

二次元導波路電力伝送における位相可変かつ終端条件可変なマルチポート給電システム

野田 聡人^{†a)} 篠田 裕之[†]

Phase-Tunable and Termination-Switchable Multiport Feeding System for Two-Dimensional Waveguide Power Transmission

Akihito NODA^{†a)} and Hiroyuki SHINODA[†]

あらまし 本論文では、位相可変かつ終端条件可変なマルチポート給電方式の二次元導波路電力伝送 (2DWPT) システムを提案する。開放または短絡の反射端となる導波シートを用いる 2DWPT では、シート内に定在波が生じるために受信機への電力伝送効率が受信機の位置に依存して大きく変化し、伝送される電力がほとんどゼロとなるヌル点が点在することが実用上の課題である。提案する装置において、導波シートを取り囲む 28 個の給電ポートのうち、オンにするポートの位置及びオフのポートの終端条件を受信機の位置に応じて適切に選択することで、ヌル点の排除と任意の位置への電力伝送効率の向上が可能であることを実験によって示す。

キーワード 二次元導波路電力伝送, ワイヤレス電力伝送, マルチポート給電, 定在波

1. ま え が き

近年、スマートフォンやウェアラブル端末、電気自動車への非接触充電などに代表される、ワイヤレス電力伝送 (wireless power transmission, WPT) の研究開発と実用化が活発になっている。空間を伝搬するエネルギーの形態としてはマイクロ波、光、超音波などが考えられるが、ここでは最も代表的な高周波 (radio frequency, RF) 電磁界を用いる方法について議論する。WPT の多くの用途においては、その給電効率の高さが重要視される。一方、WPT は機器の外部空間に積極的に電磁界を生じさせることで送受信機間を電磁氣的に結合させるものであるから、人体がこの電磁界に曝される場合の安全性や他の電磁波を用いる機器への電磁干渉性 (electromagnetic interference, EMI) の観点からの要求も考慮する必要がある。

二次元導波路電力伝送 (two-dimensional waveguide power transmission, 2DWPT) [1], [2] は、このような安全性や EMI を重視した WPT を実現し得

る技術である。2DWPT では、厚さ 1 mm から数 mm までの薄いシート状の導波路表面に近接した受信機に対し、空中に放射しない導波モードのマイクロ波によって給電する。シンプルな構造の導波シートによって電磁エネルギーを大面積に伝送可能であり、机の表面全体を給電インタフェースにするなどの応用が期待できる。また、一枚の導波シートで給電と同時に高速なデータ通信も可能である [3]。

空中を伝搬するマイクロ波による WPT [4]~[6] は、使用するマイクロ波の波長よりも大きい距離を隔てた受信機への給電を目的として用いられる。宇宙太陽光発電衛星 (solar power satellite, SPS) [7] はこの特徴を端的に表す応用例と言える。一方、2DWPT では導波路表面近傍の受信機への給電を目的としており、電力伝送に伴う電磁波の放射は非意図的にのみ発生し得るが、本質的には放射電磁波に依存して電力を伝送するものではない。したがってこの非意図的な放射を抑制する技術の研究開発 [8] によって EMI を低減しながらより大電力を伝送するシステムを実現できる可能性がある。

電磁誘導方式の WPT は、近接場を利用する点は 2DWPT と共通であるが近接場の減衰距離が大きく異なり、目的とする給電の形態が異なる。電磁誘導方式

[†] 東京大学大学院新領域創成科学研究科, 柏市
Graduate School of Frontier Sciences, The University of
Tokyo, Kashiwa-shi, 277-8561 Japan

a) E-mail: Akihito.Noda@ipc.i.u-tokyo.ac.jp

と同様にコイルで発生する近接場の磁界を主たる結合経路として利用する方式として、磁界共鳴方式では高 Q 値の送受信コイルを用いることで数十 cm から数 m までの中距離伝送を可能とする [9]。これら電磁誘導方式あるいは磁界共鳴方式の WPT の多くは数 kHz から数十 MHz までの周波数を利用しており、その波長は数 m 程度かそれ以上であり、近接場の減衰距離もマイクロ波帯のそれと比較して大きくなる。一方、2DWPT では導波路の構造に起因して導波路表面から数 mm の減衰距離で急速に減衰し [2]、遠隔の対象物への給電ではなく導波路に直接接触しているかあるいはデスクマット程度の絶縁体層や受信機の絶縁体製のきょう体を介して接触した状態での給電を目的としている。

このように、距離を隔てての給電でなく、受信機の位置を狭い範囲に限定することなく広い面の任意の位置に接触するだけで給電したい、また空間中への電磁波放射を低減したい、という利用目的に応える WPT の一手法として、2DWPT は他の方式で代替することが難しい特徴を有する重要な選択肢の一つである。二次元的に大面積の給電領域を構成するという目的に対しては電磁誘導方式を基盤とした手法も提案されているが [10]~[12]、近接場の減衰距離の観点から 2DWPT とは性質が異なることは先述のとおりである。

一方、数 GHz のマイクロ波を用いるため、多くの電磁誘導方式 WPT が用いる数十 MHz 以下の周波数による伝送と比較して効率が低くなることは実用的には無視できない事実である。半導体部品のスイッチング損失などの回路的な損失、伝送路を構成する導体の表皮抵抗による損失などが、周波数が高いほど増大する性質は普遍的である。しかし、将来の要素技術の進展によって、MHz 帯と GHz 帯での効率の差が次第に小さくなり、最終的には効率面で遜色なくなるという可能性は直ちに否定されるものではない。

上記のようにマイクロ波帯であるが故の相対的な効率の低さが将来的に解決されると仮定して、その他に 2DWPT において本質的に解決しなければいけない課題として挙げられるのは定在波による給電効率の位置依存変動である。導波シート内に定在波が生じることで、電界・磁界の腹・節と受電カブラの位置関係により伝送効率が変動し、位置によっては伝送効率がほとんどゼロになるヌル点が生じる場合がある。これは先述の回路的損失や材料起因の損失とは独立した課題であり、かつ、大面積の給電インタフェースの任意の位

置での給電を実現するという 2DWPT の目的に照らして、解決することが必須の課題である。

本論文では、給電の効率を犠牲にすることなくこのヌル点を排除し効率の位置依存変動を抑制するための方法として、位相可変かつ終端条件可変のマルチポート給電システムを提案する。この給電システムは、RF 出力のオン/オフ、オン時の位相の調整、及びオフ時のシート側から見た反射位相の切り替えの機能を有する 28 個の給電ポートで 600 mm 角の正方形の導波シートの 4 辺を取り囲む構成である。この導波シート表面全体にわたって各位置での受電カブラへの RF 伝送効率を測定する。固定位置の単一の給電ポートから固定の終端条件で給電する場合には、伝送効率として 20% 以上となるのは全体の約 10% の領域でしかないが、受電デバイスの位置に応じてこれらのパラメータを適切に選択しながら複数ポートからの給電を行うことで、99% 以上の領域で効率 20% 以上を達成できることを実験により示す。

本論文の構成は以下のとおりである。2. において、2DWPT における定在波の発生の背景及び関連研究と本論文の位置づけについて説明する。3. において、提案する給電システムの詳細を説明し、4. において実験内容とその結果を報告する。5. において結論と今後の展望を述べる。

2. 2DWPT における定在波の取り扱い

本章では、2DWPT に関する予備的な説明を与えたうえで、2DWPT における定在波の問題の背景を説明し、関連研究におけるこの問題の取り扱いを整理し、本論文の提案の位置づけを明らかにする。

2.1 導波シート

2DWPT で用いる実際の導波シートの例を図 1 に、

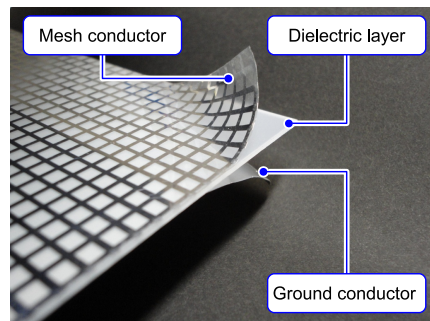


図 1 3 層構造の導波シートの例
Fig. 1 An example of 3-layered waveguide sheet.

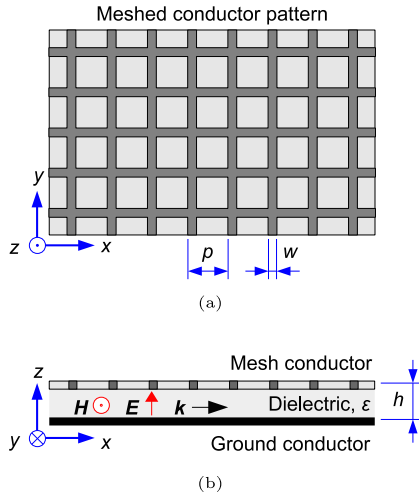


図 2 導波シートの (a) 上面図及び (b) 断面図
Fig. 2 (a) Top view and (b) cross-sectional view of a waveguide sheet.

その模式図を図 2 に示す。導波シートは、誘電体シートの表面に矩形メッシュパターンの導体を貼り合わせ、裏面にグラウンド面となる導体を貼り合わせた 3 層構造となっている。この構造内を、図 2(b) に示すように磁界ベクトル $\mathbf{H}$ がシートの接線方向に、電界ベクトル $\mathbf{E}$ がほぼシートの法線方向に向く、平行平板モードによく似た TM モードが伝搬する。平行平板モードとの違いは、一方の導体面がメッシュ状であり誘導性のシートリアクタンス（シートインダクタンス）をもつため、電界ベクトル $\mathbf{E}$ が電磁波の伝搬方向の小さな成分をもち、メッシュ直上のシート外部の空間に近接場を形成することである [1]。

図 2 に示すようにメッシュ周期 p 、メッシュ線幅 w 、誘電体層の厚さ h と比誘電率 ϵ の選択によってこの近接場の減衰距離やシート内部と外部とのエネルギーの配分比など導波モードのプロパティを調整することが可能である。例えばメッシュ周期 p を小さく（メッシュの目を細かく）するほど、シート外部に漏出する近接場のエネルギーを小さくすることができる。更に、シート表面から法線方向の距離で数 mm の間に急速に電磁界強度が減衰するため、数 mm の厚さをもつ絶縁体層をシート表面にかぶせることで、シート表面に人体やその他の物体が接触した場合の電磁波の吸収や散乱を大きく低減することが可能である [2]。ただし、このように低漏出化したシートほど、受電コブラと導波モードの結合が弱くなるためシート内からの電力取出

しも困難になり、電力取出しに伴う損失も大きくなる。

2.2 受電コブラ

2DWPT では導波シートの表面から電力を取得するための専用のコブラを用いる。代表的なものとして、円盤状の構造による軸対称な共振モードをもつ等方（無指向性）コブラ [1]、誘電体シートと導体面で構成される進行波型コブラ [13], [14]、鏡面対象な共振モードをもつ waveguide ring resonator (WRR) コブラ [2] などが提案されている。

2.1 で述べたとおり、シートの設計パラメータの選択により導波モードの特性が決定され、受電コブラもこれに適合するように設計する必要がある。数 W 程度の電力伝送を前提とし人体接触時の安全性を重視した、先述の厚い表面絶縁体層付きのシートから実用的な効率で電力を取得できるコブラの報告例は現在のところ上記 WRR コブラのみである。

2.3 マルチポート給電における定在波の取り扱い

2.1 で述べたとおり導波シートは平行平板導波路によく似た導波路である。有限サイズの開放端のシートにある一点から入力された電磁波はシート内を伝搬し、端部においてほとんどが反射しシート内にエネルギーが留まり、定在波を生じる。このような条件で定在波分布の影響を確認した例として、[15] では、56 cm × 39 cm の大きさのシートの端の一点から給電し、WRR コブラをこのシート上で走査し位置ごとの効率を測定している。RF 入力から整流後の直流出力までの伝送効率が位置によって最大で 37%、最低ではほぼ 0% となることを報告している。

シート端部を抵抗終端することで吸収境界条件とし、定在波を抑制することは可能である。しかしこの場合、シート内に投入した電力のほとんどが終端抵抗で消費されることになり、給電効率は著しく低下する。

吸収端のシートにおいて高効率の給電を実現した例として、位相可変なマルチポートからシート上の一点に集束給電を行った例が報告されている [13], [16]。密に配置された位相可変なマルチポート、すなわちフェーズドアレイによって受電コブラ直下に集束する電磁波分布を生じさせることで、抵抗終端されたシートにおいても高効率の給電が可能となる。仮にコブラ直下の領域に投入電力の 100% を集中させることができ、かつ受電コブラが自身の直下の電力流を 100% 取り出せるものであったとすると、効率 100% の伝送が可能になる。

ただし、受電コブラが自身の直下を流れる電力のう

ち取り出すことができる割合の上限値は、カプラの指向性と電磁波の伝搬方向に依存する。例えば [13] のように進行波型のカプラを用いる場合、カプラは単一指向性をもつので、この方向から到来する電力流を理想的には 100% 取り出すことができる。一方、WRR カプラのように鏡面对称な 2 方向に指向性ピークをもつ場合、その対称性から、ある一方向のみに伝搬する電力流の取出し可能な割合は最大でも 50% である。これは受電カプラの出力ポートからシートに向かって電磁波を逆向きに伝搬させる場合を考えると、その対称性からカプラがシート内に放出する電力は理想的には 2 方向に 50% ずつが伝搬するから、これと可逆性（相反性）を考慮することで説明できる。

実際にはカプラが取り出せる電力は更に小さく、残りはカプラ直下を通り抜けてシート内に留まり、それがシート端部に到達して終端抵抗で散逸することで最終的な効率を低下させることになる。このカプラで取り出しきれない成分は、2.1 で述べたように低漏出型のシートほど顕著になる。本論文では [2] において提案された低漏出型のシートを用いるため、比較的メッシュが粗く、厚い表面絶縁体層ももたない [13], [16] のシステムと同じ手法では効率が著しく低下することが予測される。

一方、反射境界条件においてシート内の定在波の発生を前提としながらシート上の多くの領域で高効率給電を実現するシステムの例が報告されている [17]。当該システムでは多数の給電ポートを設けるが位相の制御は行わない単純な構成としている。最も効率良く給電できるポートを選択して各時点においては単一のポートから給電し、これを時分割で切換えることで複数の端末に対する高効率での給電を実現している。なお [17] においても使用しているシートの構成は [13], [16] と同様である。

本論文で提案するマルチポート給電装置は、図 3 に示すように 600 mm 角の導波シートを取り囲む 28 の給電ポートから成り、各ポートは以下の機能を有する。

- (1) RF 出力のオン/オフ切り替え
- (2) RF 出力の位相調整 (22.5 deg 刻み, 16 段階)
- (3) RF 出力オフのときのシート側から見た終端条件の切り替え (開放/短絡)

上記 (3) の終端条件の切り替え機能が先行研究 [13], [16], [17] にない新規な提案である。

この機能の導入の狙いを以下に説明する。[17] において報告されているように、境界条件を変更しなくと

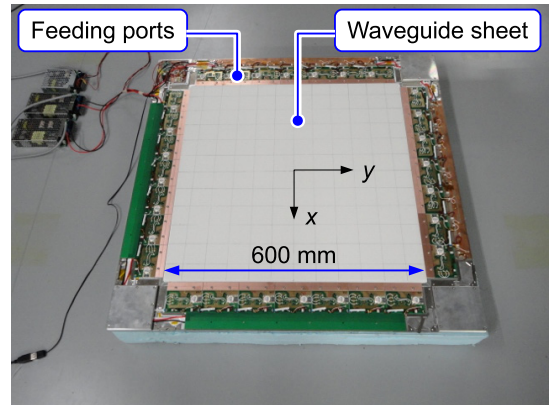


図 3 位相・終端可変 28 ポート給電システム
Fig. 3 A 28-port phase-tunable and termination-switchable 2DWPT system.

も、ある程度の数の給電ポートを準備しておけば、それらが作る定在波の分布が互いに補完的になり、ヌル点を削減できる。しかし、境界条件が固定である以上、例えば短絡されたシート端部が定在波の電界の節であることは給電ポートの位置によらず変化しようがないことから分かるように、給電ポートの位置の変更だけで削減できるヌル点には限界がある。そこで境界条件を変更可能とすることで、ポート位置を変更するだけでなくより更にヌル点の削減、平均受電効率の向上を狙う。また、 N 個のポートから 1 個を選択してオンにするという場合、 N 通りの選択肢をもつことになる。一方、 N 個の境界条件切り替えスイッチ（開放または短絡の 2 状態とする）で実現できる状態数は 2^N 通りとなる。高効率の給電を行うという目的のためには、可能な状態数のうち一つでも高効率で給電できる条件があればよいので、可能な状態数は大きければ大きいほど良い。ただし、この莫大な状態数の中からどのようにして最適な状態を見つけ出すかというアルゴリズムについては、本論文の一部として扱うには分量の大きすぎる話題であるためここでは扱わない。

本装置を用いた実験結果の一部を既に報告しているが [18], 28 ポート全てをオンにし、それらを適当な位相関係で駆動することで、固定の単一ポートからの給電と比較して受信位置による効率の変動が抑えられることを、受信カプラ位置を 1 次元的に走査して確認するにとどまっている。また、28 ポート全てをオンにすることでシート端の境界条件として吸収端に近づくことで、期待とは逆に効率が低下することを避けるため

に、ポート数を減らした構成での実験結果についても報告している [19]. しかしポート数が少ないために位置依存変動が除去できず、効率 20% 以上で伝送可能な領域は測定を行った領域内の 20% 程度にとどまっている. なお、これらの実験では導波シート及び受電カプラは本論文と同一のもの (図 2 に示す各パラメータの値が $w = 1 \text{ mm}$, $p = 4 \text{ mm}$, $h = 1 \text{ mm}$ であり、メッシュ導体層の上に厚さ 4 mm の絶縁体層を重ねた構造 [2]) を使用しているため、伝送効率の値を直接比較対象とすることができる. [13], [16], [17] については先述のとおり使用するシートが異なるので伝送効率の数字を直接比較し優劣を判断することは不適切である.

このように境界条件のパターン切り替えによってヌル点を排除し任意受信点への伝送効率を更に向上することが本論文の新規な提案である. 次章以降、装置の詳細と実験内容及び結果を説明し、提案の有効性を示す.

3. 位相可変・終端可変マルチポート給電

本章では提案する位相可変・終端条件可変マルチポート給電装置の詳細を説明する.

図 4 及び図 5 に製作した給電装置を含む測定系の外観及びブロック図を示す. 600 mm 角の導波シートの 4 辺に各 7 台、計 28 台の 1 W 出力 RF パワーアンプ (RFPA) を 80 mm 間隔で配置している. この RFPA 基板は、基板端部を導波シートに突き合せた状態で専用のアルミニウム製ケースにより両者をクランプすることで、同軸ケーブル等を介さずにシートに直接マイクロ波を入力する構造になっており、設計の詳

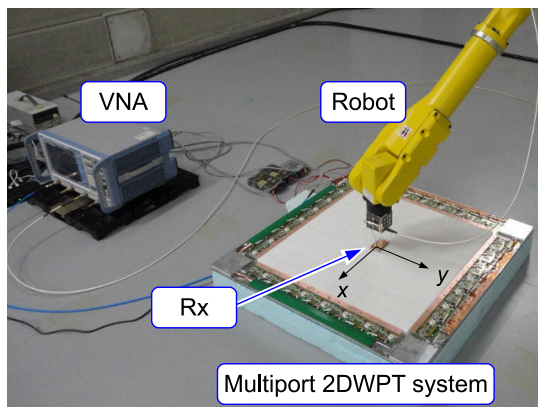


図 4 伝送効率測定系の外観
Fig. 4 Overview of the measurement system.

細は [20] にて報告している. これにより、RF の発振回路を含む回路全体を専用に設計された高さ 8 mm のアルミケースに密閉し小型化と低 EMI 化を実現する設計となっている. なお本論文の実験においては、作業性の理由から図 3 のようにアルミケースの上蓋を取り外し、クランプ部分のみ別途金属部材で接続した状態で使用している.

各ポートの給電回路は、図 5 (b) に示すようにフェーズシフタ (PS), RFPA, アイソレータ, RF スイッチ (RFSW) から成る. 各 RFPA に入力される信号は、一つの電圧制御発振器 (voltage controlled oscillator, VCO) によって生成されたマイクロ波 (2.498GHz を使用する) を 28 分岐 (原信号を 4 分岐した後それぞれ

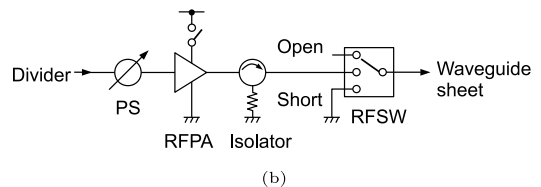
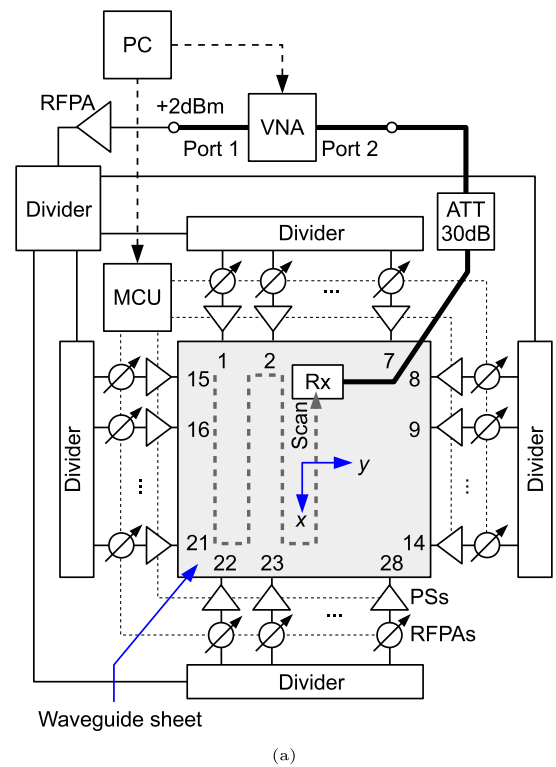


図 5 (a) 測定系の全体と (b) 各給電回路の詳細
Fig. 5 (a) Measurement setup and (b) detail of each feeding circuit.

れを7分岐させている)したものであり、装置全体で共通の信号となっている。ただし図5(a)の測定系においては本来VCOが接続される初段RFPAのポートにベクトルネットワークアナライザ(VNA)のポート1が接続されており、VNAのスティミュラス信号が入力されるようになっている。RFPAは出力飽和領域で動作し、このRFPAへの入力電力がポートごとにわずかにばらついても、出力はほぼ均一となるように設計されている。RFPAは個別に電源のオン/オフを切り替えられ、オンの場合にはPSによって出力信号の位相が16段階で360 degの範囲で調整可能である。RFPAがオンのときにはRFSWによってアイソレータとポートのインピーダンス整合部が接続され、RFPA出力がシートに入力されると同時に、シートからマイクロ波が逆流してきた場合はアイソレータの抵抗によって終端される。オフの場合には、RFSWによってシートから見た終端条件を開放あるいはグラウンドへの短絡に切換え可能である。

これらのスイッチやPSの制御は、PCをマイクロコントローラユニット(MCU)に接続してコマンドを与えることで制御する。

4. 伝送効率の測定

4.1 単一ポートからの給電

図5(a)の測定系において、28個のポートのうち一つだけをオン状態としてシート上のWRRカブラ[2]に電力を伝送する効率を評価した。

ここで伝送効率は、導波路へのRF入力 P_{in} に対する受電カブラのRF出力 P_{out} の比として定義し、次式のように計算した。

$$\eta \equiv \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 P_{stim}}{P_{in}} \quad (1)$$

ここで S_{21} は給電装置のRF入力から受電カブラまでの透過係数(ゲイン)であり、VNAのポート1から2への透過係数の測定値をもとに、30 dBのアッテネータ(ATT)及び同軸ケーブルによる減衰分を補正して求めた値である。 P_{stim} は給電装置の初段RFPAの入力ポートに入力されるVNAのスティミュラス信号の電力である。3.で述べたように、本来の電力伝送システムではこの初段RFPA入力ポートにはVCO出力信号が供給される。 P_{stim} は本来の給電システムにおけるVCO出力にほぼ等しい+2.0 dBmに設定した。 P_{in} は給電ポート一つの出力電力で、1.0 Wである。なお、受電カブラ位置によって最大で±10 MHz程度

表1 終端条件のパターン
Table 1 Termination patterns.

Number	Pattern
1	OSOSOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
2	SOSOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
3	OOSOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
4	SSOSOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
5	OOOSOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
6	SSSSOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
7	OOOOOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
8	SSSSSS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
9	OOOOOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
10	SSSSSS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
11	OOOOOS OSOSOS OSOSOS OSOSOS
12	SSSSSS OSOSOS OSOSOS OSOSOS

Symbols O and S represent open and short, respectively.

共振周波数が変動するため、 S_{21} の測定値としては周波数スパン2.475–2.525 GHz、測定周波数点数51で測定したデータのピーク値を採用した。

この η の値は、(1)カブラ座標、(2)シート終端条件、(3)給電ポート位置の三つのパラメータに依存する。

カブラはその中心位置を図5(a)に示す xy 座標系(原点を600 mm角のシートの中央とする)で $-250 \leq x \leq 250$ mm, $-250 \leq y \leq 250$ mmの範囲で10 mm刻みで変化させ、 $51 \times 51 = 2601$ 点の位置に対して測定を行った。なお姿勢としては64 mm × 36 mmの長方形のカブラの長手方向の軸が、同図の x 軸と平行になる姿勢のみで測定を行った。

終端条件のパターンとしては表1に示す事前に決定した12通りの条件それぞれに対して測定を行った。同表においてシンボルO及びSはそれぞれ開放及び短絡を表し、文字列の左端から右に向かって順番にポート1, 2, ..., 28の終端条件を示している。例えばパターン1のOSOSOS OSOSOS OSOSOS OSOSOSはポート1が開放、2が短絡、..., 28が開放、という条件である。ただしオンにする一つのポートだけはこの表に示された開放/短絡の境界条件にはならず、アイソレータによる抵抗終端となる。

給電ポート位置は、28個のポートから一つだけを選択する28通りの条件についてそれぞれ測定を行った。

提案するシステムでは、与えられたカブラ座標値(受信機を置く位置)に対し適応的に終端条件及び給電ポート位置を調整することでその座標における伝送効率を最大化する。この効果を確認するために以下の4通りの条件における測定結果を図6(a)–(d)に示す。

a) 終端条件及び給電ポート位置をカブラ位置によらずに固定した場合。 η の測定値は一つのカブラ位

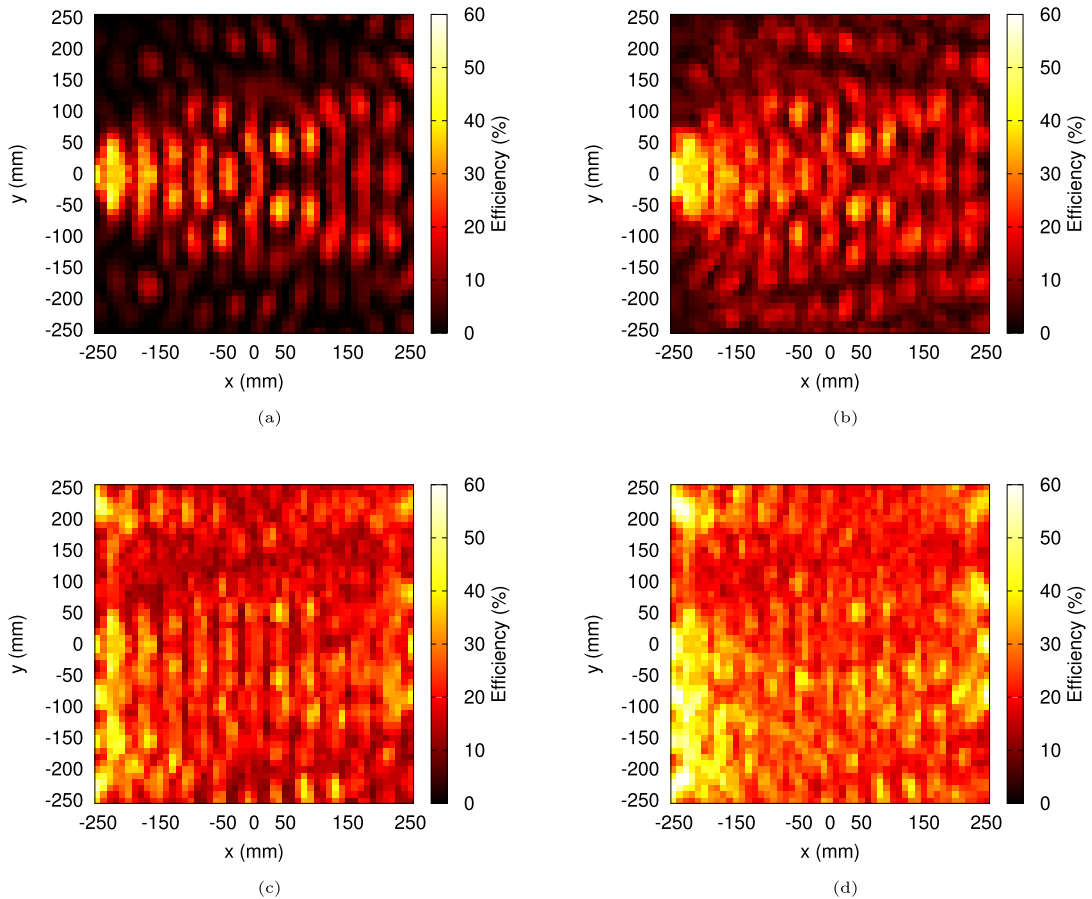


図 6 単一ポートからの給電の場合の受信カプラ位置 (x, y) に対する伝送効率の測定結果. (a) 入力ポート及び終端パターンを固定した場合 (ポート 4, 終端パターン 12). (b) 入力ポートを固定し (ポート 4), 最適な終端条件を選択した場合. (c) 終端条件を固定し (パターン 12) 最適な入力ポートを選択した場合. (d) 入力ポート及び終端パターンの最適な組み合わせを選択した場合

Fig. 6 Measured transmission efficiency from a single feeding port to a receiver coupler at (x, y) for the following four conditions. (a) Input port and termination pattern are fixed (port 4 and pattern 12). (b) Input port is fixed (port 4) and the optimal termination pattern is chosen. (c) Termination pattern is fixed (pattern 12) and the optimal input port is chosen. (d) The optimal port and termination pattern are chosen.

置につきただ一つである。固定のポート位置としてはポート 4 (ポートの中心座標 $(x, y) = (-300 \text{ mm}, 0 \text{ mm})$), 固定の終端パターンとしては表 1 のパターン 12 (全て短絡) を採用した。

b) 給電ポート位置を固定し (ポート 4), 終端条件を変化させた場合。一つのカプラ位置につき 12 個の測定値が得られ, その中から最大値を取り出す。この最大値を与える終端条件はカプラ位置ごとに異なる。

c) 終端条件を固定し (パターン 12), 給電ポート位置を変化させた場合。一つのカプラ位置につき 28

個の測定値から最大値を取り出す。この最大値を与えるポート位置はカプラ位置ごとに異なる。

d) 終端条件及び給電ポート位置をともに変化させた場合。一つのカプラ位置につき $336 (= 12 \times 28)$ 個の測定値から最大値を取り出す。この最大値を与える終端条件及びポート位置の組み合わせはカプラ位置ごとに異なる。

上記 b) 及び c) に関して, 各座標における最大値を与える条件は参考のため付録に記載するが, d) に関する同様の情報は紙幅の都合上省略する。

なお、給電システムの構造の対称性から、図 6 のカラーマップは本来 $y = 0$ を軸として対称になっているべきであるが、特に同図 (c) 及び (d) において分布の非対称性が見て取れる。これは製作した給電装置の一部のポートの RF 出力が低下するなどの不具合があったものと推測されるが、本論文の結論には影響を与えない。

4.2 複数ポートからの給電

4.1 ではオンにするポートは 1 か所のみであったため、その位相は伝送効率に影響しないため最も位相遅延の小さい状態で固定したままであった。ここでは、複数のポートをオンにしてそれらの位相関係を適切に調整することで効率を最大化した場合の結果を示す。

まず、2 ポートをオンにする場合について述べる。4.1 で述べたように、図 6 (d) の測定では、一つのキャブラ位置につき、12 の終端パターンについて 28 ポートのそれぞれから給電した場合の 336 通りの全ての組み合わせにおいて効率を測定した。2 ポートをオンにする場合、全ての組み合わせの数はこの 13.5 倍の 4536 通りとなる。ここでは、測定回数削減のために全探索を避け、オンにする 2 個のポートはこの 336 通りの測定結果だけを用いて以下のように決定する。まずこの測定結果から、各終端パターンにつき η の値で上位 1 番目及び 2 番目のポートを選択し、これらの二つの伝送効率を η_1, η_2 とおく。そしてこの二つのポートを両方ともオンにして最適な位相差で駆動した場合の効率 η_{1+2} を次式によって近似的に求める。

$$\eta_{1+2} \approx \frac{(\sqrt{\eta_1} + \sqrt{\eta_2})^2}{2} \quad (2)$$

このように計算する理由は、 η_1, η_2 を

$$\eta_1 = \frac{|S_{21-1}|^2 P_{\text{stim}}}{P_{\text{in}}}, \quad \eta_2 = \frac{|S_{21-2}|^2 P_{\text{stim}}}{P_{\text{in}}} \quad (3)$$

とおくと、

$$\eta_{1+2} \approx \frac{(|S_{21-1}| + |S_{21-2}|)^2 P_{\text{stim}}}{2P_{\text{in}}} \quad (4)$$

と近似できるからである。ここで等式でなく近似式になる理由は、 η_1, η_2 はそれぞれオンになっている一つのポートを除く 27 ポートが開放または短絡の終端条件における値であるのに対し、これら二つのポートを同時にオンにすると、そのうち 1 個が抵抗終端に変化するからである。27 個中 1 個の終端条件の変化がシート内電磁界分布に与える影響は十分微小であるという

仮定に基づく近似である。

正確に η_{1+2} を予測する必要があるならば、本来は効率が上位の二つのポートを選択した後に、改めてその二つが抵抗終端である条件下で効率を測定しなおした値 η'_1, η'_2 を用いて計算するべきである。しかしここでは正確な予測値を必要としないため、測定回数を削減するためにこのような近似を用いた。

この η_{1+2} を 12 の終端パターンについて求めた値を比較することで、最大値となる終端パターン及びポート二つが決定する。この終端パターンの下で、二つのポートのうち番号の小さいほうの位相遅延を最小値に固定し、もう一方のポートをオンにして PS で設定可能な全 16 通りについて効率を求める。効率は式 (1) において $P_{\text{in}} = 2.0 \text{ W}$ として計算する。各位置での最大値をプロットしたものを図 7 に示す。この最大値を与える 2 個のポート位置及びそれらの位相差の条件は、キャブラ位置ごとに異なり全てを記載することは紙幅の都合上困難なため本論文では詳細を割愛する。

次に、2 ポートをオンにして最大効率になっている状態から、追加でもう一つのポートをオンにして追加ポートの位相のみを調整することで効率が改善される場合はその効率を評価し、効率が低下する場合は 2 ポートの効率で評価する、という評価を行った結果を図 8 (a) に示す。これは 3 ポートをオンにして到達しうる最大の効率を明らかにするというよりは、オンにするポート数の一つ追加することで、2 ポートの最大効率よりも更に効率を向上する余地が残されていることを示すための評価である。三つ目のポートを

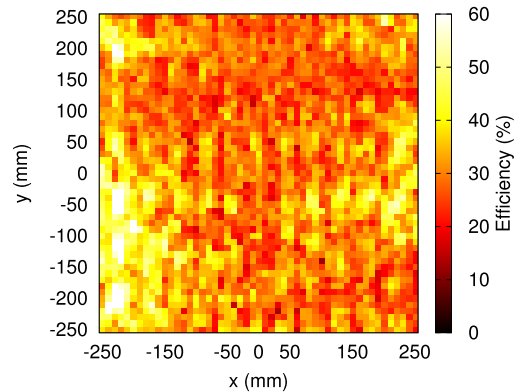


図 7 2 ポートから給電した場合の受信キャブラ位置 (x, y) に対する伝送効率の測定結果

Fig. 7 Measured transmission efficiency from two feeding ports to a receiver coupler at (x, y) .

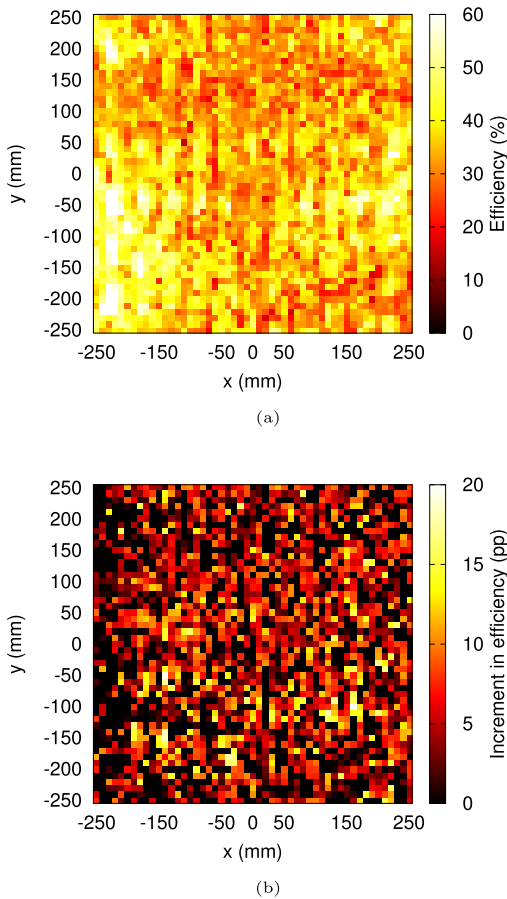


図 8 (a) 2 ポート及び 3 ポートからの給電で効率の高い方を選択した場合の受信カプラ位置 (x, y) に対する伝送効率の測定結果. (b) 2 ポートの場合と比較した 3 ポートによる効率の増加分のパーセンテージポイント (pp) 表示

Fig. 8 (a) Transmission efficiencies from two and three feeding ports to a receiver coupler at (x, y) were measured and higher one is shown. (b) Increment in efficiency of three-port case compared with two-port, shown in percentage point (pp).

オンにして位相を最適に調整したときの、2 ポートの場合に対する効率の上昇分を図 8(b) に示す。2 ポートの場合よりも効率が低下する場合については上昇分ゼロとして記載している。追加のポートをオンにして最適な位相を選択しても効率が低下する場合がある原因は、受信点において位相が一致するように調整されていた二つのポートからの電磁波が、境界条件の変化により受信点においてそれぞれの振幅及びそれらの間の位相関係が乱されることであると推測される。この問

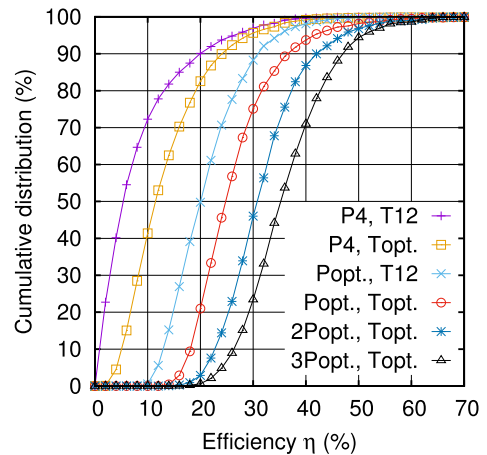


図 9 RF 伝送効率の累積分布関数

Fig. 9 Cumulative distribution function of RF transmission efficiency.

題への対処として、2 ポートの場合に対して説明したように、同時にオンする三つのポートを決定した後、その部分の終端条件を抵抗終端とした上で順番に位相を調整すれば確実にその 3 ポートからの電磁波の位相を一致させることができる。この調整を含め、これ以上に通電ポート数を増加した場合の最適化については本論文では扱わないが、今後の発展の余地として指摘しておく。

4.3 伝送効率の分布

4.1 及び 4.2 で示した各位置での伝送効率についての累積分布関数を図 9 に示す。

まず、給電ポートをポート 4 に固定し、終端パターンをパターン 12 に固定した場合 (P4, T12) においては、伝送効率 20% 以下となる測定点が全体の 90% を占めており、このうち 1% 以下となる測定点は全体の 13% に及ぶ。そこから終端パターンのみを最適なものを選択するようにした場合 (P4, Topt.) 及び給電ポート位置のみを最適なものを選択するようにした場合 (Popt., T12) においては、効率 20% 以下となる測定点の割合はそれぞれ 83%, 50% となる。給電ポート及び終端パターンともに最適なものを選択する場合 (Popt., Topt.) にはこれが 21% にまで低下し、全体の 8 割近くの領域で効率 20% 以上が達成できる。

更に効率を改善するために 2 ポートをオンにして最適な位相を選んだ場合 (2Popt., Topt.) 及び 3 ポート目をオンにして効率が改善する場合のみ 3 ポートオンの条件を採用する場合 (3Popt., Topt.) においては、

効率 20%以下となる割合はそれぞれ 2.9%及び 0.6%となっている。

以上により、オンにするポート数を三つまでに制限しても、ポート位置と境界条件、ポート間の位相関係を適切に選択すれば、全体の 99%以上の領域で効率 20%以上での電力伝送が可能であることが示された。なお、(3Popt., Topt.) の条件において測定範囲内で最も低い伝送効率は 15%であり、この測定範囲からはヌル点が完全に排除された。

5. む す び

本論文では、各ポートの RF 出力のオン/オフ機能、出力位相の調整機能に加えて、RF 出力オフ時の導波シート側から見た終端条件の切り替え機能を有するマルチポート 2DWPT システムを提案した。2DWPT における定在波の問題への対処の方法として、導波シートを抵抗終端することで定在波を抑制するアプローチと、定在波の発生を前提としつつ受電位置に応じて異なる定在波を切り替えるアプローチが存在する。受電カプラとの結合が弱くなる低漏出型の導波シートを用いる 2DWPT においては、抵抗終端型のシートを用いることは伝送効率の低下に繋がることを指摘し、後者のアプローチを採用した。先行研究において提案されていた受電位置に応じた給電ポート位置の選択に加え、オフ状態のポートの終端条件を切り替える機能があれば、ヌル点を削減し各位置での伝送効率の全体的な底上げが可能であることを示した。更に複数のポートをオンにしてそれらの位相を適切に調整することで、全体的な伝送効率の向上の余地があることを示し、提案手法の有効性を実験的に実証した。具体的には、提案する給電装置が備える 28 個のポートのうち、オンにするポート数を三つまでに限定しても、ポート位置、境界条件、RF 信号の位相の組み合わせを適切に選択すれば、本実験の測定範囲においてはヌル点を発生させず、全体の 99%以上の領域で RF 伝送効率 20%以上での電力伝送が可能であることが示された。

終端条件の切り替えは、最も単純な開放/短絡の 2 状態の選択でも、 N 個のポートがあれば 2^N 通りの境界条件が実現できる。本論文で示した 28 ポートの構成において、このうち 1 ポートを給電ポートとし、残り 27 個の反射ポートの短絡・解放の組み合わせは $2^{27} \approx 1.3 \times 10^8$ 通り存在する。実現可能な状態数が増加するほど、その中により高い伝送効率を実現するものが含まれる可能性が高まる。オフ状態のポートの終

端条件の切り替え機能を付加することは、全体のポート数を増加させずに実現可能な状態数を飛躍的に増加させる効果的な方法である。

一方、実現可能な状態数が膨大になるため、伝送効率を最大化する条件を全探索によって見つけ出すことは現実的でない。ほとんど同一の定在波を発生させる終端パターンが複数存在することも考えられる。本論文では、12 通りの代表的な終端パターンのみを試行し、この中から最大効率のものを全探索によって決定した。試行した条件は実現可能な状態数と比較してほんの一部であり、この終端パターンの効率的な探索アルゴリズムを今後開発することで、本論文で示した実験結果よりも更に伝送効率の位置によるばらつきを低減しながら高効率化することが可能になると期待できる。一方、本論文では扱わなかった、オンにするポート数の最適化は今後の発展の余地として残されている。

また、本論文では扱わなかったが、複数の受信機への給電は 2DWPT においては特に重要度の高い機能である。2DWPT は大面積の給電インタフェースを実現可能な方法であるため、実用的なごく自然な使用状況として、1 枚のシート上に複数の受信機が存在することが想定されるからである。本論文での提案手法を、[17] において提案されているような複数受信機への時分割での給電方式と組み合わせることで、複数端末に対してヌル点を排除し高効率で給電するシステムへの発展が期待できる。

謝辞 本研究の一部は総務省戦略的情報通信研究開発推進制度 (SCOPE) 155103003 の委託によって行われた。

文 献

- [1] N. Yamahira, Y. Makino, H. Itai, and H. Shinoda, "Proximity connection in two-dimensional signal transmission," Proc. SICE-ICASE International Joint Conference 2006, pp.2735–2740, Busan, Korea, Oct. 2006.
- [2] A. Noda and H. Shinoda, "Selective wireless power transmission through high-Q flat waveguide-ring resonator on 2-D waveguide sheet," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.59, no.8, pp.2158–2167, Aug. 2011.
- [3] A. Noda and H. Shinoda, "Wireless LAN on 2-D communication tiles using ultra-wideband as an alternative spectrum resource," Proc. 2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband, pp.1–6, Montreal, Canada, Oct. 2015.
- [4] W.C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," IEEE Trans. Microw. Theory Tech.,

- vol.MTT-32, no.9, pp.1230–1242, Sept. 1984.
- [5] J.O. McSpadden and J.C. Mankins, “Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology,” *IEEE Microw. Mag.*, pp.46–57, Dec. 2002.
 - [6] N. Shinohara and T. Ishikawa, “High efficient beam forming with high efficient phased array for microwave power transmission,” *Proc. 2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pp.729–732, Sept. 2011.
 - [7] K. Hashimoto, “Frequency allocations of solar power satellite and international activities,” *Proc. 2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission (IMWS-IWPT)*, pp.83–86, May 2011.
 - [8] N. Kobayashi, H. Fukuda, and T. Tsukagoshi, “Challenging EMC problems on two-dimensional communication systems,” *Proc. Seventh International Conference on Networked Sensing Systems*, pp.130–137, June 2010.
 - [9] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol.317, pp.83–86, July 2007.
 - [10] T. Sekitani, M. Takamiya, Y. Noguchi, S. Nakano, Y. Kato, T. Sakurai, and T. Someya, “A large-area wireless power-transmission sheet using printed organic transistors and plastic MEMS switches,” *Nature Materials*, vol.6, pp.413–417, April 2007.
 - [11] D. van Wageningen and T. Staring, “The Qi wireless power standard,” *Proc. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp.S15–25–S15–32, Sept. 2010.
 - [12] Y. Narusue, Y. Kawahara, and T. Asami, “Impedance matching method for any-hop straight wireless power transmission using magnetic resonance,” *Proc. 2013 IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp.193–195, Jan. 2013.
 - [13] 板井裕人, 箱崎光弘, 張 兵, 篠田裕之, “シート状媒体を用いたワイヤレス電力伝送の一手法,” *電子情報通信学 2008 信学ソ大 (通信)*, pp.S-220–221, 2008.
 - [14] A. Noda and H. Shinoda, “Safe wireless power transmission using low leakage 2D-communication sheet,” *Proc. SICE Annual Conference 2009*, pp.1105–1109, Fukuoka, Japan, Aug. 2009.
 - [15] A. Noda and H. Shinoda, “Coupler combination for blind spot elimination in two-dimensional waveguide power transmission,” *Proc. SICE Annual Conference 2012*, pp.1448–1450, Akita, Japan, Aug. 2012.
 - [16] T. Matsuda, T. Oota, Y. Kado, and B. Zhang, “An efficient wireless power transmission system using phase control of input electrode array for two-dimensional communication,” *Proc. 13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, pp.610–615, Feb. 2011.
 - [17] 手嶋宏介, 松田隆志, 張 兵, 稲元 勉, 高木由美, 太田能, 玉置 久, “二次元通信システムにおける定在波を考慮した入力点選択型給電方式に関する研究,” *信学論 (B)*, vol.J96-B, no.12, pp.1342–1354, Dec. 2013.
 - [18] 野田聡人, 篠田裕之, “二次元導波路電力伝送におけるフェーズドアレイ給電,” *2013 信学総大*, pp.S-32–S-33, March 2013.
 - [19] 野田聡人, 篠田裕之, “フェーズドアレイを用いた二次元導波路電力伝送の選択性向上とスル点削減,” *2014 信学総大*, pp.S-36–S-37, March 2014.
 - [20] A. Noda and H. Shinoda, “Edge-mount 1-watt RF amplifier for 2-D waveguide power transmission,” *Proc. SICE Annual Conference 2014*, pp.1941–1945, Sapporo, Japan, Sept. 2014.

付 録

選択された最適なポート位置と境界条件

図 6 (b) 及び (c) に関して, 各カプラ位置で効率の最大値を与える終端条件及び給電ポート位置をそれぞれ図 A・1 及び図 A・2 に示す.

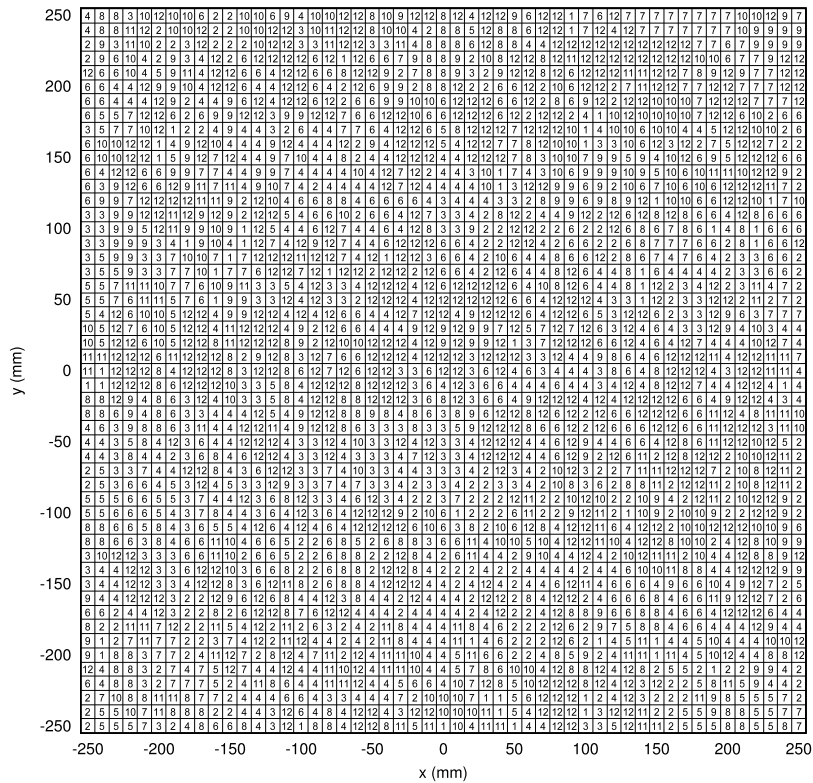


図 A.1 各位置における最適な終端パターンの番号

Fig. A.1 The optimal termination pattern at each position.

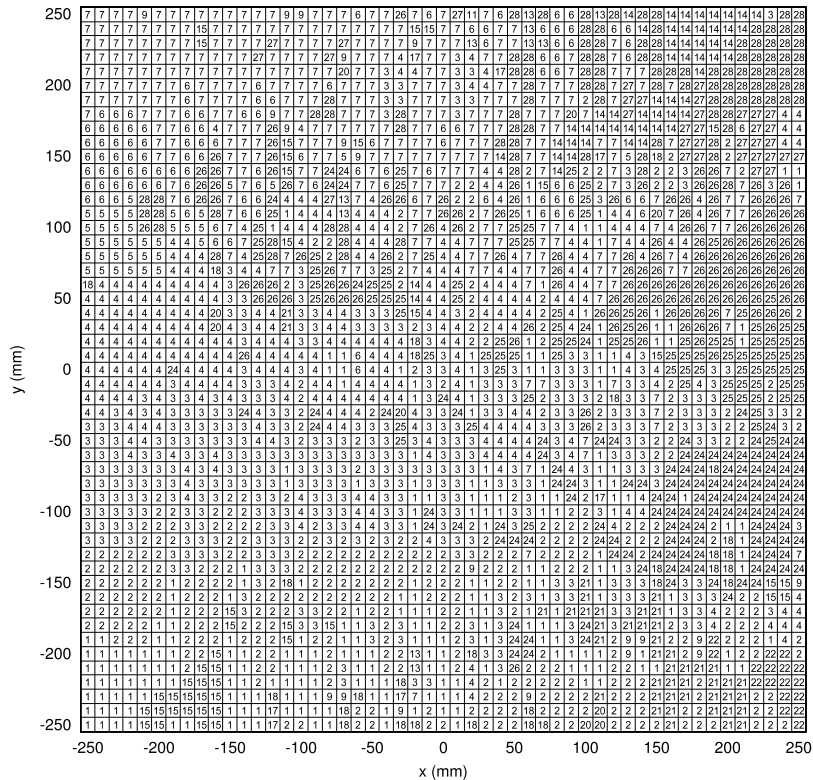


図 A-2 各位置における最適な給電ポートの番号

Fig. A-2 The identification number of the optimal feeding port at each position.

(平成 27 年 9 月 30 日受付, 11 月 26 日再受付,
28 年 3 月 11 日公開)



野田 聡人 (正員)

2005 年東京工業大学工学部制御システム
工学科卒業。2005–2008 年株式会社インク
ス情報工業研究所エンジニア。2010–2013
年日本学術振興会特別研究員 DC1。2013
年東京大学大学院情報理工学系研究科シ
ステム情報学専攻博士課程修了。2013 年より
東京大学大学院新領域創成科学研究科特任助教、現在に至る。
二次元導波路電力伝送、超広帯域二次元通信、ネットワーク型
高速ビジョン等の研究に従事。博士 (情報理工学)。



篠田 裕之

1988 年東京大学工学部物理工学科卒業。
1990 年同大学院計数工学修士, 同年同大
学助手, 1995 年東京農工大学講師, 1999
年 UC Berkeley 客員研究員, 2000 年東
京大学助教授を経て, 現在, 東京大学大
学新領域創成科学研究科教授。触覚インタ
フェース, 二次元通信, センサ, VR, 計測工学などの教育と研
究に従事。博士 (工学)。