

# 素子間相互結合を考慮した負荷インピーダンスの最適化と そのリフレクトアレー設計への応用

佐藤 聖将<sup>†</sup> 今野 佳祐<sup>†</sup> 陳 強<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 東北大学大学院工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: † takamasa.sato.s7@dc.tohoku.ac.jp, keisuke.konno.b5@tohoku.ac.jp, qiang.chen.a5@tohoku.ac.jp

あらまし 負荷インピーダンスを用いて、アレーアンテナや散乱体の放射/散乱特性を設計する試みは古くから行われてきた。本研究では、素子間相互結合を考慮してアレーアンテナの負荷インピーダンスを最適化する手法を導入し、それをリフレクトアレーの設計に応用する。

キーワード リフレクトアレー, 素子間相互結合, 最適化

## Optimization of Load Impedance Under Effect of Mutual Coupling and Its Application to Design of Reflectarrays

Takamasa SATO<sup>†</sup> Keisuke KONNO<sup>†</sup> Qiang CHEN<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

Aoba 6-6-05, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: † takamasa.sato.s7@dc.tohoku.ac.jp, keisuke.konno.b5@tohoku.ac.jp, qiang.chen.a5@tohoku.ac.jp

**Abstract** Design of radiation/scattering performance of array antennas or scatterers using load impedances has been performed in previous works. In this study, an optimization method for the load impedances under effect of mutual coupling is introduced and applied to design of reflectarrays.

**Keywords** Reflectarrays, Mutual Coupling, Optimization

### 1. まえがき

負荷インピーダンスを用いて、アンテナや散乱体の放射・散乱特性を設計する試みは古くから行われてきた。Harringtonらが負荷インピーダンスを装荷した散乱体の散乱断面積を最適化したのに続き、平沢が負荷インピーダンスによる線状アンテナやアレーアンテナの最適化を行った[1]-[5]。その他にも、負荷インピーダンスを用いたビームチルトアンテナの設計や、深層学習による負荷インピーダンスの最適化なども行われている[6]-[8]。これらの研究の中でも、平沢の導入した負荷インピーダンスの最適化法は素子間相互結合を考慮した最適化法であり、様々なパラメータの最適化に応用できる。

その一方で、リフレクトアレーと呼ばれる散乱体がこれまで盛んに研究されてきた[9]-[12]。リフレクトアレーは、多数の散乱体からなる構造であり、各散乱体による散乱波の位相が特定の方向で同相になるように設計することで、所望の方向に主ビームを向けることができる。このようなリフレクトアレーは、無限周期

構造中にある素子の反射係数を用いて設計されるのが一般的であるが、リフレクトアレーそのものは無限周期構造ではなく、素子の形状や負荷等の状態が異なる準周期構造である。したがって、無限周期構造中にある素子の反射係数を用いて設計されるリフレクトアレーの特性は必ずしも最適なものではなく、素子間相互結合の影響によって劣化することがある。

そこで本研究では、平沢の考案した負荷インピーダンスの最適化法を導入し、リフレクトアレーの最適化を行う。最適化法により、リフレクトアレー素子間の相互結合を考慮した負荷インピーダンスの最適化を行い、主ビーム方向のレーダー散乱断面積(Radar cross section, RCS)を改善できることを明らかにする。

### 2. 原理

本報告で用いる平沢の論文をベースとした最適化法を述べる。本報告では、平沢の手法を用いて、反射板付きリフレクトアレーのバイスタティック散乱断面積(Bistatic Radar Cross Section, BRCS)の最適化を行う[2]-[5]。リフレクトアレー素子はダイポール素子であ

り、その中心に適当な負荷インピーダンスを装荷することで所望の方向で BRCS が極大となるように設計する。図 1 に示すように、反射板の大きさを無限大と仮定し、最適化においては反射板の代わりに鏡像波源を導入する。実波源と鏡像波源間の相互結合は、Richmond のモーメント法によって求めた[13]。モーメント法でインピーダンス行列を求める際、ダイポール素子は  $K$  個の電流セグメントに分割されているものとし、素子数は実波源が  $M$  個、鏡像波源が  $M$  個の合計  $2M$  個である。したがって、すべての散乱体のセグメント数の合計は  $2MK$  個である。

以下の手順で最適化を行う。

1. 全ての素子に負荷が装荷されていない状態での散乱体アレーの電流  $\mathbf{I}_0$  を求める。  
電圧ベクトルを  $\mathbf{V}_0$ 、インピーダンス行列を  $\mathbf{Z}_0$  とすると、

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_0 &= \mathbf{Z}_0 \mathbf{I}_0 \\ \mathbf{I}_0 &= \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{V}_0\end{aligned}\quad (2)$$

ただし、

$$\begin{aligned}\mathbf{I}_0 &= [I_1^0, I_2^0, I_3^0, \dots, I_{2MK}^0]^T \\ \mathbf{V}_0 &= [V_1, V_2, V_3, \dots, V_{2MK}]^T \\ \mathbf{Z}_0 &= \begin{bmatrix} Z_{11} & \dots & Z_{1(2MK)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{(2MK)1} & \dots & Z_{(2MK)(2MK)} \end{bmatrix} \\ \mathbf{Z}_0^{-1} &= \begin{bmatrix} Y_{11} & \dots & Y_{1(2MK)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{(2MK)1} & \dots & Y_{(2MK)(2MK)} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

2. 第 1 素子 (第  $p$  セグメント) 及び第  $N+1$  素子 (第  $p+MK$  セグメント) に負荷インピーダンス  $Z_1$  を装荷した時の散乱体アレーの電流  $\mathbf{I}_1^{(1)}$  を求める。  
(鏡像法を用いているため、第 1 素子と第  $N+1$  素子は同時に同じ負荷を装荷する必要があることに注意する。また、インピーダンス行列、電流ベクトルの () 内の数字はアルゴリズムの繰り返し回数を示す。)

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_0 &= \mathbf{Z}_1^{(1)} \mathbf{I}_1^{(1)} \\ (\mathbf{Z}_1^{(1)} &= \mathbf{Z}_0 + \mathbf{Z}_{L1}) \\ \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{V}_0 &= (\mathbf{U} + \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{Z}_{L1}) \mathbf{I}_1^{(1)}\end{aligned}\quad (3)$$

$$\mathbf{I}_0 = \left( \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & 0 & \\ & & & 1 \end{bmatrix} + \mathbf{Z}_0^{-1} \begin{bmatrix} \ddots & & & \\ & Z_1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & Z_1 \\ & & & & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_1^{(1)} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{2MK}^{(1)} \end{bmatrix}$$

(∵ (2))

$I_{m+MK}^{1(1)} = -I_m^{1(1)}$  (∵ 鏡像法,  $1 \leq m \leq MK$ ) の制約条件下で、 $\mathbf{I}_1^{(1)}$  について解くと、

- I)  $m \neq p$  かつ  $m \neq p+MK$  の時、

$$I_m^{1(1)} = \frac{I_m^0 + \{(Y_{pp} - Y_{p(p+MK)})I_m^0 - \{(Y_{mp} - Y_{p(p+MK)})I_p^0\}Z_L}{1 + (Y_{pp} - Y_{p(p+MK)})Z_L}$$

- II)  $m = p$  の時、

$$I_m^{1(1)} = \frac{I_m^0}{1 + (Y_{pp} - Y_{p(p+MK)})Z_L}$$

- III)  $m = p+MK$  の時、

$$I_m^{1(1)} = -I_p^{1(1)} = -\frac{I_m^0}{1 + (Y_{pp} - Y_{p(p+MK)})Z_L}$$

となる。

3. 得られた電流ベクトル  $\mathbf{I}_1^{(1)}$  を用いてアレー全体の所望方向  $(\theta_s, \phi_s)$  の散乱電界の二乗  $|\mathbf{E}_s(\theta, \phi)|^2$  を計算する。計算すると、以下ようになる。

$$|\mathbf{E}_s(\theta, \phi)|^2 = \frac{|R(\theta_s, \phi_s)|^2 + BZ_L + (BZ_L)^* + |P(\theta_s, \phi_s)|^2}{|A|^2 |Z_L|^2 + AZ_L + (AZ_L)^* + 1} \quad \dots (3)$$

ただし、\* は複素共役を示しており、

$$\begin{aligned}P(\theta_s, \phi_s) &= \sum_{m=1}^{all} I_m D_m(\theta_s, \phi_s) \\ Q(\theta_s, \phi_s) &= \sum_{m=1}^{m \neq p+MK}^{m \neq p} (Y_{mp} - Y_{m(p+MK)}) I_p D_m(\theta_s, \phi_s) \\ R(\theta_s, \phi_s) &= AP(\theta_s, \phi_s) - Q(\theta_s, \phi_s) \\ A &= Y_{pp} - Y_{p(p+MK)} \\ B &= P^*(\theta_s, \phi_s) R(\theta_s, \phi_s)\end{aligned}$$

であり、 $I_m D_m(\theta_s, \phi_s)$  は、第  $m$  セグメントが所望方向 ( $r = 1 \text{ m}, \theta_s, \phi_s$ ) に放射する電界強度である。

ここで、平沢の考案したアルゴリズムは、目的関数  $\rho$  が、 $a_1, a_2, c_1, c_2$  を負でない実数、 $b_1, b_2$  を複素数としたとき、

$$\rho = \frac{a_1 |Z_L|^2 + b_1 Z_L + (b_1 Z_L)^* + c_1}{a_2 |Z_L|^2 + b_2 Z_L + (b_2 Z_L)^* + c_2} \quad (4)$$

で表される関数の局地的な極小値を求めるアルゴリズムである。したがって、(1), (3), (4) から、所望方向における RCS を極大化するためには、目的関数  $\rho$  を、

$$\rho = \frac{1}{|\mathbf{E}_s(\theta_s, \phi_s)|^2} \quad (5)$$

とすればよいことが分かる。

4. 目的関数  $\rho$  を極小にするための最適負荷値  $Z_L$  を平沢の方法で導出する [2]-[5]。導出方法について

ては省略する．導出後，インピーダンス行列  $Z_1^{(1)}$  を求め，電流  $I_1^{(1)}$  を求める．

5. 2.から 4.を第  $n$ 素子 ( $2 \leq n \leq N$ )で繰り返す．
6. 2.から 5.を定めた反復回数もしくは収束条件に到達するまで反復する．

### 3. 数値解析結果

前章で導入した最適化手法の有効性を検証するために，ダイポールアレーに集中定数を装荷した 2次元リフレクタレーの数値解析を行った．

#### 3.1 最適負荷の導出結果

平沢の方法による負荷インピーダンスの最適化を行った．最大の反復回数を 5000 回とした．収束判定条件は，前章の手順 5 終了時の  $\rho$  の値と反復前のそれとの差分を取り，その絶対値が  $10^{-8}$ 以下になることとした．数値シミュレーションの結果，900 回で反復が終了した．最適負荷導出の結果，すべての負荷において抵抗分は 0 となり，リアクタンス分のみが存在している．その時の各素子のリアクタンスの値を図 2 に示す．

#### 3.2 シミュレーション結果

最適化した負荷インピーダンスを装荷したリフレクタレーの BRCS の数値シミュレーションを行った．ここでは地板のサイズは有限 ( $5.5\lambda \times 6.6\lambda$ )とし，FEKO による数値シミュレーションで BRCS を求めた．また，平面波は，入射方向  $(\theta_{inc}, \phi_{inc}) = (0^\circ, 0^\circ)$ ( $z$  軸正の方向)から  $y$  偏波を入射している．得られた結果は図 3.に示すとおりである．

また，比較対象として，従来法である無限周期構造を利用した設計法の BRCS を示す．従来法の BRCS が 0.923 dBsm であったのに対し，導入手法では 1.428 dBsm と，約 0.5 dB の BRCS の上昇が確認でき，導入手法の有効性が明らかとなった．これは，導入手法が，各素子とその周辺の素子との素子間相互結合を厳密に考慮して設計が行えているため BRCS が上昇したと考えられる．

### 4. まとめ

本報告では，平沢の論文をベースとした，周辺素子との相互結合を厳密に考慮するリフレクタレーの設計法を導入した．数値解析の結果，従来法よりも約 0.5 dB の BRCS の向上が確認され，導入手法の有効性を明らかにした．

### 5. 謝辞

本研究成果の一部は JSPS 科研費 22K04061 の助成を受けて得られた．

本研究の一部は，東北大学電気通信研究所共同プロジェクト研究により実施されたものである．

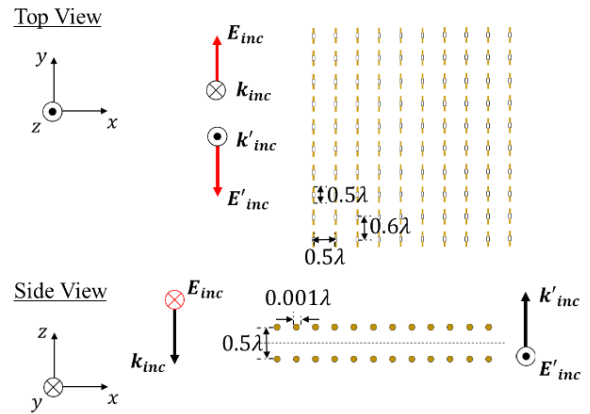


図 1.最適負荷計算時のモデル

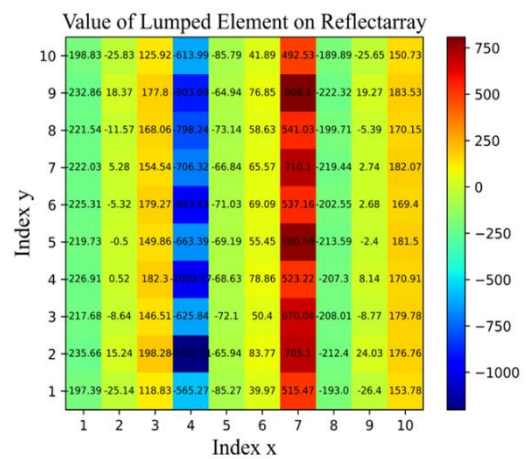


図 2.反復終了時における各素子のリアクタンス値

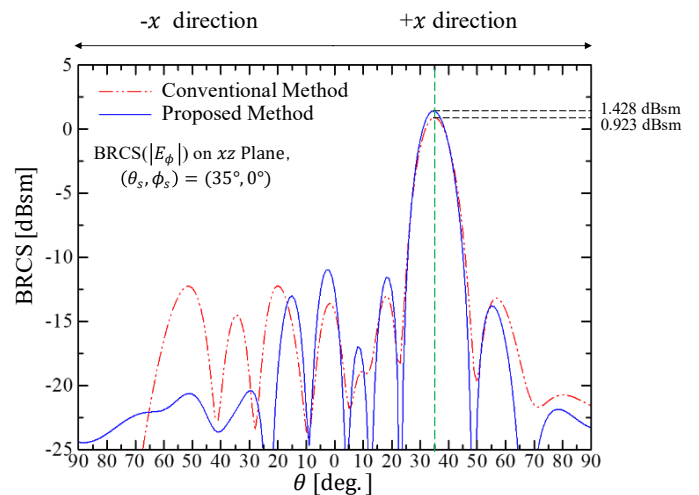


図 3. 数値シミュレーション結果

## 文 献

- [1]R.F. Harrington and J.R. Mautz, "Optimization of radar cross section of N-port loaded scatterers," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-22, no. 5, pp.697-701, Sept. 1974.
- [2]平沢一紘, "受動インピーダンス装荷による任意形状線状アンテナの設計について," 信学論(B), vol. J61-B, no. 8, pp.713-720, 1978年8月.
- [3]平沢一紘, "任意形状線状アンテナアレーの受動インピーダンス負荷による最適化," 信学論(B), vol. J62-B, no. 2, pp.140-146, 1979年2月.
- [4]平沢一紘, "リアクタンス装荷八木空中線の最適利得について," 信学論(B), vol. J63-B, no. 2, pp.121-127, 1980年2月.
- [5]K. Hirasawa, "Reduction of radar cross section by multiple passive impedance loadings," IEEE J. Ocean. Eng., vol. 12, no. 2, pp. 453-457, April 1987.
- [6]田中 高行, 江頭 茂, 崎谷 昭秀, 相川 正義, "負荷装荷ビームチルトアンテナの設計法について," 信学論(B), vol. J82-B, no. 6, pp. 1229-1238, 1999年6月.
- [7]田中 高行, 江頭 茂, 崎谷 昭秀, 相川 正義, "複数個のリアクタンス負荷を装荷したビームチルトアンテナの設計法について," 信学論(B), vol. J84-B, no. 1, pp. 82-91, 2001年1月.
- [8]L. Ji, K. Mei, Y. Chen and H. Zeng, "Radar Cross Section Reduction of Antenna Array with LK-ResNet," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., (Early access).
- [9]D.G. Berry, R.G. Malech, and W.A. Kennedy, "The reflectarray antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 11, no.6, pp. 645-651, Nov. 1963.
- [10]D.M. Pozar and T.A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," Electron. Lett., vol. 29, no. 8, pp. 657-658, April 1993.
- [11]J. Huang, "Analysis of a microstrip reflectarray antenna for microspacecraft applications," NASA, Jet Propulsion Laboratory, TDA Progress Report 42-120, Feb. 1995, pp. 153-173.
- [12]J. Huang and J.A. Encinar, Reflectarray Antennas, John Wiley and Sons, 2008.
- [13]J.H. Richmond and N.H. Geary, "Mutual impedance of nonplanar-skew sinusoidal dipoles," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-23, no.3, pp. 412-414, May 1975.