

推薦論文

バッテリーレスセンサネットワークを実現する 電波電力伝送手法の検討

濱政 光^{1,a)} 川崎 慈英¹ 田中 勇氣² 木崎 一廣¹ 猿渡 俊介¹ 渡辺 尚¹

受付日 2020年7月16日, 採録日 2021年1月12日

概要: 近年 IoT (Internet of Things) デバイスが普及して, 身の回りのモノがインターネットに接続されるようになった. IoT デバイスがネットワークに接続するために重要な役割を果たしているのが, ワイヤレスセンサネットワーク技術である. ワイヤレスセンサネットワーク技術は配線コストの削減やデバイスの設置箇所の柔軟性を向上させることができる. しかしながら, ワイヤレスセンサネットワークにおける重要な課題に電力供給問題がある. 電力供給問題を解決する手段として電波電力伝送が考えられている. 電波電力伝送によるセンサへの電力供給は, 環境発電や電磁界共振結合と比べてセンサネットワークに適した電力供給手法である. 電波電力伝送は, 電力伝送範囲の問題, 定常波問題, 供給電力の偏りの問題をかかえている. 本研究では, IoT デバイスの電源供給問題を解決する手法として位相制御協調 (CPC: Cooperative Phase Controlled) 電力伝送を提案する. CPC 電力伝送は, 複数のアクセスポイントが放射する電波の位相を制御して, IoT デバイス上で定常波の強度を高めることにより定常波問題と供給電力の偏りの問題を解決する. 提案手法の有効性を実機評価したところ, CSD 電力伝送と比較して供給電力の大きさは最大 2.59 倍向上, 供給電力の偏りは最大 55%改善された.

キーワード: IoT, 無線電力伝送, 分散型複数アンテナ, 位相制御

Radio Wave Power Transfer for Batteryless Sensor Networks

HIKARU HAMASE^{1,a)} JIEI KAWASAKI¹ YUKI TANAKA² KAZUHIRO KIZAKI¹
SHUNSUKE SARUWATARI¹ TAKASHI WATANABE¹

Received: July 16, 2020, Accepted: January 12, 2021

Abstract: With the spread of IoT (Internet of Things) devices, things around us are connected to the Internet. Wireless sensor networks (WSN) technology plays an important role for IoT devices to connect to the network and solves the problem of the wiring cost and the flexibility of the device location. However, one of the issues in WSN is the battery problem. Radio power transfer (RPT) has been considered as a method to solve the power supply problem. The power supply to sensors by RPT is a more suitable power supply method for WSN than other represent wireless power transfer. RPT has problems of power transmission range, standing wave problem, and fair power supply. In this study, we propose Cooperative Phase Controlled (CPC) power transmission, which is RPT, as a method to solve the battery problem in IoT devices. CPC power transmission achieves fair power supply by controlling the phase of the transmitting radio waves at each access point and deliberately creating constructive interference on each device. In the evaluation of the proposed method effectiveness, transmission power was improved by 2.59 times at maximum and fair power supply was improved by 55% at maximum compared to the CSD power transmission.

Keywords: IoT, wireless power transfer, distributed multiple antennas, phase control

¹ 大阪大学大学院情報科学研究科
Graduate School of Information Science and Technology,
Osaka University, Suita, Osaka 565-0871, Japan

² パナソニック株式会社コネクテッドソリューションズ社
Connected Solution Company, Panasonic Corporation,
Yokohama, Kanagawa 224-8539, Japan

^{a)} hamase.hikaru@ist.osaka-u.ac.jp

本論文の内容は 2019 年 7 月のマルチメディア, 分散, 協調とモバイル (DICOMO2019) シンポジウムにて報告され, モバイルコンピューティングとパーベイシブシステム研究会主査により情報処理学会論文誌ジャーナルへの掲載が推薦された論文である.

1. はじめに

ワイヤレスセンサネットワーク技術はあらゆるモノがネットワークに接続するために重要な役割を果たしているため IoT (Internet of Things) には欠かせない技術である。私たちの身の回りのあらゆるモノにセンサが具備され、複数の IoT デバイスで構成されたワイヤレスセンサネットワーク技術によって多数のデータが収集されている。総務省が発表した令和元年度版の情報通信白書によると、世界の IoT デバイスの数は年々増加しており 2021 年には 400 億台を超えることが見込まれている [1]。

今後さらなる普及が予測されるなか、IoT デバイスは電力供給の課題をかかえている。ワイヤレスセンサネットワークを想定するとき、多数のセンサに対する給電手法が問題となる。既存の IoT デバイスでは電池を用いることが主流であるが、1 次電池を用いた場合、定期的な電池交換が必要でありメンテナンスコストが大きい。2 次電池を用いた場合、電力供給手段が必要である。太陽光発電のような環境発電も、悪天候のときや夜間に発電できず電力の安定供給が見込めないという課題がある。

本研究ではワイヤレスセンサネットワークに適した電力供給手段として無線電力伝送に着目する。代表的な無線電力伝送の例として電磁誘導を利用したもの、電磁界共振結合を利用したもの、そして電波を利用したものがある。電磁誘導を用いたものは数 mm~1 cm 程度の近距離では有用で、Sony 社の Felica [2] をはじめとする多くの製品ですでに利用されている。しかしながら電磁誘導を利用して電力を得るには 1 次コイルと 2 次コイル間の距離が小さい必要があるため、ワイヤレスセンサネットワークには適用できない。電磁界共振結合を用いた例として、2007 年に高い Q 値を持つ共振器の電磁結合を利用して 1m 程度離れた距離でも高効率で電力を無線伝送する手法が実現されている [3]。電磁界共振結合を利用すると長距離かつ大容量の電力伝送が可能になるが、送電距離を伸ばすために共振器を大型化させる必要がある。たとえば文献 [3] では 1m 程度の距離で 90% 程度の高い伝送効率を達成しているが、共振器のサイズは直径 1m であった。したがって、電磁界共振結合を用いた電力伝送は一般に小型である IoT デバイスには不向きである。

ワイヤレスセンサネットワークと長距離電力伝送に適した無線電力伝送として、電波による電力伝送手法に着目する。電波電力伝送の利点として数 m 程度までの長距離に電力伝送可能である点と、電波を用いることでデータ通信も可能な点があげられる。一方で欠点として単一アクセスポイントにおける電力伝送範囲の問題、複数アクセスポイントにおける定常波問題、単一・複数アクセスポイントにおける IoT デバイスへの供給電力の偏りの問題が存在する。

これらの問題を解決するために、本稿では位相制御協調

(CPC: Cooperative Phase Controlled) 電力伝送を提案する。IoT デバイスを簡略化したものとしてセンサノードを考える。CPC 電力伝送は、複数のアクセスポイントの位相を個別に制御することでセンサノードが得る電力の最大化を狙う。給電対象となるすべてのセンサノードについて位相制御量の組合せを決定したあと、アクセスポイントは時分割で位相制御量の組合せを切り替えながらセンサノードへの給電を行うことですべてのセンサノードに公平な電力供給を実現する。本稿は実機による評価によって、提案手法である CPC 電力伝送手法が既存手法よりも電力伝送範囲の問題、供給電力の偏りの問題を改善して定常波問題を解決することを示す。

本稿と関連の深い先行研究として文献 [4] があげられる。文献 [4] では、CPC 電力伝送において、ボックスキャタリングによる RSSI のフィードバックを用いた位相最適化をソフトウェア無線機で実証している。それに対して本稿では、位相最適化に対象を絞り、文献 [4] で示された位相最適化アルゴリズムよりもさらに精度と収束速度に優れたアルゴリズムについて検討を行っている。

本稿の構成は以下のとおりである。2 章において電波電力伝送の課題と既存手法について述べる。3 章では課題を解決するために CPC 電力伝送を提案して、その仕組みを説明する。4 章では実機を用いた実装について述べる。5 章で供給電力の大きさと偏りの観点で提案手法と既存手法の評価をする。6 章で効率的な位相制御量の組合せ推定について検討を行い、7 章で本研究の関連研究を述べたあと、最後に 8 章でまとめとする。

2. 電波電力伝送の課題

ネットワーク内のアクセスポイントがセンサノードに対して電波電力伝送を行うときの課題として電力伝送範囲の問題、定常波問題、供給電力の偏りの問題の 3 つがあげられる。アクセスポイントが 1 台のとき、電波の距離減衰の影響によって電力伝送範囲の問題が発生する。フリスの伝達公式から、電力は距離の 2 乗に反比例して減衰するため、1 台のアクセスポイントでは電力伝送可能な範囲が限られる。複数のアクセスポイントを用いることで 1 台のアクセスポイントよりも広範囲に電力供給できるため電力伝送範囲の問題は単純に解決できる一方で、定常波問題が発生する。図 1 に複数アクセスポイントを用いた電波電力伝送を示す。図 1 では 2 台のアクセスポイントからの電波の重ね合わせによって定常波が発生している。2 つの波の重ね合わせにより生じる定常波の、強度の高い部分にあるセンサノード A は十分な電力を得られるが、強度の低い部分にあるセンサノード B はほとんど電力を得られない。センサノード B のように、定常波の影響で電力が得られなくなるセンサが発生するという問題が定常波問題である。また、センサネットワークにおいては各端末の消費電力に対する

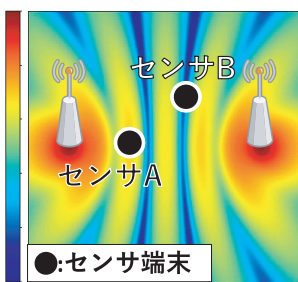


図 1 複数アクセスポイントの電力伝送

Fig. 1 Power Transmission for Multiple Access Points.

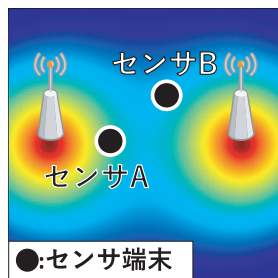


図 2 CSD 電力伝送

Fig. 2 CSD Power Transmission.

供給電力の比は一定であることが望ましく、電力伝送効率の面でもセンサ間の供給電力の偏りは問題となる。

定常波問題を解決するために、文献 [5] では CSD (Carrier Shift Diversity) 電力伝送が提案されている。CSD 電力伝送は、複数のアクセスポイントの位相をそれぞれ異なる一定速度で変化させ続けることで、空間全体に満遍なく電力伝送を行う手法である。図 2 に CSD 電力伝送を示す。CSD 電力伝送では各センサ上で強度の高い干渉と低い干渉が交互に発生して、平均すると干渉が互いに打ち消し合う結果になるため定常波問題を解決していることが分かる。しかしながらセンサ A とセンサ B が得る電力は均等になっていないため、CSD 電力伝送においてもセンサノードの位置による供給電力の偏りの問題は解決されていない。

3. 提案手法：CPC 電力伝送

複数アクセスポイントを用いた電波電力伝送で発生する定常波問題とそれに起因する供給電力の偏りの問題を解決するために、本稿では CPC 電力伝送を提案する。CPC 電力伝送は、各アクセスポイントが放射する電波の位相を制御して意図的に各センサノード地点における定常波の強度を高めることで定常波問題を解決する。具体的には、まず、各センサノードに対して集中的に電力伝送できるようなアクセスポイントの位相制御量の組合せを、センサノードの数だけ決定する。次に、決定した位相制御量の組合せを時分割でスイッチングすることによって、センサノード間の供給電力量の偏りを抑制する。本稿では各アクセスポイントの位相制御量の組合せを位相セット Θ と呼ぶ。

図 3 に CPC 電力伝送のシステムモデルを示す。空間内

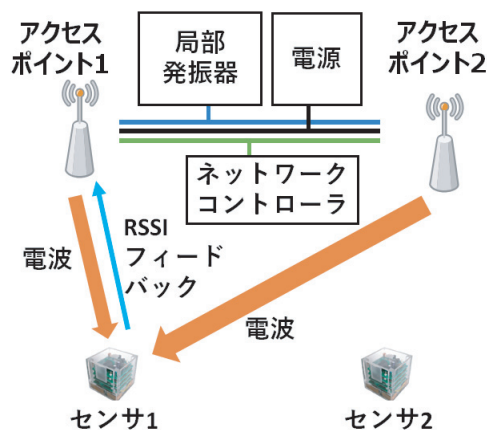


図 3 CPC 電力伝送のシステムモデル

Fig. 3 System model of CPC power transmission.

には複数のアクセスポイントと複数のセンサノードが存在している。アクセスポイントとセンサノードの位置は固定である。アクセスポイントはお互いバックホールで同一の局発振器と電源、ネットワークコントローラに接続されていて、同じ周波数の電波を放射する。各アクセスポイントは位相制御器を用いて放射電波の位相を制御する。センサノードはアクセスポイントの電波の重ね合わせによって得られた RSSI (Received Signal Strength Indication) の値をアクセスポイントに送信する。ネットワークコントローラは、センサノードからの RSSI フィードバック情報を用いて位相セットと電力伝送時間を決定して各アクセスポイントを制御する。

すべてのセンサノードの電力需要を満たす最適な電力伝送の位相セットと電力伝送時間は以下の組合せ最適化問題を解くことで得られる。ただし、 n はセンサノード数、 m はアクセスポイント数、 p は位相セット数、 \mathcal{S} はセンサノードの集合、 Θ_h は h 番目の位相セットで、各アクセスポイントについての位相制御量の集合を $\Theta_h = \{\theta_{h1}, \theta_{h2}, \dots, \theta_{hm}\}$ と表す。 T_h は位相セット Θ_h で電力伝送を行う時間、 E_j はセンサノード j がすべての位相セットを適用後に最終的に得た供給電力量、 $W_{hj} = \text{energy}(\Theta_h, j)$ は位相セット Θ_h においてセンサノード j が得られる時間あたりの供給電力量、 C_j はセンサノード j の単位時間あたりの需要電力量である。

$$\text{minimize } \sum_{h=1}^p T_h \tag{1}$$

$$\text{subject to } E_j = \sum_{h=1}^p W_{hj} T_h, \quad \forall j \in \mathcal{S} \tag{2}$$

$$W_{hj} = \text{energy}(\Theta_h, j) \tag{3}$$

$$E_j > C_j \sum_{h=1}^p T_h \quad \forall j \in \mathcal{S} \tag{4}$$

式 (1) は式 (2)、式 (3)、式 (4) を満たして、電力伝送時間が最小となるものを最も効率の良い電力伝送とすることを

表している。式 (2) はセンサノード j が位相セット h で供給される電力量の合計を表していて、センサノード j について供給される電力と伝送時間の積の総和で決定される。式 (3) は各位相セットにおける時間あたりの供給電力を表している。式 (4) は各センサノードの供給電力量が消費電力量よりも大きくなければならないことを表している。 p は任意の自然数で上限がないため、上記の組合せ最適化問題を総当たりで解くのは困難である。また、 p に一定の上限を与えたとしても、位相制御器の解像度 r においてすべての組合せを全探索した場合、計算量は $O(pnr^m)$ となる。

そこで CPC 電力伝送では、センサノードごとに集中電力伝送を行う位相セットを決定したあとで、RSSI に基づいて電力伝送時間を決めることで計算量を削減する。センサノード i における位相セットは次の方法によって計算量を減らして決定する。また、以下の操作 1~3 は 6 章で紹介する貪欲法 (アルゴリズム 1) と同じものである。

1. アクセスポイント $1 \dots i$ は決定された位相セットで電力伝送する。
2. アクセスポイント $i + 1$ は位相制御量を変化させつつセンサノードで測定した RSSI を用いて受信電力が最大となる位相セットを全探索で決定する。
3. i の値を 1 から m まで 1 ずつ増やしながらか、1, 2 を繰り返し実行する。

このとき、基準となるアクセスポイント 1 の初期位相制御量は任意である。各センサノードについてそれぞれ位相セットを求めて、 n 個の位相セットを決定する。位相制御器の解像度を r とすると、 n 台のセンサノードに対して m 台のアクセスポイントで位相セットを求める計算量は $O(nrm)$ となる。

各位相セットの電力伝送時間 T_j は計算時間を削減するために位相セット Θ_j のセンサノード j における供給電力 W_{jj} のみを考慮して決定する。具体的には以下の式で T_i を求める。

$$T_j = \frac{\sum_{j=1}^n W_{jj}}{W_{jj}}, \quad \forall j \in S \quad (5)$$

各位相セットの電力伝送時間をセンサノードが得られる電力の逆数比で計算することで、すべてのセンサノードに対して均等に電力伝送を行うことができる。

4. 実装

提案手法である CPC 電力伝送が既存の CSD 電力伝送と比較したときの供給電力の向上とセンサノードどうしの平滑化を評価するため、実機実装を行ってセンサノードへの供給電力を測定した。図 4 に実験機材の構成を示す。評価では、アクセスポイントとして 4 本の送信アンテナ、センサノードとして 3 本の受信アンテナを用いた。送信アンテナと受信アンテナは、どちらもモノポールアン

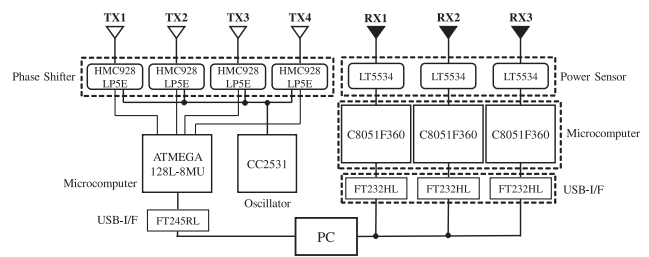


図 4 実験機材構成図
Fig. 4 Experimental equipment configuration.

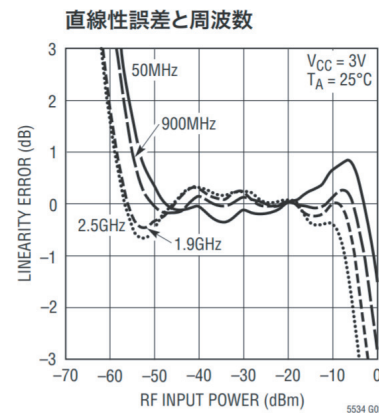
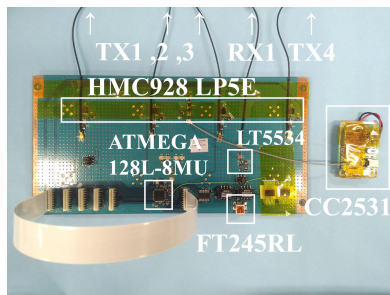
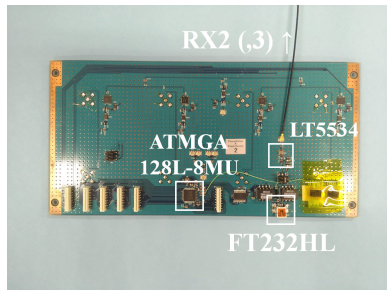


図 5 LT5534 リニアリティ誤差 [6]
Fig. 5 LT5534 linearity error [6].

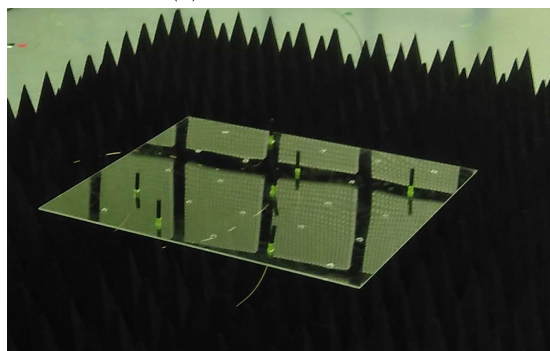
テナ (Inventek Systems 社製 W24-SSMA-M) を使用している。アンテナ利得は公称 2.15 dBi である。本稿では送信アンテナ i を TX_i 、受信アンテナ i を RX_i と記す。4 本の送信アンテナは、それぞれアナログ位相制御器 (HMC928 LP5E) を通して 2.4 GHz の無変調正弦波の発振器 (Texas Instruments 社製 CC2531) に接続されている。各送信アンテナと位相制御器間は同軸ケーブルで接続されている。各位相制御器は MCU (Atmel 社製 ATMEGA128L-8MU) によって制御され、USB インタフェース (Future Technology Devices International (FTDI) 社製 FT245RL) を介してノートパソコン (Panasonic 社製 Let's Note CF-SZ6) とつながっている。発振器の出力電力 1 mW を分配機を用いて 4 分岐して、位相制御器で約 10 dB の電力を損失するため、送信アンテナ 1 本あたりの放射電力は約 25 μ W である。各受信アンテナにはパワーセンサ (Analog Devices 社製 LT5534) が接続され、パワーセンサの出力アナログ電圧は MCU (Silicon Labs 社製 ATMEGA128L-8MU) の AD 変換器でデジタル値に変換される。このとき図 5 に示すように、パワーセンサ (LT5534) は -50 dBm (10 nW) 以下の領域で大きなリニアリティ誤差が生じる。たとえば 10 nW 以下の領域の場合、実際の電力よりも約 0.5 dB 程度小さくなり、1 nW 以下の領域の場合は約 2 dB 程度大きい値となっている可能性がある [6]。3 つの MCU は USB インタフェース (FTDI 社製 FT232HL) を介してノート PC に接続されている。図 6 (c) に実験の様子を示す。送信アン



(a) 実験機材構成写真 1



(b) 実験機材構成写真 2



(c) 実験環境

図 6 実機実験

Fig. 6 Actual Experimental.

テナは地面に対して垂直に設置して垂直偏波を放出している。地面からの距離は 30 cm であり、厚さ 3 mm アクリル板に空けた穴に 1 m55 cm の同軸ケーブルを接続したモノポールアンテナを通した。同軸ケーブルとモノポールアンテナの接続部を養生テープで包むことでアクリル板の穴との隙間を埋めた。その後、電波吸収体の上にアクリル板を設置して実験を行った。実験は日本品質保証機構彩都電磁環境試験所内の電波暗室において行った。

4.1 提案手法「CPC 電力伝送」の実装

CPC 電力伝送として各受信アンテナに対して位相セットを決めて時分割で電力伝送を行うシステムを実装した。実装したシステムは位相セット・伝送時間決定フェーズと電力伝送フェーズの 2 つのフェーズからなる。位相セット・伝送時間決定フェーズでは各送信アンテナの位相を逐次的に変化させつつ、受信アンテナからの RSSI フィードバックを用いて位相セットと伝送時間を決定する。具体的な決定方法は 3 章で述べたとおりである。位相制御器の解像度

r は実験測定時間の都合上 16 としている。

電力伝送フェーズでは、位相セット・伝送時間決定フェーズで決定した位相セットと伝送時間を用いて電力伝送を行いながら受信アンテナごとの供給電力を計算する。供給電力の計算は以下の手順で行われる。

1. 各受信アンテナの合計供給電力量を 0 に設定する。
2. 送信アンテナは位相セット Θ_i で T_i の間、電力伝送を行う。
3. 送信アンテナが電力伝送を行っている間、受信アンテナは RSSI を 0.5 秒ごとに取得する。取得した RSSI を電力に換算して、合計供給電力量に足し合わせる。
4. 送信アンテナは Θ_i で電力伝送を終えたあと、 Θ_{i+1} の位相セットに切り替えて再び 2. から 4. を実行する。
5. すべての位相セットで電力伝送が終了したならば、各受信アンテナの合計供給電力量を合計伝送時間で割って平均供給電力を算出する。

本実験において、 T_i は位相セット Θ_i のときの供給電力を足し合わせる回数とした。実際に伝送している時間は $\sum T_i \times 0.5$ 秒である。

4.2 比較手法「CSD 電力伝送」の実装

CSD 電力伝送として送信アンテナの位相制御量を逐次的に変化させつつ電力伝送を行うシステムを実装した。すべての送信アンテナについて CPC 電力伝送の実装の際と同様に $r = 16$ として 16^4 通りの RSSI を測定した。CSD 電力伝送における供給電力は受信アンテナごとの RSSI から電力を計算した結果の平均とした。

5. 評価

4 章で実装したシステムを用いて提案手法の評価を行った。図 7 に送受信アンテナの配置図を示す。5 × 5 のグリッド上に 4 本の送信アンテナと 3 本の受信アンテナを配置した。隣接するグリッド間の距離は 12.5 cm で、隣接する送信アンテナ間の距離は約 39.5 cm である。RX1 はどの配置においても送信アンテナから等距離となる中心のグリッドに配置して、RX2, 3 は送信アンテナが囲う正方形内外に配置した。送信アンテナと受信アンテナの配置パターンとして配置 A と配置 B の 2 種類の配置パターンで実験を行った。図 8, 図 9 にそれぞれ配置 A, B の配置パターンを示す。配置 A と配置 B のようにアンテナを設置した目的は、伝送範囲、定常波、電力の偏りに関して異なる例で検証することである。RX1 に関しては、伝送範囲、定常波、電力の偏りに関して配置 A と配置 B で比較を行うために基準が必要であることから、位置の変更を行わなかった。RX2, RX3 に関しては、送信アンテナの伝送範囲、定常波、電力の偏りに関して配置 A と配置 B で異なる例で検証するため、位置を変更した。提案手法では配置 A, B で 5 回ずつデータを取得して平均を評価した。CSD 電力伝送

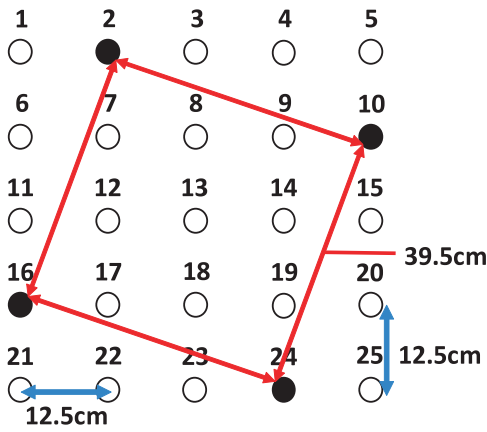


図 7 アンテナ配置図
Fig. 7 Antenna layout.

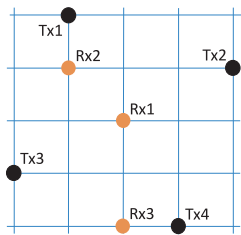


図 8 配置 A
Fig. 8 Antenna layout A.

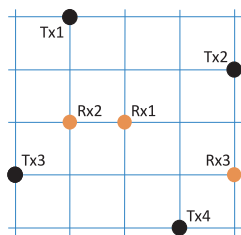


図 9 配置 B
Fig. 9 Antenna layout B.

では、実験時間の都合から 1 回ずつ測定して評価した。

表 1 と表 2 に各配置パターンでの実験結果を示す。表内の数値は受信アンテナごとの供給電力で、単位は nW である。表の列は各受信アンテナの平均供給電力および位相セット Θ_i の電力伝送時間 T_i 、標準偏差 σ を意味する。表の行は提案手法における各位相セット $\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3$ 、提案手法 (CPC)、CSD 電力伝送 (CSD) の平均供給電力を意味する。

表 1 と表 2 より、以下の 2 つのことが分かる。1 つ目は、提案手法である CPC 電力伝送は比較手法である CSD 電力伝送よりも平均供給電力が大きいことである。配置 A では、CPC 電力伝送による RX1, RX2, RX3 の平均供給電力が 37.5 nW であるのに対して CSD 電力伝送の平均供給電力は 21.6 nW で、CPC 電力伝送のほうが 1.7 倍優れている。配置 B では、CPC 電力伝送の平均供給電力が 30.5 nW であるのに対して CSD 電力伝送の平均供給電力

表 1 配置 A の供給電力と伝送時間比

Table 1 Power Supply and Transmission Time Ratio for Antenna layout A.

	RX1	RX2	RX3	T_i	σ
Θ_1	66.7 nW	29.9 nW	22.1 nW	4	19.4 nW
Θ_2	6.8 nW	151.2 nW	1.3 nW	1	69.4 nW
Θ_3	8.5 nW	14.3 nW	59.3 nW	4	22.7 nW
CPC	33.9 nW	43.9 nW	34.8 nW	-	4.5 nW
CSD	13.1 nW	35.8 nW	15.9 nW	-	10.1 nW

表 2 配置 B の供給電力と伝送時間比

Table 2 Power Supply and Transmission Time Ratio for Antenna layout B.

	RX1	RX2	RX3	T_i	σ
Θ_1	83.4 nW	0.1 nW	3.8 nW	2	38.4 nW
Θ_2	5.1 nW	118.4 nW	11.5 nW	1	60.0 nW
Θ_3	10.6 nW	40.8 nW	30.2 nW	7	12.5 nW
CPC	25.7 nW	44.3 nW	21.4 nW	-	9.9 nW
CSD	17.5 nW	28.7 nW	8.7 nW	-	8.2 nW

は 18.3 nW で、CPC 電力伝送のほうが 1.7 倍優れている。また表 1 において、CSD 電力伝送で最も低かった RX1 の供給電力は 13.1 nW であったが、提案手法で 33.9 nW であり 2.59 倍増加している。表 2 において、CSD 電力伝送で最も低かった RX3 の供給電力は 8.7 nW であったが、提案手法で 21.4 nW であり 2.46 倍増加している。CPC 電力伝送による供給電力が CSD 電力伝送よりも大きくなった理由は、得られる電力が少ない受信アンテナに多くの電力伝送時間を割り当てたことによる効果だと考えられる。

2 つ目は、CPC 電力伝送は CSD 電力伝送よりも受信アンテナ間の供給電力の偏りがつねに小さいとは限らないことである。配置 A では CPC 電力伝送の標準偏差は CSD 電力伝送よりも 55% 小さくなったが、配置 B では 21% 大きくなった。CPC 電力伝送の標準偏差が大きくなる理由は、式 (5) において電力伝送時間 T_i を W_{ii} のみを用いて計算したことだと考えられる。標準偏差を小さくするためにはすべての位相セットについて、すべてのアンテナの供給電力を用いることが望ましい。たとえば表 2 では位相セット Θ_3 のときの RX2 の供給電力は RX3 よりも大きいため、より均等な電力供給を実現するためには Θ_2 の適用時間 $T_2 = 0$ としなくてはならない。その一方で、 Θ_i のすべての j について W_{ij} を比較して T_i を求めることは計算が複雑となるため、計算時間の観点を含めたうえで慎重に検討する必要がある。

最後に実機を用いたことによる誤差について考える。4 章の図 5 で述べたように、受信アンテナのパワーセンサ LT5534 は -50 dBm (10 nW) 以下の領域でリニアリティ誤差を生じる。図 5 に示された入力電力とリニアリティ誤差の関係から、供給電力が -56 dBm (約 2 nW) 以下の場合には実際の供給電力よりも大きな値が現れ、 $-46 \sim -56$ dBm

(約 2~25 nW) の場合は実際の供給電力よりも最小で 0.85 倍程度の値が現れている可能性がある。今回の結果にリニアリティ誤差が与える影響は大きいわけではないが、RX1 の供給電力は結果よりも増えるのではないかと考えられる。

6. 効率的な位相セット推定の検討

本章では 3 章で述べた位相セット推定手法をより高速化することを考える。本研究では送信アンテナとセンサノードをともに固定した状態での給電を想定している。位相セットの推定の高速化が実現すれば、将来的に給電環境の変化に対する柔軟な対応や移動するセンサノードへの給電も考えられる。本章では、既存手法の貪欲法 [7] と提案手法として漸進的山登り法と中点探索法の 3 種類の位相セット推定手法を紹介したあと、給電効率と雑音に対する評価、そして位相セット推定速度に関する 3 点についてコンピュータシミュレーションによる性能評価を行う。受信電力を最大化するような位相セットを推定するまでの時間と雑音に対する提案手法の特性を検証するためシミュレーションを用いる。特に実機では実験機材でも雑音が発生することから、雑音が小さい場合の特性の検証は困難であるため、シミュレーションで雑音の大きさを変えながら網羅的にアルゴリズムの検証を行った。

本章は一般的な多次元空間の最適化アルゴリズムとは異なり、はじめのアンテナの位相が決まっているときに、他のアンテナの位相をはじめのアンテナの位相に対する相対的な値の最適化を行うアルゴリズムを検討している。提案アルゴリズムの概略を図 10 に示す。1-1, 1-2 では 2 本目のアンテナをはじめのアンテナの位相を基準にして、相対的な値の最適化を行う。このとき 3 本目以降のアンテナは電波を放出していない。1-3, 1-4 では 2 本目のアンテナは合わせた位相で固定したまま、3 本目のアンテナをはじめのアンテナの位相を基準にして、相対的な値の最適化を行う。同様の作業を m 本目のアンテナまで繰り返すことで最適点を探索する。

6.1 貪欲法 (Greedy estimation)

本稿の実験で行った位相セット推定手法である貪欲法をアルゴリズム 1 に示す。センサノードの数を n 、送信アンテナの数を m 、デジタル位相制御器の解像度を r として貪欲法を用いて位相セットの組合せ Ψ を求めるとき、計算量は 3 章で述べたように $\mathcal{O}(nrm)$ で求めることができる。アルゴリズム 1 の i, j, k はそれぞれセンサノード、送信アンテナ、位相制御量についてのループカウンタを表す変数である。 a と t はそれぞれ暫定の最大 RSSI フィードバックを格納する一時変数と RSSI フィードバックを取得する一時変数である。startRF(j, k) はデジタル位相制御器に k を設定すると送信アンテナ j から連続波の放射を開始させる関数、stopRF(j) は送信アンテナ j が連続波の放射

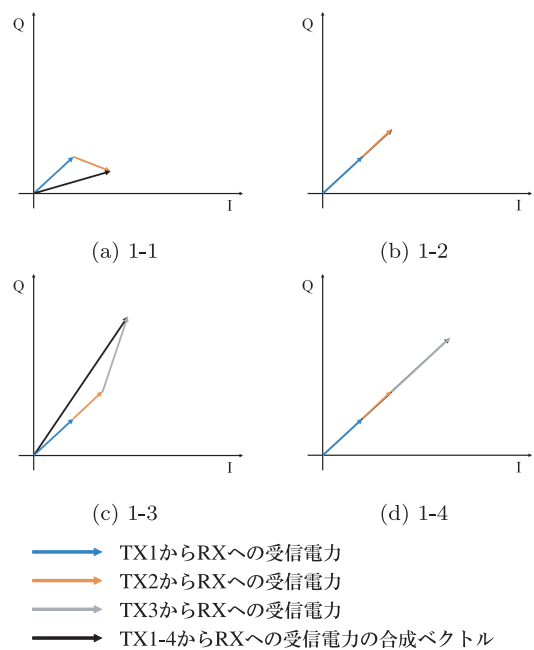


図 10 提案アルゴリズム概略図

Fig. 10 Schematic of the proposed algorithm.

を停止する関数である。getRSSI(i) はセンサノード i から RSSI フィードバックを取得する関数、stopAllRF() は連続波のすべての送信アンテナの放射を停止する関数である。

アルゴリズム 1 の 1~2 行目では、センサノード i の位相セットを推定するときに、送信アンテナ 1 が位相 0 の連続波の放射を開始する。次にアルゴリズム 1 は、センサノード i について送信アンテナ 2 から m への放射電波の位相を制御する。3~14 行目では、センサノード i から RSSI フィードバックを取得することで、センサノード i の受信電力を最大化する送信アンテナ j の放射電波の位相を推定する。9~12 行目では、取得した RSSI フィードバックが暫定の最大 RSSI フィードバックよりも大きければ最大 RSSI フィードバックの値と推定位相の値を更新する。15

Algorithm 1 貪欲法 (Greedy estimation)

```

1: for  $i = 1$  to  $n$  do
2:   startRF(1, 0)
3:   for  $j = 2$  to  $m$  do
4:      $a \leftarrow 0$ 
5:     for  $k = 0$  to  $r - 1$  do
6:        $\psi \leftarrow 2\pi \frac{k}{r}$ 
7:       startRF( $j, \psi$ )
8:        $t \leftarrow \text{getRSSI}(i)$ 
9:       if  $a < t$  then
10:         $a \leftarrow t$ 
11:         $\theta_{i,j} \leftarrow \psi$ 
12:       end if
13:       stopRF( $j$ )
14:     end for
15:     startRF( $j, \theta_{i,j}$ )
16:   end for
17:   stopAllRF()
18: end for

```

行目では、送信アンテナ j は推定された位相で連続波を放射する。17行目では、センサノード i の送信アンテナから放射する電波のすべての位相について推定したあと、すべての送信アンテナが連続波の放射を停止する。

6.2 漸進的山登り法 (Gradual hill climbing)

貪欲法からより効率的に位相セットを推定する手法として漸進的山登り法がある。漸進的山登り法は逐次的に位相を変化させる点で貪欲法と同じだが、RSSI フィードバックが極大値に達した時点で探索を終了する点の特徴である。漸進的山登り法を用いて位相セットの組合せ Ψ を求めるとき、最悪計算量は $O(nrm)$ 、最良計算量は $O(nm)$ で求めることができる。次に漸進的山登り法のアルゴリズムを示す。

アルゴリズム 2 の $C[k]$ は送信アンテナ j の位相制御量 $\psi[k]$ のときの RSSI フィードバックを格納する配列である。アルゴリズム 2 の 1~2 行目では、センサノード i の位相セットを推定するときに、送信アンテナ 1 が位相 0 の連続波の放射を開始する。次にアルゴリズム 2 は、センサノード i について送信アンテナ 2 から m への放射電波の位相を制御する。3~16 行目では、センサノード i から RSSI フィードバックを取得することで、センサノード i の受信電力を最大化する送信アンテナ j の放射電波の位相を推定する。5~14 行目では、位相制御量 ψ_{k+2} のときの RSSI フィードバック $C[k+2]$ を測定する。9~11 行目では、前後の RSSI フィードバックと比較して $C[k+1]$ が極大値となるとき $\psi[k+1]$ を最適な位相と推定してループを終了する。15 行目では、送信アンテナ j は推定された位相で連続波を放射する。17 行目では、センサノード i の送信アンテナから放射する電波のすべての位相について推定したあと、すべての送信アンテナが連続波の放射を停止する。

Algorithm 2 漸進的山登り法 (Gradual hill climbing)

```

1: for  $i = 1$  to  $n$  do
2:   startRF(1, 0)
3:   for  $j = 2$  to  $m$  do
4:      $a \leftarrow 0$ 
5:     for  $k = 0$  to  $r - 1$  do
6:        $\psi[k+2] \leftarrow 2\pi \frac{k+2}{r}$ 
7:       startRF( $j, \psi[k+2]$ )
8:        $C[k+2] \leftarrow \text{getRSSI}(i)$ 
9:       if  $C[k] < C[k+1]$  and  $C[k+1] > C[k+2]$  then
10:         $\theta_{i,j} \leftarrow \psi[k+1]$ 
11:        break
12:       end if
13:       stopRF( $j$ )
14:     end for
15:     startRF( $j, \theta_{i,j}$ )
16:   end for
17: stopAllRF()
18: end for

```

6.3 中点探索法 (Midpoint search)

二分探索的に位相セットを推定するアルゴリズムとして中点探索法を提案する。中点探索法は、2 点の位相区間を決定して極大値を含むように探索区間を $\frac{1}{2}$ ずつ狭めていく手法である。探索中は区間の両端の位相制御量でセンサノード j から RSSI フィードバックを受け取る。中点探索法による位相セットの組合せ Ψ を求めるための計算量は、 $O(nm \log_2 \alpha)$ で求められる。 α は探索区間の両端が $\frac{2\pi}{\alpha}$ まで接近したら探索終了する閾値を表している。アルゴリズム 3 に、センサノード i と送信アンテナ j における中点探索法のアルゴリズムを示す。

アルゴリズム 3 の ψ_1, ψ_2 と t_1, t_2 はそれぞれ探索中の位相制御量を格納する一時変数と RSSI フィードバックを取得する一時変数、 $\text{setRF}(j, \psi)$ は送信アンテナ j が位相制御量 ψ で連続波を放射する関数である。アルゴリズム 3 の 1~2 行目では、センサノード i の位相セットを推定するときに、送信アンテナ 1 が位相 0 の連続波の放射を開始する。次にアルゴリズム 3 は、センサノード i について送信アンテナ 2 から m への放射電波の位相を制御する。3~26 行目では、センサノード i から RSSI フィードバックを取得することで、センサノード i の受信電力を最大化する送信アンテナ j の放射電波の位相を推定する。9~23 行目では、位相区間の両端の位相制御量 ψ_1, ψ_2 の差の大きさが閾値 $\frac{2\pi}{\alpha}$ を満たすまで位相推定を繰り返す。10~17 行目で

Algorithm 3 中点探索法 (Midpoint search)

```

1: for  $i = 1$  to  $n$  do
2:   startRF(1, 0)
3:   for  $j = 2$  to  $m$  do
4:      $\psi_1 \leftarrow 0$ 
5:      $\psi_2 \leftarrow \psi_1 + 2\pi$ 
6:     startRF( $j, \psi_1$ )
7:      $t_1 \leftarrow \text{getRSSI}(i)$ 
8:      $t_2 \leftarrow t_1$ 
9:     while  $|\psi_1 - \psi_2| < \frac{2\pi}{\alpha}$  do
10:      if  $t_1 > t_2$  then
11:         $\psi_2 = \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}$ 
12:        setRF( $j, \psi_2$ )
13:         $t_2 \leftarrow \text{getRSSI}(i)$ 
14:      else if  $t_1 < t_2$  then
15:         $\psi_1 = \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}$ 
16:        setRF( $j, \psi_1$ )
17:         $t_1 \leftarrow \text{getRSSI}(i)$ 
18:      else if  $t_1 == t_2$  then
19:         $\psi_2 = \psi_2 - \Delta\psi$ 
20:        setRF( $j, \psi_2$ )
21:         $t_2 \leftarrow \text{getRSSI}(i)$ 
22:      end if
23:    end while
24:     $\theta_{i,j} \leftarrow \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}$ 
25:    setRF( $j, \theta_{i,j}$ )
26:  end for
27: stopAllRF()
28: end for

```

は、位相区間の両端の位相制御量における RSSI フィードバックの大きさを比較して、新たな位相区間を設定する。18~21 行目では、位相区間の両端の位相制御量における RSSI フィードバックの大きさが等しいときに区間を $\Delta\psi$ 狭めて位相区間を再設定している。25 行目では、送信アンテナ j からの放射電波の位相を推定したあと、送信アンテナ j は推定された位相で連続波を放射する。27 行目では、センサノード i の送信アンテナから放射する電波のすべての位相について推定したあと、すべての送信アンテナが連続波の放射を停止する。

6.4 評価

貪欲法、漸進的山登り法、中点探索法について、それぞれ給電効率と雑音に対する評価と位相セット推定速度に関する評価の3点についてコンピュータシミュレーションによる性能評価を行った。また、文献 [4] の位置付けを明確化するために、文献 [4] で用いられている位相最適化アルゴリズムをシミュレータに実装して同様に比較を行った。どの評価においても 10 台の送信アンテナが 1 台のセンサノードに対して給電すると考える。シミュレーションは床面や壁面による電波の反射、周辺に電波を放出するような機器は存在しないと仮定している。送信アンテナやセンサノードの位置に制約はなく、アンテナどうしの指向性の変化は考慮していない。ある送信アンテナからセンサノードに届く電力の大きさを振幅として設定して足し合わせることで、センサノードの受信電力を計算する。シミュレーションはそれぞれのアルゴリズムについて 1,000 回ずつ行い、シミュレーションごとに各送信アンテナの位置と初期位相制御量はランダムに設定している。アルゴリズム 1, 2 におけるデジタル位相制御器の解像度 r は 256、アルゴリズム 3 における $\Delta\psi$ は $\frac{2\pi}{r}$ 、閾値 α は 256 としている。

6.4.1 給電効率と雑音に対する評価

給電効率と雑音に対する評価として、理論上給電できる最大受信電力 (P_{\max}) に対して貪欲法、漸進的山登り法、中点探索法の給電割合を評価した。理論上給電できる最大受信電力 (P_{\max}) とは、それぞれの送信アンテナが放射した電力がセンサノードで最大化されたときの受信電力のことである。各アルゴリズムの雑音に対する耐性を評価するため、雑音を加えた場合に推定した位相セットで給電した場合の給電効率を評価する。雑音は回路中に発生する熱雑音を想定した。熱雑音を適切に仮定するために、式 (6) では加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise: AWGN) を用いた。雑音の大きさは、SNR (信号雑音比: Signal-to-Noise Ratio) がそれぞれ 0, 10, 20, 30, 40, 50 [dB] の場合で測定した。雑音が生じない場合として SNR が無限大 (INF) のときの評価も行った。雑音を含めた受信電力の大きさ (P'_s) は式 (6) で表される。 P_s は雑音を含まない電力の大きさである。 x は SNR [dB] を

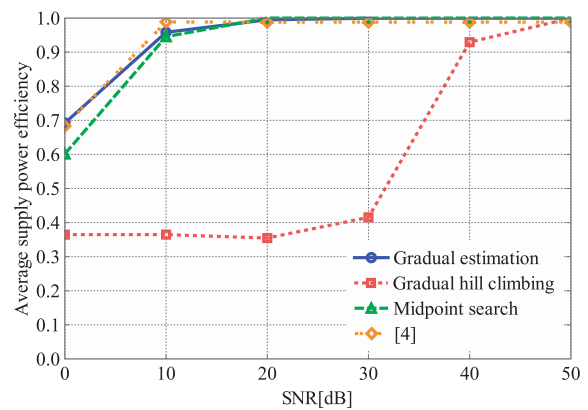


図 11 雑音を含む給電効率

Fig. 11 Supply Power Efficiency with Noise.

表し、 $N(\mu, \sigma^2)$ は平均 μ 、分散 σ^2 に従う正規分布である。

$$P'_s = N(P_s, P_s \times 10^{\frac{x}{10}}) \tag{6}$$

P'_s はアルゴリズム 1~3 より、センサノード i から RSSI フィードバックを取得する `getRSSI` 関数で得られる。雑音がある状態で推定した位相セットを Θ_{noise} とし、 Θ_{noise} を適用したときのセンサノードの受信電力の大きさが P'_s である。給電効率 P_{eff} は $\frac{P'_s}{P_{\max}}$ で求められる。アルゴリズムごとに 1,000 回試行して P_{eff} の平均給電効率 $\overline{P_{eff}}$ を計算する。 $\overline{P_{eff}}$ が 1.0 に近いほど推定した位相セット Θ_{noise} はノイズの影響を避けて最適な位相セットを推定できたことを表す。

図 11 に雑音に対する各アルゴリズムの給電効率の推移を示す。縦軸は平均給電効率 $\overline{P_{eff}}$ 、横軸は SNR の大きさである。図 11 より、雑音があるときの給電効率について 2 つのことが分かる。1 つ目は、貪欲法と中点探索法、文献 [4] の手法は雑音に対して強く、漸進的山登り法は雑音に対して弱いことである。図 11 から分かるとおり、給電効率に関しては、文献 [4] の手法は、貪欲法に若干劣るものの、貪欲法に漸近する性能を達成していることが分かる。また、貪欲法と中点探索法、文献 [4] の手法は SNR が 10 dB 以上で 95% 以上の給電効率を達成しているのに対して、漸進的山登り法が 95% 以上の給電効率を達成するのは 50 dB からである。漸進的山登り法の給電効率が悪化した原因として、直前 3 つの RSSI フィードバックを比較して極大値を発見すれば探索を終了するという特徴があげられる。雑音が大きいほど前後の RSSI フィードバックの大小関係に影響が及ぼされ、本来推定すべき位相制御量にたどり着く前に極大値と判断してしまったと考えられる。

2 つ目は、探索範囲の違いが結果に影響を及ぼすことである。貪欲法・中点探索法と漸進的山登り法の探索方法の違いとして、位相推定の際に探索する範囲が異なる点がある。貪欲法は $0 \sim 2\pi$ まですべての組合せについて探索して、中点探索法は最初に $0 \sim 2\pi$ まで考慮したうえで二分探索のように $\frac{1}{2}$ ずつ探索範囲を狭めている。しかしながら漸

表 3 位相セット推定までの処理回数

Table 3 Number of Processes to Estimate Phase Set.

SNR[dB]		0	10	20	30	40	50	INF
貪欲法	平均	2,314	2,314	2,314	2,314	2,314	2,314	2,314
漸進的山登り法	平均	38.70	39.68	78.20	584.5	1,086	1,179	1,179
	最大	51	51	187	1,119	1,847	1,850	-
	最小	30	30	32	118	450	560	-
中点探索法	平均	74.30	74.33	74.49	74.83	75.01	75.01	75.00
	最大	80	79	80	81	79	80	-
	最小	73	73	73	73	73	73	-
文献 [4]	平均	5,220	5,220	5,220	5,220	5,220	5,220	5,220

表 4 シミュレーションモデルと実機実験の結果

Table 4 Results of simulation model and actual experiment.

		RX1	RX2	RX3
シミュレーション (提案手法)	配置 A	585.4 nW	1015.8 nW	977.5 nW
	配置 B	585.4 nW	713.5 nW	635.3 nW
シミュレーション (CSD)	配置 A	263.8 nW	740.7 nW	740.7 nW
	配置 B	263.8 nW	400.2 nW	388.9 nW
実機実験 (提案手法)	配置 A	66.7 nW	151.2 nW	59.3 nW
	配置 B	83.4 nW	118.4 nW	30.2 nW

進的山登り法は直近 3 つの RSSI フィードバックのみを参照しているため探索範囲が非常に狭い。狭い探索範囲の中で位相推定を行ったため、漸進的山登り法は正確に位相を推定できなかったと考えられる。

6.4.2 位相セット推定速度に関する評価

貪欲法、漸進的山登り法、中点探索法のそれぞれのアルゴリズムについて位相セットの推定が完了するまでにかかった処理回数を比較して評価する。まず、貪欲法、漸進的山登り法、中点探索法について処理回数をどのように定義するかについて述べる。貪欲法ではアルゴリズム 1 の 3~16 行目における for 文の処理 1 回を 1 処理と定義する。漸進的山登り法ではアルゴリズム 2 の 5~14 行目における for 文の処理 1 回を 1 処理と定義する。中点探索法ではアルゴリズム 3 の 9~23 行目における while 文の処理 1 回を 1 処理と定義する。表 3 に各アルゴリズムの 1,000 回の試行の平均・最大・最小処理回数を記す。貪欲法は平均・最大・最小処理回数はすべて同じである。図 11 と表 3 より、位相セットの推定速度について 2 つのことが分かる。1 つ目は中点探索法は処理回数の少なさと給電効率の高さを両立させていることである。中点探索法は位相セットの推定にかかる処理回数は 74 回前後で、貪欲法の 2,314 回と比べると $\frac{1}{30}$ 以下である。SNR が 0, 10 dB のとき中点探索法の処理回数は漸進的山登り法の処理回数より多いが、給電効率の観点では中点探索法が 0 dB で約 1.65 倍、10 dB で約 2.59 倍優れている。中点探索法によって処理回数を減らすことができたのは、探索区間を $\frac{1}{2}$ ずつ狭めて更新した効果であると考えられる。

2 つ目は中点探索法は漸進的山登り法よりも位相セットの推定の処理回数が安定していることである。処理回数が安定することで位相セットの推定にかかる時間を予測できる点で有用である。処理回数の安定性は貪欲法や文献 [4] の手法よりも劣るが、中点探索法は貪欲法や文献 [4] の手法よりも処理回数が少ない。漸進的山登り法の処理回数が安定しない理由として、漸進的山登り法のアルゴリズムは極大値の RSSI フィードバックを与える位相制御量の値に大きく依存しているためだと考えられる。また文献 [4] の手法の処理回数が貪欲法よりも大きくなった理由として位相値の変更回数が多いためだと考えられる。与えられた初期位相が極大値の RSSI フィードバックを与える位相制御量から近い場合は処理回数を削減できるが、意図的に処理回数を削減するように初期位相を決めることはできない。その一方で中点探索法は、極大値の RSSI フィードバックを与える位相制御量の値に依存せずに推定を行うため処理回数を安定させることができたと考えられる。

6.5 シミュレーションモデルと実機実験の結果との整合に関する議論

シミュレーションと実機の整合性は、各手法の相対的な差によって確認した。整合性を明確化するために CSD 電力伝送の評価を表 4 に記す。実機実験と同様に、受信電力の大きさは CSD 電力伝送より提案手法が上回っているという結果が得られた。また、実機結果がシミュレーションよりも小さくなった点に関しては送信アンテナの位置が電波吸収体と非常に近く放射した電波が吸収されて

しまったことが原因と考えられる。シミュレーションではRX3の受信電力が2番目に大きくなるが、実機実験ではRX1の受信電力が2番目に大きくなった点に関しては、送受信アンテナの距離が近くアンテナの指向性が変化したことが原因と考えられる。

また、実機評価は他の電子機器から発される外来電波の影響を考慮しない自由空間の電波伝搬を想定している。一方で本モデルは、あらゆる雑音の影響を排除した自由空間を模したものと、実機評価に影響を及ぼす回路の雑音をAWGNで考慮した2種類を考えている。したがってシミュレーションモデルと実機実験はともに、電波伝搬環境は自由空間を、雑音環境は回路内で発生する熱雑音までカバーしている。

7. 関連研究

7章では本研究についての関連研究について述べる。最初に提案手法以外の無線電力伝送を紹介して、次にバッテリーレスセンサネットワーク、最後に無線電力伝送とバッテリーレスセンサネットワークの関連研究を紹介する。

7.1 無線電力伝送方式の概要

図12に無線電力伝送手法の種類を示す[8]。無線電力伝送手法方式は主に非放射型と放射型に大別される。非放射型は電磁界結合式、エバネセント波式の2種類に、放射型は電波式やレーザ式の2種類にそれぞれ分けられる。非放射型は近傍界で使われ、放射型は遠方界で使われるという違いがある。それぞれの伝送方式によって供給電力の大きさや伝送可能距離が異なり、電力伝送対象によって向き不向きが異なる。本章では、無線電力伝送手法として広く使われている電磁界結合式と電波式について、センサネットワークに適した電力伝送手法を考える。

7.2 電磁界結合式

電磁界結合方式の無線電力伝送手法は、電磁誘導を用いたものと電磁界共振結合を用いたものの2種類に分けられる。電磁誘導の法則は1831年にファラデーによって発見され、以下の式で表される。

$$V = -N \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \tag{7}$$

式中の V は誘導起電力、 N は2次コイルの巻き数、 Φ は磁束を示す。電磁誘導を用いた電力伝送は、送電側の1次コイルから発生した磁界によって受電側の2次コイルに誘導電流が発生する。受電側のデバイスは誘導電流を電力に変換することで充電を行う。

電磁誘導の給電可能距離は近傍界に限られる一方、電磁界共振結合は数mといった比較的長距離への電力伝送が可能であるため電気自動車への応用も検討されている[9]。さらに、2016年にディズニースearch社は、54m³の空間全体に1,900Wの電力伝送を達成している[10]。そのほかにも端末間だけでなく他の端末を経由して無線電力伝送を行うことでさらなる長距離無線伝送を実現する手法が提案されている[11]。電磁界共振結合を用いた電力伝送は40~60%の効率での電力伝送が可能である[12]。しかしながら、伝送範囲を広げるためには大規模設備が必要となる。

7.3 電波電力伝送

本稿は電波電力伝送に関するものである。電波を用いた電力伝送は、1888年のヘルツによる電磁波の実験や1926年の八木秀次と宇田新太郎による無線給電の実験[13]など歴史の深い無線電力伝送手法である。電波を用いた無線電力伝送の1つとして、送信部から位相や振幅を制御して電力を送信する対象デバイス方向にビームを形成することで集中的に電力を供給するビームフォーミングの手法が考えられる。送信部から放射された電波を受信部で直流に変換して、電力を得ることができる。文献[14]では、室内でスマートフォンなどのモバイル機器を充電する無線電力伝送手法が提案されているほか、大型のシステムとして、宇宙に配置した太陽光発電パネルで発電した電気を電波電力伝送を用いて伝送する宇宙発電システムの研究が行われている[15],[16]。しかしながら送電アンテナと受電アンテナが波長に対して比較的小さい場合、距離減衰特性によって伝送距離が2倍になると電力密度は $\frac{1}{4}$ 倍となって電力の伝送効率が低くなる。

出力を大きくすれば電力密度の問題はカバーできるが、文献[17],[18],[19]は過度な電波曝露が生体に悪影響を与える可能性について指摘している。電力密度を高めながら電波曝露を抑える手法として、文献[20]は電力伝送の対象デバイスが位置する周囲以外の領域で高エネルギーを発生させない電力伝送手法を提案している。デバイスを囲うように送信機を設置することで、デバイスの静止・移動にかかわらず空間全体においてデバイスにのみに対して電力供給を行うことに成功している。

7.4 バッテリーレスセンサネットワーク

センサネットワークに適した手法として、現在バッテリー

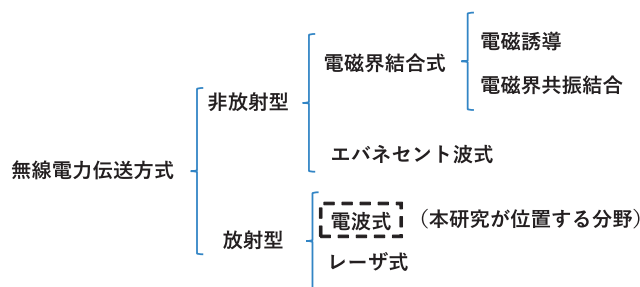


図12 無線電力伝送手法の種類

Fig. 12 Types of wireless power transmission methods.

レスの通信技術も考案されている。代表的な例がRFIDやBackscatter, パッシブエナジーハーベスティングである。

RFID と Backscatter

センサネットワークにおいて、電波を用いた通信技術としてRFID (Radio Frequency IDentier) が存在する。RFIDには電池を搭載しないパッシブ型と電池を搭載するセミパッシブ型、アクティブ型の3種類存在していて、通信距離はパッシブ型とセミパッシブ型が数mm～数m, アクティブ型が数m～数十mである。本節で用いるRFIDはパッシブ型を指す[21]。RFIDは、受信した電力を利用して受動的に通信を行うことが可能で、すでに様々な場面で利用されている。RFIDの技術は既存のバーコードと異なり、データの読み取りだけでなくデータの書き込みが可能な点、まとめて読み取り可能な点、金属以外でRFIDタグが遮蔽されている状態でも読み取り可能な点などで有用である。文献[22]では、RFIDを拡張したWISP (Wireless Identification and Sensing Plat-form) が提案されている。WISPでは、タグのIDだけではなく、タグに付属するセンサのデータも読み取ることができる。

RFID以外の電波を用いたバッテリーレスセンサネットワークの手法としてBackscatter通信がある。Backscatter通信とは、自身とは異なる機器から発せられた電波を搬送波として利用する超低消費電力通信手法である。既存研究の例として、無線LANから送信される電波を利用して通信することで電力なしで2.1mの距離を1kbpsで通信するWi-Fi Backscatterの研究[23]が行われている。RFIDやBackscatterは消費電力が少ないセンサに対しては有用だが、本研究で意図しているような消費電力が数 μ W～数mWのセンサには不向きである。

パッシブエナジーハーベスティング

消費電力が非常に小さいセンサが電力を得る手法として、環境内電波を利用したパッシブエナジーハーベスティングが考案されている。環境内電波とは、テレビや携帯電話などから発せられる微弱な電波のことを示す。環境内電波を収集して活用することで、バッテリー交換をしなくても端末間での通信が可能となる。すでに文献[24], [25]では、テレビ塔からの電波や電子レンジから発せられる電波からセンサを駆動できることが確認されている。環境内電波を用いた手法はマイクロワットレベルで動作するデバイスに適した手法である。一方で、より高い電力を必要とするIoTアプリケーションには不向きであることや、得られるエネルギーが安定しないという欠点がある。

8. おわりに

本稿では複数アクセスポイントの位相を制御してCPC電力伝送を行ったとき、既存手法のCSD電力伝送と比較した供給電力効率の改善とそれぞれのセンサノードにおける供給電力の偏りの改善を実験で検証した。提案手法に

よって供給電力は最大2.59倍の向上、供給電力の偏りは最大55%改善することができた。提案手法は単一アクセスポイントよりも広範囲に電力伝送が可能で、位相を制御しない複数アクセスポイントの電力伝送と比較して定常波の影響はなく供給電力の偏りも改善できる。現在、電力伝送時間決定手法の改善と実際のセンサを用いた実機によるさらなる検証を進めている。

謝辞 本研究はJSPS科研費(JP19H01101, JP19K11923)の支援の下で行った。

参考文献

- [1] 総務省：平成30年度版情報通信白書(2018), 入手先 (<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r01/pdf/n1200000.pdf>) (参照2020-06-29).
- [2] Sony: FeliCa, available from (<https://www.sony.co.jp/Products/felica/>) (accessed 2019-01-30).
- [3] Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J.D., Fisher, P. and Soljačić, M.: Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances, *Science*, Vol.317, No.82, pp.83–86 (2007).
- [4] 田中勇気, 金井一輝, 柳場亮祐, 佐藤 浩, 池田拓磨, 谷博之, 梶原正一, 小柳芳雄, 篠原真毅: バックスキュアリングを用いた分散協調型マイクロ波無線電力伝送システムのgnu radioによる実装, 情報通信学会論文誌B (早期公開), pp.1–12 (2020).
- [5] Maehara, D., Tran, G.K., Sakaguchi, K., Arai, K. and Furukawa, M.: Experiment Validating the Effectiveness of Multi-point Wireless Energy Transmission with Carrier Shift Diversity, *IEICE Trans. Communication*, Vol.97, No.9, pp.1928–1937 (2014).
- [6] Analog Devices: LT5534 ダイナミックレンジが60dBの50MHz～3GHzRFパワー検出器, 入手先 (<https://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/j5534fc.pdf>) (参照2020-06-28).
- [7] 川崎慈英, 小林 真, 木崎一廣, 猿渡俊介, 渡辺 尚: 複数アクセスポイントを用いた位相制御協調電力伝送の基礎検討, 第80回全国大会講演論文集, Vol.2018, No.1, pp.235–236 (2018).
- [8] 高橋俊輔: ワイヤレス給電の技術概観, 入手先 (<http://www.tokugikon.jp/gikonshi/279/279tokusyu1.pdf>) (参照2019-01-30).
- [9] 昭和飛行機: 「非接触給電システムSIPS」, 製品カタログ, 入手先 (https://www.showa-aircraft.co.jp/business/products/kyuuden/pdf/catalog_kyuuden.pdf) (参照2020-06-27).
- [10] Chabalko, M.J., Shahmohammadi, M. and Sample, A.P.: Quasistatic Cavity Resonance for Ubiquitous Wireless Power Transfer, *PloS one*, Vol.12, No.2 (2017).
- [11] Chabalko, M.J., Shahmohammadi, M. and Sample, A.P.: Impedance matching method for any-hop straight wireless power transmission using magnetic resonance, *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS'13)*, pp.193–195 (2013).
- [12] 庄木裕樹: ワイヤレス電力伝送(WPT)技術の実用化に向けた動向と今後取り組み—制度化, 国際協調, 標準化の動向と普及に向けた活動, 入手先 (<http://www.tokugikon.jp/gikonshi/279/279tokusyu2.pdf>) (参照2019-01-30).
- [13] Yagi, H. and Uda, S.: On the feasibility of power transmission by electric waves, *Proc. 3rd Pan-pacific Congress Held in Tokyo*, Vol.2, pp.1306–1313 (1926).
- [14] Iyer, V., Bayati, E., Nandakumar, R., Majumdar, A. and

- Gollakota, S.: Charging a smartphone across a room using lasers, *Proc. ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, Vol.1, No.4, pp.143–163 (2018).
- [15] McSpadden, J.O. and Mankins, J.C.: Space Solar Power Programs and Microwave Wireless Power Transmission Technology, *IEEE Microwave Wireless Magazine*, Vol.3, No.4, pp.46–57 (2002).
- [16] Sasaki, S., Tanaka, K. and Maki, K.I.: Microwave Power Transmission Technologies for Solar Power Satellites, *Proc. IEEE*, pp.1438–1447 (2013).
- [17] Engels, S., Schneider, N.L., Lefeldt, N., Maira Hein, C., Zapka, M., Michalik, A., Elbers, D., Kittel, A., Hore, P. and Mouritsen, H.: Anthropogenic electromagnetic noise disrupts magnetic compass orientation in a migratory bird, *Nature*, Vol.509, No.7500, pp.353–356 (2014).
- [18] Gandhi, O.P., Lloyd, M.L., Salles, A.A.D., Han, Y.Y., Herberman, R.B. and Davis, D.L.: Exposure Limits: The underestimation of absorbed cell phone radiation, especially in children, *Electromagnetic Biology and Medicine*, Vol.31, No.1, pp.34–51 (2012).
- [19] Nittby, H., Widegren, B., Krogh, M., Grafström, G., Berlin, H., Rehn, G., Eberhardt, J.L., Malmgren, L., Persson, B.R.R. and Salford, L.G.: Exposure to radiation from global system for mobile communications at 1,800 MHz significantly changes gene expression in rat hippocampus and cortex, *The Environmentalist*, Vol.28, No.4, pp.458–465 (2008).
- [20] Fan, X., Han, D., Li, S., Sanzari, M., Trappe, W., Zhang, Y., Han, Z. and Howard, R.: Energy-ball: Wireless Power Transfer for Batteryless Internet of Things through Distributed Beamforming, *Proc. ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, Vol.2, No.2, p.65 (2018).
- [21] オムロン: RFID システム概要, 入手先 (<https://www.fa.omron.co.jp/guide/technicalguide/47/219/index.html>) (参照 2019-01-31).
- [22] Smith, J.R., Sample, A.P., Powledge, P.S., Roy, S. and Mamishev, A.: A Wirelessly-Powered Platform for Sensing and Computation, *UbiComp 2006: Ubiquitous Computing*, pp.495–506 (2006).
- [23] Kellogg, B., Parks, A., Shyamnath, G., Smith, J.R. and Wetherall, D.: Wi-Fi Backscatter: Internet Connectivity for RF-Powered Devices, *Proc. Annual Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication (SIGCOMM'14)*, pp.607–618 (2014).
- [24] Nishimoto, H., Kawahara, Y. and Asami, T.: Prototype Implementation of Ambient RF Energy Harvesting Wireless Sensor Networks, *Proc. IEEE Sensors*, pp.1282–1287 (2010).
- [25] Kawahara, Y., Bian, X., Shigeta, R., Vyas, R., Tentzeris, M.M. and Asami, T.: Power Harvesting from Microwave Oven Electromagnetic Leakage, *Proc. 15th International Conference on Ubiquitous Computing (UbiComp'13)*, pp.373–382 (2013).

推薦文

本論文は、電波電力伝送によるバッテリーレスのIoTデバイスにおける伝送電力効率と供給電力の偏りの改善のため、位相制御強調による電力伝送手法を提案している。実機による評価の結果、既存手法に比べ伝送電力効率を151.2%改善し、供給電力の偏りを79%改善したことを実証してお

り、IoTデバイスにおいて重要な電力課題に寄与する有用性の高い研究結果であるといえる。よって本論文を情報処理学会論文誌に推薦する。

(モバイルコンピューティングとパーベイシブシステム
研究会主査 太田 賢)



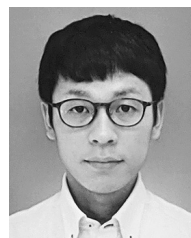
濱政 光 (学生会員)

1997年生。2019年大阪大学工学部電子情報工学科卒業。2021年現在、大阪大学大学院情報科学研究科博士前期課程在籍。



川崎 慈英

1994年生。2017年大阪大学基礎工学部情報科学科卒業。同年大阪大学大学院情報科学研究科博士前期課程入学。2019年同大学院修士課程修了。同年大阪大学大学院情報科学研究科博士後期課程入学。無線ネットワークに関する研究に従事。



田中 勇氣 (正会員)

2013年神戸大学工学部電気電子工学科卒業。2015年同大学大学院電気電子工学専攻修士課程修了。同年パナソニック(株)入社。以来、無線給電技術の研究開発に従事。現在、同社コネクティッドソリューションズ社イノベーションセンター主任技師、京都大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程。IEEE 会員。



木崎 一廣 (正会員)

1970～2004年三菱電機(株)。2004～2006年(株)ATR-Waves。2004～2017年通菱テクニカ(株)。2017年より大阪大学大学院情報科学研究科特任研究員。専門は情報ネットワーク、通信工学等。



猿渡 俊介 (正会員)

2007年東京大学大学院博士課程修了。博士(科学)。2003～2004年IPA未踏ソフトウェア創造事業。2006～2008年日本学術振興会学振特別研究員。2007～2008年イリノイ大学客員研究員。2008～2012年東京大学先端科学技術研究センター助教。2012～2015年静岡大学大学院情報学研究科助教(テニユアトラック)。2015～2016年静岡大学大学院情報学研究科講師。2016年より大阪大学大学院情報科学研究科准教授。専門はワイヤレスネットワーク、センサネットワーク、システムソフトウェア等。2009年電子情報通信学会論文賞。2010年情報処理学会山下記念研究賞。電子情報通信学会, IEEE, ACM各会員。



渡辺 尚 (正会員)

1982年大阪大学工学部通信工学科卒業。1984年同大学大学院博士前期課程修了。1987年同大学院博士後期課程修了。工学博士。同年徳島大学工学部情報工学科助手。1990年静岡大学工学部情報知識工学科助教授。1996年静岡大学情報学部情報科学科教授。2008年同大学創造科学技術大学院教授。2013年大阪大学大学院情報科学研究科教授。1995年文部省在外研究員(カリフォルニア大学アーバイン校)。計算機ネットワーク, 分散システムに関する研究に従事。情報処理学会理事, 電子情報通信学会アドホックネットワーク研究会副委員長等。訳書「計算機設計技法」, 「802.11無線ネットワーク管理」等。IEEE会員。