

IoT デバイスに向けた
マイクロ波無線電力伝送システムの開発

田中 勇気

博士論文

IoT デバイスに向けた
マイクロ波無線電力伝送システムの開発

指導教員

篠原 真毅 教授

京都大学大学院工学研究科 電気工学専攻

氏名

田中 勇気

令和4年

概要

IoT^{*1}とは、多数のデバイスが人の意識的な操作を介さずに相互に通信を行う概念である。IoTにより、人々の生活の安全性、利便性、快適性を高め、産業の効率化を図ることができる。IoTの下位概念であるセンサネットワークシステムでは、人・モノ・環境に設置された多数のセンサを用いて、人手によらず多量のデータを収集し、様々な用途に役立てることができる。

このようなセンサデバイスは無線通信技術を用いて情報を送受信することが一般的であり、通信配線を不要としていることが多い。しかし、これらのデバイスを駆動する電源としては、一次電池、二次電池、あるいは有線配線等の手段が一般的である。したがって、これらのデバイスを利用する際には、一次電池の交換、二次電池の充電、有線配線の施工等の多大な人的コストが発生する。また、環境中に存在する光や振動、圧力等のエネルギーを駆動用電源に利用するエナジーハーベストが活用される場合もある。しかし、これらの環境エネルギーは不安定であるうえ、得られるエネルギー密度が小さいという課題がある。

そこで、情報通信と同様に無線によって電源供給を行う無線電力伝送 (WPT^{*2}) が研究されている。特にマイクロ波を用いた無線電力伝送は長距離に電力を供給することができることから、IoT デバイスへの電源供給手段として大きな期待が集まっている。

マイクロ波 WPT システムの課題は大きく3つに分けられる。1つ目は伝送効率であり、概して送電装置の寸法と伝送距離とのトレードオフとなる。2つ目は人体防護である。強力なマイクロ波は人体に照射されることで人体組織の温度上昇をもたらす、悪影響を与える場合がある。マイクロ波の暴露上限値が各国で定められており、マイクロ波無線電力伝送システムにおいてもこの指針に従う必要がある。3つ目は電波干渉であり、他の無線システムや他の電子システムに対して WPT システムが悪影響を及ぼすことがないように運用する必要がある。

これらの課題を解決すべく、様々な研究が行われてきた。その一つがビームフォーミング技術である。制御されたビームにより、人体や他の無線システムを回避し、所望の受電端末のみに給電を行うことを狙っている。しかし、ビームフォーミング技術においても、送電装置近傍では大きな電力密度の箇所が存在することから、人体防護や他システムとの共用には一定の条件が必要となる。このように、従来のマイクロ波 WPT システムには課題が存在する。

本研究では、従来のマイクロ波 WPT 技術の課題を解決しつつ、IoT デバイスに効率的に電力を供給することを目指し、安全かつ実用的な無線電力伝送技術の開発に取り組んだ。

はじめに、限られた受電電力密度においても高い電力を受電可能な小型アンテナの開発を行った。アンテナにはサイズと効率または利得の間にトレードオフの関係があり、小型かつ高効率なアンテナの実現は容易ではない。また、IoT デバイスは人体や金属上に設置されることが多いため、それらの近傍において利得の低下やインピーダンスの変動が小さい必要がある。本検討では、2つの逆 F 型アンテナ素子を近接して配置することにより、小型でありながら高い放射効率を有するアンテナを実現した。ま

*1 Internet of Things : モノのインターネット

*2 Wireless Power Transfer/Transmission

た、本アンテナを基本とし、形状を工夫することにより組み立て性を向上するとともに、裏面に分布する電界を低減したキャピティスロットアンテナについても提案した。

次に、得られた高周波電力を効率的に直流電力に変換する整流回路について検討を行った。IoT デバイスにおいては回路の寸法が重要であり、小型かつ高効率を得られる構成として倍電圧整流回路を活用した。倍電圧整流回路は外部素子による高調波処理が不要であり、幅広い入力電力において動作が可能である。IoT デバイスに向けた WPT の特徴として、センサの移動や環境の変動によって入力電力が大きく変動するという点が挙げられる。一方整流回路の RF-DC 変換効率は入力電力と負荷抵抗によって大きく変動し、入力電力に対して効率を最大とする負荷抵抗が存在する。そこで本検討では入力電力の変動に対して整流回路の動作点を最適に制御する MPPT^{*3}制御を実装し、受電電力の変動に対する評価を行った。また、既存の MPPT 手法の課題に着目し、受電電力推定回路を用いたオープンループ制御手法であるリアルタイム MPPT 手法について提案した。また、受電電力が大きく変動する環境においては整流回路の出力電圧も大きく変動する。負荷が要求する電源電圧は一定であるため、DC-DC コンバータ等を用いて電圧の安定化を図る必要がある。本検討では昇圧型 (Boost) コンバータと蓄電素子、降圧 (Buck) コンバータ、およびコンパレータを組み合わせた構成により、幅広い受電電力に対して動作可能な電源回路を設計した。

以上のように、小形高効率なアンテナ及び高効率な受電回路について検討、提案した。これらは限られた受電電力を有効に活用するための技術であり、既存の WPT システムにおいても活用可能なものである。

一方、送電電力を向上するための手法として、分散協調型 WPT システム (DWPT^{*4}) について検討した。DWPT は多数の送電アンテナから同時に送電を行い、受電アンテナにおいて同一位相で受電されるように位相制御を行うことにより、受電端末近傍のみに電力スポットを形成可能な技術である。

最初に DWPT システムの最大受電電力について検討を行った。DWPT システムの受電電力を定式化し、周波数同期および位相の最適化によって送電アンテナ台数 N に対して受電電力が最大 N 倍となり、このとき各送電アンテナから受電する電力が等しい場合に限ることを示した。

DWPT においては、個々の送電アンテナと受電アンテナの関係は遠方界 (フラウンホーファー領域) となるものの、アレーアンテナとは異なり送電アレーに対する受電アンテナは近傍界 (フレネル領域) となる。このような多数のアンテナと床面による反射を含むシステムを解析するため、イメージング法によるシミュレーションプログラムを実装した。また、空間における受電電力の見積もりのため、モンテカルロ法を用いて統計的な受電電力を計算するプログラムを開発し、解析を行った。

DWPT において電力スポットを形成するためには周波数の同期と位相の最適化が必要である。位相を最適化するためには各送電アンテナと受電アンテナの間の複素伝播チャンネルを求める必要があり、これは従来受電器からビーコンを送信することにより実現されていた。IoT デバイスでは利用できる電力が限られることから、ビーコン送信は好ましくない。また、各送電アンテナにおいてもビーコン信号を受信し位相と振幅を求める受信系および信号処理が必要となる。そこで本研究では受電電力を用いて受電電力をフィードバックし、位相を最適化する手法について検討した。送電アンテナの台数 N に

*3 Maximum Power Point Tracking

*4 Distributed WPT

対して必要なフィードバック回数をモンテカルロシミュレーションにより計算し、 $\mathcal{O}(N)$ のフィードバック回数で位相最適化が可能であることを示した。

最後に、DWPTシステムの実装を行った。受電電力のフィードバック手法としてバックスキュッタ信号を用いる手法を提案し、低消費電力なバックスキュッタ生成回路について提案した。また、位相最適化のための制御システムとしてソフトウェア無線 (SDR^{*5}) プラットフォームを活用し、その実装方法について検討した。送電システムを低コスト化するため、各送電器の間を低周波数の同期信号で従属接続する構成を提案し、本構成を実現可能な送電器を試作した。試作した送電器を用いて送電システムを構築し、実測によって位相最適化が可能であることを示した。また、DWPTシステムにおける送電器の位相雑音の特性について評価を行った。

以上、本研究ではIoTデバイスに向けた無線電力伝送システムの確立に向けて、要素技術およびシステムの開発を行った。受電側システムに関してはアンテナ、整流回路、RFスイッチ、電源マネジメント回路について検討または新構成の提案を行った。また、提案した要素技術を用いてバッテリーレスセンサを試作し、室内環境で12mの給電距離において動作が可能であることを確認した。送電側に関しては分散協調型無線電力伝送システムについて解析を行い、受電電力を用いた位相最適化について提案した。また分散協調型WPTシステムをソフトウェア無線機および試作した送電装置を用いて構成し、電波暗室内にて給電実験を行った。実験により得られた測定結果はシミュレーションと良好に一致し、シミュレーションおよび最適化アルゴリズムの妥当性を確認した。これらの結果は、今後普及が期待されるIoTデバイスに対する無線電力伝送システムの発展に寄与するとともに、SSPS^{*6}を含むさらなる大電力の無線電力伝送技術への応用といった観点からも非常に有意義である。

*5 Software-Defined Radio

*6 Space Solar Power System

目次

第 1 章	序論	9
1.1	無線電力伝送の開発の歴史	9
1.2	IoT における WPT	13
1.2.1	送電周波数	16
1.3	研究目的および取り組みの内容	17
1.4	本論文の構成	17
第 2 章	小型高効率受電アンテナの開発	19
2.1	はじめに	19
2.2	小型高効率アンテナ	20
2.2.1	三つ折りアンテナ	22
2.2.2	薄型キャビティスロットアンテナ	26
2.2.3	考察	28
2.3	無電源 RF スイッチ	28
2.3.1	マルチパス環境における受電電力の解析	29
2.3.2	スイッチを用いたアンテナ共用	30
2.3.3	バラクタダイオードの特性	31
2.3.4	SPDT スイッチの構成	33
2.3.5	SPDT の評価	33
2.4	到来方向適応レクテナ	36
2.4.1	整流回路のモデル化	37
2.4.2	電力加算後の効率	37
2.4.3	近接アレーアンテナ	38
2.4.4	ハイブリッドを用いたレクテナアレーの評価	42
2.4.5	考察	44
2.5	結論	44
第 3 章	MPPT と DCDC コンバータを用いた電源マネジメント回路	46
3.1	はじめに	46
3.2	整流回路の設計と試作	47

3.2.1	整流回路の種類	47
3.2.2	倍電圧整流回路の動作検討	48
3.2.3	整流回路の試作	49
3.3	整流回路の測定	50
3.3.1	測定システム	50
3.3.2	測定結果	51
3.4	受電回路の構成	51
3.5	受電電力推定回路	54
3.5.1	受電電力推定回路の設計	54
3.5.2	受電電力推定回路の測定	56
3.6	MPPT 受電回路	57
3.6.1	OCV-MPPT 受電回路	58
3.6.2	リアルタイム MPPT 回路	60
3.7	バッテリーレスセンサ端末の動作	63
3.7.1	端末の設計	63
3.7.2	端末の動作実験	65
3.8	結論	67
第 4 章	分散協調型無線電力伝送システムの解析	69
4.1	はじめに	69
4.2	分散協調形 WPT システムの概要	69
4.3	受電電力の算出	71
4.4	レイトレース法による解析	72
4.4.1	レイラウンチング法による解析	72
4.4.2	イメージング法による解析	76
4.5	モンテカルロ法による解析	78
4.6	受電電力を用いた位相最適化アルゴリズム	81
4.6.1	逐次操作による位相最適化	82
4.6.2	収束回数の計算	83
4.7	結論	83
第 5 章	分散協調型無線電力伝送システムの実装	86
5.1	送電システムの構成	86
5.2	ボックスキャッタを用いた位相最適化	87
5.2.1	低消費電力ボックスキャッタ回路	87
5.3	SDR と GNU Radio による信号処理の実装	90
5.3.1	ボックスキャッタ信号強度の抽出	90
5.3.2	台形位相変調を用いた位相最適化	92

5.4	SDR を用いた送電システムの構築	93
5.4.1	受電電力評価	95
5.5	8ch 移相器を用いた送電システムの構築	99
5.5.1	GNU Radio における制御の実装	100
5.5.2	受電電力評価	102
5.6	分散型送電システムの構築	106
5.6.1	分散型送電器の開発	107
5.6.2	分散送電器の評価	109
5.6.3	受電電力評価	112
5.7	おわりに	114
第 6 章	結論	115
6.1	本研究の成果	115
6.2	今後の課題	116
	参考文献	118
	業績一覧：査読論文	127
	業績一覧：査読付き国際会議	128
	業績一覧：口頭発表等	129
	謝辞	132

目次

1.1	Wardencllyffe Tower	10
1.2	大気圏の透過特性	11
1.3	SSPS の構成例	11
1.4	京都大学・パナソニックによる実証実験	12
1.5	IoT デバイス出荷台数の推移	14
1.6	WISP	15
1.7	Ossia Cota [®]	15
1.8	Enesphere [™]	16
2.1	電力変換効率の非線形性	19
2.2	逆 F アンテナ	20
2.3	小形パッチアンテナ	21
2.4	小形パッチアンテナの指向性特性	21
2.5	三つ折りアンテナ	22
2.6	PIFA 及び三つ折りアンテナの反射特性	22
2.7	三つ折りアンテナの電流分布	23
2.8	PIFA と三つ折りアンテナの指向性比較	23
2.9	試作した三つ折りアンテナ	24
2.10	三つ折りアンテナの測定形態	24
2.11	三つ折りアンテナの指向性測定結果	25
2.12	三つ折りアンテナの利得および反射係数の周波数特性	25
2.13	薄型キャビティスロットアンテナ	26
2.14	薄型キャビティスロットアンテナの反射係数	27
2.15	薄型キャビティスロットアンテナの電界	27
2.16	薄型キャビティスロットアンテナの指向性測定結果	28
2.17	直交アンテナを用いたバッテリーレスセンサデバイスの研究例	29
2.18	反射影響の解析環境	29
2.19	反射影響の解析結果	30
2.20	センサ端末の構成	30
2.21	バラクタダイオードの特性	31

2.22	バラクタによる SPST のシミュレーション	32
2.23	バラクタによる SPST のシミュレーション結果	32
2.24	提案 SPDT の構成	33
2.25	試作した SPDT	34
2.26	SPDT の測定結果	35
2.27	レクテナアレーの構成方法	36
2.28	レクテナの指向性特性	36
2.29	倍電圧型整流回路	37
2.30	整流回路の測定結果と近似直線	37
2.31	2 素子アレーの構成方法	38
2.32	2 素子アレーの指向性のシミュレーション結果	39
2.33	2 素子アレーの β のシミュレーション結果	39
2.34	給電回路の回路図	39
2.35	2 素子アレーの試作基板	40
2.36	2 素子アレーの測定	40
2.37	2 素子アレーの指向性の測定結果	41
2.38	2 素子アレーの β	41
2.39	レクテナ指向性測定系	42
2.40	受電電力の角度依存性 (SW=OPEN)	42
2.41	平均電力と電力比 (SW=OPEN)	43
2.42	受電電力の角度依存性 (SW=CLOSE)	43
2.43	平均電力と電力比 (SW=CLOSE)	44
3.1	シングルエンド整流回路の種類	47
3.2	整流回路各部の波形	48
3.3	倍電圧整流回路の整合回路	49
3.4	試作した倍電圧整流回路	50
3.5	電源としての整流回路のモデル	50
3.6	測定システムの概要	51
3.7	整流回路の測定結果	52
3.8	電源マネジメントシステム	53
3.9	受電電力推定回路の概要	54
3.10	Z_{sub} の影響	55
3.11	設計した電力推定回路	55
3.12	試作した電力推定回路	56
3.13	電力推定回路の測定結果	56
3.14	電力推定の直線性	57
3.15	電力変換効率への影響	58

3.16	OCV-MPPT 回路の概念図	59
3.17	電圧-整流効率特性の測定結果	59
3.18	OCV-MPPT 回路の測定	60
3.19	OCV-MPPT 回路の効率測定結果	60
3.20	OCV-MPPT 回路の動作	61
3.21	リアルタイム MPPT 回路の構成	61
3.22	$V_{\text{meas}} - V_{\text{MPP}}$ 特性の測定結果	62
3.23	リアルタイム MPPT 回路の測定結果	62
3.24	バッテリーレスセンサ端末のブロック図	63
3.25	動作タイムチャート	64
3.26	センサ回路の消費電力	65
3.27	バッテリーレスセンサの動作電圧波形	66
3.28	試作したバッテリーレスセンサ	66
3.29	動作間隔の測定結果	67
4.1	分散協調型 WPT システムのアンテナ配置	70
4.2	分散協調型 WPT システムの概念図	70
4.3	受電電力の図形的表示	72
4.4	レイラウンチング法による伝搬シミュレーション環境	72
4.5	シミュレーションに用いたアンテナの指向性	73
4.6	シミュレーションにおける最大受電電力分布	74
4.7	CCDF の計算結果	74
4.8	シミュレーションにおける電界分布	75
4.9	イメージング法の概念図	76
4.10	解析空間	77
4.11	解析に用いた送電アンテナの指向性	78
4.12	BF における受電電力の解析結果	79
4.13	DWPT における受電電力の解析結果	80
4.14	モンテカルロ解析の結果	81
4.15	位相最適化の概念図	82
4.16	所要ステップ数の累積分布関数	84
4.17	ステップ数の中央値	84
5.1	分散送電システムの構成	86
5.2	ボックスキャッタを用いたクローズドループ制御	87
5.3	ボックスキャッタ整流回路	88
5.4	ボックスキャッタ回路の測定系	88
5.5	ボックスキャッタ回路の測定結果	89

5.6	USRP B210	90
5.7	ボックスキャッチ強度抽出信号処理	91
5.8	信号処理におけるスペクトル	91
5.9	位相最適化のフローチャート	92
5.10	台形位相変化に伴う振幅変動	93
5.11	送電システムのブロック図	94
5.12	台形位相変調の GNU Radio 上の実装	94
5.13	測定フロー	95
5.14	実験システムの写真	96
5.15	アンテナ固定用構造体	96
5.16	実測における受電電力分布	97
5.17	受電電力の CCDF	98
5.18	位相最適化時の受電電圧	98
5.19	送電システムのブロック図	99
5.20	8ch 移相器を用いた送電システム	100
5.21	GNU Radio の実装	101
5.22	GNU Radio の GUI	101
5.23	アンテナ配置	102
5.24	受電電力のシミュレーション結果	103
5.25	受電電力分布測定システム	104
5.26	測定システム概観	104
5.27	受電電力分布測定結果	105
5.28	Cascaded 構成	106
5.29	分散型送電器の構成	107
5.30	RS-485 通信におけるマルチドロップ接続	108
5.31	量子化誤差のモデル	108
5.32	試作した送電器	109
5.33	位相・振幅誤差の測定結果	110
5.34	位相雑音の測定システム	110
5.35	位相雑音の測定結果	111
5.36	各送電器の位相雑音の測定結果	111
5.37	Semi-distributed 構成の位相雑音	112
5.38	送電実験のアンテナ配置	112
5.39	分散型システムの送電実験	113
5.40	受電電力の測定結果	113

表目次

1.1	空間伝送型ワイヤレス電力伝送システム諸元	13
2.1	反射影響の解析パラメータ	29
2.2	SPDT の部品定数	34
2.3	SPDT の評価結果	34
3.1	整流回路の試作仕様	49
3.2	センサ端末のパラメータ	64
4.1	シミュレーションにおける受電電力	73
4.2	解析条件	77
5.1	試作した回路の回路定数	88
5.2	実測における DC 受電電力	99

第 1 章

序論

1.1 無線電力伝送の開発の歴史

無線電力伝送の研究の歴史は非常に長い。

アンペールの法則とファラデーの法則をもとにマクスウェル方程式を整理した Maxwell^{*1}は、マクスウェル方程式が波動方程式を満たすことから空間を伝播する電磁波の存在を予想した [1]。1884 年には Poynting^{*2}が電磁波がエネルギーであることを定式的に示し [2]、ほぼ同じ時期の 1887 年には Hertz^{*3}が実験的に電磁波の存在を確認した [3]。

電磁波が発見されて数年のうちに、無線電力伝送への応用が検討され始めた。Marconi^{*4}が初期の無線通信システムの開発とデモンストレーションを行った [4] と同時期に、Tesla^{*5}は無線電力伝送に関して活発に研究を行っている。Tesla は 1902 年に地球規模の無線電力伝送を目的としてニューヨーク州ロングアイランドに Wardenclyffe tower (図 1.1) と呼ばれる塔を建設し、実験を行ったものの失敗に終わった。

日本においては、1926 年に八木・宇田アンテナの発明者である東北大学の八木^{*6}、宇田^{*7}が無線電力伝送についての実験を報告している [5]。この実験では、八木・宇田アンテナと同様に線形配置した無給電素子を介して高周波電力が空間を伝播可能であることが示されている。このときの送信電力は 2 W ~ 3 W であり、1.5 m の距離における受電電力は 200 mW であった。

また、1920 年代においてはマイクロ波帯の大電力を生成可能なマグネトロンが岡部^{*8}により発明され、マイクロ波の研究・応用が大きく推進されることとなる。

第二次世界大戦後においては、米国を中心にマイクロ波無線電力伝送の研究が活発に行われた。Brown^{*9}らは 1963 年にマグネトロンによって生成した 2.45 GHz 400 W の電力によって、100 W の

*1 James Clerk Maxwell (1831 - 1879)

*2 John Henry Poynting (1852 - 1914)

*3 Heinrich Rudolf Hertz (1857 - 1894)

*4 Guglielmo Giovanni Maria Marconi (1874 - 1937)

*5 Nikola Tesla (1856 - 1943)

*6 八木 秀次 (1886 - 1976)

*7 宇田 新太郎 (1896 - 1976)

*8 岡部 金治郎 (1896 - 1984)

*9 William C. Brown (1916 - 1999)



図 1.1 Wardencliff Tower.

DC モータを駆動する実験を行い、1964 年には無人ヘリコプターに対して給電を行うことにより、10 時間の飛行を実現している [6, 7]. さらに Brown は整流回路とアンテナから構成される受電素子であるレクテナ (Rectenna^{*10}) の名称を初めて用いた. 1975 年には Brown らはマグネトロン、ホーンアンテナ、レクテナからなるシステムを用いて、500 W の電力を DC-DC 効率 54% で伝送することに成功しているほか、クライストロンを用いて生成した 450 kW の電力を 1 マイル先に送電し、30 kW の受電に成功している [6, 8].

これらの成果は実用的なマイクロ波無線電力伝送の最も初期の成果である.

一方、SSPS についての研究もこの時期に開始された. SSPS は 1968 年に Glaser によって提唱された概念であり、宇宙空間において太陽光発電を行い、電力をマイクロ波を用いて地上に送電し、活用するものである [9]. 宇宙空間から到来する電磁波は大気を通過する際に、水蒸気や酸素、浮遊物質によって散乱、吸収され、減衰する. この影響は周波数によって大きく異なる. 図 1.2 に示すように、30 MHz - 10 GHz の電波あるいはマイクロ波は減衰せずに地上に到達する. したがって、光の遮られない宇宙空間で高効率発電したエネルギーをマイクロ波に変換して地上に送電することにより、安定的に大電力を地上に供給することが可能となる. SSPS は CO₂ 排出量削減、およびエネルギー安全保障の観点から次世代の再生可能エネルギーとして注目されている. SSPS の研究は現在にいたるまで活発に行われており、図 1.3 に示すように様々な構成が提案されている [10].

1992 年には京都大学を中心にマイクロ波駆動の模型飛行機への給電実験 (MILAX^{*11}) が行われた [11]. MILAX 実験では重量 4 kg 全幅 2.5 m の模型飛行機が使用され、地上からの給電によって 40

*10 Rectifying Antenna

*11 Microwave Lifted Airplane eXperiment

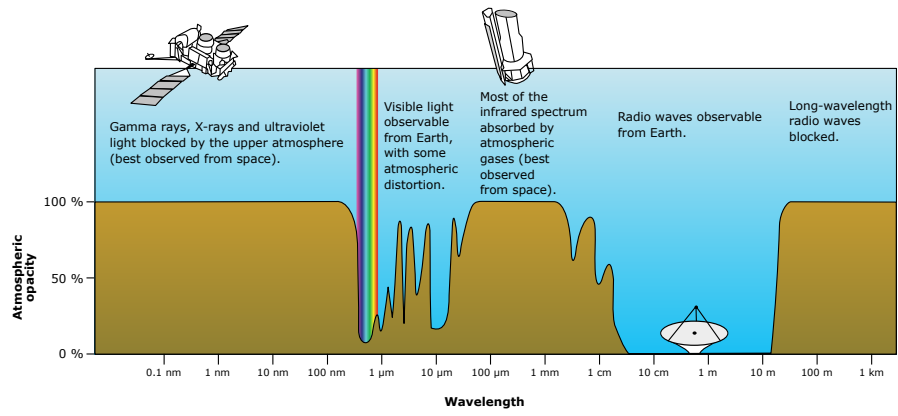


図 1.2 大気圏の透過特性.

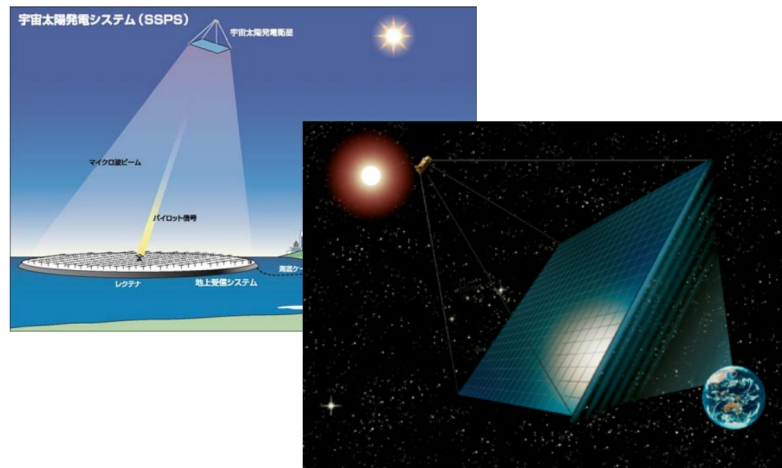


図 1.3 SSPS の構成例 (J-spacesystems).

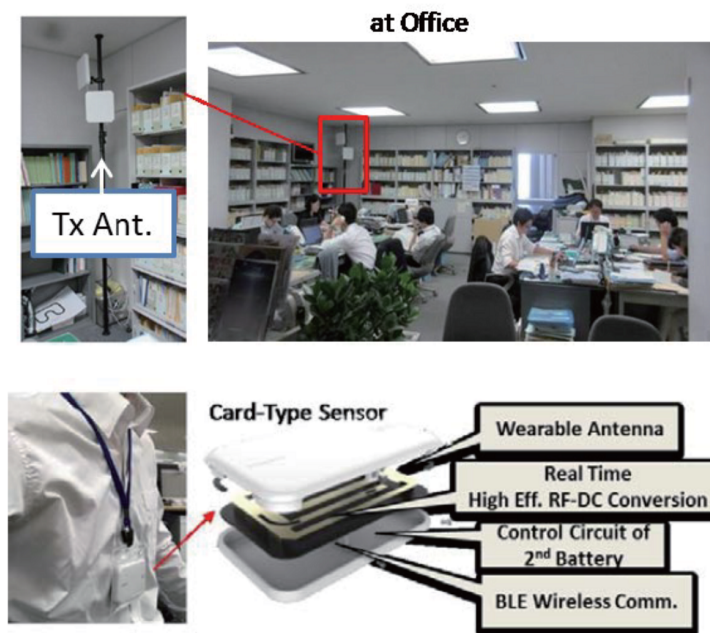


図 1.4 京都大学・パナソニックによる実証実験.

秒間の飛行に成功した。

また、国内においても長距離の電力伝送実験が行われた。1996年には京都大学、神戸大学、関西電力らのグループがマグネトロンにより発生した 2.4 GHz、5 kW の電力を直径 3 m のパラボラアンテナから送電し、3.2 m × 3.6 m の 2304 素子レクテナアレーによって 742 W の直流電力を得た [12]。

一方、2007年にはMITの研究グループがQ値の高い共振器を磁界結合することにより、40%の効率で2mの距離に給電が可能となることを報告した [13]。この研究がきっかけとなり、研究・アプリケーションの両面から無線電力伝送への注目が高まることとなった。

2015年にはARIB*¹²において標準規格“ワイヤレス電力伝送システム”がARIB STD-T113として規定され、モバイル機器向けに400 kHz帯電界結合方式、6.78 MHz帯磁界結合方式2.5 GHz帯表面電磁界結合方式の3方式が標準規格となった [14]。

また、2017年には京都大学・パナソニックのグループにより、実験試験局を用いた有人環境における無線電力伝送実験が実施された。本実験では、928 MHz、5 W の電力を室内において送信し、室内の各地点に設置したバッテリーレス温湿度センサおよび二次電池搭載の首掛け型センサを駆動可能であることが実証された (図 1.4)。

日本国内においては、2022年に空間伝送型ワイヤレス電力伝送システムという名称で920 MHz帯、2.4 GHz帯、5.7 GHz帯における制度整備が行われた [15-17]。この制度化により、一定条件を満たす屋内においてマイクロ波無線電力伝送を行うことが可能となった。表 1.1 に各方式の諸元を示す [16]。

*¹² Association of Radio Industries and Businesses : 一般社団法人電波産業会

表 1.1 空間伝送型ワイヤレス電力伝送システム諸元.

	920 MHz 帯	2.4 GHz 帯	5.7 GHz 帯
送信出力	1 W(30 dBm)	15 W(41.8 dBm)	32 W(45 dBm)
周波数	918.0, 919.2 MHz	2412, 2437, 2462, 2484 MHz	5740, 5742, 5744, 5746, 5748, 5750, 5752, 5758, 5764 MHz
占有周波数帯域幅許容値	200 kHz	規定しない	規定しない
空中線利得	6.0 dBi	24.0 dBi	25.0 dBi
等価等方輻射電力 (EIRP) 許容値	36.0 dBm	65.8 dBm	70.0 dBm
変調方式	規定しない	N0N(無変調)	N0N(無変調)
利用場所	屋内 WPT 管理環境 WPT 一般環境	屋内 WPT 管理環境	屋内 WPT 管理環境

1.2 IoT における WPT

IoT とはモノのインターネットを意味する概念である。IoT という用語は当初 RFID^{*13}による商品管理システムを指していたが、スマートフォン等のインターネットに接続可能なデバイスが普及した現在ではそれらのように様々なデバイスが相互に接続され、通信、制御を行う環境を指す概念となっている [18].

IoT を構成するデバイスのうち、特にネットワークの端末として動作するデバイスを IoT デバイスと呼ぶ。現在 IoT デバイスは急速に普及しており、2020 年における世界の IoT デバイスの数は 253 億台に達し、2016 年 - 2020 年における年平均成長率は 10% である [19]。図 1.5 に IoT デバイスの出荷台数の推移を示す [18].

2020 年において最も大きな割合を占めるのはスマートフォン等の通信機器であるものの、市場が飽和状態であることから低成長が予想されている。一方、産業用デバイスやヘルスケアデバイス、スマート家電等のデバイスは今後さらなる成長が見込まれる。

これらのデバイスは小型の電池で比較的長時間動作し、配線等を最小限にすることで設置や利用を容易としている。しかし、現在これらのデバイスの大部分はコイン型一次電池あるいはリチウムポリマー二次電池で駆動されており、定期的に電池交換または充電が必要である。例えばインフラ等の高所 [20-22] や住宅等の閉所 [23] では、一度設置したデバイスのメンテナンスに非常にコストがかかる為、電池交換が必要であることは好ましくない。また、高齢者 [24] や幼児の見守りや健康管理用途 [25] においては、デバイスが人体に近接して使用されることが多々ある。したがって、大きなエネルギー密

*13 Radio-Frequency Identification

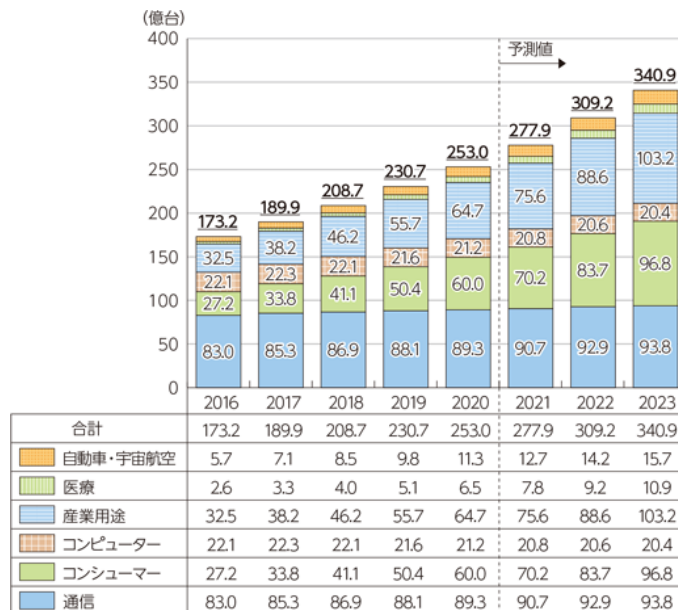


図 1.5 IoT デバイス出荷台数の推移. (出典: Omdia)

度をもつ二次電池では発火や発熱の際、人体に被害を与えるリスクが存在するため、大容量のバッテリーを搭載することが困難である。

また BLE^{*14}や UWB^{*15}を用いたトラッキングデバイスについても Apple が AirTag と呼ばれるデバイスをリリースする等急速な普及が見込まれており、これらのデバイスはユーザが複数台のデバイスを利用することが想定される。このようなユースケースにおいては、たとえデバイス 1 台のバッテリー寿命または駆動時間が十分長いものであっても、ユーザがバッテリー交換または充電に費やす頻度が台数に応じて高くなり、ユーザエクスペリエンスの低下につながる。

一方、エネルギーハーベスト技術を用いた端末も存在する。EnOcean [26] では独自の無線通信プロトコルにより低消費電力での通信を可能としており、例えばボタンを押す力学的エネルギーで発電することにより、情報を発信することができる。また、ソーラーセルを用いた BLE ビーコン [27]、体温によって発電するスマートウォッチなどが販売されている [28]。これらは環境中に存在するエネルギーを収集することにより動作するものであり、電池交換が不要であるというメリットがある。しかしながら、エネルギーハーベストで得られる電力は環境に依存し、必ずしもあらゆる環境に適用できるものでない。

このように、IoT で用いられるセンサ端末においては電源供給が重要な課題の一つである。このような端末に対して無線電力伝送技術を適用することにより、電池交換や電源配線を不要とする検討が行われている [29–36]。

*14 Bluetooth Low Energy

*15 Ultra Wide Band

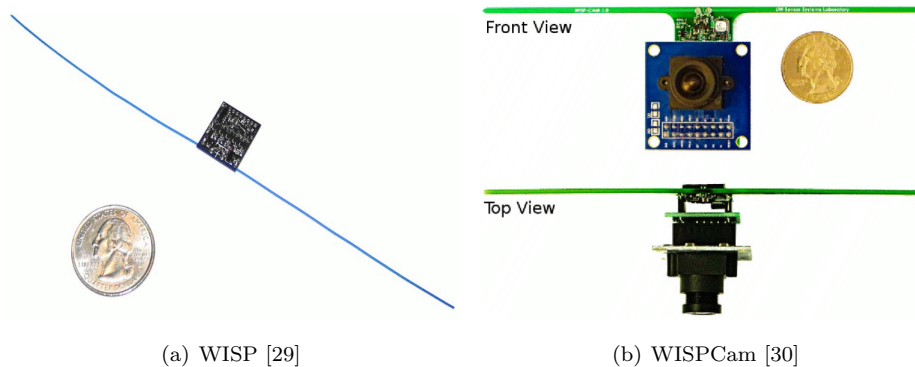


図 1.6 WISP.

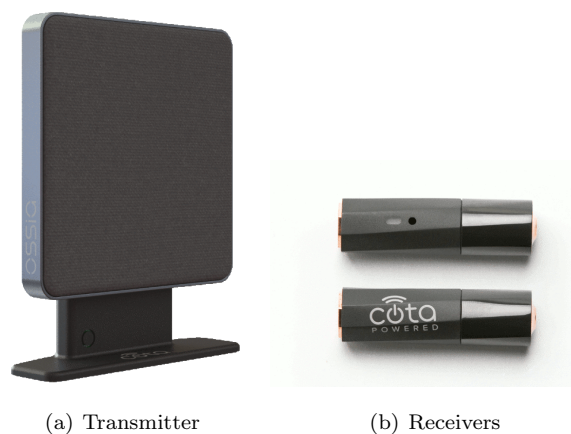


図 1.7 Ossia Cota[®] [38].

ワシントン大学のグループは 2008 年に WISP^{*16} と呼ばれるプラットフォームを提案した [29, 30]. WISP は図 1.6 に示すプリント基板ベースのプラットフォームであり, UHF^{*17} RFID タグとして動作可能なバッテリーレスセンサ端末である. WISP ではダイポールアンテナで RFID リーダから放射された電力を収集し, 一般的な 16 bit MPU^{*18} によってセンサデータを含んだデータを応答する. WISP はソフトウェアによって構成されているため, センサの種類などに応じて柔軟に構成を変更することが可能である.

2022 年には Ossia の Cota[®] (図 1.7) が FCC^{*19} の認証を受ける [37], パナソニックホールディングスがマイクロ波電力伝送システム Enesphere[™] (図 1.8) をサンプル提供開始するなど [39], 複数の実用的な無線電力伝送を応用した商品が上市されつつある.

今後もこのような WPT の IoT 応用が急速に拡大することが予想され, IoT の普及を加速すること

*16 Wireless Identification and Sensing Platform

*17 Ultra High Frequency

*18 Micro Processing Unit

*19 Federal Communication Commission

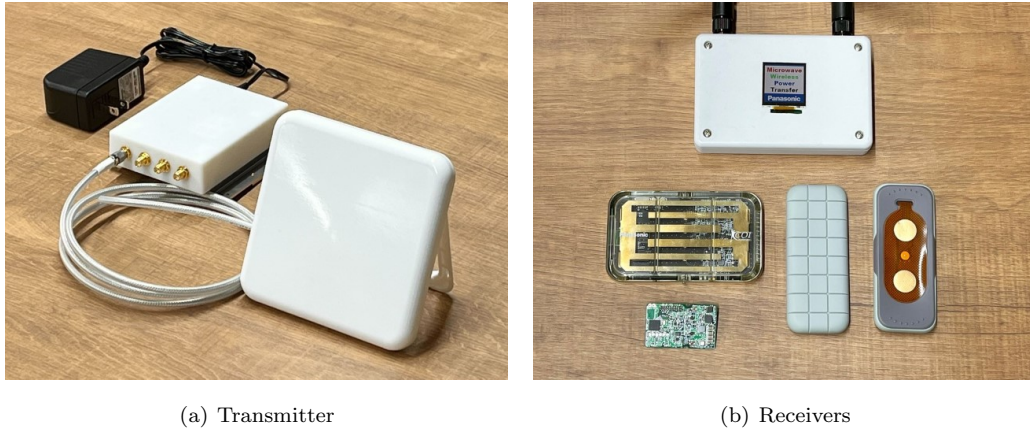


図 1.8 Enesphere™ [39].

が期待されている。

1.2.1 送電周波数

IoT デバイスに向けた無線電力伝送システムに適した周波数について考える。送受電アンテナの開口面積が波長に対して十分大きいとき、送電開口面 A_T からある受電開口面 A_R へ電磁波を用いて無線電力伝送を行う場合の効率 η_{RF-RF} は送電距離 d 、搬送波波長 λ を用いて式 (1.1a) で表される。

$$\eta_{RF-RF} = 1 - \exp\left(-\frac{A_T A_R}{d^2 \lambda^2}\right) \quad (1.1a)$$

$$\eta_{RF-RF} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 = \frac{A_T G_R}{4\pi d^2} \quad (1.1b)$$

式 (1.1a) より、送電距離・送電アンテナ・受電アンテナの開口面積が一定であるとすると、受電電力は距離が短く周波数が高いほど向上する。一方アンテナの大きさが波長と同程度以下の場合、アンテナの性能は開口面積ではなく利得で評価される。このとき遠方における電力伝送効率率は利得 G を用いて Friis の式 (1.1b) で表される。この場合、電力伝送効率は周波数の 2 乗に反比例するため、周波数が低いほど高効率となる。

IoT デバイスは既存の機器に付加して、または人が身につける形で利用されることから、その大きさは数センチ程度と非常に小形である。したがって、マイクロ波領域では開口面アンテナを利用することが困難であるため、受電アンテナは一定程度の利得を持つ小型のアンテナであると考えられる。一方送電側は室内などに固定されるため、十分な面積を利用することができ、開口面アンテナであると仮定することができる。

したがって、送電アンテナ開口面積 A_T 、受電アンテナ利得 G_R とすると式 (1.1b) より、効率は周波数に依存しない。一方で、高い周波数のマイクロ波を発振・増幅する際には、半導体等の高周波デバイスにおける損失が課題となる。導体の表皮効果、誘電体の誘電損失、半導体の移動度等の影響は周波数が高くなるほど顕著となるため、回路・デバイスの観点では低い周波数を利用することが望ましい。

以上を踏まえて、本研究では IoT デバイスに適した WPT 周波数として 920 MHz 帯を選定し、研究開発を行った。

1.3 研究目的および取り組みの内容

本研究では、今後急速に普及する IoT デバイスに対して、それらの電源課題を解決するためにマイクロ波電力伝送技術の確立に取り組む。これらのデバイスの抱える電源課題を解決するためには、無線電力伝送にかかわるアンテナや整流回路などに代表される要素技術のみならず、要素技術を統合したシステムとして技術開発を行う必要がある。また、IoT デバイスは有人環境で活用されることが想定されるため、人体近傍における効率低下の抑制、そして人体暴露量を低減しつつ給電が可能な技術の開発を行う必要がある。

本研究は微弱なマイクロ波を高効率に収集活用する受電側技術と、与干渉などの悪影響を抑制しながら高効率で電力を送電する送電側技術から構成される。これらの受電側技術と送電側技術は相互に融合できるものであり、本研究を通してマイクロ波無線電力伝送システム全体の有用性を高め、IoT デバイスの利便性向上に寄与することを目指す。

1.4 本論文の構成

本論文の構成は次のとおりである。

- 第 1 章 序論
- 第 2 章 小型高効率受電アンテナの開発
- 第 3 章 MPPT と DC-DC コンバータを用いた電源マネジメント回路
- 第 4 章 分散協調型無線電力伝送システムの解析
- 第 5 章 分散協調型無線電力伝送システムの実装
- 第 6 章 結論

第 1 章では、本論文の背景についての概略、研究目的および取組内容について総括するとともに、本論文の構成及び各章の概要について記載する。

第 2 章では、小形 IoT デバイスへの無線電力伝送の適用を踏まえた、小形かつ高効率な受電アンテナシステムの開発について述べる。アンテナ素子の設計、評価に加え、単一アンテナを用いて受電と通信を実現するためのスイッチの設計、評価について述べ、そして整流回路の非線形性に注目することにより広い指向性と受電電力を両立した到来方向適応レクテナについて述べる。

第 3 章では、受電した微弱な電力を効率的に活用するための回路技術について述べる。整流回路の動作と試作、測定方法と測定結果について述べ、整流回路を応用した受電電力推定回路について述べる。また、整流後の直流電力を効率的に活用するための DC-DC コンバータを用いた電源回路の構成について述べる。さらに、整流回路の効率を向上する制御方法である MPPT 回路について、既存手法および提案手法について述べる。最後に、整流回路と電源回路、MPPT 回路を組み合わせ構成したバッテリーレスセンサ端末の設計と評価について述べる。

第4章では、安全かつ大電力を供給可能な分散協調型無線電力伝送システムについて、原理およびシミュレーション検討の結果を中心に説明する。受電電力を定式化し、分散協調型 WPT が位相制御により高い電力効率を得られることを示す。また、レイトレースシミュレーションを用いて既存のビームフォーミング手法との比較を行う。さらに、位相最適化アルゴリズムについて検討し、収束性および実用上の収束時間について述べる。

第5章では、第4章で述べた分散協調型 WPT システムの実装に関して述べる。位相最適化を実現するハードウェア構成について説明し、要素回路およびその測定結果について述べる。また、ソフトウェア無線プラットフォームを用いた信号処理について説明し、最後にそれらを用いた送電実験の結果について説明する。

第6章では以上の取り組みを踏まえ、IoT デバイスに向けたマイクロ波無線電力伝送システムの開発に関する取り組みの結論および今後の課題について述べる。

第2章

小型高効率受電アンテナの開発

2.1 はじめに

マイクロ波 WPT により動作する IoT デバイスにおいては、小型かつ高効率なレクテナが求められる。レクテナはアンテナと整流回路から構成される。図 2.1 に示すように、整流回路の効率は受電電力が大きいほど向上する傾向がある。すなわちアンテナにおける受電電力向上は、レクテナの出力向上、およびシステム全体の効率向上に大きく寄与する。

先行研究 [29, 31, 33] においては、受電アンテナとしてダイポールアンテナが利用されている。このため、アンテナを人体や金属の近傍に配置した場合、アンテナのインピーダンスが変化することにより、受電効率が低下する [40, 41]。また、先行研究 [32, 34] においてはパッチアンテナが使用されている。パッチアンテナは人体や金属上でもインピーダンスが大きく変動することがなく、高い利得が得られる。一方、一辺 1 波長程度の地板が必要であり大型であること、またパッチアンテナとして動作させるためには λ_0 を自由空間における波長として少なくとも $0.003\lambda_0$ 程度の誘電体厚みが必要であり、重量の増加が避けられないことが課題となる [42]。IoT デバイスは一般に人体や物体に近接して設置されることから、小型かつ人体や金属近傍で性能の劣化が少ないアンテナが要求される。本章では小型高効率であり周囲環境に頑健な三つ折りアンテナ、キャビティスロットアンテナ、インターディジタルアンテナを提案する。

IoT デバイスは WPT で電力を受電するとともに、情報の送受信を行う必要がある。WPT と同じ周波数帯で通信を行う場合、アンテナを共用することによりデバイスを小型化することができる。

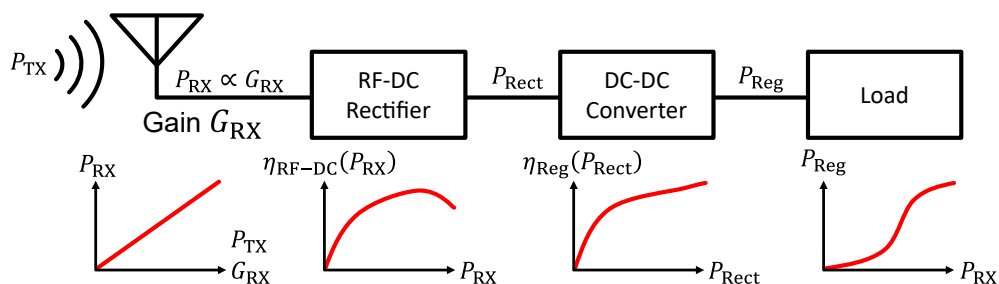


図 2.1 電力変換効率の非線形性。

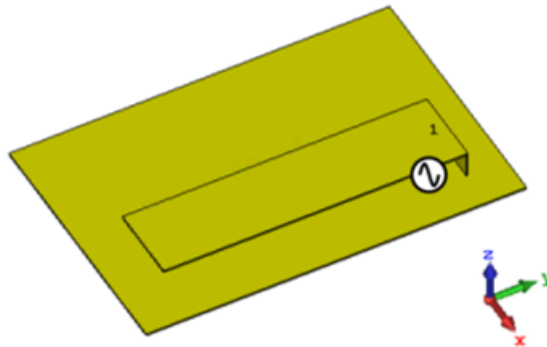


図 2.2 逆 F アンテナ [A1].

アンテナ共用のために RF スイッチ (SPDT : Single-Pole Double Throw) が一般に用いられるが, HEMT(High Electron Mobility Transistor) や PIN ダイオードを用いた SPDT は駆動のために電力を要し, 無電源状態では挿入損失が高い状態となる. したがって, 一般的な SPDT を利用した場合, デバイスが電力を持たない状態から起動することができない. そこで, 電源を必要とせずに片側に導通可能な RF-SPDT スイッチを提案する.

また, IoT デバイスはしばしば移動して設置され, 様々な方向から電波が到来することが考えられる. 受電アンテナ利得が高いほど受電電力が大きくなるものの, 利得の高いアンテナは指向性が高いため, メインローブ外から到来する電力を高効率で受電することができない. そこで, 様々な方向から到来する電波に対して高効率で電力が得られるよう, 適応的に指向性を変化させるレクテナシステムの提案を行う.

2.2 小型高効率アンテナ

端末アンテナとして一般的に用いられる小型アンテナとして図 2.2 に示す逆 F アンテナ (PIFA:Planer Inverted-F Antenna) がある [43]. PIFA は小型でありながら所望のインピーダンスに整合しやすいという特徴があるため広く用いられているが, 指向性が低いという課題がある.

小型かつ良好な指向性が得られるアンテナとして, パッチアンテナが挙げられる. パッチアンテナは地板導体上に誘電体を介して平面状の導体 (パッチ) を設けた構造であり, 地板は一辺が約 1 波長, パッチは一辺が 1/2 波長程度の大きさとなる. パッチアンテナは誘電体の誘電率に応じて寸法を縮小することができる. $\epsilon_r = 9.6$ の高誘電率素材を用いて小形化したパッチアンテナを図 2.3 に示す. 本パッチアンテナの指向性パターンを図 2.4 に示す. 本アンテナは良好な単一指向性特性を示している. しかし, 高誘電率の誘電体基板を用いることから, このようなパッチアンテナは重く高コストである. したがって, IoT デバイスへの適用には適さない.

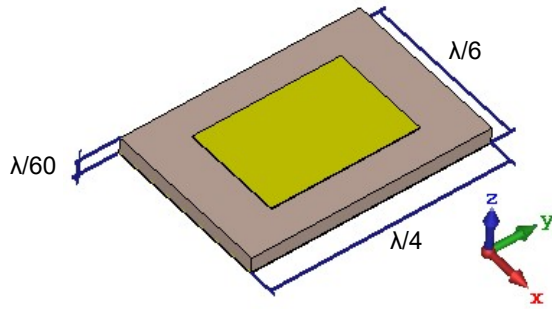


図 2.3 小形パッチアンテナ.

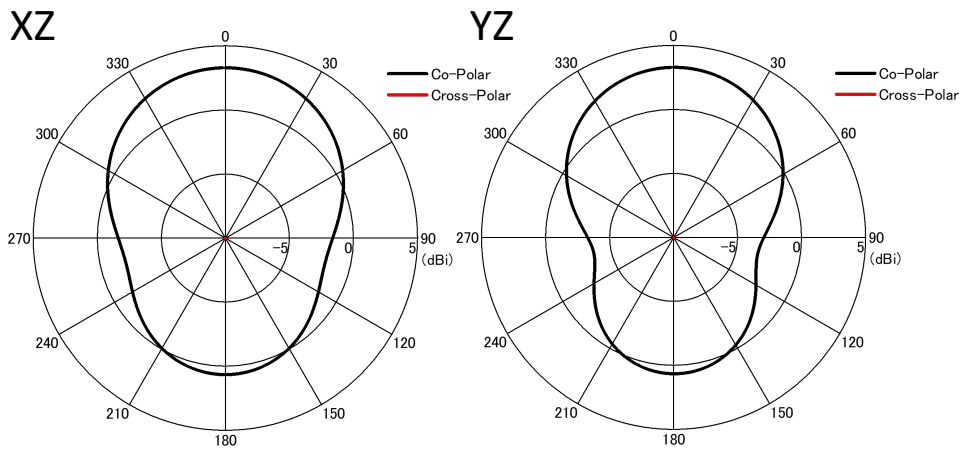


図 2.4 小形パッチアンテナの指向性特性.

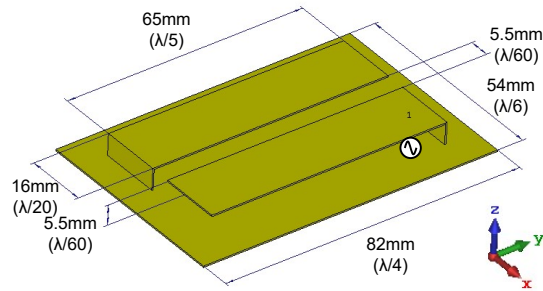


図 2.5 三つ折りアンテナ.

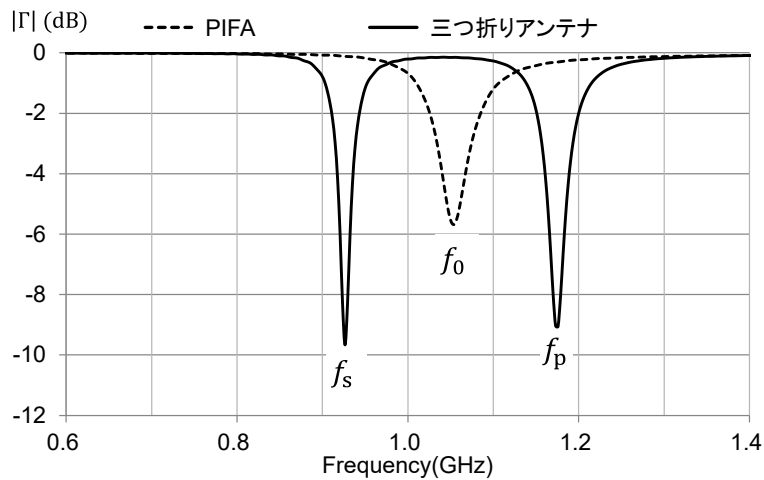


図 2.6 PIFA 及び三つ折りアンテナの反射特性.

2.2.1 三つ折りアンテナ

本研究では、図 2.5 に示すアンテナを提案した。2つのエレメントが地板上で向かい合って折り曲げられている形状から、本アンテナを三つ折りアンテナと呼ぶ。三つ折りアンテナは、PIFAの地板法線を軸として軸対称の位置に同一形状の無給電素子を配置したものである。給電点は片側の素子の地板短絡点付近に地板に対して設けられている。

三つ折りアンテナおよび図 2.2 に示す PIFA を FDTD^{*1}法によって解析した。各アンテナの反射係数 $|\Gamma|$ を図 2.6 に示す。三つ折りアンテナは 2つの共振周波数を有し、一方は同一寸法の PIFA の共振周波数 $f_0 = 1054$ MHz に対して高い周波数 $f_p = 1176$ MHz であり、他方は低い周波数 $f_s = 926$ MHz である。 f_s および f_p における電流分布を図 2.7 に示す。図 2.7 より、PIFA に無給電素子を近接させて付加することにより、2つの異なるモードが生じると考えられる。

*1 Finite Difference Time Domain

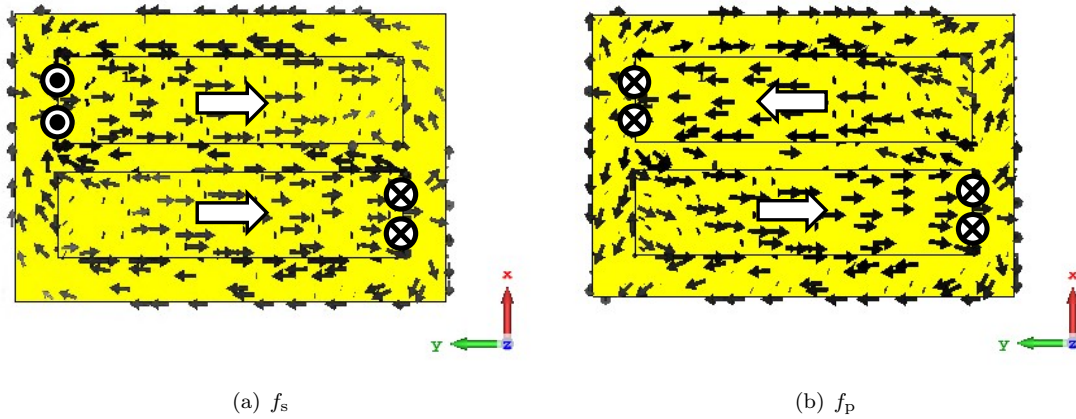


図 2.7 三つ折りアンテナの電流分布.

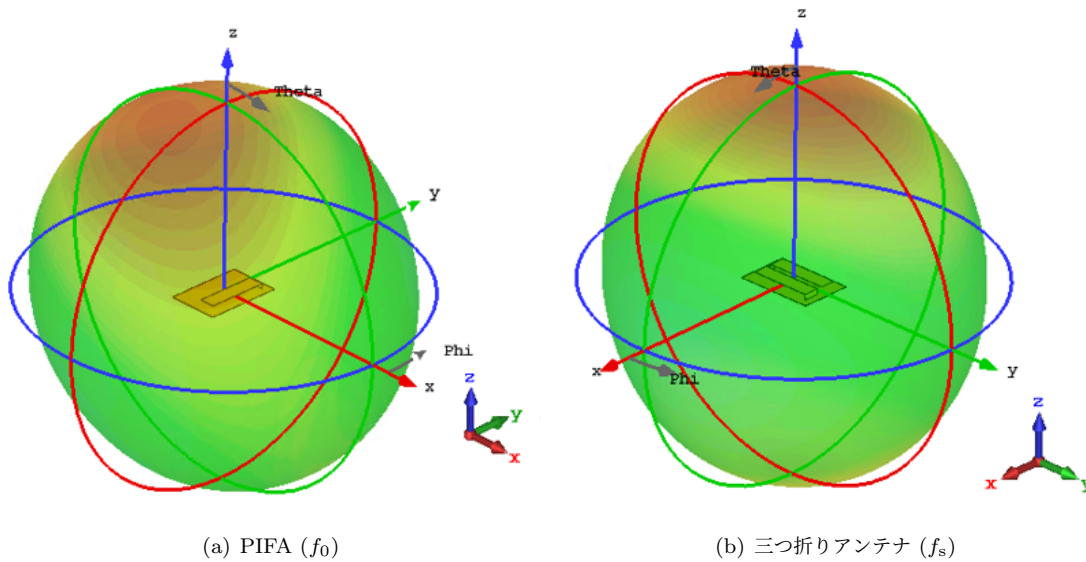


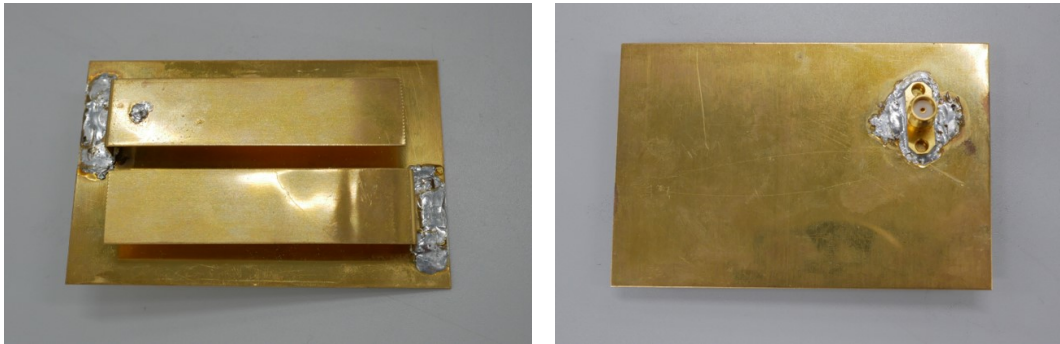
図 2.8 PIFA と三つ折りアンテナの指向性比較.

f_s のモードにおいては 1 素子の場合の共振周波数よりも共振周波数が低下するため、アンテナの小型化が可能である。また、図 2.7(a) に示すように f_s のモードにおいては Z 軸方向の電流は相殺し、ループアンテナと同等の電流分布となる。これにより、本アンテナでは法線方向の指向性を実現している。

図 2.8 に PIFA および三つ折りアンテナの 3 次元指向性を示す。PIFA においては指向性方向が地板法線方向 (+Z 方向) からチルトしていることが分かる。一方、三つ折りアンテナにおいては指向性方向が地板法線方向となっており、良好な特性が得られている。

本アンテナを金属板を用いて試作した。試作したアンテナを図 2.9 に示す。

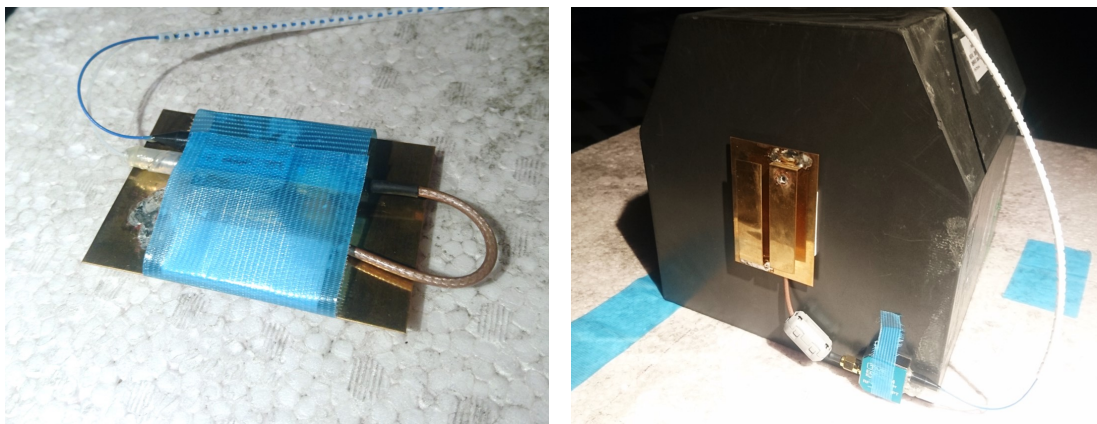
自由空間および人体ファントム近傍において、三つ折りアンテナの測定を行った。ファントムには



(a) 表面

(b) 裏面

図 2.9 試作した三つ折りアンテナ.



(a) 自由空間における測定

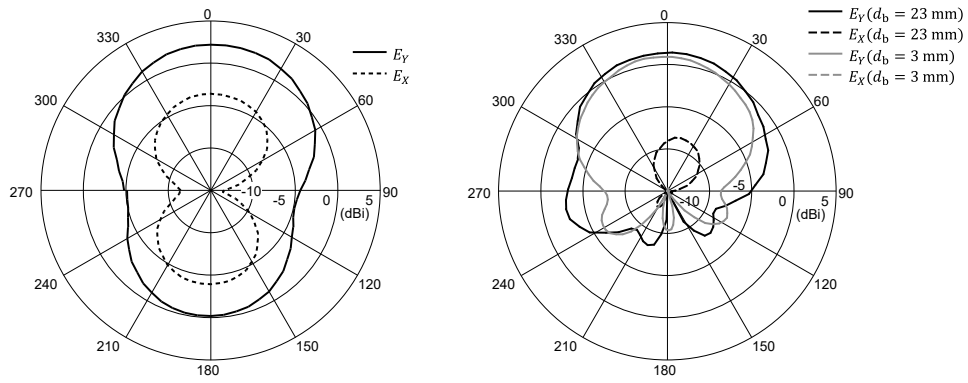
(b) 人体ファントム近傍における測定 ($d_b = 3\text{mm}$)

図 2.10 三つ折りアンテナの測定形態.

200 mm × 200 mm × 220 mm の固体ファントムを用い、ファントム表面からアンテナ背面までの距離 d_b を 3 mm および 23 mm として測定を行った。測定時のアンテナの状態を図 2.10 に示す。三つ折りアンテナは小形アンテナであるため、測定時に接続する同軸ケーブルが指向性に影響を与える。この影響を低減するため光ファイバを用いた測定システムを活用した。

アンテナ単体の XZ 平面指向性の測定結果を図 2.11(a) に示す。 f_s においては Z 軸方向の電流が相殺し、XY 平面上の電流が強めあうため法線方向の指向性が得られる。次に図 2.11(b) にアンテナを人体ファントム近傍に配置した場合の 915 MHz における XZ 平面指向性を示す。図 2.11 より、単体時・ファントム近傍時いずれも良好な単一指向性が得られていることが確認できる。

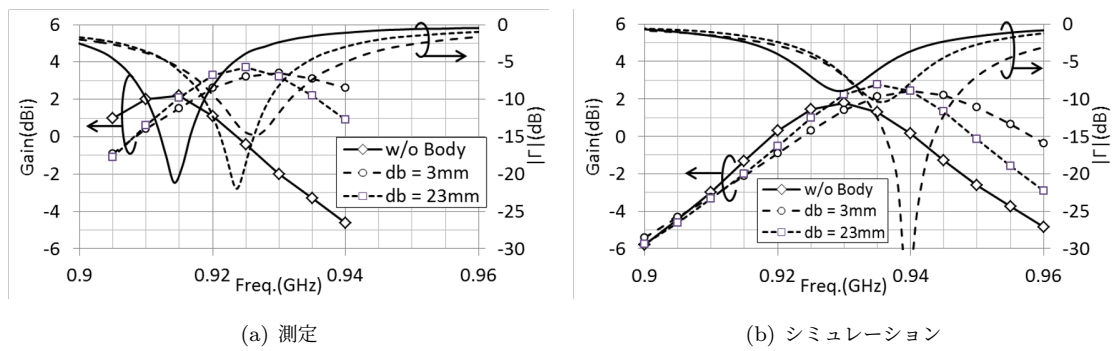
アンテナの利得および反射係数の周波数特性を FDTD シミュレーションの結果と合わせて図 2.12 に示す。図 2.12(a) より、915 MHz において提案アンテナ単体の利得は 2.2 dBi であり、人体ファントム近傍 3 mm における利得低下は -0.7 dB である。また、共振周波数の人体ファントム近傍における変動は $d_b = 3\text{mm}, 23\text{mm}$ のいずれの場合においても +2% 未満であった。三つ折りアンテナは地板導



(a) アンテナ単体

(b) ファントム近傍

図 2.11 三つ折りアンテナの指向性測定結果.



(a) 測定

(b) シミュレーション

図 2.12 三つ折りアンテナの周波数特性.

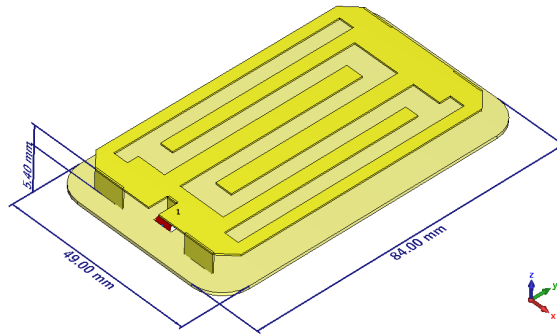


図 2.13 薄型キャビティスロットアンテナ.

体を有するため、人体などの誘電体に近接させた場合においても利得の低下が小さいと考えられる。

提案した三つ折りアンテナは、誘電体を用いることなく PIFA と比較して電氣的に 12.1% 小形であり、さらに良好な指向性特性が得られることを確認した。

2.2.2 薄型キャビティスロットアンテナ

三つ折りアンテナにおいては 2 つの逆 F 素子の結合が強くなるほど f_0 に対する f_s と f_p の周波数遷移が大きくなる。したがって所望の周波数で動作させる際には逆 F 素子の位置関係が重要となる。三つ折りアンテナでは別々の L 字部品を制作し、地板上にはんだ付けによって接合することで制作されているため、製造ばらつきによって動作周波数に影響を及ぼす。そこで、このようなばらつきを低減する構造として、一枚の金属板上にスロットを形成し、三つ折りアンテナと同様に動作をさせる構造を提案した。

図 2.13 に薄型キャビティスロットアンテナの構造を示す。本アンテナにおいても三つ折りアンテナと同様に、片側が開放された金属片が軸対称に配置された構造となっている。スロットアンテナではアンテナ素子が一枚の金属板で形成されていることから、各素子の位置関係が組み立てばらつきに影響されることがない。また、最外周の導体が開放されていないことにより、電界の地板側への回り込みが低減され、人体影響のさらなる低減を狙っている。

本アンテナでは地板への短絡点を 4 隅に移動し、給電点を短辺の中央に配置している。短絡点と給電点の位置関係を調整することにより、インピーダンス整合を行うことができる。

本アンテナの反射係数を図 2.14 に示す。図 2.14 より、本アンテナは良好に 50Ω に整合が可能であることがわかる。

次に、図 2.15 に XZ 面における瞬時電界および RMS(Root Mean Square) 電界を示す。図 2.15 より、薄型キャビティスロットアンテナでは電界が放射方向正面側に集中しており、背面への漏れ電界が小さいことがわかる。

次に、本アンテナの指向性の測定結果を図 2.16 に示す。測定周波数は 918 MHz とした。アンテナ単体の利得は 2.45 dBi、ファントム上における利得は 1.15 dBi であり、人体近接時においても利得低下は -1.3 dB 程度と小さい値であった。測定結果より、本アンテナは組立ばらつきに対して頑健であり

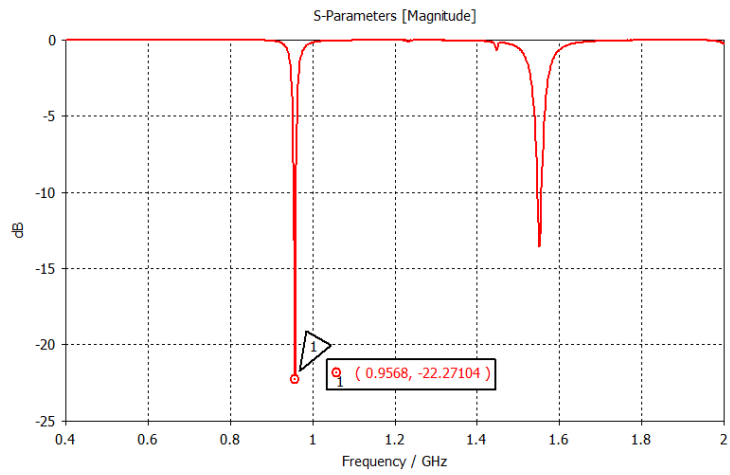


図 2.14 薄型キャビティスロットアンテナの反射係数.

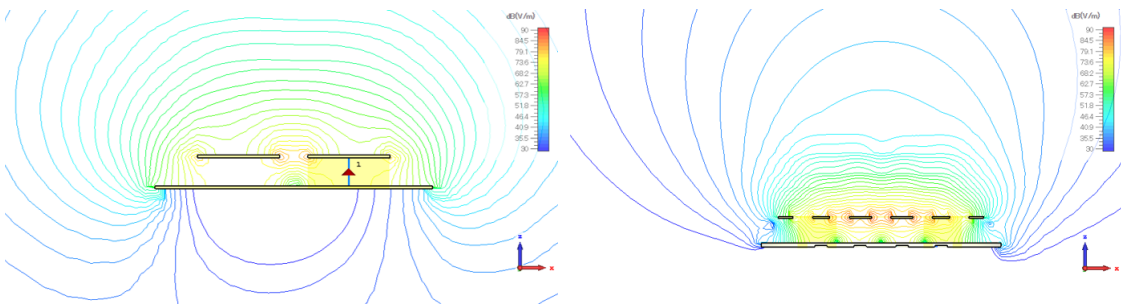
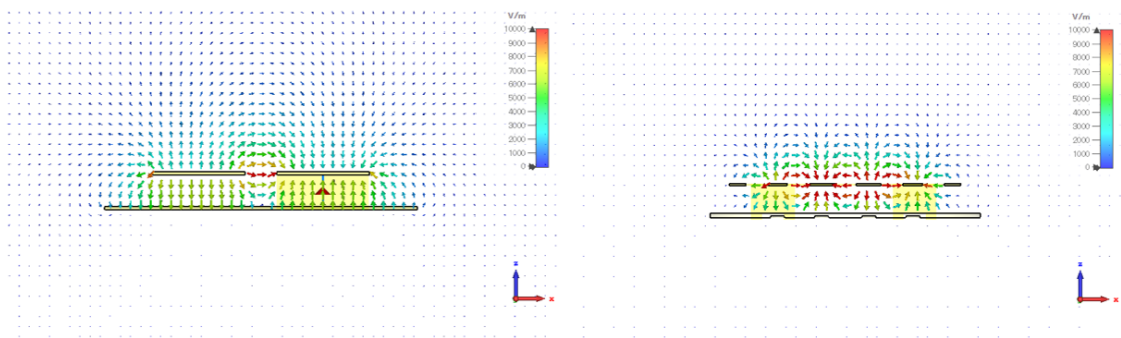


図 2.15 薄型キャビティスロットアンテナおよび三つ折りアンテナの電界.

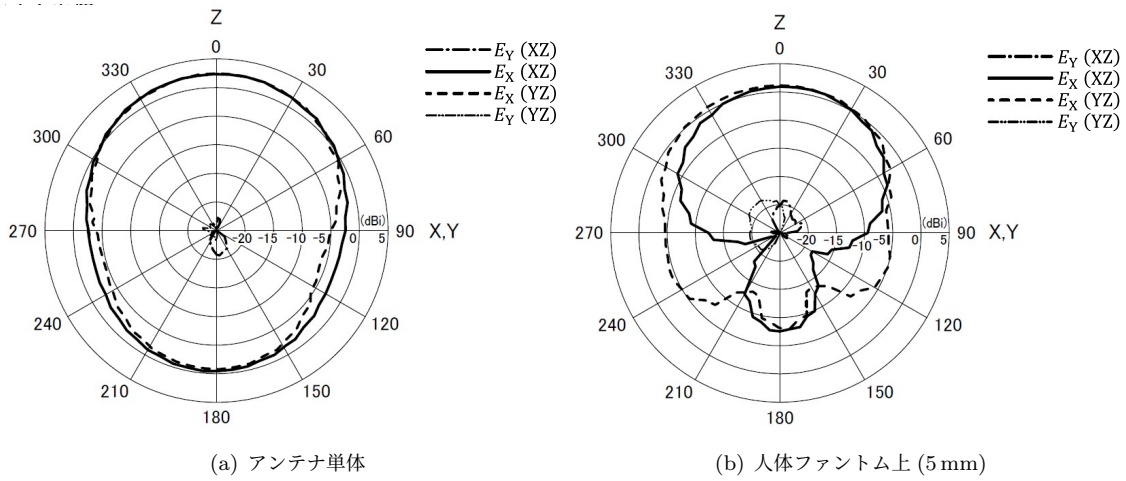


図 2.16 薄型キャビティスロットアンテナの指向性測定結果.

ながら、人体に近接させた状態においても安定に動作するアンテナであるといえる。

2.2.3 考察

本節ではウェアラブル IoT デバイス等への WPT の適用に向けて、人体上に近接させた場合であっても安定に動作するアンテナについて検討を行った。PIFA に無給電素子を付加した三つ折りアンテナは小形でありながら正面方向利得 2.2 dBi と良好な指向性を実現した。また、人体近傍においても利得低下は -0.7 dB とわずかであった。

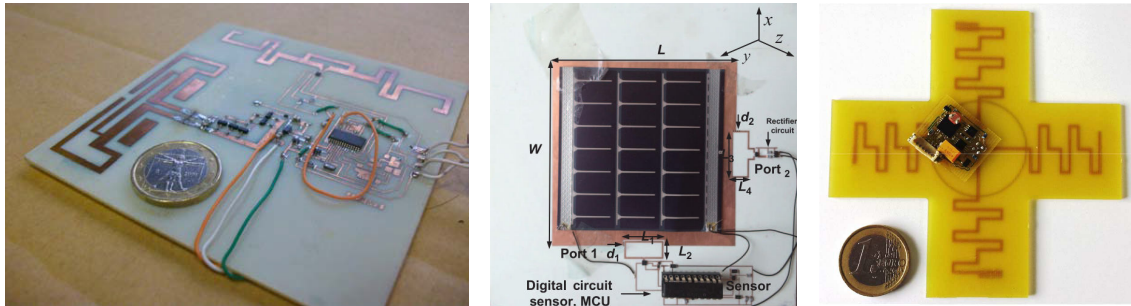
さらに、三つ折りアンテナの組み立て誤差によるばらつきを低減した薄型キャビティスロットアンテナを提案した。薄型キャビティスロットアンテナでは側面に短絡導体が存在することにより、裏側へ漏れる電界が抑制されることを確認した。

これらのアンテナは小形軽量、高効率、近接による頑健性が要求される IoT デバイス向け受電アンテナとして非常に有用である。

2.3 無電源 RF スイッチ

WPT によるバッテリーレスセンサデバイスの先行研究 [31–34, C2] においては同一周波数で電力の受電とバックscatterによる通信を行うため、2 系統のアンテナを備えている。これらのシステムは図 2.17 のようにアンテナ間結合を低減するために各アンテナが直交配置されている。送信アンテナには円偏波が想定されているため、理想的な環境においては各アンテナに同一の電力が入力される。

一方、実際の環境は壁や床、天井による反射や回折が存在するマルチパス環境となる。したがって、各アンテナに入力される電力には差異が生じ、一方のアンテナが十分な電力を得ている場合でも他方のアンテナが電力を得られないという状況が発生する。さらに、これらの構成は端末サイズを大型化してしまうという課題がある。



(a) 独立ダイポール構成 [31]

(b) パッチアンテナ構成 [32]

(c) 直交ダイポール構成 [33]

図 2.17 直交アンテナを用いたバッテリーレスセンサデバイスの研究例.

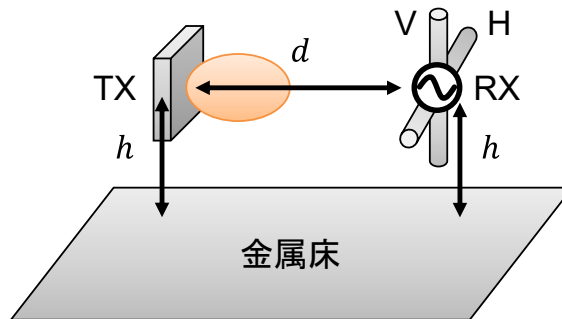


図 2.18 反射影響の解析環境.

表 2.1 反射影響の解析パラメータ.

送信電力 P_{TX}	30 dBm
送電アンテナ利得 G_{TX}	9 dBic
周波数 f_0	920 MHz
高さ h	1 m
距離 d	0.25 m - 30 m
受電アンテナ利得 G_{RX}	2.14 dBi

2.3.1 マルチパス環境における受電電力の解析

マルチパス環境における各偏波の受電電力を明らかにするために、レイトレーシング法を用いて反射環境における受電電力を解析した. 図 2.18 に解析した環境を示す. 送電アンテナは単一指向性の円偏波アンテナであり, 床からの高さ h の位置で水平方向に指向している. 受電アンテナは垂直偏波 (V) および水平偏波 (H) のダイポールアンテナとして, 床からの高さ h の位置に設置されている. シミュレーションにおける各パラメータを表 2.1 に示す.

図 2.19 に解析結果を示す. 解析結果より, 垂直偏波と水平偏波の各受電アンテナの受電電力は距離

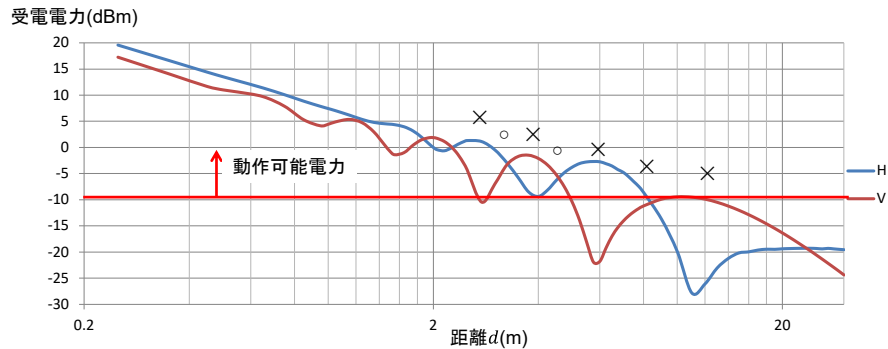


図 2.19 反射影響の解析結果.

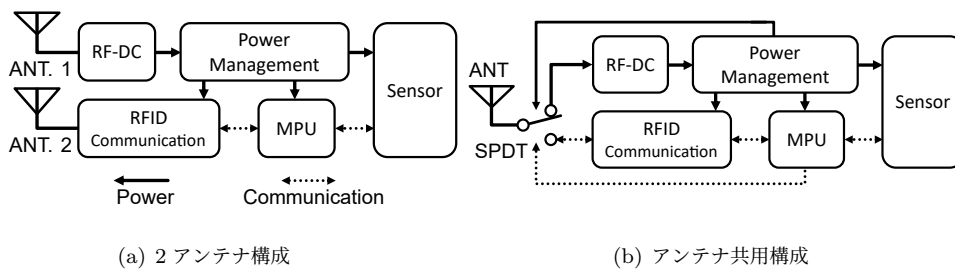


図 2.20 センサ端末の構成.

に対して周期的に変動し、そのピークとヌルが交互に現れている。

ここで、受電端末が動作及びバックスキッタ通信をするために所要電力が -10 dBm であると仮定すると、両アンテナにおいて -10 dBm 以上の電力が得られるポイントが、端末が動作するポイントであるといえる。したがって、図 2.19 の \times の位置では片側のアンテナで十分な電力が得られているにも関わらず、センサが動作できない。このように、電力用アンテナと通信用アンテナを独立直交配置することには課題がある。

2.3.2 スイッチを用いたアンテナ共用

これらの課題を解決するために、1つの端末アンテナを使用し、電力受電と通信を RF スイッチで切り替える構成を考える。これによりアンテナの小型化とマルチパス問題の解決を図ることができる。図 2.20(a) に独立したアンテナを用いる構成、図 2.20(b) に SPDT^{*2} スイッチを用いてアンテナを共用する構成を示す。

しかし、アンテナ共用構成においてもスイッチの課題がある。一般によく用いられる対称構成の PIN ダイオードスイッチや FET を用いた半導体スイッチは電源が供給されない状態においてはスイッチの状態が不定となり、アンテナからの受電電力が整流回路に入力されないことにより、デバイス全体の起

*2 Single-Pole Double-Throw

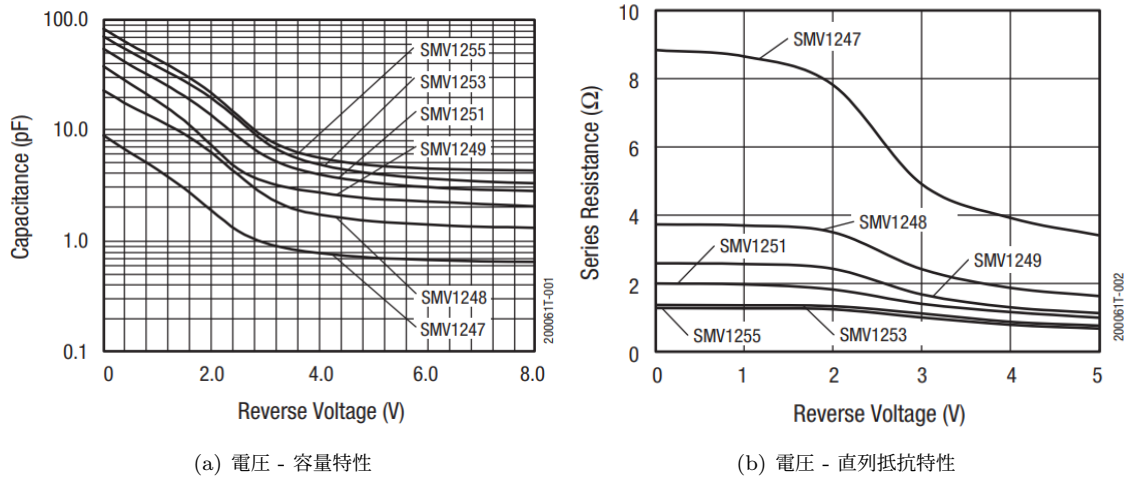


図 2.21 バラクタダイオードの特性 [46].

動が不可となる。また、リードリレー、MEMS^{*3}等の機械式のリレーは消費電力が 100 mW 以上と極めて大きいか、または駆動に高電圧を必要とするため IoT デバイスには不適である [44, 45].

そこで、本検討では電源不要で片側に導通し、動作時の消費電力が小さい SPDT スイッチを提案する。

2.3.3 バラクタダイオードの特性

スイッチングデバイスとしてバラクタダイオードに着目した。バラクタダイオードは逆バイアスの電圧によって接合容量が変化するデバイスであり、電流を消費しないため低消費電力が要求される用途に適する。図 2.21 に市販のバラクタダイオードの特性を示す [46]。バラクタダイオードは逆バイアス電圧が大きくなるほど容量が小さくなり、直列抵抗は低下するという特徴がある。

この特徴を活用し、LC 共振を用いることでスイッチとして動作させることを考える。図 2.22 のように逆直列に接続したバラクタダイオードにインダクタを並列接続し、SPST(Single-Pole Single-Throw) スイッチ構成としてシミュレーションを行った。バラクタを逆直列することによりバイアス回路を簡易化し、さらに高調波歪を低減することが可能となる [47]。 V_{bias} はバラクタダイオードの中間点に入力する直流バイアス電圧であり、0 V 及び 2.5 V においてシミュレーションを行った。

この回路のインピーダンスのシミュレーション結果を図 2.23 に示す。シミュレーション結果より、本回路は $V_{bias} = 0 V$ において 3.5Ω 程度の低抵抗を持ち、 $V_{bias} = 2.5 V$ においては 800Ω 程度の高抵抗となる回路である。高インピーダンス時の帯域幅は 50 MHz 程度と狭帯域であるものの、WPT では一般に限られた狭帯域の周波数帯のみを使用するため、本特性が問題になることはない。

^{*3} Micro Electro Mechanical Systems

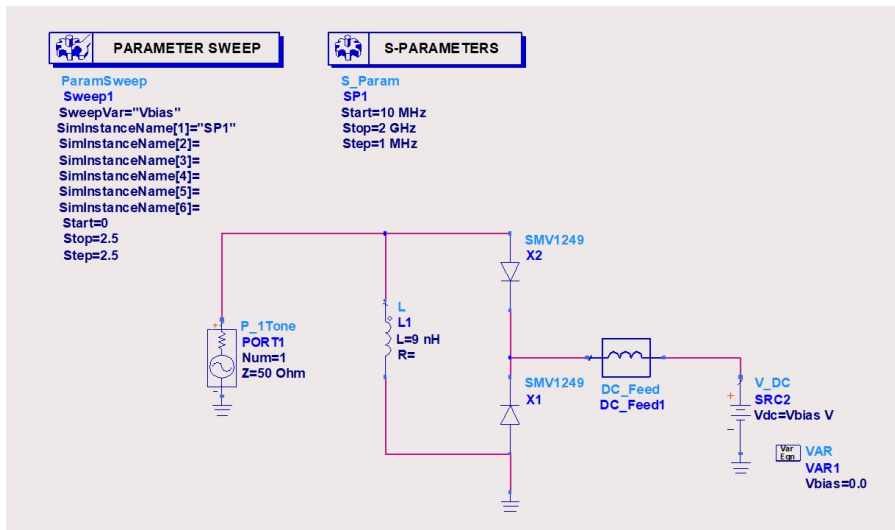


図 2.22 バラクタによる SPST のシミュレーション.

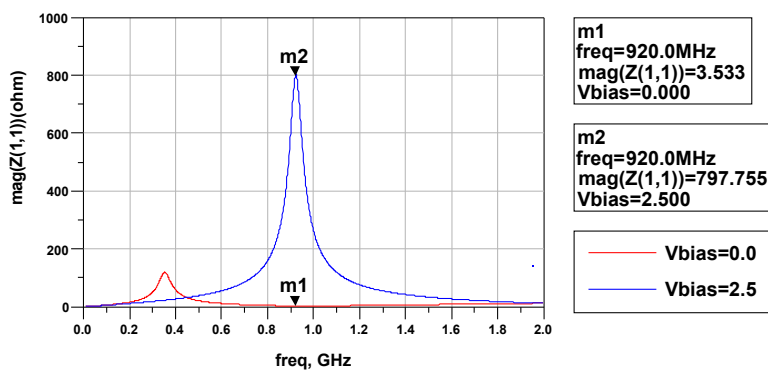


図 2.23 バラクタによる SPST のシミュレーション結果.

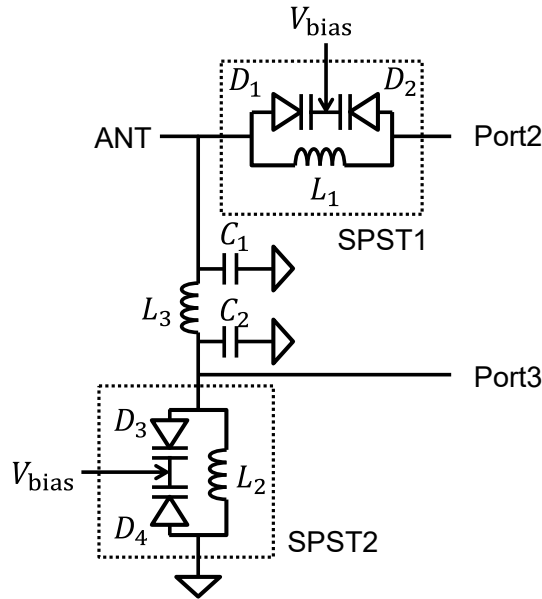


図 2.24 提案 SPDT の構成.

2.3.4 SPDT スイッチの構成

前述のようにバクダイオードと並列共振を用いることにより、無電源時に導通する SPST スイッチが構成できる。しかし、SPDT を構成するためには無電源時に遮断となる逆の導通特性をもつ回路または素子を用いる必要がある。そこで、図 2.24 の構成を提案した。 D_1, D_2, L_1 および D_3, D_4, L_2 は前述の SPST である。 C_1, C_2, L_3 は π 型移相器を形成しており、周波数 f_0 に対して式 (2.1), (2.2) を満たすことで 90° 移相器として動作する。ここで、 Z_0 は線路の特性インピーダンスである。

$$L_{\text{series}} = \frac{Z_0}{2\pi f_0} \quad (2.1)$$

$$C_{\text{shunt}} = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0} \quad (2.2)$$

この移相器により、各 SPST が短絡状態の場合には ANT 端子から Port3 方向を見込むインピーダンスは高い値となり、ANT-Port2 間が導通する。また、各 SPST が開放状態の場合は ANT-Port3 間が 90° の移相を経て導通状態となる。

2.3.5 SPDT の評価

前述の SPDT の試作を行った。回路定数を表 2.2 に示す。 C_2 と L_2 は並列に接続されるリアクタンスであるため、所望の周波数におけるインピーダンスを考慮して相殺することができる。これにより C_2 を省略し、 L_2 を本来の値 6.5 nH から 22 nH に変更することで部品点数の削減を図った。

表 2.2 SPDT の部品定数.

Components	Value
$D_1 - D_4$	SMV1249
L_1	6.5 nH
L_2	22 nH
L_3	9.1 nH
C_1	3.3 pF
C_2	NC

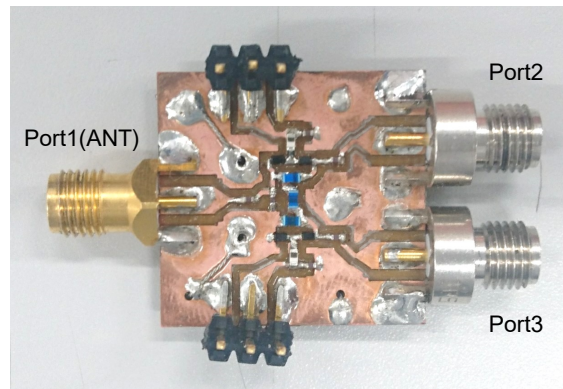


図 2.25 試作した SPDT.

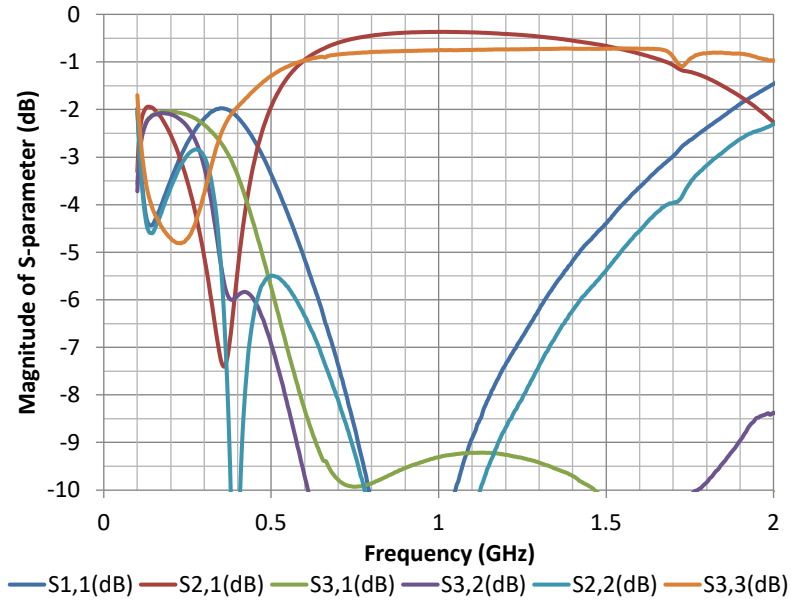
表 2.3 SPDT の評価結果.

(dB)	$V_{\text{bias}} = 0 \text{ V}$ (WPT mode)	$V_{\text{bias}} = 2.5 \text{ V}$ (Comm. mode)
Insertion Loss	-0.38	-0.81
Isolation	-9.5	-8.8
Return Loss (Port1)	-13.6	-6.5
Return Loss (ON port)	-14.6	-6.0

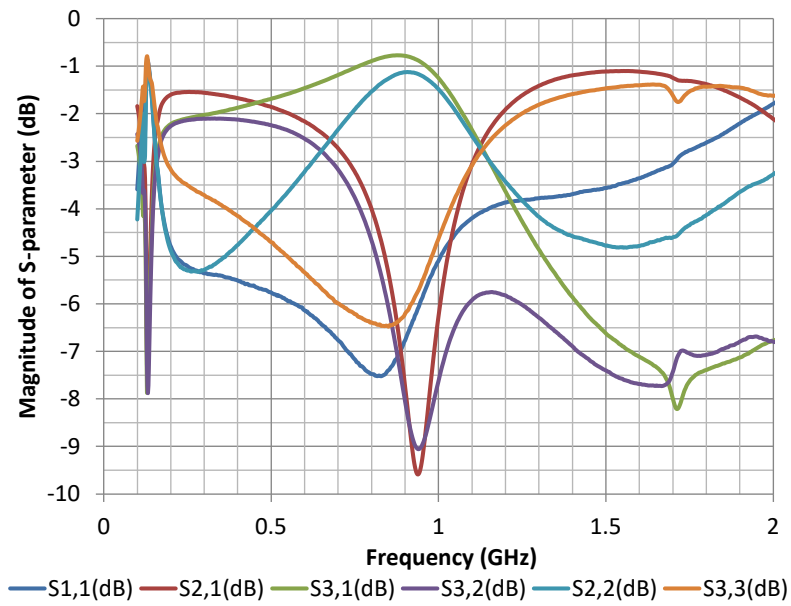
図 2.25 に試作した SPDT の写真を示す. 基板サイズは $24 \text{ mm} \times 24 \text{ mm}$ であり, バイアス回路等を含めても非常に小面積で実装することが可能である.

図 2.26 に 920 MHz における SPDT の測定結果を示す. $V_{\text{bias}} = 2.5 \text{ V}$ におけるバイアス消費電流は 550 nA であり, 動作に必要な電力は $1.5 \mu\text{W}$ 以下と極めて小さい. また, SPDT としての主要性能を表 2.3 に示す. 表 2.3 の結果より, 本 SPDT は無電源状態で十分な挿入損失とアイソレーション, 整合を実現可能であり, 低消費電力で制御が可能である.

本 SPDT は WPT と通信の時分割利用およびアンテナ共用に非常に有用な構成であり, バッテリレスセンサデバイスの小型化およびマルチパス環境における動作範囲拡大に寄与すると考えられる.



(a) $V_{\text{bias}} = 0 \text{ V}$



(b) $V_{\text{bias}} = 2.5 \text{ V}$

図 2.26 SPDT の測定結果.

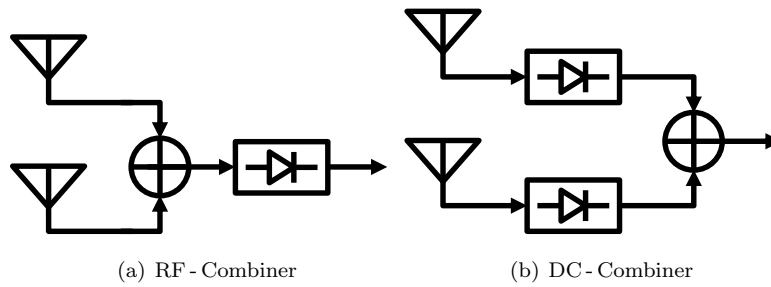


図 2.27 レクテナアレーの構成方法.

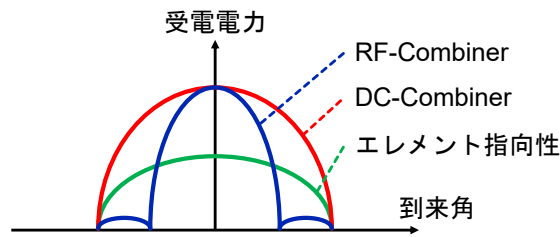


図 2.28 レクテナの指向性特性.

2.4 到来方向適応レクテナ

WPT における受電アンテナにおいては、電力が到来する方向に対して高いアンテナ利得を有することが理想である。しかし、一般に高い利得を持つアンテナは指向性が狭く、様々な方向から電力が到来することが想定される IoT デバイスへの適用には不適である。

図 2.27 に示すように、レクテナアレーの構成方法には大別して 2 通りが考えられる。図 2.27(a) のように RF 信号を合成後整流する構成は RF-Combiner、図 2.27(b) のように整流後に合成する構成は DC-Combiner と呼ばれる [48]。

DC-Combiner 構成では各素子への到来位相が受電電力に影響を与えないため、アンテナ利得は開口面積に依存する。一方 RF-Combiner 構成では、各素子への到来位相によってアレーアンテナ利得が変化することから、アンテナ利得はアレーファクタに依存し、一般に高い指向性を持つ。これらの特徴を図 2.28 に示す。このような特徴から、大電力の WPT では DC-Combiner 構成が一般に用いられる。

しかしながら、小形の IoT デバイスに複数のアンテナを DC-Combiner 構成で搭載した場合はアンテナ間結合によって各アンテナでの受電電力が低下する課題がある [49]。さらに、IoT デバイスにおいては得られる受電電力が小さいことから、DC-Combiner 構成を取った場合整流回路 1 つあたりの入力電力が低下し、整流効率が劣化する。

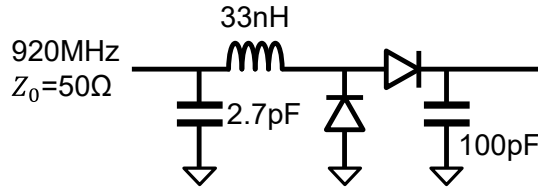


図 2.29 倍電圧型整流回路.

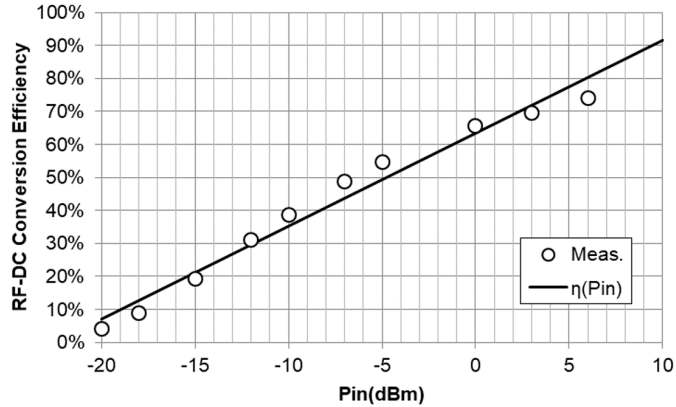


図 2.30 整流回路の測定結果と近似直線.

2.4.1 整流回路のモデル化

各構成におけるレクテナ効率を議論するため、入力電力に対する整流効率の非線形性をモデル化する．図 2.29 に試作した整流回路の回路図を示す．ダイオードには MA4E2054(MACOM) を使用した．

図 2.29 の整流回路において、入力電力 $P_{in} = -20 \text{ dBm} \sim +6 \text{ dBm}$ の範囲で電力を入力し、各 P_{in} において出力電力 P_{out} が最大となるように負荷抵抗を調節した．

測定結果を図 2.30 に示す．図 2.30 より、RF-DC 変換効率 $\eta(P_{in}) = P_{out}/P_{in}$ は本測定範囲においては片対数プロット上で線形近似が可能であることがわかる．すなわち、式 (2.3) が成り立つ．

$$\eta(P_{in}) \simeq a \ln P_{in}[\text{mW}] + b, \text{ where } (a > 0) \quad (2.3)$$

図 2.30 の測定結果においては $a = 0.12, b = 0.63$ となった．

2.4.2 電力加算後の効率

DC-Combiner において、一定の電力 P_{in} が 2 つのアンテナに分配されて入力される時、分配比を β とすると、上記の非線形モデルを考慮して入力電力 P_{in} のときの出力電力 $P_{outDC}(P_{in}[\text{mW}], \beta)$ は式

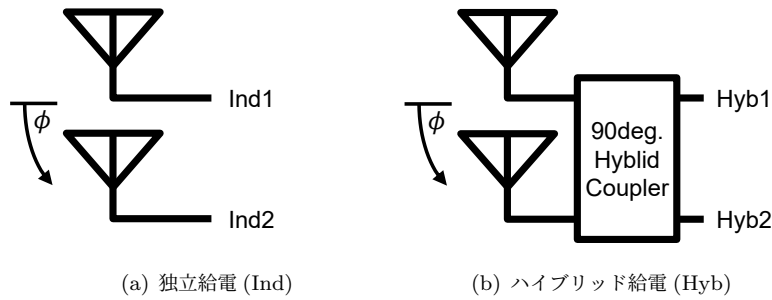


図 2.31 2 素子アレーの構成方法.

(2.4) で表される.

$$P_{\text{outDC}}(P_{\text{in}}, \beta) = \beta P_{\text{in}} \eta(\beta P_{\text{in}}) + (1 - \beta) P_{\text{in}} \eta\{(1 - \beta) P_{\text{in}}\} \quad (2.4)$$

式 (2.3) の近似を用いると, 式 (2.4) の微分より式 (2.5) が成り立つ.

$$\frac{\partial}{\partial \beta} P_{\text{outDC}}(P_{\text{in}}, \beta) = a P_{\text{in}} \ln \frac{\beta}{1 - \beta} \quad (2.5)$$

式 (2.5) は単調増加関数かつ $\beta = 0.5$ で 0 となることから, 式 (2.4) は $\beta = 0.5$ で極小値をとる関数である.

これらの考察より, DC-Combiner 構成においては分配比 β が 0.5 のとき得られる電力が最小となり, どちらかの整流器に偏って電力が入力されるほど得られる電力が改善することがわかる.

2.4.3 近接アレーアンテナ

到来方向に応じて偏った電力を出力するアンテナとして, ブランチラインハイブリッドカプラを用いたアンテナを提案した.

図 2.31 に通常のアレーアンテナとハイブリッドカプラを用いたアレーアンテナを示す. 2.31(a) はそれぞれのアンテナに対して独立に給電を行う構成であり, 2.31(b) は 2 つのアンテナのポートをハイブリッドカプラに接続し, ハイブリッドカプラの残りの 2 端子から給電を行う構成である.

それぞれのアンテナ素子をダイポールアンテナとし, $\lambda_0/6$ 間隔で配置した場合の各ポートから見た指向性のシミュレーション結果を図 2.32 に示す. 図 2.32 の結果より, ハイブリッドを用いることで単一方向における指向性が向上していることが分かる. これらの結果から $\beta(0 \leq \beta \leq 0.5)$ を求めることができる. 図 2.33 に β の角度特性を示す.

これらの結果を実測において評価するために, モノポールアンテナで構成される 2 素子アレーアンテナを試作した. 図 2.34 に試作したアンテナの給電回路の回路図を示す.

入力 Ind1,2 は特性インピーダンス $\sqrt{Z_d \cdot 50} \Omega$ の $\lambda/4$ 波長線路を経由してモノポールアンテナに接続されており, 50Ω にマッチングしている. ここで Z_d はモノポール素子の放射抵抗であり, アレーアンテナ構成においてシミュレーションで求めた値 15Ω とした. また, MP は単一構成のモノポールアンテナであり, 放射抵抗は $36.5 \Omega (= 73/2)$ として整合を行った.

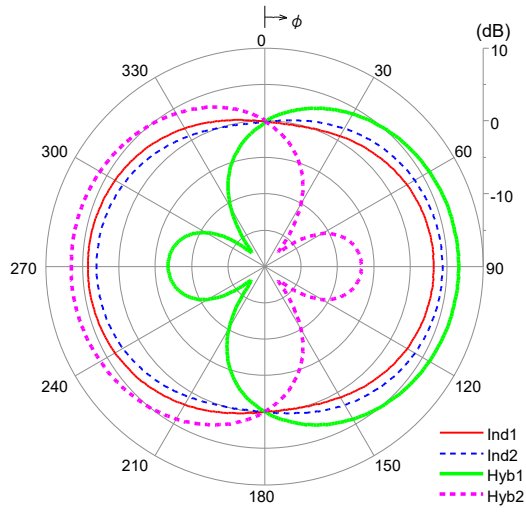


図 2.32 2 素子アレーの指向性のシミュレーション結果.

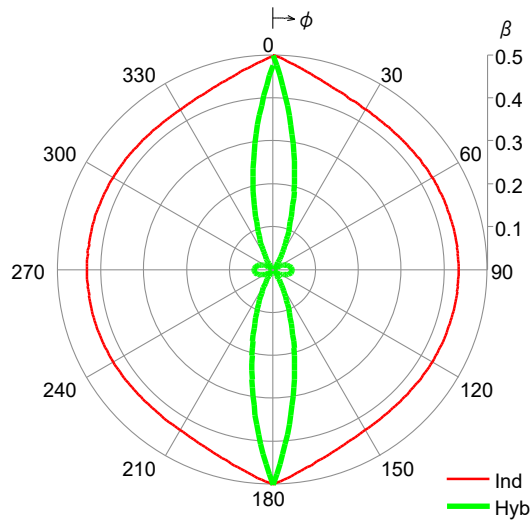


図 2.33 2 素子アレーの β のシミュレーション結果.

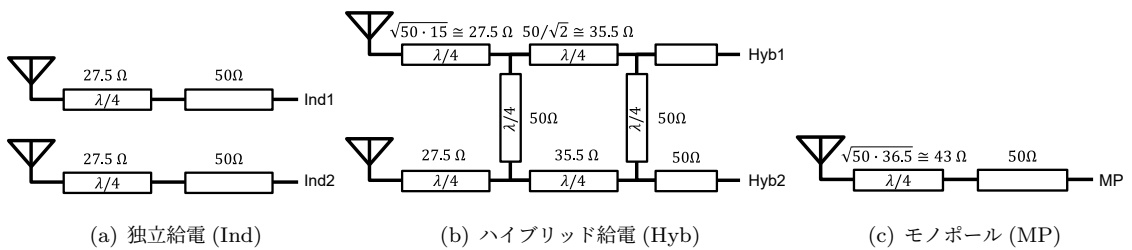


図 2.34 給電回路の回路図.

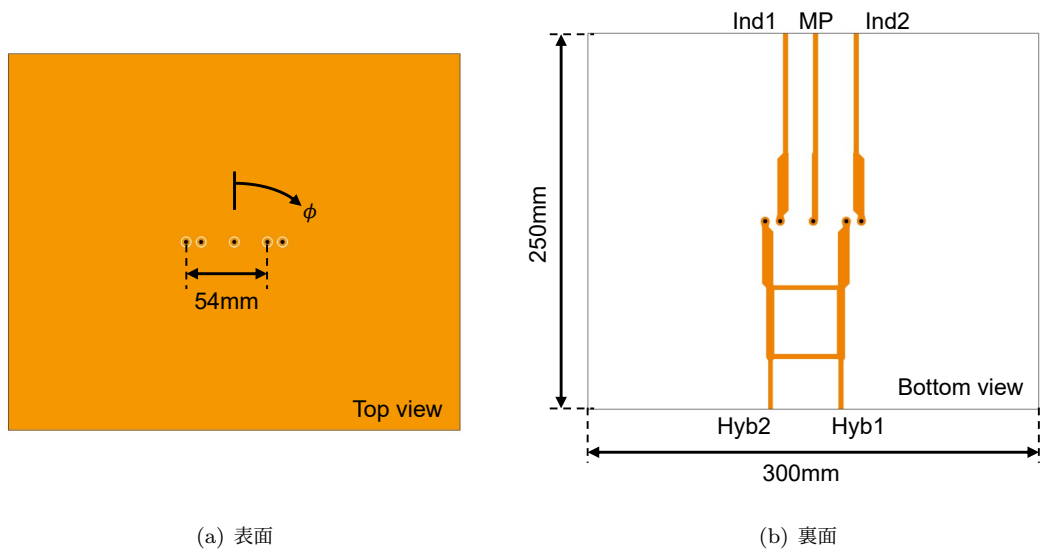


図 2.35 2 素子アレーの試作基板.

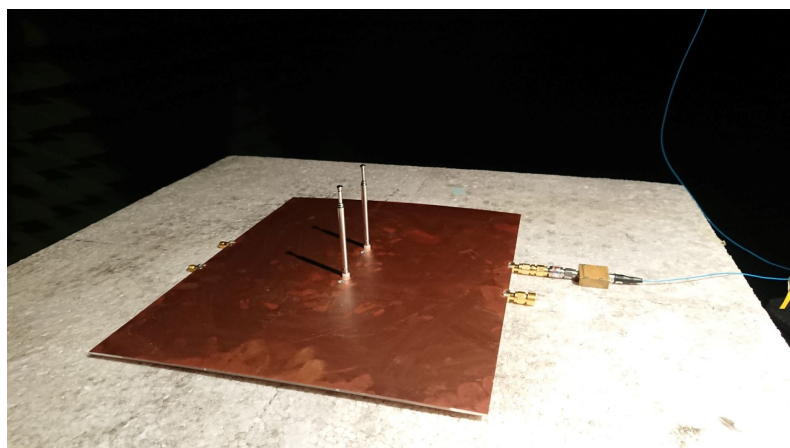


図 2.36 2 素子アレーの測定.

図 2.35 に試作した基板を示す. 各給電点にモノポールを取り付けることにより, 図 2.34 の構成をそれぞれ測定可能としている.

試作した基板を用いて各構成の指向性測定を行った. 測定時のアンテナ基板を図 2.36 に示す. 測定を行っていないポートは 50Ω で終端している. 図 2.37 に指向性の測定結果を示す. 実測結果においてもシミュレーションと同様の傾向が得られていることが確認できた.

図 2.38 に β の測定結果を示す. シミュレーション結果と比較して, 実測では Ind, Hyb ともに β が低下している. これは, アンテナの整合が不十分であることにより, アンテナ間結合の影響が強くなったことが原因であると考えられる. 一方実測においても独立給電 (Ind) に比べてハイブリッド給電 (Hyb) では小さい β が実現できることが確認できた.

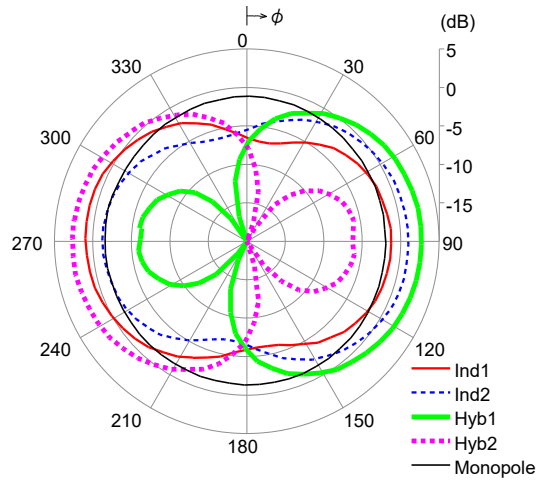


図 2.37 2 素子アレーの指向性の測定結果.

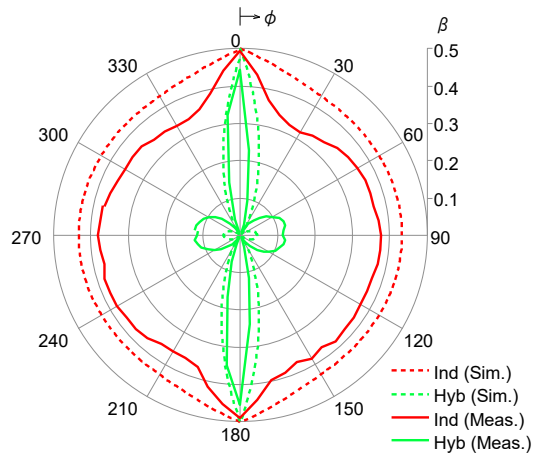


図 2.38 2 素子アレーの β .

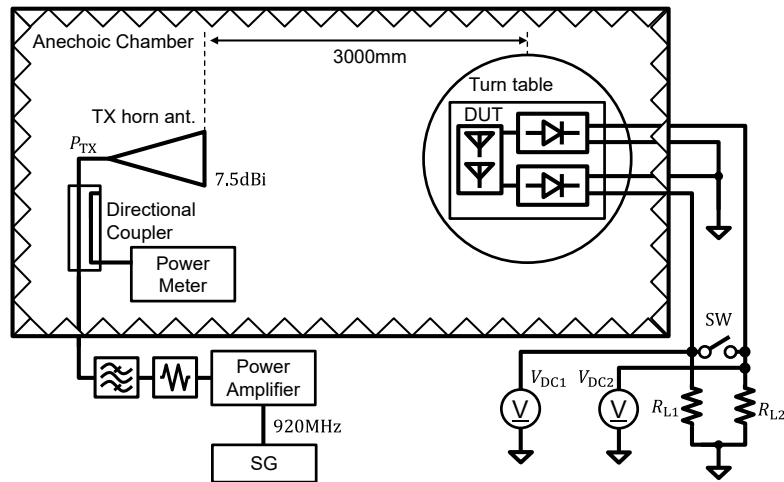


図 2.39 レクテナ指向性測定系.

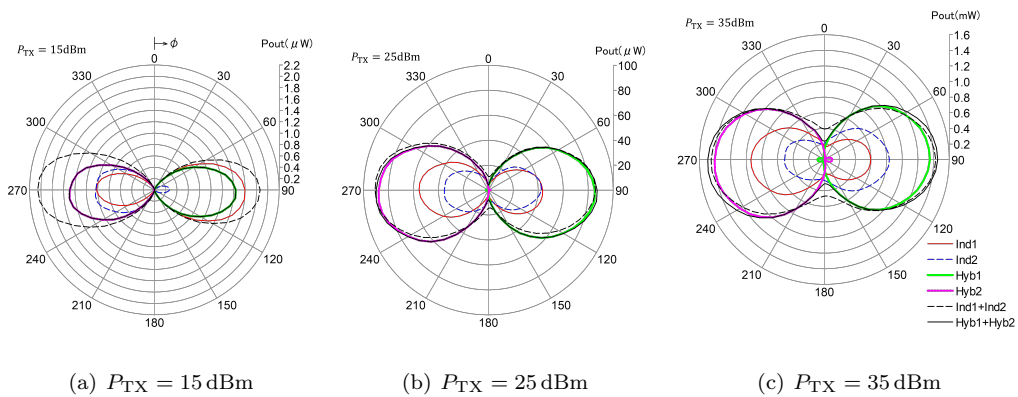


図 2.40 受電電力の角度依存性 (SW=OPEN).

2.4.4 ハイブリッドを用いたレクテナアレーの評価

前述のアレーアンテナに整流回路を接続することによりレクテナアレーを構成し、受電電力の指向性評価を行った。実験系を図 2.39 に示す。レクテナに対してホーンアンテナから平面波を入射し、レクテナを回転させることにより入射角 ϕ を $0 - 360$ 度の範囲で変化させ、負荷抵抗 R_{L1} , R_{L2} の両端電圧 V_{DC1} , V_{DC2} を測定することにより受電電力の測定を行った。負荷抵抗は $R_{L1} = R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega$ とした。ホーンアンテナの利得は 7.5 dBi であり、送信電力の範囲は $P_{TX} = +10 \text{ dBm} \sim +35 \text{ dBm}$ とした。また、SW を用いて両整流回路の出力が短絡できるように構成している。SW を閉じた場合、 $V_{DC1} = V_{DC2}$ となり、負荷抵抗は $5 \text{ k}\Omega$ となる。

図 2.40 に、SW が開放状態の場合の受電電力の指向性特性の測定結果を示す。また、図 2.41 に、全角度における平均電力および Ind, Hyb の電力比率を示す。図 2.40 の結果より、Hyb では電力が偏っ

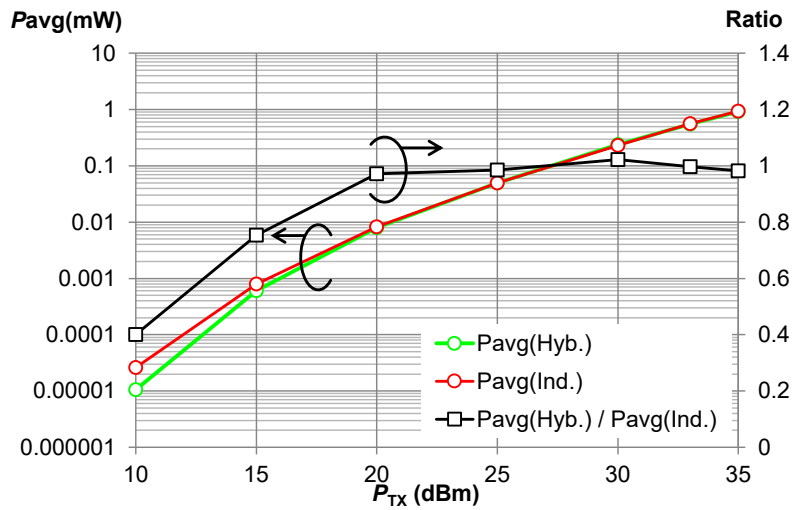


図 2.41 平均電力と電力比 (SW=OPEN).

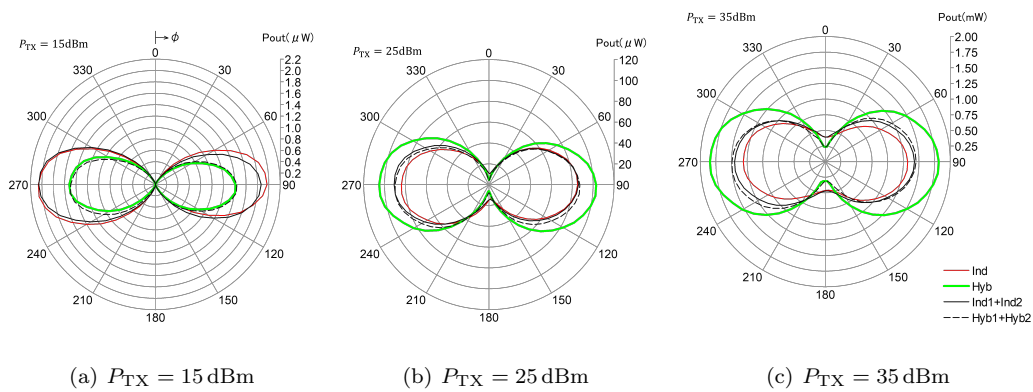


図 2.42 受電電力の角度依存性 (SW=CLOSE).

て受電されており、片側のレクテナのみが動作していることが確認できる。一方図 2.41 の結果より、平均受電電力は全電力領域において Ind に対する Hyb の改善は見られないかわずかであり、入力電力が小さい領域においては効率が劣化していることが確認できる。これは、ハイブリッドカップラの挿入損失、また入力電力に対して負荷抵抗が最適値ではないこと、動作していない側の整流回路の入力インピーダンスが動作に悪影響を及ぼしていることが理由として考えられる。

次に、SW を閉じて同様の測定を行った。SW を閉じることにより、動作していない側の整流回路がバイアスされることとなる。測定結果を図 2.40、図 2.43 に示す。図 2.43 より、整流回路を並列接続した場合、 $P_{TX} > 20$ dBm の領域においてはハイブリッドカップラを用いることで大電力が得られることがわかる。 $P_{TX} = 35$ dBm のとき、平均出力電力はハイブリッドカップラを用いることにより 1.3 倍となっており、ハイブリッドカップラをレクテナに適用する有効性が示された。

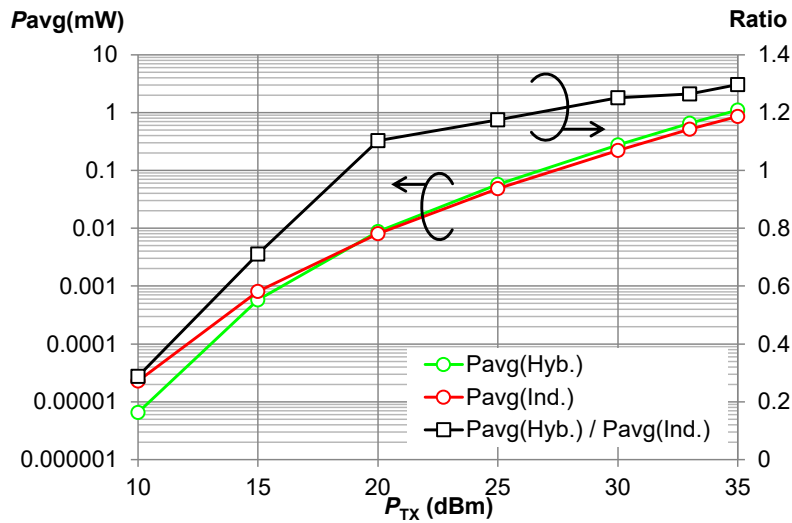


図 2.43 平均電力と電力比 (SW=CLOSE).

2.4.5 考察

本節では整流回路の非線形性に着目し、ハイブリッドカプラを通して整流回路に給電を行うことにより、より幅広い到来角において高効率な整流が可能であることを示した。また、レクテナを試作し、電力を入射して実験を行った結果、2つの整流回路を並列に接続した場合について、ハイブリッドカプラを用いることにより平均電力が1.3倍となることを確認した。負荷抵抗を最適値に調整することにより、さらに性能の向上が可能であると考えられる。

2.5 結論

本章では WPT によって動作する IoT デバイスの受電電力を決定する、受電アンテナ部に関して述べた。

まず小形かつ高効率なアンテナとして三つ折りアンテナと薄型キャピティスロットアンテナを提案し、既存の逆 F アンテナと比較し小形かつ良好な指向性が得られることをシミュレーションと実測により確認した。また、人体上に配置した場合においても効率の劣化が小さく、ウェアラブル IoT 等の分野における適用が可能であることを示した。

次に、受電アンテナと通信アンテナを1つのアンテナで共用するための無電源 SPDT スイッチについて検討し、バラクタダイオードを用いて低消費電力かつ低損失で動作する SPDT の構成を提案した。提案した SPDT は電力パスの挿入損失が -0.38 dB と極めて小さく、WPT 性能を劣化させることなくアンテナに通信機能を持たせることを可能とした。

最後に、高利得と広指向性を両立するアンテナ構成として、近接アレーアンテナとハイブリッドカプラ、および複数の整流回路を利用した到来方向適応レクテナについて検討した。提案した到来方向適応

レクテナは整流回路の非線形性に着目し、到来方向に応じて対応する整流回路に電力を合成し集中することにより、高効率での受電および整流を可能とした。ターンテーブル上に配置したレクテナを回転させながら電力を入射し、受電電力の指向性を測定する測定系を構築し、提案レクテナの評価を行った結果、提案レクテナでは受電・整流後電力の平均値が向上することを確認した。

本章における研究成果は、査読論文 [A1] にて公表している。

第3章

MPPT と DCDC コンバータを用いた電源 マネジメント回路

3.1 はじめに

前章では入射される電力を最大化するアンテナ構成及び整流回路の接続方法について述べた。本章では得られた高周波電力を高効率で直流に変換し、直流電力を効率的に扱い、負荷に供給するための技術について述べる。

まず、IoT デバイスに適した整流回路の構成及び設計手法について説明する。IoT デバイスでは送電器と受電器の間の距離の変化や、周囲の人や物の動きによって受電電力が大きく変動する。したがって、ピーク効率ではなく幅広い入力電力幅において高い電力変換効率を得られることが重要である。さらに、IoT デバイスは多数設置されることから、それぞれの回路は小形である必要がある。本研究では、倍電圧整流回路を用いることによって電力変換効率と小形化を両立している。

次に、整流回路の測定方法について述べる。整流回路は負荷側から見ると電源であるが、その特性は非線形である。整流回路から高効率に電力を取り出すためには整流回路の特性を精密に評価する必要がある。本研究では、自動測定系を構築し整流回路の非線形特性を高速に取得することを可能とした。

次に、受電回路全体の構成について述べる。IoT デバイスのような小形の端末で受電できる電力は微小かつ不安定であり、そのままでは負荷に供給することが困難である。そこで、電源マネジメント技術が必要となる。本研究では、DC-DC コンバータを用いて受電電力を変換することにより、安定的に負荷の駆動を可能とする手法を確立した。

次に、受電電力測定回路について述べる。WPT においては、電力マネジメント・充電制御等のため現在自端末が受電している電力を把握する必要がある。しかし、整流回路の特性上、電流のみ・電圧のみの測定では正確な電力の測定が困難である。また、既存の RSSI^{*1}測定回路は内部にアンプを有することから消費電力が大きく、挿入損失により整流回路への入力電力を犠牲にする。本研究では効率に影響を与えず受電電力を測定する回路を提案した。

最後に、MPPT: 最大電力点追従制御回路について述べる。整流回路の効率を最大化するためには、

*1 Received Signal Strength Indicator

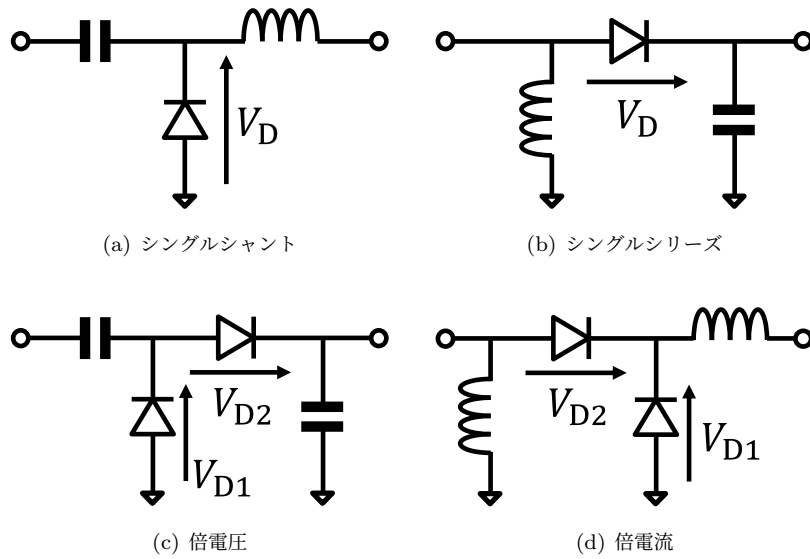


図 3.1 シングルエンド整流回路の種類.

整流回路の負荷インピーダンスを最適な値に制御する必要がある. 本研究では PV^{*2}セルによる発電で一般的な手法である OCV-MPPT の適用によって, 整流効率が向上することを示す. また, 低消費電力で高速かつ高精度に MPPT を行うリアルタイム MPPT 構成について提案した.

3.2 整流回路の設計と試作

3.2.1 整流回路の種類

図 3.1 に代表的なシングルエンド整流回路の構成を示す. WPT 分野における整流回路には図 3.1(a) のシングルシャント整流回路がよく用いられる [50–53]. 出力フィルタとして $\lambda/4$ 伝送線路とキャパシタから構成される F 級負荷を接続することでダイオードから見た偶数次高調波のインピーダンスを 0 とし, 電流と電圧が同時にダイオードの両端に印加されないように駆動することで, 高効率で電力変換を行う事ができる [54]. しかしながら, 920 MHz において, $\lambda/4 = 81.5 \text{ mm}$ であり, この線路は回路が大型化する一因となる. さらに, この線路は導体損, 誘電損, 放射損などの損失を持っているため, 実際には偶数次高調波のインピーダンスは 0 とならない. これは整流効率悪化の要因となり得る [55].

後述の通り, 倍電圧整流回路と倍電流整流回路は分布定数素子を用いることなく F 級・逆 F 級動作が可能である. 倍電流回路においてはインダクタを利用する必要があり, 低損失かつ広帯域なインダクタは大型かつ高コストである [56]. さらに, 倍電流整流回路は逆 F 級動作となるため, ダイオードに印加される電圧が半波整流波形となる [C5]. これによって, ダイオードに印加される電圧のクレストファクタが F 級に比較して高くなり, ブレークダウンによる効率低下の観点から低ブレークダウン電

*2 Photovoltaic

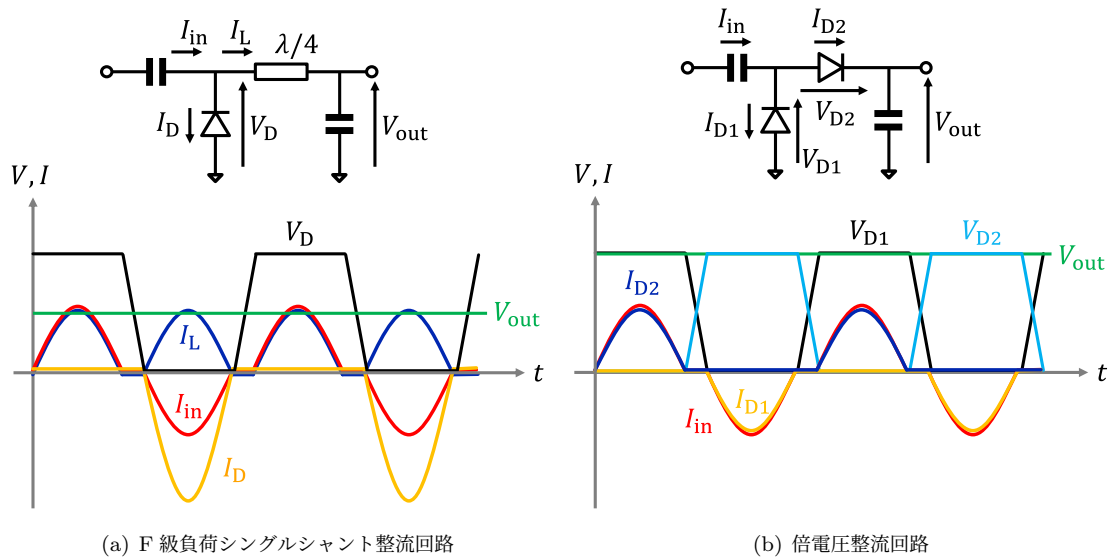


図 3.2 整流回路の各部の波形.

圧の小信号ダイオードには不適であると考えられる.

一方倍電圧整流回路は製造コストの高いインダクタ素子を用いる必要がなく、小形かつ低コストで構成可能である. そこで、本研究では図 3.1(c) の倍電圧整流回路を採用する.

3.2.2 倍電圧整流回路の動作検討

倍電圧整流回路の設計を行うため、整流回路の動作を考える. ダイオードは非線形インピーダンスを持つため、ダイオードの両端に正弦波電圧を入力すると直流と高調波を生じる. 倍電圧整流回路においては、直流電圧は直列接続された電圧源として出力される. 一方、2つのダイオードから生じる高調波の位相は奇数次で同位相、偶数次で逆位相となる. すなわち、ダイオードから見ると奇数次高調波におけるインピーダンスは開放、偶数次高調波におけるインピーダンスは短絡となる. これにより、偶数次の高調波は2つのダイオードに閉じ込められて外部に出力されない. したがって入力電圧が矩形波状となることにより、ダイオードに電流と電圧が同時に印加されるタイミングが減少することにより、ダイオード損失の低減につながる.

図 3.2 に F 級負荷シングルシャント整流回路と倍電圧整流回路の電流・電圧波形を示す. 図 3.2(a) の F 級負荷シングルシャント整流回路ではショートスタブの働きにより、ダイオードのカソード端子における偶数次高調波電圧は 0 となる. したがって、 V_D は矩形波状、 I_D は半波整流波形となる. 一方、 I_L には奇数次の成分が存在しないことから、 I_L は全波整流波形となる. これらの和により、入力電流・電圧は基本波に奇数次高調波のみを含んだ波形となる.

図 3.2(b) の倍電圧整流回路についても同様に各ダイオードは半波整流動作となるが、偶数次高調波電圧が相殺するため V_{D1} および V_{D2} は奇数次高調波のみを含む. また電流についても各ダイオードの電流の和により偶数次成分が相殺し、奇数次高調波のみを含む波形となる. このように、倍電圧整流回

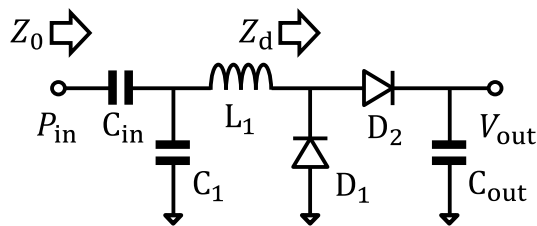


図 3.3 倍電圧整流回路の整合回路.

表 3.1 整流回路の試作仕様.

項目	仕様
基板材料	R-5775 (MEGTRON6)
基板厚	0.75 mm
D ₁ , D ₂	BAT1504W
L ₁	33 nH
C ₁	NC
C _{in} , C _{out}	68 pF

路では F 級負荷を用いることなく F 級動作が可能となっている.

一方, F 級負荷シングルシャント整流回路, 倍電圧整流回路の両回路において, 奇数次高調波が入力端子から出力される. 入力したエネルギーが高調波に変換されて再放射されるため, 効率低下や不要輻射の原因となる. したがって基本波のみを透過し, 高調波を遮断する回路が必要となる. また, 実際にはダイオードは接合容量等のリアクタンス成分を持つため, 基本波においてインピーダンスに対するマッチングが必要となる.

これらの要求に対して, 図 3.3 の整合構成を用いる. 本整合回路は LC で構成される L 形整合回路であり, 整流回路ダイオード部の基本波インピーダンスを Z_d とすると $\text{Re}(Z_d) \leq Z_0$ かつ $\text{Im}(Z_d) \leq 0$ であれば整合可能である. ダイオードは接合容量をもつため, ほとんどの場合 $\text{Im}(Z_d) \leq 0$ である.

さらに, 本構成は L 形ローパスフィルタの構成となっており, 高調波においては高インピーダンスとなるため入力側への高調波の再放射を抑制し, 効率向上と不要輻射の低減に寄与する.

ここで Z_0 は整流回路の基本波における入力インピーダンスであり, 通常 50Ω とする. レクテナにおいては必ずしも整流回路の入力インピーダンスを 50Ω に設計する必要はない. しかし, 整流回路のインピーダンスを 50Ω に設計することによって, 市販のアンテナの利用, 特性インピーダンス 50Ω の同軸ケーブルによるアンテナとの接続が可能となり, IoT デバイスにとって都合がよい.

3.2.3 整流回路の試作

図 3.3 に示す整流回路を試作した. 表 3.1 に試作仕様を示す. 試作した回路を図 3.4 に示す. 試作した回路は倍電圧整流回路における最低限の要素を小形に実装可能な構成となっており, 基板等の回路以外の要素における損失の低減を図っている. 本整流回路を用いて, 評価および電源回路の設計を

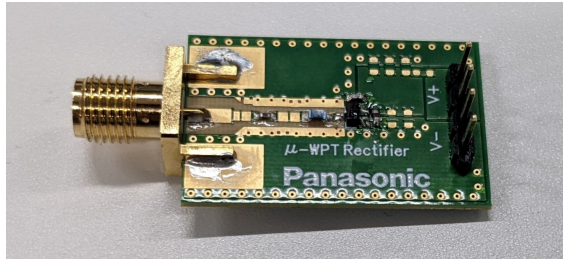


図 3.4 試作した倍電圧整流回路.

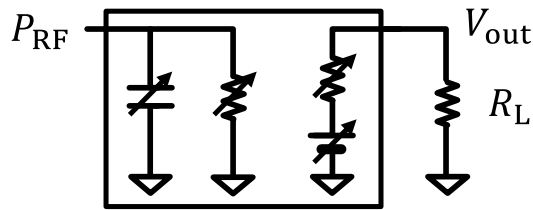


図 3.5 電源としての整流回路のモデル.

行った.

3.3 整流回路の測定

負荷側から見た整流回路は非線形な電圧源と非線形な内部抵抗を持った電源として考えることができる. 図 3.5 に基本波と直流における整流回路のモデルを示す. 内部抵抗を持つ電源について, 一般に電源インピーダンスと等しい負荷を接続することにより, 最大の電力を引き出すことが可能となる. したがって, 整流回路においても最適な負荷インピーダンスを選択する必要がある.

一方この最適インピーダンスは入力電力に応じて変化する. したがって整流回路の評価においては, 入力電力, 負荷インピーダンスという 2 つの自由度に対して変換効率および入力側の整合状態を測定する必要がある. しかし, 入力側の整合状態を小面積, 低損失で能動的に制御することは難しい [57,58]. そこで本研究では入力側の電源インピーダンスは $50\ \Omega$ 一定とし, 入力電力, 負荷インピーダンスに対する変換効率を評価する.

3.3.1 測定システム

本研究では, 図 3.6 の構成を用いて整流回路の評価を行う. このシステムでは, 整流回路の負荷として 2 象限電源を接続し, 負荷電圧を変化させながら電源に吸い込まれる電流を測定することによって等価的に負荷抵抗を変化させている. ここで用いた 2 象限電源は SMU*³とも呼ばれ, 電流をシンク可能な電源である. 正の電圧かつ正の電流である第 1 象限と正の電圧かつ負の電流である第 2 象限にお

*³ Source Measure Unit

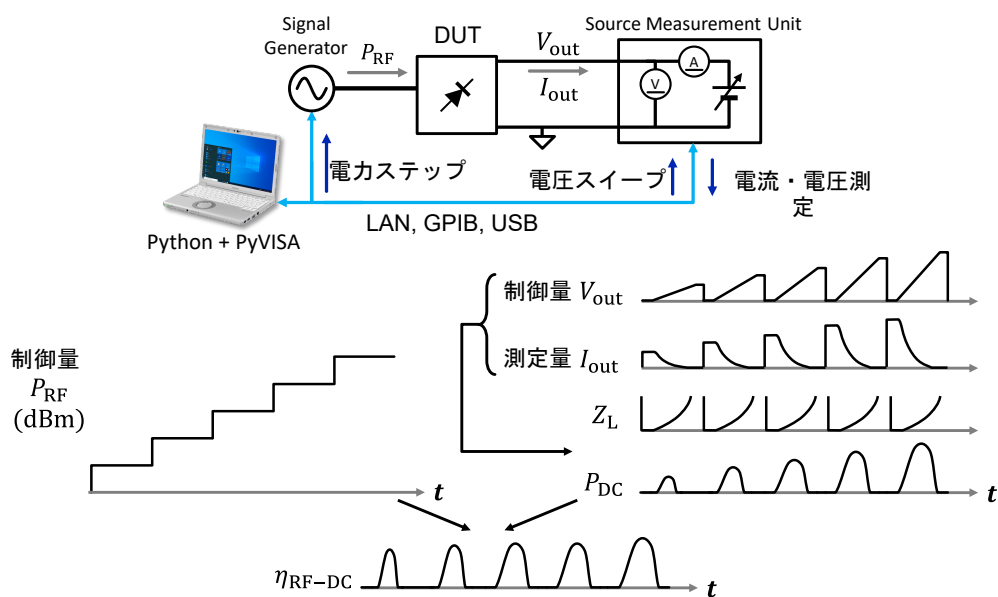


図 3.6 測定システムの概要.

いて連続的に動作可能な特性を活かし、インピーダンスを変化可能な負荷として利用している。なお、SG(Signal Generator) においては予め整流回路に印加される電力が設定値と等しくなるよう、パワーメータで電力オフセットの補正を行っている。

測定システムは自動で制御されており、数分以内に 18000 点以上の測定点を取得可能である。

各入力電力 P_{RF} における電圧 V_{out} および電流 I_{out} が求まると、出力電力 $P_{DC} = V_{out} I_{out}$ 、負荷抵抗 $Z_L = V_{out} / I_{out}$ 、および効率 $\eta_{RF-DC} = P_{DC} / P_{RF}$ を求めることができる。

3.3.2 測定結果

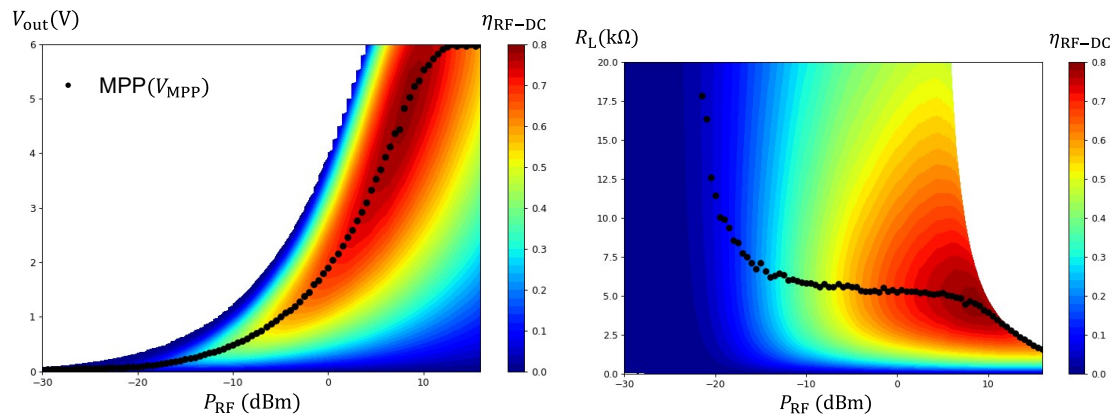
測定結果を図 3.7 に示す。ここで、黒点は各 P_{RF} において最大の電力が取り出せる動作点 MPP (Maximum Power Point) を示す。

測定結果より、ある入力電力において最も高い電力を整流回路から取り出すためには入力電力に応じた適切な電圧で動作をさせる必要がある。一方、負荷インピーダンスを $6\text{ k}\Omega$ 程度の定抵抗負荷とすることにより、 $-15\text{ dBm} \sim +5\text{ dBm}$ 程度の範囲であれば MPP に近い領域で動作が可能である。

3.4 受電回路の構成

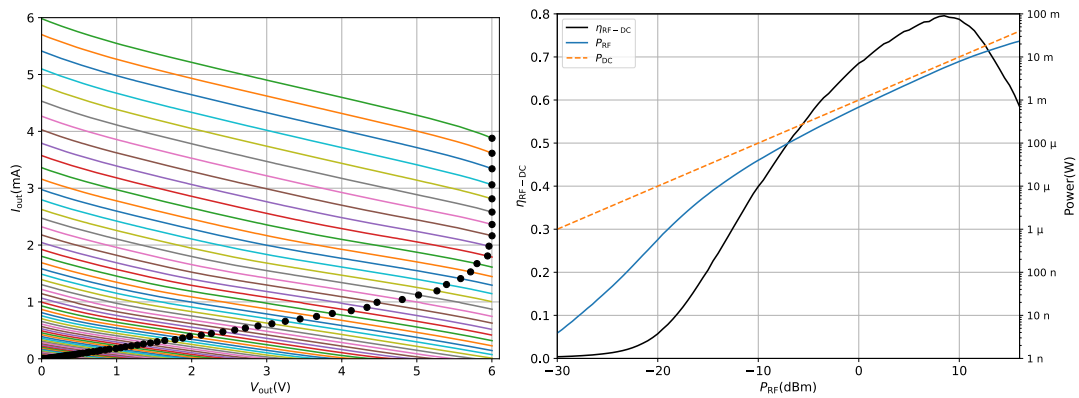
マイコン、センサ、LED、二次電池等の実際の負荷においては、広い範囲の電圧を供給したり、定抵抗負荷として動作させたりすることは困難である。したがって、整流回路から出力される直流を電圧変換し、高効率で負荷に供給するために DC-DC コンバータを用いる必要がある。

入力電力が変動する状況において、整流回路は一定の内部抵抗を持ち変動する電圧源であるとする



(a) $P_{RF} - V_{out} - \eta_{RF-DC}$ 特性

(b) $P_{RF} - R_L - \eta_{RF-DC}$ 特性



(c) $V_{out} - I_{out}$ 特性 ($-30 \text{ dBm} \sim +17 \text{ dBm}$, 0.5 dB ステップ)

(d) 最大効率, 最大出力電力

図 3.7 整流回路の測定結果.

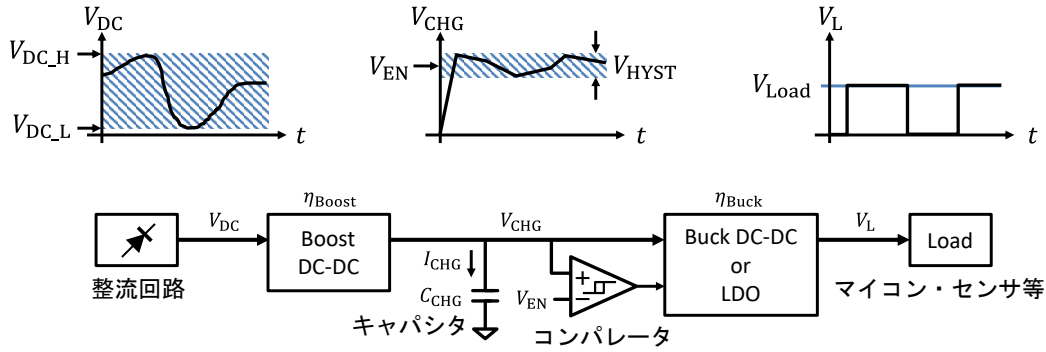


図 3.8 電源マネジメントシステム。

事ができる。すなわち最大電力を得るためには整流回路の出力電圧は入力電力に応じて変動させることとなる。

図 3.7(a) の測定結果より、 $P_{RF} = -10 \text{ dBm}$ における最適電圧は $V_{MPP} = 0.6 \text{ V}$ 程度である。この電圧は負荷に供給するには不十分な値であるため、昇圧の必要がある。

図 3.8 に提案する電源マネジメントシステムの構成を示す。整流回路の出力は昇圧コンバータに入力されて、 V_{DC} より高い電圧 V_{CHG} を生成する。この電圧はキャパシタ C_{CHG} に充電される。整流回路の効率 η_{Boost} が一定であるとすると、キャパシタが充電されるとともに出力電圧 V_{CHG} が上昇し、入力電力が一定のため充電電流 I_{CHG} は低減していく。

キャパシタの電圧は式 (3.1) で表される。ただし、昇圧回路の効率 η_{Boost} および P_{DC} を定数と仮定している。

$$V_{CHG}(T) = \frac{1}{C_{CHG}} \int_0^T I_{CHG} dt = \frac{1}{C_{CHG}} \int_0^T \frac{P_{DC} \eta_{DCDC}}{V_{CHG}(t)} dt = \sqrt{\frac{2P_{DC} \eta_{Boost}}{C_{CHG}}} \sqrt{T} \quad (3.1)$$

すなわち、キャパシタ電圧は \sqrt{T} に比例して上昇する。また、キャパシタに充電されるエネルギー E_{CHG} は式 (3.2) で表される。

$$E_{CHG} = \frac{1}{2} C_{CHG} V_{CHG}^2 \quad (3.2)$$

負荷側には降圧コンバータが接続されており、キャパシタに蓄電された電力を降圧して負荷に供給する。負荷に供給すべき電圧を V_{LOAD} とすると、 $V_{CHG} > V_{LOAD}$ である必要があるため、キャパシタに蓄電されたエネルギーをすべて消費することができない。

そこで、ヒステリシスコンパレータを用いて V_{CHG} の範囲を制限する。ヒステリシスコンパレータは $V_{CHG} \geq V_{EN} + V_{HYST}/2$ を検出して降圧コンバータを動作させる。放電により V_{CHG} が低下し、 $V_{CHG} < V_{EN} - V_{HYST}/2$ となった場合には降圧コンバータを停止する。

すなわち、利用できるエネルギー $E_{Available}$ は式 (3.3) で表される。

$$E_{Available} = \frac{1}{2} C_{CHG} ((V_{EN} + V_{HYST}/2)^2 - (V_{EN} - V_{HYST}/2)^2) = C_{CHG} V_{EN} V_{HYST} \quad (3.3)$$

式 (3.3) より、利用できるエネルギーは C_{CHG} 、 V_{EN} 、 V_{HYST} の積で表される。負荷側において一度の

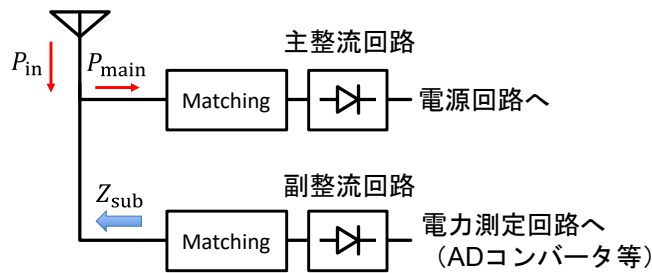


図 3.9 受電電力推定回路の概要.

動作に必要とするエネルギーが E_{Work} であり，降圧コンバータの効率 η_{Buck} が一定であるとする， $E_{\text{Available}}\eta_{\text{Buck}} > E_{\text{Work}}$ を満たすように C_{CHG} ， V_{EN} ， V_{HYST} を設定することになる．

本システムにおいて Boost コンバータ，Buck コンバータの部分は Buck-Boost(昇降圧) 構成としてもよい．しかしながら，Buck-Boost コンバータでは Boost コンバータに比較して直列スイッチ数またはインダクタの数が増加する [59] ため，損失の増大や面積・コストの上昇につながる．

提案回路構成では，整流出力を一度昇圧して蓄電することによって整流回路を広い出力電圧範囲で動作させることができるため，整流回路の効率を向上可能である．動作点の決定方法については MPPT の節で後述する．

3.5 受電電力推定回路

WPT システムにおける受電端末では，受電電力の大きさをリアルタイムに観測することにより負荷の動作モードを変更したり，送電機からの距離を推定する等，受電電力の検出の要求がある．

受電電力の推定手段として，入力電力を直接測定する方法，整流回路の直流出力電力を測定する方法が考えられる．前者は高いダイナミックレンジを有する一方，高周波信号の分岐による電力損失やディテクタの消費電力が大きいという課題がある [60]．後者は高周波における損失がない一方，負荷抵抗が既知である必要がある [61]．あるいは電流と電圧を独立に計測して乗算する必要があり，電流検出抵抗による直流電力の損失や乗算処理による回路の複雑化といった課題がある．

本検討では，整流効率を損なうことなく受電電力の大きさを推定可能であり，小面積かつ低コストな回路構成を提案する．

3.5.1 受電電力推定回路の設計

図 3.9 に提案回路の構成を示す．提案回路は 2 つの整流回路で構成されている．主整流回路は電力を変換するための回路であり，副整流回路は入力電力を検出するための回路である．副整流回路の入力インピーダンスが高い場合，入力電力が副整流回路に分配されることから主整流回路に入力される電力が低下し，システムの電力変換効率が低下する．

図 3.10 に副整流回路の入力インピーダンスに対する主整流回路への入力電力の計算結果を示す．

図 3.10 より，副整流回路のインピーダンス Z_{sub} は高い純抵抗であることが望ましいことが分かる．

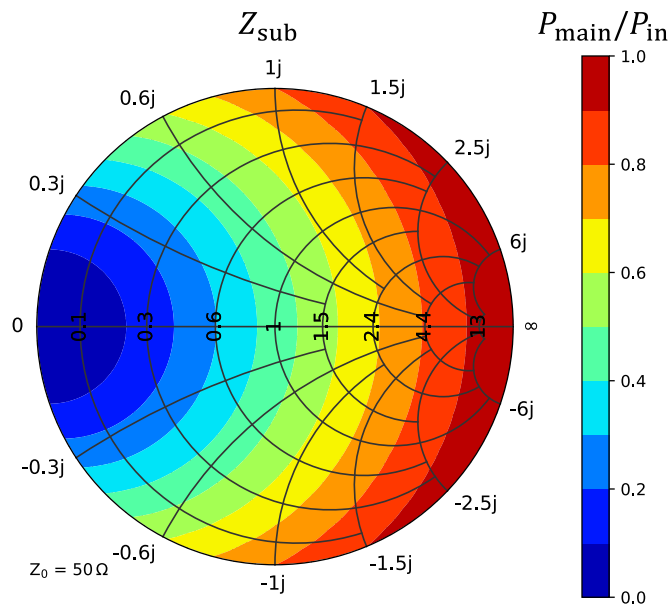


図 3.10 Z_{sub} の影響.

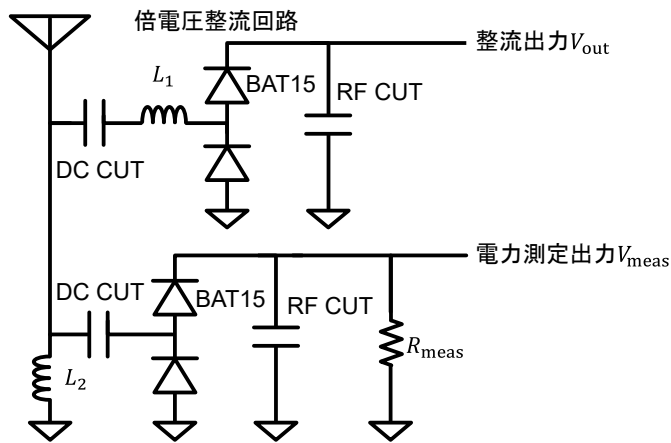


図 3.11 設計した電力推定回路.

これを実現するために、図 3.11 の回路を設計した。副整流回路の負荷抵抗 R_{meas} は主整流回路の負荷に対して十分高い値に設定されている。また、副整流回路はインダクタが並列に接続されており、副整流回路のリアクタンスを補償し並列共振させることによって、入力インピーダンスを高めている。設計においては、VNA^{*4}を用いて Z_{sub} を測定しながら並列インダクタンスを調整することによって Z_{sub} を純抵抗に設定した。

*4 Vector Network Analyzer

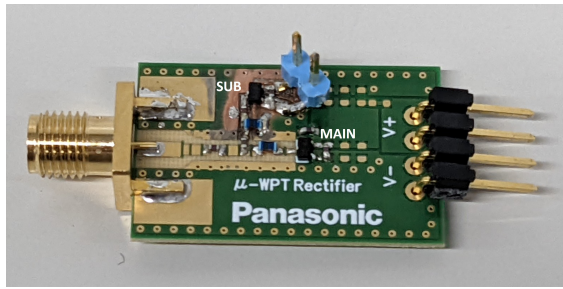


図 3.12 試作した電力推定回路.

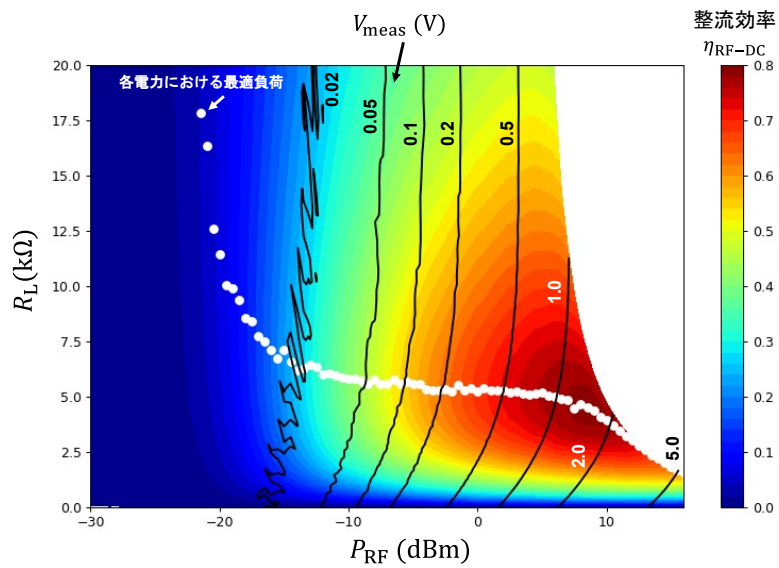


図 3.13 電力推定回路の測定結果.

3.5.2 受電電力推定回路の測定

3.2.3 項で試作した回路と同様に、本回路の試作を行った。試作した回路を図 3.12 に示す。

信号発生器 (SG) を用いて 920 MHz CW^{*5} 信号を試作した整流回路に印加し、整流効率および V_{meas} の評価を行った。測定においては、3.3.1 項と同様に負荷として 2 象限電源を用い、負荷電圧を掃引しながら電流・電圧を計測することにより、擬似的に様々な負荷抵抗値における電力変換効率および V_{meas} を測定した。

図 3.13 に測定結果を示す。実線は V_{meas} の等高線を示している。 V_{meas} は R_L に依存せず、 P_{RF} のみに依存することが望ましい。測定結果では MPP を境界として、 R_L の低下によって V_{meas} が上昇する傾向が確認された。この傾向は電力推定の誤差要因になるため、負荷として十分に高い R_L を接続す

^{*5} Continuous Wave

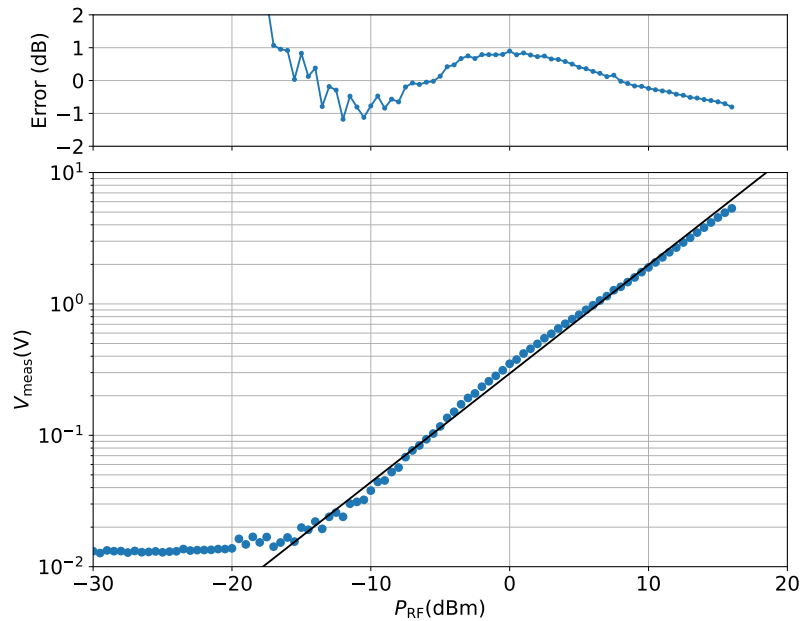


図 3.14 電力推定の直線性.

るか，MPP に追従する制御を行うことが必要である．

次に負荷が MPP に追従した場合の V_{meas} の測定結果を図 3.14 に示す．図 3.14 の結果より，両対数グラフにおいて $P_{\text{RF}} = -14 \text{ dBm} \sim +16 \text{ dBm}$ の範囲で線形な振る舞いを示していることが分かる．この範囲の回帰直線は $V_{\text{meas}} (\text{V}) = 0.2954 (P_{\text{RF}} (\text{mW}))^{0.8273}$ であった．したがって， V_{meas} を測定することにより P_{RF} を測定することが可能となる．また，図 3.14 上段はこの回帰直線を用いて電力推定を行った場合の推定誤差を示している． $-10 \text{ dBm} \sim +16 \text{ dBm}$ の範囲で $\pm 1.0 \text{ dB}$ 以内の誤差となっており，幅広い入力範囲で良好に電力推定が可能であることがわかる．

次に，副整流回路を付加したことによる主整流回路の整流効率への影響について検証した．図 3.15 に MPP における整流効率 $\eta_{\text{RF-DC}}$ の測定結果を示す．測定結果より，副整流回路を付加したことによる効率低下は 1pt 未満と無視できるレベルであることが示された．

本受電電力推定回路は無電源かつ整流効率に影響を与えることなく，受電電力の推定が可能であるといえる．

3.6 MPPT 受電回路

3.3 節において評価した通り，整流回路の効率を最大化するためには負荷のインピーダンスを最適に調整する必要がある．これに対し，DC-DC コンバータを用いて広範囲な負荷インピーダンスに対して整流効率を改善する手法が提案されている [62, 63]．

入力電力の変動に応じて変化する MPP に追従し，整流回路から見た負荷インピーダンスを動的に追従制御する技術は MPPT と呼ばれる．MPPT は太陽光発電の分野で一般的に用いられている．太陽

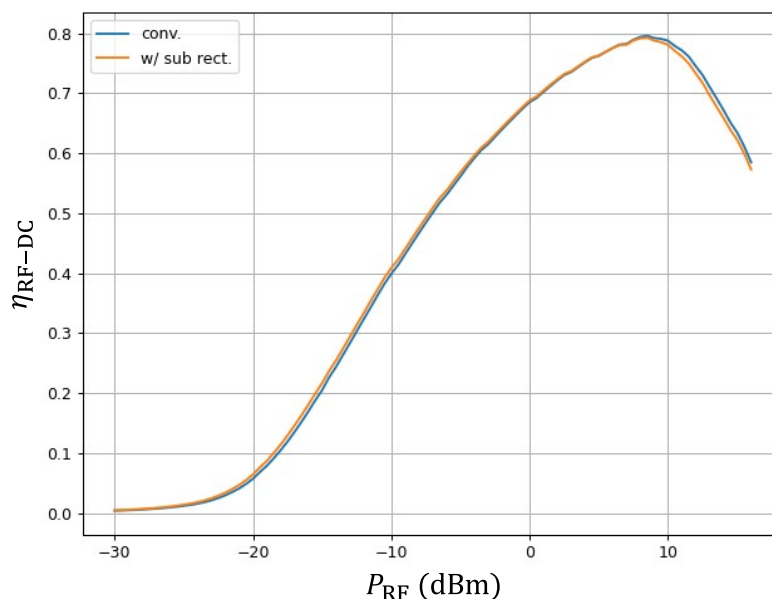


図 3.15 電力変換効率への影響.

光発電に用いる PV セルは整流回路と同様に最適動作点を持ち、温度や入射光、製造ばらつきによって変化する [64, 65]. このような非線形特性に対して MPPT を行う手法またはアルゴリズムが多数提案されている [66, 67].

WPT における整流回路についても同様に MPPT を適用する検討がされている [68–73]. 本節では、既存の MPPT 手法を実装し評価するとともに、既存 MPPT の課題を解決する提案 MPPT 手法について述べる.

3.6.1 OCV-MPPT 受電回路

OCV-MPPT(open circuit voltage MPPT) は最も単純な MPPT 手法であり、電源の開放電圧 (OCV) を取得し、OCV の定数倍の電圧で電源を駆動することにより、入力電力が変動した場合においても MPP に追従が可能となる手法である [74].

IoT デバイスへの適用に適する電力領域において、OCV-MPPT 機能をもつ DC-DC コンバータが複数市販されている. BQ25504 [75], ADP5091 [76], SPV1050 [77] 等が代表的なデバイスである.

図 3.16 に OCV-MPPT 回路の概念図を示す. 整流回路の出力電圧はスイッチ SW_1 を介して DC-DC コンバータ部に入力される. また同時に入力電圧は R_1, R_2 で分圧され、 SW_2 を介してキャパシタに接続されている.

一般的な DC-DC コンバータは通常出力電圧を内部基準電圧と比較し、結果を PWM^{*6}回路に入力することで昇圧比を制御する. 一方 MPPT 構成では入力電圧をキャパシタ C_{samp} にサンプリングさ

*6 Pulse-Width Modulation

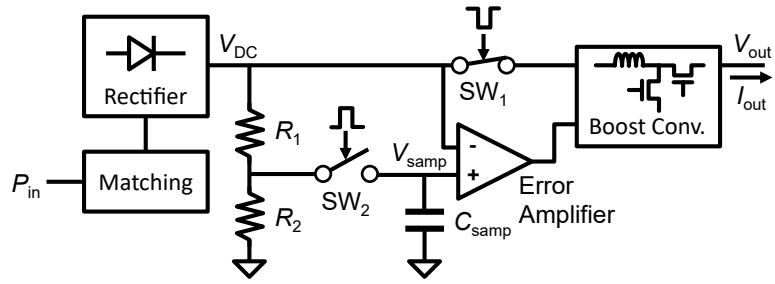


図 3.16 OCV-MPPT 回路の概念図.

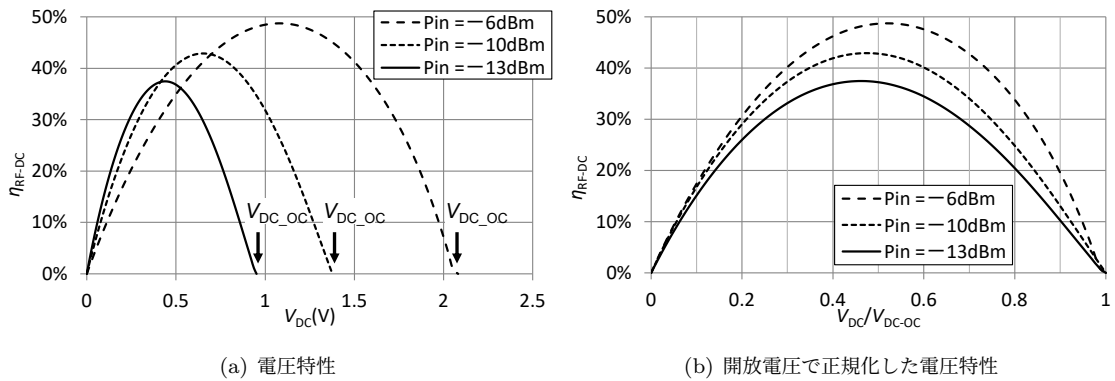


図 3.17 電圧-整流効率特性の測定結果.

れた電圧 V_{samp} と比較し、昇圧比を制御する。

ここで SW_1 を開放して SW_2 を閉じることで、整流回路の出力には開放電圧 $V_{\text{DC_OC}}$ が現れ、分圧比 $\alpha = R_2 / (R_1 + R_2)$ としたとき $V_{\text{samp}} = \alpha V_{\text{DC_OC}}$ となる。次に再度 SW_1 を閉じて SW_2 を開放したときにはエラーアンプの動作により $V_{\text{DC}} = \alpha V_{\text{DC_OC}}$ となるように昇圧比が制御される。これらのサイクルを一定時間ごとに繰り返すことによって、MPP に追従する動作を実現する。

図 3.17 に実験に用いた倍電圧整流回路の出力電圧 - 効率を示す。図 3.17(a) より、効率が最大となる電圧は入力電圧に対して大きく異なることが分かる。一方、図 3.17(b) より、開放電圧で正規化した特性はほぼ同じ $V_{\text{DC}} / V_{\text{DC_OC}}$ の値で効率が最大値となっていることが分かる。この特性を利用し、 α を最適な値に設定することで MPPT を実現する事ができる。なお、整流回路の内部抵抗が一定かつ起電圧が一定、すなわち線形な電源であれば、これらの特性は放物線となり最適な α は 50% となる。しかし整流回路においては回路の非線形性により、 α の最適値は 50% になるとは限らない。本検討では測定結果より $\alpha = 46\%$ と設定した。

図 3.18 に試作した OCV-MPPT 搭載電源回路の測定における構成を示す。測定は 3.3 節と同様に SMU を負荷として行った。出力電圧は定電圧とし、二次電池やデジタル回路への供給を想定して $V_{\text{out}} = 2.5 \text{ V}$ および 3.3 V であるとした。本 MPPT 手法では一定時間ごとに開放電圧のサンプリングを行うため、その時間の電力変換効率は 0 となる。測定においては非サンプリング時の電流の平均値から効率を評価した。

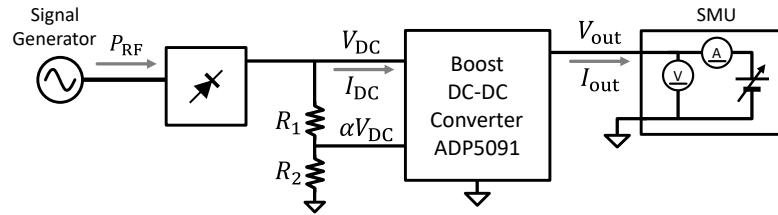


図 3.18 OCV-MPPT 回路の測定.

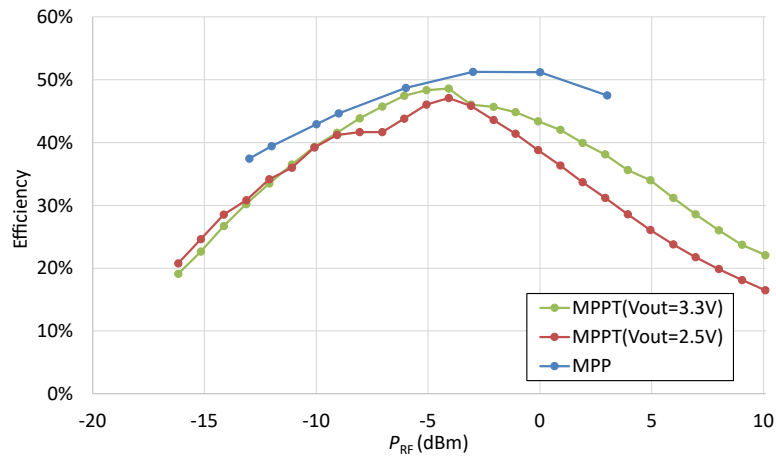


図 3.19 OCV-MPPT 回路の効率測定結果.

測定結果を図 3.19 に示す。“MPP”は整流回路の最大効率を示している。図 3.19 の結果より、昇圧動作によって幅広い入力範囲において 2.5 V、3.3 V の電圧を出力可能であることが確認できる。

一方、入力電力が高い領域において、2.5 V における効率が 3.3 V における効率を下回っていることが確認できる。これは、MPP となる電圧 $V_{DC,MPP}$ が V_{out} を上回ることにより、DC-DC コンバータが昇圧動作で追従をすることができなくなったことが原因であると考えられる。高電圧で蓄電が可能な蓄電デバイスを利用することにより、このような領域での電力効率を向上可能である。

3.6.2 リアルタイム MPPT 回路

OCV-MPPT 方式は非常に単純な構成であり、低コストで実装可能という特徴がある。図 3.20 に OCV-MPPT の動作概念図を示す。WPT においては、受電電力は端末の移動やマルチパス状況の変動によって、時間とともに大きく変動する。見通し伝播経路が存在する環境ではライスフェージングとなり、受電電力の変動幅は比較的小さくなる。これに対して直接波が存在しない環境においてはレイリーフェージングにより受電電力の変動幅は非常に大きくなる。さらに、WPT においてはパワーアンプの効率および専有周波数帯域幅の制約から基本的に無変調の CW が利用されるため、周波数選択性フェージングの影響を強く受ける。MPPT については、このような受電電力の大きな変動に対して追従し、電力を効率的に受電することが求められる。

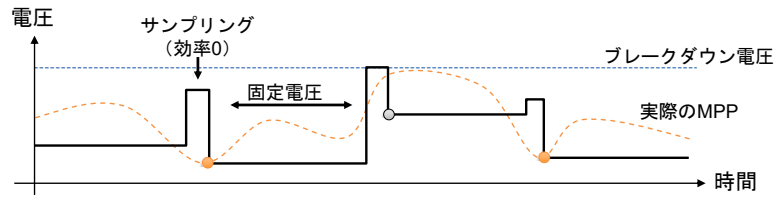


図 3.20 OCV-MPPT 回路の動作.

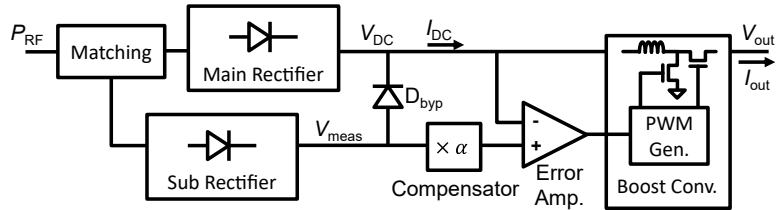


図 3.21 リアルタイム MPPT 回路の構成.

しかし、OCV-MPPT においてはサンプリング周期に応じて追従を行うため、サンプリング周期が低い場合はリアルタイムに追従を行う事ができない。サンプリングにはサンプリングキャパシタ C_{samp} を充電するために一定の時間を必要とするため、サンプリング周期を高頻度にした場合は DC-DC コンバータの動作デューティ比が低下し、電力利用効率が低下する。また、OCV-MPPT は PV セルでの利用を前提とした手法であり、解放電圧を取得する際のリスクがない。これは、PV セルが基本的に pn 接合の順方向バイアスで利用される素子であるためである。一方整流回路は逆方向バイアスで動作する素子であり、解放電圧を取得する際に pn 接合、またはショットキー接合がブレイクダウンする可能性がある。これにより、図 3.20 に示すように MPPT 精度が低下するほか、整流素子の破損につながる。

このように、広く利用されている OCV-MPPT には WPT への適用に対して課題がある。また、開放電圧を用いないその他の MPPT 手法では、AD 変換やデジタル処理が必要であるなどの課題があり、超低消費電力である IoT デバイスへの応用に適さない。

既存 MPPT の課題を解決可能な手法として、リアルタイム MPPT を提案した。図 3.21 に提案手法の構成を示す。提案構成では 3.5 節で述べた電力推定回路を用いる。整流回路においては受電電力が大きくなるほど MPP は高電圧となる。したがって、受電電力に応じた電力推定回路の出力電圧を用いることで MPPT が可能であると考えられる。図 3.22 に主整流回路の MPP 電圧 V_{MPP} と電力推定出力 V_{meas} の関係を示す。図 3.22 の結果よりこれらの関係は非線形となるものの、概ね比例係数 $\alpha = 3.0$ の線形近似が可能である。すなわち、Compensator において $\alpha = 3.0$ の定数倍を行うことで、MPPT が可能となる。

提案構成により、サンプリングが不要となり追従性の問題が解決されるとともに、開放電圧を取得する必要がなくなるため大電力領域においても高精度な MPPT が実現できる。

本構成を実装し、測定を行った。なお、実装においては $V_{\text{meas}} - V_{\text{MPP}}$ 特性をより良好に追従するた

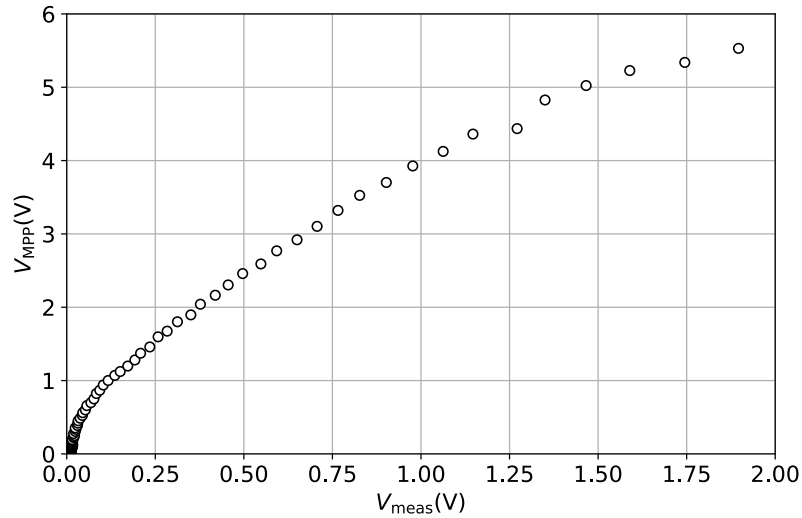


図 3.22 $V_{\text{meas}} - V_{\text{MPP}}$ 特性の測定結果.

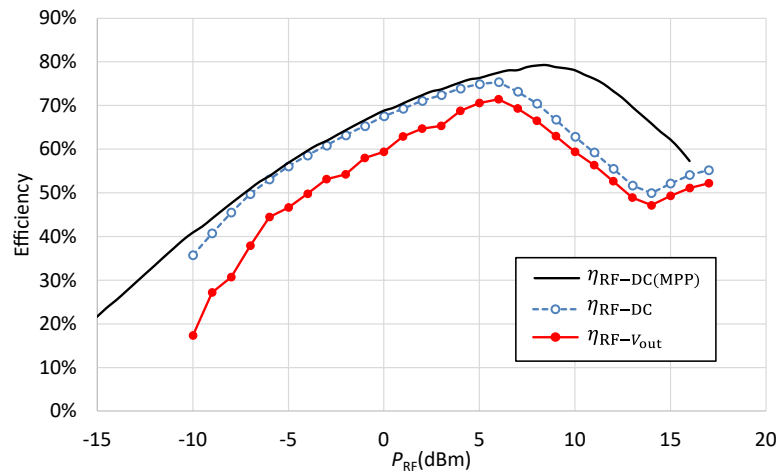


図 3.23 リアルタイム MPPT 回路の測定結果.

め、Compensator を非線形回路としている。これらの回路の電源はすべて V_{DC} および V_{out} から供給されており、本システムは RF 入力以外に電源を必要としない。

図 3.23 に提案回路の測定結果を示す。測定においては出力電圧 $V_{\text{out}} = 3.6 \text{ V}$ とした。測定結果の実線 $\eta_{\text{RF-DC(MPP)}}$ は整流回路のみの最大電力変換効率である。 $\eta_{\text{RF-DC}} = V_{\text{DC}} I_{\text{DC}} / P_{\text{RF}}$ は本 MPPT 動作時の整流回路のみの電力変換効率であり、MPPT の追従精度を表す。 $\eta_{\text{RF-Vout}}$ が負荷までの効率である。

測定結果より、 $P_{\text{RF}} < 6 \text{ dBm}$ の領域においては良好な追従ができていることが確認できる。 $P_{\text{RF}} > 7 \text{ dBm}$ の領域においては追従効率が低下している。これは、 $V_{\text{MPP}} > 3.6 \text{ V}$ となったことにより Boost コンバータが昇圧動作ができなくなり、追従ができなくなったことによる。したがって、昇

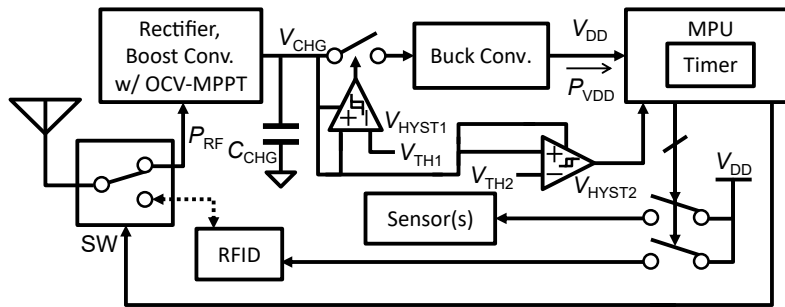


図 3.24 バッテリレスセンサ端末のブロック図.

降圧構成または V_{out} の高電圧化によって対策可能である. また, $P_{RF} > 14 \text{ dBm}$ において効率が改善している傾向が見られる. これは, 主整流回路が MPP から外れて動作していることによって主整流回路のインピーダンスマッチングが悪化し, 副整流回路のインピーダンスマッチングが良化したことにより, 副整流回路に印加された電力が D_{byp} を経由して利用されたことによると考えられる.

以上より, 提案したリアルタイム MPPT 回路は簡易な構成にも関わらず良好な追従性能を有し, 受電電力の変動幅が大きい WPT 用途において有用な構成であるといえる.

3.7 バッテリレスセンサ端末の動作

2.2 節で述べた三つ折りアンテナ, 3.4 で述べた受電回路構成を統合し, 電池レスで動作するセンサ端末の試作を行った.

3.7.1 端末の設計

WPT によって受電可能な電力は図 2.19 に示す通り数 $10 \mu\text{W}$ ~ 数 $100 \mu\text{W}$ 程度と非常に微弱であり, またこの電力は伝搬環境によって大きく変動する. 負荷であるセンサおよび通信回路は MPU, センサ, RFID, 2.3.2 で述べたマイクロ波スイッチから構成され, センサを適切なタイミングで駆動し, センサから得た情報を処理し, 通信を行う機能を持つ. センサ・通信回路は低消費電力で動作し, 入力電力が変動する環境においても安定した動作が可能な構成である必要がある. そこで, 3.4 で述べたようにキャパシタ C_{CHG} への蓄電される電力をキャパシタ電圧 V_{CHG} によって監視し, V_{CHG} が一定範囲となるよう間欠制御することで, 幅広い入力電力に対して動作を実現する.

図 3.24 に端末のブロック図, 図 3.25 に動作シーケンスを示す. P_{RF} が十分な大きさで入力されると, C_{CHG} が充電されることで V_{CHG} が上昇する. $V_{CHG} > V_{TH1} + V_{HYST1}/2$ となると Buck コンバータが起動し, 設定電圧 V_{DDset} で MPU に電力を供給する. MPU はバイパスコンデンサの充電電流, 水晶振動子の駆動開始動作の為, 起動時の電流が大きい. 一方近年の MPU はスリープ状態における消費電力が極めて小さい [78]. したがって, 一度 MPU に電力が供給された後, 可能な限りその状態を維持することが望ましい. また, MPU をスリープ状態にしておくことにより, タイマや RTC^{*7},

*7 Real-time Clock

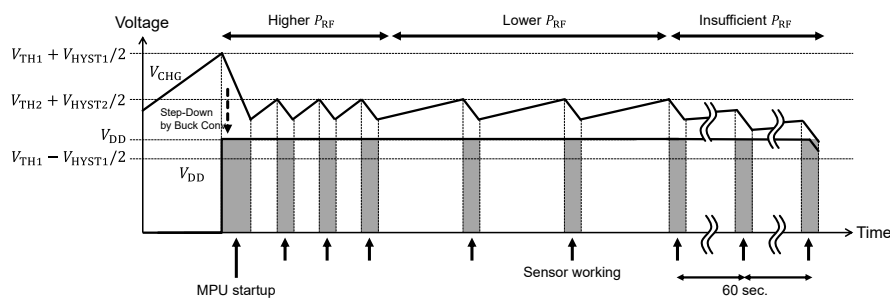


図 3.25 動作タイムチャート.

表 3.2 センサ端末のパラメータ.

項目	変数	定数
電源供給閾値電圧	V_{TH1}	3.02 V
電源供給ヒステリシス	V_{HYST1}	1.15 V
動作トリガ閾値電圧	V_{TH2}	3.15 V
動作トリガヒステリシス	V_{HYST2}	28 mV
電源電圧設定	V_{DD_Set}	2.5 V
蓄電キャパシタ容量	C_{CHG}	100 μ F

AD コンバータをトリガとした起動により柔軟性の高い動作を実現できる。

MPU は電力が供給されると、32.768 kHz の水晶振動子を基準クロックとして 60 秒間隔で間欠動作を開始するよう設定した。スリープ時の消費電力 P_{Sleep} に対して供給電力が上回るとき、 V_{CHG} は上昇する。ここで、 $V_{CHG} > V_{TH2} (+V_{HYST2}/2)$ となると、60 秒を待たずにセンシングおよび通信動作を行う。また、Buck コンバータの動作範囲はヒステリシスを持っており、 $V_{CHG} < V_{TH1} - V_{HYST1}/2$ となると MPU への電力供給を停止する。

本試作における各パラメータを表 3.2 に示す。 C_{CHG} が大きい場合起動に時間がかかり、リークによる電力損失も増加する。また、 C_{CHG} が小さすぎる場合、センサ動作時の消費電流により電圧が動作下限電圧を下回る恐れがある。動作シーケンスより、センサ動作時の消費エネルギーを E_{Sens} として、 C_{CHG} は式 (3.4) を満たす必要がある。

$$\frac{1}{2}C_{CHG} ((V_{TH2} + V_{HYST2}/2)^2 - (V_{TH1} - V_{HYST1}/2)^2) > E_{Sens} \quad (3.4)$$

DC 電源を用いてセンシング 1 回あたりの消費エネルギーを測定したところ、 $E_{Sens} = 53 \mu$ J であった。したがって (3.4) より、 $C_{CHG} > 27 \mu$ F となる。 C_{CHG} は高誘電率系積層セラミックコンデンサであり、DC バイアスによって容量が 50% 程度に低下する。したがって試作機においては、マージンを見込んで $C_{CHG} = 100 \mu$ F とした。 V_{CHG} を監視する 2 つのヒステリシスコンパレータの消費電力は、それぞれ $V_{CHG} = 3$ V のとき 2.5 μ W であった。

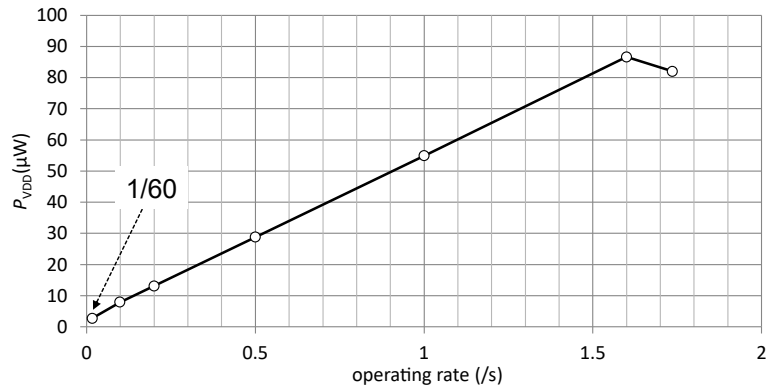


図 3.26 センサ回路の消費電力.

3.7.2 端末の動作実験

設計したセンサの動作実験および測定を行った.

本センサ端末は温度、湿度、気圧、3軸加速度センサを備え、これらの情報を取得可能である。得られたデータは MPU で各センサデータのキャリブレーションテーブルを用いて補正され、RFID のユーザメモリ領域に書き込まれる。書き込みが完了した後、MPU は TX/RX 切り替えスイッチ SW を制御し、200 ms の間 RFID とアンテナを導通させる。RFID リーダでは常に読み取りを行っているため、この間に測定データを読み取ることが可能である。

まず、Buck コンバータ以降の消費電力 P_{VDD} の評価を行った。外部トリガによってセンサ動作間隔を変化させ、平均消費電力を測定した。図 3.26 に測定結果を示す。測定結果より、動作頻度と消費電力の関係は直線的であり、動作時の最小消費電力は 60 秒毎に動作をしている場合の 2.75μ W であった。すなわち、 2.75μ W 以上の電力が供給されれば安定動作を維持可能である。また、最大消費電力は 87μ W であった。動作頻度を 1.7 回/秒よりも高くした場合には逆に消費電力が低下する傾向が確認された。これは、センサ回路がスリープモードに移行せず、常に動作モードになったことによってモード切り替え時の消費電力が低減されたことによると考えられる。

次に、アンテナの代わりに SG^{*8} を接続し、920 MHz の RF 電力を印加して動作の確認を行った。図 3.27 に $P_{RF} = -10$ dBm, -4 dBm 時の動作電圧の時間変化を示す。図 3.27 より、 V_{DD} が安定化されて供給され、 V_{CHG} が V_{HYST1} の一定幅で推移していることが確認できる。また、入力電力に応じて動作頻度に変化していることが確認できる。本実験においては、 $P_{RF} = -12$ dBm においてセンサ動作が可能であることを確認した。

図 3.28 に試作したバッテリーレスセンサを示す。バッテリーレスセンサはセンサ基板と三つ折りアンテナを同軸ケーブルで接続して構成されている。これらは基板に生じるコモンモード電流によるアンテナ特性の変化を抑制するためにフェライトコアを介して接続されている。

*8 Signal Generator

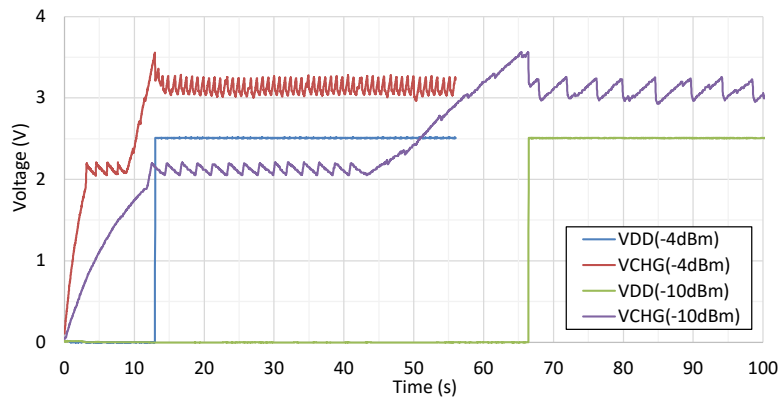


図 3.27 バッテリレスセンサの動作電圧波形.

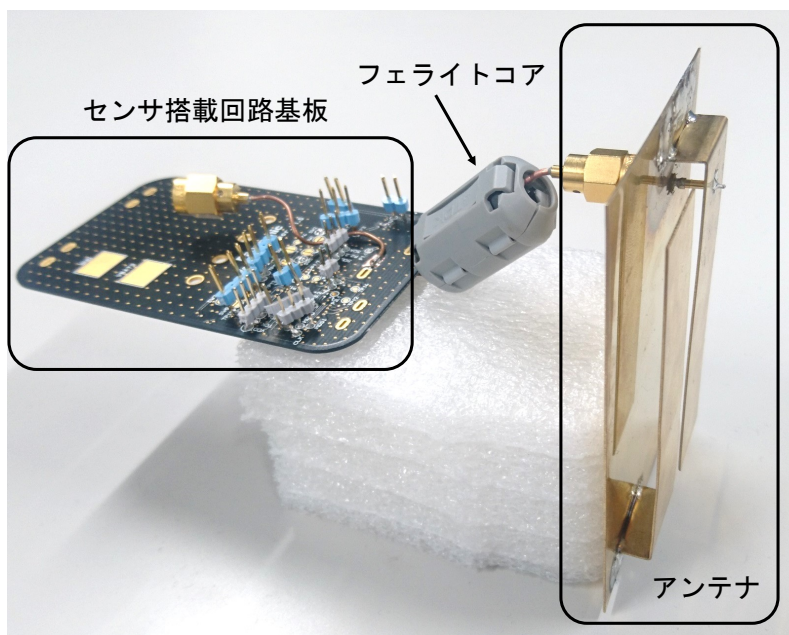


図 3.28 試作したバッテリーレスセンサ.

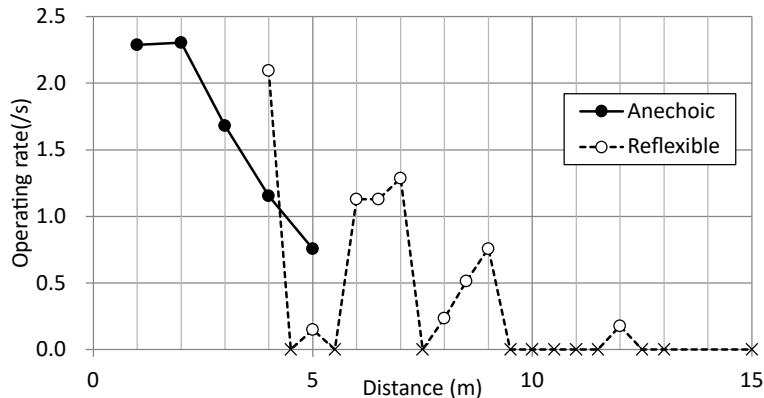


図 3.29 動作間隔の測定結果.

電波無響室およびオフィス環境においてセンサの通信実験を行った。実験においては、 $P_{TX} = 1\text{ W}$ 、 $G_{TX} = 6\text{ dBi}$ 、周波数は UHF 帯 RFID リーダの送信周波数として使用可能なチャンネルである 918.0 MHz とした。電波無響室環境においては、設備の都合より測定距離の上限を 5 m とした。オフィス環境においては送信アンテナおよびセンサ端末を床より 1.15 m 位置に設置し、見通し環境とした。送受アンテナは指向性アンテナであるため、各測定において送信アンテナはセンサ端末方向に指向するよう設置し、受信アンテナは図 2.5 における z 軸が送信アンテナを指向し、 y 軸が垂直となるように配置した。評価項目はセンサが動作し、温度、湿度、気圧、3 軸加速度を取得可能な距離および動作頻度とした。

図 3.29 に実験結果を示す。図 3.29 より、電波無響室環境では 5 m 地点において約 1.3 秒間隔で動作し、データを取得可能であることを確認した。一方、オフィス環境では 12 m 地点において約 5.7 秒間隔で動作が可能であった。また図 3.29 における \times マーカは動作を確認できなかったことを示す。オフィス環境には床、壁、天井等の反射によりマルチパスフェージングが発生し、これが電力を受信出来ない点が生じた原因であると考えられる。一方、無響室環境における 5 m と同等の動作頻度がオフィス環境では 9 m で得られている。このことより、最大通信距離に着目した場合、マルチパスフェージングは通信距離の延伸に寄与することが可能であるといえる。

3.8 結論

本章では WPT システムにおける受電回路について述べた。

まず整流回路の構成について検討し、小型かつ高効率な整流回路として倍電圧整流回路が IoT デバイスに適することを示した。倍電圧整流回路の動作について検討し、整合回路をローパスフィルタ構成とすることで F 級動作を実現し、高調波の再放射を抑制可能であることを示した。

次に、整流回路の電源としての特性を高速に評価する評価システムについて述べた。2 象限電源を用いて構築した測定システムでは、18000 点の入力電力と出力インピーダンスの組み合わせについて数分以内といった短時間での測定を実現した。

次に整流回路で得た不安定な電力を安定化し、MPU・センサ等の負荷に供給するための電源回路構成について提案した。整流回路出力を昇圧し、蓄電した後に降圧する構成により、幅広い入力電力に対して電力を有効に活用可能であることを示した。

また、入力電力の大きさを簡易な構成で測定可能となる受電電力推定回路について提案し、整流効率をほとんど劣化させることなく受電電力に応じた電圧が出力可能であることを確認した。

次に、整流回路から電力を高効率に引き出すための MPPT 回路について検討した。すでに先行研究が多数存在する OCV-MPPT の適用について検討・評価を行い、OCV-MPPT の効果および課題について述べた。OCV-MPPT の課題を解決する手法としてリアルタイム MPPT 回路を提案し、高速かつ高精度に MPP への追従が可能であることを示した。

最後に、三つ折りアンテナ・RF スイッチ・倍電圧整流回路・電力マネジメント回路・OCV-MPPT 回路を統合し、MPU とセンサを負荷としたバッテリレスセンサを試作した。試作したセンサは温度・湿度・気圧・3 軸加速度の同時取得機能を持ち、RFID による通信機能を有しながら $2.75 \mu\text{W}$ で動作が可能であり、 -12 dBm の高周波電力で動作が可能であることを確認した。また、電波暗室内およびオフィス環境において給電実験を実施した。送電電力 1 W , 4 W EIRP のとき、電波暗室内では 5 m 、オフィス環境においては 12 m 地点でのセンサ動作を確認した。

本章における研究成果は、査読論文 [A1] にて公表している。

第 4 章

分散協調型無線電力伝送システムの解析

4.1 はじめに

2 章および 3 章においては、限られた受電電力密度あるいは電界強度の環境において、安定に動作するアンテナおよび回路の設計方法について述べた。

一方、WPT をより幅広いユースケースに適用するためには、より長い距離、あるいは広い範囲に対してより大きな電力を供給することが望まれる。このためには、送電アンテナを大型化して高利得化するか、送電電力自体を向上させる方法が考えられる。しかし、高利得アンテナによって高い電界強度の領域が生じるため、これは人体防護の観点から問題となる [79, 80]。さらに、高利得アンテナを用いる場合は他の電子機器や無線通信に対して高い電力の干渉を与える可能性があるため、運用または制御によって干渉回避を行う必要がある。

これらの課題により、WPT において長距離に大電力を供給することは技術的に課題がある。

無線通信・移動体通信の分野においては、分散アンテナシステム (DAS^{*1}) が実用化されている [81]。これは、通信基地局のアンテナを空間的に分散して設置することにより、電波の空間伝搬損失やシャドローイングによる通信品質の劣化を改善し、あるいは MIMO^{*2}システムにおける伝送容量を向上するものである。

WPT においても、複数の送電アンテナを分散して設置することにより給電範囲の拡大、給電電力の向上を図っている先行研究が存在する [35, 82–88]。このように、多数の送電アンテナを設置し、同時に送電を行う手法を分散協調型 WPT と呼ぶ。

4.2 分散協調形 WPT システムの概要

図 4.1 に分散協調型 WPT システムのアンテナ配置を示す。多数の送電アンテナを例えば室内空間における天井に設置することにより、受電アンテナの位置の変動やある方向に対する遮蔽に対して頑健な給電システムを構築することができる。さらに室内空間の天井には数 m 間隔で照明機器が設置されていることが多く、送電アンテナの組み込みおよび電源の確保の観点から有利である。

*1 Distributed Antenna System

*2 Multiple-Input and Multiple-Output

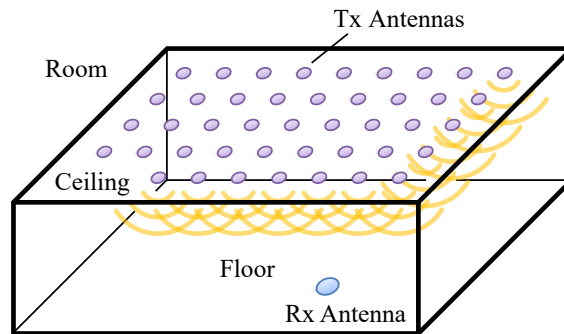


図 4.1 分散協調型 WPT システムのアンテナ配置.

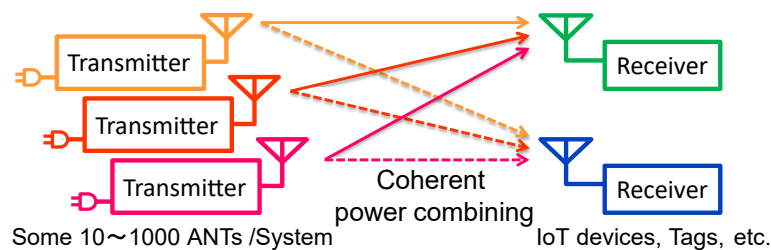


図 4.2 分散協調型 WPT システムの概念図.

次に図 4.2 に分散協調型 WPT システムの概念図を示す。分散協調型 WPT システムは 2 台以上の送電器と 1 台以上の受電デバイスから構成され、それぞれ 1 個以上の送受電アンテナを有している。また、分散協調型 WPT システムでは各送電器は互いに無線・有線で接続され、送信周波数・位相・タイミング等のパラメータを協調して制御する。

先行研究 [35] においては、複数の送電アンテナからの給電によりフェージングが生じる問題に対して、搬送波周波数制御 (CSD^{*3}) によりフェージングの悪影響を低減する手法が提案されている。この方式では、複数設置される各送信アンテナから受電アンテナに到達する電力はインコヒーレントな状態に制御されるため、RF 受電電力は各送電アンテナが 1 台ずつ送電を行った場合に受電される電力の和となる。

一方先行研究 [82–88] においては、複数の送電アンテナ間で送電周波数が同一となるよう周波数同期を行い、各アンテナの送電位相を適切に制御することにより高効率な電力伝送を実現する手法が提案されている。

周波数同期を行わない、あるいはわずかに異なる周波数を用いて給電を行う手法を周波数非同期方式 (Async)、周波数同期と位相制御を伴う手法を周波数同期方式 (Sync) と分類する。

^{*3} Carrier Shift Diversity

4.3 受電電力の算出

分散協調型 WPT における 1 台の受電アンテナの受電電力を算出する。1 台の送電アンテナ $i(1 \leq i \leq N)$ のみが送電を行っているとき、受電デバイスに到達する電力が P_{ri} であるとする。このとき、伝搬環境が遠方界かつ自由空間であるとする、遠方界の性質から P_{ri} は式 (4.1) で表される。

$$P_{ri} = P_{ti} G_{ti} G_{ri} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_i} \right)^2 \quad (4.1)$$

ここで、 P_{ti} 、 G_{ti} はそれぞれ送電アンテナ i における送電電力及び受電デバイス方向の利得であり、 G_{ri} は受電デバイスのアンテナにおける送電アンテナ i 方向の利得である。

周波数非同期方式 (Async) においては合計受電電力 $P_{r\text{Async}}$ が単純な電力加算となるため式 (4.2) で表される [35]。

$$P_{r\text{Async}} = \sum_{i=1}^N P_{ri} = N\bar{P}_r \quad (4.2)$$

ここで、 \bar{P}_r は P_r の時間平均値を表す。ただし、周波数非同期方式においては受電電力が複数の周波数成分をもつ変調波となる。整流回路は非線形回路であるため、整流効率は入力電力の変調の有無によって変化すると考えられる [89]。本検討では整流回路の効率は変調の有無によって変化せず、RF-DC 変換に寄与する電力は式 (4.2) で与えられると仮定する。

次に周波数同期方式における電力を計算する。周波数が等しい場合、受電電力は受電電界の和の 2 乗となる。各送電アンテナ i から同一周波数、送電位相 θ_{ti} で電力が送電され、受電アンテナにおける位相が ϕ_i であるとき、受電電力 $P_{r\text{Sync}}$ は式 (4.3) で与えられる。

$$P_{r\text{Sync}} = \left| \sum_{i=1}^N \sqrt{P_{ri}} e^{j\phi_i} \right|^2 \quad (4.3)$$

また受電位相が等しい場合、 $P_{r\text{Sync}}$ の最大値 $P_{r\text{Opt}}$ は式 (4.4) で与えられる。

$$P_{r\text{Opt}} = \left(\sum_{i=1}^N \sqrt{P_{ri}} \right)^2 = \left(N\sqrt{\bar{P}_r} \right)^2 \quad (4.4)$$

この関係は図 4.3 のように四角形の面積として示すことができる。またこの図より、明らかに $P_{r\text{Async}} \leq P_{r\text{Opt}}$ 、 $0 \leq P_{r\text{Sync}} \leq P_{r\text{Opt}}$ である。

一般に σ が x の標準偏差を表すとき、 $\sigma^2 = \overline{x^2} - (\bar{x})^2$ である。したがって、式 (4.3)、(4.4) より式 (4.5) が成り立つ。

$$N^2 \sigma_P^2 = N P_{r\text{Async}} - P_{r\text{Opt}} \geq 0 \quad (4.5)$$

ここで σ_P は $\sqrt{\bar{P}_r}$ の標準偏差である。式 (4.5) より、周波数同期により受電電力は最大 N 倍に向上することが示される。またこのとき σ_P が 0 であるため、各送電アンテナからの到達電力が等しいときに最大の電力向上が得られることがわかる。

したがって、分散協調型 WPT システムにおいては各送電アンテナの電力が均一に受電端末に到達することが重要であり、広い指向性の送電アンテナが有利となることが予想される。

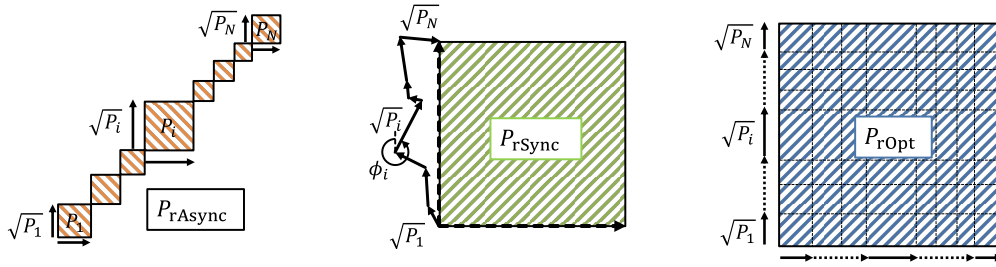


図 4.3 受電電力の図形的表示.

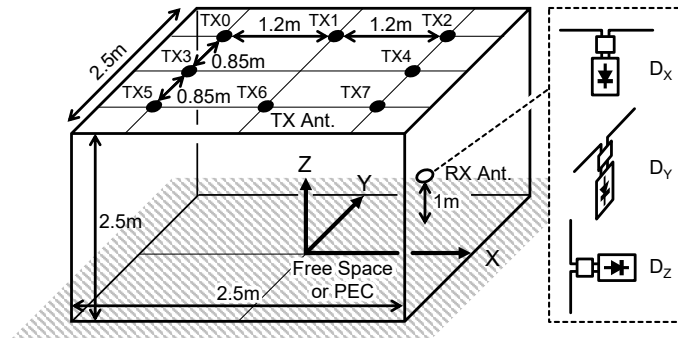


図 4.4 レイラウンチング法による伝搬シミュレーション環境.

4.4 レイトレース法による解析

分散協調型 WPT において、各送電アンテナと受電アンテナは比較的低利得であり、各アンテナは数波長以上の距離を隔てて設置されると想定されるため、各アンテナ間の関係は遠方界と考えることができる。したがって、式 (4.1)、(4.2) 及び (4.4) を用いて自由空間における受電電力を計算することができる。また、伝搬環境に反射・遮蔽物体が存在する場合においても、送受電アンテナ間の関係が遠方界であることからレイトレースシミュレーション等による高速な評価が可能となる。

本節では、レイトレース法を用いた分散協調型 WPT システムの解析について述べる。

4.4.1 レイラウンチング法による解析

図 4.4 に示すアンテナ配置において、周波数非同期方式及び、周波数同期方式における最大受電電力をシミュレーションにて評価した。評価においては受電アンテナからレイラウンチングを行うことにより各送受電アンテナ間の伝搬チャンネルを計算し、周波数非同期の場合の受電電力を式 (4.2) によって、周波数同期の場合の最大受電電力を式 (4.4) によって計算した。シミュレータには CST Studio Suite 2019 (Dassault Systèmes) の A-solver を使用し、反射回数は 1 回とした。

送電アンテナ及び受電アンテナの指向性を図 4.5 に示す。送電アンテナは左旋円偏波アンテナまたはダイポールアンテナとし、円偏波アンテナにおいては主放射方向 $\theta = 0$ を $-Z$ 方向とした。

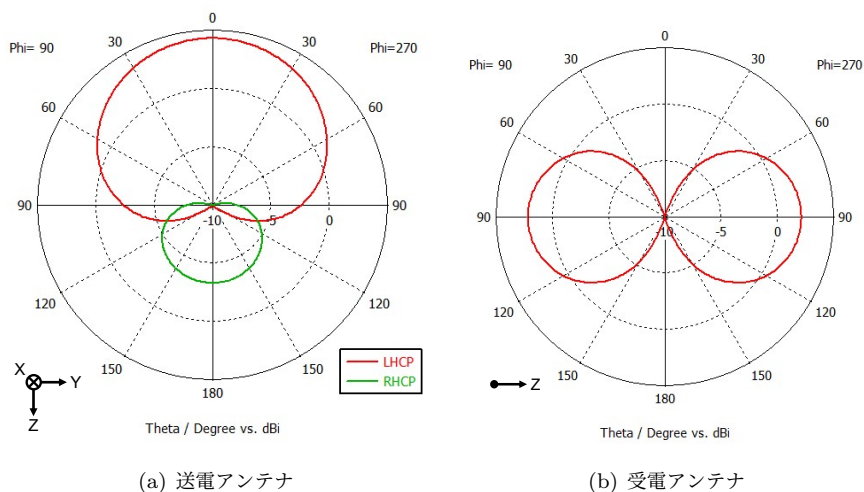


図 4.5 シミュレーションに用いたアンテナの指向性.

表 4.1 シミュレーションにおける受電電力.

Floor	Antenna TX-RX	Min, Median, Max						Median $\frac{\text{Sync}}{\text{Async}}$
		Sync (mW)			Async (μW)			
PEC	C _Z -D _X	0.24	0.40	0.73	38	60	107	6.56
	C _Z -D _Y	0.27	0.43	0.89	42	65	113	6.53
	C _Z -D _Z	0.07	0.14	0.20	10	19	28	7.36
	D _Z -D _Z	0.11	0.18	0.21	16	26	32	6.76
FS	C _Z -D _X	0.21	0.34	0.38	39	52	59	6.55
	C _Z -D _Y	0.21	0.39	0.46	35	58	60	6.79
	C _Z -D _Z	0.10	0.13	0.17	14	17	21	7.80
	D _Z -D _Z	0.15	0.17	0.21	22	25	30	6.80

このアンテナ配置を C_Z と表記する. 受電アンテナは半波長ダイポールアンテナであり, エレメントが X, Y, Z 軸の各方向に並行となるように配置した. この配置をそれぞれ D_X, D_Y, D_Z, と表記する. 解析空間は $-1.5 \leq X \leq 1.5, -1.5 \leq Y \leq 1.5, 0 \leq Z \leq 3.0(\text{m})$ の範囲であり, 床面 ($Z = 0$) を自由空間 (FS: freespace) 及び完全導体 (PEC: perfect electric conductor) とし, それ以外の空間を自由空間とした. 8 台の送電アンテナへの給電電力はそれぞれ 100 mW, 放射効率を -2.8 dB とした. ダイポールアンテナは最大利得を 2.13 dBi, 放射効率を -0.2 dB とした. 受電電力は $-1.5 \leq X \leq 1.5, -1.5 \leq Y \leq 1.5, Z = 1.0(\text{m})$ 平面内に 62.5 mm ($\approx 0.19\lambda$) 間隔で測定点を取り, 1 台の受電アンテナが配置される条件の元で算出した.

解析平面内における受電電力の最小値, 中央値, 最大値, 及びそれらの周波数同期による改善量を表 4.1 に示す. また, 送電アンテナが C_Z 受電アンテナが D_Y の場合の受電電力の分布を図 4.6 に示し,

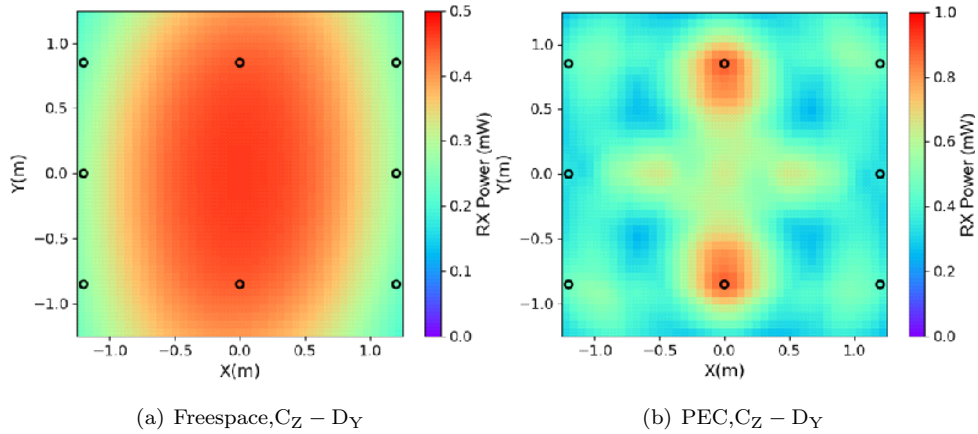


図 4.6 シミュレーションにおける最大受電電力分布.

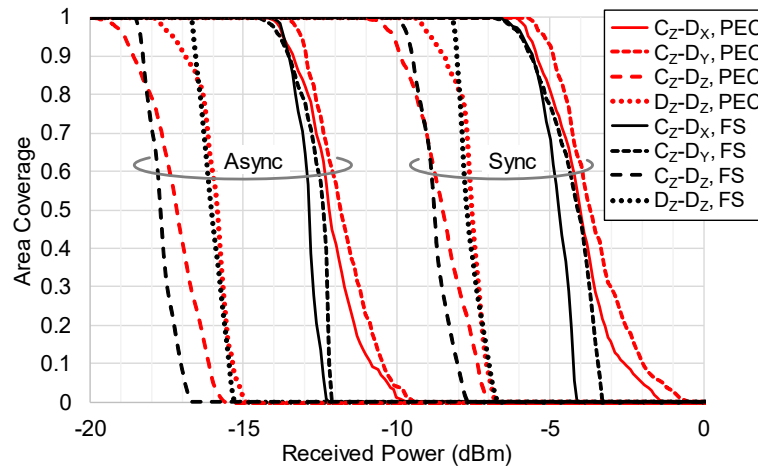
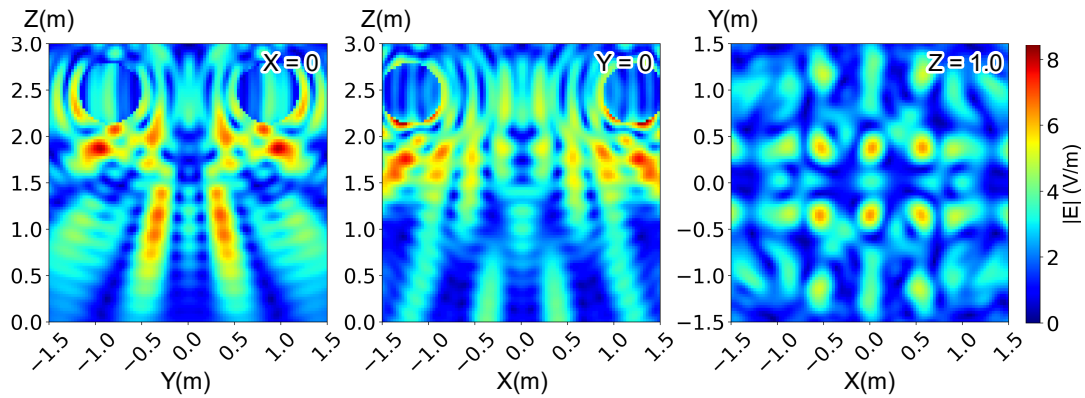


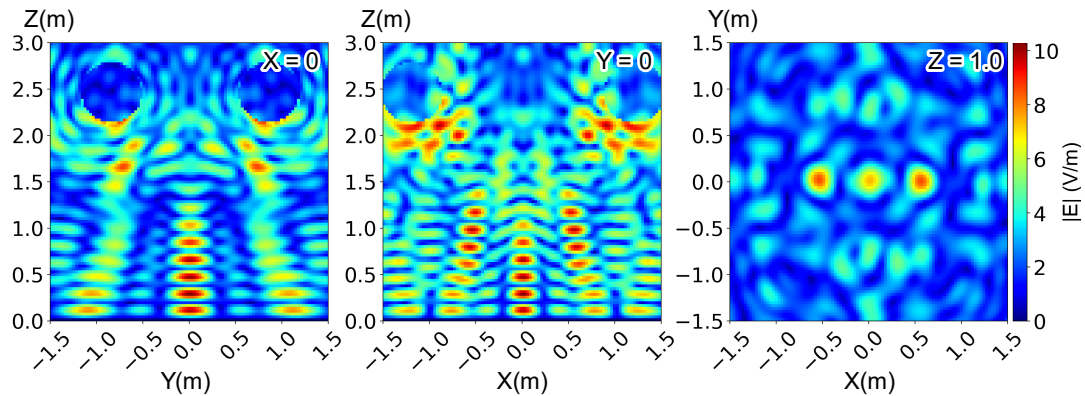
図 4.7 CCDF の計算結果.

各アンテナの組み合わせにおける受電電力の相補累積分布関数 (CCDF^{*4}) を図 4.7 に示す. ここで, CCDF は空間においてある受電電力が得られる位置の割合 (面積カバー率) を示している. 表 4.1 及び図 4.7 より, 送受電アンテナが D_X, D_Y の場合, 送電アンテナに円偏波アンテナを用いることにより周波数同期の有無によらず受電電力が改善することがわかる. 一方, 受電アンテナが D_Z である場合は偏波整合損により受電電力が低下することが確認できた. また, 周波数同期による中央値の改善量 Sync/Async は各アンテナの組み合わせにおいて 6.5 倍以上の改善が得られている一方, 式 (4.5) により与えられる最大改善量 8 倍には達していない. これは, 全ての送電アンテナから受電アンテナまでの伝搬損失が等しくなる確率が低いためである. 実環境において常に最大改善量を得ることは困難であるが, 例えば送電アンテナの指向性をセカント 2 乗特性とすれば水平距離に対する伝搬損失の変動

^{*4} Complementary Cumulative Distribution Function



(a) Freespace, $C_Z - D_Y$



(b) PEC, $C_Z - D_Y$

図 4.8 シミュレーションにおける電界分布.

が低減できるため、改善量を理論値に近づけることができると考えられる。

次に、反射の有無による受電電力の差異について検討する。表 4.1 および図 4.6, 4.7 より、送電アンテナが C_Z である場合、床面反射がある場合に受電電力が平均的に向上することわかる。

受電アンテナが $(0, 0, 1)$ (m) 地点にある場合の最適位相で全ての送電アンテナから同時に送電を行った場合の電界強度分布を図 4.8 に示す。図 4.8 に見られる球状の非連続な境界はレイラウンチング法による計算において、波源近傍の領域を電界 0 として扱っていることに起因する。図 4.8 より、床面反射がある場合は受電アンテナと床面間の電界強度が高くなっており、これは床面反射が有効に利用されるように位相が最適化された結果であると考えられる。実際の屋内環境ではほとんどの場合床面反射が存在するため、本方式は反射のある空間に分布受電端末に対して平均的に高い電力を供給できる方式であるといえる。一方、反射環境では図 4.6(b) に見られるように局所的に受電電力が小さくなる点が存在する。これは、各送電アンテナ単位で発生するフェージングによるヌル点が複数の送電アンテナにおいて同じ位置に発生することが原因であると考えられる。

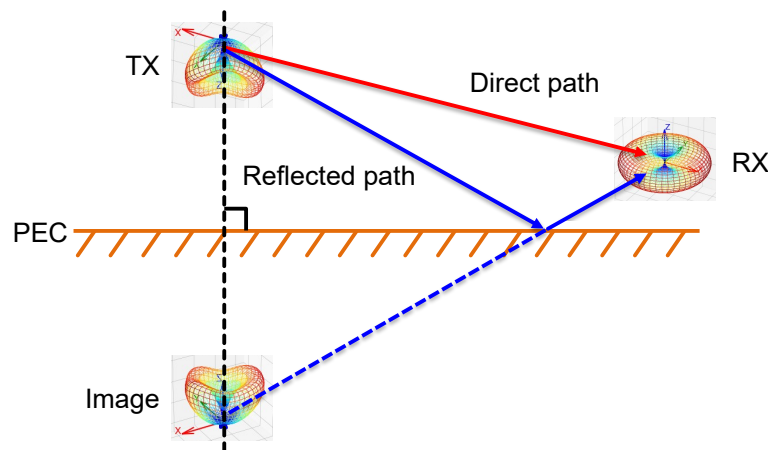


図 4.9 イメージング法概念図.

また図 4.8 より、反射の有無に関わらず、送電アンテナ近傍と受電アンテナ近傍では電界強度が高いものの、それ以外の領域では比較的電界強度が低いことがわかる。この特性により、分散協調型 WPT では受電電力を確保しつつ不要輻射の低減が可能であると考えられる。

以上の結果より、分散協調型 WPT において、周波数同期と位相最適化により大幅に受電電力の改善が可能であることを確認した。また、送電アンテナに円偏波アンテナを用いることにより、受電アンテナの偏波方向が XY 平面内において変化した場合であっても均一な電力が受電可能であることを確認し、反射環境においてもその特性が維持されることを確認した。本方式では受電アンテナが垂直偏波となる場合に受電電力が小さくなる課題があるものの、偏波ダイバーシチを併用することによって全姿勢において高い電力が受電可能であると考えられる。

本解析において、周波数同期、非同期における最大の RF - RF 伝送効率はいずれも 0.11%、0.014% であった。

4.4.2 イメージング法による解析

さらに送電アンテナ数 N を増やし、大規模なシステムを解析するために、モデルを簡易化する。送電アンテナが天井に設置され、十分に広い空間において床方向に給電を行う環境を想定すると、主な反射要因は床面のみとみなすことができる。

そこで、床面での完全反射のみが存在する環境を想定し、イメージング法により伝搬解析を行う。イメージング法概念図を図 4.9 に示す。イメージング法は鏡像法とも呼ばれ、フェルマーの原理より求められる送信点の鏡像を用いて計算を行う [90]。また、PEC 境界においては法線方向の電界のみが存在するため、鏡像により生じる電界ベクトルを一意に決定することができる。

一般のイメージング法ではある反射面が反射パスを生じるかどうかの探索・判定を行う必要があり、この計算量は反射回数に対して指数的に増加する。本検討では無限に広がる PEC 地板のみを考慮するため、反射パスは必ず 1 度のみ発生する。したがって、反射パスの探索・判定は不要であり、高速に計算を実施することができる。

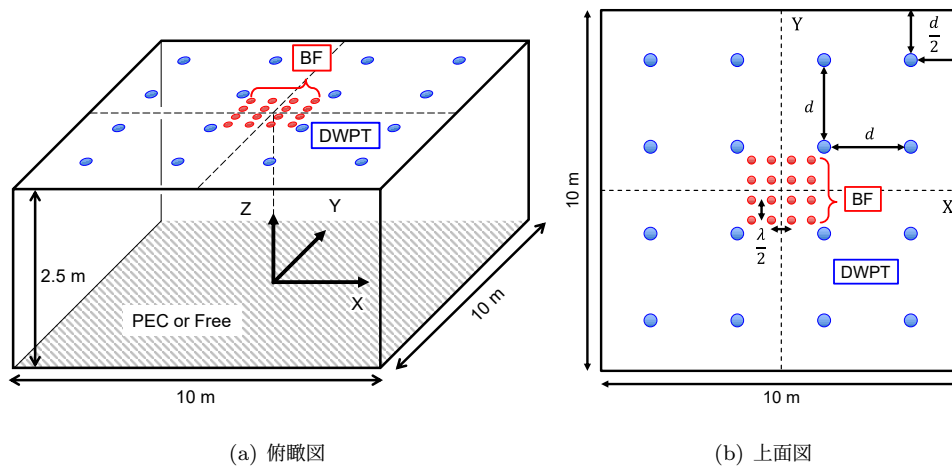


図 4.10 解析空間.

表 4.2 解析条件.

	BF	DWPT
N	256(16 × 16)	64(8 × 8)
Freq.	5.8 GHz	920 MHz
d_{array}	25.86 mm ($\lambda/2$)	800 mm (2.45λ)
P_{total}	10 W	10 W
$G_t(\text{MAX})$	9.0 dBic	1.3 dBic
$G_r(\text{MAX})$	2.14 dBi	2.14 dBi

本検討ではビームフォーミング (BF) および分散協調型 WPT(DWPT) の 2 つの構成について、受電電力の計算を行った。図 4.10 に解析空間を示す。また、表 4.2 に解析の条件を示す。

送電アンテナは BF においては円偏波パッチアンテナ、DWPT においては水平面無指向性円偏波アンテナを用いた。送電アンテナの指向性を図 4.11 に示す。

受電アンテナは Z 軸に平行に配置された 2.14 dBi のダイポールアンテナであるとした。解析においては、受電アンテナを (3, 0, 1)(m) 配置してビーム形成を行った場合の他の地点における受電電力を式 (4.3) によって求め、すべての地点で得られる最大受電電力を式 (4.4) によって求めた。図 4.12 にビームフォーミングにおける受電電力の解析結果を示す。上段は $Z = 1.0$ m 平面、下段は $Y = 0.0$ m 平面の結果である。

解析結果より、受電点に向かって細いビームが形成されていることが確認できる。一方、最大受電電力の結果より、送電アンテナ直下の位置においては受電ダイポールアンテナの指向性によって受電電力が低下する領域が見られるほか、ビーム形成角度が浅くなる領域については送電エレメントの指向性によって受電電力の低下が見られる。床面反射がある場合においては反射を用いたパスが形成されている一方、反射の影響によって周期的にフェージングが生じ、受電電力が低下する領域が存在することが

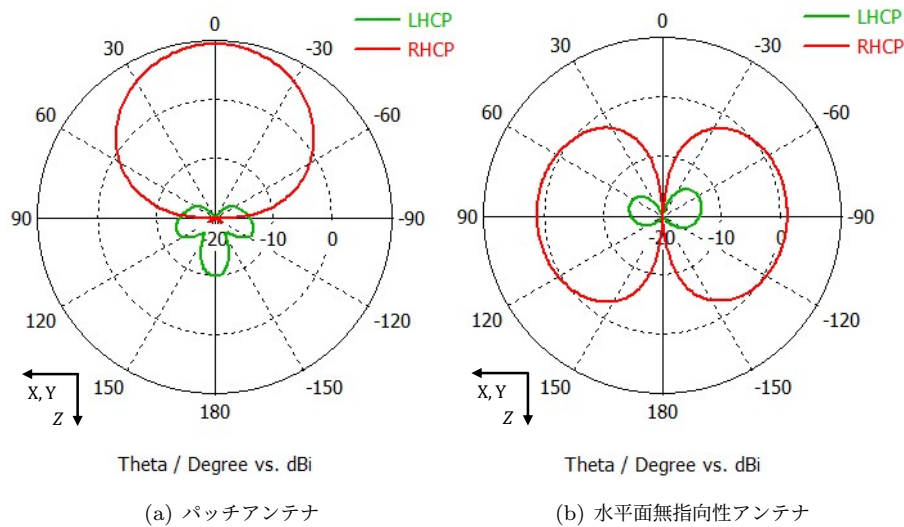


図 4.11 解析に用いた送電アンテナの指向性.

分かる.

次に, 図 4.13 に DWPT における受電電力の解析結果を示す.

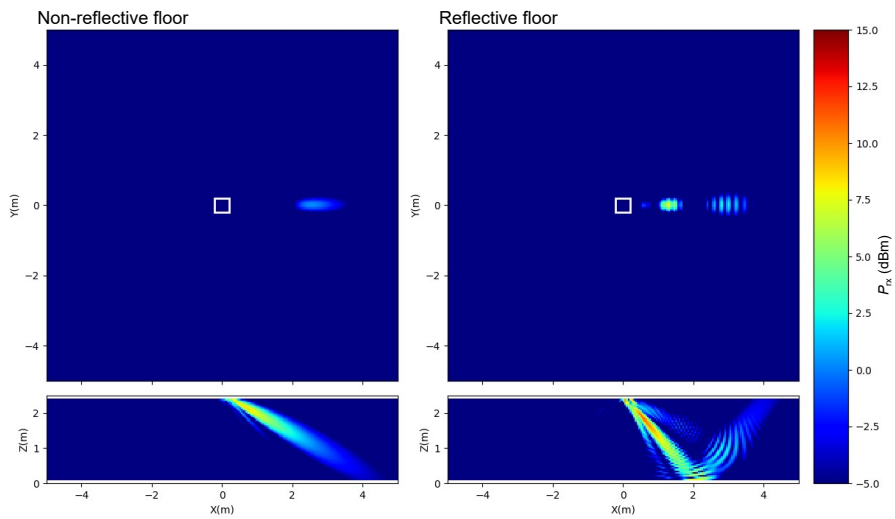
解析結果より, 受電アンテナの位置において高い電力が受電できていることが確認できる. また, 受電アンテナの位置以外においてもランダムな斑点状の電力分布が生じているものの, 送電アンテナ近傍を除くと受電アンテナの位置において最も高い電力スポットが形成されている. 最大受電電力については, BF と比較して広い領域で均一に大電力が得られている. 反射のある環境においては床面付近にフェージングにより受電電力が低下する位置が存在しているものの, 全体としての分布は BF と比較して均一であることが確認できる.

これらの結果より, 分散協調型 WPT ではビームフォーミングと比較して大電力を安定して供給可能であることが確認できた.

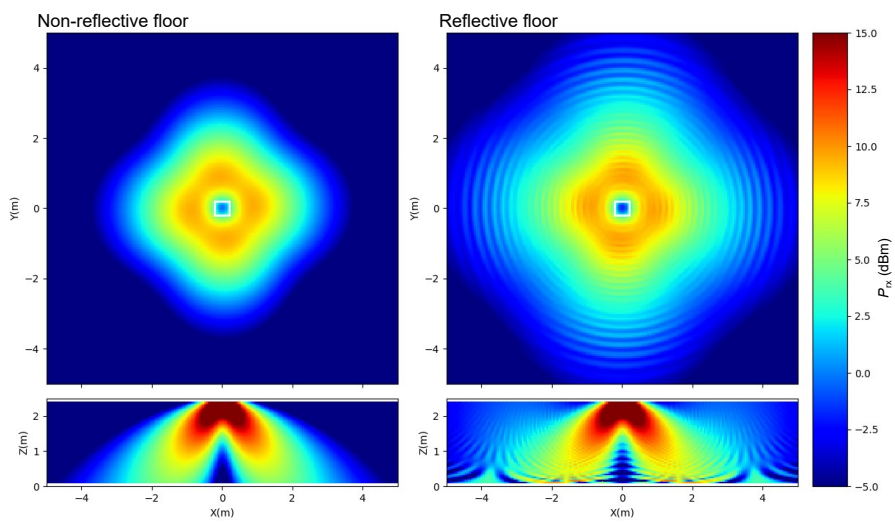
4.5 モンテカルロ法による解析

次に, ビームフォーミングシステムと分散協調型 WPT システムにおいて統計的に受電電力の評価を行う. 送電アンテナ配置は図 4.10 と同様とし, BF においてはエレメント間隔 d_{array} を $\lambda/2$ 一定, DWPT においてはエレメント間隔をアレー数 N に応じて決定した. BF においては図 4.11(a) に示す 9.0 dBic のパッチアンテナ, DWPT においては図 4.11(b) に示す 1.3 dBic の水平面無指向性アンテナを用いた. 送電アレーは $N = 4, 16, 64, 256$ 素子の正方形アレーとし, 920 MHz および 5.8 GHz の周波数において解析した. 送信電力は合計 10 W とした.

受電アンテナはダイポールアンテナとし, $-5 \leq X \leq 5(\text{m})$, $-5 \leq Y \leq 5(\text{m})$, $0.15 \leq Z \leq 2.35(\text{m})$ の範囲にランダムに配置した. 姿勢は一様ランダムとした. また, 床面反射のない場合 (Free) および床面に反射が存在する場合 (Refl.) の 2 通りの環境において解析を行った. モンテカルロ解析の計算回

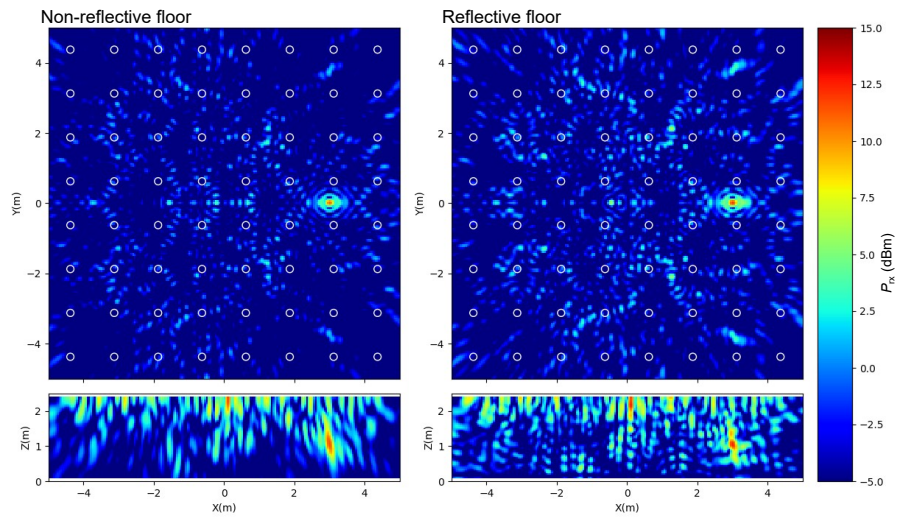


(a) $(3, 0, 1)$ にビーム形成

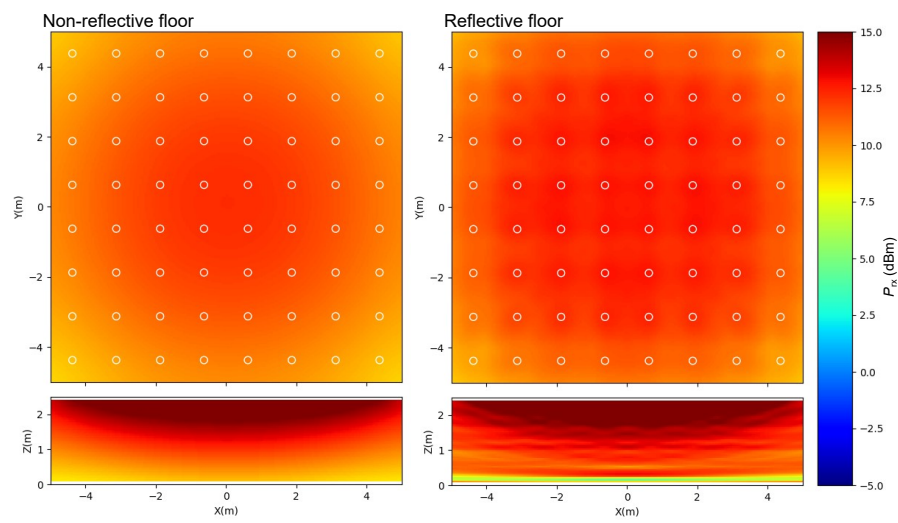


(b) 最大受電電力

図 4.12 BF における受電電力の解析結果.



(a) $(3, 0, 1)$ にビーム形成



(b) 最大受電電力

図 4.13 DWPT における受電電力の解析結果.

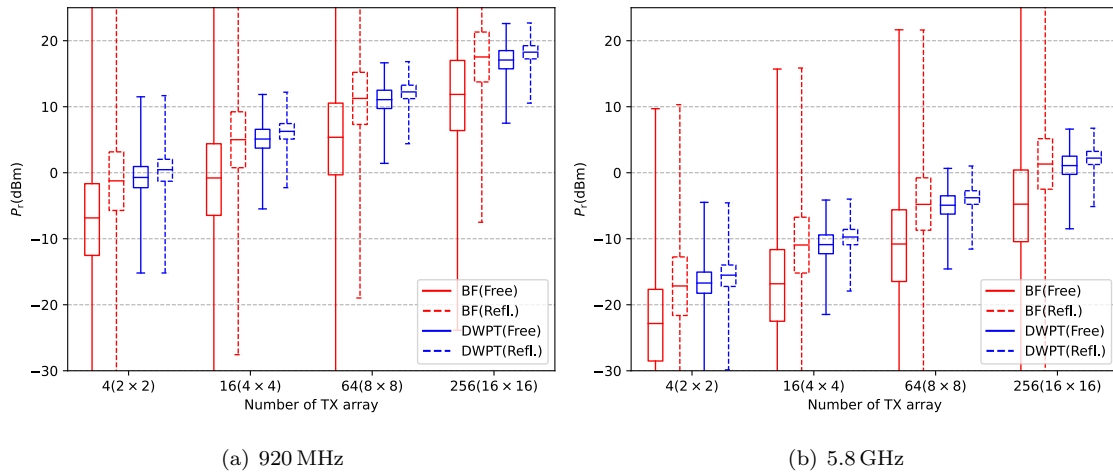


図 4.14 モンテカルロ解析の結果.

数は各 10000 回とした.

図 4.14 の箱ひげ図に計算結果を示す. 図 4.14 の結果より, 同一周波数であれば受電電力の中央値は反射の有無によらず DWPT が BF に対して高くなることが確認できる. また, 周波数やアレー数によらず反射の存在する環境では受電電力が向上することが確認できた. DWPT の受電電力の分布は BF に対して分散が非常に小さいことが確認できる.

この結果より, 例えば 5.8 GHz 256 素子アレーアンテナを用いた場合のビームフォーミング方式と比較し, 920 MHz 16 素子分散協調 DWPT がより高い受電電力と小さい分散を実現可能であるといえる. ただし, 本検討では受電アンテナの利得を一定としており, 5.8 GHz における受電アンテナは 920 MHz よりも小型化可能である.

4.6 受電電力を用いた位相最適化アルゴリズム

特定の受電アンテナにおいて受電位相が等しくためには, 各送電アンテナと受電アンテナとの伝搬位相を補償するように送電位相を最適化する必要がある. これを位相最適化と呼ぶ. 位相最適化のために, 各送電アンテナと受電アンテナの間の位相差, すなわち伝搬チャンネル情報を知る必要がある. このためには, 受電デバイスにおいて搬送波位相を検出する必要があり, 電力・演算能力の限られた受電デバイスでこれを行うことは好ましくない.

また, ビームフォーミング方式においては受電デバイス側からビーコン信号を発出し, 送電デバイス側で受信することにより伝搬チャンネルを求める手法も用いられている [91, 92]. しかし, ビーコンを発出するために電力を消費する, ビーコン周波数と送電周波数の誤差が位相制御誤差に影響を与えるといった課題が存在する.

一方, アレーアンテナにおいて素子アンテナの励振位相を合成電界の振幅のみを用いて推定する手法が提案されている [93–95]. 分散設置された送電アンテナに対し, 合成電界の振幅は各送電アンテナに

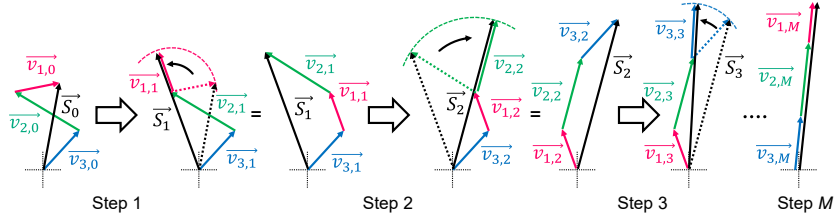


図 4.15 位相最適化の概念図.

おける位相の関数となり，適切な演算を行うことにより各送電アンテナ間の位相差を推定することが可能である．

本研究では，式 (4.3) における合計受電電力 P_r を目的関数として，クローズドループによって送電位相 ϕ_i を逐次的に最適化することにより，位相の全体最適を得る．式 (4.3) は N 次元の周期関数となる．また式 (4.3) は凸関数であるため，山登り法や勾配法等の制御によっていずれは全体最適に近づく．

4.6.1 逐次操作による位相最適化

すべての送電アンテナから送電しながら，ある 1 つの送電位相のみを変化させることにより，位相最適化を行うことを考える．図 4.15 にこの方法の概念図を示す．ベクトル $\vec{v}_{i,j}$ は最適化ステップ j において i 番目のアンテナから到達する電力の振幅（電力の平方根）と位相を示している．また， $\vec{S}_j = \sum_{i=1}^N \vec{v}_{i,j}$ はステップ j における合計受電電力の平方根を示している．各ステップ j ではすべてのアンテナから送電を行っている状態で，1 つのアンテナの送電位相 $\theta_{i,j} = \angle \vec{v}_{i,j}$ を回転させる．これによって，受電電力の振幅 $|\vec{S}_j|$ が正弦波状に変動し， $|\vec{S}_j|$ の極大値を見つける事ができる．このとき，式 (4.6) が成り立つ．

$$\angle \vec{v}_{i,j} = \angle (\sum_{k \neq i} \vec{v}_{k,j}) = \angle (\vec{S}_j - \vec{v}_{i,j}) \quad (4.6)$$

この操作を繰り返すことにより，全ての位相が同一の値に漸近する．しかし，本操作では有限回で最適位相に到達することはない．このことは背理法により示すことができる．簡単のため $N = 3$ とする．これらの位相が最後のステップ $j = M$ で最適値に到達すると仮定すると，式 (4.7a)，(4.7b) が成り立つ．

$$\angle \vec{v}_{1,M} = \angle \vec{v}_{2,M} = \angle \vec{v}_{3,M} \quad (4.7a)$$

$$\angle (\vec{v}_{3,M-1}) \neq \angle (\vec{v}_{2,M-1}) = \angle (\vec{v}_{1,M-1}) \quad (4.7b)$$

各ステップにおいて，式 (4.8a) および (4.8b) が (4.6) より成り立つ．

$$\angle \vec{v}_{3,M} = \angle (\vec{v}_{2,M-1} + \vec{v}_{1,M-1}) \quad (4.8a)$$

$$\angle \vec{v}_{2,M-1} = \angle (\vec{v}_{1,M-2} + \vec{v}_{3,M-2}) \quad (4.8b)$$

ここで、最後のステップでは1つの位相だけが変化するため式 (4.9) が成り立つ。

$$\overrightarrow{v_{1,M}} = \overrightarrow{v_{1,M-1}} = \overrightarrow{v_{1,M-2}} \quad (4.9a)$$

$$\overrightarrow{v_{2,M}} = \overrightarrow{v_{2,M-1}} \neq \overrightarrow{v_{2,M-2}} \quad (4.9b)$$

$$\overrightarrow{v_{3,M}} \neq \overrightarrow{v_{3,M-1}} = \overrightarrow{v_{3,M-2}} \quad (4.9c)$$

式 (4.8b) および (4.9) より、(4.10) が成り立つ。

$$\angle \overrightarrow{v_{1,M-1}} = \angle(\overrightarrow{v_{1,M-1}} + \overrightarrow{v_{3,M-1}}) \quad (4.10)$$

式 (4.10) は $\angle \overrightarrow{v_{1,M-1}} = \angle \overrightarrow{v_{3,M-1}}$ であることを示しており、これは (4.7b) と矛盾する。したがって、これらのステップは有限回で収束しないことが示された。

4.6.2 収束回数の計算

4.6.1 項での述べた逐次手法 (Sequential) は収束しないアルゴリズムである。このアルゴリズムを実際に使用した場合の、実用的な受電電力が得られるまでの収束速度を計算により求めた。

このシミュレーションでは送電アンテナ数 N を 2 ~ 1024 とし、各初期振幅と初期位相を一様ランダムとして 10000 回のモンテカルロシミュレーションを行った。ノイズ等の非理想要因は考慮していない。モンテカルロシミュレーションの各計算においては受電振幅が理想値の 99% に到達するまでのステップ数を $M_{99\%}$ として求めた。これは -0.087 dB の電力損失に相当し、現実的に無視できる値である。

比較のため、先行研究 [95] の 1-bit feedback 手法 (Random) について同様の計算を行った。Random 手法については位相摂動は $[-\pi/20, \pi/20]$ の範囲の一様分布とした。なお Random 手法においては計算時間の制約から閾値を 95% とした。これは -0.45 dB の電力損失に相当する。また送電アンテナ N についても 2 ~ 512 の範囲とし、1000 回のモンテカルロシミュレーションを行った。

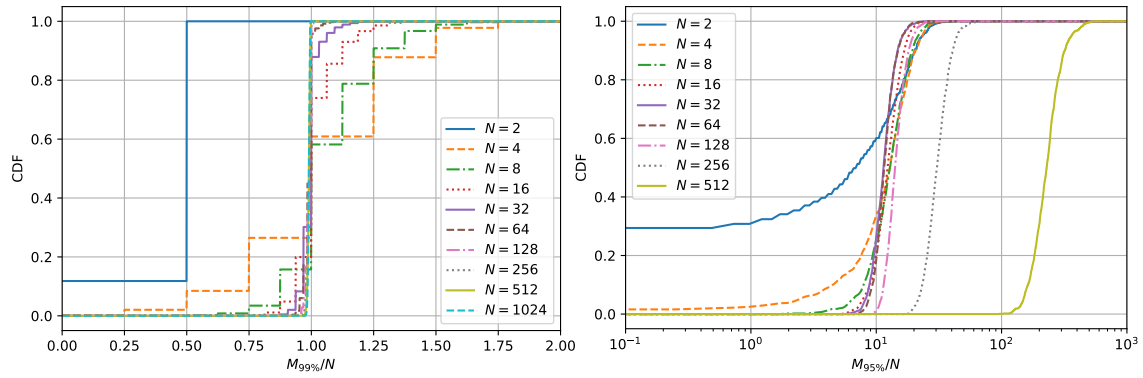
図 4.16(a) に振幅が 99% に達するまでに要したステップ数 $M_{99\%}$ を N で正規化した値の累積分布関数 (CDF^{*5}) を示す。また、Random 手法におけるステップ数の CDF を図 4.16(b) に示す。Sequential 手法は $N \geq 4$ の範囲においては最大でも $2N$ 未満で収束していることが確認できる。一方、Random 手法は $10N$ 程度のステップを必要としており、 $N = 512$ においては $300N$ 以上のステップ数を必要とする。

次に、ステップ数の中央値を N に対してプロットした傾向を図 4.17 に示す。図 4.17 より、いずれの手法においてもステップ数の中央値は実用的な N の範囲において $\mathcal{O}(N)$ のオーダーと考えることができる。また、逐次手法については所要ステップ数の中央値は N と考えることができる。

4.7 結論

本章では、分散協調型無線電力伝送 (DWPT) について概念を述べ、受電電力の定式化を行った。また、レイトレースシミュレーションおよびモンテカルロシミュレーションにより、既存のビームフォー

*5 Cumulative Distribution Function



(a) Sequential 手法の正規化ステップ数

(b) Random 手法の正規化ステップ数

図 4.16 所要ステップ数の累積分布関数.

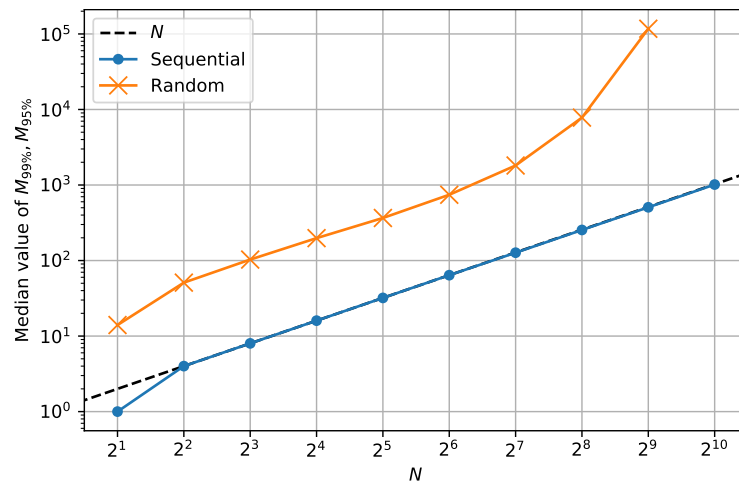


図 4.17 ステップ数の中央値.

ミング手法と比較して高い電力を安定して供給可能であることを示した。また、各送電アンテナの送電位相を1つずつ局所最適としていくことにより、送電位相の最適化を行うアルゴリズムを提案した。提案アルゴリズムの所要ステップ数をモンテカルロ・シミュレーションにより明らかにし、所要ステップ数の中央値が送電アンテナ数 N に漸近することを確認した。

本章における研究成果は、査読論文 [A2] および [A6] にて公表している。

第 5 章

分散協調型無線電力伝送システムの実装

本章では、4 章で述べた分散協調型無線電力伝送 (DWPT) システムの実装に向けた要素技術の開発、および実証について述べる。

5.1 送電システムの構成

DWPT においては、広範囲に配置された複数の送電アンテナの周波数を一致させ、それらの相対位相を制御することによって電力スポットを形成し、所望の受電デバイスに電力を供給する。

周波数同期と相対位相制御を行うためには、各送電器間が連携、協調する必要がある。これを実現する方法として、図 5.1 の 3 つの構成が挙げられる [82]。先行研究 [82] では DWPT を実現するハードウェアとして、Centralized architecture のシステムが実装されている。これは 1 つのローカル信号を分岐して各送電アンテナの送信信号を生成し、移相器によって各チャンネルの位相を制御し、アンテナに供給するシステムである。このようなシステムでは、ローカル周波数を分散配置された多数のアンテナに有線で配線する必要があり、配線損失が問題となる。例えば典型的な同軸ケーブルにおいては、0.5 dB/m 程度の損失があり、これは概して 6 m で電力の 50% が失われることを意味する。

一方 Semi-distributed および Full-distributed 構成においてはキャリア生成ブロック・パワーアン

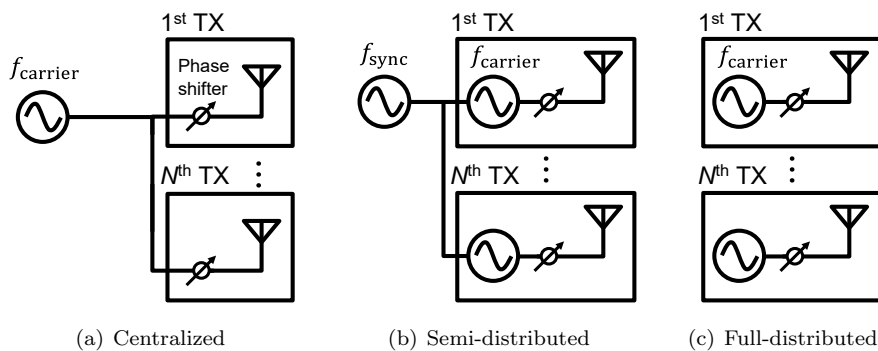


図 5.1 分散送電システムの構成.

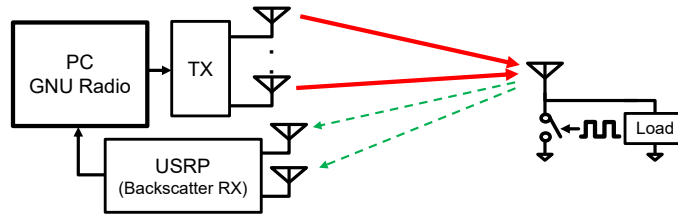


図 5.2 バックスキャッタを用いたクローズドループ制御.

ブ等の部品が空間的に分散して配置されるため、回路の発熱の密度が低下し放熱構造を簡易化できるメリットがあるものの、各送電システムが複雑化するというデメリットがある。先行研究 [84] では多数の USRP^{*1}(Universal Software Radio Peripheral) を同期させることにより、Semi-distributed 構成の DMPT システムを実現している。しかしながら USRP のような広帯域のコグニティブ無線ハードウェアは非常に複雑かつ高価であり、多数の送信機を必要とする DWPT システムの実装には不向きである。また、Full-distributed 構成においては無線通信を用いて周波数同期を行う必要があり、このために様々な方法が提案されている [96-98]。

本研究では送電システムとして最初に小規模な Semi-distributed 構成のシステムを構築し原理検証を行い、次に Centralized 構成を用いてアンテナ数を増加した DWPT の実証実験を行った。そして最後に Semi-distributed 構成の派生である Cascaded 構成の送電器・システムを設計・試作し実証試験を行った。

5.2 バックスキャッタを用いた位相最適化

先行研究 [82, 84, 87] では伝搬チャネル情報を算出するために、受電電力の強度を受電デバイスにおいて測定し、測定値を別周波数のデジタル通信によって送電器にフィードバックする方法が採用されている。しかし、受電電力の測定及びフィードバックに要する電力が受電電力を上回ることにより電力供給が不足する可能性がある。一方、先行研究 [88] では受電アンテナの近傍にバックスキャッタ信号を発生させるアンテナを設置し、バックスキャッタ信号から受電電力を推定する手法が提案されており、低消費電力で受電電力のフィードバックが可能であることが示されている。

本研究では図 5.2 に示すように受電アンテナを用いてバックスキャッタ信号を生成することで、追加のアンテナを用いずに受電電力のフィードバックが可能な回路構成を提案した。

5.2.1 低消費電力バックスキャッタ回路

バックスキャッタ信号の生成においては RF スイッチ等を用いてアンテナ入力のインピーダンスを変調することが一般的であるが、この場合 RF 帯域において動作可能なスイッチが必要となり、高コストとなる [99, 100]。一方、整流回路の入力インピーダンスが出力の直流電圧により変動することを利用し、直流側のインピーダンスを変調することによっても RF 信号のスイッチング及びバックスキャッタ

^{*1} Universal Software Radio Peripheral

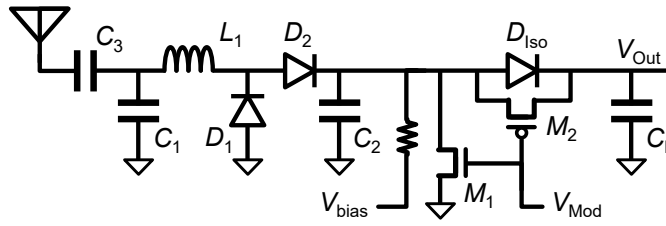


図 5.3 バックスキャッタ整流回路.

表 5.1 試作した回路の回路定数.

L_1	33 nH	C_2, C_3	100 pF
C_1	2.7 pF	M_1	EM6K7 (Rohm)
C_L	0.1 μ F	D_{Iso}, M_2	EM6J1 (Rohm)
R_{Bias}	10 k Ω	D_1, D_2	MA4E2054 (MACOM)

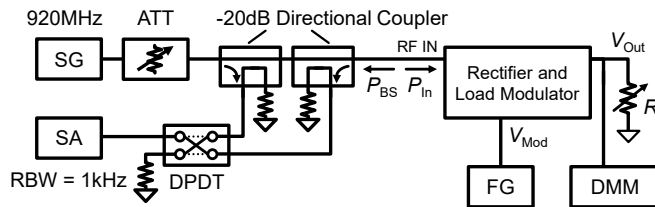


図 5.4 バックスキャッタ回路の測定系.

タ信号の生成が可能である [101]. この場合変調に用いるスイッチはベースバンド帯域に対応していれば十分であるため、既存の整流回路に低コストかつ低損失で付加することが可能である [102].

図 5.3 に試作した受電端末の回路構成を示す. また, 表 5.1 に各回路定数を示す. D_1, D_2 はマイクロ波帯で動作可能なショットキーバリアダイオードであり, 倍電圧整流回路を構成している. 整流回路の後段には N-channel MOSFET M_1 が接続され, V_{Mod} 端子に外部から矩形波を印加することによって整流回路の負荷インピーダンスを変調し, バックスキャッタ信号を生成する. 一方, M_1 による変調回路と負荷は D_{Iso} 及び P-channel MOSFET M_2 によって分離されている. 本構成による変調には直流バイアスが伴うため, D_{Iso}, M_2 によって変調回路とデカップリングキャパシタ C_L を直流的に分離すると同時に, 整流動作時の電力損失を低減している. また, 整流回路の負荷側にはバイアス抵抗 R_{Bias} を通して直流バイアス電圧 V_{Bias} を印加可能な構成としている.

図 5.3 の整流回路及び負荷変調回路について, 図 5.4 の実験系を用いてバックスキャッタ信号の測定を行った. SG を用いて 920 MHz の CW 信号を生成し, 可変アッテネータ ATT を用いて入力電力を変化させた. このときの入力電力 P_{In} 及びバックスキャッタ信号出力 P_{BS} を方向性結合器によって取り出し, その振幅を SA^{*2}によって評価した. P_{In} については 920 MHz, P_{BS} については

*2 Spectrum Analyzer

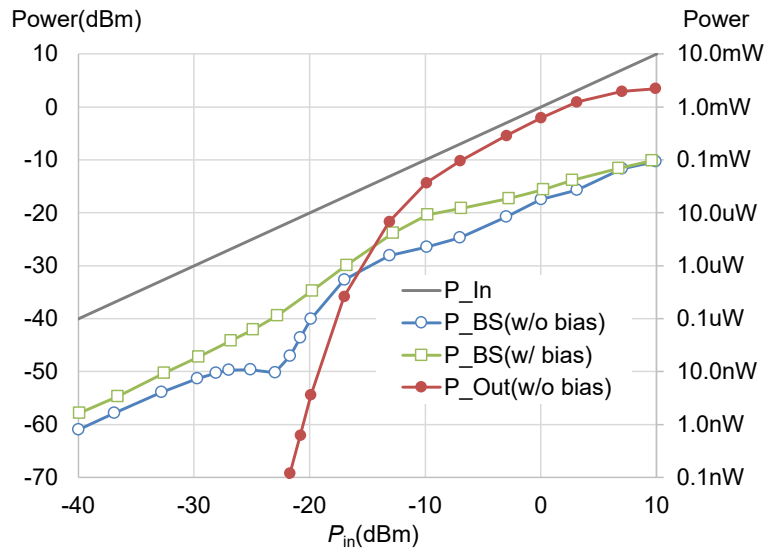


図 5.5 バックスキャッタ回路の測定結果.

920 MHz + 32.768 kHz における信号強度を評価した. 変調信号 V_{Mod} として 32.768 kHz, $3V_{pp}$ の矩形波を FG*³によって入力した. このとき M_1, M_2 はスイッチング素子として動作している. また, 出力電力 $P_{Out} = V_{out}^2 R_L$ についても測定を行った. 負荷抵抗 R_L は 10 k Ω とし, P_{Out} 測定時には $V_{Mod} = 0V$ とした.

バックスキャッタ信号 P_{BS} , 出力電力 P_{Out} の測定結果を図 5.5 に示す. 測定結果において, P_{In} , P_{BS} は方向性結合器及び DPDT*⁴スイッチ等の挿入損失を考慮し RF IN における値となるよう補正されている. 図 5.5 において, $P_{BS}(w/bias)$ は外部より R_{Bias} を介して直流電圧 V_{Bias} を印加した場合の値である. V_{Bias} を印加しない場合は $P_{In} = -23 \text{ dBm} \sim +10 \text{ dBm}$ の領域において P_{BS} が単調増加しており, P_{BS} を検出することによって P_{In} の変動が推定可能であるといえる. また, $P_{In} \approx -23 \text{ dBm}$ の領域ではバックスキャッタ信号の強度に極小値が生じている. P_{Out} の値から読み取られるように $P_{In} < -23 \text{ dBm}$ の領域においては整流効率が低く DC バイアスがほとんど 0V となるため, M_1, M_2 はスイッチング動作をしない. したがって低電力領域におけるバックスキャッタ信号は M_1, M_2 のゲート容量を介して変調信号が D_1, D_2 に入力されるチャージインジェクションによるものであると考えられる. $P_{In} \approx -23 \text{ dBm}$ 近における極小値の存在は, M_1, M_2 のスイッチング動作とチャージインジェクションの二つのメカニズムにより, D_1, D_2 に印加される変調信号が相殺されることによると考えられる. 図 5.4 の測定システムにおいて SW を閉じて $V_{Bias} = 3.0V$ を印加することにより, $P_{In} = -23 \text{ dBm}$ におけるバックスキャッタ信号の強度が約 10 dB 改善し, より P_{In} と相関の高い特性が得られていることがわかる. このときのバイアス電流は D_1, D_2, C_2 の静電容量を充電できればよく, バイアス電圧による電力消費は非常に小さい.

*³ Function Generator

*⁴ Double-Pole Double-Throw



図 5.6 USRP B210. [107]

5.3 SDR と GNU Radio による信号処理の実装

DWPT システムにおいてボックスキャッタ信号を用いて位相最適化を行うためにはボックスキャッタ信号の受信機が必要である。ソフトウェア無線 (SDR) は、無線機において従来ハードウェアによって実装されていた変復調や信号処理をソフトウェア上の信号処理で実現する技術であり、ハードウェアを変更することなく様々な無線方式の送受信が可能であることから、近年様々な分野で活用されている。

オープンソースソフトウェアである GNU Radio はソフトウェアを用いて信号処理を行う代表的なプラットフォームであり、C++ で記述された信号処理ブロックの接続を Python によって記述することによって、高速な信号処理と簡易なプログラミングを実現している [103]。

SDR と GNU Radio は新しい無線通信方式の実装だけではなく、電離層の観測 [104] やチャンネルサウンダの実装 [105]、時刻同期システムの実証 [106] 等、様々な用途に活用されている。本研究においては SDR として USRP B210(Ettus Research)(図 5.6) [107] を用いて給電用 RF 信号の生成及び、ボックスキャッタ信号の受信を行い、GNU Radio によって位相最適化および送電器制御を行うシステムを構築する。

5.3.1 ボックスキャッタ信号強度の抽出

ボックスキャッタ信号を用いて位相最適化を行うためにはボックスキャッタ信号の強度を得る必要がある。GNU Radio を用いて包絡線検波信号処理を実装することにより、これを実現した。図 5.7 に GNU Radio において実装した処理のブロック図を示す。また、図 5.8 に信号処理によるスペクトルの変化を示す。USRP Source は USRP によって受信されたベースバンド信号を複素数のストリームとして出力するブロックである。受信された信号には USRP のハードウェアに起因する DC オフセットが存在し、この影響は USRP 内部にて自動補正される。しかし、所望の受信信号が LO^{*5} 周波数付近に存在する場合、この自動 DC オフセット除去によって所望の信号の受信に悪影響を与える。このた

*⁵ Local Oscillator

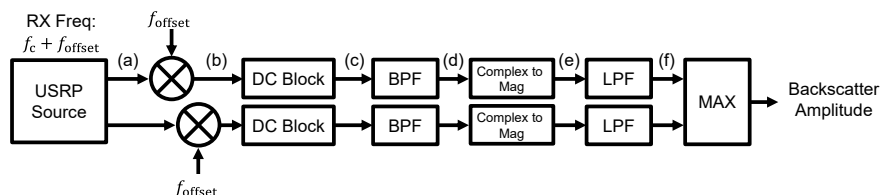


図 5.7 バックスキャッタ強度抽出信号処理.

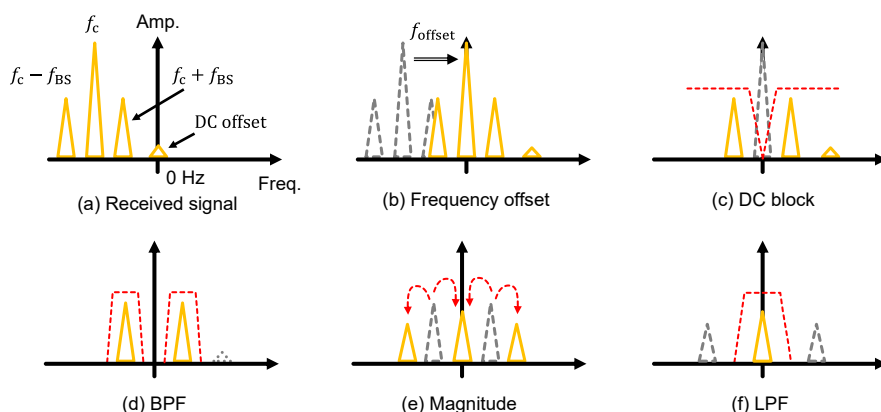


図 5.8 信号処理におけるスペクトル.

め、(a) のようにあらかじめ受信 LO 周波数 f_{LO} を $f_{LO} = f_c + f_{offset}$ として受信した後、 f_{offset} の複素正弦波を乗算することによって (b) のように f_c を 0 Hz とする信号を得る。次に IIR^{*6} フィルタによる DC block [108] を経て WPT による信号 f_c を除去し、(c) に示すバックスキャッタ信号を得る。この信号には DC offset に起因するスペクトルやノイズ電力が含まれているので、FIR^{*7} フィルタによる BPF^{*8} によってバックスキャッタ信号以外の信号を除去し、バックスキャッタ信号のみが含まれる信号 (d) を得る。この信号は正弦波であるので、絶対値をとることにより全波整流波形 (e) を得た後、LPF^{*9} によってバックスキャッタ信号の振幅成分 (f) を得る。

本システムではバックスキャッタ周波数 $f_{BS} = 32.768$ kHz とした。32.768 kHz (2^{15} Hz) の発振源はクォーツ時計用途として広く用いられており、小型かつ低消費電力、高精度な発振デバイスが容易に入手できることから本周波数をバックスキャッタ周波数として選定した。また、 $f_{offset} = +80$ kHz とした。

また、本システムにおいては偏波の不整合等によってバックスキャッタ信号が急激に落ち込こむことを避けるため、偏波の異なる二つの受信アンテナを用いたアンテナ切り替えダイバーシチ方式を実装した。図 5.7 に示すように受信されたバックスキャッタ信号の強度が大きい側の入力位相最適化に用い

*6 Infinite Impulse Response

*7 Finite Impulse Response

*8 Band-pass Filter

*9 Low-pass Filter

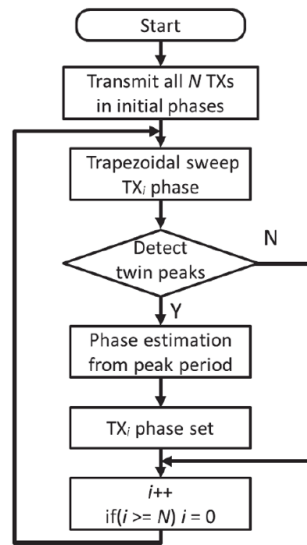


図 5.9 位相最適化のフローチャート.

られる.

5.3.2 台形位相変調を用いた位相最適化

4 章で検討した位相最適化アルゴリズムは受電電力を観測しながら各アンテナの送電位相を制御する必要がある. しかし, SDR を用いてソフトウェア信号処理を行う場合, ある信号が受信されてからその結果を反映するまでに, 数 100 ms の遅延が生じる. したがって, 全てのアンテナの位相を最大化するためには非常に長い時間を必要とする [84]. また, SDR を用いたシステムは PC におけるソフトウェア処理・バッファリング処理等の影響により, 信号の送信・受信間での遅延時間を厳密に規定することが困難である [109].

そこで本研究では, 位相を台形にスイープする手法を提案した. 提案手法では, 1 回のフィードバックで 1 台の送電アンテナの位相の局所最適を得ることにより高速化を図っている. 提案手法の最適化フローチャートを図 5.9 に示す.

複数の送電アンテナから送電を行っているとき, あるアンテナの位相を図 5.10 に示すように台形状に変化させる. このときの受電電力 P_r は図 5.10 に示すように正負 2 つのピークをもつことになる.

これらのピークの時間差を測定することにより, 現在の位相に対する最適位相が推定できる. しかし, 現在の位相が最適位相に近いときには図 5.10(b) のように顕著な正のピークが得られない. そこで, ピークが生じたときの最大値と最小値の中間値と平均値を比較することで正負のピークのうち一方を採用することにより, 全ての位相範囲でより精密なピーク検出を可能とした. 現在の位相 θ_0 を基準

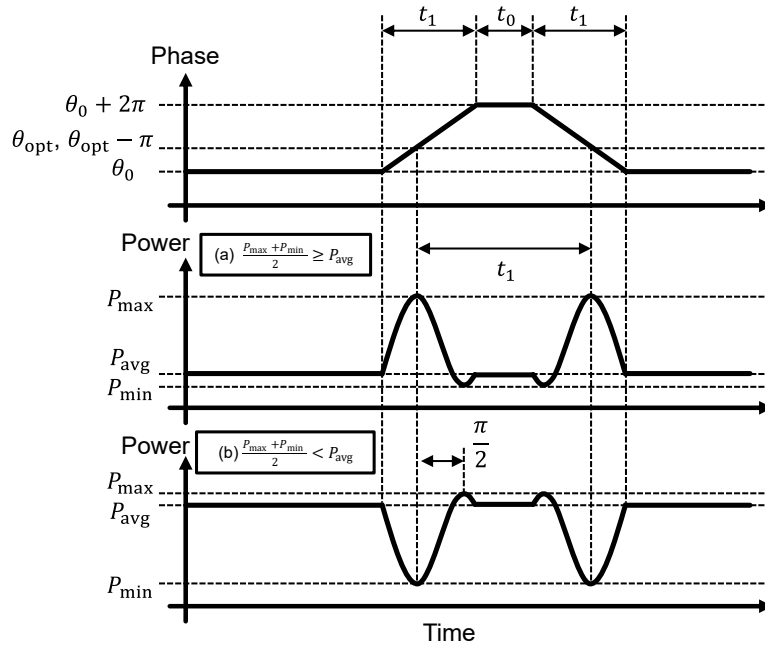


図 5.10 台形位相変化に伴う振幅変動.

とした最適位相 θ_{opt} は式 (5.1) により得られる.

$$\theta_{\text{opt}} = 2\pi \left(1.0 - \frac{t_{\text{max}} - t_0}{2t_1} \right) + \theta_0 \quad (5.1a)$$

$$\theta_{\text{opt}} = 2\pi \left(0.5 - \frac{t_{\text{min}} - t_0}{2t_1} \right) + \theta_0 \quad (5.1b)$$

本手法では二つのピークの時間差を測定することにより最適位相が求められるため、送受信間の遅延が不明となる SDR においても位相のクローズドループ制御が可能となる.

5.4 SDR を用いた送電システムの構築

送電器として USRP を用いて送電システムを構築した. 図 5.11 にシステム構成を示す. 本システムにおいては USRP を 5 台使用し, 各 USRP の基準周波数として共通の 10 MHz を入力することにより周波数の同期を行っている.

本システムでは図 5.7 の信号処理で得たボックスキャッタ強度を用いて, USRP を位相可変信号発生器として動作させることで送電システムを構成している. 所望送電位相 θ に対して $\exp(j\theta)$ の複素信号を USRP に入力することにより, CW 出力の位相を制御することができる.

図 5.12 に GNU Radio における送電部の信号処理を示す. Trapezoidal Phase Sweep ブロックは Trig. IN が入力されることにより位相を 0~360 度の範囲で位相を台形に変化させるブロックである. また, Peak Detector and Calc Phase ブロックではボックスキャッタ強度をもとに式 (5.1) によって

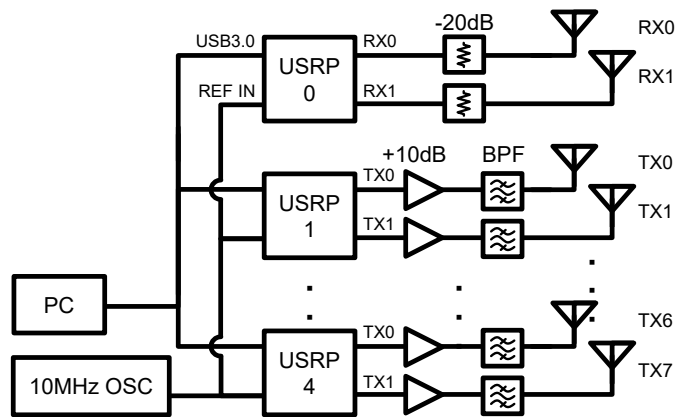


図 5.11 送電システムのブロック図.

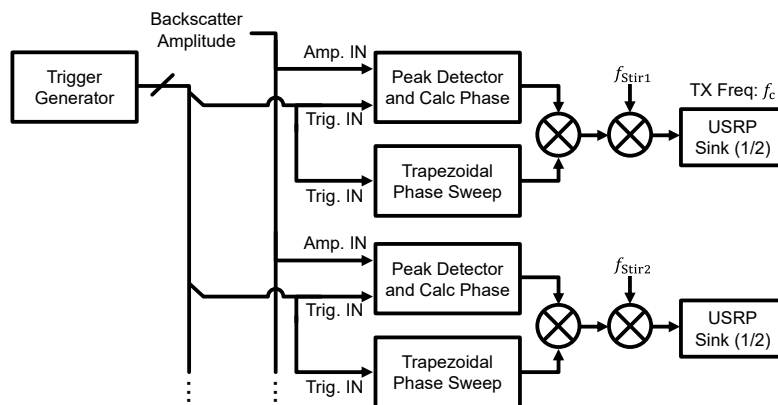


図 5.12 台形位相変調の GNU Radio 上の実装.

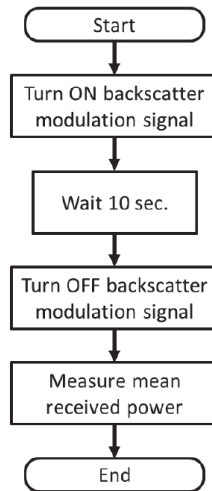


図 5.13 測定フロー。

最適位相を算出し、送電位相が最適位相となるように位相回転を行う。

Trigger Generator は 300 ms ごとに 8 個の出力に対して順にパルスを出力するブロックであり、各送電アンテナにおける位相最適化を逐次的に行う。Trapezoidal Phase Sweep, Peak Detector and Calc Phase, Trigger Generator の各ブロックは Python を用いて記述した。

また、周波数非同期方式の評価を行うため、複素正弦波 f_{Stir} を出力信号に乗算可能な構成とした。 f_{Stir} は 5 kHz 以下のランダムな周波数とした。

5.4.1 受電電力評価

図 5.11 に示すシステムを用いて、電波暗室内で実測評価を行った。

送電アンテナの配置は図 4.4 と同様であり、4.4.1 項におけるシミュレーションと同等の利得特性をもつ 8 台の送電アンテナから同時に 100 mW の送電を行った。送電周波数は 928 MHz とした。受電アンテナは $0 \leq X \leq 1.25, 0 \leq Y \leq 1.25, Z = 1(\text{m})$ の平面内に 250 mm ($\approx 0.76\lambda$) 間隔で配置した。また、電波暗室は床面が鋼板であり、この上に直接受電アンテナを設置した場合 (Refl.) と、高さ 300mm の電波吸収体を敷き詰めた場合 (Abs.) の 2 通りの環境にて測定を行った。ボックスキャッタ信号の受信のため、(0, 0, 2.5)(m) の位置に 2 本のスリーブダイポールアンテナを配置し、それぞれの偏波は X 軸方向, Y 軸方向とした。

受電アンテナはダイポールアンテナ (Anritsu MA5612A2) とし、図 5.3 に示した整流回路を接続した。ダイポールアンテナの配置は D_x, D_y とした。本測定においてはボックスキャッタ変調を用いた位相最適化及び整流後の直流による受電電力測定を行った。受電電力測定時は整流回路の出力には $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ の負荷抵抗を接続した。受電電力の測定フローを図 5.13 に示す。位相最適化のために整流回路に 10 秒間ボックスキャッタ変調信号を印加した後、変調信号を OFF (0 V) とし、 V_{Bias} を印加しない状態で平均受電電力の測定を行った。

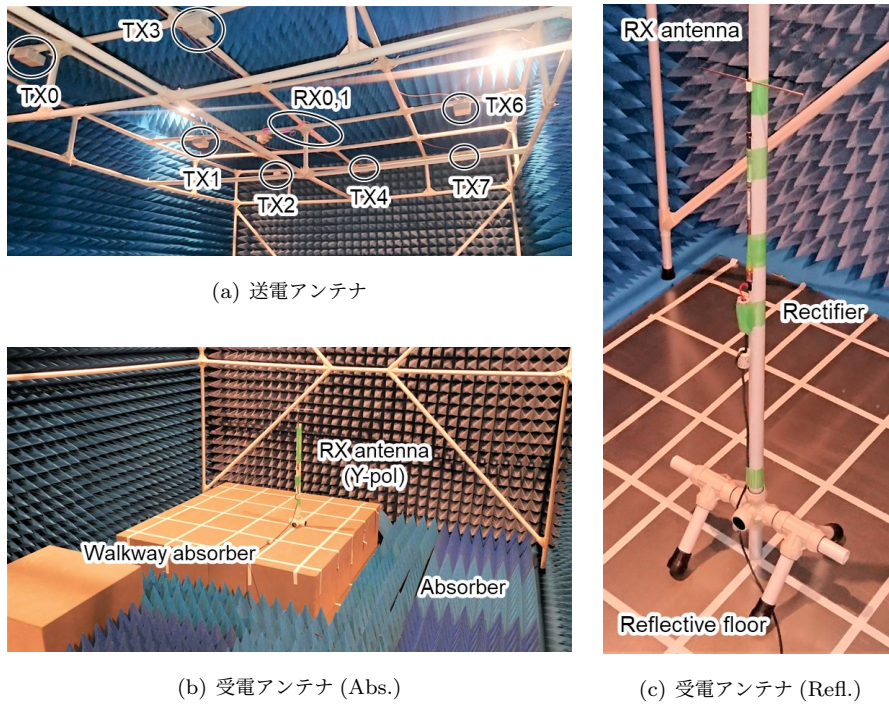


図 5.14 実験システムの写真.

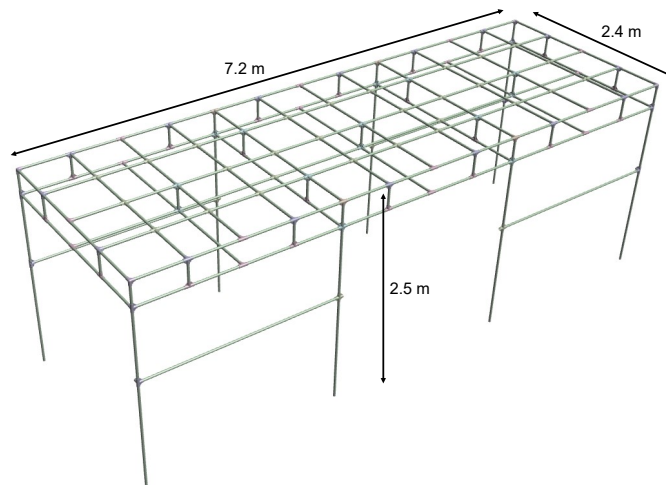


図 5.15 アンテナ固定用構造体.

図 5.14 に実験システムの写真を示す.

電波暗室の天井にアンテナを設置するため、図 5.15 に示す構造体を暗室内に構築した。これらの構造体・アンテナ支持具は電磁界への影響を低減するため、全て中空樹脂製とした。

図 5.16(a), (b) に各受電点において位相最適化を行った場合の受電電力分布を示す。分布より、吸収体の有無によらず広い範囲において受電が可能であることが確認できる。また、床面が反射体の場合、

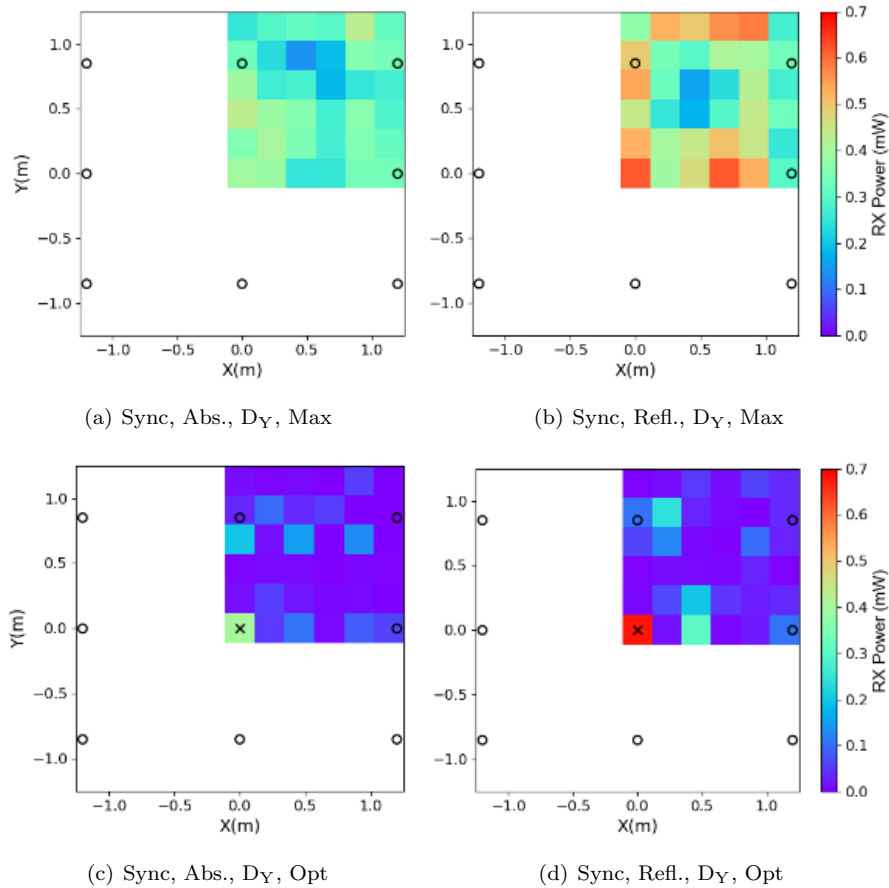


図 5.16 実測における受電電力分布.

位置による受電電力の差異が大きくなるものの、平均的な受電電力が向上することが確認できた。図 5.16(c), (d) は受電点 (0, 0, 1) において位相最適化を行った場合の他の位置における受電電力の分布である。分布より、受電点においては高い電力が得られている一方、他の位置においては受電電力が小さいことが確認できた。

図 5.17, 表 5.2 に $-1.25 \leq X \leq 1.25, -1.25 \leq Y \leq 1.25, Z = 1(\text{m})$ の領域における受電電力 $P_{\text{Out}} = V_{\text{out}}^2/R_L$ の CCDF 及び最小値, 中央値及び最大値を示す。ただし, 図 5.17 におけるシミュレーション結果は RF 電力であり, 実測結果は DC 電力である。なお, CCDF については空間の対称性を仮定して $P_{\text{Out}}(\pm X, \pm Y) = P_{\text{Out}}(X, Y)$ として計算した。図 5.17, 表 5.2 の結果より, シミュレーションと同様に, 反射がある場合は無反射の場合と比較して大きな電力が得られ, D_X, D_Y の間で受電電力に大きな差異がないことが確認できた。一方, 実測においては周波数非同期時の受電電力がシミュレーションと比較して劣化し, 受電電力分布が低電力側に広がっていることがわかる。これは整流回路の非線形性, すなわち整流効率が入力電力の大きさに依存する特性によるものであると考えられる。

次に, 位相最適化動作時の受電電圧波形を図 5.18 に示す。台形位相回転により振幅に正負二つの

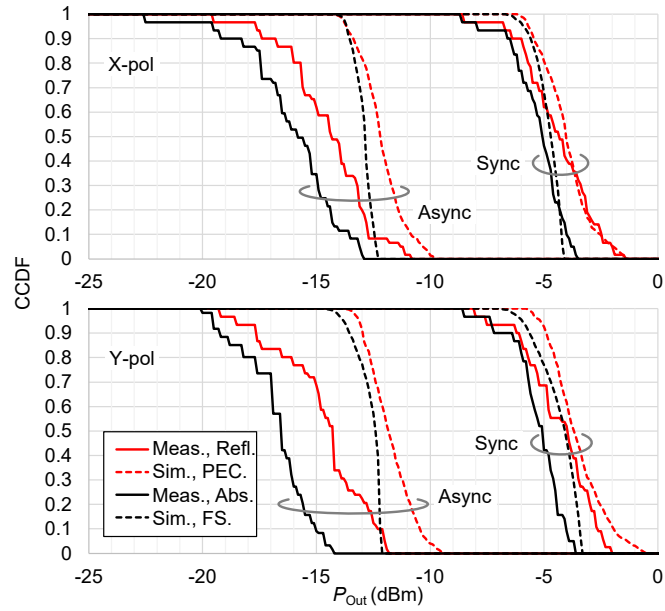


図 5.17 受電電力の CCDF.

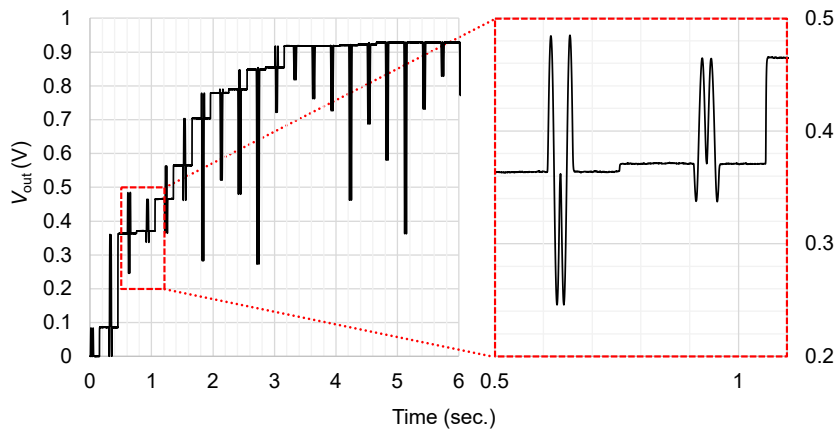


図 5.18 位相最適化時の受電電圧.

表 5.2 実測における DC 受電電力.

Floor	Antenna TX-RX	Min, Median, Max						Median $\frac{\text{Sync}}{\text{Async}}$
		Sync (mW)			Async (μW)			
Refl.	C _Z -D _X	0.14	0.37	0.71	11	37	83	10.0
	C _Z -D _Y	0.16	0.40	0.62	12	37	66	10.8
Abs.	C _Z -D _X	0.14	0.31	0.44	5.5	26	51	11.9
	C _Z -D _Y	0.14	0.31	0.43	10	22	38	14.0

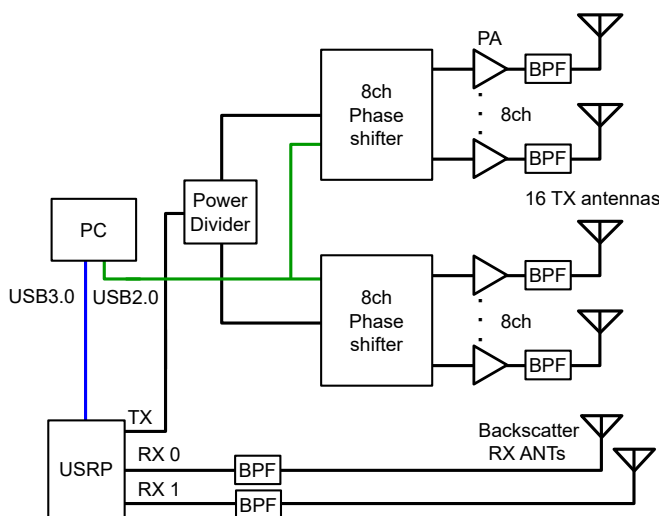


図 5.19 送電システムのブロック図.

ピークが生じており、ピーク間隔の測定によって次の位相が最適値に決定されていることがわかる。なお、図 5.18 より全体の位相最適化に要する時間は 5 秒以内であり、SDR を用いたシステムにおいて高速な最適化が実現可能であることを確認した。

5.5 8ch 移相器を用いた送電システムの構築

4 章における検討より、DWPT システムでは送電アンテナの台数が多いほど総送電電力に対する受電電力の比、すなわち効率を向上することができる。

しかし、SDR を送電器として用いたシステムは制御に要するリソース、ハードウェアコストの観点からスケーラブルではなく、送電アンテナの台数を増加させることが困難である。そこで、送電器をより簡易なハードウェアとすることで送電アンテナ数を増加し、実験を行った。

図 5.19 にシステムの構成を示す。本システムでは USB で制御される 8ch 移相器 [A5] を 2 台送電器として使用した。本送電器は UART^{*10} 経由で制御を行うため、制御リソースの観点から複数台の送電

*10 Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

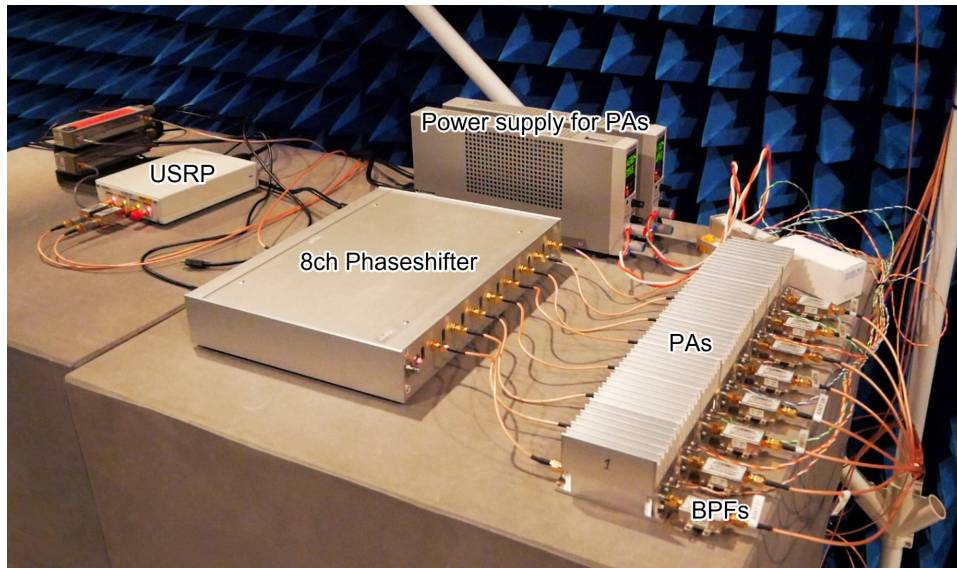


図 5.20 8ch 移相器を用いた送電システム (8ch 分).

器を同時に制御することが容易である．図 5.20 に送電システムの写真を示す．

5.5.1 GNU Radio における制御の実装

GNU Radio においては UART 経由で移相器と通信を行うために独自のブロックを作成したほか、フィードバック制御を実装するために非同期メッセージングを利用した．GNU Radio は仕様上複数ブロックを用いてストリームのループを形成することができない．非同期メッセージングは通常のストリームと異なり任意のタイミングでブロック間の通信を行うことができるため、本制御のようなフィードバック制御が可能となる．

図 5.21 に GNU Radio の実装ブロック図を示す．“Detect Twin Peak” ブロックはバックスキッタ信号の強度を入力とし、非同期トリガ入力から一定期間内の 2 ピークを検出し、その時間差を非同期通信によって出力するブロックである．“OU HW Ctrl” ブロックは一定時間間隔毎に各 ch の台形位相変調を行う司令を非同期メッセージングにより出力するとともに、“Detect Twin Peak” へのトリガ信号を生成し、“Detect Twin Peak” からのピーク時間差情報をもとに各 ch の送電位相を設定する．これらの構成により、USRP で受信したバックスキッタ信号を用いて 2 台の 8ch 移相器を制御し、16 台の送電アンテナの送電位相の最適化を行うシステムを実現した．

図 5.22 に位相最適化動作中の GNU Radio の GUI^{*11}を示す．“RX spectrum” は受信しているバックスキッタ信号を観測しており、 ± 32.8 kHz にピークが確認できる．また、バックスキッタ信号は矩形波であるので奇数次高調波も受信されていることが分かる．“RX Backscatter” はバックスキッタ信号の強度の時間変化を示しており、台形位相変調によって受信信号の振幅が増大しているこ

*11 Graphic User Interface

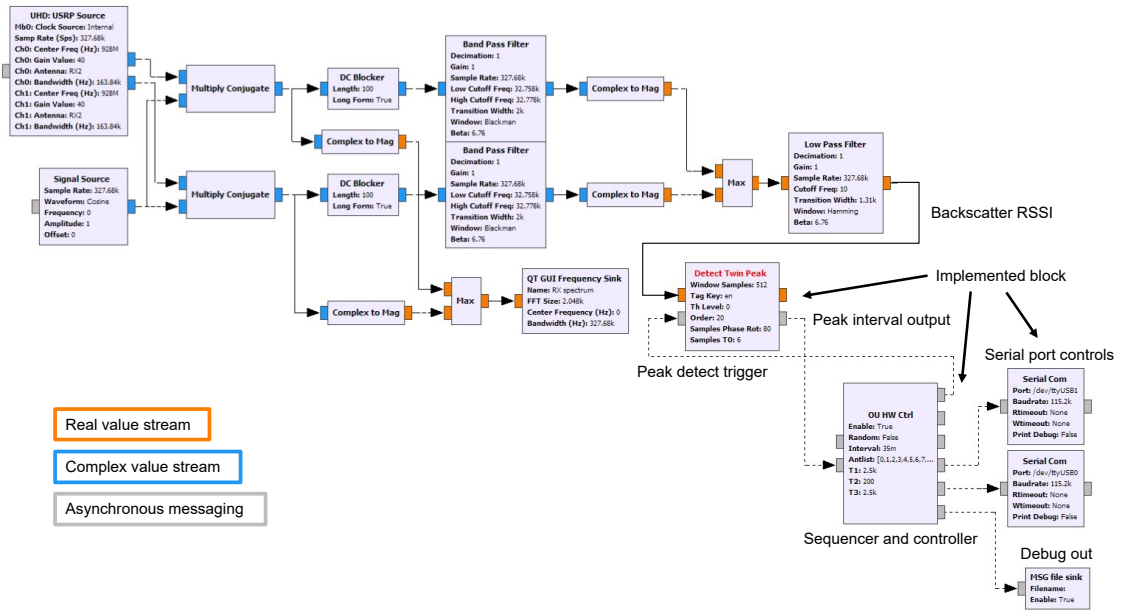


図 5.21 GNU Radio の実装。

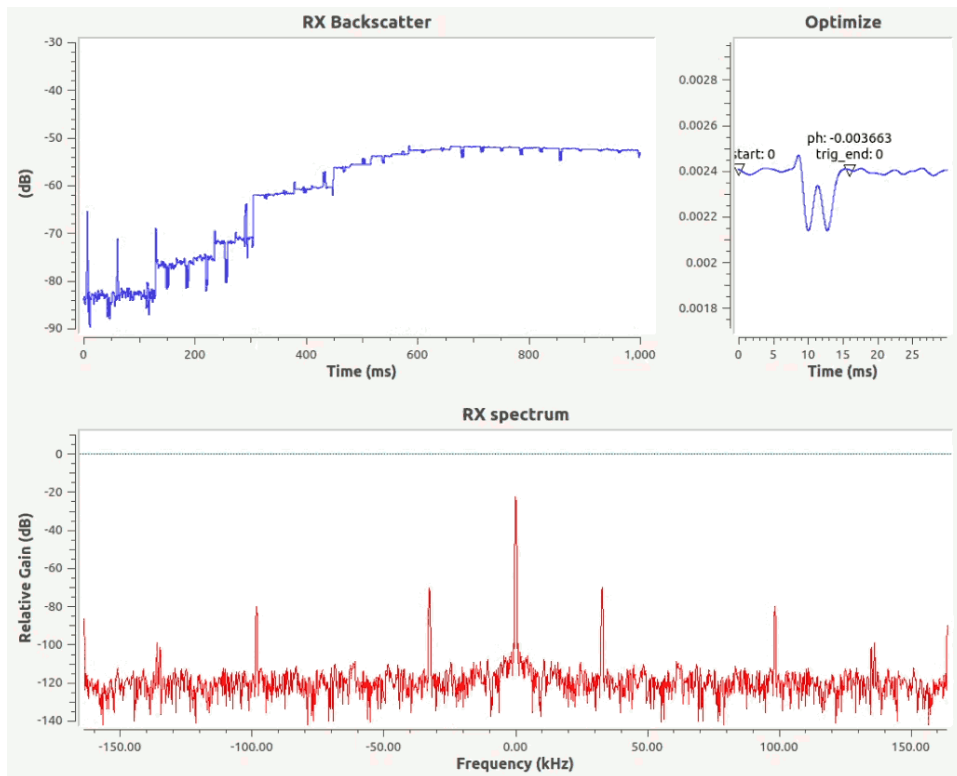
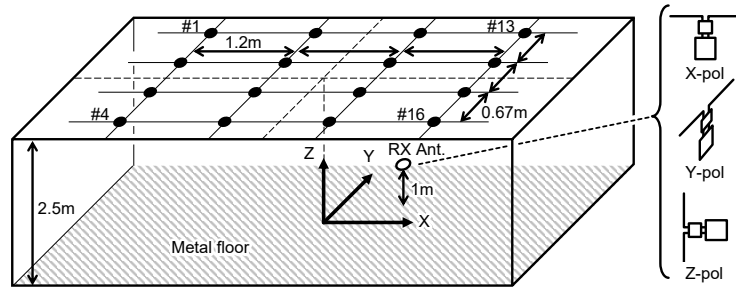
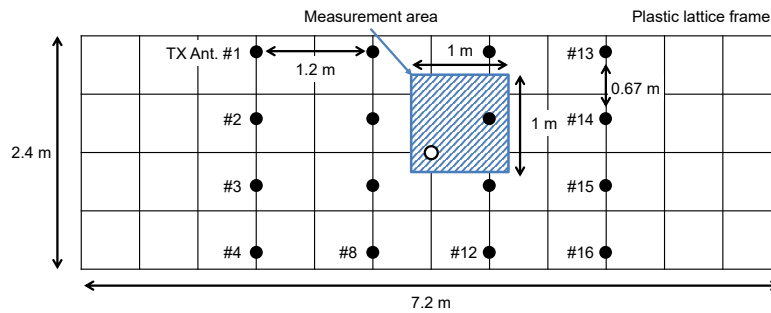


図 5.22 GNU Radio の GUI.



(a) 俯瞰図



(b) 上面図

図 5.23 アンテナ配置.

とが確認できる。“Optimize”は台形位相変調部分の拡大図である。GNU Radio上に構築したシステムにより、このようにリアルタイムに位相最適化の状況をモニタリングすることが可能である。

5.5.2 受電電力評価

本システムでは16台の各アンテナからの送電電力は300mWとし、各アンテナは4.11(b)と同様の水平面無指向円偏波アンテナとした。送電周波数は928MHzとした。受電アンテナはスリーブダイポールアンテナ(Staf 1019-008A)とし、X-pol, Y-pol, Z-polの各姿勢において測定を行った。図5.23に送受電アンテナの配置を示す。本実験では床面のみ金属とし、壁および天井は電波吸収体となっている。

本システムの受電電力をレイトレース(イメージング)法を用いて評価した。Z=1(m)平面における受電電力の分布を図5.24に示す。Maxは各位置において位相最適化を行った場合の最大受電電力(包絡線)であり、Focusedは(0,0,1)にスポットを形成するように位相最適化を行った場合の受電電力分布である。CSDは周波数が非同期の場合の分布である。Focusedのシミュレーション結果より、所望の位置において最も高い電力が得られることがわかる。また、受電アンテナの姿勢によって受電電力の変動がみられるものの、位置が変わった場合であっても一定以上の受電電力が得られることが確認できる。

受電アンテナの姿勢がY-polの場合に最も高い最大受電電力が得られる結果となっている。これは、

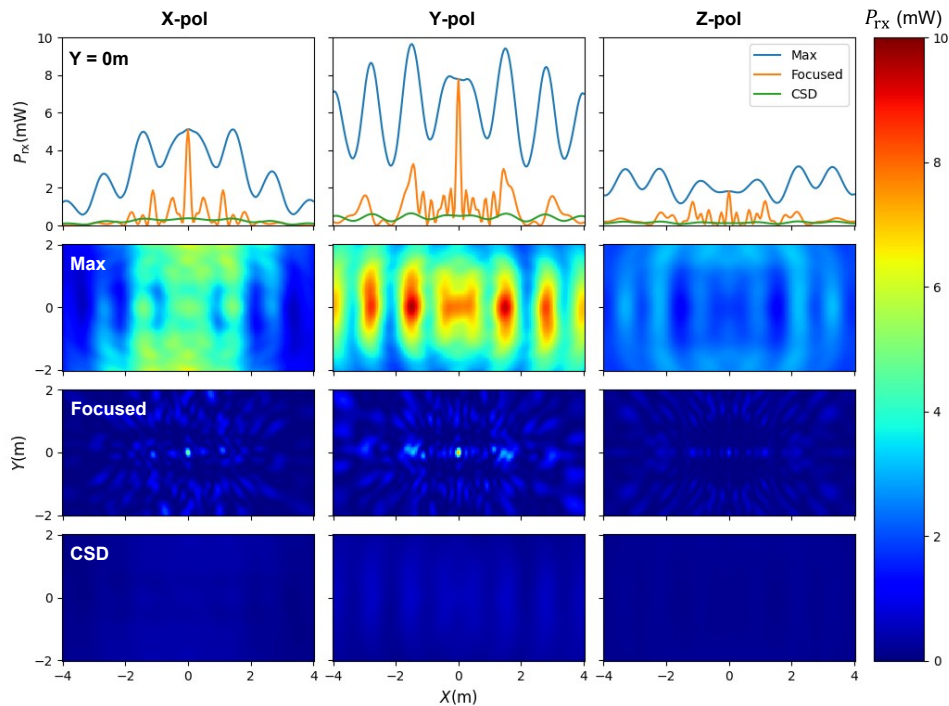


図 5.24 受電電力のシミュレーション結果.

送電アンテナの存在する方向と受電アンテナの指向性特性が一致するためであると考えられる。

実測においては、受電アンテナの位置を変化させた場合の受電電力を評価するため、 $-0.2 \leq X \leq 0.8$, $-0.2 \leq Y \leq 0.8$, $Z = 1(\text{m})$ の平面内を走査可能な XY テーブルを用いて受電電力分布の自動測定を行った。測定範囲はを図 5.23(b) に示す範囲である。

本測定においては最初に周波数非同期時の受電電力分布を測定した。このとき、実際に周波数を非同期とすることはシステムの構成上困難であるため、全アンテナの位相の値をランダムに変化させつつ平均受電電力を求めることによって周波数非同期時の受電電力とした。次に $(0, 0, 1)$ の位置においてバックスキッタによる位相最適化を行い、その位相値を固定した状態で周辺における受電電力分布の評価を行った。

受電電力はスペクトラム・アナライザ (SA) を用いて評価した。本測定においては SA と受電アンテナの間の同軸ケーブルが伝搬環境に影響を与えないよう、受電アンテナに E/O^{*12}変換器を接続し、受電電力を光ファイバ経由で SA に入力する構成とした。測定システムの構成を図 5.25 に、概観を図 5.26 に示す。

受電電力の測定結果を図 5.27 に示す。図 5.27(b) における × は位相最適化を行った位置 $(0, 0, 1)$ を示している。“Simulation” の結果は図 5.24 と同じ値である。

本測定結果より、実測における受電電力の分布がシミュレーション結果と良好に一致していることが

*12 Electric Signal to Optical Signal Converter

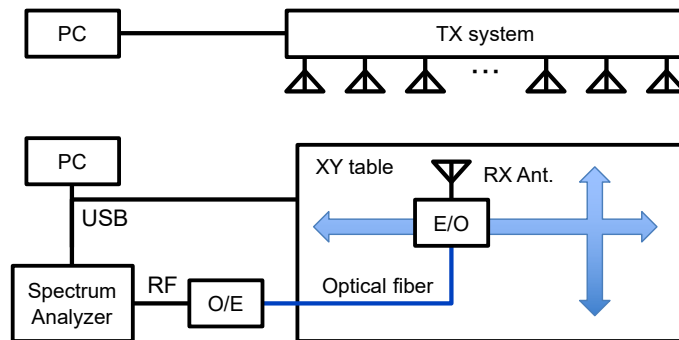
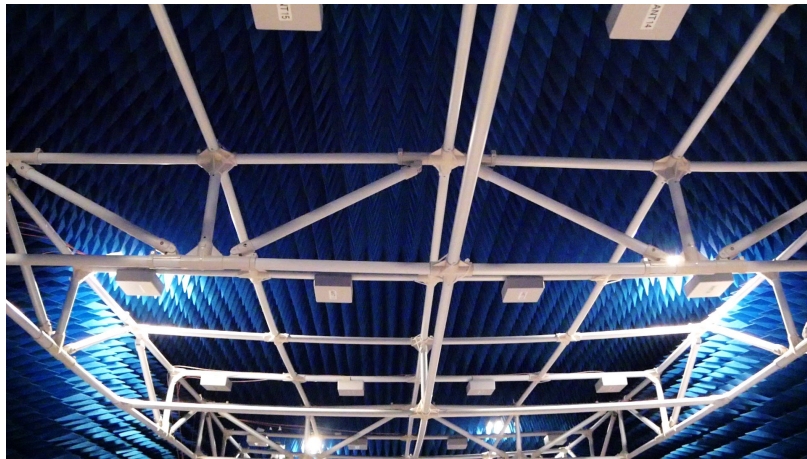
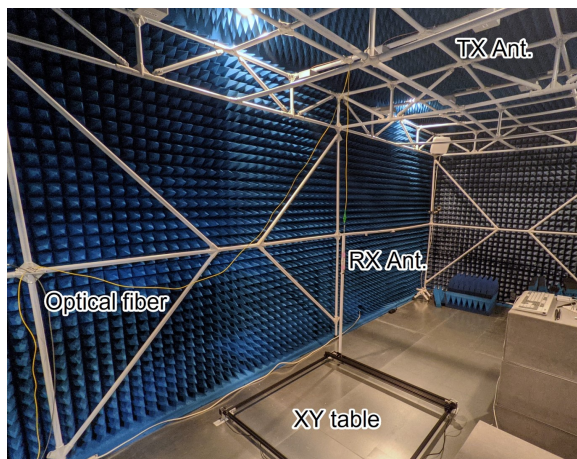


図 5.25 受電電力分布測定システム.



(a) 送電アンテナ

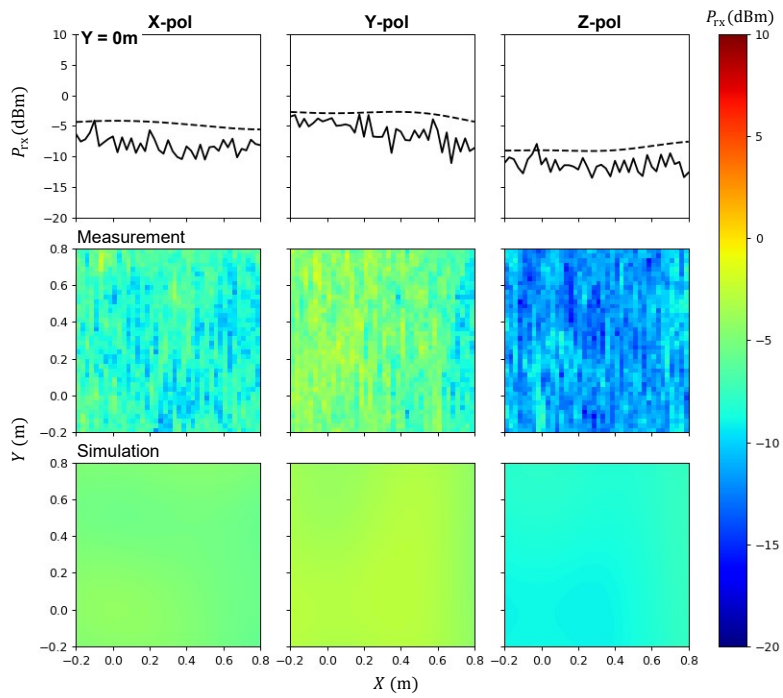


(b) 概観

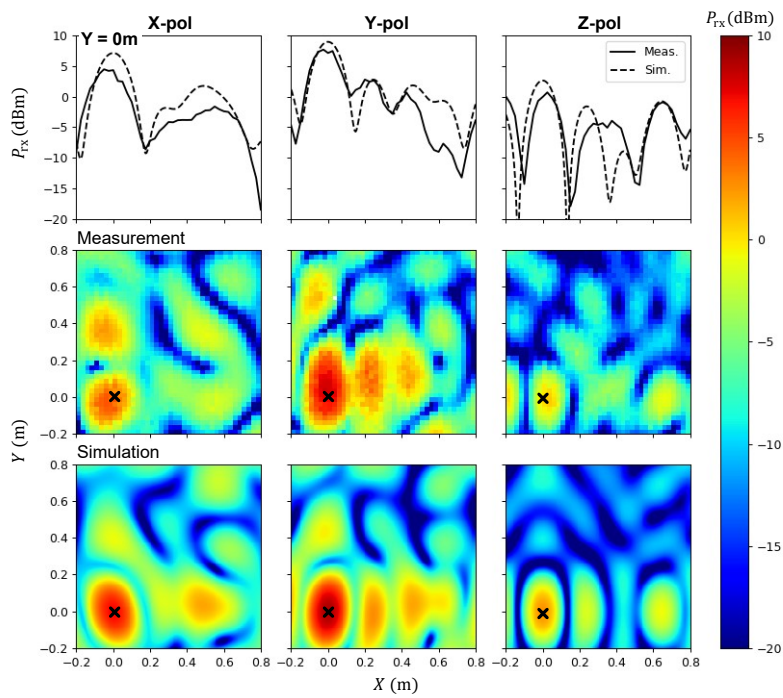


(c) 受電アンテナ

図 5.26 測定システム概観.



(a) 周波数非同期 (CSD)



(b) 周波数同期

图 5.27 受電電力分布測定結果.

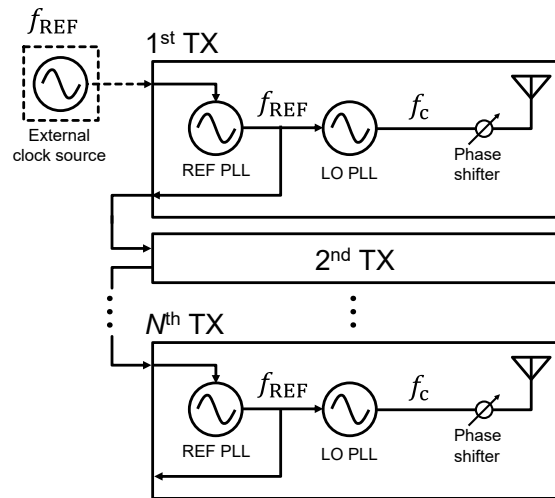


図 5.28 Cascaded 構成.

わかる. この結果より, 反射の存在する環境においてもレイトレースシミュレーションを行うことにより DWPT システムにおける受電電力分布の評価が可能であることが示された.

本実験における受電電力はシミュレーションと同様に受電アンテナが Y-pol の場合に最大の値が得られ, 6.5 mW であった.

5.6 分散型送電システムの構築

5.4 節における構成は拡張性の高い Semi-distributed 構成であったものの, 送電器として SDR を用いていたことから計算リソース上拡張が困難であり, またハードウェア性能としても冗長な構成であった. 一方 5.5 節における 8ch 移相器を用いた構成は Centralized 構成であり, アンテナへの配線長さに起因する給電損失がシステム数を拡張する上での課題となっていた.

そこで, 本研究では Semi-distributed 構成を発展させた構成として Cascaded 構成を提案し, この方式を用いた DWPT システムの実証を行った.

図 5.28 に提案システムの概要を示す. Cascaded 構成は複数の送電器がそれぞれ 2 つの PLL^{*13}を持ち, REF PLL によって入力される基準周波数信号 f_{REF} に含まれるジッタや位相雑音を低減し, LO PLL に供給するとともに, 次の送電器に対して基準周波数を供給する構成である. 本構成により, 基準周波数信号の配線数を低減することができる. さらに, Semi-distributed 構成の場合は送電アンテナの台数に応じて基準周波数信号の分配器を用意する必要があるが, Cascaded 構成では送電器を連結していくことにより容易に送電器数を増加させることができるため拡張性が高い.

*13 Phase Locked Loop

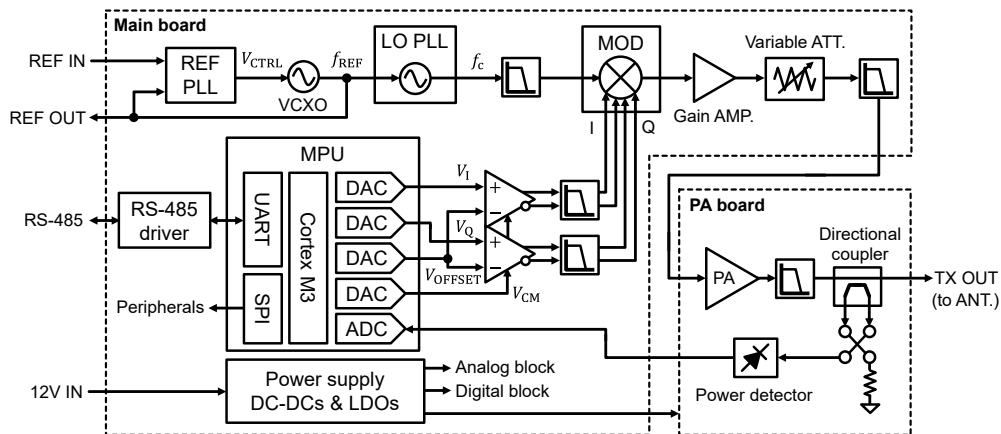


図 5.29 分散型送電器の構成.

5.6.1 分散型送電器の開発

Cascaded 構成の DWPT システムを構築するため、本構成に対応した送電器を開発した。送電器においては、下記の条件を設定し設計を行った。

- (a) 搬送波周波数を出力可能であること
- (b) 搬送波位相を十分な分解能で制御可能であること
- (c) 一定振幅で位相を調整可能であること
- (d) 複数送電器の周波数同期が可能であること
- (e) 電源・制御・同期に必要な配線が極力少ないこと
- (f) 低コスト化が可能であること

以上を踏まえて設計した送電器構成を図 5.29 に示す。本送電器は Main board と外付けパワーアンプである PA board から構成されている。

Main board は MPU と 2 つの PLL, VCXO^{*14}, 直交変調器, 可変アッテネータから構成される。MPU は Arm Cortex M3 MPU(Infineon/Cypress PSoC5LP) を採用し、低コスト化を図っている。Main board は入出力インターフェースとして 12V 電源入力, 基準周波数信号入出力, RS-485 インターフェースを備える。

RS-485 は平衡 2 線方式, 半二重通信のインターフェースであり, 図 5.30 のように 1 対の線路に対して複数のデバイスを接続することができる (マルチドロップ構成)。また, 本通信方式は平衡 2 線構成によりコモンモードの外来ノイズに頑健であり, 低コストなツイストペアケーブルを用いて長距離の通信が可能である。本構成においては同時に送信状態となるデバイスは 1 台に限られるものの, 本システムではほとんどの通信がコントローラから送電器への送電制御の司令であり, 送電器からコントローラへの通信や送電器間の通信の頻度は低いことから問題はない。

*14 Voltage-Controlled Crystal Oscillator

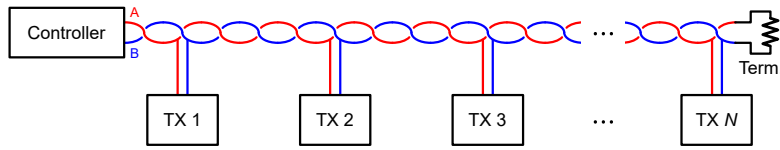


図 5.30 RS-485 通信におけるマルチドロップ接続.

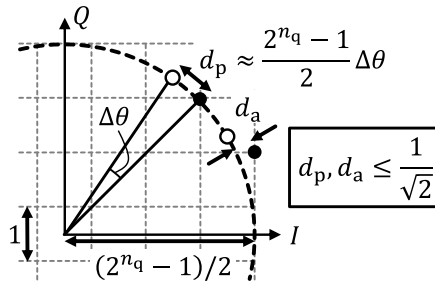


図 5.31 量子化誤差のモデル.

送電器に入力された基準周波数信号 (REF) は REF PLL に入力される. REF PLL は 10 MHz の VCXO を用いた PLL であり, 入力されたジッタを含む REF 信号と VCXO を狭いループ帯域幅で同期させることによって, ジッタを取り除いた REF 信号を再生成する. 再生成された REF 信号は LO PLL および MPU に供給されると同時に, REF OUT より出力され次の送電器に供給される.

本送電器では, 直交変調器 (MOD) を用いて送電位相の制御を行う. 一般的なダイレクトコンバージョン無線機において, 直交変調器に供給する IQ 信号は高速 (数 10 MS/s 以上) かつ高分解能 (12bit 以上) の高性能な DAC^{*15} によって生成される. したがって, このような回路は高コストかつ消費電力の大きなものとなる. 一方, DWPT システムにおいて高速な位相変調や位相設定分解能は要求されない. そこで, 本送電器では MPU に内蔵された 8bit DAC を利用することにより, 部品点数の削減と低コスト化・低消費電力化を実現した. MPU に搭載されている DAC はシングルエンド (不平衡) 出力のため, 直交変調器に信号を供給する際には差動信号に変換する必要がある. また, 位相制御を行うことから, MPU と直交変調器を DC 結合する必要がある. そこで, 完全差動アンプを使用することにより差動信号を生成した. DAC はサンプリングレートが最大 8 MS/s と低速であるため, イメージ信号が直交ミキサのベースバンド帯域内に発生することとなる. これはキャリア近傍のスプリアスの原因となるため, これを阻止するために, ローパスフィルタを差動アンプの後段に設けた. また, DAC のシングルエンド出力におけるリファレンス電圧 V_{OFFSET} , および差動アンプの出力コモンモード電圧 V_{CM} を DAC によって制御できるように構成した. これにより, 歪を最小化しながらダイナミックレンジを最大化するように最適化することが可能となった.

低分解能の DAC を用いた移相制御においては量子化によって位相誤差と振幅誤差が発生する. 図 5.31 に誤差のモデルを示す. n_q は量子化ビット数である. 本モデルより, 量子化の際の位相誤差 $\Delta\theta$

^{*15} Digital to Analog Converter

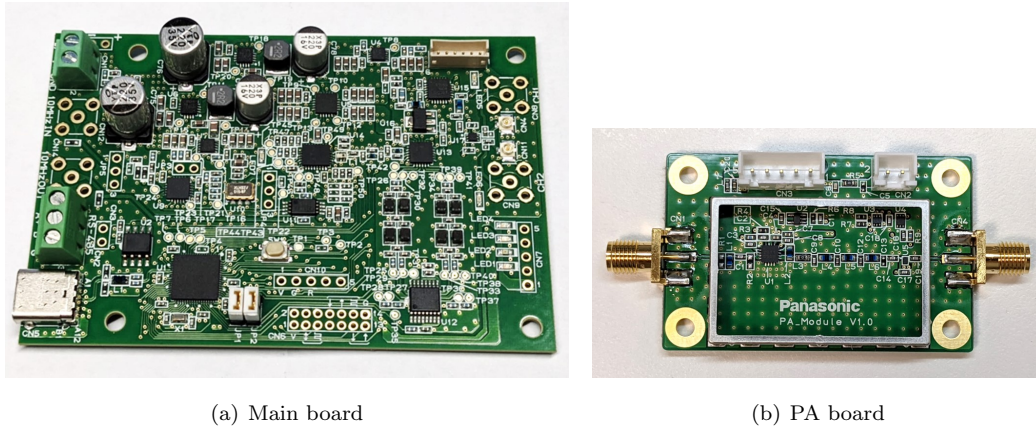


図 5.32 試作した送電器.

および振幅誤差 ΔA は式 (5.2) で与えられる.

$$\Delta\theta \text{ (rad)} \approx \frac{2d_p}{2^{n_q} - 1} \leq \frac{\sqrt{2}}{2^{n_q} - 1} \quad (5.2a)$$

$$\Delta A = \frac{d_a}{2^{n_q} - 1} \leq \frac{2\sqrt{2}}{2^{n_q} - 1} \quad (5.2b)$$

式 (5.2) より, 8bit DAC による量子化誤差の最大値は $\Delta\theta < 0.318^\circ$, $\Delta A < 1.2\%$ となり, DWPT において十分小さい値である.

5.6.2 分散送電器の評価

図 5.32 に試作した送電器を示す. 本送電器の寸法は Main board が 90×60 mm, PA board が 55×35 mm と非常に小型である.

試作した送電器の送電位相及び振幅を VNA を用いて評価した. 搬送波周波数は 920 MHz である. 図 5.33 に設定位相に対する出力位相および振幅変動の結果を示す. なお, 測定値は設定位相 0° における出力信号に対する相対値を示している. 測定結果より, 位相誤差は $\pm 1.5^\circ$ 未満であり, 標準偏差は 0.53° , 振幅誤差は ± 0.15 dB 未満であり標準偏差は 0.062 dB であった. この値は一般的なデジタル移相器と比較しても十分小さい [110]. また, 位相誤差・振幅誤差はともに 360° 周期の変動とより短周期の変動を含んでいる. 前者は直交変調器の非線形性に起因するものであり, 事前にキャリブレーションを行うことによって低減可能であると考えられる.

次に, 送電器および送電システムの位相雑音について評価した. 位相雑音の測定システムを図 5.34 に示す. 測定においては, 位相雑音を測定可能な Signal source analyzer(Agilent E5052A) を使用した. 本測定器では被測定信号源に対して測定器側の発振回路をロックさせることによってキャリア近傍の位相雑音およびスプリアスを観測可能である.

最初に図 5.34(a) の構成を用いて送電器単体 (SINGLE) および 8 台の送電器の合成出力 (SUM) について評価を行った. また, 参考として信号発生器 (Agilent E4438C) の測定値を記載している. C/N

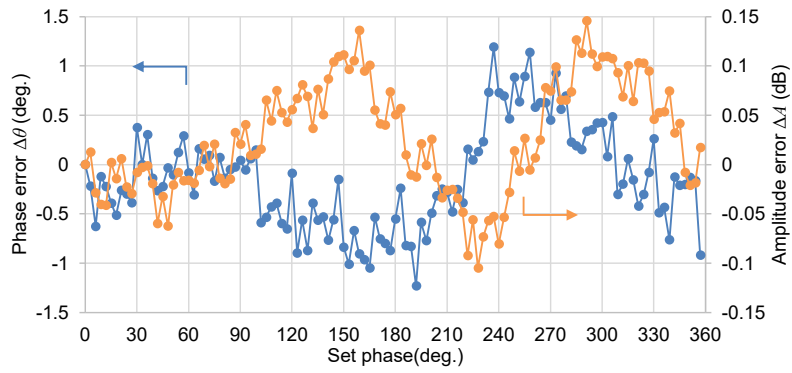


図 5.33 位相・振幅誤差の測定結果.

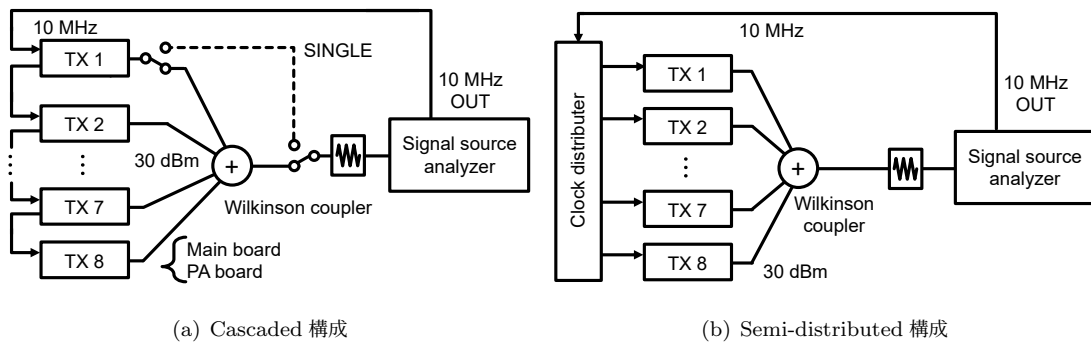


図 5.34 位相雑音の測定システム.

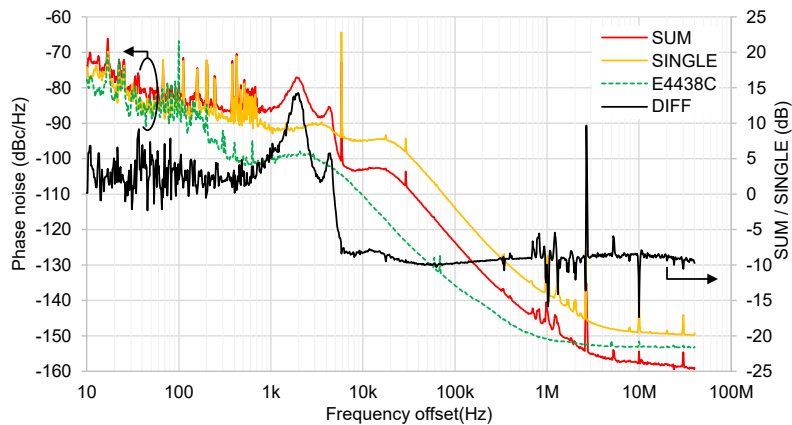


図 5.35 位相雑音の測定結果.

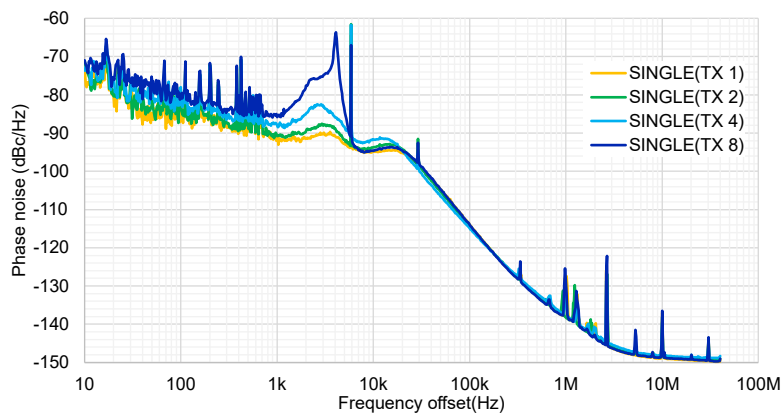


図 5.36 各送電器の位相雑音の測定結果.

の測定結果を図 5.35 に示す.

ここで、DIFF は SINGLE と SUM の差分を示している。 N 台の独立した PLL の出力を合成する場合、同位相であるキャリア成分は Wilkinson coupler で合成されることで N 倍となる。一方相関のない位相雑音成分は Wilkinson coupler で $1/N$ となるため、出力の C/N は $10 \log N$ (dB) 改善する [111]。測定結果より、オフセット周波数が 6 kHz 以上の領域においては理論値の -9 dB 前後の位相雑音の低減が見られる。したがって、この領域では独立した複数の PLL が発生する位相雑音は互いに相関していないといえる。

一方、オフセット周波数が 6 kHz 未満の領域においては C/N の悪化が見られる。この原因を考察するために、各送電器の位相雑音を独立に測定した。測定結果を図 5.36 に示す。測定結果より、6 kHz よりも低いオフセット周波数においては中継を経る毎に約 2 dB ずつ位相雑音が増加している。すなわち、これらの雑音は各段で新たに生成される雑音である。各段で生成される雑音は VCXO に起因する位相雑音と、基準周波数信号の分配・配線に起因する位相雑音に大別できる。このうち前者はループフィルタの帯域外の領域に影響を与え、後者はループフィルタの帯域内の周波数領域に影響を与える。

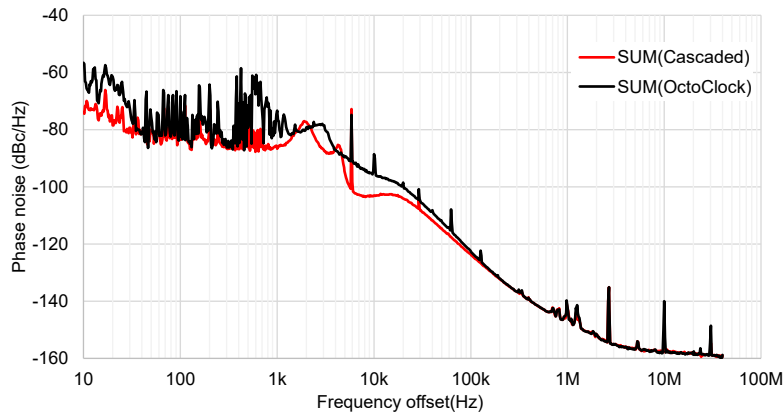


図 5.37 Semi-distributed 構成の位相雑音.

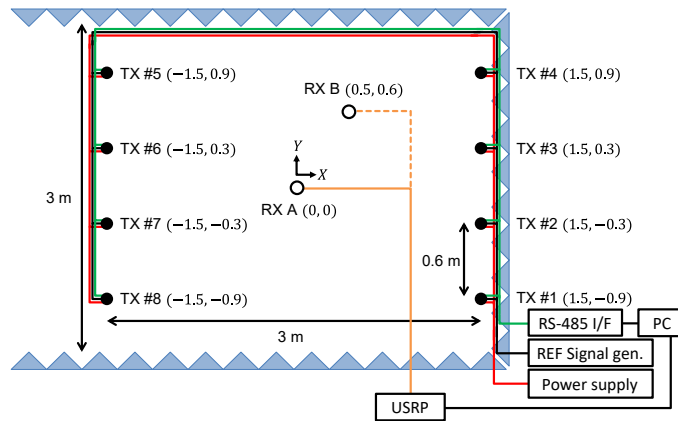


図 5.38 送電実験のアンテナ配置 (上面図).

本設計において REF PLL のループ帯域幅は 5.5 kHz であったので、この雑音は基準周波数信号の分配・配線に起因するものであると考えられる。したがって、ループ帯域幅をさらに狭帯域にすることによって本雑音を低減可能であると考えられる。

次に、5.34(b) の Semi-distributed 構成における位相雑音の評価を行った。基準周波数分配器として OctoClock(Ettus Research) [112] を用いた。図 5.37 に測定結果を示す。測定結果より、Semi-distributed 構成に対して Cascaded 構成の特性の劣化はほぼ見られないことが確認できた。

5.6.3 受電電力評価

開発した分散型送電器を用いて、送電実験を行った。実験においては 8 台の送電器を Cascade 構成で接続し、送電周波数を 920 MHz、出力電力を 100 mW とした。受電アンテナは 1 台とし、位置 A および位置 B において受電電力を測定した。アンテナの配置を図 5.38 に示す。送電アンテナはダイポールアンテナ (Staf 1019-008A, 1019-010A) とし、すべて鉛直姿勢で同一の高さに配置した。

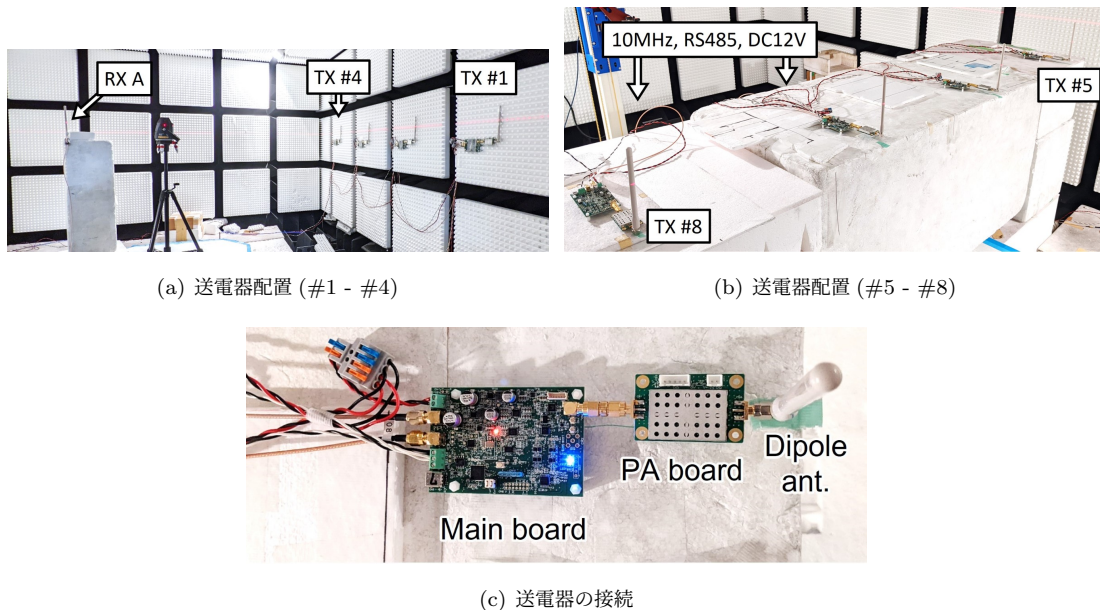


図 5.39 分散型システムの送電実験.

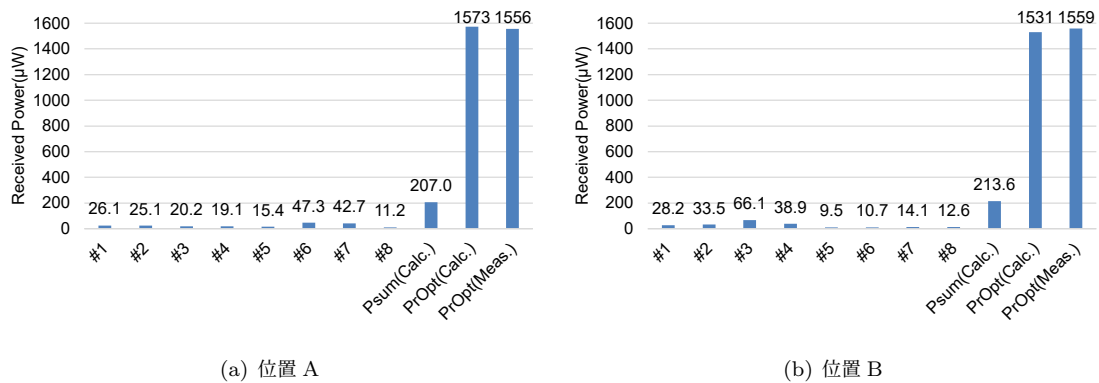


図 5.40 受電電力の測定結果.

測定システムの概観を図 5.39 に示す。各送電器はツイストペアケーブル、電源ケーブル、基準周波数信号伝送用同軸ケーブルで従続接続されている。

本システムにおいて、受電電力測定系はボックスキャット回路・整流回路ではなく、USRP を使用した。USRP は事前に既知の信号源で較正を行い、GNU Radio を通して受電電力を直読可能とした。

測定においては、最初に各送電アンテナを 1 台のみ送電状態とした場合の受電電力を測定する。次に全てのアンテナから送電し位相最適化を行い、受電電力を測定する。周波数同期が行われ、位相最適化が成功した場合受電電力 P_{rx} は式 (4.4) に従う。これによって送電システムが正常に動作していることを確認した。

図 5.40 に受電電力の測定結果を示す。測定結果の#1 ~ #8 は各送電器 1 台のみを送信状態とし、

残りの送電器を送電しない状態とした場合の受電電力である。 $P_{\text{sum}}(\text{Calc.})$ の結果は #1 ~ #8 の電力の総和、 $P_{\text{rOpt}}(\text{Calc.})$ は式 (4.4) から求めた値、そして $P_{\text{rOpt}}(\text{Meas.})$ は全送電器から送電し位相最適化を行った後の受電電力である。

測定結果より、位置 A・位置 B における受電電力が理論値に良好に一致し、Cascaded 構成を用いて周波数同期および位相最適化が可能であることが確認できた。

5.7 おわりに

本章では、分散協調型無線電力伝送 (DWPT) システムの実装を行い、実験により実証を行った。

送電位相を最適化するための手法として受電アンテナからのボックスキャッタを用いる手法を提案し、実際に電力の集中が可能であることを実験により確認した。また、整流回路の特性を利用してボックスキャッタ信号を送信する回路構成について提案し、バイアス電圧を印加することによって幅広い入力電力範囲でボックスキャッタ生成が可能であることを確認した。

ソフトウェア無線機への実装においては位相最適化のための信号処理手法について検討し、台形に位相を変調する手法を提案した。本手法により未知の遅延の存在する環境において位相最適化が可能であることを確認した。

Semi-distributed, Centralized, Cascaded の 3 種類の構成のシステムを構築し、ボックスキャッタおよび台形位相変調を用いた DWPT の実証を行った。Semi-distributed 構成では 8 台の送電アンテナを用いて基本的なシステム・アルゴリズムの動作を確認した。Centralized 構成では送電アンテナ数を 16 台に増加し、より詳細な受電電力分布を測定することにより狭い範囲に電力を集中可能であることを確認した。Cascaded 構成では提案した周波数同期システムの実証を 8 台の送電アンテナを用いて行い、少ない配線リソースで DWPT システムが構成可能であることを示した。

本章における研究成果は、査読論文 [A2] および [A6] にて公表している。

第6章

結論

6.1 本研究の成果

IoT デバイスが急速に社会に浸透し、一人のユーザが多数のデバイスを利活用する時代が訪れている。本研究ではこのような IoT 社会における最大の課題である電源供給問題について、マイクロ波無線電力伝送を適用することにより解決を図るため、要素技術およびシステムの開発に取り組んだ。

第1章では本論文の背景情報として無線電力伝送技術の歴史および動向について概説するとともに、IoT デバイスの活用事例や普及状況について触れた。

第2章では小形かつ高効率を実現する受電アンテナおよびアンテナ応用技術について開発を行った。小形高効率なアンテナ素子として、三つ折りアンテナおよび薄型キャビティスロットアンテナを提案した。これらは良好な単一指向性特性を有しながら人体近接時においても効率低下が最小限であり、ウェアラブルデバイス等の IoT デバイスに有用である。また、単一アンテナを電力用と通信用に共用するための無電源スイッチの構成について提案した。本スイッチは電源電圧が存在しない状態において挿入損失が -0.38 dB と非常に小さく、効率を犠牲にせずアンテナを共用できることから IoT デバイスの小型化に寄与する。さらに、広範囲からマイクロ波が到来する受電端末について、広い指向性と高い受電電力を両立可能な構成について検討し、ハイブリッドカプラを用いたレクテナ構成を提案した。提案構成では、整流回路の非線形性に着目し、複数の受電アンテナで受電した電力をカプラで合成して1つの整流回路に印加することにより、高い効率で受電が可能であることをシミュレーションと実測により示した。実験結果より、提案構成では平均受電電力が最大 1.3 倍に向上することを確認した。

第3章では WPT システムにおける受電回路について述べた。まず整流回路の構成について検討し、小型かつ高効率な整流回路として倍電圧整流回路が IoT デバイスに適することを示した。次に、整流回路の電源としての特性を高速に評価する評価システムについて述べた。整流回路で得た不安定な電力を安定化し活用するための電源回路構成として、整流回路出力を昇圧し、蓄電した後に降圧する構成により、幅広い入力電力に対して電力を有効に活用可能であることを示した。また、入力電力の大きさを簡易な構成で測定可能となる受電電力推定回路について提案し、MPPT に応用することによってオープンループ制御により高速かつ高精度に MPPT 制御が可能であることを確認した。最後に、各受電側要素技術を統合し、バッテリーレスセンサを試作した。試作したセンサは温度・湿度・気圧・3軸加速度の同時取得機能を持ち、RFID による通信機能を有しながら $2.75 \mu\text{W}$ で動作が可能であり、オ

フィス環境では 1 W の送電電力によって 12 m 地点で動作が可能であることを確認した。

第 4 章では、分散協調型無線電力伝送 (DWPT) について概念を述べ、受電電力の定式化を行った。また、シミュレーションにより既存のビームフォーミング手法と比較して広い範囲に高い電力を供給可能であることを示した。空間における統計的な受電電力を評価するためモンテカルロシミュレーションを行い、同一の送電電力・アレー数・周波数であればアンテナを分散配置とすることにより受電電力の中央値が向上し、ばらつきが小さくなることを確認した。同一の送電電力の場合、920 MHz 4 アンテナの DWPT によって、5.8 GHz 256 素子アレーによるビームフォーミングと同程度の受電電力が得られることを確認した。また、送電位相の最適化を行うアルゴリズムを提案し、所要ステップ数の中央値が送電アンテナ数 N と同程度であることを示した。

第 5 章では、分散協調型無線電力伝送 (DWPT) システムの実装を行い、実験により実証を行った。ボックスキャッタを用いた位相最適化手法を提案し、実際に電力の集中が可能であることを実験により確認した。また、整流回路の特性を利用してボックスキャッタ信号を送信する回路構成について提案した。ソフトウェア無線機への実装においては位相最適化のための信号処理手法について検討し、位相を台形に変調する手法を提案した。Semi-distributed 構成および Centralized 構成の DWPT システムを構築し、ボックスキャッタ信号と台形位相変調を用いて DWPT が可能であることを実証した。また、受電電力およびその空間分布について理論値あるいはシミュレーション結果と良好に一致する実験結果を得た。また、Semi-distributed 構成を拡張した Cascaded 構成のシステムを提案し、本構成に向けた分散送電器を開発した。開発した分散送電器を用いて Cascaded 構成のシステムを構築し、受電電力が理論値と良好に一致することを確認した。

以上、本研究では IoT デバイスに向けたマイクロ波無線電力伝送技術の確立に向けて、要素技術およびシステムの開発を行った。受電側システムに関してはアンテナ、整流回路、RF スイッチ、電源マネジメント回路について検討し、新構成の提案を行った。また、提案した要素技術を用いてバッテリーレスセンサを試作し、室内環境で 12 m の給電距離において動作が可能であることを確認した。送電側に関しては分散協調型無線電力伝送システムについて解析を行い、ボックスキャッタにより受電電力をフィードバックし、位相最適化を行う手法について提案した。また分散協調型 WPT システムをソフトウェア無線機および試作した送電装置を用いて構成し、電波暗室内にて給電実験を行った。実験により得られた測定結果はシミュレーションと良好に一致し、シミュレーション結果および最適化アルゴリズムの妥当性を確認した。これらの結果は、今後普及が期待される IoT デバイスに対する無線電力伝送システムの発展に寄与するとともに、SSPS 等を含むさらなる大電力の無線電力伝送技術への応用といった観点からも非常に有意義である。

6.2 今後の課題

本研究では IoT デバイスの電源課題を解決することを目指し、マイクロ波無線電力伝送技術の開発を行った。

本研究において開発した電池レスセンサデバイスは凡そ名刺程度の大きさであり、従来の同様のセンサデバイスよりも小型である。一方、すでに普及している IoT デバイスやウェアラブルデバイスはこれよりも更に小型であり、このような超小型デバイスに向けた給電技術については研究の余地が残され

ている。

また、分散協調型 WPT において、本研究では 1 台の受電デバイスへの給電を実証した。今後、多数のデバイスへの同時給電に向けてシステムを拡張するとともに、高速に位相最適化を行うためのアルゴリズムおよびその実装について検討をしていきたい。さらに、DWPT システムによって副次的に得られる位相情報を用いて位置測位や姿勢推定等に役立てることにより、更に IoT デバイスの活用シーンを開拓していきたい。

DWPT は大型のアレーアンテナシステムと見做されることから、現行の電波法規上の取り扱いが難しい。引き続き DWPT システムの技術開発および実証を通してその安全性と有用性を示し、実用化に向けた標準規格化を目指す。

近年、Arduino や Raspberry Pi といったオープンソースハードウェアプラットフォームは強力に IoT を加速してきた。WPT においても、本技術が世の中に浸透し社会に貢献するためには、幅広い分野の開発者が WPT 技術を取り扱い発展させるオープンイノベーション的な土壌、そして幅広いユーザに対して価値を提供できるプラットフォームの構築が不可欠である。

今後は広い視野をもって、より多くのユーザ、開発者に本技術が活用されるように技術開発を推進したい。

以上

参考文献

- [1] J. C. Maxwell, “A dynamical theory of the electromagnetic field,” *Philosophical Transactions of the Royal Society*, vol. 155, pp. 459–512, 1865.
- [2] J. H. Poynting, “on the transfer of energy in the electromagnetic field,” *Philosophical Transactions of the Royal Society*, vol. 175, pp. 343–361, 1884.
- [3] H. Hertz, “Ueber sehr schnelle elektrische schwingungen,” *Annalen der Physik*, vol. 267, no. 7, pp. 421–448, 1887.
- [4] Marconi, *Wireless Telegraphic Communication*. Amsterdam: Elsevier Publishing Company, 1909, vol. Physics 1901-1921, pp. 196–222.
- [5] H. Yagi, and S. Uda, “On the feasibility of power transmission by electric waves,” *Proc. 3rd Pan-Pacific Science Congress*, vol. 2, pp. 1307–1313, 1926.
- [6] W. Brown, “The history of power transmission by radio waves,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, 1984.
- [7] W. Brown, “The history of the development of the rectenna,” *Johnson Space Center Solar Power Satellite Microwave Transmission and Reception in NASA*, pp. 271–280, 1980.
- [8] R. M. Dickinson, “Evaluation of a microwave high-power reception-conversion array for wireless power transmission,” *NASA STI/Recon Technical Report NASA-CR-145625*, 1975.
- [9] P. E. Glaser, “Power from the sun; its future,” *Science*, vol. 162, 1986.
- [10] N. Shinohara, “History of research and development of beam wireless power transfer,” *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 1–4, 2018.
- [11] 藤野義之, 藤田正晴, 伊藤猛男, 松本紘, 賀谷信幸, 藤原暉雄, 佐藤達男, “レクテナを用いたモータ駆動試験と MILAX 飛行実験”, 情報通信研究機構研究報告, vol. 44, pp. 113–120, Dec. 1998.
- [12] N. Shimokura, N. Kaya, N. Shinohara, and H. Matsumoto, “Point-to-point microwave power transmission experiment,” *Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan*, vol. B 116(6), 1996.
- [13] 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, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
- [14] 一般社団法人電波産業会, “ワイヤレス電力伝送システム”, ARIB STD-T113 1.1 版, Dec. 2015.
- [15] 総務省, “諮問第 2043 号「空間伝送型ワイヤレス電力伝送システムの技術的条件」のうち「構内

- における空間伝送型ワイヤレス電力伝送システムの技術的条件」に関する一部答申”，2020.
- [16] 国立印刷局，“令和4年5月26日官報(号外第112号)”，2022.
- [17] 総務省，“令和4年版情報通信白書”，2022. [Online]. Available: <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r04/pdf/index.html>
- [18] K. Ashton, “That ‘internet of things’ thing,” *RFID journal*, vol. 22, no. 7, pp. 97–114, 2009.
- [19] 総務省，“令和2年版情報通信白書”，2020. [Online]. Available: <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r02/pdf/index.html>
- [20] 川谷充郎, 金哲佑, 尾崎隆弥, 利波立秋, 塚本昌彦, 藤田直生, 南靖彦, “橋梁振動モニタリングのためのモニタリングのためのMEMS無線センサノード開発と実橋適用性検討”, *応用力学論文集*, vol. 13, pp. 1009–1016, 2010.
- [21] 三木千壽, 山口浩, 判治剛, 田辺篤史, “無線センサネットワークによる鋼橋部材の疲労損傷原因の特定の試み”, *構造工学論文集 A*, vol. 56, pp. 671–679, 2010.
- [22] 野村貢, 戸本悟史, 西條敦志, 木村定雄, 芥川真一, “MEMS技術によるトンネル内付属物保全モニタリングシステムの研究”, *土木学会論文集 F1 (トンネル工学)*, vol. 71, no. 3, pp. 63–79, 2015.
- [23] Y. Ikemoto, S. Suzuki, H. Okamoto, H. Murakami, X. Lin, H. Itoh, and H. Asama, “Force sensor system for structural health monitoring using passive RFID tags for structural health monitoring,” *PORTABLE-POLYTRONIC 2008 - 2nd IEEE International Interdisciplinary Conference on Portable Information Devices and the 2008 7th IEEE Conference on Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics*, pp. 1–6, 2008.
- [24] T. Shany, S. J. Redmond, M. R. Narayanan, and N. H. Lovell, “Sensors-based wearable systems for monitoring of human movement and falls,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 12, no. 3, pp. 658–670, 2012.
- [25] T. Suzuki, K. Ouchi, K. Kameyama, and M. Takahashi, “Development of a sleep monitoring system with wearable vital sensor for home use.” *Proceedings of the International Conference on Biomedical Electronics and Devices*, pp. 326–331, Jan. 2009.
- [26] EnOcean, “EnOcean – Self-powered IoT Solutions.” [Online]. Available: <http://www.enocean.com/en/>
- [27] N. Sawasaki, T. Ishihara, M. Mouri, Y. Murase, S. Masui, and H. Nakamoto, “Front-end device technology for human centric IoT,” *Fujitsu scientific technical journal*, vol. 52, pp. 61–67, Oct. 2016.
- [28] PowerWatch, “Power Watch JAPAN – PowerWatch.” [Online]. Available: <https://www.powerwatch.com/pages/power-watch-japan>
- [29] A. P. Sample, D. J. Yeager, P. S. Powledge, A. V. Mamishev, and J. R. Smith, “Design of an RFID-based battery-free programmable sensing platform,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 11, pp. 2608–2615, 2008.

- [30] S. Naderiparizi, A. N. Parks, Z. Kapetanovic, B. Ransford, and J. R. Smith, “WISPCam: A battery-free RFID camera,” *2015 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, pp. 166–173, 2015.
- [31] D. De Donno, L. Catarinucci, and L. Tarricone, “Enabling self-powered autonomous wireless sensors with new-generation I2C-RFID chips,” *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 1–4, 2013.
- [32] A. E. Abdulhadi, and R. Abhari, “Multiport UHF RFID-tag antenna for enhanced energy harvesting of self-powered wireless sensors,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 12, no. 2, pp. 801–808, 2016.
- [33] R. Colella, L. Tarricone, and L. Catarinucci, “SPARTACUS: self-powered augmented RFID tag for autonomous computing and ubiquitous sensing,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 5, pp. 2272–2281, 2015.
- [34] M. Wagih, G. S. Hilton, A. S. Weddell, and S. Beeby, “Dual-polarized wearable antenna/rectenna for full-duplex and MIMO simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT),” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 844–857, 2021.
- [35] D. Maehara, T. G. Khanh, K. Sakaguchi, and K. Araki, “Experimental study on battery-less sensor network activated by multi-point wireless energy transmission,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E99.B, no. 4, pp. 905–916, 2016.
- [36] J. Mitsugi, O. Tokumasu, H. Ichikawa, T. Ochiai, and Y. Kawakita, “Experimental evaluation of wireless transport package test with battery-free backscatter sensors,” *2022 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, pp. 58–63, 2022.
- [37] FCC, “FCC ID 2AS57OSSIACOTATX203.” [Online]. Available: <https://fcc.report/FCC-ID/2AS57OSSIACOTATX203/>
- [38] Ossia, “Resources Library - Ossia.” [Online]. Available: <https://info.ossia.com/resources-library>
- [39] パナソニック, “マイクロ波電力伝送システムのサンプル提供開始 — Panasonic Newsroom Japan : パナソニック ニュースルーム ジャパン”. [Online]. Available: <https://news.panasonic.com/jp/press/jn220324-3>
- [40] C. A. Balanis, *Antenna Theory, analysis and design 2nd ed.* John Wiley & sons, 1997, pp. 175–181.
- [41] H. King, and J. Wong, “Effects of a human body on a dipole antenna at 450 and 900 MHz,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 25, no. 3, pp. 376–379, 1977.
- [42] C. A. Balanis, *Antenna Theory, analysis and design 2nd ed.* John Wiley & sons, 2005, pp. 811–843.
- [43] 春木宏志, “携帯無線機用逆 F 形アンテナ”, 昭 57 信学総全大, vol. 3, p. 66, 1982.
- [44] S.-M. Electronics, “CRF reed relays.” [Online]. Available: https://standelectronics.com/wp-content/uploads/2015/03/CRF_V02.pdf

- [45] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and L. Katehi, “Electromechanical considerations in developing low-voltage RF MEMS switches,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 259–270, 2003.
- [46] Skyworks Solutions, Inc., “SMV1247-SMV1255 series: Hyperabrupt junction tuning varactors.” [Online]. Available: https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMV1247_SMV1255_Series_200061W.pdf
- [47] R. Meyer, and M. Stephens, “Distortion in variable-capacitance diodes,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 10, no. 1, pp. 47–54, 1975.
- [48] U. Olgun, C.-C. Chen, and J. L. Volakis, “Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 262–265, 2011.
- [49] H. Kamoda, M. Hanazawa, S. Kitazawa, H. Ban, and K. Kobayashi, “Mutual coupling effect on rectenna array for RF energy harvesting,” *2013 European Microwave Conference*, pp. 503–506, 2013.
- [50] T. Yoo, and K. Chang, “Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 6, pp. 1259–1266, 1992.
- [51] M. Roberg, E. Falkenstein, and Z. Popović, “High-efficiency harmonically-terminated rectifier for wireless powering applications,” *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1–3, 2012.
- [52] A. Noda, and H. Shinoda, “Compact class-F RF-DC converter with antisymmetric dual-diode configuration,” *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1–3, 2012.
- [53] K. Hatano, N. Shinohara, T. Mitani, T. Seki, and M. Kawashima, “Development of improved 24GHz-band class-F load rectennas,” *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, pp. 163–166, 2012.
- [54] K. Hatano, N. Shinohara, T. Mitani, K. Nishikawa, T. Seki, and K. Hiraga, “Development of class-f load rectennas,” *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, pp. 251–254, 2011.
- [55] K. Kawai, N. Shinohara, and T. Mitani, “Design of high efficiency rectifier circuit for 920 MHz wireless power transmission,” *2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 130–133, 2020.
- [56] T. Winslow, “Conical inductors for broadband applications,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 68–72, 2005.
- [57] 棚橋功三郎, 中江拓真, 平山裕, “複素 MPPT を用いた RF-DC 変換回路の提案”, 信学総大, no. B-20-21, 2021.

- [58] X. Y. Zhang, J.-H. Ou, and M. Huang, “High-efficiency rectifiers with wide input power range and application on powering wireless sensors,” *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–5, 2020.
- [59] B. Dragoi, “On selecting a front-end DC-DC converter for automotive applications,” *2016 12th IEEE International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC)*, pp. 29–32, 2016.
- [60] X. Huang, P. Harpe, G. Dolmans, and H. de Groot, “A 915MHz ultra-low power wake-up receiver with scalable performance and power consumption,” *2011 Proceedings of the ESSCIRC (ESSCIRC)*, pp. 543–546, 2011.
- [61] N. Ayir, and T. Riihonen, “Impact of software-defined radio transmitter on the efficiency of RF wireless power transfer,” *2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 83–86, 2020.
- [62] C. Mikeka, H. Arai, A. Georgiadis, and A. Collado, “DTV band micropower RF energy-harvesting circuit architecture and performance analysis,” *2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, pp. 561–567, 2011.
- [63] Y. Huang, N. Shinohara, and T. Mitani, “A constant efficiency of rectifying circuit in an extremely wide load range,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 986–993, 2014.
- [64] E. I. Batzelis, and S. A. Papathanassiou, “A method for the analytical extraction of the single-diode PV model parameters,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 2, pp. 504–512, 2016.
- [65] A. E. Khafa, B. Campbell, and S. Hosur, “Towards a perpetual wireless sensor node,” *SENSORS, 2013 IEEE*, pp. 1–4, 2013.
- [66] A. Ali, K. Almutairi, S. Padmanaban, V. Tirth, S. Algarni, K. Irshad, S. Islam, M. H. Zahir, M. Shafullah, and M. Z. Malik, “Investigation of MPPT techniques under uniform and non-uniform solar irradiation condition-a retrospection,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 127 368–127 392, 2020.
- [67] S. Mohammadmehdi, M. Arash, K. Swarna, A. M. T. Oo, and S. Alex, “A comparative study on procedure and state of the art of conventional maximum power point tracking techniques for photovoltaic system,” *IJCEE*, vol. 6, no. 5, pp. 402–414, 2014.
- [68] M. Piñuela, P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, “Ambient rf energy harvesting in urban and semi-urban environments,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2715–2726, 2013.
- [69] A. Okba, A. Takacs, and H. Aubert, “Compact rectennas for ultra-low-power wireless transmission applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 5, pp. 1697–1707, 2019.
- [70] J. Eidaks, A. Litvinenko, A. Aboltins, and D. Pikulins, “Signal waveform impact on efficiency

- of low power harvesting devices in WSN,” *2019 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*, vol. 1, pp. 57–61, 2019.
- [71] W. Zhou, X. Wang, C. Hu, Q. Li, C. Li, L. Du, and H. Yu, “Research on multi-source environmental micro energy harvesting and utilization,” *2021 6th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*, pp. 1072–1076, 2021.
- [72] Z. Popovic, “Far-field wireless power delivery and power management for low-power sensors,” *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*, pp. 1–4, 2013.
- [73] Y. Yang, F. Liu, and X. Chen, “A maximum power point tracking control scheme for magnetically coupled resonant wireless power transfer system by cascading SEPIC converter at the receiving side,” *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3702–3707, 2017.
- [74] J. Schoeman, and J. v. Wyk, “A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays,” *1982 IEEE Power Electronics Specialists conference*, pp. 361–367, 1982.
- [75] Texas Instruments Inc., “BQ25504 ultra low-power boost converter with battery management for energy harvester applications.” [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25504.pdf>
- [76] Analog Devices, Inc., “ADP5091 ultralow power energy harvester PMUs with MPPT and charge management.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADP5091-5092.pdf>
- [77] STMicroelectronics NV, “SPV1050 ultra low power energy harvester and battery charger with embedded MPPT and LDOs.” [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/spv1050.pdf>
- [78] EEMBC, “CPU Energy Benchmark - MCU Energy Benchmark - ULPMark - EEMBC Embedded Microprocessor Benchmark Consortium.” [Online]. Available: <https://www.eembc.org/ulpmark/>
- [79] A. S. Andrenko, Y. Shimizu, and K. Wake, “SAR measurements of UHF RFID reader antenna operating in close proximity to a flat phantom,” *2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, pp. 297–300, 2019.
- [80] 藤田直希, アンドレイ アンドレンコ, 清水悠斗, 和氣加奈子, 須賀良介, 渡辺聡一, 橋本修, “マイクロ波帯 WPT システムの受電点の変化による人体ばく露量の評価に関する検討”, 信学技報, vol. EMCJ2020, no. 54, pp. 18–22, 2020.
- [81] A. Forenza, S. Perlman, F. Saibi, M. Di Dio, R. van der Laan, and G. Caire, “Achieving large multiplexing gain in distributed antenna systems via cooperation with pCell technology,” *2015 49th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 286–293, 2015.
- [82] K. W. Choi, A. A. Aziz, D. Setiawan, N. M. Tran, L. Ginting, and D. I. Kim, “Distributed wireless power transfer system for internet of things devices,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 2657–2671, 2018.

- [83] 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.
- [84] X. Fan, H. Ding, S. Li, M. Sanzari, Y. Zhang, W. Trappe, Z. Han, and R. E. Howard, “Energy-ball: Wireless power transfer for batteryless internet of things through distributed beamforming,” vol. 2, no. 2, 2018.
- [85] X. Fan, Z. Qi, Z. Jia, and Y. Zhang, “Enabling concurrent IoT transmissions in distributed C-RAN,” 2018.
- [86] X. Fan, “Facilitating the deployment of next billion IoT devices with distributed antenna systems,” 2019.
- [87] X. Fan, Z. Zhang, W. Trappe, Y. Zhang, R. Howard, and Z. Han, “Secret-focus: A practical physical layer secret communication system by perturbing focused phases in distributed beamforming,” *IEEE INFOCOM 2018 - IEEE Conference on Computer Communications*, pp. 1781–1789, 2018.
- [88] X. Fan, L. Shangguan, R. Howard, Y. Zhang, Y. Peng, J. Xiong, Y. Ma, and X.-Y. Li, “Towards flexible wireless charging for medical implants using distributed antenna system,” 2020.
- [89] A. Boaventura, D. Belo, R. Fernandes, A. Collado, A. Georgiadis, and N. B. Carvalho, “Boosting the efficiency: Unconventional waveform design for efficient wireless power transfer,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 3, pp. 87–96, 2015.
- [90] 今井 哲朗, 電波伝搬解析のためのレイトレーシング法 コロナ社, 2016, ch. 4, pp. 89–104.
- [91] T. Sasaki, and N. Shinohara, “Study on multipath retrodirective for efficient and safe indoor microwave power transmission,” *2019 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 329–333, 2019.
- [92] K. Murata, T. Mitomo, M. Higaki, and K. Onizuka, “A 5.8-GHz 64-channel phased array microwave power transmission system based on space-time beamforming algorithm for multiple IoT sensors,” *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 170–173, 2018.
- [93] 真野清司, 片木孝至, “フェイズドアレーアンテナの素子振幅位相測定法—素子電界ベクトル回転法—”, 信学論 (B), vol. J65-B, no. 5, pp. 555–560, 1982.
- [94] T. Takahashi, Y. Konishi, S. Makino, H. Ohmine, and H. Nakaguro, “Fast measurement technique for phased array calibration,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 7, pp. 1888–1899, 2008.
- [95] R. Mudumbai, B. Wild, U. Madhow, and K. Ramchandran, “Distributed beamforming using 1 bit feedback: from concept to realization,” *Proceedings of the 44th Allerton conference on communication, control and computation*, vol. 8, pp. 1020–1027, 2006.
- [96] S. Mghabghab, A. Schlegel, R. Gress, and J. A. Nanzer, “Long-range wireless frequency synchronization for distributed phased arrays,” *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, pp. 1253–1254, 2020.

- [97] N. Shiga, K. Kido, S. Yasuda, B. Panta, Y. Hanado, S. Kawamura, H. Hanado, K. Takizawa, and M. Inoue, “Demonstration of wireless two-way interferometry (Wi-Wi),” *IEICE Communications Express*, vol. 6, no. 2, pp. 77–82, 2017.
- [98] S. R. Mghabghab, and J. A. Nanzer, “Impact of VCO and PLL phase noise on distributed beamforming arrays with periodic synchronization,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 56 578–56 588, 2021.
- [99] S. J. Thomas, E. Wheeler, J. Teizer, and M. S. Reynolds, “Quadrature amplitude modulated backscatter in passive and semipassive UHF RFID systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 4, pp. 1175–1182, 2012.
- [100] B. Kellogg, A. Parks, S. Gollakota, J. R. Smith, and D. Wetherall, “Wi-Fi Backscatter: internet connectivity for RF-powered devices,” vol. 44, no. 4, 2014.
- [101] Y. Li, and J. Liu, “A 13.56 MHz RFID transponder front-end with merged load modulation and voltage doubler-clamping rectifier circuits,” *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, vol. 5, pp. 5095–5098, 2005.
- [102] 宜保遼大, 阿部晋士, 西岡正悟, 北林智, 坂井尚貴, 大平孝, “整流動作を用いた 1kW 高周波スイッチの試作評価”, 信学ソ大, no. B-21-1, 2019.
- [103] S. Saruwatari, “Gnu radio,” *The Journal of The Institute of Image Information and Television Engineers*, vol. 65, no. 8, pp. 1186–1189, 2011.
- [104] M. Yamamoto, “Digital beacon receiver for ionospheric TEC measurement developed with GNU Radio,” *Earth, Planets and Space*, vol. 60, pp. e21–e24, 2008.
- [105] M. Gahadza, M. Kim, and J.-i. Takada, “Implementation of a channel sounder using GNU Radio opensource SDR platform,” *IEICE Technical Report*, vol. SR2008-94, pp. 33–37, 2009.
- [106] S. Kameda, Y. Honma, N. Suematsu, S. Yasuda, and N. Shiga, “USRP implementation of transmission timing control function for synchronized SS-CDMA using wireless two-way interferometry (Wi-Wi),” *2021 Twelfth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, pp. 328–333, 2021.
- [107] Ettus Research, “USRP B210 USB Software Defined Radio (SDR) - Ettus Research — Ettus Research, a National Instruments Brand — The leader in Software Defined Radio (SDR).” [Online]. Available: <https://www.ettus.com/all-products/ub210-kit/>
- [108] R. Yates, and R. Lyons, “DC blocker algorithms [DSP tips & tricks],” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 2, pp. 132–134, 2008.
- [109] 福嶋開人, 神島実佳, 山田洋士, “USRP/GNU Radio 環境におけるチャネルインパルス応答測定の実現”, 信学技報, vol. 117, no. 457, pp. 9–16, 2018.
- [110] MACOM, “MAPS-011007 MACOM Digital Phase Shifter 6-Bit, 1.2 - 1.4 GHz.” [Online]. Available: <https://cdn.macom.com/datasheets/MAPS-011007.pdf>
- [111] T. Höhne, and V. Ranki, “Phase noise in beamforming,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 12, pp. 3682–3689, 2010.

[112] Ettus Research, “OctoClock Clock Distribution Module - Ettus Research — Ettus Research, a National Instruments Brand — The leader in Software Defined Radio (SDR).” [Online]. Available: <https://www.ettus.com/all-products/octoclock/>

業績一覧：査読論文

- [A1] 田中 勇氣, 金井 一輝, 柳場 亮祐, 佐藤 浩, 谷 博之, 小柳 芳雄, 篠原 真毅, “マイクロ波無線給電を用いた小電力無線センサ端末の開発”, 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J101-B, no. 11, pp. 968–977, Aug. 2018.
- [A2] 田中 勇氣, 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, “ボックスキャタ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”, 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J103-B, no. 11, pp. 559–570, June 2020.
- [A3] 濱政 光, 川崎 慈英, 田中 勇氣, 木崎 一廣, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “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”, 情報処理学会論文誌, vol. 62, no. 4, pp. 1099–1112, Apr. 2021.
- [A4] 林 健太朗, 濱政 光, 田中 勇氣, 藤橋 卓也, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “分散協調型の電波電力伝送における位相最適化アルゴリズム”, 情報処理学会論文誌, vol. 63, no. 1, pp. 172–181, Jan. 2022.
- [A5] K. Hayashi, K. Aiura, Y. Tanaka, K. Kizaki, T. Fujihashi, S. Saruwatari, and T. Watanabe, “Curve fitting-based phase optimization for microwave power transfer,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 23 902–23 912, 2022.
- [A6] Y. Tanaka, H. Hamase, K. Kanai, R. Hasaba, H. Sato, Y. Koyanagi, T. Ikeda, H. Tani, M. Gokan, S. Kajiwara, and N. Shinohara, “Simulation and implementation of distributed microwave wireless power transfer system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1–1(Early access), 2022.

業績一覧：査読付き国際会議

- [B1] Y. Tanaka, K. Kanai, R. Hasaba, H. Sato, Y. Koyanagi, T. Ikeda, H. Tani, S. Kajiwara, and N. Shinohara, “A study of improve efficiency of broad-angle rectenna using hybrid coupler,” *2019 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, June 2019.
- [B2] Y. Tanaka, K. Kanai, R. Hasaba, H. Sato, Y. Koyanagi, T. Ikeda, H. Tani, S. Kajiwara, and N. Shinohara, “A study of received power in distributed wireless power transfer system,” *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, July 2020.
- [B3] K. Hayashi, H. Hamase, J. Kawasaki, K. Kizaki, Y. Tanaka, T. Fujihashi, S. Saruwatari, and T. Watanabe, “Experimental evaluation on RSSI-based phase optimization in microwave power transfer.” *93rd IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1–6, Apr. 2021.
- [B4] K. Hayashi, H. Hamase, Y. Tanaka, T. Fujihashi, S. Saruwatari, and T. Watanabe, “Integration of localization and wireless power transfer using microwave.” *Advanced Information Networking and Applications - Proceedings of the 35th International Conference on Advanced Information Networking and Applications (AINA-2021)*, pp. 229–239, May 2021.
- [B5] Y. Tanaka, K. Kanai, R. Hasaba, H. Sato, Y. Koyanagi, T. Ikeda, H. Tani, M. Gokan, S. Kajiwara, and N. Shinohara, “Distributed microwave wireless power transfer with backscatter feedback,” *2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, June 2021.
- [B6] K. Aiura, K. Hayashi, Y. Tanaka, K. Kizaki, T. Fujihashi, S. Saruwatari, and T. Watanabe, “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, Jan. 2022.
- [B7] T. Ikeda, R. Hasaba, Y. Tanaka, H. Tani, and N. Shinohara, “Application of wireless power transfer to wearable IoT devices,” *2022 IEEE Wireless Power Week (WPW2022)*, July 2022.
- [B8] Y. Tanaka, H. Hamase, H. Sato, A. Kurokawa, H. Tani, T. Ikeda, M. Gokan, and Y. Koyanagi, “Phase synchronous distributed microwave power transmission system using distributed PLL,” *2022 IEEE Wireless Power Week (WPW2022)*, July 2022.

業績一覧：口頭発表等

- [C1] 田中 勇氣, 出口 太志, 榑場 亮祐, 谷 博之, 梶原 正一, 小柳 芳雄, “RF エナジーハーベスト機能つきセンサ搭載 RFID に関する検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-21-2, Mar. 2016.
- [C2] 田中 勇氣, 出口 太志, 榑場 亮祐, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “中距離動作可能なバッテリーレスセンサ RFID に関する検討”, 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, no. B-21-33, Sep. 2016.
- [C3] 田中 勇氣, 小柳 芳雄, “電力伝送用スーパーゲインパッチアンテナの設計と試作”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 116, no. 398, pp. 63–68, Jan. 2017.
- [C4] 田中 勇氣, 出口 太志, 榑場 亮祐, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “バッテリーレスセンサ端末のアンテナ共用化に関する検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-21-25, Mar. 2017.
- [C5] 田中 勇氣, 小柳 芳雄, “空気層マイクロストリップラインを用いた 2.45GHz 帯整流回路の設計と試作”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 117, no. 158, pp. 93–97, July 2017.
- [C6] 田中 勇氣, 小柳 芳雄, “2 周波共用指向性レクテナの設計と試作”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 117, no. 383, pp. 41–46, Jan. 2018.
- [C7] 田中 勇氣, 金井 一輝, 榑場 亮祐, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “寄生素子を有する板状逆 F アンテナに関する検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-1-43, Mar. 2018.
- [C8] 茂木 大和, 谷 博之, 田中 勇氣, 篠原 真毅, “マイクロ波無線給電用人体近接型アンテナの研究”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-21-9, Mar. 2018.
- [C9] 田中 勇氣, 榑場 亮祐, 金井 一輝, 佐藤 浩, 谷 博之, 梶原 正一, 小柳 芳雄, “電池レスセンサ端末に用いる RF スイッチに関する検討”, 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, no. C-2-6, Aug. 2018.
- [C10] 金井 一輝, 田中 勇氣, 榑場 亮祐, 佐藤 浩, 谷 博之, 小柳 芳雄, “インターデジタル構造を用いた板状ウェアラブルアンテナに関する検討”, 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, no. B-1-113, Aug. 2018.
- [C11] 田中 勇氣, 金井 一輝, 榑場 亮祐, 池田 拓磨, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “分散型マイクロ波無線電力伝送システムに関する検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-21-31, Mar. 2019.
- [C12] 金井 一輝, 田中 勇氣, 榑場 亮祐, 池田 拓磨, 谷 博之, 小柳 芳雄, “マイクロ波無線給電のための低損失材料を用いたフレキシブル小型アンテナの検討”, 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, no. BS-1-7, Aug. 2019.
- [C13] 池田 拓磨, 田中 勇氣, 榑場 亮祐, 金井 一輝, 谷 博之, 梶原 正一, “金属閉空間内におけるマイクロ波無線電力伝送の受信ダイバーシチによる効率向上に関する検討”, 電子情報通信学会 ソ

- サイエティ大会, no. B-20-21, Aug. 2019.
- [C14] 田中 勇氣, 金井 一輝, 榎場 亮祐, 池田 拓磨, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “分散協調型マイクロ波無線電力伝送システムに関する実験的検討”, 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, no. B-20-14, Sep. 2019.
- [C15] 池田 拓磨, 佐藤 浩, 田中 勇氣, 金井 一輝, 榎場 亮祐, 梶原 正一, 谷 博之, “金属平板上で小型かつ高利得特性を実現するアンテナの開発”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 119, no. 379(AP2019 148-180), Jan. 2020.
- [C16] 林 健太郎, 濱政 光, 川崎 慈英, 木崎 一廣, 田中 勇氣, 藤橋 卓也, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “電波を用いた位相制御協調電力伝送における位相最適化技術の初期的評価”, 情報処理学会 第 82 回全国大会講演論文集, no. 1, pp. 119–120, Feb..
- [C17] 濱政 光, 川崎 慈英, 田中 勇氣, 木崎 一廣, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “複数のアンテナ位相制御における位相最適化アルゴリズムの検討”, 情報処理学会研究報告, no. MBL-94.
- [C18] 田中 勇氣, 金井 一輝, 榎場 亮祐, 池田 拓磨, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “分散協調型マイクロ波無線電力伝送システムにおける受電アンテナの最適指向性に関する検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-20-19, Mar. 2020.
- [C19] 林 健太郎, 濱政 光, 川崎 慈英, 木崎 一廣, 田中 勇氣, 藤橋 卓也, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “電波電力伝送における RSSI フィードバックを用いた位相最適化手法の実装と評価”, マルチメディア, 分散, 協調とモバイル (DICOMO2020) シンポジウム 論文集, no. 2020, pp. 213–220, June 2020.
- [C20] 田中 勇氣, 金井 一輝, 榎場 亮祐, 佐藤 浩, 池田 拓磨, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “分散協調型マイクロ波 WPT に向けたバックスキッタ信号生成回路に関する検討”, 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, no. B-20-15, Sep. 2020.
- [C21] 林 健太郎, 濱政 光, 木崎 一廣, 田中 勇氣, 藤橋 卓也, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “無線給電と位置推定同時実現のための分散協調電波電力伝送システムに関する一検討”, 情報処理学会研究報告, no. ITS-83.
- [C22] 田中 勇氣, 金井 一輝, 榎場 亮祐, 佐藤 浩, 池田 拓磨, 五閑 学, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “分散型マイクロ波 WPT システム近傍の電力密度に関する検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-1-108, Feb. 2021.
- [C23] 池田 拓磨, 田中 勇氣, 榎場 亮祐, 金井 一輝, 谷 博之, 梶原 正一, “閉空間における複数負荷へのマイクロ波無線電力伝送の実験的検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-20-23, Feb. 2021.
- [C24] 田中 勇氣, 金井 一輝, 榎場 亮祐, 佐藤 浩, 池田 拓磨, 五閑 学, 梶原 正一, 谷 博之, 小柳 芳雄, “分散協調型マイクロ波 WPT システム近傍の電磁界分布”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 120, no. 416(WPT2020 33-51), Feb. 2021.
- [C25] 田中 勇氣, 濱政 光, 榎場 亮祐, 佐藤 浩, 小柳 芳雄, 池田 拓磨, 梶原 正一, 五閑 学, 谷 博之, 林 健太郎, 木崎 一廣, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “IoT デバイスの電源課題を解決する分散協調型無線電力伝送システムの開発”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 121, no. 233(AP2021 99-128), Nov. 2021.

- [C26] 大平 峻平, 林 健太郎, 田中 勇氣, 藤橋 卓也, 猿渡 俊介, 渡辺 尚, “供給電力の公平性を考慮した複数デバイス同時電波電力伝送手法の検討”, 情報処理学会研究報告, no. UBI-73.
- [C27] 濱政 光, 田中 勇氣, 池田 拓磨, 五閑 学, 谷 博之, 佐藤 浩, 小柳 芳雄, “分散協調型マイクロ波 WPT 送信機制御システムの実機実装による評価”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 121, no. 414(WPT2021-20), pp. 5-9, Mar. 2022.
- [C28] 田中 勇氣, 濱政 光, 佐藤 浩, 黒川 あや, 池田 拓磨, 五閑 学, 谷 博之, 小柳 芳雄, “受電電力測定機能を有するマイクロ波整流回路に関する検討”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-20-29, Mar. 2022.
- [C29] 濱政 光, 田中 勇氣, 池田 拓磨, 五閑 学, 谷 博之, 小柳 芳雄, “分散協調型マイクロ波 WPT における GNU Radio と分散送信機制御システムの実装”, 電子情報通信学会 総合大会, no. B-20-20, Mar. 2022.
- [C30] 田中 勇氣, 濱政 光, 佐藤 浩, 小柳 芳雄, 池田 拓磨, 五閑 学, 谷 博之, “IoT デバイスへの給電に向けた分散アンテナによる無線電力伝送システムの開発”, 電子情報通信学会技術研究報告, SeMI2022, vol. 122, no. 108, pp. 53-53, July 2022.

謝辞

本論文は、筆者が京都大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程に在学中に行った研究成果をまとめたものです。

博士後期課程に在学する機会を頂くとともに、研究を遂行し本論文をまとめるにあたり終始温かい激励とご指導、ご鞭撻を頂きました、京都大学 生存圏研究所 生存圏開発創成研究系 教授 篠原真毅 博士に心より感謝を申し上げます。また、研究室での日頃のご指導を頂き、技術ディスカッションを通して数多くの知見を頂きました京都大学 生存圏研究所 生存圏開発創成研究系 准教授 三谷友彦 博士に深く感謝を申し上げます。

研究を推進し本論文をまとめるにあたり、京都大学 生存圏研究所 生存圏開発創成研究系 教授 小嶋浩嗣 博士、ならびに生存圏診断統御研究系 教授 山本衛 博士に大変有益なご指導、ご助言を賜りました。深く感謝を申し上げます。

筆者が博士後期課程にて学位取得に取り組むきっかけを与えてくださり、研究の推進および社会人博士課程学生の心得について、公私にわたり温かくご支援、ご指導を頂きましたパナソニック株式会社 小柳芳雄 博士 (現 株式会社パナソニックシステムネットワークス開発研究所)、佐藤浩 博士 (現 株式会社パナソニックシステムネットワークス開発研究所)、梶原正一 博士 (現 SMK 株式会社) に心より感謝を申し上げます。

また、共同研究を通して様々な深い知見を頂きました、金沢工業大学 工学部 電気電子工学科 教授 野口啓介 博士、大阪大学 大学院情報科学研究科 教授 渡辺尚 博士、准教授 猿渡俊介 博士、助教 藤橋卓也 博士、特任研究員 木崎一廣 氏、林健太郎 氏 (現 パナソニックオートモーティブシステムズ株式会社) に深く感謝を申し上げます。

本研究は、パナソニック株式会社および株式会社パナソニックシステムネットワークス開発研究所に在職中に業務と並行して行ったものです。研究・業務を遂行するにあたり、貴重な知見を頂くとともに、サポートをしていただきました谷博之 氏、五閑学 氏、池田拓磨 氏、黒川あや 氏 (現 パナソニックホールディングス株式会社)、佐野達也 氏、早川温雄 氏 (現 株式会社パナソニックシステムネットワークス開発研究所)、榎場亮祐 氏 (現 パナソニックインダストリー株式会社)、朝比奈敏寛 氏、濱政光 氏 (現 パナソニックコネクタ株式会社)、堀端研志 氏 (現 株式会社構造計画研究所)、金井一輝 氏 (現 ソニー株式会社) に心より感謝を申し上げます。

また、様々なディスカッションをさせていただき、学生生活のサポートをしていただきました京都大学 生存圏研究所 スペースグループの皆様に、深く感謝を申し上げます。

博士後期課程への進学にむけて、パナソニック株式会社 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 (現 パナソニックコネクタ株式会社 技術研究開発本部) より、ご理解とご支援を頂きました。ここに感謝の意を記しお礼申し上げます。

最後に、博士後期課程での研究を応援し、見守ってくださった両親と弟妹、暖かく励まし心身の支えとなってくださった妻 小也加に深い敬意と感謝の意を表して本論文の謝辞といたします。