

# ケーブルレス分散協調型無線電力伝送システムの実装

小西 陽平<sup>1</sup> Ousmane Zeba<sup>1</sup> 木崎 一廣<sup>1</sup> 藤橋 卓也<sup>1</sup> 猿渡 俊介<sup>1</sup> 渡辺 尚<sup>1</sup>

**概要:** 設置場所に依存せず Internet of Things (IoT) デバイスに対して恒久的に電源を供給する手法として、無線電力伝送が注目を集めている。我々はこれまでに、複数の送電アンテナが放射する電波の位相を適切に制御することで、給電対象となる IoT デバイス上に強め合う電波の干渉を意図的に作り出して電波電力伝送を高効率化する手法を提案、実装した。適切な周波数設定や位相制御を実現するために、電波電力伝送装置の各送電アンテナは同軸ケーブルで接続される必要がある一方で、同軸ケーブル内部での電力損失や温度や振動による位相変化、設置コストの増大が課題となる。本稿では、送電アンテナ間を同軸ケーブルで接続しないケーブルレス電波電力伝送システムを提案する。本手法は、送電アンテナを1本具備した複数の送電装置と、送電装置を管理する制御装置を用いて協調的な電波電力伝送システムを構築する。ケーブルレス電波電力伝送システムでは、送電装置の1つがキャリブレーション電波を放射することで、発振器に依存する送電装置間の周波数偏差を調整する。加えて、送電装置を管理する制御装置が定期的に指令を送ることで、各送電装置はキャリブレーション電波を基準に位相同期を行う。2台の送電装置を用いた実装実験では、周波数と位相が正確に同期されていることを確認した。実験結果から、連続した8時間の動作で位相の変化を  $32.2^\circ$  以内に収められることが分かった。また、提案システムは位相が完全に同期された理想的な環境と比較して受電効率 99.89 % を達成することを明らかにした。

## 1. はじめに

スマートシティ、スマートグリッド、インダストリアルインターネット、ヘルスケアなどを対象に、サイバーフィジカル融合への期待感が高まっている [1]。サイバーフィジカル融合の高度化に向けて、物理空間とサイバー空間を相互接続する役割を担う Internet of Things (IoT) デバイスの更なる成長は不可欠である。ネットワークの観点では、次世代移動通信システムの要件として IoT デバイスの超低消費電力、超低コスト、超多数接続などが掲げられている [2]。また、保守運用の観点で IoT デバイスは電源供給に関する課題を残している [3]。幅広い環境で利用される IoT デバイスは電源コードからの給電より設置場所が制限されないバッテリー給電に適している。しかしながら、バッテリー駆動の IoT デバイスは恒久的な運用が困難でありバッテリー交換に伴う維持コストが高いことが問題となる [4]。

近年、IoT デバイスの給電問題を解決する手法として無線電力伝送が注目を集めている [5-7]。無線電力伝送は、送電アンテナが放射した電波を受電側の整流回路で直流電流に変換する放射型と送電コイルが磁界を発生させて受電コイルが誘導電流を受け取る非放射型に大別される [8]。本稿では、想定される IoT のアプリケーションに依らず恒久的な電力供給を実現する放射型無線電力伝送に着目する。

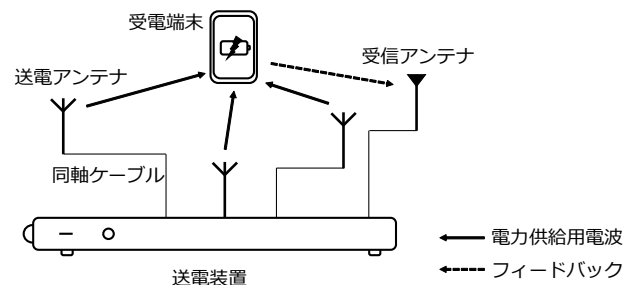


図 1: 分散協調型無線電力伝送システムの構成例

放射型無線電力伝送では、電波を媒体として電力を供給するため長距離の伝送を実現できる利点がある。また、無線通信と同一の周波数帯を利用することでデータ送信を電力伝送を同時達成できる点も、放射型無線電力伝送技術が IoT デバイス向けの給電手法として期待されている一因である [9]。一方で、放射型無線電力伝送は空間での電力損失や電波が無指向性であることに起因して伝送効率が低いことが問題となる。電力伝送効率を補う方法として、送電アンテナから放射する電力の増大が考えられるが、電波伝搬空間内の人体への影響や他の無線デバイスへの影響を鑑みて1台の送電アンテナが放射できる電波の強度は電波法で制限される。

1台の送電アンテナの放射する電力を増大せずに放射型

<sup>1</sup> 大阪大学大学院情報科学研究科

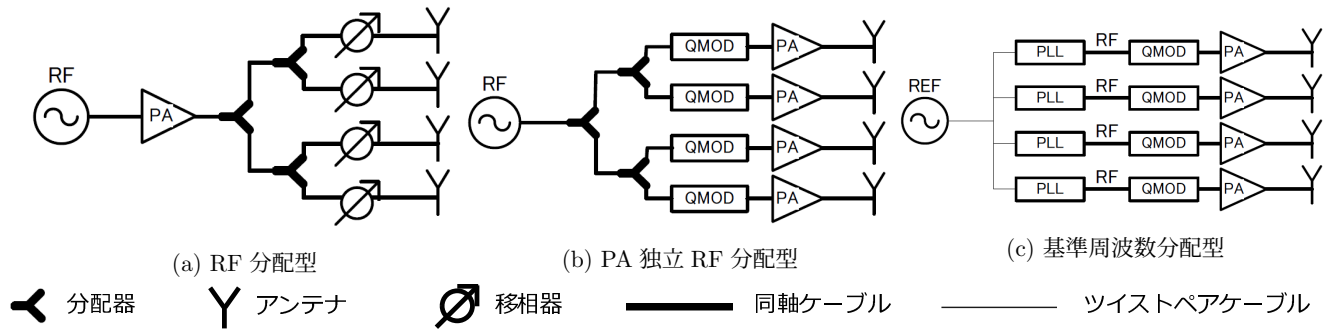


図 2: 分散協調型電波電力伝送における送電装置の構成例

無線電力伝送の伝送効率を向上させる手法として、分散協調型無線電力伝送システムが提案されている [10, 11]。図 1 に、分散協調型無線電力伝送システムの構成例を示す。分散協調型無線電力伝送では、分散配置された複数の送電アンテナから給電対象の IoT デバイスに向けて同一周波数帯で電力伝送を行う。このとき、IoT デバイスに供給される電力が最大化されるように各送電アンテナの放射する電波の位相の組み合わせを最適化する。位相の組み合わせの最適化について、IoT デバイスからの受信電力のフィードバックを基に各送電アンテナの位相を適切に制御する種々のアルゴリズムが検討されている [12–16]。受信電力のフィードバックに基づいて位相制御を実現する分散協調型電波電力伝送システムは、各送電アンテナの周波数と位相を完全に同期する必要があるため、送電アンテナ間には同軸ケーブルで接続されることが望ましい。一方で、送電アンテナ間の距離が長い場合には、同軸ケーブル内部での電力損失や温度変化に起因する位相のずれ、ケーブルでつながれた送電アンテナを設置する手間が課題となる。

本稿では、同軸ケーブル接続なしに高精度な周波数同期と位相同期を実現するケーブルレス分散協調型電力伝送システムを提案する。本システムは、複数の送電装置と 1 つの制御装置、給電対象のデバイスから構成される。各送電装置は送電アンテナを 1 本具備しており、給電対象のデバイスに任意の周波数で給電用電波を放射する。送電装置はクロック信号を共有しない代わりに、キャリブレーション用の電波を放射することで発振器に依存する周波数偏差を調整する。また、送電装置に対して制御装置が一定周期で位相同期命令を行うことで、位相の時間的なゆらぎを抑制する。2 台の送電装置を用いて周波数同期と位相同期の精度を実験的に確認した結果、各送電装置が放射する電波の相対位相の増減を  $32.2^\circ$  以内に抑えて 8 時間運用可能であることを確認した。また、2 台の送電装置を用いる分散協調型電波電力伝送において、本システムは 99.89 % の電力を供給できることを明らかにした。

本稿の構成は以下の通りである。2 節では、既存の分散協調型電波電力伝送システムとその問題点について述べる。3 節では、ケーブルレス分散協調型電波電力伝送システム

を提案する。4 節では、提案システムの実装について述べる。5 節では、実装した提案システムの性能評価について述べる。最後に、6 節ではまとめと今後の課題を述べる。

## 2. 既存の分散協調型電波電力伝送の課題

図 2 に、既存の分散協調型電波電力伝送システムにおける送電装置の構成例を示す。既存のシステムでは、周波数と位相を確実に同期するために複数の送電アンテナを接続した単一の送電装置を用いる。図 2 (a) に、Radio Frequency (RF) 発振器、分配器、パワーアンプ (PA: Power Amplifier)、移相器を用いた RF 分配型の構成例を示す。RF 分配型では、PA で増幅した RF を各送電アンテナに分配した後に任意の位相に変換して放射する。本構成例では各送電アンテナを離れた位置に設置する場合、各モジュールを接続する同軸ケーブル内部で RF の電力が大幅に損なわれる。また、温度変化や振動による位相変化の少ない高価な同軸ケーブルの導入、ケーブルで接続された送電アンテナの設置工事には膨大なコストがかかる。図 2 (b) に、RF 発振器、分配器、直交変換器 (QMOD: Quadrature Modulator)、PA を用いた PA 独立 RF 分配型の構成例を示す。PA 独立 RF 分配型の構成では、RF は各送電アンテナに分配された後に個別に増幅されるため、放射電力を高く保つことができる。しかしながら、同軸ケーブルを導入するための金銭的なコストや、ケーブル接続された送電アンテナの設置コストの問題は依然として残る。図 2 (c) に、reference (REF) 発振器、Phase Locked Loop (PLL) 周波数シンセサイザ、QMOD、PA を用いた基準周波数分配型の構成例を示す。PLL 周波数シンセサイザ、QMOD、PA、送電アンテナ間には同軸ケーブルで接続される一方、REF 発振器と PLL 周波数シンセサイザ間は安価なツイストペアケーブルで接続される。上述の利点を活かして PLL 周波数シンセサイザ、QMOD、PA を 1 つのケースに収めた送電アンテナモジュール群を構成することで、同軸ケーブルの金銭的なコストを抑えることができる。しかしながら、ツイストペアケーブルの設置工事に伴う手間とコストは依然として課題となる。

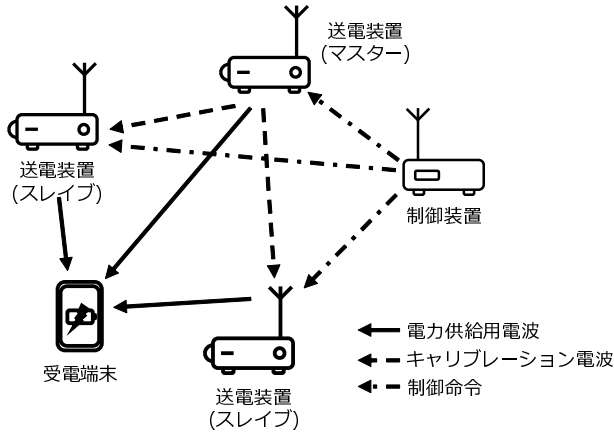


図 3: ケーブルレス分散協調型電波電力伝送システム

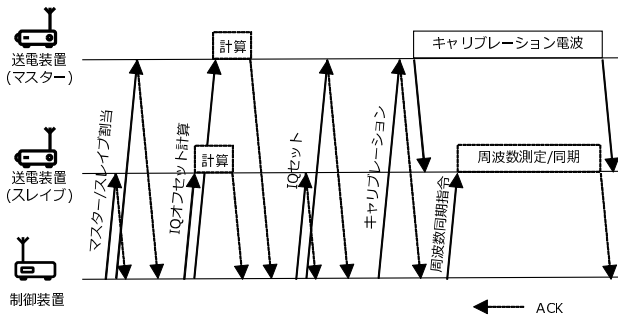


図 4: 周波数同期プロトコル

### 3. ケーブルレス分散協調型電波電力伝送

本稿では、設置コストの問題を解消しつつ高精度な周波数同期と位相同期を実現するケーブルレス分散協調型電力伝送システムを提案する。図 3 に、ケーブルレス分散協調型電力伝送システムの全体像を示す。本システムは、複数の送電装置と分散配置された送電装置に対して無線で制御命令を行う制御装置から構成される。本システムでは、電波供給に先んじて送電装置間の周波数同期を行う。図 4 に提案システムの周波数同期プロトコルを示す。本システムが起動すると、制御装置は各送電装置に対してマスター/スレイブ割当パケットを送信する。マスター/スレイブ割当パケットは、送電装置のうち任意の 1 台をマスター、その他の装置をスレイブに指定する。マスター/スレイブ割当に対する acknowledgment (ACK) を受信すると、制御装置は各送電装置に対して IQ オフセット計算指令を送信する。IQ オフセット計算指令を受けた送電装置は、直交復調器内の Low Noise Amplifier (LNA) と Variable Gain Amplifier (VGA) の利得に応じて出力信号のオフセット電圧を計算する。計算を終えた送電装置は制御装置に対して ACK を送信する。すべて送電装置から一定時間内に ACK が返ると、制御装置は各送電装置に IQ 設定パケットを送信して電力供給用電波の位相をそれぞれ設定させる。各送電装置が送信する電力供給用電波の位相が設定された後、

#### Algorithm 1 OCXO の制御値の更新

**Require:**  $\theta = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{32}\}, T, f_c, f_{ref}$   
**Ensure:**  $v$

- 1:  $\theta_m \leftarrow \text{median}(\theta)$
- 2:  $\theta_{rng} \leftarrow \text{range}(\theta)$
- 3: **if** it is the first time a slave synchronizes the phases **then**
- 4:  $\theta_o \leftarrow \theta_m$
- 5:  $c \leftarrow 2.5$
- 6:  $i \leftarrow 0$
- 7: **end if**
- 8:  $i \leftarrow i + 1$
- 9: **if**  $i == T$  **then**
- 10:  $\text{Update\_c}(c, \theta_m, \theta_{prev}, \theta_{rng})$
- 11:  $i \leftarrow 0$
- 12: **end if**
- 13:  $v \leftarrow v + \lfloor c \cdot \frac{f_{ref}}{f_c} \cdot \frac{\theta_o - \theta_m}{360} \rfloor$
- 14:  $\theta_{prev} \leftarrow \theta_m$

#### Algorithm 2 Update\_c 関数

**Require:**  $c, \theta_m, \theta_{prev}, \theta_{rng}$

- 1: **if**  $\theta_m > \theta_{prev}$  **then**
- 2:  $c \leftarrow c + 0.008 \times (\theta_m - \theta_{prev})$
- 3: **else**
- 4:  $c \leftarrow c + 0.004 \times (\theta_m - \theta_{prev})$
- 5: **end if**
- 6: **if**  $\theta_{rng} \geq 16$  **then**
- 7:  $c \leftarrow c - 0.005 \times (\theta_{rng} - 15)$
- 8: **end if**

制御装置はマスターに指定された送電装置に対してキャリアレーション指令を行う。キャリアレーション指令を受けると、マスターは制御装置に ACK を返すとともにキャリアレーション電波を放射する。マスターから ACK を受け取った制御装置は、スレイブに対して周波数同期指令を送信する。周波数同期指令を受けたスレイブは、自身とマスターの放射する電波の周波数が正確に一致するように Oven Controlled Crystal Oscillator (OCXO) の制御値を設定する。まず、スレイブは OCXO の制御値を中央値に設定して受信したキャリアレーション電波を復調する。復調した低域信号を Analog/Digital (A/D) 変換したのち、一定時間周波数を測定する。続いて、OCXO の制御値を最大に設定して同様の周波数測定を実施する。2つの測定値から、制御値に対して周波数は線形的に変化するものとして制御値あたりの周波数分解能を計算する。スレイブは、最終的に周波数分解能の計算結果を基にキャリアレーション電波との周波数偏差が最小になる制御値を設定する。周波数同期が完了すると、スレイブは制御装置に対して ACK を送信する。すべてのスレイブからの ACK が揃うと、送電装置は周波数同期を終了しそれぞれに設定された位相で電力供給を行う。

周波数同期後、時間経過と共に増加する位相の揺らぎに対して、本システムでは一定間隔ごとに電力供給を中断して位相同期を目的としたキャリアレーションを実施する。

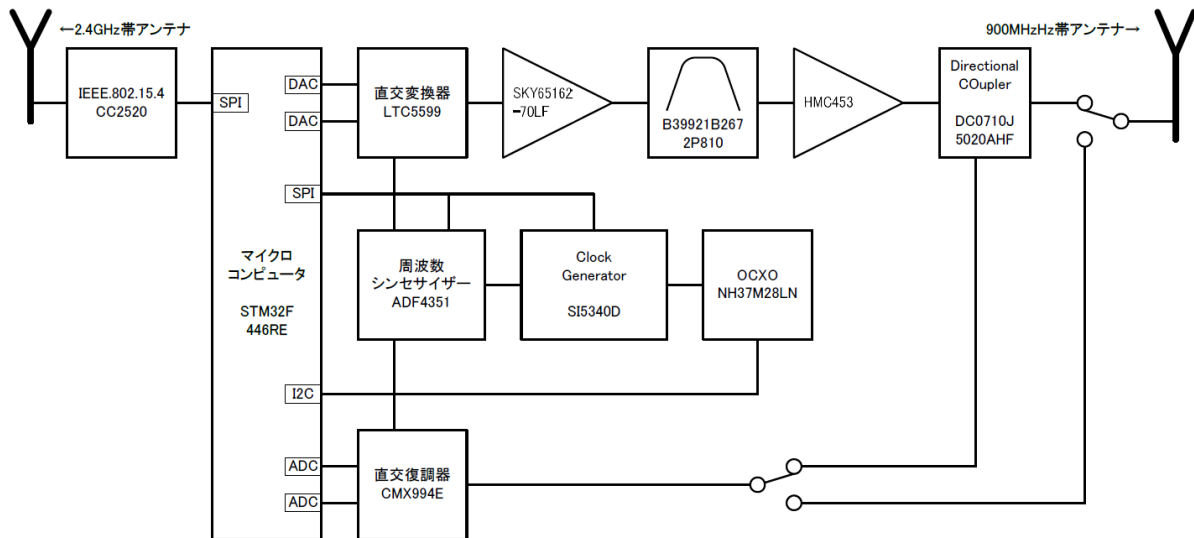


図 5: 送電装置のブロック図

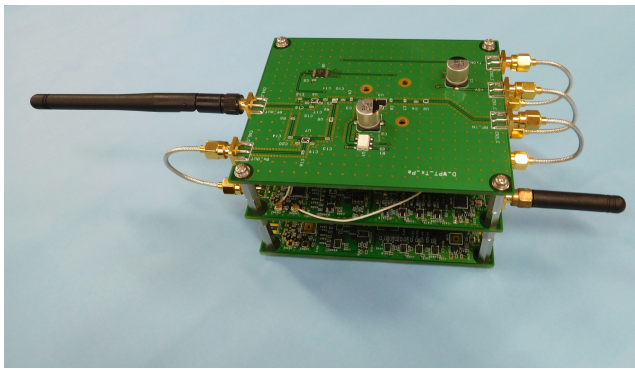
前回の位相同期命令から設定された時間が経過すると、制御装置は全送電装置に向けて位相同期指令を行う。位相同期に対する電力供給の実施時間を長く確保するため、位相同期指令に対する送電装置の ACK の送信と制御装置からの位相同期指令パケットの再送は実施しない。位相同期指令を受けると、マスターは電力供給用電波と同一の電波をキャリブレーション電波として放射し続ける。スレイブは、電力供給用電波の放射を直ちに中断する。続いて、到来したキャリブレーション電波をダウンコンバートして得られた低域信号の位相を 32 サンプル分測定する。測定したマスターとの相対位相を基に OCXO の制御値を更新したのち、電力供給を再開する。Algorithm 1 にスレイブの OCXO の制御値更新アルゴリズムの詳細を示す。OCXO の制御値更新アルゴリズムに与えられる入力  $\theta, T, f_c, f_{ref}$  は、それぞれ 32 サンプル取得したキャリブレーション電波の位相、フィードバック係数の更新周期、電力供給用電波の周波数、OCXO の周波数分解能を表す。出力  $v$  は OCXO の制御値である。Algorithm 1 の 1-2 行目で、 $\theta$  の中央値を測定値  $\theta_m$ 、 $\theta$  の範囲を  $\theta_{rng}$  として定義する。3-7 行目で、位相同期が初めて指示された際に 3 つの変数を初期化する。 $\theta_0$  は目標となる位相であり、最初に測定した位相の中央値で初期化される。 $c$  は制御値を更新する際にフィードバック量にかかる係数であり、実験的に得られた 2.5 を初期値とする。 $i$  は位相同期指令を受けた回数を記録するカウンタであり 0 で初期化される。8 行目で、カウンタ  $i$  をインクリメントする。9-12 行目では、後述する Update\_c 関数を用いて  $T$  回の位相同期ごとに  $c$  を更新する。13 行目で、目標位相からのずれを基に制御値を補正する。14 行目では、 $\theta_{prev}$  を  $\theta_m$  で更新する。

Algorithm 2 に Update\_c 関数の処理を示す。Algorithm 2 への入力  $c, \theta_m, \theta_{prev}, \theta_{rng}$  であり、 $\theta_m$  と  $\theta_{prev}$

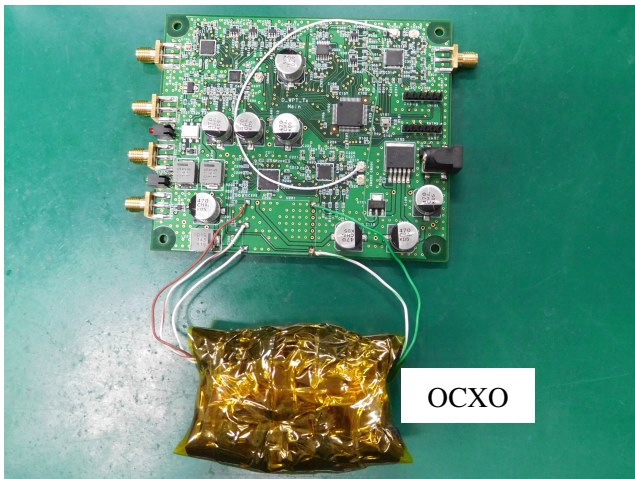
の比較結果によって  $c$  の更新を行う。 $\theta_m$  が  $\theta_{prev}$  と比較して正の方向に変化した場合、変化量に 0.008 を乗じて  $c$  を更新する。 $\theta_m$  が  $\theta_{prev}$  と比較して負の方向に変化した場合、変化量に 0.004 を乗じて  $c$  を更新する。0.008, 0.004 のパラメータは実験的に決定した。Algorithm 2 の 6-8 行目では、 $\theta_{rng}$  が  $16^\circ$  以上になった場合、補正量が大きすぎるとみなして  $c$  を減少させる。

#### 4. ケーブルレス分散協調型電波電力伝送システムの実装

図 5 に送電装置の詳細な構成を示す。マイクロコンピュータには、32 bit ARM architecture で単精度浮動小数点演算機構を内蔵した STM32F446RE を利用した [17]。クラウド型開発環境である mbed を使用したソフトウェア設計が可能であり、位相の設定や周波数同期、制御装置との通信を実現する。制御装置との無線の送受信を実現するために、Texas Instruments 社のトランシーバー CC2520 を搭載した [18]。CC2520 は、接続されたマイクロコンピュータと送受信データのやり取りを行う。送電装置が屋内の環境に最大 100 台ほど設置されると想定した場合、利用可能な無線通信方式として IEEE802.11, Bluetooth, IEEE802.15.4 などが挙げられるが、公開された技術情報が豊富で比較的設計の容易な 2.4 GHz 帯の IEEE802.15.4 を選択した。基準周波数信号を生成する OCXO には、日本電波工業株式会社の NH37M28LK を採用した [19]。電力供給用電波の周波数 920 MHz に対して 1 s の位相変化を  $30^\circ$  以下に抑えるには、 $\frac{1}{920 \times 10^6} \cdot \frac{30}{360} \approx 9 \times 10^{-11}$  の周波数安定度が求められる。NH37M28LK の周波数偏差は  $25^\circ\text{C}$ 、制御値を中央値に設定した場合で  $\pm 25 \times 10^{-9}$  である。しかしながら、周波数可変幅  $\pm 0.3-0.5 \times 10^{-6}$  を 24 ビットの分解能で制御可能である点と周波数対温度特性と周波数対電源電圧特性



(a) 全体像

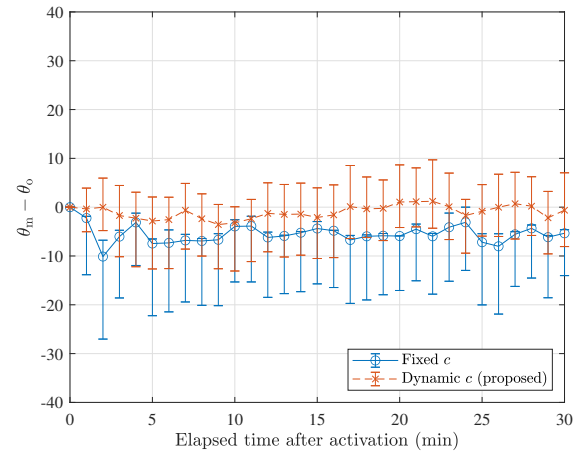


(b) メイン基盤

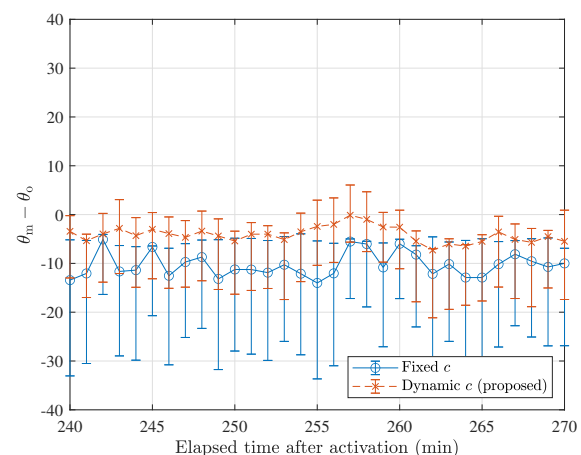
図 6: 実装した送電装置

がともに  $\pm 0.2 \times 10^{-9}$  と優れることから、温度と電源電圧の変動を最小限に抑えつつ適切に位相を補正することで安定的な周波数生成が可能であると判断した。マイクロコンピュータや周波数シンセサイザが要求する任意の周波数を生成するために、NH37M28LK と Skyworks の超低ジッタークロック発振器: SI5340B を組み合わせた基準信号発生部を構成した [20]。周波数シンセサイザには、35–4400 MHz の広帯域な周波数への対応と高い位相ノイズ耐性から Analog Devices 社の ADF4351 を採用した [21]。直交変換器と直交復調器には、920 MHz 帯への対応、低消費電力性、入手可能性の観点からそれぞれ Analog Devices 社の LTC5599 と CML Microcircuits 社の CMX994E を選択した [22, 23]。直交復調器 CMX994E は受信に必要な LNA, 直交復調回路, ローパスフィルタ, VGA を内蔵している。図 6 に実装した送電装置の全体像とメイン基板を示す。送電装置は 3 枚の基板を組み合わせる構成とした。図 5 に示す回路は中段に位置する基盤に実装した。温度変化の影響を低減するために、OCXO は直接基板に実装せずジャンパー線で接続した上でウレタンを巻いた。

制御装置の実装には、プリント基板モジュール化された Texas Instruments 社の LaunchPad CC1352P を利用し



(a) 起動直後から 30 分間



(b) 起動後 4 時間経過から 30 分間

図 7: 目標位相からの変位

た [24]。CC1352P は Personal Computer (PC) と Universal Serial Bus (USB) 経由で接続され、PC のコマンドラインから制御命令の選択や送電装置の同期データの表示が可能である。

## 5. 実験評価

提案するケーブルレス電波電力伝送システムの周波数と位相の同期精度を確認するために実験を実施した。実験では、PC に接続された制御装置とマスター、スレーブに割り当てた送電装置をそれぞれ 1 台ずつ用いた。周波数同期プロトコルに従って制御装置がスレーブに周波数を同期させた後、送電装置を 8 時間稼働させた。システム稼働中のスレーブの位相同期は 1 s 間隔、 $c$  の更新頻度は  $T = 15$  とした。 $c$  を更新する際に、スレーブ内部で測定した相対位相  $\theta_m$  を記録した。

図 7 (a) に起動直後から 30 分間、図 7 (b) に起動後 4 時間経過から 30 分間の相対位相の変化を示す。縦軸の位相は度数法で表記されており、目標位相  $\theta_0$  が 0 になるよ

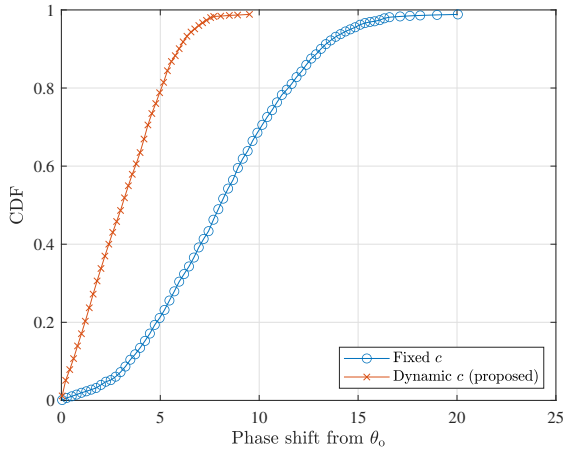


図 8: 目標位相からのずれの CDF

う正規化されている。位相の測定値  $\theta_m$  は Algorithm 1 に基づいて算出され、エラーバーは  $\theta$  の範囲を示している。Fixed  $c$  はスレイブの位相同期においてフィードバック係数  $c$  を初期値 2.5 で固定した場合、Dynamic  $c$  は update.c 関数に基づいて  $c$  を更新した場合の結果を示す。Fixed  $c$ 、Dynamic  $c$  ともに周期的な位相の変化が見られないことから、マスターとスレイブの周波数が適切に同期されていることが確認できる。図 7 (a) から、Fixed  $c$ 、Dynamic  $c$  ともに起動直後は 1 min の位相の変位が約  $2^\circ$  以内に収まっている。Fixed  $c$  では  $-5^\circ$  付近を中心に位相が遷移しているのに対して、Dynamic  $c$  は  $0^\circ$  付近を追従していることが分かる。図 7 (b) において  $\theta_0$  からのずれが  $0^\circ$  を中心に遷移していないことから、起動後 4 時間経過後は起動直後に比べて位相同期の安定度が低下することが確認できる。また、Fixed  $c$  では  $+5^\circ$  以上、 $-5^\circ$  以下の位相変化が連続する点が見られる。このような位相の振動は、 $c$  が大きく OCXO の制御値の更新が過剰であることが原因であると考えられる。エラーバーが  $20^\circ$  以上の点が多いことから、時間経過とともに位相の安定度が損なわれていることが分かる。一方で、Dynamic  $c$  では起動後 4 時間経過後も  $\theta_0$  からのずれ  $10^\circ$  以内を維持している。1 min で位相が  $5^\circ$  以上変化する点がないことから、 $c$  を一定間隔で動的に変更することで安定的な制御値の更新が実現されていると考えられる。また、Dynamic  $c$  では 8 時間の計測で位相の瞬時値を  $-16.6$  から  $+15.6$  の  $32.2^\circ$  以内、 $\theta_m$  を  $-9.6$  から  $+5.9$  の  $15.5^\circ$  以内に収められることが分かった。図 8 にマスターとスレイブの相対位相を 8 時間測定した結果を累積分布関数 (CDF: Cumulative Distribution Function) として示す。グラフの横軸は  $\theta_0$  からの位相のずれであり  $\theta_m - \theta_0$  の絶対値として計算される。Fixed  $c$  では、 $\theta_0$  から  $8^\circ$  前後離れた点に位相誤差が集中していることから、位相同期が不正確であると考えられる。また、位相のずれは最大で約  $20^\circ$  と大きい。一方で、Dynamic  $c$  は約 8 割の位相誤差

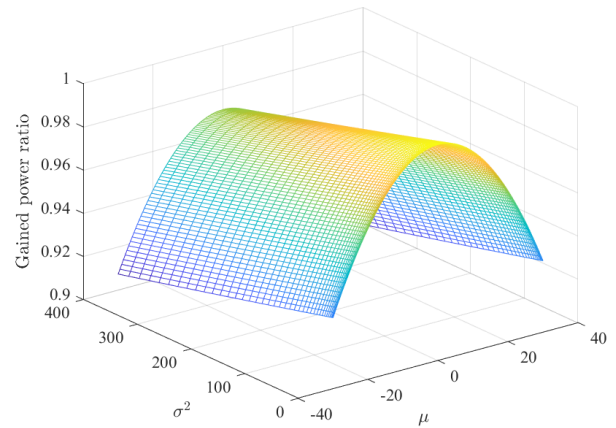


図 9: 位相のずれの平均と分散に対する供給電力の割合

が  $5^\circ$  以内に、最大でも  $10^\circ$  以内に収まっている。

目標位相からのずれが分散協調型電波電力伝送システムの受電効率に与える影響を明らかにするために解析を行った。伝搬損失のない理想的なチャンネルを仮定すると、マスターとスレイブが共に電力  $p$  で電波を放射する場合の供給電力は次式で与えられる。

$$P = \frac{p}{2} \left| 1 + e^{j\pi \frac{\theta_0 - \theta_m}{360}} \right|^2 = 2p \cos^2 \left( \pi \frac{\theta_0 - \theta_m}{360} \right) \quad (1)$$

ここで、目標位相からの誤差  $\theta_0 - \theta_m$  が  $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$  の正規分布に従うと仮定すると、供給電力の期待値は以下のように表される。

$$E(\mu, \sigma^2) = 2p \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \cos^2 \left( \pi \frac{x}{360} \right) dx = p \left( e^{-\frac{\pi^2 \sigma^2}{64800}} \cos \left( \frac{\pi \mu}{180} \right) + 1 \right) \quad (2)$$

最大供給電力が  $2p$  であることから、受電効率は次式で与えられる。

$$\eta(\mu, \sigma^2) = \frac{E(\mu, \sigma^2)}{2p} = \frac{1}{2} \left( e^{-\frac{\pi^2 \sigma^2}{64800}} \cos \left( \frac{\pi \mu}{180} \right) + 1 \right) \quad (3)$$

図 9 に、 $\eta(\mu, \sigma^2)$  の関数グラフを示す。目標位相からの誤差の平均  $\mu$  に対して、受電効率は 0 を最大とした三角関数に従って減少する。また、 $x$  が十分小さい場合に  $e^{-x} \sim 1 - x$  と近似できることから、受電効率は  $\sigma^2$  に対して線形に減少する。Fixed  $c$ 、Dynamic  $c$  それぞれについてマスターに対するスレイブの相対位相を 8 時間測定した実験では、目標位相からの誤差の平均と分散はそれぞれ  $(-8.08, 14.8)$ 、 $(-2.82, 6.08)$  であった。平均と分散を式 (3) に代入することで、位相のずれに関する受電効率は Fixed  $c$  の場合 0.9939、Dynamic  $c$  の場合 0.9989 と求められる。

## 6. おわりに

本稿では、設置コストを削減するために各送電アンテナが同軸ケーブルで接続されないケーブルレス分散協調型電波電力伝送システムを提案、実装した。実験評価において、提案システムは分散協調型電波電力伝送の要件である送電アンテナ間の周波数同期と位同期をケーブル接続なしに実現することを確認した。また、提案システムは伝搬損失のない理想的な環境において 99.89 %の電力を供給可能であることを明らかにした。今後は、送電装置が 3 台以上ある環境での評価や位同期期における OCXO の制御値更新アルゴリズムの解析的な評価を検討している。

## 謝辞

本研究は JSPS 科研費 (JP19H01101, JP22K12010), JST さきがけ (JPMJPR2032), パナソニック株式会社の支援の下で行った。

## 参考文献

- [1] Zhou, Y., Yu, F. R., Chen, J. and Kuo, Y.: Cyber-Physical-Social Systems: A State-of-the-Art Survey, Challenges and Opportunities, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 22, No. 1, pp. 389–425 (2020).
- [2] Khurpade, J. M., Rao, D. and Sanghavi, P. D.: A Survey on IOT and 5G Network, *2018 International Conference on Smart City and Emerging Technology (ICSCET)*, pp. 1–3 (2018).
- [3] Kamalinejad, P., Mahapatra, C., Sheng, Z., Mirabbasi, S., Leung, V. C. and Guan, Y. L.: Wireless energy harvesting for the Internet of Things, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 53, No. 6, pp. 102–108 (2015).
- [4] Sanislav, T., Mois, G. D., Zeadally, S. and Folea, S. C.: Energy Harvesting Techniques for Internet of Things (IoT), *IEEE Access*, Vol. 9, pp. 39530–39549 (2021).
- [5] Choi, K. W., Aziz, A. A., Setiawan, D., Tran, N. M., Ginting, L. and Kim, D. I.: c, *IEEE Internet of Things Journal*, Vol. 5, No. 4, pp. 2657–2671 (2018).
- [6] Oruganti, S. K., Khosla, A. and Thundat, T. G.: Wireless Power-data Transmission for Industrial Internet of Things: Simulations and Experiments, *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 187965–187974 (2020).
- [7] Zhang, H., Guo, Y.-X., Gao, S.-P. and Wu, W.: Wireless Power Transfer Antenna Alignment Using Third Harmonic, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 28, No. 6, pp. 536–538 (2018).
- [8] Hui, S. Y. R., Zhong, W. and Lee, C. K.: A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 9, pp. 4500–4511 (2014).
- [9] Yang, B., Chu, J., Mitani, T. and Shinohara, N.: High-power Simultaneous Wireless Information and Power Transfer System Based on an Injection-locked Magnetron Phased Array, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 31, No. 12, pp. 1327–1330 (2021).
- [10] Tanaka, Y., Kanai, K., Hasaba, R., Sato, H., Koyanagi, Y., Ikeda, T., Tani, H., Gokan, M., Kajiwara, S. and Shinohara, N.: Distributed Microwave Wireless Power Transfer with Backscatter Feedback, *2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 1–4 (2021).
- [11] Qahouq, J. A. A. and Cao, Y.: Distributed battery system with wireless control and power transfer — A concept introduction, *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 344–347 (2018).
- [12] Aiura, K., Hayashi, K., Tanaka, Y., Kizaki, K., Fujihashi, T., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Implementation of Distributed Microwave Power Transfer with Backscatter Feedback and LM-Based Phase Optimization, *2022 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, pp. 1–6 (2022).
- [13] Tanaka, Y., Kanai, K., Hasaba, R., Sato, H., Ikeda, T., Tani, H., Kajiwara, S., Koyanagi, Y. and Shinohara, N.: Implementation of Distributed Microwave Wireless Power Transfer System by Backscattering Using GNU Radio, *IEICE Transactions on Communications*, Vol. 103, No. 11, pp. 559–570 (2020).
- [14] Kawasaki, J., Hamase, H., Kizaki, K., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Phase-controlled Cooperative Wireless Power Transfer for Backscatter IoT Devices, *IEEE International Conference on Communications (IEEE ICC'20)*, pp. 1–6 (2020).
- [15] Hayashi, K., Hamase, H., Kawasaki, J., Kizaki, K., Tanaka, Y., Fujihashi, T., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Experimental Evaluation on RSSI-based Phase Optimization in Microwave Power Transfer, *2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring)*, pp. 1–6 (2021).
- [16] Hayashi, K., Aiura, K., Tanaka, Y., Kizaki, K., Fujihashi, T., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Curve Fitting-Based Phase Optimization for Microwave Power Transfer, *IEEE Access*, Vol. 10, pp. 23902–23912 (2022).
- [17] STMicroelectronics: STM32F446RE, <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f446re.html> (2021).
- [18] TEXAS INSTRUMENTS: CC2520 data sheet, <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2520.pdf> (2007).
- [19] NIHON DEMPA KOGYO CO., LTD.: NH37M28LK (for Fixed Communication), [https://www.ndk.com/tc/products/search/ocxo/1190929\\_1546.html](https://www.ndk.com/tc/products/search/ocxo/1190929_1546.html) (2022).
- [20] Skyworks: Si5341/40 Rev D Data Sheet, <https://www.skyworksinc.com/en/Products/Timing/Ultra-Low-Jitter-Clock-Generators/Si5340B> (2021).
- [21] Analog Devices Inc.: ADF4351: Wideband Synthesizer with Integrated VCO Data Sheet (Rev. A), <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4351.pdf> (2017).
- [22] Analog Devices Inc.: LTC5599: 30MHz to 1300MHz Low Power Direct Quadrature Modulator Data Sheet, <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5599f.pdf> (2014).
- [23] Microcircuits, C.: CMX994/CMX994A/CMX994E/CMX994G Datasheet (rev7), [https://www.cmlmicro.com/wp-content/uploads/2017/10/CMX994\\_994A\\_994E\\_994G\\_ds.pdf](https://www.cmlmicro.com/wp-content/uploads/2017/10/CMX994_994A_994E_994G_ds.pdf) (2020).
- [24] TEXAS INSTRUMENTS: CC1352P data sheet, <https://www.ti.com/product/CC1352P?keyMatch=CC1352> (2018).