

波形計測のためのダイポールアンテナ標準の拡張に関する調査研究

高橋直央*

(2023年2月28日受理)

A study on the dipole antenna standard extension for the waveform measurement

TAKAHASHI Nao

Abstract

Electromagnetic communication devices have become integral to contemporary living. Nonetheless, since many wireless communication devices are required to operate in a confined and limited space, the antenna receives not only the intended communication signals but also electromagnetic interference. Consequently, this setting contributes to the degradation of the system performance and functionality. To evaluate the quality of the communication signals at the receiving antenna and investigate the impact of the interfering signals in the surrounding environment, the development of methodology for the free space electromagnetic waveform measurement becomes more important. This study aims to elucidate the development of precision waveform measurement by combining the revised dipole antenna standard with the independent component analysis.

1. はじめに

現在の我々の生活において、通信を伴う電子機器はなくてはならない存在となっている。また、それらは用途に応じて割り当てられた周波数帯域を用いて通信を行っており、実空間では常に広い周波数帯域の電磁波が飛び交っている。文献1には周波数帯域ごとの主な用途と名称が示されている¹⁾。また、日本の科学技術政策として Society5.0 が提案されている²⁾。ここでは、IoT(Internet of Things)ですべての人とモノがつながり、フィジカル空間でセンサなどから収集した情報を AI(Artificial Intelligence) がサイバー空間で解析し、その結果をフィジカル空間にフィードバックするという高度に融合されたネットワークが形成されると考えられる。ネットワークに接続されるものには自動車などの移動体³⁾も含まれ、これらは無線を介してネットワークに接続される。無線通信を行うためには、利用する周波数帯域を割り当ててもらう必要があり、2020年に実用化された5G通信や産

* 物理計測標準研究部門 電磁界標準研究グループ

業用ドローン、近年開発が進められている6G通信などと共に新たな周波数スペクトルの割り当てが必要となると考えられる⁴⁾。近年では限られた周波数帯域で高速なデータ伝送を行う必要があるため信号をデジタル化し、データエラーの減少と通信速度の向上を達成している。Society5.0を達成するためには、多くの無線通信を行う機器を近接した状態で動作させなければならず、他の機器からの電磁的な干渉により、意図した動作・機能が達成できない可能性がある。また、アンテナを介して空間に放射された信号は減衰しながら受信アンテナに到達するため、この過程で信号が他のシステムが放射するノイズの干渉を受けた状態で受信アンテナに到達することも考えられる。送信側のシステムが設計通りの動作をしていることの検証や環境に存在するノイズ源の影響評価のためには、受信アンテナ位置における電磁界の波形計測技術の開発がより重要性を増すことになる。

本調査研究では今後の電磁波利用を取り巻く背景をふまえて、既存のダイポールアンテナ標準であるアンテナ係数(スカラー量)を複素アンテナ係数へと拡張し、さら

に波形分離手法と組み合わせることによって精密な空間波形計測技術の開発を目的とする調査研究の結果を報告する。

本報告の第2章では反射係数やアンテナ利得、アンテナ係数などの電磁界計測で使用されるパラメータについて説明する。第3章ではアンテナ校正手法と、空間波形計測を行うためにアンテナ係数に位相情報を考慮した複素アンテナ係数について述べる。第4章では、様々な周波数帯域の信号が混在するような実環境下で所望する信号波形成分のみを抽出する手法として有効と考えられる独立成分分析と、関連する手法について述べ、簡易的な電磁ノイズシミュレーションを行った結果について示す。最後に第5章で、本報告の結論を述べる。

2. 電磁界計測における各種パラメータ

電子機器が無線通信を行う場合や、空間に分布する電磁界を計測する際にはアンテナを用いる。一般的にアンテナは空間に電磁界を生成するデバイス、また、空間に分布する電磁界を計測するデバイスとして動作しており、電圧、電流、電力などの導波路内パラメータと空間の電界、磁界、電力密度と言ったパラメータを変換する役割を担う。本章では、アンテナ特性のパラメータとしてアンテナ係数とアンテナ利得を取り上げ、これらと反射係数、Sパラメータの関係について述べる。

2.1 反射係数⁵⁾⁻¹¹⁾

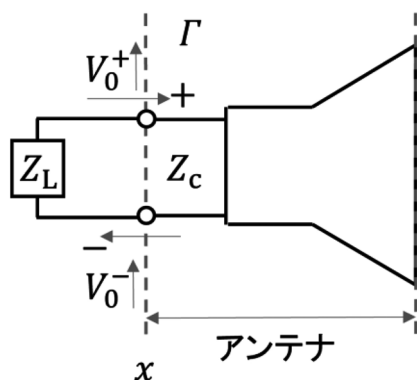


図1 アンテナと反射係数

受信アンテナの反射係数はアンテナを信号源に接続した場合に、伝送線路からアンテナの接続面 x に入射する入射電圧波 V_0^+ とアンテナ接続面で反射し、伝送線路に入り込む反射電圧波 V_0^- の比として定義され、以下の式

にて表される。また、 I_0 は終端インピーダンス $Z_L (= 50 \Omega)$ に流れる電流である。

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{V_0 - Z_L I_0}{V_0 + Z_L I_0} = \frac{V_0 - Z_L I_0}{V_0 + Z_L I_0} = \frac{Z_c - Z_L}{Z_c + Z_L} \quad (2.1)$$

$$|\Gamma| \leq 1 \quad (2.2)$$

これらの式は一般的に複素数 $(X+jY)$ で表され、 Z_c はアンテナの入力インピーダンスである。 Z_L を基準とした正規化インピーダンス $z = Z_c / Z_L$ と反射係数 Γ との関係性は以下の通りである。

短絡： $z = 0$ のとき、 $\Gamma = -1+j0$

整合： $z = 1$ のとき、 $\Gamma = 0 + j0$

開放： $z = \infty$ のとき、 $\Gamma = 1+j0$

2.2 Sパラメータと散乱行列⁵⁾⁻¹¹⁾

散乱パラメータ (Sパラメータ) は伝送線路やコネクタなどに代表される2開口素子や方向性結合器やサーキュレータなどの多開口素子の応答を表す量であり、2端子回路において端子1に入射する入射波 a_1 と出力波 b_1 と、端子2における入出力波 a_2 と b_2 を用いて表され、Sパラメータを要素として持つ散乱行列 [S] で表すと以下のようなになる。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

また、各Sパラメータは以下の通りとなる。

(1) S_{11} は端子2を整合終端したときの端子1における反射係数であり、

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.4)$$

(2) S_{12} は端子1を整合終端したときの端子2から端子1への伝送係数であり、

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.5)$$

(3) S_{21} は端子2を整合終端したときの端子1から端子2への伝送係数であり、

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.6)$$

(4) S_{22} は端子1を整合終端したときの端子2における反射係数であり、

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.7)$$

2.3 アンテナ利得⁵⁾⁻¹²⁾

アンテナ利得 $G(\theta, \phi)$ は、アンテナから特定の方向に放射する電力密度と、基準として用いたアンテナから同方向に放射される電力密度の比で定義される。また、基準とするアンテナに等方性アンテナを用いた場合を絶対利得、半波長ダイポールアンテナを用いた場合を相対利得と呼ぶ。また、下記の式の $U(\theta, \phi)$ は実際に放射される特定方向の電力密度である。

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{in}}{4\pi}} \quad (2.8)$$

また、アンテナ利得は dB (デシベル) 表示で表されることが多く、以下のように表される。

$$G_{dB} = 10 \log_{10} G \quad (2.9)$$

また、アンテナの分野においては等方性アンテナ (isotropic antenna) を基準としたことを意味する dBi が用いられる場合がある。

2.4 アンテナ係数^{7),12)}

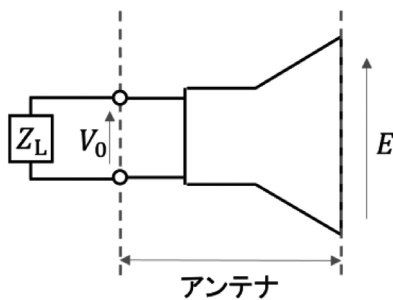


図2 アンテナ係数

アンテナ係数はアンテナの入射電界に対する感度特性を表す量であり、特定のインピーダンスで終端されたアンテナ端子に生じる誘起電圧とアンテナへの入射電界の比として以下のように定義される。

$$F = \left| \frac{E}{V_0} \right| \quad (2.12)$$

E はアンテナへの入射電界、 V_0 は終端インピーダンス $Z_L (= 50 \Omega)$ で終端されたアンテナ端子に生じる誘起電圧である。アンテナ係数が既知の受信アンテナを用いると、

アンテナ端子から出力される電圧にアンテナ係数を積算することによって、アンテナ位置における電界強度を算出することができる。

3. アンテナの各種校正手法

本章では、アンテナ校正で必要不可欠なフリスの伝達公式¹³⁾について述べたあと、アンテナ校正で広く用いられている手法のうち、標準アンテナ法、標準電界法と3アンテナ法について説明し、3.4節では3アンテナ法によって求めるアンテナ係数を複素アンテナ係数へと拡張した式を示す。

フリス伝達公式ではアンテナの最大寸法を D とするとき、送受信アンテナ間の距離 r が下記の (3.1) に示すような範囲において遠方界近似の条件が成立すると仮定できる。また、 λ_0 は測定周波数における波長である。

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (3.1)$$

このとき、利得 G_t の送信アンテナへの入射電力を P_t 、利得 G_r の受信アンテナから受信電力 P_r を取り出せたとすると、送信電力に対する受信電力の比 P_r/P_t は以下の (3.2) のように表される。

$$\frac{P_r}{P_t} = (1 - |\Gamma_t|^2)(1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right)^2 G_t G_r |\hat{p}_t \cdot \hat{p}_r|^2 \quad (3.2)$$

(3.2) の受信電力の比 P_r/P_t の関係式をフリスの伝達公式といい、ここでの Γ_t と Γ_r はそれぞれ送受信アンテナの反射係数であり、 \hat{p}_t と \hat{p}_r は送受信アンテナの偏波方向を表す単位ベクトルである (3.2) における送信アンテナの入力端子を端子1、受信アンテナの出力端子を端子2とすると、Sパラメータを用いて以下のように表される。

$$|S_{21}|^2 = (1 - |\Gamma_t|^2)(1 - |\Gamma_r|^2) \frac{G_1 G_2}{4k_0^2 r^2} \quad (3.3)$$

ここで、 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ であり、 G_1 と G_2 はそれぞれの送受信アンテナの利得を表す。

3.1 標準アンテナ法^{7),12),14)}

標準アンテナ法は送信アンテナと対向して設置されたアンテナ特性が既知の標準アンテナと、アンテナ特性が未知の被校正対象のアンテナを置換し、得られた S_{21} と

の比から被校正アンテナのアンテナ係数を算出する校正手法である。標準アンテナに関しては、校正機関によって事前にアンテナ係数が校正され、発行される校正証明書によってその信頼性が保証されているアンテナを用いる場合や、理論的にアンテナ係数を求めたアンテナを用いる。また、標準アンテナ法は置換法や基準アンテナ法とも呼ばれている。

$$F_{AUC} = F_{STD} \frac{(\Gamma_L + 1)(1 - \Gamma'_L \Gamma_{AUC})}{(\Gamma'_L + 1)(1 - \Gamma_L \Gamma_{STD})} \cdot \frac{S_{21}}{S'_{21}} \quad (3.4)$$

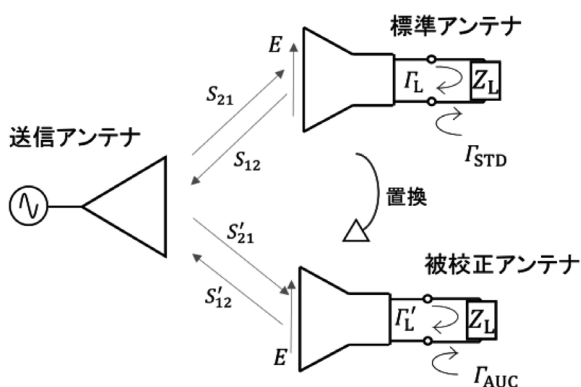


図3 標準アンテナ法概略図

3.2 標準電界法^{7),12)}

標準電界法は送信アンテナに特性が既知の標準アンテナ、受信用被校正アンテナを配置し、標準アンテナへ入射する電力が P_{in} の時、距離 d だけ離れた受信アンテナ位置に生成される (3.5) のような電界強度 E を算出する。また、 η_0 はアンテナに入射する際の電力効率である。

$$|E|^2 = \frac{\eta_0 P_{in} G}{4\pi d^2} \quad (3.5)$$

この電界強度 E に対する受信アンテナ出力電圧値 V の比によって、(2.12) のアンテナ定数定義によってアンテナ係数を算出する手法である^{12),13)}。

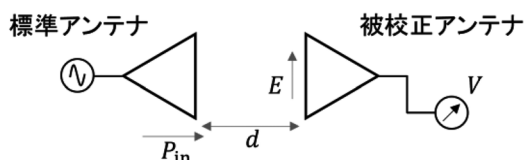


図4 標準電界法概略図

3.3 3アンテナ法^{6),7),12)}

3アンテナ法はアンテナ特性が未知のアンテナ3本を

図5のように組み合わせ、それぞれの送受信アンテナ間の透過係数を測定し、(3.6)によってアンテナ係数を算出する手法である。

$$\begin{cases} F_1 = \left[\frac{120\pi}{\lambda_0 Z_L} \cdot \frac{d_3}{d_1 d_2} \cdot \frac{|S_{13}|}{|S_{21}| |S_{32}|} \right]^{\frac{1}{2}} \\ F_2 = \left[\frac{120\pi}{\lambda_0 Z_L} \cdot \frac{d_2}{d_1 d_3} \cdot \frac{|S_{32}|}{|S_{21}| |S_{13}|} \right]^{\frac{1}{2}} \\ F_3 = \left[\frac{120\pi}{\lambda_0 Z_L} \cdot \frac{d_1}{d_2 d_3} \cdot \frac{|S_{21}|}{|S_{32}| |S_{13}|} \right]^{\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (3.6)$$

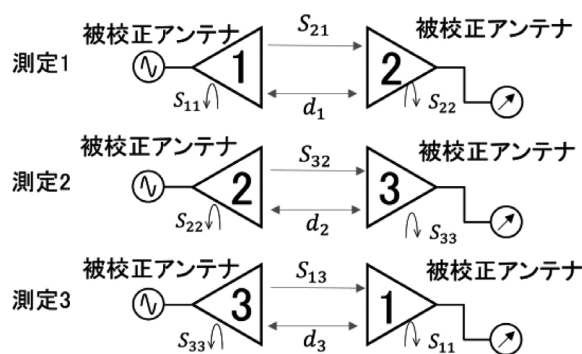


図5 3アンテナ法概略図

3.4 複素アンテナ係数¹⁵⁾

電磁界測定においては、対象となる周波数帯域での測定に適したタイプのアンテナが用いられるが、アンテナからの出力波形は、測定対象である電界または磁界の波形と測定に用いたアンテナの特性が畳みこまれた状態で観測される。従って、空間における電磁界波形を正確に求めるためには、従来のアンテナ係数から拡張され、位相情報も含んだ複素アンテナ係数 (Complex Antenna Factor) による測定が必要である。複素アンテナ係数は以下の式にて表される。

$$F e^{-j(\alpha-\beta)} = \frac{E e^{-j\alpha}}{V_0 e^{-j\beta}} \quad (3.7)$$

また、(3.6) に示した3アンテナ法によるアンテナ係数を複素アンテナ係数へと拡張すると、以下の式となる。

$$\begin{cases} F_{c1} = \left[\frac{120\pi}{\lambda_0 Z_L} \cdot \frac{d_3}{d_1 d_2} \cdot \frac{|S_{13}| e^{\alpha_3}}{|S_{21}| e^{\alpha_1} |S_{32}| e^{\alpha_2}} \right]^{\frac{1}{2}} \\ F_{c2} = \left[\frac{120\pi}{\lambda_0 Z_L} \cdot \frac{d_2}{d_1 d_3} \cdot \frac{|S_{32}| e^{\alpha_2}}{|S_{21}| e^{\alpha_1} |S_{13}| e^{\alpha_3}} \right]^{\frac{1}{2}} \\ F_{c3} = \left[\frac{120\pi}{\lambda_0 Z_L} \cdot \frac{d_1}{d_2 d_3} \cdot \frac{|S_{21}| e^{\alpha_1}}{|S_{32}| e^{\alpha_2} |S_{13}| e^{\alpha_3}} \right]^{\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (3.8)$$

表 1 2022 年度現在のアンテナ標準の諸外国の整備状況

機関名(国)	校正量	アンテナ種別	手法	不確かさ	周波数
NIM(China)	Antenna factor	dipole antenna	Network analyser, open-area test site & CISPR 16-1-6	0.15 to 0.43 dB	20 MHz to 1490 MHz
NIM(China)	Antenna gain	dipole antenna	open-area test site & CISPR 16-1-6	0.15 to 0.43 dB	20 MHz to 1490 MHz
NMIJ AIST(Japan)	Antenna factor	Linear antenna	standard antenna method	0.4 to 0.7 dB	30 MHz to 2000 MHz
KRISS(Korea)	Antenna factor	dipole antenna	standard antenna method	2.0%	30 MHz to 1000 MHz
CENAM(Mexico)	Antenna factor	dipole antenna	standard site method	0.32 to 0.78 dB	30 MHz to 1000 MHz
VNIIFTRI(Russian)	Antenna factor	dipole antenna	E-field meter, comparison with reference	1 dB	26 MHz to 300 MHz
VNIIFTRI(Russian)	Antenna factor	dipole antenna	E-field meter, comparison with reference	1.5 dB	300 MHz to 1000 MHz
UME(Republic of Türkiye)	Antenna factor	dipole antenna	three antenna method	1.8 dB	30 MHz to 1 GHz
NPL(United Kingdom)	Antenna factor	linear dipole antenna	standard antenna method	0.5 dB	40 MHz to 1000 MHz
NPL(United Kingdom)	Antenna factor	linear dipole antenna	standard antenna method	0.7 dB	20 MHz to 40 MHz
RISE(Sweden)	Antenna gain	linear dipole, log periodic	standard antenna method	1 dB	70 MHz to 1 GHz
RISE(Sweden)	Antenna gain	linear dipole, log periodic	standard antenna method	1 dB	30 MHz to 70 MHz
RISE(Sweden)	Antenna gain	linear dipole, log periodic, horn	Gain transfer method	0.6 dB	300 MHz to 1 GHz
RISE(Sweden)	Antenna gain	linear dipole, log periodic, horn	Gain transfer method	0.8 dB	8 GHz to 13 GHz

3.5 海外の標準研究所における校正整備状況

アンテナは利用周波数、用途によって様々な形状のものが存在するが、信頼性の高い電磁界計測を行うためには、利用するアンテナに対して国際的にトレーサブルな校正が必要である。2022 年現在での当研究グループにおいてはループアンテナが 9 kHz から 30 MHz、ダイポールアンテナが 30 MHz から 2 GHz、バイコニカルアンテナは 30 MHz から 300 MHz、ログペリオディックアンテナは 300 MHz から 1 GHz、ハイブリッドアンテナは 30 MHz から 1 GHz、ホーンアンテナは 1 GHz から 110 GHz の周波数範囲でのアンテナ係数やアンテナ利得の標準供給を実施している。また、2022 年度現在の世界各国の校正機関におけるダイポールアンテナ (dipole antenna) 校正能力を Calibration and Measurement Capability(CMC) リストより抜粋し、表 1 に示す。

ダイポールアンテナの校正は日本 (NMIJ)、韓国 (KRISS)、ロシア (VNIIFTRI)、中国 (NIM)、スウェーデン (RISE)、メキシコ (CENAM)、トルコ (UME) の 7 か国で実施されており、その周波数範囲は約 20 MHz から 2 GHz であり、不確かさは約 1 dB 前後となっている校正機関がほとんどである。校正手法には 3 アンテナ法や標準アンテナ法が主に用いられている。現在日本 (NMIJ) ではダイポールアンテナに関してはアンテナ係数 (30 MHz から 2 GHz) について標準アンテナ法を用いて校正を実施しており、不確かさは 0.4 dB から 0.7 dB の校正能力を有している。

4 独立成分分析^{16)–19)}

実環境における空間波形計測では多くの信号が合成された状態でアンテナから出力され、個々の波形に関する情報は得られないことが想定される。このような条件においても、所望する信号の波形成分を分離するための波形分離手法の検討が必要である。このための手法の一つとして生体電子工学や画像処理などの分野で利用されている独立成分分析 (ICA: Independent Component Analysis) がある。本章ではそれらの概要について述べ、その後、独立成分分析の前処理として有用とされている主成分分析について述べる。また、電磁界計測への応用の初期的な検討として、3 種の異なる周波数帯域の信号波形の三波形分離シミュレーション結果を示す。

4.1 独立成分分析の概要^{20)–23)}

独立成分分析とは、統計的に独立な信号が複数混在している場合、それらの混合信号をいくつかの観測点にて測定し、それらの測定結果から統計的に独立な成分を算出し、内包している個々の信号を抽出する手法である。本手法は脳波などの生体電子工学分野や画像処理などの工学分野において広く利用されているが、無線通信などの電磁界計測分野への適応例は極めて少なく、今後の応用が期待できる分野であると言える。次節では独立成分分析の原理を示す。

4.1.1 独立成分分析の原理^{16),17)}

独立成分分析では信号源となる N 個の統計的に独立な成分ベクトル $S = (s_1, s_2, \dots, s_N)^T$ とする時、観測される M 個の信号ベクトル $X = (x_1, x_2, \dots, x_M)^T$ はベクトル S と未知の混合行列 $A (M \times N)$ の積によって下記の式のように表される。

$$X = AS \quad (4.1)$$

また、独立な信号ベクトル S と混合行列 A の値は未知という前提条件の下、独立成分分析においては観測信号 X の情報のみから各独立成分を算出し、元となる信号成分に分離・抽出することが目的である。

また、観測された信号と元の信号の個数が $M \geq N$ となる時、 $M \times N$ からなる新たな実数行列 W を仮定することができ、実数行列 W と信号ベクトル X を用いて、下記の式に表すような新たな互いに独立な成分ベクトル Y を構成することができる。

$$Y = WX \quad (4.2)$$

ここで $I = N \times N$ の単位行列が成立する時、下記のような式を構成することができれば、ベクトル Y と未知の独立成分ベクトル S の値は一致する。

$$WA = I \quad (4.3)$$

また、ベクトル Y の各成分の大きさは独立性に影響を与えず、各成分の並びを入れ替えても各独立性は担保される。

また、独立成分分析の導出には一般的に以下の手順にて導出される。

- 1) 観測データを無相関化する
- 2) 無相関化したデータに中心化を行う
- 3) 各成分が独立となるように直交化を行う

上記の手順における無相関化には 4.2 節にて示す主成分分析 (PCA : Principal Component Analysis) が多く用いられる。また、独立成分分析においては観測されたベクトル X を構成する独立成分 S と混合行列 A の 2 つの値が未知の値となっているため、一般的に独立成分分析の解は無数に存在することとなる。従って、独立成分分析の解法ではこれらの問題を解決するため、以下のような条件を設けている。

- 1) 独立成分の分布は非正規分布
- 2) 各成分は互いに独立となる
- 3) 独立成分のデータ N の個数は観測データ M の個数

と同じかそれ以下となる ($M \geq N$)

4.2 主成分分析^{16),17)}

本節では独立成分分析の前処理として広く用いられている主成分分析について述べる。具体的にはデータの平均が 0 となるような中心化と呼ばれる処理を行い、その後、共分散行列が単位行列となるように変換を行い、各成分が互いに無相関であり、分散が 1 となるような白色化と呼ばれる処理を行うことである。また、前述した独立成分分析では互いに独立となるように実数行列 W を求めるアルゴリズムであるが、信号が互いに独立であるということは互いに無相関である言い換えることができるため、独立成分分析を行う際の前処理として観測信号を無相関化することは独立成分分析の実行に際して有効であると言える。

4.2.1 主成分分析の原理

主成分分析とは前述した通り、混合信号に対して中心化と白色化の前処理を行う手法である。

中心化は以下のような式にて表され、観測ベクトル X に対し、混合信号の平均を原点 (中心) に移動させるような処理である。

$$\hat{X} = X - E[X] \quad (4.4)$$

また、白色化を行う際には、中心化を行った観測ベクトル \hat{X} に対して、以下のように求める。

- 1) 観測ベクトル \hat{X} の共分散行列 $C = E(\hat{X} \cdot \hat{X}^T)$ を求める
- 2) 固有値分解を用いて共分散行列 $C = V \cdot V^T$ に分解し、行列 V を求める
- 3) 下記の (4.5) の線形変換を行う

$$Z = V^T \cdot \hat{X} = V^T \cdot AS = BS \quad (4.5)$$

また、この場合、 Z における共分散行列は

$$E(Z \cdot Z^T) = BE(S \cdot S^T)B^T = BB^T = I \quad (4.6)$$

となるため、変換後の変数は互いに無相関となり、独立成分分析の前処理として有効であることがわかる。また、前処理後の復元信号 Y を求める式は下記の (4.7) のようになる。

$$Y = WZ \quad (4.7)$$

4.3 独立性の評価手法^{16),17)}

前節まででは、独立成分分析の原理と前処理として広く利用されている主成分分析の原理について述べた。本章ではそれらに関連し、独立成分分析実行の際に波形の独立性を評価する指標として使用するネグントロピーについて説明する。

4.3.1 尖度

独立な複数の確立変数を混合させていくと、その確率密度分布はガウス分布に近づくという中心極限定理と呼ばれる定理が存在する。その時、元の波形の非ガウス性を探索するように実数行列 W を調整することが出来れば中心極限定理が成立せず、波形の独立性の評価として用いることができる。つまり、復元信号 $Y = WZ$ の非ガウス性を最大化するように実数行列 W を決定するとき、独立成分ベクトル S が一つの独立成分と呼ぶことができ、非ガウス性の評価についてはキュムラント (cumulant) と呼ばれる指標がよく用いられる。また、4 次のキュムラントは尖度と呼ばれる。中心化された確率変数 x の 1 次から 4 次のキュムラントは次式の通りである。

$$K_1(x) = 0 \quad (4.8)$$

$$K_2(x) = E\{x^2\} \quad (4.9)$$

$$K_3(x) = E\{x^3\} \quad (4.10)$$

$$K_4(x) = E\{x^4\} - 3[E\{x^2\}]^2 \quad (4.11)$$

3 次以上のキュムラントはガウス分布においては 0 を示し、4 次キュムラントにおいては $K_4(x) < 0$ であれば劣ガウス分布、 $K_4(x) > 0$ であれば優ガウス分布を示し、非ガウス性の評価において有効であるが、元の信号の優ガウス分布か劣ガウス分布のどちらを示すかによって、尖度を最大化、最小化のいずれかに決定しなくてはならない。

4.3.2 ネグントロピー

前述した尖度は独立性を示す指標として有効であるが、元の信号の優ガウス分布か劣ガウス分布のどちらを示すかによって、尖度を最大化、最小化のいずれかに決定しなくてはならないという特徴がある。そこで、本稿では尖度の最大化、最小化にとられない独立性を表す統計量であるネグントロピーを独立性の評価指標として使用する。ネグントロピーは以下の式にて表される。

$$J(y) = H(y_{\text{gaus}}) - H(y) \quad (4.12)$$

また、上記の式の $H(y)$ は

$$H(y) = - \int p(\eta) \log p(\eta) d\eta \quad (4.13)$$

であり、(4.12) 内の y_{gaus} は y と等しい共分散行列を内包するガウス分布に従うような確率変数となる。従ってネグントロピーはガウス分布において 0、非ガウス分布では正の値を示し、独立性の最大化、最小化にとられない独立性の評価として有効であると言える。

4.4 独立成分分析シミュレーション結果

前章までで独立成分分析にて用いられる諸定理について示した。本節では独立成分分析の初期的検討として 3 波形分離シミュレーションを行った結果を示す。下記の図 6 に示すのはシミュレーションに使用した元となる異なる周波数帯域の信号である。シミュレーションに用いた各周波数帯域は図 6 (a) が 1 GHz であり図 6 (b) が 1.5 GHz、図 6 (c) が 1.8 GHz である。

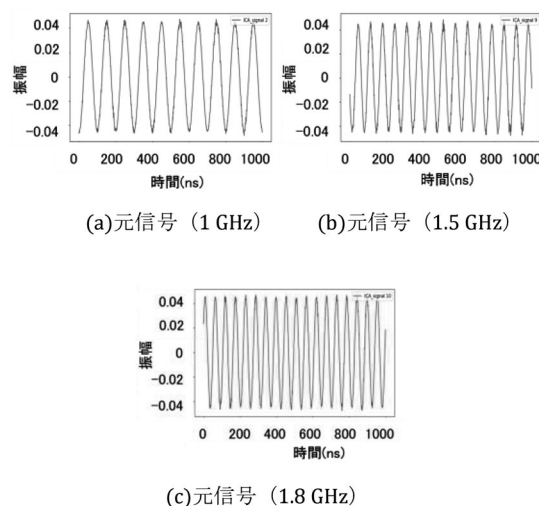


図 6 シミュレーション元信号波形

また、実際に実環境下にて観測される信号波形を想定し、上記の図 6 の各正弦波波形をそれぞれ異なる混合比にて合成した波形を下記の図 7 にて示す。独立成分分析では上記の図 6 の波形情報を持たず、図 7 の各混合波形の情報のみから構成する各周波数帯域の元信号波形を抽出可能であるかを検証する。

下記の図 8 に示すのは図 7 における混合波形を元に独立成分分析アルゴリズムを適応し、得られた波形群である。得られた波形群から、図 6 における各元信号波形がそれぞれ抽出できていることが確認できる。

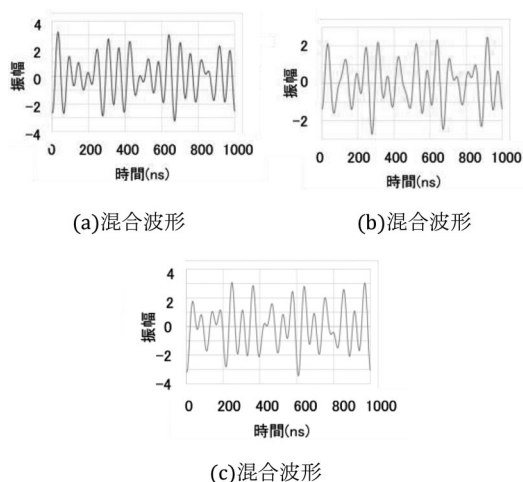


図7 各混合波形

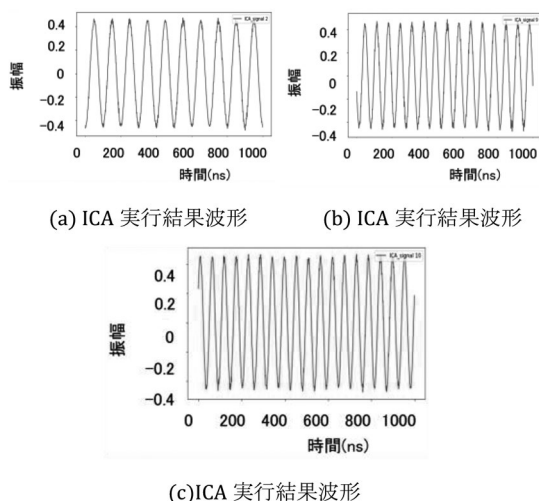


図8 各独立成分分析実行後波形

5. まとめ

処理の高速化やデータ通信の信頼性向上のため、現在の電子機器はデジタル化された信号を相互にやり取りし、その波形計測や性能評価が信頼性向上に欠かせないものとなっている。これらのデジタル化された信号は空間を介した通信においても利用されており、送信アンテナから受信アンテナまでの伝搬経路で信号の劣化などが生じることなどから、これらを評価するためには空間での波形計測が重要な技術となる。このことから本稿ではそのような新たな空間波形計測技術への応用に向けた研究開発テーマとしてのダイポールアンテナ標準の拡張として、アンテナ係数に位相情報を考慮した複素アンテナ係数導出手法を調査した。

今後新たな電磁波利用のユースケースによりさらに多くの信号が空間を伝搬することとなり、受信システムではこれらの信号が重畳して受信されるため、所望信号以外の通信信号や電磁ノイズなどを受信信号から分離するための手法開発が必要不可欠である。現在では周波数フィルタで分離などの物理的な手法が主なものとなっているが、部品点数の増加や、大きな周波数調整ができないなどの制限がある。そこで、所望する電磁界波形成分のみを実環境下で抽出する手法としての応用が期待される独立成分分析について概要を説明し、簡単なシミュレーション結果を示した。今後は実証実験などを進めることにより、新たな空間波形計測技術としての確立を目指す。

謝辞

本調査研究を行うにあたり、ご指導・ご助言をいただきました電磁界標準研究グループの皆様へ深く感謝申し上げます。また、本技術資料を作成するにあたり、松川沙弥果氏の技術資料(平成30年3月4日受理)、飴谷充隆氏の技術資料(平成21年6月16日受理)、She Yuanfeng氏の技術資料(平成27年4月24日受理)を参考に致しました。

参考文献

- 1) 総務省, 周波数帯ごとの主な用途と電波の特徴, <https://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/summary/>
- 2) 内閣府, 科学技術政策 Society5.0, https://www8.cao.go.jp/cstp/society5_0/
- 3) 国土交通省, 自動車総合安全情報 車両・交通システムの安全テクノロジー ASV(先進安全自動車), <https://www.mlit.go.jp/jidosha/anzen/01asv/index.html>
- 4) 一般社団法人日本能率協会, “世界の EMC 規格・規制 (2022 年度版)”, 20 July 2022.
- 5) She Yuanfeng, “マイクロ波アンテナの各種特性測定技術と標準供給に関する調査研究”, 産総研計量標準報告, Vol9, No.3 June, 2016
- 6) 松川沙弥果, “広帯域電磁波計測のための計量標準と非破壊検査への応用に関する調査研究”, 産総研計量標準報告, Vol.10, No.2, Feb 2020.
- 7) 石井望, “アンテナ基本測定法”, コロナ社, 2011.
- 8) Constantine A. Balanis, “ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN”, A JHON WILEY &

- SONS, INC., 2005.
- 9) Michael Hiebel, "Fundamentals of Vector Network Analysis", ROHDE & SCHWARZ, 2005.
- 10) 大森俊一, 横島一郎, 中根央, "高周波・マイクロ波測定", コロナ社
- 11) 虫明康人, "アンテナ・電波伝搬", コロナ社
- 12) Constantine A. Balanis, "ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN", A JHON WILEY & SONS, INC., 2005.
- 13) H. T. Friis, "A note on a simple transmission formula", in Proc. IRE, vol.34, pp-254-256, May 1946.
- 14) 館谷充隆, "ミリ波帯アンテナ標準に関する調査研究", 産総研計量標準報告, Vol.8, No.1, 16 June 2009.
- 15) S.Ishigami, H.Iida, and T.Iwasaki, "Measurements of complex antenna factor by the near-field 3-antenna method", IEEE Trans. on Electromagn. Compat., vol.38, no.3, pp.424-432, Aug 1996.
- 16) Aapo Hyvärinen, Juha Karhunen, Erkki Oja, "【詳解】独立成分分析 信号解析の新しい世界", 根本幾, 川勝真喜, 東京電機大学出版局, 2004.
- 17) 高橋直央, "独立成分分析を用いた波形抽出のEMC問題への応用", 2021.
- 18) Bartlett. MS, Movellan. JR, Sejnowski. TJ, "Face recognition by independent component analysis", IEEE Transactions on neural networks., vol.13, no.6, pp1450-1464, 1 Nov 2002.
- 19) Hao Zhi-yong, Jin Yan, Yang Chen, "Study of engine noise based on independent component analysis", Journal of Zhejiang university-science A, vol.8, no.5, pp722-777, 1 April 2007.
- 20) 平塚, 加藤, "独立成分分析と機械学習を用いた脳波中の瞬き除去", 平成 28 年電気学会電子・情報・システム部門大会, PS1-2, pp.1254-1256, 2017
- 21) 野上泰輔, 衣斐信介, 高橋拓海, 岩井誠人, "独立成分分析に基づくブラインド信号分離のデータ駆動最適化に関する一検討" 一般社団法人電子情報通信学会信学技報 RCS2022-61, pp.218-223, 2022.
- 22) 後藤, 呉, 石上, 松本, "複数の LED 電球における放射雑音源分離", 一般社団法人電子情報通信学会信学技報 113(423), pp.87-91, 2014.
- 23) 塩見英久, 岡村康行, "独立成分分析による電波到来方向のブラインド推定", IEICE Trans, on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.J92-A, no.5, pp.327-334, 1 May 2009.

