnych technik do wybierania optymalnych nastaw członów proporcjonalnych, całkujących i różniczkowych regulatorów PID. Obecnie istnieje niemal 200 metod naukowych doboru tych nastaw [Hagg\_95]. W niniejszym punkcie pracy przedstawiono przykład zastosowania algorytmu genetycznego do doboru optymalnych nastaw klasycznego regulatora PID, przy sterowaniu nieliniowym układem pozycjonującym, pracującym w pętli sprzężenia zwrotnego.



Rys. 74. Regulator typu PID działający w strukturze równoległej

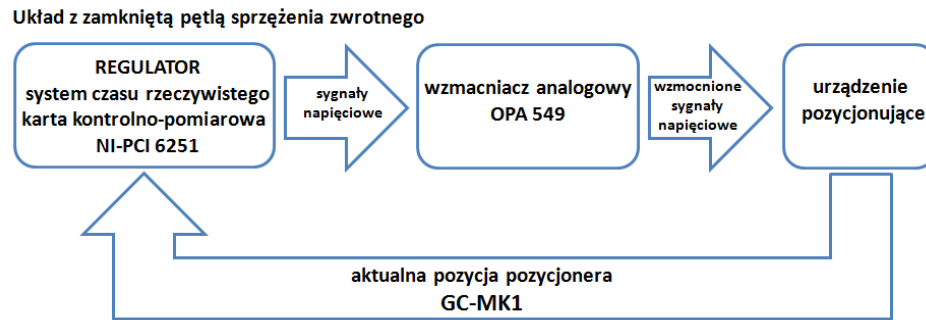
Z uwagi na nieliniowy charakter pracy siłownika przy wyznaczaniu nastaw regulatora typu PID, trzeba wziąć pod uwagę, że wyznaczone optymalne nastawy regulatora w przypadku określonego ruchu siłownika np. z punktu A do punktu B, będą optymalne jedynie dla tego ruchu. Te same nastawy regulatora w przypadku ruchu z pozycji B do C nie będą już optymalne, a tym samym niezbędne staje się wyznaczenie od nowa nastaw regulatora PID.

W poniżej przedstawionych przykładach pokazano, w jaki sposób dobierane są nastawy regulatora PID, przy zadanych ustawieniach układu pozycjonującego.

Dobór nastaw regulatora PID został przeprowadzony przy wykorzystaniu algorytmu genetycznego. Takie postępowanie daje dobre wyniki w krótkim czasie i jest szeroko stosowane m.in. w pracach [Jing\_06], [Elba\_08], [Bode\_01], [Zang\_06], [Ding\_98].

Wszystkie symulacje i eksperymenty w przypadku sterowania w pętli sprzężenia zwrotnego, przy wykorzystaniu regulatora PID, były realizowane przy „zwolnionym” hamulcu elektromagnetycznym, czyli prąd w uzwojeniu hamulca był stabilizowany na wartość  $I=0.18\text{ A}$ .

Wygenerowane z modelu symulacyjnego funkcje napięciowe są wzmacniane za pomocą wzmacniacza analogowego (OPA549) i podane na uzwojenia solenoidów w obu napędach urządzenia pozycjonującego, sygnałem zwrotnym jest aktualna pozycja pozycjonera (rys. 75).



Rys. 75. Schemat sterowania urządzeniem pozycjonującym w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego

### 5.1.2. Sygnał skoku jednostkowego

Szukane są wartości nastaw regulatora PID, dzięki którym odpowiedź modelu na skok jednostkowy z pozycji początkowej równej  $x_p=0\text{ m}$  do pozycji zadanej równej  $x_k=45\text{ mm}$ , będzie spełniać zadane ograniczenia (rys. 76):



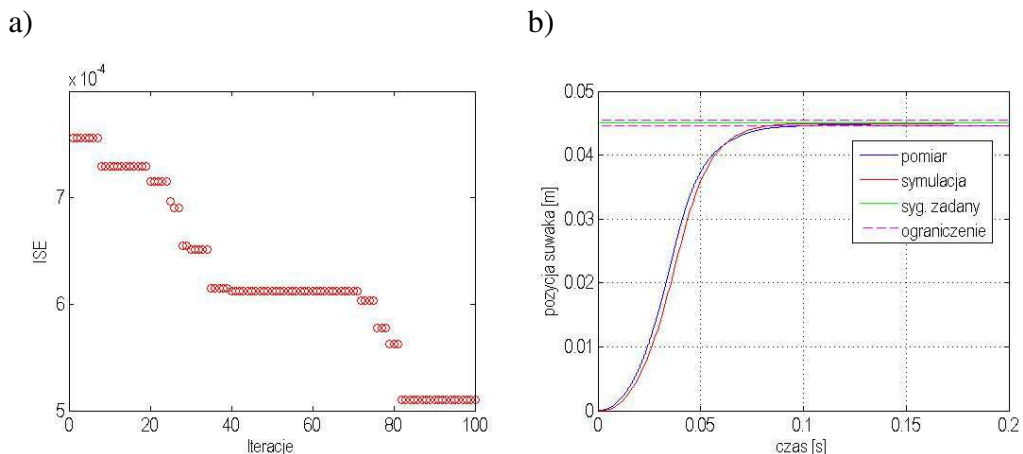
Rys. 76. Ograniczenia przy dobieraniu nastaw regulatora w celu określenia odpowiedzi układu na skokowe wymuszenie

- czas ruchu suwaka do pozycji ustalonej wynosi  $t < 0.1$  s,
- maksymalny błąd w pozycji ustalonej wyniesie  $e < 1$  %,
- czas narastania do wartości 80 % wymuszenia będzie krótszy niż 75 % czasu całkowitego,
- przeregulowanie ma wynosić mniej niż 2 %.

W przeprowadzanej optymalizacji parametrów regulatora minimalizowano całkę kwadratu uchybu *ISE* (ang. Integral of Squared Error), wzór (5.5). Wynika z tego, że brany jest pod uwagę błąd średniokwadratowy, gdzie większy wpływ ma czas narastania, a mniejszy wpływ ma wielkość przeregulowania:

$$ISE = \int_0^t [e(t)]^2 dt \quad (5.5)$$

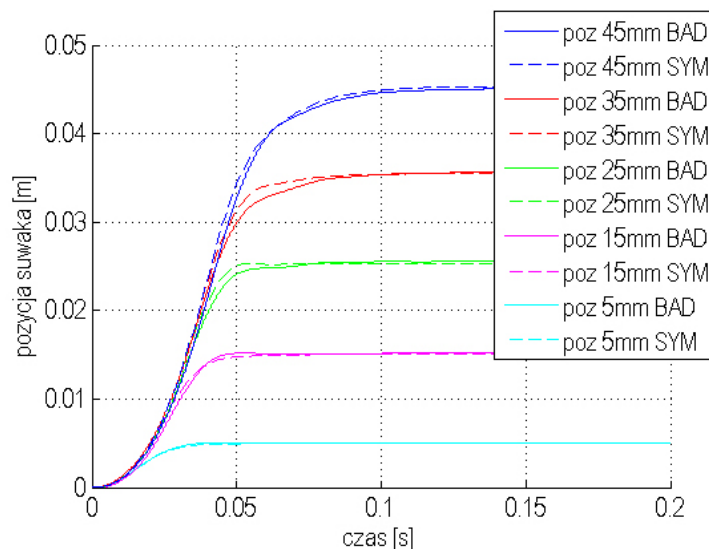
Jako wynik optymalizacji przy dobieraniu nastaw sterowania przy populacji początkowej równej 50 i po 100 iteracjach (rys. 77a), otrzymano następujące wartości wzmocnień:  $K_p=17.62$ ,  $K_d=0.30$ ,  $K_i=4$ . Przy tak wybranych nastawach, odpowiedź skokowa w postaci ruchu suwaka z pozycji  $x_p=0$  m do wartości  $x_k=45$  mm, spełniła wszystkie zadane ograniczenia. Odpowiedź układu na wymuszenie skokowe przy tak dobranych nastawach została zilustrowana na rys. 77b. Błąd średniokwadratowy w rozpatrywanym przykładzie wynosi  $ISE=4.9299 \cdot 10^{-4}$ . Następnie przeprowadzono kolejne obliczenia, mające na celu wyznaczenie optymalnych nastaw regulatora PID, przy zadanych przemieszczeniach do pozycji  $x_{k1}=5$  mm,  $x_{k2}=15$  mm,  $x_{k3}=25$  mm,  $x_{k4}=35$  mm. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 78.



Rys. 77. Dobór nastaw regulatora PID przy wymuszeniu skoku jednostkowego z pozycji 0 mm do 45 mm: a) błąd średniokwadratowy w dziedzinie iteracji, b) odpowiedź układu na skok jednostkowy (symulacja i pomiar)

W tabeli 6 przedstawiono uzyskane w wyniku przeprowadzonej optymalizacji wartości błędu średniokwadratowego, wraz z uzyskanymi nastawami regulatora PID. Wartości w komórkach zaznaczonych kolorem żółtym odpowiadają nastawom regulatora PID (w kolumnach) i pozycji, dla której były nastawy optymalizowane (w wierszach).

W celu wykazania, iż nastawy określone przy zadanej pozycji są optymalne tylko w przypadku określonego zadania „ruchu pozycjonera”, w tab. 6 przedstawiono (w wierszach) wartości błędu średniokwadratowego pomiędzy wartością zadaną, a pozycją bieżącą pozycjonera przy innych ustalanych pozycjach suwaka. Kolorem pomarańczowym oznaczone zostały rozwiązania, które zostały odrzucone ze względu na niespełnione ograniczenie dotyczące przeregulowania wartości zadanej powyżej 2 % i maksymalnego błędu w pozycji ustalonej. Dodatkowo kolorem czerwonym (czcionka) zostały zaznaczone rozwiązania o najmniejszej wartości *ISE* (optymalne), uzyskane poprzez optymalizację za pomocą algorytmu genetycznego.



Rys. 78. Wyniki z modelu symulacyjnego i pomiarów, dla zadanych przemieszczeń, przy nastawach regulatora z tabeli 6

	$K_p=17.66$ $K_d=0.34$ $K_i=14$	$K_p=13.15$ $K_d=0.22$ $K_i=5$	$K_p=17.77$ $K_d=0.25$ $K_i=10$	$K_p=17.85$ $K_d=0.28$ $K_i=8$	$K_p=17.62$ $K_d=0.30$ $K_i=4$
$x_{k1} - 5 \text{ mm}$	$3.1416 \cdot 10^{-6}$	$4.9271 \cdot 10^{-6}$	$4.2936 \cdot 10^{-6}$	$4.1919 \cdot 10^{-6}$	$3.7461 \cdot 10^{-6}$
$x_{k2} - 15 \text{ mm}$	$4.2952 \cdot 10^{-5}$	$3.6293 \cdot 10^{-5}$	$3.8464 \cdot 10^{-5}$	$3.6405 \cdot 10^{-5}$	$3.7284 \cdot 10^{-5}$
$x_{k3} - 25 \text{ mm}$	$1.4146 \cdot 10^{-4}$	$1.2540 \cdot 10^{-4}$	$1.2350 \cdot 10^{-4}$	$1.2469 \cdot 10^{-4}$	$1.2584 \cdot 10^{-4}$
$x_{k4} - 35 \text{ mm}$	$3.0899 \cdot 10^{-4}$	$2.7846 \cdot 10^{-4}$	$2.8152 \cdot 10^{-4}$	$2.7638 \cdot 10^{-4}$	$2.7740 \cdot 10^{-4}$
$x_{k5} - 45 \text{ mm}$	$5.5177 \cdot 10^{-4}$	$4.9729 \cdot 10^{-4}$	$7.8040 \cdot 10^{-4}$	$5.0992 \cdot 10^{-4}$	$4.9299 \cdot 10^{-4}$

Tabela 6. Nastawy regulatora PID w wyniku przeprowadzonych optymalizacji

Jak wynika z rezultatów przedstawionych w tabeli 6, w pierwszym wierszu i pierwszej kolumnie, gdzie szukane są optymalne nastawy regulatora PID przy zadanym ruchu suwaka, z pozycji startowej równej  $x_p=0$  mm do pozycji zadanej  $x_k=5$  mm, otrzymana w wyniku optymalizacji wartość  $ISE=3.1416 \cdot 10^{-6}$ , a otrzymane nastawy wynoszą odpowiednio:  $K_p=17.66$ ,  $K_d=0.34$ ,  $K_i=14$ . Przy tych samych nastawach przeprowadzono symulację w przypadku innych ustalanych pozycji. W przypadku pozycji:  $x_{k3}=25$  mm,  $x_{k4}=35$  mm,  $x_{k5}=45$  mm, zastosowane nastawy regulatora powodują złamanie ograniczenia i przeregulowanie układu. Jedynym rozwiązaniem, spełniającym zadane ograniczenia jest pozycjonowanie układu do pozycji  $x_{k2} = 15$  mm, przy czym przy zadanej pozycji wartość wynosi  $ISE=4.2952 \cdot 10^{-5}$  i jest ona „gorsza” niż w przypadku nastaw z wiersza drugiego, dla którego optymalizowane nastawy były właśnie w przypadku pozycji  $x_{k2} = 15$  mm. W odwrotnej sytuacji jest podobnie – nastawy regulatora z wiersza drugiego, optymalizowane przy pozycji:  $x_{k2} = 15$  mm ( $K_p=13.15$ ,  $K_d=0.22$ ,  $K_i=5$ ), które użyto w przypadku ruchu do pozycji  $x_{k1}=5$  mm, powodują przeregulowanie układu i większą („gorszą”) wartość  $ISE=4.9271 \cdot 10^{-6}$ .

### 5.1.3. Sygnał schodkowy

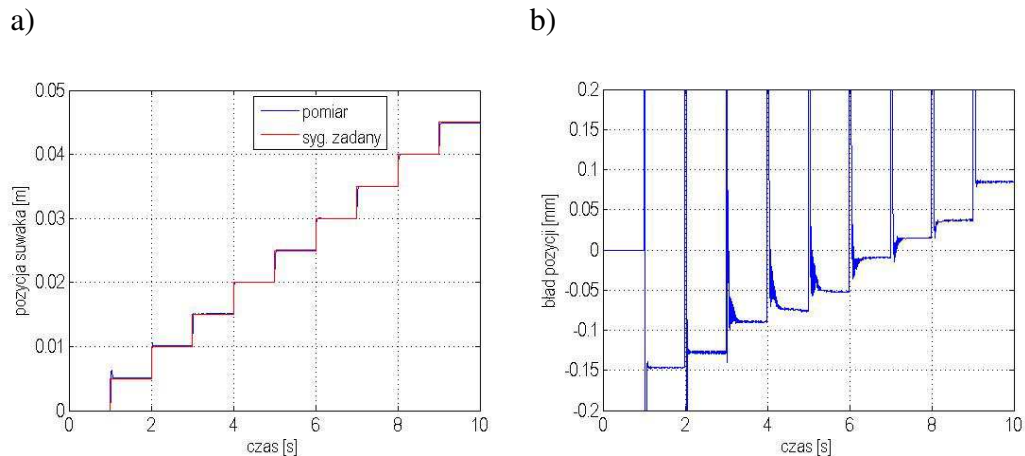
W niniejszym przykładzie pokazano sposób dobierania optymalnych nastaw regulatora PID, w przypadku zadanego sygnału o charakterze schodkowym ze skokiem pozycji co 5 mm (rys. 78). Przy doborze nastaw regulatora wykorzystywano algorytm genetyczny, za pomocą którego poszukiwano minimalnej wartości w postaci błędu średniokwadratowego  $ISE$  pomiędzy sygnałem zadanym a mierzonym.

Przyjęto następujące ograniczenia:

- czas ruchu suwaka do pozycji ustalonej wynosi  $<0.1$ s,
- maksymalny błąd w pozycji ustalonej wyniesie 1%,
- przeregulowanie ma wynosić mniej niż 2%.

W wyniku optymalizacji po 100 iteracjach przy populacji początkowej równej 50 osobników, uzyskano następujące nastawy regulatora PID:  $K_p=14.27$ ,  $K_d=0.22$ ,  $K_i=0$ . Wartość błędu średniokwadratowego w przypadku przeprowadzonej optymalizacji wynosi  $ISE=5.0128 \cdot 10^{-6}$ .

Przy tak zdefiniowanych nastawach regulatora przeprowadzono eksperyment mający na celu określenie poprawności działania układu pozycjonującego. Wyniki zostały przedstawione na rys. 79a, wraz z wartością uchybu względem pozycji zadanej (zilustrowaną na rys. 79b).



Rys. 79. Wyniki uzyskane z eksperymentu przy nastawach regulatora PID:  $K_p=14.27$ ,  $K_d=0.22$   $K_i=0$ : a) zadane przemieszczenia, w przypadku skokowej zmiany pozycji, b) wartość błędu pomiędzy sygnałem zadany a mierzonym

Jak można zauważyć na wykresie przedstawiającym błąd pozycji ustalonej (rys. 79b), przy braku wzmocnienia członu całkującego  $K_i=0$ , uchyb nie jest minimalizowany w czasie, a dokładność pozycjonowania oscyluje na poziomie 0.15 mm.

W przypadku, gdy zachodzi potrzeba pracy układu z dużą dokładnością pozycjonowania, człon całkujący  $K_i$  powinien zostać zwiększony. Często wiąże się to jednak z występowaniem w układzie większego przeregulowania w pierwszej fazie ustalania pozycji, co jest w pewnych przypadkach (szybkozmienne procesy) przez inżynierów-konstruktorów akceptowalne, np. pozycjonowanie głowicy magnetycznej w dyskach twardych.

Opisywany układ może działać z wysoką dokładnością pozycjonowania ograniczoną jedynie przez czujnik przemieszczenia. Oznacza to, że jeśli zastosowany zostanie enkoder pozycji o dużej czułości, np. z dokładnością odczytu do 1  $\mu\text{m}$  (tak jak w omówionym przykładzie), można pozycjonować pozycjoner właśnie z dokładnością do 1  $\mu\text{m}$ . Przy tak zdefiniowanym kryterium, przeważającą rolę w regulatorze PID odgrywa człon całkujący  $K_i$ , który zmniejsza uchyb błędu  $e$ , do wartości zerowej.

Wobec powyższego, przy dobieraniu nastaw regulatora PID, minimalizowano całkę uchybu  $IAE$  (ang. Integral of Absolute Error), obliczaną jedynie po czasie ustalenia, gdyż nie powinno brać się pod uwagę początkowego przeregulowania sygnału:

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (5.6)$$

gdzie  $e$  oznacza błąd (uchyb).

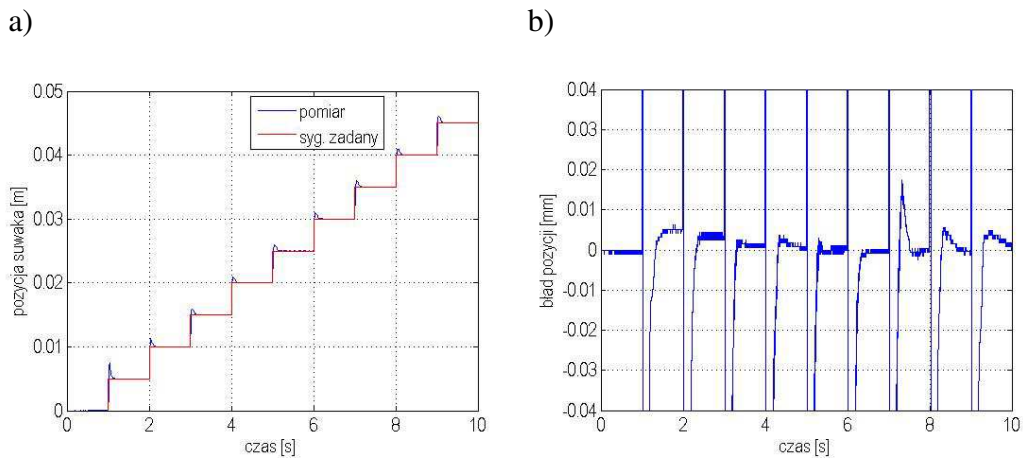
Zmodyfikowano także ograniczenia akceptując błąd przeregulowania do wartości 50% pozycji ustalonej. W takim przypadku ograniczenia przyjmują następującą postać:

- czas ruchu suwaka do pozycji ustalonej wynosi  $<0.25$  s, przy każdym wymuszeniu (skoku),



- maksymalny błąd w pozycji ustalonej nie przekroczy 0.1 %,
- czas narastania do wartości 80% wymuszenia będzie krótszy niż 75 % czasu całkowitego,
- przeregulowanie ma wynosić mniej niż 50 % wartości skoku do pozycji ustalonej.

W wyniku optymalizacji, podczas dobierania nastaw sterowania przy populacji początkowej równej 50 i po 100 iteracjach, otrzymano następujące wartości wzmacnień:  $K_p=15.85$ ,  $K_d=0.25$ ,  $K_i=273$ . Wartość całki uchybu wyniosła  $IAE=3.0569 \cdot 10^{-6}$ . Przy tak wybranych nastawach regulatora PID przeprowadzono eksperyment, gdzie sygnałem wymuszającym był sygnał schodkowy ze skokiem 5 mm co 1 sekundę, (podobnie jak na rys. 79). Wyniki przedstawiono na rys. 80.

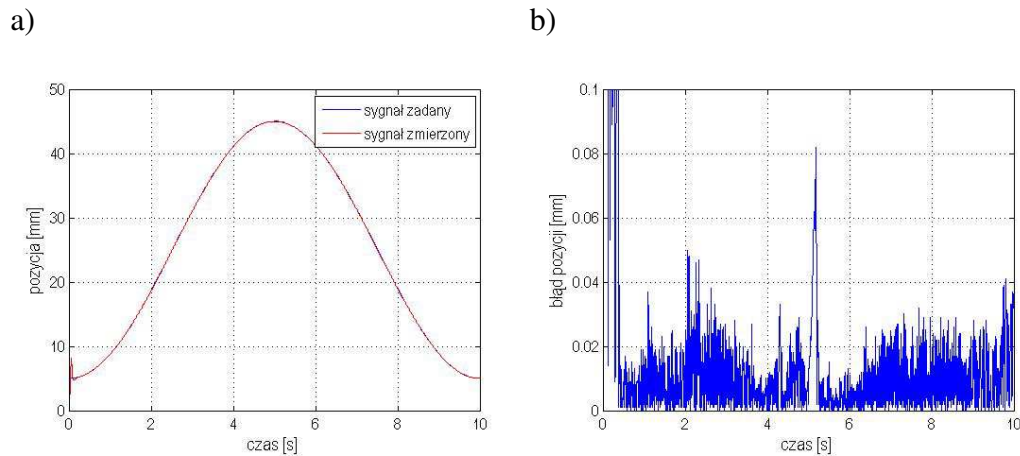


Rys. 80. Wyniki pomiarów, dla zadanych przemieszczeń, przy nastawach regulatora PID  $K_p=15.85$ ,  $K_d=0.25$ ,  $K_i=273$  przy skokowej zmianie pozycji: a) pomiar, b) wartość błędu pomiędzy sygnałem zadanym a zmierzonym

Można zatem stwierdzić, że przy wybranych nastawach, błąd pozycji jest minimalizowany do wartości 1  $\mu\text{m}$  w stosunkowo krótkim czasie.

#### 5.1.4. Sygnał sinusoidalny

W kolejnym przykładzie sygnałem zadanym był sygnał sinusoidalny w postaci przemieszczania suwaka z pozycji 5 mm do pozycji 45 mm z częstotliwością 0.1 Hz (rys. 81). Nastawy regulatora, miały wartości takie same, jak w przypadku wcześniejszego przykładu sygnału schodkowego (rys. 80). Jak można zaobserwować (rys. 81a) pozycjoner podąża za wartością zadaną, a błąd ustalonej pozycji (rys. 81b), pomiędzy sygnałem zadanym a wartością mierzoną oscyluje w granicach 20  $\mu\text{m}$ .



Rys. 81. Wyniki pomiarów przy nastawach regulatora PID  $K_p=15.85$ ,  $K_d=0.25$ ,  $K_i=273$ :  
 a) dla zadanego przemieszczenia w postaci sygnału sinusoidalnego,  
 b) wartość błędu pomiędzy sygnałem zadanym, a mierzonym

## 5.2. Sterowanie w otwartej pętli bez sprzężenia zwrotnego

### 5.2.1. Ustalanie pozycji – optymalizacja przy czterech zmiennych decyzyjnych

Z uwagi na proponowany sposób sterowania urządzeniem pozycjonującym, polegający na pracy w układzie otwartym (tj. bez sprzężenia zwrotnego), należy wyznaczyć funkcje sterujące. Do tego celu wykorzystywany jest algorytm genetyczny jako metoda optymalizacyjna [Peco\_10].

Zadanie sformułowane jest następująco. Pozycjoner ma za zadanie przemieścić się z pozycji startowej  $x_p=0$  mm do pozycji końcowej  $x_k$  (zależnej od wybranego wariantu) i zatrzymać się w niej z zadaną dokładnością  $\Delta x=1$  mm. Prędkość w punkcie końcowym ma zawierać się w przedziale od  $-0.001 \frac{m}{s}$  do  $0.001 \frac{m}{s}$ . Ograniczenie związane z prędkością końcową w pozycji zadanej podyktowane jest koniecznością załączenia hamulca elektromagnetycznego, tak aby prąd szczytkowy wynikający z indukcyjności solenoidu nie spowodował przesunięcia pozycji pozycjonera. Kolejnym ograniczeniem przedziałowym jest czas ruchu suwaka, który ma być krótszy niż  $t=0.2$  s.

Głównym problemem jest znalezienie minimum funkcji reprezentujących dwa przeciwstawne kryteria, tj. czasu ruchu suwaka  $T$  [s] i energii pobranej przez układ  $E$  [J]: W badanym przypadku polega to na poszukiwaniu rozwiązań niezdominowanych.

$$F_{\text{cel}} = \begin{bmatrix} T \\ E \end{bmatrix} \rightarrow \min \quad (5.7)$$

gdzie:  $T$  – czas ruchu suwaka [s],  $E$  – energia pobrana przez układ [J].

Rozwiązaniem problemu są punkty na płaszczyźnie „czas ruchu części roboczej – energia pobrana” odpowiadające rozwiązaniom Pareto-optymalnym.

W optymalizacji sterowania wykorzystywany jest algorytm genetyczny, który dobiera parametry dla lewego i prawego solenoidu w postaci napięcia w poszczególnych pozycjach suwaka:

$$[U_{11}(x_p), U_{12}(x_k), U_{21}(x_p), U_{22}(x_k)] \quad (5.8)$$

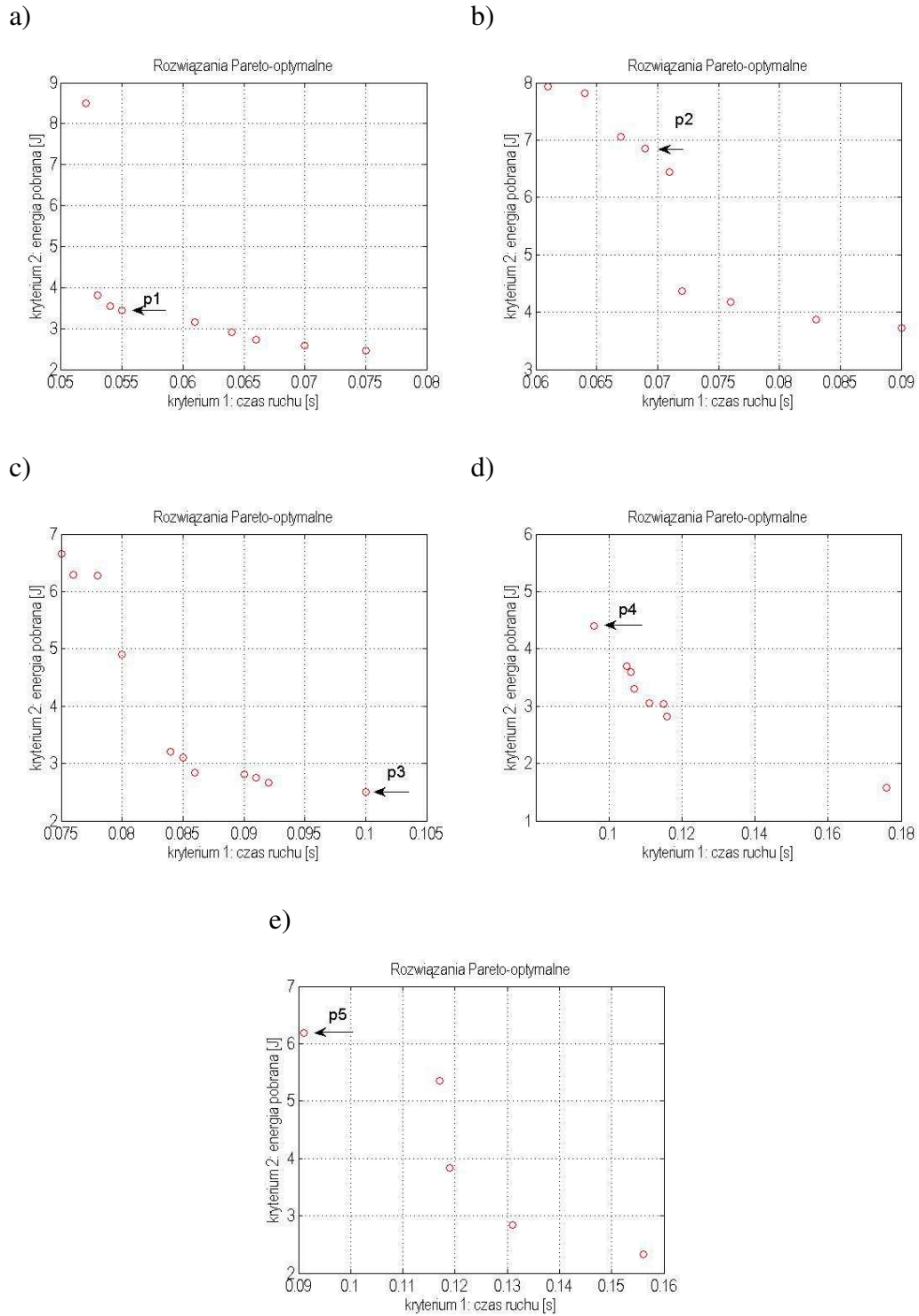
gdzie  $x_p$  to pozycja startowa pozycjonera,  $x_k$  to pozycja końcowa pozycjonera,  $U_{11}$ ,  $U_{12}$  to dyskretne wartości napięć dla lewego solenoidu,  $U_{21}$ ,  $U_{22}$  to dyskretne wartości napięć dla prawego solenoidu.

Algorytm genetyczny dobiera cztery parametry, którymi są dyskretne wartości napięć w punktach startowym i końcowym ruchu pozycjonera. Następnie na podstawie wybranych parametrów uruchamiany jest model symulacyjny w środowisku Matlab-Simulink i wyznaczane są rozwiązania w postaci funkcji czasowych napięcia i prądu. Wartości napięć są dobierane z zakresu od 0 do 27 V (ograniczenie wynikające z zbudowanego układu zasilania), z krokiem 0.5 V. Na podstawie wybranych dyskretnych wartości napięć, zostają tworzone interpolowane funkcje napięcia od drogi. Funkcje te są wykorzystywane w modelu symulacyjnym do wyznaczenia dynamicznych sterujących funkcji czasowych (napięcie w funkcji czasu).

Optymalizację przeprowadzono dla pięciu różnych wartości ustalonej pozycji suwaka  $x_{k1}=10 \text{ mm}$ ,  $x_{k2}=20 \text{ mm}$ ,  $x_{k3}=30 \text{ mm}$ ,  $x_{k4}=40 \text{ mm}$ ,  $x_{k5}=45 \text{ mm}$ . W celu weryfikacji działania modelu symulacyjnego w porównaniu z modelem rzeczywistym, wśród otrzymanych rozwiązań leżących na krzywej Pareto (rys. 82) wybrano po jednym rozwiązaniu dla każdej optymalizacji ( $p_1 \dots p_5$ ). Populację początkową określono na 50 osobników, co oznacza, że do kolejnej iteracji przejdą osobniki najlepiej przystosowane, tzn. nie zdominowane przez inne rozwiązania. Liczbę iteracji określono na 100. W wyniku tak zadanych parametrów sprawdzanych jest 5000 rozwiązań.

W celu przeanalizowania wszystkich możliwych rozwiązań przy zadanych ograniczeniach należałoby przeanalizować  $55^4$  rozwiązań tj. ponad  $9 \cdot 10^6$  kombinacji. Można by przeanalizować wszystkie przypadki metodą pełnego przeglądu, jednak ze względu na czas obliczeń potrzebny do ich przeanalizowania, bardziej wydajnym podejściem wydaje się zastosowanie stochastycznych metod optymalizacyjnych.

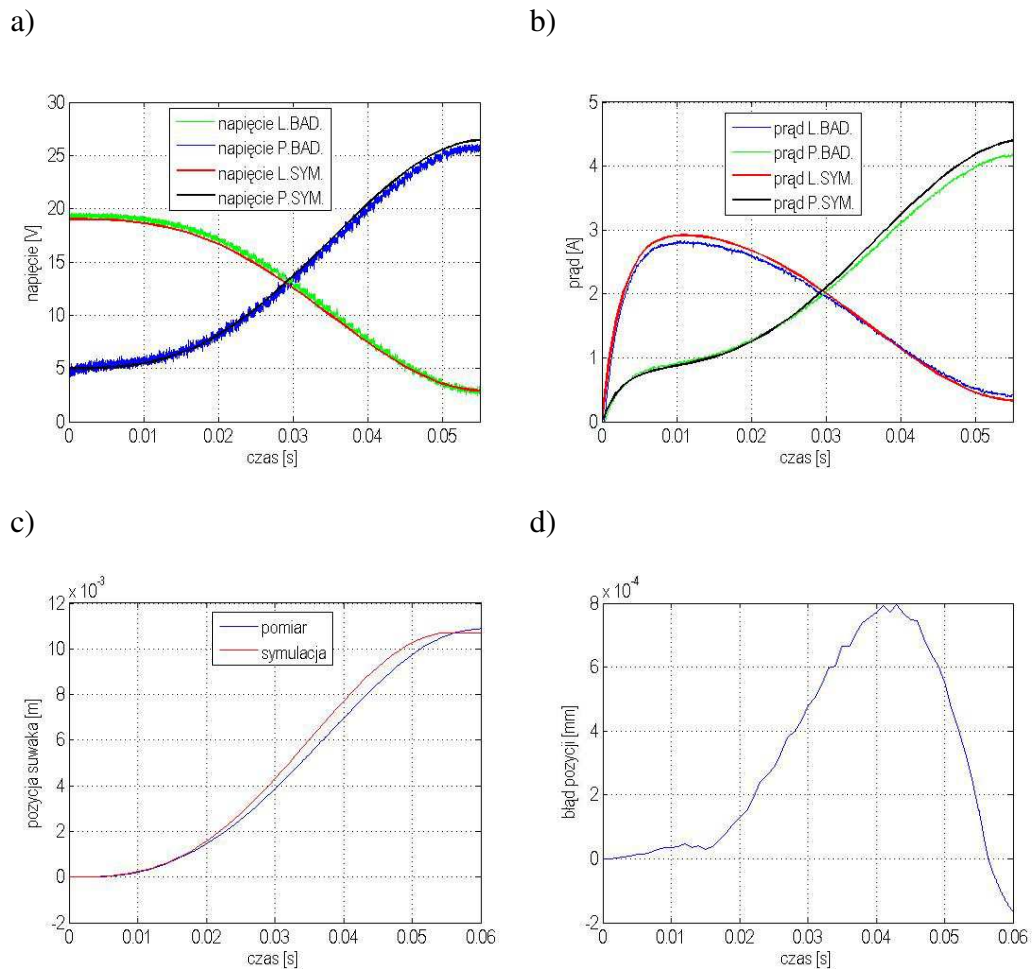
W wyniku optymalizacji wykorzystującej algorytm genetyczny otrzymano rozwiązania Pareto-optymalne spełniające zadane kryteria (rys. 82). Rozwiązania  $p_1 \div p_5$  (rys. 82) podlegające weryfikacji wybrano arbitralnie, mając na uwadze jedynie porównanie modelu symulacyjnego z rzeczywistym.



Rys. 82. Rozwiązania Pareto-optymalne dla: a)  $x_{k1}=10$  mm, b)  $x_{k2}=20$  mm, c)  $x_{k3}=30$  mm, d)  $x_{k4}=40$  mm, e)  $x_{k5}=45$  mm; wraz z zaznaczonymi rozwiązaniami ( $p_1, p_2, p_3, p_4, p_5$ ) podlegającymi weryfikacji z modelem rzeczywistym

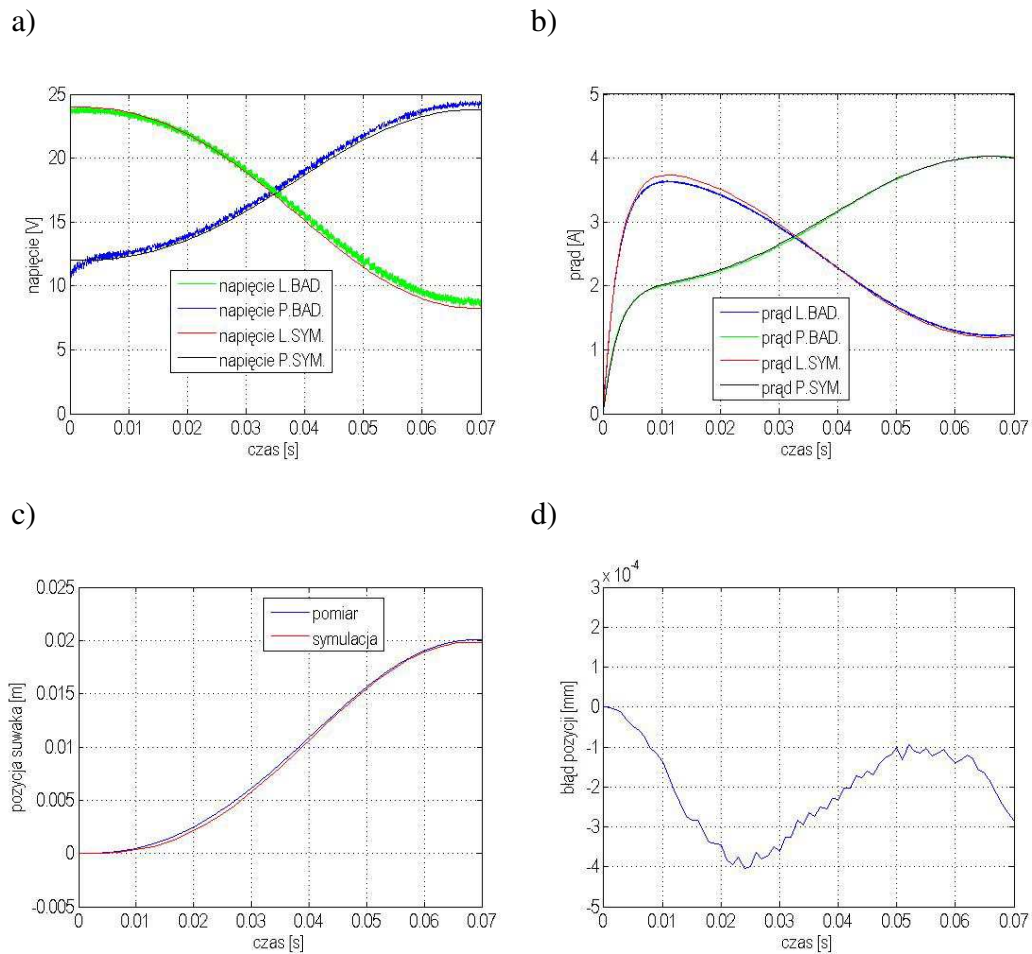
W dalszej części pracy porównano wyniki uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i modelu eksperymentalnego (BAD), w przypadku zaznaczonych na rys. 82 punktów  $p_1 \div p_5$ .

Zależności czasowe uzyskane w przypadku rozwiązania Pareto-optimalnego  $p1$  przedstawiono na rys. 83. Czas ruchu suwaka wynosi  $T=55\text{ ms}$ , a energia pobrana przez układ wynosi  $E=3.4\text{ J}$ .



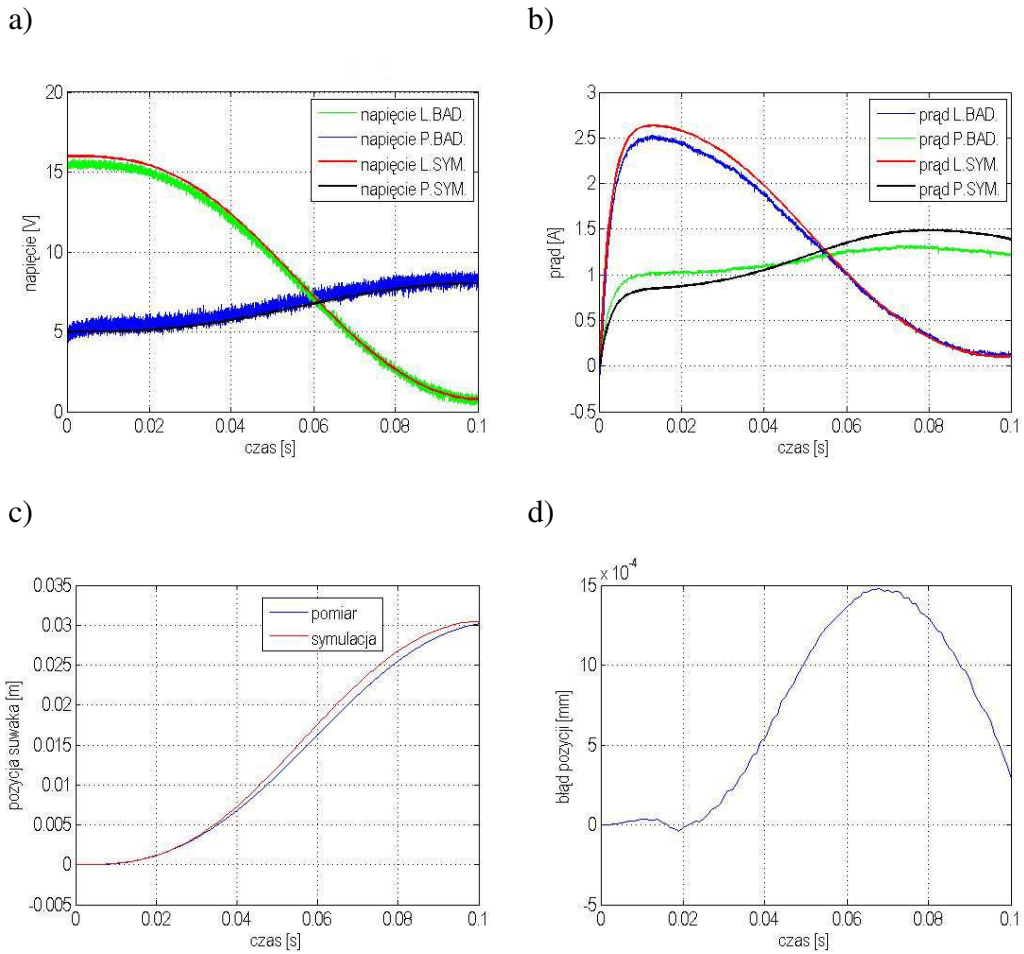
Rys. 83. Rozwiązanie Pareto-optimalne  $p1$ : a) napięcie w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); b) prąd w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); c) pozycja suwaka w funkcji czasu; d) błąd pozycji pomiędzy modelem symulacyjnym a eksperymentem

Zależności czasowe uzyskane w przypadku rozwiązania Pareto-optymalnego  $p_2$  przedstawiono na rys. 84. Czas ruchu suwaka wynosi  $T=69\text{ ms}$ , a energia pobrana przez układ wynosi  $E=6.9\text{ J}$ .



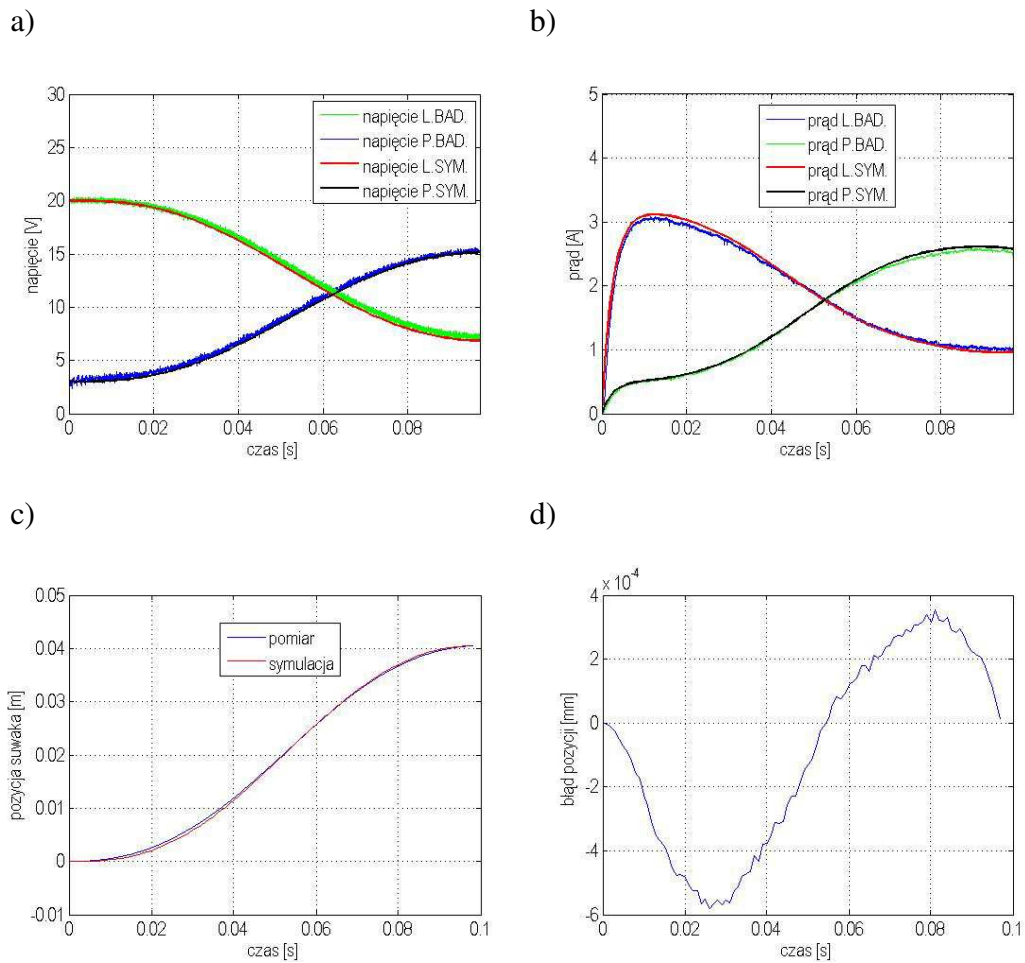
Rys. 84. Rozwiązanie Pareto-optymalne  $p_2$ : a) napięcie w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); b) prąd w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); c) pozycja suwaka w funkcji czasu; d) błąd pozycji pomiędzy modelem symulacyjnym a eksperymentem

Zależności czasowe uzyskane w przypadku rozwiązania Pareto-optimalnego  $p3$  przedstawiono na rys. 85. Czas ruchu suwaka wynosi  $T=100\text{ ms}$ , a energia pobrana przez układ wynosi  $E=2.5\text{ J}$ .



Rys. 85. Rozwiązanie Pareto-optimalne  $p3$ : a) napięcie w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); b) prąd w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); c) pozycja suwaka w funkcji czasu; d) błąd pozycji pomiędzy modelem symulacyjnym a eksperymentem

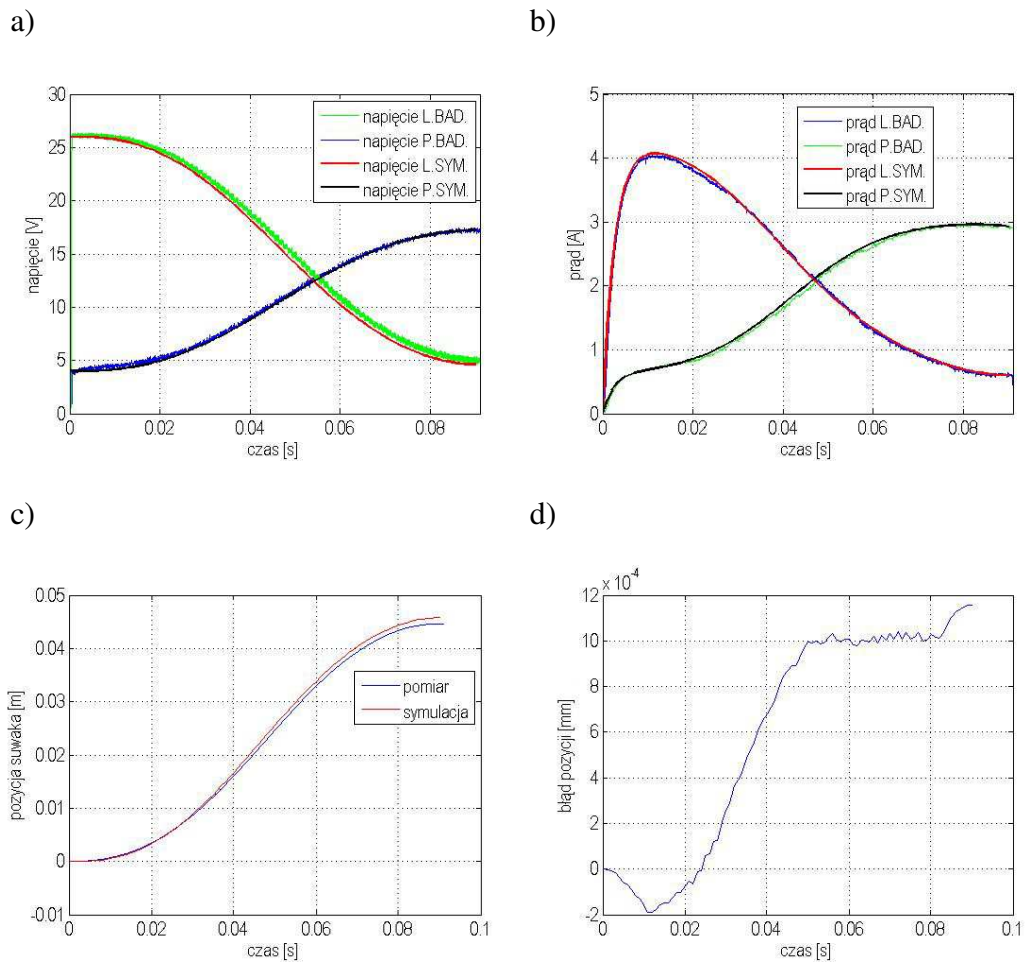
Zależności czasowe uzyskane w przypadku rozwiązania Pareto-optimalnego  $p4$  przedstawiono na rys. 86. Czas ruchu suwaka wynosi  $T=96\text{ ms}$ , a energia pobrana przez układ wynosi  $E=4.4\text{ J}$ .



Rys. 86. Rozwiązanie Pareto-optimalne  $p4$ : a) napięcie w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); b) prąd w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); c) pozycja suwaka w funkcji czasu; d) błąd bezwzględny pozycji pomiędzy modelem symulacyjnym a eksperymentem



Zależności czasowe uzyskane w przypadku rozwiązania Pareto-optimalnego  $p5$  przedstawiono na rys. 87. Czas ruchu suwaka wynosi  $T=91\text{ ms}$ , a energia pobrana przez układ wynosi  $E=6.2\text{ J}$ .



Rys. 87. Rozwiązanie Pareto-optimalne  $p5$ : a) napięcie w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); b) prąd w dziedzinie czasu dla lewego (L) i prawego (P) solenoidu uzyskane z modelu symulacyjnego (SYM) i zastosowane w eksperymencie (BAD); c) pozycja suwaka w funkcji czasu; d) błąd pozycji pomiędzy modelem symulacyjnym a eksperymentem

### 5.2.2. Ustalanie pozycji – optymalizacja przy dziesięciu zmiennych decyzyjnych

W opisywanym przykładzie poszukiwane były funkcje sterujące napięciowe w dziedzinie czasu, dla lewego i prawego solenoidu, zbudowane na podstawie dobranych przez algorytm genetyczny dyskretnej wartości napięć w ustalonych pozycjach pozycjonera. Na podstawie tak wyznaczanych zmiennych decyzyjnych tworzone były interpolowane funkcje napięcia od drogi pozycjonera i sprawdzane było rozwiązanie pod kątem przyjętej funkcji celu zawierającej dwa przeciwstawne kryteria, tj. czas ruchu suwaka  $T$  i energię pobraną przez układ  $E$  w czasie realizacji zadania (ruchu). Wartości napięć są dobierane z zakresu od 0 do 27 V z krokiem 1 V.

Zmiennymi decyzyjnymi są dyskretne wartości napięć dla lewego solenoidu:

$$[U_{11}(x_1), U_{12}(x_2), U_{13}(x_3), U_{14}(x_4), U_{15}(x_5), \dots]$$

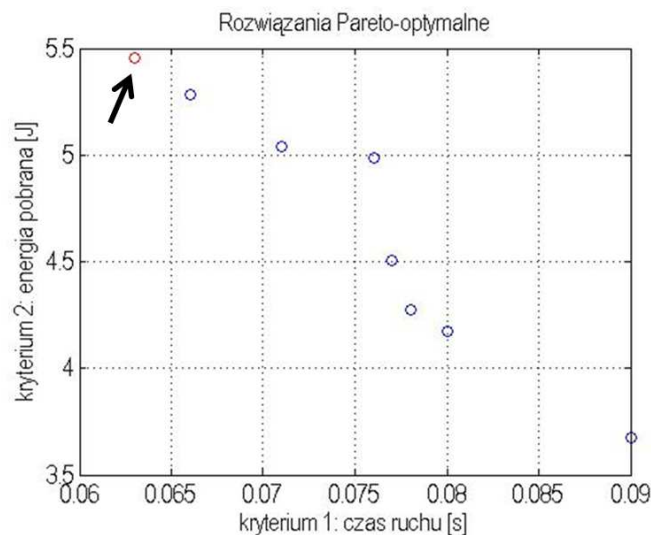
i dla prawego solenoidu:

(5.9)

$$\dots, U_{21}(x_1), U_{22}(x_2), U_{23}(x_3), U_{24}(x_4), U_{25}(x_5)]$$

gdzie  $x_1=x_p$  jest pozycją początkową suwaka równą  $x_p=0m$ ,  $x_5=x_k$  jest pozycją końcową suwaka równą  $x_k=0.025 m$  oraz  $x_2=x_k \cdot 0.25$ ,  $x_3=x_k \cdot 0.5$ ,  $x_4=x_k \cdot 0.75$ .

Optymalizację przeprowadzono na zbiorze składającym się z populacji początkowej liczącej 100 osobników, a liczbę iteracji określono na 200. W wyniku optymalizacji uzyskano zbiór rozwiązań Pareto-optymalnych (rys. 88).



Rys. 88. Rozwiązania Pareto-optymalne dla przeprowadzonej optymalizacji, populacja początkowa 100, liczba iteracji 200

Na rys. 88 kolorem czerwonym zaznaczono rozwiązanie, które poddano weryfikacji eksperymentalnej.

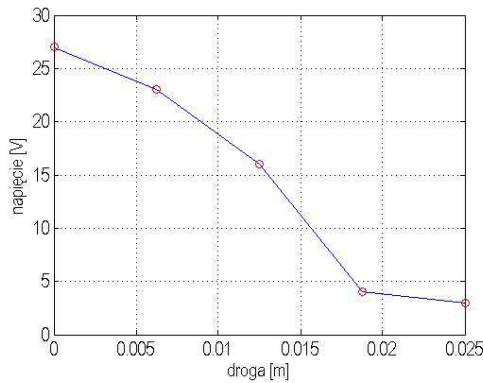
W tabeli 7 przedstawiono dane liczbowe otrzymanych rozwiązań, wraz z wyznaczonymi dyskretnymi punktami napięciowymi. Szarym kolorem zaznaczono wiersz przedstawiający rozwiązanie podlegające weryfikacji.

Lp	K1 [s]	K2 [J]	U <sub>11</sub> [V]	U <sub>12</sub> [V]	U <sub>13</sub> [V]	U <sub>14</sub> [V]	U <sub>15</sub> [V]	U <sub>21</sub> [V]	U <sub>22</sub> [V]	U <sub>23</sub> [V]	U <sub>24</sub> [V]	U <sub>25</sub> [V]
1	0.090	3.6774	14	15	14	3	10	4	4	8	18	15
2	0.066	5.2837	24	23	16	4	4	3	15	6	26	17
3	0.063	5.4528	27	23	16	4	3	3	16	6	26	17
4	0.076	4.9875	18	24	6	13	4	2	16	15	16	18
5	0.078	4.2752	17	22	7	4	13	1	6	16	16	17
6	0.077	4.5046	18	23	7	3	14	3	6	16	17	16
7	0.071	5.0411	17	24	16	5	4	2	16	6	26	18
8	0.080	4.1735	16	22	7	4	13	1	6	16	16	16

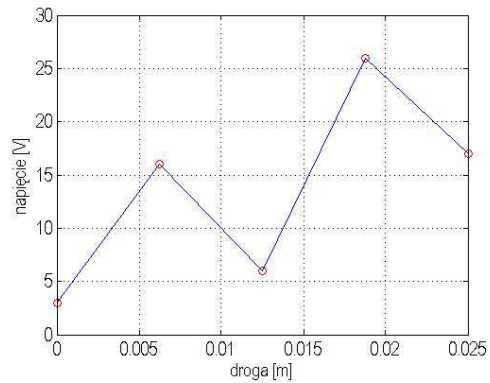
Tabela 7. Wartości kryteriów cząstkowych, wraz z dyskretnymi wartościami napięć dla lewego i prawego solenoidu

Interpolowane funkcje napięć zależne od drogi są adaptowane w modelu symulacyjnym, gdzie następuje weryfikacja modelu dynamicznego i wyznaczenie funkcji napięciowych w dziedzinie czasu. Na rys. 89 przedstawiono funkcje wybranych napięć od drogi w przypadku modelu symulacyjnego.

a)

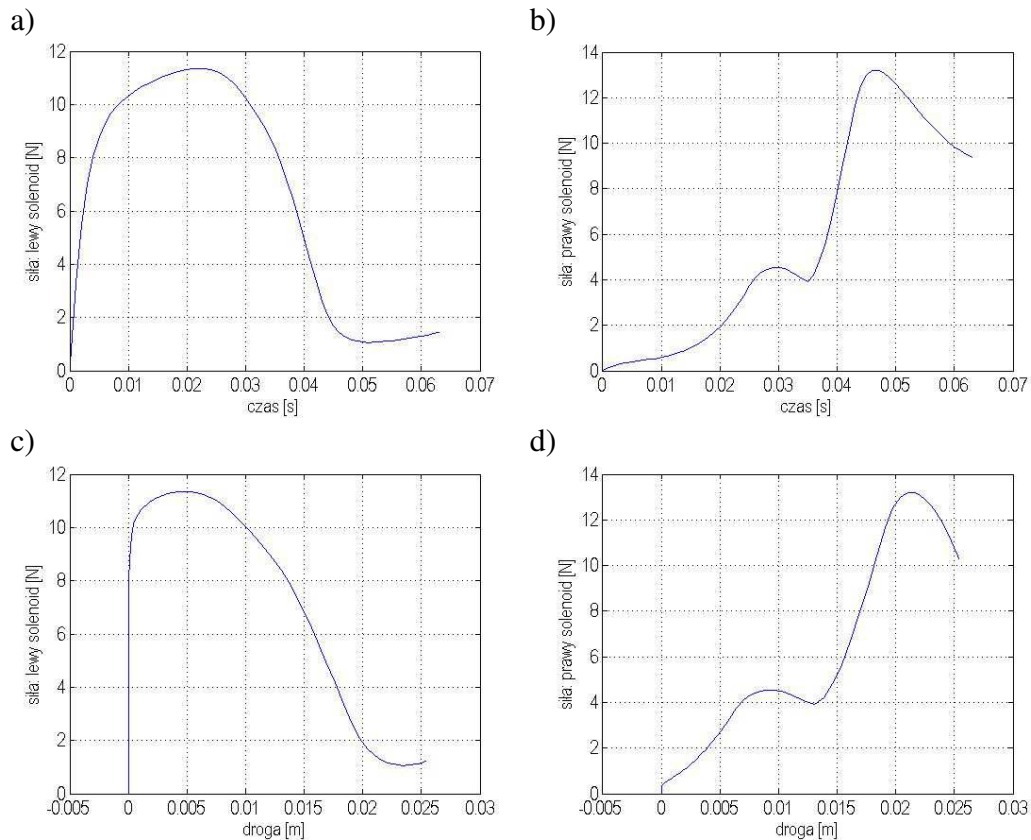


b)



Rys. 89. Dyskretne wartości napięć w punktach drogi suwaka otrzymane w wyniku polioptymalizacji, wraz z interpolowanymi funkcjami w przypadku modelu symulacyjnego; a) lewy solenoid, b) prawy solenoid

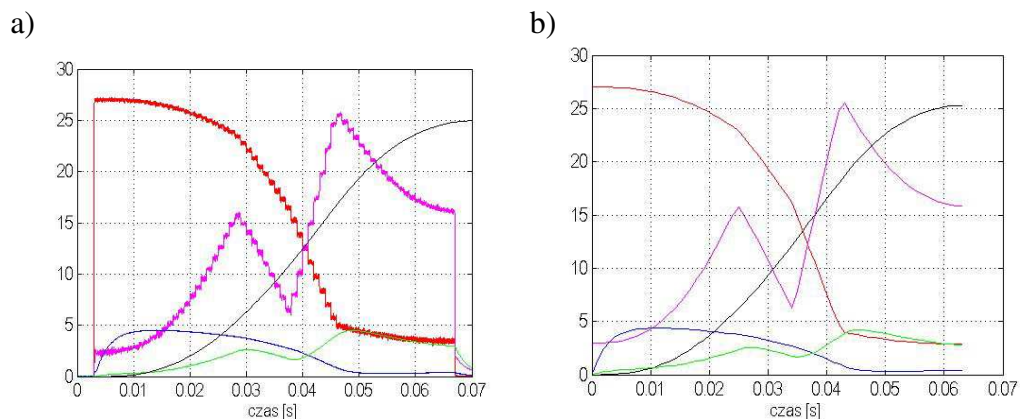
Dzięki modelowi symulacyjnemu możliwe jest także określenie sił dynamicznych działających na suwak, pochodzących od lewego i prawego solenoidu. Na rys. 90 przedstawione zostały funkcje przebiegu sił działających na lewy i prawy magnes pozycjonera w funkcji czasu i drogi.



Rys. 90. Wartości sił, w lewym i prawym solenoidzie w funkcji czasu i drogi

Jak wynika z rezultatów przedstawionych na rys. 90, suwak urządzenia pozycjonującego zaczyna się poruszać po przekroczeniu pewnej wartości siły.

Działanie urządzenia zostało zweryfikowane eksperymentalnie dzięki wyznaczonym sterowaniom (funkcje napięciowe w dziedzinie czasu) uzyskanym z modelu symulacyjnego. Na rys. 91 przedstawiono wyniki w postaci przebiegów czasowych (napięcia, prądu i pozycji pozycjonera) uzyskanych z modelu symulacyjnego i z weryfikacji na stanowisku pomiarowym.



Rys. 91. Funkcje w dziedzinie czasu:

— napięcia [V] – lewy solenoid, — napięcia [V] – prawy solenoid,  
 — prądu [A] – lewy solenoid, — prądu [A] – prawy solenoid, — pozycji [mm],  
 w przypadku: a) weryfikacji eksperymentalnej na stanowisku pomiarowym,  
 b) modelu symulacyjnego w środowisku Matlab-Simulink

Z otrzymanych wyników można wywnioskować, że model symulacyjny jest poprawnie zbudowany, a optymalizacja procesu sterowania pracą urządzenia pozycjonującego pozwala na wyznaczenie funkcji sterujących (sterowań), które zaadoptowane do napędu zapewniają jego poprawną pracę.

### 5.2.3. Optymalizacja w przypadku sekwencyjnej pracy urządzenia pozycjonującego

W niniejszym przykładzie przedstawiono proces sterowania pracą urządzenia pozycjonującego w układzie otwartym, w przypadku sekwencji kolejno wykonywanych po sobie ustalanych pozycji. Przeprowadzono obliczenia mające na celu wyznaczenie sterowań w postaci funkcji napięciowych podczas kolejnych przemieszczeń suwaka urządzenia pozycjonującego. Praca układu pozycjonującego dokonywała się skokowo, w odstępach czasu co 500 ms od zakończenia poprzedniego wymuszenia.

W trakcie ruchu suwaka prąd w hamulcu elektromagnetycznym stabilizowany był na wartość  $I=0.18$  A, przy której zanika siła przyciągania przewodnicy. Proces ten realizowano za pomocą zasilacza regulowanego prądowo (model NDN DF1723005DC). Wzbudzenie hamulca elektromagnetycznego napięciem stałym o zwiększonej wartości, następowało w chwili, gdy zadane funkcje sterujące napędami osiągały wartość końcową (czas końca sterowania). Powodowało to indukowanie się prądu w uzwojeniu hamulca, co dalej skutkowało unieruchomieniem pozycjonera. Wzbudzenie hamulca większym prądem było realizowane poprzez „kluczowanie” tranzystorem POWER MOSFET (model IRFZ48N) [IRFZ].

Sekwencja pozycji ustalanych została określona w następujących po sobie krokach o kolejnych numerach:

1. Ruch suwaka z pozycji  $x_{p1}=0$  mm do pozycji  $x_{k1}=15$  mm
2. Ruch suwaka z pozycji  $x_{p2}=15$  mm do pozycji  $x_{k2}=35$  mm
3. Ruch suwaka z pozycji  $x_{p3}=35$  mm do pozycji  $x_{k3}=40$  mm
4. Ruch suwaka z pozycji  $x_{p4}=40$  mm do pozycji  $x_{k4}=15$  mm
5. Ruch suwaka z pozycji  $x_{p5}=15$  mm do pozycji początkowej równej  $x_{p1}=0$  mm

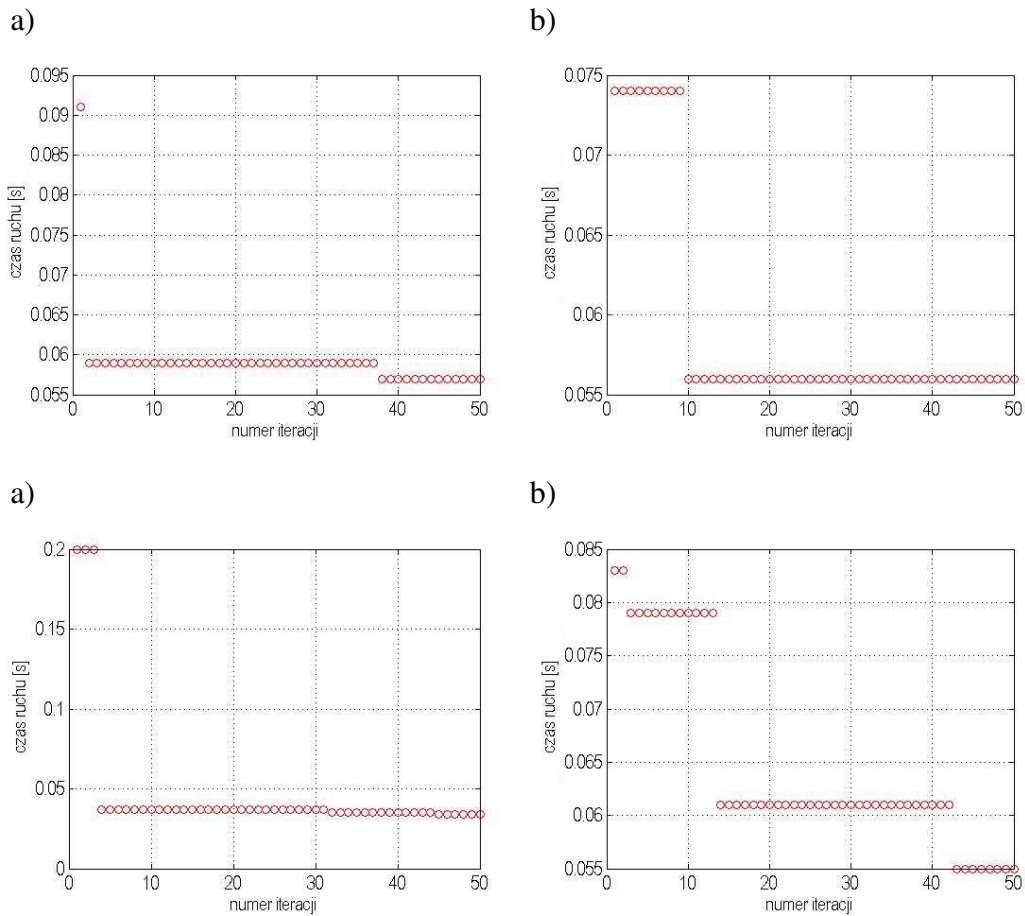
W przypadku każdego z powyższych zadań przeprowadzona została optymalizacja z użyciem algorytmu genetycznego. Poszukiwano minimum czasu ruchu pozycjonera:

$$T \rightarrow T_{min} \quad (5.10)$$

Funkcje sterujące napięciowe przy zadanym ruchu tworzone były na podstawie dwóch wartości napięć w początkowym i końcowym punkcie drogi suwaka.

Na podstawie interpolowanych funkcji napięcia od drogi uruchamiany był model symulacyjny dynamiczny zbudowany w środowisku Matlab-Simulink i sprawdzane było rozwiązanie w postaci dynamicznej odpowiedzi układu, przy zadanych ograniczeniach. Optymalizacja z wykorzystaniem algorytmu genetycznego przeprowadzona

została dla populacji początkowej równej 100 i liczbie iteracji równej 50. Z uwagi na optymalizowany czas ruchu pozycjonera nie jest brana pod uwagę pobrana przez układ energia. Parametry dobierano z zakresu od 0 do 27 V z krokiem 1 V.



Rys. 92. Wyniki optymalizacji dla zadanych pozycji suwaka:

a) krok nr 1, b) krok nr 2, c) krok nr 3, d) krok nr 4

W tabeli poniżej przedstawiono wyniki przeprowadzonych optymalizacji.

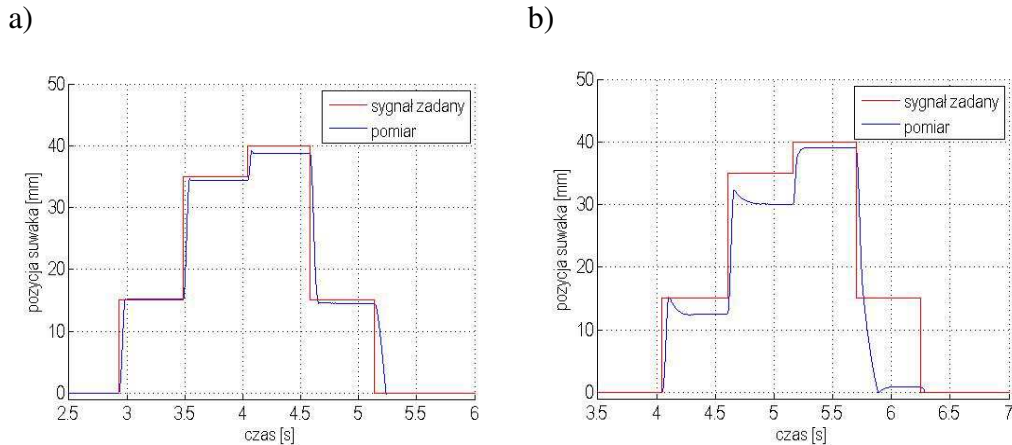
Nr kroku	T [s]	E [J]	$U_{11}$ [V]	$U_{12}$ [V]	$U_{21}$ [V]	$U_{22}$ [V]
1	0.057	6.02	25	4	14	25
2	0.056	3.42	24	3	3	19
3	0.034	3.84	27	16	5	26
4	0.055	5.19	22	15	4	27

Tabela 8. Wyniki optymalizacji wraz z otrzymanymi zmiennymi decyzyjnymi,  $T$  – czas ruchu suwaka [s],  $E$  – energia pobrana przez układ [J]

W tabeli 8  $T$  to czas ruchu suwaka [s],  $E$  to energia pobrana przez układ [J].

W piątym kroku podano zasilanie na uzwojenie prawego solenoidu, w postaci napięcia o amplitudzie 5 V i czasie trwania 100 ms, co skutkowało łagodnym powrotem suwaka urządzenia pozycjonującego do pozycji początkowej z kroku nr 1.

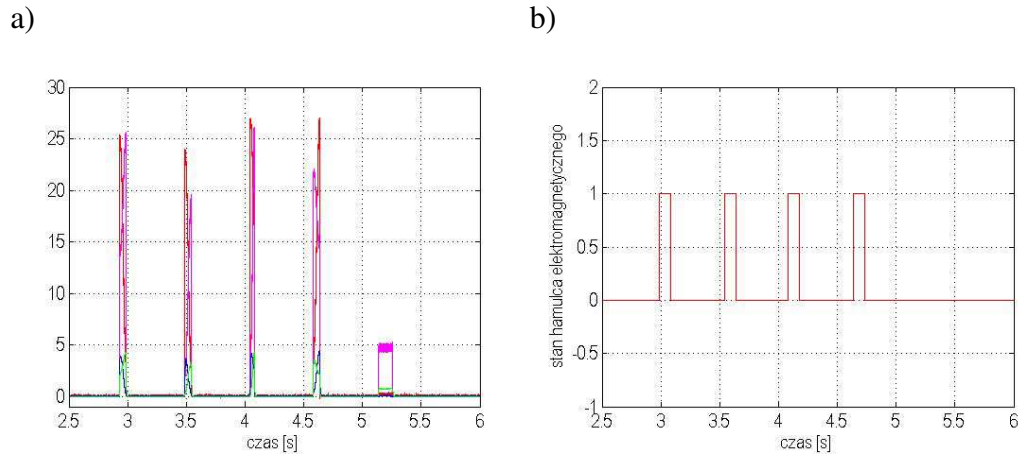
W celu wykazania skuteczności zastosowania hamulca elektromagnetycznego, na rys. 93 pokazano rezultat przy tych samych wymuszeniach, bez załączającego się hamulca elektromagnetycznego. Można zauważyć, że w tym przypadku układ działa niepoprawnie, a szcążkowa wartość prądu po zadanych wymuszeniach w postaci funkcji napięciowych powoduje dalszy ruch suwaka po przewodnicy liniowej, zwiększając tym samym błąd ustalanej pozycji suwaka.



Rys. 93. Pozycja suwaka w funkcji czasu dla ustalanych pozycji ruchu z tabeli nr 8:  
 a) w układzie z aktywnym hamulcem elektromagnetycznym,  
 b) w układzie bez hamulca elektromagnetycznego

Zauważalne jest, że każdy kolejny krok ustalanej pozycji (rys. 93a), powoduje coraz większy błąd ustalanych pozycji pozycjonera. Z uwagi na fakt, że układ działa w pętli otwartej (brak informacji o aktualnym położeniu pozycjonera), każdy kolejny ruch pozycjonera generuje coraz większy błąd ustalanej pozycji. Pozycja startowa kolejnego ruchu nie jest dokładną pozycją zgodną z symulacyjnym modelem dynamicznym, dla którego były wyliczane funkcje sterujące. W związku z tym, aby pozycjoner mógł poprawnie realizować zadanie, co pewną sekwencję ruchów, suwak powinien być ustawiany w pozycji startowej  $x_p=0$ . Należy nadmienić, że nie jest także możliwe dokładne sterowanie pracą suwaka w otwartym układzie sterowania, w przypadku sygnałów sinusoidalnych, gdzie pozycja musi być korygowana w każdym kolejnym kroku.

Na rys. 94a przedstawiono charakterystyki dynamiczne napięcia i prądu w dziedzinie czasu przy zadanej sekwencji ustalanych pozycji, uzyskane za pomocą pomiarów. Na rys. 94b pokazano aktualny stan hamulca elektromagnetycznego przy ustalaniu pozycji z rys. 95a. Za stan równy 0 uznajemy stan hamulca, w którego uzwojeniu płynie prąd  $I=0.18$  A (brak siły hamującej), a za stan równy 1 uznać należy czas, w którym hamulec elektromagnetyczny jest wzbudzony napięciem w celu zatrzymania pozycjonera w zadanym punkcie drogi.

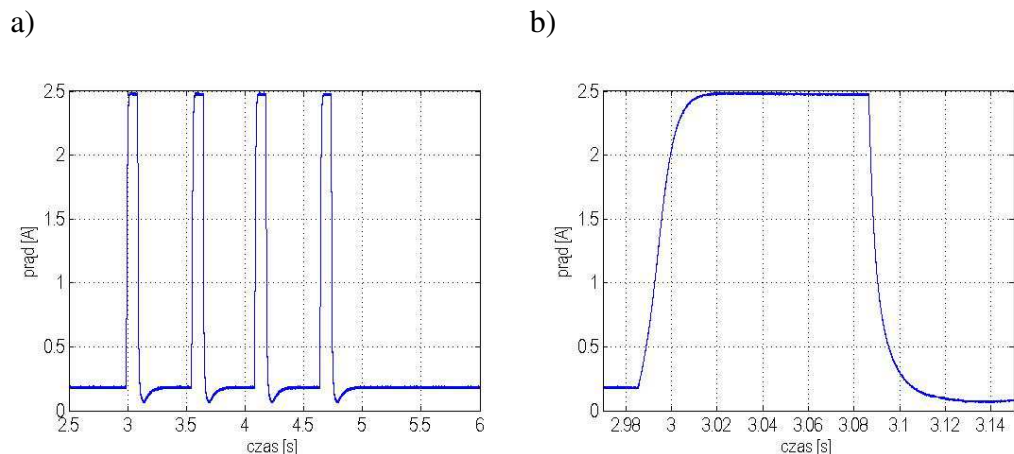


Rys. 94. Funkcje w dziedzinie czasu określone na stanowisku pomiarowym układu pozycjonującego dla ustalanych pozycji:

a) — napięcie [V] - lewy solenoid, — napięcie [V]- prawy solenoid, — prąd [A]- lewy solenoid, — prąd [A]- prawy solenoid,

b) sygnał złączający hamulec elektromagnetyczny: 1-stan wysoki, 0-stan niski

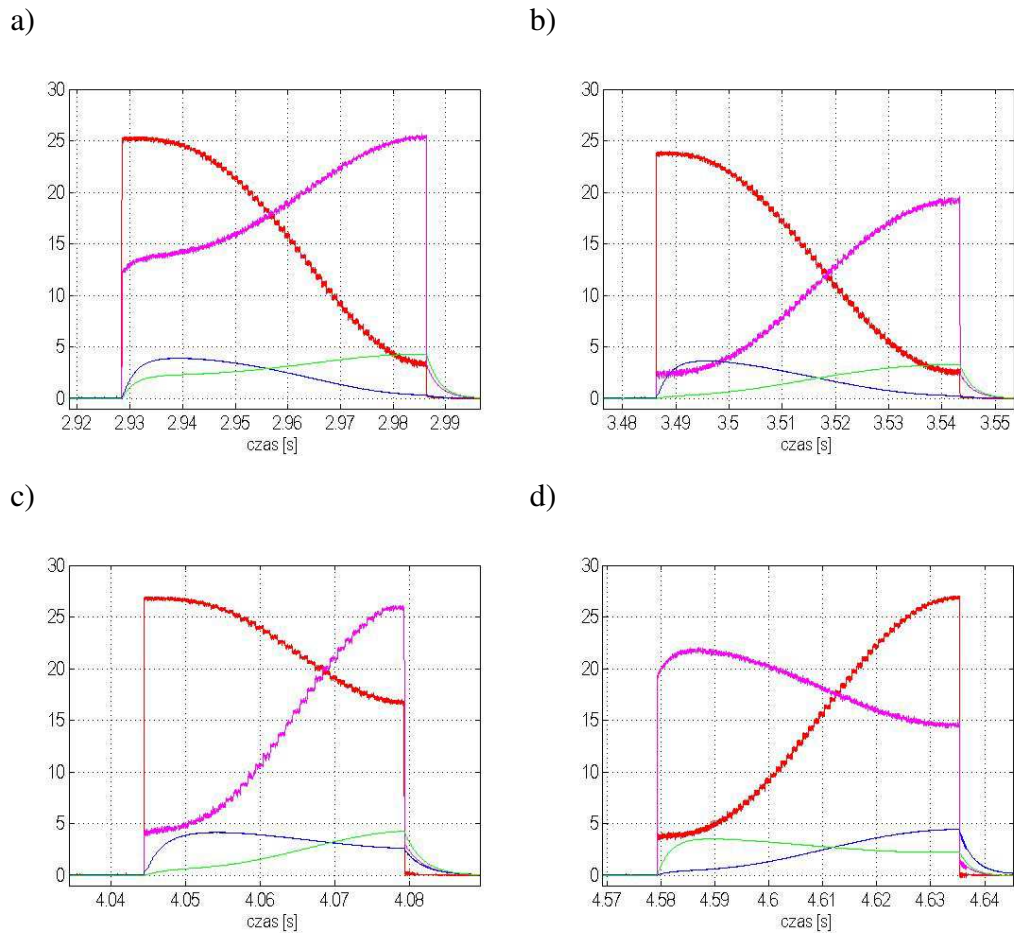
Na rys. 95a przedstawiono wartość prądu w uzwojeniu hamulca elektromagnetycznego, podczas realizacji sekwencji kroków. Na rys. 95b przedstawiono moment pierwszego załączenia hamulca elektromagnetycznego, w postaci funkcji prądu w dziedzinie czasu. Czas zadziałania hamulca w tym przypadku jest wystarczająco krótki, co pozwala na unieruchomienie układu pozycjonującego w zakładanej chwili, zgodnej z modelem symulacyjnym. Przebieg czasu narastania prądu w uzwojeniu hamulca do wartości pozwalającej zatrzymać niemal natychmiast suwak, zilustrowano na rys. 95b.



Rys. 95. Wartość prądu w uzwojeniu hamulca elektromagnetycznego w dziedzinie czasu: a) przy załączaniu hamulca elektromagnetycznego podczas ustalania położenia suwaka dla czterech kroków, b) dla pierwszego kroku

Na rys. 96 przedstawiono zastosowane funkcje napięciowe dla kroków od 1 do 4, wraz z indukowanym prądem w solenoidach. Na rys. 96 uwidocznione jest zjawisko powstawania szczątkowego prądu związanego z indukcyjnością solenoidów, w czasie po zaniku napięcia przyłożonego do solenoidów.





Rys. 96. Funkcje sterowań w dziedzinie czasu określone na stanowisku badawczym:  
 — napięcia [V] - lewy solenoid, — napięcia [V] - prawy solenoid,  
 — prądu [A] - lewy solenoid, — prądu [A] - prawy solenoid, — pozycji [mm], dla:  
 a) krok nr 1, b) krok nr 2, c) krok nr 3, d) krok nr 4

### 5.3. Metoda pełnego przeglądu

W niniejszym podrozdziale przedstawiono porównanie metody pełnego przeglądu, z metodą optymalizacyjną wykorzystującą algorytm genetyczny [Peco\_09].

W analizowanym problemie przyjęto, że parametry napięcia dla lewego i prawego solenoidu mogą być dobierane z zakresu 0 do 50 V z krokiem 1 V. Wybierane są cztery parametry, po dwa dla lewego i prawego solenoidu. Są to dyskretne wartości napięcia w pozycji startowej  $x_p=0$  m i końcowej  $x_k=40$  mm. Na podstawie tak dobranych wartości uruchamiany jest model symulacyjny w środowisku Matlab-Simulink i sprawdzane jest rozwiązanie modelu dynamicznego urządzenia pozycjonującego.

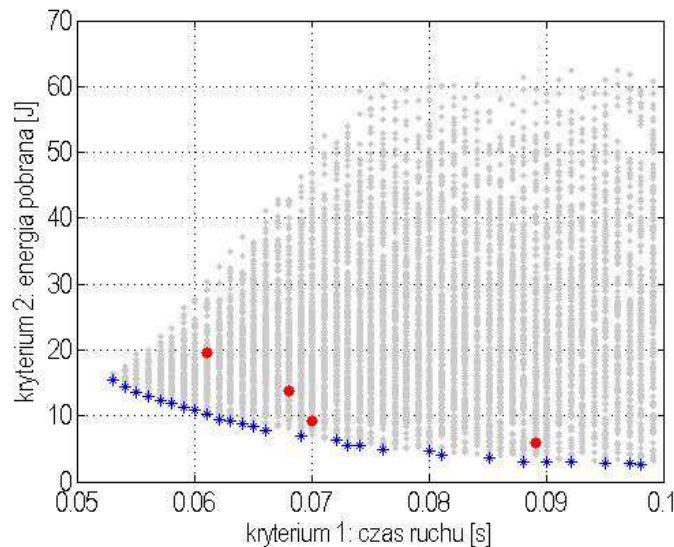
Ograniczeniem jest czas ruchu pozycjonera do pozycji ustalonej, który powinien być mniejszy niż 0.1s. Błąd ustalonej pozycji biegnika może wynosić  $\Delta x = 1$  mm, a błąd prędkości w punkcie końcowym  $x_k=40$  mm, ma być nie większy niż  $\Delta \dot{x} < 0.001 \frac{m}{s}$ .

Dwukryterialna funkcja celu (minimalizowana jest energia pobrana przez układ  $E$  i czas ruchu suwaka  $T$ ) przyjmuje następującą postać:

$$F_{\text{cel}} = \begin{bmatrix} T \\ E \end{bmatrix} \rightarrow \min \quad (5.11)$$

Zastosowanie metody pełnego przeglądu wymaga uwzględnienia wszystkich możliwych rozwiązań (spełniających zadane ograniczenia), czyli  $51^4 = 6\,765\,201$ . Spośród całego zbioru do przeanalizowania, tylko 7809 rozwiązań spełniało zadane ograniczenia, co stanowi 0.1154 % całości. Uzyskane rozwiązania zilustrowano na rys. 97 (szare punkty). Optymalne rozwiązania zaznaczono jako niebieskie gwiazdki. Są to Pareto-optymalne (globalne) rozwiązania.

Czas potrzebny na przeanalizowanie wszystkich możliwych przypadków i wyznaczenie zbioru rozwiązań spełniających zadane ograniczenia wynosił 170 godzin i 51 minut, na komputerze klasy Intel Core i7 2,8GHz, 12GB RAM. Przy tych samych ograniczeniach, zastosowano algorytm genetyczny przy populacji początkowej równej 50 i liczbie iteracji 5000. Czas działania procesu optymalizacji wynosił 5 godzin i 57 minut na tym samym komputerze. W wyniku tak przeprowadzonej optymalizacji, uzyskano cztery rozwiązania (zaznaczone jako czerwone kropki) widoczne na rys. 97.



Rys. 97. Wyniki otrzymane z metody pełnego przeglądu i z zastosowania algorytmu genetycznego AG

Jeśli porównamy oba czasy uzyskania wyników, z zastosowania algorytmu genetycznego i za pomocą metody pełnego przeglądu, można zauważyć, że algorytm genetyczny określił zbiór rozwiązań w czasie znacznie krótszym. Jest to zaledwie 3.49 % czasu niezbędnego do obliczeń w porównaniu z przypadkiem metody pełnego przeglądu. Uzyskane za pomocą algorytmu genetycznego wyniki można również uznać za wystarczająco dokładne.

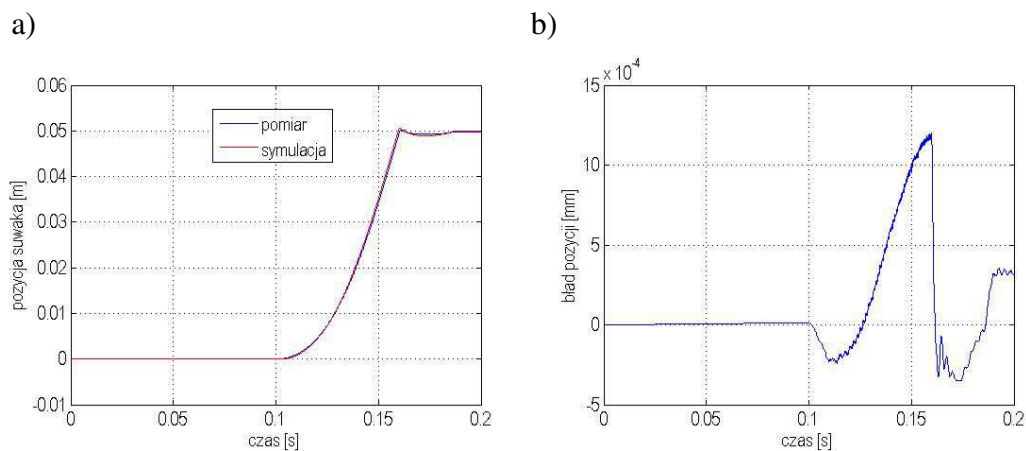
## Rozdział VI. Weryfikacja eksperymentalna modelu symulacyjnego

### 6.1. Weryfikacja przy różnych warunkach wymuszenia

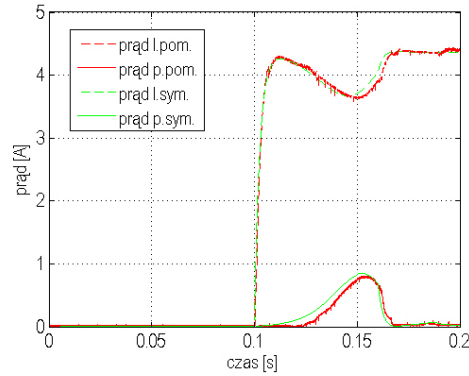
W celu zweryfikowania poprawności działania modelu symulacyjnego przeprowadzono szereg eksperymentów z wykorzystaniem modelu rzeczywistego i symulacji komputerowych, przy takich samych sygnałach wymuszających w postaci funkcji napięciowych.

#### 6.1.1. Wymuszenie skokowe

Sygnałem wymuszającym W1 jest skok napięcia od wartości 0 V do wartości 27 V w solenoidzie lewym trwający  $t=0.5$  s, przy braku zasilania prawego solenoidu. Obserwowane jest także indukowane napięcie i prąd w solenoidzie prawym. Takie samo doświadczenie przeprowadzono przy wymuszeniu w prawym solenoidzie, przy braku zasilania lewego solenoidu. Ze względu na zbliżone wyniki w obu przypadkach zostaną przedstawione jedynie rezultaty uzyskane dla solenoidu lewego (rys. 98).



Rys. 98. Przebiegi czasowe uzyskane za pomocą modelu symulacyjnego i określone na stanowisku badawczym przy wymuszeniu W1 w przypadku: a) pozycji suwaka, b) błędu pozycji pomiędzy modelem symulacyjnym a eksperymentalnym



Rys. 99. Prąd w funkcji czasu dla lewego (l) solenoidu i prawego (p). Wyniki określone na stanowisku badawczym (pom) i z symulacji modelu w środowisku Matlab-Simulink (sym) dla wymuszenia W1

Zauważalne jest indukowanie się prądu w uzwojeniu solenoidu prawego (rys. 99), na skutek ruchu magnesu trwałego we wnętrzu solenoidu. W analizowanym przypadku model symulacyjny w dobrym stopniu odwzorowuje działanie modelu rzeczywistego.

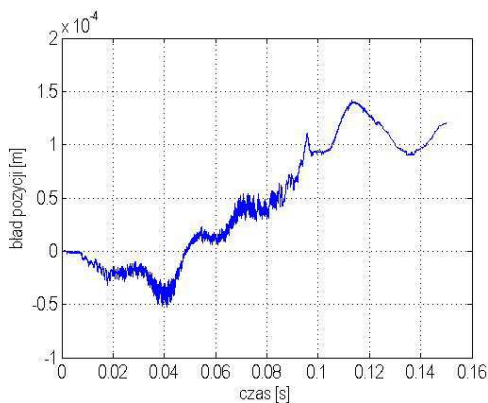
### 6.1.2. Stałe warunki pracy urządzenia pozycjonującego

Badane urządzenie pozycjonujące w przypadku sterowania w układzie otwartym może działać poprawnie jedynie w stałych warunkach pracy. Oznacza to, że zmiana któregokolwiek z parametrów w układzie pozycjonującym, np. warunków tarcia, masy układu, czy współczynników tłumienia, może spowodować niepoprawną pracę urządzenia.

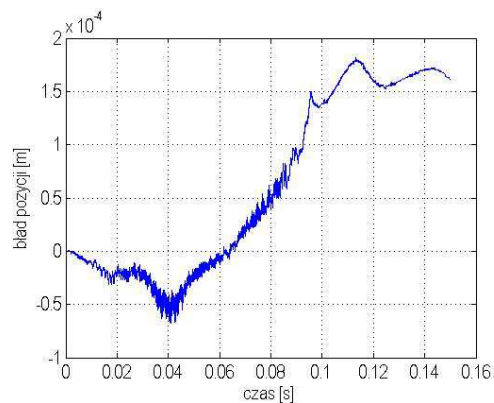
Przeprowadzono badanie, którego celem było wyznaczenie powtarzalności ruchu przy zadanym wymuszeniu. W prezentowanej analizie wymuszenie było zgodne z uzyskanym w rozdziale 5 rozwiązaniem p4 (punkt 5.2.1).

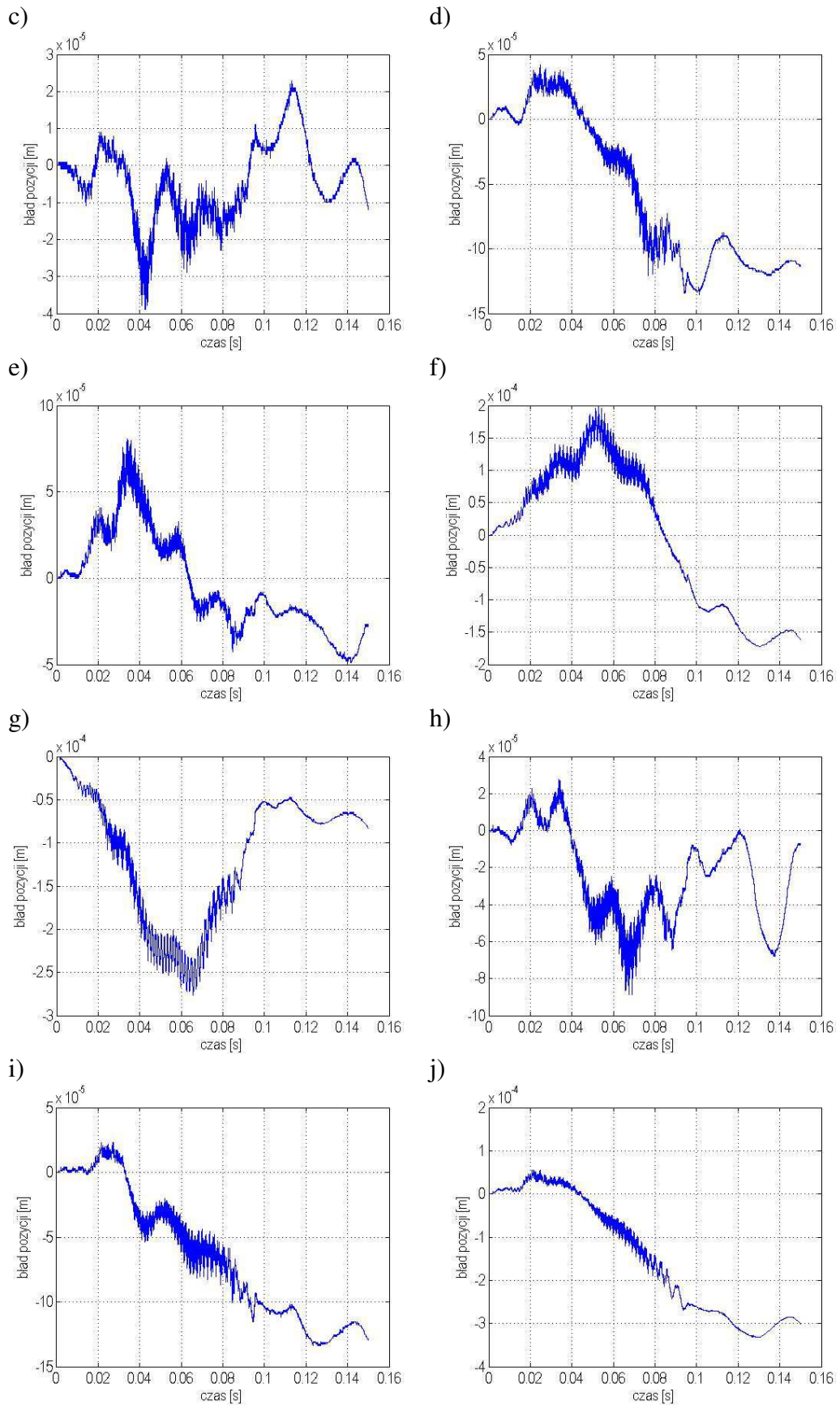
Porównano pierwszy otrzymany wynik, w postaci przemieszczenia suwaka z pozycji początkowej  $x_p=0$  m do pozycji końcowej  $x_{k4}=40$  mm, z kolejnymi dziesięcioma wynikami, przy tym samym wymuszeniu p4. Wyniki zaprezentowano w postaci wykresów błędu pozycji pozycjonera, pomiędzy pierwszym otrzymanym wynikiem, a kolejnymi wynikami przy tym samym wymuszeniu (rys. 100).

a)



b)





Rys. 100. Błąd pozycji pomiędzy pierwszą ustaloną pozycją pozycjonera, a kolejnymi dziesięcioma przemieszczeniami (a,...,j), w przypadku wymuszenia p4

Jak wynika z rezultatów przedstawionych na rys. 100, maksymalny błąd pozycjonowania urządzenia przy zadanym wymuszeniu nie przekracza 0.3 mm. Z tego względu proponowany napęd może poprawnie pracować w otwartym układzie sterowania, przy stałych warunkach pracy w tych zastosowaniach, gdzie dopuszczalna rozdzielczość pozycjonowania jest rzędu 0.3 mm.

W praktyce istnieje możliwość zastosowania rozwiązań technologicznych o wysokich standardach jakości i dokładności z wykorzystaniem proponowanego w niniejszej pracy napędu. W ten sposób możliwe byłoby znaczne zwiększenie rozdzielczości pozycjonowania w otwartym układzie sterowania. Zastąpienie dotychczasowego ułożyskowania pozycjonera, czyli prowadnicy liniowej z wózkiem liniowym, np. rozwiązaniem wykorzystującym tablicę Halbacha [Gosi\_06], pozwoliłoby na uzyskanie większej dokładności pozycjonowania układu działającego w układzie otwartym.

## 6.2. Wpływ współczynników tarcia na działanie układu pozycjonującego

Na poprawne działanie układu pozycjonującego pracującego w otwartym układzie sterowania, przy zadanych wymuszeniach w postaci funkcji czasowych, wpływają w dużym stopniu współczynniki tarcia statycznego i kinetycznego. Zmiana parametrów tarcia podczas eksploatacji urządzenia jest nieunikniona. Z tego względu przeanalizowano wpływ zmiany współczynników tarcia na działanie układu.

W przeprowadzanej analizie zmieniano współczynniki tarcia statycznego  $\mu_s$  i kinetycznego  $\mu_k$  o wartość  $\pm 100\%$ , względem początkowej wartości. Współczynnik tarcia statycznego wynosi  $\mu_s = 0.1270$ , a współczynnik tarcia kinetycznego  $\mu_k = 0.0953$ . Wymuszeniem są funkcje napięciowe dla lewego i prawego solenoidu określone w wyniku optymalizacji wymuszenia, w postaci ruchu pozycjonera z pozycji startowej równej  $x_p = 0$  m do pozycji końcowej równej  $x_{k4} = 40$  mm, przy zadanych ograniczeniach:

- czas ruchu  $< 0.2$  s,
- dokładność pozycjonowania 0.5 mm,
- prędkość pozycjonera w obszarze pozycji zadanej  $< 0.001 \frac{m}{s}$ .

W optymalizacji sterowania wykorzystywany jest algorytm genetyczny, który dobiera parametry dla lewego i prawego solenoidu jako dyskretne wartości napięcia w poszczególnych punktach pozycji suwaka:

$$[U_{11}(x_p), U_{12}(x_k), U_{21}(x_p), U_{22}(x_k)] \quad (6.1)$$

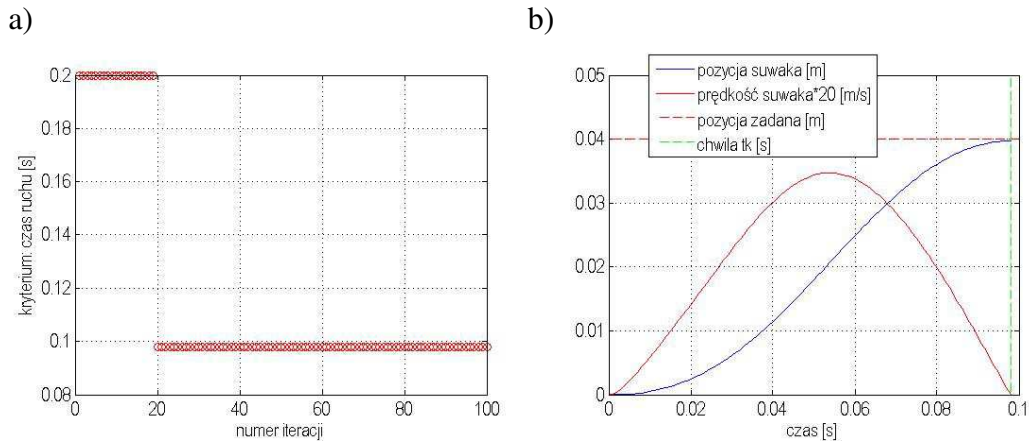
Następnie na podstawie wybranych parametrów uruchamiany jest model symulacyjny analityczny w środowisku Matlab-Simulink i wyznaczane są rozwiązania w postaci funkcji czasowych napięcia i prądu. Wartości napięć są dobierane z zakresu

od 0 do 27 V z krokiem 1 V. Na podstawie wybranych napięć budowane są interpolowane funkcje napięcia zależne od drogi. Funkcje te są wykorzystywane w modelu symulacyjnym do wyznaczenia dynamicznych funkcji czasowych sterowań (napięcie w funkcji czasu). Optymalizowany jest czas ruchu pozycjonera:

$$T \rightarrow T_{min} \quad (6.2)$$

W wyniku przeprowadzonej optymalizacji z użyciem algorytmu genetycznego, przy populacji początkowej równej 50 osobników i po 100 iteracjach, otrzymano rozwiązanie w postaci sterowań (funkcje napięciowe) dla lewego i prawego solenoidu (rys. 101a).

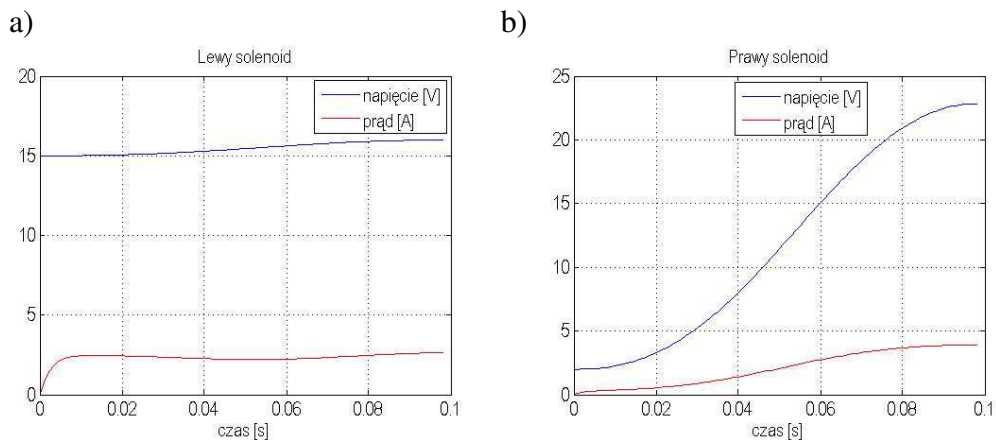
W przypadku rozwiązania optymalnego czas ruchu pozycjonera wynosi  $T=98 \text{ ms}$ .



Rys. 101. Wyniki uzyskane w przypadku zadanego ruchu pozycjonera:

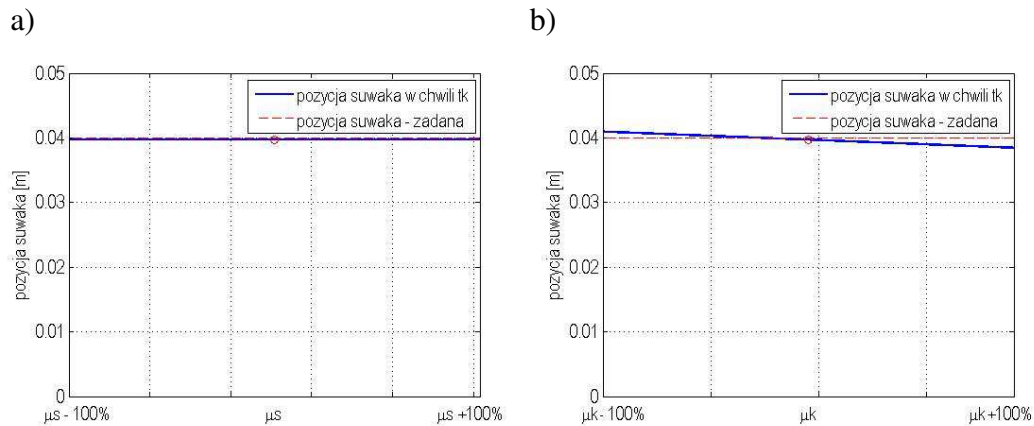
- a) wyniki z procesu optymalizacji,  
b) pozycja i prędkość suwaka w dziedzinie czasu, otrzymana w wyniku zadanych sterowań

Przy zastosowanych współczynnikach tarcia statycznego i kinetycznego układ pozycjonuje suwak poprawnie. W chwili czasu  $t_k=98 \text{ ms}$  pozycja suwaka wynosi  $x=39,7 \text{ mm}$ , zgodnie z założonymi ograniczeniami (rys. 101b). Ruch pozycjonera realizowany jest za pomocą wymuszenia dla lewego i prawego solenoidu w postaci funkcji napięciowych (rys. 102).



Rys. 102. Funkcje napięciowe i prądowe w dziedzinie czasu w przypadku:  
a) lewego solenoidu, b) prawego solenoidu

W modelu symulacyjnym, w którym zastosowano funkcje napięciowe uzyskane w sposób opisany powyżej zmieniano współczynnik tarcia statycznego  $\mu_s$  jak i kinetycznego  $\mu_k$ , o wartość  $\pm 100\%$ . Wyniki przedstawiono na rys. 103.



Rys. 103. Pozycja suwaka w chwili  $t_k$  w przypadku zmienianego współczynnika tarcia: a) statycznego, b) kinetycznego

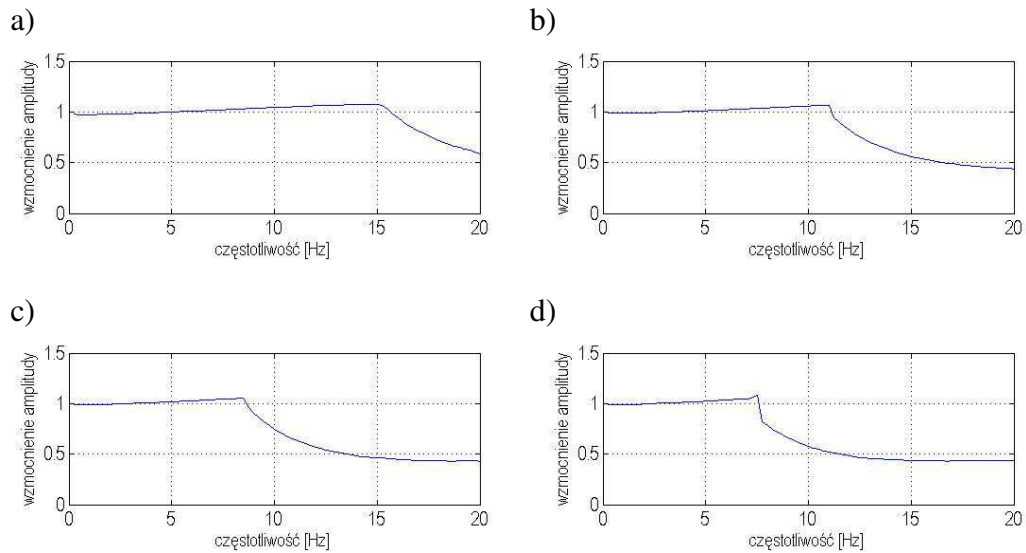
Jak można zauważyć z wykresów na rys. 103, zmiana współczynnika tarcia statycznego  $\mu_s$  w granicach  $\pm 100\%$ , nie wpływa negatywnie na ustaloną pozycję suwaka. Natomiast dwukrotne zmniejszenie współczynnika tarcia kinetycznego  $\mu_k$  powoduje zmianę pozycji suwaka w czasie  $t_k = 98 \text{ ms}$  do wartości  $x = 38.5 \text{ mm}$ . Dwukrotne zmniejszenie współczynnika tarcia kinetycznego  $\mu_k$ , powoduje zmianę pozycji suwaka do wartości  $x = 40.3 \text{ mm}$  w czasie  $t_k = 98 \text{ ms}$ .

### 6.3. Analiza częstotliwościowa układu pozycjonującego

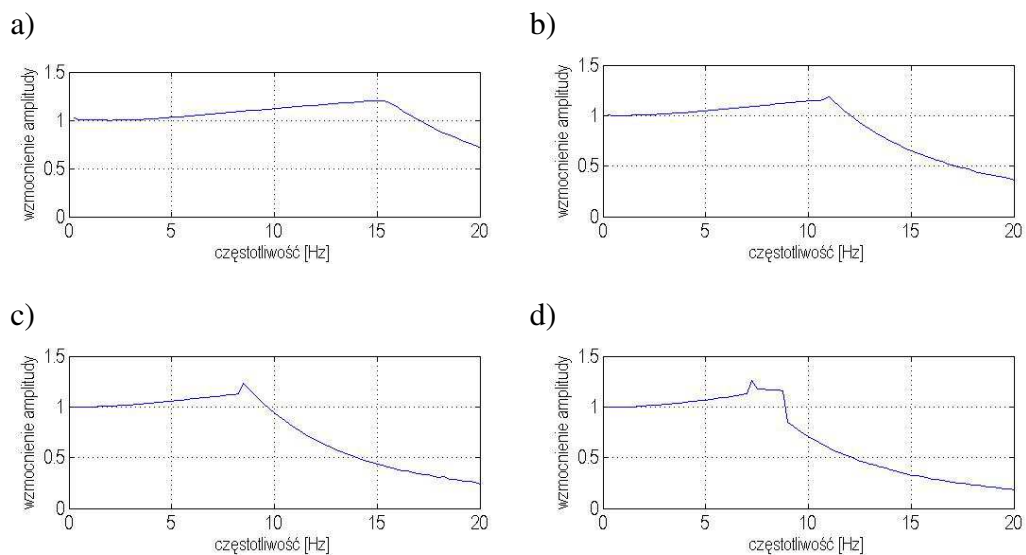
W niniejszym punkcie pracy przedstawiono zagadnienie sterowania pracą urządzenia pozycjonującego w układzie zamkniętym, przy wykorzystaniu regulatora PID w przypadku zadanych sygnałów harmonicznym. Gdy zadane przemieszczenie pozycjonera urządzenia ma postać harmoniczną, przy pewnych częstotliwościach następuje wzmocnienie lub osłabienie amplitudy ustalonej pozycji urządzenia. W pracy przedstawiono analizę częstotliwościową pracy układu pozycjonującego w przypadku wymuszeń sinusoidalnych. Rozpatrywano pracę urządzenia pozycjonującego w zakresie częstotliwości od 0.25 Hz do 20 Hz, przy amplitudach  $A_1 = 0.005 \text{ m}$ ,  $A_2 = 0.01 \text{ m}$ ,  $A_3 = 0.015 \text{ m}$ ,  $A_4 = 0.02 \text{ m}$ , przy dwóch różnych nastawach regulatora PID.

W wyniku przeprowadzonych badań można stwierdzić, w jakich zakresach częstotliwości układ poprawnie odwzorowuje sygnał zadany. Na rys. 104 przedstawiono analizę częstotliwościową przy następujących nastawach regulatora PID:  $K_p = 15.85$ ;  $K_d = 0.25$ ;  $K_i = 0.1$ . Z kolei na rys. 105 przedstawiono analizę częstotliwościową przy następujących nastawach regulatora PID:  $K_p = 15.85$ ;  $K_d = 0.25$ ;  $K_i = 100$ . Sygnałami zadanymi były sygnały sinusoidalne o częstotliwościach z zakresu 0.25 – 20 Hz.





Rys. 104. Wzmocnienie amplitudy przemieszczenia, w funkcji częstotliwości w przypadku wymuszeń sinusoidalnych, o amplitudach: a)  $A_1=0.005$  m, b)  $A_2=0.01$  m, c)  $A_3=0.015$  m, d)  $A_4=0.02$  m; przy nastawach regulatora PID:  $K_p=15.85$ ;  $K_d=0.25$ ;  $K_i=0.1$

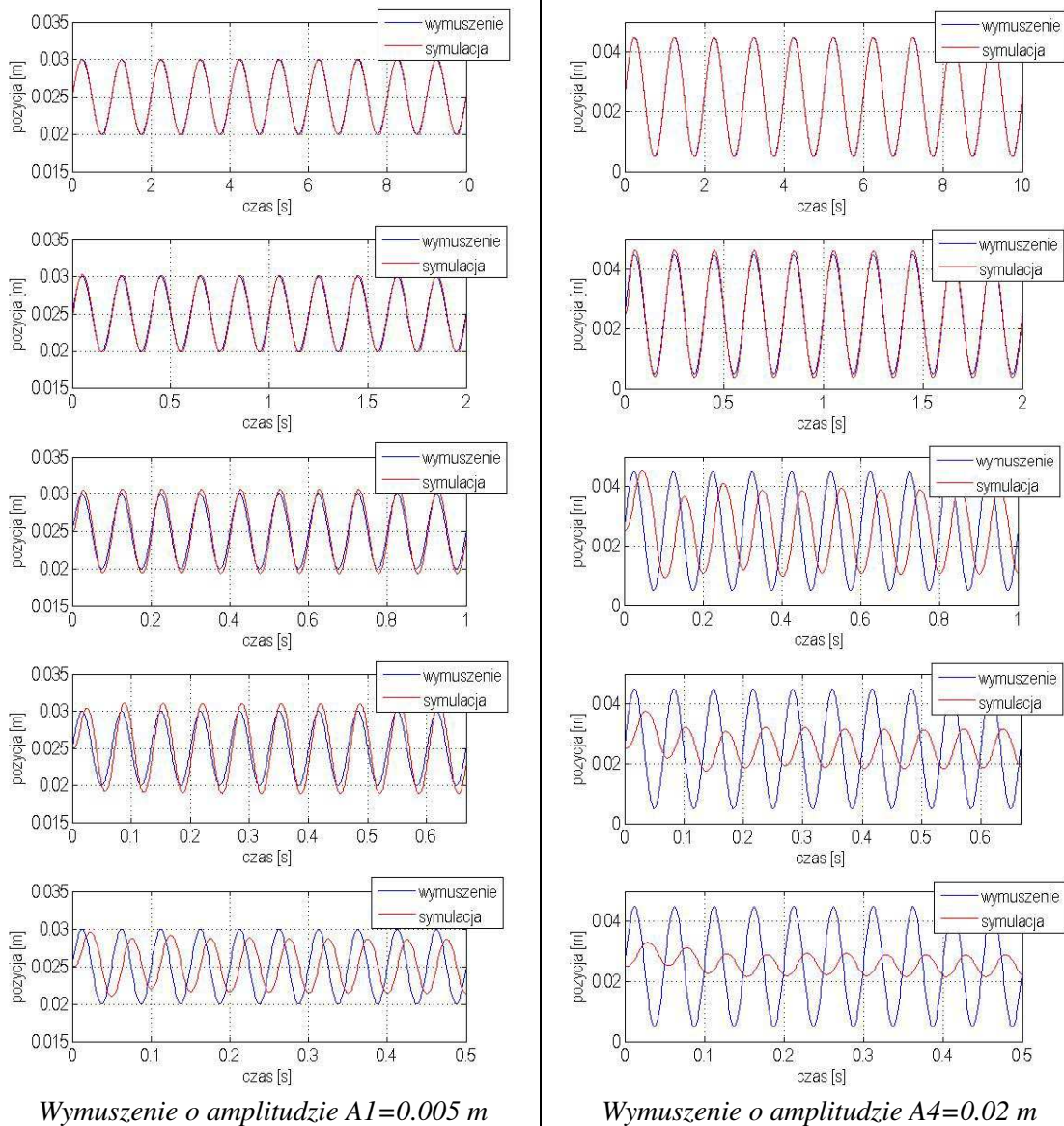


Rys. 105. Wzmocnienie amplitudy przemieszczenia w funkcji częstotliwości w przypadku wymuszeń sinusoidalnych o amplitudach: a)  $A_1=0.005$  m, b)  $A_2=0.01$  m, c)  $A_3=0.015$  m, d)  $A_4=0.02$  m; przy nastawach regulatora PID:  $K_p=15.85$ ;  $K_d=0.25$ ;  $K_i=100$

W przypadku wymuszeń sinusoidalnych, gdzie wpływ członu całkującego jest niewielki  $K_i=0.1$  (rys. 104), im mniejsza jest amplituda sygnału wymuszającego, tym w szerszym zakresie częstotliwości układ pozycjonujący jest w stanie pracować poprawnie. Jednak ma to miejsce z większym błędem ustalonej pozycji, niż w przypadku większej wartości wzmocnienia członu całkującego  $K_i$ .

Gdy wpływ członu całkującego jest duży, np.  $K_i=100$ , pozycja ustalana suwaka jest dokładniejsza w zakresie niskich częstotliwości do 3 Hz, natomiast przy wyższych częstotliwościach pracy układu dochodzi do wzmocnienia amplitudy ruchu suwaka.

Powyżej pewnych wartości częstotliwości, zależnych od amplitud sygnałów wymuszających (rys. 106), dochodzi do gwałtownego obniżenia wzmocnienia sygnału względem sygnału zadanego, gdyż układ pozycjonujący, ze względu na swoją masę nie nadąża za sygnałem zadanym.



Rys. 106. Pozycja suwaka w funkcji czasu dla sygnału sinusoidalnego o częstotliwości, od góry: 1 Hz, 5 Hz, 10 Hz, 15 Hz, 20 Hz; przy nastawach regulatora PID,  $K_p=15.85$ ;  $K_d=0.25$ ;  $K_i=100$

## 6.4. Działanie urządzenia pozycjonującego przy sygnale o charakterystyce białego szumu

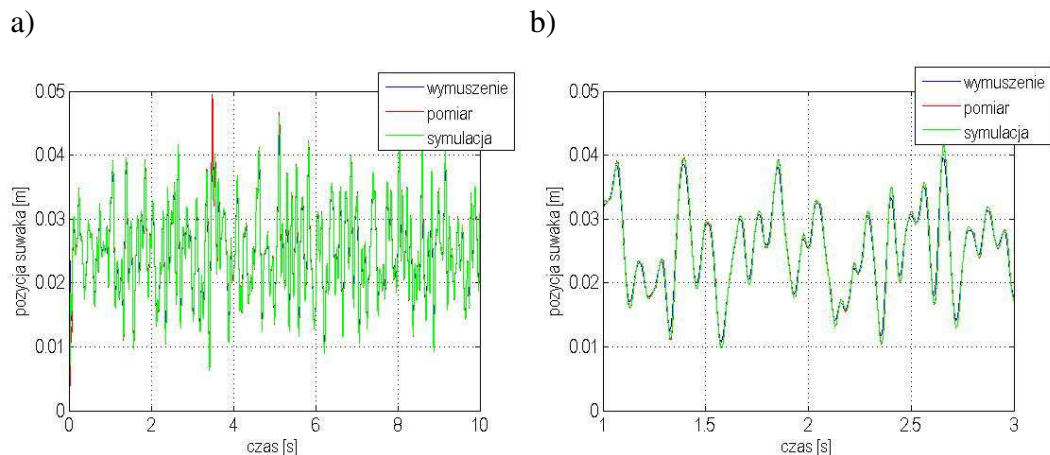
Zbadano poprawność działania urządzenia pozycjonującego w przypadku sygnału wymuszającego o charakterystyce białego szumu. Zakres rozpatrywanych częstotliwości zawierał się w przedziale od 0.5 Hz do 10 Hz. Analiza dotyczyła modelu symulacyjnego i modelu rzeczywistego.

Nastawy regulatora PID wyznaczono za pomocą optymalizacji wykorzystującej algorytm genetyczny. Minimalizowano całkę uchybu ( $IAE$ ), obliczaną w całym zakresie czasu trwania wymuszenia:

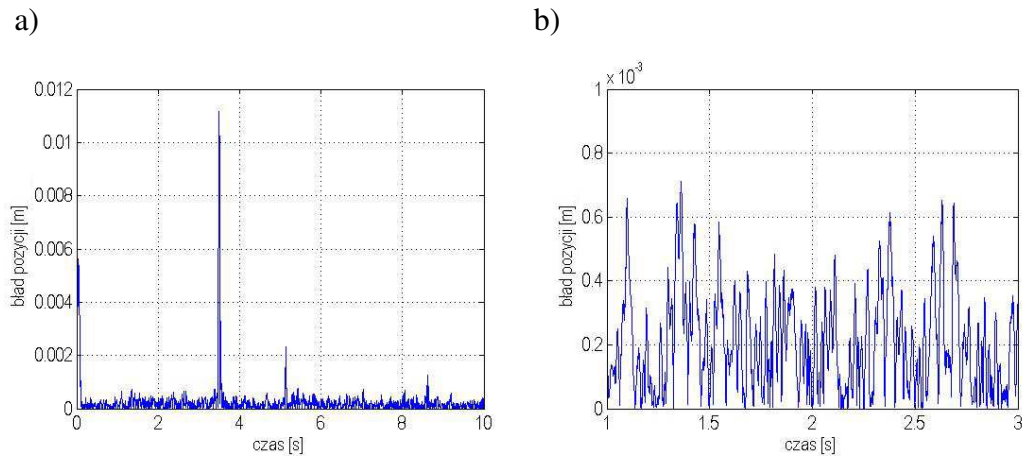
$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (6.3)$$

gdzie  $e$  oznacza uchyb pomiędzy sygnałem zadanym a mierzonym.

W wyniku optymalizacji, przy dobieraniu nastaw sterowania przy populacji początkowej równej 50 i po 100 iteracjach, otrzymano następujące wartości wzmożeń  $K_p=15.85$ ,  $K_d=0.25$ ,  $K_i=100$ . Przy tak wybranych nastawach regulatora PID przeprowadzono eksperyment, który porównano z wynikami otrzymanymi z modelu symulacyjnego. Zbadano przemieszczenie w funkcji czasu pozycjonera urządzenia. Na rys. 107 pokazano w jaki sposób układ jest w stanie odwzorowywać sygnał wymuszający. Na rys. 107b pokazano fragment wykresu z rys. 107a, w celu dokładniejszego zobrazowania zachowania się układu pozycjonującego.



Rys. 107. Pozycja suwaka w funkcji czasu w przypadku wymuszenia w postaci białego szumu o częstotliwości z zakresu 0.5 Hz – 10 Hz. przy nastawach regulatora PID  $K_p=15.85$ ;  $K_d=0.25$ ;  $K_i=100$ ;  
a) przedział czasowy 0÷10 s, b) przedział czasowy 1÷3 s



Rys. 108. Błąd pozycji pomiędzy sygnałem otrzymanym w wyniku symulacji a pomiarem na stanowisku badawczym, przy nastawach regulatora PID  $K_p=15.85$ ;  $K_d=0.25$ ;  $K_i=100$ ;  
a) przedział czasowy 0÷10 s, b) przedział czasowy 1÷3 s

Analizując błąd (rys. 108) wynikający z różnicy ustalonej pozycji w przypadku modelu symulacyjnego i pomiarów uzyskanych na stanowisku badawczym, można jednoznacznie stwierdzić, iż model symulacyjny zbudowany w środowisku Matlab-Simulink jest poprawny i dobrze odwzorowuje rzeczywiste zachowanie się układu pozycjonującego.

## Rozdział VII. Zakończenie

### 7.1. Podsumowanie

Zaprojektowanie i zbudowanie urządzenia pozycjonującego poprzedzał proces doboru jego parametrów konstrukcyjnych (rozdział II). Do optymalizacji konstrukcji użyto metody elementów skończonych, która była zaimplementowana w komercyjnym oprogramowaniu do analizy elektromagnetycznej ANSYS ANSOFT Maxwell 13. Dzięki otrzymanym результатам, zaprojektowano i zbudowano stanowisko pomiarowe, wraz z omawianym napędem pozycjonującym.

Przedstawione w rozdziale III analizy numeryczne statyczne i dynamiczne wraz z przeprowadzonymi badaniami na stanowisku pomiarowym, pozwoliły określić podstawowe parametry pracy urządzenia. Na tej podstawie został poprawnie zbudowany model matematyczny urządzenia pozycjonującego, który zaprezentowano w rozdziale IV.

Model symulacyjny urządzenia pozycjonującego został zbudowany w środowisku Matlab-Simulink. Stanowił on w pracy podstawę do przeprowadzania szeregu symulacji i optymalizacji pracy urządzenia. Zgodność zaprezentowanego modelu symulacyjnego z modelem rzeczywistym zaprezentowano w rozdziale V, gdzie porównywano przebiegi czasowe przy różnych wymuszeniach. Pozytywna weryfikacja modelu symulacyjnego została także potwierdzona w rozdziale VI, gdzie zaprezentowano odpowiedź modelu symulacyjnego i rzeczywistego przy sygnale o charakterystyce białego szumu.

W wyniku analizy wpływu prądów wirowych (punkt 3.3 pracy) wykazano, że nie muszą być one brane pod uwagę podczas modelowania układu pozycjonującego.

Poprzez wykonanie analizy temperaturowej układu napędowego (punkt 3.5 pracy) stwierdzono, że wpływ temperatury na zmianę rezystancji uzwojeń jest istotny i powinien zostać wzięty pod uwagę przy budowie modelu matematycznego. Dzięki temu rezystancja uzwojeń solenoidów została wiarygodnie odwzorowana w modelu symulacyjnym.

W punkcie 3.7 pracy określono wpływ sił tarcia występujących w układzie. Było to niezbędne szczególnie w przypadku sterowania układu pozycjonującego w otwartym układzie sterowania.

Wyznaczany za pomocą algorytmu genetycznego zbiór rozwiązań leżący na krzywej Pareto (punkty 3.4 i 5.2 pracy), pozwala na wybranie rozwiązania w postaci funkcji sterujących. Dzięki takiemu podejściu konstruktor może wybrać rozwiązanie, które go interesuje zwracając uwagę na energochłonność procesu bądź na szybkość działania urządzenia.

W punkcie 6.3 pracy określono, w jakim przedziale częstotliwościowym przy wymuszeniu sinusoidalnym urządzenie może poprawnie realizować zadany ruch. Pokazano odpowiedzi układu na zadane wymuszenia w postaci sygnału sinusoidalnego przy częstotliwościach z zakresu 0.25÷20 Hz. Wykazano że przy wyższych częstotliwościach układ nie nadąża za sygnałem wymuszenia, a w pewnym zakresie częstotliwości następuje wzmocnienie amplitud ruchu układu pozycjonującego.

W punkcie 5.1 pracy, przedstawiono sterowanie urządzeniem pozycjonującym pracującym w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, przy wykorzystaniu regulatora PID. Parametry regulatora były dobierane poprzez algorytm genetyczny, a następnie analizowano pracę urządzenia przy wykorzystaniu modelu symulacyjnego. Wykazano, że parametry regulatora PID powinny być dobierane dla każdego wymuszenia osobno.

W punkcie 6.1.2 pracy wykazano, że zbudowane urządzenie pozycjonujące pracujące w układzie otwartym przy określonym wymuszeniu, jest w stanie poprawnie realizować zadany ruch z dokładnością ustalonej pozycji do 0.3 mm.

Zasadność zastosowania układu hamującego w przypadku sterowania w otwartym układzie regulacji wykazano w punkcie 5.2.3 Bez załączającego się hamulca elektromagnetycznego w końcowym czasie ustalonej pozycji nie jest możliwe sterowanie sekwencyjne urządzeniem w układzie otwartym (rys. 93).

## 7.2. Wnioski

Wybór gotowego rozwiązania konstrukcyjnego w przypadku zadanego ruchu pozycjonera przeważnie podyktowany jest przyjętymi przez projektantów założeniami eksploatacyjnymi. Projektanci dokonując wyboru napędu elektrycznego mającego działać w złożonym procesie technologicznym lub w innym urządzeniu wykonującym pracę mechaniczną, najlepiej zdają sobie sprawę z możliwości i ograniczeń technologicznych budowanego urządzenia.

Zaproponowana w niniejszej pracy metoda poszukiwania sterowań w przypadku urządzenia pozycjonującego wykorzystująca algorytm genetyczny, pozwala na wyznaczenie zbioru optymalnych rozwiązań w aspekcie energochłonności i dynamiki napędu. Daje to konstruktorom możliwość wyboru rozwiązania, przy jednoczesnej optymalizacji wydajności.

Cel naukowy przedstawiony w pracy został zrealizowany poprzez opracowanie modelu matematycznego urządzenia pozycjonującego wraz z hamulcem elektromagnetycznym oraz zbudowanie w pełni funkcjonalnego modelu symulacyjnego uwzględniającego nieliniowości występujące w pracy urządzenia.

Opracowana metoda pozwalająca na wyznaczanie optymalnych sterowań, przy jednoczesnej minimalizacji przyjętych przeciwstawnych kryteriów cząstkowych ( czasu ruchu i energii pobranej) została sprawdzona i potwierdzona eksperymentalnie za pomocą wykonanego na potrzeby pracy stanowiska badawczego.

Efektywność zastosowanej metody optymalizacyjnej w postaci algorytmu genetycznego, została także potwierdzona przy porównaniu otrzymanych wyników z wynikami uzyskanymi na drodze pełnego przeglądu.

W pracy przedstawiono także innowacyjny sposób projektowania urządzenia jako zespołu napędowego i hamującego, o dużej szybkości ruchu i dokładności pozycjonowania przy konwencjonalnym układzie regulacji położenia typu PID, ograniczonym jedynie rozdzielczością zastosowanego czujnika pozycji.

Cel użytkowy został także osiągnięty. Było nim zbudowanie urządzenia pozycjonującego wraz z hamulcem elektromagnetycznym.

Określono również sprawność urządzenia, która w porównaniu do silników elektrycznych rotacyjnych prądu stałego nie jest wielka. Jednakże dynamika pracy wykonanego urządzenia przewyższa wspomniane wyżej silniki elektryczne.

Przedstawione w pracy tezy zostały udowodnione na podstawie badań eksperymentalnych i szeregu analiz dokonanych za pomocą modelu symulacyjnego i modelu numerycznego (MES). Wykazano, że jest możliwe wyznaczenie sterowań w postaci funkcji napięć w dziedzinie czasu w przypadku rozważanego urządzenia pozycjonującego. Wykazano także, że możliwa jest poprawna praca urządzenia pozycjonującego w pewnym zakresie dokładności w układzie otwartym bez sprzężenia zwrotnego. Do tego celu wykorzystano wcześniej zdefiniowane funkcje napięciowe otrzymane w wyniku przeprowadzonej polioptymalizacji sterowania.

W ocenie autora aplikacyjność omawianego urządzenia jest duża, gdyż obecnie w procesach technologicznych dąży się przede wszystkim do optymalizacji czasu ich działania.

### 7.3. Kierunki dalszych badań

Z uwagi na charakter pracy urządzenia pozycjonującego, przede wszystkim szybkość jego działania, możliwość dokładnego pozycjonowania oraz małą złożoność konstrukcji, dalszy rozwój urządzenia pozycjonującego i jego zastosowanie w różnych dziedzinach techniki wydają się duże. Z tego względu dalsze badania nad urządzeniem pozycjonującym, a w szczególności nad optymalizacją konstrukcji, i systemu sterowania wydają się uzasadnione.

Planowane jest zbudowanie stołu współrzędnościowego OXYZ (urządzenia typu „pick&place” – „podnieś i unieś”) i zastosowanie jako napędu opisywanego w pracy urządzenia pozycjonującego. Zostaną także podjęte próby sterowania pracą urządzenia pozycjonującego w układzie otwartym, przy jednoczesnej optymalizacji procesu pod względem szybkości działania i pobranej energii. Pozwoli to na oszacowanie i porównanie wydajności z komercyjnie oferowanymi produktami dostępnymi na rynku.

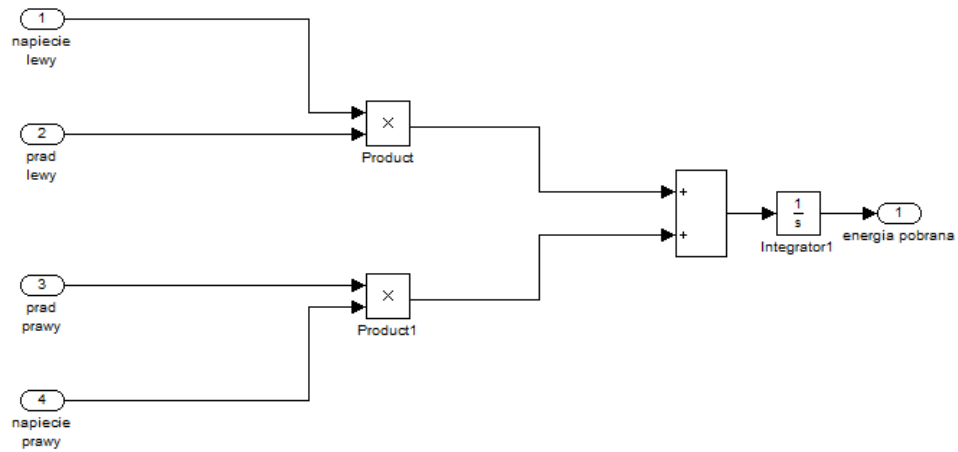
Uniwersalność proponowanego napędu daje niemal nieograniczone możliwości jego zastosowania w wielu gałęziach przemysłu, przede wszystkim jako siłowniki. Dlatego

też w najbliższej przyszłości planuje się zbudowanie manipulatora stosowanego w robotyce i wyposażonego w omawiany napęd. Obecnie jako napędy manipulatorów wykorzystuje się serwomechanizmy wraz z silnikami prądu stałego lub silniki krokowe. Zastąpienie standardowych napędów przedstawionym w pracy napędem pozwoliłoby na zwiększenie szybkości działania manipulatora.

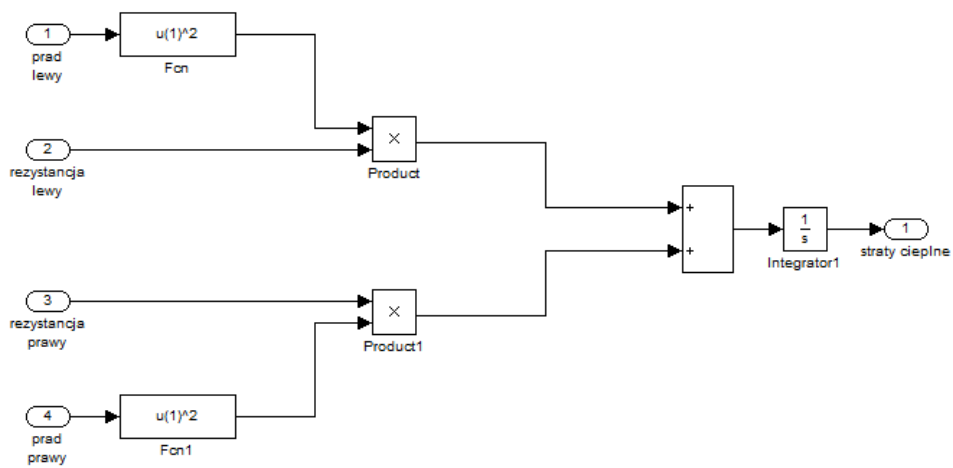
W dalszej perspektywie badań, autor planuje podjąć tematykę związaną z liniowymi silnikami elektrycznymi ze swobodną cewką, a w szczególności optymalizacją konstrukcji napędów oraz metodami ich sterowania.



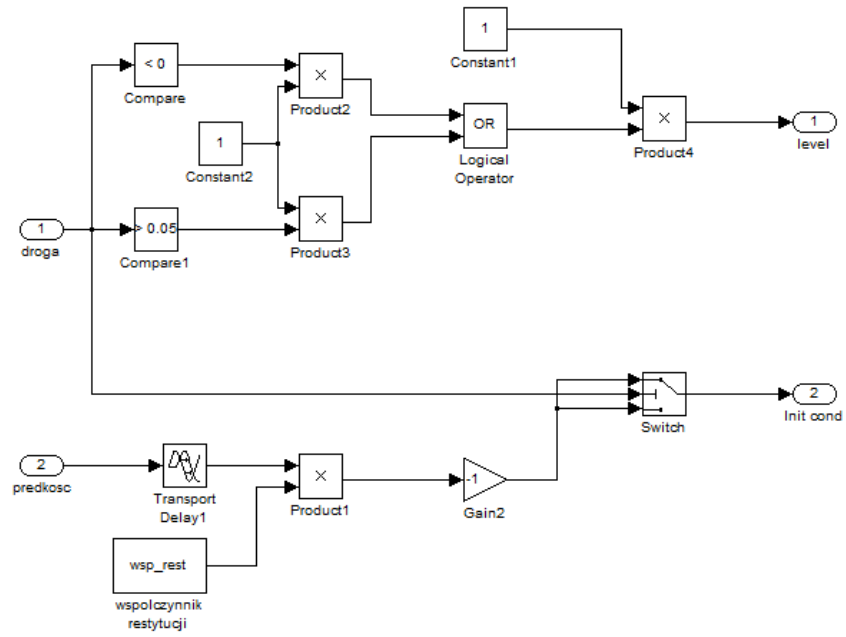




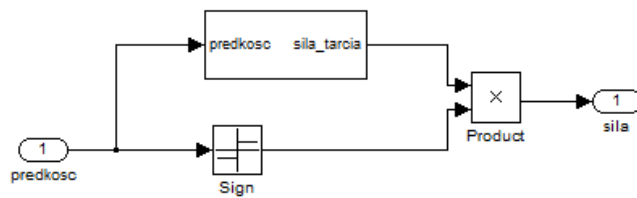
Rys. 2. Podsystem energii elektrycznej pobranej przez urządzenie pozycjonujące



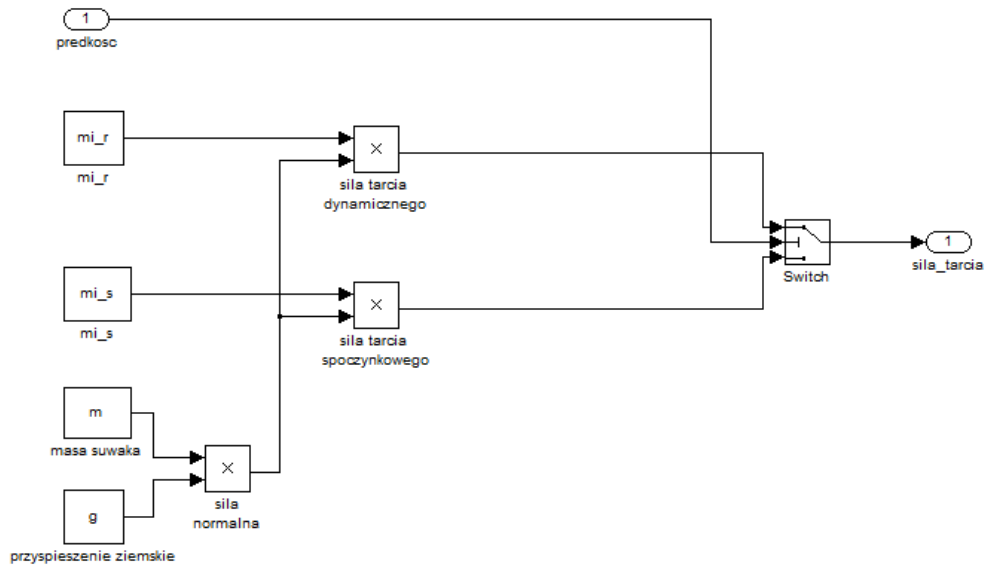
Rys. 3. Podsystem energii związanej ze stratami cieplnymi w uzwojeniach solenoidów



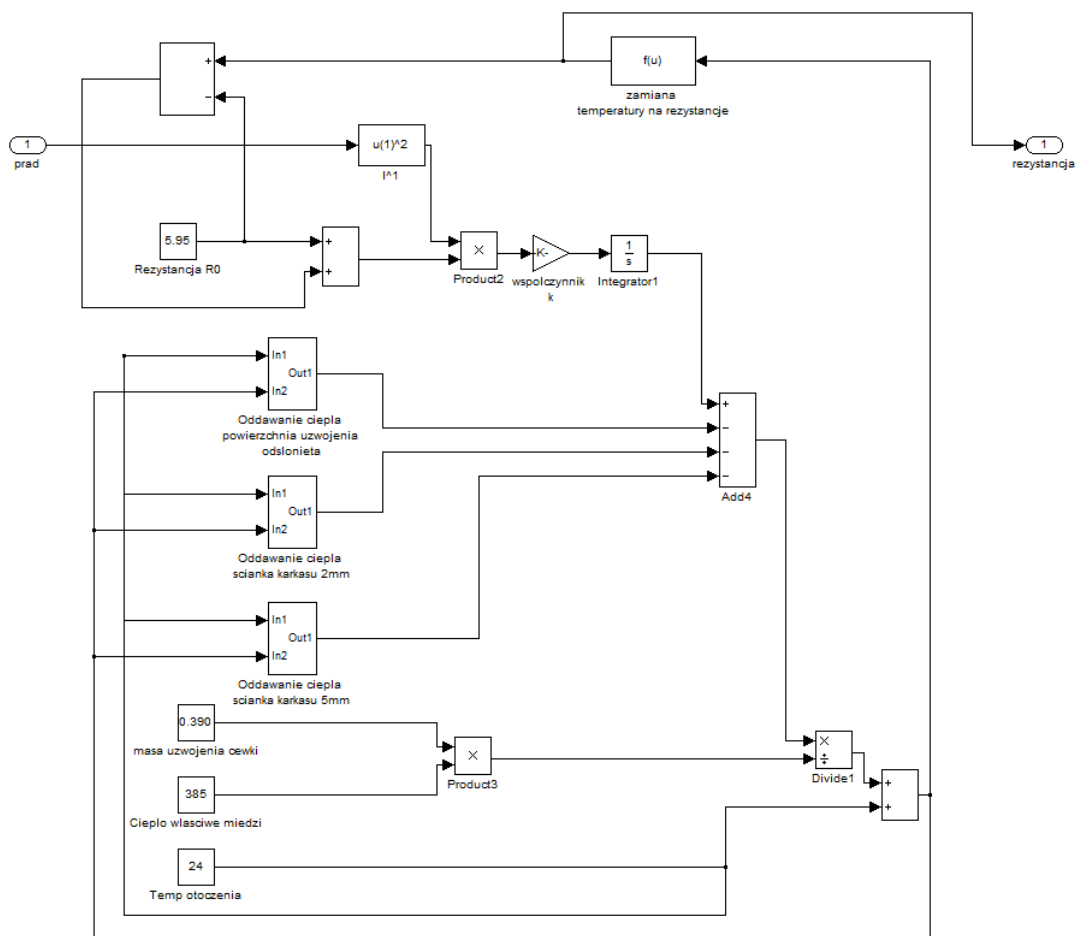
Rys. 4. Podsystem ograniczników (barier) ruchu suwaka urządzenia pozycjonującego



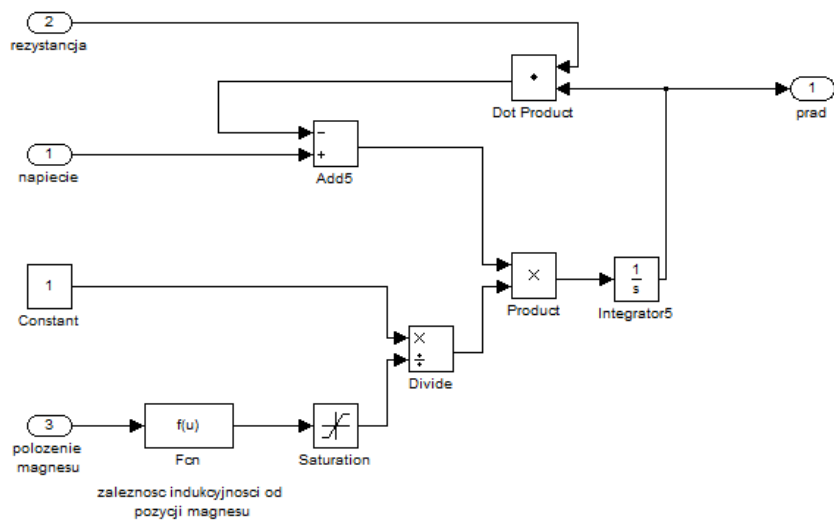
Rys. 5. Podsystem sił tarcia występujących w układzie



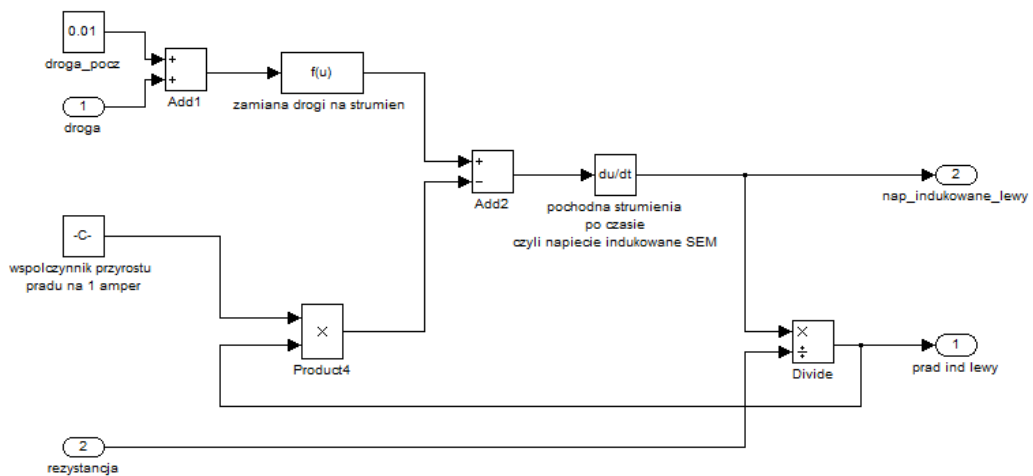
Rys. 6. Podsystem modelu z rys. 6 określający siły tarcia występujące w układzie



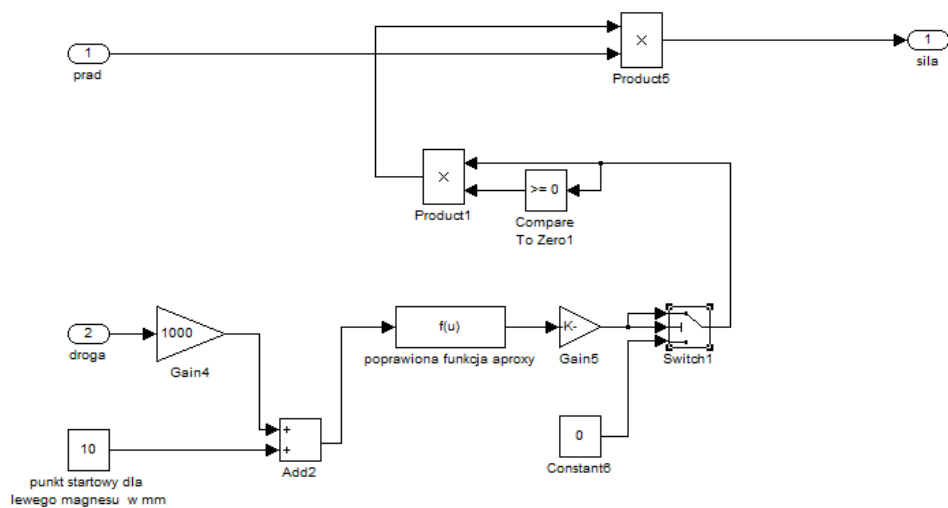
Rys. 7. Podsystem określający zmianę rezystancji uzwojenia solenoidu podczas przepływu prądu przez uzwojenie i wydzielania ciepła zgodnie z regułą Joule'a- Lenza (w przypadku lewego napędu)



Rys. 8. Podsystem określający zależność pomiędzy napięciem zasilającym solenoid, a prądem indukowanym w uzwojeniu solenoidu w wyniku samoindukcji (w przypadku lewego napędu)



Rys. 9. Podsystem określający indukowany prąd pod wpływem ruchu magnesu trwałego wewnątrz solenoidu (w przypadku lewego napędu)



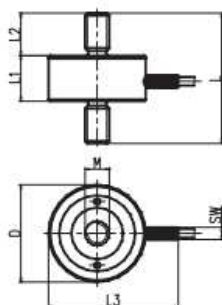
*Rys. 10. Podsystem określający wartość siły działającej na magnes znajdujący się w polu magnetycznym solenoidu w zależności od jego pozycji (w przypadku lewego napędu)*

## Załącznik 2 – Specyfikacja czujników siły zastosowanych w pracy

### Czujnik siły EMS20-200

#### Własności:

- Układ mostkowy
- Miniaturowa obudowa
- Pomiar nacisku i siły rozciągającej
- Dla przemysłu i laboratoriów



Zakres kN	D mm	M mm	L mm	L1 mm	L2 mm	L3 mm	SW
0,05	18	M4	24	10	7	24	3
0,1; 0,2; 0,5	28	M6	34	14	10	38	4
1; 2; 5	32	M8	43	15	14	42	4

#### Dane techniczne

Zakres pomiaru (F.S.) - znamionowy	50 N	100, 200, 500 N	1, 2, 5 kN
Przebieżenie użytkowe Przebieżenie graniczne	150 %F.S. 200 %F.S.		
Stała char. (mV/V ± 2%)	1,0	1,5	
Tolerancja - zera - liniowości Histereza Błąd pełzania (30 min)	2%F.S. 0,5%F.S. 0,5%F.S. 0,2%F.S.	2%F.S. 0,2%F.S. 0,2%F.S. 0,1%F.S.	
Współczynnik temp. - punktu zerowego - stałej charakter.	0,1 %F.S./10 °C 0,1 %F.S./10 °C		
Rezystancja mostka - wejście	395Ω ±10%	380Ω ±10%	
Rezystancja wyjścia	350Ω ±5%		
Rezystancja izolacji	> 5000 MΩ		
Napięcie zasilania - znamionowe - maksymalne	5 V 7 V	10 V 15 V	
Zakres temperatur - znamionowy - użytkowy	0 ... + 50 °C - 10 ... + 70 °C		
Stopień ochrony	IP 54		
Materiał korpusu pomiarowego	Aluminium	Stal niklo- wana	
Kabel przyłączeniowy	LifYDY 4 x 0,05 długość 2 m		
Podłączenie - zasilanie + - zasilanie - - sygnał + - sygnał - - obudowa	biały brązowy żółty zielony ekran		

F.S. - pełny zakres pomiarowy

## Czujnik siły KM302

### Dane techniczne



Zakres pomiaru (F.S.) - znamionowy	50 N
Przebieżenie użytkowe	120% F.S.
Przebieżenie graniczne	150% F.S.
Stała char.	2mV/V
Tolerancja - zera - liniowości	2% F.S. 0,04% F.S.
Histeresa	0,04% F.S.
Współczynnik temp. - punktu zerowego - stałej charakter.	0,04% F.S. /10°C 0,04% F.S. /10°C
Rezystancja mostka - wejście	410Ω +/- 15Ω
Rezystancja wyjścia	350 +/- 3Ω
Rezystancja izolacji	> 2000Ω
Napięcie zasilania - znamionowe - maksymalne	10V 15V
Zakres temperatur - znamionowy - użytkowy	-10 ... +40°C -20 ... +60°C
Podłączanie - zasilanie + - zasilanie - - sygnał + - sygnał - - obudowa	Brązowy Biały Zielony Żółty ekran
Rezystancja izolacji	> 2000Ω
Rezystancja izolacji	> 2000Ω



## Załącznik 3 – Specyfikacja wzmacniacza operacyjnego OPA549T

### **BURR BROWN OPA549T**

**Układ scalony:wzmacniacz operacyjny; 900kHz; 8÷60V; TO220**

**Symbol:** OPA549T

**Symbol oryginalny:** OPA549T

**Producent:** BURR BROWN

**Grupa:** Wzmacniacze operacyjne tht

**Certyfikaty:**  RoHS



#### **Parametry układu:**

Typ układu scalonego	wzmacniacz operacyjny
Pasma przenoszenia	900kHz
Zakres napięć zasilających AC/DC	8...60V
Obudowa	TO220
Montaż	THT
Liczba kanałów	1
Szybkość narastania napięcia	9V/μs
Temperatura pracy	-40...125°C



<b>Ref (Reference Pin for Control Signals)</b>					
Voltage Range		V-	-3.5	(V+) - 8	V
Current <sup>(2)</sup>					mA
<b>POWER SUPPLY</b>					
Specified Voltage	V <sub>S</sub>		±30		V
Operating Voltage Range, (V+) - (V-)		8		60	V
Quiescent Current	I <sub>Q</sub>	I <sub>LIM</sub> Connected to Ref I <sub>Q</sub> = 0	±26	±35	mA
Quiescent Current in Shutdown Mode		I <sub>LIM</sub> Connected to Ref	±6		mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b>					
Specified Range		-40		+85	°C
Operating Range		-40		+125	°C
Storage Range		-55		+125	°C
Thermal Resistance, $\theta_{JC}$			1.4		°C/W
Thermal Resistance, $\theta_{JA}$	No Heat Sink		30		°C/W

NOTES: (1) High-speed test at T<sub>J</sub> = +25°C. (2) Positive conventional current is defined as flowing into the terminal. (3) See "Total Harmonic Distortion + Noise vs Frequency" in the Typical Characteristics section for additional power levels. (4) See "Safe Operating Area" (SOA) in the Typical Characteristics section.

## Spis rysunków

Rys. 1.	Wielopozycyjne siłowniki elektromagnetyczne firmy Norgren .....	6
Rys. 2.	Przykładowe napędy ze swobodną cewką .....	7
Rys. 3.	Schemat budowy urządzenia pozycjonującego .....	14
Rys. 4.	Wyznaczanie funkcji sterujących w środowisku Matlab-Simulink .....	20
Rys. 5.	Algorytm wyznaczania funkcji sterujących pracą siłownika.....	21
Rys. 6.	Schemat sterowania urządzeniem pozycjonującym w otwartej pętli sprężenia zwrotnego .....	21
Rys. 7.	Krzywe od magnesowania magnesów rzeczywistych .....	26
Rys. 8.	Solenoid i magnes wraz z zaznaczonymi zmiennymi decyzyjnymi .....	27
Rys. 9.	Rozwiązania otrzymane w wyniku optymalizacji.....	29
Rys. 10.	Budowa hamulca elektromagnetycznego .....	30
Rys. 11.	Hamulec elektromagnetyczny .....	31
Rys. 12.	Krzywa magnesowania blachy elektromagnetycznej EP530-50A.....	31
Rys. 13.	Hamulec elektromagnetyczny wraz z zaznaczonymi parametrami podlegającymi optymalizacji.....	32
Rys. 14.	Zależność siły działającej na prowadnicę w funkcji pozycji magnesu w hamulcu i grubości prowadnicy hamulca przy braku zasilania cewki .....	32
Rys. 15.	Zależność siły działającej na prowadnicę w funkcji pozycji magnesu w hamulcu i prądu .....	33
Rys. 16.	Wyniki z badań eksperymentalnych; zależność siły działającej na magnes w funkcji prądu i pozycji magnesu w solenoidzie .....	35
Rys. 17.	Wyniki badań eksperymentalnych; zależność siły działającej na magnes w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie.....	36
Rys. 18.	Wyniki badań eksperymentalnych; zależność siły działającej na magnes w funkcji prądu w solenoidzie .....	36
Rys. 19.	Wyniki z badań eksperymentalnych (BAD) i symulacyjnych (SYM) zależności siły działającej na magnes w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie.....	37
Rys. 20.	Zależność indukcyjności uzwojenia w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie i prądu.....	38
Rys. 21.	Zależność strumienia skojarzonego w solenoidzie w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie i prądu .....	38
Rys. 22.	Strumień magnetyczny pochodzący od magnesu stałego, przy braku zasilania.....	38

Rys. 23.	Rozkład natężenia pola magnetycznego wraz z zaznaczonym liniami pola dla solenoidu i magnesu przy prądzie 3 A przy pozycji magnesu w solenoidzie.....	39
Rys. 24.	Rozkład pola wokół magnesu trwałego N35 w przypadku symetrii osiowej .....	40
Rys. 25.	Rozkład indukcji magnetycznej i izolinii strumienia magnetycznego w przypadku solenoidu i magnesu trwałego, przy prądzie zasilania 5A oraz pozycji magnesu w solenoidzie.....	40
Rys. 26.	Druga ćwiartka pętli histerezy magnetycznej wraz z zaznaczonym optymalnym punktem pracy w przypadku materiału N35 firmy "Enes" .....	41
Rys. 27.	Rozkład natężenia pola magnetycznego i izolinii strumienia magnetycznego dla solenoidu, przy prądzie w uzwojeniu równym 49 A.....	42
Rys. 28.	Rozkład indukcji magnetycznej i izolinii strumienia magnetycznego w przypadku solenoidu i magnesu trwałego, przy pozycji magnesu 10 mm względem początku solenoidu, dla prądów w solenoidzie .....	42
Rys. 29.	Prąd w funkcji czasu w przypadku modelu symulacyjnego (MES) i pomiarów (BAD) .....	43
Rys. 30.	Przekrój ćwiartkowy hamulca elektromagnetycznego używany w obliczeniach numerycznych .....	44
Rys. 31.	Zależność siły przyciągającej przewodnicę w funkcji prądu.....	45
Rys. 32.	Linie indukcji magnetycznej w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0 A .....	45
Rys. 33.	Rozkład indukcji magnetycznej w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0 A .....	46
Rys. 34.	Linie indukcji magnetycznej wraz z wektorami indukcji w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0.18 A .....	46
Rys. 35.	Rozkład powierzchniowy indukcji magnetycznej w hamulcu elektromagnetycznym przy prądzie równym 0.18 A .....	47
Rys. 36.	Wykresy zależności w funkcji prądu dla hamulca elektromagnetycznego.....	47
Rys. 37.	Zależności czasowe w przypadku: a) sygnału wymuszającego i indukowanego napięcia w uzwojeniu solenoidu, b) natężenia prądu w solenoidzie, c) chwilowej mocy, d) strat w magnesie trwałym, e) pozycji magnesu w czasie, f) strumienia magnetycznego w układzie. ....	48
Rys. 38.	Straty w materiale magnetycznym i gęstość prądów wirowych w chwili $t=11$ ms.....	49
Rys. 39.	Straty w materiale magnesu trwałego, wynikające z indukowania się prądów wirowych w materiale, w chwilach działania napędu.....	49
Rys. 40.	Funkcje napięcia indukowanej siły SEM i prądu w czasie przy wymuszeniu napięciowym o częstotliwości 50 Hz.....	50

Rys. 41.	Moc chwilowa i straty rezystancyjne .....	51
Rys. 42.	Rozkład temperatury w magnezie trwałym - przekrój poprzeczny z widocznym konturem magnesu .....	51
Rys. 43.	Funkcje czasowe układu solenoid-magnes przy sygnałach wymuszających .....	54
Rys. 44.	Sprawność układu napędu solenoid-magnes w funkcji czasu dla sygnałów wymuszających .....	55
Rys. 45.	Rozwiązania Pareto-optymalne w przypadku skoku układu pozycjonującego z pozycji $x_p$ do pozycji $x_k$ .....	56
Rys. 46.	Sprawność przetwarzania energii w funkcji czasu dla rozwiązań Pareto-optymalnych z tabeli 5.....	58
Rys. 47.	Stanowisko pomiarowe do analiz temperaturowych.....	59
Rys. 48.	Zależność rezystancji uzwojenia w funkcji temperatury .....	60
Rys. 49.	Schemat oddawania ciepła do otoczenia z uzwojenia solenoidu .....	60
Rys. 50.	Poglądowy rysunek przedstawiający rozmieszczenie uzwojenia wewnątrz karkasu, wraz z zaznaczonymi grubościami ścianek karkasu .....	61
Rys. 51.	Zmiana temperatury w funkcji czasu przy ochładzaniu solenoidu od temperatury $T=80\text{ }^{\circ}\text{C}$ do temperatury otoczenia $T_{ot}=24\text{ }^{\circ}\text{C}$ .....	62
Rys. 52.	Zależność temperatury w funkcji czasu przy zasilaniu cewek prądem.....	63
Rys. 53.	Strumień magnetyczny w funkcji pozycji magnesu w solenoidzie. Wyniki uzyskane z modelu numerycznego (MES) i aproksymacja funkcji zastosowana w środowisku Matlab-Simulink.....	64
Rys. 54.	Indukowane napięcie w solenoidzie w funkcji czasu i pozycji magnesu w solenoidzie; dla różnych prędkości. ....	64
Rys. 55.	Indukowany prąd w solenoidzie w funkcji czasu i pozycji magnesu w solenoidzie, przy różnych prędkościach.....	65
Rys. 56.	Strumień magnetyczny w solenoidzie w funkcji czasu i pozycji magnesu w solenoidzie; dla różnych prędkości .....	65
Rys. 57.	Rozkład indukcji magnetycznej i izolinii strumienia magnetycznego dla solenoidu i magnesu trwałego, przy prędkości stałej magnesu 1 m/s i kroków czasowych .....	66
Rys. 58.	Rozkład gęstości prądu $\text{A}/\text{m}^2$ dla solenoidu i magnesu trwałego, przy stałej prędkości magnesu 1 m/s i kroków czasowych .....	67
Rys. 59.	Sygnał wymuszający o stałych prędkościach.....	68
Rys. 60.	Sposób wyznaczenia kinetycznej siły w funkcji przemieszczenia.....	69
Rys. 61.	Zależność siły oporu aerodynamicznego suwaka w funkcji jego prędkości .....	69
Rys. 62.	Sposób wyznaczenia kinetycznej siły tarcia $F_{TKH}$ w funkcji przemieszczenia dla hamulca elektromagnetycznego.....	70

Rys. 63.	Sposób wyznaczenia siły tarcia kinetycznego w funkcji przemieszczenia dla hamulca elektromagnetycznego przy braku zasilania.....	71
Rys. 64.	Wartość prądu w funkcji czasu w hamulcu elektromagnetycznym .....	72
Rys. 65.	Prąd w funkcji czasu przy załączeniu hamulca elektromagnetycznego w czasie hamowania układu .....	73
Rys. 66.	Widok stanowiska pomiarowego .....	74
Rys. 67.	Napęd pozycjonujący wraz z hamulcem elektromagnetycznym .....	75
Rys. 68.	Głowica magnetyczna czujnika pozycji GC-MK2 wraz z taśmą magnetyczną pomiarową.....	75
Rys. 69.	Czujniki siły używane na stanowisku badawczym .....	76
Rys. 70.	Prowadnica liniowa wraz z wózkiem liniowym seria MG .....	76
Rys. 71.	Wygląd urządzenia pozycjonującego w pozycji początkowej $x_p$ .....	78
Rys. 72.	Wartość funkcji wagi w zależności od pozycji magnesu w solenoidzie, w przypadku wyników otrzymanych poprzez analizę MES i z modelu analitycznego w środowisku Matlab-Simulink.....	78
Rys. 73.	Zależność pozycji suwaka od czasu podczas zderzenia suwaka z ogranicznikiem, w przypadku sygnału wymuszającego W1 i W2.....	81
Rys. 74.	Regulator typu PID działający w strukturze równoległej. ....	83
Rys. 75.	Schemat sterowania urządzeniem pozycjonującym w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego .....	84
Rys. 76.	Ograniczenia przy dobieraniu nastaw regulatora w celu określenia odpowiedzi układu na skokowe wymuszenie .....	84
Rys. 77.	Dobór nastaw regulatora PID przy wymuszeniu skoku jednostkowego z pozycji 0 mm do 45 mm.....	85
Rys. 78.	Wyniki z modelu symulacyjnego i pomiarów, dla zadanych przemieszczeń, przy nastawach regulatora z tabeli 6.....	86
Rys. 79.	Wyniki uzyskane z eksperymentu przy nastawach regulatora PID: $K_p=14.27$ , $K_d=0.22$ $K_i=0$ .....	88
Rys. 80.	Wyniki pomiarów, dla zadanych przemieszczeń, przy nastawach regulatora PID $K_p=15.85$ , $K_d=0.25$ , $K_i=273$ , przy skokowej zmianie pozycji .....	89
Rys. 81.	Wyniki pomiarów przy nastawach regulatora PID $K_p=15.85$ , $K_d=0.25$ , $K_i=273$ .....	90
Rys. 82.	Rozwiązania Pareto-optymalne.....	92
Rys. 83.	Rozwiązanie Pareto-optymalne p1 .....	93
Rys. 84.	Rozwiązanie Pareto-optymalne p2.....	94
Rys. 85.	Rozwiązanie Pareto-optymalne p3.....	95
Rys. 86.	Rozwiązanie Pareto-optymalne p4.....	96

Rys. 87.	Rozwiązanie Pareto-optymalne p5 .....	97
Rys. 88.	Rozwiązania Pareto-optymalne dla przeprowadzonej optymalizacji, populacja początkowa 100, liczba iteracji 200.....	98
Rys. 89.	Dyskretne wartości napięć w punktach drogi suwaka otrzymane w wyniku polioptymalizacji, wraz z interpolowanymi funkcjami w przypadku modelu symulacyjnego .....	99
Rys. 90.	Wartości sił, w lewym i prawym solenoidzie w funkcji czasu i drogi.....	100
Rys. 91.	Funkcje w dziedzinie czasu w przypadku weryfikacji eksperymentalnej na stanowisku pomiarowym i z modelu symulacyjnego w środowisku Matlab-Simulink.....	100
Rys. 92.	Wyniki optymalizacji dla zadanych pozycji suwaka .....	102
Rys. 93.	Pozycja suwaka w funkcji czasu dla ustalanych pozycji ruchu z tabeli nr 8.....	103
Rys. 94.	Funkcje w dziedzinie czasu określone na stanowisku pomiarowym układu pozycjonującego dla ustalanych pozycji .....	104
Rys. 95.	Wartość prądu w uzwojeniu hamulca elektromagnetycznego w dziedzinie czasu.....	104
Rys. 96.	Funkcje sterowań w dziedzinie czasu określone na stanowisku badawczym.....	105
Rys. 97.	Wyniki otrzymane z metody pełnego przeglądu i z zastosowania algorytmu genetycznego AG.....	106
Rys. 98.	Przebiegi czasowe uzyskane za pomocą modelu symulacyjnego i określone na stanowisku badawczym przy wymuszeniu W1 .....	107
Rys. 99.	Prąd w funkcji czasu dla lewego (l) solenoidu i prawego (p). Wyniki określone na stanowisku badawczym (pom) i z symulacji modelu w środowisku Matlab-Simulink (sym) dla wymuszenia W1 .....	108
Rys. 100.	Błąd pozycji pomiędzy pierwszą ustaloną pozycją pozycjonera, a kolejnymi dziesięcioma przemieszczeniami (a,...,j), w przypadku wymuszenia p4 .....	109
Rys. 101.	Wyniki uzyskane w przypadku zadanego ruchu pozycjonera .....	111
Rys. 102.	Funkcje napięciowe i prądowe w dziedzinie czasu w przypadku lewego i prawego solenoidu .....	111
Rys. 103.	Pozycja suwaka w chwili tk w przypadku zmienianego współczynnika tarcia .....	112
Rys. 104.	Wzmocnienie amplitudy przemieszczenia, w funkcji częstotliwości w przypadku wymuszeń sinusoidalnych przy nastawach regulatora PID: $K_p=15.85$ ; $K_d=0.25$ ; $K_i=0.1$ .....	113
Rys. 105.	Wzmocnienie amplitudy przemieszczenia w funkcji częstotliwości w przypadku wymuszeń sinusoidalnych przy nastawach regulatora PID: $K_p=15.85$ ; $K_d=0.25$ ; $K_i=100$ ;.....	113



Rys. 106. Pozycja suwaka w funkcji czasu dla sygnału sinusoidalnego o częstotliwości, od góry: 1 Hz, 5 Hz, 10 Hz, 15 Hz, 20 Hz; przy nastawach regulatora PID, $K_p=15.85$ ; $K_d=0.25$ ; $K_i=100$ .....	114
Rys. 107. Pozycja suwaka w funkcji czasu w przypadku wymuszeniu w postaci białego szumu o częstotliwości z zakresu 0.5 Hz – 10 Hz. przy nastawach regulatora PID $K_p=15.85$ ; $K_d=0.25$ ; $K_i=100$ .....	115
Rys. 108. Błąd pozycji pomiędzy sygnałem otrzymanym w wyniku symulacji a pomiarem na stanowisku badawczym, przy nastawach regulatora PID $K_p=15.85$ ; $K_d=0.25$ ; $K_i=100$ .....	116

## Spis tabel

Tabela 1.	Parametry solenoidów zastosowanych w urządzeniu pozycjonującym .....	34
Tabela 2.	Parametry magnesów trwałych zastosowanych w urządzeniu pozycjonującym .....	35
Tabela 3.	Współczynniki korelacji wielowymiarowej dla sił statycznych działających na magnes stały w solenoidzie .....	37
Tabela 4.	Parametry hamulca elektromagnetycznego zastosowanego w urządzeniu pozycjonującym.....	43
Tabela 5.	Rozwiązania Pareto-optymalne w przypadku sprawności urządzenia pozycjonującego .....	57
Tabela 6.	Nastawy regulatora PID w wyniku przeprowadzonych optymalizacji.....	86
Tabela 7.	Wartości kryteriów cząstkowych, wraz z dyskretnymi wartościami napięć dla lewego i prawego solenoidu .....	99
Tabela 8.	Wyniki optymalizacji wraz z otrzymanymi zmiennymi decyzyjnymi .....	102

## Bibliografia

- [Anto\_05] Antonello R., Oboe R., Capretta P.: *Realization of an adaptive voltage driver for voice coil motor*, *Microsyst Technol* 11, s. 663-675, 2005r.
- [Awre\_08] Awrejcewicz J., Grzelczyk D., Pyryev Y.: *Modelowanie tarcia suchego podczas symulacji drgań typu utwierdzenie - poślizg*, V Międzynarodowa konferencja "Tarcie 2008" Warszawa 2008r.
- [Bani\_07] Rahul Banik, Dae-Gab Gweon: *Design and optimization of voice coil motor for application in active vibration isolation*, *Sensors and Actuators A* 137 s.236-243, South Korea, 2007
- [Beik\_09] Broszura informacyjna: *Voice Coil Actuators - An Applications Guide*, BEI Kimco Magnetics, www.beikimco.com, USA 2009
- [Berh\_09] Berhausen S., Boboń A., Paszek S.: *Metodyka wyznaczania parametrów elektromagnetycznych maszyny synchronicznej na podstawie przebiegów nieustalonych wyznaczonych metodą elementów skończonych na biegu jałowym*, *Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne* Nr 84/2009
- [Bhai\_00] D. de Bhailis, C. Murray, M.Duffy, J. Alderman, G. Kelly, S.C.Ó Mathuna: *Modeling and analysis of a magnetic microactuator*: *Sensors and Actuators* 81 285-289, 2000r.
- [Błaż\_11] Błażejowski A., Krzyżyński T.: *Optymalizacja rozkładu impedancji zespolonej w obszarze zamkniętym z harmonicznym zaburzeniem wibroakustycznym*, II Kongres Mechaniki Polskiej, Poznań 2011r.
- [Błaż\_11a] Błażejowski A., Krzyżyński T.: *Multi-objective optimization using genetic algorithm in room acoustics*, *Transcomp - XIV International Conference, Computer Systems Aided Science, Industry and Transport*, 2011r.
- [Bobo\_10] Boboń A., Drak B., Niestrój R., Zientek P.: *Obliczanie napięcia wałowego w silniku indukcyjnym metodą elementów skończonych*, *Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne* Nr 87/2010
- [Bode\_01] Bodenhofer: *Genetic algorithms: theory and applications* (2nd Edition), Johannes Kepler Universit, Linz, Austria (2001).
- [Burr\_05] Nota katalogowa produktu: *OPA549 - High-Voltage, High-Current Operationam Amplifier*, Burr-Brown Products from Texas Instruments, USA 2005
- [Cend\_93] Cendes Z.J., Shenton D., Shahnasser H.: *Magnetic field computation using delaunay triangulation and complementary finite element methods*, *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol.29/2, 1993, pp.2551-2554
- [Chan\_05] Ru Changhai, Sun Lining: *Hysteresis and creep compensation for piezoelectric actuator in open-loop operation*, *Sensors and Actuators A* 122 s. 124-130 China (2005)
- [Chan\_06] Changhai Ru, Lining Sun: *A new open-loop driving method of piezoelectric actuator for periodic reference inputs*, *Ultrasonics* 44 s.633-637, China 2006
- [Chen\_07], Mei-Yung Chen, Huan-Wen Tzeng, Shao-Kang Hung: *A new mechanism design of electro-magnetic actuator for a micro-positioner*, *Elsevier ISA Transactions* 46 s.41-48 (2007)
- [Chwa\_96] Chwaleba A., Moeschke B., Płoszajski G.: *Elektronika*, Wydawnictwa Szkolne i Pedagogiczne, Warszawa 1996
- [Chyu\_10] Nan-Chyuan T., Jiun-Sheng L., Chih-Che L., Tuan L.: *Design of micro-electromagnetic drive on reciprocally rotating disc used for micro-gyroscopes*, *Sensors and Actuators A* 157 s. 68-76, 2010r.

- [Cohe\_88] Cohen, J. *Statistical power analysis for the behavioral sciences* (2nd ed.), 1988
- [Deni\_11] Denisov V. A., Bochkarev A. V.: *Operation of small-displacement linear actuator, Russian Electrical Engineering*, Vol. 82 No. 2, s.76-79, 2011r.
- [Ding\_98] Dinger R H.: *Engineering design optimization with genetic algorithms*, IEEE Northcon/98 Conference Proceedings. 1998
- [Elba\_08] Elbayomy K., Zongxia J., Huaging Z.: *PID Controller Optimization by GA and Its Performances on the Electro-hydraulic Servo Control System*. Chinese Journal of Aeronautics 2008
- [Emcl\_11] Missouri S&T: *Commercial Electromagnetic Modeling Codes* <http://emclab.mst.edu/csoft.html> - (Spis programów do analiz numerycznych pól elektromagnetycznych wraz z ich krótką charakterystyką)
- [Enes] Producent magnesów P.P.H.U. „Enes” Magnesy Paweł i Tomasz Zientek Sp. k <http://www.magnesy.eu>
- [Enes\_11] Karta charakterystyki magnesu trwałego. *Wykres przebiegu II ćwiartki pętli histerezy magnetycznej dla materiału N35*, P.P.H.U. „Enes” Magnesy Paweł i Tomasz Zientek Sp. k., <http://www.magnesy.eu>
- [Enes\_11a] Karta charakterystyki magnesu trwałego. *Wykres przebiegu II ćwiartki pętli histerezy magnetycznej dla materiału N38*, P.P.H.U. „Enes” Magnesy Paweł i Tomasz Zientek Sp. k., <http://www.magnesy.eu>
- [Fann\_97] Fanni A., Marchesi M., Serri A., Usai M.: *A Greedy Genetic Algorithm Continuos Variables Electromagnetic Optimization Problems*, I TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL 33, NO. 2, MARCH 1997.
- [Fris\_04] Frischmuth K., Bogacz R., Chudzikiewicz A.: *Numerical study of a temperature-sensitive friction model*, Scientific Reports of the TU Radom, Transport, 2 (20), 101–108, 2004
- [Geep] Producent napędów solenoidowych, silników liniowych ze swobodną cewką, Geeplus Inc. <http://www.geeplus.biz>
- [Gema] Magnetic Measuring Systems GC-MK2 - User manual incl. Mounting Instruction, GEMAC, Germany 2007
- [Gold\_03] Goldberg D. E.: *Algorytmy genetyczne i ich zastosowania - wydanie trzecie*, WNT, Warszawa 2003r.
- [Gosi\_05] Gosiewski Z., Falkowski K., Piskur P.: „*Elektromechaniczne napędy liniowe*”, Konferencja PIAP, Warszawa, Materiały Konferencyjne, 6 kwietnia 2005.
- [Gosi\_06] Gosiewski Z., Falkowski K., Piskur P.: *Zastosowanie tablic Halbacha w maszynach elektrycznych ruchu liniowego i obrotowego*, Zeszyty naukowe Politechniki Białostockiej 13/2006, s.: 25-41, Białystok 2006.
- [Hagg\_95] Hägglund T.: *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, The Instrumentation, Systems, and Automation Society; 2 Sub edition, 1995
- [IRFZ] Nota katalogowa produktu: *IRFZ48N HEXFET Power MOSFET*, International Rectifier, USA
- [Isfa\_07] A. H. Isfahani, S. Vaez-Zadeh.: *Design optimization of a inear permanent magnet synchronous motor for extra low force pulsations*, Energy Conversion and Management 48 s. 443-449, 2007r.
- [Jasz\_00] Jaszczuk W., Wierciak J., Bodnicki M.: *Napędy elektromechaniczne urządzeń precyzyjnych*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. Warszawa 2000
- [Jing\_06] Jingsyan T., Kuang-Chao F., Tien-Fu L.: *A Genetic Approach on the PID Control of VCM for Auto-focusing Laser Probe*. Materials Science Forum Vols. Tarns Tech Publications, Switzerland 2006

- [Kacz\_05] Kaczorek T., Dzieliński A., Dąbrowski W., Łopatka R.: *Podstawy teorii sterowania*, WNT, 2005
- [Kami\_94] Kamiński G.: *Silniki elektryczne o ruchu złożonym*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1994
- [Kawk\_08] Kawka T.: Regulacja w oparciu o parametry PID. *Automatyka i pomiary* 5/2008
- [Kras\_10] Krasuski K.: *Porównanie modeli numerycznych i fizycznych styków komór próżniowych*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 246, Warszawa 2010
- [Kuki\_02] Kukiełka L.: *Podstawy badań inżynierskich*, Wydawnictwo naukowe PWN 2002
- [Leon\_02] Leonowicz M.: *Materiały magnetycznie twarde*, Przegląd Elektrotechniczny, 09/2002
- [Leon\_09] Leonowicz M., Wysłocki J.: *Współczesne magnesy*, WNT, 2009
- [Lesz\_00] Leszek W., Trzos. M.: *Modele tarcia, stan aktualny i perspektywy rozwoju*, Tribologia : tarcie, zużycie, smarowanie, 2000r.
- [Liso\_07] Lisowski K., Frischmuth K.: *Comparison of Evolution-Type Algorithms in Shape Optimization for Beck's Column*, Polyoptimization and CAD, Mielno, June 2007
- [Maxw\_10] Ansys Ansoft Maxwell Technical Notes 2010
- [Maxw\_10a] Ansys Ansoft Maxwell 3D v12 User Guide, 2010
- [Mich\_03] Michalewicz Z.: *Algorytmy genetyczne + struktury danych = programy ewolucyjne - wydanie trzecie*, WNT, Warszawa, 1999.
- [Mora\_77] Morawski T., Gwarek W.: *Teoria pola elektromagnetycznego*, WNT, 1978
- [Mori\_05] Mori S., Hoshino T., Tada H., Obinata G., Ouchi K.: *Linear actuator for precise track following*, Microsyst Technol No. 11, s.718-723, 2005r.
- [Moti] Producent liniowych silników ze swobodną cewką, systemów pozycjonujących, Moticont, USA, <http://moticont.com>
- [Mroz\_04] Mrozek B., Mrozek Z.: *Matlab i Simulink - Poradnik użytkownika*, wydanie II zmienione i rozszerzone, Helion 2004
- [Norg] Producent wielopozycyjnych siłowników elektromagnetycznych <http://www.norgren.com/>
- [Oboe\_05] Oboe R., Marcasa F., Maiocchi G.: *Voltage driven hard disk drive with voice coil model-based control*, Microsyst Technol 11, s. 478-487, 2005r.
- [Peco\_09] Pecolt S., Krzyżyński T.: *Implementation of genetic algorithm for controlling the electromagnetic motor*, GAMM 2009
- [Peco\_10] Pecolt S., Krzyżyński T.: *Modelling and control optimization of the electromagnetic motor using genetic algorithm*, VIBRATIONS IN PHYSICAL SYSTEMS, Poznań 2010
- [Peco\_10a] Pecolt S., Krzyżyński T.: *Hybrydowe urządzenie pozycjonujące o napędzie elektromagnetycznym*, w opracowaniu „Innowacja w wiedzę” wydanym przez Wojewódzki Urząd Pracy w Szczecinie, s. 255-260, Szczecin 2010.
- [Peco\_11] Pecolt S., Krzyżyński T.: *Modelowanie i optymalizacja sterowania siłownikiem elektromagnetycznym z wykorzystaniem algorytmów genetycznych*, II Kongres Mechaniki Polskiej, Poznań 2011
- [Pisk\_10] Piskur P.: *Wielokryterialna optymalizacja konstrukcji i sterowania wyrzutni elektromagnetycznej*, Rozprawa doktorska, Politechnika Koszalińska, Koszalin 2010
- [Popo\_05] Popov A.: *Genetic Algorithms For Optimization, Programs for MATLAB Version 1.0* User manual, Hamburg, 2005r.

- [Prac\_06] Praca Zbiorowa: *Konstrukcja przyrządów i urządzeń precyzyjnych*, WNT 2006
- [Prac\_78] Praca zbiorowa: *Elektrotechnika i elektronika dla nieelektryków*, WNT 1978
- [Rist\_07] Ristanović M. R., Lazić D. V., Indjin I.: *Modeling, simulation, and control of an electromechanical aerofin control system with a PWM-controlled DC motor*, Automatic Control and Computer Sciences, vol.42, No. 4, s.184-190, 2008r.
- [Rist\_08] Ristanović M. R., Lazić D. V., Indjin I.: *Nonlinear PID controller modification of the electromechanical actuator system for aerofin control with a PWM controlled DC motor*, Automatic Control and Robotics, Vol. 7, No. 1, s. 131-139, 2008r.
- [Rudr\_07] Rudra P.: *Matlab 7 dla naukowców i inżynierów*, PWN Warszawa 2007.
- [Siko\_97] Sikora R.: *Teoria pola elektromagnetycznego - wydanie trzecie zmienione*, WNT, 1997
- [Soch\_96] Sochocki R.: *Mikromaszyny elektryczne*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1996
- [Stei\_04] Stein G. J., Zahoranský R., Múčka P., Chmúrny R., Meyer H.: *On dry-friction modelling in simple, kinematically excited, vibration isolation systems*, PROCEEDINGS OF ISMA 2004
- [Syrz\_00] Syrzycki A.: *Elementy i metody analizy obwodów elektrycznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2000
- [Tarn\_01] Tarnowski W.: *Symulacja i optymalizacja w Matlab'ie*, Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin 2001.
- [Tarn\_03] Tarnowski W.: Bartkiewicz S.: *Modelowanie matematyczne i symulacja komputerowa dynamicznych procesów ciągłych*, Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin 2003.
- [Tarn\_04] Tarnowski W.: *Modelowanie systemów*, Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin 2004.
- [Tarn\_07] Tarnowski W.: *Poliptymalizacja procesów nieliniowych*,. PAK vol. 53, nr 8/2007
- [Tarn\_09] Tarnowski W.: *Optymalizacja i polioptymalizacja w mechatronice*, Wydawnictwo Politechniki Koszalińskiej, Koszalin 2009.
- [Than\_09] Thanh T. Q., Ahn K. K.: *Design and control of a new linear magnetic actuator for squeeze film damper*, Journal of Mechanical Science and Technology No. 23, s.344-357, 2009r.
- [Tomc\_09] Tomczuk B., Zimon J.: *Wykorzystanie kombinacji potencjałów  $T-\Omega$  do wyznaczenia parametrów sztywności siłownika łożyska magnetycznego*, Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne Nr 83/2009
- [Tomc\_10] Tomczuk B., Koterás D., Zimon J., Wajnert D.: *Wykorzystanie potencjałów magnetycznych  $A-V$  i  $T-\Omega$  do 3-wymiarowej analizy pola w układach transformatorowych z uwzględnieniem prądów wirowych*, Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne Nr 88/2010
- [Tomc\_10a] Tomczuk B., Wajnert D.: *Porównanie analizy pola w przestrzeni 2D i 3D w aktywnym łożysku magnetycznym*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 248, Warszawa 2010
- [Tomc\_94] Tomczuk B.: *Trójwymiarowe modelowanie nieograniczonych pól magnetycznego rozproszenia transformatorów i dławików z zastosowaniem metod całkowych*, ZN WSI w Opolu, 1994.
- [Tomc\_98] Tomczuk B., Sobol M.: *Wpływ rozmiaru i kształtu obszaru obliczeniowego w MES na otrzymane wartości indukcji magnetycznej przewodnika z prądem*, ZN Politechniki Opolskiej, seria "Elektryka", z.47, nr kol. 244, Opole, 1998, pp. 155-166

- [Traw\_06] Trawiński T., Pilch Z.: *Projekt silnika VCM do aktywnej wibroizolacji drgań*, Modelowanie Inżynierskie, ISSN 1896-771X, Gliwice 2006
- [Traw\_07] Trawiński T., Kciuk S.: *Wyznaczanie parametrów elektromagnetycznych modelu obwodowego silnika liniowego do aktywnej wibroizolacji*, Modelowanie Inżynierskie 34, Gliwice 2007
- [Tsai\_10] Nan-Chyuan Tsai, Chao-Wen Chiang: *Design and analysis of magnetically-drive actuator applied for linear compressor*; Mechatronics 20, s. 596-603 2010 r.
- [Webb\_92] Webb J.P., Forghani B., Lowther D.: *An approach to solution of three-dimensional voltage driven and multiply connected eddy current problems*, IEEE Trans. on Magn., Vol 28, No.2, str. 1193-1196, March 1992.
- [Wilc\_03] Wilczyński W.: *Wpływ technologii na właściwości magnetyczne rdzeni maszyn elektrycznych*, Prace Instytutu elektrotechniki, Z. 215, s. 6-187, Wrocław, 2003r.
- [YanJ\_09] YanJie L., Teng L., LiNing S.: *Design of a control system for a macro-micro dual-drive high acceleration high precision positioning stage for IC packaging*, Sci China Ser E-Tech Sci, Vol. 52, No.7, s.1858-1865, 2009r.
- [Zang\_06] Zhang, MZ Yuan and H Wang: *Self-tuning PID based on adaptive genetic algorithms with the application of activated sludge aeration process*, Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation 2 (2006)
- [Zhou\_02] Zhou P., Lin D., Fu W.N., Schmidth M., Knorr U., Stanton S., Ionescu B.C. Cendes Z.J.: *Performance analysis of power devices and drives using field and circuit coupling approach*, Industry Applications Conference, Annual Meeting 2002r.
- [Zhou\_03] Zhou P., Fu W.N., Lin D., Stanton S., Cendes Z.J., Xu Longya: *Numerical modeling of electrical machines and its application*, Ansoft Corporation 4 station Square, Pittsburgh, PA 15219, USA 2003
- [Zięb\_03] Zięba J.: *Simulation of a Solenoid Actuator for a Device for Investigating Dynamic Air Permeability Through Flat Textile Products*, FIBRES & TEXTILES in Eastern Europe, Vol.11, No.2(41), 2003r.
- [Zimo\_08] Zimon J.: *Analiza pola i obliczanie parametrów aktywnego łożyska magnetycznego*, Praca doktorska, Politechnika Opolska, Opole 2008r.