

1 はじめに

OFDM 伝送方式は無線 LAN, 地上デジタル放送などに用いられ, 更にワンセグ放送の開始により移動体での利用が注目されている. OFDM 用ガード区間 (GI)MMSE アダプティブアレー [2][3] は地上波デジタル放送等の受信に提案され, その受信特性や初期ウエイトの与え方についての検討が行われてきた [3]. 本研究ではドップラースhiftが存在する移動受信において, 同様に初期ウエイトを与える方法について検討を行った.

2 OFDM 用アダプティブシステム

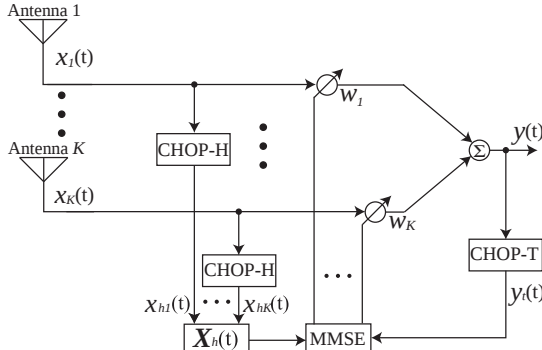


図 1: OFDM 用アダプティブシステム (K 素子)

提案受信システムの構成を図 1 に示す. K 素子アレーアンテナで受信されたベースバンド信号 $x_k(t)$ ($k = 1, 2, \dots, K$) はウエイト w_k ($k = 1, 2, \dots, K$) により重み付けされ出力信号 $y(t)$ となる. ここで, ベースバンド信号とウエイトのベクトル表記, さらにアレーの出力信号を次のように定義する.

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T \quad (2)$$

$$y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (3)$$

3 最適化手法

3.1 信号モデル

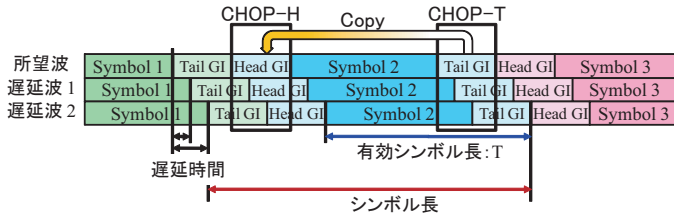


図 2: 所望波と不要波のガード区間の関係

OFDM 有効シンボルの Head GI と Tail GI が同一信号であることを利用して, OFDM 用ガード区間 MMSE アレーを動作させる. 図 2 に示すように, Head GI と Tail GI の差には不要波成分が残る. よってこの二つの区間の信号の差が最小となるようにウエイト決定し, 所望波のみの出力を得る.

ここで Head GI と Tail GI の先頭を基準として, CHOP-H, 及び CHOP-T により第 k 素子アンテナのベースバンド信号からガード区間分取り出したものを入力信号 $x_{hk}(t)$, $x_{tk}(t)$ とし, そのベクトル表記を, 次式のように定義する.

$$\mathbf{X}_h(t) = [x_{h1}(t), x_{h2}(t), \dots, x_{hK}(t)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{X}_t(t) = [x_{t1}(t), x_{t2}(t), \dots, x_{tK}(t)]^T \quad (5)$$

3.2 ガード区間 MMSE の最適化手法

Tail GI の先頭を基準として, CHOP-T により出力信号 $y(t)$ から, GI 分のみ取り出したものを $y_t(t)$ とする. この $y_t(t)$ を参照信号とすると, Head GI と Tail GI の差を誤差信号として, 最小化すべき評価関数と SMI 方式による最適ウエイトは次式で表される.

$$E[|e(t)|^2] = E[|\mathbf{W}^H \mathbf{X}_h(t) - y_t(t)|^2] \quad (6)$$

$$\mathbf{W}(m) = \{\text{ave}[\mathbf{X}_h(m, t) \mathbf{X}_h^H(m, t)]\}^{-1} \text{ave}[\mathbf{X}_h(m, t) \mathbf{X}_t^H(m, t)] \mathbf{W}(m-1) \quad (m = 1, 2, \dots) \quad (7)$$

ただし, $E[\cdot]$ は期待値演算, $\text{ave}[\cdot]$ はガード区間における時間平均を意味し, m はシンボル数を表す.

4 初期ウエイトの与え方の改善手法

初期ウエイトを改善するために, Head GI と Tail GI の差信号パワーインバージョン (PI) 方式, 及び最小固有ベクトル方式を導入する [3]. Head GI と Tail GI における所望波成分の一致により, 2 つの GI 信号の差である差信号 GI に所望波は含まれず, 干渉波のみが存在することになる. このことを利用して干渉波のみの抑圧を行う. 差信号 PI 方式, 最小固有ベクトル方式の初期ウエイトをそれぞれ $\mathbf{W}_{pi}$, $\mathbf{W}_{me}$ とし, 以下のよう決定する.

$$\mathbf{W}_{pi} = \mathbf{R}_{dd}^{-1} [1, 0, 0, \dots]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{W}_{me} = \mathbf{e}_d \quad (9)$$

ここで, $\mathbf{R}_{dd}$ は差信号 GI の相関行列, $\mathbf{e}_d$ は $\mathbf{R}_{dd}$ の最小固有値の固有ベクトルである.

移動受信では, ドップラースhiftにより差信号 GI に所望波成分が含まれる. そのため, 所望波を保護し干渉波を軽減する差分 Capon-DCMP 方式を導入する. まず, 干渉波のみの到来方向推定を行うため, 差信号 GI に Capon 法 [2] を適用する. 次に, Head GI に Capon 法を適用し, 所望波と干渉波の到来方向推定を行う. 両者の角度スペクトラムより, 所望波のみを以下のスペクトラム関数から推定できる [4].

$$P(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{dd}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (10)$$

ここで, $\mathbf{R}_{xx}$ は Head GI の相関行列で, $\mathbf{a}(\theta)$ はモードベクトルである. 次に, この結果を用いて DCMP 方式 [2] で所望波をビーム拘束によって保護し, 干渉波を抑圧するこのウエイトを初期ウエイト $\mathbf{W}_{CD}$ とし, 以下のよう決定する.

$$\mathbf{W}_{CD} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C}}{\mathbf{C}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C}} \quad (11)$$

$$\mathbf{C}^T \mathbf{W}^* = 1 \quad (12)$$

ここで, $\mathbf{C}$ は拘束ベクトルである.

5 計算機シミュレーション 1

上記の手法を用いて計算機シミュレーションを行った. シミュレーション諸元及び電波環境をそれぞれ表 1, 表 2 に示す.

図 4 に固定受信環境下での各方式の初期ウエイトがつくる指向性を示す. 図 4 より, 固定受信ではどの方式も干渉波のみを軽減していることが分かる.

図5に移動受信環境下での各方式の初期ウエイトがつくる指向性を示す．図5より，差信号PI方式，最小固有ベクトル方式は，所望波も抑圧してしまっているが，差分Capon-DCMP方式では，所望波を保護することが出来ていることが分かる．

6 差分Capon-DCMP方式の最適化

差分Capon-DCMP方式は，移動受信の厳しい電波環境において，所望波の到来方向推定によって所望波を保護し，干渉波を抑圧することが出来た．しかし，遅延波の遅延時間差が短い電波環境下では，GIに対する遅延時間の割合が少なくなり，所望波と遅延波の電力差が小さくなるため，誤認識してしまう可能性がある．それを改善するために，図3のように推定に用いるGIの範囲 δ の制限を提案する．

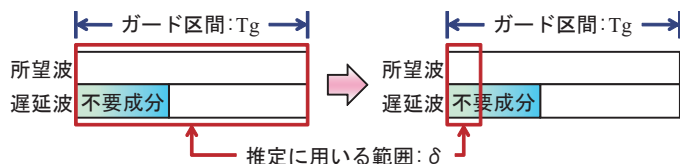


図3: 所望波の到来方向推定に用いるGIの範囲

7 計算機シミュレーション2

上記の手法を用いて計算機シミュレーションを行った．シミュレーション諸元は表1を用い，電波環境を表3に示す．推定に用いるGIの範囲 δ を変化させ，遅延時間差に対する遅延波と所望波を誤認識する確率（所望波の推定到来角が遅延波の到来方向である確率）を図6に示す．図6より，推定に用いるGIの範囲 δ が減少するにつれて，誤認識率が下がることが分かる．また，推定を行う最低限である素子数と同じ4サンプルの場合，誤認識率を0%に出来ない．これは，推定に用いるサンプル数が少なすぎることが原因と考えられる．

これにより，推定に用いるGIの範囲 δ は $T_g/8 \sim T_g/16$ ，かつ，サンプル数が素子数の2倍以上の場合が最適であるといえる．

8 まとめ

本研究では，OFDMのガード区間を用いたMMSEの初期ウエイトの改善について検討を行った．差信号PI方式，最小固有ベクトル方式が劣化を起こした移動受信において，差分Capon-DCMP方式により，改善されることを確認した．差分Capon-DCMP方式の最適化では，所望波の到来方向推定に用いるGIの範囲を $T_g/8 \sim T_g/16$ ，かつ，サンプル数が素子数の2倍以上の場合が最適であるとわかった．

今後は通信中に電波環境が変化する場合について検討を行っていく．

表1: シミュレーション諸元

変調方式	64QAM
キャリア数	1405
GI	128 サンプル時間
アレー形状	4 素子等間隔リニアアレー
素子間隔	中心周波数の半波長
CNR	25dB
ドップラー周波数	固定受信: 0, 移動受信: 0.05/T

表2: 電波環境

到来波1(所望波)	到来波2(遅延波1)	到来波3(遅延波2)
到来方向 0°	60°	-30°
遅延時間 0 サンプル時間	48 サンプル時間	144 サンプル時間
DUR 0.0 dB	5.0 dB	15.0 dB

表3: 電波環境

到来波1(所望波)	到来波2(遅延波1)
到来方向 0°	60°
遅延時間 0 サンプル時間	1 ~ 10 サンプル時間
DUR 0.0 dB	5.0 dB

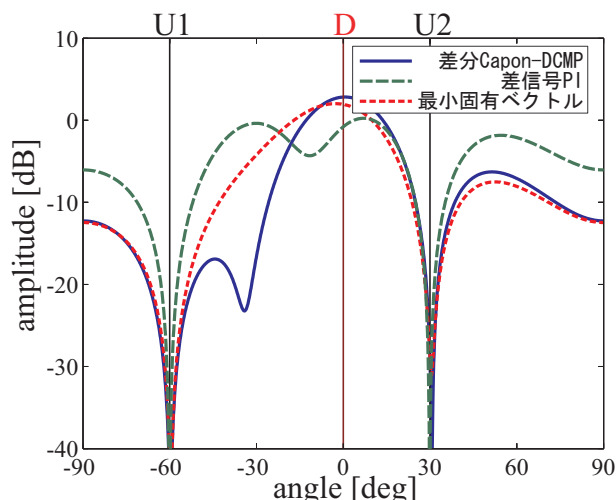


図4: 固定受信の初期指向性

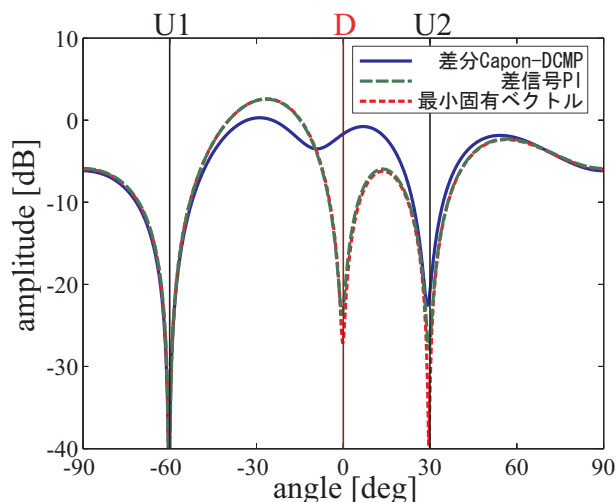


図5: 移動受信の初期指向性

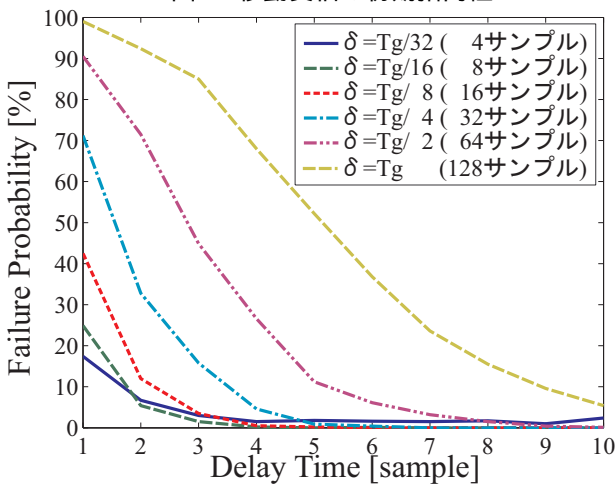


図6: 所望波の到来方向推定における誤認識率

参考文献

- [1] 伊丹誠: デジタル放送 / 移動通信のための OFDM 変調技術, トリケップス, 2000.
- [2] 菊間信良: アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.
- [3] 堀 智 他, 信学論 (B), vol.J85-B,no.9,pp.1608-1615,Sept.2002 .
- [4] 堀 智 他, 信学論 (B), vol.J87-B,no.9,pp.1397-1404,Sept.2004 .
- [5] 稲波雄一: “OFDM 伝送方式におけるブラインド MMSE アダプティブアレーの受信特性改善に関する研究”, 修士論文, 名古屋工業大学, 2009 .

平成 22 年度 修士論文概要	
アレーアンテナを用いた 電波の到来波数推定法に関する研究	菊間研究室 新村 剛士
	No.21417567 Gousi Shinmura

1 はじめに

近年、アレーアンテナを用いた到来方向推定が盛んに研究されている [1]。しかしそれらの方法では到来波数が既知であることを前提としているため、信頼性の高い到来波数推定法の開発は重要な課題である。現在到来波数推定法として、情報量基準 AIC, MDL を用いた FBSS-AIC 法, FBSS-MDL 法, MENSE 法, SEMD 法などが知られている [2][3][4]。しかし実際はどの手法も十分な信頼を得るには至っていないのが現状である。そこで本研究では上記の手法に加え、MENSE 法, SEMD 法に改善を施した I-MENSE 法, I-SEMD 法を含む 6 つの手法の比較検討を行い、性能を明らかにしていく。

2 AIC, MDL を用いた到来波数推定法

M 素子等間隔アレーアンテナに、 L 波の到来波が入射したとき、入力ベクトル $x(t)$ は次式で表される。

$$x(t) = As(t) + n(t) \quad (1)$$

ただし、 A は到来方向行列、 $s(t)$ は信号ベクトル、 $n(t)$ は熱雑音ベクトルである。空間平均法 (SS)[1] では複数のサブアレーを取り出し、それらからの相関行列を平均化する。第 n サブアレーの入力ベクトル $x_n(t)$ とその相関行列はサブアレーの素子数を K として、次式で与えられる。

$$x_n(t) = [x_n(t), x_{n+1}(t), \dots, x_{n-K+1}(t)]^T \quad (2)$$

$$R_{xx}^n = E[x_n(t)x_n^H(t)] \quad (n = 1, \dots, N) \quad (3)$$

ただし、 $N (= M - K + 1)$ はサブアレーの個数である。ここで、さらに FB 平均を用いて相関行列を平均化する [1]。これから得られた相関行列を固有値分解し、その固有値を用いて到来波数推定を行う。このときの AIC[3], MDL[3] は次式で与えられる。

$$AIC(\hat{l}) = 2L(\hat{l}) + 2p(\hat{l}) \quad (4)$$

$$MDL(\hat{l}) = L(\hat{l}) + \frac{1}{2}p(\hat{l}) \log N_s \quad (5)$$

$$L(\hat{l}) = -\log \left(\frac{\prod_{i=\hat{l}+1}^K |\lambda_i|^{1/(K-\hat{l})}}{\frac{1}{K-\hat{l}} \sum_{i=\hat{l}+1}^K |\lambda_i|} \right)^{(K-\hat{l})N_s} \quad (6)$$

$$p(\hat{l}) = \frac{1}{2}\hat{l}(2M - \hat{l} + 1) \quad (7)$$

ここで λ_i は相関行列の固有値、 N_s はスナップショット数である。到来波数の推定値は MDL, AIC の値が最も小さくなるときの $\hat{l}$ の値となる。

3 MENSE 法

M 素子等間隔アレーアンテナから K 素子サブアレー ($K < M$) を N 個抽出する。この N 個のサブアレーから 4 種類の相関ベクトルを得る。 $x_1(t), \dots, x_M(t)$ を受信信号として以下にそのベクトルを示す。

$$\varphi_{fn} \triangleq E[x_{fn}(t)x_M^*(t)] \quad (n = 1, 2, \dots, N-1) \quad (8)$$

$$\bar{\varphi}_{fn'} \triangleq E[x_{fn'}(t)x_1^*(t)] \quad (n' = 2, 3, \dots, N) \quad (9)$$

$$\varphi_{bn} \triangleq E[x_1(t)x_{bn}(t)] \quad (n = 1, 2, \dots, N-1) \quad (10)$$

$$\bar{\varphi}_{bn'} \triangleq E[x_M(t)x_{bn'}(t)] \quad (n' = 2, 3, \dots, N) \quad (11)$$

$$x_{fn}(t) = [x_n(t), \dots, x_{n+K-1}(t)]^T \quad (12)$$

$$x_{bn}(t) = [x_{M-n+1}^*(t), \dots, x_{M-K-n+2}^*(t)]^T \quad (13)$$

上記の 4 種類の相関ベクトル [2] を水平結合した行列を Φ と

する。そして $\Psi = \Phi\Phi^H$ の列の順序を入れ替えた行列 [2] を Ψ' とし、これを QR 分解し、 R 成分 $\hat{R}$ を用いて到来波数推定を行う。その際に次式で定義する関数 $\zeta(i)$ を導入する。

$$\zeta(i) \triangleq \sum_{j=i}^{M-K} |\hat{r}_{ij}| + \varepsilon \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, M-K \quad (14)$$

ここで $\hat{r}_{ij}$ は $\hat{R}$ の (i, j) 成分、 ε はゼロ割防止のための微小値である。 $\zeta(i)$ は $\hat{R}$ の i 行成分の 0 以外の列成分の絶対値を足し合わせたものである。また MENSE 法 [2] の基準式 $\xi(i)$ は次のように定義され、 ξ が最大とする i の値が到来波数の推定値となる。なお式 (14)、式 (15) を波数推定部と呼ぶ。

$$\xi \triangleq \frac{\zeta(i)}{\zeta(i+1)} \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, M-K-1 \quad (15)$$

4 SEMD 法

SEMD 法 [4] では多重度という考え方をを用いて、波数推定部を設計する。MENSE 法で述べられた $\hat{R}$ の対角成分の絶対値 (以下、 $\hat{r}_d = [|r_{11}|, |r_{22}|, \dots, |r_{ii}|] \quad (i = 1, 2, \dots, M-K)$) の全要素を利用して、相乗平均/相加平均の値 $\gamma(i)$ を計算する。 $\gamma(i)$ は以下の式で与えられる。

$$\gamma(i) = \left(\frac{\prod_{k=i}^{M-K} |r_{kk}|^{1/(M-K-i+1)}}{\frac{1}{M-K-i+1} \sum_{k=i}^{M-K} |r_{kk}|} \right) \quad (16)$$

本手法では式 (16) を多重度と定義する。次に、 $\gamma(i)$ の値から、多重度の最大値である 1 との差をとる。

$$\alpha_s(i) = |\gamma(i) - 1| \quad (i = 1, 2, \dots, M-K) \quad (17)$$

SEMD 法では i を順に変えて上記の $\alpha_s(i)$ を求めたときの、零と非零部分の境界を OIC[4] を用いて推定することによって、波数を推定する。OIC は以下の式で表され、 $\beta_s(i)$ を最大とする i が零と非零部分の境界であり、到来波数の推定値となる。

$$\beta_s(i) = \frac{i(M-K-i)(\mu_1 - \mu_2)^2}{\sum_{k=1}^i (\alpha_s(k) - \mu_1)^2 + \sum_{k=i+1}^{M-K} (\alpha_s(k) - \mu_2)^2} \quad (18)$$

$$\mu_1 = \frac{1}{i} \sum_{k=1}^i \alpha_s(k) \quad (19)$$

$$\mu_2 = \frac{1}{M-K-i} \sum_{k=i+1}^{M-K} \alpha_s(k) \quad (20)$$

5 改善法

MENSE 法では 1 素子目及び M 素子目と各サブアレーから 4 種類の相関ベクトルを作成した。改善法においては 1 素子目と M 素子目以外の素子にも注目し、計 4 種類の相関ベクトルを作成する。その際内部雑音の影響を受けないように同じ素子同士では相関を取らないようにする。以下に式 (8)、式 (9) を改良したベクトルを示す。

$$\varphi_{fmn} \triangleq E[x_{fn}(t)x_{M-m+1}^*(t)] \quad (21)$$

$$(m = 1, 2, \dots, M-K; n = 1, 2, \dots, N-m)$$

$$\bar{\varphi}_{fmn'} \triangleq E[x_{fn'}(t)x_m^*(t)] \quad (22)$$

$$(m = 1, 2, \dots, M-K; n' = m+1, \dots, N-1, N)$$

上記と同様に、式 (10)、式 (11) を改良し 4 種類の相関ベクトルを作成する。その後すべての相関ベクトルを水平結合して Φ を構成し、MENSE 法, SEMD 法と同様の処理を施す [2]。

また、図 1 に FBSS-AIC 法, FBSS-MDL 法, MENSE 法, SEMD 法及び改善法の処理流れを示す。

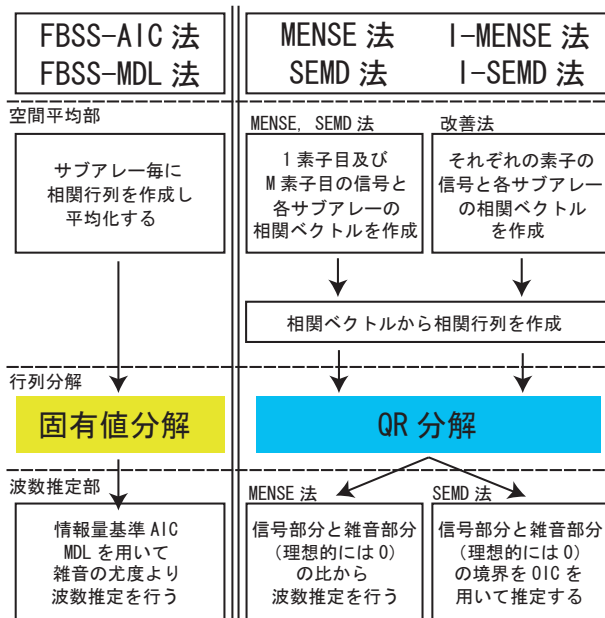


図 1: 各手法の処理の流れ

6 計算機シミュレーションと検討結果

計算機シミュレーションにより, FBSS-AIC 法, FBSS-MDL 法, MENSE 法, SEMD 法, I-MENSE 法及び I-SEMD 法の比較検討を行う. 到来波は 2 波とし, シミュレーション諸元を表 1 に示す. 2 波の到来波は, 完全相関波とする. ここで, 到来波数推定の精度を確認するために, SNR に対する検出確率を示す. 検出確率とは試行回数のなかで到来波が正しく推定できた割合である. 2 波の到来角が $(0^\circ, 12^\circ)$ で位相差が 0° の推定結果を図 2 に, 到来角が $(0^\circ, 12^\circ)$ で位相差が $0^\circ \sim 360^\circ$ のランダムの場合の推定結果を図 3 に示す. 同様に, 2 波の到来角が $(0^\circ, 5^\circ)$ で位相差が 0° の推定結果を図 4 に, 到来角が $(0^\circ, 5^\circ)$ で位相差が $0^\circ \sim 360^\circ$ のランダムの場合の推定結果を図 5 に示す. 図 2, 図 3 から, 明らかに I-SEMD 法の特長が良好である. このことより, 改善法は位相差の影響を受けにくいことが確認できる. 次に図 4, 図 5 より, 到来波が狭い角度差で到来した場合に, SEMD 法, I-SEMD 法の特長が良好であることが分かる. この結果より, SEMD 法の波数推定部が効果的であることを確認することができる. また全ての図から, I-SEMD 法が最も良好な特性を示していると言える.

7 まとめ

本研究では, 到来波数推定法の改善法である I-MENSE 法及び I-SEMD 法を提案し, FBSS-AIC 法, FBSS-MDL 法, MENSE 法, SEMD 法を含めて比較検討を行った. 到来する 2 波が完全相関波である場合 I-SEMD 法が最も良い特性を示した. これより改善法の有効性を確認することができた.

今後の課題として, 実験による検証が挙げられる.

表 1: シミュレーション諸元

アレー形状	10 素子半波長等間隔リニアアレー
サブアレーの素子数	5
サブアレーの数	6
入力 SNR	-10dB ~ 15dB
スナップショット数	64
試行回数	100
到来波数	2
2 波の位相差	0° または $0^\circ \sim 360^\circ$ のランダム
2 波の相関	完全相関
到来角	$(0^\circ, 12^\circ)$ もしくは $(0^\circ, 5^\circ)$
入力電力	(0dB, 0dB)

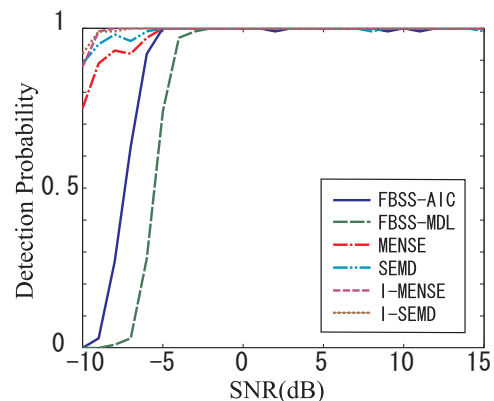


図 2: 検出確率 vs. 入力 SNR[到来角 $(0^\circ, 5^\circ)$, 2 波の位相差: 0°]

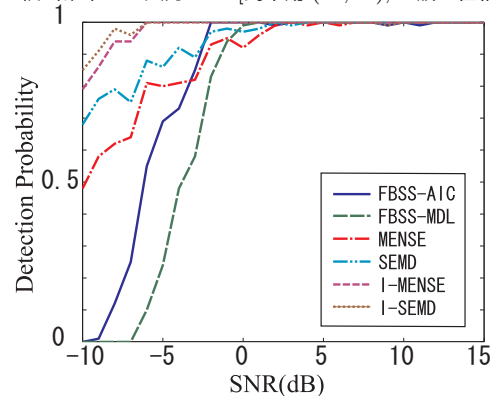


図 3: 検出確率 vs. 入力 SNR[到来角 $(0^\circ, 12^\circ)$, 2 波の位相差: ランダム]

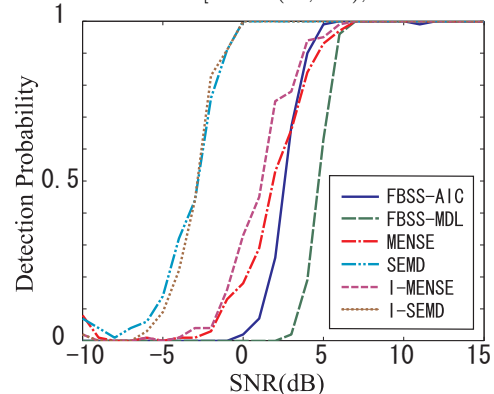


図 4: 検出確率 vs. 入力 SNR[到来角 $(0^\circ, 5^\circ)$, 2 波の位相差: 0°]

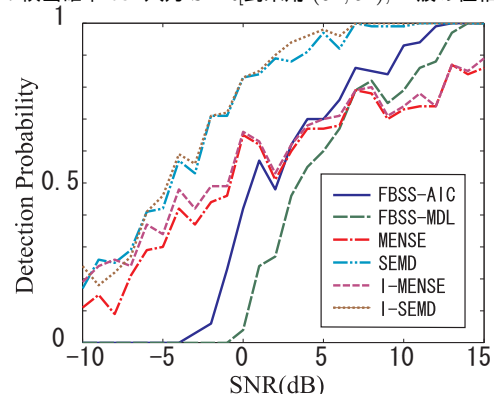


図 5: 検出確率 vs. 入力 SNR[到来角 $(0^\circ, 5^\circ)$, 2 波の位相差: ランダム]

参考文献

- [1] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 1998.
- [2] J. Xin, et al., IEEE Trans., Signal Process., vol. 55, no. 4, pp. 1405-1420, Apr. 2007.
- [3] M. Wax, et al., IEEE Trans., Acoust., Speech, Signal Process., vol. 33, no. 2, pp. 387-392, Apr. 1985.
- [4] 辻真志, 信学技報, IEICE Technical Report, A・P2008-160, pp.61-66, Jan. 2009.

1 はじめに

移動通信や室内無線通信（無線 LAN）などで基地局の設置を効率良く行ったり多重波伝搬を適切にモデル化するには、状況や環境に応じて電波伝搬構造を詳細に把握することが大切である。そのためには到来波（多重波、干渉波）の到来方向（DOA）推定が重要な技術となる [1]。到来方向推定では、アレー誤差による推定精度の劣化を防ぐため、推定前にアレーアンテナを校正する必要がある。本研究では、コヒーレント信号部分空間法（CSS 法）[2] を用いた校正法を提案し、計算機シミュレーションにより検討した。

また、アレー形状変換手法についても検討する。任意配列の不規則アレーに Root-MUSIC や ESPRIT[1] 等の非探索型の推定手法を用いる場合、実アレーから仮想等間隔リニアアレーへの受信信号の変換処理が必要である。本研究では、アレーアンテナ校正法を拡張させたアレー形状変換手法を提案し、実サーキュラアレーから仮想等間隔リニアアレーへ形状変換する場合について、計算機シミュレーションにより検討した。

2 アレーモデル

K 素子リニアアレーに、到来角が $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L$ である L 波の到来波が入射する場合を想定する。第 l 波のモードベクトル、複素振幅をそれぞれ $\mathbf{a}(\theta_l)$, $s_l(t)$ ($l = 1, 2, \dots, L$) とすると、アレー入力ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は、以下のように表される。

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{M}_l \mathbf{a}(\theta_l) s_l(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A}_M \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{A}_M = [\mathbf{M}_1 \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{M}_L \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (2)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{M}_l$ は第 l 波に対するアレー誤差行列であり、アレー素子間の相互結合、アンテナ素子の位置誤差、およびアンテナ素子、ケーブル、受信機等に存在する利得・位相誤差等を表す $K \times K$ の行列である。また、 $\mathbf{A}_M$ は誤差を含むモード行列、 $\mathbf{n}(t)$ は到来波を受信する際の内部雑音ベクトルである。

3 CSS 法を用いたアレーアンテナ校正法

校正をしたい K 素子アレーにおいて、到来方向が既知である参照信号を N 波、個別に受信する。このときの第 i 参照信号のアレー入力ベクトル $\mathbf{x}_i(t)$ は以下のように表される。

$$\mathbf{x}_i(t) = \mathbf{M} \mathbf{a}(\hat{\theta}_i) \hat{s}_i(t) + \mathbf{n}_i(t) \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{M}$ は前節で述べたアレー誤差行列であり、 $\mathbf{a}(\hat{\theta}_i)$, $\hat{s}_i(t)$ はそれぞれ第 i 参照信号のモードベクトル、複素振幅である。また $\mathbf{n}_i(t)$ は第 i 参照信号を受信する際の内部雑音ベクトルである。式 (4) の入力ベクトルに含まれる行列 $\mathbf{M}$ を推定することがアレーアンテナ校正法の目的である。

$\mathbf{a}_e(\hat{\theta}_i)$ を第 i 参照信号の相関行列 $\mathbf{R}_i = E[\mathbf{x}_i(t) \mathbf{x}_i^H(t)]$ の最大固有値の固有ベクトルとすると、

$$\mathbf{M} \mathbf{a}(\hat{\theta}_i) = c_i \mathbf{a}_e(\hat{\theta}_i) \quad (c_i: \text{複素定数}) \quad (5)$$

の関係が成り立つ。

CSS 法には到来方向の予備推定が必要である。この予備推定角度を θ_n とする。そして、 θ_n に最も近い参照信号

2 波の角度が $\hat{\theta}_i, \hat{\theta}_{i+1}$ であるとする。以下、これを用いて CSS 法の説明をする。

CSS 法

$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_i), \mathbf{a}(\hat{\theta}_{i+1})]$, $\mathbf{A}_e = [\mathbf{a}_e(\hat{\theta}_i), \mathbf{a}_e(\hat{\theta}_{i+1})]$, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{1/a_{ec}(\hat{\theta}_i), 1/a_{ec}(\hat{\theta}_{i+1})\}$, $\mathbf{T} = \mathbf{M}^{-1}$ とおくと、式 (5) は i と $i+1$ に対して

$$\mathbf{A} = \mathbf{T} \mathbf{A}_e \mathbf{\Lambda} \quad (6)$$

と表される。ここで、 $\mathbf{\Lambda}$ の $a_{ec}(\hat{\theta}_i), a_{ec}(\hat{\theta}_{i+1})$ は、それぞれ $\mathbf{a}_e(\hat{\theta}_i), \mathbf{a}_e(\hat{\theta}_{i+1})$ の位相中心成分である。

$\mathbf{T}$ は CSS 法に基づき、次式で与えられる条件付最小化問題の解として得られる。

$$\min_{\mathbf{T}} \|\mathbf{A} - \mathbf{T} \mathbf{A}_e \mathbf{\Lambda}\|_F \quad (7)$$

subject to $\mathbf{T}^H \mathbf{T} = \mathbf{I}$ ($\mathbf{I}$: 単位行列)

つまり、 $\mathbf{T}$ のユニタリ性を維持したままで、式 (7) の最小化問題を解いていく。この $\mathbf{T}$ は次式より得られる [2]。

$$\mathbf{T} = \mathbf{V} \mathbf{U}^H \quad (8)$$

式 (8) の $\mathbf{U}, \mathbf{V}$ は、その列が $\mathbf{A}_e \mathbf{\Lambda} \mathbf{A}^H$ のそれぞれ左、右特異ベクトルである $K \times K$ 行列である [2]。

CSS-sp 法

参照信号の到来角 $\hat{\theta}_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 以外の $\mathbf{a}_e(\theta)$ をスプライン補間 (spline interpolation) によって求める。補間には参照信号より求められる $\mathbf{a}_e(\hat{\theta}) (i = 1, 2, \dots, N)$ をすべてを用いる。角度の補間値が予備推定角度 θ_n から角度差 $\pm \Delta$ であるとする。そして、 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_n - \Delta), \mathbf{a}(\theta_n + \Delta)]$, $\mathbf{A}_e = [\mathbf{a}_e(\theta_n - \Delta), \mathbf{a}_e(\theta_n + \Delta)]$, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{1/a_{ec}(\theta_n - \Delta), 1/a_{ec}(\theta_n + \Delta)\}$ とおき CSS 法と同様に行列 $\mathbf{T}$ を求める。

CSS-sp 反復法

予備推定角度 θ_n からの角度差 Δ を CSS-sp 法を反復することに順応的に定める。反復 m 回目の推定値を $\theta^{(m)}$, θ_n からの角度差を $\Delta^{(m)}$ とすると、反復 $m+1$ 回目の $\Delta^{(m+1)}$ を次式のように定める。

$$\Delta^{(m+1)} = \beta (\theta^{(m-1)} - \theta^{(m)}) \quad \beta: \text{定数} \quad (9)$$

また、反復の初期値は $\theta^{(0)} = \theta_n$ とする。このように設定した Δ によって、CSS-sp 法を反復して行列 $\mathbf{T}$ を求める。

4 CSS 法を用いたアレー形状変換手法

アレーアンテナ校正法と同様に、受信信号の変換処理をしたい K 素子アレーにおいて、到来方向が既知である参照信号を N 波、個別に受信する。 $\bar{\mathbf{a}}(\theta_i)$ を仮想等間隔リニアアレーの応答ベクトルとすると、実アレーから仮想等間隔リニアアレーへの変換行列 $\mathbf{T}$ は次式のように定義される。

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta_i) = \mathbf{T} c_i \mathbf{a}_e(\hat{\theta}_i) \quad (c_i: \text{複素定数}) \quad (10)$$

変換行列 $\mathbf{T}$ を推定することが形状変換手法の目的である。式 (10) を用いて、アレーアンテナ校正法と同様の手法で $\mathbf{T}$ を求める。

5 アレーアンテナ校正法に関する計算機シミュレーション

表 1,2 の条件下で到来方向推定の計算機シミュレーションを行った。アレー誤差は、垂直ダイポールアンテナの素子間相互結合と素子位置誤差を考慮した。素子位置誤差として、推定試行毎に、素子の設定値を中心に $\pm 0.12\lambda$ の間で一様に変化させた。予備推定には Beamformer 法 [1]、本推定には Root-MUSIC を用いた。校正を行わない場合、矩形重み付き校正法 [3]、CSS 法、CSS-sp 法、CSS-sp 反復法を用いた各校正法によって校正を施した場合を比較する。また、矩形重み付けには矩形幅 7、低レベル値 $\alpha = 10^{-5}$ を、CSS-sp 法には $\Delta = 1 \text{ deg}$ を、CSS-sp 反復法には $\Delta^{(0)} = 3 \text{ deg}$ 、 $\beta = 1$ 、反復回数 1 回を用いた。到来方向推定値の RMSE を図 1 に示す。

推定結果から、検討した全ての手法によって、ほぼ良好に校正が行えていることが確認できる。特に、CSS-sp 反復法、矩形重み付き校正法を用いた手法の校正精度が高いことが分かる。

6 アレー形状変換手法に関する計算機シミュレーション

表 3,4 の条件下で到来方向推定の計算機シミュレーションを行った。また、用いるアレー形状を図 2 に示す。予備推定には Beamformer 法、本推定には Root-MUSIC を用いた。矩形重み付き校正法、CSS 法、CSS-sp 法、CSS-sp 反復法を用いた各形状変換法によって受信信号の変換処理を施した場合を比較する。各手法の設定はアレーアンテナ校正法に関するシミュレーションと同じとする。到来方向推定値の RMSE を図 3 に示す。

推定結果より、検討した全ての手法において、非探索型である Root-MUSIC によって到来方向推定が良好に行えていることが確認できる。特に、CSS-sp 法、および CSS-sp 反復法を用いた変換精度が高いことが分かる。

7 まとめ

本研究では、コヒーレント信号部分空間法を用いたアレーアンテナ校正法、およびアレー形状変換手法について、計算機シミュレーションにより検討した。その結果、アレーアンテナ校正法、およびアレー形状変換手法ともに、提案法の有効性を示すことができた。また、CSS 法に補間を用いた CSS-sp 法、CSS-sp 法を反復する CSS-sp 反復法についても検討し、CSS 法より校正精度、および変換精度が高いことが分かった。

最後に、今後の課題を述べる。アレーアンテナの素子数や電波環境に応じて、最適な誤差行列および変換行列を推定するためのガイドラインを作ることが必要である。また、他に報告されている校正法および形状変換手法との比較を行うことが課題として挙げられる。

表 1: シミュレーション諸元 (校正)

アレー形状	5 素子等間隔リニアアレー
アンテナ素子	垂直ダイポール
素子間隔	0.45λ
スナップショット数	50
試行回数	50
到来波数	1
到来角	$-80^\circ \sim 80^\circ$ で 1° 間隔
入力 SNR	20dB

表 2: 校正用参照信号の設定

設定方向	$-70^\circ \sim 70^\circ$ で 10° 間隔
スナップショット数	100
入力 SNR	30dB

表 3: シミュレーション諸元 (形状変換)

実アレー形状	5 素子等間隔サーキュラアレー
実アレー半径	1.0λ
仮想アレー形状	5 素子等間隔リニアアレー
仮想アレー素子間隔	0.5λ
アンテナ素子	等方性
スナップショット数	50
試行回数	50
到来波数	1
到来角	$-180^\circ \sim 180^\circ$ で 1° 間隔
入力 SNR	20dB

表 4: 変換用参照信号の設定

設定方向	$-180^\circ \sim 180^\circ$ で 10° 間隔
スナップショット数	100
入力 SNR	30dB

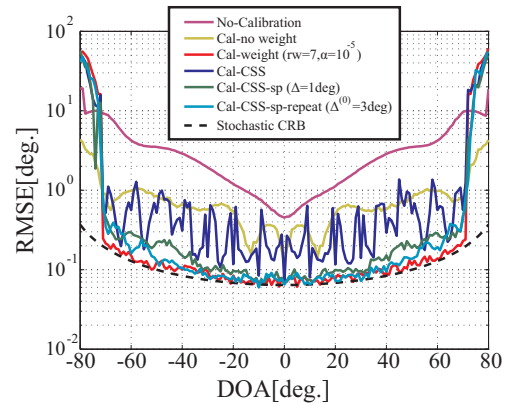


図 1: 各アレーアンテナ校正法の比較

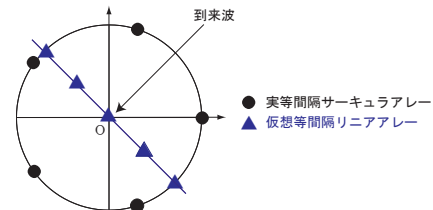


図 2: アレー形状

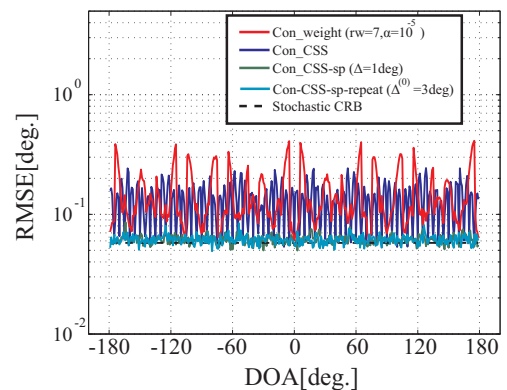


図 3: 各アレー形状変換手法の比較

参考文献

- [1] 菊間信良：アダプティブアンテナ技術，オーム社，2003．
- [2] H.Wang, M.Kaveh：IEEE Trans., ASSP-33, No.4, pp.823-831, Aug. 1985.
- [3] 石黒靖博：“SAGE アルゴリズムを用いた高分解能到来方向推定のための方形重み付きアレーアンテナ校正法”，信学論 (B), Vol.J93-B, No.2, pp.303-311, Feb. 2010.

1 はじめに

アレーアンテナによる到来方向推定に部分空間法 [1] を適用する際には、複素受信データ相関行列の固有値解析が必要であり、高速処理が要求されるアプリケーションにおいては、その計算量の軽減が必要となる。素子数の多い大規模アレーによる到来方向推定では、到来波数より素子数が十分に多い場合ならばデータ相関行列のサイズを、より小さなサイズの行列に変換することで効果的に演算量の削減をはかることができる。このような処理はビームスペース処理と呼ばれる [2]。本研究では、EM および SAGE アルゴリズム [2] に DFT ビームスペース [3] および DCMP ビームスペースを導入し、計算機シミュレーションによってその特性を検証する。

2 アレーモデル

K 素子リニアアレーに、到来角が $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L$ である L 波の到来波が入射する場合を想定する。第 l 波のアレー応答ベクトル（モードベクトル）、複素振幅をそれぞれ $a(\theta_l)$, $s_l(t)$ ($l = 1, 2, \dots, L$) とすると、アレー入力ベクトル $x(t)$ は、以下のように表される。

$$x(t) = \sum_{l=1}^L a(\theta_l) s_l(t) + n(t) = A s(t) + n(t) \quad (1)$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \quad (2)$$

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (3)$$

ここで、 A はアレー応答行列（モード行列）、 $s(t)$ は信号ベクトル、 $n(t)$ は内部雑音ベクトルである。

3 EM アルゴリズム

EM アルゴリズムは不完全データである受信信号 $x(t)$ から完全データ $x_l(t)$ を反復計算（EM サイクル）により推定する手法である。この推定は 2 つのステップ：E-Step, M-Step で構成される。アレー入力ベクトル $x(t)$ を用いて、 L 波到来する場合における m 回目の EM サイクルを次に示す。

E-step：第 l 波の到来角 $\theta_l^{(m)}$ 、複素振幅の推定値 $s_l^{(m)}(t)$ を用いて、次式のように完全データ $x_l^{(m)}(t)$ の最尤推定値を求める。

$$x_l^{(m)}(t) = s_l^{(m)}(t) a(\theta_l^{(m)}) + \beta_l [x(t) - A^{(m)} s^{(m)}(t)] \quad (4)$$

ここで、 $a(\theta_l^{(m)})$ は第 l 波のモードベクトル、 $A^{(m)}$ はモード行列である。また、 β_l は雑音項の非負の係数であり、収束特性に影響する。

M-step：E-Step で得られた完全データ $x_l^{(m)}(t)$ の尤度を最大化するパラメータ $\theta_l^{(m+1)}$, $s_l^{(m+1)}(t)$ を推定する。具体的には、パラメータ推定値は、完全データの相関行列 $C_l^{(m)} = E[x_l^{(m)}(t) x_l^{(m)}(t)^H]$ を用いて、次のように求められる。

$$\theta_l^{(m+1)} = \arg \max_{\theta} \frac{a(\theta)^H C_l^{(m)} a(\theta)}{a(\theta)^H a(\theta)} \quad (5)$$

$$s_l^{(m+1)}(t) = \frac{a(\theta_l^{(m+1)})^H x_l^{(m)}(t)}{a(\theta_l^{(m+1)})^H a(\theta_l^{(m+1)})} \quad (6)$$

以降、推定パラメータが収束するまで E-Step, M-Step を繰り返す。

SAGE アルゴリズムは、EM アルゴリズムのように L 波同時にパラメータ更新するのではなく、個々の到来波に対する完全データを逐次的に更新し、収束速度の改善を図った手法である [2]。

4 DCMP 規範を用いたビームフォーミング

到来角の推定値 $\theta_l^{(m)}$ をアダプティブアンテナの DCMP 規範に利用して、第 l 波を選択的に受信するアレーアンテナの最適ウエイトを以下のように計算できる [4]。

$$w(u_l) = \frac{R_{xx}^{-1} a(u_l)}{a(u_l)^H R_{xx}^{-1} a(u_l)} \quad (w(u_l)^H a(u_l) = 1) \quad (7)$$

$$a(u_l) = \left[1, \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d u_l\right), \dots, \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (K-1) d u_l\right) \right]^T \quad (8)$$

ここで、 $u_l = \sin \theta_l^{(m)}$, $a(u_l)$ は第 1 素子を位相基準とした第 l 波のモードベクトル、 d は素子間隔である。また、 R_{xx} はアレーの相関行列で、この場合は次のように構成される。

$$R_{xx} = \sum_{i=1}^L a(\theta_i^{(m)}) a(\theta_i^{(m)})^H + \alpha I \quad (9)$$

ここで、 α は正の定数で、擬似雑音電力である。この $w(u_l)$ によって、第 l 波にメインローブを向け、他の到来波にはヌル点を向けた指向性パターンを形成できる。さらに、式 (9) において α を調整することにより全体のヌル形成能力をコントロールすることができる。すなわち、 α の値が小さい程、ヌル形成能力は大きくなり、深いヌルが形成される。本研究では、 α の値を 10^6 または 10^{-6} とする。第 l 波に向けたビーム数を 3、ビーム間隔を $1/K$ とすると、ビームフォーミング行列 W_l は、このウエイトを用いて以下のように構成される。

$$W_l = \left[w_n \left(u_l - \frac{2}{K} \right), w_n(u_l), w_n \left(u_l + \frac{2}{K} \right) \right] \quad (10)$$

$$w_n = w / \|w\| \quad (11)$$

この行列 W_l を、 $W_l^H x_l^{(m)}(t)$ として、完全データ $x_l^{(m)}(t)$ にウエイト処理を施して得られる出力信号に EM を適用したものを、アダプティブビームスペース EM と名付ける。

5 ブロードヌルの導入

式 (9) において、ヌルを形成したい角度のモードベクトルを加えることにより、意図的なヌル形成が可能である。EM アルゴリズムにおける初期値には、大きな誤差が含まれることが考えられるため、1 つの抑圧したい波に複数のヌル（ブロードヌル）を向けることにより、改善を図る。本研究では、EM アルゴリズムにおける初回の試行のみ、抑圧したい波の到来方向の $\pm 2^\circ$ にヌルを追加するブロードヌルを導入する。

6 計算機シミュレーション

表 1～3 の条件下で到来方向推定の計算機シミュレーションを行った。比較には、エレメントスペース EM、DFT ビームスペース EM、および提案法である各種 DCMP ビームスペース EM を用いた。なお、DCMP ビームスペース EM について、ビーム間隔を $2/K$ から $1/K$ としたものを“narrow”と表記する。推定評価には 2 乗平均誤差 (RMSE) を用いた。到

来波 2 波間の相関を同相完全相関とし、到来方向が $(0^\circ, 20^\circ)$ のときの収束特性を図 1 に、EM 試行回数 5 回における、2 波の位相差と RMSE の関係を図 2 に示す。また、到来方向が $(-10^\circ, 20^\circ)$ のとき、EM 試行回数 5 回における初期値誤差と RMSE の関係を図 3 に示す。

結果より、ブロードヌルを用いた DCMP ビームスペース EM の収束が最も速く、また、2 波の位相差による性能の変化が最も小さいことが確認できる。さらに、ブロードヌルを用いることにより、初期値誤差に対する耐性も向上していることがわかる。

7 まとめ

本研究では、各種ビームスペース EM アルゴリズムの特性を、計算機シミュレーションにより比較検討した。その結果、収束特性においては、DCMP における擬似雑音電力 α を 10^{-6} とし、さらにブロードヌルを用いた DCMP ビームスペース EM の収束が最も速いことがわかった。これは、他の到来波にブロードヌルを形成することにより、他の波の影響をより抑えられたためと考えられる。また、このように他の波の影響を抑えることにより、完全相関波 2 波の位相差による性能の変化も抑えることができている。初期値誤差特性においては、 $\alpha = 10^6$ とした方が誤差耐性は高いが、 $\alpha = 10^{-6}$ の場合も、ブロードヌルを適用することにより、最も高い誤差耐性を示すことがわかった。

今後の課題としては、到来波数が多い場合の DCMP ビームスペース EM の性能検討や、EM アルゴリズムにおける初期値についての検討が挙げられる。特に、初期値については、波数推定も考慮に入れた初期値の設定方法の検討が望まれる。

表 1: シミュレーション諸元	
アレー形状	半波長等間隔リニアアレー
アンテナ素子	等方性素子
素子数	8
到来波数	2
入力 SNR	20dB
ビーム数	3
スナップショット数	50
試行回数	200
β_l	1

表 2: 電波環境 1	
到来方向	$(0^\circ, 20^\circ)$
EM の初期値	$(-5^\circ, 25^\circ)$
相関	完全相関

表 3: 電波環境 2	
到来方向	$(-10^\circ, 20^\circ)$
EM の初期値	$(-10^\circ + \Delta\theta, 20^\circ - \Delta\theta)$
相関	無相関

参考文献

- [1] 菊間信良: アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.
- [2] 山田寛喜: 高分解能到来方向推定法の基礎と実際, アンテナ, 伝播における設計, 解析手法ワークショップ (第 33 回), pp.67-68, 2006.
- [3] M. D. Zoltowski, G. M. Kautz, and S. D. Silverstein: "Beamspace ROOT-MUSIC," IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, no.1, pp.344-364, Feb.1993.
- [4] N. Kikuma: "Iterative DOA Estimation Using Subspace Tracking Methods and Adaptive Beamforming," IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, No.5, pp.1818-1828, May 2005.

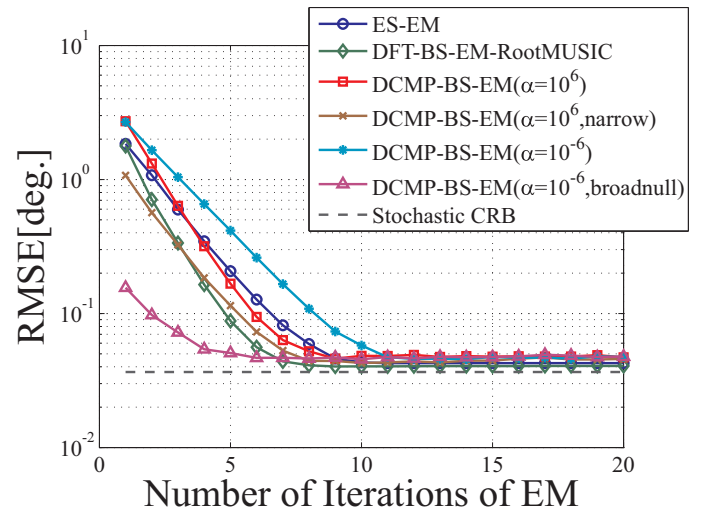


図 1: 収束特性
(表 2, 到来角 = $(0^\circ, 20^\circ)$, 位相差 = 0°)

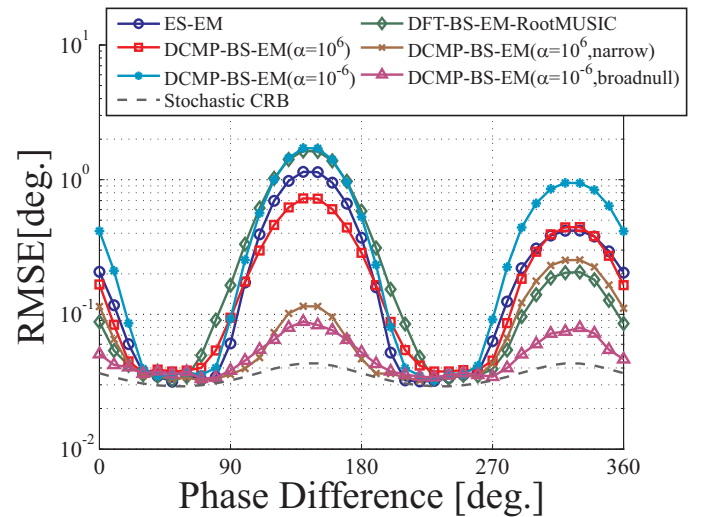


図 2: 位相差特性
(表 2, 到来角 = $(0^\circ, 20^\circ)$, EM 反復回数: 5)

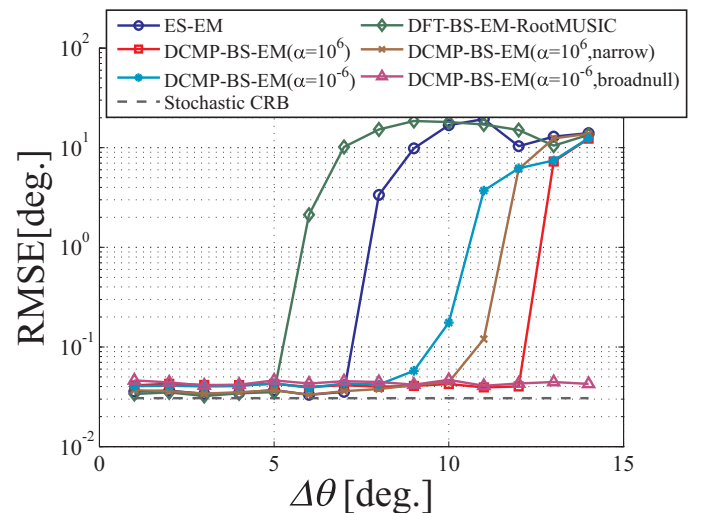


図 3: 初期値誤差特性
(表 3, 到来角 = $(-10^\circ, 20^\circ)$, EM 反復回数: 5)

1 はじめに

無線通信において受信点に到来する波は、障害物による反射・回折・散乱により、角度広がり (AS) をもつことが知られている。この角度広がりをもつ到来波の到来方向 (DOA) 及び角度広がり推定を行うために MUSIC 等に基づいた研究がなされている。しかし、この推定法では波数推定が要求されるため、波数推定の誤りが原因で推定精度が劣化することが予想される。

本論文では、波数推定を必要としない Capon 法を基本手法として改良を行っていく。まず、積分型モードベクトルを用いた積分型 Capon 法 (CIM)、そのモードベクトルの微係数を用いた微係数拘束付積分型 Capon 法 (DECCIM1)、さらに、その改良法である改良型微係数拘束付積分型 Capon 法 (DECCIM2) を示す。その上で、Diagonal Loading (DL) を導入する改善方法、及び微係数拘束に対する重みを制御できる微係数軟拘束付き積分型 Capon 法 (IGS) を示す [1][2]。そして角度広がりのある到来波に対して計算機シミュレーションを行い、それらの推定性能について比較検討する。

2 入力モデル

図 1 の散乱リングモデルを仮定し、 K 素子アレーに角度広がりをもつ L 波の波が、それぞれ到来方向 θ_l ($l = 1, 2, \dots, L$)、角度広がり $\Delta\theta_l$ で到来する場合を考える。角度広がり内には M_l 波の素波が存在するものとする。このとき、アレーアンテナの入力ベクトル $x(t)$ は次のように表すことができる。

$$x(t) = \sum_{l=1}^L \left\{ \sum_{m=1}^{M_l} A_{lm}(t) \mathbf{a}_o(\theta_{lm}) \right\} + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_o(\theta) = [a_{o1}(\theta), a_{o2}(\theta), \dots, a_{oK}(\theta)]^T \quad (3)$$

$$a_{ok}(\theta) = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d(k-1) \sin \theta} \quad (k = 1, \dots, K) \quad (4)$$

$x_k(t)$: 第 k 素子の受信信号

$A_{lm}(t)$: 素波の複素振幅

$\mathbf{a}_o(\theta)$: アレー応答ベクトル (モードベクトル)

θ_{lm} : 素波の到来方向

$\mathbf{n}(t)$: 熱雑音ベクトル

3 積分型モードベクトルと Capon 法の拡張

3.1 積分型モードベクトルと積分型 Capon 法

到来波を構成する素波が角度広がり $\Delta\theta_l$ 内で連続的に存在すると仮定すると、式 (1) の総和計算を以下のように積分計算で近似することができる。

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^{M_l} A_{lm}(t) \mathbf{a}_o(\theta_{lm}) \\ & \simeq s_l(t) \int_{-\Delta\theta_l/2}^{\Delta\theta_l/2} V_l(\theta_l + z) \mathbf{a}_o(\theta_l + z) dz \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $s_l(t) = \sum_{m=1}^{M_l} A_{lm}(t)$ 、 $z = \theta_{lm} - \theta_l$ であり、 $V_l(\theta)$ は到来波の振幅・位相分布の形を示す関数 (複素数) である。式 (5) より、 $V(\theta) = V_l(\theta)$ とし、右辺の積分部分を新たなアレー応答ベクトル $\mathbf{a}(\theta, \Delta\theta)$ で表す。

$$\mathbf{a}(\theta, \Delta\theta) = \int_{-\Delta\theta/2}^{\Delta\theta/2} V(\theta + z) \mathbf{a}_o(\theta + z) dz \quad (6)$$

$$= [a_1(\theta, \Delta\theta), \dots, a_K(\theta, \Delta\theta)]^T \quad (7)$$

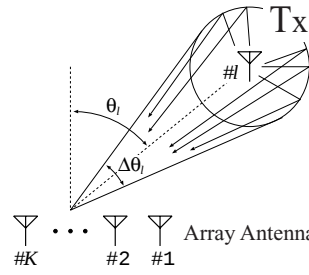


図 1: 散乱リングモデル

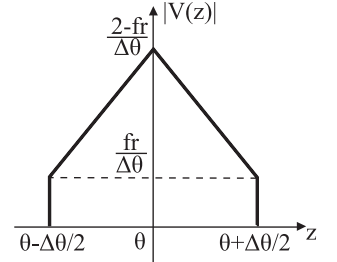


図 2: 積分型モードベクトルで用いる素波の振幅分布

ここで $\mathbf{a}(\theta, \Delta\theta)$ を積分型モードベクトルと呼ぶ。 $V(z)$ の振幅を図 2 に示す三角形の分布 ($0 \leq f_r \leq 1$, f_r : 振幅係数)、位相を 0° の一定値とすると、式 (7) の第 k 成分は

$$a_k(\theta, \Delta\theta) = a_{ok}(\theta) \left\{ (1 - f_r) \text{sinc}^2 \left(\frac{uv}{2} \right) + f_r \text{sinc}(uv) \right\} \quad (8)$$

$$u = \frac{2\pi}{\lambda} d(k-1) \cos \theta, \quad v = \frac{\Delta\theta}{2}$$

となる。なお、角度広がり $\Delta\theta$ はそれほど大きいものではない ($\Delta\theta \simeq 0$) として近似している。そしてこれをモードベクトルとして用いた Capon 法が CIM であり、 R_{xx} を相関行列とすると、その角度スペクトラムは次式で与えられる。

$$P_{cim}(\theta, \Delta\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta, \Delta\theta) R_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta)} \quad (9)$$

3.2 微係数拘束付積分型 Capon 法と改良型微係数拘束付積分型 Capon 法

角度広がり の推定性能を向上させるため、以下に示す積分型モードベクトルの微係数成分を用いた拘束条件を CIM に加える。ただし、 $\mathbf{w}$ はアレーのウェイトベクトルである。

$$\frac{\partial}{\partial \theta} [\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta)] = \mathbf{w}^H \frac{\partial}{\partial \theta} \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta) = 0 \quad (10)$$

この拘束条件を CIM に適用すると以下の式が得られる。

$$\min_{\mathbf{w}} \left(P_{out} = \frac{1}{2} \mathbf{w}^H R_{xx} \mathbf{w} \right) \quad (11)$$

$$\text{subject to } C_{ig1}^T \mathbf{w}^* = \mathbf{h}_{ig1}$$

$$C_{ig1} = [\mathbf{a}(\theta, \Delta\theta) \quad \frac{\partial}{\partial \theta} \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta)] \quad (12)$$

$$\mathbf{h}_{ig1} = [1 \quad 0]^T \quad (13)$$

ここで C_{ig1} は拘束行列、 $\mathbf{h}_{ig1}$ は拘束応答ベクトルである。従って、 σ_{C1}^2 を DL レベルとしたときの DECCIM1 の角度スペクトラム $P_{deccim1}$ を以下のように得る。

$$P_{deccim1}(\theta, \Delta\theta) = \mathbf{h}_{ig1}^T (C_{ig1}^H R_{xx}^{-1} C_{ig1} + \sigma_{C1}^2 I)^{-1} \mathbf{h}_{ig1}^* \quad (14)$$

DECCIM1 の推定性能をより改善するため、拘束条件に、さらに次式で示すような角度広がり $\Delta\theta$ についての微係数を加えた改良手法 (DECCIM2) を提案する。

$$\frac{\partial}{\partial \Delta\theta} [\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta)] = \mathbf{w}^H \frac{\partial}{\partial \Delta\theta} \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta) = 0 \quad (15)$$

これにより、 σ_{C2}^2 を DL レベルとしたときの DECCIM2 の角度スペクトラム $P_{deccim2}$ を以下のように得る。

$$P_{deccim2}(\theta, \Delta\theta) = \mathbf{h}_{ig2}^T (C_{ig2}^H R_{xx}^{-1} C_{ig2} + \sigma_{C2}^2 I)^{-1} \mathbf{h}_{ig2}^* \quad (16)$$

$$C_{ig2} = [\mathbf{a}(\theta, \Delta\theta) \quad \frac{\partial}{\partial \theta} \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta) \quad \frac{\partial}{\partial \Delta\theta} \mathbf{a}(\theta, \Delta\theta)] \quad (17)$$

$$\mathbf{h}_{ig2} = [1 \quad 0 \quad 0]^T \quad (18)$$

3.3 微係数軟拘束付き積分型 Capon 法

CIM の拘束の強さ（重み）を調節できるように以下のよう改善を試みた．

$$\min_{\mathbf{w}} \left(\frac{1}{2} \left\{ \mathbf{w}^H R_{xx} \mathbf{w} + \alpha \left| \mathbf{w}^H \mathbf{d}(\theta \Delta\theta) \right|^2 \right\} \right) \quad (19)$$

subject to $\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta \Delta\theta) = 1$

$$\mathbf{d}(\theta, \Delta\theta) = \frac{\partial}{\partial \theta} \mathbf{a}(\theta \Delta\theta) \quad (20)$$

ここで α は拘束の強さを変化させる拘束係数である．また， $R_{dd}(\theta \Delta\theta) = \mathbf{d}(\theta \Delta\theta) \mathbf{d}^H(\theta \Delta\theta)$ とおくと，式 (19) は

$$\min_{\mathbf{w}} \left(\frac{1}{2} \left\{ \mathbf{w}^H (R_{xx} + \alpha R_{dd}(\theta \Delta\theta)) \mathbf{w} \right\} \right) \quad (21)$$

subject to $\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta \Delta\theta) = 1$

となる．よって角度スペクトラムは CIM と同様に導かれ，さらに擬似雑音 β の付加を考慮すると，以下の式が得られる．

$$P_{igs}(\theta \Delta\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta \Delta\theta) (R_{xx} + \alpha R_{dd}(\theta \Delta\theta) + \beta I)^{-1} \mathbf{a}(\theta \Delta\theta)} \quad (22)$$

4 計算機シミュレーション

アレー等のパラメータを表 1，DL レベルを表 2 に示す．本論文では，各到来波の SNR を以下のように定義した．

$$\text{SNR} = \frac{\text{到来波（素波の合成波）の電力（} |\bar{s}_l|^2 \text{）}}{\text{熱雑音電力}} \quad (23)$$

アレーアンテナは 12 素子の等間隔リニアアレーで素子間隔 0.5 波長とした．到来波を構成する素波の振幅係数 f_{rs} は図 2 と同じ形状とする（積分型モードベクトルの振幅係数 f_r と区別するために f_{rs} とする．）ここでは， $f_{rs} = 0.5$ とし，素波の位相をランダムに与えて推定性能を評価した．素波の位相によって推定結果が異なるため，各 DOA，AS について試行回数を 1000 回として推定を行った．

AS を 3° とし，DOA を $0^\circ \sim 80^\circ$ まで変化させたときの各手法を用いた DOA と AS 推定値及び AS の推定失敗率（角度広がり推定値が 0.2° 未満となる確率）を図 3～5 に示す．また，DOA を 0° とし，AS を $1^\circ \sim 9^\circ$ まで変化させたときの各手法を用いた DOA と AS 推定値及び AS の推定失敗率を図 6～8 に示す．なお，角度広がり内に 0.2° 間隔で素波が存在するように素波数を設定している．

推定時に用いる積分型モードベクトルは $f_r = 0.5$ とし，素波の位相はすべて 0° としている．また，サブアレー素子数を 6 とし，測定のスナップショット数は 1 とした．

図 3 より，到来方向の変化に関係なく全ての手法で安定した推定が行えていることが分かる．図 4 及び図 5 より，到来方向の変化に関係なく推定精度が最もよく，推定失敗率がほぼ 0 % になっているのは DECCIM2 であると分かる．

図 6 より，全ての角度広がりに対してバランスよく推定誤差が小さくなっているのは IGS であると分かる．図 7 及び図 8 より，角度広がりの変化に関係なく推定精度が最もよく，推定失敗率がほぼ 0 % になっているのは DECCIM2 であると分かる．

5 まとめ

雑音の影響をほぼ無視できるほど高い SNR において，各手法に最適な DL レベル，拘束係数，及び擬似雑音電力を導入して，基本特性を検討するため計算機シミュレーションによる特性評価を行った．これらの結果より各手法の到来方向推定精度は微係数軟拘束付き積分型 Capon 法の推定精度

が優れていることが分かった．また，各手法の角度広がり推定精度の比較は改良型微係数拘束付き積分型 Capon 法の推定精度が優れていることが分かった．

今後の課題としては，改良型微係数拘束付き積分型 Capon 法で付加する拘束条件の改良を行い，高精度な角度広がり及び到来方向推定を実現することが挙げられる．また素波の振幅分布形状が偏った場合（非対称の場合）や角度広がりのある到来波が複数到来する場合への対応が挙げられる．

表 1: アレー等のパラメータ

アレー形状		12 素子等間隔リニアアレー
アレーの素子間隔	d	0.5λ
素波の振幅分布係数	f_{rs}	0.5
推定用振幅分布係数	f_r	0.5
空間平均		FB 平均
サブアレー素子数	K_s	6
スナップショット数		1
試行回数		1000
入力 SNR		100[dB]

表 2: DL レベル

σ_{C1} [dB]	σ_{C2} [dB]	$(\alpha$ [dB], β [dB])
10	10	(10, -60)

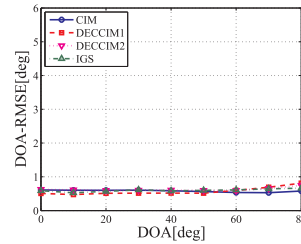


図 3: DOA の変化に対する DOA の推定値の RMSE

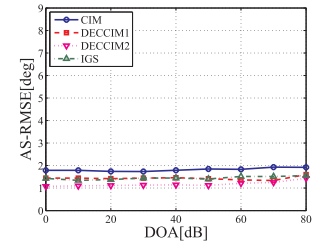


図 4: DOA の変化に対する AS の推定値の RMSE

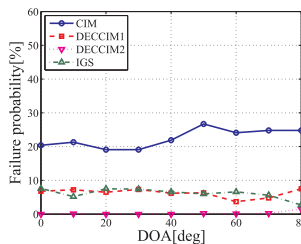


図 5: DOA の変化に対する AS の推定の失敗率

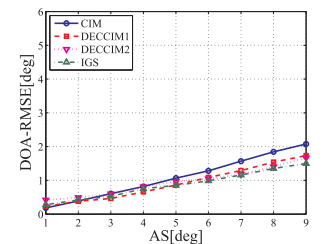


図 6: AS の変化に対する DOA の推定値の RMSE

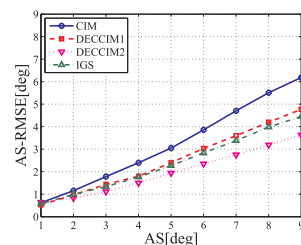


図 7: AS の変化に対する AS の推定値の RMSE

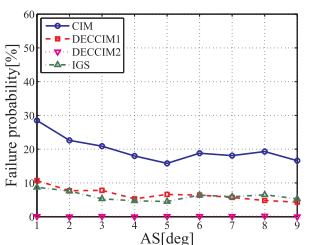


図 8: AS の変化に対する AS の推定の失敗率

参考文献

- 小川，菊間 他，“積分型モードベクトルを用いた微係数拘束付き Capon 法による到来波の角度広がり推定,” 信学論 B, vol.J92-B, no.6, pp.921-p.929, June 2009.
- 小川，菊間 他，“微係数拘束付き積分型 Capon 法による角度広がり推定の改善,” 信学論 B, vol.J93-B, no.2, pp.390-p.393, Feb. 2010.

平成 22 年度 修士論文概要	
近距離通信用 MIMO アンテナの チャンネル容量改善に関する研究	菊間研究室 松井 元
	No.21417623 Gen Matsui

1 はじめに

従来の MIMO 通信は反射や散乱によるマルチパスリッチな環境においてチャンネル容量を拡大することができる [1]. 近年では, 球面波がアレー開口に到来する近傍界領域において MIMO システムを利用する研究が盛んである [2]. 近距離 MIMO 通信において, チャンネル容量はマルチパスレスな環境でも改善することができる. これは球面波が平面波の重ね合わせと等価であるからである [3].

本報告では近距離 MIMO 通信の基本特性の解明と, 近距離 MIMO アンテナに反射器を用いてチャンネル容量の改善を目指す.

2 解析モデルと解析手法

図 1 に FDTD 法による解析モデルを示す. 吸収境界は PML(Perfect matched layer) を用いる. 送受信アンテナに 4 素子の半波長ダイポールアンテナを用い, 送信アンテナ素子はそれぞれ 2.5GHz で励振する. 素子間距離を $d[\text{m}]$ とする, つまり開口長 A は $3d$ となる. 送受信アンテナ間の距離を $5\lambda(0.6\text{m})$ とする.

本報告では, 近距離 MIMO 通信の特性をチャンネル容量, 固有値分布, EDOF により評価を行い, 固有モードの電界分布により考察を行う. チャンネル応答行列 $\mathbf{H} = [h_{ki}]$ は i 番目の送信アンテナ素子が励振したときの k 番目の受信アンテナの複素振幅 h_{ki} からなる. このチャンネル応答行列を特異値分解することで固有値分布が得られる.

$$\mathbf{H} = \mathbf{E}_r \mathbf{D} \mathbf{E}_t^H \quad (1)$$

ここで

$$\mathbf{E}_t = [\mathbf{e}_t^1, \dots, \mathbf{e}_t^N] \quad (2)$$

$$\mathbf{E}_r = [\mathbf{e}_r^1, \dots, \mathbf{e}_r^N] \quad (3)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \dots, \sqrt{\lambda_N}) \quad (4)$$

ここで λ_n は $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ の固有値で, N はアンテナ素子数である. また, チャンネル容量は得られた固有値より以下の式で求まる.

$$C_{\text{MIMO}} = \sum_{i=1}^N \log_2(1 + \lambda_i \gamma_i), \quad (5)$$

ここで γ_i は SNR, λ_i は固有値である.

EDOF(The effective degrees of freedom) は MIMO の特徴でもある空間多重システムの効率を定量的に評価できる手法である [4].

$$\text{EDOF} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_i}{\max \lambda_i} \quad (6)$$

ここで λ_i は固有値, n は固有モード数である. EDOF の最小値は 1, 最大値は n である.

従来の遠方界通信における MIMO システムでは指向性パターンによる評価を行うが, 開口に対して球面波が到来する近距離 MIMO 通信では各固有モードの電界分布により評価を行う必要がある. 第 n 固有モードの電界分布 $E^n(x, y, z)$ は以下によって得られる.

$$E^n(x, y, z) = \sum_{i=1}^N w_i^n E_i(x, y, z) \quad (7)$$

ここで w_i^n は特異ベクトルの i 番目の要素であり, $E_i(x, y, z)$ は i 番目の送信アンテナ素子が励振したときの解析領域における電界分布である.

3 近距離 MIMO 通信の基本特性

図 2 に素子間距離 $0.5d/\lambda$ とした固有モードの電界分布を示す. 第 1 固有モードは受信アンテナ方向にメインローブを向けていることがわかる. 一方, 第 2 から第 4 固有モードは受信アンテナ方向にヌルが向いていることがわかる. これは表 2 の受信素子の位相モードから, 各固有モードが直交するようにアンテナ素子間にヌルを形成しているといえる. その結果, 第 1 固有モード以外のメインローブは受信アンテナ方向に向かないため, 表 1 に示すように固有値分布は等分化されないといえる.

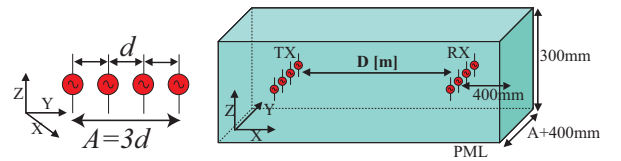


図 1: 解析モデル

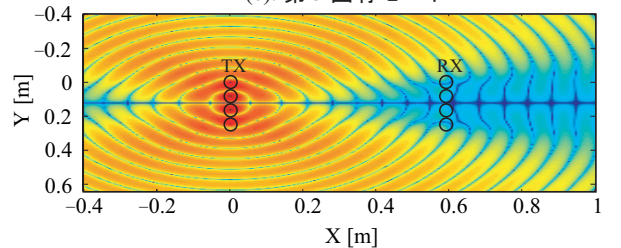
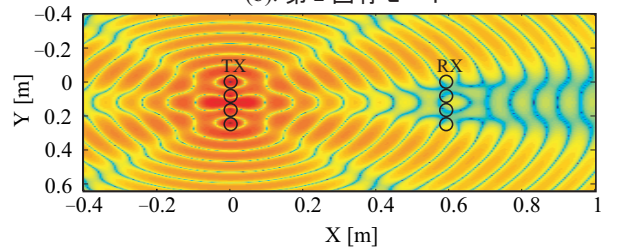
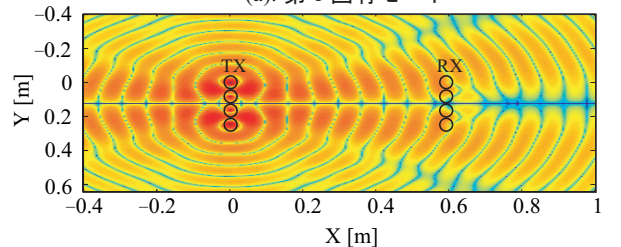
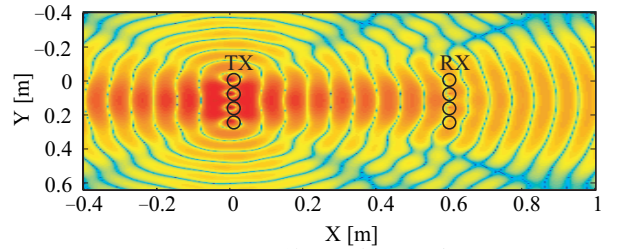


図 2: 固有モードの電界分布

表 1: 素子間距離 $0.5d/\lambda$ における固有値

	1st	2nd	3rd	4th
固有値 [dB]	-16.5	-27.1	-46.9	-71.3

表 2: 受信アンテナ素子の位相モード

固有モード	受信アンテナ素子			
	1st	2nd	3rd	4th
1st[deg]	147.1	161.3	161.3	147.1
2nd[deg]	28.8	44.2	-135.7	-151.1
3rd[deg]	-42.5	151.7	151.7	-42.5
4th[deg]	-91.3	104.1	-75.9	88.7

4 反射器を用いた MIMO アンテナ

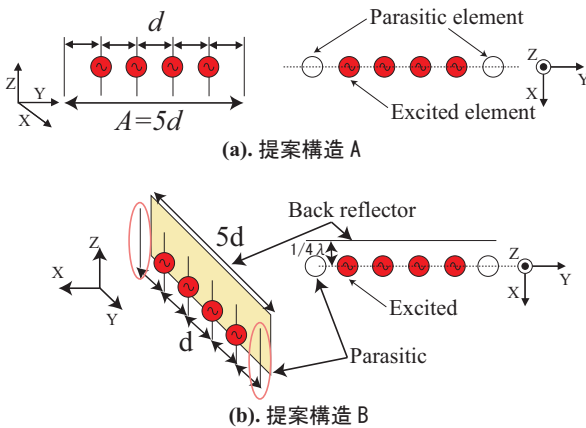
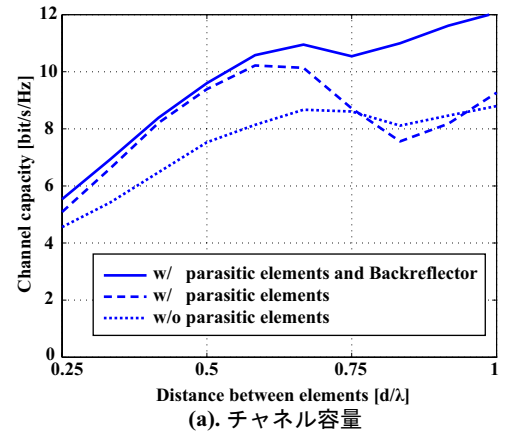
図 3 に反射器を用いた提案構造を示す. 提案構造 A は寄生素子を用いた構造, 提案構造 B は構造 A に反射体を設けた構造とする.

図 4 に基本モデル, 提案構造 A, 提案構造 B の素子間距離特性の比較を示す. 図 4(a) より提案構造 A は基本モデルに比べ, 素子間距離 $0.75d/\lambda$ 以下でチャンネル容量を改善できたことがわかる. これは図 4(b) より寄生素子を用いたことで固有値分布を等分化するだけでなく SNR も改善したといえる. しかし, 素子間距離 $0.75d/\lambda$ 以上では特性が劣化していることがわかる. これは図 4(c) より提案構造 A は素子間距離 $0.75d/\lambda$ 以上で EDOF が低下していること原因であるといえる.

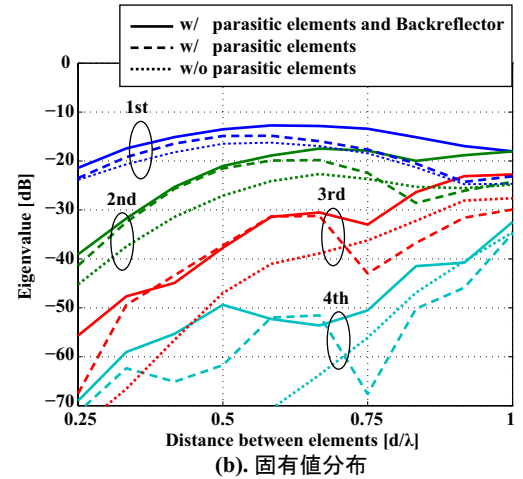
寄生素子と反射体を用いた提案構造 B は図 4(a) より素子間距離 $0.75d/\lambda$ 以上でもチャンネル容量を改善することができた. これは図 4(b) より高 SNR かつ固有値分布等分化した結果である. また, 図 4(c) より提案構造 B は提案構造 A に比べ, 素子間距離 $0.75d/\lambda$ 以上で改善できていることがわかる.

5 まとめ

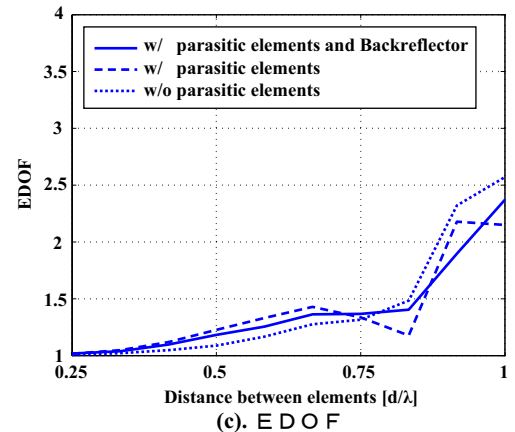
本報告では FDTD 法を用いた数値的解析により近距離 MIMO 通信の基本特性を明らかにした. また, 近距離 MIMO アンテナに寄生素子や反射体を設けた構造を提案し, チャンネル容量の改善を実現した. 今後の課題は素子指向性をもつアンテナ素子や偏波を用いた近距離通信用 MIMO アンテナについての検討が課題となる.

図 3: $D = 0.6\text{m}$ における素子間距離特性

(a). チャンネル容量



(b). 固有値分布



(c). EDOF

図 4: $D = 0.6\text{m}$ における素子間距離特性

参考文献

- [1] Y. Karasawa, "Innovative antennas and propagation studies for MIMO systems in Rician fading," IEICE Trans on Commun., vol. 4, no. 3, pp. 1102-1111, May. 2005.
- [2] N. Honma, et al., "Short Range MIMO Communication," Proc. of EuCAP 2009, pp. 1763-1767, Mar. 2009.
- [3] G. Matsui, et al., "A Consideration of Channel Capacity of Near-field MIMO using Parasitic Elements," ISAP2010, Nov. 2010.
- [4] D. S. Shiu, et al., "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," IEEE Trans. Commun. vol. 48, no. 3, pp. 502-513, Mar. 2000.

1 まえがき

近年、ミリ波アンテナとしてマイクロストリップコムラインアンテナ (MSCLA) が注目されている。従来の端から給電するタイプでは、進行波励振方式であるため、周波数変化によるビームシフトが原因で利得が低下する問題があった。そこで、広帯域化を目的とし、アンテナを分割して給電する中央給電、両側給電、部分並列給電を提案した。また、両側給電と部分並列給電の中央部の整合素子を除去し、広帯域化を狙った中央接続構造を提案した。試作アンテナの測定結果を示す。

2 進行波励振方式

進行波励振方式で動作するアンテナを図 1 に示す。給電線路の両側に放射素子のある正面ビーム進行波励振 MSCLA では、同相励振のための放射素子の間隔は、管内波長の約半分と周波数に依存するため、その入力信号の周波数が設計周波数からずれると管内波長が変化し、素子位置が給電部より離れるに従い、素子の励振位相が累積的に変化するためにビームが正面から傾く。この結果、正面方向への利得が低下し、狭帯域な特性となる。

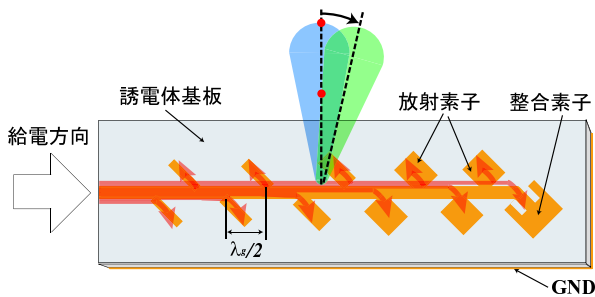


図 1: 進行波励振方式

3 給電位置による広帯域化

進行波励振方式の問題点を解決するため、図 2 に示すようなアンテナを分割する中央給電アンテナを提案した。通常の 1 入力 1 出力導波管マイクロストリップライン変換器 (WG-MSL 変換器) と異なり、本アンテナでは中央に変換器が配置されるため、2 出力の変換器が用いられている。中央給電のように分割したアンテナでは、周波数が変化すると各アンテナでビームが逆向きに傾くが、全体の指向性は各ビームの合成であるため、常に正面を向き、広帯域となる。しかし、中央に素子の無い領域があるためサイドローレベル (SLL) が設計値よりも上昇する。そこで、給電部を両側に配置した、図 3(a) に示すような両側給電を提案した。中央給電と同様に 2 分割であるが、中央にも素子が配置されるため、設計からの SLL 上昇がない。下部の給電導波管と上部の MSA で構成されている。給電導波管から入力された電力は 2 分岐され、両端の WG-MSL 変換器へと伝送され、アンテナへ給電する。図 3(b) は 4 分割部分並列給電のアンテナである。分割数を増やすことでさらなる広帯域を狙った構造である。下部の給電導波管から入力された電力は 2 分岐され、上部の 2 出力変換器でさらに 2 分岐される。図 4 に周波数が変化したときの位相分布を示す。部分並列給電では全体の位相変差が少なく、ビームの傾きも小さいためより広帯域となる。

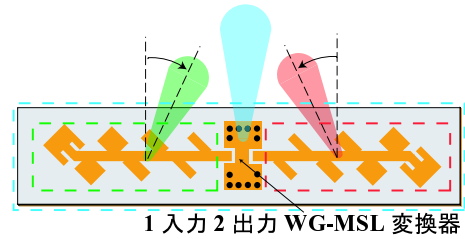


図 2: 中央給電アンテナ

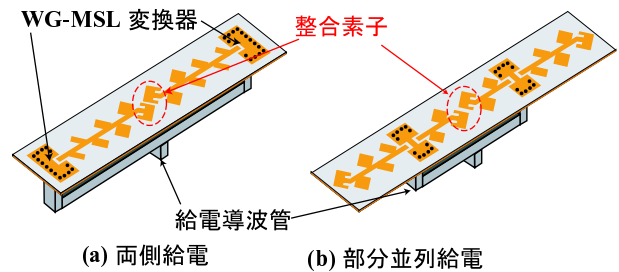


図 3: 広帯域なアンテナの構造

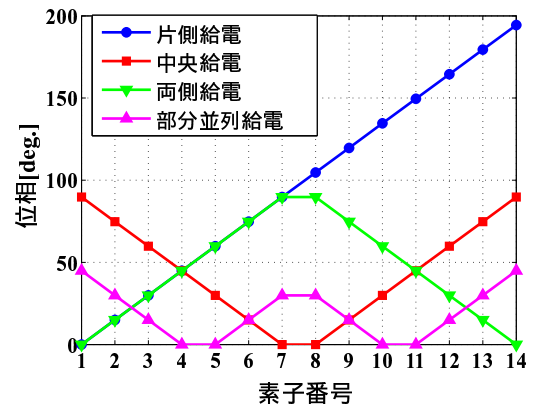


図 4: 73.5 GHz の位相分布 (設計周波数 76.5 GHz)

4 中央接続構造

両側給電と部分並列給電の中央には狭帯域な整合素子がある。この整合素子を不要にするため、図 5 のように中央を接続した構造を提案した。アンテナからの放射は 2 つのポートからの入力による放射の合成からなる。図 6 に中央接続構造広帯域化の原理を示す。周波数が変化すると前半素子での放射が減少し、後半素子への透過電力が大きくなり、これらの放射が増加する。port1 の入力による放射と port2 の入力による放射は左右対称なので、結果として振幅の変動が補完され、広帯域となる。

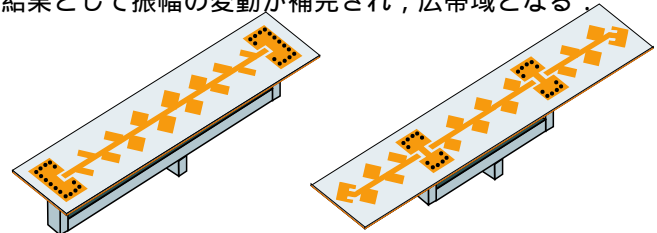


図 5: 中央接続構造

図 5: 中央接続構造

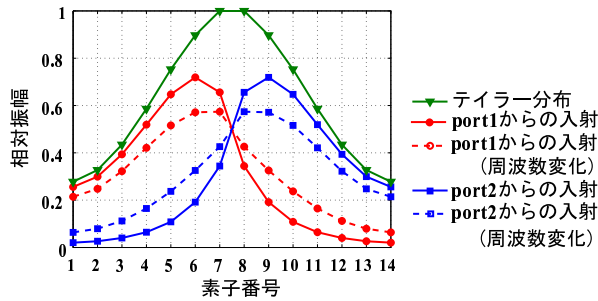


図 6: 各ポートからの入射による放射分布

5 試作，測定

5.1 両側給電アンテナ

設計した両側給電アンテナを，設計周波数 76.5 GHz で試作した．試作したアンテナの基板放射部を図 7(a) に，給電導波管を図 7(b) に示す．給電導波管は 2 枚の金属板を張り合わせる簡易な構造となっており，それぞれ溝が形成されている．この給電導波管は広壁面の中央で分割し，管内を流れる電流を横切らない面となることから，密に接合しなくても伝送損失を小さくできる．0 度方向の利得の周波数特性を，片側給電と合わせて図 8 に示す．両側給電が片側給電よりも広帯域であることが確認できた．さらに，中央を接続することで利得の低下が抑制できた．これは振幅の変動が補完され，変化が少なくなったからであると考えられる．

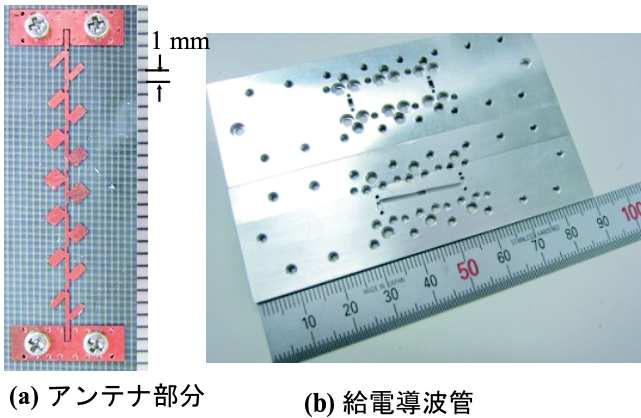


図 7: 両側給電試作アンテナ

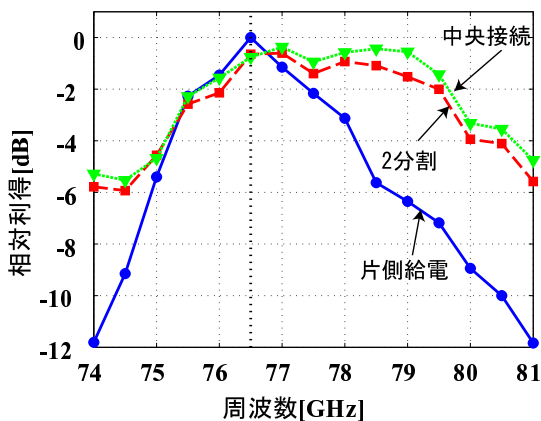


図 8: 両側給電の利得の測定結果

5.2 部分並列給電アンテナ

試作したアンテナを図 9 に示す．部分並列給電の効果を確認するため，中央給電と比較した．このとき，アレー長がほぼ同じになるよう，部分並列給電は 40 素子，中央給電は 42 素子とした．指向性の測定結果を図 10 に示す．変換器が素子間に配置されるため SLL が設計値である -20 dB に比べ上昇している．0 度方向の利得の周波数特性を，中央給電と合わせて図 11 に示す．部分並列給電が中央給電より広帯域となっており，効果が確認できた．また，両側給電と同様に中央を接続することによる利得低下の抑制が確認できた．

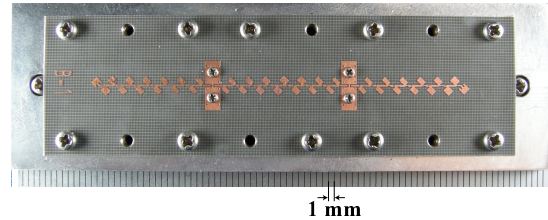


図 9: 部分並列給電試作アンテナ

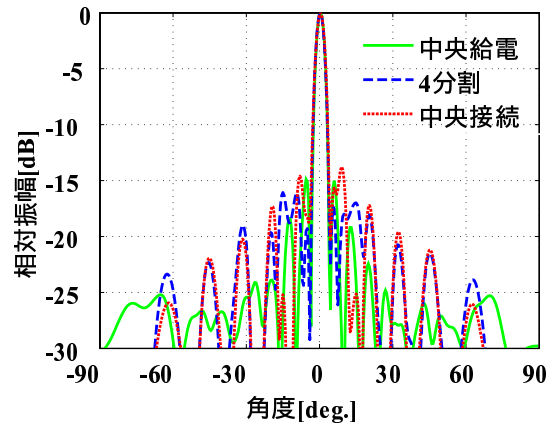


図 10: 指向性の測定結果

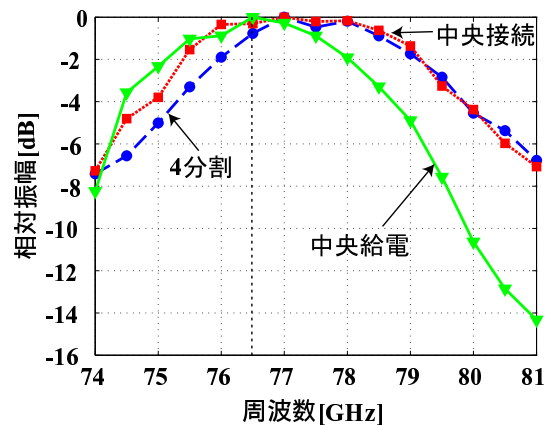


図 11: 部分並列給電の利得の測定結果

6 まとめ

本研究では，周波数が変化してもビームが傾かず広帯域となる様々な給電位置による MSCLA を設計した．両側給電，部分並列給電とすることで広帯域を実現し，中央を接続することでさらに広帯域とすることができた．

1 まえがき

近年、ミリ波技術が多く用いられている。小型で高利得、狭いビーム幅を実現できるという特徴から、自動車レーダやセキュリティシステムにミリ波が適用されつつある。また、家庭内での大容量無線通信による無線ホームサーバや、携帯端末への伝送にもミリ波が用いられる。さらに今後は、超高速大容量無線通信の需要が高まると考えられる。この実現のためには、MIMO や UWB などの既存信号処理技術との組み合わせ等が考えられるが、超広帯域なアンテナの開発は不可欠である。また、携帯機器への搭載を考慮し、アンテナや高周波回路は、機器内のスペースを有効に利用するため、積層構造を採用した回路基板が多く採用されている。

図 1 にアンテナモジュールの例を示す [1]。多層基板内にアンテナを構成し、さらに高周波回路と一体化したアンテナモジュールが開発されつつある [2]。本研究では、これまでに本研究室で開発した、マイクロストリップ線路-導波管変換器を応用し、図 2 に示す導波管開口アンテナを実現する。小型で多層基板構造が期待でき、高周波回路と一体化が容易で、かつ広帯域なアンテナを提案する。特徴的な 2 種類の変換器を応用し、金属ブロック型と多層基板型の導波管開口アンテナを設計した。

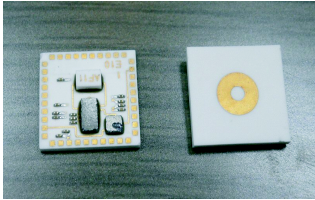


図 1: RF 回路と一体化したミリ波アンテナモジュールの例

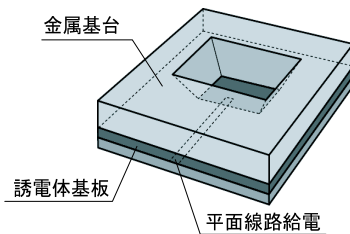


図 2: 導波管開口アンテナ

2 金属ブロック型アンテナ

バックショート部を金属ブロックで構成したタイプについて説明する。構造を図 3 に示す。大きく分けて 3 つの部品で構成されている。上から金属基台、両面に金属パターンを施した誘電体基板 ($\epsilon_r=9.8$, 基板厚 0.15 mm), 金属ブロックである。導波管断面の周囲にはスルーホールが配置され、上下のグランド板を導通している。これにより、基板内への平行平板モードの漏れを防ぐ。本研究では、高い比誘電率を考慮し、 $2.54 \text{ mm} \times 1.27 \text{ mm}$ の WR-10 標準導波管を用いる。変換器とは異なり、アンテナの放射口での開口単反射が考えられる。バックショートの短絡位置と MSL の距離を構造パラメータ s とする。この距離 s が約 $1/4$ 管内波長になるとき、挿入されるプローブ上

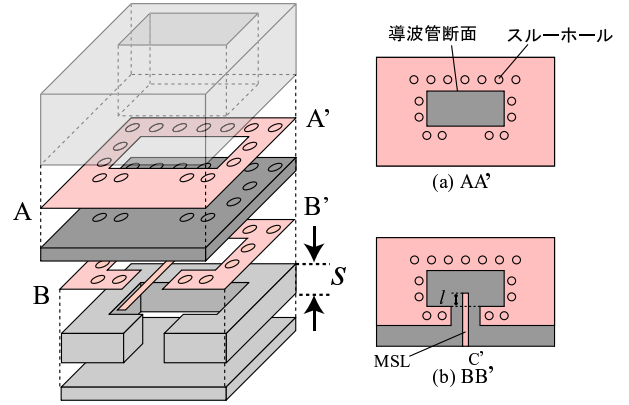


図 3: 金属ブロック型導波管開口アンテナの構造

に発生する磁界と、片端短絡導波管内の磁界が最も効率よく結合すると考えられる。バックショートでの反射と放射導波管の開口単反射によるそれぞれの共振を利用し、広帯域な特性を実現する。

3 多層基板型アンテナの構造

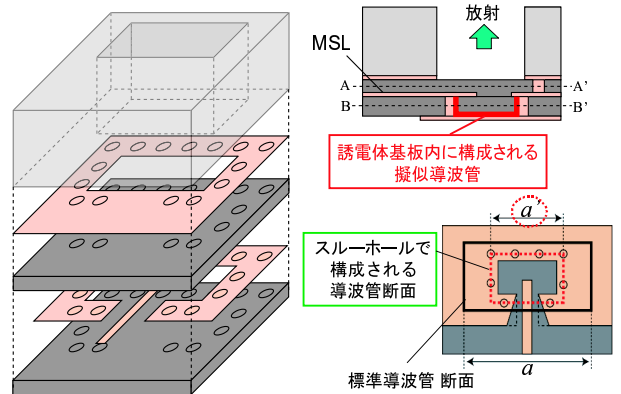


図 4: 多層基板型アンテナの構造

図 4 に設計した多層基板型アンテナの構造を示す。これまで金属ブロックで構成していたバックショート部を、基板に置き換える。誘電体基板は比誘電率 $\epsilon_r = 9.8$, バックショート長に相当する基板厚は 0.28 mm である。このとき、基板で構成されるバックショート導波管の寸法がそのままでは、その内部に高次モードが発生する。比誘電率 ϵ_r の誘電体基板で構成された導波管内に発生する高次モードのカットオフ周波数は、中空導波管に対して $1/\sqrt{\epsilon_r}$ となる。これを抑制するため、寸法を小さくした疑似導波管をスルーホールで構成する。図 4 にアンテナの xz 面と xy 面を示す。標準導波管の広壁幅を図に示す a とすると、疑似導波管の広壁幅は

$$a' = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

となる。これに従い、設計した基板内疑似導波管の広壁幅 a' は 1.27 mm となった。

4 金属ブロック型アンテナの特性

中心周波数 76.5 GHz で設計した。解析には有限要素法電磁界シミュレータを用いた。測定にはプローバステーションを用

い、アンテナとの接続は、アンテナの特性にほぼ影響を与えないと考えられる GND 付コプレーナ線路により行なった。図 5 にバックショート長 s が 0.3, 0.4, 0.5 mm のときの反射特性を示す。このときの MSL 挿入長 l は 0.68 mm で固定している。二重共振が発生することにより、広帯域な特性が得られた。バックショート長 s が大きくなるのに従い、高周波側の共振周波数が下がる様子が確認できる。また測定でのバックショート長 $s + 0.1$ mm の共振周波数と、解析での s の共振周波数が一致している。測定時のねじ止め強さにより s がわずかに変化するため、測定と解析の間に 0.1 mm ずつ誤差が生じたと考えられる。この誤差は、多層基板型アンテナでは金属ブロックの誤差がないため、生じなくなると考えられる。測定では、最適値である $s = 0.4$ mm のとき反射が -10 dB 以下となる帯域 12 GHz (15.7 %) が得られた。

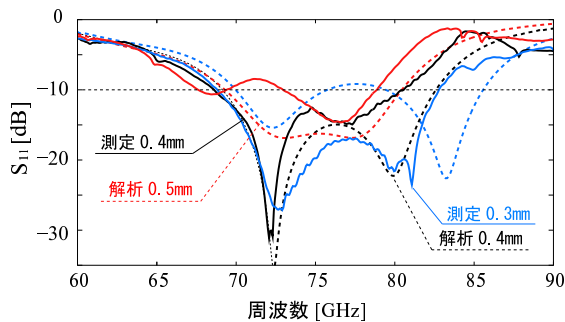


図 5: 測定と解析結果の反射特性の比較

金属ブロック型アンテナの指向性利得を図 6 に示す。ビーム幅は E 面 96 度、H 面で 79.5 度である。一般的なパッチアンテナの利得は約 6 dBi [3] であり、端素子アンテナとして正しく動作していると考えられる。

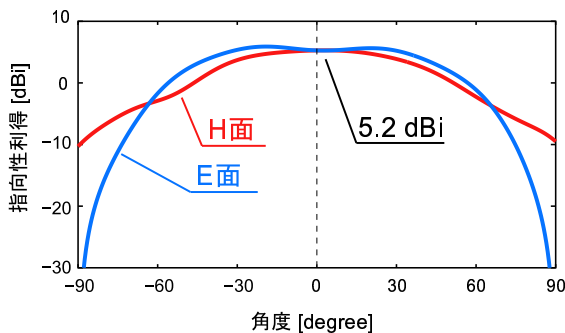


図 6: 金属ブロック型アンテナの指向性パターン

5 多層基板型アンテナの特性

設計した多層基板型アンテナを解析した。図 7 に解析による反射特性を示す。二重共振の発生により、-10 dB 以下 13.3 GHz (17.4 %) の広帯域な特性が得られた。図 8 に電磁界分布を示す。放射導波管と疑似バックショート導波管の両方で励振を確認するため、MSL が挿入される層に対して、基板内の図 4 の AA' で表される放射導波管側と、BB' で表されるバックショート側の電界分布を確認した。各電界分布の周波数は、これまでの研究から、低周波側の共振周波数は放射導波管により、高周波側はバックショートによるものと推測されたため、放射導波管側では低周波数の 70.1 GHz、バックショート側では 78.6 GHz について調べた。寸法を絞った基板内の疑似導波管内部で、MSL と導波管の間で励振を示しているのが確認で

きる。多層基板型アンテナの指向性パターンを図 9 に示す。指

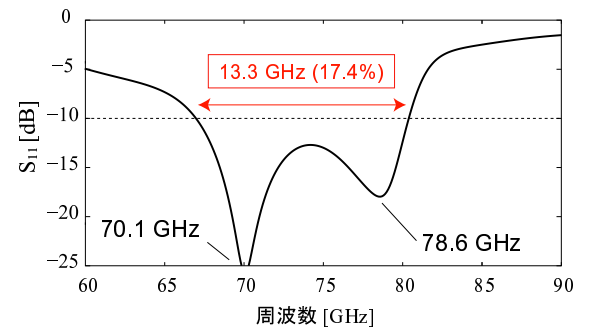


図 7: 多層基板型アンテナの反射特性

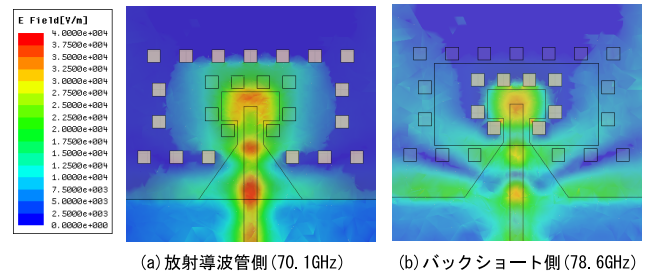


図 8: 多層基板型アンテナの電磁界分布

向性利得は 4.6 dBi、ビーム幅は E 面 80.5 度、H 面で 64 度である。金属ブロック型アンテナに対しやや低くなった。図 8 の電磁界分布より、線路が挿入される際に、疑似導波管内部だけでなく、MSL が挿入される過程で、基板内に平行平板モードが漏れている様子が確認できる。これにより指向性利得が下がったと思われる、グランドパターン等を検討する必要があると考えられる。

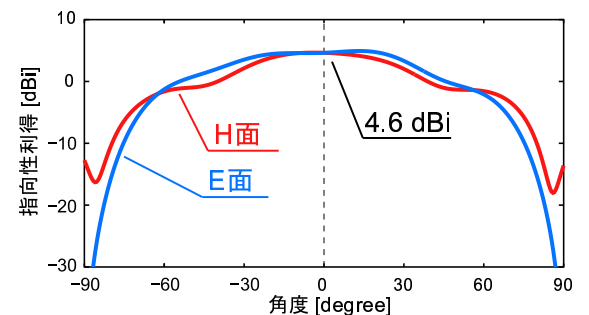


図 9: 多層基板型アンテナの指向性パターン

6 むすび

MSL 給電の 2 種類の広帯域な導波管開口アンテナを設計し、試作アンテナの測定結果と解析結果を比較した。多層基板型アンテナを試作し、金属ブロック型との測定結果と比較するのが今後の課題である。

参考文献

- [1] T. Seki, et al., proceedings of the 36th EuMC pp.1671-1674, 2006.
- [2] J.Xu, et al., in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.58
- [3] 加藤義規, “共平面給電マイクロストリップパッチアンテナの多装荷による広帯域化設計に関する研究,” 卒業論文, 名古屋工業大学, 2009.
- [4] 廣野真人, “多層基板で構成された広帯域マイクロストリップ線路導波管変換器に関する研究,” 修士論文, 名古屋工業大学, 2007.