

アレー受信機における内部雑音の校正法に関する研究

吉村 俊祐 (指導教員：平山 裕)
名古屋工業大学 工学部

1. まえがき

近年の無線通信の発達に伴い、電波の到来方向推定が多様化、高分解能化しているが、受信信号には必ず内部雑音が含まれる。多くの到来方向推定法は、素子ごとの雑音が無相関であり、その平均電力が等しいことを前提としているので、雑音の相関行列($\mathbf{R}_{nn}$)を単位行列を用いて表している[1]。しかし、測定結果から、実際のアレー受信機において $\mathbf{R}_{nn}$ は単位行列を用いて表せないことが確認された。

本研究では実際のアレー受信機における内部雑音に、ウェイトを $\mathbf{R}_{nn}$ の対角成分の差として、素子ごとに重み付けをした値(擬似雑音)を加えることにより、対角成分を最大値で一定にする校正法を提案し、その効果を検証した。

2. 雑音相関行列と提案校正法

K 素子リニアアレーにおける、内部雑音ベクトルは次式で表される。

$$\mathbf{N}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_K(t)]^T \quad (1)$$

式(1)より、雑音相関行列 $\mathbf{R}_{nn}$ を次式で定義する。

$$\mathbf{R}_{nn} \equiv E[\mathbf{N}(t)\mathbf{N}^H(t)] \quad (2)$$

$$= \begin{bmatrix} E[|n_1(t)|^2] & \dots & E[n_1(t)n_K^*(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[n_K(t)n_1^*(t)] & \dots & E[|n_K(t)|^2] \end{bmatrix} \quad (3)$$

上式において、対角成分は各素子の雑音電力を表す。理想的な状態において、式(3)は $\sigma^2 \mathbf{I}$ と表される。

$\mathbf{R}_{nn}$ の対角成分を最大値で一定にするような、3つの提案校正法を次に示す。提案校正法1は、 $\mathbf{N}(t)$ に擬似雑音ベクトル $\mathbf{n}_p$ を加える方法である。第 m 素子($m = 1, 2, \dots, K$)の雑音電力が最大の場合、 $\mathbf{n}_p$ は次式で表される。ただし、 randn は互いに独立したガウス過程の乱数である。

$$\mathbf{n}_p = [n_{p1}, \dots, n_{pk}, \dots, n_{pK}]^T \quad (4)$$

$$n_{pk} = w_k(\text{randn} + j * \text{randn}) / \sqrt{2} \quad (5)$$

$$w_k = \sqrt{E[|n_m(t)|^2] - E[|n_k(t)|^2]} \quad (6)$$

提案校正法2は、 $\mathbf{R}_{nn}$ に擬似雑音行列 $\mathbf{N}_p$ を加える方法である。第 m 素子の雑音電力が最大の場合、 $\mathbf{N}_p$ は次式で表される。

$$\mathbf{N}_p = \text{diag}\{N_{p1}, \dots, N_{pk}, \dots, N_{pK}\} \quad (7)$$

$$N_{pk} = E[|n_m(t)|^2] - E[|n_k(t)|^2] \quad (8)$$

提案校正法3は、各素子の各 I, Q 成分に対して擬似雑音ベクトル $\mathbf{n}_p^{IQ}$ を加える方法である。第 m 素子の I 成分の雑音電力が最大の場合、 $\mathbf{n}_p^{IQ}$ は次式で表される。ただし、 $E[|n_k^I(t)|^2]$ は、第 k 素子の I 成分における雑音電力を表す。

$$\mathbf{n}_p^{IQ} = [n_{p1}^I + jn_{p1}^Q, \dots, n_{pk}^I + jn_{pk}^Q, \dots, n_{pK}^I + jn_{pK}^Q]^T \quad (9)$$

$$n_{pk}^I = w_k^I * \text{randn}, n_{pk}^Q = w_k^Q * \text{randn} \quad (10)$$

$$w_k^I = \sqrt{E[|n_m^I(t)|^2] - E[|n_k^I(t)|^2]} \quad (11)$$

$$w_k^Q = \sqrt{E[|n_m^I(t)|^2] - E[|n_k^Q(t)|^2]} \quad (12)$$

3. 提案校正法による $\mathbf{R}_{nn}$ の校正

測定に用いたアレー受信機の諸元を表1に記す。局部発

振器(LO)の出力電力が10dBm, スナップショット数50の場合において、測定した $\mathbf{R}_{nn}$ と、提案校正法1~3を適用した $\mathbf{R}_{nn}$ について、それぞれの対角成分、非対角成分、固有値分布を比較し、表2に記す。ただし、提案校正法を適用後の $\mathbf{R}_{nn}$ は試行回数100回の平均値であり、非対角成分は、対角成分の最大値を0dBとした場合の値である。また、固有値分布を図1に示す。ただし、最大値で正規化して、dBで表示している。提案校正法1では1.85dB, 提案校正法2では1.83dB, 提案校正法3では2.19dBだけ固有値のばらつきを改善することができた。

4. まとめ

どの提案校正法においても、 $\mathbf{R}_{nn}$ の固有値のばらつきを改善することができた。中でも、提案校正法3が最もよい結果を示した。提案校正法3が最もよく校正できた理由として、 $\mathbf{R}_{nn}$ の対角成分だけでなく非対角成分にも作用したことが挙げられる。今後の課題として、 $\mathbf{R}_{nn}$ の非対角成分(素子ごとの雑音の相関)を抑える校正法の検討や、到来方向推定結果への影響の検証が挙げられる。

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.

表1: 測定に用いたアレー受信機の諸元

アレー形状	半波長等間隔リニアアレー
素子数	8 素子
受信方式	ダイレクトコンバージョン 直交復調器
サンプリングレート	500kHz
電圧分解能	12bit
LOの出力電力	0 ~ 19dBm
使用周波数	2.45GHz

表2: 提案校正法による改善結果のまとめ[dB]

		測定値 のみ	校正法 1	校正法 2	校正法 3
対角成分の差の最大値		2.57	0.061	0	0.10
非対角 成分	最小値	−16.6	−17.9	−16.6	−16.6
	最大値	−6.59	−6.55	−6.59	−7.15
	中央値	−11.1	−11.1	−11.1	−11.5
最大固有値と 最小固有値の差		5.31	3.46	3.48	3.12

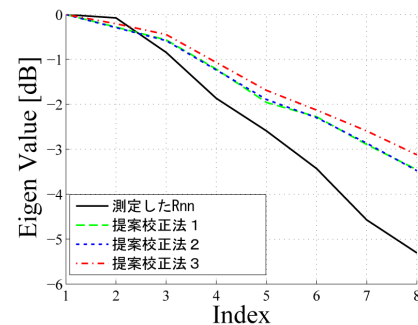


図1: 提案校正法を適用した $\mathbf{R}_{nn}$ の固有値分布