

WOJSKOWA AKADEMIA TECHNICZNA

im. Jarosława Dąbrowskiego



ROZPRAWA DOKTORSKA

MAGNETOPTYCZNA METODA DETEKcji IMPULSOWYCH
PÓL ELEKTROMAGNETYCZNYCH DUŻEJ MOCY

mgr inż. Rafał Bialek

Promotor:
dr hab. inż. Marek Kuchta

Warszawa 2020

Streszczenie

Rozprawa doktorska dotyczy możliwości detekcji wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych propagujących się w wolnej przestrzeni z wykorzystaniem metody magnetoptycznej, w której sensor wykonany jest w technologii całkowicie dielektrycznej. Obecnie detekcja wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych wykonywana jest z zastosowaniem sond D-dot oraz B-dot. Powoduje to wiele problemów. Sygnał na wyjściu takich sensorów jest pochodną mierzonego pola. Niestety pomiar z wykorzystaniem takich czujników wymaga stosowania dodatkowych elementów takich jak: desymetryzator, kabel koncentryczny, tłumiki. Często wykorzystywany jest także pasywny układ całkujący oraz tor światłowodowy. Wszystkie dodatkowe podzespoły występujące w torze pomiarowym powodują modyfikację charakterystyki częstotliwościowej całego układu pomiarowego. Elementy metalowe z których zbudowane są sondy powodują modyfikację rozkładu pola elektromagnetycznego. Kluczowym problemem jest również dobór odpowiedniej wartości tłumienia w przypadku pomiaru źródeł promieniowania o nieznanymi parametrach. Wybór zbyt małej wartości tłumienia może skutkować uszkodzeniem układu rejestrującego np. oscyloskopu czy przetwornika analogowo-cyfrowego. Istotnym aspektem jest także zapewnienie skutecznego ekranowania zabezpieczającego najbardziej podatne na promieniowanie elektromagnetyczne elementy układu pomiarowego. Na świecie trwają badania pod kątem wykorzystania sensorów optycznych, które posiadają wiele zalet w stosunku do tradycyjnych sond.

Głównym osiągnięciem przedstawionym w pracy jest opracowanie autorskiego detektora opartego na zjawisku Faradaya, wykorzystującego światłowody wielomodowe: skokowy i gradientowy. Czujnik wykonano w technologii całkowicie dielektrycznej na bazie komercyjnie dostępnych elementów. Zaprojektowanie modelu detektora poprzedzone było wykonaniem stanowisk laboratoryjnych oraz przeprowadzeniem pomiarów, niezbędnych do sformułowania wymagań dla wybranych elementów układu pomiarowego. W rozprawie przedstawiono wyniki licznych badań laboratoryjnych. Pomiary przeprowadzono zarówno z wykorzystaniem autorskich stanowisk do generowania pól zmiennych o niskich częstotliwościach jak i z wykorzystaniem generatorów dostępnych na rynku, w tym generatora DS110 firmy Diehl BGT Defence. Znaczna część rozprawy ma charakter doświadczalny.

Abstract

This doctoral dissertation focuses on the possibility of detecting high-power electromagnetic pulses propagating within a free space, using the magneto-optical method, where the sensor is constructed in a fully dielectric technology. Currently, high-power electromagnetic pulse detection is conducted using D-dot and B-dot probes. This causes numerous problems. An output signal from such sensors is a derivative of the measured field. Unfortunately, a measurement using such sensors requires the application of additional elements, such as a balun, coaxial cable and attenuators. A passive integrator and a fibre-optic link are also used quite often. All additional components present within a measurement chain modify the frequency characteristics of the entire measuring system. Metal elements of the probes lead to the modification of the electromagnetic field distribution. A key issue in this regard is the selection of a proper attenuation value in the case of measuring radiation sources with unknown parameters. Choosing an insufficient attenuation value may result in damaging the recording system, e.g. an oscilloscope or an analogue-digital converter. An important aspect is also ensuring efficient screening, to protect the measuring system's elements, which are most susceptible to electromagnetic radiation. There is ongoing global research focusing on the application of optical sensors, which hold many advantages compared to traditional probes.

The main achievement presented in the work is the development of an original detector based on the Faraday effect, which utilizes multi-mode optical fibers (step index and graded index). The sensor was constructed in a fully dielectric technology, and based on commercially available elements. Designing a detector model was preceded by the execution of laboratory stands and conducting measurements necessary to formulate the requirements for selected components of the measuring system. The dissertation reviews the results of many laboratory tests. The measurements were conducted using both the original stands for generating variable low-frequency fields, as well as commonly available generators, including the DS110 by Diehl BGT Defence. A significant part of the dissertation is of experimental nature.

Podziękowania

Dziękuję Promotorowi dr hab. inż. Markowi Kuchcie za ogromną motywację oraz cenne uwagi udzielone w trakcie przygotowania rozprawy doktorskiej.

Dziękuję Promotorowi Pomocniczemu dr inż. Michałowi Wiśniosowi za konsultację oraz pomoc podczas opracowywania metodyki badań zawartych w niniejszej pracy.

Dziękuję Żonie Kamili za wsparcie i wyrozumiałość w czasie pisania rozprawy doktorskiej oraz w trakcie studiów doktoranckich.

Dziękuję Rodzicom za możliwość studiowania w trybie stacjonarnym.

Dziękuję Kolegom i Koleżankom Zakładu Systemów Informacyjno-Pomiarowych za liczne wskazówki i konsultacje podczas realizacji prac związanych z rozprawą doktorską.

Spis treści

1. Wstęp	7
1.1. Wprowadzenie	7
1.2. Cel i teza rozprawy	9
1.3. Struktura rozprawy	10
2. Wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne	11
2.1. Generator DS110 firmy Diehl dostępny na Wydziale Elektroniki.....	13
3. Metody detekcji i pomiaru wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych	16
3.1. Metoda klasyczna	16
3.1.1. Sonda D-Dot	17
3.1.2. Sonda B-Dot	18
3.2. Metoda optoelektroniczna	21
3.2.1. Metoda elektrooptyczna.....	22
3.2.2. Metoda magneto optyczna	23
4. Stanowisko pomiarowe i badania laboratoryjne	25
4.1. Wykonanie autorskiego układu pomiarowego	25
4.2. Położenie analizatora względem polaryzatora	27
4.3. Wyznaczenie charakterystyki przetwarzania układu.....	30
4.4. Pomiar odpowiedzi układu na wymuszenia zmiennym polem magnetycznym	36
4.4.1. Wykonane źródło prądowe sterowane napięciowo	37
4.4.2. Generator sygnału impulsowego	45
4.4.3. Odpowiedź układu na wymuszenia sygnałem harmonicznym	50
4.4.4. Odpowiedź układu na wymuszenia sygnałem odkształconym okresowym	52
4.4.5. Odpowiedź układu na wymuszenia sygnałem impulsowym	56
4.5. Wnioski.....	58
5. Model detektora i badania laboratoryjne	60
5.1. Wyznaczenie charakterystyki przetwarzania detektora.....	63
5.2. Wyznaczenie charakterystyki kierunkowości detektora.....	65
5.3. Odpowiedź detektora na zmienne pole magnetyczne.....	66
5.3.1. Odpowiedź detektora na wymuszenia sygnałem harmonicznym	66
5.3.2. Odpowiedź detektora na wymuszenia sygnałem odkształconym okresowym	68

5.3.3. Odpowiedź detektora na wymuszenia sygnałem impulsowym	72
5.4. Pomiary w Laboratorium Automatyki i Telekomunikacji Instytutu Kolejnictwa.....	75
5.5. Analiza sygnału wyjściowego z detektora przy braku wymuszenia	77
5.6. Pomiary w Laboratorium Kompatybilności Elektromagnetycznej	86
6. Podsumowanie	93

1. Wstęp

1.1. Wprowadzenie

Impulsowe pole elektromagnetyczne dużej mocy HPEM (*ang. High-Power Electromagnetics*) może wywołać zakłócenie, przerwanie pracy lub zniszczenie układów elektronicznych. Impulsy wykorzystywane jako broń elektromagnetyczna, nazywane HPM (*ang. High Power Microwaves*) charakteryzują się bardzo krótkim czasem trwania (rzędu kilku nanosekund) oraz wysoką mocą w impulsie (rzędu kilku gigawatów), a widmo takich sygnałów obejmuje szeroki zakres częstotliwości. Istotną kwestią są zarówno pomiary jak i detekcja takich sygnałów [1][2][3][4].

Obecnie do detekcji i pomiarów wysokomocowych impulsów HPEM, charakteryzujących się krótkim czasem trwania wykorzystywane są sondy D-dot oraz B-dot, umożliwiające pośrednią rejestrację kolejno: składowej elektrycznej i magnetycznej pola elektromagnetycznego [5]. W literaturze dostępnych jest wiele wyników badań z wykorzystaniem tych sond. W artykule [6] zaprezentowano sygnały, zarejestrowane sondą D-dot, źródłem tych sygnałów był generator impulsowego pola elektromagnetycznego. Przedstawiono w nim również sygnały uzyskane w wyniku obliczeń numerycznych oraz zestawienie maksymalnych wartości sygnałów zmierzonych i symulacyjnych. W pracy [7] przedstawiono postać czasową natężenia pola magnetycznego wyznaczoną na podstawie sygnałów zarejestrowanych sondą B-dot. Sygnały generowano za pomocą wirkatora. W pracy [8] zaprezentowano prototypowy generator impulsowego pola elektromagnetycznego oraz sygnały zarejestrowane za pomocą sond D-dot oraz B-dot. W artykule [9] przedstawiono wyniki badań symulatora impulsów elektromagnetycznych, pomiary przeprowadzono z wykorzystaniem sondy D-dot. Urządzenie wykonano w oparciu o generator wysokiego napięcia 1,5 kV oraz antenę śrubową.

Niestety sygnał na wyjściu sond D-dot i B-dot jest pochodną mierzonego pola. Ponadto pomiar z wykorzystaniem takich czujników wymaga stosowania dodatkowych elementów takich jak: desymetryzator, kabel koncentryczny, tłumiki [10]. Często wykorzystywany jest także pasywny układ całkujący oraz tor światłowodowy. W pracy [11] przedstawiono łącze optyczne dedykowane do pracy w polu do 100 kV/m, umożliwiające transmisję w zakresie częstotliwości od 1 MHz do 6 GHz.

Wszystkie dodatkowe podzespoły występujące w torze pomiarowym powodują modyfikację charakterystyki częstotliwościowej całego układu pomiarowego. Elementy metalowe z których zbudowane są sondy powodują modyfikację rozkładu pola elektromagnetycznego

w przestrzeni. Kluczowym problemem jest również dobór odpowiedniej wartości tłumienia w przypadku pomiaru źródeł promieniowania o nieznanymi parametrach. Wybór zbyt małej wartości tłumienia może skutkować uszkodzeniem układu rejestrującego np. oscyloskopu czy przetwornika analogowo-cyfrowego. Istotnym aspektem jest także zapewnienie skutecznego ekranowania zabezpieczającego najbardziej podatne na promieniowanie elektromagnetyczne elementy układu pomiarowego [12][13].

Sposobem rozwiązania powyższych problemów może okazać się wykorzystanie przetworników optycznych bazujących na metodzie magnetoptycznej lub elektroptycznej. Sensory, wykorzystywane w tych metodach, wykonane są w technologii całkowicie dielektrycznej, charakteryzują się szerokim zakresem częstotliwości pracy od DC do kilku gigaherców oraz małymi wymiarami. Zastosowanie światłowodów powoduje, że łącze to jest odporne na zakłócenia elektromagnetyczne [14]. Wyeliminowanie materiałów przewodzących powoduje, że sensory tego typu stają się bardzo atrakcyjne w przypadku pomiarów w polu bliskim [15]. Czujniki tego typu są obecnie niedostępne na rynku. Prowadzone są badania nad możliwościami ich wykorzystania do detekcji i pomiaru pola elektromagnetycznego. W literaturze dostępne są wyniki badań prototypowych przetworników tego typu w warunkach laboratoryjnych. W pracy [16] przedstawiono uniwersalny czujnik optyczny umożliwiający detekcję zarówno składowej elektrycznej jak i magnetycznej (w zależności od zastosowanego ośrodka) pola elektromagnetycznego. Zaprezentowano w niej również przykładowe sygnały uzyskane za pomocą czujnika elektroptycznego i magnetoptycznego.

Przykładowe konstrukcje sensorów optycznych, dedykowanych do pomiaru pola elektromagnetycznego chronione są zastrzeżeniami patentowymi [17][18][19][20]. Modele detektorów optycznych przedstawionych w literaturze wykorzystują światłowody jednomodowe oraz pracują głównie w drugim i trzecim oknie transmisyjnym. Praca w tym zakresie powoduje małe tłumienie oraz bardzo małą dyspersję [21][22]. Dlatego też te długości fali są predestynowane do prowadzenia transmisji na znaczne odległości oraz do przesyłania sygnałów o szerokim paśmie [23]. Często wykorzystywane są także światłowody utrzymujące polaryzację. W pracy [24] przedstawiono detektor pola magnetycznego oparty na światłowodzie jednomodowym utrzymującym polaryzację. Natomiast w artykule [25] zaprezentowano sensor składowej elektrycznej wykorzystujący jednomodowe łącze światłowodowe, pracujący na długości fali 1550 μm . Przedstawiono również odpowiedź układu na wymuszenie wolnozmiennym polem elektrycznym.

Niestety zastosowanie światłowodów jednomodowych powoduje znaczny wzrost kosztów budowy takiego detektora oraz powoduje wiele problemów związanych z zapewnieniem odpowiedniego sprzęgnięcia między światłowodami wejściowymi a wyjściowymi [17].

Wykorzystanie obecnie produkowanych światłowodów wielomodowych do transmisji na nieduże odległości (rzędu kilkudziesięciu metrów) może znacznie zredukować koszty wykonania takiego systemu oraz zapewnić pasmo ponad 1 GHz. W rozprawie przedstawiono model i badania laboratoryjne detektora, pracującego na długości fali 532 nm, wykorzystującego światłowody wielomodowe: skokowy i gradientowy. Odpowiednie umiejscowienie poszczególnych światłowodów w torze pomiarowym pozwoliło uzyskać pasmo, obejmujące widmo sygnałów generowanych przez dostępne źródła. Układ pomiarowy wykonano w oparciu o komercyjnie dostępne elementy. Zaprojektowanie i przebadanie detektora poprzedzone było licznymi badaniami, których wyniki zawierają się w niniejszej rozprawie.

1.2. Cel i teza rozprawy

Celem niniejszej rozprawy jest ocena możliwości wykorzystania metody magnetoptycznej, na podstawie badań autorskiego detektora opartego na zjawisku Faradaya, do detekcji składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego, w szczególności sygnału impulsowego dużej mocy.

W ramach realizacji rozprawy udowodniona zostanie następująca teza:

Możliwa jest detekcja impulsowego pola elektromagnetycznego z wykorzystaniem autorskiego detektora opartego na zjawisku Faradaya.

W związku z nowatorskim tematem dysertacji, detekcję przeprowadzono dla wybranych, dostępnych źródeł promieniowania elektromagnetycznego o ściśle określonych parametrach. Nieznana jest odpowiedź układu na inne niż przedstawione w pracy wymuszenia. Badania wstępne przeprowadzono z wykorzystaniem niskoczęstotliwościowego źródła pola magnetycznego opartego na cewce Helmholtza. Efektem tych prac było wykonanie modelu detektora oraz wypracowanie założeń do przeprowadzenia badań w Laboratorium Automatyki i Telekomunikacji Instytutu Kolejnictwa oraz w komorze bezodbiowej Wydziału Elektroniki Wojskowej Akademii Technicznej z wykorzystaniem generatora HPEM - DS110 firmy Diehl BGT Defence.

Wykazanie słuszności postawionej tezy poparte jest badaniami, których wyniki zaprezentowano w niniejszej rozprawie doktorskiej. Opracowano stanowiska pomiarowe

umożliwiający przeprowadzenie badań pod kątem wykorzystania metody magnetoptycznej opartej na zjawisku Faradaya oraz wykonano model detektora optoelektronicznego, wykorzystujący wielomodowe łącze światłowodowe pracujące na długości fali 532 nm. Wszystkie wyniki badań zawarte w rozprawie przeprowadzono w temperaturze pokojowej. Poprawną pracę wszystkich zaprojektowanych elementów zweryfikowano licznymi eksperymentami pomiarowymi.

1.3. Struktura rozprawy

Rozprawę podzielono na sześć rozdziałów. Rozdział pierwszy ma charakter wprowadzający. Przedstawiono w nim cel i tezę rozprawy doktorskiej.

Rozdział drugi zawiera klasyfikację wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych, definicję wybranych parametrów. Przedstawiono w nim także wybrane parametry generatora impulsów elektromagnetycznych DS110 firmy Diehl BGT Defence, dostępnego na Wydziale Elektroniki Wojskowej Akademii Technicznej, w szczególności skupiono się tu na postaci czasowej i widmie generowanych impulsów.

Rozdział trzeci zawiera autorską analizę metod detekcji i pomiaru wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych. Główną uwagę skupiono w nim na metodach klasycznych, bazujących na wykorzystaniu sondy D-Dot i B-dot oraz na metodach optoelektronicznych: metodzie elektroptycznej oraz magnetoptycznej. W rozdziale tym przedstawiono problemy, które wynikają z zastosowania metod klasycznych.

Rozdział czwarty zawiera prezentację autorskich stanowisk pomiarowych, umożliwiających wykonanie badań pod kątem możliwości zastosowania metody magnetoptycznej do detekcji wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych. Przedstawiono w nim również wyniki wykonanych badań walidacyjnych.

W rozdziale piątym przedstawiono wykonany, w ramach realizacji pracy model detektora zrealizowanego w technologii całkowicie dielektrycznej, wykorzystujący łącze światłowodowe wielomodowe. Zastosowanie światłowodów umożliwiło, poza przeprowadzeniem badań przedstawionych w rozdziale czwartym, wykonanie pomiaru charakterystyki kierunkowości oraz przeprowadzenie badań w Laboratorium Automatyki i Telekomunikacji Instytutu Kolejnictwa, celem zarejestrowania odpowiedzi detektora na wymuszenie impulsowym polem magnetycznym. Przedstawiono także wyniki badań, zrealizowanych w komorze bezodbićowej Laboratorium Kompatybilności Elektromagnetycznej Wydziału Elektroniki Wojskowej Akademii Technicznej.

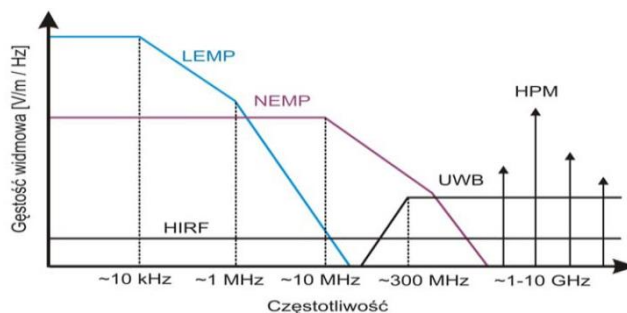
2. Wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne

Wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne mogą powodować indukowanie się wysokich napięć i prądów w układach elektronicznych, co może prowadzić do zakłócenia pracy bądź zniszczenia systemu elektronicznego [26]. W pracach [27] i [28] przedstawiono szacowane progi podatności wybranych urządzeń informatycznych na impulsowe pole elektromagnetyczne. Obecnie rozwijane i wdrażane są urządzenia wykorzystujące energię skierowaną w postaci wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych [29]. W Polsce realizowany jest aktualnie program strategiczny: „Nowe systemy uzbrojenia i obrony w zakresie energii skierowanej” w ramach którego realizowany jest projekt: „Impulsowe działa elektromagnetyczne”, obejmujący wykonanie urządzeń generujących promieniowanie elektromagnetyczne dla trzech zakresów częstotliwości: 0-100 Hz, 1 kHz-1000 MHz oraz w paśmie mikrofalowym (1 GHz-300 GHz). Wykorzystywanie tego typu generatorów podczas działań militarnych jest bardzo korzystne z uwagi na fakt, iż wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne nie powodują bezpośrednio strat w ludziach [30]. Niniejszy rozdział dotyczy klasyfikacji wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych oraz ich podstawowych parametrów.

Wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne możemy podzielić w następujący sposób [27][31][32]:

- LEMP (ang. Lightning Electromagnetic Pulse) - impulsy powstające podczas wyładowania atmosferycznego,
- NEMP (ang. Nuclear Electromagnetic Pulse) - impulsy powstające podczas wybuchu jądrowego,
- HIRF (ang. High Intensity Radiated Field) - sygnały generowane przez radary,
- UWB (ang. Ultra WideBand) - impulsy wykorzystywane w radiokomunikacji charakteryzujące się czasem trwania pojedynczych impulsów na poziomie kilkudziesięciu pikosekund oraz bardzo szerokim widmem,
- HPM (ang. High Power Microwave) - impulsy wykorzystywane jako broń elektromagnetyczna charakteryzujące się krótkimi czasami trwania rzędu kilku nanosekund i mocami sięgającymi kilka GW.

Widma poszczególnych impulsów przedstawione zostały na poglądowym rysunku 2.1.



Rys. 2.1. Widma wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych [31]

Wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne HPEM należą do sygnałów ciągłych impulsowych. Rejestracja składowej elektrycznej bądź magnetycznej umożliwia określenie następujących parametrów [33]:

- amplitudy - maksymalna bezwzględna wartość sygnału (dla przypadku poziomego odniesienia równego 0),
- wartości międzyszczytowej - różnica pomiędzy wartością maksymalną a minimalną sygnału,
- czasu narastania - czas w którym sygnał zmienia swą wartość w zakresie od 10% do 90% wartości międzyszczytowej,
- czasu opadania - czas w którym sygnał zmienia swą wartość w zakresie od 90% do 10% wartości międzyszczytowej,
- czasu trwania impulsu - czas pomiędzy przeciwległymi zboczami, w których sygnał przyjmuje 50% wartości międzyszczytowej,
- czasu repetycji (okresu paczki impulsów) - parametr definiowany dla sygnałów impulsowych złożonych z paczek impulsów. Jest to czas pomiędzy np. pierwszymi impulsami w kolejnych paczkach.

W praktyce w oparciu o rejestrację składowej elektrycznej, na podstawie zależności (2.1) zdefiniowanej dla pola dalekiego, wyznacza się pośrednio dodatkowo gęstość mocy S [34].

$$S = \frac{E^2}{Z_0} \quad (2.1)$$

gdzie:

E - natężenie pola elektrycznego,

Z_0 - impedancja falowa ($Z_0 = 120\pi$ [Ω]).

Natomiast wzór przedstawiający zależność gęstości mocy od natężenia pola magnetycznego wygląda następująco [34]:

$$S = Z_0 H^2 \quad (2.2)$$

gdzie:

H- natężenie pola magnetycznego.

Norma IEC 61000-2-13 określa środowisko HPEM jako takie, w którym amplituda natężenia pola elektrycznego przekracza 100 V/m lub amplituda natężenia pola magnetycznego przekracza 0,27 A/m co odpowiada gęstości mocy na poziomie 26 W/m² [35]. Widmo wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych obejmuje bardzo szeroki zakres częstotliwości, nawet do kilku GHz dla impulsów HPM wykorzystywanych jako broń elektromagnetyczna. Parametry, które powodują, iż wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne mogą być skuteczną bronią w niszczeniu układów elektronicznych to: wysoka moc szczytowa impulsów (wysokie wartości natężenia pola elektrycznego i magnetycznego), krótki czas trwania impulsów, szerokie widmo sygnałów, szybkość propagacji równa prędkości światła [1][4][29]. Współczesne generatory impulsów elektromagnetycznych wytwarzają pola elektromagnetyczne o wartościach natężenia pola elektrycznego rzędu kilkuset kV/m oraz natężeniach pola magnetycznego przekraczających 1 kA/m. Takie wartości są w stanie skutecznie zakłócić bądź zniszczyć funkcjonowanie układu elektronicznego. W pracy [36] przedstawiono impulsowe źródło promieniowania elektromagnetycznego, oparte na generatorze Marxa, umożliwiające generowanie impulsów charakteryzujących się amplitudą natężenia pola elektrycznego 233 kV/m i czasem trwania 1,82 ns. W artykule [37] przedstawiono generator wytwarzający sygnały o amplitudzie 220 kV/m i częstotliwości środkowej 210 MHz. Pomiar wykonano w odległości 1 m od anteny. W pracy [38] przedstawiono symulator impulsów LEMP, oparty na cewce Helmholtza, umożliwiający generowanie impulsów o amplitudzie natężenia pola magnetycznego 3000 A/m. Wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne charakteryzujące się czasem trwania rzędu pojedynczych nanosekund uniemożliwiają zabezpieczenie elektroniki poprzez zastosowanie dodatkowych elementów elektronicznych.

2.1. Generator DS110 firmy Diehl dostępny na Wydziale Elektroniki

W niniejszym podrozdziale przedstawiono generator wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych DS110 firmy Diehl BGT Defence, dostępny na Wydziale Elektroniki

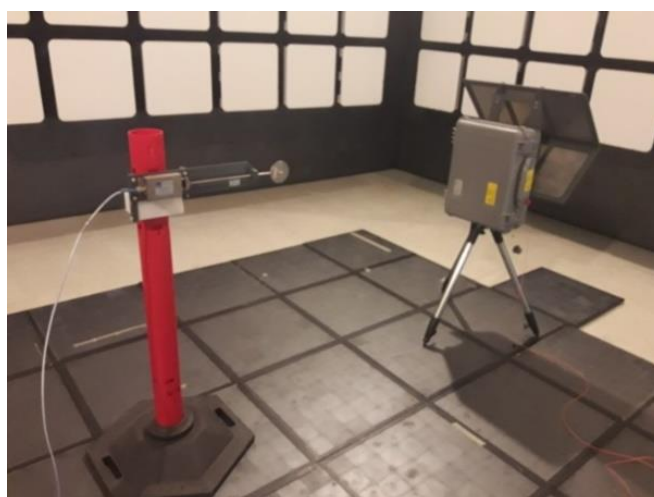
Wojskowej Akademii Technicznej. Podstawowe parametry tego urządzenia zostały przedstawione w tabeli 2.1.

Tabela 2.1. Podstawowe parametry generatora DS110 firmy Diehl BGT Defence

Parametr	Wartość
Moc szczytowa	160 MW
Promieniowanie (bez reflektora)	Dipol
Czas trwania impulsu	4 ns
Częstotliwość powtarzania impulsów	>5 Hz (10Hz typ)
Czas pracy (bez ładowania)	>1 godz

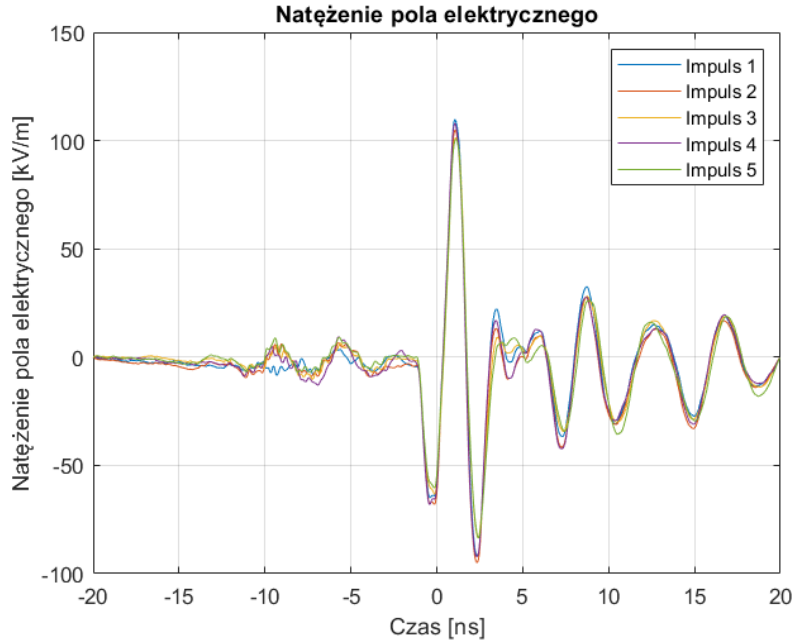
W ramach realizacji pracy zostały wykonane rejestracje sygnału. W przypadku pomiarów w warunkach laboratoryjnych generator wraz z sondą pomiarową znajduje się w bezodbiciowej komorze pomiarowej. Wykonywanie pomiarów w takich warunkach pozwala odseparować się od zewnętrznego promieniowania elektromagnetycznego [39].

Elementy układu pomiarowego umieszczone w komorze bezodbiciowej zostały przedstawione na rysunku 2.2. Sygnały zostały zarejestrowane z wykorzystaniem sondy AD-70 firmy Prodyn, desymetryzatora BIB-170F firmy Prodyn oraz oscyloskopu DPO70404 firmy Tektronix. W celu uniknięcia powstawania odbić podłoga została wyłożona płytami ferrytowymi.



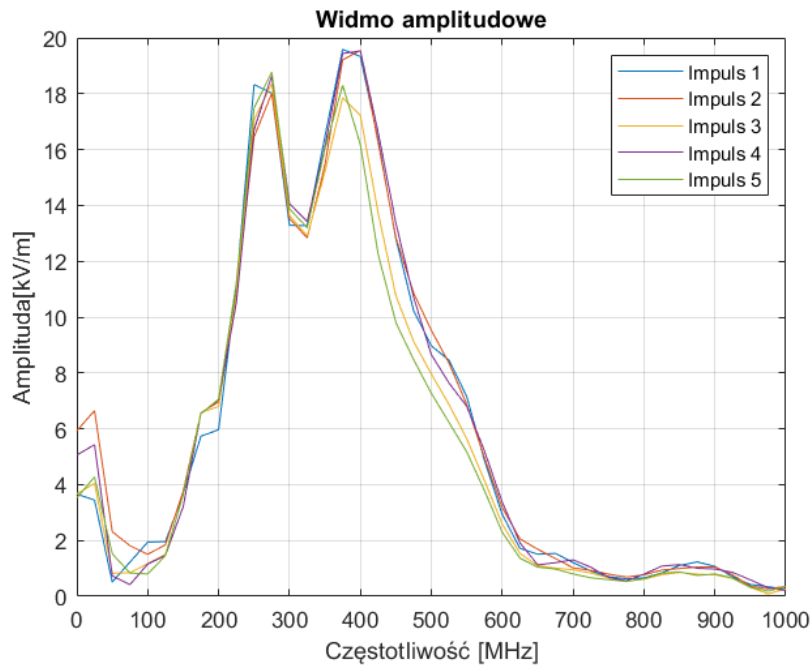
Rys. 2.2. Elementy układu pomiarowego w komorze bezodbiciowej

Postać czasową natężenia pola elektrycznego dla 5 impulsów, wyznaczoną z wykorzystaniem aplikacji Diehl, dedykowanej do przetwarzania sygnałów z generatora DS110 przedstawiono na rysunku 2.3.



Rys. 2.3. Sygnały zarejestrowane D-dot

Na podstawie natężenia pola elektrycznego w funkcji czasu wyznaczono widmo sygnału (rys. 2.4.) z wykorzystaniem funkcji *widmo* (zał.1) zdefiniowanej przez autora pracy.



Rys. 2.4. Widmo sygnałów pochodzących z generatora DS110

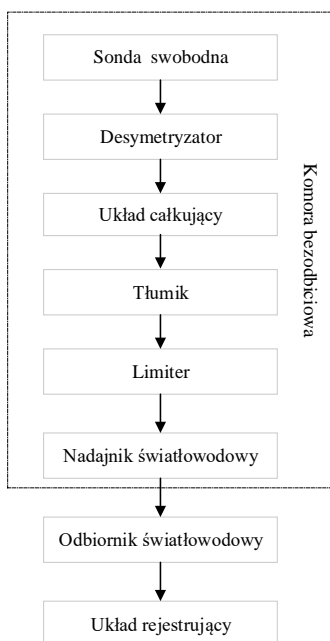
Pasmo generowanego sygnału zawiera się w przedziale częstotliwości od ok. 100 MHz do ok 600 MHz. W widmie sygnału dominują składowe na częstotliwościach ok. 275 MHz oraz 400 MHz.

3. Metody detekcji i pomiaru wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych

Wysokomocowe impulsy elektromagnetyczne o krótkich czasach trwania są zazwyczaj detekowane i mierzone z wykorzystaniem metod klasycznych polegających na zastosowaniu dedykowanych sond swobodnych (ang. Free Space Field Sensors) D-dot oraz B-dot umożliwiających pośredni pomiar składowej elektrycznej lub magnetycznej. Na rynku dostępne są sondy charakteryzujące się pasmem przenoszenia do 10 GHz. Głównymi producentami takich sond są amerykańska firma Prodyn Technologies i szwajcarska firma Montena Technology. Obecnie trwają prace nad poszukiwaniem rozwiązań bazujących na przetwornikach optycznych, wykonanych w technologii całkowicie dielektrycznej [40][41][42][43][44]. W niniejszym rozdziale przedstawiono metody klasyczne bazujące na sondach D-dot oraz B-dot oraz metody optoelektroniczne: metodę elektrooptyczną oraz magneto-optyczną [45][46]. Należy podkreślić, iż optoelektroniczne sondy pomiarowe dedykowane do pomiaru wysokomocowych impulsów HPEM nie są dostępne na rynku. Zalety sensorów optycznych sprawiają, iż cieszą się one coraz większym zainteresowaniem zarówno w sektorze wojskowym jak i w przemysłowym [47].

3.1. Metoda klasyczna

Przykładowy układ pomiarowy przeznaczony do detekcji lub pomiarów impulsów HPEM przedstawiono na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Metoda klasyczna- schemat blokowy układu pomiarowego

Metoda ta jest obecnie najczęściej wykorzystywana do pomiarów impulsów HPEM o krótkich czasach trwania. Jednym z podstawowych elementów toru pomiarowego jest sonda swobodna. To właśnie jej parametry i zasada działania wymusza konieczność stosowania pozostałych elementów. Aby możliwe było wyznaczenie postaci czasowej natężenia pola, sygnał musi być odpowiednio przetworzony. W poniższych podrozdziałach przedstawiono sposób wyznaczania składowej elektrycznej oraz magnetycznej na podstawie sygnałów zarejestrowanych z wykorzystaniem sond swobodnych.

3.1.1. Sonda D-Dot

Sonda D-dot jest sensorem zbudowanym z dwóch anten dipolowych ustawionych przeciwstawnie do siebie. Posiada ona dwa wyjścia, na których pod wpływem zewnętrznego pola elektromagnetycznego indukują się napięcia U_1 i U_2 zgodne co do wartości lecz o przeciwnych zwrotach określonych zależnościami [48]:

$$U_1(t) = R_S \cdot A_{eq,s} \cdot \frac{\partial D(t)}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$U_2(t) = -R_S \cdot A_{eq,s} \cdot \frac{\partial D(t)}{\partial t} \quad (3.2)$$

gdzie:

R_S - impedancja pojedynczego wyjścia,

$A_{eq,s}$ - powierzchnia skuteczna pojedynczej anteny,

D - indukcja elektryczna.

Wartość indukcji elektrycznej wyraża się wzorem [48]:

$$D(t) = \varepsilon_0 \cdot E(t) \quad (3.3)$$

gdzie:

E - natężenie pola elektrycznego,

ε_0 – przenikalność elektryczna wolnej przestrzeni.

Napięcie różnicowe między wyjściami sondy wynosi [48]:

$$U_1(t) - U_2(t) = 2 \cdot R_S \cdot A_{eq,s} \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{\partial E(t)}{\partial t} \quad (3.4)$$

W notach katalogowych sond bardzo często zamiast powierzchni skutecznej pojedynczej anteny deklarowana jest powierzchnia całkowita będąca dwukrotnością pojedynczej anteny.

W związku z tym napięcie różnicowe wyrażone jest zależnością [48]:

$$U_1(t) - U_2(t) = R_S \cdot A_{eq,tot} \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{\partial E(t)}{\partial t} \quad (3.5)$$

gdzie:

$A_{eq,tot}$ - całkowita powierzchnia skuteczna sondy D-dot.

Wartość natężenia pola elektrycznego w funkcji czasu, na wyjściu sondy D-dot jest zatem równa:

$$E(t) = \frac{1}{R_S \cdot A_{eq,tot} \cdot \varepsilon_0} \int (U_1(t) - U_2(t)) dt \quad (3.6)$$

Aby wyznaczyć wartość natężenia pola elektrycznego w funkcji czasu, na końcu toru pomiarowego, należy uwzględnić tłumienia wszystkich podzespołów zawartych w torze pomiarowym:

$$E(t) = \frac{10^{\frac{K}{20}}}{R_S \cdot A_{eq,tot} \cdot \varepsilon_0} \int (U_1(t) - U_2(t)) dt \quad (3.7)$$

gdzie:

K- całkowite tłumienie wszystkich elementów w torze pomiarowym.

3.1.2. Sonda B-Dot

Sonda B-dot jest sensorem zbudowanym z dwóch anten pętlowych ustawionych przeciwstawnie do siebie. Posiada ona dwa wyjścia, na których pod wpływem zewnętrznego pola elektromagnetycznego indukują się napięcia U_1 i U_2 zgodne co do wartości lecz o przeciwnych zwrotach określonych zależnościami [48]:

$$U_1(t) = A_{eq,s} \cdot \frac{\partial B(t)}{\partial t} \quad (3.8)$$

$$U_2(t) = -A_{eq,s} \cdot \frac{\partial B(t)}{\partial t} \quad (3.9)$$

gdzie:

$A_{eq,s}$ - powierzchnia skuteczna pojedynczej anteny,

B – indukcja magnetyczna.

Wartość indukcji magnetycznej wyraża się wzorem [48]:

$$B(t) = \mu_0 \cdot H(t) \quad (3.10)$$

gdzie:

H- Natężenie pola magnetycznego,

μ_0 – przenikalność magnetyczna wolnej przestrzeni.

Napięcie różnicowe między wyjściami sondy wynosi [48]:

$$U_1(t) - U_2(t) = 2 \cdot A_{eq,s} \cdot \mu_0 \cdot \frac{\partial H(t)}{\partial t} \quad (3.11)$$

W specyfikacji sond bardzo często zamiast powierzchni skutecznej pojedynczej anteny podawana jest całkowita powierzchnia, która jest dwukrotnie większa. W związku z tym napięcie różnicowe wyrażone jest zależnością [48]:

$$U_1(t) - U_2(t) = R_S \cdot A_{eq,tot} \cdot \mu_0 \cdot \frac{\partial H(t)}{\partial t} \quad (3.12)$$

$A_{eq,tot}$ - całkowita powierzchnia skuteczna sondy B-dot.

Wartość natężenia pola elektrycznego w funkcji czasu, na wyjściu sondy B-dot, jest zatem równa:

$$H(t) = \frac{1}{R_S \cdot A_{eq,tot} \cdot \mu_0} \int (U_1(t) - U_2(t)) dt \quad (3.13)$$

Aby wyznaczyć wartość natężenia pola elektrycznego w funkcji czasu na końcu toru pomiarowego należy uwzględnić tłumienia wszystkich podzespołów zawartych w torze pomiarowym:

$$H(t) = \frac{10^{\frac{K}{20}}}{R_S \cdot A_{eq,tot} \cdot \mu_0} \int (U_1(t) - U_2(t)) dt \quad (3.14)$$

gdzie:

K- całkowite tłumienie wszystkich elementów w torze pomiarowym, wyrażone w dB.

Na podstawie wzorów (3.1), (3.2), (3.8) oraz (3.9) można wnioskować, iż wyznaczenie postaci czasowej natężenia pola elektrycznego czy magnetycznego z wykorzystaniem sond D-dot oraz B-dot powoduje powstawanie pewnych problemów. Sygnał na wyjściu tych sensorów jest pochodną mierzonego pola, w związku z powyższym otrzymanie kształtu natężenia pola elektrycznego bądź magnetycznego wymaga przeprowadzenia całkowania, zgodnie z zależnościami (3.7) i (3.14). W tym celu wykorzystuje się pasywne układy całkujące (ang. Passive integrator). Są to filtry dolnoprzepustowe pierwszego rzędu o transmitancji operatorowej [49]:

$$H(s) = \frac{1}{sRC+1} \quad (3.15)$$

gdzie:

RC- stała czasowa obwodu.

Zakres częstotliwościowy pracy takich układów występuje powyżej częstotliwości granicznej układu ($1/2\pi RC$), w którym nachylenie charakterystyki wynosi 20 dB/dek [49]. W związku z tym składowe wysokoczęstotliwościowe ulegają dość znacznemu słumieniu, np.

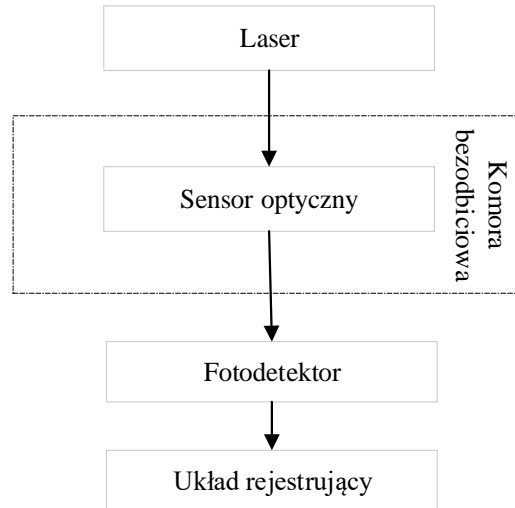
w przypadku układu całkującego ITR1U2-A firmy Montena dla częstotliwości 1 GHz tłumienie wynosi ponad 80 dB [50]. Dlatego też, całkowanie bardzo często przeprowadza się numerycznie, wykorzystując komputer z odpowiednim oprogramowaniem, bądź funkcje matematyczne oscyloskopu [9][51]. Przeprowadzenie całkowania sygnału zawierającego składową stałą powoduje powstawanie tzw. offsetu, który należy wyeliminować [52][53].

Dodatkowym problemem jest fakt, iż sonda posiada dwa symetryczne wyjścia, co wymusza konieczność zastosowania układu desymetryzującego (ang. balun). Powoduje on również dodatkowe tłumienie sygnału. Bardzo często, w związku z dość znacznym tłumieniem przewodów koncentrycznych przy pomiarach na duże odległości oraz przy transmitowaniu sygnałów o wysokich częstotliwościach stosuje się łącza optyczne. W pracy [54] przedstawiono nowoczesny system światłowodowy umożliwiający transmisje sygnałów w paśmie od 100 MHz do 12 GHz przy zachowaniu poziomu sygnału wejściowego ($0\text{ dB}\pm 1,5\text{ dB}$). Badania układu przeprowadzono pod kątem możliwości zastosowania go w mierniku HPM. W celu zabezpieczenia wejścia nadajnika światłowodowego, oscyloskopu lub przetwornika analogowo-cyfrowego w układzie pomiarowym występuje często ogranicznik mocy (ang. power limiter), którego podstawowym zadaniem jest ograniczanie amplitudy sygnału. W przypadku, gdy pasmo układu rejestrującego (oscyloskopu bądź przetwornika A/C) nie obejmuje pasma sygnału, w celu wyznaczenia amplitudy mierzonego sygnału stosowany może być również detektor obwiedni [55]. Wszystkie dodatkowe układy występujące w torze modyfikują postać charakterystyki częstotliwościowej. Występowanie elementów metalowych, z których wykonana jest sonda i desymetryzator, w obszarze oddziaływania fali elektromagnetycznej, prowadzi do zaburzenia rozkładu pola elektromagnetycznego w przestrzeni, co może skutkować powstaniem interferencji fali mierzonej z falami odbitymi powodując powstawanie znacznych błędów. Duże problemy w przypadku pomiaru źródeł o nieznanymi parametrach powoduje także dobór odpowiedniego tłumienia. Wybór zbyt małej wartości może skutkować uszkodzeniem układu rejestrującego np. oscyloskopu czy przetwornika analogowo-cyfrowego. Ważną kwestią jest również zapewnienie skutecznego ekranowania dla newralgicznych podzespołów systemu pomiarowego [56].

W związku z powyższymi problemami poszukuje się innych rozwiązań bazujących na zastosowaniu przetworników optycznych wykonanych w technologii całkowicie dielektrycznej.

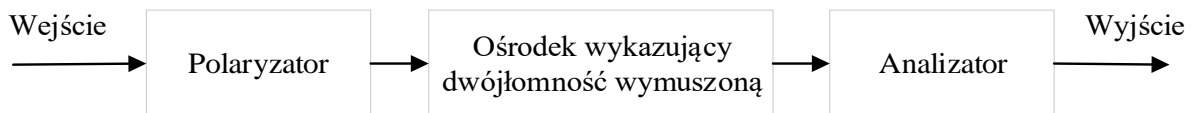
3.2. Metoda optoelektroniczna

W przypadku zastosowania metod optoelektronicznych układ pomiarowy zawiera mniejszą liczbę podzespołów. Przykładowy schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 3.2.



Rys. 3.2. Metoda optoelektroniczna- schemat blokowy układu pomiarowego

Czujnik w takich układach pomiarowych pełni rolę modulatora optycznego [16], w którym pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego bądź elektrycznego następuje zmiana parametrów sygnału optycznego. Przykładowy schemat blokowy sensora optycznego przedstawiono na rysunku 3.3.



Rys. 3.3. Sensor optyczny- schemat blokowy

Zasada działania tego typu sensorów oparta jest na zjawisku dwójłomności wymuszonej, w której pod wpływem zewnętrznego pola elektrycznego bądź magnetycznego, zmianie ulegają współczynniki załamania ośrodka. Równanie indykatrysy współczynników załamania dla dowolnego ośrodka w kartezjańskim układzie współrzędnych możemy przedstawić zgodnie z wzorem (3.16) [57].

$$\frac{1}{n_{xx}^2} x^2 + \frac{1}{n_{yy}^2} y^2 + \frac{1}{n_{zz}^2} z^2 = 1 \quad (3.16)$$

gdzie:

n_{xx} , n_{yy} , n_{zz} - współczynniki załamania,

x,y,z - główne kierunki ośrodka.

W ośrodkach anizotropowych prędkość fazowa światła zależy nie tylko od kierunku propagacji, ale może także zależeć od polaryzacji. Kierunek, dla którego prędkość fazowa światła nie zależy od kierunku polaryzacji, nazywany jest osią optyczną ośrodka. W przypadku gdy wiązka światła rozchodzi się w ośrodku anizotropowym pod pewnym kątem do osi optycznej to ulega rozdzieleniu na dwa promienie: zwyczajny n_o i nadzwyczajny n_e [58]. Każda z nich ulega opóźnieniu fazowemu zgodnie z zależnością:

$$\Gamma = \frac{n2\pi l}{\lambda} \quad (3.17)$$

gdzie:

n - współczynnik załamania,

l - długość ośrodka,

λ - długość fali w próżni.

Po przejściu przez ośrodek promienie mogą ze sobą interferować, tworząc w zależności od różnicy faz wiązkę spolaryzowaną kołowo, eliptycznie bądź liniowo.

Umieszczenie takiego ośrodka przed doskonałym liniowym polaryzatorem powoduje, że wartość natężenia światła na wyjściu sensora optycznego opisuje prawo Malusa [57]:

$$I = I_0 \cos^2(\theta) \quad (3.18)$$

gdzie:

I_0 - natężenie światła padającego na analizator,

Θ - kąt między płaszczyzną polaryzacji światła padającego na analizator i płaszczyzną polaryzacji analizatora.

3.2.1. Metoda elektrooptyczna

W metodzie elektrooptycznej czujnik wykorzystuje efekt elektrooptyczny, w którym zmiana dwójłomności wywołana jest zewnętrznym polem elektrycznym [59]. Pod wpływem tego pola następuje obrót i deformacja elipsoidy. W takim przypadku równanie indykatrysy współczynników załamania jest zgodne ze wzorem [57]:

$$\left(\Delta a_1 + \frac{1}{n_{xx}^2}\right)x^2 + \left(\Delta a_2 + \frac{1}{n_{yy}^2}\right)y^2 + \left(\Delta a_3 + \frac{1}{n_{zz}^2}\right)z^2 + 2\Delta a_4yz + 2\Delta a_5xz + 2\Delta a_6xy = 1 \quad (3.19)$$

gdzie:

$$\Delta a_i = f(r_{ij}, E_j) \quad (3.20)$$

Δa_i – zmiana i -tego współczynnika indykatrysy,

E_j - składowe natężenia pola elektrycznego,

r_{ij} - współczynniki elektrooptyczne.

W praktyce, w przypadku gdy zależność (3.20) jest liniowa mówimy o efekcie Pockelsa natomiast gdy jest funkcją kwadratową mówimy o zjawisku Kerra [56]. W związku z tym, iż wartości współczynników elektrooptycznych materiałów wykazujących efekt Kerra są bardzo małe [60] oraz zmiana współczynników elektrooptycznych zależy nieliniowo od składowych natężenia pola elektrycznego, to w praktyce sensory dedykowane do pomiaru pola elektromagnetycznego, propagującego się w wolnej przestrzeni często oparte są na efekcie Pockelsa. W takim przypadku wartość zmian poszczególnych współczynników trykatrysy możemy wyznaczyć na podstawie współczynników elektrooptycznych dla zastosowanego ośrodka.

$$\Delta a_i = \sum_{j=1}^3 r_{ij} E_j \quad (3.21)$$

Zgodnie z wzorem (3.21), wartość zmiany współczynników elipsoidy są wprost proporcjonalne do natężenia pola elektrycznego.

3.2.2. Metoda magnetooptyczna

W metodzie magnetooptycznej czujnik wykorzystuje efekt magnetooptyczny, w którym zmiana dwójłomności wywołana jest zewnętrznym polem magnetycznym. W praktyce sensory tego typu oparte są na zjawisku Faradaya, w których pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego oddziałującego na ośrodek, na skutek zmiany współczynników załamania następuje skrócenie płaszczyzny polaryzacji światła spolaryzowanego liniowo. Światło spolaryzowane liniowo możemy traktować jako superpozycję składowych prawoskrętnej i lewoskrętnej polaryzacji kołowej charakteryzujących się równymi amplitudami. Składowe te propagując się w ośrodku znajdującym się w polu magnetycznym ulegają różnemu opóźnieniu fazowemu zgodnie z wzorem (3.17). W efekcie fala świetlna po przejściu przez ośrodek jest dalej spolaryzowana liniowo lecz skręcona o kąt [61][62]:

$$\theta = V \cdot d \cdot B \cdot \cos(\alpha) \quad (3.22)$$

gdzie:

V- stała Verdet,

d- długość ośrodka,

B- indukcja pola magnetycznego,

α - kąt między kierunkiem propagacji światła w ośrodku a wektorem indukcji magnetycznej (natężenia pola magnetycznego).

Wartość stałej Verdetta silnie zależy od długości fali [63][64]. Jest ona wyznaczana eksperymentalnie. Pomiary stałej Verdetta mogą być wykonywane zarówno dla wymuszenia stałym polem magnetycznym jak i zmiennym [65].

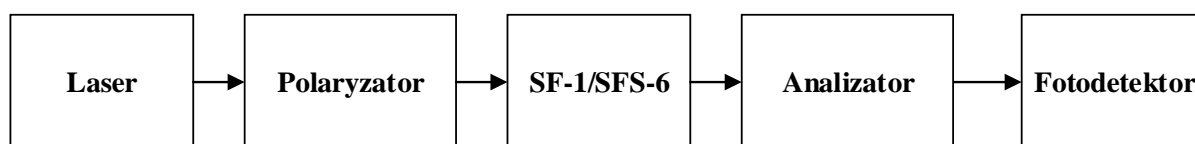
4. Stanowisko pomiarowe i badania laboratoryjne

Dostępność do próbek flintu o oznaczeniu SF-1 oraz szkła ołowiowo-krzemowego SFS-6 wykazujących dwójłomność wymuszoną i charakteryzujących się dość znacznymi wartościami stałej Verdetta [66][67][68] spowodowała, iż w ramach niniejszej rozprawy przeprowadzone zostały badania nad potencjalnym wykorzystaniem metody magnetoptycznej do detekcji wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych. W tym celu wykonano stanowisko laboratoryjne. Na podstawie przeprowadzonych badań możliwe było określenie wymagań stawianych poszczególnym podzespołom układu detekującego składową magnetyczną pola elektromagnetycznego.

4.1. Wykonanie autorskiego układu pomiarowego

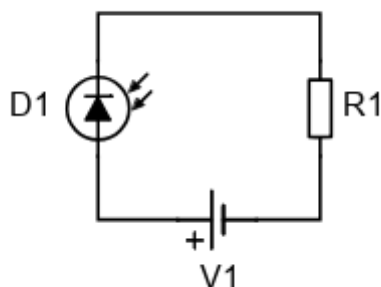
Wstępne badania nad możliwościami zastosowania metody magnetoptycznej do detekcji wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych przeprowadzono na stanowisku laboratoryjnym zaprojektowanym i skonstruowanym przez autora pracy.

Schemat blokowy, zawierający podstawowe elementy układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 4.1.



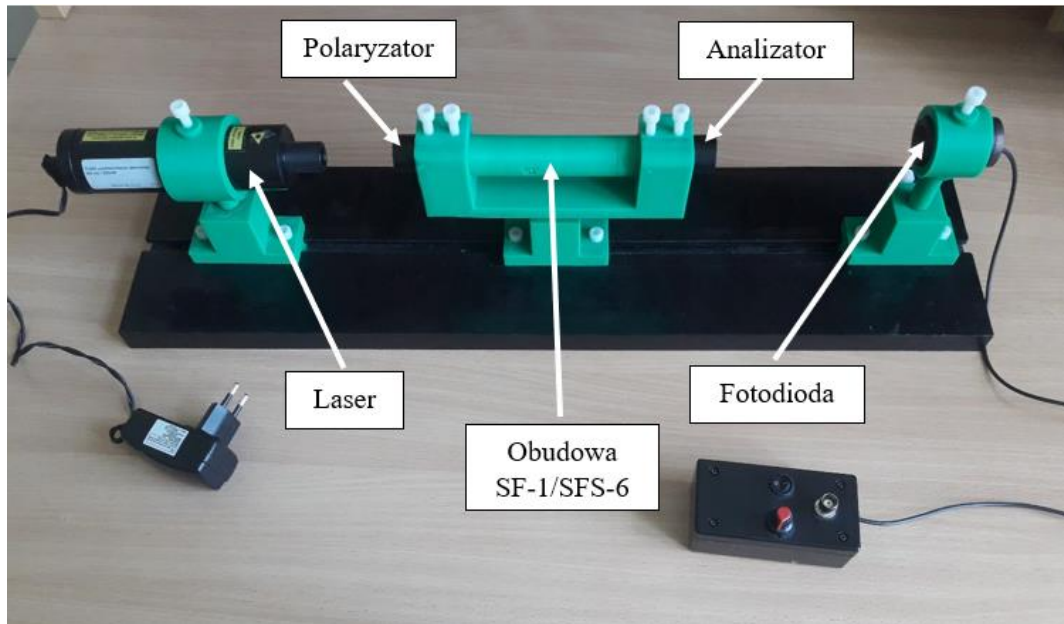
Rys. 4.1. Schemat blokowy wykonanego układu pomiarowego

Układ fotodetektora, po przeanalizowaniu dostępnych na rynku fotodetektorów wykonano w oparciu o szybką fotodiode Hamamatsu G4176-03 [69]. Jego schemat ideowy przedstawiono na rysunku 4.2.



Rys. 4.2. Schemat ideowy układu fotodetektora

Widok stanowiska laboratoryjnego został przedstawiony na rysunku 4.3.



Rys. 4.3. Układ pomiarowy

Mechaniczne elementy stanowiska, takie jak podstawki oraz uchwyty zaprojektowano w programie INVENTOR firmy AUTODESK oraz wydrukowano z materiału ABS za pomocą drukarki 3D. Podstawowymi elementami stanowiska są:

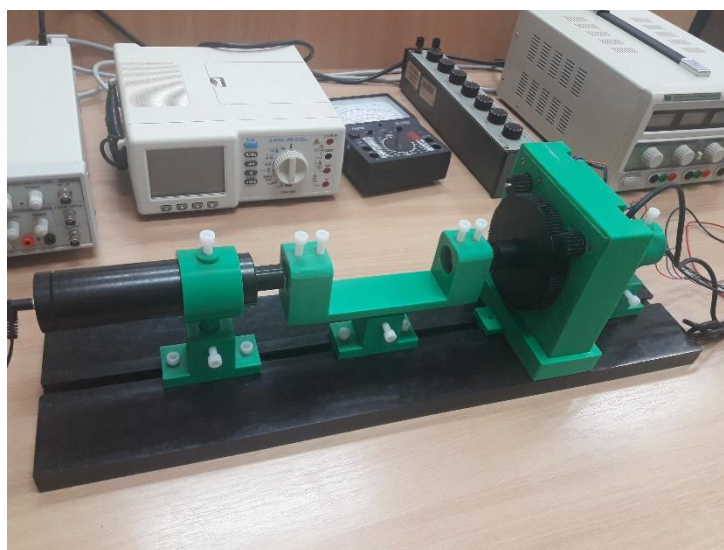
- laser diodowy 660 nm,
- laser diodowy 808 nm,
- szkło flintowe SF-1 o wymiarach 1 cm x 1cm x 10 cm,
- szkło ołowiowo-krzemowe SFS-6 o wymiarach 1 cm x 1cm x 10 cm,
- polaryzator,
- analizator,
- układ z szybką fotodiodą G4176-03 firmy Hamamatsu.

Wykonano również autorską platformę obrotową umożliwiającą precyzyjne zadawanie położenia kąтового (rys. 4.4).



Rys. 4.4. Fotografia przedstawiająca wykonaną platformę obrotową

Podstawowymi elementami układu do zadawania położenia kąтового są silnik krokowy oraz enkoder optyczny umożliwiający jego pomiar. Sterowanie odbywa się z wykorzystaniem autorskiego oprogramowania napisanego w środowisku MATLAB R2018b firmy *MathWorks* oraz modułu akwizycji danych USB-6008 firmy *National Instruments* oraz dedykowanego sterownika silnika krokowego. Widok stanowiska pomiarowego przedstawiono na rysunku 4.5.



Rys. 4.5. Stanowisko umożliwiające zadawania położenia analizatora

4.2. Położenie analizatora względem polaryzatora

W związku z tym, iż wartość napięcia na wyjściu fotodetektora zależy liniowo od wartości natężenia światła oraz uwzględniając fakt, iż polaryzator i analizator nie są elementami idealnymi, to zgodnie z prawem Malusa spełniona jest zależność:

$$I_{norm} = \frac{U(\theta) - U_{MIN}}{U_{MAX} - U_{MIN}} = \cos^2(\theta) \quad (4.1)$$

gdzie:

I_{norm} - unormowane natężenie światła do wartości maksymalnej,

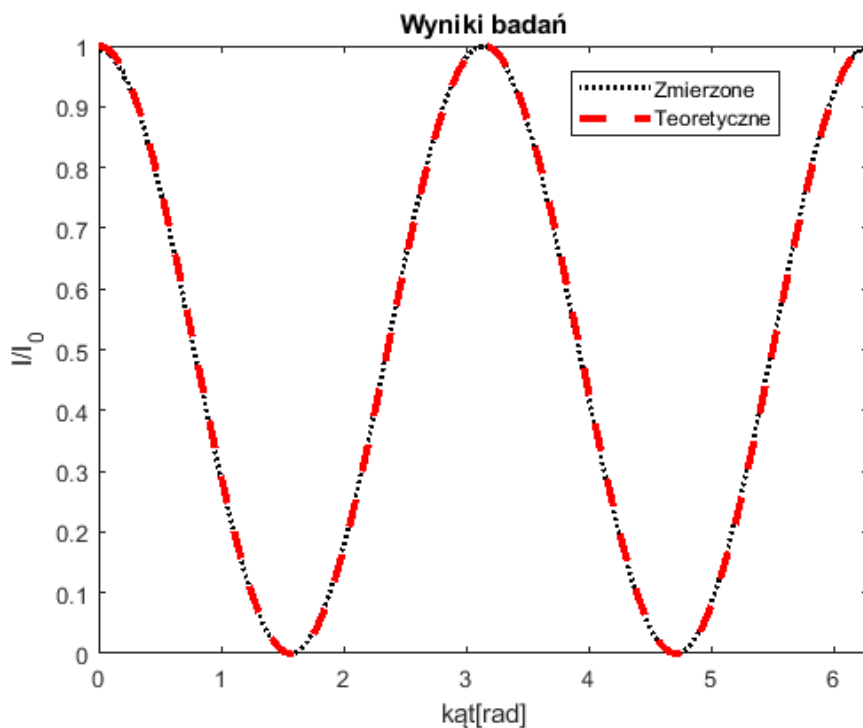
θ - kąt między płaszczyzną polaryzacji światła a płaszczyzną polaryzacji analizatora,

$U(\theta)$ - napięcie na wyjściu układu dla kąta θ ,

U_{MAX} - wartość napięcia na wyjściu, gdy płaszczyzna polaryzacji analizatora pokrywa się z płaszczyzną polaryzacji polaryzatora (kąt $\theta = 0$),

U_{MIN} - wartość napięcia na wyjściu, gdy płaszczyzna polaryzacji analizatora jest prostopadła do płaszczyzny polaryzacji polaryzatora (kąt $\theta = 90^\circ$),

W celu określenia charakterystyki przetwarzania układu do pomiaru unormowanego natężenia światła oraz zweryfikowania czy jest ona zgodna z zależnością (4.1) przeprowadzono pomiar napięcia wyjściowego w zakresie kątów od 0 do 2π [rad] z krokiem $\pi/600$ [rad]. W tym celu wykonano autorskie oprogramowanie w środowisku MATLAB umożliwiające zarówno sterowanie platformą obrotową jak i zapewniające odczyt wartości napięcia na wyjściu układu. Dane rejestrowano z wykorzystaniem multimetru 34461A firmy *Keysight*. Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 4.6.



Rys. 4.6. Wyniki badań unormowanego natężenia

Charakterystyka przedstawiona na rysunku 4.6 potwierdza spełnienie zależności (4.1). W celu określenia optymalnego położenia płaszczyzny polaryzacji analizatora względem płaszczyzny polaryzacji polaryzatora dla uzyskania największej czułości sensora przy pomiarze unormowanego natężenia światła określono następującą funkcję celu:

$$\theta_{pocz} = \arg \max_{\theta_{pocz} \in \theta} (|S|) \quad (4.2)$$

gdzie:

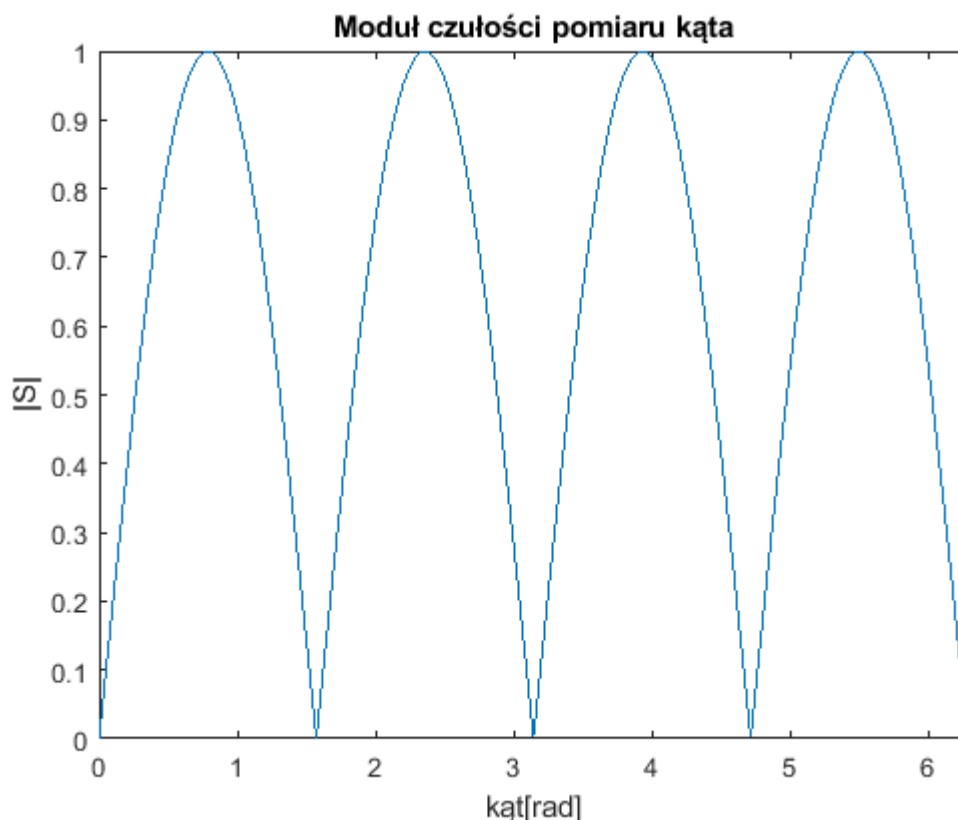
S – czułość pomiaru unormowanego natężenia światła.

Rozwiązanie powyższego problemu oznacza znalezienie wartości kąta θ , który maksymalizuje wartość modułu czułości pomiaru unormowanego natężenia światła.

Czułość pomiaru unormowanego natężenia światła wyznaczono na podstawie wzoru:

$$S = \frac{d(I_{norm})}{d\theta} = -2 \cos(\theta) \cdot \sin(\theta) = -\sin(2\theta) \quad (4.3)$$

Charakterystykę modułu czułości w funkcji kąta obrotu przedstawiono na rysunku (4.7).



Rys. 4.7. Moduł czułości pomiaru kąta

Na podstawie wykresu przedstawionego na rysunku 4.7 oraz zależności (4.3) można wnioskować, iż największą wartość modułu czułości otrzymuje się wówczas, gdy płaszczyzna polaryzacji analizatora będzie skrzyżowana względem polaryzacji polaryzatora o kąt:

$$\theta_{pocz} = \frac{\pi}{4} + k \cdot \frac{\pi}{2}, \quad k \in \mathbb{C} \quad (4.4)$$

Zakładając, że $\theta_{pocz} = \frac{3\pi}{4}$ [rad] oraz wykorzystując tożsamości trygonometryczne można sformułować następujące równanie:

$$\frac{U(\theta) - U_{MIN}}{U_{MAX} - U_{MIN}} = \cos^2(\theta + \theta_{pocz}) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin(2\theta) \quad (4.5)$$

W przypadku, gdy wartość 2θ jest bardzo mała możemy zależność (4.5) przybliżyć następującą funkcją:

$$\frac{U(\theta) - U_{MIN}}{U_{MAX} - U_{MIN}} = \cos^2\left(\theta + \frac{3\pi}{4}\right) = \frac{1}{2} + \theta \quad (4.6)$$

W związku z tym, że wartości U_{MAX} oraz U_{MIN} są stałymi dla danego układu pomiarowego, można przyjąć, dla małych wartości kątów w mierze łukowej, liniową zależność pomiędzy napięciem na wyjściu układu a kątem skręcenia płaszczyzny polaryzacji, którego wartość jest wprost proporcjonalna do wartości natężenia pola magnetycznego.

4.3. Wyznaczenie charakterystyki przetwarzania układu

Charakterystyka przetwarzania układu określa zależność napięcia U na jego wyjściu w funkcji wartości natężenia pola magnetycznego H . Podczas pomiarów jako źródło pola magnetycznego wykorzystano cewkę Helmholtza przedstawioną na rysunku 4.8. Jej zastosowanie minimalizuje nierównomierność pola wzdłuż geometrycznej osi cewek [70]. Cewki Helmholtza są stosowane jako źródło pola do kalibracji czujników pola magnetycznego [71], w tym również sond B-dot [72].



Rys. 4.8. Cewka Helmholtza

Charakteryzuje się ona następującymi parametrami [73]:

- liczba zwojów w cewce - 124,
- promień cewki - 15 cm,
- średnica drutu nawojowego - 1.5 mm,
- maksymalna dopuszczalna wartość prądu - 5 A.

Wartość indukcji magnetycznej B w środku układu cewek wynosi [73]:

$$B = \left(\frac{4}{5}\right)^{\frac{3}{2}} \cdot \mu_0 \cdot I \cdot \frac{n}{R} \quad (4.7)$$

gdzie:

μ_0 - przenikalność magnetyczna,

I - prąd płynący przez cewkę,

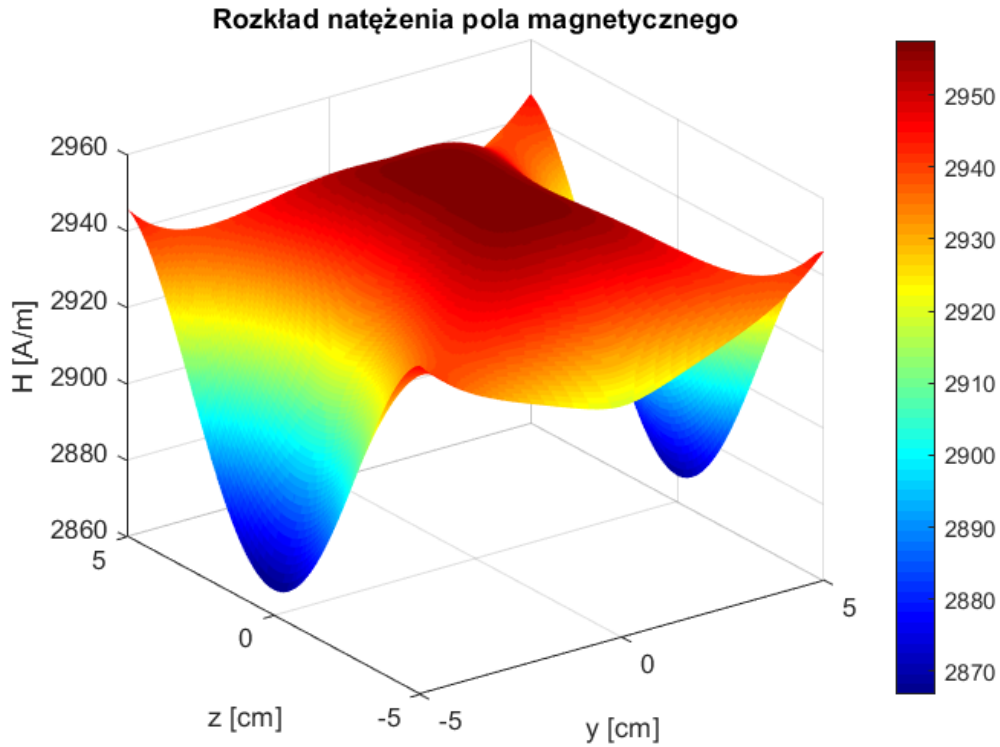
n - liczba zwojów w cewce,

R - promień cewki.

Z zależności (4.7) wynika, że wartość natężenia pola magnetycznego w środku układu cewek H jest wyrażona jako:

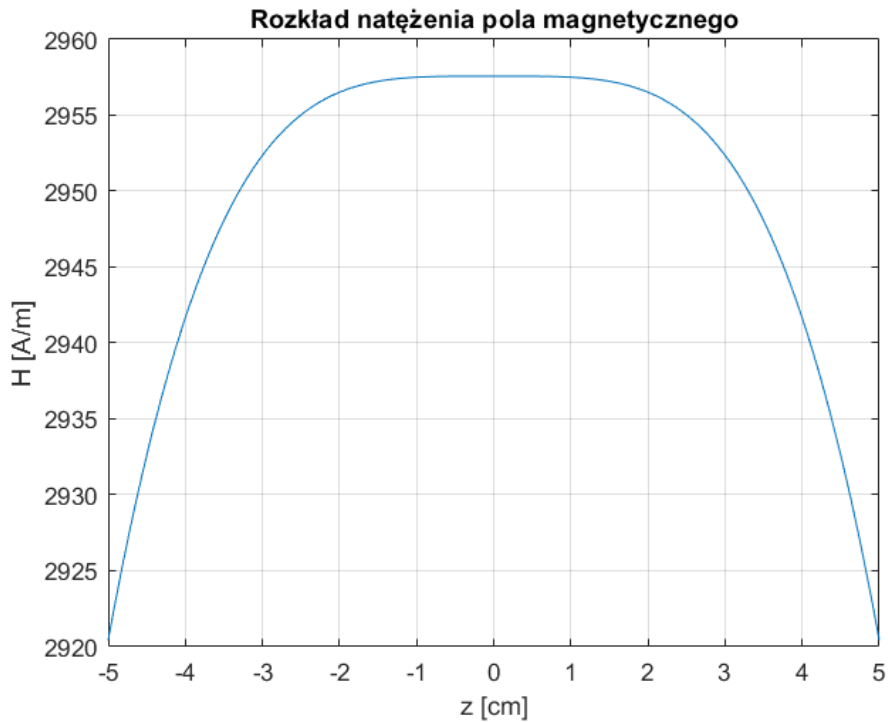
$$H = \left(\frac{4}{5}\right)^{\frac{3}{2}} \cdot I \cdot \frac{n}{R} \quad (4.8)$$

Wyrażenie to jest słuszne tylko w środku układu cewek. Producent cewki Helmholtza nie określa rozkładu natężenia pola magnetycznego wzdłuż osi układu cewek, stąd przeprowadzono symulację w środowisku MATLAB R2018b firmy Mathworks. Przyjęto założenie, że każda z cewek zawiera jeden zwoj przez, który płynie prąd będący iloczynem liczby zwoi i prądu o wartości 5 A. Do symulacji wykorzystano funkcję matlaba *magnetic_field_current_loop(x,y,z,x_p,y_p,z_p,a,I0)*, dostępną na stronie firmy Mathworks, opracowaną przez Kilian O'Donoghue na podstawie pracy [74]. Analizowana powierzchnia została zdeterminowana przez długość dostępnych ośrodków. Przyjęto założenie, że oś geometryczna układu cewek jest zgodna z osią Z układu współrzędnych (rys. 4.9).



Rys. 4.9. Wyznaczony symulacyjnie rozkład natężenia pola magnetycznego wewnątrz cewki Helmholtza

Wartość natężenia pola magnetycznego wzdłuż osi Z przedstawiono na rysunku (4.10).



Rys. 4.10. Wyznaczony symulacyjnie rozkład natężenia pola magnetycznego wzdłuż osi Z cewki Helmholtza

Z przeprowadzonej symulacji wynika, że wartość natężenia pola magnetycznego w środku układu cewek jest określona zależnością (4.8) i wynosi 2957,57 kA/m.

W celu ilościowego wyznaczenia maksymalnej niejednorodności indukcji magnetycznej wzdłuż osi cewki (oś Z układu współrzędnych) posłużono się zależnością:

$$\Delta_{max} = \frac{|\max(H_Z) - \min(H_Z)|}{\max(H_Z)} \cdot 100 \% \quad (4.9)$$

gdzie:

$\max(H_Z)$ - maksymalna wartość natężenia pola magnetycznego wzdłuż osi Z,

$\min(H_Z)$ - minimalna wartość natężenia pola magnetycznego wzdłuż osi Z.

Dla tak zdefiniowanego współczynnika wyliczona wartość wynosi $\Delta \approx 1,26\%$. Podczas wykonywania pomiarów z wykorzystaniem cewki Helmholtza, przyjęto założenie, że wartość indukcji magnetycznej jest jednorodna wzdłuż osi Z na odległości, w której światło oddziałuje z polem magnetycznym w ośrodku i jest zgodna z zależnością (4.8).

Pomiary przeprowadzono dla dwóch próbek: ciężkiego flintu SF-1 oraz szkła ołowiowo-krzemowego SFS-6. Pomiary wykonano dla dwóch długości fali 660 nm oraz 808 nm. Wykorzystane zostały następujące przyrządy pomiarowe: zasilacz laboratoryjny IT6720 firmy ITECH i dwa multimetry cyfrowe 34461A firmy Keysight Technologies odpowiadające kolejno za pomiar prądu w cewce Helmholtza oraz pomiar napięcia na wyjściu układu. Widok stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rysunku 4.11.



Rys. 4.11. Stanowisko pomiarowe do badania charakterystyk przetwarzania

Wyniki badań przedstawiono w tabeli 4.1.

Tabela 4.1. Wyniki badań charakterystyk przetwarzania

I [A]	H [kA/m]	U _{wy_660_SF1} [V]	U _{wy_808_SF1} [V]	U _{wy_660_SFS6} [V]	U _{wy_808_SFS6} [V]
- 5	-2,958	4,20715	4,29585	4,30253	4,31187
- 4,5	-2,662	4,21983	4,29792	4,30696	4,31516
- 4	-2,366	4,23651	4,30455	4,30899	4,31803
- 3,5	-2,070	4,25063	4,30970	4,31459	4,32146
-3	-1,775	4,26476	4,31730	4,32070	4,32310
- 2,5	-1,479	4,27420	4,32098	4,32300	4,32688
-2	-1,183	4,28801	4,32455	4,32668	4,33069
- 1,5	-0,887	4,30139	4,33118	4,33191	4,33322
-1	-0,592	4,31682	4,33295	4,33518	4,33785
- 0,5	-0,296	4,32964	4,33870	4,34035	4,34379
0	0	4,34571	4,34584	4,34382	4,34337
0,5	0,296	4,35567	4,35080	4,34821	4,34814
1	0,592	4,36885	4,35464	4,35306	4,34924
1,5	0,887	4,38495	4,35917	4,35847	4,35563
2	1,183	4,39980	4,36261	4,36151	4,35591
2,5	1,479	4,41076	4,36919	4,36730	4,36074
3	1,775	4,42372	4,37198	4,36674	4,36296
3,5	2,070	4,43873	4,37865	4,37302	4,36772
4	2,366	4,45035	4,38311	4,37815	4,37036
4,5	2,662	4,46606	4,38908	4,38098	4,37358
5	2,958	4,48067	4,39188	4,38464	4,38078

Na podstawie danych zawartych w tabeli 4.1 oraz funkcji `corrcoef` MATLABA [75][76] wyznaczono wartości współczynników korelacji Pearsona między wartością natężenia pola magnetycznego a napięciem na wyjściu układu. Wyniki pomiarów przedstawiono w tabeli 4.2.

Tabela 4.2. Współczynniki korelacji liniowej

	SFS-6 i 660 nm	SFS-6 i 808 nm	SF-1 i 660 nm	SF-1 i 808 nm
r(H,Uwy)	0,9998	0,9992	0,9991	0,9980

Wartości tych współczynników bliskie jednoświadczą o silnie liniowej zależności między wartością natężenia pola magnetycznego a napięciem na wyjściu układu. W związku z tym przeprowadzona została aproksymacja metodą najmniejszych kwadratów. Wartości współczynników prostej aproksymującej zostały wyznaczone z wykorzystaniem funkcji *polyfit* MATLABA.

Dla próbki SFS-6 oraz długości fali 660 nm uzyskano następującą postać prostej aproksymującej:

$$U = 0,0459 \left[\frac{Vm}{kA} \right] \cdot H \left[\frac{kA}{m} \right] + 4,3435 [V] \quad (4.10)$$

Dla próbki SFS-6 oraz długości fali 808 nm uzyskano następującą postać prostej aproksymującej:

$$U = 0,0165 \left[\frac{Vm}{kA} \right] \cdot H \left[\frac{kA}{m} \right] + 4,3443 [V] \quad (4.11)$$

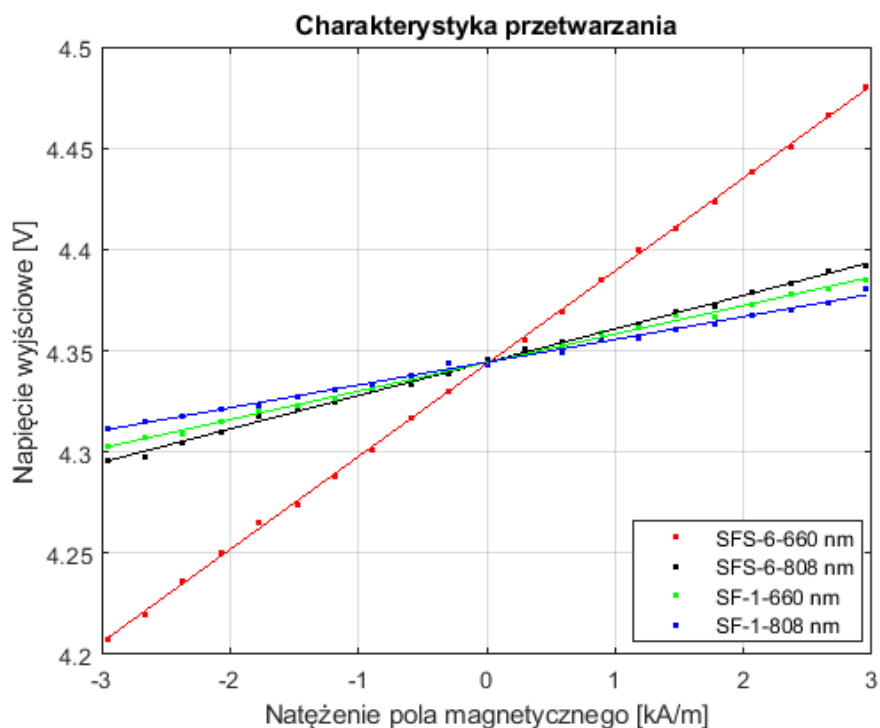
Dla próbki SF-1 oraz długości fali 660 nm uzyskano następującą postać prostej aproksymującej:

$$U = 0,0141 \left[\frac{Vm}{kA} \right] \cdot H \left[\frac{kA}{m} \right] + 4,3441 [V] \quad (4.12)$$

Dla próbki SF-1 oraz długości fali 808 nm uzyskano następującą postać prostej aproksymującej:

$$U = 0,0112 \left[\frac{Vm}{kA} \right] \cdot H \left[\frac{kA}{m} \right] + 4,3443 [V] \quad (4.13)$$

Charakterystykę przetwarzania przedstawiono na rysunku 4.12.



Rys. 4.12. Charakterystyki przetwarzania układu optoelektronicznego

Na podstawie równań charakterystyki przetwarzania wyznaczono czułość układu.

Tabela 4.3. Czułość pomiarowa układu optoelektronicznego

	SFS-6 i 660 nm	SFS-6 i 808 nm	SF-1 i 660 nm	SF-1 i 808 nm
S [Vm/kA]	0,0459	0,0165	0,0141	0,0112

Z przeprowadzonych badań wynika, że czułość układu zależy zarówno od długości fali jak i od zastosowanego ośrodka. Jest to związane z wartością stałej Verdet, która jest parametrem materiałowym i rośnie wraz ze zmniejszającą się wartością długości fali.

Największą wartość czułości uzyskano dla ośrodka SFS-6, w przypadku gdy długość fali wynosiła 660 nm. W związku z tym kolejne badania były przeprowadzone tylko z wykorzystaniem tego ośrodka.

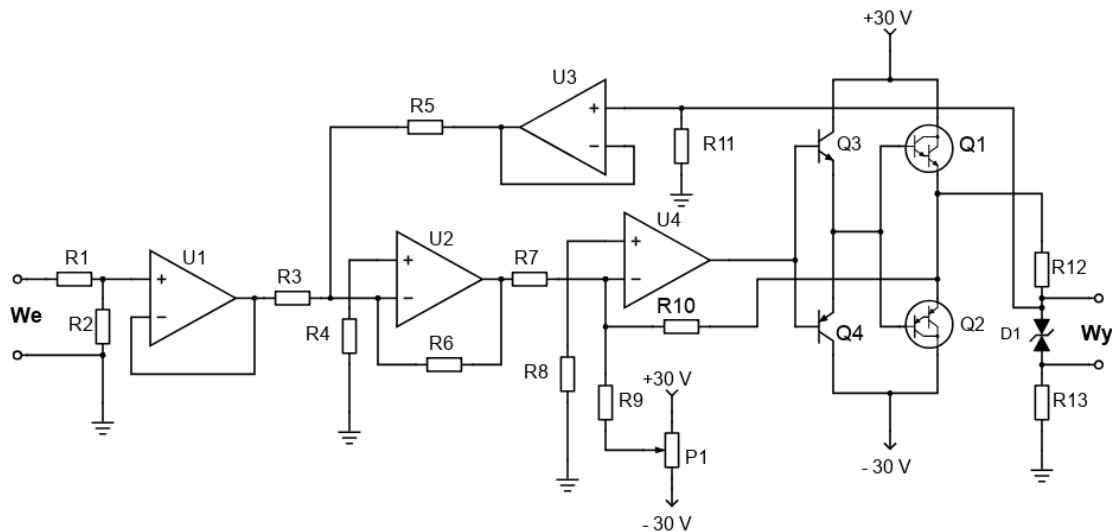
4.4. Pomiar odpowiedzi układu na wymuszenia zmiennym polem magnetycznym

Badania polegały na zarejestrowaniu sygnału wyjściowego z układu na wymuszenia polem magnetycznym harmonicznym, odkształconym okresowym oraz impulsowym. Źródłem pola magnetycznego podczas badań była przedstawiona w rozdziale 4.3 cewka Helmholtza.

Określony kształt postaci czasowej natężenia pola magnetycznego uzyskano poprzez zadawanie prądu o określonej postaci czasowej. W tym celu zaprojektowane i wykonane zostały układy sterujące cewką Helmholtza.

4.4.1. Wykonane źródło prądowe sterowane napięciowo

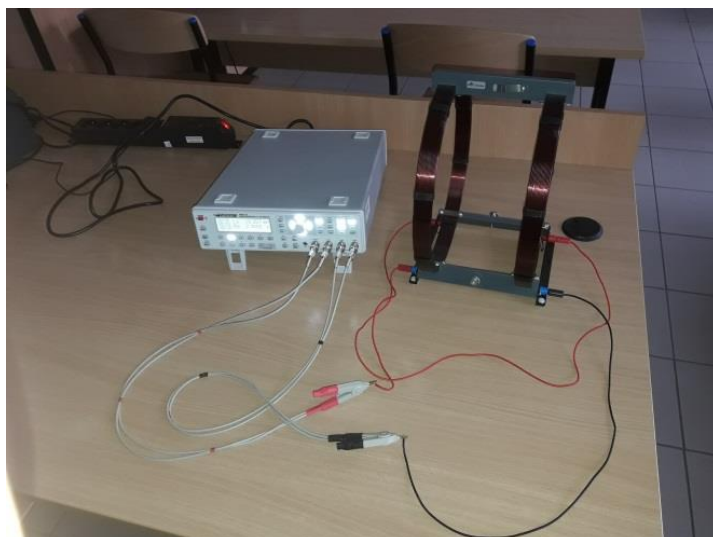
Źródło prądowe sterowane napięciowo zostało zaprojektowane na podstawie pracy [77]. Schemat ideowy układu przedstawiono na rysunku 4.13.



Rys. 4.13. Schemat ideowy źródła prądowego sterowanego napięciem

Podstawowymi elementami wykonanego układu są wzmacniacze operacyjne OP07CP, tranzystory bipolarne 2N6107G, 2N6292G oraz tranzystory w układzie Darlingtona BDX33BG oraz BDX34CG [78][79][80].

Symulację układu przeprowadzono w programie *Multisim* firmy *National Instruments*. Obwód zastępczy cewki w programie symulacyjnym stanowi szeregowo połączona cewka oraz rezystor. Pomiary rezystancji i indukcyjności cewki Helmholtza przeprowadzono z wykorzystaniem mostka HM8118 firmy Hameg. Fotografie zestawionego stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rysunku 4.14.



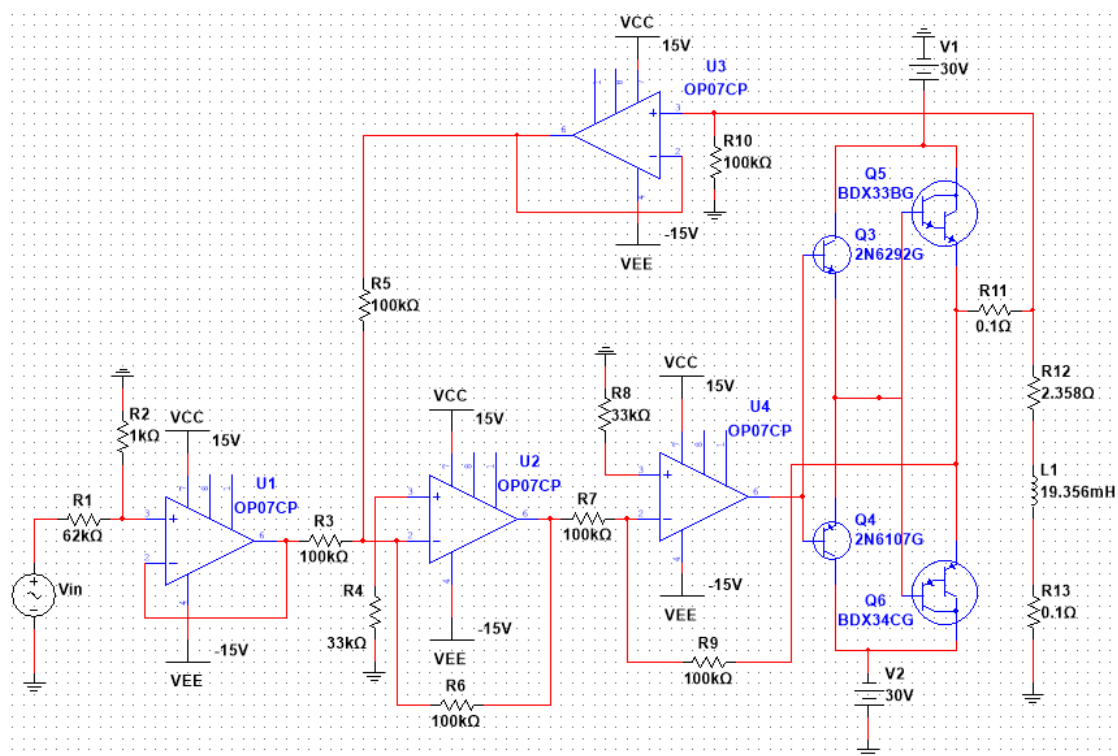
Rys. 4.14. Stanowisko do pomiaru parametrów cewki Helmholtza

Wyniki pomiarów zostały przedstawione w tabeli 4.4.

Tabela 4.4. Wyniki pomiarów parametrów cewki

Mierzona wielkość	Wartość zmierzona
Indukcyjność	19,356 mH
Rezystancja	2,3580 Ω

Schemat układu w programie Multisim przedstawiono na rysunku 4.15.

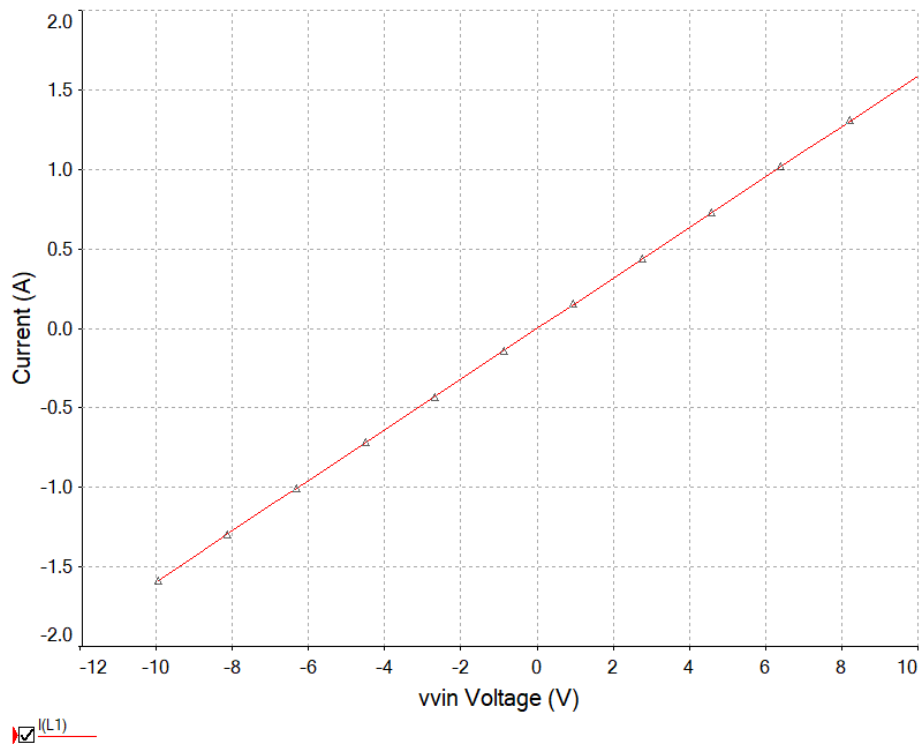


Rys. 4.15. Schemat ideowy źródła prądowego w programie Multisim

Wartość prądu płynącego przez cewkę Helmholtza w takim obwodzie jest zgodna z zależnością:

$$I_L = \frac{V_{in}}{6,3} \quad (4.14)$$

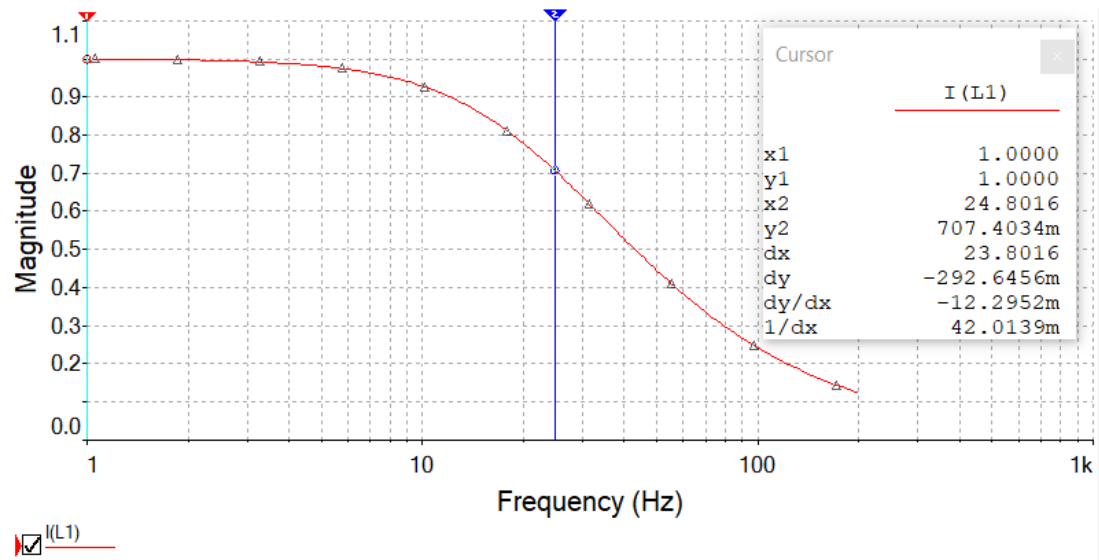
Przeprowadzono symulację DC Sweep w programie Multisim przedstawiającą zależność prądu płynącego przez cewkę w funkcji napięcia wejściowego. Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 4.16.



Rys. 4.16. Wyniki symulacji DC Sweep w programie Multisim

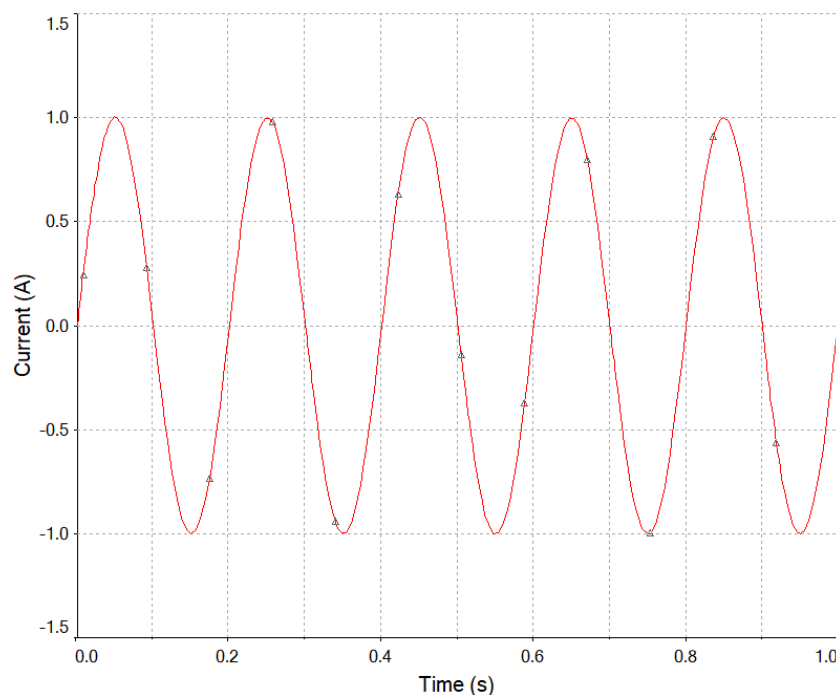
Z przeprowadzonej symulacji wynika, że zależność prądu płynącego przez cewkę w funkcji napięcia wejściowego jest liniowa oraz zgodna z zależnością (4.14).

Następnie wykonano symulację częstotliwościową (AC Sweep) w programie Multisim przedstawiającą zależność prądu cewki w funkcji częstotliwości przy stałej wartości napięcia wejściowego. Wartość napięcia wejściowego dobrano na podstawie wzoru (4.14) tak, aby amplituda prądu płynącego przez cewkę wynosiła 1 A. Symulację wykonano w zakresie częstotliwości od 1 Hz do 200 Hz. Wyniki przedstawiono na rysunku 4.17.

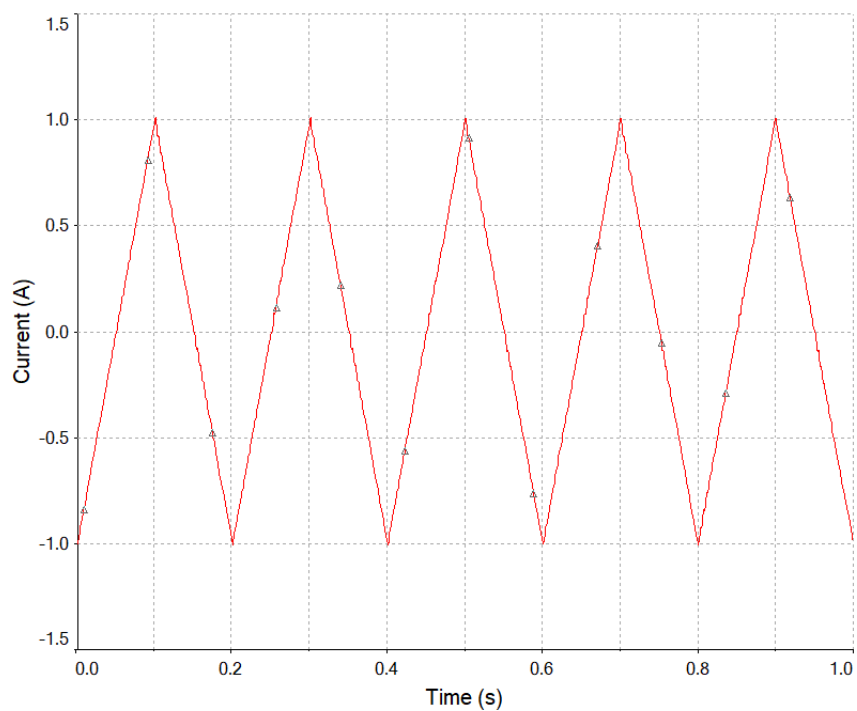


Rys. 4.17. Wyniki symulacji AC Sweep wykonanej w programie Multisim

Częstotliwość graniczna tego układu wynosi ok 24,8 Hz. Przeprowadzono także analizę czasową (Transient) w programie Multisim w celu wyznaczenia odpowiedzi układu na sygnał sinusoidalny oraz trójkątny o amplitudzie 6,31 V i częstotliwości 5 Hz. Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunkach 4.18 i 4.19.



Rys. 4.18. Wyniki symulacji czasowej dla wymuszenia sinusoidalnego



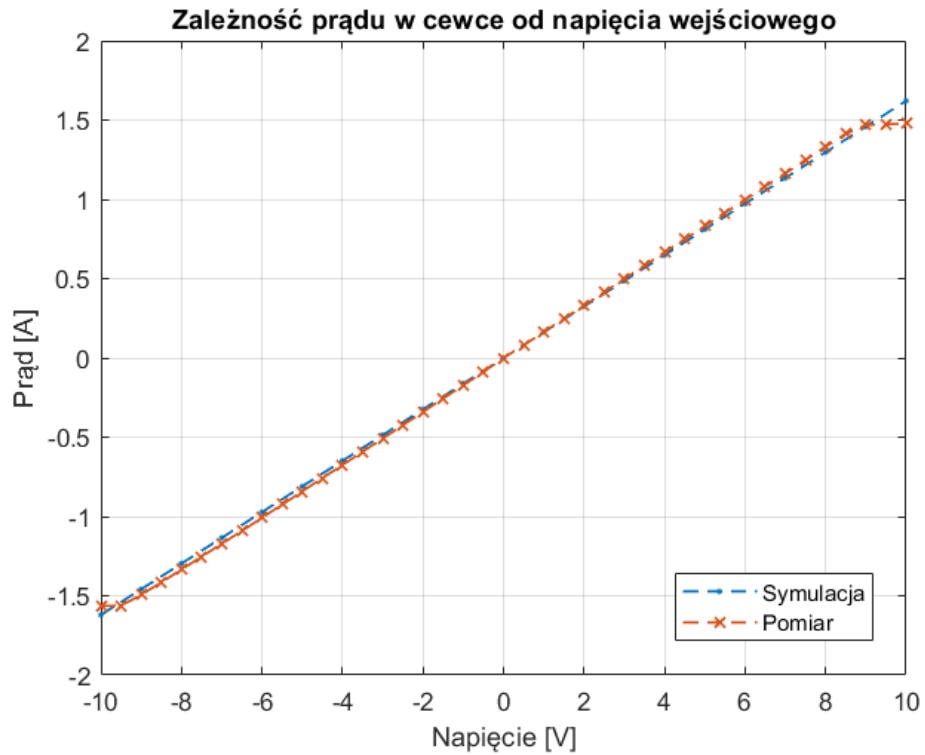
Rys. 4.19. Wyniki symulacji czasowej dla wymuszenia trójkątnego

Przeprowadzone symulacje potwierdziły poprawność funkcjonowania źródła prądowego. W kolejnym etapie skonstruowano układ. Wykonane przez autora pracy źródło prądowe sterowane napięciem przedstawiono na rysunku 4.20.



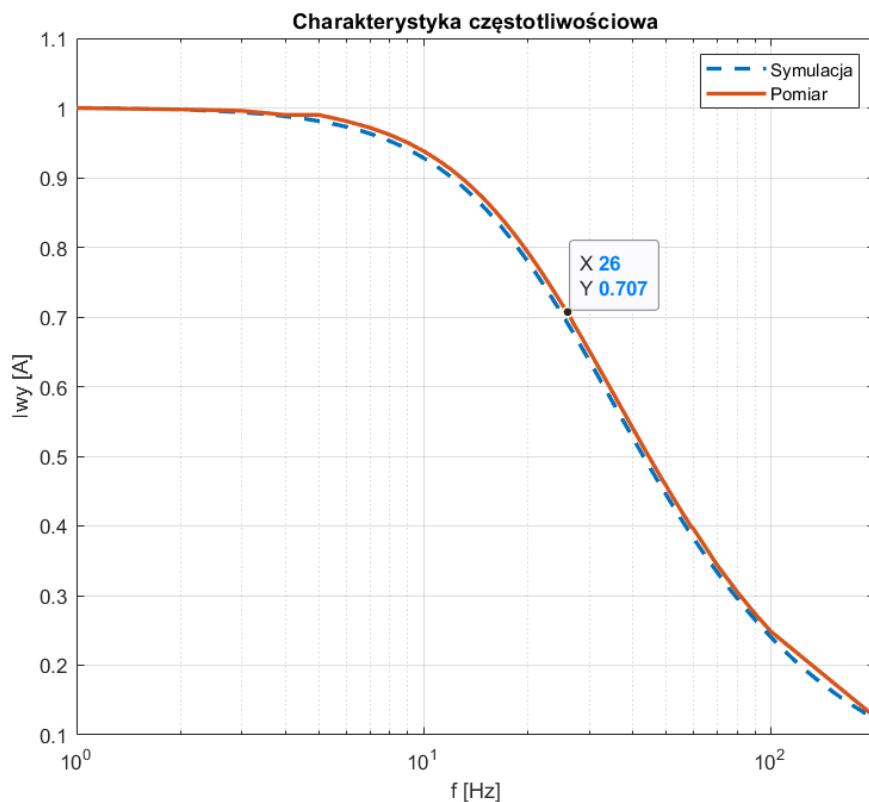
Rys. 4.20. Źródło prądowe sterowane napięciem

W kolejnym etapie wykonano pomiar prądu cewki w funkcji napięcia wejściowego. Wyniki przedstawiono na rysunku 4.21.



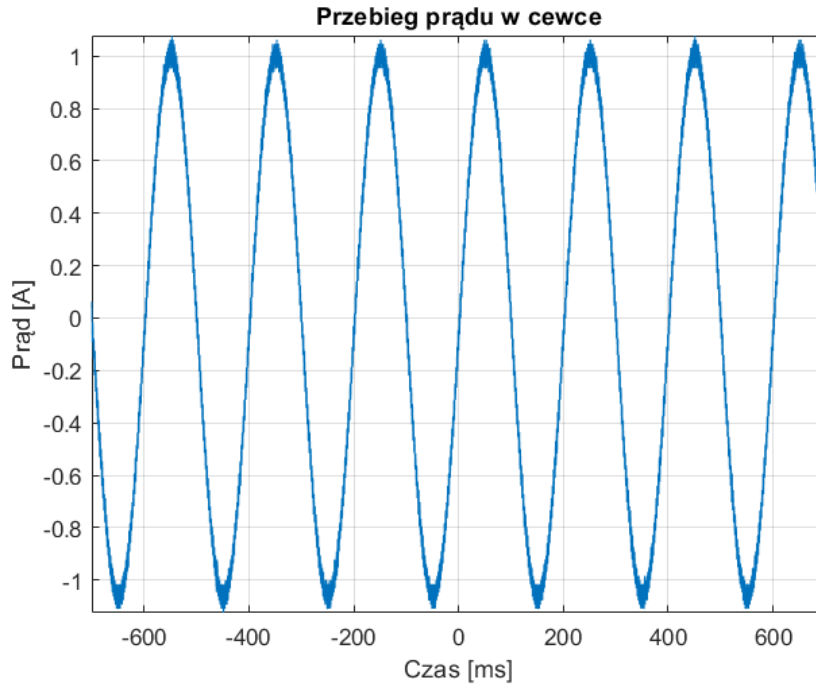
Rys. 4.21. Zależność prądu cewki od napięcia wejściowego

Wyniki pomiarów są bardzo zbliżone do wyników symulacji. Dla wartości napięć bliskich 10 V w przypadku rzeczywistego układu widoczne jest nasycenie. Pomiarzy charakterystyki częstotliwościowej wykonano w zakresie od 1 Hz do 200 Hz.

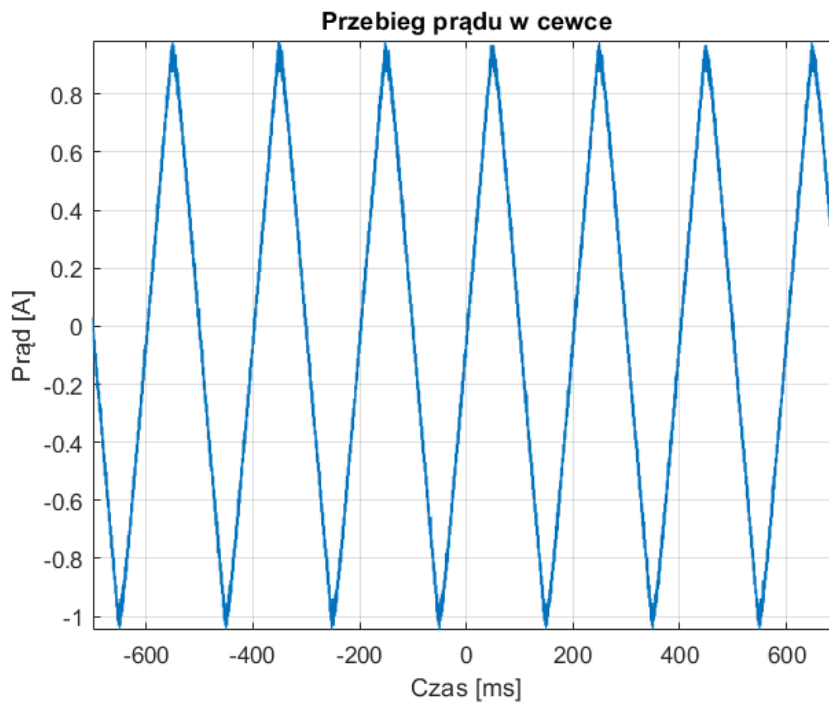


Rys. 4.22. Zależność prądu cewki od częstotliwości

Częstotliwość graniczna wykonanego układu wynosi 26 Hz. Następnie z wykorzystaniem sondy prądowej 1146A firmy Hewlett Packard zarejestrowano odpowiedź układu na wymuszenie sinusoidalne oraz trójkątne o amplitudzie 6,31 V i częstotliwości 5 Hz. Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunkach 4.23 i 4.24.



Rys. 4.23. Przebieg prądu w cewce dla wymuszenia sinusoidalnego



Rys. 4.24. Przebieg prądu w cewce dla wymuszenia trójkątnego

Wartość amplitudy prądu jest nieco inna niż w programie symulacyjnym jednak kształt sygnału odpowiada wymuszeniu. Stanowisko do generowania zmiennego pola magnetycznego z wykorzystaniem wykonanego źródła prądowego przedstawiono na rysunku 4.25.

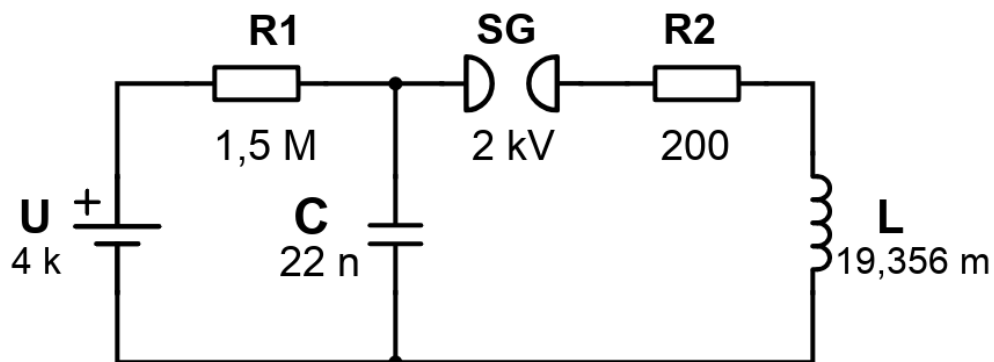


Rys. 4.25. Stanowisko ze źródłem prądowym do generowania zmiennego pola magnetycznego

4.4.2. Generator sygnału impulsowego

W celu zbadania odpowiedzi układu optoelektronicznego na wymuszenie impulsowym polem magnetycznym, którego widmo zawiera składowe o znacznie większej częstotliwości niż widmo sygnałów wygenerowanych za pomocą źródła prądowego sterowanego napięciem zaprojektowano, przeprowadzono symulację i wykonano układ umożliwiający generowanie prądu o częstotliwości podstawowej ok. 7,7 kHz. W przypadku gdy cewka Helmholtza pracuje znacznie poniżej częstotliwości rezonansowej ($f_0 = 82,52$ kHz) możliwe jest pominięcie jej pojemności pasożytniczej.

W pracy [43] przedstawiono bardzo podobną metodę generacji impulsowego pola elektromagnetycznego. Schemat układu przedstawiono na rysunku 4.26.



Rys. 4.26. Układ do generowania sygnału impulsowego

Na schemacie nie uwzględniono rezystancji cewki Helmholtza, gdyż ma ona niewielki wpływ na postać czasową sygnału impulsowego. Źródło wysokiego napięcia, wykonane przez autora

pracy charakteryzuje się stałym napięciem wyjściowym o wartości 4 kV. Kondensator C jest ładowany przez rezystor R1. Osiągnięcie napięcia o wartości 2 kV powoduje przebiecie elektryczne na iskierniku SG oraz gwałtowny spadek jego rezystancji. Tym samym w cewce Helmholtza powstają tłumione drgania sinusoidalne. Drgania te generowane są w czasie wyładowania łukowego. Postać czasowa prądu płynącego przez cewkę jest zgodna z zależnością [81]:

$$i(t) = \frac{U_{break}}{2\pi \cdot f \cdot L} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \cdot e^{-\beta \cdot t} \quad (4.15)$$

gdzie:

U_{break} - wartość napięcia przebicia,

L – indukcyjność cewki Helmholtza,

f - częstotliwość drgań,

β - współczynnik tłumienia.

Częstotliwość drgań tłumionych w takim układzie jest zgodna z zależnością:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \beta^2} \quad (4.16)$$

Wartość współczynnika tłumienia określona jest wyrażeniem:

$$\beta = \frac{R2}{2 \cdot L} \quad (4.17)$$

W celu weryfikacji poprawności działania układu przeprowadzona została symulacja w programie *Multisim* firmy *National Instruments*. Iskiernik został zastąpiony kluczem S1. Podczas symulacji założono, że moment zamknięcia następuje w chwili, gdy napięcie na kondensatorze osiągnie wartość 2 kV. Czas ten wyznaczono na podstawie zależności:

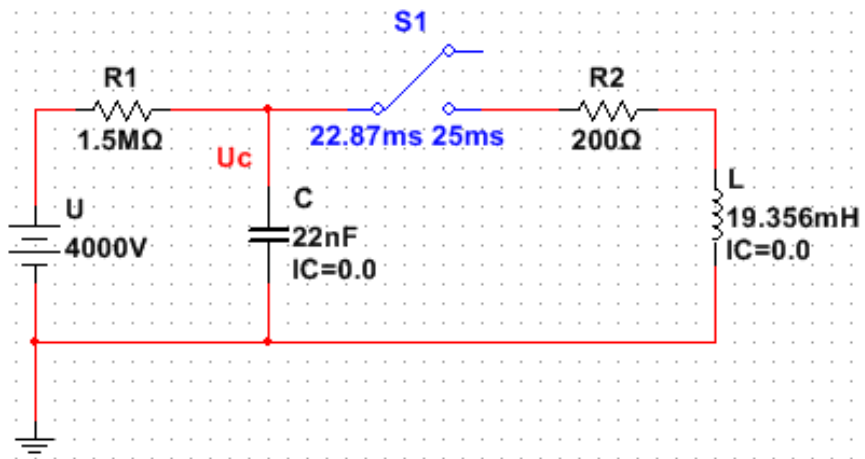
$$t = -\ln\left(\frac{U_{break}}{U}\right) \cdot \tau \quad (4.18)$$

gdzie:

U- wartość napięcia generatora wysokiego napięcia,

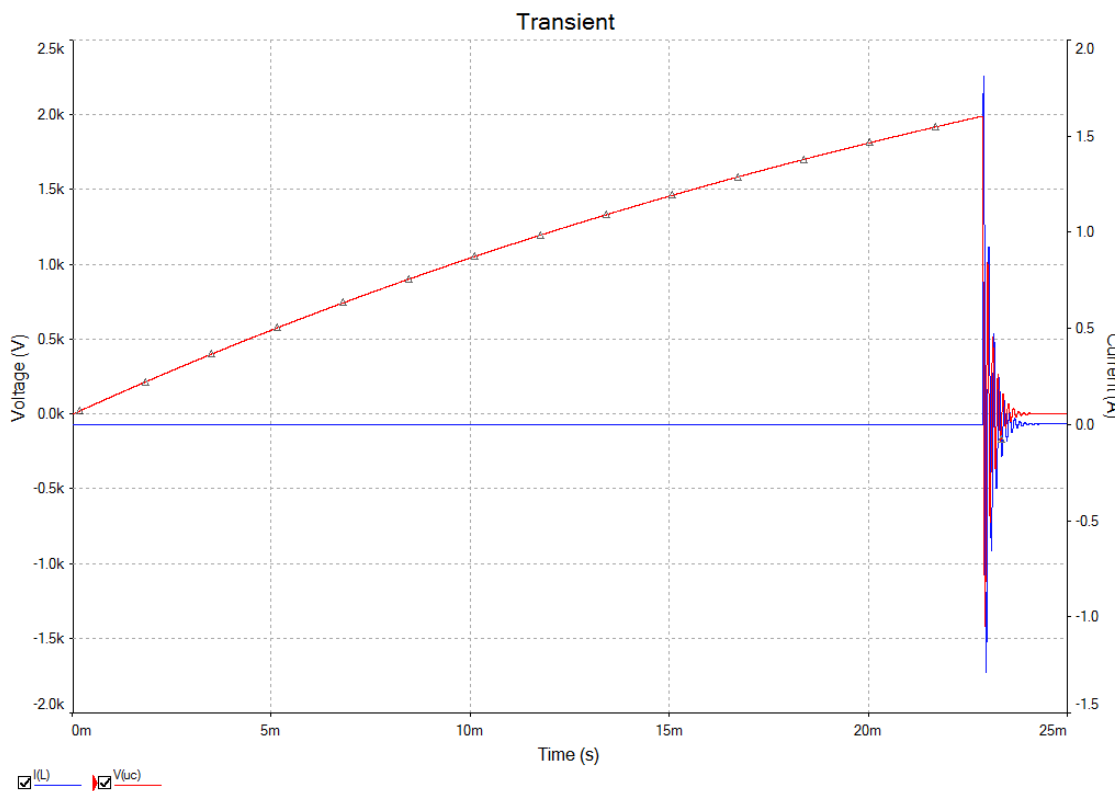
τ - stała czasowa obwodu R1C.

Schemat układu w programie *Multisim* przedstawiono na rysunku 4.27.



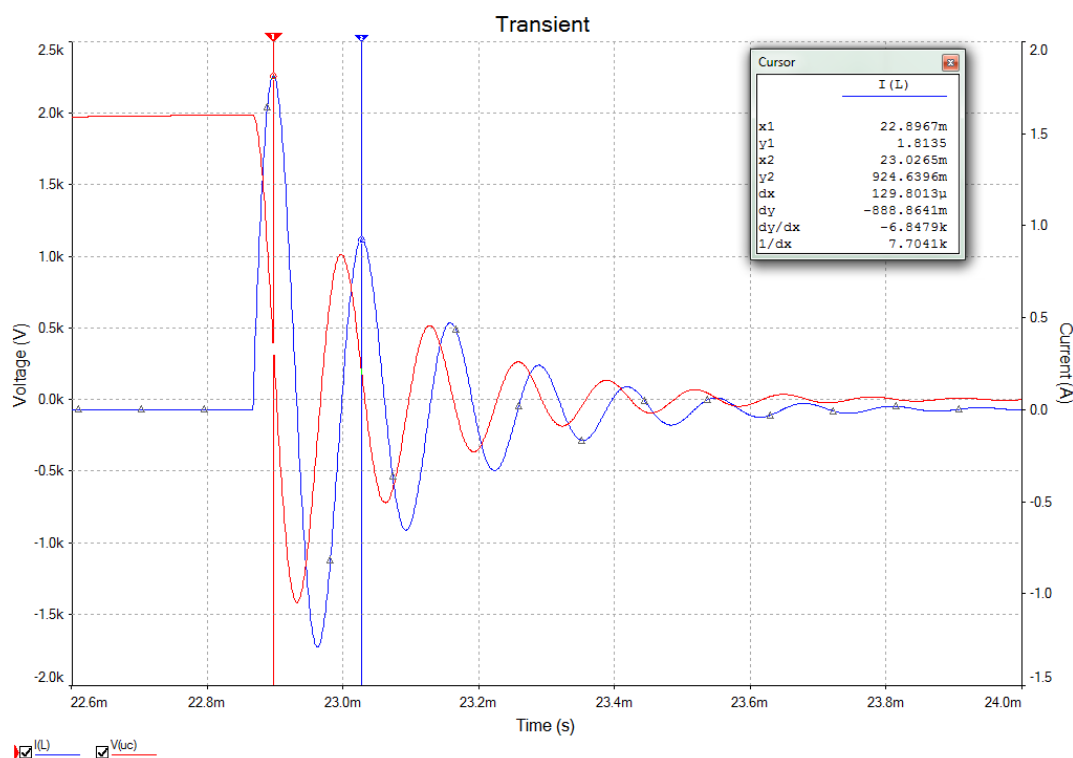
Rys. 4.27. Schemat układu do generowania sygnału impulsowego

Przeprowadzono analizę czasową w przedziale od 0 do 25 ms z krokiem 1 μ s. Rysunek 4.28 przedstawia przebieg napięcia na kondensatorze (kolor czerwony) oraz prądu w cewce (kolor niebieski) w funkcji czasu.



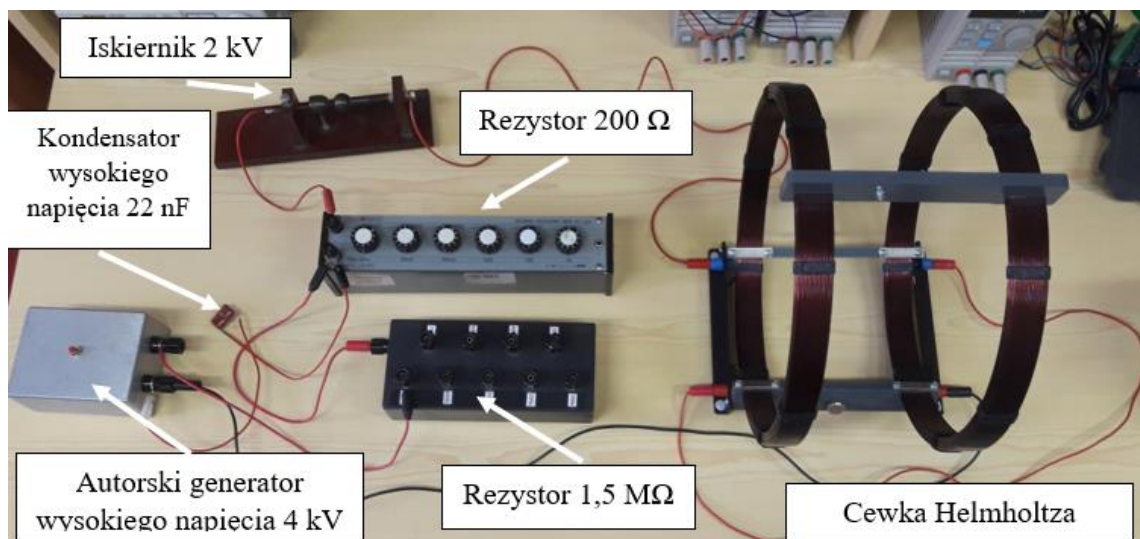
Rys. 4.28. Symulacja czasowa w programie Multisim

Na rysunku 4.29 przedstawiono sygnał w przedziale czasu, w którym występują tłumione drgania harmoniczne. Wykonano pomiar częstotliwości oraz amplitudy prądu w cewce z wykorzystaniem kursorów.



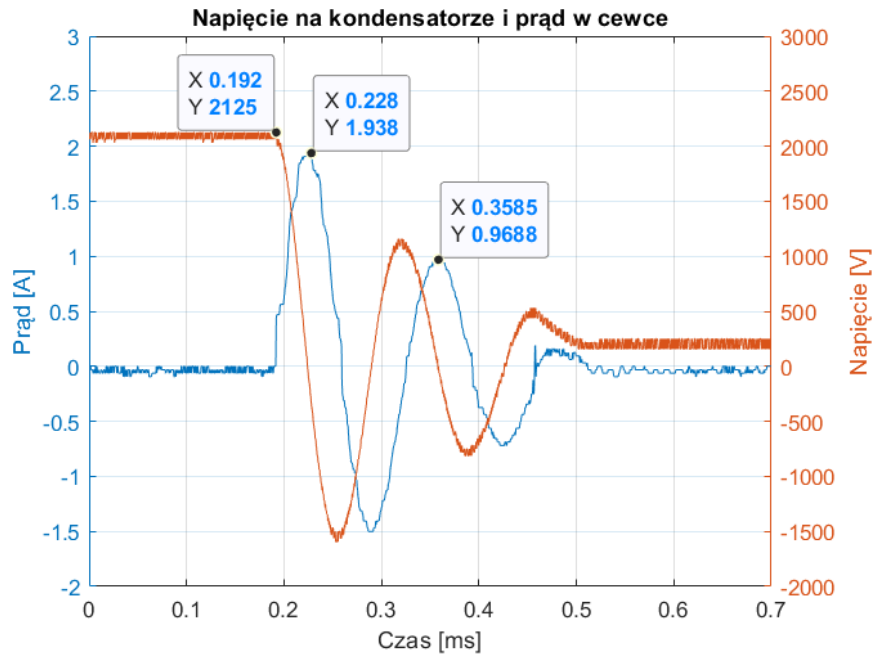
Rys. 4.29. Przebieg napięcia na kondensatorze i prądu w cewce

Z przeprowadzonej symulacji wynika, że amplituda prądu wynosi ok. 1,8 A, a częstotliwość generowanych drgań jest równa ok. 7,7 kHz. Poniżej przedstawiono stanowisko umożliwiające generowanie sygnału impulsowego.



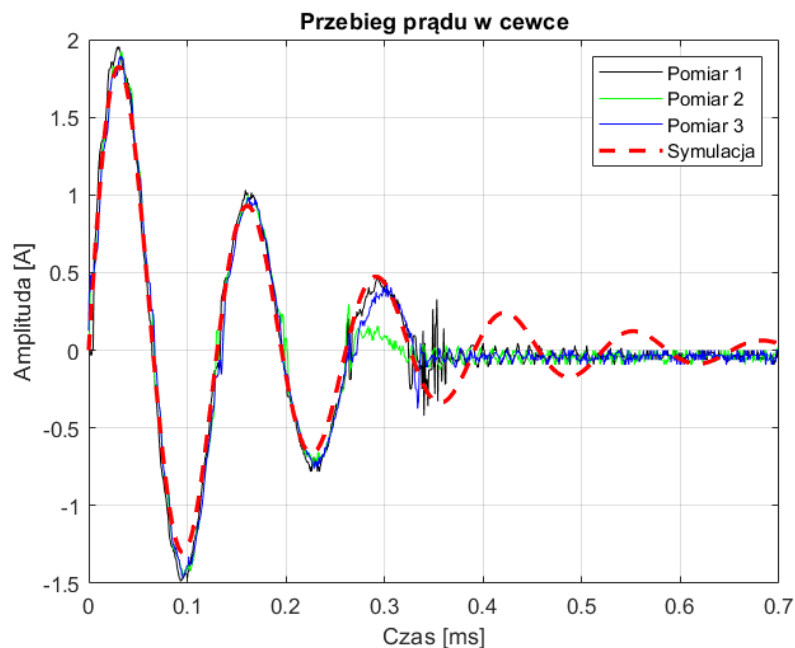
Rys. 4.30. Stanowisko do generowania impulsowego pola magnetycznego

W celu weryfikacji poprawności funkcjonowania układu wykonano pomiary napięcia na kondensatorze oraz prądu płynącego przez cewkę z wykorzystaniem sondy wysokonapięciowej *TT-HVP 15HF* firmy *Testec* oraz sondy prądowej 1146A firmy *Hewlett Packard*. Przykładowy przebieg przedstawiono na rysunku 4.31.



Rys. 4.31. Napięcie na kondensatorze i prąd płynący przez cewkę

Poniżej zestawiono przebieg prądu symulacyjnego z przebiegiem zarejestrowanym w trzech kolejnych próbach.

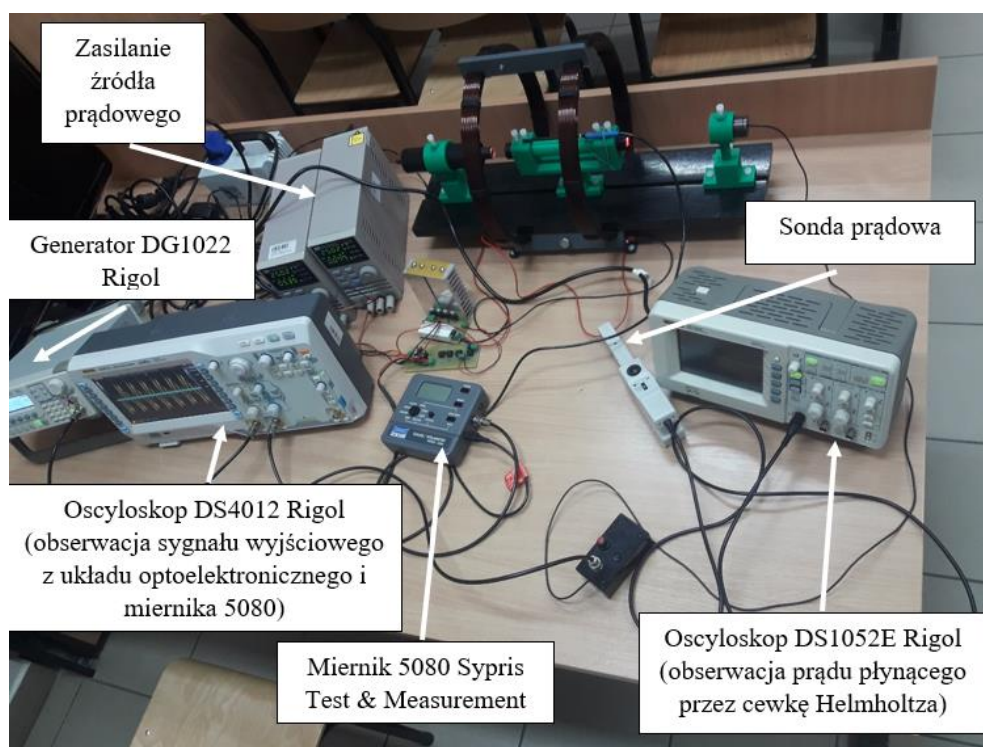


Rys. 4.32. Prąd płynący przez cewkę Helmholtza

Zarejestrowane przebiegi potwierdzają poprawność funkcjonowania układu. Czas trwania oscylacji jest jednak ograniczony czasem przewodzenia iskiernika. Zarejestrowane przebiegi, w szczególności dwa pierwsze okresy w kolejnych próbach charakteryzują się dużą powtarzalnością.

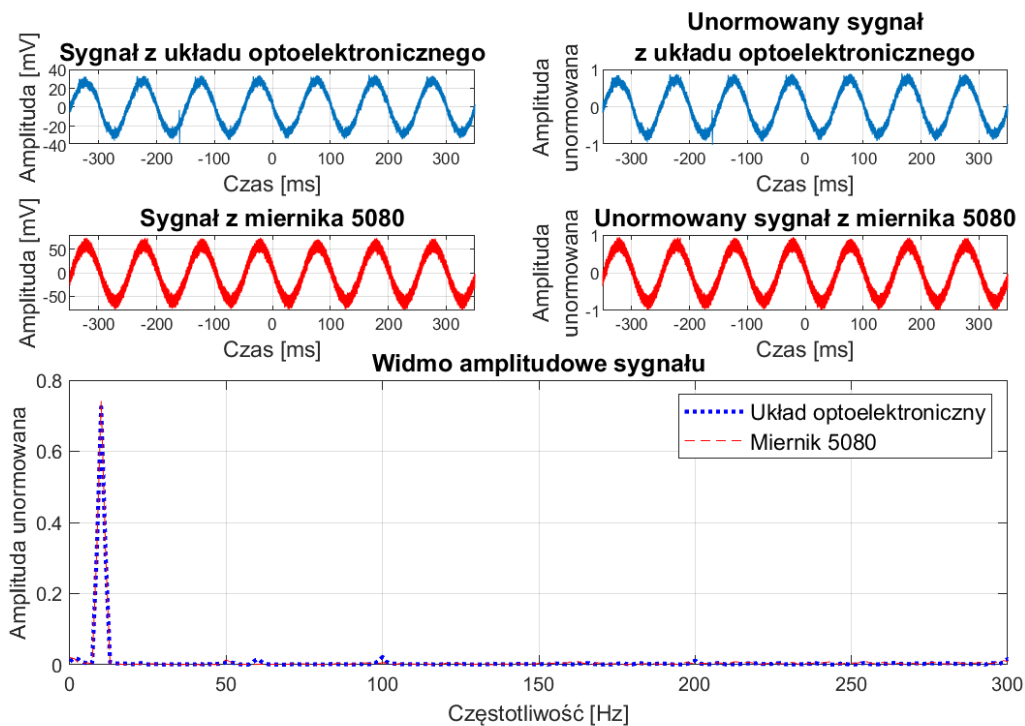
4.4.3. Odpowiedź układu na wymuszenia sygnałem harmonicznym

Pomiary wykonano z wykorzystaniem źródła prądowego sterowanego napięciem. Przeprowadzono je z wykorzystaniem oscyloskopu cyfrowego DS4012, oscyloskopu DS1052E firmy Rigol, sondy prądowej 1146A firmy Hewlett Packard, generatora DG1022 firmy Rigol oraz dwóch zasilaczy IT6720 firmy ITECH. Sygnał rejestrowano jednocześnie za pomocą miernika pola magnetycznego 5080 firmy Sypris Test & Measurement (opartego na czujniku Halla) oraz wykonanego układu optoelektronicznego. Składowa stała zawarta w sygnale wyjściowym układu została wyeliminowana poprzez wybranie sprzężenia zmiennoprądowego w oscyloskopie. W celu porównania zarejestrowanych przebiegów, sygnały unormowano względem amplitudy. Na podstawie otrzymanych przebiegów, wyznaczono widmo amplitudowe sygnału z wykorzystaniem funkcji *widmo* (zał. 1.) zdefiniowanej przez autora pracy. Widok stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rysunku 4.33.



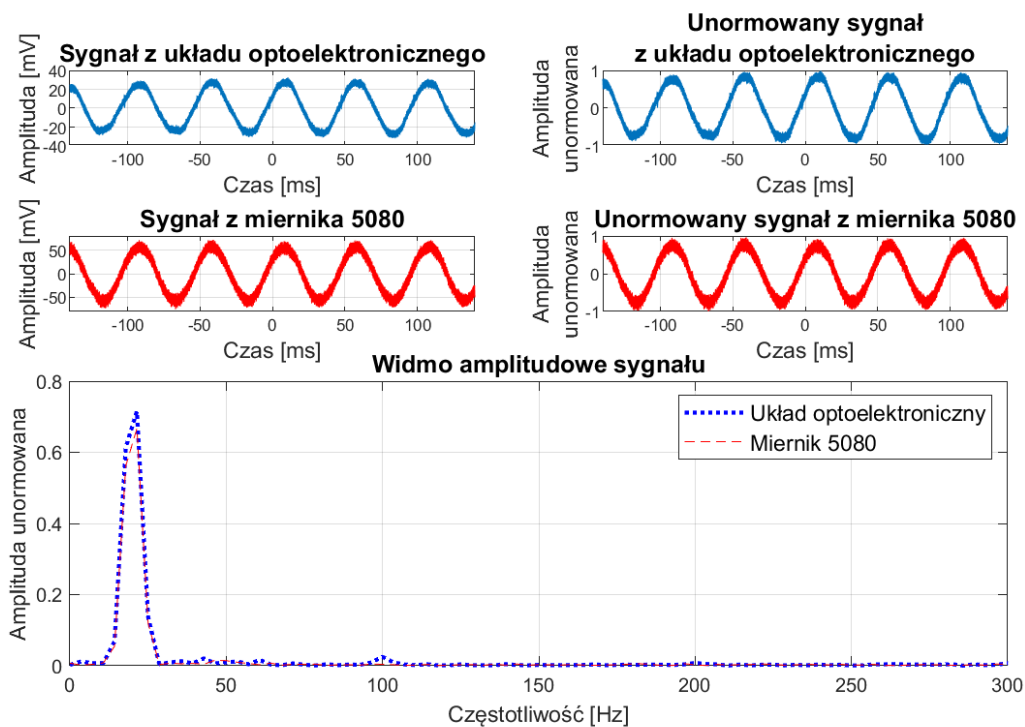
Rys. 4.33. Stanowisko pomiarowe do rejestracji odpowiedzi układu na zmienne pole magnetyczne

Podczas badań amplituda prądu płynącego przez cewkę była równa 1 A. Taka wartość prądu powoduje, że amplituda natężenia pola magnetycznego wewnątrz cewki Helmholtza, zgodnie z wzorem (4.8) wynosi ok. 591,5 A/m. Pomiary wykonano dla wymuszenia sygnałem harmonicznym o częstotliwości 10 Hz, 20 Hz oraz 30 Hz. Dla każdej częstotliwości sygnał został zarejestrowany pięciokrotnie. W pracy przedstawiono wybrane przykłady. Wyniki badań dla częstotliwości 10 Hz przedstawiono na rysunku 4.34.



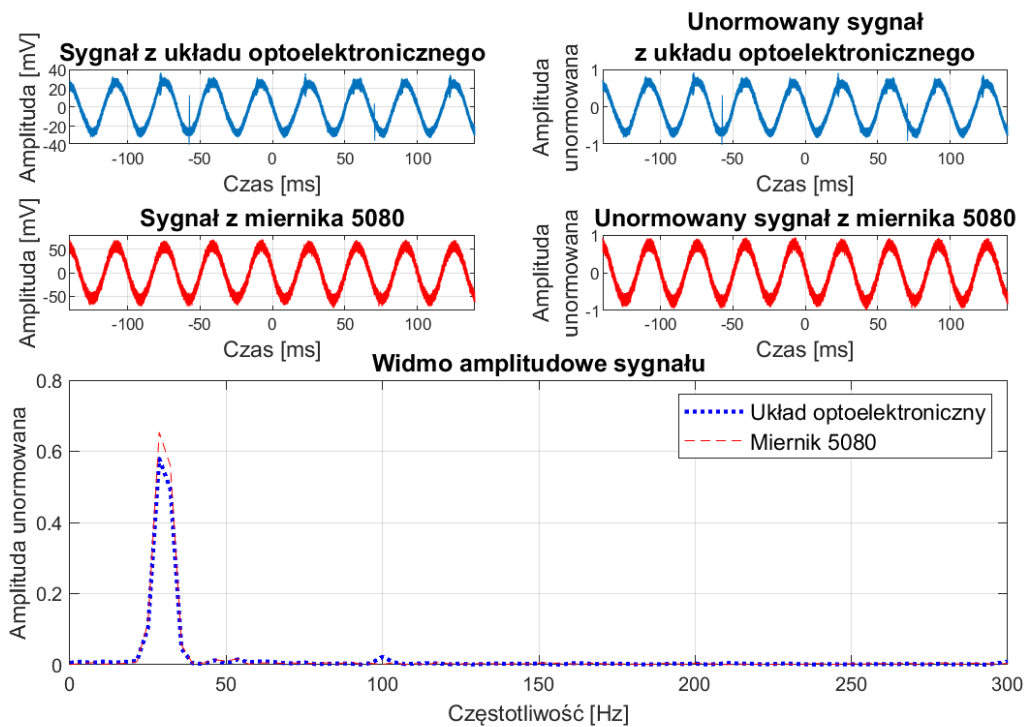
Rys. 4.34. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 10 Hz

Wyniki badań dla częstotliwości 20 Hz przedstawiono na rysunku 4.35.



Rys. 4.35. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 20 Hz

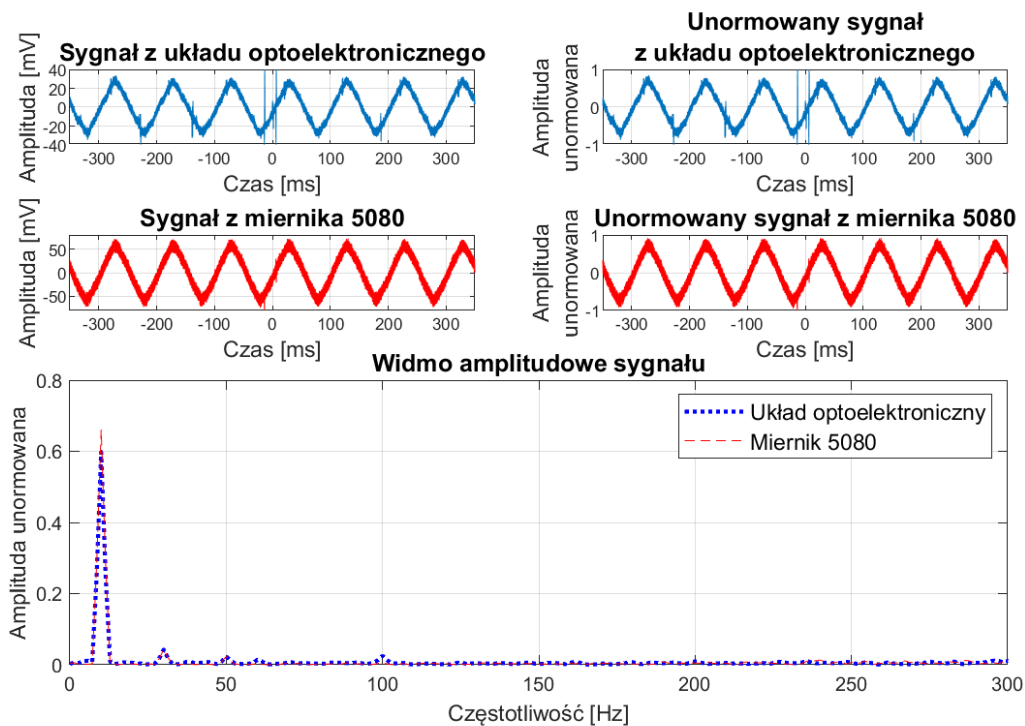
Wyniki badań dla częstotliwości 30 Hz przedstawiono na rysunku 4.36.



Rys. 4.36. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 30 Hz

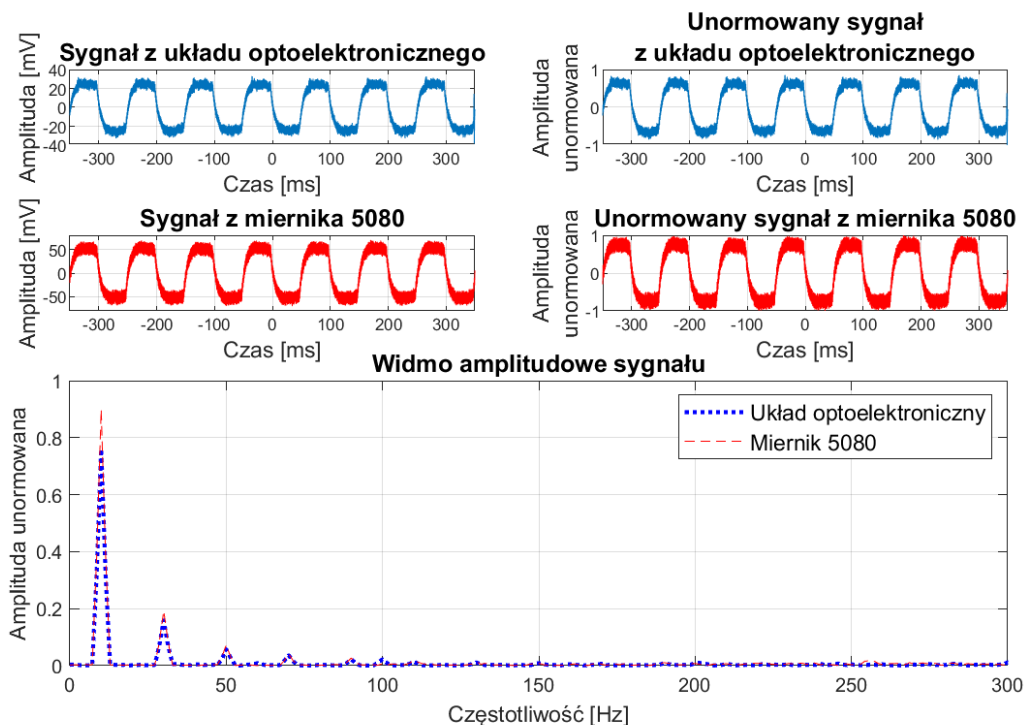
4.4.4. Odpowiedź układu na wymuszenia sygnałem odkształconym okresowym

Badania wykonano dla wybranych sygnałów odkształconych, dostępnych w pamięci wewnętrznej generatora DG1022 firmy Rigol. Pomiarów wykonano dla sygnału trójkątnego, prostokątnego, piłokształtnego, *AttALT* oraz *Cpulse*. Dla każdego wymuszenia sygnał został zarejestrowany pięciokrotnie. W pracy przedstawiono wybrane przykłady. Wyniki pomiarów dla sygnału trójkątnego przedstawiono na rysunku 4.37.



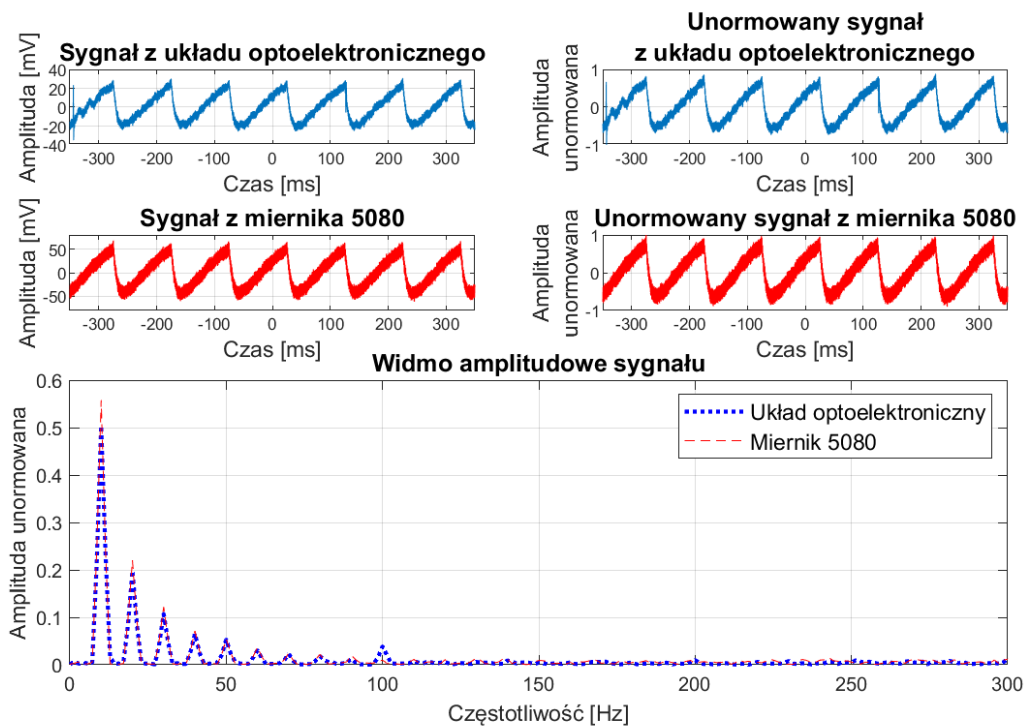
Rys. 4.37. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem trójkątnym

Wyniki pomiarów dla sygnału prostokątnego przedstawiono na rysunku 4.38



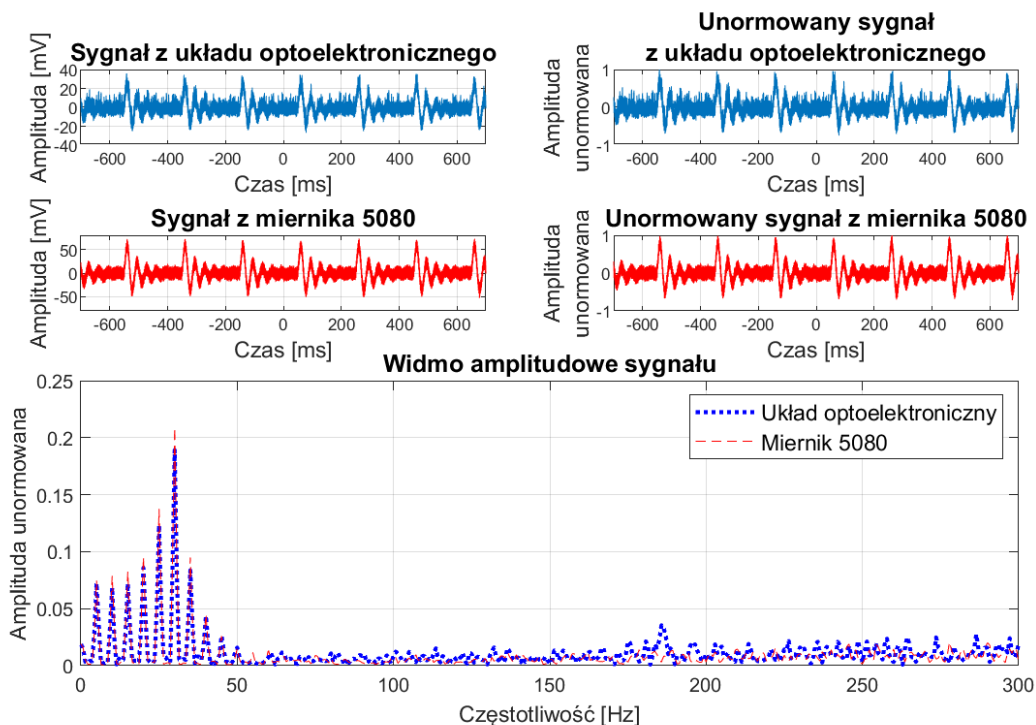
Rys. 4.38. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem prostokątnym

Wyniki pomiarów dla sygnału piłokształtnego przedstawiono na rysunku 4.39.



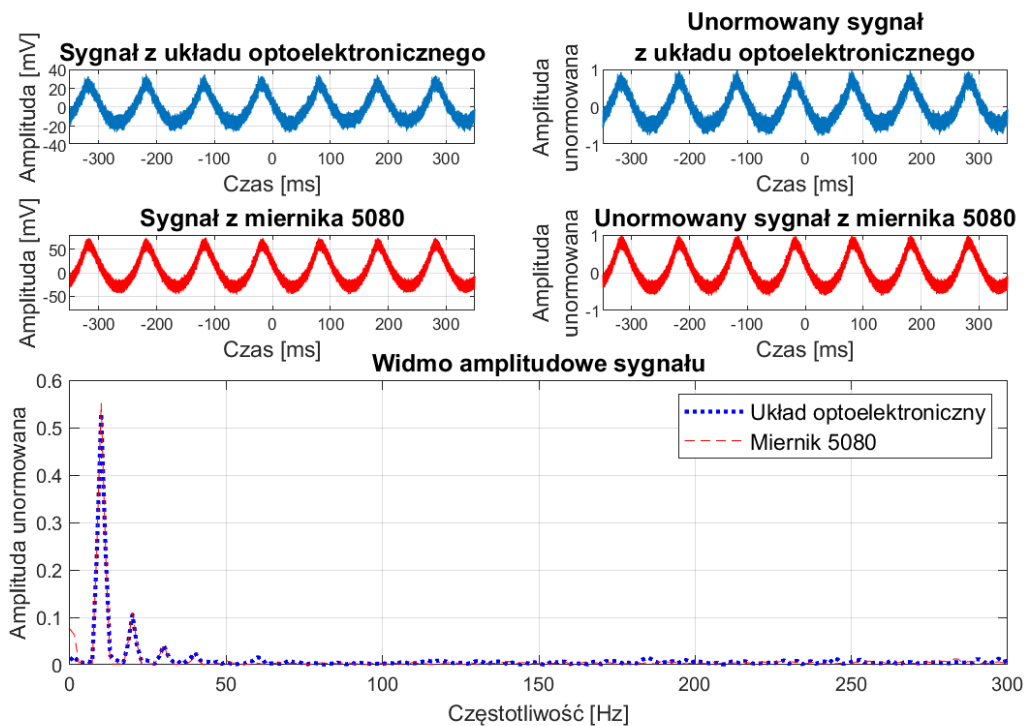
Rys. 4.39. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem piłokształtnym

Wyniki pomiarów dla sygnału AttALT przedstawiono na rysunku 4.40.



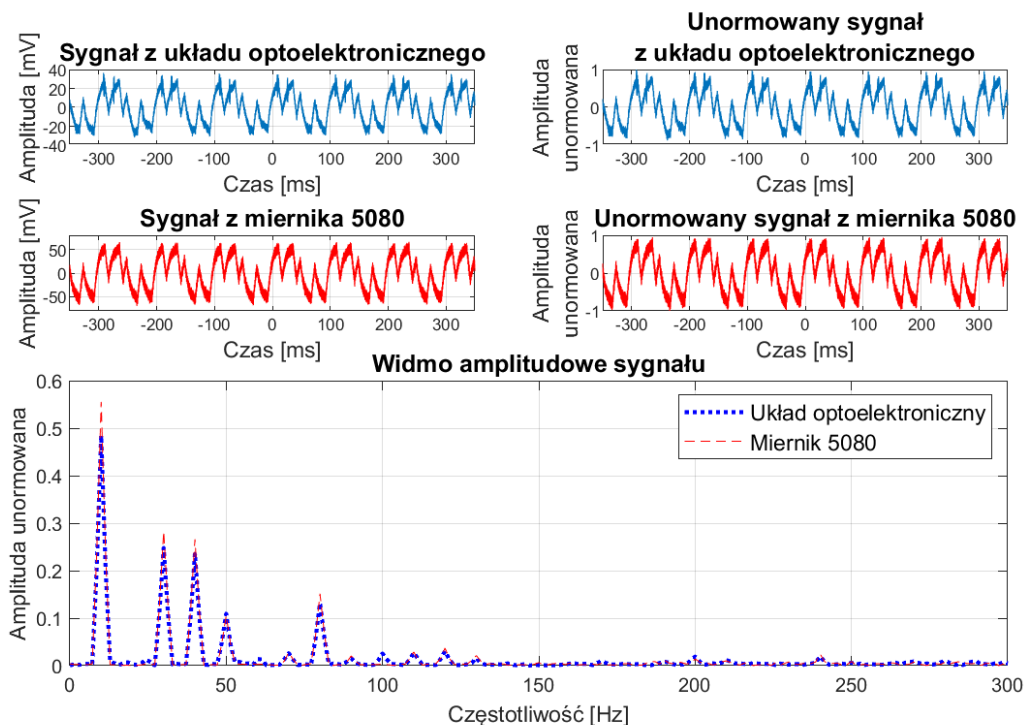
Rys. 4.40. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem AttALT

Wyniki pomiarów dla sygnału x^2 przedstawiono na rysunku 4.41.



Rys. 4.41. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem x^2

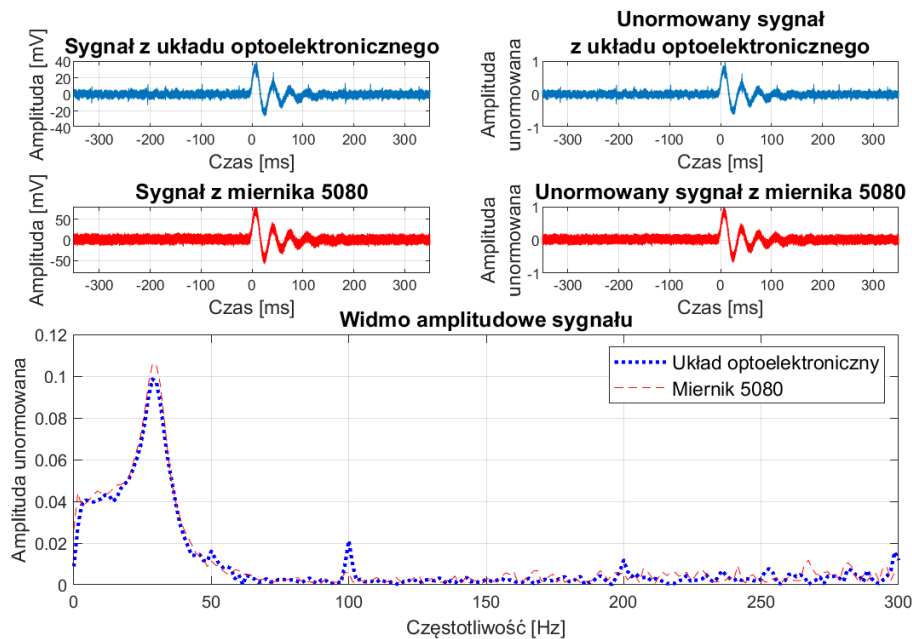
Wyniki pomiarów dla sygnału *Cpulse* przedstawiono na rysunku 42.



Rys. 4.42. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem *Cpulse*

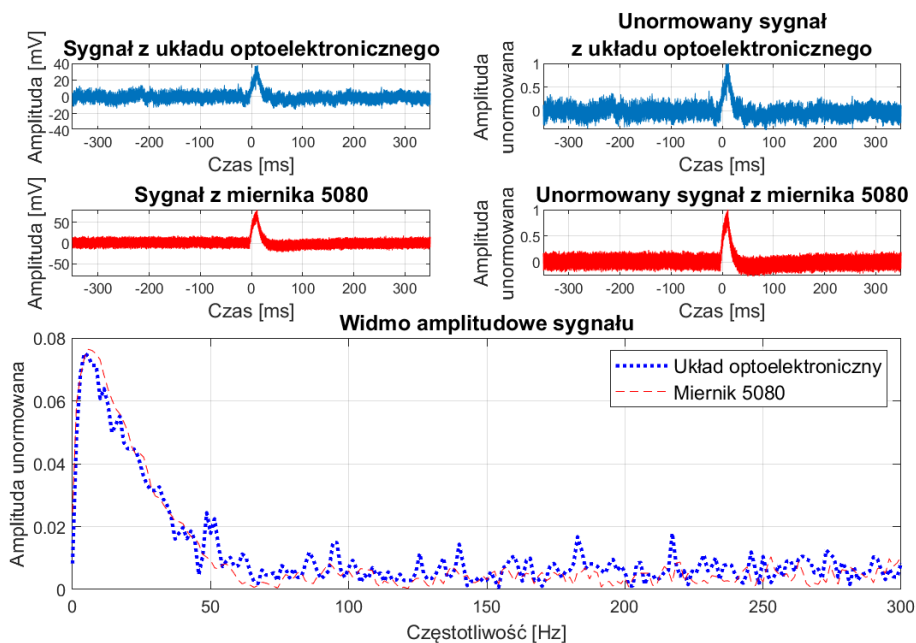
4.4.5. Odpowiedź układu na wymuszenia sygnałem impulsowym

Badania wykonano dla wybranych sygnałów impulsowych (*AttALT* oraz *Pulse* z wykorzystaniem funkcji *Burst*), dostępnych w pamięci wewnętrznej generatora DG1022 firmy Rigol. W pracy przedstawiono wybrane przykłady. Wyniki pomiarów dla sygnału impulsowego *AttALT* przedstawiono na rysunku 4.43.



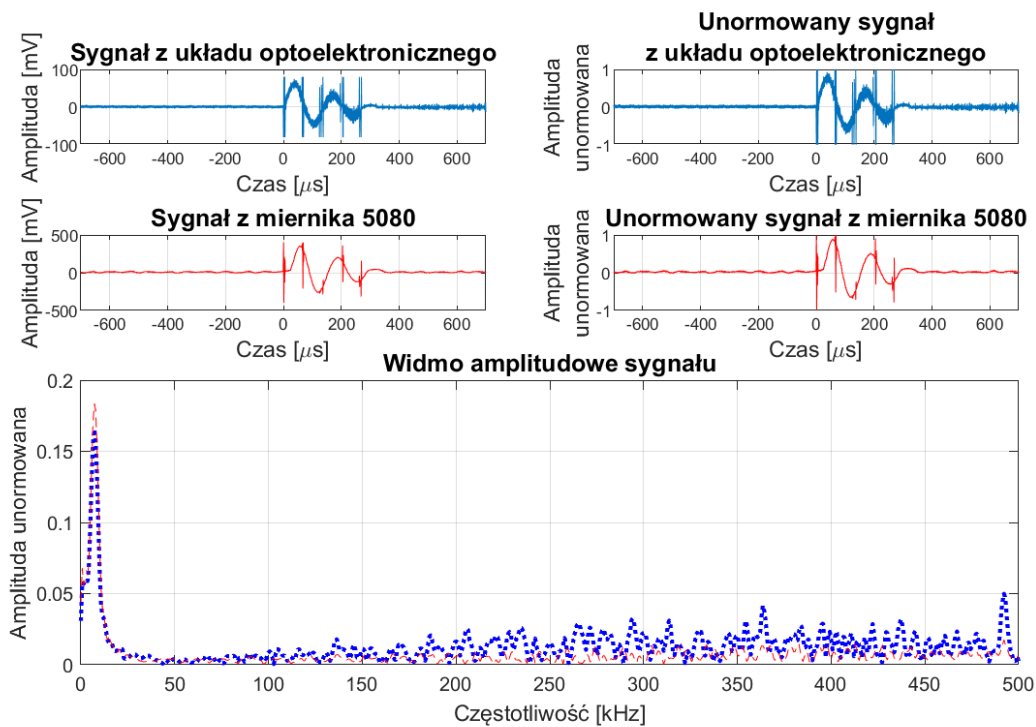
Rys. 4.43. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem impulsowym *AttALT*

Wyniki pomiarów dla sygnału impulsowego *Pulse* przedstawiono na rysunku 4.44.



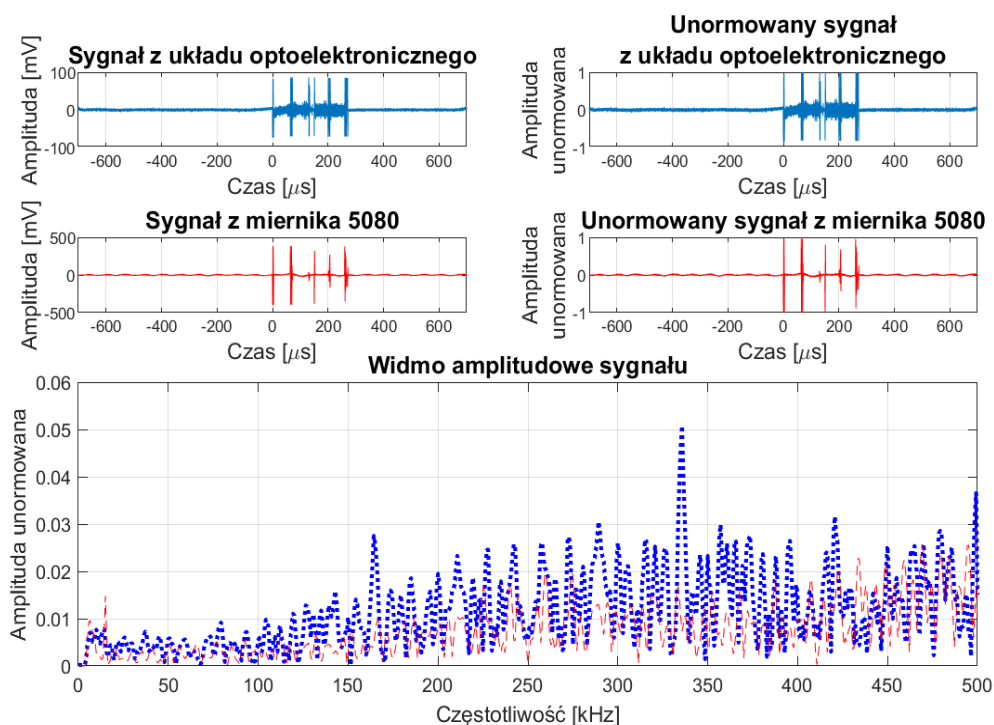
Rys. 4.44. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem impulsowym *Pulse*

Zarejestrowane sygnały przedstawiono na rysunku 4.45.



Rys. 4.45. Odpowiedź układu wymuszenie sygnałem impulsowym w postaci tłumionej sinusoidy

W widmie sygnału zarejestrowanego zarówno za pomocą układu optoelektronicznego jak i za pomocą miernika 5080 firmy Sypris Test & Measurement dominuje składowa na częstotliwości 7857 Hz. Należy jednak zaznaczyć, iż rozdzielczość częstotliwościowa wynosiła w tym przypadku 714 Hz. W zarejestrowanych przebiegach widoczne są składowe wysokoczęstotliwościowe. W związku z podejrzeniem, iż nie wynikają one bezpośrednio z odpowiedzi sensorów przeprowadzono dodatkowe badania polegające na rejestracji sygnału wyjściowego w przypadku, gdy laser był wyłączony oraz sonda miernika 5080 znajdowała się poza cewką Helmholtza. Zarejestrowane sygnały przedstawiono na rysunku 4.46.



Rys. 4.46. Rejestracja sygnału zakłócającego

4.5. Wnioski

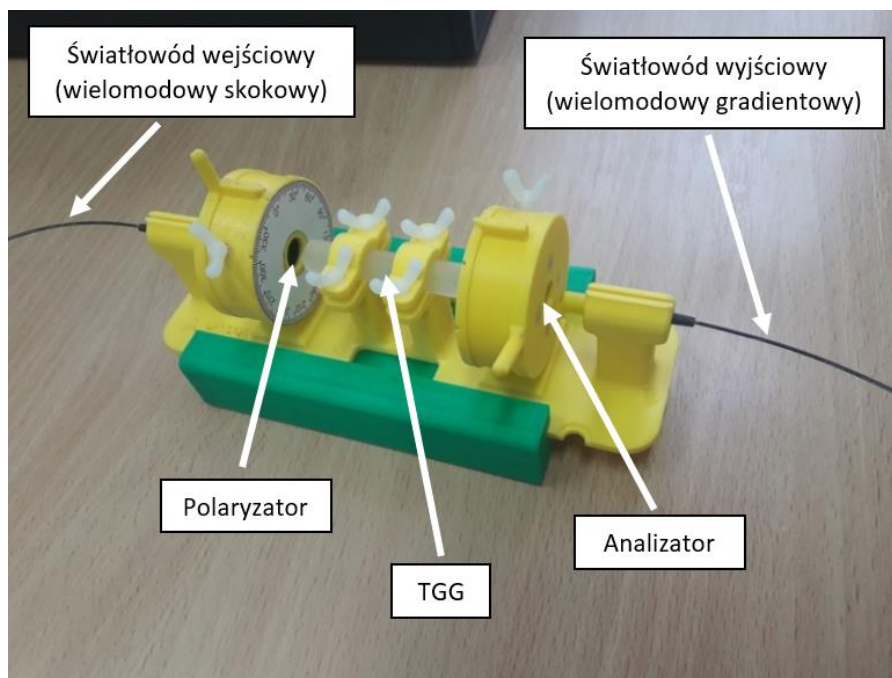
Układ optoelektroniczny umożliwia rejestrację składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego zarówno harmonicznego, odkształconego jak i impulsowego. Dla wymuszenia sygnałem impulsowym o częstotliwości podstawowej 7,7 kHz, w sygnale wyjściowym wystąpiły zakłócenia. Przyczyną ich występowania jest oddziaływanie źródła pola magnetycznego na pozostałe elementy układów pomiarowych. Rozwiązaniem tego problemu może okazać się zastosowanie odpowiedniego ekranowania. Jednak w przypadku układu optoelektronicznego lepszym sposobem będzie zastosowanie światłowodów w celu zapewnienia transmisji między czujnikiem a pozostałymi elementami układu pomiarowego. Takie rozwiązanie pozwoli zwiększyć odległość między źródłem promieniowania elektromagnetycznego a elektronicznymi podzespołami zawierającymi metalowe elementy. Dzięki temu w obszarze mierzonego pola elektromagnetycznego znajdować się będzie tylko sensor wykonany w technologii całkowicie dielektrycznej. Zminimalizuje to wpływ czujnika na rozkład mierzonego pola elektromagnetycznego w przestrzeni. Ponadto zastosowanie transmisji światłowodowej umożliwi także przeprowadzenie badań w Laboratorium Automatyki i Telekomunikacji Instytutu Kolejnictwa oraz w komorze bezodbiowej znajdującej się w Laboratorium Kompatybilności

Elektromagnetycznej Wojskowej Akademii Technicznej. Ponadto możliwe będzie wykonanie pomiaru charakterystyki kierunkowości.

W kolejnych rozdziałach przedstawiono autorski model oraz badania laboratoryjne detektora natężenia pola magnetycznego, wykonanego wyłącznie z materiałów dielektrycznych. Kluczowym aspektem podczas projektowania czujnika był wybór odpowiedniego ośrodka wykazującego dwójłomność wymuszoną. W celu uzyskania wystarczającej czułości, do zarejestrowania sygnałów pochodzących z dostępnych źródeł, bardzo pożądane było aby materiał charakteryzował się wysoką wartością stałej Verdet. Istotna była również długość tego ośrodka gdyż jest ona wprost proporcjonalna do czułości oraz odwrotnie proporcjonalna do pasma sensora [16]. Zastosowanie zbyt długiego materiału uniemożliwiłoby zarejestrowanie sygnałów pochodzących z dostępnego generatora DS110 firmy Diehl, charakteryzujących się pasmem 600 MHz. Pożądane było także aby straty wprowadzane przez materiał były jak najmniejsze. Czynnikiem wpływającym na wybór konkretnego ośrodka był również dostęp do licznych wyników badań przedstawionych w literaturze.

5. Model detektora i badania laboratoryjne

W ramach pracy zaprojektowano i wykonano model detektora natężenia pola magnetycznego, opartego na zjawisku Faradaya (rys. 5.1). Zbudowany on jest wyłącznie z materiałów dielektrycznych [82].



Rys. 5.1. Model detektora

Podstawowymi elementami detektora są:

- próbka granatu domieszkowanego galem i terbem (TGG),
- polaryzator i analizator LPVISE050-A firmy Thorlabs, elementy dedykowane do pracy w zakresie od 400 nm do 700 nm,
- światłowód wielomodowy skokowy 200/240 μm IRVIS firmy OZ Optics o długości 10 m ze zintegrowanym dielektrycznym kolimatorem (opartym na soczewkach GRIN) oraz złączami FC/PC, wykonany na zamówienie przez firmę Lambda System, umożliwiający połączenie lasera z detektorem,
- światłowód wielomodowy gradientowy 62,5/125 μm IRVIS firmy OZ Optics o długości 10 m ze zintegrowanym dielektrycznym kolimatorem (opartym na soczewkach GRIN) oraz złączami FC/PC, wykonany na zamówienie przez firmę Lambda System, umożliwiający połączenie detektora z fotodetektorem.

Pozostałymi elementami układu pomiarowego są:

- laser GL532T3-150FC ze złączem FC/PC pracujący na długości fali 532 nm oraz układ sterujący pracą lasera ADR-700A umożliwiający regulację mocy wyjściowej,
- fotodetektor DET025AFC/M oparty na diodzie krzemowej, pracujący w zakresie od 400 nm do 1100 nm,
- zmodyfikowany na potrzeby projektu układ wyjściowy FETAMP1 firmy Mathew Engineering zapewniający impedancję wyjściową 50 Ω.

Podstawowym elementem wykonanego modelu detektora jest ośrodek TGG. W literaturze dostępnych jest wiele wyników badań tego materiału. TGG jest wytwarzany głównie metodą Czochralskiego [83]. Jest on wykorzystywany w zakresie od 400 nm do 1100 nm z wyłączeniem zakresu od 470 nm do 500 nm. Ośrodek ten charakteryzuje się bardzo wysoką wartością stałej Verdet, która dla długości 532 nm wynosi 190 rad/Tm [84]. Jest to bardzo istotne z punktu widzenia zastosowania go do konstrukcji czujnika, gdyż wpływa pozytywnie na wartość czułości. TGG charakteryzuje się bardzo wysokim współczynnikiem transmisji w zakresie widzialnym, dzięki temu wprowadzane przez niego tłumienie do układu pomiarowego jest niewielkie. Zastosowany ośrodek powoduje straty optyczne nie większe niż 0,1 % na centymetr długości [85]. TGG jest odporny na uszkodzenia spowodowane światłem laserowym. Powyższe własności sprawiają, iż jest on dedykowany do zastosowania w urządzeniach opartych na zjawisku Faradaya np. do izolatorów optycznych [86][87][82]. Zastosowanie tego ośrodka umożliwia modulację sygnałów w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. W pracy [61] przedstawiono sygnał zarejestrowany z wykorzystaniem układu opartego na TGG charakteryzujący się czasem trwania 35 ps oraz czasem narastania równym 26 ps. Pomiary zaprezentowane w artykule wykonano dla wymuszenia w postaci fali elektromagnetycznej propagującej się w wolnej przestrzeni.

Podczas projektowania modelu detektora jednym z kluczowych aspektów było zastosowanie ośrodka TGG o odpowiedniej długości, gdyż wpływa ona bezpośrednio na pasmo układu [88] i czułość. Wyznaczono ją na podstawie wzoru [16]:

$$L \ll \frac{c}{n \cdot f} \quad (5.1)$$

gdzie:

c- prędkość światła,

n- współczynnik załamania światła ośrodka,

f- częstotliwość graniczna sensora.

W związku z tym, iż producent deklaruje wartość współczynnika załamania tylko dla długości fali 1064 nm ($n = 1,954$) wyznaczono go na podstawie empirycznej zależności Sellmeiera [89]:

$$n = \sqrt{\frac{E_d E_0}{E_0^2 - \left(\frac{h \cdot c}{\lambda}\right)^2} + 1} \quad (5.2)$$

gdzie:

E_d - stała wyznaczona na podstawie pomiarów ($E_d = 9,223$ eV) [90],

E_0 - stała wyznaczona na podstawie pomiarów ($E_0 = 25,208$ eV) [90].

Wartość współczynnika załamania wyznaczona na podstawie wzoru (5.2) dla długości fali 532 nm wynosi $n \approx 1,98$. Częstotliwość graniczną przyjęto $f = 600$ MHz, gdyż jest to największa składowa występująca w widmie sygnału generowanego przez dostępny generator DS110 firmy Diehl. Na podstawie wzoru (5.1) wyznaczono, że długość ośrodka powinna być dużo mniejsza niż 253 mm. Czułość detektora jest jednak wprost proporcjonalna do długości ośrodka [16]. Zastosowanie zbyt małej długości spowoduje znaczne jej zmniejszenie. Z spośród dostępnych na rynku próbek TGG o różnej długości zdecydowano wykorzystać ośrodek o długości 50 mm.

Pasmo fotodetektora DET025AFC/M, zgodnie z notą katalogową jest zgodne z zależnością [91]:

$$f_{BW} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{LOAD} \cdot C_j} \quad (5.3)$$

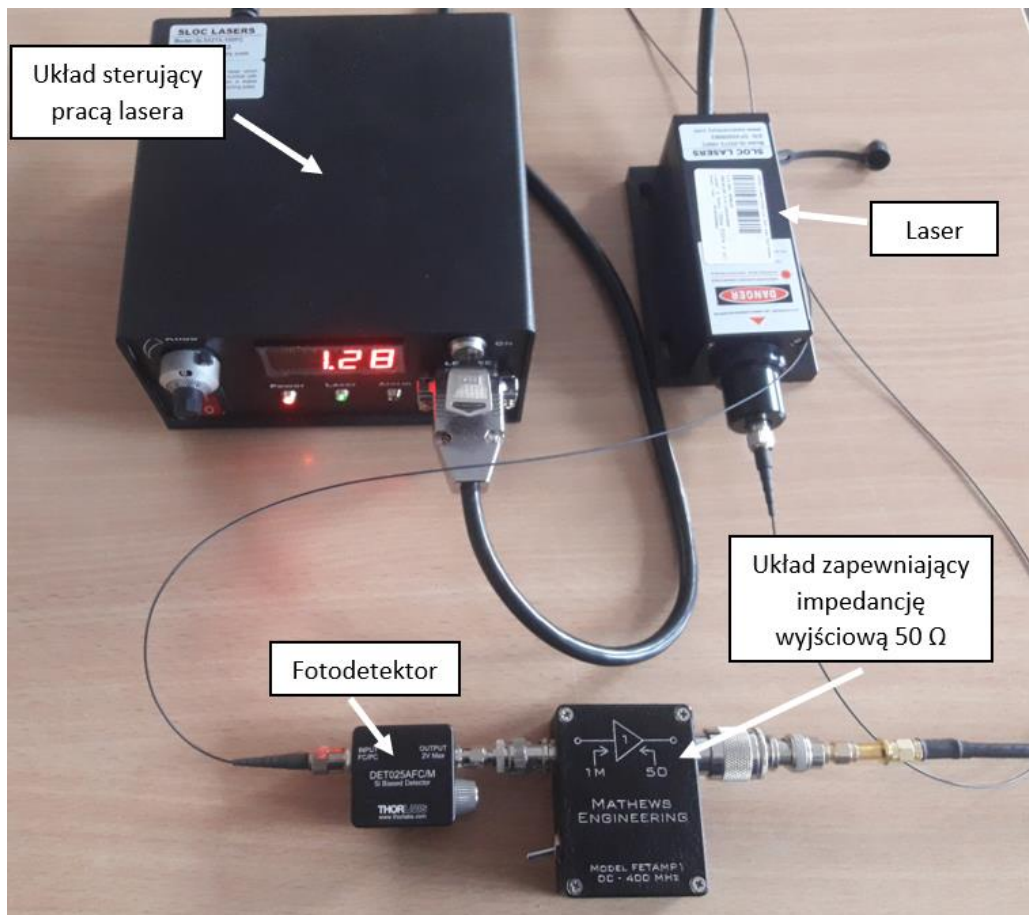
gdzie:

R_{LOAD} - rezystancja obciążenia,

C_j - pojemność złącza fotodiody (maksymalna wartość pojemności złączowej dla układu DET025AFC/M wynosi $C_j = 1,73$ pF).

Rezystancję obciążenia, w przypadku wykonanego układu pomiarowego stanowi rezystancja wejściowa układu FETAMP1, która jest równa $1 \text{ M}\Omega$ [92]. Zakładając, najbardziej niekorzystny wariant, w którym pojemność złączowa wynosi $1,73$ pF otrzymalibyśmy pasmo fotodetektora ok. 92 kHz. Uniemożliwi to detekcję sygnału pochodzącego od generatora DS110. Zastosowanie rezystora o niskiej wartości powoduje, zgodnie z notą katalogową oprócz poszerzenia pasma pracy układu zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego. W związku z tym układ FETAMP1 został zmodyfikowany, tak aby jego rezystancja wejściowa wynosiła 160Ω . Zapewni to pracę układu DET025AFC/M w paśmie do ok. 575 MHz.

Pozostałe elementy układu detekującego przedstawiono na rysunku 5.2.



Rys. 5.2. Elementy elektroniczne układu detekującego

5.1. Wyznaczenie charakterystyki przetwarzania detektora

Charakterystyka przetwarzania detektora określa zależność napięcia na wyjściu układu U w funkcji wartości natężenia pola magnetycznego H . Podczas pomiarów jako źródło pola magnetycznego wykorzystano cewkę Helmholtza przedstawioną na rysunku (4.8). Wyniki badań przedstawiono w tabeli 5.1.

Tabela 5.1. Wyniki pomiarów charakterystyki przetwarzania detektora

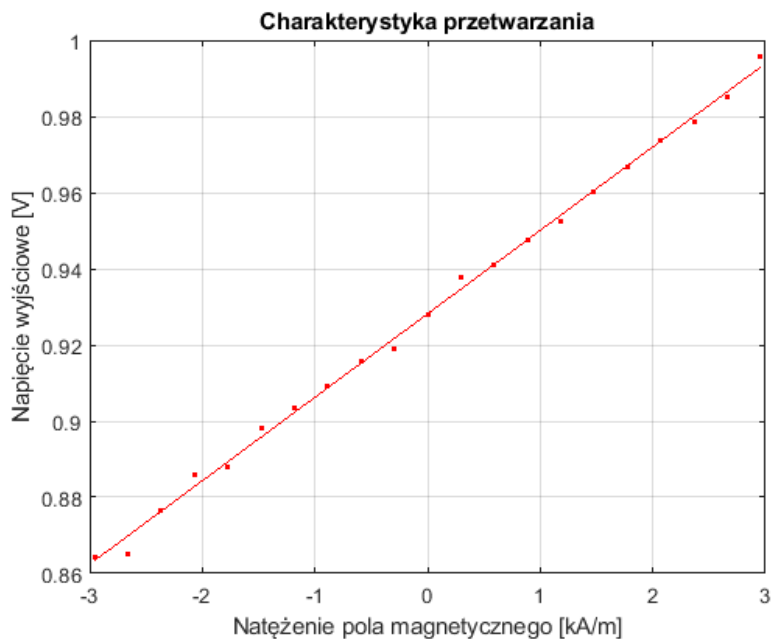
I [A]	H [kA/m]	U_{wy} [V]
- 5	-2,958	0,864451
- 4,5	-2,662	0,865193
- 4	-2,366	0,876327
- 3,5	-2,070	0,885852
-3	-1,775	0,887948

- 2,5	-1,479	0,898032
-2	-1,183	0,903339
- 1,5	-0,887	0,909001
-1	-0,592	0,915787
- 0,5	-0,296	0,918918
0	0,000	0,928041
0,5	0,296	0,937562
1	0,592	0,941156
1,5	0,887	0,947428
2	1,183	0,952366
2,5	1,479	0,960054
3	1,775	0,966912
3,5	2,070	0,973653
4	2,366	0,978545
4,5	2,662	0,985162
5	2,958	0,995728

Na podstawie danych zawartych w tabeli 5.1 oraz funkcji *corrcoef* MATLABA wyznaczono wartości współczynników korelacji Pearsona pomiędzy wartością natężenia pola magnetycznego a napięciem na wyjściu układu. Wartość tego współczynnika wynosiła 0,9989. W związku z tym przeprowadzona została aproksymacja metodą najmniejszych kwadratów. Wartości współczynników prostej aproksymującej zostały wyznaczone z wykorzystaniem funkcji *polyfit* MATLABA. Otrzymano następującą postać prostej aproksymującej:

$$U = 0,0219 \left[\frac{Vm}{kA} \right] \cdot H \left[\frac{kA}{m} \right] + 0,9282 [V] \quad (5.4)$$

Charakterystykę przetwarzania przedstawiono na rysunku 5.3.



Rys. 5.3. Charakterystyka przetwarzania detektora

Czułość sensora wyznaczona na podstawie charakterystyki przetwarzania jest równa $S = 0,0219$ [V/kA/m].

5.2. Wyznaczenie charakterystyki kierunkowości detektora

Unormowaną charakterystyką kierunkową wykonanego detektora nazywamy napięcie $U(\alpha)$ na wyjściu układu w funkcji kąta obrotu odniesione do wartości maksymalnej U_{max} .

$$F(\alpha) = \frac{U(\alpha)}{U_{max}} \quad (5.5)$$

gdzie

$U(\alpha)$ - wartość skuteczna napięcia na wyjściu detektora w funkcji kąta α po wyeliminowaniu składowej stałej,

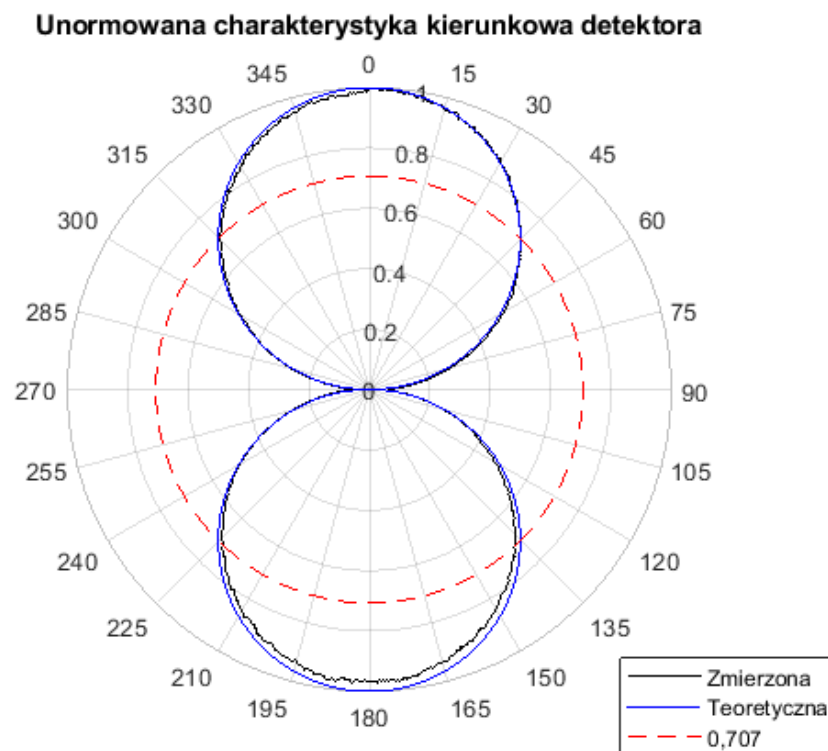
U_{max} - maksymalna wartość skuteczna napięcia na wyjściu detektora po wyeliminowaniu składowej stałej.

Kąt obrotu $\alpha = 0$ oznacza, że kierunek wektora natężenia pola magnetycznego jest zgodny z kierunkiem propagacji wiązki optycznej w ośrodku TGG. Na podstawie zależności (3.22) możemy wywnioskować, iż teoretyczna unormowana charakterystyka kierunkowa określona jest wzorem:

$$F(\alpha) = |\cos(\alpha)| \quad (5.6)$$

Pomiary przeprowadzono z wykorzystaniem multimetru cyfrowego 34461A firmy Keysight, sondy prądowej 1146A firmy Hewlett Packard oraz oscyloskopu DS1052E firmy Rigol, platformy obrotowej przedstawionej w rozdziale 4.1. Sygnały sterujące silnikiem

krokovym generowano z wykorzystaniem modułu sterująco-pomiarowego USB-6008 firmy National Instruments oraz dedykowanego sterownika silnika krokowego. Do sterowania platformą obrotową oraz automatycznego odczytu napięcia wykorzystano autorskie oprogramowanie wykonane w środowisku MATLAB. Pomiarów automatycznych przeprowadzono w zakresie kątowym od 0 do 360° z krokiem 0,3° dla częstotliwości 50 Hz. Składowa stała w sygnale została wyeliminowana poprzez programowe załączenie filtra górnoprzepustowego o częstotliwości granicznej 20 Hz w multimetrze 34461A. Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 5.4.



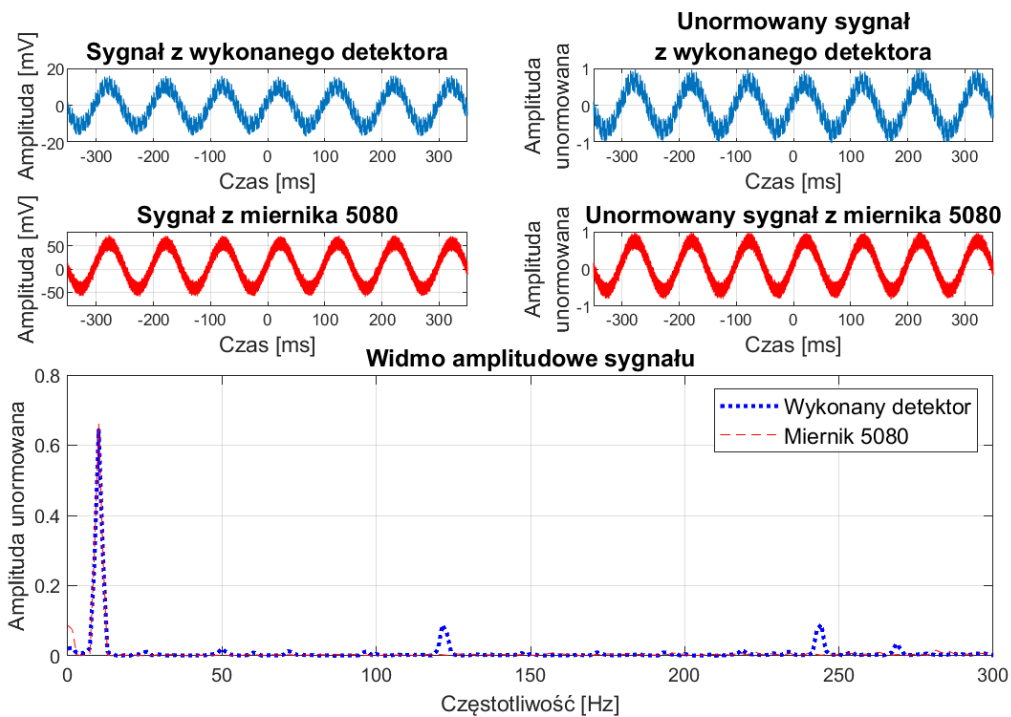
Rys. 5.4. Unormowana charakterystyka kierunkowa detektora

Charakterystyka kierunkowości wykonanego modelu detektora jest dwukierunkowa. Każda z wiązek charakteryzuje się rozwartością teoretyczną 90°. Z przeprowadzonych pomiarów uzyskano następujące rozwartości wiązek 89,1 oraz 86,3.

5.3. Odpowiedź detektora na zmienne pole magnetyczne

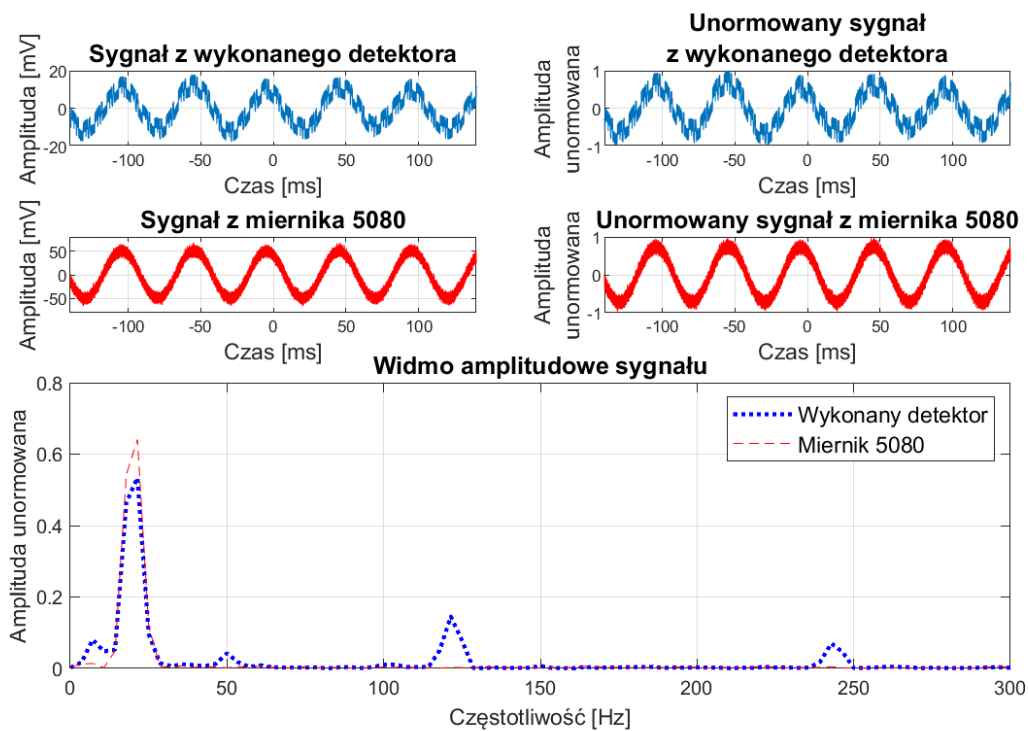
5.3.1. Odpowiedź detektora na wymuszenia sygnałem harmonicznym

Badania wykonano dla wymuszenia sygnałem harmonicznym o częstotliwości 10 Hz, 20 Hz oraz 30 Hz. Dla każdej częstotliwości sygnał został zarejestrowany pięciokrotnie. W pracy przedstawiono wybrane przykłady. Wyniki badań dla częstotliwości 10 Hz przedstawiono na rysunku 5.5.



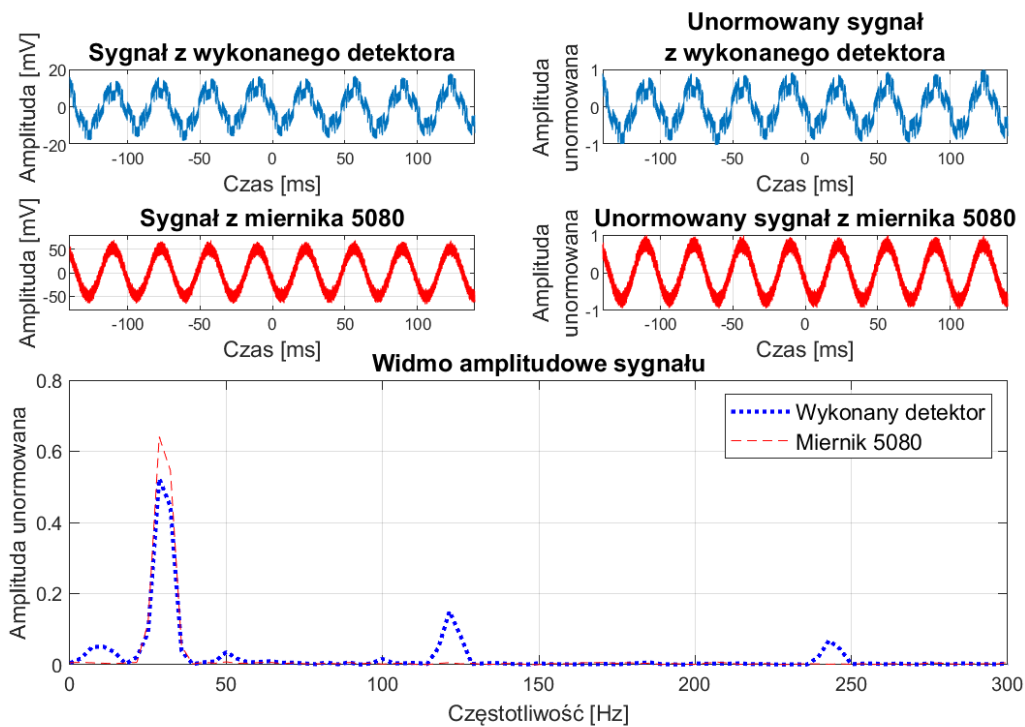
Rys. 5.5. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 10 Hz

Wyniki badań dla częstotliwości 20 Hz przedstawiono na rysunku 5.6.



Rys. 5.6. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 20 Hz

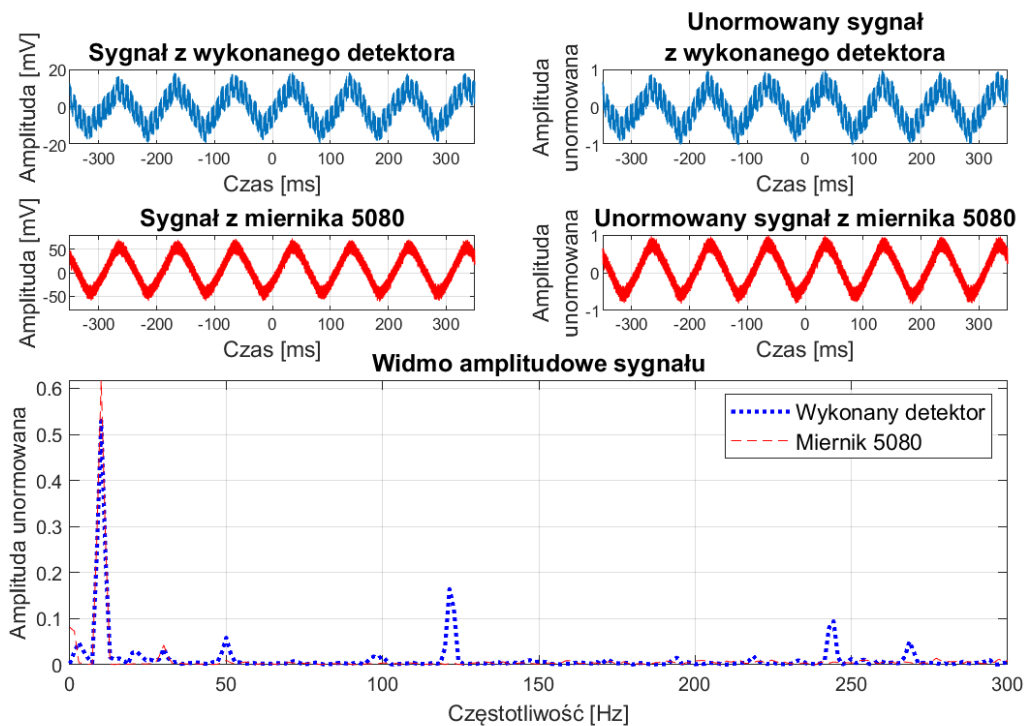
Wyniki badań dla częstotliwości 30 Hz przedstawiono na rysunku 5.7.



Rys. 5.7. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 30 Hz

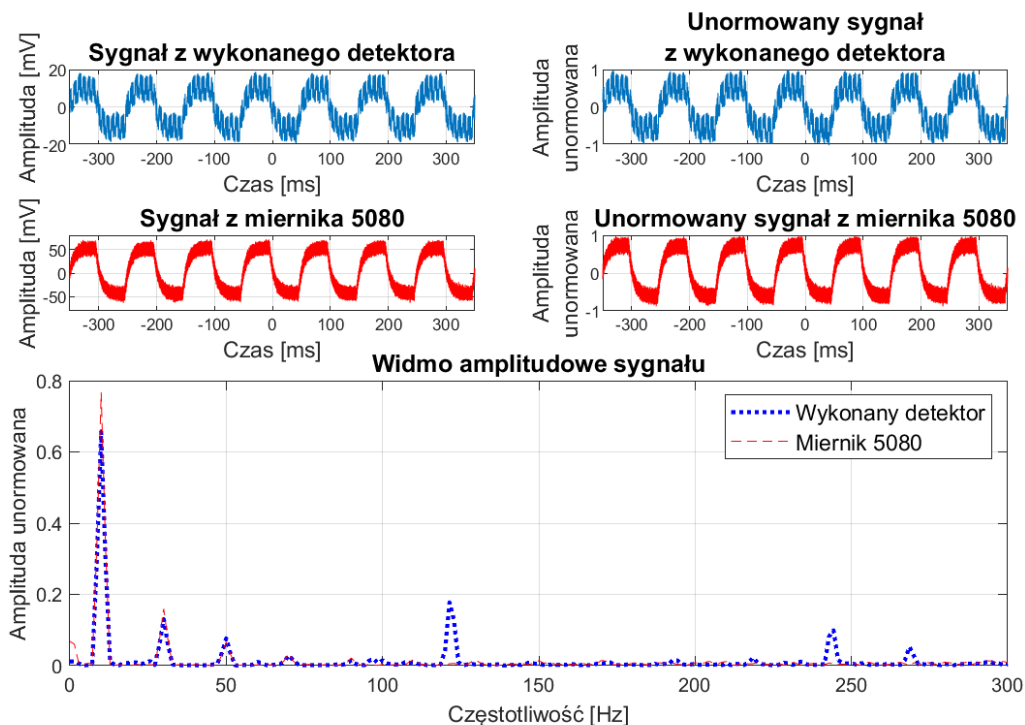
5.3.2. Odpowiedź detektora na wymuszenia sygnałem odkształconym okresowym

Badania wykonano dla wybranych sygnałów odkształconych (trójkątnego, prostokątnego, piłokształtnego, *AttALT* oraz *Cpulse*), dostępnych w pamięci wewnętrznej generatora DG1022 firmy Rigol. Dla każdego wymuszenia sygnał został zarejestrowany pięciokrotnie. W pracy przedstawiono wybrane przykłady. Wyniki pomiarów dla sygnału trójkątnego przedstawiono na rysunku 5.8.



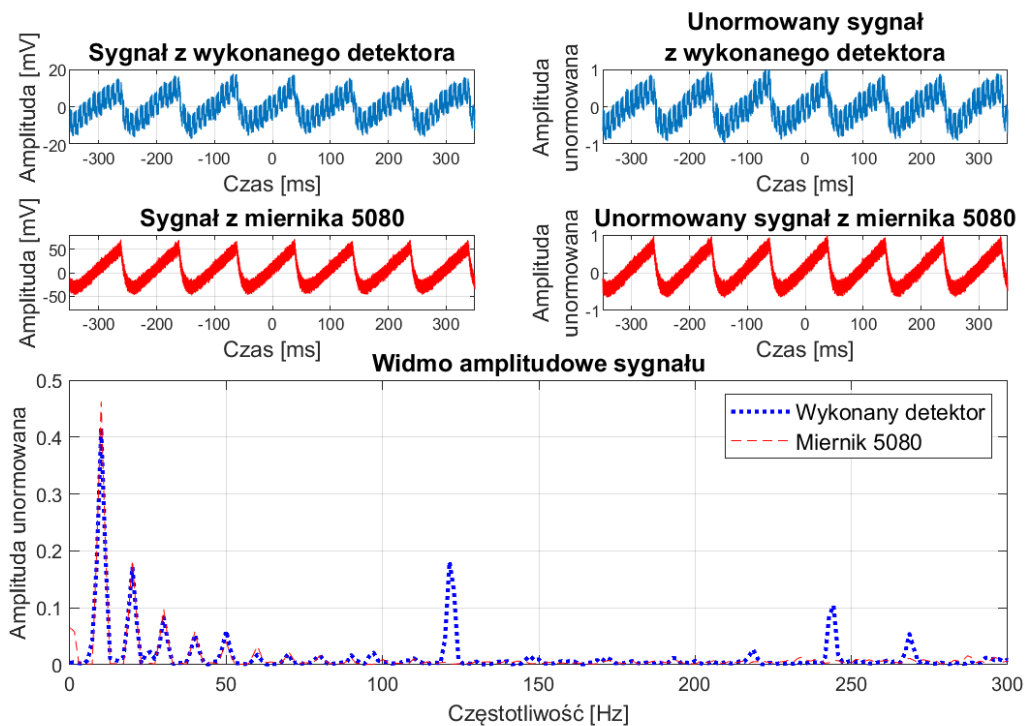
Rys. 5.8. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem trójkątnym

Wyniki pomiarów dla sygnału prostokątnego przedstawiono na rysunku 5.9.



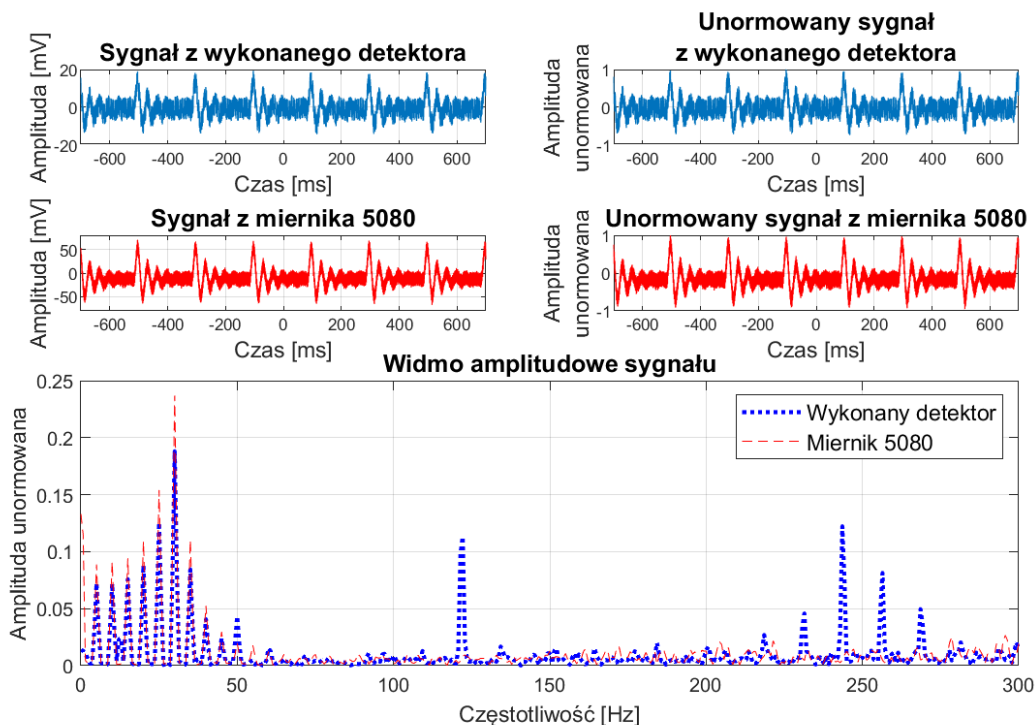
Rys. 5.9. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem prostokątnym

Wyniki pomiarów dla sygnału piłokształtnego przedstawiono na rysunku 5.10.



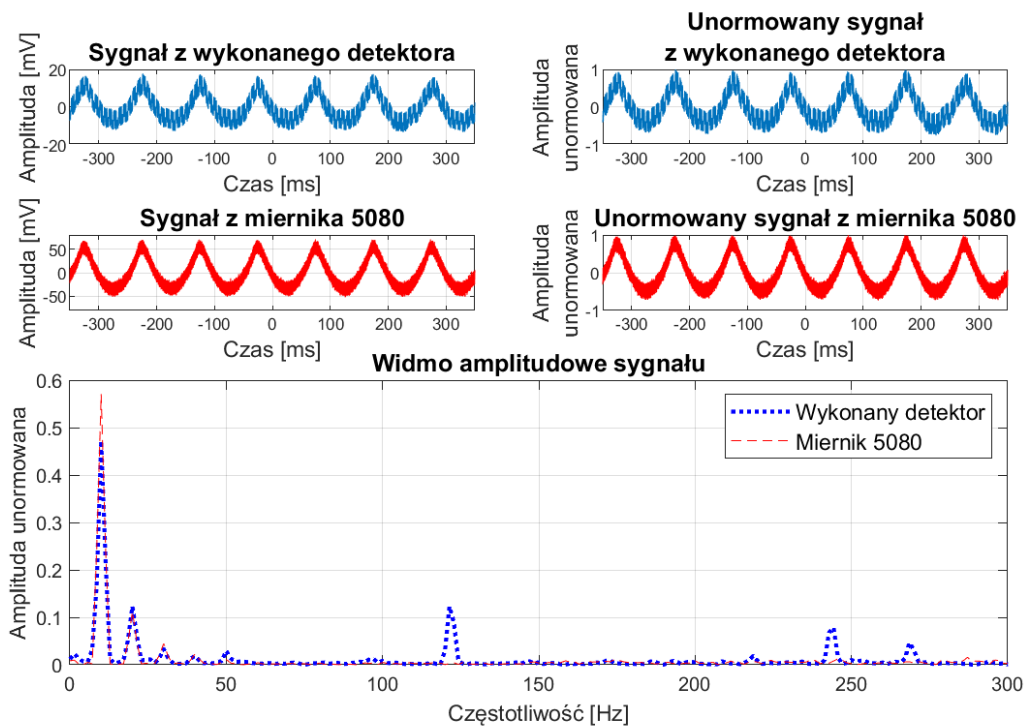
Rys. 5.10. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem piłokształtnym

Wyniki pomiarów dla sygnału *AttALT* przedstawiono na rysunku 5.11.



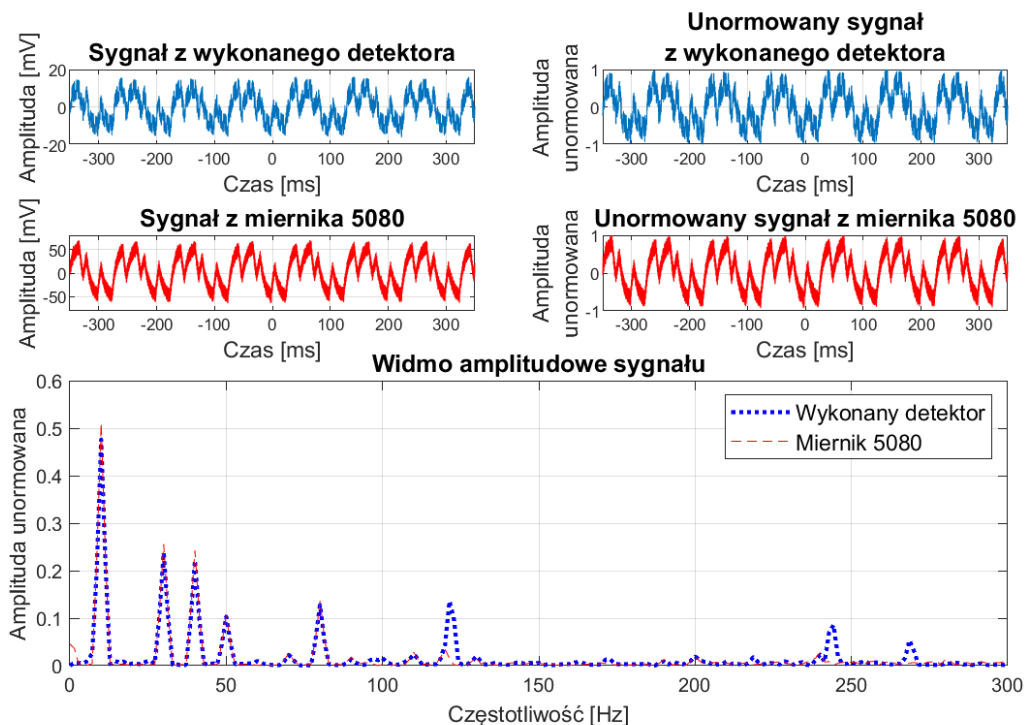
Rys. 5.11. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem *AttALT*

Wyniki pomiarów dla sygnału x^2 przedstawiono na rysunku 5.12.



Rys. 5.12. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem typu x^2

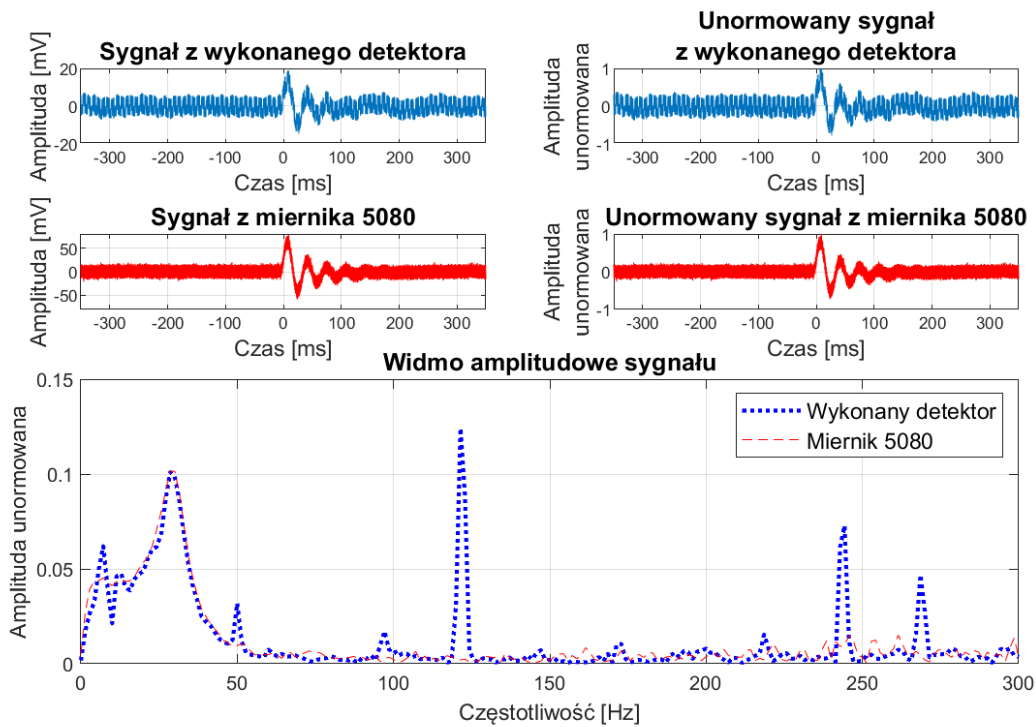
Wyniki pomiarów dla sygnału *Cpulse* przedstawiono na rysunku 5.13



Rys. 5.13. Odpowiedź detektora wymuszenie sygnałem *Cpulse*

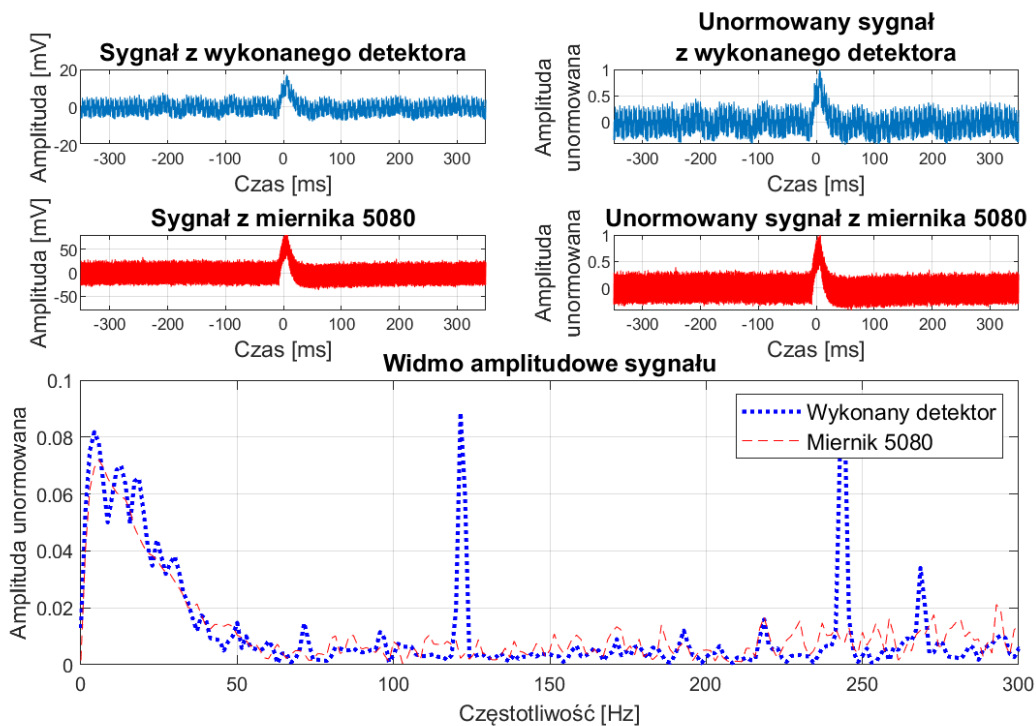
5.3.3. Odpowiedź detektora na wymuszenia sygnałem impulsowym

Badania wykonano dla wybranych sygnałów impulsowych (*AttALT* oraz *Pulse* z wykorzystaniem funkcji *Burst*), dostępnych w pamięci wewnętrznej generatora DG1022 firmy Rigol oraz tłumionej sinusoidy. W pracy przedstawiono wybrane przykłady. Wyniki pomiarów dla sygnału impulsowego *AttALT* przedstawiono na rysunku 5.14.



Rys. 5.14. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem impulsowym *AttALT*

Wyniki pomiarów dla sygnału impulsowego *Pulse* przedstawiono na rysunku 5.15.



Rys. 5.15. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem impulsowym *Pulse*

Następnie wykonano pomiary z wykorzystaniem generatora impulsowego pola magnetycznego. W celu uniknięcia niepożądanych zakłóceń źródło promieniowania elektromagnetycznego znajdowało się w odległości 10 m od elektronicznych elementów systemu pomiarowego. Widok generatora impulsowego pola magnetycznego wraz z detektorem przedstawiono na rysunku 5.16.



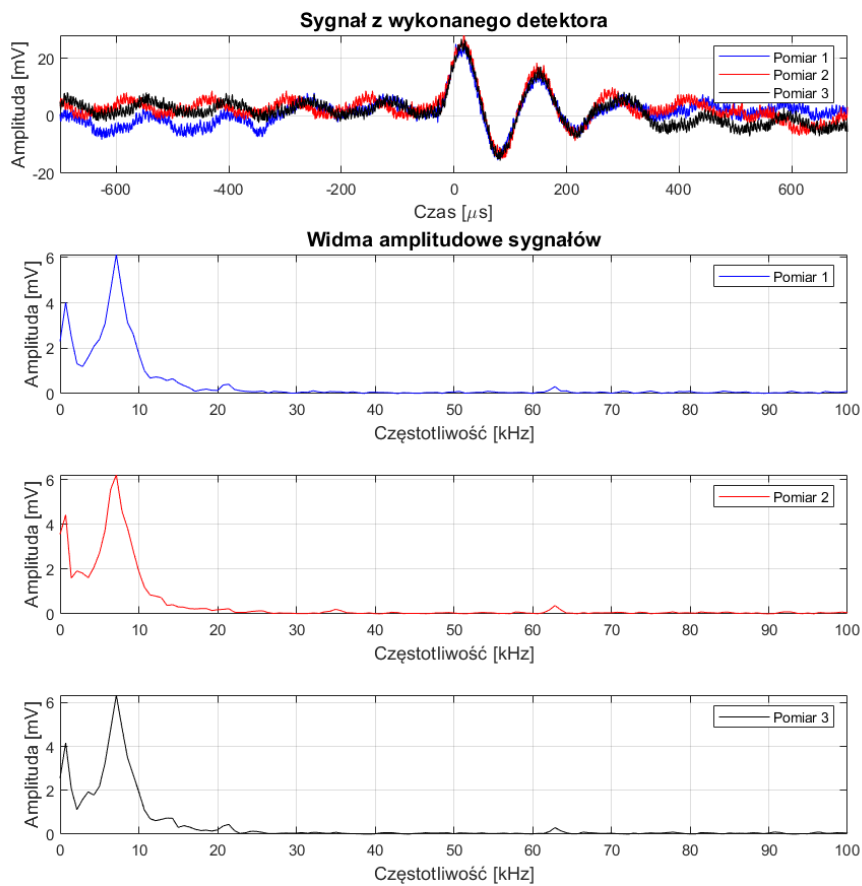
Rys. 5.16. Generator impulsowego pola magnetycznego wraz z detektorem

Pozostałe elementy układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 5.17.



Rys. 5.17. Fotografia oddalonych od detektora elementów elektronicznych układu pomiarowego

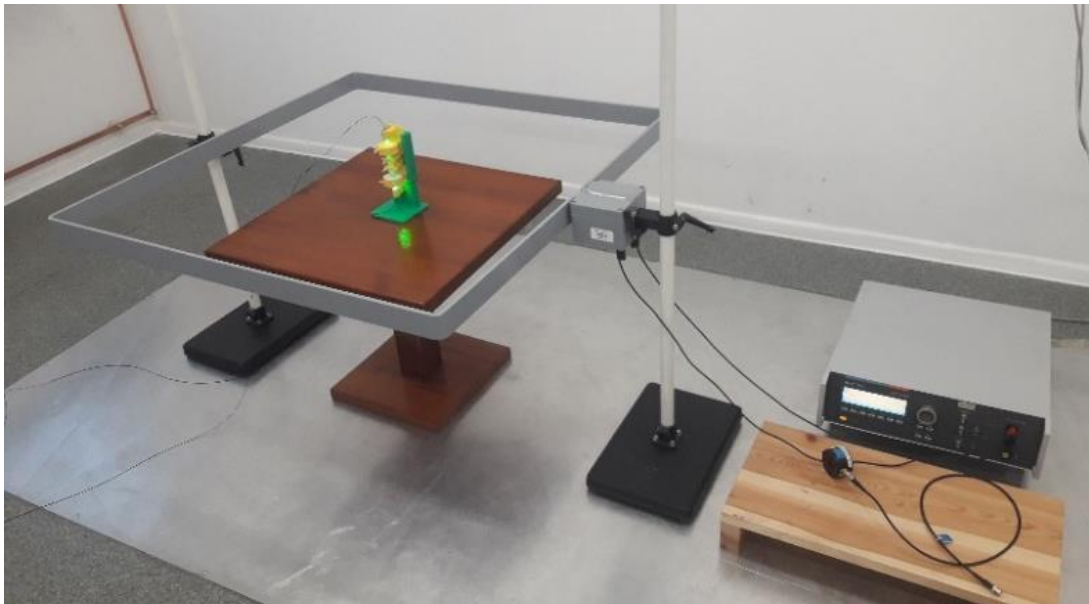
Zarejestrowane sygnały oraz wyznaczone widma amplitudowe przedstawiono na rysunku 5.18.



Rys. 5.18. Zarejestrowane sygnały oraz ich widma amplitudowe

5.4. Pomiary w Laboratorium Automatyki i Telekomunikacji Instytutu Kolejnictwa

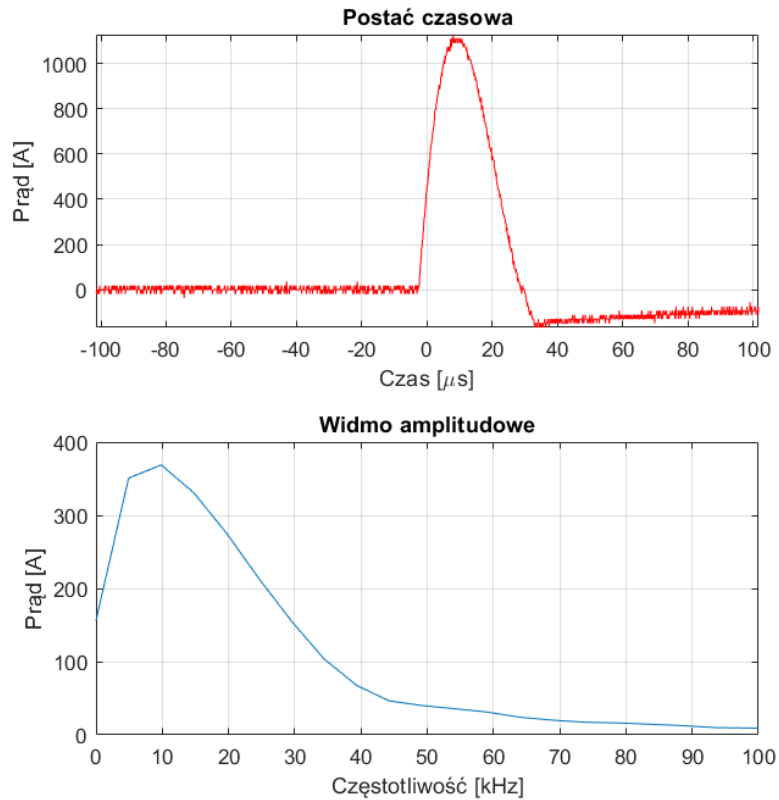
W akredytowanym Laboratorium Automatyki i Telekomunikacji Instytutu Kolejnictwa przeprowadzono pomiary polegające na rejestracji odpowiedzi detektora na wymuszenie impulsowym polem magnetycznym o amplitudzie 1 kA/m. Pomiary zostały przeprowadzone z wykorzystaniem oscyloskopu RTO 1022 firmy Rohde & Schwarz, generatora UCS 500N5 firmy EM TEST, sondy prądowej MD 300 firmy Teseq oraz anteny magnetycznej MS 100 o wymiarach 1 m x 1m, przeznaczonej m.in. do badań odporności urządzeń na impulsowe pole magnetyczne zgodnie z normą PN-EN 61000-4-9 [93]. Widok stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rysunku 5.19.



Rys. 5.19. Stanowisko do generowania impulsowego pola magnetycznego

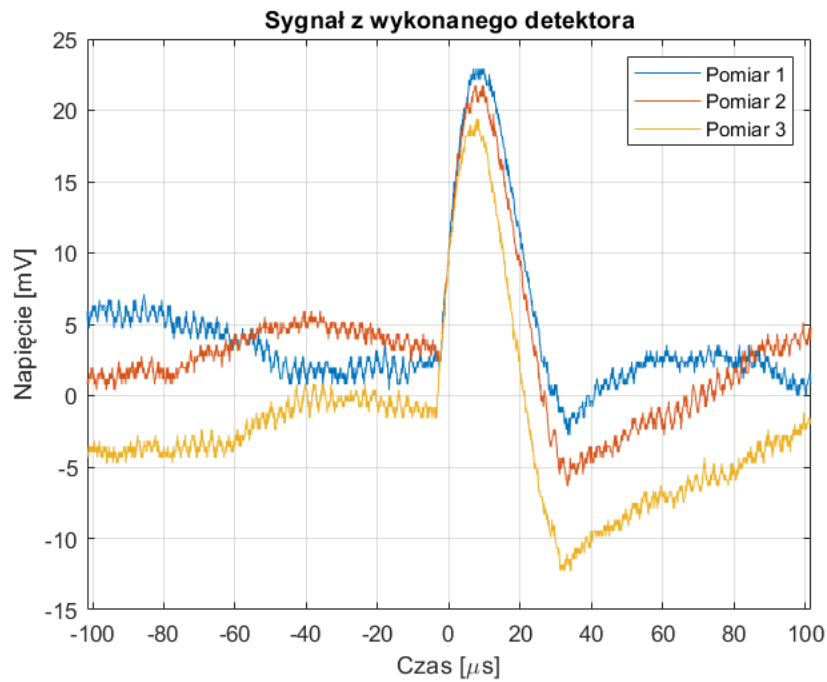
Parametry generowanego sygnału są zgodne z normą PN-EN 61000-4-9. Czas narastania impulsu jest równy $8 \mu\text{s}$ a czas trwania impulsu wynosi $20 \mu\text{s}$. Zgodnie z normą parametry czasowe impulsu nie mogą się różnić o więcej niż 20%. Wartość natężenia pola magnetycznego równa 1000 A/m uzyskiwana jest poprzez zadawanie prądu płynącego przez antenę magnetyczną o wartości 1111 A .

Przebieg prądu oraz jego widmo wyznaczone za pomocą sygnału zarejestrowanego z wykorzystaniem sondy prądowej MD300 przedstawiono na rysunku 5.20.



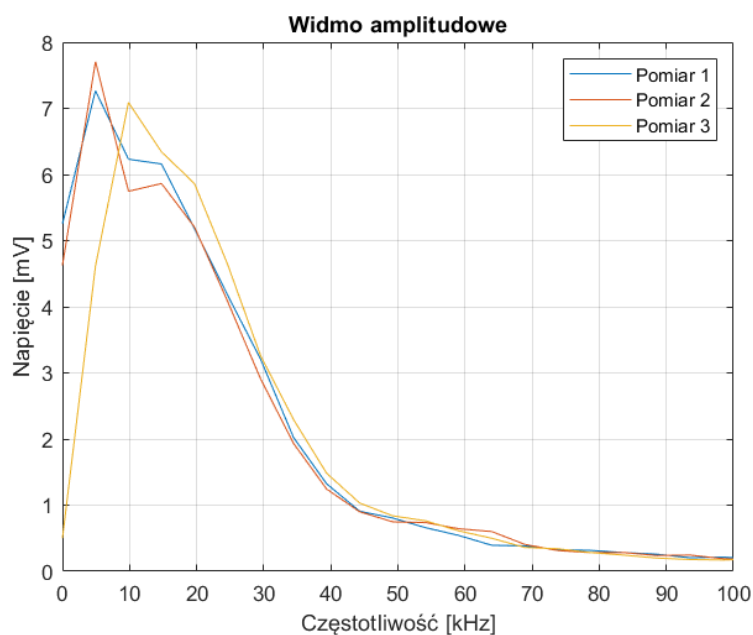
Rys. 5.20. Postać czasowa i widmo prądu

Sygnaly zarejestrowane w trzech kolejnych próbach z wykorzystaniem wykonanego detektora przedstawiono na rysunku 5.21.



Rys. 5.21. Sygnał wyjściowy z detektora

Na podstawie zarejestrowanych sygnałów wyznaczono widma amplitudowe (rys. 5.22).



Rys. 5.22. Widmo amplitudowe sygnału wyjściowego

Detektor umożliwia rejestrację sygnałów harmonicznycy, odkształconych okresowych oraz impulsowych. W przypadku rejestracji sygnału z wykorzystaniem źródła prądowego sterowanego napięciem, w widmach analizowanych sygnałów, poza składowymi wynikającymi wprost z wymuszenia, występują również inne harmoniczne. Nie występują one w przypadku sygnałów zarejestrowanych z wykorzystaniem miernika natężenia pola magnetycznego 5080 firmy Sypris Test & Measurement. Wynika stąd, że zarejestrowane sygnały za pomocą wykonanego detektora są superpozycją sygnału wynikającego wprost z wymuszenia oraz sygnału odkształconego. Występowanie tych składowych powoduje znaczne różnice w zarejestrowanych sygnałach przedstawionych na rysunku 5.21.

W kolejnym podrozdziale przedstawiona zostanie analiza sygnału wyjściowego z detektora w przypadku braku wymuszenia.

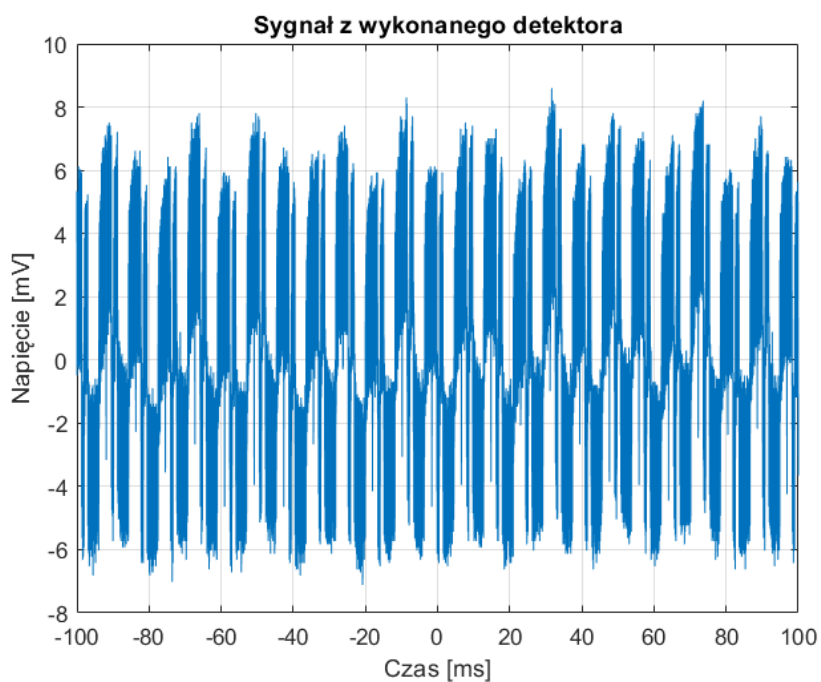
5.5. Analiza sygnału wyjściowego z detektora przy braku wymuszenia

W związku z występowaniem w widmie składowych nie związanych z wymuszeniem przeprowadzono analizę sygnału w przypadku braku wymuszenia. Aby wyeliminować wpływ zewnętrznego pola magnetycznego na odpowiedź układu, detektor został umieszczony w obudowie szczelnej elektromagnetycznie, wykonanej przez firmę Holland Shielding Systems B.V. z serii 1920, zapewniającej tłumienie ponad 60 dB w paśmie do 15 GHz (rys. 5.23).



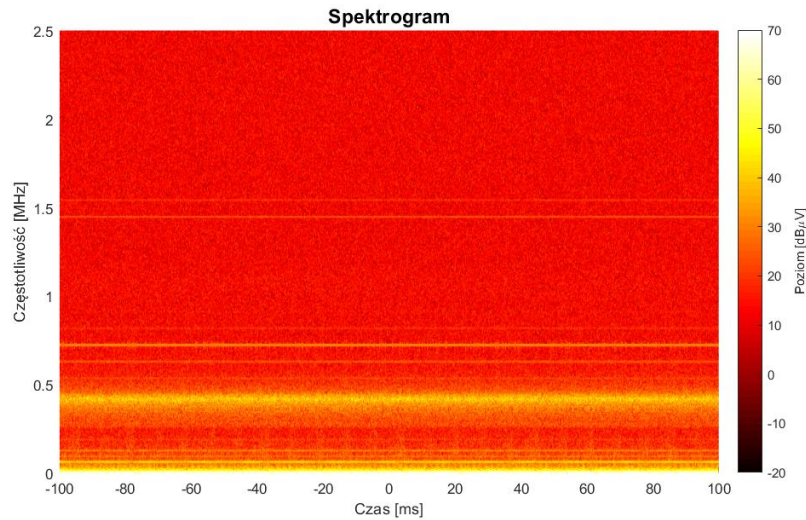
Rys. 5.23. Detektor w obudowie szczelnej elektromagnetycznie

Pomiary wykonano z wykorzystaniem oscyloskopu cyfrowego RTO 1022 firmy Rohde & Schwarz oraz analizatora widma DSA 815 firmy Rigol. W pierwszym etapie zarejestrowano 1 000 0032 próbek sygnału, z częstotliwością próbkowania 5 MSa/s. Postać czasową zarejestrowanego sygnału przedstawiono na rysunku 5.24.



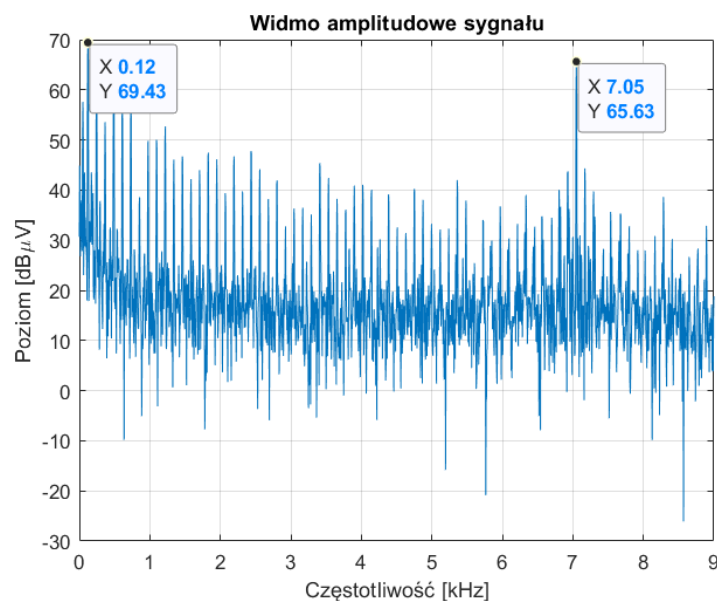
Rys. 5.24. Postać czasowa sygnału przy braku wymuszenia

W celu określenia zmian charakteru sygnału w czasie zastosowano krótkookresową transformatę Fouriera z wykorzystaniem wbudowanej funkcji Matlaba *spectrogram* [75]. Poziom napięcia poszczególnych harmoniczných został wyskalowany w $\text{dB}\mu\text{V}$. Spektrogram wyznaczony dla długości okna równej 1024 przedstawiono na rysunku 5.25.



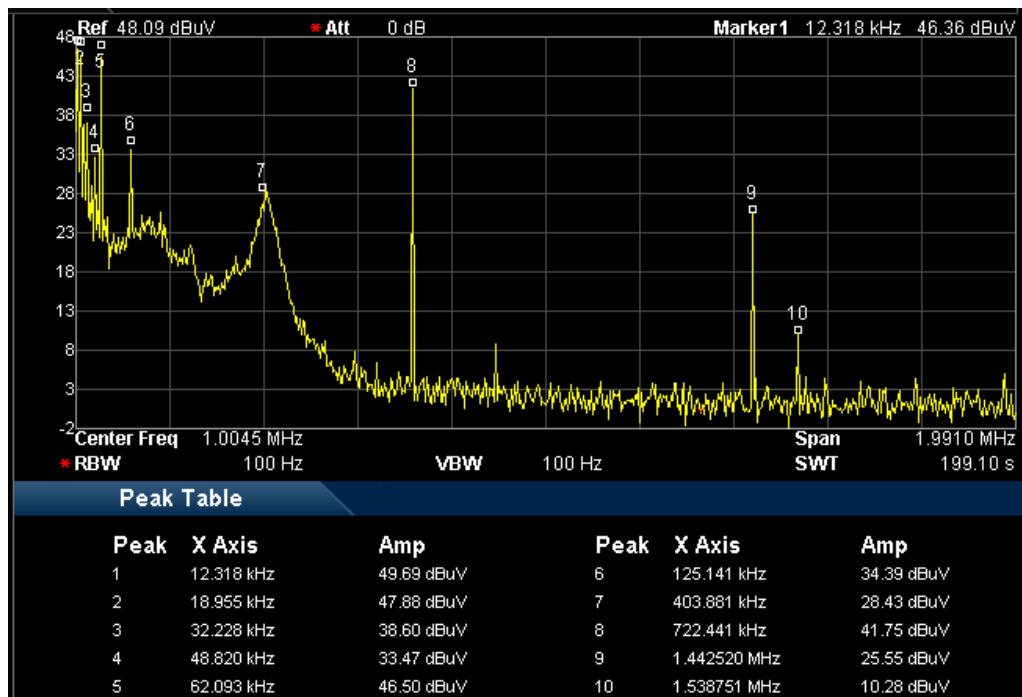
Rys. 5.25. Spektrogram sygnału przy braku wymuszenia

Spektrum częstotliwościowe zarejestrowanego sygnału jest praktycznie niezmiennie w funkcji czasu, w związku z tym możemy przyjąć, iż jest on stacjonarny. W zakresie częstotliwości do 9 kHz widmo zostało wyznaczone na podstawie postaci czasowej zarejestrowanego sygnału z wykorzystaniem funkcji *widmo*. Poziom napięcia poszczególnych harmoniczných został wyskalowany w $\text{dB}\mu\text{V}$. Widmo amplitudowe zarejestrowanego sygnału przedstawiono na rysunku 5.26.



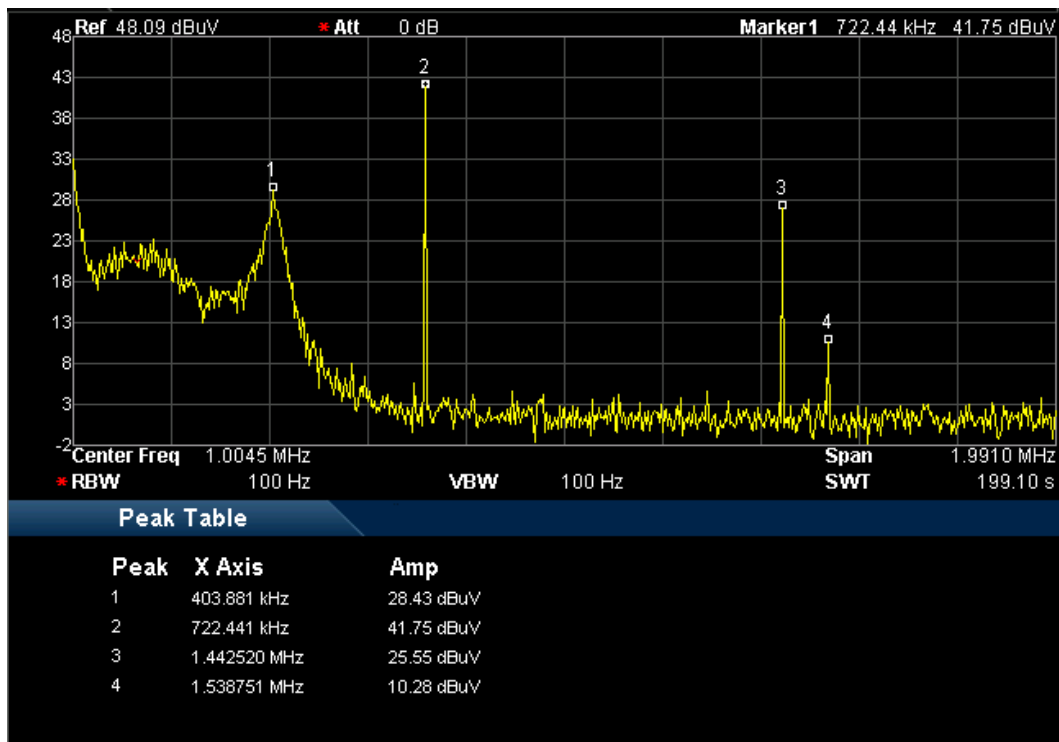
Rys. 5.26. Widmo amplitudowe sygnału przy braku wymuszenia

W zarejestrowanym sygnale dominują składowe na częstotliwościach ok 70 Hz i 7,05 kHz. Składowe te nie występowały w przypadku, gdy laser był wyłączony. Widmo amplitudowe sygnału w zakresie od 9 kHz do 2 MHz, zmierzone z wykorzystaniem analizatora widma DSA 815 firmy Rigol przedstawiono na rysunku 5.27.



Rys. 5.27. Widmo sygnału wyjściowego z detektora w zakresie od 9 kHz do 2 MHz

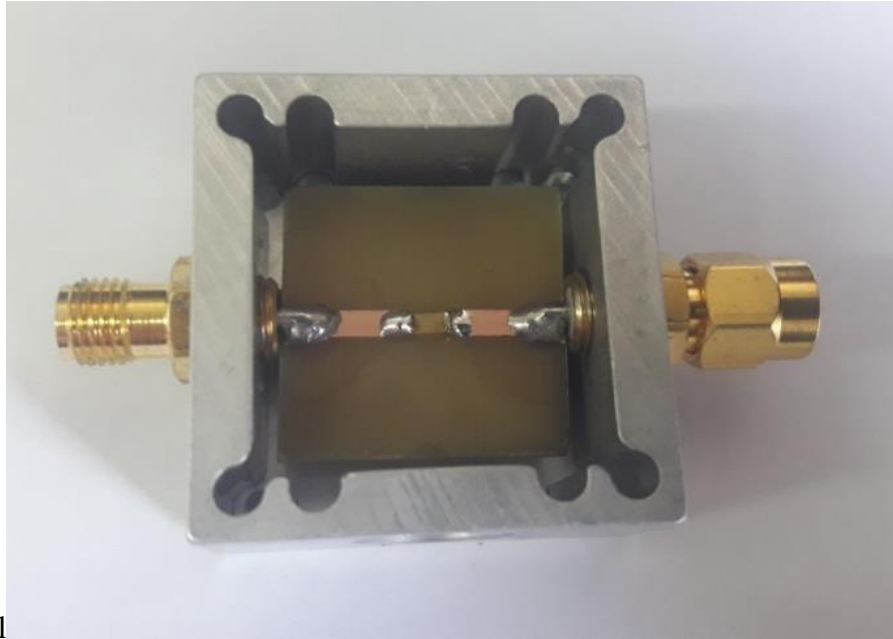
Wykonano również pomiar widma sygnału w przypadku, gdy laser był wyłączony. Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 5.28.



Rys. 5.28. Widmo sygnału wyjściowego z detektora w zakresie od 9 kHz do 2 MHz gdy laser był wyłączony

Z przeprowadzonych pomiarów wynika, że składowe występujące na częstotliwościach 12,318 kHz, 18,955 kHz, 32,228 kHz, 48,820 kHz, 62,093 kHz oraz 125,141 kHz związane są ze zmianą natężenia światła optycznego w funkcji czasu. Zastosowanie lasera charakteryzującego się mniejszymi zmianami mocy wyjściowej w funkcji czasu spowodowałoby znaczne zmniejszenie poziomu niepożądanych składowych występujących w widmie sygnału. Natomiast składowe występujące wokół częstotliwości środkowej 403,881 kHz oraz na częstotliwościach 722,441 kHz, 1,442520 MHz i 1,538751 MHz wnikają z pracy układu zapewniającego impedancje 50 Ω (występowały nawet gdy nie był dołączony fotodetektor do układu). Przeprowadzone zostały również pomiary widma sygnału w zakresie od 1 MHz do 1,5 GHz. W tym zakresie występują tylko składowe związane z szumem na poziomie ok. 3 dB μ V.

Z przeprowadzonych pomiarów wynika, iż istnieje konieczność stłumienia niepożądanych sygnałów. W związku z tym, wykonano układ filtrujący o częstotliwości granicznej 2 MHz. Układ przedstawiono na rysunku 5.29.



1

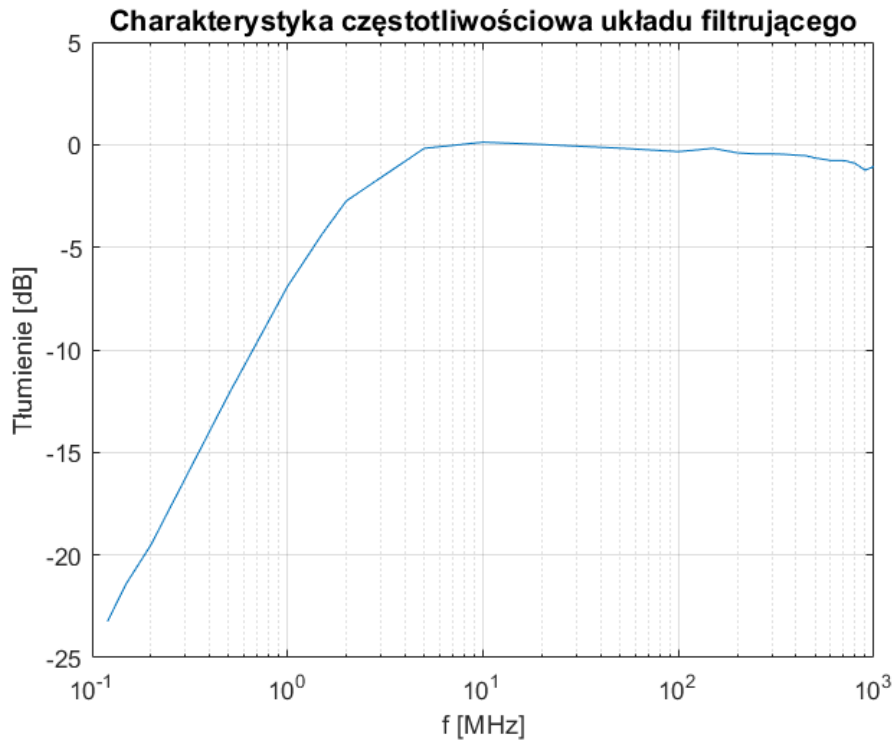
Rys. 5.29. Układ filtrujący

Pomiary charakterystyki częstotliwościowej wykonano z wykorzystaniem generatora 8648D firmy Agilent oraz analizatora widma HMS-X firmy Rohde & Schwarz w zakresie od 120 kHz do 1 GHz. Na rysunku 5.30 przedstawiono stanowisko pomiarowe.



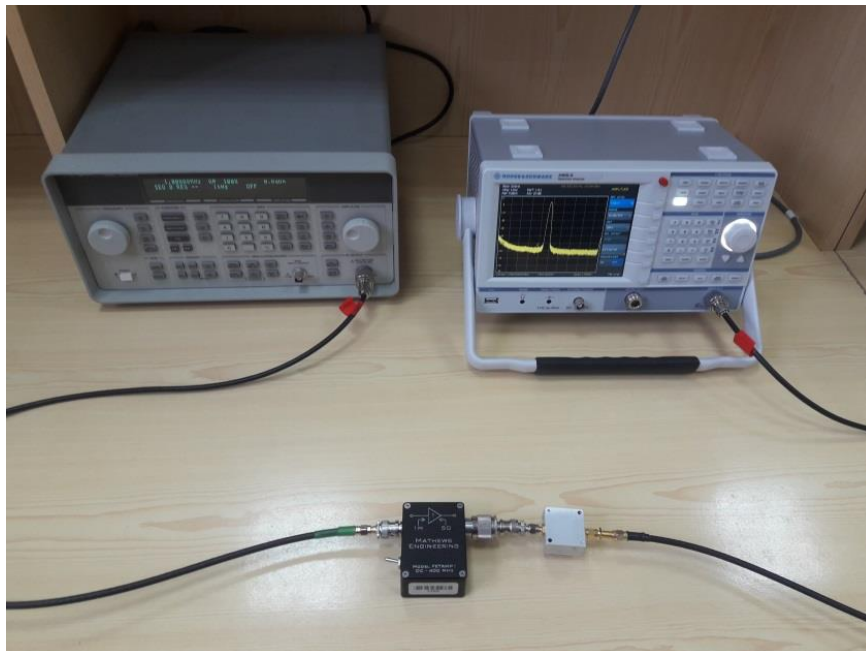
Rys. 5.30. Stanowisko do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej układu filtrującego

Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 5.31.



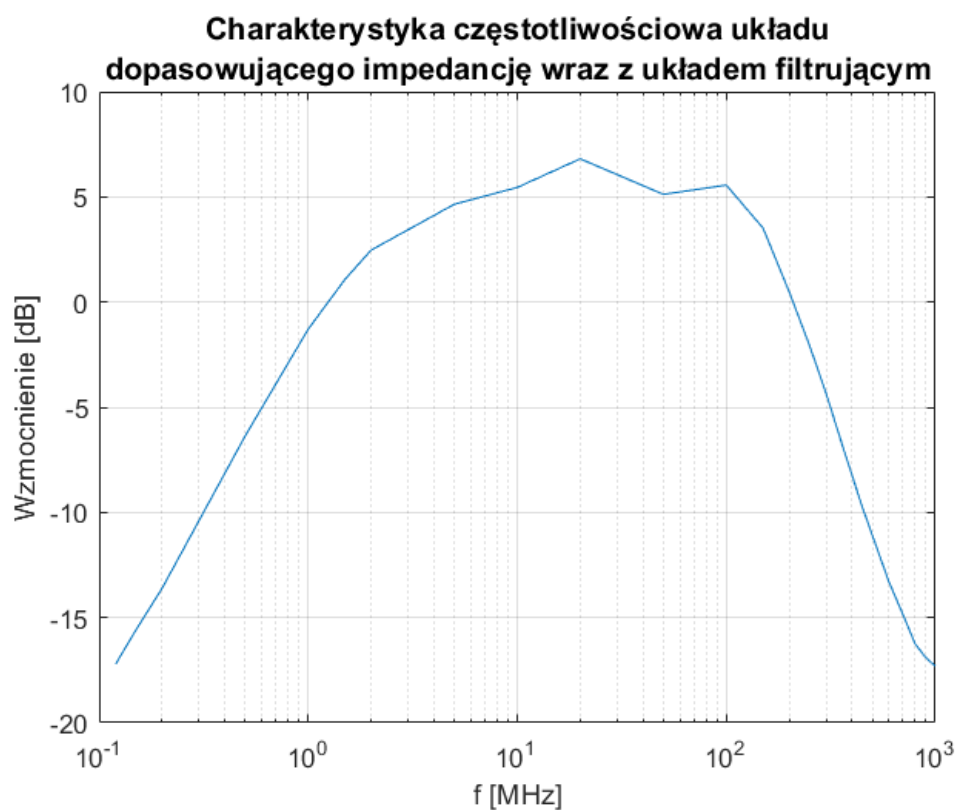
Rys. 5.31. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa układu filtrującego

Wykonano także pomiar charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej układu zapewniającego dopasowanie impedancyjne wraz z dołączonym układem filtrującym. Widok stanowiska przedstawiono na rysunku 5.32.



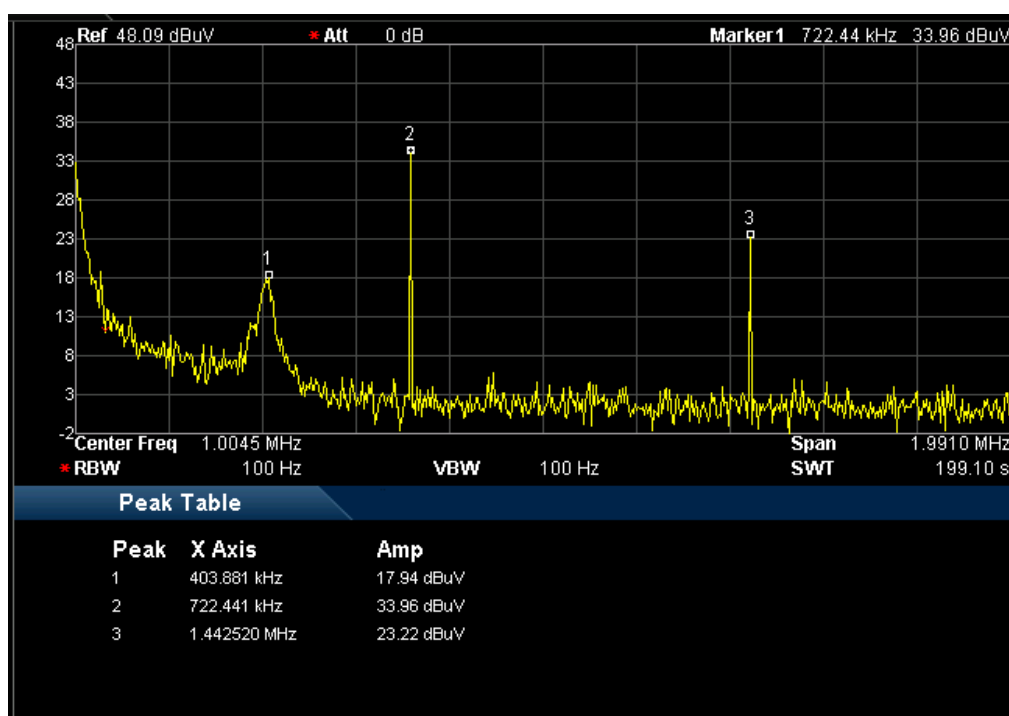
Rys. 5.32. Stanowisko do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej układu zapewniającego dopasowanie impedancyjne z dołączonym układem filtrującym

Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 5.33.



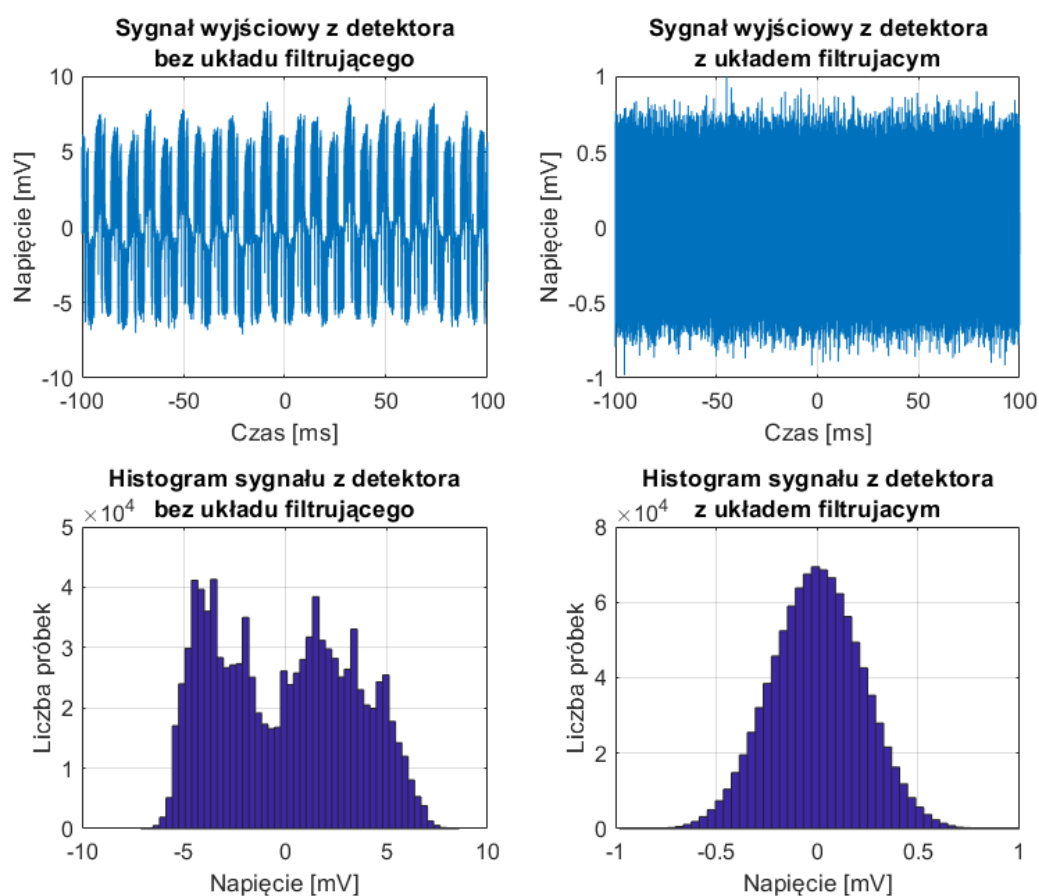
Rys. 5.33. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa układu zapewniającego dopasowanie impedancyjne z dołączonym układem filtrującym

Widmo sygnału po zastosowaniu układu filtrującego przedstawiono na rysunku 5.34.



Rys. 5.34. Widmo sygnału po zastosowaniu układu filtrującego

Na rysunku 5.35 przedstawiono zestawienie sygnałów na wyjściu detektora oraz ich histogramy w przypadku braku układu filtrującego oraz po jego dołączeniu. Histogramy zostały wykonane z wykorzystaniem funkcji *hist* Matlaba. Zadeklarowanych zostało 50 przedziałów.



Rys. 5.35. Sygnały napięciowe na wyjściu układu oraz ich histogramy

Zastosowanie układu filtrującego pozwoliło wyeliminować składowe niskoczęstotliwościowe, które w głównej mierze wpływają na wartość amplitudy i postać czasową sygnału wyjściowego. Dzięki temu znacznie łatwiej będzie zarejestrować impulsy elektromagnetyczne generowane przez generator *DS 110* firmy *Diehl Defence*. Na podstawie histogramu możemy wnioskować, że po zastosowaniu układu filtrującego dane charakteryzują się rozkładem bardzo zbliżonym do normalnego. Kurtosis w tym przypadku, wyznaczona za pomocą wbudowanej funkcji *kurtosis* MATLABA wynosi 2,8765. Dla rozkładu normalnego przyjmuje ona wartość 3. Wartość skośności wyznaczona za pomocą funkcji *skewness* równej -0,009 świadczy, że rozkład jest zbliżony do symetrycznego względem wartości średniej [75].

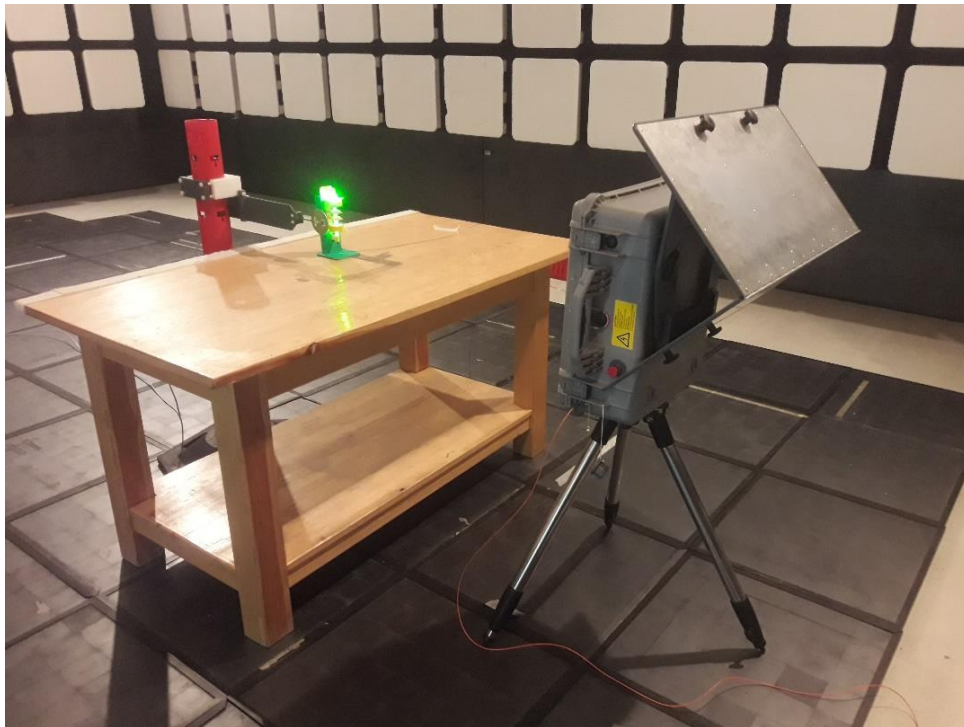
5.6. Pomiary w Laboratorium Kompatybilności Elektromagnetycznej

Badania odpowiedzi detektora w komorze bezodbiciowej Wydziału Elektroniki Wojskowej Akademii Technicznej zostały przeprowadzone z wykorzystaniem generatora *DS110* firmy *Diehl BGT Defence*. Pomiary wykonano dwoma niezależnymi metodami pomiarowymi:

- metodą klasyczną opartą na wykorzystaniu: sondy D-dot AD-70 oraz desymetryzatora BIB-170F firmy Prodyn, tłumika 40 dB oraz oscyloskopu DPO70404 firmy Tektronix,
- metodą optoelektroniczną opartą na wykorzystaniu: opracowanego modelu detektora optycznego przedstawionego w pracy, układu filtrującego oraz oscyloskopu cyfrowego RTO 1022 firmy Rohde & Schwarz.

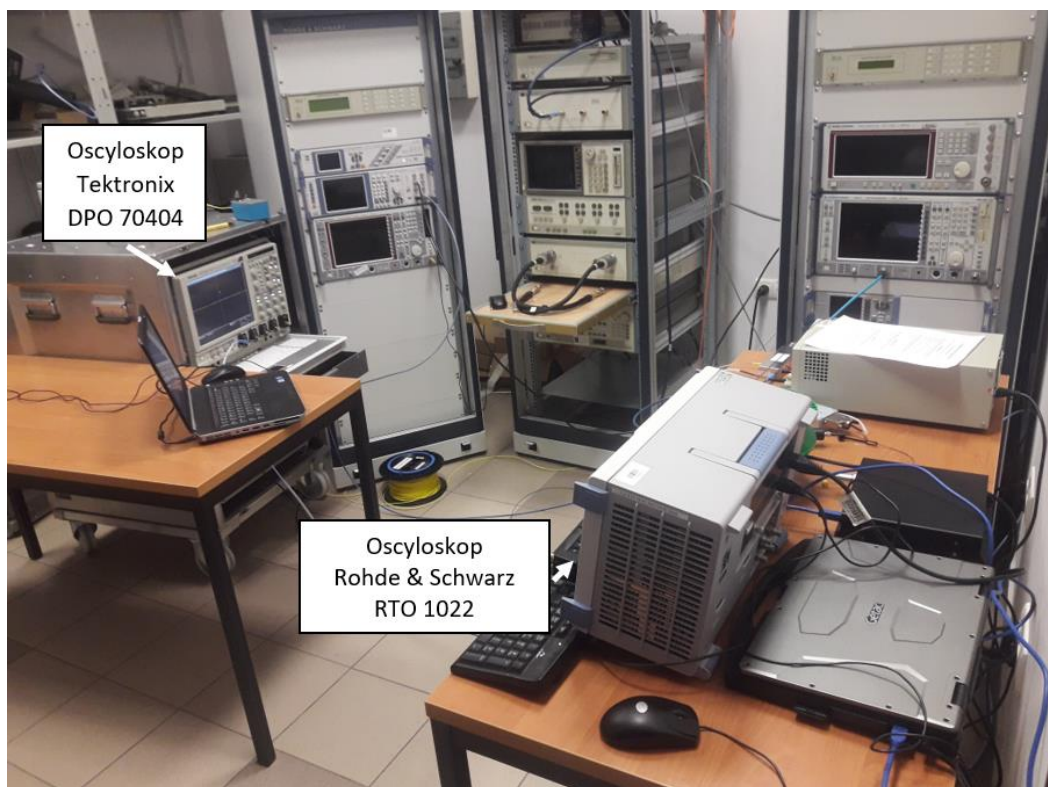
Wykorzystanie sondy D-dot umożliwiło rejestrację składowej elektrycznej natomiast model detektora optycznego umożliwił rejestrację składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego. Podstawową rolą układu opartego na metodzie klasycznej było potwierdzenie faktu wygenerowania impulsu elektromagnetycznego. Ponadto dostępność do oprogramowania pomiarowego firmy Diehl, dedykowanego do przetwarzania sygnału z sondy D-dot, umożliwiła opracowanie autorskiego programu do wyznaczania postaci czasowej natężenia pola elektrycznego.

Podczas pomiarów sensory zostały umieszczone w odległości 1 m od anteny. W celu zwiększenia wartości natężenia pola zastosowano dodatkowo reflektor kątowy [94]. W celu uniknięcia odbić podłoga została wyłożona płytkami ferrytowymi. Elementy układów pomiarowych znajdujące się w komorze bezodbiciowej przedstawiono na rysunku 5.36.



Rys. 5.36. Elementy układów pomiarowych w komorze bezodbiciowej

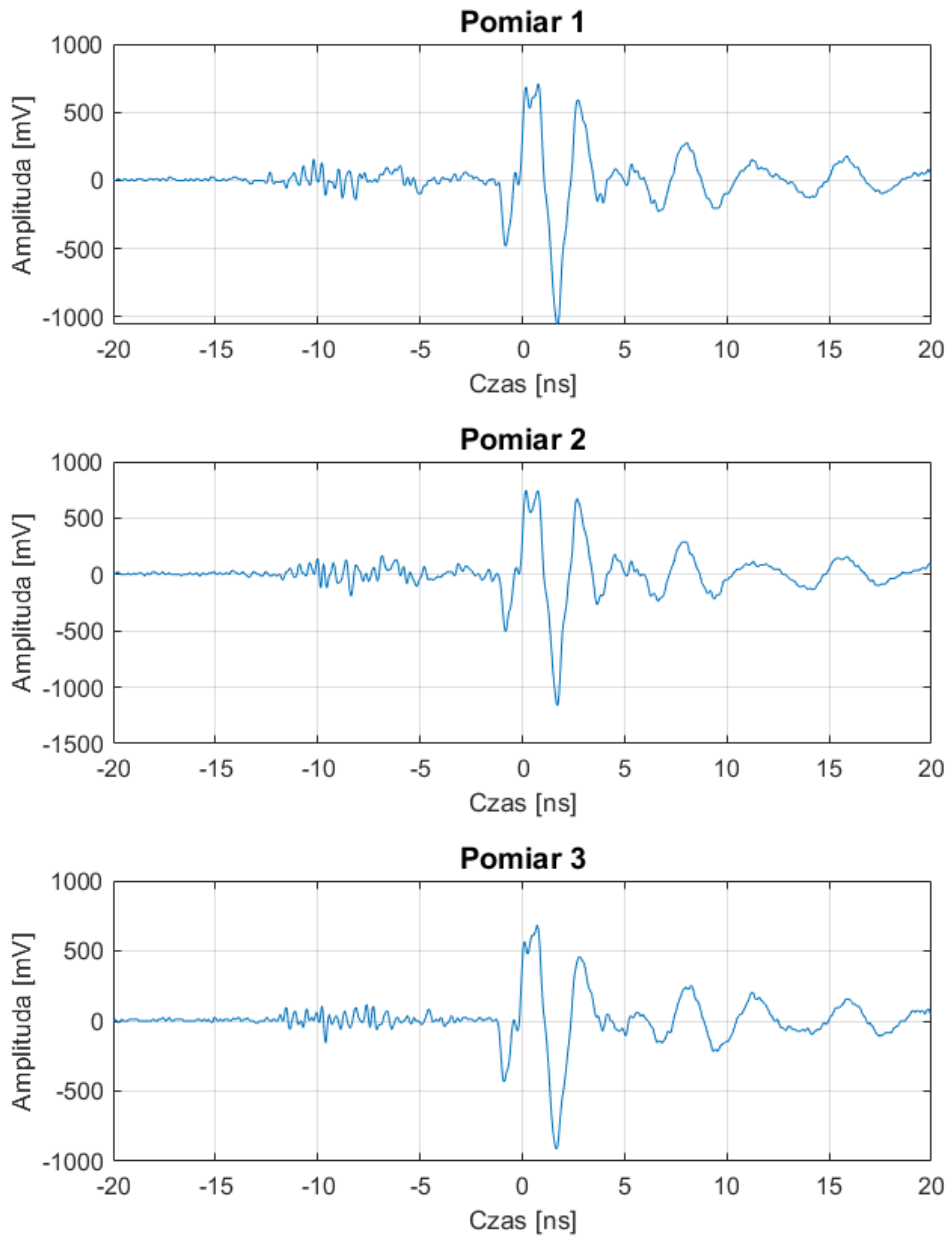
Pozostałe elementy układów pomiarowych, znajdujące się poza komorą bezodbiciową przedstawiono na rysunku 5.37.



Rys. 5.37. Elementy układów pomiarowych poza komorą bezodbiciową

W pracy przedstawiono sygnały zarejestrowane w tym samym czasie za pomocą dwóch niezależnych układów pomiarowych. Sygnały zarejestrowane z wykorzystaniem sondy D-dot przedstawiono na rysunku 5.38.

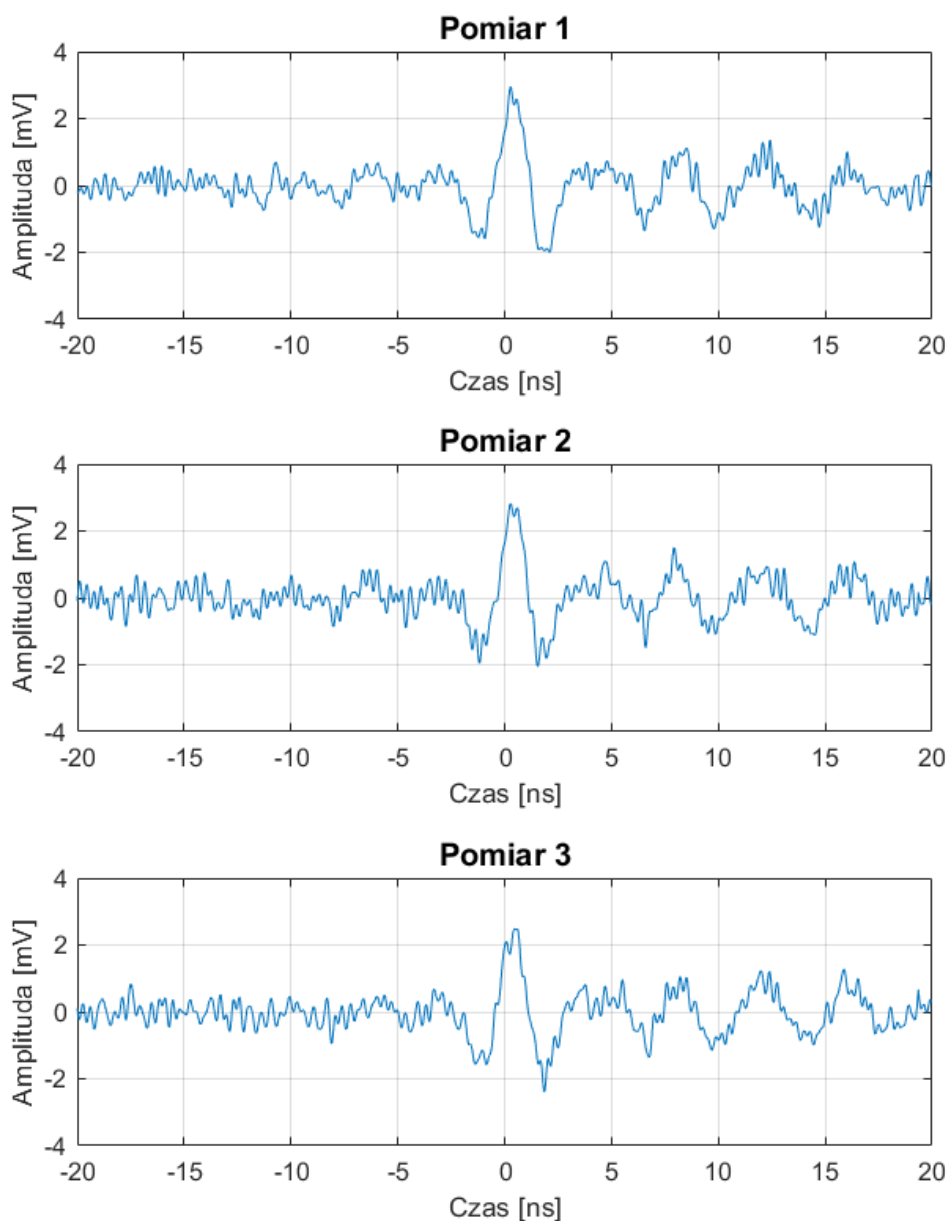
Sygnał zarejestrowany D-dot



Rys. 5.38. Prezentacja sygnałów zarejestrowanych z użyciem sondy D-dot

Sygnały zarejestrowane z wykorzystaniem wykonanego modelu detektora przedstawiono na rysunku 5.39.

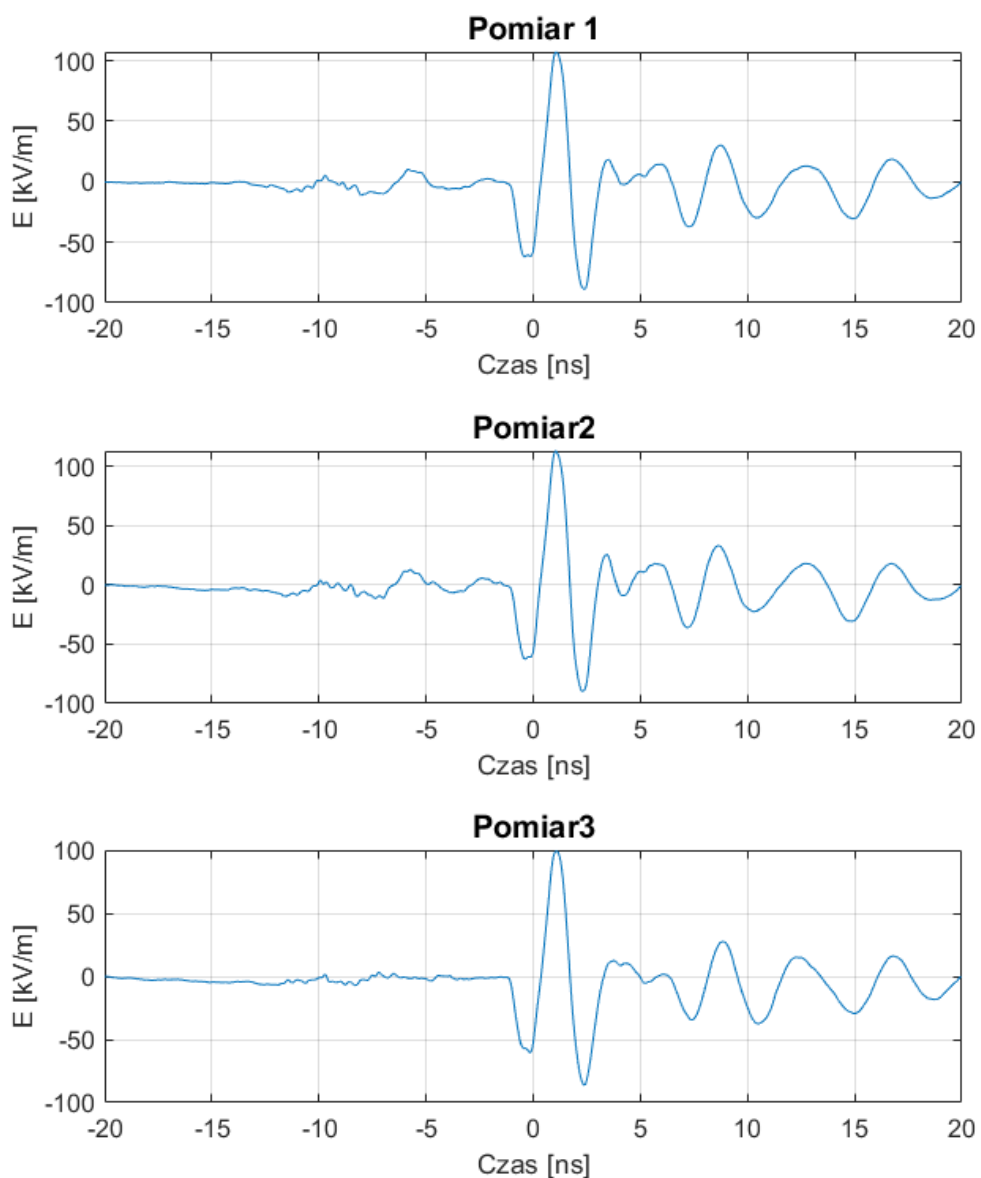
Sygnal zarejestrowany wykonanym detektorem



Rys. 5.39. Sygnały zarejestrowane wykonanym detektorem dielektrycznym

W celu porównania postaci czasowej oraz widm zarejestrowanych sygnałów, wyznaczono postać czasową natężenia pola elektrycznego poprzez wykorzystanie funkcji *poleE* (zał. 2) zdefiniowanej w *Matlabie* przez autora pracy.

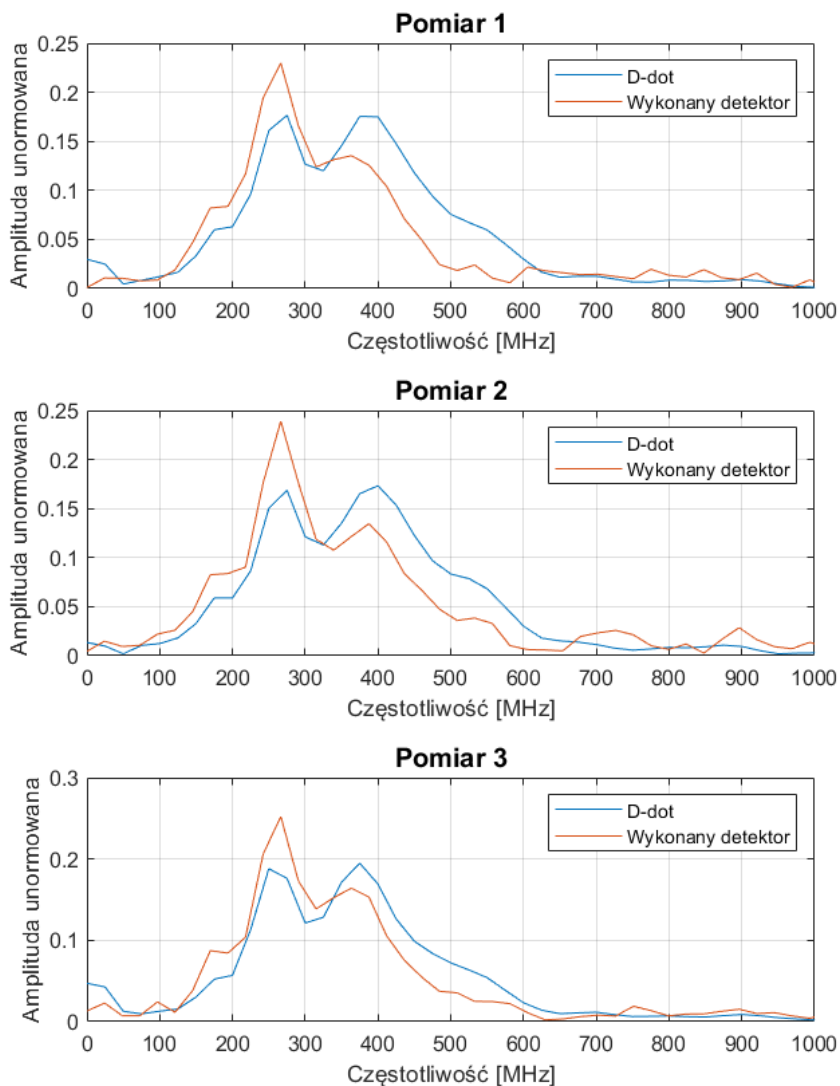
Natężenie pola elektrycznego



Rys. 5.40. Wyznaczone natężenie pola elektrycznego

Następnie sygnały zostały unormowane względem wartości maksymalnej oraz wyznaczone zostało ich widmo z wykorzystaniem funkcji *widmo*.

Widmo amplitudowe



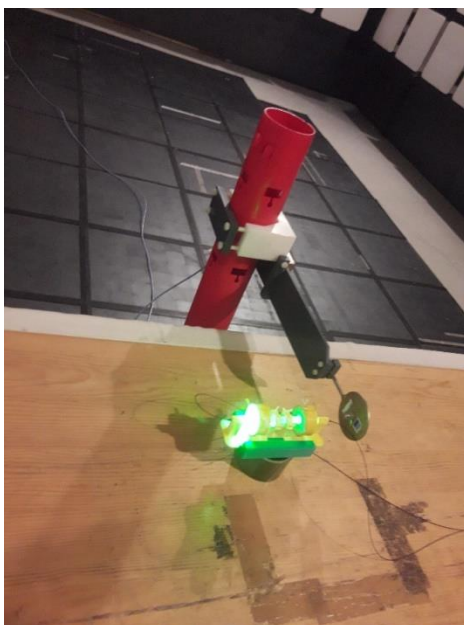
Rys. 5.41. Widma zarejestrowanych sygnałów

Detektor umożliwił rejestrację sygnału impulsowego z generatora DS110. W przypadku pomiaru sondą D-dot, składowe występujące na częstotliwościach ok. 250 MHz oraz 375 MHz mają zbliżone wartości, natomiast w przypadku sygnału zarejestrowanego detektorem dominuje głównie składowa na częstotliwości ok 265 MHz. Z przeprowadzonych wcześniej pomiarów wynika, że układem ograniczającym pasmo jest FETAMP1. Zakres częstotliwości może być również ograniczony fotodetektorem oraz długością zastosowanego ośrodka TGG.

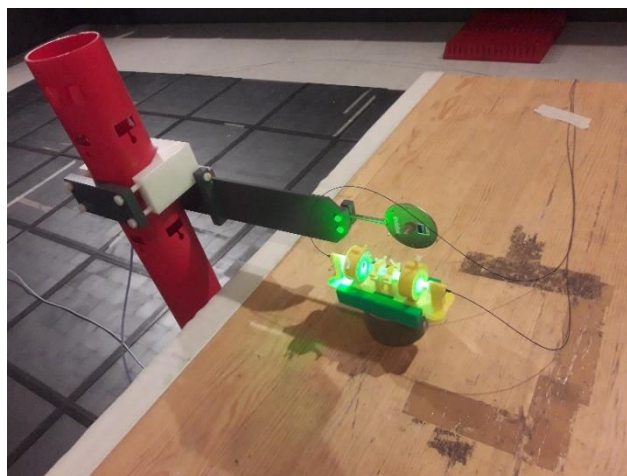
Podjęto również próby zarejestrowania sygnału w przypadku, gdy detektor znajdował się w odległości 3 m i 2 m od anteny. Jednak w tych przypadkach, warunki wyzwolenia dla układu optoelektronicznego nie zostały spełnione. Jest to związane ze zbyt małą wartością czułości detektora.

Wykonano także próby zarejestrowania sygnału w przypadku, gdy:

- kierunek propagacji światła w ośrodku TGG był zgodny z wektorem natężenia pola elektrycznego,
- kierunek propagacji światła w ośrodku TGG był zgodny z kierunkiem propagacji impulsu elektromagnetycznego.



Rys. 5.42. Ustawienie detektora- kierunek propagacji światła w ośrodku zgodny z wektorem natężenia pola elektrycznego



Rys. 5.43. Ustawienie detektora- kierunek propagacji światła w ośrodku zgodny z kierunkiem propagacji impulsu elektromagnetycznego

W tych przypadkach jednak warunki wyzwolenia nie zostały spełnione i sygnał wyjściowy z detektora nie został zarejestrowany. Wynika to wprost z charakterystyki kierunkowości detektora. Czulość detektora osiąga największą wartość, gdy wektor natężenia pola magnetycznego jest zgodny z kierunkiem propagacji wiązki optycznej w ośrodku TGG.

6. Podsumowanie

W rozprawie przedstawiono metody wykorzystywane do detekcji wysokomocowych pól elektromagnetycznych. Przedstawiano wady klasycznych metod opartych na zastosowaniu sond D-dot oraz B-dot. Zaprezentowano wyniki badań z zastosowaniem metody magnetoptycznej pod kątem detekcji składowej magnetycznej pola elektromagnetycznego.

W szczególności **dowodzono, że możliwa jest detekcja impulsowego pola elektromagnetycznego z wykorzystaniem autorskiego detektora opartego na zjawisku Faradaya, wykorzystującego wielomodowe łącze światłowodowe.** Tym samym teza pracy została dowiedziona.

Oryginalny wkład autora w realizację rozprawy stanowią:

- wykonanie autorskich stanowisk pomiarowych,
- wykonanie autorskiego systemu do detekcji wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych opartego na światłowodach wielomodowych, w tym wykonanie detektora w technologii całkowicie dielektrycznej na bazie komercyjnie dostępnych elementów,
- wykonane pomiary laboratoryjne,
- teoretyczne rozważania dotyczące wyboru ośrodka pod kątem pomiaru impulsowych pól elektromagnetycznych.

Z przeprowadzonych badań i ich analizy wynika, że:

- czułość w metodzie magnetoptycznej zależy od stałej Verdetta ośrodka i długości fali optycznej,
- wykonany detektor, oparty na metodzie magnetoptycznej umożliwia detekcję pola magnetycznego stałego, harmonicznego oraz odkształconego okresowego o określonych parametrach,
- wykonany detektor umożliwia detekcję impulsowego pola elektromagnetycznego o określonych parametrach,
- charakterystyka kierunkowości wykonanego detektora jest dwukierunkowa dla określonych parametrów sygnału wymuszającego,
- w przypadku braku wymuszenia w widmie sygnału wyjściowego dominują składowe związane z pracą zastosowanego lasera oraz zmodyfikowanego układu FETAMP1, zapewniającego impedancję 50Ω ,
- podstawowym elementem ograniczającym górną częstotliwość graniczną jest układ FETAMP1 zapewniający impedancję 50Ω .

W ramach realizacji rozprawy wykonano liczne prace które nie są szczegółowo opisane, w tym m.in.:

- wykonano oprogramowanie sterujące przyrządami pomiarowymi podczas pomiarów automatycznych,
- przeprowadzono analizę możliwości przyrządów pomiarowych wykorzystywanych w badaniach,
- przeprowadzono analizę parametrów dostępnych na rynku elementów pod kątem zastosowania ich do systemu detekującego pole magnetyczne,
- wykonano projekt i wydruki 3D elementów stanowisk pomiarowych oraz detektora,
- zaprojektowano i wykonano płytki drukowane,
- złożono wniosek patentowy do Rzecznika Patentowego WAT, bazujący m.in. na wynikach powyższej rozprawy, którego współautorem jest autor pracy.

Bibliografia

- [1] M. Kuchta and J. Paś, "Terroryzm elektromagnetyczny - zagrożenia w obiektach budowlanych", *"Biuletyn Wojskowej Akademii Technicznej"*, vol. 64, no. 2, pp. 135–147, 2015.
- [2] J. Chmieleńska, R. Kubacki, and M. Kuchta, "Wybrane metody ochrony urządzeń elektronicznych przed bronią elektromagnetyczną", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 1, no. 92, pp. 1–8, 2016.
- [3] R. Przesmycki, "Classification of the electromagnetic effects of information devices during high power microwave exposing", *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL)*, Singapore, 2017, pp. 357-363.
- [4] R. Berczyński, M. Biaduń, and M. Kuchta, "System pomiarowy sygnałów HPEM w badaniach zabezpieczeń systemów teleinformatycznych", *Pomiary-Automatyka-Kontrola*, vol. 60, no. 9, pp. 753–755, 2014.
- [5] R. Przesmycki, M. Bugaj, and M. T. Wnuk, "Validation of the D-dot probe for HPEM pulsed electromagnetic field measurements", *Proceeding of 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC 2018)*, pp. 1–4, 2018.
- [6] R. Kichouliya and M. J. Thomas, "Experimental simulation of low level hybrid electromagnetic pulse (EMP) for vulnerable studies on electronic systems and cables", *2016 International Conference on Microelectronics, Computing and Communications (MicroCom)*, Durgapur, pp. 1-6, 2016.
- [7] C. Moller, M. Elfsberg, A. Larsson and S. E. Nyholm, "Experimental Studies of the Influence of a Resonance Cavity in an Axial Vircator", in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, no. 6, pp. 1318-1324, 2010.
- [8] Y. Achour, J. Starzyński, A. Jósko, and M. Suproniuk, "D-dot, B-dot Data processing of fields generated with broadband pulsed antenna", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 59, no. 11, pp. 109–112, 2019.
- [9] Y. Achour, J. Starzyński, and A. Jósko, "Nanosecond EMP simulator using a new high voltage pulse generator", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 93, no. 10, pp. 33–36, 2017.
- [10] R. Przesmycki and M. Bugaj, "D-dot Probes Used in HPM Pulse Measurements", *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring)*, Rome, Italy, pp. 3126-3134, 2019.

- [11] M. Lara and J. R. Mayes, "Design and Performance of a 6 Ghz Analog Optical Link", *2019 IEEE Pulsed Power & Plasma Science (PPPS)*, Orlando, FL, USA, pp. 1-4, 2019.
- [12] **R. Bialek** and M. Kuchta, "Dielektryczny detektor wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych", *XII Konferencja Naukowo-Techniczna Systemy Rozpoznania i Walki Radioelektronicznej KNTWRE 2018*, Ołtarzew, 2018.
- [13] **R. Bialek** and M. Kuchta, "Testing of the detector based on the Faraday effect for the detection of high-power electromagnetic pulses", *XII Conference on Reconnaissance and Electronic Warfare Systems*, vol. 11055, p. 110550H, 2019.
- [14] Y. Luo, L. Liu and Y. Chen, "Performance Comparison of Analog Optical Link and Copper Cable Link for RF Signal Transmission", *2006 International Conference on Communication Technology*, Guilin, pp. 1-4, 2006 .
- [15] P. Bieńkowski, "Szerokopasmowe optoelektroniczne czujniki pola elektromagnetycznego", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 81, no. 12, pp. 91–93, 2005.
- [16] A. Garzarella and D. H. Wu, "Non intrusive electromagnetic sensors for ultra wideband applications using Electro-Optic and Magneto-Optic materials", *2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, pp. 240-242. 2011.
- [17] D. Ho Wu and A. Garzarella, "Apparatus and system for an ultra sensitivity magneto-optic sensor for high sensitivity magnetic field detection and measurements", *patent amerykański*, US10338156B2, 7.02.2019.
- [18] D. Ho Wu and A. Garzarella, "Apparatus method and system of an ultra sensitivity optical fiber magneto optic field sensor", *patent amerykański*, US20130038324A1, 14.02.2013.
- [19] D. Ho Wu and A. Garzarella, "Apparatus and system for electro magnetic field measurements and automatic analyses of phase modulated optical signals from electrooptic devices", *patent amerykański*, US7920263B2, 5.04.2011.
- [20] D. Ho Wu and A. Garzarella, "Apparatus and system for a quasi longitudinal mode electro optic sensor for high power microwave testing", *patent amerykański*, US8358415B2, 22.01.2013.
- [21] C. Cox, E. Ackerman, R. Helkey and G. E. Betts, "Techniques and performance of intensity-modulation direct-detection analog optical links", in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1375-1383, 1997.
- [22] J. Siuzdak, „Wstęp do współczesnej telekomunikacji światłowodowej”, WKiŁ, Warszawa 1999.

- [23] **R. Bialek**, M. Wiśnios, M. Kuchta, and K. Jadczyk, "Studying fibre-optic link used to transmission an analogue signals," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 94, no. 12, pp. 266–269, 2018.
- [24] L. Sun, S. Jiang, and J. R. Marciante, "All-fiber optical magnetic-field sensor based on Faraday rotation in highly terbium-doped fiber", *Optics Express*, pp. 5407-5412, 2010.
- [25] J. Wojtanowski, M. Zygmunt, and M. Jakubaszek, "Optical design and numerical modelling of all-dielectric optoelectronic sensor for high power electric fields measurements", *Laser Technology 2018: Progress and Applications of Lasers*, vol. 10974, 2018.
- [26] M. T. Wnuk, J. Matuszewski, and Z. Chudy, "Nowe technologie i urządzenia rażenia elektromagnetycznego w dziedzinie walki elektronicznej", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 91, no. 3, pp. 92–95, 2015.
- [27] R. Przesmycki and M. T. Wnuk, "Susceptibility of IT devices to HPM pulse", *International Journal of Safety and Security Engineering*, vol. 8, no. 2, pp. 223–233, 2018.
- [28] R. Przesmycki, M. Bugaj and M. Wnuk, "HPEM susceptibility assessments of data storage devices", *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Krakow, pp. 1-4, 2016.
- [29] M. Dras, M. Kałuski and M. Szafrńska, "Impulsy HPM- zaburzenia i ich oddziaływanie na systemy- zagadnienia podstawowe", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 11, no. 91, pp. 11–14, 2015.
- [30] M. Dras, M. Kałuski and M. Szafrńska, "Introduction to High Power Microwave as a source of disturbances", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 2, no. 92, pp. 23–25, 2016.
- [31] K. Piwowarczyk, M. T. Wnuk, and L. J. Nowosielski, "Model Analityczny Impulsu HPEM", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 90, no. 7, pp. 243–246, 2014.
- [32] R. Przesmycki, "Klasyfikacja efektów elektromagnetycznych występujących przy narażaniu urządzeń informatycznych impulsami HPM", *Przegląd Telekomunikacyjny - Wiadomości Telekomunikacyjne*, no. 8–9, pp. 867–871, 2017.
- [33] J. Jakubowski, M. Kuchta, H. Król, J. Wawer, R. Berczyński, M. Biaduń, T. Ciechulski, K. Kocoń, I. Kołek, G. Nitecki, J. Chmielińska, "*Miernictwo Elektroniczne: Laboratorium*", Warszawa 2016.
- [34] E. Grudziński, "Układy wzorców pola elektrycznego i magnetycznego w metrologii gęstości mocy", *Pomiary Automatyka Kontrola*, str. 16-19, 2006.

- [35] Norma IEC 61000-2-13, Electromagnetic compatibility (EMC), Part 2-13: Environment - High-power electromagnetic (HPEM) environments - Radiated and conducted, First edition, 2005.
- [36] B. Cadilhon *et al.*, “High pulsed power sources for broadband radiation”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, no. 10, pp. 2593-2603, 2010.
- [37] T. A. Holt, M. G. Mayes, M. B. Lara and J. R. Mayes, “A Marx generator driven impulse radiating antenna”, *2009 IEEE Pulsed Power Conference*, Washington, pp. 489-494, 2009.
- [38] Y. Chen, H. Wan and X. Zhou, “Simulation of lightning electromagnetic fields and application to immunity testing”, in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 4, pp. 709-718, 2015.
- [39] M. Bugaj and R. Przesmycki, “Analysis of HPM pulse with use of data base”, *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL)*, Singapore, pp. 975-980, 2017.
- [40] J. Peng, S. Jia, J. Bian, S. Zhang, J. Liu and X. Zhou, “Recent progress on electromagnetic field measurement based on optical sensors”, *Sensors 2019*, 19, 2860, pp. 1-28, 2019.
- [41] P. Drexler and P. Fiala, “Methods for High-Power EM Pulse Measurement”, *IEEE Sensors Journal*, vol. 7, no. 7, pp. 1006-1011, 2007.
- [42] P. Drexler and P. Fiala, “Design and realization of measurement methods for processes in pulsed power generators”, *Journal of Electrical Engineering*, vol. 57, no. 8/S, pp. 96–99, 2006.
- [43] P. Fiala, P. Drexler and M. Steinbauer, “Optical Methods Identifying of the Special Purpose Generator Pulses”, *Piers online*, vol. 4, no. 1, pp. 21–25, 2008.
- [44] P. Drexler, T. Jirku, M. Steinbauer and P. Fiala, “Optical methods for extreme level measurement”, *2007 International Waveform Diversity and Design Conference*, Pisa, pp. 131-135, 2007.
- [45] **R. Bialek**, R. Kubacki, and M. Kuchta, “Methods of measurement to high- power electromagnetic pulses HPEM”, *6th International Symposium on applied electromagnetics SAEM'16*, Wrocław 2016
- [46] **R. Bialek**, R. Kubacki, and M. Kuchta, “Metody pomiaru wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych HPEM”, *Przegląd Elektrotechniczny*, no. 1, pp. 125–128, 2017.

- [47] A. Garzarella and D. H. Wu, “An integrated, noninvasive, fiber optic sensor for electric and magnetic field measurement applications”, *CLEO: 2011 - Laser Science to Photonic Applications*, Baltimore, pp. 1-2, 2011.
- [48] M. Sallin and B. Daout, “Derivative time-domain sensor and fibre optic correction factor calculation”, źródło: www.montena.com
- [49] Prodyn Technology, “Prodyn passive integrators”, źródło: <http://www.prodyntech.com/wp-content/uploads/2013/10/Page0001.pdf>
- [50] Nota katalogowa integratora ITR1U2-A, źródło: https://www.montena.com/fileadmin/technology_tests/documents/data_sheets/Data_sheet_ITR1U2-A_integrator.pdf.
- [51] R. Przesmycki, “The Software Concept Used to HPM Pulse Measure”, *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring)*, Rome, Italy, pp. 3117-3125, 2019.
- [52] B. Daout, “Adjustment of the offset when using the integration function on a scope”, Montena technology, Switzerland, źródło: www.montena.com
- [53] L. Yao et al., “Compensation of the offset in numerical integration of a D-dot sensor measurement”, *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Harbin, pp. 898-901, 2014.
- [54] **R. Bialek**, M. Wiśnios, and M. Kuchta, “Współczesny system transmisji sygnałów szerokopasmowych z wykorzystaniem łącza światłowodowego”, *XXVIII Sympozjum Środowiskowe PTZE. Zastosowania elektromagnetyzmu w nowoczesnych technikach i medycynie*, Raławice, 2018.
- [55] M. Kuchta and **R. Bialek**, “Przetwornik obwiedni sygnałów wielkiej częstotliwości zmodulowanych amplitudowo”, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 1, no. 2, pp. 152–155, 2020.
- [56] **R. Bialek**, M. Wiśnios, and M. Kuchta, “Badania prototypowego detektora impulsów HPEM”, *XXIX Sympozjum Środowiskowe PTZE. Zastosowania elektromagnetyzmu w nowoczesnych technikach i medycynie*, Janów Podlaski, 2019.
- [57] F. Ratajczyk, “Optyka ośrodków anizotropowych”, Wyd. PWN, Warszawa 1994.
- [58] W. Żendzian, “Podstawy elektroniki kwantowej”, Wyd. WAT, Warszawa 2009.
- [59] A. Garzarella, D. H. Wu and R. J. Hinton, “Progress in high sensitivity electro-optic field sensors”, *2007 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, Baltimore, MD, pp. 1-2, 2007.

- [60] J. Zhang, C. Luo and Z. Zhao, "Design and application of integrated optics sensor for measurement of intense pulsed electric field", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 4, pp. 1440-1448, 15 Feb.15, 2019.
- [61] J. A. Riordan, F. G. Sun, Z. G. Lu, and X. C. Zhang, "Free-space transient magneto-optic sampling", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 71 pp. 1452-1454, 1997.
- [62] T. Błażejczyk, "Using the Faraday effect in investigations of magnetic fields", *Proceedings of Electrotechnical Institute*, Issue 246, pp. 13-33, 2010.
- [63] S. A. Torbus and P. Dutkiewicz, "Badanie i analiza charakterystyk statycznych polarymetrycznego przetwornika prąd-kąt skręcenia płaszczyzny polaryzacji światła", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 6, no. 90, pp. 232–235, 2014.
- [64] M. Basharat, M. Ding, H. Cai, Y. Li and J. Fang, "A comparative study on the measurement of verdet constant of magneto-optic glass by different techniques", *2018 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)*, Islamabad, pp. 55-62, 2018.
- [65] D. Istrate, R. Etienne, J. Dubard, A. Litwin and O. Enouf, "Determination of the Verdet constant of low birefringence single-mode optical fiber", *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, Ottawa, ON, pp. 1-2, 2016.
- [66] S. Donati, V. Annovazzi-Lodi and T. Tambosso, "Magneto-optical fibre sensors for electrical industry: analysis of performances", in *IEE Proceedings J - Optoelectronics*, vol. 135, no. 5, Oct. 1988, pp. 372-382.
- [67] M. J. Weber, "Handbook of optical materials", CRC Press LLC, New York 2003.
- [68] C. C. Robinson, "The Faraday rotation of diamagnetic glasses from 0.334 μ to 1.9 μ ", *Applied optics*, vol. 3, no. 10, pp. 1163-1166, 1964.
- [69] Nota katalogowa fotodiody G4176-03, źródło: <http://hamamatsu.com.cn/UserFiles/DownFile/Product/G4176E.pdf>.
- [70] B. Zubrzak and P. Bieńkowski, "50 Hz pulse magnetic field measurements-metrological possibilities of magnetic field meters", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 1, no. 94, pp. 121–124, 2018.
- [71] C. F. de Melo, R. L. Araújo, L. Morozowski Ardjomand, N. S. Ramos Quoirin, M. Ikeda and A. A. Costa, "Calibration of magnetic field meters at 60 Hz using a Helmholtz coil: constructive aspects and calculation of associated uncertainties", *XVIII IMEKO WORLD CONGRESS Metrology for a Sustainable Development*, Rio de Janeiro, Brazil, September, 2006.

- [72] “IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes (Excluding Antennas) from 9 kHz to 40 GHz”, in *IEEE Std 1309-2013 (Revision of IEEE Std 1309-2005)*, vol., no., pp.1-111, 22 Nov. 2013.
- [73] Nota katalogowa cewki Helmholtza 1000906, źródło: https://www.3bscientific.com/product-manual/1000906_EN.pdf
- [74] R. A. Schill, “General relation for the vector magnetic field of a circular current loop: a closer look”, in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 2, pp. 961-967, 2003.
- [75] S. Osowski, “Cyfrowe przetwarzanie sygnałów z zastosowaniem Matlaba”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2016.
- [76] S. Osowski, A Cichocki, K. Siwek, “Matlab w zastosowaniu do obliczeń obwodowych i przetwarzania sygnałów”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2006.
- [77] P. Oxley, “Apparatus for magnetization and efficient demagnetization of soft magnetic Materials”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 9, pp. 3274-3283, 2009.
- [78] Nota katalogowa wzmacniacza operacyjnego OP07CP, źródło: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/op07c.pdf?ts=1588242680352>.
- [79] Nota katalogowa tranzystorów 2N6107G oraz 2N6292G, źródło: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N6107-D.PDF>.
- [80] Nota katalogowa tranzystorów BDX33BG oraz BDX34BG, źródło: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BDX33B-D.PDF>
- [81] Z. Sang *et al.*, “The analysis on under-damped response for short-circuit fault of electric vehicle charging facility”, *2019 International Conference on Electronic Engineering and Informatics (EEI)*, Nanjing, China, pp. 18-21, 2019.
- [82] **R. Bialek**, M. Wiśnios, and M. Kuchta, “Badania prototypowego detektora pola magnetycznego, w szczególności impulsów HPEM”, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 95, no. 12, pp. 93–96, 2019.
- [83] I. Ivanov *et al.*, “Terbium gallium garnet for high average power Faraday isolators: modern aspects of growing and characterization”, *CLEO/Europe - EQEC 2009 - European Conference on Lasers and Electro-Optics and the European Quantum Electronics Conference*, Munich, pp. 1-1, 2009.
- [84] S. Kumari and S. Chakraborty, “Study of different magneto-optic materials for current sensing applications”, *J. Sens. Sens. Syst*, 7, 421–431. 2018.
- [85] Nota katalogowa TGG, źródło: <https://www.meta-laser.com/uploads/20199763/TGG-Faraday-Crystal-Metalaser.pdf>.

- [86] I. L. Snetkov, R. Yasuhara, A. V. Starobor, and O. V. Palashov, "TGG ceramics based Faraday isolator with external compensation of thermally induced depolarization", *Opt. Express*, vol. 22, no. 4, 4144-4151, 2014.
- [87] H. Yoshida, K. Tsubakimoto, H. Fujita and N. Miyanaga, "Large diameter ceramic TGG faraday rotator for high-average-power laser systems", *2015 11th Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (CLEO-PR)*, Busan, pp. 1-2, 2015.
- [88] J. Riordan and X. -C. Zhang, "Sampling of free-space magnetic pulses", *Opt. Quant. Electron.*, pp. 489–502, 2000.
- [89] Ryo Yasuhara, Hoshiteru Nozawa, Takagimi Yanagitani, Shinji Motokoshi, and Junji Kawanaka, "Temperature dependence of thermo-optic effects of single-crystal and ceramic TGG", *Opt. Express*, vol. 21, no. 25, 31443-31452, 2013.
- [90] U. Schlarb and B. Sugg, "Refractive index of terbium gallium garnet", *Phys. Status Solidi*, pp. 91–93, 1994.
- [91] Nota katalogowa fotodetektora DET025AFC/M, źródło: https://www.thorlabs.com/drawings/4ab94ba17bffb50-861E9217-9579-454E-1ACF44AF66593443/DET025AFC_M-Manual.pdf.
- [92] Nota katalogowa układu FETAMP1, źródło: https://www.mathews-engineering.com/uploads/8/2/2/6/82266386/fetamp_usersmanual_colorrevc.pdf.
- [93] Norma PN-EN 61000-4-9, Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Część 4-9: Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na impulsowe pole magnetyczne, Warszawa 2016
- [94] R. Przesmycki and M. Wnuk, "HPEM susceptibility estimation of informatics devices", *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, pp. 1014-1018, 2016.

Spis rysunków

Rys. 2.1. Widma wysokomocowych impulsów elektromagnetycznych.....	12
Rys. 2.2. Elementy układu pomiarowego w komorze bezodbiciowej	14
Rys. 2.3. Sygnały zarejestrowane D-dot	15
Rys. 2.4. Widmo sygnałów pochodzących z generatora DS110	15
Rys. 3.1. Metoda klasyczna- schemat blokowy układu pomiarowego	16
Rys. 3.2. Metoda optoelektroniczna- schemat blokowy układu pomiarowego	21
Rys. 3.3. Sensor optyczny- schemat blokowy	21
Rys. 4.1. Schemat blokowy wykonanego układu pomiarowego	25
Rys. 4.2. Schemat ideowy układu fotodetektora.....	25
Rys. 4.3. Układ pomiarowy	26
Rys. 4.4. Fotografia przedstawiająca wykonaną platformę obrotową	27
Rys. 4.5. Stanowisko umożliwiające zadawania położenia analizatora	27
Rys. 4.6. Wyniki badań unormowanego natężenia	28
Rys. 4.7. Moduł czułości pomiaru kąta.....	29
Rys. 4.8. Cewka Helmholtza.....	30
Rys. 4.9. Wyznaczony symulacyjnie rozkład natężenia pola magnetycznego wewnątrz cewki Helmholtza	32
Rys. 4.10. Wyznaczony symulacyjnie rozkład natężenia pola magnetycznego wzdłuż osi Z cewki Helmholtza.....	32
Rys. 4.11. Stanowisko pomiarowe do badania charakterystyk przetwarzania	33
Rys. 4.12. Charakterystyki przetwarzania układu optoelektronicznego	36
Rys. 4.13. Schemat ideowy źródła prądowego sterowanego napięciem	37
Rys. 4.14. Stanowisko do pomiaru parametrów cewki Helmholtza	38
Rys. 4.15. Schemat ideowy źródła prądowego w programie Multisim	38
Rys. 4.16. Wyniki symulacji DC Sweep w programie Multisim.....	39
Rys. 4.17. Wyniki symulacji AC Sweep wykonanej w programie Multisim	40
Rys. 4.18. Wyniki symulacji czasowej dla wymuszenia sinusoidalnego	40
Rys. 4.19. Wyniki symulacji czasowej dla wymuszenia trójkątnego	41
Rys. 4.20. Źródło prądowe sterowane napięciem	41
Rys. 4.21. Zależność prądu cewki od napięcia wejściowego	42
Rys. 4.22. Zależność prądu cewki od częstotliwości	43
Rys. 4.23. Przebieg prądu w cewce dla wymuszenia sinusoidalnego.....	44
Rys. 4.24. Przebieg prądu w cewce dla wymuszenia trójkątnego	44
Rys. 4.25. Stanowisko ze źródłem prądowym do generowania zmiennego pola magnetycznego.....	45
Rys. 4.26. Układ do generowania sygnału impulsowego	45
Rys. 4.27. Schemat układu do generowania sygnału impulsowego	47
Rys. 4.28. Symulacja czasowa w programie Multisim	47
Rys. 4.29. Przebieg napięcia na kondensatorze i prądu w cewce	48
Rys. 4.30. Stanowisko do generowania impulsowego pola magnetycznego.....	48
Rys. 4.31. Napięcie na kondensatorze i prąd płynący przez cewkę.....	49
Rys. 4.32. Prąd płynący przez cewkę Helmholtza	49

Rys. 4.33. Stanowisko pomiarowe do rejestracji odpowiedzi układu na zmienne pole magnetyczne.....	50
Rys. 4.34. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 10 Hz	51
Rys. 4.35. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 20 Hz	51
Rys. 4.36. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 30 Hz	52
Rys. 4.37. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem trójkątnym	53
Rys. 4.38. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem prostokątnym	53
Rys. 4.39. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem piłokształtnym	54
Rys. 4.40. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem <i>AttALT</i>	54
Rys. 4.41. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem x^2	55
Rys. 4.42. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem <i>Cpulse</i>	55
Rys. 4.43. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem impulsowym <i>AttALT</i>	56
Rys. 4.44. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem impulsowym <i>Pulse</i>	56
Rys. 4.45. Odpowiedź układu wymuszenie sygnałem impulsowym w postaci tłumionej sinusoidy.....	57
Rys. 4.46. Rejestracja sygnału zakłócającego.....	58
Rys. 5.1. Model detektora	60
Rys. 5.2. Elementy elektroniczne układu detekującego.....	63
Rys. 5.3. Charakterystyka przetwarzania detektora	65
Rys. 5.4. Unormowana charakterystyka kierunkowa detektora.....	66
Rys. 5.5. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 10 Hz	67
Rys. 5.6. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 20 Hz	67
Rys. 5.7. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem harmonicznym o częstotliwości 30 Hz	68
Rys. 5.8. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem trójkątnym	69
Rys. 5.9. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem prostokątnym	69
Rys. 5.10. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem piłokształtnym	70
Rys. 5.11. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem <i>AttALT</i>	70
Rys. 5.12. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem typu x^2	71
Rys. 5.13. Odpowiedź detektora wymuszenie sygnałem <i>Cpulse</i>	71
Rys. 5.14. Odpowiedź układu na wymuszenie sygnałem impulsowym <i>AttALT</i>	72
Rys. 5.15. Odpowiedź detektora na wymuszenie sygnałem impulsowym <i>Pulse</i>	73
Rys. 5.16. Generator impulsowego pola magnetycznego wraz z detektorem	73
Rys. 5.17. Fotografia oddalonych od detektora elementów elektronicznych układu pomiarowego	74
Rys. 5.18. Zarejestrowane sygnały oraz ich widma amplitudowe.....	74
Rys. 5.19. Stanowisko do generowania impulsowego pola magnetycznego.....	75
Rys. 5.20. Postać czasowa i widmo prądu	76
Rys. 5.21. Sygnał wyjściowy z detektora	76

Rys. 5.22. Widmo amplitudowe sygnału wyjściowego	77
Rys. 5.23. Detektor w obudowie szczelnej elektromagnetycznie	78
Rys. 5.24. Postać czasowa sygnału przy braku wymuszenia	78
Rys. 5.25. Spektrogram sygnału przy braku wymuszenia	79
Rys. 5.26. Widmo amplitudowe sygnału przy braku wymuszenia	79
Rys. 5.27. Widmo sygnału wyjściowego z detektora w zakresie od 9 kHz do 2 MHz	80
Rys. 5.28. Widmo sygnału wyjściowego z detektora w zakresie od 9 kHz do 2 MHz gdy laser był wyłączony	81
Rys. 5.29. Układ filtrujący	82
Rys. 5.30. Stanowisko do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej układu filtrującego ..	82
Rys. 5.31. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa układu filtrującego	83
Rys. 5.32. Stanowisko do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej układu zapewniającego dopasowanie impedancyjne z dołączonym układem filtrującym.....	83
Rys. 5.33. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa układu zapewniającego dopasowanie impedancyjne z dołączonym układem filtrującym.....	84
Rys. 5.34. Widmo sygnału po zastosowaniu układu filtrującego	84
Rys. 5.35. Sygnały napięciowe na wyjściu układu oraz ich histogramy	85
Rys. 5.36. Elementy układów pomiarowych w komorze bezodbiciowej	87
Rys. 5.37. Elementy układów pomiarowych poza komorą bezodbiciową	87
Rys. 5.38. Prezentacja sygnałów zarejestrowanych z użyciem sondy D-dot	88
Rys. 5.39. Sygnały zarejestrowane wykonanym detektorem dielektrycznym.....	89
Rys. 5.40. Wyznaczone natężenie pola elektrycznego	90
Rys. 5.41. Widma zarejestrowanych sygnałów	91
Rys. 5.42. Ustawienie detektora- kierunek propagacji światła w ośrodku zgodny z wektorem natężenia pola elektrycznego.....	92
Rys. 5.43. Ustawienie detektora- kierunek propagacji światła w ośrodku zgodny z kierunkiem propagacji impulsu elektromagnetycznego	92
Rys. Z.1. Postać czasowa wygenerowanego sygnału	108
Rys. Z.2. Widmo amplitudowe wygenerowanego sygnału	108
Rys. Z.3. Sygnał testowy	110
Rys. Z.4. Wyznaczone natężenie pola elektrycznego.....	110

Spis tabel

Tabela 2.1. Podstawowe parametry generatora DS110 firmy Diehl BGT Defence.....	14
Tabela 4.1. Wyniki badań charakterystyk przetwarzania.....	34
Tabela 4.2. Współczynniki korelacji liniowej.....	35
Tabela 4.3. Czułość pomiarowa układu optoelektronicznego.....	36
Tabela 4.4. Wyniki pomiarów parametrów cewki	38
Tabela 5.1. Wyniki pomiarów charakterystyki przetwarzania detektora	63

ZAŁĄCZNIK 1

Widmo amplitudowe zostało wyznaczone w oparciu o autorską funkcję zaimplementowaną w środowisku MATLAB. W celu zminimalizowania zjawiska przecieku wykorzystane zostało okno Hamminga, gdyż zapewnia ono akceptowalne tłumienie listków bocznych (ponad 40 dB) przy stosunkowo niewielkim poszerzeniu pasma. Funkcję odpowiedzialną za wyznaczenie widma sygnału przedstawiono poniżej:

```
function [f,modU]=widmo(U, Tp)

N=length(U); % wyznaczenie liczby próbek

w=window(@hamming,N); % zastosowanie okna hamminga
skala=(sum(w)/N);
U=U.*w/skala;

U=fft(U); % wyznaczenie szybkiej transformaty Fouriera
modU=abs(U/N); % moduł widma po skalowaniu

modU(2:N/2)=2*modU(2:N/2); % przeniesienie mocy częstotliwości ujemnych
modU(N/2+2:N)=[]; % na dodatnie

f=(0:N/2)/(N*Tp); % Skalowanie częstotliwościowe

end
```

Argumentami funkcji są wektor zawierający próbki pomiarowe oraz skalar będący okresem próbkowania. Danymi wyjściowymi są wektor częstotliwości oraz wektor zawierający wartość składowej stałej i amplitudy poszczególnych harmonicznnych. W celu przeprowadzenia weryfikacji poprawności wyznaczania widma amplitudowego sygnału przeprowadzono eksperyment numeryczny. Polegał on na wyznaczeniu widma amplitudowego sygnału będącego superpozycją składowej stałej równej 2,5 V, kosinusoidy o amplitudzie 1 V i częstotliwości 10 Hz oraz sinusoidy o amplitudzie 2 V i częstotliwości 30 Hz. Poniżej przedstawiono kod programu:

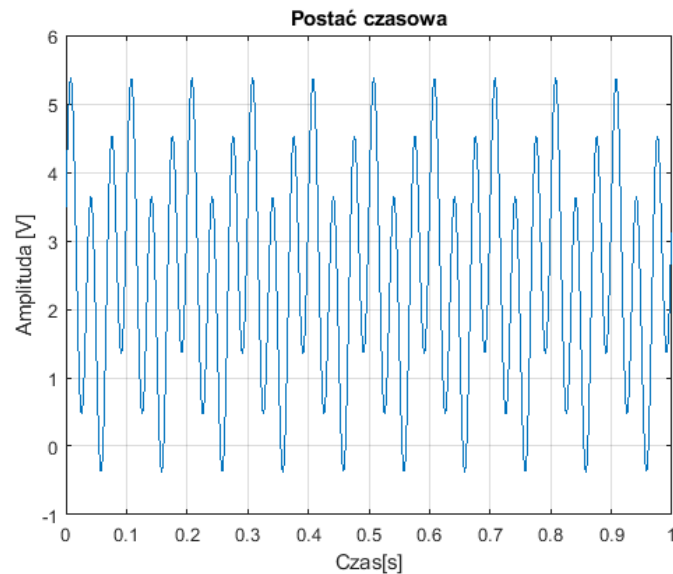
```
Tp=0.001; % okres próbkowania - 1 ms
t=0:Tp:1-Tp; % wektor czasu
U=2.5+(1*cos(2*pi*10*t))... % generacja sygnału
+(2*sin(2*pi*30*t));
U=U'; % dane w postaci kolumnowej

figure(1)
plot(t,U); % postać czasowa przebiegu
title('Postać czasowa');
xlabel('Czas[s]');
ylabel('Amplituda [V]');
grid on
```

```
[f,modU]=widmo(U,Tp);           % wyznaczenie widma amplitudowego

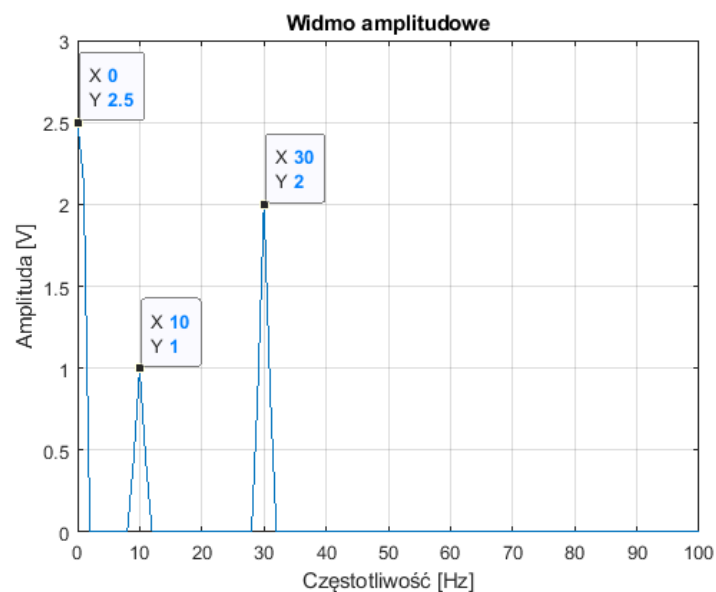
figure(3)
plot(f,modU)                    % widmo amplitudowe sygnału
title('Widmo amplitudowe');
xlabel('Częstotliwość [Hz]');
ylabel('Amplituda [V]');
grid on
xlim([0 100]);                 % zakres częstotliwości od 0 do 100 Hz
```

Postać czasową wygenerowanego sygnału przedstawiono na rysunku Z.1.



Rys. Z.1. Postać czasowa wygenerowanego sygnału

Widmo amplitudowe wygenerowanego sygnału przedstawiono na rysunku Z.2.



Rys. Z.2. Widmo amplitudowe wygenerowanego sygnału

Rysunek Z.2 potwierdza poprawność wyznaczania widma amplitudowego sygnału.

ZAŁĄCZNIK 2

Funkcja *poleE* umożliwiająca wyznaczenie natężenia pola elektrycznego na podstawie sygnału zarejestrowanego sondą D-dot została zdefiniowana na podstawie zależności (3.7). Całowanie numeryczne przeprowadzane jest z wykorzystaniem metody trapezów. Danymi wejściowymi są próbki zarejestrowanego sygnału U , okres próbkowania T_p oraz współczynnik skalowania $Skala$. Poniżej przedstawiono kod programu w środowisku Matlab:

```
function E = pole_E(U, Tp, Skala)

U=U-mean(U);           % Usunięcie z sygnału składowej stałej
calka=cumtrapz(Tp,U);  % Całkowanie
E=Skala*calka/1000;    % Skalowanie, wynik w kV/m

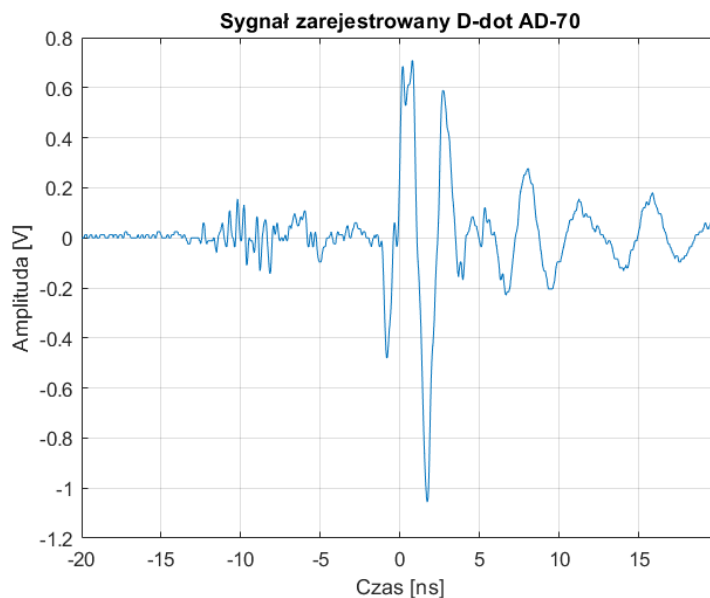
end

D=8;                   % tłumienie desymetryzatora w dB
T=40;                  % tłumienie tłumika w dB
eps=8.854e-12;         % przenikalność elektryczna
R=50;                  % impedancja anteny
Aeq_tot=0.002;        % całkowita powierzchnia skuteczna
                       % anteny

Skala=(10^((D+T)/20))/(R*Aeq_tot*eps); % współczynnik skalowania
```

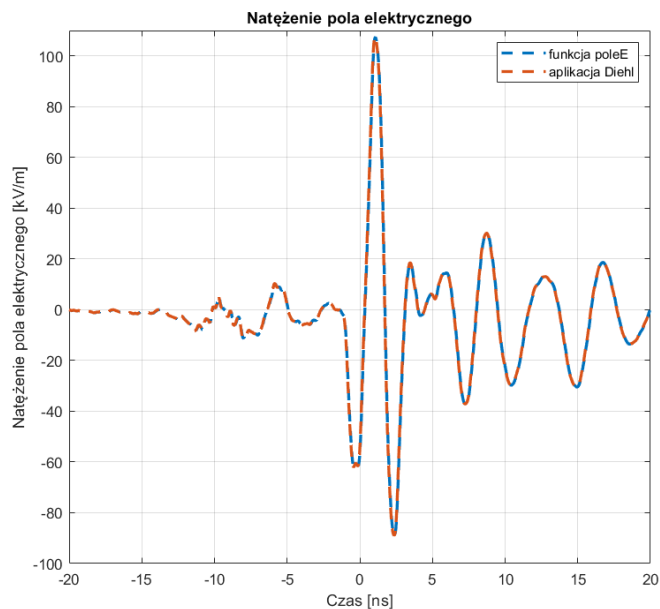
W wyniku realizacji funkcji generowany jest wektor zawierający próbki natężenia pola elektrycznego. Podczas wyznaczania składowej elektrycznej przyjęto, że wartość tłumienia desymetryzatora D oraz tłumika T jest stała w funkcji częstotliwości. Ponadto nie uwzględniono tłumienia wnoszonego przez kabel koncentryczny oraz złącza w układzie pomiarowym.

Weryfikacja poprawności wyznaczania natężenia pola elektrycznego została przeprowadzona na podstawie wybranego przebiegu testowego (rys. Z.3.) zarejestrowanego z wykorzystaniem sondy D-Dot.



Rys. Z.3. Sygnał testowy

Sygnał przedstawiony na rysunku Z.2.1 został przetworzony zarówno z wykorzystaniem funkcji *poleE* jak i za pomocą aplikacji pomiarowej firmy *Diehl BGT Defence*, dedykowanej do przetwarzania sygnału z generatora impulsowego DS110. Postać czasowa otrzymanych przebiegów została przedstawiona na rysunku Z.4.



Rys. Z.4. Wyznaczone natężenie pola elektrycznego

Maksymalna wartość natężenia pola elektrycznego wyznaczona na podstawie funkcji *poleE* jest równa 107,3333 kV/m, natomiast wyliczona z aplikacji *Diehl* wynosi 107,5567 kV/m. Wyznaczona została również wartość błędów średniokwadratowego MSE z wykorzystaniem wbudowanej funkcji Matlaba *immse*, która wynosi 1,0672.