

## 2-4 船舶用レーダーの不要発射測定技術の研究開発

### 2-4 *Research and Development of Unwanted Emission Measurement Techniques for Marine Radar Systems*

塩田 貞明 町澤 朗彦 川原 昌利 村川 真一 中村 透

SHIOTA Sadaaki, MACHIZAWA Akihiko, KAWAHARA Masatoshi, MURAKAWA Shinichi, and NAKAMURA Toru

無線システムから発射される電波には、他の無線設備に影響を与える不要発射が含まれている場合がある。そのため、不要発射の強度には許容値が設けられている。NICT では無線機器の試験法に関する研究開発を実施し、特に型式検定試験を対象とした試験法の研究開発を行ってきた。型式検定対象の無線機器には船舶用レーダーがあるが、レーダーが発射する不要発射についても、他の無線設備同様、許容値が設けられている。レーダーシステムの不要発射の強度の許容値は、空中線から輻射される電力で規定されているなど、他の無線システムと異なる点がいくつかあることから、その測定法は ITU-R 勧告 M.1177 に記されている。NICT では、この勧告に沿った試験法 (測定サイトや測定装置) の整備や、測定の高速化について研究開発を行ってきたので、その成果を報告する。

In some cases, the radio waves emitted by a radio system contain unwanted emissions that affect other radio equipment. Therefore, a limit is applied to the level of unwanted emissions. NICT has been conducted R&D on test methods for radio equipment, especially for the Type approval tests in Japan. The radio equipment subject to the Type Approval test includes marine radars, and the limit for the unwanted emissions is applied it similarly to other radio equipment. The limit for unwanted emissions from radar systems is slightly different from that for other radio equipment (ex. the limit for unwanted emissions is specified by the radiated wave from the antenna), measurement techniques of unwanted emissions for radar systems are described in ITU-R Recommendation M.1177. NICT has conducted R&D to improve the test methods and to speed-up the measurements according to this recommendation. This paper presents the outcomes of those efforts.

#### 1 まえがき

国際電気通信連合 (ITU : International Telecommunication Union) では電波の有効利用の観点から無線システムから発射される不要発射に対する規制の検討を行っているが、不要発射の許容値は ITU が発行する無線通信規則 (RR : Radio Regulations) [1] 及び関連勧告に規定されている。スプリアス領域における不要発射の強度の許容値は RR 及び ITU-R 勧告 SM.329 (以降、SM.329 と記す) [2] に記されており、レーダーシステム (RR の No.1.100 で定義されているレーダー) の不要発射の許容値は、空中線から輻射される電力により規定されている。また、帯域外領域におけるスプリアス発射については ITU-R 勧告 SM.1541 (以降、SM.1541 と記す) [3] に、不要発射の測定法については ITU-R 勧告 M.1177 (以降、M.1177 と記す) [4] に記されている。

現在の不要発射の規制は、RR や関連勧告の改正より 2003 年頃から適用され、これらを基に国内電波法 (無線設備規則第 7 条、平 11 年・郵政省告示第 246 号等) も 2005 年頃に改正された。NICT では無線機器の試験法に関する研究開発を実施しており、主に国内電波法に基づく型式検定試験を対象とした測定装置や測定環境の整備も含む試験法及び測定手順の開発を実施してきた。不要発射規制が改正された当時、NICT が型式検定試験を実施しており、型式検定対象の無線機器として船舶用レーダーがあることなどから、NICT にて主に船舶用レーダーを対象とした M.1177 に準拠した測定法の整備に着手した。以降、NICT ではレーダーシステムの不要発射に関する測定法や測定装置の開発、改良を継続して実施しており、開発した試験法や測定装置は型式検定試験に用いられている。

M.1177 にはレーダーから発射された電波を直接測

定する“直接法 (Direct Method)”と、空中線と送信部を分離し、空中線の特性及び送信部の特性を各々測定後、その結果を合成することにより輻射電力を得る“間接法 (Indirect Method)”の2種類が記されている。間接法においても、輻射電力による許容値への適合性を確認する必要があることから、測定系あるいは被測定レーダーの空中線の特性を測定周波数全域にわたり確認する必要がある。測定系で使用する導波管や方向性結合器などの校正は、その使用帯域以外では困難な場合があり、また、実際に使用されている空中線と疑似終端を接続した状態では、送信機からみた負荷が異なり、その結果マグネトロンが発振に影響を及ぼし、空中線を接続した状態で得られるスペクトラム (不要発射の状態) と異なる場合もある。さらに、海外検定機関で実施されている試験においては直接法で実施されていることなどから、NICT では直接法を用いた測定環境の研究開発・整備を優先して進めてきた。

直接法に必要な測定距離は、空中線の遠方界条件を満足する必要があるが、例えば、型式検定試験対象の9 GHz 帯船舶用レーダーに使用されている空中線の大きさを考慮すると、その距離は200 m 以上となる。そのため、測定は屋外で実施することになるが、屋外での長時間の測定は、天候あるいは周囲温度などの変化の影響を受け易く、それによる伝搬特性の変化により測定結果に影響を及ぼす恐れがある。このリスクを低減する方法のひとつは測定時間を短くすることである。NICT では平成17年度～平成19年度に電波利用料による研究開発として実施された「マグネトロンのスプリアス低減技術及びレーダーの測定技術の研究開発」において、測定技術の開発、DSP 及び高速フーリエ変換 (FFT) 技術を用いたレーダーの不要発射測定の高速化を実現した [5]。しかし、本装置はレーダーの不要発射測定に特化して開発したものであり、システム構

成が複雑で、大型かつ高価なものでもあった。

FFT 技術を用いたスペクトル分析器としては、リアルタイムスペクトラムアナライザ (RTSA) などが知られているが、近年、このような FFT 技術を用いた市販のスペクトル分析器は小型・高性能が進み、測定周波数範囲も船舶用レーダーの不要発射測定に必要な周波数範囲を十分に満足するようになった。また、価格も廉価になりつつあり、比較的容易に入手しやすいものになってきている。さらに、CISPR16-1-1 [6] にもあるように、妨害波測定器としても FFT 技術を用いた測定器の使用が認められるようになってきていることから、市販の FFT 技術を用いた測定器によるレーダーの不要発射測定の高速化についても検討を行った。

本稿ではレーダーの不要発射測定について、直接法における測定法 (測定サイトと測定装置) の開発・整備と共に、市販の FFT 技術を用いた測定器を使用した測定の高速化についても検討したので、その成果を報告する。

## 2 直接法による測定法の開発

レーダーシステムの不要発射の測定法は M.1177 に記されており、そこには直接法と間接法の2種類の測定法が記載されている。NICT では直接法による測定技術の開発を行ってきた。測定に必要なダイナミックレンジについても M.1177 で言及されているが、許容値に対する適合性を精度を持って確認できるよう、RR あるいは関連勧告に記された許容値に加え、測定システムのノイズの影響や飽和による線形性の劣化などを考慮したマージンを加えた測定ダイナミックレンジを確保する必要があることが記されている (図1)。

レーダーシステムのスプリアス領域における不要発

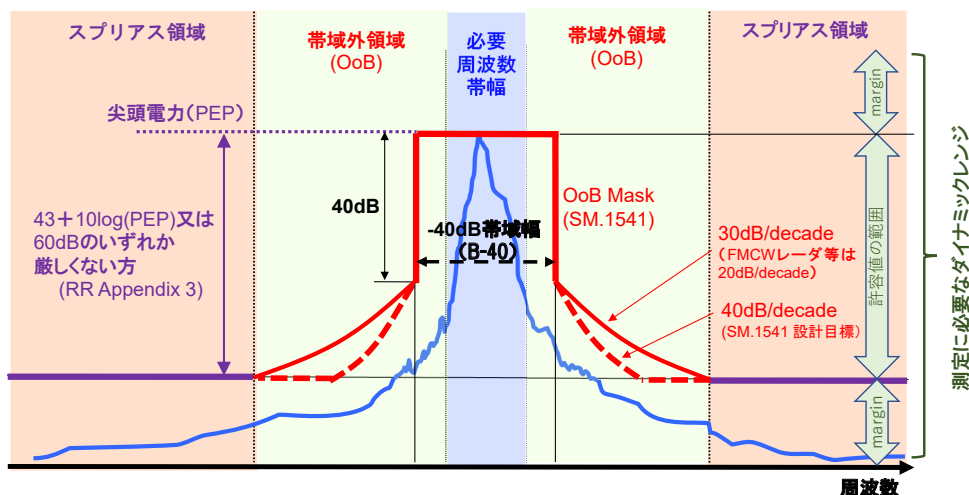


図1 不要発射の許容値と測定に必要なダイナミックレンジの概略図

射の強度の許容値はRRのAppendix 3のTABLE 1の無線測位業務(Radiodetermination)が該当し、その許容値は「43+10 log(PEP)もしくは60 dBのうちの厳しくない値」(PEP:尖頭電力(Peak Envelope Power))となっており、PEPに対する相対値となっている。帯域外領域のスプリアス発射の許容値はITU-R勧告SM.1541のAnnex 8に記されているが、“帯域外マスク(OoB (Out of Band) mask)”の考え方を採用している。帯域外マスクは、40 dB帯域幅(B-40)とその両端から30 dB/decade(変調方式等によっては、20 dB/decade)で減衰する曲線から成り、減衰曲線がスプリアス領域の規制値と交差する周波数が帯域外領域とスプリアス領域の境界となる。ちなみに、レーダーの帯域外発射の許容値については、現時点では国内電波法とSM.1541に記載されている内容に若干違いがある。国内電波法(総務省告示第1232号)では、SM.1541に記載されている規制マスクは帯域外領域とスプリアス領域の境界を決めるためのもので、帯域外領域における不要発射の許容値は、SM.1541に記載されている規制マスクでは無いことに注意が必要である。また、Annex 8の最後には設計目標(Design objective)が示されているが、30 dB/decadeの規制マスクに変え、更に厳しい許容値(40 dB/decade)の適用を検討することなどが記載されているが、この検討は全く進んでいないのが現状である。

### 2.1 測定サイトの整備

直接法では、測定距離は数百mが必要となることから測定は屋外で実施することになる。そのため、被試験レーダーが輻射する電波と他の無線局から輻射される電波(外来波)の区別をする必要があることから、測定場所の電波環境は可能な限り静かなこと(外来波の少ないこと)が必要となる。このような条件を満足する測定場所を調査してきたが[7]、和歌山県和歌山市内の平坦な場所を選定し、測定法及び測定サイトの研

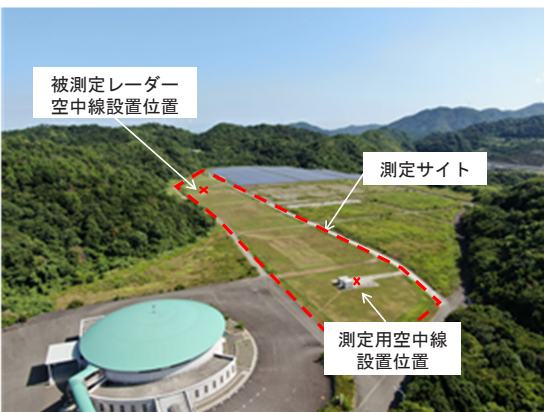


図2 測定サイトの外観

究開発を行ってきた。選定した場所の外観を図2に示す。測定距離は一般的な船舶用レーダーの遠方界条件となる距離を確保することができ、さらに、電波環境を調査した結果、比較的静かな場所であったことから、必要条件をおおむね満足した場所である[8]。

直接法による測定では、測定距離は比較的長い距離が必要となる。このような場合、送受信間の伝搬損失による受信信号レベルの低下やマルチパスによる測定結果への影響に注意する必要がある。

伝搬損失については、測定用空中線に広帯域高利得なものを使用したり、空中線の後段に低雑音アンプ(LNA)などを設置したりすることなどで補う。また、測定用空中線からスペクトル分析器間の経路をできる限り短くするなど、測定用空中線以降の損失を可能な限り抑えることも必要である。ただし、レーダーの送信電力は比較的大きく、測定位置における受信電力が高いため、測定系に直接影響を与える(測定用空中線以外で受ける電波により影響を受ける)可能性がある。このようなことが考えられる場合には、測定装置などはレーダー波に対して十分な遮蔽をする必要があり、場合によっては、測定用空中線と後段のLNAなど測定装置部分を離し、測定装置部分をシールドルームの中など離れた場所へ設置することも検討することになる。

マルチパスに対する影響については、マルチパスを



図3 広帯域高利得空中線 (開口面:90 cm)



図4 広帯域高利得空中線 (開口面:62 cm)

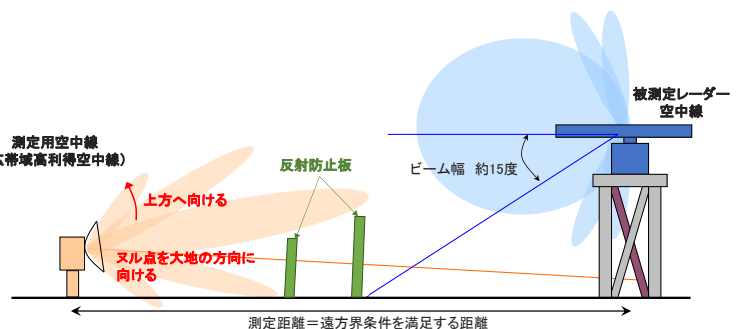


図5 被測定レーダーと測定用空中線の位置関係の概略図

## 2 先端 EMC 技術 (通信 EMC)

低減するため、自由空間に近い状態になるように送受信の空中線をできる限り高い位置に設置するなど、大地あるいは周りの構造物から可能な限り距離を確保することが望ましい。しかし、実際には測定距離や機材の大きさや重量を考慮すると、この条件を確保することは困難である。

本研究で使用した測定用空中線は図3あるいは図4に示すような広帯域高利得のパラボラアンテナである。これらのビーム幅は、特に高い周波数において非常に狭くなっている。この特性を生かし、図5のように、測定用空中線のメインビームができる限り地表面に当たらない角度(ヌル点が地表面方向)になることを考慮し、被測定レーダーの空中線と測定用空中線の位置を決定した[9]。



図6 反射防止板を用いた実験風景

しかし、低い周波数ではビーム幅が広がることなどから、地表面からの反射波を避けることは困難である。この影響を低減させるには、送受信間の大地に反射防止板を設置することが有効であり、さらにこれらを多重に配置することが効果的であることが知られている[10]。反射防止板としてよく用いられるのは金属製の板であるが、最近では、広帯域にわたり安定した電波吸収特性を持つ電波吸収体(あるいは電波吸収シート)があることから、これを用いることにした[11][12]。

図6は電波吸収体を用いた反射防止板の効果を確認するための実験風景であり、図7は反射防止板によるマルチパス抑制効果の例を示したものである。図7は周波数に対する経路利得(Path Gain Factor(以降PGFとする))の変化、すなわち伝搬損失の理論値と実測値差を示したもので、測定用空中線の高さを変えマルチパスの影響を確認した結果である。反射防止板を置いた方が変動幅は小さく、マルチパスが低減されていることが分かる。さらに、反射防止板を多重に置いた場合の例を図8に示す。図9はそのPGFを示したものである。反射防止板を2列に置くことで、PGFの変動幅は更に小さくなっているが、3列にすると大きくなっている。単に多重化を進めてもマルチパスを低減できるものではなく、適切な配置などについても検討する必要がある。

反射防止板の設置位置やその高さは直接波への影響

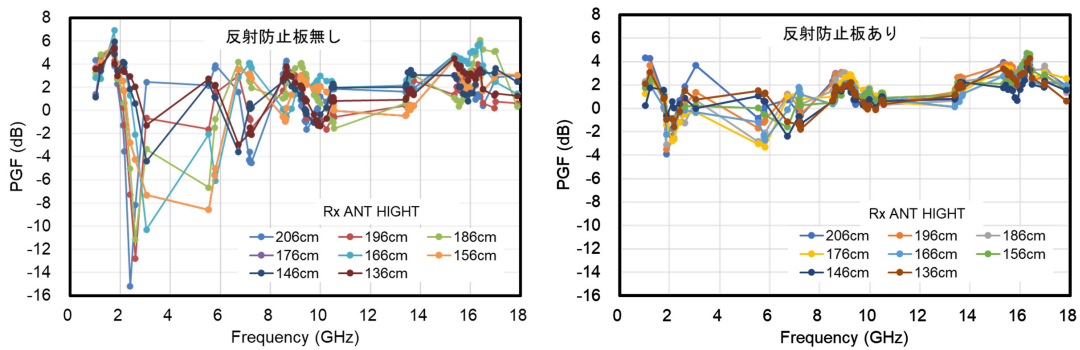


図7 反射防止板によるマルチパス低減効果例



図8 多重反射防止板の配置実験風景

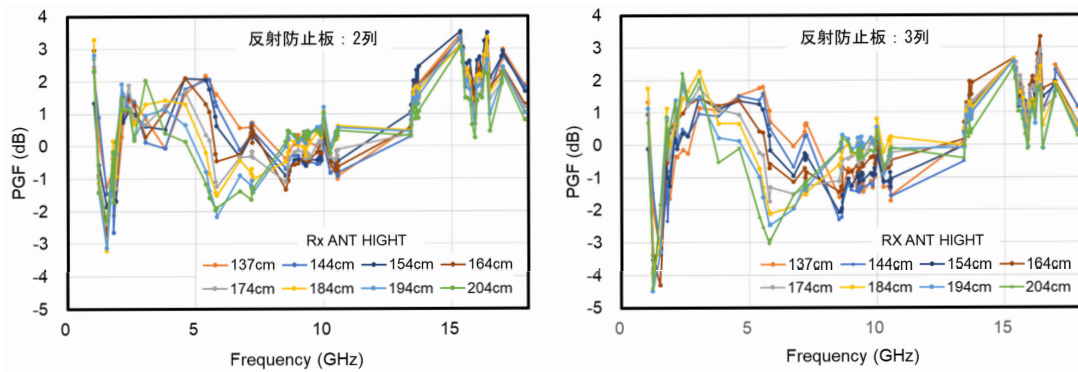


図9 多重反射防止板の配置によるマルチパス低減効果の例

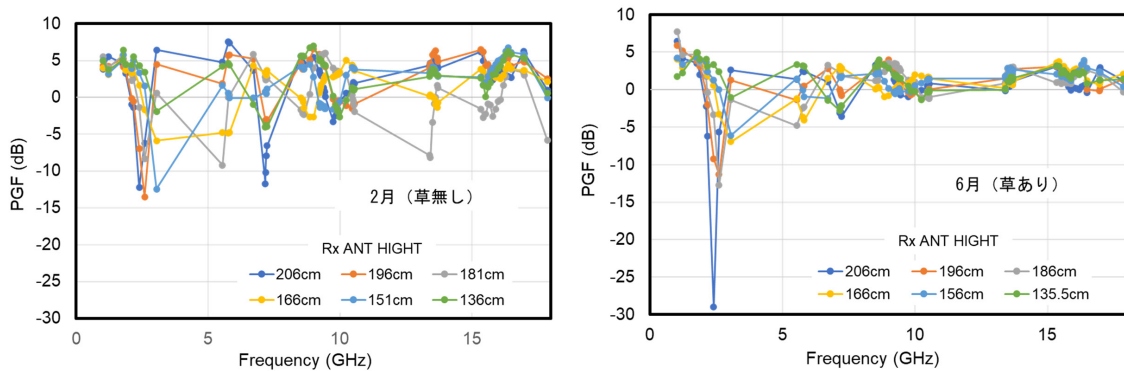


図10 季節(草の状態)の違いによるPGFの違いの例

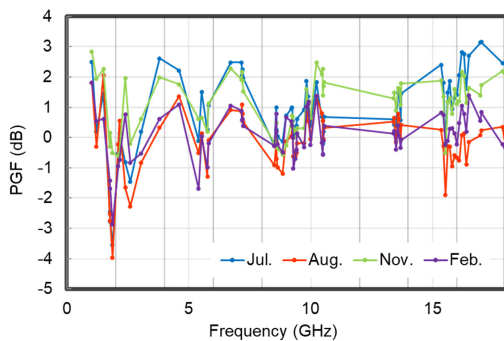


図11 開発したサイトのPGF (通年の特性)

を与えず、反射波を効果的に低減できるように設置することが必要である。当初、ドローンによるサイトの起伏測定から幾何光学に基づいた計算によって推定した反射位置に反射防止板を設置したが、反射波除去の最適な位置ではなかった。そのため、実測による検討のほか、送受信の空中線の位置関係の変化にともなう直接波と反射波の位相差の変化により発生する受信信号の変化(干渉縞)を基に、直接波と反射波の位相差を考慮して反射位置を推定する方法(位相差マップを用いた方法) [13][14]なども用いながら適切な配置について検討を行った。

また、マルチパスの強度は測定場所の地表面の状態

にも影響される。芝など草のある状態と無い状態(枯れた状態)では反射波のレベルに違いがあることから、季節ごとのマルチパスの特性も確認した。図10に示すように、草のある状態では、特に高い周波数(7 GHz以上)でマルチパス低減効果があることを確認した[9]。

なお、上記のPGFのデータを取得するためには、実際に試験電波を発射する必要があることから、無線局免許(実験試験局の免許)を取得した。送信周波数は、本来船舶用レーダーの不要発射測定に必要な全周波数範囲にわたり連続的に使用できることが理想であるが、実際には、当然ながら他の無線設備への干渉を考慮し免許された周波数しか使用することはできない。そのため、取得したデータは離散的で連続性がない。このように、評価が行えなかった周波数については、免許された電波で得られたデータやサイトの地形データなどからシミュレーションを行うなどにより推定する必要がある。

以上の研究開発により整備した測定サイトのPGFは、現時点では通年で図11のような特性になっている。

## 2.2 測定装置の開発

レーダーの不要発射測定で最も重要なのは、測定ダイナミックレンジを十分に確保することである。M.1177では測定ダイナミックレンジを確保するため、

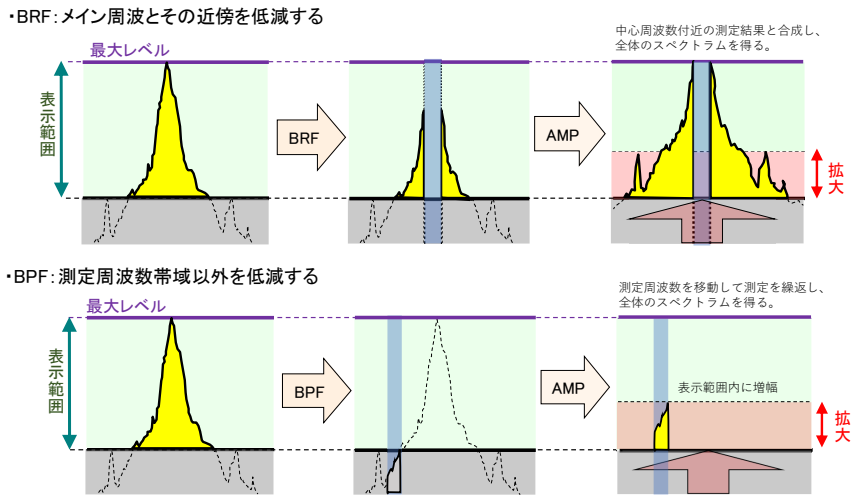


図 12 フィルタとアンプによる測定ダイナミックレンジの拡大のイメージ

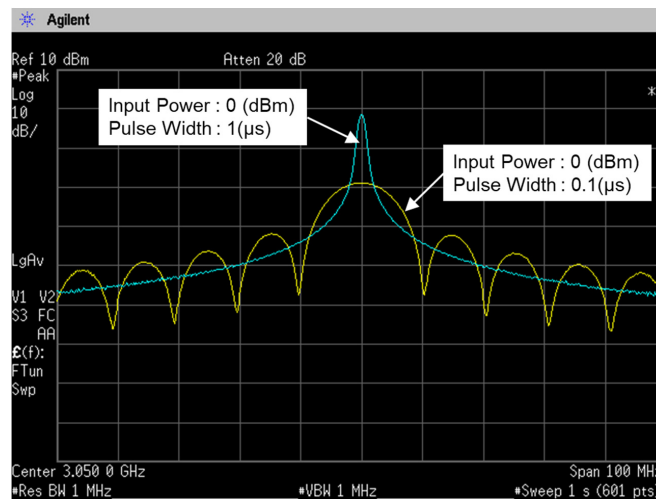


図 13 パルス感度の抑圧 (パルス減感) の発生例

必要に応じてスペクトル分析器の前段に ATT (Attenuator) や YIG (Yttrium Iron Garnet) フィルタ (帯域通過型あるいは帯域制限型)、LNA などで構成されたフロントエンドを用いることを勧めている (M.1177-4 FIGURE 4 参照)。フロントエンドはプリセクタのようなものであるが、フロントエンドに入力される信号レベルに応じて、信号レベルの増幅あるいは低減を適宜行い、測定系全体として不要発射測定に必要な測定ダイナミックレンジを確保する役割も持つ。

測定ダイナミックレンジを拡大する方法は、図12に示すようにメイン信号のようなレベルの高い信号を帯域制限フィルタ (BRF) で低減してから増幅する方法と、測定しようとする帯域を帯域通過フィルタ (BPF) で制限してから増幅する方法がある。

レーダーから輻射されるメイン周波数の信号レベルが最も高く、不要発射の信号レベルや周波数、変調状態が既知であるような場合には、メイン周波数の信号レベルのみを低減する周波数固定の BRF を使用する

方法が良い。しかし、本研究開発では、主に以下の考えから BPF による方法を採用した。

- ・ 電力レベルや周波数、変調状態が未知の不要発射を測定することが目的である (不要発射のレベルが測定系を飽和させるほど大きい可能性もある)。
- ・ メイン周波数近傍のスペクトラムの広がりやレーダー機種、変調方式等により様々である (BRF の場合、制限帯域幅をスペクトラムの広がりに合わせて適宜変更する必要が発生する)。
- ・ 屋外での測定であり、外来波の発生時間や周波数、信号レベルなどを完全に把握することは困難である (BRF の場合、あらかじめ高い信号レベルの周波数に中心周波数を合わせる必要がある)。

スペクトル分析器については、レーダー波のような短パルス測定の際、パルスのスペクトラムの広がりに対してスペクトル分析器の測定帯域幅 (インパルス帯域幅) で考慮した測定時の帯域幅。スペクトル分析器で設定した分解能帯域幅 (RBW) × 補正值 (インパル

ス帯域幅との比))が狭くなるような場合、図13に示すように、スペクトル分析器で観測される信号レベルの最大値が、真の信号レベルより低く観測される現象、すなわちパルス感度の抑圧が発生する[15]。真の信号レベルに対するスペクトル分析器で観測されたレベルの割合はパルス感度抑圧係数、あるいはパルス減感率などと言われているが、例えば、船舶用レーダーの短パルス(パルス幅:100 ns程度)を不要発射測定で規定されている1 MHzの測定帯域幅で測定した場合、パルス感度抑圧は20 dB程度( $20 \log(B_{\text{pep}}/B_m)$   $B_{\text{pep}}=1/\tau$ ,  $\tau$ :パルス幅,  $B_m$ :測定帯域幅(RBW))となる。

スプリアス領域における不要発射の強度の許容値はPEPに対して規定されていることから、スペクトル分析器で得たスペクトラムの最大値に対しては、このパルス感度の抑圧を考慮しなければならない。なお、帯域外領域の許容値については、参照帯域幅(スプリアス領域あるいは帯域外領域における許容値を規定するための周波数帯域幅)で測定された電力値で許容値が規定(規制マスクが適用)されていることから、パルス感度の抑圧による補正は考慮されない。よって、帯域外領域における適合性判断ではスペクトル分析器にパルス感度の抑圧が発生している状態でも、許容値以上の測定ダイナミックレンジが確保されている必要がある。

近年では、スペクトル分析器自体のノイズレベルが低減化され、さらに前述のフロントエンドと同等の機能を測定器内部に用意しているものもあり、測定器単

体で不要発射測定に必要なダイナミックレンジを確保しているものがある。しかし、本研究では、パルス感度の抑圧や測定距離による伝搬損失が発生しても十分な測定ダイナミックレンジを確保するためにフロントエンドを別途用意した。また、将来不要発射の許容値は更に厳しくなることが予想されることから、被測定レーダーに対し測定ダイナミックレンジを最適化する設定を調査することも考慮し、フロントエンドを整備した。

### 2.2.1 フロントエンドの整備

測定ダイナミックレンジを確保するため、スペクトル分析器の前段に可変減衰器(V-ATT)、YIGバンドパスフィルタ(以降YBFとする)、LNAなどから構成されるフロントエンドを整備した。不要発射測定用のフロントエンドの開発は、平成17年度~平成19年度に実施した「マグネトロンのスプリアス低減技術及びレーダーの測定技術の研究開発」でも行っているが、本システムは、測定周波数範囲を複数のバンドに分け、それぞれのバンドに対応した固定フィルタ、YBF及びLNAで構成されたブロックを複数持つものであった。これは、整備した当時、測定周波数全帯域にわたり制御(周波数設定)できる特性の良いYBFの入手が困難であったこともあるが、そのほかにも、測定周波数範囲を複数のバンドに分割し、各バンド幅に合った固定の帯域通過フィルタを各々設けることにより、メイン周波数のような大きな信号が存在するバンド以外では、信号の感度(増幅率)を可能な限り上げることを考慮したものであった。一方、複数のバンドに区切ったため回路が複雑になり、測定系の校正に時間がかかるというデメリットがあった。また、YBFを複数用意する必要もあったことから高価なシステムであった。

今回フロントエンドを整備するにあたってはM.1177(FIGURE 4等)を参考に、屋外サイトでの測定のほか、レーダーが設置されている場所へ移動して測定を実施することも考慮して小型・軽量化を検討し、校正作業を軽減させることも考慮した。図14に試作した測定装置のブロック図を、図15にその外観を示す。

使用周波数範囲の広いYBFを用いることでYBFの数を減らし、低コストで小型・軽量かつシンプルな構成とした。その結果、装置の校正作業にかかる時間も大幅に短縮された。一方、この構成では、大電力のメイン信号が常にYBFあるいはLNAに入力されてしまうが、LNA飽和レベルや高調波の発生レベルなどの特性を細かく調査し、可能限り飽和レベルからのマージンが確保できるように入力レベルの設定・制御を行うなどの対策を実施した。

今回使用したYBFは使用周波数範囲の広いものであるが、このYIGフィルタの取扱いにおいては、特に

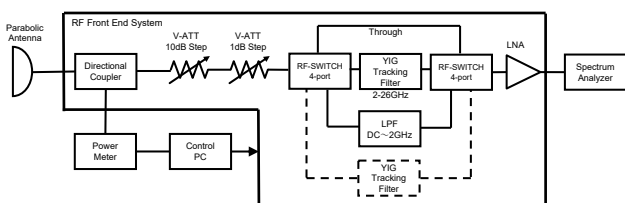


図14 試作した測定装置ブロック図

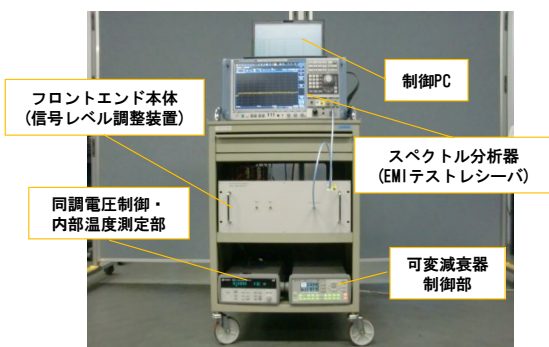


図15 試作した測定装置の外観

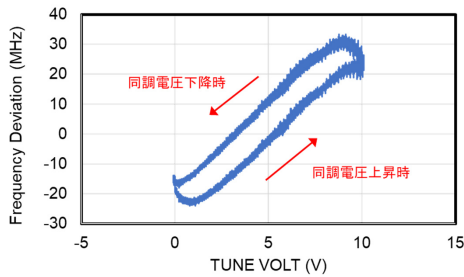


図 16 YBF のヒステリシス特性の例

ヒステリシス特性、温度特性 (温度変化による周波数ドリフト)、同調電圧の安定度の 3 つに注意した。

まずヒステリシス特性であるが、今回使用した YBF は図 16 のようなヒステリシス特性を持つ。YBF のドライバには電圧 (同調電圧) で YBF の中心周波数を制御するものを用いたが、同調電圧を上昇させたときと下降させたときでは、同じ同調電圧に設定しても最大で 20 MHz 程度の違いがあった。この特性による影響を低減させるため、周波数設定時には同調電圧をある基準点に戻してから設定するなどの手順を設け、さらに、同調電圧に対する中心周波数の変換テーブルを用意し、意図した周波数が確実に設定されるような対策を行った。

次に、温度ドリフトであるが、YBF の中心周波数は周囲温度などの影響を受け変化する。また、同調周波数を変える際に YBF に電流が流れるが、これによる発熱によって YBF 自体の温度が変化し、同調周波数が変動する。さらに、温度変動は、温度が一定になるまで時間がかかることから、それに伴い同調周波数が一定になるまでも時間かかる。したがって、温度変動はできる限り小さくすることが必要であることから、今回は YBF の筐体に放熱フィンや放熱ファンを取り付けるなどの機械的な対策をするとともに、温度センサによる温度測定と温度補償を検討するなど、温度変動範囲が可能な限り少なくなるような対策を行った。

最後に、同調電圧の安定度であるが、YBF の中心周波数の制御は電圧で制御する方式のドライバを使用したため、同調電圧の安定度は YBF の周波数安定度に直結する。今回用いた YBF は 2 ~ 26 GHz の周波数範囲を同調電圧 10 V で制御しているので、同調電圧 1 V の変化で周波数は 2.4 GHz 程度変化する。同調電圧の制御には D/A コンバータ (DAC) を用いているが、DAC の分解能 (ビット数) は中心周波数の変化幅に影響し、また、DAC の出力安定度は中心周波数の安定度に影響する。よって、電圧制御に関する部品等の選定にはこれらのことを考慮し、更に同調電圧の安定度を向上させるため、DAC の出力電圧を電圧計で監視し、実際に出力されている電圧が所望の電圧値になるよう

に補正する対策も行った。

更に同調周波数を安定化させるためには、ネットワークアナライザなどで YIG フィルタの中心周波数を監視し、所望の周波数に設定されるように同調電圧を適宜制御することなども検討したが、今回は回路規模やコストを考慮し、この方法は使用しなかった。

その他、今回整備したフロントエンドの主なブロックの役割と特徴を以下に示す。

### 可変減衰器部

測定用空中線で受信される被測定レーダーの電波は非常に大きな電力であるため、フロントエンド内の YIG フィルタや LNA などの部品を破損する可能性がある。これを防止するため減衰器をフロントエンド部の初段に配置している。この減衰器は、後段の YIG フィルタへの入力電力を適正に保つほか、フロントエンドの後段に置かれるスペクトル分析器への入力が適切なレベル (オーバーロードや歪の発生がないレベル) になるように、測定周波数ごとに入力信号を調整し、測定システム全体の測定ダイナミックレンジの最適化も行っている。

### YIG バンドパスフィルタ (YBF) 部

YBF は周波数選択のほか、後段のスペクトル分析器へ入力される電力を制限する役割を持つ。通過帯域幅は M.1177 によれば参照帯域幅の最大値は 1 MHz なのでそれを基準に選定すればよいが、GHz 帯で通過帯域幅が数 MHz 程度のものの入手は困難である。今回は、約 30 MHz 程度の帯域幅を持つ YBF を使用したが、これは入手性のほか、測定の高速度化 (広帯域測定による高速度化) でも使用することを考慮し決定した。

### ローパスフィルタ (LPF)

レーダーの不要発射で測定すべき周波数範囲は、例えば 9 GHz 帯レーダーであれば 30 MHz ~ 26 GHz である。前述の YBF の周波数範囲は 2 ~ 26 GHz であるが、2 GHz 以下の測定時は LPF を使用した。2 GHz 以下についても同様に YBF による帯域制限をする方法がよいと考えているが、今回対象とした船舶用レーダーで使用されている周波数は 3 GHz 帯と 9 GHz 帯であり、通過帯域の上限が 2 GHz の LPF でメイン周波数の信号レベルを十分に低減できることや、被測定レーダーの 2 GHz 以下の不要発射のレベルはメイン周波数の信号レベルに比べると十分に小さいことが確認されていることなどから、2 GHz 以下では LPF を用いた。なお、前述の測定サイトにおける電波環境は比較的静かであり、2 GHz 以下の外来波のレベルは、測定系を飽和させるほど大きな信号は確認されなかった。



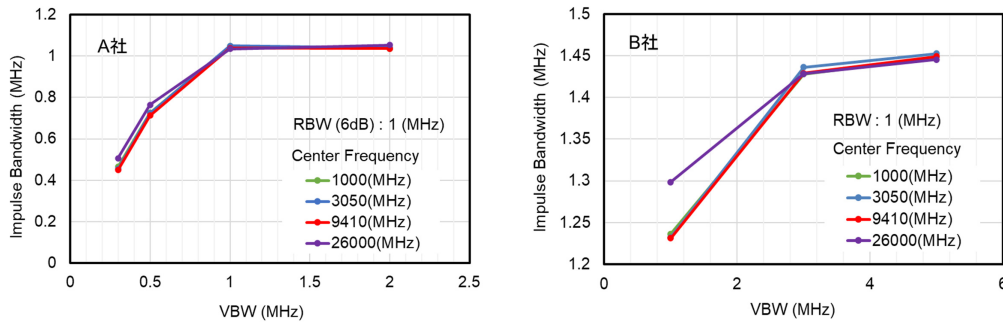


図 17 RBW,VBW の設定とインパルス帯域幅の測定例

このため、本研究開発ではLPFを用いることで問題となる場面は少なかった。しかし、測定装置を他の場所へ移動して測定する場合、2 GHz以下の外来波のレベルが大きくなることは十分に考えられることから、今後は2 GHz以下の帯域においてもYBF等による帯域制限を検討する必要があると考えている。

### 広帯域アンプ

ここで使用したアンプの主な目的は、低いレベルの不要発射を増幅しスペクトル分析器で確認できるようにすることで、測定ダイナミックレンジを拡大することである。よって、雑音指数(Noise Figure)が低く、1 dB利得圧縮点(P1 dB)が高いものが望ましく、利得は後段に接続されるスペクトル分析器のノイズレベルなどに合わせて選定する必要がある。今回は不要発射の測定周波数範囲を考慮した広帯域アンプを選定した。

なお、フロントエンドの後段に接続されるスペクトル分析器のRBWの設定は、M.1177でも記載されているとおりインパルス帯域幅を考慮する必要がある。図17は本研究開発の中で使用したスペクトル分析器のインパルス帯域幅を確認した結果を示したもので、スペクトル分析器のRBWを一定にし、ビデオ帯域幅(VBW)を変化させたときのインパルス帯域幅の変化を示したものである。インパルス帯域幅は設定したRBWより広くVBWの影響も受け、スペクトル分析器の機種などにより違いもある[16]。よって、実際に使用する際には、それらの特性を十分に確認してから使用し、フロントエンドについても、これらとの関係を考慮して整備する必要がある。

### 2.3 高速測定の検討

M.1177に記載されている直接法で測定を実施すると、測定時間は長時間となる。また、屋外での長時間の測定は、気温や天候など周囲環境の変化により伝搬特性等が変化し、測定結果に影響を与える可能性も考えられることから、測定は可能な限り短時間で行うこ

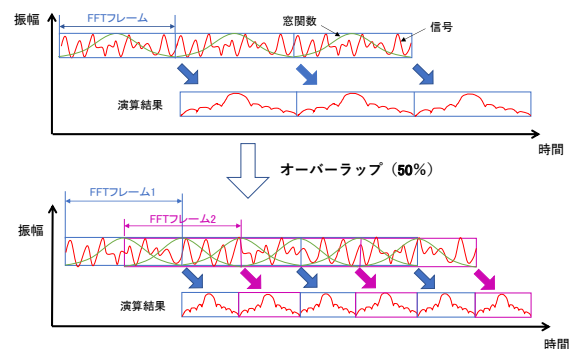


図 18 オーバーラップ処理の効果(更新レートへの効果)

とが望ましい。このようなことから、不要発射測定の高速度化の検討を開始し、平成17年度～平成19年度に実施した「マグネトロンのスプリアス低減技術及びレーダーの測定技術の研究開発」では、FFTとDSP技術を用いた測定装置を開発し、不要発射測定の高速度化を達成した。しかし、本装置は不要発射測定専用開発したものであり、構成が複雑で、かつ非常に高価なものでもあった。

FFT技術を用いたスペクトル分析器としては、RTSAなどがあるが、近年は測定可能な周波数範囲も(高周波側に)広がり、レーダーの不要発射測定で測定すべき周波数範囲を十分にカバーできるようになった。また、高機能・高性能化も進んでおり、廉価で入手しやすくなりつつあることから、今回はこれら市販の測定器を用いた不要発射測定の高速度化について検討を行った。

#### 2.3.1 高速測定用スペクトル分析器の選定

FFT技術を用いたスペクトル分析器としてはRTSAが知られているが、RTSAは従来からある掃引型(そういん)のスペクトラムアナライザに比べ、発生頻度の低い信号や連続的に変化するスペクトラム、異なる周波数において同時に発生した現象などを表示・観測することができるといった特徴がある。この即時性はFFT技術を用いることで達成されている。図18はRTSAの内部処理を説明したものである。あるサンプリング

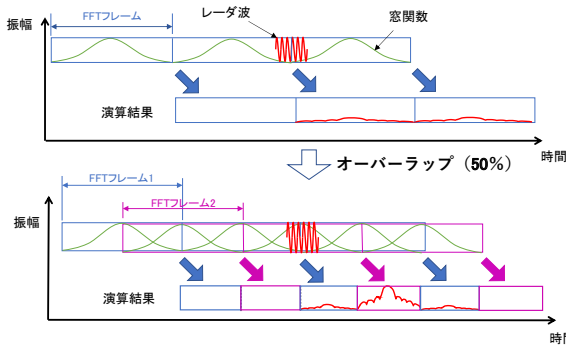


図 19 オーバーラップ処理の効果 (短パルス信号検出能力)

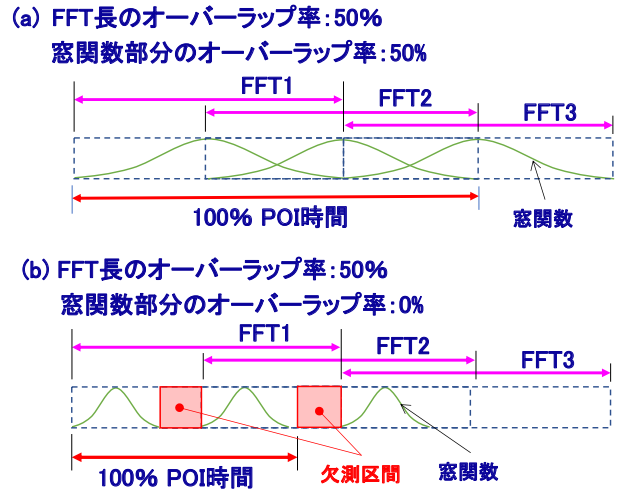


図 21 FFT 処理におけるオーバーラップ率と POI 時間

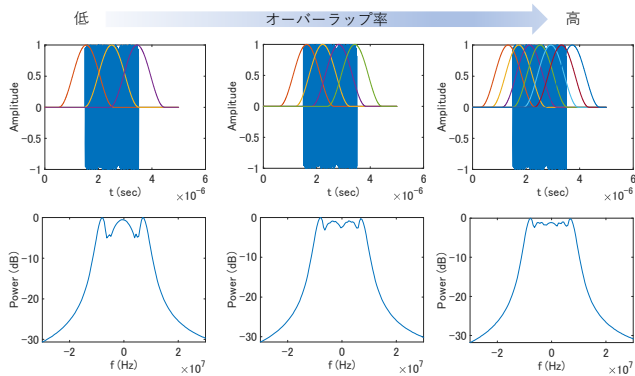


図 20 オーバーラップ率の変化に対する周波数変調パルスの FFT 処理結果

レートでサンプリングした信号を FFT 処理し、周波数領域のデータを出しているが、FFT 処理を行うにはある程度の時間が必要となる。このため、サンプリング→演算→周波数領域への出力をひとつの処理系のみで行うと FFT の更新レートは低いため、図 18 に示すように複数の FFT 処理系を用意し、それらの処理を時間をずらして並列に行うことで即時性を向上させている。

FFT 処理は、離散化フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform : DFT) を計算機上で実施するアルゴリズムであり、有限長 (に区切った) の中の N 個のサンプルを基にスペクトラムを得ている。FFT はこの有限長の信号が連続して繰り返す (有限長に区切った信号波形が、その前後の時間にも同じ信号波形が連続する) という考えのもとに成り立っているが、実際に測定しようとする不要発射は周期的に繰り返すものだけではない。また、周期的に繰り返す信号であっても、FFT 処理のために区切った信号を連続して並べたときに、接続点で連続性がなくなれば FFT 演算の結果には不要なスペクトラム (リーケージ) が発生する。よって、RTSA などでは、有限長の区間で時間領域に対して重みづけ (窓関数) を行い、接続点での連続性を確保することで FFT 処理による不要なスペクトラムの発生を抑えている。

窓関数の処理は、ある FFT フレーム (FFT 処理を行う区間) の期間の始まりと終わりの信号を低減させているが、図 19 に示すように、もしここにレーダー波のような短いパルス信号 (所望の信号) が入った場合、それは重みづけにより信号レベルが低減 (減感) され、最悪の場合無信号 (欠測) の状態となる。オーバーラップ処理は、重みづけにより信号レベルが低下してしまう部分に存在する信号の感度を改善させている [17][18]。よって、レーダー波のような短波パルス信号の測定では、できるだけオーバーラップ率の高い測定器を選択する必要がある。

また、十分に長いパルス幅であってもパルス期間内で周波数変調を行っているような場合、スペクトラムの形状が正確に捉えられない場合も考えられる。図 20 はそれをシミュレーションしたものの一例であるが、オーバーラップ率が高い方がより正確にスペクトラムの形状が観測されることが分かる。

ちなみに、RTSA の能力を示すのに 100 % の信号捕捉率 (100 % Probability of Intercept (100 % POI)) を信号の長さで記したのがある。これは振幅の減衰 (減感) 無しに 100 % の確率で捕捉できる信号の最短の長さ (時間) を示したものであるが、この能力を向上させるため、図 21 に示すような FFT フレーム長より短い窓 (フレーム長で得られる全サンプル数の一部のみ) を用いて演算処理を行うようなものもあるようである [17][18]。この場合、100 % POI の時間は短くなるが、信号の欠測時間 (以降、ギャップという) が発生し、レーダー波のような短パルス信号のスペクトラムを正確に得られない可能性がある。100 % POI 時間は短パルス捕捉能力を示しているように見えるが注意が必要である。

近年は、測定器の処理速度の向上により、オーバーラップ率が高くなっていることから、ギャップが発生

するものは少なくなっている。しかし、測定器の機種、あるいは測定器の設定によってはギャップが発生する可能性もあることから、不要発射測定に RTSA などを用いる場合には、測定器の特性を十分に把握してから使用することが重要である。

FFT 技術を用いたスペクトル分析器としては、RTSA のほかに EMI テストレーバもあるが、こちらは高いオーバーラップ率が製品仕様として設定されており、CISPR16-1-1 に適合するなど、妨害波測定にも用いられている。よって、今回は市販の EMI テストレーバを使用して高速化測定の検討を行った。以下に、今回使用した EMI テストレーバの主な仕様を示す。

#### 【EMI テストレーバの主な仕様】

- ・周波数範囲：2 Hz ～ 26.5 GHz
- ・検波方法：Peak (max./min.)、RMS、AV、QP、CISPR-AVG、RMS-AVG
- ・FFT オーバーラップ率： $\geq 93\%$
- ・CISPR 16-1-1 準拠

なお、本 EMI テストレーバには、入力信号に合わせ内部減衰器の減衰量を増減し、測定ダイナミックレンジを最適化する機能を有している。しかし、この機能は使用せず、前述のフロントエンドを EMI テストレーバの前段に接続して使用した。

今回使用した EMI テストレーバの最大測定帯域幅（一度に測定できる帯域幅）は、フロントエンドの YBF の通過帯域幅よりも広い。測定の高速化を考えればできる限り測定帯域を広くしたいが、レーダーのパルス信号、特にマグネトロンを使用したレーダーの信号のようにスペクトラムに広がりがある信号を測定する場合、測定帯域幅を広げれば、それだけ多くの電力が測定器に入力されることになり、測定器の飽和などにより測定ダイナミックレンジが十分に確保できなくなる場合がある。また、設定した測定帯域幅の中にレーダーのメイン信号のようなレベルの高い信号と、スプリアス発射のようなレベルの低い信号が存在するような場合、レベルの高い信号による飽和などを防ぐためにフロントエンド部、あるいは測定器の内部の減衰器で入力される信号レベルを低減させる必要があるが、この結果、同じ測定帯域幅内にあるレベルの低い信号も同様に低減し、場合によってはレベルの低い信号がスペクトル分析器のノイズレベル以下となり観測できなくなる。このようなことを考慮すると、一概に広い帯域を使用して測定すれば高速化が達成できる訳ではなく、測定する信号（スペクトラムの形状など）に合わせた測定帯域幅を設定することが必要となる。

今回は、これまでに実施した船舶用レーダーの不要

発射測定（メイン周波数スペクトラムの広がりも含む）の記録などから、高速測定時に使用する測定帯域幅は 10～20 MHz 程度とすることとした。別途準備したフロントエンド内の YBF の通過帯域幅は 30 MHz 程度であるが、前述のとおり、ヒステリシスや周囲温度などの影響による同調周波数の変動を考慮すると、安定して測定できる帯域は 10～15 MHz 程度であることから、EMI テストレーバの測定周波数は最大で 15 MHz 程度とし、15 MHz ステップで測定することとした。これにより、10 倍以上の高速化（1 MHz ステップを 15 MHz ステップで測定するため）を達成した。なお、M.1177 で規定の参照帯域幅、ならびに周波数ステップに対し、15 倍の測定帯域及び周波数ステップで測定ができれば 15 倍の高速化となるが、実際には、YBF の同調設定やデータ処理にかかる時間が必要になったため、高速化は 10 倍程度に留まった。しかし、これまで約 20 時間かかっていた測定を 2 時間程度で行うことが可能となった。

#### 2.3.2 測定器の動作確認

船舶用レーダーの不要発射測定では、レーダーは通常動作させることとなっており、レーダーの空中線も回転させる必要がある。このため、測定用空中線に入力される信号は、空中線のメインビームが測定アンテナを向いているときに最も大きくなる。図 22 はスペクトラムアナライザをゼロスパン設定にして、測定用空中線で観測されるレーダー波のメインビーム付近を観測したものである。現在市販されている船用レーダーの変調方式の殆どがパルス変調方式（電波の型式：PON）であるが、図 22 のように、測定用空中線に入力されるパルス信号はビーム幅内では数十パルス程度であり、その中でも最大値付近を取るのには数パルス程度である。よって、高速測定装置においてもレーダー波の測定が確実に実施できること（欠測のない事）を確認するため、信号発生器よりレーダー波と同じパルス幅で、繰返し時間が空中線 1 回転の時間となる繰返しパルス信号を生成し、その信号を高速測定装置に入力し

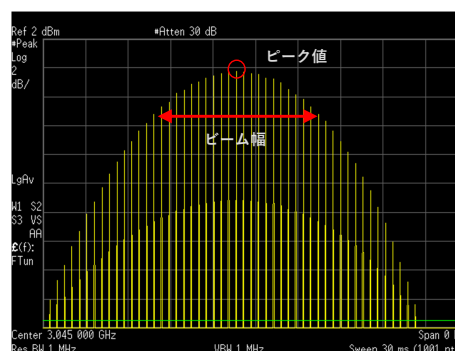


図 22 測定点で受信されるレーダー信号（S-band、ゼロスパン、掃引時間 30 msec）

## 2 先端 EMC 技術 (通信 EMC)

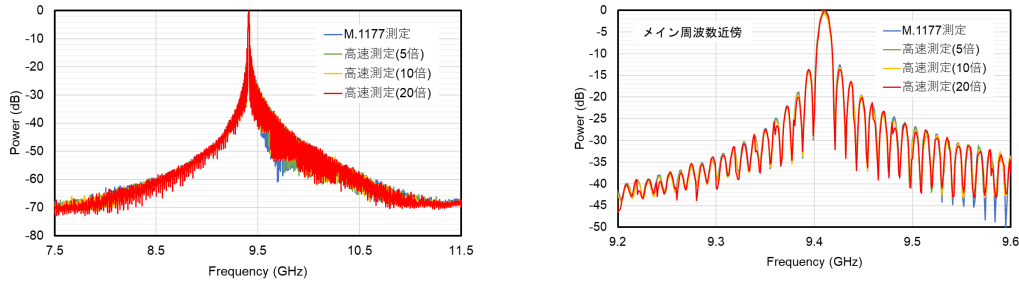


図 23 繰返し周波数が空中線回転数と同等の時のスペクトラム測定結果

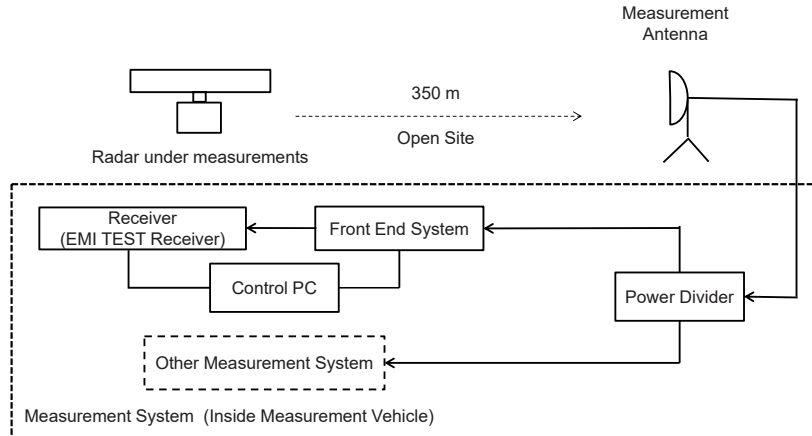


図 24 測定系概略図



レーダー設置側 (S-band 時)



測定用空中線側

図 25 和歌山測定サイトでの測定実験風景

て動作確認を行った。この測定で欠測が発生する場合には、船舶用レーダーの不要発射測定において正確な測定ができない可能性が高いと判断することができる。ここでは、空中線 1 回転の時間を 2.5 秒 (繰返し周波数 0.4 Hz)、パルス幅を 100 ns とした。

通常、船舶用レーダーは表示レンジ (画面に表示される距離範囲) により使用するパルス幅を変えているが、そのパルス幅は 100 ns ~ 1 μs 程度である。信号を補足するのに厳しい条件となるのは最も短いパルスであることから、ここではパルス幅を 100 ns とした。その結果を図 23 に示す。

データには比較用として、同じ信号を M.1177 方式

で観測した結果も併せて示している。高速測定では測定帯域幅を広くするほど高速化するため、M.1177 で規定されている参照帯域幅に対し 5 倍 ~ 20 倍の測定帯域幅に設定して観測した。その結果、20 倍ではスペクトラムの形に若干違いが確認されたが、それ以外ではおおむね M.1177 方式の測定結果と同じスペクトラムが得られていることから、欠測が生じている可能性は非常に低いと判断できる。

### 2.3.3 レーダー実機を用いた不要発射測定

整備した高速測定装置を使用して、実際に船舶用レーダー (X-band (9 GHz 帯) と S-band (3 GHz 帯) レーダ) の不要発射測定を行った。測定は和歌山市内に整

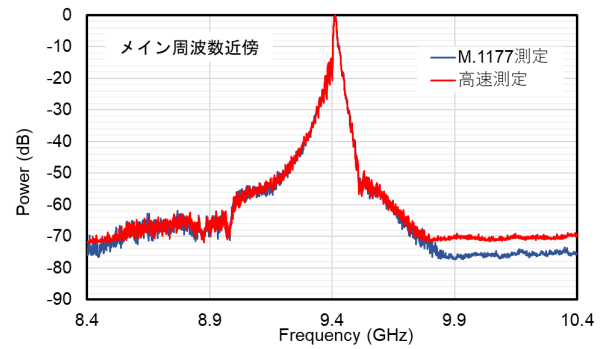
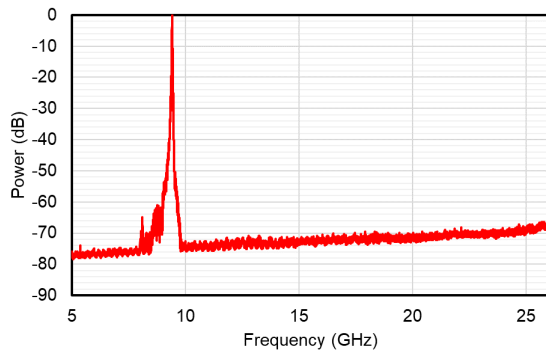


図 26 X-band レーダーの測定結果

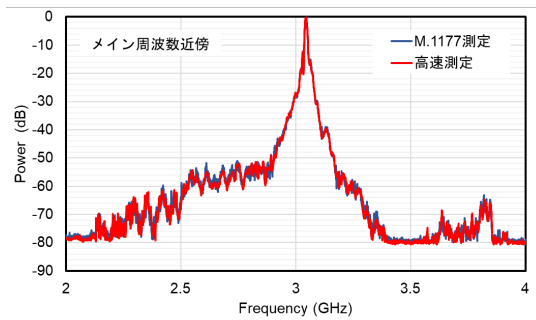
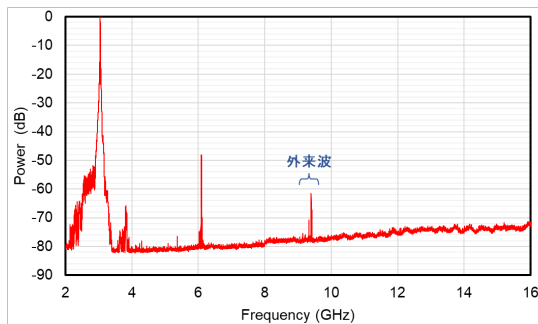


図 27 S-band レーダーの測定結果

備した測定サイトで実施した。図 24 に測定系の概略図、図 25 に測定風景を示す。なお、ここでは測定装置の動作確認が主目的であったため、測定結果に測定用空中線の特性は含めていない。また、測定周波数範囲は被測定レーダーに使用されている導波管のカットオフ周波数などを考慮した範囲としている。

被測定レーダーに X-band 船舶用レーダーを用いた結果を図 26 に示す。被測定レーダーの主な仕様は以下のとおりである。

- ・中心周波数:9.41 (GHz)、送信電力:25 (kW)、パルス幅:70 (ns)、空中線の長さ:7 (ft)

メイン周波数近傍は M.1177 方式の測定結果と比較している。高速測定の結果ではシステムノイズが示されている部分(図 26 の 9.9 GHz より高い周波数)でレベルの違いが確認されたが、これは測定ダイナミックレンジの低下を示している。この改善については今後の課題と考えているが、測定結果全体のノイズレベルは許容値である 60 dB 以下になっており、メイン周波数近傍のスペクトラムはおおむね同じ結果が得られていることから、高速測定装置でも問題なく測定できることが確認できた。

S-band レーダーの測定結果を図 27 に示す。被測定レーダーの主な仕様は以下のとおりである。

- ・中心周波数:3.05 (GHz)、送信電力:30 (kW)、パルス幅:70 (ns)、空中線の長さ:12 (ft)

S-band においてもメイン周波数近傍は M.1177 方式の測定結果と比較しているが、これらの結果より、高速測定装置でも M.1177 測定装置と同等の結果が得られていることが確認できた。

以上のように、市販の測定器を用いても直接法で必要なダイナミックレンジを確保しながら M.1177 と同等の高速測定が可能であることが確認できた。しかし、船舶用レーダーのスペクトラムの形状はレーダー機種により違うことから、今後更に調査し、適切な設定を検討していく必要があると考えている。また、船舶用レーダーは、現在、発振素子として主にマグネトロンを用いているものが殆どであるが、近年、半導体アンプの出力・性能が向上してきたことから、それを用いた固体素子レーダーも販売されている。固体素子レーダーでは送信電力をある程度抑え、パルス圧縮技術を用いて受信機側で利得を稼ぐことにより、送信電力の不足分を補うような方法を用いている。パルス圧縮処理の主な方法はチャープパルスを用いる方法が多いが、これは周波数変調をかけた比較的長いパルス信号(チャープパルス信号)を送信し、受信機側で周波数に対して時間遅延を持つ回路(パルス圧縮回路)を通してパルス幅を圧縮し、電力方向の利得(圧縮利得)を得るものである [19][20]。チャープ方式のスペクトラムは、マグネトロンレーダーと比較して広がり狭いことや、そのスペクトラムの形状も機種により違うことから、

これらに対する不要発射の高速測定に必要な設定などは、更に調査・検討が必要であると考えている。

### 3 まとめ

本稿では、船舶用レーダーの不要発射測定について、これまでに NICT で実施してきた、M.1177 の直接法に従った試験法(測定サイトや測定装置など)の開発及び測定の高速度の研究開発に関する成果をまとめた。

測定サイトについては、レーダーの不要発射測定の基本である M.1177 の直接法に従い、定常的に安定して測定が実施できる船舶用レーダーの不要発射測定サイトの構築技術の開発を進めてきた。直接法により屋外で安定した測定を実施するには、測定サイト内のマルチパス(特に大地からの反射)を可能な限り低減する必要があるが、電波吸収体を用いた多重反射防止板及び位相差マップを用いた反射防止板の適地配置などの方法を用いて改善してきた。なお、反射位置の推定については光学的な(投光器等による)実測も計画したが COVID-19 による行動制限によって実施できなかった。

測定の高速度については、現在市販されている FFT 技術を使用したスペクトル分析器を用いた高速化について検討を行った。使用する FFT 技術を用いたスペクトル分析器の選定は、オーバーラップ率や重みづけによる減感・欠測が発生しない事など、いくつか注意点はありますが、レーダーの不要発射測定に使用することは可能であり、高速化も十分に達成できることが確認できた。本稿ではフロントエンド部で使用した YBF の通過帯域幅などの制限により、M.1177 で記載されている方法の 10 倍程度の高速化に留まったが、測定帯域幅や測定時のステップ周波数幅の調整などにより更に高速化は可能であると考えている。

なお、これまでに開発した測定サイトも含めた不要発射測定技術は、国内型式検定試験に用いられており、将来、海外測定機関との相互認証を行っていくことを考え、日本適合性認定協会 (JAB) や DNV などの認証取得も考慮して開発をしている。

これまで、M.1177 の直接法を基本として研究開発を進めてきたが、直接法では遠方界条件を満足する測定距離を持つ測定場所(測定サイト)と、それに対応した測定装置の両方が必要であり、これらを準備できる測定機関や施設などは限られる。また、空中線の構造によっては、被測定レーダーから輻射される不要発射の輻射方向はメインビームの方向と異なる可能性もあり、その方向が被測定レーダーの空中線の回転方向と異なる方向(船舶用レーダでは上下方向)であった場合、直接法における被測定レーダーと測定用空中線の位置関係では、不要発射の輻射方向が測定用空中線の方向に

ならない。すなわち不要発射の最大値を正確に測定できないことも考えられる。これらの課題を解決するためにも、今後は、今回開発した直接法の測定環境で得られるデータや知見を基に、間接法などの利用についても検討を進める必要があると考えている。

### 謝辞

本船舶用レーダーの不要発射測定の研究開発にあたり、RR や ITU-R 勧告などの不要発射測定に関する規則の解釈をはじめ、測定サイト構築や高速測定法も含めた測定系の開発に関し、技術的なご支援ご指導くださった K&A スペクトラムインテグレーションの北澤弘則様に深く感謝いたします。

### 【参考文献】

- 1 ITU-R Radio Regulations, edition of 1998, 2001, 2004, 2008, 2012, 2016, 2020.
- 2 Recommendation ITU-R SM.329-12 "Unwanted emissions in the spurious domain," Sept. 2012.
- 3 Recommendation ITU-R SM.1541-6 "Unwanted emissions in the out-of-band domain," Aug. 2015.
- 4 Recommendation ITU-R M.1177-4 "Techniques for measurement of unwanted emissions of radar systems," April 2011.
- 5 北澤 弘則, 塩田 貞明, "船舶用レーダーの不要発射測定," 情報通信研究機構研究報告 vol.62, no.1, pp.143-151, Dec. 2016.
- 6 CISPR 16-1-1:2019, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus," International Special Committee on Radio Interference, May 2019.
- 7 瀬端 好一, 宮澤 義幸, 北沢 弘則, 塩田 貞明, "レーダースプリアスの測定技術の開発," 情報通信研究機構季報, vol.52 no.1, pp.40-58, March 2006.
- 8 川原 昌利, 町澤 朗彦, 塩田 貞明, 北澤 弘則, 井上 朗, 中村 透, 村川 真一, 石井 義弘, "レーダースプリアス測定サイト候補地の検証について," 2018 年信学総大, no.B-2-2, 2018.
- 9 川原 昌利, 町澤 朗彦, 塩田 貞明, 北澤 弘則, 井上 朗, 中村 透, 村川 真一, 石井 義弘, "レーダースプリアス測定場におけるマルチパス対策 - 船舶用レーダースプリアス測定法の研究開発 (その 2)," 2020 年信学総大, no.B-2-23, 2020.
- 10 渋谷 茂一, 石塚 春夫, 亀島 昭徳, 木下 敏雄, 安藤 秀哉, 吉村 和昭, 鈴木 喬, 鈴木 直喜, 山口 孝一, 山中 正志, 松本 泰明, 大野 豊, "多重フェンズ式自由空間型テストサイトの簡易設計法: 30 MHz ~ 80 GHz, ITE, ISM, ITS/CENELEC, IEC, CISPR 勧告対応の設計技法," 信学技報, SANE2001-95, pp.33 - 40, 2001.
- 11 北澤 弘則, 町澤 朗彦, 川原 昌利, 塩田 貞明, 井上 朗, 中村 透, 村川 真一, 石井 義弘, "電波吸収体フェンスによるマルチパス対策 - 船舶用レーダースプリアス測定法の研究開発 (その 3)," 2020 年信学総大, no.B-2-24, 2020.
- 12 川原 昌利, 町澤 朗彦, 塩田 貞明, 井上 朗, 中村 透, 村川 真一, 石井 義弘, "複数の電磁波吸収体壁によるマルチパス対策," 2021 年信学総大, no.B-2-18, 2021.
- 13 町澤 朗彦, 川原 昌利, 北澤 弘則, 塩田 貞明, 井上 朗, 中村 透, 村川 真一, 石井 義弘, "位相差マップによる反射位置推定について - 船舶用レーダースプリアス測定法の研究開発 (その 4)," 2020 年信学総大, no.B-2-13, 2020.
- 14 Machizawa, et al. "Design and construction of a measurement site for radar unwanted emissions," 21<sup>st</sup> International Radar Symposium (IRS2020), pp.40-44, 2020.
- 15 Agilent Technologies, "Agilent スペクトラム・アナライザ・シリーズ Application Note 150-2," 5952-1039JAJP, May 8, 2006.
- 16 山中幸雄, "1 ~ 18 GHz における放射妨害波測定法の概要," EMCC レポート, 第 16 号, pp.1-8, April 2000.
- 17 Dr. Florian Ramian, "Implementation of Real-Time Spectrum Analysis," Rohde & Schwarz, 1EF77\_3e, March 2015.
- 18 Application note, "Understanding and Applying Probability of Intercept

in Real-time Spectrum Analysis," KEYSIGHT Technology, 5991-4317EN.

- 19 須藤 正則, 菅原 博樹, 沢柳 雅哉, 時枝 幸伸, "IMO に適合する船舶用Sバンド固体化レーダーの開発," 日本無線技報, no.54, pp.21-25, 2008.
- 20 須藤 正則, 菅原 博樹, 沢柳 雅哉, 時枝 幸伸, "X 帯船舶用固体化レーダーの開発," 日本無線技報, no.59, pp.42-46, 2010.



**塩田 貞明** (しおた さだあき)

電磁波研究所  
電磁波標準研究センター  
電磁環境研究室  
主任研究技術員  
無線機器の試験法  
通信 EMC



**町澤 明彦** (まちざわ あきひこ)

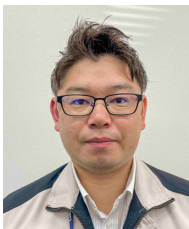
元国際推進部門  
国際研究連携展開室  
無線機器の試験法、ネットワーク時刻同期、  
画像の高効率符号化



**川原 昌利** (かわはら まさとし)

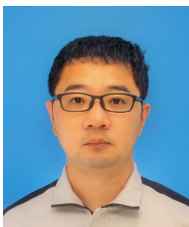
電磁波研究所  
電磁波標準研究センター  
電磁環境研究室  
主査  
無線機器の試験法  
標準較正  
【受賞歴】

2014 年 平成 26 年度文部科学大臣表彰  
創意工夫功労者賞



**村川 真一** (むらかわ しんいち)

ラボテック・インターナショナル株式会社  
型式検定課  
課長  
無線機器の試験法



**中村 透** (なかむら とおる)

ラボテック・インターナショナル株式会社  
型式検定課  
主任  
無線機器の試験法