No. Showa-HKobayashi-02505

アレイアンテナとMIMO仮想アレイの基礎

2025年5月20日

綜合電子株式会社

お願い: 本資料の著作権は綜合電子株式会社にあります。個人としての活用以外での使用には、著作権上、綜合電子株式会社の方に相談されるよう お願い申し上げます。



©2025-綜合電子株式会社



改めてホイヘンスの原理から

☑ 高校物理で習った"ホイヘンスの原理":ある瞬間の任意の点が新しい波源となって素元波を発し、それぞれの素元波が接する面が新しい波面になる

・水面に石を投げ込むと円形の波が広がっていく ・このときの波は、水面の各点の山なら山、谷なら谷の点(我々の云う位相)を結 んだ線で同相面を表現できる (一般にこの面を波面と呼ぶ) ・そして、重要なのは

波の進行方向と波面とは 常に垂直である

ということです!!

波動の進行方向

波面の接線

©2025-綜合電子株式会社

・波面が平面である場合を平面波といい、球面状である場合を球面波という ・地球の地表が平面に感じられるのと同じように、球面がどんどん大きくなると、その一部は平面に近くなる、波源から遠く離れた球面波は平面波とみなされます

点波源とアレイアンテナ

・複数の波源からの波動の位相が揃っており、振幅もそう大差ないとき、波動の進行方向は等位相の波面に垂直になるように進む

・波源の座標が一直線に並んでおり、同相給電されていると、同位相の波面に垂直な方向に波源の信号が重なり合い、強い振幅が生成される

・これを我々は アンテナビーム と呼んでいます

・この事実は点波源の並びだけでなく、連続した波源、例えばホーンアンテナも同じことが云える → つまりほぼ全ての連続波源は点波源で置き換えることができます

- ・今、制御可能な点波源を<ある意図を以て>、空間に配置する
 - → ある意図とは ビームを形成させること → アレイファクター(AF)理論
 - → 最も単純な配置は 等間隔の線状アレイ
 - → アレイファクターはフーリエ級数となる
 - → つまりは、フーリエ理論から大方の予想が可能

・ただし、波源(素子)間の相互結合の考慮は厳密な電磁界理論に頼らざるを得ない

・しかし、アレイファクター理論は概念と数式の容易性もあり、MUSIC等の多くの行列演算 理論と結合しています:

・アレイファクターはスカラー関数なので、パッチアンテナなどのベクトル性を点波源に重ねることで、一般化が可能:次ページ



アレイファクターの応用性

点波源をモデルとしたアレイファクターの概念は明瞭でかつ数式が容易なので、その考え方さ え理解できれば、高周波電磁界、アンテナ、散乱、レーダ分野へ幅広く応用可能





<参考> アレイファクターの定式化

X

θ

observation point

ath element

€2025-綜合電子株式会社

・AFとは限られた領域内に分布する複数の波源によって遠方領域に作り出される放射界を指す ・今、遠方領域における典型的な波源による磁気ベクトルポテンシャルをA(r)とすると、

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{\exp(-jkr)}{r} \cdot \int_{V} \mathbf{J}(\mathbf{r}') \exp(jkr'\cos\xi) dV'$$

 $J(\mathbf{r'})$:波源の電流分布、 $\mathbf{r}, \mathbf{r'}$:観測点と波源の位置ベクトル、V, dV':波源領域と微分体積要素 $\cos\xi = \mathbf{i}_r \cdot \mathbf{i}_r'$ "i"は単位方向ベクトル、 $k = \omega \sqrt{(\mu \epsilon)} = 2\pi / \lambda$:自由空間における波数、 ω :角周波数 μ,ϵ,λ :自由空間の透磁率,誘電率,波長

・波源要素間の相互結合が無視できるほど小さい場合、ベクトルポテンシャルから 電磁界は以下のようになる:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) \approx -\frac{j\omega\mu\exp(-jkr)}{4\pi r} \mathbf{f}_0(\theta,\phi) \cdot F(\theta,\phi)$$

・ここで、**f**₀は波源要素が独自に持つベクトル放射パターンに対応、アレイアンテナ で言えば各素子の放射パターンに相当 ・一方、関数 *F(θ,φ)*は

 $F(\theta, \phi) = \sum_{q} a_{q} \exp(jk\mathbf{i}_{r} \cdot \mathbf{r}_{q})$

・各波源(要素アンテナ)は給電点において互いに同位相とすると、その遠方界は各波源の 座標による位相差を考慮した単純な重ね合わせで表すことができる ・これは一般に アレイファクター(AF) と呼ばれ、次式のように求められます(n=q):

 $F(\theta, \phi) = \sum a_n \exp\{jk(x_nu + y_nv + z_n\cos\theta)\}$

フェーズドアレイ:位相制御型電子ビーム走査



高周波電磁界は空間座標で表現! 波動方程式の解: 正弦波振動 - 時間初 過とともに、波動 u(t) の振幅 A(t)が正弦波的に変化する波動は A(t) $\cos(at)$ と表すことが できる。 進常、定数 a は角間波数 ω に等しく、基準面である位相を考慮して、 アレイファクター:複数個の孤立した点波源が作る遠方放射界を与える 可加とともに、注目している波動のある位置ベクトル 1 は正弦波状に振動しているので、上記を一般 的に表現すると、 $u(t,\mathbf{r}) = A(t,\mathbf{r})\cos(\omega t + k|\mathbf{r}| + \varphi)$ $F(\theta,\phi) = \sum a_n \exp\{jk(x_nu + y_nv + z_n\cos\theta)\}$ さらに指数関数さ使うと、 $u(t,\mathbf{r}) = A(t,\mathbf{r}) \exp\{j(\omega t + k |\mathbf{r}| + \varphi)\}$ 空前原標での変化をみる場合には、時間を t=0, 9=0 として簡単化できるので、 $u(\mathbf{r}) = A(\mathbf{r}) \exp(jk |\mathbf{r}|)$ ・定数とは波数(wave-number)といい、産業「を位相に変換する係数となる。つまり、一波長入の 位相は 2π であるので、k = 2m/A と定義すると、kr=2m/A・r 体位置 r での位相を表すことになる。 毎編 A(r) はその形によって、平面法とか球面波とかに区別される。 シ 生間軸:アンタナ・征服内のけ Equi-phase front θ $-jkx\sin\theta$ $e^{-j5kd}\sin\theta$ $4kd \sin \theta$ e -j3kd shn θ kd sin 0 $-ikd \sin \theta$ e Phase difference due to element position Reference element d ©2025-綜合電子株式会社 10

平面型フェーズドアレイのビーム走査

- ・球座標: $(u=sin\theta cos\phi, v=sin\theta sin\phi)$
- ・ビームの指向方向: (u₀, v₀)

11

・(m,n)素子の駆動位相: (φ_m,φ_n)

$$f(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^{M} a_m \exp[jk(x_m u + y_m v + z_m \cos \theta)]$$

$$x_m = d_x \{m-1\} + \delta_x \cdot \operatorname{mod}(n, 2), \qquad y_m = \{n-1\} d_y$$



MIMOレーダ:関連用語

• MIMOレーダ: Multiple Input Multiple Output Radar

・複数の送受信アンテナからなるレーダであり、送信各アンテナは他の送信アンテナに独立した任意信号を放射

- ・受信各アンテナはこれら送信アンテナによるエコーを独立して受信
- ・波形が異なるため、送信器の個数分だけのレーダが構成される
- ・M個の送信信号とN個の受信信号から、M×N個の要素の仮想空間が生成でき、仮想アンテナ開口が大きくなるので、理論的に空間分 解能が向上する
- ・干渉信号の除去に大きく寄与し、S/N比の改善がターゲットの検出確率の向上に繋がる
- ・送受信アンテナの構成位置により、2つのカテゴリーに分類

◎ モノスタティックMIMO

・モノスタティックレーダでの送信アンテナの各素子は、観測されるターゲットRCSはほぼ同一

- ・このシステムは、フェーズドアレイアンテナに類似、ただし、フェーズドアレイでは、各送信アンテナから同じ信号を送信
- ・MIMOレーダでは、各素子に独自の波形生成部があり、個別の独立した波形信号を送信する
- ・フェーズドアレイは、SIMO (Single ---) としてMIMOと区別している

◎ バイスタティックMIMO

- ・ある空間内で分離された送受信アンテナを備えたMIMOレーダ(分散型MIMO)、ターゲットは各アンテナから見て異なったアスペクト角とな るので、受信アンテナ毎に異なるRCSを受信する
- ・アンテナを分散配置すると、同期処理などのレーダ信号処理はモノスタティックに比べかなり複雑

© SIMO: Single Input Multiple Output

単入力多出力(SIMO)レーダという用語は、一個の送信(Tx)アンテナと複数の受信(Rx)アンテナを備えたレーダーデバイスを指す、この角 度分解能は受信アンテナの数に依存、例えば、4個のRxアンテナを備えたデバイスの角度分解能は約30°、8個のRxアンテナを備えたデバ イスの角度分解能は約15°、つまり、角度分解能を改善するためには、先ずはRxアンテナの数を増やす必要がある

一方、Rxアンテナを追加すると各々個別のRx処理が必要になり、このアプローチにも構造およびコスト上に限界がある

\odot SIMO \Rightarrow MIMO:

12

一方、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナシステム、いわゆるMIMOレーダでは、例えば、M個の送信とN個の受信アンテナの場合、 角度分解能はM×N個の受信アンテナを持つSIMOレーダの角度分解能と同等になる、つまり、MIMOレーダはレーダ角度分解能を改善す る費用対効果の高い方法となる

- ・送信M個、受信N個のアンテナ構成で、理論的にM×Nの仮想アンテナアレイが生成 ・MIMOレーダ仮想アンテナは大凡かけ算で増加、角度分解能の改善に寄与

MIMOレーダ:経路位相の表現

● MIMOレーダでは、送信 ↔ ターゲット ↔ 受信 間の位相関係に重点を置くため、送受信アンテナ座標の位置べ
 クトルを使って経路長を表現する

◎ アンテナの近くに原点を置き、送信に関しては t, 受信を r の肩字、各々の素子番号を m, n の添字を使い、送信アンテナの座標を

 r_m^t , r_n^r ; $m, n = 1, 2, 3, \cdots$

などと表す。 位置ベクトル r の成分は、 例えば $r_m^t = r_m^t(x_m^t, y_m^t, z_m^t)$ で与える (ベクトル変数はボールド体で区別) \odot 同様に、 ターゲットの座標を次式で与える:

 $\mathbf{R}_{l}^{t} = \mathbf{R}_{l}^{t}(x_{l}, y_{l}, z_{l}); \ l = 1, 2, 3, \cdots$

 $|\mathbf{r}_{1}^{t} - \mathbf{r}_{2}^{t}| = \sqrt{(x_{1}^{t} - x_{2}^{t})^{2} + (y_{1}^{t} - y_{2}^{t})^{2} + (z_{1}^{t} - z_{2}^{t})^{2}}$

● 特に、原点(0,0,0)からベクトル *r* 間の距離(大きさ)はそのまま |*r*| = $\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ で与えられる
 ● あるベクトルが *z*-軸との角度をなしているとき、*x*-y面への投射には係数 sin θ の重みが付く、この投影ベクトルが *x*-軸と ϕ の角度をなしているとき、これを *x*-軸と*y*-軸に分解すると、各々 係数 cos ϕ と sin ϕ が付く つまり、球座標(*r*, θ , ϕ)において、あるベクトルのを *x*-、*y*-、*z*-軸方向の角度成分は、各々次式で表現できる:

 $u = \sin \theta \cos \phi$, $v = \sin \theta \sin \phi$, $w = \cos \theta$



MIMOレーダ:高周波電磁界の表現

◎ アレイアンテナの合成放射界、あるいは合成受信指向性(パターン)には、ある基点からの位相長が必要である 高周波電磁界では、この位相は経路長で与えることが多い

◎ この位相関係は前述の位置ベクトルで容易に表現できる

◎ 送信アンテナから放射された幾何光学的な波動は次式で表現できる:

$A(\mathbf{r})\exp(jk|\mathbf{r}|)$

● 上式は指数部が正なので、変数が大きくなると指数部が増加し、原点から遠ざかる波動である
 逆に負の場合は原点に向かう波動である: k は波数 k = 2π/λ、λ = c/f は波長、c,f は各々光速と周波数
 ● 電磁界は線形システムであるので、波動が複数あるときの合成界は<<
 重ね合わせの原理
 が成立する、つまり同じ波源スペクトラムを持つ二つの波動が $r_1 \ge r_2$ に存在するとき、観測される波動は:

$A(\boldsymbol{r}_1)\exp(jk(|\boldsymbol{r}_1|) + A(\boldsymbol{r}_2)\exp(jk(|\boldsymbol{r}_2|))$

 $\mathbf{e} \mathbf{r}_1 \ge \mathbf{r}_2$ が大きく離れていないとき、振幅はほぼ変化しないと仮定できるので $(\mathbf{r}_0 = \mathbf{r}_1 \approx \mathbf{r}_2)$ 、上の合成界は:

$A(r_0) \{ \exp(jk(|r_1|) + \exp(jk(|r_2|)) \}$

◎ 波動が小領域に P 個あるときは、単に次式のように重ね合わせることができる:

$A(\boldsymbol{r}_0)\sum_{p=1}^{r}\exp(jk(|\boldsymbol{r}_p|)$

◎ 高周波では、位相変化は経路長と等価である、また、波動間の幾何的関係、つまり、 r_p 間の関係が単純であれば、解析的に検討することが可能となる

MIMO仮想アレイのケーススタディ (1/2)

©2025-綜合雷中#



素子間隔 Tx: $d_t = \lambda/2$, Rx: $d_r = \lambda$, Virtual: $d = \lambda/4$

◆Txアンテナ: 4ケ, Rxアンテナ: 16ケのリニアアレイ ⇒ 仮想エレメント数: 64ケ ◇アレイ配置: 対称形、結合を減らすためTxアレイとRxアレイの間に少しの垂直オフセットを許容 ◇Txアンテナ座標: x_m^t , m = 1,2,3,4, Rxアンテナ座標: x_n^r , $n = 1,2,\cdots,16$ ◇遠方界の条件が満たされている場合、Tx素子から点状散乱体Pへの送信波とPからRx素子への 反射光路長 R_{mn} を求めると? ◇今、送受信アンテナの平均座標として、

$$x_{mn} = \frac{(x_m^t + x_n^r)}{2}$$

とおくと、遠方では、対応する仮想エレメント座標は次式で近似される:

 $R_{mn} = |P - x_m^t| + |P - x_n^r| \approx 2|P - x_{mn}|$

◆16+4=20個の送受信アンテナから得られる64個の仮想素子:TxアレイとRxアレイの間の中間 線(赤い線)に沿って分布

MIMO仮想アレイのケーススタディ(2/2)

◆等間隔の素子アンテナを持つMIMOリニアアレイの設計ルール:

目的の仮想要素間隔 d とすると、

16

- ・Txアレイの間隔は $d_t = 2d$ 、
- ・Rxアレイは $d_r = Md$

であることが必要。各々の M/2 Txグループ素子とRxアレイ端素子の間隔 d_{tr} は d に等しい

◆これらの条件を満たすと、<math>dで区切られた $M \times N$ 個の仮想リニアアレイの信号処理が可能:

- ・このMIMOアレイの物理的な長さ (MN + M 2)d
- ・仮想アレイの長さ (MN-1)d

◇前ページの例:受信アレイの素子間隔は λ、送信アレイは2素子ずつ2つのグループに分割、各グ ループに λ/2 の間隔で受信アレイの両端に配置 ◇結局、仮想要素間隔は λ/4 になり、グレーティングローブ*の発生が無いMIMOアレイとなる

> *各素子から重ね合わせからなる合成ビームは、各素子の間隔が半波長以上になると、 主ローブ以外に強いローブが発生する、これをグレーティングローブ(grating lobe)と呼んで いる、サンプリング定理におけるエイリアシング(aliasing)と数学的に同等の現象である

> > ◎2025-綜合電子株式会社

次ページから、さらに一般化した仮想アレイのルールを解説します

送信-ターゲット-受信間の2次元位置関係

●近距離ターゲットを想定したリニアアレイの位置関係 $x_l > 0$; $y_l = y_m^t = y_n^r = 0$; $z_m^t = z_n^r = 0$



MIMOレーダにおける送受信関係 (1/4)

- ▶アレイアンテナの合成放射界、あるいは合成受信指向性(パターン)には、ある基点からの位相長が必要、 高周波電磁界では、この位相は経路長で与えることができます
- ▶送信アンテナとターゲット、ターゲットと受信アンテナ間の距離の和は:

 $R_{mnl} = R_{ml}^t + R_{ln}^r = |\boldsymbol{R}_l^t - \boldsymbol{r}_m^t| + |\boldsymbol{r}_n^r - \boldsymbol{R}_l^t|$

◎ レーダ方程式によるアプローチ:

▶送信アンテナの利得と送信電力を各々G^t_m, P^t_m、同様に、受信アンテナの利得と受信電力をG^r_n, P^r_nとする
 ▶電力量は通常、その大きさを表すスカラー量であり、波動性を与える意味は希薄であるが、複数の電力が互いに干渉する場合、その位相情報を付加しておくと便利である:ここでは根号を施した電磁界表示ではなく、電力表示のまま波動性を調べます

▶ 今、送信アンテナから距離 R_{ml} の領域の波動(電力密度)を幾何光学的に次式で与える:

 $\frac{G_m^{\iota} P_m^{\iota}}{4\pi (R_{ml}^t)^2} \exp(jkR_{ml}^t)$

▶ ターゲットのレーダ断面積を σ とすると、ターゲットから距離 R^r_{ln} の領域の電力密度は

$$\frac{G_m^c P_m^c}{4\pi (R_{ml}^t)^2} \exp(jkR_{ml}^t) \cdot \sigma \cdot \frac{A_n^c}{4\pi (R_{ln}^r)^2}$$

ここで、Aen は受信アンテナの有効開口面積であり、受信アンテナの利得と

$$G_n^r = \frac{4\pi A_n^c}{\lambda^2}$$

で定義されるので、受信アンテナ#n の受信電力は

18

 $P_n^r = \frac{G_m^t P_m^t}{4\pi (R_{ml}^t)^2} \exp(jkR_{ml}^t) \cdot \sigma \cdot \frac{G_n^r \lambda^2}{(4\pi R_{ln}^r)^2} \exp(jkR_{ln}^r)$

MIMOレーダにおける送受信関係 (2/4)

©2025- 綜合目

- ▶ 上式は距離 R における電力密度を表しているおり、通常は、その波動性を考慮する必要はありません
- ▶しかし、前述のように位相情報を考慮した受信アンテナ #n が受信するRF電力を次式で与える:

$$P_{n}^{r} = \frac{P_{m}^{t} G_{m}^{t} G_{n}^{r} \lambda^{2} \sigma}{(4\pi)^{3} (R_{ml}^{t} R_{ln}^{r})^{2}} \exp\{jk(R_{ml}^{t} + R_{ln}^{r})\}$$

▶ここで集中すべきは、その位相情報であるので、これを強調した表示式を新たに

 $P_{mn}^{r} = \frac{P_{m}^{t} G_{m}^{t} G_{n}^{r} \lambda^{2} \sigma}{(4\pi)^{3} (R_{ml}^{t} R_{ln}^{r})^{2}} \exp\{jk(R_{ml}^{t} + R_{ln}^{r})\} = A_{mn} \exp\{jk(R_{ml}^{t} + R_{ln}^{r})\}$

と表し、必要に応じて振幅係数 $A_{mn} = A_m^t \cdot A_n^r$ を紐解くことにする:

$$A_{m}^{t} = \frac{P_{m}^{t} G_{m}^{t}}{4\pi (R_{ml}^{t})^{2}}, \qquad A_{n}^{r} = \frac{\lambda^{2}}{4\pi} \cdot \frac{G_{n}^{r} \sigma}{4\pi (R_{ln}^{r})^{2}}$$

▶受信アレイは通常、複数個配列されている、このとき、前述のAFが形成されるはずであり、このRF段での総受信信号は:

$$P_{mn}^{r} = \sum_{n=1}^{N} P_{n}^{r} = \exp(jkR_{ml}^{t}) \cdot \sum_{n=1}^{N} A_{mn} \exp(jkR_{ln}^{r}), \qquad m, n = 1, 2, 3 \cdots$$

► このように、単独の送信系には独立した形をとるが、複数の送信チャンネルによる受信RF信号の間には、 緩い相関性が予想できます

▶この緩い関係こそが、<仮想(受信)アレイ>を示唆していることに他なりません

MIMOレーダにおける送受信関係 (3/4)

▶ 例えば、送信アンテナ#1と#2からシーケンス的に送信したとすると、受信アンテナには

$$P_{n,m=1}^{r} = \exp(jkR_{1,l}^{t})\sum_{n=1}^{N} A_{mn}\exp(jkR_{ln}^{r}), \quad n = 1,2,3\cdots$$

 $P_{n,m=2}^{r} = \exp(jkR_{2,l}^{t})\sum_{n=1}^{N}A_{mn}\exp(jkR_{ln}^{r}), n = 1,2,3\cdots$

のRF信号を受信、これらは独立して受信できるとしているので、

$$P^{r} = P_{n,m=1}^{r} + P_{n,m=2}^{r} = \left\{ A_{1}^{t} \exp(jkR_{m=1,l}^{t}) + A_{2}^{t} \exp(jkR_{m=2,l}^{t}) \right\} \cdot \sum_{n=1}^{r} A_{n}^{r} \exp(jkR_{ln}^{r}) , \quad n = 1,2,3 \cdots$$

が実際に受信しているRF信号となります

▶送信アレイが M 個あれば、その各々が独立して受信されるので:

$$P^{r} = \sum_{m=1}^{M} A_{m}^{t} \exp(jkR_{ml}^{t}) \cdot \sum_{n=1}^{N} A_{n}^{r} \exp(jkR_{ln}^{r}), \qquad m, n = 1, 2, 3 \cdots$$

▶ 上式はMIMOレーダの基本式であり、P^rは全ての送信チャンネルによる全ての受信電力を指します
 ▶ なお、送信アンテナとターゲット間、ターゲットと送信アンテナ間距離が R^t_{m,l}, R^r_{l,n}である:

 $\exp(jkR_{m,l}^{t}) = e^{jk\sqrt{(x_l - x_m^{t})^2 + (y_l - y_m^{t}) + (z_l - z_m^{t})}},$

 $\exp(jkR_{l,n}^{r}) = e^{jk\sqrt{(x_{n}^{r}-x_{l})^{2}+(y_{n}^{r}-y_{l})^{2}+(z_{n}^{r}-z_{l})^{2}}}$

©2025-綜合電子株式会社

MIMOレーダにおける送受信関係 (4/4)

○2025- 綜合電子株式会社

▶上記、受信電力Prの

 $\sum A_m^t \exp(jkR_{m,l}^t), \qquad \sum A_n^r \exp(jkR_{l,n}^r)$

はいわゆる**アレイアンテナのAFに他なりません**、前者が送信アレイ、後者が受信アレイのAFに相当しま す、*P^r*は送信チャンネル数だけのターゲットエコーを受信します

▶ このように送信アレイと受信アレイは理論上対称となり、相反性を示していることが伺えます

▶この際、送信チャンネル間に単純な幾何関係、つまり位相関係があれば、共通因子である受信アレイは、その分だけ重畳し、受信アレイの開口長が理論的にはチャンネル数だけ倍増されることになります

► このように、送信チャンネルを複数個設けることで、多重の受信アレイが形成できます、これを我々は 仮想アレイ(virtual array)と呼んでいます、次ページに仮想アレイの代表的な構成をまとめておきます

▶ここまでの表示式は任意の空間座標のままとしています

▶実際の設定値を代入するなどして、このままの式でも受信波の計算は可能ですが、仮想アレイを構築 するには、送信チャンネル間のコヒレンシー情報は必須であり、ハード的に調整しておくか、データ取得後、 設計上の相関性を以て校正するなどの方法が必要となります

代表的な仮想アレイの配置関係

©2025-綜合電子株式会社

	Addition type	Superposition type
Tx array	m=1 2 \cdots M pitch d_r : equally spaced $d_t = Nd_r$,	$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
Rx array	n=1 2 \cdots N pitch d_r : equally spaced 0.5 λ or more	$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
Virtual array	$m=1 \qquad 2 \qquad \cdots \qquad M$ $n=1 \qquad 2 \qquad \cdots \qquad N$ $pitch d_v = d_r, \text{ equally spaced } 0.5\lambda \text{ or more}$	$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
Virtual size	approximately $d_r MN$	approximately $d_t MN$
Advantage	space factor	mutual coupling

・等間隔仮想リニアアレイを形成するための送信(Tx)素子を中心としたアレイと受信 (Rx)素子を中心としたアレイの構成例です ・多くの仮想アレイは上記何れかの構成を採用しています 引用元[54]

17

22

ך ור



"アンテナアレイとMIMO仮想アレイの基礎"と題して、アンテナアレイと MIMO仮想アレイの基礎特性について情報公開します。

本冊子全般で記述しているアレイアンテナは点波源をモデルにしたアレイ ファクターにより明確で実用的な表現が可能となります。例えば、実際的な ビーム走査、サイドローブ抑圧、画像処理、コンフォーマルアレイの放射特性 など、レーダ・通信システムへの適用、設計計算が容易に行えます。

本冊子の二つ目の主題であるMIMO技術、この用語が流行ってから20 年前後になります。少数素子の通信用MIMOシステムから始まり、ここでの レーダ適用も近距離用として産業界に浸透しつつあります。この中核は MIMO仮想アレイ技術になります。レーダ技術でのレンジ方向分解能は周 波数帯域比に依存し、これは古くからパルス圧縮技術、通信でいえば周波 数拡散技術として発展してきました。

一方、クロスレンジ方向の分解能はアンテナ開口長に大きく依存し、高分 解能化にするには原則的に大きなアンテナの採用が必要となります。しかし、 MIMO送受信アレイの多チャンネル化を上手く構成すれば、開口長の拡大 が信号処理で実現できます。これが仮想アレイと呼ばれる空間多重化技術 となります。

本書では数式的な表現がやや多いものの、基礎的な項目を理解できるように平易な記述を心掛けました。少しでも読者の一助になれば幸いです。

2025.5.20 本冊子の執筆者 小林弘一

本資料をさらに理解するために、2024年12月発行のテクニカルライブラリー"アンテナ技術小話" https://www.sogoel.co.jp/technical/2024122014.html の参照をお勧めします





⊙2025-綜合電子株式会社

AFと仮想アレイに関する参考文献

[1] 小林 弘一, 青井 洋介, 小田 浩久, "矩形金属片等からなるチャフクラウドのレーダ断面積の解析," 信学技報, vol.123, no.156, SANE2023-40, pp.35-40, 2023年.

[2] 小林 弘一, 青井 洋介, 小田 浩久, "近傍界遠方変換によるチャフ雲を想定した点波源群のレーダ断面積," 信学技報, vol.123, no.46, SANE2023-13, pp.72-77, 2023年.

[3] 小林 弘一, 小田 浩久, "点波源散乱モデルによるレーダクラッタの一考察," 信学技報, vol.122, no.151, SANE2022-38, pp.26-31, 2022年8月. [4] 小林 弘一, "MIMOレーダにおける仮想アレーの一考察," 電子情報通信学会 技術研究報告, vol.121, no.154, SANE2021-22, pp.1-6, ONLINE, 2021年8月.

[5] 小林 弘一, 岡 武, 高岡 峻一, "Beam Scanning of Conformal Array with Arbitrary Shaped Surface," 信学技報, vol.117, no.321, SANE2017-83, pp.105-110, 2017年.

[6] 岡 武, 小林 弘一, "曲面アレーのビーム走査特性に関する理論解析," 信学技報, vol.117, no.182, SANE2017-34, pp.31-36, 2017年8月. [7] 岡 武, 小林 弘一, "任意形状の曲面アレーによる放射界の検討," 信学技報, vol.116, no.252, SANE2016-50, pp.57-62, 2016年10月. [8] 小林 弘一, "[依頼講演] アレーファクター理論を応用した近傍界の遠方変換とレーダイメージング," 信学技報," vol.115, no.200, AP2015-76, pp.89-94(AP), pp.25-0(SANE), 2015年.

[9] 小林 弘一, "近距離目標に対する壁透過レーダの画像処理と誘電率計測応用," 電気学会, 電磁界理論研究会, EMT-14-096, pp.65-70, 2014 年7月.

[10] 小林 弘一, "アレイファクターによる近傍電磁界の遠方変換," 信学技報, vol.109, no.397, SANE2009-140, pp.7-12, 2010年1月.

[51] Hirokazu Kobayashi, "Simple and Novel Method for Permittivity Estimation of Multilayer Dielectrics by Short-Range Radar Image," Technological review EWS TM-20171227, Electromagnetic Wave System Laboratories, January 2025 DOI: 10.13140/RG.2.2.22506.84162

[52] Yousuke Aoi, Hirokazu Kobayashi, Bryan Chih-Yuan Chu, "Novel Evaluation Method for Radio Anechoic Chambers Based on MIMO Radar Image," International Conference on Space, Aeronautical and Navigational Electronics 2023 (ICSANE2023), SANE2023-75, pp.83-88, Dec 2023.

[53] Hirokazu Kobayashi, "Radar Target Modeling by Employing Directional Point Source," International Conference on Space, Aeronautical and Navigational Electronics 2022 (ICSANE2022), SANE2022-76, pp.68-73, Dec 2022.

[54] Hirokazu Kobayashi, "[Invited Talk] Applications of Electromagnetic Array-Factor for Radar Engineering," International Conference on Space, Aeronautical and Navigational Electronics 2021 (ICSANE2021), SANE2021-54, pp.114-123, Nov 2021.
[55] Hirokazu Kobayashi, "Simple Calculation Method for Conformal Beam-Scanning Array Pattern," 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019), pp.2197-2201, 3 Apri. 2019.

[56] H. Kobayashi, Y. Yamaguchi, "Wall-through Radar Modeling by Applying Array-factor and GTD Near-field," 2013 International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI Commission B EMTS 2013), 23PM1P-30, pp.589-592, Hiroshima, Japan, May 2013.

[57] H. Kobayashi, M. Inami, S-E Park, and Yi Cui, "Radar Imaging by Using GTD Near-field Model and Antenna Array-factor," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2012), P-32, Nagoya, Japan, pp.616-619, Oct. 31, 2012.
[58] H. Kobayashi, D. Singh and Y. Yamaguchi, "Near-field to Far-field Transformation by Using Antenna Array Factor," The Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR2011), THP1.3, pp.892-895, Seoul, Korea, Sep. 2011.