

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA
im. Stanisława Staszica w Krakowie

Wydział Inżynierii Mechanicznej i Robotyki
Katedra Automatykacji Procesów



ROZPRAWA DOKTORSKA

**Układy redukcji drgań z tłumikami magnetoreologicznymi
i elektromechanicznymi przetwornikami energii**

mgr inż. Łukasz Jastrzębski

Promotor: prof. dr hab. inż. Bogdan Sapiński

Kraków 2014

*„Jeżeli na samym początku idea nie wydaje się absurdalna,
nie ma dla niej żadnej nadziei.”*

- Albert Einstein

*Z największą radością i satysfakcją
składam najserdeczniejsze podziękowania
Prof. dr hab. inż. Bogdanowi Sapińskiemu
za niezwykłą życzliwość, pomoc i liczne
wskazówki*

*Niniejszą pracę dedykuję
Żonie Annie, Córce Lenie
oraz moim **Rodzicom***

Streszczenie

Rozprawa doktorska dotyczy układów redukcji drgań mechanicznych zawierających w swojej strukturze tłumik MR oraz elektromechaniczny przetwornik energii działający zgodnie z prawem Faradaya. Celem rozprawy jest modelowanie, implementacja i przeprowadzenie badań układu redukcji drgań z tłumikiem MR zasilanego energią drgań. Działanie takiego układu sprawdzono w dwóch aplikacjach mechanicznych o jednym i dwóch stopniach swobody. Będące przedmiotem badań układy należą do grupy semiaktywnych układów redukcji drgań, w których realizowany jest odzysk energii kinetycznej drgającego obiektu. Energia kinetyczna jest przetwarzana przez przetwornik na energię elektryczną wykorzystywaną do zasilania cewki sterującej tłumika MR i w konsekwencji do zmiany siły tłumienia w układzie. Tego rodzaju układy redukcji drgań posiadają wewnętrzne fizyczne sprzężenie zwrotne od prędkości drgań. Zaproponowane rozwiązanie prowadzi do uproszczenia budowy semiaktywnego układu redukcji drgań, gdyż elektromechaniczny przetwornik energii zastępuje zewnętrzne źródła zasilania (niezbędne do sterowania tłumikiem MR). W rozprawie zbadano także znajdujące się pomiędzy cewką przetwornika i cewką sterującą tłumika MR układy kondycjonująco-przetwarzające napięcie wytwarzane przez przetwornik.

Summary

The doctoral dissertation concerns mechanical vibration reduction systems containing in their structure an MR damper and an electromechanical energy transducer operating in accordance with Faraday's law. The purpose of the doctoral thesis is modeling, implementation and testing of the vibration reduction system with an MR damper supplied by the energy of vibration. Operating of such a system was tested in two mechanical applications, having one or two degrees of freedom. The systems being subject of the research belong to the group of semiactive vibration reduction systems, which carry out recovery of kinetic energy of the oscillating object. The kinetic energy is converted by the transducer into electrical energy, used to power the MR damper coil and, consequently, to change the damping force in the system. This type of vibration reduction systems has an internal physical feedback from vibration velocity. The proposed solution allows to simplify the construction of the semiactive vibration reduction system, because the electromechanical energy transducer replaces external power supplies (needed to control the MR damper). Conditioning systems located between the transducer coil and the MR damper coil, which transform the voltage produced by the transducer, were investigated, as well.

SPIS TREŚCI

1. WSTĘP.....	7
1.1. Problematyka pracy	8
1.2. Przegląd literatury i analiza stanu badań	9
1.3. Cel, tezy i zakres pracy.....	19
2. TŁUMIK MAGNETOREOLOGICZNY.....	20
2.1. Budowa i zasada działania.....	20
2.2. Modele matematyczne i symulacje komputerowe.....	26
2.2.1. Modele cewki sterującej tłumika.....	26
2.2.2. Modele tłumika.....	30
2.3. Badania laboratoryjne.....	42
2.3.1. Charakterystyki cewki sterującej tłumika.....	42
2.3.2. Charakterystyki tłumika	48
3. KLASYCZNE UKŁADY REDUKCJI DRGAŃ Z TŁUMIKAMI MAGNETOREOLOGICZNYMI.....	57
4. UKŁADY REDUKCJI DRGAŃ Z TŁUMIKAMI MAGNETOREOLOGICZNYMI I ODZYSKIEM ENERGII.....	64
5. ELEKTROMECHANICZNY PRZETWORNİK DRGAŃ	67
5.1. Budowa i zasada działania.....	67
5.2. Model matematyczny i symulacje komputerowe	69
5.3. Badania laboratoryjne.....	76
6. UKŁAD KONDYCJONUJĄCO-PRZETWARZAJĄCY	84
6.1. Układ z mostkiem Graetza	85
6.2. Układ z powielaczem napięcia	85
6.3. Układ z kondensatorem bipolarnym.....	86
6.4. Układ stabilizacji prądu.....	88
7. PRZYKŁADOWE APLIKACJE	90
7.1. Układ o jednym stopniu swobody	90
7.1.1. Model matematyczny	91
7.1.2. Sterowanie	93
7.1.3. Symulacje komputerowe	97
7.1.4. Stanowisko badawcze.....	101
7.1.5. Badania laboratoryjne.....	104
7.2. Układ o dwóch stopniach swobody	119
7.2.1. Model matematyczny	120
7.2.2. Sterowanie	125
7.2.3. Symulacje komputerowe	129
7.2.4. Stanowisko badawcze.....	143
7.2.5. Badania laboratoryjne.....	145
8. PODSUMOWANIE I WNIOŚKI	173
LITERATURA	176
ZAŁĄCZNIKI	182

WYKAZ OZNACZEŃ

WIELKOŚCI SKALARNE

c_{MR}	–	równoważny współczynnik tłumienia wiskotycznego dla tłumika MR
c_{po}	–	współczynnik tłumienia w obszarze płynięcia cieczy
c_{pre}	–	współczynnik tłumienia w obszarze przed płynięciem cieczy
e	–	siła elektromotoryczna
E	–	wartość skuteczna siły elektromotorycznej e
E_D	–	energia rozpraszana w ciągu jednego cyklu ruchu
F_B	–	wartość średniokwadratowa siły bezwładności
f_c, f_0	–	siła tarcia statycznego
f_g	–	częstotliwość graniczna
F_S	–	wartość średniokwadratowa siły sprężystości
F_T	–	wartość średniokwadratowa siły tłumienia tłumika MR
F_{T1}	–	wartość średniokwadratowa siły tłumienia tłumika MR1
F_{T2}	–	wartość średniokwadratowa siły tłumienia tłumika MR2
i	–	natężenie prądu w cewce sterującej tłumika MR
I	–	wartość skuteczna natężenia prądu i
i_1	–	natężenie prądu w cewce sterującej tłumika MR1
I_1	–	wartość skuteczna natężenia prądu i_1
i_2	–	natężenie prądu w cewce sterującej tłumika MR2
I_2	–	wartość skuteczna natężenia prądu i_2
I_{STAT}	–	wartość ustalona natężenia prądu
i_z	–	wartość zadana natężenia prądu
k	–	współczynnik sprężystości sprężyny
k_1	–	współczynnik sprężystości sprężyny 1
k_2	–	współczynnik sprężystości sprężyny 2
k_{hi}	–	współczynnik proporcjonalności pomiędzy natężeniem pola magnetycznego H a natężeniem prądu elektrycznego i
L_P	–	indukcyjność cewki przetwornika elektromechanicznego
L_T	–	indukcyjność cewki sterującej tłumika MR
m	–	masa obiektu (platformy) w układzie 1DOF
m_1	–	masa obiektu 1 w układzie 2DOF
m_2	–	masa obiektu 2 w układzie 2DOF
p	–	moc chwilowa prądu elektrycznego
P, P_{el}	–	moc czynna prądu elektrycznego
P_{mech}	–	moc mechaniczna rozpraszana przez tłumik MR
P_{mech1}	–	moc mechaniczna rozpraszana przez tłumik MR1
P_{mech2}	–	moc mechaniczna rozpraszana przez tłumik MR2
Q	–	moc bierna prądu elektrycznego
r, θ, z	–	współrzędne układu walcowego
R_P	–	rezystancja cewki elektromechanicznego przetwornika
R_T	–	rezystancja cewki sterującej tłumika MR
S	–	moc pozorna prądu elektrycznego
$t_{u90\%}$	–	czas osiągnięcia 90 % wartości ustalonej
$t_{u99\%}$	–	czas osiągnięcia 99 % wartości ustalonej
T_{x1z}	–	współczynnik przenoszenia drgań dla przemieszczeń x_1 i z
T_{x2z}	–	współczynnik przenoszenia drgań dla przemieszczeń x_2 i z
T_{xz}	–	współczynnik przenoszenia drgań dla przemieszczeń x i z
U	–	wartość skuteczna napięcia u

u_s	–	napięcie sterujące
U_{STAT}	–	wartość ustalona napięcia
V	–	skalarny potencjał magnetyczny
v_x	–	prędkość obiektu o masie m
v_{x1}	–	prędkość obiektu o masie m_1
v_{x1z}	–	prędkość obiektu o masie m_1 względem prędkości wymuszenia v_z
v_{x2}	–	prędkość obiektu o masie m_2
v_{x2z}	–	prędkość obiektu o masie m_2 względem prędkości wymuszenia v_z
v_{xz}	–	prędkość obiektu o masie m względem prędkości wymuszenia v_z
v_z	–	prędkość wymuszająca ruch aplikacji mechanicznej
x	–	przesunięcie obiektu o masie m
x_1	–	przesunięcie obiektu o masie m_1
x_2	–	przesunięcie obiektu o masie m_2
X_C	–	reaktancja pojemnościowa
X_L	–	reaktancja indukcyjna
Y	–	admitancja
z	–	przesunięcie wymuszające ruch aplikacji mechanicznej
φ	–	przesunięcie fazowe między sygnałami
ϕ	–	strumień indukcji magnetycznej
χ	–	stała elektryczna przetwornika elektromechanicznego

WIELKOŚCI WEKTOROWE I MACIERZOWE

A	–	wektorowy potencjał magnetyczny
B	–	wektor indukcji magnetycznej
C	–	macierz tłumienia
E	–	wektor natężenia pola elektrycznego
F_o	–	wektor siły oporu
F_P	–	wektor siły oporu przetwornika elektromechanicznego
F_T	–	wektor siły tłumienia
F_z	–	wektor siły zewnętrznej
H	–	wektor natężenia pola magnetycznego
J	–	wektor gęstości prądu
K	–	macierz sztywności
M_g	–	wektor magnetyzacji
M	–	macierz mas
V_c	–	wektor prędkości cieczy
V_p	–	wektor prędkości powierzchni

1. WSTĘP

Współczesna wiedza oraz stan techniki w zakresie sterowania drganiami w układach mechanicznych obejmuje zagadnienia związane z: projektowaniem maszyn i elementów konstrukcyjnych, stosowaniem nowoczesnych materiałów (materiały inteligentne, kompozyty), odpowiednim doбором układów oraz algorytmów sterowania. Wszystkie te działania dążą do sterowania przepływem oraz rozpraszaniem energii mechanicznej pochodzącej ze źródła drgań tak, aby nie powodowała ona uszkodzenia elementów konstrukcyjnych i nie zakłócała prawidłowej pracy urządzeń. Równie ważnym aspektem poruszonym w literaturze jest ochrona organizmu ludzkiego przed niepożądanym oddziaływaniem drgań mechanicznych. Zagadnienia związane z tłumieniem drgań mechanicznych są przedmiotem zainteresowania wielu ośrodków badawczych na całym świecie. Olbrzymi postęp, jaki dokonał się w ostatnim dziesięcioleciu nie byłby możliwy bez rozwoju inżynierii materiałowej oraz technik obliczeniowych. Projektując nowoczesne maszyny, pojazdy oraz obiekty budowlane dużą rolę już na etapie projektowania kładzie się na odpowiednie zabezpieczenie ludzi i konstrukcji przed drganiami. Często są one wyposażane w bardzo skomplikowane systemy redukcji drgań, które umożliwiają kształtowanie dynamiki poprzez odpowiednie sterowanie.

W Katedrze Automatyzacji Procesów Akademii Górniczo-Hutniczej od lat prowadzone są badania dotyczące ochrony struktur mechanicznych przed drganiami. W ramach tych prac powstały rozprawy doktorskie (Konieczny 2006, Martynowicz 2006, Maślanka 2008, Orkisz 2012) nawiązujące do tej tematyki. Prace te obejmowały opracowanie i badania algorytmów sterowania oraz metod projektowania układów redukcji drgań mechanicznych charakteryzujących się jak najmniejszym zapotrzebowaniem na energię.

W ostatnich latach szczególnym zainteresowaniem cieszą się prace związane z odzyskiem energii z drgań mechanicznych. Większość z nich dotyczy sposobów zamiany energii mechanicznej w energię elektryczną niezbędną do zasilania czujników pomiarowych. Moc niezbędna do zasilania tego typu aplikacji nie przekracza kilkuset miliwatów. Wyróżnia się trzy mechanizmy odzysku energii z drgań mechanicznych: elektromagnetyczną, elektrostatyczną oraz wykorzystującą materiały inteligentne (piezoelektryczne i magnetostrykcyjne).

1.1. Problematyka pracy

Problematyka niniejszej pracy obejmuje zagadnienia związane z redukcją drgań w układach mechanicznych, w których zastosowano elektromagnetyczną metodę odzyskiwania energii. Zaproponowana koncepcja modyfikacji semiaktywnego układu redukcji drgań zawierającego tłumik z cieczą magnetoreologiczną (MR) polega na przetworzeniu części energii zmagazynowanej w układzie mechanicznym na energię elektryczną, która służy do zasilania cewki sterującej tłumika MR. Przetworzenie energii mechanicznej na energię elektryczną odbywa się zgodnie z prawem Faraday'a. W odróżnieniu od większości obecnie budowanych układów redukcji drgań z odzyskiem energii, rozwiązanie to posiada wystarczającą moc do bezpośredniego zasilania tłumika MR.

Układ redukcji drgań zawiera elektromechaniczny przetwornik energii, którego cewka jest połączona z cewką sterującą tłumika MR. Dzięki temu układ redukcji drgań posiada wewnętrzne fizyczne sprzężenie zwrotne od prędkości obiektu. Energia odzyskana z drgań mechanicznych służy bezpośrednio (bez magazynowania) do zasilania tłumika MR, wpływając na wytwarzaną przez niego siłę tłumienia. Umieszczenie pomiędzy cewkami przetwornika i tłumika MR układów kondycjonująco-przetwarzających pozwala wpływać na własności układów mechanicznych poprzez zmianę struktury obwodu elektrycznego. Proponowana w pracy koncepcja układu redukcji drgań z tłumikiem MR i elektromechanicznym przetwornikiem energii umożliwiła sformułowanie tezy, określenie celu oraz zakresu badań eksperymentalnych i symulacyjnych, które należy przeprowadzić, aby udowodnić słuszność tej tezy.

Przeprowadzone badania oraz symulacje komputerowe dotyczą zarówno elementów składowych układu redukcji drgań, którymi są tłumik MR i elektromechaniczny przetwornik drgań, jak również przykładowych aplikacji mechanicznych, w których zastosowano układ redukcji drgań z odzyskiem energii. W pracy badano również wpływ stosowania układów kondycjonująco-przetwarzających na zmianę własności mechanicznych aplikacji. Eksperymenty te umożliwiły określenie ilości odzyskiwanej energii oraz sposobów jej przekształcania w taki sposób, aby uzyskać jak najlepszą ochronę obiektu przed drganiami mechanicznymi.

1.2. Przegląd literatury i analiza stanu badań

W literaturze krajowej i zagranicznej można znaleźć wiele pozycji obejmujących zagadnienia redukcji drgań w układach mechanicznych. Najważniejszymi pracami zawierającymi podstawową wiedzę z zakresu drgań mechanicznych oraz metod ich redukcji są: Tse i in. 1978, Meirovitch 1986, 2001, Benaroya 1988, Beards 1996, Kowal 1996, Osiński i in. 1997, Michalczyk i Cieplok 1999, Giergiel 2000, Landau i Lifszyc 2007. Bardzo liczna grupa aplikacji mechanicznych, w których występują drgania sprawia, że istnieje duża ilość rozwiązań technicznych służących do ich eliminacji. Aby zawęzić obszar niniejszego przeglądu literatury główny nacisk położono na semiaktywne układy redukcji drgań z tłumikami MR.

Budowa i zasada działania cieczy MR, jak również tłumików mechanicznych zawierających ciecz MR opisane są w literaturze naukowej, wśród której do najważniejszych pozycji zaliczyć można: Sapiński 2004, Sapiński 2006, Milecki 2010, Choi i Han 2013. W wymienionych pozycjach opisano szeroko własności cieczy MR oraz sposoby modelowania matematycznego i badania ich własności. Przedstawiono również urządzenia mechaniczne budowane z wykorzystaniem cieczy MR takie jak obrotowe i liniowe tłumiki MR. Przedstawiono badania eksperymentalne, sposoby ich modelowania oraz obszary zastosowań.

Wyżej wymienione publikacje pokazują, że jednym z obszarów zastosowań tłumików MR są semiaktywne układy redukcji drgań mechanicznych. Mianem semiaktywnych układów redukcji drgań określa się układy zawierające elementy bierne, sprężyste i tłumiące, których siły mogą być zmieniane poprzez zewnętrzny sygnał sterujący. Układy te wymagają źródła energii o niewielkiej mocy (Kowal 1996). Istotną cechą semiaktywnych układów redukcji drgań jest to, że energia dostarczana do sterowanego elementu wykonawczego nie jest w stanie wykonać pracy mechanicznej w układzie, a jedynie wpłynąć na zmianę własności tego elementu. Zatem tłumik MR, jako bierny element sterujący może tylko rozpraszać energię w układzie mechanicznym, a poprzez zewnętrzny sygnał sterujący można wpływać tylko i wyłącznie na siłę oporu tłumika, a co za tym idzie na ilość energii rozpraszanej.

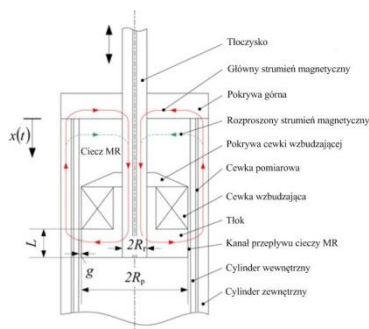
Jednym z obszarów zastosowań semiaktywnych układów redukcji drgań zawierających tłumiki MR jest tłumienie drgań pojazdów mechanicznych. Zagadnieniu temu poświęcone zostały rozprawy doktorskie m.in.: Martynowicz 2006, Nabagło 2006. Również w literaturze anglojęzycznej poświęconej układom redukcji drgań pojazdów mechanicznych znaleźć można liczne przykłady stosowania tłumików MR. Przykładem może być książki: Guglielmino i in. 2008 oraz Choi i Han 2013. W pracach tych dużo miejsca poświęcono modelowaniu tłumików MR, jak również zawiesznień pojazdów w nie wyposażonych, syntezie algorytmów sterowania oraz badaniom

laboratoryjnym i symulacyjnym. Większość obecnie prowadzonych prac badawczych opisywanych w artykułach dotyczy odpowiedniego doboru algorytmów sterowania dla semiaktywnego zawieszenia pojazdu z tłumikami MR. W artykule Du i in. 2005, autorzy zaprojektowali regulator H_{∞} , którego działanie badano na modelu ćwiartki zawieszenia pojazdu. Własności tłumika MR opisano modelem wielomianowym, a na potrzeby algorytmu sterowania autorzy wyznaczyli jego model odwrotny. Podobnie w artykule Choi i in. 2009, autorzy zaprojektowali regulator H_{∞} zintegrowany z kompensatorem histerezy mechanicznej tłumika MR. Działanie regulatora zostało przetestowane na pełnym modelu samochodu uwzględniającym przemieszczenia w pionie oraz kąty obrotu nadwozia. Efektywność działania algorytmu sterowania została zaprezentowana z wykorzystaniem metody symulacji „hardware-in-the-loop”, w której zawieszenie pojazdu wraz z regulatorem i kompensatorem stanowiło model matematyczny symulowany komputerowo, natomiast siła tłumienia mierzona była w fizycznym układzie składającym się z tłumika MR i sterowanego siłownika hydraulicznego odtwarzającego przemieszczenie obliczone z modelu. W pracy Du i in. 2013, autorzy przedstawili zagadnienie modelowania własności tłumika MR za pomocą logiki rozmytej. Został zbudowany model Takagi-Sugeno tłumika MR oraz regulator bazujący na logice rozmytej. Symulacje komputerowe zostały przeprowadzone dla modelu ćwiartki zawieszenia pojazdu. Dyskretne sterowanie ślizgowe (ang. SMC - Slide Mode Control) zawieszenia pojazdu z tłumikami MR zostało opisane w artykule Sohn i in. 2009. Do symulacji zaproponowanego algorytmu użyto pełnego modelu zawieszenia pojazdu z czterema niezależnymi tłumikami MR. W pracy Sapiński i Martynowicz 2007, autorzy przedstawiają analizę eksperymentalną układu sterowania dla płaskiego modelu zawieszenia pojazdu wyposażonego w tłumiki MR. W pracy porównano algorytm sterowania typu „Sky-hook” z regulatorami kaskadowymi realizującymi algorytm liniowo-kwadratowy. Oba testowane algorytmy, na podstawie wymaganej wartości siły tłumienia wyznaczały natężenie prądu płynącego przez cewki sterujące tłumików w oparciu o model odwrotny. W artykule Laalej i in. 2012 opisano zastosowanie nieliniowych algorytmów sterowania do tłumienia drgań płaskiego modelu zawieszenia pojazdu. Autorzy wykazują, że sterowanie siłą tłumienia, która zależy w sposób nieliniowy od prędkości obniża współczynnik przenoszenia drgań w porównaniu do układów, w których siła tłumienia zależy liniowo od prędkości.

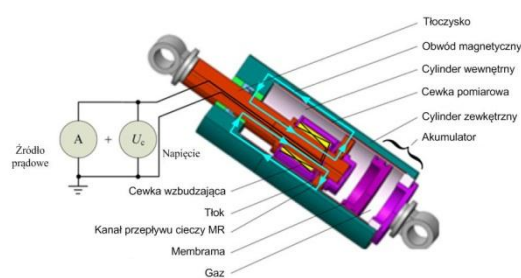
Przytoczona literatura pokazuje, że większość obecnie prowadzonych prac naukowych oraz badań zarówno symulacyjnych jak i eksperymentalnych ma na celu opracowanie jak najbardziej efektywnych algorytmów sterowania semiaktywnymi zawieszzeniami pojazdów z tłumikami MR. Aby możliwa była ich praktyczna realizacja semiaktywne układy redukcji drgań wyposażane są regulatory, które do prawidłowego działania potrzebują informacji o wielkościach mechanicznych,

zbieranych przez różnego typu czujniki. Wszystkie te elementy do prawidłowego działania wymagają zewnętrznego źródła zasilania. Stosowanie dodatkowych czujników wymaga już na etapie jego projektowania właściwego ich rozmieszczenia oraz doprowadzenia instalacji elektrycznej zasilającej czujniki i doprowadzającej sygnały pomiarowe do regulatora. Próba rozwiązania tego problemu i uproszczenia złożoności konstrukcji zawieszenia jest opisany w artykule Wang i Wang 2009 tłumik MR ze zintegrowanym czujnikiem przemieszczenia względnego. Zaproponowane rozwiązanie polega na modyfikacji budowy klasycznego tłumika MR. Tłumik ten posiada dwie cewki elektryczne, pierwsza umieszczona jest w tłoku tłumika, druga umieszczona jest na cylindrze wewnętrznym wykonanym z materiału niemagnetycznego. Cewka umieszczona w tłoku tłumika służy zarówno do wytwarzania pola magnetycznego w szczelinie, przez którą przepływa ciecz MR, jak również wytwarza strumień magnetyczny służący do pomiaru położenia tłoka względem cylindra. Strumień magnetyczny przechodzi przez tłok, kanał przez który przepływa ciecz MR, cylinder wewnętrzny, cewkę pomiarową, cylinder zewnętrzny, pokrywę górną i tłoczysko tłumika. Ponieważ strumień magnetyczny służy zarówno do zmiany siły tłumienia jak i pomiaru położenia tłoka, koniecznym jest stosowanie odpowiedniego układu elektronicznego. Składa się on z generatora wytwarzającego sinusoidalnie zmienny sygnał o wysokiej częstotliwości, który jest sumowany z wolnozmiennym sygnałem sterującym siłą tłumienia. Sygnał ten podawany jest na cewkę umieszczoną w tłoku tłumika. Sygnał wyindukowany w cewce umieszczonej na cylindrze tłumika przez przecinający ją strumień magnetyczny trafia do filtra pasmowoprzepustowego, następnie sygnał ten jest wzmacniany i podlega procesowi demodulacji w celu określenia przemieszczenia tłoka. Rozkład pola magnetycznego w tym tłumiku MR był modelowany przy użyciu metody elementów skończonych (MES). Autorzy podkreślają fakt, że dzięki zaproponowanej koncepcji tłumika MR ze zintegrowanym czujnikiem przemieszczenia zbędne staje się stosowanie w semiaktywnych układach redukcji drgań dodatkowych czujników, co zmniejsza złożoność konstrukcji i obniża koszty.

a)



b)



Rys. 1.1. Tłumik MR ze zintegrowanym czujnikiem przemieszczenia względnego: **a)** budowa, **b)** widok (Wang i in. 2010)

W artykule Wang i in. 2010 przedstawiono wyniki badań opisanego we wcześniejszym artykule tłumika MR ze zintegrowanym czujnikiem przemieszczenia względnego. Autorzy wykonali kalibrację zintegrowanego czujnika przemieszczenia umieszczając tłumik MR w zaciskach maszyny wytrzymałościowej. Porównywano wartość siły elektromotorycznej indukowanej w cewce pomiarowej z przemieszczeniem z czujnika LVDT. Wyznaczono również charakterystyki siły tłumienia do prędkości oraz przemieszczenia tłoczyska dla różnych wartości natężenia prądu płynącego w cewce umieszczonej w tłoku tłumika.

W ciągu ostatnich kilkunastu lat na zjawisko drgań mechanicznych zaczęto patrzeć jak na źródło energii, która może być nie tylko zamieniana na energię cieplną, ale również odzyskiwana i przetwarzana na energię elektryczną. Głównymi mechanizmami przetwarzania energii kinetycznej ruchu drgającego obiektu na energię elektryczną są metody: piezoelektryczne, magnetostrykcyjne, elektromagnetyczne, elektrostatyczne i magnetostatyczne.

Jedną z najbardziej najczęściej opisywanych w literaturze i najbardziej rozpowszechnionych metod odzysku energii z drgań mechanicznych jest odkryta w 1880 roku przez Jakuba i Piotra Curie metoda wykorzystująca proste zjawisko piezoelektryczne. Zjawisko to polega na powstawaniu ładunków elektrycznych na powierzchni kryształu poddanego działaniu zewnętrznych naprężeń mechanicznych. Kryształy, w których jest obserwowane to zjawisko nazywane są kryształami piezoelektrycznymi. Należą do nich: kwarc, sól Seignette'a, turmailiny, diwodorofosforany amonu i potasu, tytanium baru, tytanium ołowiano cyrkonowy (PZT), winian dwuaminoetylenowy, winian dwupotasowy.

Jako pierwszy zjawisko magnetostrykcji odkrył James Joule w 1842 roku. Zaobserwował zmianę wymiarów geometrycznych próbki niklu pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego. Podobne zjawisko obserwuje się w kobaltcie, żelazie oraz stopach tych metali. Zjawisko magnetostrykcji (efekt Joule'a) polega na sprężystym odkształceniu materiału pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego. Spowodowane jest zmianą orientacji domen magnetycznych, powodując zmianę położenia równowagi atomów. W konsekwencji sieć krystaliczna ulega deformacji, skutkując zmianą rozmiarów materiału. Podobnie jak w przypadku materiałów piezoelektrycznych, również w materiałach magnetostrykcyjnych występuje zjawisko odwrotne zwane od nazwiska odkrywcy efektem Villari'ego. Polega ono na zamianie energii odkształcenia sprężystego na energię pola magnetycznego. Zjawisko to jest szeroko wykorzystywane w czujnikach pola magnetycznego i w budowie przetworników energii mechanicznej na energię elektryczną. Najczęściej wykorzystywanym materiałem magnetostrykcyjnym jest Terfenol-D.

Kolejną metodą wykorzystywaną do przekształcenia energii kinetycznej drgań na energię elektryczną jest metoda elektrostatyczna. Do odzysku energii są wykorzystywane kondensatory z ruchomymi okładkami. Zmiana odległości między okładkami kondensatora wywołana drganiami

powoduje zmianę jego pojemności. Przy stałym ładunku zgromadzonym na okładkach kondensatora zmniejszenie pojemności wywołane rozsunieniem okładek kondensatora wywoła na nich wzrost napięcia. W przypadku stałego napięcia na okładkach kondensatora wzrost pojemności powoduje wzrost ładunku i jego przepływ do odbiornika energii.

Metoda elektromagnetyczna opiera się o odkryte w 1831 roku przez Michaela Faraday'a zjawisko indukcji elektromagnetycznej znanego również pod nazwą prawa Faraday'a. Mówi ono, że siła elektromotoryczna indukcji elektromagnetycznej \mathcal{E} powstająca w obwodzie elektrycznym wskutek zmian strumienia indukcji magnetycznej jest proporcjonalna do szybkości zmian tego strumienia (Encyklopedia Powszechna PWN, 2011). Przetwarzanie energii kinetycznej drgań obiektu na energię elektryczną możliwe jest dzięki elektromechanicznym przetwornikom drgań. Ich zasada działania polega na ruchu magnesów trwałych będących źródłem pola magnetycznego względem cewki elektrycznej.

Opisane wyżej metody przetwarzania energii drgań na energię elektryczną budzą olbrzymie zainteresowanie wielu ośrodków naukowych. W literaturze można znaleźć liczne przykłady przetworników oraz aplikacji mechanicznych. W pracy El-Hami i in. 2011 autorzy opisują elektromechaniczny przetwornik odzyskujący energię z drgań o amplitudzie rzędu mikrometrów i częstotliwości setek herców. Maksymalna moc tego urządzenia to 0.5 mW. Kolejnym przykładem może być praca Glynne-Jones i in. 2004, w której opisano budowę oraz wyniki eksperymentów miniaturowego generatora zbudowanego w oparciu o neodymowo-borowe magnesy trwałe. Wykorzystuje on elektromagnetyczną metodę konwersji energii. Eksperymenty wykonano zarówno w warunkach laboratoryjnych, jak również w aplikacji mechanicznej umieszczając generator na bloku silnika samochodu osobowego. Średnia energia wytworzona podczas jazdy z prędkością 25 km/h na odcinku 1.24 km wynosiła 157 μ W, co zdaniem autorów umożliwia zasilanie niewielkich czujników z bezprzewodową transmisją sygnału pomiarowego.

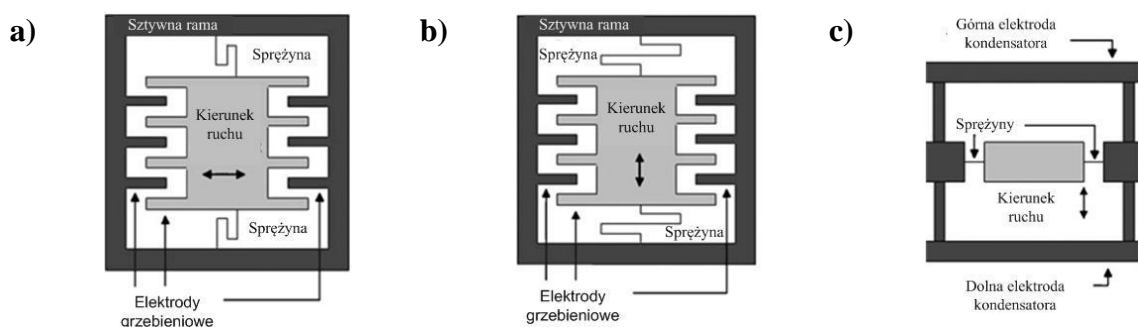
Znane są również prace, w których opisano przetworniki energii drgań wykonane w technologii MEMS (ang. Micro Elektro-Mechanical Systems). Mianem MEMS określamy układy elektromechaniczne, których co najmniej jeden z wymiarów mierzony jest w mikrometrach. Te układy są wykonywane na ogół na podłożu krzemowym lub szklanym metodami mikroobróbki. Przykład tego typu przetwornika został przedstawiony w pracy Beeby i in. 2005. Zaprezentowano w niej obliczenia numeryczne oraz testy laboratoryjne zaprojektowanego generatora. Według autorów ten przetwornik podczas testów laboratoryjnych przy wymuszeniu o częstotliwości 9.5 kHz i przyspieszeniu 9.81 m/s^2 posiada moc 0.5 μ W. Podobne rozwiązanie wykorzystujące elektromagnetyczną metodę odzysku energii z drgań mechanicznych przedstawili autorzy artykułu Waters i in. 2008. Opisany w pracy przetwornik zbudowany jest z dwóch pierścieniowych magnesów trwałych, pomiędzy którymi umieszczona jest spiralnie nawinięta cewka. Według

autorów, dzięki niewielkim rozmiarom tego rozwiązania jest możliwa budowa matrycy przetworników, w której każda komórka może dostarczać moc od 1 do 10 mW.

W pracy Anton i Sodano 2007, autorzy zamieścili obszerny przegląd prac badawczych prowadzonych w dziedzinie odzysku energii drgań przy użyciu materiałów piezoelektrycznych oraz ich praktycznych zastosowań. Zamieszczają również wyniki badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych belki wyposażonej w przetworniki piezoelektryczne. Jednym z obszarów zastosowań piezoelektrycznych przetworników drgań jest zasilanie czujników, w których transmisja danych pomiarowych odbywa się drogą radiową. Przykład takiego zastosowania jest przetwornik opisany w artykule Roundy i Wright 2004. Autorzy wskazują obszar zastosowań odzysku energii w aplikacjach służących do monitoringu konstrukcji narażonych na występowanie drgań mechanicznych, gdzie konwencjonalne zasilanie bateryjne czujników sprawia wiele problemów z ich wymianą. Są to często konstrukcje, w których dostęp do czujników jest utrudniony, a ich liczba sprawia, że wymiana baterii zasilających jest bardzo kosztowna. Przy zasilaniu baterijnym konieczna staje się okresowa kontrola stanu czujników. Rozwiązaniem według autorów jest budowa sieci czujników zasilanych energią odzyskaną z drgań, komunikujących się ze sobą drogą radiową. W tej pracy autorzy opisują budowę przetworników piezoelektrycznych o objętości 1 cm^3 oraz wiele miejsca poświęcają budowie modeli matematycznych. Pokazują również wyniki przeprowadzonych badań oraz symulacji komputerowych. W pracy Priya 2007, dokonano przeglądu metod odzysku energii drgań mechanicznych oraz obszarów, w których te metody mogą mieć zastosowanie. Zdefiniowano również źródła energii, która może być odzyskana i przetworzona na energię elektryczną. Są nimi: ludzkie ciało (ciepło ciała, odzysk energii podczas chodzenia), pojazdy (samochody osobowe, ciężarówki, pociągi, helikoptery), budowle (mosty, drogi, tunele, budynki), maszyny (silniki, pompy, wentylatory) oraz środowisko naturalne (wiatr, energia słoneczna, prądy morskie, fale akustyczne, fale elektromagnetyczne). Autor skupia się głównie na metodzie piezoelektrycznej, porównując budowę obecnie stosowanych przetworników, oraz układy przetwarzania odzyskanej z drgań energii elektrycznej. Według autora obszarem, w którym przetworniki piezoelektryczne znajdują zastosowanie jest monitoring stanu konstrukcji (ang. Structural Health Monitoring). Podobnie jak poprzedni autorzy zwraca uwagę na rozproszone systemy czujników, które obecnie wymagają zasilania baterijnego lub centralnego zasilania energią elektryczną. Oba rozwiązania są kosztowne z uwagi na konieczność okresowej kontroli i konserwacji. Podobną tematykę poruszają autorzy artykułów Wang i Juan 2007 oraz Wang i Juan 2008. Opisują zaprojektowany i zbudowany przetwornik wykorzystujący materiał magnetostrykcyjny (Metglas 2605SC). Służy on do zasilania bezprzewodowych czujników używanych do monitorowania stanu konstrukcji. Według autorów w porównaniu z przetwornikami piezoelektrycznymi zastosowany materiał magnetostrykcyjny posiada bardzo duży współczynnik konwersji energii, wysoką gęstość mocy, dłuższy cykl życia materiału bez problemu depolaryzacji

oraz elastyczność wymaganą przy dużych wibracjach otoczenia. Podczas przeprowadzonych badań przetwornika autorzy uzyskali maksymalną moc $200 \mu\text{W}$ oraz gęstość mocy przetwornika wynoszącą $900 \mu\text{W}/\text{cm}^3$. W pracy opisano także obwody elektryczne służące do powielania napięcia uzyskanego z przetwornika oraz obwody służące do zasilania czujnika oraz toru komunikacji radiowej.

W pracy Roundy i in. 2002, wykorzystano metodę elektrostatyczną odzysku energii drgań mechanicznych. Opisane przetworniki są wykonane w technologii MEMS i służą do zasilania czujników bezprzewodowych. Szczegółowo opisano budowę i proces wytwarzania tego typu przetworników. Maksymalna amplituda drgań dla zaprojektowanych przetworników wynosi $100 \mu\text{m}$ przy rozmiarach przetwornika $10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$. Maksymalna gęstość mocy zaprojektowanego generatora zależy w dużym stopniu od ciśnienia otoczenia, w którym pracował przetwornik. Według autorów, dla ciśnienia równego 0.001 atmosfery gęstość mocy wynosi $20 \mu\text{W}/\text{cm}^3$, natomiast dla ciśnienia atmosferycznego wartość ta maleje do $1 \text{ nW}/\text{cm}^3$. Problematykę odzysku energii drgań mechanicznych przy wykorzystaniu metody elektrostatycznej poruszyli również autorzy artykułu Despesse i in. 2005. Podczas badań laboratoryjnych autorzy przeprowadzili testy zaprojektowanych przetworników przy drganiach mechanicznych o paśmie częstotliwości nie przekraczającym 100 Hz . Dla wymuszenia o amplitudzie $90 \mu\text{m}$ i częstotliwości 50 Hz uzyskali moc 1 mW przy sprawności konwersji energii mechanicznej na elektryczną równej 60% . Podczas testów przetwornika na obiekcie rzeczywistym, którym był silnik samochodu osobowego uzyskali średnią moc wynoszącą $250 \mu\text{W}$. W Lee i in. 2009, autorzy porównują możliwości trzech wariantów budowy przetworników (rys 1.2) bazujących na metodzie elektrostatycznej oraz relacje między parametrami mającymi wpływ na maksymalizację energii dostarczanej przez przetworniki MEMS.



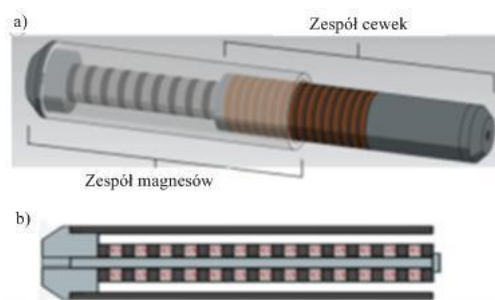
Rys. 1.2. Trzy warianty budowy elektrostatycznych przetworników energii drgań zbudowanych w technologii MEMS z elektrodami grzebieniowymi: **a)** zazębiającymi się w płaszczyźnie, **b)** o szczelinie zmienianej w płaszczyźnie, **c)** o szczelinie zmienianej prostopadle do płaszczyzny (Lee i in. 2009)

Obszerny przegląd aktualnego stanu wiedzy w dziedzinie odzysku energii z drgań mechanicznych używanej do zasilania bezprzewodowych czujników dokonali autorzy artykułu Beeby i in. 2006. W artykule opisano mechanizmy odzysku energii z drgań mechanicznych

bazujące na metodach: piezoelektrycznej, elektromagnetycznej oraz elektrostatycznej. Porównano w nim rozwiązania konstrukcyjne przetworników opisywanych w literaturze oraz parametry takie jak: uzyskiwana moc, masa przetwornika, objętość przetwornika, przyspieszenie oraz częstotliwość, przy jakich prowadzono badania.

Doskonałym podsumowaniem aktualnego stanu wiedzy z dziedziny odzysku energii jest książka Priya i Inman 2009. Składa się ona z 19 rozdziałów podzielonych na 5 części. W części pierwszej opisano piezoelektryczne i elektromagnetyczne metody odzysku energii. Druga część dotyczy zagadnień związanych z praktyczną realizacją układów z odzyskiem energii. Obejmuje ona nie tylko metody odzysku energii i opis budowy przetworników, ale również sposoby przetwarzania odzyskanej energii elektrycznej oraz zasilania odbiorników (np. czujników bezprzewodowych). Trzecią część poświęcono termoelektrycznej metodzie odzysku energii. W czwartej części autorzy dużo miejsca poświęcili mikrobateriom używanym do magazynowania odzyskanej energii. W ostatniej części autorzy opisują odzysk energii w wybranych aplikacjach.

Wszystkie opisane prace i badania naukowe dotyczą przetworników drgań zasilających odbiorniki elektryczne o niewielkiej mocy. Większość z tych przetworników zastosowano do zasilania czujników bezprzewodowych, a ich maksymalna moc nie przekracza kilkuset miliwatów.



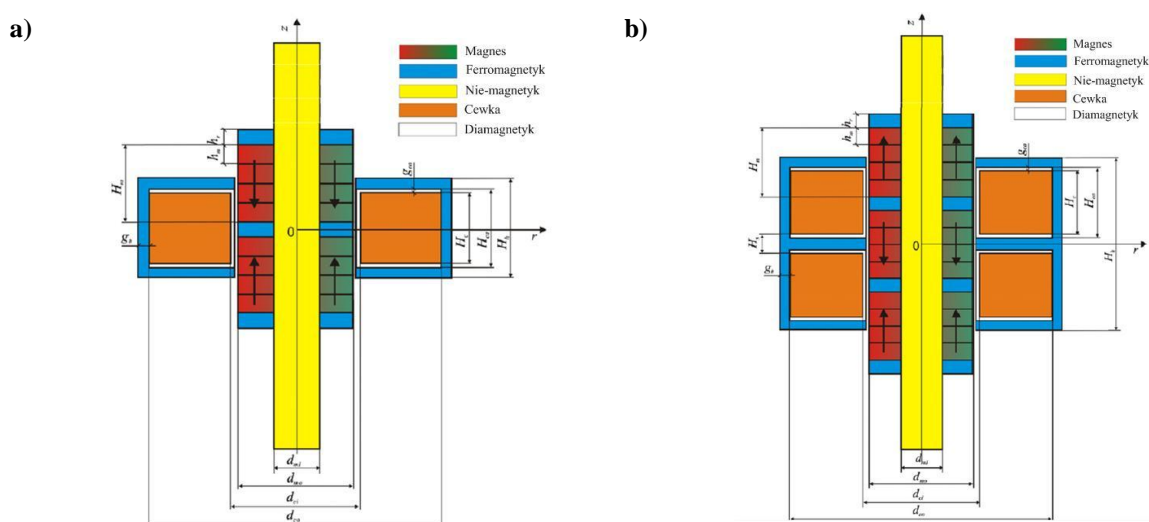
Rys. 1.3. Budowa przetwornika z elektromagnetycznym mechanizmem odzysku energii:

a) widok urządzenia, **b)** rdzeń z magnesami trwałymi (Zuo i in. 2010)

W pracy Zuo i in. 2010, opisano przetwornik wykorzystujący elektromagnetyczną metodę odzysku energii. Charakteryzuje się on dużą sprawnością i mocą uzyskiwaną przy zachowaniu małych wymiarów geometrycznych oraz masy. Przetwornik zbudowano z rdzenia (rys. 1.3b) w którym umieszczono układ magnesów trwałych oraz nawiniętych na ruchomym cylindrze uzwojeń elektrycznych (rys. 1.3a) tworzących cztery niezależne cewki elektryczne. Ruch względny stalowego cylindra względem rdzenia wywołuje zmiany strumienia magnetycznego obejmującego uzwojenia i indukuje w nich siłę elektromotoryczną zgodnie z prawem Faraday'a. Siła elektromotoryczna w każdym z czterech niezależnych uzwojeń jest przesunięta w fazie o 90° . Autorzy wykonali analizę rozkładu pola magnetycznego przy użyciu metody elementów skończonych i przeprowadzili optymalizację konstrukcji przetwornika. Przeprowadzili również badania eksperymentalne prototypu przetwornika zbudowanego w skali 1:2, których rezultaty

potwierdziły wyniki symulacji komputerowych. Według autorów przy prędkościach od $0.25 \frac{m}{s}$ do $0.5 \frac{m}{s}$ badany prototyp przetwornika może wytwarzać energię elektryczną o mocy od 2 W do 8 W.

Kolejną pracą opisującą konstrukcję przetwornika mogącego dostarczać energię elektryczną o mocy do kilkunastu watów jest artykuł Sapiński 2010. Opisany przez autora przetwornik składa się z rdzenia, na którym osadzono dwa układy magnesów trwałych zwróconych do siebie jednoimiennymi biegunami magnetycznymi. W obudowie znajduje się cewka foliowa, w której indukowana jest siła elektromotoryczna wywołana zmianą strumienia magnetycznego podczas ruchu magnesów. W pracy pokazano obliczony (z wykorzystaniem MES) rozkład pola magnetycznego jak również siłę elektromotoryczną oraz gęstość prądu płynącego przez połączone ze sobą cewki przetwornika i tłumika MR. Wyniki symulacji zostały potwierdzone przez badania laboratoryjne prototypu przetwornika. Z przedstawionych w pracy charakterystyk wynika, że przy prędkościach od $0.04 \frac{m}{s}$ do $0.16 \frac{m}{s}$ badany przetwornik zasilając cewkę sterującą tłumika MR wytwarza energię elektryczną o mocy od 0.2 W do 1.8 W.



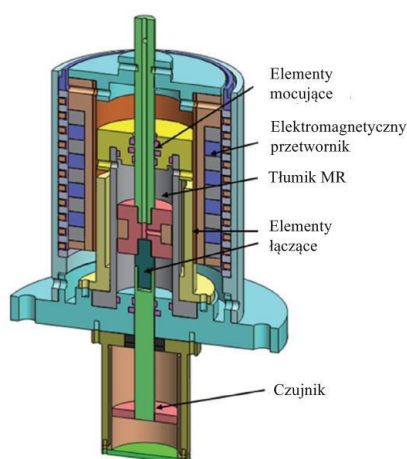
Rys. 1.4. Struktura mechaniczna przetwornika: a) Wariant 1, b) Wariant 2 (Sapiński i Krupa 2013)

W pracy Sapiński i Krupa 2013, autorzy przeprowadzili symulacje komputerowe dwóch wariantów przetworników. Jednym z wariantów jest przetwornik posiadający dwa zwrócone do siebie jednoimiennymi biegunami układy magnesów i pojedyncze uzwojenie foliowe (rys. 1.4a). Drugi wariant posiada trzy układy magnesów wraz z dwoma uzwojeniami foliowymi (rys. 1.4b). Celem stawianym przez autorów jest dobór odpowiedniej konstrukcji przetwornika drgań, który może zostać zintegrowany wraz z tłumikiem MR tworząc pojedynczy element elektromechaniczny. Przeprowadzone symulacje komputerowe umożliwiły wyznaczenie rozkładu pola magnetycznego, określenie siły elektromotorycznej, gęstości prądu elektrycznego jak również siły zaczepowej przetwornika. Według autorów drugi wariant przetwornika wytwarza większą siłę elektromotoryczną oraz posiada większą wydajność prądową. Jest więc lepszym źródłem energii elektrycznej do

zasilania tłumika MR. Z drugiej strony przetwornik w wariancie pierwszym posiada mniejszą siłę zaczepową, wprowadzającą dodatkowe siły oporu.

Próba zintegrowania tłumika MR z elektromagnetycznym przetwornikiem drgań została opisana w pracy Chen i Liao 2010. Jego budowę pokazano na rys. 1.5a. Składa się on z trzech elementów połączonych w jednej obudowie: tłumika MR usytuowanego we wnętrzu konstrukcji, elektromagnetycznego przetwornika otaczającego tłumik MR oraz umieszczonego w dolnej części czujnika prędkości. Zaproponowana przez autorów konstrukcja ma budowę modułową, a poszczególne elementy są ze sobą połączone za pomocą elementów mocujących, których rolą jest również separacja występujących w elementach pól magnetycznych. W pracy zawarto wyniki symulacji komputerowych oraz badań laboratoryjnych, przedstawiając odpowiednie charakterystyki każdego z elementów składowych.

a)



b)



Rys. 1.5. Tłumik MR ze zintegrowanym przetwornikiem drgań: **a)** budowa, **b)** widok (Chen i Liao 2010)

W ciągu ostatniego dziesięciolecia obserwuje się coraz większą liczbę publikacji naukowych, w których opisywane są semiaktywne układy redukcji drgań mechanicznych z odzyskiem energii. Do ich budowy wykorzystywane są przetworniki drgań mechanicznych opierające się na elektromagnetycznej metodzie odzysku energii oraz tłumiki MR i ER. Do najważniejszych prac z tej dziedziny zaliczyć można: Cho i in. 2005, Cho i in. 2007, Choi i in. 2009, Hong i in. 2005, Hong i in. 2007, Jung i in. 2009, Jung i in. 2010a, Jung i in. 2010b, Wang i in. 2009, Chen i Liao 2010), 2011 Sapiński. Przywołane prace zostały opisane szerzej w rozdziale 4. Przedstawione w nich wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych stanowią odniesienie dla badań semiaktywnych układów redukcji drgań będących przedmiotem niniejszej rozprawy.

1.3. Cel, tezy i zakres pracy

Cel pracy:

Celem pracy jest budowa układu redukcji drgań z tłumikiem MR zasilanym energią odzyskaną z drgań obiektów mechanicznych i sprawdzenie skuteczności jego działania w wybranych aplikacjach.

Teza:

Możliwa jest budowa semiaktywnego układu redukcji drgań z tłumikiem MR, do którego zasilania wykorzystywana będzie energia kinetyczna obiektu drgającego przetworzona na energię elektryczną.

Tezy pomocnicze:

1. Możliwe jest zbudowanie elektromechanicznego przetwornika drgań o mocy wystarczającej do zasilania tłumika MR.
2. Możliwa jest sterowanie drganiami obiektów mechanicznych przy użyciu układu redukcji drgań z tłumikiem MR zasilanym energią odzyskiwaną z drgań.

Sformułowany w rozprawie cel wymaga określenia zakresu czynności zmierzających do jego realizacji i wykazania słuszności postawionej tezy. Zakres pracy obejmuje na zadania:

- Analiza elementu rozpraszającego energię mechaniczną w układzie redukcji drgań, którym jest tłumik z cieczą MR, obejmująca budowę, zasadę działania, modelowanie, symulacje komputerowe oraz badania laboratoryjne (**Rozdział 2**).
- Omówienie zasady działania i obszarów zastosowania klasycznych semiaktywnych układów redukcji drgań z tłumikami MR obejmujące przegląd literatury oraz wybranych rozwiązań konstrukcyjnych (**Rozdział 3**).
- Omówienie koncepcji i zasady działania układów redukcji drgań z tłumikiem MR i odzyskiem energii obejmujące przegląd literatury i rozwiązań dotyczących odzysku energii z drgań mechanicznych (**Rozdział 4**).
- Analiza elementu przetwarzającego energię mechaniczną drgań na energię elektryczną, jakim jest elektromechaniczny przetwornik energii, obejmująca budowę, zasadę działania, modelowanie, symulacje komputerowe i badania laboratoryjne (**Rozdział 5**).
- Omówienie budowy, zasady działania i sposobu przetwarzania energii elektrycznej przez układy kondycjonująco-przetwarzające (**Rozdział 6**).
- Zastosowanie układu redukcji drgań z tłumikiem MR i elektromechanicznym przetwornikiem energii w przykładowych aplikacjach mechanicznych o jednym i dwóch stopniach swobody, obejmujące modelowanie, symulacje komputerowe i badania laboratoryjne (**Rozdział 7**).
- Podsumowanie obejmujące wnioski, wynikające z analizy wyników badań laboratoryjnych oraz symulacji komputerowych wraz ze wskazaniem kierunków dalszych badań (**Rozdział 8**).

2. TŁUMIK MAGNETOREOLOGICZNY

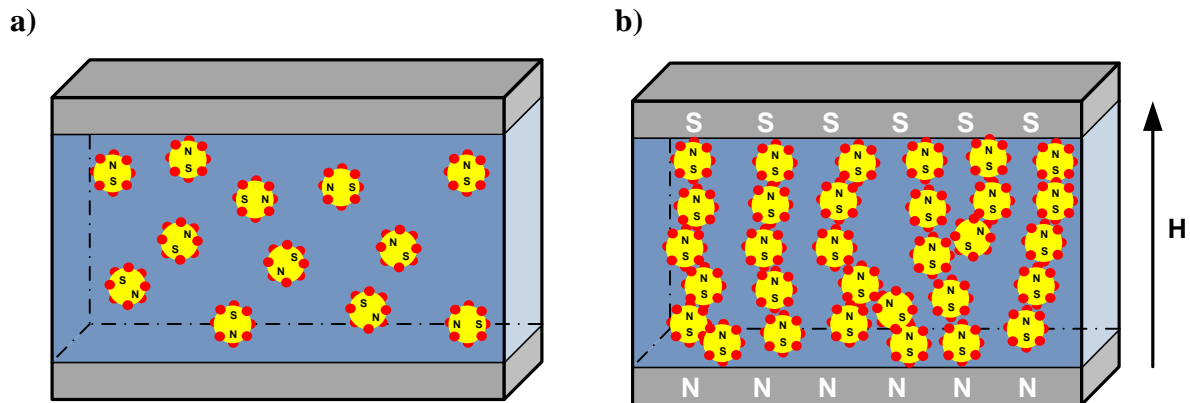
Rozdział 2 poświęcono opisowi tłumików z cieczą magnetoreologiczną (MR). Przedstawiono budowę oraz zasadę działania komercyjnego tłumika MR, który wykorzystano do budowy układów redukcji drgań opisanych w rozdziałach 3, 4 i 7. Szczególną uwagę zwrócono na doświadczalne wyznaczenie charakterystyk tłumika MR oraz na analizę modeli matematycznych. Poznane własności dynamiczne tłumika MR pozwoliły zaprojektować i zbudować układ redukcji drgań z elektromagnetycznym przetwornikiem energii mechanicznej.

2.1. Budowa i zasada działania

Ciecze MR wynalezione zostały pod koniec lat 40 XX wieku w Stanach Zjednoczonych. Ich niezwykle własności sprawiły, że zaczęło się nimi interesować wiele ośrodków naukowych na całym świecie. Pojawienie się nowego materiału w ciekłym stanie skupienia, reagującego na pole magnetyczne umożliwiło budowę nowych sterowanych elektrycznie urządzeń mechanicznych. Dzisiejsza technologia produkcji cieczy MR pozwala uzyskać wysoką trwałość jej własności fizycznych przy jednoczesnym obniżeniu kosztów wytwarzania. Obecnie największymi producentami cieczy MR są firmy Lord Corporation oraz BASF.

Ciecze MR to nienewtonowskie, reostabilne płyny będące koloidalną zawiesiną ferromagnetycznych cząstek w cieczy nośnej. Cząstki te mają wielkość kilku do kilkunastu mikrometrów i są magnetycznie spolaryzowane. Ciecz nośna nie wykazuje własności magnetycznych i jest ośrodkiem, w którym cząstki ferromagnetyczne mogą się swobodnie przemieszczać. Podczas pracy ciecz ta jest odpowiedzialna za odprowadzanie energii cieplnej powstałej wskutek wzajemnego tarcia poruszających się cząstek. Rozproszone w cieczy nośnej cząstki mają tendencję do aglomeracji (skupiania się) na skutek istnienia sił Van der Waalsa oraz oddziaływania magnetycznego między nimi. Aby zmniejszyć intensywność tych zjawisk powierzchnia cząstek pokrywana jest środkiem powierzchniowo aktywnym. Większą intensywność tych zjawisk obserwuje się w wyższej temperaturze, kiedy może dochodzić do utleniania cząstek i procesu zestalania cieczy. Wpływa ono bardzo niekorzystnie na własności fizyczne cieczy MR. Najczęściej stosowanymi substancjami na ciecze nośne są woda, nafta, glikol, oleje mineralne, silikonowe, syntetyczne oraz prefluoropolyrther, ponyphenylether (Sapiński 2006; Milecki 2010).

Cząstki ferromagnetyczne stanowią od 20 do 60 % objętości cieczy MR. Są nimi najczęściej tlenki żelaza, stopy żelaza z kobaltem lub stopy niklu. Na rys. 2.1 pokazano strukturę cieczy MR. Przy braku zewnętrznego pola magnetycznego, cząstki ferromagnetyczne rozproszone są równomiernie w całej objętości cieczy nośnej. Gdy w obszarze cieczy MR pojawi się zewnętrzne pole magnetyczne cząstki ferromagnetyczne cieczy formują łańcuchy, które układają się wzdłuż linii pola magnetycznego.



Rys. 2.1. Struktura cieczy MR: **a)** bez pola magnetycznego ($H = 0$), **b)** w polu magnetycznym ($H \neq 0$)

Na rys. 2.2 pokazano trzy tryby, w których może pracować ciecz MR:

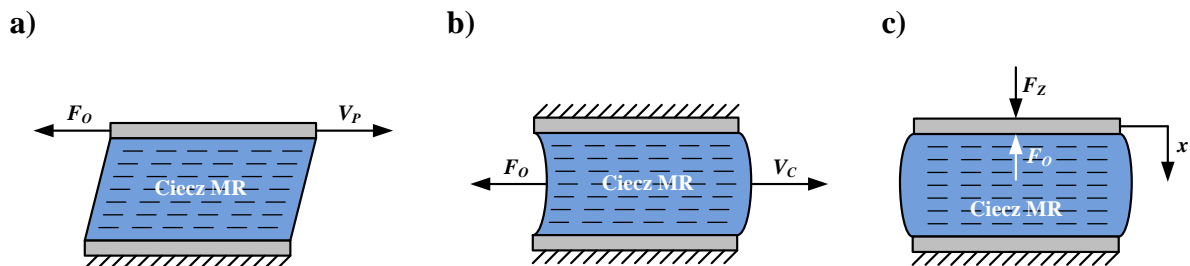
- tryb ścinania (sprzęgłowy),
- tryb przepływowy (zaworowy),
- tryb ściskania.

W trybie ścinania następuje ruch dwóch powierzchni, między którymi znajduje się warstwa cieczy MR (rys. 2.2a). Zewnętrzne pole magnetyczne powoduje tworzenie łańcuchów cząstek ferromagnetycznych ułożonych prostopadłe do kierunku ruchu powierzchni. Ułożenie to powoduje powstanie sił stycznych do poruszających się powierzchni wskutek zjawiska ścinania warstw cieczy. Zwrot wektora siły wypadkowej F_O jest przeciwny do zwrotu wektora prędkości V_P poruszających się powierzchni, a jej wartość zależy od natężenia pola magnetycznego. Ten tryb wykorzystywany jest do budowy sprzęgieł hamulców, tłumików głównie o ruchu obrotowym.

W trybie przepływowym pokazanym na rys. 2.2b, ciecz MR porusza się względem nieruchomych powierzchni. Linie zewnętrznego pola magnetycznego mają kierunek prostopadły do kierunku wektora prędkości przepływu cieczy V_C . Łańcuchy cząstek ferromagnetycznych ułożone wzdłuż linii pola utrudniają przepływ cieczy, zwiększając siły

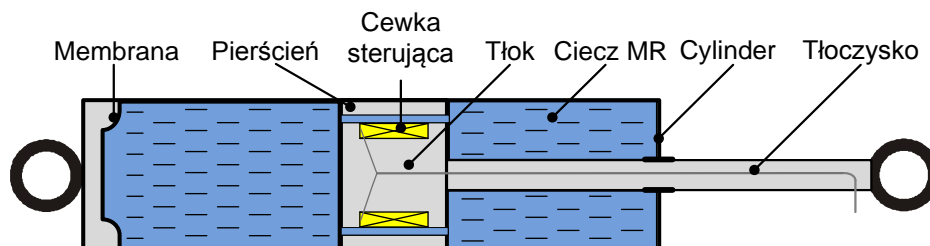
oporów hydrodynamicznych F_O . Analizując ten przypadek makroskopowo można powiedzieć, że obecność zewnętrznego pola magnetycznego zwiększa lepkość cieczy MR. Ten rodzaj pracy cieczy wykorzystywany jest głównie do budowy zaworów hydraulicznych, tłumików, amortyzatorów i elementów wykonawczych wykonujących ruch prostoliniowy.

Tryb trybie ściskania (rys. 2.2c) cienka warstwa cieczy MR jest ściskana lub rozciągana pod wpływem sił zewnętrznych F_Z . Urządzenia mechaniczne budowane w oparciu o tryb ściskania wykazują niewielki zakres przemieszczeń x przy generowaniu o wiele większych sił oporu F_O niż w trybach ścinania i przepływowym. Ciecz pracująca w tym trybie może być wykorzystywana do budowy tłumików drgań mechanicznych o małej amplitudzie. Spośród opisanych trybów pracy cieczy MR, tryb ściskania jest najmniej poznany i opisany w literaturze. Mała jest również ilość elementów mechanicznych wykorzystujących ten tryb pracy.



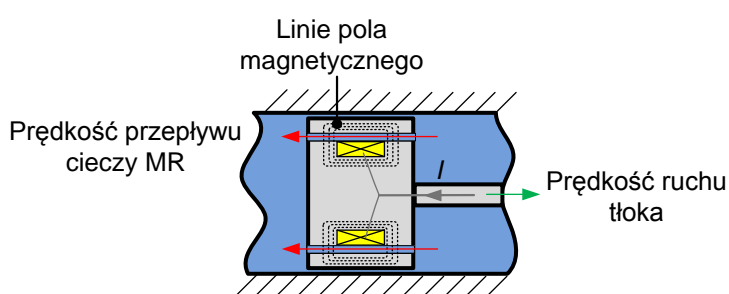
Rys. 2.2. Tryby pracy cieczy magnetoreologicznej: **a)** tryb ścinania, **b)** tryb zaworowy, **c)** tryb ściskania

Przykładem wykorzystania cieczy MR do budowy elementu mechanicznego sterowanego polem magnetycznym jest tłumik MR, którego tłoczek wykonuje ruch prostoliniowy. Na rys. 2.3 pokazano budowę komercyjnego tłumika RD 1005-3 firmy Lord Corporation (<http://www.lord.com>). Jest to tłumik z jednostronnym tłoczyskiem, w którym wykorzystano przepływowy tryb pracy cieczy MR. Tłumik MR składa się z cylindra, wewnątrz którego porusza się osadzony na tłoczysku tłok, akumulatora gazowego oraz wypełniającej przestrzeń cylindra cieczy MR.



Rys. 2.3. Budowa tłumika MR o ruchu postępowym

Tłok posiada koncentryczną szczelinę, przez którą ciecz MR może swobodnie przepływać pomiędzy komorami. Wewnątrz tłoka umieszczona jest cewka elektryczna, której zadaniem jest wytworzenie, na skutek przepływu prądu elektrycznego, pola magnetycznego w obszarze koncentrycznej szczeliny. Kierunek linii pola magnetycznego jest zawsze prostopadły do kierunku prędkości przepływu cieczy MR przez szczelinę (rys 2.4). Cząstki ferromagnetyczne znajdujące się w cieczy MR tworzą wówczas łańcuchy wzdłuż linii pola magnetycznego utrudniając przepływ cieczy przez kanał. Generowana przez tłumik siła zależy zarówno od natężenia prądu płynącego w cewce sterującej, jak i od prędkości ruchu tłoczyska względem cylindra.



Rys. 2.4. Pole wytwarzane przez cewkę sterującą tłumika MR

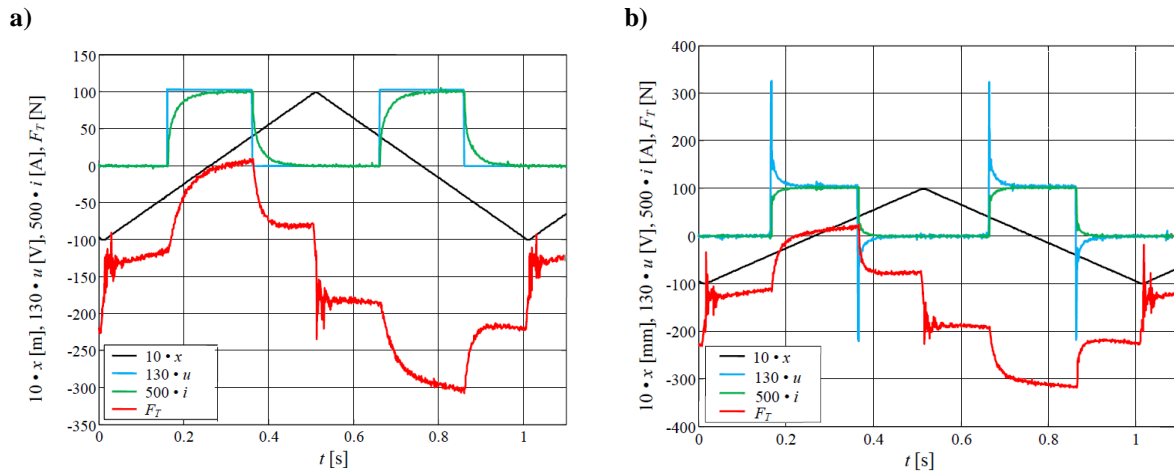
Zadaniem akumulatora gazowego znajdującego się na dnie cylindra jest niwelowanie różnic w objętościach cieczy MR wypełniającej komory tłumika. Wynikają one z ruchu tłoka oraz ewentualnych ubytków cieczy powstałych w wyniku strat wolumetrycznych na uszczelnieniu tłoczyska. Chroni on także przed zjawiskiem kawitacji polegającym na przejściu ze stanu ciekłego w stan gazowy cieczy przepływającej z dużą prędkością przez koncentryczną szczelinę tłoka. Zjawisko to jest szczególnie groźne, ponieważ zwiększa ono korozję szczeliny. Ponadto ściśliwość powstałego gazu powoduje zmniejszenie siły generowanej przez tłumik, pogarszając jego własności mechaniczne. Akumulator gazowy pełni także w tłumiku rolę sprężyny umożliwiającej przeniesienie obciążenia statycznego pochodzącego od ciężaru elementu dołączonego do jego tłoczyska. Producent tłumika RD-1005-3 przewidywał jego wykorzystanie w układzie redukcji drgań siedziska kierowców. W związku z tym podczas jego projektowania uwzględniono konieczność zrównoważenia siły pochodzącej od ciężaru człowieka.

W tabeli 2.1 zamieszczono najważniejsze parametry tłumika RD-1005-3, który został wykorzystany do budowy układów redukcji drgań.

Tabela 2-1 Parametry techniczne tłumika RD-1005-3

Wielkość fizyczna		Wartość	Jednostka
Parametry geometryczne			
Skok tłoczyska		±26.5	mm
Długość tłumika	z wsuniętym tłoczyskiem	155	mm
	z wysuniętym tłoczyskiem	208	
Średnica	zewnętrzna cylindra	41.4	mm
	tłoczyska	10	
Waga		0.8	kg
Parametry elektryczne			
Maksymalne napięcie sterujące u_s		12	V
Zakres prądu i		0 ÷ 2	A
Rezystancja cewki sterującej R_T	w temperaturze 20° C	5	Ω
	w temperaturze 71° C	7	
Parametry mechaniczne			
Siła tłumienia F_T	$v = 51 \text{ mm/s}, i = 1 \text{ A}$	> 2224	N
	$v = 203 \text{ mm/s}, i = 0 \text{ A}$	< 667	
Wytrzymałość na rozciąganie		4448	N
Maksymalna temperatura pracy		71	°C
Wytrzymałość	$z_{max} = \pm 13 \text{ mm}, f = 2 \text{ Hz}, i = 0 \div 0.8 \text{ A}$	$2 \cdot 10^6$	cykli
Czas narastania siły tłumienia		25	ms

Zgodnie z wcześniejszymi rozważaniami siła F_T wytwarzana przez tłumik MR zależy od natężenia prądu płynącego w cewce sterującej. Dzięki temu możliwa jest budowa układów sterowania drganiami mechanicznymi, w których tłumik MR pełni rolę sterowanego elementu rozpraszającego energię mechaniczną. Niewątpliwą zaletą tłumików MR jest możliwość sterowania siłą tłumienia F_T za pomocą sygnału elektrycznego o niewielkiej mocy. Przykład sterowania siłą tłumienia poprzez zmianę napięcia przyłożonego do cewki sterującej tłumika MR pokazano na rys. 2.5 i opisano w literaturze (Sapiński 2008).



Rys. 2.5. Przykład sterowania siłą tłumienia F_T poprzez skokową zmianę:
a) napięcia u , **b)** natężenia prądu i (Sapiński 2008).

Na rys. 2.5a przedstawiono przebieg czasowy siły tłumienia F_T przy skokowej zmianie napięcia przyłożonego do cewki sterującej. Podczas badań tłoczyisko tłumika MR wykonywało ruch prostoliniowy ze stałą prędkością v , co powodowało że siła tłumienia nie zależała od prędkości. Jak można zauważyć odpowiedź prądowa i na skokową zmianę napięcia u jest charakterystyczna dla członu inercyjnego. Wartość ustalona natężenia prądu i wynosiła $I_{ust} = 0.2$ A i wywoływała dwukrotny wzrost siły F_T w porównaniu z siłą wytwarzaną przez tłumik, który nie był zasilany. Jak widać również odpowiedź siły F_T na skokową zmianę napięcia odpowiada układowi inercyjnemu. Na rys. 2.5b pokazano przebieg czasowy siły tłumienia F_T dla układu automatycznej regulacji natężenia prądu. Zastosowany regulator typu PI ma za zadanie zmniejszenie czasu osiągnięcia wartości ustalonej natężenia prądu, przez co zmniejszeniu ulega również czas osiągnięcia wartości ustalonej przez siłę F_T . Jak pokazuje powyższy przykład własności dynamiczne tłumika MR zależą w dużym stopniu od własności elektrycznych obwodu cewki sterującej jak również od własności samej cieczy polegającej na zdolności do szybkiego formowania łańcuchów na skutek zewnętrznego pola magnetycznego. Czas potrzebny do osiągnięcia wartości ustalonej przez siłę F_T jest sumą czasu narastania natężenia prądu oraz czasu potrzebnego cząstkom ferromagnetycznym na utworzenie łańcuchów. Układy sterowania tłumikami MR umożliwiają zmniejszenie czasu niezbędnego do osiągnięcia wartości ustalonej przez siłę F_T poprzez zmniejszenie czasu narastania natężenia prądu i .

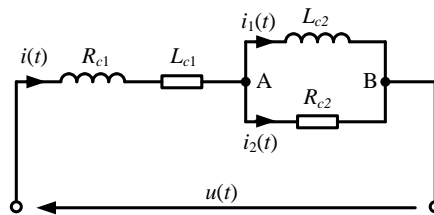
2.2. Modele matematyczne i symulacje komputerowe

Przedstawione w tym podrozdziale modele matematyczne opisują na podstawie podstawowych praw fizycznych własności dynamiczne tłumików MR. Stworzenie dokładnych modeli tych elementów ma istotne znaczenie przy budowie modeli układów redukcji drgań zawierających w swej strukturze tłumiki MR. Z uwagi na to, iż tłumik MR jest elementem elektromechanicznym, budowane modele podzielono na dwie grupy: modele obwodu sterującego (cewki sterującej) oraz modele tłumika.

2.2.1. Modele cewki sterującej tłumika

Tłumiki MR są sterowanymi elementami rozpraszającymi energię mechaniczną. Na samym początku procesu modelowania własności dynamicznych tłumika MR należy uwzględnić własności elektryczne cewki sterującej. Zakładając liniową zależność natężenia pola magnetycznego H od natężenia prądu i wielkością, która bezpośrednio wpływa na zmianę własności cieczy MR jest natężenie prądu i . Aby określić w jaki sposób zmiana napięcia u wpływa na zmianę natężenia prądu elektrycznego i niezbędne staje się zbudowanie modelu obwodu sterującego (cewki sterującej) uwzględniającego własności obwodu magnetycznego.

Schemat zastępczy cewki sterującej pokazano na rys. 2.6. Obwód ten jest obwodem mieszanym powstałym z szeregowego połączenia dwóch obwodów rezystancyjno-indukcyjnych (RL).



Rys. 2.6. Schemat zastępczy cewki sterującej tłumika MR.

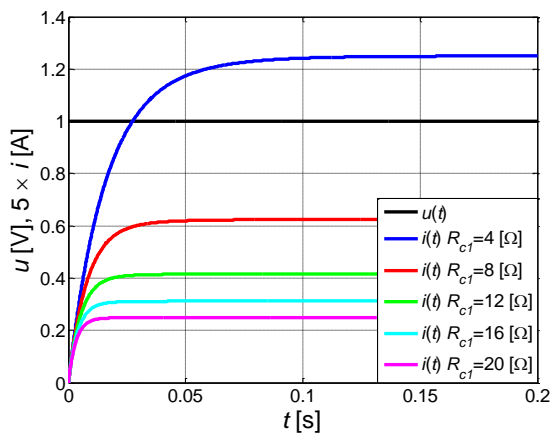
Transmitancję $G_1(s)$ obwodu cewki sterującej tłumika MR (wyprowadzoną zgodnie z rów. A.12 ÷ A.28) zdefiniowano równaniem:

$$G_1(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{L_{C2} \cdot s + R_{C2}}{L_{C1}L_{C2} \cdot s^2 + (R_{C1}L_{C2} + R_{C2}L_{C1} + R_{C2}L_{C2}) \cdot s + R_{C1}R_{C2}} \quad (2.1)$$

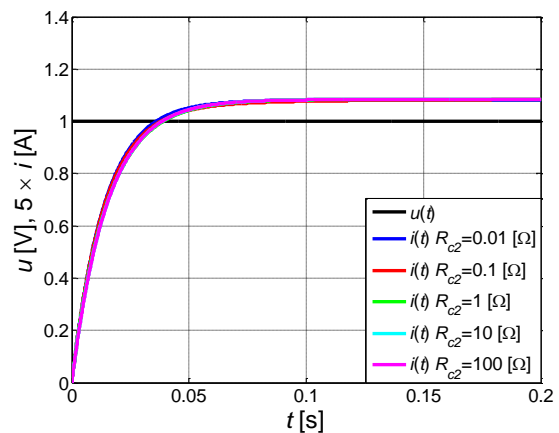
Uproszczona postać transmitancji zapisana została rów. 2.18:

$$G_1(s) = \frac{\alpha_1 \cdot s + \alpha_2}{\alpha_3 \cdot s^2 + \alpha_4 \cdot s + \alpha_5} \quad (2.2)$$

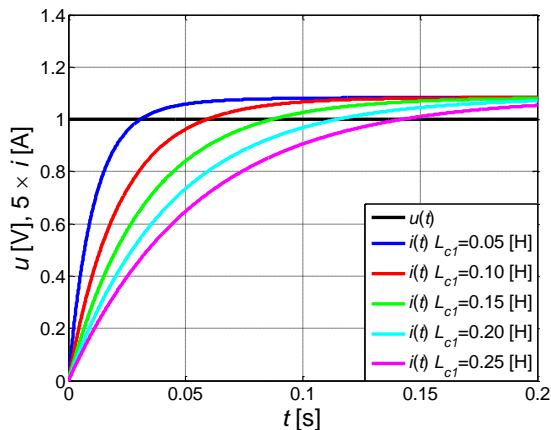
Na rys. 2.7 ÷ 2.10 przedstawiono wpływ parametrów R_{c1} , R_{c2} , L_{c1} oraz L_{c2} modelowanego obwodu elektrycznego na odpowiedzi skokowe, natomiast na rys. 2.11 ÷ 2.14 przedstawiono wpływ tych parametrów na charakterystyki amplitudowo i fazowo częstotliwościowe.



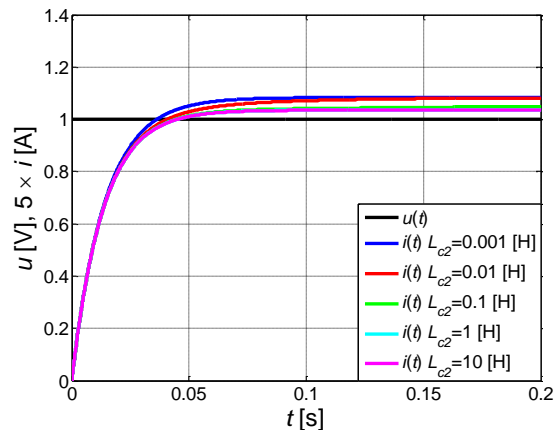
Rys. 2.7. Odpowiedź skokowa modelu, $R_{c1}=\text{var}$



Rys. 2.8. Odpowiedź skokowa modelu, $R_{c2}=\text{var}$

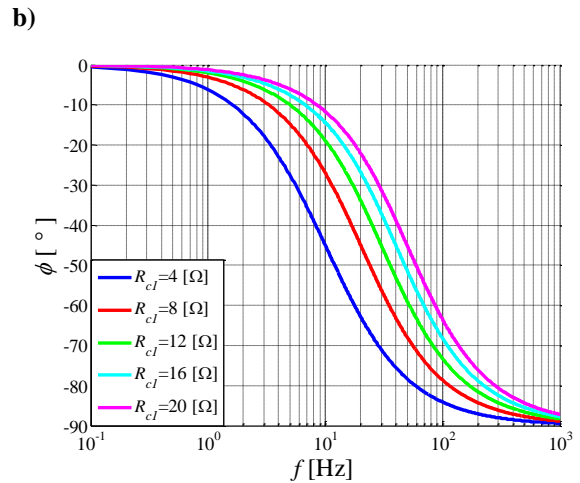
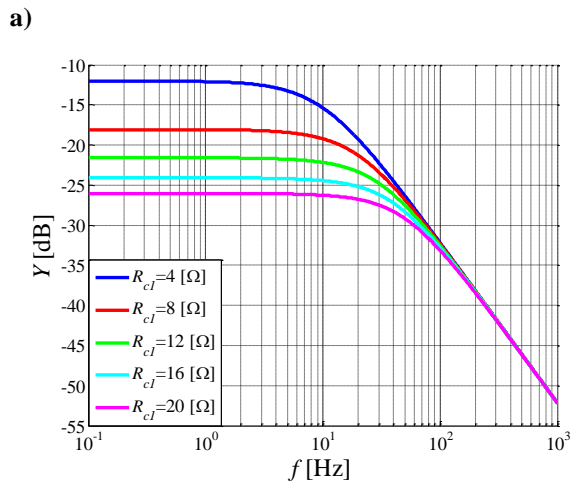


Rys. 2.9. Odpowiedź skokowa modelu, $L_{c1}=\text{var}$

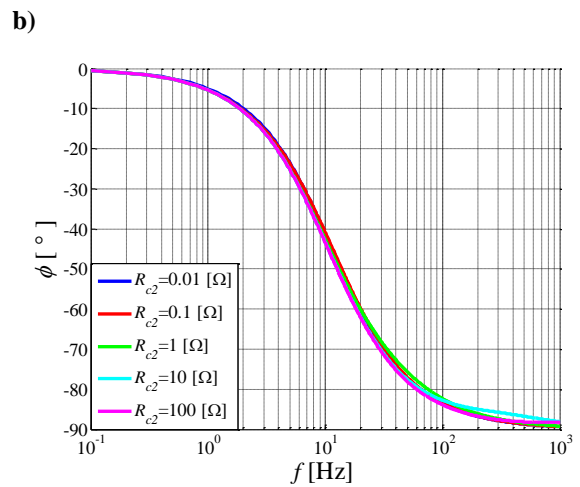
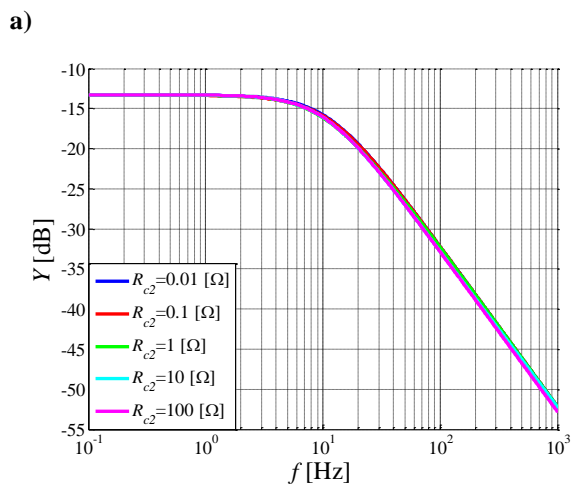


Rys. 2.10. Odpowiedź skokowa modelu, $L_{c2}=\text{var}$

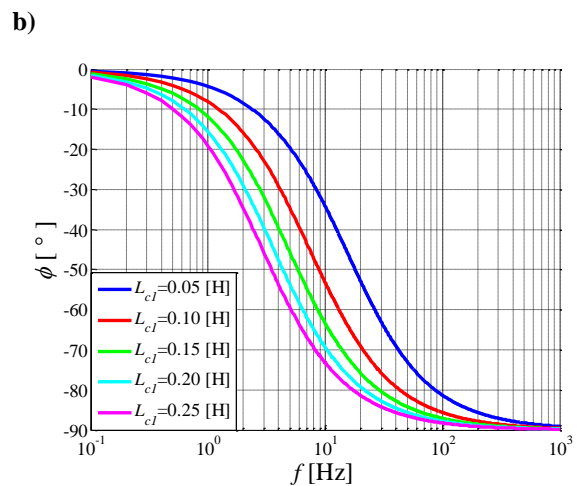
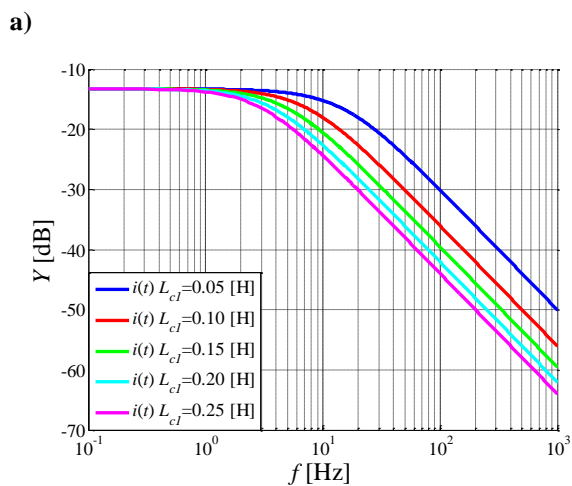
Przeprowadzone symulacje modelu cewki sterującej pokazują, że największy wpływ na zmianę odpowiedzi skokowej ma zmiana parametrów R_{c1} i L_{c1} . Zwiększenie rezystancji R_{c1} powoduje zmniejszenie wartości ustalonego prądu i_{ust} , zmniejszając jednocześnie czas t_u , po którym jest osiągnięta wartość ustalona natężenia prądu (rys. 2.7). Zwiększenie indukcyjności L_{c1} nie ma wpływu na zmianę wartości ustalonego prądu i_{ust} , zwiększa natomiast czas t_u , po którym jest osiągnięta wartość ustalona natężenia prądu (rys. 2.9). Zmiana w szerokim zakresie rezystancji R_{c2} nie powodowała praktycznie żadnych istotnych zmian w odpowiedzi skokowej prądu płynącego w cewce (rys. 2.8). Zwiększenie indukcyjności L_{c2} skutkowało wydłużeniem czasu t_u osiągnięcia wartości ustalonego natężenia prądu i_{ust} (rys. 2.10), przy czym szybkość narastania prądu w cewce była taka sama w przedziale czasu, w którym jego wartość nie przekraczała 95% wartości ustalonej ($i < 0.95 \cdot i_{ust}$).



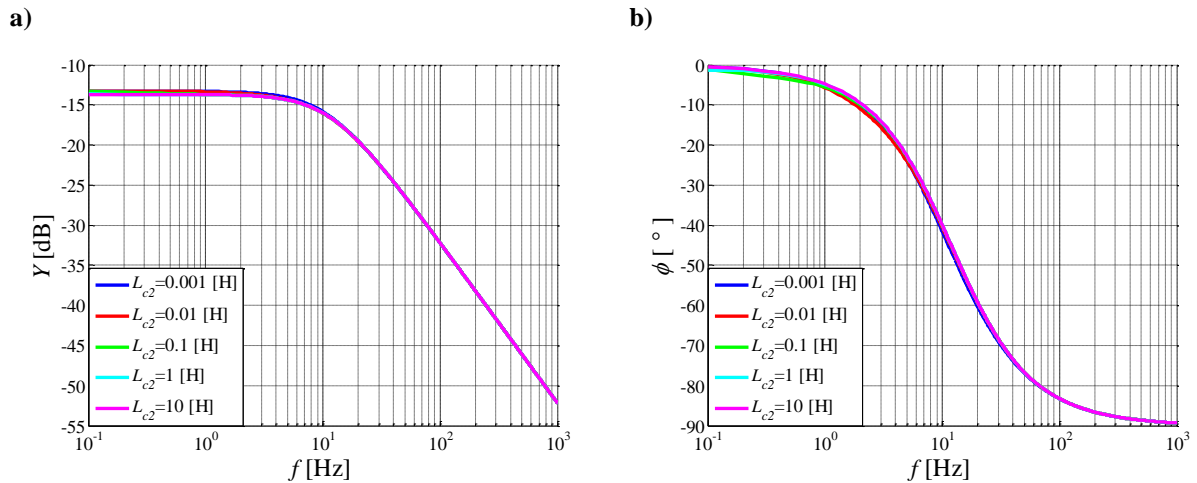
Rys. 2.11. Charakterystyki częstotliwościowe, $R_{c1}=\text{var}$: a) amplitudowa, b) fazowa



Rys. 2.12. Charakterystyki częstotliwościowe, $R_{c2}=\text{var}$: a) amplitudowa, b) fazowa



Rys. 2.13. Charakterystyki częstotliwościowe, $L_{c1}=\text{var}$: a) amplitudowa, b) fazowa



Rys. 2.14. Charakterystyki częstotliwościowe, $L_{c2}=\text{var}$: **a)** amplitudowa, **b)** fazowa

Podobnie jak w przypadku odpowiedzi skokowych na charakterystyki częstotliwościowe największy wpływ ma zmiana parametrów R_{c1} i L_{c1} . Zwiększenie rezystancji R_{c1} powoduje zmniejszenie admitancji Y oraz przesunięcie częstotliwości granicznej f_g w kierunku niższych wartości (rys. 2.11a). Przesunięcie częstotliwości granicznej widoczne jest również na charakterystyce fazowo-częstotliwościowej (rys. 2.11b). Zwiększenie indukcyjności L_{c1} nie zmienia wartości admitancji Y w zakresie częstotliwości znacznie mniejszych niż częstotliwość graniczna, powoduje natomiast zmniejszenie wartości częstotliwości granicznej f_g (rys. 2.13a). Ma to również swoje odzwierciedlenie na charakterystyce fazowo-częstotliwościowej (rys. 2.13b). Zmiana w szerokim zakresie zarówno rezystancji R_{c2} jak i indukcyjności L_{c2} nie powodowała praktycznie żadnych istotnych zmian na charakterystykach częstotliwościowych (rys. 2.12, 2.14). We wszystkich przypadkach szybkość opadania charakterystyki przy częstotliwościach znacznie większych niż częstotliwość graniczna wynosi -20 dB/dek. Graniczna wartość przesunięcia fazowego wynosiła 90° .

Jak pokazały symulacje komputerowe, z uwagi na znikomy wpływ parametrów R_{c2} i L_{c2} model elektryczny cewki sterującej tłumika można uprościć przedstawiając jako szeregowe połączenie rezystancji R i indukcyjności L zgodnie z transmitancją:

$$G_2(s) = \frac{1}{\frac{L}{R}s + 1} \quad (2.3)$$

Dobór parametrów opisanych modeli do wyników uzyskanych z badań eksperymentalnych cewki sterującej tłumika MR opisano w podrozdziale 2.3.1.

2.2.2. Modele tłumika

W literaturze można znaleźć wiele modeli tłumików MR (Caterino i in. 2011; Dyke i in. 1996; Goncalves i Ahmadian 2002; Guo i in. 2006; Kwok i in. 2006; Wang i Liao 2011; Dominguez i in. 2004; Sahin i in. 2010; Sapiński 2006; Sapiński i Piłat 2003; Shuqui i in. 2006; Spencer i in. 1996; Wen 1976). Modele te możemy podzielić na dwie grupy: modele nieparametryczne oraz modele parametryczne.

Modele nieparametryczne są grupą modeli odzwierciedlających zależności między wielkościami wejściowymi i wyjściowymi tłumika MR określając w ten sposób jego dynamikę. Do tych modeli można zaliczyć modele: bazujące na odpowiednio dobranych funkcjach matematycznych, inwolucyjne, wielomianowe, oparte o logikę rozmytą, zbudowane przy użyciu sieci neuronowych.

Drugą grupą modeli są modele parametryczne budowane w oparciu o prawa fizyczne obowiązujące w reologii, w której wyróżnia się trzy podstawowe rodzaje doskonałych ciał reologicznych:

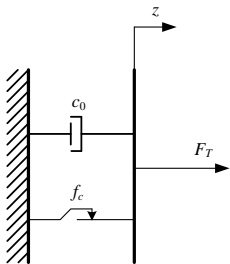
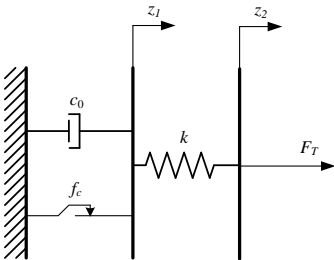
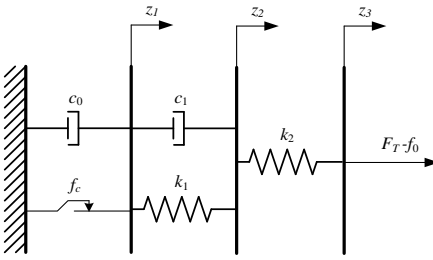
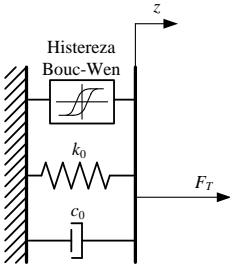
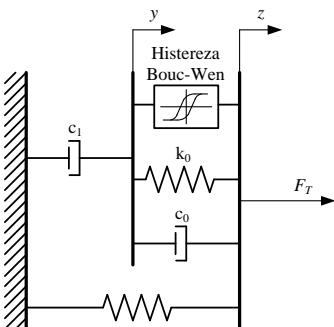
- ciało doskonale sprężyste Hooke'a
- ciało doskonale plastyczne Saint-Venanta
- płyn doskonale lepki Newtona

Poprzez odpowiednie połączenie trzech podstawowych ciał reologicznych otrzymuje się modele mechaniczne złożonych ciał reologicznych. Do modeli parametrycznych można zaliczyć następujące modele: Bingham, Ciała Bingham, Gamota-Filisko, Li, Bouc-Wena, Spencera.

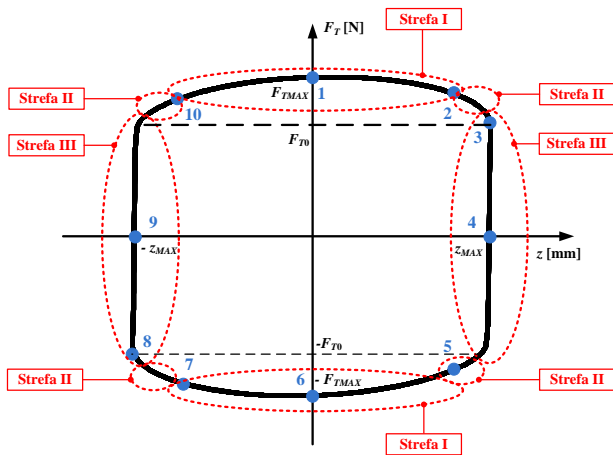
W tabeli 2.2 zestawiono najczęściej spotykane w literaturze modele parametryczne przedstawiając ich struktury reologiczne oraz równania modelujące siłę tłumienia F_T .

Model reologiczny Bingham jest modelem łączącym model ciała doskonale sprężystego Saint-Venanta oraz płynu doskonale lepkiego Newtona. W modelu Bingham siła F_T wytwarzana przez tłumik MR jest sumą sił tarcia kulombowskiego oraz tarcia wiskotycznego. Dodatkowo siła F_T powiększona jest o wartość siły statycznej f_0 , będącej wynikiem oddziaływania akumulatora gazowego tłumika. Rozwinięciem powyższego modelu jest model ciała Bingham. Jego struktura reologiczna zawiera dodatkowo model ciała doskonale sprężystego Hooke'a przedstawiony, jako element sprężysty o współczynniku sprężystości k . W przypadku gdy siła F_T nie przekracza granicznej wartości siły tarcia statycznego f_c model odwzorowuje własności sprężyste ciała stałego zgodnie z prawem Hooke'a. Po przekroczeniu wartości siły tarcia statycznego f_0 model opisuje proces płynięcia cieczy MR uwzględniając model płynu lepkiego.

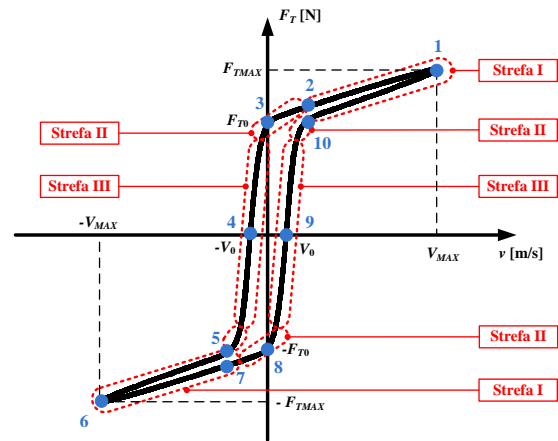
Tabela 2.2. Modele parametryczne tłumików MR

Model parametryczny	Struktura reologiczna	Równania dynamiczne
Binghama		$F_T = f_c \operatorname{sgn}(\dot{z}) + c_0 \dot{z} + f_0$
Ciała Binghama		$\begin{cases} F_T = f_c \operatorname{sgn}(\dot{z}_1) + c_0 \dot{z}_1 + f_0 & \text{dla } F_T > f_c \\ F_T = k(z_2 - z_1) + f_0 & \text{dla } F_T \leq f_c \end{cases}$
Gamota-Filisko		$\begin{cases} F_T = k_1(z_2 - z_1) + c_1(\dot{z}_2 - \dot{z}_1) + f_0 \\ = c_0 \dot{z}_1 + f_c \operatorname{sgn}(\dot{z}_1) + f_0 & \text{dla } F_T > f_c \\ = k_2(z_3 - z_2) + f_0 \\ F_T = k_1(z_2 - z_1) + c_1 \dot{z}_2 + f_0 \\ = k_2(z_3 - z_2) + f_0 & \text{dla } F_T \leq f_c \end{cases}$
Bouc-Wena		$F_T = c_0 \dot{z} + k_0(z - z_0)z_e$ gdzie: $z_e = -\gamma \dot{z} z_e z_e ^{n-1} - \beta \dot{z} z_e ^n + A \dot{z}$
Spencera		$F_T = \alpha z_e + c_0(\dot{z} - \dot{y}) + k_0(z - y) + k_1(z - z_0) = c_1 \dot{y} + k_1(z - z_0)$ gdzie: $z_e = -\gamma \dot{z} - \dot{y} z_e z_e ^{n-1} - \beta (\dot{z} - \dot{y}) \dot{z} z_e ^n + A(\dot{z} - \dot{y})$ $\dot{y} = \frac{1}{(c_0 + c_1)} [\alpha z_e + c_0 \dot{z} + k_0(z - y)]$

Opisane wcześniej modele parametryczne nie umożliwiają modelowania pętli histerezy występującej na charakterystyce siły tłumienia F_T zależnej od prędkości v . Na rys. 2.15 i 2.16 pokazano przykładowe charakterystyki siły tłumienia F_T w funkcji przemieszczenia z oraz prędkości v dla sinusoidalnego ruchu tłoczyska tłumika MR. Oznaczono na nich charakterystyczne strefy oraz punkty pracy tłumika.



Rys. 2.15. Siła tłumienia F_T w funkcji przemieszczenia z tłoczyska



Rys. 2.16. Siła tłumienia F_T w funkcji prędkości v tłoczyska

Analizę przebiegów rozpoczęto w punkcie 1 gdzie przemieszczenie tłoczyska jest równe 0 (położenie zerowe) natomiast prędkość ruchu tłoczyska jest maksymalna $v = V_{MAX}$. Siła tłumienia osiąga wówczas maksymalną wartość $F_T = F_{MAX}$. Wzrost przemieszczenia z (ruch tłoczyska w prawo) powoduje zmniejszenie wartości prędkości v i w konsekwencji zmniejszenie wartości siły tłumienia F_T (punkt 2). W punkcie 3 przemieszczenie tłoczyska jest maksymalne $z = z_{MAX}$ (skrajne prawe położenie) natomiast prędkość jest równa $v = 0$, co odpowiada niezerowej dodatniej wartości siły tłumienia $F_T = F_{T0}$. Dalszy ruch tłoczyska powoduje zmianę kierunku wektora prędkości v na przeciwną i zmniejszenie przemieszczenia z (ruch tłoczyska w lewo). Siła tłumienia jest równa 0 wówczas, gdy wartość prędkości v jest różna od 0 ($v = -V_0$) co oznaczono na rys 2.15 i 2.16 jako punkt 4. Ruch tłoczyska do punktu 6 powoduje zmianę kierunku wektora siły tłumienia F_T oraz wzrost wartości zarówno wartości prędkości jak również wartości siły tłumienia F_T . Osiągając przemieszczenie $z = 0$ (punkt 6) prędkość ruchu tłoczyska jest maksymalna $v = -V_{MAX}$, co zarazem odpowiada maksymalnej wartości siły tłumienia $F_T = -F_{MAX}$. Po osiągnięciu lewego skrajnego położenia $z = -z_{MAX}$ (punkt 8) prędkość ponownie jest równa $v = 0$ natomiast siła tłumienia przyjmuje wartość $F_T = -F_{T0}$. Dalszy ruch tłoczyska odbywa się w kierunku prawego skrajnego położenia, a kierunek prędkości jest przeciwny. Po osiągnięciu punktu 9 siła tłumienia jest równa 0 a prędkość ma wartość $v = V_0$. Cykl ruchu tłoczyska kończy się, gdy przemieszczenie $z = 0$ (punkt 1) gdzie tłoczysko osiąga prędkość maksymalną $v = V_{MAX}$.

Na rys. 2.16 widać wyraźnie pętlę histerezy, której szerokość zdefiniowano jako różnicę między prędkościami tłoczyska przy zerowej wartości siły tłumienia (punkty 4 i 9) $v_h = 2V_0$. Różnicę wartości sił tłumienia F_T dla zerowej wartości prędkości ruchu tłoczyska (punkty 3 i 8) zdefiniowano jako $F_h = 2F_{T0}$. Zdefiniowano również chwilowy współczynnik tłumienia wiskotycznego tłumika MR, jako nieskończenie mały przyrost siły tłumienia do nieskończenie małego przyrostu prędkości ruchu tłoczyska zgodnie ze wzorem:

$$c_{MR} = \frac{dF_T}{dv} \quad (2.4)$$

Aby ułatwić dalszą analizę wyników symulacji komputerowych i eksperymentów, na rys. 2.16 wprowadzono także charakterystyczne strefy pracy oznaczone jako I, II oraz III.

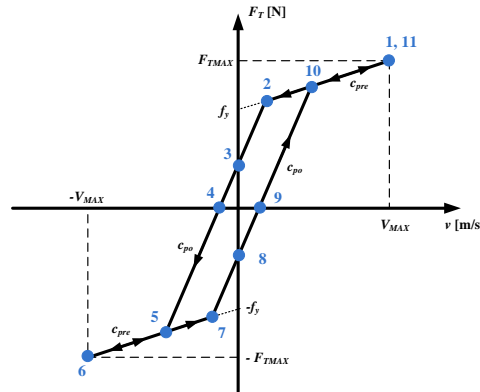
Strefa I jest obszarem widocznym na charakterystyce siła tłumienia – prędkość, w którym podczas przepływu cieczy MR przez szczelinę tłoka wykazuje ona głównie własności wiskotyczne (własności najbardziej zbliżone do płynu doskonale lepkiego Newtona). W literaturze anglojęzycznej nosi nazwę „post-yield zone”. Jest to strefa charakterystyczna dla dużych prędkości ruchu tłoczyska tłumika MR. W tej strefie chwilowy współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{MR} jest w przybliżeniu stały i oznaczony jako c_{po} .

Strefa III jest obszarem, w którym ciecz posiada głównie własności sprężysto-plastyczne. Nosi on w literaturze anglojęzycznej nazwę „pre-yield zone”. Ta strefa występuje przy małych prędkościach ruchu tłoczyska. Chwilowy współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{MR} ulega niewielkim zmianom i jest oznaczony jako c_{pre} . Zmiany siły tłumienia przy niewielkich zmianach prędkości są w tym obszarze znaczne a co za tym idzie zdefiniowane współczynniki wykazują zależność $c_{pre} > c_{po}$.

W strefie II będącej obszarem przejściowym pomiędzy strefami I i III zachodzą szybkie zmiany własności cieczy MR, a co za tym idzie szybkim zmianom ulega wartość chwilowego współczynnika tłumienia wiskotycznego c_{MR} .

Własności dynamiczne tłumika MR widoczne jako pętla histerezy na wykresie siła tłumienia – prędkość, można przybliżyć posługując się modelem bi-wiskotycznym (rów. 2.5) opisanym w (Pang i in. 1998; Guo i in. 2006). W przytoczonym w tych pracach modelu założono, że w określonych przedziałach prędkości siła tłumienia jest zależna liniowo od prędkości ruchu tłoczyska. Współczynnikiem proporcjonalności między siłą tłumienia a prędkością jest współczynnik tłumienia wiskotycznego (stały co do wartości w danym przedziale prędkości). Na rys. 2.17 pokazano zależność siły tłumienia od prędkości ruchu dla modelu bi-wiskotycznego.

$$F_T(v) = \begin{cases} c_{po} \cdot v - f_y & v \leq -V_2 & \dot{v} > 0 \\ c_{pre} \cdot (v - V_0) & -V_2 \leq v \leq V_2 & \dot{v} > 0 \\ c_{po} \cdot v + f_y & V_2 \leq v & \dot{v} > 0 \\ c_{po} \cdot v + f_y & V_1 \leq v & \dot{v} < 0 \\ c_{pre} \cdot (v + V_0) & -V_1 \leq v \leq V_1 & \dot{v} < 0 \\ c_{po} \cdot v - f_y & v \leq -V_1 & \dot{v} < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$



Rys. 2.17. Siła tłumienia F_T w funkcji prędkości v tłoczyska dla modelu bi-wiskotycznego

W tym modelu występują dwa różne współczynniki tłumienia wiskotycznego (rys. 2.17). W przedziale małych prędkości ruchu (strefa III) ciecz MR wykazuje własności sprężyste, a współczynnik tłumienia wiskotycznego dla tej fazy ruchu oznaczono jako c_{pre} . W zakresie wyższych prędkości ruchu (strefa I) występuje zjawisko płynięcia cieczy MR i posiada ona własności lepko-plastyczne. Dla tej fazy ruchu współczynnik tłumienia wiskotycznego oznaczono jako c_{po} . Widać wyraźnie, że współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{po} w obszarze płynięcia cieczy MR ma znacznie mniejsze wartości niż współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{pre} dla obszaru, w którym ciecz wykazuje własności sprężyste.

2.2.2.1. Model Spencera

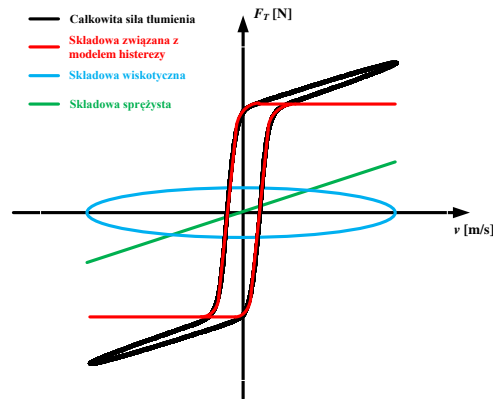
Model Bouc-Wena, podobnie jak model Binghama, odwzorowuje własności wiskotyczno-plastyczne uwzględniając dodatkowo mechaniczną pętlę histerezy tłumika MR. W przeciwieństwie do modelu bi-wiskotycznego, ten model dobrze odwzorowuje strefę II, w której następuje zmiana własności cieczy MR. Do modelowania pętli histerezy wykorzystano metodę opisaną w (Wen 1976). Strukturę modelu Bouc-Wena pokazano w tabeli 2.2. Ten model jest bardzo często wykorzystywany do opisu nieliniowych układów fizycznych, w których występuje histereza. Siłę generowaną przez model Bouc-Wena można zapisać równaniem:

$$F_T = \alpha z_e + c_0 \dot{z} + k_0 z \quad (2.6)$$

gdzie z_e jest dodatkową nieobserwowalną zmienną, którą wprowadzono do modelu, aby opisać histerezę tłumika MR. Ta zmienna obliczana jest na podstawie równania:

$$\dot{z}_e = -\gamma |\dot{z}| \cdot |z_e|^{(n-1)} \cdot z_e - \beta \cdot \dot{z} \cdot |z_e|^n + A \cdot \dot{z} \quad (2.7)$$

Zgodnie z modelem Bouc-Wena siła F_T tłumika MR jest sumą sił tłumienia wiskotycznego ($c_0\dot{z}$), sił sprężystości (k_0z) oraz siły związanej z wprowadzeniem pętli histerezy (αz_e). Składowe siły tłumienia i całkowitą siłę tłumienia F_T w zależności od prędkości v pokazano na rys. 2.18.



Rys. 2.18. Całkowita siła tłumienia F_T oraz jej składowe w funkcji prędkości v tłoczyska dla modelu Bouc-Wena

Rozwinięciem modelu Bouc-Wena jest model Spencera (Spencer i in. 1996). Zgodnie z tym modelem siła tłumienia wyraża się wzorem:

$$F_T = \alpha z_e + c_0(\dot{z} - \dot{y}) + k_0(z - y) + k_1(z - z_0) = c_1\dot{y} + k_1(z - z_0) \quad (2.8)$$

gdzie wprowadzona dodatkowa zmienna z_e wyraża się równaniem:

$$z_e = -\gamma|\dot{z} - \dot{y}|z_e|z_e|^{n-1} - \beta(\dot{z} - \dot{y})\dot{z}|z_e|^n + A(\dot{z} - \dot{y}) \quad (2.9)$$

Z równowagi sił dla bezmasowego elementu związanego z przemieszczeniem y otrzymano:

$$c_1\dot{y} = \alpha z_e + c_0(\dot{z} - \dot{y}) + k_0(z - y) \quad (2.10)$$

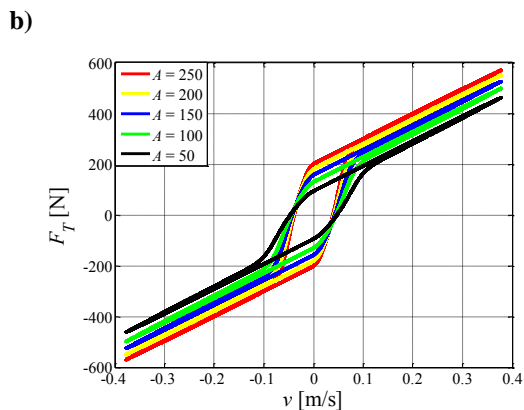
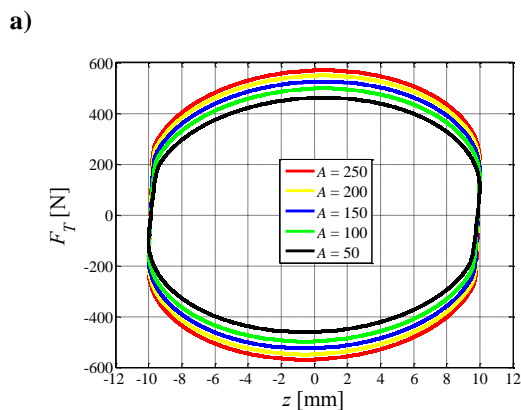
Przekształcając rów. 2.26 otrzymano:

$$\dot{y} = \frac{1}{(c_0 + c_1)} [\alpha z_e + c_0\dot{z} + k_0(z - y)] \quad (2.11)$$

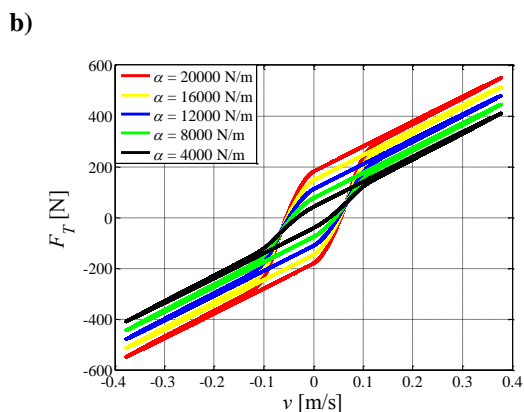
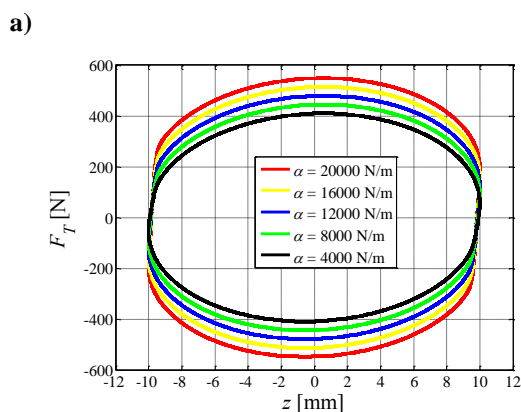
W celu wyjaśnienia znaczenia parametrów modelu oraz ich wpływu na charakterystyki siły tłumienia F_T w funkcji przemieszczenia z oraz prędkości v w oparciu o rów. 2.8 oraz 2.9 zbudowano model matematyczny w środowisku MATLAB/Simulink. Do symulacji przyjęto parametry zamieszczone w tabeli 2.3. Za każdym razem zmieniano tylko jeden z parametrów przedstawiając na wykresach pięć charakterystyk zależących od zmienianego parametru modelu Spencera. Jako sygnał testowy użyto przemieszczenia sinusoidalnie zmiennego o amplitudzie 10 mm oraz częstotliwości 6 Hz.

Tabela 2.3. Parametry modelu Spencera

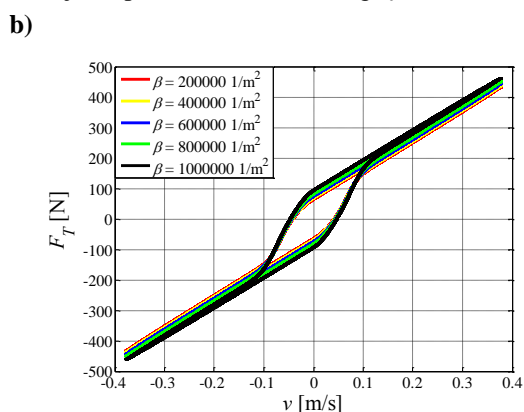
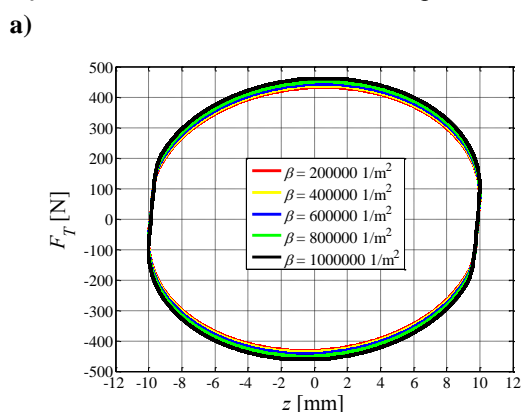
Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
A	50	c_0	1000 N·s/m
α	10000 N/m	c_1	150000 N·s/m
β	200000 1/m ²	k_0	600 N/m
γ	450000 1/m ²	k_1	100 N/m



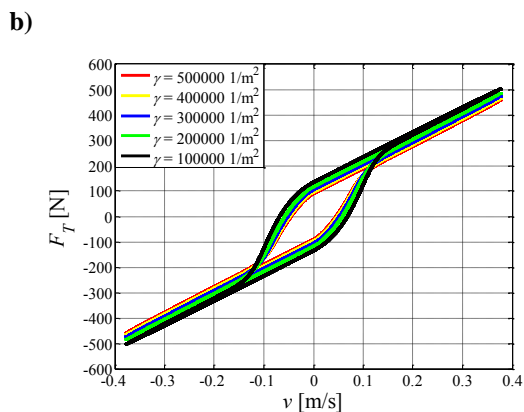
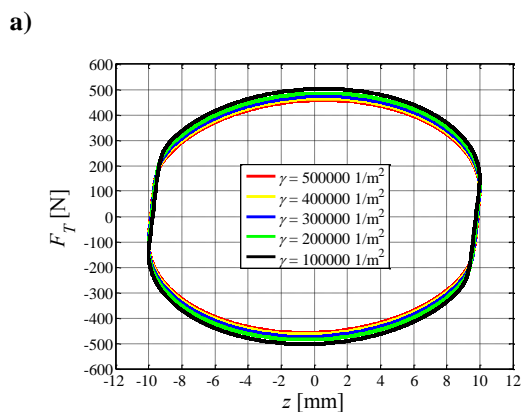
Rys. 2.19. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $A = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .



Rys. 2.20. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $\alpha = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .

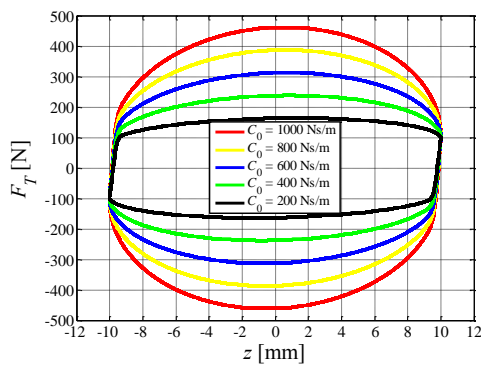


Rys. 2.21. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $\beta = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .

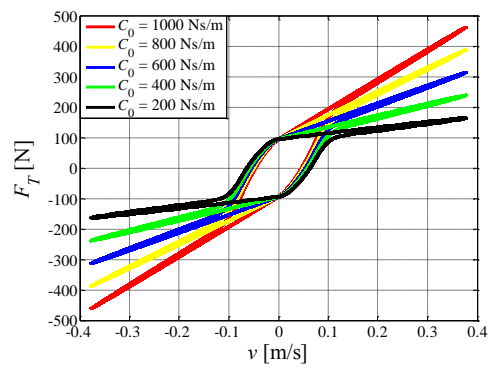


Rys. 2.22. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $\gamma = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .

a)

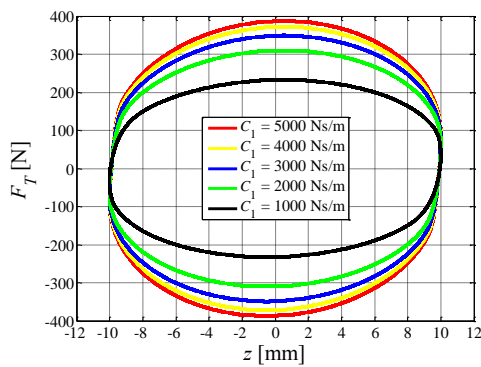


b)

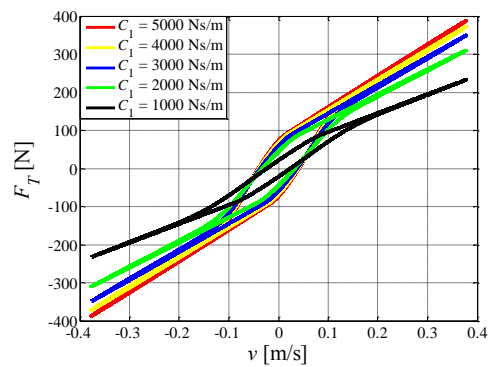


Rys. 2.23. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $C_0 = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .

a)

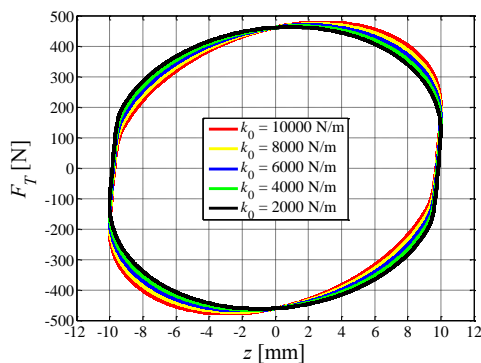


b)

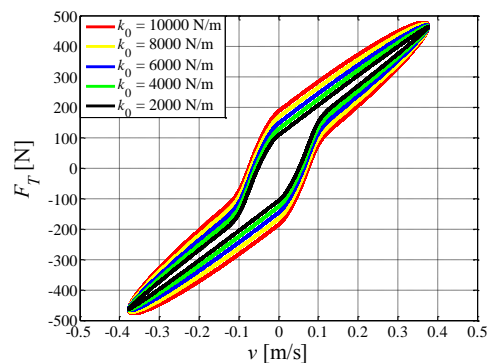


Rys. 2.24. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $C_1 = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .

a)

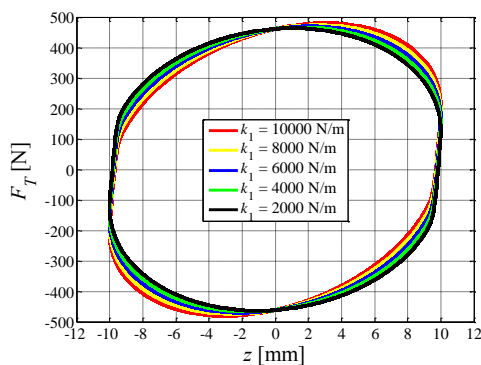


b)

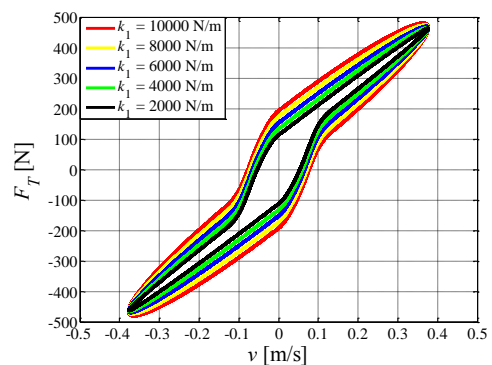


Rys. 2.25. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $k_0 = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .

a)



b)



Rys. 2.26. Siła tłumienia dla modelu Spencera, $k_1 = \text{var.}$ w funkcji: a) przemieszczenia z , b) prędkości v .

Z rys. 2.19 i 2.20 wynika, że zmiana współczynników A oraz α ma wpływ na współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{pre} w strefie III. Wzrost tych współczynników powoduje zwiększenie maksymalnej siły tłumienia F_{TMAX} oraz wzrost siły tłumienia F_{T0} dla $v = 0$. Zmiana obu współczynników nie ma wpływu na współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{po} w strefie I. W przypadku współczynnika A zmianom nie ulega również szerokość pętli histerezy v_h , natomiast zwiększenie współczynnika α powoduje jej wzrost. Zmiana współczynnika β oraz γ modelu (rys. 2.21 i 2.22) wpływa w nieznacznym stopniu na zmianę maksymalnej siły tłumienia F_{TMAX} oraz siły tłumienia F_{T0} dla $v = 0$ poprzez zmianę współczynnika tłumienia wiskotycznego c_{pre} dla III strefy ruchu. Wzrost wartości współczynnika γ zmniejsza szerokość pętli histerezy v_h , natomiast zmiana współczynnika β nie wpływa na jej zmianę. W obu przypadkach zmianom nie ulega współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{po} dla strefy I. Współczynnik C_0 (rys. 2.23) wpływa głównie na zmianę maksymalnej siły tłumienia F_{TMAX} . Jego zwiększenie powoduje wzrost współczynnika tłumienia wiskotycznego c_{po} w strefie I oraz nieznaczny wzrost szerokości pętli histerezy v_h . Nie ma wpływu na siłę tłumienia F_{T0} dla $v = 0$ oraz współczynnik tłumienia c_{pre} w strefie III. Zwiększenie współczynnika C_1 (rys. 2.24) powoduje wzrost współczynnika tłumienia wiskotycznego zarówno w strefie I (c_{pre}) jak i w strefie I (c_{po}). Skutkuje to zwiększeniem maksymalnej siły tłumienia F_{TMAX} oraz siły F_{T0} dla $v = 0$. Zmianom nie ulega jedynie szerokość pętli histerezy v_h . Na wykresach z rys. 2.25 oraz 2.26 zaobserwowano podobne wpływ zmiany współczynników k_0 i k_1 na charakterystyki. Zwiększenie wartości tych współczynników powodowało zwiększenie szerokości pętli histerezy v_h przy zachowaniu zbliżonych wartości maksymalnej siły tłumienia F_{TMAX} . Zmiany te mają także istotny wpływ na I strefę ruchu. Zwiększenie ich wartości powodowało, że siły tłumienia przy dużych prędkościach ruchu tłoczyska różnią się w zależności od znaku przyspieszenia \ddot{z} . Zakładając określoną wartość prędkości tłoczyska w I strefie ruchu, wartość siły tłumienia będzie większa gdy przyspieszenie $\ddot{z} < 0$, niż w przypadku gdy przyspieszenie $\ddot{z} > 0$. To zjawisko jest obserwowane na charakterystyce siła tłumienia – prędkość, jako przesunięcie między punktami 2 i 10 oraz punktami 5 i 7 (rys. 2.16).

2.2.2.2 Model opisany funkcjami hiperbolicznymi

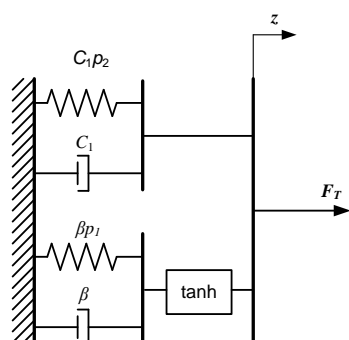
W literaturze można spotkać także model tłumika MR opisany za pomocą funkcji hiperbolicznych wprowadzony przez (Guo i in. 2006, Wang i Liao 2011, Kwok i in. 2006) i wykorzystywane w (Maślanka i Sapiński 2007, Sapiński i in. 2011, Jastrzębski i Węgrzynowski 2012). Umożliwia on odwzorowanie pętli histerezy występującej na charakterystyce siła tłumienia F_T od prędkości ruchu v . W modelu tym siłę tłumienia wytwarzaną przez tłumik MR zapisano zgodnie ze wzorem:

$$F_T(\dot{z}, z) = F_0 \cdot \operatorname{tgh}[\beta(\dot{z} + p_1 z)] + C_1(\dot{z} + p_2 z) \quad (2.12)$$

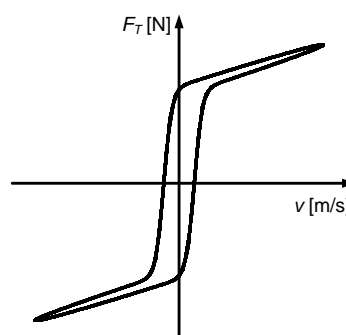
W przyjętym zapisie modelu, siła tłumienia zależy ona zarówno od prędkości ruchu \dot{z} oraz od przemieszczenia z tłoczyska względem cylindra w danej chwili czasowej t . Jeżeli tłumik MR pełni rolę elementu rozpraszającego energię w drgającym układzie mechanicznym, siła tłumienia F_T zależy od amplitudy A i pulsacji ω drgań oraz przesunięcia fazowego φ między przemieszczeniem z i prędkością \dot{z} . Wyprowadzenie równania na siłę tłumienia dla wymuszeń sinusoidalnie zmiennych (rów. 2.13) zamieszczono w załączniku A (rów. A.29 ÷ A.54).

$$F_T(A, \omega_0, \varphi) = -F_0 \cdot \operatorname{tgh} \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} \sin(\omega_0 t - 2\varphi) \right] - C_1 \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} \sin(\omega_0 t - 2\varphi) \right] \quad (2.13)$$

Strukturę opisanego modelu pokazano na rys. 2.27. Siła tłumienia opisana jest równaniem nieliniowym składającym się z części liniowej wyrażonej zależnością $C_1(\dot{z} + p_2 z)$ oraz części, w której funkcją kształtu jest tangens hiperboliczny $F_0 \cdot \operatorname{tgh}[\beta(\dot{z} + p_1 z)]$. Część liniowa opisuje własności sprężyste oraz wiskotyczne tłumika MR. Modelowanie histerezy siła-prędkość (rys. 2.28) jest możliwe za pomocą funkcji kształtu.



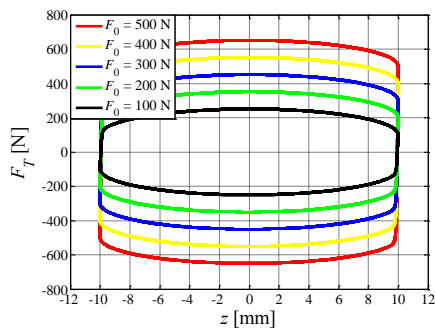
Rys. 2.27. Struktura modelu opisanego funkcjami hiperbolicznymi



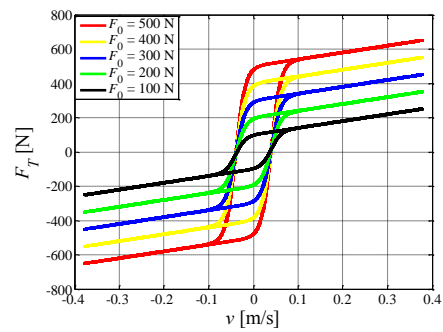
Rys. 2.28. Zależność siły tłumienia F_T od prędkości dla modelu opisanego funkcjami hiperbolicznymi

Na rys. 2.29 ÷ 2.33 pokazano wyniki symulacji komputerowych wykonanych w środowisku MATLAB/Simulink, pokazujących zmianę parametrów modelu opisanego funkcjami hiperbolicznymi.

a)



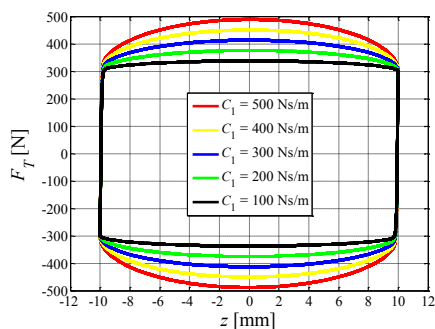
b)



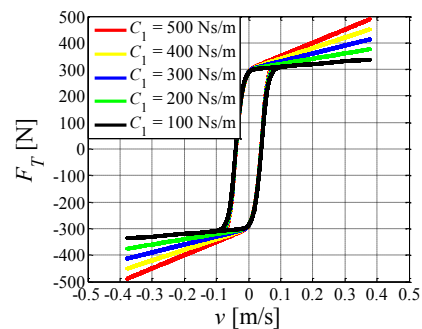
Rys. 2.29. Siła tłumienia dla modelu hiperbolicznego, $F_0 = \text{var.}$ w funkcji: **a)** przemieszczenia z , **b)** prędkości v .

Na wykresach z rys. 2.29 widać, że zmiana współczynnika F_0 wpływa na zakres siły tłumienia F_{TMAX} . Wynika ona ze zmiany współczynnika tłumienia wiskotycznego c_{pre} w strefie III. Zwiększenie współczynnika F_0 powoduje zwiększenie obszaru zajmowanego przez wykres siła tłumienia-przemieszczenie (rys. 2.29b) a co za tym idzie ilość energii rozpraszanej przez tłumik MR za jeden cykl pracy. Zmianom nie ulega szerokość pętli histerezy jak również współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{po} w strefie I.

a)

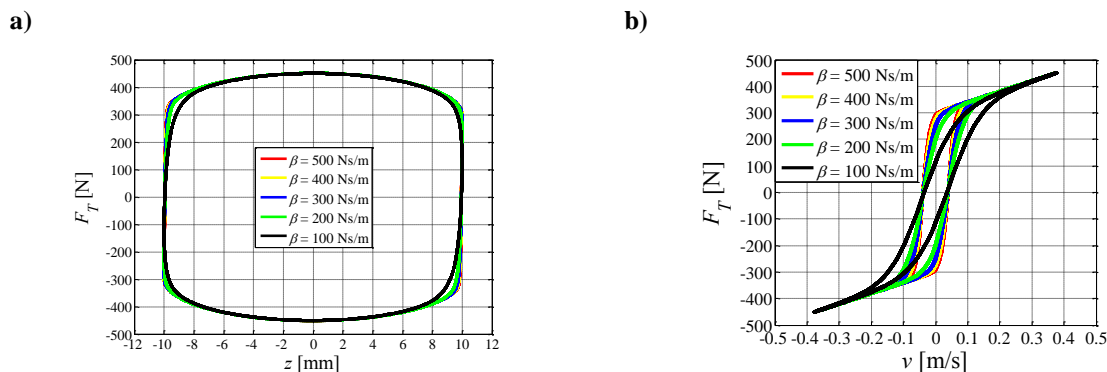


b)



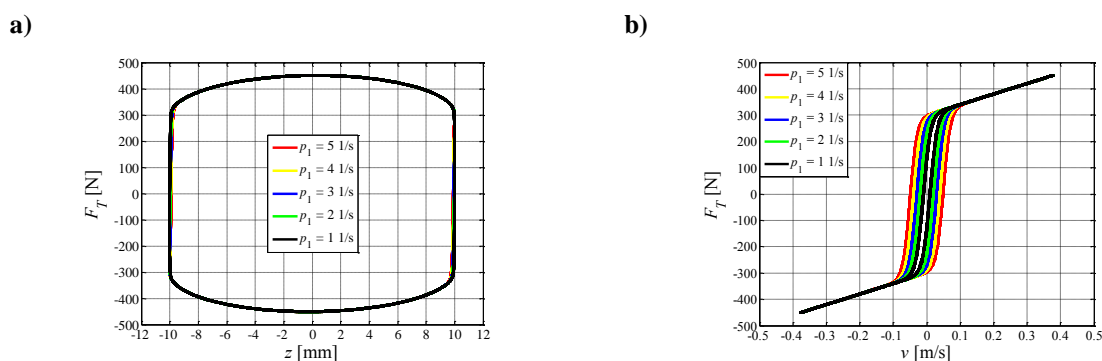
Rys. 2.30. Siła tłumienia dla modelu hiperbolicznego, $C_1 = \text{var.}$ w funkcji: **a)** przemieszczenia z , **b)** prędkości v .

Zmiana współczynnika C_1 wpływa tylko i wyłącznie na zmianę współczynnika tłumienia wiskotycznego c_{po} w strefie I (co jest widoczne jako zmiana nachylenia charakterystyki rys. 2.30b). Wpływ ten obserwowany jest również na rys. 2.30a jako zwiększenie maksymalnej siły dla przemieszczenia $z=0$. Zwiększenie wartości współczynnika C_1 powoduje powiększenie powierzchni pod wykresem siła tłumienia – przemieszczenie na skutek zwiększenia wartości sił tłumienia w całym zakresie ruchu tłoczyska w strefie I (charakterystyczne zaokrąglenie charakterystyki). Zmianom nie ulega natomiast zakres zmian sił dla strefy III widocznej na rys. 2.30b w skrajnych położeniach tłoczyska. Współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{pre} w strefie III oraz wartość siły F_{T0} dla $v = 0$ nie ulegają zmianie.

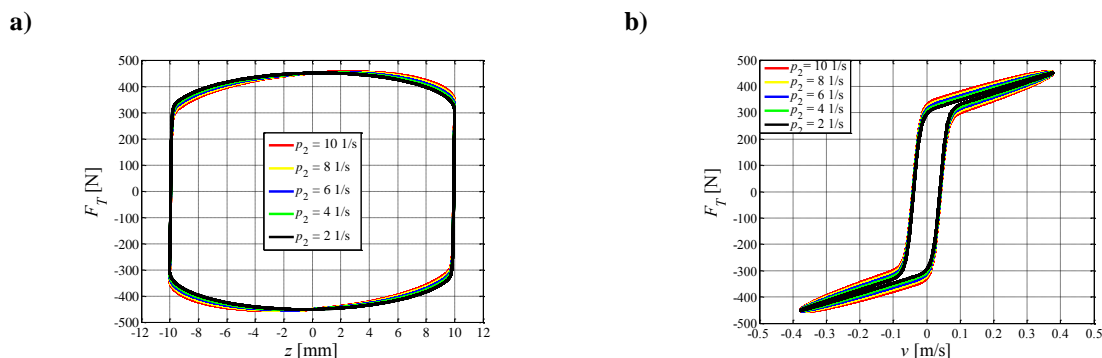


Rys. 2.31. Siła tłumienia dla modelu hiperbolicznego, β =var. w funkcji: **a)** przemieszczenia z , **b)** prędkości v .

Zwiększenie współczynnika β zwiększa wartość współczynnika tłumienia wiskotycznego c_{pre} w strefie III. Powoduje to istotną zmianę wartości sił tłumienia w zakresie niskich prędkości ruchu tłoczyska oraz wzrost wartości siły F_{T0} dla $v = 0$. Zmiana współczynnika β nie wpływa natomiast na zmianę współczynnika tłumienia wiskotycznego c_{po} w strefie I jak również na szerokość pętli histerezy v_h . Maksymalna siła tłumienia F_{TMAX} również nie ulega zmianie.



Rys. 2.32. Siła tłumienia dla modelu hiperbolicznego, p_1 =var. w funkcji: **a)** przemieszczenia z , **b)** prędkości v .



Rys. 2.33. Siła tłumienia dla modelu hiperbolicznego, p_2 =var. w funkcji: **a)** przemieszczenia z , **b)** prędkości v .

Zwiększenie współczynnika p_1 wpływa na wzrost szerokości pętli histerezy v_h widocznej na rys. 2.32b. Zmianom nie ulegają natomiast współczynniki tłumienia wiskotycznego c_{pre} oraz c_{po} , jak również zakres maksymalnych sił F_{TMAX} tłumienia. Zmiana współczynnika p_2 widoczna jest w strefie I na rys. 2.33b. Zwiększenie jego wartości sprawia, że siły tłumienia dla wysokich prędkości ruchu tłoczyska różnią się co do wartości w zależności od znaku przyspieszenia \ddot{z} . Zakładając określoną wartość prędkości tłoczyska w I strefie ruchu, wartość siły tłumienia będzie większa gdy przyspieszenie $\ddot{z} < 0$, niż w przypadku gdy przyspieszenie $\ddot{z} > 0$. To zjawisko jest obserwowane na charakterystyce siła tłumienia – prędkość jako przesunięcie między punktami 2 i 10 oraz punktami 5 i 7 (rys. 2.16). Zmianom nie ulegają współczynniki tłumienia wiskotycznego c_{po} , szerokość pętli histerezy v_h i zakres maksymalnych sił F_{TMAX} tłumienia.

2.3. Badania laboratoryjne

W podrozdziale 2.3 przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych tłumika MR RD-1005-3. Celem badań było wyznaczenie charakterystyk elektrycznych cewki sterującej tłumika (podrozdział 2.3.1) oraz charakterystyk mechanicznych tłumika (podrozdział 2.3.2). Uzyskane wyniki badań porównano z wynikami symulacji komputerowych przedstawionych w podrozdziale 2.2.

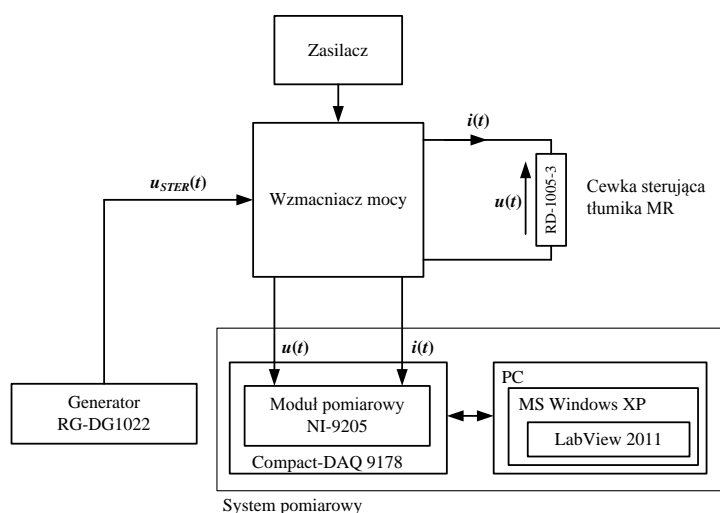
2.3.1. Charakterystyki cewki sterującej tłumika

Prąd elektryczny płynący w cewce sterującej (umieszczonej w tłoku tłumika MR) wytwarza natężenie pola magnetycznego H wewnątrz szczeliny, przez którą przepływa ciecz MR. Dzięki polu magnetycznemu cząstki ferromagnetyczne cieczy mogą tworzyć łańcuchy, których powstawanie zwiększa siły oporu hydrodynamicznego przy jej przepływie. Szybkość zmian siły tłumiącej F_T generowanej przez tłumik zależy między innymi od szybkości zmian natężenia pola magnetycznego H . Jego wartość jest proporcjonalna do natężenia prądu i płynącego przez cewkę sterującą tłumika zgodnie z równ. 2.14:

$$H = k_{hi} \cdot i \quad (2.14)$$

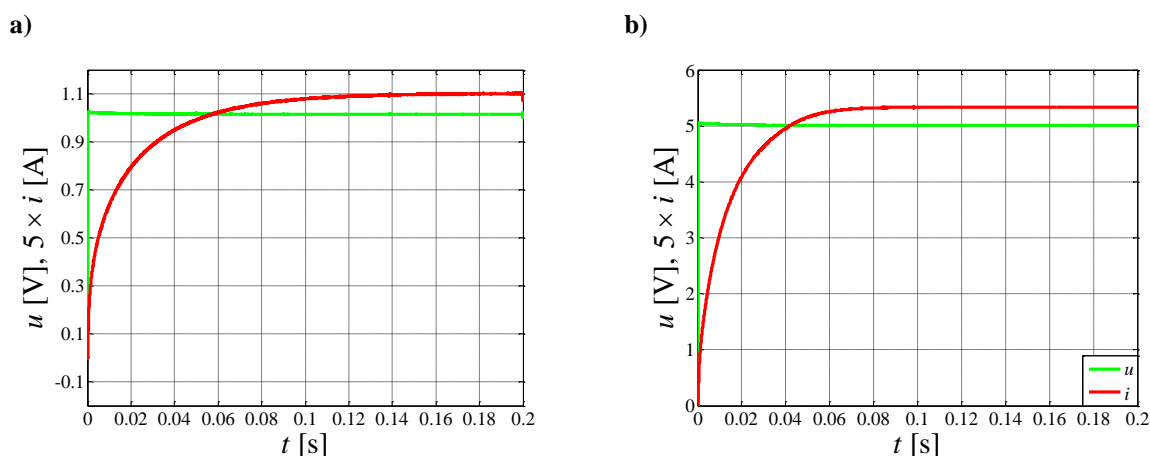
Cewka sterująca jest zasilana ze źródła napięcia u , które wywołuje w niej przepływ prądu elektrycznego i . Na zależność pomiędzy napięciem sterującym cewką tłumika u a natężeniem prądu i , wpływa szereg czynników takich jak, charakterystyka magnesowania materiału tłoka, ukształtowanie obwodu magnetycznego, parametry cewki sterującej, właściwości magnetyczne cieczy itp. Aby sprawdzić sumaryczny wpływ tych czynników na wartość natężenia prądu i przeprowadzono badania obwodu cewki sterującej tłumika RD-1005-3.

Na rys. 2.34 pokazano schemat stanowiska do badań cewki sterującej tłumika RD-1005-3. W jego skład wchodzi: generator RIGOL RG-DG1022, system pomiarowy i wzmacniacz mocy, którego dokumentację techniczną zamieszczono w załączniku A. Głównym elementem stanowiska pomiarowego jest modułowy system pomiarowy Compact-DAQ 9178 firmy National Instruments (www.ni.com) wyposażony w moduł wejść napięciowych NI-9205. Jego pracą zarządza komputer pracujący pod kontrolą systemu Windows XP z zainstalowanym oprogramowaniem LabView 2011. Wzmacniacz mocy posiada wbudowane czujniki do pomiaru napięcia oraz natężenia prądu płynącego w cewce sterującej. Mierzone wielkości zamieniane są na sygnały napięciowe ± 10 V i próbkowane z częstotliwością 50 kHz. Generator RG-DG1022 wytwarza napięcie $u_{STER}(t)$, które steruje pracą wzmacniacza mocy.



Rys. 2.34. Schemat stanowiska do badań obwodu cewki sterującej tłumika MR

Badania cewki sterującej podzielono na dwa etapy. W pierwszym etapie badano odpowiedź prądową cewki sterującej przy skokowej zmianie napięcia u . Sygnałem wejściowym był sygnał prostokątny o częstotliwości 2 Hz i amplitudzie 1 V oraz 5 V. Uzyskane z badań odpowiedzi skokowe pokazano na rys. 2.35.



Rys. 2.35. Odpowiedzi skokowe natężenia prądu i w cewce sterującej tłumika RD-1005-3 dla skoku napięcia: **a)** $U_{stat} = 1$ V, **b)** $U_{stat} = 5$ V.

Z wykresów widać, że wartość ustalona prądu wynosi $I_{ust} = 0.22$ A przy napięciu $U_{stat} = 1$ V oraz $I_{ust} = 1.07$ A przy napięciu $U_{stat} = 5$ V. W przypadku, gdy napięcie $U_{stat} = 1$ V natężenie prądu osiągało 90 % wartości ustalonej po czasie $t_{u90\%} = 0.05$ s, natomiast 99 % wartości ustalonej po czasie $t_{u99\%} = 0.12$ s. Gdy napięcie $U_{stat} = 5$ V natężenie prądu osiągało 90 % wartości ustalonej po czasie $t_{u90\%} = 0.035$ s, natomiast 99 % wartości ustalonej po czasie $t_{u99\%} = 0.065$ s. Z przeprowadzonych badań wynika, że przy sterowaniu przełączającym

(typu on-off) napięcie nie powinno być przełączane z częstotliwością większą niż 5 Hz, gdyż natężenie prądu i nie osiągnie wtedy wartości ustalonej.

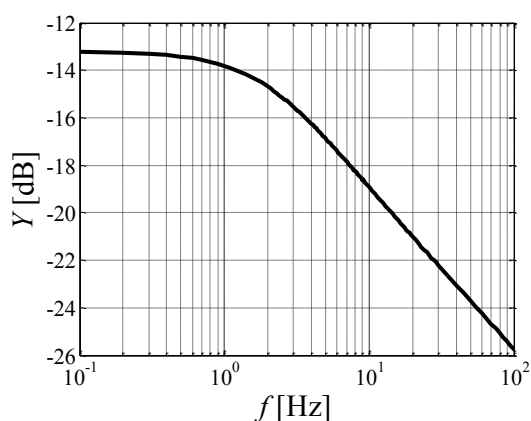
W drugim etapie badania przeprowadzono dla sinusoidalnie zmiennego napięcia zasilania cewki sterującej u . Napięcie miało amplitudę 1 V a jego częstotliwość zmieniana była z w zakresie od 0.1 Hz do 100 Hz.

Na rys. 2.36 pokazano charakterystykę amplitudowo–częstotliwościową admitancji Y wyrażonej wzorem:

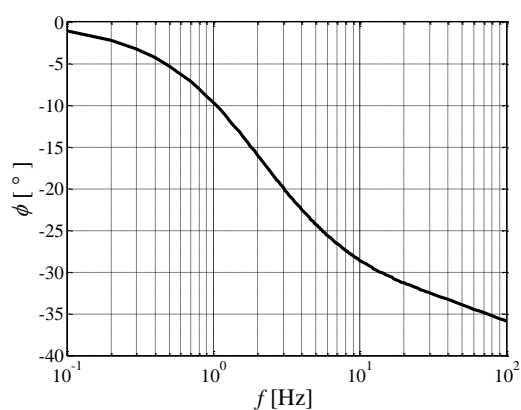
$$Y = 20 \log \frac{I_{RMS}}{U_{RMS}} \quad (2.15)$$

Wartości skuteczne napięcia U_{RMS} oraz natężenia prądu I_{RMS} liczone były zgodnie z rów. A.7.

a)

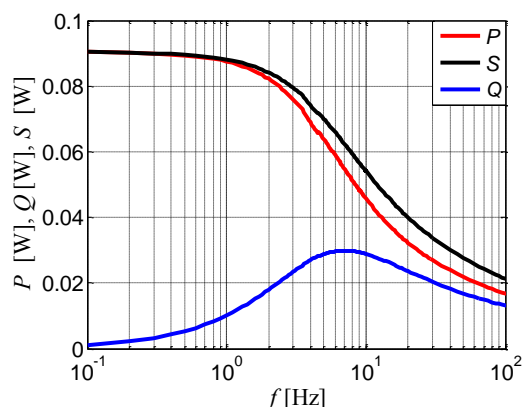


b)



Rys. 2.36. Charakterystyki częstotliwościowe cewki sterującej tłumika RD-1005-3: a) amplitudowa, b) fazowa

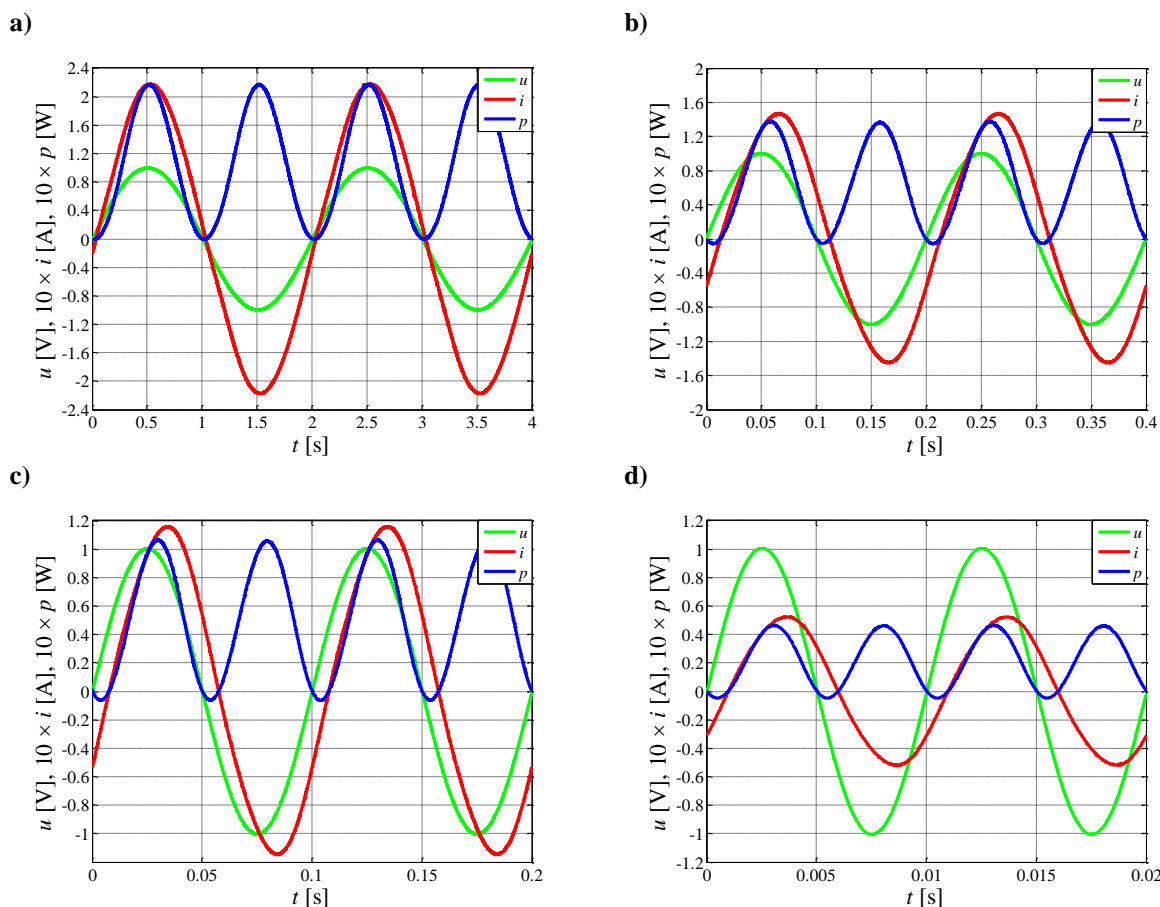
Z rys. 2.36a odczytano wartość częstotliwości granicznej $f_{gr} = 4$ Hz (zmniejszenie wartości sygnału o 3 dB). Częstotliwości granicznej f_{gr} odpowiada przesunięcie fazowe $\varphi = -22^\circ$ widoczne na rys. 2.36b.



Rys. 2.37. Moc czynna P , bierna Q i pozorna S dla cewki sterującej tłumika RD-1005-3

Na rys. 2.37 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe mocy czynnej P , biernej Q i pozornej S . Na wykresach tych widoczne jest dwukrotne zmniejszenie mocy

czynnej P przy częstotliwości granicznej f_{gr} . Przy tej częstotliwości obserwowano maksymalną wartość mocy biernej Q w cewce sterującej.



Rys. 2.38. Przebiegi czasowe napięcia u , natężenia prądu i oraz mocy chwilowej p prądu płynącego przez cewkę sterującą tłumika RD-1005-3 dla częstotliwości: **a)** $f = 0.5$ Hz, **b)** $f = 5$ Hz, **c)** $f = 10$ Hz, **d)** $f = 100$ Hz.

Na rys. 2.38 pokazano przebiegi czasowe napięcia u natężenia prądu i oraz mocy chwilowej p dla częstotliwości 0.5 Hz, 5 Hz, 10 Hz oraz 100 Hz. Wraz ze wzrostem częstotliwości f zauważono zwiększenie przesunięcia fazowego pomiędzy prądem i a napięciem u , które przy częstotliwości 100 Hz osiągało wartość $\phi = 36^\circ$. Dla pokazanych częstotliwości wartość amplitudy natężenia prądu wynosiła odpowiednio: 0.22 A, 0.15 A, 0.12 A oraz 0.05 A.

Na podstawie przeprowadzonych eksperymentów zidentyfikowano parametry modelu matematycznego opisującego obwód cewki sterującej tłumika MR. Parametry określono na podstawie odpowiedzi skokowych cewki minimalizując wartość błędu średniokwadratowego Q wyrażonego wzorem:

$$Q = \min_{R_{c1}, R_{c2}, L_{c1}, L_{c2}} \left[\sum_{t=0}^{t_{max}} [y_e(R_{c1}, R_{c2}, L_{c1}, L_{c2}) - y_m]^2 \right] \quad (2.16)$$

Wartości zidentyfikowanych parametrów wynosiły: $R_{c1} = 4.6147 \Omega$, $R_{c2} = 0.2167 \Omega$, $L_{c1} = 64.4$ mH, $L_{c2} = 5.1$ mH, a transmitancja opisująca obwód cewki tłumika wyraża się wzorem:

$$G_1(s) = \frac{5.1 \cdot 10^{-3}s + 0.2167}{3.284 \cdot 10^{-4}s^2 + 3.86 \cdot 10^{-2}s + 1} \quad (2.17)$$

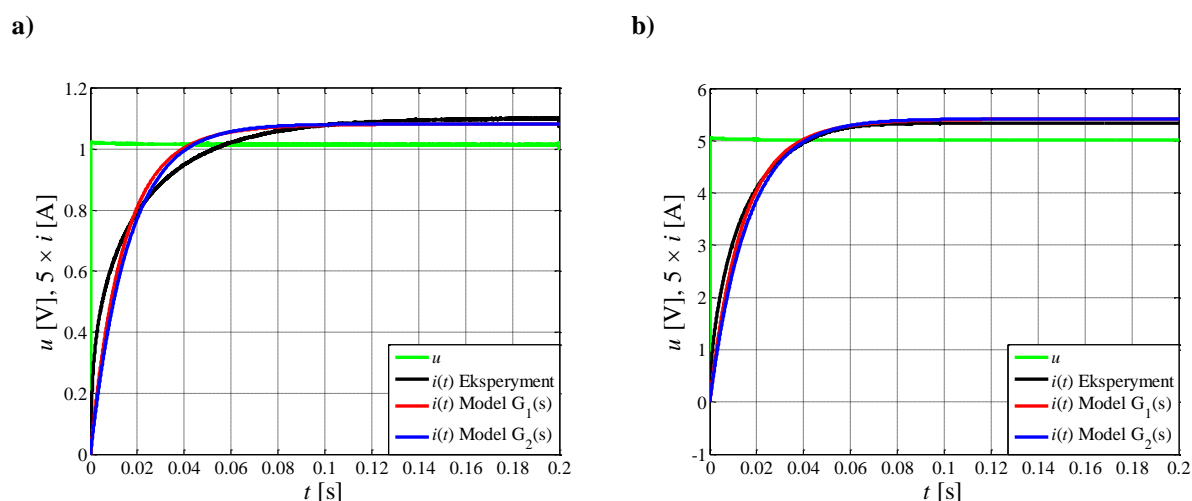
W podobny sposób zidentyfikowano parametry modelu uproszczonego, w którym minimalizacja wartości błędu średniokwadratowego wyrażono równ. 2.18:

$$Q = \min_{R, L} \left[\sum_{t=0}^{t_{max}} [y_e(R, L) - y_m]^2 \right] \quad (2.18)$$

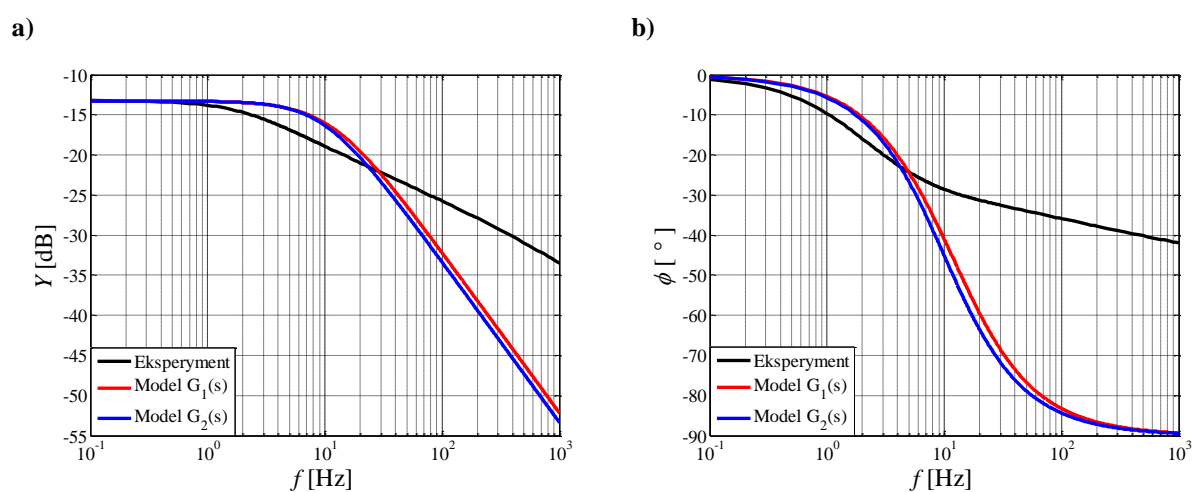
Wartości zidentyfikowanych parametrów wynosiły: $R = 4.6147 \ \Omega$, $L = 73.8 \text{ mH}$, a uproszczona transmitancja opisująca obwód cewki tłumika wyraża się równ. 2.19:

$$G_2(s) = \frac{0.2167}{0.016s + 1} \quad (2.19)$$

Na rys. 2.39 pokazano odpowiedzi skokowe uzyskane z eksperymentu oraz modeli matematycznych, natomiast na rys. 2.40 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe.



Rys. 2.39. Odpowiedzi skokowe cewki sterującej dla napięcia: **a)** $U_{stat} = 1 \text{ V}$, **b)** $U_{stat} = 5 \text{ V}$



Rys. 2.40. Charakterystyki częstotliwościowe cewki sterującej: **a)** amplitudowa, **b)** fazowa

Dobrą zgodność wyników eksperymentów z wynikami symulacji komputerowych, nawet w przypadku transmitancji uproszczonej $G_2(s)$, zaobserwowano na odpowiedziach skokowych z rys.2.39.

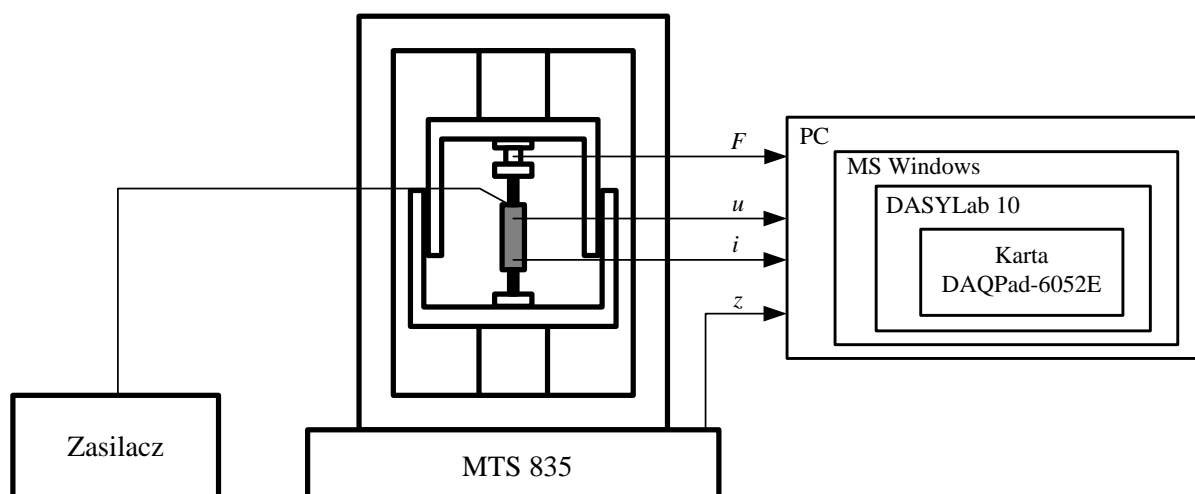
Charakterystyki częstotliwościowe cewki sterującej tłumika MR uzyskane z badań laboratoryjnych i symulacji komputerowych różnią się od siebie. Wyznaczona eksperymentalnie częstotliwość graniczna f_g wynosi 4 Hz, natomiast uzyskana z symulacji komputerowych wynosi 10 Hz (rys. 2.40a). Podobne różnice obserwowane są na przesunięciu fazowym dla częstotliwości granicznej wynoszącym 22° dla eksperymentu i 45° dla symulacji komputerowych (rys. 2.40b). Szybkość opadania charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej za częstotliwością graniczną wynosi -6 dB/dek dla eksperymentu i -20 dB/dek dla symulacji komputerowych. W zakresie częstotliwości od 0.1 do 1 Hz, w którym wartość admitancji Y była stała, rezultaty uzyskane z symulacji i eksperymentu okazały się zgodne. Rozbieżności pomiędzy wynikami symulacji i eksperymentu dla charakterystyk częstotliwościowych mogą wynikać z własności obwodu magnetycznego oraz zachowania cieczy wypełniającej kanały tłoka, przez które przenika pole magnetyczne. Jak wcześniej wspomniano ciecz MR jest koloidalną zawiesiną ferromagnetycznych cząstek w cieczy nośnej, które formują łańcuchy w wyniku działania zewnętrznego pola magnetycznego. Przy zmiennym w czasie polu magnetycznym między cząstkami występować mogą oddziaływania wpływające na własności obwodu magnetycznego a co za tym idzie i na własności obwodu elektrycznego cewki sterującej. Przedstawione w pracy modelowanie własności dynamicznych cewki sterującej tłumika sprowadza się do liniowego modelu obwodowego i nie obejmuje zjawisk zachodzących w cieczy MR.

Rezultaty badań pokazały, że własności dynamiczne obwodu cewki sterującej tłumika MR będą miały istotny wpływ na własności dynamiczne układów redukcji drgań, w których są wykorzystywane jako element sterowany. Ich znajomość jest szczególnie ważna przy modelowaniu oraz analizie wyników eksperymentów przeprowadzonych w układach redukcji drgań z elektromechanicznymi przetwornikami energii, które wytwarzają zmienne w czasie napięcie zasilające cewkę sterującą tłumika MR.

2.3.2. Charakterystyki tłumika

W niniejszym podrozdziale przedstawiono charakterystyki tłumika RD-1005-3. Na podstawie wyników eksperymentów wyznaczono przebiegi czasowe siły tłumienia F_T oraz jej zależności od przemieszczenia x i prędkości v tłoczyska.

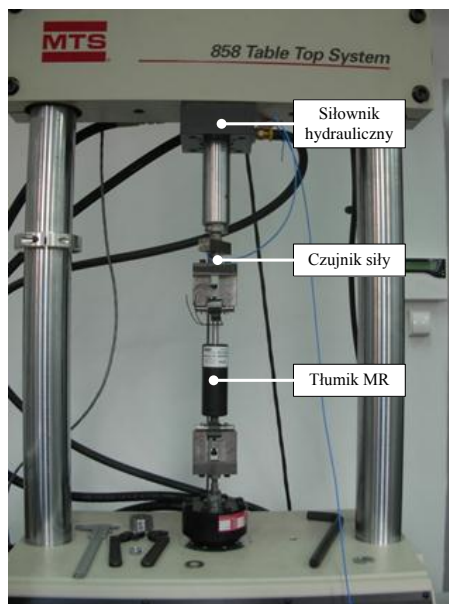
Schemat stanowiska laboratoryjnego do badań tłumika pokazano na rys. 2.41. Stanowisko składa się z: maszyny wytrzymałościowej MTS 835, zasilacza laboratoryjnego LPS-305 oraz systemu akwizycji danych pomiarowych. System akwizycji danych pomiarowych stanowił komputer PC pracujący pod kontrolą systemu Windows XP, połączony z kartą pomiarową DAQPad-6052E firmy National Instruments (www.ni.com) przez interfejs IEEE 1394 (FireWire). Do akwizycji danych wykorzystano oprogramowanie DASyLab w wersji 10.



Rys. 2.41. Schemat stanowiska laboratoryjnego do badań dla tłumika RD-1005-3.

Stanowisko umożliwiło rejestrację następujących wielkości fizycznych: przemieszczenia tłoczyska tłumika z , siły tłumienia F_T , napięcia u , oraz natężenia prądu i płynącego przez cewkę sterującą tłumika. Czujniki do pomiaru siły F_T oraz przemieszczenia z zabudowane były w maszynie wytrzymałościowej a informacje o ich aktualnej wartości przekazywane były przez wyjścia napięciowe sterownika maszyny. Do pomiaru natężenia prądu wykorzystany został przetwornik prąd-napięcie zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym AD620 i rezystorze wzorcowym o wartości $R_i = 0.1\Omega$ (rys. C.3 w załączniku C). Wszystkie mierzone wielkości zamienione zostały na sygnały napięciowe o zakresie $\pm 10V$ i próbkowane z częstotliwością 1kHz.

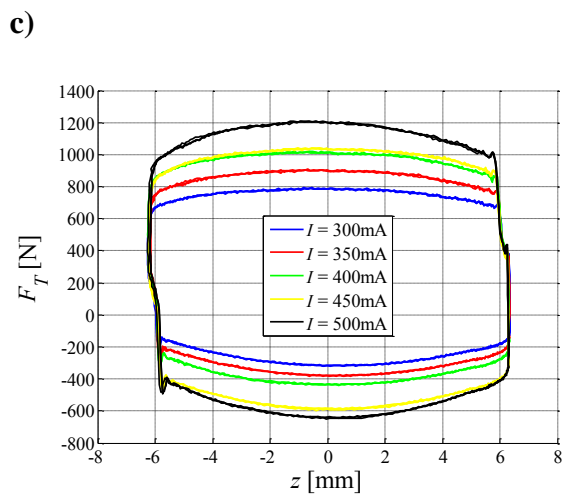
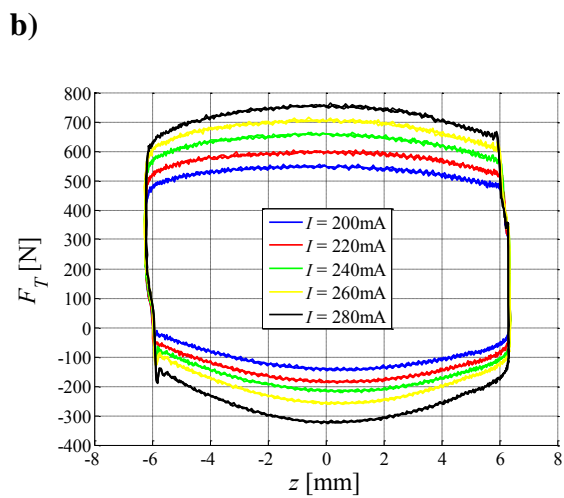
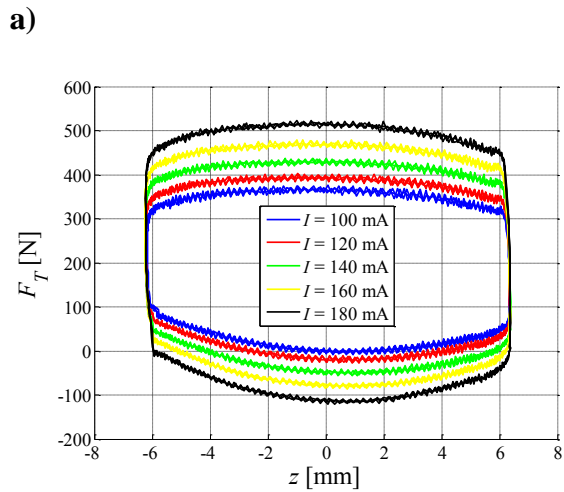
Widok zainstalowanego w maszynie wytrzymałościowej tłumika RD-1005-3 pokazano na rys. 2.42. Ruch tłocyska tłumika był wymuszany siłownikiem hydraulicznym. Obudowa tłumika zamocowana była bezpośrednio do tensometrycznego czujnika siły maszyny.



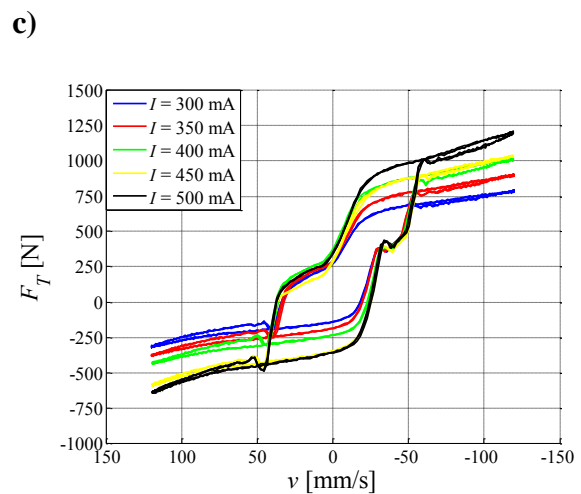
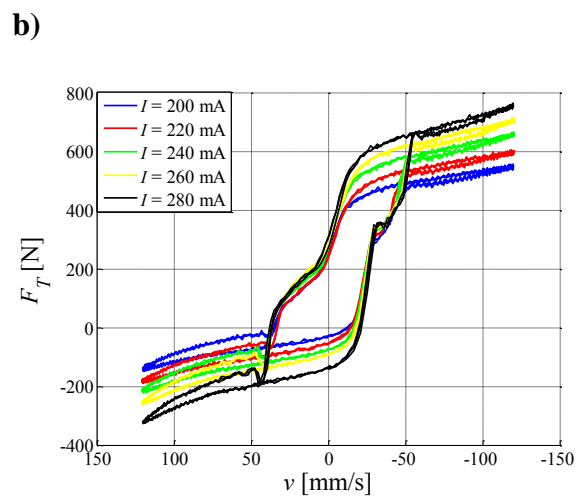
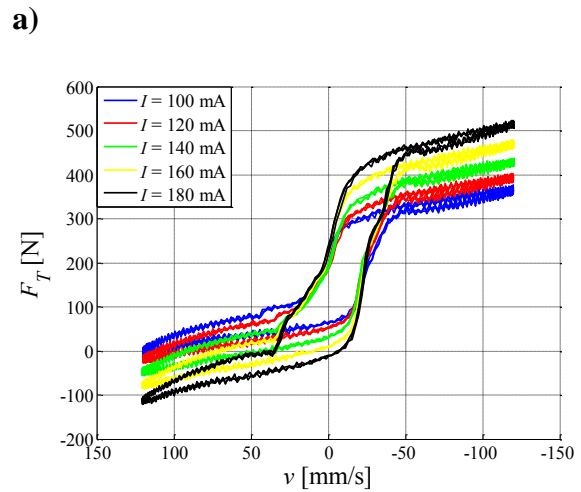
Rys. 2.42. Widok tłumika RD-1005-3 zainstalowanego maszynie MTS 835.

Badania przeprowadzono dla sinusoidalnie zmiennych przemieszczeń z o amplitudzie $A = 6$ mm. Częstotliwość wymuszenia z była zwiększana z krokiem 0.5 Hz w przedziale od 0.5 Hz do 6.5 Hz. Dla każdej z zadanych częstotliwości tłocysko wykonywało 10 cykli wsuwu i wysuwu. Podczas badań cewka sterująca tłumika była zasilana z zewnętrznego źródła (zasilacz LPS-305) napięcia stałego, którego wartość dobrano tak, aby natężenie prądu I płynącego w cewce sterującej wynosiło odpowiednio: 20 mA, 40 mA, 60 mA, 80 mA, 100 mA, 120 mA, 140 mA, 160 mA, 180 mA, 200 mA, 300 mA, 350 mA, 400 mA, 450 mA oraz 500 mA. Ponieważ ciecz MR zmienia swoją lepkość w obecności pola magnetycznego, przy stałej prędkości ruchu tłocyska, siła tłumienia F_T zależy tylko i wyłącznie od wartości natężenia prądu, a nie od kierunku jego przepływu. W związku z tym zmiana polaryzacji napięcia na przeciwną nie wpływała na wyniki eksperymentów.

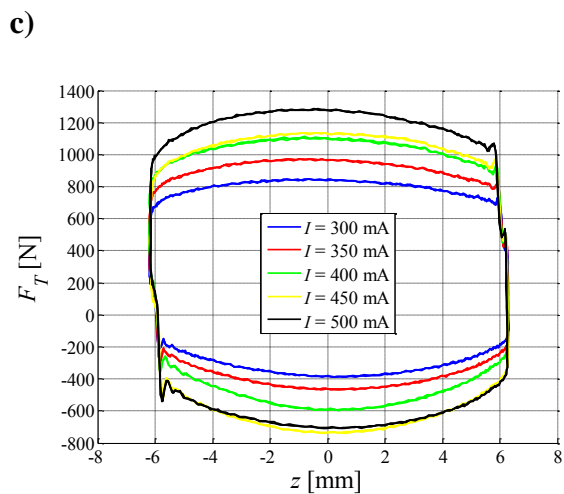
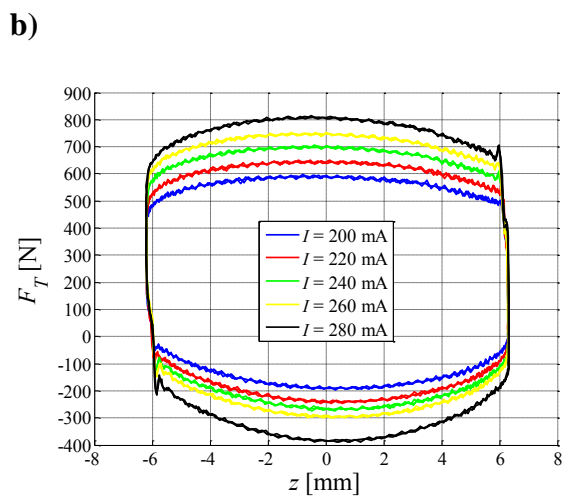
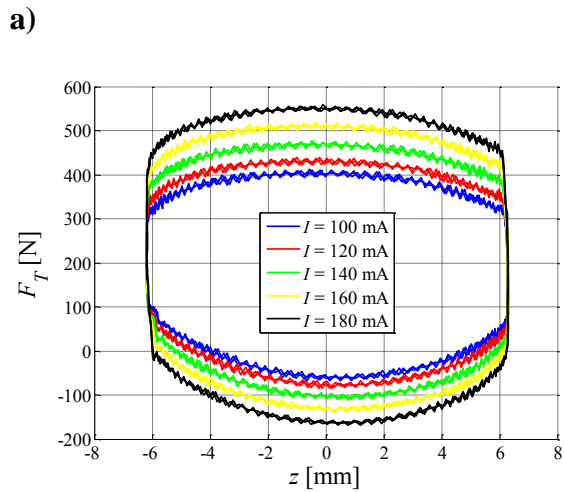
Na rys. 2.43 ÷ 2.48 pokazano zależność siły tłumienia F_T od przemieszczania z oraz siły tłumienia F_T od prędkości v tłocyska przy częstotliwości 3 Hz, 4.5 Hz oraz 6 Hz.



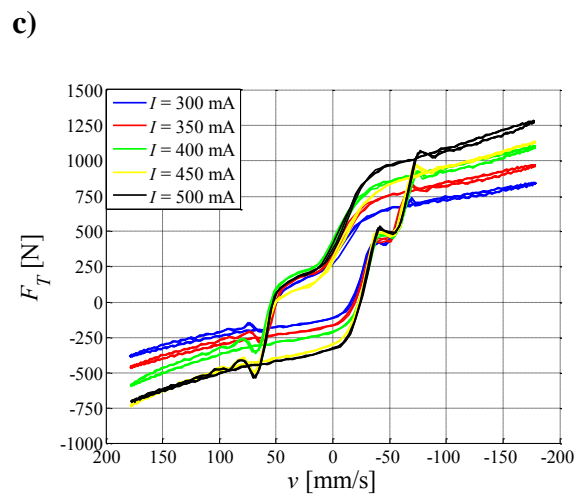
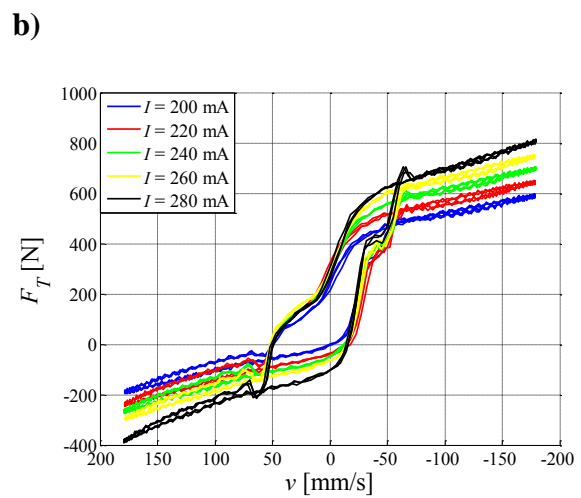
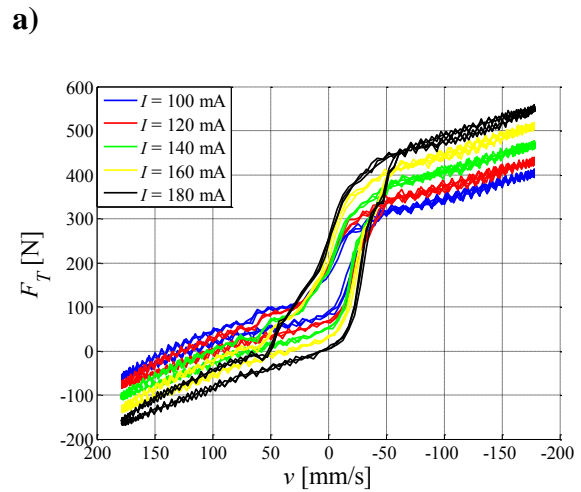
Rys. 2.43. Siła tłumienia F_T vs. przemieszczenie tłoka z ($A = 6 \text{ mm}$, $f = 3 \text{ Hz}$): a) $I \in 100 \div 180 \text{ mA}$, b) $I \in 200 \div 280 \text{ mA}$, c) $I \in 300 \div 500 \text{ mA}$



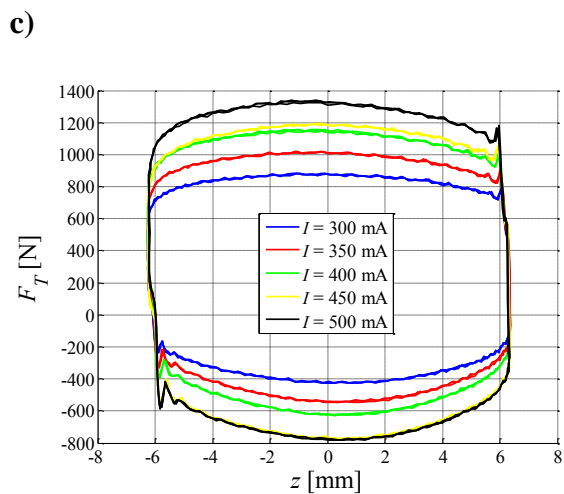
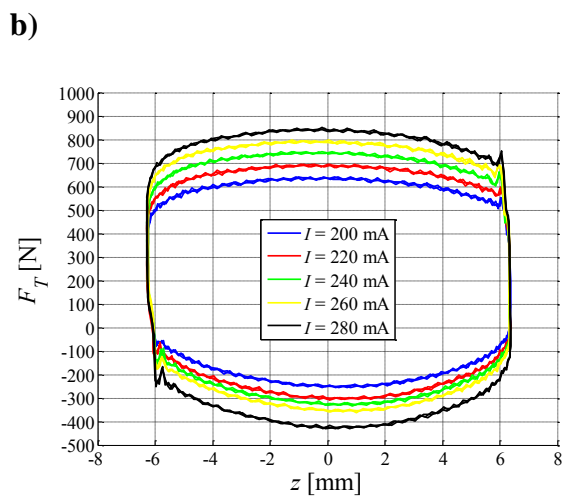
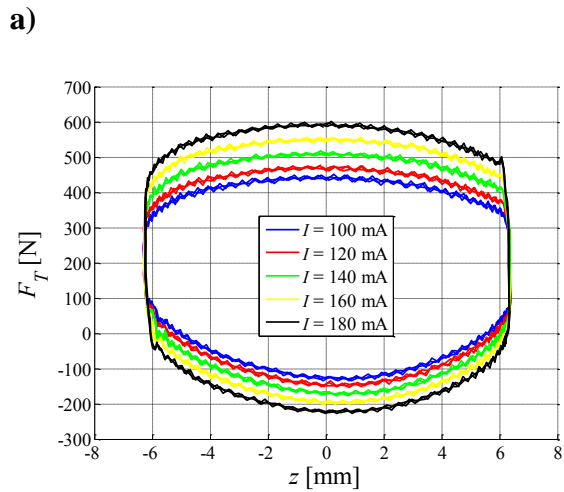
Rys. 2.44. Siła tłumienia F_T vs. prędkość tłoka v ($A = 6 \text{ mm}$, $f = 3 \text{ Hz}$): a) $I \in 100 \div 180 \text{ mA}$, b) $I \in 200 \div 280 \text{ mA}$, c) $I \in 300 \div 500 \text{ mA}$



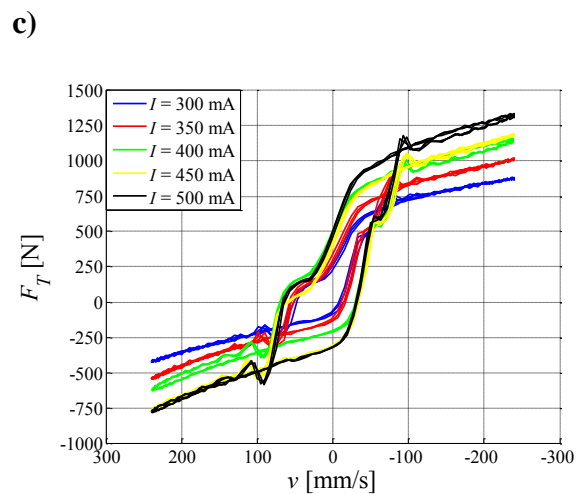
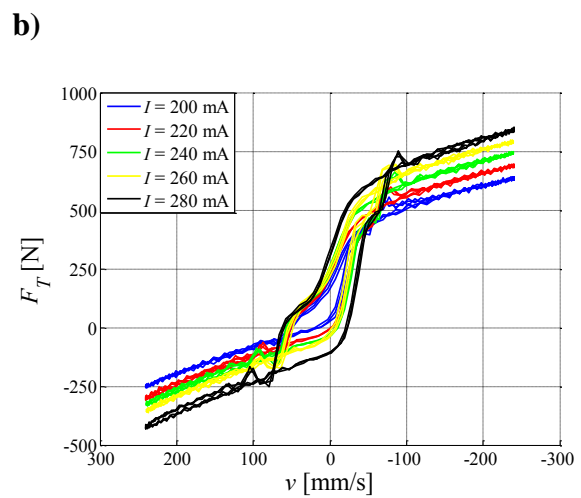
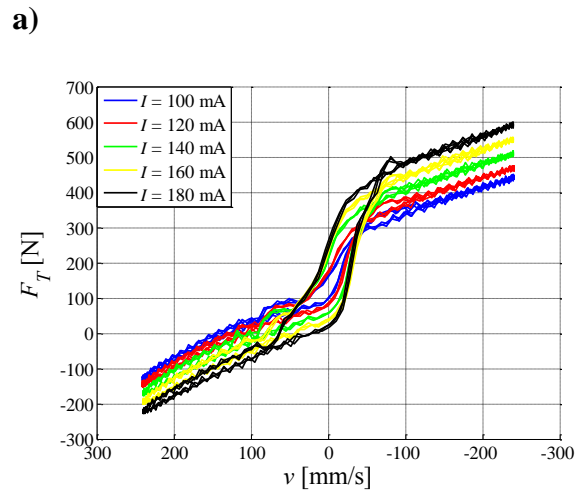
Rys. 2.45. Siła tłumienia F_T vs. przemieszczenie tłoka z ($A = 6$ mm, $f = 4.5$ Hz): **a)** $I \in 100 \div 180$ mA, **b)** $I \in 200 \div 280$ mA, **c)** $I \in 300 \div 500$ mA



Rys. 2.46. Siła tłumienia F_T vs. prędkość tłoka v ($A = 6$ mm, $f = 4.5$ Hz): **a)** $I \in 100 \div 180$ mA, **b)** $I \in 200 \div 280$ mA, **c)** $I \in 300 \div 500$ mA



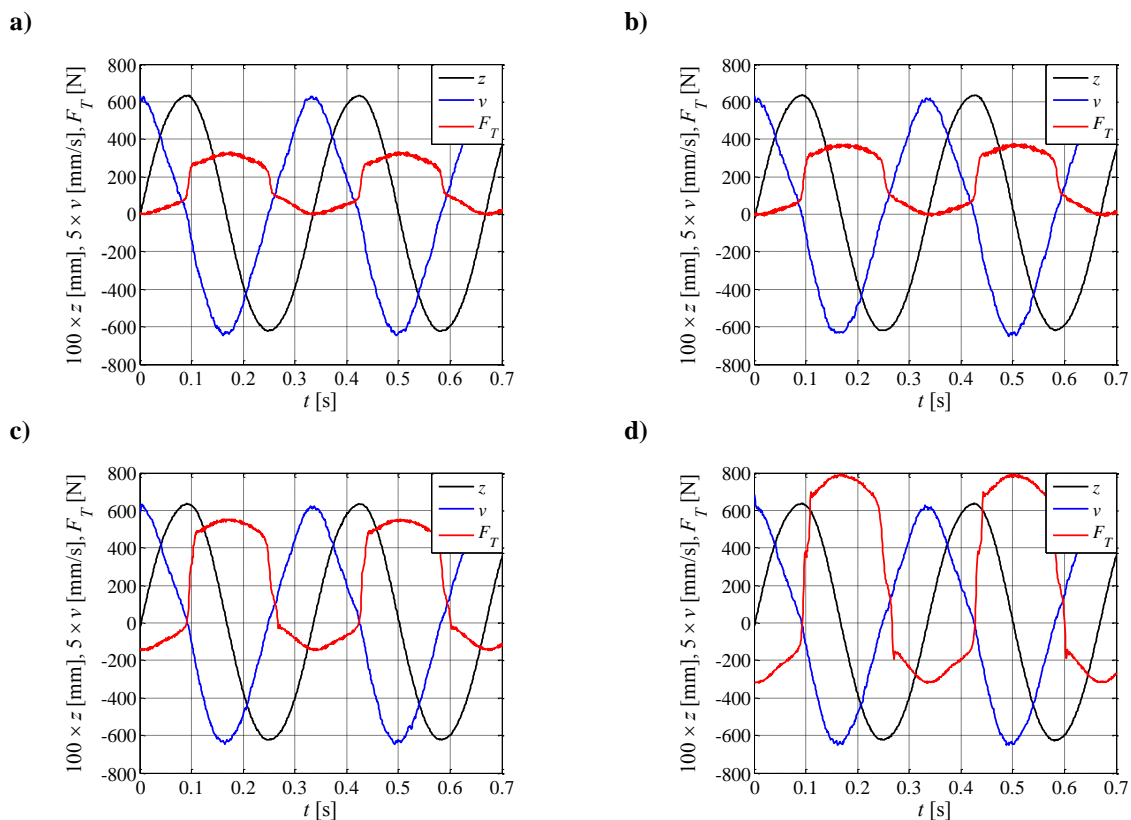
Rys. 2.47. Siła tłumienia F_T vs. przemieszczenie tłoka z ($A = 6 \text{ mm}$, $f = 6 \text{ Hz}$): **a)** $I \in 100 \div 180 \text{ mA}$, **b)** $I \in 200 \div 280 \text{ mA}$, **c)** $I \in 300 \div 500 \text{ mA}$



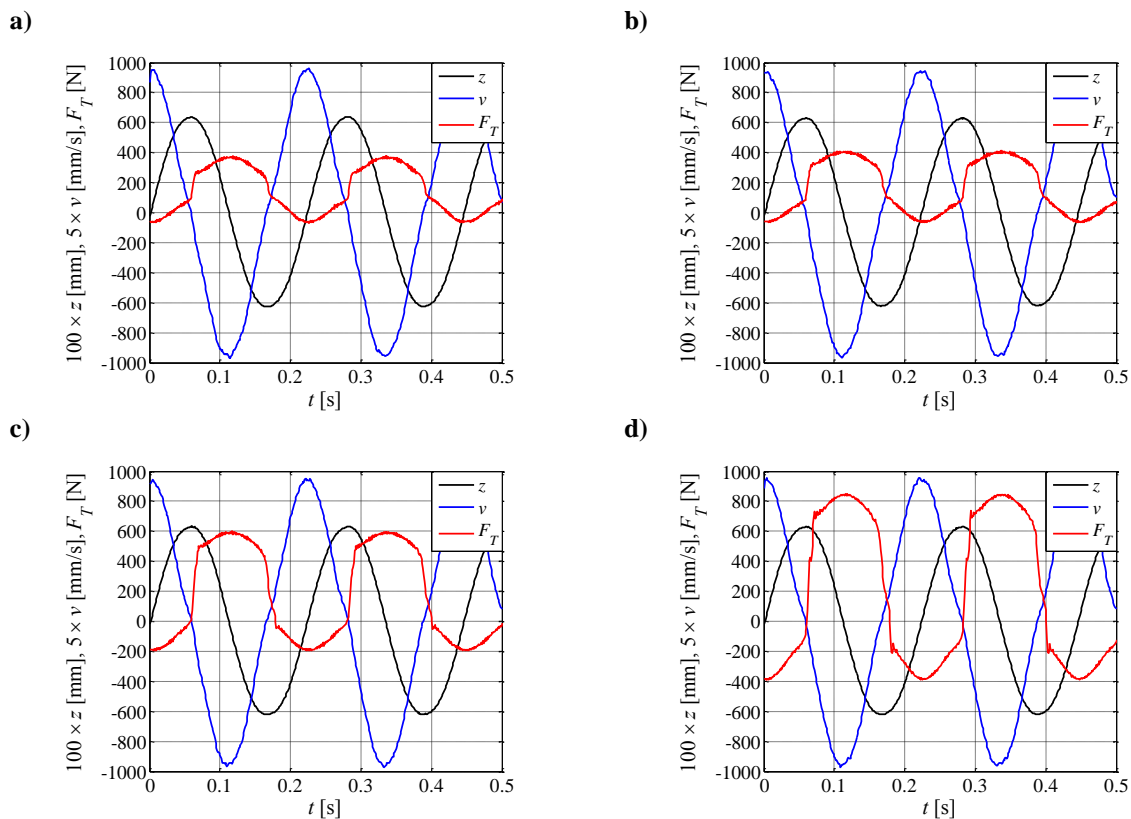
Rys. 2.48. Siła tłumienia F_T vs. prędkość tłoka v ($A = 6 \text{ mm}$, $f = 6 \text{ Hz}$): **a)** $I \in 100 \div 180 \text{ mA}$, **b)** $I \in 200 \div 280 \text{ mA}$, **c)** $I \in 300 \div 500 \text{ mA}$

Z rys. 2.43 ÷ 2.48 zauważyć można, że zwiększenie wartości natężenia prądu I powoduje wzrost zakresu sił tłumienia $F_{TMIN} \div F_{TMAX}$. Zaobserwowano również składową stałą siły tłumienia F_{TCONST} . Powstaje ona na skutek oddziaływania gazu wypełniającego akumulator tłumika MR podczas wsuwu tłoczyska do położenia równego połowie jego zakresu przemieszczenia. Składowa stała siły tłumienia przy wartościach natężenia prądu nie przekraczających 300 mA nie zmienia swojej wartości. Przy wyższych wartościach natężenia prądu ilość energii dyssypowanej przez tłumik prowadzi do wzrostu temperatury tłumika, co przekłada się na wzrost ciśnienia gazu i wzrost składowej stałej siły tłumienia. Wzrost natężenia prądu I w nieznacznym stopniu wpływa również na poszerzenie szerokości pętli histerezy. Zwiększeniu ulega natomiast współczynnik tłumienia wiskotycznego c_{po} , widoczny na wykresach poprzez wzrost kąta nachylenia charakterystyki siła tłumienia – prędkość w I strefie ruchu tłoczyska (duże prędkości).

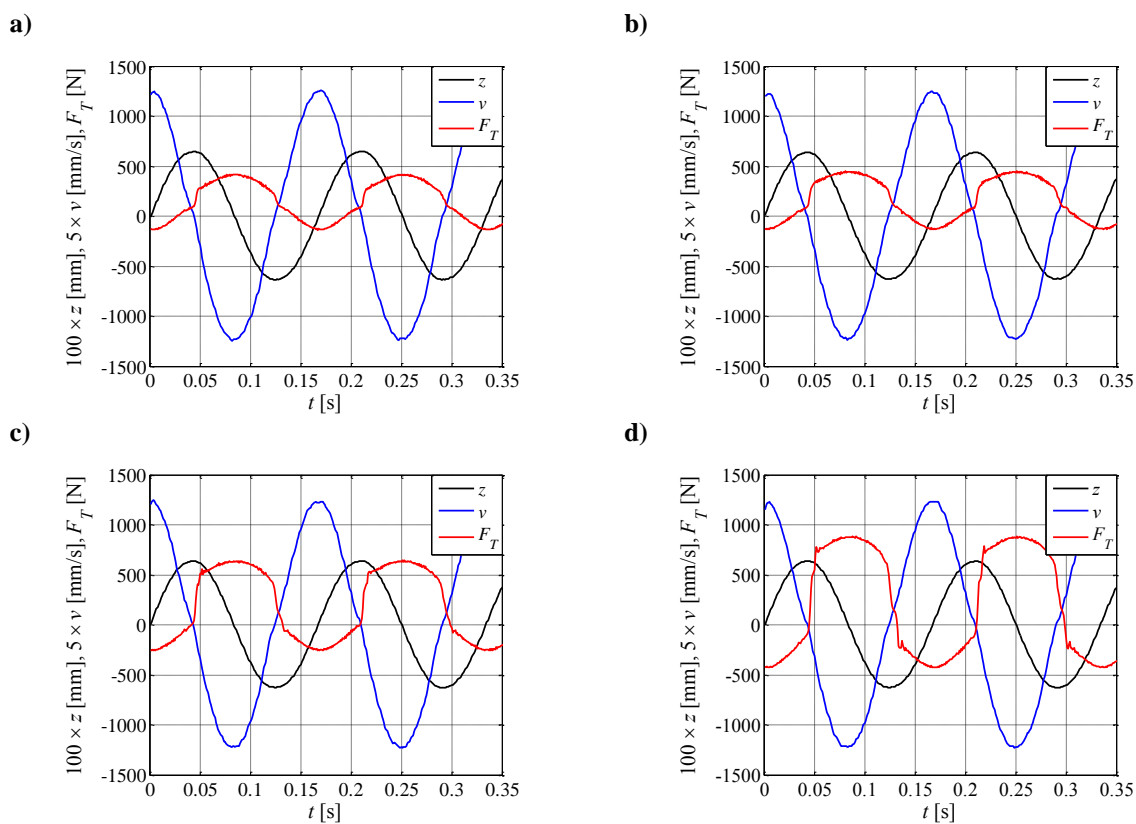
Na rys. 2.52 ÷ 2.54 pokazano przykładowe przebiegi czasowe siły tłumienia F_T , przemieszczenia tłoczyska z oraz prędkości chwilowej v .



Rys. 2.52. Przebiegi czasowe siły tłumienia F_T tłumika RD-1005-3 przy wymuszeniu sinusoidalnym $z(t)$ o częstotliwości 3 Hz dla natężenia prądu: **a)** $I = 0$ mA, **b)** $I = 100$ mA, **c)** $I = 200$ mA, **d)** $I = 300$ mA.



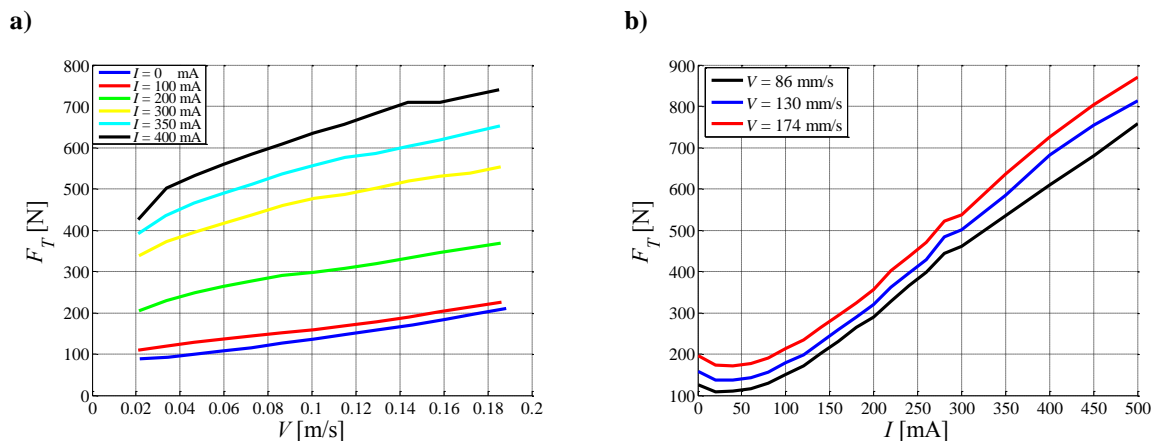
Rys. 2.53. Przebiegi czasowe siły tłumienia F_T tłumika RD-1005-3 przy wymuszeniu sinusoidalnym $z(t)$ o częstotliwości 4.5 Hz dla natężenia prądu: **a)** $I = 0$ mA, **b)** $I = 100$ mA, **c)** $I = 200$ mA, **d)** $I = 300$ mA.



Rys. 2.54. Przebiegi czasowe siły tłumienia F_T tłumika RD-1005-3 przy wymuszeniu sinusoidalnym $z(t)$ o częstotliwości 6 Hz dla natężenia prądu: **a)** $I = 0$ mA, **b)** $I = 100$ mA, **c)** $I = 200$ mA, **d)** $I = 300$ mA.

Na przebiegach czasowych siły tłumienia F_T jest również widoczna składowa stała F_{TCONST} . Przy sinusoidalnym przebiegu prędkości chwilowej v ruchu tłoczyska, siła jest przebiegiem odkształconym, wynikającym z mechanicznej pętli histerezy charakterystycznej dla tłumików z cieczą MR. Na wykresach widać, że szybkość zmiany siły tłumienia jest wyraźnie większa, gdy prędkość zmienia znak, niż w przypadku dużych jej wartości. Przebiegi widoczne na rys. 2.52 ÷ 2.54 potwierdzają wnioski wyciągnięte na podstawie analizy wykresów zależności siły tłumienia od przemieszczenia oraz prędkości (rys. 2.43 ÷ 2.51).

Na rys. 2.55 pokazano zależność wartości średniokwadratowej siły tłumienia bez składowej stałej od wartości średniokwadratowej prędkości V oraz natężenia prądu I .



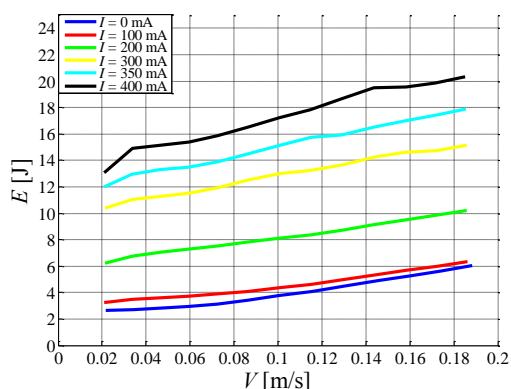
Rys. 2.55. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T tłumika RD-1005-3 w funkcji: **a)** wartości średniokwadratowej prędkości V , **b)** natężenia prądu I .

Z wykresu 2.55a wynika, że wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T rośnie wraz ze wzrostem wartości średniokwadratowej prędkości V . Zależność ta jest zależnością nieliniową. Dla natężenia prądu mniejszego niż 100 mA dziewięciokrotna zmiana prędkości powoduje dwukrotny wzrost siły tłumienia. Przy natężeniu prądu powyżej 300 mA dziewięciokrotna zmiana prędkości wywołuje wzrost siły o 75 %.

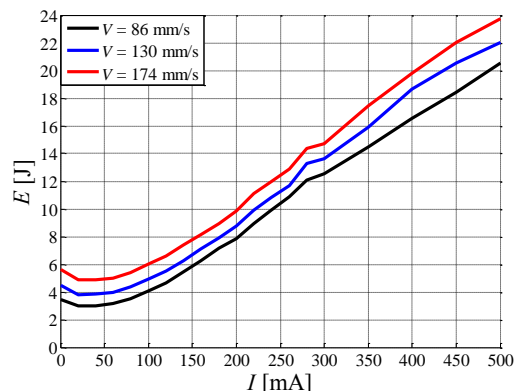
Na wykresie 2.55b zauważyć można że w zakresie 0 ÷ 50 mA wzrost natężenia prądu powoduje zmniejszenie siły tłumienia F_T . Powyżej 50 mA wzrost natężenia prądu wywołuje wzrost siły tłumienia. Zależność wartości średniokwadratowej siły tłumienia od natężenia prądu jest również zależnością nieliniową.

Na rys. 2.56 pokazano zależność energii rozpraszanej E_D (dysypowanej) za jeden cykl wsuwu i wysuwu tłoczyska tłumika od wartości średniokwadratowej prędkości V oraz natężenia prądu I .

a)

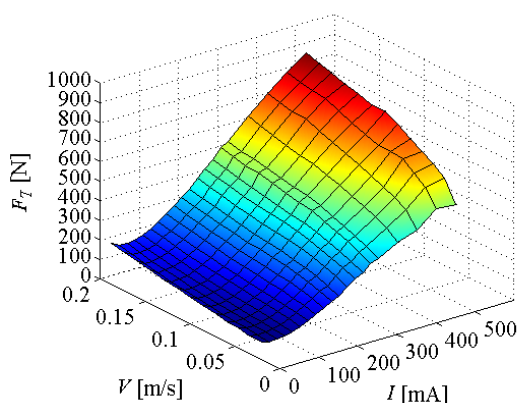


b)

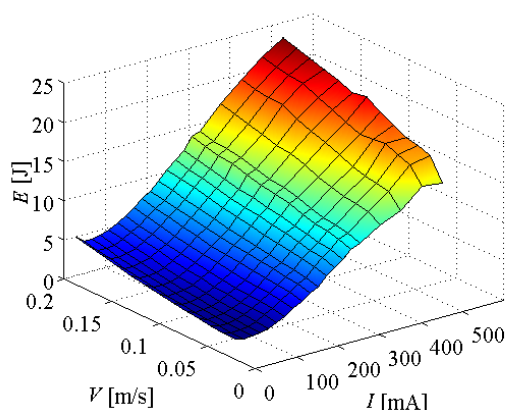


Rys. 2.56. Energia rozpraszana E na jeden cykl pracy tłumika RD-1005-3 w funkcji: a) wartości średniokwadratowej prędkości V , b) natężenia prądu I .

Zależności energii rozpraszanej za jeden cykl E_D od wartości średniokwadratowej prędkości V oraz natężenia prądu I pokazane na rys. 2.56 mają podobny przebieg jak zależności siły tłumienia F_T pokazane na rys. 2.55. Wynika to z faktu, że energia rozpraszana za jeden cykl E_D zależy głównie od wartości siły tłumienia F_T . W związku z tym wszystkie wnioski dotyczące zależności siły od prędkości i natężenia prądu będą również prawdziwe dla energii rozpraszanej.



Rys. 2.57. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T tłumika RD-1005-3



Rys. 2.58. Energia rozpraszana E na jeden cykl pracy tłumika RD-1005-3

Na rys. 2.57 pokazano trójwymiarowe zależności siły tłumienia (rys. 2.57a) oraz energii rozpraszanej (rys. 2.57b). Z wykresów widać wyraźnie, że zarówno siła tłumienia jak i energia rozpraszana w większym stopniu zależy od natężenia prądu płynącego przez cewkę sterującą niż od prędkości ruchu tłoczyska.

Wyniki eksperymentów posłużyły do wyznaczenia parametrów modeli opisanych w podrozdziale 2.2.2.

3. KLASYCZNE UKŁADY REDUKCJI DRGAŃ Z TŁUMIKAMI MAGNETOREOLOGICZNYMI

Znanymi metodami redukcji drgań mechanicznych są: eliminacja źródeł drgań, ograniczanie drgań na drodze propagacji, rozpraszanie energii drgań oraz aktywne metody redukcji drgań (Kowal 1996). Eliminacji źródeł drgań mechanicznych dokonuje się poprzez wyrównywanie konstrukcji, zmniejszenie nierównomierności wirowania elementów, kasację luzów w parach kinematycznych itp. Ograniczenie drgań na drodze propagacji polega na odizolowaniu źródeł drgań mechanicznych od pozostałej części konstrukcji mechanicznej. Rozpraszanie energii drgań realizowane jest poprzez eliminatory drgań jak również poprzez zamianę energii mechanicznej na energię cieplną.

Aby ograniczyć występowanie zjawiska drgań mechanicznych buduje się urządzenia techniczne nazywane układami redukcji drgań mechanicznych. Działanie takich układów polega na izolowaniu obiektów fizycznych od źródła drgań lub rozpraszaniu energii drgań zgromadzonej w obiekcie. Dużą grupę układów redukcji drgań stanowią układy pasywne. Ich konstrukcja jest dobrana do danego typu obiektu chronionego przed drganiami oraz do rodzaju występujących drgań. Każda zmiana zarówno konstrukcji obiektu jak i sił oddziałujących na obiekt powoduje pogorszenie efektywności ochrony przed drganiami. Wady tej nie wykazują aktywne oraz semiaktywne układy redukcji drgań. Do prawidłowego działania układy te wymagają dostarczenia niezbędnej do sterowania energii zewnętrznej. Aktywne układy redukcji drgań oprócz rozpraszania energii mogą także dostarczać w określonych chwilach czasowych energię do obiektu. Dzięki stosowanym obecnie algorytmom sterowania skuteczność ich działania jest największa spośród stosowanych układów. Niestety okupione jest to o wiele większym zapotrzebowaniem na energię sterującą pracą tego typu układu redukcji drgań. Kompromisem pomiędzy skutecznością działania a zapotrzebowaniem na energię elektryczną są semiaktywne układy redukcji drgań. Są one zbudowane z sterowanych elementów sprężystych i tłumiących. Siły sprężyste i tłumiące mogą być zmieniane poprzez oddziaływanie na te elementy sygnałem sterującym, na ogół elektrycznym. Wymagają one dostarczenia energii z zewnętrznego źródła o niewielkiej mocy. Cechą charakterystyczną układów semiaktywnych jest brak możliwości dostarczenia do układu mechanicznego energii poprzez sterowanie jego elementami. Elementy te mogą tylko i wyłącznie rozpraszać energię mechaniczną, a ilość rozpraszanej energii jest sterowana poprzez zmianę siły tłumienia.

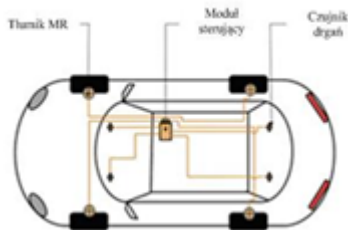
Przykładem semiaktywnego układu redukcji drgań, w którym wykorzystuje się sterowanie siłą tłumienia są układy wyposażone w tłumiki MR. Ich budowę i zasadę działania opisano w rozdziale 2. W układach tych wzrost natężenia prądu płynącego w cewce sterującej tłumika MR skutkuje wzrostem rozpraszanej energii mechanicznej.

Jednym z przykładów układu redukcji drgań, w którym zastosowano tłumiki MR są semiaktywne układy zawieszenia samochodów osobowych wprowadzone do produkcji w roku 2002 przez firmę Delphi (obecnie grupę BWI) znane pod handlową nazwą MagneRide (www.bwigroup.com). Pierwszym samochodem w którym zastosowano opracowany system semiaktywnego zawieszenia był Cadillac Seville STS. Obecnie amortyzatory z cieczą magnetoreologiczną stosowane są w następujących pojazdach: Acura MDX, Acura ZDX, Audi R8, Audi TT, Buick Lucerne, Cadillac ATS, Cadillac CTS-V, Cadillac DTS, Cadillac SLR, Cadillac SRX, Cadillac STS, Chevrolet Corvette C5, Chevrolet Corvette C6, Chevrolet Camaro, Ferrari 599, Ferrari F12, Ferrari California, HSV Senator, HSV GTS, HSV W427, Range Rover Evoque. Według producenta cały układ redukcji drgań nie pobiera więcej niż 20 W energii elektrycznej poprawiając w znaczący sposób komfort jazdy.



Rys. 3.1. Modele samochodów wyposażone fabrycznie w system MagneRide

Na rys. 3.2 pokazano schemat ideowy systemu sterowania w układzie MagneRide. Wykorzystuje on cztery amortyzatory z cieczą MR zamontowane w układzie zawieszenia kół pojazdu, których budowa pokazana została na rys. 3.3. Amortyzatory budową przypominają klasyczne amortyzatory olejowe, a główną różnicą jest konstrukcja tłoka oraz ciecz, którą wypełniana jest przestrzeń robocza. W tłoku amortyzatora zabudowana jest cewka elektryczna. Do prawidłowego działania system MagneRide wymaga stosowania czujników przyspieszenia informujących komputer sterujący o aktualnych drganiach nadwozia samochodu oraz przechyłach występujących podczas jazdy. Na podstawie informacji z czujników układ sterowania określa zadaną wartość siły tłumienia dla każdego z amortyzatorów i w oparciu o model matematyczny amortyzatora MR oblicza wartość natężenia prądu, jaki powinien przepływać przez ich cewki sterujące. Główną zaletą systemu MagneRide jest prostota i niezawodność elementów sterowanych, jakimi są amortyzatory z cieczą MR. W odróżnieniu od innych projektowanych obecnie układów redukcji drgań pojazdów nie wymaga on stosowania skomplikowanych i zawodnych zaworów elektromagnetycznych. Na uwagę zasługuje także duży zakres zmiany sił tłumienia wytwarzanych przez amortyzatory z cieczą MR, szybkość zmiany siły pod wpływem zmiany natężenia prądu nie przekraczająca kilkunastu milisekund oraz symetria generowanej siły tłumienia przy wsuwie i wysuwie tłoczyska.



Rys. 3.2. Schemat ideowy systemu sterowania w układzie Magneride (www.bwigroup.com)

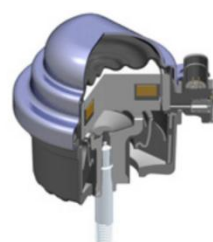


Rys. 3.3. Widok amortyzatorów z cieczą MR (www.bwigroup.com)

Firma BWI Group posiada w swojej ofercie również system redukcji drgań silników samochodowych (rys. 3.4) bazujący na poduszkach z cieczą MR (rys. 3.5).



Rys. 3.4. Zawieszenie silnika na poduszkach z cieczą MR firmy BWI (www.bwigroup.com)



Rys. 3.5. Widok poduszki zawieszenia z cieczą MR firmy BWI (www.bwigroup.com)

Zadaniem poduszek jest odizolowanie konstrukcji pojazdu od źródła drgań mechanicznych, jakim jest pracujący silnik spalinowy, jak również odizolowanie silnika od drgań przenoszonych przez zawieszenie podczas jazdy. Według producenta to rozwiązanie umożliwia poprawę tłumienia drgań w szerokim zakresie częstotliwości i amplitudy, w przeciwieństwie do tradycyjnych hydraulicznych zawiesznień silnika, które wykazują dobre tłumienie tylko dla jednej częstotliwości drgań. Tłumienie oraz sztywność dynamiczna poduszek z cieczą MR zmieniana jest przez system mikroprocesorowy sterujący natężeniem prądu w cewkach elementów. Jest ona obliczana na podstawie informacji o stanie pojazdu oraz czujników ciśnienia wbudowanych w poduszki z cieczą MR.

Kolejnym zastosowaniem w układach redukcji drgań są systemy amortyzacji fotela kierowcy w dużych pojazdach lub ciężkich maszynach roboczych tj. spychacze, koparki i samochody ciężarowe. Przykładem tego typu rozwiązania jest produkowane przez firmę Lord Corporation zawieszenie fotela kierowcy o handlowej nazwie Motion Master™ Ride Management System (www.lord.com) widoczny na rys. 3.6.



Rys. 3.6. Zawieszenie fotela kierowcy Motion Master™ Ride Management System firmy Lord Corporation
(www.lord.com)

Zaprezentowane przez firmę Lord Corporation zawieszenie może być instalowane w nowoprojektowanych pojazdach oraz w tych obecnie używanych dzięki standardowemu mocowaniu fotela. System ten wyposażony jest w tłumiki MR typu SD-1000, czujniki określające amplitudę drgań fotela oraz sterownik wytwarzający napięcie sterujące cewką tłumika. Umożliwia on zdecydowaną poprawę komfortu podczas prowadzenia pojazdu oraz zmniejsza szkodliwy wpływ drgań na organizm człowieka.

Układy redukcji drgań wykorzystywane są również do ochrony konstrukcji budowlanych. Szkodliwy wpływ czynników przyrody (trzęsienia ziemi, wiatry) oraz działalności człowieka (drgania komunikacyjne, wstrząsy górnicze) wymuszają stosowanie w obiektach budowlanych (budynki, mosty) różnego typu rozwiązań konstrukcyjnych chroniących je przed drganiami mechanicznymi. Zasada działania układów redukcji drgań opiera się na absorbowaniu energii i rozpraszaniu jej w takim stopniu, by pozostała część energii nie spowodowała zniszczenia elementów konstrukcyjnych obiektu oraz nie zmniejszała jego użyteczności na skutek zbyt dużych przemieszczeń konstrukcji.

Jedną z popularnych metod ochrony obiektów budowlanych a w szczególności budynków jest odizolowanie obiektu od źródła drgań mechanicznych. Cel ten osiąga się poprzez zastosowanie układów wibroizolacji umieszczonych bezpośrednio w fundamentach budynku. Z uwagi na rodzaj elementów wchodzących w skład układu wibroizolacji fundamentu, można je podzielić na układy: pasywne, semiaktywne oraz aktywne.

Pasywne układy wibroizolacji izolują podstawę budynku od fundamentu za pomocą elementów o małej sztywności poprzecznej takich jak: łożyska elastomerowe, łożyska z rdzeniem ołowianym, łożyska gumowe, łożyska tarciove wychylne. Ten typ wibroizolacji jest najczęściej stosowany w przypadku małych i średnich budowli, chroniąc je przed drganiami o wysokich częstotliwościach. O wiele skuteczniejszą metodą ochrony budowli przed drganiami jest stosowanie

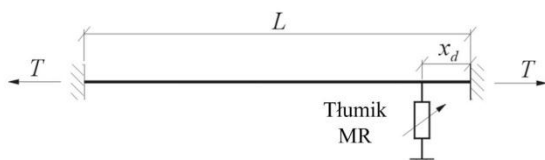
aktywnych oraz semiaktywnych układów redukcji drgań. W tego typu układach są stosowane czujniki monitorujące drgania konstrukcji. W zależności od rozkładu częstotliwości oraz amplitudy drgań obliczane są sygnały sterujące elementami wchodzącymi w skład układu redukcji drgań podstawy. Wytwarzają one odpowiednie siły oddziałujące na obiekt zmniejszając jego drgania o wiele większym stopniu niż układy pasywne. Te układy potrafią dzięki odpowiednio dobranym algorytmom sterowania dopasować swoje działanie do aktualnego stanu konstrukcji oraz różnorodnych typów źródeł drgań oddziałujących na budowlę. Najskuteczniejsze układy wibroizolacji budowane są jako układy aktywne. Do osiągnięcia pożądanych efektów tłumienia drgań wymagają jednak dużych ilości energii. Duże zainteresowanie układami semiaktywnymi, wynika więc, ze znacznie mniejszego zapotrzebowania na energię.

Drugą metodą ochrony obiektów budowlanych jest rozpraszanie energii drgań zgromadzonej w obiekcie. Polega ona na zastosowaniu elementów rozpraszających energię mechaniczną w samym obiekcie budowlanym, zmniejszając w ten sposób energię oddziałującą na elementy konstrukcyjne. Do środków technicznych wykorzystujących tą metodę ochrony budowli zaliczyć można: tłumiki strojone masą (TMD – ang. Tuned Mass Damper), dostrajane tłumiki hydrauliczne (TLD – ang. Tuned Liquid Dampers), urządzenia metalowe odkształceniowe, urządzenia tarciove oraz tłumiki elektoreologiczne (ER) i magnetoreologiczne (MR).

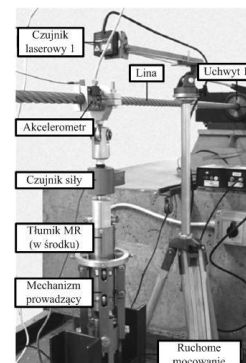
Ochrona wysokich budowli przed skutkami drgań sejsmicznych jest przedmiotem wielu prac badawczych. Opisana w artykule Dyke i in. 1996 koncepcja układu redukcji drgań zakłada zastosowanie tłumików z cieczą MR do izolacji fundamentów budowli przed źródłem drgań sejsmicznych skorupy ziemskiej. Autorzy zwracają szczególną uwagę na specyficzne wymagania i ograniczenia stawiane układom redukcji drgań budynków narażonych na drgania sejsmiczne. Głównym problemem, z którym mają do czynienia projektanci tych układów to problem zapotrzebowania na energię. W przypadku trzęsień ziemi często zdarza się, że budynki są pozbawiane energii elektrycznej. Wymusza to konieczność stosowania zapasowych źródeł energii oraz ograniczania energochłonności układu redukcji drgań. Według autorów najlepszym rozwiązaniem jest zastosowanie w układach redukcji drgań tłumików MR charakteryzujących się o wiele mniejszym zapotrzebowaniem na energię. W artykule autorzy przedstawiają modele matematyczne tłumików MR oraz algorytm sterowania semiaktywnym układem redukcji drgań dla budynku narażonego na drgania sejsmiczne. Kontynuacją prac autorów jest artykuł Dyke i in. 1996b w którym przedstawiają wyniki eksperymentów semiaktywnego układu redukcji drgań sejsmicznych modelu budynku. Opisują szczegółowo etap modelowania i identyfikacji parametrów tłumika MR, identyfikacji struktury chronionej przed drganiami, budowę algorytmu sterowania oraz weryfikację eksperymentalną. Do badań symulacyjnych i eksperymentalnych autorzy wykorzystują

wymuszenia zarejestrowane podczas trzęsienia ziemi które nawiedziło stan California w 1940 roku (El Centro) oraz przebiegi losowe. W pracy Dyke i Spencer 1996 autorzy opisują układ redukcji drgań wyposażony w dwa tłumiki MR chroniący przed drganiami sejsmicznymi pięciokondygnacyjny budynek. Jeden z tłumików umieszczono między fundamentem a pierwszą kondygnacją budowli, drugi zaś między pierwszą a drugą kondygnacją. Autorzy porównują skuteczność ochrony budynku w przypadku zastosowania jednego oraz dwóch tłumików MR. Przedstawiają również odpowiednio dobrane algorytmy sterowania.

Przykład zastosowania tłumików MR do ochrony przed drganiami mechanicznymi mostu opisano w pracy Maślanka i in. 2007. Opisywana przez autorów koncepcja układu redukcji drgań polega na zmniejszeniu drgań lin w konstrukcji mostu przez dołączenie do nich tłumików MR. W pracy autorzy uzasadniają konieczność stosowania układów redukcji drgań lin nowoczesnych mostów podwieszanych. Stosowane są w nich liny o długości dochodzącej niejednokrotnie do 500 m długości. Oddziałujące na nie siły występujące w specyficznych warunkach meteorologicznych (określona prędkość i kierunek wiatru, deszcz) wywołują drgania lin które przenosząc się na konstrukcje mostu mogą w specyficznych warunkach doprowadzić do jego zniszczenia. Autorzy dokonują przeglądu rozwiązań układów redukcji drgań lin przy wykorzystaniu tłumików MR stosowane w mostach podwieszanych. Pierwszym mostem, w którym zastosowano to rozwiązanie jest zbudowany w 2002 roku w Chinach most Dongting Lake Bridge. Zastosowane do tłumienia drgań lin tłumiki MR są zasilane ze źródła napięcia stałego. Autorzy przywołują prace, w których opisane są algorytmy sterowania tłumikami MR mające na celu zmniejszenie amplitudy drgań lin oraz wyniki badań eksperymentalnych. Do najważniejszych artykułów należą: Duan i in. 2005, Sun i in. 2004, Zhou i Sun 2005, Weber i in. 2005. Zbudowane przez autorów stanowisko badawcze składało się z liny o długości 30m oraz zamocowanego do niej poprzecznie tłumika magnetoreologicznego RD-1097-01 (rys. 3.7 i 3.8).

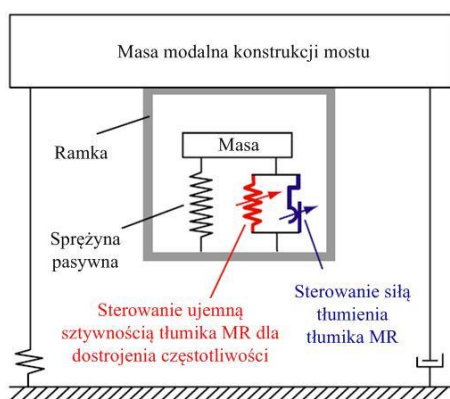


Rys. 3.7. Schemat ideowy liny z tłumikiem MR (Maślanka i Sapiński 2007).



Rys. 3.8. Widok połączenia liny z tłumikiem MR (Maślanka i Sapiński 2007).

Kolejnym przykładem ochrony konstrukcji mostowych przed drganiami może być system opisany w pracy (Weber i Maślanka 2012). W tej pracy przedstawiono nową koncepcję semiaktywnego układu redukcji drgań strojonego masą (ang. TMD – Tuned mass damper) wykorzystującego tłumiki MR. Tłumienie drgań konstrukcji mostu uzyskuje się poprzez zamocowanie do jego konstrukcji za pomocą elementów sprężystych i tłumiących dodatkowych elementów o określonej masie. W klasycznych układach TMD stosowane są pasywne elementy sprężyste oraz tłumiki olejowe o określonym współczynniku tłumienia wiskotycznego. Zastąpienie tłumika olejowego tłumikiem MR (układ MR-STMD) umożliwia sterowanie zarówno współczynnikiem tłumienia jak i sztywnością dynamiczną układu TMD. Na rys. 3.9 pokazano schemat budowy układu MR-STMD. Autorzy przeprowadzili obszerne badania laboratoryjne stosując algorytmy sterowania tłumików MR w zależności od rozkładu częstotliwości drgań obiektu. Opracowane rozwiązanie (rys. 3.10) zastosowano na rzeczywistym obiekcie jakim był most Volgograd Bridge w roku 2011.



Rys. 3.9. Koncepcja budowy układu MR-STMD
(Weber i Maślanka 2012)



Rys. 3.10. Widok układów MR-STMD
(Weber i Maślanka 2012)

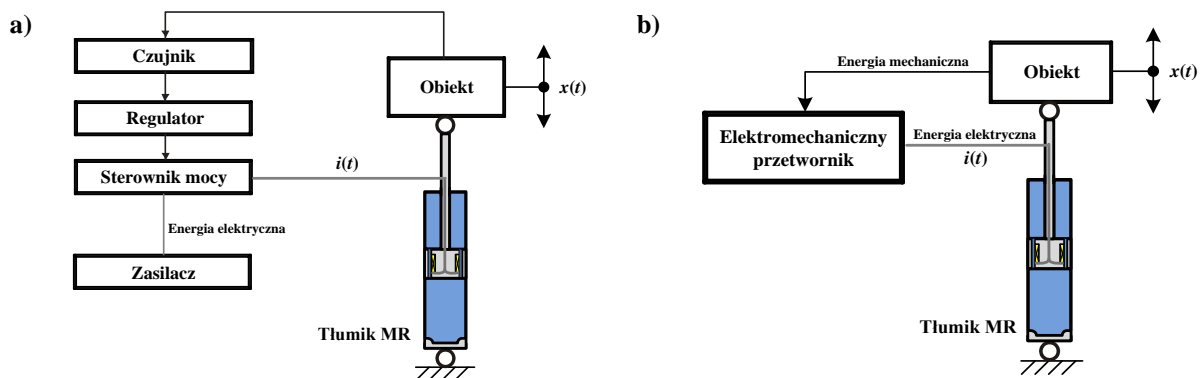
4. UKŁADY REDUKCJI DRGAŃ Z TŁUMIKAMI MAGNETOREOLOGICZNYMI I ODZYSKIEM ENERGII

W 2005 roku ukazał się artykuł Cho i in. 2005, w którym autorzy przedstawili koncepcję układu redukcji drgań z tłumikami MR zasilanymi z elektromagnetycznego przetwornika drgań. Według autorów obszarem zastosowania tego typu układów redukcji drgań może być ochrona obiektów budowlanych przed trzęsieniem ziemi oraz mostów i wiaduktów przed szkodliwym wpływem drgań. W pracy zbudowano modele matematyczne proponowanego układu redukcji drgań oraz przeprowadzono symulacje komputerowe, w których wymuszeniem były sygnały zarejestrowane podczas trzęsienia ziemi. Autorzy podkreślają korzyści wynikające ze stosowania proponowanego rozwiązania, którymi niewątpliwie są brak konieczności stosowania źródeł energii zasilającej tłumiki MR oraz brak elementów wchodzących w skład klasycznego semiaktywnego układu redukcji drgań takich jak czujniki, sterowniki, wzmacniacze mocy. Kolejną publikacją zaprezentowaną przez tą samą grupę autorów jest artykuł Cho i in. 2007. Zaprezentowano w nim wyniki eksperymentów przeprowadzonych na stanowisku składającym się z: hydraulicznego wzbudnika drgań, tłumika MR RD-1097-01 firmy Lord Corporation o maksymalnym skoku ± 29 mm i maksymalnej sile ± 100 N, magnesów trwałych wytwarzających pole $0.4\div 0.6$ T oraz cewek elektrycznych. Układ poddano wymuszeniom sinusoidalnie zmiennym o amplitudach 5 mm, 10 mm oraz 15 mm i częstotliwościach 1 Hz, 2 Hz oraz 3 Hz. Autorzy mierzyli wartość napięcia wytwarzanego przez przetwornik w stanie jałowym oraz gdy odbiornikiem była cewka sterująca tłumika MR. Eksperymenty wykonano wykorzystując 3 rodzaje cewek. Z analizy eksperymentalnej wynika, że maksymalna moc przetwornika którą uzyskano wynosi 0.8 W. Jest to wartość wystarczająca do bezpośredniego zasilania energią odzyskaną z drgań mechanicznych cewki sterującej. Podobną koncepcję układu redukcji drgań opisano w (Choi i in. 2009). Do odzysku energii drgań w układzie autorzy zaproponowali generator o ruchu obrotowym. Zamiana ruchu drgającego na ruch obrotowy odbywa się poprzez zastosowanie układu listwy zębatej zamocowanej na obudowie tłumika elektoreologicznego (ER) oraz koła zębatego. Wartość napięcia przemiennego wytworzonego przez generator jest zwiększana przez układ powielacza napięcia i prostowana. Według autorów zastosowany generator dostarcza moc 40 W przy prędkości obrotowej 1500 obr/min, co jest wystarczającą mocą do uzyskania przez tłumik ER wymaganego zakresu sił tłumienia. Uzyskiwane bezpośrednio z generatora napięcie wynosiło 15 V i było powielane do napięcia 15 kV. Jako obszar zastosowań tego typu układów redukcji drgań autorzy wskazują zawieszenia pojazdów mechanicznych. W pracy przedstawiono wyniki eksperymentów układu redukcji drgań badanego na modelu ćwiartki zawieszenia pojazdu. Porównano ze sobą układy w których tłumik ER nie był zasilany, był sterowany z zewnętrznego źródła energii (zgodnie z algorytmem Sky-hook) oraz zasilany z energii odzyskanej z drgań mechanicznych. Wyniki eksperymentów pozwoliły autorom wyciągnąć wniosek, że energia odzyskana z drgań jest

wystarczająca do zasilania tłumika ER i uzyskania akceptowalnego zakresu sił tłumienia. W artykule (Hong i in. 2005), autorzy podkreślają zalety stosowania tłumików MR do ochrony obiektów budowlanych przed drganiami skorupy ziemskiej. Zaliczyć do nich można niezawodność oraz małe zapotrzebowanie na energię elektryczną służącą do sterowania elementem. Podkreślają jednocześnie, że nie jest łatwym zadaniem zasilanie, jak również okresowa kontrola systemów sterowania tłumikami MR w dużych obiektach budowlanych. Jako potencjalne rozwiązanie tych problemów autorzy wskazują zastosowanie elektromagnetycznych przetworników drgań dostarczających energię elektryczną do tłumików MR i realizujących zadanie sterowania tymi elementami. W artykule opisano badania przeprowadzone na stanowisku będącym modelem fizycznym trzy kondygnacyjnego budynku, w którym najniższa kondygnacja połączona jest z podłożem poprzez tłumik MR (RD-1097-01) i elektromagnetyczny przetwornik drgań. Model miał wysokość 105 cm, całkowitą masę 48.27 kg. Częstotliwości własne konstrukcji wynosiły 2.05 Hz, 5.57 Hz oraz 8.41 Hz. Sygnałem wymuszającym ruch konstrukcji podczas badań były zarejestrowane podczas trzęsień ziemi przyspieszenia skorupy ziemskiej. Analizując uzyskane wyniki autorzy wykazali skuteczność zaprojektowanego systemu do ochrony budowli przed skutkami trzęsień ziemi. Kolejnym artykułem opisującym ochronę obiektu budowlanego przy użyciu układu redukcji drgań z tłumikiem MR i odzyskiem energii jest praca (Choi i in. 2007). Autorzy podkreślają fakt, że zastosowanie tłumika MR zasilanego z elektromagnetycznego przetwornika energii drgań upraszcza znacząco konstrukcję semiaktywnego układu redukcji drgań. Zbędne staje się zewnętrzne źródło energii oraz czujniki wraz z systemem sterowania. Autorzy przeprowadzili symulacje komputerowe modelu mostu znajdującego się w południowej Kalifornii, które wykazały zasadność stosowania tego typu układów redukcji drgań. Kolejną pracą opisującą ochronę obiektu budowlanego przed wpływem trzęsień ziemi jest artykuł Wang i in. 2009. W pracy tej autorzy przeprowadzają symulacje komputerowe modelu mostu wyposażonego w układ redukcji drgań z tłumikiem MR i odzyskiem energii. Przedstawiają pięć sposobów sterowania drganiami mostu. Pierwszym sposobem jest zastosowanie aktywnego układu redukcji drgań z algorytmem LQR, dwa kolejne przewidują zastosowanie semiaktywnego układu redukcji drgań z tłumikiem MR zasilanym z zewnętrznego źródła energii, realizującego algorytmy Clipped Optimal LQR i Sky-hook. Ostatnie dwa sposoby przewidują zastosowanie układów redukcji drgań z odzyskiem energii, realizujących algorytmy Clipped Optimal LQR i Sky-hook. Stosowanie algorytmów sterowania drganiami w układach z elektromagnetycznym przetwornikiem energii możliwe jest dzięki zastosowaniu układu elektronicznego stabilizującego natężenie prądu w cewce tłumika. Symulacje wykonano dla sygnałów zarejestrowanych trzęsień ziemi. Według autorów sterowanie typu Sky-hook w układzie z odzyskiem energii dało najlepsze rezultaty ochrony mostu przed drganiami sejsmicznymi. Zwracają oni również uwagę na fakt, że algorytm ten do prawidłowego działania wymaga tylko i wyłącznie sygnału z czujnika przyspieszenia, a pomiar prędkości względnej może

być realizowany przez przetwornik zasilający tłumik MR. W artykule (Sapiński 2011) autor przedstawia badania układu redukcji drgań z tłumikiem MR (RD-1005-3) oraz prototypowym elektromagnetycznym przetwornikiem drgań. Opisano budowę i zasadę działania układu redukcji drgań, przedstawiono modele matematyczne tłumika MR oraz elektromagnetycznego przetwornika energii, stanowisko badawcze i wyniki eksperymentów. Na charakterystykach częstotliwościowych porównano cztery warianty pracy układu redukcji drgań. W pierwszym do cewki sterującej tłumika MR nie dostarczano energii elektrycznej, w drugim wariantcie cewka tłumika zasilana była bezpośrednio z elektromagnetycznego przetwornika drgań, w trzecim między cewką przetwornika i tłumika zastosowano mostek Graetz'a prostujący przebieg napięcia. Czwartym wariantem był układ wyposażony w dodatkowy klucz elektroniczny, dzięki któremu natężenie prądu sterowane było zgodnie z algorytmem Sky-hook. Uzyskane wyniki porównano z semiaktywnym układem redukcji drgań zasilanym z zewnętrznego źródła energii.

Dotychczasowe publikacje i badania wykazują jednoznacznie, iż możliwa jest budowa układów redukcji drgań, w których element sterowany energią elektryczną może być zasilany z energii odzyskanej z drgań mechanicznych. Fakt ten był inspiracją do budowy układu redukcji drgań z tłumikiem MR, wyposażonego w elektromechaniczny przetwornik o ruchu liniowym. Ideę budowy tego typu układu w odniesieniu do układu klasycznego pokazano na rys. 4.1.



Rys. 4.1. Schemat ideowy semiaktywnego układu redukcji drgań z tłumikiem MR:
a) z zewnętrznym źródłem zasilania, **b)** z elektromechanicznym przetwornikiem energii

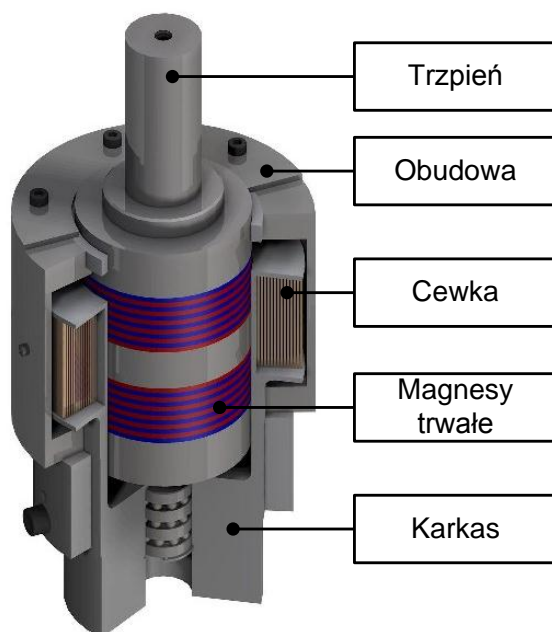
Zaproponowana koncepcja układu redukcji drgań przewiduje zastąpienie elementów takich jak czujnik, regulator, sterownik mocy i zasilacz przez elektromechaniczny przetwornik energii. W układzie klasycznym elementy te zasilane były z zewnętrznego źródła energii (zasilacz), a sterowanie elementem wykonawczym (tłumikiem MR) odbywało się przez pomiar drgań przez czujnik (przeważnie akcelerometr piezoelektryczny) i wytworzenie przez regulator sygnału sterującego sterownikiem mocy. Zastąpienie tych elementów jest możliwe dzięki zastosowaniu elektromechanicznego przetwornika energii wykorzystującego elektromagnetyczną metodę odzysku energii z drgań obiektu. Zamienia on część zmagazynowanej w obiekcie energii mechanicznej na energię elektryczną zasilającą cewkę sterującą tłumika MR. Elektromechaniczny przetwornik energii pełni rolę źródła energii elektrycznej oraz czujnika prędkości ruchu obiektu.

5. ELEKTROMECHANICZNY PRZETWORNIK DRGAŃ

Rozdział 5 poświęcono opisowi elektromechanicznego przetwornika drgań, który umożliwia odzyskiwanie części energii drgań mechanicznych i jej przetwarzanie na energię elektryczną. Zawiera on opis budowy i zasady działania przetwornika, modele matematyczne oraz wyniki symulacji komputerowych i badań laboratoryjnych. Elektromechaniczny przetwornik drgań był przedmiotem publikacji (Sapiński i in. 2009, Sapiński 2010) oraz zgłoszenia patentowego nr. PL 395786 (Sapiński i Krupa 2013).

5.1. Budowa i zasada działania

Elektromechaniczny przetwornik drgań jest urządzeniem, które zamienia energię kinetyczną obiektu, wykonującego ruch drgający (posuwisto-zwrotny) wzdłuż osi przetwornika, na energię elektryczną. Energia ta służy do zasilania cewki sterującej tłumika MR. Na rys. 5.1 i rys. 5.2 pokazano odpowiednio budowę i widok przetwornika.



Rys. 5.1. Budowa przetwornika

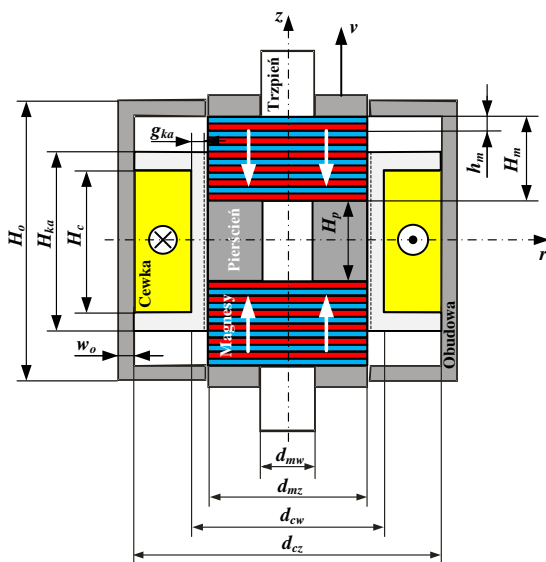


Rys. 5.2. Widok przetwornika

Przetwornik jest elementem osiowosymetrycznym składającym się z dwóch zespołów magnesów neodymowo-borowych (po 6 w każdym zespole), osadzonych na okrągłym trzpieniu oraz z uzwojenia foliowego umieszczonego wewnątrz obudowy. Zastosowanie łożysk liniowych umożliwia ruch trzpienia wzdłuż własnej osi. Zespoły magnesów przedzielone są pierścieniem z materiału ferromagnetycznego, namagnesowane wzdłuż osi trzpienia i zwrócone do siebie jednoimiennymi biegunami. W obudowie przetwornika osadzono nieruchomo karkas wykonany z materiału nieferromagnetycznego, na który nawinięto uzwojenie wykonane z folii miedzianej z jednostronną izolacją. Obudowa wykonana jest z materiału ferromagnetycznego i pełni jednocześnie rolę ekranu przed silnym polem magnetycznym pochodzącym od magnesów poruszających się wewnątrz przetwornika.

Ruch trzpienia wraz z układami magnesów z prędkością v względem osadzonego nieruchomo w obudowie uzwojenia foliowego, indukuje zgodnie z prawem Faraday'a siłę elektromotoryczną. Połączenie uzwojenia foliowego przetwornika (nazywanego w dalszej części pracy cewką przetwornika) z cewką sterującą tłumika MR powoduje przepływ prądu elektrycznego. Elektromechaniczny przetwornik drgań jest, więc źródłem energii elektrycznej wygenerowanej z części energii kinetycznej obiektu drgającego, natomiast jej odbiornikiem jest tłumik MR.

Na rys. 5.3 pokazano przekrój wzdłużny elektromechanicznego przetwornika drgań, a w tabeli 5.1 zamieszczono jego podstawowe wymiary.



Rys. 5.3. Przekrój wzdłużny przetwornika.

Tabela 5-1 Wymiary konstrukcyjne przetwornika.

Element	Parametr	Wartość
Magnes	Wysokość h_m	5 mm
	Średnica wewnętrzna d_{mw}	20 mm
	Średnica zewnętrzna d_{mz}	80 mm
Obudowa	Wysokość H_o	86 mm
	Grubość w_o	3 mm
Cewka	Średnica wewnętrzna d_{cw}	86 mm
	Średnica zewnętrzna d_{cz}	128 mm
	Wysokość H_c	54 mm
	Szerokość folii w_f	50 mm
	Grubość folii g_f	0.05 mm
	Szerokość izolacji w_i	54 mm
Karkas	Wysokość zewnętrzna H_{ka}	58 mm
	Grubość ścianki g_{ka}	2 mm
Pierścień	Wysokość H_p	20 mm

5.2. Model matematyczny i symulacje komputerowe

Analizę pola magnetycznego i indukowanej siły elektromotorycznej przetwornika przeprowadzono w (Sapiński i in. 2010). Aby zrozumieć prawa fizyczne zachodzące podczas konwersji tych form energii posłużono się modelami matematycznymi znanymi z elektrodynamiki klasycznej (Griffiths 2006; Halliday i inni 2009; Łukaniszyn i Jaszczyk 2003; Michalski 2004; Piątek i Jabłoński 2010; Rawa 2005). Z uwagi na walcowy kształt zarówno układów magnesów trwałych, jak również uzwojenia foliowego przetwornika, we wszystkich rozważaniach dotyczących rozkładu pola magnetycznego i elektrycznego przyjęto cylindryczny układ współrzędnych (r, θ, z) . Dwa układy magnesów trwałych zwróconych do siebie jednoimiennymi biegunami magnetycznymi są źródłem pola magnetycznego (zakładając brak przepływu prądu przez cewkę przetwornika). Z uwagi na osiową symetrię magnesów, rozkład indukcji pola magnetycznego B_0 zmienia się wyłącznie wzdłuż współrzędnych r i z . Układy magnesów przemieszczają się wzdłuż osi z względem uzwojenia foliowego i obudowy przetwornika z prędkością $v_z = \frac{dz}{dt}$ indukując w cewce foliowej pole elektryczne $E_\varphi(r, z, t)\mathbf{1}_\varphi$. W rozważaniach pominięto wpływ prądów wirowych (mała częstotliwość zmian prędkości v_z do 20 Hz).

Analizę teoretyczną dotyczącą rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w przetworniku rozpoczęto od zapisania równań Maxwella w postaci różniczkowej:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{1}{\epsilon_0} \rho \quad \text{Prawo Gaussa dla elektryczności} \quad (5.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad \text{Prawo Gaussa dla magnetyzmu} \quad (5.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \text{Prawo Faradaya} \quad (5.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad \text{Prawo Ampere'a z poprawką Maxwella} \quad (5.4)$$

Pole elektromagnetyczne opisywane jest bezpośrednio przez natężenie pola elektrycznego \mathbf{E} oraz indukcję magnetyczną \mathbf{B} , często stosowany jest jednak opis pola elektromagnetycznego za pomocą potencjałów. Takie podejście często ułatwia obliczenia.

Z prawa Gaussa dla magnetyzmu (rów. 5.2) wynika, że dywergencja wektora indukcji magnetycznej \mathbf{B} jest zawsze równa 0. Jak wiadomo dywergencja rotacji dowolnego pola wektorowego jest zawsze tożsamościowo równa 0. W związku z powyższym do dalszych rozważań wprowadzono magnetyczny potencjał wektorowy \mathbf{A} zdefiniowany jako:

$$\mathbf{B}_0 = \nabla \times \mathbf{A}_0 \quad (5.5)$$

Wstawiając rów. 5.5 do rów. 5.2 otrzymano:

$$\nabla^2 \mathbf{A}_0 = 0 \quad (5.6)$$

Podstawiając zdefiniowany w rów. 5.5 potencjał wektorowy \mathbf{A} do prawa Faradaya (rów. 5.3) otrzymano:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \mathbf{A}) \quad (5.7)$$

Skąd po przekształceniu otrzymano:

$$\nabla \times \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (5.8)$$

Analizując rów. 5.8 widać, że występuje tutaj funkcja będąca sumą natężenia pola elektrycznego \mathbf{E} i pochodnej magnetycznego potencjału wektorowego \mathbf{A} , która w wyniku operacji rotacji jest równa zero. Wiedząc, że operacja rotacji gradientu dowolnej funkcji skalarnej jest zawsze równa zero, stwierdzono że wyrażenie w nawiasie jest w ogólności równe gradientowi pewnego pola skalarnego V . Gradient tego pola skalarnego umownie przyjęto ze znakiem minus. Zatem z rów. 5.8 otrzymano następującą zależność:

$$\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\nabla V \quad (5.9)$$

Stąd:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \quad (5.10)$$

Zgodnie z rów. 5.10 pole elektryczne \mathbf{E} zależy od zmiany w czasie magnetycznego potencjału wektorowego \mathbf{A} oraz gradientu magnetycznego potencjału skalarnego V . Zdefiniowane potencjały nazywane są często w literaturze mianem potencjałów elektrodynamicznych. Zatem natężenie pola elektrycznego jest sumą dwóch pól elektrycznych: indukowanego pola elektrycznego \mathbf{E}_{ind} , będącego polem wirowym wywołanym zmianą w czasie pola magnetycznego:

$$\mathbf{E}_{ind} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (5.11)$$

i statycznego pola elektrycznego \mathbf{E}_{stat} będącego polem potencjalnym:

$$\mathbf{E}_{stat} = -\nabla V \quad (5.12)$$

Wstawiając rów. 5.10 do prawa Gaussa (rów. 5.1) otrzymano:

$$\nabla \cdot \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \right) = \frac{1}{\epsilon_0} \rho \quad (5.13)$$

skąd:

$$\Delta V + \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \mathbf{A}) = -\frac{1}{\epsilon_0} \rho \quad (5.14)$$

Wstawiając rów. 5.5, 5.10 do prawa Ampere'a (rów. 5.4) otrzymano:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \right) \quad (5.15)$$

skąd:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \mu_0 \mathbf{J} - \mu_0 \varepsilon_0 \nabla \left(\frac{\partial V}{\partial t} \right) - \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} \quad (5.16)$$

Jak pokazały powyższe rozważania pole magnetyczne \mathbf{B} oraz pole elektryczne \mathbf{E} można przedstawić za pomocą potencjałów elektrodynamicznych \mathbf{A} i V , zgodnie z rów. 5.5 i 5.10. Dla tak zdefiniowanych potencjałów elektrodynamicznych prawo Gaussa dla magnetyzmu (rów. 5.2) oraz prawo Faraday'a (rów. 5.3) są zawsze spełnione. Prawo Gaussa dla elektryczności opisuje rów. 5.14, natomiast prawo Ampere'a jest wyrażone rów. 5.16.

Natężenie pola magnetycznego \mathbf{H}_0 dla obszaru obejmującego cewkę foliową oraz przestrzeń między układem magnesów a cewką dane jest zależnością:

$$\mathbf{B}_0 = \mu \mathbf{H}_0 \quad (5.17)$$

Zakładając, że w obszarze obejmującym układ magnesów trwałych, uzwojenie foliowe oraz przestrzeń między uzwojeniem foliowym a układem magnesów nie występuje zmienne w czasie pole elektryczne oraz że przez uzwojenie foliowe nie płynie prąd elektryczny, wówczas z rów. 5.4 oraz 5.17 wynika że:

$$\nabla \times \mathbf{H}_0 = 0 \quad (5.18)$$

Dowolna funkcja wektorowa o zerowej rotacji może być przedstawiona, jako gradient funkcji skalarnej. Zgodnie z rów. 5.18 natężenie pola magnetycznego \mathbf{H}_0 jest bezwirowe, więc zależność między natężeniem pola magnetycznego \mathbf{H}_0 a skalarnym potencjałem magnetycznym V_0 wyraża się wzorem:

$$\mathbf{H}_0 = -\nabla V_0 \quad (5.19)$$

skąd:

$$\nabla^2 V_0 = 0 \quad (5.20)$$

W obszarze, w którym znajdują się układy magnesów trwałych wektor magnetyzacji \mathbf{M}_g został zdefiniowany poprzez charakterystykę magnesowania magnesów trwałych $\mathbf{B} = f(\mathbf{H})$. Pole magnetyczne w tym obszarze jest opisane równaniem:

$$\mathbf{H}_0 = \frac{1}{\mu} \mathbf{B}_0 - \mathbf{M}_g \quad (5.21)$$

Podstawiając do rów. 5.18, rów. 5.21 i 5.5 otrzymano:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} - M_g \right) = 0 \quad (5.22)$$

Całkowa postać prawa Faraday'a wyraża się wzorem:

$$e = \oint_l \mathbf{E} dl = - \iint_s \frac{d\mathbf{B}}{dt} d\mathbf{S} \quad (5.23)$$

Wektor indukcji magnetycznej \mathbf{B} w walcowym układzie współrzędnych zależy zarówno od współrzędnych r, Θ, z jak i od czasu t :

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}(t, r, \Theta, z) \quad (5.24)$$

Pochodną wektora indukcji magnetycznej po czasie t zapisać można jako:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{dt} &= \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial t} + \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial r} \cdot \frac{dr}{dt} + \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial \Theta} \cdot r \frac{d\Theta}{dt} \\ &+ \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial z} \cdot \frac{dz}{dt} \end{aligned} \quad (5.25)$$

Stąd otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{dt} &= \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial t} + \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial r} \cdot v_r + \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial \Theta} \cdot r v_\Theta \\ &+ \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial z} \cdot v_z \end{aligned} \quad (5.26)$$

Ponieważ pole magnetyczne wytwarzane przez układ magnesów trwałych nie zależy od czasu, więc:

$$\frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial t} = 0 \quad (5.27)$$

Ruch układu magnesów względem uzwojenia przetwornika zachodzi tylko wzdłuż osi z ze stałą prędkością v_z ($v_r=0, v_\Theta=0$), więc uwzględniając prędkości ruchu magnesów i podstawiając do rów. 5.26, rów. 5.27 otrzymuje się:

$$\frac{d\mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{dt} = \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial z} \cdot v_z \quad (5.28)$$

Zatem siła elektromotoryczna e_k indukowana w k -tym zwoju cewki przetwornika zgodnie z prawem Faradaya wyraża się wzorem:

$$e_k = - \iint_s \frac{\partial \mathbf{B}(t, r, \Theta, z)}{\partial z} \cdot v_z \cdot d\mathbf{S} \quad (5.29)$$

Wektor $d\mathbf{S}$ reprezentuje element powierzchni, przez który przechodzą linie pola magnetycznego \mathbf{B} . W rozpatrywanym przypadku element powierzchni znajduje się na pobocznicy walca utworzonej przez k -ty zwoj cewki przetwornika. Zwrot i kierunek wektora jest zgodny ze zwrotem i kierunkiem wektora normalnego do powierzchni \mathbf{n}_S . Ten kierunek jest wyznaczony przez promień r w walcowym układzie współrzędnych. Iloczyn wektora $\partial\mathbf{B}$ i $d\mathbf{S}$ jest iloczynem skalarnym, w związku z powyższym wartość tego iloczynu zależy od wartości składowej wektora \mathbf{B} , której kierunek jest zgodny z kierunkiem wektora $d\mathbf{S}$ czyli składowej promieniowej wektora indukcji $B_r(t, r, \Theta, z)$. Zatem równ. 5.29 można zapisać, jako równanie skalarne:

$$e_k = - \iint_S \frac{\partial B_r(t, r, \Theta, z)}{\partial z} \cdot v_z \cdot dS \quad (5.30)$$

W rozważanym przetworniku indukcja magnetyczna B_r nie zależy od czasu t oraz współrzędnej Θ , stąd otrzymuje się:

$$e_k = - \int_{z_1}^{z_2} \int_0^{2\pi} \frac{\partial B_r(r, z)}{\partial z} \cdot v_z \cdot r \cdot d\Theta \cdot dz \quad (5.31)$$

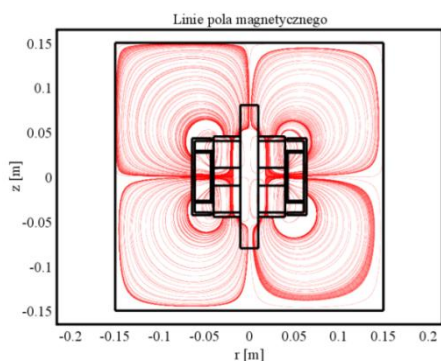
Cewka przetwornika składa się z uzwojenia foliowego o szerokości H_c mierzonyj wzdłuż współrzędnej z . W związku z tym indukowana siła elektromotoryczna e_k ma różną wartość zmieniającą się wzdłuż współrzędnej z (szerokości cewki). W dalszych rozważaniach założono, że ma ona maksymalną wartość dla współrzędnej $z = 0$ przyjmując że $\frac{\partial B_r(r, z)}{\partial z} = B_r(r, 0) = B_r(r)$. Rozwiązując całkę 5.31 otrzymuje się:

$$e_{kmax} = -2\pi r \cdot B_r(r) \cdot v_z \quad (5.32)$$

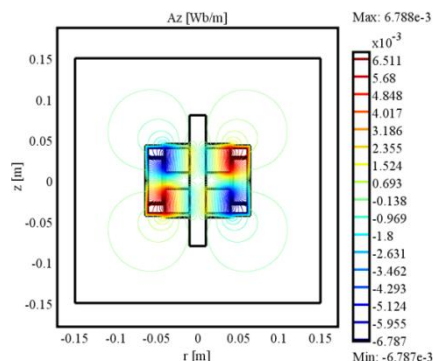
Sumaryczną siłę elektromotoryczną indukowaną w cewce przetwornika można wyrazić wzorem:

$$e_{max} = \sum_{k=1}^N e_{kmax} \quad (5.33)$$

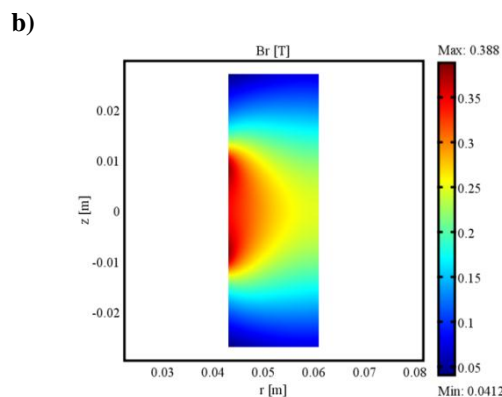
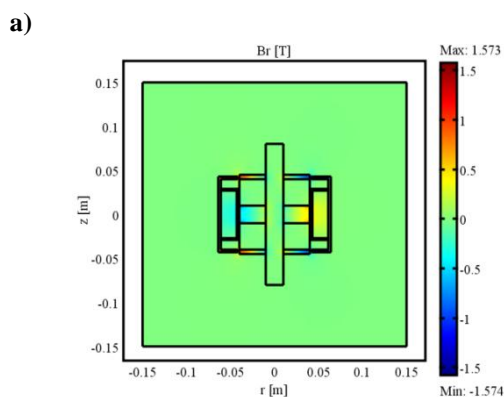
Uwzględniając powyższe równania zbudowano model przetwornika oraz wykonano symulacje komputerowe, które zostały podzielone na dwa etapy. W pierwszym etapie przeprowadzono analizę rozkładu pola magnetycznego i określono takie wielkości jak: wektor indukcji magnetycznej \mathbf{B} , składowej promieniowej wektora indukcji magnetycznej B_r oraz magnetyczny potencjał wektorowy \mathbf{A} . Symulacje przeprowadzono w pakiecie COMSOL Multiphysics z wykorzystaniem modułu AC/DC. Określono geometrię przetwornika jako przekrój płaski na płaszczyźnie r, z . Poszczególnym płaszczyznom, które obejmowały obszary magnesów trwałych, cewki foliowej, elementów ferromagnetycznych oraz przestrzeni między nimi, którą wypełniało powietrze, nadano znajdujące się w bibliotece programu materiały określające podstawowe własności fizyczne. Wykorzystano standardową siatkę elementów skończonych wyznaczoną przez pakiet. Wyniki symulacji uzyskane w programie COMSOL Multiphysics przedstawiono na rys. 5.4 ÷ 5.7.



Rys. 5.4. Linie pola magnetycznego w przetworniku

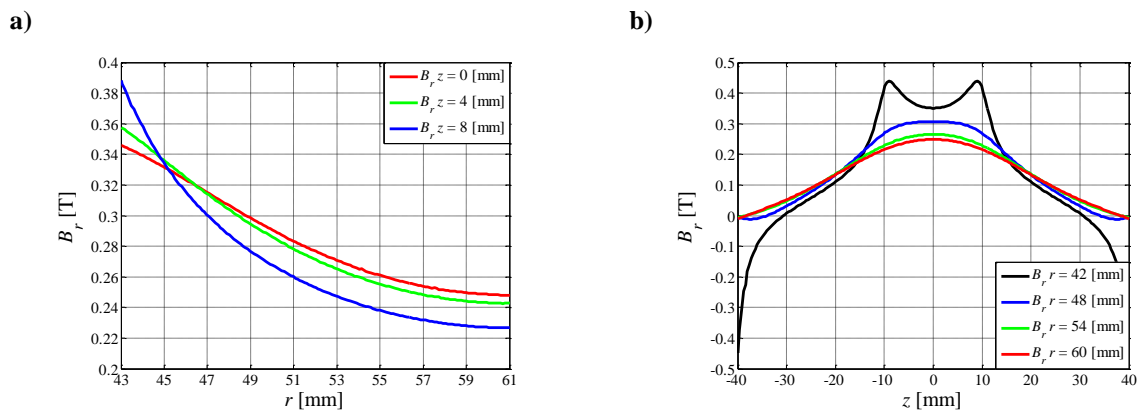


Rys. 5.5. Rozkład potencjału magnetycznego A_z w przetworniku



Rys. 5.6. Rozkład indukcji magnetycznej B_r : a) w przetworniku, b) w uzwojeniu foliowym.

Na rys. 5.4 pokazano rozkład linii pola magnetycznego \mathbf{B} dla elektromechanicznego przetwornika energii. W wyniku skierowania magnesów trwałych jednoimiennymi biegunami magnetycznymi do siebie, w obszarze pierścienia ferromagnetycznego, oddzielającego od siebie magnesy trwałe, linie pola magnetycznego zmieniają swój kierunek z osiowego (wzdłuż osi z) na promieniowy (wzdłuż promienia r). Z rysunku wynika, że zagęszczenie linii pola magnetycznego jest największe w środku pierścienia, a co za tym idzie w środkowej części uzwojenia przetwornika ($z=0$ mm). Uzyskany rozkład linii pola magnetycznego potwierdza rozkład linii ekwipotencjalnych składowej A_z magnetycznego potencjału wektorowego (rys. 5.5). Duża wartość składowej A_z magnetycznego potencjału wektorowego oraz przeciwny jej zwrot w obszarach górnej ($z > 0$) i dolnej ($z < 0$) części uzwojenia świadczy o dużej wartości promieniowej składowej B_r indukcji magnetycznej w środkowej części cewki przetwornika ($z=0$ mm). Rozkład promieniowej składowej B_r pokazano na rys. 5.6. Ten rozkład potwierdza wcześniejsze obserwacje uzyskane na podstawie analizy rozkładu składowej promieniowej A_z magnetycznego potencjału wektorowego. Składowa promieniowa B_r indukcji magnetycznej zmniejsza się wraz ze zwiększeniem współrzędnej r określającej odległość kolejnych zwojów cewki od osi przetwornika, co pokazane zostało na rys. 5.7a. Zależność tej składowej od współrzędnej z związanej z szerokością cewki foliowej przetwornika pokazano na rys. 5.7b. Jak widać jest ona największa w środkowej części cewki ($z \in (-10, 10)$ mm).



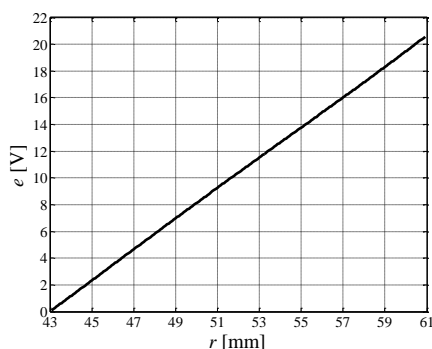
Rys. 5.7. Zależność składowej promieniowej indukcji magnetycznej B_r , od: **a)** współrzędnej r , **b)** współrzędnej z .

W drugim etapie przeprowadzono obliczenia siły elektromotorycznej e indukowanej w cewce przetwornika korzystając ze równań 5.32 i 5.33. Z uwagi na fakt, że cewka przetwornika jest cewką foliową, założono że największa siła elektromotoryczna będzie indukowana w połowie jej szerokości ($z = 0$). Jak wcześniej wspomniano składowa indukcji promieniowej B_r maleje wraz ze współrzędną r , dlatego krzywą dla $z=0$ mm z wykresu 5.7a interpolowano wielomianem trzeciego stopnia otrzymując zależność:

$$B_r(r, 0) = a_3 \cdot r^3 + a_2 \cdot r^2 + a_1 \cdot r + a_0 \quad (5.34)$$

gdzie: $a_3 = 2.332 \cdot 10^4 \frac{\text{T}}{\text{m}^3}$, $a_2 = -3.364 \cdot 10^3 \frac{\text{T}}{\text{m}^2}$, $a_1 = 1.538 \cdot 10^2 \frac{\text{T}}{\text{m}}$, $a_0 = -1.905 \text{ T}$

Na rys. 5.8 pokazano zależność sumarycznej siły elektromotorycznej e obliczonej z równań 5.32, 5.33 i 5.34 od współrzędnej r określającej odległość kolejnych zwojów od osi przetwornika. Siła elektromotoryczna e była określona przy założeniu stałej prędkości ruchu magnesów względem uzwojenia wynoszącej $v_z = 1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$. Wartość sumarycznej siły elektromotorycznej rośnie liniowo wraz ze zwiększeniem liczby zwojów cewki przetwornika (zmiana współrzędnej r) a jej wartość dla wszystkich zwojów cewki przetwornika wynosi 20.58 [V].



Rys. 5.8. Siła elektromotoryczna e vs. r dla stałej prędkości $v_z = 1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

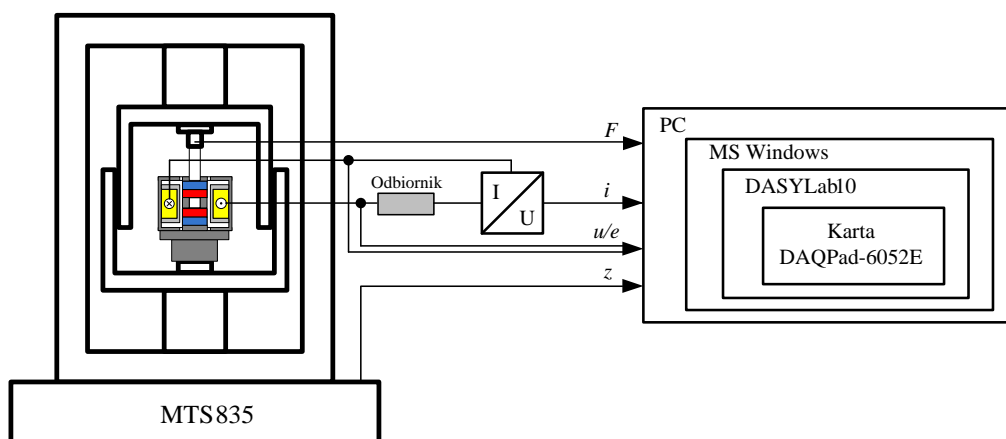
Zgodnie ze równań 5.32 i 5.33 zależność siły elektromotorycznej indukowanej w cewce przetwornika zależy od prędkości ruchu układu magnesów względem cewki według wzoru:

$$e = \kappa \cdot v_z \quad (5.35)$$

Stała elektryczna wynosi $\kappa = 20.58 \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{m}}$.

5.3. Badania laboratoryjne

Niniejszy podrozdział zawiera wyniki badań laboratoryjnych elektromechanicznego przetwornika drgań. Głównym celem przeprowadzonych eksperymentów było wyznaczenie podstawowych charakterystyk przetwornika oraz określenie jego wydajności. Schemat stanowiska laboratoryjnego służącego do badań elektromechanicznego przetwornika drgań pokazano na rys. 5.9.



Rys. 5.9. Schemat stanowiska laboratoryjnego do badań elektromechanicznego przetwornika drgań.

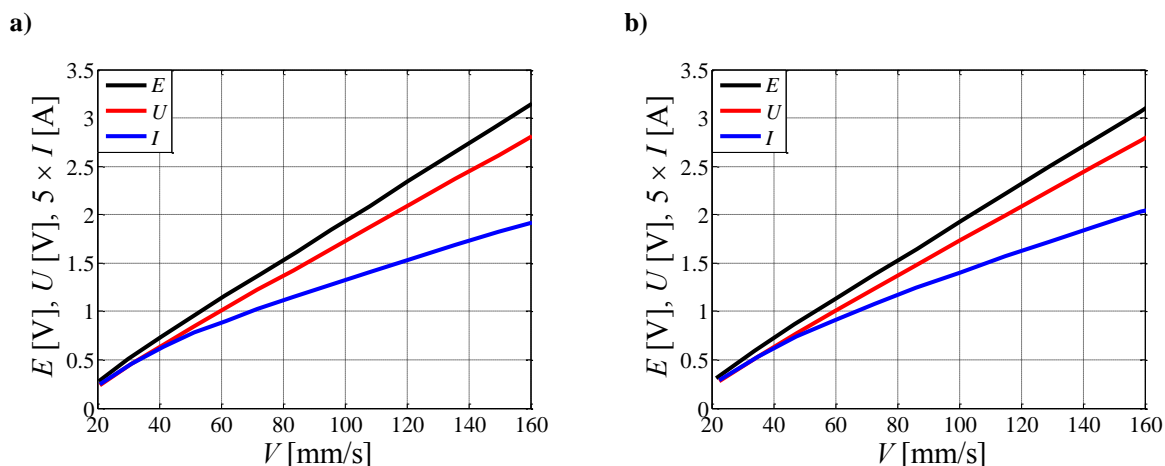
Stanowisko składa się z maszyny wytrzymałościowej MTS 835 oraz systemu akwizycji danych pomiarowych. System akwizycji danych pomiarowych stanowił komputer PC pracujący pod kontrolą systemu Windows XP, połączony z kartą pomiarową DAQPad-6052E firmy National Instruments (www.ni.com) przez interfejs IEEE 1394 (FireWire). Do akwizycji danych wykorzystano oprogramowanie DASyLab w wersji 10.

Stanowisko umożliwiało rejestrację następujących wielkości fizycznych: przemieszczenia trzpienia przetwornika z , siły elektromotorycznej e lub napięcia u , oraz natężenia prądu i płynącego w cewce przetwornika. Czujniki do pomiaru przemieszczenia z zabudowany był w maszynie wytrzymałościowej a informacje o jego aktualnej wartości przekazywane były przez wyjścia napięciowe sterownika maszyny. Do pomiaru natężenia prądu wykorzystany został przetwornik prąd-napięcie zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym AD620 i rezystorze wzorcowym o wartości $R_i = 0.1 \Omega$ (rys C.3 w załączniku C). Wszystkie mierzone wielkości zamienione zostały na sygnały napięciowe o zakresie $\pm 10V$ i próbkowane z częstotliwością 1kHz.

Badania przeprowadzono przy przemieszczeniach sinusoidalnie zmiennych oraz trójkątnych o amplitudzie 6 mm. Częstotliwość wymuszenia z zwiększano z krokiem 0.5 Hz w przedziale od 0.5 Hz do 6.5 Hz. Dla każdej z zadanych częstotliwości trzpień przetwornika wykonywał 10 cykli wsuwu i wysuwu. Badania podzielono na 2 etapy. W pierwszym etapie przetwornik pracował w stanie jałowym. Badano wówczas zależność indukowanej siły elektromotorycznej e podczas ruchu trzpienia z określoną prędkością v . Badania te umożliwiły wyznaczenie stałej elektrycznej κ

przetwornika. W drugim etapie badań cewkę przetwornika połączono z cewką sterującą tłumika MR. Wówczas przetwornik pracował w stanie obciążenia. Wyznaczono zależność napięcia u na cewce przetwornika oraz natężenia prądu i płynącego w obwodzie od prędkości ruchu trzpienia v .

Na rys. 5.10 pokazano zależności wartości skutecznych siły elektromotorycznej E , napięcia U oraz natężenia prądu I w funkcji wartości średniokwadratowej prędkości V trzpienia przetwornika. Wartości skuteczne siły elektromotorycznej E , napięcia U , natężenia prądu I oraz wartość średniokwadratową prędkości V obliczono zgodnie ze rów. A.7.



Rys. 5.10. Wartość skuteczna siły elektromotorycznej E , napięcia U oraz natężenia prądu I od wartości średniokwadratowej prędkości V dla wymuszenia: **a)** trójkątnego, **b)** sinusoidalnego

Dla jałowego stanu pracy przetwornika wartość skuteczna siły elektromotorycznej E zależy w sposób liniowy od wartości średniokwadratowej prędkości V . Ośmiokrotny wzrost wartości średniokwadratowej prędkości V odpowiada ośmiokrotnemu zwiększeniu wartości skutecznej siły elektromotorycznej E . Dla stanu obciążenia przetwornika odbiornikiem energii elektrycznej (cewka tłumika MR) widać wyraźnie spadek napięcia na impedancji wewnętrznej przetwornika spowodowany przepływem prądu elektrycznego. Dla prędkości 160 mm/s wartość skuteczna napięcia U w stanie obciążenia jest o 0.4 V mniejsza niż wartość skuteczna siły elektromotorycznej E w stanie jałowym. Charakterystyka przedstawiająca zależność wartości skutecznej natężenia prądu I od prędkości ma charakter nieliniowy. Nieliniowość wynika ze zmiany zarówno impedancji wyjściowej cewki przetwornika Z_p jak również impedancji wejściowej cewki sterującej tłumika MR Z_T przy zmianie częstotliwości f generowanej siły elektromotorycznej E . Przy ośmiokrotnym zwiększeniu wartości średniokwadratowej prędkości uzyskano pięciokrotny wzrost wartości skutecznej natężenia prądu płynącego w obwodzie cewka przetwornika – cewka tłumika MR.

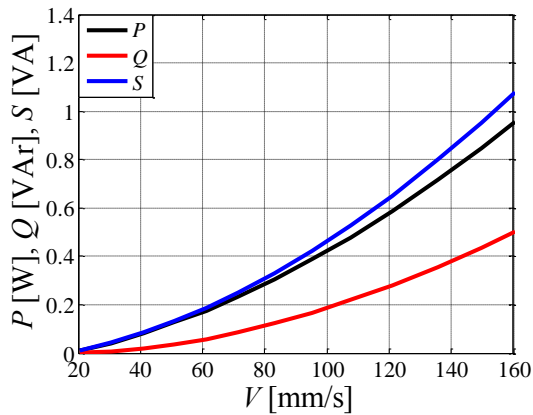
Na rys. 5.11 przedstawiono zależność mocy czynnej P , biernej Q oraz pozornej S w funkcji zmiany wartości średniokwadratowej prędkości V . Moc czynną P , pozorną S i bierną Q obliczono na podstawie rów. 5.36, 5.37 oraz 5.38 (Bolkowski 2005).

$$P = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt} \quad (5.36)$$

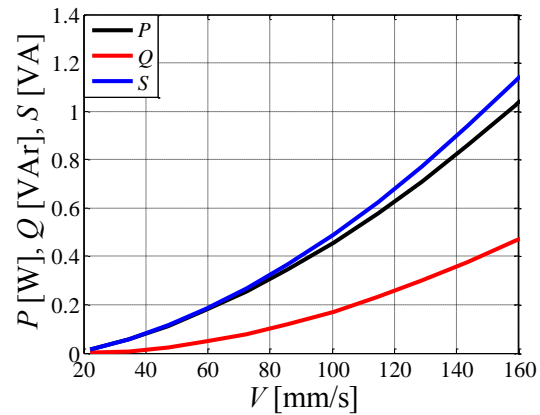
$$P = S = U \cdot I \quad (5.37)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (5.38)$$

a)



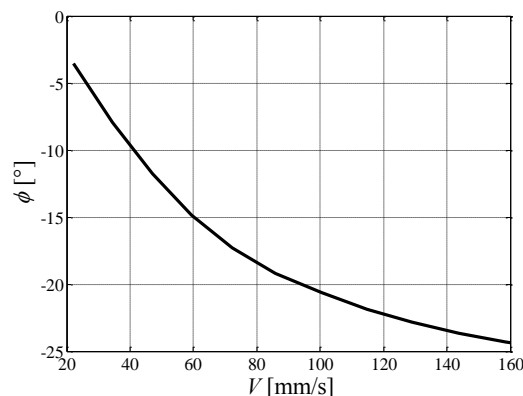
b)



Rys. 5.11. Zależność mocy czynnej P , biernej Q i pozornej S od wartości średniokwadratowej prędkości V dla wymuszenia: **a)** trójkątnego, **b)** sinusoidalnego

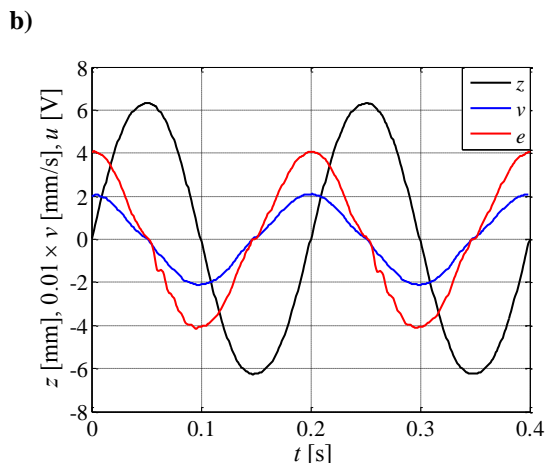
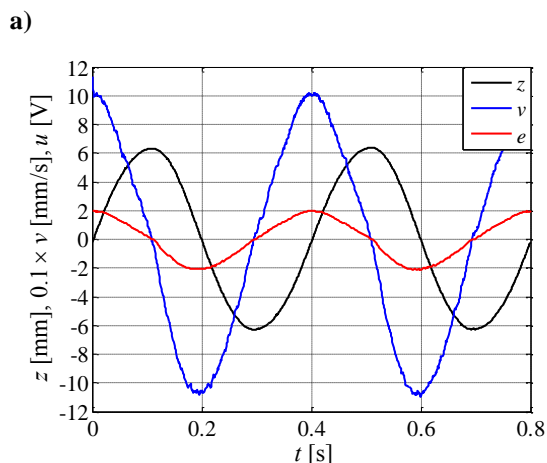
Z wykresów na rys. 5.11b widać, że dla wymuszenia sinusoidalnego maksymalna moc pozorna S uzyskana dla prędkości 160 mm/s wynosi 1.1 VA natomiast moc czynna P wynosi wówczas 1 W. Moc bierna Q ma wartość o połowę mniejszą od mocy czynnej i wynosi 0.45 VAR. Uzyskane wartości mocy świadczą o przesunięciu fazowym φ pomiędzy natężeniem prądu elektrycznego i a napięciem u nie przekraczającym 30° . Podobne rezultaty uzyskano dla wymuszeń trójkątnych (rys. 5.11a) gdzie przy prędkości 160 mm/s moc czynna P bierna Q i pozorna S osiągają odpowiednio wartości: 1.05 W, 0.5 VAR oraz 1.05 VA.

Na rys. 5.12 przedstawiono przesunięcie fazowe φ pomiędzy natężeniem prądu i a napięciem u w funkcji wartości średniokwadratowej prędkości V .

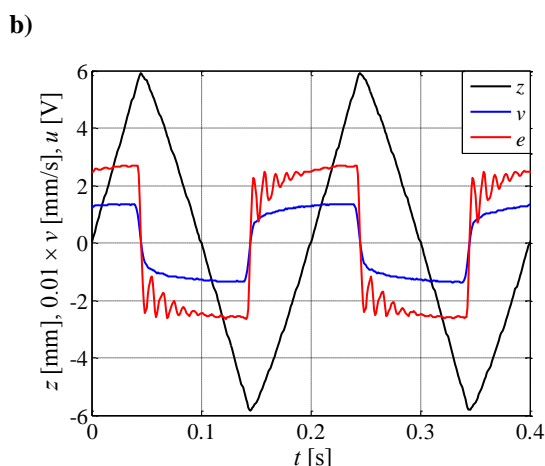
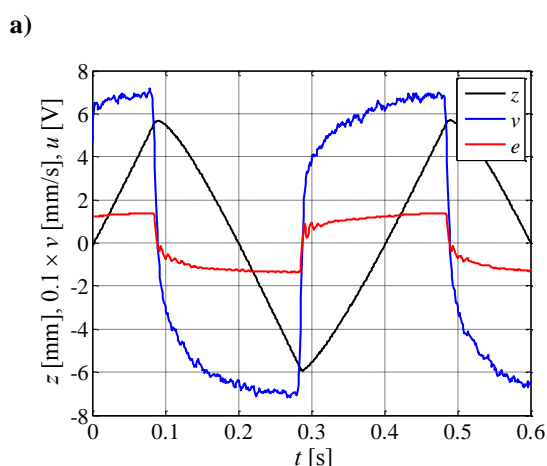


Rys. 5.12. Przesunięcie fazowe φ w funkcji wartości średniokwadratowej prędkości V .

Na rys. 5.13 i 5.14 pokazano przebiegi czasowe siły przemieszczenia z , prędkości chwilowej v oraz siły elektromotorycznej e dla wymuszeń sinusoidalnie zmiennych i trójkątnych o częstotliwościach 2.5 Hz oraz 5 Hz.



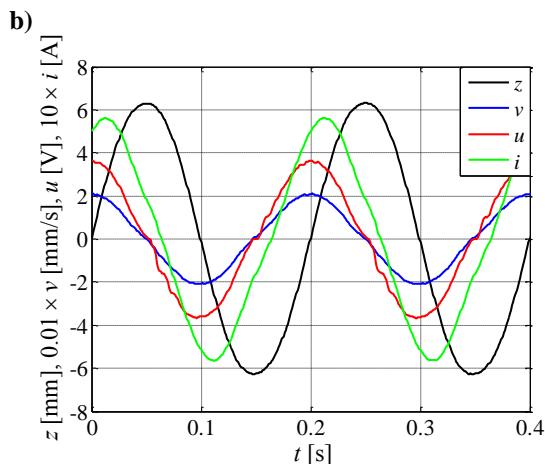
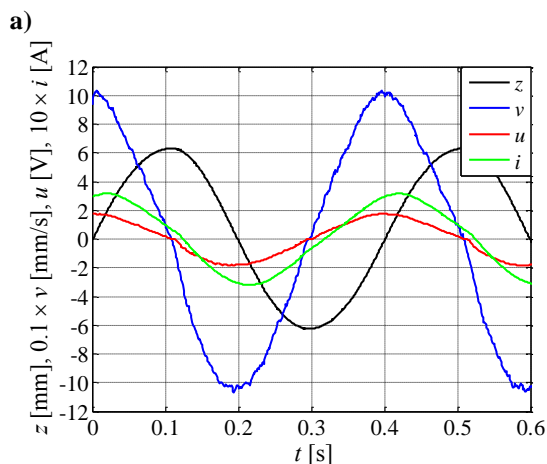
Rys. 5.13. Siła elektromotoryczna e oraz prędkość v dla wymuszenia sinusoidalnego z :
a) $f = 2.5$ Hz, b) $f = 5$ Hz



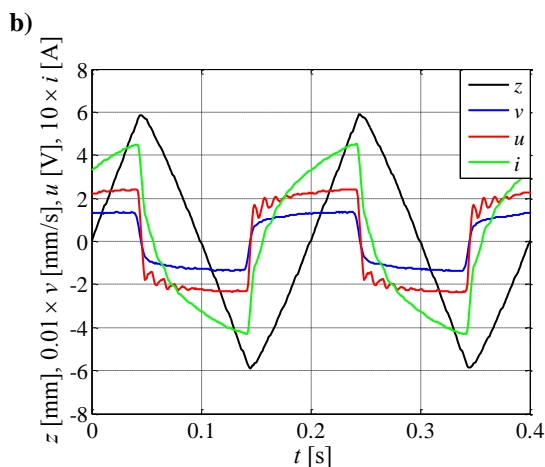
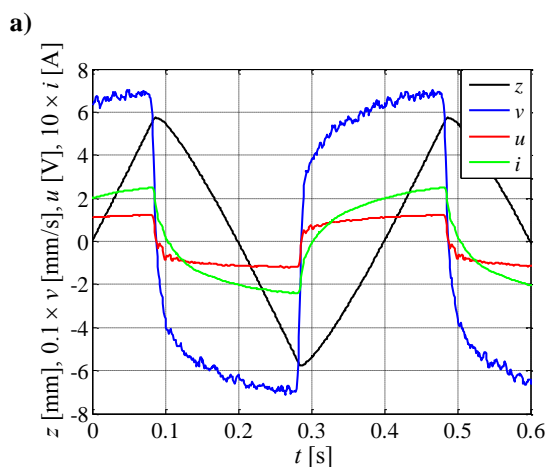
Rys. 5.14. Siła elektromotoryczna e oraz prędkość v dla wymuszenia trójkątnego z :
a) $f = 2.5$ Hz, b) $f = 5$ Hz

Z rys. 5.13 widać, że przebiegi czasowe prędkości ruchu trzpienia v oraz siły elektromotorycznej e są zgodne fazie. Przy częstotliwości wymuszenia równej 2.5 Hz maksymalna prędkość wynosi 100 mm/s, a odpowiadająca jej amplituda siły elektromotorycznej jest równa 2 V. Przy częstotliwości wymuszenia 5 Hz maksymalna prędkość wynosi 200 mm/s a amplituda siły elektromotorycznej jest równa 4 V. Z przeprowadzonych eksperymentów widać, że stała elektryczna κ wynosi $20 \frac{V \cdot s}{m}$. Powyższe wnioski i obserwacje są również prawdziwe dla wyników eksperymentów przy wymuszeniu trójkątnym (rys. 5.14).

Przebiegi czasowe przemieszczenia z , prędkości v , napięcia u oraz natężenia prądu i przetwornika w stanie obciążenia pokazano na rys. 5.15 i 5.16.



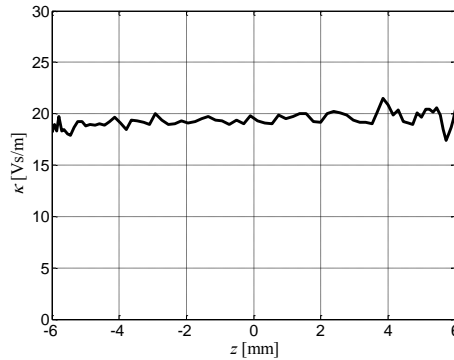
Rys. 5.15. Napięcie u , natężenie prądu i oraz prędkość v dla wymuszenia sinusoidalnego z :
a) $f = 2.5$ Hz, **b)** $f = 5$ Hz



Rys. 5.16. Napięcie u , natężenie prądu i oraz prędkość v dla wymuszenia trójkątnego z :
a) $f = 2.5$ Hz, **b)** $f = 5$ Hz

Na rys. 5.15 zaobserwowano zgodność w fazie przebiegu czasowego prędkości v i napięcia u . Zauważono również, że przebieg czasowy natężenia prądu i jest opóźniony w fazie względem napięcia u . Przesunięcie fazowe rośnie wraz ze zwiększeniem częstotliwości wymuszenia. Przy trójkątnym przemieszczeniu trzpienia (rys. 5.16) skokowa zmiana prędkości na przeciwną wywołuje skokową zmianę napięcia. Zmianom tym odpowiada zmiana kierunku przepływu prądu, lecz jego szybkość narastania jest wyraźnie niższa. Oba zjawiska wynikają z rezystancyjno-indukcyjnego charakteru obwodu elektrycznego utworzonego przez połączone ze sobą cewki przetwornika i tłumika MR.

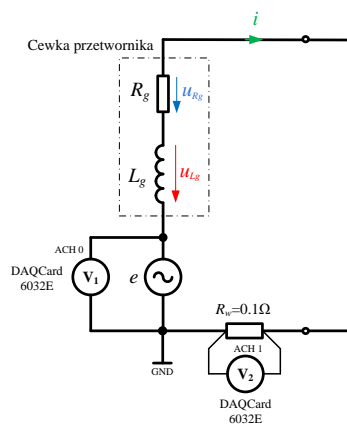
Na rys. 5.17 pokazano zależność współczynnika κ od sinusoidalnie zmiennego przemieszczenia z . Zaobserwowano, że współczynnik κ jest stały w całym zakresie zmian przemieszczenia z .



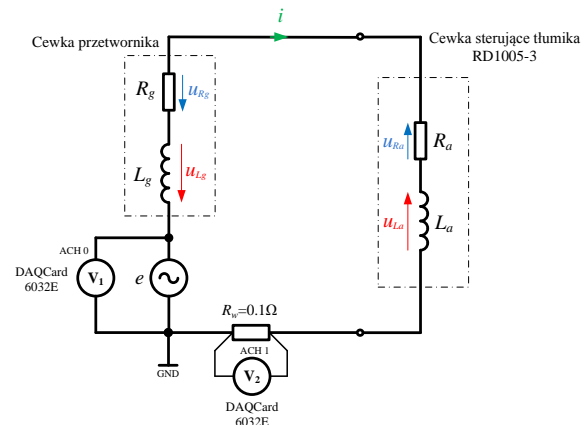
Rys. 5.17. Zależność współczynnika κ od przemieszczenia z

Przeprowadzono również badania obwodowe cewki przetwornika. Badania polegały na wyznaczeniu charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych oraz fazowo-częstotliwościowych dla obwodu elektrycznego cewki przetwornika w stanie zwarcia (zaciski cewki przetwornika połączone ze sobą) oraz przy połączeniu cewki przetwornika z cewką tłumika MR. Podczas badań cewkę przetwornika elektromechanicznego zasilano z zewnętrznego źródła energii elektrycznej wytwarzającego przebieg sinusoidalnie zmienny. Taki scenariusz badań wybrano z uwagi na zakres częstotliwości, w którym określano własności dynamiczne obwodu.

Eksperymenty podzielono na dwa etapy. W pierwszym etapie badano własności dynamiczne cewki przetwornika pracującej w stanie zwarcia (rys. 5.18), w drugim natomiast własności obwodu elektrycznego powstałego z połączenia cewki przetwornika i cewki tłumika MR (rys. 5.19).



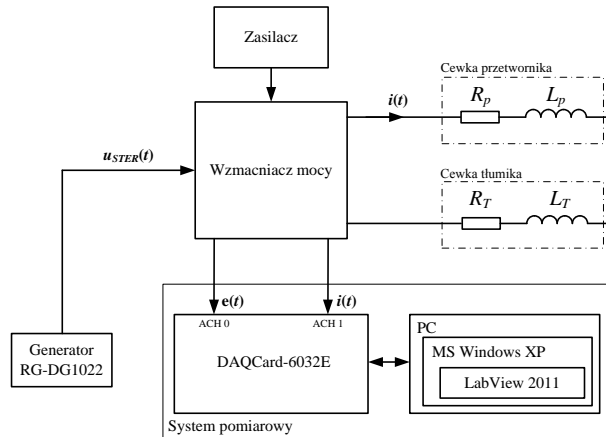
Rys. 5.18. Schemat układu do badań przetwornika drgań: stan zwarcia



Rys. 5.19. Schemat układu do badań przetwornika: stan obciążenia

Na rys. 5.20 pokazano stanowisko pomiarowe do badań cewki elektromechanicznego przetwornika drgań. Składa się ono z generatora RIGOL RG-DG1022, systemu pomiarowego oraz wzmacniacza mocy, którego dokumentację techniczną zamieszczono w załączniku A. Głównym elementem systemu pomiarowego jest karta pomiarowa DAQCard- 6032E firmy National Instruments (www.ni.com) komunikująca się z komputerem poprzez interfejs PCMCIA. Komputer pracował pod kontrolą systemu Windows XP z zainstalowanym oprogramowaniem

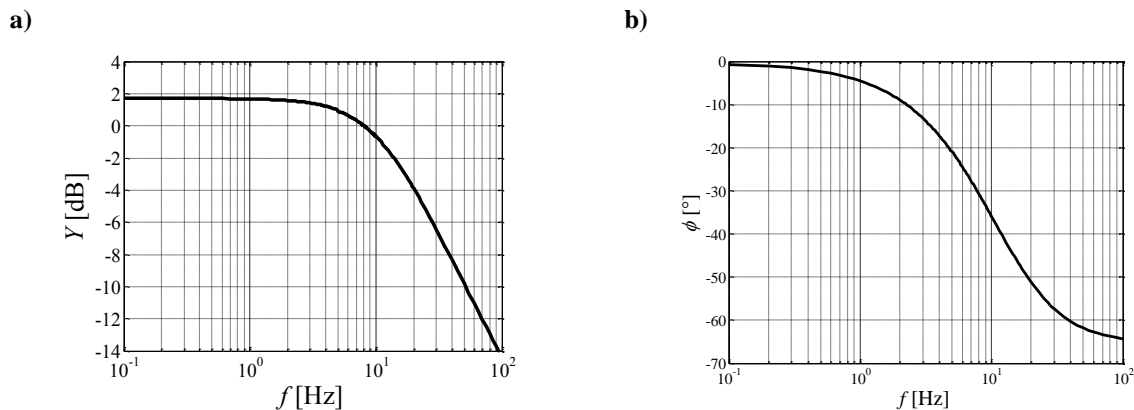
LabView 2011. Wzmacniacz mocy posiada wbudowane czujniki do pomiaru siły elektromotorycznej e oraz natężenia prądu i płynącego przez badany obwód. Mierzone wielkości zamieniane są na sygnały napięciowe $\pm 10V$ i próbkowane z częstotliwością 50 kHz. Generator RG-DG1022 wytwarza napięcie $u_{STER}(t)$ które steruje pracą wzmacniacza mocy.



Rys. 5.20. Stanowisko do badań obwodu cewki przetwornika

Na rys. 5.21a oraz 5.22a pokazano charakterystyki amplitudowo–częstotliwościowe admitancji Y badanych obwodów elektrycznych, którą obliczono na podstawie rów. 5.39, natomiast na rys. 5.21b oraz 5.22b charakterystyki fazowo–częstotliwościowe.

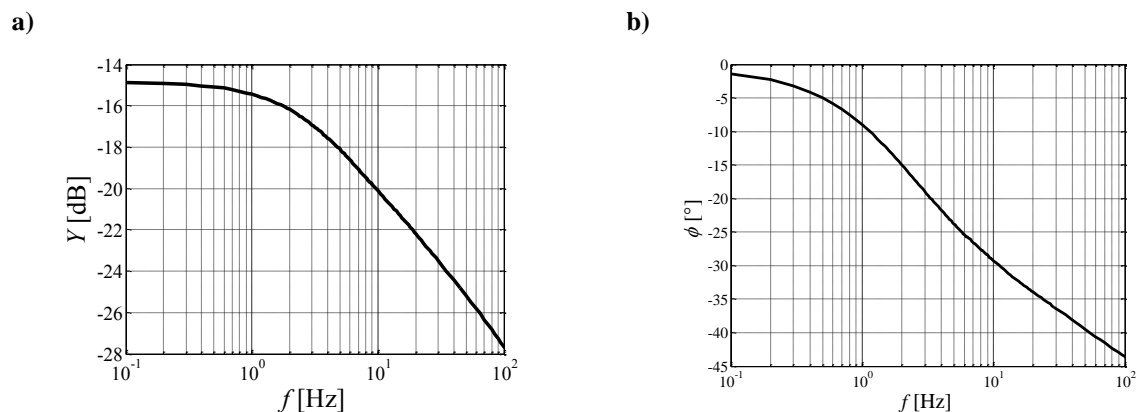
$$Y = 20 \log \frac{I_{RMS}}{U_{RMS}} \quad (5.39)$$



Rys. 5.21. Charakterystyki częstotliwościowe cewki przetwornika: a) amplitudowa, b) fazowa

Badania obwodowe cewki przetwornika pracującego w stanie zwarcia pokazały, że jej częstotliwość graniczna, zdefiniowana jako zmniejszenie admitancji Y o 3 dB wynosi 130 Hz. Zakres częstotliwości przy których admitancja Y nie zmienia się o więcej niż 1% wynosi $0 \div 20$ Hz. Dla częstotliwości granicznej przesunięcie fazowe wynosiło $\varphi = -42^\circ$. Nachylenie charakterystyki amplitudowo–częstotliwościowej za częstotliwością graniczną wynosi -14 dB/dek. Obliczona na podstawie badań impedancja Z dla częstotliwości poniżej 20 Hz wynosi

0.82 Ω . Badania obwodowe cewki przetwornika pokazują, że jej admitancja wewnętrzna Y jest stała w całym zakresie częstotliwości, w których badano układy redukcji drgań opisane w rozdziale 7. Na rys. 5.22 pokazano wyniki badań obwodu cewki przetwornika połączonej z cewką sterującą tłumika MR.



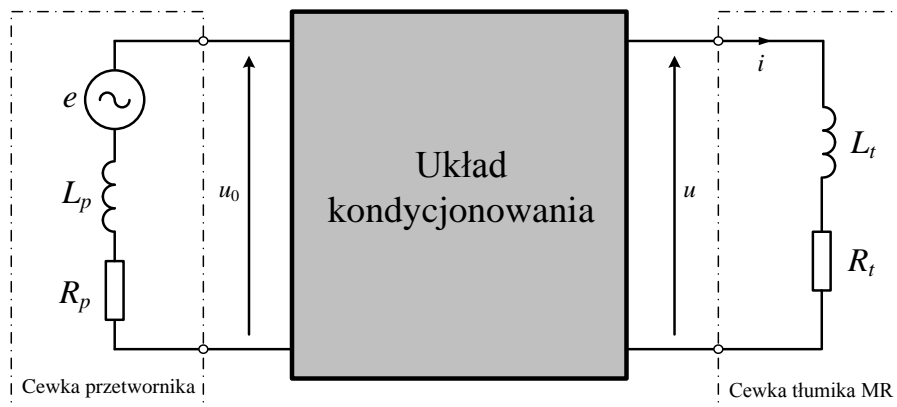
Rys. 5.22. Charakterystyki częstotliwościowe cewki przetwornika połączonej z cewką tłumika: **a)** amplitudowa, **b)** fazowa

Na charakterystyce 5.22a widać wyraźnie, że wartość częstotliwości granicznej uległa zmniejszeniu i wynosi 4.5 Hz. Zakres częstotliwości, w którym admitancja Y zmienia się nie więcej niż o 1 % zawiera się w przedziale $0 \div 0.5$ Hz. Dla częstotliwości granicznej przesunięcie fazowe wynosiło $\phi = -23^\circ$. Nachylenie charakterystyki za częstotliwością graniczną wynosi -8 dB/dek. Wyznaczona eksperymentalnie impedancja Z dla częstotliwości poniżej 0.5 Hz wynosi 5.6 Ω .

Przeprowadzone eksperymenty pokazują, że na własności dynamiczne badanego obwodu elektrycznego istotny wpływ mają własności dynamiczne cewki sterującej tłumika MR. Porównując charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe oraz fazowo-częstotliwościowe z podrozdziału 2.3.1 sporządzone dla cewki sterującej tłumika (rys. 2.36) z charakterystykami obwodu cewka przetwornika-cewka tłumika z rys. 5.22 widać, że cewka sterująca tłumika zmniejsza częstotliwość graniczną. Zmniejszenie wartości admitancji Y przy częstotliwościach powyżej 0.5 Hz powoduje zmniejszenie natężenia prądu i sterującego pracą tłumika MR przy tej samej amplitudzie siły elektromotorycznej indukowanej w elektromechanicznym przetworniku drgań. Fakt ten wpływa w istotny sposób na obniżenie skuteczności działania semiaktywnych układów redukcji drgań opisanych w rozdziale 7. Koniecznym staje się stosowanie odpowiednich układów kondycjonowania energii elektrycznej. Układy te są umieszczone pomiędzy przetwornikiem (źródłem energii elektrycznej) a tłumikiem MR (odbiorcą energii elektrycznej).

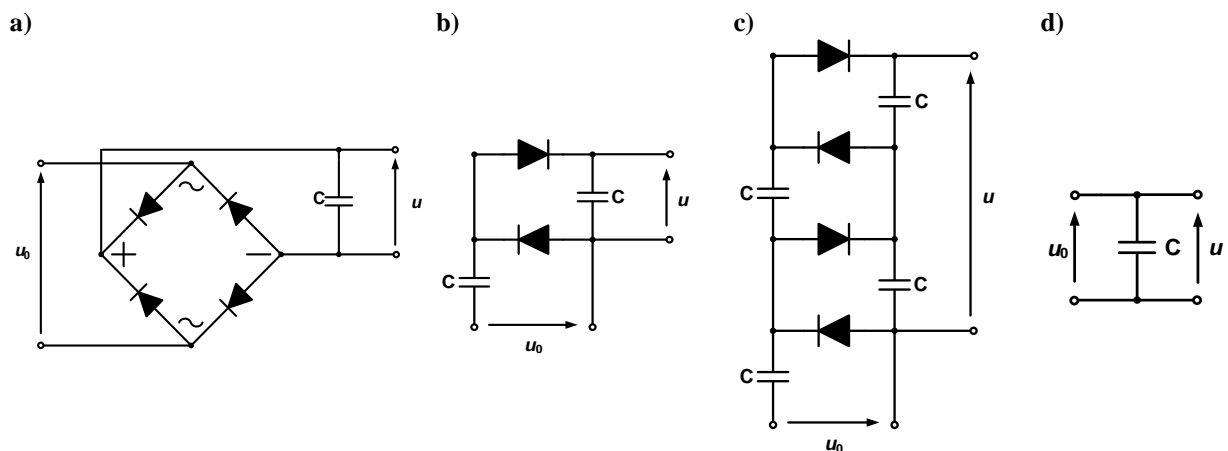
6. UKŁAD KONDYCJONUJĄCO-PRZETWARZAJĄCY

W tym rozdziale opisano budowę i zasadę działania układów kondycjonująco-przetwarzających. Przeprowadzona w rozdziałach 2 oraz 5 analiza częstotliwościowa cewki sterującej tłumika MR oraz cewki elektromechanicznego przetwornika drgań, wskazuje na konieczność poprawy skuteczności przekazywania energii elektrycznej ze źródła (elektromechaniczny przetwornik) do odbiornika (tłumik MR). W tym celu pomiędzy obwód cewki przetwornika a obwód cewki sterującej tłumika MR włączone są układy kondycjonowania energii elektrycznej. Schemat ideowy tego rozwiązania pokazany został na rys. 6.1. Układem kondycjonowania nazwano czwórnik elektryczny włączony pomiędzy źródło i odbiornik energii elektrycznej, którego zadaniem jest odpowiednie kształtowanie natężenia prądu płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR.



Rys. 6.1. Położenie układu kondycjonowania w obwodzie elektrycznym cewka przetwornika-cewka tłumika MR

W pracy rozważono cztery rodzaje układów kondycjonowania pokazane na rys. 6.2.



Rys. 6.2. Układy kondycjonowania: a) mostek Graetza, b) dwukrotny powielacz napięcia, c) czterokrotny powielacz napięcia, d) kondensator bipolarny

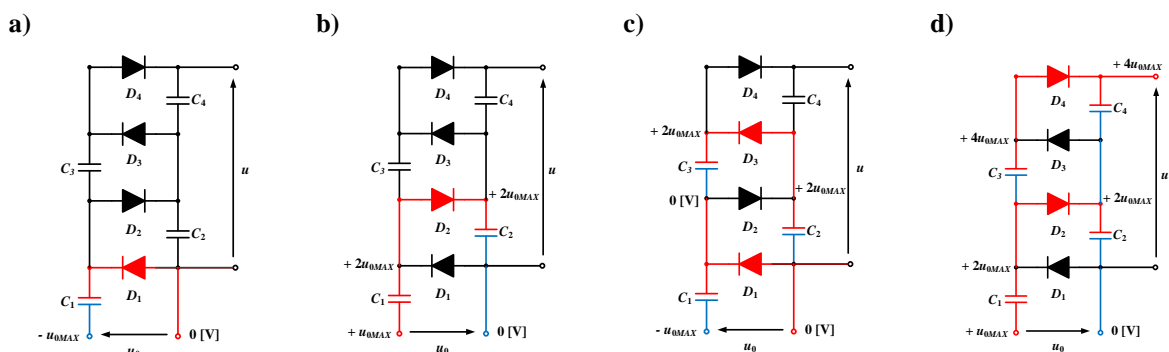
6.1. Układ z mostkiem Graetza

Pierwszym z testowanych układów kondycjonowania był mostek Graetza pokazany na rys. 6.2a. Aby ograniczyć spadki napięcia zastosowano diody Shottky'ego o symbolu STPS2L40U. Układ ten działa jak klasyczny dwupołówkowy prostownik napięcia. Gdy napięcie $u_0 > 0$ prąd płynie przez diody D1 i D4, gdy napięcie $u_0 < 0$ prąd płynie przez diody D2 i D3. Zatem przepływ prądu przez odbiornik odbywa się zawsze w jednym kierunku. Na połączonych anodach diod D2 i D4 jest potencjał „-” natomiast na połączonych katodach diod D1 i D3 potencjał „+”. Napięcie przekazywane do odbiornika energii u jest mniejsze od napięcia źródła u_0 o spadek napięcia na dwóch diodach Shottky'ego w stanie przewodzenia, czyli około 0.4 V. Na wyjściu mostka Graetza dołączono dodatkowy kondensator elektrolityczny o pojemności $C=4700 \mu\text{F}$, zmniejszający tętnienia prądu i płynącego przez cewkę tłumika MR.

Jak pokazują dotychczasowe badania cewki sterującej tłumika przedstawione w rozdziale 2.3.1. jej częstotliwość graniczna wynosi 6.3 Hz, podczas gdy badania układów redukcji drgań opisane w rozdziale 7 przeprowadzono dla częstotliwości zmieniających w przedziale (2,16) Hz. Bezpośrednie zasilanie cewki tłumika z elektromechanicznego przetwornika drgań napięciem sinusoidalnie zmiennym o zerowej wartości średniej powoduje znaczne zmniejszenie natężenia prądu i przy częstotliwościach powyżej częstotliwości granicznej. Zastosowanie prostownika dwupołówkowego pozwoliło uzyskać zmienne w czasie przebiegi natężenia prądu, którego wartość średnia jest większa od zera. Zwiększono tym samym średnią wartość natężenia prądu i płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR.

6.2. Układ z powielaczem napięcia

Kolejnymi badanymi układami są pokazane na rys. 6.2b i 6.2c obwody podwójnego i czterokrotnego powielacza napięcia. Mają one budowę kaskady Villarda zbudowanej na diodach Shottky'ego o symbolu STPS2L40U, oraz kondensatorach o pojemności $C=4700 \mu\text{F}$.



Rys. 6.3. Ilustracja zasady działania kaskady Villarda

Na rys. 6.3 zilustrowano zasadę działania kaskady Willarda o czterokrotnym powieleniu napięcia źródła. Zakładając, że napięcie wejściowe u_0 zmienia się w zakresie $+U_{0MAX} \div -U_{0MAX}$ cykl pracy kaskady podzielić można na 4 etapy. W pierwszym etapie napięcie wejściowe u_0 przyjmuje wartość $-U_{0MAX}$ dioda D_1 przechodzi w stan przewodzenia i kondensator C_1 ładowany jest ze źródła napięcia U_{0MAX} . W kolejnym etapie napięcie wejściowe przyjmuje wartość $+U_{0MAX}$, dioda D_1 przechodzi w stan zaporowy, natomiast napięcie wejściowe sumuje się z napięciem na kondensatorze C_1 , dioda D_2 przechodzi w stan przewodzenia i kondensator C_2 ładowany jest napięciem o wartości $2U_{0MAX}$. Trzeci etap to ponowna zmiana napięcia wejściowego na przeciwne ($-U_{0MAX}$). Dioda D_1 przechodzi w stan przewodzenia powodując zmniejszenie napięcia na kondensatorze C_1 do wartości U_{0MAX} . Dioda D_2 przechodzi w stan zaporowy, natomiast dioda D_3 w stan przewodzenia i kondensator C_3 ładowany jest do napięcia $2U_{0MAX}$. W ostatnim cyklu napięcie wejściowe u_0 przyjmuje wartość $+U_{0MAX}$, diody D_1 i D_3 przechodzą w stan zaporowy a napięcie na kondensatorze C_2 wzrasta do wartości $2U_{0MAX}$. Napięcia na kondensatorach C_1 i C_3 sumują się do wartości $4U_{0MAX}$. Dioda D_4 przechodzi w stan przewodzenia ładując kondensator C_4 napięciem $4U_{0MAX}$.

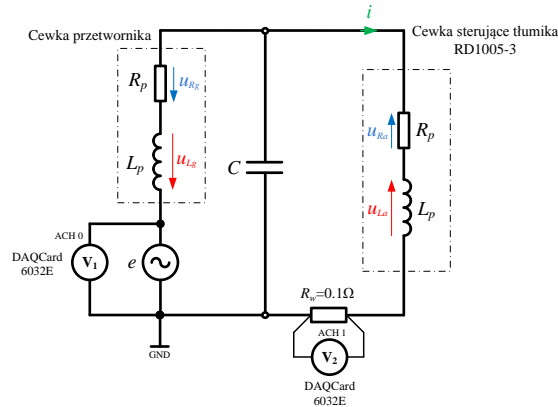
6.3. Układ z kondensatorem bipolarnym

Ostatnim układem kondycjonowania energii elektrycznej jest pokazany na rys. 6.2d kondensator bipolarny. Na rys. 6.4 pokazano schemat układu pomiarowego dla obwodu wykorzystującego ten rodzaj układu kondycjonowania. Równoległe połączenie kondensatora z cewką tłumika MR powoduje że dla siły elektromotorycznej e o wysokich częstotliwościach mniejsza on wartość natężenia prądu i płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR. Reaktancja pojemnościowa idealnego kondensatora wyraża się wzorem (Bolkowski 2005):

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (6.1)$$

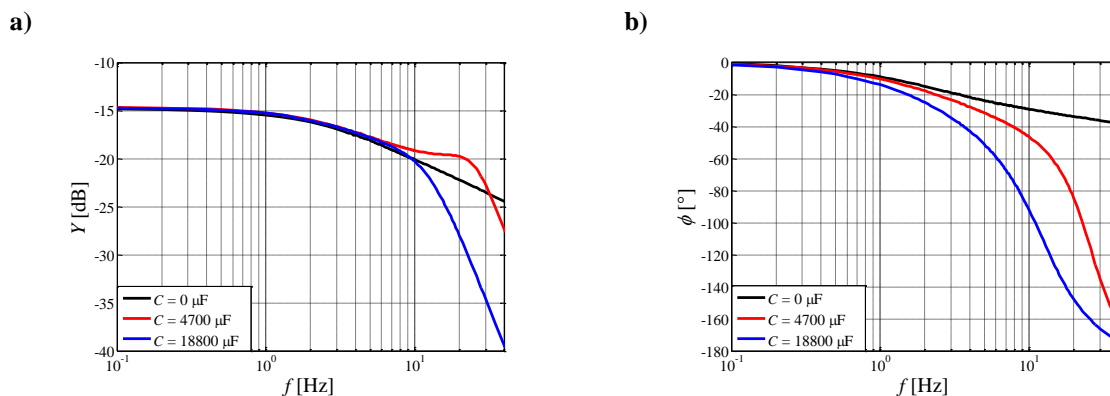
Zatem przy częstotliwości $f \rightarrow 0$ reaktancja pojemnościowa $X_C \rightarrow \infty$, a kondensator stanowi przerwę w obwodzie elektrycznym. Cała energia wytworzona w elektromechanicznym przetworniku drgań przekazywana jest do cewki sterującej tłumika MR. Przy wzroście częstotliwości reaktancja pojemnościowa X_C maleje i coraz większa część prądu zaczyna płynąć przez kondensator, zmniejsza się tym samym wartość natężenia prądu płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR.

Badania tego typu układu kondycjonowania przeprowadzono dla pojedynczego kondensatora o pojemności $C=4700 \mu\text{F}$ oraz przy czterech równolegle połączonych kondensatorach dających sumaryczną pojemność $C=18800 \mu\text{F}$. Do badań użyto układu pomiarowego pokazanego na rys. 5.20 i opisanego w podrozdziale 5.3.



Rys. 6.4. Schemat do badań obwodu elektrycznego cewka przetwornika-cewka tłumik MR z kondensatorem

Na rys. 6.5 pokazano charakterystyki częstotliwościowe obwodu cewka przetwornika-cewka sterująca tłumika MR bez układu kondycjonowania oraz z układem kondycjonowania wyposażonym w kondensator bipolarny (rys. 6.2d) o pojemności $C=4700 \mu\text{F}$ i $C=18800 \mu\text{F}$.

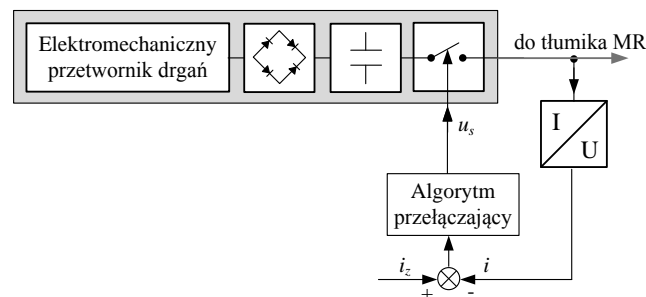


Rys. 6.5. Charakterystyki częstotliwościowe cewki generatora połączonej z cewką sterującą tłumika RD-1005-3 i kondensatorami: a) amplitudowa, b) fazowa

Analizując charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową (rys. 6.5a) widać że zastosowanie kondensatora o pojemności $C = 18800 \mu\text{F}$ w zakresie częstotliwości (0.1, 10) Hz nie zmienia wartości impedancji Y , powyżej 10 Hz nachylenie charakterystyki w porównaniu z obwodem bez układu kondycjonowania jest większe. Skutkuje to mniejszymi wartościami natężenia prądu płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR. Zastosowanie zespołu kondensatorów o sumarycznej pojemności $4700 \mu\text{F}$ w zakresie (0.1, 8) Hz nie zmienia wartości impedancji Y , w zakresie (7, 30) Hz zwiększa wartość impedancji Y w stosunku do obwodu bez układu kondycjonowania, natomiast powyżej 30 Hz wartość impedancji jest mniejsza. Dla częstotliwości $f = 40 \text{ Hz}$ przesunięcie fazowe ϕ (rys. 6.5b) dla pojemności $C = 0$, $C = 4700 \mu\text{F}$ oraz $C = 18800 \mu\text{F}$ wynosi odpowiednio $\phi = -38^\circ$, $\phi = -163^\circ$, $\phi = -174^\circ$.

6.4. Układ stabilizacji prądu

W pracy przeprowadzono również badania układów przetwarzających energię elektryczną zgodnie z założonym algorytmem sterowania. Algorytmy te oraz zasadę ich działania opisano szerzej w rozdziale 7. Sterowanie pracą tłumika MR zgodnie z założonym algorytmem wymagało budowy specjalnego układu przetwarzającego energię elektryczną pochodzącą z elektromechanicznego przetwornika drgań. Układ ten miał za zadanie stabilizowanie wartości natężenia prądu i płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR. Na rysunku 6.6 pokazano schemat blokowy układu stabilizacji prądu.



Rys. 6.6. Schemat blokowy układu stabilizacji prądu w cewce tłumika MR.

Napięcie wytworzone przez elektromechaniczny przetwornik drgań jest prostowane w dwupołkowym prostowniku zrealizowanym jako mostek Graetz'a. Do budowy prostownika zastosowano diody Shottky'ego o symbolu STPS2L40U. Za prostownikiem znajduje się zespół kondensatorów elektrolitycznych mających za zadanie eliminację tętnień napięcia wyjściowego. Tak przetworzone napięcie doprowadzono na wejście klucza elektronicznego zrealizowanego na układzie AQV251. Sygnał sterujący pracą klucza u_s jest napięciowym sygnałem cyfrowym, przyjmującym wartości: $u_{sw} = 3.3 V$ (załączenie klucza) oraz $u_{sn} = 0 V$ (wyłączenie klucza). W układzie dokonywany jest pomiar natężenia prądu płynącego przez cewkę sterującą. Wykorzystano do tego celu przetwornik prąd-napięcie zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym AD620 i rezystorze wzorcowym o wartości $R_i = 0.1 \Omega$ (rys C.3 w załączniku C). Stabilizację prądu płynącego przez cewkę sterującą tłumika zrealizowano poprzez algorytm przełączający dany równ. 6.2 w którym porównywana jest aktualna wartość natężenia prądu i z wartością zadaną i_z .

$$u_s = \begin{cases} u_{sw} & i < i_z \\ u_{sn} & i \geq i_z \end{cases} \quad (6.2)$$

Rolą opisanych w niniejszym rozdziale układów kondycjonowania energii elektrycznej oraz układów przetwarzających energię elektryczną (stabilizujących natężenie prądu) jest poprawa skuteczności działania układów redukcji drgań stosowanych w aplikacjach opisanych w rozdziale 7. W przypadku układów kondycjonowania zastosowano pasywne elementy elektroniczne modyfikujące amplitudę, przesunięcie fazowe, kształt oraz wartość średnią sygnału elektrycznego zasilającego tłumik MR. Zadaniem układów przetwarzających energię elektryczną było odwzorowanie zadanego przebiegu natężenia prądu płynącego przez cewkę sterującą tłumika. Wartość zadana natężenia prądu i_z obliczana jest przez zewnętrzne algorytmy sterowania opisanych w podrozdziałach 7.1.2 i 7.2.2.

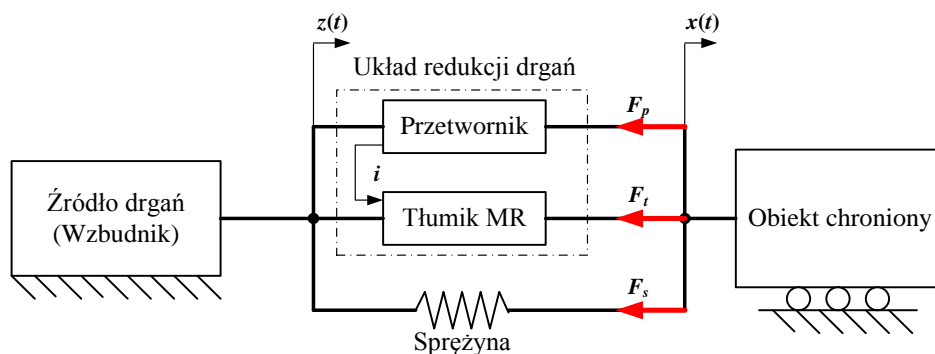
Opisane w rozdziale 6 układy kondycjonująco-przetwarzające były przedmiotem artykułów pt: „*Badania laboratoryjne układów kondycjonowania sygnału generatora elektromagnetycznego do zasilania tłumika magnetoreologicznego*” (Rosół i inni 2010), „*Charakterystyki semiaktywnego układu redukcji drgań z odzyskiem energii*” (Sapiński i inni 2011) oraz „*Badania laboratoryjne modelu semiaktywnego zawieszenia z odzyskiem energii*” (Sapiński i inni 2011).

7. PRZYKŁADOWE APLIKACJE

Rozdział 7 poświęcono wybranym aplikacjom mechanicznym, w których zastosowano układ redukcji drgań z tłumikiem MR i elektromechanicznym przetwornikiem energii. Rozważono dwa układy mechaniczne o jednym i dwóch stopniach swobody (1DOF i 2DOF). Przedstawiono modele matematyczne, wyniki symulacji komputerowych, stanowiska badawcze, badania laboratoryjne oraz wybrane algorytmy sterowania.

7.1. Układ o jednym stopniu swobody

Układ 1DOF składa się z obiektu chronionego przed drganiami mechanicznymi o masie m oraz połączonej z nim sprężyny o współczynniku sprężystości k . Energia mechaniczna pochodząca z zewnętrznego źródła (wzбудnik) przekazywana jest poprzez sprężynę na obiekt chroniony. W układach tych występują dodatkowe siły oporu zamieniające energię mechaniczną zmagazynowaną przez obiekt chroniony (energia kinetyczna) oraz sprężynę (energia potencjalna) na energię cieplną. Dostarczona do układu oraz zmagazynowana w układzie energia mechaniczna wywołuje ruch drgający obiektu chronionego. Aby zmniejszyć energię drgającego układu 1DOF, pomiędzy obiekt chroniony a źródło energii mechanicznej jest wprowadzany układ redukcji drgań, którego zadaniem jest rozproszenie części zmagazynowanej energii. Na rys. 7.1 schemat blokowy układu 1 DOF.



Rys. 7.1. Schemat blokowy układu 1DOF.

7.1.1. Model matematyczny

Układ 1DOF składa się ze wzbudnika będącego źródłem drgań mechanicznych, obiektu chronionego przed drganiami, sprężyny umieszczonej pomiędzy wzbudnikiem a obiektem oraz układu redukcji drgań. Układ redukcji drgań tworzą: tłumik MR RD-1005-3 i elektromechaniczny przetwornik drgań opisany w rozdziale 5. Sprężyna, przetwornik oraz tłumik MR umieszczone są równolegle w łańcuchu kinematycznym, oddziałując odpowiednio siłami sprężystości F_S , oporów przetwornika F_P , tłumienia F_T , zarówno na obiekt chroniony jak również wzbudnik drgań mechanicznych. Układ wprawiany jest w ruch liniowy poprzez wymuszenie kinematyczne z . Przekazana przez wzbudnik do układu energia magazynowana jest przez sprężynę w formie energii potencjalnej oraz przez obiekt chroniony w formie energii kinetycznej, rozpraszana przez tłumik MR oraz przetwarzana na energię elektryczną przez elektromechaniczny przetwornik drgań. Harmoniczne przemieszczenie z wywołuje drgający ruch x obiektu chronionego przed drganiami.

Do modelowania siły tłumienia F_T wytwarzanej przez tłumik MR użyto modeli: Bingham, Spencera oraz opisanego funkcjami hiperbolicznymi, które przedstawiono w rozdziale 2.2.2. Siła oporów przetwornika F_P zależy od natężenia prądu w cewce. Prąd ten oddziałuje z polem magnetycznym wytwarzanym przez układ magnesów trwałych powodując powstanie zmiennych w czasie sił. Siła F_P jest proporcjonalna do wartości natężenia prądu zgodnie ze równ. 7.1:

$$F_P = \chi \cdot i \quad (7.1)$$

Modelując siłę oporu przetwornika F_P pominięto dodatkowe siły oddziaływania układu magnesów z obudową przetwornika oraz siły oporu w łożyskach liniowych przetwornika. Ruch układu magnesów względem cewki przetwornika powoduje indukowanie się w niej siły elektromotorycznej. Połączone cewki przetwornika i tłumika MR tworzą obwód elektryczny, w którym siła elektromotoryczna wywołuje przepływ prądu o natężeniu i . Stosując opisane w rozdziale 5.2 uproszczone modele elektromechanicznego przetwornika energii obciążonego cewką tłumika, obwód elektryczny rozpatruje się jako szeregowe połączenie źródła siły elektromotorycznej oraz dwóch dwójników RL. Model nie uwzględnia zjawisk związanych z prądami wirowymi indukowanymi w obwodzie magnetycznym przetwornika oraz tłumika MR oraz zakłada liniowość modelowanego obwodu elektrycznego.

Model układu 1DOF z tłumikiem MR opisanym:

Modelem Binghama

$$\begin{cases} y = x - z \\ F_T = f_c \cdot \text{sgn } \dot{y} + C_0 \dot{y} + f_0 \\ F_P = \chi \cdot i \\ \ddot{x} = \frac{1}{m} [-ky - F_P - F_T] \\ \frac{di}{dt} = \frac{1}{(L_P + L_T)} [-\kappa \dot{y} - (R_P + R_T) i] \end{cases} \quad (7.2)$$

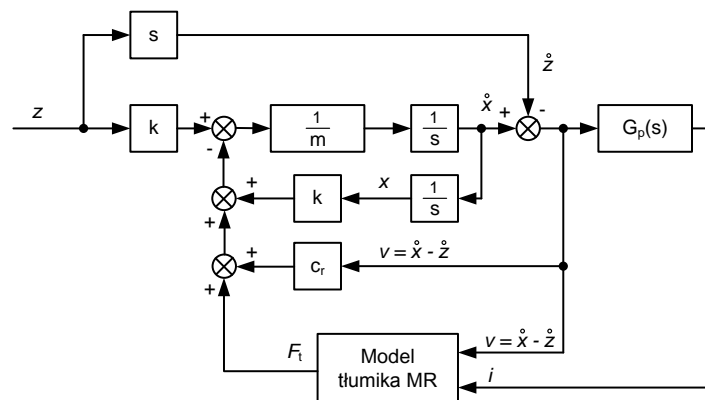
Modelem z funkcjami hiperbolicznymi

$$\begin{cases} y = x - z \\ F_T = F_0 \cdot \text{tgh}[\beta(\dot{y} + p_1 \cdot y)] + C_1 \cdot (\dot{y} + p_2 y) \\ F_P = \chi \cdot i \\ \ddot{x} = \frac{1}{m} [-ky - F_P - F_T] \\ \frac{di}{dt} = \frac{1}{(L_P + L_T)} [-\kappa \dot{y} - (R_P + R_T) i] \end{cases} \quad (7.3)$$

Modelem Spencera:

$$\begin{cases} y = x - z \\ \dot{w} = -\gamma |\dot{y} - \dot{q}| \cdot |w| \cdot w - \beta (\dot{y} - \dot{q}) |w|^2 + A (\dot{y} - \dot{q}) \\ \dot{q} = \frac{1}{c_0 + c_1} [\alpha w + c_0 \dot{y} + k_0 (y - q)] \\ F_T = -c_1 \dot{q} - k_1 (y - y_0) \\ F_P = \chi \cdot i \\ \ddot{x} = \frac{1}{m} [-ky - F_P - F_T] \\ \frac{di}{dt} = \frac{1}{(L_P + L_T)} [-\kappa \dot{y} - (R_P + R_T) i] \end{cases} \quad (7.4)$$

Modele układu 1DOF opisane równ. 7.2 ÷ 7.4 zaimplementowano w środowisku MATLAB/Simulink (rys. 7.2).



Rys. 7.2. Schemat blokowy modelu układu 1DOF

Przedstawione w niniejszym rozdziale modele matematyczne oraz wyniki ich symulacji opisano również w (Sapiński i in. 2010, Snamina i Sapiński 2011, Sapiński i in. 2011).

7.1.2. Sterowanie

Jednym z najczęściej opisywanych w literaturze i stosowanych w praktyce sposobów sterowania drganiami w układach mechanicznych jest zastosowanie algorytmu sterowania typu „Sky-hook”. (Assadsangabi i inni 2009; Goncalves i Ahmadian 2002; Kowal 1996; Martynowicz 2006; Michalczyk i Cieplak 1999; Nabagło 2006; Sapiński 2004; Sapiński 2006; Sapiński i Martynowicz 2007; Snamina i inni 2009)

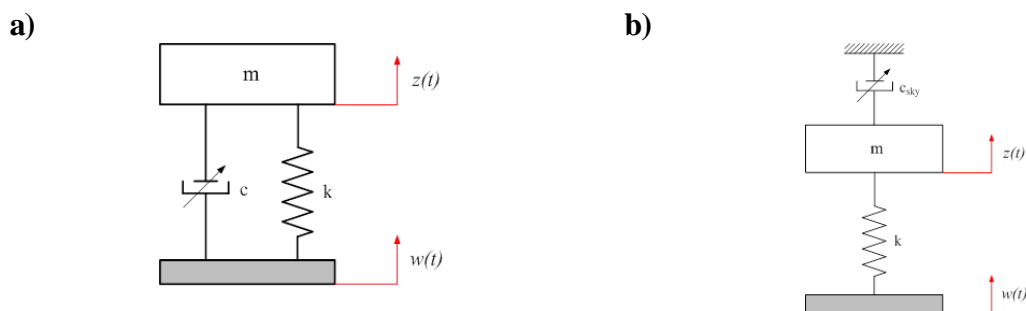
Algorytm „Sky-hook” został opracowany w oparciu o teorię sterowania optymalnego. W pracy (Karnopp 1995) jako kryterium jakości wibroizolacji przyjęto funkcjonal 7.5.

$$J = E(x - x_0)^2 + \rho \cdot E(\ddot{x})^2 \quad (7.5)$$

Zgodnie z dalszymi rozważaniami dla wymuszenia w postaci białego szumu optymalne prawo sterowania dla układu mechanicznego 1 DOF przyjmuje postać wyrażoną równ. 7.6.

$$F = -k \cdot (x - x_0) - c \cdot \dot{x} \quad (7.6)$$

Strukturę układu mechanicznego 1DOF, w której tłumik wiskotyczny realizuje prawo sterowania zgodnie z równ. 7.6 pokazano na rys. 7.3a. Aby siła tłumienia tłumika wiskotycznego odpowiadała równ. 7.6 jeden z jego końców musi być zamocowany do obiektu chronionego przed drganiami, drugi zaś do inercyjnego układu odniesienia. Należy przy tym zwrócić uwagę, że takie położenie tłumika jest tylko i wyłącznie zabiegiem myślowym pozwalającym zobrazować strukturę mechaniczną układu ze sterowaniem typu „Sky-hook”. W aplikacjach, w których obiekt chroniony zmienia swoje położenie nie tylko w kierunku ruchu wywołanym drganiami (np. pojazdy), nie ma fizycznej możliwości zamocowania jednego z końców tłumika w inercyjnym układzie odniesienia. W większości przypadków tłumik znajduje się pomiędzy obiektem chronionym a źródłem drgań mechanicznych (rys. 7.3b). Zadaniem algorytmu sterowania typu „Sky-hook” jest wytworzenie takiego sygnału sterującego tłumikiem połączonym ze źródłem drgań (rys. 7.3b), aby wytwarzana przez niego siła tłumienia F_T odpowiadała sile tłumienia tłumika zamocowanego w inercyjnym układzie odniesienia (rys. 7.3a).



Rys. 7.3. Struktura układu mechanicznego 1DOF z tłumikiem umieszczonym pomiędzy obiektem chronionym i: **a)** źródłem drgań mechanicznych, **b)** inercyjnym układem odniesienia.

Zgodnie z wcześniejszymi rozważaniami algorytm sterowania „Sky-hook” sprowadza strukturę układu mechanicznego o jednym stopniu swobody z tłumikiem umieszczonym pomiędzy obiektem chronionym a źródłem drgań mechanicznych (rys. 7.3a) do struktury układu mechanicznego, w której tłumik zamocowany jest w inercyjnym układzie odniesienia (rys. 7.3b).

Równania dynamiczne ruchu układów mechanicznych z rys. 7.3a i 7.3b mają postać:

$$m\ddot{x} + c(\dot{x} - \dot{z}) + k(x - z) = 0 \quad (7.7)$$

$$m\ddot{x} + c_{sky}\dot{x} + k(x - z) = 0 \quad (7.8)$$

Siłę tłumienia F_{sky} tłumika wiskotycznego zamocowanego w inercyjnym układzie odniesienia wyraża wzór:

$$F_{sky} = -c_{sky}\dot{x} \quad (7.9)$$

Natomiast siła tłumienia F_T tłumika wiskotycznego umieszczonego między obiektem chronionym a źródłem drgań wyraża się wzorem:

$$F_T = -c(\dot{x} - \dot{z}) \quad (7.10)$$

Zgodnie z założeniami algorytmu „Sky-hook” siły tłumienia obu tłumików muszą być sobie równe dla każdej chwili czasowej, stąd współczynnik tłumienia wiskotycznego wyraża się wzorem:

$$c = c_{sky} \frac{\dot{x}}{\dot{x} - \dot{z}} \quad (7.11)$$

W dotychczasowych rozważaniach zakładano, iż w układzie z rys. 7.3a znajduje się tłumik wiskotyczny o sterowanym zgodnie z algorytmem „Sky-hook” współczynniku tłumienia c . Aby w praktyce wytworzyć siłę równą sile tłumienia tłumika wiskotycznego zamocowanego w inercyjnym układzie odniesienia należy zastosować odpowiedni element sterowany, którego charakterystyka może odbiegać od charakterystyki idealnego tłumika wiskotycznego. Elementami sterowanymi mogą być siłowniki (elektryczne, hydrauliczne oraz pneumatyczne) stosowane w układach aktywnych oraz sterowane tłumiki (hydrauliczne, MR, ER) stosowane w układach semiaktywnych. Dalsze rozważania zostaną ograniczone do zastosowania algorytmu „Sky-hook” do sterowania tłumikami MR.

Moc siły wytwarzanej przez tłumik sterowany zgodnie z algorytmem „Sky-hook” wyraża rów. 7.12.

$$P_{mech} = -c_{sky}\dot{x}(\dot{x} - \dot{z}) \quad (7.12)$$

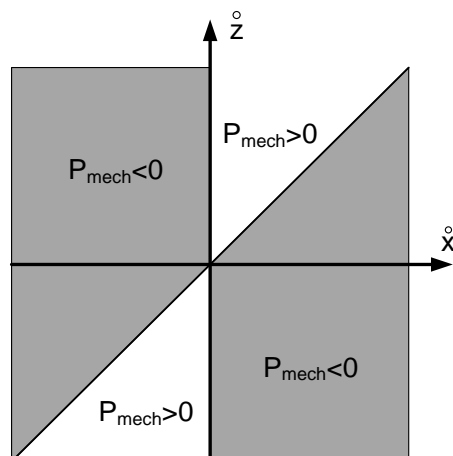
Moc jest odbierana od układu mechanicznego, gdy spełniony jest następujący warunek:

$$\dot{x}(\dot{x} - \dot{z}) > 0 \quad (7.13)$$

natomiast musi być dostarczana do układu mechanicznego, gdy spełniony jest warunek:

$$\dot{x}(\dot{x} - \dot{z}) \leq 0 \quad (7.14)$$

Obszary dostarczania i odbioru energii od układu można zobrazować na płaszczyźnie prędkości obiektu \dot{x} oraz prędkości wymuszenia układu \dot{z} (rys. 7.4).



Rys. 7.4. Obszary doprowadzania i odprowadzania energii w układzie mechanicznym

Ponieważ tłumik MR nie jest w stanie dostarczyć energii do układu mechanicznego ($P_{\text{mech}} < 0$), konieczna jest modyfikacja algorytmu sterowania typu „Sky-hook”, aby można było go zastosować w semiaktywnym układzie redukcji drgań. W chwilach czasowych, w których energia powinna być dostarczana do układu mechanicznego (warunek 7.14) sygnał sterujący przyjmuje zerową wartość, aby siła tłumienia F_T tłumika MR była minimalna. Siła tłumienia F_T tłumika MR sterowanego zgodnie ze zmodyfikowanym algorytmem „Sky-hook” dla układu semiaktywnego wyraża się wzorem:

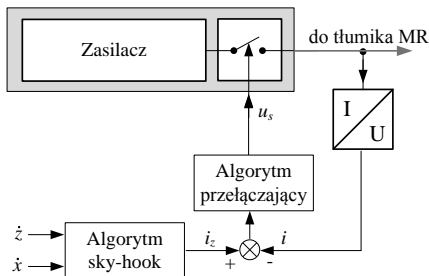
$$F_T = \begin{cases} -c_{sky}\dot{x} & \dot{x}(\dot{x} - \dot{z}) > 0 \\ 0 & \dot{x}(\dot{x} - \dot{z}) \leq 0 \end{cases} \quad (7.15)$$

Rów. 7.15 definiuje wymaganą wartość siły, którą powinien wytworzyć tłumik MR. Aby uzyskać założoną wartość siły F_T , natężenie prądu płynącego w cewce tłumika powinno wynosić:

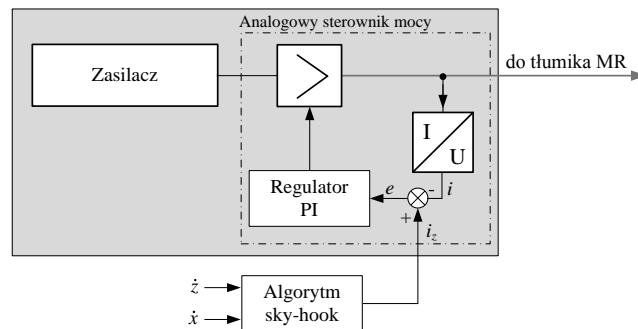
$$i = \begin{cases} b_i|\dot{x}| & \dot{x}(\dot{x} - \dot{z}) > 0 \\ 0 & \dot{x}(\dot{x} - \dot{z}) \leq 0 \end{cases} \quad (7.16)$$

Wyniki badań eksperymentalnych układu mechanicznego 1DOF z tłumikiem MR sterowanym zgodnie z algorytmem „Sky-hook” przedstawiono w podrozdziale 7.1.5.4. Przy realizacji układu sterowania przyjęto założenie, że cewka tłumika MR może być zasilana zarówno przez elektromechaniczny przetwornik drgań (odzyskaną z drgań mechanicznych energią elektryczną) jak również przez zasilacz (zewnętrzne źródło energii elektrycznej). Aby zrealizować koncepcję sterowania cewki tłumika prądem o natężeniu zgodnym z obliczonym przez algorytm „Sky-hook”, korzystając z energii odzyskanej przez przetwornik wykorzystano opisany w rozdziale 6 i przedstawiony na rys. 6.6 układ stabilizacji prądu. Algorytm „Sky-hook” oblicza na podstawie

rów. 7.16 zadaną wartość natężenia prądu i_z , natomiast algorytm przełączający działający zgodnie z rów. 6.2 wytwarza odpowiedni sygnał napięciowy u_s sterującym kluczem elektronicznym. Jego zadaniem jest dołączanie o odłączanie cewki tłumika MR do przetwornika. W przypadku zasilania cewki tłumika MR z zewnętrznego źródła energii zbudowano dwa warianty układów sterowania (rys. 7.5 i 7.6) różniące się sposobem przekazywania energii do tłumika.



Rys. 7.5. Schemat blokowy układu stabilizacji prądu w wariancie 1



Rys. 7.6. Schemat blokowy układu stestabilizacji prądu w wariancie 2

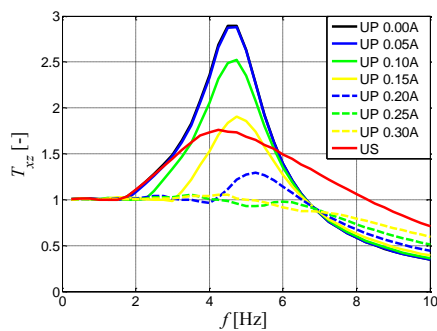
Wariant 1 układu sterowania pokazany na rys. 7.5 był zbudowany w analogiczny sposób do układu sterowania przy zasilaniu z elektromechanicznego przetwornika energii (rys. 6.6). Energia elektryczna z zasilacza wytwarzającego napięcie dostarczana była do cewki tłumika MR za pośrednictwem klucza elektronicznego. Pracą klucza sterował algorytm przełączający realizowany zgodnie z rów. 6.2.

Wariant 2 układu sterowania był zbudowany w oparciu o analogowy sterownik mocy, którego rolą było dostarczenie do tłumika zadanego na wejściu sterownika natężenia prądu elektrycznego, który ma płynąć w cewce sterującej. Układ zrealizowano przy użyciu scalonego wzmacniacza mocy OPA549, przetwornika prąd-napięcie oraz wzmacniaczy operacyjnych realizujących analogowy regulator typu PI (rys. C.2 w załączniku C). Analogowy sterownik mocy (rys C.1 w załączniku C) był zasilany z zasilacza wytwarzającego napięcie stałe o wartości 12 V.

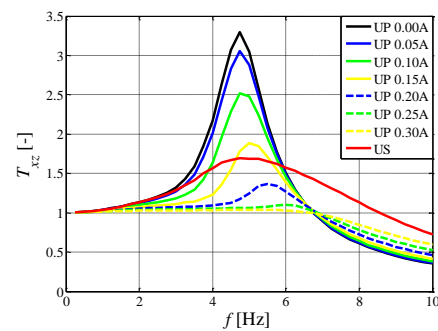
7.1.3. Symulacje komputerowe

Symulacje komputerowe opisanych w podrozdziale 7.1.1 modeli matematycznych układu 1DOF wykonane zostały w pakiecie MATLAB/Simulink. Sygnałem wymuszającym było przemieszczenie $z(t) = z_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ o amplitudzie $z_0 = 3.5$ mm i częstotliwości f zmieniającej się w przedziale (0.25, 10) Hz z krokiem co 0.25 Hz. Czas wykonywania symulacji wynosił 10 s, a maksymalny krok symulacji ustawiono na 0.001 s. Symulacje umożliwiły wyznaczenie następujących wielkości fizycznych: przemieszczenia obiektu x , prędkości v_z, v_x, v_{xz} siły elektromotorycznej e , napięcia u oraz natężenia prądu i , siły tłumienia F_T , siły sprężystości F_S , siły bezwładności F_B , przebiegu chwilowej mocy elektrycznej p_{el} oraz chwilowej mocy mechanicznej p_{mech} . Podczas symulacji obliczono współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} zdefiniowany zgodnie z równ. A.1. Na rys. 7.7a,b,c przedstawiono wyniki symulacji komputerowych w postaci charakterystyk częstotliwościowych współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} modeli matematycznych układu 1DOF zawierających trzy modele tłumika MR: Bingham, Spencera oraz opisanego funkcjami hiperbolicznymi. Wyniki symulacji odniesiono do wyników badań laboratoryjnych (rys. 7.7d) opisanych w podrozdziale 7.1.5.

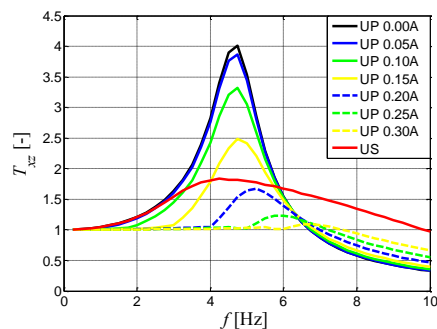
a)



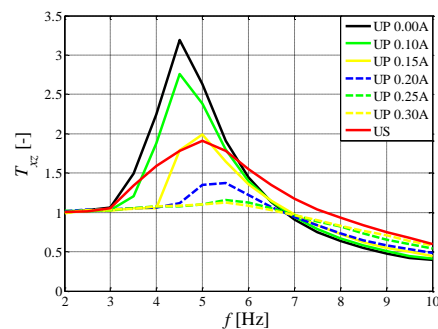
b)



c)



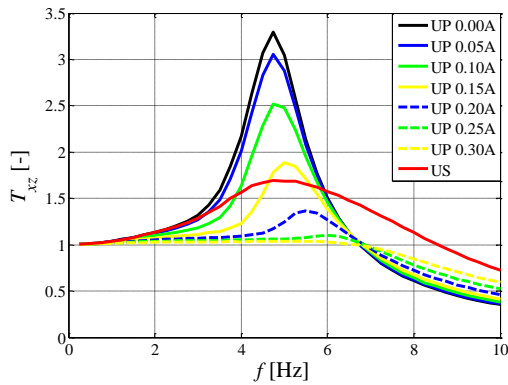
d)



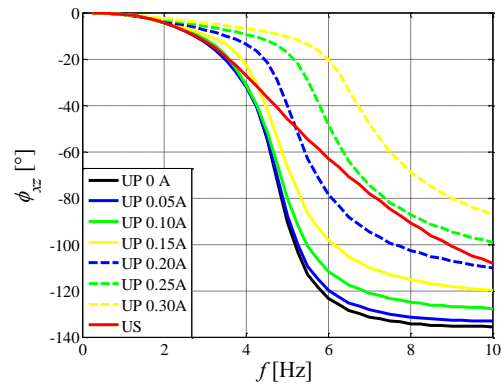
Rys. 7.7. Współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} układu 1DOF z modelem:

a) Bingham, b) hiperbolicznym, c) Spencera, d) uzyskany z pomiaru.

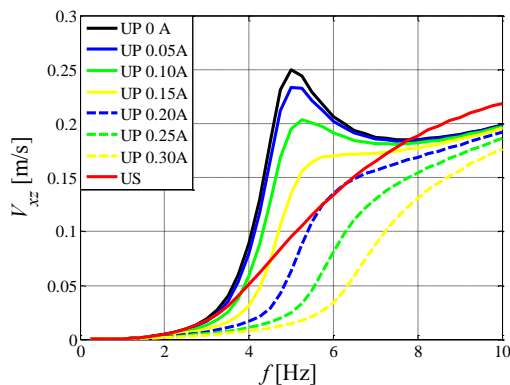
Do dalszych rozważań wybrano model układu 1DOF z hiperbolicznym modelem tłumika MR. Model hiperboliczny tłumika MR użyty w symulacjach daje najlepszą zgodność współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} (rys. 7.7b) z wynikami uzyskanymi eksperymentalnie (rys. 7.7d). Również analiza pozostałych wielkości fizycznych uzyskanych w wyniku symulacji komputerowych pokazuje, że model ten najdokładniej odzwierciedla własności układu 1DOF.



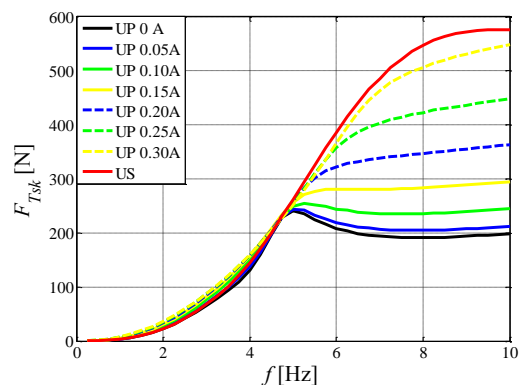
Rys. 7.8. Współczynnik przenoszenia drgań T_{xz}



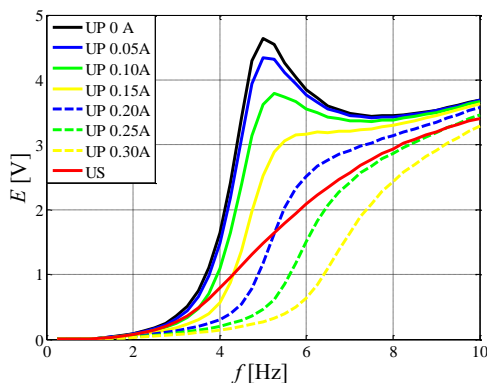
Rys. 7.9. Przesunięcie fazowe ϕ_{xz}



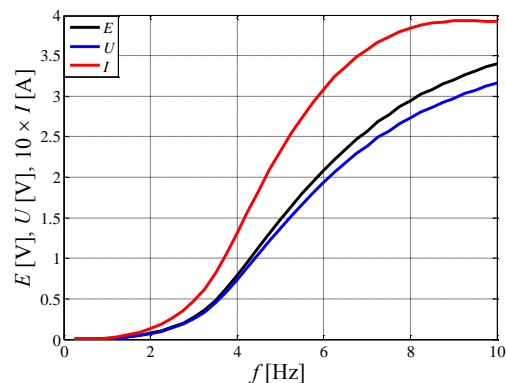
Rys. 7.10. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości V_{xz}



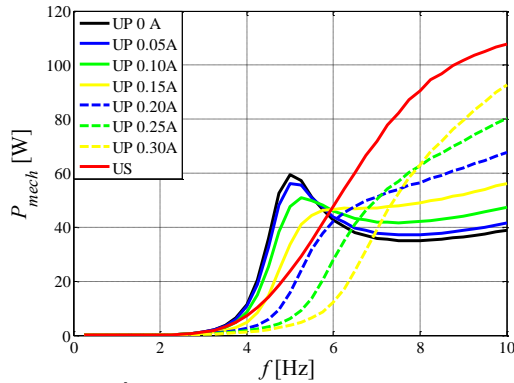
Rys. 7.11. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T



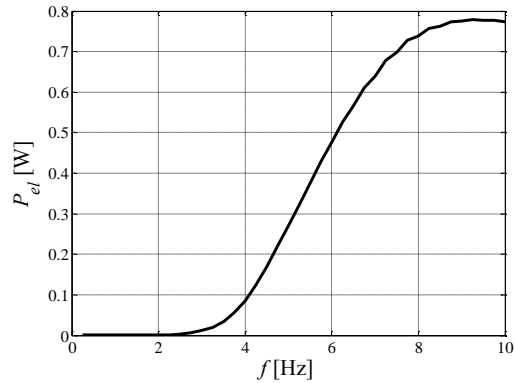
Rys. 7.12. Wartość skuteczna siły elektromotorycznej E



Rys. 7.13. Wartość skuteczna siły elektromotorycznej E , napięcia U oraz natężenia prądu I



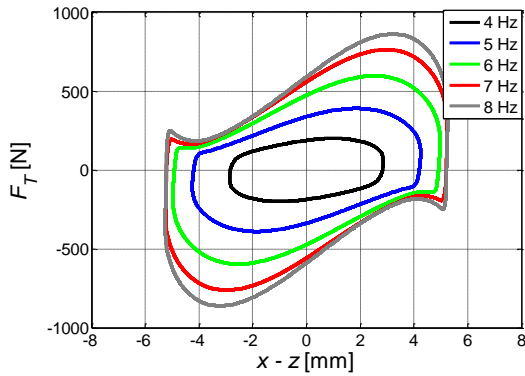
Rys. 7.14. Średnia moc P_{mech} rozpraszana przez tłumik



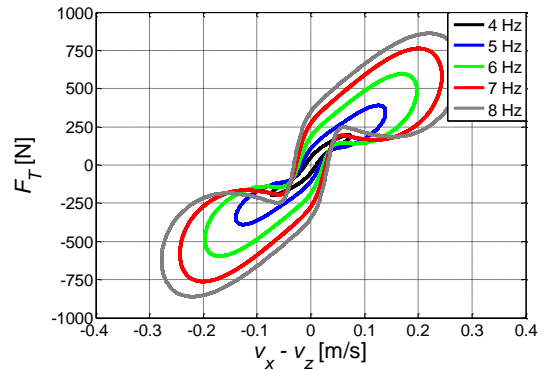
Rys. 7.15. Moc czynna P_{el} dostarczana przez przetwornik

Na rys. 7.8 przedstawiono charakterystykę współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} . Przy braku prądu w cewce tłumika MR (układ UP 0.00A), współczynnik przenoszenia drgań osiąga maksymalną wartość równą $T_{xz} = 3.3$ przy częstotliwości rezonansowej wynoszącej $f_r = 4.75$ Hz. Przepływ stałego prądu przez cewkę sterującą tłumika MR powoduje zmniejszenie wartości współczynnika T_{xz} w rezonansie. Jednocześnie zaobserwowano, że częstotliwość, przy której występuje zjawisko rezonansu f_r , przesuwa się w kierunku wyższych wartości. Po przekroczeniu natężenia prądu 0.25 A na charakterystyce częstotliwościowej nie obserwuje się przewyższenia rezonansowego. Wszystkie charakterystyki uzyskane przy założeniu, że tłumik MR zasilany jest z zewnętrznego źródła napięcia, wywołującego przepływ stałego w czasie natężenia prądu (układy UP) przecinają się przy częstotliwości 6.75 Hz. Zatem zwiększenie natężenia prądu powoduje zmniejszenie współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} w przedziale częstotliwości $f \in (0.25, 6.75)$ Hz, i jego zwiększeniem przy częstotliwościach większych od 6.75 Hz. Gdy cewka tłumika jest zasilana przez przetwornik (układ US) napięciem przemiennym, wartość współczynnika przenoszenia drgań wynosi $T_{xz} = 1.7$ przy częstotliwości rezonansowej wynoszącej $f_r = 5$ Hz. Jest ona mniejsza niż w przypadku układu pasywnego zasilanego prądem $I = 0.15$ A (układ UP 0.15A). Wartości współczynnika przenoszenia drgań są mniejsze niż dla układu bez zasilania (układ UP 0.00A) w przedziale częstotliwości $f \in (0.25, 6)$ Hz. Dla częstotliwości wyższych niż 6 Hz układ US wykazuje najwyższy współczynnik przenoszenia drgań spośród symulowanych układów. Na rys. 7.9 przedstawiona została charakterystyka przesunięcia fazowego między przemieszczeniami x i z . Przesunięcie fazowe wynosiło $\varphi_{xz} = -90^\circ$ dla częstotliwości przy której na charakterystyce współczynnika przenoszenia drgań (rys. 7.8) występuje rezonans. Przy braku zasilania cewki sterującej dla częstotliwości 10 Hz przesunięcie fazowe wynosi $\varphi_{xz} = -135^\circ$. Dla układu US przy częstotliwości rezonansowej przesunięcie fazowe wynosiło $\varphi_{xz} = -45^\circ$, natomiast dla częstotliwości 10 Hz wynosiło $\varphi_{xz} = -110^\circ$. Analizując charakterystyki częstotliwościowe z rys. 7.10 i rys. 7.12 widać, że wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{xz} odpowiadają

wartościom skutecznym siły elektromotorycznej E indukowane w przetworniku. Wartość siły elektromotorycznej E dla układów 0.00A, UP 0.05A, UP 0.10A osiąga maksimum przy częstotliwości rezonansowej, dla pozostałych układów maksymalna wartość siły elektromotorycznej E osiągana jest przy częstotliwości 10 Hz. Wszystkie charakterystyki pokazane na rys. 7.11 pokazują, że wzrost częstotliwości w przedziale (0.25, 5) Hz powoduje wzrost wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_T . W przypadku układów UP 0.00A i UP 0.05A wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T maleje w przedziale częstotliwości (5, 8) Hz i nieznacznie rośnie w przedziale (8, 10) Hz. W przypadku pozostałych układów powyżej częstotliwości 5 Hz wartość średniokwadratowa siły rośnie, lecz wzrost tej siły wraz ze zwiększeniem częstotliwości jest wyraźnie mniejszy. Takie zachowanie związane jest z wyraźnie mniejszym wzrostem wartości lub zmniejszeniem średniokwadratowej różnicy prędkości V_{xz} po przekroczeniu częstotliwości 5 Hz co jest widoczne na rys. 7.10. Wartość skuteczną siły elektromotorycznej E , napięcia U oraz natężenia prądu I dla układu US rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia (rys. 7.13.). Po przekroczeniu częstotliwości 4 Hz zaobserwować można różnicę pomiędzy wartością skuteczną siły elektromotorycznej E a wartością skuteczną napięcia U . Dla częstotliwości 10 Hz różnica ta wynosi 0.3 V i jest spowodowana spadkiem napięcia na impedancji wewnętrznej elektromechanicznego przetwornika drgań. Rosnąca wraz z częstotliwością impedancja obwodu elektrycznego będącego szeregowym połączeniem cewki sterującej tłumika MR z cewką elektromechanicznego przetwornika drgań sprawia, że w zakresie częstotliwości (9, 10) Hz nie obserwuje się wzrostu wartości skutecznej natężenia prądu I pomimo wzrostu wartości skutecznej napięcia U . Na rys. 7.14 pokazano średnią moc mechaniczną rozpraszaną przez tłumik MR. W przypadku zasilania cewki sterującej tłumika natężeniem prądu do 0.1 A maksymalna moc rozpraszana przez tłumik obserwowana jest przy częstotliwości rezonansowej, w przypadku pozostałych układów maksymalna moc rozpraszana jest przy częstotliwości 10 Hz. Dla układu w którym przetwornik zasila tłumik MR (układ US) maksymalna moc dyssypacji tłumika MR wynosi 108 W przy maksymalnej mocy czynnej prądu elektrycznego dostarczanego do jego cewki sterującej wynoszącej 0.77 W. Na rys. 7.16 i 7.17 przedstawione zostały zależności siły tłumienia tłumika F_T od odpowiednio przemieszczenia względnego $x - z$ oraz prędkości względnej $v_x - v_z$ gdy tłumik MR zasilany jest z elektromechanicznego przetwornika energii drgań. Przebiegi czasowe symulowanych wielkości przedstawiono w załączniku B.1.1 (rys. B.1 ÷ B.4).



Rys. 7.16. Zależność siły tłumienia F_T od różnicy przemieszczeń $x-z$; układ US



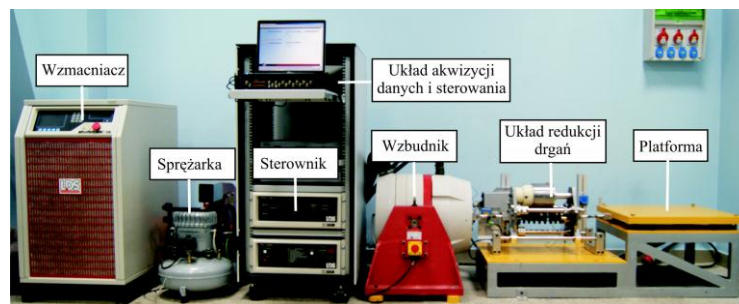
Rys. 7.17. Zależność siły tłumienia F_T od różnicy prędkości $v_x - v_z$; układ US

7.1.4. Stanowisko badawcze

Niniejszy podrozdział poświęcono opisowi stanowiska badawczego, na którym przeprowadzono badania układu 1DOF. Pokazano budowę stanowiska badawczego oraz układu redukcji drgań jak również opisano układ pomiarowo-sterujący. Prezentowane stanowisko było przedmiotem publikacji (Sapiński i in 2011).

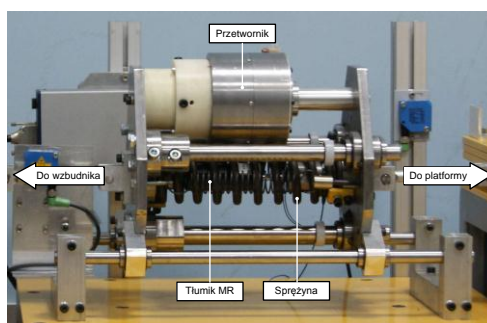
Na rys. 7.18 pokazano widok stanowiska badawczego. Składa się ono elektromagnetycznego wzbudnika drgań LDS V780 (www.bksv.com), platformy stanowiącej obiekt chroniony przed drganiami oraz układu redukcji drgań pokazanego na rys. 7.19.

Wzbudnik drgań jest zasilany przez wzmacniacz LDS HPA-K, z którym współpracuje sterownik LDS Dactron Laser USB. Sterownik wzbudnika połączony jest poprzez interfejs USB z komputerem pracującym pod kontrolą systemu operacyjnego Windows XP z zainstalowanym oprogramowaniem Dactron Shaker Control. Przyspieszenie rdzenia wzbudnika mierzone jest przez akcelerometr 353B33 firmy PCB Piezotronics (www.pcbpiezotronics.eu) połączony ze sterownikiem LDS Dactron Laser USB. Sterowanie pracą wzbudnika odbywa się zatem w pętli sprzężenia zwrotnego. Bazą dla całego stanowiska jest sztywna stalowa rama przytwierdzona na stałe do podłoża. Do górnej części ramy przytwierdzono płyty, do których przymocowano prowadnice liniowe dla platformy oraz układu redukcji drgań. Układ prowadnic ma zapewnić precyzyjne prowadzenie oraz jak najmniejsze dodatkowe siły oporu przemieszczających się elementów. Platforma o masie $m = 103$ kg jest przymocowana do liniowych łożysk poruszających się po prowadnicach. Może ona wykonywać ruch liniowy w zakresie ± 40 mm. Platforma przymocowana jest również za pomocą łącznika z przegubami kulowymi z płytą układu redukcji drgań.



Rys. 7.18. Widok stanowiska

Budowę układu redukcji drgań pokazano na rys. 7.19. Elementy układu redukcji drgań przymocowane są do dwóch płyt. Do pierwszej płyty przymocowano na stałe trzy prowadnice liniowe, do drugiej zaś trzy łożyska liniowe poruszające się po prowadnicach. Dzięki temu układowi prowadzenia płyty te mogą wykonywać ruch liniowy względem siebie zapewniając osiowe prowadzenie elementów układu redukcji drgań. Pomiedzy ruchomymi płytami zamocowano w osi układu redukcji drgań tłumik MR typu RD1005-3, a na zewnątrz tłumika sprężynę o współczynniku sprężystości $k = 90000$ N/m oraz przetwornik, którego oś jest przesunięta w stosunku do osi układu redukcji drgań. Do zewnętrznych stron płyt układu redukcji drgań są przymocowane łączniki z przegubami kulowymi, jeden łączący układ redukcji drgań ze wzbudnikiem, drugi łączący układ redukcji drgań z platformą. Tłoczyisko tłumika MR jest przymocowane do płyty układu redukcji drgań poprzez piezoelektryczny czujnik siły PCB Piezotronics typu 208C03.

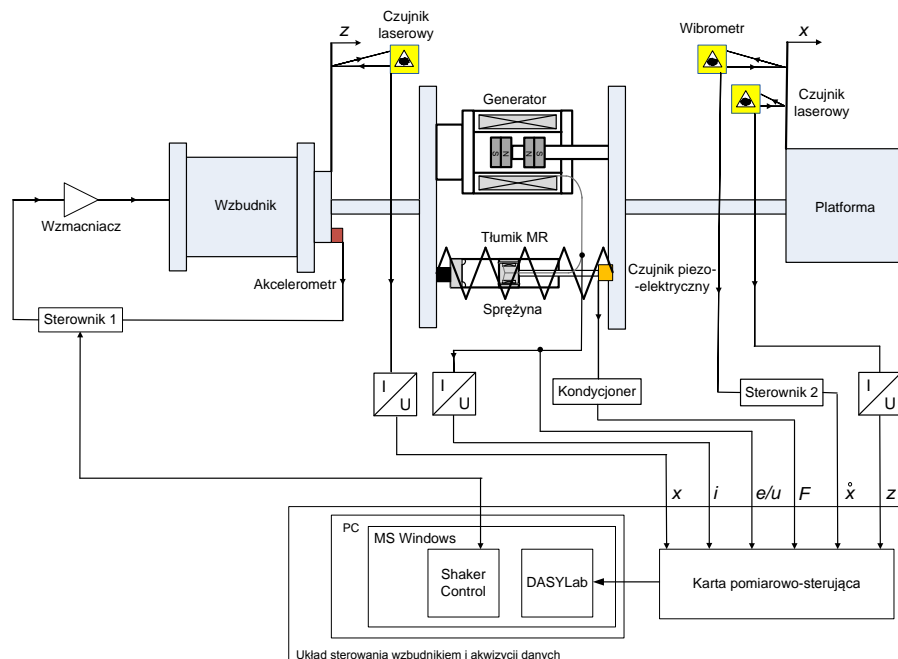


Rys. 7.19. Układ redukcji drgań

Schemat układu pomiarowo-sterującego stanowiska pokazano na rys. 7.20. Układ ten składa się z: układu wytwarzania drgań mechanicznych oraz układu pomiarowego. Układ wytwarzania drgań mechanicznych zawiera: wzbudnik drgań V780 firmy LDS, wzmacniacz HPA-K, sterownik Dactron Laser USB oraz akcelerometr piezoelektryczny 353B33 firmy PCB Piezotronics. Układ pomiarowy stanowiska składa się z karty DAQPad-6052E firmy National Instruments oraz czujników wielkości mechanicznych wraz z układami kondycjonowania sygnałów. Umożliwia on rejestrację następujących wielkości fizycznych: przemieszczenia z stanowiącego wymuszenie, przemieszczenia platformy x , prędkości platformy \dot{x} , siły tłumika MR F_T , napięcia na zaciskach

przetwornika u (siły elektromotorycznej e) oraz natężenia prądu płynącego przez cewkę sterującą tłumika i . Przemieszczenia mierzono laserowymi czujnikami FT50 RLA 70 firmy Sensopart (www.sensopart.com). Pomiaru prędkości ruchu platformy dokonano przy użyciu wibrometru laserowego OFV-505 z kontrolerem OFV 5000 firmy Polytec (www.polytec.com). Siłę wytwarzaną przez tłumik MR mierzono piezoelektrycznym czujnikiem siły 208C03 współpracującym z kondycjonerem sygnału 480B21 firmy PCB Piezotronics (www.pcbpiezotronics.eu). Natężenia prądu elektrycznego przetwarzano na napięcie za pomocą przetwornika prądowo-napięciowego zawierającego rezystor wzorcowy $R_i = 0.1 \Omega$ oraz wzmacniacz operacyjny AD620 firmy Texas Instruments, którego schemat zamieszczono w załączniku C (rys. C.3).

Wszystkie mierzone wielkości fizyczne przetwarzano na sygnały napięciowe o zakresie $\pm 10 \text{ V}$ i doprowadzono do wejść karty pomiarowej. Częstotliwość próbkowania dla każdego wejścia wynosiła 1 kHz . Karta pomiarowa była połączona za pomocą interfejsu IEEE 1394 (firewire) z komputerem pracującym pod kontrolą systemu operacyjnego Windows XP z zainstalowanym oprogramowaniem DASYLab w wersji 10.0.



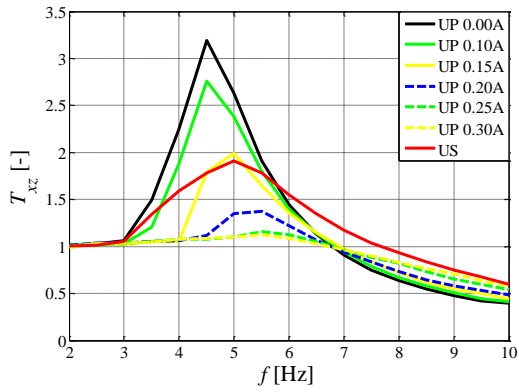
Rys. 7.20. Schemat układu pomiarowo-sterującego stanowiska

7.1.5. Badania laboratoryjne

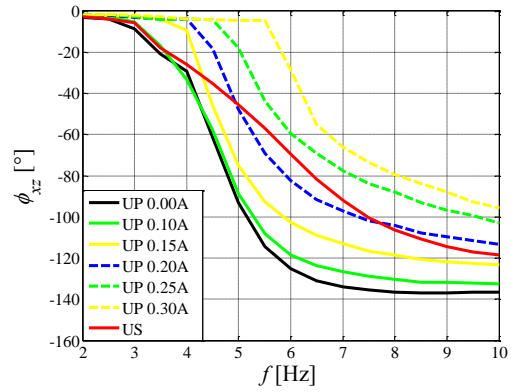
Badania układu mechanicznego 1DOF przeprowadzono na opisanym w podrozdziale 7.1.4 stanowisku badawczym. Wymuszeniem powodującym ruch układu mechanicznego było wytwarzane przez wzбудnik sinusoidalnie zmienne przemieszczenie $z = z_0 \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ o amplitudzie $z_0 = 3.5$ mm i częstotliwości zmienianej w zakresie $f \in (2, 10)$ Hz z krokiem co 0.25 Hz. Za każdym razem w czasie pomiaru utrzymywana była stała zadana częstotliwość, a układ mechaniczny wykonywał ruch drgający przez 30 s. Pomiar wielkości fizycznych dokonywany był przez okres 10 s i rozpoczynał się w momencie zaniku stanów przejściowych w układzie (około 10 s po rozpoczęciu ruchu zadaną częstotliwością). Na podstawie zmierzonych wielkości fizycznych obliczono, w oparciu o wzory z załącznika A, inne wielkości umożliwiające analizę własności układu 1DOF takie jak: współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} (rów. A.1), przesunięcie fazowe φ_{xz} między przemieszczeniami x i z (rów. A.4), średnia wartość mocy mechanicznej P_{mech} rozpraszanej przez tłumik MR (rów. A.8), moc czynna P_{el} prądu elektrycznego dostarczanego przez przetwornik drgań do tłumika MR (rów. A.11) oraz wartości średniokwadratowe i skuteczne odpowiednich wielkości fizycznych wyrażone rów. A.7. Wyniki przeprowadzonych badań laboratoryjnych podzielono na 5 podrozdziałów. W podrozdziale 7.1.5.1 przedstawiono badania układu 1DOF, w którym tłumik MR zasilany jest z zewnętrznego źródła napięcia oznaczone, jako układy UP oraz układu, w którym tłumik MR jest zasilany bezpośrednio z przetwornika oznaczonej jako US. W podrozdziale 7.1.5.2 opisano badania układu 1DOF, w którym pomiędzy elektromechanicznym przetwornikiem drgań a tłumikiem MR zastosowano opisane w rozdziale 6 układy kondycjonowania. Były nimi: mostek Graetza (układ US MSG) oraz powielacze napięć podwójny (układ US PN2) i czterokrotny (układ US PN4). Podrozdział 7.1.5.3 poświęcono układowi 1DOF, w którym zrealizowano sprzężenie zwrotne od prędkości względnej v_{xz} , przy czym cewka tłumika MR zasilana była z zewnętrznego źródła energii poprzez sterownik mocy. W podrozdziale 7.1.5.4 pokazano wyniki badań układów 1DOF sterowanych zgodnie z algorytmem „Sky-hook” gdzie cewka tłumika MR zasilana była zarówno z elektromechanicznego przetwornika jak również z zewnętrznego źródła energii.

7.1.5.1. Układy z odzyskiem energii

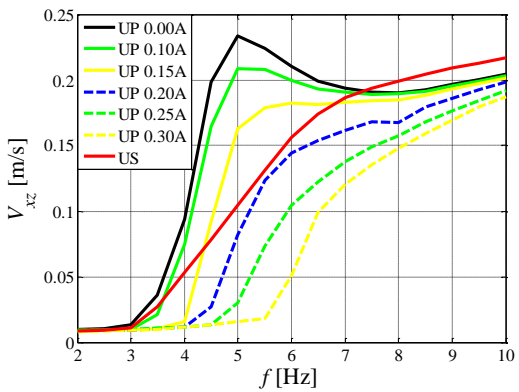
Na rys. 7.21 ÷ 7.28 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe badanego układu mechanicznego 1DOF. Przedstawiają one wyniki badań układu, w którym: tłumik MR nie był zasilany (układ UP 0.00A), tłumik MR był zasilany z zewnętrznego źródła energii, które wywoływało przepływ stałego w czasie natężenia prądu elektrycznego zmienianego w zakresie 0.1 ÷ 0.3 A z krokiem co 0.05 A (układy UP 0.10A, UP 0.15A, UP 0.20A, UP 0.25A oraz UP 0.30A), tłumik MR był zasilany z przetwornika (układ US).



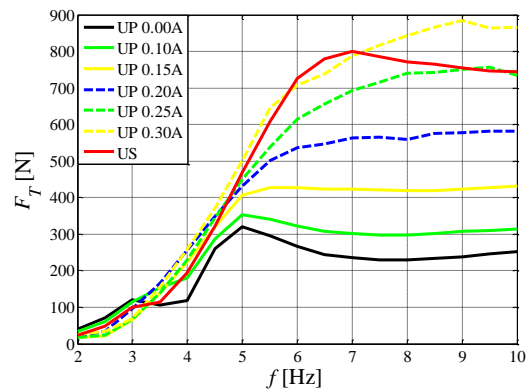
Rys. 7.21. Współczynnik przenoszenia drgań T_{xz}



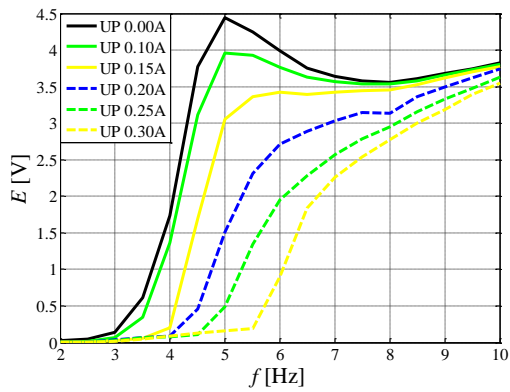
Rys. 7.22. Przesunięcie fazowe ϕ_{xz}



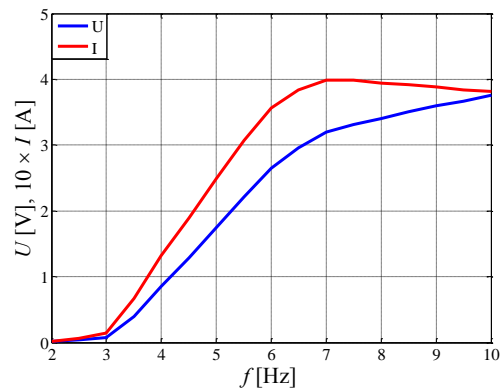
Rys. 7.23. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości V_{xz}



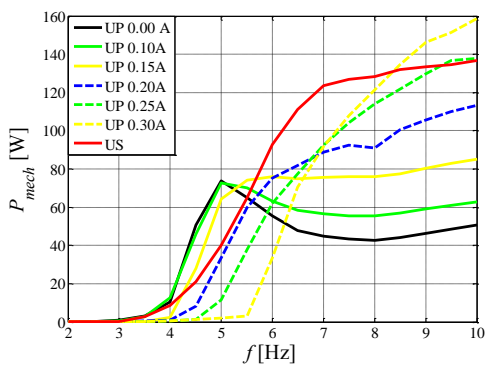
Rys. 7.24. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T



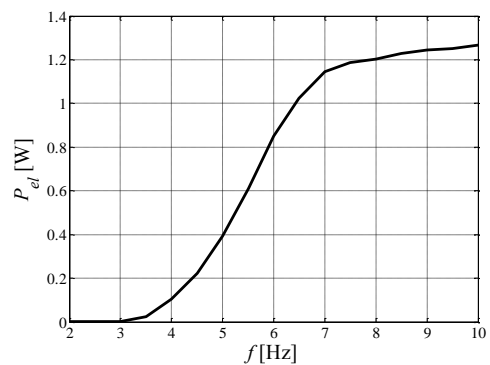
Rys. 7.25. Wartość skuteczna siły elektromotorycznej E



Rys. 7.26. Wartość skuteczna napięcia U oraz natężenia prądu I



Rys. 7.27. Średnia moc P_{mech} rozpraszana przez tłumik



Rys. 7.28. Moc czynna P_{el} dostarczana przez przetwornik

Tabela 7.1. Wartości badanych wielkości przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz częstotliwości f_{max} .

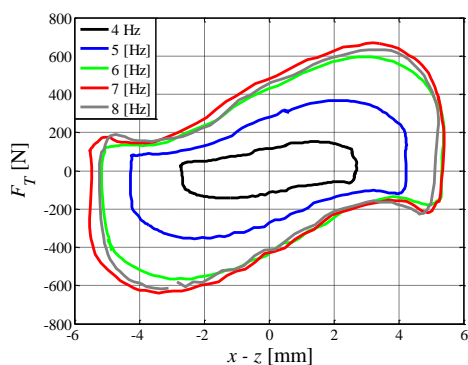
		T_{xz} [-]	φ_{xz} [°]	V_{xz} [m/s]	F_T [N]	E [V]	U [V]	I [A]	P_{mech} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_r = 4.5$ Hz	3.192	- 61	0.199	260	3.78	-	-	50.8	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.393	- 137	0.205	252	3.83	-	-	50.8	-
UP 0.10A	$f_r = 4.5$ Hz	2.756	- 58	0.209	286	3.11	-	-	46	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.412	-132	0.203	314	3.8	-	-	62.8	-
UP 0.15A	$f_r = 5$ Hz	1.993	-75	0.163	408	3.06	-	-	64.2	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.443	- 123	0.201	431	3.78	-	-	85.2	-
UP 0.20A	$f_r = 5.5$ Hz	1.372	- 69	0.124	502	2.32	-	-	59.8	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.486	- 113	0.199	581	3.74	-	-	113.4	-
UP 0.25A	$f_r = 5.5$ Hz	1.159	- 44	0.074	539	1.35	-	-	37.8	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.541	- 103	0.192	734	3.63	-	-	137.7	-
UP 0.30A	$f_r = 5.5$ Hz	1.128	- 5	0.018	647	0.19	-	-	3	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.58	-96	0.187	867	3.54	-	-	158.7	-
US	$f_r = 5$ Hz	1.907	- 46	0.105	468	-	1.74	0.25	40	0.39
	$f_{max} = 10$ Hz	0.599	- 119	0.217	744	-	3.75	0.38	136.9	1.27

Tabela 7.2. Przedziały częstotliwości, w których badane układy zmniejszają wartość współczynnika T_{xz} .

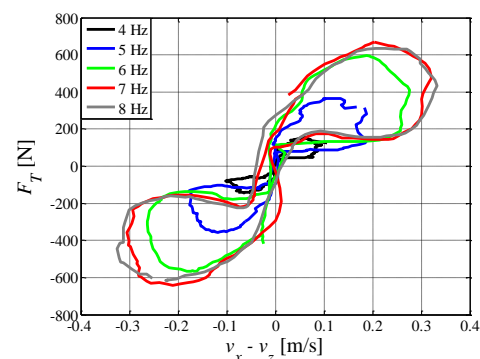
		Układy porównywane						
		UP 0.00A	UP 0.10A	UP 0.15A	UP 0.20A	UP 0.25A	UP 0.30A	US
Układy do których porównano	UP 0.00A	-	(3, 6.5) Hz	(3, 6.5) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 5.75) Hz
	UP 0.10A	(6.5, 10) Hz	-	(3, 6.5) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 5.5) Hz
	UP 0.15A	(6.5, 10) Hz	(6.5, 10) Hz	-	(4, 6.75) Hz	(4, 6.75) Hz	(4, 6.75) Hz	(4.5, 5.25) Hz
	UP 0.20A	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	-	(4.5, 6.75) Hz	(4.5, 6.75) Hz	-
	UP 0.25A	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	-	(5, 6.75) Hz	-
	UP 0.30A	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	-	-
	US	(5.75, 10) Hz	(5.5, 10) Hz	(3, 4.5) Hz (5.25, 10) Hz	(3, 10) Hz	(3, 10) Hz	(3, 10) Hz	-

W tabeli 7.1 zestawiono najważniejsze wielkości charakteryzujące układ 1DOF przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz przy maksymalnej częstotliwości wymuszenia $f_{max} = 10$ Hz. Kolorem czerwonym oznaczono maksymalne wartości, natomiast niebieskim minimalne wartości. Najwyższy współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} (rys. 7.21) w rezonansie zaobserwowano w przypadku braku zasilania cewki sterującej tłumika MR (układ UP 0.00A). Zwiększenie natężenia prądu stałego I płynącego przez cewkę tłumika powoduje przesunięcie szczytu rezonansowego w kierunku wyższych częstotliwości przy jednoczesnym zmniejszeniu współczynnika drgań T_{xz} w rezonansie (rys. 7.21). Powyżej częstotliwości 6.75 Hz zaobserwowano również, że wzrost natężenia prądu wywołuje zwiększenie współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} (układy UP). Zjawisko to pogarsza skuteczność ochrony obiektu przed drganiami o dużych częstotliwościach. Gdy cewka tłumika MR zasilana jest z elektromechanicznego przetwornika energii (układ US), wartość współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} w rezonansie ulega zmniejszeniu o 40.3% w stosunku do układu UP 0.00A. W tabeli 7.2 pokazano przedziały częstotliwości wymuszenia z , w których badane układy wykazują niższe wartości współczynnika T_{xz} w porównaniu z pozostałymi układami. Wszystkie badane układy w przedziale częstotliwości (2, 3) Hz wykazują zbliżone wartości współczynnika T_{xz} . Układ US wykazuje niższe wartości współczynnika T_{xz} tylko w porównaniu z układami UP 0.00A, UP 0.10A i UP 0.15A (tab. 7.1). Porównując go z układem UP 0.00A obniżenie wartości T_{xz} obserwowano w przedziale (3, 5.75) Hz. W każdym z badanych układów zwiększenie częstotliwości f powoduje wzrost przesunięcia fazowego między φ_{xz} przemieszczeniami x i z (rys. 7.22). Przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz maksymalne przesunięcie fazowe φ_{xz} wykazuje układ UP 0.00A. Wzrost natężenia prądu I powoduje zmniejszenie przesunięcia fazowego φ_{xz} przy $f_{max} = 10$ Hz oraz zwiększenie zakresu częstotliwości w którym obserwowano przesunięcie fazowe nie większe niż 10° . Analiza charakterystyk częstotliwościowych z rys. 7.23 i 7.25 pokazuje, że wartościom średniokwadratowej różnicy

prędkości V_{xz} odpowiadają wartości skuteczne siły elektromotorycznej E indukowanej w przetworniku. Wartość siły elektromotorycznej E dla układów 0.00A, UP 0.10A osiąga maksimum przy częstotliwości rezonansowej f_r , natomiast dla pozostałych układów przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T (rys. 7.24) wykazuje wyraźny związek z wartością średniokwadratowej różnicy prędkości V_{xz} (rys. 7.23) oraz z wartością skuteczną natężenia prądu I . Od szybkości zmian prędkości V_{xz} zależy szybkość zmian siły tłumienia F_T w funkcji częstotliwości f . Im wyższa wartość natężenia prądu I tym wyższą wartość siły F_T obserwowano dla częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz. W układzie US wartość średniokwadratowa siły F_T rośnie do częstotliwości 7 Hz, powyżej tej częstotliwości zaczyna nieznacznie maleć. Wartość skuteczną napięcia U dla układu US rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia f (rys. 7.26), przy czym wzrost ten jest wyraźnie mniejszy powyżej częstotliwości 7 Hz. Wartość skuteczną natężenia prądu płynącego przez cewkę tłumika rośnie w zakresie częstotliwości $f \in (2, 7)$ Hz, natomiast powyżej 7 Hz zaczyna nieznacznie maleć. Zjawisko to tłumaczy zachowanie wartości średniokwadratowej siły F_T dla układu US z rys. 7.24 i jest spowodowane zwiększeniem impedancji cewki tłumika MR przy wzroście częstotliwości przyłożonego do niej napięcia. Średnią moc mechaniczną rozpraszaną przez tłumik MR pokazano na rys. 7.27. W przypadku układów UP 0.00A i UP 0.10A maksymalną moc rozpraszaną przez tłumik obserwowano przy częstotliwości rezonansowej f_r , a w przypadku pozostałych układów maksymalna moc rozpraszana jest przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz. Dla układu w którym przetwornik zasila tłumik MR (układ US) maksymalna moc dysypacji tłumika MR wynosi 137 W przy maksymalnej mocy czynnej prądu elektrycznego (rys. 7.28) wynoszącej 1.27 W. Na rys. 7.29 i 7.30 przedstawiono zależność siły tłumienia F_T odpowiednio różnicy przemieszczeń $x - z$ oraz prędkości $v_x - v_z$.



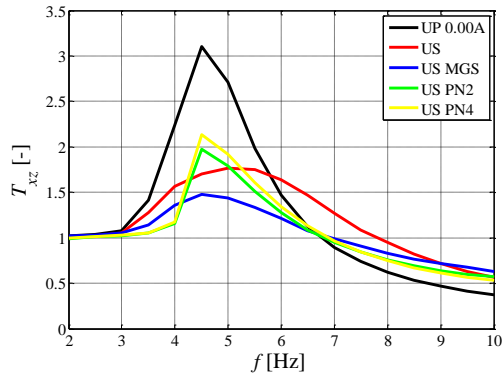
Rys. 7.29. Zależność siły tłumienia F_T od różnicy przemieszczeń $x-z$; układu US



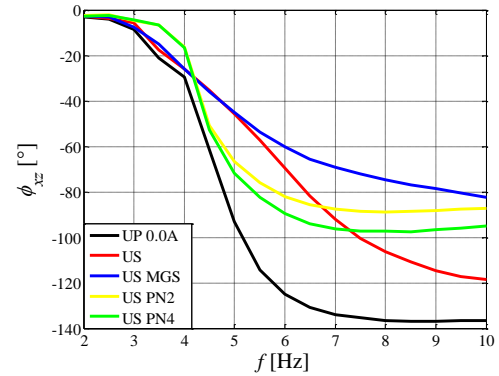
Rys. 7.30. Zależność siły tłumienia F_T od różnicy prędkości $v_x - v_z$; układu US

7.1.5.2. Układy z kondycjonowaniem energii

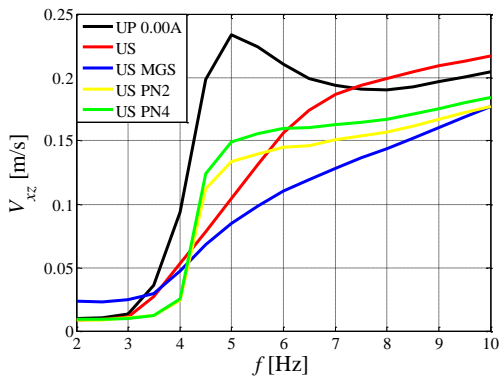
Na rys. 7.31 ÷ 7.39 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe układu 1DOF, w którym tłumik MR zasilany był przetworzoną przez układ kondycjonowania (podrozdziały 6.1 i 6.2) energią elektryczną odzyskaną z drgań mechanicznych. W celu ułatwienia analizy wyników badań przyjęto następujące oznaczenia badanych układów 1DOF wyposażonych w układy kondycjonowania energii: układ US PN2 – wyposażony w podwójny powielacz napięcia, układ US PN4 – wyposażony z poczwórny powielacz napięcia, układ MGS – wyposażony w mostek Graetz'a.



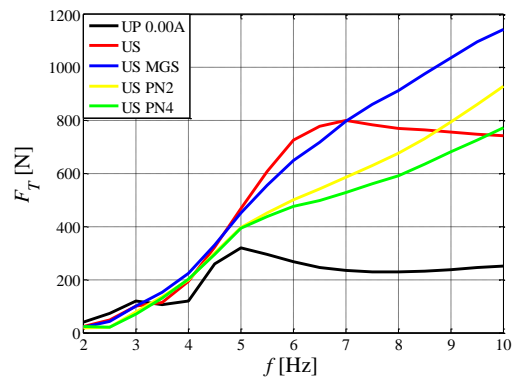
Rys. 7.31. Współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} dla układów kondycjonowania



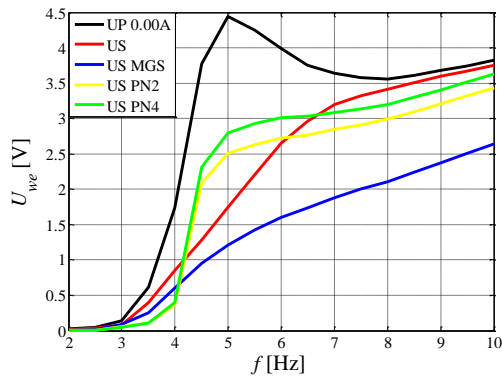
Rys. 7.32. Przesunięcie fazowe ϕ_{xz} dla układów kondycjonowania



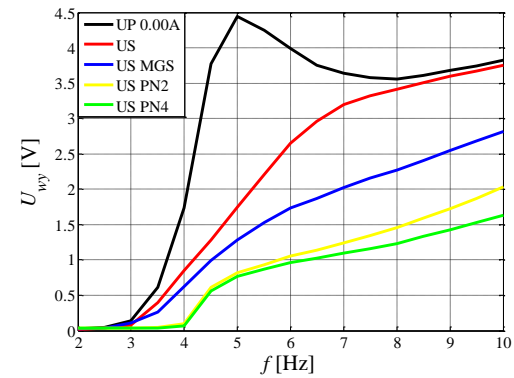
Rys. 7.33. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości V_{xz} dla układów kondycjonowania



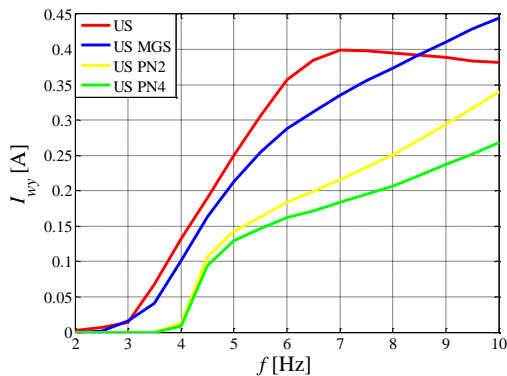
Rys. 7.34. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T dla układów kondycjonowania



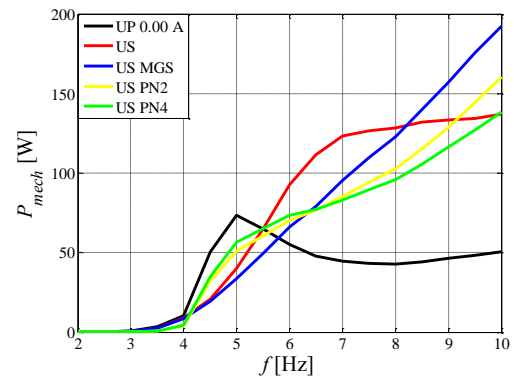
Rys. 7.35. Wartość skuteczna napięcia U_{we} z EPE podawanego na wejście układu kondycjonowania



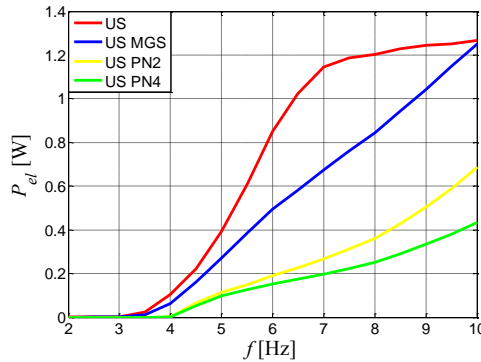
Rys. 7.36. Wartość skuteczna napięcia U_{wy} z wyjścia układu kondycjonowania



Rys. 7.37. Wartość skuteczna natężenia prądu I_{wy} z wejścia układu kondycjonowania



Rys. 7.38. Średnia moc rozpraszana przez tłumik P_{mech} dla układów kondycjonowania



Rys. 7.39. Średnia moc czynna P_{el} dostarczana przez układ kondycjonowania do tłumika MR.

Tabela 7.3. Wartości badanych wielkości przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz częstotliwości f_{max} .

		T_{xz} [-]	φ_{xz} [°]	V_{xz} [m/s]	F_T [N]	E / U_{we} [V]	U_{wy} [V]	I [A]	P_{mech} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_r = 4.5$ Hz	3.107	- 61	0.199	260	3.78 / -	-	-	50.8	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.374	- 137	0.205	252	3.83 / -	-	-	50.8	-
US	$f_r = 5$ Hz	1.794	- 35	0.105	468	- / 1.74	1.74	0.25	40	0.39
	$f_{max} = 10$ Hz	0.562	- 119	0.217	744	- / 3.75	3.75	0.38	136.9	1.27
US MGS	$f_r = 4.5$ Hz	1.476	- 36	0.068	332	- / 0.95	0.99	0.16	19.6	0.16
	$f_{max} = 10$ Hz	0.629	- 82	0.177	1144	- / 2.64	2.82	0.44	192.4	1.25
US PN2	$f_r = 4.5$ Hz	1.977	- 51	0.112	302	- / 2.09	0.61	0.11	32.5	0.12
	$f_{max} = 10$ Hz	0.57	- 87	0.177	929	- / 3.44	2.03	0.34	160.4	0.69
US PN4	$f_r = 4.5$ Hz	2.131	- 53	0.124	296	- / 2.31	0.57	0.09	35.1	0.1
	$f_{max} = 10$ Hz	0.529	- 95	0.184	772	- / 3.63	1.63	0.27	138.7	0.43

Tabela 7.4. Przedziały częstotliwości, w których badane układy zmniejszają wartość współczynnika T_{xz} .

		Układy porównywane				
		UP 0.00A	US	US MGS	US PN2	US PN4
Układy do których porównano	UP 0.00A	-	(3, 5.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz
	US	(5.75, 10) Hz	-	(3, 9) Hz	(3, 4.25) Hz (5, 10) Hz	(3, 4.25) Hz (5.25, 10) Hz
	US MGS	(6.75, 10) Hz	(9, 10) Hz	-	(3, 4.25) Hz (6.75, 10) Hz	(3, 4.25) Hz (6.75, 10) Hz
	US PN2	(6.75, 10) Hz	(4.25, 5) Hz	(4.25, 6.75) Hz	-	(6.75, 10) Hz
	US PN4	(6.75, 10) Hz	(4.25, 5.25) Hz	(4.25, 6.75) Hz	(4.25, 6.75) Hz	-

W tabeli 7.3 zestawiono najważniejsze wielkości charakteryzujące układ 1DOF przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz przy maksymalnej częstotliwości wymuszenia $f_{max} = 10$ Hz. Natomiast w tabeli 7.4 pokazano przedziały częstotliwości wymuszenia z , w których badane układy wykazują niższe wartości współczynnika T_{xz} w porównaniu z pozostałymi układami. Układy US PN2 i US PN4 osiągały zbliżone do siebie wartości współczynnika T_{xz} (rys. 7.31), a największe różnice między nimi obserwowano w okolicy częstotliwości rezonansowej f_r (tab. 7.4). Obydwa układy wykazują wyższą wartość współczynnika T_{xz} w rezonansie niż układ US, co jest ich największą wadą. Zastosowanie mostka Graetza, jako układu kondycjonowania (układ US MGS) zmniejszyło wartość współczynnika T_{xz} w rezonansie o 22.6 % w odniesieniu do układu US, a o 53.8 % w odniesieniu do układu UP 0.00A (tab. 7.3). Jednakże dla częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz wartość współczynnika T_{xz} zwiększyła się w odniesieniu do układów US i UP 0.00A o odpowiednio 5 % i 59.9 %. Układ US MGS osiągał mniejsze wartości współczynnika T_{xz} od układu US w zakresie $f \in (3, 9)$ Hz, a w odniesieniu do układu UP 0.00A w zakresie $f \in (3, 6.75)$ Hz. Na rys. 7.32 zaobserwowano, że stosowanie układów kondycjonowania zmniejsza maksymalne przesunięcie fazowe występujące dla częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz, które w przypadku układu US MGS wynosi $\varphi_{xz} = -82^\circ$. W przypadku układów US PN2, US PN4 i US MGS widać również obniżenie różnicy wartości średniokwadratowych prędkości V_{xz}

(rys. 7.33) w odniesieniu do układu US i UP 0.00A. Skuteczność działania zastosowanych w układzie 1DOF układów kondycjonowania porównać można analizując charakterystyki napięciowe przedstawione na rys. 7.35 i 7.36 oraz charakterystyki prądowe z rys. 7.37. Napięcie U_{we} jest napięciem wytwarzanym przez elektromechaniczny przetwornik drgań, które podano na wejście układu kondycjonowania, napięcie U_{wy} jest napięciem pojawiającym się na wyjściu układu kondycjonowania, z którego zasilana jest cewka sterująca tłumika MR. Jak widać w przypadku układów US PN2 i US PN4 napięcie na wyjściu U_{wy} osiąga niższe wartości niż napięcie wejściowe U_{we} , co tłumaczy wysoki współczynnik tłumienia drgań T_{xz} (rys. 7.31) dla częstotliwości okołorezonansowych. Niższe napięcie U_{wy} układów US PN2 i US PN4 znajduje odzwierciedlenie w niższej wartości skutecznej natężenia prądu I płynącego przez cewkę tłumika MR (rys. 7.36). W przypadku układu US MGS wartości skuteczne napięcia na wejściu U_{we} i na wyjściu U_{wy} układu kondycjonowania mają wartości porównywalne. Dla układu US MGS wartość napięcia zasilającego cewkę tłumika MR przy częstotliwości 10 Hz ma o około 1 V niższą wartość w porównaniu z układem US, natomiast obserwowana na rys. 7.37 wartość skuteczna natężenia prądu I ma większą wartość w przypadku układu US MGS. Spowodowane jest to tym, że napięcie U_{wy} po wyprostowaniu przez mostek Graetz'a posiada niezerową wartość średnią. W związku z tym cewka sterująca tłumika MR będzie posiadać o wiele mniejszą impedancję dla składowej stałej niż dla składowej zmiennej napięcia U_{wy} , co wyjaśnione zostało poprzez charakterystyki częstotliwościowe (rys. 2.5) w podrozdziale 2.3.1. Zatem zasilanie cewki sterującej tłumika MR napięciem wyprostowanym przez mostek Graetza wywołuje większą wartość natężenia prądu niż w przypadku bezpośredniego zasilania napięciem pochodzącym z przetwornika. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_{Tsk} widoczna na rys. 7.34 zależy zarówno od różnicy wartości średniokwadratowych prędkości V_{xz} (rys. 7.33) jak również wartości skutecznej natężenia prądu I (rys. 7.37) i jej analiza musi uwzględniać analizę charakterystyk z rys. 7.33 i 7.37. Oczywiście jest, że najmniejsze wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_{Tsk} będzie wykazywał układ, w którym tłumik MR nie jest zasilany (układ UP 0.00A). Wartości średniokwadratowe sił w układach US PN2 i US PN4 mają wartości zbliżone do siebie w zakresie częstotliwości do 6 Hz. Powyżej tej częstotliwości siła wytwarzana przez układ US PN2 przyjmuje wyższe wartości, co jest efektem wyższego natężenia prądu płynącego przez cewkę tłumika (rys. 7.37). Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla układu US MGS jest najwyższa spośród badanych układów 1DOF wyposażonych w układy kondycjonowania, co wpływa na zmniejszenie różnicy wartości średniokwadratowych prędkości V_{xz} i jednocześnie na obniżenie wartości skutecznej napięcia wytwarzanego przez elektromechaniczny przetwornik drgań U_{we} (rys. 7.35). Pomimo zdecydowanie niższej wartości skutecznej napięcia dla układu US MGS w porównaniu z układem US, wartość skuteczna natężenia prądu I jest nieznacznie tylko niższa w zakresie częstotliwości $f \in (3, 8.5)$ Hz i wyższa powyżej częstotliwości 8.5 Hz. Zauważyć można że układ US MGS osiąga przy częstotliwości 10 Hz tą samą moc czynną P_{el} co układ US (rys. 7.38), natomiast moc rozpraszana przez tłumik MR P_{mech} wynosi około 190 W w przypadku układu US MGS i 138 W w układzie US (rys. 7.39). Powyższe obserwacje pokazują wyraźnie zaletę wynikającą z zastosowania układu kondycjonowania zrealizowanego w postaci mostka Graetza (układu US

MGS). Wpływa on na zmniejszenie współczynnika przenoszenia drgań w przedziale częstotliwości (3, 9) Hz w porównaniu z bezpośrednim zasilaniem cewki tłumika z przetwornika (układ US). Ponadto wyprostowane w ten sposób napięcie wpływa na zwiększenie wartości natężenia prądu, co zwiększa zarówno siłę tłumienia F_T jak i ilość dysypowanej przez tłumik energii mechanicznej P_{mech} . Jak pokazały eksperymenty układy kondycjonowania zrealizowane, jako powielacze napięcia nie sprawdziły się w badanej aplikacji. Przyczyną było duże obniżenie napięcia, po obciążeniu powielacza obwodem cewki sterującej tłumika MR w stosunku do napięcia uzyskiwanego na wyjściu powielacza bez obciążenia.

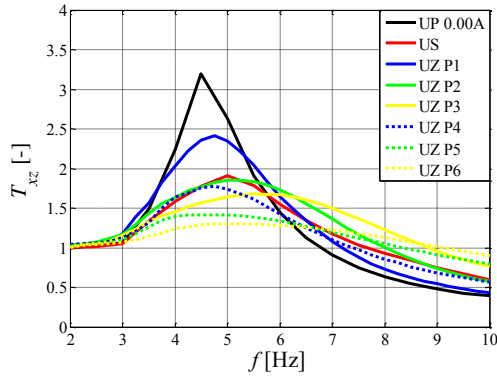
7.1.5.3. Układy ze sprzężeniem od prędkości względnej

Opisywany w rozprawie doktorskiej układ redukcji drgań, w którym tłumik MR zasilany jest energią odzyskaną przez elektromechaniczny przetwornik drgań potraktować można jako układ automatyki z wewnętrznym fizycznym sprzężeniem zwrotnym od prędkości względnej v_{xz} . Niezwykle interesującym zagadnieniem staje się odpowiedź na pytanie, jaki jest wpływ wydajności zastosowanego przetwornika na zachowanie układu 1DOF. Aby odpowiedzieć na to pytanie wykonane zostały badania, w których wprowadzono sprzężenie zwrotne do prędkości względnej v_{xz} o różnym współczynniku w pętli sprzężenia odpowiadającego zmianom wydajności przetwornika. Podczas badań elektromechaniczny przetwornik drgań nie zasiliał bezpośrednio cewki tłumika MR, służył natomiast, jako czujnik prędkości względnej v_{xz} . Siła elektromotoryczna e wytwarzana przez przetwornik odpowiadająca prędkości względnej v_{xz} mierzona była w systemie pomiarowym. Sygnał ten mnożony był przez odpowiedni współczynnik w środowisku Matlab/Simulink a następnie trafiał, jako zadana wartość napięcia zasilającego na wzmacniacz mocy. Zatem cewka sterująca tłumika MR zasilana była przy użyciu sterowalnego wzmacniacza mocy z zewnętrznego źródła energii. Wytworzony przez wzmacniacz mocy przebieg napięciowy odpowiadał obliczonemu na podstawie siły elektromotorycznej $e = u_{we}$ przetwornika napięciu u_{wy} . Badania obejmowały sześć wariantów układów w których napięcie wyjściowe liczone zgodnie ze wzorami ujętymi w tabeli 7.5.

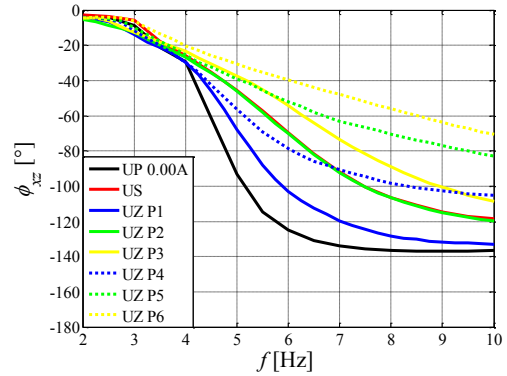
Tabela 7.5. Warianty układów ze sprzężeniem od prędkości względnej

Nazwa układu	UZ P1	UZ P2	UZ P3	UZ P4	UZ P5	UZ P6
Wzór na napięcie u_{wy}	$u_{wy} = 0.5 u_{we}$	$u_{wy} = u_{we}$	$u_{wy} = 1.5 u_{we}$	$u_{wy} = 0.5 u_{we} $	$u_{wy} = u_{we} $	$u_{wy} = 1.5 u_{we} $

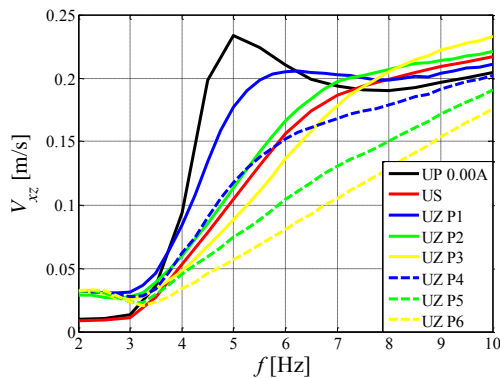
Trzy ostatnie warianty (UZ P4, UZ P5 i UZ P6) miały na celu określenie zachowania układu 1DOF w przypadku, gdy napięcie z przetwornika prostowane było by w układzie mostka Graetza osiągając niezerową wartość średnią. Wyniki przeprowadzonych eksperymentów przedstawione zostały na charakterystykach częstotliwościowych z rys. 7.40 ÷ 7.48.



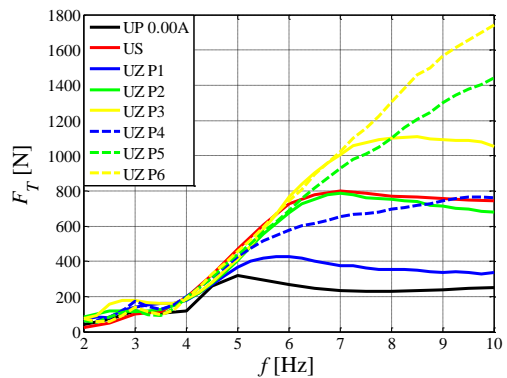
Rys. 7.40. Współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



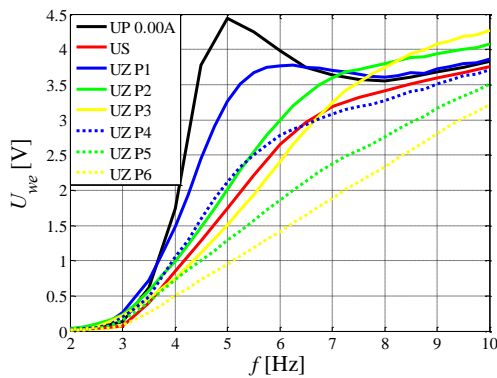
Rys. 7.41. Przesunięcie fazowe ϕ_{xz} dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



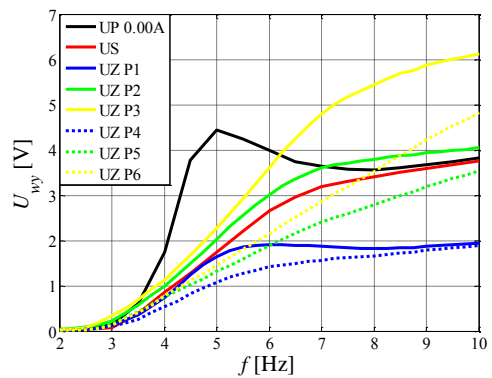
Rys. 7.42. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości V_{xz} dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



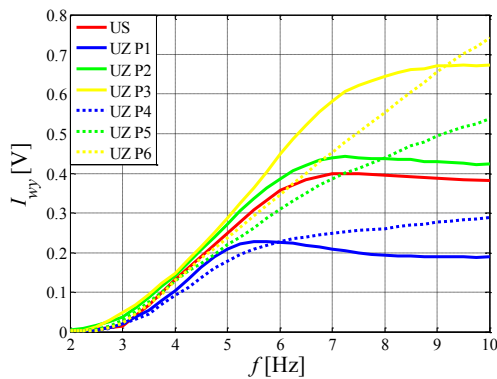
Rys. 7.43. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_T dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



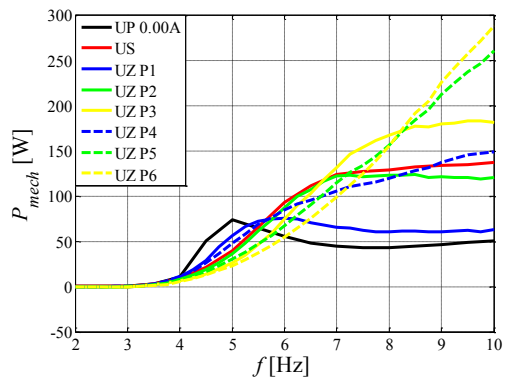
Rys. 7.44. Wartość skuteczna napięcia U_{we} z EPE dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



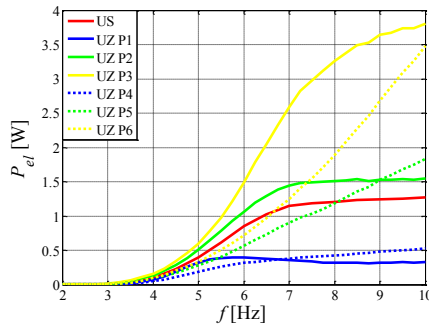
Rys. 7.45. Wartość skuteczna napięcia U_{wy} dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



Rys. 7.46. Wartość skuteczna natężenia prądu I_{wy} dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



Rys. 7.47. Średnia moc rozpraszana przez tłumik P_{mech} dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej



Rys. 7.48. Średnia moc czynna P_{el} dla układów ze sprzężeniem od prędkości względnej ruchu

Tabela 7.6. Wartości badanych wielkości przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz częstotliwości f_{max} .

		T_{xz} [-]	ϕ_{xz} [°]	V_{xz} [m/s]	F_T [N]	E / U_{we} [V]	U_{wy} [V]	I [A]	P_{mech} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_r = 4.5$ Hz	3.192	- 61	0.199	260	3.78 / -	-	-	50.8	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.393	- 137	0.205	252	3.83 / -	-	-	50.8	-
US	$f_r = 5$ Hz	1.907	- 46	0.105	468	- / 1.74	1.74	0.25	40	0.39
	$f_{max} = 10$ Hz	0.599	- 119	0.217	744	- / 3.75	3.75	0.38	136.9	1.27
UZ P1	$f_r = 4.75$ Hz	2.413	- 56	0.158	320	- / 2.91	1.47	0.19	43.5	0.26
	$f_{max} = 10$ Hz	0.429	- 133	0.211	337	- / 3.86	1.95	0.19	63.2	0.33
UZ P2	$f_r = 5.25$ Hz	1.857	-52	0.128	482	- / 2.33	2.31	0.31	48.1	0.65
	$f_{max} = 10$ Hz	0.573	-120	0.221	678	- / 4.07	4.06	0.42	120	1.55
UZ P3	$f_r = 5.75$ Hz	1.675	-50	0.123	665	- / 2.17	3.26	0.4	58.8	1.21
	$f_{max} = 10$ Hz	0.762	- 109	0.233	1054	- / 4.27	6.13	0.67	180.8	3.8
UZ P4	$f_r = 4.75$ Hz	1.776	-50	0.105	366	- / 1.88	0.96	0.16	36.6	0.15
	$f_{max} = 10$ Hz	0.565	- 105	0.202	760	- / 3.72	1.89	0.29	148.7	0.53
UZ P5	$f_r = 5$ Hz	1.417	-39	0.081	441	- / 1.29	1.32	0.22	30.6	0.28
	$f_{max} = 10$ Hz	0.793	- 83	0.191	1442	- / 3.51	3.54	0.54	260.6	1.84
UZ P6	$f_r = 5.25$ Hz	1.303	-33	0.063	522	- / 1.07	1.63	0.26	29.5	0.42
	$f_{max} = 10$ Hz	0.903	-71	0.176	1740	- / 3.22	4.82	0.74	287.9	3.48

Tabela 7.7. Przedziały częstotliwości, w których badane układy zmniejszają wartość współczynnika T_{xz} .

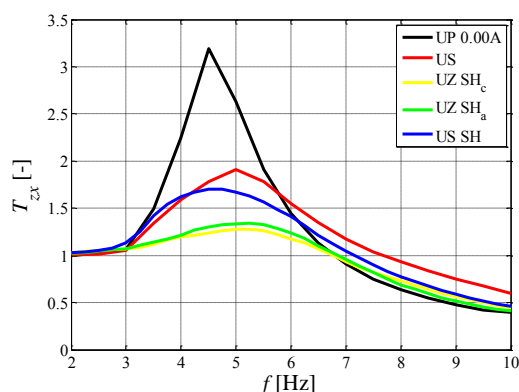
		Układy porównywane							
		UP 0.00A	US	UZ P1	UZ P2	UZ P3	UZ P4	UZ P5	UZ P6
Układy do których porównano	UP 0.00A	-	(3, 5.75) Hz	(3.5, 5.25) Hz	(3, 5.5) Hz	(3, 5.75) Hz	(3, 6) Hz	(3, 6.25) Hz	(3, 6.25) Hz
	US	(5.75, 10) Hz	-	(6.5, 10) Hz	(4.5, 5.25) Hz (8.75, 10) Hz	(3.5, 5.75) Hz	(4.5, 10) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz
	UZ P1	(5.25, 10) Hz	(3, 6.5) Hz	-	(3, 5.75) Hz	(3, 6) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz
	UZ P2	(5.5, 10) Hz	(3, 4.5) Hz (5.25, 8.75) Hz	(5.75, 10) Hz	-	(3, 6.25) Hz	(3, 4) Hz (4.5, 10) Hz	(3, 7.75) Hz	(3, 7.5) Hz
	UZ P3	(5.75, 10) Hz	(5.75, 10) Hz	(6, 10) Hz	(6.25, 10) Hz	-	(5.25, 10) Hz	(3, 9.5) Hz	(3, 8.5) Hz
	UZ P4	(6, 10) Hz	-	(6.75, 10) Hz	-	(3.5, 5.25) Hz	-	(3, 6.5) Hz	(3, 6.5) Hz
	UZ P5	(6.25, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(7.75, 10) Hz	-	(6.5, 10) Hz	-	(3, 6.5) Hz
	UZ P6	(6.25, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(6.75, 10) Hz	(7.5, 10) Hz	(8.5, 10) Hz	(6.5, 10) Hz	(6.5, 10) Hz	-

W tabeli 7.6 zestawiono najważniejsze wielkości charakteryzujące układ 1DOF przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz przy maksymalnej częstotliwości wymuszenia $f_{max} = 10$ Hz. Natomiast w tabeli 7.7 pokazano przedziały częstotliwości wymuszenia ω , w których badane układy wykazują niższe wartości współczynnika T_{xz} w porównaniu z pozostałymi układami. Badania pokazują, że zwiększenie wydajności przetwornika zmniejsza wartość współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} w rezonansie oraz zwiększa częstotliwość f_r przy której występuje rezonans (rys. 7.40). Wartość współczynnika T_{xz} układów UZ P1÷P6 zmniejszają się w odniesieniu do układu UP 0.00A o odpowiednio 24.4%, 41.8%, 47.5%, 44.4%, 55.6% oraz 59.2%. Przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz wartości współczynników badanych układów zwiększają się o odpowiednio 9.2%, 45.8%, 93.9%, 43.8%, 101.8% oraz 129.8%. Wyniki te pokazują, że zwiększenie wydajności przetwornika zmniejsza drgania przy częstotliwościach okołorezonansowych, powodując ich zwiększenie przy większych od częstotliwości rezonansowej. Aby zmniejszyć drgania w możliwie najszerszym zakresie częstotliwości należy nie

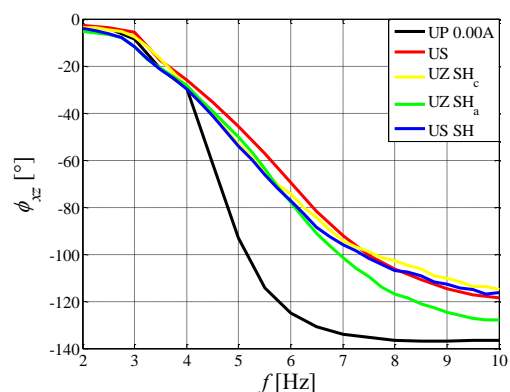
tylko zwiększać wydajność przetwornika, lecz stosować układy kondycjonująco-przetwarzające, które zmniejszają wartość natężenia prądu w cewce tłumika po przekroczeniu częstotliwości rezonansowej. Na rys. 7.41 pokazano przesunięcia fazowe φ_{xz} między przemieszczeniami x i z . Największe przesunięcie fazowe dla częstotliwości $f=10$ Hz wykazują układy UP 0.00A i UZ P1, najmniejsze zaś układ UZ P6. Zaobserwowano również, że zwiększenie wydajności przetwornika wpływa na zmniejszenie wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{xz} (rys. 7.42) przy częstotliwościach nie przekraczających 7 Hz, a w przypadku układów z prostowaniem sygnału napięciowego w całym zakresie częstotliwości. Jest to naturalne zjawisko związane ze zmniejszeniem wartości współczynnika drgań T_{xz} badanego układu 1 DOF. Na charakterystykach wartości średniokwadratowej siły tłumika F_T (rys. 7.43) różnice pomiędzy badanymi przypadkami widoczne są od częstotliwości przekraczającej 5 Hz. Najniższe wartości średniokwadratowe siły tłumienia dla częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz były obserwowane w przypadku układów UP 0.00A i UZ P1, najwyższe natomiast w układach UZ P5 i UZ P6. Ponadto zauważono, że dla układów bez prostowania napięcia z przetwornika wartość średniokwadratowa siły po przekroczeniu częstotliwości 7 Hz utrzymywała stałą wartość lub nieznacznie zmniejszała się przy wzroście częstotliwości wymuszenia f , natomiast w przypadku układów z prostowaniem napięcia z przetwornika siła rosła aż do maksymalnej częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz. Niezwykle ważna dla wyjaśnienia zachowania układu 1 DOF ze sprzężeniem zwrotnym od prędkości jest analiza wartości skutecznych napięć wejściowego U_{we} (z przetwornika) i wyjściowego U_{wy} (podawanego na tłumik MR) pokazanych na rys. 7.44 i 7.45 oraz wartości skutecznej natężenia prądu I płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR pokazanej na rys. 7.46. Porównując wykresy 7.42 i 7.44 zauważyć można że wartość skuteczna napięcia wejściowego U_{we} jest proporcjonalna do wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{xz} . Porównanie charakterystyk 7.44 i 7.45 pokazuje, że napięcie wyjściowe u_{wy} odpowiada napięciu wejściowemu u_{we} według określonej dla danego przypadku zależności (tab. 7.6). Przykładowo przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz układ UZ P3 osiągnął napięcie U_{wy} wyższe o około 45 % w stosunku do napięcia U_{we} . Natężenie prądu płynącego przez tłumik I (rys. 7.46) zależy bezpośrednio od wartości napięcia U_{wy} (rys. 7.45). Przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz zauważono, że układy UZ P4÷P6 wykazują wyższe wartości natężenia prądu I w odniesieniu do odpowiednio układów UZ P1÷P3, pomimo iż wartości napięcia U_{wy} mają niższe lub zbliżone wartości. Zjawisko to związane jest z różną od zera wartością średnią napięcia u_{wy} zasilającego tłumik w przypadku układów UZ P4÷P6. Jak pokazały badania z podrozdziału 2.3.1 impedancja cewki tłumika jest znacznie mniejsza w przypadku stałego napięcia zasilania niż w przypadku napięć zmiennych w czasie o częstotliwości wyższej niż 3 Hz. Większa wartość natężenia prądu I powoduje zwiększenie siły tłumienia F_T (rys. 7.43), co tłumaczy niższe wartości współczynnika T_{xz} układów UZ P4÷P6 w stosunku do układów UZ P1÷P3 przy częstotliwościach okołorezonansowych i wyższych wartości T_{xz} przy wyższych częstotliwościach. Na rys. 7.47 i 7.48 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe mocy rozpraszanej przez tłumik P_{mech} i mocy czynnej prądu P_{el} . Największą moc P_{mech} wykazywały układy UZ P5, US oraz UZ P6 natomiast elektryczną P_{el} układy UZ P3 oraz UZ P6.

7.1.5.4. Układy sterowane

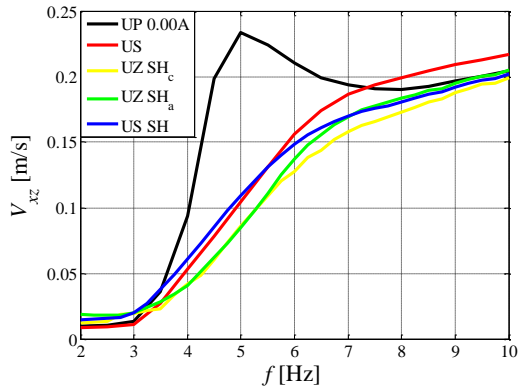
Ostatnim etapem badań laboratoryjnych układu 1 DOF było określenie skuteczności działania układu redukcji drgań, w którym tłumik MR sterowany jest zgodnie z opisanym w podrozdziale 7.1.2 algorytmem typu „Sky-hook”. W ramach eksperymentów przebadane zostały trzy warianty układów sterowanych. Dwa warianty obejmowały zasilanie tłumika MR z zewnętrznego źródła energii elektrycznej i różniły się sposobem wytwarzania napięcia sterującego cewką tłumika MR. Pierwszy sposób obejmował dostarczanie energii elektrycznej do cewki tłumika MR poprzez klucz elektroniczny który dołączał lub odłączał cewkę tłumika od źródła napięcia stałego (rys. 7.6). W metodzie tej algorytm przełączający porównywał wartość płynącego przez cewkę natężenia prądu i z zadaną przez regulator „Sky-hook” wartością i i decydował o dołączeniu lub odłączeniu cewki od źródła energii elektrycznej. Wariant ten oznaczono jako „UZ SH_c”. Kolejnym sposobem jest analogowe sterowanie natężeniem prądu poprzez użycie sterownika mocy zbudowanego w oparciu o wzmacniacz operacyjny OPA 549 (rys. 7.7). Zawierał on w swojej strukturze dodatkowe wzmacniacze operacyjne umożliwiające pomiar natężenia prądu płynącego przez cewkę tłumika oraz odpowiednie sterowanie napięciem wyjściowym wzmacniacza tak, aby wartość natężenia prądu odpowiadała wartości zadanej obliczonej przez algorytm „Sky-hook”. Wariant ten oznaczono jako „UZ SH_a”. Ostatnim wariantem był układ sterowania, w którym energia służąca do zasilania cewki tłumika MR pochodziła z elektromechanicznego przetwornika energii. Działanie tego układu opisane zostało w podrozdziale 6.1.4 i pokazany został na rys. 6.6. Wariant ten oznaczono jako „US SH”.



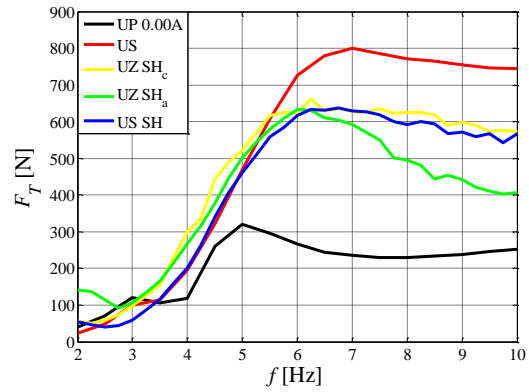
Rys. 7.49. Współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} dla układów sterowanych



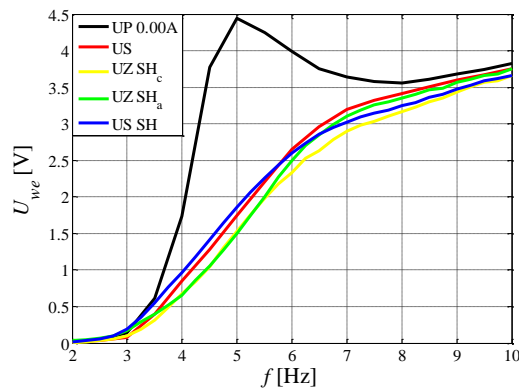
Rys. 7.50. Przesunięcie fazowe ϕ_{xz} dla układów sterowanych



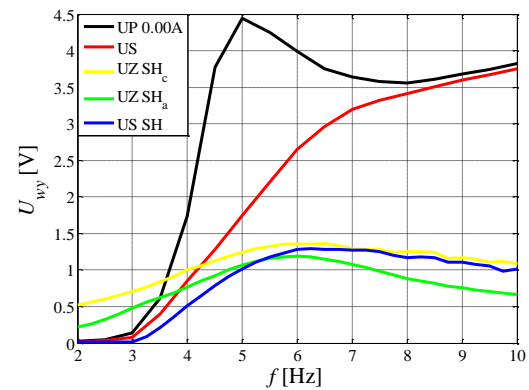
Rys. 7.51. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości V_{xz} dla układów sterowanych



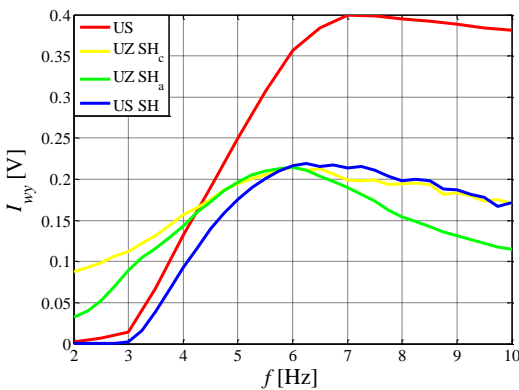
Rys. 7.52. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_{Tsk} dla układów sterowanych



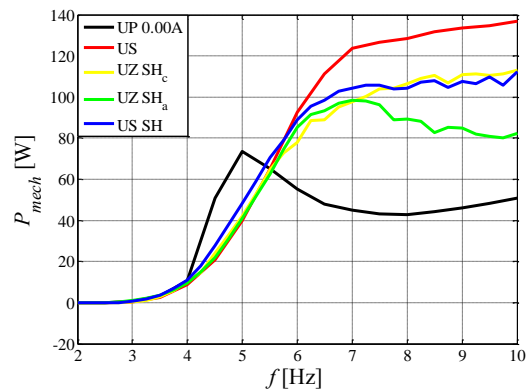
Rys. 7.53. Wartość skuteczna napięcia wejściowego U_{we} dla układów sterowanych



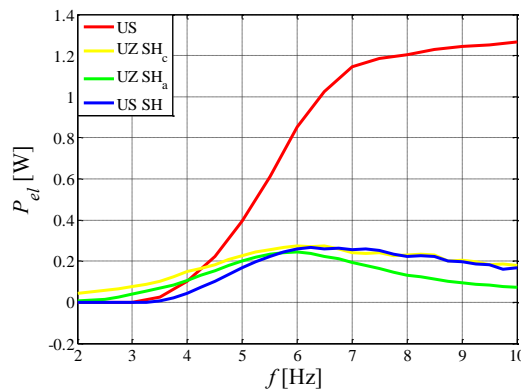
Rys. 7.54. Wartość skuteczna napięcia wyjściowego U_{wy} dla układów sterowanych



Rys. 7.55. Wartość skuteczna natężenia prądu I dla układów sterowanych



Rys. 7.56. Średnia moc P_{mech} rozpraszana przez tłumik dla układów sterowanych



Rys. 7.57. Moc czynna P_{el} dostarczana przez przetwornik dla układów sterowanych

Tabela 7.8. Wartości badanych wielkości przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz częstotliwości f_{max} .

		T_{xz} [-]	φ_{xz} [°]	V_{xz} [m/s]	F_T [N]	E/U_{we} [V]	U_{wy} [V]	I [A]	P_{mech} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_r = 4.5$ Hz	3.192	- 61	0.199	260	3.78 / -	-	-	50.8	-
	$f_{max} = 10$ Hz	0.393	- 137	0.205	252	3.83 / -	-	-	50.8	-
US	$f_r = 5$ Hz	1.907	- 46	0.105	468	- / 1.74	1.74	0.25	40	0.39
	$f_{max} = 10$ Hz	0.599	- 119	0.217	744	- / 3.75	3.75	0.38	136.9	1.27
UZ SH _c	$f_r = 5$ Hz	1.274	- 53	0.086	553	- / 1.5	1.24	0.19	42	0.23
	$f_{max} = 10$ Hz	0.445	-115	0.199	567	- / 3.66	1.08	0.17	113.1	0.18
UZ SH _a	$f_r = 5$ Hz	1.337	- 50	0.085	502	- / 1.5	1.06	0.20	41	0.2
	$f_{max} = 10$ Hz	0.411	-128	0.205	407	- / 3.75	0.67	0.12	82.2	0.07
US SH	$f_r = 4.5$ Hz	1.7	-41	0.085	341	- / 1.41	0.78	0.14	27.6	0.1
	$f_{max} = 10$ Hz	0.464	- 116	0.202	567	- / 3.66	1.02	0.17	112.3	0.17

Tabela 7.9. Przedziały częstotliwości, w których badane układy zmniejszają wartość współczynnika T_{xz} .

		Układy porównywane				
		UP 0.00A	US	UZ SH _c	UZ SH _a	US SH
Układy do których porównan	UP 0.00A	-	(3, 5.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6.75) Hz	(3, 6) Hz
	US	(5.75, 10) Hz	-	(3, 10) Hz	(3, 10) Hz	(4.25, 10) Hz
	UZ SH _c	(6.75, 10) Hz	-	-	(7.5, 10) Hz	-
	UZ SH _a	(6.75, 10) Hz	-	(3, 7.5) Hz	-	-
	US SH	(6, 10) Hz	(3, 4.25) Hz	(3, 10) Hz	(3, 10) Hz	-

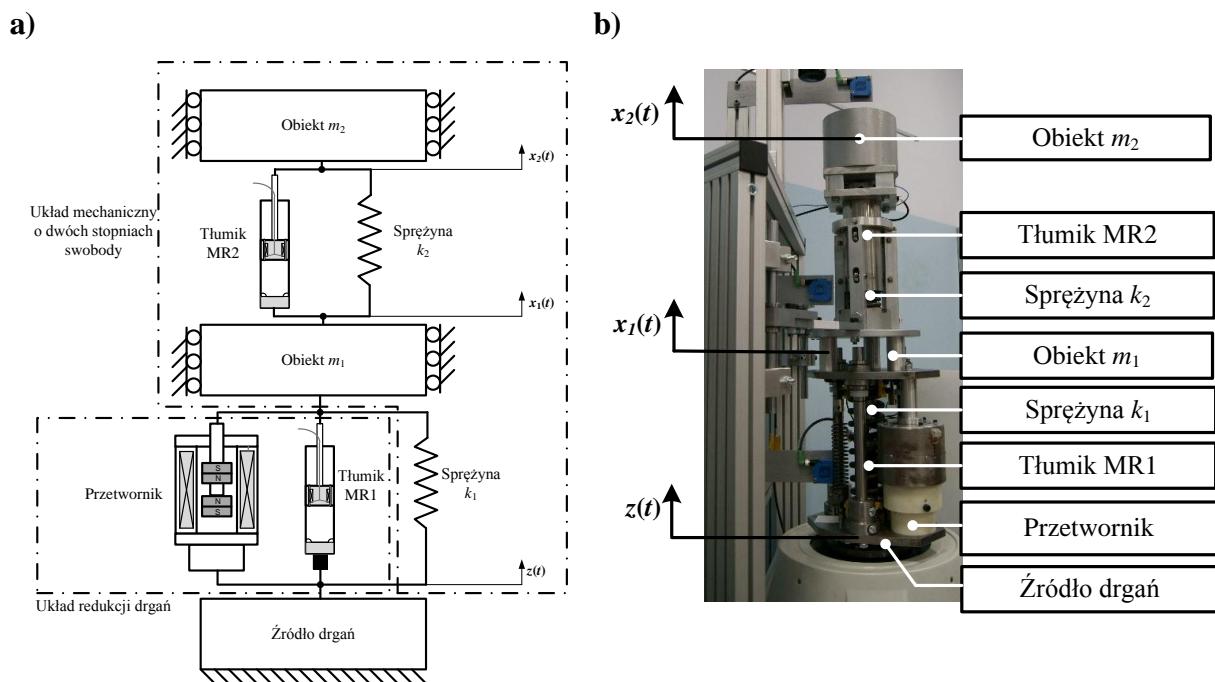
W tabeli 7.8 zestawiono najważniejsze wielkości charakteryzujące układ 1DOF przy częstotliwości rezonansowej f_r oraz przy maksymalnej częstotliwości wymuszenia $f_{max} = 10$ Hz. Natomiast w tabeli 7.9 pokazano przedziały częstotliwości wymuszenia z , w których badane układy wykazują niższe wartości współczynnika T_{xz} w porównaniu z pozostałymi układami. Wartości współczynników T_{xz} (rys. 7.49) mają zbliżone wartości w przypadku układów UZ SH_c i UZ SH_a. Posiadają one również najniższy współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} przy częstotliwości rezonansowej f_r . Porównując układy US SH z układem US widać, że zastosowanie algorytmu sterowania zmniejsza współczynnik przenoszenia drgań T_{xz} w przedziale $f \in (4.25, 10)$ Hz, natomiast poza tym przedziałem układy wykazywały zbliżone wartości współczynnika T_{xz} . Układ US SH zmniejsza wartość współczynnika T_{xz} w porównaniu z układem US o 10.9 %, a w porównaniu z układem UP 0.00A o 46.7 %. Ponadto przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz wartość współczynnika T_{xz} zmniejszyła się w odniesieniu do układu US o 22.6%. Jest on w dalszym ciągu wyższy o 17.8% w stosunku do układu UP 0.00A. Przesunięcie fazowe φ_{xz} każdego z badanych układów rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości (rys. 7.50), a układy US, UZ SH_c i US SH wykazują zbliżone do siebie wartości. Porównując wartości średniokwadratowe różnicy prędkości V_{xz} układów UZ SH_c i UZ SH_a (rys. 7.51) widać, że do częstotliwości 6 Hz są sobie równe, natomiast powyżej układ UZ SH_a wykazuje nieznacznie większą wartość prędkości. Podobne zachowanie zaobserwować można porównując układy US i US SH, gdzie powyżej 6 Hz nieznacznie wyższe prędkości osiąga układ US. Analiza wartości skutecznej napięcia wytwarzanego przez elektromechaniczny przetwornik energii drgań (rys. 7.53) potwierdza obserwacje dotyczące wartości średniokwadratowej prędkości względnej (rys. 7.51). Analizując charakterystyki wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_{Tsk} (rys. 7.52) widać, że przy częstotliwościach wyższych niż f_r układy UZ SH_c, UZ SH_a i US SH osiągają mniejsze wartości siły F_{Tsk} od układu US. Mniejsza wartość współczynnika T_{xz} układów UZ SH_c,

UZ SH_a i US SH (rys. 7.49) w odniesieniu do układu US jest efektem mniejszej wartości siły F_T za częstotliwością rezonansową. Efekt ten wytłumaczyć można zmniejszeniem wartości natężenia prądu I wraz ze wzrostem częstotliwości f po przekroczeniu wartości 6 Hz i wyraźnie niższą jego wartością dla $f_{max} = 10$ Hz w odniesieniu do układu US. Porównując wykresy z rys. 7.54 i 7.55 widać, że natężenie prądu I odpowiada wartości napięcia U_{we} . Mniejsze wartości współczynnika T_{xz} dla układów UZ UZ SH_a i UZ SH_c (rys. 7.49) w porównaniu z układem US SH wytłumaczyć można wyższymi wartościami napięć U_{wy} i prądów I przy częstotliwościach poniżej 6 Hz. Wynika to z niskich wartości napięć U_{we} wytwarzanych przez elektromechaniczny przetwornik drgań (rys. 7.53) oraz spadków napięć na diodach i kluczu analogowym w przypadku układu US SH, co widoczne jest na charakterystyce wartości skutecznej napięcia zasilającego tłumik U_{wy} (rys. 7.54). Z rys. 7.54 wynika, że cewka tłumika MR w przypadku układów UZ SH_a i UZ SH_c zasilana jest w całym zakresie częstotliwości, podczas gdy do układów US i US SH napięcie dostarczane jest od 3 Hz. Na rys. 7.56 i 7.57 przedstawiono moc P_{mech} rozpraszaną przez tłumik MR oraz czynną moc elektryczną P_{el} dostarczaną do jego cewki.

Przedstawione w rozdziałach 7.5.1 ÷ 7.5.4 badania układów 1DOF pokazały, że stosując semiaktywny układ redukcji drgań, w którym cewka tłumika zasilana jest z przetwornika można skutecznie zmniejszyć wartość współczynnika T_{xz} . W przypadku układu US można uzyskać aż o 40.3 % mniejsze drgania w rezonansie w odniesieniu do układu, w którym tłumik nie jest zasilany. Wadą tego układu jest zwiększanie wartości współczynnika T_{xz} powyżej częstotliwości 5.75 Hz, który przy $f_{max} = 10$ Hz osiąga wartość o 52.3 % wyższą od układu UP 0.00A. Spośród układów zasilanych z przetwornika największą redukcję drgań w rezonansie uzyskano stosując układ US MGS, który uzyskał o 53.8 % mniejszą wartość współczynnika T_{xz} w odniesieniu do układu UP 0.00A. Jednak po przekroczeniu częstotliwości 6.75 Hz zwiększał on wartość współczynnika T_{xz} , jak to miało miejsce w przypadku układu US. Rozwiązaniem tego problemu było zastosowanie układu sterowania US SH, który zmniejszał drgania w rezonansie o 46.7 %, a przy częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz, zwiększał wartość współczynnika T_{xz} tylko o 18 %. Zwiększanie wydajności elektromechanicznego przetwornika drgań, również skutkuje zmniejszeniem współczynnika T_{xz} w rezonansie, podnosi jednak jego wartość przy drganiach o dużych częstotliwościach. Zatem aby uzyskać układ redukcji drgań zmniejszający ich amplitudę w możliwie najszerszym zakresie częstotliwości, należy zwiększać zarówno wydajność przetwornika, jak również stosować układy kondycjonująco-przetwarzające umieszczone między cewkami przetwornika i tłumika, które ograniczą wartość natężenia prądu przy częstotliwościach większych od częstotliwości rezonansowej układu 1DOF.

7.2. Układ o dwóch stopniach swobody

Układ 2DOF składa się z dwóch obiektów o masach m_1 i m_2 (rys. 7.58). Obiekty połączone są ze sobą za pomocą sprężyny o współczynniku sprężystości k_2 oraz tłumika magnetoreologicznego MR2. Obiekt o masie m_1 jest dodatkowo połączony ze sprężyną o współczynniku sprężystości k_1 , tłumikiem magnetoreologicznym MR1 oraz elektromechanicznym przetwornikiem energii. Energia drgań mechanicznych pochodząca z zewnętrznego źródła przekazywana jest poprzez sprężynę o współczynniku sprężystości k_1 , tłumik MR1 oraz przetwornik na obiekt o masie m_1 . Przekazywanie energii odbywa się poprzez wywołanie przemieszczenia połączonych ze sobą swobodnych końców sprężyny k_1 , tłumika MR1 oraz przetwornika. Energia zgromadzona w obiekcie o masie m_1 przekazywana jest następnie poprzez sprężynę k_2 i tłumik MR2 na obiekt o masie m_2 . Oba obiekty o masach m_1 i m_2 mają zdolność magazynowania energii przekazywanej ze źródła drgań w postaci energii kinetycznej, elementy sprężyste k_1 i k_2 zaś w postaci energii potencjalnej. Rolą tłumików MR1 i MR2 jest rozpraszanie (dyssypacja) energii mechanicznej drgań. W układzie mechanicznym występują również dodatkowe siły oporów wprowadzane przez pary kinematyczne tj. łożyska liniowe które dodatkowo rozpraszają zmagazynowaną z nim energię. Zmagazynowana w układzie mechanicznym energia (kinetyczna i potencjalna) wywołuje ruch drgający obiektów o masach m_1 i m_2 , a związane z tym ruchem przemieszczenia x_1 i x_2 są mechanicznymi stopniami swobody rozważanego układu.



Rys. 7.58. Drgający układ mechaniczny o dwóch stopniach swobody wyposażony w układ redukcji drgań: **a)** struktura, **b)** widok

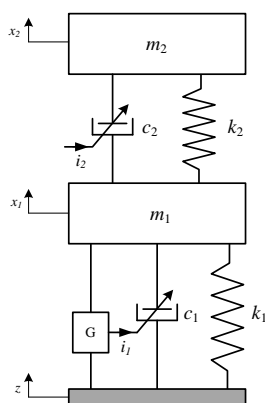
Elektromechaniczny przetwornik energii wraz z tłumikiem MR stanowią układ redukcji drgań. Rolą elektromechanicznego przetwornika jest zamiana części energii mechanicznej zgromadzonej w drgającym układzie o dwóch stopniach swobody na energię elektryczną. Odzyskana w ten sposób część energii drgań układu jest następnie wykorzystywana do zasilania cewki sterującej tłumika MR1. Zadaniem tłumika jest rozpraszanie energii mechanicznej zgromadzonej w układzie mechanicznym poprzez zamianę na energię cieplną. Ilość rozpraszanej przez tłumik MR1 energii zależy od ilości energii dostarczonej z elektromechanicznego przetwornika. Rozważany układ jest, więc układem posiadającym wewnętrzne fizyczne sprzężenie zwrotne od prędkości ruchu obiektu o masie m_1 względem źródła drgań mechanicznych.

7.2.1. Model matematyczny

Modelowanie układu 2DOF podzielone zostało na dwa etapy. W pierwszym etapie utworzono liniowy model układu 2DOF, w którym siły tłumienia tłumików MR zależą w sposób liniowy od prędkości ruchu tłoczyska względem cylindra. W modelu tym natężenie prądu wpływa wyłącznie na zmianę współczynnika tłumienia wiskotycznego c_1 i c_2 . Jest to duże uproszczenie gdyż wiadomo jest, że zależność siły tłumienia od prędkości opisać można jako pętlą histerezy, lecz niezwykle wygodne przy analizie wpływu zmiany współczynników modelu na zachowanie układu drgającego. Podejście takie upraszcza rozważania matematyczne i złożoność obliczeniową modelu. W drugim etapie zbudowano nieliniowy model układu 2DOF modelując siły tłumienia wytwarzane przez tłumiki MR przy użyciu modelu opisanego funkcjami hiperbolicznymi. Nieliniowy model układu 2DOF zawiera również modele elektryczne połączonego obwodu cewki elektromechanicznego przetwornika drgań z cewką sterującą tłumika MR. Model ten uwzględnia również dodatkowe siły oporu F_{dod1} , F_{dod2} ruchu występujące w parach kinematycznych układu takich jak np. łożyska liniowe. Przy modelowaniu pominięte zostały dodatkowe siły oddziaływania między układem magnesów trwałych a obudową elektromechanicznego przetwornika drgań. Siła oporu przetwornika F_p uwzględniała tylko i wyłącznie siłę wynikającą z przepływu prądu elektrycznego $i(t)$ przez cewkę przetwornika. Jak pokazały wyniki eksperymentów i symulacji komputerowych siła ta ma znacznie niższe wartości niż pozostałe siły oporu występujące w układzie i nie wpływa w zasadniczy sposób na zachowanie układu 2DOF.

7.2.1.1. Model liniowy

Zagadnienia związane z drganiami liniowych układów mechanicznych o dwóch stopniach swobody oraz sposobami ich modelowania opisane są w licznej literaturze. Do najważniejszych pozycji zawierających podstawową wiedzę z zakresu drgań mechanicznych i sposobów ich redukcji zaliczyć można: Meirovitch 2001, Meirovitch 1986, Osiński i inni 1997, Benaroya 1988, Tse, Morse, Hinkle 1978, Landau, Lifszyc 2007, Beards 1996, Giergiel 2000), Kowal 1996, Michalczyk, Cieplak 1999. Schemat modelu układu 2DOF pokazano na rys. 7.59. Składa się ona z dwóch obiektów o masie skupionej m_1 i m_2 , dwóch sprężyn o współczynnikach sprężystości k_1 i k_2 oraz tłumików wiskotycznych o współczynnikach tłumienia c_1 i c_2 , które modelują w uproszczeniu użyte w aplikacji tłumiki MR.



Rys. 7.59. Schemat modelu liniowego układu 2DOF

Tworzenie modelu układu 2DOF rozpoczęto od zapisu równań dynamicznych ruchu (rów. 7.22). Na rys. 7.59 zaznaczono przemieszczenia x_1 i x_2 obiektów o masie skupionej m_1 i m_2 . Źródło drgań mechanicznych oddziałuje na układ 2DOF poprzez przemieszczenie z swobodnych końców sprężyny k_1 , tłumika c_1 oraz elektromechanicznego przetwornika energii.

$$\begin{cases} m_1 \ddot{x}_1 + c_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) + c_2(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) + k_1(x_1 - z) + k_2(x_1 - x_2) = 0 \\ m_2 \ddot{x}_2 + c_2(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) + k_2(x_2 - x_1) = 0 \end{cases} \quad (7.22)$$

Równania dynamiczne ruchu układu 2DOF zapisać można w postaci macierzowej:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{C}_z\dot{z} + \mathbf{K}_z z \quad (7.24)$$

Gdzie macierze mas \mathbf{M} , tłumienia \mathbf{C} oraz sztywności \mathbf{K} przyjmują postać:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 + c_2 & -c_2 \\ -c_2 & c_2 \end{bmatrix}, \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 \\ -k_2 & k_2 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_z = \begin{bmatrix} c_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{K}_z = \begin{bmatrix} k_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}.$$

Wymuszenie z przyjęto w postaci:

$$z = Z \cdot e^{i\omega t} \quad (7.25)$$

Natomiast rozwiązania poszukiwano w postaci:

$$x = X \cdot e^{i\omega t} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \cdot e^{i\omega t} \quad (7.26)$$

Po podstawieniu do równania macierzewego (7.24) wymuszenia danego równaniem (7.25) oraz postaci rozwiązania (7.26) otrzymano:

$$\left\{ -\omega^2 \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} + i\omega \begin{bmatrix} c_1 + c_2 & -c_2 \\ -c_2 & c_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 \\ -k_2 & k_2 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \left\{ i\omega \begin{bmatrix} c_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ 0 \end{bmatrix} \right\} Z \quad (7.28)$$

Oznaczając przez:

$$[a] = \left\{ -\omega^2 \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} + i\omega \begin{bmatrix} c_1 + c_2 & -c_2 \\ -c_2 & c_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 \\ -k_2 & k_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (7.29)$$

$$[b] = \left\{ i\omega \begin{bmatrix} c_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (7.30)$$

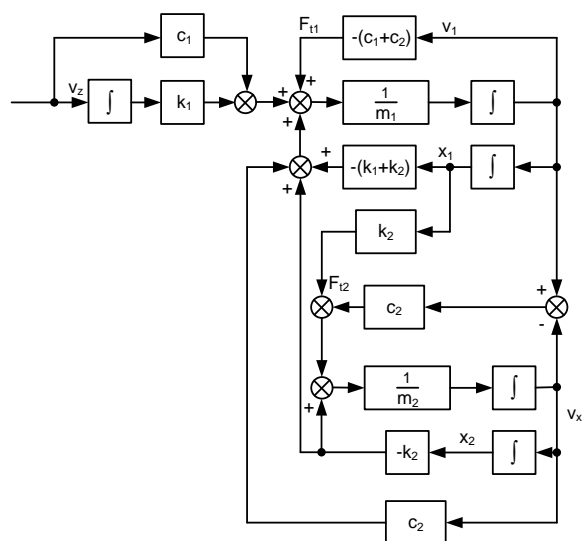
Otrzymano:

$$[a]X = [b]Z \quad (7.31)$$

Rozwiązując rów. 7.31 obliczono amplitudy przemieszczeń X :

$$X = [a]^{-1}[b]Z \quad (7.32)$$

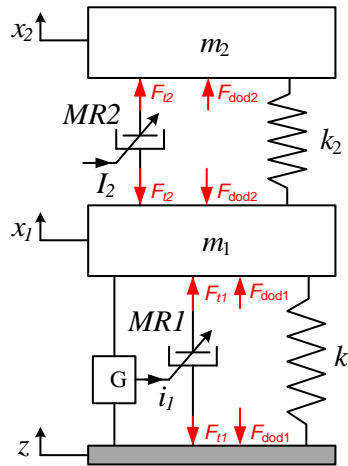
Na podstawie równań różniczkowych opisujących dynamikę układu 2 DOF zbudowano schemat blokowy umożliwiający implementację modelu w pakiecie Matlab/Simulink.



Rys. 7.60. Schemat blokowy modelu liniowego układu 2DOF

7.2.1.2. Model nieliniowy

Opisany w podrozdziale 7.2.1.1 liniowy model układu 2DOF umożliwia w dużym uproszczeniu symulować własności dynamiczne aplikacji oraz badać wpływ parametrów mechanicznych na jej zachowanie. Jednakże model ten nie uwzględnia w prawidłowy sposób własności dynamicznych tłumika MR upraszczając go do przypadku tłumika wiskotycznego o zmiennym współczynniku tłumienia c . Aby w pełni odwzorować zachowanie układu 2DOF siłę tłumienia tłumików MR zamodelowano przy użyciu modelu opisanego funkcjami hiperbolicznymi dla zmiennego pola magnetycznego. Siła tłumienia F_T w modelu tym zależy zarówno od prędkości ruchu tłoczyska względem cylindra, jak również od natężenia prądu i płynącego przez cewkę sterującą, co szczegółowo opisano w rozdziale 2. Schemat drgającego układu 2DOF zawierającego w swojej strukturze nieliniowe modele tłumików MR pokazano na rys. 7.61.



Rys. 7.61. Schemat drgającego układu 2DOF z nieliniowymi modelami tłumików MR

Dla pokazanego na rys. 7.61 schematu układu 2DOF zapisano równania matematyczne opisujące zarówno jego własności mechaniczne jak i elektryczne:

$$\begin{cases}
 y_1 = x_1 - z \\
 y_2 = x_2 - x_1 \\
 F_{T1,T2} = F_0 \cdot \operatorname{tgh}[\beta(\dot{y}_{1,2} + p_1 \cdot y_{1,2})] + C_1 \cdot (\dot{y}_{1,2} + p_2 y_{1,2}) \\
 F_p = \chi \cdot i \\
 F_{dod1} = \alpha_1 \operatorname{sgn} \dot{y}_1 + \alpha_2 \dot{y}_1 \\
 F_{dod2} = \alpha_3 \operatorname{sgn} \dot{y}_2 + \alpha_4 \dot{y}_2 \\
 \ddot{x}_1 = \frac{1}{m_1} \cdot [-(k_1 + k_2) \cdot x_1 + k_2 \cdot x_2 + k_1 \cdot z + F_{T1} - F_{T2} + F_{dod1} - F_{dod2}] \\
 \ddot{x}_2 = \frac{1}{m_2} \cdot [k_2 \cdot x_1 - k_2 \cdot x_2 + F_{T2} + F_{dod2}] \\
 \frac{di}{dt} = \frac{1}{(L_p + L_t)} [-\kappa \dot{y} - (R_p + R_t) i]
 \end{cases} \quad (7.35)$$

Aby uzależnić siłę tłumienia tłumika MR opisywaną przez model hiperboliczny od natężenia prądu należy uzależnić odpowiednie współczynniki modelu od jej wartości:

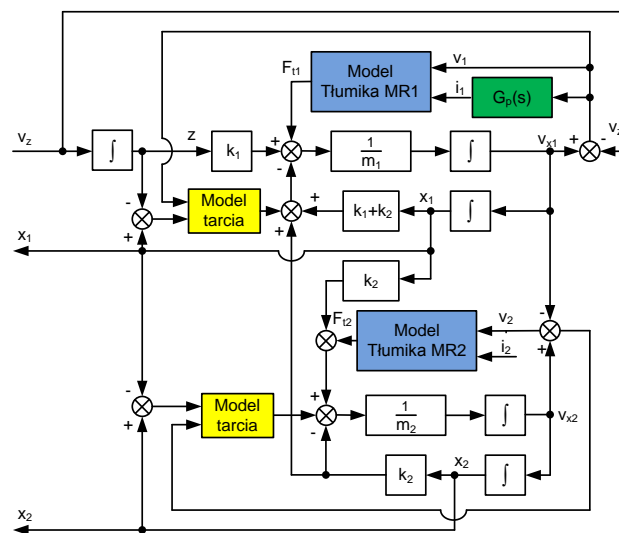
$$F_0 = b_1 \cdot I^2 + b_2 \cdot I + b_3 ; \quad C_1 = b_4 \cdot I^2 + b_5 \cdot I + b_6 \quad (7.36)$$

W tabeli 7.10. zestawiono wszystkie parametry nieliniowego modelu układu 2DOF niezbędne do przeprowadzenia symulacji komputerowych.

Tabela 7.10. Parametry nieliniowego modelu układu 2DOF

Parametr	Wartość	Parametr	Wartość	Parametr	Wartość
b_1	3415,7 $\frac{N}{A^2}$	β	50 N	L_p	7.5 mH
b_2	93,324 $\frac{N}{A}$	α_1	670 N	R_p	0.4 Ω
b_3	74,487 N	α_2	50 $\frac{N \cdot s}{m}$	χ	20 $\frac{Vs}{m}$
b_4	2534,1 $\frac{N \cdot s}{m \cdot A^2}$	α_3	830 N	m_1	28 kg
b_5	19,55 $\frac{N \cdot s}{m \cdot A}$	α_4	4 $\frac{N \cdot s}{m}$	m_2	44 kg
b_6	643,1 $\frac{N \cdot s}{m}$	L_t	100 mH	k_1	90000 $\frac{N}{m}$
p_1	4 $\frac{1}{s}$	R_t	5 Ω	k_2	18000 $\frac{N}{m}$
p_2	0.2 $\frac{1}{s}$				

Na rys. 7.62 pokazano schemat blokowy nieliniowego modelu układu 2DOF:



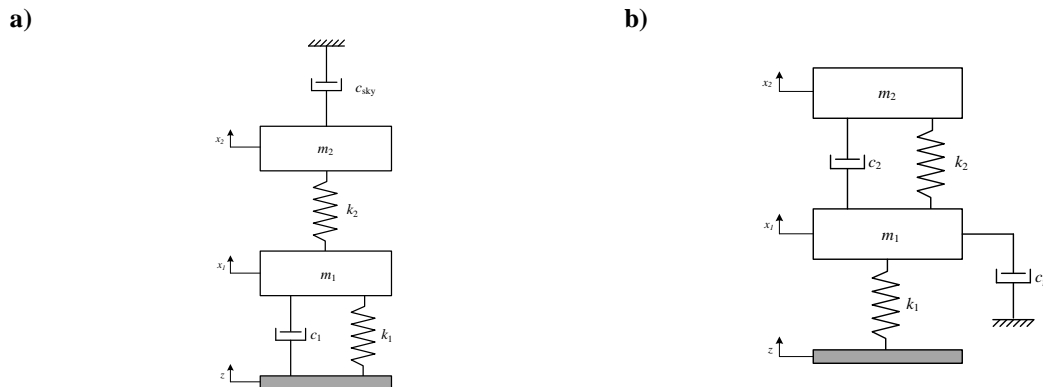
Rys. 7.62. Schemat blokowy nieliniowego modelu układu 2DOF.

Przedstawiony w niniejszym rozdziale model matematyczny oraz wyniki symulacji komputerowych opisane zostały w artykule Jastrzębski i Węgrzynowski 2012.

7.2.2. Sterowanie

W pracy rozważono również dwa algorytmy sterowania tłumikiem MR1 umieszczonym pomiędzy źródłem drgań mechanicznych a obiektem o masie m_1 . Algorytmy te mają za zadanie zwiększenie efektywności działania układu redukcji drgań z tłumikiem MR zasilanym z elektromechanicznego przetwornika energii.

Pierwszą grupą rozważanych algorytmów sterowania mających zastosowanie w drgających układach mechanicznych o dwóch stopniach swobody są algorytmy typu „Sky-hook” oraz „Ground-hook”. Na rys. 7.63 pokazano dwie struktury układu 2DOF z tłumikami połączonymi z inercjalnymi układami odniesienia. Struktura, w której tłumik wiskotyczny którego jeden z końców połączony jest z układem inercjalnym, drugi zaś z obiektem o masie m_2 (rys. 7.63a) jest charakterystyczna dla „idealnej” struktury układu mechanicznego, jaką chcemy uzyskać stosując algorytm typu „Sky-hook”. Podobnie struktura, w której tłumik wiskotyczny umieszczono pomiędzy inercjalnym układem odniesienia a obiektem o masie m_1 (rys. 7.63b) obrazuje „idealną” strukturę układu mechanicznego 2DOF uzyskiwaną na skutek sterowania układów z rys. 7.58 i 7.61 zgodnie z algorytmem typu „Ground-hook”.



Rys. 7.63. Struktura układu mechanicznego o dwóch stopniach swobody z tłumikiem zamocowanym pomiędzy układem inercjalnym i: **a)** obiektem o masie m_2 (Sky-hook), **b)** obiektem o masie m_1 (Ground-hook).

Równania dynamiczne ruchu układu mechanicznego z rys. 7.63a mają postać:

$$\begin{cases} m_1 \ddot{x}_1 + c_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) + k_1(x_1 - z) + k_2(x_1 - x_2) = 0 \\ m_2 \ddot{x}_2 + c_{sky} \dot{x}_2 + k_2(x_2 - x_1) = 0 \end{cases} \quad (7.16)$$

Siła tłumienia wytwarzana przez tłumik wiskotyczny zamocowany pomiędzy obiektem o masie m_2 a inercyjnym układem odniesienia (rys. 7.63a) wyraża się wzorem:

$$F_{sky} = -c_{sky} \dot{x}_2 \quad (7.18)$$

Natomiast siła tłumienia tłumika wiskotycznego umieszczonego między obiektem o masie m_1 i obiektem o masie m_2 w modelu liniowym układu 2DOF (rys. 7.59) wyraża się wzorem:

$$F_{T2} = -c_2(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) \quad (7.19)$$

Algorytm sterowania zakłada takie sterowanie tłumikiem wiskotycznym, aby siła tłumika umieszczonego między obiektami o masach m_1 i m_2 była równa sile tłumika zamocowanego w inercjalnym układzie odniesienia, stąd otrzymano równanie:

$$c_2 = c_{sky} \frac{\dot{x}_2}{(\dot{x}_2 - \dot{x}_1)} \quad (7.20)$$

Należy zauważyć, że dotychczasowe rozważania mówią, w jaki sposób należy sterować współczynnikiem tłumienia tłumika wiskotycznego umieszczonego między obiektami o masach m_1 i m_2 . W rozważanym w pracy układzie redukcji drgań zastosowano tłumiki MR o charakterystykach odbiegających od tłumika wiskotycznego (rozdział 2) w związku z tym należy określić prawo sterowania natężeniem prądu płynącym przez cewkę sterującą tłumika aby uzyskać siłę tłumienia zgodną z algorytmem „Sky-hook”.

Rozważmy teraz moc tłumika sterowanego zgodnie z algorytmem sterowania „Sky-hook”

$$P_{mech2} = -c_{sky} \dot{x}_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) \quad (7.21)$$

Moc jest odbierana od układu mechanicznego gdy:

$$\dot{x}_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) > 0 \quad (7.22)$$

Natomiast musi być dostarczana do układu gdy:

$$\dot{x}_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) \leq 0 \quad (7.23)$$

Zgodnie ze wcześniejszymi rozważaniami tłumik MR może tylko i wyłącznie odbierać energię od układu mechanicznego. W związku z tym konieczna staje się modyfikacja algorytmu sterowania typu „Sky-hook” zgodnie z równaniem:

$$F_{T2} = \begin{cases} -c_{sky} \dot{x}_2 & \dot{x}_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) > 0 \\ 0 & \dot{x}_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) \leq 0 \end{cases} \quad (7.24)$$

Rów. 7.24 definiuje wymaganą wartość siły, jaką powinien wytworzyć tłumik MR. Aby uzyskać założoną wartość siły F_{T2} , natężenie prądu i_2 płynącego przez cewkę sterującą tłumika powinno wyrażać się równaniem:

$$i_2 = \begin{cases} b_{i2} |\dot{x}_2| & \dot{x}_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) > 0 \\ 0 & \dot{x}_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) \leq 0 \end{cases} \quad (7.25)$$

Rów. 7.25 jest prawem sterowania natężeniem prądu zgodnym z algorytmem sterowania typu „Sky-hook” dla semiaktywnego układu redukcji drgań.

W dalszym etapie wyprowadzono prawo sterowania dla układu 2DOF (rys.7.58, 7.61) zgodnie z algorytmem typu „Ground-hook”. Równania dynamiczne ruchu układu mechanicznego z rys. 7.63b mają postać:

$$\begin{cases} m_1 \ddot{x}_1 + c_{gr} \dot{x}_1 + c_2 (\dot{x}_1 - \dot{x}_2) + k_1 (x_1 - z) + k_2 (x_1 - x_2) = 0 \\ m_2 \ddot{x}_2 + c_2 (\dot{x}_2 - \dot{x}_1) + k_2 (x_2 - x_1) = 0 \end{cases} \quad (7.26)$$

Siłę tłumienia wytwarzaną przez tłumik wiskotyczny zamocowany pomiędzy obiektem o masie m_1 a inercyjnym układem odniesienia (rys. 7.63b) wyraża równanie:

$$F_{gr} = -c_{gr}\dot{x}_1 \quad (7.28)$$

Natomiast siła tłumienia tłumika wiskotycznego umieszczonego między obiektem o masie m_1 i źródłem drgań w modelu liniowym układu 2DOF (rys. 7.59) wyrażona jest równaniem:

$$F_{T1} = -c_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) \quad (7.29)$$

Algorytm sterowania zakłada takie sterowanie tłumikiem wiskotycznym, aby siła tłumika umieszczonego między obiektem o masie m_1 i źródłem drgań była równa sile tłumika zamocowanego w inercyjnym układzie odniesienia, stąd otrzymano równanie:

$$c_1 = c_{gr} \frac{\dot{x}_1}{(\dot{x}_1 - \dot{z})} \quad (7.30)$$

Dotychczasowe rozważania mówią, w jaki sposób należy sterować współczynnikiem tłumienia tłumika wiskotycznego umieszczonego między obiektem o masie m_1 a źródłem drgań mechanicznych. W rozważanym w pracy układzie redukcji drgań zastosowano tłumiki MR o charakterystykach odbiegających od tłumika wiskotycznego (rozdział 2) w związku z tym należy określić prawo sterowania natężeniem prądu płynącym przez cewkę sterującą tłumika aby uzyskać siłę tłumienia zgodną z algorytmem „Ground-hook”.

Rozważmy teraz moc tłumika sterowanego zgodnie z algorytmem sterowania „Ground-hook”

$$P_{mech1} = -c_{gr}\dot{x}_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) \quad (7.31)$$

Moc jest odbierana od układu mechanicznego gdy:

$$\dot{x}_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) > 0 \quad (7.32)$$

Natomiast musi być dostarczana do układu gdy:

$$\dot{x}_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) \leq 0 \quad (7.33)$$

Zgodnie ze wcześniejszymi rozważaniami tłumik MR może tylko i wyłącznie odbierać energię od układu mechanicznego. W związku z tym konieczna staje się modyfikacja algorytmu sterowania typu „Ground-hook” zgodnie z zależnością:

$$F_{T1} = \begin{cases} -c_{gr}\dot{x}_1 & \dot{x}_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) > 0 \\ 0 & \dot{x}_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) \leq 0 \end{cases} \quad (7.34)$$

Rów. 7.34 definiuje wymaganą wartość siły, jaką powinien wytworzyć tłumik MR. Aby uzyskać założoną wartość siły F_{T1} , natężenie prądu i_1 płynącego przez cewkę sterującą tłumika powinno wyrażać się wzorem:

$$i_1 = \begin{cases} b_{i1}|\dot{x}_1| & \dot{x}_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) > 0 \\ 0 & \dot{x}_1(\dot{x}_1 - \dot{z}) \leq 0 \end{cases} \quad (7.35)$$

Rów. 7.35 jest prawem sterowania natężeniem prądu zgodnym z algorytmem sterowania typu „Ground-hook” dla semiaktywnego układu redukcji drgań.

Kolejnym z rozważanych algorytmów sterowania układem mechanicznym o dwóch stopniach swobody był algorytm maksymalnej dyssypacji energii (MEDA - ang. Maximum energy dissipation algorithm). Jest to algorytm przełączający zaproponowany po raz pierwszy w 1995 roku w pracy McClamroch i Gavin 1995.

Aby wyprowadzić prawo sterowania dla algorytmu maksymalnej dyssypacji energii, niezbędne jest macierzowy zapis równań dynamicznych ruchu układu mechanicznego o dwóch stopniach swobody postaci:

$$M\ddot{x} + Kx = \Lambda f_T + K_z z \quad (7.36)$$

Podstawiając do rów. 7.36 macierze wynikające ze struktury modelowanego układu z rys. 7.61 otrzymano:

$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 \\ -k_2 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{T1} \\ F_{T2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ 0 \end{bmatrix} z \quad (7.37)$$

Zgodnie z założeniami algorytmu maksymalnej dyssypacji energii, do określenia względnej energii drgań układu mechanicznego o dwóch stopniach swobody wykorzystywana jest funkcja Lapunowa określona zależnością:

$$V = \frac{1}{2} x^T Kx + \frac{1}{2} \dot{x}^T M\dot{x} \quad (7.38)$$

Bezpośrednia metoda Lapunowa mówi, że ruch układu mechanicznego jest stabilny jeżeli jego całkowita energia mechaniczna zmniejsza się przez cały czas. Jeżeli można dobrać dodatnio określoną funkcję Lapunowa V , której pochodna względem czasu \dot{V} jest funkcją ujemnie określoną to układ nieliniowy jest stabilny (Kaczorek i in. 2006). Różniczkując funkcję Lapunowa (rów. 7.38) względem czasu otrzymano:

$$\dot{V} = x^T K\dot{x} + \dot{x}^T (-Kx + \Lambda f_T + K_z z) \quad (7.39)$$

Zgodnie z rów. 7.39 jedyną możliwością zmiany pochodnej funkcji Lapunowa \dot{V} jest sterowanie wektorem siły f . Zadaniem sterowania jest określenie takich wartości sił tłumienia F_{T1} i F_{T2} wytwarzanych przez tłumiki MR1 i MR2, aby pochodna funkcji Lapunowa \dot{V} była ujemnie określona i przyjmowała jak najmniejsze wartości. Przy określaniu prawa sterowania założono, że energią odzyskaną z drgań może być zasilany tylko tłumik MR1, więc zbudowany zgodnie z algorytmem MEDA układ sterowania będzie modyfikował wartość siły tłumienia F_{T1} . Prawo sterowania przyjęto w postaci rów. 7.40:

$$i_1 = \begin{cases} i_{MAX} & x_1 \cdot F_{T1} \leq 0 \\ 0 & x_1 \cdot F_{T1} > 0 \end{cases} \quad (7.40)$$

7.2.3. Symulacje komputerowe

Symulacje komputerowe opisanych w podrozdziale 7.2.1 modeli matematycznych układów 2DOF wykonane zostały w pakiecie MATLAB/Simulink. Sygnałem wymuszającym było przemieszczenie $z = z_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ o amplitudzie $z_0 = 3.5$ mm i częstotliwości f zmieniającej się w przedziale (0.25, 16) Hz z krokiem co 0.25 Hz. Czas wykonywania symulacji wynosił 10 s a maksymalny krok symulacji ustawiony został na 1 ms. Symulacje umożliwiły wyznaczenie następujących wielkości fizycznych: przemieszczenia obiektu o masie m_1 x_1 oraz obiektu o masie m_2 x_2 , prędkości $v_z, v_{x1}, v_{x2}, v_{x1z}, v_{x2z}$ siły elektromotorycznej e , napięcia u oraz natężenia prądu i_2 , siły tłumienia F_{T1}, F_{T2} , siły sprężystości F_S , siły bezwładności F_B , przebiegu chwilowej mocy elektrycznej p_{el} oraz chwilowej mocy mechanicznej p_{mech1} i p_{mech2} . Podczas symulacji obliczone zostały współczynniki T_{x1z} oraz T_{x2z} zdefiniowane rów. A.2 i A.3 w załączniku A.

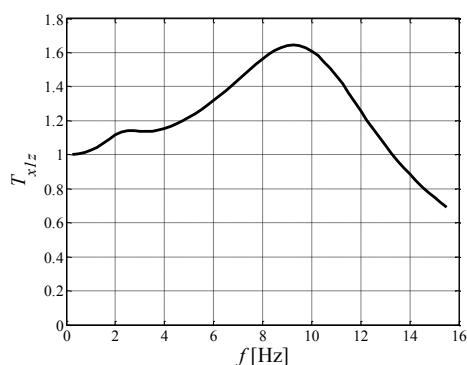
7.2.3.1. Symulacje modelu liniowego

W pierwszym etapie przeprowadzone zostały symulacje komputerowe liniowego modelu układu 2DOF. Do symulacji przyjęte zostały parametry zestawione w tabeli 7.11. W przypadku symulacji modelu liniowego pominięte zostały występujące w układzie siły tarcia w parach kinematycznych. Wyniki symulacji przedstawione zostały w formie charakterystyk częstotliwościowych obrazujących współczynniki przenoszenia drgań T_{x1z} oraz T_{x2z} pokazane na rys. 7.64 ÷ 7.70.

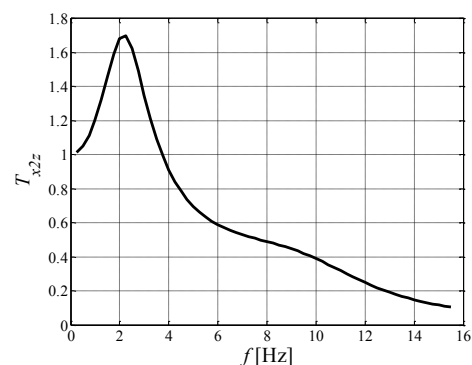
Tabela 7.11. Parametry liniowego modelu układu 2DOF

Parametr	Wartość	Jednostka
m_1	24	kg
m_2	35	kg
k_1	100000	N/m
k_2	18000	N/m
c_1	500	Ns/m
c_2	500	Ns/m

a)

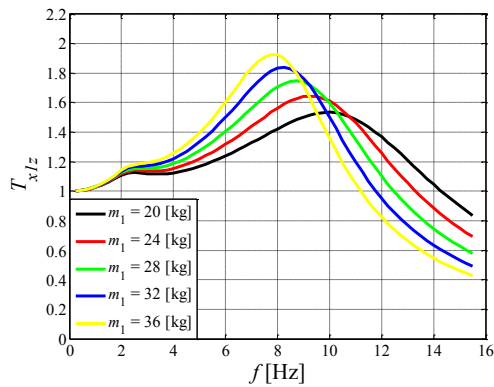


b)

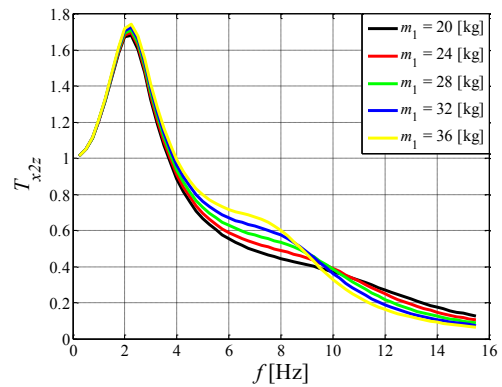


Rys. 7.64. Obliczone współczynniki przenoszenia drgań: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}

a)

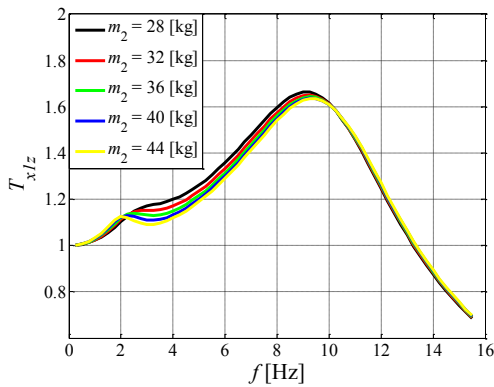


b)

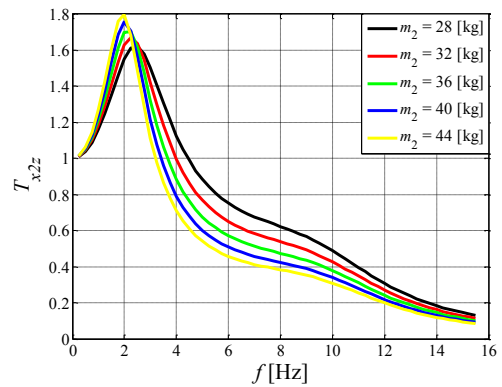


Rys. 7.65. Wpływ zmiany masy m_1 modelu na współczynnik przenoszenia drgań: a) T_{x_1z} , b) T_{x_2z}

a)

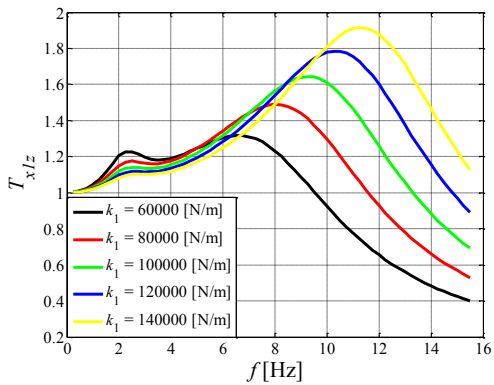


b)

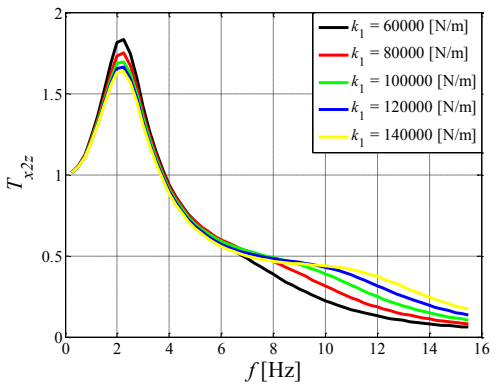


Rys. 7.66. Wpływ zmiany masy m_2 modelu na współczynnik przenoszenia drgań: a) T_{x_1z} , b) T_{x_2z}

a)

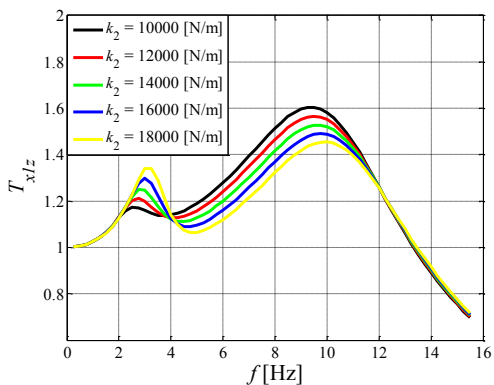


b)

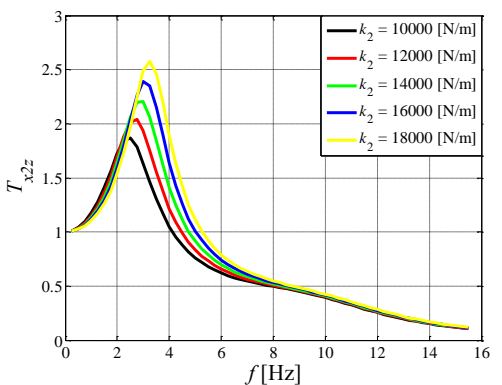


Rys. 7.67. Wpływ zmiany współczynnika k_1 modelu na współczynnik przenoszenia drgań: a) T_{x_1z} , b) T_{x_2z}

a)

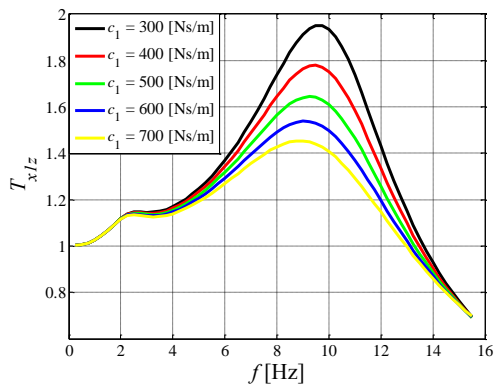


b)

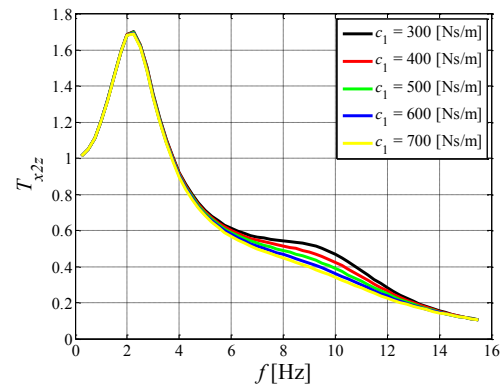


Rys. 7.68. Wpływ zmiany współczynnika k_2 modelu na współczynnik przenoszenia drgań: a) T_{x_1z} , b) T_{x_2z}

a)

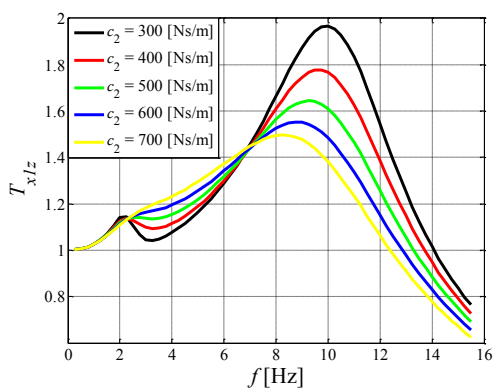


b)

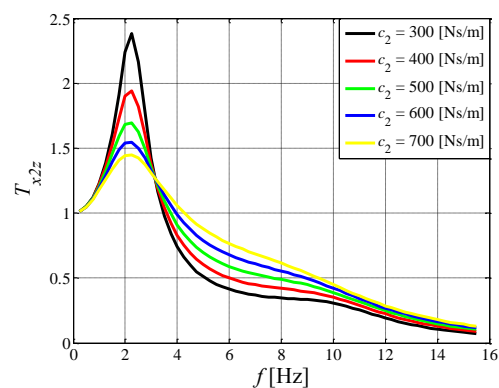


Rys. 7.69. Wpływ zmiany tłumienia c_1 modelu na współczynnik przenoszenia drgań: **a)** T_{x1z} , **b)** T_{x2z}

a)



b)



Rys. 7.70. Wpływ zmiany tłumienia c_2 modelu na współczynnik przenoszenia drgań: **a)** T_{x1z} , **b)** T_{x2z}

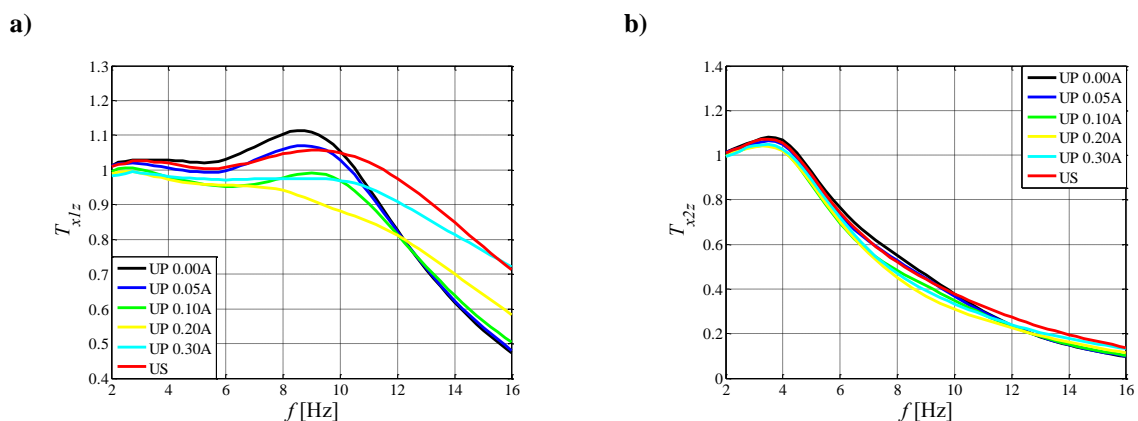
Na rys. 7.64 przedstawiono charakterystyki współczynników przenoszenia drgań T_{x1z} oraz T_{x2z} uzyskane z symulacji komputerowych modelu liniowego układu 2DOF o parametrach zestawionych w tabeli 2. Analizując charakterystykę współczynnika T_{x1z} (rys. 7.64a) zauważyć można dwa przewyższenia rezonansowe występujące przy częstotliwościach $f_{r1} = 2.5$ Hz i $f_{r2} = 10$ Hz. Natomiast na charakterystyce współczynnika T_{x2z} (rys. 7.64b) obserwowane jest tylko jedno przewyższenie rezonansowe odpowiadające częstotliwości f_{r1} . Dalsze rozważania dotyczące modelu liniowego układu 2DOF dotyczyć będą wpływu zmian parametrów mechanicznych modelu takich jak: masy m_1 i m_2 , sprężystości k_1 i k_2 oraz współczynniki tłumienia c_1 i c_2 na charakterystyki częstotliwościowe współczynników T_{x1z} oraz T_{x2z} . Wpływ zmiany masy m_1 przedstawiono na rys. 7.65. Widać wyraźnie że zwiększenie jej wartości powoduje zwiększenie wartości współczynnika T_{x1z} (rys. 7.65a) dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} , przy jednoczesnym przesunięciu przewyższenia rezonansowego w kierunku niższych częstotliwości. Wartość współczynnika T_{x1z} dla pierwszej częstotliwości rezonansowej f_{r1} ulega zwiększeniu w znacznie mniejszym stopniu niż dla częstotliwości f_{r2} a położenie przewyższenia rezonansowego nie ulega zmianie. Analizując zachowanie układu 2DOF można powiedzieć, że zmiana masy m_1 wpływa głównie na wartość współczynnika T_{x1z} w okolicach drugiej częstotliwości rezonansowej

f_{r2} . Obserwacje te potwierdza również analiza charakterystyki częstotliwościowej T_{x2z} widocznej na rys. 7.65b. Również w tym przypadku zwiększenie masy m_1 nie wpływa znacząco na wartość współczynnika T_{x2z} w okolicy pierwszej częstotliwości rezonansowej f_{r1} , natomiast obserwuje się wyraźne jego zwiększenie w okolicy drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} . Zwiększenie wartości masy m_2 skutkuje zmniejszeniem wartości współczynnika T_{x1z} (rys. 7.66a) dla częstotliwości mieszczących się w przedziale pomiędzy częstotliwościami f_{r1} i f_{r2} , dla pozostałych częstotliwości zaś jego wartość nie ulega zmianie. Dodatkowo zauważyć można, że im większa masa m_2 tym wyraźniej widoczna jest częstotliwość znajdująca się pomiędzy częstotliwościami rezonansowymi, dla której współczynnik T_{x1z} osiąga najmniejszą wartość. Częstotliwość ta określana została mianem częstotliwości antyrezonansowej f_a . W przypadku współczynnika T_{x2z} (rys. 7.66b) wzrost masy m_2 powoduje wzrost wartości tego współczynnika dla pierwszej częstotliwości rezonansowej f_{r1} i jego zmniejszenie dla częstotliwości wyższych niż częstotliwość f_{r1} . Zwiększenie wartości współczynnika sprężystości k_1 skutkuje zmniejszeniem wartości współczynnika T_{x1z} (rys. 7.67a) w okolicy częstotliwości rezonansowej f_{r1} , i jego zwiększenie w okolicy częstotliwości rezonansowej f_{r2} . Położenie przewyższenia rezonansowego odpowiadające częstotliwości f_{r1} nie ulega zmianie, natomiast przewyższenie rezonansowe odpowiadające częstotliwości f_{r2} przesuwa się w kierunku wyższych częstotliwości. Analogiczne wnioski wysunąć można obserwując charakterystykę częstotliwościową współczynnika T_{x2z} (rys. 7.67b). Również tutaj wzrost współczynnika sprężystości k_1 powoduje zmniejszenie wartości T_{x2z} dla częstotliwości f_{r1} i jego zwiększenie w okolicy częstotliwości f_{r2} . Wzrost wartości współczynnika sprężystości k_2 powoduje wzrost wartości współczynnika T_{x1z} (rys. 7.68a) dla pierwszej częstotliwości rezonansowej f_{r1} przy jednoczesnym przesunięciu przewyższenia rezonansowego w kierunku wyższych częstotliwości. Wzrost k_2 powoduje również zmniejszenie wartości współczynnika T_{x1z} dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} przesuując położenie przewyższenia rezonansowego w kierunku wyższych częstotliwości. Obserwuje się również zmniejszenie wartości T_{x1z} dla częstotliwości antyrezonansowej f_a . Wzrostowi wartości współczynnika k_2 towarzyszy wzrost wartości współczynnika T_{x2z} (rys. 7.68b) dla pierwszej częstotliwości rezonansowej, natomiast wartości współczynnika T_{x2z} powyżej częstotliwości 8 Hz przyjmują zbliżone wartości. Zmiana wartości współczynnika tłumienia c_1 nie zmienia wartości współczynnika T_{x1z} i T_{x2z} (rys. 7.69) w okolicy pierwszej częstotliwości rezonansowej f_{r1} . Wzrostowi współczynnika tłumienia c_1 towarzyszy natomiast wzrost wartości współczynników przenoszenia drgań T_{x1z} i T_{x2z} w okolicy drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} , przesuując przewyższenie rezonansowe w kierunku wyższych częstotliwości. Wzrost współczynnika tłumienia c_2 skutkuje zmniejszeniem wartości współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} (rys. 7.70a) dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} i przesunięcie

przewyższenia rezonansowego w kierunku niższych częstotliwości. Ponadto obserwowany jest wzrost wartości współczynnika T_{x1z} dla częstotliwości antyrezonansowej f_a . Przekroczenie przez współczynnik c_2 wartości 600 Ns/m powoduje zanik częstotliwości antyrezonansowej f_a , wówczas na charakterystyce częstotliwościowej nie obserwuje się dwóch wyraźnie oddzielonych od siebie przewyższeń rezonansowych. Wskutek zwiększania współczynnika tłumienia c_2 zachowanie układu 2DOF jest charakterystyczne dla układu 1DOF. Wzrostowi współczynnika c_2 towarzyszy również zmniejszenie wartości współczynnika T_{x2z} (rys. 7.70b) dla pierwszej częstotliwości rezonansowej f_{r1} , natomiast jego zwiększenie w okolicy drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} . Powyższa analiza umożliwia zrozumieć zjawiska zachodzące w układzie 2DOF przy zmianie parametrów mechanicznych. Zastosowanie tłumików MR w układzie 2DOF umożliwia wpływanie na siły oddziałujące na obiekty o masach m_1 i m_2 poprzez natężenie prądu elektrycznego płynącego przez ich cewki sterujące. Siły generowane przez tłumiki zależą w sposób nieliniowy od prędkości ruchu, w związku z tym konieczna staje się budowa modeli nieliniowych zawierających modele tłumików MR. Jednakże obserwacja charakterystyk częstotliwościowych nieliniowych modeli układu 2DOF wyposażonego w tłumiki MR i porównanie ich do charakterystyk modeli liniowych umożliwia wytłumaczenie zachodzących zjawisk w oparciu o zmiany parametrów mechanicznych modeli liniowych. Dalsze symulacje komputerowe przeprowadzone zostały w oparciu o nieliniowe modele układu 2DOF a ich wyniki przedstawione w rozdziale 7.2.3.2.

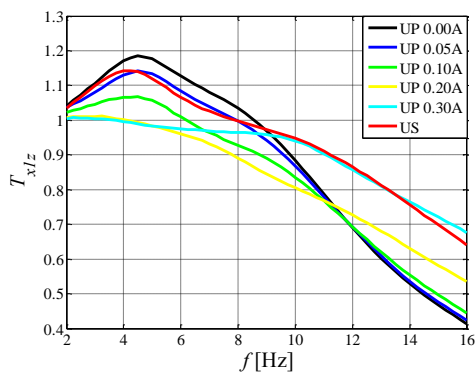
7.2.3.2. Symulacje modelu nieliniowego

W drugim etapie przeprowadzone zostały symulacje komputerowe nieliniowego modelu układu 2DOF. Do symulacji przyjęte zostały parametry zestawione w tabeli 7.1. Wyniki symulacji przedstawione zostały w formie charakterystyk częstotliwościowych obrazujących współczynniki przenoszenia drgań T_{x1z} oraz T_{x2z} pokazane na rys. 7.71 ÷ 7.96.

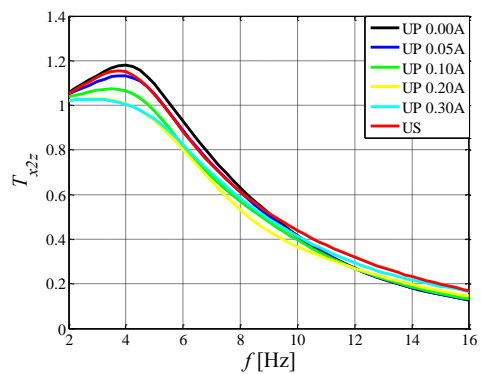


Rys. 7.71. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0$ A: **a)** T_{x1z} , **b)** T_{x2z}

a)

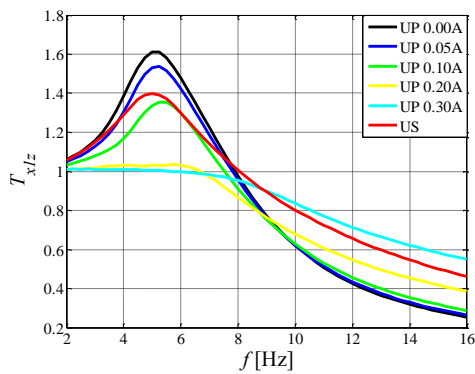


b)

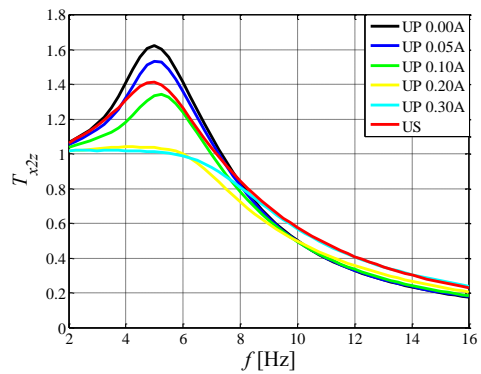


Rys. 7.72. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.1$ A: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}

a)

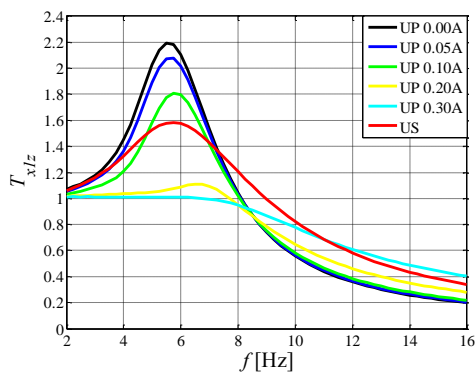


b)

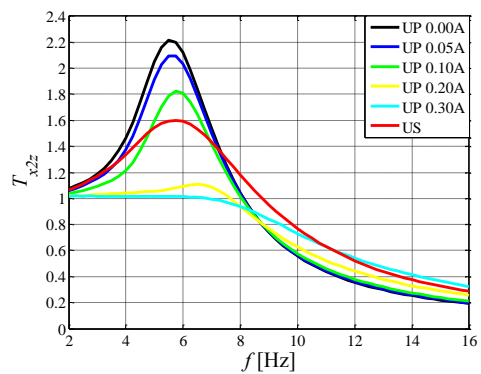


Rys. 7.73. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.2$ A: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}

a)

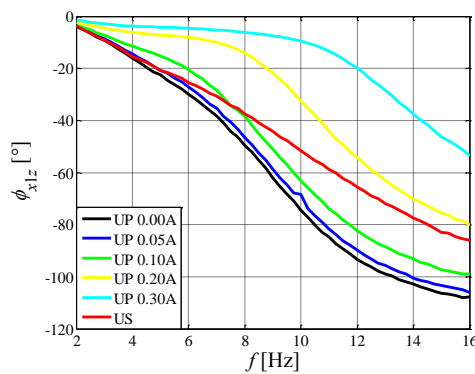


b)

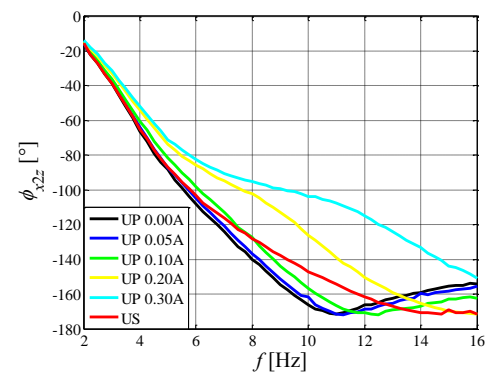


Rys. 7.74. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.3$ A: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}

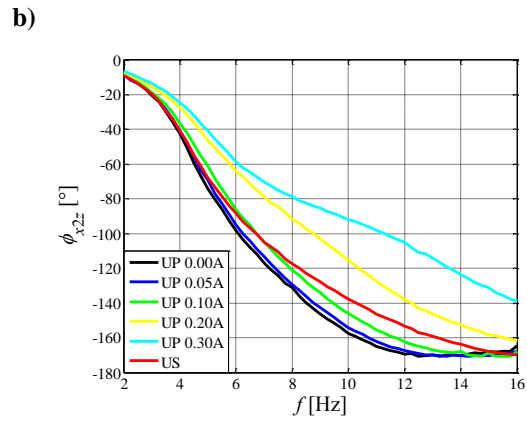
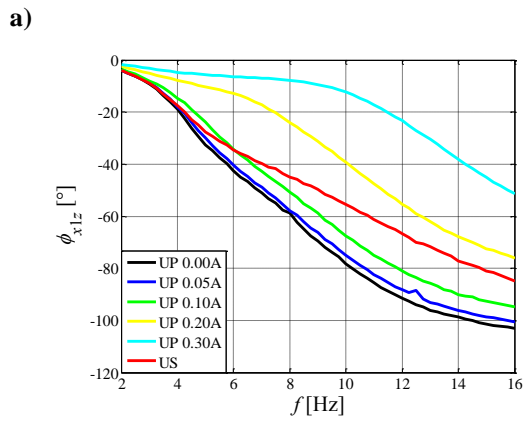
a)



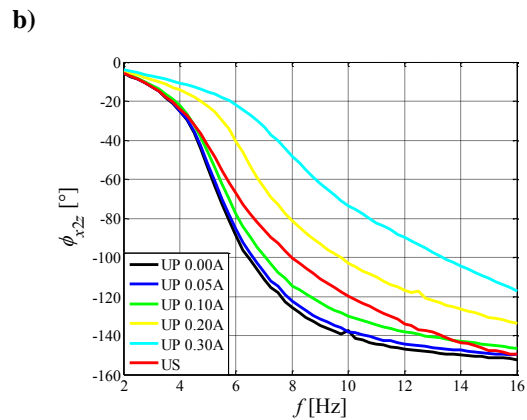
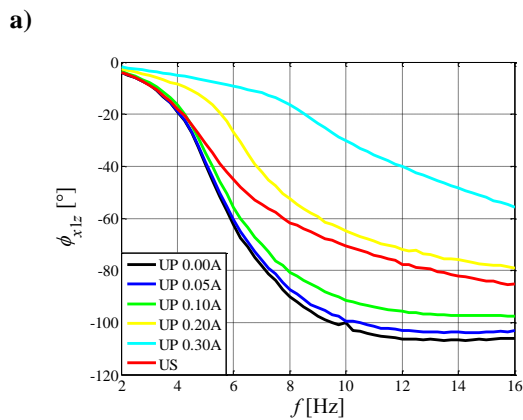
b)



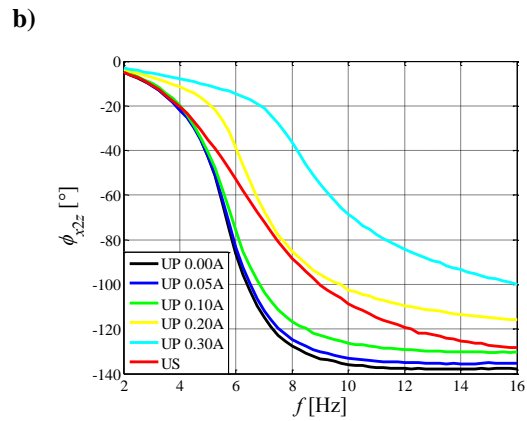
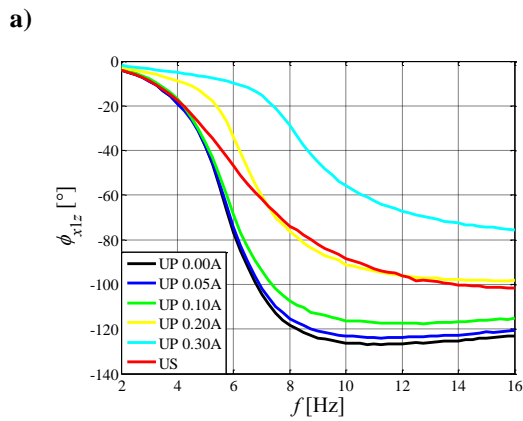
Rys. 7.75. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}



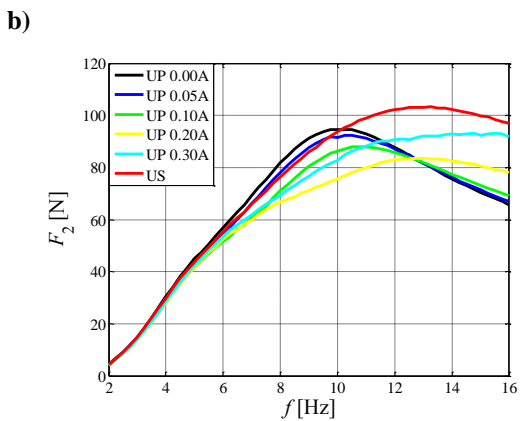
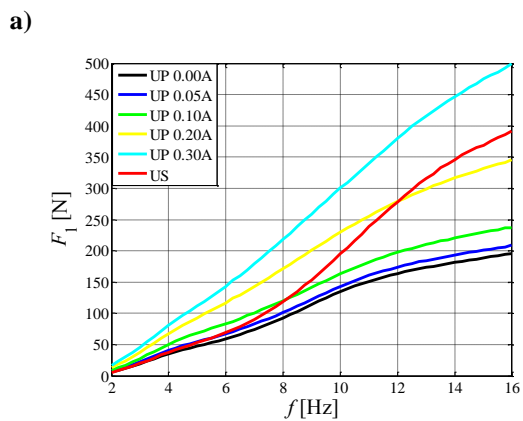
Rys. 7.76. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.1$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}



Rys. 7.77. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.2$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}

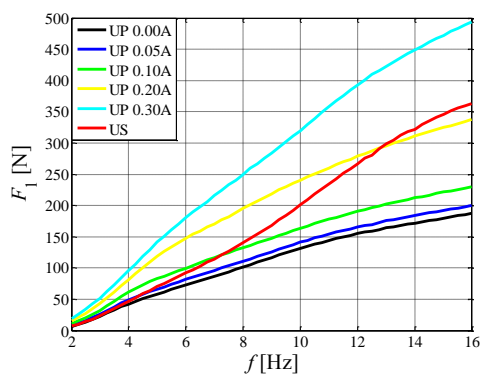


Rys. 7.78. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.3$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}

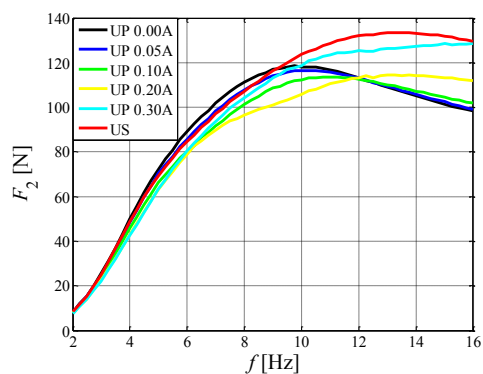


Rys. 7.79. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}

a)

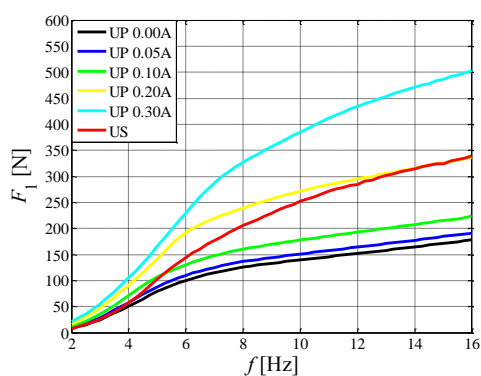


b)

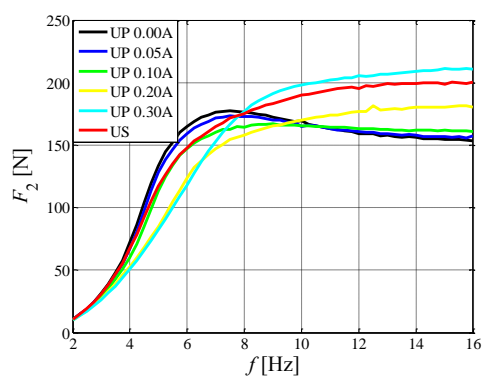


Rys. 7.80. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.1$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}

a)

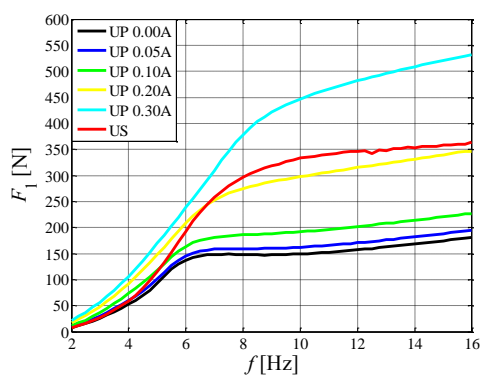


b)

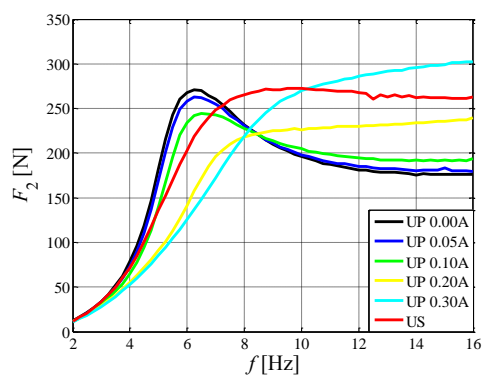


Rys. 7.81. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.2$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}

a)

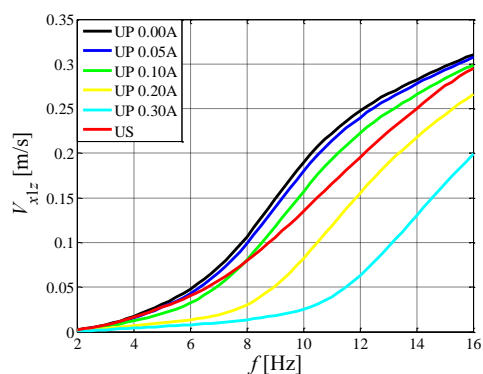


b)

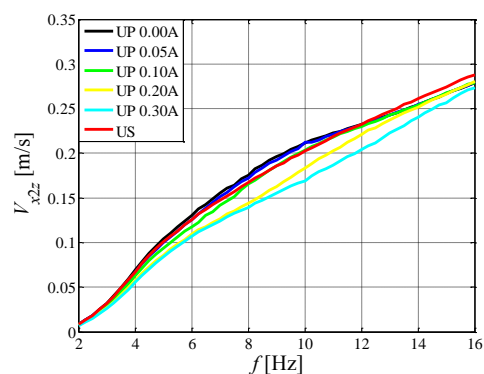


Rys. 7.82. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.3$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}

a)

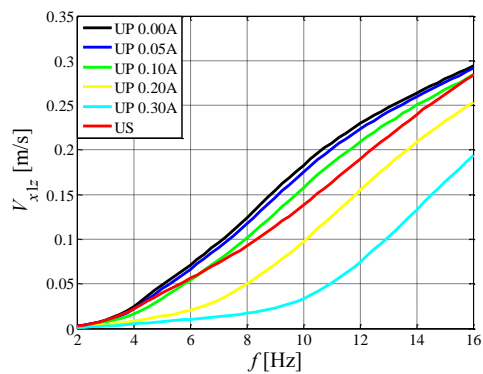


b)

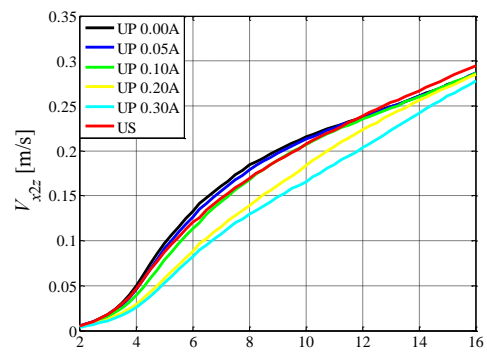


Rys. 7.83. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}

a)

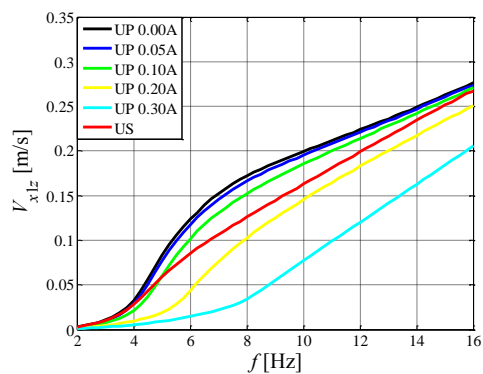


b)

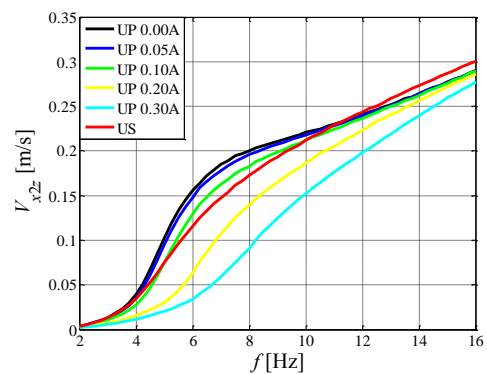


Rys. 7.84. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.1$ A: **a)** V_{x1z} , **b)** V_{x2z}

a)

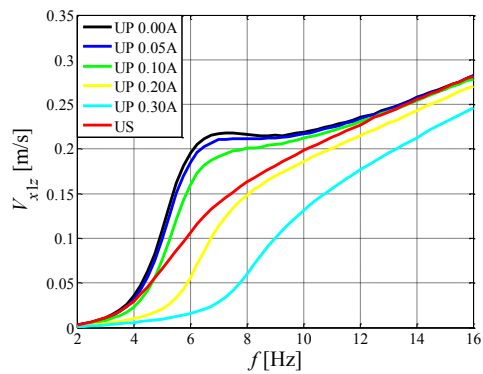


b)

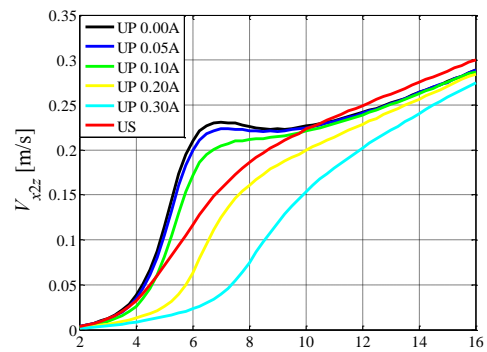


Rys. 7.85. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.2$ A: **a)** V_{x1z} , **b)** V_{x2z}

a)

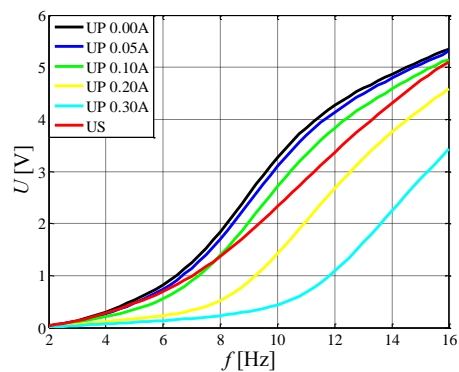


b)

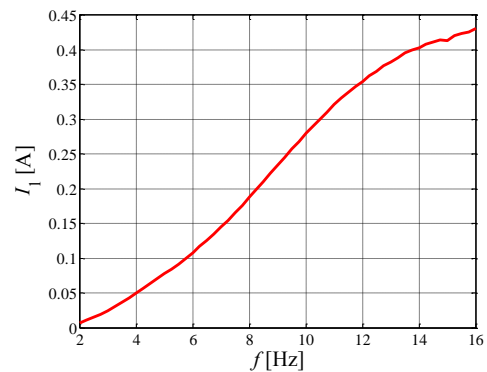


Rys. 7.86. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.3$ A: **a)** V_{x1z} , **b)** V_{x2z}

a)

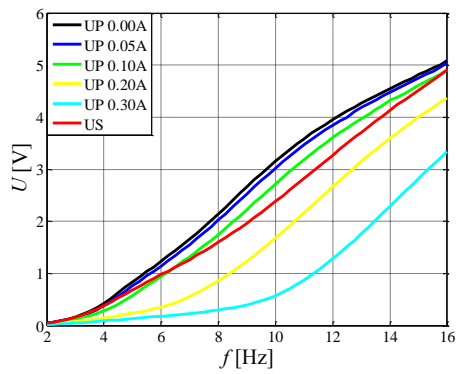


b)

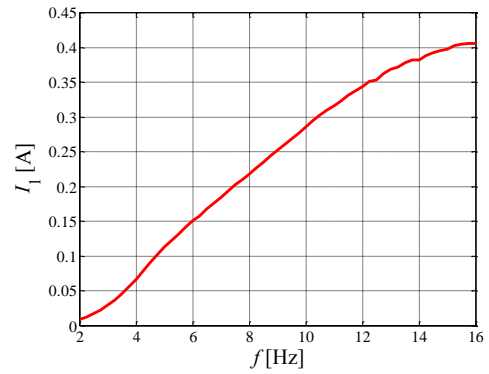


Rys. 7.87. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0$ A: **a)** U , **b)** I

a)

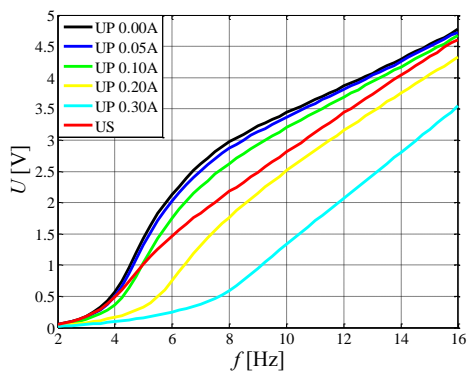


b)

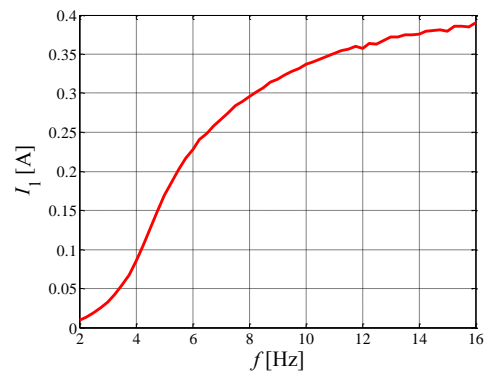


Rys. 7.88. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.1$ A: a) U , b) I

a)

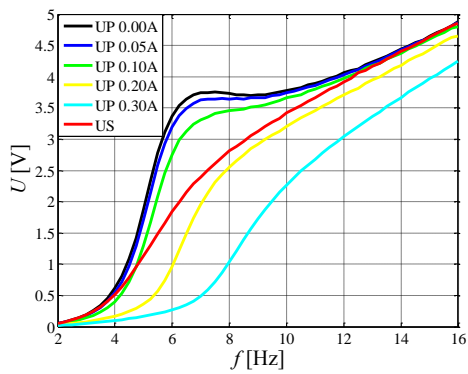


b)

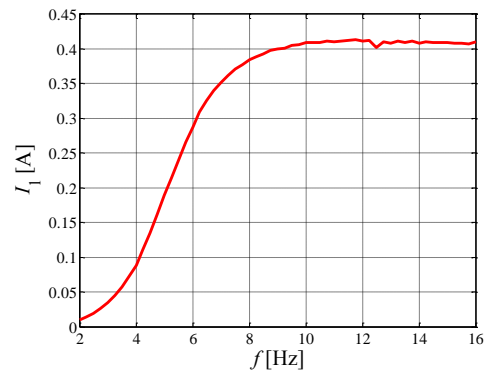


Rys. 7.89. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.2$ A: a) U , b) I

a)

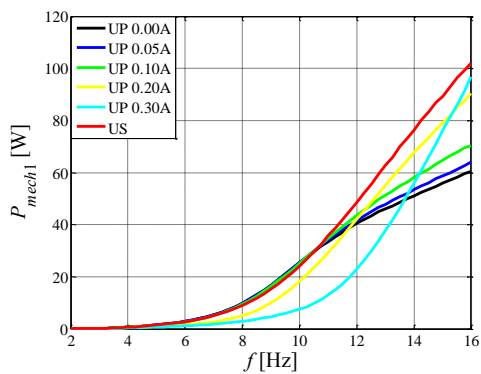


b)

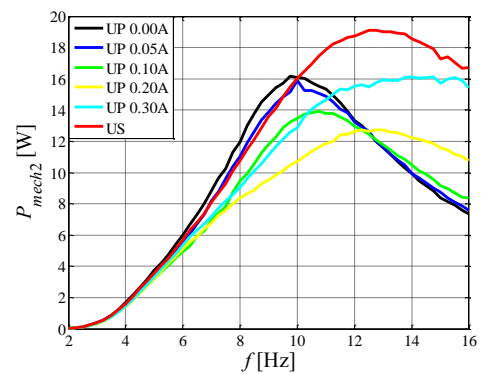


Rys. 7.90. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.3$ A: a) U , b) I

a)

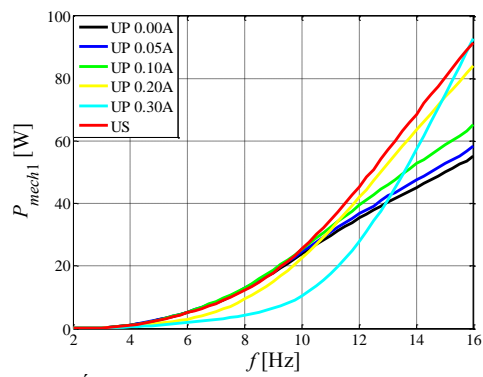


b)

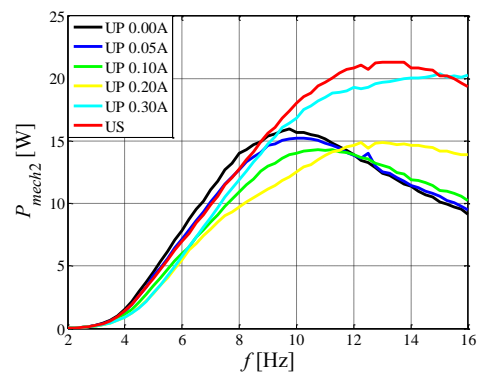


Rys. 7.91. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}

a)

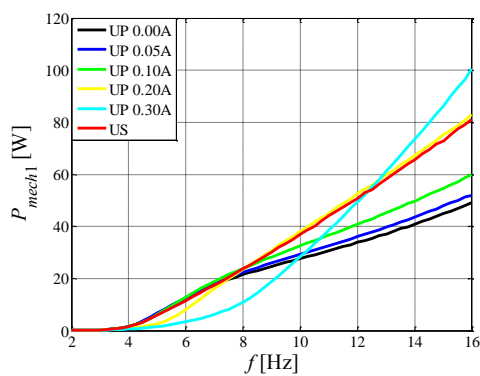


b)

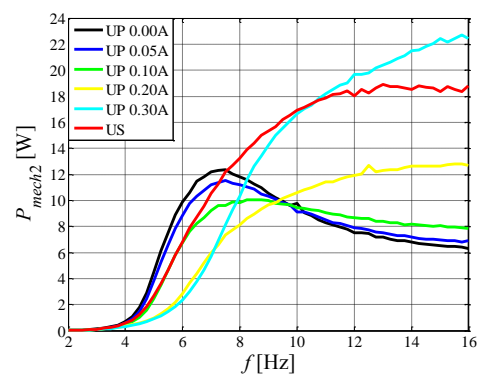


Rys. 7.92. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.1$ A: **a)** P_{mech1} , **b)** P_{mech2}

a)

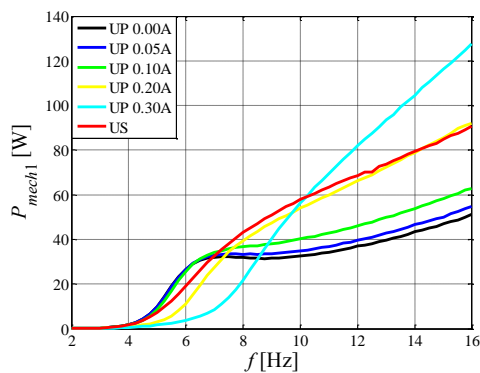


b)

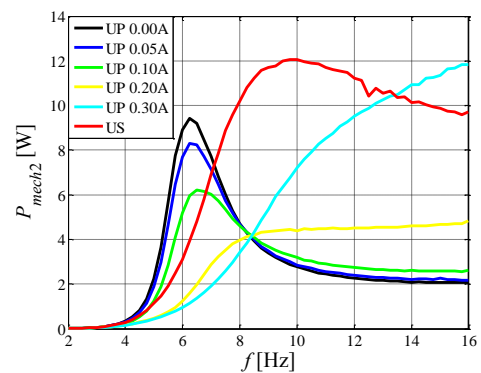


Rys. 7.93. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.2$ A: **a)** P_{mech1} , **b)** P_{mech2}

a)

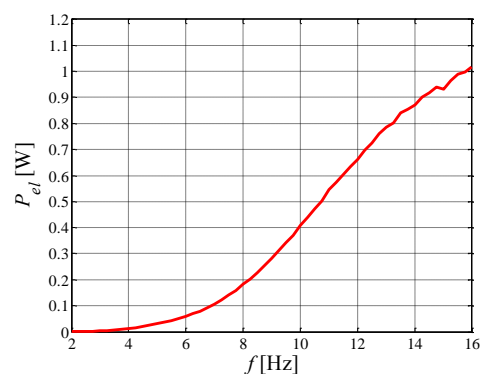


b)

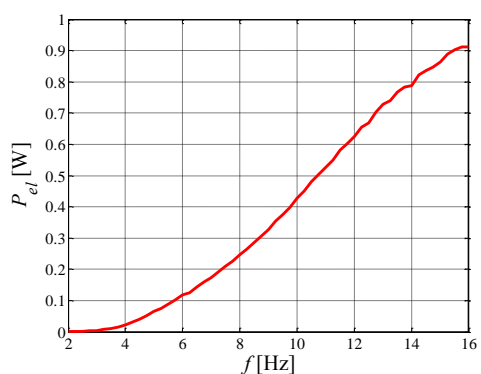


Rys. 7.94. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.3$ A: **a)** P_{mech1} , **b)** P_{mech2}

a)

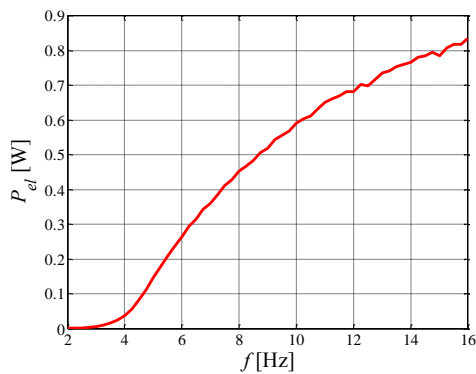


b)

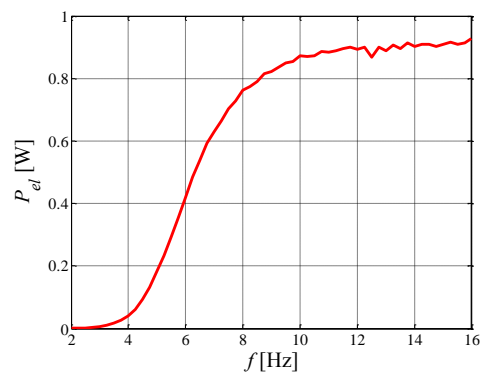


Rys. 7.95. Moc czynna dostarczana przez przetwornik P_{el} dla: **a)** $I_2 = 0$ A, **b)** $I_2 = 0.1$ A

a)



b)



Rys. 7.96. Moc czynna dostarczana przez przetwornik P_{el} dla: **a)** $I_2 = 0.2$ A, **b)** $I_2 = 0.3$ A

Na rys. 7.71 ÷ 7.74 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} i T_{x2z} dla czterech nastawionych wartości natężenia prądu I_2 . W przypadku, gdy cewki tłumików MR1 i MR2 nie były zasilane ($I_2 = 0$, układ UP 0.00A), na charakterystyce współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} (rys. 7.71a) widoczne są dwa przewyższenia rezonansowe odpowiadające częstotliwościom $f_{r1} = 3.5$ Hz oraz $f_{r2} = 8.5$ Hz. Współczynnik przenoszenia drgań T_{x1z} dla częstotliwości rezonansowych f_{r1} i f_{r2} wynosi odpowiednio $T_{x1z} = 1.03$ oraz $T_{x1z} = 1.11$. Zwiększenie wartości natężenia prądu I_1 skutkuje dla układów UP 0.05A, UP 0.10A, UP 0.15A oraz UP 0.20A zmniejszeniem wartości współczynnika T_{x1z} przy częstotliwości wymuszenia nie przekraczającej 12 Hz. Powyżej częstotliwości 12 Hz wzrost natężenia prądu I_1 skutkuje zwiększeniem wartości współczynnika T_{x1z} . W przypadku układów UP 0.30A i US wzrost natężenia prądu I_1 wywołuje wzrost współczynnika T_{x1z} powyżej częstotliwości wymuszenia odpowiednio 11 Hz oraz 10.25 Hz. Zwiększenie natężenia prądu I_1 skutkuje również przesunięciem częstotliwości rezonansowych: f_{r1} w kierunku niższych wartości, natomiast f_{r2} w kierunku wyższych wartości. Zauważono również, że przekroczenie natężenia prądu $I_1 = 0.2$ A (układ UP 0.20A) wywołuje zanik przewyższeń rezonansowych. W przypadku układu US wartości współczynnika T_{x1z} dla częstotliwości rezonansowych $f_{r1} = 3.3$ Hz oraz $f_{r2} = 9$ Hz wynoszą odpowiednio $T_{x1z} = 1.03$ i $T_{x1z} = 1.06$. Najmniejszą wartość współczynnika T_{x1z} w zakresie częstotliwości $f \in (2, 12)$ Hz wykazuje układ UP 0.20A. Na charakterystyce częstotliwościowej współczynnika T_{x2z} (rys. 7.71b) zaobserwowano jedno przewyższenie rezonansowe występujące dla częstotliwości wymuszenia f_{r1} . Największe różnice współczynnika T_{x2z} między badanymi układami obserwowano w przedziale częstotliwości $f \in (2, 4)$ Hz oraz $f \in (6, 12)$ Hz. Przy częstotliwościach nie przekraczających 12 Hz najmniejszy współczynnik T_{x2z} charakteryzował układ UP 0.20A. Przepływ prądu przez cewkę sterującą tłumika MR2 o natężeniu $I_2 = 0.1$ A powoduje wzrost siły oporu pomiędzy

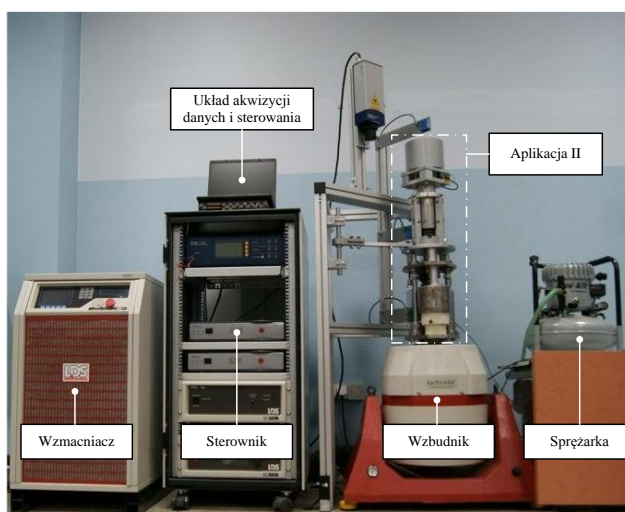
obiektami o masie m_1 i m_2 . W związku z tym na charakterystyce współczynnika tłumienia T_{x1z} (rys. 7.72a) nie obserwuje się już wyraźnie od siebie oddzielonych szczytów rezonansowych, a częstotliwości rezonansowe f_{r1} i f_{r2} mają zbliżone wartości. Dla układu UP 0.00A przy pierwszej częstotliwości rezonansowej $f_{r1} = 4.5$ Hz wartość współczynnika $T_{x1z} = 1.18$. Zwiększenie wartości natężenia prądu I_1 płynącego przez tłumik MR1 skutkuje zmniejszeniem wartości współczynnika T_{x1z} przy częstotliwościach wymuszenia nie przekraczających 11 Hz. Wyjątek stanowią układy UP 0.30A oraz US gdzie zmniejszenie współczynnika T_{x1z} w porównaniu z układem UP 0.00A obserwowane było przy częstotliwościach mniejszych od 9 Hz. W przypadku współczynnika T_{x2z} (rys. 7.72b) podobnie jak poprzednio obserwowane jest tylko jedno przewyższenie rezonansowe dla częstotliwości f_{r1} . Zwiększenie natężenia prądu I_1 skutkuje zmniejszeniem współczynnika T_{x2z} dla częstotliwości nie przekraczających 12 Hz. Przekroczenie tej częstotliwości skutkuje nieznacznym zwiększeniem wartości T_{x2z} . Największe różnice w wartościach współczynnika T_{x2z} obserwuje się w okolicy częstotliwości rezonansowej f_{r1} . Zasilanie tłumika MR2 prądami o natężeniu $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A powoduje, że na charakterystykach częstotliwościowych współczynników T_{x1z} oraz T_{x2z} obserwowane jest pojedyncze przewyższenie rezonansowe odpowiadające częstotliwości f_r . Ponadto dla prądu $I_2 = 0.3$ A wartości współczynników T_{x1z} i T_{x2z} przyjmują zbliżone wartości w całym przedziale częstotliwości wymuszenia. Zachowanie symulowanego układu 2DOF jest charakterystyczne dla układu 1DOF. W obu przypadkach zwiększenie natężenia prądu I_1 powoduje obniżenie szczytu rezonansowego i zmniejszenie wartości współczynników T_{x1z} i T_{x2z} przy częstotliwościach nie przekraczających 8 Hz, natomiast zwiększenie ich wartości powyżej częstotliwości 8 Hz. W przypadku układu UP 0.30A przewyższenie rezonansowe nie było obserwowane. W rezonansie wartości współczynników przenoszenia drgań dla układu US osiągają $T_{x1z} = T_{x2z} = 1.4$ dla $I_2 = 0.2$ A (rys 7.73) oraz $T_{x1z} = T_{x2z} = 1.6$ dla $I_2 = 0.3$ A (rys 7.74). Na rys. 7.75 ÷ 7.78 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe przesunięcia fazowego φ_{x1z} oraz φ_{x2z} pomiędzy przemieszczeniami odpowiednio x_1 , x_2 a przemieszczeniem z . W każdym z badanych przypadków wzrost częstotliwości wymuszenia f powoduje wzrost przesunięcia fazowego φ_{x1z} oraz φ_{x2z} . Im większa wartość natężenia prądu I_1 tym mniejsze wartości przesunięć fazowych φ_{x1z} oraz φ_{x2z} . Dla układu UP 0.00A przesunięcia fazowe przy częstotliwości wymuszenia $f_{max} = 16$ Hz wynosiły: $\varphi_{x1z} = 108^\circ$, $\varphi_{x2z} = 152^\circ$ ($I_2 = 0$), $\varphi_{x1z} = 102^\circ$, $\varphi_{x2z} = 162^\circ$ ($I_2 = 0.1$ A), $\varphi_{x1z} = 105^\circ$, $\varphi_{x2z} = 156^\circ$ ($I_2 = 0.2$ A), $\varphi_{x1z} = 122^\circ$, $\varphi_{x2z} = 138^\circ$ ($I_2 = 0.3$ A). Charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_{T1} tłumika MR1 i F_{T2} tłumika MR2 przedstawiono na rys. 7.79 ÷ 7.82. Siła F_{T1}

osiąga maksymalne wartości przy częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz. Gdy natężenie prądu $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.1$ A wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_{T2} osiąga maksymalną wartość dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} we wszystkich symulowanych układach. Podobnie, gdy $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A wartość maksymalna siły F_{T2} osiągana jest przy częstotliwości rezonansowej f_r . Na rys. 7.83 ÷ 7.86 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} oraz V_{x2z} . Zaobserwowano, że dla wszystkich symulowanych układów wartość średniokwadratowa różnicy prędkości rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia. Im większa wartość prądu I_1 tym mniejsze wartości średniokwadratowej różnicy prędkości były obserwowane. Gdy prąd płynący przez cewkę tłumika MR2 nastawiony był na $I_2 = 0.3$ A wartości średniokwadratowe różnicy prędkości V_{x1z} oraz V_{x2z} były do siebie zbliżone. Analizując wartości skuteczne napięcia U uzyskane z modelu elektromechanicznego przetwornika energii pokazane na rys. 7.87a ÷ 7.90a widać, że są one proporcjonalne do wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} . Wartości skuteczne napięć osiągają maksymalną wartość przy częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz dla wszystkich symulowanych układów. Gdy $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.1$ A maksymalna wartość skuteczna napięcia U dla układu US wynosi 5 V, natomiast dla $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A wynosi około 4.6 V. Rysunki rys. 7.87b ÷ 7.90b przedstawiają wartość skuteczną natężenia prądu I_1 płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR1 dla układu US. Widać na nich, że wartość skuteczną natężenia prądu I_1 zależy od wartości napięcia U , przy czym w przypadku wyższych częstotliwości wymuszenia widoczny jest wzrost impedancji tłumika, co jest przyczyną zmniejszenia szybkości narastania prądu przy zmianie częstotliwości. Na rys. 7.91 ÷ 7.94 pokazane zostały charakterystyki częstotliwościowe średniej mocy rozpraszanej przez tłumik MR1 P_{mech1} oraz tłumik MR2 P_{mech2} . Dla wszystkich badanych układów moc P_{mech1} rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia f . Moc P_{mech2} osiąga maksymalną wartość dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} (lub rezonansowej f_r gdy $I_2 \geq 0.2$ A). W przypadku układu UP 0.30A gdzie przewyższenie rezonansowe nie jest obserwowane moc P_{mech2} osiąga maksimum dla częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz. Czynna moc elektryczna P_{el} dostarczana przez model przetwornika do cewki tłumika MR1 pokazana została na rys. 7.95 i 7.96. Widać wyraźnie, że wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia f moc czynna P_{el} rośnie. Przy częstotliwości 16 Hz dla $I_2 = 0$ wynosi $P_{el} = 1$ W, $I_2 = 0.1$ A wynosi $P_{el} = 0.91$ W, $I_2 = 0.2$ A wynosi $P_{el} = 0.82$ W, $I_2 = 0.3$ A wynosi $P_{el} = 0.92$ W.

7.2.4. Stanowisko badawcze

Badania układu 2DOF wykonano na stanowisku badawczym, którego budowa omówiona zostanie w niniejszym podrozdziale. Było ono również przedmiotem publikacji Sapiński i Jastrzębski 2011. Widok stanowiska badawczego pokazano na rys. 7.97. Składa się ono z elektromagnetycznego wzbudnika drgań LDS V780 (www.bksv.com) na którym umieszczono układ 2DOF. Obok wzbudnika znajduje się przytwierdzona do podłoża rama wykonana z profili aluminiowych. Jej zadaniem jest stabilizacja smukłej konstrukcji układu mechanicznego wykonującego drgania w kierunku pionowym. Do ramy przymocowano dwie prowadnice liniowe, po których ślizgają się łożyska. Obiekt o masie m_1 przymocowany jest za pomocą łączników z łożyskami, co umożliwia przenoszenie sił poprzecznych, jakie mogą pojawić się podczas ruchu układu mechanicznego.

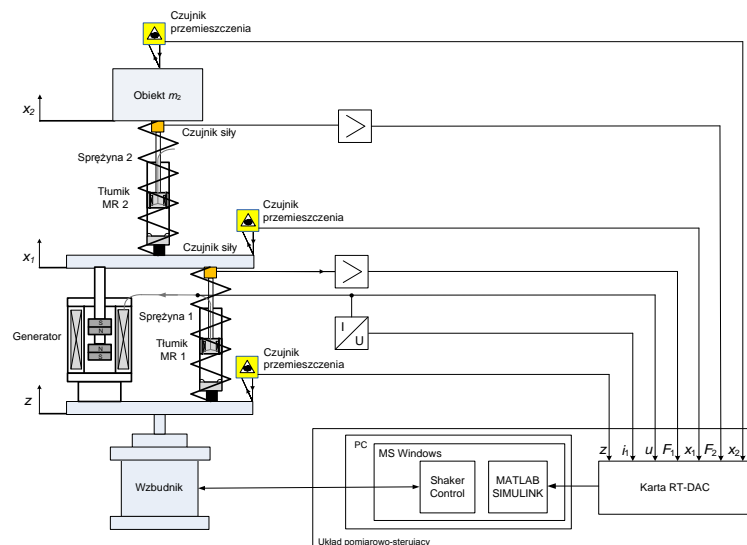
Wzbudnik drgań jest źródłem drgań mechanicznych. Wytwarza on przemieszczenie z elementów umieszczonych na jego płycie, którymi są: sprężyna k_1 , tłumik MR1 oraz elektromechaniczny przetwornik energii. Wzbudnik drgań zasilany jest przez wzmacniacz LDS HPA-K kontrolowany przez sterownik LDS Dactron Laser USB. Sterownik ten połączony jest poprzez interfejs USB z komputerem pracującym pod kontrolą systemu operacyjnego Windows XP z zainstalowanym oprogramowaniem Dactron Shaker Control. Sterowanie pracą wzbudnika odbywa się w pętli sprzężenia zwrotnego poprzez pomiar przyspieszenia płyty wzbudnika za pomocą akcelerometru 353B33 firmy PCB Piezotronics (www.pcbpiezotronics.eu). Siła wynikająca z ciężaru układu mechanicznego o dwóch stopniach swobody równoważona jest przez wzbudnik przy pomocy sprężonego powietrza wytwarzanego przez sprężarkę.



Rys. 7.97. Widok stanowiska badawczego

Schemat układu pomiarowo-sterującego pokazano na rys. 7.98. Funkcjonalnie dzieli się on na dwie części. Pierwsza część służy do wytwarzania drgań mechanicznych i składa się z: wzbudnika drgań V780 firmy LDS, wzmacniacza HPA-K, sterownika Dactron Laser USB oraz akcelerometru piezoelektrycznego 353B33 firmy PCB Piezotronics.

Druga część stanowi układ pomiarowy stanowiska składający się z karty RT-DAC 4 firmy INTECO (www.inteco.com.pl) oraz czujników mechanicznych wraz z układami kondycjonowania sygnałów. Układ pomiarowy umożliwia rejestrowanie następujących wielkości fizycznych: przemieszczenia z stanowiącego wymuszenie, przemieszczenia x_1 obiektu o masie m_1 , przemieszczenia x_2 obiektu o masie m_2 , siły tłumika MR1 F_{T1} , siły tłumika MR2 F_{T2} , napięcia na zaciskach przetwornika u (siły elektromotorycznej e) oraz natężenia prądu płynącego przez cewki tłumików MR i_1 oraz i_2 . Przemieszczenia mierzono laserowymi czujnikami FT50 RLA 70 firmy Sensopart (www.sensopart.com). Pomiaru prędkości ruchu obiektu o masie m_1 dokonano przy użyciu wibrometru laserowego OFV-505 z kontrolerem OFV 5000 firmy Polytec (www.polytec.com). Siłę wytwarzaną przez tłumik MR1 mierzono tensometrycznym czujnikiem siły EMS30 firmy EMSYST, natomiast siłę wytwarzaną przez tłumik MR2 piezoelektrycznym czujnikiem siły 208C03 współpracującym z kondycjonerem sygnału 480B21 firmy PCB Piezotronics (www.pcbpiezotronics.eu). Natężenia prądu elektrycznego przetwarzano na napięcie za pomocą przetwornika prądowo-napięciowego zawierającego rezystor wzorcowy $R_W = 0.1 \Omega$ oraz wzmacniacz operacyjny AD820 firmy Texas Instruments. Wszystkie mierzone wielkości fizyczne przetworzono na sygnały napięciowe o zakresie $\pm 10 \text{ V}$ i doprowadzono do wejść karty pomiarowej. Częstotliwość próbkowania dla każdego wejścia wynosiła 1 kHz . Karta pomiarowa połączona była poprzez szynę PCI z komputerem pracującym pod kontrolą systemu operacyjnego Windows XP. Karta pomiarowa współpracowała ze środowiskiem MATLAB/Simulink w wersji 2007b z zainstalowanym toolboxem RTCON.



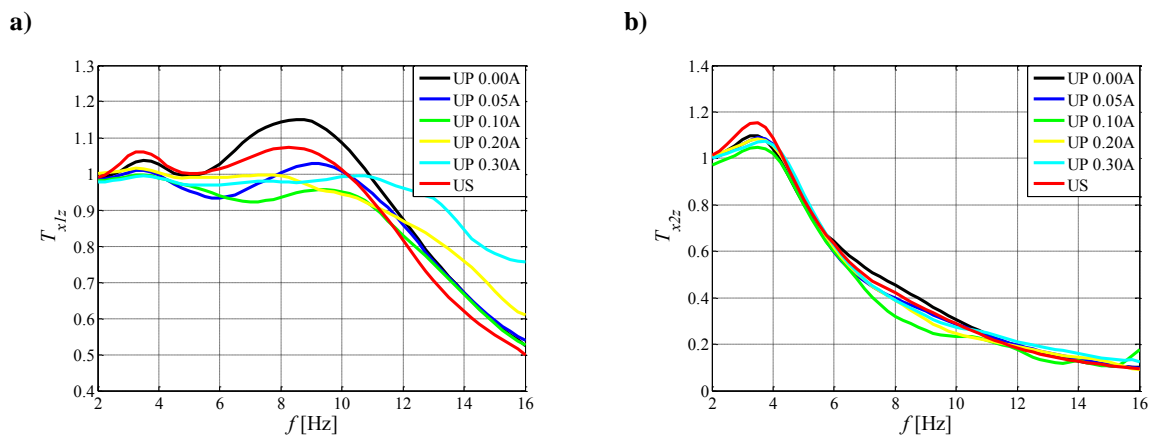
Rys. 7.98. Schemat stanowiska badawczego

7.2.5. Badania laboratoryjne

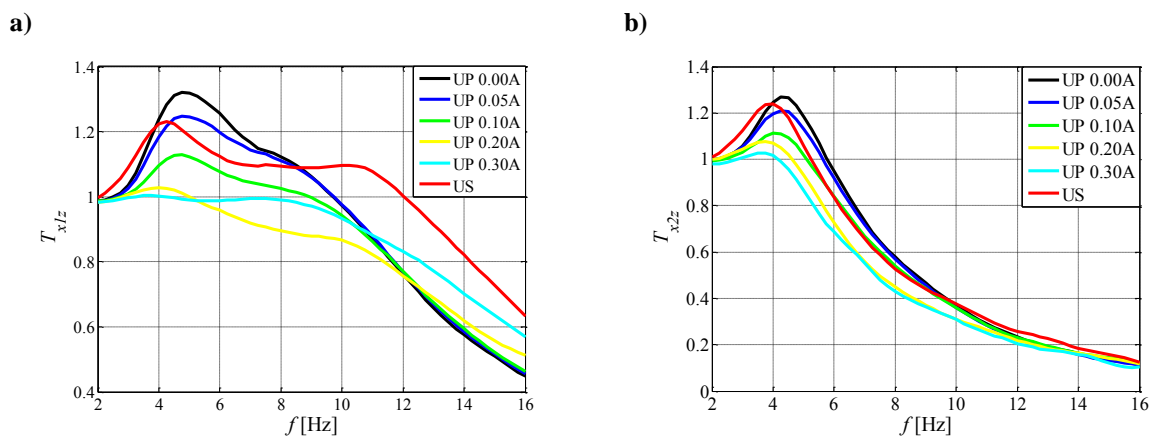
Badania układu 2DOF przeprowadzone zostały na opisanym w podrozdziale 7.2.4 stanowisku badawczym. Wymuszeniem powodującym ruch układu mechanicznego było wytwarzane przez wzbudnik sinusoidalnie zmienne przemieszczenie $z = z_0 \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ o amplitudzie $z_0 = 3.5$ mm i częstotliwości zmienianej w zakresie $f \in (2, 16)$ Hz z krokiem co 0.25 Hz. W czasie trwania pomiaru utrzymywana była stała częstotliwość, a układ 2DOF wykonywał ruch drgający przez 30 s. Pomiar wielkości fizycznych dokonywany był przez okres 10 s i rozpoczynał się w momencie zaniku stanów przejściowych (około 10 s po rozpoczęciu ruchu z daną częstotliwością). Na podstawie zmierzonych wielkości fizycznych obliczone zostały inne wielkości umożliwiające analizę zachowania układu 2DOF takie jak: współczynniki przenoszenia drgań T_{x1z} (rów. A.2) i T_{x2z} (rów. A.3), przesunięcia fazowe φ_{x1z} i φ_{x2z} między przemieszczeniami x_1 oraz x_2 w wymuszeniu z (rów. A.5 i A.6), średnia wartość mocy mechanicznej P_{mech1} i P_{mech2} rozpraszanej przez tłumiki MR1 i MR2 (rów. A.9 i A.10), moc czynna P_{el} prądu elektrycznego dostarczanego przez przetwornik drgań do tłumika MR1 (rów. A.11) oraz wartości średniokwadratowe i skuteczne odpowiednich wielkości fizycznych wyrażone rów. A.7. Podczas badań laboratoryjnych tłumik MR2 zasilany był za każdym razem z zewnętrznego źródła energii, a natężenie prądu płynącego przez jego cewkę sterującą miało stałą ściśle określoną wartość. Tłumik MR2 pracował, więc za każdym razem jako tłumik pasywny i nie był wykorzystywany do sterowania układem 2DOF. Jego rola polegała tylko i wyłącznie na uzyskaniu odpowiedniego tłumienia pomiędzy obiektami o masach m_1 i m_2 . Badania przeprowadzono dla czterech wartości natężenia prądu stałego: $I_2 = 0$, $I_2 = 0.1$ A, $I_2 = 0.2$ A, $I_2 = 0.3$ A. Tłumik MR1 był elementem sterowanym służącym do eliminacji drgań mechanicznych układu 2DOF, a jego cewka sterująca mogła być zasilana zarówno z zewnętrznego źródła energii jak również energią odzyskaną z drgań mechanicznych poprzez przetwornik elektromechaniczny. Wyniki przeprowadzonych badań laboratoryjnych podzielono na 4 podrozdziały. W podrozdziale 7.2.5.1 przedstawiono badania układu 2DOF, w którym tłumik MR1 zasilany jest z zewnętrznego źródła napięcia (układy UP) oraz układu, w którym tłumik MR1 zasilany jest bezpośrednio z elektromechanicznego przetwornika drgań (układ US). W podrozdziale 7.2.5.2 opisano badania układu 2DOF, w którym pomiędzy elektromechanicznym przetwornikiem drgań a tłumikiem MR1 zastosowano opisane w rozdziale 6 układy kondycjonowania. Były nimi: mostek Graetza (układ US MGS) oraz kondensatory bipolarne o pojemności $C = 4700$ μ F (układ US C1) oraz $C = 18800$ μ F (układ US C2). W podrozdziale 7.1.5.3 pokazano wyniki badań układów sterowanych zgodnie z algorytmami „Ground-hook” oraz maksymalnej dyssypacji energii, gdzie cewka tłumika MR1 zasilana była z elektromechanicznego przetwornika drgań jak również z zewnętrznego źródła energii.

7.2.5.1. Układy z odzyskiem energii

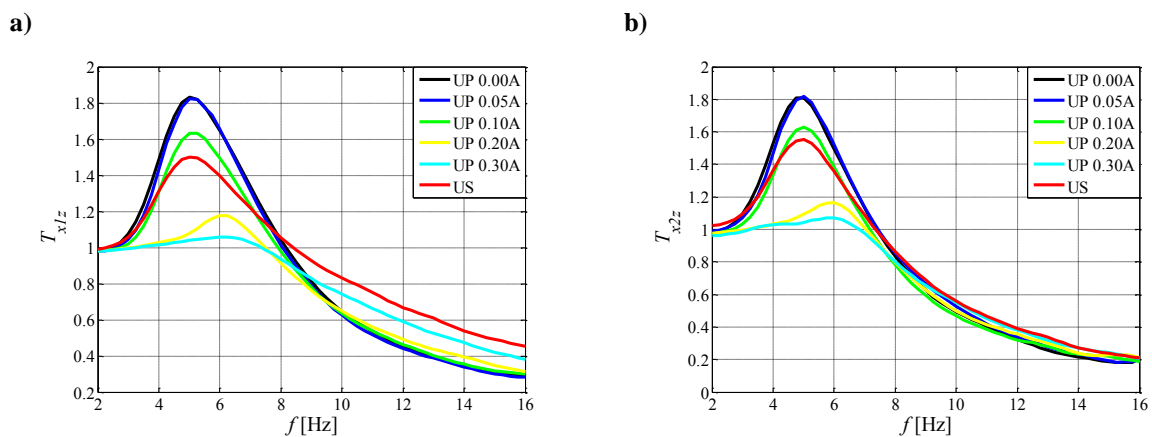
Na rys. 7.99 ÷ 7.124 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe badanego układu 2DOF. Przedstawiają one wyniki badań układu, w którym: tłumik MR1 nie był zasilany (układ UP 0.00A), tłumik MR1 zasilany był z zewnętrznego źródła energii, które wywoływało przepływ stałego w czasie natężenia prądu elektrycznego zmieniającego w zakresie 0.1 ÷ 0.3 A z krokiem co 0.05 A (układy UP 0.05A, UP 0.10A, UP 0.20A, UP 0.30A), tłumik MR1 zasilany był z elektromechanicznego przetwornika energii (układ US).



Rys. 7.99. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0$ A: **a)** T_{x1z} , **b)** T_{x2z}

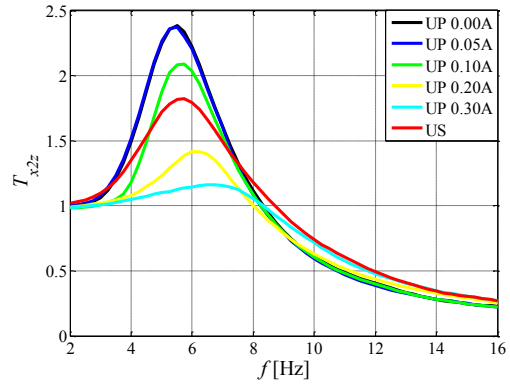
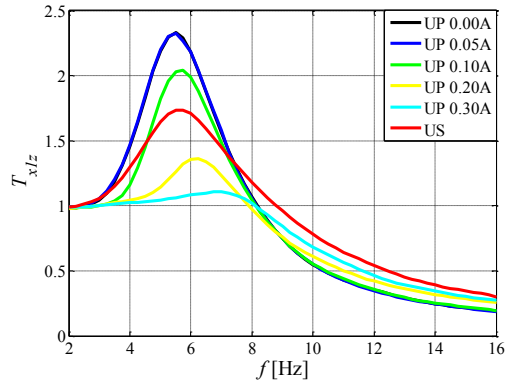


Rys. 7.100. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.1$ A: **a)** T_{x1z} , **b)** T_{x2z}

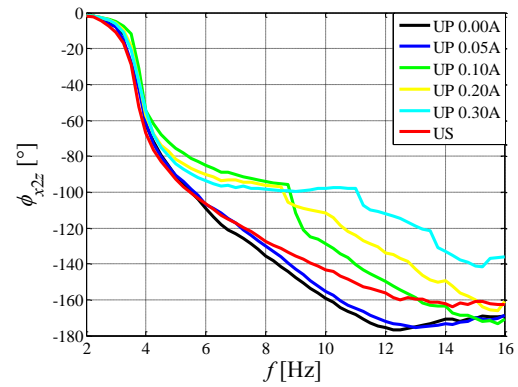
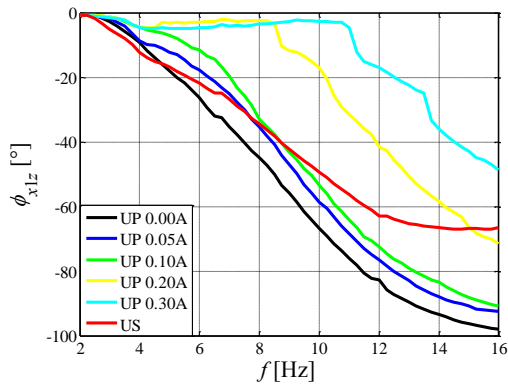


Rys. 7.101. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.2$ A: **a)** T_{x1z} , **b)** T_{x2z}

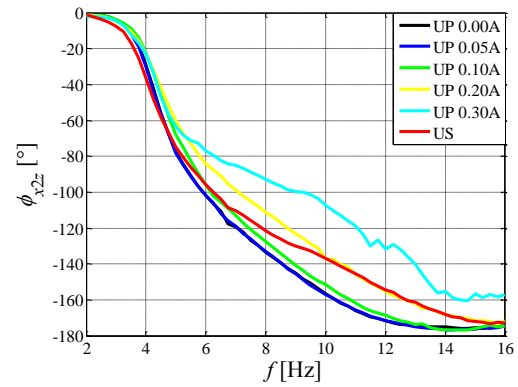
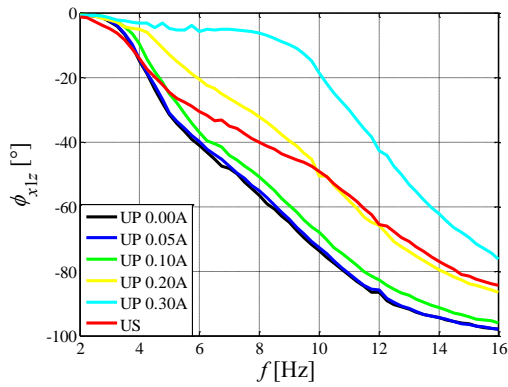
a) **b)**



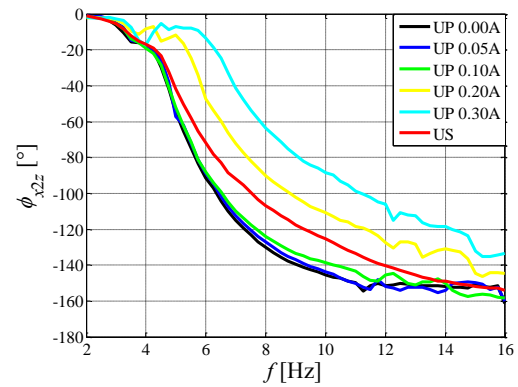
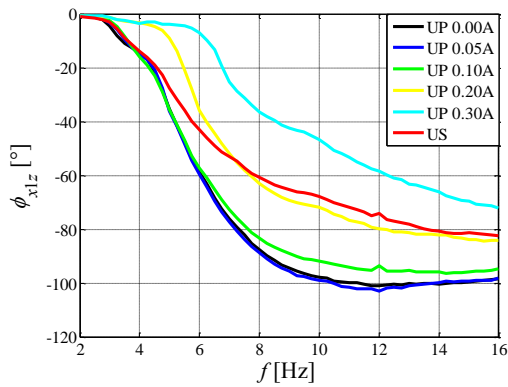
Rys. 7.102. Współczynnik przeniesienia drgań dla $I_2 = 0.3 \text{ A}$: **a)** T_{x1z} , **b)** T_{x2z}



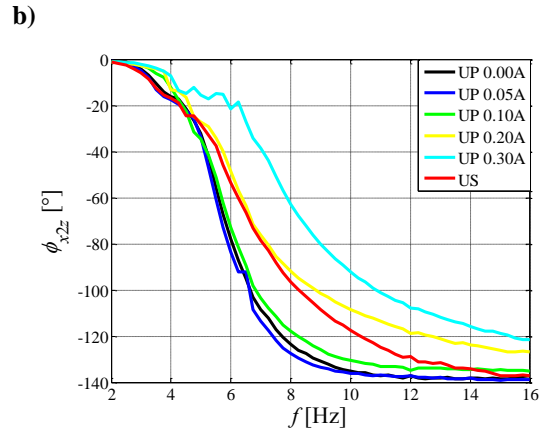
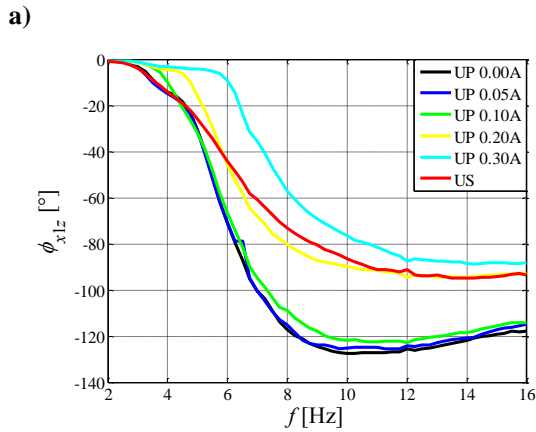
Rys. 7.103. Przesunięcie fazy dla $I_2 = 0 \text{ A}$: **a)** ϕ_{x1z} , **b)** ϕ_{x2z}



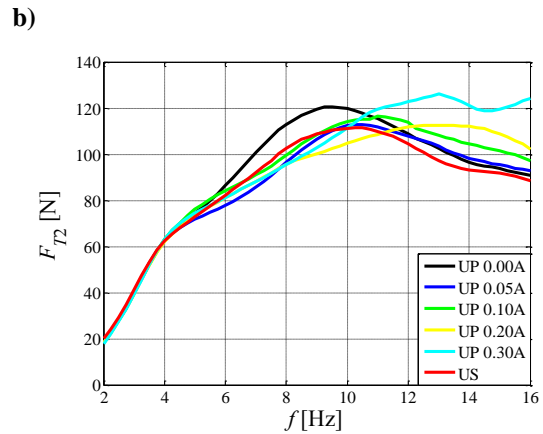
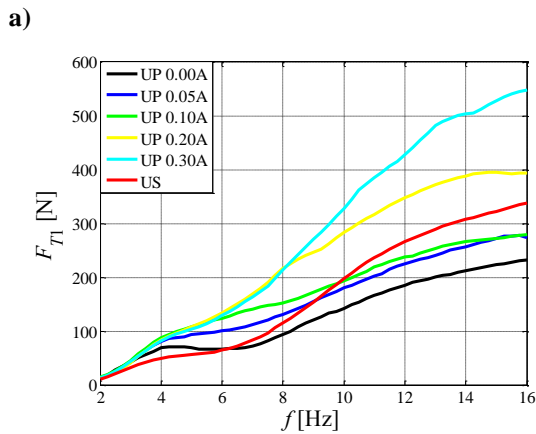
Rys. 7.104. Przesunięcie fazy dla $I_2 = 0.1 \text{ A}$: **a)** ϕ_{x1z} , **b)** ϕ_{x2z}



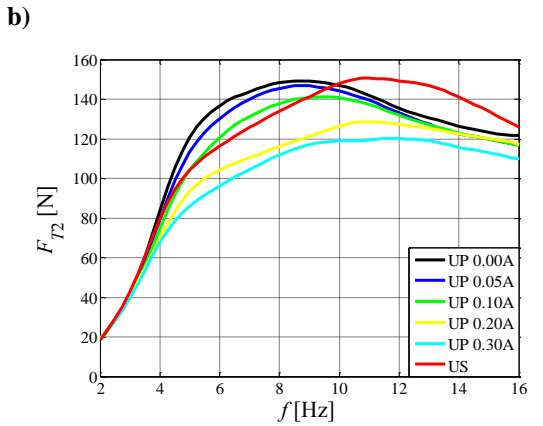
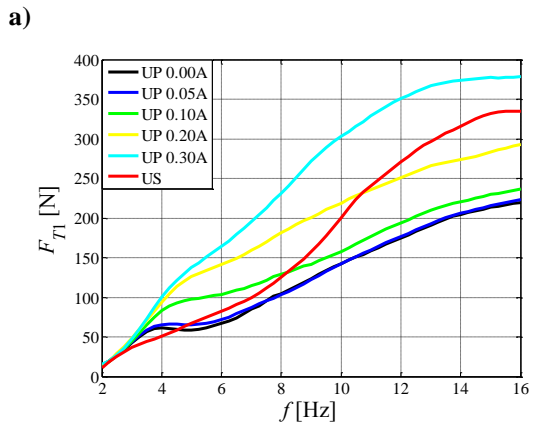
Rys. 7.105. Przesunięcie fazy dla $I_2 = 0.2 \text{ A}$: **a)** ϕ_{x1z} , **b)** ϕ_{x2z}



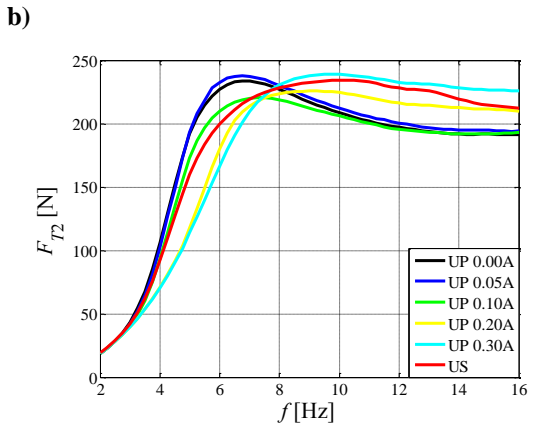
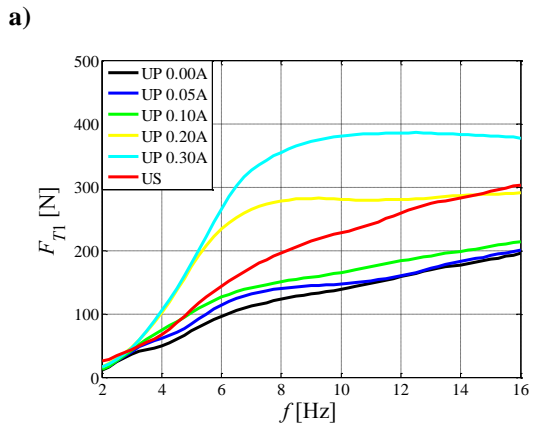
Rys. 7.106. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.3$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}



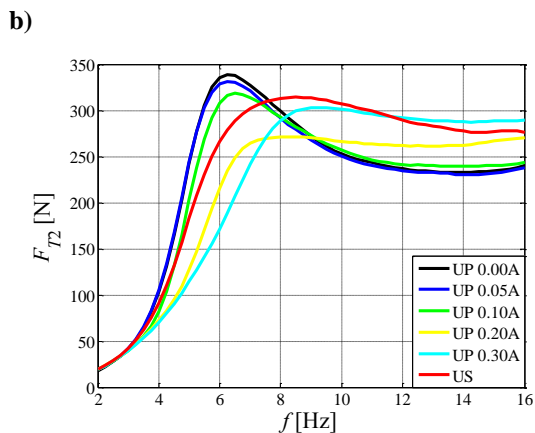
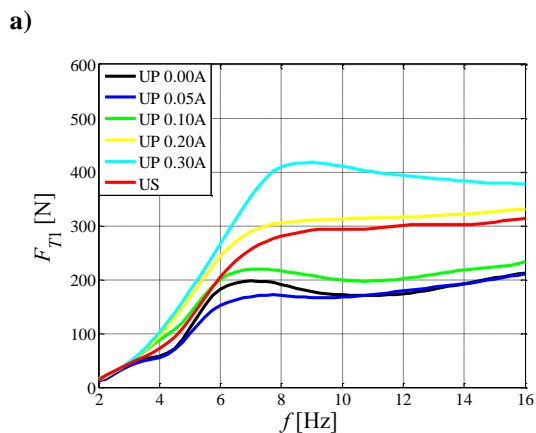
Rys. 7.107. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}



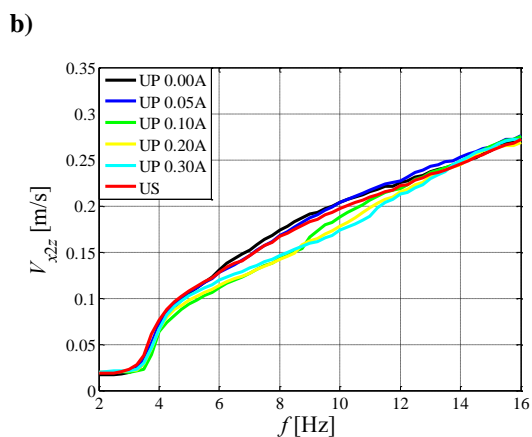
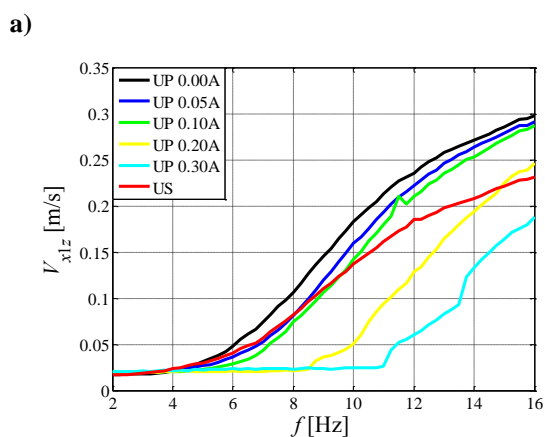
Rys. 7.108. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.1$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}



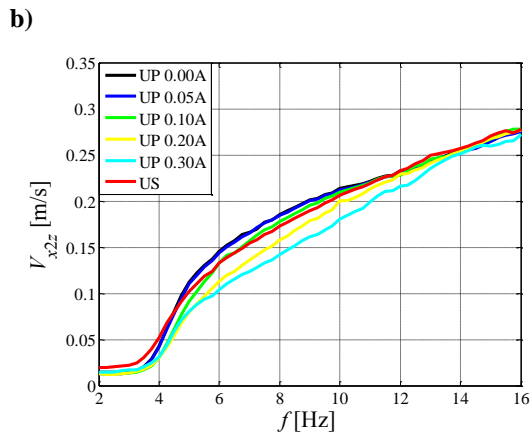
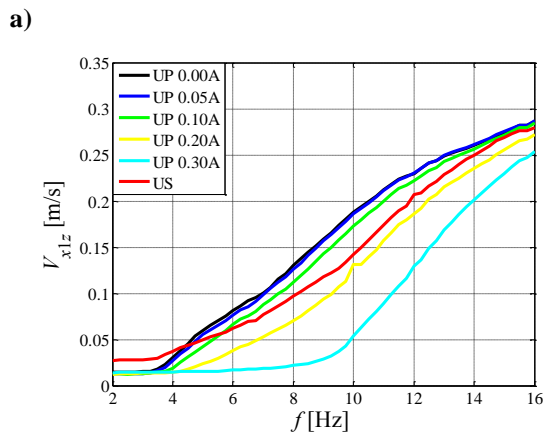
Rys. 7.109. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.2$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}



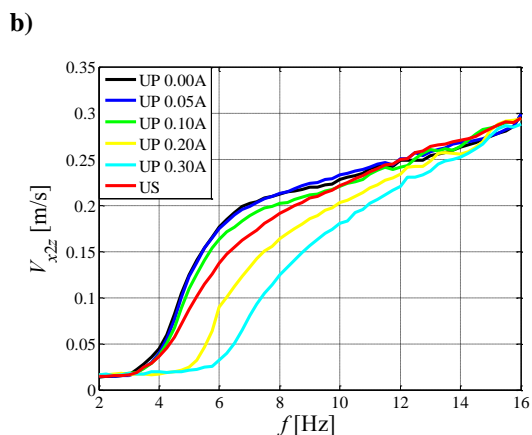
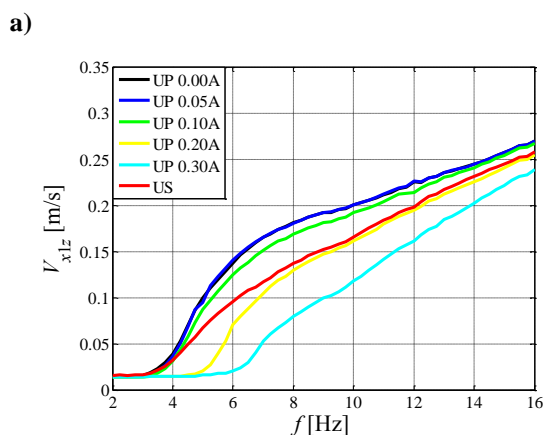
Rys. 7.110. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.3$ A: **a)** F_{T1} , **b)** F_{T2}



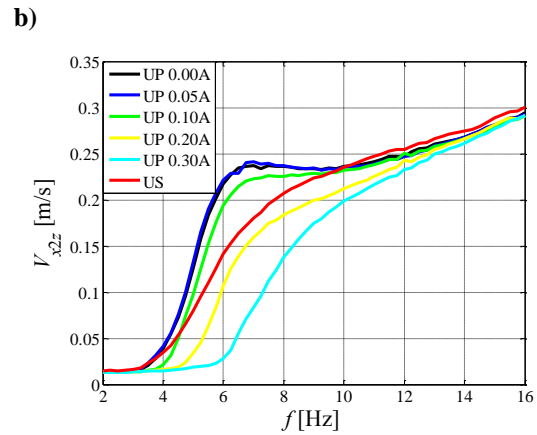
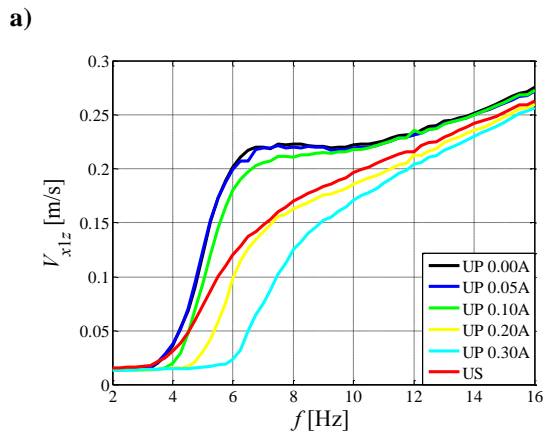
Rys. 7.111. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0$ A: **a)** V_{x1z} , **b)** V_{x2z}



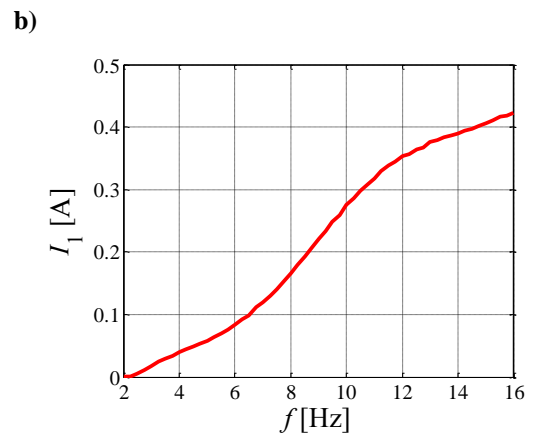
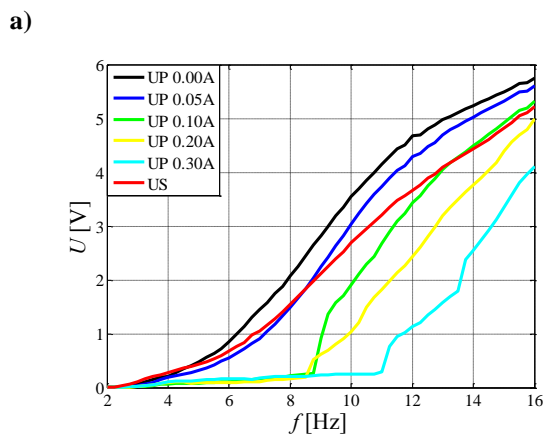
Rys. 7.112. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.1$ A: **a)** V_{x1z} , **b)** V_{x2z}



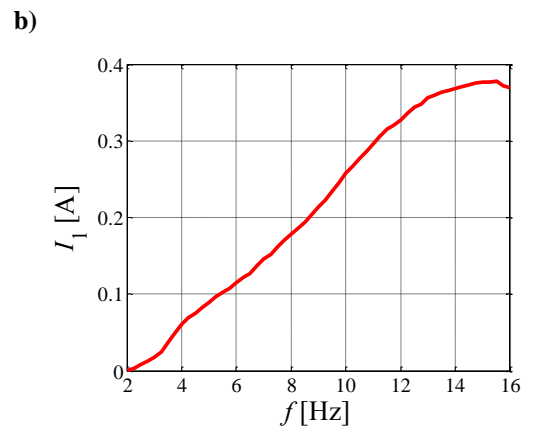
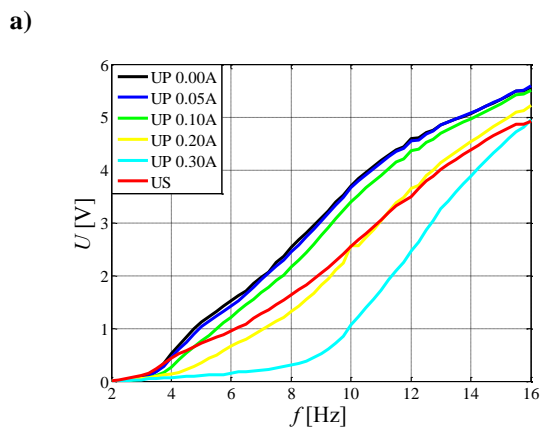
Rys. 7.113. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.2$ A: **a)** V_{x1z} , **b)** V_{x2z}



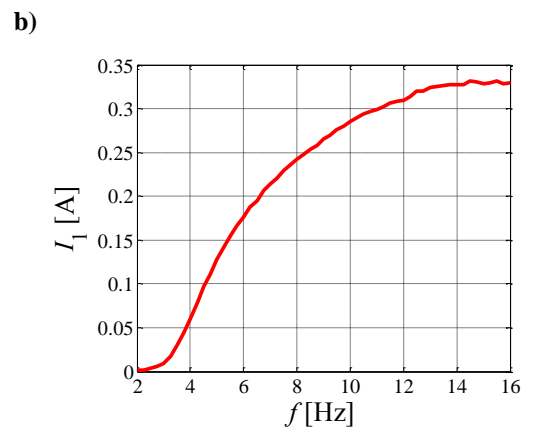
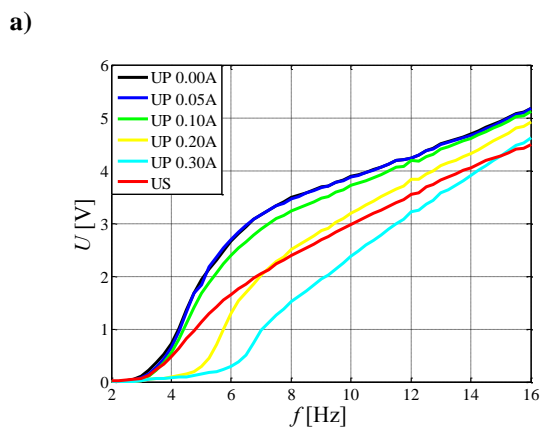
Rys. 7.114. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.3$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}



Rys. 7.115. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0$ A: a) U , b) I

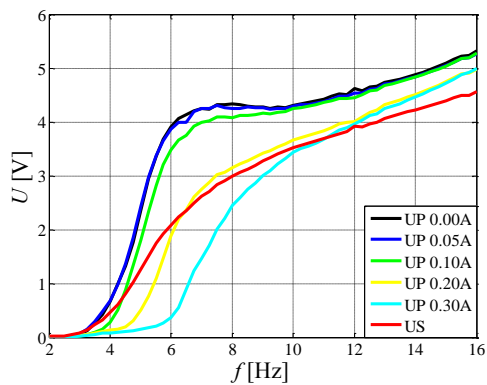


Rys. 7.116. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.1$ A: a) U , b) I

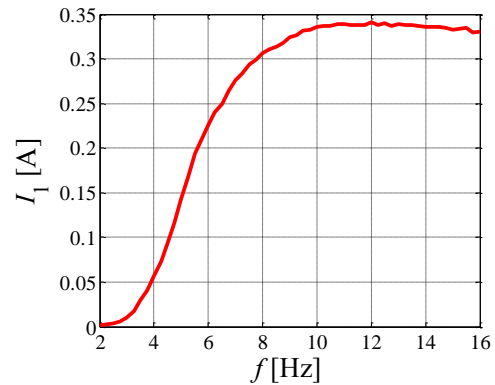


Rys. 7.117. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.2$ A: a) U , b) I

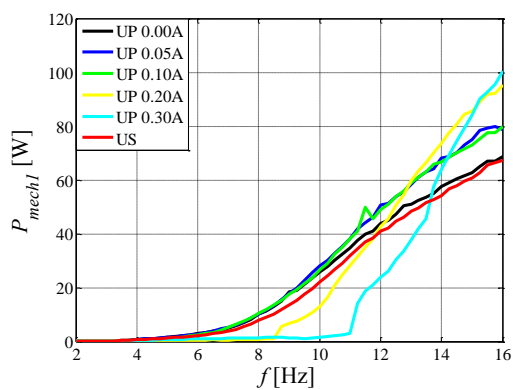
a)



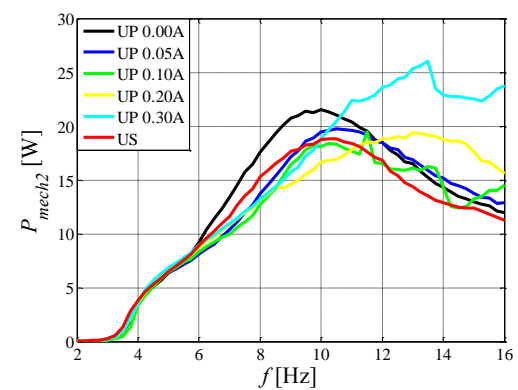
b)

Rys. 7.118. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.3$ A: a) U , b) I

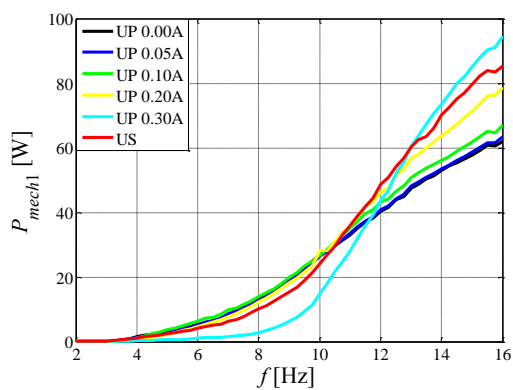
a)



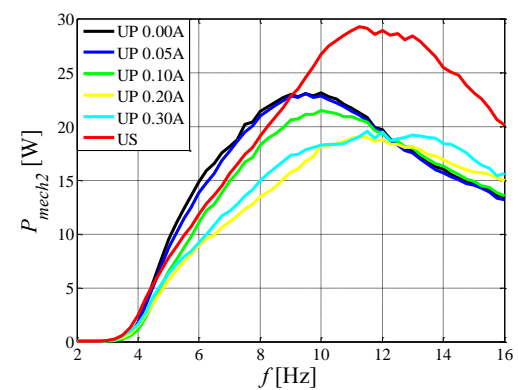
b)

Rys. 7.119. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}

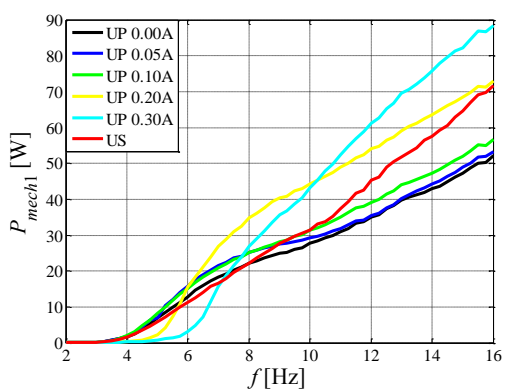
a)



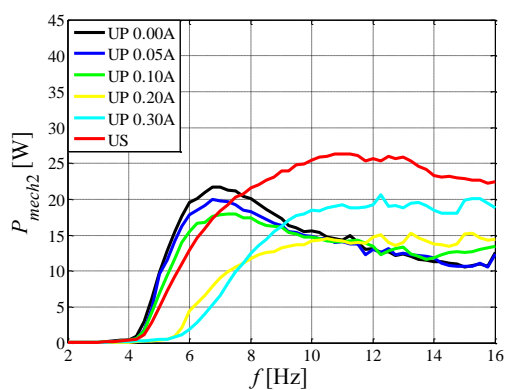
b)

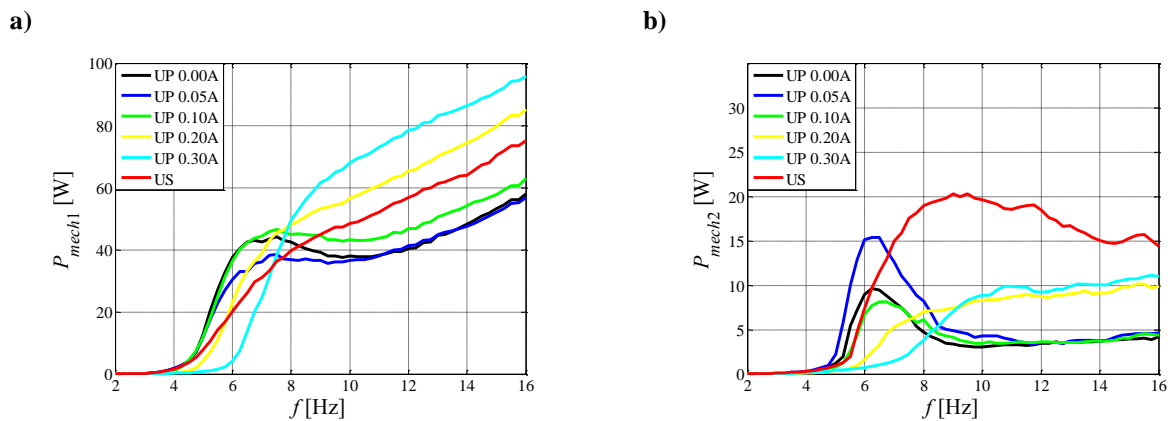
Rys. 7.120. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.1$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}

a)

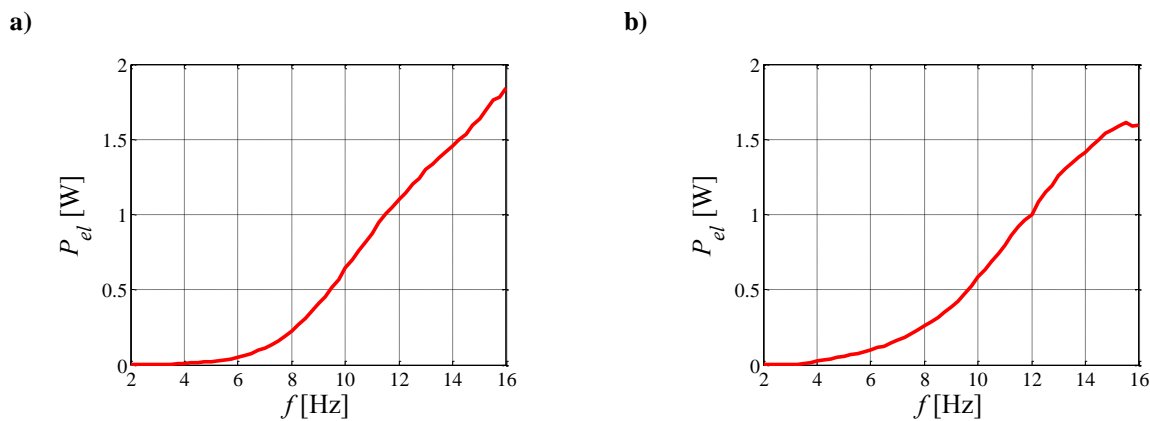


b)

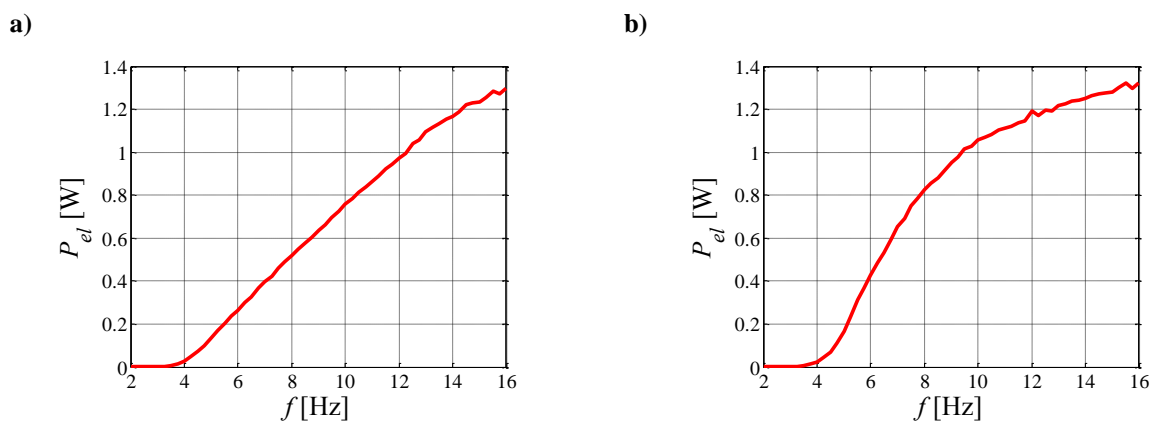
Rys. 7.121. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.2$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}



Rys. 7.122. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.3$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}



Rys. 7.123. Moc czynna dostarczana przez przetwornik P_{el} dla: a) $I_2 = 0$ A, b) $I_2 = 0.1$ A



Rys. 7.124. Moc czynna dostarczana przez przetwornik P_{el} dla: a) $I_2 = 0.2$ A, b) $I_2 = 0.3$ A

Tabela 7.12. Wartości badanych wielkości przy częstotliwościach rezonansowych f_{r1}, f_{r2} oraz częstotliwości f_{max} ($I_2 = 0$).

		T_{x1z}	T_{x2z}	ϕ_{x1z}	ϕ_{x2z}	V_{x1z}	V_{x2z}	F_{T1}	F_{T2}	U	I_1	P_{mech1}	P_{mech2}	P_{el}
		[-]	[-]	[°]	[°]	[m/s]	[m/s]	[N]	[N]	[V]	[A]	[W]	[W]	[W]
UP 0.00A	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.036	1.098	-6	-19	0.019	0.028	56	53	0.15	-	0.4	0.8	-
	$f_{r2} = 8.75$ Hz	1.151	0.398	-53	-144	0.136	0.187	114	118	2.64	-	14.9	20.1	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.526	0.1	-98	-169	0.298	0.275	232	91	5.75	-	69	12	-
UP 0.05A	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.01	1.09	-4	-28	0.02	0.035	66	52	0.09	-	0.3	1.3	-
	$f_{r2} = 9.25$ Hz	1.029	0.327	-50	-146	0.128	0.19	162	108	2.42	-	19.9	17.7	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.539	0.098	-92	-169	0.291	0.276	273	93	5.61	-	79	12.9	-
UP 0.10A	$f_{r1} = 3.5$ Hz	0.998	1.048	-3	-11	0.019	0.023	68	52	0.04	-	0.2	0.5	-
	$f_{r2} = 9.25$ Hz	0.956	0.246	-46	-121	0.114	0.173	178	110	1.36	-	19.4	17	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.526	0.177	-91	-171	0.288	0.275	274	97	5.32	-	80	14.6	-
UP 0.20A	$f_r = 3.5$ Hz	1.016	1.085	-3	-19	0.02	0.028	64	52	0.05	-	0.1	0.9	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.609	0.091	-72	-161	0.246	0.269	394	102	4.99	-	95	15.6	-
UP 0.30A	$f_r = 3.5$ Hz	0.994	1.071	-2	-21	0.021	0.03	63	52	0.05	-	0.1	1	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.756	0.125	-49	-136	0.188	0.271	548	124	4.11	-	100	23.7	-
US	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.061	1.154	-8	-29	0.02	0.038	42	53	0.2	0.03	0.4	1.3	0.01
	$f_{r2} = 8.25$ Hz	1.073	0.402	-36	-129	0.089	0.17	124	104	1.69	0.18	9	15.9	0.27
	$f_{max} = 16$ Hz	0.499	0.094	-67	-163	0.232	0.272	337	89	5.22	0.42	67	11.3	1.84

Tabela 7.13. Wartości badanych wielkości przy częstotliwościach rezonansowych f_{r1} , f_{r2} oraz częstotliwości f_{max} ($I_2 = 0.3A$).

		T_{x1z} [-]	T_{x2z} [-]	φ_{x1z} [°]	φ_{x2z} [°]	V_{x1z} [m/s]	V_{x2z} [m/s]	F_{T1} [N]	F_{T2} [N]	U [V]	I_1 [A]	P_{mech1} [W]	P_{mech2} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_r = 5.5$ Hz	2.331	2.383	-51	-56	0.173	0.184	153	306	3.37	-	27.1	5.5	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.187	0.23	-118	-137	0.276	0.295	211	240	5.32	-	58	4.2	-
UP 0.05A	$f_r = 5.5$ Hz	2.324	2.374	-51	-61	0.173	0.19	131	303	3.37	-	22.8	10.1	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.187	0.22	-115	-139	0.272	0.293	211	238	5.27	-	56.9	4.6	-
UP 0.10A	$f_r = 5.75$ Hz	2.039	2.09	-58	-62	0.166	0.176	187	293	3.2	-	31.4	4.4	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.194	0.22	-114	-135	0.273	0.291	233	244	5.27	-	63.1	4.4	-
UP 0.20A	$f_r = 6.25$ Hz	1.362	1.418	-53	-57	0.115	0.125	258	235	2.19	-	28.8	2.5	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.254	0.25	-92	-127	0.26	0.291	331	270	4.98	-	85	9.9	-
UP 0.30A	$f_r = 7$ Hz	1.106	1.158	-36	-39	0.075	0.083	355	242	1.47	-	24.7	1.5	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.273	0.27	-88	-121	0.257	0.291	378	290	5	-	95.9	10.9	-
US	$f_r = 5.75$ Hz	1.734	1.821	-39	-46	0.11	0.095	187	250	1.92	0.21	16.8	4.8	0.37
	$f_{max} = 16$ Hz	0.301	0.27	-93	-137	0.263	0.3	314	276	4.56	0.33	75	14.4	1.32

Na rys. 7.99 ÷ 7.102 pokazano charakterystyki częstotliwościowe współczynników przenoszenia drgań T_{x1z} i T_{x2z} przy czterech wartościach natężenia prądu I_2 . W przypadku braku zasilania cewek sterujących tłumików MR1 i MR2 ($I_2 = 0$, układ UP 0.00A) na charakterystyce częstotliwościowej współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} (rys. 7.99a) zauważyć można, że badany układ 2DOF posiada dwie częstotliwości rezonansowe $f_{r1} = 3.5$ Hz oraz $f_{r2} = 8.5$ Hz. Wartości współczynników przenoszenia drgań oraz pozostałych badanych wielkości przy częstotliwościach f_{r1} , f_{r2} oraz f_{max} zestawiono w tabeli 7.12 ($I_2 = 0$) oraz tabeli 7.13 ($I_2 = 0.3$ A). Zwiększenie wartości natężenia prądu płynącego przez cewkę tłumika MR1 skutkuje zmniejszeniem wartości współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} w zakresie częstotliwości $f \in (2, 12)$ Hz (układy UP 0.05A, UP 0.10A, UP 0.20A) i w zakresie $f \in (2, 11)$ Hz w przypadku układu UP 0.30A. Powyżej częstotliwości 12 Hz układy UP 0.05A i UP 0.10A wykazują zbliżone wartości współczynnika T_{x1z} do układu UP 0.00A, natomiast w przypadku układów UP 0.20A i UP 0.30A współczynnik T_{x1z} osiąga wyraźnie wyższe wartości. Zwiększenie natężenia prądu dla tłumika MR1 powoduje również przesunięcie częstotliwości rezonansowej f_{r1} w kierunku niższych wartości, natomiast f_{r2} przesuwają się w kierunku wyższych wartości. W przypadku układów UP 0.20A i UP 0.30A na charakterystyce współczynnika T_{x1z} (rys. 7.99a) obserwowano tylko jedno przewyższenie rezonansowe dla częstotliwości $f_{r1} = f_r = 3.5$ Hz. W przypadku układu US obserwowane są dwie częstotliwości rezonansowe, przy czym w porównaniu z układem UP 0.00A wartość współczynnika T_{x1z} zwiększa się o 24.1 % przy częstotliwości $f_{r1} = 3.5$ Hz natomiast zmniejsza się o 93.2 % przy częstotliwości $f_{r2} = 8.25$ Hz (tab. 7.12). W przypadku współczynnika przenoszenia drgań T_{x2z} (rys. 7.99b) największe różnice między badanymi układami widoczne są w przedziałach częstotliwości $f \in (2, 4)$ Hz oraz $f \in (7, 11)$ Hz. Najmniejszy współczynnik spośród badanych układów dla obydwu przedziałów częstotliwości wykazuje układ UP 0.10A. Układ US w przedziale częstotliwości $f \in (2, 4)$ Hz charakteryzuje się większą wartością współczynnika T_{x2z} w porównaniu z układem UP 0.00A, natomiast w przedziale $f \in (7, 11)$ Hz ulega on nieznacznemu zmniejszeniu. Przy przepływie przez cewkę tłumika MR2 prądu o natężeniu $I_2 = 0.1$ A, na charakterystyce T_{x1z} (rys. 7.100a) widać, że częstotliwości rezonansowe f_{r1} i f_{r2} mają zbliżone do siebie wartości, w związku z tym w przypadku wszystkich badanych układów nie obserwuje się wyraźnie oddzielonych od siebie przewyższeń rezonansowych. Ponadto zauważyć można, że współczynnik przenoszenia drgań T_{x1z} osiąga

maksymalną wartość dla częstotliwości f_{r1} . W przypadku układu UP 0.00A wynosi on $T_{x1z} = 1.32$ dla $f_{r1} = 4.5$ Hz. Zwiększenie wartości natężenia prądu w cewce tłumika MR1 powoduje obniżenie T_{x1z} dla układu UP 0.05A w przedziale częstotliwości $f \in (2, 8)$ Hz, dla układów UP 0.10A i UP 0.30A w przedziale $f \in (2, 10.5)$ Hz natomiast dla układu UP 0.20A w przedziale $f \in (2, 12)$ Hz. Zbliżone do układu UP 0.00A wartości współczynnika wykazują układy UP 0.10A i UP 0.20A w przedziale $f \in (12, 16)$ Hz, natomiast układ UP 0.05A w przedziale $f \in (8, 16)$ Hz. W przypadku układu UP 0.30A powyżej częstotliwości 11 Hz wykazuje on wyższe wartości współczynnika T_{x1z} od układu UP 0.00A. Współczynnik T_{x1z} dla układ US osiąga niższe wartości w stosunku do układu UP 0.00A w przedziale częstotliwości $f \in (4, 8.75)$ Hz. Maksymalną wartość osiąga on dla częstotliwości $f_{r1} = 4.25$ Hz równą $T_{x1z} = 1.23$. W układzie US współczynnik T_{x1z} praktycznie nie ulega zmianie w przedziale częstotliwości $f \in (6, 10)$ Hz. Analizując współczynnik przenoszenia drgań T_{x2z} (rys. 7.100b) widać, że zwiększenie natężenia prądu w tłumiku MR1 zmniejsza jego wartość w przedziale częstotliwości $f \in (2, 9)$ Hz a w przypadku układu UP 0.30A w przedziale $f \in (2, 12)$ Hz. Powyżej tego zakresu częstotliwości wszystkie układy wykazują zbliżone wartości współczynnika T_{x2z} . Zmniejszeniu ulega również wartość częstotliwości, dla której występuje rezonans f_{r1} oraz wartość współczynnika T_{x2z} dla częstotliwości rezonansowej f_{r1} . W przypadku układu US zmniejszenie współczynnika przenoszenia drgań obserwowane jest tylko w zakresie $f \in (4, 9)$ Hz. Przy zasilaniu tłumika MR2 prądem o natężeniu $I_2 = 0.2$ A i $I_2 = 0.3$ A, na charakterystyce współczynnika T_{x1z} (rys. 7.101a i 7.102a) obserwowane jest tylko jedno przewyższenie rezonansowe. Z uwagi na dużą wartość siły F_{T2} wytwarzanej przez tłumik MR2 znajdujący się pomiędzy obiektami o masach m_1 i m_2 zachowanie układu 2DOF jest charakterystyczne dla układu 1DOF. Zwiększenie natężenia prądu dla tłumika MR1 powoduje obniżenie szczytu rezonansowego i przesunięcie częstotliwości rezonansowej f_r w kierunku wyższych wartości. Wszystkie układy pasywne UP wykazywały obniżenie wartości współczynnika T_{x1z} w zakresie częstotliwości $f \in (2, 8)$ Hz, natomiast powyżej 8 Hz osiągają wartości zbliżone lub wyższe niż w przypadku układu UP 0.00A. W przypadku układu US zmniejszenie wartości współczynnika T_{x1z} w stosunku do układu UP 0.00A obserwowane było w zakresie $f \in (3, 8)$ Hz dla natężenia prądu $I_2 = 0.2$ A oraz w zakresie $f \in (3, 7.5)$ Hz dla natężenia prądu $I_2 = 0.3$ A. Analogiczne wnioski wyciągnąć można analizując charakterystyki współczynnika T_{x2z} (rys. 7.101b i 7.102b). Na rys. 7.103 ÷ 7.106 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe przesunięcia fazowego φ_{x1z} pomiędzy przemieszczeniami x_1 i z oraz przesunięcia fazowego φ_{x2z} pomiędzy przemieszczeniami x_2 i z . W każdym z badanych przypadku wzrost częstotliwości wymuszenia f powoduje wzrost przesunięcia fazowego φ_{x1z} oraz φ_{x2z} . Wzrost natężenia prądu płynącego przez cewkę tłumika MR1 powoduje zmniejszenie maksymalnego przesunięcia fazowego dla częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz, co jest szczególnie widoczne w przypadku układów UP 0.20A i UP 0.30A. Dla $I_2 = 0$, $I_2 = 0.1$ A oraz $I_2 = 0.2$ A maksymalne przesunięcia fazowe układu UP 0.00A nie przekraczają $\varphi_{x1z} = -100^\circ$ oraz $\varphi_{x2z} = -170^\circ$. W przypadku, gdy $I_2 = 0.3$ A maksymalne przesunięcia fazowe wynoszą $\varphi_{x1z} = -120^\circ$ oraz $\varphi_{x2z} = -140^\circ$. Charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_{T1} tłumika MR1 oraz F_{T2} tłumika

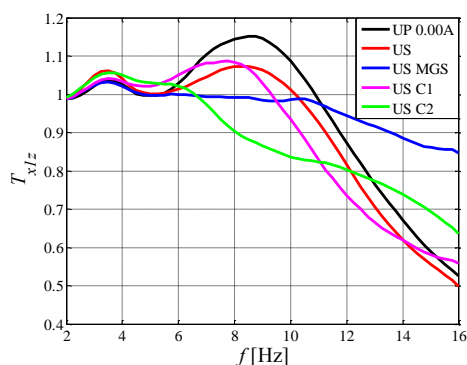
MR2 przedstawione zostały na rys. 7.107 ÷ 110. We wszystkich badanych układach zwiększenie wartości natężenia prądu tłumika MR1 skutkuje wzrostem wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_{T1} (rys. 7.107a, 7.108a, 7.109a i 7.110a). Maksymalne wartości siły F_{T1} osiąga przy częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz. Zaobserwowano również, że dla $I_2 = 0$ i $I_2 = 0.1$ A wartość średniokwadratowa siły tłumienia F_{T2} we wszystkich układach osiąga maksymalną wartość dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} (rys. 7.107b i 7.108b). Podobnie w przypadku $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A wartość maksymalna siły F_{T2} osiągana jest w przy częstotliwości rezonansowej f_r . Ponadto wartości średniokwadratowe sił F_{T2} występujące przy częstotliwości rezonansowej f_{r2} lub f_r dla wszystkich układów UP oraz US osiągają zbliżone wartości. Wyjątkiem mogą być tylko układy UP 0.20A i UP 0.30A dla $I_2 = 0.1$ A oraz $I_2 = 0.3$ A gdzie wartości sił przy częstotliwości rezonansowej są nieznacznie mniejsze niż w przypadku pozostałych układów. Na rys. 7.111 ÷ 7.114 pokazano charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} oraz V_{x2z} . Jak można zauważyć dla wszystkich badanych układów wartość średniokwadratowa różnicy prędkości rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia. Zwiększenie wartości natężenia prądu płynącego przez tłumik MR1 powoduje przesunięcie w kierunku wyższych wartości częstotliwości, przy której wartość średniokwadratowa różnicy prędkości V_{x1z} zaczyna wyraźnie rosnąć (rys. 111a, 112a, 113a, 114a). Przykładowo, gdy $I_2 = 0$, częstotliwość ta dla układu UP 0.10A wynosi 6 Hz, podczas gdy dla układu UP 0.30A wynosi już 11 Hz (rys. 111a). Dla $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.1$ A wartości średniokwadratowe różnicy prędkości V_{x2z} dla układów UP i US przyjmują zbliżone wartości. Największe różnice widoczne są w przedziale częstotliwości $f \in (6, 12)$ Hz, gdzie im wyższe natężenie prądu płynącego przez tłumik MR1 tym mniejsza wartość różnicy średniokwadratowych prędkości V_{x2z} . Gdy $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A zaobserwować można zbliżone wartości średniokwadratowe różnic prędkości V_{x1z} oraz V_{x2z} dla tych samych układów (rys 7.113 i 7.114). Wynika to z dużych wartości sił wytwarzanych przez tłumik MR2, powodujących że badany układ 2DOF zachowuje się jak układ drgający 1DOF, czyli ruch obiektów o masach m_1 i m_2 odbywa się ze zbliżoną prędkością. Analizując wartości skuteczne napięcia U wytwarzanego przez elektromechaniczny przetwornik energii pokazane na rys. 7.115a ÷ 7.118a zauważyć można, że są one proporcjonalne do wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} (rys. 7.111a ÷ 7.114a). Wartości skuteczne napięć dla wszystkich badanych układów osiągają maksymalną wartość przy częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz. Dla $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.1$ A maksymalna wartość skuteczna napięcia U dla układu US wynosi około 5 V, natomiast dla $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A wynosi około 4.5 V. Na rys. 7.111b ÷ 7.114b pokazano wartość skuteczną natężenia prądu I_1 płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR1 dla układu US. Widać wyraźnie, że wartość skuteczna natężenia prądu I_1 zależy od wartości napięcia U , przy czym w przypadku wyższych częstotliwości widoczny jest wzrost impedancji cewki tłumika, co wywołuje zmniejszenie szybkości narastania natężenia prądu przy zmianie częstotliwości (rys. 7.115b ÷ 7.117b) lub nawet nieznaczne zmniejszanie natężenia prądu (rys. 7.118b). Na rys. 7.119 ÷ 7.122 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe średniej mocy rozpraszanej przez tłumik MR1 P_{mech1} oraz tłumik MR2 P_{mech2} . Dla wszystkich badanych układów moc P_{mech1} rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia f . W przypadku

układów UP 0.00A, UP 0.05A, UP 0.10A i US dla wszystkich natężeń prądu I_2 wartość średnia mocy P_{mech2} osiąga maksymalną wartość przy częstotliwości rezonansowej f_{r2} . W przypadku pozostałych układów (UP 0.20A i UP 0.30A) po przekroczeniu częstotliwości rezonansowej f_{r2} wartość średnia mocy P_{mech2} nie ulega zmianie lub nieznacznie rośnie ze zwiększeniem częstotliwości wymuszenia f . Czynna moc elektryczna P_{el} dostarczana przez przetwornik do cewki tłumika MR1 pokazana została na rys. 7.123 i 7.124. Wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia f moc czynna P_{el} rośnie. Przy częstotliwości 16 Hz dla $I_2 = 0$ wynosi $P_{el} = 1.8$ W, $I_2 = 0.1$ A wynosi $P_{el} = 1.6$ W, $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A wynosi $P_{el} = 1.3$ W. Przebiegi czasowe mierzonych wielkości przedstawiono w załączniku B.2.1 (rys. B.13 ÷ B.17).

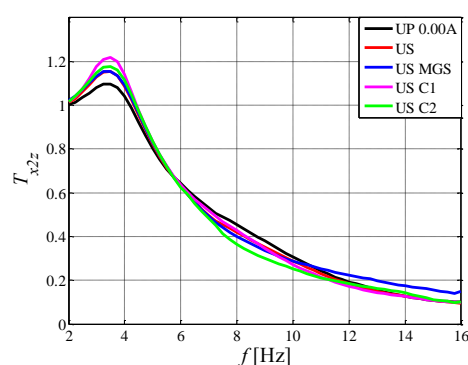
7.2.5.2. Układy z kondycjonowaniem energii

Na rys. 7.125 ÷ 7.150 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe układu 2DOF, w którym zastosowano układy kondycjonowania. Ich zadaniem jest przetwarzanie energii elektrycznej wytworzonej przez elektromagnetyczny przetwornik drgań i dostarczanie jej do cewki sterującej tłumika MR1. Badania obejmowały układ 2DOF z układami kondycjonowania zrealizowanymi, jako: prostownik dwupołkowy wykonany jako mostek Graetza na diodach Shottkyego (układ US MGS) oraz jako kondensator bipolarny o pojemności $C = 4700$ μ F (układ US C1) i pojemności $C = 18800$ μ F (układ US C2). Do porównania charakterystyk służyły układy 2DOF, w których tłumik MR1 nie był zasilany (układ UP 0.00A) oraz cewka tłumika MR1 zasilana była bezpośrednio z elektromechanicznego przetwornika energii (układ US).

a)

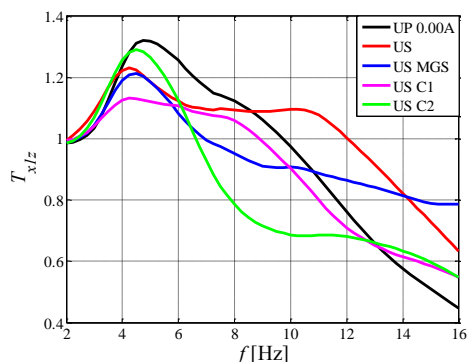


b)

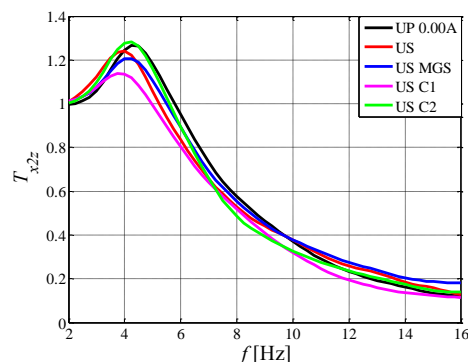


Rys. 7.125. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0$ A: a) $T_{x1/z}$, b) $T_{x2/z}$

a)

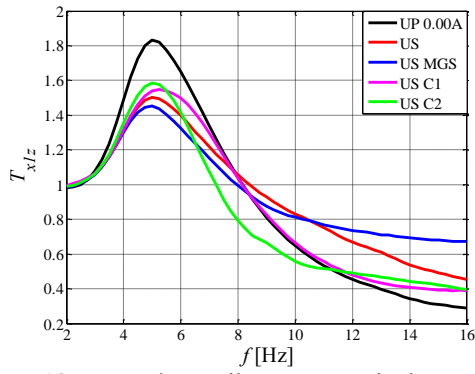


b)

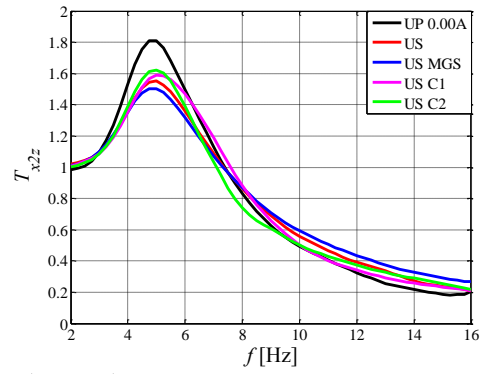


Rys. 7.126. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.1$ A: a) $T_{x1/z}$, b) $T_{x2/z}$

a)

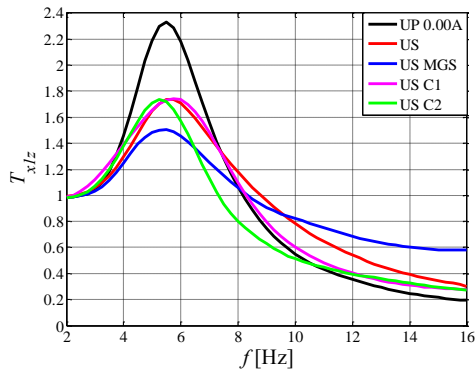


b)

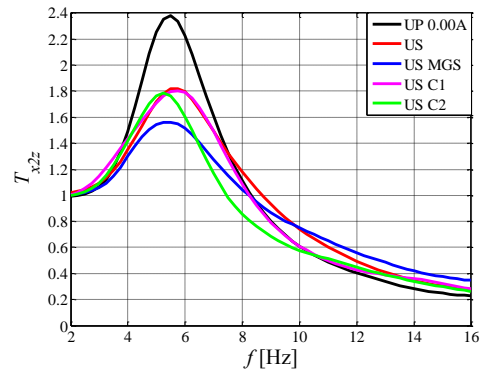


Rys. 7.127. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.2$ A: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}

a)

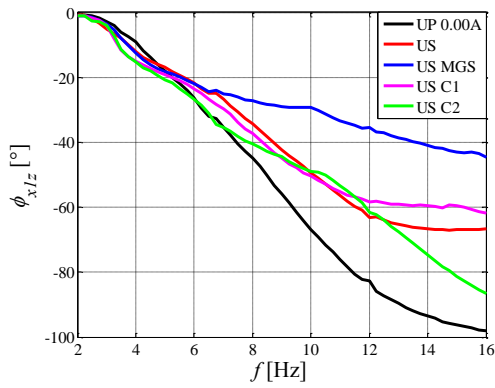


b)

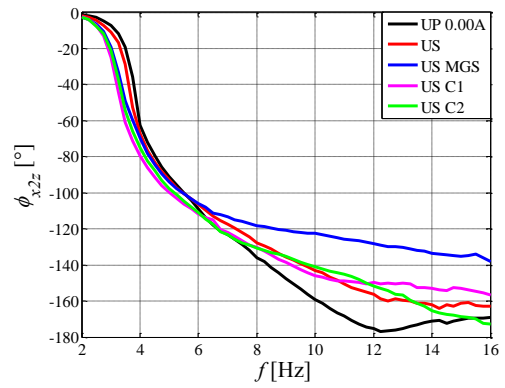


Rys. 7.128. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.3$ A: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}

a)

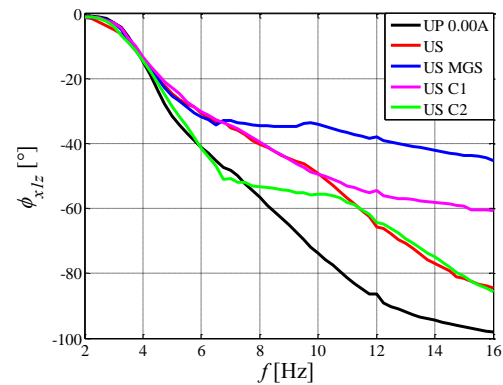


b)

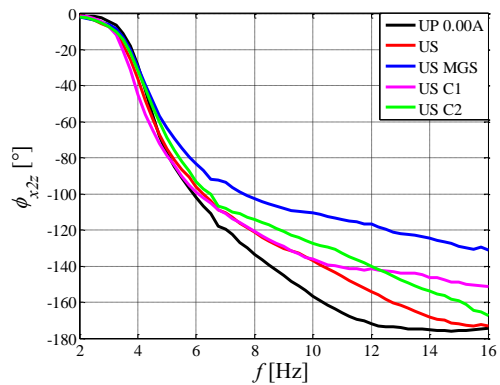


Rys. 7.129. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}

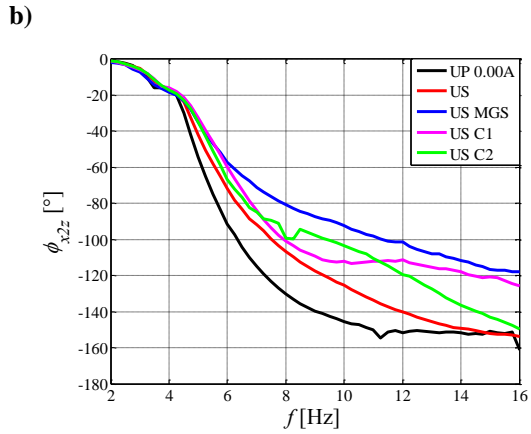
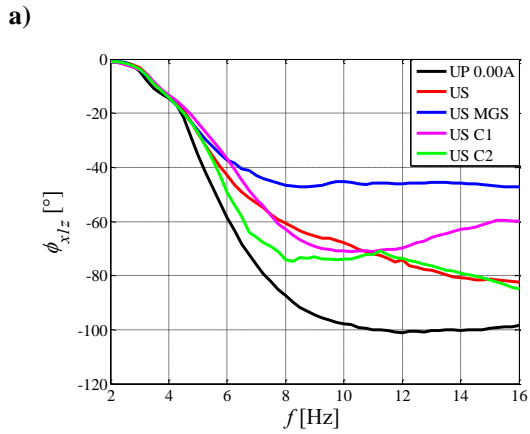
a)



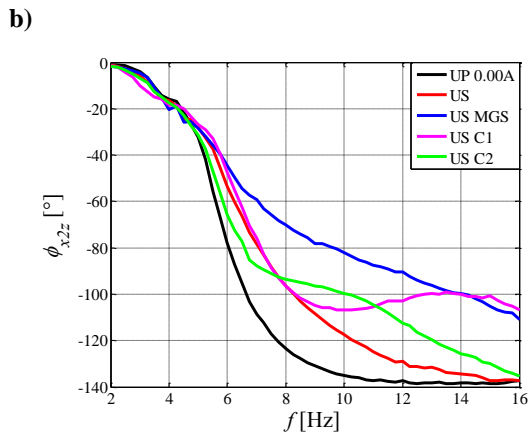
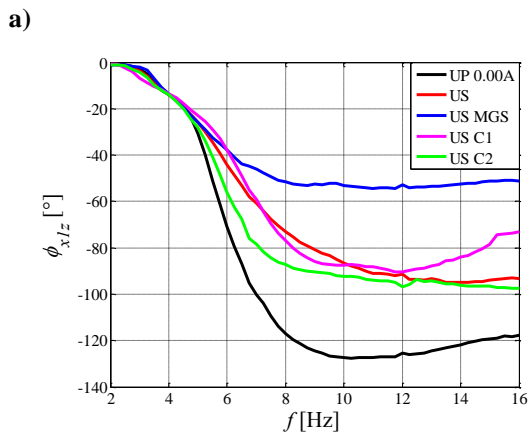
b)



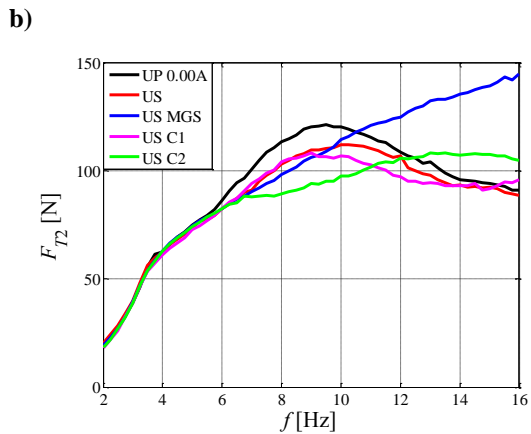
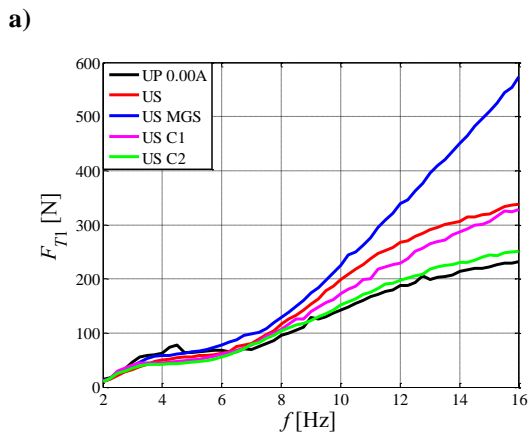
Rys. 7.130. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.1$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}



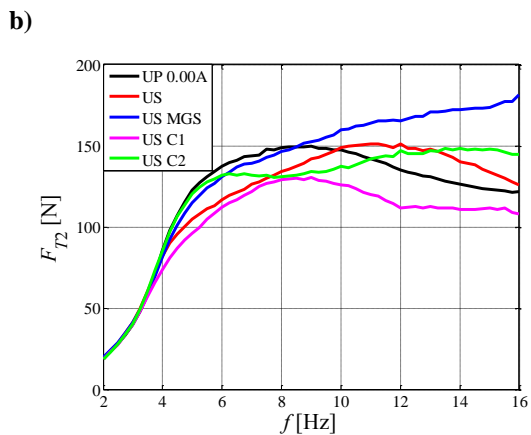
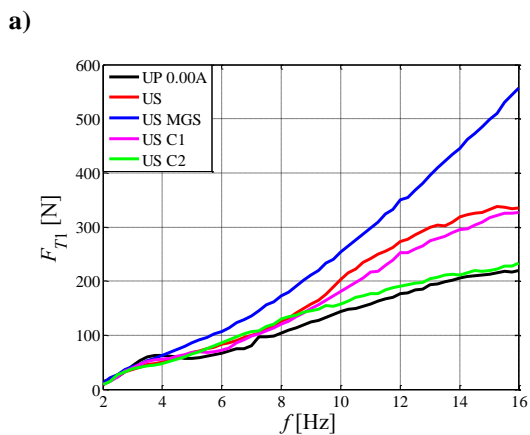
Rys. 7.131. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.2$ A: **a)** ϕ_{x1z} , **b)** ϕ_{x2z}



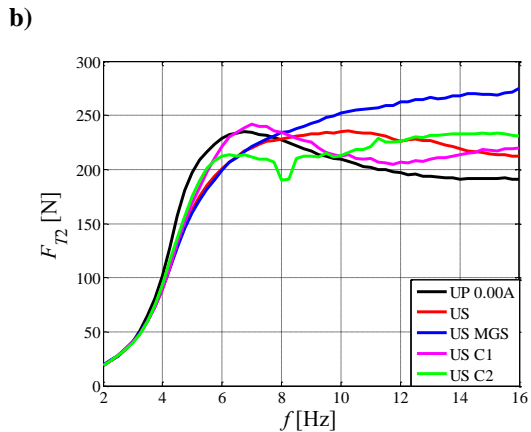
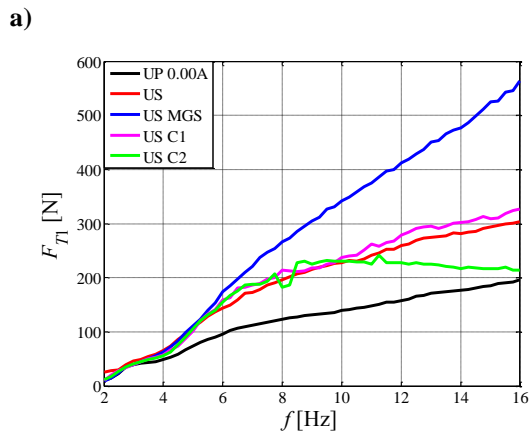
Rys. 7.132. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.3$ A: **a)** ϕ_{x1z} , **b)** ϕ_{x2z}



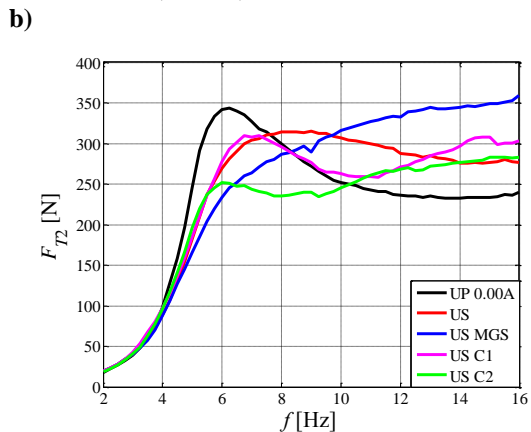
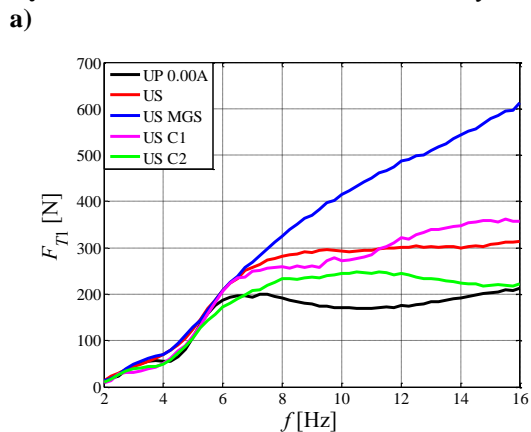
Rys. 7.133. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0$ A: **a)** F_{T1} , **b)** F_{T2}



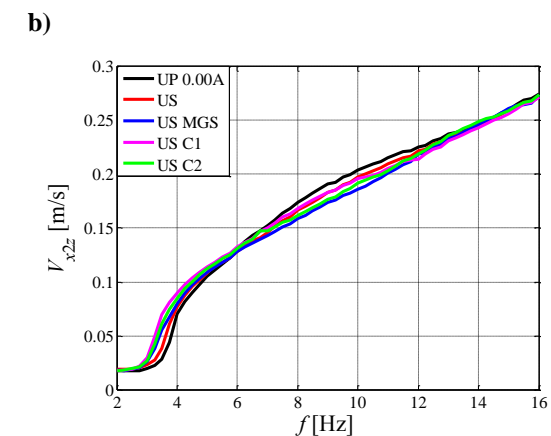
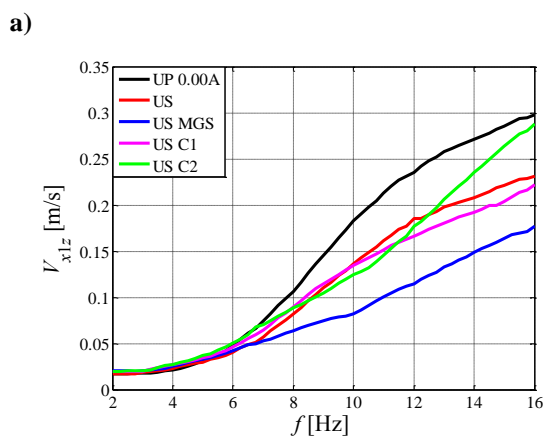
Rys. 7.134. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.1$ A: **a)** F_{T1} , **b)** F_{T2}



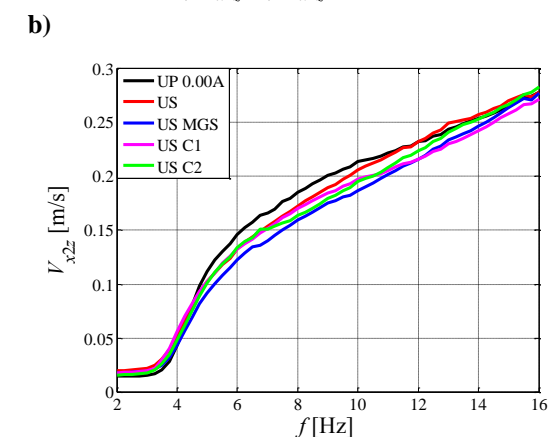
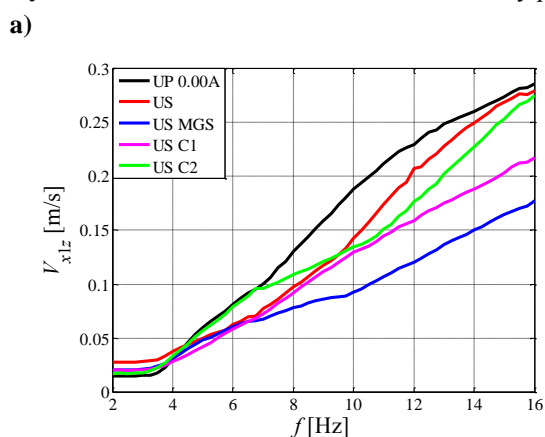
Rys. 7.135. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.2$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}



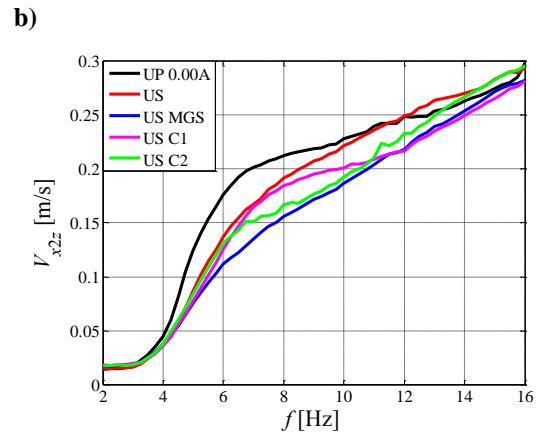
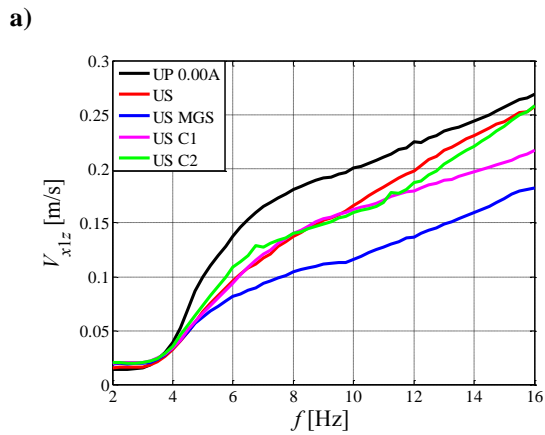
Rys. 7.136. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.3$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}



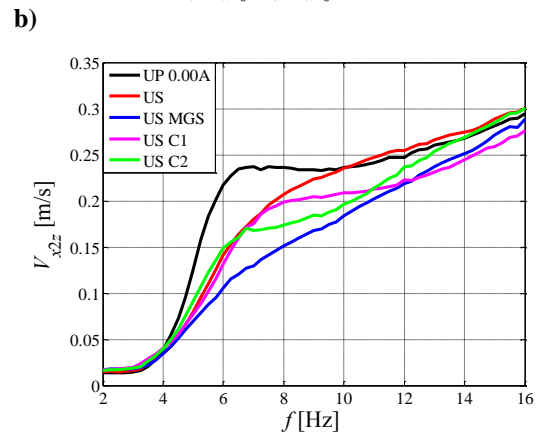
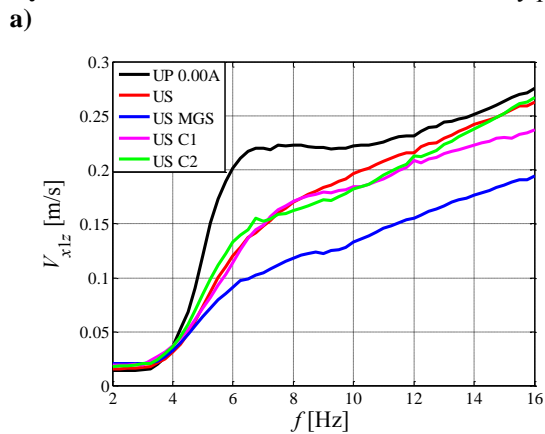
Rys. 7.137. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}



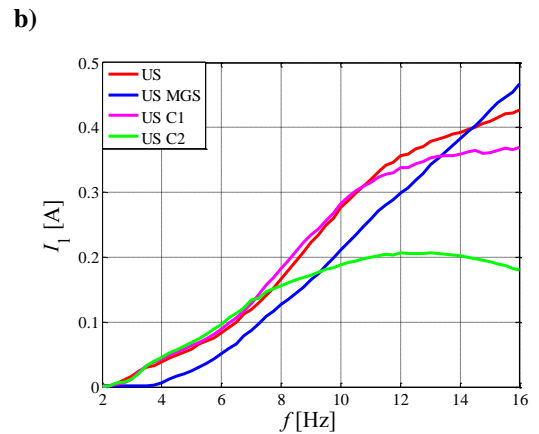
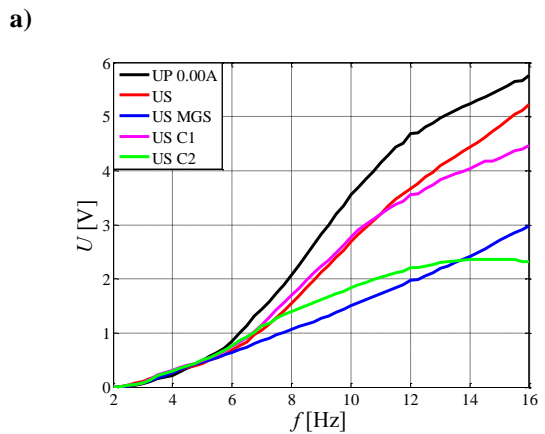
Rys. 7.138. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.1$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}



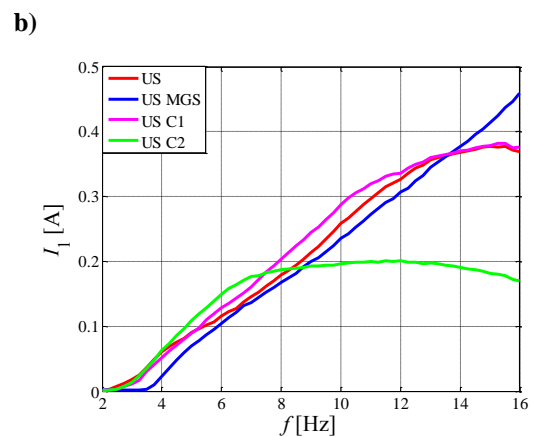
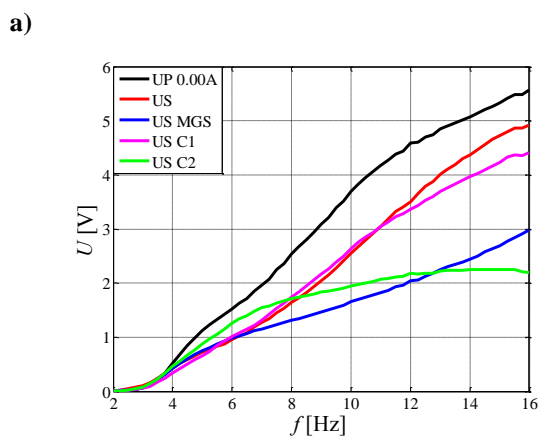
Rys. 7.139. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.2$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}



Rys. 7.140. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.3$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}

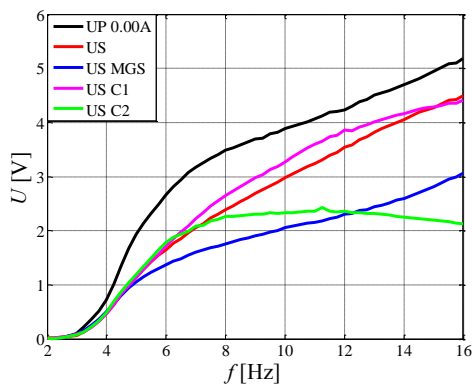


Rys. 7.141. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0$ A: a) U , b) I_1

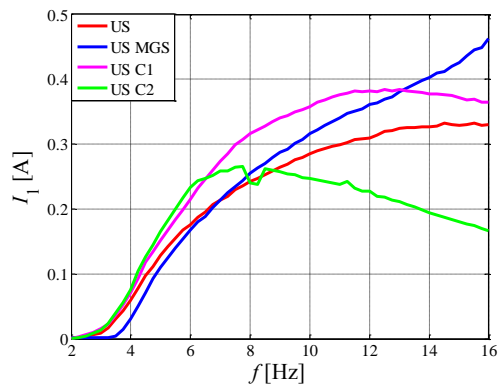


Rys. 7.142. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.1$ A: a) U , b) I_1

a)

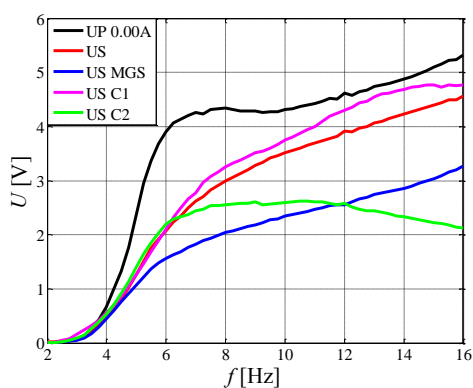


b)

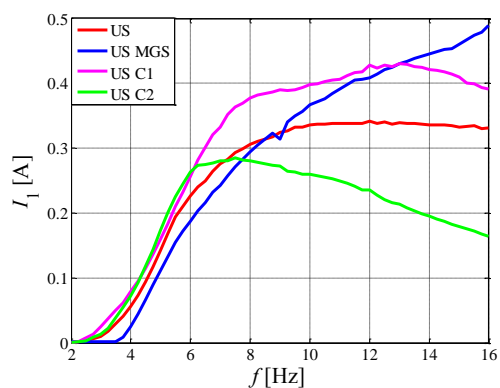


Rys. 7.143. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.2$ A: a) U , b) I_1

a)

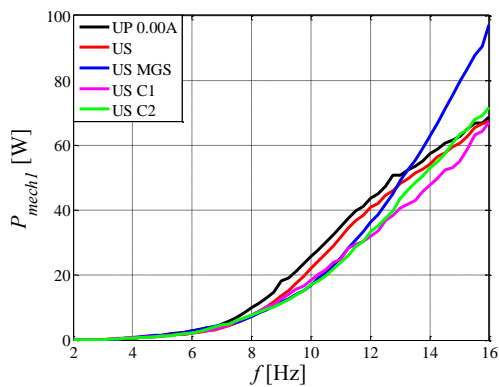


b)

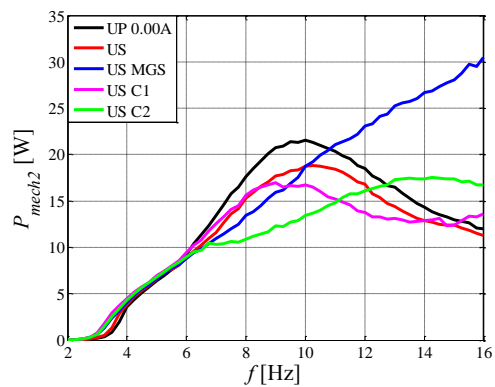


Rys. 7.144. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.3$ A: a) U , b) I_1

a)

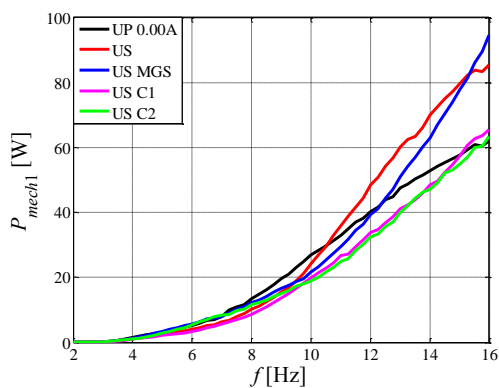


b)

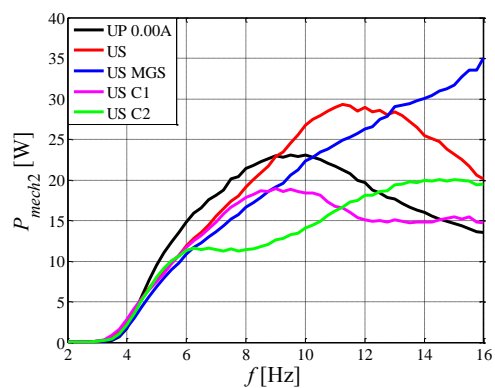


Rys. 7.145. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}

a)

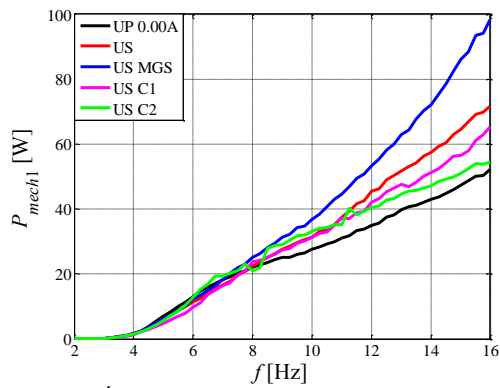


b)

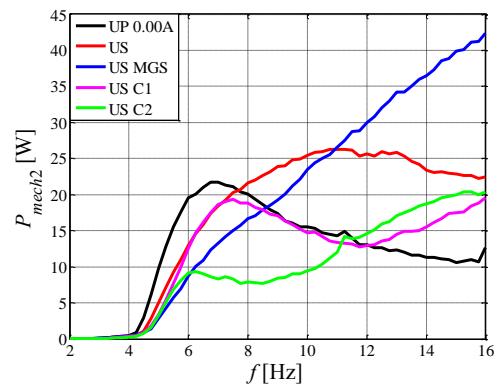


Rys. 7.146. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.1$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}

a)

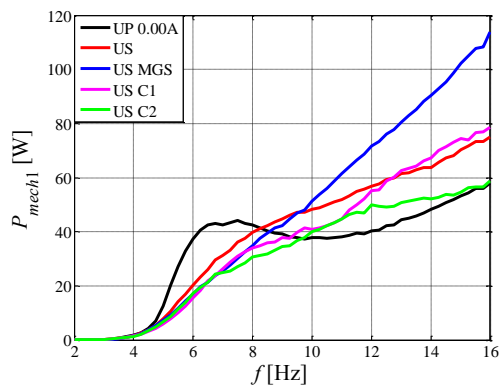


b)

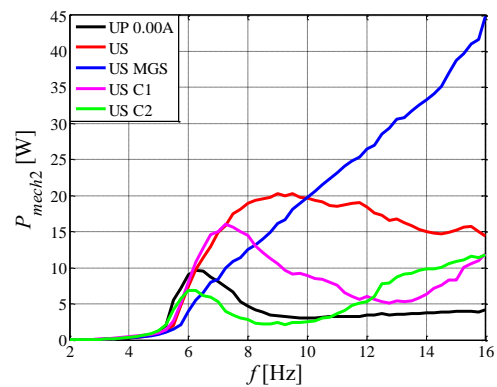


Rys. 7.147. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.2$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}

a)

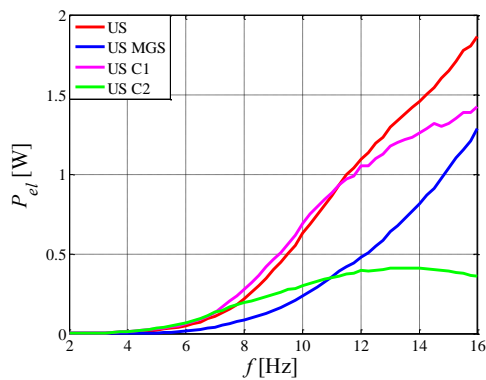


b)

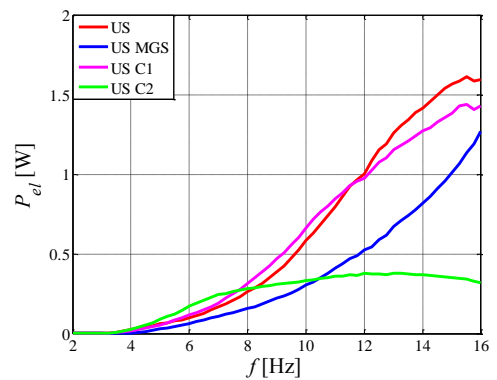


Rys. 7.148. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.3$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}

a)

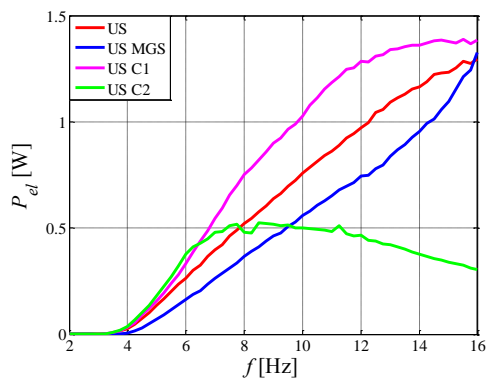


b)

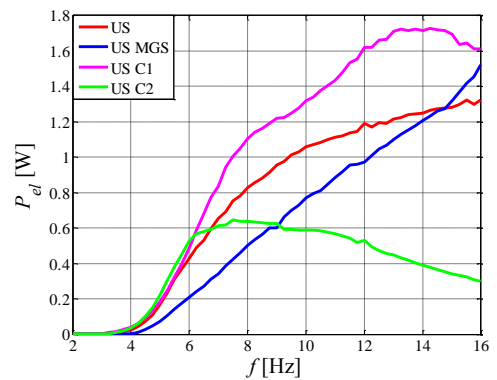


Rys. 7.149. Moc czynna dostarczana przez przetwornik P_{el} dla: a) $I_2 = 0$ A, b) $I_2 = 0.1$ A

a)



b)



Rys. 7.150. Moc czynna dostarczana przez przetwornik P_{el} dla: a) $I_2 = 0.2$ A, b) $I_2 = 0.3$ A

Tabela 7.14. Wartości badanych wielkości przy częstotliwościach rezonansowych f_{r1}, f_{r2} oraz częstotliwości f_{max} ($I_2 = 0$).

		T_{x1z} [-]	T_{x2z} [-]	ϕ_{x1z} [°]	ϕ_{x2z} [°]	V_{x1z} [m/s]	V_{x2z} [m/s]	F_{T1} [N]	F_{T2} [N]	U [V]	I_1 [A]	P_{mech1} [W]	P_{mech2} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.036	1.098	-6	-19	0.019	0.028	56	53	0.15	-	0.4	0.8	-
	$f_{r2} = 8.75$ Hz	1.151	0.398	-53	-144	0.136	0.187	114	118	2.64	-	14.9	20.1	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.526	0.1	-98	-169	0.298	0.275	232	91	5.75	-	69	12	-
US	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.061	1.154	-8	-29	0.02	0.038	42	53	0.2	0.03	0.4	1.3	0.01
	$f_{r2} = 8.25$ Hz	1.073	0.402	-36	-129	0.089	0.17	124	104	1.69	0.18	9	15.9	0.27
	$f_{max} = 16$ Hz	0.499	0.094	-67	-163	0.232	0.272	337	89	5.22	0.42	67	11.3	1.84
US MGS	$f_f = 3.5$ Hz	1.032	1.155	-8	-49	0.022	0.056	53	54	0.17	0	0.4	2.4	0
	$f_{max} = 16$ Hz	0.846	0.15	-45	-138	0.177	0.274	573	145	2.98	0.47	97.1	30.5	1.29
US C1	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.04	1.219	-11	-61	0.023	0.07	45	53	0.22	0.03	0.5	3	0.01
	$f_{r2} = 7.75$ Hz	1.087	0.448	-36	-129	0.083	0.163	100	100	1.56	0.17	6.7	14.5	0.24
	$f_{max} = 16$ Hz	0.559	0.098	-62	-157	0.222	0.272	329	96	4.47	0.37	67	13.6	1.42
US C2	$f_f = 3.5$ Hz	1.057	1.178	-11	-54	0.024	0.061	42	54	0.21	0.03	0.5	2.5	0.01
	$f_{max} = 16$ Hz	0.635	0.1	-87	-173	0.288	0.274	252	105	2.32	0.18	72	16.7	0.36

Tabela 7.15. Wartości badanych wielkości przy częstotliwościach rezonansowych f_{r1}, f_{r2} oraz częstotliwości f_{max} ($I_2 = 0.3$ A).

		T_{x1z} [-]	T_{x2z} [-]	ϕ_{x1z} [°]	ϕ_{x2z} [°]	V_{x1z} [m/s]	V_{x2z} [m/s]	F_{T1} [N]	F_{T2} [N]	U [V]	I_1 [A]	P_{mech1} [W]	P_{mech2} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_f = 5.5$ Hz	2.331	2.383	-51	-56	0.173	0.184	153	306	3.37	-	27.1	5.5	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.187	0.23	-118	-137	0.276	0.295	211	240	5.32	-	58	4.2	-
US	$f_{r2} = 5.75$ Hz	1.734	1.821	-39	-46	0.11	0.095	187	250	1.92	0.21	16.8	4.8	0.37
	$f_{max} = 16$ Hz	0.301	0.27	-93	-137	0.263	0.3	314	276	4.56	0.33	75	14.4	1.32
US MGS	$f_f = 5.5$ Hz	1.503	1.563	-32	-36	0.08	0.088	166	204	1.37	0.16	11.8	1.5	0.14
	$f_{max} = 16$ Hz	0.581	0.348	-51	-111	0.194	0.288	613	360	3.26	0.49	113.7	44.8	1.52
US C1	$f_{r2} = 5.75$ Hz	1.745	1.804	-33	-40	0.103	0.116	183	257	1.89	0.23	12.5	5.1	0.4
	$f_{max} = 16$ Hz	0.279	0.282	-73	-107	0.238	0.276	357	303	4.77	0.39	78.7	11.8	1.61
US C2	$f_f = 5.25$ Hz	1.735	1.787	-26	-37	0.099	0.107	127	220	1.64	0.2	8.8	2.2	0.3
	$f_{max} = 16$ Hz	0.271	0.262	-98	-135	0.268	0.3	223	283	2.12	0.16	58.8	11.8	0.3

W tabelach 7.14 i 7.15 zestawiono wartości badanych w układzie 2DOF wielkości przy częstotliwościach rezonansowych f_{r1}, f_{r2} oraz przy maksymalnej częstotliwości wymuszenia f_{max} , odpowiednio dla $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.3$ A. Charakterystyki częstotliwościowe współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} i T_{x2z} dla czterech wartości natężenia prądu I_2 pokazano na rys. 7.125 ÷ 7.128. Gdy natężenie prądu $I_2 = 0$ współczynnik przenoszenia drgań T_{x1z} (rys. 7.125a) dla układu US MGS przyjmuje zbliżone wartości do układu UP 0.00A w zakresie częstotliwości $f \in (2, 5.5)$ Hz. W zakresie częstotliwości $f \in (5.5, 11)$ Hz współczynnik T_{x1z} przyjmuje wartości około 1, co jest wartością zdecydowanie mniejszą niż w przypadku układu UP 0.00A, a przy częstotliwości do 10 Hz również wartością mniejszą od układu US. Po przekroczeniu częstotliwości 11 Hz układ ten wykazuje najwyższe wartości współczynnika T_{x1z} spośród badanych układów. Współczynnik T_{x1z} dla układów US C1 i US C2 w zakresie częstotliwości $f \in (2, 4)$ Hz osiągają wartości wyższe niż w przypadku układu UP 0.00A i niższe od układu US, natomiast w zakresie $f \in (4, 6)$ Hz osiągają wartości wyższe od układów UP 0.00A i US. Układ US C1 charakteryzuje się mniejszą wartością współczynnika T_{x1z} w stosunku do układu UP 0.00A w zakresie częstotliwości $f \in (6.5, 15)$ Hz, natomiast w stosunku do układu US w zakresie $f \in (8, 14)$ Hz. Porównując układ US C2 z układem UP 0.00A i US widać, że współczynnik przenoszenia drgań T_{x1z} osiąga mniejsze wartości odpowiednio w zakresie $f \in (6, 13)$ Hz i $f \in (6, 12)$ Hz. Powyższa analiza wyników pokazuje, że stosowanie układów kondycjonowania zmniejsza współczynnik T_{x1z} w stosunku do układów UP 0.00A i US głównie w okolicy drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} podnosząc ten współczynnik po przekroczeniu częstotliwości $f = 11$ Hz dla układu US MGS, $f = 15$ Hz dla układu US C1 i $f = 13$ Hz dla układu US C2. Analizując charakterystykę współczynnika T_{x2z} z rys. 7.125b widać, że różnice między badanymi układami występują głównie dla częstotliwości z przedziału $f \in (2, 4)$ Hz

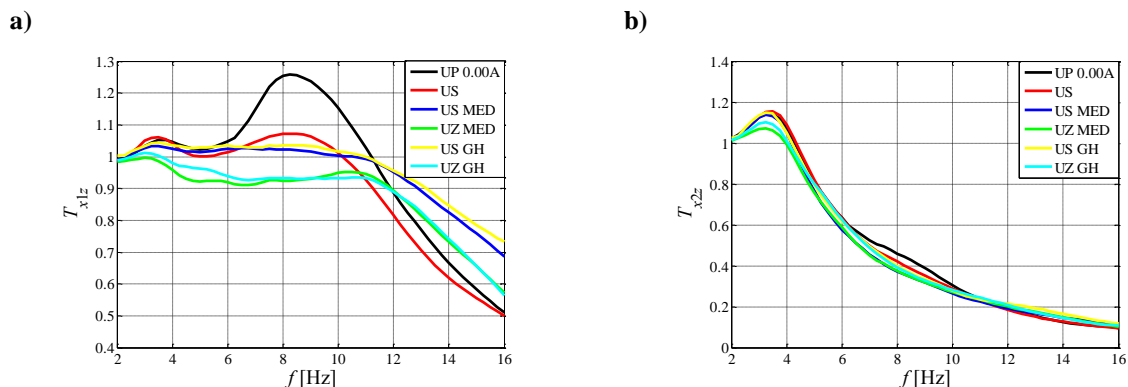
oraz $f \in (6, 12)$ Hz. W pierwszym przedziale najmniejszymi wartościami T_{x2z} charakteryzował się układ UP 0.00A, natomiast największymi wartościami T_{x2z} układ US C1. W przypadku drugiego przedziału, najmniejsze wartości T_{x2z} osiągał układ US C2, największe natomiast układ UP 0.00A. Gdy natężenie prądu $I_2 = 0.1$ A układ US MGS wykazuje zmniejszenie współczynnika T_{x1z} (rys. 7.126a) w stosunku do układu UP 0.00A w przedziale $f \in (3.5, 11)$ Hz, natomiast w stosunku do układu US w przedziale $f \in (2, 14)$ Hz. Układ US C1 charakteryzuje się mniejszym współczynnikiem T_{x1z} w stosunku do układu UP 0.00A w przedziale $f \in (3.5, 13)$ Hz, a w stosunku do układu US w całym przedziale badanych częstotliwości. W przypadku układu US C2 zmniejszenie wartości współczynnika T_{x1z} w stosunku do układu UP 0.00A obserwowano w przedziale częstotliwości $f \in (4.25, 13)$ Hz, natomiast w stosunku do układu US w przedziale $f \in (6, 16)$ Hz. Ponadto należy zauważyć, że układ US C1 osiągał najmniejsze wartości T_{x1z} spośród badanych układów w przedziale częstotliwości $f \in (3.5, 6)$ Hz. Analizując charakterystykę współczynnika przenoszenia drgań T_{x2z} z rys. 7.126b widać, że układ US C1 wykazuje w całym zakresie częstotliwości wymuszenia f najmniejszą wartość T_{x2z} spośród badanych układów. Pozostałe układy wykazują zbliżone wartości współczynnika, a największe różnice widoczne są w przedziale częstotliwości $f \in (3.5, 6)$ Hz. W przedziale tym układ US MGS osiąga mniejsze wartości T_{x2z} w porównaniu z układami UP 0.00A i US, natomiast układ US C2 wartości zbliżone do układu UP 0.00A i wyższe niż układ US. Gdy $I_2 = 0.2$ A współczynnik T_{x1z} (rys. 7.127a) układu US MGS jest niższy niż dla układu UP 0.00A dla przedziału $f \in (2, 8.5)$ Hz, natomiast w stosunku do układu US w przedziale $f \in (4.25, 10)$ Hz. Układ US MGS osiąga najmniejszą wartość współczynnika T_{x1z} spośród badanych układów w częstotliwości rezonansowej f_r , natomiast najwyższą przy częstotliwości 16 Hz. Układ US C1 osiąga niższe wartości T_{x1z} od układu UP 0.00A w zakresie $f \in (3, 7.5)$ Hz, a w stosunku do układu US w zakresie $f \in (8, 16)$ Hz. Niższe wartości T_{x1z} układu US C2 w stosunku do układu UP 0.00A osiągane są w zakresie częstotliwości $f \in (3, 11)$ Hz, natomiast w stosunku do układu US w zakresie $f \in (6, 16)$ Hz. Najniższy współczynnik T_{x2z} (rys. 7.127b) dla częstotliwości rezonansowej f_r osiąga układ US MGS. Osiąga on również niższą wartość w stosunku do układu UP 0.00A oraz US dla częstotliwości w zakresie $f \in (2, 7.5)$ Hz. Po przekroczeniu częstotliwości 9 Hz wszystkie z badanych układów wykazują wyższe wartości współczynnika T_{x2z} niż układ UP 0.00A, lecz różnica pomiędzy współczynnikami T_{x2z} dla badanych układów a układem UP 0.00A jest zdecydowanie mniejsza (rys. 7.127b) niż to miało miejsce w przypadku współczynnika T_{x1z} (rys. 7.127a). Dla $I_2 = 0.3$ A układ US MGS wykazuje niższą wartość współczynnika T_{x1z} w porównaniu z układem UP 0.00A dla częstotliwości $f \in (2, 8)$ Hz, natomiast wyższy powyżej 8 Hz. Porównując współczynnik T_{x1z} układu US MGS z układem US zaobserwowano jego niższą wartość w zakresie częstotliwości $f \in (3.5, 9.5)$ Hz, a po przekroczeniu 9.5 Hz była ona wyższa. Wartość T_{x1z} układu US MGS jest najniższa spośród badanych układów, natomiast osiąga wartość najwyższą w częstotliwości 16 Hz. Wartości współczynników T_{x1z} dla częstotliwości rezonansowej f_r układów US, US C1 i US C2 są równe. Przybliżone wartości współczynnika T_{x1z} obserwowane są dla układów US C1 i US w zakresie częstotliwości $f \in (2, 7.5)$ Hz, natomiast dla układów US C2 i US w zakresie $f \in (2, 5.5)$ Hz. Powyżej częstotliwości $f =$

7.5 Hz dla układu US C1 i powyżej $f = 5.5$ Hz dla układu US C2 wartości T_{x1z} są wyraźnie niższe w porównaniu z układem US. Podobne wnioski można wyciągnąć analizując charakterystykę częstotliwościową współczynnika T_{x2z} (rys. 7.128b). Na rys. 7.129 ÷ 7.132 przedstawione zostały charakterystyki przesunięcia fazowego φ_{x1z} oraz φ_{x2z} . Wzrost częstotliwości wymuszenia f powoduje wzrost wartości przesunięć fazowych φ_{x1z} i φ_{x2z} . Odstępstwem od tej reguły może być tylko układ US C1, w którym obserwuje się zmniejszenie przesunięcia fazowego φ_{x1z} dla $I_2 = 0.2$ A w zakresie częstotliwości $f \in (10, 16)$ Hz, a dla $I_2 = 0.3$ A w zakresie $f \in (12, 16)$ Hz. Najmniejsze przesunięcia fazowe φ_{x1z} i φ_{x2z} spośród badanych układów wykazywał układ US MGS największe zaś układ UP 0.00A. Charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_{T1} tłumika MR1 oraz F_{T2} tłumika MR2 przedstawione zostały na rys. 7.133 ÷ 136. Zwiększenie częstotliwości wymuszenia f skutkuje zwiększeniem wartości średniokwadratowej siły F_{T1} (rys. 7.133a ÷ 7.136a). Wyjątek stanowią tutaj układy US C2 dla $I_2 = 0.20$ A (rys. 135a) gdzie siła F_{T1} nieznacznie zmniejsza swoją wartość w przedziale $f \in (10, 16)$ Hz, US C2 dla $I_2 = 0.30$ A (rys. 7.136a) w przedziale $f \in (12, 16)$ Hz. Maksymalną wartość średniokwadratową siły F_{T1} osiągał układ US MGS. Układy UP 0.00A, US oraz US C1 wykazują maksymalną wartość siły tłumienia F_{T2} dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_2 , natomiast w przypadku układów US MGS i US C2 maksymalna wartość siły F_{T2} osiągnięta jest dla częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz (rys. 7.133b ÷ 7.136b). Na rys. 7.137 ÷ 7.140 pokazano charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} oraz V_{x2z} . Jak można zauważyć dla wszystkich badanych układów wartość średniokwadratowa różnicy prędkości rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia. Najmniejsze spośród badanych układów średniokwadratowe wartości różnicy prędkości V_{x1z} charakteryzują układ US MGS. W przypadku wszystkich badanych układów dla $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.1$ A wartości średniokwadratowe różnicy prędkości V_{x2z} przyjmują zbliżone wartości (rys. 7.137b i 7.138b). Różnice między układami widoczne są dopiero dla $I_2 = 0.2$ A i $I_2 = 0.3$ A gdzie najniższe wartości osiąga układ US MGS (rys. 7.139b i 7.140b). Analizując wartości skuteczne napięcia U wytwarzanego przez elektromechaniczny przetwornik energii pokazane na rys. 7.141a ÷ 7.144a zauważyć można, że w przypadku układów UP 0.00A, US oraz US MGS osiągają one wartości proporcjonalne do wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} (rys. 7.137a ÷ 7.140a). W przypadku układu US C2 po przekroczeniu częstotliwości $f = 8$ Hz wartość skuteczna napięcia U jest wyraźnie mniejsza niż wynikająca z obliczenia na podstawie prędkości względnej V_{x1z} . Jest to spowodowane zmniejszeniem reaktancji pojemnościowej X_c kondensatora wpiętego równolegle z obwodem cewki przetwornika, która wywołuje przepływ prądu przez kondensator i obniżenie napięcia U na zaciskach przetwornika. Obserwacja ta jest zgodna z przedstawionymi w podrozdziale 6.3 badaniami obwodowymi układów kondycjonowania z kondensatorem bipolarnym. Na charakterystyce z rys. 6.5 widać wyraźnie, że po przekroczeniu częstotliwości 10 Hz admitancja Y obwodu wyposażonego w kondensator o pojemności $C = 18800$ μ F osiąga znacznie niższe wartości w stosunku do obwodu, w którym cewka przetwornika połączona jest bezpośrednio z cewką tłumika MR. W przypadku układu US C1 po przekroczeniu częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz zaobserwować można, że wartość skuteczna napięcia U jest nieznacznie wyższa niż

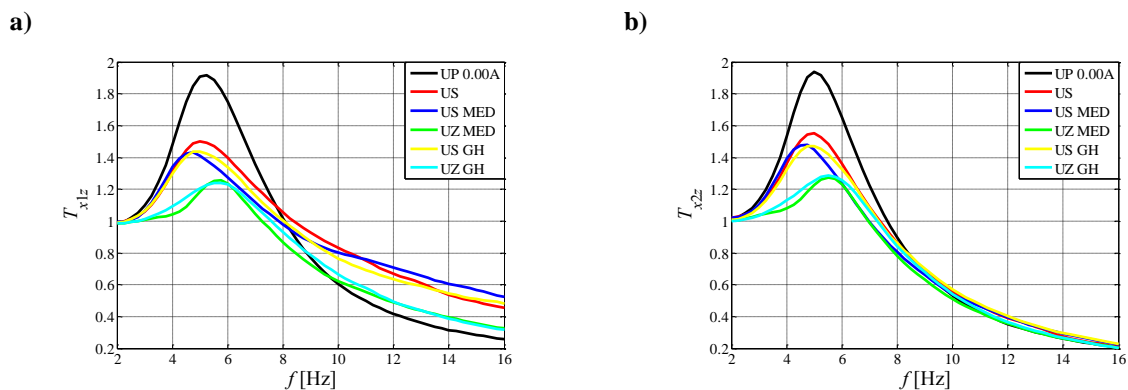
wynikająca z obliczenia na podstawie prędkości względnej V_{xlz} . Przyczyną tego zjawiska jest równoważenie się reaktancji indukcyjnej X_L cewki elektromechanicznego przetwornika z reaktancją pojemnościową X_C kondensatora bipolarnego o pojemności $C = 4700 \mu\text{F}$. Potwierdzeniem tych obserwacji jest widoczne na charakterystyce z rys. 6.5 zwiększenie admitancji Y obwodu z kondensatorem w stosunku do obwodu, w którym cewka przetwornika jest bezpośrednio połączona z cewką tłumika MR w przedziale częstotliwości $f \in (7, 30)$ Hz. Badane układy za wyjątkiem układu US C2 osiągają maksymalną wartość skuteczną napięcia U przy częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz. Na rys. 7.141b ÷ 7.144b pokazano charakterystyki wartości skutecznej natężenia prądu I_1 płynącego przez cewkę tłumika MR1. Zauważyć można, że wartość skuteczna natężenia prądu I_1 zależy od wartości skutecznej napięcia U . Interesujące własności wykazywał układ US MGS w którym przy częstotliwościach powyżej $f = 14$ Hz mimo zdecydowanie niższych wartości skutecznego napięcia U w porównaniu z układem US obserwowano wyższe wartości natężenia prądu I_1 . Jest to wynikiem prostowania napięcia przez mostek Graetza, w wyniku którego otrzymuje się niezerową wartość średnią napięcia. Stałe w czasie napięcie wywołuje znacznie większy prąd w cewce sterującej niż napięcie zmieniające się z częstotliwością kilkunastu herców, co tłumaczy zachowanie układu US MGS. Zwiększanie częstotliwości f po przekroczeniu wartości 8 Hz w przypadku układu US C2 powoduje dla $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.1$ A utrzymywanie wartości skutecznej natężenia prądu I_1 na podobnym poziomie, natomiast dla $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A jej zmniejszanie. Na rys. 7.145 ÷ 7.148 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe średniej mocy rozpraszanej przez tłumik MR1 P_{mech1} oraz tłumik MR2 P_{mech2} . Dla wszystkich badanych układów moc P_{mech1} rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia f (rys. 7.145a ÷ 7.148a). W przypadku układów UP 0.00A, US i US C1 dla wszystkich natężeń prądu I_2 wartość średnia mocy P_{mech2} osiąga maksymalną wartość przy częstotliwości rezonansowej f_{r2} . W przypadku pozostałych układów (US MGS i US C2) maksymalna wartość średniej mocy mechanicznej P_{mech2} osiągana jest przy częstotliwości 16 Hz. Czynna moc elektryczna P_{el} dostarczana przez przetwornik do cewki tłumika MR2 pokazana została na rys. 7.149 i 7.150. Zaobserwowano, że dla każdego układu oprócz układu US C2 czynna moc elektryczna P_{el} rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości f . W przypadku układu US C2 wraz ze wzrostem częstotliwości f moc P_{el} maleje dla $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.1$ A powyżej częstotliwości 14 Hz, a dla $I_2 = 0.2$ A oraz $I_2 = 0.3$ A powyżej częstotliwości 8 Hz. Podobne zachowanie obserwowano w układzie US C1 dla $I_2 = 0.3$ A dla częstotliwości powyżej 14 Hz. Przebiegi czasowe mierzonych wielkości przedstawiono w załączniku B.2.2 (rys. B.18 ÷ B.32).

7.2.5.3. Układy sterowane

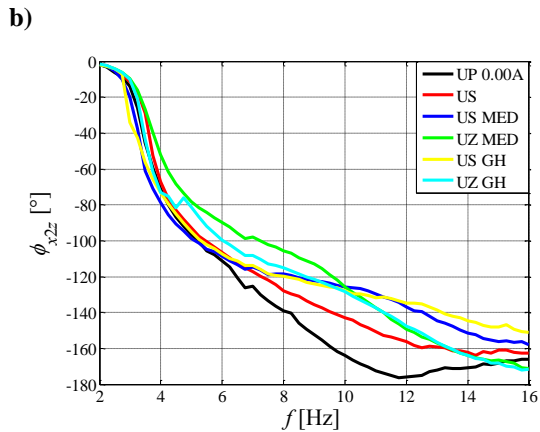
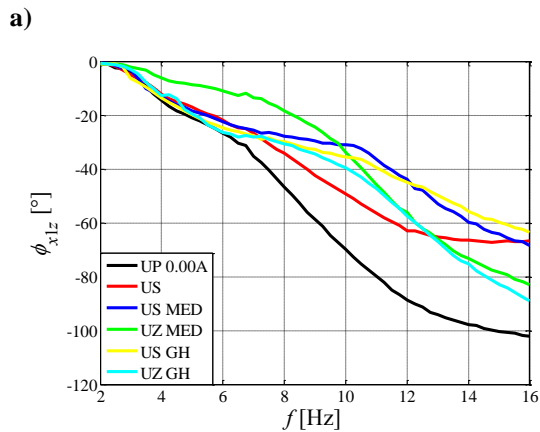
Na rys. 7.151 ÷ 7.163 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe układu 2DOF, w którym zastosowano układy sterujące tłumikiem MR1 zgodnie z algorytmami „Ground-hook” oraz maksymalnej dyssypacji energii (MED). Układy sterowane rozpatrywane były w dwóch wariantach. W pierwszym wariacie cewka tłumika MR1 dołączana była przez układ sterujący do zewnętrznego źródła energii (układy UZ) według schematu z rys. 7.6. W drugim wariacie cewka tłumika MR1 łączona była przez układ sterujący z elektromechanicznym przetwornikiem drgań (układy US) według schematu z rys. 6.6. W celu ułatwienia analizy wyników badań przyjęto następujące oznaczenia układu 2DOF wyposażonego w układy sterujące: układ UZ GH – tłumik MR1 zasilany z zewnętrznego źródła energii, sterowanie w oparciu o algorytm „Ground-hook”, układ US GH – tłumik MR1 zasilany z elektromechanicznego przetwornika drgań, sterowanie w oparciu o algorytm „Ground-hook”, układ UZ MED – tłumik MR1 zasilany z zewnętrznego źródła energii, sterowanie w oparciu o algorytm maksymalnej dyssypacji energii, układ US MED – tłumik MR1 zasilany z elektromechanicznego przetwornika drgań, sterowanie w oparciu o algorytm maksymalnej dyssypacji energii. Do porównania charakterystyk służyły układy, w których tłumik MR1 nie był zasilany (układ UP 0.00A) oraz cewka tłumika MR1 zasilana była z elektromechanicznego przetwornika energii (układ US). Wszystkie układy badane były przy dwóch wartościach stałego natężenia prądu płynącego przez cewkę tłumika MR2: $I_2 = 0$ oraz $I_2 = 0.2$ A.



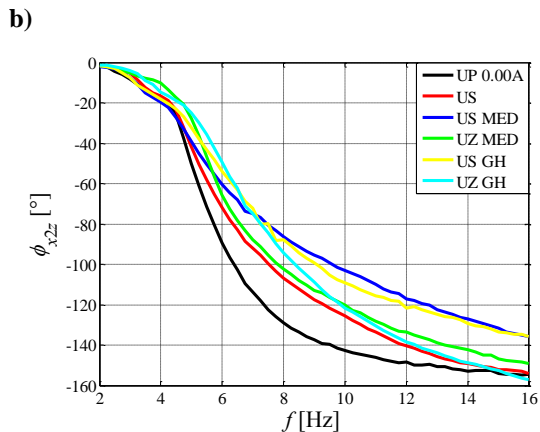
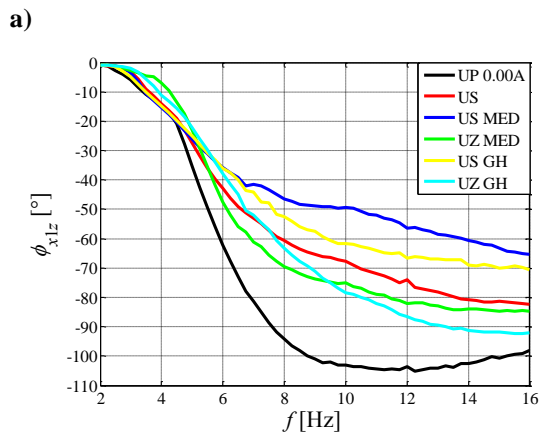
Rys. 7.151. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0$ A: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}



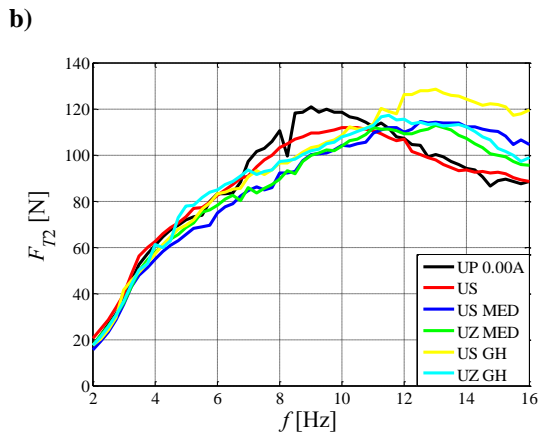
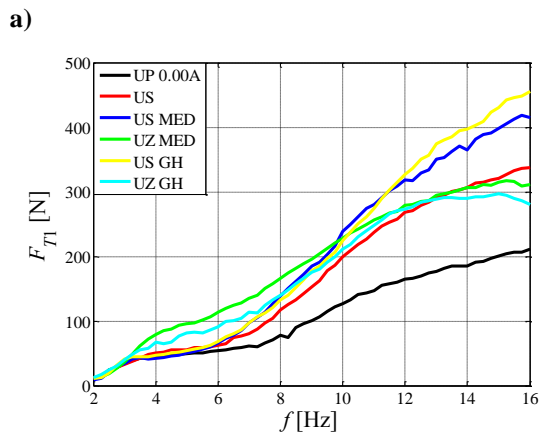
Rys. 7.152. Współczynnik przenoszenia drgań dla $I_2 = 0.2$ A: a) T_{x1z} , b) T_{x2z}



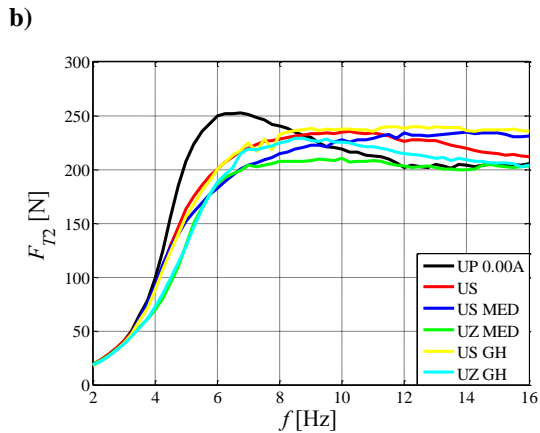
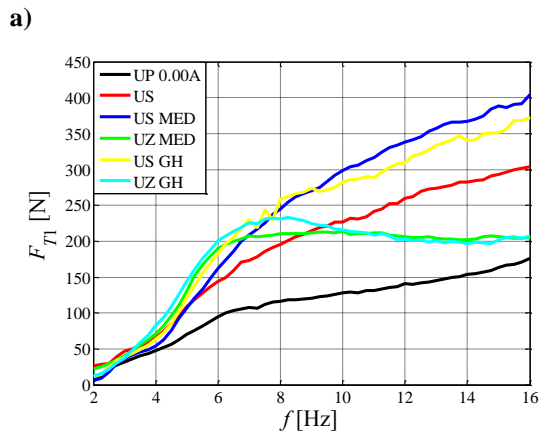
Rys. 7.153. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}



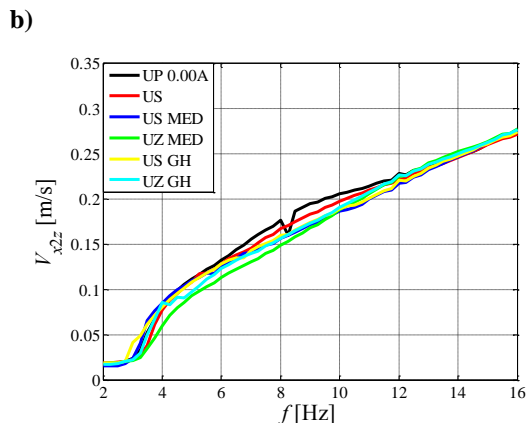
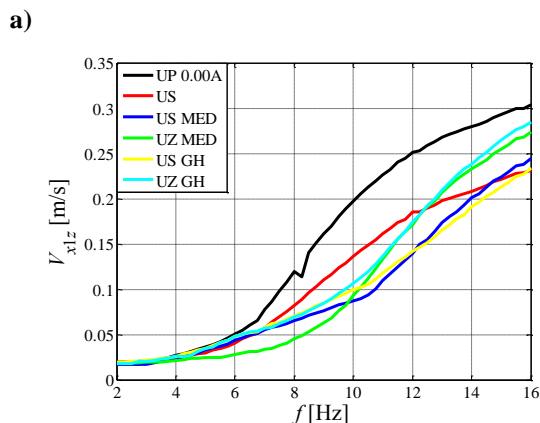
Rys. 7.154. Przesunięcie fazowe dla $I_2 = 0.2$ A: a) ϕ_{x1z} , b) ϕ_{x2z}



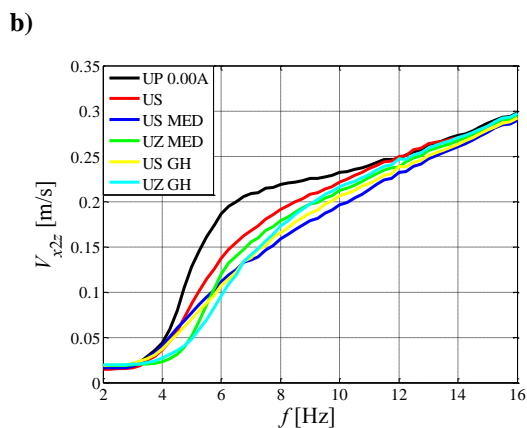
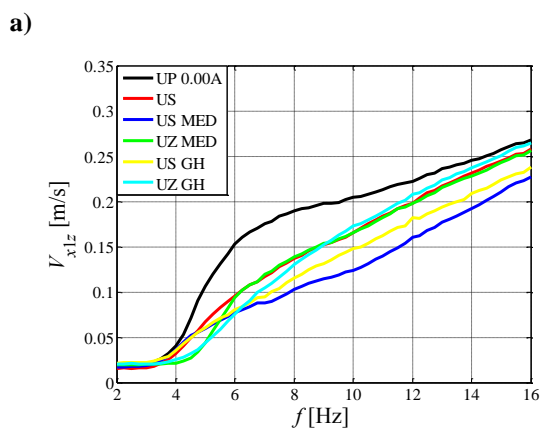
Rys. 7.155. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}



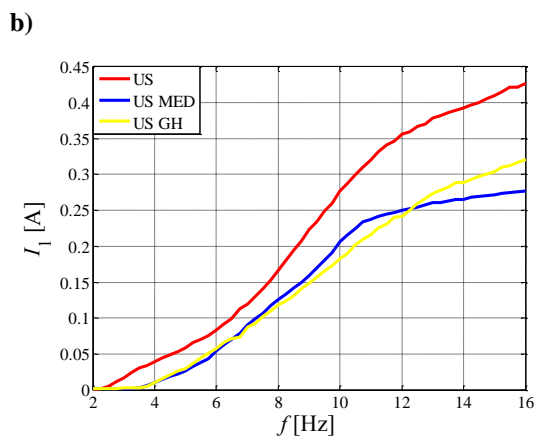
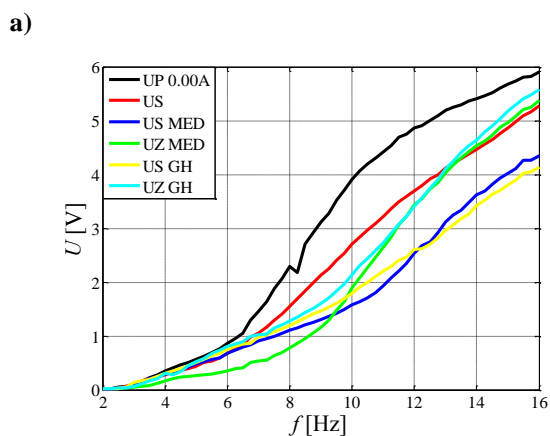
Rys. 7.156. Wartość średniokwadratowa siły tłumienia dla $I_2 = 0.2$ A: a) F_{T1} , b) F_{T2}



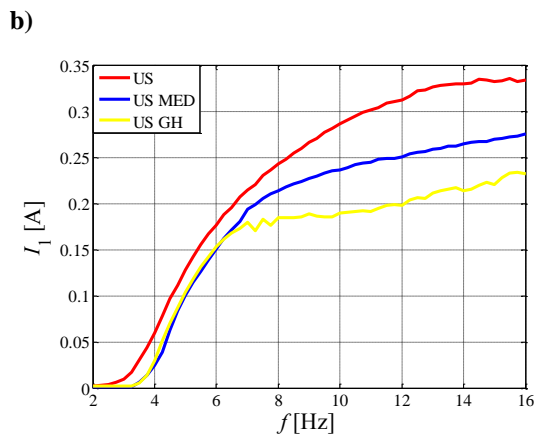
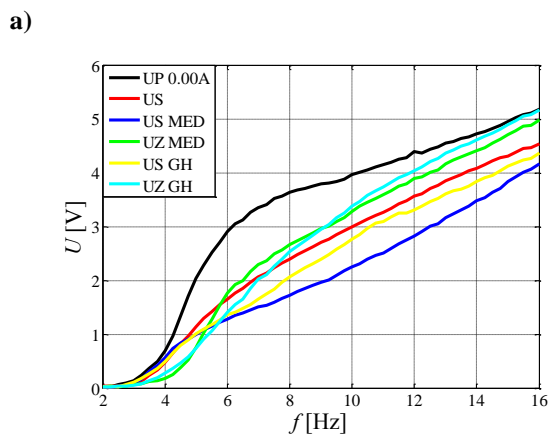
Rys. 7.157. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}



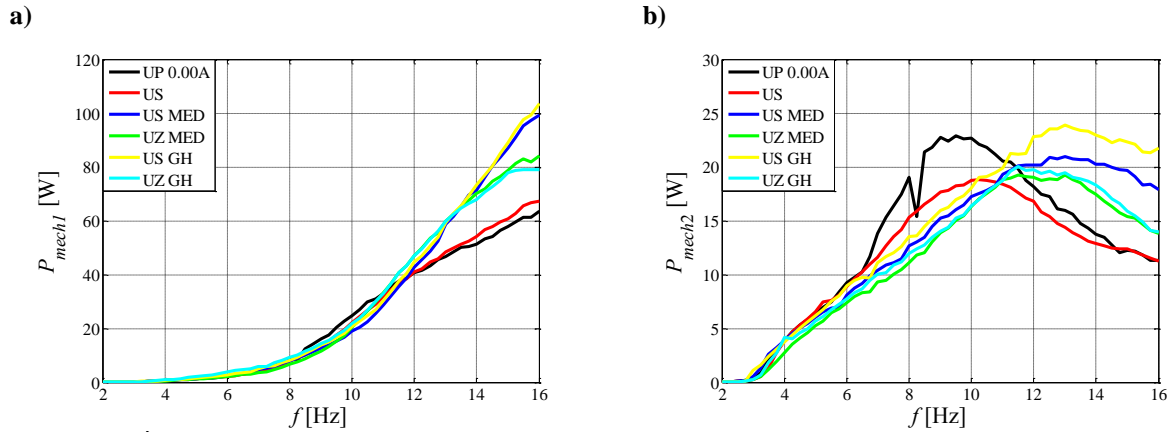
Rys. 7.158. Wartość średniokwadratowa różnicy prędkości dla $I_2 = 0.2$ A: a) V_{x1z} , b) V_{x2z}



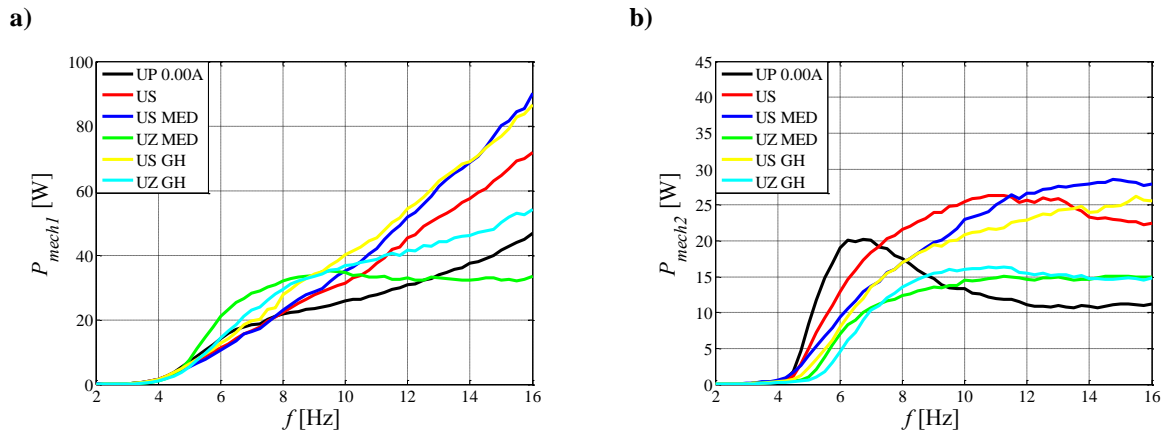
Rys. 7.159. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0$ A: a) U , b) I



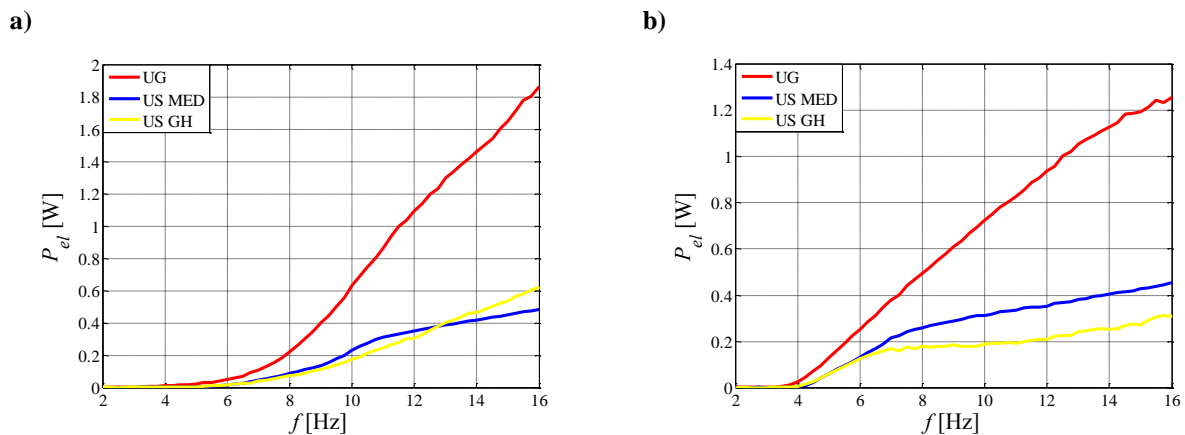
Rys. 7.160. Wartość średniokwadratowa napięcia i natężenia prądu dla $I_2 = 0.2$ A: a) U , b) I



Rys. 7.161. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}



Rys. 7.162. Średnia moc rozpraszana przez tłumik dla $I_2 = 0.2$ A: a) P_{mech1} , b) P_{mech2}



Rys. 7.163. Moc czynna dostarczana przez przetwornik P_{el} dla: a) $I_2 = 0$ A, b) $I_2 = 0.2$ A

Tabela 7.16. Wartości badanych wielkości przy częstotliwościach rezonansowych f_{r1} , f_{r2} oraz częstotliwości f_{max} ($I_2 = 0$).

		T_{x1z} [-]	T_{x2z} [-]	φ_{x1z} [°]	φ_{x2z} [°]	V_{x1z} [m/s]	V_{x2z} [m/s]	F_{T1} [N]	F_{T2} [N]	U [V]	I_1 [A]	P_{mech1} [W]	P_{mech2} [W]	P_{el} [W]
UP 0.00A	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.052	1.141	-9	-45	0.023	0.052	42	53	0.22	-	0.4	2.1	-
	$f_{r2} = 8.5$ Hz	1.256	0.427	-53	-146	0.141	0.186	90	118	2.7	-	12.4	21.4	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.511	0.096	-102	-166	0.304	0.274	212	89	5.9	-	63	11.4	-
US	$f_{r1} = 3.5$ Hz	1.061	1.154	-8	-29	0.02	0.038	42	53	0.2	0.03	0.4	1.3	0.01
	$f_{r2} = 8.25$ Hz	1.073	0.402	-36	-129	0.089	0.17	124	104	1.69	0.18	9	15.9	0.27
	$f_{max} = 16$ Hz	0.499	0.094	-67	-163	0.232	0.272	337	89	5.22	0.42	67	11.3	1.84
US MED	$f_r = 3.5$ Hz	1.033	1.131	-10	-61	0.021	0.066	43	48	0.21	0	0.4	2.6	0
	$f_{max} = 16$ Hz	0.686	0.115	-68	-158	0.244	0.275	415	104	4.35	0.277	99	17.9	0.48
UZ MED	$f_r = 3$ Hz	0.997	1.068	-2	-10	0.019	0.021	37	36	0.05	-	0.1	0.2	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.572	0.103	-83	-172	0.274	0.277	311	95	5.38	-	84	13.8	-
US GH	$f_r = 3.5$ Hz	1.044	1.144	-10	-56	0.023	0.062	45	49	0.2	0	0.4	2.4	0
	$f_{max} = 16$ Hz	0.733	0.118	-63	-151	0.234	0.274	455	120	4.14	0.321	104	21.8	0.62
UZ GH	$f_r = 3$ Hz	1.011	1.101	-3	-10	0.021	0.022	40	36	0.06	-	0.1	0.2	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.564	0.108	-89	-172	0.285	0.277	281	99	5.58	-	79	14	-

Tabela 7.17. Wartości badanych wielkości przy częstotliwościach rezonansowych f_{r1}, f_{r2} oraz częstotliwości f_{max} ($I_2 = 0.2A$).

		T_{x1z}	T_{x2z}	φ_{x1z}	φ_{x2z}	V_{x1z}	V_{x2z}	F_{T1}	F_{T2}	U	I_1	P_{mech1}	P_{mech2}	P_{el}
		[-]	[-]	[°]	[°]	[m/s]	[m/s]	[N]	[N]	[V]	[A]	[W]	[W]	[W]
UP 0.00A	$f_{r1} = 5$ Hz	1.909	1.94	-35	-50	0.107	0.128	70	208	2.04	-	7.1	8.4	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.259	0.206	-98	-154	0.268	0.298	176	206	5.18	-	46.8	11.2	-
US	$f_{r1} = 5$ Hz	1.502	1.551	-27	-42	0.067	0.087	108	163	1.14	0.13	6	5	0.13
	$f_{max} = 16$ Hz	0.455	0.209	-82	-154	0.258	0.294	304	212	4.54	0.33	71.7	22.4	1.26
US MED	$f_{r1} = 4.75$ Hz	1.431	1.478	-23	-33	0.055	0.068	93	140	0.9	0.08	4.3	2.6	0.04
	$f_{max} = 16$ Hz	0.525	0.224	-65	-136	0.227	0.29	405	231	4.17	0.28	90.2	27.9	0.46
UZ MED	$f_{r1} = 5.75$ Hz	1.256	1.275	-42	-57	0.082	0.104	180	177	1.53	-	17.8	5.5	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.325	0.2	-85	-149	0.256	0.295	205	203	4.98	-	33.5	14.8	-
US GH	$f_{r1} = 5$ Hz	1.438	1.472	-25	-32	0.061	0.07	122	156	1	0.1	6.3	2.3	0.06
	$f_{max} = 16$ Hz	0.481	0.23	-71	-136	0.238	0.292	372	235	4.36	0.23	86.7	25.6	0.31
UZ GH	$f_{r1} = 5.75$ Hz	1.241	1.287	-34	-43	0.068	0.083	188	177	1.24	-	11.9	3.1	-
	$f_{max} = 16$ Hz	0.316	0.203	-92	-157	0.265	0.297	205	204	5.16	-	54.2	14.8	-

Charakterystyki częstotliwościowe współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} i T_{x2z} dla dwóch wartości natężenia prądu I_2 pokazano na rys. 7.151 i 7.152. W tabelach 7.16 i 7.17 zestawiono wartości badanych wielkości przy częstotliwościach f_{r1}, f_{r2} oraz f_{max} dla $I_2 = 0$ i $I_2 = 0.2$ A. Analizując charakterystyki współczynnika przenoszenia drgań T_{x1z} (rys. 7.151a i 7.152a) widać, że układy UZ GH i UZ MED osiągają zbliżone do siebie wartości. Podobnie wnioski wyciągnąć można porównując współczynniki T_{x1z} dla układów US GH i US MED. Dla $I_2 = 0$ układy UZ GH i UZ MED wykazują niższą wartość współczynnika T_{x1z} w porównaniu z układem UP 0.00A w przedziale częstotliwości $f \in (2, 12)$ Hz, a w stosunku do układu US w przedziale $f \in (2, 11)$ Hz. Układy US GH i US MED wykazywały zmniejszenie T_{x1z} w stosunku do układu UP 0.00A w przedziale częstotliwości $f \in (4, 11)$ Hz, natomiast w stosunku do układu US w przedziale $f \in (6.5, 10)$ Hz. Gdy $I_2 = 0.2$ A układy UZ GH i UZ MED wykazują zmniejszenie współczynnika T_{x1z} w stosunku do układu UP 0.00A w przedziale częstotliwości $f \in (2, 9)$ Hz, natomiast w odniesieniu do układu US w całym przedziale badanych częstotliwości. Charakterystyki układów US GH i US MED pokazują, że zmniejszają one współczynnik T_{x1z} w stosunku do układu UP 0.00A w przedziale częstotliwości $f \in (3, 8)$ Hz, natomiast w stosunku do układu US zmniejszają one współczynnik w nieznacznym stopniu w przedziale $f \in (4.25, 10)$ Hz. Analiza współczynnika T_{x2z} dla $I_2 = 0$ (rys. 7.151b) pokazuje, że wszystkie badane układy sterowane wykazują zbliżone do siebie wartości T_{x2z} , a największe różnice obserwowane są dla częstotliwości $f \in (2, 4)$ Hz. Gdy $I_2 = 0.2$ A (rys. 7.152b) różnice między wszystkimi badanymi układami widoczne są w przedziale $f \in (2, 8)$ Hz, natomiast powyżej częstotliwości 8 Hz wszystkie układy przyjmują zbliżone do siebie wartości T_{x2z} . W odniesieniu do układu UP 0.00A największe obniżenie wartości T_{x2z} wykazują układy UZ GH i UZ MED, natomiast porównując je do układu US obniżenie T_{x2z} obserwowano w przedziale $f \in (2, 7)$ Hz. Układy US GH i US MED w odniesieniu do układu US pozwalają na nieznaczne obniżenie współczynnika T_{x2z} dla częstotliwości rezonansowej f_r , i zmniejszają jego wartość w przedziale $f \in (4.25, 7)$ Hz. Na rys. 7.153 i 7.154 przedstawione zostały charakterystyki przesunięcia fazowego φ_{x1z} oraz φ_{x2z} . Wzrost częstotliwości wymuszenia f powoduje wzrost wartości przesunięć fazowych φ_{x1z} i φ_{x2z} dla wszystkich badanych układów. Najmniejsze przesunięcia fazowe φ_{x1z} i φ_{x2z} spośród badanych układów wykazują układy US GH i US MED największe zaś układ UP 0.00A. Charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej siły tłumienia F_{T1} tłumika MR1 oraz F_{T2} tłumika MR2 przedstawione zostały na rys. 7.155 i 7.156.

Zwiększenie częstotliwości wymuszenia f skutkuje zwiększeniem wartości średniokwadratowej siły F_{T1} (rys. 7.155a i 7.156a). Wyjątek stanowią tutaj układy UZ GH i US MED dla $I_2 = 0.20$ A (rys. 7.156a) gdzie wartość średniokwadratowa siły F_{T1} utrzymuje stałą wartość w przedziale $f \in (10, 16)$ Hz. Maksymalną wartość średniokwadratową siły F_{T1} osiągały układy US GH i US MED. Gdy $I_2 = 0$ (rys. 7.155b) układy UP 0.00A, US wykazują maksymalną wartość siły tłumienia F_{T2} dla drugiej częstotliwości rezonansowej f_{r2} , natomiast układy US MED, UZ MED, US GH i UZ GH w okolicy częstotliwości $f = 12$ Hz. Gdy $I_2 = 0.2$ A (rys. 7.156b) układy US GH, US MED, UZ MED po przekroczeniu częstotliwości 12 Hz utrzymują stałą wartość siły F_{T2} , natomiast dla układów US, UZ GH wzrost częstotliwości powyżej 12 Hz wywołuje nieznaczne zmniejszanie siły F_{T2} . Na rys. 7.157 i 7.158 pokazano charakterystyki częstotliwościowe wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} oraz V_{x2z} . Jak można zauważyć dla wszystkich badanych układów wartość średniokwadratowa różnicy prędkości rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia. Najniższe spośród badanych układów średniokwadratowe wartości różnicy prędkości V_{x1z} charakteryzują układ US MED. W przypadku wszystkich badanych układów dla $I_2 = 0$ wartości średniokwadratowe różnicy prędkości V_{x2z} przyjmują zbliżone wartości (rys. 7.157b). Różnice między układami widoczne są dopiero dla $I_2 = 0.2$ A gdzie najniższe wartości osiąga układ US MED (rys. 7.158b). Analizując wartości skuteczne napięcia U wytwarzanego przez elektromechaniczny przetwornik energii pokazane na rys. 7.159a ÷ 7.160a zauważyć można, że wszystkie badane układy osiągają one wartości proporcjonalne do wartości średniokwadratowej różnicy prędkości V_{x1z} (rys. 7.157a i 7.158a). Badane układy osiągają maksymalną wartość skuteczną napięcia U przy częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz. Obserwowane na rys. 7.157b i 7.158b charakterystyki wartości skutecznej natężenia prądu I_1 płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR1 w przypadku układów US MED i US GH są wynikiem nie tylko wytwarzanego przez generator napięcia ale również sterowania wartością natężenia prądu, którą oblicza zastosowany algorytm regulacji. Jak można zauważyć, gdy $I_2 = 0$, wartości skuteczne natężenia prądu I_1 dla układów US GH i US MED mają zbliżone wartości, natomiast gdy $I_2 = 0.2$ A układ US GH charakteryzuje się wyższymi wartościami I_1 od układu US MED. w zakresie częstotliwości $f \in (6, 16)$ Hz. Na rys. 7.161 ÷ 7.162 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe średniej mocy rozpraszanej przez tłumik MR1 P_{mech1} oraz tłumik MR2 P_{mech2} . Dla wszystkich badanych układów moc P_{mech1} rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia f (rys. 7.161a i 7.162a). Gdy $I_2 = 0$ średnia moc mechaniczna P_{mech2} (rys. 7.161b) osiąga maksymalną wartość dla układów UP 0.00A i US dla częstotliwości $f = 9.5$ Hz, natomiast w przypadku układów US MED, UZ MED, US GH i UZ GH dla częstotliwości $f = 12.5$ Hz. Gdy $I_2 = 0.2$ A wartość średnia mocy P_{mech2} dla układów US MED i US GH rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wymuszenia, dla układów UZ MED i UZ GH powyżej częstotliwości 10 Hz wartość mocy P_{mech2} nie ulega zmianie, natomiast dla układu US powyżej 12 Hz moc zaczyna nieznacznie maleć. Czynna moc prądu elektrycznego P_{el} zasilającego cewkę tłumika MR2 pokazana została na rys. 7.163. Zaobserwowano że dla każdego układu czynna moc elektryczna P_{el} rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości f . Przebiegi czasowe mierzonych wielkości przedstawiono w załączniku B.2.3 (rys. B.33 ÷ B.42).

8. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

W ramach niniejszej rozprawy został opracowany układ redukcji drgań mechanicznych wyposażony w tłumik MR zasilany z elektromechanicznego przetwornika energii. Wykonane symulacje komputerowe oraz badania laboratoryjne tego typu układów redukcji drgań pokazują, że energia odzyskana z drgań mechanicznych jest wystarczająca do zasilania cewki sterującej tłumika MR, wykazując słuszność sformułowanej tezy. Układy te skutecznie obniżają drgania mechaniczne w otoczeniu częstotliwości rezonansowej. Nie wymagają one zewnętrznego źródła energii do prawidłowej pracy, co umożliwia stosowanie ich wszędzie tam, gdzie kontrola źródeł energii jest utrudniona i kosztowna oraz występuje możliwość okresowego braku zasilania. Jak pokazują badania, zastosowanie układów kondycjonująco-przetwarzających umieszczonych między cewkami przetwornika i tłumika MR, umożliwia dalsze obniżenie drgań w wybranych przedziałach częstotliwości. Podobne rezultaty uzyskano poprzez zastosowanie układów automatycznej regulacji zasilanych energią odzyskaną z drgań, realizujących algorytmy typu „Sky-hook”, „Ground-hook” oraz maksymalnej dyssypacji energii.

Rozważany układ redukcji drgań (US) zastosowany w układzie 1DOF pozwolił na zmniejszenie współczynnika przenoszenia drgań T_{xz} w rezonansie o 40,3 % w odniesieniu do pasywnego układu redukcji drgań (UP 0.00A). Niekorzystnym efektem jego działania był wzrost współczynnika T_{xz} przy częstotliwościach $f > 5.75$ Hz. Dla $f_{max} = 10$ Hz zwiększył się on o 52.3 %.

Zastosowanie układów kondycjonująco-przetwarzających umożliwiło obniżenie współczynnika T_{xz} przy częstotliwościach $f > 6$ Hz. Najlepsze rezultaty uzyskano stosując układ z mostkiem Graetza (US MGS) oraz układ sterowania wykorzystujący algorytm typu „Sky-hook” (US SH). Układ US MGS osiągał niższe wartości współczynnika T_{xz} niż układ US gdy częstotliwość $f < 9$ Hz. W odniesieniu do układu UP 0.00A, układ US MGS zmniejszał wartość T_{xz} w rezonansie o 53.8 %, natomiast dla częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz zwiększał o 59,9 %. Wyniki te pokazują, że w rezonansie układ US MGS wykazywał najmniejszą wartość współczynnika T_{xz} spośród wszystkich badanych układów redukcji drgań, w których tłumik MR zasilany był z elektromechanicznego przetwornika energii. Jednocześnie układ ten wykazywał największą wartość współczynnika T_{xz} przy maksymalnej częstotliwości f_{max} , co jest jego największą wadą. Układ US SH wykazywał niższe wartości współczynnika T_{xz} niż układ US gdy $f > 4.5$ Hz. W odniesieniu do układu UP 0.00A, układ US SH zmniejszał wartość T_{xz} o 46,7 % w rezonansie, natomiast dla częstotliwości $f_{max} = 10$ Hz zwiększał tylko o 18 %. Należy w tym miejscu podkreślić fakt, że układy UZ SH_c i UZ SH_a zasilane z zewnętrznego źródła energii, również zwiększały wartość współczynnika T_{xz} w odniesieniu do układu UP 0.00A o odpowiednio 13.2 % i 4.6 %. Ponadto układ US SH w odniesieniu do układu US zmniejsza drgania zarówno w rezonansie o 10.9 %, jak

również przy częstotliwości f_{max} o 22.6 % w odniesieniu do układu US. Układ US SH eliminuje zatem największą wadę układów redukcji drgań, w których tłumik MR zasilany jest energią odzyskaną, jaką było zwiększanie wartości współczynnika T_{xz} przy częstotliwościach większych niż częstotliwość rezonansowa układu 1DOF. Zwiększanie wydajności elektromechanicznego przetwornika drgań jest również dobrym sposobem na zmniejszenie drgań w rezonansie, lecz powoduje również zwiększenie drgań układu 1DOF przy częstotliwościach wyższych od f_r . W związku z tym ma ono sens tylko wtedy, gdy między cewką tłumika i przetwornika zastosowany zostanie układ kondycjonująco-przetwarzający (np. układ US SH).

Przy braku zasilania tłumików MR1 i MR2 zastosowanych w układzie 2DOF na charakterystyce częstotliwościowej współczynnika T_{x1z} obserwowano dwa szczyty rezonansowe odpowiadające częstotliwościom $f_{r1} = 3.5$ Hz oraz $f_{r2} = 8.5$ Hz, natomiast na charakterystyce częstotliwościowej współczynnika T_{x2z} obserwowano tylko jeden szczyt rezonansowy odpowiadający częstotliwości f_{r1} . W odniesieniu do układu UP 0.00A, układ US powodował zmianę współczynnika T_{x1z} o: + 2,4% dla częstotliwości f_{r1} , - 6,8% dla f_{r2} oraz - 5% dla $f_{max} = 16$ Hz. Podobnie w przypadku współczynnika T_{x2z} układu US powodował zmianę jego wartości o: + 5,1% dla częstotliwości f_{r1} , - 7,7% dla f_{r2} oraz - 6,6% dla $f_{max} = 16$ Hz. Również w układzie 2DOF zastosowano układy kondycjonująco-przetwarzające. W odniesieniu do układu US, układ z mostkiem Graetza (US MGS) wykazywał wyraźne obniżenie współczynnika T_{x1z} w otoczeniu częstotliwości f_{r2} ($f \in (6, 10)$ Hz), natomiast powyżej 10 Hz wartości współczynnika T_{x1z} były najwyższe spośród badanych układów. Bardzo dobre rezultaty uzyskano przez zastosowanie układu kondycjonowania z kondensatorem bipolarnym. W przedziale częstotliwości $f \in (6.5, 11)$ Hz układ z kondensatorem o pojemności $C = 18800$ μ F (US C2) osiągał najniższą wartość współczynnika T_{x1z} spośród badanych układów ($T_{x1z} < 1$). Powodował jednak podobnie jak układ US MGS wzrost współczynnika T_{x1z} powyżej częstotliwości $f = 12$ Hz. Układ z kondensatorem o pojemności $C = 4700$ μ F (US C1) powodował zmniejszenie współczynnika T_{x1z} w przedziale częstotliwości $f \in (8, 14)$ Hz, jednak nie zmieniał on w znaczący sposób jego wartości dla f_{r2} . Podobne wnioski wyciągnąć można analizując charakterystyki częstotliwościowe współczynnika T_{x2z} . W porównaniu z układem US MGS zastosowanie układów stabilizacji prądu działających zgodnie z algorytmami „Ground-Hook” (US GH) oraz maksymalnej energii dyssypacji (US MED) umożliwiło zmniejszenie wartości współczynnika T_{x1z} dla $f = 16$ Hz przy zbliżonej wartości tego współczynnika w otoczeniu częstotliwości f_{r2} ($f \in (6, 10)$ Hz). Zarówno współczynnik T_{x1z} jak i T_{x2z} osiąga w przypadku układów US GH oraz US MED zbliżone wartości.

Gdy natężenie prądu $I_2 \geq 0.2$ A charakterystyki częstotliwościowe współczynników T_{x1z} i T_{x2z} posiadały tylko jeden szczyt rezonansowy odpowiadający częstotliwości f_r . W odniesieniu do

układu UP 0.00A ($I_1 = 0$) układ US umożliwił obniżenie współczynników T_{x1z} i T_{x2z} w zakresie częstotliwości $f \in (3, 7)$ Hz. Powodował on zmniejszenie ich wartości w rezonansie o odpowiednio 25.6% i 23.6%, oraz wzrost przy maksymalnej częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz o odpowiednio 55.3% i 17.9%. Zastosowanie układu US MGS pozwoliło na dalsze obniżenie wartości współczynników T_{x1z} i T_{x2z} w rezonansie o odpowiednio 35.5% oraz 34.4%. Wadą tych układów kondycjonowania był wzrost wartości T_{x1z} i T_{x2z} przy częstotliwościach $f > 8$ Hz. Zastosowanie układów kondycjonowania z kondensatorem bipolarnym umożliwiło ograniczyć wartości współczynników T_{x1z} i T_{x2z} w rezonansie w takim samym stopniu jak przy zastosowaniu układu US, lecz przy częstotliwościach $f > 8$ Hz wykazywały one niższe wartości niż układ US. Układ US C2 w zakresie częstotliwości $f \in (6, 16)$ Hz wykazywał najniższe wartości współczynników T_{x1z} i T_{x2z} spośród badanych układów z odzyskiem energii. Analiza układu redukcji drgań z odzyskiem energii wyposażonego w układ sterowania realizujący algorytmy „Ground-hook” (US GH) oraz maksymalizacji dyssypacji energii (US MED) pokazuje, że obydwa układy w przedziale częstotliwości $f \in (4.5, 10)$ Hz zmniejszają w nieznacznym stopniu wartości współczynników T_{x1z} i T_{x2z} w porównaniu z układem US. Niestety układy te posiadały znacznie wyższe wartości współczynników T_{x1z} i T_{x2z} przy częstotliwości $f_{max} = 16$ Hz.

Dalsze prace dotyczące przedstawionych układów redukcji drgań obejmować powinny:

- integrację elektromechanicznego przetwornika drgań z tłumikiem MR,
- zwiększenie wydajności elektromechanicznego przetwornika drgań,
- rozwój układów kondycjonowania energii elektrycznej,
- rozwój układów sterowania zasilanych energią odzyskaną z drgań.

Zwarta budowa, mała masa oraz duży zakres siły wytwarzanej przez zintegrowany z elektromechanicznym przetwornikiem drgań tłumik MR, umożliwi zastosowanie powstałego zespołu elektromechanicznego w zawieszeniach pojazdów oraz w ochronie obiektów budowlanych przed drganiami. Badania przedstawione w rozdziale 7.1.5.3 pokazują, że wzrost wydajności przetwornika umożliwia dalsze zmniejszenie drgań układu 1DOF w otoczeniu częstotliwości rezonansowej. Głównym celem stawianym układom kondycjonowania jest obniżenie wartości współczynnika przenoszenia drgań w możliwie jak najszerszym zakresie częstotliwości. Cel ten osiągnąć można poprzez określenie zasad doboru struktury obwodu elektrycznego oraz jego parametrów dla wybranych aplikacji mechanicznych. Istotna jest również poprawa skuteczności działania układów sterowania zasilanych energią odzyskaną z drgań. Dotyczyć powinna doboru algorytmów sterowania uwzględniających ograniczoną ilość energii oraz doboru struktury układu sterowania umożliwiającego zmniejszenie strat, a także magazynowanie większej ilości energii.

LITERATURA

1. Anton S. R., Sodano H. A. 2007: "A review of power harvesting from vibration using piezoelectric materials". *Smart Materials and Structures*, 16, R1-21.
2. Assadsangabi B., Eghtesad M., Daneshmand F., Vahtadi N. 2009: "Hybrid sliding mode control of semi-active suspension systems". *Smart Materials and Structures*, 18, 125027(10pp).
3. Beards C. F. 1996: "Structural Vibration: Analysis and Damping". New York, John Wiley and Sons.
4. Beeby S. P., Tudor M. J., Koukharenko E., White N. M., O'Donnell T., Saha C., Kulkarni S., Roy S. 2005: "Design and performance of a micro-electromagnetic vibration powered generator". 13th International Conference on Solid-State Sensor, Actuators and Microsystems vol 1, s. 780-3.
5. Beeby S. P., Tudor M. J., White N. M. 2006: "Energy harvesting vibration sources for microsystems applications". *Measurement Science and Technology* 17, s. 175-95.
6. Benaroya H. 1998: "Mechanical Vibration: Analysis, Uncertainties, and Control". Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey 1998.
7. Bolkowski S. 2005: „Elektrotechnika”. Wydanie 3. Wydawnictwa Szkolne i Pedagogiczne, Warszawa 2005.
8. Brüel & Kjær: www.bksv.com
9. BWI Group: www.bwigroup.com
10. Caterino N., Spizzuoco M., Occhiuzzi A. 2011: "Understanding and modelling the physical behaviour of magnetorheological dampers for seismic structural control". *Smart Materials and Structures*, 20, 065013(19pp).
11. Chen C., Liao W. H. 2010: „A self-powered, self-sensing magnetorheological damper”. *Smart Materials and Structures* 21.
12. Cho S. W., Jung H. J., Lee I. W. 2005: "Smart passive system based on a magnetorheological damper". *Smart Materials and Structures*, 14, 707-714.
13. Cho S. W., Jung H. J., Lee I. W. 2007: "Feasibility study of smart passive control system equipped with electromagnetic induction device". *Smart Materials and Structures*, 16, 2323-2329.
14. Choi K. M., Jung H. J., Cho S.W., Lee I. W. 2007: „Application of Smart Passive Damping System Using MR Damper to Highway Bridge Structure”. *Journal of Mechanical Science and Technology* 21, s. 870-874.
15. Choi S. B., Han Y. M. 2013: "Magnetorheological Fluid Technology: Application in Vehicle Systems". CRC Press.
16. Choi S. B., Seong M. S., Ha S. H. 2009: „Vibration control of an MR vehicle suspension system considering both hysteretic behavior and parameter variation”. *Smart Materials and Structures* 18, 125010.
17. Choi. S. B., Seong M. S., Kim K. S. 2009: "Vibration control of an electrorheological fluid-based suspension system with an energy regenerative mechanism". *Proceedings of IMechE Vol. 223, Part D: J. Automobile Engineering*.
18. Despesse G., Jager T., Chaillout J. J., Leger J. M., Vassilev A., Basrour S., Charlot B. 2005: "Fabrication and characterization of high damping electrostatic micro devices for vibration energy scavenging". *Proc. Design, Test, Integration and Packaging of MEMS and MOEMS*.

19. Dominguez A., Sedaghati R., Stiharu I. 2004: „*Modeling the hysteresis phenomenon of magnetorheological dampers*”. Smart Materials and Structures 13, s. 1351-1361.
20. Du H., Lam J., Cheung K. C., Li W., Zhang N. 2013: „*Direct voltage control of magnetorheological damper for vehicle suspensions*”. Smart Materials and Structures 22, 105016.
21. Du H., Sze K. Y., Lam J. 2005: „*Semi-active H_∞ control of vehicle suspension with magnetorheological dampers*”. Journal of sounds and vibration 283 (2005) 981-996.
22. Duan Y. F., Ni Y. Q., Ko J. M. 2005: „*State-derivative feedback control of cable vibration using semiactive magnetorheological dampers*”. Computer-Aided Civil and Infrastructure Engineering Vol. 20, s.431-449.
23. Dyke S. J., Spencer B. F. 1996: “*Seismic response control using multiple MR dampers*”. Proceedings of the 2nd Int. Workshop on Struct. Control, Hong Kong, s. 163-173.
24. Dyke S. J., Spencer B. F., Sain M. K., Carlson J. D. 1996: “*Modeling and Control of Magnetorheological Dampers for Seismic Response Reduction*”. Smart Materials and Structures 5, 565.
25. Dyke S. J., Spencer B. F., Sain M. K., Carlson J. D. 1998: “*An experimental study of MR dampers for seismic protection*”. Smart Materials and Structures 7, s. 693-703.
26. El-hami M., Glynne-Jones P., White N. M., Hill M., Beeby S. 2001: “*Design and fabrication of a new vibration-based electromagnetical power generator*”. Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 92, Issues 1-3, s. 335-342.
27. Encyklopedia Powszechna PWN 2011. Wydawnictwo Naukowe PWN SA, Warszawa 2011.
28. Giergiel J. 2000: „*Drgania mechaniczne*”. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2000.
29. Glynne-Jones P., Tudor M. J., Beeby S. P., White N. M. 2004: “*An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems*”. Sensors and Actuators A 110, s.344-349.
30. Goncalves F. D., Ahmadian M. 2002: “*In search of a suitable control policy for intelligent vehicle suspensions*”. Proceedings of ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition.
31. Griffiths D. J. 2006: „*Podstawy elektrodynamiki*”. Wydanie 2. PWN. Warszawa 2006.
32. Guglielmino E., Sireteanu T., Stammers C. W., Ghita G., Giuclea M. 2008: “*Semi-active Suspension Control: Improved Vehicle Ride and Road Friendliness*”. Springer.
33. Guo S., Yang S., Pan C. 2006: “*Dynamic modeling of magnetorheological damper behaviours*”. Journal of Intelligent Material Systems and Structures 17, 3 - 14.
34. Halliday D., Resnick R., Walker J. 2009: “*Podstawy Fizyki*”. Tom 3. PWN. Warszawa 2009.
35. Hong J. H., Choi K. M., Lee J. H. Oh J. W., Lee I. W. 2007: “*Application of smart passive damping system using MR dampers to highway bridge structure*”. Journal of Mechanical Science and Technology 21, 844 - 983.
36. Hong J. H., Choi K. M., Lee J. H., Oh J. W., Lee I. W. 2005: „*Experimental study on smart passive system based on MR damper*”. Proceedings 18th KKCNN Symposium on Civil Engineering.
37. Inteco: www.inteco.pl

38. Jastrzębski Ł., Węgrzynowski M. 2012: „*Model zawieszenia magnetoreologicznego z odzyskiem energii*”, Modelowanie Inżynierskie / Wydział Mechaniczny Technologiczny Politechniki Śląskiej, Nr 43, s. 77-84.
39. Jung H. J., Jang D. D., Cho S. W., Koo J. H. 2010b: “*Experimental Verification of Sensing Capability of an Electromagnetic Induction Systems for an MR Fluid Damper-based Control System*”. Journal of Physics: Conference Series 149, 012058.
40. Jung H. J., Jang D. D., Choi K. M. and Cho S. W. 2009: “*Vibration mitigation of isolated highway isolated bridge using MR damper-based smart passive control system employing an electromagnetic induction*”. part Struct. Health Monit. 16 613–25 Special issue: Part 2: Benchmark Structural Control Problem for Seismically Excited Highway Bridge.
41. Jung H. J., Jang D. D., Lee H. J., Lee I. W., Cho S.W. 2010: “*Feasibility test of adaptive passive control system using MR fluid damper with electromagnetic induction*”. Journal of Engineering Mechanics 136, 254 - 259.
42. Kaczorek T., Dzieliński A., Dąbrowski W., Łopatka R. 2006: “*Podstawy teorii sterowania*”. Wydanie 2 zmienione. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2006.
43. Karnopp C., Margolis D. L. 2008: “*Engineering Applications of Dynamics*”. John Wiley & Sons, Inc.
44. Karnopp D.: *Active and Semiactive Vibration Isolation*. Transactions of the ASME, vol. 117.
45. Konieczny J. 2006: „*Aktywne zawieszenie pojazdu z ograniczonym zużyciem energii*”. Rozprawa doktorska AGH, Kraków 2006.
46. Kowal J. 1996: „*Sterowanie drganiami*”. Wydawnictwo „Gutenberg”. Kraków 1996.
47. Kwok N. M., Ha Q. P., Nguyen T. H., Li J., Samali B. 2006: “*A novel hysteretic model for magnetorheological fluid dampers and parameter identification using particle swarm optimization*”. Sensors and Actuators A 132, 441 - 451.
48. Laalej H., Lang Z. Q., Sapiński B., Martynowicz P. 2012: „*MR damper based implementation of nonlinear damping for a pitch plane suspension system*”. Smart Material and Structures 21, 045006.
49. Landau L. D., Lifszyc J. M. 2007: „*Mechanika*”. Wydanie 4. Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2007.
50. Lee C., Lim Y. M., Yang B., Kotlanka R. K. Heng C. H., He J. H., Tang M., Xie J., Feng H. 2009: “*Theoretical comparison of the energy harvesting capability among various electrostatic mechanisms from structure aspect*”. Sensors and Actuators A: Physical 156, s. 208-216.
51. Lord Corporation: <http://www.lord.com>
52. Łukaniszyn M., Jaszczyk B. 2003: „*Podstawy Elektromagnetyzmu*”. Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej.
53. Martynowicz P. 2006: „*Synteza algorytmów sterowania drganiami dla płaskiego modelu magnetoreologicznego zawieszenia pojazdu*”. Rozprawa doktorska AGH. Kraków 2006
54. Maślanka M. 2008: „*Semiaktywny układ redukcji drgań liny z tłumikiem magnetoreologicznym*”. Rozprawa doktorska AGH. Kraków 2008
55. Maślanka M., Sapiński B., Snamina J. 2007: “*Experimental study of vibration control of cable with an attached MR damper*”. Journal of Theoretical and Applied Mechanics 45, 893 – 917.
56. McClamroch N. H., Gavin H.P. 1995: “*Closed loop structural control using electrorheological dampers*”. American Control Conference, Proceedings of the 1995, vol 6.

57. Meirovitch L. 1986: *“Elements of Vibration Analysis”*. Second Edition. McGraw-Hill Publishing Company.
58. Meirovitch L. 2001: *“Fundamentals of Vibrations”*. McGraw-Hill.
59. Michalczyk J., Cieplok G. 1999: *„Wysokoefektywne układy wibroizolacji i redukcji drgań”*. Collegium Columbinum. Kraków 1999
60. Michalski W. 2004: *„Elektryczność i Magnetyzm”*. Część 2. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej. Wrocław 2004.
61. Milecki A. 2010: *„Ciecze elektro i magnetoreologiczne oraz ich zastosowania w technice”*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, wydanie 2, Poznań 2010.
62. Nabągło T. 2006: *„Synteza układu sterowania semiaktywnego zawieszenia samochodu z elementami magnetoreologicznymi”*. Rozprawa doktorska Politechnika Krakowska, Kraków 2006.
63. National Instruments: www.ni.com
64. Orkisz P. 2012: *“Aktywne metody redukcji drgań konstrukcji smukłych”*. Rozprawa doktorska AGH. Kraków 2012.
65. Osiński Z., i inni 1997: *„Tłumienie drgań”*. PWN. Warszawa 1997.
66. Pang L., Kamath G. M., Wereley N. M. 1998: *“Dynamic characterization and analysis of magnetorheological damper behavior”*. Proc. SPIE, Smart Structures and Materials 1998: Passive Damping and Isolation 3227, s. 284-302.
67. PCB Piezotronics: www.pcbpiezotronics.eu
68. Piątek Z., Jabłoński P. 2010: *„Podstawy teorii pola elektromagnetycznego”*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2010.
69. Polytex: www.polytec.com
70. Priya S. 2007: *„Advances in energy harvesting using low profile piezoelectric transducers”*. Journal Electroceram 19, s.165-182.
71. Priya S., Inman D. J. 2009: *“Energy Harvesting Technologies”*. Springer.
72. Rawa H. 2005: *„Podstawy elektromagnetyzmu”*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005.
73. Rosół M., Sapiński B., Jastrzębski Ł. 2010: *„Badania laboratoryjne układów kondycjonowania sygnału generatora elektromagnetycznego do zasilania tłumika magnetoreologicznego”*, Pomiary, Automatyka, Kontrola, vol.56, nr.10, s.1228-1233.
74. Roundy S., Wright P. K. 2004: *“A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics”*. Smart Materials and Structures 13, s.1131-1142.
75. Roundy S., Wright P. K., Pister K. S. J. 2002: *“Micro-electrostatic vibration-to-electricity converters”*. ASME 2002 International Mechanical Engineering and Exposition Microelectromechanical Systems.
76. Sahin I, Engin T., Cesmeçi S. 2010: *“Comparison of some existing parametric models for magnetorheological fluid dampers”*. Smart Materials and Structures 19, 035012
77. Sapiński B. 2004: *“Linear Magnetorheological Fluid Dampers for Vibration Mitigation: Modeling, Control and Experimental Testing”*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2004.
78. Sapiński B. 2006: *“Magnetorheological Dampers in Vibration Control”*. AGH University of Science and Technology Press, Cracow 2006.

79. Sapiński B. 2010: “*Vibration Power Generator for a linear MR damper*”. Smart Materials and Structures 19, 105012.
80. Sapiński B. 2011: “*Experimental study of a self-powered and sensing MR-damper-based vibration control system*”. Smart Materials and Structures 20, 105007.
81. Sapiński B., Filuś J. 2003: “*Analisis of paramagnetic models of MR linear damper*”. Journal of Theoretical and Applied Mechanics 41, 2, pp. 215-240. Warsaw 2003.
82. Sapiński B., Głuch G., Jastrzębski Ł. 2009: “*Laboratory Tests of a Generator for a Linear MR Damper*”. Transactions of the VSB – Technical University of Ostrava, Mechanical Series no 2/2009.
83. Sapiński B., Jastrzębski Ł. 2011: “*Laboratory setup for testing the models of MR suspensions with energy recovery capability*”, Mechanics and Control, AGH University Press, Cracow, Vol. 30., No. 3, s. 157–163.
84. Sapiński B., Jastrzębski Ł., Węgrzynowski M. 2011: „*Modelowanie samozasilającego się układu redukcji drgań*”, Modelowanie Inżynierskie / Wydział Mechaniczny Technologiczny Politechniki Śląskiej, Nr 41.
85. Sapiński B., Krupa S. 2013: „*Efficiency improvement in a vibration power generator for a linear MR damper: numerical study*”. Smart Material and Structures 22, 045011.
86. Sapiński B., Krupa S. 2013: „*Przetwornik energii mechanicznej nawrotnego ruchu liniowego na energię elektryczną*”. Zgłoszenie patentowe PL 395786 A1.
87. Sapiński B., Martynowicz P. 2007: „*Experimental study of vibration control in 3 DOF pitch-plane model of an MR vehicle suspension*”. Mechanics Vol. 26 No. 3, s. 117-124.
88. Sapiński B., Martynowicz P., Jastrzębski Ł. 2010: „*Symulacja układu redukcji drgań z tłumikiem magnetoreologicznym i elektromagnetycznym przetwornikiem energii*”, Modelowanie Inżynierskie / Wydział Mechaniczny Technologiczny Politechniki Śląskiej, Nr 39.
89. Sapiński B., Matras A., Krupa S. 2010: „*Analiza generatora z magnesami trwałymi i cewką z uzwojeniem foliowym dla tłumika MR przy okresowych wymuszeniach kinematycznych*”. Przegląd Elektrotechniczny, R. 86, nr 4, s. 280-284.
90. Sapiński B., Piłat A. 2003: „*Generalized model of a magnetorheological fluid damper for fluctuating magnetic fields*”. Journal of Theoretical and Applied Mechanics 41, 4, pp. 805-822. Warsaw 2003.
91. Sapiński B., Rosół M., Jastrzębski Ł. 2011: „*Charakterystyki semiaktywnego układu redukcji drgań z odzyskaniem energii*”, Pomiary, Automatyka, Kontrola, vol.57, nr.5, s.502-506.
92. Sapiński B., Snamina J., Jastrzębski Ł., Staśkiewicz A. 2011: „*Laboratory stand for testing self-powered vibration reduction systems*”, Journal of Theoretical and Applied Mechanics, vol.49, no 4.
93. Sensopart: www.sensopart.com
94. Shuqui G., Shaopu Y., Cunzgi P. 2006: “*Dynamic modeling of magnetorheological dampers behaviors*”. Journal of Intelligent Material Systems and Structures 17, 3-14.
95. Snamina J., Podsiadło A., Orkisz P. 2009: “*Skyhook vibration control with energy regenerative energy*”. Mechanics Vol. 28, No. 4, s. 124-130.
96. Snamina J., Sapiński B. 2011: “*Energy balance in self-powered MR damper-based vibration reduction system*”. Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, Vol. 59, No. 1, s.75-80.

97. Sohn J. W., Choi S. B., Wereley N. M. 2009: „*Discrete-time Sliding Mode Control for MR Vehicle Suspension System*”. Journal of Physics: Conference Series 149, 012080.
98. Spencer B. F., Dyke S. J., Sain M. K., Carlson J. D. 1996: “*Phenomenological Model of a Magnetorheologica Damper*”. ASCE Journal of Engineering Mechanics.
99. Sun L., Zhang Q., Chen A., Lin Z. 2004: “*Cable vibration control countermeasures and structural health monitoring system design of Sutong Bridge*”. Proceedings of 12th International Symposium of Students and Young Mechanical Engineers, Safety and Management, Kyoto 2004
100. Tse F. S., Morse I. E., Hinkle R. T. 1963: “*Mechanical Vibration: Theory and Applications*”. Allyn and Bacon.
101. Wang D. H., Bai X.X., Liao W. H. 2010: “*An integrated relative displacement self-sensing magnetorheological damper: prototyping and testing*”. Smart Materials and Structures 19, 105008.
102. Wang D. H., Liao W. H. 2011: „*Magnetorheological fluid dampers: a review of parametric modeling*”. Smart Materials and Structures 20, 023001.
103. Wang D. H., Wang T. 2009: „*Principle, design and modeling of an integrated relative displacement self-sensing magnetorheological damper based on electromagnetic induction*”. Smart Materials and Structures 18, 095025.
104. Wang L., Yuan F. G. 2007: „*Energy harvesting by magnetostrictive material (MsM) for powering wireless sensors in SHM*”. Sensors and Smart Structures Technologies for Civil and Aerospace Systems.
105. Wang L., Yuan F. G. 2008: “*Vibration energy harvesting by magnetostrictive material*”. Smart Materials and Structures, 17, 1 - 14.
106. Wang Z., Chen Z., Spencer B.F. 2009: „*Self-powered and sensing control system based on MR damper: presentation and application*”. Proc. SPIE 7292, Sensors and Smart Structures Technologies for Civil, Mechanical and Aerospace Systems 2009.
107. Waters R. L., Chisum B., Jazo H., Fralick M. 2008: „*Development of an Electro-Magnetic Transducer for Energy Harvesting of Kinetic Energy and its' Applicability to a MEMS-scale Device*”. Nanopower Forum 2008, Costa Mesa, California.
108. Weber F., Feltrin G., Motavalli M. 2005: “*Passive damping of cables with MR dampers*”. Materials and Structures 38, s.568-577.
109. Weber F., Maślanka M. 2012: “*Frequency and damping adaptation of a TMD with controlled MR damper*”. Smart Materials and Structures 21, 055011.
110. Wen Y. 1976: “*Method for Random Vibration of Hysteretic System*”. Journal of the Engineering Mechanics Division, 249-263.
111. Williams II R. L., Lawrence D. A. 2007: “*Linear State-Space Control Systems*”. John Wiley & Sons, Inc.
112. Zhou H., Sun L. 2005: “*A full-scale cable vibration mitigation experiment using MR damper*”. Proceedings of the 6th International Symposium on Cable Dynamics.
113. Zuo L., Scully B., Shestani J., Zhou Y. 2010: „*Design and characterization of an electromagnetic energy harvester for vehicle suspensions*”. Smart Material and Structures 19, 045003.

ZAŁĄCZNIKI

A. Ważniejsze wzory i wyprowadzenia

Współczynniki przenoszenia drgań T_{xz} dla układu 1DOF zdefiniowano jako stosunek wartości średniokwadratowej przemieszczenia $x(t)$ do wartości średniokwadratowej przemieszczenia $z(t)$ i obliczono zgodnie z równ. A.1:

$$T_{xz} = \frac{X_{RMS}}{Z_{RMS}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} x(t)^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} z(t)^2 dt}} \quad (\text{A.1})$$

W analogiczny sposób zdefiniowane zostały współczynniki przenoszenia drgań T_{x1z} i T_{x2z} dla układu 2DOF, obliczane zgodnie z równ. A.2 i A.3.

$$T_{x1z} = \frac{X_{1RMS}}{Z_{RMS}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} x_1(t)^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} z(t)^2 dt}} \quad (\text{A.2}) \quad T_{x2z} = \frac{X_{2RMS}}{Z_{RMS}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} x_2(t)^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} z(t)^2 dt}} \quad (\text{A.3})$$

Przesunięcia fazowe φ_{xz} , φ_{x1z} , φ_{x2z} wyznaczano z równ. A.4, A.5 i A.6.

$$\varphi_{xz} = -\frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ \quad (\text{A.4}) \quad \varphi_{x1z} = -\frac{\tau_{x1z}}{T} \cdot 360^\circ \quad (\text{A.5}) \quad \varphi_{x2z} = -\frac{\tau_{x2z}}{T} \cdot 360^\circ \quad (\text{A.6})$$

Wartości średniokwadratowe oraz skuteczne pozostałych wielkości fizycznych takich jak prędkość $v(t)$, siła tłumienia $F_T(t)$, siła elektromotoryczna $e(t)$, napięcia $u(t)$, natężenia prądu $i(t)$, obliczono na podstawie równ. A.7:

$$\Theta = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} \theta(t)^2 dt} \quad (\text{A.7})$$

Wartość średniej mocy mechanicznej P_{mech} rozpraszanej przez tłumik MR w układzie 1DOF obliczono zgodnie z równ. A.8:

$$P_{mech} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_{mech}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} F_T(t) \cdot v_{xz}(t) \cdot dt \quad (\text{A.8})$$

Wartości średnie mocy mechanicznej P_{mech1} oraz P_{mech2} rozpraszanej przez tłumiki MR1 i MR2 w układzie 2DOF obliczono zgodnie z równ. A.9 i A.10:

$$P_{mech1} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_{mech1}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} F_{T1}(t) \cdot v_{x1z}(t) \cdot dt \quad (\text{A.9})$$

$$P_{mech2} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_{mech2}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} F_{T2}(t) \cdot v_{x2x1}(t) \cdot dt \quad (\text{A.10})$$

Moc czynną P_{el} prądu elektrycznego płynącego przez cewkę tłumika MR obliczono wg. równ. A.11:

$$P_{el} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (\text{A.11})$$

Wyprowadzenie transmitancji $G_1(s)$ równoważnego obwodu cewki sterującej tłumika MR (rys. 2.6):

Dla węzłów A i B z pierwszego prawa Kirchoffa zapisano zależność:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) \quad (\text{A.12})$$

Z drugiego prawa Kirchoffa zapisano równania napięć dla rezystancji R_{C2} i indukcyjności L_{C2} :

$$u_{R_{C2}}(t) = u_{L_{C2}}(t) \quad (\text{A.13})$$

Napięcie $u(t)$ zasilające obwód elektryczny jest równe:

$$u(t) = u_{R_{C1}}(t) + u_{L_{C1}}(t) + u_{R_{C2}}(t) = u_{R_{C1}}(t) + u_{L_{C1}}(t) + u_{L_{C2}}(t) \quad (\text{A.14})$$

Napięcia na poszczególnych elementach obwodu zapisano równaniami:

$$u_{R_{C1}}(t) = R_{C1} \cdot i(t) \quad (\text{A.15}) \quad u_{R_{C2}}(t) = R_{C2} \cdot i_1(t) \quad (\text{A.16})$$

$$u_{L_{C1}}(t) = L_{C1} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{A.17}) \quad u_{L_{C2}}(t) = L_{C2} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (\text{A.18})$$

Podstawiając do rów. A.14, rów. A.15, A.17 i A.18 otrzymano:

$$u(t) = R_{C1} \cdot i(t) + L_{C1} \cdot \frac{di(t)}{dt} + L_{C2} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (\text{A.19})$$

Z rów. A.13 i z rów. A.16 oraz A.18 otrzymano:

$$i_1(t) = \frac{L_{C2}}{R_{C2}} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (\text{A.20})$$

Natomiast z rów. A.12 i A.20 otrzymano:

$$i(t) = \frac{L_{C2}}{R_{C2}} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + i_2(t) \quad (\text{A.21})$$

Korzystając z przekształcenia Laplace'a rów. A.19 oraz A.21 przyjmują postać:

$$U(s) = R_{C1} \cdot I(s) + L_{C1} \cdot s \cdot I(s) + L_{C2} \cdot s \cdot I_2(s) \quad (\text{A.22}) \quad I(s) = \left(1 + \frac{L_{C2}}{R_{C2}} \cdot s\right) \cdot I_2(s) \quad (\text{A.23})$$

Z rów. A.23 obliczono natężenie prądu $I_2(s)$:

$$I_2(s) = \frac{R_{C2}}{R_{C2} + L_{C2} \cdot s} \cdot I(s) \quad (\text{A.24})$$

Rów. A.24 podstawiono do rów. A.22 otrzymując:

$$U(s) = \left(R_{C1} + L_{C1} \cdot s + \frac{L_{C2} \cdot R_{C2} \cdot s}{R_{C2} + L_{C2} \cdot s}\right) \cdot I(s) \quad (\text{A.25})$$

Stąd:

$$U(s) = \left(\frac{R_{C1}R_{C2} + R_{C1}L_{C2} \cdot s + R_{C2}L_{C1} \cdot s + R_{C2}L_{C2} \cdot s + L_{C1}L_{C2} \cdot s^2}{R_{C2} + L_{C2} \cdot s}\right) \cdot I(s) \quad (\text{A.26})$$

Zatem natężenie prądu $I(s)$ płynącego przez cewkę sterującą tłumika MR wyrażone jest zależnością:

$$I(s) = \left[\frac{L_{C2} \cdot s + R_{C2}}{L_{C1}L_{C2} \cdot s^2 + (R_{C1}L_{C2} + R_{C2}L_{C1} + R_{C2}L_{C2}) \cdot s + R_{C1}R_{C2}}\right] \cdot U(s) \quad (\text{A.27})$$

Transmitancję $G_1(s)$ równoważnego obwodu cewki tłumika MR zapisano w postaci:

$$G_1(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{L_{C2} \cdot s + R_{C2}}{L_{C1}L_{C2} \cdot s^2 + (R_{C1}L_{C2} + R_{C2}L_{C1} + R_{C2}L_{C2}) \cdot s + R_{C1}R_{C2}} \quad (\text{A.28})$$

Wyprowadzenie siły tłumienia w modelu opisanym funkcjami hiperbolicznymi dla wymuszeń sinusoidalnych:

Rozważmy teraz sytuację w której przemieszczenie tłoczyska jest sinusoidalnie zmienne w czasie. Równanie dynamiczne ruchu dla drgań swobodnych nietłumionych ma postać:

$$m\ddot{z}(t) + kz(t) = 0 \quad (\text{A.29})$$

Dzieląc rów. A.29 przez masę obiektu m otrzymano równanie oscylatora harmonicznego:

$$\ddot{z}(t) + \omega_0^2 z(t) = 0 \quad (\text{A.30})$$

Gdzie pulsacja drgań własnych wyrażona jest wzorem:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (\text{A.31})$$

Przyjęto warunki początkowe dla $t = 0$:

$$\begin{aligned} z(0) &= Z_0 \\ \dot{z}(0) &= V_0 \end{aligned} \quad (\text{A.32})$$

Oraz założono że współczynniki p_1 i p_2 modelu opisanego funkcjami hiperbolicznymi przyjmują wartość:

$$p_1 = p_2 = \frac{V_0}{Z_0} \quad (\text{A.33})$$

Zatem model ten przyjmuje postać:

$$F_T(\dot{z}, z) = F_0 \cdot \operatorname{tgh} \left[\beta \left(\dot{z} + \frac{V_0}{Z_0} z \right) \right] + C_1 \left(\dot{z} + \frac{V_0}{Z_0} z \right) \quad (\text{A.34})$$

Rozwiązaniem równania oscylatora harmonicznego (rów. A.30) jest przemieszczenie $z(t)$:

$$z(t) = A \cdot e^{\lambda t} \quad (\text{A.35})$$

Różniczkując dwukrotnie rów. A.35 otrzymano:

$$\ddot{z}(t) = A \cdot \lambda^2 \cdot e^{\lambda t} \quad (\text{A.36})$$

Podstawiając rów. A.35 i A.36 do rów. A.30 otrzymano:

$$A \cdot e^{\lambda t} (\lambda^2 + \omega_0^2) = 0 \quad (\text{A.37})$$

Ponieważ $A > 0$ oraz $e^{\lambda t} > 0$ rozwiązaniem rów. A.37 jest:

$$\lambda^2 = -\omega_0^2 \quad (\text{A.38})$$

Rozwiązania rów. A.38 poszukuje w postaci zespolonej dokonując podstawienia $i^2 = -1$

$$\lambda^2 = i^2 \omega_0^2 \quad (\text{A.39})$$

Stąd otrzymano rozwiązanie równania charakterystycznego A.37:

$$\lambda = \pm i \omega_0 \quad (\text{A.40})$$

Rozwiązaniem równania oscylatora harmonicznego A.30 jest przemieszczenie postaci:

$$z(t) = A_1 e^{i\omega_0 t} + A_2 e^{-i\omega_0 t} \quad (\text{A.41})$$

Korzystając z zależności:

$$\begin{aligned} e^{i\omega_0 t} &= \cos(\omega_0 t) + i \cdot \sin(\omega_0 t) \\ e^{-i\omega_0 t} &= \cos(\omega_0 t) - i \cdot \sin(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (\text{A.42})$$

Rozwiązanie zapisano w postaci:

$$z(t) = (A_1 + A_2) \cos(\omega_0 t) + i(A_1 - A_2) \sin(\omega_0 t) \quad (\text{A.43})$$

Zakładając że:

$$\begin{aligned} A_1 + A_2 &= A \cdot \cos \varphi \\ i(A_1 - A_2) &= A \cdot \sin \varphi \end{aligned} \quad (\text{A.44})$$

Otrzymano:

$$z(t) = A \cdot [\cos\varphi \cdot \cos(\omega_0 t) + \sin\varphi \cdot \sin(\omega_0 t)] \quad (\text{A.45})$$

Korzystając z tożsamości trygonometrycznych $\cos\alpha \cdot \cos\beta + \sin\alpha \cdot \sin\beta = \cos(\alpha - \beta)$ otrzymano:

$$z(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t - \varphi) \quad (\text{A.46})$$

Natomiast prędkość otrzymano poprzez różniczkowanie przemieszczenia z rów. A.46:

$$\dot{z}(t) = -A \cdot \omega_0 \cdot \sin(\omega_0 t - \varphi) \quad (\text{A.47})$$

Wstawiając warunki początkowe (rów. A.32) do rów. A.43 otrzymano:

$$z(t) = Z_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{V_0}{\omega_0} \sin(\omega_0 t) \quad (\text{A.48})$$

Zapisując przemieszczenie za pomocą rów. A.45 muszą być spełnione następujące zależności:

$$A = \sqrt{Z_0^2 + \left(\frac{V_0}{\omega_0}\right)^2} \quad (\text{A.49})$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{V_0}{Z_0 \omega_0}\right) \quad (\text{A.50})$$

Podstawiając do rów. A.34 przekształcone rów. A.50 otrzymano wzór na siłę tłumienia:

$$F_T(\dot{z}, z) = F_0 \cdot \operatorname{tgh}[\beta(\dot{z} + \omega_0 \cdot \tan(\varphi) \cdot z)] + C_1(\dot{z} + \omega_0 \cdot \tan(\varphi) \cdot z) \quad (\text{A.51})$$

Podstawiając do rów. A.51 przemieszczenie wyrażone rów. A.46 oraz prędkość wyrażoną rów. A.47 otrzymano:

$$F_T(A, \omega_0, \varphi) = F_0 \cdot \operatorname{tgh} \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} (\cos(\omega_0 t - \varphi) \cdot \sin(\varphi) - \sin(\omega_0 t - \varphi) \cdot \cos(\varphi)) \right] + C_1 \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} (\cos(\omega_0 t - \varphi) \cdot \sin(\varphi) - \sin(\omega_0 t - \varphi) \cdot \cos(\varphi)) \right] \quad (\text{A.52})$$

Korzystając z tożsamości trygonometrycznych $\cos\alpha \cdot \sin\beta - \sin\alpha \cdot \cos\beta = \sin(\alpha - \beta)$ otrzymano:

$$F_T(A, \omega_0, \varphi) = F_0 \cdot \operatorname{tgh} \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} \sin(2\varphi - \omega_0 t) \right] + C_1 \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} \sin(2\varphi - \omega_0 t) \right] \quad (\text{A.53})$$

Stąd ostatecznie otrzymano równoważną postać modelu opisanego funkcjami hiperbolicznymi dla wymuszeń sinusoidalnie zmiennych:

$$F_T(A, \omega_0, \varphi) = -F_0 \cdot \operatorname{tgh} \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} \sin(\omega_0 t - 2\varphi) \right] - C_1 \left[\frac{\beta \cdot A \cdot \omega_0}{\cos(\varphi)} \sin(\omega_0 t - 2\varphi) \right] \quad (\text{A.54})$$

Aby uzależnić rów. A.34 tylko i wyłącznie od prędkości w ruchu harmonicznym należy przemieszczenie przedstawić w następującej postaci:

$$z = \begin{cases} \frac{1}{\omega_0} \sqrt{A^2 \omega_0^2 - \dot{z}^2} & \text{dla } \frac{d\dot{z}}{dt} > 0 \\ -\frac{1}{\omega_0} \sqrt{A^2 \omega_0^2 - \dot{z}^2} & \text{dla } \frac{d\dot{z}}{dt} < 0 \end{cases} \quad (\text{A.55})$$

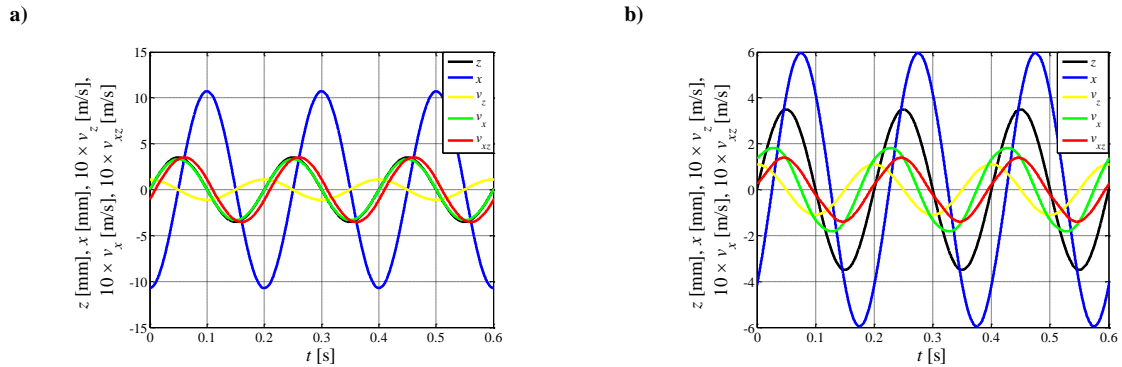
Podstawiając rów. A.55 do A.34 otrzymano:

$$F_T(\dot{z}, A, \omega_0) = \begin{cases} F_0 \cdot \operatorname{tgh} \left[\beta \left(\dot{z} - \frac{V_0}{Z_0 \omega_0} \sqrt{A^2 \omega_0^2 - \dot{z}^2} \right) \right] + C_1 \left(\dot{z} - \frac{V_0}{Z_0 \omega_0} \sqrt{A^2 \omega_0^2 - \dot{z}^2} \right) & \text{dla } \frac{d\dot{z}}{dt} > 0 \\ F_0 \cdot \operatorname{tgh} \left[\beta \left(\dot{z} + \frac{V_0}{Z_0 \omega_0} \sqrt{A^2 \omega_0^2 - \dot{z}^2} \right) \right] + C_1 \left(\dot{z} + \frac{V_0}{Z_0 \omega_0} \sqrt{A^2 \omega_0^2 - \dot{z}^2} \right) & \text{dla } \frac{d\dot{z}}{dt} < 0 \end{cases} \quad (\text{A.56})$$

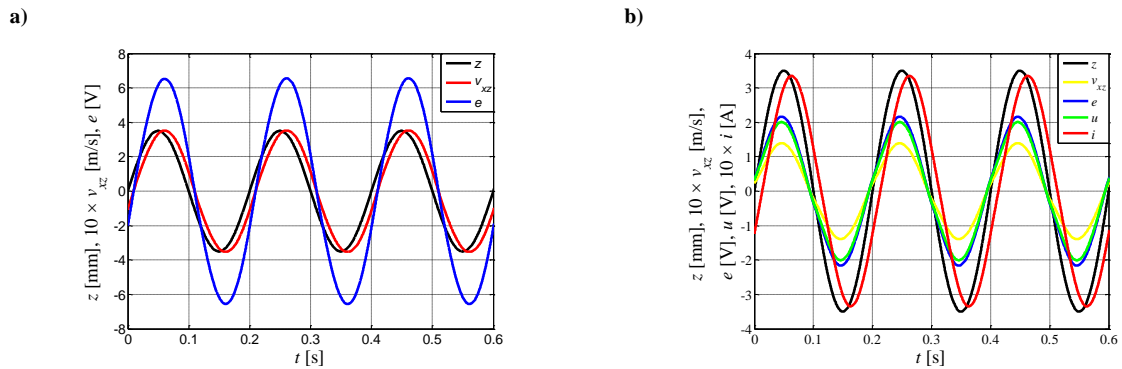
B. Wybrane przebiegi czasowe

B.1 Układ 1DOF

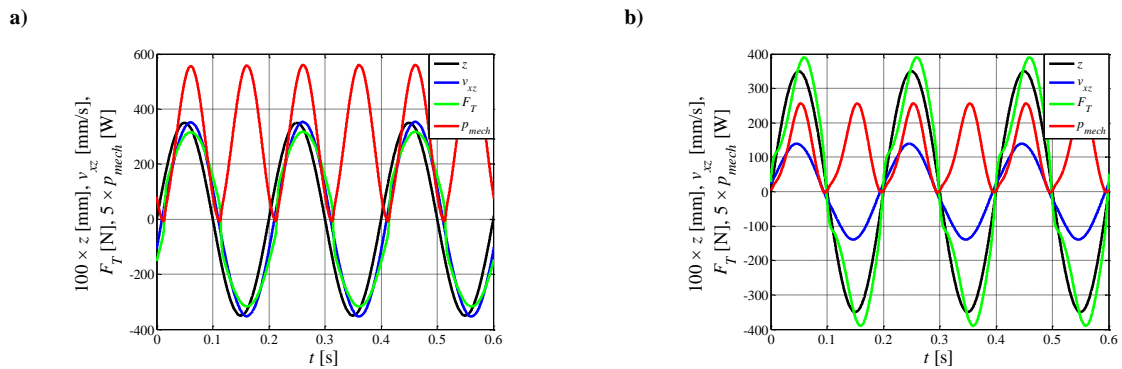
B.1.1 Przebiegi czasowe dla symulacji komputerowych



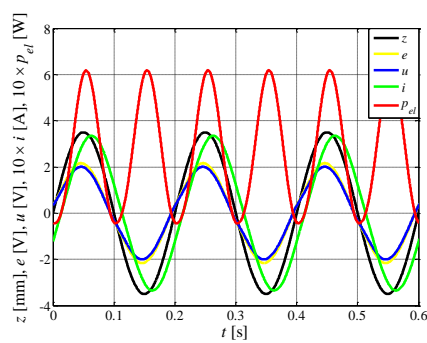
Rys. B.1. Przemieszczenia x i z oraz prędkości v_z , v_x , v_{xz} dla układu: a) UP 0.00A, b) US



Rys. B.2. Siła elektromotoryczna e , napięcie u , natężenie prądu i , przemieszczenie z oraz prędkość v_{xz} dla układu: a) UP 0.00A, b) US



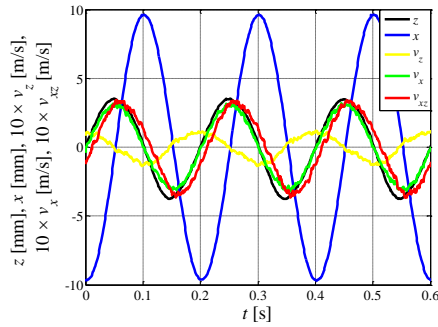
Rys. B.3. Siła tłumika F_T , moc mechaniczna p_{mech} , przemieszczenie z oraz prędkość v_{xz} dla układu: a) UP 0.00A, b) US



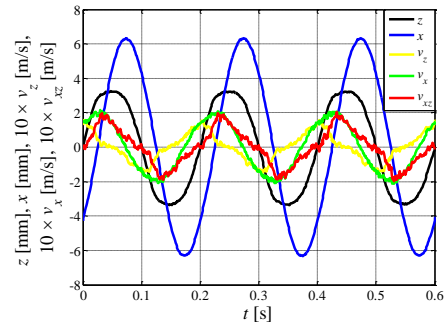
Rys. B.4. Moc elektryczna p_{el} , siła elektromotoryczna e , napięcie u , natężenie prądu i oraz przemieszczenie z dla układu: a) UP 0.00A, b) US

B.1.2 Przebiegi czasowe dla układów z odzyskiem energii

a)

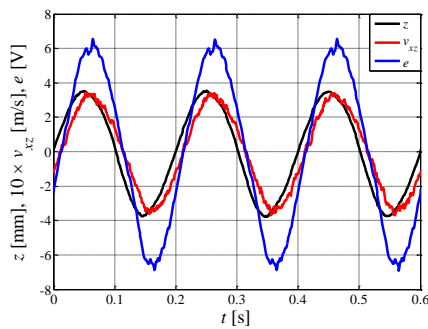


b)

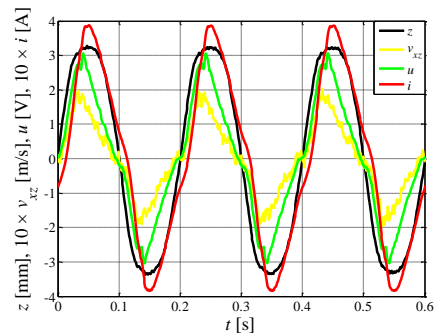


Rys. B.5. Przemieszczenia x i z oraz prędkości v_z , v_x , v_{xz} dla układu: a) UP 0.00A, b) US

a)

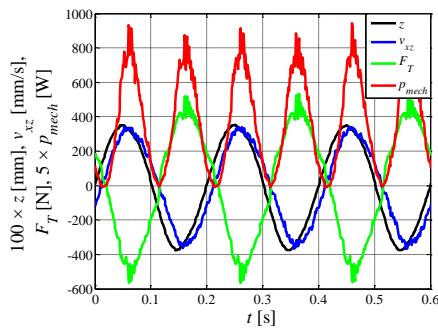


b)

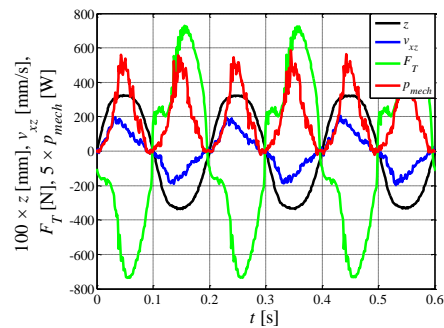


Rys. B.6. Siła elektromotoryczna e , napięcie u , natężenie prądu i , przemieszczenie z oraz prędkość v_{xz} dla układu: a) UP 0.00A, b) US

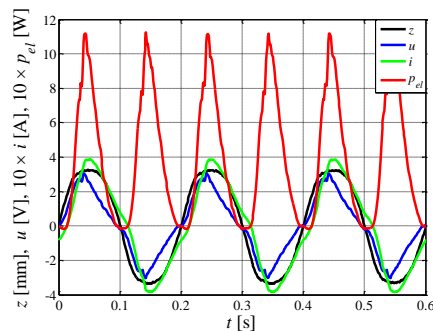
a)



b)

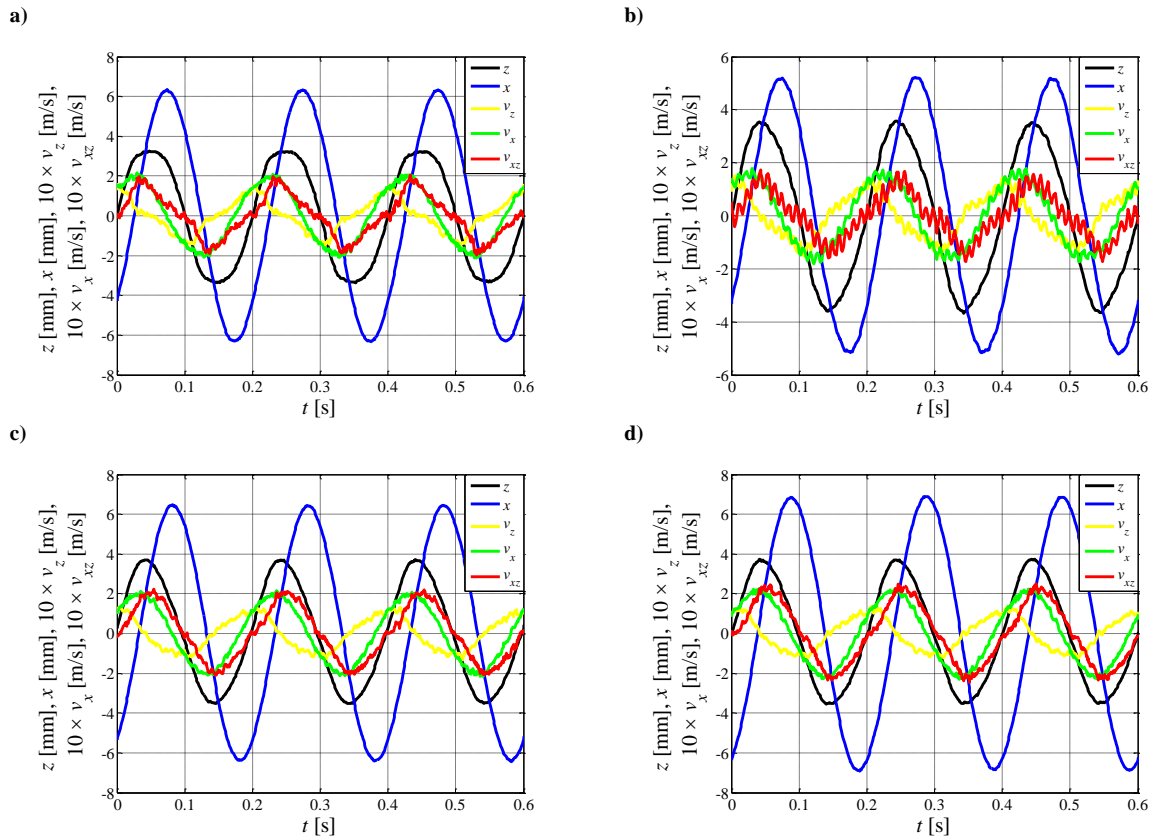


Rys. B.7. Siła tłumika F_T , moc mechaniczna p_{mech} , przemieszczenie z oraz prędkość v_{xz} dla układu: a) UP 0.00A, b) US

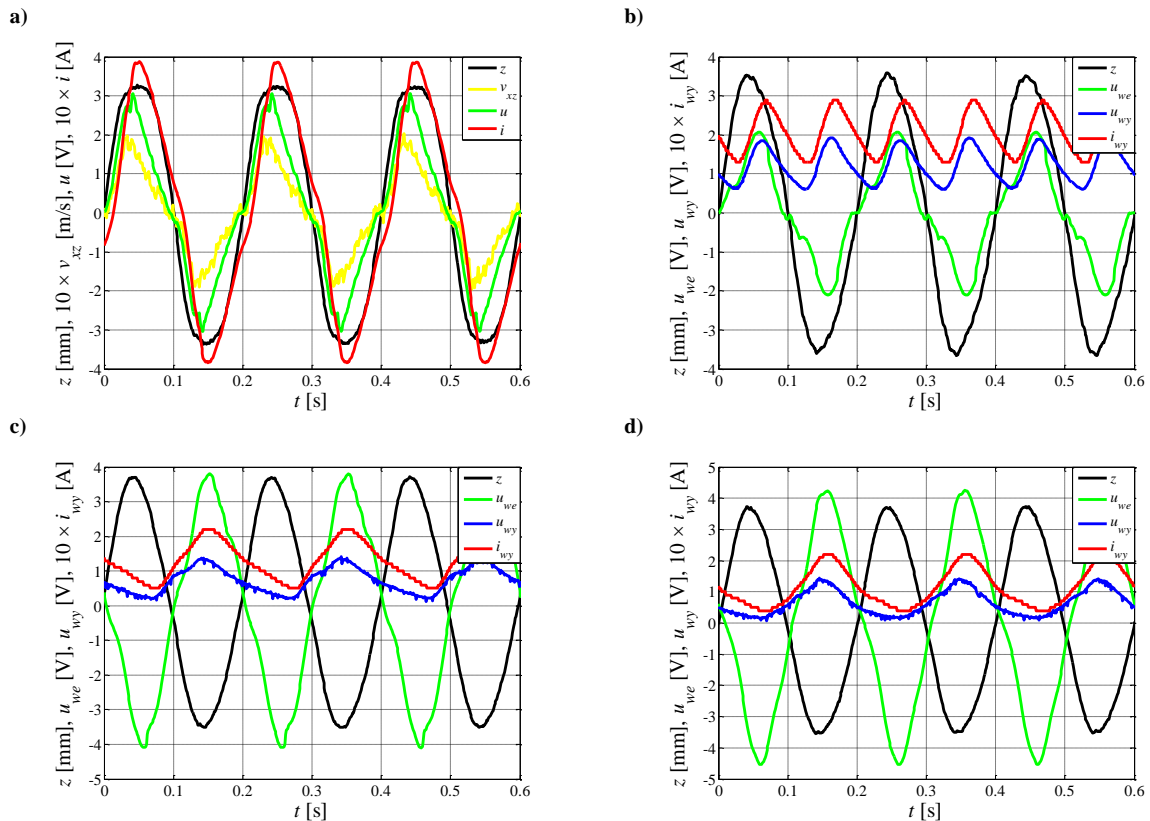


Rys. B.8. Moc elektryczna p_{el} , napięcie u , natężenie prądu i oraz przemieszczenie z dla układu: a) UP 0.00A, b) US

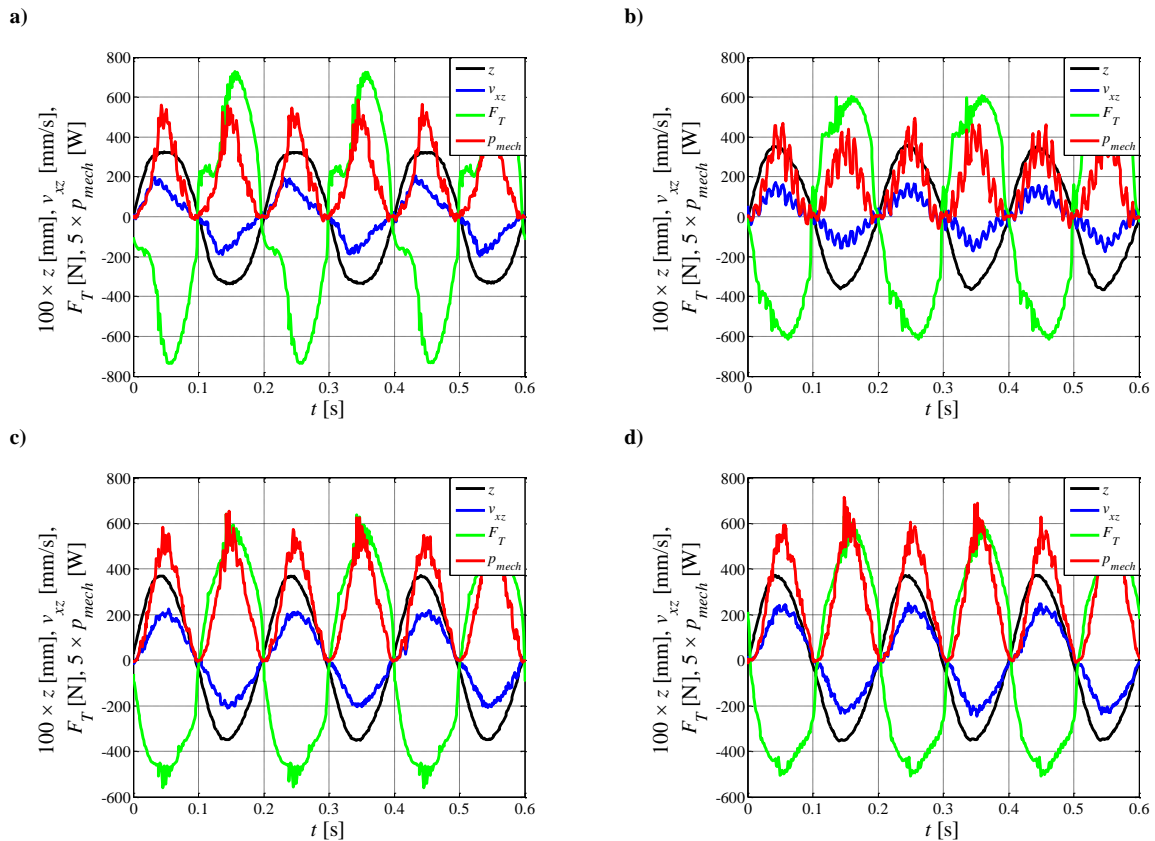
B.1.3 Przebiegi czasowe dla układów z kondycjonowaniem energii



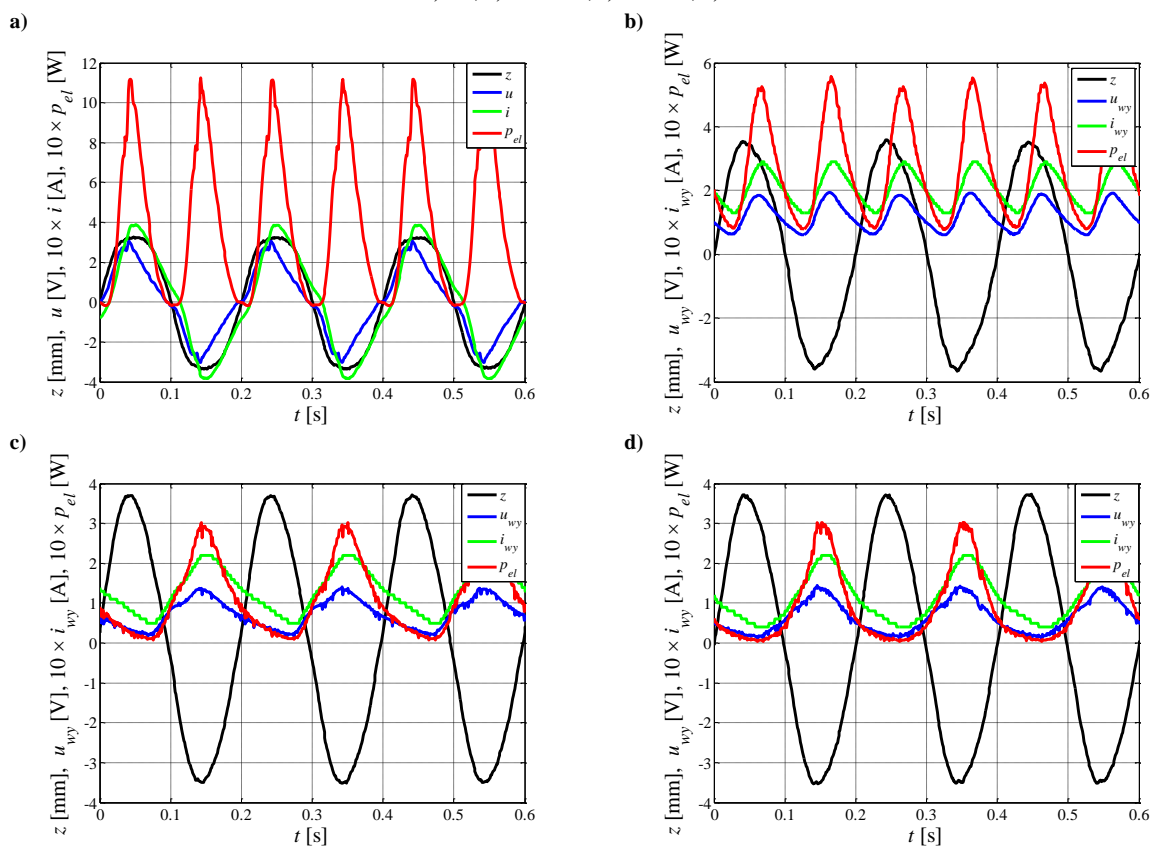
Rys. B.9. Przemieszczenia z , x oraz prędkości v_z , v_x , v_{xz} dla $f=5\text{Hz}$:
a) US, b) US MGS, c) US PN2, d) US PN4



Rys. B.10. Napięcia u_{we} i u_{wy} , natężenie prądu i_{wy} oraz przemieszczenie z dla $f=5\text{Hz}$: a) US, b) US MGS, c) US PN2, d) US PN4



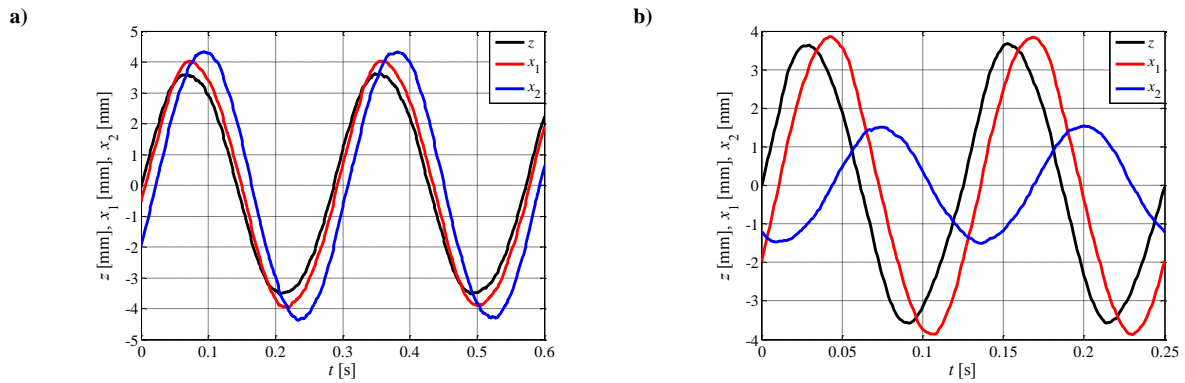
Rys. B.11. Siła tłumienia F_T , moc p_{mech} , przemieszczenie z oraz prędkość v_{xz} dla $f = 5$ Hz:
 a) US, b) US MGS, c) US PN2, d) US PN4



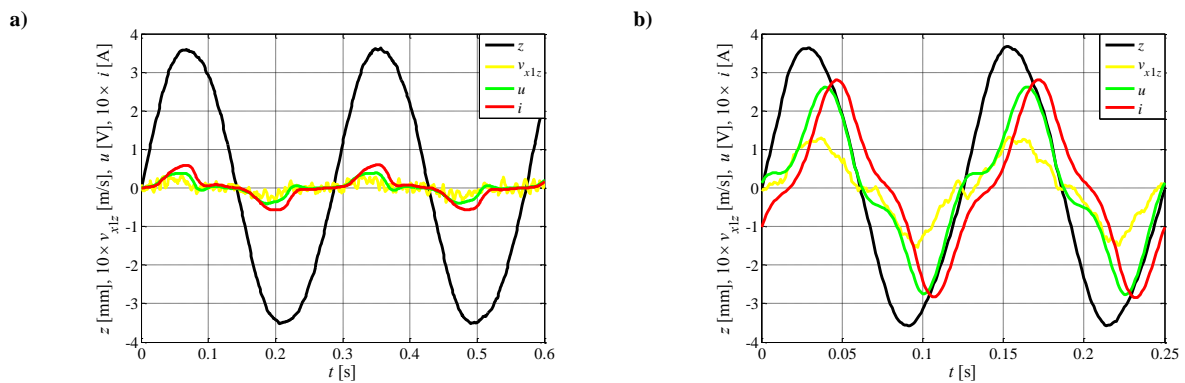
Rys. B.12. Napięcie wyjściowe u_{wy} , natężenie prądu i_{wy} , moc p_{el} oraz przemieszczenie z dla $f = 5$ Hz:
 a) US, b) US MGS, c) US PN2, d) US PN4

B.2 Układ 2DOF

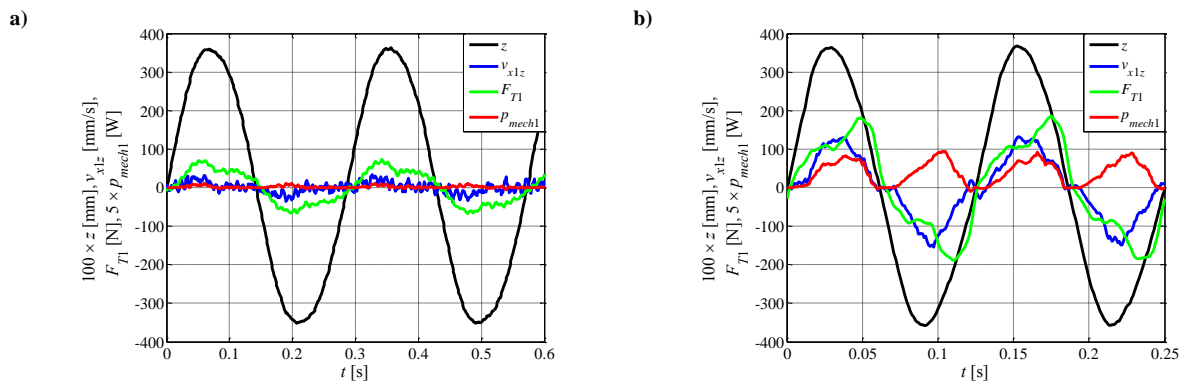
B.2.1 Przebiegi czasowe dla układów z odzyskiem energii



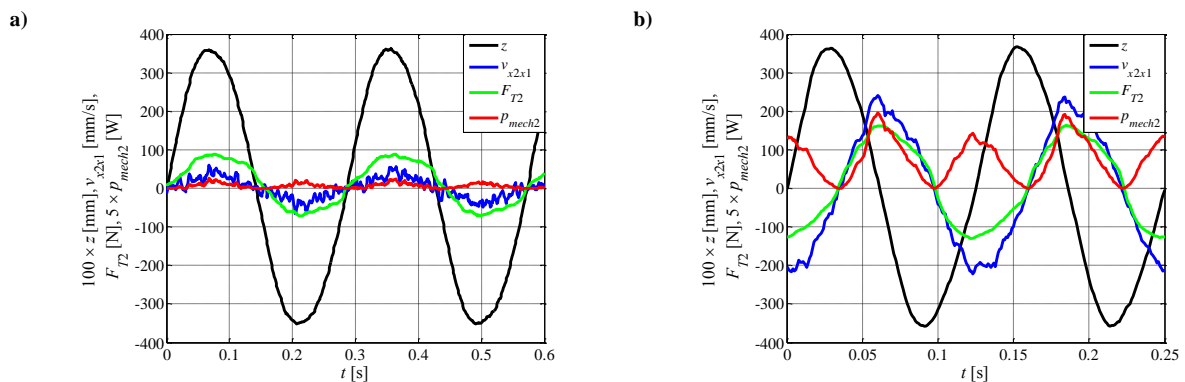
Rys. B.13. Przemieszczenia x_1, x_2 w układzie US dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



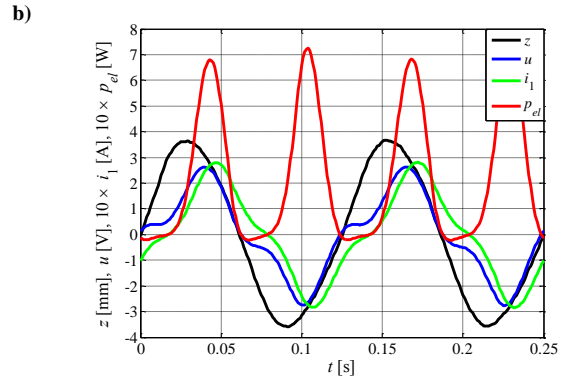
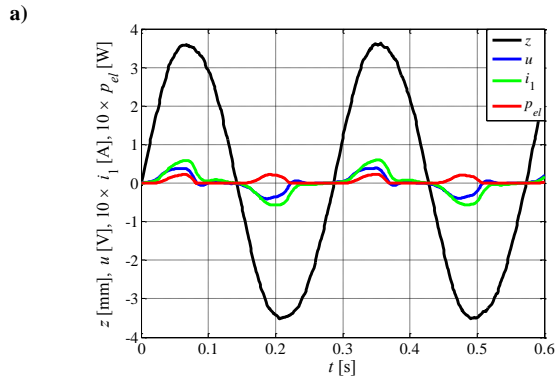
Rys. B.14. Napięcie u , natężenie prądu i_1 oraz prędkość v_{x1z} w układzie US dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



Rys. B.15. Siła F_{T1} , moc mechaniczna p_{mech1} oraz prędkość v_{x1z} w układzie US dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz

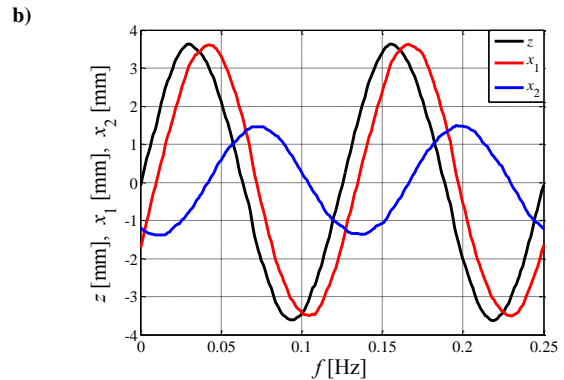
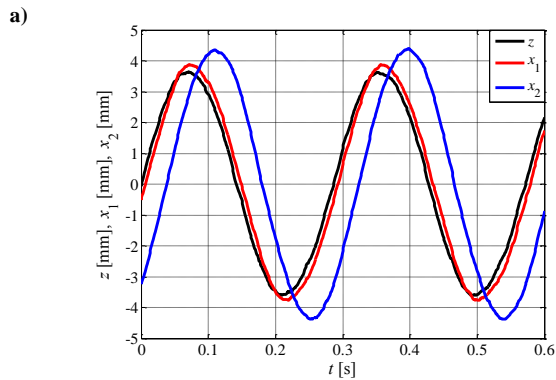


Rys. B.16. Siła F_{T2} , moc mechaniczna p_{mech2} oraz prędkość v_{x2x1} w układzie US dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz

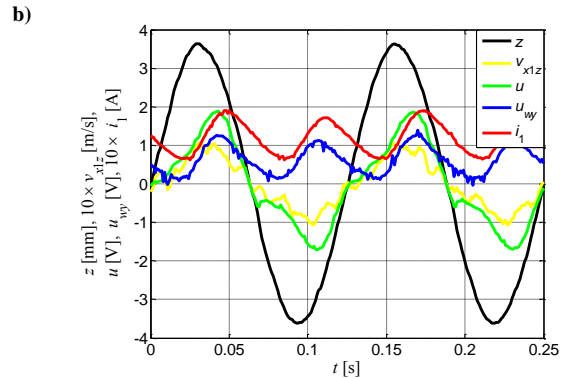
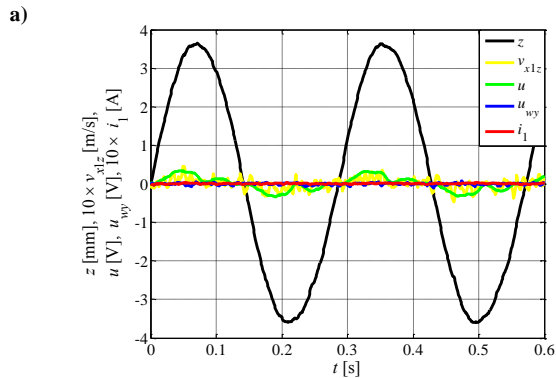


Rys. B.17. Napięcie u , natężenie prądu i_1 oraz moc elektryczna p_{el} w układzie US dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz

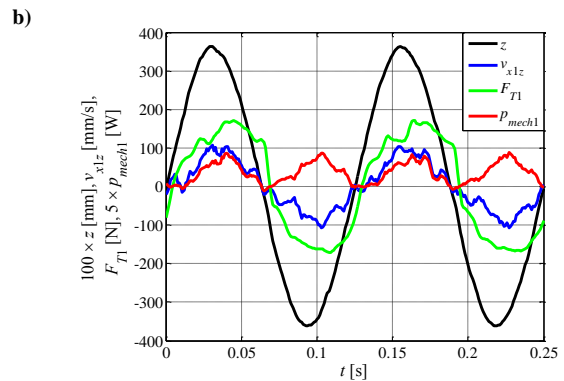
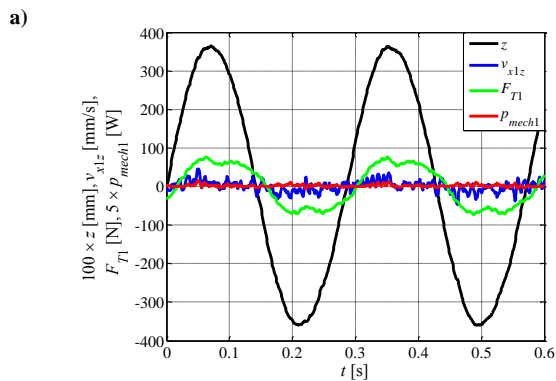
B.2.2 Przebiegi czasowe dla układów z kondycjonowaniem energii



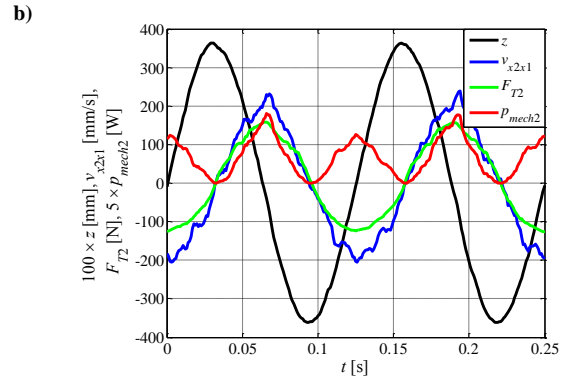
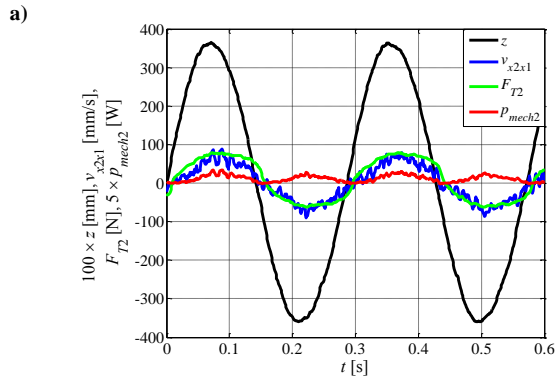
Rys. B.18. Przeszyczenia x_1 , x_2 w układzie US MGS dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



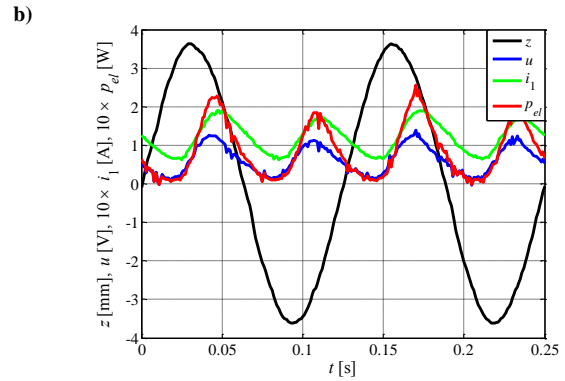
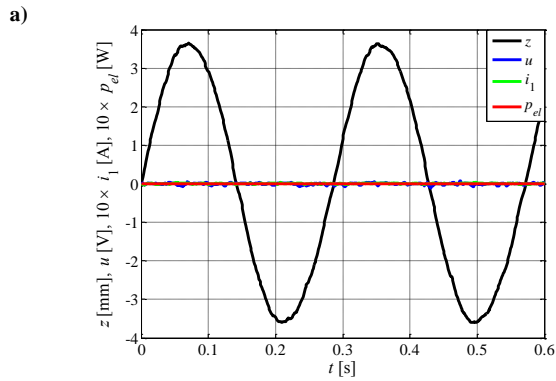
Rys. B.19. Napięcia u , u_{wy} , natężenie prądu i_1 oraz prędkość v_{x1z} w układzie US MGS dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



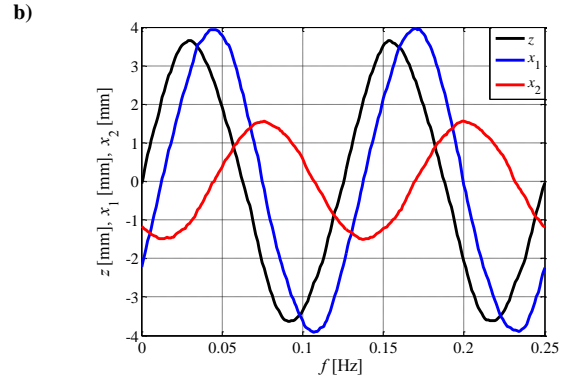
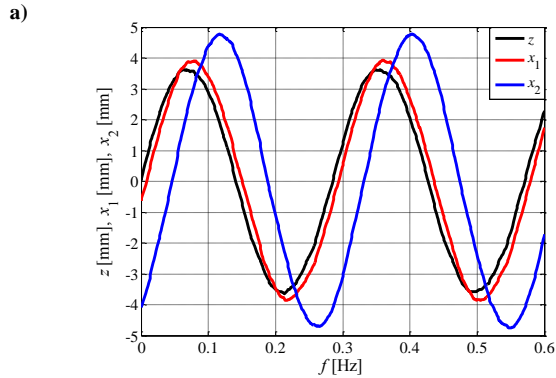
Rys. B.20. Siła F_{T1} , moc mechaniczna p_{mech1} oraz prędkość v_{x1z} , w układzie US MGS dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



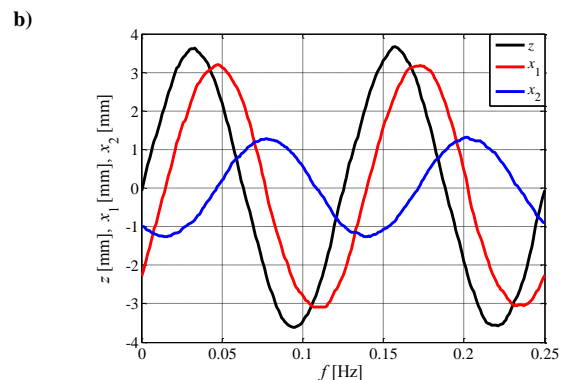
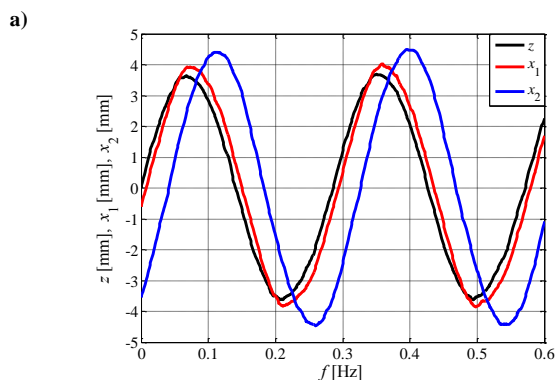
Rys. B.21. Siła F_{T2} , moc mechaniczna p_{mech2} oraz prędkość v_{x2x1} w układzie US MGS dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



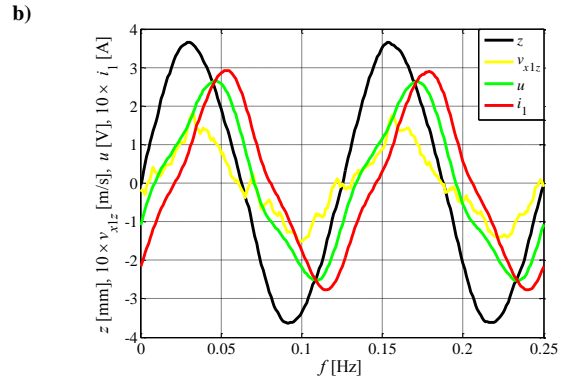
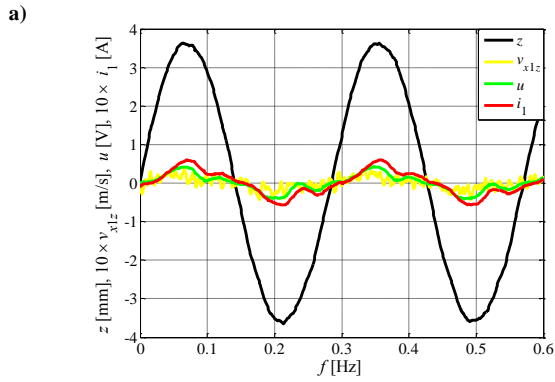
Rys. B.22. Napięcie u , natężenie prądu i_1 oraz moc elektryczna p_{el} w układzie US MGS dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



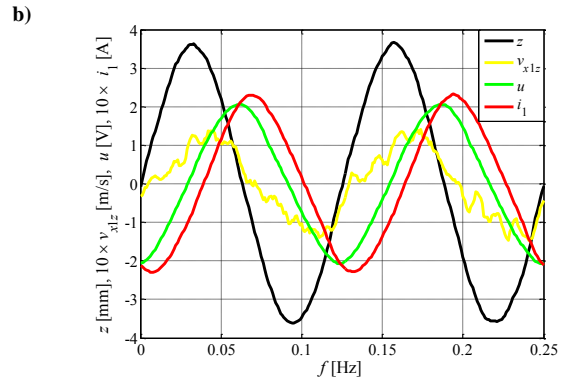
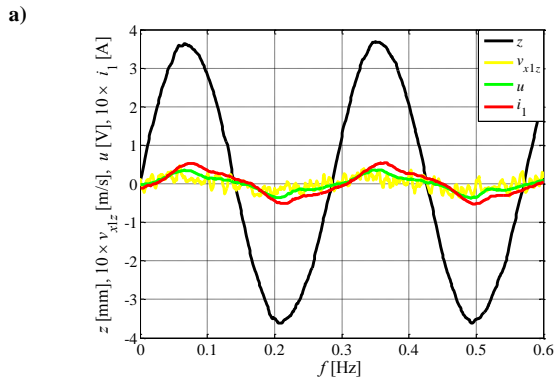
Rys. B.23. Przemieszczenia x_1 , x_2 w układzie US C1 dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



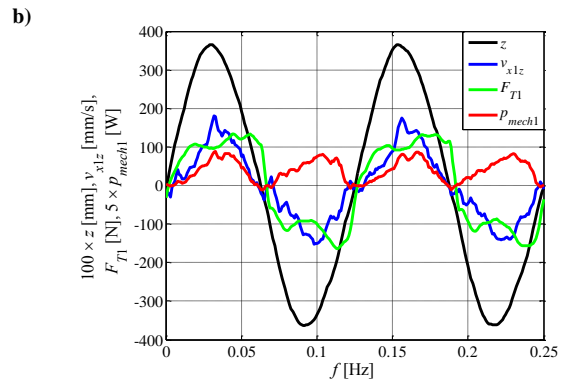
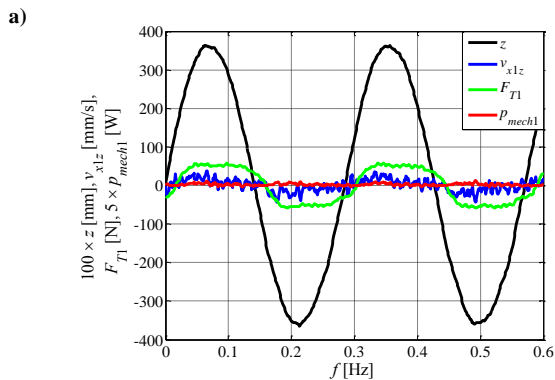
Rys. B.24. Przemieszczenia x_1 , x_2 w układzie US C2 dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



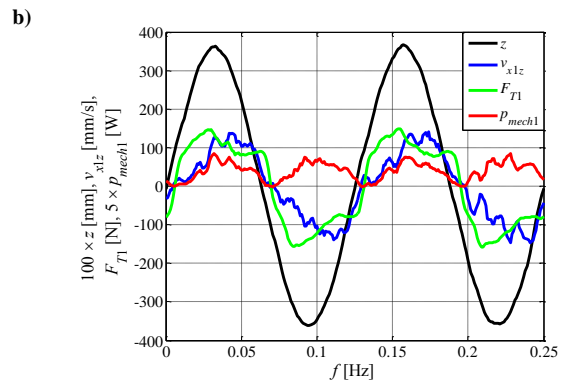
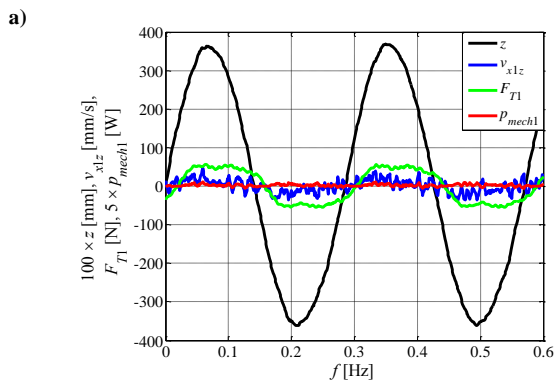
Rys. B.25. Napięcie u , natężenia prądu i_1 oraz prędkość v_{x1z} w układzie US C1 dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz



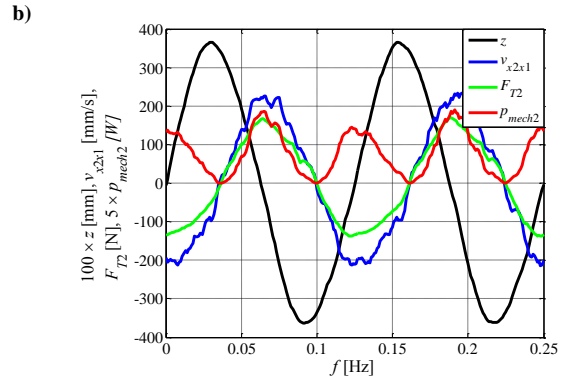
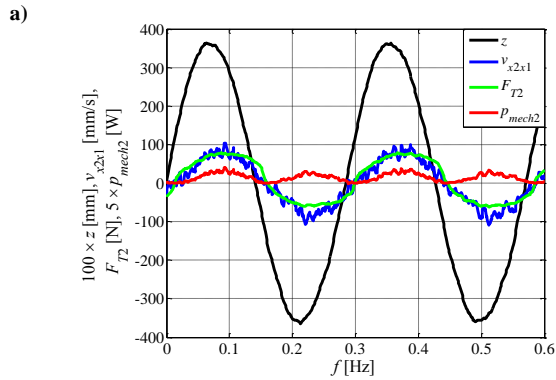
Rys. B.26. Napięcie u , natężenia prądu i_1 oraz prędkość v_{x1z} w układzie US C2 dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz



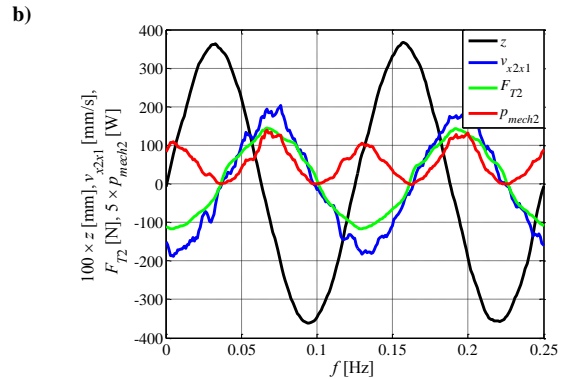
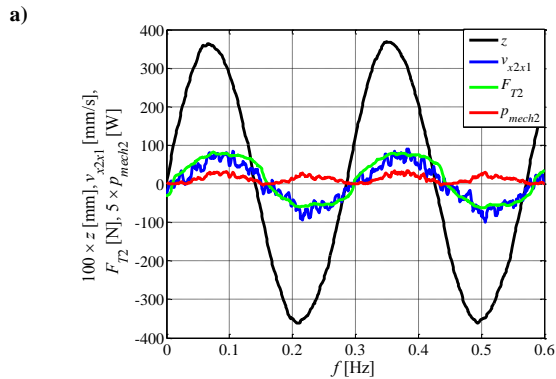
Rys. B.27. Siła F_{T1} , moc mechaniczna p_{mech1} oraz prędkość v_{x1z} w układzie US C1 dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz



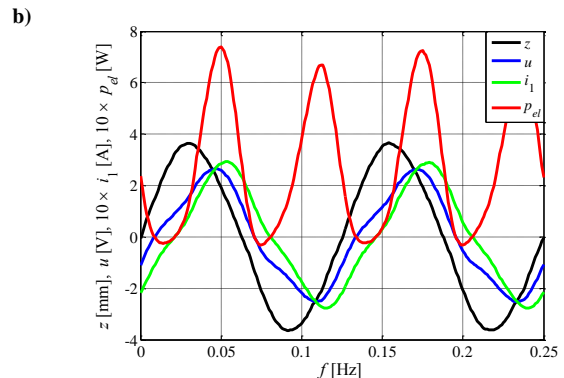
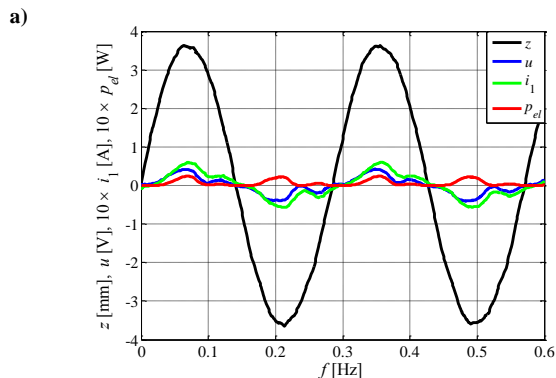
Rys. B.28. Siła F_{T1} , moc mechaniczna p_{mech1} oraz prędkość v_{x1z} w układzie US C2 dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz



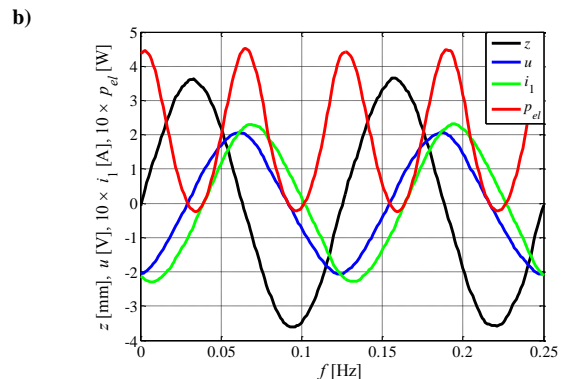
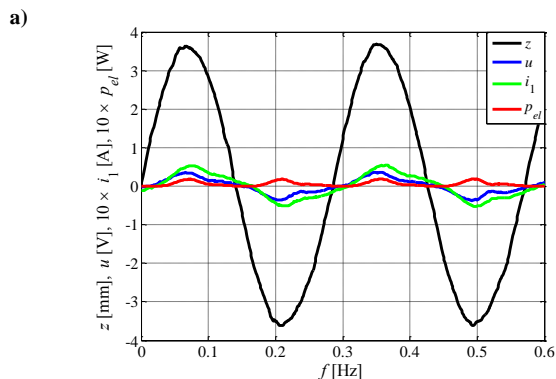
Rys. B.29. Siła F_{T2} , moc mechaniczna p_{mech2} oraz prędkość v_{x2x1} w układzie US C1 dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



Rys. B.30. Siła F_{T2} , moc mechaniczna p_{mech2} oraz prędkość v_{x2x1} w układzie US C2 dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz

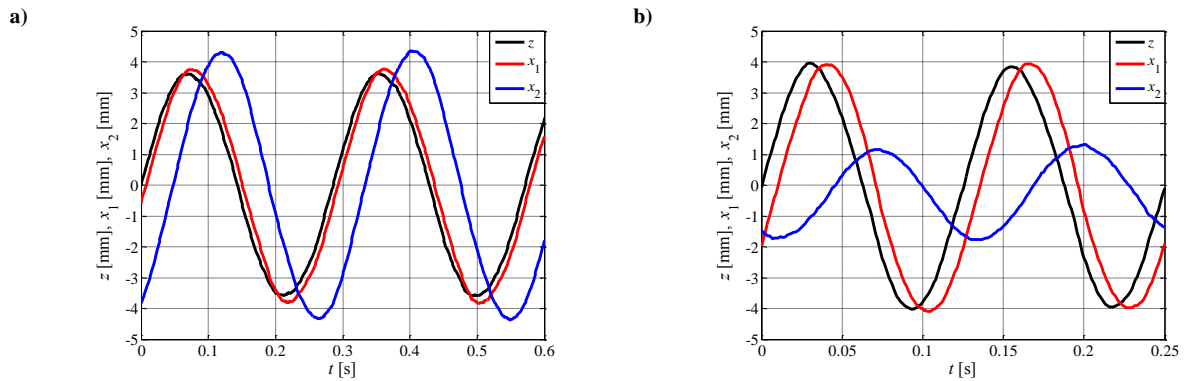


Rys. B.31. Napięcie u , natężenie prądu i_1 oraz moc elektryczna p_{el} w układzie US C1 dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz

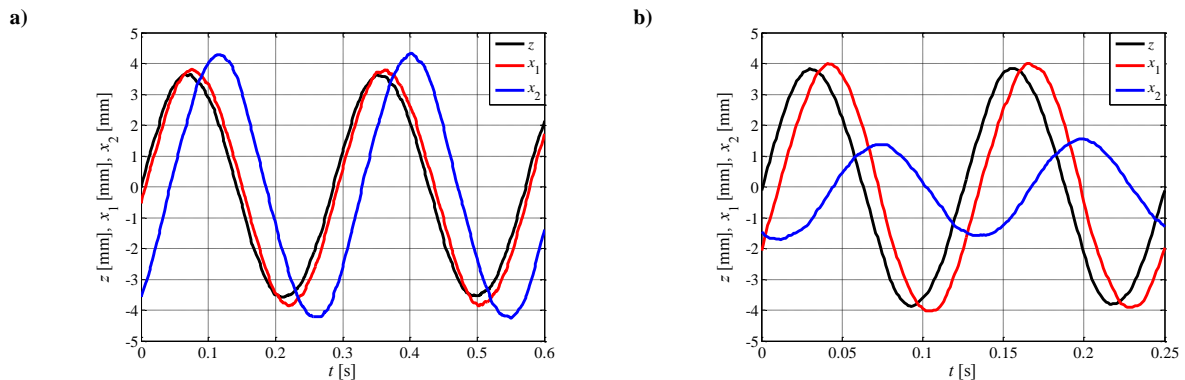


Rys. B.32. Napięcie u , natężenie prądu i_1 oraz moc elektryczna p_{el} w układzie US C2 dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz

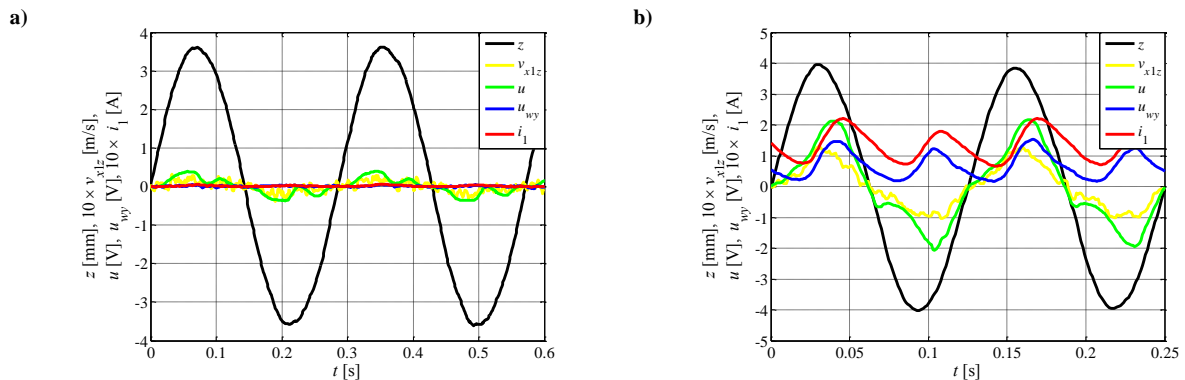
B.2.3 Przebiegi czasowe dla układów sterowanych



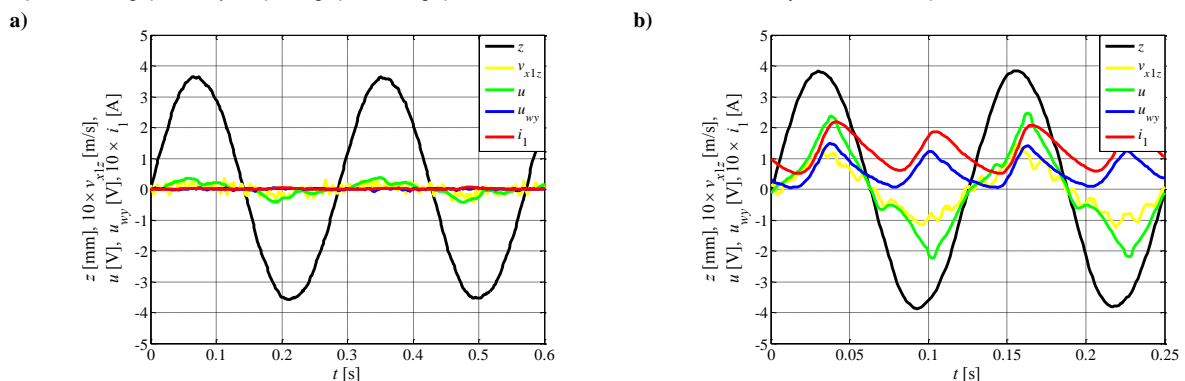
Rys. B.33. Przemieszczenia x_1, x_2 w układzie US MED dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



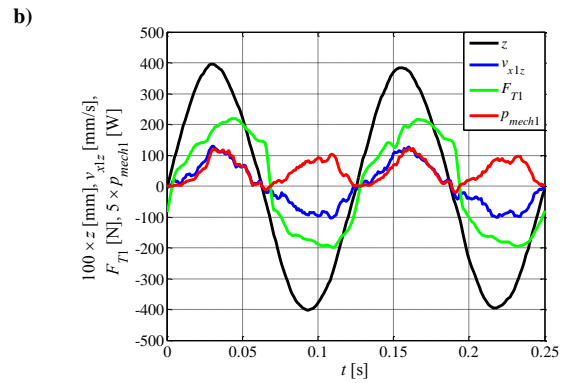
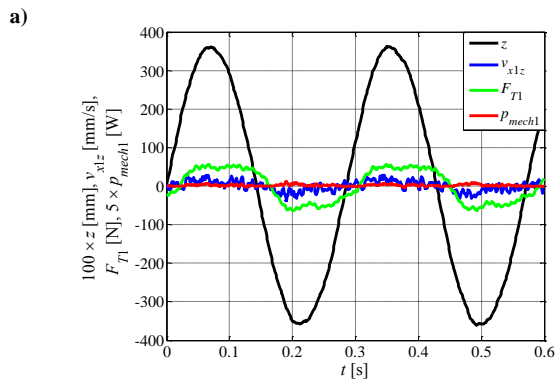
Rys. B.34. Przemieszczenia x_1, x_2 w układzie US GH dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



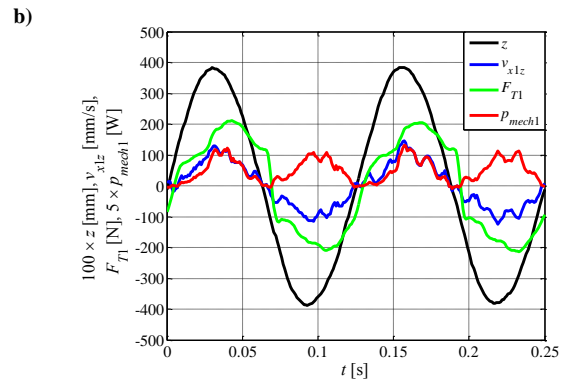
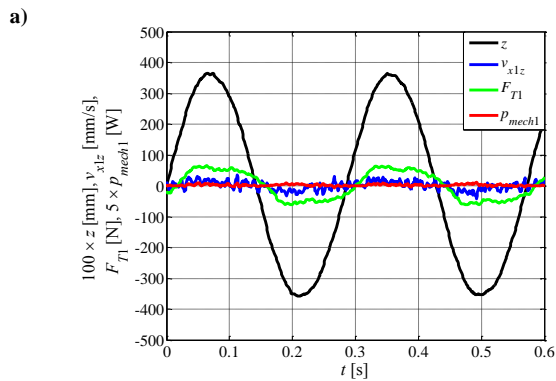
Rys. B.35. Napięcia u, u_{wy} , natężenie prądu i_1 oraz prędkość v_{x1z} oraz w układzie US MED dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



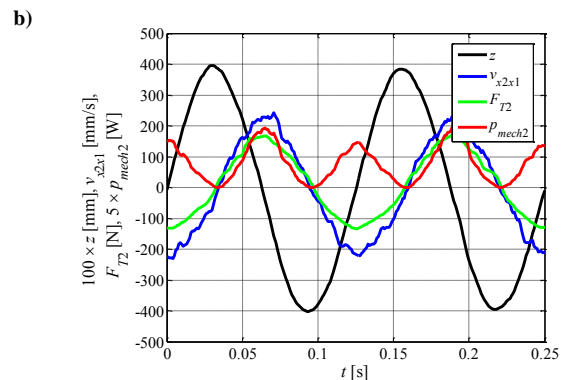
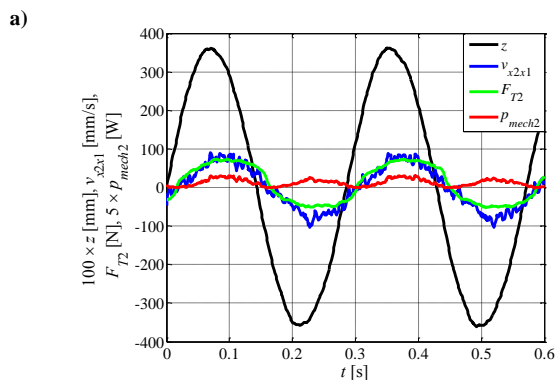
Rys. B.36. Napięcia u, u_{wy} , natężenie prądu i_1 oraz prędkość v_{x1z} oraz w układzie US GH dla wymuszenia z o częstotliwości: a) 3.5 Hz, b) 8 Hz



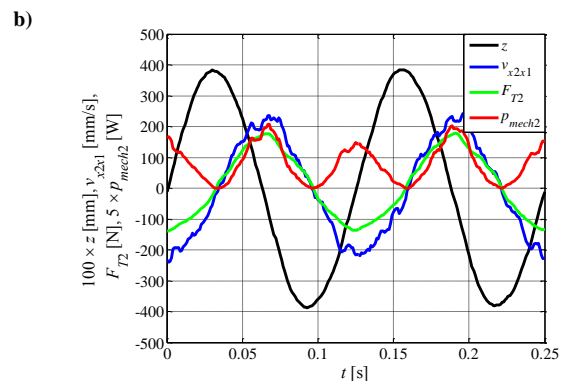
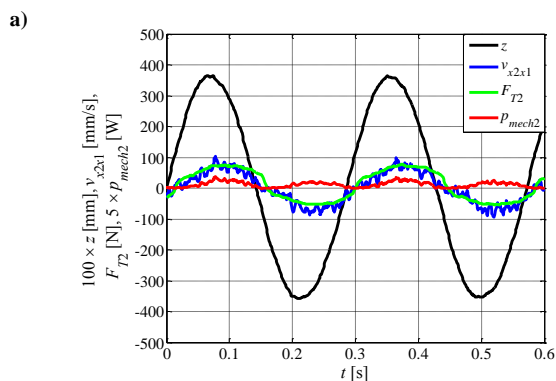
Rys. B.37. Siła F_{T1} , moc mechaniczna p_{mech1} oraz prędkość v_{x1z} w układzie US MED dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz



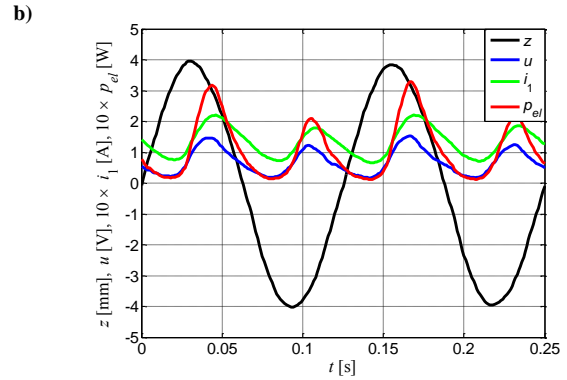
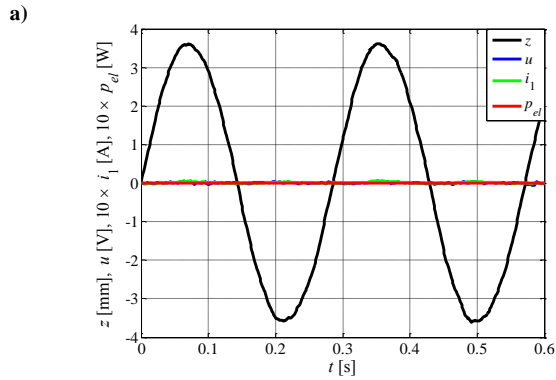
Rys. B.38. Siła F_{T1} , moc mechaniczna p_{mech1} oraz prędkość v_{x1z} w układzie US GH dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz



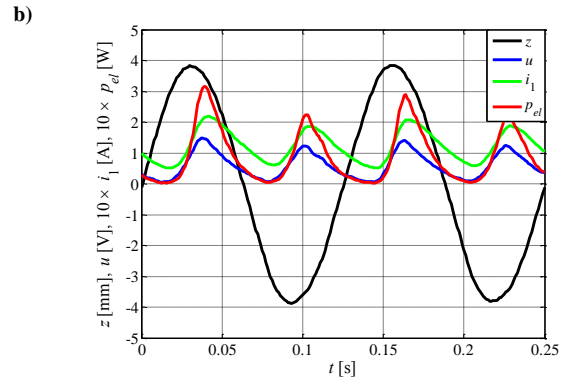
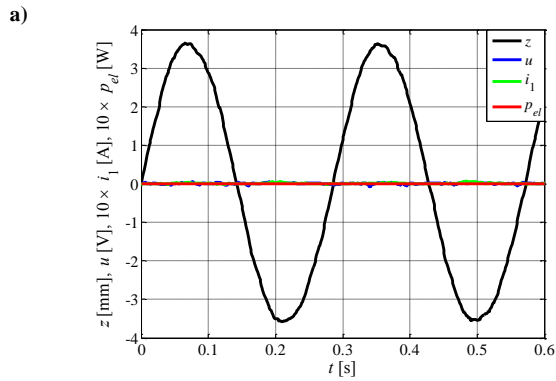
Rys. B.39. Siła F_{T2} , moc mechaniczna p_{mech2} oraz prędkość v_{x2x1} w układzie US MED dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz



Rys. B.40. Siła F_{T2} , moc mechaniczna p_{mech2} oraz prędkość v_{x2x1} w układzie US GH dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz

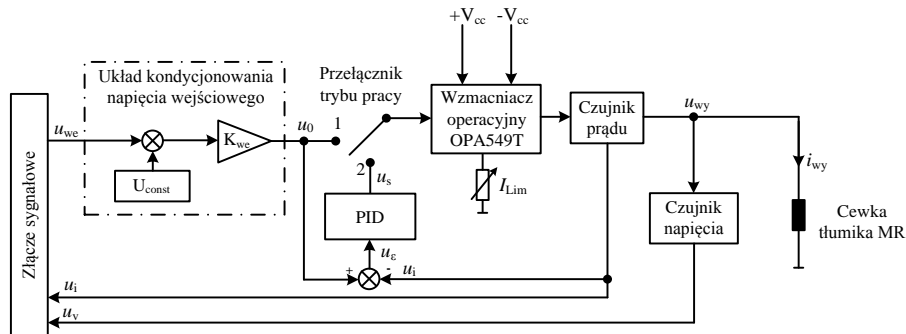


Rys. B.41. Napięcie u , natężenie prądu i_1 oraz moc elektryczna p_{el} w układzie US MED dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz

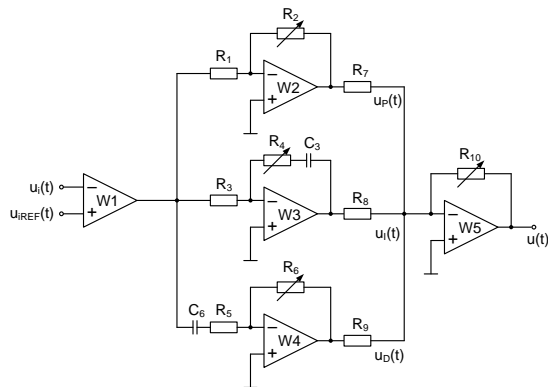


Rys. B.42. Napięcie u , natężenie prądu i_1 oraz moc elektryczna p_{el} w układzie US GH dla wymuszenia z o częstotliwości: **a)** 3.5 Hz, **b)** 8 Hz

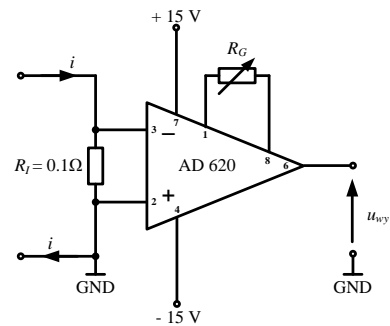
C. Schematy elektryczne



Rys. C.1. Schemat blokowy analogowego sterownika mocy



Rys. C.2. Schemat analogowego regulatora PID



Rys. C.3. Schemat wzmacniacza AD620 do pomiaru natężenia prądu