

デジタル移相器損失を考慮したフェーズドアレイアンテナによる 無線伝送電力最大化

— 励振振幅と励振位相の同時最適化 —

田中 俊二[†] 三谷 友彦[‡] 蛭原 義雄[†]

[†] 京都大学大学院工学研究科 〒615-8530 京都市西京区京都大学桂

[‡] 京都大学生存圏研究所 〒611-0011 宇治市五ヶ庄

E-mail: [†] {tanaka, ebihara}@kuee.kyoto-u.ac.jp, [‡] mitani@rish.kyoto-u.ac.jp

あらまし 宇宙太陽発電所構想では、送電システムとして大規模フェーズドアレイアンテナの使用が想定されている。我々はすでに、損失のあるデジタル移相器を用いたフェーズドアレイアンテナにおいて、無線伝送電力を最大化するよう各移相器の移相量を決定する問題を考え、問題分解に基づく効率のよい解法を提案している。本研究ではさらに、各アンテナ素子の励振振幅を同時に最適化する問題を対象とする。まず、この問題を混合整数計画最適化問題として定式化し、つづいて、従来の解法が本問題にも拡張可能であることを示す。そして、数値実験を行って、その有効性を確認する。

キーワード フェーズドアレイアンテナ, 移相器損失, 同時最適化, 混合整数計画問題

Maximization of Wirelessly Transmitted Power for Phased Array Antennas with Lossy Digital Phase Shifters

— Simultaneous Optimization of Amplitudes and Phases —

Shunji TANAKA[†] Tomohiko MITANI[‡] and Yoshio EBIHARA[†]

[†] Graduate School of Engineering, Kyoto University Kyoto daigaku-Katsura, Nishikyo-ku, Kyoto, 615-8530 Japan

[‡] Research Institute for Sustainable Humanosphere, Kyoto University Gokasho, Uji-shi, Kyoto, 611-0011 Japan

E-mail: [†] {tanaka, ebihara}@kuee.kyoto-u.ac.jp, [‡] mitani@rish.kyoto-u.ac.jp

Abstract A large-scale phased array antenna will be adopted as a transmitting system of solar power satellites. In our previous studies, we proposed a decomposition-based efficient algorithm to find phase shifts of antenna elements that maximizes microwave power transmitted from a phased array antenna including lossy digital phase shifters. In this study we consider a problem to optimize not only phase shifts but also amplitudes simultaneously. First, we formulate this problem as a mixed-integer programming problem, and next, we show that our decomposition approach is also applicable to this problem. Then, the effectiveness of the proposed algorithm is verified by numerical experiments.

Keyword phased array antenna, phase shifter loss, simultaneous optimization, mixed-integer programming problem

1. はじめに

宇宙空間に展開した太陽電池パネルで発電を行う宇宙太陽発電所構想は、エネルギー・資源問題への対応や温暖化への対策が急がれる中、ますます注目を集めている。宇宙太陽発電所構想においては、地上の受電設備へ電力を送電する方法として、フェーズドアレイアンテナによる無線電力伝送が有力視されている。多数のアンテナ素子を平面上に配置したフェーズドアレイアンテナは、各素子の合成特性でビームパターンが決定する。したがって、各素子に移相器を挿入してその励振位相を適切に制御することで、望ましい方向、

すなわち、受電設備の方向へ伝送される電力を最大化することが可能となる。

電力損失の発生しない、あるいは、電力損失が適切に補償されているという理想的な条件下では、素子の空間配置と送電方向から決まる空間位相因子 (space phase factor) を打ち消すように移相量を設定すれば送電電力を最大化できることが知られている [1]。しかし、無線電力伝送においては、発電した電力を効率よく伝送することが求められており、電力損失を陽に考慮することが必要となる。とくに、移相器において移相量に応じて発生する電力損失は、重要な要素の一つであ

る．そこで我々は，設定可能な移相量が離散的であるデジタル移相器を用いるものとして，移相器損失を考慮したフェーズドアレイアンテナの無線伝送電力最大化問題を扱ってきた[2-6]．この問題は，各素子の（離散的な）移相量を決定変数とする組合せ最適化問題として定式化されるため，すべて素子のすべての移相量の組合せを列挙することで，最適な移相量を求めることができる．しかし，素子数が多くなると組合せ爆発が起こり，単純な全列挙を適用するのは事実上不可能となる．よって，宇宙太陽発電所構想において想定されているような大規模フェーズドアレイアンテナに対しては，良好な解を高速に求めることのできる効率のよい手法が求められる．そこで我々は，実回転定理[7]を適用して原問題を素子ごとの部分問題に分解し，それらを近似的に解くことで最適に近い解を高速に求める，という手法を提案した[2-4]．さらに，実証実験を行ってその有効性を確認した[5-6]．

上述の研究においては，各アンテナ素子の素子因子 (element factor) が一様であるようなフェーズドアレイアンテナを想定していた．しかし，たとえばテーパリングのように，各素子に異なる特性を持たせることでより望ましいビームパターンを形成できる可能性がある．そこで本報告では，各素子の励振振幅が可変であるとして，デジタル移相器における電力損失を考慮したフェーズドアレイアンテナの無線伝送電力最大化問題を扱う．すなわち，各素子の移相量と励振振幅を同時に最適化する問題を考えることになる．本報告では，文献[2-6]の解法を拡張することでこの問題を効率よく解けることを示す．そして，数値実験によりその有効性を検討する．

2. デジタル移相器の損失・励振振幅の変化を考慮したフェーズドアレイアンテナの無線伝送電力最大化問題

本節では，本報告で対象とするフェーズドアレイアンテナの無線伝送電力最大化問題の詳細を述べるとともに，混合整数計画問題としての定式化を与える．

図1のように，平面上に $n_x \times n_y$ 個のアンテナ素子が等間隔 d で配置された 2 次元フェーズドアレイアンテナを考える．各アンテナ素子の励振振幅は可変であり，また，励振位相は n_s ビットのデジタル移相器により制御される．このデジタル移相器は，2 値の位相値を出力する 1 ビット移相器を n_s 段組み合わせたものであり， $0^\circ \sim 360^\circ$ において $180^\circ/2^{n_s-1}$ ほどの離散的な位相値が出力されるものとする．たとえば 2 ビットのデジタル移相の場合， 0° もしくは 180° を出力する 1 ビット移相器と， 0° もしくは 90° を出力する 1 ビット移相器を多段接続することにより実現される．このディ

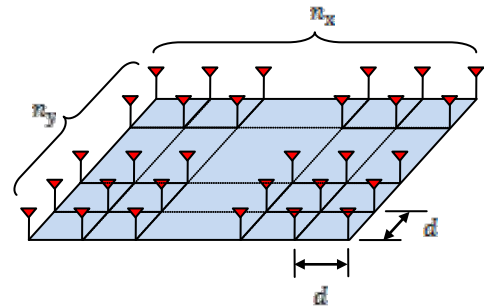


図 1: 2 次元等間隔フェーズドアレイアンテナ

タル移相器において，各 1 ビット移相器で移相を行うごとに電力損失が生じるものと仮定し， l 段目 ($1 \leq l \leq n_s$) の 1 ビット移相器で移相を行った際の減衰比を α_l ($\alpha_l \leq 1$) とする．たとえば 2 ビット移相器の場合，移相量 0° では損失は発生せず，移相量 180° での減衰比は α_1 ，移相量 90° での減衰比は α_2 ，移相量 270° での減衰比は $\alpha_1 \alpha_2$ で与えられるものとする．このような 2 次元フェーズドアレイアンテナに対し， (θ, ϕ) 方向 (垂直方向からの傾き角が θ ，回転角が ϕ) の無線伝送電力を最大化する問題 (P) は，次のように記述できる．

$$P_{\max} = \max_{\mathbf{x}, \mathbf{A}} |E(\mathbf{x}, \mathbf{A}; \theta, \phi)|^2 \quad (1)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq}^2 = 1 \quad (2)$$

$$x_{pql} \in \{0, 1\}, 1 \leq p \leq n_x, 1 \leq q \leq n_y, 1 \leq l \leq n_s \quad (3)$$

$$A_{pq} \geq 0, 1 \leq p \leq n_x, 1 \leq q \leq n_y \quad (4)$$

ただし， $E(\mathbf{x}, \mathbf{A}; \theta, \phi)$ は (θ, ϕ) 方向の放射電界強度であり，

$$E(\mathbf{x}, \mathbf{A}; \theta, \phi) = \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} a(x_{pql}) e^{j[s_{pq}(\theta, \phi) + \psi(x_{pql})]} \quad (5)$$

で与えられる．式(5)において， j は虚数単位であり， λ は送電マイクロ波の波長である．また， $a(x_{pql})$ は移相器での減衰， $\psi(x_{pql})$ は移相量， $s_{pq}(\theta, \phi)$ は空間位相因子であり，それぞれ

$$a(x_{pql}) = \prod_{l=1}^{n_s} \alpha_l^{x_{pql}} \quad (6)$$

$$\psi(x_{pql}) = \pi \sum_{l=1}^{n_s} 2^{l-1} x_{pql} \quad (7)$$

$$s_{pq}(\theta, \phi) = \frac{2\pi d}{\lambda} \{(p-1) \cos \phi + (q-1) \sin \phi\} \sin \theta \quad (8)$$

で与えられる．

問題 (P) において，0-1 決定変数 x_{pql} は第 (p, q) 素子に

における l 段目の 1 ビット移相器のオン・オフを表し、 $x_{pql} = 0$ がオフ(移相しない)、 $x_{pql} = 1$ がオン(移相する)を意味する。また、連続決定変数 A_{pq} は第 (p, q) 素子の励振振幅を表す。そして、決定変数 A_{pq} に関する制約条件(2)は、フェーズドアレイアンテナへの供給電力が一定である、という条件である。ただし、励振振幅は、(2)式の右边が 1 となるよう規格化されているものとする。我々の従来研究[2-6]では、 A_{pq} は各アンテナ素子にかかわらず一定としていたのに対し、本研究では A_{pq} も決定変数として扱い、移相量と同時に最適化する。この点が従来研究との大きな相違点である。

3. 無線伝送電力最大化問題の効率的解法

本節では、従来研究[2-6]の問題分解に基づく解法を拡張することで、問題(P)が効率よく解けることを示す。

まず、従来研究と同様、問題(P)に実回転定理[1]を適用する。実回転定理とは、任意の複素数 z の絶対値は以下の式で求められるという定理である。

$$|z| = \max_{0 \leq \xi < 2\pi} \operatorname{Re}\{z \cdot e^{j\xi}\}$$

式(5)の $E(x, A; \theta, \phi)$ に本定理を適用し、 $|E(x, A; \theta, \phi)|$ を計算すると、以下を得る。

$$|E(x, A; \theta, \phi)| = \max_{0 \leq \xi < 2\pi} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} \alpha(x_{pq}) e^{j[s_{pq}(\theta, \phi) + \psi(x_{pq}) + \xi]} \right\}$$

$$= \max_{0 \leq \xi < 2\pi} \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} \alpha(x_{pq}) \cos(s_{pq}(\theta, \phi) + \psi(x_{pq}) + \xi) \quad (10)$$

(10)式を代入すると、(1)式の P_{\max} は以下のように書き直せる。

$$P_{\max} = \max_{0 \leq \xi < 2\pi} \left\{ \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} \max_{x, A} A_{pq} \alpha(x_{pq}) \cdot \cos(s_{pq}(\theta, \phi) + \psi(x_{pq}) + \xi) \right\}^2$$

$$= \max_{0 \leq \xi < 2\pi} R^2(\xi) \quad (11)$$

$$R(\xi) = \max_A R_A(A, \xi) \quad (12)$$

$$R_A(A, \xi) = \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} R_{pq}(\xi) \quad (13)$$

$$R_{pq}(\xi) = \max_{x_{pq}} \alpha(x_{pq}) \cos(s_{pq}(\theta, \phi) + \psi(x_{pq}) + \xi) \quad (14)$$

ここで、各アンテナ素子 (p, q) に関する以下の部分問題 (D_{pq}) を導入する。

$$R_{pq}(\xi) = \max_{x_{pq}} \alpha(x_{pq}) \cos(s_{pq}(\theta, \phi) + \psi(x_{pq}) + \xi) \quad (15)$$

$$\text{s.t. } x_{pql} \in \{0, 1\}, 1 \leq l \leq n_s \quad (16)$$

すると、原問題(P)は以下の問題 (P_D) に変換することが

できる。

$$P_{\max} = \max_{\xi} R^2(\xi)$$

$$= \max_{\xi} \left(\max_A R_A(A, \xi) \right)^2$$

$$= \max_{\xi} \left(\max_A \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} R_{pq}(\xi) \right)^2 \quad (17)$$

$$\text{s.t. (2), (4)}$$

$$0 \leq \xi < 2\pi \quad (18)$$

A_{pq} が各素子に依存せず一定の場合、 $R(\xi)$ は各部分問題 (D_{pq}) の最適目的関数値 $R_{pq}(\xi)$ のみで表すことができ

る。 $R_{pq}(\xi)$ は容易に求められるので、従来研究では、連続決定変数 ξ を離散変数で近似するものとして、各 ξ に対して $R(\xi)$ を計算して P_{\max} を(近似的に)求める、という解法を提案していた。一方、(17)式より、本研究の問題においては、各部分問題に関する和の項

$$(9) \quad R_A(A, \xi) = \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} R_{pq}(\xi) \text{ の外側に励振振幅に関する最大化が残っており、このままでは } R_{pq}(\xi) \text{ から } R(\xi)$$

を直接計算できない。しかし、 $R_A(A, \xi)$ を最大化する A_{pq} も $R_{pq}(\xi)$ のみを用いて表すことができるため、従来解法の枠組は本研究の問題にも適用可能である。実際、Schwarz の不等式と(2)式より

$$\left(\sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} R_{pq}(\xi) \right)^2 \leq \left(\sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq}^2 \right) \left(\sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} R_{pq}^2(\xi) \right)$$

$$\left(\sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} R_{pq}(\xi) \right)^2 \leq \left(\sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} R_{pq}^2(\xi) \right)^2 \quad (19)$$

が成り立ち、また $R_{pq}(\xi)$, A_{pq} がともに非負であることに注意すれば、

$$A_{pq} = \frac{R_{pq}(\xi)}{\sqrt{\sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} R_{pq}^2(\xi)}} \quad (20)$$

のとき(19)式の等号が成立することがわかる。よって、 $R(\xi)$ は

$$R^2(\xi) = \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} R_{pq}^2(\xi) \quad (21)$$

のように $R_{pq}(\xi)$ のみで表せる。

まとめると、問題(P)を解くためのアルゴリズムは以下で与えられる。

【アルゴリズム】

0. 最良目的関数値の初期値 $P_{\max}^{\dagger} = -\infty$, 最良解の初期値 $\mathbf{A}^{\dagger} = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}^{\dagger} = \mathbf{0}$. ξ の初期値 $\xi = 0$.
1. ξ に対し, 各 p, q ($1 \leq p \leq n_x, 1 \leq q \leq n_y$) についての部分問題 (D_{pq}) を解く. 得られた解を $\mathbf{x}_{pq}(\xi)$ とする.
2. (21)式を用いて $R^2(\xi)$ を計算する.
3. $P_{\max}^{\dagger} < R^2(\xi)$ なら, 最良解を $P_{\max}^{\dagger} = R^2(\xi)$, $\mathbf{x}^{\dagger} = \mathbf{x}(\xi)$ と更新する. また, (20)式により \mathbf{A} を計算し, それを \mathbf{A}^{\dagger} とする.
4. $\xi := \xi + \Delta$ とする. もし $\xi \geq 2\pi$ なら, \mathbf{A}^{\dagger} , \mathbf{x}^{\dagger} および P_{\max}^{\dagger} を最良解および最良目的関数値として出力し終了. そうでなければ 0 へ.

上述のアルゴリズムの手順1において部分問題 (D_{pq}) を解くには, すべての解, すなわち移相器のオン・オフのすべての組合せを列挙してやればよい. その計算量は(ある解に対する目的関数値が $\mathbf{0}(1)$ で求まるものとする) $\mathbf{O}(2^{n_x})$ となる. したがって, すべての部分問題を解くために必要な計算量は $\mathbf{O}(n_x n_y 2^{n_x})$ である.

また, 手順4における Δ は, 連続変数 ξ を離散値で近似する際の刻み幅を与えるパラメータである. この Δ を用いると, アルゴリズムの反復回数は $\lfloor 2\pi/\Delta \rfloor$ ($\lfloor n \rfloor$ は n 以上の最小の整数) と表される. したがって, アルゴリズムの総計算量は $\mathbf{O}(\lfloor 2\pi/\Delta \rfloor n_x n_y 2^{n_x})$ で与えられる. よって, Δ を小さくすればするほど計算時間は長くなるが, 得られる解の精度は高くなる.

従来研究では, 部分問題 (D_{pq}) 間の相似性に基づいてアルゴリズムを高速化していたが, この高速化は上述のアルゴリズムにもそのまま適用できる. これは, アルゴリズムの手順1を高速化する手法で, 各 ξ に対して毎回すべての部分問題を(全列挙で)解くのではなく, 基準となる部分問題の解を任意の ξ に対してあらかじめ求めておき, それをもとに各部分問題の解を構成する, というものである. この高速化を適用した場合, アルゴリズムの総計算量は $\mathbf{O}(n_x 2^{n_x} + \lfloor 2\pi/\Delta \rfloor n_x n_y)$ となる(詳細は省略). アンテナ素子数 n_x, n_y が大きい場合, すなわち大規模フェーズドアレイアンテナの場合には, $\mathbf{O}(n_x 2^{n_x} + \lfloor 2\pi/\Delta \rfloor n_x n_y) \simeq \mathbf{O}(\lfloor 2\pi/\Delta \rfloor n_x n_y)$ となることから, 計算量が $\mathbf{O}(\lfloor 2\pi/\Delta \rfloor n_x n_y 2^{n_x})$ であるもとのアルゴリズムよりも高速となる.

最後に, 励振振幅に上限制約 $A_{pq} \leq \bar{A}$, $1 \leq p \leq n_x, 1 \leq q \leq n_y$ (22) が課せられている場合への拡張について少し触れておく. この場合, $R_A(\mathbf{A}, \xi)$ を最大化する A_{pq} は以下の手順で求めることができる. ただし, $|U|$ は集合 U の要素数を表すものとする.

【上限制約がある場合の A_{pq} の導出方法】

0. $U := \emptyset$ とする.
1. 各 p, q ($1 \leq p \leq n_x, 1 \leq q \leq n_y$, $(p, q) \in U$) に対し, 次式により A_{pq} を計算する.

$$A_{pq} = R_{pq}(\xi) \sqrt{\frac{1 - |U| \bar{A}^2}{\sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} R_{pq}^2(\xi) - \sum_{(p,q) \in U} R_{pq}^2(\xi)}} \quad (23)$$

表 1: フェーズドアレイアンテナの要件

素子数	$n_x = n_y = 100$
素子間隔	$d = \lambda/2$
移相器段数	$n_s = 1, 2, 3, 4$
移相器損失	$\alpha_1 = \dots = \alpha_{n_s} = 10^{-0.05}, 10^{-0.1}$ (1, 2dB)

表 2: 励振振幅同時最適化による伝送電力の増加量(移相器損失 1dB)

移相器段数 n_s	伝送電力の増加量(dB)	
	平均	最大
1	0.90537	0.97187
2	0.06421	0.07277
3	0.03429	0.04105
4	0.03385	0.04055

表 3: 励振振幅同時最適化による伝送電力の増加量(移相器損失 2dB)

移相器段数 n_s	伝送電力の増加量(dB)	
	平均	最大
1	0.94736	1.03585
2	0.13184	0.15393
3	0.11005	0.13043
4	0.11005	0.13043

2. $A_{pq} > \bar{A}$ を満たす (p, q) が存在しなければ終了. 存在すれば, そのような (p, q) について $A_{pq} := \bar{A}$, $U := U \cup \{(p, q)\}$ として 1 へ.

4. 数値実験

前節で述べたアルゴリズムの有効性を検証するために, 数値実験を行う. 対象とするフェーズドアレイアンテナの要件は表1の通りである. このフェーズドアレイアンテナに前節のアルゴリズムを適用する. ただし, $\Delta = 1^\circ$ とした.

まず, 励振振幅はすべてのアンテナ素子で等しいものとして, 従来のアルゴリズムで励振位相のみを最適化した結果と, 提案アルゴリズムで励振振幅・励振位相の同時最適化を行った結果を比較する. 電力伝送方向 (θ, ϕ) の θ を 0° から 30° まで 0.1° 刻み, ϕ を 0° から 90° まで 0.1° 刻みで変化させ, 伝送電力の増加量の平均および最大を求めた. 各移相器段数に対する結果を表2

および表 3 に示す。

表 2 は移相器の 1 段あたりの損失が 1dB の場合の結果、表 3 は損失が 2dB の場合の結果である。なお、表 3 において、 $n_x = 3$ と $n_x = 4$ の結果が同じなのは、移相器損失が大きいため、4 段目の移相器が全く使用されなかったからである。表より、伝送電力の増加の度合いは、移相器段数が増えると減少し、移相器損失が大きくなると増加することがわかる。以下、この原因を考察する。

先述のように、損失のないアナログ移相器の利用を想定した場合、空間位相因子を打ち消すように移相量を決定すれば、伝送電力は最大化される。このとき、伝送方向 (θ, ϕ) の放射電界の位相が全アンテナ素子で同一 (0°) になるため、アレイの放射電界強度 $E(A; \theta, \phi)$ は簡単に

$$E(A; \theta, \phi) = \sum_{p=1}^{n_x} \sum_{q=1}^{n_y} A_{pq} \quad (24)$$

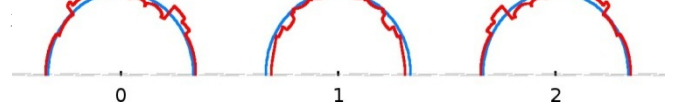
と表すことができる。この $E(A; \theta, \phi)$ は、明らかに励振振幅 A_{pq} がすべて等しいとき最大値をとる。よって、この場合は励振振幅を同時最適化する必要はない。一方、デジタル移相器の損失を考慮したフェーズドアレイアンテナでは、移相器の移相量が離散的な値しか取りえないので、各アンテナ素子の放射電界の位相 $\psi(x_{pq}) + s_{pq}(\theta, \phi)$ は必ずしも一致しない。いま、各素子の放射電界の位相を β_{pq} 、合成電界強度 $E(A; \theta, \phi)$ の位相を β_0 と表す¹ものとする。 $|E(A; \theta, \phi)|$ を最大化するには、各アンテナ素子の放射電界の β_0 方向成分の和を

最大化すればよいので、 β_{pq} と β_0 の差が小さいアンテナ素子の励振振幅をより大きく、差が大きいアンテナ素子の励振振幅をより小さくする方が有利となる。したがって、移相器の段数が小さい場合、選択可能な移相量が少ないため、 β_{pq} と β_0 の差が大きくなり、励振振幅を変化させる効果が大きくなると考えられる。また、移相器損失が大きくなると、損失の大きい移相量が選択されることが少なくなるため、この場合も励振振幅を変化させる効果が大きくなる。

つぎに、3 素子の 1 次元アレイ ($n_x = 3, n_y = 1, \phi = 0$) を対象に、各アンテナ素子の励振振幅 A_{pq} と電力伝送方向 θ の関係を調べた。ただし、移相器の段数は $n_s = 3$ 、1 段あたりの移相器損失は 1dB とした。求めた励振振幅を図示したものが図 2 である。励振振幅のパターンは複雑であり、規則性はあまり存在しない。したが

¹ (17)式を最大化する ξ を ξ^* とすると、 β_0 は $\beta_0 = 2\pi - \xi^*$ となる。

って 経験則により 励振振幅を求めるのは困難であり



5. おわりに

本研究では、デジタル移相器の損失を考慮した大規模フェーズドアレイアンテナにおける無線伝送電力

図 2: 励振振幅と電力伝送方向の関係(3 素子の場合)

最大化問題を対象とし、各アンテナ素子の移相量(励振位相)を最適化するための従来のアルゴリズムを、励振振幅も同時に最適化することのできるよう拡張した。数値実験の結果、同時最適化による伝送電力の改善はそれほど大きくはないものの、移相器の段数が少ない場合、あるいは、移相器損失が大きい場合には、同時最適化が有効であることがわかった。

今回は、所望方向への電力伝送最大化のみを対象としたが、今後はメインローブのビーム効率やサイドローブ抑制などの異なる指標の最適化を考慮していく予定である。

文 献

- [1] R. J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, Artech House, 2005.
- [2] 田中俊二, 三谷友彦, 蛭原義雄, “移相器損失を考慮したアクティブフェーズドアレイアンテナの位相最適化による送電電力最大化,” 計測自動制御学会 システム・情報部門学術講演会 2009, 2B4-2, Nov. 2009.
- [3] 田中俊二, 三谷友彦, 蛭原義雄, “宇宙太陽光発電の送電アレイアンテナ位相最適化による無線伝送電力最大化,” 第 53 回 自動制御連合講演会, pp.1093-1098, Nov. 2010.
- [4] 三谷友彦, 田中俊二, 蛭原義雄, “デジタル移相器損失を考慮したフェーズドアレイアンテナにおける無線伝送電力の最大化,” 第 13 回宇宙太陽発電システム(SPS)シンポジウム, pp.75-78, Oct. 2010.
- [5] T. Mitani, S. Tanaka, and Y. Ebihara, “A Study on a Phased Array Antenna including Imbalanced Loss of Digital Phase Shifters for Microwave Power Transmission,” 2010 Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC '10), CBH-4, Toyama, Japan, Sep., 2010.
- [6] 田中俊二, 三谷友彦, 蛭原義雄, “デジタル移相器損失を考慮した宇宙太陽発電所送電システムの高効率化,” 信学技報 WPT2010-29, pp. 41-45, Mar. 2011.

