



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

***BADANIA EMISYJNOŚCI
URZĄDZEŃ I SYSTEMÓW
W OKRĘTOWYM ŚRODOWISKU
ELEKTROMAGNETYCZNYM***

mgr inż. Rafał Namiotko

*Ośrodek Badawczo-Rozwojowy
Centrum Techniki Morskiej*

ROZPRAWA DOKTORSKA

Promotor:

***dr hab. inż. Ryszard Katulski
Profesor w Politechnice Gdańskiej***

Gdynia, 2007

SPIS TREŚCI

Rozdział 1 – Wprowadzenie	4
1.1 Wstęp.....	4
1.2 Cel, teza i zawartość rozprawy.....	7
1.3 Definicje, symbole i skróty	9
Rozdział 2 – Problemy i uwarunkowania kompatybilności elektromagnetycznej na okrętach wojennych	13
2.1 Źródła i rodzaje zaburzeń w okrętowym środowisku elektromagnetycznym.....	13
2.1.1 Zaburzenia impulsowe	14
2.1.2 Zaburzenia ciągłe	18
2.1.3 Przykładowe skutki zakłócania systemów okrętowych	19
2.2 Sposoby eliminacji zakłóceń.....	20
2.2.1 Procedury planowania warunków kompatybilności elektromagnetycznej.....	20
2.2.2 Środki zaradcze do osiągnięcia KEM	22
2.2.2.1 Metody ograniczania zaburzeń promieniowanych.....	23
2.2.2.2 Metody ograniczania zaburzeń przewodzonych	25
2.3 Ulot informacji poprzez emisję elektromagnetyczną.....	26
2.3.1 Technika ekranowania.....	28
2.3.2 Urządzenia tempestowe.....	29
2.3.3 Strefy bezpieczeństwa	30
2.4 Technologia ekranowania urządzeń i systemów na okrętach	32
Rozdział 3 – Topologiczne ujęcie problemu zaburzeń i ekranowania w okrętowym środowisku elektromagnetycznym.....	35
3.1 Model topologiczny okrętu	35
3.2 Opis macierzowy modelu topologicznego	38
3.2.1 Wstęp.....	38
3.2.2 Opis źródeł promieniowania elektromagnetycznego	39
3.2.3 Opis struktur ekranujących.....	41
3.2.4 Opis emisji zaburzających.....	43
3.3 Przykładowe zastosowanie modelu topologicznego	49
Rozdział 4 – Weryfikacja eksperymentalna modelu topologicznego w warunkach laboratoryjnych	58
4.1 Badania symulacyjne.....	58
4.1.1 Opis macierzowy	58
4.1.2 Wyznaczanie współczynników macierzy [SE]	60
4.1.3 Wyniki badań	66
4.2 Pomiary laboratoryjne	69
4.3 Porównanie wyników badań symulacyjnych i pomiarów laboratoryjnych	77

Rozdział 5 – Wybrane badania na okręcie.....	79
5.1 Charakterystyka okrętowego środowiska elektromagnetycznego	79
5.2 Badania symulacyjne.....	82
5.3 Pomiary na okręcie.....	86
5.3.1 Metalowy kadłub okrętu.....	87
5.3.2 Kabina systemu łączności radiowej	88
5.3.3 Obudowa wzmacniacza mocy	90
5.3.4 Radiostacja okrętowa i wzmacniacz mocy.....	92
5.3.5 Pomiar emisji promieniowanej w kabinie systemu łączności radiowej.....	94
5.3.6 Oszacowanie niepewności pomiarów	95
5.4 Porównanie wyników badań symulacyjnych i wyników pomiarów	100
Rozdział 6 – Metody analizy i badań skuteczności ekranowania	103
6.1 Opis wymagań normatywnych.....	103
6.2 Proponowana metoda badań.....	108
6.2.1 Wprowadzenie.....	108
6.2.2 Punkty pomiarowe.....	109
6.2.3 Częstotliwości pomiarowe	110
6.2.4 Układy i wyposażenie pomiarowe	111
6.2.5 Wyznaczanie współczynnika tłumienności.....	112
6.3 Porównanie wyników otrzymanych wg normatywnej i proponowanej metody badań	113
Rozdział 7 – Podsumowanie i wnioski	115
Literatura.....	117
Załącznik 1 – Matryca EMI	122
Załącznik 2 – Tablice z wynikami pomiarów	123

Rozdział 1 – Wprowadzenie

1.1 Wstęp

Ze względu na powszechność stosowania urządzeń elektronicznych i elektrycznych, duże i coraz większe znaczenie ma ich wzajemna kompatybilność elektromagnetyczna, głównie z punktu widzenia zjawiska ich wzajemnego zakłócania. Zdolność urządzeń lub systemów do prawidłowego działania w otaczającym ich środowisku elektromagnetycznym jest warunkiem koniecznym, który nie zawsze udaje się spełnić. Każde urządzenie jest źródłem promieniowania pola elektromagnetycznego i dlatego też może zakłócać działanie innych urządzeń, zarówno poprzez emisję promieniowaną jak i przewodzoną, tzn. zaburzenia promieniowane i przewodzone [6, 15, 79, 89]. Przy czym problem emisji elektromagnetycznej pochodzącej od źródeł promieniowania, z punktu widzenia ograniczania tejże emisji na drodze jej rozchodzenia, uznaje się za szczególnie ważny.

Zapobieganie zaburzeniom promieniowanym realizuje się przez ekranowanie pola elektromagnetycznego. Z tego powodu bardzo ważne jest rozpoznanie rozkładu zaburzeń e-m na obszarze okrętu, zwłaszcza na etapie jego projektowania, jak i również projektowania rozmieszczenia urządzeń szczególnie podatnych na działanie tych zaburzeń.

Badania skuteczności działania różnego rodzaju struktur ekranujących, takich jak np. obudowy urządzeń, komory oraz pomieszczenia ekranowane, mają duże znaczenie poznawcze i użytkowe zwłaszcza wszędzie tam, gdzie zaburzenia takie mogą spowodować zagrożenie dla życia ludzkiego, np. poprzez niesprawne działanie urządzeń.

Ze względu na panujące warunki na okrętach wojennych, specyficzny i bardzo złożony jest problem zakłóceń elektromagnetycznych. Jednostki pływające – zwłaszcza współczesne okręty wojenne, z punktu widzenia oddziaływania pola elektromagnetycznego, stanowią środowisko, w którym na bardzo niewielkiej przestrzeni występuje duże nagromadzenie różnego rodzaju aparatury elektronicznej, elektrycznej i elektromechanicznej [22, 24]. Zainstalowane na okręcie zestawy urządzeń generują bezustannie silne pola elektromagnetyczne. Między innymi systemy radiokomunikacyjne, radionawigacyjne i radiolokacyjne stanowią niebezpieczne źródła zaburzeń dla innych urządzeń, zwłaszcza dla elektronicznych systemów uzbrojenia, dowodzenia, kontroli i sterowania, które pracują na relatywnie niskich poziomach mocy i z tego względu są podatne na wszelkie sygnały zaburzające [21]. Dlatego każde zainstalowane na okręcie systemy lub urządzenia powinny

być chronione przed zaburzeniami, zwłaszcza elektromagnetycznymi, jak również powinny charakteryzować się niską emisją zaburzeń własnych, zarówno promieniowanych jak i przewodzonych.

Promieniowanie elektromagnetyczne obok niekorzystnego oddziaływania na załogę okrętu stwarza poważne zagrożenia, których efektem może być np.:

- zadziałanie elektrycznych i elektronicznych zapalników amunicji lub uzbrojenia,
- samozapłon materiałów łatwopalnych (np. paliw),
- zakłócenie działania lub wręcz uszkodzenie systemów odpowiedzialnych za bezpieczeństwo okrętu.

Sprzęt i urządzenia bojowe na okręcie znajdują się pod stałą kontrolą zautomatyzowanych systemów elektronicznych. W praktyce, zwłaszcza podczas stanu gotowości bojowej i operacji okrętów w grupach, zdarzają się sytuacje niezamierzonego zadziałania tych systemów wówczas, gdy kilka źródeł potencjalnych zakłóceń (np. urządzenia radionawigacyjne) jednocześnie generuje pole e-m na tej samej częstotliwości. Problemy ze spełnieniem wymagań kompatybilności elektromagnetycznej potęgują się na trałowcach przeznaczonych do lokalizowania i unieszkodliwiania zapór minowych, które z tego powodu zbudowane są z materiałów nieprzewodzących, w tym z laminatów poliestrowo-szkłanych. Powoduje to brak naturalnego ekranowania pól elektromagnetycznych przez metalowe elementy konstrukcyjne kadłuba okrętu, których w tym przypadku brakuje. Dla okrętów z tworzyw sztucznych warunki kompatybilności elektromagnetycznej poprawia się poprzez ekranowanie kabli, połączeń, obudów, a nawet całych pomieszczeń.

Kolejnym ważnym zagadnieniem z punktu widzenia obronności jest ochrona informacji niejawnych. Dostęp do takich informacji można uzyskać między innymi poprzez detekcję emisji pola elektromagnetycznego generowanego zwłaszcza przez urządzenia teleinformatyczne [8, 23]. Dlatego też urządzenia te powinny charakteryzować się odpowiednio obniżonym poziomem emisji elektromagnetycznej promieniowanej i przewodzonej oraz być chronione przy użyciu odpowiednich struktur ekranujących.

Zatem w celach obniżenia oddziaływania emisyjności urządzeń na okrętach, szczególnie o kadłubach niemetalowych, instaluje się różnego rodzaju struktury metalowe, które powinna charakteryzować wysoka efektywność ekranowania i to w możliwie najszerszym paśmie częstotliwości. Efektywność (skuteczność) ekranowania określa się na podstawie pomiaru współczynnika tłumienności pola elektromagnetycznego przechodzącego przez konstrukcje ekranujące. Aktualnie w badaniach tych stosuje się znormalizowaną metodykę pomiaru

tłumienności struktur ekranujących wynikającą z wymagań zawartych w normie obronnej NO-06-A501 [44], lub w natowskim dokumencie normatywnym STANAG 4557 [70]. Dokumenty te definiują stanowisko pomiarowe, w którym źródło sygnału probierczego w postaci generatora i anteny nadawczej znajduje się na zewnątrz struktury ekranującej, natomiast odbiornik pomiarowy i antena odbiorcza w środku tej struktury. Ta znormalizowana metodyka pomiarowa dotyczy struktur ekranujących o znacznych wymiarach np. pomieszczeń. Jednakże nie pozwala ona na badania wszystkich stosowanych w praktyce struktur ekranujących, zwłaszcza o niewielkich gabarytach, z czym często mamy do czynienia w warunkach okrętowych.

Kolejnym bardzo ważnym problemem jest badanie skuteczności ekranowania w warunkach „*in situ*”, tzn. w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych, w miejscach zainstalowania badanych struktur i urządzeń na okrętach wojennych. Z uwagi na opisane niebezpieczeństwo elektromagnetycznego oddziaływania na inne obiekty oraz ze względu na duże nagromadzenie na ograniczonej powierzchni sprzętu elektronicznego i elektrycznego, nie jest możliwe dla potrzeb badań umieszczanie w otwartej przestrzeni propagacyjnej generatora sygnału probierczego oraz współpracującej z nim anteny nadawczej [40]. W trakcie takiego badania może wystąpić niebezpieczne zakłócenie pracy zainstalowanych na okręcie systemów podatnych na oddziaływanie pola elektromagnetycznego. Znormalizowana metodyka, wg NO-06-A501 wręcz wymaga uzyskania pozwolenia od instytucji odpowiedzialnej za gospodarkę widmem e-m na wykonywanie takich badań w otwartej przestrzeni propagacyjnej.

W celu efektywnego badania emisyjności urządzeń i systemów oraz analizowania skuteczności ekranowania poszczególnych struktur na okręcie, proponuje się stosować jego model topologiczny, opracowany w trakcie realizacji niniejszej rozprawy. Przy użyciu tego modelu można określić rozkład zaburzeń e-m występujących w wybranych miejscach na okręcie oraz analizować skuteczność ich ekranowania. Idea modelu topologicznego oparta jest o wielowarstwowość okrętowych struktur ekranujących, chroniących urządzenia i systemy przed sygnałami pochodzącymi od źródeł znajdujących się na zewnątrz kadłuba okrętu oraz zainstalowanych na jego pokładzie, a także występujących pod pokładem pomiędzy jego strukturami ekranującymi.

Przydatność takiego modelu jest szczególnie ważna na etapie projektowania konstrukcji okrętowej oraz planowania rozmieszczenia poszczególnych pomieszczeń i urządzeń.

1.2 Cel, teza i zawartość rozprawy

Głównym celem niniejszej rozprawy było opracowanie modelu topologicznego okrętu wojennego i na tej podstawie zaproponowanie opisu macierzowego występujących uwarunkowań elektromagnetycznych (e-m). Drogą do tego było określenie i opisanie występujących na okręcie źródeł zaburzeń, analiza skuteczności ekranowania struktur okrętowych oraz szacowanie rozkładu emisji pola e-m oddziałującego na zainstalowane urządzenia.

W pracy zostanie wykazana słuszność tezy, że: zaproponowany model topologiczny okrętu i jego opis macierzowy, stanowi skuteczny sposób określania rozkładu emisji elektromagnetycznej promieniowanej w środowisku okrętowym, przydatny dla potrzeb badania emisyjności urządzeń i systemów w okrętowym środowisku e-m.

Jako tezę pomocniczą przyjęto, że: metoda badania współczynnika tłumienności struktur ekranujących z generatorem pola odniesienia i anteną nadawczą umieszczoną wewnątrz zamkniętej struktury ekranującej, pozwala na określanie współczynnika tłumienności z zadowalającą dokładnością dla celów ochrony elektromagnetycznej urządzeń.

Zaproponowany model topologiczny i jego opis macierzowy zweryfikowano w warunkach laboratoryjnych i okrętowych. Przy jego użyciu przeprowadzono badania emisyjności urządzeń i systemów w okrętowym środowisku elektromagnetycznym. Opracowany opis macierzowy pozwala na:

- wyznaczenie rozkładu natężenia pola zaburzeń promieniowanych oddziałujących na urządzenia i systemy okrętowe zainstalowane w dowolnym miejscu na okręcie, oraz
- określenie skuteczności ekranowania struktur na okrętach o kadłubie metalowym jak i również niemetalowym.

Praca zawiera siedem rozdziałów. W rozdziale pierwszym po krótkim wstępie zawarto cel oraz tezę rozprawy. W celu uporządkowania stosowanej terminologii zebrano definicje, symbole i skróty pojęć występujących w pracy.

W rozdziale drugim przedstawiono problemy i uwarunkowania kompatybilności elektromagnetycznej na okrętach wojennych. Omówiono i scharakteryzowano jakościowo

źródła zaburzeń oddziaływujące na okręt, które sklasyfikowano według rodzaju sygnału (ciągły bądź impulsowy), oraz według miejsca lokalizacji tych źródeł (obce oraz własne, wewnętrzne i zewnętrzne). Przedstawiono opis rzeczywistych problemów związanych z kompatybilnością elektromagnetyczną na jednym z wybranych okrętów. Określono sposoby eliminacji zakłóceń występujących na okrętach poprzez modelowanie, planowanie, zapobieganie oraz stosowanie odpowiedniej technologii ekranowania. Opisano wykorzystywane w urządzeniach i systemach okrętowych środki do ograniczania zaburzeń przewodzonych i promieniowanych. Poruszono także problem elektromagnetycznego ulotu informacji i związanych z nim sposobów ograniczania takiego ulotu poprzez ekranowanie i zastosowanie stref bezpieczeństwa.

Kolejny rozdział trzeci stanowi ważną część rozprawy, w której zawarto opis opracowanego modelu topologicznego okrętu z punktu widzenia źródeł i struktur ekranujących przed emisją zaburzeń na urządzenia okrętowe i z drugiej strony ograniczającą taką emisję od tych urządzeń. Na podstawie występującej topologii ekranowania zaproponowano i przedstawiono opis macierzowy zależności rozkładu pola zaburzeń e-m, generowanych ze źródeł emisji tego pola w środowisku okrętowym, od skuteczności ekranowania zainstalowanych struktur w funkcji częstotliwości. Podano przykład zastosowania tego modelu dla wybranego okrętu.

Natomiast w rozdziale czwartym zaprezentowano symulacje komputerowe wykonane w oparciu o zaproponowany opis macierzowy. Uzyskane obliczenia poddano pomiarowej weryfikacji laboratoryjnej. Zaprezentowano wyniki tej weryfikacji, które potwierdzają przyjęty sposób postępowania.

Z kolei w rozdziale piątym przedstawiono wyniki wybranych badań emisyjności urządzeń i systemów oraz skuteczności ekranowania struktur, wykonane na okręcie wojennym przy użyciu zaproponowanego modelu. Porównano otrzymane wyniki badań symulacyjnych z pomierzonymi w warunkach rzeczywistych. Przeanalizowano błędy i niepewności wykonanych pomiarów.

W rozdziale szóstym opisano metodykę badań skuteczności ekranowania, normatywną i zaproponowaną jej modyfikację, oraz zaprezentowano wyniki badań porównawczych z wykorzystaniem obu sposobów podejścia.

W zakończeniu, w rozdziale siódmym zawarto podsumowanie i wnioski wypływające z przeprowadzonych badań i analiz.

Zebrano także literaturę przedmiotu rozważanych zagadnień.

Ponadto, całość pracy uzupełniają dwa załączniki. Tzn., w załączniku pierwszym zawarto opracowaną matrycę wzajemnego oddziaływania urządzeń i systemów okrętowych, zaś w drugim zestawiono tablice z wynikami pomiarów.

1.3 Definicje, symbole i skróty

W celu uporządkowania terminologii oraz ujednoczenia przejrzystości opisu, w pracy stosuje się następujące terminy, których definicje normatywne przytoczono poniżej.

– **antena nadawcza**, (wg [42]):

“dowolna antena o znanych współczynnikach antenowych, przeznaczona do nadawania sygnału probierczego w zakresie częstotliwości, w którym przeprowadza się badania”,

– **antena odbiorcza**, (wg [42]):

“dowolna antena o znanych współczynnikach antenowych, przeznaczona do odbioru sygnału w zakresie częstotliwości, w którym przeprowadza się badania”,

– **emisja elektromagnetyczna**, (wg [59]):

“zjawisko wysyłania energii elektromagnetycznej”,

– **kompatybilność elektromagnetyczna**, (wg [59]):

“zdolność urządzenia lub systemu do zadowalającego działania w określonym środowisku elektromagnetycznym równocześnie bez wprowadzania do tego środowiska niedopuszczalnych zaburzeń elektromagnetycznych”,

– **odległość pomiarowa**, (wg [44]):

“odległość anteny od punktu pomiarowego”,

– **pole elektromagnetyczne (e-m), fala płaska**, (wg [44]):

“pole e-m w odległości $r \geq \lambda/2\pi$ od źródła”, przy czym w pracy określa się pole e-m w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 10 GHz,

– **pole elektryczne**, (wg [44]):

“składowa elektryczna E pola e-m, dla której w odległości r od źródła, spełniającej warunek $r \ll \lambda/2\pi$, impedancja falowa jest dużo większa od impedancji charakterystycznej ośrodka ($Z_F \ll Z_O$)”, przy czym w pracy określa się składową elektryczną pola e-m dla zakresu częstotliwości od 10 kHz do 30 MHz,

– **pole magnetyczne**, (wg [44]):

“składowa magnetyczna H pola e-m, dla której w odległości r od źródła spełniającej warunek $r \ll \lambda/2\pi$, impedancja falowa jest dużo mniejsza od impedancji charakterystycznej ośrodka ($Z_F \ll Z_O$)”, przy czym w pracy określa się składową magnetyczną pola e-m dla zakresu częstotliwości od 10 kHz do 30 MHz,

– **pole odniesienia**:

pole elektryczne, magnetyczne lub elektromagnetyczne mierzone bez struktury ekranującej,

– **pole tłumione**:

pole elektryczne, magnetyczne lub elektromagnetyczne mierzone w obecności struktury ekranującej,

– **poziom odporności**, (wg [57]):

“maksymalny poziom określonego zaburzenia elektromagnetycznego, oddziałującego na urządzenie, zestaw urządzeń lub system, przy którym jest ono jeszcze zdolne do pracy z wymaganą jakością”,

– **punkt pomiarowy**, (wg [44]):

“wybrany punkt na powierzchni ekranu elektromagnetycznego, względem którego utrzymuje się określone odległości pomiarowe anten, względem którego dokonuje się pomiaru tłumienności lokalnej”,

– **skuteczność ekranowania**, (wg [57]):

“zdolność struktury do tłumienia sygnału elektromagnetycznego, wchodzącego do struktury lub opuszczającego strukturę, określana jako stosunek odbieranego sygnału przy nieobecności struktury do sygnału odbieranego przy zainstalowanej strukturze”,

– **struktura ekranująca, struktura**

pomieszczenie, komora, obudowa, ściana itp., stosowana w celu zmniejszenia przenikania pola elektromagnetycznego do określonego obszaru, charakteryzująca się określonym współczynnikiem tłumienności,

– **sygnał probierczy**, (wg [42]):

“sygnał stosowany przy badaniach odporności lub podatności urządzeń emitowany w określonym paśmie częstotliwości”,

– **tłumienność**:

miara skuteczności ekranowania, wyrażona w decybelach,

– **tłumienność lokalna**, (wg [44]):

“tłumienie sygnału elektromagnetycznego w danym punkcie pomiarowym, wyrażone w decybelach”,

– **tłumienność globalna**, (wg [44]):

“tłumienie sygnału elektromagnetycznego dla całej struktury, określone jako zbiór minimalnych tłumienności lokalnych, wyrażone w decybelach”,

– **zaburzenie elektromagnetyczne**, (wg [59]):

“dowolne zjawisko elektromagnetyczne, które może obniżyć jakość działania urządzenia lub systemu albo niekorzystnie wpływać na materię żywą lub nieżywą”,

– **zakłócenie elektromagnetyczne**, (wg [59]):

“obniżenie jakości działania urządzenia, kanału transmisyjnego lub systemu spowodowane przez zaburzenie elektromagnetyczne”.

Ponadto, w rozprawie użyto przytoczone poniżej symbole i skróty:

AF – (Antenna Factor) – współczynnik anteny,

AN – antena nadawcza,

AO – antena odbiorcza,

BCI – Bojowe Centrum Informacji,

cw – (continuous wave) – fala ciągła,

EFT/B – (Electric Fast Transient Burst) – elektryczne szybkie stany przejściowe,
EMI – (Electromagnetic Interference) – zakłócenie, zaburzenie elektromagnetyczne,
e-m – elektromagnetyczne,
ESD – (Electrostatic Discharge) – wyładowanie elektrostatyczne,
HF – (High Frequency) – pasmo częstotliwości od 3 MHz do 30 MHz,
IEEE – (Institute of Electrical and Electronics Engineers) – Instytut Inżynierów Elektryków i Elektroników,
KEM – kompatybilność elektromagnetyczna,
LEMP – (Lightning Electromagnetic Pulses) – impulsy powstające w wyniku wyładowań atmosferycznych,
LPS – laminat poliestrowo-szkłany,
MIL-STD – (Military Standard) – Amerykańskie Normy Wojskowe,
MON – Ministerstwo Obrony Narodowej,
NEMP – (Nuclear Electromagnetic Pulses) – impulsy powstające w wyniku wybuchu jądrowego,
NO – Normy Obronne,
NSA – (National Security Agency) – Narodowa Agencja Bezpieczeństwa,
RBW – (Resolution Bandwidth) – pasmo rozdzielczości,
RF – (Radio Frequency) – częstotliwość radiowa,
SE – skuteczność ekranowania,
STANAG – (Standardization Agreement) – Porozumienie Standaryzacyjne NATO,
SURGE – udar napięciowy o czasie narastania 1,2 μ s oraz czasie trwania 50 μ s,
TEMPEST – technologia ekranowania wykorzystywana do obniżania niepożądanych elektromagnetycznych emisji ujawniających,
TAF – (Transmit Antenna Factor) – współczynnik transmisji anteny,
UHF – (Ultra High Frequency) – pasmo częstotliwości od 300 MHz do 3 GHz,
UPS – (Uninterruptible Power Supply) – zasilanie bezprzerwowe,
VBW – (Video Bandwidth) – szerokość pasma wideo,
VDC – (Voltage Direct Current) – napięcie stałe,
VAC – (Voltage Alternative Current) – napięcie przemienne,
VHF – (Very High Frequency) – pasmo częstotliwości od 30 MHz do 300 MHz,
WTEM – (Wire Traverse Electromagnetic Mode) – symulator drutowy z falą prowadzoną,
ZPO – źródło pola odniesienia.

Rozdział 2 – Problemy i uwarunkowania kompatybilności elektromagnetycznej na okrętach wojennych

2.1 Źródła i rodzaje zaburzeń w okrętowym środowisku elektromagnetycznym

Okręt w ogólności, zwłaszcza zaś wojenny, należy traktować jako skomplikowany przestrzenny zestaw antenowy z dużą liczbą nadajników, będących źródłem różnego rodzaju zaburzeń elektromagnetycznych, oraz odbiorników mogących reagować na te sygnały [17, 18, 22]. Oddziaływujące na okręt źródła zaburzeń można najogólniej podzielić na obce zewnętrzne oraz własne (wewnętrzne i zewnętrzne).

Do pierwszej grupy zalicza się:

- wyładowania atmosferyczne – LEMP,
- wybuchy jądrowe – NEMP,
- promieniowanie radarów i nadajników radiowych własnych i od innych okrętów,
- oddziaływanie silnych źródeł e-m, przeznaczonych do walki radioelektronicznej,
- wzajemne zakłócanie się podczas operacji okrętów w grupach.

W drugiej grupie dominującą rolę stanowią wyładowania elektrostatyczne – ESD pochodzące od personelu na okręcie, oraz także tzw. własne zaburzenia e-m emitowane w sposób niezamierzony przez systemy i urządzenia elektroniczne, pracujące na danym okręcie, zwłaszcza zaś przez:

- urządzenia nawigacyjne (radar nawigacyjny, echosonda, żyrokompas),
- środki łączności (radiostacje, radiotelefony),
- elementy uzbrojenia (rakietowe, broni podwodnej, hydroakustyczne, aktywne i pasywne systemy walki radioelektronicznej),
- elementy obrony biernej (np. służące do minimalizacji pola magnetycznego i elektrycznego, ochrony katodowej),
- podzespoły siłowni okrętowej (automatyka napędów, sterowania).

Lokalizację niektórych źródeł zaburzeń własnych wewnętrznych i zewnętrznych, występujących na okręcie, przedstawiono poglądowo na rys. 2.1.



Rys. 2.1 – Źródła zaburzeń własnych na okręcie:

- 1 – systemy i urządzenia elektroniczne,
- 2 – radary okrętowe,
- 3 – radionadajniki,
- 4 – siłownia okrętowa

Inna klasyfikacja zaburzeń e-m w środowisku okrętowym jest oparta o rodzaj sygnału zakłócającego, który może być ciągły bądź impulsowy [7, 75, 76, 83]. Pierwszą grupę stanowią pola elektromagnetyczne powstające w wyniku pracy urządzeń nadawczych (radiostacji) oraz oddziaływania okrętowej sieci zasilającej itp. Do drugiej grupy zalicza się zakłócenia powstające w wyniku oddziaływania impulsów napięcia, prądu lub pola elektromagnetycznego, mające wpływ na urządzenia i systemy okrętowe. Poniżej opisane zostaną występujące najczęściej rodzaje zaburzeń na okrętach wojennych [58, 60].

2.1.1 Zaburzenia impulsowe

Do najważniejszych zaburzeń impulsowych zalicza się:

- impulsy napięciowe indukowane na skutek szybkich elektrycznych stanów przejściowych,
- impulsowe pole elektromagnetyczne pochodzące od radarów okrętowych,
- wyładowania powstające w wyniku oddziaływania elektryczności statycznej,
- wyładowania atmosferyczne i pojawiające się w ich wyniku impulsy napięciowe typu SURGE,
- impuls NEMP powstający w trakcie wybuchu jądrowego.

Zaburzenie impulsowe powstałe w wyniku oddziaływania elektryczności statycznej jest zjawiskiem występującym powszechnie w otaczającej nas rzeczywistości. Są obszary życia człowieka gdzie, jak się okazuje, elektryczność statyczna jest szczególnie niebezpieczna. Dotyczy to takich dziedzin jak medycyna, wojsko czy też lotnictwo, tzn. wszędzie tam, gdzie istotnym jest bezpieczeństwo człowieka. Skutkiem takiego wyładowania może być wadliwe działanie urządzenia lub też uszkodzenie elementów elektronicznych. Elektryczność statyczna może gromadzić się na różnego rodzaju sprzętach czy urządzeniach, jak i również człowiek może gromadzić na sobie pewną wartość ładunku statycznego. Z uwagi na konieczność obsługi urządzeń, człowiek może być potencjalnym źródłem ich narażeń elektrycznością statyczną. W zależności od warunków środowiskowych uważa się, że ciało człowieka najczęściej ładuje się do wartości napięcia 10 - 15 kV [7], natomiast w ekstremalnych warunkach może to być nawet 40 kV [82, 90]. Wszelkiego rodzaju wyroby, w tym instalowane na okręcie, podlegają wyładowaniom elektryczności statycznej z powodu warunków środowiskowych i instalacyjnych, takich jak mała, z uwagi np. na pracujące zimą ogrzewanie, wilgotność względna czy powszechne zastosowanie materiałów z włókien sztucznych. Poziomy wyładowań elektrostatycznych, na które powinien być odporny wyrób różnią się w zależności od rodzaju i jego przeznaczenia. Urządzenia instalowane na okrętach powinny być odporne na wyładowania bezpośrednie rzędu 8 kV [19, 49, 84, 85]. Do grupy wyrobów szczególnie narażonych na wyładowania elektrostatyczne zwłaszcza w trakcie obsługi urządzenia przez operatora, zalicza się konsole operatorskie, przy użyciu których odbywa się zarządzanie najważniejszymi systemami okrętowymi. Ponadto w celu minimalizacji skutków wyładowań ESD, na okręcie instalowane są specjalne komory z ograniczonym dostępem, gdzie przechowywana jest uziemiona amunicja. Pomimo to wymaga się, aby amunicja, zapalniki, w tym elektrycznie aktywowane urządzenia zapłonowe, spełniały szczególnie ostre kryteria wymagań, tzn. powinny być odporne na napięcia o wartości 25 - 30 kV [67].

Oprócz oddziaływań impulsów ESD, okręt wojenny jest narażony na bezpośrednie wyładowanie atmosferyczne w kadłub, nadbudówkę lub maszt okrętu jak również pośrednie wyładowanie, np. w instalację brzegową. W wyniku wyładowania atmosferycznego, w przewodach okrętowej instalacji zasilającej indukują się impulsy elektromagnetyczne: udary napięciowe typu SURGE, czy też impulsowe pole magnetyczne [52, 55, 63, 65]. Ochrona systemów okrętowych przed bezpośrednim wyładowaniem atmosferycznym opiera się na odprowadzeniu prądu wyładowczego przez przewodzące maszty i kadłub, co jest

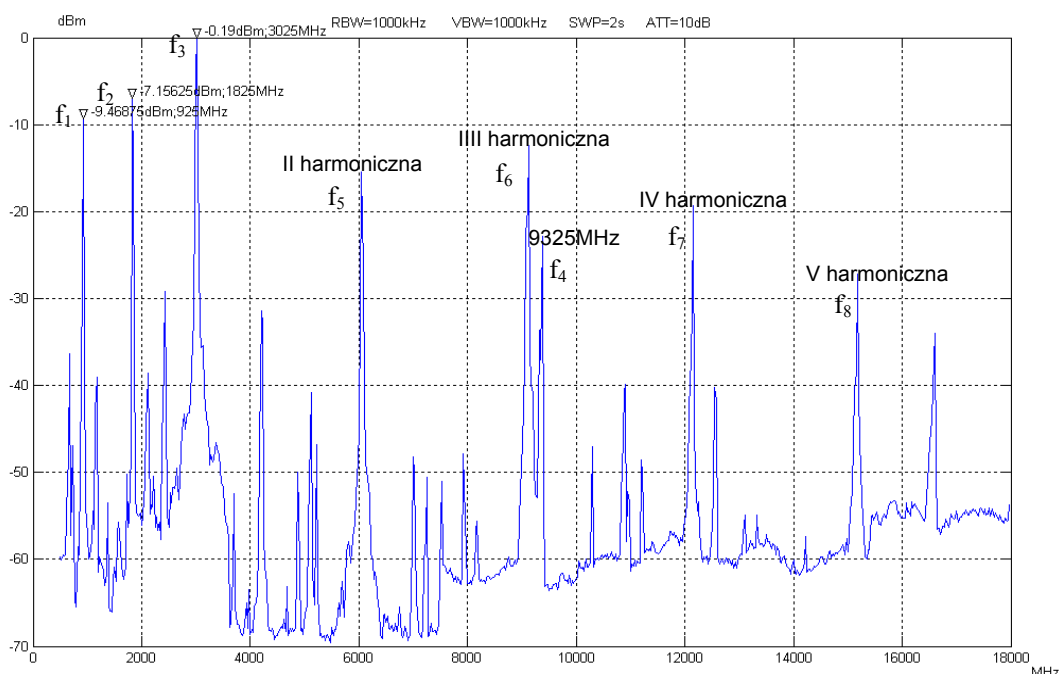
możliwe tylko na okrętach o metalowej konstrukcji kadłuba. W przypadku okrętów niemetalowych wyposaża się je w urządzenia ochrony przeciw wyładowaniom atmosferycznym. Okrętowe instalacje zasilające trójprzewodowe bez wydzielonego przewodu neutralnego, (połączenie w trójkąt) 3x230 VAC lub 3x380 VAC, wyposaża się w elementy ochrony odgromowej w postaci ochronników i ograniczników przepięć.

W wyniku oddziaływania różnego rodzaju zaburzeń pochodzących od łączeniowych stanów przejściowych – przerwanie zasilania obciążeń indukcyjnych, odbicia styków przekaźnika, przejście na zasilanie własne okrętu itp., w okrętowej sieci zasilającej powstają serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych (EFT/B) [51], jak również impulsy quasiprostokątne [1, 20].

W czasie wojny, podczas działań bojowych okręt może być narażony na powstający podczas wybuchu jądrowego impuls NEMP. Wybuchom tym towarzyszą niezwykle silne impulsy elektromagnetyczne, pokrywające praktycznie całe pasmo częstotliwości radiowych. Impulsy te są w stanie indukować w obwodach elektrycznych i systemach elektronicznych napięcia i natężenia prądu o dużych wartościach, które mogą powodować uszkodzenia urządzeń elektrycznych, a zwłaszcza systemów łączności, które z zasady są bardzo wrażliwe na zewnętrzne zakłócenia. Impuls NEMP może oddziaływać na okręt poprzez anteny systemów radiowych i radarowych, ale również przenikać przez luki i włazy, a nawet przez kadłub, szczególnie wykonany z materiałów nieprzewodzących. Jego oddziaływanie na systemy oraz urządzenia zainstalowane na okręcie jest z oczywistych względów także niebezpieczne. Kształt i amplituda impulsu NEMP zależy w dużym stopniu od wysokości, na której następuje wybuch jądrowy. Znormalizowany kształt przebiegu impulsu, opisany w normie NO-06-A200 – wymaganie KRS-03 – charakteryzuje się amplitudą natężenia pola elektromagnetycznego wynoszącą 50 kV/m, czasem narastania impulsu wynoszącym 5 ns oraz czasem trwania nie dłuższym niż 75 ns [41].

Istnieją również rodzaje broni, której zadaniem jest generowanie krótkotrwałych, o czasie trwania rzędu pikosekund, impulsów prądu elektrycznego o dużym natężeniu. Najbardziej niszczące są impulsy mikrofalowe z zakresu częstotliwości gigahercowych, które mogą przez otwory wentylacyjne z łatwością przeniknąć do wnętrza aparatury elektronicznej. Niebezpieczne są także nieciągłości w obudowie, poprzez które mogą się indukować groźne prądy w różnych obwodach elektrycznych. Fale megahercowe poprzez złącza i przewody zasilające, działające jak anteny, mogą przedostać się do układów elektronicznych i tam spowodować nieodwracalne zniszczenia [83].

Do mikrofalowych zaburzeń impulsowych w środowisku okrętowym zalicza się zwłaszcza radary generujące sygnał w paśmie 3 GHz oraz 9,5 GHz. Okręty wojenne wyposażone są w radary nawigacyjne generujące moce do 1 kW w impulsie oraz radary bojowe o mocach rzędu 15 kW w impulsie. W celu określenia wartości poziomów i częstotliwości sygnałów impulsowych generowanych przez te radary w okrętowym środowisku e-m, dla potrzeb tej pracy wykonano pomiary tła elektromagnetycznego występującego na typowym okręcie wojennym. Sygnały zmierzono przy pomocy analizatora widma oraz anteny odbiorczej zainstalowanej na maszcie okrętowym, służącej w rzeczywistych warunkach pracy do analizy i namierzania sygnałów radiolokacyjnych. Ze względu na techniczne parametry pracy anteny, pomiary te wykonano w zakresie częstotliwości od 0,5 GHz do 18 GHz. Wyniki pomiaru przedstawiono na rys. 2.2.



Rys. 2.2 – Tło elektromagnetyczne przy załączonych radarach na okręcie – pomiar z anteny namierzania sygnałów radiolokacyjnych

Niektóre szczegóły opisu tego tła dla wybranych sygnałów o najwyższych amplitudach przedstawiają się następująco. Dwie pierwsze częstotliwości $f_1 = 925$ MHz oraz $f_2 = 1825$ MHz, pochodzą od stacji bazowych telefonii komórkowej. Natomiast sygnały z radarów nawigacyjnych to: $f_3 = 3025$ MHz oraz $f_4 = 9325$ MHz. Na rys. 2.2 widać również harmoniczne sygnału 3025 MHz, tj. drugą harmoniczną $f_5 = 6050$ MHz, trzecią $f_6 = 9075$ MHz, czwartą $f_7 = 12100$ MHz oraz piątą $f_8 = 15125$ MHz.

Z pomierzonego tła elektromagnetycznego w środowisku okrętowym, przedstawionego na rys. 2.2, wynika, że w paśmie od 0,5 GHz do 18 GHz występuje znaczna liczba zaburzeń

elektromagnetycznych, zwłaszcza zaś nośne radarów i ich harmoniczne o amplitudach mogących powodować zakłócenia pracy urządzeń i systemów okrętowych.

2.1.2 Zaburzenia ciągłe

Źródła zaburzeń ciągłych występujących w środowisku okrętowym to między innymi:

- pole elektromagnetyczne generowane przez radionadajniki,
- pole magnetyczne oraz zaniki, zapady i zamiany napięcia, wytwarzane przez okrętowe sieci energetyczne.

Źródła własne emitują promieniowanie elektromagnetyczne o znacznych poziomach szczególnie, jeżeli mowa o zamierzonym promieniowaniu tych źródeł. Okręt posiada rozbudowane systemy radionawigacji oraz łączności radiowej, w skład których wchodzi radionadajniki ze wzmacniaczami mocy oraz anteny nadawczo-odbiorcze instalowane na pokładzie okrętu. Energia elektromagnetyczna od tych urządzeń przedostaje się do otaczającego środowiska na skutek promieniowania elektromagnetycznego o częstotliwości radiowej [50, 61]. Systemy łączności radiowej generują promieniowanie o częstotliwościach radiowych w paśmie HF i VHF, tzn. w zakresach częstotliwości odpowiednio, od 3 MHz do 30 MHz oraz od 30 MHz do 300 MHz. Są to sygnały ciągłe, modulowane częstotliwościowo, o mocach dochodzących do 500 W. Poziom zaburzeń emitowanych do środowiska przez system łączności zależy od warunków jego pracy, np. liczby zainstalowanych radiostacji, trybów ich pracy w trakcie nadawania, usytuowania anten nadawczych na okręcie i ich położenia względem otaczających obiektów.

Pole magnetyczne o częstotliwości sieci elektroenergetycznej jest wytwarzane wskutek przepływu prądu w instalacji okrętowej lub rzadziej na skutek oddziaływania innych znajdujących się w pobliżu urządzeń i systemów okrętowych [54].

Zaburzenia elektromagnetyczne przewodzone, indukowane przez pola o częstotliwości radiowej, mogą oddziaływać na całej długości przewodów połączonych z zainstalowanym na okręcie systemem [53]. Przewody wejściowe i wyjściowe, np. sieć zasilania, linie komunikacyjne, przewody interfejsowe, zachowują się jak sieci biernych anten odbiorczych. W przypadku zaburzeń przewodzonych ich poziom zależy od parametrów dołączonych do nich linii zasilających oraz sygnałowych. Przewody te mogą być liniami transmisyjnymi, przewodzącymi zaburzenia do systemów, lub też na skutek sprzężeń indukcyjnych i pojemnościowych, mogą przenikać do innych nawet nie podłączonych systemów.

Do zaburzeń o charakterze ciągłym można zakwalifikować również zapady napięcia, krótkie przerwy i zmiany napięcia, które powodowane są uszkodzeniami w sieci okrętowej, instalacjach zasilających lub nagłą dużą zmianą obciążenia, np. w przypadku przejścia na zasilanie własne okrętu [56, 66].

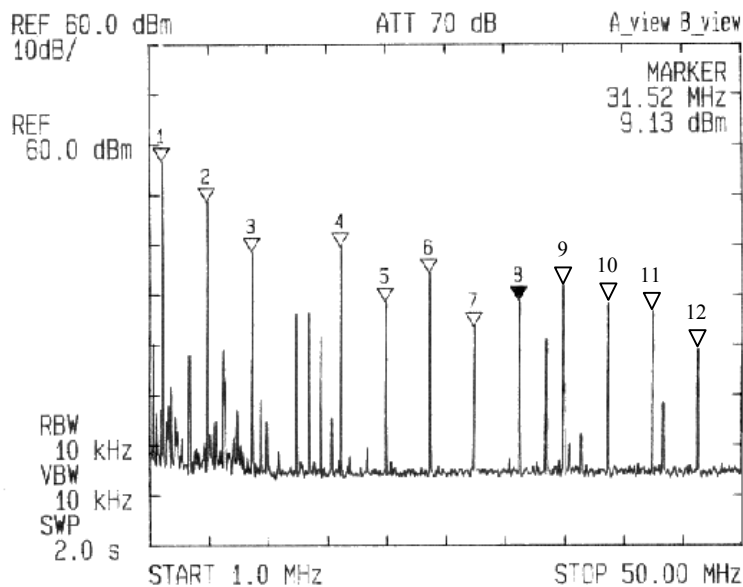
2.1.3 Przykładowe skutki zakłócania systemów okrętowych

Ze względu na niejawność informacji dotyczących okrętu i jego wyposażenia w wybrane systemy okrętowe, opisany zostanie przykładowy okręt, na którym badano i analizowano zakłócenia elektromagnetyczne.

Jak wiadomo, na okręcie o kadłubie wykonanym z LPS, z uwagi na brak naturalnego ekranowania pochodzącego od kadłuba, występują szczególne problemy z zachowaniem kompatybilności elektromagnetycznej [2, 88]. Urządzenia i systemy zainstalowane na takim okręcie są silnie podatne na zakłócenia zarówno impulsowe, jak i ciągłe. Przykładowo, w trakcie czynności zdawczo-odbiorczych okrętu o takim kadłubie, w różnych odstępach czasu obserwowano między innymi następujące zakłócenia:

- w trakcie prób w morzu, podczas automatycznej pracy steru wystąpiło nagłe, maksymalne wychylenie steru na prawą burtę, nie działał również przycisk powrotu do sterowania ręcznego,
- w trakcie prób na uwięzi, na logu (mierniku prędkości) odnotowano wskazania maksymalnej prędkości i zliczanie dystansu ze wskazywaną prędkością, pomimo tego, że okręt w tym czasie stał przy nabrzeżu,
- w trakcie prób na uwięzi wystąpiło także niekontrolowane uruchomienie zraszaczy przeciwpożarowych, pomimo, że w tym czasie dymu lub pożaru nie odnotowano,
- na okręcie ulegały uszkodzeniu urządzenia zasilane z przetwornicy 24 VDC, tzn., że w trakcie badań sieci napięcia stałego zaobserwowano chwilowe zmiany napięcia na wyjściu przetwornicy, dochodzące aż do 50 VDC.

Wymienione zakłócenia powstawały w trakcie pracy (prób) radiostacji HF. Stwierdzono, że generuje ona dużą liczbę harmoniczných – co przedstawiono na rys. 2.3, wynikających z niedopasowania anteny nadawczej, ze względu na niewłaściwą jej instalację – zespół radiostacji z anteną bez żadnych zmian konstrukcyjnych został przeniesiony z okrętu o kadłubie metalowym, gdzie pracował poprawnie [21, 87].



Rys. 2.3 - Widmo pola elektromagnetycznego na okręcie w zakresie częstotliwości od 1 MHz do 50 MHz, podczas pracy radiostacji HF,
 - marker nr 1 – nośna sygnału generowanego przez radiostację,
 - markery od nr 2 do nr 12 – harmoniczne sygnału nośnego

W celu eliminacji ww. zakłóceń wymieniono radiostację na inny jej rodzaj. Zmieniono umiejscowienie anten względem kadłuba okrętu. Duże elementy metalowe, które mogły stanowić wtórne źródła promieniowania, połączono w jeden rozległy system uziemień. Doszczelniono elektromagnetycznie pomieszczenie radiooperatora oraz urządzenia najbardziej podatne na zakłócenia e-m.

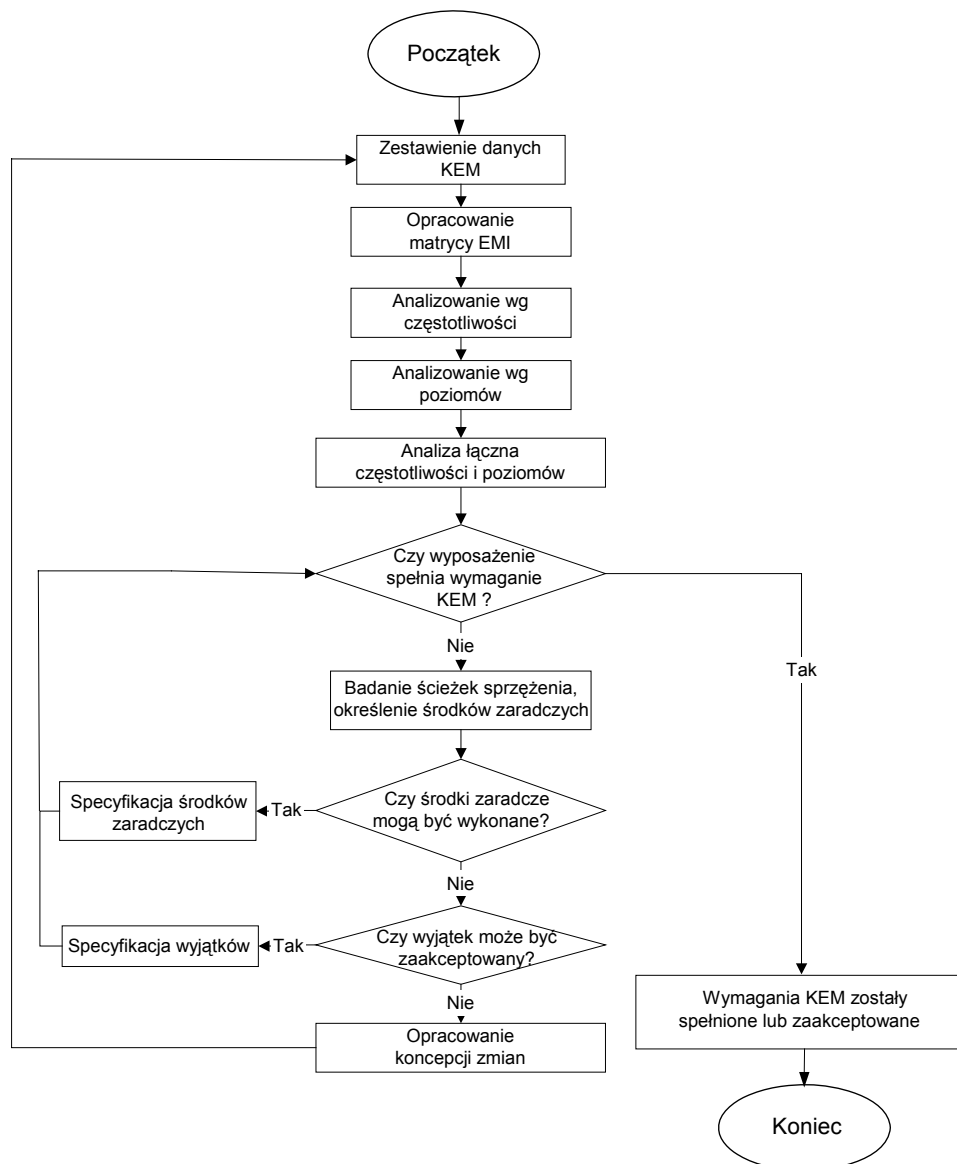
Opisana sytuacja jest przykładem na wagę znaczenia problemu ochrony elektromagnetycznej na okręcie wykonanym z LPS. Na tego typu okrętach instalowanie struktur o odpowiednich wartościach skuteczności ekranowania jest warunkiem niezbędnym do zapewnienia odpowiedniego bezpieczeństwa pracy, w odniesieniu do całej jednostki pływającej.

2.2 Sposoby eliminacji zakłóceń

2.2.1 Procedury planowania warunków kompatybilności elektromagnetycznej

Właściwe uwzględnienie zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej powinno się odbyć na etapie projektowania, budowy i wdrażania każdego systemu okrętowego. Zastosowanie środków zaradczych dotyczących KEM pozwala na uniknięcie błędów już w trakcie realizacji projektu. Stosowanym narzędziem do określenia i definiowania potencjalnych zagrożeń urządzeń i systemów w okrętowym środowisku elektromagnetycznym jest szeroka analiza KEM przeprowadzona w tym środowisku. Dotyczy

ona wszystkich instalowanych na okręcie systemów i definiuje zagrożenia ze względu na miejsce zainstalowania urządzeń, tzn. na pokładzie lub pod pokładem okrętu. Przykładowo, wyposażenie zainstalowane na pokładzie okrętu, czy też mostek nawigacyjny, mogą zostać zakłócone w wyniku pracy radiostacji okrętowej. Wyposażenie znajdujące się pod pokładem okrętu jest mniej podatne na tego typu oddziaływanie, w związku z ekranującymi właściwościami metalowego kadłuba, pomieszczeń i obudów urządzeń oraz systemów. Algorytm przeprowadzenia analizy KEM dla wyposażenia i systemów okrętowych przedstawiono na rys. 2.4 [58].



Rys. 2.4 – Algorytm analizy KEM

W przypadku analizy KEM, opracowuje się tzw. matrycę EMI, w której wierszach umieszcza się nazwy systemów okrętowych będących potencjalnymi źródłami zaburzeń, zaś

w kolumnach nazwy urządzeń lub systemów podatnych na takie zaburzenia. Wypełniona maczyca na przecięciach wierszy i kolumn obrazuje, jakie urządzenia mogą być prawdopodobnym źródłem zaburzeń dla innych urządzeń. Na tej podstawie podejmuje się środki zaradcze, np. w postaci budowy struktur ekranujących przed niepożądanymi sygnałami zaburzającymi. Przykładową wypełnioną maczycę EMI dla danego okrętu przedstawiono w załączniku 1. Maczyca taka obrazuje, które urządzenia bądź systemy są prawdopodobnym źródłem zaburzeń dla innych urządzeń lub systemów. Zatem już na etapie projektowania okrętu, przy użyciu maczycy EMI, można oszacować potencjalne zagrożenia KEM [17].

2.2.2 Środki zaradcze do osiągnięcia KEM

Do środków zaradczych stosowanych w fazie projektowania lub budowy systemu okrętowego zalicza się następujące czynności [58]:

- ekranowanie kabli, obudów i pomieszczeń okrętowych,
- filtracja linii zasilania i sygnałowych,
- dobór właściwych kabli i wartości impedancji obwodów,
- separacja tras kablowych, oddzielne ułożenia kabli sygnałowych i zasilających, co jest szczególnie ważne z uwagi na duże prawdopodobieństwo zakłóceń powstających w wyniku przesłuchów silnych pól e-m pochodzących od kabli zasilających (3 x 380 VAC) na kable sygnałowe transmitujące sygnały o niskich poziomach, zwłaszcza, że poprawa niewłaściwie ułożonych tras kablowych po zakończeniu budowy okrętu jest w praktyce niemożliwa,
- wykonywanie uziemień ekranów kabli do kadłuba okrętu, w przypadku okrętów o konstrukcji metalowej, oraz do systemu uziemiającego, w który wyposażone są okręty o kadłubach z LPS,
- sprawdzenie połączeń uziemiających, z punktu widzenia KEM, w celu osiągnięcia wymaganych małych wartości indukcyjności,
- przegląd połączeń uziemiających, z punktu widzenia ochrony przed korozją.

Cechami charakterystycznymi systemów okrętowych są elementy wyposażenia, często pochodzące od różnych wytwórców, połączone poprzez rozległą sieć kablową i pracujące razem na okręcie. Integracja systemów i wspólna instalacja na okręcie często prowadzi do braku ich wzajemnej kompatybilności e-m, pomimo starannego planowania i wcześniejszych badań poszczególnych elementów wyposażenia. W tych przypadkach bada się, czy zakłócenia są wynikiem właściwości wynikających z miejsca posadowienia urządzeń na pokładzie okrętu

i/lub z pracy w specyficznym środowisku okrętowym. W tym celu, wszystkie pojedyncze elementy wyposażenia wchodzące w skład systemu włącza się kolejno jedne po drugich i weryfikuje poprawność ich funkcjonowania. W ogólności stosuje się następujące środki zaradcze do osiągnięcia poprawy kompatybilności elektromagnetycznej już zainstalowanych na okręcie systemów [10, 11, 12, 13]:

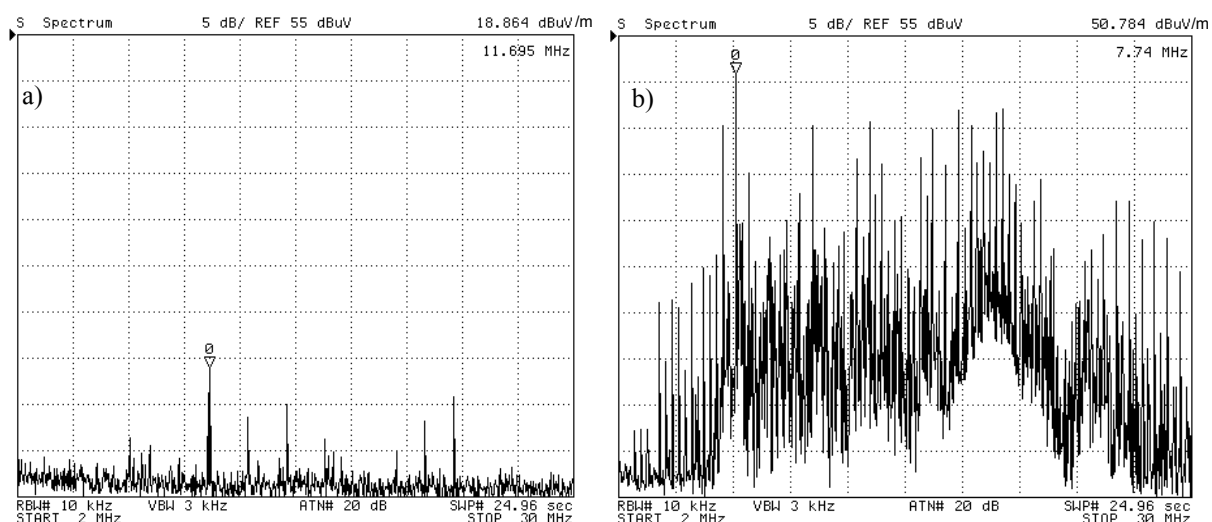
- ekranowanie,
- uziemianie,
- dobór kabli, w tym ekranowanych,
- dobór właściwego miejsca zamontowania wyposażenia,
- filtrowanie,
- zastosowanie specjalnych elementów (na przykład ochronników przepięciowych).

2.2.2.1 Metody ograniczania zaburzeń promieniowanych

Okręty nawodne ze względu na rodzaj materiału, z którego są zbudowane dzieli się jak wiadomo na okręty z kadłubem o konstrukcji niemetalowej (wykonane np. z LPS) oraz okręty z kadłubem o konstrukcji metalowej. Okręt metalowy posiada naturalną ochronę elektromagnetyczną, jaką jest ekran w postaci metalowego kadłuba i metalowych ścian pomieszczeń. Jednakże w obecności sygnałów zakłócających (patrz p. 2.1) ekranowanie kadłuba może okazać się niewystarczające. Pole elektromagnetyczne wnika przez kadłub do wnętrza pomieszczenia może powodować zakłócenia pracy urządzeń i systemów tam zainstalowanych. Mając na uwadze takie warunki, ekranowanie urządzeń jest tym bardziej niezbędne na okrętach niemetalowych, ze względu na brak naturalnego ekranowania pochodzącego od kadłuba. Stąd też w celu poprawy skuteczności ekranowania stosuje się doszczelnianie pomieszczeń okrętowych, jak również instaluje się kabiny ekranowane. Dla urządzeń newralgicznych z punktu widzenia pracy okrętu stosuje się zwiększoną ochronę przed promieniowaniem pola elektromagnetycznego w postaci ekranowanych obudów i stref bezpieczeństwa [39]. Przykładem takiego specjalnego urządzenia okrętowego jest instalowana pod pokładem okrętu Wielofunkcyjna Konsola Operatorska, służąca do sterowania i wizualizacji danych od różnego rodzaju systemów okrętowych, między innymi od zintegrowanego systemu dowodzenia, systemu broni podwodnej, systemu analizy i namierzania sygnałów radiolokacyjnych, czy też sonaru okrętowego. Konsola ta jest tak skonstruowana, aby wszystkie elementy elektroniczne, jak np. jednostka centralna, sterowniki, UPS-y, systemy akwizycji danych pomiarowych itp., umieszczone były w ekranowanej jej części. Konstrukcja i materiał, z którego wykonane są poszycia użyte do

budowy konsoli, zastosowanie w niej elektromagnetycznych uszczelnień między-panelowych i drzwiowych, oraz umieszczenie w otworach wentylacyjnych siatek elektromagnetycznych, znacznie obniża jej emisję zakłócającą, jak również uodparnia przed zewnętrznymi zakłóceniami generowanymi przez inne systemy [29]. Przykładowo wykonane pomiary poziomu emisji zakłóceń elektromagnetycznych promieniowanych w paśmie częstotliwości od 2 MHz do 30 MHz, jakie generuje Wielofunkcyjna Konsola Operatorska, przedstawiono na rys 2.5.

Pomiary wykonano zgodnie z metodyką zawartą w normie NO-06-A500 [42] przy użyciu prętowej anteny odbiorczej i analizatora widma, w odległości 1 metra od urządzenia. Na rys. 2.5 a) przedstawiono poziom emisji dla całkowicie ekranowanej konsoli. Następnie pomiary przeprowadzono przy otwartych drzwiczkach dostępu do ekranowanej części, w której znajdowała się elektronika i zainstalowane oprogramowanie sterujące. Wyniki tych pomiarów zobrazowano na rys. 2.5 b).

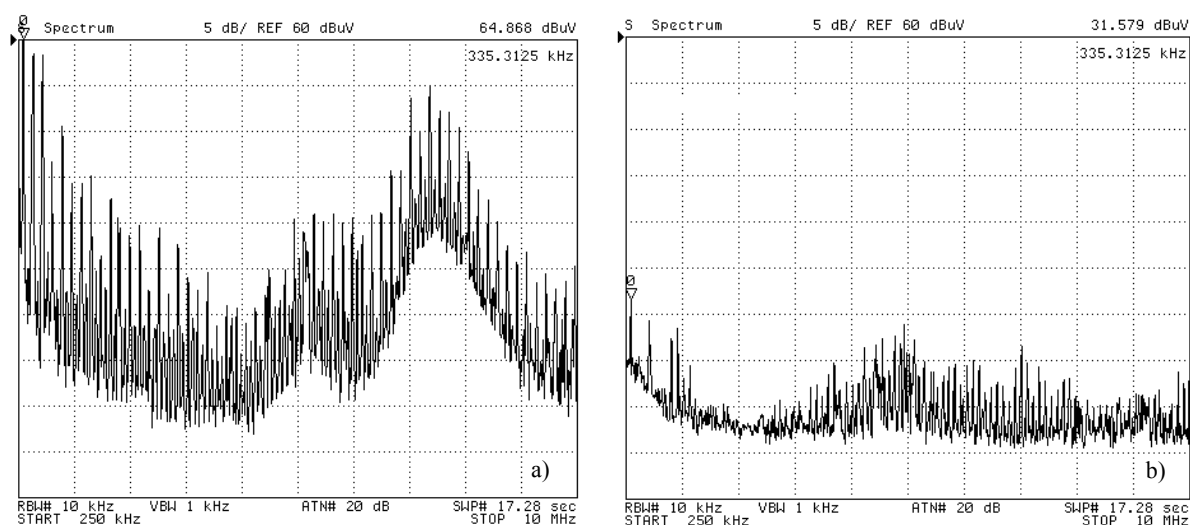


Rys. 2.5 – Poziom emisji zakłóceń elektromagnetycznych promieniowanych przez Wielofunkcyjną Konsolę Operatorską, w zakresie częstotliwości od 2 MHz do 30 MHz, dla:
a) całkowicie ekranowanej konstrukcji tej konsoli,
b) przy otwartych drzwiczkach dostępu do ekranowanej jej części

Z przedstawionych powyżej pomiarów wynika jednoznacznie, że obniżenie poziomu zakłóceń e-m promieniowanych pochodzących od elementów elektronicznych zainstalowanych w badanej konsoli uzyskano poprzez zastosowanie wymienionych środków zaradczych. Należy także zaznaczyć, że zastosowana obudowa ekranująca również chroni w przedstawionym zakresie częstotliwości przed wpływem zewnętrznych sygnałów zakłócających, np. pochodzących od okrętowej radiostacji HF.

2.2.2.2 Metody ograniczania zaburzeń przewodzonych

Zaburzenia przewodzone są generowane w głównej mierze poprzez sieciowe instalacje kablowe. W celu eliminacji tych zaburzeń stosuje się ekranowanie torów kablowych poprzez właściwe uziemianie, unikanie pętli prądowych, zapewnienie małej impedancji połączeń ekranów, kompensację zakłóceń w torach symetrycznych. W celu ograniczenia emisji zaburzeń przez przewody sieci zasilającej, oprócz ekranowanych kabli stosuje się przeciwzakłóceńowe filtry elektromagnetyczne w miejscach przejść tych kabli przez strukturę ekranującą. Podobnie zabezpiecza się przed emisją niepożądaną linie sygnałowe. Na przykładzie opisywanej Wielofunkcyjnej Konsoli Operatorskiej przedstawiono zmierzony poziom emisji zaburzeń przewodzonych - rys. 2.6 a). Na rysunku tym widać znaczny poziom zaburzeń emitowanych w rozpatrywanym paśmie częstotliwości. W celu obniżenia emisji e-m pochodzących od tej konsoli, zastosowano filtr przeciwzakłóceńowy. Ograniczenie emisji poprzez zastosowanie tego filtru pozwoliło na obniżenie poziomu zaburzeń o około 30 dB, w paśmie częstotliwości od 250 kHz do 10 MHz, co z kolei przedstawiono na rys. 2.6 b).



Rys. 2.6 – Poziom emisji zaburzeń elektromagnetycznych przewodzonych pochodzących od Wielofunkcyjnej Konsoli Operatorskiej, w zakresie częstotliwości od 250 kHz do 10 MHz:

- przed zastosowaniem filtru,
- po zastosowaniu filtru

W celu ochrony urządzeń przed impulsami elektromagnetycznymi, powstającymi w wyniku wyładowań atmosferycznych, stosuje się zabezpieczenia przeciwprzebiegowe, iskierniki gazowe oraz zabezpieczenia nadprądowe [64]. Układy te pozwalają spełnić stawiane wymagania odpornościowe na udary oraz oddziaływanie pola magnetycznego impulsowego.

2.3 Ulot informacji poprzez emisję elektromagnetyczną

Ochrona przed dostępem do informacji niejawnych stanowi ważne zagadnienie związane z obronnością państwa oraz ochroną informacji gospodarczych i bankowych. Jednym ze sposobów uzyskania nieuprawnionego dostępu do takich informacji jest elektromagnetyczny podsłuch systemów i urządzeń informatycznych. Podsłuch taki może być zrealizowany poprzez detekcję słabych sygnałów emisji niepożądanego, nazywanej emisją ujawniającą, wypromieniowaną bezpośrednio ze źródła informacji lub też wypromieniowaną pośrednio poprzez emisję przewodzoną. Do realizacji takiego podsłuchu pośredniego można wykorzystać sieć elektroenergetyczną, instalację centralnego ogrzewania lub wodno-kanalizacyjną, jak i również łączność radiową lub coraz bardziej upowszechniającą się telefonię komórkową [30]. Przykładowo monitory ekranowe są źródłem niepożądanego promieniowania e-m związanego z obwodami odchyłania oraz treścią obrazu na ekranie. Promieniowanie takie rozciąga się w szerokim zakresie częstotliwości i można je odebrać w znacznej odległości od źródła. Po odpowiednim wzmocnieniu i filtracji obraz taki można odtworzyć na ekranie innego monitora. Podobnie, na podstawie pomierzonego promieniowania e-m w szerokim zakresie częstotliwości, pochodzącego od kabli sieci komputerowych, można odtworzyć sygnał źródłowy przesyłany w takich kablach [5].

Takiemu ulotowi informacji przeciwdziała się aktywnie lub pasywnie. Ochrona aktywna polega na tym, że stosuje się specjalne generatory szumu elektromagnetycznego, na tle, którego niknie emisja niepożądana. Przeciwdziałanie pasywne polega przede wszystkim na tym, że ekranuje się źródła niepożądanego promieniowania pola elektromagnetycznego, przy zastosowaniu odpowiednich struktur, filtracji przesyłanych sygnałów oraz poprzez zastosowanie stref bezpieczeństwa.

Każda struktura ekranująca posiada swoją określoną skuteczność ekranowania. Z zaleceń normatywnych wynika, że minimalna wartość współczynnika tłumienności struktur ekranujących, instalowanych na okrętach, powinna wynosić 50 dB (patrz wymagania normy NO-06-A201, kategoria C struktur ekranujących [43]). Jednakże w tym przypadku określa się również wymagania na tłumienie o poziomie 60 dB oraz 100 dB, odpowiednio kategoria B oraz A struktur ekranujących wg [43], uwzględniając przy tym elementy dołączone do danej struktury, takie jak:

- wprowadzane i wyprowadzane kable,
- złącza wejścia/wyjścia,
- tłumienie zainstalowanych na przewodach filtrów.

Jak wiadomo ekranowanie na poziomie 60 dB oznacza, że moc zaburzeń promieniowanych ze źródła po przejściu przez strukturę zostaje osłabiona o milion razy. Przyjmując, że źródłem promieniowania jest radiostacja okrętowa o mocy 1 kW, to moc taka wypromieniowana kierunkowo, po przejściu przez strukturę ekranującą o poziomie tłumienia 60 dB, posiada wartość, co najwyżej 1 mW.

Obniżanie poziomu emisji ujawniającej realizuje się na dwa sposoby: ekranując urządzenia poprzez odpowiednie obudowy oraz zabezpieczając całe systemy poprzez zastosowanie pomieszczeń ekranowanych. Pierwszy sposób dotyczy szczególnie urządzeń, w których jest przechowywana i przetwarzana informacja niejawna, np. serwery, komputery i monitory [31], a także urządzeń przesyłających taką informację, przykładowo switchy, routery i radiostacje. Drugi sposób polega na ekranowaniu całych pomieszczeń, w których znajduje się sprzęt informatyczny.

Ponadto na okrętach wojennych stosowane są struktury ekranujące specjalnego przeznaczenia, takie jak:

- pomieszczenia do przechowywania oraz przetwarzania informacji niejawnej, stanowiącej tajemnicę państwową lub gospodarczą,
- pomieszczenia kryptograficzne,
- obudowy do przechowywania oraz przewożenia uzbrojenia,
- pomieszczenia i obudowy urządzeń łączności radiowej,
- pomieszczenia zintegrowanego systemu dowodzenia (Bojowego Centrum Informacji),
- obudowy urządzeń i systemów okrętowych.

Rodzaje i liczba struktur instalowanych na okrętach zależy w dużej mierze od materiału użytego do konstrukcji kadłuba okrętu. Jak to już opisano, okręt metalowy posiada naturalną ochronę elektromagnetyczną w postaci metalowego kadłuba, który w pewnej mierze ekranuje przed zaburzeniami opisanymi w p. 2.1. Pomimo to, na tego typu okrętach ekranowanie realizuje się dla newralgicznych systemów, takich jak: zintegrowane systemy dowodzenia, systemy kierowania bronią podwodną oraz systemy łączności. Systemy te szczególnie muszą być, poprzez ekranowanie, zabezpieczone przed podsłuchem elektromagnetycznym ze względu na poufność wytwarzanych, przechowywanych i przesyłanych informacji. Celem nadrzędnym takich działań jest możliwie maksymalne ograniczenie, a najlepiej wyeliminowanie niepożądanego emisji ujawniającej i tym samym uniemożliwienie dostępu do zawartej w niej informacji [16]. W sytuacjach, gdy nie można zapewnić odpowiedniego stopnia ochrony przez ekranowanie, stosuje się dodatkowo strefy bezpieczeństwa obejmujące

obszar wokół urządzenia bądź systemu, w obrębie, którego natężenie pola e-m nie może przekraczać dopuszczalnych poziomów.

Z kolei na okrętach niemetalo- wych, ze względu na brak naturalnego ekranowania pochodzącego od kadłuba, instalowane są dodatkowo specjalne pomieszczenia ekranowane, przeznaczone do umieszczania w nich takich urządzeń, jak automatyczne centrale sterowania siłownią i kierowania bronią podwodną.

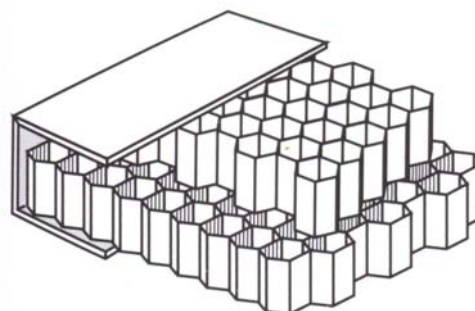
2.3.1 Technika ekranowania

Ekranowanie systemów realizuje się przy wykorzystaniu struktur o dużych gabarytach jak: komory ekranujące i pomieszczenia ekranowane. Charakteryzują się one bardzo dobrą skutecznością ekranowania rzędu 100 dB, a więc tym samym efektywnie chronią znajdujące się wewnątrz nich systemy przed niepożądanym ulotem informacji. Na okrętach najczęściej ekranuje się pomieszczenia łączności radiowej oraz Bojowe Centra Informacji, gdzie w trakcie działań wojennych znajduje się centrum dowodzenia okrętem oraz konsole sterowania systemami obrony biernej i czynnej okrętu. W konstrukcjach tych występują miejsca nieciągłości skutecznego ekranowania, poprzez które może nastąpić elektromagnetyczny ulot informacji. Do takich miejsc zalicza się wszelkie otwory wentylacyjne i połączenia między-panelowe, połączenie ościeżnicy i drzwi, oraz także zawiasy i klamki u drzwi.

Istotnym czynnikiem gwarantującym wysoką jakość takiego ekranowania jest odpowiednia konstrukcja i materiał, z którego wykonane są panele ekranowe użyte do budowy komór i zabezpieczania pomieszczeń. Poza tym ważne jest stosowanie specjalnych uszczelek między-panelowych oraz drzwiowych, np. uszczelki drzwiowe miedziowo-berylowe typu *palcowego* przedstawione poglądowo na rys. 2.7, oraz umieszczanie w otworach wentylacyjnych specjalnych konstrukcji typu *plaster miodu* (rys. 2.8), co zapewnia wymaganą skuteczność ekranowania w szerokim paśmie częstotliwości.



Rys. 2.7 – Miedziowo-berylowa uszczelka typu palcowego



Rys. 2.8 – Konstrukcja plastra miodu

Ulot e-m może mieć miejsce poprzez niskoczęstotliwościową składową magnetyczną – rzędu 1 kHz, na skutek zastosowania nieodpowiedniej grubości ścian ekranujących komory lub pomieszczenia. Innym nie mniej ważnym czynnikiem jest odpowiednie zabezpieczenie doprowadzeń w postaci zewnętrznych sieci zasilających i przewodów sygnałowych, które mogą ułatwiać pośredni ulot informacji, co realizuje się poprzez stosowanie elementów filtrujących w liniach energetycznych i telekomunikacyjnych. Jak zatem widać, właściwa konstrukcja i precyzyjny montaż ścian komory lub pomieszczenia są niezbędne przy wykonywaniu sposobu zabezpieczeń na odpowiednim poziomie.

2.3.2 Urządzenia *tempestowe*

Urządzenia spełniające wymagania dotyczące ochrony elektromagnetycznej, zarówno o obniżonej emisji promieniowanych zaburzeń e-m, jak i zwiększonej odporności na zaburzenia e-m, określane są powszechnie nazwą urządzenia *tempestowego*, natomiast technologia ekranowania takich urządzeń nosi nazwę *tempestowej*. O klasyfikacji danego urządzenia do klasy *tempest* decyduje wielkość emisji elektromagnetycznej promieniowanej przez takie urządzenie. W zależności od pomierzonych poziomów emisji ujawniającej i porównania tejsze z wymaganiami, sprzęt klasyfikuje się do jednej z czterech kategorii. Wymagania na dopuszczalne poziomy emisji ujawniających zawarto w normach niejawnych, oznaczonych symbolami AMSE [71, 72, 73]. Oznaczenie liczbowe za symbolami (np. 720B lub 788A) określa ostrość wymagań, jakie powinno spełnić urządzenie. Im skuteczniejsze jest ekranowanie, tym urządzenie zostanie przyporządkowane do wyższej kategorii.

Ze względu na poziom elektromagnetycznej emisji ujawniającej sprzęt teleinformatyczny dzieli się na cztery kategorie [31]:

- kategoria I – urządzenie spełniające wymagania najwyższego stopnia ochrony elektromagnetycznej, wg dopuszczalnych poziomów elektromagnetycznej emisji ujawniającej, określonych w normie niejawnej AMSE 720B [71],
- kategoria II – sprzęt spełniający wymagania dla urządzeń niekryptograficznych, wg dopuszczalnych poziomów elektromagnetycznej emisji ujawniającej, określonych w normie niejawnej AMSE 788A [72],
- kategoria III – sprzęt spełniający wymagania dla urządzeń o obniżonej emisji, wg dopuszczalnych poziomów elektromagnetycznej emisji ujawniającej, określonych w normie niejawnej AMSE 784A [73],

- kategoria IV – sprzęt spełniający wymagania dopuszczalnych poziomów emisji elektromagnetycznej, zgodnie z normą PN-EN 55022 [48], posiadający znak CE – zgodności wyrobu z wymaganiami dyrektywy 2004/108/WE, dotyczącej kompatybilności elektromagnetycznej, potwierdzonymi badaniami zgodnie z normami zharmonizowanymi.

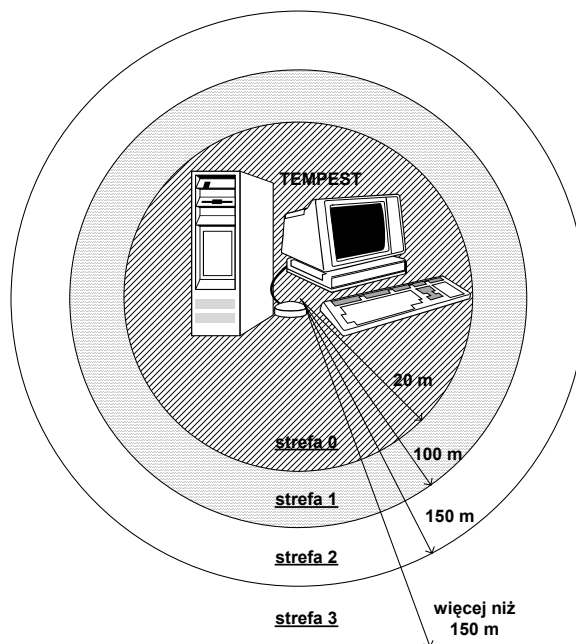
Ekranowanie sprzętu informatycznego (np. komputera, drukarki, serwera lub monitora) kategorii I oraz II realizuje się przy użyciu odpowiedniej grubości płyt np. aluminiowych, lub wykonanych z mumetalu, które przygotowuje się poprzez specjalny proces elektrochemiczny. Wszystkie nieciągłości takiej obudowy ekranującej uzupełnia się wypełniaczami, tzw. elastomerami przewodzącymi. W przypadku obudowy monitora komputerowego, jego ekran chroni się tzw. szybą elektromagnetyczną, która charakteryzuje się z jednej strony odpowiednio dużym współczynnikiem tłumienia emisji ujawniającej – rzędu 60 dB, oraz z drugiej strony odpowiednio dużym współczynnikiem przepuszczania światła – rzędu 80 %. Osobnym problemem jest ekranowanie myszy i klawiatury komputera – urządzenia te są częstym źródłem ulotu informacji.

Jest oczywiste, że poszczególne urządzenia informatyczne współpracują ze sobą we wspólnej mniej lub bardziej rozproszonej sieci. W takiej sytuacji możliwy jest ulot informacji poprzez połączenia kablowe pomiędzy tymi urządzeniami. Dlatego też stosuje się specjalnie ekranowane kable z filtrowanymi złączami lub też coraz częściej połączenia światłowodowe.

2.3.3 Strefy bezpieczeństwa

Z bezpieczeństwem przechowywania i przetwarzania informacji niejawnych, oprócz opisanych komór i pomieszczeń oraz urządzeń ekranowanych, wiąże się stosowanie stref bezpieczeństwa niedostępnych dla osób niepowołanych. Strefę tę wyznacza się na podstawie badania tłumienia pola elektromagnetycznego w przestrzeni między źródłem niepożądanego emisji, a granicą obszaru kontrolowanego, w odległości 20 m, 100 m oraz powyżej 150 m. Odległości te są umowne i wynikają z możliwości pomiarowych oraz czułości sprzętu służącego do podsłuchu. Przy określaniu takich stref bezpieczeństwa brane są pod uwagę między innymi poziomy tłumienia pola elektromagnetycznego obiektu budowlanego, lokalizację instalacji energetycznych, informatycznych, telekomunikacyjnych oraz powierzchnię kontrolowanego obszaru [8, 9]. Znacznie łatwiej jest wyznaczyć obszar ochronny wynoszący 20 m dla okrętu w porcie wojennym aniżeli dla budynku, np. dowództwa floty zlokalizowanego w centrum miasta.

Poglądowy schemat stref bezpieczeństwa i stosowanych w nich urządzeń zwłaszcza wykonanych w technologii *tempestowej* przedstawiono na rys. 2.9.



Rys. 2.9 – Strefy bezpieczeństwa i urządzenia *tempestowe*

Wyróżnia się następujące strefy bezpieczeństwa oznaczone jako 0, 1, 2, 3:

- 0 – obszar o promieniu < 20 m i/lub odpowiednia skuteczność ekranowania struktury,
- 1 – obszar o promieniu ≥ 20 m oraz < 100 m i/lub odpowiednia skuteczność ekranowania struktury,
- 2 – obszar o promieniu ≥ 100 m oraz < 150 m i/lub odpowiednia skuteczność ekranowania struktury,
- 3 – obszar o promieniu ≥ 150 m i/lub odpowiednia skuteczność ekranowania struktury.

Strefy bezpieczeństwa stosuje się głównie w celu redukcji kosztów wynikających ze stosowania drogich struktur ekranujących o tłumienności rzędu 100 dB. Zastosowanie przykładowo wymogów strefy 1 (obszar powyżej 20 m od urządzenia) oraz struktury ekranującej o tłumienności rzędu 60 dB, daje podobny efekt ekranujący jak zastosowanie dużo droższej w realizacji struktury o tłumienności 100 dB. Wadą podejścia strefowego jest to, że nie wszędzie może mieć ono zastosowanie (ochrona w budynkach w centrum miasta, czy pływający okręt wojenny).

2.4 Technologia ekranowania urządzeń i systemów na okrętach

Struktury ekranujące instalowane na okrętach, aby spełniać swoje ochronne zadanie muszą być wykonane w odpowiedniej technologii i przy zachowaniu wysokiej jakości montażu. Tym bardziej, że ich zadaniem jest ekranowanie w bardzo szerokim paśmie częstotliwości, od praktycznie pojedynczych herców do dziesiątek gigaherców. Stąd też przy projektowaniu i instalowaniu takich struktur należy przestrzegać określonych zasad.

Efektywnym sposobem na ograniczanie oddziaływania pola elektromagnetycznego w szerokim paśmie częstotliwości jest ekranowanie wielowarstwowe. Przykładem takiego ekranowania jest struktura okrętu, zwłaszcza z kadłubem o konstrukcji metalowej. Materiał, z którego wykonane są struktury ekranujące na okrętach oraz kadłub okrętu o konstrukcji metalowej to tzw. stal klasy A o podwyższonej wytrzymałości (DH36). Struktury ekranujące są często spawane lub zgrzewane, co zapewnia duże tłumienie, sztywną konstrukcję oraz ogranicza efekt starzenia się, jak ma to miejsce w przypadku struktur skręcanych z paneli modułowych. Obudowy urządzeń okrętowych z uwagi na ich wagę wytwarzane są z aluminium.

Skuteczne ekranowanie jest trudniejsze przy niskich częstotliwościach np. rzędu kilo herców, aniżeli ma to miejsce przy częstotliwościach rzędu megaherców. Ekranowanie pola magnetycznego przy niskich częstotliwościach jest utrudnione z uwagi na fakt, że dla pewnych materiałów, z których wykonana jest struktura ekranująca, wartość sygnału odbitego maleje do zera. W celu uzyskania dużej skuteczności ekranowania pól magnetycznych stosuje się ekrany o dużej grubości, najlepiej wykonane z materiałów ferromagnetycznych, przykładowo wysoko przenikalne stopy typu mumetal, dla których przenikalność względna wynosi $\mu = 20000$. Dla porównania stal, z której wykonany jest kadłub okrętu posiada przenikalność względną $\mu = 500$. Stopy typu mumetal są drogie i dodatkowo podlegają zjawisku magnetostrykcji [12].

Natomiast skuteczność ekranowania pola elektrycznego jest nieskończona przy zerowej częstotliwości i maleje wraz ze wzrostem częstotliwości. Odbicie i absorpcja pola elektrycznego dla materiałów niemagnetycznych maleją wraz ze spadkiem częstotliwości. Przy wysokich częstotliwościach dobrą skuteczność ekranowania uzyskuje się poprzez stosowanie odbijających powierzchni metalowych, które powodują rozproszenie pola. Wyższą skuteczność ekranowania uzyskuje się również poprzez zastosowanie dwóch lub więcej warstw metalu, izolowanych materiałem dielektrycznym. Daje to lepszy efekt

tlumienia pola niż zastosowanie metalu w pojedynczej warstwie o tej samej grubości. Miedź, mumetal, żelazo, aluminium, stal oraz inne materiały, charakteryzujące się dobrym współczynnikiem odbicia pola elektrycznego i absorpcji pola magnetycznego, powinny być używane we wzajemnej kombinacji. Wymagania dotyczące skuteczności ekranowania struktur spełniane są poprzez zastosowanie technik i konstrukcji, takich jak: ekrany, filtry, częściowe ekrany, izolacja obwodów poprzez odsprzęganie, stosowanie krótkich przewodów i płaszczyzny ziemi odniesienia jako przewodu powrotnego uziemienia (w tym przypadku metalowego kadłuba okrętu).

Aby ekran przez cały okres użytkowania spełniał dostatecznie swoje zadanie, bardzo ważne jest odpowiednie przygotowanie powierzchni tego ekranu. Metale z czasem stopniowo ulegają korozji na skutek chemicznego lub elektrochemicznego oddziaływania czynników środowiskowych, tym bardziej więc ma to miejsce w trudnym morskim środowisku okrętowym, gdzie mamy do czynienia z mgłą solną i zwiększoną wilgotnością. Skutkiem korozji mogą być wżery, pęknięcia, a także powstanie warstwy tlenków na powierzchniach metalowych, powodujące zwiększenie rezystancji styków pomiędzy elementami (przykładowo połączenie pokrywy z obudową w urządzeniu). Wzrost rezystancji styku pomiędzy warstwami metalowymi, np. w obudowach ekranujących, powoduje rozszczelnienie i tym samym obniżenie skuteczności ekranowania. Stąd też ważną rolę w zapewnieniu długotrwałej skuteczności ekranowania urządzeń i ich elementów, wykonanych szczególnie z aluminium, jest odpowiednie zabezpieczenie antykorozyjne ich powierzchni poprzez proces chromianowania.

W trakcie projektowania okrętowych struktur ekranujących należy dążyć do minimalizacji liczby połączeń poszczególnych elementów. Praktycznie wszystkie struktury zawierają nieciągłości i otwory powodujące przenikanie pola e-m. Zwykle są to najsłabsze punkty tych struktur [27]. W celu zapewnienia ciągłości galwanicznej pomiędzy poszczególnymi łączącymi się ze sobą elementami struktury ekranującej, pod uwagę bierze się następujące zasady [34]:

- stosuje się różnego rodzaju uszczelki elektromagnetyczne, wykonane ze stopów miedzi i berylu, elastomerów przewodzących,
- bezpośrednio w miejscu styku uszczelki i struktury, nie maluje się powierzchni struktury z uwagi na ich ciągłość galwaniczną,
- w doborze uszczelki niezbędnym jest określenie właściwej ich szerokości i siły docisku oraz dopasowanie jej do zakresu częstotliwości, przy czym materiał na

uszczelki powinien być odporny na korozję, przewodzący, sprężynujący [86], zaś uszczelki powinny być zabezpieczone przed przemieszczaniem się poprzez stosowanie ścianek bocznych, wypustów lub występów,

- w otworach wentylacyjnych stosuje się falowody tłumiące, np. opisane konstrukcje typu plaster miodu lub siatki metalizowane,
- w otworach wizyjnych stosuje się szyby elektromagnetyczne,
- w miejscach przejść kablowych stosuje się filtry i odpowiednią technikę łączenia ekranu kabla ze strukturą ekranującą,
- wszystkie połączenia klap, włazów i luków ewakuacyjnych wraz z ościeżnicą ekranuje się specjalnym rodzajem uszczelek sprężystych „palcowych”, wykonanych najczęściej z brązu berylowego, z powodu potrzeby dużej ich elastyczności i bardzo dobrych charakterystyk skuteczności ekranowania,
- w przypadku połączeń śrubowych lub nitowanych, które są często używane na okrętach, stosuje się odpowiednią ich liczbę dla zapewnienia dobrego docisku i w efekcie kontaktu galwanicznego.

Rozdział 3 – Topologiczne ujęcie problemu zaburzeń i ekranowania w okrętowym środowisku elektromagnetycznym

3.1 Model topologiczny okrętu

W celu poprawy kompatybilności elektromagnetycznej na jednostkach pływających dąży się do skutecznego obniżenia emisji zarówno oddziaływujących na urządzenia lub systemy, jak i wypromieniowanych z nich. Dlatego też w złożonym środowisku okrętowym istnieje potrzeba opisu emisyjności pola e-m z punktu widzenia jego ograniczania, w szczególności poprzez ekranowanie. Miarą skuteczności ekranowania jest tłumienność danej struktury wyrażona w decybelach. Określenie rozkładu zaburzającego pola e-m na obszarze całego okrętu i ocena możliwości jego oddziaływania na zainstalowane w różnych miejscach urządzenia stanowi bardzo złożone zagadnienie. Dlatego też z uwagi na opisaną złożoność środowiska okrętowego proponuje się opis topologiczny tego zagadnienia, co pozwoli na oszacowanie rozkładu zaburzającego pola e-m [3, 47, 75]. Znajomość tego ma kluczowe znaczenie zarówno na etapie projektowania okrętu, jak i również w trakcie analizowania problemów występujących podczas pracy okrętu, zwłaszcza w warunkach bojowych [62, 74].

Okręt wojenny zarówno o kadłubie wykonanym z metalu, jak i o kadłubie niemetalowym, w tym wykonanym z LPS, stanowi wielowarstwowy, przestrzenny ekran chroniąc lepiej lub gorzej przed emisją elektromagnetyczną [40, 68, 69]. Na ekran ten, składają się różnego przeznaczenia struktury ekranujące S, do których zalicza się:

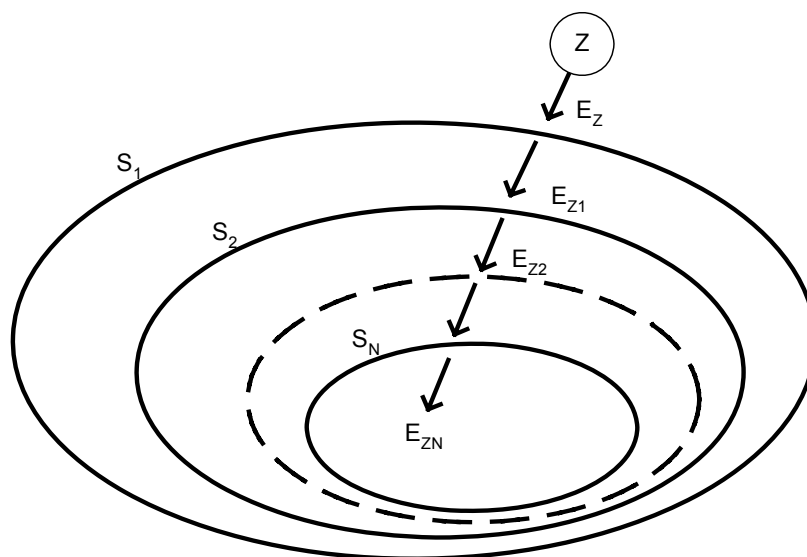
- nadbudówki,
- kadłub,
- pomieszczenia,
- pokłady,
- grodzie i ściany,
- obudowy urządzeń.

Jak to już podkreślono, skuteczność ekranowania jest większa dla okrętów o kadłubach wykonanych z metalu, ponieważ dla okrętów o kadłubach niemetalowych tłumienie pola e-m nadbudówek lub kadłuba jest pomijalnie małe.

Struktury ekranujące zainstalowane na okręcie mają chronić różnego rodzaju i przeznaczenia urządzenia i systemy okrętowe przed emisją pola elektromagnetycznego. Urządzenia takie jak radiostacje, modemy, routery, serwery z bazami danych, konsole operatorskie muszą być szczególnie chronione – zarówno z punktu widzenia ochrony przed

zakłócającym ich pracę polem elektromagnetycznym, jak i przed ewentualnym ulotem informacji. Stąd szczególnie na okrętach niemetalowych instaluje się dodatkowe struktury ekranujące, chroniące pomieszczenia i znajdujące się w nich zintegrowane systemy dowodzenia, systemy broni podwodnej, systemy łączności oraz pomieszczenia kryptograficzne.

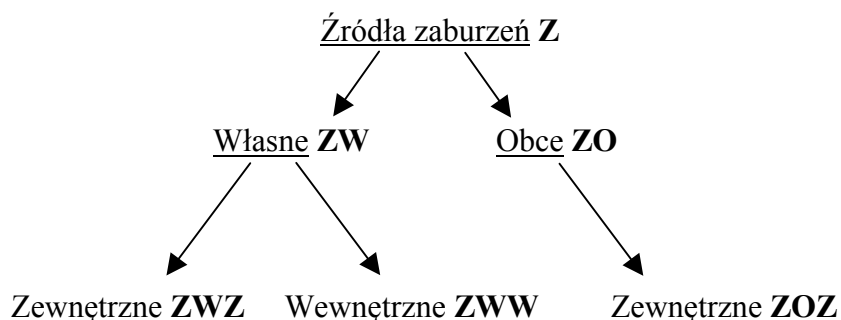
W celu przeprowadzenia całościowej analizy można okręt jako całość podzielić na pewną skończoną liczbę mniejszych struktur i na tej podstawie określić skuteczność ekranowania [47]. Ideowy schemat takiej topologii ekranowania przedstawiono na rys. 3.1 [3, 4, 7].



Rys. 3.1 – Schemat ideowy topologicznego ujęcia zagadnienia ekranowania na okręcie,
 E_Z – emisja e-m pochodząca od źródła promieniowania Z,
 S_{1-N} – struktury ekranujące,
 E_{ZN} – zaburzenie e-m od źródła Z, po przejściu przez kolejne struktury ekranujące S od 1-szej do N-tej

Traktując okręt jako zbiór struktur ekranujących, z których każda w określonym stopniu zmniejsza poziom zaburzeń e-m, mówi się o jego topologicznym opisie. Przykładowo, źródła pól elektromagnetycznych, jakimi są zainstalowane na okręcie radionadajniki oraz radary, emitują znaczne natężenia pola elektromagnetycznego. Pole to może zakłócać pracę systemów i urządzeń okrętowych znajdujących się zarówno na pokładzie jak i pod pokładem. W kontekście tego pojawia się pytanie, jaka jest wartość natężenia pola zaburzeń przenikającego do urządzenia znajdującego się w określonym miejscu np. pod kolejnym pokładem.

Oddziaływujące na okręt źródła promieniowania elektromagnetycznego, emitujące zaburzenia o charakterze zarówno impulsowym jak i ciągłym, proponuje się sklasyfikować w grupy, wg schematu przedstawionego na poniższym rysunku.



Rys. 3.2 – Klasyfikacja źródeł zaburzeń e-m na okręcie

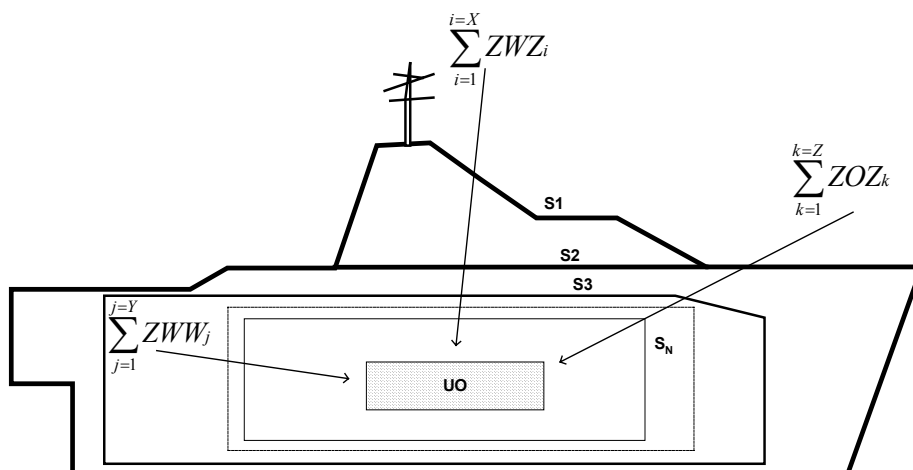
Zatem zbiór wszystkich źródeł zaburzających Z ma charakter zamknięty, co można ogólnie zapisać, że $Z \in \langle \text{ZWZ}, \text{ZWW}, \text{ZOZ} \rangle$.

Do źródeł emitujących zaburzenia własne zewnętrzne **ZWZ** zalicza się wszystkie zainstalowane nad pokładem urządzenia i systemy własne okrętu, promieniujące energię elektromagnetyczną w sposób zamierzony jak i niezamierzony (np. anteny radiostacji, anteny urządzeń radarowych, systemy uzbrojenia, nawigacji itp.).

Natomiast do źródeł emitujących zaburzenia własne wewnętrzne **ZWW** zalicza się wszystkie zainstalowane pod pokładem urządzenia i systemy własne okrętu, promieniujące energię elektromagnetyczną w sposób zamierzony jak i niezamierzony (np. siłownia okrętowa, instalacje okrętowe).

Z kolei oddziaływujące na okręt emisje zaburzeń obcych zewnętrznych, pochodzące od zewnętrznych źródeł promieniowania elektromagnetycznego, takich jak radary i radiostacje innych okrętów lub samolotów, impulsowe zakłócenia pochodzące od wyładowań atmosferycznych typu LEMP, czy też impulsów mogących powstać wskutek wybuchu jądrowego typu NEMP, zalicza się do zaburzeń obcych, z oczywistych względów zewnętrznych, określonych mianem **ZOZ**.

Oddziaływanie wymienionych źródeł zaburzeń na urządzenie okrętowe zobrazowano topologicznie na rys. 3.3.



Rys. 3.3 – Topologia oddziaływania źródeł zaburzeń na urządzenie okrętowe,
 $S_{1 \rightarrow N}$ - okrętowe struktury ekranujące,
 N - liczba struktur ekranujących,
 ZWZ_i - i -te źródło zaburzeń własnych zewnętrznych,
 X - liczba źródeł zaburzeń własnych zewnętrznych,
 ZWW_j - j -te źródło zaburzeń własnych wewnętrznych,
 Y - liczba źródeł zaburzeń własnych wewnętrznych,
 ZOZ_k - k -te źródło zaburzeń obcych zewnętrznych,
 Z - liczba źródeł zaburzeń obcych zewnętrznych,
 UO - system lub urządzenie okrętowe

Identyfikując i rozpatrując liczbowo oraz energetycznie źródła zaburzeń w środowisku okrętowym, dla określonego zakresu częstotliwości, oraz uwzględniając wartości skuteczności ekranowania poszczególnych struktur ekranujących S , takich jak kadłub, nadbudówki, pomieszczenia, obudowy urządzeń, itp., można przy użyciu modelu topologicznego wyznaczyć rozkład przestrzenny promieniowania e-m w funkcji częstotliwości, oddziałującego na zainstalowane na okręcie urządzenia i na tej podstawie przeprowadzić analizę podatności tych urządzeń na występujące zaburzenia e-m.

3.2 Opis macierzowy modelu topologicznego

3.2.1 Wstęp

Na podstawie zaproponowanego w rozdziale 3.1 modelu topologicznego uwarunkowań e-m zachodzących w środowisku okrętowym, opracowano opis macierzowy tego modelu. W opisie tym uwzględniono, scharakteryzowane i opisane powyżej czynniki w postaci rozpatrywanego zakresu częstotliwości, rozkładu źródeł promieniowania pola e-m, położenia poszczególnych struktur ekranujących, przy czym wzięto takie pod uwagę:

- liczby X , Y , Z źródeł zaburzeń występujących w środowisku okrętowym,

- początkowe wartości natężenia pola elektrycznego oddziałujące na strukturę okrętową $E_Z [V/m]$ lub $E_Z [dB\mu V/m]$, generowane przez źródła zaburzeń ZWZ, ZWW oraz ZOZ,
- fakt występowania lub niewystępowania emisji od i-tego (ZWZ_i), j-tego (ZWW_j) lub k-tego (ZOZ_k) źródła zaburzeń w określonym czasie, opisany współczynnikami odpowiednio h_{ZWZ} , h_{ZWW} , h_{ZOZ} , o wartościach odpowiednio 1 lub 0,
- fakt przenikania lub nieprzenikania przez s-tą strukturę ekranującą S_s , promieniowania e-m od i-tego, j-tego lub k-tego źródła zaburzeń, opisany współczynnikiem odpowiednio $r_{i,s}^{(ZWZ)}$, $r_{j,s}^{(ZWW)}$, $r_{k,s}^{(ZOZ)}$, o wartościach odpowiednio 1 lub 0,
- tłumienności struktur okrętowych $SE [dB]$, zależne od właściwości materiału użytego do budowy kadłuba czy pomieszczeń okrętowych, tj. od jego grubości $g [m]$, względnej przenikalności magnetycznej μ i względnej przewodności σ ,
- odległości pomiędzy poszczególnymi strukturami okrętowymi $d_s [m]$,
- częstotliwości f pól zaburzających.

Zatem, na podstawie powyższego, w pierwszej kolejności określa się rozpatrywany zakres częstotliwości, tzn. przyjmuje się częstotliwość minimalną f_1 oraz częstotliwość maksymalną f_G , przy czym f_p oznacza wybraną p-tą częstotliwość pomiarową z tego zakresu, którą wyznacza się przy użyciu poniższej zależności:

$$f_p = f_1 \cdot (n+1)^{p-1} \quad \text{dla } 1 \leq p \leq M, \quad (3.1)$$

gdzie n stanowi jednocentowy krok przestrajania tej częstotliwości, zaś liczbę kroków M w rozpatrywanym zakresie wyznacza się z zależności:

$$f_G = f_1 \cdot (n+1)^{M-1}. \quad (3.2)$$

Zatem:

$$M = \log_{n+1} \left(\frac{f_G}{f_1} \right) + 1. \quad (3.3)$$

3.2.2 Opis źródeł promieniowania elektromagnetycznego

Miarą całkowitej emisji e-m pochodzącej od wszystkich źródeł jest sumaryczny rozkład natężenia pola elektromagnetycznego. Jest to wynikiem następujących składników:

- sumy wszystkich natężeń pól e-m pochodzących od źródeł zaburzeń własnych zewnętrznych ZWZ, przy p-tej częstotliwości, co można opisać w postaci: $\sum_{i=1}^{i=X} E_{ZWZ_i}(f_p)$,

- sumy wszystkich natężeń pól e-m pochodzących od źródeł zaburzeń własnych wewnętrznych ZWW, przy p-tej częstotliwości, co można opisać w postaci: $\sum_{j=1}^{j=Y} E_{ZWW_j}(f_p)$,
- sumy wszystkich natężeń pól e-m pochodzących od źródeł zaburzeń obcych zewnętrznych ZOZ, przy p-tej częstotliwości, co można opisać w postaci: $\sum_{k=1}^{k=Z} E_{ZOZ_k}(f_p)$.

Zatem, całkowite zaburzenie e-m E_Z , w środowisku okrętowym, przy danej częstotliwości pomiarowej f_p , w określonym miejscu na okręcie, można opisać zależnością:

$$E_Z(f_p) = \sum_{i=1}^{i=X} E_{ZWZ_i}(f_p) + \sum_{j=1}^{j=Y} E_{ZWW_j}(f_p) + \sum_{k=1}^{k=Z} E_{ZOZ_k}(f_p). \quad (3.4)$$

Jak to już napisano, w rzeczywistych warunkach, w rozpatrywanym przedziale czasu, na okręt mogą oddziaływać określone zakłócenia, zaś inne nie. Mając to na uwadze wprowadzono współczynniki h_{ZWZ} , h_{ZWW} , h_{ZOZ} , opisane we wstępie 3.2.1. W pełnym ujęciu, uwzględniając wymogi opisu macierzowego, mając na uwadze wymienione kategorie źródeł zaburzeń, sformułowano trzy macierze jednostkowe tych współczynników, tzn:

$[h_{ZWZ}]$ – macierz współczynników występowania lub niewystępowania (odpowiednio 1 lub 0) emisji ze źródeł zaburzeń własnych zewnętrznych, której ogólna postać jest następująca:

$$[h_{ZWZ}] = \begin{bmatrix} h_{ZWZ_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZWZ_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZWZ_i} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZWZ_x} \end{bmatrix}, \quad \text{dla } 1 \leq i \leq X, \quad (3.5)$$

gdzie h_{ZWZ_i} oznacza współczynnik występowania lub nie występowania emisji od i-tego źródła zaburzeń własnych zewnętrznych,

$[h_{ZWW}]$ – macierz współczynników występowania lub niewystępowania (odpowiednio 1 lub 0) emisji ze źródeł zaburzeń własnych wewnętrznych, której postać jest następująca:

$$[h_{ZWW}] = \begin{bmatrix} h_{ZWW_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZWW_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZWW_j} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZWW_y} \end{bmatrix}, \quad \text{dla } 1 \leq j \leq Y, \quad (3.6)$$

gdzie h_{ZWW_j} oznacza współczynnik występowania lub nie występowania emisji od j-tego źródła zaburzeń własnych wewnętrznych,

$[h_{ZOZ}]$ – macierz współczynników występowania lub niewystępowania (odpowiednio 1 lub 0) emisji ze źródeł zaburzeń obcych zewnętrznych, której postać jest następująca:

$$[h_{ZOZ}] = \begin{bmatrix} h_{ZOZ_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZOZ_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZOZ_k} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZOZ_z} \end{bmatrix}, \quad \text{dla } 1 \leq k \leq Z, \quad (3.7)$$

gdzie h_{ZOZ_k} oznacza współczynnik występowania lub nie występowania emisji od k-tego źródła zaburzeń obcych zewnętrznych.

Liczby X, Y, Z poszczególnych kategorii źródeł zaburzeń w rzeczywistych warunkach nie muszą być sobie równe, co można zapisać, że $X = Y = Z \vee X \neq Y \neq Z \vee X \neq Y = Z \vee X \neq Z = Y \vee X = Y \neq Z$.

3.2.3 Opis struktur ekranujących

Okręt jest skomplikowaną konstrukcją przestrzenną złożoną z określonej liczby N struktur ekranujących $S_{1 \rightarrow N}$, przez które przenika promieniowanie elektromagnetyczne i oddziałuje na zainstalowane na okręcie urządzenia. Miarą skuteczności ekranowania tych struktur jest ich tłumienność w funkcji częstotliwości $SE_{1 \rightarrow N}(f_p)$, co można zapisać w postaci poniższego wektora:

$$[SE(f_p)] = [SE_1(f_p) \quad SE_2(f_p) \quad \dots \quad SE_s(f_p) \quad \dots \quad SE_N(f_p)], \quad \text{dla } 1 \leq s \leq N, \quad (3.8)$$

w którym:

$SE_s(f_p)$ – tłumienność s-tej struktury ekranującej, przy p-tej częstotliwości,

N – całkowita liczba wszystkich struktur ekranujących.

Struktury ekranujące $S_{1 \rightarrow N}$ są położone na okręcie w pewnych odległościach od siebie. Ponieważ emisja pola e-m maleje w funkcji odległości, zależnie także od częstotliwości, należy uwzględnić współczynniki zaniku pola SE_W na drodze pomiędzy kolejnymi strukturami, przy czym SE_{W1} oznacza osłabienie pola pomiędzy strukturą ekranującą S_1 i S_2 . Zatem dla przypadku przejścia sygnału zakłócającego przez N kolejnych struktur ekranujących współczynniki $SE_{W1 \rightarrow N}$, można zapisać w postaci wektora $[SE_W]$:

$$[SE_{W_s}(f_p, d)] = [SE_{W_1}(f_p, d_1) \quad SE_{W_2}(f_p, d_2) \quad \dots \quad SE_{W_s}(f_p, d_s) \quad \dots \quad SE_{W_N}(f_p, d_N)], \text{ dla } 1 \leq s \leq N, \quad (3.9)$$

w którym:

$SE_{W_s}(f_p, d_s)$ – tłumienie pola pomiędzy strukturami ekranującymi S_s i S_{s+1} , przy czym SE_{W_N} oznacza tłumienie pola pomiędzy strukturą S_N , a określonym urządzeniem.

Z uwagi na złożoność konstrukcji okrętowych i wielosegmentowość zabudowy na jednostkach pływających, należy uwzględnić, przez które struktury przechodzi dane promieniowanie elektromagnetyczne, ze źródła tego zaburzenia do wybranego miejsca, poprzez wprowadzenie opisanych współczynników $r_{i,s}^{(ZWZ)}$, $r_{j,s}^{(ZWW)}$, $r_{k,s}^{(ZOZ)}$. Współczynniki te, których wartość może wynosić 0 lub 1, określa się dla każdego rodzaju źródła zakłóceń, uwzględniając przy tym wszystkie struktury ekranujące. Zatem mając na uwadze trzy kategorie źródeł zaburzeń, można określić trzy macierze współczynników r , tzn.:

– dla źródeł ZWZ:

$$[r_{ZWZ}] = \begin{bmatrix} r_{1,1}^{(ZWZ)} & r_{1,2}^{(ZWZ)} & \dots & \dots & \dots & r_{1,N}^{(ZWZ)} \\ r_{2,1}^{(ZWZ)} & r_{2,2}^{(ZWZ)} & \dots & \dots & \dots & r_{2,N}^{(ZWZ)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{i,1}^{(ZWZ)} & \dots & \dots & r_{i,s}^{(ZWZ)} & \dots & r_{i,N}^{(ZWZ)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{X,1}^{(ZWZ)} & \dots & \dots & \dots & \dots & r_{X,N}^{(ZWZ)} \end{bmatrix}, \text{ gdzie } 1 \leq s \leq N, 1 \leq i \leq X, \quad (3.10)$$

gdzie $r_{i,s}^{(ZWZ)}$ oznacza współczynnik przechodzenia lub nieprzechodzenia sygnału z i -tego źródła zaburzeń własnych zewnętrznych przez s -tą strukturę ekranującą,

– dla źródeł ZWW:

$$[r_{ZWW}] = \begin{bmatrix} r_{1,1}^{(ZWW)} & r_{1,2}^{(ZWW)} & \dots & \dots & \dots & r_{1,N}^{(ZWW)} \\ r_{2,1}^{(ZWW)} & r_{2,2}^{(ZWW)} & \dots & \dots & \dots & r_{2,N}^{(ZWW)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{j,1}^{(ZWW)} & \dots & \dots & r_{j,s}^{(ZWW)} & \dots & r_{j,N}^{(ZWW)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{Y,1}^{(ZWW)} & \dots & \dots & \dots & \dots & r_{Y,N}^{(ZWW)} \end{bmatrix}, \text{ gdzie } 1 \leq s \leq N, 1 \leq j \leq Y, \quad (3.11)$$

gdzie $r_{j,s}^{(ZWW)}$ oznacza współczynnik przechodzenia lub nieprzechodzenia sygnału z j -tego źródła zaburzeń własnych wewnętrznych przez s -tą strukturę ekranującą,

– dla źródeł ZOZ:

$$[r_{ZOZ}] = \begin{bmatrix} r_{1,1}^{(ZOZ)} & r_{1,2}^{(ZOZ)} & \dots & \dots & \dots & r_{1,N}^{(ZOZ)} \\ r_{2,1}^{(ZOZ)} & r_{2,2}^{(ZOZ)} & \dots & \dots & \dots & r_{2,N}^{(ZOZ)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{k,1}^{(ZOZ)} & \dots & \dots & r_{k,s}^{(ZOZ)} & \dots & r_{k,N}^{(ZOZ)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{Z,1}^{(ZOZ)} & \dots & \dots & \dots & \dots & r_{Z,N}^{(ZOZ)} \end{bmatrix}, \text{ gdzie } 1 \leq s \leq N, 1 \leq k \leq Z, \quad (3.12)$$

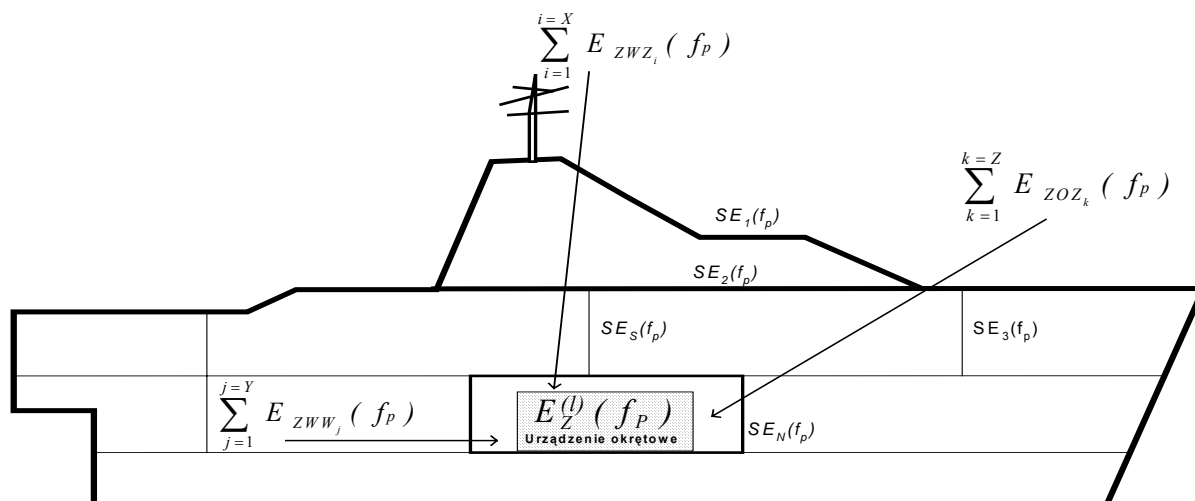
gdzie $r_{k,s}^{(ZOZ)}$ oznacza współczynnik przechodzenia lub nieprzechodzenia sygnału z k-tego źródła zaburzeń obcych zewnętrznych przez s-tą strukturę ekranującą.

3.2.4 Opis emisji zaburzających

Natężenie pola elektrycznego $E^{(l)}_Z(f_p)$ oddziaływujące na l-te urządzenie zainstalowane na okręcie na podstawie (3.4), pochodzące od wszystkich natężeń pól w środowisku okrętowym, proponuje się opisać poniższą zależnością:

$$E^{(l)}_Z(f_p) = \sum_{i=1}^{i=X} E^{(l)}_{ZWZ_i}(f_p) + \sum_{j=1}^{j=Y} E^{(l)}_{ZWW_j}(f_p) + \sum_{k=1}^{k=Z} E^{(l)}_{ZOZ_k}(f_p). \quad (3.13)$$

Przywołując topologiczne ujęcie oddziaływania pola elektromagnetycznego na okręcie, zobrazowane poglądowo na rys. 3.3, można oddziaływanie zaburzeń na wybrane urządzenie zobrazować w sposób podany na rys. 3.4.



Rys. 3.4 – Topologiczne ujęcie oddziaływania emisji e-m na urządzenie okrętowe

Opierając się na tym zobrazowaniu, można sformułować ogólną macierz pól zaburzających, tzn. pochodzących od wszystkich źródeł zaburzeń w środowisku okrętowym, z uwzględnieniem wszystkich częstotliwości. Macierz ta przedstawia się następująco:

$$[A] = \begin{bmatrix} [B(f_1)] & [C(f_1)] & [D(f_1)] \\ \dots & \dots & \dots \\ [B(f_p)] & [C(f_p)] & [D(f_p)] \\ \dots & \dots & \dots \\ [B(f_G)] & [C(f_G)] & [D(f_G)] \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

gdzie:

[A] – macierz wszystkich natężeń pól zaburzeń oddziałujących na wybrane urządzenie zainstalowane na okręcie, dla różnych częstotliwości,

[B (f_p)] – macierz natężeń pól zaburzeń, o p -tej częstotliwości, pochodzących od źródeł zaburzeń własnych zewnętrznych (ZWZ), oddziałujących na wybrane l -te urządzenie, której postać jest następująca:

$$[B(f_p)] = \begin{bmatrix} E^{(l)}_{ZWZ_1}(f_p) \\ E^{(l)}_{ZWZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E^{(l)}_{ZWZ_i}(f_p) \\ \dots \\ E^{(l)}_{ZWZ_X}(f_p) \end{bmatrix}, \text{ gdzie } 1 \leq i \leq X, \quad (3.15)$$

[C (f_p)] – macierz natężeń pól zaburzeń, o p -tej częstotliwości, pochodzących od źródeł zaburzeń własnych wewnętrznych (ZWW), oddziałujących na wybrane l -te urządzenie, której postać jest następująca:

$$[C(f_p)] = \begin{bmatrix} E^{(l)}_{ZWW_1}(f_p) \\ E^{(l)}_{ZWW_2}(f_p) \\ \dots \\ E^{(l)}_{ZWW_j}(f_p) \\ \dots \\ E^{(l)}_{ZWW_Y}(f_p) \end{bmatrix}, \text{ gdzie } 1 \leq j \leq Y, \quad (3.16)$$

[D (f_p)] – macierz natężeń pól zaburzeń, o p -tej częstotliwości, pochodzących od źródeł zaburzeń obcych zewnętrznych (ZOZ), oddziałujących na wybrane l -te urządzenie, której postać jest następująca:

$$[D(f_p)] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZOZ_1}(f_p) \\ E^{(1)}_{ZOZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E^{(1)}_{ZOZ_k}(f_p) \\ \dots \\ E^{(1)}_{ZOZ_Z}(f_p) \end{bmatrix}, \text{ gdzie } 1 \leq k \leq Z. \quad (3.17)$$

Idąc dalej, mając przy tym na uwadze wszystko to, co napisano wcześniej, natężenia pola zaburzeń $E^{(l)}_{ZWZ}$, oddziaływujące na l-te urządzenie, pochodzące wyłącznie od źródeł zaburzeń własnych zewnętrznych ZWZ, można opisać równaniem macierzowym:

$$[B(f_p)] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_p) \\ E^{(1)}_{ZWZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E^{(1)}_{ZWZ_i}(f_p) \\ \dots \\ E^{(1)}_{ZWZ_x}(f_p) \end{bmatrix} = [h_{ZWZ}] \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWZ_1}(f_p) \\ E_{ZWZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWZ_i}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWZ_x}(f_p) \end{bmatrix} - [r_{ZWZ}] \cdot [[SE(f_p)]^T + [SE_{W_s}(f_p, d)]^T] =$$

$$= \begin{bmatrix} h_{ZWZ_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZWZ_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZWZ_i} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZWZ_x} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWZ_1}(f_p) \\ E_{ZWZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWZ_i}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWZ_x}(f_p) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=N} (r_{1,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{2,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{i,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{X,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

co oznacza, że:

$$E^{(1)}_{ZWZ_i}(f_p) = h_{ZWZ_i} \cdot E_{ZWZ_i}(f_p) - [r_{i,1}^{(ZWZ)} \cdot (SE_1(f_p) + SE_{W_1}(f_p, d_1)) + r_{i,2}^{(ZWZ)} \cdot (SE_2(f_p) + SE_{W_2}(f_p, d_2)) + \dots], \quad (3.18.1)$$

przy czym:

$$\begin{bmatrix} E_{ZWZ_1}(f_p) \\ E_{ZWZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWZ_i}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWZ_x}(f_p) \end{bmatrix}, \quad (3.18.2)$$

stanowi macierz wszystkich zaburzeń własnych zewnętrznych ZWZ.

Z kolei natężenia pola zaburzeń $E^{(l)}_{ZWW}$ oddziałujące na l-te urządzenie, pochodzące wyłącznie od źródeł zaburzeń własnych wewnętrznych ZWW, można opisać równaniem macierzowym:

$$\begin{aligned}
 [C(f_p)] &= \begin{bmatrix} E^{(l)}_{ZWW_1}(f_p) \\ E^{(l)}_{ZWW_2}(f_p) \\ \dots \\ E^{(l)}_{ZWW_j}(f_p) \\ \dots \\ E^{(l)}_{ZWW_\gamma}(f_p) \end{bmatrix} = [h_{ZWW}] \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWW_1}(f_p) \\ E_{ZWW_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWW_j}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWW_\gamma}(f_p) \end{bmatrix} - \left[[r_{ZWW}] \cdot [SE(f_p)]^T + [SE_{W_s}(f_p, d)]^T \right] = \\
 &= \begin{bmatrix} h_{ZWW_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZWW_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZWW_j} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZWW_\gamma} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWW_1}(f_p) \\ E_{ZWW_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWW_j}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWW_\gamma}(f_p) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=N} (r_{1,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{2,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{j,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{\gamma,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \end{bmatrix}, \tag{3.19}
 \end{aligned}$$

co oznacza, że:

$$E^{(l)}_{ZWW_j}(f_p) = h_{ZWW_j} \cdot E_{ZWW_j}(f_p) - [r_{j,1}^{(ZWW)} \cdot (SE_1(f_p) + SE_{W_1}(f_p, d_1)) + r_{j,2}^{(ZWW)} \cdot (SE_2(f_p) + SE_{W_2}(f_p, d_2)) + \dots], \tag{3.19.1}$$

przy czym:

$$\begin{bmatrix} E_{ZWW_1}(f_p) \\ E_{ZWW_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWW_j}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZWW_\gamma}(f_p) \end{bmatrix}, \tag{3.19.2}$$

stanowi macierz wszystkich zaburzeń własnych wewnętrznych ZWW.

Natomiast natężenia pola zaburzeń $E^{(l)}_{ZOZ}$ oddziałujące na l-te urządzenie, pochodzące wyłącznie od źródeł zaburzeń obcych zewnętrznych ZOZ, można opisać równaniem macierzowym:

$$\begin{aligned}
[D(f_p)] &= \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZOZ_1}(f_p) \\ E^{(1)}_{ZOZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E^{(1)}_{ZOZ_k}(f_p) \\ \dots \\ E^{(1)}_{ZOZ_z}(f_p) \end{bmatrix} = [h_{ZOZ}] \cdot \begin{bmatrix} E_{ZOZ_1}(f_p) \\ E_{ZOZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZOZ_k}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZOZ_z}(f_p) \end{bmatrix} - [r_{ZOZ}] \cdot \left[[SE(f_p)]^T + [SE_{W_s}(f_p, d)]^T \right] = \\
&= \begin{bmatrix} h_{ZOZ_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZOZ_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZOZ_k} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZOZ_z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZOZ_1}(f_p) \\ E_{ZOZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZOZ_k}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZOZ_z}(f_p) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=N} (r_{1,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{2,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{k,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{z,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \end{bmatrix},
\end{aligned} \tag{3.20}$$

co oznacza, że:

$$E^{(1)}_{ZOZ_k}(f_p) = h_{ZOZ_k} \cdot E_{ZOZ_k}(f_p) - [r_{k,1}^{(ZOZ)} \cdot (SE_1(f_p) + SE_{W_1}(f_p, d_1)) + r_{k,2}^{(ZOZ)} \cdot (SE_2(f_p) + SE_{W_2}(f_p, d_2)) + \dots], \tag{3.20.1}$$

przy czym:

$$\begin{bmatrix} E_{ZOZ_1}(f_p) \\ E_{ZOZ_2}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZOZ_k}(f_p) \\ \dots \\ E_{ZOZ_z}(f_p) \end{bmatrix}, \tag{3.20.2}$$

stanowi macierz wszystkich zaburzeń obcych zewnętrznych ZOZ.

Opierając się na zależnościach (3.18), (3.19) oraz (3.20) można wyznaczyć całkowite promieniowanie elektromagnetyczne $E^{(l)}_z$, oddziaływujące na l-te urządzenie zainstalowane na okręcie, dla wybranej p-tej częstotliwości pomiarowej. Ma to szczególne znaczenie, gdy kilka źródeł generuje natężenie pola zaburzeń na tej samej częstotliwości, np. radary okrętowe w trakcie operacji w grupach. Dlatego też w celu całościowego opisu zaburzających emisji e-m, proponuje się sumę $E^{(l)}_z(f_p)$ natężeń pól od poszczególnych źródeł promieniowania zapisać w postaci równania macierzowego:

$$\begin{aligned}
[E^{(l)}_Z(f_P)] &= [B(f_P)] + [C(f_P)] + [D(f_P)] = \\
&= \begin{bmatrix} h_{ZWZ_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZWZ_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZWZ_i} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZWZ_X} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWZ_1}(f_P) \\ E_{ZWZ_2}(f_P) \\ \dots \\ E_{ZWZ_i}(f_P) \\ \dots \\ E_{ZWZ_X}(f_P) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=N} (r_{1,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{2,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{i,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{X,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} h_{ZWW_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZWW_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZWW_j} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZWW_Y} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWW_1}(f_P) \\ E_{ZWW_2}(f_P) \\ \dots \\ E_{ZWW_j}(f_P) \\ \dots \\ E_{ZWW_Y}(f_P) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=N} (r_{1,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{2,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{j,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{Y,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} h_{ZOZ_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{ZOZ_2} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_{ZOZ_k} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h_{ZOZ_z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZOZ_1}(f_P) \\ E_{ZOZ_2}(f_P) \\ \dots \\ E_{ZOZ_k}(f_P) \\ \dots \\ E_{ZOZ_z}(f_P) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=N} (r_{1,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{2,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{k,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \dots \\ \sum_{s=1}^{s=N} (r_{z,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

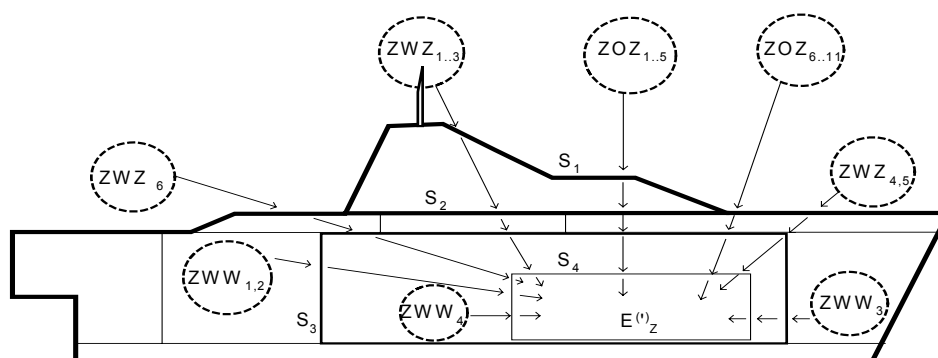
Promieniowanie elektromagnetyczne $E^{(l)}_Z$ oddziałujące na urządzenie zainstalowane na okręcie wyznacza się wypełniając macierz (3.14) w rozpatrywanym przedziale częstotliwości, których wartości zawiera poniższy wektor:

$$[f] = [f_1 \quad \dots \quad f_P \quad \dots \quad f_G], \tag{3.22}$$

określony przy użyciu wyrażeń (3.1 ÷ 3.3).

3.3 Przykładowe zastosowanie modelu topologicznego

Zaproponowany w p. 3.2 opis macierzowy jest narzędziem pozwalającym na jakościowe oszacowanie rozkładu emisji i analizowanie jej oddziaływania na urządzenia i systemy okrętowe. W tym celu należy określić dane wejściowe potrzebne do analizy, tzn.: źródła emisji zaburzających obcych oraz własnych (wewnętrznych lub zewnętrznych), tory oddziaływania tychże emisji, liczbę i położenie struktur ekranujących oraz ich skuteczności ekranowania, oraz także odległości pomiędzy tymi strukturami. Rozpatrując przykład konstrukcji okrętowej przedstawionej na rys. 3.5, przyjęto następujące rodzaje źródeł zaburzeń i określono, przez jakie struktury oddziałują one na urządzenia.



Rys. 3.5 – Przykładowa konstrukcja okrętowa w ujęciu topologicznym

W przykładzie tym do źródeł emisji ZWZ, przechodzących przez struktury S₁, S₂, S₃, S₄, zaliczono:

- ZWZ₁ – okrętowy radar nawigacyjny,
- ZWZ₂ – okrętowy radar bojowy,
- ZWZ₃ – radiostację HF.

Do źródeł emisji ZWZ, przechodzących przez struktury S₂, S₃, S₄, zaliczono:

- ZWZ_{4,5} – dwa systemy obrony czynnej okrętu,
- ZWZ₆ – helikopter.

Do źródeł emisji ZWW, przechodzących przez struktury S₃, S₄, zaliczono:

- ZWW₁ – system zasilania (przewody instalacji zasilającej),
- ZWW₂ – siłownię okrętową,
- ZWW₃ – system obrony biernej okrętu.

Do źródła emisji ZWW, przechodzącego przez strukturę S₄, zaliczono:

- ZWW₄ – system łączności.

Do źródeł emisji ZOZ, przechodzących przez struktury S₁, S₂, S₃, S₄, zaliczono:

- ZOZ₁ – okrętowy radar bojowy na pierwszym okręcie obcym,
- ZOZ₂ – okrętowy radar nawigacyjny na pierwszym okręcie obcym,
- ZOZ₃ – okrętową radiostację VHF na pierwszym okręcie obcym,
- ZOZ₄ – lotniczą radiostację VHF/UHF na pierwszym samolocie obcym,
- ZOZ₅ – portowy system GPS.

Do źródeł emisji ZOZ, przechodzących przez struktury S₂, S₃, S₄, zaliczono:

- ZOZ₆ – okrętowy radar nawigacyjny na drugim okręcie obcym,
- ZOZ_{7,8} – okrętową radiostację HF i VHF na drugim okręcie obcym,
- ZOZ₉ – lotniczą radiostację VHF/UHF na drugim samolocie obcym,
- ZOZ₁₀ – portowy radar techniczny,
- ZOZ₁₁ – portowy system radionawigacyjny.

Liczba struktur ekranujących S dla rozpatrywanego przykładu wynosi $N = 4$, stąd na podstawie (3.8) wektor $[SE(f_p)]$ ma postać następującą:

$$[SE(f_p)] = [SE_1(f_p) \quad SE_2(f_p) \quad SE_3(f_p) \quad SE_4(f_p)]. \quad (3.26)$$

Tłumienie pola SE_W wynikające z częstotliwości f_p i odległości d między strukturami określono dla czterech struktur $N = 4$, przy czym $SE_{W1}(f_p, d_1)$ określa tłumienie za pierwszą strukturą S_1 , zatem na podstawie (3.9) wektor $[SE_W(f_p, d_N)]$ ma postać następującą:

$$[SE_W(f_p, d_N)] = [SE_{W1}(f_p, d_1) \quad SE_{W2}(f_p, d_2) \quad SE_{W3}(f_p, d_3) \quad SE_{W4}(f_p, d_4)]. \quad (3.27)$$

Występowanie struktur, przez które przechodzi promieniowanie elektromagnetyczne dla $N = 4$ oraz $max(X=6, Y=4, Z=11)$ dla każdego toru oddziaływania zakłóceń ZWZ, ZWW i ZOZ, opisano poniżej, tzn. na podstawie (3.10), (3.11) i (3.12):

$$[r_{ZWZ}] = \begin{bmatrix} r_{1,1}^{(ZWZ)} & r_{1,2}^{(ZWZ)} & r_{1,3}^{(ZWZ)} & r_{1,4}^{(ZWZ)} \\ r_{2,1}^{(ZWZ)} & r_{2,2}^{(ZWZ)} & r_{2,3}^{(ZWZ)} & r_{2,4}^{(ZWZ)} \\ r_{3,1}^{(ZWZ)} & r_{3,2}^{(ZWZ)} & r_{3,3}^{(ZWZ)} & r_{3,4}^{(ZWZ)} \\ r_{4,1}^{(ZWZ)} & r_{4,2}^{(ZWZ)} & r_{4,3}^{(ZWZ)} & r_{4,4}^{(ZWZ)} \\ r_{5,1}^{(ZWZ)} & r_{5,2}^{(ZWZ)} & r_{5,3}^{(ZWZ)} & r_{5,4}^{(ZWZ)} \\ r_{6,1}^{(ZWZ)} & r_{6,2}^{(ZWZ)} & r_{6,3}^{(ZWZ)} & r_{6,4}^{(ZWZ)} \\ r_{7,1}^{(ZWZ)} & r_{7,2}^{(ZWZ)} & r_{7,3}^{(ZWZ)} & r_{7,4}^{(ZWZ)} \\ r_{8,1}^{(ZWZ)} & r_{8,2}^{(ZWZ)} & r_{8,3}^{(ZWZ)} & r_{8,4}^{(ZWZ)} \\ r_{9,1}^{(ZWZ)} & r_{9,2}^{(ZWZ)} & r_{9,3}^{(ZWZ)} & r_{9,4}^{(ZWZ)} \\ r_{10,1}^{(ZWZ)} & r_{10,2}^{(ZWZ)} & r_{10,3}^{(ZWZ)} & r_{10,4}^{(ZWZ)} \\ r_{11,1}^{(ZWZ)} & r_{11,2}^{(ZWZ)} & r_{11,3}^{(ZWZ)} & r_{11,4}^{(ZWZ)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

Rozkład natężeń pól zaburzających pochodzących od źródeł obcych i własnych zewnętrznych na pokładzie jak i własnych wewnętrznych pod pokładem okrętu, oddziałujących na urządzenie zainstalowane na okręcie, w funkcji częstotliwości, określono w postaci macierzy [A]:

$$[A] = \begin{bmatrix} [B(f_1)] & [C(f_1)] & [D(f_1)] \\ \dots & \dots & \dots \\ [B(f_p)] & [C(f_p)] & [D(f_p)] \\ \dots & \dots & \dots \\ [B(f_G)] & [C(f_G)] & [D(f_G)] \end{bmatrix}, \quad (3.31)$$

w której poszczególne macierze $[B(f_p)]$, $[C(f_p)]$, $[D(f_p)]$, na podstawie odpowiednio (3.18), (3.19) i (3.20), przyjmują postać:

$$[B(f_p)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{Z_{WZ_1}}(f_p) \\ E_{Z_{WZ_2}}(f_p) \\ E_{Z_{WZ_3}}(f_p) \\ E_{Z_{WZ_4}}(f_p) \\ E_{Z_{WZ_5}}(f_p) \\ E_{Z_{WZ_6}}(f_p) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=4} (r_{1,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{2,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{3,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{4,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=2}^{s=4} (r_{5,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=2}^{s=4} (r_{6,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{W_s}(f_p, d_s))) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

$$[C(f_p)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWW_1}(f_p) \\ E_{ZWW_2}(f_p) \\ E_{ZWW_3}(f_p) \\ E_{ZWW_4}(f_p) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=3}^{s=4} (r_{1,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{Ws}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=3}^{s=4} (r_{2,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{Ws}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=3}^{s=4} (r_{3,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{Ws}(f_p, d_s))) \\ \sum_{s=3}^{s=4} (r_{4,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_p) + SE_{Ws}(f_p, d_s))) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.33)$$

$$[D(f_P)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{Z_{OZ_1}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_2}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_3}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_4}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_5}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_6}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_7}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_8}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_9}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_{10}}}(f_P) \\ E_{Z_{OZ_{11}}}(f_P) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=4} (r_{1,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{2,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{3,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{4,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{5,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{6,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=2}^{s=4} (r_{7,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=2}^{s=4} (r_{8,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=2}^{s=4} (r_{9,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=2}^{s=4} (r_{10,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \\ \sum_{s=2}^{s=4} (r_{11,s}^{(ZOZ)} \cdot (SE_s(f_P) + SE_{W_s}(f_P, d_s))) \end{bmatrix}. \tag{3.34}$$

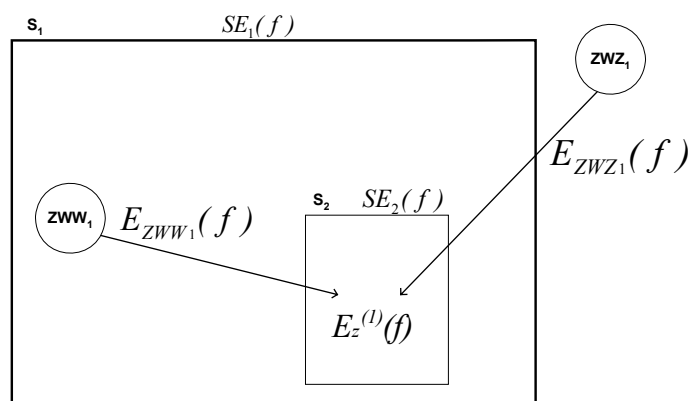
Zatem na podstawie (3.21) oraz (3.32), (3.33) i (3.34), sumaryczne oddziaływanie $E^{(1)}_Z$ wszystkich zaburzeń na rozpatrywane urządzenie okrętowe w ujęciu topologicznym, dla p-tej częstotliwości można macierzowo opisać w sposób następujący:

Rozdział 4 – Weryfikacja eksperymentalna modelu topologicznego w warunkach laboratoryjnych

4.1 Badania symulacyjne

4.1.1 Opis macierzowy

W celu weryfikacji modelu topologicznego wykonano symulacyjne badania komputerowe, a następnie w celu zweryfikowania otrzymanych wyników przeprowadzono pomiary laboratoryjne, opisane w p. 4.2. W badaniach tych przyjęto konfigurację układu źródeł zaburzeń i struktur ekranujących pokazaną na rys. 4.1.



Rys. 4.1 – Konfiguracja przyjęta do weryfikacji eksperymentalnej opracowanego modelu

Dla konfiguracji przedstawionej na rys. 4.1, macierz $[A]$ na podstawie (3.14), zapisano w postaci:

$$[A] = \begin{bmatrix} [B(f_1)] & [C(f_1)] \\ \dots & \dots \\ [B(f_p)] & [C(f_p)] \\ \dots & \dots \\ [B(f_G)] & [C(f_G)] \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

przy czym, na podstawie (3.18), dla p -tej częstotliwości pomiarowej i jednego źródła zaburzeń własnych zewnętrznych ZWZ_1 , macierz ma następującą postać:

$$\begin{aligned} [B(f_p)] &= [E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_p)] = \\ &= [h_{ZWZ_1}] \cdot [E_{ZWZ_1}(f_p)] - [r_{1,1}^{(ZWZ)}] \cdot (SE_1(f_p) + SE_{W_1}(f_p, d_1)) + [r_{1,2}^{(ZWZ)}] \cdot (SE_2(f_p) + SE_{W_2}(f_p, d_2)), \end{aligned} \quad (4.2)$$

natomiast dla p -tej częstotliwości pomiarowej i jednego źródła zaburzeń własnych wewnętrznych ZWW_1 , na podstawie (3.19), macierz ma następującą postać:

$$\begin{aligned}
[C(f_p)] &= [E^{(1)}_{ZWW_1}(f_p)] = \\
&= [h_{ZWW_1}] \cdot [E_{ZWW_1}(f_p)] - [r_{1,1}^{(ZWW)} \cdot (SE_1(f_p) + SE_{W_1}(f_p, d_1)) + r_{1,2}^{(ZWW)} \cdot (SE_2(f_p) + SE_{W_2}(f_p, d_2))] .
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Obliczenia wykonano w przedziale częstotliwości od $f_l = 10$ kHz do $f_G = 10$ GHz, z liczbą kroków $M = 1390$, zgodnie z zależnością (3.3).

Dla przyjętych lokalizacji źródeł zaburzeń ZWZ_1 oraz ZWW_1 wyznaczono współczynniki występowania tych emisji odpowiednio $[h_{ZWZ}]$ oraz $[h_{ZWW}]$, tzn.:

$$[h_{ZWZ}] = [1], \tag{4.4}$$

$$[h_{ZWW}] = [1]. \tag{4.5}$$

Zatem zgodnie z tym zapisem, źródła ZWW_1 oraz ZWZ_1 jednocześnie emitują zaburzające pola e-m.

Założono, że wartość skuteczna sygnału pochodzącego od źródła zaburzeń własnych zewnętrznych ZWZ_1 , oddziaływująca na strukturę S_1 i S_2 wynosi $E_{ZWZ_1} = 120$ dB μ V/m = 1 V/m, natomiast wartość skuteczna sygnału pochodzącego od źródła zaburzeń własnych wewnętrznych ZWW_1 , oddziaływująca na strukturę S_2 wynosi $E_{ZWW_1} = 60$ dB μ V/m = 1 mV/m. Wartości te są stałe w rozpatrywanym przedziale częstotliwości.

Odnosząc się do modelu topologicznego okrętu uwzględniono współczynniki przechodzenia lub nieprzechodzenia sygnału przez strukturę ekranującą, z punktu widzenia lokalizacji określonego urządzenia. Stąd macierz $[r_{ZWZ}]$ dla zaburzenia ze źródła ZWZ_1 zapisano w postaci:

$$[r_{ZWZ}] = [r_{1,1}^{(ZWZ)} \quad r_{1,2}^{(ZWZ)}] = [1 \quad 1], \tag{4.6}$$

natomiast macierz $[r_{ZWW}]$ dla zaburzenia ze źródła ZWW_1 zapisano w postaci:

$$[r_{ZWW}] = [r_{1,1}^{(ZWW)} \quad r_{1,2}^{(ZWW)}] = [0 \quad 1]. \tag{4.7}$$

Symulacje przeprowadzono dla struktur ekranujących S_1 i S_2 , które charakteryzują się w sposób następujący:

- struktura S_1 , ze ścianami o grubości $g_1 = 0,004$ m = 4 mm, wykonana ze stali o współczynnikach $\sigma = 0,1$ i $\mu = 500$,
- struktura S_2 , ze ścianami o grubości $g_2 = 0,002$ m = 2 mm, wykonana ze stali o współczynnikach $\sigma = 0,1$ i $\mu = 500$.

Dla struktury S_1 oraz S_2 skuteczności ekranowania opisano w ogólnej postaci macierzowej:

$$[SE] = \begin{bmatrix} SE_1(f_1) & SE_2(f_1) \\ \dots & \dots \\ SE_1(f_p) & SE_2(f_p) \\ \dots & \dots \\ SE_1(f_G) & SE_2(f_G) \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

gdzie $[SE(f_p)]$ wg (3.8).

W celu wypełnienia powyższej macierzy, dla struktur S_1 i S_2 , w p. 4.1.2 obliczono ich skuteczności ekranowania.

4.1.2 Wyznaczanie współczynników macierzy [SE]

Podstawowym parametrem opisującym strukturę ekranującą jest charakterystyka jej skuteczności ekranowania SE w funkcji częstotliwości, zależna od rodzaju materiału, z którego ta struktura jest wykonana i grubości ścianek konstrukcyjnych. Stąd wartość skuteczności ekranowania jest funkcją:

- a) częstotliwości pola f ,
 - b) grubości materiału g ,
 - c) względnej przenikalności magnetycznej struktury ekranującej odniesionej do wolnej przestrzeni μ ,
 - d) względnej przewodności struktury ekranującej odniesionej do miedzi σ ,
- tzn., że:

$$SE = SE(\sigma, \mu, f, g). \quad (4.9)$$

Skuteczność ekranu idealnego, tj. w pełni jednorodnego, bez złączy, szczelin i otworów, można obliczyć przy pomocy podanych poniżej zależności [46]. Rzeczywiste struktury ekranujące mają skuteczność ekranowania znacznie mniejszą z powodu niejednorodności i przerw w powierzchni ekranującej.

Najogólniej skuteczność ekranowania SE w decybelach, określa się wg poniższej zależności [46]:

$$SE = B + A + R, \quad (4.10)$$

gdzie:

B – współczynnik korekcyjny, w [dB],

A – współczynnik absorpcji sygnału, w [dB/mm],

$R = R_1 + R_2$ – współczynnik odbicia sygnału na pierwszej i drugiej granicy struktury, w [dB].

Współczynnik korekcyjny B , dla składowej magnetycznej pola, dla warunku $A < 10\text{dB}$, wyznacza się z zależności:

$$B = 20 \log \left| 1 - e^{(-0,3r \sqrt{\frac{f}{\mu\sigma}})} \right|, \quad (4.11)$$

gdzie:

r – odległość źródła pola od ekranu, w [m].

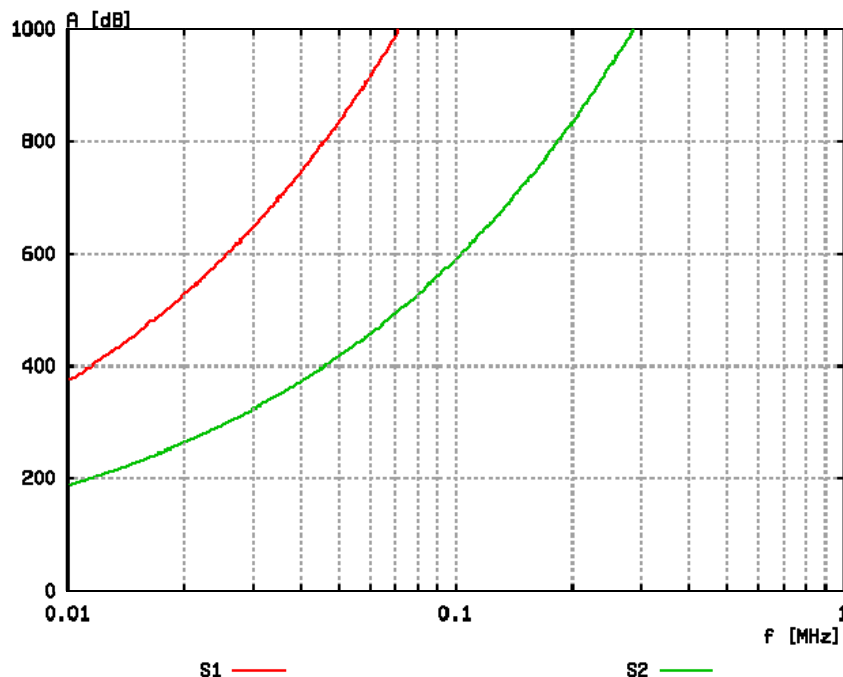
Natomiast współczynnik ten jest pomijalnie mały dla składowej elektrycznej pola i fali płaskiej. W takim przypadku SE określa się wg równania:

$$SE = A + R. \quad (4.12)$$

Dla wszystkich składowych pola współczynnik absorpcji A oblicza się z zależności:

$$A = 1,32 \cdot g \sqrt{\sigma \cdot f \cdot \mu}, \quad (4.13)$$

który w funkcji częstotliwości, dla użytych struktur S_1 i S_2 , przedstawiono na rys. 4.2:



Rys. 4.2 – Obliczony współczynnik absorpcji A struktur S_1 oraz S_2 , w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Pomijając efekt wielokrotnego odbicia wewnątrz ekranu, współczynnik odbicia R sygnału wyznacza się w następujący sposób:

$$R = 20 \log \frac{|z_w|}{4|z_s|}, \quad (4.14)$$

gdzie:

Z_S – wewnętrzna impedancja metalu, w $[\Omega]$,

Z_W – impedancja fali padającej w wolnej przestrzeni, w $[\Omega]$.

Impedancję wewnętrzną metalu dla składowej magnetycznej, elektrycznej pola i fali płaskiej określa się z równania:

$$|z_s| = \sqrt{\frac{\mu f}{\sigma}} \cdot 3,68 \cdot 10^{-7}. \quad (4.15)$$

Przy założeniu, że $r < \lambda/2\pi$, impedancję falową dla punktowego źródła pola magnetycznego oblicza się z zależności:

$$|z_w| = 2\pi \cdot r \cdot \mu \cdot f. \quad (4.16)$$

Współczynnik odbicia R_M sygnału dla składowej magnetycznej pola oblicza się podstawiając równanie (4.15) i (4.16) do równania (4.14), otrzymując w ten sposób zależność:

$$R_M = 14,6 + 10 \log \left(\frac{f \cdot r^2 \cdot \sigma}{\mu} \right). \quad (4.17)$$

Przy założeniu, że $r < \lambda/2\pi$, impedancję falową dla punktowego źródła pola elektrycznego oblicza się z zależności:

$$|z_w| = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot r \cdot \varepsilon}, \quad (4.18)$$

gdzie:

ε - stała dielektryczna.

Współczynnik odbicia R_E sygnału dla składowej elektrycznej pola, oblicza się podstawiając równanie (4.15) i (4.18) do równania (4.14), otrzymując następującą zależność:

$$R_E = 322 + 10 \log \left(\frac{\sigma}{f^3 \cdot r^2 \cdot \mu} \right). \quad (4.19)$$

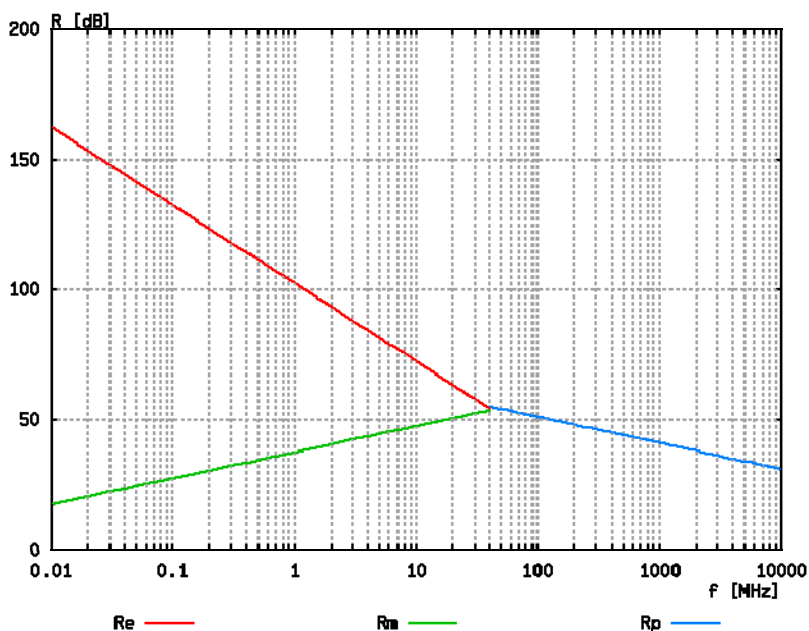
Dla fali płaskiej, impedancja falowa jest równa impedancji charakterystycznej wolnej przestrzeni $Z_w = 377 \Omega$, stąd współczynnik odbicia R_p przyjmuje następującą postać:

$$R_p = 20 \log \frac{94,25}{|z_s|}. \quad (4.20)$$

Podstawiając (4.15) do powyższego równania otrzymano następującą zależność:

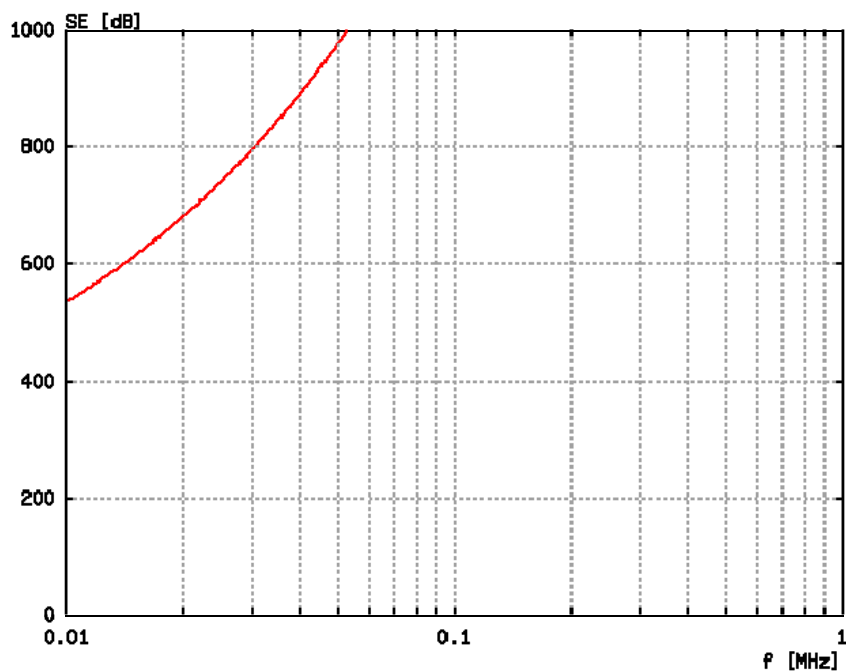
$$R_p = 168 - 10 \log \left(\frac{\mu \cdot f}{\sigma} \right). \quad (4.21)$$

Charakterystyki tłumienności dla struktur S_1 i S_2 wynikającej ze zjawiska odbicia R_M , R_E , R_p dla poszczególnych składowych pola w funkcji częstotliwości przedstawiono na rys. 4.3. Charakterystyki te są jednakowe, z uwagi na fakt, że obie struktury są wykonane z tego samego materiału.

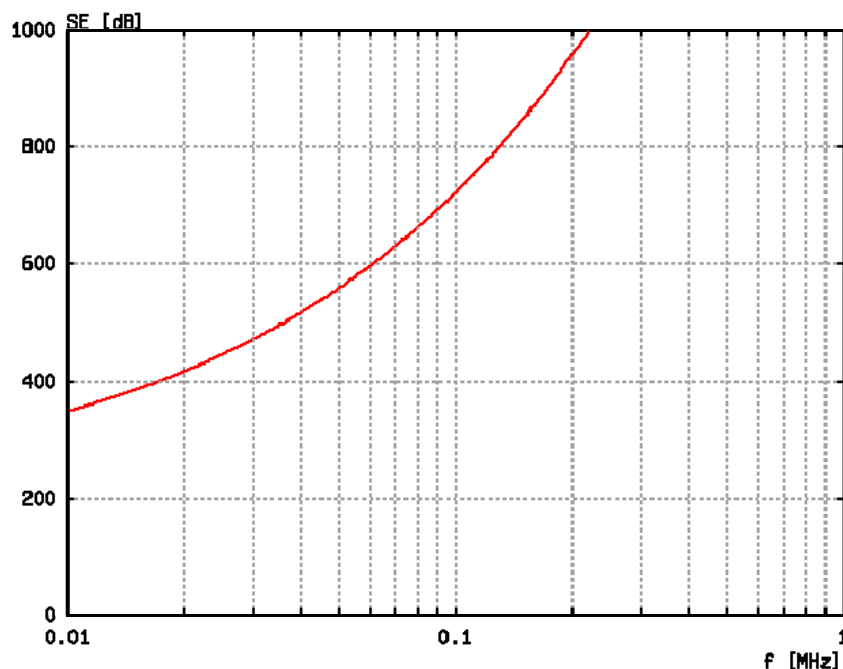


Rys. 4.3 – Charakterystyki tłumienności składowej elektrycznej, magnetycznej i fali płaskiej wynikające ze zjawiska odbicia, dla struktury S_1 oraz S_2 , w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Obliczone na podstawie wzorów od (4.10) do (4.21), skuteczności ekranowania idealnych struktur: S_1 wykonanej ze stali o grubości 4 mm, oraz S_2 wykonanej ze stali o grubości 2 mm, w funkcji częstotliwości przedstawiono odpowiednio na rys. 4.4 oraz 4.5.



Rys. 4.4 – Skuteczność ekranowania SE_1 struktury S_1 , wykonanej ze stali dla grubości ekranu $g_1 = 0,004$ m, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz



Rys. 4.5 – Skuteczność ekranowania SE_2 struktury S_2 , wykonanej ze stali dla grubości ekranu $g_2 = 0,002$ m, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Na podstawie przedstawionych wyników obliczeń skuteczności ekranowania, wykonanych przy założeniu całkowitej spójności ekranu wykazano, że łatwo można uzyskać skuteczności ekranowania przekraczające kilkaset decybeli, szczególnie, jeżeli uwzględnia się kilkumilimetrowe idealne powierzchnie metalu. Jednakże w praktyce, w rzeczywistych warunkach struktury posiadają różnego rodzaju nieciągłości takie jak otwory, w tym wentylacyjne, drzwi, włazy, okna, filtry złącza, itp. Dlatego też z praktycznego punktu widzenia, dla kilkumilimetrowej grubości materiałów ich skuteczność ekranowania jest mniej istotna, od przenikania pola e-m przez jego nieciągłości.

Urzeczywistniając idealne, jednorodne struktury ekranujące, uwzględniono w nich punkty nieciągłości w postaci otworów. W wyniku tego uzyskano pełniejsze i bardziej zbliżone do wartości rzeczywistych współczynniki tłumienności. Na skuteczność ekranowania otworu wpływa jego najdłuższy wymiar. Otwór długi i wąski tworzy w strukturze antenę szczelinową [14, 46]. Skuteczność ekranowania struktur zawierających takie nieciągłości wyznacza się z zależności:

$$SE = 20 \log \left[\frac{\lambda}{2 \cdot L} \right], \quad (4.22)$$

gdzie:

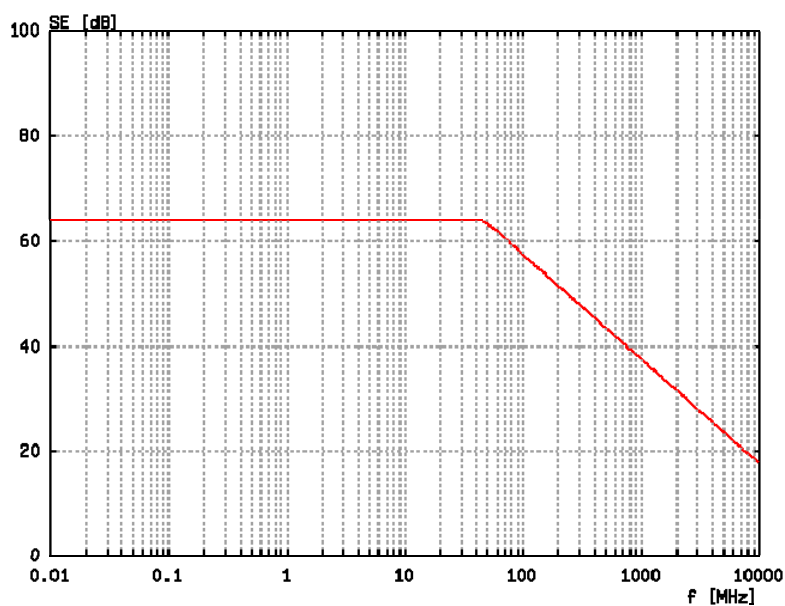
λ – długość fali,

L – najdłuższy wymiar otworu w [m].

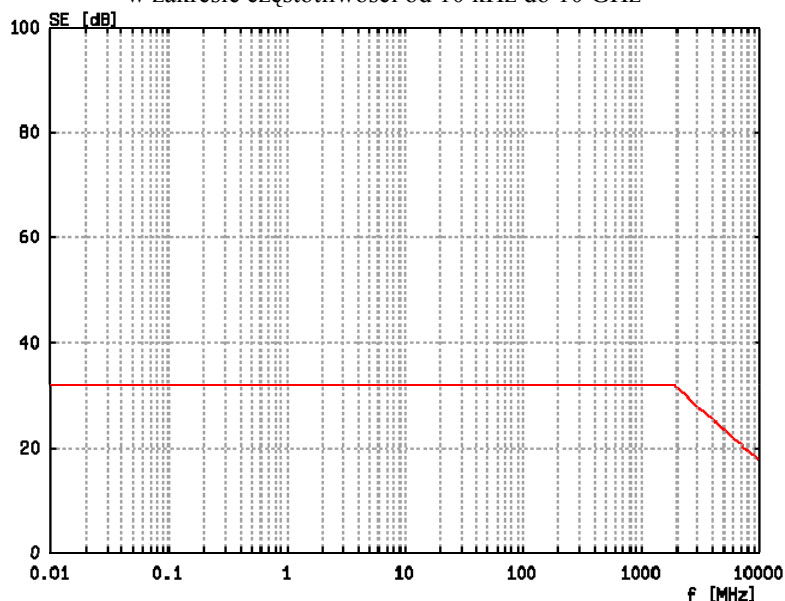
Uwzględniając grubość g struktury ekranującej otrzymuje się zależność [46]:

$$SE = 32 \frac{g}{L} . \quad (4.23)$$

W celu odwzorowania rzeczywistych warunków w idealnych strukturach zasymulowano otwory o najdłuższym wymiarze wynoszącym 2 mm. Obliczone wg (4.22) oraz (4.23) charakterystyki tłumienia w funkcji częstotliwości, z uwzględnionymi parametrami dla struktur S_1 i S_2 zawierających 2 mm otwory, zobrazowano w odpowiednio na rys. 4.6 oraz 4.7. Na podstawie przedstawionych wyników widać, że niewielka szczelina w ekranie osłabia kilkakrotnie skuteczność ekranowania danej struktury.



Rys. 4.6 – Skuteczność ekranowania urealnionej struktury S_1 , zawierającej 2 mm szczelinę, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz



Rys. 4.7 – Skuteczność ekranowania urealnionej struktury S_2 , zawierającej 2 mm szczelinę, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

4.1.3 Wyniki badań

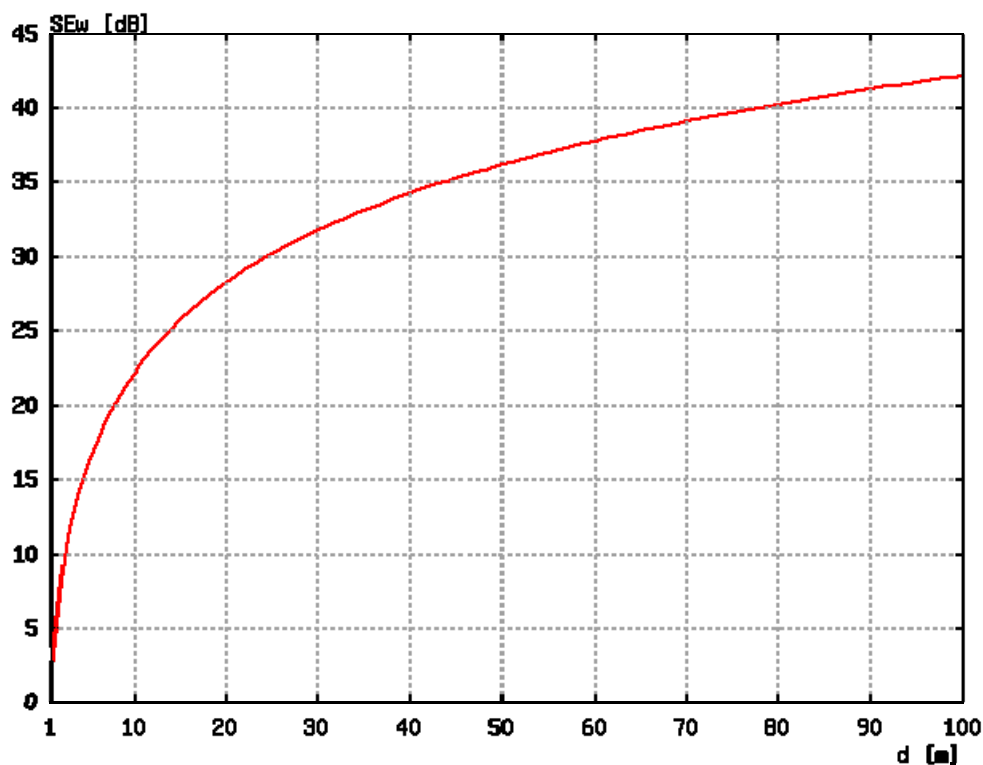
W wyniku obliczeń, przedstawionych w p. 4.1.2, otrzymano dla struktur S_1 oraz S_2 wartości skuteczności ekranowania, które opisane wektorem (4.8), przedstawiono w postaci charakterystyk na rys. 4.6 oraz 4.7.

Przyjęto, że odległość pomiędzy strukturami S_1 oraz S_2 wynosi $d_1 = 2$ m w torze oddziaływania źródła ZWZ_1 , natomiast odległość pomiędzy strukturą S_2 , a urządzeniem wynosi $d_2 = 0,5$ m. Stąd też wektor tłumienia pola, opisano poniższą zależnością:

$$[SE_W(f_p, d)] = [SE_{W_1}(f_p, d_1) \quad SE_{W_2}(f_p, d_2)]. \quad (4.24)$$

Słumienie dla pola dalekiego SE_W w funkcji odległości opisano zależnością (4.25) i przedstawiono na rys. 4.8.

$$SE_W = -20 \log \left(\sqrt{\frac{120\pi}{4\pi d^2}} \right), \quad (4.25)$$



Rys. 4.8 – Słumienie pola e-m w wolnej przestrzeni, w funkcji odległości

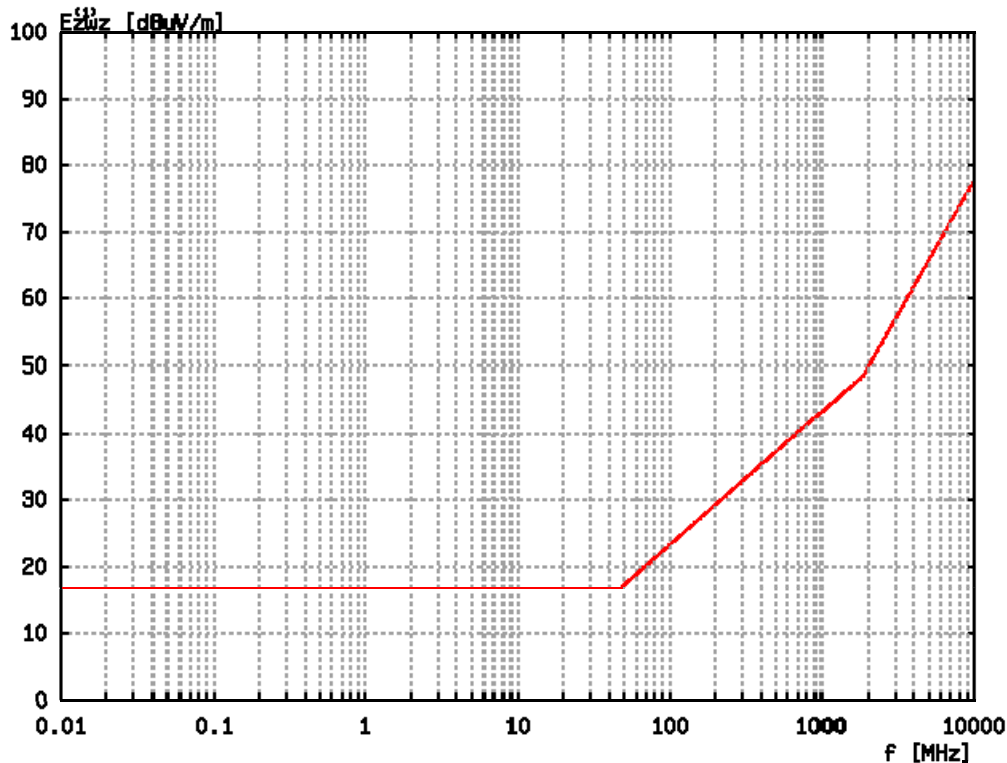
Skalę odległości przyjęto od 1 m do 100 m, gdyż w rzeczywistych warunkach na okrętach odległości między strukturami zawierają się w przyjętym przedziale. W przypadku, gdy struktury oddalone są od siebie mniej niż 1 m, to wartość SE_W jest mała i w obliczeniach się ją pomija. Stąd otrzymano następujące wartości SE_W [dB], dla $d_1 = 2$ m oraz $d_2 = 0,5$ m:

$$[SE_w(f_p, d)] = [7,2 \ 0]. \quad (4.26)$$

Następnie obliczono z zależności (4.2), macierz natężeń pól $[B(f_p)]$ ze źródła zaburzeń ZWZ₁, dla wybranej częstotliwości pomiarowej wynoszącej $f_p = f_{926} = 100$ MHz, którą zapisano w postaci:

$$[B(f_{926})] = [E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{926})] = [1] \cdot [120] - [1 \cdot (57,5 + 7,2) + 1 \cdot (32 + 0)] = 23,3. \quad (4.27)$$

Obliczone natężenie pola zaburzeń $E^{(1)}_{ZWZ_1}$, pochodzące od źródła ZWZ₁, w funkcji częstotliwości, dla $f_1 \leq f_p \leq f_G$, przy czym $f_1 = 10$ kHz oraz $f_G = 10$ GHz, przedstawiono na rys. 4.9.

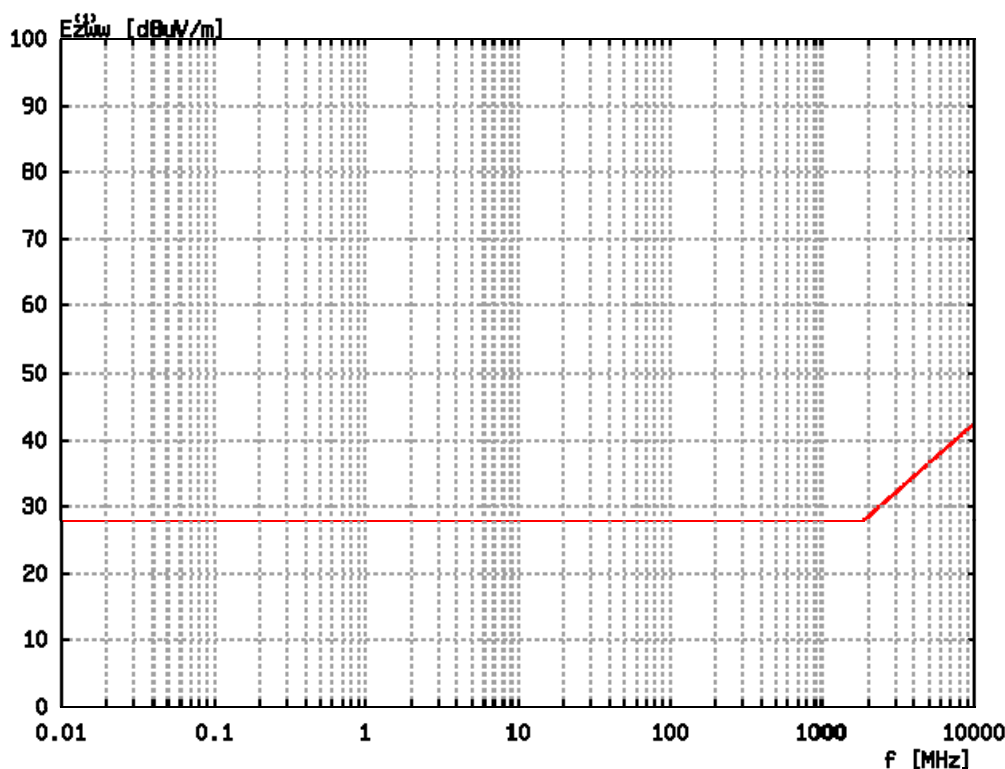


Rys. 4.9 – Natężenie pola zaburzeń od źródła ZWZ₁, w strukturze S₂

W dalszej kolejności obliczono z zależności (4.3), macierz natężeń pól $[C(f_{p=926})]$ ze źródła zaburzeń ZWW₁, dla wybranej częstotliwości pomiarowej wynoszącej $f_p = f_{926} = 100$ MHz, którą zapisano w postaci:

$$[C(f_{926})] = [E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{926})] = [1] \cdot [60] - [0 \cdot (57,5 + 7,2) + 1 \cdot (32 + 0)] = 28. \quad (4.28)$$

Obliczone natężenie pola zaburzeń $E^{(1)}_{ZWW_1}$, pochodzące od źródła ZWW₁, w funkcji częstotliwości, dla $f_1 \leq f_p \leq f_G$, przy czym $f_1 = 10$ kHz oraz $f_G = 10$ GHz, przedstawiono na rys. 4.10.

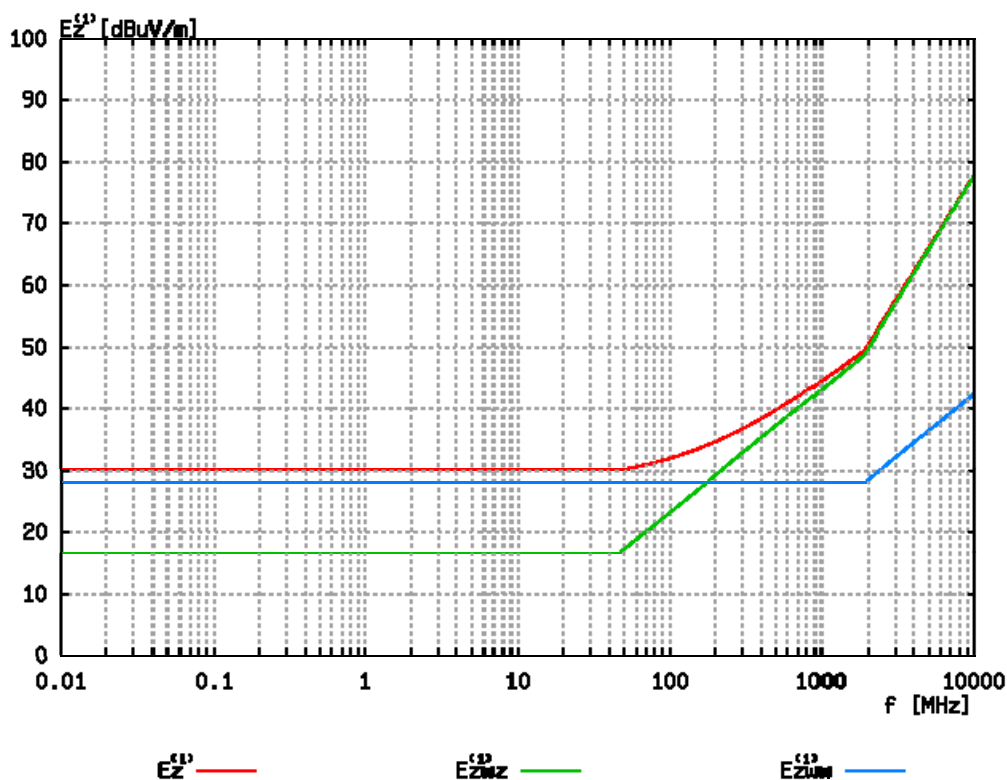
Rys. 4.10 – Natężenie pola zaburzeń od źródła ZWW₁, w strukturze S₂

Obliczony rozkład natężenia pola zaburzeń, w [dBμV/m], ze źródeł ZWZ₁ oraz ZWW₁, oddziaływujący na urządzenie okrętowe, w funkcji częstotliwości, przedstawiono w postaci opisanej poniżej macierzy [A]:

$$[A] = \begin{bmatrix} [B(f_1)] & [C(f_1)] \\ \dots & \dots \\ [B(f_p)] & [C(f_p)] \\ \dots & \dots \\ [B(f_G)] & [C(f_G)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [B(f_1)] & [C(f_1)] \\ \dots & \dots \\ [B(f_{926})] & [C(f_{926})] \\ \dots & \dots \\ [B(f_{1390})] & [C(f_{1390})] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 16,8 & 28,0 \\ \dots & \dots \\ 23,3 & 28,0 \\ \dots & \dots \\ 77,9 & 42,5 \end{bmatrix}, \quad (4.29)$$

natomiast sumaryczną emisję oddziaływującą na urządzenie $E_z^{(1)}$, zobrażowaną na rys. 4.11, opisano zależnością w postaci równania macierzowego:

$$[E_z^{(1)}(f)] = \begin{bmatrix} [B(f_1)] + [C(f_1)] \\ \dots & \dots & \dots \\ [B(f_p)] + [C(f_p)] \\ \dots & \dots & \dots \\ [B(f_G)] + [C(f_G)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{zWZ_1}^{(1)}(f_1) + E_{zWW_1}^{(1)}(f_1) \\ \dots & \dots & \dots \\ E_{zWZ_1}^{(1)}(f_p) + E_{zWW_1}^{(1)}(f_p) \\ \dots & \dots & \dots \\ E_{zWZ_1}^{(1)}(f_G) + E_{zWW_1}^{(1)}(f_G) \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$



Rys. 4.11 – Rozkład zaburzeń e-m $E_z^{(1)}$ otrzymany w obszarze ograniczonym strukturą S_2 :

$E_z^{(1)}_{ZWZ}$ – zaburzenia pochodzące od źródła ZWZ_1 ,

$E_z^{(1)}_{ZWW}$ – zaburzenia pochodzące od źródła ZWW_1 ,

$E_z^{(1)}_Z$ – sumaryczne oddziaływanie zaburzeń od źródeł ZWZ_1 oraz ZWW_1

Symulacje komputerowe zweryfikowano pomiarami laboratoryjnymi dla wybranych częstotliwości i opisano w rozdziale 4.2.

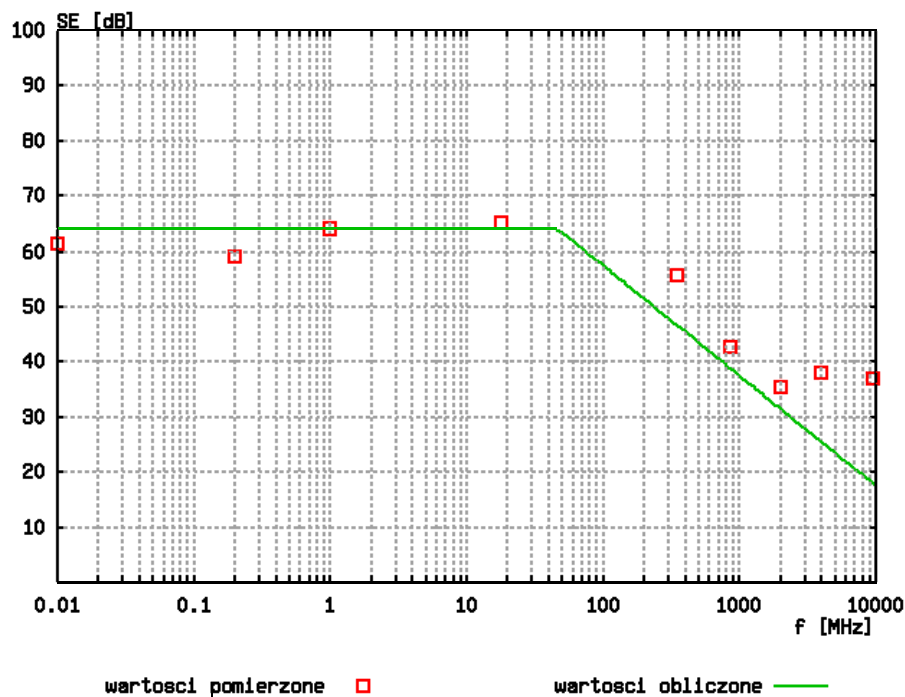
4.2 Pomiary laboratoryjne

Do weryfikacji laboratoryjnej obliczeń przedstawionych w rozdziale 4.1 przyjęto takie same założenia i wartości dotyczące źródeł zaburzeń, struktur ekranujących, odległości i zakresu częstotliwości. Jako źródła promieniowania e-m ZWZ_1 oraz ZWW_1 użyto generatorów sygnałowych SG wraz ze wzmacniaczami mocy W i antenami nadawczymi AN. Wartości natężenia pola elektrycznego dla obu źródeł promieniowania przyjęto zgodnie z tymi, które założono w symulacji komputerowej. Oddziaływanie zaburzeń pomierzono dla wybranych częstotliwości w paśmie f wynoszącym od $f_l = 10$ kHz do $f_G = 10$ GHz.

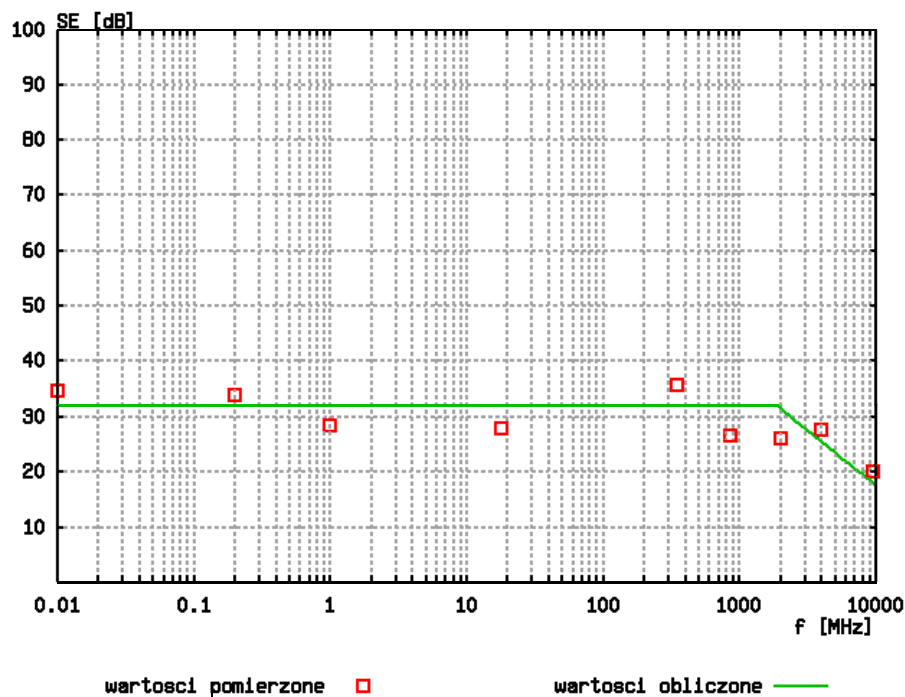
Rozpatrzono dwie struktury ekranujące S_1 i S_2 o identycznych parametrach jak obliczone i opisane w p. 4.1 z zachowaniem odległości między strukturami $d_l = 2$ m.

W pierwszej kolejności wykonano pomiary skuteczności ekranowania SE_1 dla struktury S_1 oraz SE_2 dla struktury S_2 w funkcji częstotliwości zgodnie z metodyką badań wg NO-06-

A501 [44], opisaną w p. 6.1. Struktury charakteryzowały się identycznymi nieciągłościami w ekranie, jak te przyjęte do obliczeń symulacyjnych. Wyniki pomiarów skuteczności ekranowania przedstawiono w załączniku 2, w tablicach Z2.1 oraz Z2.2. Wartości otrzymane w wyniku pomiarów wraz z wartościami uzyskanymi na poprzez symulacje komputerowe, (rys. 4.6 oraz 4.7), w celu porównania zamieszczono na rys. 4.12 oraz 4.13.



Rys. 4.12 – Obliczona i pomierzona skuteczność ekranowania SE_1 struktury S_1 , wykonanej ze stali o grubości ekranu $d = 0,004$ m, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

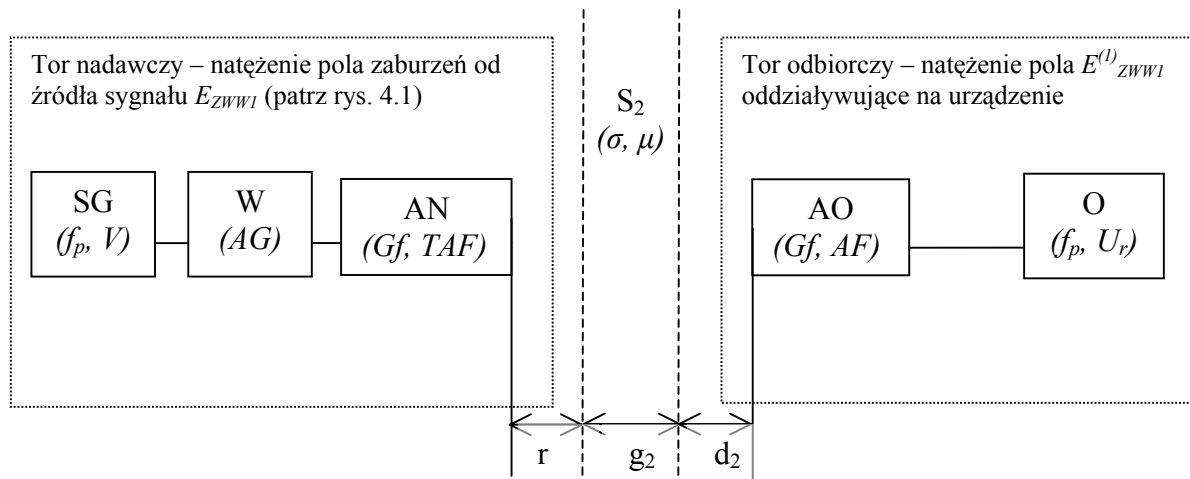


Rys. 4.13 – Obliczona i pomierzona skuteczność ekranowania SE_2 struktury S_2 , wykonanej ze stali o grubości ekranu $d = 0,002$ m, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

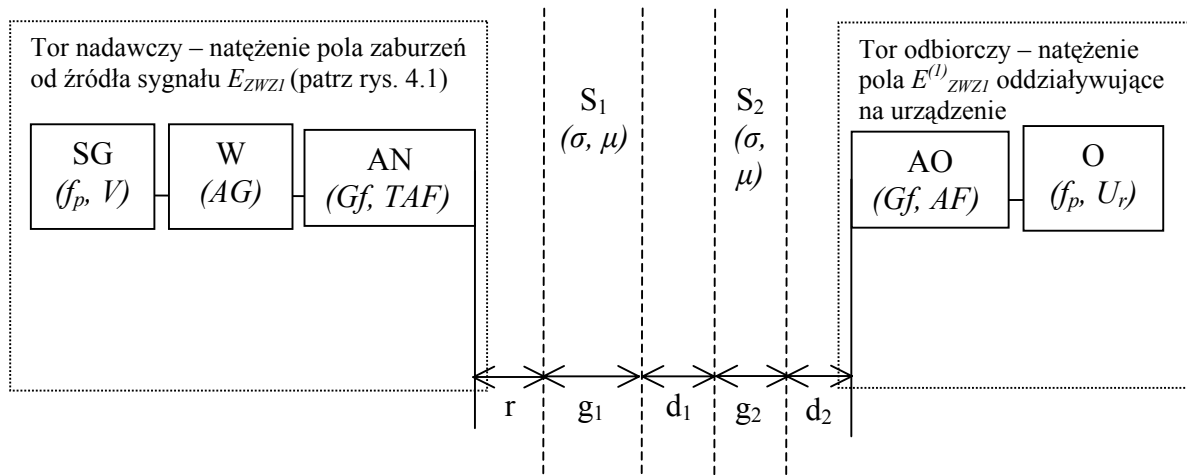
W celu oszacowania, jakie wartości natężenia pola E_z^1 docierają do wnętrza struktury S_2 , a więc w przypadku źródła ZWZ_1 po przejściu przez struktury S_1 oraz S_2 , zaś w przypadku ZWW_1 po przejściu przez strukturę S_2 zestawiono w laboratorium toru probiercze:

- nadawczy, odwzorowujący promieniowane natężenia pola ze źródeł zakłóceń,
- odbiorczy, odwzorowujący natężenia pola oddziałujące na urządzenie.

Elementy torów probierczych sygnałów przedstawiono na rys. 4.14 oraz 4.15. W nawiasach opisano zmienne brane pod uwagę.



Rys. 4.14 – Elementy składowe stanowiska dla toru probierczego oddziaływania sygnału przechodzącego przez strukturę S_1



Rys. 4.15 – Elementy składowe stanowiska dla toru probierczego oddziaływania sygnału przechodzącego przez struktury S_1 i S_2

Poszczególne skróty na rys. 4.14 i 4.15 oznaczają:

SG – generator sygnałowy, przestrajany w paśmie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz z nastawialnymi parametrami napięcia V , w [dB μ V],

f_p – p-ta częstotliwość, w [MHz], z zakresu od f_l do f_G ustawiana na generatorze i odbierana na odbiorniku pomiarowym, przy czym $f_l = 0,01 \text{ MHz}$ oraz $f_G = 1 \text{ GHz}$,

V – napięcie ustawiane na generatorze, w [dB μ V],

W – wzmacniacz mocy, w paśmie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz, o współczynniku wzmocnienia nie mniejszym niż 50 [dB],

AG – wzmocnienie na wzmacniaczu mocy, w [dB],

AN – antena nadawcza,

G_f – współczynnik zysku anteny, w [dB],

TAF – współczynnik transmisji anteny, w [dB/m],

S_1, S_2 – struktury ekranujące,

μ – względna przenikalność magnetyczna struktury ekranującej odniesiona do wolnej przestrzeni,

σ – względna przewodność struktury ekranującej odniesiona do miedzi,

r – odległość AN od struktury ekranującej, w [m],

d_2 – odległość AO od struktury ekranującej, w [m],

g_1 – grubość struktury ekranującej S_1 , w [m],

g_2 – grubość struktury ekranującej S_2 , w [m],

d_1 – odległość między strukturami S_1 i S_2 , w [m],

AO – antena odbiorcza,

O – odbiornik pomiarowy,

AF – współczynnik anteny, w [dB/m],

U_r – napięcie na odbiorniku pomiarowym, w [dB μ V].

Do pomiarów wykorzystano anteny nadawcze AN, w paśmie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz, umieszczone w odległości $r = 1,3 \text{ m}$ od struktury, w tym:

- prętową (dla składowej elektrycznej pola), w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 30 MHz,
- dwustożkową (dla fali płaskiej), w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 200 MHz,
- logarytmiczno-periodyczną (dla fali płaskiej), w zakresie częstotliwości od 200 MHz do 1 GHz,
- grzbietową (dla fali płaskiej), w zakresie częstotliwości od 1 GHz do 10 GHz.

Sygnal probierczy generowany w torze nadawczym, tj. natężenie padającego na strukturę pola elektrycznego E_Z w $[dB\mu V/m]$, w odległości r od AN określa się wg poniższej zależności:

$$E_Z = V + AG + TAF, \quad (4.31)$$

gdzie:

V – napięcie z generatora, w $[dB\mu V]$,

AG – wzmacnienie wzmacniacza mocy, w $[dB]$,

TAF – współczynnik transmisji anteny, w $[dB/m]$, określony poniższą zależnością:

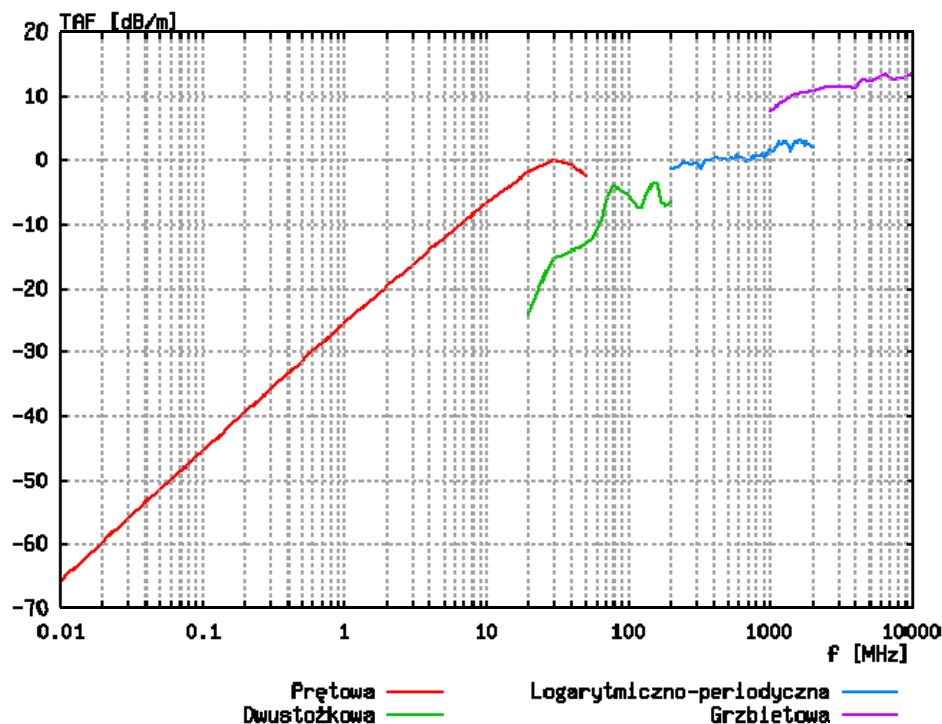
$$TAF = Gf - 2,22 - 20\log(r), \quad (4.32)$$

gdzie:

r – odległość AN od struktury, w $[m]$,

Gf – współczynnik zysku anteny nadawczej, w $[dB]$, określony przez producenta.

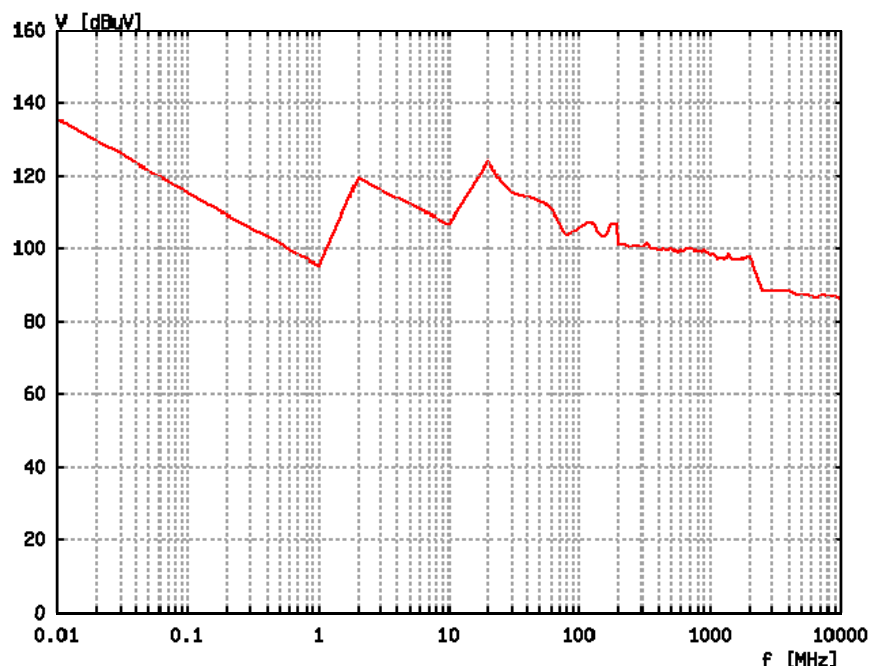
Charakterystyki współczynników transmisji TAF anten nadawczych: prętowej, dwustożkowej, logarytmiczno-periodycznej i grzbietowej określone na podstawie zależności (4.32), w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz, przedstawiono na rys. 4.16.



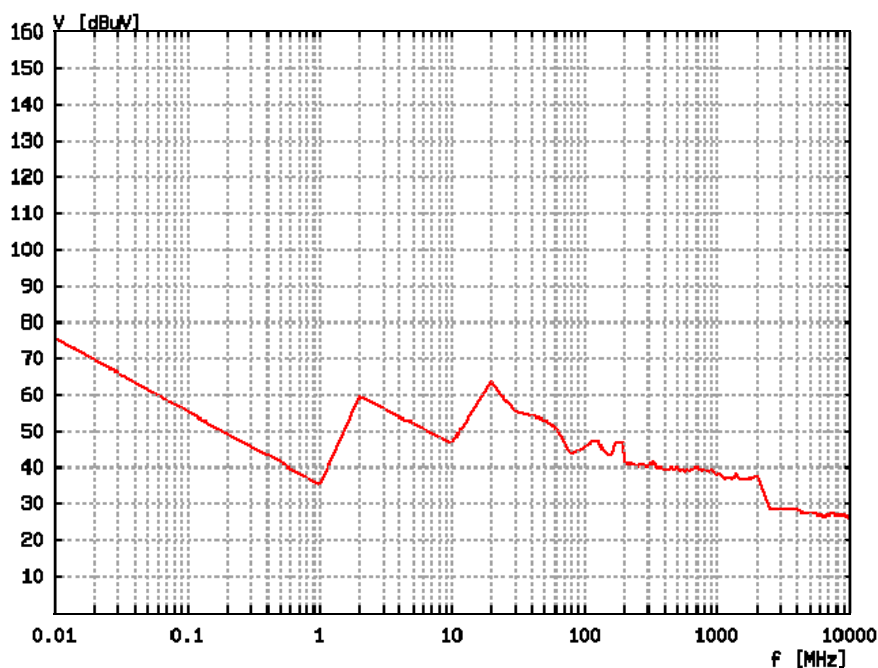
Rys. 4.16 – Współczynniki transmisji TAF dla AN, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

W celu utrzymania oddziaływującego na strukturę ekranującą stałego natężenia pola elektrycznego o wartościach $E_{ZWZ} = 120 dB\mu V/m$ oraz $E_{ZWW} = 60 dB\mu V/m$, w całym paśmie częstotliwości, skorzystano ze wzoru (4.31). Stąd na wyjściu z generatora sygnałowego SG ustawiono napięcie V , odpowiednio wg rys. 4.17 oraz 4.18, przy założeniu, że na

wzmacniaczu mocy W wzmocnienie AG wynosi 50 dB, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 1 MHz, oraz 20 dB, w zakresie od 1 MHz do 10 GHz.



Rys. 4.17 – Charakterystyka napięcia generowanego przez SG w celu uzyskania $E_{ZWZ} = \text{const.} = 120 \text{ dB}\mu\text{V/m}$, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz



Rys. 4.18 – Charakterystyka napięcia generowanego przez SG w celu uzyskania $E_{ZWZ} = \text{const.} = 60 \text{ dB}\mu\text{V/m}$, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Następnie wewnątrz struktury S_2 umieszczono odbiornik pomiarowy i kolejno anteny odbiorcze odpowiednie do zakresu pomiarowego. Stąd tor odbiorczy sygnału probierczego składał się z:

- a) Anten odbiorczych umieszczonych w odległości $d_2 = 0,5$ [m] od struktury:
- prętowej (dla składowej elektrycznej pola), w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 30 MHz,
 - dwustożkowej (dla fali płaskiej), w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 200 MHz,
 - logarytmiczno-periodycznej (dla fali płaskiej), w zakresie od 200 MHz do 1 GHz,
 - grzbietowej (dla fali płaskiej), w zakresie częstotliwości od 1 GHz do 10 GHz,
- b) Kabla pomiarowego,
- c) Odbiornika pomiarowego O.

Natężenie pola elektrycznego za strukturą ekranującą określa się z przedstawionej zależności:

$$E^1_Z = AF + CL + U_r, \quad (4.33)$$

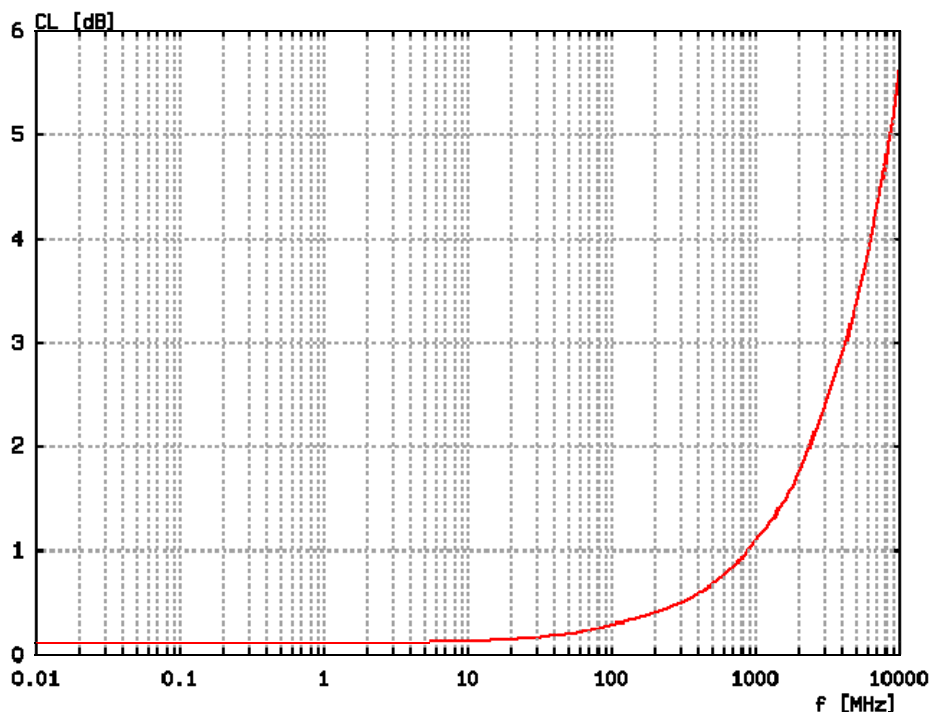
gdzie:

AF – współczynnik anteny, w [dB/m], określony zależnością (4.34),

CL – tłumienie sygnału w kablu pomiarowym, w [dB], w funkcji częstotliwości, przedstawione na rys. 4.19,

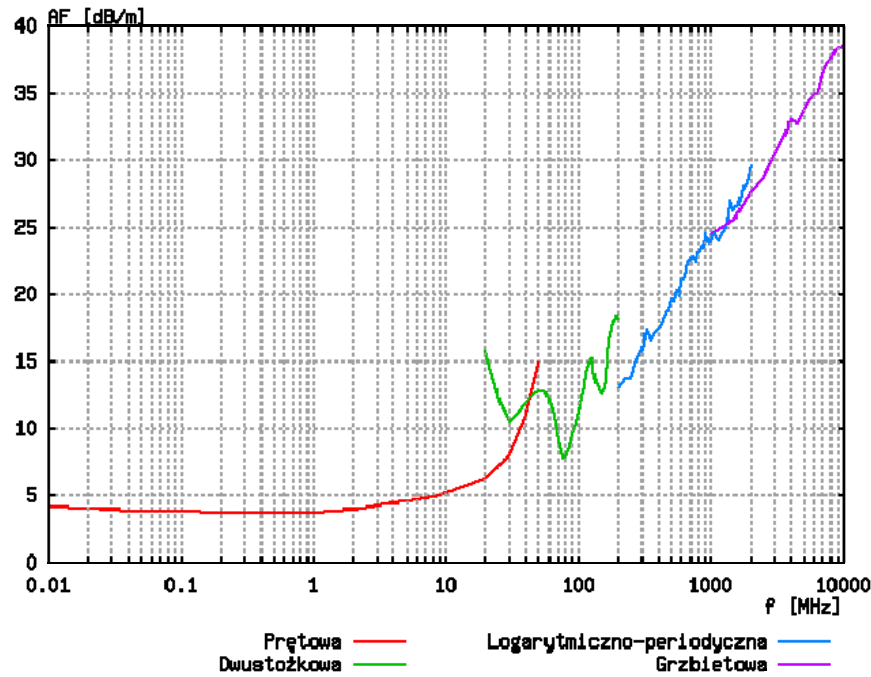
U_r – napięcie na odbiorniku pomiarowym, w [dB μ V].

$$AF = 20\log(f) - 29,79 - G_f \quad (4.34)$$



Rys. 4.19 – Tłumienie CL w kablu pomiarowym, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Współczynniki AF anteny kołowej, prętowej, dwustożkowej, logarytmiczno-periodycznej oraz grzbietowej, w funkcji częstotliwości przedstawiono na rys. 4.20.



Rys. 4.20 – Współczynnik AF anten odbiorczych, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Pomiary wykonano w rozpatrywanym przedziale, na wybranych częstotliwościach, w [MHz], których wartości, zawiera poniższy wektor:

$$[f] = [f_{69}=0,02 \quad f_{301}=0,2 \quad f_{532}=2 \quad f_{695}=10 \quad f_{805}=30 \quad f_{926}=100 \quad f_{995}=200 \quad f_{1065}=400 \quad f_{1147}=900 \quad f_{1268}=3000 \quad f_{1378}=9000] \cdot \quad (4.35)$$

Wyniki pomiarów natężeń pól elektrycznych w strukturze S_2 , dla kolejno załączanych źródeł ZWZ_1 oraz ZWW_1 przedstawiono w postaci macierzy $[A]$:

$$[A] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{69}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{69}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{301}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{301}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{532}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{532}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{695}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{695}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{805}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{805}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{926}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{926}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{995}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{995}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1065}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1065}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1147}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1147}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1268}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1268}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1378}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1378}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 14,2 & 23,2 \\ 18,0 & 28,8 \\ 15,1 & 32,1 \\ 13,7 & 26,8 \\ 17,7 & 22,3 \\ 19,1 & 25,9 \\ 30,0 & 32,2 \\ 39,1 & 31,5 \\ 40,2 & 34,0 \\ 52,1 & 35,5 \\ 72,7 & 46,1 \end{bmatrix} \cdot \quad (4.36)$$

Wyniki pomiarów sumarycznego natężenia pola elektrycznego pochodzącego jednocześnie od źródła ZWZ_1 , przenikającego przez struktury S_1 i S_2 o współczynnikach tłumienia odpowiednio $SE_1(f)$ i $SE_2(f)$ oraz źródła ZWW_1 , przenikającego przez strukturę S_2 o współczynniku tłumienia $SE_2(f)$ przedstawiono w załączniku 2, w tabelicy Z2.3.

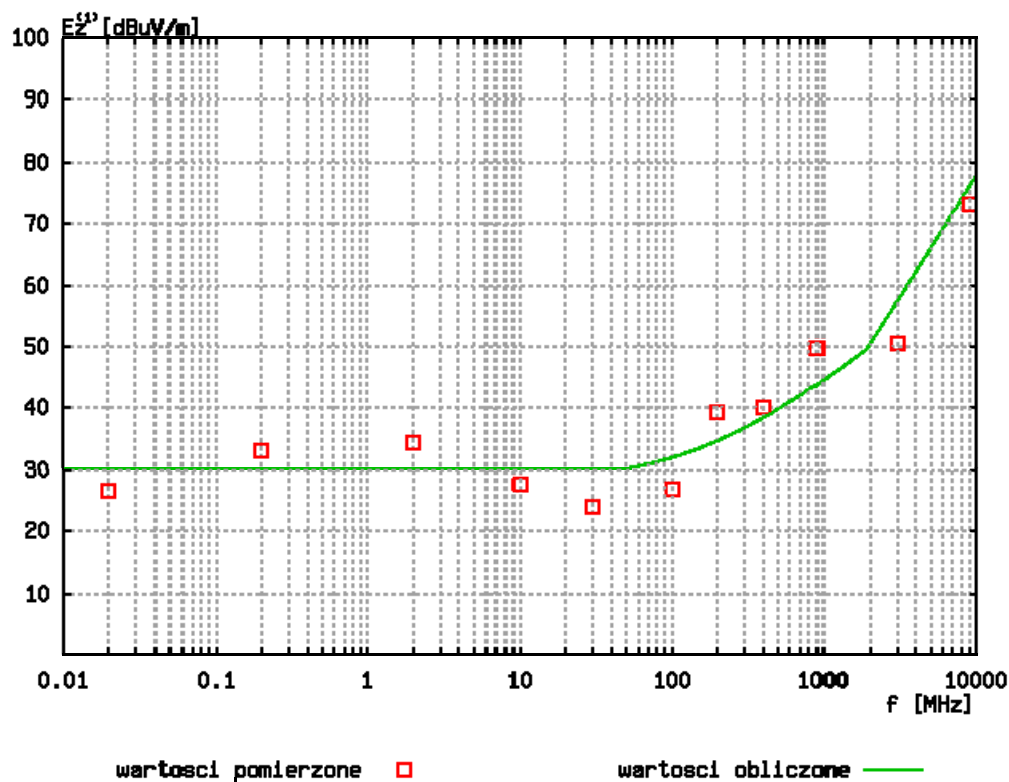
4.3 Porównanie wyników badań symulacyjnych i pomiarów laboratoryjnych

W celu porównania wyników badań symulacyjnych z otrzymanymi na drodze pomiarów w laboratorium, dla wybranych częstotliwości z zakresu od f_I do f_G wartości obliczone przedstawiono w postaci macierzy [A1], natomiast wartości pomierzone w macierzy [A2].

$$[A1] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{69}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{69}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{301}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{301}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{532}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{532}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{695}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{695}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{805}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{805}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{926}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{926}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{995}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{995}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1065}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1065}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1147}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1147}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1268}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1268}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1378}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1378}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 16,8 & 28,0 \\ 16,8 & 28,0 \\ 16,8 & 28,0 \\ 16,8 & 28,0 \\ 16,8 & 28,0 \\ 23,3 & 28,0 \\ 29,3 & 28,0 \\ 35,3 & 28,0 \\ 42,4 & 28,0 \\ 56,9 & 32,1 \\ 76,0 & 41,6 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$[A2] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{69}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{69}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{301}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{301}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{532}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{532}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{695}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{695}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{805}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{805}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{926}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{926}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{995}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{995}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1065}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1065}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1147}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1147}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1268}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1268}) \\ E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_{1378}) & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_{1378}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 14,2 & 23,2 \\ 18,0 & 28,8 \\ 15,1 & 32,1 \\ 13,7 & 26,8 \\ 17,7 & 22,3 \\ 19,1 & 25,9 \\ 30,0 & 32,2 \\ 39,1 & 31,5 \\ 40,2 & 34,0 \\ 52,1 & 35,5 \\ 72,7 & 46,1 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Suma natężeń pól elektrycznych $E^{(1)}_z$ od źródeł sygnałów ZWZ_1 i ZWW_1 , obliczona wg (3.21), oraz pomierzona w obszarze ograniczonym strukturą S_2 , w funkcji częstotliwości została zobrazowana na rys. 4.21.



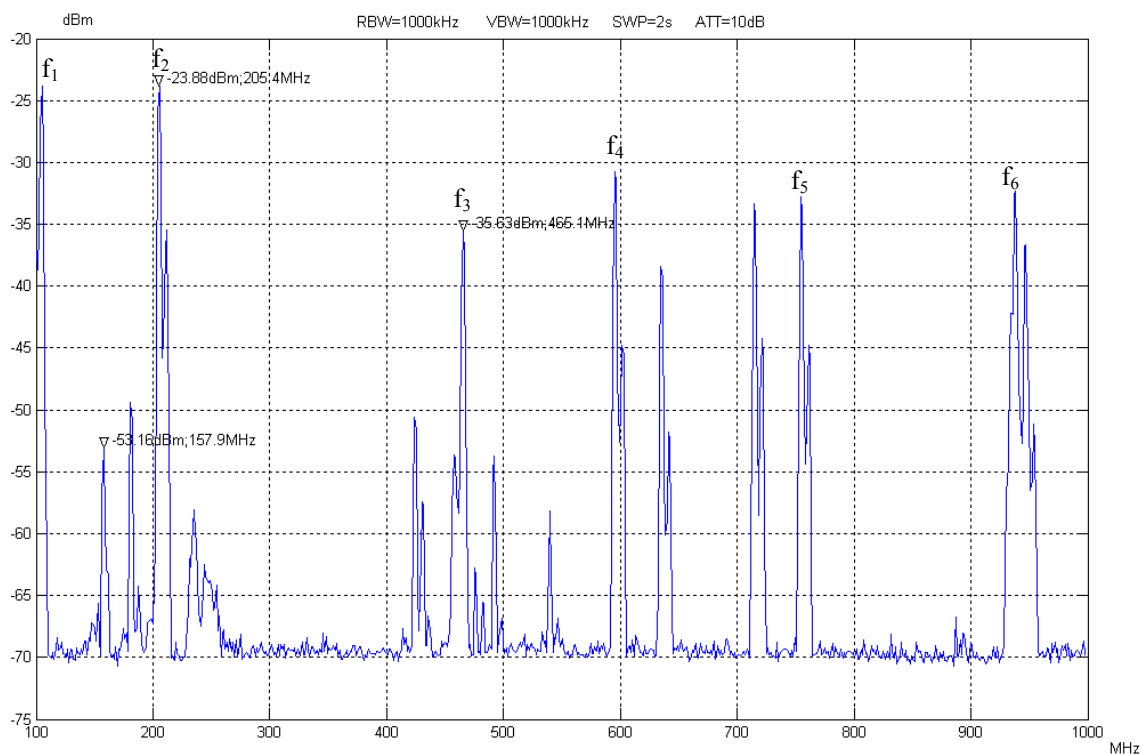
Rys. 4.21 – Obliczona i pomierzona suma natężeń pól elektrycznych E'_z od źródeł sygnałów ZWZ₁ i ZWW₁, wg konfiguracji z rys. 4.1, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Uzyskano zadowalającą zgodność wyników teoretycznych i pomiarów w laboratorium. Wyniki otrzymane na drodze obliczeń i pomiarów nie różnią się od siebie o więcej niż 6,8 dB (zgodnie z Tabelicą Z2.3, w Załączniku 2). Błąd pomiarowy opisany w p. 5.3.6 wynosi ± 4 dB. Na podstawie wykonanych badań uważa się, że założenia modelu topologicznego i opisu macierzowego potwierdzone w drodze weryfikacji są słuszne.

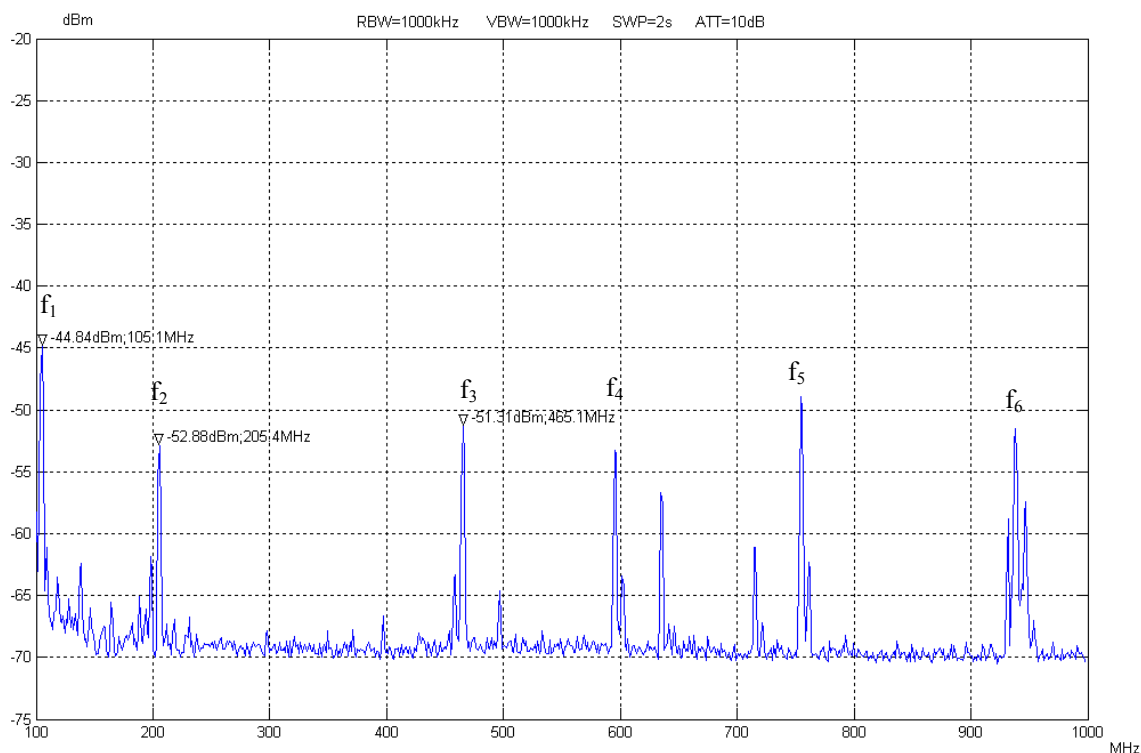
Rozdział 5 – Wybrane badania na okręcie

5.1 Charakterystyka okrętowego środowiska elektromagnetycznego

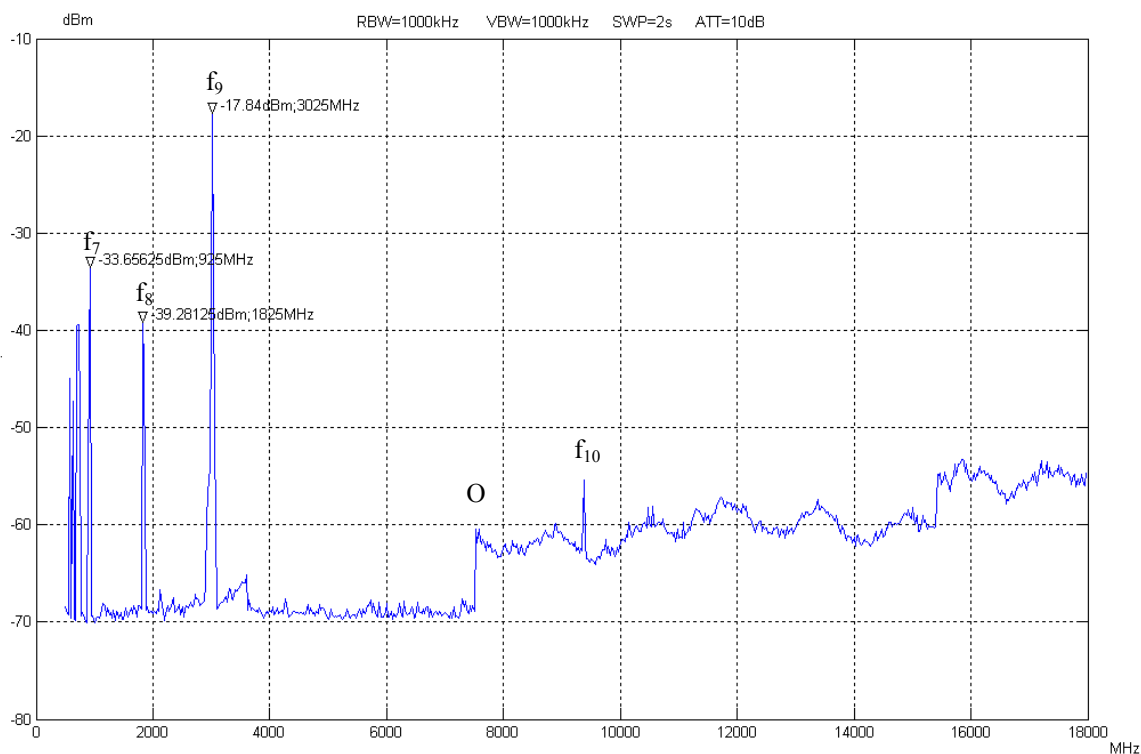
Jak to już opisano w p. 2.1, okrętowe środowisko e-m jest specyficzne ze względu na występujące w nim szerokie spektrum zakłóceń o charakterze zarówno ciągłym, jak i impulsowym o znacznych poziomach natężenia pola zaburzeń. W celu identyfikacji częstotliwości pochodzących od źródeł obcych zewnętrznych ZOZ oddziałujących na nadbudówkę, oznaczonej umownie jako struktura S_1 , oraz kadłub okrętu oznaczony jako struktura S_2 , wykonano pomiary natężenia pola zaburzeń w środowisku okrętowym. W trakcie badań emisji pomierzono i przeanalizowano sygnały z okrętowego środowiska e-m oddziałujące na urządzenia i systemy zainstalowane na pokładzie wybranego okrętu wojennego, oraz wewnątrz jego metalowej nadbudówki. Okręt w trakcie badań znajdował się w porcie. Wyniki przeprowadzonych pomiarów przedstawiono na rys. od 5.1 do 5.4, przy czym pomiary natężenia pola elektrycznego wykonane na pokładzie okrętu przedstawiono na rys. 5.1 oraz 5.3, natomiast pomiary wykonane wewnątrz nadbudówki na rys. 5.2 oraz 5.4. Wyniki pomiarów na wybranych częstotliwościach, wykonane przy użyciu analizatora widma i anten: logarytmiczno-periodycznej oraz grzbietowej, podzielono odpowiednio na dwa podzakresy: od 100 MHz do 1 GHz, oraz od 1 GHz do 18 GHz. W pierwszej kolejności wykonano pomiary, umieszczając kolejno anteny odbiorcze, tj. logarytmiczno-periodyczną i grzbietową, na wysokości 1 m nad pokładem okrętu o kadłubie metalowym. Anteny umieszczone były w odległości 3 metrów od metalowych elementów – ścian nadbudówki, w celu uniknięcia ich wpływu na wartość pomiaru. Następnie w celu przeanalizowania, jakie sygnały dostają się do nadbudówki okrętowej, wykonano badania umieszczając anteny odbiorcze wewnątrz niej, w tych samych położeniach anten jak dla pierwszego pomiaru, na wysokości 1 m nad metalową podłogą oraz w odległości 3 m od metalowych elementów. Badania wykonano przy obu polaryzacjach anten odbiorczych: pionowej i poziomej [25, 26, 37].



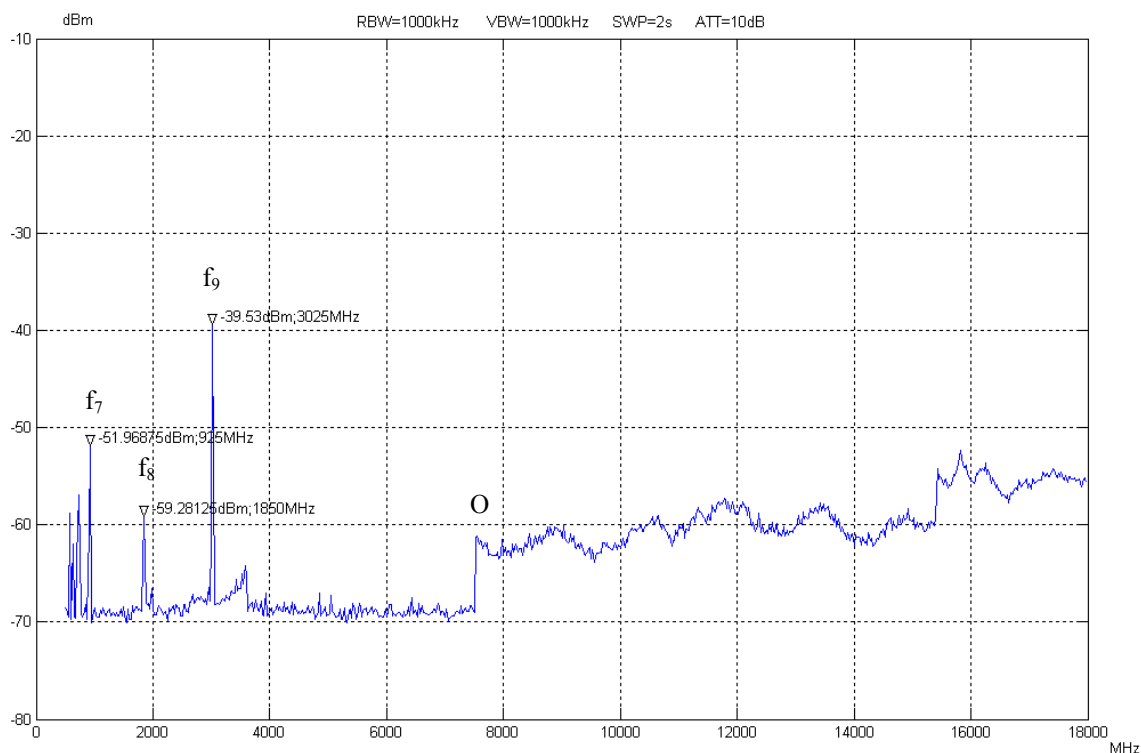
Rys. 5.1 – Wyniki pomiarów emisji zaburzeń promieniowanych pochodzących od źródeł ZOZ, wykonanych na pokładzie okrętu, w zakresie częstotliwości od 100 MHz do 1 GHz



Rys. 5.2 – Wyniki pomiarów emisji zaburzeń promieniowanych pochodzących od źródeł ZOZ, wykonanych wewnątrz nadbudówki okrętowej, w zakresie częstotliwości od 100 MHz do 1 GHz



Rys. 5.3 – Wyniki pomiarów emisji zaburzeń promieniowanych pochodzących od źródeł ZOZ, wykonanych na pokładzie okrętu, w zakresie częstotliwości od 0,5 GHz do 18 GHz



Rys. 5.4 – Wyniki pomiarów emisji zaburzeń promieniowanych, pochodzących od źródeł ZOZ, wykonanych wewnątrz nadbudówki okrętowej, w zakresie częstotliwości od 0,5 GHz do 18 GHz

Na rys. 5.1 i 5.2 częstotliwości oznaczone jako $f_1 = 105$ MHz oraz $f_2 = 205,4$ MHz pochodzą nadajników stacji odpowiednio radiowej i telewizyjnej. Kolejna częstotliwość $f_3 = 465$ MHz pochodzi od bezprzewodowej łączności radiowej. Dwie kolejne częstotliwości f_4 i f_5 pochodzą od załączonych systemów okrętowych.

Dwie pierwsze częstotliwości oznaczone na rys. 5.3 i rys. 5.4 jako $f_7 = 925$ MHz oraz $f_8 = 1825$ MHz pochodzą od stacji bazowych telefonii komórkowej, sygnały $f_9 = 3025$ MHz oraz $f_{10} = 9325$ MHz to sygnały z radarów nawigacyjnych. Na rysunkach obserwuje się również wpływ, oznaczony jako O, przełączania przedwzmacniacza w analizatorze widma. Na powyższych charakterystykach widoczny jest ekranujący wpływ nadbudówki na poziom pola elektromagnetycznego w pomieszczeniu. Jednakże większość sygnałów zaburzających dostaje się poprzez nadbudówkę do wnętrza okrętu.

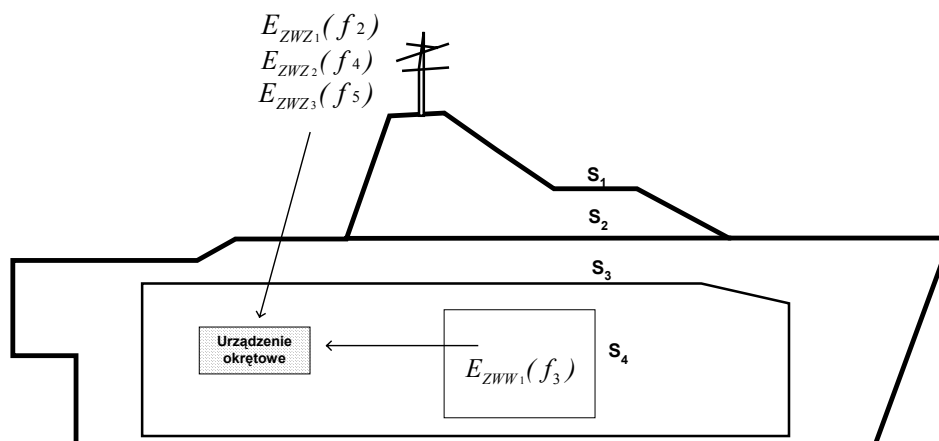
5.2 Badania symulacyjne

W celu weryfikacji opracowanego opisu macierzowego, w rzeczywistym okrętowym środowisku elektromagnetycznym przeprowadzono obliczenia, a w dalszej kolejności wykonano pomiary emisyjności i skuteczności ekranowania na okręcie wojennym, dla wybranych torów nadawczo-odbiorczych oddziaływania sygnałów zaburzających. Do oceny oddziaływania emisji pola e-m wybrano urządzenie zainstalowane na okręcie, umieszczone pod pokładem w kabinie systemu łączności radiowej, oznaczonej umownie jako S_3 . Obliczono, a następnie zbadano oddziaływanie źródeł zakłóceń własnych zewnętrznych przenikających przez struktury ekranujące S_2 , tj. kadłub okrętu, oraz S_3 , tj. kabinę systemu łączności radiowej, tzn. wzięto pod uwagę oddziaływanie następujących źródeł zaburzeń:

- ZWZ_1 - radiostacja okrętowa,
- ZWZ_2 - okrętowy radar nawigacyjny pracujący w paśmie 3 GHz,
- ZWZ_3 - okrętowy radar nawigacyjny pracujący w paśmie 9 GHz,

oraz oddziaływanie zaburzeń własnych wewnętrznych ZWW_1 od wzmacniacza radiostacji HF, umieszczonego w strukturze S_4 , tj. w obudowie ekranującej ten wzmacniacz.

Stosując model topologiczny wg rys. 3.4, w badaniach przyjęto oddziaływanie natężenia pola zaburzeń $E_{ZWZ_1}(f_2)$, $E_{ZWZ_2}(f_4)$, $E_{ZWZ_3}(f_5)$ oraz $E_{ZWW_1}(f_3)$. Topologię źródeł zaburzeń, struktur ekranujących i lokalizację narażanego urządzenia okrętowego, dla której wykonano obliczenia i pomiary w rzeczywistym środowisku okrętowym, przedstawiono na rys. 5.5.



Rys. 5.5 – Topologia oddziaływania sygnału zakłócającego na urządzenie zainstalowane na okręcie

Jako wartości skuteczne sygnałów pochodzących od źródeł zaburzeń, przyjęto wartości graniczne generowanych natężeń pól oddziaływujących na pokład jednostki pływającej, wg danych projektowych, tzn.:

- $E_{ZWZ_1}(f_2)$, ($f_2 = 2 \text{ MHz}$) = $100 \text{ V/m} = 160 \text{ dB}\mu\text{V/m}$,
- $E_{ZWZ_2}(f_4)$, ($f_4 = 3025 \text{ MHz}$) = $6,5 \text{ W/m}^2 = 154 \text{ dB}\mu\text{V/m}$,
- $E_{ZWZ_3}(f_5)$, ($f_5 = 9325 \text{ MHz}$) = $1 \text{ W/m}^2 = 146 \text{ dB}\mu\text{V/m}$,
- $E_{ZWW_1}(f_3)$, ($f_3 = 29,5 \text{ MHz}$) = $3 \text{ mV/m} = 70 \text{ dB}\mu\text{V/m}$.

Dla źródeł zakłóceń ZWZ oraz ZWW, wyznaczono współczynniki występowania emisji odpowiednio $[h_{ZWZ}]$ oraz $[h_{ZWW}]$:

$$[h_{ZWZ}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

$$[h_{ZWW}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

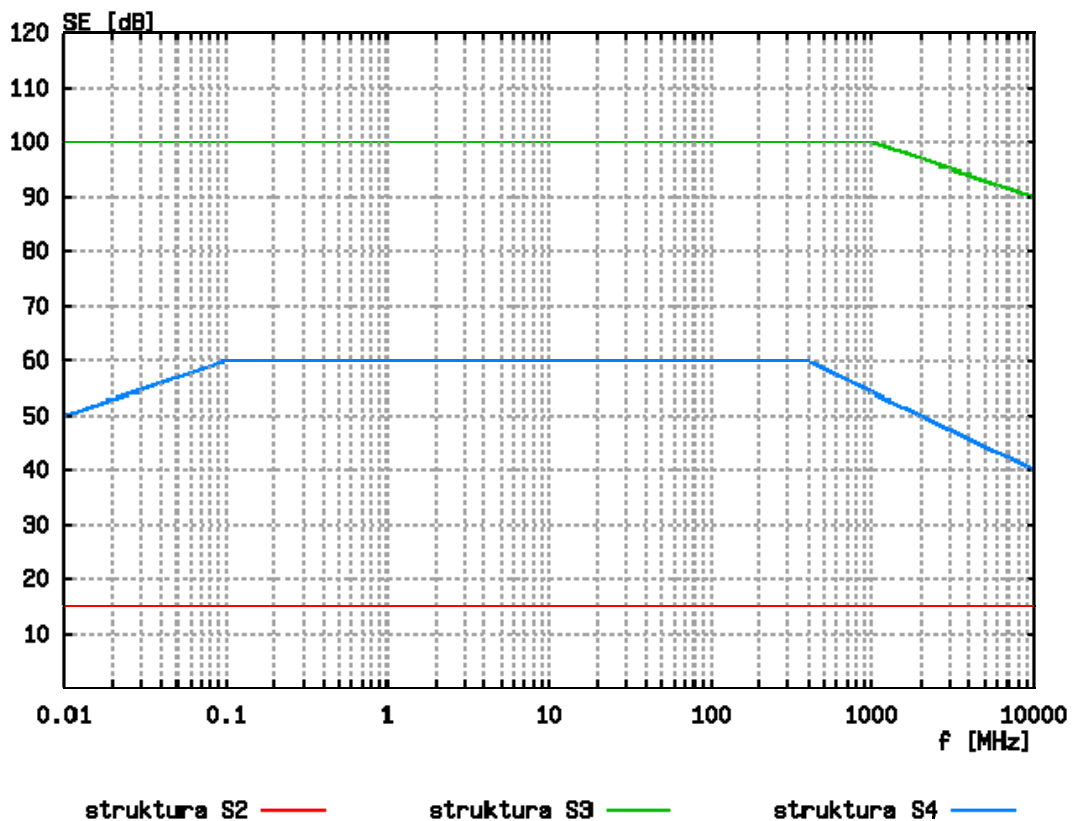
Rozpatrzono trzy struktury ekranujące chroniące okręt przed emisją zakłócającą, kolejno S_2 , S_3 i S_4 :

- struktura S_2 – kadłub okrętu, o grubości $g_1 = 0,006 \text{ m} = 4 \text{ mm}$, wykonany ze stali o współczynnikach $\sigma = 0,1$ i $\mu = 500$,
- struktura S_3 – kabina okrętowa, ze ścianami o grubości $g_2 = 0,004 \text{ m} = 4 \text{ mm}$, wykonane ze stali o współczynnikach $\sigma = 0,1$ i $\mu = 500$,
- struktura S_4 – obudowa urządzenia, ze ścianami o grubości $g_3 = 0,002 \text{ m} = 2 \text{ mm}$, wykonana z aluminium o współczynnikach $\sigma = 0,6$ i $\mu = 1$.

W dokumentacji projektowej dotyczącej badanego okrętu, struktury te powinny charakteryzować się minimalnymi wartościami skuteczności ekranowania przedstawionymi w postaci macierzy $[SE]$ (5.3) i zobrazowanymi na rys. 5.6.

$$[SE] = \begin{bmatrix} SE_2(f_1) & SE_3(f_1) & SE_4(f_1) \\ \dots & \dots & \dots \\ SE_2(f_p) & SE_3(f_p) & SE_4(f_p) \\ \dots & \dots & \dots \\ SE_2(f_G) & SE_3(f_G) & SE_4(f_G) \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

gdzie $[SE(f_p)]$ wg (3.8).



Rys. 5.6 – Minimalne założone do projektu wartości skuteczności ekranowania dla struktur:
 S_2 – kadłub okrętu,
 S_3 – kabina okrętowa systemu łączności radiowej,
 S_4 – obudowa urządzenia systemu łączności

Ponieważ emisja pola e-m maleje w funkcji odległości, uwzględniono współczynnik tłumienia pola $SE_w[dB]$ między kolejnymi strukturami w funkcji odległości $d [m]$, przy czym dla pierwszej struktury ekranującej S_2 uwzględniono przestrzeń za strukturą, z punktu widzenia oddziaływania źródła zaburzeń, co opisano w postaci:

$$[SE_w(f, d)] = [SE_{w_2}(f, d_2 = 3m) \quad SE_{w_3}(f, d_3 = 1,5m) \quad SE_{w_4}(f, d_4 = 0,5m)], \quad (5.4)$$

$$[SE_w(f, d)] = [10,8 \quad 4,7 \quad 0]. \quad (5.5)$$

Odnosząc się do modelu topologicznego okrętu uwzględniono współczynniki $[r_{ZWZ}]$ i $[r_{ZWW}]$, określające, przez które struktury przenika promieniowanie e-m, z punktu widzenia tej trasy propagacji od źródła do narażanego urządzenia:

$$[r_{ZWZ}] = \begin{bmatrix} r_{1,1}^{(ZWZ)} & r_{1,2}^{(ZWZ)} & r_{1,3}^{(ZWZ)} & r_{1,4}^{(ZWZ)} \\ r_{2,1}^{(ZWZ)} & r_{2,2}^{(ZWZ)} & r_{2,3}^{(ZWZ)} & r_{2,4}^{(ZWZ)} \\ r_{3,1}^{(ZWZ)} & r_{3,2}^{(ZWZ)} & r_{3,3}^{(ZWZ)} & r_{3,4}^{(ZWZ)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

$$[r_{ZWW}] = [r_{1,1}^{(ZWW)} \quad r_{1,2}^{(ZWW)} \quad r_{1,3}^{(ZWW)} \quad r_{1,4}^{(ZWW)}] = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]. \quad (5.7)$$

Obliczone wartości natężenia pola $E^{(1)}_{ZWZ_1} [dB\mu V/m]$, $E^{(1)}_{ZWZ_2} [dB\mu V/m]$ i $E^{(1)}_{ZWZ_3} [dB\mu V/m]$, oraz $E^{(1)}_{ZWW_1} [dB\mu V/m]$ oddziałujące na urządzenie okrętowe ze źródeł zaburzeń ZWZ oraz ZWW, przedstawiono poniżej:

$$\begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_2) \\ E^{(1)}_{ZWZ_2}(f_4) \\ E^{(1)}_{ZWZ_3}(f_5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ZWZ_1} \\ h_{ZWZ_2} \\ h_{ZWZ_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{ZWZ_1}(f_2) \\ E_{ZWZ_2}(f_4) \\ E_{ZWZ_3}(f_5) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^{s=4} (r_{1,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_2) + SE_{W_s}(f_2, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{1,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_4) + SE_{W_s}(f_4, d_s))) \\ \sum_{s=1}^{s=4} (r_{1,s}^{(ZWZ)} \cdot (SE_s(f_5) + SE_{W_s}(f_5, d_s))) \end{bmatrix}, \quad (5.8)$$

$$\begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_2) \\ E^{(1)}_{ZWZ_2}(f_4) \\ E^{(1)}_{ZWZ_3}(f_5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 29,5 \\ 28,3 \\ 25,2 \end{bmatrix}, \quad (5.9)$$

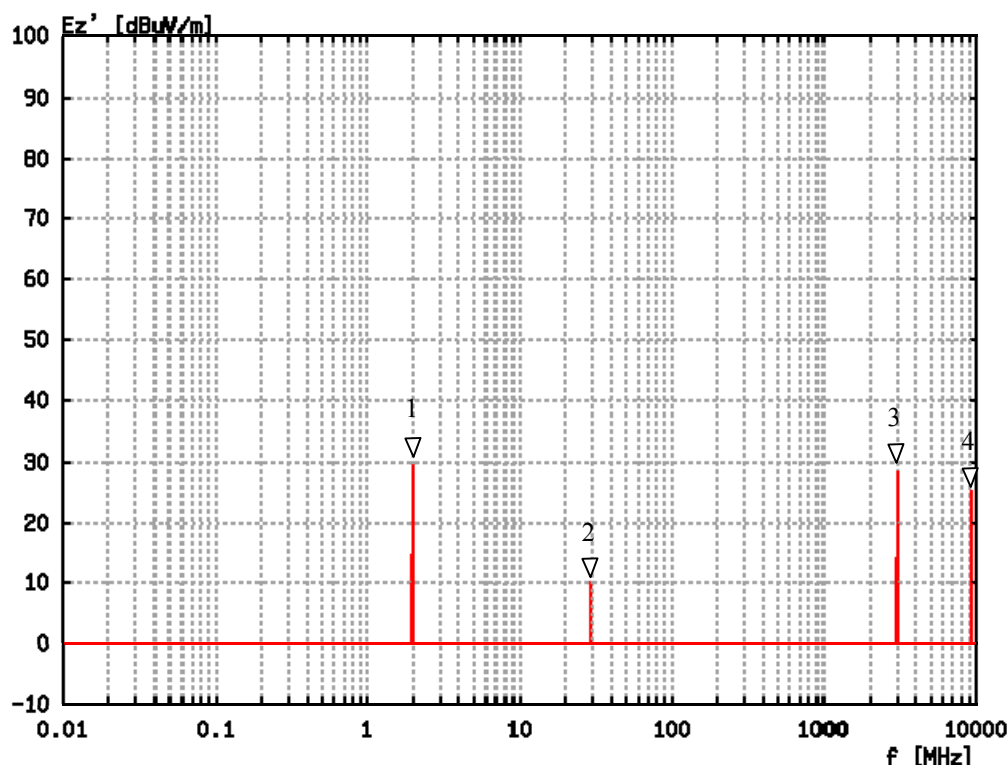
$$[E^{(1)}_{ZWW_1}(f_3)] = [h_{ZWW_1}] \cdot [E_{ZWW_1}(f_3)] - \left[\sum_{s=1}^{s=4} (r_{1,s}^{(ZWW)} \cdot (SE_s(f_3) + SE_{W_s}(f_3, d_s))) \right], \quad (5.10)$$

$$[E^{(1)}_{ZWW_1}(f_3)] = [10,0], \quad (5.11)$$

i zobrazowano w postaci macierzy $[A]$:

$$[A] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_2) & 0 \\ 0 & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_3) \\ E^{(1)}_{ZWZ_2}(f_4) & 0 \\ E^{(1)}_{ZWZ_3}(f_5) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 29,5 & 0 \\ 0 & 10,0 \\ 28,3 & 0 \\ 25,2 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.12)$$

Rozkład natężenia pola zaburzeń $E^{(1)}_Z$ oddziałującego na urządzenie przedstawiono na rys. 5.7:



Rys. 5.7 – Obliczone natężenie pola e-m oddziaływujące na urządzenie okrętowe, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz

Na powyższym rysunku poszczególne składowe widma obrazują obliczone natężenia pola w kabine łączności radiowej, oznaczone markerami:

- 1 - $E^{(1)}_{zwz_1}(f_2)$, zaburzenia pochodzące od radiostacji okrętowej,
- 2 - $E^{(1)}_{zww_1}(f_3)$, zaburzenia pochodzące od wzmacniacza mocy radiostacji,
- 3 - $E^{(1)}_{zwz_2}(f_4)$, zaburzenia pochodzące od radaru nawigacyjnego w paśmie 3 GHz,
- 4 - $E^{(1)}_{zwz_3}(f_5)$, zaburzenia pochodzące od radaru nawigacyjnego w paśmie 9 GHz.

5.3 Pomiary na okręcie

W celu porównania badań symulacyjnych z rzeczywistymi pomiarami na okręcie i przeprowadzenia kompleksowej analizy dotyczącej skuteczności ekranowania oraz emisyjności, zweryfikowano na drodze pomiarowej emisje zakłócające od systemów i urządzeń okrętowych oraz skuteczności ekranowania struktur. W celu weryfikacji eksperymentalnej składników wektora SE, wykonano badania skuteczności ekranowania dla:

- metalowego kadłuba okrętu (patrz p. 5.3.1),
- okrętowej kabiny ekranowanej systemu łączności radiowej (patrz p. 5.3.2),

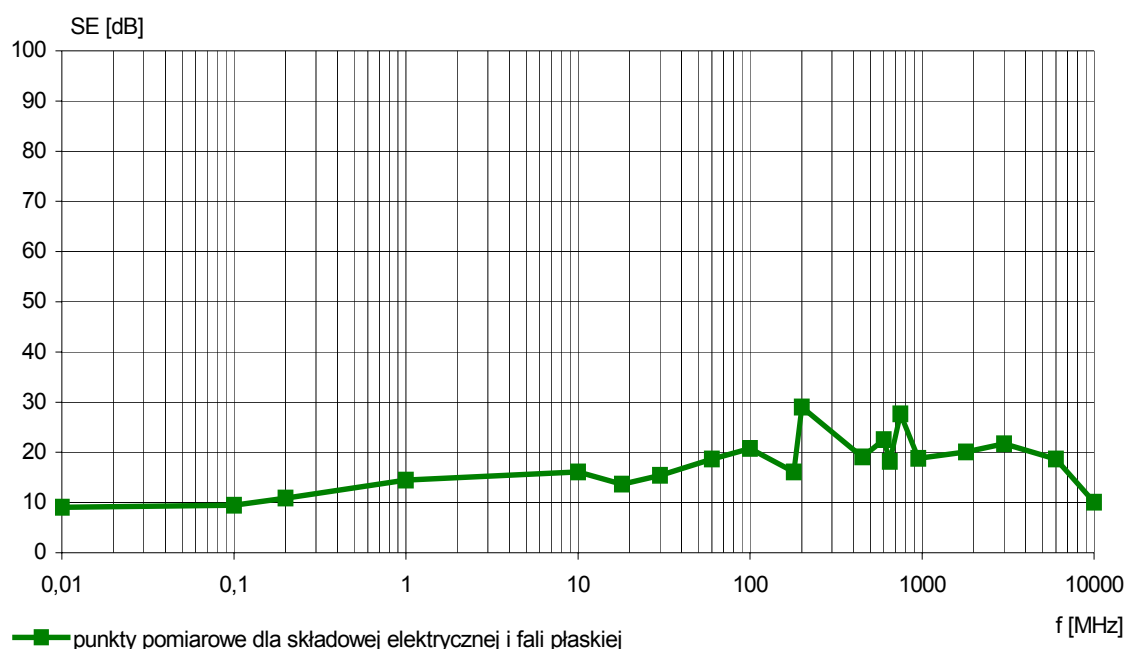
- obudowy ekranowanej urządzenia okrętowego, tj. wzmacniacza mocy radiostacji (patrz p. 5.3.3).

Badania powyższe uzupełniono o pomiary emisji zaburzeń pochodzących od urządzeń systemu łączności (patrz p. 5.3.4), jak również wykonano pomiar emisji zaburzeń promieniowanych w kabinie systemu łączności (patrz p. 5.3.5).

5.3.1 Metalowy kadłub okrętu

W celu weryfikacji założeń projektowych na skuteczność ekranowania w pierwszej kolejności wykonano badanie struktury S_2 , którą jest kadłub okrętu wykonany z metalu.

Badanie wykonano zgodnie z metodyką zawartą w dokumencie STANAG 4557 i opisaną w p. 6.1. Jako punkt pomiarowy przyjęto umieszczony w metalowej powierzchni kadłuba właz, jako największą nieciągłość badanej struktury. Pomiar wykonano na wybranych częstotliwościach, przy pomocy analizatora widma i anten: prętowej, dwustożkowej, logarytmiczno-periodycznej oraz grzbietowej, dla zakresu częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz. Wyniki pomiarów przedstawiono załączniku 2, w tabelicy Z2.4. Współczynnik tłumienności struktury dla składowej magnetycznej, okazał się pomijanie mały ze względu na dużą przenikalność magnetyczną wybranego punktu pomiarowego. Charakterystykę tłumienia kadłuba okrętu dla składowej elektrycznej i fali płaskiej, zobrazowano na rys. 5.8.



Rys. 5.8 – Charakterystyka tłumienia pola elektromagnetycznego metalowego kadłuba badanego okrętu

Z uwagi na fakt, że kadłub okrętu nie jest typową strukturą ekranującą, nie posiadającą uszczeltek elektromagnetycznych dla włazów okrętowych, to jego tłumienie zawiera się w granicach od 9 dB do 30 dB, i jest zmienne w paśmie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz.

Tak niska skuteczność ekranowania kadłuba okrętu powoduje wnikanie pola zaburzeń przez strukturę do wewnątrz i w efekcie oddziaływanie tego pola na urządzenia i systemy tam się znajdujące. Z przeprowadzonych pomiarów wynika, że ekranowanie specjalnych pomieszczeń, jak te gdzie przetwarza się informacje niejawne, lub bezpośrednio urządzeń, powinno odbywać się w całym paśmie badanych częstotliwości, gdyż naturalna struktura ekranująca, jak w tym przypadku metalowy kadłub, z całą pewnością okazuje się niewystarczająca do wytłumienia sygnałów pochodzących od środowiska okrętowego.

5.3.2 Kabina systemu łączności radiowej

Warstwą ekranującą na badanym, okręcie oprócz metalowego kadłuba, są pomieszczenia ekranowane (struktura S_3). Przykładem takiego pomieszczenia jest kabina ekranująca system łączności radiowej. Jest to szczególne miejsce na okręcie, w którym występuje podwyższony poziom natężenia pola, zależny od liczby włączonych urządzeń radiokomunikacyjnych, wzmacniaczy mocy oraz rodzaju emisji nadawanego sygnału.

W celu określenia skuteczności ekranowania kabiny systemu łączności radiowej, wykonano badania zgodnie z metodyką zawartą w specyfikacji NSA NO.94-106 [45]. Dla porównania wyników badań z obowiązującymi wymaganiami, częstotliwości, na których wykonano pomiary określono wg NO-06-A501. Wyniki zawarte w tabelicy 5.1 oraz 5.2 obrazują tłumienności lokalne SE_{LH} i SE_{LE} , opisane zależnościami odpowiednio (6.3) oraz (6.4), dla przyjętych do badań punktów pomiarowych, którymi były klamka i zawias drzwi wejściowych, miejsce przyłączy sygnałowych do kabiny, panel wentylacyjny, punkt łączenia paneli, panel i przyłączy zasilania. Tłumienności globalne dla struktury oznaczono kursywą.

Tablica 5.1 – Wyniki pomiaru skuteczności ekranowania kabiny systemu łączności radiowej dla składowej magnetycznej pola

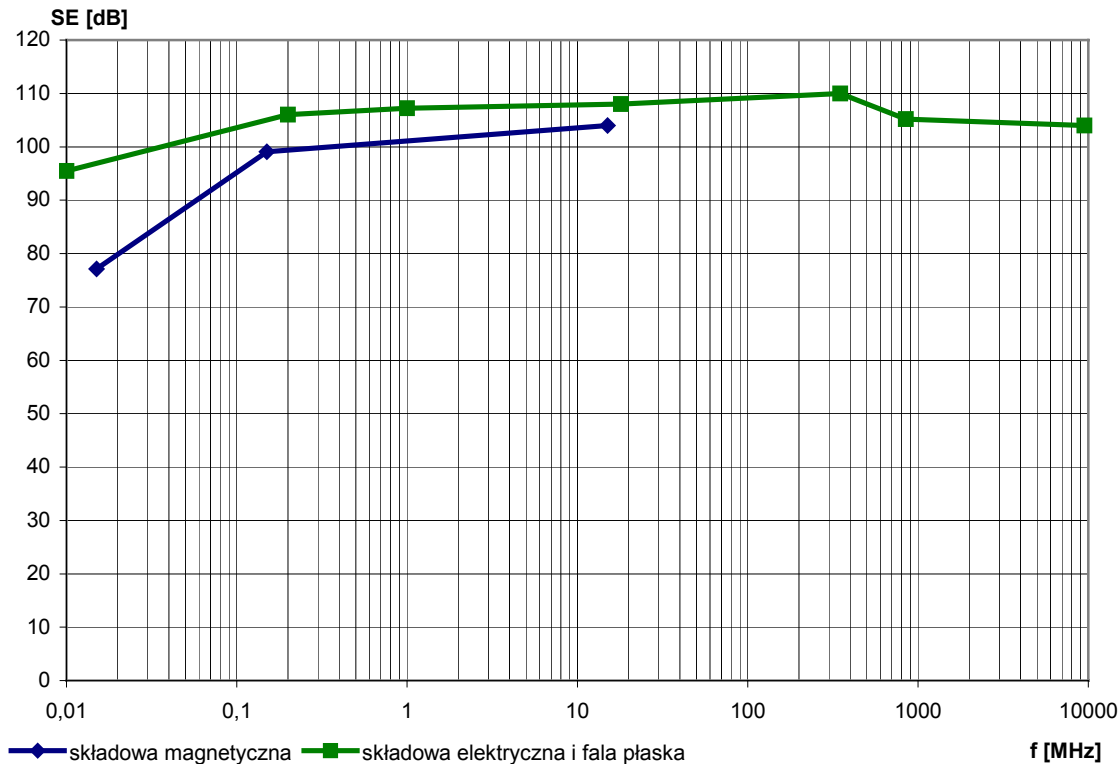
Punkt pomiarowy \ Częstotliwość f [MHz]	15 kHz	150 kHz	15 MHz
	Współczynnik tłumienia SE [dB]		
Klamka drzwi punkt pomiarowy nr 1	84	<i>99</i>	<i>104</i>
Zawias drzwi punkt pomiarowy nr 2	77	100	109
Przyłącza sygnałowe punkt pomiarowy nr 3	83	102	109
Panel wentylacyjny punkt pomiarowy nr 4	86	103	108
Łączenia paneli punkt pomiarowy nr 5	89	103	110
Panel punkt pomiarowy nr 6	92	104	111
Przyłącza zasilania punkt pomiarowy nr 7	83	102	106

Tablica 5.2 – Wyniki pomiaru skuteczności ekranowania kabiny systemu łączności radiowej dla składowej elektrycznej pola i fali płaskiej

Punkt pomiarowy \ Częstotliwość f [MHz]	Współczynnik tłumienia SE [dB]						
	10 kHz	200 kHz	1 MHz	18 MHz	350 MHz	850 MHz	9,5 GHz
Kłamka drzwi punkt pomiarowy nr 1	106	109	110	109	112	107	104
Zawias drzwi punkt pomiarowy nr 2	104	109	110	109	110	106	106
Przłącza sygnałowe punkt pomiarowy nr 3	99	111	109	108	112	105	106
Panel wentylacyjny punkt pomiarowy nr 4	98	110	107	110	112	106	106
Łączenia paneli punkt pomiarowy nr 5	96	112	111	113	114	108	108
Panel punkt pomiarowy nr 6	96	112	112	114	115	108	108
Przłącza zasilania punkt pomiarowy nr 7	98	106	107	111	___*)	___*)	___*)

*) Ze względu na brak dostępu do punktu pomiarowego (tj. zabudowa na okręcie nie pozwalała na umieszczenie AN przed strukturą), pomiaru nie wykonano

Wyniki wartości tłumienności globalnej dla całej struktury, tj. minimalne wartości z tablicy 5.1 oraz 5.2, zaznaczone kursywą – przedstawiono na rys. 5.9.



Rys. 5.9 – Charakterystyka tłumienia pola elektromagnetycznego kabiny systemu łączności radiowej

Pomierzona skuteczność ekranowania pomieszczenia okazała się bardzo wysoka. Z powodzeniem spełnia ona wymagania założeń projektowych i normy NO-06-A201 dla struktur najwyższej klasy A1. Obserwuje się tu wysokie parametry tłumienności rzędu 100 dB dla składowej elektrycznej w szerokim paśmie częstotliwości od 100 kHz do 10 GHz oraz od 20 dB do 100 dB dla składowej magnetycznej w paśmie częstotliwości od 10 kHz do 20 MHz.

5.3.3 Obudowa wzmacniacza mocy

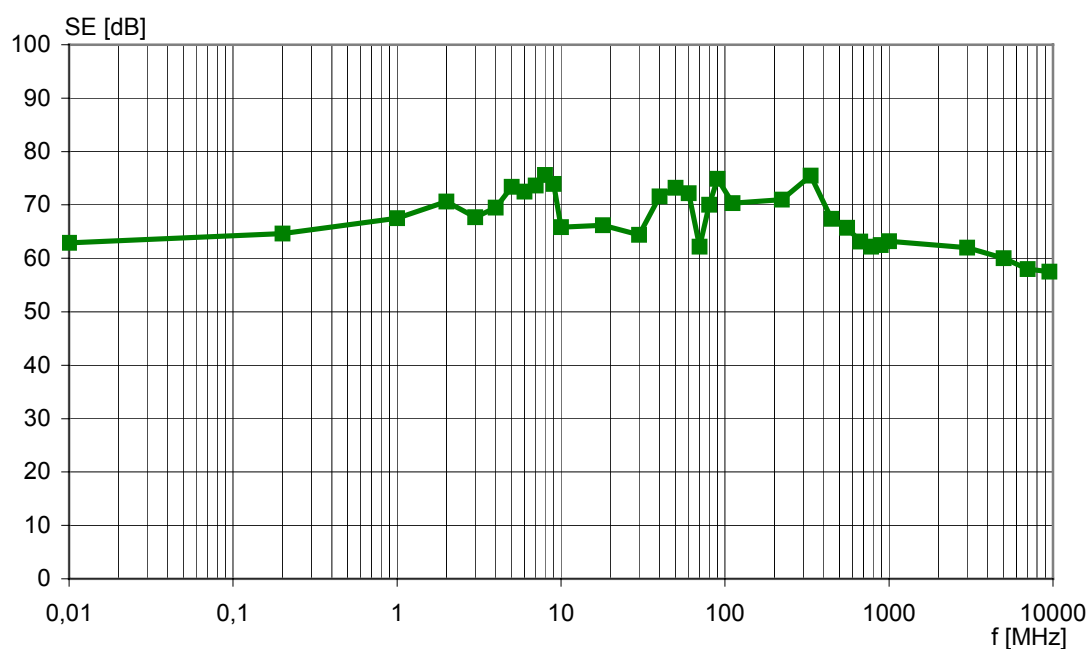
Ostatnim rozpatrywanym elementem ekranującym jest struktura, którą stanowi ekranowana obudowa urządzenia oznaczona w opisie topologicznym i symulacjach komputerowych jako struktura S_4 . Tego typu obudowy stosuje się do urządzeń, dla których konfiguracja poprzez wymianę elementów czy rozbudowę elektroniki może się zmieniać np. konsola operatora, radiostacja, wzmacniacze mocy, komputer, serwer.

Skuteczność ekranowania takiej struktury, zbadano z wykorzystaniem proponowanej metodyki opisanej w p. 6.2, wg której generator sygnału wraz z anteną nadawczą znajduje się wewnątrz struktury, natomiast odbiornik pomiarowy wraz z anteną odbiorczą na zewnątrz. W sytuacji, gdy odbiornik pomiarowy i antena odbiorcza znajdują się w otwartej przestrzeni propagacyjnej obserwowano wpływ sygnałów tła elektromagnetycznego. Dlatego też w badaniach pominięto częstotliwości, na których występowały sygnały zewnętrzne. Na okęcie wpływ zakłóceń zewnętrznych na tor odbiorczy sygnału ograniczają w warstwie S_1 , S_2 oraz S_3 struktury ekranujące.

W celu obniżenia emisji oraz wpływu pola elektromagnetycznego na urządzenia stosuje się ekranowanie na poziomie samych urządzeń. System łączności na okęcie staje się źródłem zaburzeń, z drugiej strony jest podatny na oddziaływanie silnych sygnałów elektromagnetycznych. Stąd też, w celu zmniejszenia wpływu pola elektromagnetycznego stosuje się struktury chroniące urządzenia tego systemu. W celu przeanalizowania skuteczności ekranowania tego typu struktury wykonano pomiary dla obudowy wzmacniacza mocy radiostacji, w paśmie częstotliwości od 10 kHz do 10 GHz, wg opisanej w p. 6.2 metodyki badań.

W pierwszej kolejności wykonano badania wstępne struktury. Wykonano pomiar pola odniesienia i pola tłumionego. W pierwszej fazie pomiarów wynikało, że struktura nie spełnia założeń projektowych. Dlatego też wykorzystując proponowaną metodę badania skuteczności ekranowania zbadano i zlokalizowano punkty nieciągłości obudowy, którymi okazały się gniazda bezpieczników oraz złącza zasilania. Lokalizacja takich punktów polega na pomiarze

ulotu emisji e-m małą anteną odbiorczą w polu bliskim, w niewielkiej odległości od urządzenia. Przesuwając antenę wzdłuż obudowy obserwuje się na odbiorniku pomiarowym, dla której nieciągłości ekranu otrzymuje się maksymalne wskazanie amplitudy sygnału. Pomiar ten wykonuje się dla częstotliwości, na której zaobserwowano wyciek pola e-m. Pozwala to na lokalizację potencjalnej nieciągłości. Wyniki badań posłużyły konstruktorom jako odniesienie do poprawy parametrów tłumienia struktury ekranującej. Następnie wykonano pomiary końcowe obudowy. Wyniki pomiarów skuteczności ekranowania struktury zawarto w załączniku 2, tablica Z2.5. Na podstawie wyników opracowano charakterystykę skuteczności ekranowania struktury przedstawioną na rys. 5.10.

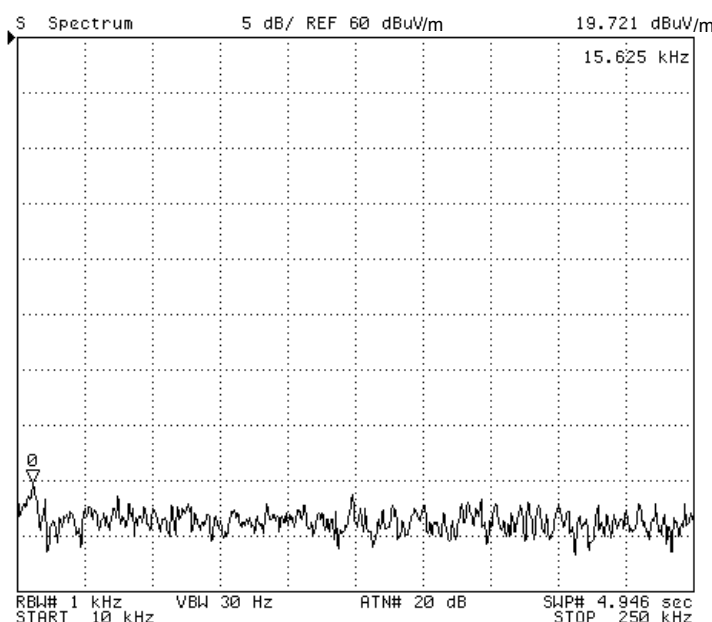


Rys. 5.10 – Charakterystyka tłumienia pola elektrycznego obudowy wzmacniacza mocy radiostacji po doszczelnieniu punktów nieciągłości

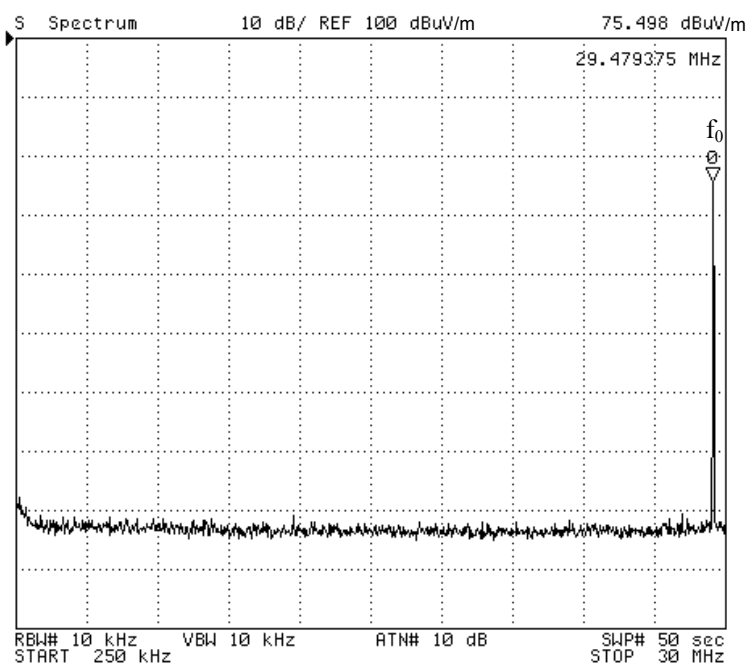
Odpowiedni dobór elementów elektromagnetycznych, tj. uszczeltek, gniazd i złączy spowodował znaczną poprawę parametrów tłumienia struktury. Wykorzystanie proponowanej metody badania skuteczności ekranowania pozwoliło na określenie punktów nieciągłości we wczesnej fazie modelowej. Doszczelnienie tych punktów zwiększyło skuteczność ekranowania składowej elektrycznej struktury średnio o 20 dB, co pozwoliło na spełnienie założeń projektowych. Zastosowana przy konstrukcji i wytwarzaniu struktury technologia pozwoliła na osiągnięcie wysokiej skuteczności ekranowania dla pola elektrycznego i fali płaskiej. Do pomiaru skuteczności ekranowania tejże struktury została zastosowana i zwalidowana metodyka badań z generatorem i anteną nadawczą wewnątrz.

5.3.4 Radiostacja okrętowa i wzmacniacz mocy

Zainstalowane na okręcie w pomieszczeniu łączności radiowej (w oznaczonej umownie strukturze S₃), radiostacja i wzmacniacze mocy mogą emitować znaczne pola e-m i zakłócać systemy zainstalowane w bezpośrednim sąsiedztwie. Moc nie jest emitowana tylko przez anteny nadawcze, ale również przez obudowę urządzenia, powodując zakłócenia innych urządzeń znajdujących się w pomieszczeniu. Z drugiej strony bezwzględna szczelność e-m pomieszczenia, w którym znajduje się dany system jest niezbędna do zachowania poufności informacji tam przetwarzanych i przechowywanych [30, 32]. Dlatego też wykonano pomiary poziomu emisji zaburzeń elektromagnetycznych promieniowanych od systemu w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 1 GHz, zgodnie z metodyką badań zawartą w normie NO-06-A500, procedura PRE-02 [37, 42]. Pomiary wykonano w laboratorium w komorze ekranowanej, ze względu na wysoki poziom tła elektromagnetycznego na okręcie. Sygnały mierzono przy pomocy anten odbiorczych: prętowych, dwustożkowych i logarytmiczno-periodycznych w odległości 1 m od elementów składowych systemu. Charakterystyki emisji w funkcji częstotliwości przedstawiono na rys. od 5.11 do 5.14. Podział częstotliwościowy pomiarów wynika z rodzaju użytych anten odbiorczych oraz szerokości pasma na odbiorniku pomiarowym (RBW) wg [42].

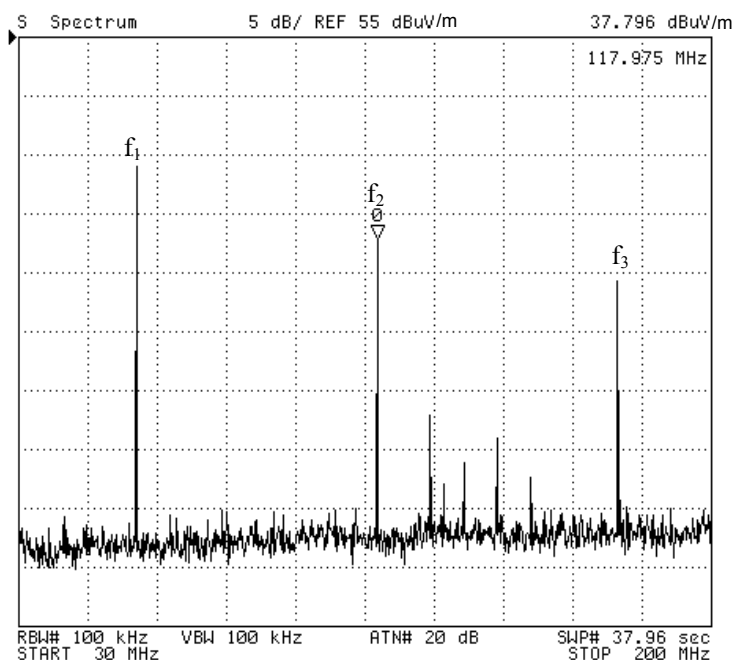


Rys. 5.11 – Charakterystyka emisji zaburzeń pochodzących od systemu łączności, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 250 kHz

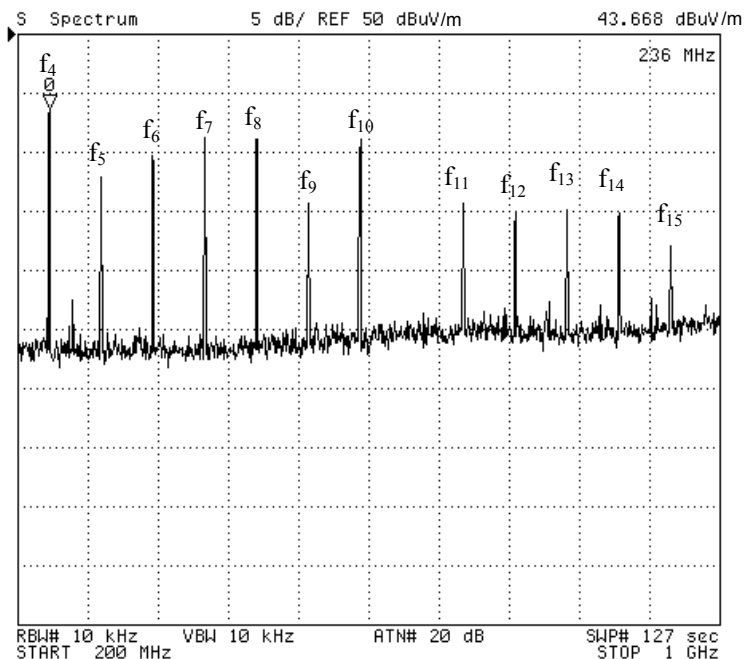


Rys. 5.12 – Charakterystyka emisji zaburzeń pochodzących od systemu łączności, w zakresie częstotliwości od 250 kHz do 30 MHz

Oznaczony markerem f_0 to sygnał nośnej radiostacji, ale wypromieniowanej nie przez antenę nadawczą, ale przez wzmacniacz radiostacji. Sygnał ten posiada znaczną wartość amplitudy wynoszącą 75,5 dB μ V/m.



Rys. 5.13 – Charakterystyka emisji zaburzeń pochodzących od systemu łączności, w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 200 MHz



Rys. 5.14 – Charakterystyka emisji zaburzeń pochodzących od systemu łączności, w zakresie częstotliwości od 200 MHz do 1 GHz

System, w szczególności radiostacja i podłączony do niej wzmacniacz mocy generuje znaczne ilości sygnałów e-m, szczególnie w zakresie powyżej 30 MHz (patrz rys. 5.12), obserwuje się prążki kolejnych harmonicznych (f_2, f_3, \dots, f_{15}) nośnej sygnału zakłócającego $f_0 = 29,5$ MHz.

5.3.5 Pomiar emisji promieniowanej w kabinie systemu łączności radiowej

W celu zbadania natężenia pola elektrycznego w kabinie łączności radiowej oznaczonej umownie jako struktura S_3 , wykonano pomiary emisji w trakcie oddziaływania źródeł sygnałów własnych zewnętrznych ZWZ_1 - okrętowej radiostacji, ZWZ_2 - okrętowego radaru nawigacyjnego pracującego w paśmie 3 GHz, oraz ZWZ_3 - okrętowego radaru nawigacyjnego pracującego w paśmie 9 GHz, oraz oddziaływania natężenia pola od źródła zakłóceń własnych wewnętrznych ZWW_1 (wzmacniacza mocy radiostacji HF) umieszczonego w strukturze S_4 . Wyniki przeprowadzonych pomiarów są następujące:

- $E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_2 = 2 \text{ MHz}) = 36,5 \text{ dB}\mu\text{V/m}$,
- $E^{(1)}_{ZWW_1}(f_3 = 29,5 \text{ MHz}) = 6,6 \text{ dB}\mu\text{V/m}$,
- $E^{(1)}_{ZWZ_2}(f_4 = 3025 \text{ MHz}) = 23,2 \text{ dB}\mu\text{V/m}$,
- $E^{(1)}_{ZWZ_3}(f_5 = 9325 \text{ MHz}) = 24,1 \text{ dB}\mu\text{V/m}$.

5.3.6 Oszacowanie niepewności pomiarów

Dla wielkości, która jest funkcją wielu zmiennych mierzonych $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, aby obliczyć bezwzględny maksymalny błąd wyniku pomiaru należy skorzystać ze wzoru Taylora:

$$dy = \pm \left(\frac{\partial y}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial y}{\partial x_n} dx_n \right). \quad (5.13)$$

Błąd pomiaru w torze nadawczym oblicza się korzystając z zależności (4.31) oraz (4.32). Zależy on od współczynnika TAF anteny oraz odległości anteny nadawczej od struktury ekranującej r . Zakłada się przypadek najbardziej niekorzystny i przyjmuje się, że wszystkie błędy się sumują:

$$\Delta TAF(f) = \pm \left(\left| \frac{\partial TAF(f)}{\partial Gf(f)} \right| |\Delta(Gf(f))| + \left| \frac{\partial TAF(f)}{\partial r} \right| |\Delta(r)| \right). \quad (5.14)$$

Pochodne cząstkowe równania opisano poniżej:

$$\frac{\partial TAF}{\partial Gf} = 1, \quad (5.15)$$

$$\frac{\partial TAF}{\partial r} = \frac{-20}{r \cdot \ln(10)}. \quad (5.16)$$

Błędy pomiaru dotyczące skuteczności ekranowania struktury określa się osobno dla składowej magnetycznej, elektrycznej pola i fali płaskiej. Absorpcję dla wszystkich składowych pola określa się wg:

$$\Delta A(f) = \pm \left(\left| \frac{\partial A(f)}{\partial g} \right| |\Delta(g)| + \left| \frac{\partial A(f)}{\partial f} \right| |\Delta(f)| \right), \quad (5.17)$$

$$\frac{\partial A}{\partial g} = 1.32 \cdot (f \cdot \mu \cdot \sigma)^{\frac{1}{2}}, \quad (5.18)$$

$$\frac{\partial A}{\partial f} = 0.66 \cdot \frac{g}{(f \mu \sigma)^{\frac{1}{2}}} \mu \sigma. \quad (5.19)$$

Błąd współczynnika korekcyjnego B uwzględniany dla składowej magnetycznej, gdy $A < 10$ dB oblicza się z zależności:

$$\Delta B(f) = \pm \left(\left| \frac{\partial B(f)}{\partial r} \right| |\Delta(r)| + \left| \frac{\partial B(f)}{\partial f} \right| |\Delta(f)| \right), \quad (5.20)$$

$$\frac{\partial B}{\partial f} = 3 \cdot \frac{r}{\left(\frac{f}{\mu \cdot \sigma}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \mu \sigma} \cdot \frac{e^{-0.3 \cdot r \cdot \left(\frac{f}{\mu \sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}}{\left[1 - e^{-0.3 \cdot r \cdot \left(\frac{f}{\mu \sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}\right] \cdot \ln(10)}, \quad (5.21)$$

$$\frac{\partial B}{\partial r} = 6 \cdot \left(\frac{f}{\mu \sigma}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{e^{-0.3 \cdot r \cdot \left(\frac{f}{\mu \sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}}{\left[1 - e^{-0.3 \cdot r \cdot \left(\frac{f}{\mu \sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}\right] \cdot \ln(10)}. \quad (5.22)$$

Zjawisko odbicia R sygnału dla składowej magnetycznej R_M , elektrycznej R_E oraz fali płaskiej R_P wyznacza się odpowiednio ze wzorów (5.23), (5.26), (5.29):

$$\Delta R_M(f) = \pm \left(\left| \frac{\partial R_M(f)}{\partial r} \right| |\Delta(r)| + \left| \frac{\partial R_M(f)}{\partial f} \right| |\Delta(f)| \right), \quad (5.23)$$

$$\frac{\partial R_M(f)}{\partial r} = \frac{20}{r \cdot \ln(10)}, \quad (5.24)$$

$$\frac{\partial R_M(f)}{\partial f} = \frac{10}{f \cdot \ln(10)}, \quad (5.25)$$

$$\Delta R_E(f) = \pm \left(\left| \frac{\partial R_E(f)}{\partial r} \right| |\Delta(r)| + \left| \frac{\partial R_E(f)}{\partial f} \right| |\Delta(f)| \right), \quad (5.26)$$

$$\frac{\partial R_E(f)}{\partial r} = \frac{-20}{r \cdot \ln(10)}, \quad (5.27)$$

$$\frac{\partial R_E(f)}{\partial f} = \frac{-30}{f \cdot \ln(10)}, \quad (5.28)$$

$$\Delta R_P(f) = \pm \left(\left| \frac{\partial R_P(f)}{\partial f} \right| |\Delta(f)| \right), \quad (5.29)$$

$$\frac{\partial R_P(f)}{\partial f} = \frac{-10}{f \cdot \ln(10)}. \quad (5.30)$$

Stąd całkowity błąd pomiaru skuteczności ekranowania wynikający z właściwości struktury i odległości źródła pola od niej, wyznacza się dla każdej ze składowych pola:

$$\Delta SE_M(f) = \pm \left(\left| 1.32 \cdot (f \cdot \mu \cdot \sigma)^{\frac{1}{2}} \right| \cdot |\Delta(g)| + \left| 0.66 \cdot \frac{g}{(f\mu\sigma)^{\frac{1}{2}}} \mu\sigma \right| |\Delta(f)| + \left| \frac{20}{r \cdot \ln(10)} \right| |\Delta(r)| + \left| \frac{10}{f \cdot \ln(10)} \right| |\Delta(f)| \right. \\ \left. + 3 \cdot \frac{r}{\left(\frac{f}{\mu \cdot \sigma}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \mu\sigma} \cdot \frac{e^{-0.3r\left(\frac{f}{\mu\sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}}{\left[1 - e^{-0.3r\left(\frac{f}{\mu\sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}\right] \cdot \ln(10)} \right| |\Delta(f)| + 6 \cdot \left(\frac{f}{\mu\sigma}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{e^{-0.3r\left(\frac{f}{\mu\sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}}{\left[1 - e^{-0.3r\left(\frac{f}{\mu\sigma}\right)^{\frac{1}{2}}}\right] \cdot \ln(10)} \right| |\Delta(r)| \right), \quad (5.31)$$

$$\Delta SE_E(f) = \pm \left(\left| 1.32 \cdot (f \cdot \mu \cdot \sigma)^{\frac{1}{2}} \right| \cdot |\Delta(g)| + \left| 0.66 \cdot \frac{g}{(f\mu\sigma)^{\frac{1}{2}}} \mu\sigma \right| |\Delta(f)| + \left| \frac{-20}{r \cdot \ln(10)} \right| |\Delta(r)| + \left| \frac{-30}{f \cdot \ln(10)} \right| |\Delta(f)| \right), \quad (5.32)$$

$$\Delta SE_P(f) = \pm \left(\left| 1.32 \cdot (f \cdot \mu \cdot \sigma)^{\frac{1}{2}} \right| \cdot |\Delta(g)| + \left| 0.66 \cdot \frac{g}{(f\mu\sigma)^{\frac{1}{2}}} \mu\sigma \right| |\Delta(f)| + \left| \frac{-10}{f \cdot \ln(10)} \right| |\Delta(f)| \right). \quad (5.33)$$

Wartość skuteczną natężenia pola elektromagnetycznego za strukturą ekranującą (tor odbiorczy sygnału) określa się pośrednio poprzez pomiar siły elektromotorycznej e indukowanej w antenie zgodnie ze wzorem:

$$e(f_p) = \frac{E(f_p)}{AF(f_p)}, \quad (5.34)$$

gdzie:

e – siła elektromotoryczna, w [V],

f_p – p-ta częstotliwość z zakresu częstotliwości pomiarowych, w [Hz],

E – natężenie pola elektromagnetycznego, w [V/m],

AF – współczynnik anteny, w [dB/m].

W celu obliczenia wartości natężenia pola elektrycznego korzysta się z zależności:

$$P_d(f_p) = \frac{(E(f_p))^2}{Z}, \quad (5.35)$$

gdzie:

P_d – gęstość mocy, w [W/m²],

Z – impedancja falowa dla wolnej przestrzeni $Z=120\pi$, w [Ω].

$$P_d(f_p) = \frac{P(f_p)}{4\pi d^2}, \quad (5.36)$$

gdzie:

P – moc promieniowana przez urządzenie badane, w [W],

d – odległość od struktury, w [m].

$$E(f_p) = \sqrt{\frac{P(f_p)Z}{4\pi d^2}}, \quad (5.37)$$

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}}, \quad (5.38)$$

gdzie:

μ – bezwzględna przenikalność magnetyczna, $\mu = \mu_r \mu_0$, w [H/m],

μ_r – względna przenikalność magnetyczna, $\mu_r = 1 + \chi_m$,

χ_m – podatność magnetyczna,

μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni, w [H/m],

ε – bezwzględna przenikalność elektryczna, $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$, w [C²/(N·m²)],

ε_r – względna przenikalność elektryczna,

ε_0 – przenikalność elektryczna próżni, $8,85 \cdot 10^{-12}$, w [C²/(N·m²)].

$$E(f_p) = \sqrt{\frac{P(f_p) \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}}}{4\pi d^2}}. \quad (5.39)$$

Podstawiając do wzoru (5.34) otrzymujemy wzór ogólny na wartość siły elektromotorycznej indukowanej na wyjściu anteny dla określonej częstotliwości [38]:

$$e(f_p) = \frac{E(f_p)}{AF(f_p)} = \frac{\sqrt{\frac{P(f_p) \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}}}{4\pi d^2}}}{AF(f_p)}. \quad (5.40)$$

Wzór na bezwzględny maksymalny błąd pomiaru natężenia pola elektrycznego w punkcie opisano wg:

$$\Delta e(f_p) = \pm \left(\left| \frac{\partial e(f_p)}{\partial \mu_r} \right| \Delta(\mu_r) + \left| \frac{\partial e(f_p)}{\partial \varepsilon_r} \right| \Delta(\varepsilon_r) + \left| \frac{\partial e(f_p)}{\partial d} \right| \Delta(d) + \left| \frac{\partial e(f_p)}{\partial AF(f_p)} \right| \Delta(AF(f_p)) \right), \quad (5.41)$$

$$\frac{\partial e(f_p)}{\partial \mu_r} = \frac{\frac{1}{8\sqrt{\pi}} \mu_0 P(f_p)}{\varepsilon_r \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}} \varepsilon_0 |d| AF(f_p) \sqrt{\sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}} P(f_p)}}, \quad (5.42)$$

$$\frac{\partial e(f_p)}{\partial \varepsilon_r} = \frac{\frac{1}{8\sqrt{\pi}} \mu_r \mu_0 P(f_p)}{\varepsilon_r^2 \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}} \varepsilon_0 |d| AF(f_p) \sqrt{\sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}} P(f_p)}}, \quad (5.43)$$

$$\frac{\partial e(f_p)}{\partial r} = -\frac{\frac{1}{2\sqrt{\pi}} r \sqrt{\sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}} P(f_p)}}{|d|^3 AF(f_p)}, \quad (5.44)$$

$$\frac{\partial e(f_p)}{\partial AF(f_p)} = -\frac{\frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}} P(f_p)}}{|d| (AF(f_p))^2}. \quad (5.45)$$

Z prawdopodobieństwem równym 2σ (na poziomie 95 % ufności) określono błędy pomiarów przedstawione w tabelicy 5.3.

Tablica 5.3 – Czynniki wpływające na błąd pomiaru

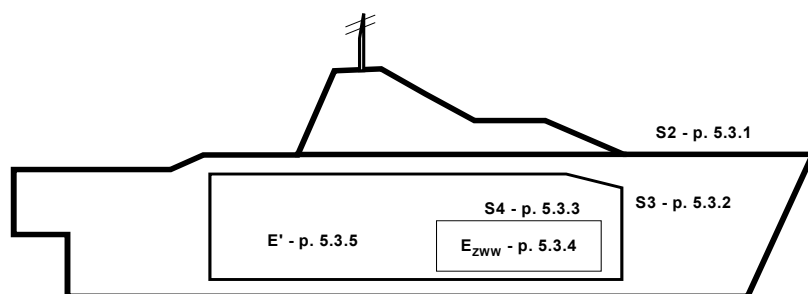
Lp	Czynnik	Błąd pomiaru
1	Środowiskowe: sygnały pochodzące od tła elektromagnetycznego	$\pm 0,5$ dB
2	Anteny AN i AO wraz z liniami pomiarowymi	$\pm 0,5$ dB
3	Amplituda wskazań odbiornika pomiarowego	$\pm 1,0$ dB
4	Zmiana odległości anten ¹ AN i AO od ścian obiektu badań o ± 2 cm	± 2 dB

¹⁾ Analizę wpływu zmiany odległości g_1 i g_2 anten AN i AO od ścian obiektu badań na niepewność pomiaru przedstawiono w załączniku 2, w tablicach od Z2.6 do Z2.8.

Błąd wypadkowy jest sumą błędów poszczególnych czynników zestawionych w tabelicy 5.3. Sumując poszczególne w/w składniki szacowania błędu otrzymujemy błąd całego układu pomiarowego ± 4 dB.

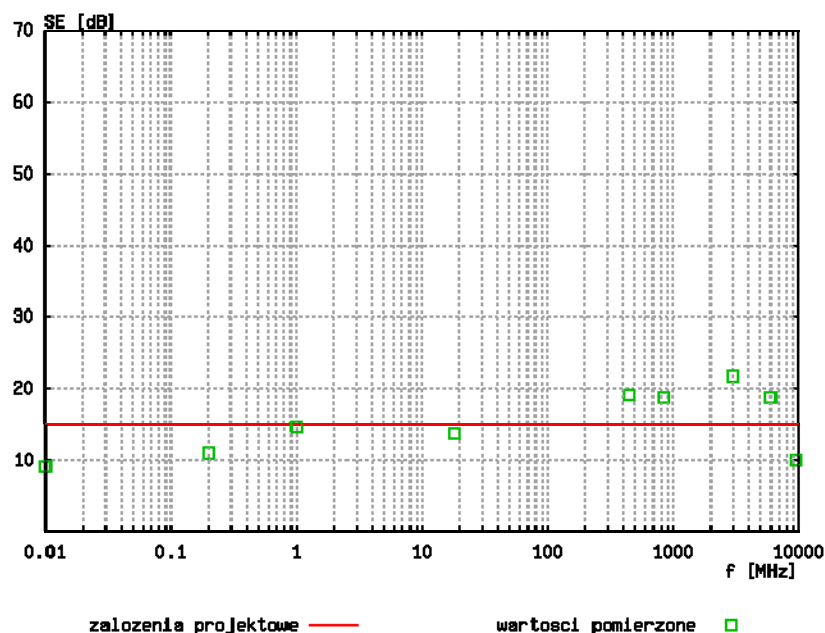
5.4 Porównanie wyników badań symulacyjnych i wyników pomiarów

W celu określenia rozkładu natężenia pola e-m w pomieszczeniu systemu łączności radiowej oznaczonego jako S_3 , zostały wykonane obliczenia przedstawione w p. 5.2 oraz przeprowadzono badania emisyjności w środowisku okrętowym (p. 5.3.5), wykonano pomiary emisji od instalowanych na okrętach systemów i urządzeń oraz skuteczności ekranowania według normatywnych metodyk dla struktury S_2 , tj. kadłuba okrętu (p. 5.3.1), struktury S_3 , tj. kabiny systemu łączności radiowej (p. 5.3.2), a także według proponowanej metody z generatorem wewnątrz dla struktury S_4 , tj. obudowy wzmacniacza mocy radiostacji (p. 5.3.3).

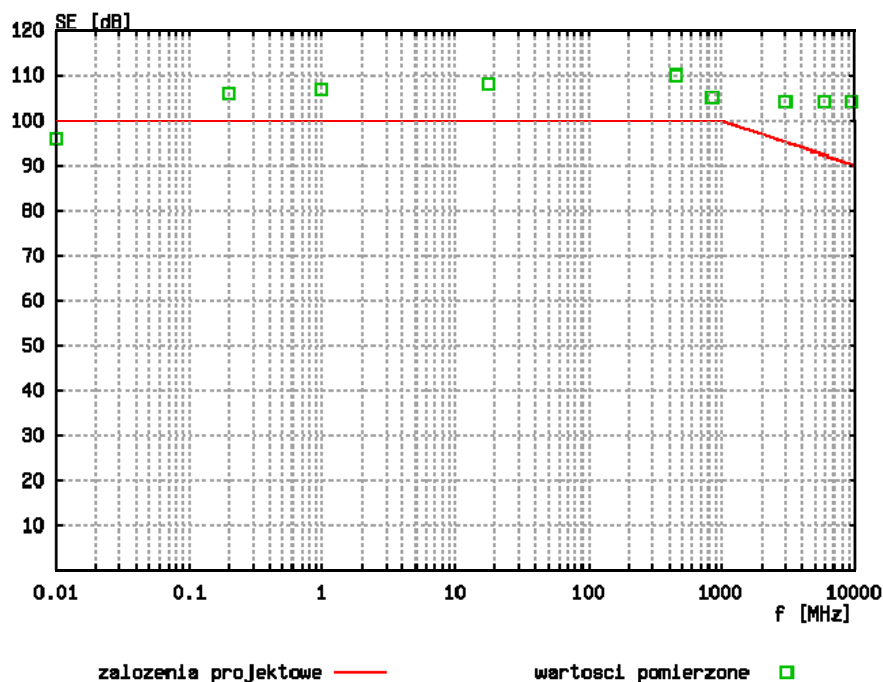


Rys. 5.15 – Urządzenia i systemy oraz struktury ekranujące w torze pobierczym sygnału dla źródeł zakłóceń E_{ZWW} i E'_{ZWW} ,
 S_2 – struktura ekranująca - metalowy kadłub okrętu,
 S_3 – struktura ekranująca - kabina systemu łączności radiowej,
 S_4 – struktura ekranująca - obudowa wzmacniacza mocy

W celu porównania założeń projektowych dotyczących struktur ekranujących S_2 , S_3 oraz S_4 z otrzymanymi wynikami pomiarów na okręcie przedstawiono ich wartości skuteczności ekranowania dla składowej elektrycznej pola odpowiednio na rys. 5.16, 5.17 oraz 5.18.

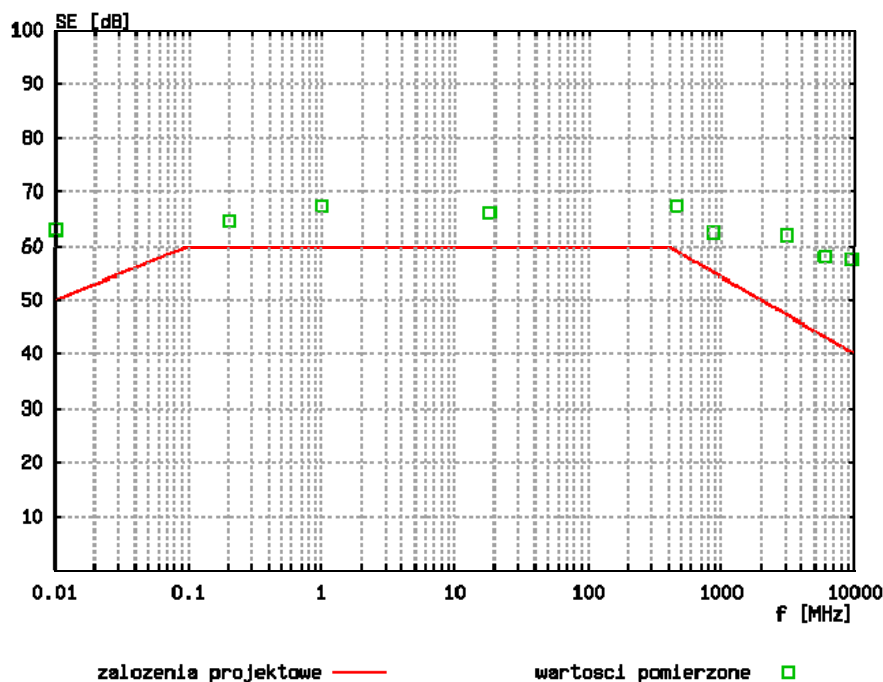


Rys. 5.16 – Charakterystyka skuteczności ekranowania dla struktury S_2 - metalowego kadłuba okrętu



Rys. 5.17 – Charakterystyka skuteczności ekranowania dla struktury S_3 - kabiny systemu łączności radiowej

Tłumienność SE w torze oddziaływania sygnału E_{ZWW1} dla przeprowadzonych symulacji komputerowych i badań w okrętowym środowisku przedstawiono na rys. 5.18.



Rys. 5.18 – Charakterystyka skuteczności ekranowania dla struktury S_4 - obudowa wzmacniacza mocy

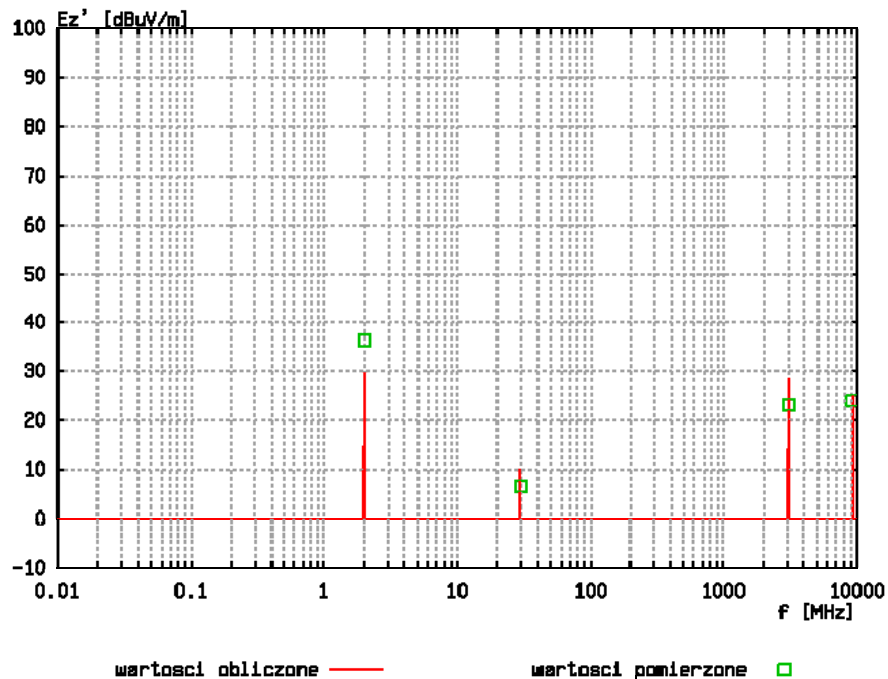
W celu przeprowadzenia analizy dla rozpatrywanego okrętu korzystając z zaproponowanego modelu topologicznego i uwzględniając torzy probiercze oddziaływania sygnału E_{ZWW} oraz E_{ZWW} przez struktury S_2 , S_3 i S_4 , odstępów między strukturami i od urządzenia z wykorzystaniem proponowanego opisu macierzowego obliczono (p. 5.2.1),

a następnie pomierzono (p. 5.2.5) natężenie pola elektromagnetycznego $E_z^{(1)}$ oddziaływującego na urządzenie zainstalowane na okręcie. Wartości obliczone przedstawiono w postaci macierzy [A1], natomiast pomierzone w macierzy [A2].

$$[A1] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_2) & 0 \\ 0 & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_3) \\ E^{(1)}_{ZWZ_2}(f_4) & 0 \\ E^{(1)}_{ZWZ_3}(f_5) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 29,5 & 0 \\ 0 & 10,0 \\ 28,3 & 0 \\ 25,2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.46)$$

$$[A2] = \begin{bmatrix} E^{(1)}_{ZWZ_1}(f_2) & 0 \\ 0 & E^{(1)}_{ZWW_1}(f_3) \\ E^{(1)}_{ZWZ_2}(f_4) & 0 \\ E^{(1)}_{ZWZ_3}(f_5) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 36,5 & 0 \\ 0 & 6,6 \\ 23,2 & 0 \\ 24,1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.47)$$

Rozkład natężenia pola zaburzeń w funkcji częstotliwości otrzymany w wyniku obliczeń oraz pomierzonych wartości zobrazowano na rys. 5.19.



Rys. 5.19 – Rozkład natężeń pól zaburzeń promieniowanych w kabinie systemu łączności radiowej, pochodzących od źródeł zaburzeń ZWZ oraz od źródła zaburzeń ZWW, w funkcji częstotliwości

Otrzymane na drodze obliczeń i pomiarów wyniki natężenia pola e-m oddziaływującego na urządzenie okrętowe potwierdzają poprawność przyjętego modelu. Z przeprowadzonych badań wynika, że zainstalowane na okręcie urządzenie bądź system, na które będą oddziaływały przyjęte emisje pola e-m będzie pracowało poprawnie bez zakłóceń ze względu na relatywnie niskie poziomy tejże emisji wewnątrz kabiny systemu łączności radiowej.

Rozdział 6 – Metody analizy i badań skuteczności ekranowania

6.1 Opis wymagań normatywnych

Publikacje, które opisują metodykę badań skuteczności ekranowania struktur to przede wszystkim dokumenty dotyczące obronności i bezpieczeństwa: NO-06-A501 [44], STANAG 4557 [70], NSA NO.94-106 [45], MIL-STD-285 [36], jak również te powszechnego użytku PN-EN 61000-5-7 [57] oraz IEEE 299 [28]. Zawarte w tych dokumentach sposoby badań różnią się między sobą:

- zakresem i liczbą częstotliwości, na których wykonuje się pomiar,
- wyborem punktów pomiarowych,
- rodzajami anten używanych do badań,
- odległościami pomiędzy lokalizacją anteny nadawczej i odbiorczej względem struktury.

Natomiast posiadają one jedną cechę wspólną, określającą lokalizację anten – nadawczej na zewnątrz struktury i odbiorczej umieszczonej wewnątrz struktury ekranującej [39]. Wykorzystanie metodyk zawartych w powyższych dokumentach, w badaniach przeprowadzanych na okrętach jest często problematyczne. Metody znormalizowane nie biorą pod uwagę specyfiki środowiska okrętowego i związanych z nim trudności pomiarowych.

Normę Obronną NO-06-A501 stosuje się w instytucjach centralnych MON, Wojskach Lądowych, Wojskach Lotniczych i Obrony Powietrznej, Marynarce Wojennej, w Przemśle Obronnym oraz w innych instytucjach działających na rzecz Obronności Kraju. W dokumencie zawarte są opisy metod badań tłumienności w zakresie częstotliwości od 1 kHz do 18 GHz. Badania dotyczą struktur stacjonarnych i mobilnych o wymiarach wewnętrznych nie mniejszych niż 1,5 m x 1,5 m x 1,5 m, przeznaczonych do instalowania w nich urządzeń elektrycznych i elektronicznych.

Kolejnym ważnym dokumentem stosowanym w siłach zbrojnych NATO jest porozumienie standaryzacyjne STANAG 4557, opracowane na podstawie amerykańskiej normy wojskowej MIL-STD-285 oraz normy europejskiej IEEE 299. Opisane tu metody badań, stosuje się w pomiarach skuteczności ekranowania okrętowych struktur zainstalowanych na pokładach zarówno okrętów o kadłubie metalowym jak i niemetalowym. STANAG 4557 dotyczy metod badań tłumienności, w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 30 MHz, dla składowej magnetycznej pola, oraz w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 1 GHz, dla składowej elektrycznej pola i fali płaskiej.

Dla mobilnych i stacjonarnych struktur ekranujących, konstruowanych w technologii tempestowej na potrzeby ochrony elektromagnetycznej informacji niejawnych, dokumentem odniesienia jest NSA NO.94-106, oparta na MIL-STD-220A [35]. Powyższa specyfikacja dotyczy badań tłumienia pola elektromagnetycznego w zakresie częstotliwości od 1 kHz do 10 GHz.

Pomiary tłumienia każdej struktury ekranującej zgodnie z opisanymi powyżej dokumentami, wykonuje się przede wszystkim w punktach, dla których istnieje największe prawdopodobieństwo naruszenia ciągłości elektromagnetycznej ekranu. Określone są szczególne miejsca, takie jak:

- połączenia międzypanelowe,
- połączenia drzwi z ościeżnicą, klamki drzwi, zawiasy,
- klapy włazów i luków, bulaje,
- przepusty i okolice filtrów przeciwzakłóceń telekomunikacyjnych i zasilania,
- otwory wentylacyjne,
- złącza wejścia/wyjścia,
- wyprowadzenia instalacji przewodowych i światłowodowych,
- miejsca połączeń śrubowych, spawanych i nitowanych.

W warunkach okrętowych, ze względu na specyfikę zabudowy, istnieje duży problem z dostępem do wymienionych powyżej punktów pomiarowych i uzyskaniem wymaganych przez dokumenty normatywne odległości pomiarowych.

W każdym z punktów pomiarowych wykonuje się badania tłumienności pola magnetycznego H, elektrycznego E i elektromagnetycznego (fali płaskiej). W przestrzeni wokół źródła wytwarzającego pole e-m wyróżnia się charakterystyczne obszary:

- obszar pola bliskiego dla składowej elektrycznej i magnetycznej,
- obszar pola dalekiego, w którym rozchodzi się fala płaska,
- obszar przejściowy istniejący wokół granicy pomiędzy wymienionymi obszarami.

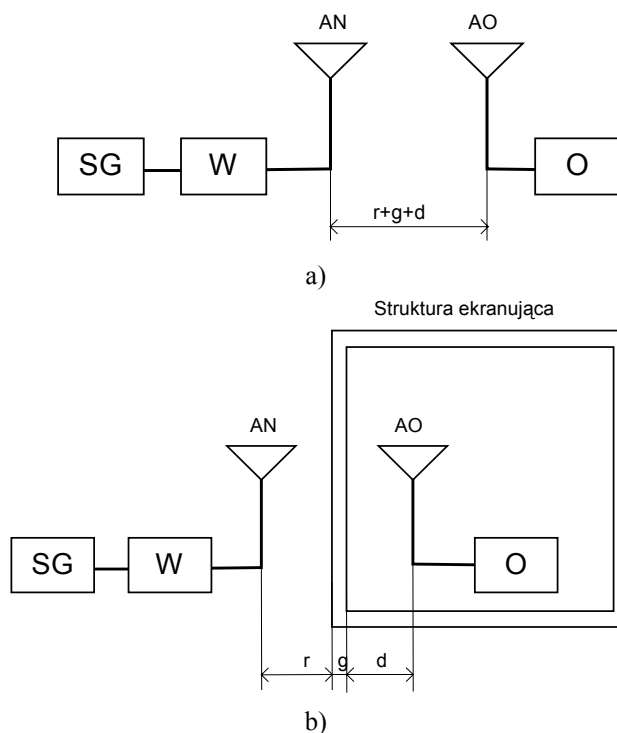
Za teoretyczną granicę pomiędzy obszarami pola dalekiego i bliskiego przyjmuje się odległość $r = \lambda/2\pi$. Charakterystycznym parametrem opisującym pole elektromagnetyczne jest stosunek natężenia składowej pola elektrycznego E do pola magnetycznego H zwany impedancją falową $Z = E/H$. Dla pola dalekiego przy propagacji zakłóceń w wolnej przestrzeni lub powietrzu, wartość impedancji falowej $Z = E/H = Z_W = 377 \Omega$. W polu bliskim impedancja ta jest określona przez właściwości źródła i odległość źródła od punktu obserwacji.

W związku z powyższym przyjęto, że dla zakresu częstotliwości od 1 kHz do 30 MHz określa się pomiar składowej magnetycznej oraz elektrycznej pola, natomiast dla zakresu od 30 MHz do 18 GHz pomiar fali płaskiej. Częstotliwości, na których mierzy się skuteczność ekranowania wybiera się w zależności od stosowanego dokumentu odniesienia. Przykładowo w dokumencie STANAG 4557 wymaga się przeprowadzenia pomiarów na określonych częstotliwościach:

- tłumienności pola magnetycznego dla (0,01; 0,015; 0,02; 0,03; 0,04; 0,06; 0,08; 0,1; 0,15; 0,2; 0,3; 0,4; 0,6; 0,8; 1; 1,5; 2; 3; 4; 6; 8; 10; 20; 30) MHz,
- pola elektrycznego i fali płaskiej dla (0,01; 0,015; 0,02; 0,03; 0,04; 0,06; 0,08; 0,1; 0,15; 0,2; 0,3; 0,4; 0,6; 0,8; 1; 1,5; 2; 3; 4; 6; 8; 10; 20; 30; 40; 60; 80; 100; 150; 200; 300; 400; 600; 800; 1000) MHz.

Wyposażenie badawcze do pomiaru współczynnika tłumienności struktur ekranujących stanowi tor radiowy poglądowo przedstawiony na rys. 6.1 w postaci:

- anteny nadawczej (AN),
- źródła zasilania anteny nadawczej w postaci generatora sygnałowego (SG) i wzmacniacza mocy (W),
- anteny odbiorczej (AO),
- odbiornika pomiarowego (O).



Rys. 6.1 – Układ do badania skuteczności ekranowania struktur:
 a) pomiar pola odniesienia (bez ekranu),
 b) pomiar pola stłumionego (w obecności ekranu)

Na rys. 6.1 przyjęto następujące oznaczenia:

r – odległość AN od struktury ekranującej,

g – grubość struktury ekranującej,

d – odległość AO od struktury ekranującej.

W pierwszej kolejności wykonuje się pomiar kalibracyjny – pomiar pola odniesienia dla składowej magnetycznej, elektrycznej pola i fali płaskiej. Do badań wykorzystuje się AN i AO dobrane odpowiednio do zakresu pomiarowego. Przestrzega się zasady tej samej odległości między AN i AO równej sumie odległości r , g , d w trakcie badań pola odniesienia i pola tłumionego, gdyż ma to znaczący wpływ na niepewność pomiaru.

Następnie wykonuje się pomiar pola tłumionego, dla każdego z wybranych punktów pomiarowych. W torze radiowym przedstawionym na rys. 6.1, umieszcza się antenę nadawczą na zewnątrz ekranowanej struktury, natomiast antenę odbiorczą wewnątrz tejże struktury. Do badań tłumienia pola magnetycznego H , stosuje się anteny ramowe jednozwojowe o średnicy 30 cm. Anteny nadawczą i odbiorczą umieszcza się współpłaszczyznowo oraz współosiowo, odległości anten pomiarowych względem struktury wynoszą $r = d = 30$ cm;

Przy badaniach pola elektrycznego E wykorzystuje się anteny niesymetryczne prętowe o długości 104 cm z przeciwwagą o rozmiarach 30 cm x 30 cm. Wibratory AO i AN powinny znajdować się w płaszczyznach równoległych do ściany badanej struktury. Odległości pomiędzy antenami pomiarowymi względem struktury wynoszą $r = d = 30$ cm;

Dla fali płaskiej w paśmie UHF wykorzystuje się anteny dwustożkowe oraz logarytmiczno-periodyczne, wykonując pomiar dla AN i AO spolaryzowanych pionowo, a następnie poziomo. Pomiar dla anten przeprowadza się w dwóch polaryzacjach ze względu na dopasowanie anten do ewentualnych nieciągłości w postaci szczelin, które w badanej strukturze ułożone są poziomo lub pionowo. Odległość AN od struktury wynosi $r =$ maksimum 130 cm, odległość AO od struktury wynosi $d = 30$ cm. Natomiast dla fali płaskiej w paśmie mikrofal stosuje się anteny grzbietowe spolaryzowane pionowo, a następnie poziomo. Odległość AN od struktury wynosi $r =$ minimum 60 cm, natomiast odległość AO od struktury wynosi $d =$ minimum 5 cm.

Antenę nadawczą zasila się źródłem sygnału w postaci generatora sygnałowego wraz ze wzmacniaczem mocy o impedancji wyjściowej wynoszącej 50 Ω . Sygnał w postaci *cw* generuje się na wybranych częstotliwościach. Źródło sygnału oraz odbiornik pomiarowy powinny charakteryzować się dynamiką sygnału pomiarowego wynoszącą minimum 100 dB, tzn. w trakcie pomiaru sygnału odniesienia różnica mierzonych maksymalnej amplitudy

generowanego sygnału, do poziomu szumów na odbiorniku pomiarowym [44] na danej częstotliwości powinna być nie mniejsza, niż 100 dB.

Miarą skuteczności ekranowania jest współczynnik tłumienia wyrażony w decybelach, charakteryzujący dany punkt pomiarowy oraz całą strukturę ekranującą. Współczynnik tłumienia SE danej struktury, określa się porównując odebrany przez AO sygnał bez ekranu do sygnału w obecności ekranu, wyznaczanym dla składowej magnetycznej pola:

$$SE_H = 20 \log (H_2 / H_1), \quad (6.1)$$

oraz dla składowej elektrycznej pola i fali płaskiej:

$$SE_E = 20 \log (E_2 / E_1), \quad (6.2)$$

gdzie:

SE_H – współczynnik tłumienia składowej magnetycznej pola dla danej struktury,

H_1 – natężenie pola magnetycznego tłumionego,

H_2 – natężenie pola magnetycznego odniesienia,

SE_E – współczynnik tłumienia składowej elektrycznej pola i fali płaskiej dla danej struktury,

E_1 – natężenie pola elektrycznego i fali płaskiej tłumionej,

E_2 – natężenie pola elektrycznego i fali płaskiej odniesienia.

Współczynnik dla każdego punktu pomiarowego, tj. tłumienności lokalnej składowej magnetycznej oraz elektrycznej i fali płaskiej SE_L przedstawiono w poniższy sposób:

$$SE_{LH} = H_{2L} - H_{1L}, \quad (6.3)$$

$$SE_{LE} = E_{2L} - E_{1L}, \quad (6.4)$$

gdzie:

SE_{LH} – tłumienność lokalna składowej magnetycznej pola dla danego punktu pomiarowego,

H_{2L} – natężenie pola magnetycznego odniesienia,

H_{1L} – natężenie pola magnetycznego tłumionego w danym punkcie pomiarowym,

SE_{LE} – tłumienność lokalna składowej elektrycznej pola i fali płaskiej dla danego punktu pomiarowego,

E_{2L} – natężenie pola elektrycznego i fali płaskiej odniesienia,

E_{1L} – natężenie pola elektrycznego i fali płaskiej tłumionej w danym punkcie pomiarowym.

Tłumienność globalną, tj. całej struktury wyznacza się ze zbioru tłumienności lokalnych wg poniższej zależności:

$$SE = \min \{ SE_{LH}^{(1)}, SE_{LH}^{(2)}, \dots, SE_{LH}^{(n)}; SE_{LE}^{(1)}, SE_{LE}^{(2)}, \dots, SE_{LE}^{(n)} \}, \quad (6.5)$$

gdzie:

n – n -ta lokalna skuteczność ekranowania.

6.2 Proponowana metoda badań

6.2.1 Wprowadzenie

Zagadnienia związane z metodami pomiaru skuteczności ekranowania były przedmiotem wielu publikacji [8, 9, 33, 39, 40, 77, 80, 81]. Dotyczą one badania nie tylko struktur w postaci komór, pomieszczeń czy obudów, ale również pomiaru skuteczności ekranowania materiałów, w tym włókienniczych. Z analiz tych publikacji wynika, że w zasadzie dwie metody pomiaru skuteczności dominują. Jedna jest związana z metodą zaproponowaną w MIL-STD 285 [36] i opisaną szczegółowo w p. 6.1, druga wykorzystująca komorę TEM została zaproponowana przez J. Catryse [8, 9]. Do badania skuteczności ekranowania różnego typu obudów na urządzenia elektroniczne stosuje się komorę GTEM. Stosunkowo nowym narzędziem w Polsce jest komora rewerberacyjna, która oprócz klasycznych zastosowań związanych z badaniami wrażliwości i emisyjności urządzeń, może z powodzeniem być wykorzystywana w badaniach skuteczności ekranowania np. obudów, kabli, złącz, falowodów, różnego rodzaju uszczelek ekranujących oraz materiałów ekranujących, w tym włókienniczych [77, 78, 80, 81]. Opisywanych metodyk badawczych nie można jednak implementować w okrętowym środowisku, z uwagi na wykorzystywane w badaniach urządzenia i stanowiska pomiarowe.

Proponowana metodyka badań skuteczności ekranowania struktur charakteryzująca się tym, że źródło sygnału umieszcza się wewnątrz struktury, została opracowana na skutek problemów w pomiarach w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych obiektu. Odzwierciedla to naturalny stan rzeczy, w którym w małej obudowie zamknięte jest urządzenie promieniujące pole e-m. Metodyka ta oprócz standardowych wyników badań skuteczności ekranowania, dodatkowo pozwala na [39, 40]:

- określenie tłumienności struktur ekranujących zainstalowanych na okrętach przeznaczonych do ochrony informacji niejawnych przed jej ulotem, poprzez mechanizm niepożądanego promieniowania e-m, a także struktur o niewielkich gabarytach takich jak obudowy urządzeń,
- określenie i lokalizację ewentualnych punktów nieciągłości takich struktur, przez które następuje ulot informacji niejawnych, np. złącza, otwory wentylacyjne itp.,
- badanie skuteczności ekranowania w przypadku, gdy ze względu na wpływ zakłóceń na okrętowe środowisko elektromagnetyczne nie dopuszcza się stosowania generatora i anteny nadawczej na zewnątrz struktury ekranującej oraz niemożliwe jest z przyczyn

technicznych umieszczenie anteny odbiorczej i odbiornika pomiarowego wewnątrz struktury ze względu na jej wyposażenie.

Na okręcie istnieje kilka warstw ekranowania: nadbudówka, kadłub, pokłady i pomieszczenia. Jednakże istnieje szereg problemów wynikających z implementacją badań w okrętowym środowisku elektromagnetycznym, np. pomiar skuteczności ekranowania zabudowanego pomieszczenia znajdującego się pod pokładem okrętu, przylegającego bezpośrednio do innych pomieszczeń, brak miejsca na wykonanie pomiarów ze względu na wielosegmentowość zabudowy, itp. Dlatego też, należy posłużyć się dodatkowo proponowaną metodyką badań wykorzystywaną w środowisku okrętowym dla małych obudów lub wtedy, gdy znormalizowane metody badań nie mogą mieć zastosowania.

6.2.2 Punkty pomiarowe

W celu określenia współczynnika tłumienności globalnej struktury okrętowej, wybiera się miejsca przewidywanej nieciągłości ekranu, w których wykonuje się pomiary współczynnika tłumienności lokalnej. Przede wszystkim należą do nich przepusty kablowe, złącza wejściowe i wyjściowe przyłączone do struktury. Złącza te bada się z podłączonymi do nich docelowymi kablami. Miejscem prawdopodobnej nieszczelności struktury są również przyłącza wejścia/wyjścia zasilania, telekomunikacyjne czy sygnałowe np. systemy alarmowe, stąd też pomiar wykonuje się bezpośrednio w sąsiedztwie zainstalowanych na tych liniach filtrów zasilających, telekomunikacyjnych czy sygnałowych.

Kolejnymi punktami pomiarowymi są otwory w strukturze: włązy z klamką – częstym źródłem nieszczelności struktury, panele klimatyzacyjne i wentylacyjne. Z reguły w tych ostatnich są zainstalowane siatki elektromagnetyczne oraz konstrukcje typu plaster miodu (patrz p. 2.3.1), jednakże wykonując pomiar skuteczności ekranowania sprawdza się poprawność ich montażu. Otwory wizyjne typu luki, bulaje powinny być wyposażone szyby ekranujące pole e-m. Poprawność i skuteczność ekranowania danej szyby również weryfikuje się pomiarem. Bada się również skuteczność ekranowania samego materiału użytego do budowy poprzez pomiar bezpośrednio na panelu (ze szczególnym zwróceniem uwagi na składową magnetyczną H), jak również jakość połączeń paneli (spawanych lub skręcanych) poprzez pomiar w punktach styków międzypanelowych.

Na okrętach odnotowuje się przypadki, w których przewody sygnałowe i zasilania przechodzą na zasadzie linii transmisyjnych przez pomieszczenie ekranowane, ponieważ ze względu na zabudowę okrętową nie można takich przewodów przeprowadzić inną drogą. W trakcie badań takie przewody są szczególnie brane pod uwagę. Największym problemem

z punktu widzenia technicznej organizacji pomiaru są badania pomieszczeń, w których jedna ze ścian stanowi bezpośrednio kadłub okrętu. W takim przypadku pomiary wykonuje się dla okrętu przycumowanego do nabrzeża od strony badanego pomieszczenia. Antenę umieszcza się na nabrzeżu na odpowiedniej wysokości, jednakże problemem jest zachowanie odpowiedniej odległości pomiarowej (r oraz d).

6.2.3 Częstotliwości pomiarowe

Proponowana metoda umożliwia prowadzenie pomiarów tłumienności w podzakresach definiowanych dla pola magnetycznego, elektrycznego oraz fali płaskiej.

Pomiar tłumienności pola magnetycznego oraz elektrycznego wykonuje się dla dowolnie wybranych częstotliwości, w zakresie od 10 kHz do 30 MHz, uwzględniając częstotliwości pracy radiostacji zainstalowanej na okręcie.

Pomiar tłumienności pola elektrycznego wykonuje się dla dowolnie wybranych częstotliwości w zakresie od 10 kHz do 30 MHz, ze szczególnym uwzględnieniem tych częstotliwości, na których w wyniku analizy sygnałów odnotowano zaburzenia pochodzące od radiostacji i systemów okrętowych.

Pomiar tłumienności fali płaskiej wykonuje się dla wybranych częstotliwości w zakresie od 30 MHz do 10 GHz, zwłaszcza dla częstotliwości pracy radarów w paśmie 3 GHz oraz 9 GHz.

Wybór i liczba częstotliwości pomiarowych zależą od badanej struktury, możliwości aparaturowych, zakresu badań i wymagań, czy warunków środowiskowych. Dlatego też, w celu zwiększenia dokładności pomiarów proponuje się automatyczne przestrajanie częstotliwości z 1% skokiem. Taki sposób wyboru wprowadza znaczną ilość częstotliwości pomiarowych np. dla częstotliwości małych jest ich 806, ogółem 1300 dla jednej polaryzacji i jednego punktu pomiarowego, jednakże zmniejsza prawdopodobieństwo pominięcia częstotliwości, na której może wystąpić ulot elektromagnetyczny.

Jeżeli zastosowanie toru nadawczo-odbiorczego z automatycznym przestrajaniem częstotliwości jest niemożliwe, w takim przypadku w celu skrócenia czasu pomiaru wybiera się dla każdego podzakresu nie mniej niż 10 częstotliwości pomiarowych rozłożonych w funkcji częstotliwości w sposób liniowy. Uwzględnia się szczególnie częstotliwości pracy urządzeń i systemów okrętowych emitujących znaczne poziomy emisji e-m.

W trakcie pomiarów należy pominąć częstotliwości rezonansowe f_r , ponieważ w zamkniętej przewodzącej strukturze następuje zjawisko rezonansów wywołane wielokrotnością odbicia przy takich częstotliwościach, dla których długość boków obudowy

jest wielokrotnością $\frac{1}{4}$ długości fali. Częstotliwości rezonansowe zamkniętej struktury ekranującej określa się wg poniższej zależności:

$$f_r = 150 \cdot \sqrt{\left(\frac{l}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{n}{c}\right)^2} \text{ [MHz] } , \quad (6.6)$$

gdzie:

a – szerokość struktury ekranującej, w [m],

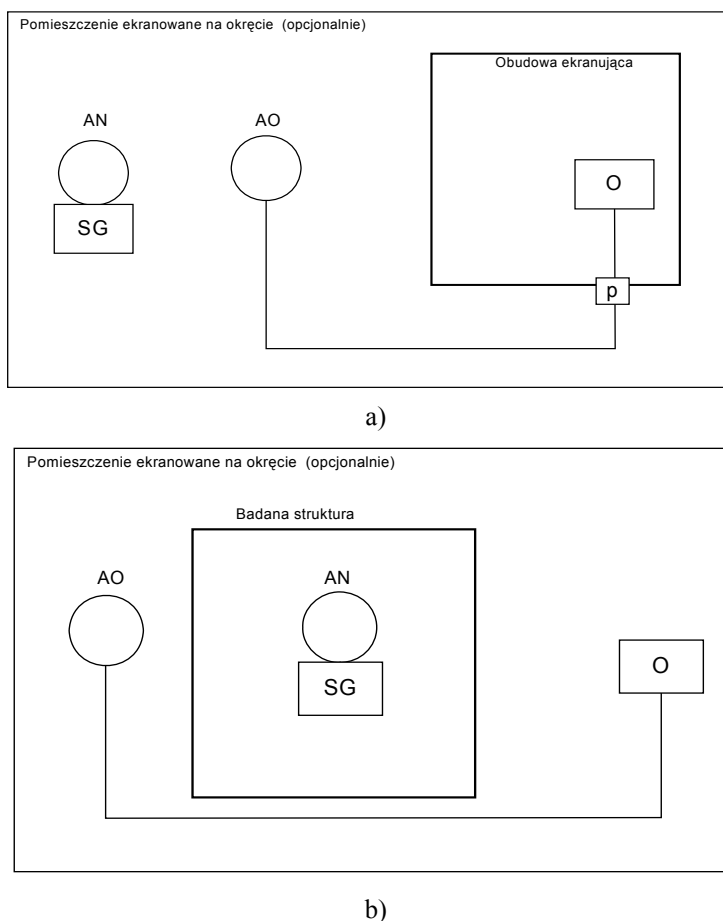
b – wysokość struktury ekranującej, w [m],

c – długość struktury ekranującej, w [m],

l, m, n – 0, 1, 2, 3,

6.2.4 Układy i wyposażenie pomiarowe

Stanowisko do badania pola odniesienia i pola tłumionego przedstawiono na rys. 6.2.



Rys. 6.2 - Stanowisko do badania tłumienności struktur ekranujących wg proponowanej metodyki:
a) pomiar pola odniesienia, b) pomiar pola tłumionego,

AN – antena nadawcza,
AO – antena odbiorcza,
O – odbiornik pomiarowy,
p – przepusty,
SG – generator sygnałowy.

Wyposażenie do pomiaru współczynnika tłumienności struktur ekranujących składa się z następujących elementów:

- anteny nadawczej (AN) oraz anteny odbiorczej (AO),
- źródła zasilania anteny nadawczej (generator sygnałowy SG),
- odbiornika pomiarowego (O).

W badaniach małych struktur SG i AN zastępuje się źródłem pola elektromagnetycznego ZPO. Pomiar pola odniesienia zaleca się wykonać na zewnątrz okrętu, najlepiej na nabrzeżu i zarejestrować wyniki. Niweluje się wtedy wpływ metalowych części okrętu na wyniki pomiaru kalibracyjnego, jeżeli byłby on wykonywany w miejscu zainstalowania struktury np. wewnątrz okrętu. Pomiar pola odniesienia można wykonać zarówno przed, jak i po pomiarze pola tłumionego. W badaniach na okręcie, które nie są wykonywane w pomieszczeniach ekranowanych uwzględnia się sygnały pochodzące z tła e-m, mogące wpływać na wyniki pomiarów.

Wymaga się umieszczenia źródła pola e-m lub generatora sygnałowego i anten nadawczych wewnątrz struktury. Antenę nadawczą zasila się z generatora źródłem sygnału w postaci fali ciągłej. Źródło sygnału oraz odbiornik pomiarowy powinny charakteryzować się odpowiednią dynamiką sygnału pomiarowego adekwatną do wymagań określonych dla badanej struktury (kategoria A, B lub C wg [43]).

W badaniach małych struktur np. obudów urządzeń, przyjmuje się źródło pola e-m, które zastępuje generator sygnałowy i antenę nadawczą. Źródło pola odniesienia umieszcza się w środku geometrycznym struktury, przy czym jego odległość od ścian nie powinna być mniejsza niż 5 cm. Przyjęte podczas badania pola tłumionego odległości r oraz d należy bezwzględnie zachować w trakcie badań pola odniesienia.

Ze względu na zabudowę struktury, tzn. zainstalowane urządzenia: konsole operatorskie, radiostacje, klimatyzacja itp. oraz wyposażenie pomocnicze: tory i przepusty kablowe, szafy zasilające, biurka itp. i związany z tym brak miejsca w rzeczywistych warunkach badań na okręcie dopuszcza się modyfikację odległości r oraz d . Jednakże tak zmienione i przyjęte odległości należy bezwzględnie zachować w trakcie całego cyklu pomiarowego.

6.2.5 Wyznaczanie współczynnika tłumienności

Tłumienność lokalną SE_L , dla każdego punktu pomiarowego, wyznacza się wg zależności (6.3) oraz (6.4), natomiast tłumienność globalną SE całej badanej struktury wyznacza przyjmując jako minimum z wszystkich otrzymanych tłumienności lokalnych dla każdej z częstotliwości, na których wykonywany był pomiar. Przykładowo najmniejszą wartość

tłumienia struktury dla częstotliwości 10 kHz odnotowano dla połączeń międzypanelowych, natomiast dla częstotliwości 1 MHz, najmniejszą wartość tłumienia otrzymano dla klamki drzwi. Opisuje się to poniższą zależnością:

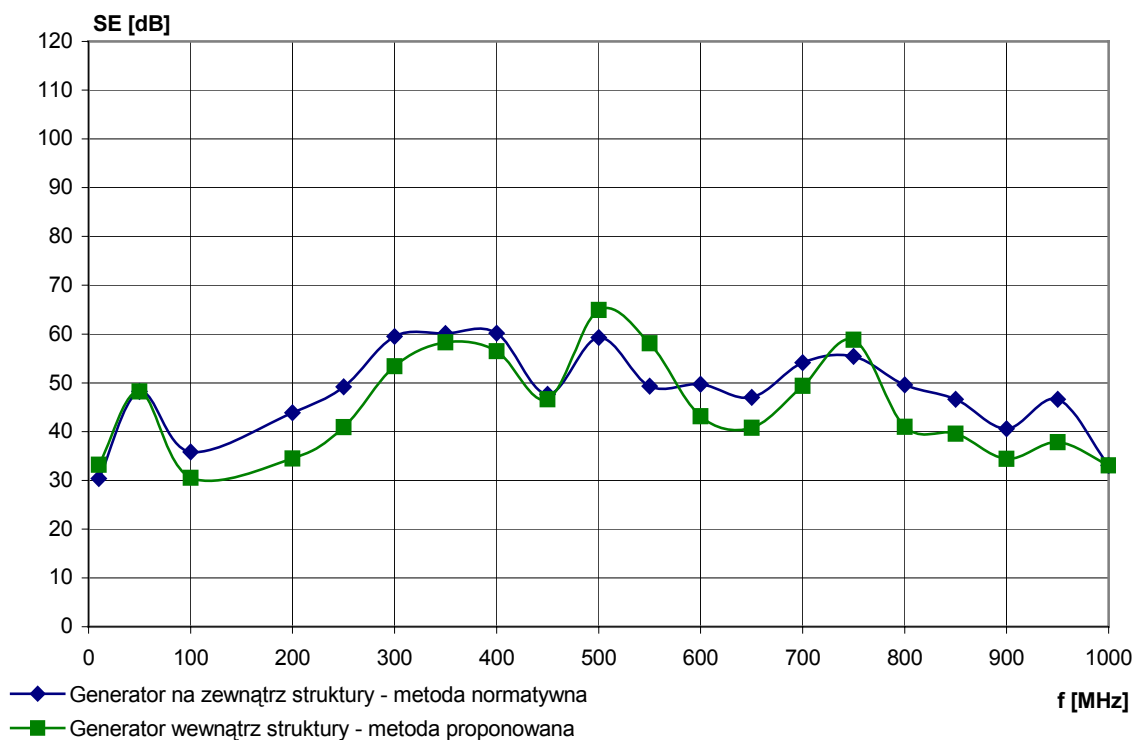
$$SE = \min \{ SE_{L1}(f), SE_{L2}(f), SE_{L3}(f), \dots, SE_{Ln}(f) \}, \quad (6.7)$$

w której: SE_{Ln} – n-ta lokalna skuteczność ekranowania w funkcji częstotliwości.

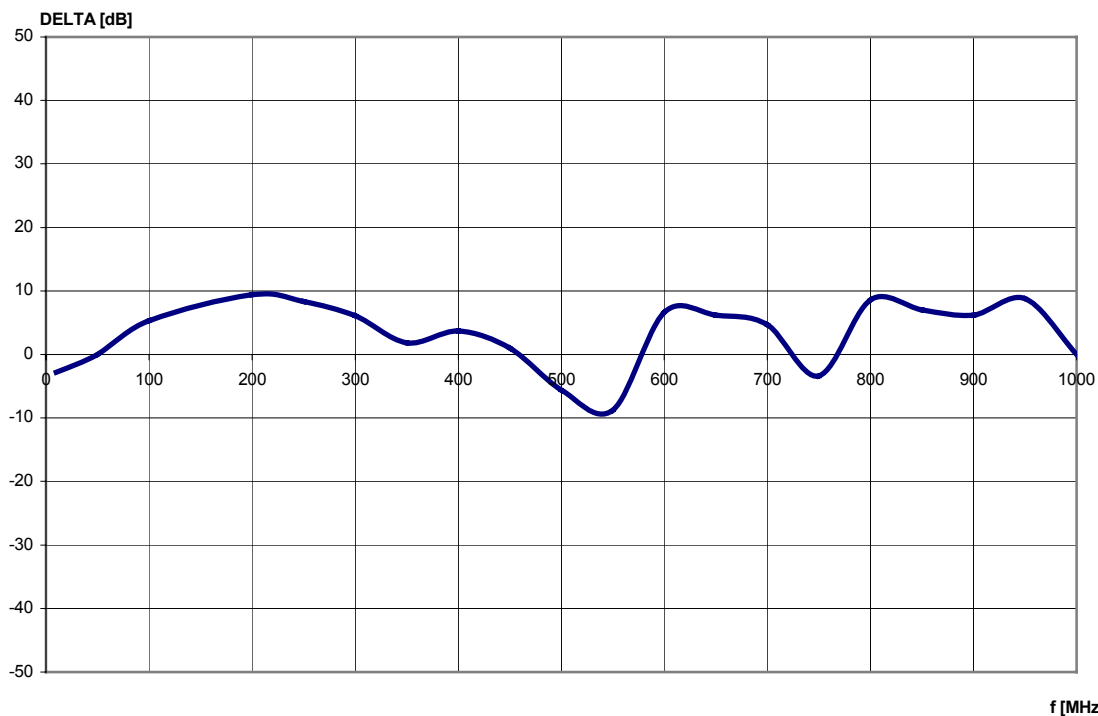
6.3 Porównanie wyników otrzymanych wg normatywnej i proponowanej metody badań

W celu porównania obu metod badawczych – normatywnej i proponowanej, wykonano badania dla przykładowej struktury. Badania przeprowadzono zgodnie z opisanymi w p. 6.1 oraz 6.2 metodykami, z zachowaniem tych samych odległości i przyrządów pomiarowych. Do badań wykorzystano źródło pola elektromagnetycznego ZPO, które w pierwszej kolejności umieszczono wewnątrz struktury, natomiast AO na zewnątrz. Następnie ZPO, dla tych samych warunków pomiarowych umieszczono na zewnątrz struktury. Wyniki badań dotyczą tego samego punktu pomiarowego w strukturze – zawiasu drzwi dostępu.

Otrzymane wyniki badań zawarto w załączniku 2, w tabelicy Z2.9 oraz w celu porównania umieszczono na rys. 6.3. Na rys. 6.4 przedstawiono różnicę, jaką otrzymano w wyniku obu pomiarów.



Rys. 6.3 – Skuteczność ekranowania struktury otrzymana wg proponowanej i normatywnej metody badań, z wykorzystaniem źródła pola e-m



Rys. 6.4 – Różnica pomiędzy wynikami otrzymanymi wg proponowanej i normatywnej metody badań

Różnica wartości wynikająca z zastosowania obu metodyk badań nie przekracza 10 dB natomiast błąd wg p. 5.3.6 dla pomiaru wg metodyki normatywnej, podobnie jak pomiaru wg metodyki proponowanej wynosi ± 4 dB. Pomimo, że różnica wartości nie mieści się w błędzie pomiaru, to ważna jest tu przydatność i możliwość zastosowania metody proponowanej do badań na okrętach. Główną przyczyną różnicy w wynikach pomiarów jest umieszczenie źródła pola e-m w małej, zamkniętej strukturze, w której wnętrzu powstają rezonanse.

Rozdział 7 – Podsumowanie i wnioski

Na wojennych jednostkach pływających wyposażonych w systemy radionawigacyjne, radiolokacyjne i radiokomunikacyjne oraz elektroniczne systemy kontroli i sterowania wpływ emisji zaburzających pochodzących ze źródeł promieniowania e-m może doprowadzić do tragicznych w skutkach efektów. Dlatego też głównym celem rozprawy było opracowanie sposobów diagnozowania oraz analizowania stanu i uwarunkowań kompatybilności elektromagnetycznej na okrętach wojennych. Opisano i sklasyfikowano rodzaje oraz źródła zaburzeń występujące w okrętowym środowisku elektromagnetycznym i przedstawiono problemy wynikające ze stosowania odpowiednich technik efektywnie ekranujących te źródła.

Opisano opracowaną topologię rozkładu emisji promieniowanej i zaproponowano jej opis macierzowy. Przedstawiony i opisany w pracy model topologiczny okrętu jest narzędziem projektowym pozwalającym na określenie skuteczności ekranowania i oszacowanie rozkładu emisji zaburzeń e-m na okrętach o kadłubach metalowych oraz niemetalowych i tym samym ułatwiającym ocenę jej oddziaływania na urządzenia zainstalowane w dowolnym miejscu na okręcie. Idea modelu oparta jest o wielowarstwowość okrętowych struktur ekranujących, chroniących urządzenia i systemy przed zaburzeniami pochodzącymi od źródeł znajdujących się na zewnątrz kadłuba okrętu, instalowanych na pokładzie, a także występujących pod pokładem okrętu między jego ekranującymi strukturami. Korzystając z opracowanego modelu topologicznego okrętu można określić oddziaływanie emisji zaburzeń na urządzenie w najbardziej niekorzystnym dla niego przypadku, gdy załączone są wszystkie źródła promieniowania.

Model poddano weryfikacji poprzez badania symulacyjne (patrz p. 4.1) i pomiary laboratoryjne (patrz p. 4.2). W oparciu o zaproponowany opis macierzowy dla wybranych źródeł promieniowania i struktur okrętowych przeprowadzono badania symulacyjne (patrz p. 5.2) oraz wykonano pomiary w złożonym środowisku okrętowym (patrz p. 5.3). Badania symulacyjne przeprowadzono z wykorzystaniem rzeczywistych poziomów emisji e-m dla toru probiecznego oddziaływania sygnału: nadawczego, przechodzącego przez strukturę ekranującą i odbiorczego, uwzględniając parametry materiałowe rzeczywistych struktur okrętowych. Wyniki badań symulacyjnych zostały potwierdzone wykonanymi pomiarami na okręcie, w tym skuteczności ekranowania kadłuba, pomieszczenia i obudowy urządzenia, a także uzupełnione pomiarami emisji od systemu łączności. Weryfikacja eksperymentalna

poprzez symulacje komputerowe oraz wykonane pomiary potwierdza poprawność zaproponowanego modelu (patrz p. 4.3, rys. 4.21 oraz p. 5.4, rys. 5.19), co uzasadnia poprawność przyjętej tezy rozprawy.

Zaproponowany model stanowi narzędzie projektowe przy użyciu, którego można poprawić bezpieczeństwo na okrętach z punktu widzenia ograniczenia emisji promieniowanej pola elektromagnetycznego. Dla konstruktorów i instalatorów urządzeń oraz systemów okrętowych przedstawiony model, a w szczególności opracowywane na jego podstawie oprogramowanie będzie skutecznym narzędziem oszacowania rozkładu wartości natężenia pola e-m w funkcji częstotliwości, na jakie w czasie eksploatacji na okręcie będzie narażone urządzenie zainstalowane w wybranym miejscu pod pokładem jednostki pływającej.

Wykorzystanie modelu topologicznego okrętu jest przydatne już w trakcie projektowania jednostek pływających. Projektant konstrukcji okrętowych będzie mógł uzyskać odpowiedź na pytanie, z jakiego materiału i o jakiej grubości należy zastosować struktury specjalnego przeznaczenia, aby w środowisku okrętowym spełniły swoją funkcję ochrony przed zaburzającą emisją pola e-m.

Opracowany macierzowy opis modelu topologicznego okrętu, stanowi zwarty i jednocześnie przejrzysty opis uwarunkowań e-m występujących na okrętach. Przy użyciu tego opisu można efektywnie badać i analizować emisyjność urządzeń i systemów pracujących w okrętowym środowisku elektromagnetycznym. Materiał zawarty zwłaszcza w p. 3, oraz rozdziałach 4 i 5 wyraźnie pokazuje uniwersalność tego opisu.

Ponadto, z uwagi na problemy z implementacją znormalizowanych technik pomiarowych skuteczności ekranowania w środowisku okrętowym, zaproponowano modyfikację normatywnej metodyki badań i wykonano badania porównawcze (patrz p. 6.3, rys. 6.3). W badaniach struktur okrętowych zastosowano proponowaną metodykę badań skuteczności ekranowania (patrz p. 5.3.3), której wykorzystanie pozwoliło na określenie współczynnika tłumienności struktury, a także, co jest bardzo ważne dla projektantów takich struktur na zlokalizowanie i wyeliminowanie punktów ulotu e-m.

Literatura

- [1] AECTP-500: *Electrical/Electromagnetic Tests*, publikacja NATO, 2004
- [2] ANEP 45: *Electromagnetic Compatibility (EMC) in Glass Reinforced Plastic (GRP) Vessels*
- [3] Baum C. E.: *Electromagnetic Topology for the Analysis and Design of Complex Electromagnetic Systems*, Fast Electrical and Optical Measurements, Vol. I, eds. I.E. Thompson and L.H. Luessem, Martinus Nijhoff, Dordrecht 1986
- [4] Baum, C. E.: *Electromagnetic topology: a formal approach to the analysis and design of complex electronic systems*, Interaction Notes, 1980
- [5] Bem D. J., Jósiewicz Z. M., Więckowski T. W.: *Alternative methods for radiated emission measurement*, mat. konf. XV International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, s. 829-835, Wrocław 2000
- [6] Bem D. J., Więckowski T. W.: *Kompatybilność elektromagnetyczna urządzeń, systemów i instalacji*, mat. konf. II Krajowych Warsztatów Kompatybilności Elektromagnetycznej, Wrocław 2000
- [7] Bem D. J., Janiszewski J. M., Karpiński L., Sowa A. W., Więckowski T. W., Zieliński R.: *Impulsowe narażenia elektromagnetyczne*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1994
- [8] Catryse J.: *Architectural Shielding: from needs into practical realization*, mat. konf. XIV International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, s. 407-410, Wrocław 1998
- [9] Catryse J.: *Measuring Methods for Shielded Rooms: a practical approach*, mat. konf. XIV International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, s. 411-414, Wrocław 1998
- [10] Charoy A.: *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, Tom 1, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1999
- [11] Charoy A.: *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, Tom 2, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1999
- [12] Charoy A.: *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, Tom 3, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2000
- [13] Charoy A.: *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, Tom 4, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2000
- [14] Collin R.: *Prowadzenie fal elektromagnetycznych*
- [15] Degauque P., Hamelin J.: *Electromagnetic Compatibility*, Oxford University Press, Oxford 1993
- [16] Dobkowski J. T.: *Methods of magnetostatic and electromagnetic shielding of data protection compartments*, mat. konf. XIV International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, s. 415-418, Wrocław 1998
- [17] Dymarkowski K., **Namiołko R.**, Katulski R. J.: *EMI matrix for naval systems*, mat. konf. XVI Międzynarodowej Konferencji EMD 2006, s. 164-167, Kowno, 2006
- [18] Dymarkowski K., **Namiołko R.**, Katulski R. J.: *Electromagnetic compatibility tests of Warship Antytorpedo Jamming System*, mat. konf. XVIII International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, s. 74-19, Wrocław 2006
- [19] Dymarkowski K., **Namiołko R.**: *Badania odporności na wyladowania elektrostatyczne systemów okrętowych*, mat. konf. VII Międzynarodowego Sympozjum El-Tex'06, Łódź 2006

- [20] Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Procedury pomiarowe KEM w oparciu o publikację NATO AECTP500:2004 na przykładzie badania odporności na ciągi impulsów quasiprostokątnych*, Zeszyty Naukowe Elektryka Nr 103 Politechniki Łódzkiej, s. 70-77, Łódź 2005
- [21] Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Kompatybilność elektromagnetyczna urządzeń i systemów łączności radiowej*, mat. konf. X Krajowego Sympozjum Telekomunikacji, Bydgoszcz 2005
- [22] Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Wymagania i badania kompatybilności elektromagnetycznej systemów i urządzeń pracujących w środowisku morskim*, Zeszyty Naukowe Elektryka Nr 100 Politechniki Łódzkiej, s. 193-202, Łódź 2003
- [23] Dymarkowski K., Obrochta W., **Namiotko R.**: *Technika obniżania emisyjności pola elektromagnetycznego urządzeń komputerowych*, mat. konf. IX Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej, Gdynia 2003
- [24] Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Electromagnetic compatibility of underwater surveillance systems*, mat. konf. Undersea Defence Technology Conference UDT 2003, Malme 2003
- [25] Galwas B.: *Miernictwo mikrofalowe*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1985
- [26] Grudziński E.: *Wytwarzanie i pomiar wzorcowych pól elektromagnetycznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1998
- [27] Hemming L.: *Architectural EM Shielding Handbook*, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, 1992
- [28] IEEE 299: *Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures*
- [29] Katulski R. J., **Namiotko R.**: *Badania kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń okrętowych*, Zeszyty Naukowe Wydziału ETI Politechniki Gdańskiej, seria: Technologie Informacyjne, 9/2006, s. 109-117, Gdańsk 2006
- [30] Katulski R. J., **Namiotko R.**: *Ulot informacji w środowisku elektromagnetycznym*, Zeszyty Naukowe Wydziału ETI Politechniki Gdańskiej, seria: Technologie Informacyjne, 7/2005, s. 343-352, Gdańsk 2005
- [31] Katulski R. J., Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Protection system against electromagnetic leak of information*, mat. konf. IEEE International Conference on Homeland Security, Boston 2006
- [32] Kosiński A.: *Łączność z okrętami podwodnymi wykonującymi zadania bojowe na morzu*, Akademia Marynarki Wojennej, Gdynia 2001
- [33] Lundgren U., Ekman J., Delsing J.: *Shielding Effectiveness Data on Commercial Thermoplastic Materials*, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Volume 48, Number 4, s. 766-773, 2006
- [34] MIL-STD-1377: *Effectiveness of Cable, Connector, and Weapon Enclosure Shielding and Filters in Precluding Hazards of Electromagnetic Radiation to Ordnance*
- [35] MIL STD 220A: *Method of Insertion-Loss Measurement*
- [36] MIL STD 285: *Attenuation Measurement for Enclosures, Electromagnetic Shielding, for Electronic Test Purposes, Method of*
- [37] MIL STD 461E: *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Emissions and Susceptibility*
- [38] Morioka T., Komiyama K.: *Uncertainty Analysis of Dipole Antenna Calibration Above Ground Plane*, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Volume 48, Number 4, s. 781-791, 2006

- [39] **Namiołko R.**, Katulski R. J.: *Ekranowanie urządzeń i systemów w warunkach okrętowych – wymagania i badania*, mat. konf. X Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej, Gdynia-Puck 2005
- [40] **Namiołko R.**, Dymarkowski K., Katulski R.J.: *Badania tłumienności struktur ekranujących w okrętowym środowisku elektromagnetycznym*, Wybrane Problemy Kompatybilności Elektromagnetycznej s. 69-76, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2005
- [41] NO-06-A200: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Dopuszczalne poziomy emisji ubocznych i odporności na narażenia elektromagnetyczne*, Zbiór Norm Obronnych, Część V, Biuro Wojskowej Służby Normalizacyjnej, Warszawa 1997
- [42] NO-06-A500: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Procedury badań zakłóceń elektromagnetycznych i odporności na narażenia elektromagnetyczne*, Zbiór Norm Obronnych, Część V, Biuro Wojskowej Służby Normalizacyjnej, Warszawa 1997
- [43] NO-06-A201: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Wymagania na tłumienność obiektów ekranujących*, Zbiór Norm Obronnych, Część V, Biuro Wojskowej Służby Normalizacyjnej, Warszawa 1997
- [44] NO-06-A501: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Metody badania tłumienności obiektów ekranujących*, Zbiór Norm Obronnych, Część V, Biuro Wojskowej Służby Normalizacyjnej, Warszawa 1997
- [45] NSA NO.94-106: *Specification for Shielded Enclosures*
- [46] Ott H. W.: *Metody redukcji zakłóceń i szumów w układach elektronicznych*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1979
- [47] Parmantier J.P., Degauque P.: *Topology based modelling of very large systems*, Modern Radio Science, URSI 1996, str. 151-177
- [48] PN-EN 55022: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Dopuszczalne poziomy i metody pomiaru zakłóceń radioelektrycznych wytwarzanych przez urządzenia informatyczne*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [49] PN-EN 61000-4-2: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Metody badań i pomiarów – Badanie odporności na wyładowania elektrostatyczne*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [50] PN-EN 61000-4-3: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, Badanie odporności na pole elektromagnetyczne o częstotliwości radiowej*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [51] PN-EN 61000-4-4: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, Badanie odporności na serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [52] PN-EN 61000-4-5: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, Badanie odporności na udary*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [53] PN-EN 61000-4-6: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, Odporności na zaburzenia przewodzone, indukowane przez pola o częstotliwości radiowej*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [54] PN-EN 61000-4-8: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, Badanie odporności na pole magnetyczne o częstotliwości sieci elektroenergetycznej*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [55] PN-EN 61000-4-9: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, Badanie odporności na impulsowe pole magnetyczne*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny

- [56] PN-EN 61000-4-11: *Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, Badania odporności na zapady napięcia, krótkie przerwy i zmiany napięcia*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [57] PN-EN 61000-5-7: *Kompatybilność elektromagnetyczna Część 5-7: Wytyczne instalowania urządzeń i ograniczania zaburzeń; Stopnie ochrony przed zaburzeniami elektromagnetycznymi zapewnianie przez obudowy (kod EM)*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [58] PN-IEC 60533: *Instalacje elektryczne i elektroniczne na statkach – kompatybilność elektromagnetyczna*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [59] PN-T-01030: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Terminologia*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [60] PN-V-84010: *Okręty nawodne – Kompatybilność elektromagnetyczna urządzeń okrętowych – Wymagania i badania*, Polska Norma ustanowiona przez Polski Komitet Normalizacyjny
- [61] Rotkiewicz W.: *Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice*, Praca zbiorowa, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1978
- [62] Sikora R.: *Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego*, Praca zbiorowa, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1993
- [63] Sowa A. W., Wiater J. M.: *Electric and magnetic field distribution nearby fuel tank during lightning stroke*, mat. konf. XVI Międzynarodowej Konferencji EMD 2006, s. 120-121, Kowno 2006
- [64] Sowa A. W., Wiater J. M.: *Ograniczenie przepięć w obwodach liczników energii elektrycznej*, Zeszyty Naukowe Elektryka Nr 103 Politechniki Łódzkiej, s. 103-110, Łódź 2005,
- [65] Sowa A. W., Wiater J. M., Bartuchowski T.: *Zakłócenia w lokalnej sieci komputerowej dużego zakładu energetycznego*, Zeszyty Naukowe Elektryka Nr 103 Politechniki Łódzkiej, s. 197-202, Łódź 2005
- [66] Sowa A. W.: *Instalacje elektryczne*, mat. konf. II Krajowych Warsztatów Kompatybilności Elektromagnetycznej, Wrocław 2000
- [67] STANAG 4239: *Electrostatic Discharge, Munitions Test Procedures*, Nato Standardization Agreement
- [68] STANAG 4435: *Electromagnetic Compatibility Testing Procedures And Requirements For Naval Electrical And Electronic Equipment (Surface Ship, Metallic Hull)*, Nato Standardization Agreement
- [69] STANAG 4436: *Electromagnetic Compatibility Testing Procedures And Requirements For Naval Electrical And Electronic Equipment (Surface Ship, Non-Metallic Hull)*, Nato Standardization Agreement
- [70] STANAG 4557: *EM SHIELDIG: Methods Of Standard Attenuation Measurements for Naval Enclosures*, Nato Standardization Agreement
- [71] Standard AMSG 720B: Określony klauzulą „tajne” standard testu laboratoryjnego w zakresie emisji ujawniających
- [72] Standard AMSG 788A: Określony klauzulą „tajne” standard testu laboratoryjnego w zakresie emisji ujawniających
- [73] Standard AMSG 784A: Określony klauzulą „tajne” standard testu laboratoryjnego w zakresie emisji ujawniających
- [74] Tesche F. M., Ianoz M. V., Karlsson T.: *EMC Analysis Methods and Computational Models*, Published by John Wiley & Sons, 1997
- [75] Tesche F. M.: *Electromagnetic Topology: Analysis of RF Effects on Electrical Systems*, Prepared Under AFOSR MURI Grant, Clemson University 2001

- [76]Więckowski T. W.: *Kompatybilność elektromagnetyczna urządzeń pracujących w pasmach częstotliwości powyżej 1000 MHz*, Wybrane Problemy Kompatybilności Elektromagnetycznej s. 85-102, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2005
- [77]Więckowski T. W., Janukiewicz J. M.: *Metody pomiaru skuteczności ekranowania materiałów włókienniczych*, Fibres & Textiles in Eastern Europe, vol 14, 5/2006
- [78]Więckowski T. W.: *Środowisko elektromagnetyczne a materiały ekranujące*, mat. konf. VI Międzynarodowego Sympozjum El-TEX'2004, s. 19-28, Łódź 2004
- [79]Więckowski T. W.: *Badania kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń elektrycznych i elektronicznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2002
- [80]Więckowski T. W., Wroczyński R., Pietranik M.: *Ekranowanie pomieszczeń*, mat. konf. II Krajowych Warsztatów Kompatybilności Elektromagnetycznej, Wrocław 2000
- [81]Więckowski T. W., Trzaska R.: *Skuteczność ekranowania włókien – metody pomiaru*, mat. konf. III Sympozjum El-TEX'98, s. 168-176, Łódź 1998
- [82]Więckowski T. W., Zieliński R. J.: *Wyladowania elektrostatyczne – źródła, metody zabezpieczeń i metody pomiaru odporności*, mat. konf. III Sympozjum El-TEX'98, s. 1-9, Łódź 1998
- [83]Więckowski T. W.: *Badanie odporności urządzeń elektronicznych na impulsowe pole elektromagnetyczne*, Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1993
- [84]Zajac R. P., Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Wymagania i badania kompatybilności elektromagnetycznej dla systemu przeciwlotniczych celów pozornych*, mat. konf. X Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej, Gdynia-Puck 2005
- [85]Zajac R. P., Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Poziomy wyladowań, metodyki badań i podejście do oceny wyników badań odporności systemów na wyladowania elektrostatyczne*, mat. konf. VI Międzynarodowego Sympozjum El-TEX'04, Łódź 2004
- [86]Zajac R. P., Dymarkowski K., **Namiotko R.**: *Wykorzystanie wybranych tkanin i włókien w tłumieniu pola elektromagnetycznego na okrętach*, mat. konf. V Międzynarodowego Sympozjum El-TEX'02, Łódź 2002
- [87]Zajac R. P., Obrochta W., Uczciwek J.: *EMC Correction of ships devices*, mat. konf. XIII International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Wrocław 1996
- [88]Zajac R. P., Tomaszek A.: *EMI problems on GRP ships*, mat. konf. IX International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Wrocław 1992
- [89]Zieliński R. J.: *Kompatybilność elektromagnetyczna w telekomunikacji satelitarnej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1999
- [90]Zieliński R. J.: *Zagrożenia powodowane wyladowaniami elektrostatycznymi i metody zabezpieczania*, mat. konf. II Krajowych Warsztatów Kompatybilności Elektromagnetycznej, Wrocław 2000

Załącznik 2 – Tablice z wynikami pomiarów**Tablica Z2.1 – Wyniki pomiarów skuteczności ekranowania struktury S₁ w warunkach laboratoryjnych**

Lp	Częstotliwość f [MHz]	Współczynnik tłumienia SE [dB]
1	0,01	61,5
2	0,2	59,0
3	1	64,0
4	18	65,0
5	350	55,7
6	850	42,6
7	2000	35,4
8	4000	38,1
9	9500	37,1

Tablica Z2.2 – Wyniki pomiarów skuteczności ekranowania struktury S₂ w warunkach laboratoryjnych

Lp	Częstotliwość f [MHz]	Współczynnik tłumienia SE [dB]
1	0,01	34,7
2	0,2	33,8
3	1	28,5
4	18	27,9
5	350	35,6
6	850	26,5
7	2000	26,0
8	4000	27,5
9	9500	20,1

Tablica Z2.3 – Wyniki obliczeń i pomiarów w warunkach laboratoryjnych natężenia pola od dwóch źródeł sygnału w strukturze S₂

Lp	Częstotliwość f [MHz]	Pomierzone natężenie pola elektrycznego E _z ¹ [dB μ V/m]	Obliczone natężenie pola elektrycznego E _z ¹ [dB μ V/m]	Różnica Δ [dB]
1	0,02	26,5	30,1	3,6
2	0,2	33,0	30,1	2,9
3	2	34,5	30,1	4,4
4	10	27,6	30,1	2,5
5	30	24,0	30,1	6,1
6	100	26,8	32,0	5,2
7	200	39,4	34,7	4,7
8	400	40,1	38,4	1,7
9	900	49,8	43,9	5,9
10	3000	50,6	57,4	6,8
11	9000	73,1	76,1	3,0

Tablica Z2.4 – Wyniki pomiarów skuteczności ekranowania metalowego kadłuba okrętu

Lp	Częstotliwość f [MHz]	Współczynnik tłumienia SE [dB]
1	0,01	9,1
2	0,1	9,5
3	0,2	10,9
4	1	14,5
5	10	16,1
6	18	13,7
7	30	15,4
8	60	18,7
9	100	20,8
10	180	16,1
11	200	29,0
12	450	19,1
13	600	22,5
14	650	18,2
15	750	27,7
16	950	18,8
17	1800	20,1
18	3000	21,7
19	6000	18,7
20	10000	10,1

Tablica Z2.5 – Wyniki pomiarów skuteczności ekranowania obudowy wzmacniacza

Lp	Częstotliwość f [MHz]	Poziom sygnału odniesienia [dB μ V]	Poziom sygnału tłumionego [dB μ V]	Współczynnik tłumienia SE [dB]
1	0,01	66,1	3,2	62,9
2	0,2	68,7	4,1	64,6
3	1	70,1	2,6	67,5
4	2	73,5	2,9	70,6
5	3	69,9	2,2	67,7
6	4	72,1	2,6	69,5
7	5	75,8	2,4	73,4
8	6	75,7	3,2	72,5
9	7	77,5	3,9	73,6
10	8	79,0	3,4	75,6
11	9	76,9	3,0	73,9
12	10	77,0	11,2	65,8
13	18	78,8	12,6	66,2
14	30	77,2	12,8	64,4
15	40	86,5	14,9	71,6
16	50	90,0	16,8	73,2
17	60	82,0	9,8	72,2
18	70	88,0	25,8	62,2
19	80	85,6	15,6	70,0
20	90	85,6	10,7	74,9
21	111	80,4	10,1	70,3
22	222	82,0	11,0	71,0
23	333	88,7	13,2	75,5
24	445	78,9	11,5	67,4
25	556	78,5	12,8	65,7
26	667	72,9	9,8	63,1
27	778	72,3	10,1	62,2
28	890	72,3	9,8	62,5
29	1000	72,8	9,6	63,2
30	3000	70,7	8,7	62,0
31	5000	69,2	9,2	60,1
32	7000	68,1	10,1	58,2
33	9500	68,0	10,5	57,5

Tablica Z2.6 – Badanie wpływu zmiany odległości g_1 i g_2 dla anteny kołowej ustawionej współpłaszczyznowo na błąd pomiarów skuteczności ekranowania

Zmiana odległości	- 12 cm	-8 cm	- 4 cm	0 cm	+ 4 cm	+ 8 cm	+ 12 cm
f [MHz]	U [dBμV] - pomierzone						
0,1	49,39	50,09	50,78	51,79	52,66	53,21	54,38
0,5	60,35	61,28	62,01	63,04	63,92	64,55	65,08
1	62,67	63,53	64,06	65,15	65,95	66,32	67,43
5	72,22	73,07	73,81	74,88	75,81	76,14	77,09
10	75,92	76,61	77,32	78,42	79,06	79,72	80,77
15	68,39	68,79	69,74	70,16	70,99	71,53	72,52
20	63,61	64,45	64,97	65,79	66,57	67,30	68,25
30	56,50	57,31	57,93	58,64	59,31	60,08	60,69
	U [dBμV] - odniesione do pozycji 0 cm						
0,1	-2,40	-1,70	-1,01	0	0,87	1,42	2,59
0,5	-2,69	-1,76	-1,03	0	0,88	1,51	2,04
1	-2,48	-1,62	-1,09	0	0,8	1,17	2,28
5	-2,66	-1,81	-1,07	0	0,93	1,26	2,21
10	-2,50	-1,81	-1,10	0	0,64	1,30	2,35
15	-1,77	-1,37	-0,42	0	0,83	1,37	2,36
20	-2,18	-1,34	-0,82	0	0,78	1,51	2,46
30	-2,14	-1,33	-0,71	0	0,67	1,44	2,05

Tablica Z2.7 – Badanie wpływu zmiany odległości g_1 i g_2 dla anteny kołowej ustawionej współosiowo na błąd pomiarów skuteczności ekranowania

Zmiana odległości	- 12 cm	-8 cm	- 4 cm	0 cm	+ 4 cm	+ 8 cm	+ 12 cm
f [MHz]	U [dBμV] - pomierzone						
0,1	55,79	57,36	58,94	60,53	62,03	63,82	65,43
0,5	66,76	68,83	70,02	71,58	73,06	74,78	76,49
1	69,02	70,66	72,30	73,80	75,37	77,15	78,74
5	78,48	80,11	81,91	83,44	84,82	86,85	88,54
10	82,39	83,84	85,63	87,13	88,84	90,67	92,43
15	74,37	76,08	77,63	79,49	81,07	82,51	84,49
20	70,19	71,70	73,38	74,77	76,29	78,26	79,81
30	62,94	64,63	66,08	67,55	69,27	70,90	72,60
f [MHz]	U [dBμV] - odniesione do pozycji 0 cm						
0,1	-4,74	-3,17	-1,59	0	1,50	3,29	4,90
0,5	-4,82	-2,75	-1,56	0	1,48	3,20	4,91
1	-4,78	-3,14	-1,50	0	1,57	3,35	4,94
5	-4,96	-3,33	-1,53	0	1,38	3,41	5,10
10	-4,74	-3,29	-1,50	0	1,71	3,54	5,30
15	-5,12	-3,41	-1,86	0	1,58	3,02	5,00
20	-4,58	-3,07	-1,39	0	1,52	3,49	5,04
30	-4,61	-2,92	-1,47	0	1,72	3,35	5,05

Tablica Z2.8 – Badanie wpływu zmiany odległości g_1 i g_2 dla anteny prętowej na błąd pomiarów skuteczności ekranowania

Zmiana odległości	- 12 cm	-8 cm	- 4 cm	0 cm	+ 4 cm	+ 8 cm	+ 12 cm
f [MHz]	U [dBμV] - pomierzone						
0,1	62,02	63,14	64,17	65,38	66,33	67,53	68,53
0,5	69,36	70,50	71,63	72,64	73,61	74,88	75,86
1	73,75	74,53	75,78	76,73	77,71	78,75	79,74
5	53,86	54,75	55,81	57,06	57,77	58,78	59,53
10	50,31	51,74	53,40	55,04	56,14	57,63	59,10
15	50,94	51,98	53,21	55,24	57,83	60,58	62,19
20	49,94	51,56	55,03	54,73	55,80	57,07	58,66
30	30,13	31,54	32,51	32,98	34,28	36,68	36,95
f [MHz]	U [dBμV] - odniesione do pozycji 0 cm						
0,1	-3,36	-2,24	-1,21	0	0,95	2,15	3,15
0,5	-3,28	-2,14	-1,01	0	0,97	2,24	3,22
1	-2,98	-2,20	-0,95	0	0,98	2,02	3,01
5	-3,20	-2,31	-1,25	0	0,71	1,72	2,47
10	-4,73	-3,30	-1,64	0	1,10	2,59	4,06
15	-4,30	-3,26	-2,03	0	2,59	5,34	6,95
20	-4,79	-3,17	0,30	0	1,07	2,34	3,93
30	-2,85	-1,44	-0,47	0	1,30	3,70	3,97

Tablica Z2.9 – Wyniki pomiarów skuteczności ekranowania struktury wg normatywnej i proponowanej metody badań

Lp	Częstotliwość	Współczynnik tłumienia wg metody normatywnej	Współczynnik tłumienia wg metody proponowanej
	f [MHz]	SE [dB]	SE [dB]
1	10	30,4	33,2
2	50	48,2	48,2
3	100	35,8	30,5
4	200	43,9	34,5
5	250	49,2	40,9
6	300	59,5	53,4
7	350	60,1	58,3
8	400	60,2	56,5
9	450	47,6	46,6
10	500	59,3	64,9
11	550	49,3	58,1
12	600	49,7	43,1
13	650	47,0	40,8
14	700	54,1	49,4
15	750	55,4	58,8
16	800	49,6	41,0
17	850	46,6	39,6
18	900	40,6	34,4
19	950	46,6	37,8
20	1000	33,1	33,1