## POLITECHNIKA WARSZAWSKA

DYSCYPLINA NAUKOWA DZIEDZINA NAUK INŻYNIERYJNO-TECHNICZNYCH DZIEDZINA NAUK AUTOMATYKA, ELEKTRONIKA, ELEKTROTECHNIKA I TECHNOLOGIE KOSMICZNE

# Rozprawa doktorska

mgr inż. Szymon Stoczko

Trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny do zastosowania w napędzie szybkim wyłącznika

Promotor

dr hab. inż. Marcin Szewczyk, prof. uczelni

WARSZAWA 2025

#### Streszczenie

### Trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny do zastosowania w napędzie szybkim wyłącznika

Niniejsza rozprawa jest poświęcona badaniom trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego, przeznaczonego do zastosowania w konstrukcjach szybkich elektrodynamicznych napędów wyłącznikowych.

Tezę pracy przedstawiono na tle aktualnych rozwiązań siłownikowych opisanych w literaturze oraz będących przedmiotem zgłoszeń patentowych. Dla istniejących rozwiązań zestawiono parametry energetyczne zasobników energii oraz parametry kinematyczne elementów wykonawczych siłowników, stanowiące odniesienie dla badań wykonanych w ramach niniejszej pracy.

Badania rozpoczęto od symulacji charakterystyk siłowych zaproponowanej konstrukcji elektrodynamicznego siłownika trójcewkowego. Badania te przeprowadzono z wykorzystaniem parametrycznego modelu opracowanego dla różnych odstępów pomiędzy cewkami nieruchomymi siłownika oraz dla różnych wymiarów cewki środkowej. Dla siłownika o konstrukcji wybranej na podstawie przeprowadzonych symulacji, model polowy siłownika sprężono z modelem obwodowym obciążenia mechanicznego. Przy użyciu modelu sprzężonego polowo-obwodowego przeprowadzono symulacje ruchu elementu wykonawczego siłownika.

W kolejnym kroku przeprowadzono badania na wykonanym stanowisku laboratoryjnym trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego. Badania przeprowadzono dla różnych energii zasobnika oraz dla różnych obciążeń mechanicznych. Przeprowadzone pomiary pozwoliły oszacować zgodność wyników symulacyjnych z pomiarami laboratoryjnymi. Model ze zmodyfikowaną na tej podstawie częścią obwodową, poprawnie odwzorowujący przebieg prądu siłownika, został wykorzystany do dalszych badań symulacyjnych ruchu elementu wykonawczego siłownika. Badania te skonfrontowano ze znanymi z literatury badaniami dla siłowników wyposażonych w układy ryglowania o różnych konstrukcjach.

W kolejnym kroku rozpatrywany siłownik zainstalowano w komercyjnym wyłączniku średnich napięć. W ten sposób napęd fabryczny wyłącznika został doposażony w szybki napęd elektrodynamiczny, a wzajemna interakcja obu napędów była przedmiotem dalszych badań.

Wnioski sformułowane na podstawie przeprowadzonych badań dopełniono wskazanie kierunków dalszych badań w zakresie rozwoju łącznikowych napędów szybkich opartych o trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny.

Słowa kluczowe: łącznikowy napęd szybki, siłownik elektrodynamiczny, szybki wyłącznik

#### Abstract

#### Three coil electrodynamic actuator for fast circuit breaker drive

The dissertation explores a three-coil electrodynamic actuator for fast electrodynamic circuit breaker drives.

The thesis statement is grounded in the state of the art of current electrodynamic actuator research, published in journal papers and patents. For designs reported in the literature, energy storage and actuator kinematic parameters are examined and used as a reference for the investigated design.

The research starts with a force characteristics simulation of the proposed design of the threecoil actuator. Simulations are performed on a parametrized finite-element model, considering various fixed coil distances and different designs of the moving coil. For the selected actuator design, a finite-element model is coupled with a circuit-type mechanical load model to simulate the displacement of the actuator's moving element.

Next, laboratory experiments are conducted on a dedicated three-coil electrodynamic test setup, where measurements are performed for various stored energy levels and mechanical loads. The measurement results are then used to validate the simulation model. A modified current supply circuit is used in actuator moving element displacement simulations. The enhanced simulation model is then used in displacement simulations for the force characteristics of the latching mechanism, as found in the literature.

Subsequently, the analyzed three-coil actuator is installed in a commercial medium-voltage circuit breaker. As a result, the commercial drive is extended with a fast three-coil electrodynamic drive. The interaction between both drives is investigated through laboratory measurements.

Finally, the thesis offers the conclusions and suggests potential areas for further study on fast electrodynamic drives based on the proposed three-coil actuator design.

Keywords: fast drive, electrodynamic actuator, fast circuit breaker

### Spis treści

1.	WP	ROV	VADZENIE	.11
	1.1.	Pro	oblematyka rozprawy	. 11
	1.2.	Ws	spółczesne kierunki rozwoju napędów łącznikowych	. 14
	1.2.	1.	Napędy elektromagnesowe	. 14
	1.2.	2.	Napędy elektrodynamiczne	. 17
	1.2.3.		Przesłanki do opracowania nowych konstrukcji napędów łącznikowych	. 21
	1.2.	4.	Podsumowanie	. 23
	1.3.	Te	za, cel i zakres rozprawy	. 23
	1.4.	Prz	zegląd zawartości rozprawy	. 28
2.	OD'	WZO	DROWANIE GEOMETRYCZNE UZWOJENIA SIŁOWNIKA	. 31
	2.1.	Op	ois polowy uzwojenia siłownika elektrodynamicznego	. 31
	2.1.	1.	Wektorowy potencjał magnetyczny pola magnetostatycznego	. 31
	2.1.	2.	Energia pola magnetostatycznego	. 33
	2.1.	3.	Indukcyjność własna i wzajemna pojedynczych zwojów	. 34
	2.1.	4.	Indukcyjność własna i wzajemna w układzie wielozwojowym	. 36
	2.2.	Od	lwzorowanie geometryczne konturu uzwojenia	. 38
	2.2.	1.	Zwoje koncentryczne	. 38
	2.2.	2.	Spirala Archimedesa	. 41
	2.3.	Inc	łukcyjność konturów koncentrycznych o przekroju prostokątnym	. 44
	2.4.	Po	dsumowanie	. 47
3.	KO	NCE	PCJA NAPĘDU Z TRÓJCEWKOWYM SIŁOWNIKIEM	. 49
	3.1.	Op	bis matematyczny siłownika elektrodynamicznego	. 49
	3.2.	Sy	mulacje statyczne modelu trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego	. 52
	3.3.	Ba	dania wariantowe geometrii cewki środkowej	. 57
	3.4.	Sy	mulacje przemieszczenia w oparciu o symulacje magnetostatyczne	. 63
	3.5.	Po	dsumowanie	. 69

4.		BAD	ANI	IA NA MODELU FIZYCZNYM SIŁOWNIKA TRÓJCEWKOWEGO	73
	4.	1.	Mo	odel fizyczny i uzwojenie robocze	73
	4.1.1.		1.	Cewki robocze	74
		4.1.2	2.	Zespół zasobnikowo-sterujący	76
		4.1.	3.	Konstrukcja wsporcza i przeniesienie napędu	78
	4.	2.	Ch	arakterystyka siłowa sprężyn dociskowych	80
		4.2.	1.	Cechy mechaniczne sprężyny dociskowej wyłącznika próżniowego SN	80
		4.2.2	2.	Współczynnik sprężystości stosu sprężyn talerzowych	82
	4.	3.	Ide	entyfikacja parametrów pętli prądowej	84
		4.3.	1.	Analiza z wykorzystaniem symulacji harmonicznej	84
		4.3.2	2.	Analiza przebiegu prądu uzwojenia siłownika	85
	4.	4.	Po	miary przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika	87
		4.4.	1.	Rejestracja przemieszczenia	89
		4.4.2	2.	Pomiary rozruchowe dla zmiennego wymuszenia prądowego	92
	4.	5.	Wį	pływ masy stykowej na przebiegi przemieszczenia	93
	4.	6.	Wį	pływ początkowej siły oporowej na przebieg przemieszczenia	94
	4.	7.	Mo	odelowanie i badania symulacyjne kinematyki ruchu	97
	4.	8.	Sy	mulacje z odwzorowanym ryglem łącznikowym	101
	4.	9.	Po	dsumowanie	103
5.		NAP	ĘD	WYŁĄCZNIKA SN Z SZYBKIM SIŁOWNIKIEM TRÓJCEWKOWYM	107
	5.	1.	Na	pęd fabryczny wyłącznika Tavrida	108
	5.	2.	Sta	nowisko do badań napędu szybkiego wyłącznika Tavrida	111
	5.	3.	Po	dsumowanie	114
6.		KIN	EMA	ATYKA RUCHU ZESPOŁU NAPĘDOWEGO BIEGUNA WYŁĄCZNIKA SZYBKIEGO	117
	6.	1.	Po	miary czasów własnych napędu fabrycznego wyłącznika Tavrida	117
		6.1.	1.	Wyznaczenie czasu własnego fabrycznego siłownika elektromagnetycznego	117
		6.1.2	2.	Wyznaczenie czasu własnego fabrycznego sterownika napędu	119

6.2.	Pomiary charakterystyk ruchu wyłącznika z napędem szybkim	121			
6.3.	Pomiary przemieszczenia zsynchronizowanych napędów	123			
6.4.	Podsumowanie	131			
7. Poi	DSUMOWANIE	135			
7.1.	Wnioski dotyczące badań przedstawionych w rozprawie	135			
7.2.	Kierunki dalszych badań w zakresie napędu łącznikowego	139			
BIBLIOGRAFIA141					

#### 1. Wprowadzenie

#### 1.1. Problematyka rozprawy

Układom napędowym łączników elektroenergetycznych średnich i wysokich napięć stawiane są wysokie wymagania funkcjonalne oraz niezawodnościowe, a rozwój nowych konstrukcji wyłączników i ich napędów jest zależny od rodzaju stosowanego w łącznikach medium izolacyjno-gaszeniowego oraz od konstrukcji układu stykowego zastosowanego w komorze gaszeniowej łącznika. Ostatnie dekady upłynęły pod znakiem rozwoju łącznikowej techniki próżniowej jako medium o korzystnych cechach elektrofizycznych. W segmencie produktów średniego napięcia, próżniowa technika łączeniowa obecnie uznawana jest za technologię dojrzałą, co potwierdzają liczne prace, przykładowo, monografie [81], [82], [83], a także wieloletnie statystyki awaryjności komór gaszeniowych i wyłączników [1]. Osiągnięty poziom dojrzałości technologii komór próżniowych zapewnia szczelność, a tym samym odpowiedni stan próżni w komorach, w czasie znacznie przekraczającym 30 lat [2], [5].

Aktualnie, ważnym nurtem prac badawczych i konstruktorskich w zakresie łączników wykorzystujących technikę próżniową jest rozwój wysokonapięciowych łączników w oparciu o jednoprzerwowe komory gaszeniowych o napięciu znamionowym powyżej 145 kV [4], a także rozwój łączników szybkich opartych o komory próżniowe, których układy stykowe napędzane są szybkimi napędami elektrodynamicznymi i elektromagnesowymi. W odniesieniu do łączników wysokonapięciowych, istotne jest wyeliminowanie przez technikę próżniową medium gaszeniowo-izolacyjnego w postaci gazu SF<sub>6</sub> o wysoce niekorzystnym potencjale tworzenia efektu cieplarnianego (ang. global warming potential) [138]. Poszukiwane są alternatywne media [3], również syntetyczne [11], mające zastąpić SF<sub>6</sub>, z czego w zakresie łączników średnich i wysokich napięć za jedno z wysoce perspektywicznych uznawane jest wykorzystanie techniki próżniowej. W nurt ten wpisują się długoletnie pozytywne doświadczenia eksploatacyjne z techniką próżniową [129] w produktach łącznikowych średniego napięcia (o napięciu znamionowym poniżej 72,5 kV) oraz pilotażowe wyłączniki próżniowe wysokiego napięcia (o napięciu znamionowym 110 kV i wyższym) [145], [146] działające obecnie w rozdzielnicach elektroenergetycznych, w tym również Polsce [10], jak i komercyjnie dostępne wyłączniki [127], [128].

Ważnym obszarem rozwoju produktów łącznikowych jest technika wyłączania prądu stałego z wykorzystaniem łączników półprzewodnikowych lub tzw. łączników hybrydowych [6], [143], których topologie tworzy połączenie szybkiego łącznika mechanizmowego z równoległymi

gałęziami komutacyjnymi zbudowanymi z elementów półprzewodnikowych [57] oraz elementów LC pełniących rolę elementów zasobnikowych [58], [60], [126] lub rezonansowych [56], [7] lub układów współpracujących z aktywnymi układy przekształtnikowymi [9], [125]. Odpowiednie połączenie oraz sterowanie gałęzi równoległych, towarzyszących łącznikowi mechanicznemu, umożliwia komutację prądu, wymuszając przejście prądu przez wartość zerową (przejście przez zero, ang. *zero current crossing*) w gałęzi łącznika mechanizmowego oraz ograniczenie strat przewodzenia w elementach półprzewodnikowych, dzięki niskoomowemu przewodzeniu łącznika mechanizmowego podczas normalnej pracy.

W typowych układach łączników hybrydowych średnich napięć kluczową rolę odgrywa szybki łącznik mechanizmowy, typowo zbudowany w oparciu o komorę próżniową. Ze względu na szybkość procesu łączeniowego, oznaczającego w łącznikach prądu stałego gwałtowne sprowadzenie wyłączanego prądu do wartości zerowej, istotne jest zapewnienie w tych łącznikach odpowiedniej ochrony przeciwprzepięciowej [42]. Jednym z ważnych kierunków rozwoju łączników hybrydowych są sieci prądu stałego średniego [130] i wysokiego napięcia (ang. *HVDC*) [41], również w wykonaniu oczkowym [131], tworzących podmorskie linie kablowe, połączenia pomiędzy asynchronicznymi systemami prądu przemiennego, czy mosty elektroenergetyczne łączące obszary o dużej generacji morskiej energetyki wiatrowej. Łączniki hybrydowe stosowane mogą być również w trakcji [133], [137] oraz do łączenia bateryjnych magazynów energii dużej mocy.

Powyższe kierunki rozwoju łączników elektroenergetycznych określają aktualnie istotne kierunki prac badawczych w zakresie aparatury łączeniowej. Są to w szczególności badania w zakresie konstrukcji komór gaszeniowych oraz układów stykowych [135], gdzie przedmiotem badań są zjawiska fizyczne zachodzące wewnątrz komory gaszeniowej w przestrzeni międzystykowej podczas wyłączania prądu. W tym aspekcie badane są np. zjawiska przykatodowe [12], w tym ruch plamki katodowej [13], [14] oraz zjawiska związane z reakcją anody [15], które są krytyczne z punktu widzenia rozwijania się i przebiegu wyładowania łukowego podczas rozchodzenia się styków. Na przebieg wyłączania prądu ma również istotny wpływ wytrzymałość napięciowej przerwy międzystykowej i związany z nią mechanizm inicjacji wyładowania łukowego [16]. W tym aspekcie badany jest mechanizm emisji polowej [18] dla rosnących odległości międzystykowych, powodujący stopniową zamianę mechanizmu inicjacji wyładowań w przerwie międzystykowej z elektronowej na wyładowania inicjowane mikrocząstkami. Inicjowane w ten sposób zapłony ponowne powodują przepięcia o znacznych wartościach [134], a badania inicjacji wyładowań wykonywane są przykładowo w komorach modelowych umożliwiających rejestrację ruchu mikrocząstek w przestrzeni międzystykowej [17]. Innym aspektem badań zjawisk występujących wewnątrz komory próżniowej jest diagnostyka stanu próżni [136], [139] oraz kondycji układu stykowego. W nurt ten wpisują się przykładowo badania prądów emisji elektronowej wykonywane podczas operacji łączeniowych oraz w warunkach zadanych wymuszeń napięciem stałym (DC) [18] lub przemiennym (AC) [19].

Aktualnie istotnym obiektem badań w zakresie łączników elektroenergetycznych są również napędy łączników, gdzie jako jeden z głównych kierunków przyjmuje się rozwój nowych konstrukcji napędów, umożliwiających skrócenie czasu zadziałania napędu, a tym samym czasu zadziałania łącznika, a także zwiększenie trwałości mechanicznej napędu. Inny kierunek rozwoju wyznaczany jest przez wyposażanie napędów łącznikowych w szerokorozumianą "inteligencję", realizowaną w oparciu o sygnały uzyskiwane z umieszczonych w łączniku sensorów[144], np. siły [20] lub drgań i wyposażanie sterowników polowych rozdzielnic w algorytmy analizy oraz klasyfikacji zebranych w ten sposób danych [21], [60]. Trend ten pozwala na rozwój metod diagnostyki i, w dalszej kolejności, prognostyki stanu napędów.

Obok powszechnie stosowanych napędów zasobnikowo sprężynowych widoczny jest również trend rozwoju napędów serwomechanizmowych [22], a także, w większym stopniu, siłowników elektromagnetycznych [23], [75] i elektrodynamicznych, których stosowanie w wyłącznikach próżniowych wynika z wymaganych w tych łącznikach skoków styków (odległości międzystykowej w stanie otwarcia). Obecnie dostępne komercyjne wyłączniki średnich napięć z napędem elektromagnetycznym, dedykowane do zastosowań elektroenergetycznych, wyposażane są w jeden siłownik zapewniający napęd wszystkim biegunom łącznika [23] lub w trzy mniejsze siłowniki dedykowane osobno do każdego bieguna [24]. Typowe czasy własne napędów mechanizmowych i elektromagnesowych są na poziomie kilkunastu-kilkudziesięciu milisekund, nie są więc wystarczające w zastosowaniu do szybkiego wyłączania w sieciach prądu stałego [62], a także w zastosowaniach przeciwporażeniowych, czy jako ograniczniki prądów zwarciowych.

Obecnie prowadzone są więc prace badawcze dotyczące szybkich siłowników elektrodynamicznych, będące, typowo, rozwinięciem koncepcji siłownika Thomsona wykorzystującego efekt lewitacji lub odrzutu elektromagnetycznego [122]. Współcześnie opracowywane siłowniki elektrodynamiczne są wyposażane w nowe funkcjonalności i rozwiązania konstrukcyjne w celu zapewnienia odpowiednich parametrów ruchu elementów wykonawczych siłownika oraz w celu zapewnienia odpowiedniego poziomu niezawodności. Odpowiednio uformowana charakterystyka przemieszczenia realizowana przez siłownik elektrodynamiczny jest istotnym czynnikiem z punktu widzenia zdolności łączeniowych, w tym odbudowy wytrzymałości napięciowej w komorze gaszeniowej, co jest również istotne z punktu widzenia modelowania procesów przejściowych w ujęciu symulacji systemowych [59], [87].

#### 1.2. Współczesne kierunki rozwoju napędów łącznikowych

#### 1.2.1. Napędy elektromagnesowe

Siłownik elektromagnetyczny (Rys. 1.1) w zastosowaniu do napędów łączników jest układem dynamicznym składającym się z uzwojeń roboczych (otwierającego – 6 i zamykającego – 7) osadzonych w nieruchomym korpusie magnetycznym siłownika, które wraz z ruchomym rdzeniem (6) tworzą obwód magnetyczny odpowiedzialny za wytworzenie siły potrzebnej do wykonania operacji otwierania lub zamykania układu stykowego łącznika. Praca mechaniczna siłownika jest przenoszona na styki ruchome komory gaszeniowej przez wyłącznikowy wał napędowy (1) na poszczególne bieguny z wykorzystaniem izolowanych cięgien napędowych.



Rys. 1.1. Przekrój siłownika elektromagnetycznego: 1 – wał napędowy, 2 – czujnik położenia, 3 – uzwojenie zamykające, 4 – magnesy trwałe, 5 – ruchomy rdzeń, 6 – uzwojenie otwierające, 7 – ręczne otwarcie; [75]

Wytworzony przez uzwojenia robocze strumień magnetyczny zamyka się przez częściowo zamknięty ferromagnetyczny obwód magnetyczny składający się z korpusu siłownika, szczeliny powietrznej oraz ruchomego rdzenia. Wytworzona siła przyciągania, o kierunku zgodnym z liniami pola magnetycznego, oddziałuje na ruchomy rdzeń (element wykonawczy) siłownika, połączony systemem cięgien, poprzez wał napędowy, ze stykiem ruchomym znajdującym się w komorze gaszeniowej łącznika. Obecność półzamkniętego obwodu magnetycznego wykonanego z materiału ferromagnetycznego o znacznie mniejszej niż w powietrzu reluktancji magnetycznej, pozwala na kierunkowanie strumienia magnetycznego, a tym samym generowanej siły elektrodynamicznej. Obecność obwodu ferromagnetycznego, szczególnie gdy element wykonawczy siłownika jest przyciągnięty w stanie zamknięcia łącznika (a obwód magnetyczny jest wówczas domknięty), skutkuje dużymi siłami przyciągania, co jest korzystne jako czynnik wspierający funkcje układów ryglowania napędu. Z tego względu, w układach elektrodynamicznych, do poluzowania rygla konieczne jest rozmagnesowanie obwodu ferromagnetycznego. W pozycji zamkniętej, domknięty obwód magnetyczny charakteryzuje się znacznymi wartościami indukcyjności, a przez to czasy własne zadziałania takich napędów (określone jako czas od podania impulsu do rozejścia lub zejścia się styków), choć znacząco krótsze niż w przypadku wyłączników z napędem zasobnikowo sprężynowym, są jednocześnie większe niż w przypadku siłowników elektrodynamicznych.

Charakterystyczną cechą uzwojeń siłowników elektromagnesowych jest znaczna liczba zwojów, np. 200-400 [79], [80], [40] zapewniająca skuteczną pracę siłownika. Spowodowane jest to występowaniem zamkniętego lub półzamkniętego obwodu magnetycznego o niskiej reluktancji magnetycznej, odznaczającego się relatywnie dużą wypadową indukcyjnością układu magnetycznego. Tym samym, by uzyskać odpowiednio wysoką wartość strumienia indukcji magnetycznej, stosowana jest większa liczba zwojów przy mniejszym prądzie cewki, co jest korzystne z punktu widzenia źródła zasilania uzwojenia siłownika, powodując obniżenie wymagań w zakresie parametrów prądowych i napięciowych zasobników energii.

Typowe konstrukcje liniowego siłownika elektromagnetycznego zbudowane są w oparciu o zamknięty obwód magnetyczny, tworzący korpus siłownika oraz podłużny osiowosymetryczny rdzeń [75], [80], [51], [40], [79] lub planarny rdzeń płaski [65], a także poruszającą się osiowo wewnątrz korpusu obudowę i odpowiednio rozlokowane magnesy trwałe, zwykle NdFeB (tzw. magnesy neodymowe). Typowe wartości przemieszczenia cięgien roboczych w siłownikach napędów elektromagnesowych łączników średnich napięć osiągają wartość 20 mm i realizowane są w czasie 15-35 ms na otwieranie oraz 25-45 ms na zamykanie [40], [23]. Wartości te są tylko nieznacznie mniejsze od czasów zadziałania napędów zasobnikowo-sprężynowych.

W innych rozwiązaniach, obwód magnetyczny obejmuje U-kształtny rdzeń z dyskowym uzwojeniem oraz pomiarem strumienia wewnątrz rdzenia [63]. Spotykane są również konstrukcje siłownika z ruchomą kolumną i dodatkowym układem wzbudzenia w postaci magnesów trwałych [50], które przeznaczone są do napędów łączników o mniejszych skokach styków, niż w przypadku łączników średnich napięć, wynoszących około 6 mm. W napędach tych stosowane są specjalnej konstrukcji ruchome zwory w postaci kształtki typu E, znajdujące zastosowanie jako napędy dedykowane do łączników wysokich i najwyższych napięć [76], [77] z osiąganymi prędkościami ruchu styków 3,14 m/s na otwieranie i 1,5 m/s na zamykanie, dla przemieszczeń do 80 mm w czasie do 30 ms.

Zamknięta struktura korpusu siłownika, dzięki oddziałującej na ruchomy rdzeń sile przyciągania pochodzącej od ferromagnetycznej remanencji magnetycznej, pozwala na uzyskanie bistabilnego ryglowania napędu [40], [79], [75], co oznacza, że oba położenia napędu są blokowane magnetyczne, lub monostabilnego ryglowania napędu [51], [65], [66], co oznacza, że jedno z położeń jest ryglowane, a drugie położenie jest utrzymywane sprężynowo. Korzystną cechą siłowników elektromagnesowych jest możliwość ryglowania styków w pozycji zamkniętej lub otwartej oraz wywierania odpowiedniego docisku stykowego w pozycji zamkniętej łącznika, co wynika ze sposobu działania obwodu ferromagnetycznego. Napędy te odznaczają się również możliwością modyfikowania siły przyciągania poprzez dobór odpowiedniej charakterystyki układu zasilającego, a w szczególności zdolnością do generowania siły przyciągania o charakterze ciągłym.

Głównym zastosowaniem komercyjnym układów elektromagnesowych w łącznikach elektroenergetycznych są napędy przekaźników i styczników niskich napięć (nN) i średnich napięć (SN), jak również wyzwalacze napędowe wyłączników SN i wysokich napięć (WN). Oprócz tego, znane są aplikacje napędów elektromagnetycznych w wyłącznikach SN, w których pojedynczy siłownik elektromagnetyczny pełni funkcję bistabilnego napędu otwierającego i zamykającego dla wszystkich biegunów wyłącznika [21]. Innym przykładem zastosowań napędów elektromagnesowych jest wykorzystanie monostabilnego siłownika magnetycznego do zamykania styków łącznika oraz podtrzymania ich w pozycji zamkniętej, poprzez rygiel magnetyczny obwodu ferromagnetycznego siłownika. Otwarcie realizowane jest wówczas po rozmagnesowaniu obwodu magnetycznego, przez zestaw sprężyn ściśniętych przez siłownik podczas operacji zamykania [24]. W tym przypadku siłownik elektromagnetyczny dedykowany jest osobno dla pojedynczego bieguna, natomiast wszystkie bieguny sprzęgnięte są wałem synchronizującym. W zastosowaniach komercyjnych, do współpracy siłownika z napędem wyłącznika konieczny jest elektroniczny układ zasilająco-sterujący nadzorujący pracę siłownika.

Zaletą napędów opartych na siłowniku elektromagnetycznym jest ich wysoka trwałość mechaniczna, wynikająca z konstrukcji układu mechanicznego. Z nakreślonych powyżej powodów, ważnym aktualnie nurtem rozwoju siłowników są szybkie siłowniki elektrodynamiczne, wykorzystujące zjawisko lewitacji lub odrzutu zamkniętego pierścienia, umieszczonego w zmiennym w czasie polu magnetycznym.

#### 1.2.2. Napędy elektrodynamiczne

Typowe konstrukcje elektrodynamiczne (

Rys. 1.2) są rozwinięciem konstrukcji siłownika Thomsona, bazującego na zjawisku lewitacji magnetycznej zwartego zwoju przewodzącego, umieszczonego w zmiennym w funkcji czasu polu magnetycznym [122]. Wypadkowy kierunek siły elektrodynamicznej uwarunkowany jest

kierunkami strumieni magnetycznych wzbudzonych w poszczególnych elementach aktywnych siłownika. W przypadku siłownika Thomsona, zgodnie z regułą Lenza [90], na zwarty zwój wywierana jest siła odpychania od uzwojenia wytwarzającego zmienne w czasie pole magnetyczne. Jeżeli zwarty zwój zostanie zastąpiony cewkami (

Rys. 1.2), to przy odpowiednio ustalonym kierunku przepływu prądów w cewkach można uzyskać efekt oddziaływania siły napędowej w kierunku na odpychanie lub na przyciąganie obu cewek. Lekka konstrukcja tak wykonanego siłownika składającego się z cewek bez magnetowodu ferromagnetycznego, pozwala na znaczną redukcję czasu własnego napędu podczas operacji łączeniowych. Zredukowanie liczby elementów mechanicznych pośredniczących w przekazywaniu ruchu, ma również korzystny wpływ na niezawodność układu oraz na skrócenie czasu własnego zadziałania napędu.



Rys. 1.2. Siłownik elektrodynamiczny w wykonaniu dwucewkowym (lewy) i jako siłownik Thomsona (prawy) z dyskiem paramagnetycznym; [47]

Brak nieliniowego magnetowodu ferromagnetycznego w siłownikach elektrodynamicznych, tak jak w siłownikach elektromagnetycznych powoduje, że przepływ strumienia magnetycznego następuje w powietrzu, czyli w ośrodku o dużej reluktancji magnetycznej. Powoduje to występowanie w tych siłownikach znacznego strumienia rozproszenia, co kompensowane jest poprzez zwiększenie wymuszenia pola magnetycznego, co osiąga się poprzez zwiększenie liczby zwojów lub poprzez zwiększenie wartości prądu cewek siłownika. Ze względu na wymagane czasy przemieszczenia, w praktyce prowadzi to do konieczności generacji impulsu prądu o wartości szczytowej kilku lub kilkunastu kiloamperów (kA) i czasie trwania ruchu rzędu pojedynczych milisekund (ms). Do uzyskania takich parametrów prądowych zasobnika energii wykorzystywane są zasilacze impulsowe bazujące na naładowanej baterii kondensatorów (w praktyce typowo elektrolitycznych), załączanej tyrystorem na uzwojenie siłownika. Brak obwodu magnetycznego (występującego w siłownikach elektromagnesowych), a tym samym brak znaczących wartości remanencji magnetycznej, powoduje w siłownikach elektrodynamicznych konieczność zastosowania zewnętrznych układów ryglujących pozycję i tłumiących ruch rdzenia w końcowej fazie przemieszczenia, po ustaniu wymuszenia prądowego.

W klasycznym rozwiązaniu, elektrodynamiczny siłownik Thomsona składa się z pojedynczej cewki oraz z oddziałującego z nią dysku paramagnetycznego, gdzie oddziaływanie to następuje poprzez wzbudzenie w dysku prądów wirowych wskutek strumienia indukowanego przez prady wzbudzone w cewce [26], [78]. Prady wirowe w dysku paramagnetycznym powodują indukcję strumienia magnetycznego przeciwstawnego strumieniowi wzbudzonemu przez uzwojenie aktywne cewki, tym samym generując siłę odpychania elektrodynamicznego. Lekka konstrukcja, składająca się typowo z 10-30 zwojów w cewce aktywnej, charakteryzuje się zatem wynikową indukcyjnością około kilkudziesięciu µH. Dla spotykanych w literaturze siłowników [26], [27], [28], [29], [34], [36], [43], [45], [46], [48], parametry obwodowe pozwalają, w zależności od rodzaju zastosowanego zasobnika, a zwłaszcza jego napięcia ładowania, na uzyskanie wymuszenia prądowego o wartości szczytowej w zakresie 5-16 kA i czasie do osiągnięcia wartości szczytowej krótszym niż 700 µs. Siła napędowa będąca funkcją prądu, osiąga wartość szczytową do kilkunastu [29], [31], [36], kilkudziesięciu [34], [43] lub kilkuset [28], [48], [54] kiloniutonów. Lekka konstrukcja paramagnetycznego dysku oraz brak obwodu ferromagnetycznego pozwalają na rozpoczęcie ruchu z czasem własnym kilkuset mikrosekund, osiągając pełne przemieszczenie w czasie istotnie krótszym niż 10 ms, w typowym zakresie przemieszczenia 5-30 mm. Dla modeli laboratoryjnych, uzyskiwane prędkości osiągają wartość 5 m/s [27], [78]. W modelach symulacyjnych, dla siłownika z zasobnikiem o odpowiednio dużej energii, spotyka się wartość osiąganej prędkości wynoszącą 18 m/s [28], a dla nieobciążonego modelu siłownika – 30 m/s [31]. W znanych z literatury badaniach wykorzystywane są zasobniki kondensatorowe o pojemności 2-16 mF, ładowane typowo do napięcia kilkuset woltów [26], [27], [29], [36], [43], [45], [46] lub w aplikacjach [28], [34], [48] do napięcia ponad 1 kV.

Bezprzewodowa natura oddziaływania elektrodynamicznego wzbudzonych prądów wirowych w dysku ruchomym nie wymaga wykonania elektrycznych połączeń do ruchomej cewki, co istotnie zwiększa mechaniczną trwałość łączeniową siłownika. Z kolei jednak występowanie pola magnetycznego w powietrzu powoduje, że w siłowniki Thomsona, w porównaniu do

siłowników elektromagnesowych, charakteryzują się niską sprawnością konwersji energii elektrycznej na pracę mechaniczną. Spowodowane jest to dużym strumieniem rozproszenia w powietrzu oraz często jedynie jednostronnym (z punktu widzenia cewki nieruchomej) wykorzystaniem strumienia wytwarzanego przez nieruchomą cewkę. Kontrolę rozkładu strumienia można wprowadzić do tego siłownika poprzez dodanie materiału ferromagnetycznego skupiającego strumień magnetyczny wytworzony w cewce aktywnej [30], co zwiększa generowaną siłę elektromagnetyczną. Jednak w połączeniu ze wzrostem masy elementu wykonawczego siłownika, dodanie rdzenia ferromagnetycznego prowadzi do wydłużenia czasu zadziałania napędu. Możliwe jest również zastąpienie w siłowniku Thomsona pasywnego paramagnetycznego dysku, przez aktywne uzwojenie [31]. Rozwiązanie to podnosi sprawność siłownika z typowych dla klasycznej konstrukcji 5-18% [44] do około 25% [31]. Niska sprawność spowodowana jest szybko zanikającym sprzężeniem magnetycznym pomiędzy uzwojeniem, a napędzanym rdzeniem, co następuje wraz z przemieszczeniem rdzenia napędowego siłownika. Metodą poprawy sprawności są dwustronne siłowniki Thomsona, w których przemieszczenie jest realizowane przez obustronny ruch, powodowany przez cewki umieszczone na dwóch krańcach siłownika [44], [49], [64]. Powoduje to poprawę wykorzystania generowanego strumienia magnetycznego pochodzącego od uzwojenia cewki aktywnej, prowadząc do sprawności siłownika sięgającej 30% [44].

Istotną wadą klasycznej konstrukcji siłownika Thomsona jest silna zależność generowanej siły od wzajemnej odległości oddziałujących cewek, co powoduje konieczność znacznego zbliżenia ruchomego dysku do uzwojenia cewki w celu maksymalizacji siły odpychania. Rozwiązaniem stosowanym w celu poprawy tej zależności jest z jednej strony zastosowanie siłownika o charakterystyce ruchu zapewniającej szybki ruch styków na otwarcie, a z drugiej strony doposażenie cewek Thomsona przez dodatkowy siłownik elektromagnesowy, oparty na magnesach trwałych, umożliwiający zamknięcie styków [32], [33]. W rozwiązaniach bez dodanego elektromagnesu, w celu odwracalności ruchu, stosowane jest rozwiązanie oparte o zastosowanie dwóch nieruchomych cewek, pomiędzy którymi porusza się pasywny dysk. W rozwiązaniu tym, zasilając odpowiednie uzwojenie realizowany jest ruch na otwarcie lub zamknięcie styków [28], [29], [35], [34], [36], [37], [43], [48], [52], [53], [68], [78]. Poruszający się dysk lub uzwojenie odpychające się od stacjonarnych dysków [69], znajdując się w skrajnym położeniu (przy pierwszym oraz przy drugim uzwojeniu siłownika), podlega działaniu siły odpychającej. Konieczne jest wówczas stosowanie zewnętrznych układów ryglujących lub, jak to zostało przedstawione w [38], ruchomego rdzenia z materiału ferromagnetycznego ze zintegrowanymi wstawkami paramagnetycznymi oddziałującymi ze strumieniem pochodzącym od poszczególnych uzwojeń cewek aktywnych.

W przypadku siłowników elektrodynamicznych, w których istotnym parametrem jest szybkość zadziałania, wyzwaniem jest zapewnienie funkcji ryglowania siłownika w pozycji zamkniętej lub otwartej oraz zastosowanie układów tłumienia ruchu w pobliżu położeń krańcowych przemieszczenia ruchomego rdzenia siłownika. Funkcja ta realizowana jest typowo z wykorzystaniem ryglowania magnetycznego lub mechanicznego. W pierwszym przypadku wykorzystywana jest w tym celu siła przyciągania zwory ferromagnetycznej przez ustrój magnetowodu, powstająca w wyniku magnesującego efektu przepływu prądu lub zmian strumienia pochodzącego od umieszczonych w magnetowodzie magnesów trwałych. Do ryglowania magnetycznego wykorzystywany jest zewnętrzny siłownik zamykający, zlokalizowany w przelocie cięgna napędowego łącznika [34] lub na przedłużeniu cięgna napędowego [33], [36], [72], gdzie siłownik pełni również funkcję układu zamykającego [32], [73]. Innym sposobem realizacji ryglowania w postaci przechwytu magnetycznego jest zastosowanie ferromagnetycznego korpusu cewki nieruchomej z magnesem trwałym oraz wstawkami ferromagnetycznymi pasywnego dysku siłownika Thomsona [38].

Z kolei rozwiązania bazujące na zewnętrznych układach mechanicznych opierają się na bistabilnej membranie przeginanej przez ruch styków łącznika [29], [43], [35], [52], pasków [45] lub symetrycznego układu mechanicznego opartego na zlokalizowanych prostopadle do osi ruchu cięgna oraz sprężyn [27], [37], [28]. Ze względu na korzystną charakterystykę siły w funkcji położenia [45], opisane konstrukcje zapewniają pasywne ryglowanie w skrajnych pozycjach położenia cięgna po przekroczeniu położenia równowagi (punktu maksymalnego ściśnięcia sprężyn) oraz generują wymaganą do ryglowania siłę docisku. Inną metodą stosowaną w napędach do ryglowania pozycji łącznika jest wykorzystanie ruchomej zapadki oraz progu, zlokalizowanych na cięgnie napędowym [78], [68].

Zadanie rozpraszania energii kinetycznej ruchu elementu wykonawczego siłownika typowo jest realizowane przez układ ryglowania. Z powodu występowania dużych wartości energii kinetycznej ruchu zachodzi często potrzeba dołączania dodatkowych elementów powodujących tłumienie ruchu w jego końcowej fazie. Przykładem jest wykorzystanie uzwojenia siłownika elektrodynamicznego, w którym z odpowiednim opóźnieniem, w końcowej fazie ruchu, zasilana jest cewka, która nie zainicjowała ruchu (tj. np. dla otwierania zasilana jest cewka zamykająca), tym samym uzyskiwana jest przeciwstawnie skierowana do ruchu siła hamująca [53]. W innym rozwiązaniu stosowany jest układ tłumika pneumatycznego [48], w którym funkcję tłumika pełni gaz sprężany przez ruchomy dysk siłownika. Najczęściej występującym rozwiązaniem jest stosowanie tłumika sprężynowego [54] zainstalowanego w osi ruchu cięgna napędowego.

#### 1.2.3. Przesłanki do opracowania nowych konstrukcji napędów łącznikowych

Aktualnie głównym obszarem rozwoju napędów łącznikowych są konstrukcje elektromagnesowe, w szczególności elektrodynamiczne. Cechy konstrukcyjne tych napędów pozwalają osiągać wyższą niezawodność i precyzję działania, niż w przypadku napędów mechanizmowych o zasobnikach sprężynowych. Napędy elektrodynamiczne są również korzystne z punktu widzenia możliwości ich współpracy z szybkimi cyfrowymi zabezpieczeniami i układami automatyki elektroenergetycznej, takimi jak SPZ, umożliwiając również wykonywanie łączeń synchronizowanych w zastosowaniu z dedykowanymi łącznikami serwomechanizmowymi. Omówione wyżej cechy mechaniczne konstrukcji napędu siłownika oraz sposób przekazywania napędu do elementu wykonawczego łącznika (układu stykowego komory gaszeniowej) sprzyja niezawodności napędu, a tym samym łącznika. Stwarza również możliwość implementacji układów pomiarowych, pozwalających na zastosowanie i rozwój nowych metod diagnostyki i prognostyki, dedykowanych do oceny i predykcji stanu łączników [19], co aktualnie ma szczególne znaczenie w aspekcie cyfryzacji produktów energetyki, w szczególności opartej o gwałtowny aktualnie rozwój metod sztucznej inteligencji i uczenia maszynowego.

Typowe wartości czasu własnego łącznika, rozumianego jako czas od podania na napęd impulsu na otwarcie, do chwili rozejścia się styków łącznika (utraty styczności styków), dla łączników SN z napędami zasobnikowo-sprężynowymi kształtują się na poziomie milisekund [32], [51] lub dziesiątek milisekund [79], [80]. Dodając do tych wartości czas przemieszczenia styków, uzyskiwane czasy własne łącznika na poziomie kilkudziesięciu milisekund dyskwalifikują konstrukcje elektromagnesowe jako napędy łączników szybkich, np. w zastosowaniu do wyłączania zwarć w sieciach DC. Uzyskanie dużo krótszych czasów własnych jest możliwe w przypadku lekkich siłowników elektrodynamicznych. W tym przypadku szczególnie korzystne jest bezpośrednie przełożenie napędu na układ wykonawczy łącznika, bez stosowania w tych siłownikach układów pośredniczących [74].

Rozwój łącznikowej techniki próżniowej, zwłaszcza w obszarze średnich napięć, oznacza relatywnie niskie skoki styków komór próżniowych (8-12 mm) [75] w porównaniu z komorami gaszeniowymi łączników gazowych (w szczególności bazujących na gazie SF<sub>6</sub>), co predysponuje łączniki próżniowe do stosowania w nich napędów opartych na oddziaływaniu elektromagnetycznym. Ze względu na lokalizację siłownika elektrodynamicznego w biegunie łącznika, ograniczeniem przestrzennym dla napędów jest stosowana w aparaturze łączeniowo-rozdzielczej SN, ustanda-ryzowana podziałka międzybiegunowa, zależna od poziomu napięcia znamionowego, rozwią-zania konstrukcyjnego układu izolacyjnego torów prądowych oraz znamionowego prądu przewodzonego (prądu znamionowego ciągłego). Najmniejsza podziałka 150 mm jest stosowana dla niższych wartości z typoszeregu znamionowych napięć średnich ( $\leq$  17,5 kV). Dla wyższych wartości znamionowych napięć średnich, typowa i uniwersalna jest podziałka 210 mm.

Publikowane aktualnie prace skupiają się głównie na rozwoju siłownika Thomsona, o skoku styków odpowiednim dla łączników SN w technologii próżniowej. Prace rozwojowe w tym zakresie prowadzone są w kierunku poszukiwań konstrukcji siłowników umożliwiających realizację wyższych przemieszczeń, odpowiednich dla łączników WN [123], jak również z większymi obciążeniami i przemieszczanymi masami stykowymi [44].

Badania przedstawione w niniejszej rozprawie dotyczą siłownika trójcewkowego, w którym uzwojenie środkowe jest ruchome. Konstrukcja ta pozwala na wykorzystanie nie tylko siły odpychania [98], jak to jest w przypadku dwucewkowego siłownika Thomsona, ale również siły przyciągania. W napędzie trójcewkowym odpychanie realizowane jest pomiędzy górną parą cewek, a przyciąganie następuje pomiędzy dolną parą cewek. W siłowniku Thomsona generowana siła szybko zanika wraz ze spadającym sprzężeniem magnetycznym, natomiast w siłowniku trójcewkowym generowana siła jest wypadkową obu składowych, pochodzących od górnej i dolnej pary cewek. Ze względu na bardziej jednorodny rozkład pola magnetycznego pomiędzy cewkami nieruchomymi w siłowniku trójcewkowym, poziom sprzężenia magnetycznego pomiędzy cewką ruchomą i obiema cewkami nieruchomymi jest większy niż w przypadku siłownika Thomsona. Przesłanką do rozwoju siłownika z ruchomą cewką jest również wyższa sprawność [31] konwersji energii zasobnika na pracę mechaniczną, a tym samym wyższa siła napędowa niż możliwa do uzyskania w klasycznym siłowniku Thomsona.

W literaturze spotykane są konstrukcje siłowników trójcewkowych [39], [67], [71] gdzie dwie cewki skrajne (górna i dolna) są cewkami nieruchomymi, pomiędzy którymi przemieszczana jest cewka ruchoma, do której przymocowane jest cięgno napędowe. Siłownik w takim wykonaniu, z odpowiednim układem sterowania i zasilania pozwala na realizację odwracalnego ruchu elementu wykonawczego w obu kierunkach (otwórz-zamknij), wymaganego do pracy łącznikowej, jednak nie napotkano w literaturze na badania symulacyjne, laboratoryjne, jak również eksploatacyjne takiej konstrukcji siłownika.

#### 1.2.4. Podsumowanie

Prezentowane w literaturze badania skupiają się na rozwoju napędów łącznikowych w oparciu siłownik Thomsona. Do jego zalet należy prosta konstrukcja, potencjalnie wysoka niezawodność, niska bezwładność elementu wykonawczego oraz możliwość osiągania wysokich prędkości przemieszczenia. Niska sprawność konwersji energii zasobnika na energię kinetyczną ruchu wynika z niskiego poziomu sprzężenia cewki z elementem wykonawczym oraz z obecności zauważalnego strumienia rozproszenia.

Siła napędowa odrzutu elektrodynamicznego oddziałująca na ruchomy element wykonawczy siłownika, przy niskiej gęstości siły z jednostki masy uzwojenia, osiągana jest kosztem odpowiednio wysokiej wartości szczytowej prądu, co przy niskiej indukcyjności cewki napędowej skutkuje uzyskaniem impulsowego przebiegu prądu, a tym samym siły napędowej o podobnym charakterze. W ten sposób uzyskana trajektoria przemieszczenia charakteryzuje się krótką, ale dynamiczną fazą początkowego przyśpieszenia (wynikającą z przepływu prądu przez uzwojenie), a następnie opóźnionym ruchem postępowym w dalszej fazie ruchu. Natura realizowanego przez siłownik ruchu opierając się na bezładności powoduje, że problematyczne może być skalowanie siłownika Thomsona do wyższych przemieszczeń z większymi masami przemieszczanymi, charakterystycznymi dla aparatury WN. Ze względu na krótką fazę napędową, początkowe przyśpieszenie, naprężenia mechaniczne oraz prędkość ruchu może znacznie przekraczać parametry kinematyczne dla stosowanych komór gaszeniowych.

Powyższe zagadnienia stanowią zdaniem autora przesłanki do badań siłownika trójcewkowego przedstawionych w niniejszej rozprawie. Za korzystne cechy siłownika trójcewkowego można uznać niższe wymagania dotyczące wartości szczytowej impulsu prądu z zasobnika kondensatorowego dzięki wyższej gęstości siły napędowej niż w przypadku siłownika Thomsona. Wyższa indukcyjność uzwojenia siłownika trójcewkowego pozwala wydłużyć czas trwania siły napędowej oddziałującej na cewkę ruchomą, w ten sposób zmniejszając naprężenia mechaniczne na elementach ruchomych komory gaszeniowej.

#### 1.3. Teza, cel i zakres rozprawy

Do realizacji przemieszczeń oraz czasów zadziałania wymaganych w szybkich wyłącznikach SN o prądzie wyłączanym 20 kA wykorzystuje się szybkie siłowniki elektrodynamiczne specjalnej konstrukcji. Rozwój szybkich łączników mechanicznych oraz łączników hybrydowych wykorzystujących łączniki szybkie motywowany jest między innymi rozwojem technik wyłączania obwodów prądu stałego. Dlatego autor postawił następującą tezę niniejszej rozprawy:

Możliwe jest opracowanie trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego o jednej ruchomej cewce, pozwalającego na uzyskanie w czasie krótszym niż 10 ms pełnego skoku styków łącznika o długości 15 mm i o podziałce międzybiegunowej nie większej niż 210 mm do zastosowania w napędach szybkich łączników średniego napięcia.

Dla udowodnienia powyższej tezy, postawiony został następujący cel pracy:

Wykonanie wszechstronnych badań trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego, zarówno modelowego, jak i współpracującego z napędem elektromagnesowym fabrycznego wyłącznika średnich napięć, w celu uzyskania odpowiedniej charakterystyki siłowo-kinematycznej dla spełnienia warunków określonych w tezie rozprawy.

Aby zrealizować przedstawiony wyżej cel badań, sformułowano następujące zadania, określające zakres pracy:

- Opracowanie modelu symulacyjnego i wykonanie badań symulacyjnych wariantów konstrukcji uzwojeń cewek siłownika, w celu analizy osiągalnych sił napędowych, energii i zastępczych parametrów obwodowych uzwojeń siłownika;
- 2. Wykonanie badań symulacyjnych charakterystyki ruchowej wybranej konstrukcji siłownika, z wykorzystaniem sprzężonej symulacji obwodowo-polowej;
- 3. Wykonanie analizy sposobu odwzorowania struktury cewek pod kątem magnetostatycznych symulacji polowych;
- 4. Wykonanie konstrukcji siłownika wraz z zasilaczem impulsowym umożliwiającym osiągnięcie założonych parametrów kinematycznych siłownika;
- 5. Wykonanie pomiarów laboratoryjnych przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika dla różnych warunków pracy siłownika (mas początkowych, momentów oporowych, napięć ładowania zasobnika), a w szczególności:
  - a. Wykonanie pomiarów fabrycznej charakterystyki siłowej sprężyny dociskowej wyłącznika próżniowego SN oraz dobór stosu sprężyn dociskowych,
  - b. Wykonanie testów rozruchowych zasilacza impulsowego siłownika elektrodynamicznego,
  - c. Przeprowadzenie identyfikacji parametrów obwodowych pętli prądowej zasilacza i uzwojenia siłownika;

- Wykonanie analizy charakterystyki przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika uzyskanej pomiarowo wraz charakterystyką obliczoną z użyciem sprzężonych symulacji polowych;
- Wykonanie pomiarów i analizy charakterystyk ruchowych siłownika zainstalowanego w wyłączniku SN dla różnych pojemności zasobnika kondensatorowego, z uwzględnieniem pomiaru czasu własnego fabrycznego zespołu sterowniczego wyłącznika oraz zwiernika światłowodowego do synchronizacji napędów;
- Wykonanie badań charakterystyk przemieszczenia elementu wykonawczego i parametrów obwodowych uzwojenia siłownika, zarówno w oparciu o prace obliczeniowe, jak i laboratoryjne;
- Wykonanie uzwojenia siłownika trójcewkowego dedykowanego do wyłącznika SN i zastosowanie opracowanego siłownika trójcewkowego jako elementu napędu w fabrycznym wyłączniku SN;
- 10. Wykonanie badań porównawczych dla wyłącznika fabrycznego wyposażonego w napęd fabryczny i w napęd opracowany w ramach niniejszej rozprawy.

Niektóre wyniki badań autora w tematyce aparatury rozdzielczej średnich napięć zostały zaprezentowane w latach 2019-2025 w pięciu artykułach opublikowanych w recenzowanych czasopismach (1-5), dwóch referatach opublikowanych w materiałach konferencyjnych (6-7) oraz w trzech zgłoszeniach patentowych (8-10), z których dwa zgłoszenia patentowe stanowiły podstawę dla przyznania udzielonych patentów (8-9):

- S. Stoczko, M. Szewczyk, W. Chmielak, R. Szreder, Z. Pochanke, "Measurements of Breakdown Voltage Characteristics of Medium Voltage Vacuum Circuit Breaker After Current Interruption," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 40, no. 2, pp. 1214-1222, April 2025, DOI: 10.1109/TPWRD.2025.3541301
- K. Przygoda, S. Stoczko, T. Daszczyński, M. Szewczyk, "Rozwiązania konstrukcyjne układów ryglowania napędów szybkich wyłączników elektroenergetycznych", Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 100, NR 11/2024, DOI: 10.15199/48.2024.11.01
- S. Stoczko, M. Szewczyk, Z. Pochanke, W. Chmielak, "Experimental study on field emission current in vacuum interrupter at functional limit of vacuum pressure", Elsevier Electric Power Systems Research, vol. 191 (Feb. 2021), DOI: 10.1016/j.epsr.2020.106860

- S. Stoczko, M. Szewczyk, "Przegląd aktualnych kierunków badań w zakresie łącznikowej techniki próżniowej", Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 97 NR 2/2021, pp. 169-175, DOI: 10.15199/48.2021.02.35
- T. Daszczyński, Z. Pochanke, M. Szewczyk, S. Stoczko, P. Kaźmierczak, "Impact of the receiving transformer on the measurements of long-term load capability of the innovative LV", Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 96 NR 11/2020, pp. 186-189, DOI: 10.15199/48.2020.11.39
- Z. Pochanke, S. Stoczko, T. Daszczyński, "Modeling of the Short Circuit Impedance on the Base of TRV time course", Proceedings of Progress in Applied Electrical Engineering Conference, 21-25.06.2021 (PAEE 2021), DOI: 10.1109/PAEE53366. 2021.9497404
- M. Szewczyk, S. Stoczko, A. Zagrajek, W. Chmielak, "Comparative Study of Synthetic Test Circuits for Testing of MV and HV AC Circuit Breakers According to IEC Std. 62271", Proceedings of Progress in Applied Electrical Engineering Conference, 17-22.06.2019 (PAEE 2019), DOI: 10.1109/PAEE.2019.8789001
- P. Krogulec, M. Maślany, K. Kurek, R. Kowalik, M. Januszewski, M. Szewczyk, R. Szreder, S. Stoczko, T. Daszyński, *"Urządzenie łączeniowe przeznaczone do szybkiego i sterowanego wyłączania prądu (Connecting device intended for fast and controlled switching off of electricity)*", Urząd Patentowy RP: PL242428B1, PL434770A1. Data zgłoszenia: 23.07.2020, data ogłoszenia zgłoszenia: 24.01.2022, data ogłoszenia o udzieleniu patentu: 20.02.2023.
- 9. P. Krogulec, M. Maślany, K. Kurek, R. Kowalik, M. Januszewski, M. Szewczyk, R. Szreder, S. Stoczko, T. Daszyński, *"Jednostronny układ pomiarowy oraz metoda detekcji zwarć występujących w liniach SN z wykorzystaniem fal wielokrotnie odbitych (One-sided measuring system and method of detecting short-circuits occurring in MV lines with the use of repeatedly reflected waves)*", Urząd Patentowy RP: PL241730B1, PL434541A1. Data zgłoszenia: 2.07.2020, data ogłoszenia zgłoszenia: 3.01.2022, data ogłoszenia o udzieleniu patentu: 28.11.2022.
- 10. P. Krogulec, M. Maślany, K. Kurek, R. Kowalik, M. Januszewski, M. Szewczyk, R. Szreder, S. Stoczko, T. Daszyński, "Układ pomiarowy oraz metoda selekcji faz objętych zakłóceniem na podstawie jednostronnego pomiaru fal propagujących się w sieciach SN (Measuring system and method of selecting phases affected by the disturbance based on one-sided measurement of waves propagating in MV networks)", Urząd

Patentowy RP: PL438292A1. Data zgłoszenia: 28.06.2021, data ogłoszenia zgłoszenia: 2.01.2023.

W trakcie realizacji badań doktorskich autor brał udział, jako współwykonawca, w projektach badawczych (1-4) oraz w pracach dla przemysłu (5-10), z których zdobyte doświadczenie i umiejętności zostały wykorzystane również w realizacji badań opisanych w niniejszej rozprawie:

- Grant Narodowego Centrum Badań i Rozwoju (NCBiR), "Opracowanie i weryfikacja w warunkach rzeczywistych zaawansowanych rozwiązań i systemów bezpieczeństwa stacji wysokiego/średniego napięcia, wyposażonych w mechanizmy predykcyjne w oparciu o algorytmy sztucznej inteligencji", NCBiR Ścieżka dla Mazowsza, 2020-2021
- Grant Narodowego Centrum Nauki (NCN), "Nowe metody budowania dynamicznych nieliniowych modeli pierścieni magnetycznych z użyciem algorytmów sztucznej inteligencji dla warunków zmienno-częstotliwościowych i wielko-prądowych", NCN SO-NATA BIS, 2023-2024
- Grant Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego, Program Nauka dla Społeczeństwa (MNiSW), "Opracowanie i wdrożenie platformy do treningu kognitywnego z wykorzystaniem technologii VR i AR", MNiSW, 2022-2023
- Grant Rady Naukowej Dyscypliny Automatyka Elektrotechnika, Elektronika i Technologie Kosmiczne (RND AEEiTK) Politechniki Warszawskiej, "Indykator napięć powrotnych do identyfikacji impedancji zwarciowych metodą ORT-FIT", RND AEEiTK PW, 2022
- 5. Praca zlecona, "Budowa i testy układu probierczego do sprawdzania skuteczności ochrony przeciwporażeniowej w systemach trakcyjnych 3 kV DC", 2024
- 6. Praca zlecona, "Opracowanie algorytmu do określenia energii cieplnej łuku elektrycznego na rozdzielniach niskiego, średniego i wysokiego napięcia", 2023
- Praca zlecona, "Opinia techniczna dotycząca poprawności doboru wyłączników głównych", 2023
- 8. Praca zlecona, "Wykonanie testów torów prądowych oraz sprawdzenie układu przewodzenia prądu", 2020
- 9. Praca zlecona, "Badania odcinków innowacyjnych przewodów elektrycznych", 2019

10. Praca zlecona, "Diagnostyka stanu rozdzielnicy w ramach budowy zintegrowanych systemów wspomagających i optymalizujących pracę oraz bezpieczeństwo rozdzielnicy SN w oparciu o automatykę sterowniczą i zabezpieczeniową", 2018

Badania przedstawione w niniejszej rozprawie zostały wykonane w Laboratorium Zwarciowym i Procesów Łączeniowych Instytutu Elektroenergetyki Politechniki Warszawskiej.

#### 1.4. Przegląd zawartości rozprawy

Niniejsza rozprawa składa się z następujących części:

Rozdział 1 zawiera opis problematyki rozprawy, prezentując tezę, cel i zakres rozprawy na tle współczesnych kierunków rozwoju napędów łącznikowych.

Rozdział 2 obejmuje opis obliczeń indukcyjności oraz analizę sposobu odwzorowania uzwojenia siłownika, właściwego pod kątem prowadzonych w dalszej części rozprawy symulacji w oparciu o polowy model magnetostatyczny.

Rozdział 3 zawiera parametryczne badania symulacyjne, dla których przeprowadzono analizy rozkładu pola magnetycznego, siły, energii oraz parametrów obwodowych siłownika trójcewkowego. Uzyskany model polowy sprzężono z modelowanym obwodowo wymuszeniem prądowym oraz z obciążeniem mechanicznym, w wyniku czego uzyskano przebiegi ruchu elementu wykonawczego siłownika.

Rozdział 4 obejmuje realizację laboratoryjną wybranej konstrukcji siłownika wraz z układem zasilania. Zawiera opis pomiarów wstępnych dotyczących identyfikacji obciążenia mechanicznego oraz umożliwiających identyfikację obwodowych parametrów pętli zasilania. Przedstawiono tu weryfikację eksperymentalną zaproponowanego siłownika na modelu fizycznym dla zróżnicowanych obciążeń mechanicznych oraz dla symulacji prądu siłownika z uwzględnieniem ruchu cewki środkowej. Przedstawiono również wyniki badań ruchu elementu wykonawczego siłownika z wykorzystaniem sprzężonych symulacji elektrodynamicznych wraz z odwzorowanymi wybranymi charakterystykami siłowymi rygli łącznikowych.

Rozdziały 5 i 6 zawierają realizację laboratoryjną siłownika trójuzwojeniowego w komercyjnym wyłączniku SN z napędem elektromagnetycznym. Przedstawiono tu badania fabrycznego układu sterowania oraz synchronizacji działania obu napędów wyłącznikowych (fabrycznego i opracowanego w ramach niniejszej rozprawy). Przeprowadzono analizę parametrów energetycznych zasobnika siłownika szybkiego pod kątem korzystnej z punktu widzenia pracy wyłącznika trajektorii przemieszczenia styków.

Każdy z rozdziałów 2-6 kończy się podsumowaniem prezentującym główne wnioski sformułowane na podstawie badań przedstawionych w danym rozdziale.

Rozdział 7 zawiera podsumowanie rozprawy oraz propozycję kierunków badań umożliwiających dalszy rozwój badanego w niniejszej pracy siłownika, w celu wykorzystania go jako elementu elektrodynamicznego napędu łącznika szybkiego.

#### 2. Odwzorowanie geometryczne uzwojenia siłownika

#### 2.1. Opis polowy uzwojenia siłownika elektrodynamicznego

Badania i projektowanie siłowników elektromagnetycznych oparte są na obliczeniach czasowoprzestrzennych rozkładów wektora pola magnetycznego oraz wynikających z tych rozkładów wielkości skalarnych. Obliczenie energii, indukcyjności uzwojeń i indukcyjności wzajemnych cewek, umożliwia przeprowadzenie analizy wartości szczytowej i czasu trwania osiąganej w siłowniku siły napędowej. Uzyskane obliczeniowo parametry obwodowe uzwojenia, takie jak rezystancja i indukcyjność uzwojenia siłownika, są w szczególności istotne z punktu widzenia doboru elementów odwodu prądowego zasilacza impulsowego.

Dla stałego w czasie wymuszenia prądowego, powyższe zagadnienia mogą być formułowane jako zagadnienie magnetostatyczne, zdefiniowane równaniami (2.1)-(2.3). Wówczas rozkład wektora natężenia pola magnetycznego H wokół przewodnika o gęstości prądu J opisany jest prawem przepływu:

$$\operatorname{rot} \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J}.$$
 (2.1)

Uwzględniając przenikalność magnetyczną  $\mu$  liniowego i jednorodnego ośrodka, rozkład wektora indukcji magnetycznej **B** opisany jest zależnością:

$$\boldsymbol{B} = \boldsymbol{\mu}\boldsymbol{H} = \boldsymbol{\mu}_{0}\boldsymbol{\mu}_{r}\boldsymbol{H}, \qquad (2.2)$$

gdzie  $\mu_0$  to przenikalność magnetyczna próżni, a  $\mu_r$  to przenikalność względna ośrodka. Bezźródłowość pola magnetycznego wyraża równanie:

$$\operatorname{div} \boldsymbol{B} = 0. \tag{2.3}$$

Do zagadnienia magnetostatycznego mogą również zostać sprowadzone zagadnienia ze zmiennym wymuszeniem prądowym, dla których przy stosunkowo wolnozmiennym charakterze wymuszenia, efekty częstotliwościowe (prądy wirowe, histereza) mogą być pominięte.

#### 2.1.1. Wektorowy potencjał magnetyczny pola magnetostatycznego

Bezźródłowa natura pola magnetycznego (2.3) pozwala stwierdzić, że wielkość wektorowa B jest wynikiem działania operatora różniczkowego rotacji na inną wielkość wektorową. Wektorowy potencjał magnetyczny A zdefiniowany jest przez zależność:

$$\boldsymbol{B} = \operatorname{rot} \boldsymbol{A}. \tag{2.4}$$

Podstawienie do równania (2.1) zależności (2.2) i (2.4) prowadzi do równania:

$$rot rot \mathbf{A} = \mu \mathbf{J}, \tag{2.5}$$

do którego stosując tożsamość wektorową: rot rot  $A = \text{grad div } A - \nabla^2$  i bezźródłowość potencjału magnetycznego (div A = 0), otrzymuje się równanie:

$$\nabla^2 A = -\mu J. \tag{2.6}$$

Stąd wartość potencjału magnetycznego A w punkcie P znajdującym się w odległości R od całkowanej objętości przewodnika dV wiodącego prąd o gęstości powierzchniowej J opisany jest zależnością:

$$\boldsymbol{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\Omega} \frac{\boldsymbol{J}}{\boldsymbol{R}} \,\mathrm{d}\boldsymbol{V}. \tag{2.7}$$

Dla przewodnika o stałej gęstości prądu i o stałym przekroju poprzecznym zachodzi równość  $JdV = \frac{1}{s} dldS$ , gdzie S to powierzchnia przewodnika prostopadła do kierunku przepływu prądu I. Wektorowy potencjał magnetyczny A wyrażony jest wówczas jako:

$$\boldsymbol{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{I}{S} \oint_{C} \int_{S} \frac{\mathrm{d}l\mathrm{d}S}{R}.$$
(2.8)

Powyższa zależność oznacza uśrednianie składowych pochodzących od elementarnych przekrojów d*S* tworzących przekrój poprzeczny przewodnika. Dla rozważanych przypadków przewodnika o małych wymiarach przestrzennych, takich jak np. wielozwojowe uzwojenia wykonane drutem nawojowym o pomijalnych wymiarach poprzecznych, równanie (2.8) upraszcza się do zagadnienia jednowymiarowego, wynikającego z założenia nieskończenie cienkiego przewodnika przewodzący prąd *I*:

$$\boldsymbol{A} = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C} \frac{I}{R} \, \mathrm{d}\boldsymbol{l}. \tag{2.9}$$

Potencjał magnetyczny A jest wielkością podstawową, wygodną przy wyznaczaniu innych wielkości fizycznych związanych z analizą rozkładów pola magnetycznego i magnetostatycznego. Zastosowanie zależności (2.4) pozwala na efektywne obliczeniowo uzyskiwanie rozkładów wektora B bez korzystania z prawa Biota-Savarta. Obliczona wartość B pozwala z kolei na obliczenie energii układu, istotnej dla analizy właściwości rozpatrywanych w niniejszej rozprawie siłowników.

#### 2.1.2. Energia pola magnetostatycznego

Energia pola magnetostatycznego w przypadku jednorodnego i izotropowego ośrodka o przenikalności magnetycznej  $\mu$  = const i o objętości  $\Omega$ , wyrażona jest zależnością:

$$W = \frac{1}{2} \int_{\Omega \to \infty} H B \,\mathrm{d}\Omega. \tag{2.10}$$

Z powyższej zależności wynika [89], że energia może być wyrażona jako funkcja geometrii torów prądowych zajmujących w rozważanej przestrzeni  $\Omega$  objętość *V*:

$$W = \frac{1}{2} \int_{V} \boldsymbol{A} \boldsymbol{J} \, \mathrm{d} \boldsymbol{V}. \tag{2.11}$$

Dla rozważanej przestrzeni  $\Omega$ , w której znajduje się n-konturów z prądem elektrycznym, całkowanie przeprowadza się dla odpowiednich par objętości przewodników numerowanych wskaźnikami *i* oraz *k*, których objętości znajdują się w wzajemnej odległości  $R_{ik}$ . Podstawiając do (2.11) zależność na magnetyczny potencjał wektorowy *A* (2.7), otrzymuje się:

$$W_{ik} = \frac{\mu}{8\pi} \int_{V_i} \int_{V_k} \frac{J_i J_k}{R_{ik}} dV_i dV_k, \qquad (2.12)$$

gdzie  $W_{ik}$  jest energią związaną z parą konturów *i* oraz *k*. Zakładając stałą gęstość prądu w przekroju poprzecznym przewodnika prawdziwe jest więc  $JdV = \frac{I}{s} dldS$ , co po podstawieniu do (2.12) pozwala wyrazić całkowitą energię układu *W* w postaci sumy składowych [98]:

$$W = \sum_{i=1}^{n} \sum_{k=1}^{n} \frac{I_i I_k}{2} \underbrace{\frac{\mu}{4\pi S_i S_k} \int\limits_{S_i} \int\limits_{S_k} \oint\limits_{C_i} \oint\limits_{C_k} \frac{dl_i dl_k}{R_{ik}} dS_i dS_k}_{M_{ik}}}_{M_{ik}}.$$
(2.13)

Składowe  $W_{ik}$  całkowitej energii W układu geometrycznego są zależne od wartości prądów  $I_i$ i  $I_k$  przepływających przez rozpatrywane kontury przewodników oraz są proporcjonalne do składników zależnych od geometrii konturów przewodzących prąd, oznaczonych jako indukcyjności wzajemne M i własne  $L_w$ . Indukcyjności własne  $L_w$  z obliczeniowego punktu widzenia są szczególnym przypadkiem indukcyjności wzajemnych M: dla i = k indukcyjność wzajemna  $M_{ii}$  jest równa indukcyjności własnej  $L_{wi}$ .

#### 2.1.3. Indukcyjność własna i wzajemna pojedynczych zwojów

W przypadku wielu koncentrycznie zlokalizowanych konturów przewodzących prąd elektryczny, indukcyjność wzajemna  $M_{ik}$  *i*-tego i *k*-tego zwoju jest wyrażona jako stosunek strumienia  $\Psi_{ki}$  pochodzącego od prądu  $I_i$ , przenikającego przez powierzchnię *S* ograniczoną konturem d $l_k$  *k*-tego zwoju:

$$M_{ik} = \frac{\Psi_{ki}}{I_{i}} = \frac{\int_{S_{k}} B \, \mathrm{d}S_{k} = \int_{S_{k}} A_{ki} \, \mathrm{d}I_{k}}{I_{i}}.$$
(2.14)

Dla rozpatrywanej geometrii o niepomijalnym przekroju poprzecznym przewodnika w stosunku do wymiarów geometrycznych zwojów (Rys. 2.1) można wykorzystać definicję strumienia magnetycznego  $\Psi$  w oparciu o wektor potencjału magnetycznego  $A_{ki}$  zdefiniowany na konturze k, a pochodzący od przepływu prądu  $I_i$ . Wówczas indukcyjność własna L zwoju (gdy i = k) i wzajemna M zwojów (gdy  $i \neq k$ ) określona jest zależnością:



Rys. 2.1. Układ magnetyczny dwóch koncentrycznych zwojów

Rozważając przewodnik, którego wymiary przestrzenne nie są pomijalne w odniesieniu do geometrii układu, strumień magnetyczny  $\Psi_{ki}$  przenikający przez kontur *i*-tego i *k*-tego zwoju, po wykorzystaniu zależności na wektor **A** (2.8) pochodzący od prądu  $I_i$ , przyjmuje postać:

$$\Psi_{ki} = \frac{1}{S_k} \oint_{c_k} \int_{S_k} A_{ki} \, \mathrm{d}\boldsymbol{l}_k \mathrm{d}S_k = \frac{\mu I_i}{4\pi S_i S_k} \oint_{c_k} \int_{S_k} \oint_{c_i} \int_{S_i} \frac{\mathrm{d}l_i \mathrm{d}S_i}{R_{ik}} \, \mathrm{d}\boldsymbol{l}_k \mathrm{d}S_k, \tag{2.16}$$

gdzie d $l_i$  wyznacza kontur trajektorii środkowej przewodnika z prądem  $I_i$ ;  $l_k$  jest krzywą brzegową wyznaczającą powierzchnię *S*, przez którą przenika strumień magnetyczny  $\Psi_{ki}$ ;  $R_{ik}$  jest odległością pomiędzy konturem d $l_i$  z prądem  $I_i$ , a konturem d $l_k$  płaszczyzny  $S_k$ , przez którą przenika strumień  $\Psi_{ki}$ . Podstawienie zależność (2.15) do zależności (2.16) pozwala obliczyć indukcyjność wzajemną pary *i*-tego i *k*-tego zwoju:

$$M_{ik} = \frac{\Psi_{ki}}{I_i} = \frac{\mu}{4\pi S_i S_k} \oint_{C_k} \int_{S_k} \oint_{C_i} \int_{S_i} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{l}_i \mathrm{d}\boldsymbol{l}_k}{R_{ik}} \,\mathrm{d}S_i \mathrm{d}S_k. \tag{2.17}$$

Powyższa zależność jest funkcją wymiarów geometrycznych przedników i sposobu ich wzajemnego ułożenia. Dla liniowego, anizotropowego i jednorodnego ośrodka indukcyjność nie zależy od wymuszenia i zachodzi wówczas relacja:  $M_{ik} = M_{ki}$ . Dla rozważanego przypadku pomijalnych wymiarów przekroju poprzecznego przewodnika równanie (2.17) upraszcza się do postaci całki Neumana dla nieskończenie cienkich przewodników:

$$M_{ikf} \equiv \frac{\mu}{4\pi} \oint_{c_i} \oint_{c_k} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{l}_i \mathrm{d}\boldsymbol{l}_k}{R_{ik}},\tag{2.18}$$

a wynikowa indukcyjność własna lub wzajemna przewodu o znaczących wymiarach geometrycznych może być przybliżona zbiorem nieskończenie cienkich włókien przewodzących część całkowitego prądu o indukcyjności  $M_{ikf}$ . W rezultacie indukcyjność przewodu może być wyrażona jako średnia z indukcyjności składowych włókien [96]:

$$M_{ik} = \frac{1}{S_i S_k} \int_{S_i} \int_{S_k} M_{ikf} dS_i dS_k.$$
(2.19)

Korzystając z zależności (2.17) może być obliczona również indukcyjność własna  $L_{wi}$  i-tego konturu przewodnika, traktując ją wówczas jako specjalny przypadek indukcyjności wzajemnej M, gdy wskaźniki spełniają warunek i = k. W tym przypadku kontur całkowania  $l_i$  jest trajektorią środkową przewodnika z prądem  $I_i$ , natomiast kontur  $l_{i'}$  przebiega po wewnętrznej stronie pętli przewodnika wyznaczając płaszczyznę  $S_i$ , dla której obliczany jest przenikający strumień magnetyczny (Rys. 2.1):

$$L_{\mathrm{w}i} = \frac{\Psi_{ii}}{I_i} = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{c_i} \oint_{c_{i'}} \frac{d\boldsymbol{l}_i d\boldsymbol{l}_{i'}}{R_{ii'}}.$$
 (2.20)

W przypadku skomplikowanych geometrii trudnych do opisania przy użyciu formuł analitycznych, równanie (2.17) lub (2.18) wymaga podzielenia długości przewodnika na odcinki i przeprowadzania całkowania wzdłuż konturu, w granicach całkowania a i b wyznaczonych przez długości elementarnych odcinków obu konturów. Zakładając, że kontur *i*-ty składa się z J odcinków, natomiast kontur *j*-ty składa się z M odcinków, zależność będzie miała postać:

$$M_{ik} = \sum_{j=1}^{J} \sum_{m=1}^{M} M_{p_{jm}} = \sum_{j=1}^{J} \sum_{m=1}^{M} \frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{S_i S_k} \int_{s_j} \int_{s_m} \int_{a_j} \oint_{a_m} \frac{d\boldsymbol{l}_j d\boldsymbol{l}_m}{R_{ik}} dS_j dS_m.$$
(2.21)

#### 2.1.4. Indukcyjność własna i wzajemna w układzie wielozwojowym

W omówionych powyżej wzorach (2.19) oraz (2.21) widoczne jest, że indukcyjności definiowane są dla konturu lub dla par konturów przewodzących prąd elektryczny. Wartości indukcyjności własnych i wzajemnych mogą być obliczone metodami analitycznymi lub numerycznymi. W przypadku obliczeń analitycznych, zdefiniowanie zależności dla całego konturu przewodzącego prąd możliwe jest tylko dla wybranych geometrii, natomiast dla bardziej skomplikowanych geometrii wykorzystywana jest metoda indukcyjności częściowej [96], [91] umożliwiająca obliczenia dla krótkiego fragmentu konturu. Metody numeryczne stosowane są wraz z oprogramowaniem do modelowania polowego, przy użyciu którego rozkłady pól i wynikające z tych rozkładów wielkości obliczane są dla praktycznie dowolnie złożonych geometrii rozpatrywanych układów, a obliczenia te wykonywane są z zastosowaniem np. metody elementów skończonych (MES) [84].

Dla rozpatrywanych w tej pracy układów magnetycznych składających się z wielozwojowych cewek, wynikowa indukcyjność zależy od indukcyjności własnej oraz od indukcyjności wzajemnych tworzących dany układ magnetyczny. Dla płaskich cewek planarnych (o spiralnie rozwijanym płaskowniku w kierunku promienia cewki), stosowana jest metoda oparta o aproksymację cewki serią koncentrycznych konturów przewodzących prąd [89], [91], [92], lub jej bardziej dokładna wersja bazująca na krzywiźnie spirali Archimedesa [102], [103]. W przypadku geometrii uzwojeń, których nie da się w prosty sposób wyrazić analitycznie w układzie biegunowym, np. uzwojeń prostokątnych, można wykorzystać metodę tzw. indukcyjności częściowej, w której uzwojenie dzielone jest na serię odcinków, dla których możliwy jest ich analityczny opis [91]. W zależności od zastosowanej metody odwzorowania, wypadkowa indukcyjność układu lub poszczególnych cewek jest wynikiem sumy odpowiednich składowych.
Rozważany w niniejszej rozprawie wielozwojowy układ magnetyczny (Rys. 2.2) składa się z dwóch kołowych i koncentrycznych cewek o liczbie zwojów  $N_a$  i  $N_b$  oraz o promieniach zwojów  $a_1,a_2, ..., a_{Na}$  i  $b_1,b_2, ..., b_{Nb}$ .



Rys. 2.2. Układ magnetyczny o rozłożonych przestrzennie zwojach cewek

Ponieważ pojęcie indukcyjności odnosi się do poszczególnych zwojów (indukcyjności własne) lub par zwojów (indukcyjności wzajemne) przewodzących prąd, zatem dla układu magnetycznego składającego się z  $N = N_a + N_b$  zwojów (konturów) przewodzących prąd elektryczny można zbudować macierz indukcyjności *L* zawierającą składniki własne i wzajemne indukcyjności, postaci:

$$\boldsymbol{L} = \overbrace{\begin{bmatrix} L_{w11} & \cdots & M_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{N1} & \cdots & L_{wNN} \end{bmatrix}}^{N = N_a + N_b}.$$
(2.22)

W przypadku układu magnetycznego analogicznego do przedstawionego na Rys. 2.2, ale o tylko jednym uzwojeniu dolnym i o promieniach zwojów:  $a_1, a_2, ..., a_{Na}$ , macierz L buduje się dla cewki dolnej  $L_a$ . Przyjmując założenie koncentryczności konturów tworzących cewkę, na diagonali macierzy  $L_a$  znajdują się indukcyjności własne  $L_w$  konturów, a na pozostałych pozycjach umiejscowione są indukcyjności wzajemne M pomiędzy zwojami tworzącymi rozpatrywaną cewkę (h = 0). Wypadkowa indukcyjność cewki dolnej  $L_a$  jest sumą składowych indukcyjności własnych i wzajemnych zwojów (okręgów) tworzących cewkę:

$$L_{a} = L_{w_{zwoje}}(a_{i}) + M_{zwoje}(a_{i}, a_{k}, h = 0) = \sum_{i=1}^{N=N_{a}} L_{w_{ii}} + \sum_{i=1}^{N=N_{a}} \sum_{k=i+1}^{N=N_{a}} 2M_{ik}.$$
 (2.23)

W analogiczny sposób przeprowadzane są obliczenia dla układu magnetycznego składającego się z kilku cewek o liczbie zwojów ( $N = N_a + N_b$ ). By obliczyć indukcyjność wzajemną pomiędzy dwoma cewkami należy również uwzględnić indukcyjności wzajemne pomiędzy parami zwojów nie należących do tych samych cewek ( $h \neq 0$ ), wykonując w tym celu sumowanie elementów diagonalnych i poddiagonalnych macierzy (2.22), według zależności:

$$L_{\rm uzw} = \sum_{i=1}^{N} L_{\rm w_{ii}} + \sum_{i=1}^{N} \sum_{k=i+1}^{N} 2M_{ik}.$$
 (2.24)

W zagadnieniach magnetostatycznych, dla osiowosymetrycznego uzwojenia składającego się ze znacznej liczby zwojów wykonanych przewodnikiem o pomijalnym przekroju poprzecznym, wypadkowa indukcyjność jest obliczana dla konturu lub konturów znajdujących się w linii centralnej cewek, dla których wprowadza się indukcyjność zastępczą  $L_{sr}$  przypadającą na zwój, a następnie mnoży się tę indukcyjność przez kwadrat liczby zwojów cewki lub obu cewek  $N_i$ ,  $N_k$  [88].

## 2.2. Odwzorowanie geometryczne konturu uzwojenia

Ze względu na możliwe do uzyskania wartości prądów oraz korzystne cechy mechaniczne, uzwojenia siłowników elektrodynamicznych wykonywane są w formie planarnych cewek, najczęściej nawiniętych taśmą miedzianą o przekroju zapewniającym wymaganą wytrzymałość mechaniczną i obciążalność prądową oraz o izolacji międzyzwojowej zapewniającej wymaganą wytrzymałość napięciową. W celu obliczenia indukcyjności, cewki te można przybliżyć układem koncentrycznych okręgów, odpowiadających zwojom rozpatrywanej cewki. Uzyskuje się w ten sposób układ o geometrii dogodnej w opisie matematycznym, którego symetria osiowa pozwala dodatkowo na odwzorowanie uzwojenia w oprogramowaniu modelowania polowego, w dwuwymiarowym, cylindrycznym układzie współrzędnych. Innym podejściem jest odwzorowanie faktycznego przebiegu przewodnika w oparciu o geometrię spirali Archimedesa.

W celu oceny dokładności obliczeń indukcyjności, wpływających na dokładność obliczeń siły napędowej oraz w celu wyboru sposobu odwzorowania uzwojenia siłownika w ujęciu modelowania polowego, poniżej przedstawiono obliczenia wykonane dla zwojów koncentrycznych oraz z użyciem odwzorowania Archimedesa.

## 2.2.1. Zwoje koncentryczne

Bazując na odwzorowaniu uzwojenia przy użyciu równoległych i koncentrycznych konturów o pomijalnie małych wymiarach geometrycznych [92], [91], zwoje cewki zastąpiono konturami

 $dl_i$  i  $dl_k$  zlokalizowanymi w linii centralnej zwoju tworzącego daną cewkę, w sposób zaprezentowany na Rys. 2.3. Cewki położone są względem siebie w odległości *h*, i w zależności od zastosowanego sposobu opisu przewodnika mogą składać się odpowiednio z  $N_i$  i  $N_k$  zwojów.



Rys. 2.3. Układ geometryczny okrągłych koncentrycznych zwojów do obliczeń indukcyjności

Rozkład potencjału magnetycznego  $A_{ik}$  pochodzącego od *i*-tego konturu w płaszczyźnie *k*-tego zwoju opisany jest wzorem:

$$\boldsymbol{A}_{ik} = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{c_i} \frac{I_i}{R_{ik}} \, d\boldsymbol{l}_i, \qquad (2.25)$$

gdzie odległość pomiędzy dowolnymi punktami znajdującymi się na liniach środkowych konturów wyrażona jest jako:

$$R_{ik} = \sqrt{r_i^2 + r_k^2 + h^2 - 2r_i r_k \cos(\varphi_i - \varphi_k)}.$$
 (2.26)

Strumień magnetyczny przenikający powierzchnię *k*-tego zwoju wyrażony jest jako funkcja potencjału magnetycznego zależnością (2.16). Opisując kontur całkowania w cylindrycznym układzie współrzędnych [90]:

$$dl_{i} = -r_{i}(\sin\varphi_{i}\boldsymbol{a}_{x} + \cos\varphi_{i}\boldsymbol{a}_{y})d\varphi_{i},$$
  

$$dl_{k} = -r_{k}(\sin\varphi_{k}\boldsymbol{a}_{x} + \cos\varphi_{i}\boldsymbol{a}_{y})d\varphi_{k},$$
  

$$d\boldsymbol{l}_{i}d\boldsymbol{l}_{k} = r_{i}r_{k}\cos(\varphi_{i} - \varphi_{k})d\varphi_{i}d\varphi_{k};$$
  
(2.27)

oraz podstawiając zależności (2.27) do (2.18), można wyrazić indukcyjność wzajemną pomiędzy *i*-tym i *k*-tym zwojem, przy pomijalnych wymiarach poprzecznych przewodnika, jako:

$$M_{ik} = \frac{\Psi_{ki}}{I_i} = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{\varphi_k=0}^{2\pi} \oint_{\varphi_i=0}^{2\pi} \frac{r_i r_k \cos(\varphi_i - \varphi_k) \, \mathrm{d}\varphi_i \mathrm{d}\varphi_k}{\sqrt{r_i^2 + r_k^2 + h^2 - 2r_i r_k \cos(\varphi_i - \varphi_k)}}.$$
 (2.28)

Korzystając z parzystości funkcji cosinus oraz z podstawienia:  $\theta = \varphi_k - \varphi_i$ , powyższa zależność może być uproszczona do postaci:

$$M_{ik} = \frac{\mu r_i r_k}{4\pi} \oint_{\varphi_k=0}^{2\pi} \oint_{\theta=0}^{2\pi} \frac{\cos\theta d\theta}{\sqrt{r_i^2 + r_k^2 + h^2 - 2r_i r_k \cos(\theta)}} d\varphi_k =$$

$$= \frac{\mu r_i r_k}{2} \oint_{\theta=0}^{2\pi} \frac{\cos\theta}{\sqrt{r_i^2 + r_k^2 + h^2 - 2r_i r_k \cos\theta}} d\theta,$$
(2.29)

będącej funkcją promieni zwojów oraz odległości pomiędzy nimi. Indukcyjność wzajemna określona powyższą zależnością rośnie więc wraz ze wzrostem promieni zwojów, jak również wraz ze zmniejszaniem odległości wzajemnej zwojów [92]. Podstawienie  $\theta' = 2\theta$  do (2.30) i dokonanie przekształceń prowadzi do zależności Maxwella opisującej indukcyjność wzajemną nieskończenie cienkich, koncentrycznych zwojów:

$$M_{ik} = \mu \sqrt{r_i r_k} \left[ \left(\frac{2}{\kappa} - \kappa\right) K(\kappa) - \frac{2}{\kappa} E(\kappa) \right], \qquad (2.30)$$

gdzie  $\kappa = 2\sqrt{\frac{r_i r_k}{h^2 + (r_i + r_k)^2}}$ , a  $K(\kappa)$  i  $E(\kappa)$  to funkcje eliptyczne parametru  $\kappa$ , odpowiednio pierwszego i drugiego rodzaju [89]:

$$K(\kappa) = \int_{\theta'=0}^{\pi/2} \frac{d\theta'}{\sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \theta'}},$$

$$E(\kappa) = \int_{\theta'=0}^{\pi/2} \sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \theta'} d\theta'.$$
(2.31)

Zależność (2.28) dla h = 0 i  $r_k = r_i - r_w$  pozwala również obliczyć indukcyjność własną  $L_w$ zwoju o przekroju kołowym. Zakładając, że promień zwoju jest znacznie większy od promienia przekroju poprzecznego przewodu ( $r_i >> r_w$ ), to  $\kappa \approx 1$ , a funkcje eliptyczne  $K(\kappa)$  i  $E(\kappa)$  ulegają znacznemu uproszczeniu [91], [89]. Wtedy indukcyjność własna zwoju kołowego (o przekroju kołowym) jest w przybliżeniu równa:

$$L_{\rm w} \approx \mu r_i \left( \ln \left( \frac{8r_i}{r_{\rm w}} \right) - 1,75 \right).$$
 (2.32)

Miarą stopnia sprzężenia zwojów jest współczynnik sprzężenia *k*, zdefiniowany dla każdej pary zwojów jako iloraz:

$$k_{ik} = \frac{M_{ik}}{\sqrt{L_i L_k}}.$$
(2.33)

## 2.2.2. Spirala Archimedesa

Dokładniejszym sposobem odwzorowania geometrii uzwojeń planarnych nawiniętych taśmą miedzianą jest wykorzystanie zależności analitycznej opisującej spiralę Archimedesa [102], [103]. Geometria spiralnego uzwojenia opisana jest parametrami przedstawionymi na Rys. 2.4, gdzie r oznacza promień wodzący po konturze zwojów cewki;  $r_w$  jest promieniem pierwszego, wewnętrznego zwoju cewki; a jest współczynnikiem poskoku zwojowego cewki;  $\theta$  jest kątem obrotu promienia r w płaszczyźnie osi x-y;  $\rho$  jest odległością pomiędzy sąsiednimi zwojami cewki; N to liczba zwojów.



Rys. 2.4. Układ geometryczny płaskich cewek spiralnych

Zatem promień konturu zwojów zdefiniowany jest jako:

$$r = r_{\rm w} + a\theta, \tag{2.34}$$

gdzie:

$$a = \frac{\rho}{2\pi'},$$

$$\theta = 2\pi N.$$
(2.35)

Do obliczenia indukcyjności wzajemnej *M* dla rozpatrywanych tu zwojów wykorzystano całkę Neumana (2.18), w której promienie konturów zdefiniowane są zależnościami:

$$r_{i} = r_{wi} + a_{i}\theta_{i},$$

$$r_{k} = r_{wk} + a_{k}\theta_{k}.$$
(2.36)

Kontur całkowania w dwuwymiarowym układzie cylindrycznym wyrażony jest jako:

$$dl_{1} = -r_{i}\sin\theta_{i}d\theta_{i}\boldsymbol{a}_{x} + r_{i}\cos\theta_{i}d\theta_{i}\boldsymbol{a}_{y},$$

$$dl_{2} = -r_{k}\sin\theta_{k}d\theta_{k}\boldsymbol{a}_{x} + r_{k}\cos\theta_{k}d\theta_{k}\boldsymbol{a}_{y},$$

$$d\boldsymbol{l}_{i}d\boldsymbol{l}_{k} = r_{i}r_{k}\cos(\theta_{k} - \theta_{i})d\theta_{i}d\theta_{k}.$$
(2.37)

Wówczas odległość pomiędzy konturami wynosi:

$$R_{ik} = \sqrt{\frac{(r_{wi} + a_i\theta_i)^2 + (r_{wk} + a_k\theta_k)^2 + h^2 - (2.38)}{2(r_{wi} + a_i\theta_i)(r_{wk} + a_k\theta_k)\cos(\theta_k - \theta_i)'}},$$

a indukcyjność wzajemna  $M_{ik}$  pomiędzy *i*-tą i *k*-tą cewką wyrażona jest zależnością:

$$M_{ik} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_{2\pi N} \frac{(r_{wi} + a_i\theta_i)(r_{wk} + a_k\theta_k)\cos(\theta_k - \theta_i)}{R_{ik}} d\theta_i d\theta_k.$$
(2.39)

W obliczeniach indukcyjności własnej cewki [103], rozpatrywany jest kontur przewodnika o promieniu  $r_i$  oraz kontur obliczeniowy  $r_{i'}$ . Ze względu na analizę konturów będących częścią tej samej cewki, zachodzi zależność  $a_i = a_k = a$ , i wówczas promienie konturów wyrażone są jako:

$$r_{i} = r_{wi} + a\theta_{i},$$

$$r_{i'} = r_{wi} + a\theta_{i'}.$$
(2.40)

Podstawiając do (2.37) zależności (2.40) uzyskuje się odległość  $R_{ii}$  pomiędzy rozważanymi konturami:

$$R_{ii} = \sqrt{\frac{(r_{wi} + a\theta_i)^2 + (r_{wi} + a\theta_{i'})^2 + g^2 - (2.41)}{2(r_{wi} + a\theta_i)(r_{wi} + a\theta_{i'})\cos(\theta_{i'} - \theta_i)'}}$$

gdzie *g* oznacza średnią odległość geometryczną przewodnika [93] o danych wymiarach przekroju poprzecznego przewodnika. Wtedy indukcyjność własna spiralnego uzwojenia wyrażona jest przez zależność:

$$L_{ii} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_{2\pi N} \frac{(r_{wi} + a\theta_i)(r_{wi} + a\theta_{i'})\cos(\theta_{i'} - \theta_i)}{R_{ii}} d\theta_i d\theta_{i'}.$$
 (2.42)

Rozpatrując przedstawione powyżej dwa sposoby odwzorowania struktury zwojów (za pomocą zbioru zwojów koncentrycznych w rozdziale 2.2.1. i krzywej Archimedesa w niniejszym rozdziale 2.2.2.) można dostrzec analogie pomiędzy równaniami (2.39) oraz (2.29), gdzie w równaniach tych różnicą jest sposób wyrażenia promienia konturu dla elementarnego odcinka d*l*.

Do dalszej analizy struktury zwojowej cewki zastosowano metodę odwzorowania geometrycznego konturu cewki w postaci zbioru koncentrycznych kołowych konturów oraz spirali Archimedesa. W przypadku konturów kołowych jako długość promienia konturów przyjęto odległości wyznaczone przez punkt znajdujący się w równej odległości pomiędzy początkiem i końcem poszczególnych zwojów spiralnych (Rys. 2.5).

Dla rozpatrywanej cewki płaskiej, w oparciu o obie metody odwzorowania obliczono całkowitą długość konturu przewodnika miedzianego, uzyskując w przypadku obu metod niemal identyczne wyniki (o względnej różnicy poniżej promila, Tab. 2.1).

Zastosowana funkcja opisująca promień w metodzie koncentrycznej, w naturalny sposób wprowadza wzajemne przesunięcie w płaszczyźnie *x-y* zwojów koncentrycznych względem zwojów opisanych spiralą Archimedesa (Rys. 2.5), gdzie zwój koncentryczny "uśrednia" krzywiznę Archimedesa. Przesunięcie to może to być istotne w przypadku symulacji harmonicznych uwzględniających efekty częstotliwościowe takie jak prądy wirowe.



Tab. 2.1. Długości ścieżki przewodzącej prąd w miedzi, uzyskane rożnymi metodami odwzorowania geometrii uzwojenia dla: N = 40 zwojów, a = 1,3 mm,  $r_w = 15$  mm

spirala	kręgi		
Archimedesa	koncentryczne		
10,431 m	10,430 m		

Rys. 2.5. Ilustracja rozbieżności przestrzennej w odwzorowaniu i-tego zwoju cewki obiema metodami: zbioru zwojów koncentrycznych i spiralą Archimedesa

Zgodność długości ścieżki przewodzącej (Tab. 2.1) oraz zbliżone wymiary przestrzenne cewek w obu przypadkach odwzorowania pozwalają stwierdzić, że w symulacjach magnetostatycznych zastosowanie uproszczonej metody odwzorowania cewki za pomocą kręgów koncentrycznych powinno dać wyniki zgodne z symulacjami dla spiralnego odwzorowania zwojów występującego w fizycznej realizacji uzwojenia siłownika.

# 2.3. Indukcyjność konturów koncentrycznych o przekroju prostokątnym

Rozważanym dotychczas przypadkiem był kołowy zwój wykonany przewodnikiem o kołowym przekroju poprzecznym, dla którego indukcyjność własna może być przybliżona zależnością (2.32) [91], [95]. Zależność ta może być również dobrym przybliżeniem dla określenia indukcyjności zwojów o foremnym przekroju poprzecznym, takim jak sześciokąt lub kwadrat. Uzwojenia siłowników elektrodynamicznych bazujących na planarnych cewkach są wykonywane z cienkich taśm lub płaskowników o prostokątnym przekroju poprzecznym, gdzie długość jednej pary przeciwległych krawędzi jest znacznie większa od długości drugiej pary krawędzi.

W literaturze dostępne są obszerne pozycje dotyczące metodyki obliczeń indukcyjności [94], [93], [91], w których zawarte są jawnie wyrażone zależności matematyczne, jak i stabelaryzowane współczynniki pozwalające na obliczenie indukcyjności własnych i wzajemnych dla typowych układów geometrycznych o przyjętych uproszczeniach. Podstawą wielu metod obliczeniowych indukcyjności własnych i wzajemnych jest podejście Maxwella [121] wyrażone zależnością (2.30), opierające się na sprowadzeniu cewki lub układu cewek do nieskończenie cienkich włókien skupiających prąd uzwojenia i zlokalizowanych w geometrycznym środku cewek [91], [90]. Bazując na tym podejściu, indukcyjność cewki lub układu cewek wynikająca z zależności całkowych obliczana jest z wykorzystaniem funkcji eliptycznych [99], [105], [115], [117], funkcji Bessela i Struva [113], [118], Bartkego [112], metody ekspansji wielomia-nowej [116], funkcji lambda Heummana [109], [119], [120], funkcji hiperbolicznych [108].

Gdy wymiary zewnętrzne przewodnika nie są zaniedbywalne, przekrój poprzeczny przewodnika może zostać podzielony na grupę *N* cienkich włókien niezwiązanych z faktyczną strukturą zwojową cewki. Przy założeniu stałej gęstości prądu powoduje to, że każde włókno przewodzi *N*-tą część prądu całego uzwojenia. Takie podejście stosowane jest do obliczania indukcyjności wzajemnych pomiędzy poszczególnymi zwojami lub cewkami [105], [107].

W zagadnieniach magnetostatycznych zakładana jest stała gęstość prądu w przekroju poprzecznym przewodnika. Obliczenia indukcyjności własnej dla niejednorodnego osiowego i promieniowego rozkładu prądu w przekroju uzwojenia analizowane są w pracach [110], [111].

Znane w literaturze zależności opisujące analitycznie indukcyjności cewek lub zwojów kołowych o prostokątnym przekroju poprzecznym, wyrażane są rozbudowanymi zależnościami całkowymi, prowadzącymi do dobrej zgodności obliczonych analitycznie indukcyjności z wynikami pomiarów lub z wynikami obliczeń uzyskanymi numerycznie metodą modelowania polowego. Do obliczeń analitycznych kołowej cewki o prostokątnym przekroju poprzecznym, dla której odstępy izolacyjne są dużo mniejsze niż grubość przewodnika, wykorzystywana jest zależność [93]:

$$L = 0,001r_{cen}N^2P', (2.43)$$

gdzie: funkcja P' wyrażona jest w postaci tablicowej [93] zależnej od stosunku wyrażonych w centymetrach wymiarów geometrycznych cewki,  $r_{cen}$  to linia środkowa cewki, N to liczba zwojów cewki. Zależność (2.43) pozwala na obliczenie indukcyjności bez uwzględnienia współczynników korekcyjnych związanych z wpływem izolacji na strukturę cewki. Zależność tę, na potrzeby przedstawionych poniżej obliczeń, nazwano wzorem Grovera.

Obliczenia indukcyjności cewki modelowej rozpatrywanej w dalszej części rozprawy przeprowadzono z użyciem metody analitycznej (2.43) i numerycznej [84] dla dwóch wariantów odwzorowania struktury zwojowej. Obliczenia numeryczne wykonano z użyciem oprogramowania ANSYS-Maxwell [84]. W wariancie przedstawionym na Rys. 2.6a modelowa cewka składa się ze zbioru koncentrycznych kręgów przewodzących prąd, odtwarzających rzeczywistą strukturę cewki. W wariancie przedstawionym na Rys. 2.6b cewka reprezentowana jest w postaci ekwiwalentnej, tj. jako lity przewodzący prostokąt bez widocznej struktury zwojowej, ale o wymiarach zewnętrznych takich jak cewka z odwzorowaną strukturą zwojową.



Rys. 2.6. Model geometryczny cewki modelowej dla różnych sposobów odwzorowania struktury zwojowej: a) odwzorowanie struktury zwojowej zwojami koncentrycznymi, b) uproszczona struktura zwojowa (lite uzwojenie)

Wyniki symulacji uzyskane obiema metodami odwzorowania struktury zwojowej (Tab. 2.2) są zgodne z dokładnością 1,2%, natomiast wyniki obliczeń symulacyjnych i analitycznych [93] dla wariantu bez widocznej struktury zwojowej (Rys. 2.6b) są zgodne z dokładnością 4,5%. Wobec powyższego, w dalszej części pracy przyjęto uproszczenie sposobu odwzorowania uzwojenia do postaci ekwiwalentnej (lite uzwojenie, Rys. 2.6b). Rozbieżności obliczeń indukcyjności wariantu symulacyjnego z odwzorowaną strukturą zwojową (Rys. 2.6a) względem pozostałych przypadków obliczeniowych (Tab. 2.2) wynikają z przyjętego uproszczenia co do struktury cewki oraz stosowanych w metodzie analitycznej przybliżeń stabelaryzowanych wartości funkcji.

Tab. 2.2. Obliczenia indukcyjności modelowej cewki, dla: N = 40; w = 20 mm;  $r_{wew} = 15,5$  mm;  $r_{zew} = 70$  mm; p = 1,35 mm; sz = pN;  $r_{cen} = r_{wew} + pN/2$ .

Metoda numeryczna		Metoda analityczna		
Symulacja ma	Grover [93], (2.43)			
odwzorowanie	odwzorowanie	odwzorowanie		
Rys. 2.6a	Rys. 2.6b	Rys. 2.6b		
92,436 μH	93,598 μH	97,806 μH		

Przy wykonywaniu obliczeń polowych dla wariantu ze strukturą zwojową (Rys. 2.6a), ze względu na wielkość zwojów potrzebne było zastosowanie gęstej siatki elementów

skończonych, składającej się z około 36 000 elementów, natomiast dla wariantu z uproszczoną strukturą zwojową (Rys. 2.6b) wystarczyło wykorzystanie siatki składającej się z 4 700 elementów skończonych.

## 2.4. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono wstępne analizy dotyczące obliczeń indukcyjności własnych i wzajemnych cewek rozpatrywanego w pracy siłownika. Analizy te przeprowadzono dla zagadnienia magnetostatycznego. Obliczone indukcyjności są punktem wyjściowym dla obliczenia innych wielkości, takich jak energia czy siła. Przeprowadzone rozważania porównawcze pozwoliły na wybór odpowiedniego sposobu odwzorowania cewek w przedstawionych w kolejnych częściach rozprawy polowych symulacjach numerycznych. Na podstawie wykonanych analiz sformułowano następujące wnioski:

- W analizie rozpatrywanej w niniejszej pracy konstrukcji cewek siłownika elektrodynamicznego w postaci płaskich cewek planarnych wykonanych płaskownikiem miedzianym, można zastosować uproszczenie odwzorowania geometrii zwojów cewek ze spirali Archimedesa do zbioru koncentrycznych okręgów (Tab. 2.1). Wprowadzona w ten sposób rozbieżność w długości przewodnika miedzianego, odwzorowanego według obu technik (spirala Archimedesa i zwoje koncentryczne), jest niewielka i może zostać pominięta. W obliczeniach magnetostatycznych umiejscowienie zwoju koncentrycznego w geometrycznym środku spiralnego zwoju (Rys. 2.5) pozwala na uzyskanie niemal identycznych wyników obliczeń indukcyjności (1,2% rozbieżności; Tab. 2.2) w porównaniu z dokładniejszym, spiralnym, odwzorowaniem struktury cewki.
- Zgodność wyników obliczeń dla uproszczonej geometrii zwojowej odwzorowanej zwojami koncentrycznymi w porównaniu z wynikami uzyskanymi dla odwzorowania spiralą Archimedesa pozwala na przyjęcie dla dalszych analiz odwzorowania z użyciem zwojów koncentrycznych, a to z kolei pozwala na wykorzystanie symetrii osiowej cewki oraz w konsekwencji, na uproszczenie rozpatrywanej geometrii do dwuwymiarowego modelu w cylindrycznym układzie współrzędnych.
- Magnetostatyczny zakres analiz, dopuszczalny dla analiz pola magnetycznego niskiej częstotliwości, nie uwzględnia efektów wysokoczęstotliwościowych. Zatem dopusz-czalne jest uproszczenie struktury zwojowej cewki do litej postaci ekwiwalentnej (Rys. 2.6). Uzyskane wyniki obliczeń dla obu odwzorowań (zwoje koncentryczne i spirala Archimedesa) są zbliżone (Rys. 2.6), a przyjęte uproszczenie odwzorowania uzwo-jenia siłownika w postaci zwojów koncentrycznych, ze względu na mniejszą liczbę

wykorzystywanych w obliczeniach polowych elementów skończonych, jest korzystniejsze z punktu widzenia efektywności obliczeń. W obliczeniach analitycznych wykorzystano metodę Grovera (2.43), a uzyskane analitycznie wyniki są zbliżone do wyników uzyskanych metodą modelowania polowego (rozbieżność 4,5%; Tab. 2.2).

Na podstawie przedstawionych analiz, w dalszym toku pracy dla odwzorowania cewek siłownika przyjęto dwa stopnie uproszczenia struktury zwojowej cewki: uproszczenie geometrii zwojów prowadzące do zastąpienia cewki zbiorem zwojów koncentrycznych oraz uproszczenie struktury zwojowej prowadzące do ekwiwalentnego odwzorowania struktury zwojowej cewki w postaci cewki litej. Tak przyjęte uproszczenia pozwoliły na wykonanie dostatecznie dokładnych i efektywnych obliczeniowo odwzorowań indukcyjności, a dalej siły napędowej rozpatrywanego w niniejszej pracy siłownika trójcewkowego.

# 3. Koncepcja napędu z trójcewkowym siłownikiem

#### 3.1. Opis matematyczny siłownika elektrodynamicznego

Siłownik będący przedmiotem badań w niniejszej rozprawie składa się z trzech cewek rozmieszczonych osiowo (Rys. 3.1a i Rys. 3.1b). Przemieszczenie linowe jest wytwarzane w wyniku oddziaływania elektrodynamicznego pomiędzy dwoma cewkami nieruchomymi, górnej (G) i dolnej (D) oraz ruchomej cewki środkowej (S). Układ cewek jest wykonany w ten sposób, że cewki dolna i środkowa przyciągają się, natomiast cewki górna i środkowa odpychają się. Szeregowo połączone cewki siłownika tworzące uzwojenie siłownika reprezentowane są obwodowo rezystancjami  $R_x$ , indukcyjnościami własnymi  $L_x$  oraz indukcyjnościami wzajemnymi  $M_{xx}$  poszczególnych cewek siłownika. Reprezentacja obwodowa zasobnika kondensatorowego oraz siłownika, przy założeniu braku ruchu cewek, jest widoczna na Rys. 3.1a, gdzie gwiazdkami oznaczono umowne początki cewek.



Rys. 3.1. Uzwojenie siłownika elektrodynamicznego: a) obwodowy układ połączeń cewek wraz z elementami układu zasobnikowego, b) przestrzenna orientacja uzwojeń, c) przebieg prądu uzwojenia i(t) i napięcia  $u_{\rm C}(t)$  na pojemności C układu zasobnikowego

Zasobnikiem energii dla rozpatrywanego siłownika elektrodynamicznego jest bateria kondensatorów o pojemności *C* (Rys. 3.1a), której rozładowanie przez uzwojenie siłownika pozwala na uzyskanie impulsu prądowego (Rys. 3.1c) o czasie trwania i wartości szczytowej wymaganych do uzyskania założonej charakterystyki przemieszczenia styków łącznika o odpowiedniej dynamice. Pojemność *C* zasobnika energii wraz z indukcyjnością *L* uzwojenia siłownika tworzą obwód drgający (Rys. 3.1a) o parametrach obwodowych RLC. Zakładając nieruchomość cewek siłownika, typową dla siłowników elektrodynamicznych w zakresie do T/4 (T – okres przebiegu prądu uzwojenia, Rys. 3.1c), przebieg czasowy prądu w tym obwodzie opisany jest zależnością:

$$i(t) = \frac{2U_c}{\sqrt{\frac{4L}{C} - R^2}} e^{-\alpha t} \sin\beta t,$$
(3.1)

gdzie współczynnik tłumienia  $\alpha$  oraz częstotliwość  $\beta$ :

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \qquad \beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}.$$
(3.2)

Przy założeniu: 1) pomijanego wpływu na przebieg prądu rezystancji *R* dla dostatecznie dużego przekroju przewodnika, 2) dominującego wpływu na przebieg prądu indukcyjności *L* wynikającej z czasu trwania wymuszenia prądowego oraz 3) przy ograniczeniu efektywnego oddziaływania na uzwojenie siłownika wymuszenia prądowego do połowy półfali prądu (wynikającego z obecności diody zwrotnej D, Rys. 3.1a), zależność (3.1) można uprościć do postaci:

$$i(t) = \sqrt{\frac{C}{L}} U_{\rm c} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right),\tag{3.3}$$

gdzie  $U_c$  jest wartością szczytową napięcia ładowania kondensatorów. W zastosowaniach, gdzie jako źródło energii stosowane są kondensatory elektrolityczne, konieczne jest stosowanie diody zwrotnej, pozwalającej przy przełączeniach na rozproszenie energii pola magnetycznego cewki i niedopuszczenie do przeładowania pojemności napięciem o odwrotnej polaryzacji. Z tego powodu zależność (3.1) jest prawdziwa dla opisu przebiegu prądu w zakresie do T/4 przebiegu napięcia baterii kondensatorów o okresie oscylacji napięcia T (Rys. 3.1c), w którym po przejściu w stan przewodzenia diody zwrotnej następuje zmiana charakteru obwodu z oscylacyjnego na typowy dla obwodu RL. Wówczas przebieg prądu maleje do zera od początkowej wartości  $I_m$ , zgodnie z zależnością:

$$i(t) = I_{\rm m} e^{\frac{-tR}{L}}.$$
(3.4)

Z przepływem prądu i(t) związane są spadki napięć na poszczególnych cewkach siłownika, wyrażone zależnościami dla indukcyjności własnych oraz wzajemnych pochodzących od sprzężeń magnetycznych poszczególnych cewek. W postaci ogólnej, spadek napięcia dla poruszającej się cewki znajdującej się w polu magnetycznym jest wyrażony zależnością [132]:

$$u_L = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \mathrm{R}i + i\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}t}.$$
(3.5)

Ostatni składnik zależności (3.5) związany jest z napięciem indukowanym w wyniku ruchu cewki. Zakładając przemieszczenie x cewki środkowej z prędkością  $\nu = dx/dt$ , składnik samoindukcji przyjmuje postać:

$$u_{L\nu} = i\nu \frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}x}.\tag{3.6}$$

Zależność (3.5) dla zmiennego wymuszenia prądowego i przy założeniu niezmienności położenia cewek siłownika ( $\frac{dL}{dt} = 0$ ) charakterystycznego dla fazy oscylacyjnej prądu gdy cewka środkowa spoczywa, określa spadki napięć na poszczególnych cewkach siłownika (Rys. 3.1a), prowadząc do zależności:

$$u_{\rm LD} = L_{\rm D} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + M_{\rm DS} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - M_{\rm DG} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R_{\rm D}i, \qquad (3.7)$$

$$u_{\rm LS} = L_{\rm S} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + M_{\rm DS} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - M_{\rm SG} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R_{\rm S}i, \qquad (3.8)$$

$$u_{\rm LG} = L_{\rm G} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - M_{\rm DG} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - M_{\rm SG} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R_{\rm G}i. \tag{3.9}$$

Wynikowy spadek napięcia na uzwojeniu siłownika elektrodynamicznego przy pomijalnym spadku napięcia na elementach półprzewodnikowych, wyrażony jest jako suma napięć na poszczególnych cewkach:

$$u_{\rm L} = [L_D + L_S + L_{\rm G} + 2(M_{\rm DS} - M_{\rm DG} - M_{\rm SG})]\frac{{\rm d}i}{{\rm d}t} + (R_D + R_S + R_{\rm G})i.$$
(3.10)

Zatem indukcyjność uzwojenia siłownika wyrażona jest jako suma składników – indukcyjności własnych oraz wzajemnych poszczególnych cewek siłownika:

$$L = L_D + L_S + L_G + 2(M_{\rm DS} - M_{\rm DG} - M_{\rm SG}) = L_w + M.$$
(3.11)

Dla siłownika trójuzwojeniowego chwilowa wartość energii pola magnetycznego jest funkcją prądu uzwojenia oraz wypadkowej indukcyjności siłownika [55]. Dla danego położenia x cewki ruchomej, energia siłownika opisana jest zależnością położenia x i czasu t:

$$W(t,x) = \frac{L(x) i^{2}(t)}{2}.$$
(3.12)

Podstawiając do zależności (3.12) na energię pola magnetycznego siłownika zależność (3.11) na wypadkową indukcyjność siłownika otrzymano następującą zależność opisującą energię rozpatrywanego siłownika:

$$W(t,x) = \left(\frac{(L_{\rm D} + L_{\rm S} + L_{\rm G})}{2} + (M_{\rm DS}(x) - M_{\rm DG}(x) - M_{\rm SG}(x))\right)i^{2}(t).$$
(3.13)

Pierwszy składnik w powyższym wzorze opisuje energię pola magnetycznego związaną z indukcyjnościami własnymi cewek siłownika. W trakcie pracy siłownika wymiary geometryczne cewek nie zmieniają się, tym samym indukcyjność własna uzwojenia pozostaje niezmieniona, a zmagazynowana energia jest proporcjonalna do prądu przepływającego przez uzwojenie. Drugi składnik wzoru (3.13) opisuje energię związaną ze sprzężeniami magnetycznymi, przy czym widoczne jest, że stopień wzajemnego sprzężenia (2.33) wynikający z (2.39) jest funkcją odległości pomiędzy cewkami. Siła generowana przez siłownik jest pochodną zmagazynowanej energii w polu magnetycznym siłownika, przy czym pochodna ta obliczana jest względem zmiennej *x* opisującej przesunięcie cewki ruchomej w trakcie działania siłownika. Przyjmując niezmienność wymiarów geometrycznych cewek uzwojenia w funkcji czasu, można przyjąć również niezmienność energii pola magnetycznego związanej z indukcyjnościami własnymi cewek, zatem zmiana energii układu zależy wyłącznie od zmian indukcyjności wzajemnych pomiędzy cewkami siłownika i w takim razie może być wyrażona zależnością:

$$F(t,x) = \frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}x} = i(t)^2 \frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}x}.$$
(3.14)

### 3.2. Symulacje statyczne modelu trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego

Celem przedstawionych w niniejszym rozdziale symulacji statycznych jest ocena użyteczności rozpatrywanego w niniejszej rozprawie siłownika trójcewkowego jako szybkiego siłownika elektrodynamicznego do zastosowań łącznikowych. W tym celu opracowano model polowy siłownika o rozpatrywanej w niniejszej rozprawie konstrukcji oraz dokonano analizy jego charakterystyk siłowych, kinematycznych i energetycznych dla różnego sposobu rozmieszczenia cewek nieruchomych (Rys. 3.2). Dodatkowo, określono parametry obwodowe uzwojenia siłownika (rezystancję uzwojenia i indukcyjności cewek) w celu doboru elementów układu zasilania. Uzyskane wielkości odniesiono do parametrów innych znanych autorowi konstrukcji siłowników elektrodynamicznych.

Symulacje polowe [88] siłownika w warunkach statycznych przeprowadzono z wykorzystaniem oprogramowania ANSYS-Maxwell [84]. Ze względu na osiowość geometrii uzwojenia siłownika, symulacje przeprowadzono jako dwuwymiarowe, w cylindrycznym układzie współrzędnych, uzyskując rozkłady przestrzenne pola magnetycznego wokół osi *z*. W symulacjach statycznych rozwiązywany jest zestaw równań Ampera i Gaussa z warunkami brzegowymi H = 0 na granicach przestrzeni obliczeniowej [88]. Zadany obszar symulacji otaczający geometrię uzwojenia siłownika przyjęto jako na tyle duży, by jego granice w pomijalnym stopniu zaburzały obliczenia rozkładu pola magnetycznego w rozpatrywanym układzie.

Opracowany model polowy posłużył do wykonania parametrycznych symulacji statycznych, w których uzwojenia zamodelowane zostały w postaci ekwiwalentnej (zgodnie z analizami przedstawionymi w Rozdziale 2.3., patrz Rys. 2.6), bez odwzorowanej struktury zwojowej (Rys. 3.2a i Rys. 3.2b). Ze względu na symetrię osiową, model sparametryzowano wymiarami geometrycznymi uzwojeń: promieniem wewnętrznym  $r_{wew}$  i zewnętrznym cewki  $r_{zew}$ , odległością pomiędzy cewkami nieruchomymi  $z_{GD}$ , położeniem początkowym dolnej krawędzi cewki ruchomej względem krawędzi nieruchomej cewki dolnej  $z_{s}$ , liczbą zwojów uzwojenia *n* oraz natężeniem prądu *I*.



Rys. 3.2. Geometria cewek siłownika przyjęta w symulacyjnym modelu polowym, z ekwiwalentami uzwojeń: a) siłownik 3-cewkowy, b) siłownik 2-cewkowy

Przedmiotem analizy była energia oraz statyczna siła napędowa, określana jako siła Lorentza (dla ośrodków o  $\mu_r \gg 1$ , stosowana jest metoda tzw. siły wirtualnej [86]), obliczana dla parametrycznie zadanych odległości pomiędzy skrajnymi cewkami nieruchomymi  $z_{GD}$  w funkcji położenia uzwojenia środkowego  $z_s$ . W rozpatrywanych wariantach konstrukcji dwu i trójcewkowego siłownika założono jednakowe wymiary geometryczne cewek siłownika i ten sam płaskownik nawojowy o przekroju poprzecznym 20 mm x 1 mm. Obliczenia wykonano dla wymuszenia prądem w cewkach o stałej wartości I = 1000 A i o jednorodnej gęstości prądu w całym przekroju cewki. Ze względu na rozpatrywaną podziałkę biegunową (odległość pomiędzy biegunami łącznika) wynoszącą 210 mm (odległość pomiędzy biegunami łącznika), by ograniczyć wnikanie pola magnetycznego od siłowników z sąsiednich biegunów oraz by zapewnić odpowiednie parametry mechaniczne i izolacyjne, założono maksymalną średnicę zewnętrzną cewek, wynoszącą 140 mm. Modele symulacyjne opracowano dla wariantów wymiarów geometrycznych zestawionych w Tab. 3.1.

Tab. 3.1. Parametry wariantów siłowników użyte w symulacjach magnetostatycznych

Wariant	r <sub>wew</sub> [mm]	r <sub>zew</sub> [mm]	n [-]	<i>z</i> <sub>S</sub> [mm]	<i>z<sub>GD</sub></i> [mm]
3 cewki	15,5	70	40	var	35,45, 55, 75,100
2 cewki	15,5	70	40	var	n/d

Rozkład przestrzenny wektora (Rys. 3.3a) i modułu (Rys. 3.3b) indukcji magnetycznej B siłownika trójcewkowego przedstawia wnikanie strumienia magnetycznego do skrajnych zwojów cewek siłownika. Widoczna jest duża wartość strumienia rozproszenia na zewnątrz skrajnych uzwojeń nieruchomych, co ma wpływ na efektywność energetyczną siłownika.



Rys. 3.3. Rozkład pola magnetycznego siłownika trójcewkowego: a) wektora indukcji magnetycznej B, b) modułu wektora indukcji magnetycznej B; dla  $z_S = 20$  mm, I = 1000 A

Wraz ze zmniejszeniem odległości  $z_{GD}$  charakterystyka energii pola magnetostatycznego siłownika (Rys. 3.4) staje się bardziej stroma i bardziej liniowa. Wysoka stromość charakterystyki i jej względna liniowość jest korzystna dla pracy siłownika z punktu widzenia rozkładu generowanej siły, która jest pochodną energii, zgodnie z równaniem (3.14). Wraz ze wzajemnym zbliżaniem się cewki środkowej i dolnej, sumujące się zgodne strumienie magnetyczne powodują wzrost wartości indukcji magnetycznej *B*, a tym samym wzrost energii układu. Z kolei dla dużych odległości pomiędzy cewkami, wraz z dominującym oddziaływaniem elektrodynamicznym o charakterze odpychania, znoszące się strumienie magnetyczne powodują zmniejszanie się energii układu.



Rys. 3.4. Charakterystyka energii pola magnetostatycznego siłownika w funkcji położenia cewki środkowej (ruchomej) dla I = 1000 A, n = 40 zwojów

Kształt charakterystyk energii (Rys. 3.4) zgodnie z zależnością (3.12) jest skorelowany z wypadkową indukcyjnością uzwojenia siłownika elektrodynamicznego (Rys. 3.5).



Rys. 3.5. Charakterystyka wypadkowej indukcyjności w funkcji położenia cewki środkowej (ruchomej) dla I = 1000 A, n = 40 zwojów

Obliczona siła oddziałująca na cewkę ruchomą siłownika trójcewkowego (Rys. 3.6) jest znacznie większa, niż dla tego samego położenia  $z_S$  cewki ruchomej siłownika dwucewkowego. Inny jest również charakter zależności siły w funkcji odległości  $z_S$ . W przypadku siłownika dwucewkowego, siła zanika odwrotnie proporcjonalnie do odległości  $z_S$ . Dla siłownika trójcewkowego minimum siły znajduje się pośrodku odległości pomiędzy cewkami nieruchomymi siłownika. Oznacza to, że dla konstrukcji trójcewkowej można wydzielić dwa podukłady elektrodynamiczne składające się z par cewek: górna-środkowa i środkowa-dolna, których dominująca rola zmienia się wraz z położeniem  $z_S$ . Dla małych wartości  $z_S$ , dominujące jest przyciąganie pomiędzy dolną i środkową cewką, natomiast wraz ze wzrostem wartości  $z_S$  istotne staje się odpychające oddziaływanie pomiędzy środkową i górną cewką. Dla mniejszych odległości pomiędzy cewkami nieruchomymi,  $z_{GD}$ , rozkład siły w funkcji odległości  $z_S$  ma kształt bardziej zbliżony do linii prostej, z mniejszą różnicą wartości pomiędzy minimum, a krańcami ramion paraboli. Ponadto, ze względu na mniejszą odległość pomiędzy cewkami nieruchomymi  $z_{GD}$ , uzyskiwane siły napędowe dla takiego samego położenia cewki ruchomej  $z_S$  są wyższe niż dla większych odległości  $z_{GD}$ .



Rys. 3.6. Obliczone symulacyjnie statyczne siły w funkcji położenia początkowego cewki środkowej (ruchomej), dla I = 1000 A, n = 40, dla parametrycznie zadanych odległości pomiędzy cewkami nieruchomymi

Brak magnetowodu ferromagnetycznego w rozważanym siłowniku elektrodynamicznym determinuje liniowość ośrodka i stałość przenikalności magnetycznej  $\mu$ , w którym występuje strumień magnetyczny, zatem zmiana położenia charakterystyk (Rys. 3.4)-(Rys. 3.6), zależy od kwadratu prądu *I* w uzwojeniu, zgodnie z zależnościami (3.12) i (3.14).

### 3.3. Badania wariantowe geometrii cewki środkowej

Testom symulacyjnym poddano również wybrane inne geometrie uzwojenia, w których wprowadzono modyfikacje cewki środkowej oraz dolnej. Celem analizy zmodyfikowanych układów było sprawdzenie czy możliwe jest osiągnięcie, poprzez modyfikacje bazowej konstrukcji opisanej w Rozdziale 3.2., siłownika o większej sile uzyskiwanej z jednostki masy cewki. Głównymi kryteriami zmian konstrukcji była konieczność zapewnienia ciągłości obwodu szeregowo połączonych cewek nieruchomych z ruchomą cewką środkową oraz konieczność zapewnienia przeniesienia napędu z cewki ruchomej na cięgno napędowe łącznika. Innym pożądanym aspektem zmodyfikowanej konstrukcji było uzyskanie odpowiedniego wykorzystania zewnętrznych zwojów uzwojeń siłownika (Rys. 3.3b). Analizowane warianty uzwojeń zaprezentowano na Rys. 3.7.



Rys. 3.7. Zestawienie wariantów konstrukcji cewek środkowej (ruchomej) oraz dolnej (nieruchomej) siłownika trójcewkowego oraz wprowadzone nazwy tych wariantów: a) bazowy, b) min, c) plus, d) ring\_równy, e) ring\_zew, f) ring\_x2, g) dolna\_min; h) dolna\_min2

Wariantem bazowym jest siłownik trójcewkowy o odległości pomiędzy skrajnymi cewkami nieruchomymi  $z_{GD} = 55$  mm i o układzie cewek 3 x 40 zwojów. Ze względu na wpływ rozmieszczenia cewek na rozkład pola magnetycznego pomiędzy cewką środkową i dolną, zbadano warianty ze zmodyfikowaną cewką środkową, której liczba zwojów została zmniejszona o 5 zwojów względem wariantu bazowego (patrz Rys. 3.7b, oznaczenie *min*), a następnie zwiększona o 5 zwojów względem wariantu bazowego (patrz Rys. 3.7c, oznaczenie *plus*). Kolejną rozpatrywaną modyfikacją konstrukcji cewek było zmniejszenie liczby zwojów przyległych do osi siłownika. W tym celu zmniejszono liczbę zwojów o 5 względem wariantu bazowego przy niezmienionej średnicy zewnętrznej cewki (patrz Rys. 3.7d, oznaczenie ring\_rowny) lub odsuwając początek cewki środkowej o ekwiwalent pięciu zwojów, przy utrzymaniu stałej liczby zwojów (Rys. 3.7e, oznaczenie ring\_zew). Uwzględniając trudności w mechanicznym sprzężeniu cewki środkowej z dwoma cewkami stałymi, testom poddano również wariant z dzieloną cewką środkową (Rys. 3.7f, oznaczenie ring\_x2), gdzie poszczególne uzwojenia składowe (SA i SB) zostały połączone szeregowo. Wspólna płaszczyzna styku dwóch składowych cewek, SA i SB, razem tworzących cewkę środkową, ułatwia mechanicznie trwałe połączenie końców cewek SA i SB, znajdujących się w osi symetrii siłownika. Jednocześnie drugie końce uzwojeń SA i SB mogą być wówczas stabilniej utwierdzone mechanicznie, w kierunku górnej i dolnej cewki nieruchomej, zmniejszając w ten sposób podatność na zmęczeniowe uszkodzenie zewnętrznych wyprowadzeń ruchomej cewki. By dla wszystkich analizowanych wariantów siłownika (Rys. 3.7) zapewnić takie same maksymalne przemieszczenie cewki ruchomej  $z_{\rm S}$ , ze względu na dwukrotną grubość cewki środkowej (S<sub>A</sub>+S<sub>B</sub>, Rys. 3.7f), odległość cewek nieruchomych z<sub>GD</sub> zwiększono z 55 mm do 75 mm. Spowodowany tym ubytek siły częściowo skompensowano zwiększeniem odległości z<sub>GD</sub> dokładając w tym celu po 5 zwojów do obu składowych cewki środkowej.

Kolejnym aspektem była konieczność osiowego i możliwie niskooporowego prowadzenia ruchu elementu wykonawczego siłownika oraz sposób przeniesienia siły napędowej z cewki środkowej na cięgno napędowe. W tym celu porównano dwie modyfikacje nieruchomej cewki dolnej, które skrócono od wewnętrznej strony o 5 zwojów (Rys. 3.7g, oznaczenie *dolna\_min*) oraz o 10 zwojów (Rys. 3.7h, oznaczenie *dolna\_min2*), zapewniając większą przestrzeń na prowadzenie cięgna napędowego. Wymiary geometryczne rozpatrywanych wariantów zestawiono w Tab. 3.2.

Symbol wariantu	<i>r</i> <sub>wew</sub> [mm]	r <sub>zew</sub> [mm]	n [-]	z <sub>GD</sub> [mm]
bazowy	15,5	70	40	55
min	15,5	63,15	35	55
plus	15,5	76,85	45	55
ring_rowny	22,35	70	35	55
ring_zew	22,35	76,85	40	55
ring_x2	15,5	49,75	2 x 25	75
dolna_min	22,35	70	35	55
dolna_min2	29,2	70	30	55

Tab. 3.2. Zestawienie parametrów geometrycznych rozpatrywanych konstrukcji wariantowych cewek

Symulacje przedstawionych wyżej wariantów wykonano analogicznie jak dla przedstawionego w Rozdziale 3.2. wariantu bazowego, posługując się w tym celu sparametryzowanym, dwuwymiarowym i osiowosymetrycznym modelem symulacyjnym w cylindrycznym układzie współrzędnych. W symulacjach wariantowych, przyjęto reprezentatywną wartość natężenia prądu (1 kA) i jednorodną gęstość prądu w przekroju poprzecznym zwoju.

Zgodnie z rozważaniami przedstawionymi w Rozdziale 2, wzrost liczby zwojów w poszczególnych wariantach prowadził do wyższej wartości indukcji magnetycznej i związanej z tym większej całkowitej energii pola magnetycznego w rozpatrywanych układach (Rys. 3.8). Wzrost odległości  $z_{GD}$  pomiędzy nieruchomymi cewkami dla wariantu *ring\_x2* spowodował zmniejszenie szybkości zmiany energii w funkcji położenia  $z_S$ . Bardzo zbliżone rozkłady energii charakteryzują z kolei warianty *ring\_rowny* i *dolna\_min*.



Rys. 3.8. Zestawienie zależności energii od położenia cewki środkowej dla konstrukcji wariantowych trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego przedstawionych na Rys. 3.7

Największą wartość siły napędowej osiągnięto dla wariantu *plus*, natomiast drugą w kolejności dla wariantu *ring\_zew*. Z kolei najmniejszą wartością siły charakteryzował się wariant *min*. Wskazuje to na wrażliwość osiąganej maksymalnej siły układu elektrodynamicznego na liczbę zwojów środkowej cewki. Dla większych odległości  $z_S$  wpływ zmian liczby zwojów cewki dolnej na energię *W* pola siłownika w obszarze, gdzie dominujące jest oddziaływanie pomiędzy parą górnej i środkowej cewki, jest mały, ale rośnie wraz ze zmniejszeniem  $z_S$ , co widać w przebiegu siły dla par wariantów: *bazowego* i *dolna\_min* oraz *bazowego* i *ring\_rowny* (Rys. 3.9). Pomimo podobnego ubytku zwojów w wariantach *dolna\_min* i *ring\_rowny* względem wariantu bazowego, niezmieniona cewka środkowa w wariancie *dolna\_min* pozwala

osiągnąć większą wartość siły, niż dla przypadku wariantu *ring\_rowny*. Inny ciekawy wynik stanowi niewielka wartość siły generowanej w wariancie *ring\_x2*, co powoduje, że wariant ten należy uznać za najmniej odpowiedni dla realizacji siłownika.



Rys. 3.9. Zestawienie przebiegów siły statycznej w funkcji położenia cewki środkowej dla konstrukcji wariantowych trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego przedstawionych na Rys. 3.7

Wypadkowa indukcyjność uzwojenia siłownika została obliczona zgodnie z zależnością (3.12) dla poszczególnych wariantów przedstawionych na Rys. 3.7. Wyniki obliczeń przedstawiono na Rys. 3.10.



Rys. 3.10. Zestawienie zależności indukcyjności od położenia cewki środkowej dla konstrukcji wariantowych trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego przedstawionych na Rys. 3.7

Ze względu na zmiany geometryczne, oprócz rozważanych charakterystyk siłowych analizie porównawczej poddano również gęstość siły uzyskanej z jednostki masy uzwojenia siłownika, co przedstawiono na Rys. 3.11.



Rys. 3.11. Gęstość siły z jednostki masy uzwojenia dla konstrukcji wariantowych trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego przedstawionych na Rys. 3.7

Charakterystyki przedstawione na Rys. 3.9 - Rys. 3.11 pokazują, że większość rozpatrywanych wariantów trójcewkowych ma lepsze parametry (siła, gęstość siły) od konstrukcji dwucewkowej.

Z punktu widzenia wartości maksymalnej siły  $F_z$  i uzyskiwanej gęstości siły z jednostki masy uzwojenia  $\rho_w$ , najlepszymi są konstrukcje w wariantach *ring\_zew* oraz *plus*. Warianty te, ze względu na większą niż w innych wariantach średnicę zewnętrzną cewki środkowej, zostały jednak odrzucone ze względu na znaczne wymiary cewek, przekraczające założoną wielkość podziałki biegunowej (210 mm). Z punktu widzenia siły i  $F_z$  i gęstości siły  $\rho_w$  korzystnym okazał się wariant *bazowy*, jednak ze względu na konieczność przeniesienia siły napędowej na cięgno, bardziej korzystnym w technicznej realizacji jest wariant *dolna\_min2*, charakteryzujący się zbliżonymi charakterystykami siłowymi  $F_z$  i gęstości siły  $\rho_w$  do wariantu *bazowego*, a przy tym prostszym sposobem przełożenia ruchu cewki środkowej na ruch cięgna napędowego siłownika. Z kolei w przypadku wariantu *ring\_x2*, ze względu na większą niż w innych wariantach odległość pomiędzy uzwojeniami nieruchomymi, a także z uwagi na większą masę dzielonego uzwojenia, gęstość siły uzyskana w wariancie *ring\_x2* jest niższa niż w przypadku innych wariantów.

Z uwagi na omówione wyżej cechy, do dalszych badań wybrano wariant siłownika dolna\_min2.

## 3.4. Symulacje przemieszczenia w oparciu o symulacje magnetostatyczne

W celu określenia charakterystyk przemieszczenia elementu wykonawczego rozpatrywanego trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego, dla wybranego wariantu *dolna\_min2* (Rys. 3.7, Tab. 3.2) odwzorowano obwodowo układ mechaniczny oraz pętlę prądową układu zasilania (zasobnika energii), stosując zmienne wymuszenie prądowe i(t) o przebiegu zbliżonym do spodziewanego przebiegu prądu z kondensatorowego zasilacza impulsowego.

Zagadnienie ruchu cewki ruchomej w rozpatrywanym siłowniku, można sprowadzić do zagadnienia opisanego na Rys. 3.12, gdzie siła  $F_z$ , uzyskiwana z siłownika elektrodynamicznego oddziałuje na masę ruchomą m, znajdującej się w położeniu początkowym  $z_s$ . Liniowe przemieszczenie  $d = z_s - z$  tego układu powoduje powstanie ugięcia stosu sprężyn dociskowych, które scharakteryzowane są współczynnikiem sprężystości  $c_s$  i współczynnikiem tłumienności k.

Równanie ruchu można wówczas zapisać jako:

$$m\frac{d^{2}z}{dt^{2}} = c_{s}(z_{s}-z) - F_{z} - k\frac{dz}{dt'},$$
(3.15)

gdzie pominięto składnik siły pochodzący od ciążenia grawitacyjnego.



Rys. 3.12. Model mechaniczny ruchu rdzenia napędowego

W celu analizy ruchu powyższego modelu mechanicznego opracowano polowo-obwodowy model symulacyjny umożliwiający sprzężenie symulacji polowej rozpatrywanej geometrii uzwojenia siłownika z obwodową reprezentacją układu kinematycznego oraz pętli prądowej (Rys. 3.13).



Rys. 3.13. Magnetostatyczno-mechaniczny obwodowo-polowy model symulacyjny ruchu cięgna napędowego siłownika w wariancie *dolna\_min2* (Rys. 3.7, Tab. 3.2), dla  $F_0 = 0$ 

Główną częścią modelu jest magnetostatyczny model polowy siłownika elektrodynamicznego (*FEM\_model* na Rys. 3.13), który opracowano w analizowanym wariancie *dolna\_min2* (Rys. 3.7, Tab. 3.2). W modelu tym charakterystyki siłowe generowanej siły, tzw. charakterystyki statyczne, określono dla parametrów geometrycznych:  $F_z = F_z(I, z_S, z_{GD}, r_{wew}, r_{zew}, n)$ . Przybliżenie opisu siłownika przy użyciu charakterystyk statycznych umożliwia oszacowanie charakterystyk przemieszczenia *d* realizowanych przez siłownik dla danych warunków zasilania i obciążenia mechanicznego.

W modelu polowym (*FEM\_model* na Rys. 3.13) zastosowano wymuszenie prądowe opisane obwodowo zgodnie z (3.1). W tym celu odwzorowano obwodowo tor prądowy układu zasilania, składający się z pojemności kondensatorowego zasobnika energii C = 3 mF, rezystancji wewnętrznej zasobnika energii  $R_z$ , indukcyjności doprowadzeń  $L_z$  i rezystancji uzwojenia siłownika  $R_{uzw}$ . W modelu tym wypadkowa indukcyjność uzwojenia siłownika  $L_{uzw}$  obliczana jest dla chwilowego położenia cewki środkowej w trakcie trwania symulacji. Obliczona z równań obwodowych chwilowa wartość prądu i(t) wynikająca z charakterystyki obwodu *RLC* (3.1) zadawana jest jako wymuszenie prądowe w modelu polowym, dla którego w modelu polowym obliczana jest aktualna wartość siły elektrodynamicznej siłownika:  $F_z = F_z(i, z)$ .

W model polowym (*FEM\_model* na Rys. 3.13) zastosowano model obciążenia mechanicznego siłownika, uwzględniając masę ruchomą *m*, uproszczoną wyłącznie do masy cewki ruchomej  $m = m_c = 1,92$  kg oraz tłumienie układu k = 10. Analizy symulacyjne wykonano dla nieobciążonego siłownika, czyli bez siły oporowej ( $c_s = 0$ ). Układ mechaniczny napędzany jest siłą  $F_z$ . Położenie rdzenia napędowego *z* zostało ograniczone w zakresie *z* = 0-15 mm, przyjmując w analizach skokowe tłumienie ruchu w położeniach skrajnych. Dopuszczalny zakres zmian położenia *z* przyjęto jako wartość średnią odczytaną z dokumentacji fabrycznego siłownika elektromagnetycznego [75]. W chwili rozpoczęcia symulacji, w położeniu spoczynkowym cewka środkowa znajdowała się przy cewce górnej. Dodatkowo, na podstawie wymiarów geometrycznych oraz parametrów materiałowych zamodelowanego uzwojenia w wariancie *dolna\_min2*, oszacowano rezystancję uzwojenia siłownika dla prądu stałego jako  $R_{uzw} = 32,4$  m $\Omega$ , oraz masę płaskownika miedzianego w cewce ruchomej jako  $m_c$ .

Wyniki symulacji wybranych wielkości kinematycznych ruchu elementu wykonawczego siłownika dla  $z_{GD} = 35$  mm przedstawiono na Rys. 3.14. Są to: położenie *z* i prędkość *v* ruchomego uzwojenia, siła napędowa  $F_z$  w osi z oraz prąd siłownika *i*. Wartość szczytowa prądu 1,82 kA występuje po czasie 1,06 ms od załączenia obwodu prądowego. Ruch uzwojenia środkowego rozpoczyna się z bezwładnością, po czasie 0,4 ms. Maksymalne przemieszczenie o wartości 15 mm następuje w chwili 3,34 ms z maksymalną wówczas prędkością 7,65 m/s. Z kształtem przebiegu prądu związany jest kształt przebiegu siły napędowej (3.14). Dla przyjętych warunków zasilania maksymalna siła napędowa wynosi 9,93 kN.



Rys. 3.14. Przebieg prądu uzwojenia siłownika oraz wielkości kinematyczne ruchu cewki środkowej (ruchomej), dla  $z_{GD} = 35 \text{ mm}$ 

Na Rys. 3.15 przedstawiono przebiegi: prądu uzwojenia siłownika i(t), prądu zasobnika kondensatora  $i_{\rm C}(t)$ , prądu diody zwrotnej  $i_{\rm D}(t)$  oraz napięcia na kondensatorowym zasobniku energii  $u_{\rm C}(t)$ . Wraz rozładowaniem zasobnika kondensatorowego, a tym samym wraz ze zmniejszeniem wartości napięcia  $u_{\rm C}(t)$  na zasobniku od zera w chwili 1,19 ms, następuje rozpoczęcie procesu komutacji prądu z gałęzi zasobnika kondensatorowego do gałęzi poprzecznej z diodą zwrotną, rozpoczynając proces rozładowania energii pola magnetycznego uzwojenia siłownika w obwodzie diody zwrotnej.



Rys. 3.15. Przebiegi prądu siłownika i(t), prądu diody zwrotnej  $i_D(t)$ , prądu  $i_C(t)$  i napięcia  $u_C(t)$  kondensatora zasobnikowego, dla  $z_{GD} = 35 \text{ mm}$ 

Rozpatrywany przypadek siłownika dla odległości pomiędzy skrajnymi cewkami nieruchomymi  $z_{GD} = 35$  mm umożliwia zastosowanie tego siłownika jako szybkiego napędu łącznika, realizującego przemieszczenie styków do 15 mm, z odpowiednio krótkim czasem własnym i z odpowiednio dużą dynamika przemieszczenia. Jednak uwzględniając ograniczenia techniczne konstrukcji uzwojeń, dla danej grubości uzwojenia środkowego korzystne jest zwiększenie odległości pomiędzy nieruchomymi cewkami do  $z_{GD} = 55$  mm, aby w ten sposób zapewnić dostateczną ilość miejsca dla końców uzwojenia ruchomego oraz dla wymaganej objętości żywicy pełniącej funkcję izolacji elektrycznej i wzmocnienia mechanicznego cewek siłownika. Rozpatrując wariant o większym z<sub>GD</sub> (Rys. 3.16), zwiększenie odległości pomiędzy ruchomymi cewkami  $z_{GD}$  powoduje zwiększenie indukcyjności uzwojenia siłownika  $L_{uzw}$ , zgodnie z Rys. 3.5. Pomimo, że spadek wartości szczytowej prądu jest relatywnie niewielki (w porównaniu do rozpatrywanego wcześniej przypadku dla  $z_{GD} = 35$  mm), zmniejszenie dynamiki zmiany indukcyjności wzajemnej M powoduje zauważalne zmniejszenie siły napędowej  $F_z$ . Dla wariantu  $z_{GD} = 55 \text{ mm}$  wartość szczytowa siły jest o około 10% mniejsza niż dla wariantu  $z_{GD} = 35 \text{ mm}$ . Powoduje to zmniejszenie maksymalnej prędkości o 1,09 m/s (14,3%) oraz wydłużenie czasu ruchu o 0,298 ms (8,2%).

W obu analizowanych wariantach, obliczona sprawność siłownika dla  $z_{GD} = 35$  mm wynosi 15%, natomiast dla  $z_{GD} = 55$  mm wynosi 11%, co jest zbliżone do sprawności znanych z literatury nieobciążonych siłą oporową siłowników elektrodynamicznych [31]. Podane wartości

sprawności są cechą charakterystyczną siłowników elektrodynamicznych i wynikają z dużej reluktancji magnetycznej powietrza oraz z obecności w tych siłownikach istotnego strumienia rozproszenia (zob. Rys. 3.3). Aspekt ten może być w przyszłości rozwiązany dzięki zastosowaniu elementów ferromagnetycznych [141], kierunkujących rozpływ strumienia magnetycznego.



Rys. 3.16. Przebieg prądu siłownika oraz przebiegi wielkości kinematycznych ruchu uzwojenia ruchomego, dla  $z_{GD} = 35$  mm (linie ciągłe) i dla  $z_{GD} = 55$  mm (linie przerywane)

W następnym kroku przeanalizowano reakcję siłownika na obciążenie siłą oporową, charakterystyczną dla siły docisku stykowego występującego w wyłącznikach, generowaną przez układ ryglowania. W literaturze spotykane siły dociskowe styków w pozycji zamkniętej łącznika wynoszą: 1 kN [142], 1,5 kN [27], 3,5 kN [28], 2,3 kN [34], 2,6 kN [52], 2,0-4,0 kN [75], w zależności od zwarciowej zdolności łączeniowej komory gaszeniowej wyłącznika próżniowego. Potwierdza to praktykę inżynierską, według której jako siłę dociskową wyłącznika można przyjąć wartość 100 N na 1 kA wyłączanego prądu zwarciowego.

Symulacje ruchu wykonano w zmodyfikowanym modelu symulacyjnym (Rys. 3.13), w którym założono siłę oporową  $F_0$  o wartości stałej w czasie  $F_0 = 2$  kN, charakterystycznej dla docisku stykowego wyłącznika SN o prądzie wyłączanym 20 kA [85]. Symulacje wykonano dla teore-tycznego przypadku o najbardziej wymagającej charakterystyce siły obciążenia, czyli takim, w którym siła  $F_0$  = const ma wartość stałą w całym czasie trwania ruchu (w rzeczywistych apli-kacjach wyłącznikowych siła docisku stykowego jest funkcją przemieszczenia zależną od zastosowanego układu dociskowo-ryglującego). Symulacje wykonano dla napięcia kondensato-rów  $U_{\rm C} = 500$ V.



Rys. 3.17. Magnetostatyczno-mechaniczny model polowo-obwodowy ruchu cięgna napędowego siłownika w wariancie *dolna\_min2*, z siłą oporową w postaci docisku stykowego  $F_0$  = const w całym czasie trwania symulacji

W warunkach obciążenia mechanicznego (Rys. 3.18), siłownik  $z_{GD} = 55$  mm nie realizuje pełnego przemieszczenia. W chwili 6,98 ms osiągane jest maksymalne przemieszczenie cewki ruchomej 14,37 mm, a następnie, pod wpływem siły oporowej  $F_0$  następuje powrót do położenia początkowego.



Rys. 3.18. Przebieg prądu siłownika oraz przebiegi wielkości kinematycznych ruchu cewki środkowej (ruchomej) dla  $z_{GD} = 35$  mm (linie ciągłe) i dla  $z_{GD} = 55$  mm (linie przerywane), dla  $F_0 = \text{const} = 2$  kN

W przypadku siłownika o odległości pomiędzy skrajnymi cewkami nieruchomymi  $z_{GD} = 35$  mm, siła oporowa powoduje wydłużenie czasu przemieszczenia do 4,567 ms (wzrost o 36,6% względem przypadku z  $F_0 = 0$ ) i zmniejszenie maksymalnej prędkości do 4,781 m/s (spadek o 37,49 % względem przypadku z  $F_0 = 0$ ), przy zbliżonym przebiegu prądu uzwojenia siłownika (Rys. 3.19).



Rys. 3.19. Przebieg prądu siłownika oraz przebiegi wielkości kinematycznych ruchu cewki środkowej (ruchomej) dla  $z_{GD} = 35$  mm, dla  $F_0 = 0$  (linie ciągłe) i  $F_0 = \text{const} = 2$  kN (linie przerywane)

## 3.5. Podsumowanie

Przeprowadzono magnetostatyczne symulacje polowe siłownika trójcewkowego w zakresie indukcyjności, energii oraz generowanych sił. Odniesiono uzyskane wyniki do znanej z literatury konstrukcji siłownika dwucewkowego. Przeprowadzono analizę wariantów konstrukcyjnych cewek rozpatrywanego siłownika trójcewkowego w zakresie wytwarzanych w siłowniku sił oraz w zakresie efektywności wykorzystania energii zastosowanego zasobnika kondensatorowego. Dla wybranego wariantu siłownika wykonano sprzężoną symulację obwodowo-polową z odwzorowaną częścią elektryczną obwodu zasilania uzwojenia, modelem polowym siłownika oraz mechanicznym obciążeniem elementu wykonawczego siłownika. W części polowej opracowanego modelu wykorzystano polowy model geometrii uzwojenia siłownika.

Na podstawie przeprowadzonych analiz symulacyjnych sformułowano następujące wnioski i spostrzeżenia:

- Przyjęte uproszczenia, obejmujące opis rozpatrywanego układu z użyciem równań magnetostatyki oraz pominięcie efektów częstotliwościowych takich jak prądy wirowe czy wypieranie prądu, ze względu na niską częstotliwość wymuszenia prądowego są odpowiednie dla opisu rozpatrywanego siłownika.
- Zaproponowany trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny pozwala na uzyskanie większej wartości siły (Rys. 3.6) i posiada korzystniejszą (paraboliczną) charakterystykę siły

w funkcji położenia ruchomego uzwojenia, niż w przypadku siłownika dwucewkowego lub konstrukcji siłownika Thomsona.

- Korzystne jest, by cewki nieruchome siłownika były umiejscowione możliwie blisko siebie, ponieważ zapewnia to rozkład siły korzystny dla uzyskania pożądanych charakterystyk kinematycznych. Im mniejsze są odległości z<sub>GD</sub> pomiędzy cewkami nieruchomymi siłownika trójcewkowego (Rys. 3.6), tym większa co do wartości szczytowej i bardziej płaska jest charakterystyka siłowa układu cewek. W efekcie, osiągana wartość siły napędowej jest większa i mniej zależy ona od położenia cewki środkowej.
- Paraboliczny charakter siły  $F_z$  (Rys. 3.6) rozpatrywanego siłownika pozwala na kształtowanie charakterystyk kinematycznych cewek siłownika trójcewkowego dla większych skoków ( $z_s = 55-100 \text{ mm}$ ). Należy w tym celu dopasować czas trwania impulsu prądowego do czasu przemieszczenia, w taki sposób, żeby wykorzystana została możliwie duża wartość siły dla małego  $z_s$  (na opadającym zboczu charakterystyki siły) oraz niezerowa, a nawet wzrastająca wartość siły na narastającym zboczu charakterystyki (kompensując w ten sposób zanikający na opadającym zboczu charakterystyki siły prąd z zasilacza impulsowego).
- Największe wartości siły (Rys. 3.9) osiągnięto dla wariantów *plus* i *ring\_zew* ze zwiększoną liczbą zwojów cewki środkowej. W wariantach tych, maksymalna wartość siły była o 8-12% większa, niż w przypadku wariantu *bazowego*, przy 10-13% większej wartości indukcyjności uzwojenia L<sub>uzw</sub>.
- Rozpatrując warianty *min* i *plus* stwierdzono, że konstrukcja siłownika jest wrażliwa na zmianę liczby zwojów uzwojenia środkowego. Ze względu na konstrukcję siłownika i pozycję cewki ruchomej w początkowym etapie ruchu, odjęcie zwojów z dolnej cewki (jak w wariancie: *dolna\_min* i *dolna\_min2*) w niewielkim stopniu wpływa na charakte-rystykę siłową dla większych wartości z<sub>s</sub>, co jest korzystne z punktu widzenia integracji siłownika z układem prowadzenia cięgna napędowego i układem przeniesienia napędu na styki komory gaszeniowej łącznika.
- Najkorzystniejszymi (Rys. 3.11) wariantami z punktu widzenia efektywności wykorzystania energii zasobnika kondensatorowego (przełożenia tej energii na ruch siłownika) okazały warianty *plus* i *ring\_zew*, jednak z uwagi na przekroczenie w tych wariantach założonej średnicy zewnętrznej cewek (istotnej z uwagi na podziałkę biegunową łącznika), warianty te nie zostały wybrane do realizacji w dalszej części pracy.
- Odległość pomiędzy nieruchomymi cewkami  $z_{GD} = 35$  mm jest wystarczająca w odniesieniu do siłowników łączników SN. Pozwala to na uzyskanie przemieszczeń elementu

wykonawczego siłownika w zakresie 10-15 mm, w zależności od konstrukcji cewki środkowej oraz sposobu wykonania przyłączeń elementu wykonawczego z cewkami nieruchomymi.

- Na podstawie sprzężonych symulacji polowo-obwodowych wykonanych z użyciem opracowanego w tym celu modelu symulacyjnego siłownika w wybranym wariancie, nieobciążonego siłą oporową, określono jako możliwe do osiągnięcia przemieszczenia cewki ruchomej siłownika o wartości 15 mm i w czasie 3,34 ms. Wzrost siły napędowej wymagany w przypadku, gdy siłownik zostanie obciążony dodatkowymi momentami oporowymi *F*<sub>o</sub>, może być zapewniony poprzez wzrost wartości prądu w uzwojeniu siłownika, co z kolei można osiągnąć poprzez zwiększenie pojemności *C* lub napięcia ładowania zasobnika kondensatorowego *U*<sub>C</sub>.
- Rozpatrywana konstrukcja siłownika pozwala na jej skalowanie w kierunku łączników wyższych napięć. Dla większych wówczas wartości z<sub>GD</sub>, a tym samym dla większych realizowanych w siłowniku maksymalnych przemieszczeń z, siłownik traci na sile (Rys. 3.6), ale wciąż wytwarzana siła jest większa, niż ma to miejsce w przypadku konstrukcji dwucewkowych. Dla większych odstępów z<sub>GD</sub> wzrasta indukcyjność uzwojeń L<sub>uzw</sub>, prowadząc do spadku częstotliwości prądu obwodu LC (Rys. 3.1a), co może być skompensowane zmniejszeniem pojemności C zasobnika kondensatorowego. Ubytek energii w zasobniku wynikający ze zmniejszonej pojemności C można wówczas skompensować wyższym napięciem początkowym ładowania baterii kondensatorów U<sub>C</sub>. Duża liczba zwojów uzwojenia siłownika jest w tym przypadku korzystna ze względu na niższe wówczas napięcie międzyzwojowe cewek.
- Uwzględniając powyższe uwagi, a także uwzględniając możliwość zastosowania rozpatrywanego w dalszej części pracy korzystnego sposobu sprzężenia cewki środkowej z cięgnem napędowym, do dalszych badań wybrano wariant cewki środkowej *dolna\_min2*.

Przeprowadzone badania wykazały, że rozważany siłownik trójcewkowy posiada cechy konstrukcyjne i parametry siłowo-kinematyczne odpowiednie w zastosowaniu do szybkich napędów łączników średnich napięć. Przeprowadzone analizy symulacyjne i uzyskane wy-niki stanowią podstawę do realizacji dalszych badań na modelu fizycznym rozpatrywanego trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego, dla wariantu konstrukcji *dolna\_min2* wg Rys. 3.7, Tab. 3.2 o najkorzystniejszych cechach z punktu widzenia zarówno konstrukcji, jak i parametrów siłowo-kinematycznych.
# 4. Badania na modelu fizycznym siłownika trójcewkowego

## 4.1. Model fizyczny i uzwojenie robocze

Dla konstrukcji siłownika wybranej na podstawie przedstawionych wyżej analiz i symulacji polowo-obwodowych (wariant *dolna\_min2*, Rys. 3.7h) wykonano model fizyczny siłownika oraz przeprowadzono na tym modelu badania laboratoryjne. Prace te miały na celu określenie charakterystyk przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika w warunkach kinematycznie zbliżonych, pod względem przemieszczenia i sił, do warunków występujących w siłowniku elektrodynamicznym zainstalowanym w wyłączniku SN. Wykonano stanowisko laboratoryjne (Rys. 4.1) składające się z dwóch głównych części: zespołu zasobnikowo-sterującego i konstrukcji wsporczej z trójcewkowym siłownikiem elektrodynamicznym. Zespół zasobnikowo-sterujący składa się z kondensatorów *C* ładowanych z ładownicy zasilanej z sieci nN (niskich napięć), łącznika tyrystorowego *T* oraz diody zwrotnej *D*. Siłownik elektrodynamiczny składa się z uzwojenia siłownika, ruchomego rdzenia napędowego, sprężyny dociskowej i elementów mocujących.



Rys. 4.1. Schemat strukturalny zespołu zasobnikowo-sterującego i siłownika elektrodynamicznego

Uzwojenie siłownika elektrodynamicznego zlokalizowane zostało w dolnej części konstrukcji wsporczej (Rys. 4.1). Dwie cewki nieruchome (górna G i dolna D) zostały osadzone w

nieruchomych płytach bazowych i przymocowane do poprzeczek nośnych i do kolumn konstrukcyjnych. Ruchoma cewka środkowa (S) wykonana została jako swobodnie spoczywająca na cięgnie napędowym sprzężonym w górnej części z cięgnem centrującym sprężyn. Wykonany model laboratoryjny umożliwiał regulację początkowego ugięcia sprężyn, a tym samym początkowej siły oporowej, poprzez regulację stopnia opuszczenia stopy dociskowej.

Ze względów mechanicznych, jak również dla zapewnienia odpowiednich właściwości izolacji międzyzwojowej, cewki siłownika wykonano w postaci próżniowo zalewanych żywicą epoksydową dysków wykonanych nawijanym spiralnie płaskownikiem miedzianym o wymiarach przekroju poprzecznego 20 mm x 1 mm. Dla założonych parametrów kinematycznych (przemieszczenie do 15 mm, docisk stykowy do 2-3 kN, maksymalne przemieszczenie w czasie do 10 ms) i na podstawie przedstawionych wyżej analiz symulacyjnych, trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny wykonano w wariancie *dolna\_min2* (Rys. 3.7h), z 40 zwojami cewki górnej i środkowej oraz 30. zwojami cewki dolnej.

Kinematyczna charakterystyka pracy siłownika i wynikający z niej czas zadziałania napędu i w konsekwencji łącznika wymaga podania na uzwojenie siłownika impulsu prądowego o czasie trwania rzędu milisekund i o wartości szczytowej rzędu kilku kiloamperów. Dodatkowym wymaganiem jest, aby napęd był precyzyjnie (powtarzalnie) i możliwie bezzwłocznie uruchamiany. Wymagania te zostały spełnione poprzez zastosowanie wymuszenia prądowego wskutek rozładowania kondensatorowego zasobnika energii *C* na uzwojenie siłownika elektrodynamicznego  $L_{uzw}$ , co następuje w wyniku załączenia łącznika tyrystorowego *T*. Sterowanie łącznika tyrystorowego *T* realizowane jest światłowodowo, co pozwala na separację obwodu sterowania od zakłóceń towarzyszących zadziałaniu łącznika. Do ochrony przepięciowej baterii kondensatorów *C* zastosowano w układzie diodę zwrotną *D*.

### 4.1.1. Cewki robocze

Cewki robocze zaprojektowano jako płaskie dyski z otworami przelotowymi w osi cewki. Nieruchome cewki (górną G oraz dolną D) obsadzono w płytach bazowych siłownika (Rys. 4.2a), natomiast cewka środkowa (S) spoczywa na ruchomym rdzeniu napędowym. W celu przeniesienia przemieszczenia cewki ruchomej na ruchomy rdzeń napędowy, a następnie na cięgno napędowe, cewki wykonano z różną liczbą zwojów (cewki górna i środkowa mają 40 zwojów, natomiast cewka dolna ma 30 zwojów).

Wszystkie cewki wykonano jednakowym płaskownikiem miedzianym o wymiarach przekroju poprzecznego 20 mm x 1 mm oraz z izolacją zwojową wykonaną z płaskiej plecionej taśmy

bawełnianej (Rys. 4.3a). Po nawinięciu cewki zostały wzmocnione mechanicznie i elektrycznie żywicą epoksydową. Zalewanie żywicy zrealizowano w technologii próżniowej, co pozwoliło na redukcję wtrącin powietrznych, co miało na celu zapewnienie wymaganej wytrzymałości napięciowej izolacji międzyzwojowej. Przekrój zastosowanego płaskownika dobrano dla zapewnienia obciążalności prądowej przy gęstości prądu 100 A/mm<sup>2</sup> [98] odpowiadającej prądowi zwarciowemu o wartości 2 kA. Dobrana wartość powierzchni bocznej płaskownika miedzianego zapewniła również wymaganą dla cewki ruchomej powierzchnię klejenia żywicy do powierzchni płaskownika.

Pomiędzy zwojami cewek zastosowano przekładki bawełniane, co umożliwiło nasycenie się izolacji międzyzwojowej płynną żywicą, która po utwardzeniu powiązała poszczególne zwoje cewki, tworząc monolityczną konstrukcję dysku. By zwiększyć stopień nasycenia przekładki bawełnianej żywicą, a tym samym zwiększyć wytrzymałość mechaniczną i elektryczną dysku, procedurę zalewania przeprowadzono w komorze próżniowej, w podciśnieniu 1 bar. By wspomóc proces odgazowania (Rys. 4.2b i Rys. 4.2c) zastosowano specjalną żywicę Epidian 6011 o odpowiedniej gęstości (rzadkości) przeznaczoną do zalewania próżniowego. Cewki były umieszczone w podciśnieniu do chwili rozpoczęcia procesu żelowania, trwającego następnie około 60 minut.



Rys. 4.2. Cewka nieruchoma w trakcie procesu zalewania próżniowego: a) przygotowane gniazdo cewki w płycie bazowej siłownika, b) cewka na początku procesu z widocznym gazowaniem, b) cewka w trakcie procesu

Po zakończeniu procesu zalewania cewki zostały pozostawione na czas 7. dni do uzyskania związania żywicy zapewniającego pełne parametry mechaniczne i elektryczne żywicy. Uzyskane w ten sposób płyty bazowe siłownika z osadzonymi cewkami nieruchomymi (Rys. 4.3b) oraz ruchoma cewka środkowa (Rys. 4.3c) zostały zainstalowane w konstrukcji wsporczej siłownika elektrodynamicznego (Rys. 4.1).



Rys. 4.3. Cewki siłownika: a) cewka przygotowana do zalewania próżniowego, b) cewka nieruchoma umieszczona w płycie bazowej, c) cewka ruchoma po procesie zalewania próżniowego

### 4.1.2. Zespół zasobnikowo-sterujący

Do zasilenia uzwojenia siłownika wykorzystany został zespół zasobnikowo-sterujący, składający się z zasobnika kondensatorowego będącego zasobnikiem energii, układu ładowania zasobnika energii oraz układu załączania prądu siłownika elektrodynamicznego. Schemat połączeń zespołu zasobnikowo-sterującego przedstawiono na Rys. 4.4.



Rys. 4.4. Schemat elektryczny zespołu zasobnikowo-sterującego siłownika elektrodynamicznego

Jako zasobnik energii zastosowano baterię niskoindukcyjnych kondensatorów foliowych C, ładowaną do wymaganego napięcia z wykorzystaniem ładownicy. Regulacja napięcia ładowania zasobnika C odbywała się poprzez regulację przekładni autotransformatora AT zasilającego transformator podnoszący napięcie TP. W ten sposób wyprostowane napięcie na wyjściu mostka Gretza MP mogło zostać użyte do płynnej regulacji napięcia ładowania zasobnika. Energia zmagazynowana w baterii kondensatorów C wyzwalana była przez tyrystor "pastylkowy" T (6 kV, 13 kA) [148] zainstalowany w dedykowanym uchwycie dociskowym wraz z diodą zwrotną D (6,8 kV, 28 kA) [147] przyłączoną równolegle do uzwojenia siłownika. Tyrystor załączany był przez sterownik tyrystora ST, podający na bramkę tyrystora elektryczny impuls bramkowy na podstawie impulsu optycznego podanego na sterownik przy użyciu światłowodu. Wykorzystanie techniki światłowodowej pozwoliło na odseparowanie układu sterowania od zakłóceń zewnętrznych oraz wprowadzenie separacji galwanicznej pomiędzy elementami układu sterowania. Przebieg prądu uzwojenia siłownika elektrodynamicznego *i*, mierzony był wielkoprądowym bocznikiem rezystancyjnym  $R_{\rm b} = 800 \ \mu\Omega$ .

Na potrzeby badań laboratoryjnych zastosowanie baterii kondensatorów zamiast pojedynczego kondensatora zapewniło elastyczność w doborze odpowiedniej pojemności i napięcia ładowania zasobnika energii. Ze względu na wymogi prądowe, wykorzystano w tym celu niskoindukcyjne kondensatory foliowe (600 V, 3,6 kA, 55 nH) [149]. Zastosowana w układzie dioda zwrotna D jest dodatkowym zabezpieczeniem przepięciowym, umożliwiając zastosowane w zasobniku kondensatorów elektrolitycznych o odpowiednich parametrach.

Liczba kondensatorów	Konfiguracja połączenia	Wynikowa pojemność	Maksymalne napięcie pacy	Zmagazyno- wana energia
9	3R x 3SZ	1000 µF	1800 V	1620 J
12	3R x 4SZ	750µF	2400 V	2160 J
12	6R x 2SZ	3000 µF	1200 V	2160 J

Tab. 4.1. Przykładowe topologie połączeń kondensatorów

Dla zastosowania opisanych wyżej elementów zespołu zasobnikowo-sterującego w rozpatrywanym modelu laboratoryjnym, elementy te zostały zamocowane na płycie tekstolitowej o grubości 10 mm i o wymiarach 590 mm x 590 mm (Rys. 4.5a).



Rys. 4.5. Płyta zasobnika kondensatorowego: a) projektowana lokalizacja elementów, b) końcowa realizacja laboratoryjna zasobnika o parametrach  $C = 1 \text{ mF} \text{ i } U_{\text{Cmax}} = 1800 \text{ V}$ 

Centralna cześć płyty została przeznaczona na dwurzędową baterię kondensatorów, z przewidzianym dodatkowym miejscem stanowiącym "rezerwę" przeznaczoną na ewentualny trzeci rząd kondensatorów (umożliwiając rozbudowę układu). Po jednej stronie płyty (lewa strona na Rys. 4.5b) ulokowano stos półprzewodnikowy tyrystora *T* i diody zwrotnej *D*. Po drugiej stronie płyty (prawa strona na Rys. 4.5b), w miejscu rezerwy na ewentualny trzeci rząd kondensatorów zainstalowano układ ładowania obejmujący mostek prostowniczy MP i rezystor  $R_0$  ograniczający prąd ładowania. Zastosowanie tyrystora *T* i diody zwrotnej *D* w wykonaniu "pastylkowym" wymagało umieszczenia tych elementów w uchwycie zapewniającym odpowiednią siłę dociskową. Układ zasobnika, wraz z baterią kondensatorów o parametrach 1 mF i 1800 V, zaprezentowano na Rys. 4.5b.

## 4.1.3. Konstrukcja wsporcza i przeniesienie napędu

Wykonane stanowisko badawcze składa się z dwóch głównych układów: siłownika elektrodynamicznego zlokalizowanego w dolnej części konstrukcji (Rys. 4.1) oraz układu obciążenia mechanicznego zlokalizowanego w górnej części konstrukcji. Zadaniem układu obciążenia mechanicznego jest odwzorowanie kinematyki styku ruchomego wyłącznika próżniowego SN. W celu odwzorowania warunków pracy styku ruchomego, obciążenie mechaniczne wykonano w postaci stopy dociskowej oraz stosu talerzowych sprężyn dociskowych.

Konstrukcja wsporcza (Rys. 4.6) została wykonana z czterech C-kształtnych profili aluminiowych tworzących kolumny konstrukcji, oraz poprzeczek nośnych, do których zamontowane zostały płyty bazowe, do których z kolei przytwierdzono m. in. zalane żywicą nieruchome cewki siłownika. Poprzeczki zamocowane zostały do kolumn przy użyciu śrub, które zostały "wpuszczone" do frezowanych podłużnych otworów w osi kolumn. Dzięki takiemu montażowi możliwe było uzyskanie precyzyjnego ustawienia wzajemnych odległości pomiędzy poszczególnymi płytami bazowymi.

Znajdująca się w górnej części konstrukcji stopa dociskowa (Rys. 4.6a) umożliwiła obciążenie rdzenia ruchomego siłownika siłą oporową  $F_0$ , poprzez wstępne ugięcie stosu sprężyn dociskowych znajdujących się pomiędzy ruchomym rdzeniem, a stopą dociskową. Gwintowany trzon stopy dociskowej wykonany został z poskokiem 1 mm, co pozwoliło na precyzyjne ustawienie ugięcia sprężyn, a tym samym również na precyzyjne ustawienie oddziałującej na cewki ruchome siły oporowej, zgodnie z zależnością: jeden obrót to 1 mm ugięcia sprężyn dociskowych. W trakcie operacji na otwieranie stos sprężyn jest ściskany, co pozwala na kinematyczne odwzorowanie warunków pracy napędu związane z pokonywaniem siły docisku stykowego, co z kolei związane jest z działaniem układu ryglowania.



Rys. 4.6. Konstrukcja wsporcza siłownika: a) układ przeniesienia napędu oraz obciążenia siłownika, b) montaż płyt bazowych

Przeniesienie napędu z cewki ruchomej na cięgno napędowe jest realizowane przez wykonany w tym celu rdzeń paramagnetyczny, przemieszczający się pomiędzy płytami bazowymi siłownika elektrodynamicznego. By zapewnić odpowiednie prowadzenie rdzenia, średnice otworów przelotowych w płytach bazowych cewek dolnej i górnej zostały dopasowane do średnicy zewnętrznej ruchomego rdzenia (Rys. 4.7).



Rys. 4.7. Rdzeń ruchomy, na którym spoczywa cewka środkowa siłownika

Do górnego krańca rdzenia (Rys. 4.7) przyłączony został element centrujący stosu sprężyn dociskowych (Rys. 4.6a), natomiast w dolej części rdzenia, na kołnierzu rdzenia spoczywa cewka ruchoma. Ze względu na większą średnicę kołnierza, liczba zwojów cewki dolnej została zmniejszona przez odjęcie zwojów z wewnętrznej strony cewki dolnej. W dalszych krokach badawczych, element centrujący może być zastąpiony np. izolacyjnym cięgnem, umożliwiającym realizację przemieszczenia styku ruchomego komory gaszeniowej.

Zastosowanie materiału paramagnetycznego jako materiału rdzenia oraz zastosowanie promieniowych nacięć rdzenia spełniło zadanie zminimalizowania oddziaływania elektrodynamicznego pochodzącego od prądów wirowych indukowanych w rdzeniu od pola magnetycznego z cewek siłownika.

# 4.2. Charakterystyka siłowa sprężyn dociskowych

Określenie wymogów siłowych dla badanego siłownika elektrodynamicznego wymagało wykonania pomiarów mechanicznych, umożliwiających w szczególności analizę sił oporowych, które napęd ma za zadanie przezwyciężyć w czasie pracy na otwieranie lub na zamykanie. Jako punkt odniesienia przyjęto siłę docisku stykowego próżniowego wyłącznika SN. Celem tej części badań było odwzorowanie na stanowisku laboratoryjnym sił oporowych, zbliżonych do tych, które występują w komercyjnych wyłącznikach próżniowych SN wyposażonych w mechanizmowe napędy zasobnikowo-sprężynowe.

W tym celu zmierzono charakterystykę cięgna izolacyjno-napędowego fabrycznego próżniowego wyłącznika SN o parametrach znamionowych 12 kV/1250 A/31,5 kA, a następnie na tej podstawie określono charakterystyki siłowe różnych konfiguracji stosów sprężyn talerzowych, wykorzystanych następnie w budowie stanowiska laboratoryjnego.

## 4.2.1. Cechy mechaniczne sprężyny dociskowej wyłącznika próżniowego SN

Do określenia charakterystyki siłowej stosu sprężyn dociskowych zainstalowanych w cięgnie izolacyjno-napędowym bieguna wyłącznika próżniowego SN 12 kV/1250 A/31,5 kA (Rys. 4.8a) wykorzystano maszynę wytrzymałościową (Rys. 4.8b). Wykonano próbę ściskania oraz relaksacji stosu sprężyn, a następnie wyniki obydwu tych pomiarów uśredniono.

Wartość współczynnika sprężystości określono na podstawie współczynnika kierunkowego linii trendu dopasowanych do uśrednionej charakterystyki siłowej stosu sprężyn. Czas trwania próby wynosił 60 s, co pozwoliło uzyskać quasi-statyczne oddziaływanie siły, z szybkością zmiany ugięcia 0,1 mm/s, w ten sposób minimalizując wpływ wzajemnego tarcia ogniw stosu.



Rys. 4.8. Cięgno izolacyjno-napędowe bieguna wyłącznika próżniowego SN 12 kV/1250 A/31,5 kA: a) badane cięgno w uchwytach montażowych, b) stanowisko pomiarowe maszyny wytrzymałościowej

Zarejestrowana charakterystyka stosu sprężyn dociskowych (Rys. 4.9) ma przebieg łamany. W zakresie dużych ugięć sprężyny współczynnik sprężystości wynosi 0,3 kN/mm, natomiast w zakresie małych ugięć, czyli na początku charakterystyki, współczynnik ten wynosi 4,46 kN/mm. Biorąc pod uwagę całą charakterystykę sprężyny cięgna napędowego wyłącznika, współczynnik zmienności siły od ugięcia stosu sprężyn określono jako  $c_{wył} = 0,46$  kN/mm.



Rys. 4.9. Charakterystyka siły stosu sprężyn dociskowych w funkcji ugięcia, dla próby ściskania i relaksacji wykonanej dla cięgna fabrycznego wyłącznika próżniowego SN 12 kV/1250 A/31,5 kA

### 4.2.2. Współczynnik sprężystości stosu sprężyn talerzowych

Ze względu na wymaganą sztywność i względnie niską wartość skoku elementu wykonawczego siłownika (co jest typowe dla komór próżniowych w wyłącznikach SN) zdecydowano, że konstrukcja stosu sprężyn dociskowych zostanie wykonana w oparciu o zastosowanie sprężyn talerzowych. Dla osiowego prowadzenia i odkształcenia stosu, ogniwa sprężyny zostały nawleczone na element centrujący (Rys. 4.6a). Statyczna charakterystyka siłowa w funkcji ugięcia stosu sprężyn została zmierzona w układzie pomiarowym stopy dociskowej oraz wzorcowanego przetwornika siły Asix FB10K [151], z zakresem pomiarowym do 10 kN.

Charakterystykę wyznaczono na opracowanym w tym celu stanowisku pomiarowym (Rys. 4.10a) poprzez stopniowe opuszczanie stopy dociskowej z krokiem 0,5 mm (0,5 obrotu stopy dociskowej), uzyskując stopniowe ugięcie stosu sprężyn w zakresie od 0 mm do 6 mm. Precyzyjna regulacja zadanej siły została zapewniona przez zastosowanie drobnozwojnego gwintu śruby prowadzącej mechanizm stopy dociskowej, z poskokiem zwojowym 1 mm.



Rys. 4.10. Pomiar statycznej charakterystyki siłowej stosu sprężyn dociskowych: a) układ pomiarowy; b) ułożenie ogniw w wariantach 12,16 i 18 elementów; c) ułożenie ogniw w wariancie podwójnym z 18. elementami

Charakterystykę siłową stosu sprężyn zmierzono w dwóch kierunkach: dla opuszczania i podnoszenia stopy dociskowej, co odpowiada próbie ściskania i relaksacji stosu sprężyn. Do obliczonej wartości średniej z pomiarów siły i ugięcia w obu kierunkach dopasowano linię trendu.

a)

Pomiary siłowe przeprowadzono dla 4. wariantów stosów sprężyn: 12, 16 i 18 ogniw ułożonych pojedynczo (Rys. 4.10b) oraz dla wariantu z 18. ogniwami ułożonymi podwójnie (Rys. 4.10c). Zmierzone charakterystyki siłowe dla powyższych wariantów, wraz z obliczonymi współczyn-nikami sprężystości stosów, przedstawiono na Rys. 4.11.



Rys. 4.11. Charakterystyka siłowa wariantów stosu sprężyn dociskowych, dla pomiarów w układzie z Rys. 4.10

Ze względu na jednorodność elementów stosu pojedynczego, zmierzona charakterystyka siłowa jest liniowa. Dopasowana do punktów pomiarowych prostoliniowa linia trendu pozwoliła na określenie współczynnika sprężystości: 0,63 kN/mm dla stosu 12. ogniw; 0,49 kN/mm dla stosu 16. ogniw; 0,45 kN/mm dla stosu 18. ogniw oraz 0,4 kN/mm dla stosu 20. ogniw. Dla stosu podwójnego, ze względu na obecność pojedynczych elementów w szczycie i w podstawie stosu, zmierzona charakterystyka jest zbliżona do linii prostej, gdzie dla wielomianu opisującego linię trendu współczynnik członu o najwyższej potędze jest znacznie niższy od współczynnika członu o pierwszej potędze (będącego składnikiem prostoliniowym wielomianu). Współczynnik sprężystości dla stosu podwójnego został więc przyjęty jako 0,77 kN/mm.

Do uśrednionego współczynnika sprężystości stosu sprężyn bieguna wyłącznika próżniowego  $c_{wyl} = 0,46$  kN/mm (Rys. 4.9) najbardziej zbliżonym okazał się stos sprężyn talerzowych składający się z 18. ogniw, dla którego  $c_s = 0,45$  kN/mm. Stos ten został więc wykorzystany w dalszych pomiarach laboratoryjnych jako źródło siły oporowej  $F_0$ .

### 4.3. Identyfikacja parametrów pętli prądowej

Dla przedstawionych w dalszej części pracy badań symulacyjnych na opracowanym modelu obwodowo-polowym (patrz Rozdział 3.4), wymagane jest określenie parametrów obwodu rozładowania baterii kondensatorów na uzwojenie badanego siłownika elektrodynamicznego. Poniżej przedstawiono wyniki pomiarów, które umożliwiły określenie parametrów zastępczych *LCR* szeregowego obwodu prądowego uzwojenia siłownika i zasobnika kondensatorowego. Parametry *LR* obwodu określono dla wybranej konfiguracji (wariantu *dolna\_min2*, Tab. 3.2 oraz dla zastosowanej w dalszych badaniach pojemności baterii niskoindukcyjnych kondensatorów C = 3 mF. Schemat zastępczy rozpatrywanego układu zasobnika kondensatorowego wraz z modelem LR uzwojenia siłownika został przedstawiony na Rys. 4.12.



Rys. 4.12. Schemat obwodowy zasobnika kondensatorowego wraz z uzwojeniem siłownika

Przyjęty powyżej model pętli prądowej rozładowania zasobnika energii na uzwojenie siłownika został użyty w dalszej części rozprawy w celu uzyskania zgodnego z modelem laboratoryjnym odwzorowania przebiegu prądu w modelu symulacyjnym.

### 4.3.1. Analiza z wykorzystaniem symulacji harmonicznej

Do wyznaczenia parametrów *LR* uzwojenia siłownika w funkcji częstotliwości (Rys. 4.13) wykonano analizę rozkładu pola elektromagnetycznego w dziedzinie częstotliwości [84]. W tym celu wykonano model polowy siłownika elektrodynamicznego, przyjmując za punkt wyjściowy wybrany wcześniej wariant *dolna\_min2* (Rozdział 3.3), dla którego odwzorowano strukturę zwojową siłownika. Model symulacyjny wykonano jako dwuwymiarowy model osiowosymetryczny.



Rys. 4.13. Uzyskana symulacyjnie charakterystyka indukcyjności  $L_{uzw}$  i rezystancji  $R_{uzw}$  uzwojenia siłownika w funkcji częstotliwości, dla  $z_s = 1 \text{ mm}$  (linia ciągła) i  $z_s = 15 \text{ mm}$  (linia przerywana)

Dla przyjętych parametrów cewek oraz ich wzajemnego rozmieszczenia obliczono symulacyjnie indukcyjność  $L_{uzw}$  oraz rezystancję  $R_{uzw}$  uzwojenia siłownika dla podstawowej częstotliwości 200 Hz, charakterystycznej dla przebiegu prądu siłownika przy zastosowaniu zasobnika o pojemności C = 3 mF (Rys. 4.14b). Dla położenia początkowego cewki ruchomej  $z_{\rm S} = 1 \text{ mm}$ , otrzymano wartości:  $L_{uzw} = 285 \mu\text{H}$ ,  $R_{uzw} = 45,1 \text{ m}\Omega$ . Dla końcowego położenia cewki ruchomej  $z_{\rm S} = 15 \text{ mm}$ , otrzymano, odpowiednio:  $L_{uzw} = 229 \mu\text{H}$ ,  $R_{uzw} = 45,4 \text{ m}\Omega$ .

### 4.3.2. Analiza przebiegu prądu uzwojenia siłownika

Jako model pętli prądowej rozładowania pojemności zasobnika kondensatorowego na uzwojenie siłownika przyjęto obwód przedstawiony na Rys. 4.12, składający się z modelu baterii kondensatorów zasobnika, modelu układu wyzwalania zasobnika oraz modelu zastępczego uzwojenia trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego. Model wykonano w programie Matlab/Simulink, a następnie przeprowadzono identyfikację parametrów modelu na podstawie analizy zmierzonego przebiegu prądu i(t) (Rys. 4.14b), występującego w układzie wskutek rozładowania baterii kondensatorów o pojemności C = 3 mF na uzwojenie siłownika. Elementy półprzewodnikowe zamodelowano odwzorowując charakterystyki napięciowo-prądowe tych elementów zgodnie z dokumentacją dostarczoną przez producenta [147], [148]. Analiza przebiegu prądu pozwoliła na identyfikację parametrów modelu pętli prądowej w dwóch okresach analizowanego przebiegu prądu rozładowania: oscylacyjnego rozładowania pojemności *C* przez tyrystor *T* na uzwojenie siłownika, a następnie wykładniczego rozładowania energii indukcyjności L przez diodę zwrotną D. W pierwszym kroku zidentyfikowano parametry pętli prądowej ( $L = L_{uzw} + L_z$  i  $R = R_{uzw} + R_z$ ), natomiast w drugim kroku zidentyfikowano parametry uzwojenia siłownika ( $L_{uzw}$  i  $R_{uzw}$ ) i układu zasobnika i zasilacza ( $L_z$  i  $R_z$ ).



Rys. 4.14. Identyfikacja parametrów modelu pętli prądowej rozładowania pojemności zasobnika kondensatorowego na uzwojenie siłownika: a) schemat modelu symulacyjnego; b) porównanie przebiegu prądu i(t) obliczonego i zmierzonego, dla  $z_{\rm S} = 1$ mm

Identyfikację parametrów modelu wykonano na podstawie przebiegu prądu zmierzonego dla dwóch przypadków. W pierwszym przypadku przyjęto wartość napięcia początkowego ładowania kondensatorów  $U_{\rm C} = 250 \,{\rm V}$  i wartość położenia początkowego cewki ruchomej  $z_{\rm S} = 1$  mm, natomiast w drugim przypadku przyjęto, odpowiednio,  $U_{\rm C} = 300$  V i  $z_{\rm S} = 15$  mm. Ze względu na charakter oddziaływania pomiędzy cewkami siłownika (istotność pierwszej części przebiegu prądu będącego wymuszeniem ruchu siłownika), poszukiwano przede wszystkim parametrów modelu zapewniających zgodność wyników symulacji z pomiarem w okresie oscylacyjnym przebiegu prądu, czyli od momentu inicjacji wymuszenia do szczytu prądu, gdyż w tym okresie występuje rozpędzanie cewki ruchomej siłownika, a tym samym cięgna napędowego wyłącznika. Rozbieżności w przebiegu prądu uzyskanego obliczeniowo i pomiarowo w przedziale 2-10 ms można tłumaczyć występującym w tym przedziale ruchem cewki środkowej wraz z rdzeniem cięgna napędowego (Rys. 4.7), który w modelu symulacyjnym nie został uwzględniony. Dodatkowymi uproszeniami jest pominięcie procesów cieplnych wpływających na wynikową rezystancję zastępczą obwodu (zmienną w czasie) oraz efektu naskórkowego i zbliżeniowego. Dla położenia początkowego cewki ruchomej  $z_{\rm S} = 1$  mm, otrzymano wartości:  $L_{uzw} = 300 \ \mu\text{H}, R_{uzw} = 36,4 \ \text{m}\Omega$ , a dla położenia końcowego  $z_{\text{S}} = 15 \ \text{mm}$ , otrzymano odpowiednio:  $L_{uzw} = 241 \ \mu H$ ,  $R_{uzw} = 36,4 \ m\Omega$ . Uzyskane wartości elementów zastępczych przedstawiono w Tab. 4.2, w kolumnach sym obw.

	$R_{uzw} [m\Omega]$ (sym_obw)	R <sub>uzw</sub> [mΩ] (sym_harm)	Luzw [µH] (sym_obw)	L <sub>uzw</sub> [µH] (sym_stat)	L <sub>uzw</sub> [µH] (sym_harm)
$z_{\rm S} = 1  \rm mm$	36,4	45,1	308	310	285
$z_{\rm S} = 15 {\rm mm}$	36,4	45,4	234	250	229

Tab. 4.2. Indukcyjność Luzw oraz rezystancja Ruzw uzwojenia siłownika uzyskane różnymi metodami

Wartości elementów zastępczych pętli prądowej uzyskane obiema przedstawionymi wyżej metodami zestawiono w Tab. 4.2. Indukcyjność  $L_{uzw}$  obliczona z użyciem modelu polowego dla warunków statycznych jest większa niż dla analizy harmonicznej, co wynika stąd, że w analizie harmonicznej uwzględniono wpływ efektów częstotliwościowych, takich jak efekt naskórkowy oraz zbliżeniowy, wpływających na rozkład gęstości prądu w przekroju poprzecznym zwoju. Przyjęte uproszczenia w równaniach rozwiązywanych w symulacjach statycznych powodują, że wyniki obliczeń indukcyjności *sym\_stat* i *sym\_harm* dla obu odległości  $z_S$  różnią się pomiędzy sobą o 9%. Wynik  $L_{uzw}$  uzyskany metodą analizy obwodowej (*sym\_obw*) powinien być zbliżony do wyniku z symulacji harmonicznej *sym\_harm*, jako modelu lepiej odwzorowującego naturę zjawisk fizycznych zachodzących w trakcie przewodzenia prądu zmiennego. Rozbieżności spowodowane są uwarunkowaniami warsztatowymi, np. nieidealnie spiralnie prowadzonymi zwojami, czy nieidentycznymi odstępami miedzyzwojowymi. W *sym\_obw*, przez analizę prądu uzwojenia, w naturalny sposób uwzględniane są również parametry obwodowe doprowadzeń prądowych cewek i innych elementów obwodu, zwiększając zidentyfikowane tą metodą wartości parametrów elementów obwodu.

Uzyskana powyżej struktura modelu obwodowego oraz parametry elementów zastępczych pętli prądowej rozładowania zasobnika energii na uzwojenie siłownika (Rys. 4.12), zostaną użyte w dalszej części rozprawy w celu uzyskania zgodnego z modelem laboratoryjnym odwzorowania w modelu symulacyjnym przebiegu prądu i zależnego od prądu przebiegu siły napędowej siłownika. Zgodnie z równaniami (3.5) i (3.6) widoczna na Rys. 4.14b rozbieżność przebiegów prądu uzyskanych z symulacji oraz z pomiaru, wynika z indukowanej w uzwojeniu siłownika siły elektromotorycznej w wyniku ruchu cewki. Z tego względu model obwodowy pętli rozładowania baterii kondensatorów, dla wyższej dokładności odwzorowania prądu, zostanie w dalszej części pracy rozbudowany dla uwzględnienia tego efektu.

## 4.4. Pomiary przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika

Pomiar przemieszczenia oraz dynamiki ruchu elementu wykonawczego siłownika (rdzenia) przeprowadzono dla warunków kinematycznych odwzorowujących warunki pracy fizycznego

siłownika jako elementu napędu łącznikowego (występującego w łącznikach komercyjnych). Pomiary przemieszczenia przeprowadzono dla różnych początkowych sił oporowych oraz dla różnych odważników reprezentujących masę styku ruchomego, znajdującego się w komorze gaszeniowej wyłącznika. W tym celu opracowano stanowisko laboratoryjne przedstawione na Rys. 4.15.



Rys. 4.15. Stanowisko badawcze do pomiaru dynamiki elementu wykonawczego siłownika elektrodynamicznego

W opracowanym stanowisku laboratoryjnym rdzeń siłownika został połączony z elementem centrującym stosu sprężyn dociskowych (Rys. 4.1), co pozwoliło na regulację momentu oporowego poprzez wstępne ugięcie stosu sprężyn. Wielkościami mierzonymi były: prąd uzwojenia siłownika *i* oraz przemieszczenie ruchomego rdzenia *d*. Prąd pochodzący z rozładowania zasobnika kondensatorowego mierzono przy użyciu wielkoprądowego bocznika rezystancyjnego  $R_{\rm b} = 800 \ \mu\Omega$  (Rys. 4.12).

Położenie ruchomego rdzenia siłownika rejestrowano przy użyciu optycznego i rezystancyjnego przetwornika przemieszczenia. Przetworniki te zamontowano na końcu ruchomego rdzenia (Rys. 4.16). Powierzchnia odbłyskowa optycznego czujnika przemieszczenia została zainstalowana na czole rdzenia ruchomego siłownika. W próbach bez obciążenia, stopa dociskowa została ustawiona tak, by dotykała do cięgna prowadzącego sprężyny talerzowe, stabilizując położenie ruchomego rdzenia siłownika.



Rys. 4.16. Konstrukcja wsporcza z siłownikiem elektrodynamicznym w trakcie prób laboratoryjnych

Pomiary poprzedzone zostały przeprowadzeniem regulacji dystansów pomiędzy poszczególnymi płytami bazowymi konstrukcji wsporczej. Celem regulacji była kompensacja tolerancji wykonanych detali i pasowania elementów składowych, co pozwoliło na zapewnienie osiowego prowadzenia rdzenia wykonawczego siłownika.

## 4.4.1. Rejestracja przemieszczenia

Ze względu na wysoką dynamikę ruchu badanego siłownika, rejestrację występujących w badanym układzie pomiarowym prędkości i przemieszczeń wykonano przy użyciu przetwornika optycznego. Zastosowano w tym celu przetwornik optyczny składający się z głowicy optycznej i układu elektronicznego (Rys. 4.17a) realizującego przetwarzanie i kondycjonowanie sygnału. Pomiar przemieszczenia wykonywany był bezkontaktowo, w sposób nie wymagający mechanicznego sprzężenia przetwornika z obiektem. By określić opóźnienia wprowadzane przez elektroniczny układ przetwornika optycznego, a także skalibrować charakterystykę przetwarzania przetwornika, przeprowadzono pomiary kalibrujące oraz pomiary konfrontujące przemieszczenie zarejestrowane z wykorzystaniem optycznego i potencjometrycznego przetwornika drogi (Rys. 4.18).

Metoda potencjometryczna pomiaru przemieszczenia bazuje na mostku H, składającym się z dwóch potencjometrów: w pierwszym potencjometrze suwak sprzężony jest mechanicznie z cięgnem napędowym przy użyciu elastycznego połączenia o odpowiedniej sztywności, drugi potencjometr pełni rolę kompensacji mostka (regulacji zera sygnału pomiarowego). Uzyskany sygnał niezrównoważenia mostka jest bezpośrednio podawany do urządzeń rejestracyjnych. W przypadku potencjometrycznego przetwornika drogi, tor przetwarzania sygnału nie posiada więc układów elektronicznych stosowanych w przetworniku optycznym.

Przetwornik optyczny posiada skalibrowaną, udostępnianą przez producenta nieliniową charakterystykę przetwarzania  $u_{wy} = u_{wy}(d)$  [150] (Rys. 4.17b). Dla zapewnienia odpowiedniej dokładności pomiaru dokonano kalibracji charakterystyki przetwarzania zastosowanego przetwornika optycznego, korzystając w tym celu z emisyjności powierzchni odblaskowej zainstalowanej na cięgnie napędowym. Ze względu na kształt charakterystyki przetwarzania przetwornika, zakres rejestracji przemieszczenia z wymaganą rozdzielczością i dokładnością wynosił około 7 mm.



Rys. 4.17. Optyczny przetwornik drogi: a) sensor z elektronicznym układem przetwarzającym, b) charakterystyka przetwarzania

W przypadku pomiaru z użyciem przetwornika potencjometrycznego, ze względu na brak zdefiniowanej charakterystyki przetwarzania sygnału wyjściowego mostka potencjometrycznego dla zadanego przemieszczenia, wykonano określenie czułości przetwarzania mostka. W tym celu zadano przemieszczenie zdefiniowane przy użyciu stopy dociskowej uginającej stos sprężyn dociskowych ze znanym i stałym przemieszczeniem (1 mm/obrót). Dla tak określonego przemieszczenia wyznaczono wartość współczynnika skalującego, wynoszącą 120 mV/mm.



Rys. 4.18. Prąd *i* i przemieszczenie *d* zarejestrowane przetwornikiem optycznym  $d_{po}$  oraz potencjometrycznym  $d_{pr}$  dla napięcia ładowania zasobnika kondensatorowego:  $U_{C} = 200$  V i  $U_{C} = 400$  V; C = 3 mF

Na Rys. 4.18 widoczna jest zgodność wyników pomiarów uzyskanych z użyciem obu przetworników. Zastosowany w przetworniku optycznym układ elektroniczny nie wprowadza istotnych opóźnień przetwarzania. Oba przetworniki podobnie odwzorowują moment rozpoczęcia przemieszczenia około 1 ms i dobrze oddają ogólny charakter przebiegu przemieszczenia. Nie jest widocznie istotne zniekształcenie wartości maksymalnej przemieszczenia, a poziomy odniesienia sygnału przed i po pomiarze mają tę samą wartość. Oznacza to, że w przeniesieniu ruchu nie są obserwowane luzy w pasowaniach mechanicznych elementów ruchomych siłownika.

Przesunięcie czasowe wartości maksymalnej przemieszczenia uzyskanego z przetwornika potencjometrycznego  $d_{pr}$  względem przemieszczenia uzyskanego z przetwornika optycznego  $d_{po}$ , szczególnie dla wyższej wartość napięcia 500 V, spowodowane jest z ugięciem i sprężynowaniem elastycznego łącznika sprzęgającego potencjometr w przetworniku potencjometrycznym, z cięgnem napędowym. Zastosowanie tego łącznika, sprzęgającego w przypadku pomiaru metodą potencjometryczną, ma na celu zapobiegnięcie uszkodzeniu ścieżki przewodzącej potencjometru podczas nieosiowego przemieszczenia cięgna napędowego w trakcie ruchu. Brak konieczności mechanicznego sprzężenia przetwornika optycznego z przemieszczającym się cięgnem napędowym (przy jednoczesnym braku istotnego opóźnienia przetwarzania sygnałów optycznych), czyni metodę pomiaru przemieszczenia z użyciem przetwornika optycznego bardziej wiarygodną. Z kolei wysoka dynamika przemieszczenia rdzenia napędowego i związany z nią efekt sprężynowania sprzęgu suwaka potencjometru z ruchomym rdzeniem siłownika (Rys. 4.16) eliminuje możliwość zastosowania metody potencjometrycznej do pomiaru przemieszczenia.

W dalszych badaniach wykorzystano optyczny przetwornik drogi wraz ze zmierzoną charakterystyką przetwarzania (Rys. 4.17b).

#### 4.4.2. Pomiary rozruchowe dla zmiennego wymuszenia prądowego

Uzyskane przemieszczenie cięgna napędowego jest funkcją m. in. przebiegu i czasu trwania siły napędowej, zależnej od wartości prądu podanego na cewki siłownika z zasobnika kondensatorowego. W danym obwodzie zasilania (Rys. 4.4) wartość szczytowa prądu zależy od ilości zmagazynowanej energii w zasobniku kondensatorowym, a ta jest funkcją pojemności i napięcia ładowania baterii kondensatorów. W trakcie prób laboratoryjnych rejestrowano przemieszczenie elementu wykonawczego dla różnych wartości napięcia ładowania baterii kondensatorów C = 3 mF, o wartościach:  $U_{\rm C} = 200$  V, 300 V, 400 V z odchyleniem ±2%. Podczas pomiarów początkowa odległość środka cewki ruchomej od środka cewki dolnej wynosiła  $z_{\rm S} = 6$  mm. W trakcie pomiarów rozruchowych siłownik nie był obciążony początkową siłą oporową ( $F_{\rm op} = 0$ ), a siła hamująca pojawiała się wraz z przemieszczeniem cięgna napędowego, proporcjonalnie do ugięcia stosu sprężyn dociskowych o współczynniku sprężystości  $c_{\rm s}$ . Uzyskane przebiegi prądu uzwojenia siłownika *i* oraz uzyskane charakterystyki przemieszczenia *d* rdzenia rejestrowanego z wykorzystaniem optycznego przetwornika drogi dla różnych wartości napięć ładowania baterii kondensatorów, przedstawiono na Rys. 4.19.



Rys. 4.19. Prąd *i* i przemieszczenie *d* dla rożnych napięć  $U_{\rm C}$  ładowania baterii kondensatorów  $C = 3 \, {\rm mF}$ 

Wraz ze wzrostem wartości szczytowej wymuszenia prądowego *i* i związanym z tym wzrostem siły napędowej działającej na cewkę ruchomą, wzrasta maksymalne przemieszczenie *d*. Ruch cięgna napędowego rozpoczyna się w czasie 1,08 ms, szczytowe przemieszczenie uzyskiwane jest w około 6,7 ms, natomiast ponowne zejście styków występuje w 10,82 ms od chwili inicjacji przepływu prądu w uzwojeniu siłownika. Większe przemieszczenie i mocniejsze ugięcie stosu sprężyn dociskowych powoduje powstanie większej siły reakcji stosu sprężyn dociskowych, a poprzez to bardziej dynamicznego powrotu cewki ruchomej do położenia wyjściowego, co jest widoczne w bardziej stromym zboczu przemieszczenia w fazie powrotu cewki do położenia początkowego (Rys. 4.19). Odczytane współrzędne szczytów prądu i przemieszczenia zestawiono w Tab. 4.3. Dla przebiegów wyznaczono również maksymalne prędkości przemieszczenia, dopasowując funkcję liniową (Rys. 4.19, linia przerywana), dla której uzyskany współczynnik kierunkowy interpretowany jest jako prędkość ruchu na danym odcinku.

Napięcie ładowania [V]	Energia w zasobniku [J]	Wartość szczytowa prądu [kA]	Czas do warto- ści szczytowej prądu [ms]	Maksymalne przemieszczenie [mm]	Prędkość [m/s]
200	60	0,543	1,32	1,26	0,320
300	135	0,816	1,32	2,88	0,707
400	240	1,093	1,32	5,90	1,391

Tab. 4.3. Współrzędne wartości szczytowych prąduioraz przemieszczenia d

Na podstawie pomiarów dla różnych napięć ładowania (Tab. 4.3) określono orientacyjną wydolność impulsową zastosowanej baterii kondensatorów o pojemności C = 3 mF, będącej zasobnikiem energii dla badanego siłownika elektrodynamicznego. Wynosi ona około 270 A wartości szczytowej impulsu prądu uzyskiwanych z każdego 100 V napięcia ładowania baterii kondensatorów.

## 4.5. Wpływ masy stykowej na przebiegi przemieszczenia

W celu odzwierciedlenia warunków kinematycznych siłownika odpowiadających napędom łącznikowym, nad stosem sprężyn dociskowych (Rys. 4.16) zainstalowano odważnik odwzo-rowujący masę stykową  $m_s$ . Masa styku ruchomego wyłącznika zależy głównie od parametrów prądowych komory gaszeniowej i dla wyłączników SN wynosi od kilkuset gramów do około 2 kg. Masa styku ruchomego komory gaszeniowej o parametrach wyłącznika 12 kV/2500 A/25 kA wynosi 1,1 kg [85], bez uwzględnienia masy cięgna izolacyjnego. Wpływ

masy stykowej na przebiegi przemieszczenia cięgna napędowego siłownika obciążonego masą stykową zaprezentowano na Rys. 4.20.



Rys. 4.20. Wpływ masy stykowej  $m_s$  na przemieszczenie d cięgna napędowego dla  $F_{op} = 0$ ,  $U_C = 400$  V, C = 3 mF

Dodanie masy stykowej opóźnia chwilę oraz wartość szczytową przemieszczenia, a także zmienia częstotliwość drgań własnych po powrocie cięgna napędowego do pozycji wyjściowej (3.15). Efekt dodania masy jest zauważalny, dlatego dalsze badania laboratoryjne były prowadzone z uwzględnieniem masy stykowej, dla której przyjęto wartość  $m_s = 1$  kg jako zbliżoną do typowej wartości występującej w wyłącznikach SN [85].

W przypadku masy  $m_s = 2$  kg, w przebiegu przemieszczenia obserwowane jest wyłącznie przesunięcie w czasie, natomiast nie jest widoczny efekt obniżenia wartości szczytowej, występujący dla  $m_s = 1$  kg. Może być to spowodowane faktem swobodnego spoczywania cewki środkowej na ruchomym rdzeniu napędowym (Rys. 4.6, Rys. 4.7) i w ten sposób zmianie wartości przemieszczanej masy w trakcie ruchu (układ dynamiczny o zmiennej masie).

#### 4.6. Wpływ początkowej siły oporowej na przebieg przemieszczenia

W pozycji zamkniętej łącznika, styki utrzymywane są w pozycji przewodzenia prądu pod wpływem statycznej siły docisku stykowego, zależnej od znamionowego wyłączanego prądu komory gaszeniowej. W aplikacjach siłowników elektrodynamicznych, styk ruchomy komory gaszeniowej jest przemieszczany liniowo. W zależności od zastosowanego sposobu ryglowania, siłownik musi pokonać siłę docisku by rozdzielić styki. Celem kolejnych badań był pomiar i analiza wpływu początkowej siły oporowej  $F_{op}$  na przebieg przemieszczenia ruchomego rdzenia (elementu wykonawczego) realizowanego przez siłownik.

W wykonanym układzie laboratoryjnym, ruch rdzenia siłownika opisany jest równaniem (3.15). Pomijając siłę tarcia i ciążenia, siła oporowa  $F_0$  posiada dwie składowe:

$$F_{\rm o} = c_s d + F_{\rm op} \tag{4.1}$$

Do tej pory obserwowany w badaniach laboratoryjnych składnik zmienny (liniowy) siły oporowej związany był z ugięciem stosu sprężyn d. Ugięcie to wywołane było przez sprzężony z rdzeniem element centrujący, uginający stos sprężyn proporcjonalnie do przemieszczenia rdzenia i stałej sprężystości stosu  $c_s$ . Składnik statyczny siły ( $F_{op}$ ) uzyskuje się w wyniku początkowego ugięcia stosu sprężyn z wykorzystaniem stopy dociskowej, przy zachowaniu takiego samego położenia początkowego  $z_s$  cewki środkowej i ruchomego rdzenia.

Złożenie dwóch składowych siły oporowej pozwala na lepsze odzwierciedlenie charakterystyki siłowej układów ryglujących, dla których obserwuje się siłę docisku stykowego, związaną z obecnością składnika  $F_{op}$  oraz wzrost siły oporowej wraz z uginaniem stosu sprężyn w trakcie dążenia elementu ruchomego do przejścia przez punkt tzw. położenia martwego układu ryglowania napędu szybkiego.

Badania przemieszczenia przeprowadzono dla pojemności C = 3 mF, przy napięciu  $U_{\rm C} = 400$  V i dla parametrycznie zadawanych wartości sił oporowych  $F_{\rm op}$ . Siłownik stopniowo obciążano początkową siłą oporową z krokiem co dwa obroty (2 mm ugięcia stosu) w zakresie od  $F_{\rm op0}$  do  $F_{\rm op6}$ , odpowiadającą ugięciu stosu sprężyn dociskowych w zakresie od 0 do 6 mm. Zadane w ten sposób ugięcie stosu sprężyn odpowiada siłom oporowym przedstawionym na charakterystyce z Rys. 4.11 dla 18. ogniw sprężyny talerzowej. Do cięgna napędowego przymocowana została masa stykowa  $m_{\rm s} = 1$  kg. W trakcie pomiarów kompensowano ugięcie stosu sprężyn skracając długość cięgna napędowego w taki sposób, by zachować stałą szczelinę powietrzną pomiędzy środkowym i dolnym uzwojeniem, wynoszącą  $d_0 = z_{\rm S} = 6$  mm. W trakcie prób rejestrowano przemieszczenie rdzenia ruchomego *d* oraz prąd uzwojenia siłownika *i*. Lokalizację przetworników pomiarowych przemieszczenia przedstawiono na Rys. 4.16. Przebiegiem referencyjnym dla przedstawionych pomiarów jest scenariusz z masą stykową m<sub>s</sub> = 1 kg i zerową początkową siłą oporową  $F_{\rm op} = 0$ .



Rys. 4.21. Przebiegi prądu *i* oraz przemieszczenia *d* dla różnych początkowych sił oporowych  $F_{op}$ , dla  $z_S = 6$  mm, C = 3 mF,  $U_C = 400$  V, z oznaczonymi wartościami szczytowymi przemieszczenia  $d_{max}$ 

Wzrost wartości początkowej siły oporowej  $F_{op}$  przy stałej wartości szczytowej prądu  $i_{max} = 1,091$  kA powoduje obniżenie maksymalnego przemieszczenia  $d_{max}$  realizowanego przez siłownik (Rys. 4.21). Ze względu na krótki czas oddziaływania siły napędowej, obserwowany jest istotny wpływ siły oporowej na przemieszczenie *d*. Skrócenie maksymalnego skoku elementu wykonawczego siłownika oraz skrócenie czasu trwania ruchu powoduje odkształcenie przebiegu prądu w części wykładniczej przebiegu. Zestawienie wartości maksymalnych przemieszczenia dla różnych wartości siły oporowej  $F_{op}$  przedstawiono w Tab. 4.4.

F <sub>op</sub> [kN]	d <sub>max</sub> [mm]	t <sub>dmax</sub> [ms]
0,0	5,21	7,34
0,9	4,69	6,16
1,8	2,76	4,54
2,7	1,29	3,18

Tab. 4.4. Charakterystyczne punkty odczytane z przebiegów na Rys. 4.21

Przy obciążeniu siłownika siłą oporową  $F_{op} = 2,7$  kN, której wartość jest zbliżona do siły docisku stykowego stosowanego w komorach gaszeniowych wyłączników SN o prądzie wyłączanym 25 kA (2,5 kN), do realizacji przemieszczenia na dystansie odpowiednim dla próżniowych komór gaszeniowych SN (do 15 mm) konieczne jest wymuszenie większych, niż badane dotychczas, wartości prądu *i* w uzwojeniu siłownika. Zestawienie pomierzonych przebiegów przemieszczenia *d* dla różnych prądów *i* przedstawiono na Rys. 4.22.



Rys. 4.22. Przebiegi prądu *i* oraz przemieszczenia styków *d* przy obciążeniu początkowym siłą  $F_{op6}$ , dla  $z_S = 6$  mm, C = 3 mF

Przedstawione wyniki badań wykonanych dla zasobnika energii o pojemności C = 3 mF uzasadniają zastosowanie w zasobniku energii pojemności o tej wartości w dalszych badaniach. Siłownik z zasobnikiem energii o pojemności C = 3 mF cechuje duża elastyczność regulacji parametrów siłowych pozwalająca na osiągnięcie założonych parametrów kinematycznych i dynamicznych ruchu elementu wykonawczego siłownika, a tym samym umożliwia osiągnięcie wymaganych parametrów kinematycznych i dynamicznych ruchu styków komory gaszeniowej wyłącznika. Parametry te osiągnięto pomimo założonego najcięższego wariantu mechanicznego z początkową siłą oporową  $F_{op} = 2,7$  kN wzrastającą wraz z ugięciem stosu sprężyn dociskowych. Jest to przypadek cięższy niż występujący w fabrycznych wyłącznikach komercyjnych, gdzie siła oporowa nie działa w całym zakresie ruchu styku, a jedynie do punktu pokonania położenia martwego układu ryglowania.

## 4.7. Modelowanie i badania symulacyjne kinematyki ruchu

Przedstawione dotychczas wyniki badań laboratoryjnych wykorzystano do przeprowadzenia analizy poprawności odwzorowania przemieszczenia ruchomego rdzenia (elementu wykonawczego) w opracowanym modelu symulacyjnym siłownika (Rys. 3.17). W tym celu w sprzężonym elektryczno-mechanicznym modelu (Rys. 3.17) odwzorowano napięcie indukowane podczas ruchu cewki środkowej. Uzyskany model (Rys. 4.23) umożliwił obliczenie charakterystyk przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika, które następnie odniesiono do wyników badań laboratoryjnych. Punktem wyjścia był magnetostatyczno-mechaniczny model polowo-obwodowy ruchu rdzenia siłownika przedstawiony na Rys. 3.17, o parametrach obwodowych uzyskanych w Rozdziale 4.3. dla wyznaczonych parametrów pętli prądowej rozładowania zasobnika energii: rezystancji wewnętrznej zasobnika kondensatorowego  $R_z$  oraz rezystancji uzwojenia siłownika  $R_{uzw}$ . W modelu układu mechanicznego przyjęto siłę oporową sprężyn talerzowych  $F_0$  proporcjonalną do współczynnika sprężystości  $c_s$  i ugięcia stosu sprężyn ( $F_0 = c_s d$ ). Wartość współczynnika  $c_s$  powiększono o 10% w celu przybliżonego uwzględnienia tarcia dynamicznego ogniw stosu sprężyn (Rozdział 4.2.2). Stałą proporcjonalności, tożsamą z tłumiennością stosu sprężyn, przyjęto jako k = 5. Jako masę przemieszczaną przyjęto m = 3 kg, na którą składa się masa środkowej cewki, masa ruchomego rdzenia, masa cięgna napędowego oraz masa stykowa  $m_s$  (Rozdział 4.5).

W modelu uwzględniono efekt indukcji siły elektromotorycznej w cewce ruchomej siłownika, wynikający z przemieszczania cewki w polu magnetycznym siłownika. W ujęciu modelowania obwodowego, efekt ten został uwzględniony w postaci rezystancji  $R_V$  (Rys. 4.23), o wartości proporcjonalnej do prędkości ruchu cewki  $\nu$  oraz zmiany indukcyjności wraz z przemieszczeniem cewki ruchomej (3.6). Spadek napięcia na rezystorze  $R_V$  wyrażony jest w postaci:

$$u_{R\nu} = i\nu \frac{dM}{dd}.$$
(4.2)

Dla rozpatrywanych niewielkich przemieszczeń d cewki, zależność indukcyjności wzajemnej M w funkcji położenia z może być przybliżona zależnością liniową, której pochodna przyjmuje wartość stałą (Rys. 3.5).



Rys. 4.23. Magnetostatyczno-mechaniczny model polowo-obwodowy ruchu cięgna napędowego siłownika w wariancie *dolna\_min2*, z odwzorowaniem indukowanego napięcia podczas ruchu cewki środkowej (por. Rys. 3.17)

Uwzględnienie parametru  $R_V$  pozwala na uzyskanie dobrej zgodności przebiegu prądu w zakresie zaniku wykładniczego (Rys. 4.24) w trakcie trwania ruchu. Tym samym pozwala na wierniejsze (niż w przypadku modelu bez  $R_v$  przedstawionego na Rys. 3.17) odwzorowanie siły napędowej związanej ze zmiennym w czasie prądem uzwojenia siłownika.



Rys. 4.24. Prąd *i* uzwojenia oraz przemieszczenie *d* elementu wykonawczego: pomiar i symulacja z oraz bez uwzględnienia indukowanego napięcia podczas ruchu cewki środkowej, dla  $U_{\rm C} = 200$  V

W otrzymanych przebiegach obserwowana jest rozbieżność pomiędzy przebiegami prądu uzyskanego z pomiaru oraz z symulacji, w czasie po osiągnięciu wartości szczytowej prądu uzwojenia *i*, to jest gdy następuje komutacja prądu uzwojenia do gałęzi równoległej diody zwrotnej (Rys. 3.15). Efekt ten spowodowany jest uproszczonym, do stałego spadku napięcia, sposobem odwzorowania nieliniowych elementów półprzewodnikowych w modelu symulacyjnym, w szczególności włączającej się do przewodzenia prądu, diody zwrotnej. Zastosowanie rezystora  $R_V$  pozwala na uzyskanie w symulacji lepszej zgodności przebiegu prądu z pomiarem laboratoryjnym.

Większe rozbieżności pomiędzy pomiarem i symulacją obserwowane są w przypadku przebiegu przemieszczenia *d*, co wynika ze zmiany sił oporowych w trakcie trwania ruchu elementu wykonawczego siłownika wraz ze zmianą składowych sił oporu dynamicznego.

Model symulacyjny z obwodem prądowym zmodyfikowanym o element  $R_V$  (Rys. 4.23) został następnie wykorzystany do symulacji prądu i przemieszczenia ruchomego rdzenia siłownika Symulacje te wykonano dla dwóch wybranych napięć ładowania zasobnika kondensatorowego:  $U_C = 400 \text{ V}$  i  $U_C = 200 \text{ V}$ . Widoczne na Rys. 4.25 rozbieżności pomiędzy przebiegami prądu i przemieszczenia uzyskanymi z pomiarów i z symulacji spowodowane są uproszczeniami przyjętymi w modelu symulacyjnym. Założony w modelu współczynnik sprężystości stosu sprężyn  $c_s$  został uzyskany w wyniku statycznych pomiarów (Rozdział 4.2.1), uśrednionych dla ściskania i relaksacji stosu sprężyn. Siłownik obciążony był wyłącznie siłą oporową pochodzącą od stosu sprężyn, a pominięte zostały inne składowe sił, przykładowo siły oporowe wynikające z nieosiowości przemieszczenia.



Rys. 4.25. Prąd *i* uzwojenia oraz przemieszczenie *d* elementu wykonawczego: pomiar i wyniki symulacji dla dwóch napięć ładowania zasobnika kondensatorowego:  $U_{\rm C} = 400$  V i  $U_{\rm C} = 200$  V

W modelu symulacyjnym przyjęto stałą wartość współczynnika sprężystości  $c_s$ , niezależną od dynamiki i kierunku ruchu elementu wykonawczego. Wpływ tarcia dynamicznego w takcie przemieszczenia elementu wykonawczego uwzględniono poprzez zwiększenie wartości współczynnika sprężystości  $c_s$  o 10% w stosunku do wartości otrzymanej ze statycznych pomiarów. W modelu symulacyjnym założono stałość przemieszczanej masy m, pomijając swobodne spoczywanie cewki ruchomej na rdzeniu (Rozdział 4.1.3) i wynikającą stąd zmienność masy układu, co przy większej dynamice ruchu (wyższego napięcia  $U_C$ ) może mieć większy wpływ na dokładność odwzorowania charakterystyk przemieszczenia. Hamowanie w końcowej fazie powrotu cięgna napędowego, do położenia wyjściowego, zamodelowano jako idealne, co wyeliminowało z symulacji fazę drgań mechanicznych widoczną w pomiarze w końcowej fazie ruchu.

Wobec powyższego, dla dwóch wybranych napięć ładowania (Rys. 4.25), obserwowany jest ruch elementu wykonawczego siłownika charakteryzujący się różną dynamiką oraz stopniem ugięcia stosu sprężyn. Powoduje to występowanie rozbieżności przebiegów prądu i

przemieszczenia uzyskanych pomiarowo i symulacyjnie, a wpływające na te rozbieżności składniki tarcia dynamicznego, powinny być określane osobno dla poszczególnych warunków pracy modelu mechanicznego ( $U_{\rm C} = 400$  V i  $U_{\rm C} = 200$  V).

Można uznać, iż wykonany sprzężony model symulacyjny (Rys. 4.23), z elementem  $R_V$ , dobrze oddaje przebieg czasowy prądu (Rys. 4.24) oraz uwzględnia zjawiska dynamiczne zachodzące w cewkach podczas ruchu cewki środkowej. Zgodny z pomiarem sposób odwzorowania przebiegu prądu w symulacji pozwala odwzorować przebieg siły napędowej, oddając charakter oraz dynamikę przemieszczenia realizowanego przez siłownik elektrodynamiczny. Opracowany w ten sposób model symulacyjny umożliwia badania symulacyjne charakterystyk przemieszczenia cewki środkowej siłownika, w szczególności dla innych niż uzyskane pomiarowo warunków mechanicznych, np. dla przedstawionych poniżej symulacyjnych badań działania rygla mechanicznego w wybranym wykonaniu.

### 4.8. Symulacje z odwzorowanym ryglem łącznikowym

Charakterystyka siłowa przyjęta w badaniach laboratoryjnych, wynikająca z zastosowanego stosu sprężyn, odbiega od charakterystyk spotykanych w układach ryglowania napędów szybkich stosowanych w łącznikach SN [36], [54]. Zamiast proporcjonalnie zwiększającej się siły oporowej zgodnie ze współczynnikiem proporcjonalności, układy ryglowania spotykane w literaturze realizują bardziej złożone charakterystyki (Rys. 4.26).



Rys. 4.26. Charakterystyka siłowa układu ryglującego w funkcji położenia elementu wykonawczego siłownika, w wykonaniu magnetycznym oraz mechanicznym wg. [36], [54]; linią kropkowaną oznaczono charakterystyki przeskalowane do maksymalnego zakresu ruchu (6 mm) siłownika laboratoryjnego, odwzorowane w oprogramowaniu symulacyjnym

Konieczność zapewnienia dostatecznie mocnego docisku stykowego w pozycji zamkniętej styków, powoduje, że siłownik musi pokonać początkową siłę dociskową, która następnie spada wraz z przemieszczeniem się ruchomego rdzenia (elementu wykonawczego) siłownika. Po pokonaniu położenia martwego ( $F_r = 0$ ), siła zmienia zwrot na przeciwny, powodując zmianę docisku na odciąganie styków, co pozwala na uzyskanie i utrzymanie trwałego otwarcia styków w biegunie łącznika.

By zweryfikować charakterystykę przemieszczenia realizowaną przez rozpatrywany w tej pracy siłownik elektrodynamiczny, w polowo-obwodowym modelu symulacyjnym (Rys. 4.23) zmodyfikowano przebieg siły oporowej uzależniając go od przebiegu siły wytwarzanej przez rygiel łącznikowy  $F_0(d) = F_r(d)$ . Uzyskane z literatury charakterystyki siłowe rygla mechanicznego i magnetycznego (Rys. 4.26) przeskalowano do mniejszego zakresu przemieszczenia odpowiadającego badanemu laboratoryjnemu siłownikowi trójcewkowemu, a następnie aproksymowano funkcjami wielomianowymi w funkcji położenia *d* ruchomego rdzenia siłownika. Uzyskane funkcje wielomianowe, dla obu przypadków (rygla magnetycznego i mechanicznego), zostały wykorzystane do obliczenia siły wytwarzanej przez układ ryglowania dla danego położenia ruchomego rdzenia. Ze względu na wyższą niż rozpatrywana poprzednio (Rozdział 4.6) początkową siłę oporową  $F_0$ , symulacje przeprowadzono dla podwyższonego napięcia  $U_c = 1000$  V.

Wyniki symulacji, uzyskane dla obu układów ryglowania (Rys. 4.27), są do siebie zbliżone. Ze względu na inne przebiegi siły układów ryglowania  $F_r(d)$ , różnice w przebiegach prędkości v oraz przemieszczenia *d* obserwowane są szczególnie w końcowej fazie ruchu. Różne prędkości przemieszczenia powodują modyfikację przebiegu prądu *i*, a tym samym siły napędowej *F* w fazie ruchu rdzenia ruchomego siłownika.



Rys. 4.27. Wyniki symulacji dla rygla magnetycznego (linia ciągła) i rygla mechanicznego (linia przerywana) o charakterystykach przedstawionych na Rys. 4.26

Przedstawione powyżej wyniki symulacji uzyskane dla występujących w łącznikach SN [36], [55] obciążeń mechanicznych, realizowanych przez układy ryglowania łącznikowego, pozwalają stwierdzić, że rozpatrywany w niniejszej pracy siłownik elektrodynamiczny umożliwia realizowanie przemieszczeń styków łącznika z dynamiką oraz parametrami siłowymi odpowiednimi dla aparatury łączeniowej SN.

## 4.9. Podsumowanie

Przedstawione w niniejszym rozdziale badania laboratoryjne i symulacyjne wykonano dla trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego o wybranym w Rozdziale 3.3., korzystnym układzie cewek. Wymagane parametry kinematyczne oraz elektryczne siłownika zostały uzyskane przy użyciu specjalnego układu planarnych cewek, zalanych próżniowo żywicą epoksydową oraz wykonanych spiralnie nawijanym płaskownikiem o wymiarach zapewniających odpowiednie obciążalności prądowe. Analizom pomiarowym i symulacyjnym poddano realizowane przez siłownik przemieszczenie, zależne od: energii zmagazynowanej w zasobniku kondensatorowym, czasu oddziaływania siły napędowej, wartości szczytowej siły napędowej oraz obciążenia siłownika.

Na podstawie przeprowadzonych badań opracowanego siłownika sformułowano następujące spostrzeżenia i wnioski:

- Badany siłownik charakteryzuje się wysoką dynamiką przemieszczenia rdzenia napędowego. Dla poprawnego odwzorowania przemieszczenia zastosowano czujnik optyczny o odpowiednio skalibrowanej charakterystyce przetwarzania przetwornika i o wyznaczonych pomiarowo opóźnieniach wprowadzanych przez elektroniczny układ przetwornika optycznego.
- Wykonane stanowisko laboratoryjne (Rys. 4.1) pozwoliło na wykonanie badań siłownika elektrodynamicznego w warunkach z obciążeniem mechanicznym zbliżonym charakterystyką siłową do warunków pracy napędu wyłącznika próżniowego SN. Dzięki zastosowaniu stosu sprężyn talerzowych obciążenie może być regulowane w zależności od sposobu ułożenia ogniw stosu. Do odwzorowania pracy siłownika w zastosowaniu łącznikowym stanowisko może być rozbudowane o wybrany układ ryglowania oraz amortyzacji (układy te znajdują się poza zakresem niniejszej pracy).
- Rozpatrywany wariant siłownika wraz z zasobnikiem kondensatorowym o pojemności C = 3 mF i o maksymalnym napięciu początkowym ładowania  $U_{\text{Cmax}} = 1200 \text{ V}$  (Tab. 4.1) cechuje się dużą impulsową wydolnością prądową i elastycznością w zakresie osiąganej siły elektrodynamicznej, co jest korzystne do zastosowań siłownika w napędzie łącznika SN. Przeprowadzone badania laboratoryjne w ograniczonym zakresie napięcia  $U_{\text{C}}$  otwierają możliwość dalszych badań w zakresie wyższych prądów uzwojenia siłownika niż zaprezentowane w niniejszej rozprawie.
- Dla modelu obwodowego pętli prądowej rozładowania zasobnika energii na uzwojenie siłownika (Rys. 4.12), określono parametry modelu dla dwóch wybranych położeń cewki środkowej z<sub>S</sub>: 1 mm i 15 mm. Wykonano w tym celu symulację obwodową dla zmierzonego przebiegu prądu (*sym\_obw*, Tab. 4.2), symulację obwodową dla magneto-statycznego modelu polowego (*sym\_stat*, Tab. 4.2) oraz symulację harmoniczną dla modelu polowego (*sym\_harm*, Tab. 4.2). Zidentyfikowane parametry obwodowe L<sub>uzw</sub>, L<sub>z</sub>, R<sub>z</sub>, R<sub>uzw</sub>, pozwoliły odwzorować przebieg prądu w symulacji polowo-obwodowej, w szczególności w przedziale oscylacyjnym, który jest kluczowy dla rozpędzenia ruchomej cewki siłownika. Uwzględnienie następnie przez element R<sub>V</sub> indukowania w uzwojeniu siłownika siły elektromotorycznej związanej z przemieszczeniem cewki ruchomej (Rys. 4.24), pozwoliło na zwiększenie dokładności odwzorowania przebiegu prądu w przedziale wykładniczym, a tym samym lepsze odwzorowanie przebiegu siły napędowej.
- Sprzężony model polowo-obwodowy (Rys. 4.23), zawierający obliczone metodą polową: indukcyjność, siłę napędową siłownika oraz obwodową reprezentację obciążenia

mechanicznego i wymuszenia prądowego, pozwala na badania symulacyjne przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika dla różnych typów charakterystyk obciążenia mechanicznego, również innych niż rozpatrywane w niniejszej pracy. W szczególności, możliwe jest zastosowanie w opracowanym modelu charakterystyk reprezentujących układy rygli mechanicznych lub układy amortyzacji (tłumienia) ruchu, występujących w łącznikach SN.

- Model symulacyjny siłownika wraz z modelem układu zasobnika energii oraz modelem mechanicznego obciążenia masą (Rozdział 3.4), umożliwił odwzorowanie przebiegu prądu laboratoryjnego siłownika trójcewkowego, uzyskanego z pomiarów na modelu fizycznym (Rys. 4.23). Rozbieżności pomiędzy przebiegami uzyskanymi z pomiarów i symulacji, zwłaszcza rozbieżność widoczna w przebiegu przemieszczenia (Rys. 4.25), są spowodowane sposobem odwzorowania parametrów obciążenia mechanicznego oraz układu kinematycznego siłownika. Uproszczeniami są: przyjęcie stałej wartości współczynnika sprężystości stosu sprężyn c<sub>s</sub> pomimo obserwowanej w pomiarach histerezy stosów sprężyn (Rozdział 4.2) oraz przyjęcie w symulacjach zmierzonej w warunkach statycznych charakterystyki siłowej stosu sprężyn (Rys. 4.9) bez uwzględnienia tarcia dynamicznego występującego w takcie ruchu.
- Uzyskanie zmniejszenia odległości z<sub>GD</sub> (Rys. 3.2), a tym samym zwiększenia siły napędowej wytwarzanej przez siłownik możliwe jest poprzez rozwiązanie problemu ruchomych wyprowadzeń (początku i końca) cewki środkowej w rozpatrywanej konstrukcji siłownika.
- Przedstawione powyżej wyniki symulacji, uzyskane dla występujących w łącznikach SN [36], [55] obciążeń mechanicznych realizowanych przez układy ryglowania łącznikowego, pozwalają stwierdzić, że rozpatrywany w niniejszej pracy siłownik elektrodynamiczny umożliwia realizowanie przemieszczeń styków łącznika z dynamiką oraz parametrami siłowymi odpowiednimi dla aparatury łączeniowej SN.

# 5. Napęd wyłącznika SN z szybkim siłownikiem trójcewkowym

Badany w niniejszej pracy trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny zastosowano jako element napędu fabrycznego wyłącznika SN firmy Tavrida, o parametrach znamionowych 12kV/1000A/20kA (napięcie znamionowe / prąd znamionowy ciągły / prąd wyłączalny) i oznaczeniu produktowym *ISM15\_LD\_1* [124]. Wyłącznik ten fabrycznie wyposażony jest w napęd elektromagnesowy o stosunkowo krótkim czasie własnym, deklarowanym przez producenta jako nie większy niż 27 ms (typowe czasy własne dla wyłączników SN z zasobnikami sprężynowymi wynoszą 30-60 ms). Konstrukcja wyłącznika Tavrida oraz jego fabrycznego napędu charakteryzuje się liniowym rozmieszczeniem elementów składowych bieguna (Rys. 5.1a), gdzie styk ruchomy komory gaszeniowej, cięgno napędowe oraz elektromagnesowy siłownik napędowy rozmieszczone są pionowo na wspólnej osi. Takie rozmieszczenie jest korzystne z punktu widzenia możliwości zastosowania w napędzie tego wyłącznika opracowanego w ramach niniejszej pracy siłownika trójcewkowego.



Rys. 5.1. Wyłącznik Tavrida ISM15 LD: a) przekrój bieguna wyłącznika, wg. [124]; b) schemat zespołu napędowego bieguna wyłącznika składającego się z napędu szybkiego (NS) i napędu fabrycznego (NF)

Dla przeprowadzenia badań laboratoryjnych na wyłączniku, napęd fabryczny (NF) rozbudowano o napęd szybki (NS), tym samym wyposażając wyłącznik w zespół napędowy, składający się z dwóch niezależnie sterowalnych napędów (Rys. 5.1b) oddziałujących bezpośrednio na styki ruchome w biegunach wyłącznika SN. Napęd fabryczny NF składa się z trzech siłowników fabrycznych (SIF) w wykonaniu elektromagnesowym, wspólnie sterowanych i zasilanych przez fabryczny sterownik napędu (STF). Wykonany w ramach niniejszej pracy napęd szybki NS, w wykonaniu dostosowanym do konstrukcji rozpatrywanego wyłącznika Tavrida, składa się z trzech szybkich siłowników (SIS) w postaci trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego oraz sterownika napędu szybkiego (STS). Siłownik szybki SIS został przyłączony do przedłużonego cięgna napędowego styku ruchomego próżniowej komory gaszeniowej (PKG) i zlokalizowany pod siłownikiem fabrycznym SIF.

Przeprowadzone badania napędów NF oraz NS, pozwoliły na analizę cech funkcjonalnych wyłącznika w postaci pomiaru i analizy charakterystyki przemieszczenia cięgna napędowego w poszczególnych biegunach, podczas operacji mechanicznych. Celem jest ocena współpracy i oddziaływania, elementów składowych powstałego w ten sposób zespołu napędowego, z układem stykowym w poszczególnych biegunach wyłącznika. Odpowiednie wysterowanie obu napędów (NF i NS), pozwala w istotny sposób zwiększyć funkcjonalność wyłącznika, umożliwiając wykonanie standardowej operacji otwarcia wyłącznika w oparciu o wolniejszy siłownik napędu fabrycznego SIF oraz wykonanie szybkiego otwarcia z wykorzystaniem szybkiego siłownika SIS w przypadku, gdy czasy zadziałania wyłącznika są krytyczne. Zastosowanie w napędzie fabrycznego wyłącznika opracowanego w ramach niniejszej pracy elektrodynamicznego siłownika szybkiego SIS, pozwala więc na zwiększenie (w stosunku do napędu fabrycznego NF) szybkości rozejścia styków wyłącznika, z czasem własnym wynoszącym kilkaset mikrosekund (w porównaniu do 27 ms dla napędu fabrycznego NF).

Czas własny wyłącznika z zastosowanym elektrodynamicznego siłownika szybkiego SIS jest więc o rząd wielkości krótszy, niż czas własny stosowanego w tym wyłączniku fabrycznego, elektromagnesowego siłownika SIF.

## 5.1. Napęd fabryczny wyłącznika Tavrida

Siłownik elektromagnesowy fabrycznego napędu wyłącznika Tavrida zlokalizowany jest w podstawie bieguna wyłącznika, w osi ruchu styku ruchomego komory gaszeniowej (Rys. 5.1 i Rys. 5.2). Napęd wyłącznika składa się z trzech osobnych siłowników elektromagnesowych (Rys. 5.1, SIF), dedykowanych do przemieszczania styku ruchomego komory gaszeniowej (Rys. 5.1, PKG) w poszczególnych biegunach wyłącznika. Napęd fabryczny współpracuje z dedykowanym sterownikiem (Rys. 5.1b, STS), zawierającym kondensatorowy zasobnik energii oraz układ energoelektroniczny, z którego zasilane są trzy siłowniki elektromagnesowe, znajdujące się w poszczególnych biegunach wyłącznika. Ze względu na równoległe połączenie trzech uzwojeń siłowników elektromagnesowych napędu fabrycznego SIF, wszystkie bieguny wyłącznika sterowane są jednocześnie.


Rys. 5.2. Przekrój fabrycznego siłownika elektromagnesowego (SIF) wyłącznika Tavrida ISM15 LD, wg [124]

Dla każdego z siłowników fabrycznych SIF, zasilenie uzwojenia roboczego siłownika podczas operacji zamykania wzbudza strumień magnetyczny, powodujący powstanie siły elektromagnetycznej przyciągającej ferromagnetyczny ruchomy rdzeń zgodnie z rozkładem pola magnetycznego w szczelinie powietrznej (Rys. 5.2). Ruch rdzenia powoduje zmagazynowanie energii w ściskanej sprężynie otwierającej oraz w końcowej fazie ruchu, w sprężynie dociskowej. Sprzężenie rdzenia ruchomego siłownika z cięgnem napędowym bieguna wyłącznika, przekłada się na przemieszczenie styku ruchomego bieguna do pozycji zamkniętej (Rys. 5.3b).



Rys. 5.3. Przekrój przez fabryczny siłownik elektromagnesowy (SIF) wyłącznika Tavrida ISM15 LD w pozycji wyłącznika: a) otwartej; b) zamkniętej na podstawie Rys. 5.2

Podtrzymanie styków w pozycji zamkniętej realizowane jest przez ryglowanie magnetyczne, realizowane w oparciu o siłę przyciągania ruchomego rdzenia wynikającą z remanencji magnetycznej zamkniętego odwodu ferromagnetycznego siłownika. Otwarcie wyłącznika realizowane jest poprzez skompensowanie siły przyciągania przez wzbudzony strumień magnetyczny pochodzący od uzwojenia roboczego o przeciwnym kierunku w stosunku do strumienia remanencji w obwodzie magnetycznym. Gdy wartość chwilowa siły przyciągania magnetycznego zmniejszy się poniżej poziomu siły otwierania generowanej przez sprężynę otwierającą, styki wyłącznika rozpoczynają proces rozejścia się. Po rozejściu się styków, styki wyłącznika są podtrzymywane w pozycji otwartej przez sprężynę otwierającą (Rys. 5.3a).

Statyczny korpus obwodu magnetycznego siłownika składa się z dysku górnego, płyty dolnej oraz cylindrycznego pierścienia (Rys. 5.4). Części statyczne korpusu są wycentrowane i dociśnięte obejmą dociskową mocowaną czterema śrubami do korpusu wyłącznika.



Rys. 5.4. Fabryczny siłownik elektromagnesowy (SIF) wyłącznika Tavrida: a) po zwolnieniu śrub dociskowych; b) elementy składowe: 1 – dolna płyta nieruchomego obwodu magnetycznego, 2 – górna płyta nieruchomego obwodu magnetycznego, 3 – cylindryczny pierścień, 4 – uzwojenie robocze siłownika, 5 – ruchomy rdzeń z "grzebieniem" wału synchronizującego, 6 – sprężyna otwierająca i dociskowa, 7 – obejma dociskowa

Do sterowania napędem fabrycznym NF wykorzystywany jest elektroniczny sterownik fabryczny (STF), wyposażony w kondensatorowy zasobnik energii (Rys. 5.5a). Sposób przyłączenia sterownika STF przedstawiono na Rys. 5.5b. Operacja łączeniowa inicjowana jest stykami zwiernymi przyłączonymi do wejść dwustanowych sterownika STF.



Rys. 5.5. Sterownik fabryczny (STF) napędu fabrycznego (NF) wyłącznika Tavrida: a) widok na układ; b) sposób przyłączenia do wyłącznika; wg. [124]

Przyciski "Z" i "O" (Rys. 5.5b) inicjują operacje, odpowiednio, zamykania i otwierania wyłącznika. Sterownik STF zasilany jest napięciem sieciowym 230 V. Połączenie sterownika STF z napędem NF wyłącznika zrealizowane jest dwoma przewodami, w których, w zależności od realizowanej operacji mechanicznej (zamykanie czy otwieranie), w uzwojeniach sterownika SIF wymuszany jest przepływ prądu o odpowiednim kierunku.

# 5.2. Stanowisko do badań napędu szybkiego wyłącznika Tavrida

Napęd szybki (NS) składa się ze sterownika napędu szybkiego (STS) oraz siłownika szybkiego (SIS). Siłownik SIS jest dostosowaną do wyłącznika Tavrida wersją badanego w niniejszej pracy trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego (Rozdział 4), w którym cewka ruchoma przemieszcza się pomiędzy dwoma nieruchomymi cewkami (Rys. 5.6). Elektrodynamiczny siłownik szybki SIS został zainstalowany osiowo z siłownikiem fabrycznym SIF, na przedłużeniu cięgna napędowego bieguna wyłącznika (Rys. 5.6).

Cewki nieruchome siłownika szybkiego SIS wklejono w dobudowane do siłownika fabrycznego SIF poliamidowe płyty bazowe, w których wykonano gniazda montażowe umożliwiające montaż cewek siłownika oraz otwory w narożnikach płyt umożliwiające osadzenie płyt na siłowniku fabrycznym SIF, przy użyciu szpilek montażowych. W tym celu, wymieniono fabryczne szpilki montażowe i zastąpiono je prętami gwintowanymi o długości dostosowanej do nowej konstrukcji napędu. Podczas wymiany szpilek, by zminimalizować ingerencję w obwód magnetyczny siłownika fabrycznego SIF, szpilki były wymieniane pojedynczo, tak by zminimalizować wzajemne przemieszczenie elementów obwodu magnetycznego siłownika.



Rys. 5.6. Trójcewkowy siłownik szybki (SIS) zainstalowany w biegunie wyłącznika Tavrida poniżej siłownika fabrycznego (SIF), w pozycji zamkniętych styków komory gaszeniowej (cewki oznaczono zakreskowanym obszarem)

Ze względu na dynamikę ruchu, dolna płyta bazowa obwodu magnetycznego została przykryta wiekiem, mającym na celu mechaniczną ochronę dolnej cewki nieruchomej w trakcie operacji otwierania. Obie płyty bazowe cewek nieruchomych zostały rozdzielone tekstolitowymi tulejkami dystansowymi o długości 22 mm, co łącznie z pokrywą dolnego uzwojenia ustaliło odległość pomiędzy cewkami nieruchomymi wynoszącą 27 mm.

Dysk cewki ruchomej siłownika szybkiego SIS nawinięty został na rozciętej tulei mosiężnej z kołnierzem, do której przyłączony został wewnętrzny koniec cewki. Tak wykonany dysk, spoczął na kołnierzu tulei (Rys. 5.7a), pozwalając na przeniesienie siły z cewki ruchomej siłownika na cięgno napędowe bieguna wyłącznika. Zatem w przypadku omawianego napędu nie było konieczne zmniejszenie liczby zwojów dolnej cewki, jak to miało miejsce w przypadku modelu laboratoryjnego (Rozdział 4). Tuleja z nawiniętą cewką oraz poliamidowym pierścieniem pełniącym funkcję wzmocnienia promieniowego zostały jednocześnie zalane próżniowo żywicą epoksydową, tworząc monolityczną konstrukcję. Zaprojektowana rozcięta tuleja, z otworami na kołnierzu, miała na celu minimalizację oddziaływania pochodzącego od prądów wirowych, mogących osłabić oddziaływanie elektromagnetyczne siłownika. Średnica zewnętrzna tulei oraz średnica otworu przelotowego w płytach bazowych zostały spasowane w taki sposób, by zapewnić osiowe prowadzenie ruchomego uzwojenia umieszczonego w przestrzeni pomiędzy nieruchomymi cewkami siłownika (Rys. 5.7b).



Rys. 5.7. Cewka ruchoma siłownika szybkiego (SIS) do zabudowania w wyłączniku Tavrida, wraz z mosiężną tuleją konstrukcyjną, przed procesem zalewania próżniowego: a) widok od dołu; b) widok z boku

Przedłużenie cięgna napędowego zostało dołączone do końca fabrycznego cięgna, z wykorzystaniem przedłużonej nakrętki. Zamiana fabrycznej nakrętki na przedłużoną odbyła się z odtworzeniem fabrycznej odległości międzystykowej. Ze względu na konieczność dostosowania konstrukcji do obecności potencjału elektrycznego na tulei cewki środkowej, przedłużenie cięgna napędowego pokryto termokurczliwym materiałem izolacyjnym oraz zastosowano podkładkę izolacyjną w punkcie sprzęgu tulei cewki środkowej i cięgna napędowego (Rys. 5.6).

Cewki zostały wykonane miedzianym płaskownikiem o wymiarach przekroju poprzecznego 1 mm x 10 mm, izolowanym nasiąkliwą przekładką bawełnianą. Tak wykonane płaskie cewki w postaci dysków, o 30 zwojach, zostały wzmocnione żywicą epoksydową w procesie zalewania próżniowego. W tym celu zastosowano metodę zalewania opisaną w Rozdziale 4.1.1. . Cewki siłownika wykonano o wymiarach: średnica zewnętrzna 110 mm, średnica wewnętrzna 28,1 mm. Wymiary te dobrano ze względu na podziałkę biegunową wyłącznika (wynoszącą 150 mm), sposób przeniesienia napędu z cewki ruchomej siłownika na cięgno napędowe oraz wymiary podstawy modyfikowanego wyłącznika. Na potrzeby wykonania cewek, wykonano teflonowe formy konieczne w procesie zalewania próżniowego oraz poliamidowe płyty bazowe (Rys. 5.8).



Rys. 5.8. Teflonowe formy do zalewania próżniowego (lewa strona rysunku), pierścień cewki ruchomej (środek), koperty zewnętrzne cewek (prawa strona rysunku)

By umożliwić montaż wału synchronizującego po wykonaniu pomiarów w układzie napędu bez wału synchronizującego, w osi dwóch szpilek montażowych (Rys. 5.9) zainstalowano C-kształtne mosiężne elementy konstrukcyjne, widoczne na Rys. 5.9b, omijające wał synchronizujący.



Rys. 5.9. Zespół napędowy wyłącznika Tavrida 12kV/1000A/20kA z siłownikiem fabrycznym (SIF) i elektrodynamicznym siłownikiem szybkim (SIS): a) widok ogólny na wyłącznik w uchwycie montażowym; b) zbliżenie na SIF (u dołu zdjęcia) i SIS (u góry zdjęcia)

Końcowym etapem prac konstrukcyjnych była regulacja wzajemnych poziomów płyt bazowych z cewkami nieruchomymi, mająca na celu zapewnienie osiowego oraz swobodnego prowadzenia ruchu środkowej cewki.

Tak wykonane stanowisko zostało wykorzystane w dalszych badaniach.

# 5.3. Podsumowanie

Podstawowy napęd wybranego wyłącznika SN opiera się na z trzech siłownikach elektromagnesowych, zlokalizowanych w osi bieguna oraz bezpośrednio sprzężonych ze stykami ruchomym (Rys. 5.1). Taki układ jest korzystny pod względem niskiej bezwładności ruchu cięgna napędowego oraz technicznej podatności na modyfikacje napędu.

W ramach prac laboratoryjnych wyłącznik SN doposażono w trzy siłowniki elektrodynamiczne zamontowane na przedłużeniu biegunowego cięgna napędowego. Siłowniki zostały wykonane

114

według technologii zalewanie próżniowego opisanej w Rozdziale 4.1.1., ze zmodyfikowaną cewką środkową (Rys. 5.7).

Przygotowane stanowisko laboratoryjne posłużyło do przeprowadzenia badań kinematyki styku ruchomego bieguna wyłącznika, realizowanego przez zespół napędowy wyłącznika.

## 6. Kinematyka ruchu zespołu napędowego bieguna wyłącznika szybkiego

Celem badań wykonanego w ramach niniejszej pracy szybkiego napędu wyłącznika SN (Rozdział 5), w którym zastosowano rozpatrywany w ramach niniejszej pracy szybki siłownik elektrodynamiczny (Rozdział 4), był pomiar i analiza kinematyki ruchu zespołu napędowego bieguna wyłącznika Tavrida *ISM15\_LD\_1*, 12kV/1000A/20kA [124]. Wykonane dla realizacji tego celu próby laboratoryjne przeprowadzono w układzie napędu bez wału synchronizującego (Rys. 5.2).

## 6.1. Pomiary czasów własnych napędu fabrycznego wyłącznika Tavrida

Celem pomiarów było wyznaczenie całkowitego czasu własnego  $t_{SN}$  napędu wyłącznika, przy operacji napędem fabrycznym (NF), na który składa się czas własny  $t_{SIF}$  siłownika fabrycznego (SIF) oraz czas własny  $t_{STF}$  sterownika napędu (STF). Czas własny sterownika fabrycznego SIF zdefiniowany jest jako czas od chwili inicjacji przepływu prądu w uzwojeniu siłownika SIF do momentu utraty lub uzyskania styczności przez styki robocze próżniowej komory gaszeniowej bieguna wyłącznika (PKG). Natomiast czas własny sterownika napędu STF zdefiniowany jest jako czas od chwili podania sygnału na odpowiednie wejście binarne sterownika STF, do chwili inicjacji przepływu prądu w uzwojeniu siłownika SIF. W ogólnej postaci czas własny napędu  $t_{NF}$ , podczas operacji napędu fabrycznego NF, wyrażony jest jako:

$$t_{\rm NF} = t_{\rm SIF} + t_{\rm STF} \,. \tag{6.1}$$

Ze względu na bezpośrednie sprzężenie elementu wykonawczego siłownika ze stykiem ruchomym komory gaszeniowej, w zależności (6.1) pomijany jest składnik opóźnienia wprowadzany przez mechanizm oraz przekładnie pośredniczące, który ma istotną wartość dla wyłącznikowych napędów zasobnikowo-sprężynowych. Znajomość rozpatrywanych tu składowych czasu własnego jest konieczna dla zapewnienia odpowiedniej synchronizacji napędu fabrycznego NF oraz napędu szybkiego NS w dalszych etapach prowadzonych badań.

#### 6.1.1. Wyznaczenie czasu własnego fabrycznego siłownika elektromagnetycznego

Wyznaczenie czasu własnego siłownika fabrycznego (SIF) przeprowadzono dla bieguna środkowego w układzie pomiarowym (Rys. 6.1), w fabrycznej konfiguracji połączenia sterownika STF z siłownikiem SIF (Rys. 5.5b). Po zainicjowaniu operacji łączeniowej "otwórz" lub "zamknij", odpowiednio przyciskami O lub Z zwierającym wejścia dwustanowe OTW lub ZAM układu STF, w trakcie operacji łączeniowej rejestrowano prąd fabrycznego siłownika elektromagnetycznego  $I_F$  z wykorzystaniem sensora prądu SP (Pearson 5046, 10mV/A). Przemieszczenie cięgna napędowego d rejestrowano z wykorzystaniem optycznego przetwornika zainstalowanego na końcu cięgna napędowego, natomiast moment zejścia się styków głównych  $S_{\rm F}$  rejestrowano metodą techniczną.



Rys. 6.1. Schemat układu pomiarowego do badania napędu fabrycznego (NF) wyłącznika

Z wykonanych pomiarów wynika (Rys. 6.2), że czas własny siłownika fabrycznego  $t_{SIF}$  środkowego bieguna wyłącznika w trakcie operacji zamykania styków wynosi  $t_{SIFZ} = 26,6$  ms, natomiast dla operacji otwierania wynosi  $t_{SIFO} = 8,26$  ms.



Rys. 6.2. Przebiegi prądu uzwojenia siłownika fabrycznego (SIF), przemieszczenia i styczności styków podczas operacji napędem fabrycznym (NF) wyłącznika dla: a) otwierania; b) zamykania

Różnica czasów wynika z konieczności zmagazynowania energii w sprężynie otwierającej oraz dociskowej wyłącznika, podczas cyklu zamykania. W pozycji otwartej wyłącznika, oddziaływanie elektromagnetyczne (w tym wypadku, przyciągania zwory ruchomej elektromagnesu) jest mniejsze niż dla pozycji zamkniętej, ze względu na dużą szczelinę powietrzną występującą dla wyłącznika w pozycji otwartej. Zmierzony skok styków z wykorzystaniem napędu fabrycznego wynosi 3,5 mm. Odczytane prędkości przemieszczania się styków, zmierzone w okolicy utraty lub uzyskania styczności wynoszą dla zamykania 0,88 m/s, natomiast dla otwierania 2,15 m/s.

#### 6.1.2. Wyznaczenie czasu własnego fabrycznego sterownika napędu

Ze względu na konieczność synchronizacji autonomicznie działających układów sterownika fabrycznego napędu STF i sterownika szybkiego napędu STS w kolejnych etapach badań (Rozdział 6.2), wykonano sterowany optycznie układ zwierający (ZW) umożliwiający wysterowanie elektrycznych wejść sterownika STF impulsem optycznym pochodzącym z mikroprocesorowego układu czasowego (TIM). Umieszczenie układu zwierającego ZW w torze przetwarzania sygnału sterującego wyłącznikiem, wymagało określenia czasu przetwarzania sygnału przez ten układ ( $t_{\rm ZW}$ ), a tym samym określenia czasu, który należy doliczyć do czasu własnego napędu fabrycznego  $t_{\rm NF}$ . Zastosowanie układu zwierającego ZW jest konieczne by umożliwić późniejszą synchronizację napędu fabrycznego NF z napędem szybkim NS.

Pomiary przeprowadzono w układzie (Rys. 6.3), w którym napięciowe sondy pomiarowe przyłączone zostały do odpowiednich wejść dwustanowych (OTW i ZAM) sterownika fabrycznego STF. W trakcie pomiarów, zadawanymi czasami był czas trwania  $T_{OPT}$  impulsu optycznego OPT z układu czasowego TIM, regulowany w układzie TIM oraz czas trwania stanu zamkniętego  $T_{OTW}$  wyjścia układu zwierającego ZW zadawany wartością parametru  $t_d$ .



Rys. 6.3. Schemat połączeń układu do pomiaru czasu własnego zespołu sterowniczego (linią przerywaną oznaczono połączenie światłowodowe)

Sekwencja sterowania jest inicjowana impulsem optycznym, o czasie trwania  $T_{OPT}$ , podawanym na odpowiedni optyczny kanał wejściowy (OPT1 lub OPT2) układu zwierającego ZW. Z czasem zadziałania  $t_{ZW}$  następuje zamknięcie półprzewodnikowego styku zwiernego (WY1, WY2) oraz zainicjowanie operacji łączeniowej w sterowniku napędu fabrycznego STF. W trakcie pomiarów, rejestrowanymi sygnałami było napięcie na odbiorniku światłowodowym styku zwiernego OPT, napięcie na wejściu dwustanowym zespołu sterującego OTW oraz prąd siłownika fabrycznego  $I_F$ . Sekwencję przetwarzania sygnału sterującego, uzyskaną w układzie pomiarowym z Rys. 6.3, przedstawiono na Rys. 6.4, wraz z oznaczeniem wybranych czasów oraz czasu wyrażonego równaniem (6.1).



Rys. 6.4. Sekwencja sygnałów sterowania: a) przebiegi sygnałów pomiarowych; b) dla impulsu optycznego o zadanym czasie trwania  $T_{\text{OPT}} = 10$  ms i czasie zamknięcia styku elektrycznego WY1,  $T_{\text{OTW}} = 14$  ms

Z sekwencji sygnałów sterowania przedstawionej na Rys. 6.4b wynika, że czas  $T_{\text{OTW}}$  zwarcia wejścia OTW inicjujący operację otwierania w siłowniku fabrycznym STF, musi być dłuższy od minimalnego  $t_{\text{OTW}}$  czasu powodującego zadziałanie. Zatem musi zostać spełniony warunek  $T_{\text{OTW}} \ge 12 \text{ ms}$  (Rys. 6.4a). Fakt ten sprawdzono eksperymentalnie. W przypadku nie spełnienia powyższego warunku, nie był obserwowany przepływ prądu  $I_{\text{F}}$  w uzwojeniu siłownika. Wobec powyższego, do dalszych badań, można przyjąć  $t_{\text{STF}} = 12 \text{ ms}$ 

Badaniu poddano również czas przetwarzania układu zwierającego ZW. Minimalna wartość czasu trwania impulsu światłowodowego  $T_{OPT}$  podawanego na wejście optyczne układu zwierającego ZW, skutkującego zainicjowaniem operacji łączeniowej, wynosi  $t_{zw} = 100 \,\mu s$ . Ze względu na zastosowanie elementów półprzewodnikowych, których czas zadziałania jest rzędu dziesiątek nanosekund, czas własny wszystkich zastosowanych elementów

półprzewodnikowych można oszacować na << 10 μs i uznać za pomijalny w obliczeniach czasu własnego układu zwierającego ZW.

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów, zweryfikowano użyteczność układu zwierającego ZW w dalszych badaniach laboratoryjnych. Wprowadzane opóźnienie przetwarzania tego układu, można oszacować jako  $t_{zw} = 100 \ \mu$ s, co spełnia wymóg długości czasu podania impulsu światłowodowego na wejściu optycznym układu ZW.

#### 6.2. Pomiary charakterystyk ruchu wyłącznika z napędem szybkim

W kolejnym kroku wykonano badania charakterystyk ruchu cięgna napędowego, podczas pracy siłownika szybkiego SIS, napędu szybkiego (NS), realizującego operację otwierania styków w środkowym biegunie wyłącznika. Zadziałanie napędu szybkiego NS inicjowane było impulsem optycznym pochodzącym z mikroprocesorowego układu czasowego (TIM), podawanym na wejście sterownika siłownika szybkiego (STS). Zamknięcie styków realizował siłownik fabryczny SIF napędu fabrycznego NF, uruchamiany manualnie przyciskiem Z (Rys. 6.5). Ze względu na podobną architekturę oraz zastosowane elementy układu optycznego zastosowanego w układach zwierającym ZW i sterownika STS, wymagany czas podania impulsu światłowodowego OPTO na wejściu sterownika STS przyjęto jako 100 µs. Zatem czas zadziałania sterownika STS przyjęto jako taki sam, co w przypadku układu zwierającego ZW, czyli  $t_{zw} = t_{STS} = 100$  µs.



Rys. 6.5. Schemat układu pomiarowego do pomiarów charakterystyk ruchu wyłącznika z napędem szybkim (NS)

W układzie przedstawionym na Rys. 6.5 wykonano rejestrację prądu napędu szybkiego  $I_S$ , styczności w biegunie środkowym z napędem szybkim  $S_S$ , przemieszczenie cięgna

napędowego *d* w biegunie środkowym z napędem szybkim *S*<sub>S</sub>. Ze względu na sztywne połączenie cięgna napędowego ze stykiem ruchomym oraz liniowy ruch cięgna w osi obu siłowników napędowych bieguna (fabrycznego i szybkiego), odbłyśnik optycznego przetwornika drogi został zainstalowany na końcu cięgna napędowego (Rys. 6.5). Do uzyskania wysokiej dynamiki ruchu styków, prąd w uzwojeniu siłownika szybkiego został wymuszony ze sterownika STS, posiadającego kondensatorowy zasobnik energii o pojemności *C* = 3 mF (wg. Rys. 4.4). Uzyskane przebiegi sygnałów pomiarowych przedstawiono na Rys. 6.6.



Rys. 6.6. Przebieg sygnałów pomiarowych w trakcie próby z napędem szybkim (NS)

Maksymalne przemieszczenie cięgna napędowego wynosi 8,1 mm i występuje po czasie 2,6 ms od chwili inicjacji przepływu prądu przez uzwojenie siłownika elektrodynamicznego. Rozejście styków wyłącznika występuje w 0,86 ms, po przemieszczeniu cięgna napędowego o 0,82 mm. Maksymalna wartość prądu, mająca wartość 2 kA, osiągnięta jest w 0,72 ms od chwili inicjacji przepływu prądu przez uzwojenie siłownika elektrodynamicznego. Średnia prędkość elementu wykonawczego siłownika w początkowej fazie ruchu wynosi 3,44 m/s, natomiast prędkość w końcowej fazie ruchu wynosi 7,18 m/s.

Wzrost prędkości elementu wykonawczego siłownika w końcowej fazie ruchu jest związany z otwarciem obwodu magnetycznego siłownika, gdy następuje oderwanie rdzenia ruchomego od dolnej płyty nieruchomego obwodu magnetycznego (Rys. 5.4). Uwolniony rdzeń zostaje od-rzucony przez ściśniętą sprężynę otwierającą, zwiększając prędkość cięgna napędowego oraz styku ruchomego.

Analiza powyższego efektu oddziaływana elementów mechanicznych siłowników zostanie przedstawiona w dalszej części pracy.



Rys. 6.7. Stanowisko do pomiarów charakterystyk ruchu wyłącznika z napędem szybkim (NS)

## 6.3. Pomiary przemieszczenia zsynchronizowanych napędów

Po zbadaniu możliwości autonomicznej pracy napędu fabrycznego (NF) i napędy szybkiego (NS), przystąpiono do pomiarów charakterystyk ruchu w układzie synchronizowanych napędów NF i NS. W trakcie pomiarów w układzie probierczym przedstawionym na Rys. 6.8, napęd NF powodował przemieszczenie styku ruchomego w trzech biegunach wyłącznika, natomiast napęd NS uruchamiany był tylko w środkowym biegunie, skracając czas własny siłownika (Rozdział 6.1) w środkowym biegunie. Celem pomiarów było porównanie charakterystyk dynamicznych ruchu cięgna napędowego wraz i bez napędu NS.

Podczas pomiarów napęd NF pracował w niezmienionym fabrycznym układzie połączeń, z działającymi trzema elektromagnesowymi siłownikami fabrycznymi (SIF), zasilanymi prądem  $I_S$ . Z kolei elektrodynamiczny siłownik szybki (SIS) napędu szybkiego NS zasilano ze sterownika siłownika szybkiego (STS), z zasobnikiem kondensatorowym o regulowanej pojemności C = 3 i 9 mF, ładowanej do napięcia  $U_C = 200$ , 300, 400 i 500 V – co umożliwiło regulację wartości szczytowej i czasu trwania impulsu prądu  $I_S$  uzwojenia siłownika szybkiego (SIS). W trakcie pomiarów, rejestracji podlegał prąd napędu szybkiego  $I_S$  i prąd napędu fabrycznego  $I_F$ , styczność styków próżniowej komory gaszeniowej (PKG) w biegunie środkowym  $S_S$  wyposażonym w napędy NF i NS oraz styczność styków PKG w prawym biegunie  $S_F$  wyposażonym tylko w napęd NF. Przemieszczenie d styku ruchomego PKG w biegunie środkowym, jednoznaczne z przemieszczeniem cięgna napędowego bieguna, mierzone było optycznym przetwornikiem drogi, zainstalowanym na końcu przedłużonego cięgna napędowego siłownika (Rys. 6.9). Pomiar prądu napędu szybkiego  $I_S$  dokonano bocznikiem wielkoprądowym  $R_b = 800 \ \mu\Omega$ , natomiast pomiar prądu napędu fabrycznego  $I_F$  zrealizowano z wykorzystaniem sensora prądu SP. Pomiar styczności styków w komorze gaszeniowej  $S_S$  i  $S_F$ , wykonano z wykorzystaniem metody technicznej.



Rys. 6.8. Schemat układu pomiarowego dla porównania charakterystyk dynamicznych ruchu cięgna napędowego wraz i bez szybkiego napędu NS

Przebiegiem próby sterowano przy użyciu mikroprocesorowego układu czasowego (TIM). Ze względu na różnice czasów własnych napędów NF i NS, światłowodowy impuls sterowniczy (OPTO 1) był w pierwszej kolejności podawany do pośredniczącego układu zwierającego (ZW), inicjującego operację otwierania styków wyłącznika realizowaną przez napęd fabryczny. Po odliczeniu przez TIM czasu zwłoki  $t_d = t_{STF} = 12$  ms, impuls sterowniczy (OPTO 2) podawany był na STS. Dobrany w ten sposób czas opóźnienia  $t_d$  pozwolił następnie na synchronizację obu napędów (NF i NS) w taki sposób, by przepływ prądu  $I_F$  w uzwojeniu SIF i  $I_S$  w uzwojeniu SIS, był inicjowany w tej samej chwili, synchronizując w ten sposób siły napędowe pochodzące od obu napędów (oddziałujące na cięgno napędowe w środkowym biegunie wy-łącznika). Uzwojenie SIF zainstalowane na przedłużeniach fabrycznych cięgien napędowych w trzech biegunach wyłącznika, z widocznym sensorem optycznego przetwornika drogi na środkowym biegunie, przedstawiono na Rys. 6.8.



Rys. 6.9. Szybki napęd elektrodynamiczny NS zainstalowany na przedłużeniu fabrycznego cięgna napędowego wyłącznika, z widocznym przetwornikiem drogi *d* na środkowym biegunie.

Dzięki synchronizacji napędów NF i NS, na zarejestrowanych przebiegach (Rys. 6.10) można wydzielić fazy ruchu cięgna napędowego wyłącznika, opisane trzema punktami charakterystycznymi (E1-E3) przemieszczenia *d*. Wśród faz, chronologicznie można wyróżnić: zadziałanie NS, fazę oczekiwania na zadziałanie NF, zadziałanie NF oraz relaksację układu mechanicznego po zaniku sił napędowych.



Rys. 6.10. Przebieg sygnałów pomiarowych podczas operacji otwierania, z wykorzystaniem zsynchronizowanego napędu fabrycznego (NF) oraz szybkiego (NS), dla parametrów zasilacza impulsowego:  $U_{\rm C} = 300$  V, C = 3 mF

W trakcie pomiaru, jako położenie początkowe przyjęto pozycję zamknięta wyłącznika, czyli taką, w której styki PKG są w pozycji zamkniętej (Rys. 6.11a). Po zainicjowaniu operacji łączeniowej, podawany jest sygnał (OPTO 1) na uruchomienie NF.

Po odliczeniu przez TIM czasu zwłoki  $t_d = 12$  ms, na sterownik STS podawany jest impuls na uruchomienie NS (OPTO 2). Ze względu na różnicę czasów własnych, pierwszy zadziała siłownik SIS, przemieszczając cewkę ruchomą siłownika (Rys. 6.11b), w wyniku czego po czasie  $t_{SISO} = 0.76$  ms następuje rozdzielenie styków w biegunie z szybkim napędem elektrodynamicznym (NS). Relatywnie duża, ale krótkotrwała impulsowa siła generowana przez siłownik (odpowiadająca prądowi w uzwojeniu siłownika SIS, Rys. 6.10) powoduje "szarpnięcie" za cięgno napędowe wraz ze sprzężonym z tym cięgnem stykiem ruchomym układu stykowego wyłącznika, co powoduje osiągnięcie lokalnego maksimum przemieszczenia w punkcie E1 (Rys. 6.10). Obecność siły docisku stykowego generowanej przez ryglowany magnetycznie ruchomy rdzeń (Rys. 5.2) siłownika SIF i przemijający charakter siły napędowej pochodzącej od siłownika SIS, powoduje rozpoczęcie od punktu E1 (Rys. 6.10) procesu schodzenia się styków (Rys. 6.11b), który kończy się osiągnięciem punktu E2 (Rys. 6.10). Następnie, uruchomiony na początku sekwencji łączeniowej napęd NF (OPTO 1) z czasem własnym  $t_{SIFO} = 7,2$  ms, dokonuje rozdzielenia styków w pozostałych biegunach oraz luzuje rygiel magnetyczny (Rys. 6.11c), uwalniając ruchomy rdzeń w biegunie z napędem NF (Rys. 6.8). Od tej chwili zanika siła docisku stykowego i pojawia się siła napędowa pochodząca od odryglowanych sprężyn otwierających. Efekt napędowy jest bardziej dynamiczny niż w przypadku operacji wykonywanej siłownikiem SIF (Rys. 6.2), ze względu na przesunięcie położenia początkowego cięgna napędowego do położenia E2 (Rys. 6.10). W związku z tym, uwolniony ruchomy rdzeń (Rys. 5.2) o odpowiedniej masie uderza w cięgno napędowe, wyrzucając je w kierunku pozycji otwartej (Rys. 6.11d). Przebieg przemieszczenia osiąga wówczas lokalne maksimum w punkcie E3 (Rys. 6.10). Ostatecznie, położenie styków ustala się dla przerwy międzystykowej  $d_{ust}$ .





Sposób interakcji obu napędów, NF i NS, jest zależny głównie od czasu trwania i wartości szczytowej impulsu napędowego w siłowniku SIS. Wyższe wartości prądu, uzyskiwane przez ładowanie baterii kondensatorów do wyższego napięcia  $U_{\rm C}$ , umożliwiają osiągnięcie większej, co do wartości szczytowej, siły napędowej oraz większych przemieszczeń *d*. Wpływ napięcia ładowania baterii kondensatorów  $U_{\rm C}$  na przemieszczenie cięgna napędowego przedstawia Rys. 6.12. Kropkami oznaczono punkty ekstremów według oznaczeń z Rys. 6.10.



Rys. 6.12. Zestawienie przemieszczenia cięgna napędowego i prądu uzwojenia siłownika szybkiego (SIS), dla C = 3 mF

Dla napięcia ładowania kondensatorów  $U_{\rm C} = 200$  V, siła napędowa wytworzona przez siłownik SIS jest zbyt mała i w czasie 5 ms próby dochodzi do ponownego zejścia się styków próżniowej komory gaszeniowej. Z pozycji zamkniętej, końcowe rozdzielenie styków komory gaszeniowej realizowane jest przez napęd NF w czasie 7 ms próby, łagodnie powiększając odległość międzystykową do 3,5 mm. Zwiększenie napięcia ładowania kondensatorów do wartości 300 V, powoduje zwiększenie minimum przemieszczenia (E2, Rys. 6.12) do około 1,5 mm – tym samym nie jest obserwowane ponowne uzyskanie styczności styków. Osiągnięte minimum przerwy międzystykowej może być zbyt małe do zapewnienia odpowiedniej wytrzymałości napięciowej wobec budującego się napięcia powrotnego na stykach wyłącznika w warunkach eksploatacyjnych. Dalsze zwiększenie napięcia ładowania do  $U_{\rm C} = 400$  V, zwiększa lokalne minimum przemieszczenia (E2, Rys. 6.12) pomiędzy zadziałaniem napędów NF i NS oraz zwiększa lokalne maksima związane z zadziałaniem NS (E1, Rys. 6.12) i NF (E3, Rys. 6.12). Dla  $U_{\rm C} = 500$  V, obserwowane jest szybkie osiągniecie maksymalnego przemieszczenia (E1, Rys. 6.12), a następnie duże odbicie styków w późnej fazie ruchu styków. Odbicie jest na tyle mocne, że niemal dochodzi do ponownego zejścia się styków łącznika w 15 ms. Styk ruchomy przemieszczany jest na pełną odległość międzystykową dopiero około 25 ms, dzięki działaniu sprężyn otwierających siłownika SIF.

Powyższe uwagi wskazują, że dla pojemności C = 3 mF, za najbardziej korzystną można uznać wartość napięcia  $U_{\rm C} = 300$  V, dla którego minimum E2 wynosi 1,25 mm, a w dalszym przebiegu rejestracji przemieszczenia dla tego napięcia nie występują wartości niższe, niż wspomniane minimum. Dla napięcia  $U_{\rm C} = 400$  V (C = 3 mF), minimum E2 wynosi 2,4 mm, ale w około 20 ms następuje mocniejsze niż poprzednio odbicie, przekraczające wartość minimum E2. Ponadto, w otoczeniu punktu E3 obserwowane jest "wypłaszczenie" (wynikające z osiągnięcia górnego ograniczenia rejestracji i czułości przetwornika). Odpowiadające mu znaczne wartości sił elektrodynamicznych mogą być niekorzystne z punktu widzenia żywotności miecha uszczelniającego w próżniowej komorze gaszeniowej (będącego najwrażliwszym mechanicznie elementem komory, sprzężonym kinematycznie z elementem wykonawczym siłownika). Dla napięcia  $U_{\rm C} = 500$  V, wyżej wspomniane efekty są bardziej widoczne.

Analizę przemieszczenia elementu wykonawczego siłownika d w zależności od energii zmagazynowanej w zasobniku sterownika STS (Rys. 6.8), przeprowadzono również dla większej baterii kondensatorów C = 9 mF (Rys. 6.13). Celem pomiarów była analiza wydłużenia siły napędowej (wydłużenie czasu trwania półfali prądu) uzyskiwanej z zasobnika kondensorowego o większej pojemności. Krytycznym zagadnieniem jest w tym wypadku powiększenie wartości w minimum (E2, Rys. 6.10) przemieszczenia styków d.

Dla C = 9 mF, za najbardziej korzystny można uznać pomiar dla  $U_C = 200$  V, z minimum E2 o wartości 1,43 mm. Dla  $U_C = 300$  V i  $U_C = 500$  V, obserwowane jest osiągnięcie zakresu rejestracji w okolicy E1 oraz mocne odbicie w okolicy 15 ms. Jest to efekt zbyt dużego impulsu siły napędowej pochodzącej od siłownika SIS, a tym samym nadania zbyt dużej energii układowi mechanicznemu.



Rys. 6.13. Zestawienie przemieszczeń cięgna napędowego dla różnych napięć ładowania baterii kondensatorów  $U_{\rm C}$ , dla pojemności baterii kondensatorów C = 9 mF i C = 3 mF

Na podstawie analizy omówionych wyżej korzystnych przebiegów przemieszczenia dla obu wartości pojemności (C = 3 mF i C = 9 mF) można stwierdzić, że odpowiednia ilość energii zmagazynowana w zasobniku kondensatorowym powinna zawierać się w przedziale 135-180 J (Tab. 6.1). Energia ta umożliwia uzyskanie przebiegu odległości międzystykowej w komorze gaszeniowej o odpowiednio wysokiej wytrzymałości napięciowej.

Pojemność zasobnika kondensato- rowego	Napięcie ładowania [V]	Energia zasobnika [J]	Wartość szczytowa prądu [kA]	Czas do szczytu prądu [ms]	Prędkość [m/s]
3 mF	200	60	0,753	0,72	0,303
	300	135	1,125	0,72	1,06
	500	375	1,783	0,72	2,88
9 mF	200	180	1,175	1,22	1,484
	300	405	1,700	1,22	2,915
	500	720	2,587	1,22	3,944

Tab. 6.1. Zestawienie parametrów energetycznych kondensatorowego zasobnika energii napędu szybkiego (NS)

Zestawiona w Tab. 6.1 prędkość uzyskana w wyniku zadziałania napędu NS, została określona metodą dopasowania prostej z Rys. 4.19. Dopasowaniem objęto zbocze przemieszczenia, tuż po zadziałaniu napędu NS, w czasie około 0 - 2,5 ms czasu trwania pomiaru.

## 6.4. Podsumowanie

Na podstawie przedstawionych w niniejszym rozdziale badań kinematyki współpracujących siłowników: fabrycznego elektromagnesowego SIF i trójcewkowego elektrodynamicznego siłownika szybkiego SIS, sformułowano następujące wnioski i obserwacje:

- Możliwe jest wykorzystanie szybkiego trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego SIS o rozpatrywanej w niniejszej pracy konstrukcji do przemieszczania styków wyłącznika w zakresie pełnego skoku styków, z czasem znacznie krótszym niż czas wynikający z zastosowania napędu fabrycznego wyłącznika SN. W biegunie bez szybkiego napędu elektrodynamicznego (biegun prawy), czas własny fabrycznego siłownika w trakcie rozdzielania styków wynosił  $t_{SIF} = 7,2$  ms, natomiast w biegunie z napędem szybkim (biegun środkowy) analogiczny czas własny wynosił  $t_{SIS} = 0,76$  ms.
- W oparciu o zmierzony czas własny sterownika fabrycznego  $t_{\text{STF}} = 12 \text{ ms}$  możliwe jest określenie czasu własnego napędu fabrycznego wyłącznika na otwieranie, jako  $t_{\text{NFO}} = t_{\text{STF}} + t_{\text{SIFO}} = 20,26 \text{ ms}$  oraz analogicznie, czasu własnego na zamykanie, jako  $t_{\text{NFZ}} = 38,6 \text{ ms}.$
- Zmierzony czas własny sterownika fabrycznego wyłącznika (STF), wynoszący  $t_{\text{STF}} = 12 \text{ ms}$  jest zbyt duży, by sterownik ten mógł być wykorzystany do współpracy ze sterownikiem szybkiego siłownika elektrodynamicznego. Czas własny sterownika fabrycznego istotnie wydłużałby zadziałanie szybkiego napędu elektrodynamicznego w porównaniu do czasu własnego sterownika napędu szybkiego (STS)  $t_{\text{STS}} = 100 \,\mu\text{s}$  i czasu własnego siłownika szybkiego  $t_{\text{SIS}} = 0.76 \,\text{ms}.$
- Do integracji napędu fabrycznego (NF) i napędu szybkiego (NS) w jeden zespół napędowy wyłącznika, wymagane jest opracowanie sterownika o nowej konstrukcji, posiadającego szybszy, niż obecnie stosowany w wyłączniku, układ sterujący siłownikiem fabrycznym (SIF) oraz osobny wielkoprądowy układ zasobnikowy, sterujący siłownikiem szybkim (SIS).
- Możliwe jest zaprojektowanie sterownika zespołu napędowego wyłącznika łączącego w sobie funkcje sterowania obydwoma napędami (fabrycznym NF i szybkim NS), z szybkością przetwarzania odpowiednią dla napędów szybkich, wyposażonego w osobne tryby działania na otwarcie i zamknięcie styków. W podstawowym trybie zasilany byłby siłownik fabryczny, pozwalając na otwarcie bieguna z fabrycznym czasem własnym fabrycznego siłownika wyłącznika  $t_{wso}$ . W trybie szybkim, zasilany byłby siłow-nik elektrodynamiczny umożliwiający szybkie otwarcie styków, z krótszym niż  $t_{wso}$

czasem własnym  $t_{SIS}$ . Szybkie otwieranie może być realizowane dla bieguna lub biegunów wyłącznika, których zadaniem jest realizacja szybkiego wyłączenia (np. fazy lub faz, w których wystąpiło zakłócenie). Do obydwu czasów własnych siłownika (fabrycznego  $t_{wso}$  i szybkiego  $t_{SIS}$ ) należy doliczyć czas własny przetwarzania zaprojektowanego układu sterowania.

- Połączenie napędu fabrycznego (NF) i napędu szybkiego (NS) wymaga uwzględnienia wpływu mas ruchomych sprzęgniętych z cięgnem napędowym wyłącznika na przemieszczenie styku ruchomego. Z krótszym czasem własnym działa napęd fabryczny NS, w którym zasilony siłownik fabryczny SIF odciąga styk ruchomy. Następnie, po zaniku prądu w uzwojeniu siłownika fabrycznego SIF, zanika siła napędowa powodując, pod wpływem sprężyny dociskowej, powstanie siły zamykającej styki. Z czasem własnym t<sub>STF</sub> sterownika fabrycznego STF, uruchamiany jest napęd fabryczny NF, a operacja otwierania jest kontynuowana przez siłownik fabryczny SIF do momentu osiągnięcia pozycji krańcowej (linia przerywana na Rys. 6.12). Dobór ilości i przebiegu uwolnienia energii pozwala na kształtowanie charakterystyki przemieszczenia styków wyłącznika w całym zakresie ich ruchu.
- Na podstawie korzystnych przebiegów przemieszczenia dla rozpatrywanych pojemności baterii kondensatorowych zasilacza napędu szybkiego NS można stwierdzić, że optymalna ilość energii zmagazynowana w zasobniku kondensatorowym powinna zawierać się w przedziale 135-180 J. Wykonane pomiary wskazują, że optymalny zakres energii zasobnika może zostać wyznaczony dla przebiegów przemieszczenia przy pojemności zasobnika C = 3 mF i w zakresie napięcia ładowania 300-360 V oraz przy pojemności zasobnika C = 9 mF i w zakresie napięcia ładowania 140-200 V.
- W odniesieniu do interakcji wyłącznika z siecią elektroenergetyczną, krytyczna jest minimalna odległość przerwy międzystykowej (związanej z przemieszczeniem cięgna napędowego d), szczególnie w newralgicznym przedziale przejęcia dominującej roli napędowej z siłownika szybkiego SIS na siłownik fabryczny SIF (punkt minimum E1 na Rys. 6.10). Odpowiednio duża odległość miedzystykowa w tym punkcie jest krytyczna z punktu widzenia zapewnienia odpowiedniej wytrzymałości przerwy międzystykowej na kształtujące się napięcie powrotne po zgaszeniu elektrycznego łuku łączeniowego.
- Ponieważ dynamika ruchu styku ruchomego istotnie zależy od masy ruchomej, w ogólności masy cewki ruchomej siłownika szybkiego oraz cięgna napędowego, istotne jest w konstruowaniu napędu zastosowanie możliwie niewielkiej ruchomej masy, jednocześnie optymalnej z punktu widzenia realizowanej charakterystyki przemieszczenia.

 Biorąc pod uwagę uzyskiwane prędkości oraz przyśpieszenia cięgna napędowego podczas pracy napędu szybkiego (NS) w stanowisku laboratoryjnym (Rys. 6.6), istotną i otwartą kwestią staje się wpływ napędów szybkich (w szczególności ultraszybkich siłowników Thomsona) na mechaniczną trwałość łączeniową komór próżniowych, w odniesieniu do prędkości projektowych fabrycznego napędu wyłącznika (Rys. 6.2).

# 7. Podsumowanie

# 7.1. Wnioski dotyczące badań przedstawionych w rozprawie

Szybkie siłowniki elektrodynamiczne umożliwiają budowę szybkich napędów, a w konsekwencji szybkich łączników, co aktualnie znajduje zastosowanie w szczególności w odniesieniu do łączników hybrydowych dla sieci prądu stałego średnich i wysokich napięć. W łącznikach tych szybkie napędy umożliwiają spełnienie wymagań w zakresie krótkich czasów własnych zadziałania łącznika, nieosiągalnych w konwencjonalnych konstrukcjach z napędami zasobnikowosprężynowymi oraz elektromagnesowymi.

Na podstawie przedstawionych w niniejszej rozprawie badań sformułowano następujące wnioski końcowe:

- Wykonane parametryczne symulacje polowe wykazały istotnie wyższe zdolności siłowe siłownika trójcewkowego nad konstrukcjami dwucewkowymi (Rys. 3.6) oraz nad siłownikiem Thomsona, np. [31]. Kluczowe w zwiększeniu parametrów siłowych siłownika trójcewkowego jest zmniejszenie odległości pomiędzy nieruchomymi cewkami. Zbliżenie cewek odpowiednio zwiększa sprzężenie magnetyczne środkowej cewki ruchomej z nieruchomymi cekami skrajnymi, zwiększając wartość osiąganej siły, jak również linearyzując charakterystykę siły.
- Badana w niniejszej rozprawie konstrukcja siłownika posiada uzwojenie o wyższej indukcyjności niż siłownik Thomsona, tym samym obniżając częstotliwość własną układu siłownik-zasilacz. Zwiększa to czas własny siłownika, jednocześnie zwiększając również czas trwania impulsu prądu, czas działania siły napędowej, a tym samym również długość fazy rozpędzania siłownika. Ponadto, w badanym siłowniku trójcewkowym siła napędowa nie jest wytwarzana wskutek zjawiska prądów wirowych, jak to jest w siłownikach Thomsona, dlatego wysoka częstotliwość układu siłownik-zasilacz nie jest tu kluczowa dla kształtowania charakterystyki siłowej oraz przemieszczenia.
- Wykonany magnetostatyczno-mechaniczny obwodowo-polowy sprzężony model symulacyjny (Rys. 3.13) pozwolił na przeprowadzenie badań ruchu elementu wykonawczego siłownika z uwzględnieniem parametrów zasilania uzwojenia oraz obciążenia mechanicznego siłownika, typowych dla łączników średnich napięć.
- Badania laboratoryjne przeprowadzone na opracowanym w ramach niniejszej pracy stanowisku laboratoryjnym pozwoliły na pomiar przemieszczenia cięgna napędowego dla

różnych początkowych obciążeń mechanicznych (Rys. 4.21) oraz różnych początkowych napięć ładowania zasobnika (Rys. 4.22).

- Wyniki pomiarów laboratoryjnych wykorzystano do weryfikacji poprawności wyników uzyskanych z użyciem obwodowo-polowych modeli symulacyjnych (Rys. 4.25). Zgodność przebiegów pomiarów oraz symulacji została osiągnięta w szczególności przez uwzględnienie ruchu cewek (Rys. 4.23, parametr R<sub>V</sub>).
- W ramach pracy wykonano również stanowisko laboratoryjne wyłącznika SN o fabrycznym napędzie elektromagnesowym doposażonym w trójcewkowe siłowniki szybkie (trzy autonomiczne siłowniki w poszczególnych biegunach wyłącznika). W stanowisku tym wykonano badania zespołu napędowego tworzącego napęd fabryczny elektromagnesowy oraz badany w niniejszej rozprawie szybki siłownik elektrodynamiczny. Przeprowadzone pomiary pozwoliły na analizę współpracy obu napędów oraz na istotne przyśpieszenia pracy fabrycznego napędu rozpatrywanego wyłącznika.
- Będąca przedmiotem badań w niniejszej rozprawie trójcewkowa konstrukcja siłownika elektrodynamicznego, bardziej niż siłownik Thomsona, jest podatna na zastosowanie wielostopniowych układów zasilania impulsowego. Zastosowanie więcej niż jednego impulsu prądowego [141], oraz zastosowanie odpowiednich przesunięć w czasie pomiędzy zastosowanymi impulsami, wydłuża w sposób korzystny działanie siły napędowej. W przypadku siłownika trójcewkowego, inaczej niż w siłowniku Thomsona, możliwe jest uzyskanie siły napędowej oddziałującej na odpychanie, jak i na przyciąganie cewki środkowej. Aspekt wielostopniowości zasilania może być korzystny w konstrukcji siłowników elektrodynamicznych realizujących przemieszczenia wymagane dla aparatury łączeniowej wysokich napięć.

Zdaniem autora, ważnym osiągnięciem pracy jest przeprowadzenie wszechstronnych badań, które stanowią podstawę do dalszych prac rozwojowych w kierunku opracowania w pełni funkcjonalnego, szybkiego napędu wyłącznika średniego napięcia (SN), w szczególności przeznaczonego do łączenia obwodów prądu stałego. Wykonane przez autora badania obejmowały obliczenia analityczne, prace modelowo-symulacyjne w zakresie analizy rozkładów pól elektromagnetycznych i kinematyki wykonywane z użyciem modeli polowych i modeli sprzężonych polowo-obwodowych, prace eksperymentalne na modelu fizycznym oraz w układzie komercyjnego wyłącznika:

- Pierwszym etapem badań były obliczenia przeprowadzone z wykorzystaniem metod analitycznych mających na celu określenie dalszych kroków podstępowania (rozdział 2).
- Obliczenia te stanowiły podstawę dla opracowania magnetostatycznego polowego modelu symulacyjnego, przy użyciu którego wykonano symulacje statyczne siłownika wraz z badaniami wariantowymi cewki ruchomej obejmującymi m.in. symulacje jej przemieszczenia (rozdział 3).
- Na tej podstawie wykonano model fizyczny siłownika trójcewkowego, zawierający cewki robocze i zespół zasobnikowo-sterujący wraz z konstrukcją wsporczą i elementami przeniesienia napędu (rozdział 4).
- Wykonano następnie badania pomiarowe tego układu w zakresie charakterystyk siłowych sprężyn dociskowych, charakterystyk prądowych uzwojenia siłownika, sił oporowych oraz kinematyki cewki ruchomej (rozdział 4).
- Pomiary te wykorzystano do opracowania modelu symulacyjnego sprzężonego polowoobwodowego służącego do wykonania dalszych badań symulacyjnych kinematyki ruchu elementu wykonawczego siłownika wraz z odwzorowanym ryglem łącznikowym (rozdział 4).
- Na podstawie powyższych badań pomiarowych, symulacyjnych i analitycznych przedstawiono następnie koncepcję napędu wyłącznika SN z opracowanym elektrodynamicznym siłownikiem trójcewkowym (rozdział 5), dla której wykonano badania w zakresie kinematyki ruchu jego zespołu napędowego (rozdział 6).

Zdaniem autora, ważnym rezultatem badań zaprezentowanych w niniejszej rozprawie jest osiągnięcie następujących poziomów gotowości technologicznej (PGT, ang. TRL – *Technology Readiness Level*). Poniżej przedstawiono osiągnięcia rozprawy, posługując się sposobem opisu PGT zgodnym z klasyfikacją wykorzystywaną w projektach finansowanych przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju (NCBR) [152]:

- TRL 1: Opisano i zaobserwowano podstawowe właściwości i zasady związane z funkcjonowaniem technologii w zakresie parametrów energetycznych, dynamicznych oraz kinematycznych siłowników elektrodynamicznych.
- TRL 2: Podstawowe funkcje technologii zostały scharakteryzowane w formie tezy rozprawy w sposób umożliwiający ich mierzalną weryfikację. Założono wymagania w

zakresie zasilania i sterowania siłownikiem. Wprowadzono analityczną reprezentację obwodową siłownika nakreślając dalsze kroki badań.

- TRL 3: Zweryfikowano eksperymentalnie krytyczne funkcje i charakterystyki technologii, potwierdzając analityczne przewidywania dotyczące odrębnych elementów technologii. Przeprowadzono wariantowe badania symulacyjne w ujęciu modelowania polowego, mające na celu określenie właściwości siłowych oraz energetycznych w odniesieniu do zastosowania trójcewkowego siłownika elektrodynamicznego w napędzie łącznikowym.
- TRL 4: Podstawowe komponenty technologii zostały następnie zintegrowane w celu potwierdzenia poprawności ich wzajemnej współpracy we wstępnym układzie laboratoryjnym o początkowo niskiej wierności w porównaniu do docelowego systemu (tzw. system zintegrowany ad hoc w laboratorium). Wykonano stanowisko pomiarowe oraz siłownik elektrodynamiczny według wybranego wariantu wybranego na podstawie przeprowadzonych wcześniej symulacji i analiz. Przeprowadzono pomiary identyfikacyjne obwodu zasilania oraz pomiary ruchu elementu wykonawczego siłownika. Wielkości te odniesiono do zbudowanego w poprzednim etapie modelu symulacyjnego, przy użyciu którego przeprowadzono następnie symulacje ruchu elementu wykonawczego siłownika z odwzorowanymi charakterystykami siłowymi wybranych układów ryglowania.
- TRL 5: Powyższe komponenty technologii zintegrowano w układzie laboratoryjnym o dużej wierności odwzorowania, łącząc je z komercyjnym wyłącznikiem średnich napięć 12 kV/1250 A/31,5 kA. Opracowany w tym celu model fizyczny został poddany badaniom w symulowanych operacyjnych warunkach mechanicznych odzwierciedlających przewidywane zastosowanie układu.

Zdaniem autora, istotnym osiągnięciem rozprawy jest przeprowadzenie badań obejmujących pięć poziomów gotowości technologicznej (TRL 1-5), które, wraz z TRL 6, w procesie rozwoju technologii są uznawane za domenę badań naukowych [152]. Stworzyło to podstawę dla możliwości prowadzenia dalszych prac o wyższych poziomach gotowości technologicznej (TRL 7-9), będących domeną prac rozwojowych i wdrożeniowych.

Zdaniem autora przedstawione w niniejszej rozprawie badania wykazują możliwość oraz są przyczynkiem do opracowania napędu szybkiego wyłącznika średnich napięć w oparciu o

szybki trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny i o parametrach określonych w tezie rozprawy.

Opracowanie napędu szybkiego na bazie zaprezentowanych w niniejszej rozprawie badań wymaga dalszych badań i prac konstruktorskich umożliwiających uzyskanie wymaganych charakterystyk siłowo-kinematycznych poprzez odpowiednie uformowanie przebiegu czasowego siły napędowej z użyciem odpowiednio uformowanego impulsu prądu podawanego na uzwojenie siłownika. Wymagać to może opracowania odpowiednich strategii sterowania poprzez zastosowanie kilkustopniowych cewek napędowych lub wykorzystanie kilkustopniowych zasobników energii, a także zastosowanie układu ryglowania o odpowiedniej konstrukcji.

### 7.2. Kierunki dalszych badań w zakresie napędu łącznikowego

Rozpatrywany w niniejszej rozprawie trójcewkowy siłownik elektrodynamiczny umożliwia jednokierunkowe działanie elementu wykonawczego napędu (tylko w kierunku otwarcia), co nie zapewnia pełnej funkcjonalności wymaganej w napędach łącznikowych. W badanym siłowniku trójcewkowym zmianę kierunku działania można uzyskać poprzez zmianę kierunku odziaływania strumienia magnetycznego wzbudzanego przez cewkę środkową względem cewek górnej i dolnej. Funkcyjność ta może zostać zrealizowana przez odpowiednio zaprojektowany układ zasilacza impulsowego, w którym, w zależności od rodzaju operacji łączeniowej, odpowiednio sterowane łączniki półprzewodnikowe (tranzystorowe, tyrystorowe lub triakowe) mogą umożliwić odpowiednio ukierunkowany przepływ prądu w poszczególnych cewkach siłownika. W zależności od topologii elementów układu sterowania oraz algorytmu sterowania, możliwe jest wykorzystanie aktywnego hamowania [29], [45], lub hamowania z regeneracją energii [53]. Liczba dwóch zasobników energii (zamykanie i otwieranie) może zostać rozbudowana o większą liczbę zasobników, uruchamianych sekwencyjnie z czasami zwłoki odpowiednimi dla zapewnienia wymaganej charakterystyki ruchu.

W siłowniku elektrodynamicznym, inaczej niż w siłowniku elektormagnesowym (np. siłowniku Thomsona), siła napędowa oddziałuje na element wykonawczy siłownika głównie na początku ruchu. Następnie ruch jest realizowany bezwładnie, ruchem postępowym opóźnionym wraz z wytracaniem energii kinetycznej. Z tego względu łączniki wykorzystujące napędy szybkie wymagają dodatkowych układów ryglowania utrzymujących styki w pozycji zamkniętej lub otwartej. Niska masa własna, szybkość działania oraz relatywnie prosta konstrukcja powodują, że wymagania napędowe mogą zostać spełnione przez zastosowanie rygli mechanicznych. W tym zakresie potrzebne są dalsze prace, mające na celu opracowanie odpowiednich konstrukcji rygli zapewniających wymagane skoki styków, minimalizujących pracę elementu wykonawczego (oraz siłownika) do położenia martwego, a także zapewniające odpowiednią trwałość.

Specyfika siłownika trójcewkowego wymaga zasilenia ruchomej (środkowej) cewki, a tym samym konieczne jest odpowiednie zabezpieczenie i prowadzenie ruchomych doprowadzeń prądowych cewki środkowej. Zagadnienie to jest szczególnie istotne dla zapewnienia odpowiedniej trwałości mechanicznej podczas pracy siłownika z dużymi prędkościami, jak również z dużymi przyśpieszeniami. Proponowanym rozwiązaniem, podjętym w tej rozprawie, jest wykonanie cewki środkowej w postaci dwóch jednoimiennych cewek, połączonych ze sobą na obwodzie. W takim wykonaniu, możliwe jest wyprowadzenie początków uzwojeń wzdłuż osi siłownika, a następnie poprowadzenie toru prądowego poza siłownikiem oraz wykonanie połączeń ruchomych w sposób trwały, a przy tym odpornych na zmęczenie mechanicznie. Rozwiązanie to posiada wadę związaną ze zwiększeniem odległości (przez większą grubość cewki środkowej) pomiędzy dwoma nieruchomymi skrajnymi cewkami, co skutkuje obniżeniem siły napędowej. Innym rozwiązaniem może być zlokalizowanie zacisków cewki ruchomej na zewnętrznym obwodzie cewki oraz przyłączenie ich do zasobnika odpowiednio umocowanymi oraz elastycznymi, plecionymi lub blachowanymi doprowadzeniami prądowymi.

Zaprezentowane w niniejszej rozprawie badania laboratoryjne zostały przeprowadzone w ograniczonym zakresie napięcia ładowania pojemności zasobnika, tym samym obserwowane przyśpieszenia i prędkości przemieszczenia były znacznie poniżej wartości spotykanych w przypadku siłowników Thomsona. Dla przyśpieszenia działania siłownika trójcewkowego, dalsze badania mogą zostać przeprowadzone dla cewek o mniejszej liczbie zwojów, a powstały wówczas ubytek siły może zostać skompensowany wzrostem wartości prądu przepływającego przez uzwojenie siłownika lub poprzez zmniejszenie odległości cewek nieruchomych.

# **Bibliografia**

- [1] CIGRE Technical Brochure: Paper 589 The Impact of the Application of Vacuum Switchgear at Transmission Voltages.
- [2] Renz. R, Gentsch D., Fink H., Slade P., Vacuum Interrupters Sealed for Life, 21-24.05.2007, Vienna CIRED, 19<sup>th</sup> International Conference on Electricity Distribution, Paper 156.
- [3] CIGRE Technical Brochure: Paper 730 Dry Air, N<sub>2</sub>, CO<sub>2</sub> and N<sub>2</sub>/SF<sub>6</sub> Mixtures for Gas-insulated Systems.
- [4] Teichmann S., et. al, 145/170 kV Vacuum Circuit Breakers and Clean-Air Instrument Transformers – Product performance and first installations in AIS substations, Session Material, CIGRE 2018.
- [5] Falkingham L. T., Reeves. R., Mistry C., Gill C.H., A Study of Vacuum Levels in a Sample of Long Service Vacuum Interrupters, XXVth International. Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, Tomsk, 2012.
- [6] Heinz T., et al., Direct current interruption with commercially available vacuum interrupters, XXVI Int. Symp. On Discharges and Electrical Insulation I Vacuum, Mumbai, Indie, 2014.
- [7] Barrnes M., et al, HVDC Circuit Breakers A Review, IEEE Access, vol 8, 2020.
- [8] Tahata K. et al., HVDC Circuit Breakers for HVDC Grid Applications, AORC Technical meeting 2014, <u>https://doi.org/10.1049/cp.2015.0018</u>.
- [9] Liu S., et al., Modelling, Experimental Validation and Application of VARC HVDC Circuit Breakers, IEEE Trans. Power Deliv., vol. 8977, no. c, pp. 1–1, 2019, https://doi.org/10.1109/tpwrd.2019.2947544.
- [10] Lechman M., Mański P., Doświadczenia z uruchomienia i eksploatacji wyłącznika próżniowego na napięcie 110 kv, Urządzenia dla Energ., no. 2, pp. 49–55, 2018.
- [11] Budziński P., Możliwości eliminacji SF6 z wyłączników wysokiego napięcia, ze szczególnym uwzględnieniem próżniowych układów gaszeniowych, Urządzenia dla Energetyki, no. 2, pp. 65– 73, 2018.
- [12] Logachev A. A., Poluyanova I. N., Zabello K. K., Barinov Y. A., and Shkol'nik S. M., Cathode Surface State and Cathode Temperature Distribution after Current Zero of Different AMF Contacts, IEEE Trans. Plas Sci., vol. 47, no. 8, pp. 3516–3524, 2019, <u>https://doi.org/10.1109/TPS.2019.2923326</u>.

- [13] Li W., Shi Z., Wang C., Shi F., Jia S., and Wang L., The Motion Characteristics of a Single Cathode Spot in Removing Oxide Layer on Metal Surface by Vacuum Arc, IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 45, no. 1, pp. 106–112, 2017, <u>https://doi.org/10.1109/TPS.2016.26361894</u>.
- [14] Cuhna M. D., Kaufmann H. T. C., Benilov M. S., Hartmann W., Wenzel N., Detailed Numerical Simulation of Cathode Spots in Vacuum Arcs – I, IEEE Trans. Plasma Sci., vol 45, no. 8, 2017, https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2697005.
- [15] Zhang Z. et al., Anode Spot Threshold Current of Four Pure Metals Subjected to Uniform Axial Magnetic Field in High Current Vacuum Arcs, IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 45, no. 8, pp. 2135– 2143, 2017, <u>https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2705171</u>.
- [16] Li S., Geng Y., Liu Z., and J. Wang, A breakdown mechanism transition with increasing vacuum gaps, IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul., vol. 24, no. 6, pp. 3340–3346, 2017, <u>https://doi.org/10.1109/TDEI.2017.006482</u>.
- [17] Ejiri H. et al., Late Breakdowns Caused by Microparticles after Vacuum Arc Interruption, IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 47, no. 8, pp. 3392–3399, 2019, <u>https://doi.org/10.1109/TPS.2019.2917379</u>.
- [18] Stoczko S., Szewczyk M., Pochanke Z., Chmielak W., Experimental study on field emission current in vacuum interrupter at functional limit of vacuum pressure, Electric Power Systems Research, vol. 191, 2021, <u>https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106860</u>.
- [19] Geng Y, et al., A New Measurement Method of Contact Conditions in a Vacuum Circuit Breaker With the Field Emission Current During the Closing Operation, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 71, 2022, <u>https://doi.org/10.1109/TIM.2022.3193710</u>.
- [20] Tang J., Lu S., Xie J., and Cheng Z., Contact Force Monitoring and Its Application in Vacuum Circuit Breakers, IEEE Trans. Power Deliv., vol. 32, no. 5, pp. 2154–2161, 2017, https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2423686.
- [21] Yang Q., Ruan J., Zhuang Z., and Huang D., Chaotic Analysis and Feature Extraction of Vibration Signals from Power Circuit Breakers, IEEE Trans. Power Deliv., vol. 8977, no. c, 2019, <u>https://doi.org/10.1109/TPWRD.2019.2934123</u>.
- [22] ABB, VD4-AF Circuit breaker for safe and relentless steel furnace operation and protection up to 38kV - 2500A - 31.5kA, 2018.
- [23] ABB, VM1 Medium Voltage vacuum circuit breakers with magnetic drive 12...24 kV -630...4000 A - 16...50 kA, 2018.

- [24] Chaly A. M., Chervinskyi O. I., Poluyanov V. N., New generation of vacuum circuit breaker with monostable magnetic actuator, 18<sup>th</sup> International Conference on electricity Distribution, Turin 6-9 June 2005.
- [25] Thomson E., Electro magnetic device, US250175A, 29.11.1881.
- [26] Jian Z., Zhuang J., Wang C., Wu J., Liu L., Simulation analysis and design of a high speed mechanical contact base on electro-magnetic repulsion mechanism, 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, 20-23.08.2011, Beijing, China, <u>https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073650</u>.
- [27] Baudoin A. et al., Experimental results form a Thomson-coil actuator for a vacuum interrupter in an HVDC breaker, The Journal of Engineering, vol. 2019, no. 17, https://doi.org/10.1049/joe.2018.8219.
- [28] Tian, Y, et al., Simulation of High-Speed Mechanical Switch on Multi-field Coupling, 4th International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology, Xi'an, 2017, China, <u>https://doi.org/10.1109/ICEPE-ST.2017.8188991</u>.
- [29] Peng C., Husain I., et al., Active Damping of Ultrafast Mechanical Switches for Hybrid AC and DC Circuit Breaker, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 53, no. 6, 2017, https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2740830.
- [30] ABB Technology ltd, Thomson coil based actuator, WO2015/172824A1, 19.11.2015.
- [31] Bissal A., Magnusson J., Engdahl G., Comparison of Two Ultra-Fast Acutator Concepts, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 48, no. 11, 2012.
- [32] Xu X., Li Z., et al., Design and Test of Vacuum Circuit Breaker with Hybrid Fast Operating Mechanism, 4<sup>th</sup> International conference on Electric Power Equipment – Switching Technology, Xi'an, China, 2017.
- [33] Jiang W., Liu X., Chen H., Analysis on Dynamic Characteristics of Fast Operating Mechanism of Vacuum Circuit Breaker, Proceedings of 2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, Tianjin, China, October 16-18, 2020.
- [34] Hou Y., Shi Z., et al., Research on Fast Opening Process in Electromagnetic Repulsion Mechanism, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 55, no. 6, 2019, <a href="https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2893405">https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2893405</a>.
- [35] Eaton Intelligent Power Limited, electrical Switching Apparatus and Thomson Coil Actuator and Disc Member Therefore, WO2020/126083A1, 25.06.2020.

- [36] Chunguang H. et al., Design and Research of High Stability Repulsion Mechanism of 12 kV Vacuum Circuit Breaker, XXVIIth Int. Symp. on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, Suzhou, 2016, <u>https://doi.org/10.1109/DEIV.2016.7763949</u>.
- [37] Ren. L. et al., Development of an electromagnetic Repulsion Mechanism for 40.5 kV Fast Vacuum Circuit Breaker, 4th International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology, Xi'an, 2017, China, <u>https://doi.org/10.1109/ICEPE-ST.2017.8188990</u>.
- [38] Siemens, Magnetic Actuator, US9576714B2, 21.02.2017.
- [39] Mitsubishi, Electromagnetic repulsion driven switch, EP1172833B1, 23.20.2000.
- [40] Fang S., et al., Characteristics Analysis and Simulation of Permanent Magnet Actuator With a New Control Method for Air Circuit Breaker, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 45, no. 10, 2009, pp. 4566-4569, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2024895</u>.
- [41] Franck C. M., HVDC Circuit Breakers: A Review Identifying Future Research Needs, , IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 26, no. 2, 2011, pp. 998-1007, <u>https://doi.org/10.1109/TPWRD.2010.2095889</u>.
- [42] Magnusson J., et al., Separation of the Energy Absorption and Overvoltage Protection in Solid-State Breakers by the Use of Parallel Varistors, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 29, no. 6, 2014, <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2272857</u>.
- [43] Peng C., et al., Drive circuits for ultra-fast and reliable actuation of Thomson coil actuators used in hybrid AC and DC circuit breakers, 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 20-24 March 2016, Long Beach, USA, <u>https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7468279</u>.
- [44] Vilchis-Rodriguez D. S., et al., Double-sided Thomson coil based actuator: Finite element design and performance analysis, 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016), 19-21 April 2016, Glasgow, UK, <u>https://doi.org/10.1049/cp.2016.0201</u>.
- [45] Vilchis-Rodriguez D. S., et al., Design, construction and test of a lightweight Thomson Coil actuator for medium voltage vacuum switch operation, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 34, no. 3, 2019, pp. 1542-1552, <u>https://doi.org/10.1109/TEC.2019.2905745</u>.
- [46] Lequesne B., Holp T., Schmalz C., Slepian M. R., Wang H., Frequency-Domain Analysis and Design of Thomson-Coil Actuators, IEEE Transaction on Industry Application, vol. 59, no. 2, 2023, <u>https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3235345</u>.
- [47] Al-Dweikat M., et al., A, Review on Thomson Coil Actuators in Fast Mechanical Switching, Actuators, 11, 154, 2022, <u>https://doi.org/10.3390/act11060154</u>.
- [48] Wu Y., Rong M., et al., A new Thomson Coil Actuator Principle and Analysis, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 5, no. 11, 2015, pp. 1644-1655.
- [49] ABB Technology AG, Electrical Switch with Thomson Coul Drive, 2014, WO2014/048483.
- [50] Cho D. J., Woo, D. K., Ro, J. S., Chung, T. K., Jung, H. K., Novel electromagnetic actuator using a permanent magnet and an inter-locking mechanism for a magnetic switch, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 5, 2013, pp. 2229-2232, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2242432</u>
- [51] Yongxiang L. I., et al., Dynamic Characteristics Research on Single Stable Permanent Magnetic Actuator Applied in 12kV Vacuum Circuit Breaker, IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), 2019.
- [52] Takeuchi T., Koyama, K., Tsukima, M., Electromagnetic analysis coupled with motion for highspeed circuit breakers of eddy current repulsion using the tableau approach, Electrical Engineering in Japan, vol. 152, no. 4, pp. 8-16, <u>https://doi.org/10.1002/eej.20149</u>.
- [53] Augustin T., et al., Thomson-coil actuator system for enhanced active resonant DC circuit breakers, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 1, 2022, pp. 800-810, <u>https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3083585</u>.
- [54] Yuan Z., et al., Research on ultra-fast vacuum mechanical switch driven by repulsive force actuator, Review of Scientific Instruments, vol. 87, no. 12, 2016, <u>https://doi.org/10.1063/1.4968578</u>.
- [55] Li W., Jeong Y. W., Koh C. S., An adaptive equivalent circuit modeling method for the eddy current-driven electromechanical system, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 6, pp. 1859-1862, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2042689</u>.
- [56] Liljestrand L., Backman M., Jonsson L., Dullni E., Riva, M., Medium voltage DC vacuum circuit breaker, 3rd International Conference on Electric Power Equipment–Switching Technology (ICEPE-ST), 2015, pp. 495-500, <u>https://doi.org/10.1109/ICEPE-ST.2015.7368340</u>.
- [57] Magnusson J., Bissai A., Engdahl G., Martinez J. A., Liljestrand, L., Experimental study of the current commutation in hybrid DC-breakers, 3rd International Conference on Electric Power Equipment–Switching Technology (ICEPE-ST), 2015, pp. 506-511, https://doi.org/10.1109/ICEPE-ST.2015.7368342.
- [58] Gao L., et al., A DC hybrid circuit breaker with buffer capacitor and vacuum interrupters, 28th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV), 2018, vol. 2, pp. 615-618.

- [59] Liu S., et al., Mechanical DC circuit breaker model for real time simulations., International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2019, vol. 107, pp. 110-119, https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.11.014.
- [60] Lumen S., et al., An Improved DC Circuit Breaker Topology Capable of Efficient Current Breaking and Regeneration, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 6, 2021, pp. 6927-6938, <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3136082</u>.
- [61] Ma Z., et al., Fault Diagnosis of High Voltage Vacuum Circuit Breaker with Electromagnetic Repulsion Mechanism Based on Wavelet Packet Decomposition and Random Forest, IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), 2021, pp. 1-5, https://doi.org/10.1109/CIEEC50170.2021.9510233.
- [62] Bartosik M., Lasota R., Wójcik F, Wielosystemowy wyłącznik trakcyjny do pojazdów kolejowych, TTS Technika Transportu Szynowego, vol. 9, 2010, pp. 28-38.
- [63] Electromagnetic actuator, Siemens AG, 11.06.2015, WO2015082171A1.
- [64] Hyosung corp., Electromagnetic repulsion actuator for circuit breaker, EP3242308A1.
- [65] Eto Magnetic Gmbh, Monostable electromagnetic actuator device, 10.10.2010, WO2011/047801A1.
- [66] Hitachi, Circuit breaker and opening and closing method thereof, 28.12.2006, EP1939909A2.
- [67] S&C Electric Company, Electromagnetic actuator, 01.12.2005, CA2569339.
- [68] LSIS Co. Ltd., High speed switch, 28.03.2017, EP3605576A1.
- [69] Mitsubishi Electric Corporation, Electromagnetic actuator, switch and switch gear, 27.02.2018, EP3761337A1.
- [70] LSIS Co. Ltd., Fast switch, 13.05.2014, EP2947676A1.
- [71] Elwood W. N., Improved electromagnetic actuator, 28.01.1969, GB1311842.
- [72] KOREA ELECTRIC POWER CORP, Actuator for circuit breaker using thomson coil, 20.04.2020, KR20200040327A.
- [73] LSIS Co. Ltd., Trip actuator for switch of electric power circuit, 03.02.2014, US20140266520A1.
- [74] LSIS Co. Ltd., Circuit breaker, 22.10.2014, EP2871651A1.
- [75] Dullni, E. Fink H., Reuber C., A vacuum circuit breaker with permanent magnetic actuator and electronic control, CIRED 1-4.06.1999, Nice, France.

- [76] Xu, J., et al., A new electro magnetic force actuator for 126kV vacuum circuit breaker, 4th International Conference on Electric Power Equipment-Switching Technology (ICEPE-ST), 2017, (pp. 664-667), Xi'an, China, <u>https://doi.org/10.1109/ICEPE-ST.2017.8188934</u>.
- [77] Zhong J., et al., Design of Magnetic Force Actuator for 1100kV High Speed Bypass Switch, 4th International Conference on Mechanical, Control and Computer Engineering (ICMCCE), 2019, (pp. 142-1423), Hohhot, China, <u>https://doi.org/10.1109/ICMCCE48743.2019.00041</u>.
- [78] Sim M. S., Bukhari S. S. H., Ro J. S., Analysis and Design of a Thomson Coil Actuator System for an HVDC Circuit Breaker, IEEE Access, 2022, vol. 10, pp. 58354-58359, <u>https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3178724</u>.
- [79] Fang S., Lin H., Ho S. L., Transient co-simulation of low voltage circuit breaker with permanent magnet actuator, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 3, pp. 1242-1245, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2012579</u>.
- [80] Woo K. I., Kwon, B. I., Characteristic analysis and modification of PM-type magnetic circuit breaker, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 4, no. 2, pp. 691-694, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.825423</u>.
- [81] Slade P. G., The Vacuum Interrupter. Theory, Design, and Application, 2nd Edition. Boca Raton: CRC Press, 2022.
- [82] Klajn A., Właściwości dyfuzyjnego wyładowania łukowego w próżni w warunkach wymuszonego wyłączania prądu, Prace Naukowe Instytutu Elektroenergetyki Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 2006.
- [83] Greenwood A., Vacuum Switchgear, The Institution of Engineering and Technology (IET), 1994, ISBN: 978-0-85296-855-0.
- [84] ANSYS Inc., Maxwell Documentation, Release 2022 R1.
- [85] ABB, dokumentacja techniczna próżniowej komory gaszeniowej 12 kV/2500 A/25 kA.
- [86] Culomb J. L., Meunier G., Finite element implementation of virtual work principle for magnetic or electric force and torque computation, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 20, no 5, 1984.
- [87] Razi-Kazemi A.A., Fallah M.R., Rostami M., Malekipour F., A new realistic transient model for restrike/prestrike phenomena in vacuum circuit breaker, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 117, 2020, <u>https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105636</u>.
- [88] Jin J., The Finite Element Method in Electromagnetics, Wiley Press, 2014.
- [89] Sikora R., Teoria pola elektromagnetycznego, Wydawnictwo Naukowo Techniczne, 1977.

- [90] Griffiths D. J., Introduction to electrodynamics, Prentice-Hall, 1999.
- [91] Paul C. R, Inductance Loop and Partial, Wiley, 2010.
- [92] Liu T. et al, Inductance Calculation of Multilayer Circular Printed Spiral Coils, Journal of Physics: Conference Series, vol. 1176, no. 6, 2019, <u>https://doi.org/10.1088/1742-6596/1176/6/062045</u>.
- [93] Grover F. W., Inductance calculations: working formulas and tables, Courier Corporation, 2013.
- [94] Kalantarov P. L., Ciejtlin L. A., Calculating of inductances (in Russian), Energija, Saint Petersburg, 1970.
- [95] Zierhofer C. M, Hochmair E. S., Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 43, no. 7, 1996, https://doi.org/10.1109/10.503178.
- [96] Ruehli A. E, Inductance Calculations in a complex integrated circuit environment, IBM J. Res. Develop, 1972, pp. 470-481.
- [97] Piątek Z., et al, Self Inductance of long conductor of rectangular cross section, Przeglad elektrotechniczny, R. 88, nr 8/2012.
- [98] Kurdziel R., Działania cieplne I dynamiczne prądów zwarciowych, Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa, 1957.
- [99] Grover F. W., Methods for the Derivation and Expansion of Formulas for the mutual Inductance of Coxial Circles and for the Inductance of Single-layer Solenoids, Bureau of Standards Journal of Research, vol. 1, no. 4, p. 487, 1928.
- [100] Liu S., Su J., Lai J., Accurate Expressions of Mutual Inductance and Their Calculation of Archimedean Spiral Coils, Energies, 12, 2017, <u>https://doi.org/10.3390/en12102017</u>.
- [101] Raju S., Wu R., Can M., Yue C. P., Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 29, no. 1, 2014, <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2253334</u>.
- [102] Hussain I., Woo D. K., Simplified Mutual Inductance Calculation of Planar Spiral Coil for Wireless Power Applications, Sensors, 2022, 22, 1537. <u>https://doi.org/10.3390/s22041537</u>.
- [103] Hussain I., Woo D. K., Inductance Calculation of Single-Layer Planar Spiral Coil, Electronics, 2022, 11, 750, <u>https://doi.org/10.3390/electronics11050750</u>.
- [104] Bueno M. A, Assis A. K., A new method for inductance calculations, Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 28, 1802, 1995, <u>https://doi.org/10.1088/0022-3727/28/9/007</u>.

- [105] Ki-Bong K., Levi E., Zabar Z., Birenbaum L., Mutual inductance of noncoaxial circular coils with constant current density, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 33, no. 5, pp. 4303-4309, 1997, https://doi.org/10.1109/20.620439.
- [106] Raju R., Wu R., Chan M., Yue C. P., Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 1, pp. 481-490, 2014, <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2253</u>.
- [107] Babic S. I., Akyel C., New analytic-numerical solutions for the mutual inductance of two coaxial circular coils with rectangular cross section in air, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 6, pp. 1661-1669, 2006, https://doi.org/10.1109/TMAG.2006.872626.
- [108] Liang S., Fang Y., Analysis of Inductance Calculation of Coaxial Circular Coils With Rectangular Cross Section Using Inverse Hyperbolic Functions, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 25, no. 4, pp. 1-9, 2015, <u>https://doi.org/10.1109/TASC.2015.2427353</u>.
- [109] Babic S., Salon S., Akyel C., The mutual inductance of two thin coaxial disk coils in air, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, no. 2, pp. 822-825, 2004, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.824810</u>.
- [110] Babic S., Akyel C., Self-Inductance of the Circular Coils of the Rectangular Cross-Section with the Radial and Azimuthal Current Densities, Physics 2020, 2, 352-367. https://doi.org/10.3390/physics2030019.
- [111] Babic S., Akyel C., Addendum: Babic S., et al., Self-Inductance of the Circular Coils of the Rectangular Cross-Section with the Radial and Azimuthal Current Densities, Physics 2020, 2, 352–367. Physics 2021, 3, 1-5, <u>https://doi.org/10.3390/physics3010001</u>.
- [112] Fawzi T. H., Burke P. E., The Accurate Computation of Self and Mutual Inductances of Circular Coils, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-97, no. 2, pp. 464-468, 1978, <u>https://doi.org/10.1109/TPAS.1978.354506</u>.
- [113] Luo Y., Chen B., Improvement of Self-Inductance Calculations for Circular Coils of Rectangular Cross Section, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 3, pp. 1249-1255, 2013, <u>TMAG.2012.2228499</u>.
- [114] Yu D., Han K., Self-inductance of air-core circular coils with rectangular cross section, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 23, no. 6, pp. 3916-3921, 1987, <u>https://doi.org/10.1109/10.1109/TMAG.1987.1065777</u>.
- [115] Conway J. T., Exact solutions for the mutual inductance of circular coils and elliptic coils, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 1, pp. 81-94, 2012, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2161768</u>.

- [116] Conway J. T., Analytical Solutions for the Self- and Mutual Inductances of Concentric Coplanar Disk Coils, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 3, pp. 1135-1142, 2013, https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2229287.
- [117] Akyel C., Babic S., Mahmoudi, M., Mutual inductance calculation for noncoaxial circular air coils with parallel axes, Progress in Electromagnetics Research, vol. 91, pp. 287-301, 2009, https://doi.org/10.2528/PIER09021907.
- [118] Parise M., Loreto F., Romano D., Antonini G., Ekman J., Accurate Computation of Mutual Inductance of Non Coaxial Pancake Coils, Energies 2021, 14, 4907. <u>https://doi.org/10.3390/en14164907</u>.
- [119] Babic S., Akyel C., Improvement in calculation of the self- and mutual inductance of thin-wall solenoids and disk coils, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, no. 4, pp. 1970-1975, 2000, <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2000.875240</u>.
- [120] Babic S., Akyel C., Calculation of Mutual Inductance and Magnetic Force between Two Thick Coaxial Bitter Coils of Rectangular Cross Section, IET Electric Power Applications, vol. 10, no. 8, 2016, <u>https://doi.org/10.1049/iet-epa.2016.0628</u>.
- [121] Maxwell J.K., A Treatise on Electricity and Magnetism, Oxford Clarendon Press, 1873.
- [122] Barry N., Casey R., Elihu Thomson's jumping ring in a levitated closed-loop control experiment, IEEE Transactions on Education, vol. 42, no. 1, pp. 72-80, 1999, <u>https://doi.org/10.1109/13.746338</u>.
- [123] Zhou Y., Huang Y., Wen W., et al., Research on a novel drive unit of fast mechanical switch with modular double capacitors, The Journal of Engineering, 2019, <u>https://doi.org/10.1049/joe.2018.8148</u>.
- [124] Tavrida Electric, Vacuum Circuit Breaker Product Guide, 2020.
- [125] Augustin T., Becerra M., Nee H. -P., Experimental Study of Enhanced Active Resonant DC Circuit Breakers, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 5, pp. 5687-5698, May 2022, <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3133386</u>.
- [126] Augustin T., Becerra M., Nee H. -P., Enhanced Active Resonant DC Circuit Breakers Based on Discharge Closing Switches, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 36, no. 3, pp. 1735-1743, June 2021, <u>https://doi.org/10.1109/TPWRD.2020.3014084</u>.
- [127] Ohki Y., News from Japan, IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 36, no. 5, pp. 52-54, Sept.-Oct. 2020, <u>https://doi.org/10.1109/MEI.2020.9165699</u>.

- [128] Heinz T. et al., 145 kV Vacuum Circuit Breaker and Clean Air Instrument Transformer Performance, Installation and Operational Experience, VDE High Voltage Technology 2018; ETG-Symposium, Berlin, Germany, 2018, pp. 1-6.
- [129] Homma M., Sakaki M., Kaneko E., Yanabu S., History of vacuum circuit breakers and recent developments in Japan, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 13, no. 1, pp. 85-92, Feb. 2006, <u>https://doi.org/10.1109/TDEI.2006.1593405</u>.
- [130] Stieneker M., De Doncker R. W., Medium-voltage DC distribution grids in urban areas, 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Vancouver, BC, Canada, 2016, pp. 1-7, <u>https://doi.org/10.1109/PEDG.2016.7527045</u>.
- [131] Bucher M. K., Franck C. M., Fault Current Interruption in Multiterminal HVDC Networks, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, no. 1, pp. 87-95, Feb. 2016, <u>https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2448761</u>.
- [132] Elbaum J., Obwody magnetyczne w aparatach elektroenergetycznych, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 1975.
- [133] Bartosik M., Borkowski P., Jeske A., Nowak Ł., Wójcik F., Ultra-fast DC hybrid circuit breaker with forced commutation using the first countercurrent half-wave, designed especially for railway and urban traction, PL439246A1.
- [134] Kuczek T., Florkowski M., Piasecki W., Transformer Switching with Vacuum Circuit Breaker: Case Study of PV Inverter LC Filters Impact on Transient Overvoltages, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, no. 1, pp. 44-49, 2016, <u>https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2437199</u>.
- [135] Krasuski K., Porównanie modeli numerycznych i fizycznych styków komór próżniowych, Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 246, 2010.
- [136] Chmielak W., Przegląd metod diagnozowania stanu próżni wyłączników próżniowych, Przegląd Elektrotechniczny, r. 90, nr 2/2014.
- [137] Bartosik M., Borkowski P., Wójcik F., Ultra-fast hybrid systems for protecting direct current circuits with high magnetic energy, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, vol. 69, 2021, <u>https://doi.org/10.24425/bpasts.2021.136743</u>.
- [138] Chmielak W., Nowoczesne technologie w energetyce SF6 czy próżnia, INPE, 2015, 190:15-50
- [139] Chmielak W., Pochanke Z., Internal Pressure Diagnostic of Vacuum Circuit Breaker Based on The Phenomenon of Chopping Current, International Conference on Condition Monitoring, Diagnosis and Maintenance, 2013.

- [140] Zhou, Y., Huang, Y., Wen, W., Sun, K., Men, B. and Zhu, J., Closing performance of the Thomson-coil actuator for a 110 kV FMS, The Journal of Engineering, 2019, 2846 - 2850, https://doi.org/10.1049/joe.2018.8414.
- [141] Heidary P., Khalkhali S. H., Kejani M. T., Razi-Kazemi A. A., Design and Simulation of an Electromagnetic Actuator for a Linear Ultra-fast Disconnector (UFD) with Mechanical Stress Consideration, 27th International Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC), Mashhad, Islamic Republic of Iran, 2023, pp. 136-141, <a href="https://doi.org/10.1109/EPDC59105.2023.10218917">https://doi.org/10.1109/EPDC59105.2023.10218917</a>.
- [142] Wen W. et al., Research on Operating Mechanism for Ultra-Fast 40.5-kV Vacuum Switches, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 30, no. 6, pp. 2553-2560, 2015, <u>https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2409122</u>.
- [143] Meyer J. M., Rufer A., A DC hybrid circuit breaker with ultra-fast contact opening and integrated gate-commutated thyristors (IGCTs), IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, no. 2, pp. 646-651, 2006, <u>https://doi.org/10.1109/TPWRD.2006.870981</u>.
- [144] Schneider Electric, EvoPacT HVX, Medium Voltage Distribution, 2024.
- [145] Hughes Power System, High Voltage Vacuum Circuit Breaker for 72/126 kV, 1-2-3 Pole Gang Operation.
- [146] Siemens Energy, 3AV1 Blue Circuit Breaker, 2021.
- [147] Infineon, Rectifier Diode Technical Information D1481N.
- [148] Infineon, Phase Control Thryristor Technical Information T501N.
- [149] Kemet, Aliminium Can Power Film Capacitors C44U\_M 600-1800 V for DC Link.
- [150] Philtec, Fiberoptic Displacement Sensor with Analog Output RC190-T2+H3.
- [151] Asix sp. z o. o., Instrukcja obsługi siłomierza FB.
- [152] Poziomy gotowości technologicznej we wnioskach NCBR, <u>https://osf.opi.org.pl/baza-wiedzy/po-ziomy-gotowosci-technologicznej-wnioski-ncbr/</u> [dostęp: 5 kwietnia 2025]