



POLITECHNIKA KOSZALIŃSKA  
WYDZIAŁ ELEKTRONIKI I INFORMATYKI



Radosław Gordon

**Wykorzystanie emisji akustycznej w diagnozowaniu  
morskich urządzeń elektroenergetycznych  
na przykładzie półprzewodnikowych przyrządów mocy**

Rozprawa doktorska

Promotor  
dr hab. inż. Artur Bejger, prof. PM

Promotor pomocniczy:  
dr inż. of. elektroautomatyk okr.  
Maciej Kozak, prof. PM

Szczecin 2023



*Niniejsza praca powstała dzięki pomocy i wsparciu wielu osób z mojego kręgu zawodowego oraz prywatnego. Dlatego kieruję serdeczne podziękowania dla mojego promotora Pana Profesora Artura Bejgera za liczne konsultacje naukowe oraz pracę przy edycji. Podziękowania należą się również Panu Profesorowi Maciejowi Kazakowi za motywację i odciążenie w obowiązkach dydaktycznych. Za merytoryczne rady i szkolenia w dziedzinie EA podziękowania dla Pana Dariusza Knapka. Praca nie byłaby taka jaka jest bez wkładu edytorskiego Pani Ireny Hajdasz. Dziękuję również moim kolegom z Wydziału Mechatroniki i Elektrotechniki na Politechnice Morskiej w Szczecinie za wsparcie, motywację oraz pomoc, szczególnie Pani Ewelinie Kosteckiej. Podziękowania należą się również mojej rodzinie za cierpliwość i wyrozumiałość. Dziękuję wszystkim, którzy w czynny lub bierny sposób wpłynęły na zakończenie tego etapu w moim życiu.*

Radostaw Gordon



## Spis treści

Wykaz skrótów .....	7
Wykaz oznaczeń .....	9
Wstęp .....	11
1. Metody testowania tranzystorów i modułów IGBT .....	15
1.1. Analiza uszkodzeń tranzystorów IGBT .....	17
1.2. Analiza temperatury radiatora pracujących tranzystorów IGBT .....	20
1.3. Pomiar napięcia prądu $V_{CE\_ON}$ w modułach tranzystorowych .....	23
1.4. Promieniowanie RTG .....	25
1.5. Defektoskopia ultradźwiękowa .....	26
1.6. Emisja akustyczna w układach i elementach energoelektronicznych .....	27
2. Emisja akustyczna .....	34
2.1. Wielkości sygnałów EA .....	35
2.2. Deskryptory emisji akustycznej .....	40
2.3. Czujniki EA .....	44
2.4. Wzorcowanie pomiarów emisji akustycznej .....	47
3. Tranzystory IGBT .....	51
3.1. Budowa i historia tranzystorów IGBT .....	53
4. Cel i teza rozprawy .....	60
5. Badania własne .....	61
5.1. Stanowisko badawcze i metodyka badań .....	62
5.2. Badania wstępne .....	67
5.3. Pomiar za pomocą rejestratora EA (konstrukcji własnej) dedykowanego do wykrywania uszkodzeń w układach wtryskowych silników o zapłonie samoczynnym .....	72
5.4. Rejestracja zdarzeń EA za pomocą urządzenia Pocket AE2 .....	76
5.5. Rejestracja sygnału za pomocą oscyloskopu (bez filtracji) .....	77

5.6 Analiza wpływu temperatury zewnętrznej na poziom rejestrowanego sygnалу EA.....	78
5.7. Emisja akustyczna podczas przełączania tyrystora .....	83
5.8. Pomiar emisji akustycznej za pomocą urządzenia LinWave firmy Vallen .....	88
Podsumowanie i wnioski .....	102
Wnioski końcowe .....	105
Streszczenie .....	106
Summary .....	107
Bibliografia .....	108
Spis rysunków .....	115
Spis tabel .....	118

## Wykaz skrótów

BJT	– tranzystor bipolarny (ang. <i>Bipolar Junction Transistor</i> )
CSV	– format przechowywania danych w plikach tekstowych (wartości rozdzielone przecinkiem) (ang. <i>comma-separated values</i> )
CTE	– współczynnik rozszerzalności cieplnej (ang. <i>Coefficient of Thermal Expansion</i> )
DTF	– dyskretna transformata Fouriera – transformata Fouriera wyznaczona dla sygnału próbkowanego, a więc dyskretnego (ang. <i>Discrete Fourier Transform</i> )
EA	– emisja akustyczna (ang. <i>Acoustic Emission</i> )
EMI	– zakłócenie elektromagnetyczne (ang. <i>ElectroMagnetic Interference</i> )
FFT	– szybka transformacja Fouriera – algorytm wyznaczania dyskretnej transformaty Fouriera oraz transformaty do niej odwrotnej (ang. <i>Fast Fourier Transform</i> )
FPGA	– programowalny układ scalony (ang. <i>Field-Programmable Gate Array</i> )
GTO	– tyrystor wyłączalny prądem bramki (ang. <i>Gate Turn-Off Thyristor</i> )
IGBT	– tranzystor bipolarny z izolowaną bramką. Jest to element półprzewodnikowy mocy używany w przekształtnikach energoelektronicznych o mocach do kilkuset kilowatów (ang. <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
IIR	– filtr o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (filtr cyfrowy) (ang. <i>Infinite Impulse Filter</i> )
LED	– dioda elektroluminescencyjna, dioda świecąca, dioda emitująca światło (ang. <i>Light-Emitting Diode</i> )
MLCC	– wielowarstwowy kondensator ceramiczny (ang. <i>Multilayer Ceramic Capacitor</i> )
MOS	– tranzystor polowy (ang. <i>Metal-Oxide Semiconductor</i> )
MOSFET	– tranzystor polowy o strukturze: metal, tlenek, półprzewodnik (ang. <i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i> )
PC	– komputer osobisty (ang. <i>Personal Computer</i> )
PCB	– obwód drukowany – płytka z materiału izolacyjnego (dielektryka) pokryta folią przewodzącą (miedź), służąca do montażu elementów elektronicznych (ang. <i>Printed Circuit Board</i> )
PLB	– test łamania grafitu ołówka (ang. <i>Pencil-lead break</i> )
PPM	– półprzewodnikowe przyrządy mocy
PSD	– widmowa gęstość mocy (ang. <i>Power Spectral Density</i> )
RTG	– rentgenowskie, X, Roentgena (promieniowanie)
SHM	– Monitoring Strukturalny Konstrukcji ( <i>Structural Health Monitoring</i> )
SMD	– element elektroniczny przystosowany do montażu powierzchniowego (ang. <i>Surface-Mount Devices</i> )
SN	– średnie napięcie

- WAV – format plików dźwiękowych stworzony przez Microsoft oraz IBM (ang. *waveform audio format*)
- WN – wysokie napięcie
- WNZ – wyładowania niezupełne



## Wykaz oznaczeń

Symbol	Jednostka	Opis
$A$		– amplituda fali sprężystej
$A_0$		– początkowa wartość amplitudy fali sprężystej
$C$		– pojemność
$dA$		– zmiana amplitudy fali sprężystej na drodze $dx$
$dl$		– zmiana natężenia fali sprężystej na drodze $dx$
$EA_{RMS}$		– wartość skuteczna napięcia sygnału emisji akustycznej
$E_{zd}$		– energia zdarzeń emisji akustycznej
$I$		– natężenie fali sprężystej
$I_0$		– początkowa wartość natężenia fali sprężystej
$I_b$	[A]	– natężenie prądu bazy
$I_c$	[A]	– natężenie prądu kolektora
$i_G$	[A]	– natężenie prądu płynącego przez bramkę tranzystora
$I_{inter}$	[A]	– aktualna wartość natężenia prądu
$I_{peak}$	[A]	– wartość szczytowa natężenia prądu
$i_{SC}$	[A]	– natężenie prądu zwarciovego modułu IGBT
$L_E$		– indukcyjność szeregową przewodów połączeniowych emitera
$L_{ET}$		– indukcyjność przewodów doprowadzających do emitera
$L_G$		– indukcyjność bramki
$L_W$		– indukcyjność pasożytnicza przewodów emitera
$N_{sr}$		– średnia wartość amplitudy w pojedynczej serii pomiarowej
$n_{ti}$		– liczba serii pomiarów
$N_{zd}$		– liczba zdarzeń
$P_{loss}$		– moc strat na elemencie
$R_E$		– rezystancja szeregową przewodów połączeniowych emitera
$R_{ET}$		– rezystancja przewodów doprowadzających do emitera
$R_G$		– rezystancja bramki
$r_i$		– odległość $i$ -tego przetwornika od źródła generacji wyładowania niepełnego
$R_{thjc}$		– rezystancja termiczna
$R_w$		– równoległa rezystancja pasożytnicza przewodów emitera
$T$		– okres zmian sygnału emisji akustycznej
$t_0$		– początek pomiaru czasu
$T_A$	[deg]	– temperatura otoczenia
$T_C$	[deg]	– temperatura obudowy z radiatorem

$U$		– wartość napięcia
$U_m$		– amplituda szczytowa
$U_{rms}$		– wartość skuteczna napięcia
$U_{\text{sr}}$		– średnia wartość amplitudy w pojedynczej serii pomiarowej
$V_{CE\_ON}$		– napięcie kolektor–emiter w stanie włączonym
$V_G$	[A]	– napięcie przełączania bramki
$V_{GE}$	[A]	– napięcie bramka–emiter
$x_i, y_i, z_i$		– współrzędne $i$ -tego przetwornika
$Z$		– impedancja sensora
$Z_E$		– impedancja cieplna radiatora
$\alpha$		– amplitudowy współczynnik tłumienia
$\beta$		– wzmacnienie prądowe
$\gamma$		– energetyczny współczynnik tłumienia
$\Delta R_{int}$		– rezystancja wewnętrznej mostka
$\Delta V_{CE\_ON(Inter)}$		– zmiana napięcia wewnątrz układu zależna od $\Delta R_{int}$ rezystancji wewnętrznej mostka
$\Delta V_{CE\_ON(peak)}$		– zmiana napięcia szczytowego podawanego na złącze kolektor–emiter
$\Delta V_{CE\_ON(peak\_ref)}$		– zmiana napięcia szczytowego odniesienia obliczona z wartości $\Delta R_{int}$

## Wstęp

Potrzeba wykorzystywania maszyn była jedną z przyczyn dynamicznego rozwoju technologii. Zamiana jednych wartości fizycznych na inne powodowała powstanie urządzeń o coraz większym stopniu skomplikowania, przy jednoczesnym dążeniu do wzrostu ich niezawodności. Podobnie, morski przemysł wydobywczy czy turbiny wiatrowe, stanowią zaawansowane technologicznie układy energoelektroniczne.

Współczesne obiekty pływające, ale także stałe instalacje morskie i oceaniczne (platformy wiertnicze, siłownie wiatrowe), to system skomplikowanych (niejednokrotnie pracujących w bardzo zróżnicowanych warunkach klimatycznych), urządzeń i mechanizmów stanowiących powiązany ze sobą układ. Klasycznym przykładem jest tu napęd jednostek pływających, który ewoluował przez wiele lat, by w rezultacie dokonać kilku znaczących skoków technologicznych – od łodzi wiosłowych czy żaglowych, przez różnego rodzaju napędy parowe, silniki spalinowe, po napędy elektryczne. Obecnie poszukuje się systemów, które wykorzystują „czyste środowiskowo” moduły elektryczne, gazowe czy wielopaliwowe. Wszystkie jednak najnowsze rozwiązania, niemożliwe są do realizacji bez wsparcia o urządzenia energoelektroniczne.

Zastosowanie rozwiązań pracujących z napędami elektrycznymi w porównaniu do klasycznych mechanicznych, znacznie podnosi sprawność ogólną całej jednostki. Wpływa to znacząco również na obniżenie śladu węglowego.

Energia elektryczna i powiązane z nią podzespoły i urządzenia, stanowią obecnie kluczowe znaczenie dla niezawodnej i bezpiecznej pracy jednostki pływającej.

W miarę rozwoju i postępu technologicznego, szczególnego znaczenia zaczęła nabierać diagnostyka techniczna i przewidywanie awarii systemów odpowiedzialnych za ciągłość pracy jednostki pływającej czy innego morskiego systemu offshore'owego. Wzrosło zatem również znaczenie badań związanych z jakością (dokładnością odwzorowania) uzyskiwanych sygnałów diagnostycznych maszyn w konkretnym środowisku w trakcie ich pracy.

W zasadzie niewielu użytkowników zastanawia się nad budową czy niezawodnością silników elektrycznych (która jest stosunkowo wysoka), jednak systemy ich sterowania, stanowią ciągle pewien problem eksploatacyjny.

Od końca wieku XX popularność silników klatkowych i synchronicznych zaczęła gwałtownie rosnąć. Zaleta w postaci prostej budowy i taniej eksploatacji spowodowała poszukiwanie przez liczne firmy i naukowców sposobów na eliminację podstawowych wad tego rodzaju silników. Głównymi wadami były: trudny rozruch oraz problem z płynną regulacją prędkości obrotowej:

$$n = \frac{60f}{p}$$

gdzie:

- $n$  – liczba obrotów,
- $f$  – częstotliwość napięcia zasilającego,
- $p$  – liczba par biegunów.

Ze wzoru możemy odczytać, że prędkość obrotowa jest zależna od częstotliwości, napięcia oraz ilości par biegunów. Liczba par biegunów jest z kolei zależna od procesu technologicznego w jakim maszyna elektryczna została wykonana i jest ograniczona. Przez długi okres czasu, regulacja częstotliwością napięcia zasilania była stosunkowo trudna lub nieekonomiczna. Rozwój energoelektroniki, dzięki powstaniu tanich tranzystorów i tyrystorów dużej i bardzo dużej mocy, przyczynił się do powstania wielu urządzeń przekształcających wartości napięcia tak, aby można było uzyskać odpowiedni kształt i częstotliwość napięcia. Po upowszechnieniu się urządzeń przekształtnikowych (np. falowniki, cyklokonwertery), cena ich na tyle spadła, że zestaw falownika sterującego silnikiem synchronicznym bądź asynchronicznym, stał się atrakcyjną alternatywą dla silników prądu stałego.

Silniki synchroniczne i asynchroniczne pracują obecnie coraz częściej pod kontrolą rozbudowanej energoelektroniki. Najmniejsza jednak awaria elektroniki unieruchamia cały układ sterowanie – silnik, co w wielu przypadkach jest niebezpieczne, a nawet zagraża życiu człowieka i sprzętu wartego wiele milionów dolarów. Przykłady można mnożyć, jest ich wiele, np.: awaria napędu żurawika okrętowego w trakcie załadunku bądź wyładunku, awaria steru/sterów strumieniowych w trakcie manewrów jednostki pływającej czy chociażby utrata systemu sterowania układami manewrowania statkiem. Układy takie muszą wykazywać się dużą sprawnością oraz redundancją, często są wielokrotnie duplikowane, aby uszkodzony moduł został zastąpiony w razie awarii przez inny bez przerywania ciągłości pracy.

Szerokie zastosowanie urządzeń elektrycznych/elektroenergetycznych w przemyśle morskim wymusiło poszukiwanie metod ich diagnozowania. Istotnym elementem stała się kontrola sprawności, diagnostyka techniczna poszczególnych modułów (lub wręcz elementów składowych), ale przede wszystkim weryfikacja pozwalająca na szybką i w miarę wczesną lokalizację uszkodzonego elementu.

Zaawansowane systemy monitorowania stanu układów elektronicznych oraz możliwe określenie ich zużycia lub określenie prawdopodobieństwa awarii (tzw. przewidywanie lub prognozowanie stanu), pozwoliłoby armatorom jednostek pływających na dostatecznie wczesne plany odpowiedniej konserwacji bądź (w danym momencie) zamiany na inny układ w wygodnym dla eksploatacji terminie.

Istnieje co prawda wiele metod identyfikacji uszkodzeń, nie istnieje jednak na dzisiaj niezawodna metoda dająca jednocześnie pełną informację diagnostyczną “prognozującą” stan badanego mechanizmu czy urządzenia.

Niniejsza praca stanowi propozycję wzbogacenia metod identyfikujących aktualny stan, ale także próbę wykrycia wczesnych stanów nieprawidłowej pracy wybranych elementów półprzewodnikowych. Autor proponuje wykorzystanie generowanych sygnałów (fal sprężystych) emisji akustycznej (EA) jako nowej metody pozwalającej na wykrycie wczesnych stanów (przed ich uszkodzeniem) elementów półprzewodnikowych, w szczególności tranzystorów i tyrystorów.

Na potrzeby pracy, przeprowadzono szereg badań udowadniając, że w trakcie przełączania, w półprzewodniku generowana jest fala sprężysta. Zaproponowano również odpowiednie miary sygnału diagnostycznego, który mogłyby być użyte do identyfikacji aktualnego stanu elementu/urządzenia, ale także rozwijane w dalszych pracach.

Liczne zastosowania emisji akustycznej [60, 61, 69] zasugerowały autorowi, że pracujący półprzewodnik w zależności od jego stanu technicznego, może generować różne częstotliwości charakterystyczne fal sprężystych. Przy zastosowaniu odpowiednich czujników oraz filtrów i wzmacniaczy, powstałe fale można zmierzyć, zarejestrować i na podstawie ich zmian określić czy dany półprzewodnik spełnia swoje zadanie w pracującym układzie. Przy zastosowaniu odpowiednich metod, można jednocześnie dokonać próby określenia stopnia jego degradacji w trakcie pracy.

Z racji swojej specyfiki, emisja akustyczna jest z powodzeniem stosowana w szeroko pojętym budownictwie jako doskonałe narzędzie to wykrywania wad konstrukcyjnych oraz starzenia się elementów nośnych, np. mosty [65], stalowe konstrukcje w budownictwie mieszkalnym i użyteczności publicznej [30]. Emisja akustyczna (EA) stosowana jest również przy badaniu zmian naprężenia wewnętrznych (trudnych do zdiagnozowania) zbiorników, które to zmiany są charakterystyczne dla określenia aktualnego stanu struktury materiału, rozróżnienia powstawania ognisk korozji powierzchniowej czy bardzo niebezpiecznej korozji międzykrystalicznej [15, 91]. Coraz częściej emisję akustyczną stosuje się w energoelektronice. Do przykładów można zliczyć testowanie transformatorów [73] oraz układów izolacyjnych [88]. W tym przypadku często poszukuje się miar sygnału EA w postaci tzw. zdarzeń związanych z wyładowaniami niezupełnymi a następnie dokonuje ich analizy, która w stosunkowo prosty sposób daje diagnozę wynikową. Istotnym, rozwijanym w diagnozowaniu maszyn zastosowaniem EA jest jej wykorzystanie do oceny stanu np. pomp wtryskowych silników czy wtryskiwaczy [7].

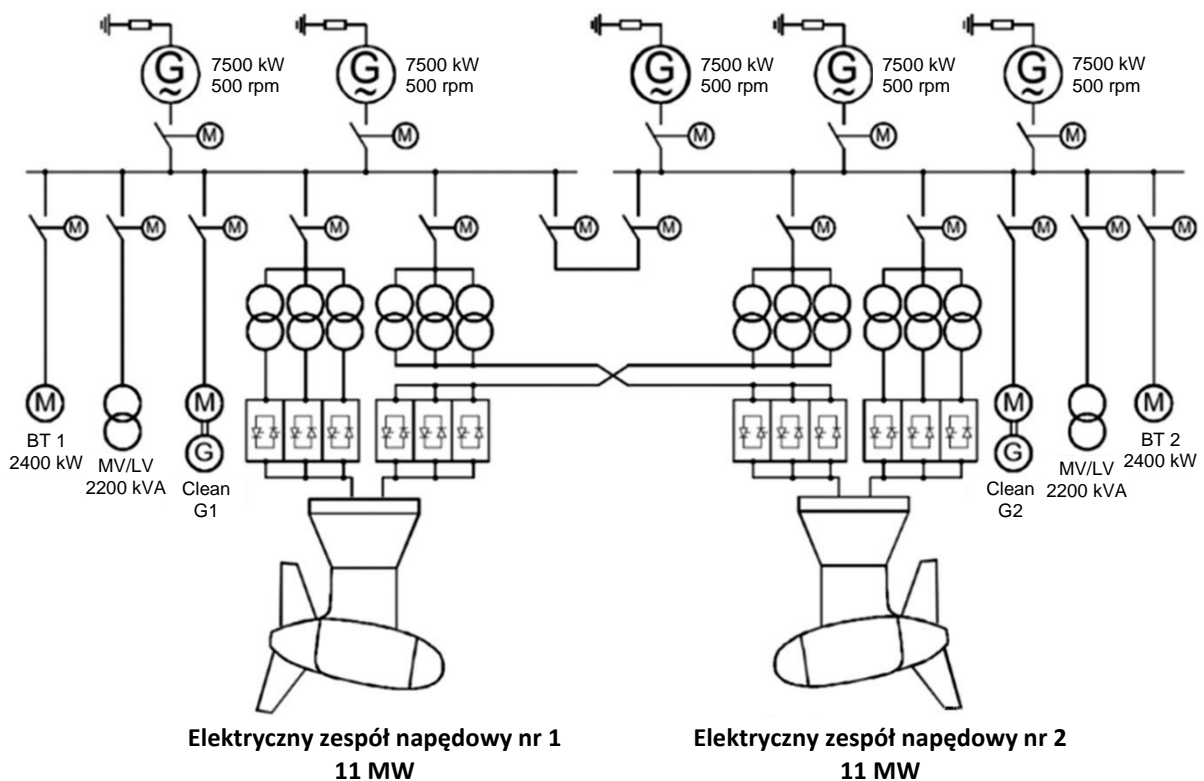
W prezentowanej pracy doktorskiej, autor dokonuje analiz, które w stosunkowo prosty sposób dają diagnozę, że prąd płynący przez półprzewodnik wywołuje w nim zmiany, które można rejestrować sensorem EA. Należy oczywiście zdawać sobie sprawę z faktu, że uzyskiwane sygnały mogą pochodzić z różnych źródeł. Uwzględnić zatem trzeba również np. rozszerzalność cieplną materiałów, z których zbudowany jest układ pełniący rolę półprzewodnika, zmianę stanu półprzewodnika (przewodzenie–zatkanie), niepożądane efekty jak, np. pęknięcia półprzewodnika, uszkodzenie połączeń wewnątrz i na zewnątrz układu itp. Ogromnym problemem w tym przypadku jest skala zjawiska. Przy konstrukcjach takich jak mosty, budynki czy zbiorniki, powstająca fala sprężysta niesie ze sobą dużą porcję energii, w przypadku półprzewodnika ilość energii, której tworzy zjawisko emisji akustycznej jest znacząco mniejsza

co powoduje trudności w wykryciu samego zjawiska, ale przede wszystkim źródła jego występowania. Wydaje się zatem, że rozwój dzisiejszych zaawansowanych systemów technicznych, którego istotną część stanowią elementy energoelektroniczne, staje się coraz bardziej znaczący pod kątem diagnostycznym i jest nadzwyczaj aktualnym problemem badawczym.

Wytworzenie urządzenia opartego na badaniach autora byłoby znacznym ułatwieniem dla pracy serwisów urządzeń opartych na energoelektronicznych półprzewodnikach i stanowiłoby alternatywę dla obecnych, wciąż niedoskonałych systemów diagnostycznych.

## 1. Metody testowania tranzystorów i modułów IGBT

Współczesne maszyny elektryczne są nieodzowne dla eksploatacji morskich jednostek pływających lub tzw. offshore czyli np. platform wiertniczych czy morskich elektrowni wiatrowych. Istotną ich częścią są energoelektroniczne systemy sterujące. Zastosowanie energoelektroniki dało konstruktorom oraz eksploatacjom możliwość uproszczenia oraz zwiększenia sprawności części mechanicznej maszyny elektrycznej, ale jednocześnie skomplikowało część sterującą. Obecnie są to wysokoprądowe układy przełączane przez niskoprądowy i niskonapięciowy układ mikroprocesorowy.



Rys. 1.1. Przykładowy schemat elektryczny jednostki pływającej

Na rysunku 1.1 został przedstawiony przykładowy schemat blokowy jednostki pływającej typu diesel-electric. Poza napędem, dwie śruby napędzane silnikiem elektrycznym, można wyróżnić także wiele urządzeń, które są sterowane przez półprzewodnikowe przyrządy mocy (PPM). Schemat blokowy nie jest jednoznaczny dlatego można przypuszczać, że elektryczne

silniki napędowe o mocy 11 MW są zasilane i sterowane przez układ cyklokonwertera, który zbudowany jest z tyrystorów dużej mocy. Poza napędem głównym PPM mogą być użyte w falownikach prądnic generujących napięcie zasilające, których zadaniem jest utrzymanie stałego napięcia i rozkładu mocy na szynach zasilających. PPM są również używane przy innych maszynach elektrycznych, które napędzają m.in.: pompy wirowe, dźwigi towarowe i osobowe, bowthrustery (stery strumieniowe), urządzenia odpowiedzialne za wentylację, itd. PPM stosowane są również przy innych przekształtnikach np. zmieniających napięcie stałe.

Założeniem prowadzonych badań autorskich jest stworzenie nowej metody diagnostycznej, pozwalającej na identyfikację stanu danego półprzewodnika przełączającego, z wykorzystaniem analizy wytworzonej fali sprężystej w półprzewodniku, która jest ściśle uzależniona od występujących wewnątrz półprzewodnika zmian. Dotychczasowe badania nie są w tym względzie jednoznaczne [37]. Wymagają one poszukiwania metod, które potrafią odzwierciedlić m.in. wczesne stany będące podstawą późniejszych uszkodzeń badanego półprzewodnika. Autor pracy zweryfikował m.in. wyniki uzyskane przez zespół naukowców z Norwegii, które zostały zaprezentowane w pracy [37]. Dokładna analiza i badania przeprowadzone w Politechnice Morskiej w Szczecinie wykazały, że wskazane w pracy sygnały EA pochodziły (nie jak to podano w przytaczanym artykule) z elementu półprzewodnikowego, lecz z pracującego układu zasilającego. Fakt ten może m.in. wskazywać, że podczas diagnozowania, należy szczególną uwagę zwrócić na konieczność wykrycia emitowanego pasma częstotliwości charakterystycznego dla poszczególnych modułów, zastosowania odpowiednich filtrów, a dopiero w kolejnym kroku skierować się w stronę poszukiwania sygnałów pochodzących z konkretnego elementu półprzewodnikowego.

Metodę (zjawisko) emisji akustycznej zastosowano w przypadku dużych obiektów, takich jak konstrukcje budowlane [31] czy uszkodzenia izolacji w kondensatorach dużych mocy [10]. Pozwala ona zidentyfikować stan badanego obiektu. Analizując m.in. wyniki tych badań autor niniejszej rozprawy doktorskiej założył, że mniejsze obiekty np. półprzewodnikowe, również można diagnozować w podobny sposób. Aktualne potrzeby przemysłu i szeroko rozumianej gospodarki morskiej wykazały, że przydatnym do badań testowych elementem (a w dalszej kolejności, praktycznego wykorzystania wyników) są tranzystory IGBT oraz tyrystory GTO dużych mocy.

Przeprowadzone badania wstępne potwierdziły występowanie emisji akustycznej badanych półprzewodników w szerokim paśmie częstotliwości, z którego można pokusić się o wyodrębnienie charakterystycznych pasm odpowiadających za przełączanie tranzystora oraz spróbować określić jakie zjawiska za daną emisję odpowiadają.

Obecnie prowadzi się intensywne badania nad systemami pomiarowo-diagnostycznymi układów przełączających. Istnieje wiele sposobów na analizę poprawności pracy elementu kluczującego [72, 74]. Pomimo stosowania różnorodnych sposobów kontroli pracy układów przełączających, **nie ma skutecznego i niezawodnego sposobu, pozwalającego wykrywać uszkodzenia przed zaistnieniem tego faktu, dającego możliwość prognozowania (przewidywania) mogącego wystąpić uszkodzenia.** Częstą wadą systemów kontrolujących są też rozmiary lub brak możliwości zastosowania ich w pracującym układzie. W grę wchodzi wtedy demontaż



takiego urządzenia/modułu, weryfikacja i diagnostyka kolejnych elementów w specjalistycznym warsztacie. Nie jest to proces pożądany, ze względu na koszty przedsięwzięcia oraz przeestoje w pracy urządzenia czy całego układu w jakim to urządzenie pracuje.

W niniejszym rozdziale podjęto próbę przedstawienia przez autora alternatywnych (w stosunku do obecnie istniejących) rozwiązań.

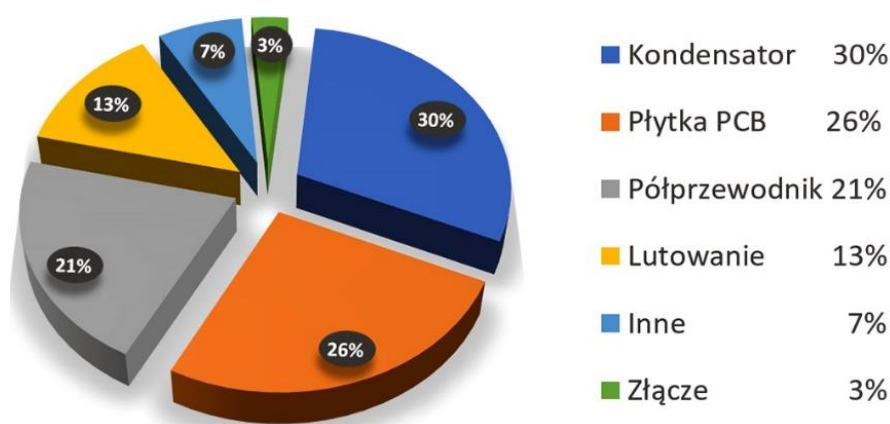
### 1.1. Analiza uszkodzeń tranzystorów IGBT

Zagadnienia awaryjności tranzystorów i układów opartych na technologii IGBT są prowadzone przez różne ośrodki badawcze, ale także przez producentów oraz firmy stosujące je w swoich rozwiązaniach i układach [4, 18, 86, 90].

Analiza uszkodzeń oparta może być m.in. na informacjach zgłaszanych bezpośrednio przez eksploatatorów, ale również na eksperymencie czynnym i biernym wykonywanym na przykładowych układach laboratoryjnych czy zainstalowanych w instalacjach przemysłowych. Przykładowe badania oparte na ankietach [86] dotyczących wymagań i oczekiwań dotyczących niezawodności układów wykorzystujących struktury IGBT wykazały, że na awaryjność wpływało m.in.:

- środowisko w jakim pracował dany komponent (temperatura otoczenia, wilgotność, zawartość soli w otoczeniu),
- stany nieustalone,
- duże obciążenia,
- częstotliwość przełączania.

Na rysunku 1.2 zaprezentowano opracowane na podstawie literatury [86] przyczyny awarii układów przekształtnikowych.



Rys. 1.2. Procentowy wskaźnik różnych awarii układów półprzewodnikowych przełączających

Analiza ta nie uwzględnia jednak pracy danego przekształtnika w warunkach ekstremalnych jak np.: praca w środowisku morskim, gdzie mamy do czynienia z dużą wilgotnością oraz

zasoleniem czy też z różnorodnymi wibracjami powstałymi w trakcie eksploatacji jednostki pływającej. Podobnie, w przypadku np. systemów sterujących morskich elektrowni wiatrowych, istotne znaczenie mają drgania pochodzące od niestacjonarnych i nieprzewidywalnych uderzeń w kolumnę siłowni, fal morskich czy gwałtownych porywów wiatru.

Wzrost jakości diagnozowania i identyfikacji stanu wybranych elementów półprzewodnikowych, a w szczególności możliwość prognozowania wystąpienia stanu awaryjnego, byłaby niewątpliwie ważnym elementem poprawiającym ogólną niezawodność (sprawność) systemu.

Konieczność opracowania lepszych, podwyższających niezawodność metod monitorujących oraz kontrolujących parametrów pracy przekształtnika zauważono w pracy [90].

Autorzy opracowania [4, 18] (oprócz mnogości uwzględnionych elementów elektronicznych) przebadali układy przekształtnikowe, w których głównym elementem były tranzystory IGBT. Zauważono, że ponad 50% awarii jest spowodowanych starzeniem się bądź uszkodzeniem modułu IGBT (czy samego tranzystora) lub kondensatora. Klasycznie, przypadki te można obserwować za pomocą odpowiednich pomiarów prądów lub napięcia.

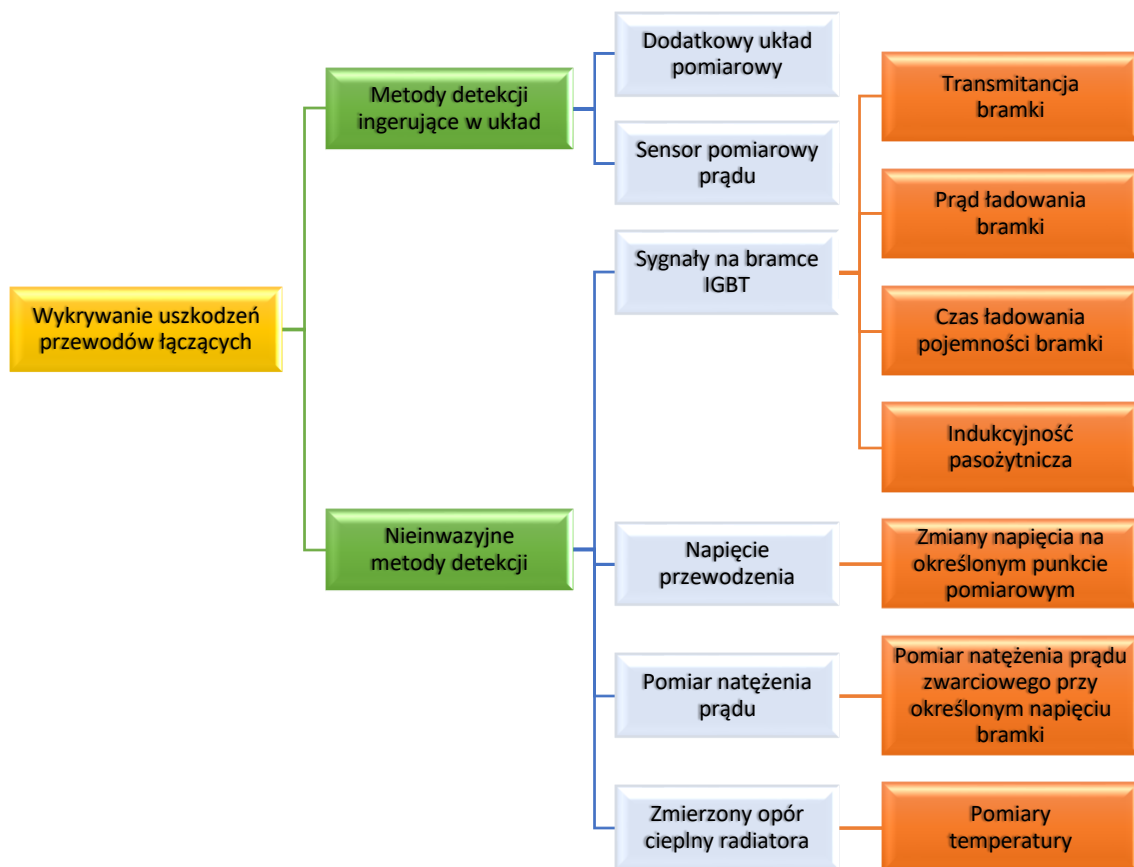
Najnowsze badania prowadzone są w kierunku określenia stanu tranzystora tak, aby wykryć potencjalne uszkodzenie przed całkowitym unieruchomieniem danego układu. Biorąc pod uwagę statystykę uszkodzeń [86], stwierdzić można, że co trzecim przypadkiem niesprawności jest awaria półprzewodnika.

Najczęstszym uszkodzeniem prawidłowo skonfigurowanego tranzystora IGBT jest awaria połączeń doprowadzających lub wewnętrznych, w samym tranzystorze. Niesprawności takie mogą wystąpić gwałtownie lub (najczęściej) poddawane są powolnej, stopniowej degradacji [54].

Autorzy [54] przedstawili podział aktualnie badanych metod wykrywania uszkodzeń przewodów łączących. Zaprezentowano je na rysunku 1.3.

Metody ingerujące w strukturę układu mają tę wadę, że pomiar odbywa się na specjalnie spreparowanym układzie tranzystora IGBT. W pracy [48] zastosowano układ pomiarowy napięcia bezpośrednio na wewnętrznych przewodach łączących w badanym elemencie. Przewody tego układu są wyprowadzone jako odczepy z obudowy i dają możliwość pomiaru zmian napięcia i ewentualne wykrycie uszkodzenia przez obserwację jego wahań. Metoda ta nie przyjęła się jednak w praktyce ze względu na komplikację układu wewnątrz IGBT oraz konieczność stosowania dodatkowych elementów zewnętrznych. Nieco innym podejściem są metody inwazyjne (ingerujące w układ), które zostały przedstawione w opracowaniu [71]. W tym przypadku mierzono prąd przepływający przez przewody połączeniowe wewnątrz układu, za pomocą analizy zmiany pola magnetycznego generowanego przez poszczególne połączenia. Pomiary te były rozwijane w pracach [82] oraz [70], gdzie sensory pola magnetycznego zostały zintegrowane z tranzystorem IGBT.

Z kolei do nieinwazyjnych metod, zalicza się takie, które nie ingerują w obudowę tranzystora, a zatem umożliwiają pomiar zmian różnych parametrów bez konieczności mocowania dodatkowych komponentów/detali pomiarowych wewnątrz badanego elementu. Jedną z wykorzystywanych możliwości jest pomiar zmiany prądu ładowania bramki IGBT [19, 94].



Rys. 1.3. Podział metod pomiarowych uszkodzeń przewodów łączących wewnątrz obudowy tranzystora IGBT

Analiza tych i podobnych prac, pozwoliła autorowi wyciągnąć wniosek, że **ładowanie pojemności wewnątrz tranzystora** można nie tylko obserwować przez czas jaki tranzystor gromadzi ładunki, ale również, że **ładowanie tych pojemności może powodować wytworzenie fali sprężystej**. Ponieważ autorzy [19] udowadniają, że zmiana pojemności ładowania bramki świadczy o kondycji tranzystora, autor niniejszej rozprawy doktorskiej na zasadzie analogii założył, że **zmiana pojemności wpłynie na emisję akustyczną tranzystora, a przez to bez pomiaru prądu powinno dać się zidentyfikować stan danego tranzystora**. Podobnie jak w pracy [19], w opracowaniu [85] pomiar jest związany z wartością prądu bramki. Mierzony jest w nim czas ładowania pojemności bramki, który wpływa na czas przełączania tranzystora. Zmiana tego czasu określać może stan tranzystora. Innym parametrem jaki można mierzyć w celu określenia stanu przewodów łączących jest sprawdzenie indukcyjności pasożytniczej bramki IGBT [92]. Zmiana tego z kolei parametru jest wyraźnie wskaźnikiem, że tranzystor, a właściwie jego wyprowadzenia, tracą swoje właściwości i że zbliża się uszkodzenie. Inną metodą poszukiwania uszkodzeń w przewodach połączeniowych jest pomiar napięcia w różnych punktach układu w zależności od metody, np.: pomiar napięcia kolektor-emiter w stanie włączenia [17, 23, 74], oraz pomiar prądu np.: tak jak proponują to autorzy w [78], gdzie monitorowana jest wartość prądu zwarcia. Ogólnie można stwierdzić, że spadek wartości prądu zwarcia jest oznaką uszkodzeń na połączeniach w tranzystorze.

## 1.2. Analiza temperatury radiatora pracujących tranzystorów IGBT

W artykule [54] opisano, jak wpływa degradacja połączeń wewnątrz obudowy tranzystora na temperaturę radiatora. Wysłunięto tezę, że uszkodzenie połączeń powoduje wzrost rezystancji, a przez to większe straty mocy na obudowie.

Podwyższona temperatura odprowadzana jest z obudowy za pomocą radiatora i obserwując wahania jego rezystancji termicznej obserwator jest w stanie przewidzieć uszkodzenie tranzystora. Uszkodzenie połączenia wewnątrz tranzystora powoduje, że prąd płynący przez pozostałe połączenia musi wzrosnąć, co powoduje wzrost temperatury, która musi być odprowadzona z układu. Zmianę tej temperatury można zmierzyć i porównując wyniki, wnioskować o stanie elementu. Wzrost temperatury zwiastuje uszkodzenie tranzystora IGBT (zgodnie z wzorem):

$$T_C = P_{\text{loss}} \cdot Z_E + T_A \quad (1.1)$$

gdzie:

$T_C$  – temperatura obudowy z radiatorem [K],

$P_{\text{loss}}$  – moc strat na elemencie [W],

$Z_E$  – impedancja cieplna radiatora [ $\text{K} \cdot \text{W}^{-1}$ ],

$T_A$  – temperatura otoczenia [K].

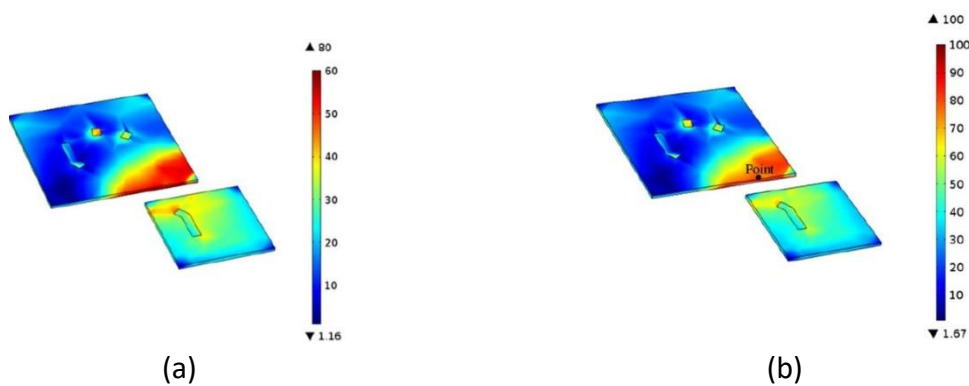
Opisana metoda wykrywania uszkodzeń połączeń jest ciekawą alternatywą i/lub mogłaby być dopełnieniem do proponowanej przez autora niniejszej pracy zastosowania metody z użyciem sygnałów emisji akustycznej. Podobnie, badania realizowane w Politechnice Morskiej w Szczecinie [29] sugerują, że EA może być zastosowana w diagnozowaniu układów pracujących przekształtników, przy czym wadą takiego rozwiązania jest to, że nie obejmuje ona całego spektrum uszkodzeń elementu czynnego.

Podobnym rozwiązaniem jest obserwacja zmian gradientu temperatury badanego modułu i na jego podstawie, określenie uszkodzenia [26]. Pomiaru dokonywano w tym przypadku za pomocą szybkiej kamery termowizyjnej. W założeniach teoretycznych wykazano, że ze wzrostem gradientu temperatury wzrasta opór cieplny i następuje niewielka utrata mocy modułu IGBT. Stworzono tu również model elektryczno-termiczny struktury modułu IGBT za pomocą metody elementów skończonych, który odzwierciedlał charakterystykę zależną od temperatury materiału.

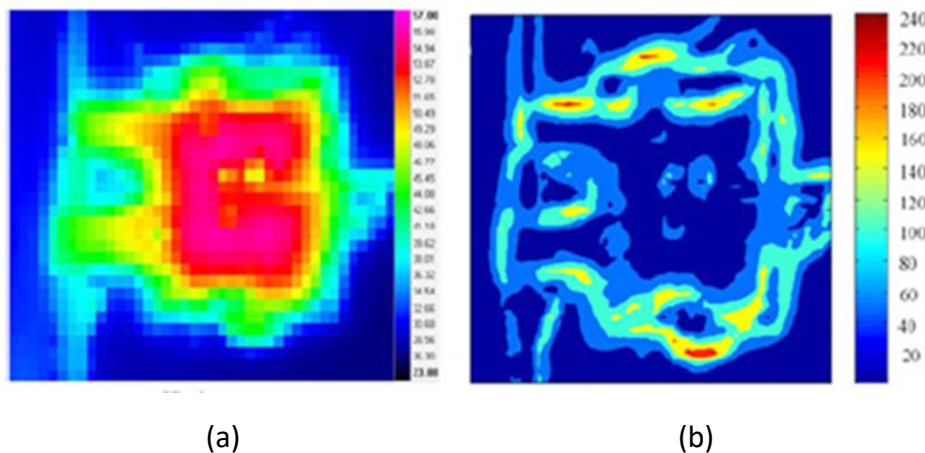
Przykładowy pomiar gradientu temperatury dla modułu IGBT dla różnych natężeń prądu przedstawiono na rysunku 1.4.

Model pozwolił m.in. na wyciągnięciu wniosku, że gradient temperatury zmienia się wraz ze spadkiem mocy. Rozważania teoretyczne i symulacyjne zostały sprawdzone na układzie eksperymentalnym. Wnioski wyciągnięte z badań posłużyły do postawienia teorii, iż przez śledzenie gradientu temperatury można śledzić zmiany strat mocy. Metoda ta jest skuteczniejsza niż śledzenie zmian rozkładu temperatury (porównanie pomiarów na rysunku 1.5). Ponadto pomiar gradientu temperatury daje możliwość lokalizacji niesprawności i rozróżnienia stopnia uszkodzenia danego modułu. Można również stwierdzić czy dany układ jest uszkodzony

np.: przez rozwarstwienie struktury, czy przez „zmęczenie” lutu. Wadą rozwiązania jest konieczność zastosowania bardzo czułych kamer termowizyjnych oraz bezpośredni dostęp do danego modułu. Zastosowanie opisanej metody jest możliwe zarówno w układach, które są dopiero w fazie prototypowania jak i w układach „gotowych”, lecz testowanych w warunkach „warsztatowych” lub laboratoryjnych. Praktyka wskazuje, że może istnieć pewna trudność we wdrożeniu pomiaru na elementach, które są w trakcie eksploatacji.



Rys. 1.4. Przykładowy pomiar gradientu temperatury dla modułu IGBT dla różnych natężeń prądu: (a)  $I = 15 \text{ A}$ , (b)  $I = 20 \text{ A}$  [26]



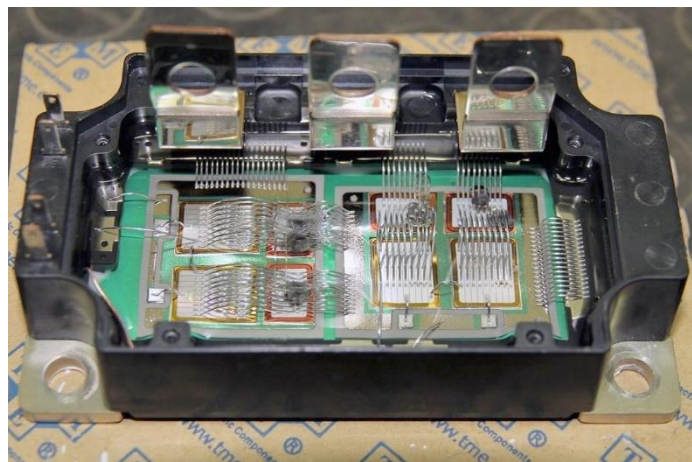
Rys. 1.5. Różnica graficzna pomiędzy pomiarem: (a) temperatury, (b) gradientu [26]

Wśród wymienionych na schemacie (rys. 1.3) metod, najczęściej stosowaną i najbardziej popularną, jest analiza natężenia i/lub napięcia prądów zasilających bądź sterujących badany układ półprzewodnikowy.

Najbardziej narażoną na uszkodzenia częścią jest układ przełączający podający prąd i napięcie o odpowiednim kształcie do zacisków silnika (lub przetwarzający napięcie z prądnicy). Z praktycznego punktu widzenia, dla użytkownika czy serwisanta procesy te są często nie istotne, a samo sterowanie układem jest znane niewielkiej liczbie specjalistów. Wydaje się zatem, że bardziej istotną kwestią jest diagnostyka części wykonawczej układów przekształcających napięcie i prąd. Zjawiska występujące w układach energoelektronicznych często zachodzą

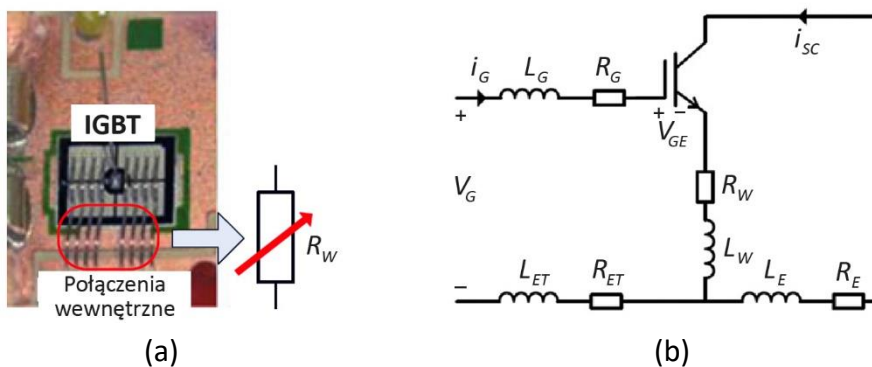
na poziomach kwantowych, a częstotliwości przełączeń dochodzą do wartości rzędu megaherców.

W tranzystorach IGBT często mierzy się napięcie saturacji kolektor-emiter w stanie załączenia. Napięcie to jest skorelowane z rezystancją termiczną  $R_{thjc}$  lub ze stanem sygnału sterującego na bramce. Monitorowanie tych parametrów w trakcie pracy jest możliwe, jednak bardzo skomplikowane, głównie ze względu na krótki czas przełączania (rzędu nanosekund) [35]. Innym proponowanym do rozpatrzenia parametrem do obserwacji jest prąd zwarciovym modułu IGBT. Jego zmiana jest wyraźnie powiązana ze stanem przewodów połączeniowych wewnątrz modułu oraz stanu kondensatora. Przykład uszkodzonej struktury połączeń w module IGBT, które wpływają na jakość pracy tranzystora przedstawiono na rysunku 1.6.



Rys. 1.6. Uszkodzona struktura połączeń w mostku IGBT [53]

Strukturę połączeń na podstawie opracowania [77] można przedstawić za pomocą schematu zastępczego z rysunku 1.7, gdzie  $R_w$  to rezystancja pasożytnicza przewodów połączeniowych emitera,  $L_{ET}$  pasożytnicza indukcyjność i  $R_{ET}$  pasożytnicza rezystancja przewodu emitera,  $L_w$  indukcyjność i  $R_w$  rezystancja równoległa przewodów połączeniowych emitera,  $L_E$  indukcyjność i  $R_E$  rezystancja szeregową przewodów połączeniowych emitera.



Rys. 1.7. Model odpowiadający modułowi IGBT: (a) zdjęcie przewodów połączeniowych emitera, (b) wewnętrzny obwód zastępczy IGBT [77]



Występuje tu również natężenie  $i_G$  oraz napięcie  $V_G$ , które określają odpowiednio natężenie i napięcie prądu na bramce. Natomiast natężenie prądu zwarcowego przewodu oznaczono jako  $i_{SC}$ .

Mając te dane, wyprowadzono wzór na napięcie  $V_{GE}$  bramka–emiter [77]:

$$V_{GE} = V_G - \left[ (R_G + R_{ET}) i_G + (L_G + L_{ET}) \frac{di_G}{dt} + R_W (i_{SC} + i_G) + L_W \frac{d(i_{SC} + i_G)}{dt} \right] \quad (1.2)$$

gdzie:

- $V_{GE}$  – napięcie prądu bramka–emiter,
- $V_G$  – napięcie prądu przełączania bramki,
- $R_G, L_G$  – rezystancja i indukcyjność bramki,
- $R_{ET}, L_{ET}$  – rezystancja i indukcyjność przewodów doprowadzających do emitera,
- $R_W, L_W$  – równoległa rezystancja i indukcyjność pasożytnicza przewodów emitera,
- $i_G$  – natężenie prądu płynącego przez bramkę tranzystora,
- $i_{SC}$  – natężenie prądu zwarcowego modułu IGBT.

Wzór ten jest wyjściowym równaniem do dalszych przekształceń oraz do wyliczenia natężenia prądu  $i_{SC}$  w funkcji wartości rezystancji przewodów, a co za tym idzie – ich stanu. Porównując obliczone dane z notami katalogowymi istnieje możliwość określenia stanu modułu IGBT. Ponieważ w użyciu są również pojedyncze tranzystory IGBT zależności te da się uogólnić na dyskretne elementy. Przez pomiar natężenia prądu zwarcia modułu lub tranzystora IGBT istnieje możliwość określenia stanu w jakim są połączenia wewnętrzne w tranzystorze, a przez to stan techniczny całego układu.

Wadą metody opisanej w opracowaniu [77] jest wejście urządzenia w stan serwisowy i przeprowadzenie testów przez specjalny program. W rozwiązaniu tym nie ma również możliwości testowania/badania w trakcie pracy układu.

### 1.3. Pomiar napięcia prądu $V_{CE\_ON}$ w modułach tranzystorowych

Kolejnym sposobem, również uogólnionym na gotowe moduły IGBT jest pomiar napięcia prądu, ale w tym przypadku pomiar napięcia prądu  $V_{CE\_ON}$ , czyli kolektor–emiter w stanie włączonym [18, 90]. Ze względu na małą rezystancję w stanie włączonym, zmiany tego napięcia przy stałym napięciu zasilania będą niewielkie, ale możliwe do zmierzenia. Dodatkowo jest mierzone napięcie zwrotne przy wyłączeniu tranzystora oraz wartości zmian temperatury mostka. Autorzy [18] na podstawie przeprowadzonych badań skupili się na poszukiwaniu dwóch przypadków: uszkodzenie połączenia w mostku tranzystorowym oraz uszkodzenie połączenia lutowanego. Mamy zatem rozszerzenie poprzednio opisanych metod o kolejne potencjalne uszkodzenie. Aby rozróżnić oba przypadki wprowadzono test, który określał dane uszkodzenie. Niestety układ testowy nie jest użyty na mostku pracującym w układzie rzeczywistym, zatem w celu zbadania go, układ musi być demontowany. Pomimo znaczących niedogodności, sposób pomiaru jest ciekawy i daje możliwość określenia czterech przypadków (stanów pracy), od pracy prawidłowej po oba uszkodzenia. Stany te to odpowiednio:

- |  |  |
|--|--|
| 1. Jeżeli $\Delta V_{CE\_ON(Inter)} = \Delta V_{CE\_ON(peak)} = 0$                               | Układ znajduje się w stanie normalnym      |
| 2. Jeżeli $\Delta V_{CE\_ON(Inter)} > 0, \Delta V_{CE\_ON(peak)} = \Delta V_{CE\_ON(peak\_ref)}$ | Występuje uszkodzone połączenie w układzie |
| 3. Jeżeli $\Delta V_{CE\_ON(Inter)} = 0, \Delta V_{CE\_ON(peak)} > \Delta V_{CE\_ON(peak\_ref)}$ | Uszkodzone jest połączenie lutowane        |
| 4. Jeżeli $\Delta V_{CE\_ON(Inter)} > 0, \Delta V_{CE\_ON(peak)} > \Delta V_{CE\_ON(peak\_ref)}$ | Uszkodzone są oba połączenia               |

gdzie:

$\Delta V_{CE\_ON(Inter)}$  – zmiana napięcia wewnątrz układu zależna od  $\Delta R_{int}$  rezystancji wewnętrznej mostka;

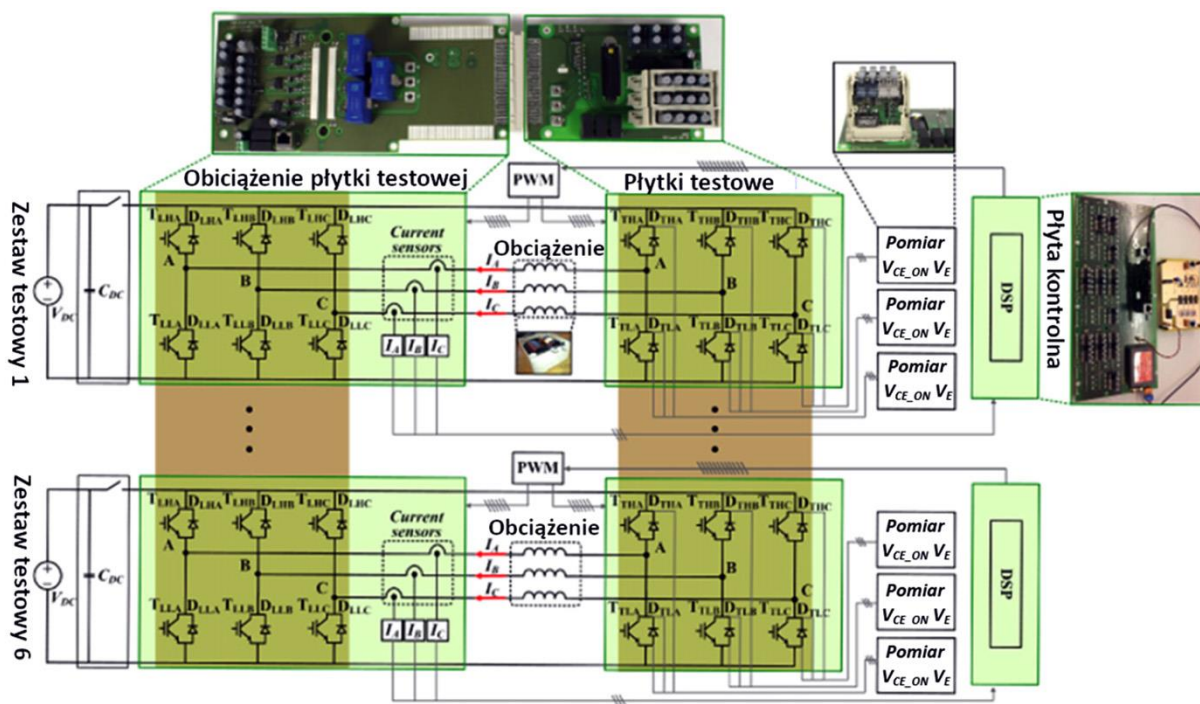
$\Delta V_{CE\_ON(peak)}$  – zmiana napięcia szczytowego podawanego na złącze kolektor–emiter;

$\Delta V_{CE\_ON(peak\_ref)}$  – zmiana napięcia szczytowego odniesienia obliczona z wartości  $\Delta R_{int}$ .

$$\Delta R_{int} = \frac{\Delta V_{CE\_ON(Inter)}}{I_{inter}} \quad (1.3)$$

$$\Delta V_{CE\_ON(peak\_ref)} = \Delta R_{int} \cdot I_{peak} \quad (1.4)$$

gdzie  $I_{inter}$  jest aktualną wartością natężenia prądu, a  $I_{peak}$  wartością szczytową natężenia prądu.



Rys. 1.8. Proponowana konfiguracja układu do pomiaru napięcia  $V_{CE\_ON}$  [18]



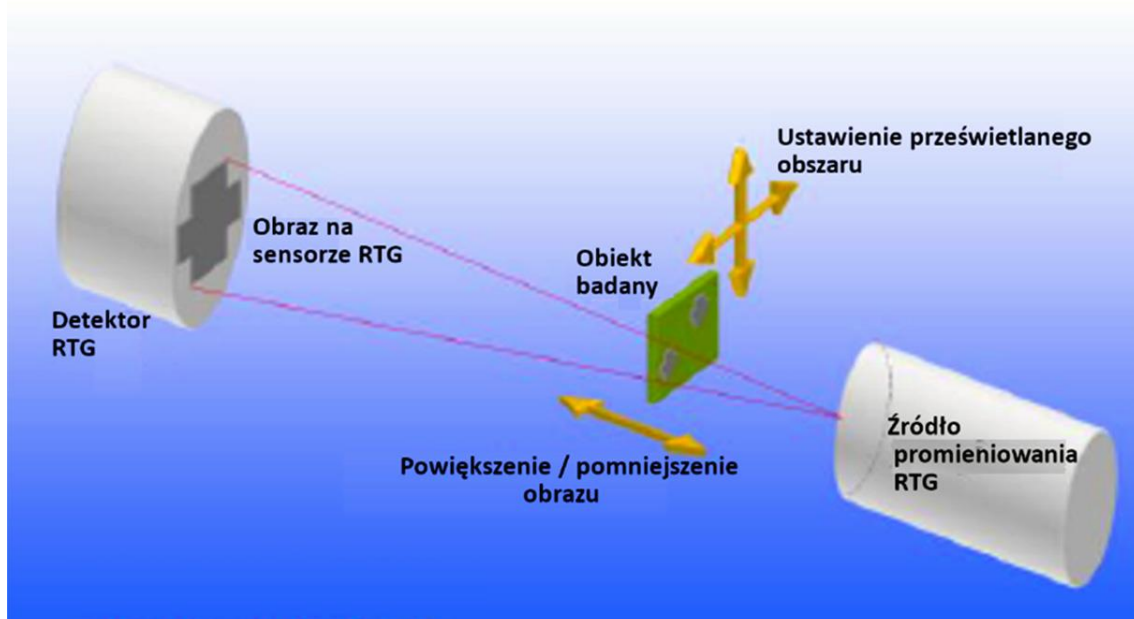
Mając zidentyfikowane miejsce, w którym występuje wzrost rezystancji dokonuje się pomiaru napięcia  $V_{CE\_ON}$  oraz natężenia prądu kolektora i na podstawie wykresu szacuje zmianę wartości temperatury w zależności od tych parametrów. Stwierdzono, że przy dużej ilości przełączeń w warunkach pracy granicznej tranzystora, wzrastało napięcie kolektor–emiter, a przez to rosła temperatura na złączu. Porównując te dane można określić stan zużycia linii połączeniowych tranzystora i przewidzieć awarię. Test ten po odpowiednim dopracowaniu, można byłoby zaadoptować, do urządzeń pracujących w czasie rzeczywistym i mógłby być odnośnikiem do określenia, kiedy nastąpi awaria sterownika.

Problemem w zastosowaniu samego testera w eksploatacji może być jego skomplikowana budowa (rys. 1.8), konieczność zastosowania szybkich procesorów DSP oraz ciągły i dokładny pomiar napięcia i natężenia prądów oraz temperatury.

#### 1.4. Promieniowanie RTG

Do badań stanu układów przełączających można także zastosować promieniowanie RTG.

W tym przypadku mamy do czynienia z defektoskopią na układzie niepracującym i często nie ma możliwości przeprowadzenia badań w miejscu pracy danego modułu [25]. Wiązka promieni X jest tak dobrana mocą oraz kierunkiem padania, że tworzy obraz pojedynczego modułu lub tranzystora jak też połączeń zewnętrznych i wewnętrznych w układzie [4]. Zakładając, że występuje prawdopodobieństwo uszkodzenia związane z wadliwym lutowaniem, błędami płytki PCB lub uszkodzeniami w układzie scalonym, metoda ta daje użytkownikowi ponad 50% odpowiedzi na ewentualny rodzaj uszkodzenia. Próbką jest pomiędzy źródłem promieniowania, a detektorem promieni rentgenowskich. Schematycznie przedstawione jest to na rysunku 1.9.



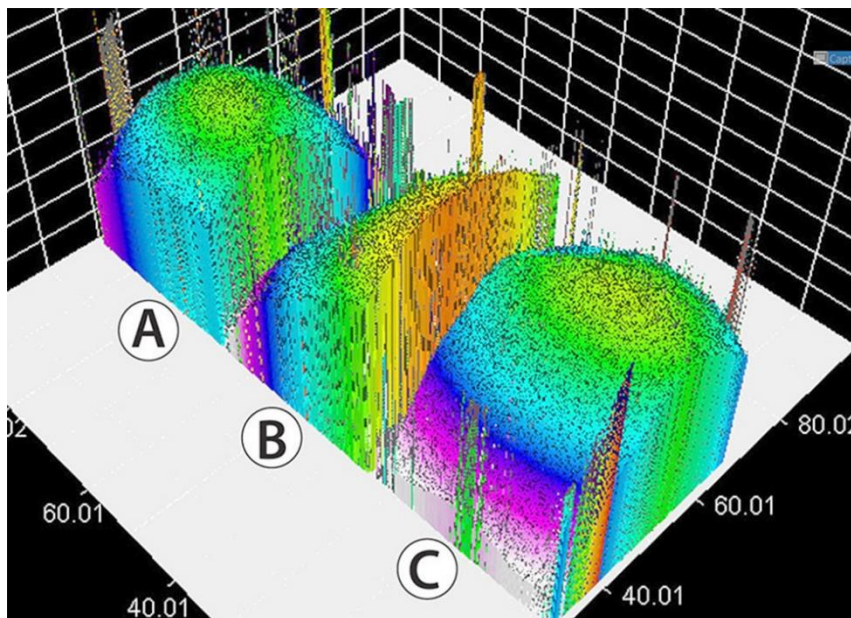
Rys. 1.9. Zasada „prześwietlania” płytek drukowanych z elementami elektronicznymi [43]

Wadą metody jest użycie specjalistycznych, drogich i wielkogabarytowych urządzeń, przez to staje się możliwa do wykorzystania np. przy wysyłce serwisowej danego modułu. To m.in. sprawia, że jest ona stosowana najczęściej przy weryfikacji urządzeń testowych i prototypowych [43].

## 1.5. Defektoskopia ultradźwiękowa

Innym interesującym przykładem może być badaniem z wykorzystaniem defektoskopii ultradźwiękowej. Jest ona podobna do pomiarów emisji akustycznej, ale źródłem sygnału nie jest powstająca samoistnie fala sprężysta w module przełączającym, a układ wysyłający odpowiednio zmodulowaną wiązkę ultradźwiękową, która następnie jest identyfikowana przez sondę odbiorczą [1].

Zastosowano w tym przypadku urządzenie Sonoscan C-SAM, które umieszczano nad tranzystorem IGBT. Wysła ono impulsy ultradźwiękowe, a następnie rejestrowana jest odpowiedź (echo). Na podstawie echa tworzy trójwymiarowy obraz. Przetwornik wysła wiązkę ultradźwiękową z częstotliwością kilku tysięcy próbek na sekundę, np. (30 MHz). Fala ultradźwiękowa dociera do tranzystora IGBT i jest odbijana przez różne materiały w strukturze tranzystora. Otrzymany sygnał na sensorze odbiorczym wykrywa cztery właściwości: amplitudę, polaryzację, czas nadejścia oraz widmo sygnału. Każda z tych wartości jest nanoszona na trójwymiarowy wykres, a czwarta zmienna ma przypisany kolor. Tak otrzymany obraz (rys. 1.10), daje możliwość analizy zachodzących zmian w strukturze badanego elementu.



Rys. 1.10. Trójwymiarowy obraz otrzymany po zeskanowaniu tranzystora IGBT urządzeniem Sonoscan C-SAM [1]

Opisana metoda nie może być wykorzystana w systemie on-line (układów pracujących) a jedynie do obrazowania uszkodzeń tranzystorów lub modułów nie pracujących. Ponadto, nie

uwzględnia ona błędów konstrukcyjnych związanych np.: z różną grubością czy niejednorodnością struktury materiału obudowy.

## 1.6. Emisja akustyczna w układach i elementach energoelektronicznych

Emisja akustyczna (szczegółowo opisana w rozdziale 3) stanowi ciekawą alternatywę dla opisanych w poprzednim rozdziale metod. Jej istotną zaletą jest to, że czujnik możemy umieścić na module lub na radiatorze (który często stanowi falowód dla wytworzonej fali sprężystej). Zatem możemy wykonywać pomiary w czasie rzeczywistym, na pracującym układzie. Przyczynami powstawania fal sprężystych mogą być zarówno procesy fizyczne, chemiczne, jak również zjawiska zachodzące bezpośrednio w obserwowanych mechanizmach, elementach czy systemach. **Z diagnostycznego punktu widzenia, istotne jest zidentyfikowanie pewnych porcji energii fal (EA), które niosą ze sobą faktyczny obraz zachodzących zjawisk.**

Ponieważ zmieniająca się wartość natężenia prądu przepływającego przez strukturę półprzewodnika wpływa bezpośrednio na zmianę jego stanu (przewodzenie/blokowanie), jego temperaturę wewnątrz-strukturalną oraz temperaturę obudowy, słusznym wydaje się założenie, że na obudowie takiego elementu otrzymamy możliwą do odczytu falę sprężystą emisji akustycznej.

Publikacje o tematyce wykorzystania emisji akustycznej w różnych dziedzinach techniki, a także jej pomiarach, pozwalają na postawienie opisanej w dalszej części niniejszej pracy tezy związanej z wykorzystaniem fal sprężystych emisji akustycznej (EA) w diagnozowaniu elementów półprzewodnikowych. Zastosowanie pomiarów emisji akustycznej w napędach silników spalinowych, w budownictwie czy w defektoskopii zbiorników są dość odległe od tematyki elektrycznej/energoelektronicznej, jednak na uwagę zasługuje fakt, że sygnały EA również sprawdzają się w takich obszarach jak: diagnostyka transformatorów, rozdzielnic prądu, izolatorów energetycznych czy kondensatorów [87]. Wszystkie te przykłady są powiązane z wpływem ("oddziaływaniem") prądu na przewodniki, półprzewodnik i dielektryki.

Literatura dotycząca wykorzystania sygnałów EA [30, 31], przyczyny ich powstawania czy wreszcie możliwość rejestracji fal, pozwala sugerować, że mogą one być również wykorzystane w praktycznym diagnozowaniu układów takich jak: układy energoelektroniczne, wysokonapięciowe systemy sterowania, czy wręcz poszczególne elementy związane bezpośrednio z ich zasilaniem.

Jak wspomniano, emisja akustyczna jest coraz częściej stosowana w poszukiwaniu defektów transformatorów średniego i wysokiego napięcia (przebicia w izolacji, wyładowania niezupełne). Polega to m.in. na sprawdzeniu stanu izolacji, a wyładowania niezupełne identyfikują/ujawniają degradację materiału izolującego [13, 45,72].

W opracowaniu [13] zaproponowano system oparty na emisji akustycznej, który wykrywa wyładowania niezupełne w oleju transformatorowym za pomocą kilku przetworników piezoelektrycznych oraz czujników światłowodowych. Sensory były rozłożone w kilku punktach bryły transformatora trójfazowego, po dwa na fazę. Moment wyzwolenia wyładowania niezupełnego był rejestrowany przez światłowód umieszczony wewnątrz zbiornika

transformatora. Lokalizacja wyładowań była określona na podstawie różnic w czasie jakim był sygnał rejestrowany na sensorach.

Czujniki EA wykrywały trzy rodzaje generowanego sygnału wyładowań niezupełnych. W zależności od źródła wyróżniono tzw. wyładowania koronowe, powierzchniowe i wewnętrzne. Aby odfiltrować sygnały zbędne zastosowano filtry pasmowe, które były dobrane w taki sposób, aby pozostawić częstotliwości fal sprężystych wygenerowanych podczas wyładowań niezupełnych. Wyniki poddano analizie komputerowej, która umożliwiła odnalezienie punktu, w którym nastąpiło uszkodzenie z dużą precyzją – sięgającą ok. 1 cm. Zaletą tego rodzaju badań transformatorów jest niska inwazyjność. Poza wymienionym systemem wykorzystania emisji akustycznej ze światłowodem, istnieją systemy całkowicie bezinwazyjne oparte tylko na przetwornikach piezoelektrycznych [44].

Emisja akustyczna może być również wykorzystana w diagnozowaniu izolatorów energetycznych. Przykładem mogą być badania prowadzone przez autorów artykułu omawiającego powiązanie pomiędzy prądem upływu a zmierzoną emisją akustyczną [3, 51]. W pracy [3], autor wykazał, że wartości prądu upływu zmieniają się z warunkami atmosferycznymi i elektrycznymi. Prąd przepływający przez izolator generuje falę sprężystą, która była wychwytywana (w postaci tzw. zdarzenia) przez sensor EA połączony z rejestratorem. Poza emisją akustyczną wywołaną przez przepływający prąd pojawiały się liczne sygnały zakłócające, które należy odpowiednio odfiltrować. Uzyskanie pożądanego sygnału odbywało się przez odpowiednio dobraną analizę wykorzystującą algorytmy matematyczne porównujące różnicowo uzyskane sygnały. Autor artykułu [3] wykazał także, że wzrost zanieczyszczeń izolatorów powodował wzrost prądu upływu. Dzięki kolejnym analizom, udało się określić jak często izolatory muszą być czyszczone, aby nie uległy uszkodzeniu oraz jak zmniejszyć liczbę wyłączeń prądu spowodowanych koniecznością niepotrzebnych konserwacji.

Innym przykładem połączenia emisji akustycznej i układów elektrycznych jest pomiar zmian stanu rozdzielnic niskiego napięcia [84]. Dzięki tym pomiarom można stwierdzić uszkodzenia na niewralgicznych połączeniach. W idealnym przypadku na szynach w rozdzielnicach prądu zmiennego powinien płynąć prąd o przebiegu sinusoidalnym, o częstotliwości 50 Hz. W rzeczywistym układzie mamy do czynienia z zawartością licznych harmonicznych, które wpływają na „jakość” prądu, ale również na urządzenia, przez które prąd jest przełączany i przesyłany dalej. Przepływ prądu może powodować powstanie wibracji, a przez to połączenia mogą ulegać degradacji i na nich mogą pojawiać się wyładowania niezupełne (istnieją też inne czynniki degradacji np.: błąd ludzki czy wibracje mechaniczne). Ilość wyładowań niezupełnych (WZN) oraz podatności na nie rośnie wraz ze wzrostem napięcia. Dlatego tak istotnym czynnikiem w eksploatacji rozdzielnic dla średnich napięć (SN) i wysokich napięć (WN) montowanych na lądzie i jednostkach pływających jest wykrycie wszelkich uszkodzeń na łączeniach. Jednym ze sposobów poszukiwania takich uszkodzeń jest emisja akustyczna [84]. Zaletą, jak w poprzednich przypadkach jest bezinwazyjność pomiarów. Wytworzona przez WZN lub drgania części rozdzielniczy fala mechaniczna jest przetwarzana na sygnał elektryczny przez sensory EA. Rozwiązania z zastosowaniem emisji akustycznej do diagnostyki rozdzielnic SN i WN są

w trakcie dokładniejszych badań, ale także trafiają już do eksploatacji (przykład startupu z Łodzi Smart PD) [62].

Istotnym punktem wykorzystania fal sprężystych emisji akustycznej jest badanie kondensatorów elektroenergetycznych średniego napięcia. Badania wskazują [10], że emisja akustyczna może być stosowana np. przy pomiarach ich sprawności. Cechą wspólną półprzewodników i kondensatorów, jest wytwarzanie fali sprężystej wywołanej przepływem prądu przez badany obiekt. W kondensatorach SN, podobnie jak w transformatorach i izolatorach, głównym czynnikiem wywołującym emisję akustyczną w uszkodzonych obiektach są wyładowania niezupełne (WNZ).

W przypadku półprzewodników niskonapięciowych wyładowania niezupełne raczej nie występują, jednak w energoelektronice coraz częściej stosuje się półprzewodniki o napięciach znamionowych mieszczących się w zakresie napięć średnich i wysokich i w niektórych przypadkach może to niepożądane zjawisko wystąpić.

W opracowaniu [10] zaproponowano model falowy kondensatora i zbudowano go w celu porównania z kondensatorem wykazującym cechy lekkiego lub znacznego uszkodzenia, jednak dalej pracującego. W miejscach uszkodzenia, gdzie pojawia się WNZ generuje się fala sprężysta. W kondensatorach nieuszkodzonych taka fala nie występuje. Źródło WNZ generuje falę kulistą. Znając położenie czujnika można dokładnie wskazać miejsce, gdzie fala została wygenerowana na podstawie wzoru:

$$\begin{cases} (x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2 = r_1^2 \\ \dots \\ (x-x_m)^2 + (y-y_m)^2 + (z-z_m)^2 = r_m^2 \end{cases} \quad (1.5)$$

gdzie:

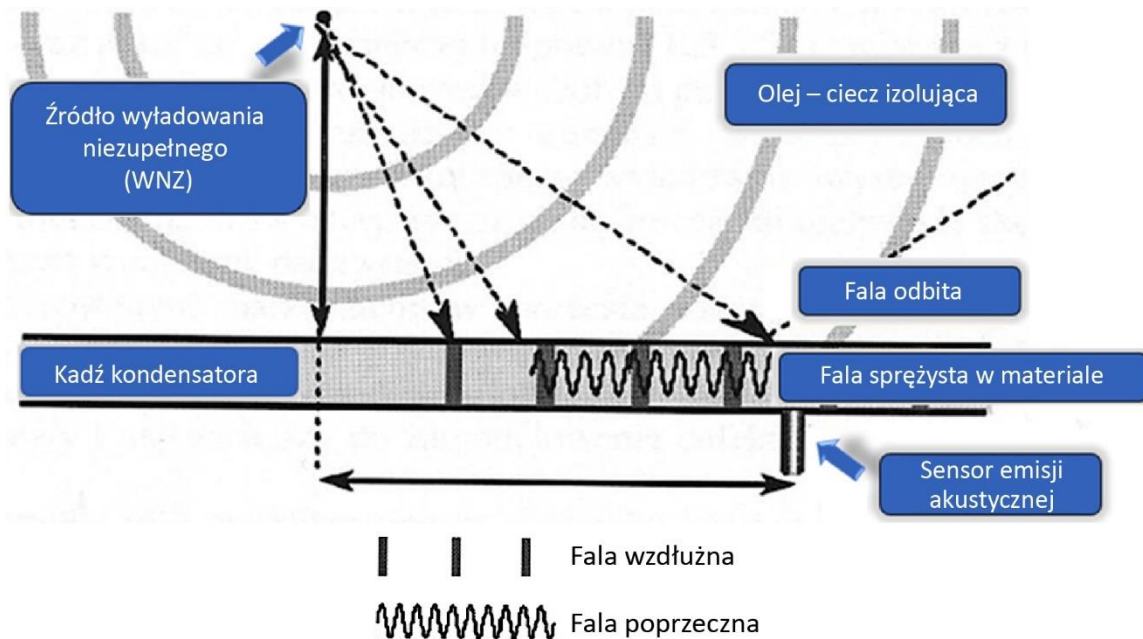
$x_i, y_i, z_i$  – współrzędne  $i$ -tego przetwornika,  $i = 1, \dots, m$ ,

$r_i$  – odległość  $i$ -tego przetwornika od źródła generacji wyładowania niezupełnego.

Wzór (2.5) opisuje przypadek kondensatora elektroenergetycznego, który jest przedstawiony jako trójwymiarowy układ przestrzenny. Przy jednym źródle WNZ ( $r = 1$ ) i przy  $m$  przetwornikach pomiarowych o znanej transmitancji uzyskuje się układ  $m$  równań. Rozwiązując ten układ równań określimy miejsce w przestrzeni trójwymiarowej, w której znajduje się źródło WNZ. Schematycznie metodę pokazuje rysunek 1.11.

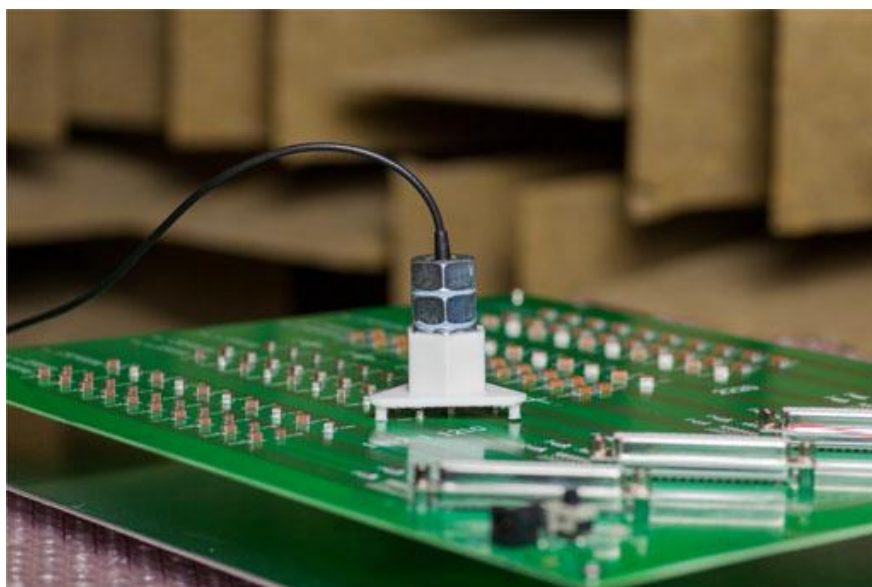
Ponieważ kondensator podobnie jak układ półprzewodnikowy ma strukturę złożoną, wygenerowana fala sprężysta ulega typowym zjawiskom fizycznym związanym ze zmianą ośrodka, czyli min odbiciu, załamaniu rozproszeniu czy częściowemu przejściu fali przez badany ośrodek. W przypadku kondensatora średniego napięcia mamy kilka ośrodków, takich jak: izolacja, syciwo, zwijka aluminiowa, stalowa obudowa. Element półprzewodnikowy jest zbudowany między innymi z: metalowej czy kompozytowej obudowy, warstwy struktury półprzewodnikowej, izolacji, wyprowadzeń oraz ich łączności. Różnicą jest natomiast skala wielkości kondensatora średniego napięcia i półprzewodnika. Dlatego w układzie półprzewodnikowym

wygenerowane sygnały będą miały znacznie niższą amplitudę sygnału EA, proporcjonalnie do ich wielkości gabarytowych.



Rys. 1.11. Model obrazujący propagację fali EA w kadzi kondensatora energoelektrycznego [10]

Bardzo podobnymi badaniami jak emisja akustyczna półprzewodników są badania kondensatorów ceramicznych MLCC stosowanych w szeroko pojętej elektronice [49]. Przykład pomiaru EA na pojedynczym kondensatorze ilustruje rysunek 1.12. Badania te opierają się na założeniu, że wielowarstwowa struktura ceramicznego kondensatora jest podatna na uszkodzenia mechaniczne oraz wady w materiałach, z których zostały kondensatory wykonane.



Rys. 1.12. Pomiar pojedynczego kondensatora ceramicznego SMD za pomocą EA [49]



Ze względu na materiał dielektryka, czyli ceramikę, są one kruche, a błędy często są niedostrzegane przez kontrolę wzrokową lub elektryczną. Często również ulegają uszkodzeniu przy montażu. Defektoskopia zamontowanych kondensatorów jest dość droga, np.: prześwietlanie promieniowaniem RTG.

Udowodniono, że kondensatory generują falę sprężystą, która jest spowodowana wibracjami mechanicznymi elementu [49].

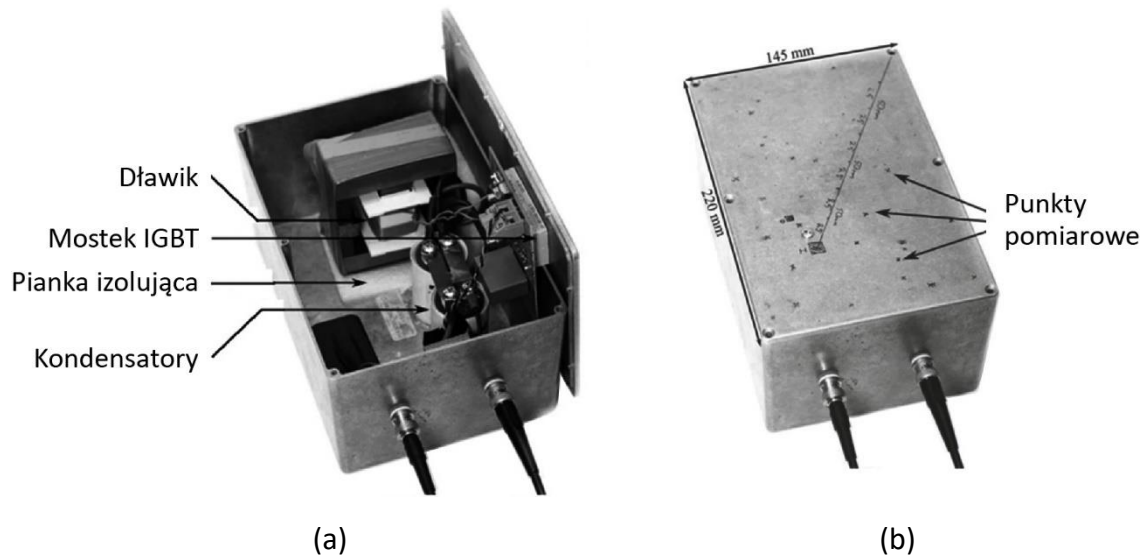
Wykorzystując porównanie zapisywanych wzorców emisji akustycznej kondensatorów sprawnych oraz uszkodzonych, można przeprowadzić analizy dotyczące możliwości wykrywania potencjalnych uszkodzeń. W tym celu zasilano kondensatory napięciem o różnych częstotliwościach rejestrując jednocześnie wzorce dla danego pasma.

Aby zasymulować uszkodzenie kondensatorów, poddano je wyginaniu razem z płytką PCB, przecinaniu oraz naciskowi. Następnie kondensatory zostały ponownie zmierzone, a wyniki zarejestrowane. Otrzymane rezultaty zostały porównane. Wykazano, że kondensatory które uległy uszkodzeniu generują znacznie więcej zdarzeń emisji akustycznej, natomiast ich amplituda jest znacznie większa jak w kondensatorach bez uszkodzeń. Zjawiska w kondensatorach różnią się od tych zachodzących w półprzewodnikach, jednak wyniki badań w [49] były jedną z przesłanek tezy, że tranzystory czy tyrystory również wygenerują mierzalną falę mechaniczną.

Aktualne, dostępne w literaturze badania typowych półprzewodników z zastosowaniem emisji akustycznej są na bardzo wstępnym etapie. Ponieważ emisja wynikająca ze zjawisk generowania fali sprężystej w półprzewodniku jest niewielka a istniejące sensory nie są dedykowane takim pomiarom, wyniki należy poddać odpowiednio dobranej obróbce fizycznej oraz cyfrowej. Dlatego poza udoskonaleniem sensorów w kierunku wychwytywania emisji akustycznej elementów półprzewodnikowych, istotną kwestią jest obróbka sygnału, a dokładniej mówiąc – znalezienie takiej miary sygnału, która pozwoli na dokładną analizę czy bezpośrednią identyfikację jego stanu technicznego. Aktualnie sama metoda jest w fazie poszukiwania wzorca sygnału, jaki może się wytworzyć w momencie przełączania tranzystora lub mostka. Skoncentrowanie badań m.in. na przełączaniu tranzystora wynika z tego, że jest to najbardziej „energetyczny” moment pracy układu. Z kolei nowością w badaniach jest to, że skupiamy się na cyklicznych i powtarzalnych zmianach stanu tranzystora, dzięki czemu można utworzyć (wykryć) wzorzec emisji.

W większości pomiarów jest poszukiwanie tylko anomalii na elemencie półprzewodnikowym jak np. w artykule [16] lub [19], gdzie wychwytywane są zmiany w strukturze mostka tranzystorowego przez uszkodzenia wynikające z przegrzania elementów łączących a przez to wzrost prądu. Wzrost prądu przepływającego przez złącze kolektor emiter powoduje zwiększenie zdarzeń emisji akustycznej. Znaczący to, że obserwator odnotowuje zdarzenia jako wadliwą pracę i ze wzrostem zużycia elementu tych wadliwych przełączeń jest więcej. Założeniem jest, że „dobra/prawidłowa praca” nie jest rejestrowana i rozpoznana przez operatora. Na podstawie wzrostu ilości zdarzeń określone jest czy tranzystor dalej będzie w stanie przełączać.

Pomiar emisji akustycznej elementów półprzewodnikowych w pracujących układach został również opisany w artykule [38]. Te m.in. badania były kolejną inspiracją do zajęcia się problemem, której efektem jest niniejsza praca doktorska. Autorzy artykułu, do pomiaru wykorzystali mostek skradający się z dwóch tranzystorów IGBT z diodą zwrotną, obciążenia impedancyjne oraz kondensatorów dużej pojemności. Wszystko to zostało zamknięte w obudowie metalowej. Pokrywa obudowy była równocześnie radiatorem dla mostka tranzystorowego oraz falowodem dla pomiaru emisji akustycznej (rys. 1.13).



Rys. 1.13. Rzeczywisty układ pomiarowy [38]: (a) z otwartą pokrywą i widocznymi elementami, (b) z narysowanymi punktami pomiarowymi

Autor niniejszej rozprawy postanowił zweryfikować wyniki pracy [38]. Analiza wcześniejszej wiedzy spowodowała, że pojawiły się wątpliwości czy w tym konkretnym przypadku, emisja akustyczna nie pochodzi od innych źródeł, np. leżących pod mostkiem kondensatorów czy dławika. Aby to zweryfikować, zbudowano własny układ pomiarowy, który wraz z wynikami opisano w dalszej części rozprawy.

W trakcie realizacji pracy doktorskiej i prezentowaniu części jej wyników zostały opublikowane badania własne, gdzie w literaturze zacytowano m.in. artykuły, których autor niniejszej rozprawy jest współautorem. Opisano je m.in. w artykule [50]. Wydaje się zatem, że uzyskano w ten sposób potwierdzenie na słuszność prezentowanych założeń badawczych, ale także prawidłowość uzyskanych wcześniej wyników i analiz. Interesujące jest tu również to, że zaprezentowany równoległe przez innych badaczy (w artykule [50]) układ pomiarowy różnił się od użytego w badaniach własnych autora, ponadto zastosowano inne urządzenia pomiarowe. Pomimo tego, uzyskane wyniki są tożsame do wyników badań przeprowadzonych przez autora niniejszej pracy doktorskiej. Autorzy [50] zastosowali gotowy zestaw pomiarowy niemieckiej firmy Vallen (rys. 1.14).

W skład zestawu wchodził sensor VS45-H, preamplifier (przedwzmacniacz) AEP5 oraz ASMY-6 Instrument (analizator ASMY-6). Analizowany tranzystor był taki sam jak w badaniach



własnych autora. Wytworzona przez tranzystor fala sprężysta, poprzez sensor EA przetwarzana była na sygnały elektryczne. Sygnał taki był wzmacniany, a następnie poddawany obróbce w analizatorze ASMY-6. Wynikiem tego było stwierdzenie istnienia emisji akustycznej dwóch badanych tranzystorów IGBT w paśmie 109–114 kHz (co zostało również potwierdzone przez wcześniejsze badania własne autora). W badaniach [50] zastosowano fizyczne filtry pasmowe, natomiast w badaniach własnych autora głównie pracowano na zarejestrowanym sygnale amplitudowo-czasowym, który był poddawany algorytmom matematycznym w środowisku programistycznym Matlab. W początkowych badaniach własnych autor użył znacznie niższych napięć zasilania tranzystora.



Rys. 1.14. Zestaw pomiarowy [50]

Praca [50] potwierdza słuszność kierunku badań, uwidacznia istnienie emisji akustycznej generowanej przez pracujące tranzystory IGBT. **Wskazać też można, że tranzystor IGBT wytwarza fale sprężyste w różnych pasmach częstotliwości. Jest to zależne od zjawisk zachodzących w tranzystorze.** W opisywanej pracy zauważono również problem związany z wielkością sensora EA, który swoimi rozmiarami był większy od mierzonego źródła emisji. Dlatego autorom trudno było, nawet znając wewnętrzną strukturę tranzystora IGBT, umiejscowić fizycznie źródło fali sprężystej.

Niemniej, analizy wykonane w Politechnice Morskiej w Szczecinie w trakcie realizacji pracy doktorskiej, pozwoliły autorowi rozprawy dojść do wniosków, dzięki którym rozwinięto układ pomiarowy/rejestracji sygnału, a także poszerzono zarówno zakres prowadzonych badań, jak też stosowanych miar sygnałów źródłowych.

## 2. Emisja akustyczna

Zjawisko emisji akustycznej (EA) jest znane od wieków, jednak dopiero w latach pięćdziesiątych dwudziestego wieku zostało ono opisane i skatalogowane jako zjawisko fizyczne. Historycznie, bardziej chodziło o jego typowo akustyczną postać (np. słyszalne trzaski przy przekraczaniu pewnego progu naprężenia mechanicznego itp.). W połowie XX wieku, zaczęto jednak stosować i wyróżniać definicyjnie nazwę emisja akustyczna (ang. *acoustic emission*). W samej nazwie występuje pewna niefortunność, bowiem przetłumaczono ją z języka angielskiego jako „emisja akustyczna”. Dla większości osób, również niektórych naukowców, wiąże się z pasmem słyszalnym, czyli w granicach 20 Hz – 20 kHz. W źródłowym znaczeniu, pojęcie to zawiera jednak znacznie szerszy charakter. Głównie w przypadku generowanego pasma częstotliwości fali sprężystej (od ułamka herca do rzędu megaherców). Współczesne pomiary EA są zależne jedynie od rodzaju stosowanego czujnika pomiarowego. Pewnym wytłumaczeniem dla nazwy emisja akustyczna (niezawężona do pasma dźwięków słyszalnych), jest historyczne pojmowanie zjawiska. W przeszłości jedynym „sensorem” było ucho ludzkie. Jako przykład można podać pracujących górników, którzy na podstawie słyszanych odgłosów potrafili przewidzieć zawał w kopalni. To co słyszeli były to charakterystyczne odgłosy pęknięcia stempli lub poruszania się mas ziemi. To co górnicy rejestrowali było w granicach zjawisk słyszalnych, ale w rzeczywistości to nakładanie się różnych sygnałów, które współcześnie można rozbić na wiele składowych o wyższych i niższych częstotliwościach. Podobnie w czasach starożytnych ocenie poddawano jakość siarki. W zależności od emitowanych dźwięków podczas jej ściskania, dokonywano klasyfikacji na ile „dobry” jest minerał.

Samo zjawisko emisji akustycznej jest zdefiniowane jako rozchodzenie się fal sprężystych w różnych ośrodkach.

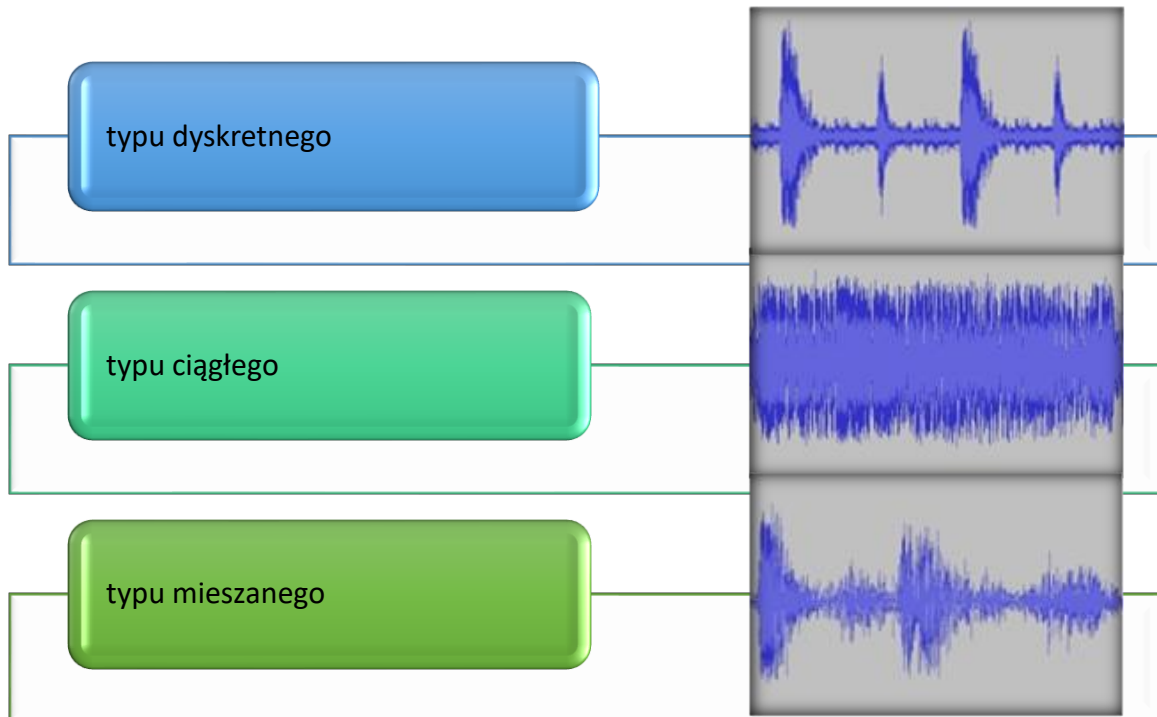
Można też za autorem [56] stwierdzić, że emisja akustyczna powstaje w wyniku wyzwolenia energii, która zmagazynowana jest wewnątrz ośrodka sprężystego.

Jest to zmiana dynamiczna, związana z lokalną przebudową struktury badanego materiału (lub materiałów) i powstaje w wyniku wyzwolenia energii wiążącej cząsteczki przez np.: pęknięcie, przemiany fazowe, odkształcenia. W większości przypadków mamy do czynienia z kilkoma zjawiskami jednocześnie.

W 2011 roku zastosowano normę PN-EN 13554:2011 pod tytułem: „Badania nieniszczące – Emisja akustyczna – Zasady ogólne”, która zastąpiła starsze normy: PN-EN 13554:2004/A1:2005 – wersja angielska, PN-EN 13554:2004 – wersja angielska. Norma PN-EN 13554:2011 definiuje emisję akustyczną jako: **zjawisko fizyczne występujące w materiale, w którym w wyniku zachodzenia pewnego procesu powstaje zanikająca fala sprężysta** [63].

Ta ogólna definicja uwzględnia wszystkie postacie wymuszeń (również np. przepływ medium czy procesy tribologiczne zachodzące w węzłach tarcia).

Wyróżniamy trzy podstawowe rodzaje emisji akustycznej: typu dyskretnego, typu ciągłego oraz typu mieszanego (rys. 2.1).



Rys. 2.1. Rodzaje emisji akustycznej

Emisja akustyczna dyskretna charakteryzuje się wyraźnym wzrostem i spadkiem sygnału impulsowego. W charakterze ciągłym, w sygnale nie można w sposób bezpośredni i jasny odróżnić początku i końca zaniku zdarzenia EA (nie ma wyraźnego wzrostu i zaniku fali w obrębie wielu zdarzeń). Często emisja typu ciągłego nazywana jest również postacią szumową. Trzecim rodzajem emisji akustycznej jest złożenie obu wcześniejszych sygnałów, gdzie wyraźnie wskazać można zarówno postać szumową zależną od zachodzącego procesu (np. przepływu medium w rurociągu) oraz postać dyskretną (np. generowaną zjawiskami spowodowanymi dodatkowymi źródłami „pakietów” energii).

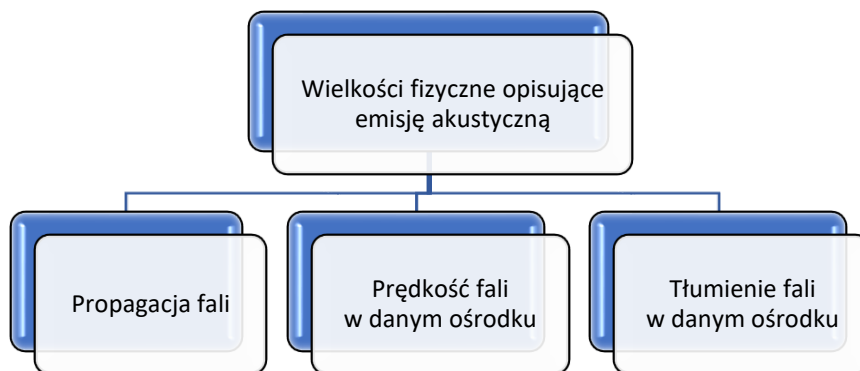
## 2.1. Wielkości sygnałów EA

Wytworzona fala mechaniczna jest poddawana zjawiskom fizycznym.

Na rysunku 2.2 przedstawiono podstawowe wielkości fizyczne opisujące emisję akustyczną.

Charakterystyczne własności fali to:

- prostoliniowe rozchodzenie się fali w ośrodkach jednorodnych,
- odbicie (na granicy ośrodków),



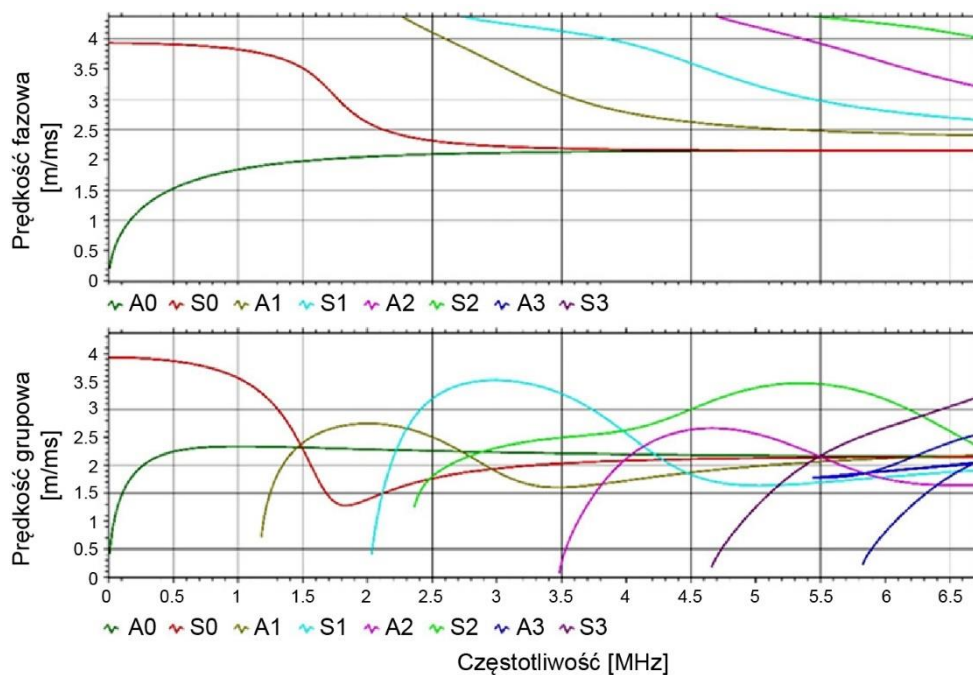
Rys. 2.2. Wielkości fizyczne opisujące emisję akustyczną

- załamanie (refrakcja),
- dyfrakcja,
- interferencja,
- dudnienie,
- rozczepienie.

Fala mechaniczna w większości ośrodków ulega osłabieniu, czyli stopniowemu spadkowi amplitudy mamy wtedy do czynienia z tłumieniem fali, a jest ono spowodowane stratami na odbicie, dyfrakcją oraz rozproszenie.

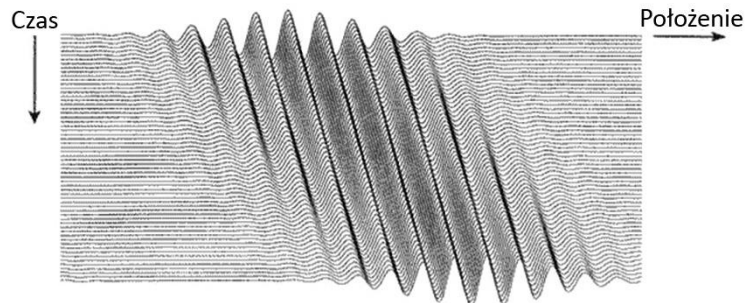
Przechodząc przez przeszkodę lub otwór fala rozprasza się lub ugina, czyli następuje dyfrakcja fali.

Jeżeli rozróżniamy podział na prędkość fazową i grupową fali mamy wtedy do czynienia z dyspersją. Przykładowe krzywe dyspersji dla miedzi przedstawiono na rysunku 2.3.



Rys. 2.3. Krzywe dyspersji dla miedzi

Ruch obwiedni odpowiada zachowaniu grupowemu, natomiast ruch przejść przez zero odpowiada zachowaniu fazowemu. Rysunek 2.4 pokazuje różnicę pomiędzy prędkościami grupowymi i fazowymi. Ruch obwiedni odpowiada zachowaniu grupowemu, natomiast ruch przejść przez zero odpowiada zachowaniu fazowemu.



Rys. 2.4. Charakterystyka przedstawiająca różnicę pomiędzy prędkościami grupowymi i fazowymi (obwiednia fali dla pojedynczej częstotliwości nośnej)

Prędkość grupowa to szybkość, z jaką fala porusza się w czasie i przestrzeni. Dlatego to właśnie prędkość grupowa jest tym, co nas interesuje w diagnozowaniu przy użyciu sygnału EA.

Dyspersja jest spowodowana nieciągłościami lub niejednorodnościami w ośrodku, w którym porusza się fala. Jest to jednocześnie dość powszechnie (szczególnie w inżynierii materiałowej) stosowana miara sygnału EA, z której można wnioskować o charakterystycznych częstotliwościach rozprzestrzeniających się fal, a pośrednio także dokonać doboru sensora o odpowiednim zakresie częstotliwości pasma pomiarowego.

W ośrodku rzeczywistym na falę działa wiele zjawisk, dlatego wprowadzono pojęcie amplitudowego współczynnika tłumienia  $\alpha$  (alfa) [8, 76]

$$-\alpha dx = \frac{dA}{A} \quad \text{stąd po scałkowaniu mamy: } A = A_0 e^{-\alpha x} \quad (2.1)$$

gdzie:

- $A$  – amplituda fali sprężystej,
- $dA$  – zmiana amplitudy na drodze  $dx$ ,
- $A_0$  – początkowa wartość amplitudy  $x = x_0 = 0$ .

Spadek amplitudy wraz z oddaleniem od źródła jest wyrażony znakiem minus we wzorze.

Tłumienie powoduje również spadek energii z odległością i jest on wyrażony energetycznym współczynnikiem tłumienia  $\gamma$  i definiujemy go następująco:

$$-\gamma dx = \frac{dI}{I} \quad \text{stąd po scałkowaniu mamy: } I = I_0 e^{-\gamma x} \quad (2.2)$$

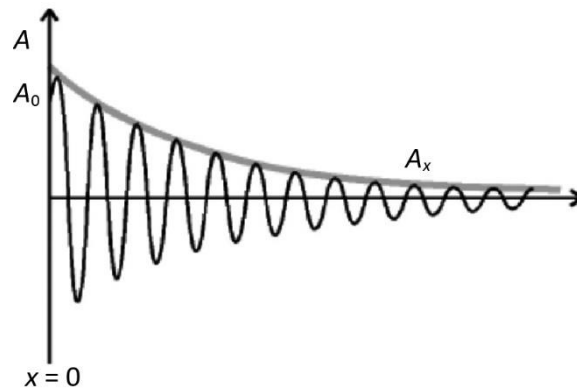
gdzie:

- $I$  – natężenie fali sprężystej,

- $dl$  – zmiana natężenia na drodze  $dx$ ,  
 $I_0$  – początkowa wartość natężenia  $x = x_0 = 0$ .

Podobnie jak we wzorze (2.2) spadek natężenia wraz z oddaleniem od źródła jest wyrażony znakiem minus.

Graficznie tłumienie możemy przedstawić jako gasnącą falę – jak na rysunku 2.5.



Rys. 2.5. Graficzne przedstawienie współczynnika pochłaniania (tłumienia) fali dla przykładowej amplitudy z punktu  $X = 0$  oraz początkowej wartości  $A_0$

Ze względu na propagację, fale możemy podzielić na:

- **Fale poprzeczne** mają kierunek prostopadły do powierzchni źródła i występują wtedy, gdy w ośrodku wywoływane jest odkształcenie postaci, np.: w bardzo lepkich płynach lub ciałach stałych;
- **Fale podłużne** powstałe w wyniku ruchu cząsteczek ośrodka równoległe do kierunku rozchodzenia się fal. Powstaje wtedy zmiana, czyli odkształcenie objętości ośrodka;
- **Fale Stonley'a** rozchodzą się na granicy dwóch ośrodków;
- **Fale Lamba** – płytowe, występujące w układach tzw. płytowych pomiędzy dwoma równoległymi powierzchniami;
- **Fale Love'a** – poprzeczne w układach warstwowych, powierzchniowe o polaryzacji drgań poziomych równoległych do warstwy, prostopadle do kierunku propagacji fal;
- **Fale Rayleigh'a** – powierzchniowe, rozchodzące się na powierzchni swobodnej.

Ruch fali praktycznie zanika na głębokości równej długości fali. Wewnątrz ciała sprężystego zazwyczaj dochodzi do propagacji fali poprzecznej i podłużnej, które składają się na falę Rayleigh'a. Trzęsienia ziemi są często typowym przykładem fal Rayleigh'a.

Szerokie pojęcie fali akustycznej (mechanicznej) obejmuje pełen zakres częstotliwości. Od rzędu kilku na minutę do hiperdźwięków, które są powyżej 1 GHz, czyli okres trwający nano- albo nawet pikosekundy (tabela 2.1).

Długość fali została podana w próżni, jednak w innych ośrodkach fala rozchodzi się z mniejszą prędkością, którą należy uwzględnić w licznych zastosowaniach EA [8]. Tabela 2.2 zawiera przykładowe prędkości rozchodzenia się różnych rodzajów fal w różnych ośrodkach.

Tabela 2.1. Podział fal akustycznych ze względu na częstotliwość  
(opracowanie własne na podstawie [79])

Nazwa	Częstotliwość fali	Okres fali	Długość fali w próżni
Hiperdźwięki	powyżej 1 Ghz	poniżej 10 ns	krótsze od 0,3 m
Ultradźwięki	od 20 kHz do 1 Ghz	10 ns do 0,05 ms	od 0,3 m do 15 km
Dźwięki (słyszalne)	od 16 Hz do ok. 20 kHz	0,05 ms do 62,5 ms	od 15 km do ok 19 tys. km
Infradźwięki	poniżej 16 Hz	powyżej 62,5 ms	powyżej 19 tys. km

Tabela 2.2. Rozprzestrzenianie się fal w wybranych materiałach [8]

Materiał	Fale podłużne ( $C_1$ ), km/sec	Fale poprzeczne ( $C_2$ ), km/sec	Fale Rayleigha ( $C_r$ ), km/sec	Fale Lamba ( $C_p$ ), km/sec	Tłumienie akustyczne $10^6$ kg/(m <sup>2</sup> ·sec)
Aluminium	6,3	3,1	2,9	5,1	17
Mosiądz	4,4	2,1	2,0	3,5	36
Żeliwo	5,0	3,0	2,7	4,7	36
Miedź	4,7	2,3	2,1	3,8	42
Ołów	2,2	0,7	0,7	1,2	25
Magnez	5,8	3,1	2,9	5,0	10
Nikiel	5,6	3,0	2,8	4,8	49
Stal	5,9	3,2	3,0	5,1	46

Znajomość powyższego jest na tyle istotna, że w zależności od np. materiału obudowy, należy to uwzględnić w doborze badanych deskryptorów i budowie odpowiedniego toru pomiarowego. Sygnały emisji akustycznej można stosować zarówno w badaniach procesu, jak również w identyfikacji stanu pojedynczych układów. Posiada ona szereg zalet, ale również istnieją pewne ograniczenia z punktu widzenia jej praktycznego zastosowania.

Zalety wykonywania pomiarów/badań za pomocą emisji akustycznej:

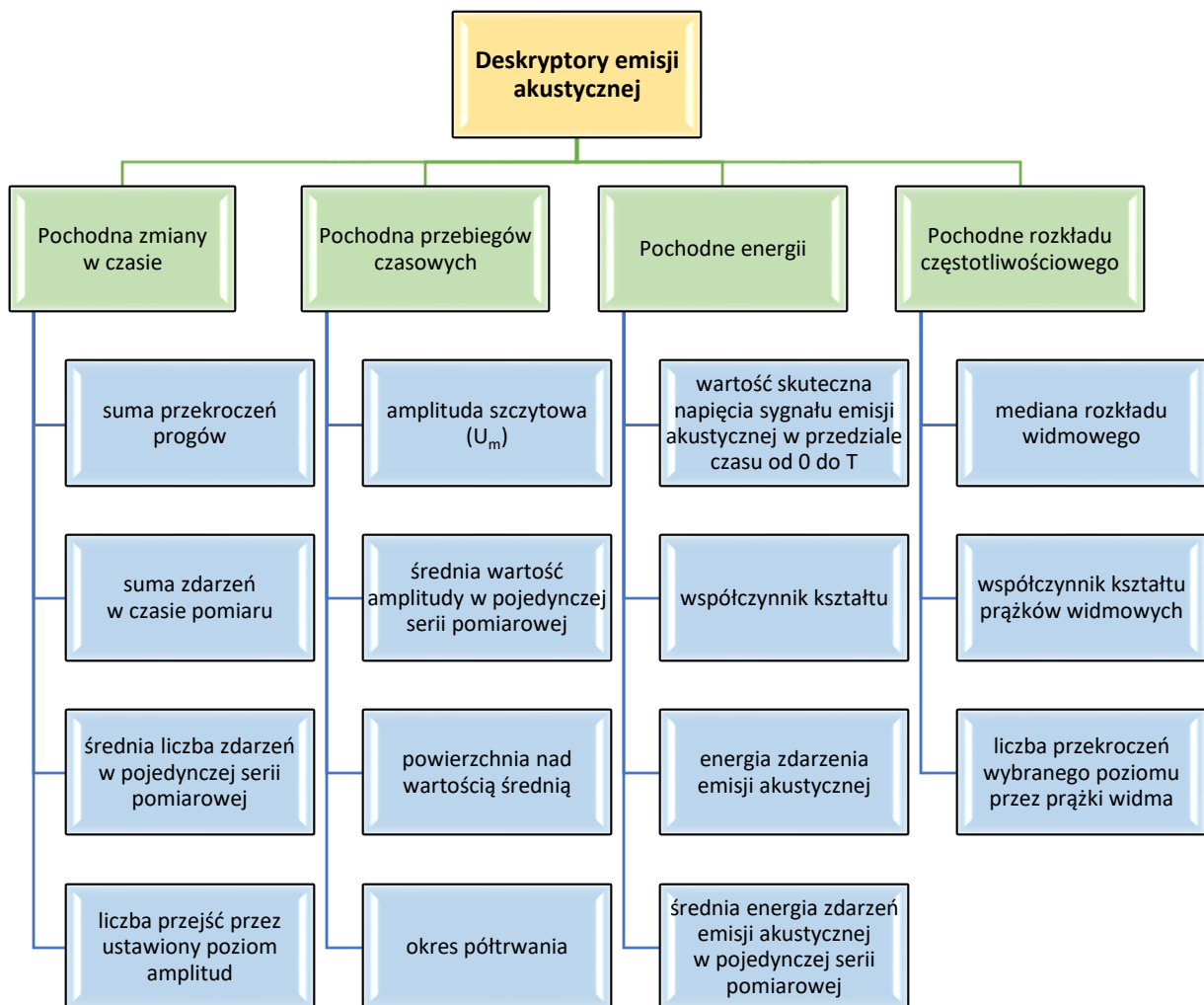
- może być metodą pasywną,
- nie wymaga zatrzymania produkcji lub wyłączenia z użytkowania,
- umożliwia badanie całej konstrukcji, także niewidocznych i ukrytych części,
- jest pomiarem dynamicznym,
- wczesne wykrycie uszkodzeń materiału (np.: zaawansowanie korozji oraz często miejsce jej występowania),
- monitorowanie stanu danego obiektu.

Wadami, a precyzyjniej ujmując, pewnymi ograniczeniami emisji akustycznej, o których należy pamiętać to m.in.:

- Efekt Kaisera (związany jest z faktem, że przy kolejnym/następnym cyklu obciążenia nieprzekraczającym poprzedniej wartości, emisja akustyczna nie powinna wystąpić [47]). Stąd też mogące wystąpić niewłaściwe interpretacje uzyskanych wyników badań, np.:
  - możliwość błędnego stwierdzenia braku uszkodzenia przy nie zmieniającym się sygnale EA (np.: jeśli pęknięcie nie poszerza się);
  - brak emisji akustycznej przy stałym obciążeniu;
- zakłócenia z otaczających urządzeń i instalacji (mechanicznie i elektromagnetyczne).

## 2.2. Deskryptory emisji akustycznej

Czujniki emisji akustycznej przekształcają falę mechaniczną na odpowiadający tej fali zmienny w czasie i amplitudzie analogowy sygnał elektryczny. Jest zatem możliwość bezpośredniej obserwacji zmian tego sygnału na przykład na oscyloskopie. Jednak do defektoskopii EA stosuje się gotowe urządzenia, które w zależności od zastosowań „transformują” sygnał elektryczny na postać, którą można opisać wartościami fizycznymi podanymi na rysunku 2.6.



Rys. 2.6. Deskryptory emisji akustycznej [34, 57, 64]



Wymienione na rysunku 2.6 wartości fizyczne zostały zdefiniowane następująco:

- suma przekroczeń progów jest uzyskiwana przez zliczanie obszarów, dla których amplituda przekracza próg wykrywalności;
- suma zdarzeń w czasie pomiaru jest sumą wszystkich zdarzeń EA zarejestrowanych w serii pomiarowej ( $\sum N_{zd}$ );
- średnia wartość amplitudy w pojedynczej serii pomiarowej,  $N_{sr}$ , jest ilorazem sum zdarzeń emisji akustycznej zarejestrowanych w serii pomiarów do liczby serii pomiarów.

$$N_{sr} = \frac{\sum N_{zd}}{n_{ti}} \quad (2.3)$$

- liczba przejść przez ustalony poziom amplitud, czyli liczba przekroczeń wartości napięcia 10%, 20%, 50% od amplitudy maksymalnej;
- amplituda szczytowa,  $U_m$  (maksymalna amplituda sygnału EA), jest to maksymalna amplituda w czasie trwania sygnału.

Do obliczeń wartości maksymalnej amplitudy sygnału EA często używamy skali logarytmicznej według wzoru [14]

$$dB = 20 \log \frac{U_m}{1 \mu V} \quad (2.4)$$

- średnia wartość amplitudy w pojedynczej serii pomiarowej,  $U_{sr}$ , wyrażona jest ilorazem sum amplitud szczytowych wszystkich zdarzeń emisji akustycznej zarejestrowanych w serii pomiarów do liczby zdarzeń

$$U_{sr} = \frac{\sum U_m}{N_{zd}} \quad (2.5)$$

- powierzchnia nad wartością średnią jest sumą iloczynów kolejnych próbek wartości sygnału i przedziałów próbkowania;
- okres półtrwania jest czasem trwania sygnału do osiągnięcia połowy amplitudy;
- wartość skuteczna napięcia sygnału emisji akustycznej w przedziale czasu od  $t_0$  do  $t_0+T$ , nazywana również wartością średniokwadratowa zdarzenia [2], RMS która jest miarą sumy wartości zmieniającego się napięcia sygnału EA w czasie, co wyrażone jest wzorem (2.6):

$$EA_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} U^2(t) dt} \quad (2.6)$$

lub w zapisie dyskretnym:

$$EA_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^N U^2(i)} \quad (2.7)$$

gdzie:

- $EA_{RMS}$  – wartość skuteczna napięcia sygnału emisji akustycznej,
- $T$  – okres zmian,
- $U$  – wartość napięcia w czasie  $t$  lub przy próbkce  $i$ ,
- $t_0$  – początek pomiaru czasu.

- współczynnik kształtu wyraża się stosunkiem  $U_m$  do  $U_{rms}$ ;
- energia zdarzenia emisji akustycznej jest to połowa iloczynu amplitudy szczytowej i czasu trwania zdarzenia podzielona przez wartość impedancji sensora:

$$E_{zd} = \frac{1}{2} \frac{U_m^2 \cdot \Delta t}{Z} \quad (2.8)$$

- średnia energia zdarzeń emisji akustycznej w pojedynczej serii pomiarowej jest ilorazem sum energii  $E_{zd}$  wszystkich zdarzeń emisji akustycznej zarejestrowanych w serii pomiarowej przez liczbę zdarzeń  $N_{zd}$ ;
- mediana rozkładu widmowego jest granicą podziału rozkładu na części o równej mocy;
- współczynnik kształtu prążków widmowych jest stosunkiem prążka maksymalnego do średniej jego wartości;
- liczba przekroczeń wybranego poziomu przez prążki widma jest liczbą przekroczeń 10%, 20%, 50% od wartości prążka maksymalnego [14].

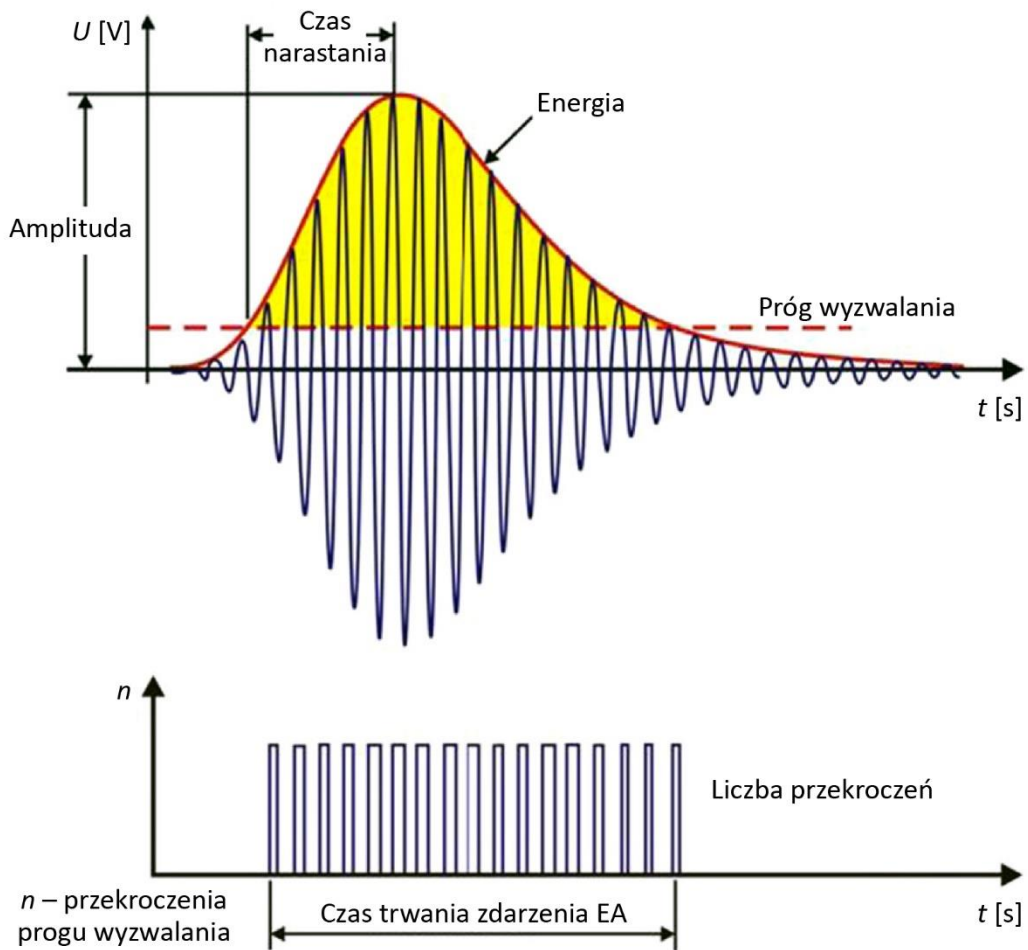
Na rysunku 2.7 w sposób graficzny przedstawiono główne miary sygnału (deskryptory) EA [14].

Klasycznymi procesami wywołującymi emisję akustyczną mogą być na przykład:

- korozja,
- pękanie,
- przemiany fazowe,
- wycieki,
- kawitacja,
- wyładowania niezupełne,
- tarcie,
- deformacja plastyczna,
- deformacja elastyczna,
- inne.

Najczęściej spotykane pomiary z zastosowaniem sygnałów emisji akustycznej:

- Metalowe zbiorniki
  - Próby ciśnieniowe
  - Monitorowanie korozji
- Rurociągi
  - Monitorowanie korozji



Rys. 2.7. Graficzne przedstawienie wybranych parametrów/deskryptorów EA [14]

- Wykrywanie wycieków
- Wykrywanie kawitacji
- Struktury kompozytowe
  - Wykrywanie delaminacji
  - Badanie wytrzymałości
  - SHM (*Structural Health Monitoring* – Monitoring Strukturalny Konstrukcji)
- Produkcja
  - Kontrola jakości
  - Sterowanie procesem (np.: jakość gięcia blach)
  - Analiza procesów produkcyjnych (np.: mieszanie składników przy domieszkowaniu stali)
- Kotły
  - Wykrywanie zatorów
- Budownictwo
  - Monitorowanie konstrukcji
  - SHM (ang. *Structural Health Monitoring*)

- Sieci energetyczne
  - Badanie transformatorów
  - Badanie izolatorów
- Diagnostowanie maszyn:
  - Układy wtryskowe silników spalinowych
  - Diagnostowanie przekładni zębatych
  - Diagnostowanie wolnoobrotowych układów łożyskowania

### 2.3. Czujniki EA

Sensory emisji akustycznej zazwyczaj do pomiaru wykorzystują efekt piezoelektryczny, czyli fala mechaniczna powoduje zmiany pojemności piezoelektryka, który [39] proporcjonalnie do zmian kształtu, generuje na elektrodach zmieniające się napięcie. Mniej popularne są pomiary za pomocą interferometrów laserowych, które pomimo swojej dokładności są stosunkowo drogie. Przykładem stosowanego w EA czujnika laserowego jest np. interferometr Michelsona, gdzie sensorem jest światłowód i wytworzona fala sprężysta powodując odkształcenie włókna zmienia moc wiązki świetlnej wysłanej przez źródło.

Przetworniki EA są czułe na „ruch powierzchniowy” powstały na powierzchni materiału, do którego są przytwierdzone. Podział sensorów emisji akustycznej ze względu na częstotliwości pracy oraz typ, przedstawiono w tabeli 2.3.

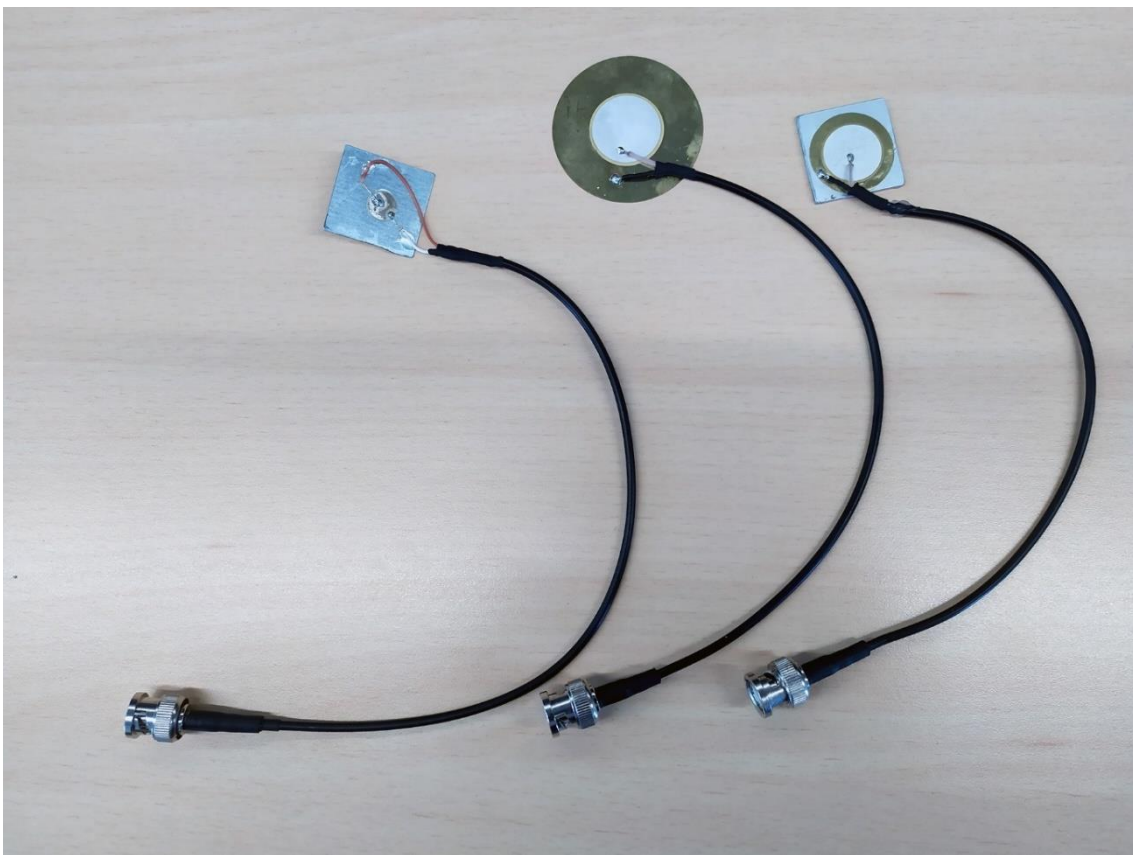
Tabela 2.3. Podział przetworników EA na podstawie [39]

Rodzaj przetwornika	Czułość [m]	Szerokość pasma [MHz]
Piezoelektryki o określonej częstotliwości rezonansowej	$10^{-13}$	0,1 do 0,3
Piezoelektryki pracujące szerokopasmowo	$10^{-12}$	0,1 do 2
Przetworniki pojemnościowe	$10^{-11}$	DC do 50
Interferometry laserowe	$10^{-10}$	0,05 to 100

Przetworniki o stałej częstotliwości w paśmie bliskim ich częstotliwości rezonansowej są bardzo czułe, jednak w wąskim zakresie, który musi być dobrany do spodziewanej emisji akustycznej badanego lub obserwowanego obiektu. Rodzina tych czujników rejestruje sygnały, które zachodzą głównie od 150 kHz do 300 kHz i są one najczęściej stosowane w zastosowaniach komercyjnych. Innym rodzajem piezoelektrycznych przetworników EA są sensory szerokopasmowe. Wadą ich jest jednak mniejsza czułość (ale za to możliwość uzyskiwania szerokiego pasma), oraz konieczność stosowania filtrów do konkretnych zastosowań. Sensory szerokopasmowe są jednak przydatne np. przy początkowych badaniach diagnostycznych, gdzie nie wiadomo jakiego pasma sygnału można się spodziewać. Stanowią one rodzaj narzędzia selekcyjnego istotne pasma sygnału diagnostycznego, które w kolejnym kroku można zawęzić w połączeniu z dobraniem już konkretnych sensorów wąskopasmowych.

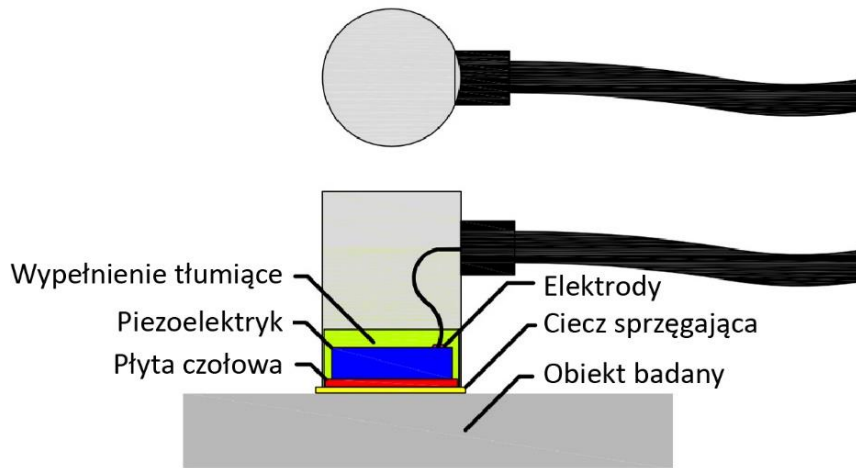
Do zastosowań laboratoryjnych jednym z lepszych rozwiązań jest zastosowanie interferometru laserowego. Jego zastosowania komercyjne są najczęściej ograniczone ceną samego urządzenia oraz ewentualnymi możliwościami związanymi z umiejętnością (konieczną poszerzonej wiedzy) w zakresie obsługi.

Sensory piezoelektryczne działają na zasadzie odwrotnego efektu piezoelektrycznego, tzn. pod wpływem odkształcenia jest generowana energia elektryczna pomiędzy elektrodami. Sensory mogą mieć prostą budowę, jak na rysunku 2.8, gdzie za odwrotny efekt piezoelektryczny odpowiada zwykły tzw. buzzer. Zazwyczaj jednak mamy do czynienia z zabudowanymi konstrukcjami z odpowiednim ich zabezpieczeniem przed uszkodzeniami (połączenia stykowe, temperatura itp.).



Rys. 2.8. Widok przetworników piezoelektrycznych, które mogą być użyte do wykrycia emisji akustycznej

Na rysunku 2.9 przedstawiono przekrój typowego komercyjnego sensora piezoelektrycznego stosowanego w pomiarze emisji akustycznej. Poza elementami opisanymi na rysunku, w obudowie sensora może znajdować się przedwzmacniacz. Przedwzmacniacz zasilany jest zewnątrz prądem stałym. Aby odfiltrować składową stałą stosuje się specjalne separatory. Najważniejszym elementem takiego czujnika EA jest odpowiednio dobrany i uformowany element piezoelektryczny.



Rys. 2.9. Przekrój budowy sensora piezoelektrycznego EA

Szerokopasmowy sensor WS-Alpha firmy Mistras (Physical Acoustics Corporation), jest przykładem typowego piezoelektrycznego sensora emisji akustycznej (rys. 2.10).



Rys. 2.10. Sensor emisji akustycznej typu WS Alpha firmy Physical Acoustics

Obecnie, w fazie testowania są również sensory EA umieszczone (co kilkadziesiąt centymetrów) w światłowodzie. Trwają próby ich zastosowania do badania długich gabarytowo elementów, gdzie wymagany jest pomiar rejestrujący zmiany sygnału na kolejnych odcinkach badanego elementu.

## 2.4. Wzorcowanie pomiarów emisji akustycznej

Jak każdy tor pomiarowy, również system wykorzystujący sygnały emisji akustycznej wymaga wzorcowania. Osobnym tematem jest wzorcowanie czujników, które są kalibrowane na etapie produkcji, ale odrębnie rozpatryć należy ich właściwości oraz pasmo w jakim pracują. Parametry te są zależne od rodzaju samego sensora, wzmacniacza wewnętrznego lub zewnętrznego, oraz zastosowanego okablowania (przewodu łączącego). Producent zapewnia utrzymanie charakterystycznych parametrów na określonym poziomie. Od użytkownika danego systemu zależy czy określony sensor zostanie zamontowany na elemencie badanym w sposób prawidłowy a odczyty będą przydatne do diagnozy. W tym celu opracowano kilka sposobów kalibracji układów pomiarowych. W wykorzystaniu fal sprężystych EA, można je podzielić na metody impulsowe oraz szumowe.

Wśród najpopularniejszych metod impulsowych można wymienić:

- test Hsu-Nielsena,
- energię kinetyczną spadającej kuli [52, 75],
- impuls wygenerowany laserowo,
- łamanie szklanej kapilary [12],
- wyładowanie elektryczne w postaci iskry [24].

Drugą grupą kalibracji są metody ciągłe zwane szumowymi i do nich zaliczyć można [52]:

- falę generowaną przy pomocy punktowego nagrzewania,
- wypływający gaz z dyszy,
- pobudzanie przetwornikiem piezoelektrycznym,
- pobudzanie przetwornikiem elektromagnetycznym.

Test Hsu-Nielsen'a jest najpowszechniej stosowanym systemem testowania układów emisji akustycznej i został on opisany i zestandaryzowany zgodnie z normą amerykańską ASTM Standard E976-84. Test ten zastosowano także w części eksperymentalnej niniejszej pracy.

Metoda Hsu-Nielsena jest najczęściej stosowana w praktyce, przede wszystkim ze względów ekonomicznych, prostoty wykonania (szybkiego testu), zachowując jednocześnie pełną powtarzalność odzwierciedlającą wymuszoną falę sprężystą. Została ona opisana [32] między innymi przez N.N. Hsu w 1981 roku. Inną bardzo częstą i stosowaną dla tego rodzaju testu nazwą jest PLB (ang. *Pencil-Lead Break*) [55] co w tłumaczeniu i w polskiej literaturze podawane jest jako test łamania grafitu ołówka.

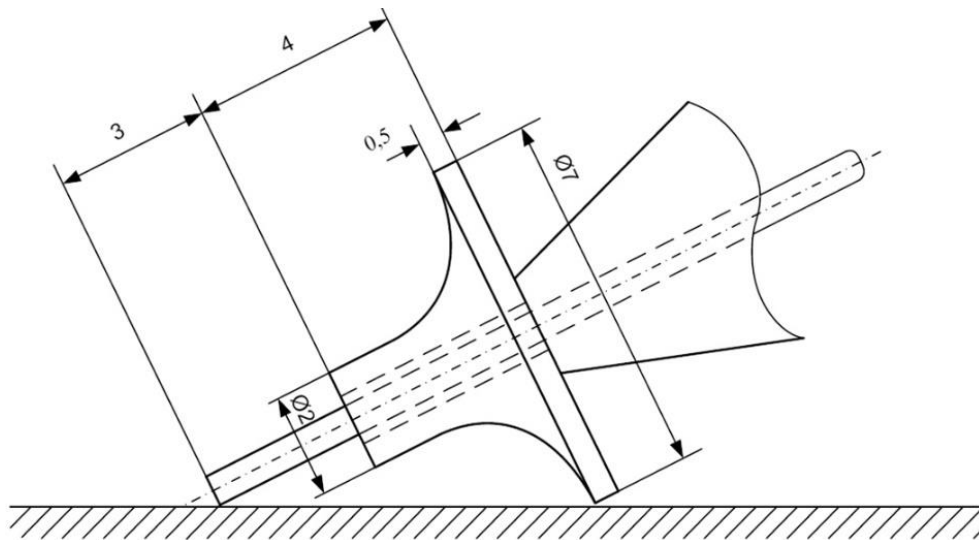
Procedura testu została ściśle opisana i zestandaryzowana, jednak są od niej odstępstwa.

Według standardu zlecany jest grafit o średnicy 0,5 mm i o twardości 2 H, który jest wysunięty na długość 3 mm. Łamanie wykonuje się przy pomocy nacisku, na ołówek który jest wyposażony w specjalną teflonową tuleję (rys. 2.11). Rurka ta powoduje, że grafit ołówka jest łamany pod kątem 30°.

Rysunek 2.11 przedstawia też prawidłowe ułożenie ołówka przed testem.

Sensor umieszcza się w odległości 50 mm od miejsca łamania. Standardowo płytka stalowa, na której wykonuje się kalibracje powinna mieć wymiary 200×200×30 mm.





Rys. 2.11. Zgodnie z ASTM Standard E976-84 [5, 7]

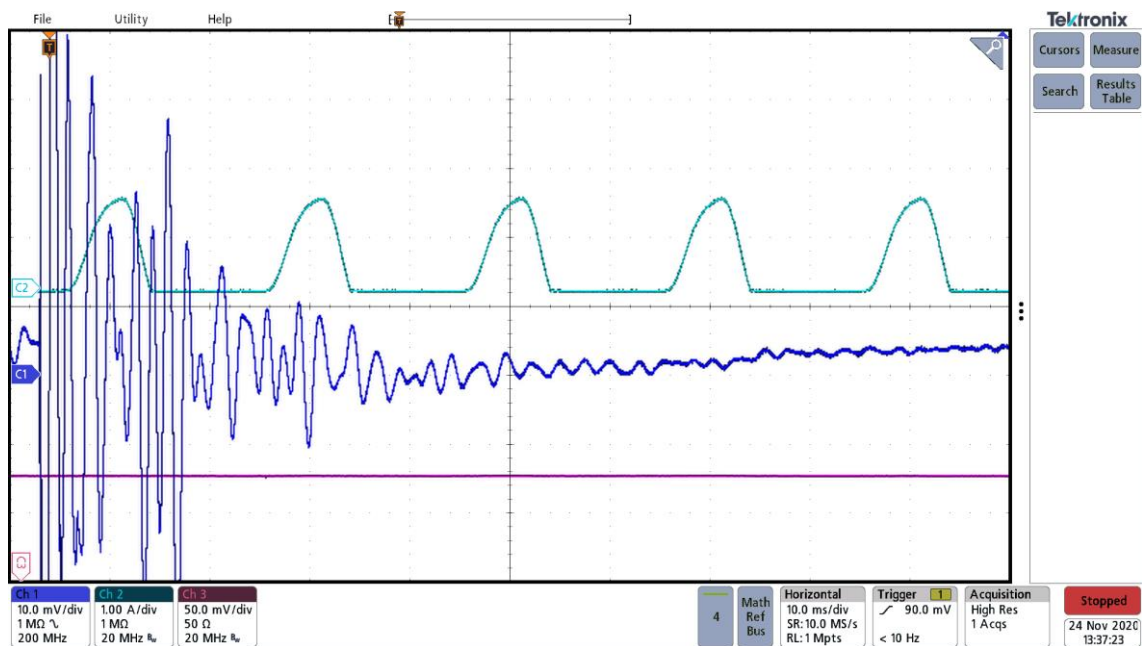
Na rysunku 2.12 przedstawiono jedno z badań przy różnych wielkościach płytek i odległościach źródła fali, czyli łamanego grafitu od sensora. Sensor w badaniach był zamocowany do płytki za pomocą specjalnego uchwytu magnetycznego.



Rys. 2.12. Badanie sygnałów wygenerowanych za pomocą testu łamania ołówka

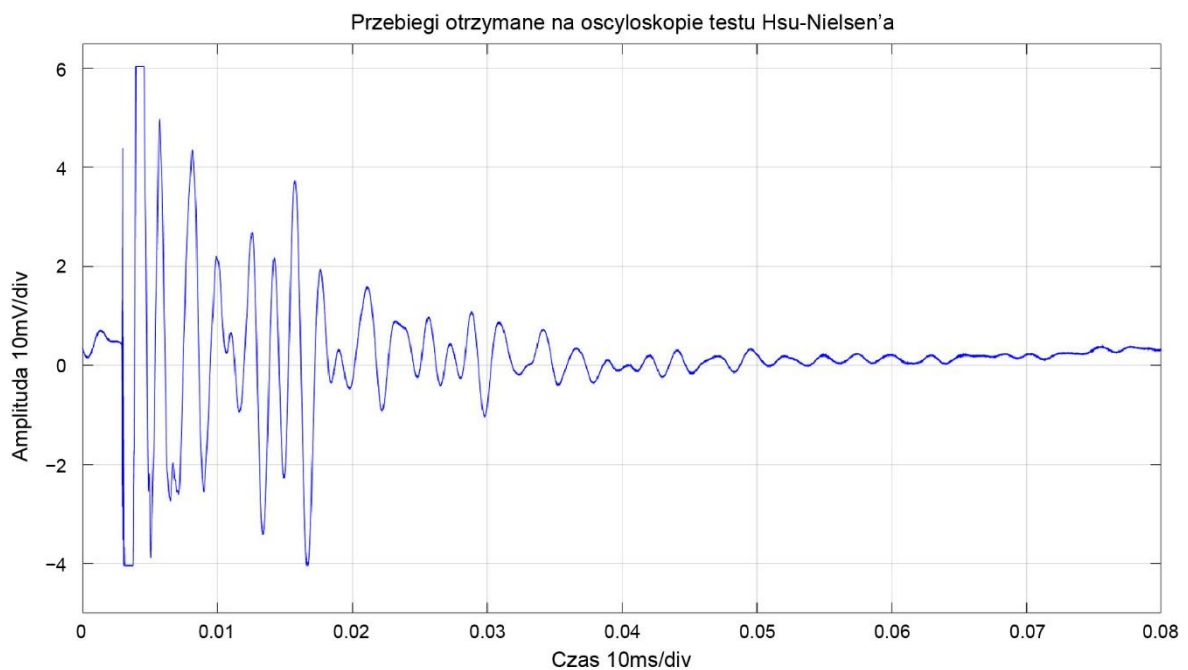


Sygnal rejestrowano na kilka sposobów, jednym z nich był zapis na oscyloskopach cyfrowych. Czas trwania wygenerowanego impulsu w raz z odbiciami dochodził do 30 ms (rys. 2.13).



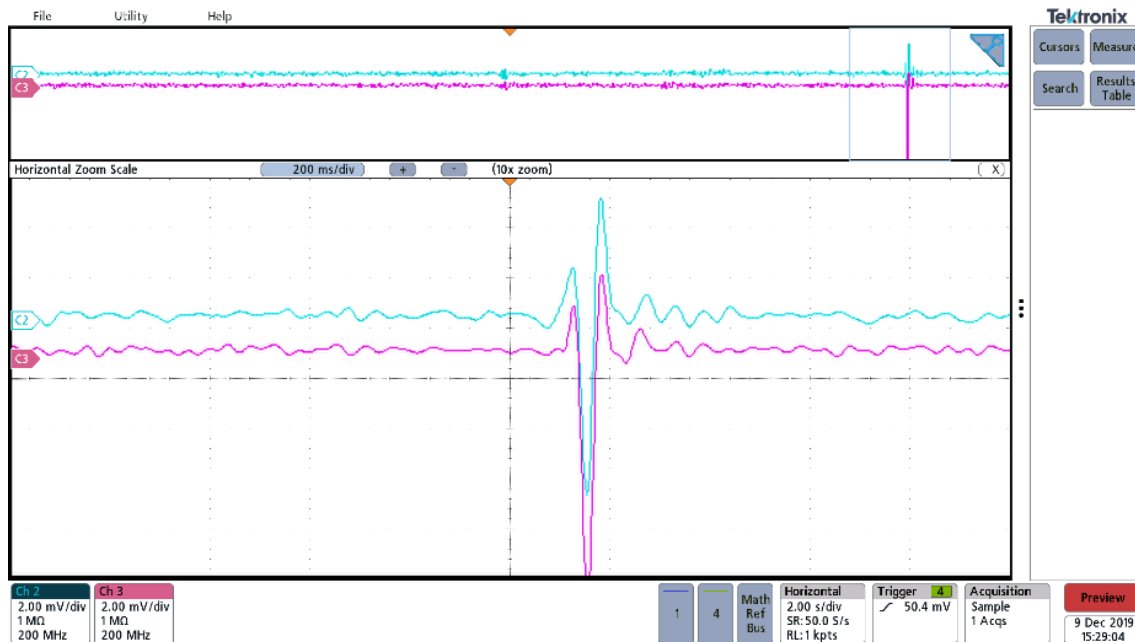
Rys. 2.13. Zrzut z ekranu oscyloskopu, sygnał C1 przebieg czasowy testu Hsu-Nielsen'a

W celach porównawczych zapis testu był również wyeksportowany do pliku CSV i istniała możliwość jego obróbki np. w środowisku programistycznym Matlab (rys. 2.14)



Rys. 2.14. Widok testu Hsu-Nielsen'a w czasie w środowisku programistycznym Matlab

Test PLB może służyć do sprawdzenia poprawności zamontowania sensora i w tym przypadku niekoniecznie trzeba się trzymać dokładnie standardu. Zazwyczaj jest wykonywany przed większością pomiarów, w celu określenia rodzaju „wychwytywanej” fali sprężystej. Przykładowy pomiar oscyloskopowy, gdzie podłączono do oscyloskopu dwa sensory EA: WS Alfa oraz VS-150, zaprezentowano na rysunku 2.15.



Rys. 2.15. Test PLB dla dwóch sensorów na jednej płycie pomiarowej, zrzut ekranu poglądowy

Kalibracja układu pomiarowego, szczególnie przy badaniu niewielkich (energetycznie) impulsów falowych ma istotne znaczenie wpływające na rzetelności badań. Dodatkowo, szczególną uwagę należy zwrócić również na właściwe zamocowanie sensora, odpowiedni rodzaj cieczy sprzęgającej, prawidłowość doboru przedwzmacniacza (lub/oraz wzmacniacza) sygnału czy np. zbyt długie przewody pomiarowe.

### 3. Tranzystory IGBT

Maszyny elektryczne stosowane w przemyśle morskim muszą być odpowiednio sterowane. Jako urządzenia sterujące obecnie stosuje się głównie półprzewodniki mocy. Mają one za zadanie odpowiednio synchronizować urządzenia, które pobierają znaczne ilości mocy, a kontrola nad nimi jest za pomocą impulsów sterujących. Wartości prądów sterujących półprzewodnikiem powinny być minimalne natomiast przełączać powinny jak największy prąd. Właściwości takie posiadają tranzystory MOSFET, przełączenie w nich następuje w wyniku zmiany napięcia na bramce, a zmiana ta powoduje niewielkie wymuszenie prądu bramki tego tranzystora. Wadą tranzystorów MOSFET jest duża rezystancja w stanie załączenia, a przez to pojawiają się straty na złączu. Wysokiej rezystancji (w stanie załączenia) są pozbawione tranzystory bipolarne (BJT – *Bipolar Junction Transistor*). Wadą tranzystora BJT jest starowanie bazy prądem, który bezpośrednio zależy od wartości wzmocnienia prądowego  $\beta$  (beta)

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (3.1)$$

gdzie:

$I_c$  – natężenie prądu kolektora tranzystora BJT,

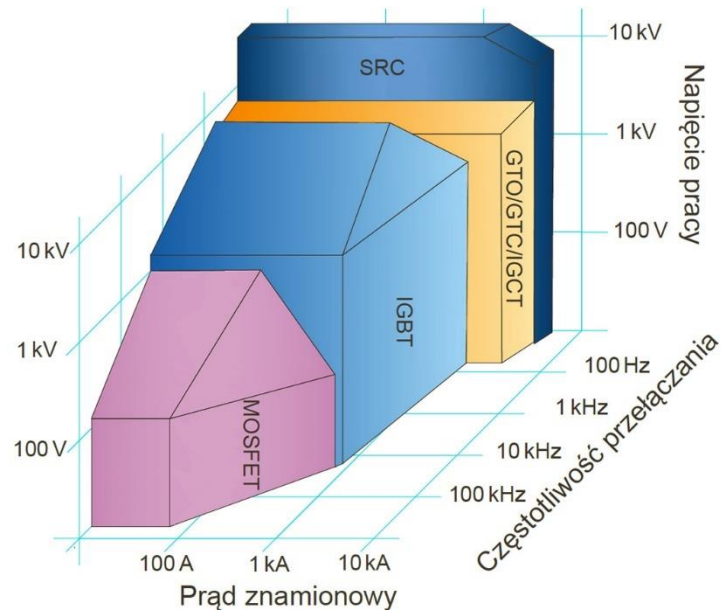
$I_b$  – natężenie prądu bazy tranzystora BJT,

$\beta$  – wzmocnienie prądowe tranzystora BJT.

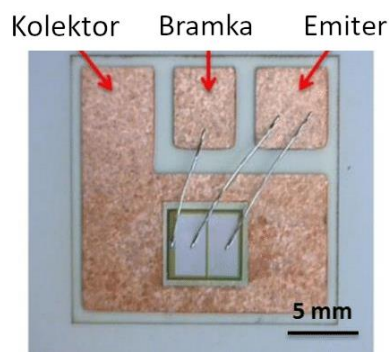
Tranzystory przełączające duże moce mają zazwyczaj niewielki współczynnik  $\beta$  (od 10 do 100), dlatego ich przełączanie wiąże się z podawaniem na bazę prądów o natężeniu minimum 100 razy mniejszym od natężenia prądu kolektora, co i tak daje bardzo duże wartości rzędu kilku amperów. Rysunek 3.1 przedstawia w jakich zakresach mogą się zmieniać parametry pracy krzemowych przyrządów energoelektronicznych. Tranzystor BJT jest na tym rysunku pominięty, ponieważ duże prądy przełączające były dyskwalifikujące do zastosowań przy przełączaniu znacznych mocy.

Łącząc zalety obu tranzystorów powstał tranzystor bipolarny z izolowaną bramką (IGBT). Do sterowania tranzystora BJT użyto tranzystora MOSFET a całość umieszczono w jednym układzie (rys. 3.2) lub zgrupowano w mostki tranzystorowe.

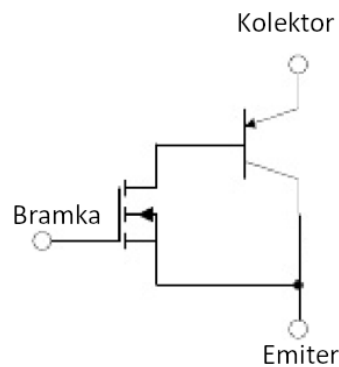
Tranzystory IGBT posiada wiele wersji schematów zastępczych uwzględniając konstrukcje oraz funkcje poszczególnych elementów. Najczęściej stosowany układ przedstawiono na rysunku 3.3.



Rys. 3.1. Zakres parametrów pracy krzemowych przyrządów energoelektronicznych [21, 93]



Rys. 3.2. Struktura dyskretnego tranzystora IGBT [93]



Rys. 3.3. Schemat zastępczy tranzystora IGBT [21]

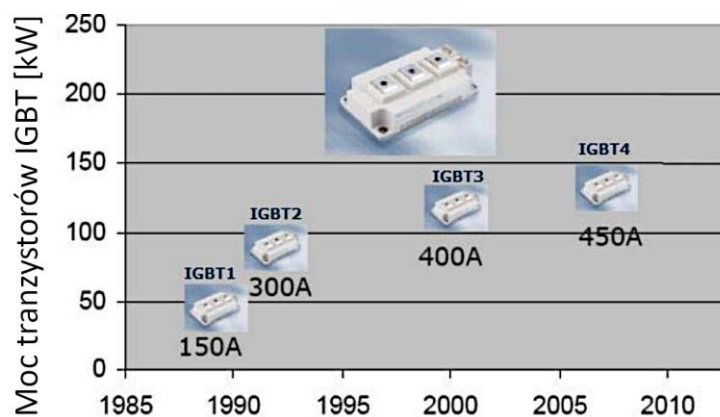
Tranzystor IGBT na początku lat dwudziestych XXI wieku stał się podstawowym elementem używanym do budowy energoelektronicznych układów przekształtnikowych używanych

w jednostkach pływających oraz offshore. Idea powstania takich tranzystorów powstała w Japonii została opatentowana K. Yamagami w 1968 roku [89]. Komercyjne układy pojawiły się w latach osiemdziesiątych XX wieku i stały się konkurencyjnym rozwiązaniem dla tranzystorów MOSFET oraz tyrystorów GTO sterowanych tranzystorami BJT.

Obecnie tranzystory IGBT mają rezystancję w kierunku przewodzenia rzędu ułamków oma i są w stanie przełączać się pomiędzy stanami z prędkością rzędu kilkuset kiloherców. Ta właściwość spowodowała, że stały się one idealnym elementem do tworzenia układów falownikowych oraz prostowniczych.

Na przestrzeni lat tranzystory IGBT zmieniały swoją strukturę, wielkość oraz podległy miniaturyzacji.

Rysunek 3.4 przedstawia w sposób graficzny jak na przestrzeni lat następował wzrost wartości przełączanych prądów przy zachowaniu wielkości modułu przełączającego.

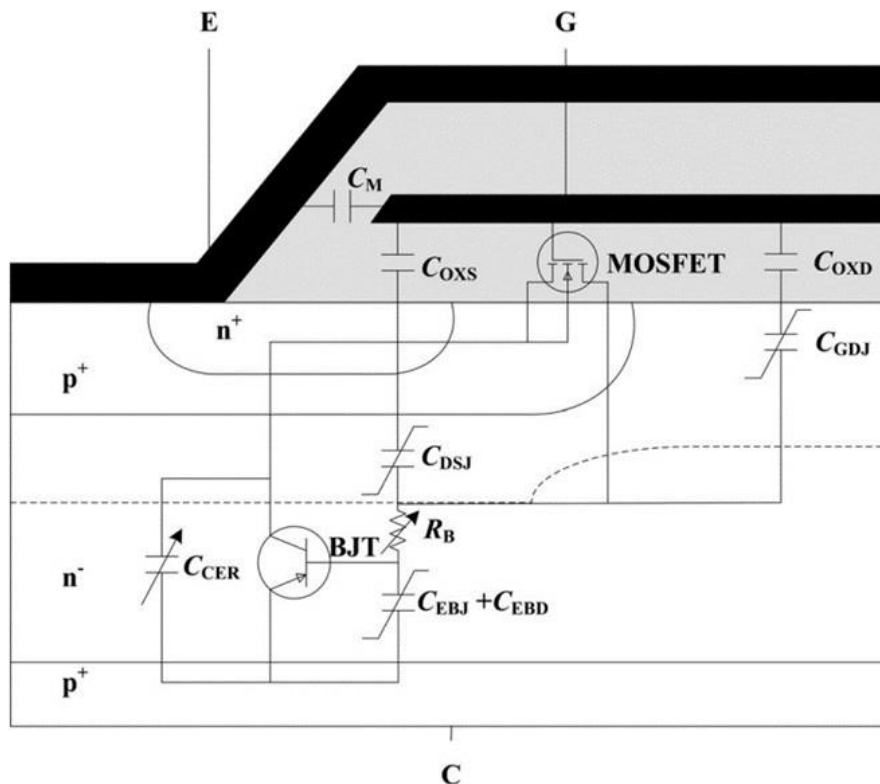


Rys. 3.4. Wzrost mocy wyjściowej tranzystorów IGBT dla modułu podwójnego tranzystora 62 mm od czasu jego powstania [33]

### 3.1. Budowa i historia tranzystorów IGBT

Rysunek 3.5 przedstawia budowę pierwszej generacji tranzystora IGBT wraz ze schematycznym podziałem na poszczególne podzespoły oraz pojemności jakie powstają pomiędzy warstwami półprzewodnika. Wartości tych pojemności i ich impedancje wpływają na właściwości tranzystora IGBT.

Pierwsze tranzystory IGBT zbudowane były na podstawie wykonanej z półprzewodnika typu p+, która stanowiła kolektor. Następne warstwy to półprzewodnik typu n- oraz p+ stanowiące część tranzystora bipolarnego BJT. Warstwa p+ stanowi emiter i jest też częścią tranzystora MOSFET. Bramka, która jest sterowaniem całego układu tranzystorów jest częścią tranzystora MOSFET i jest wykonana z warstwy półprzewodnikowej n+. Analizując pracę [49], która poruszała temat pomiarów pojemności kondensatorów SMD, stwierdzono, że **jeżeli potraktujemy tranzystor jako przełączaną pojemność to sformułowana teza pracy, że tranzystor IGBT emituje sprężystą falę emisji akustycznej powinna być słuszna.**



Rys. 3.5. Poglądowy przekrój warstw półprzewodnikowych wraz z wpisanym schematem zastępczym w tranzystorze IGBT [94]

Rysunek 3.5 schematycznie pokazuje pojemności jakie występują pomiędzy warstwami tranzystora IGBT. Ich nazwy są związane z elementami, pomiędzy którymi zbiera się dany ładunek i tak są to:

- $C_M$  – pojemność metalizacji źródła [67],
- $C_{OXS}$  – pojemność oksydacyjna bramka–źródło,
- $C_{OXD}$  – pojemność oksydacyjna bramka–dren,
- $C_{DSJ}$  – pojemność zubożonej warstwy pomiędzy drenem a źródłem,
- $C_{GDJ}$  – pojemność zubożonej warstwy pomiędzy bramką a drenem,
- $C_{CER}$  – pojemność związana z BJT redystrybucji nośników pomiędzy kolektorem a emitern,
- $C_{EBJ}$  – pojemność zubożonej warstwy bazy i emitera
- $C_{EBD}$  – pojemność dyfuzyjna warstwy bazy i emitera.

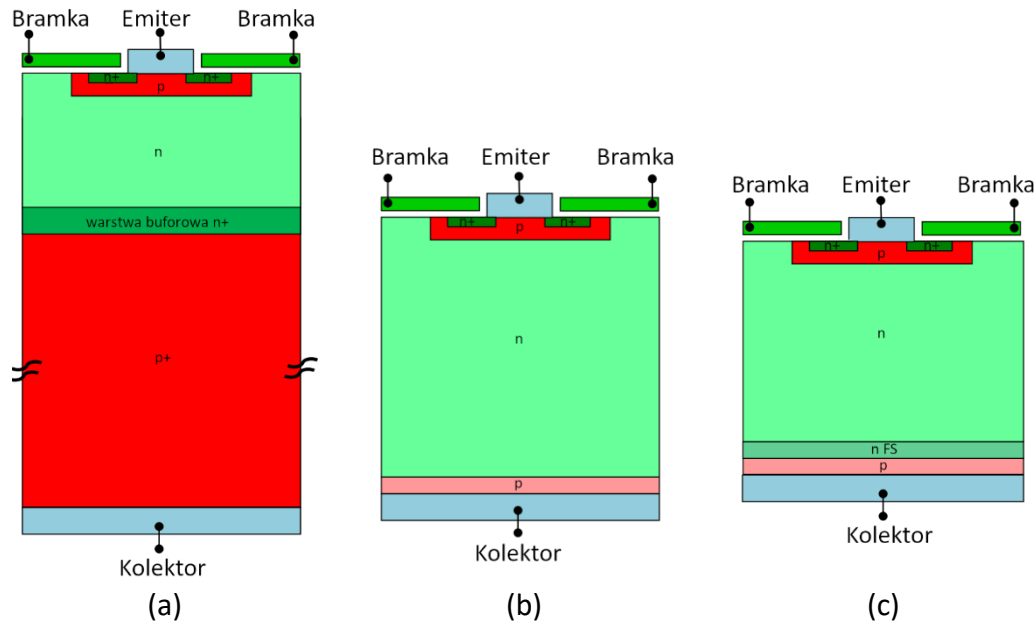
Ponadto oznaczona jest też:

- $R_B$  – rezystancja bazy tranzystora BJT.

Pojemności  $C_{DSJ}$  oraz  $C_{GDJ}$  są zależne od przyłożonego napięcia, ponieważ szerokość obszaru zubożenia jest od niego zależna. Pozostałe parametry zmieniają się w mniejszym stopniu co opisuje [59].

Każda z wyżej wymienionych pojemności może być źródłem emisji akustycznej podczas zmiany stanu tranzystora.

Tranzystor IGBT ulegał ewolucji a skokowe zmiany w budowie nazwano jego generacjami. Aktualnie są w sprzedaży tranzystory siódmej generacji. Przykład różnych generacji i ich zmiany w budowie pokazano na rysunku 3.6.



Rys. 3.6. Zmiany w budowie tranzystora IGBT: (a) PT-IGBT, (b) NPT-IGBT, (c) [33]

Historycznie patrząc, pierwszą generacją tranzystorów IGBT była struktura jak na rysunku 3.5 i noszą one nazwę tranzystorów o podstawowej budowie, następnie powstały tranzystory PT-IGBT (Punch Through IGBT) z dodatkową warstwą  $n+$ , która zmniejszała straty powstałe na tranzystorze. Inną koncepcją było zmniejszenie warstwy  $p$ , bez dodawania bufora  $n+$ . Oba te rozwiązania konkurowały ze sobą, gdzie NPT było konstrukcją szybciej przełączającą, natomiast PT cechowała się mniejszymi stratami energii. Dalszy rozwój tranzystorów IGBT opisano w licznej literaturze, np.: [33, 83]. W tabeli 3.1 przedstawiono przykładowe istotne kroki rozwojowe w technologii IGBT, nazwy ich skrótów angielskich oraz rok wdrożenia do produkcji.

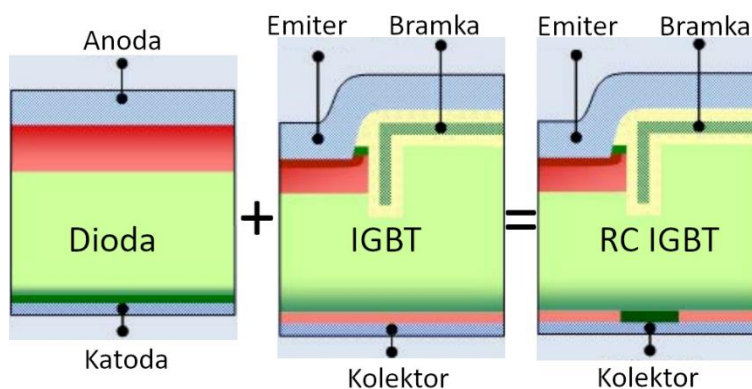
Bardzo często w strukturę tranzystora IGBT wbudowana jest dioda zwrotna, która między innymi wpływa na szybkość przełączania tranzystora przez odprowadzanie prądu zwrotnego. Pełni ona również rolę zabezpieczającą.

Uprozczone przedstawienie powstania struktury tranzystora z wbudowaną diodą zwrotną przedstawia rysunek 3.7.

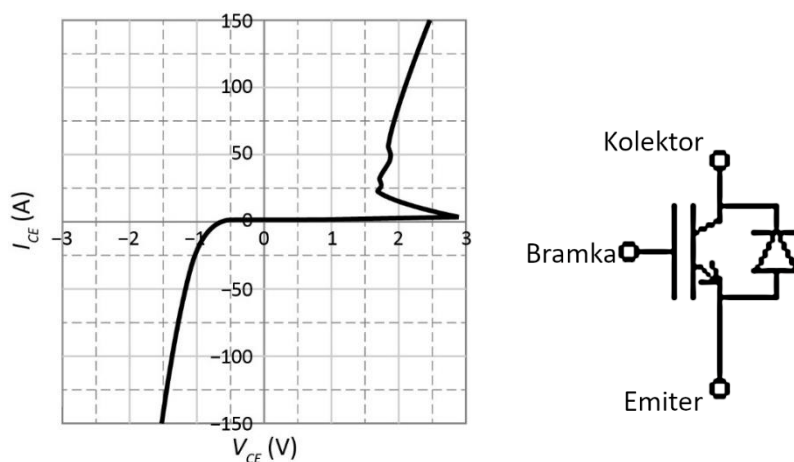
Dzięki zastosowaniu diody zwrotnej zmieniła się charakterystyka prądowo-napięciowa tranzystora IGBT. W części, gdzie prąd przybiera wartość mniejszą od zera zamiast charakterystycznego obszaru zaporowego, który przy dużym prądzie przebijał tranzystor, jest typowa charakterystyka diody półprzewodnikowej. Nadmiar ujemnych ładunków jest odprowadzany przez diodę chroniąc tranzystor oraz zmniejszając jego zatkanie, co wpływa na szybkość przełączania. Przykładowa charakterystyka prądowo-napięciowa tranzystora IGBT z diodą zwrotną przedstawiono na rysunku 3.8.

Tabela 3.1. Wybrane zmiany w technologii tranzystorów IGBT [68]

Rok	Nazwa	Znaczące zmiany	Gene- racja
1980	Pierwsze tranzystory IGBT		
1986	Technologia PT-IGBT	dwie warstwy półprzewodnika n	1
1988	NPT-IGBT	bez warstwy n+, z cienką warstwą p	2
1996	PT Trench gate	Zmieniona konstrukcja bramki	2
1998	NPN-IGBT RB-IGBT	IGBT z blokadą zwrotną	3
1999	Trench gate field-stop TGFS	Dodatkowa warstwa n+	3
2000	Soft punch through planar Gate IGBT, SPT [20]	Ograniczenie warstwy n-	4
2001	Carrier stored trench IGBT, PT-CSTBT [81]	Wprowadzenie tzw. bramki nośnej	4
2004	LPT-IGBT (LPT-CSTBT), revers conducting IGBT (RC-IGBT) [36]	light punch through – lekkie przebiecie	5
2005	Soft Punch Through (SPT+(PLUS)), Planar Gate IGBT, low Switching losses, Ultra Soft [40]	wprowadzenie warstwy wzmacniającej N, otaczającej kanał-P	5



Rys. 3.7. Uproszczona ewolucja do tranzystora IGBT RC [33]

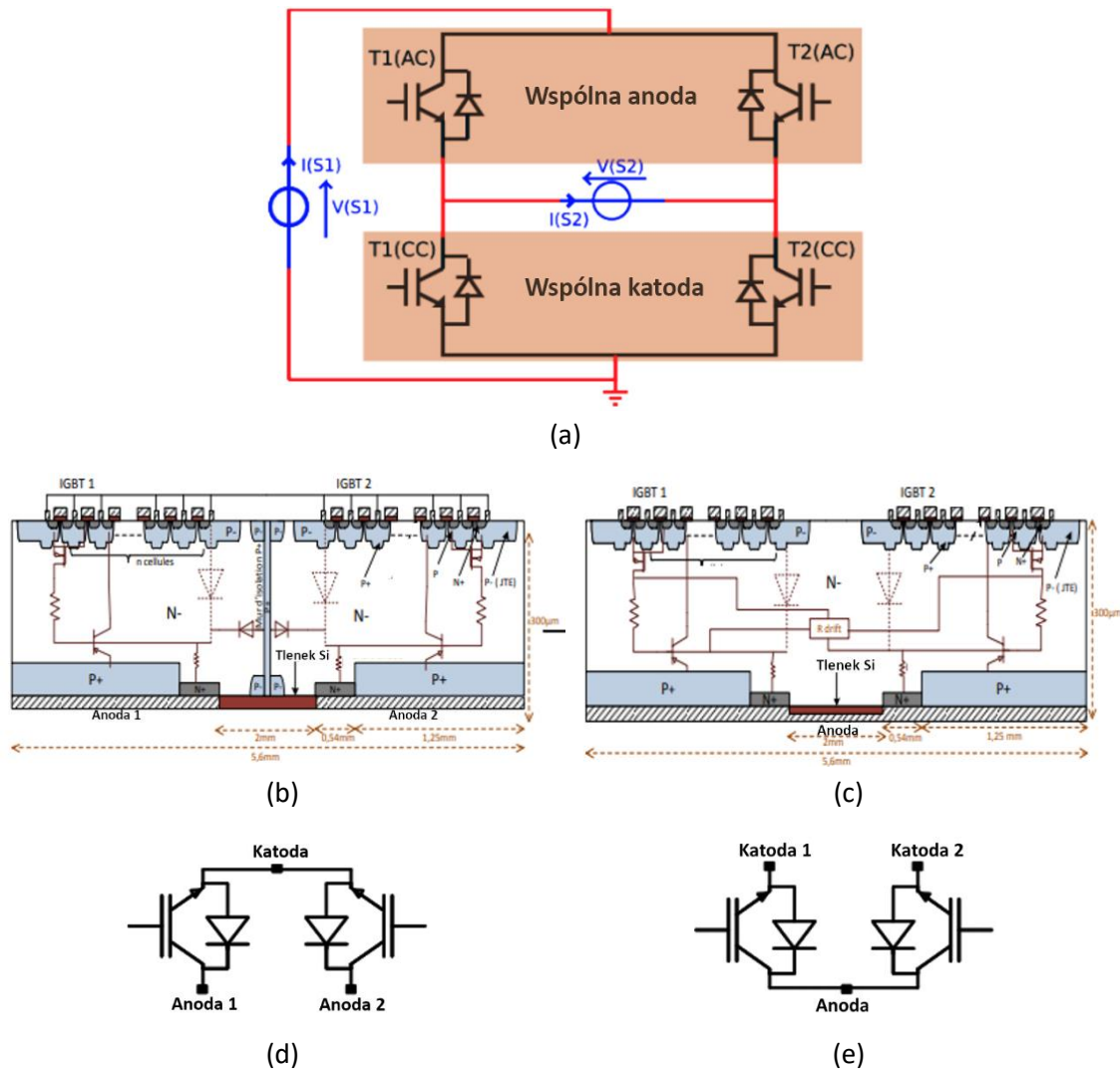


Rys. 3.8. Charakterystyka prądowo-napięciowa oraz schemat zastępczy tranzystora typu IGBT-RC [68]



Tranzystory IGBT łączy się często w grupy na jednej lub wielu płytках, które tworzą tzw. mostki tranzystorowe.

Na rysunku 3.9 przedstawiona jest struktura oraz schematyczne oznaczenie poszczególnych części typowego mostka scalonego typu H zbudowanego na tranzystorach IGBT z diodami zwrotnymi.

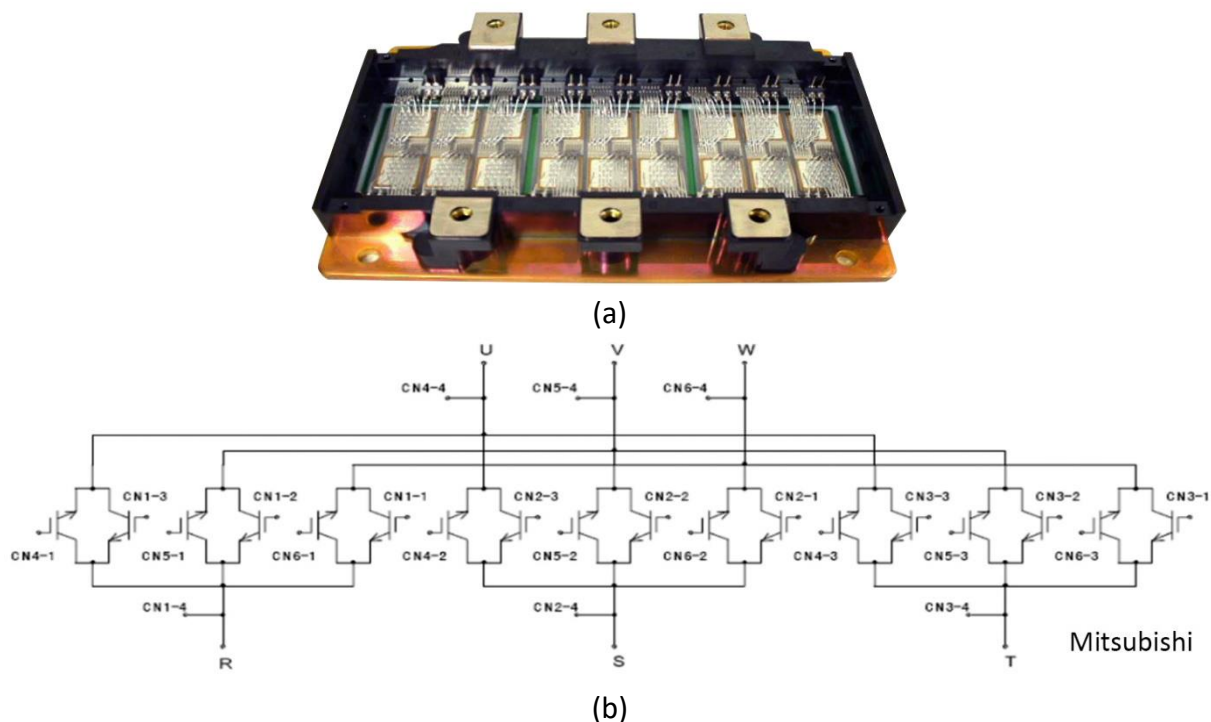


Rys. 3.9. (a) Multi-switch dwuukładowy zintegrowany mostek; (b), (c) przekrój ze schematycznie zaznaczonymi obszarami odpowiadającymi za poszczególne elementy tranzystora RC-IGBT; (d) schemat – wspólna anoda w układzie trójbiegunowym; (e) schemat – wspólna katoda w układzie trójbiegunowym [11, 46]

Układ taki jest gotowym rozwiązaniem części wykonawczej do sterowania maszyn elektrycznych dużych lub średnich mocy. Sterowanie odbywa się poprzez zmiany stanów na bramkach poszczególnych tranzystorów układem sterowanym mikroprocesorem bądź układami FPGA.

Mostek przedstawiony na rysunku 3.10 zbudowany jest z osiemnastu tranzystorów, które mogą pracować w wielu konfiguracjach. Może pełnić np. funkcję falownika lub

prostownika, w zależności od potrzeby i oprogramowania. Jest on gotowym układem wykonawczym podłączanym bezpośrednio do odbiornika (zazwyczaj silnika elektrycznego). Za sterowanie odpowiada niskonapięciowy układ mikroprocesorowy. Użycie tego typu układów sterujących, dzięki odpowiednim algorytmom powoduje lepsze wykorzystanie samej maszyny elektrycznej.

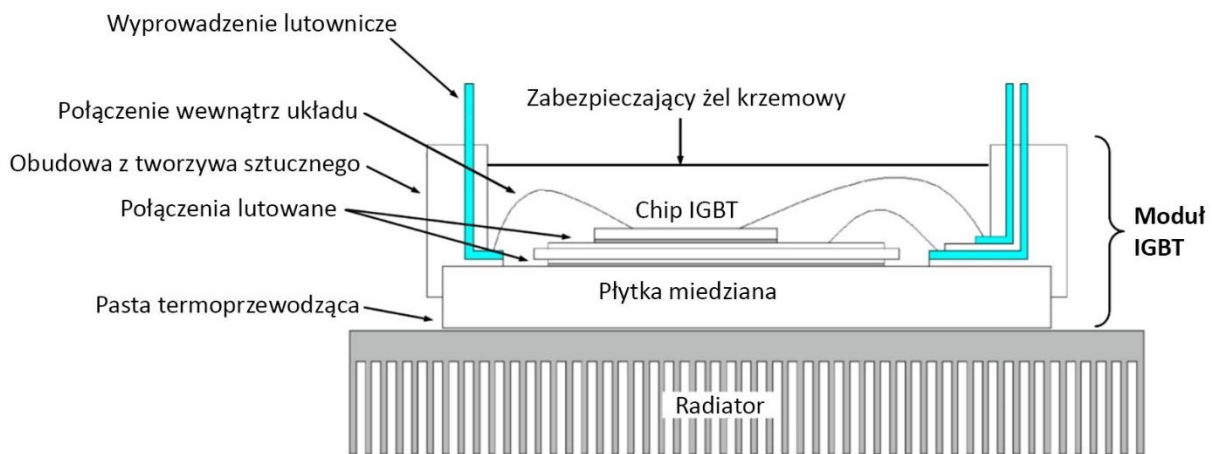


Rys. 3.10. Mostek z tranzystorami IGBT dla prądu trójfazowego producent Mitsubishi Matrix Converter Module Prototype [68]: (a) widok płytki PCB, (b) schemat mostka

**Mnogość rozwiązań tranzystorów IGBT może powodować, że generowane przez nie sygnały emisji akustycznej będą się różniły, co może sprawić trudność przy ustalaniu wzorca porównawczego. Wszystkie jednak sygnały będą posiadały cechy wspólne związane np. z przełączaniem czy wzrostem temperatury tranzystora. Należałoby zatem wyodrębnić istotne cechy sygnału EA powiązane z tymi parametrami.**

Podobnie jest z obudowami układów krzemowych. W przypadku tranzystorów BJT czy MOS mamy do dyspozycji (jako eksploatacysty) wiele rodzajów obudów. Często rodzaj obudowy zależy od wielkości i funkcji tranzystora. Dla małych układów sterujących napięciami do 1 kV możemy spotkać typowe obudowy tranzystorowe zarówno przewlekane jak i SMD z jednym układem IGBT lub z kilkoma układami. Przykładowy tranzystor IGBT dużej mocy przedstawia rysunek 3.11.

Jednym z kryteriów oceny jakości nowych tranzystorów IGBT jest deklarowana przez producenta ilość przełączeń, jednak te deklaracje podawane są dla typowych warunków pracy, a wartości ulegają zmianie np.: przy wyższej temperaturze pracy lub prądach bliskich dopuszczalnym wartościom granicznym.



Rys. 3.11. Przekrój pojedynczego modułu IGBT z wyprowadzeniami i radiatorem [33]

## 4. Cel i teza rozprawy

Zjawiska związane z emisją akustyczną generowaną przez krzemowe elementy półprzewodnikowe są aktualnie interesującym i nadal niszowym obszarem w diagnostyce układów elektronicznych i energoelektronicznych. Założeniem pracy jest wykazanie przydatności zastosowania emisji akustycznej do badań diagnostycznych („trudnodiagnozowalnych”) półprzewodnikowych przyrządów mocy (ppm), a w szczególności elementów energoelektronicznych używanych w szeroko pojętej eksploatacji urządzeń w branży morskiej.

Poprzez właściwy dobór sensorów emisji akustycznej i parametrów takich jak wzmocnienie, pasmo i szerokość pasma przenoszenia sygnałów, a także poprzez zastosowanie odpowiednich technik filtracji, możliwe jest wyodrębnienie sygnałów charakterystycznych dla określonych stanów pracy układu półprzewodnikowego w celu dalszego wykorzystania ich do diagnozowania tych elementów.

Analiza literatury zjawisk fizycznych zachodzących w różnych środowiskach, ale również prowadzone badania własne, dają autorowi podstawę do stwierdzenia, że emisja akustyczna, którą wywołują różne czynniki zewnętrzne i wewnętrzne, zachodzi również podczas pracy samego półprzewodnika.

Określono zatem **cel rozprawy**, którym jest zbadanie właściwości sygnałów emisji akustycznej generowanych w wybranych typach półprzewodnikowych przyrządów mocy oraz poddanie ich takiej obróbce cyfrowej, która pozwoli w otrzymanym sygnale odnaleźć ich charakterystyczne stany pracy.

Postawiono ogólną tezę rozprawy, że w określonych stanach pracy elementy półprzewodnikowe generują sygnały w pasmach częstotliwości charakterystycznych dla emisji akustycznej. Ze zmierzonego i odpowiednio przetworzonego sygnału ogólnego, można odfiltrować częstotliwości charakterystyczne dla przełączania stanów krzemowych tranzystorów mocy lub diod półprzewodnikowych. Na podstawie tych informacji możliwe jest określenie i identyfikacja stanu pracy półprzewodnikowych przyrządów mocy.

W związku z powyższym **praca dąży do udowodnienia tezy**, że:

***„Istnieje możliwość wykorzystania fal sprężystych emisji akustycznej do diagnozowania zmiennych stanów pracy, energoelektronicznych urządzeń półprzewodnikowych”.***

## 5. Badania własne

Rozdział „Badania własne” zawiera opis stanowisk badawczych, opisuje tory pomiarowe oraz metodykę badawczą. Zaprezentowano również sprzęt oraz obiekt badań. Określono zależności pomiędzy emisją akustyczną (EA) a zjawiskami związanymi z pracą elementów półprzewodnikowych.

Pominięto opis zagadnień, które wykonywano przy każdym badaniu np.: wzorcowanie toru metodą Hsu-Nielsen podczas każdej serii pomiarowej (opisaną szczegółowo w rozdziale 2.5), opis doboru cieczy sprzęgającej (dobrej na podstawie własnej wiedzy eksperckiej oraz na podstawie analiz dla różnych cieczy i kolejno testowanych sensorów EA).

W badaniach własnych wykorzystano zarówno dostępną literaturę dotyczącą samego obiektu (elementów półprzewodnikowych), jak również analiz dotyczących powstawania i rozprzestrzeniania się fal (energii) w postaci emisji akustycznej. Sformułowaną i opisaną wcześniej tezę, że: **„Istnieje możliwość wykorzystania fal sprężystych emisji akustycznej do diagnozowania zmiennych stanów pracy energoelektronicznych urządzeń półprzewodnikowych”** poparto szeregiem doświadczeń, które miały na celu przede wszystkim określenie **właściwości sygnałów emisji akustycznej generowanych w wybranych typach półprzewodnikowych przyrządów mocy, oraz poddanie ich (znalezienie) takiej obróbce cyfrowej, która pozwoli w otrzymanym sygnale odnaleźć ich charakterystyczne stany pracy.**

Podstawowym zadaniem/zagadnieniem, jakie należało na wstępie rozwiązać, było stwierdzenie:

- czy w przypadku elementów półprzewodnikowych, istnieje możliwość zarejestrowania jakiegokolwiek sygnału emisji akustycznej za pomocą dostępnych sensorów oraz sprzętu pomiarowego?

Założono, że emisja akustyczna tranzystora może być wywołana różnymi zjawiskami fizycznymi i procesami zachodzącymi wewnątrz struktury półprzewodników (przejście sygnału pomiędzy strukturą tranzystora MOSFET czy bipolarnego) w złączu półprzewodnika, na wyprowadzeniach elementów zewnętrznych obudowy, ale także może być wygenerowana pod wpływem odkształcenia obudowy czy pod wpływem zmian temperaturowych na złączu. Każde z tych zjawisk należało zidentyfikować a następnie odpowiednio odseparować.

Głównym celem badań był tranzystor IGBT, ale pod uwagę wzięto również inne współpracujące elementy półprzewodnikowe (np. tyrystor czy diody).

Badania wstępne będące podstawą do dalszych rozszerzonych analiz nad zjawiskiem emisji akustycznej w półprzewodnikach, w końcowym (przyszłościowym) efekcie, miały doprowadzić do zbudowania funkcjonalnego urządzenia, które można byłoby zastosować m.in.

w „energoelektronice morskiej”. Starano się wykazać, że metoda wykorzystująca sygnały emisji akustycznej, może posłużyć do diagnozowania czy określenia stanów granicznych elementów prostujących i przełączających prąd i napięcie, w newralgicznych systemach sterujących turbin wiatrowych, elektrycznych silnikach napędu głównego lub silników sterów strumieniowych statku.

Tranzystor IGBT to element szeroko stosowany jako układ kluczujący przy nowoczesnych układach przekształcających wykorzystywanych w energoelektronice okrętowej. Układy te są odpowiedzialne za zasilanie wielu maszyn elektrycznych oraz najważniejszych podzespołów jednostek pływających stanowiących o bezpieczeństwie jednostki (np.: elektryczne stery strumieniowe, elektryczne silniki główne, przekształtniki w zespołach prądotwórczych, systemy sterujące offshore’owych siłowni wiatrowych, morskich platform wiertniczych itp.). Ponieważ badano obiekty o znacznych rozmiarach, istotne znaczenie miało to, aby przełączane były odpowiednio w takim przypadku natężenie i/lub napięcie prądu.

Podczas pierwszych prób z emisją akustyczną półprzewodników (nie tylko tranzystorów IGBT), dokonano dokładnej analizy dostępnej literatury. Na obecną chwilę (jak starano się to wykazać w rozdziałach wcześniejszych), niewiele jest prac o podobnej tematyce. Za najbliższy odnośnik wzięto pod uwagę pracę naukowców uniwersytetu z Finlandii [37], w której analizowano cały pracujący moduł i generowaną w nim emisję akustyczną. Pierwsze próby spowodowały do licznych pytań. Cytowani autorzy badali płytkę drukowaną wraz z tranzystorem oraz radiatorem. Analiza i wstępne badania własne autora rozprawy doktorskiej sugerowały, że prawdopodobnie nie uwzględnili oni, że emitowany sygnał fal sprężystych EA, mógł pochodzić z innych źródeł niż zjawiska związane bezpośrednio z pracą tranzystora. W rozbudowanych układach, sygnały emisji akustycznej mogą bowiem interferować ze sobą bądź wywoływać zjawisko dudnienia lub interferencji fal badanych. W związku z tym, autor pracy doktorskiej próbował w trakcie swoich badań skupić się na potwierdzeniu (bądź obaleniu) wstępnego założenia/pytania, czy emisja akustyczna nie pochodzi np. z: dławików, kondensatorów, drgań generowanych przez radiatory bądź zmiany termiczne poszczególnych elementów układu zasilania. Ma to szczególnie istotne znaczenie w przypadku potrzeby diagnozowania urządzeń w trakcie ich eksploatacji

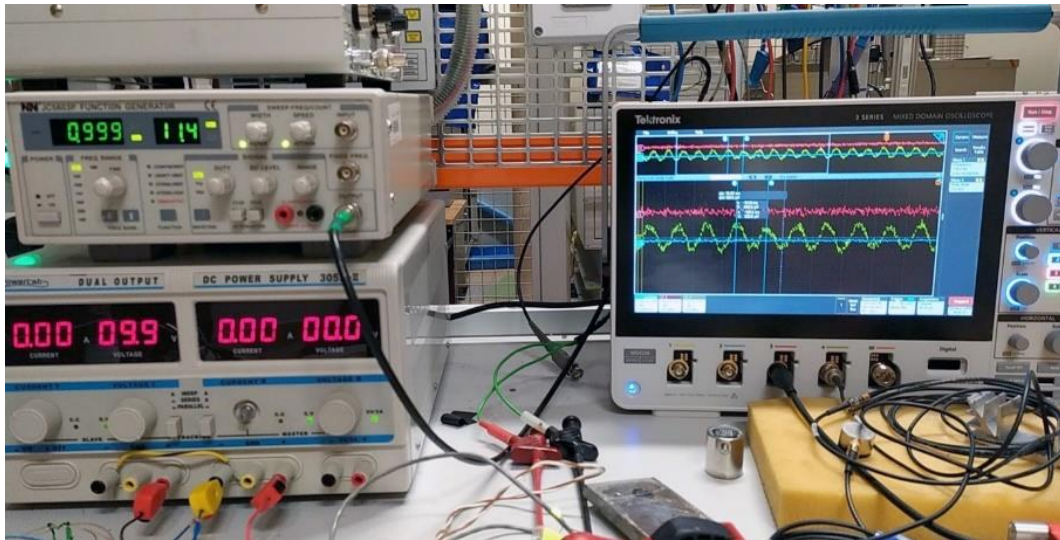
## 5.1. Stanowisko badawcze i metodyka badań

Badania wstępne wykonano na stanowisku przedstawionym na rysunku 5.1.

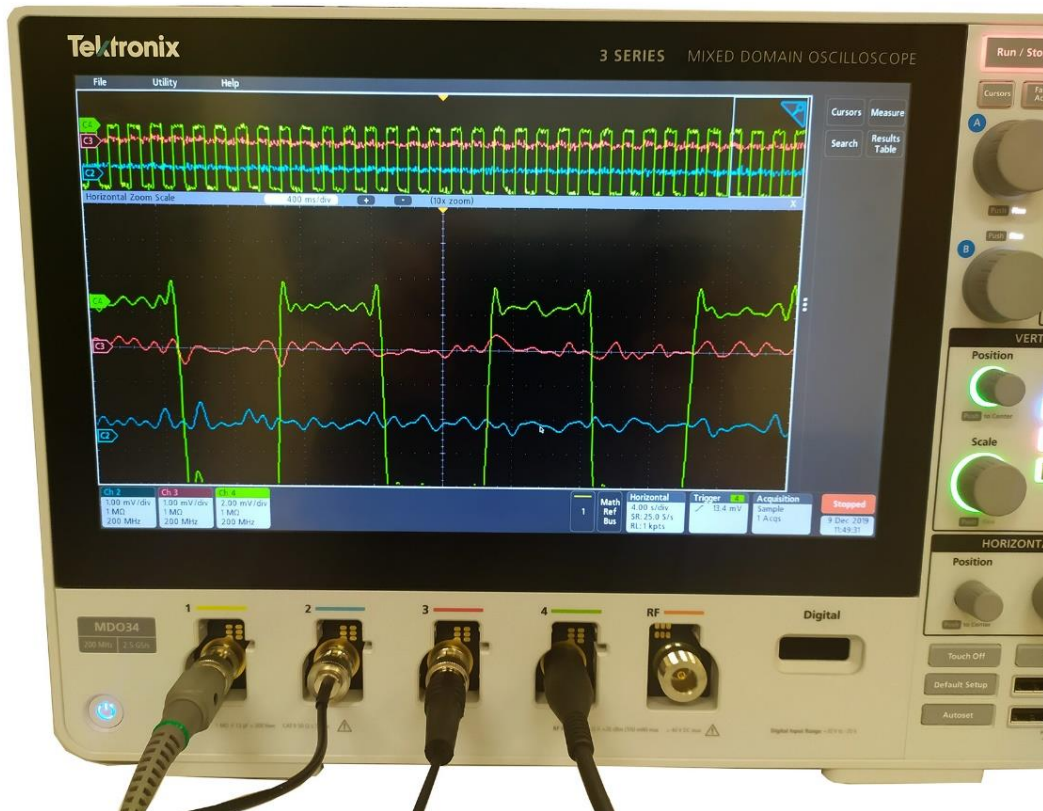
Głównymi elementami stanowiska były: tranzystor IGBT IRG4PC30F firmy International Rectifier [96], różne sensory EA (typy opisano w dalszej części tekstu) oraz czterokanałowy oscyloskop cyfrowy Tektronix MDO34 jako urządzenie do wizualizacji procesów oraz rejestracji sygnału (rys. 5.2).

Badania prowadzono w temperaturze otoczenia równej 21°C lub w zakresie temperatury wahającej się od 20 do 22°C. Każdy pomiar wykonywano co najmniej pięciokrotnie, aby wyeliminować ewentualne błędy grube.



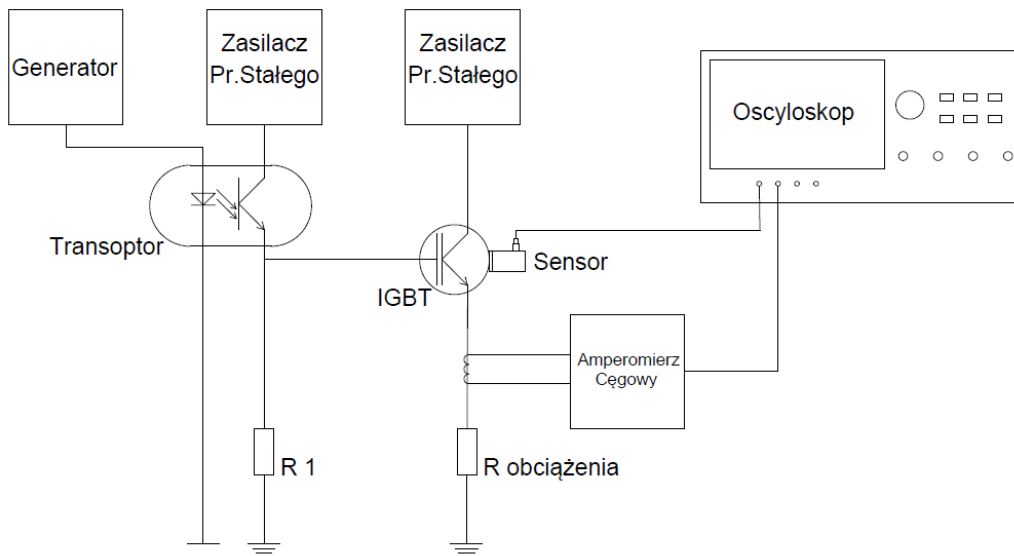


Rys. 5.1. Stanowisko badawcze



Rys. 5.2. Czterokanałowy oscyloskop cyfrowy Tektronix MDO34

Aby stwierdzić definitywnie, że źródłem emisji akustycznej jest element badany, skonstruowano (w pierwszej wersji minimalistyczny) układ do sterowania bramką tranzystora IGBT (rys. 5.3). Przez uproszczony układ sterujący wyeliminowano wpływ innych czynników (elementów), które potencjalnie mogły wywoływać emisję akustyczną.

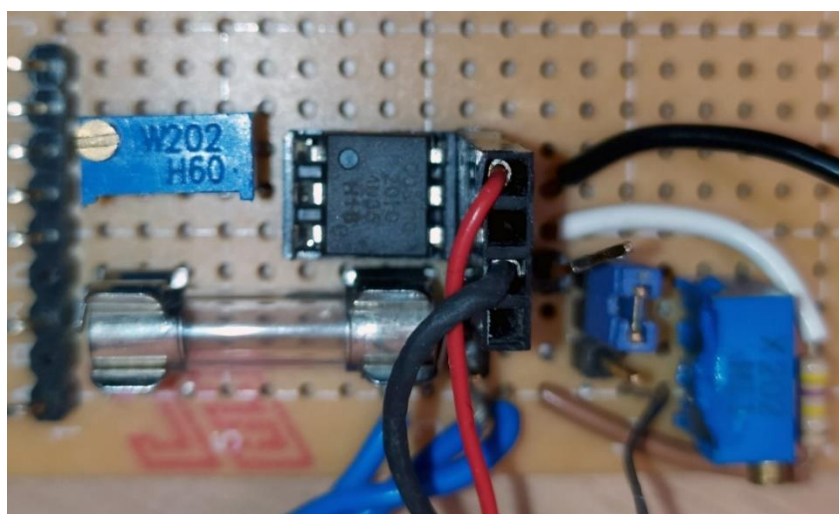


Rys. 5.3. Blokowy schemat pomiaru emisji akustycznej zastosowany w badaniach

Układ został zbudowany tak, aby istniała jednocześnie możliwość przebadania tranzystorów różnych typów. Starano się także wyeliminować ewentualny wpływ środowiska (otoczenia) na uzyskiwane wyniki. Tranzystor umieszczono w uniwersalnej podstawce, która umożliwiała szybką wymianę elementów w taki sposób, żeby nie miało to wpływu na ewentualne kolejne pomiary.

Do zmiany stanu tranzystora użyto sygnału prostokątnego wygenerowanego przez funkcyjny generator JC5603P. Ten rodzaj generatora dawał możliwość wystarczająco stabilnego sygnału prostokątnego oraz uwzględniał łatwość dokonywania odpowiednich zmian jego parametrów.

Aby zabezpieczyć generator oraz odizolować układ od wpływów zewnętrznych, napięcie prostokątne podawano na transpotor 4N35, który odizolował elektrycznie źródło sygnału od obiektu badanego (rys. 5.4).



Rys. 5.4. Płytkę montażową, transpotor oraz jego podłączenie



Rozdzielono także masy generatora i badanego tranzystora. Rozdział mas miał za zadanie zabezpieczyć generator oraz odizolować ewentualne zakłócenia pochodzące od samego generatora.

Transoptor przełączał napięcie stałe z zasilacza impulsowego, regulowanego tak aby wartość napięcia na bramce tranzystora IGBT wprowadzała ten tranzystor w saturację, a w stanie niskim w odcięcie. Do zasilenia układu użyto zasilacza impulsowego regulowanego o symbolu 305D firmy Power LAB oraz Laboratory Power Supply S-LS78 firmy Stamos. Zasilacz ten spełniał warunki postawione eksperymentowi we wstępnej fazie. Ponieważ był to zasilacz impulsowy, dla poprawy stabilności zasilania zastosowano w dalszych badaniach baterię superkondensatorów.

Przy obniżeniu napięcia przełączania, kiedy tranzystor nie był w stanie saturacji (pracował jako wzmacniacz), gwałtownie rosła rezystancja złącza a przez to prąd płynący przez tranzystor znacznie go nagrzewał. Zostało to również w kolejnych krokach wykorzystane do prób na tranzystorze o temperaturze znacznie wyższej niż temperatura otoczenia.

Napięcie z zasilacza podano na kolektor tranzystora, a drugim biegunem było obciążenie rezystancyjne lub rezystancyjno-indukcyjne podłączone do emitera tranzystora. Obciążenie było przełączane przez zmianę napięcia prostokątnego o bardzo małej częstotliwości podanego na bramkę tranzystora IGBT. Użycie małej częstotliwości dawało jednoczesną możliwość wzrokowego oceny jak zachowuje się na oscyloskopie sygnał z sensora EA w dziedzinie czasu. Jako odbiornik użyto rezystorów o różnych wartościach rezystancji z przedziału od 1 do 10 omów. Rysunki 5.5 oraz 5.6 przedstawiają użyte do prac badawczych rezystory. Rezystory te musiały mieć dużą moc znamionową, ponieważ natężenie przełączanych prądów sięgało rzędu 20 amperów.

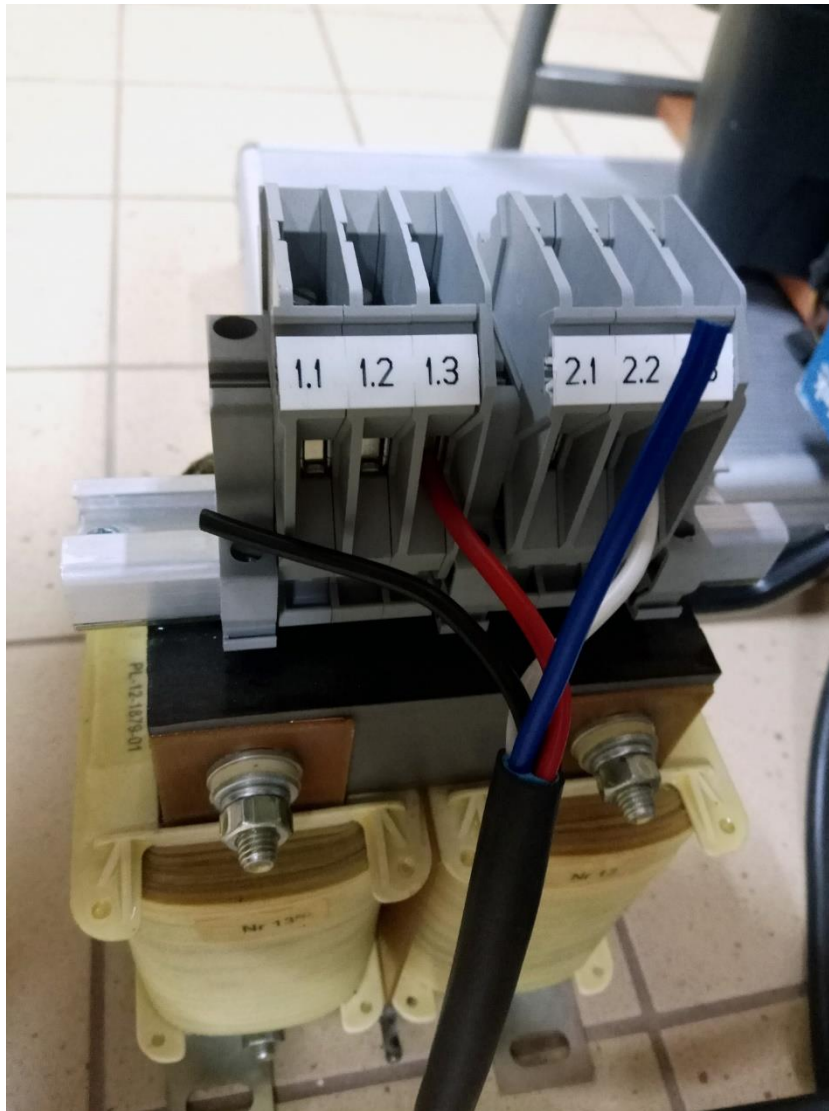


Rys. 5.5. Rezystor z drutu oporowego na ceramicznym karkasie



Rys. 5.6. Rezystor 1  $\Omega$  o mocy 25 W

W badaniach użyto także obciążenia indukcyjnego za pomocą dławika (rys. 5.7).



Rys. 5.7. Dławik dla wymuszenia rezystancyjno-indukcyjnego

Założono, że w prowadzonych pracach badawczych, oprócz znalezienia odpowiedniego miejsca pomiarowego, należy uwzględnić istotny z punktu widzenia przełączeń, występujący gradient temperatury, ale także wpływ otoczenia wraz z określonym pasmem częstotliwości, które jak się wydaje, powinny być charakterystyczne dla występującego zjawiska fizycznego. Innymi słowy założono, że generowany sygnał emisji akustycznej pochodzący od konkretnego źródła (zjawiska), jest ściśle powiązany z odpowiednią wartością częstotliwości emitowanej fali. Potwierdzenie tego jest na tyle istotne, że można dobrać odpowiednie (możliwe najwięźsze) pasmo przenoszenia samego sensora pomiarowego.

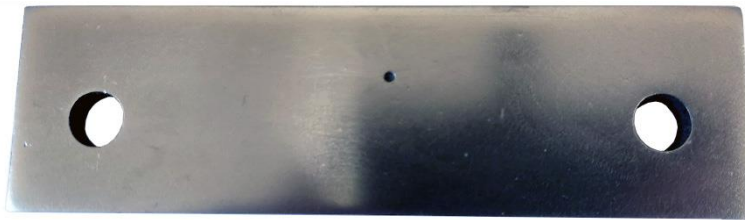
W trakcie badań porównano wybrane sensory różnych producentów, różniące się parametrami i charakterystykami przetwarzanych wartości mechanicznych na wartości elektryczne.

W badaniach wykorzystano następujące sensory emisji akustycznej:

1. WS Alfa firmy Mistras (*Physical Acoustics Corporation*) [99];
2. WS 900 firmy Vallen [95];
3. WS 150, Vallen [95];
4. VS600-Z1 Vallen [95].

Sensory dobrano również pod kątem uznanych w świecie producentów.

Badany tranzystor był zamontowany na stalowej płytce o wymiarach (185×50×1 mm) (rys. 5.8).



Rys. 5.8. Płytkę stalowa stosowana w badaniach

Płytkę ta stanowiła powierzchnię odprowadzającą ciepło, lecz można było ją wykorzystywać w trakcie pomiarów jako falowód. Sygnał był wtedy rejestrowany z opóźnieniem i większym tłumieniem, jednak dawało to podstawę do dalszej obróbki i prowadzonych analiz.

W celu uniknięcia przenoszenia drgań pochodzących z otoczenia (np. stołu, pracy innych urządzeń pomiarowych zaopatrzonych np. w wentylatory chłodzące, czy nawet pracujących w otoczeniu systemów energetycznych), płytkę zamocowano na piance tłumiącej drgania [28].

Do kalibracji oraz sprawdzenia gotowości układu do dalszych badań, używano testu Hsu-Nielsen'a (opisanego w rozdziale 2.5).

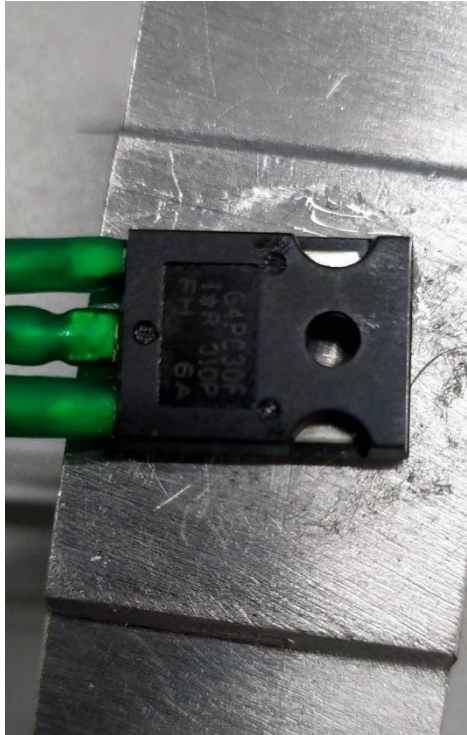
## 5.2. Badania wstępne

Wstępne pomiary miały na celu zaobserwowanie czy przy posiadanych sensorach jest możliwe zaobserwowanie sygnałów falowych emisji akustycznej pochodzących od różnych źródeł związanych z pracą tranzystora IGBT oraz korelacji sygnału z sensora i prądu płynącego przez rezystor [27].

EA podlega wszelkim prawom falowym (zjawiskom odbicia, załamania i tłumienia). Ponieważ w prowadzonych eksperymentach spodziewano się fal w częstotliwościach powyżej 20 kHz, montaż sensora, zawsze był realizowany poprzez ciecz sprzęgającą. Ma ona na celu „bardziej płynne” przejście pomiędzy ośrodkami poprzez wyeliminowanie dodatkowego ośrodka na granicy sensor–tranzystor.

W tym celu przygotowano tranzystor IGBT IRG4PC30F firmy International Rectifier [96] (rys. 5.9) oraz sensor Vallen VS600-Z1 [95]. Tranzystor ten był w obudowie TO-247AC oraz charakteryzował się następującymi parametrami: napięcie kolektor–emiter w stanie zatkania

$V_{ces} = 600 \text{ V}$ , spadek napięcia na zaciskach kolektora i emitera w stanie przewodzenia  $V_{CE(on)} = 1,59 \text{ V}$ , napięciem wystawiania bramki względem emitera z wartością typową  $V_{GE} = 15 \text{ V}$  oraz maksymalnym natężeniem prądu płynącego do kolektora  $I_c = 17 \text{ A}$ . Uznano, że parametry te były wystarczające do przeprowadzenia pomiarów testowych.



Rys. 5.9. Tranzystor IGBT IRG4PC30F użyty w opisanym badaniu

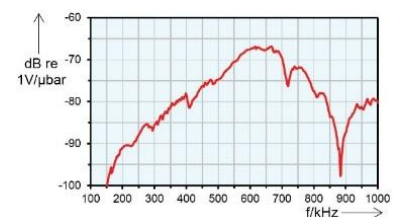
Na tranzystorze, za pomocą cieczy sprzęgającej umieszczono sensor firmy Vallen VS600-Z1 (rys. 5.10), którego charakterystykę przedstawiono na rysunku 5.10 c.



(a)



(b)

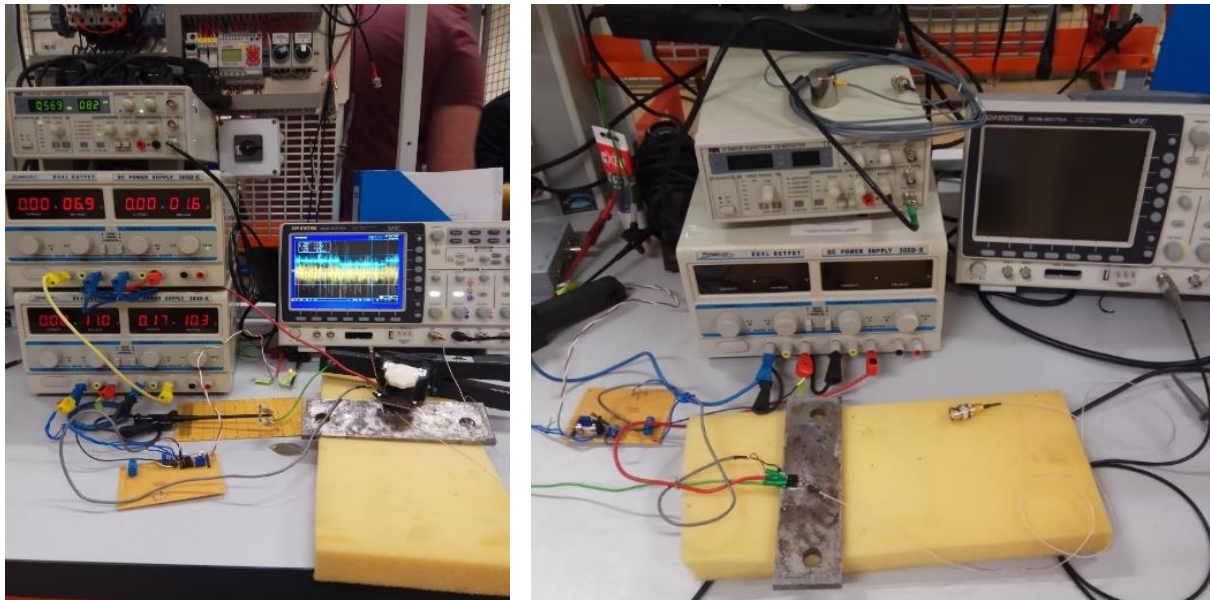


(c)

Rys. 5.10. Badanie tranzystora [95]: (a) Tranzystor IGBT G4PC30F na płytce stalowej z sensorem, (b) sensor Vallen VS600-Z1, (c) charakterystyka sensora VS600-Z1



Tranzystor przełączał napięcie podane z zasilacza napięcia stałego od 0 do 60 V. Natężenie prądu kolektora  $I_c$  było regulowane wartością rezystora, który pracował jako odbiornik w obwodzie emitera. Napięcie sterowania było podane z drugiego zasilacza prądu stałego i ukształtowane w impulsy prostokątne o różnym czasie trwania za pomocą przełączania bazy tranzystora na transoptorze 4N35 poprzez diodę LED sterowaną generatorem funkcyjnym JC5603P (rys. 5.11).



Rys. 5.11. Stanowisko badawcze podczas pomiarów

Pierwsze pomiary pozwoliły na zweryfikowanie tezy związanej z występowaniem sygnału emisji akustycznej generowanego przez pracujący tranzystor. Przedstawiono je w formie graficznych zrzutów ekranu z oscyloskopu na rysunku 5.12.

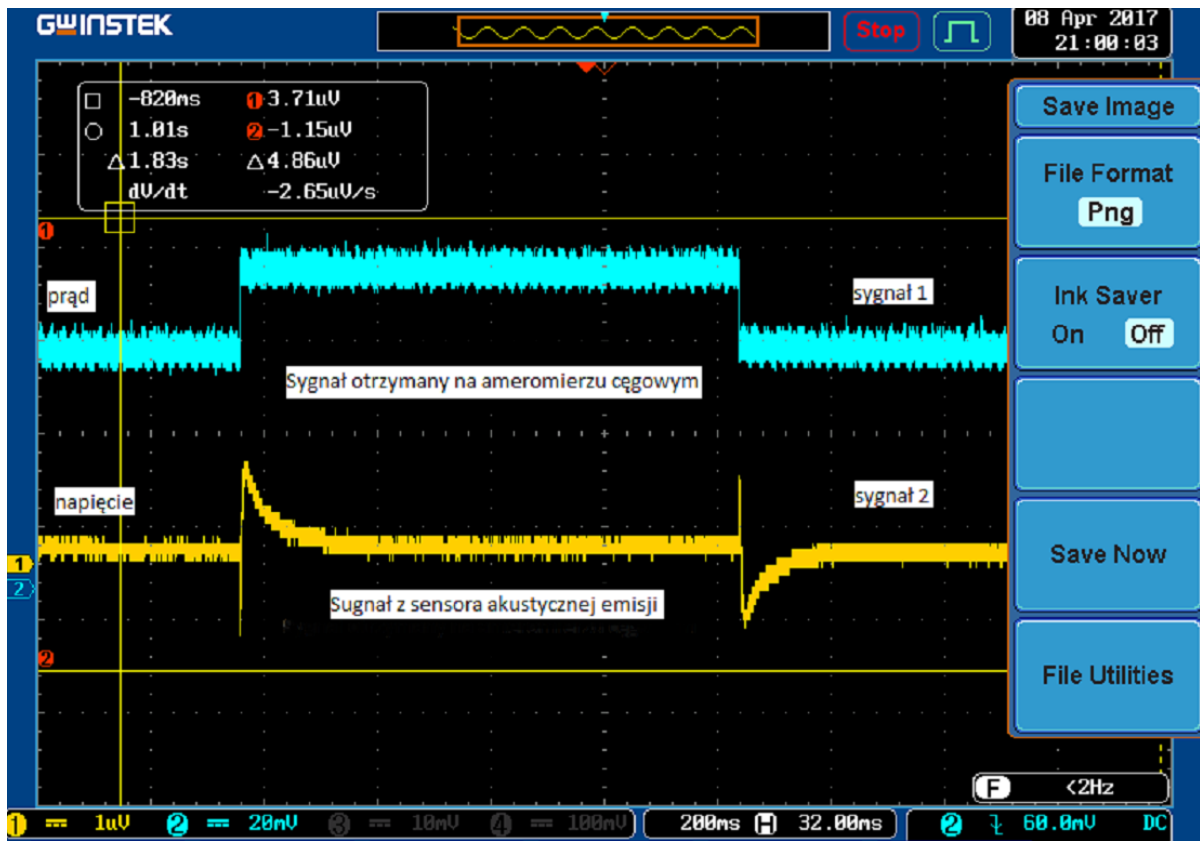
Obserwowano reakcje na impuls prostokątny podany na bramkę tranzystora. Za parametr kontrolny obrano natężenie prądu płynącego przez rezystor obciążający R. Pomiar zmienności natężenia prądu odbywał się amperomierzem cęgowym A622 firmy Tektronix (rys. 5.13) [22, 27].

Do dalszych obserwacji oraz zapisu wyników użyto czterokanałowego oscyloskopu GwInstek GDS-2074A (w dalszych badaniach użyto oscyloskopu Tektronix, który był podstawowym przyrządem).

Jak przedstawiono na rysunku 5.12 [9] można zaobserwować korelację zmian wartości natężenia prądu oraz wystąpienia emisji akustycznej.

Badanie to wykazało, że przy przełączeniu i pojawieniu się prądu na obciążeniu, sensor rejestruje sygnał skorelowany z mierzonym natężeniem prądem (przez amperomierz cęgowy).

Pomiary były prowadzone na stosunkowo małych wartościach napięcia i natężenia prądów przełączających. Chodziło tu jedynie o sprawdzenie możliwości ich rejestracji. Element poddawany był małym obciążeniom. Zwiększanie obciążenia (w późniejszych badaniach), skutkowało m.in. większymi wartościami amplitudy emisji akustycznej na wyjściu sensora.



Rys. 5.12. Zapis z ekranu oscyloskopu z opisami sygnałów [9]



Rys. 5.13. Prądowa sonda pomiarowa

Kolejnym etapem było przeprowadzenie badań przy różnych parametrach napięcia sterującego oraz napięcia przełączanego [22].

Zmieniając wartość napięcia przełączanego obserwowano wartość amplitudy odpowiedzi na sensorze WS Alfa firmy Phisical Acoustics Corporation. Na drodze eksperymentalnej (porównując różne sensory) stwierdzono, że sensor WS Alfa wykazuje największą czułość. Badaniu poddano typowy i szeroko stosowany tranzystor IGBT o oznaczeniu IRG4PC40S wyprodukowany przez firmę International Rectifier [97].

Przeprowadzono szereg (zgodnych z obowiązującymi zasadami teorii pomiarów) testów przy różnym napięciu, mierząc zmianę amplitudy otrzymanego z sensora sygnału i porównując ją z wartością napięcia podanego na kolektor tranzystora. Wyniki zebrano w tabelach. Tabela 5.1 jest przykładowym zbiorem uzyskanych pomiarów.

Tabela 5.1. Przykładowa tabela wartości bezwzględnych maksymalnych i minimalnych napięć zmierzonych na zarejestrowanym sygnale z częstotliwością przełączania 3 Hz [22]

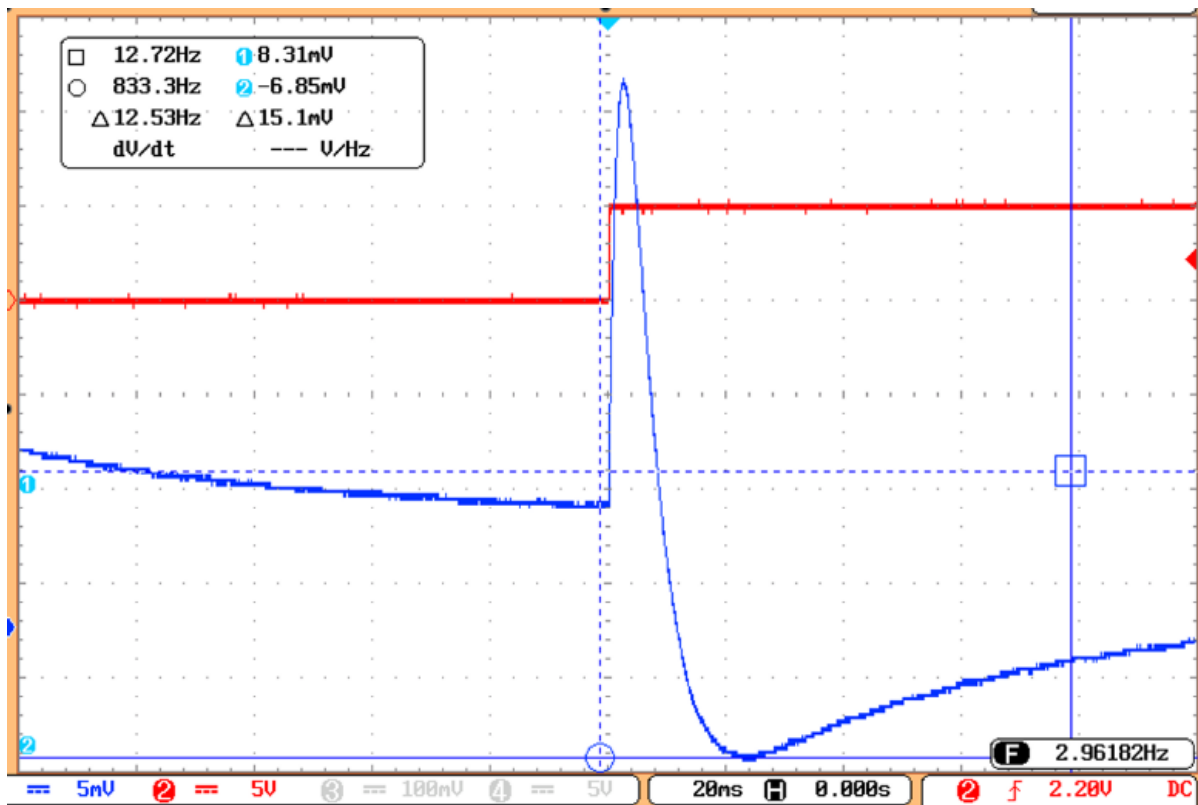
Lp.	Napięcie zasilania [V]	Wartość napięcia szczytowa zarejestrowanej fali [mV]	Wartość napięcia dolnej części zarejestrowanej fali [mV]
1	30	24	15,1
2	25	12,3	10,7
3	20	14,6	8,16
4	15	7,8	5,4
5	10	4,6	3,5
6	5	0,9	0,1

Badania przeprowadzono dla różnych częstotliwości przełączania, jednakże przy wyższych częstotliwościach trudno było wyodrębnić, kiedy następuje przełączenie. Przykładowy pomiar przy przełączeniu przedstawiono na rysunku 5.14.

Czerwony sygnał ze skokiem z poziomu 0 na wartość około 5 V to pomiar sondą prądową i jest to odniesienie dla sygnału niebieskiego, zarejestrowanego na sensorze EA. Korelacja tych sygnałów jest bardzo wyraźna i zależy od prądu płynącego przez tranzystor.

Badanie to wykazało, że sensor rejestrował zdarzenie EA, jednak dominujący sygnał był niskoczęstotliwościowy, co mogło oznaczać reakcję sensora na falę sprężystą wywołaną gwałtowną zmianą temperatury elementu. Na tym etapie nie było możliwości potwierdzenia, która część tę falę wywoływała.

Przy małych częstotliwościach **ujawniała się też pojemność elementu piezoelektrycznego** zastosowanego do budowy sensora, która ładowała się do czasu zmiany stanu tranzystora.



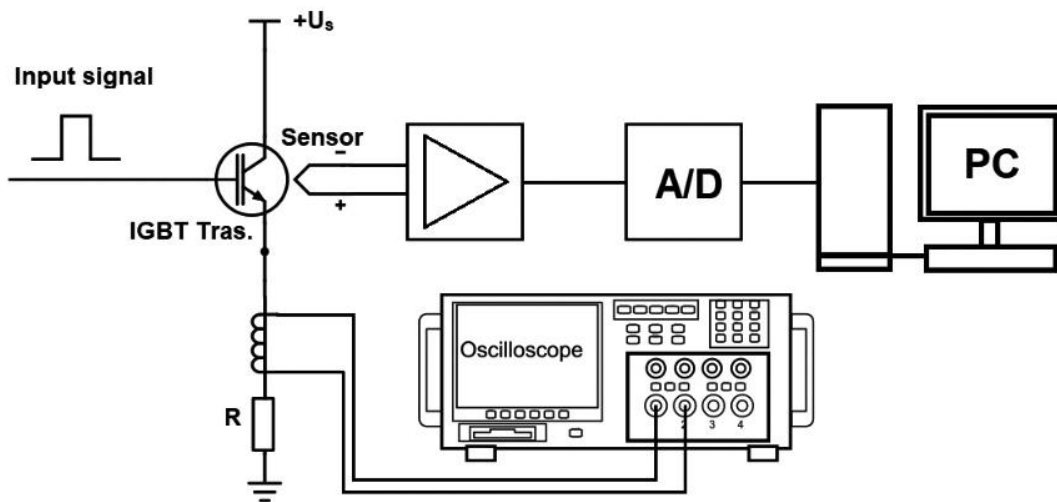
Rys. 5.14. Przełączanie tranzystora zarejestrowane na oscyloskopie

Wyciągnięto wniosek badawczy, że stosowanie szerokiego pasma częstotliwości, bez filtra górnoprzepustowego, utrudniało pracę z sygnałem na oscyloskopie, w związku z czym wynik musiał być przeniesiony do dziedziny częstotliwości lub poddany filtracji. Innym, równoległym sposobem pomiaru było użycie specjalizowanych (gotowych) układów rejestracji zdarzeń emisji akustycznej.

### 5.3. Pomiar za pomocą rejestratora EA (konstrukcji własnej) dedykowanego do wykrywania uszkodzeń w układach wtryskowych silników o zapłonie samoczynnym

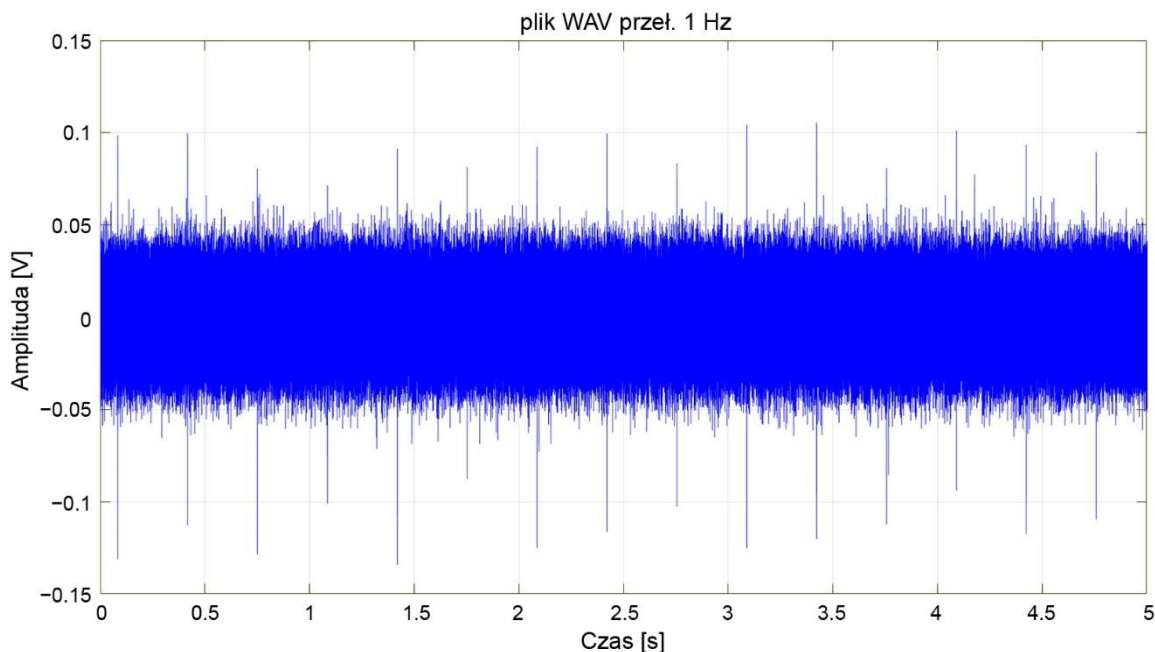
Do dalszych pomiarów wykorzystano autorskie urządzenie opracowane w Akademii (aktualnie Politechnice) Morskiej w Szczecinie, dedykowane do pomiaru uszkodzeń w paliwowych układach wtryskowych rejestrujące zmiany falowe emisji akustycznej [58, 66]. Urządzenie to wyposażono w filtr wejściowy górnoprzepustowy oraz wzmacniacz z regulowanym wzmocnieniem. Do rejestracji zastosowano komputer PC wyposażony w zewnętrzny przetwornik sygnału firmy Creative Labs (schemat blokowy – rys. 5.15), oraz rejestrowano wyniki za pomocą programu AudaCity. Pliki wynikowe były zapisywane w formacie WAV a następnie poddawano je dalszej obróbce za pomocą autorskich procedur w środowisku Matlab oraz przy użyciu oprogramowania diagnostycznego SigView [42].





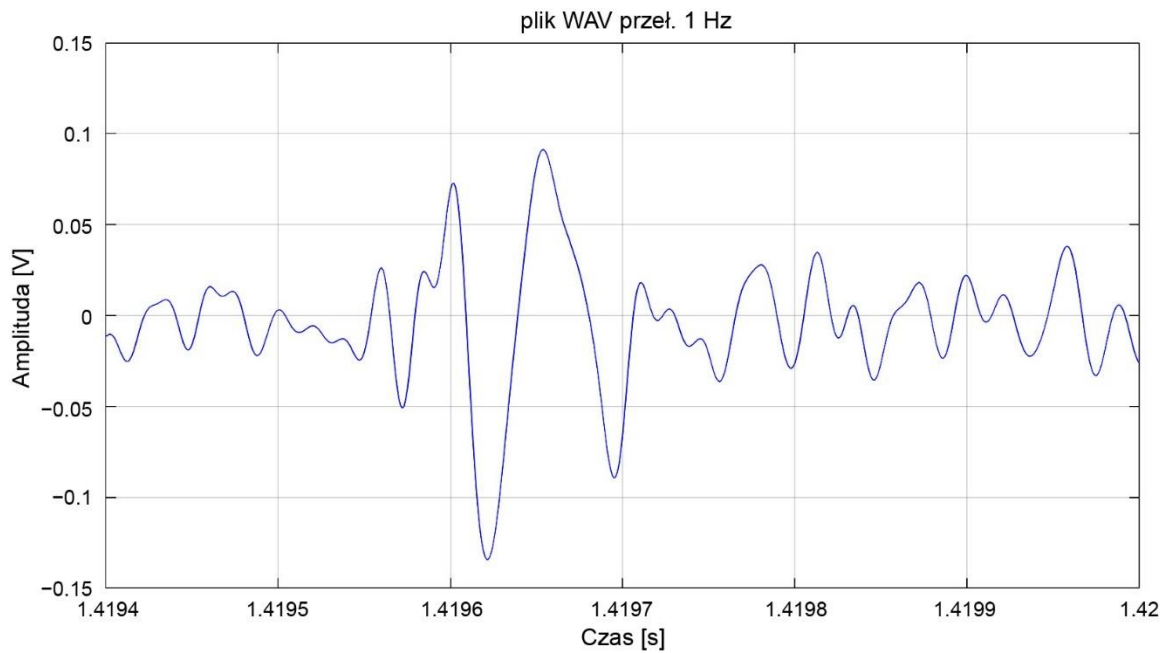
Rys. 5.15. Schemat blokowy badanego układu [42]

Podczas analizy z użyciem oprogramowania Matlab użyto kilku wbudowanych funkcji środowiska (np. wavelet) ale także napisano kod w celu zobrazowania zapisanych danych w dziedzinie czasu, oraz uzyskania możliwości innych przekształceń. Zarchiwizowany plik WAV pokazywał zdarzenia emisji akustycznej na tranzystorze IGBT. Pełen przykładowy zapis źródłowy pokazano na rysunku 5.16. Jest to zapis 15-sekundowego pomiaru. Skoki amplitudy oznaczają zdarzenie emisji akustycznej.



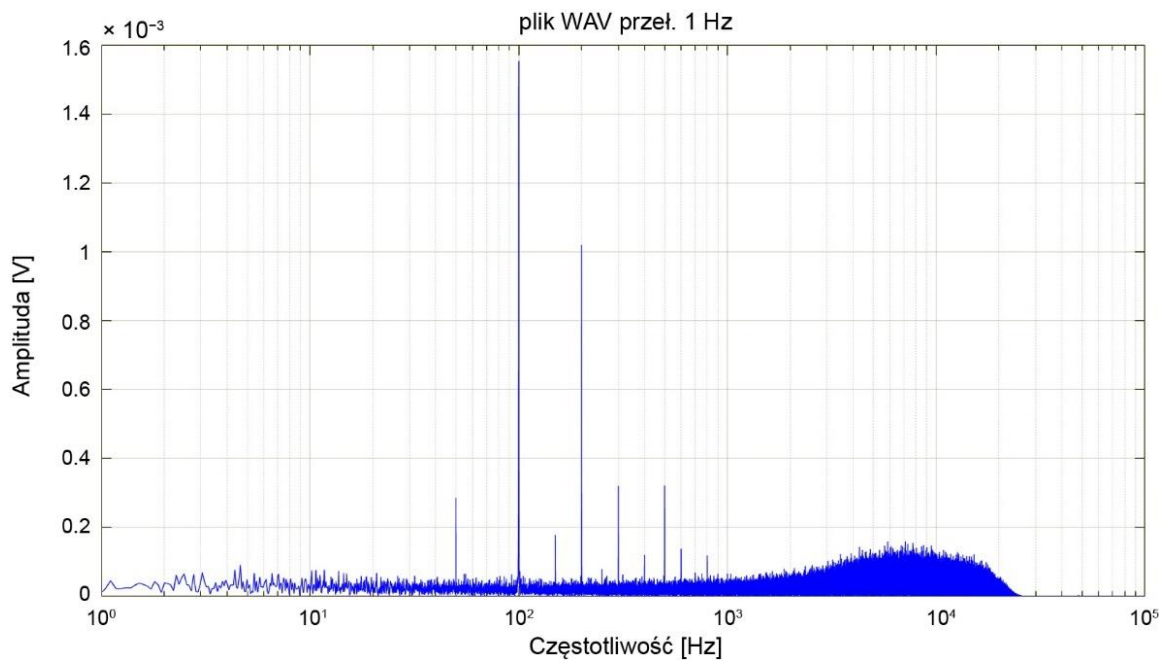
Rys. 5.16. Zdarzenia EA zarejestrowane przy badaniu

Na rysunku 5.17 zaprezentowano zdarzenie wyodrębnione z jednego pik (skoku) z całego zapisanego sygnału.



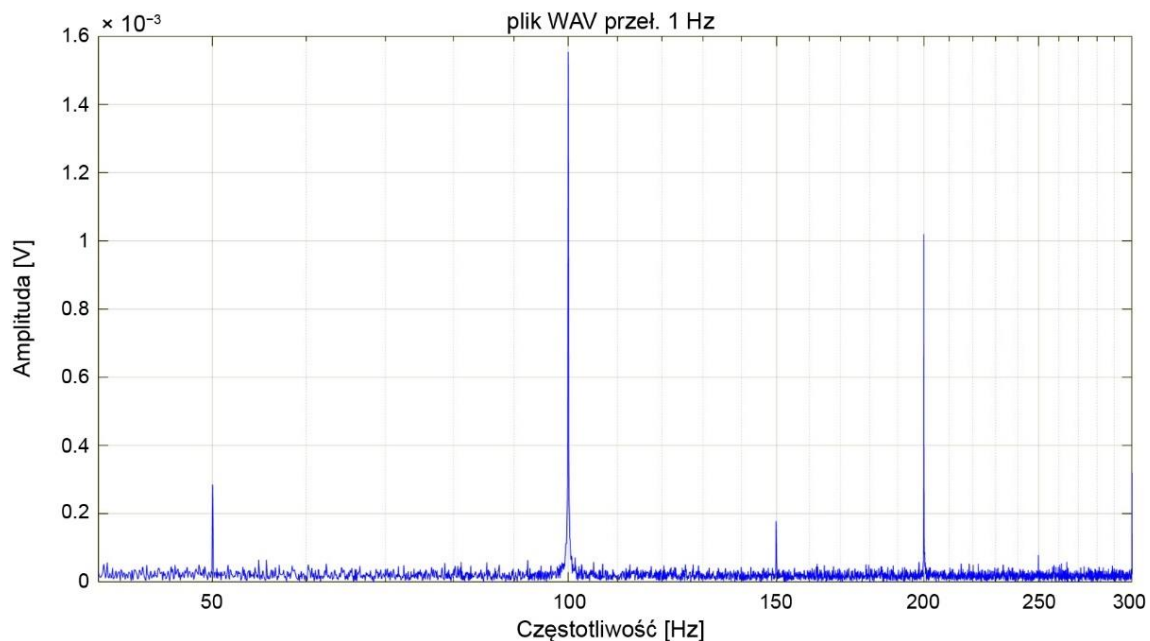
Rys. 5.17. Pojedyncze zdarzenie emisji akustycznej

Zapis w dziedzinie czasu nie dawał wystarczającej (z diagnostycznego punktu widzenia) informacji. Dlatego m.in. w badaniu użyto przekształceń szybkiej transformaty Fouriera (FFT). Zrobiono to w celu zobrazowania (a wcześniej dokładnego zorientowania się) w jakim paśmie oraz dla jakich częstotliwości pojawia się odpowiedź układu. Rysunek 5.18 przedstawia pełne pasmo częstotliwości zarejestrowanego sygnału.



Rys. 5.18. Zobrazowanie widma częstotliwościowego dla wybranego pliku WAV

Dzięki przejściu w dziedzinę częstotliwości, uzyskano możliwość analizy sygnału względem konkretnych wąskich pasm częstotliwości (rys. 5.19). Dało to możliwość dalszego poszukiwania zdarzeń o konkretnej częstotliwości oraz dla zastosowania filtrów lub pasmowych sensorów EA o większej czułości.



Rys. 5.19. Wyodrębnione pasma częstotliwości ze zdarzeniami najwyższej amplitudzie

Pomimo ograniczonego pasma rozpatrywanych częstotliwości, można było zanotować „obwiednie” sygnałów emisji akustycznej potwierdzając tym samym występowanie fal sprężystych EA [6].

Zakres pracy przetwornika widać na wykresie FFT (rys. 5.19) gdzie sygnały zanikają przy częstotliwości około 24 kHz co odpowiada dwukrotnej częstotliwości próbkowania (częstotliwości Nyquista).

Sygnał z dziedziny czasu został przetransformowany do dziedziny częstotliwości za pomocą algorytmów umożliwiających tą czynność w podprogramach Audacity oraz innych narzędzi używających tych transformacji, a także stworzono własny kod na podstawie algorytmu FFT w środowisku Matlab (przykład kodu w załączniku 1).

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N}nk}, \quad k=0, \dots, N-1 \quad (6.1)$$

gdzie:

- $X_k$  – dyskretna transformata Fouriera,
- $x_n$  – współczynniki zespolone,
- $N$  – liczba próbek,
- $k$  – liczba współczynników dyskretnej transformaty Fouriera.

FFT jest przypadkiem DFT (6.1) dla  $N = 2^k$ , gdzie  $k$  to liczba naturalna.

Stworzenie własnego kodu pozwoliło na większą elastyczność przy doborze liczby próbek oraz przy analizie porównawczej różnych pomiarów. Kod własny powodował także szybsze niż kody standardowe otrzymywanie wyników obliczeń.

Do analizy zastosowano również (przedstawiony w kolejnych podrozdziałach) algorytm obliczania PSD (*Power Spectral Density*), który w graficzny sposób przedstawia rozkład energii sygnału w funkcji składników częstotliwościowych danego sygnału. W tym przypadku ograniczono się do gotowych funkcji dostępnych w oprogramowaniu.

#### 5.4. Rejestracja zdarzeń EA za pomocą urządzenia Pocket AE2

Dla potwierdzenia prawidłowości zastosowanego procesu badawczego (a dokładniej – technik pomiarowych dla uzyskiwanych sygnałów EA), użyto również innych wykonanych torów pomiarowych / systemów pomiarowych. Jednym z nich jest wykorzystanie analizatora przenośnego PocetAE2. Jest on na obecną chwilę wysoce wyspecjalizowaną aparaturą do pomiaru sygnałów emisji akustycznej firmy MISTRAS (*Physical Acoustic Corp.*) dedykowany do wielu zastosowań. Filozofia pomiaru opiera się głównie na obróbce zdarzeń za pomocą dedykowanego software'u (rys. 5.20). Zaletą opisywanego przyrządu jest m.in. to, że można skonfigurować układ wejściowy w taki sposób, aby uwzględnił on rodzaj materiału (metal, kompozyt lub inny), na którym mocowany jest sensor EA. Uwzględniono w ten sposób falę sprężystą powiązaną z obudową tranzystora.

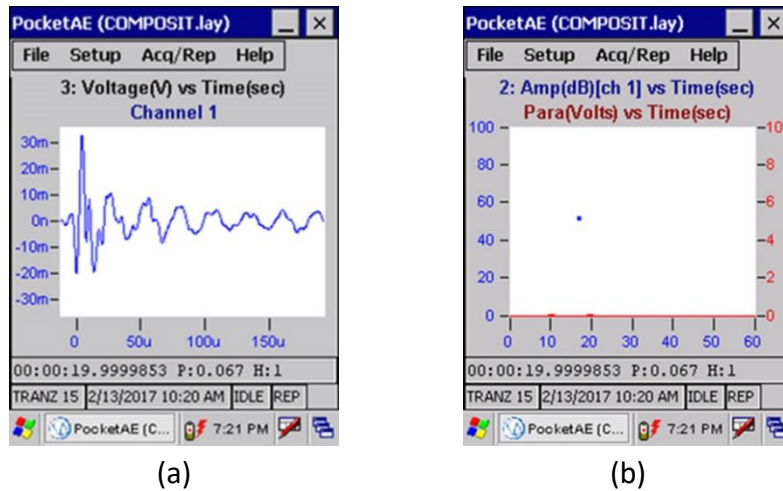


Rys. 5.20. Analizator przenośny PocetAE2 w trakcie pomiarów sygnału emisji akustycznej

Do opisu badań można było zastosować zainstalowane aplikacje na przenośnym urządzeniu (rys. 5.21).

Rysunek 5.21a przedstawia pojedyncze zarejestrowane zdarzenie emisji akustycznej na kanale pierwszym (Channel 1) przedstawione na wykresie napięcia (Voltage(V)) w funkcji czasu (Time(sec)). Napięcie jest bez składowej stałej i zawiera się w wartościach  $\pm 30$  mV, natomiast czas trwania zdarzenia wynosi 200  $\mu$ s. Z drugiego okna (rys. 5.21b) odczytujemy ilość zdarzeń (niebieskie kropki, w tym przypadku jedno zdarzenie), które zostało zarejestrowane

w około 18-tej sekundzie pomiaru i miało wartość 50 dB, oś X jest osią czasową (Time(sec)) a wartości na niej są w sekundach. Natomiast oś Y jest amplitudą i wyskalowana w dB.



Rys. 5.21. Okno aplikacji PocketAE pojedyncze zdarzenie EA:  
(a) napięcia w funkcji czasu, (b) amplitudy w decybelach w funkcji czasu

Przy pomiarach można było odnotować zdarzenia emisji akustycznej skorelowane z impulsami wywołującymi przełączenie tranzystora. Pomiarzy te pozwoliły zatem jednoznacznie stwierdzić występowanie/emisję fal sprężystych w trakcie pracy tranzystora. Z punktu widzenia samej pracy, niemniej istotne było również określenie częstotliwości przy których sygnał EA jest generowany. Samo występowanie emisji akustycznej dawało jednocześnie odpowiedź, że istnieje możliwość poszukiwania miar i metod, które można wykorzystać w diagnozowaniu tranzystorów IGBT.

## 5.5 Rejestracja sygnału za pomocą oscyloskopu (bez filtracji)

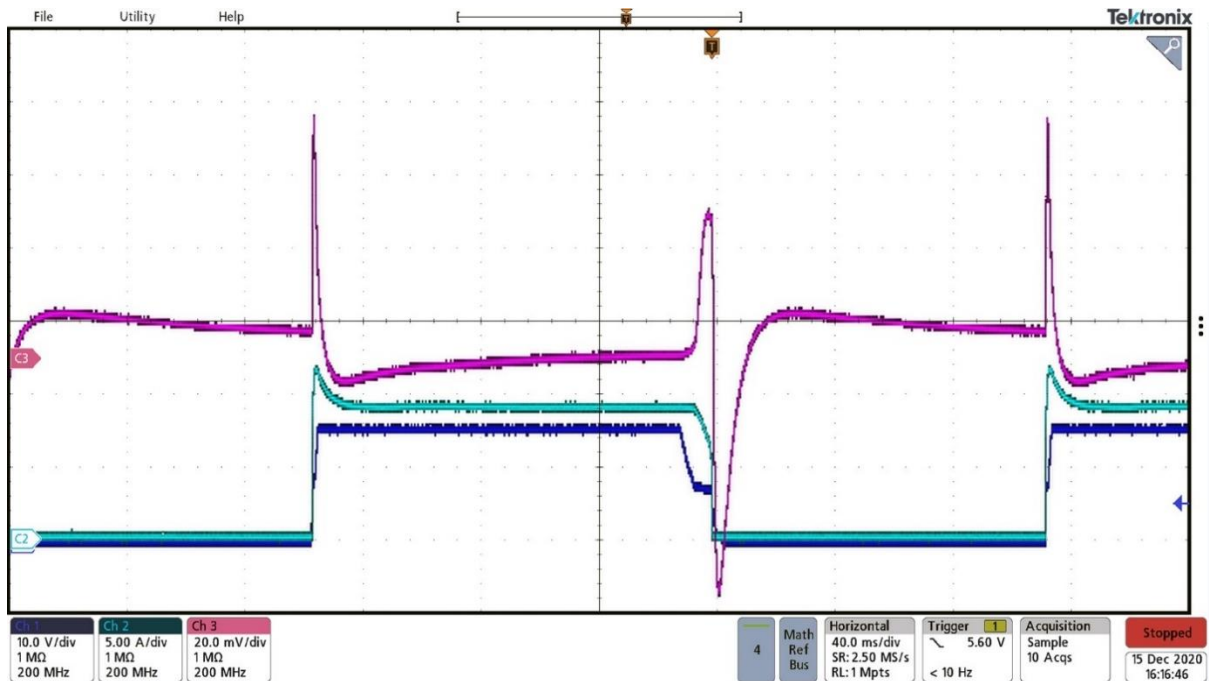
Kolejnym krokiem badawczym było wykorzystanie cyfrowego oscyloskopu marki Tektronix o rozdzielczości 10 milionów próbek, wraz z możliwością eksportu zapisanego wyniku do pliku CSV (*comma-separated values*). Plik ten był następnie eksportowany do komputera PC i poddany obróbce w środowisku Matlab.

Do analizy wybrano obszar narastania (załączenie) lub opadania (wyłączenie) impulsu podczas pracy tranzystora. Częstotliwość przełączeń nie była jednak na tyle wysoka, żeby uchwycić interesujące fragmenty sygnału pomiędzy przełączeniami. Wyzwalanie podstawy czasu (trigger) odbywało się za pomocą zewnętrznego sygnału pochodzącego z amperomierza cęgowego, który monitorował prąd przełączenia układu. Po ustabilizowaniu i zawężeniu okna czasowego zapisywano obszar, w którym sensor emisji akustycznej „wykrywał” przełączenie (rys. 5.22).

Na rysunku 5.22 uwidocznione są 3 kanały:

- sygnał CH1 (niebieski) – przełączenie tranzystora odczytane z amperomierza cęgowego,

- sygnał CH2 (turkusowy) – emisja akustyczna odnotowana na sensorze *Vallen VS600-Z1*,
- sygnał CH3 (róż) – emisja akustyczna odnotowana na sensorze WS Alfa.



Rys. 5.22. Przełączanie tranzystora IGBT

W trakcie badań, należało mieć na uwadze, że informacja zawarta w czasie zmiany stanu tranzystora obejmowała wiele zjawisk zachodzących podczas przełączania. Sensor mógł rejestrować emisję akustyczną wywołaną np.: zmianą temperatury obudowy, zmianą temperatury złącza tranzystora, zmianami zachodzącymi wewnątrz materiału półprzewodnikowego itp. W celu analizy posiadanego pliku czasowego, należało (jak w poprzednich przypadkach) podać sygnał odpowiedniej analizie matematycznej, np.: FFT, amplitudowo-czasowo-częstotliwościowej itp.

Te badania nie dawały bezpośredniej odpowiedzi jakie jest źródło i jaki rodzaj emisji akustycznej rejestruje sensor, jednak przybliżyły do zdefiniowania odpowiedzi na pytanie jakie zjawiska fizyczne generują powstawanie zjawisk falowych emisji akustycznej.

Dużym problemem w rejestracji fal w przypadku tranzystorów przez które płynął stosunkowo nieduży prąd był niewielki (niekiedy trudny do rejestracji) sygnał wyjściowy z sensora.

## 5.6 Analiza wpływu temperatury zewnętrznej na poziom rejestrowanego sygnału EA

Aby uzyskać odpowiedź czy istotny wpływ na powstanie (generowanie) sygnału falowego ma zmiana temperatury, tranzystor umieszczano w środowisku o różnej/zmieniającej się temperaturze. Obserwowano głównie amplitudę sygnału w czasie. Osiągnięcie wymaganej



temperatury otoczenia tranzystora uzyskiwano przy pomocy płyty grzewczej. Aby wyeliminować działanie termistora w płycie oraz utrzymywać stałą, podwyższoną temperaturę (zwykle niższą niż 100 stopni Celsjusza), zastosowano w układzie zasilania autotransformator.

Regulacja wartością napięcia na autotransformatorze powodowała proporcjonalne zmiany temperatury, a przy stałym napięciu (niższym niż 230 V) możliwa była względna stabilizacja temperatury spirali grzewczej płyty. Pomiar przy różnych wartościach temperatury otoczenia miały w późniejszej analizie pomóc wyeliminować wpływ gwałtownych zmian temperatury złącz i obudowy.

W wyniku prowadzonych w ten sposób eksperymentów, potwierdzono związek pomiędzy temperaturą występującą na obudowie tranzystora, a amplitudą sygnału źródłowego emisji akustycznej. Badanie uwzględniało zakres bezpiecznych temperatur zarówno dla badanego tranzystora jak i zastosowanego sprzętu pomiarowego. Było ono jednocześnie wstępem do zawężenia pomiarów, które mogły bardziej precyzyjnie określić wspomniane zależności. Przyjęty proces badań pozwolił utworzyć tabele zależności zmian amplitud (oraz zmian pasma częstotliwości) w zależności od wpływu temperatury powierzchni tranzystora. Eksperyment ten został opisany przez autora rozprawy w pracy [29].

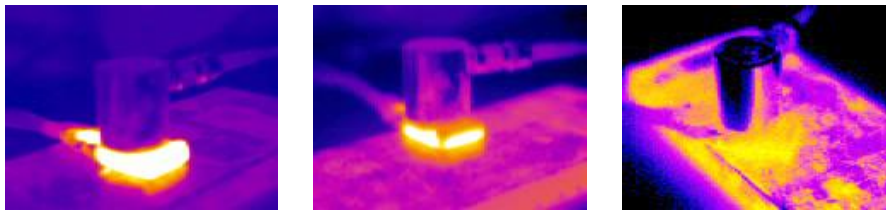
Zaproponowane tabele zależności, mogłyby być bardzo istotne podczas eksploatacji urządzeń opartych na półprzewodnikach mocy szczególnie w zróżnicowanym środowisku morskim, gdzie układy sterujące pracują w temperaturze bliskiej 0°C, ale także w warunkach (np. jednostki pływające w warunkach tropikalnych), gdzie temperatura w słońcu potrafi znacznie przewyższyć 50°C.

Pomiar przeprowadzono dla różnych temperatur, wyższych od temperatury otoczenia. Kontrolę temperatury zapewniał elektroniczny pirometr oraz obraz z kamery termowizyjnej firmy Sonel (rys. 5.23).



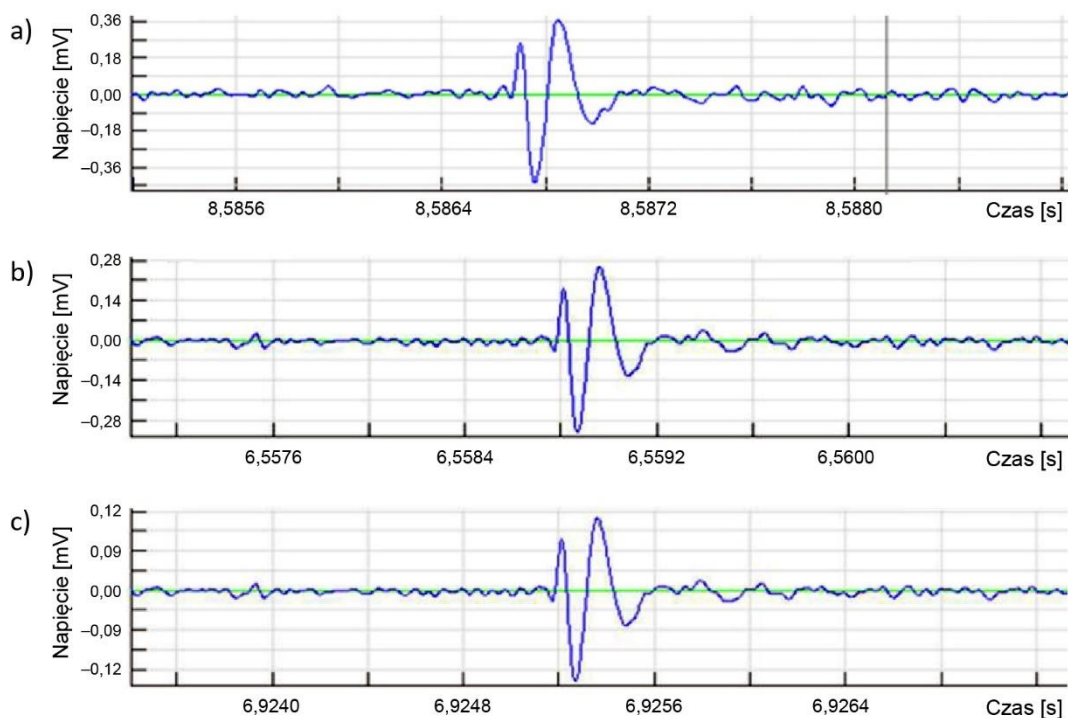
Rys. 5.23. Pomiar Kamera termowizyjną

Obraz z kamery pokazywał wizualnie zmianę kontrastu i koloru badanego tranzystora i płytki podgrzewanej rysunek 5.24.



Rys. 5.24. Przykłady różnego stopienia nagrzania tranzystora i płytki grzewczej, na której się znajdował

Do interpretacji wybrano temperatury 25, 45 i 75 stopni Celsjusza (pomiarów dokonano więcej). Czasowy sygnał emisji akustycznej pokazuje wyraźny impuls przełączenia tranzystora, rysunek 5.25.

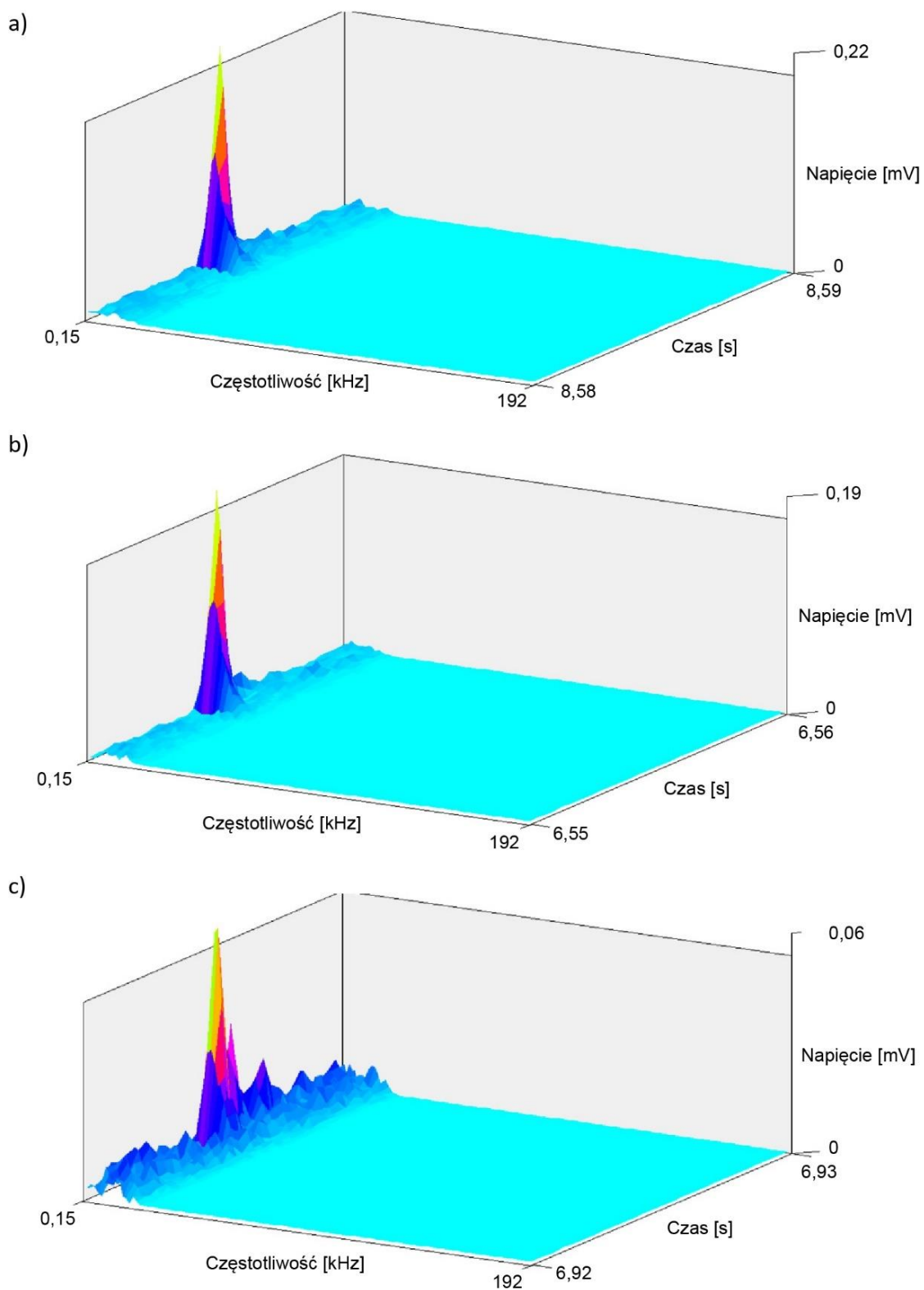


Rys. 5.25. Pojedyncze zdarzenia emisji akustycznej przy temperaturze otoczenia:  
(a) 25°C, (b) 45°C, (c) 75°C

Przedstawiony na rysunkach 5.25 a, b, c pojedynczy impuls jest wycinkiem pomiaru z dłuższego interwału czasowego, a skala czasowa (podobnie jak amplituda) nie jest znormalizowana. Skala amplitudy została dostosowana do uwypuklenia podobieństw sygnałów. Jednak porównując wartości na osi amplitudy można zaobserwować, że przy wyższych temperaturach są one niższe, zatem fala sprężysta generująca napięcie na sensorze emisji akustycznej ma mniejszą amplitudę i energię.



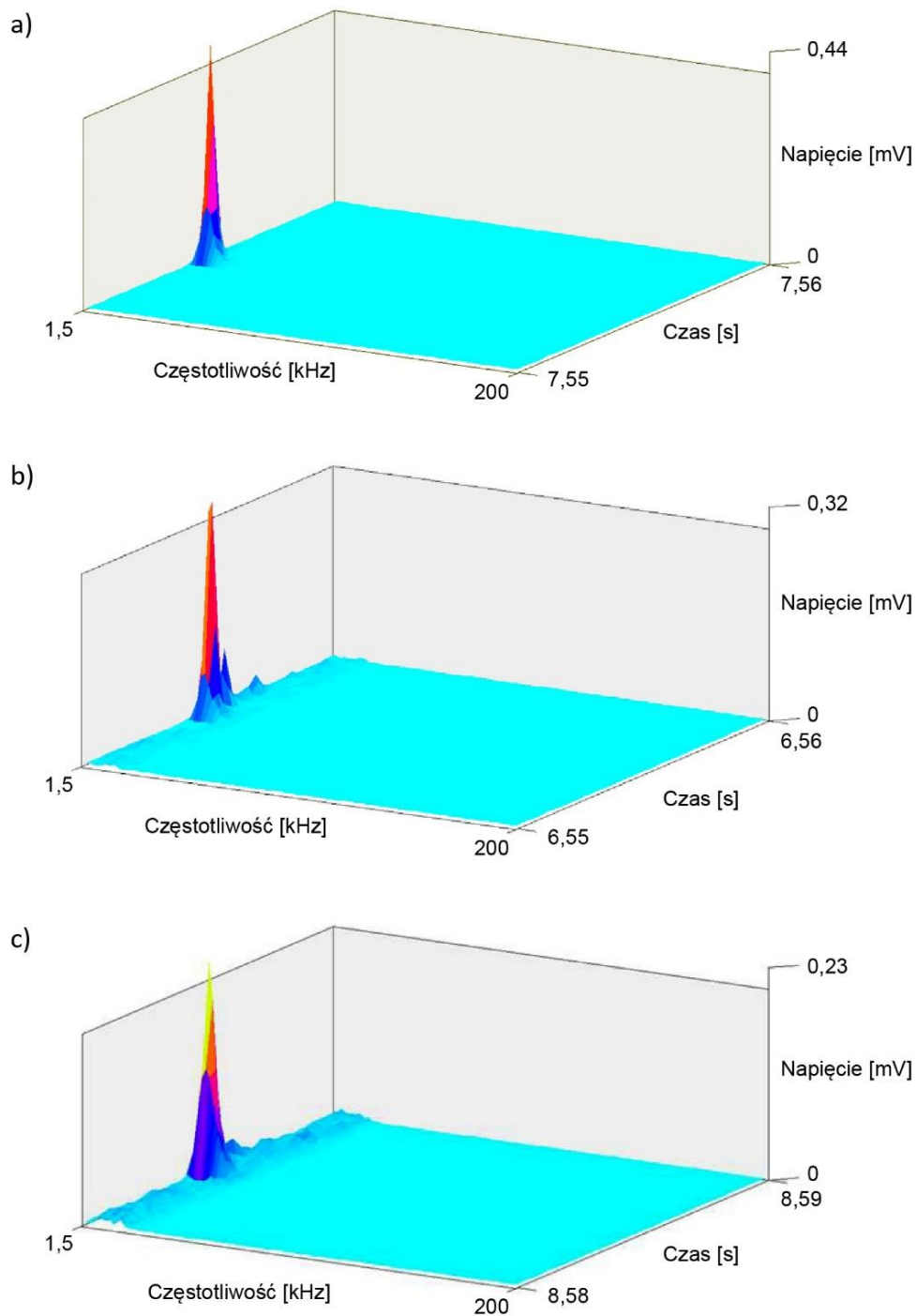
Otrzymane dane poddano także analizie w pasmach częstotliwości (amplitudowo-czasowo-częstotliwościowej), co zobrazowano na rysunku 5.26.



Rys. 5.26. Charakterystyka amplitudowo-czasowo-częstotliwościowa przełącznego tranzystora IGBT w temperaturze otoczenia: a) 25°C, b) 45°C, c) 75°C

W miarę wzrostu temperatury, oprócz wyraźnego piku związanego z przełączeniem tranzystora, pojawiają się sygnały falowe z widocznymi dodatkowo harmonicznymi. Pojawiają się także „szумы temperaturowe”.

Widmowa gęstość mocy (*Power Spectrum Density*) jest przedstawiona na rysunkach 5.27, gdzie rozkład mocy jest w funkcji czasu i częstotliwości.

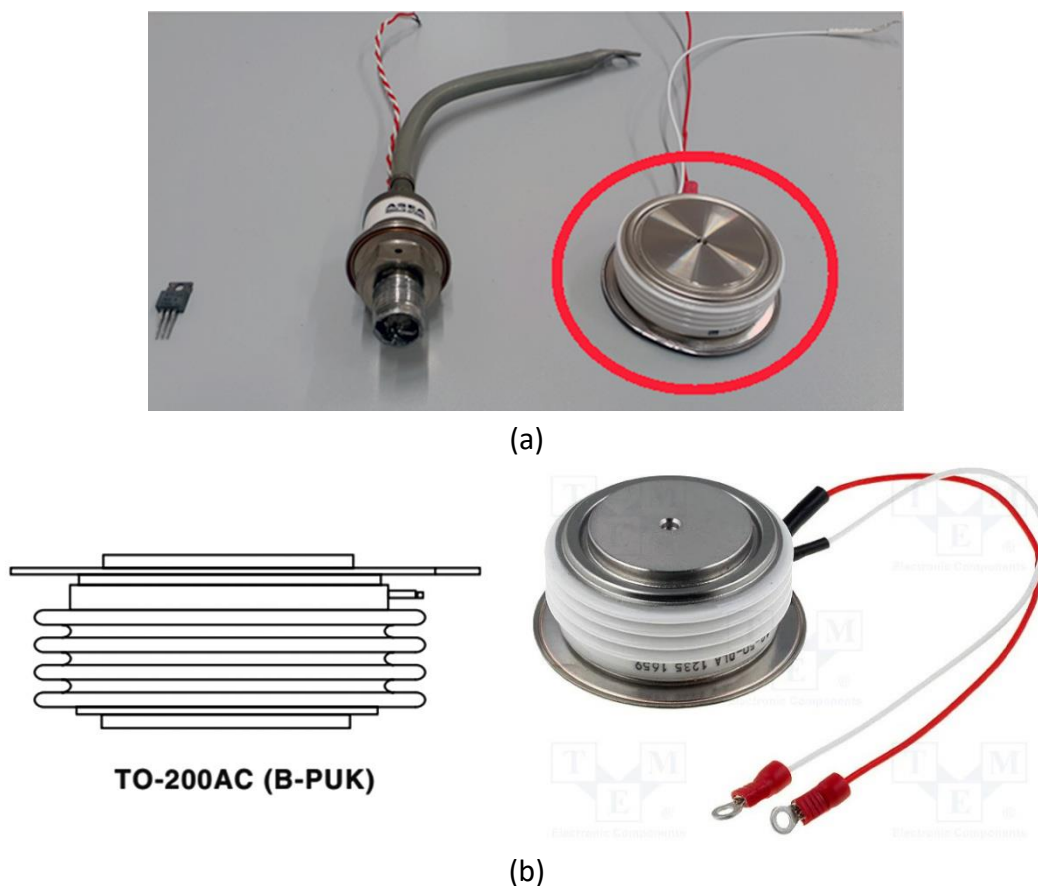


Rys. 5.27. Amplitudowo-czasowo-częstotliwościowa charakterystyka widmowej gęstości mocy przełącznego tranzystora w temperaturze: a) 25°C, b) 45°C, c) 75°C

Z analizy opisanych wyżej pomiarów i przekształceń matematycznych można wyciągnąć wnioski, że główny sygnał emisji akustycznej uzyskanej na tranzystorach pochodzi od fali sprężystej wygenerowanej przez gwałtowną zmianę temperatur. Ponadto, jeżeli różnica temperatur pomiędzy obudową a wnętrzem układu jest mniejsza, to amplituda sygnału emisji akustycznej jest również niższa.

## 5.7. Emisja akustyczna podczas przełączania tyrystora

W okrętowych układach przekształtnikowych, równie istotnym (jak tranzystor) elementem, jest tyrystor. Badaniu poddano zatem tyrystor GTO. W jego nazwie ukryta jest główna zaleta tego elementu i różnica pomiędzy tyrystorami SRC i innymi. Tyrystor GTO ma wyłączaną bramkę. Wyłączenie bramki oznacza, że można wprowadzić tyrystor w stan przewodzenia, ale również go zamknąć, czyli wprowadzić w zatkanie. Zaletą stosowania tyrystorów GTO jest możliwość przełączania bardzo dużych napięć i natężeń prądów. Przykładowe (badane w trakcie realizacji pracy doktorskiej) tyrystory przedstawiono na rysunku 5.28.



Rys. 5.28. Przykładowy wygląd tyrystorów poddanych badaniom: (a) różne obudowy tyrystorów, (b) wycinek z noty aplikacyjnej tyrystora ST700CLPbF

Z uwagi na częstość stosowania w morskich układach energoelektronicznych, szczególnie w badaniach poddany został tyrystor ST700CLPbF w obudowie TO-220AC (B-PUK). Został

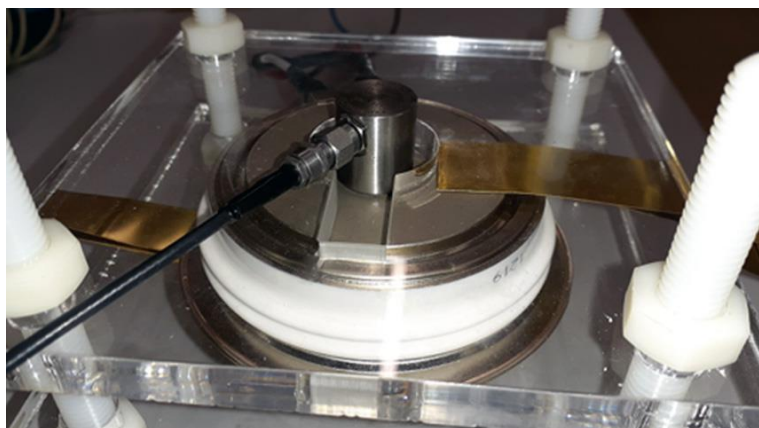
on wybrany również dlatego, że przełącza prądy o znacznych natężeniach – do 1 kA. Element wykonawczy takiego tyrystora ze stykami połączeniowymi nie jest lutowany, lecz prasowany. Robi się tak po to, aby zredukować różnicę we współczynnikach rozszerzalności cieplnej, tzw. CTE (*coefficient of thermal expansion*). Każdy element użyty do produkcji tyrystora ma inny współczynnik CTE. Mniejsza ilość elementów ogranicza niedopasowanie tych współczynników (np. lutując styki dodajemy spoiwo, które z temperaturą pracuje inaczej niż sam element wykonawczy). W tabeli 5.2 podano wartości zmiany objętości różnych materiałów dla określonej temperatury.

Tabela 5.2. Współczynniki zmiany objętości w określonej temperaturze dla wybranych materiałów [41]

Materiał	Współczynnik rozszerzalności cieplnej CTE ( $\mu\text{m}/\text{mK}$ ) w 300 K
Krzem (Silicon)	4,1
Miedź (Copper)	16–16,7
$\text{Al}_2\text{O}_3$ – Trójtlenek diglinu (Aluminum Oxide AL98)	6,2
Wolfram (Tungsten (W))	4,5
Molibden (Molybdenum (Mo))	4,9
Glin (Aluminum (Al))	13,1
Stop lutowniczy (60/40 (Pb/Sn eutektyk))	25

Ponieważ nie da się dopasować elementów tyrystora w taki sposób, aby każdy miał podobny współczynnik rozszerzalności cieplnej założono, że podczas pracy i nagrzewania się tyrystora różnica współczynników CTE będzie powodowała powstanie fal sprężystych możliwych do detekcji za pomocą czujników emisji akustycznej.

Tyrystor umieszczono w specjalnie skonstruowanej obudowie z pleksiglasu (rys. 5.29).



Rys. 5.29. Tyrystor GTO z zamontowanym czujnikiem emisji akustycznej typu WS Alfa firmy Physical Acoustic Corporation [41]

Pomimo stosunkowo niskiej temperatury topnienia, materiał ten był wystarczający, ponieważ czas pracy oraz moc wydzielana na tyrystorze nie powodowała nadmiernego nagrzewania się jego obudowy. Parametry graniczne nie zostały osiągnięte. Maksymalne natężenie prądu na tyrystorze jaki został przełączany to 100 A, natomiast jego wartość graniczna wynosi 1200 A.

Aby doprowadzić tak duży prąd do tyrystora zastosowano miedziane taśmy. Jako sensor do rejestracji emisji akustycznej powstałej wewnątrz struktury tyrystora GTO wybrano szerokopasmowy sensor EA firmy Physical Acoustic Corporation WS Alfa o paśmie przenoszenia wynoszącym od ok. 0 do 1 MHz.

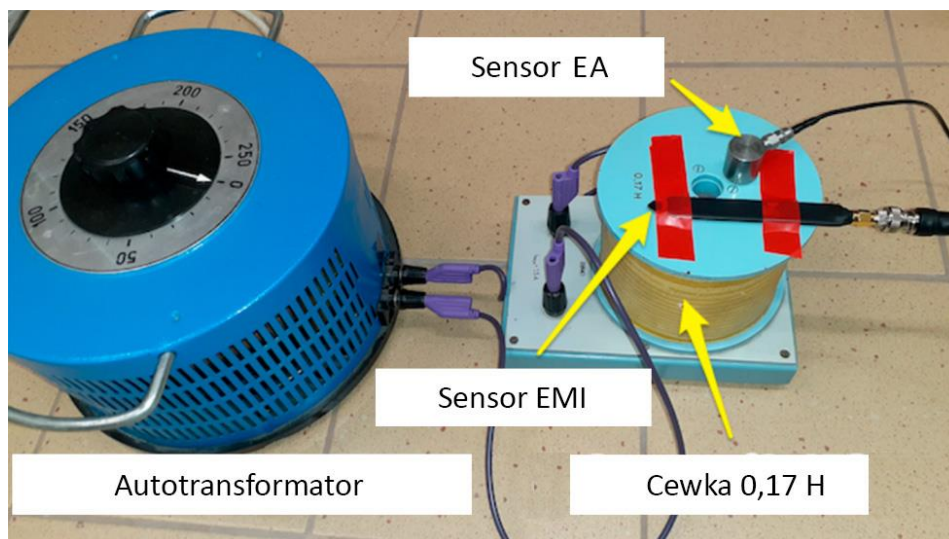
Jako źródło prądu posłużył zestaw do badania prądów zwarciovych.

Sam tyrystor, który w stanie otwarcia ma znikomą rezystancję, był odbiornikiem (nie było elementów pośredniczących), zatem ograniczenie prądu następowało na zwarciownicy.

Jako element rejestrujący pomiar zastosowano oscyloskop marki Tectronix, który posłużył jako magazyn danych.

Ma on możliwość zapisania do kilku miliomów próbek sygnału, które można wyeksportować w postaci pliku a następnie poddać obróbce, np. zobaczyć widmo sygnału używając do tego różnych algorytmów np.: FFT lub przeprowadzić na nim inne przekształcenia za pomocą programów matematycznych (w badaniach użyto programu Matlab).

Aby pomiary były miarodajne, starano się wykluczyć wpływ czynników zewnętrznych. Dlatego przeprowadzono szereg badań, które miały zweryfikować pochodzenie (źródło) sygnału emisji akustycznej. Określenie pojedynczych sygnałów (pochodzących z różnych źródeł), pozwoliło na eliminację ich z sygnału „zbiorowego”, dzięki czemu po takiej filtracji, istniała pewność, że spodziewany sygnał pochodzi z konkretnego źródła. Na rysunku 5.30 przedstawiono sensor emisji akustycznej oraz sensor pola magnetycznego. Oba są umieszczone na cewce o indukcyjności 0,7 H, która wytwarza silne pole magnetyczne. Badanie to miało wykluczyć wpływ pola magnetycznego na sensor.

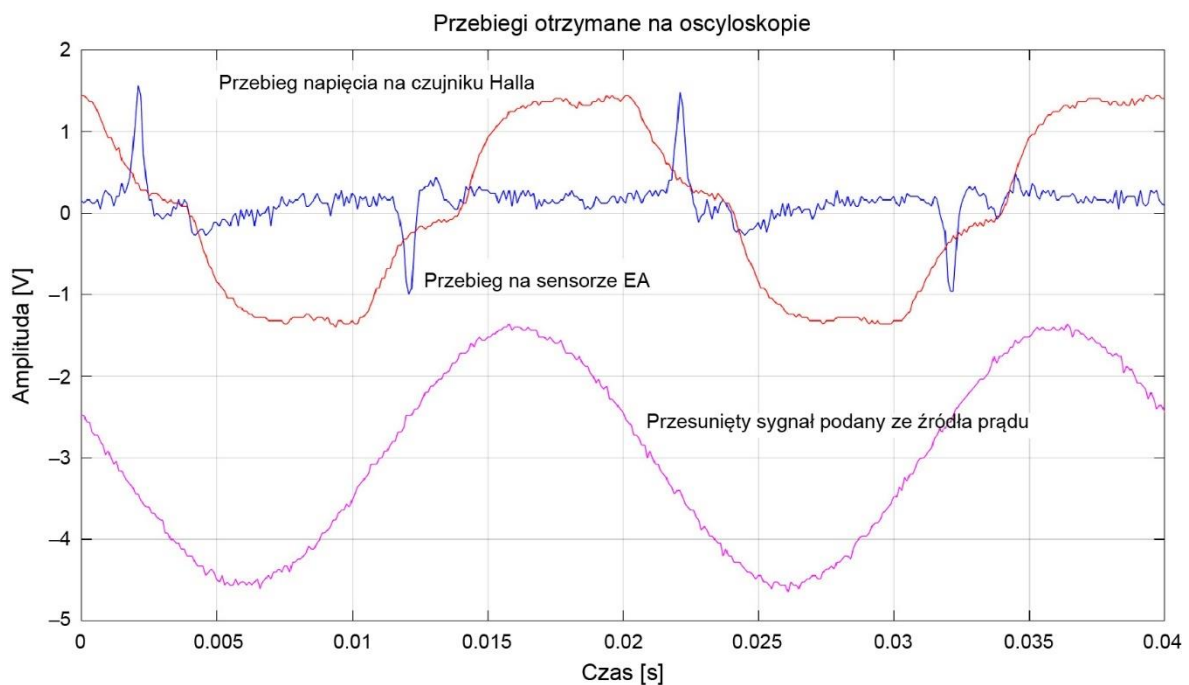


Rys. 5.30. Stanowisko do pomiaru wpływu pola magnetycznego (EMI) na pomiar EA [41]

Zaproponowaną metodę pomiarową wykonano w celu ewentualnego wyeliminowania wpływu silnego pola magnetycznego na sensor emisji akustycznej, które to pole indukuje się przy dużych natężeniach prądu. Teoretycznie, pole magnetyczne nie powinno wpływać na pomiar, ponieważ sensor emisji akustycznej jest czujnikiem o zmiennej pojemności, a jego wewnętrzna budowa jest oparta na zjawisku piezoelektrycznym. Ponieważ w specyfikacji sensora nie było żadnych wskazań obejmujących wpływu pola magnetycznego, stąd też należało to zweryfikować i potwierdzić.

Pomiar pola magnetycznego był rejestrowany za pomocą sensora EMI z czujnikiem Halla podłączonego do jednego z portów oscyloskopu. Równocześnie do innych portów podłączono wyjście sensora EA oraz cęgowy amperomierz.

Znormalizowany interwał czasowy tego pomiaru przedstawiono na rysunku 5.31.



Rys. 5.31. Przebiegi na oscyloskopie podczas badania tyrystora GTO

Przebieg w kolorze czerwonym (z rys. 5.31) został zarejestrowany na czujniku Halla (czyli pomiar EMI), natomiast przebieg w kolorze niebieskim pochodzi z sensora EA; magneta to prąd źródła.

Z rysunku 5.31 wnika, że sensor emisji akustycznej zarejestrował moment zmiany polaryzacji napięcia (przejście przez zero) i generuje impuls napięciowy na wyjściu. W dalszych badaniach oddalano sensor od źródła pola magnetycznego co skutkowało zmniejszaniem się amplitudy wygenerowanego impulsu.

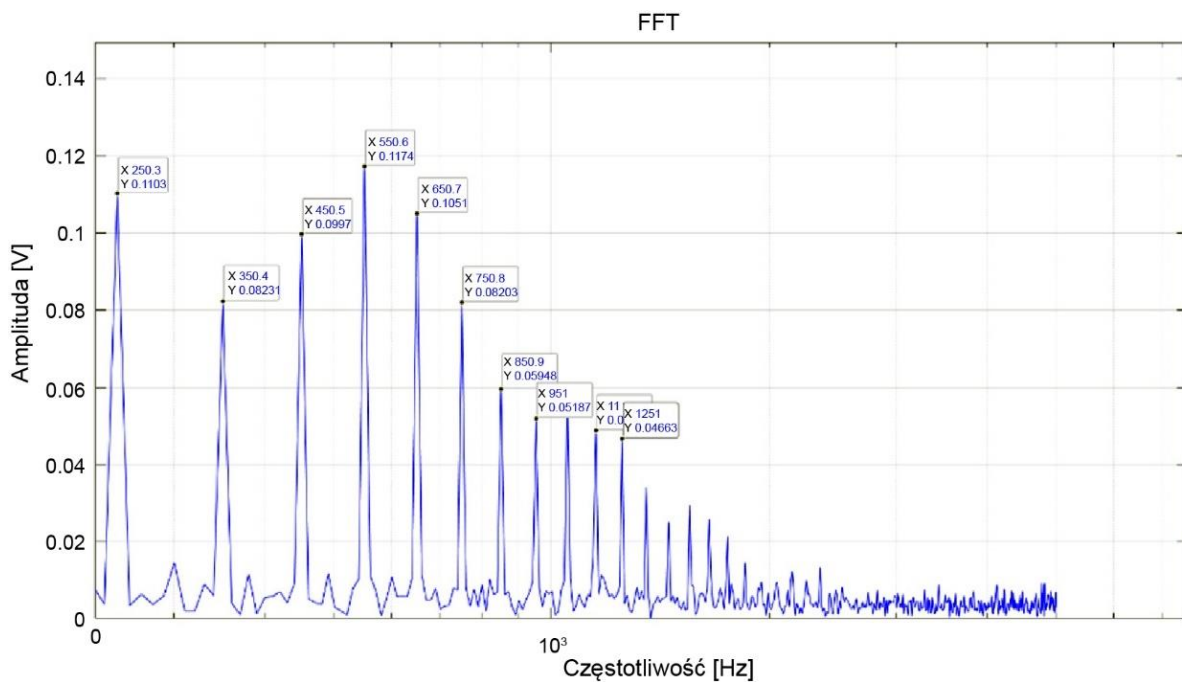
Z pomiarów nasunął się istotny wniosek, że **pola magnetyczne wpływają na pomiar emisji akustycznej** i aby mierzyć to zjawisko na określonym elemencie, należy sensor odizolować od silnych pól magnetycznych, np.: dławików, uzwojeń transformatorów czy silników.



Jest to istotny (dotyczących układów złożonych z tranzystorów oraz dławików lub transformatorów) wniosek. Należy go uwzględnić, ponieważ z punktu widzenia praktycznych/rzeczywistych pomiarów, wpływ pól magnetycznych będzie w istotny sposób wpływał na „zafałszowanie” wyników pomiarów. W zastosowaniach okrętowych taki zafałszowany pomiar dotyczyć może np. diagnozowania łożysk czy kół zębatych przekładni znajdującej się przy prądniccy wałowej statku. Podobnie, dotyczyć to będzie diagnozowania układów energoelektronicznych samej prądniccy.

Uwzględniając powyższe, dalsze pomiary były prowadzone z monitorowaniem pola magnetycznego za pomocą czujnika Halla i w miarę możliwości daleko od źródła EMI. Uwzględniono przy tym stosowanie ekranowania za pomocą uziemionych zasłon metalowych.

Przy pomiarze przełączeń tyrystora GTO użyto dłuższych, ekranowanych przewodów. Wyniki pomiarów wskazywały, że przy przełączaniu tyrystora generuje się impuls emisji akustycznej, który został zarejestrowany w dziedzinie czasowej. Tak zarejestrowane wyniki poddano analizie matematycznej przy pomocy szybkiej transformaty Fouriera za pomocą algorytmu napisanego w środowisku programistycznym Matlab co zwizualizowano na rysunku 5.32.



Rys. 5.32. Wykres widma częstotliwości przełączanego tyrystora GTO

Obliczone widmo sygnału wskazuje jednoznacznie, że pierwszą harmoniczną jest 50 Hz (z taką częstotliwością pracowała zwarcionnica), pozostałe harmoniczne są wynikiem przełączania tyrystora.



## 5.8. Pomiar emisji akustycznej za pomocą urządzenia LinWave firmy Vallen

Pomiar „surowego sygnału” miał zarówno zalety i wady. Wadą pomiaru była rejestracja odpowiedzi tranzystora na gwałtowną zmianę napięcia na bramce w taki sposób, że uzyskany sygnał posiadał składowe niekoniecznie związane z poszukiwaną odpowiedzią. Z drugiej jednak strony, z diagnostycznego punktu widzenia stanowiło to niewątpliwą zaletę. Uzyskanie „czystego sygnału” pozbawionego filtracji, pozwala w pełni wykorzystać różnorodne narzędzia matematyczne w celu dokładnej i jak najbardziej szczegółowej analizy pasmowej, czasowej czy częstotliwościowej.

Bez wątplenia oscyloskop zarejestrował emisję akustyczną pochodzącą od zmian przepływającego prądu przez tranzystor. W toku badań nad otrzymanym zapisem autor stwierdził, iż dominujące częstotliwości emisji akustycznej zawierały się w niskich pasmach i były spowodowane zmianami termicznymi. Miały one istotny wpływ m.in. na odkształcanie się materiałów, z których zrobiony był układ półprzewodnikowy. Różne materiały miały inne współczynniki rozszerzalności termicznej na co wyraźnie reagował sensor. Pomiaru zarejestrowane i zinterpretowane przez autora były w dolnej granicy częstotliwości określanej mianem emisji akustycznej (choć należałoby wspomnieć, że jest to definicyjny „zakres przypisany diagnostyce”, ponieważ samo zjawisko może być interpretowane jako rozprzestrzeniające się fale w zakresie od ułamka herców do rzędu megaherców). Sama nazwa emisja akustyczna jest sporna w polskim świecie naukowym, ponieważ najczęściej akustykę definiuje się jako dźwięki „słyszalne”, a emisja akustyczna rejestruje fale sprężyste w znacznie szerszym paśmie przeniesienia i jest ograniczona tylko tłumieniem tych fal oraz czułością sensorów stosowanych w pomiarach. Zatem zarejestrowane i poddane obróbce sygnały z półprzewodników spełniają wymogi definicji emisji akustycznej i teza związana z występowaniem EA półprzewodników podczas ich przełączania została udowodniona. Prowadzone kolejno badania miały na celu wyodrębnienie charakterystycznych sygnałów dla emisji półprzewodnika jako elementu krzemowego i wykrycie zmian w strukturze półprzewodnikowej lub/i zmiany stanu połączeń półprzewodnika z wyprowadzeniami. Zastosowanie różnych sensorów i przyrządów pomiarowych sygnału EA, wynikało z konieczności weryfikacji i porównania uzyskiwanego sygnału.

W celu wykrycia możliwych różnic, dokonano szeregu pomiarów mających na celu otrzymanie swego rodzaju wzorca badawczego. Wybrano do tego celu tranzystor IGBT IRG4PC30F. Wzorzec ten posłużył do poszukiwań anomalii. Uszkodzenia połączeń półprzewodnika z wyprowadzeniami układu były najczęstszym powodem spadku sprawności, a następnie awarii danego układu przełączającego.

Do poszukiwania wzorca zastosowano jeden z najnowszych aktualnie produkowanych w Europie przyrządów rejestrujących sygnały EA firmy Vallen – LinWave. Poszukiwanie to różni się od testowych pomiarów emisji akustycznej. Sama zasada pomiaru polega na doborze odpowiedniej filtracji sygnału zarówno w dziedzinie częstotliwości jak i amplitudzie. Mając odpowiednio dobrane parametry możemy określić jak często zachodziły zdarzenia niepożądane i eksperymentalnie określać poziom zużycia danego elementu.

Badania polegały zatem na znalezieniu pasma częstotliwości (oraz wartości amplitudy) powtarzającej się emisji akustycznej w trakcie przełączania półprzewodnika, a następnie

utworzeniu wzorca niekorzystnych anomalii. Dokonywano **przełączania tranzystora ze zmianą określonych parametrów i poszukiwano wzorca najbardziej „prawidłowego” (z teoretycznego punktu widzenia) przełączania.**

Użyty do badań zestaw LinWave firmy Vallen (rys. 5.33) jest wraz z oprogramowaniem zintegrowanym systemem do rejestracji sygnałów emisji akustycznej.

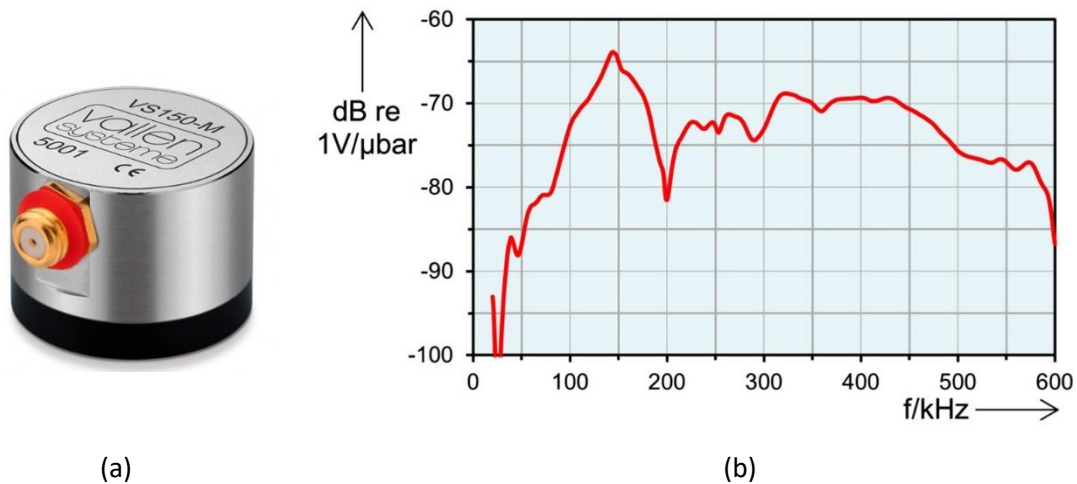


Rys. 5.33. Zestaw LinWave firmy Vallen <https://www.vallen.de/tag/linwave/>

Poza rejestracją zdarzeń, rejestrator jest wyposażony w zestawy filtrów cyfrowych, wzmacniaczy sygnału oraz narzędzia do obróbki sygnału EA. Do badań wykorzystano sensor VS150-M, którego charakterystykę i pasmo przenoszenia przedstawiono na rysunku 5.34. Różni się on od stosowanego we wcześniejszych pomiarach sensora WS Alfa ponieważ jego podstawowe pasmo przenoszenia zawiera się w granicach 100 do 450 kHz, a zatem na poziomie sprzętowym filtruje częstotliwości poniżej 100 kHz. Przy pomiarach w dziedzinie częstotliwości wyraźnie odznacza się częstotliwość rezonansowa tego sensora 150 kHz, w której sensor ma największą czułość. Częstotliwość ta jest często podawana jako częstotliwość graniczna np. przy analizie belek żelbetonowych [80]. Ponieważ trudno określić w jakiej częstotliwości powstaną fale sprężyste przy przełączaniu danego półprzewodnika, muszą być one prowadzone w różnych pasmach częstotliwości. W tym przypadku autor analizował zdarzenia w paśmie 100–450 kHz.

Zestaw LinWave jest wyposażony w dwa kanały (które można wykorzystać przy pomiarach różnicowych pochodzących z różnych źródeł). Przetwornik oferuje 10 MHz taktowania przy 16 bitowych próbkach. Czułość może być zmieniana za pomocą oprogramowania pomiędzy dwoma wartościami 50 mV (94 dBAE) i 5 V (134 dBAE). Oznaczenie dBAE jest to skala logarytmiczna sygnału emisji akustycznej, gdzie występuje logarytm z dwóch napięć i napięciem odniesienia  $U_r$  jest 1  $\mu$ V:

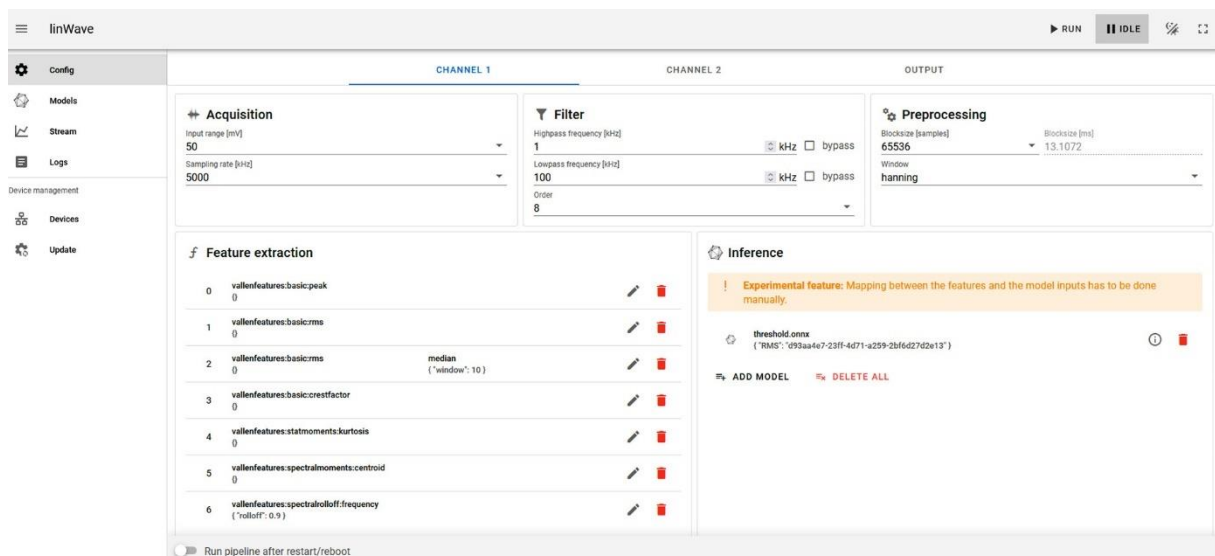
$$\text{dBAE} = 20 \log (U/U_r) \quad (5.2)$$



Rys. 5.34. Sensor VS-150M (a) sensor, (b) charakterystyka [98]

Ponadto zestaw filtruje próbki za pomocą analogowych filtrów: 10 kHz pierwszego rzędu górnoprzepustowy oraz 1 MHz szóstego rzędu dolnoprzepustowy. Zintegrowany jest również filtr cyfrowy Butterworth'a IIR (*infinite impulse filter*) o możliwości zaprogramowania częstotliwości oraz rzędu filtra. Zestaw można zsynchronizować za pomocą zewnętrznego sygnału parametrycznego, który wywołuje impuls synchronizujący programowo.

Komunikacja z zestawem odbywa się za pośrednictwem ethernetu. Część parametrów można już ustawić na poziomie wejściowym za pomocą klienta WWW (rys. 5.35). Z diagnostycznego punktu widzenia jest to na tyle istotne, że pozwala na zdalną rejestrację i przekazywanie sygnału np. z układów sterowania siłowni wiatrowych (w szczególności morskich).



Rys. 5.35. Panel klienta WWW zestawu LinWave

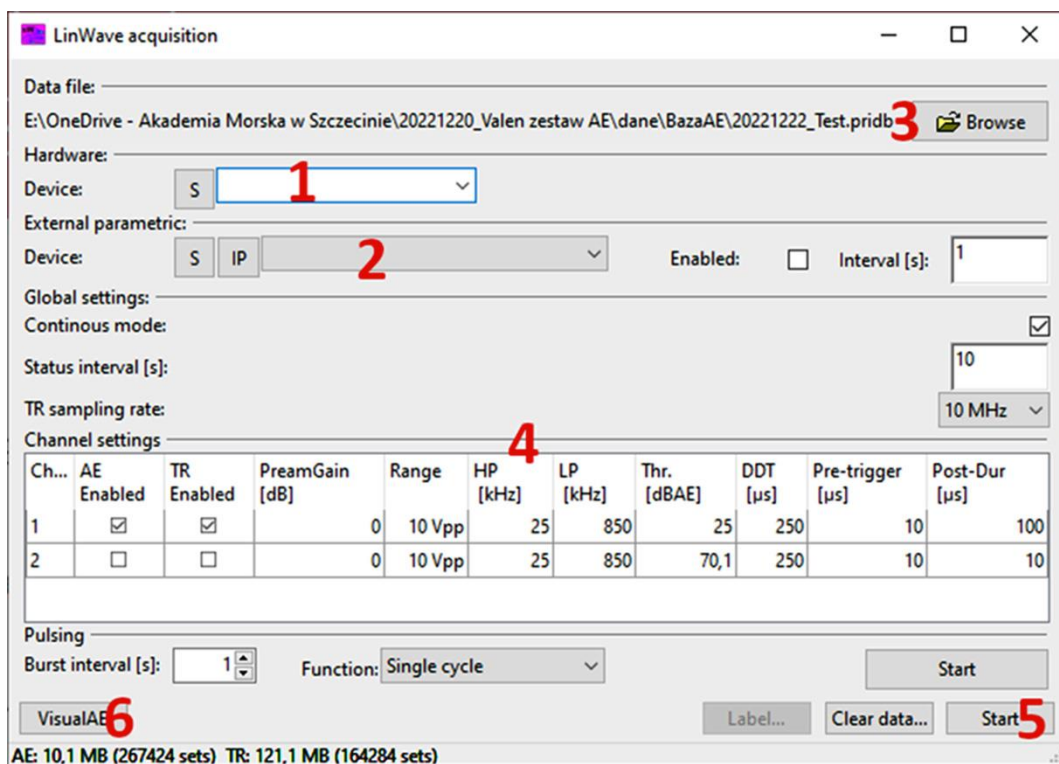
Z ważniejszych parametrów do ustawienia z poziomu klienta WWW są:

- napięcie wejściowe z sensora, dwie opcje: 50 mV oraz 5 V,

- lista z wyborem częstotliwości próbkowania,
- częstotliwość graniczna dla filtra górnoprzepustowego,
- częstotliwość graniczna dla filtra dolnoprzepustowego,
- rząd filtrów od 2 do 8,
- rodzaj okna normalizującego oraz ilość próbek.

Z poziomu klienta WWW daje duże możliwości pracy nad zdarzeniami emisji akustycznej. Istnieje możliwość zarejestrowania pomiaru oraz interpretację sygnałów w dziedzinie czasu oraz częstotliwości. Istnieje możliwość użycia języka skryptowego, aby stworzyć własny program.

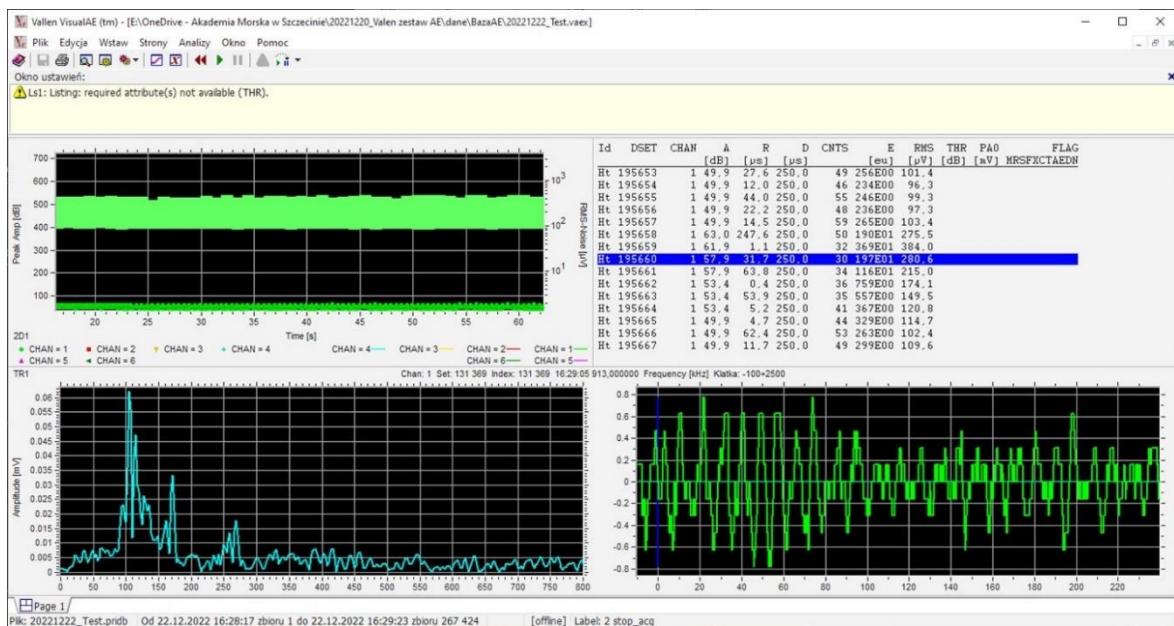
Duże możliwości daje program LinWave acquisition firmy Vallent, gdzie można ustawić parametry dla otrzymanego sygnału, pomijając klienta WWW. Okno programu przedstawia rysunek 5.36.



Rys. 5.36. Program LinWave acquisition

Zestaw LinWave oraz układ z wejściem parametrycznym jest połączony z komputerem PC za pomocą kabla sieciowego, a komunikacja jest za pomocą protokołu TCP/IP. Na rysunku 5.36 w zaznaczonym miejscu oznaczonym numerem 1 mamy możliwość wyboru zestawu LinWave o określonym numerze IP, w standardowym przypadku jest to numer 192.254.100.100. Pod numerem 2 jest adres wejścia parametrycznego, które jest osobnym układem z wejściem na sygnał od 0 do 10 V. Całym układem zarządza switch przemysłowy PoE, podłączony przez kartę sieciową do komputera PC. Dane pobrane z LinWave są zapisywane w pliku bazy MySQL o ścieżce dostępu wybieranej za pomocą przycisku „Browse” (nr 3 na rys. 5.36).

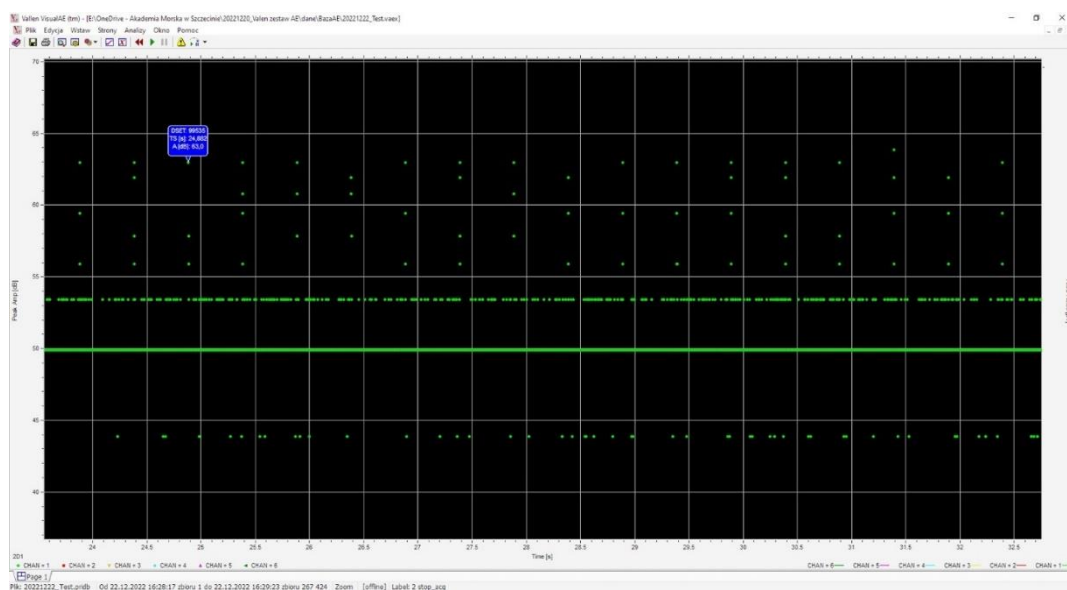
Parametry zapisu możemy zmieniać w punkcie 4, natomiast 5 „Start” powoduje zapis pomiaru do pliku. Przycisk 6 powoduje uruchomienie programu VisualAE (rys. 5.37).



Rys. 5.37. Przykładowy zrzut z ekranu programu VisualAE

Program ten daje możliwość szerokiej obserwacji zdarzeń emisji akustycznej jak i szerokiej gamy filtrów, które możemy zdefiniować dla konkretnych paramentów. Program pracuje w czasie pseudorzeczywistym lub na zapisanych plikach o rozszerzeniu \*.pridb.

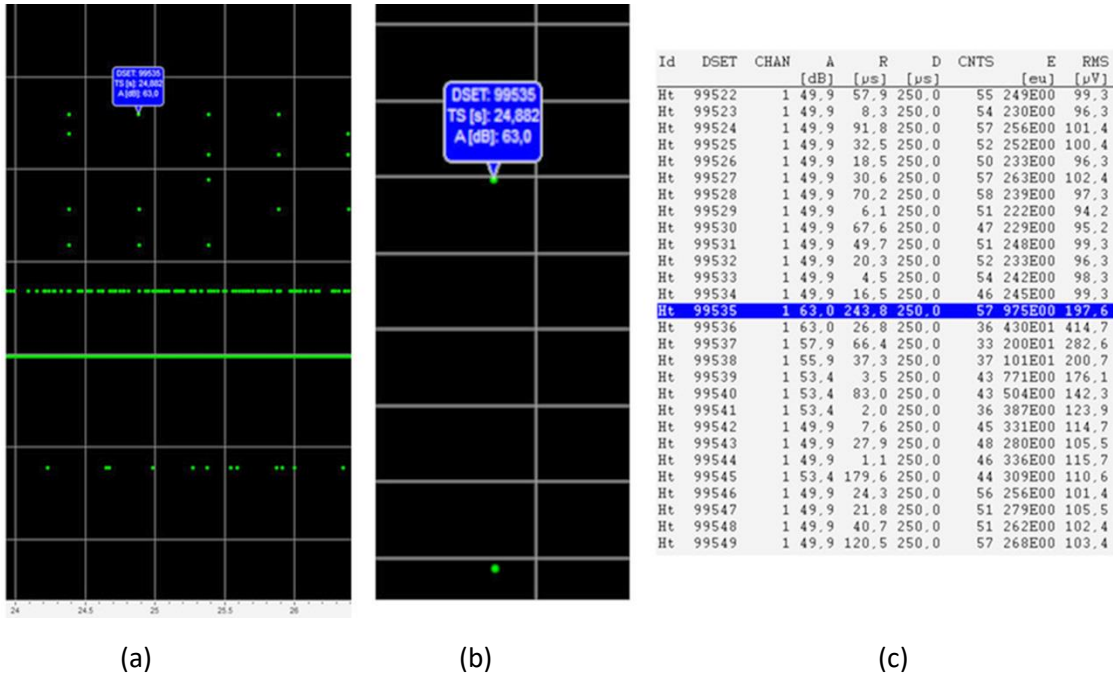
Po wybrze parametrów określających zdarzenie emisji akustycznej i zarejestrowaniu odpowiedniej próbki danych, program daje możliwość analizy zdarzeń. Na rysunku 5.38 przedstawiono w formie wykresu zdarzenia emisji akustycznej w konkretnym pomiarze.



Rys. 5.38. Zdarzenia emisji akustycznej przedstawione na jednej z kart programu VisualAE

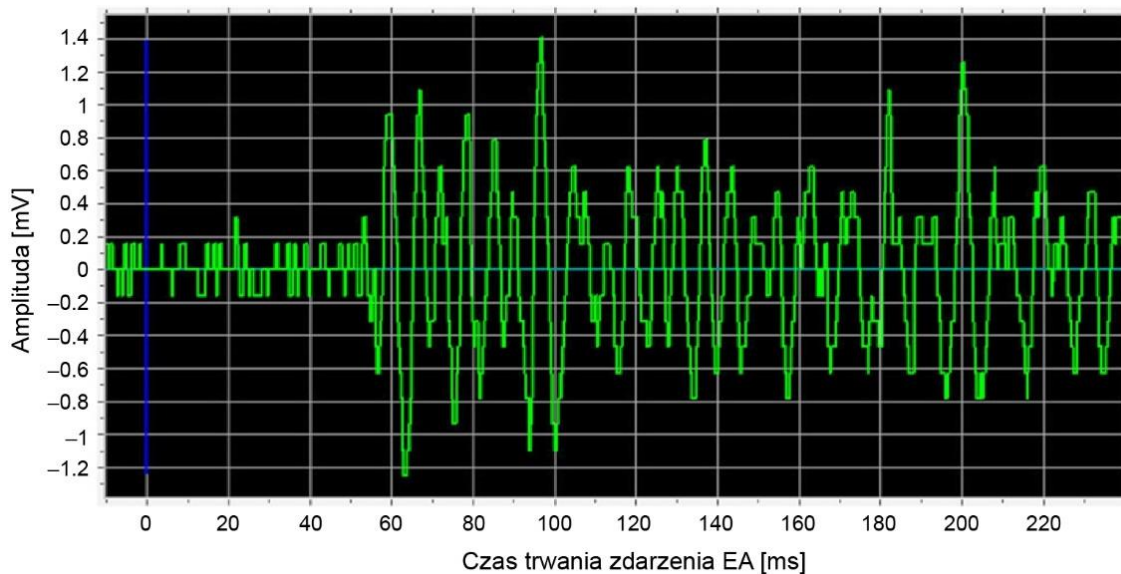


Pomiar ten był wykonany na tranzystorze IRG4PC30F przełączanym prądem 10 A przy zmianach częstotliwości przełączania tranzystora od herców po pojedyncze kiloherce. Zielone punkty to zarejestrowane zdarzenia (rys. 5.39).

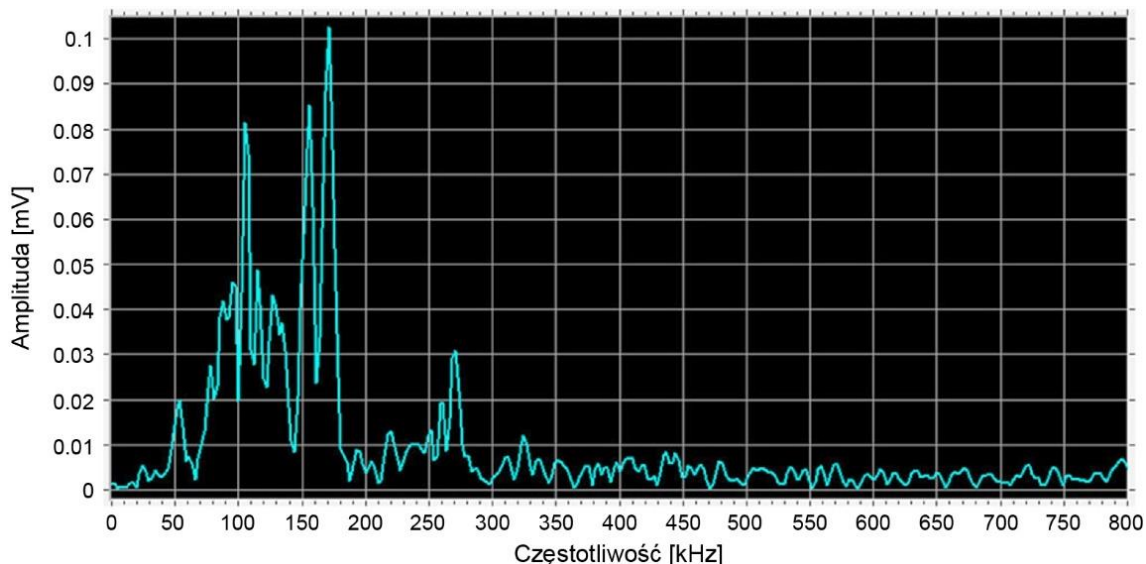


Rys. 5.39. Przykładowe zdarzenie emisji akustycznej i jego opis w programie VisualAE; (a) wycinek zdarzeń w formie punktów, (b) zdarzenie z opisem, (c) opis zdarzenia w formie tekstowej

Konkretne zdarzenie EA można odszukać na wykresie i odczytać jego parametry oraz analizować jego wystąpienie w czasie (rys. 5.40) i częstotliwości (rys. 5.41).



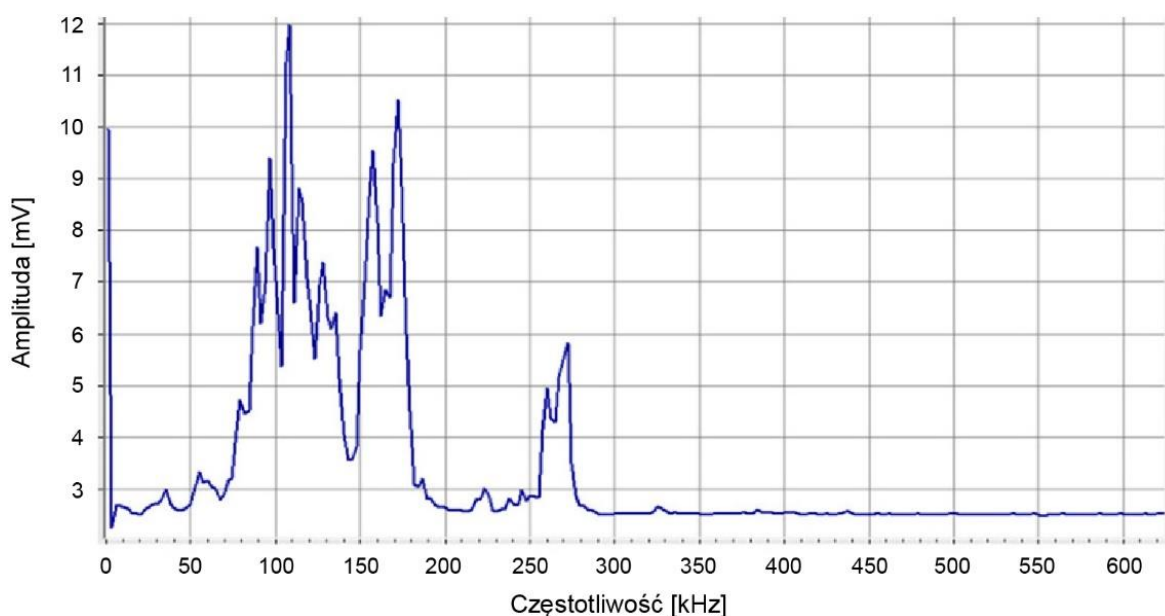
Rys. 5.40. Przykładowe zdarzenie EA amplituda w funkcji czasu



Rys. 5.41. Przykładowe zdarzenie EA amplituda w funkcji częstotliwości

Przy zastosowanych ustawieniach, na jedno przełączenie tranzystora notowano od 5 do 8 zdarzeń EA. Próg rejestracji zdarzeń emisji akustycznej w wyżej przedstawionym przypadku był ustawiony na 25 dBAE co było wartością niewiele większą od szumów własnych zestawu. Taka czułość powodowała, że zestaw rejestrował poza momentami przełączenia różne szумы występujące na tranzystorze. Choć są one równie ciekawe jak przełączenie, na wykresach widać, że najbardziej energetycznymi momentami są przełączenia. Częstość przełączeń można odczytać z osi x, częstotliwości w kHz.

Program TR-FFT-Averager uśrednił wszystkie, w tym przypadku ponad 150 tysięcy zdarzeń emisji akustycznej i transformował wyniki w dziedzinie częstotliwości (rys. 5.42).

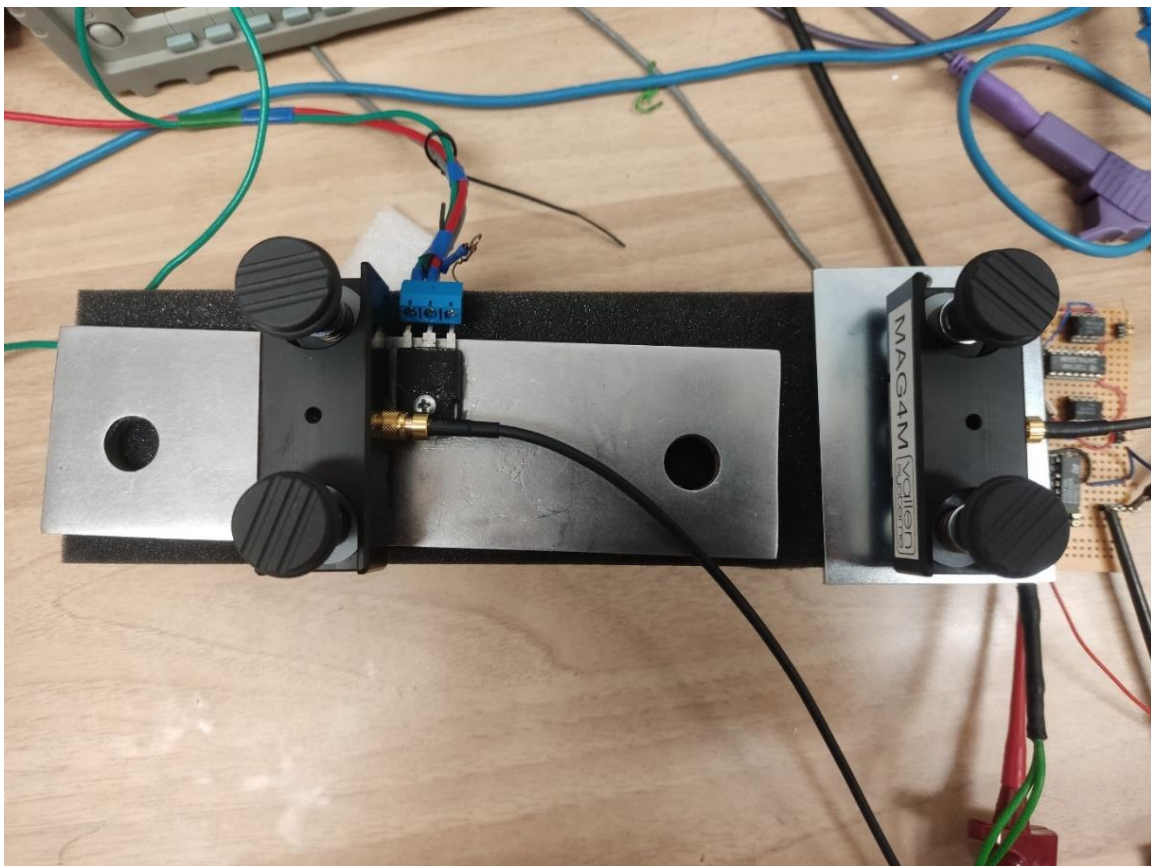


Rys. 5.42. Średnie wartości amplitudy sygnału w dB w zależności od częstotliwości



Wykres (rys. 5.42) zwraca uwagę na pasma oraz konkretne częstotliwości występowania emisji akustycznej. Emisje te były w dalszych badaniach rozpatrywane jako przydatne przy diagnostyce tranzystora.

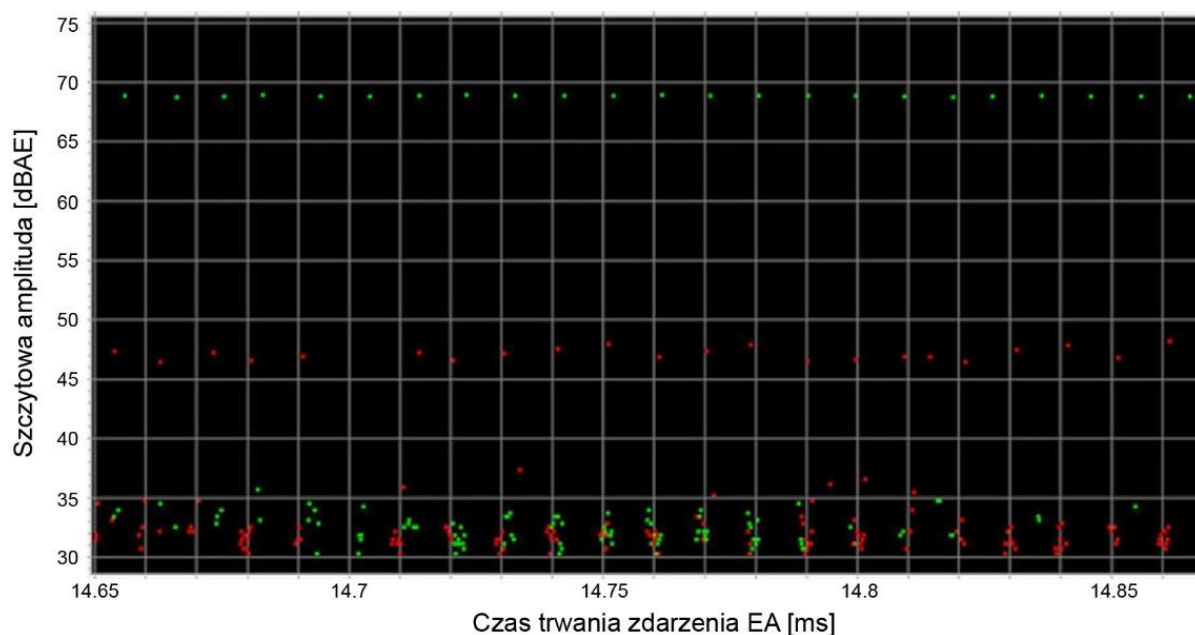
Aby zminimalizować wpływ zdarzeń emisji niezwiązanych z przełączaniem tranzystora do następnych badań użyto dwóch takich samych sensorów, jednak jeden z nich był obok płytki radiatora tranzystora, jak na rysunku 5.43. Dzięki temu uzyskano dwa falowe sygnały porównawcze, z których jeden wskazywał tzw. tło. Jednocześnie w mierzonym zakresie częstotliwości sygnały docierające do sensora „bardziej odległego”, nie pochodziły bezpośrednio z istotnego dla pomiaru sygnału źródłowego. Jest to spowodowane tym, że im wyższa częstotliwość pomiarowa, tym bardziej sygnały EA oddalone od bezpośredniego źródła, są tłumione. Można podać tu pewną analogię dotyczącą pomiaru drgań urządzeń mechanicznych – sygnały niskoczęstotliwościowe przenoszą się od innych urządzeń i niekoniecznie pochodzą z badanego obiektu. Im wyższa częstotliwość pomiarowa, tym bardziej można mieć pewność źródła ich pochodzenia.



Rys. 5.43. Sensory przymocowane uchwytami magnetycznymi do niezależnych metalowych płytek

Program LinWave oraz VisualAE posłużył do wykonania szeregu testów na przykładowym tranzystorze, które sprawdzały słuszność założonej tezy pracy. Opisano test na jednym tranzystorze, ponieważ przy testach na innych półprzewodnikach wykryto podobne zachowania. Dla przejrzystości pracy opisano procedurę badania tranzystora IRG4PC30F.

Tor pomiarowy z urządzeniem LinWave ma wewnętrzne zakłócenia na poziomie około 25 dBAE dlatego w pierwszym teście ustawiono wartości na poziomie 30 dBAE inne parametry ustawiając domyślnie. Test ten pozwalał sprawdzić, gdzie występuje sygnał, który jest wolny od zakłóceń oraz ustalić poziom innych parametrów. Jeden z przykładowych pomiarów zaprezentowano na rysunku 5.44, w którym każde zdarzenie mieszczące się w określonych parametrach (w tym przypadku 30 dBAE amplituda oraz czas trwania 100 mikrosekund, zawartych w paśmie częstotliwości 25 kHz do 850 kHz), zostało na wykresie oznaczone kropką, w zależności od sensora zieloną lub czerwoną. Kolor kropki oznaczał jeden z sensorów. Zielona oznaczała zdarzenie zarejestrowane na sensorze umieszczonym na radiatorze z tranzystorem badanym, czerwona na sensorze kontrolnym (rysunek 5.43 prezentuje ułożenie sensorów).



Rys. 5.44. Pomiar testowy dla ustalenia parametrów zdarzeń emisji akustycznej związanych z przełączaniem

Parametry dobrane do testów wykazały, że próg wyzwalania rejestracji zdarzeń EA był za niski. Można to zaobserwować na rysunku 5.44, gdzie punkty czerwone przy prawidłowym pomiarze nie powinny występować. Test ten wykazał jednak, że na sensorze kontrolnym również rejestrowana jest emisja akustyczna związana z przełączaniem tranzystora. Zielone i czerwone punkty pojawiają się w tej samej chwili czasowej co 10 ms czyli z częstotliwością przełączania tranzystora przez generator. Ponieważ sensor kontrolny nie był na tej samej płytce metalowej co tranzystor, wykluczono bezpośredni wpływ tranzystora. Ponieważ nie było to przedmiotem badań można bez naukowego potwierdzenia przypuszczać, że sensor rejestrował inne sygnały związane z przełączaniem, np. drgania drutu oporowego, impuls elektromagnetyczny i inne, dlatego amplituda, przy której te zdarzenia przestały występować posłużyła jako dolna wartość graniczna dla progu wyzwalania rejestracji zdarzeń EA. Na testowym pomiarze (rys. 5.44) odznaczają się zielone punkty na poziomie około 70 dBAE, które przyjęto za zdarzenia EA bezpośrednio związane z emisją akustyczną tranzystora.

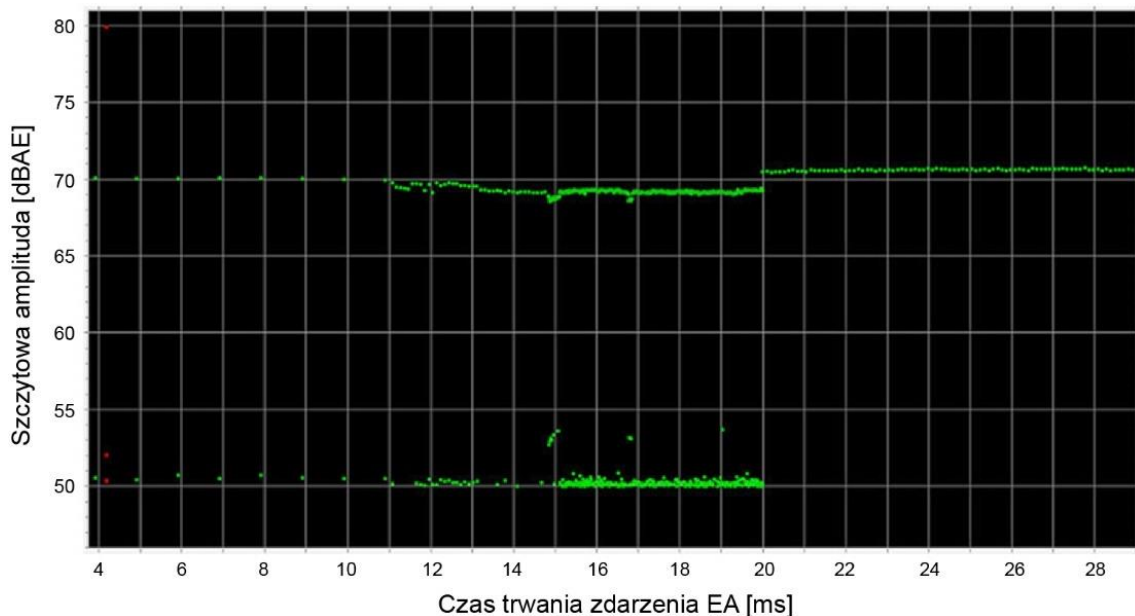
Do dalszych testów ustawiono następujące parametry:

- Sensory użyte w pomiarze toVS150M;
- Czulość programu archiwizującego to 100 mVpp;
- Filtr górnoprzepustowy 25 kHz;
- Filtr dolnoprzepustowy 850 kHz;
- Minimalny czas trwania zdarzenia EA minimum 250  $\mu$ s;
- Zapis zdarzenia powyżej 50 dBAE.

Natomiast tranzystor był zasilany napięciem 16,5 V i przepływał przez niego prąd o natężeniu 10 A.

Badanie to zostało zapisane i umieszczone w pliku bazy danych a następnie poddane dalszej interpretacji.

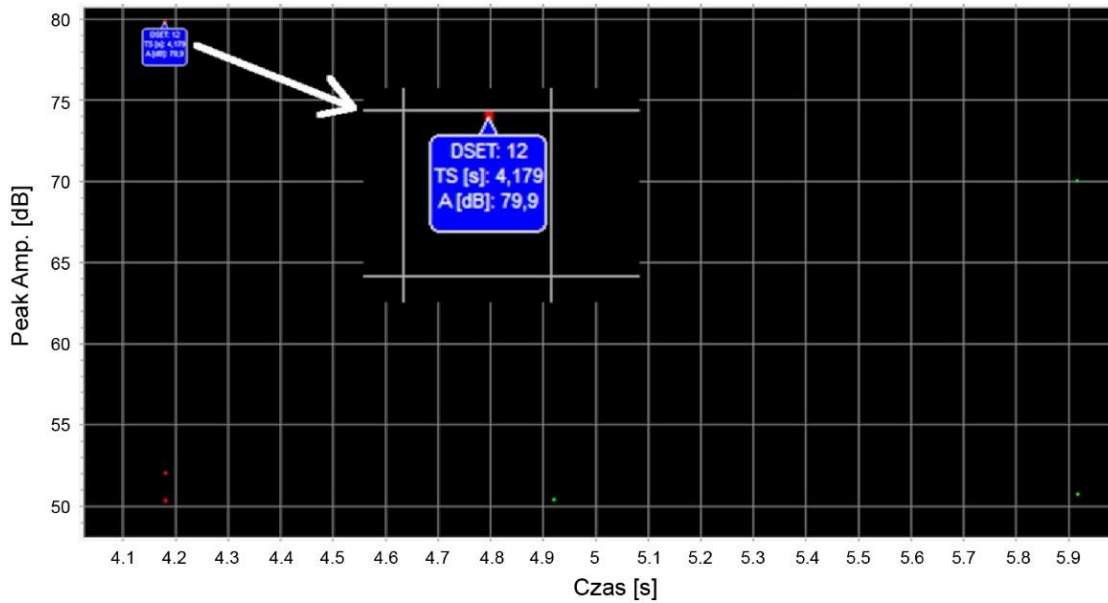
Rysunek 5.45 przedstawia zdarzenia EA i jak w poprzednim przypadku – zielone znaczniki oznaczały zdarzenia zarejestrowane na sensorze i na radiatorze, czerwone zaś, na sensorze kontrolnym.



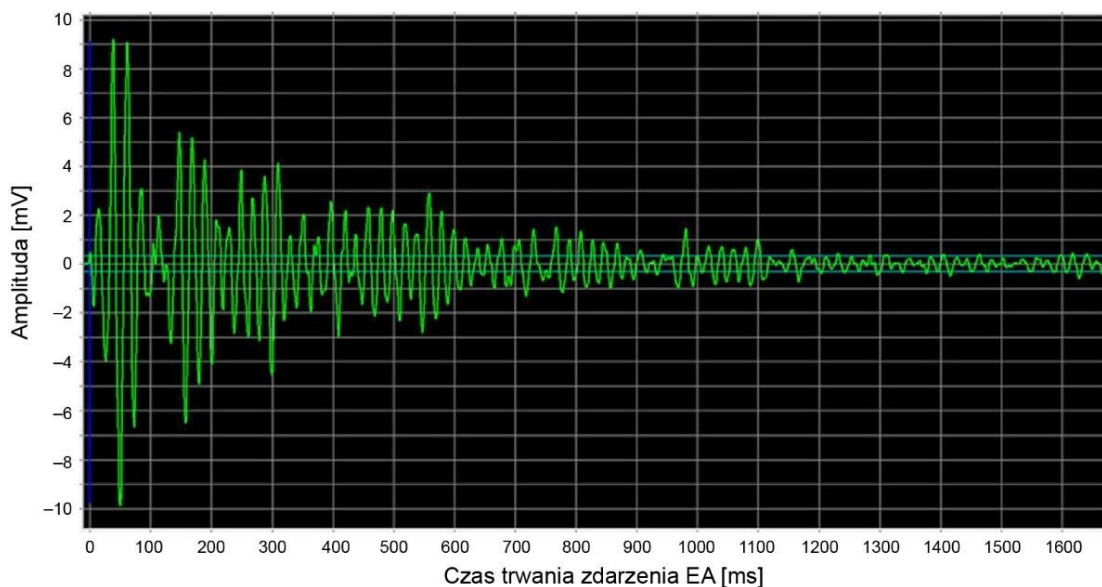
Rys. 5.45. Przykład pomiaru emisji akustycznej w programie VisualAE

Można zaobserwować tylko trzy zdarzenia na sensorze kontrolnym (które są jako testowe), natomiast brak w dalszej części pomiarów znaczników czerwonych oznacza, że nie było zarejestrowanych zakłóceń zewnętrznych. Na rysunku 5.46 zaznaczono jedno zdarzenie na sensorze testowym, był to test Hsu-Nielsen'a i zgodnie z zaleceniami pomiarowymi miał on poziom około 80 dBAE co można odczytać kierując wskaźnik myszki na punkt oznaczający zdarzenie.

Zdarzenie to jest rejestrowane w pliku w bazie danych i możemy je przeanalizować oraz zobaczyć, jak sygnał zmieniał się w czasie (rys. 5.47).



Rys. 5.46. Zdarzenie emisji akustycznej na sensorze kontrolnym



Rys. 5.47. Test Hsu-Nielsen'a na sensorze porównawczym

Zanikająca amplituda jest spowodowana odbiciami fali sprężystej EA od krawędzi płytki na jakiej sensor był osadzony.

W dalszej części analizując zapis z bazy danych pozostają tylko zdarzenia EA na sensorze badającym umieszczonym na radiatorze tranzystora (punkty zielone). Tranzystor był przełączany z różnymi częstotliwościami, co można zaobserwować analizując występowanie zielonych punktów. Początkowa częstota przełączeń wynosiła 1 Hz, co na wykresie jest widoczne jako dwa zdarzenia EA na sekundę. Następnie zwiększano częstota przełączeń zwiększając częstotliwość generatora dziesięciokrotnie, czyli 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, co owocuje zagęszczeniem zdarzeń EA (punkty zielone są bliżej siebie). Forma przedstawienia zdarzeń EA jako punktów

jest intuicyjna, jednak każdy punkt zawiera informację o danym zdarzeniu, które można zobrazować na różne sposoby. Każde zdarzenie jest numerowane i opisane w listingu. Zawarte informacje o zdarzeniu dają możliwość ich porównania (rysunek 5.48).

Id	DSET	CHAN	A	R	D	CNTS	E	RMS	THR	PA0	FLAG
			[dB]	[ $\mu$ s]	[ $\mu$ s]		[eu]	[ $\mu$ V]	[dB]	[mV]	MRSFXCTAEDN
Ht	962	1	70,6	3919,6	104857,6	11028	353E04	580,0			TA
Ht	963	1	70,6	91533,4	104857,6	11098	356E04	582,4			TA
Ht	964	1	70,6	53995,3	104857,6	11118	357E04	583,6			TA
Ht	965	1	70,6	85869,5	104857,6	11102	357E04	583,9			TA
Ht	966	1	70,6	6252,2	104857,6	11102	356E04	582,5			TA
Ht	967	1	70,6	50745,8	104857,6	11062	357E04	583,5			TA
Ht	968	1	70,6	45801,9	104857,6	11086	357E04	583,5			TA
Ht	969	1	70,6	2998,6	104857,6	11086	356E04	582,4			TA
Ht	970	1	70,7	75892,9	104857,6	11111	356E04	583,0			TA
Ht	971	1	70,6	53074,6	104857,6	11087	356E04	583,0			TA
Ht	972	1	70,7	67074,4	104857,6	11115	355E04	581,5			TA
Ht	973	1	70,6	60033,1	104857,6	11065	357E04	583,8			TA
Ht	974	1	70,7	68769,6	104857,6	11089	356E04	582,7			TA
Ht	975	1	70,6	1778,4	104857,6	11092	357E04	583,5			TA
Ht	976	1	70,6	69411,9	104857,6	11076	358E04	584,1			TA
Ht	977	1	70,6	65528,2	104857,6	11148	356E04	583,0			TA
Ht	978	1	70,6	60588,7	104857,6	11081	358E04	584,1			TA
Ht	979	1	70,6	71426,1	104857,6	11081	356E04	583,1			TA
Ht	980	1	70,6	90680,1	104857,6	11083	357E04	583,6			TA
Ht	981	1	70,6	7907,9	104857,6	11060	357E04	583,6			TA
Ht	982	1	70,6	68174,7	104857,6	11059	357E04	583,2			TA
Ht	983	1	70,6	100048	104857,6	11092	358E04	584,3			TA

Rys. 5.48. Fragment listingu zarejestrowanych zdarzeń EA w opisywanym badaniu

Większość zdarzeń EA na poziomie około 70 dBAE ma bardzo podobne parametry, kształt i czas trwania oraz bardzo podobne widmo.

Amplituda w szczycie impulsu (A [dB] – w tabeli zdarzeń EA na rysunku 5.48) jest przy każdym przełączeniu tranzystora w okolicach 70,6–70,7 dB, czas trwania zdarzenia (D [ $\mu$ s]) również jest podobny w całym zakresie badania, podobnie jak energia impulsu (E [eu]) oraz średnie wartość napięcia sygnału RMS [ $\mu$ V]. Wykresy zależności amplitudowo-czasowej oraz amplitudowo-częstotliwościowej wyglądają podobnie.

Przykład takiego zdarzenia EA w czasie zaprezentowano na rysunku 5.49.

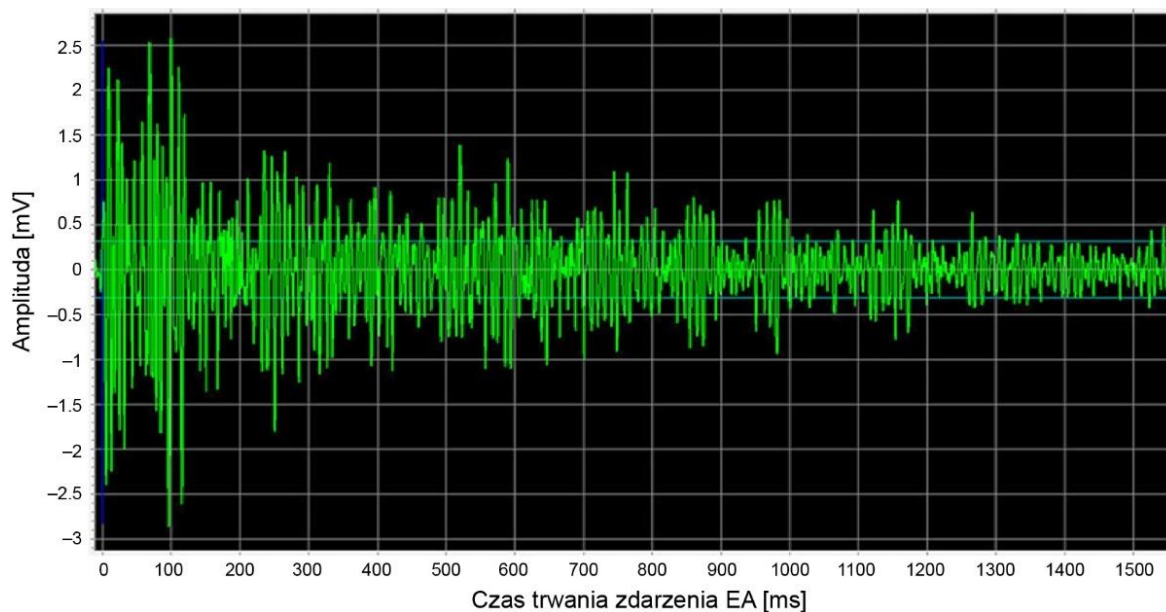
Zależność amplitudowo-fazowa umożliwia odczyt charakterystycznych częstotliwości dla tego zdarzenia i jest przedstawiona na rysunku 5.50.

Wyodrębnione charakterystyczne częstotliwości to: 103 kHz gdzie amplituda miała największą wartość, następnie 110 kHz, 111 kHz, 169 kHz, 258 kHz. Częstotliwości te są charakterystyczne dla tego zestawu badawczego i muszą być zweryfikowane dla innych przypadków. Jednak stanowi to solidną podstawę do dalszych badań z zastosowaniem innych tranzystorów i sensorów.

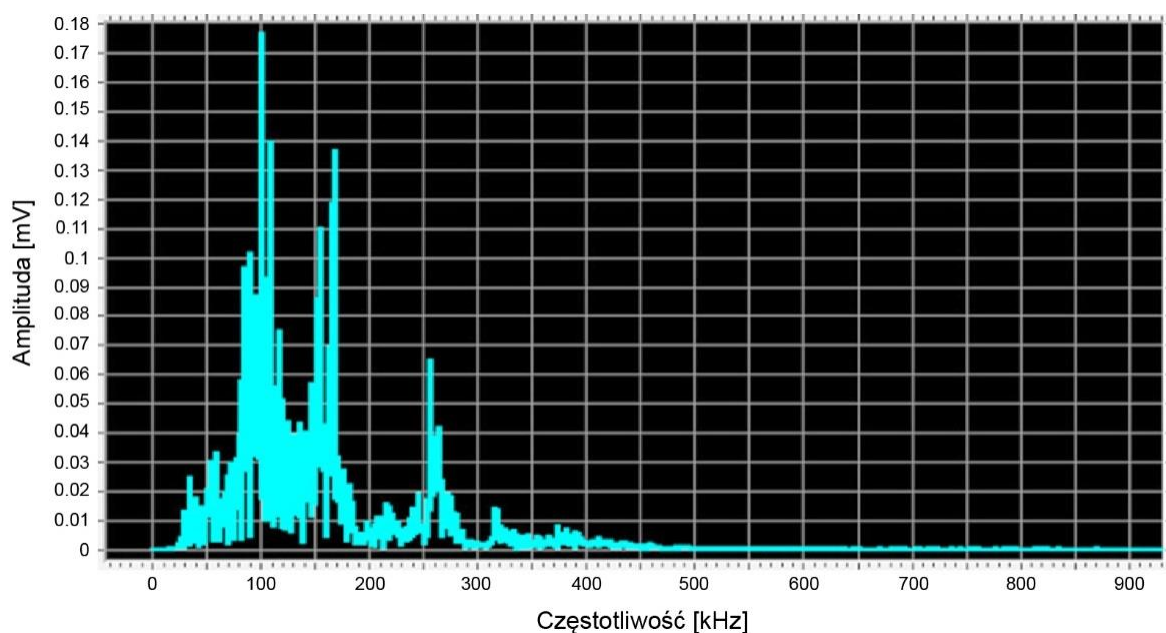
W przedstawionym badaniu można wyróżnić jeszcze deskryptor zdarzeń występujący na poziomie 50 dBAE, gdzie zauważalne jest, że sygnał ten ma krótszy czas trwania. Może to być spowodowane innym źródłem emitującym wytworzoną falę sprężystą (rys. 5.51).

Po analizie w dziedzinie częstotliwości, również wyróżniono kilka częstotliwości charakterystycznych i są to: 97 kHz, 136 kHz, 175 kHz, 254 kHz.





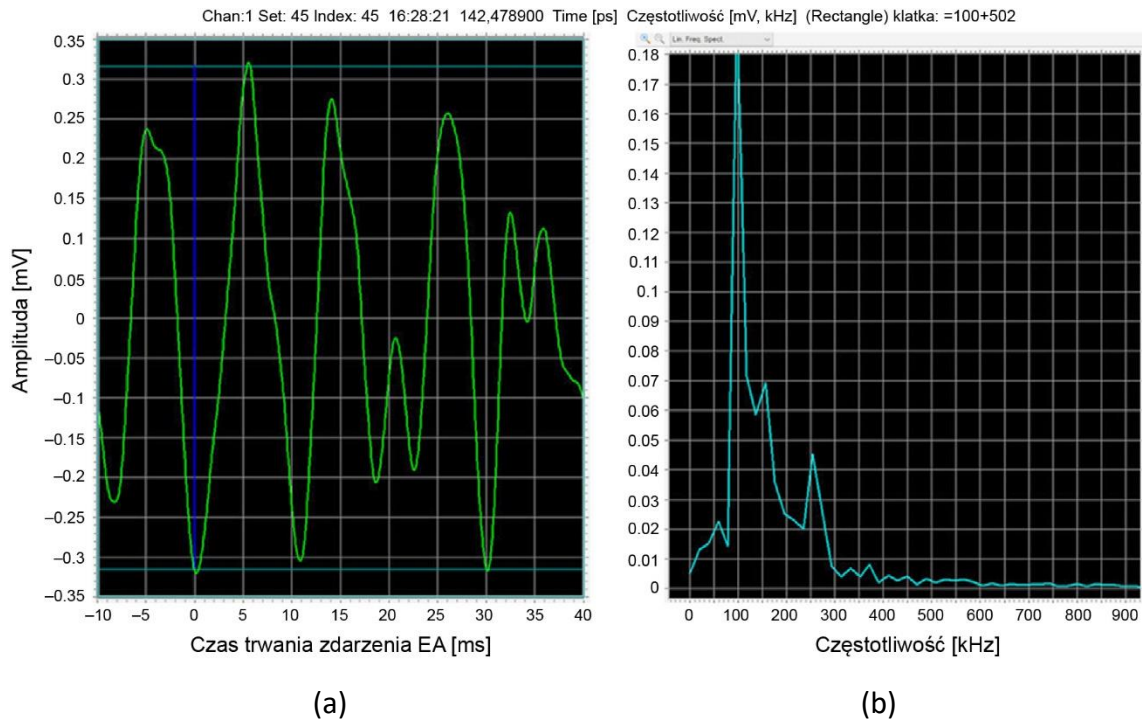
Rys. 5.49. Jedno z zarejestrowanych zdarzeń emisji akustycznej na poziomie 70 dBAE znormalizowane do skali w mV w czasie 1,5 ms



Rys. 5.50. Jedno z zarejestrowanych zdarzeń emisji akustycznej na poziomie 70 dBAE w dziedzinie częstotliwości w paśmie od 0 do 1 MHz

Na podstawie rozważań teoretycznych, zapisane zdarzenia EA powinny mieć zbliżony charakter. Analizując zapisy uzyskanych sygnałów, potwierdzić można zasadność i słuszność rozważań teoretycznych (i ich odniesienie do rzeczywistości).

**Badania wykazały zatem istnienie charakterystycznych częstotliwości dla każdego prawidłowego przełączenia oraz prowadzą do wniosku, że w przypadku prawidłowo działającego tranzystora, emisja akustyczna przełączenia jest powtarzalna.**



Rys. 5.51. Jedno z zarejestrowanych zdarzeń emisji akustycznej na poziomie 50 dBAE znormalizowane do skali w mV (a) w czasie 0,05 ms, (b) w dziedzinie częstotliwości w paśmie od 0 do 1 MHz

W prezentowanych pomiarach zawężono badane częstotliwości, jednak wydaje się, że wskazano złożoność oraz różnorodność zdarzeń emisji akustycznej przy przepływie oraz zmianach prądu na tranzystorze IGBT. W przyszłości, autor zamierza użyć sensorów o innych parametrach oraz wykorzystać do pomiaru reflektometr Michelsona, w którym fala sprężysta jest przetworzona na zmiany wiązki światła w sensorze optycznym. Dzięki temu pasmo przenoszenia takiego sensora jest znacznie większe oraz jest bardziej odporne na zakłócenia. Ten rodzaj badań wymaga jednak potwierdzenia i weryfikacji pod względem jakości pochodzącego z układu półprzewodnikowego uzyskiwanego sygnału diagnostycznego.



## Podsumowanie i wnioski

Przeprowadzone do tej pory badania, pozwalają udowodnić tezę, że: **„Istnieje możliwość wykorzystania fal sprężystych emisji akustycznej do diagnozowania zmiennych stanów pracy energoelektronicznych urządzeń półprzewodnikowych”**.

Wykrywana przez sensory EA fala sprężysta daje jednoznaczną odpowiedź, że w przełączanym tranzystorze lub tyrystorze generowana jest fala sprężysta.

Daje to możliwość stworzenia alternatywnego dla istniejących systemów, układu pomiarowego opartego na emisji akustycznej.

Celem pracy było także wykrycie i wykazanie istnienia różnych rodzajów emisji akustycznej na wybranym elemencie oraz skojarzenie ich z odpowiednim pasmem częstotliwości, która jest zależna od danego zjawiska (lub uszkodzenia). Nadrzędnym również problemem, który udało się przebadać, było wykrycie zależności pomiędzy temperaturą tranzystora a zmianą sygnału falowego emisji akustycznej. W badaniach bezsprzecznie potwierdzono, że emisja akustyczna związana jest ze zmianą temperatury elementu podczas przełączania. Jednocześnie stwierdzono, że emisja EA związana ze zmianą temperatury jest najbardziej energetyczną falą sprężystą ze wszystkich jakich innych jakie zarejestrowano na tranzystorze.

Stosując założenia dotyczące najczęstszych przyczyn uszkodzeń tranzystorów, udało się jednocześnie wykryć wczesne stany graniczne prognozujące zbliżanie się do niebezpiecznego wzrostu temperatury elementu półprzewodnikowego.

W toku dalszych badań wyeliminowano sygnały niskoczęstotliwościowe w celu poszukiwania emisji akustycznej związanej ze źródłami innymi jak zmiana temperatury. Użyto do tego sensora o selektywnej charakterystyce oraz urządzeń z wbudowanymi filtrami cyfrowymi i analogowymi. W przebadanym paśmie stwierdzono, że występują charakterystyczne częstotliwości związane z przełączaniem tranzystora, które są stałe niezależnie jak często tranzystor był przełączany. Te częstotliwości oraz amplitudy sygnałów mogą być wzorcem porównawczym dla tranzystora sprawnego (tranzystory częściowo uszkodzone nie zostały przebadane).

Autor może przypuszczać, że charakterystyczne częstotliwości związane z przełączaniem tranzystora mogą być wynikiem ładowania się pojemności (np.: bramki), zmiany stanu wyprowadzeń półprzewodnika, zmiany w strukturze nośników w półprzewodniku, jednak jednoznacznie stwierdzić tego nie można, ponieważ te zjawiska zachodzą wewnątrz struktury elementu, do którego nie ma łatwego dostępu. Autor przypuszcza, że można takie badania przeprowadzić na otwartej strukturze półprzewodnika (bez obudowy) i za pomocą układów optycznych, działających na zasadzie zmiany załamania się wiązki laserowej. Jednak na obecną chwilę, takie badania są poza zasięgiem autora.

Dalsze badania powinny dać odpowiedź w jaki sposób można bezpośrednio zastosować w praktyce zdobyte doświadczenie.

Aby skonstruować skuteczne narzędzie diagnostyczne należałoby wykryć i zidentyfikować fale powstałe na skutek bezpośredniej zmiany stanu półprzewodnika. Sygnały te są co prawda bardzo małe i wymagają zastosowania do tego celu odpowiednio dobranych sensorów (i wzmacniaczy sygnału) pracujących w odpowiednim paśmie, jednak obecne prace pozwalają wykorzystać proponowaną analizę do praktycznego określenia zarówno miejsc pomiarowych jak i konkretnych parametrów pracy urządzenia pomiarowego. Aktualnie, autor rozprawy doktorskiej nadal prowadzi badania diagnostyczne poszerzające związki pomiędzy stanem elementu półprzewodnikowego a generowanymi sygnałami EA. Wyniki związane np. uszkodzeniem konkretnej struktury, wymagają jednak dalszej weryfikacji. Równoległe trwają również prace nad budową odpowiedniego rejestratora sygnałów emisji akustycznej, spełniającego założone na podstawie obecnej (pozyskanej) wiedzy warunki przenośnego urządzenia diagnostycznego.

Skonstruowanie urządzenia do pomiaru/rejestracji sygnału emisji akustycznej i stwierdzeniu przy tym czy dany tranzystor przełącza (lub nie), jest możliwe do wykonania już przy obecnym stanie zaawansowania prowadzonych prac badawczych. Zastosowanie takiego urządzenia w układach wielotranzystorowych czy tyrystorowych może mieć istotne znaczenie praktyczne i dać odpowiedź diagnoście, który z elementów jest uszkodzony lub zbliża się do niebezpiecznego stanu np. związanego ze wzrostem temperatury. Stwierdzenie uszkodzenia na pracującym układzie testowanym przy obecnie istniejących innych metodach, jest niejednoznaczne i trudne do zdiagnozowania. Podstawowym problemem jest tu przede wszystkim brak dostępu do pomiaru prądu (bądź napięcia) w pracującym urządzeniu. Zastosowanie sensorów EA na danym półprzewodniku, może dać jednoznaczną odpowiedź o uszkodzeniu. Na dzień dzisiejszy dobrym rozwiązaniem byłoby skonstruowanie urządzenia, które by pozwoliło ocenić czas nadejścia przyszłej awarii. Jest to cel, który częściowo został rozwiązany, jednak zwiększenie jego zakresu jest kolejnym krokiem postawionym przed autorem rozprawy i współpracującym z nim zespołem badawczym.

W dalszych krokach założono również zaprojektowanie w przyszłości toru pomiarowego np. dla bardziej czułego sensora emisji akustycznej opartego o zmianę struktury siatki dwuwymiarowej (jako przykład może posłużyć grafen). Grafen posiada strukturę dwuwymiarową, dzięki temu każda fala sprężysta wytworzona w jego otoczeniu może powodować zmianę położenia struktury, co może być wykorzystane jako „wychwytywanie” fali emisji akustycznej. Powodzenie tego eksperymentu jest zależne od pozyskana do testów struktur grafenowych oraz przetestowania tak wytworzonego czujnika. Autor uważa, że struktury dwuwymiarowe, a dokładniej przemieszczenia siatki dwuwymiarowej w przestrzeni mogą być w przyszłości użyte jako doskonałe sensory wykrywające zmiany wywołane przez falę sprężystą. Spektrum rejestracji sygnałów może być szerokie a czułość znacznie przekraczać obecnie stosowane czujniki oparte na odkształceniach elementu piezoelektrycznego. Mogą też skutecznie konkurować z czujnikami optoelektrycznymi prostotą budowy oraz ceną (obecnie cena grafenu drastycznie spada).

Ważnym czynnikiem, który może doprowadzić do stosowania emisji akustycznej w szeroko pojętej diagnostyce półprzewodników jest aparat matematyczny. Dalsza, dokładna analiza sygnału EA jest niezbędna ze względu na dużą czułość sensorów w różnorodnym środowisku pracy, w szerokim zakresie częstotliwości. Do obróbki sygnału otrzymanego z czujnika można też zastosować filtry zarówno analogowe lub cyfrowe. Jednak wstępna część badań musi oprzeć się na szerokopasmowej analizie widma sygnału otrzymanego z sensora, a do tego najlepiej nadają się sygnały zarejestrowane i przetworzone według odpowiednio przyjętych algorytmów matematycznych, np.: przekształcenia od prostych metod jak DTF i FFT oraz PSD czy analizę falkową w różnych odmianach po bardziej zaawansowane przekształcenia „własne”. Początkowa faza musi się opierać na analizie sygnału zapisanego w postaci plików cyfrowych, celem jednak jest otrzymanie wyników w pracy w czasie rzeczywistym.

Podsumowując, obecny zakres badań otworzył możliwość szerokiego zastosowania emisji akustycznej w diagnozowaniu półprzewodników i zdaniem autora zaawansowanie prac udowadnia tezę zawartą w pracy. Jednocześnie wydaje się, że temat jest na tyle rozwojowy, że daje szereg podstaw do dalszych badań związanych z wykorzystaniem sygnałów emisji akustycznej w diagnozowaniu nie tylko pojedynczych elementów półprzewodnikowych, ale także układów czy całych systemów w szczególności montowanych na statkach czy urządzeniach offshore.

## Wnioski końcowe

Z przeprowadzonej analizy literatury oraz badań własnych można wysunąć następujące wnioski:

1. Tranzystor IGBT emituje podczas pracy falę sprężystą emisji akustycznej.
2. W tranzystorze IGBT powstająca fala sprężysta EA jest generowana poprzez zjawiska wewnętrzne zachodzące w jego strukturze.
3. Przy użyciu fal sprężystych EA można zidentyfikować stan badanego tranzystora.
4. Występują charakterystyczne i powtarzalne częstotliwości fali EA dla każdego prawidłowo pracującego (przełączenia) tranzystora.
5. Zmiana ładunku w półprzewodniku generuje powstanie sygnału emisji akustycznej.
6. Wzrost temperatury układu półprzewodnikowego powoduje spadek amplitudy sygnałów EA (uwidocznione) w niskich pasmach częstotliwości.
7. "Częściowe" uszkodzenie układu półprzewodnikowego generuje wzrost zdarzeń EA.
8. W przypadku prawidłowo działającego tranzystora emisja akustyczna przełączenia jest powtarzalna.
9. Bez względu na rodzaj (rozwiązania konstrukcyjne) tranzystorów IGBT generowane przez nie sygnały emisji akustycznej posiadają cechy wspólne, związane np. z sygnałem związanym z przełączeniem czy wzrostem temperatury tranzystora.
10. Czujniki piezoelektryczne stosowane w badaniach EA są wrażliwe na zewnętrzne pola magnetyczne.
11. Zaproponowana diagnostyka z wykorzystaniem emisji akustycznej może być z powodzeniem zastosowana przy opisie uszkodzeń urządzeń pracujących w środowisku morskim.

## Streszczenie

Prezentowana praca doktorska stanowi propozycję wykorzystania sygnałów emisji akustycznej (EA) do diagnozowania układów półprzewodnikowych, w szczególności stosowanych w urządzeniach napędowych jednostek pływających oraz podobnych, instalowanych w systemach/konstrukcjach offshore'owych. Ponadto, przedstawiono możliwość badania wymienionych układów w ich wartościach granicznych lub zbliżania się do wartości granicznych. Opracowano i opisano tor pomiarowy badający wpływ stanu (technicznego) układu półprzewodnikowego na zmiany fali sprężystej emisji akustycznej. Zaprezentowano zależności zmiany temperatury pracy elementu, na pasmo emitowanej częstotliwości fali sprężystej. Dokonano badań, które potwierdziły, że emisja akustyczna elementów półprzewodnikowych mocy występuje podczas ich przełączania i jest możliwa do rejestracji. Dokonano analizy uszkodzeń tranzystorów IGBT. Zaprezentowano deskryptory emisji akustycznej oraz zaproponowano ich zastosowanie w odpowiednich badaniach układów półprzewodnikowych. Przeanalizowano istniejące podobne badania związane z diagnozowaniem tranzystorów IGBT oraz wskazano różnice w interpretacji ich wyników m.in. udowadniając błędy niektórych z nich. Badania opisane w pracy przybliżają analizę fal sprężystych emitowanych przez półprzewodniki i ich zależność od zmian termicznych podczas przełączania, przy różnych współczynnikach rozszerzalności termicznej materiałów użytych do budowy elementu. Dokonano analizy zdarzeń sygnału EA w wyższych częstotliwościach, spowodowanych zmianami prądu płynącego w układzie. Przedstawiono różne sposoby rejestracji oraz interpretacji sygnałów emisji akustycznej. Wykorzystano zarówno dostępną aparaturę pomiarową (np. tor pomiarowy z użyciem oscyloskopu), jak również najnowsze dostępne urządzenia do pomiaru i rejestracji EA firmy Vallen oraz MISTRAS. Wykorzystano również tor pomiarowy skonstruowany w Politechnice Morskiej w Szczecinie ze zmodyfikowanym rejestratorem EA dedykowanym wcześniej do diagnozowania nowoczesnych układów wtryskowych silników okrętowych oraz do analizy stosowanej w inżynierii materiałowej przy badaniu nieciągłości (wad) materiałów. Pomiar przeprowadzone przez autora doprowadziły do wykazania istnienia sygnału emisji akustycznej w elementach półprzewodnikowych oraz przyporządkowania określonych pasm częstotliwości (spektrum), które można przypisać odpowiednim zjawiskom zachodzącym w elemencie półprzewodnikowym.

## Summary

The presented dissertation is a proposal for the use of acoustic emission (EA) signals for the diagnosis of semiconductor systems, particularly those used in the propulsion equipment of vessels and similar ones installed in offshore systems/structures. In addition, the possibility of testing the aforementioned systems at or approaching their limits is presented. A measurement path investigating the effect of a semiconductor system's condition (technical) on the changes in the elastic wave of acoustic emission has been developed and described. The dependence of the change in the operating temperature of the component, on the bandwidth of the emitted frequency of the elastic wave, was presented. Tests were carried out, which confirmed that acoustic emission of power semiconductor elements occurs during their switching and is recordable. Failure analysis of IGBT transistors was performed. Acoustic emission descriptors were presented and their application in relevant semiconductor circuit studies was proposed. Existing similar studies related to the diagnosis of IGBT transistors have been analyzed, and differences in the interpretation of their results have been pointed out, among others, proving the errors of some of them. The studies described in the paper approximate the analysis of elastic waves emitted by semiconductors and their dependence on thermal changes during switching, with different coefficients of thermal expansion of the materials used for the construction of the element. An analysis of EA signal events at higher frequencies caused by changes in current flowing in the circuit is made. Various methods of recording and interpreting acoustic emission signals were presented. Both available measurement apparatus (e.g., a measurement path using an oscilloscope) and the latest available EA measurement and recording equipment from Vallen and MISTRAS were used. Also used as a measurement track constructed at the Maritime University of Technology in Szczecin with a modified EA recorder previously dedicated to the diagnosis of modern marine engine injection systems and to the analysis used in materials engineering when studying discontinuities (defects) in materials. Measurements carried out by the author led to the demonstration of the existence of an acoustic emission signal in semiconductor elements and the assignment of specific frequency bands (spectrum) that can be attributed to the corresponding phenomena occurring in the semiconductor element.

## Bibliografia

1. Adams, T. (2018, Oct. 25). *Detect IGBT Module Defects in Acoustic 3D*. <https://www.electronicdesign.com/power-management/article/21807183/nordson-test-inspection-detect-igbt-module-defects-in-acoustic-3d>.
2. Aguiar, P. R., Martins, C. H., Marchi, M., & Bianchi, E. C. (2012). Digital Signal Processing for Acoustic Emission. *Data Acquisition Appl.*
3. Álvarez-Nasrallah, B., Canelo-Becerra, J. E., Soto-Ortiz, J. D., Pombo-Acevedo, J., & Díaz-Aparicio, O. (2015). Correlation analysis between ceramic insulator pollution and acoustic emissions. *TecnoLógicas*, 18(34), 101-108.
4. Aryan, P., Sampath, S., & Sohn, H. (2018). An overview of non-destructive testing methods for integrated circuit packaging inspection. *Sensors*, 18(7), 1981, doi: 10.3390/s18071981.
5. ASTM International. (2021). *Standard Guide for Determining the Reproducibility of Acoustic Emission Sensor Response*. (ASTM Standard No. E976-15.)
6. Bejger, A. (2008). Analiza pasm częstotliwości sygnału emisji akustycznej zależnych od zjawisk zachodzących we wtryskiwaczu. *Zeszyty Naukowe/Akademia Morska w Szczecinie*, 14(86), 5-8.
7. Bejger, A. (2012). *Zastosowanie fal sprężystych emisji akustycznej do diagnozowania układów wtryskowych okrętowych silników spalinowych*. Kraków: FOTOBIT.
8. Bejger, A. (2023) Emisja akustyczna. Materiał niepublikowany – przygotowany do publikacji.
9. Bejger, A., Kozak, M., & Gordon, R. (2018). Acoustic emission of monolithic IGBT transistors. *New Trends in Production Engineering*, 1(1), 755-760.
10. Błachowicz, A. (2014). *Zastosowanie modelowania 3-D w diagnostyce kondensatorów elektroenergetycznych wykonywanej metodą emisji akustycznej* [Rozprawa doktorska, Uniwersytet Opolski]. <https://9lib.org/document/9yinelwly-zastosowanie-modelowania-diagnostyce-kondensatorow-elektroenergetycznych-wykonywanej-metoda-akustycznej.html>.
11. Bourennane, A., Breil-Dupuy, M., Richardeau, F., & Sanchez, J. L. Patent number: 11/59137, Date: Oct. 10-2011, by: Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), Institut National Polytechnique de Toulouse. Title: *Cellule monolithique de circuit intégré et notamment cellule de commutation monolithique*.
12. Breckenridge, F. R., Tschiegg, C. E., & Greenspan, M. (1975). Acoustic emission: some applications of Lamb's problem. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 57(3), 626-631.
13. Búa-Núñez, I., Posada-Román, J. E., Rubio-Serrano, J., & Garcia-Souto, J. A. (2014). Instrumentation system for location of partial discharges using acoustic detection with piezoelectric transducers and optical fiber sensors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63(5), 1002-1013, doi: 10.1109/TIM.2013.2286891.



14. Caesarendra, W., Kosasih, B., Tieu, A. K., Zhu, H., Moodie, C. A., & Zhu, Q. (2015). Acoustic emission-based condition monitoring methods: Review and application for low speed slew bearing. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 72, 134-159, doi: 10.1016/j.ymssp.2015.10.020.
15. Calabrese, L., & Proverbio, E. (2021). A review on the applications of acoustic emission technique in the study of stress corrosion cracking. *Corrosion and Materials Degradation*, 2(1), 1-30.
16. Choe, C., Chen, C., Nagao, S., & Suganuma, K. (2020). Real-time acoustic emission monitoring of wear-out failure in SiC power electronic devices during power cycling tests. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(4), 4420-4428, doi: 10.1109/TPEL.2020.3024986.
17. Choi, U. M., & Blaabjerg, F. (2017). Separation of wear-out failure modes of IGBT modules in grid-connected inverter systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(7), 6217-6223.
18. Choi, U. M., Blaabjerg, F., & Iannuzzo, F. (2017). Advanced power cyler with intelligent monitoring strategy of IGBT module under test. *Microelectronics Reliability*, 76, 522-526, doi: 10.1016/j.microrel.2017.06.029.
19. Davari, P., Kristensen, O., & Iannuzzo, F. (2018). Investigation of acoustic emission as a non-invasive method for detection of power semiconductor aging. *Microelectronics Reliability*, 88, 545-549, doi: 10.1016/j.microrel.2018.06.074.
20. Dewar, S., Linder, S., Von Arx, C., Mukhitinov, A., & Debled, G. (2000, June). Soft Punch Through (SPT) – Setting new Standards in 1200V IGBT. In *Proc. PCIM* (pp. 593-600).
21. Dodge, J., & Hess, J. (2002). IGBT Tutorial Application Note APT0201 Rev. B. *Advanced Power Technology*, 1.
22. Dreas, A., & Gordon, R. (2018). Wpływ napięcia zasilania tranzystora IGBT na otrzymany sygnał emisji akustycznej. *Badania Nieniszczące i Diagnostyka*, 4, 62-64.
23. Du, M., Kong, Q., Ouyang, Z., Wei, K., & Hurley, W. G. (2019). Strategy for diagnosing the aging of an IGBT module by on-state voltage separation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 66(11), 4858-4864.
24. Dušek, F., Seidl, C., Siedlaczek, J., & Pilecki, S. (2014). The acoustic emission transducer calibration using spark method. *Archives of Acoustics*, 15(3-4), 271-285.
25. Fahey, K., Estrada, R., Mirkarimi, L., Katkar, R., Buckminster, D., & Huynh, M. (2011, January). Applications of 3D X-ray microscopy for advanced package development. In *International Symposium on Microelectronics* (Vol. 2011, No. 1, pp. 001078-001083). International Microelectronics Assembly and Packaging Society.
26. Gao, B., Yang, F., Chen, M., Ran, L., Ullah, I., Xu, S., & Mawby, P. (2016). A temperature gradient-based potential defects identification method for IGBT module. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 2227-2242.
27. Gordon, R. (2018). Detekcja emisji akustycznej w pracujących układach półprzewodnikowych. DIAGO 2018: technická diagnostika strojů a výrobních zařízení : 37. mezinárodní vědecká konference: Orea Resort Devět Skal, Sněžné-Milovy, *Technická Diagnostika*, XXVII, z1, 25–27.
28. Gordon, R. (2019). *Detection and Recording of Acoustic Emission in Discrete IGBT Transistors*. In: Świder, J., Kciuk, S., Trojnacki, M. (eds) *Mechatronics 2017 – Ideas for Industrial Applications. MECHATRONICS 2017. Advances in Intelligent Systems and Computing*, 934, 144–150. Springer, Cham. doi: 10.1007/978-3-030-15857-6\_15.

29. Gordon, R., & Bejger, A. (2022). An Analysis of Failures and Practical Possibilities of Diagnosing IGBT Transistors in Converter Circuits of Marine Propulsion Systems. *Energies*, *15*, 4276. DOI: 10.3390/en15124276.
30. Grosse, C. U., & Ohtsu, M. (Eds.). (2008). *Acoustic emission testing*. Springer Science & Business Media.
31. He, Y., Li, M., Meng, Z., Chen, S., Huang, S., Hu, Y., & Zou, X. (2021). An overview of acoustic emission inspection and monitoring technology in the key components of renewable energy systems. *Mechanical Systems and Signal Processing*, *148*, 107146, doi: 10.1016/j.ymssp.2020.107146.
32. Hsu, N. N., & Breckenridge, F. (1981). Characterization of acoustic emission sensors. *Materials Evaluation*, *39*, 60-68.
33. Iwamuro, N., & Laska, T. (2017). IGBT history, state-of-the-art, and future prospects. *IEEE Transactions on Electron Devices*, *64*(3), 741-752, doi: 10.1109/TED.2017.2654599.
34. Jagodziński, Z. (1997). *Przetworniki ultradźwiękowe*. Wydawnictwo Komunikacji i Łączności.
35. Ji, B., Pickert, V., Cao, W., & Zahawi, B. (2013). In situ diagnostics and prognostics of wire bonding faults in IGBT modules for electric vehicle drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *28*(12), 5568-5577.
36. Jiang, B., Jiang, F. X., Li, Z., & Lin, X. (2012). A reverse conducting IGBT with low on-state voltage and turnoff loss. In *2012 IEEE 11th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology* (pp. 1-3). IEEE, doi: 10.1109/ICSICT.2012.6467701.
37. Kärkkäinen, T. J., Talvitie, J. P., Kuisma, M., Hannonen, J., Ström, J. P., Mengotti, E., & Silventoinen, P. (2014). Acoustic emission in power semiconductor modules—First observations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *29*(11), 6081-6086, doi: 10.1109/TPEL.2013.2295460.
38. Kärkkäinen, T. J., Talvitie, J. P., Kuisma, M., Silventoinen, P., & Mengotti, E. (2015, September). Measurement challenges in acoustic emission research of semiconductors. In *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)* (pp. 1-6). IEEE, 10.1109/EPE.2015.7311695.
39. Keprt, J. (2005) *Method of acoustic emission sensor calibration*. [https://www.fekt.vut.cz/conf/EEICT/archiv/sborniky/EEICT\\_2005\\_sbornik/03-Doktorske\\_projekty/03-Kybernetika\\_a\\_automatizace/05-xkeprt01.pdf](https://www.fekt.vut.cz/conf/EEICT/archiv/sborniky/EEICT_2005_sbornik/03-Doktorske_projekty/03-Kybernetika_a_automatizace/05-xkeprt01.pdf).
40. Kopta, A., Rahimo, M., Corvasce, C., Andenna, M., Dugal, F., Fischer, F., Hartmann, S., & Baschnagel, A. (2017). Next generation IGBT and package technologies for high voltage applications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, *64*(3), 753-759, doi: 10.1109/TED.2017.2655485.
41. Kozak, M., Bejger, A., & Tomczak, A. (2020). Identification of Gate Turn-Off Thyristor Switching Patterns Using Acoustic Emission Sensors. *Sensors*, *21*(1), 70.
42. Kozak, M., & Gordon, R. (2019). Experimental investigations of monolithic IGBT transistor acoustic emission phenomena. In *ITM Web of Conferences* (Vol. 28, p. 01036). EDP Sciences.
43. Krastev, E., Bernard, D., & Nordson, D. A. G. E. (2010, January). MODERN 2D/3D X-RAY INSPECTION--EMPHASIS ON BGA, QFN, 3D PACKAGES, AND COUNTERFEIT COMPONENTS. In *SMTA Pan Pacific Symposium* (Vol. 66).
44. Kuo, C. C. (2009). Artificial recognition system for defective types of transformers by acoustic emission. *Expert Systems with Applications*, *36*(7), 10304-10311, doi: 10.1016/j.eswa.2009.01.046.

45. Kuo, C. C., & Tsao, T. F. (2007, April). A novel defect classification system of cast-resin transformers by neural network under acoustic emission signal. In *Proceeding of the 6th WSEAS International Conference on Instrument, Measurement, Circuits & Systems* (pp. 93-98).
46. Lale, A., Bourennane, A., El Khadiry, A., & Richardeau, F. (2014, August). A generic Reverse Conducting IGBT structure for monolithic switching cells integration. In *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1-10). IEEE, doi: 10.1109/EPE.2014.6910977.
47. Łapiński, Z., & Łukaszewicz, J. (2006). Badanie metodą emisji akustycznej normalizowanych, hartowanych i wodorowanych próbek stalowych z karbem, podczas prób rozciągania. Efekt Kaisera. *Problemy Techniki Uzbrojenia*, 35, 129-142.
48. Lehmann, J., Netzel, M., Herzer, R., & Szcześniak, P. (2003, April). Method for electrical detection of bond wire lift-off for power semiconductors. In *ISPSD'03. 2003 IEEE 15th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2003. Proceedings.* (pp. 333-336), doi: 10.1109/ISPSD.2003.1225295.
49. Levikari, S., Kärkkäinen, T. J., Andersson, C., Tamminen, J., & Silventoinen, P. (2017). Acoustic phenomena in damaged ceramic capacitors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1), 570-577, doi: 10.1109/TIE.2017.2714123.
50. Li, M., He, Y., Meng, Z., Wang, J., Zou, X., Hu, Y., & Zhao, Z. (2020). Acoustic emission-based experimental analysis of mechanical stress wave in IGBT device. *IEEE Sensors Journal*, 20(11), 6064-6074, doi: 10.1109/JSEN.2020.2974312.
51. Li, H., Wen, X., Shu, N., & Pei, C. (2009, March). Application of Acoustic Emission Technology on Monitoring of Polluted Insulator Discharge. In *2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference* (pp. 1-4). IEEE, doi: 10.1109/APPEEC.2009.4918180.
52. Lorenc, M. (1997) Metody wzorcowania układów do pomiaru emisji akustycznej generowanej przez wyładowania niezupełne. *VI Sympozjum „Problemy Eksploatacji Układów Izolacyjnych Wysokiego Napięcia”*, 23–25.10.1997, Zakopane.
53. Luke\_Police (Moderator) (2010) Serwis KOMIS. <http://www.mkm.szczecin.pl/>, 07.09.2010.
54. Luo, D., Chen, M., Lai, W., Xia, H., Deng, Z., Wang, Z., & Yu, K. (2022). A Fault Detection Method of IGBT Bond Wire Fatigue Based on the Reduction of Measured Heatsink Thermal Resistance. *Electronics*, 11(7), 1021, doi: 10.3390/electronics11071021.
55. Madarshahian, R., Soltangharai, V., Anay, R., Caicedo, J. M., & Ziehl, P. (2019). Hsu-Nielsen source acoustic emission data on a concrete block. *Data in Brief*, 23, 103813, doi: 10.1016/j.dib.2019.103813.
56. Malecki, I., & Opilski, A. (1994). Charakterystyka i klasyfikacja sygnałów EA. W: *Emisja Akustyczna. Źródła. Metody. Zastosowania.*(Red. Malecki I., Ranachowski J.), Wyd. Biuro PAS-CAL, Warszawa, 35-52.
57. Malecki, I., & Ranachowski, J. (Eds.). (1994). *Emisja akustyczna: źródła, metody, zastosowania: praca zbiorowa*. Biuro Pascal.
58. Mazuruk, P., Wojs, M. K., Orliński, P., & Sikora, M. (2017). Detection of damage to the power supply system of diesel engine under field conditions. *Combustion Engines*, 170(3), 159-163. DOI: 10.19206/CE-2017-327.
59. Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons.
60. Ono, K. (ed.) (2007). *Advances in Acoustic Emission 2007: Proceedings of The Sixth International Conference on Acoustic Emission*, Lake Tahoe, Nev.

61. Ono, K., & Cho, H. (2004). Rods and tubes as AE waveguides. *J. of Acoustic Emission*, 22, 243-252.
62. Platforma Przemysłu Przyszłości. (2021, 22 września). Łódzki startup pracuje nad zdalnym monitoringiem sieci elektroenergetycznych. <https://przemyslprzyszlosci.gov.pl/polska-firma-pracuje-nad-zdalnym-monitoringiem-sieci-elektroenergetycznych/>.
63. Polski Komitet Normalizacyjny. (2011). *Badania nieniszczące – Emisja akustyczna – Zasady ogólne*. (PN-EN 13554:2011)
64. Ranachowski, Z. (1997). Metody pomiaru i analiza sygnału emisji akustycznej. *Prace IPPT IFTR REPORTS*.
65. Ranachowski, Z. (2012). Emisja akustyczna w diagnostyce obiektów technicznych. *Drogi i mosty*, 2(2012), 65-87.
66. Raunmiagi, Z. (2011). *Ocena stanu stożkowej powierzchni iglicy i gniazda rozpylaczy paliwa silników okrętowych z wykorzystaniem emisji akustycznej* [Nieopublikowana rozprawa doktorska]. Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN.
67. Ruehli, A. E., & Brennan, P. A. (1973). Accurate metallization capacitances for integrated circuits and packages. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 8(4), 289-290, doi: 10.1109/JSSC.1973.1050400.
68. Schreiber, D. (2005). New power semiconductor technology for renewable energy sources application. *Sevilla, Spain, May*. <http://ieeee-pels-ies.es/Pels/Pdf/Seminarios/Sevilla/01%20Schreiber-SEMIKRON.pdf>.
69. Shen, G., Wu, Z., & Zhang, J. (Eds.). (2017). *Advances in Acoustic Emission Technology: Proceedings of the World Conference on Emission—2015* (Vol. 158). Springer Nature.
70. Sheng, M., Alvi, M. H., & Lorenz, R. D. (2019, September). Real-time Bond Wire Lift-off Monitoring via Module Integrated Current Sensors. In *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (pp. 3163-3169).
71. Shiratsuchi, H., Matsushita, K., & Omura, I. (2013). IGBT chip current imaging system by scanning local magnetic field. *Microelectronics Reliability*, 53(9-11), 1409-1412.
72. Sikorski, W. (2019). Active dielectric window: A new concept of combined acoustic emission and electromagnetic partial discharge detector for power transformers. *Energies*, 12(1), 115, doi: 10.3390/en12010115.
73. Sikorski, W., & Walczak, K. (2013). Power transformer diagnostics based on acoustic emission method. *Acoustic emission-research and applications*, 1, 1-13.
74. Singh, A., Anurag, A., & Anand, S. (2017). Evaluation of Vce at inflection point for monitoring bond wire degradation in discrete packaged IGBTs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(4), 2481-2484.
75. Skubis, J., Ranachowski, Z., Boczar, T., & Lorenc, M. (1994). Analiza możliwości wykorzystania metody wzorcowania Hsu-Nielsen w układach do pomiaru EA od wyładowań niezupełnych. *Prace IPPT IFTR REPORTS*, Warszawa.
76. Śliwiński, A. (2000). *Ultradźwięki i ich zastosowanie* (wyd. 2). Wydawnictwa Naukowo-Techniczne.
77. Sun, P., Gong, C., Du, X., Luo, Q., Wang, H., & Zhou, L. (2017). Online condition monitoring for both IGBT module and DC-link capacitor of power converter based on short-circuit current simultaneously. *IEEE transactions on industrial electronics*, 64(5), 3662-3671.
78. Sun, P., Gong, C., Du, X., Peng, Y., Wang, B., & Zhou, L. (2016). Condition monitoring IGBT module bond wires fatigue using short-circuit current identification. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(5), 3777-3786.
79. Szczeniowski, S. (1980) *Fizyka doświadczalna. Mechanika i akustyka*. Warszawa: PWN.

80. Świt, G. (2008) *Metoda emisji akustycznej w analizie uszkodzeń konstrukcji betonowych wstępnie sprężonych*. Monografie, Studia, Rozprawy (M8). Kielce: Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej.
81. Takahashi, H., Haruguchi, H., Hagino, H., & Yamada, T. (1996, May). Carrier stored trench-gate bipolar transistor (CSTBT)-a novel power device for high voltage application. In *8th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD'96. Proceedings* (pp. 349-352). IEEE, doi: 10.1109/ISPSD.1996.509513.
82. Tomonaga, H., Tsukuda, M., Okoda, S., Noda, R., Tashiro, K., & Omura, I. (2015). 16-Channel micro magnetic flux sensor array for IGBT current distribution measurement. *Microelectronics Reliability*, 55(9-10), 1357-1362.
83. Vandrevala, F. P. (2013). *Modeling and Characterization of the Insulated Gate Bipolar Transistor in the Near-Threshold Region* [Master's thesis, University of Texas at Arlington]. doi: 10.13140/2.1.1700.6887.
84. Wang, L., Wang, H., Wang, L., Lü, H., Ning, W., Jia, S., & Wu, J. (2013, October). Experimental investigation of transient earth voltage and acoustic emission measurements of partial discharge signals in medium-voltage switchgears. In *2013 2nd International Conference on Electric Power Equipment-Switching Technology (ICEPE-ST)* (pp. 1-4). IEEE, doi: 10.1109/ICEPE-ST.2013.6804296.
85. Wang, K., Zhou, L., Sun, P., & Du, X. (2020). Monitoring bond wires fatigue of multichip IGBT module using time duration of the gate charge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(1), 888-897.
86. Wolfgang, E. (2007). Examples for failures in power electronics systems, presented at ECPE tutorial on reliability of power electronic systems. *Nuremberg, Germany*, 16(1).
87. Wotzka, D. (2010). *Modelowanie sygnałów emisji akustycznej generowanej przez wybrane klasy wyładowań niezupełnych*. [Nieopublikowany autoreferat rozprawy doktorskiej]. Uniwersytet Opolski.
88. Wotzka, D. (2010). *Modelowanie sygnałów emisji akustycznej generowanej przez wybrane klasy wyładowań niezupełnych*. [Rozprawa doktorska, Uniwersytet Opolski]. Dolnośląska Biblioteka Cyfrowa. <https://www.dbc.wroc.pl/publication/10914>.
89. Yamagami, K. et al. (1968). *Transistors* (Japanese Patent no. S4 721 739). Japan Patent Office.
90. Yang, S., Xiang, D., Bryant, A., Mawby, P., Ran, L., & Tavner, P. (2010). Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review. *IEEE transactions on power electronics*, 25(11), 2734-2752, doi: 10.1109/TPEL.2010.2049377.
91. Zaki, A., Chai, H. K., Aggelis, D. G., & Alver, N. (2015). Non-destructive evaluation for corrosion monitoring in concrete: A review and capability of acoustic emission technique. *Sensors*, 15(8), 19069-19101.
92. Zhang, Q., Yang, Y., & Zhang, P. (2019, August). A novel method for monitoring the junction temperature of SiC MOSFET on-line based on on-state resistance. In *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (pp. 1-5). IEEE.
93. Zheng, H., Ngo, K. D., & Lu, G. Q. (2015). Thermal characterization system for transient thermal impedance measurement and power cycling of IGBT modules. *Microelectronics Reliability*, 55(12), 2575-2581, doi: 10.1016/j.microrel.2015.08.016.
94. Zhou, S., Zhou, L., & Sun, P. (2013). Monitoring potential defects in an IGBT module based on dynamic changes of the gate current. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(3), 1479-1487.

## Noty aplikacyjne

95. Nota aplikacyjna: Acoustic Emission Sensors Specification Released 12-2015, <https://atgndt.com/wp-content/uploads/2016/01/vallen-ae-sensors.pdf>.
96. Nota aplikacyjna: IRG4PC30FDPBF, Tranzystor IGBT pojedynczy, Atrybuty produktu, <https://www.digikey.pl/pl/products/detail/rochester-electronics-llc/IRG4PC30FDPBF/12591337>.
97. Nota aplikacyjna: IRG4PC40S, IGBT transistor, International Rectifier, PD-95430, [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRG4PC40F-DataSheet-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015356440a0b22d4](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRG4PC40F-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015356440a0b22d4).
98. Nota aplikacyjna: VS150-M, Technical Specification, <https://www.vallen.de/sensors/non-integrated-preamplifier-sensors/vs150-m-2/>.
99. Nota aplikacyjna: WS $\alpha$  Sensor, General Purpose Wideband Sensor, [https://www.physicalacoustics.com/content/literature/sensors/Model\\_WSa.pdf](https://www.physicalacoustics.com/content/literature/sensors/Model_WSa.pdf).



## Spis rysunków

1.1.	Przykładowy schemat elektryczny jednostki pływającej .....	15
1.2.	Procentowy wskaźnik różnych awarii układów półprzewodnikowych przełączających .....	17
1.3.	Podział metod pomiarowych uszkodzeń przewodów łączących wewnątrz obudowy tranzystora IGBT .....	19
1.4.	Przykładowy pomiar gradientu temperatury dla modułu IGBT dla różnych natężeń prądu ..	21
1.5.	Różnica graficzna pomiędzy pomiarem: (a) temperatury, (b) gradientu .....	21
1.6.	Uszkodzona struktura połączeń w mostku IGBT .....	22
1.7.	Model odpowiadający modułowi IGBT: (a) zdjęcie przewodów połączeniowych emitera, (b) wewnętrzny obwód zastępczy IGBT .....	22
1.8.	Proponowana konfiguracja układu do pomiaru napięcia $V_{CE\_ON}$ .....	24
1.9.	Zasada „prześwietlania” płytek drukowanych z elementami elektronicznymi .....	25
1.10.	Trójwymiarowy obraz otrzymany po zeskanowaniu tranzystora IGBT urządzeniem Sonoscan C-SAM .....	26
1.11.	Model obrazujący propagację fali EA w kadzi kondensatora energoelektrycznego .....	30
1.12.	Pomiar pojedynczego kondensatora ceramicznego SMD za pomocą EA .....	30
1.13.	Rzeczywisty układ pomiarowy: (a) z otwartą pokrywą i widocznymi elementami, (b) z narysowanymi punktami pomiarowymi .....	32
1.14.	Zestaw pomiarowy .....	33
2.1.	Rodzaje emisji akustycznej .....	35
2.2.	Wielkości fizyczne opisujące emisję akustyczną .....	36
2.3.	Krzywe dyspersji dla miedzi .....	36
2.4.	Charakterystyka przedstawiająca różnicę pomiędzy prędkościami grupowymi i fazowymi (obwiednia fali dla pojedynczej częstotliwości nośnej) .....	37
2.5.	Graficzne przedstawienie współczynnika pochłaniania (tłumienia) fali dla przykładowej amplitudy z punktu $X = 0$ oraz początkowej wartości $A_0$ .....	38
2.6.	Deskryptory emisji akustycznej .....	40
2.7.	Graficzne przedstawienie wybranych parametrów/deskryptorów EA .....	43
2.8.	Widok przetworników piezoelektrycznych, które mogą być użyte do wykrycia emisji akustycznej .....	45
2.9.	Przekrój budowy sensora piezoelektrycznego EA .....	46
2.10.	Sensor emisji akustycznej typu WS Alpha firmy Physical Acousticcs .....	46
2.11.	Zgodnie z ASTM Standard E976-84 .....	48
2.12.	Badanie sygnałów wygenerowanych za pomocą testu łamania ołówka .....	48
2.13.	Zrzut z ekranu oscyloskopu, sygnał C1 przebieg czasowy testu Hsu-Nielsen’a .....	49
2.14.	Widok testu Hsu-Nielsen’a w czasie w środowisku programistycznym Matlab .....	49
2.15.	Test PLB dla dwóch sensorów na jednej płycie pomiarowej, zrzut ekranu poglądowy .....	50



3.1.	Zakres parametrów pracy krzemowych przyrządów energoelektronicznych .....	52
3.2.	Struktura dyskretnego tranzystora IGBT .....	52
3.3.	Schemat zastępczy tranzystora IGBT .....	52
3.4.	Wzrost mocy wyjściowej tranzystorów IGBT dla modułu podwójnego tranzystora 62 mm od czasu jego powstania .....	53
3.5.	Poglądowy przekrój warstw półprzewodnikowych wraz z wpisanym schematem zastępczym w tranzystorze IGBT .....	54
3.6.	Zmiany w budowie tranzystora IGBT .....	55
3.7.	Uproszczona ewolucja do tranzystora IGBT RC .....	56
3.8.	Charakterystyka prądowo-napięciowa oraz schemat zastępczy tranzystora typu IGBT-RC ...	56
3.9.	(a) Multi-switch dwuukładowy zintegrowany mostek; (b), (c) przekrój ze schematycznie zaznaczonymi obszarami odpowiadającymi za poszczególne elementy tranzystora RC-IGBT; (d) schemat – wspólna anoda w układzie trójbiegunowym; (e) schemat – wspólna katoda w układzie trójbiegunowym .....	57
3.10.	Mostek z tranzystorami IGBT dla prądu trójfazowego producent Mitsubishi Matrix Converter Module Prototype .....	58
3.11.	Przekrój pojedynczego modułu IGBT z wyprowadzeniami i radiatorem .....	59
5.1.	Stanowisko badawcze .....	63
5.2.	Czterokanałowy oscyloskop cyfrowy Tektronix MDO34 .....	63
5.3.	Blokowy schemat pomiaru emisji akustycznej zastosowany w badaniach .....	64
5.4.	Płytki montażowa, transoptor oraz jego podłączenie .....	64
5.5.	Rezystor z drutu oporowego na ceramicznym karkasie .....	65
5.6.	Rezystor 1 $\Omega$ o mocy 25 W .....	65
5.7.	Dławik dla wymuszenia rezystancyjno-indukcyjnego .....	66
5.8.	Płytki stalowa stosowana w badaniach .....	67
5.9.	Tranzystor IGBT IRG4PC30F użyty w opisanym badaniu .....	68
5.10.	Badanie tranzystora .....	68
5.11.	Stanowisko badawcze podczas pomiarów .....	69
5.12.	Zapis z ekranu oscyloskopu z opisami sygnałów .....	70
5.13.	Prądowa sonda pomiarowa .....	70
5.14.	Przełączanie tranzystora zarejestrowane na oscyloskopie .....	72
5.15.	Schemat blokowy badanego układu .....	73
5.16.	Zdarzenia EA zarejestrowane przy badaniu .....	73
5.17.	Pojedyncze zdarzenie emisji akustycznej .....	74
5.18.	Zobrazowanie widma częstotliwościowego dla wybranego pliku WAV .....	74
5.19.	Wyodrębnione pasma częstotliwości ze zdarzeniami najwyższej amplitudzie .....	75
5.20.	Analizator przenośny PocketAE2 w trakcie pomiarów sygnału emisji akustycznej .....	76
5.21.	Okno aplikacji PocketAE pojedyncze zdarzenie EA .....	77
5.22.	Przełączanie tranzystora IGBT .....	78
5.23.	Pomiar kamerą termowizyjną .....	79
5.24.	Przykłady różnego stopienia nagrzania tranzystora i płyty grzewczej, na której się znajdował .....	80
5.25.	Pojedyncze zdarzenia emisji akustycznej przy temperaturze otoczenia: (a) 25°C, (b) 45°C, (c) 75°C .....	80

5.26. Charakterystyka amplitudowo-czasowo-częstotliwościowa przełącznego tranzystora IGBT w temperaturze otoczenia: a) 25°C, b) 45°C, c) 75°C .....	81
5.27. Amplitudowo-czasowo-częstotliwościowa charakterystyka widmowej gęstości mocy przełącznego tranzystora w temperaturze: a) 25°C, b) 45°C, c) 75°C .....	82
5.28. Przykładowy wygląd tyrystorów poddanych badaniom: (a) różne obudowy tyrystorów, (b) wycinek z noty aplikacyjnej tyrystora ST700CLPbF .....	83
5.29. Tyrystor GTO z zamontowanym czujnikiem emisji akustycznej typu WS Alfa firmy Physical Acoustic Corporation .....	84
5.30. Stanowisko do pomiaru wpływu pola magnetycznego (EMI) na pomiar EA .....	85
5.31. Przebiegi na oscyloskopie podczas badania tyrystora GTO .....	86
5.32. Wykres widma częstotliwości przełączanego tyrystora GTO .....	87
5.33. Zestaw LinWave firmy Vallen .....	89
5.34. Sensor VS-150M (a) sensor, (b) charakterystyka .....	90
5.35. Panel klienta WWW zestawu LinWave .....	90
5.36. Program LinWave acquisition .....	91
5.37. Przykładowy zrzut z ekranu programu VisualAE .....	92
5.38. Zdarzenia emisji akustycznej przedstawione na jednej z kart programu VisualAE .....	92
5.39. Przykładowe zdarzenie emisji akustycznej i jego opis w programie VisualAE .....	93
5.40. Przykładowe zdarzenie EA amplituda w funkcji czasu .....	93
5.41. Przykładowe zdarzenie EA amplituda w funkcji częstotliwości .....	94
5.42. Średnie wartości amplitudy sygnału w dB w zależności od częstotliwości .....	94
5.43. Sensory przymocowane uchwytami magnetycznymi do niezależnych metalowych płytek ...	95
5.44. Pomiar testowy dla ustalenia parametrów zdarzeń emisji akustycznej związanych z przełączaniem .....	96
5.45. Przykład pomiaru emisji akustycznej w programie VisualAE .....	97
5.46. Zdarzenie emisji akustycznej na sensorze kontrolnym .....	98
5.47. Test Hsu-Nielsen'a na sensorze porównawczym .....	98
5.48. Fragment listingu zarejestrowanych zdarzeń EA w opisywanym badaniu .....	99
5.49. Jedno z zarejestrowanych zdarzeń emisji akustycznej na poziomie 70 dBAE znormalizowane do skali w mV w czasie 1,5 ms .....	100
5.50. Jedno z zarejestrowanych zdarzeń emisji akustycznej na poziomie 70 dBAE w dziedzinie częstotliwości w paśmie od 0 do 1 MHz .....	100
5.51. Jedno z zarejestrowanych zdarzeń emisji akustycznej na poziomie 50 dBAE znormalizowane do skali w mV .....	101

## Spis tabel

2.1. Podział fal akustycznych ze względu na częstotliwość .....	38
2.2. Rozprzestrzenianie się fal w wybranych materiałach .....	39
2.3. Podział przetworników EA .....	44
3.1. Wybrane zmiany w technologii tranzystorów IGBT .....	56
5.1. Przykładowa tabela wartości bezwzględnych maksymalnych i minimalnych napięć zmierzonych na zarejestrowanym sygnale z częstotliwością przełączania 3 Hz .....	71
5.2. Współczynniki zmiany objętości w określonej temperaturze dla wybranych materiałów .....	84