

修士論文

RF エネルギーハーベスティング を用いたセンサノードの実装と キャパシタ漏れ電力を考慮した 間欠動作制御手法

2013年2月6日

指導教員 浅見 徹 教授

東京大学 大学院情報理工学系研究科
電子情報学専攻 48-116425

繁田 亮

■ 内容梗概

近年、無線センサネットワークの電力供給源としてエネルギーハーベスティング技術を用いる試みが盛んになされ、これにより無線センサネットワークのライフタイムは飛躍的に向上し、電池交換なしで運用することが可能となった。しかし、太陽電池など従来の手法では素子が高価であったり、設置環境によってエネルギーハーベスティング回収電力が大きく変動するという問題があった。そこで、安価に実装可能で設置場所の制約も比較的少ないエネルギーハーベスティング手法として、環境電波からエネルギーを回収する RF エネルギーハーベスティングが注目されている。RF エネルギーハーベスティングではアンテナと整流回路を組み合わせたレクテナを用いることで電磁波をエネルギーとして回収することができるため、安価に実装可能であり、光の当たる場所に設置しなければならない太陽電池に比べると設置場所の制約条件も比較的少ない。本研究では、RF エネルギーハーベスティングに着目し、それにより動作する RF エネルギーハーベスティングセンサノードを検討した。RF エネルギーハーベスティングに利用可能な環境中に存在する電磁波はいくつか存在するが、本研究では都市部においては屋外で比較的強い電波強度で安定的に観測される地上デジタル放送の電波と、屋内の特にキッチンなどの調理場において発生すると考えられる電子レンジからの漏れ電波に着目した。そして、これらの電波から電力を回収してセンサノードなどを駆動することが可能であることを、プロトタイプ実装によって示した。さらに同様の技術が、無線給電によるバッテリーレスセンサノードの実現にも応用であることを、農業モニタリング用のセンサノードのプロトタイプ実装を通して示した。また、エネルギーハーベスティング無線センサネットワークでは、エネルギーハーベスティングによる電力供給の不安定性を考慮し、適切な電力管理ソフトウェアの設計が必要である。そこで、本研究では電力貯蔵装置となるキャパシタの漏れ電力問題に着目し、この漏れ電力に起因する損失と、電力不足によって再起動を強いられることによって発生しうる損失を複合的に評価することで、最適な貯蔵電力量を算出し、それを維持するようにデューティサイクルを設定する動的デューティサイクル制御手法を提案した。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	本研究の背景	2
1.1.1	無線センサネットワーク	2
1.1.2	無線センサネットワークへのエネルギーハーベスティング技術の適用	2
1.1.3	エネルギーハーベスティング無線センサネットワークのための電力管理	3
1.2	本研究の目的	3
1.3	本論文の構成	4
第 2 章	RF エネルギーハーベスティング	5
2.1	はじめに	6
2.2	Radio Frequency (RF) エネルギーハーベスティングの概要	6
2.3	RF エネルギーハーベスティングで用いられる周波数帯	7
2.3.1	500MHz 帯における RF エネルギースカベンジング	8
2.3.2	900MHz 帯における RF エネルギーハーベスティング	8
2.3.3	2.4GHz 帯における無線電力伝送と RF エネルギーハーベスティング	9
2.4	レクテナ技術	10
2.5	RF エネルギーハーベスティング/エネルギースカベンジングのアプリケーション	11
2.6	おわりに	12
第 3 章	地上デジタル放送電波を用いた RF エネルギーハーベスティングセンサノード	13
3.1	はじめに	14
3.2	RF エネルギーハーベスティングの電力供給源としての地上デジタル放送	14
3.3	地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノードの設計	18
3.3.1	インクジェット印刷によるダイポールアンテナの実装	18
3.3.2	5 段 Dickson チャージポンプ	19
3.3.3	電力貯蔵装置となるコンデンサ	23
3.4	センサノードの性能評価	24
3.4.1	実際の信号を入力した場合のチャージポンプの性能	24
3.4.2	実際の設置環境におけるレクテナ性能	25
3.4.3	実際の設置環境におけるセンサノードの動作	26
3.5	おわりに	27
第 4 章	電子レンジ漏れ電波を用いた RF エネルギーハーベスティングセンサノード	28
4.1	はじめに	29
4.2	電子レンジ漏れ電波の特性	29
4.3	レクテナの実装	32
4.3.1	FR-4 基板上のアンテナの設計	32

4.3.2	Dickson チャージポンプの設計	32
4.4	レクテナ性能の評価	34
4.5	センサノードや小型機器への電子レンジ漏れ電波からの電力供給	36
4.6	おわりに	38
第 5 章	無線給電による農業用モニタリングに用いるセンサノード	39
5.1	はじめに	40
5.2	農業モニタリング用センサノードの概要	41
5.3	レクテナの設計	41
5.3.1	モノポールアンテナの設計	41
5.3.2	チャージポンプの設計	42
5.4	農業モニタリング用センサノードとしての運用	44
5.5	おわりに	45
第 6 章	キャパシタ漏れ電力を考慮した動的デューティサイクル制御手法	46
6.1	はじめに	47
6.2	関連研究	47
6.2.1	Energy Neutral Operation	48
6.2.2	Energy Neutral Operation MAX	48
6.2.3	Optimal Data Transmission Policy	48
6.2.4	提案手法との関係性	48
6.3	Linear Quadratic Tracking による動的デューティサイクル決定法	49
6.3.1	エネルギーハーベスティングセンサノードのシステムモデル	49
6.3.2	有色ノイズ線形システムと LQ Tracking 問題	50
6.3.3	勾配降下法による係数ベクトル推定	50
6.4	最適駆動残余電力量の算出	51
6.4.1	既存手法における最適な残余電力量設定の問題点	51
6.4.2	キャパシタ漏れ電力の評価	51
6.4.3	電力不足による起動不可能リスクの評価	52
6.4.4	コスト関数の組み合わせと最適な残余電力量の導出	52
6.5	動的な最適残余電力量変更	53
6.5.1	平均回収電力と最適な残余電力量の関係	53
6.5.2	平均エネルギーハーベスティング回収電力の測定	54
6.6	シミュレーション結果	54
6.6.1	デューティサイクル制御の動作	54
6.6.2	長期的な回収電力変化に対する有効性の評価	55
6.7	おわりに	56
第 7 章	結論	57
7.1	本研究の主たる成果	58
7.2	今後の課題	58
	謝辞	61

目 次

2.1	アトランタにおける各周波数での電波強度	7
2.2	東京都内における 500MHz 帯の電波強度	7
2.3	RF/DC 変換を行う Dickson チャージポンプ回路 [1]	10
2.4	Chaotic な信号と単一周波数信号の波形 [2]	10
3.1	地上デジタル放送 ISDB-T のスペクトル	15
3.2	地上デジタル放送の各チャンネルのチャンネル電力変化	16
3.3	地上デジタル放送の全チャンネル電力合計の遷移	16
3.4	全チャンネル電力のヒストグラム	16
3.5	地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノード	17
3.6	RF エネルギーハーベスティングセンサノードのシステム概要	17
3.7	インクジェット印刷によるダイポールアンテナ	18
3.8	width パラメータ毎の S11 パラメータ	18
3.9	インクジェットプリントによって作成したダイポールアンテナの S11 パラメータ (スミスチャート)	20
3.10	インクジェットプリントによって作成したダイポールアンテナの S11 パラメータ (dB マグニチュード)	20
3.11	ダイポールアンテナの電流分布	20
3.12	チャージポンプの段数と出力電圧の関係	21
3.13	チャージポンプの段数と RF/DC 変換効率の関係	21
3.14	5 段 Dickson チャージポンプの回路図	22
3.15	5 段 Dickson チャージポンプの基板パターン	23
3.16	単一周波数信号入力時と ISDB-T 信号入力時の性能の比較	24
3.17	RF エネルギーハーベスティングセンサノードの実験の様子	24
3.18	ISDB-T を模して、ベクトルシグナルジェネレータで生成した信号のスペクトル	25
3.19	RF エネルギーハーベスティングによって充電される際のコンデンサ電圧の推移	25
3.20	センサノード動作中のコンデンサ電圧	26
4.1	トランス式電子レンジの回路図	30
4.2	インバータ式電子レンジの回路図	30
4.3	トランス式電子レンジ漏れ電波の遷移	31
4.4	インバータ式電子レンジ漏れ電波の遷移	31
4.5	FR4 上のダイポールアンテナ	33
4.6	FR4 上のパッチアンテナ	33
4.7	ダイポールアンテナの電流分布	33
4.8	パッチアンテナの電流分布	33

4.9	回収電力測定の実験構成	34
4.10	平滑化後に残留している電源周波数での ON/OFF による影響	34
4.11	各食品毎の回収電力の遷移	35
4.12	ターンテーブルの回転による周期的な回収電力の変化	36
4.13	電子レンジ漏れ電波から回収し、コンデンサに貯蔵された電力量	37
4.14	デジタル温度計の動作実験	37
5.1	農業モニタリング用センサノードの概要	40
5.2	農業モニタリング用センサノードの構成	40
5.3	チャージポンプの入出力特性	42
5.4	チャージポンプの周波数特性 (入力電力: -5dBm)	42
5.5	チャージポンプの周波数特性 (入力電力: -15dBm)	42
5.6	定 Q 曲線 [3]	43
5.7	農業モニタリング用センサの動作の様子	44
5.8	土壌水分変化の検出	44
5.9	雨滴の検出	44
6.1	複合的成本関数	53
6.2	回収電力の分散と最適な残余電力量の関係	53
6.3	テレビ電波からの電力回収パターンモデル	55
6.4	デューティサイクルの推移	55
6.5	残余電力量の推移	55
6.6	キャパシタ漏れ電力の推移	55
6.7	長期運用を想定した場合の電力消費配分	55

■ 表 目 次

1.1 エネルギーハーベスティングの電力源 [4]	3
-------------------------------------	---

第1章

序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 無線センサネットワーク

無線センサネットワーク技術についての研究はかつてより広く行われており、そのアプリケーションから要素技術にいたるまで、様々な角度から検討されてきた。また、無線センサネットワークを想定した部品やモジュールがメーカーによって販売されるようになり、その実用化に向けた動きが活発になってきている。電力管理のためのスマートメーターの導入を初めとして Home Energy Management Management System (HEMS), Building Energy Management System (BEMS), Factory Energy Management System (FEMS) が広く検討されてつつある。こうした状況を踏まえ、無線センサネットワークを実用化するに当たって一番の障害となりうる、導入コストの軽減に主眼をおいた研究が多くなされるようになっており、新規にセンサノードを用意するのではなく、ユーザが既に所持しているスマートフォンの搭載するセンサを用いてセンシングを行う、スマートフォンセンシングや、それを利用した協調センシングなどの研究が盛んに行われている。一方で、これまでよく用いられてきた専用のセンサ端末を使用しつつも、低コストな運用を実現するための研究も引き続き取り組まれている。こうした専用のセンサノードにおいて、最大のコスト要因となりうるのはバッテリー交換のためのコストである。バッテリー駆動型のセンサノードを用いる限り、動作可能時間には限界があり、バッテリーを交換するための人件費や交換するバッテリーの費用がかさむことになる。この費用は使用するセンサノードの数が増加すればするほど深刻なものとなるため、無線センサネットワークを広く利用するためにはこの問題を軽減することが欠かせない。そのため、ハードウェアの改良や、電力管理ソフトウェアの改良によって、無線センサネットワークの省電力化をはかり、バッテリー交換を極力少なくするような研究が多数なされている。

1.1.2 無線センサネットワークへのエネルギーハーベスティング技術の適用

1.1.1 節で述べたように、無線センサネットワークにおいてはバッテリー交換コストの低減が実用化に向けての大きな課題と見なされており、その解決策としてエネルギーハーベスティング技術を用いて電力を供給することでバッテリー交換なしで半永久的な動作を実現するエネルギーハーベスティング無線センサネットワークが注目されるようになってきた。表 1.1 にエネルギーハーベスティングで用いられる代表的な電力源を示す [4]。太陽光や風力、人が押す力や踏む力を利用したエネルギーハーベスティングは比較的回収可能な電力が大きいとため、多くの研究で利用されてきた。一方で、振動発電や呼吸、血圧などから電力を回収する場合は、回収できる電力は多くとも数百マイクロワット程度と小さい、さらに日常生活の中で発生する温度差をペルチェ素子を用いて熱電変換して利用する温度差発電、そして本研究で注目する環境中に存在する電波からエネルギーを回収する Radio Frequency (RF) エネルギーハーベスティングは、回収可能な電力は数十マイクロワット程度とさらに回収できる電力が少ない。しかし、こうした微小なエネルギー源は人間の生活圏内に広く存在しており、これを利用することができれば、今まで太陽光が当たる場所や、風力が得られる場所など、限られた設置条件でしか機能しなかったエネルギーハーベスティング無線センサネットワークの応用先は急速に広がることとなる。そこで、近年微小電力エネルギーハーベスティング素子の研究も広くなされ、注目を集めている。また、近年のマイコン省電力化および電力回路の高効率化は著しく、こうした微小な電力しか得られない場合でも、バッテリーやキャパシタにエネルギーを一時的に貯蔵してやることで、間欠的にマイコンを駆動させることが可能になってきており、微小電力によって駆動させる研究も報告されるようになってきた。このように、エネル

表 1.1: エネルギーハーベスティングの電力源 [4]

Energy Source	Characteristics	Amount of Energy Available	Harvesting Technology	Conversion Efficiency	Amount of Energy Harvested
Solar	Ambient, Uncontrollable, Predictable	$100mW/cm^2$	Solar Cells	15%	$15mW/cm^2$
Wind	Ambient, Uncontrollable, Predictable	-	Anemometer	-	1200mWh/day
Finger motion	Active human power, Fully controllable	19mW	Piezoelectric	11%	2.1mW
Footfalls	Active human power, Fully controllable	67W	Piezoelectric	7.5%	5W
Vibrations in indoor environments	Ambient, Uncontrollable, Unpredictable	-	Electromagnetic Induction	-	$0.2mW/cm^2$
Exhalation	Passive human power, Uncontrollable, Unpredictable	1W	Breath masks	40%	0.4W
Breathing	Passive human power, Uncontrollable, Unpredictable	0.83W	Ratchet-flywheel	50%	0.42W
Blood Pressure	Passive human power, Uncontrollable, Unpredictable	0.93W	Micro-generator	40%	0.37W

ギーハーベスティング無線センサネットワークに関する研究は従来のように多くの電力が得られる限られた環境下でのみ動作するだけでなく、わずかでも電力源となりうるものがあれば、動作可能なものへととなりつつあり、今後の発展が期待されている。

1.1.3 エネルギーハーベスティング無線センサネットワークのための電力管理

エネルギーハーベスティング無線センサネットワークを運用する場合、従来の無線センサネットワークの電力管理とは異なり、エネルギーハーベスティングによって供給される電力を考慮して、電力管理システムを構築しなければならない。一般にエネルギーハーベスティングによる電力供給は不安定であり、例えば、屋外太陽光発電の場合は、夜間は電力が得られないのはもちろん、天候や季節などによって回収できる電力は大きく変動する。また、振動や熱、環境電波など微小な電力を得る場合であっても、回収できる電力が不安定であることに変わりはない。そこで、エネルギーハーベスティング無線センサネットワークを想定した、電力管理システムの研究がなされるようになってきており、送信電力、ルーティング経路、動作間隔といったセンサノードの動作パラメータを回収可能な電力を周期的な変動から予測して設定したり、変動を検知して現在の状態に応じた値に設定しなおす適応型制御などが用いられる。エネルギーハーベスティング無線センサネットワークを安定的かつ持続的に運用するためにはエネルギーハーベスティング素子の高性能化、センサノードの省電力化だけではなく、回収した電力の適切な運用を行うための電力管理ソフトウェアの開発が欠かせない。

1.2 本研究の目的

本研究ではエネルギーハーベスティングを無線センサネットワークに用いることによって、バッテリーレスでメンテナンス不要な無線センサネットワークを実現することを目指す。そこで、エネ

ルギーハーベスティング無線センサネットワークの中でも、特に電磁波から電力を得る RF エネルギーハーベスティングに着目し、それにより動作する RF エネルギーハーベスティングセンサノードを検討した。RF エネルギーハーベスティングに利用可能な環境中に存在する電磁波はいくつか存在するが、本研究では都市部においては、屋外で比較的強い電波強度で安定的に観測される地上デジタル放送の電波と、屋内の特にキッチンなどにおいて発生すると考えられる電子レンジからの漏れ電波に着目した。そして、これらの電波から電力を回収してセンサノードなどを駆動することが可能であることを、プロトタイプ実装によって示す。さらに同様の技術が、無線給電によって、バッテリーレスで動作するセンサノードの実現にも応用であることを、農業モニタリング用のセンサノードのプロトタイプ実装を通して示す。また、1.1.3 節で述べたように、エネルギーハーベスティング無線センサネットワークでは、エネルギーハーベスティングによる電力供給の不安定性を考慮し、適切な電力管理ソフトウェアの設計が必要であることを踏まえ、電力貯蔵装置となるキャパシタの漏れ電力問題に着目した、動的デューティサイクル制御手法を提案する。

1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下である。

第 1 章 序論

第 2 章 RF エネルギーハーベスティング

第 3 章 地上デジタル放送電波を用いた RF エネルギーハーベスティングセンサノード

第 4 章 電子レンジ漏れ電波を用いた RF エネルギーハーベスティングセンサノード

第 5 章 無線給電による農業用モニタリングに用いるセンサノード

第 6 章 キャパシタ漏れ電力を考慮した動的デューティサイクル制御手法

第 7 章 結論

まず第 2 章では、RF エネルギーハーベスティングに関する研究動向について説明する、次に第 3 章では、地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノードの設計について述べる。第 4 章では、電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングの試みについて述べ、第 5 章では、この技術を無線給電へと応用した農業用モニタリングセンサノードの実装について述べる。そして、第 6 章では、こうした RF エネルギーハーベスティングセンサノードを想定した電力管理手法として提案するキャパシタ漏れ電力を考慮した動的デューティサイクル制御手法について述べ、第 7 章で本論文をまとめる。

第2章

RF エネルギーハーベスティング

2.1 はじめに

ワイヤレスセンサネットの電力供給源としてエネルギーハーベスティング技術を用いる研究が盛んに行われるようになっており、ライフタイムが飛躍的に向上し、バッテリー交換なしで持続的な動作が実現可能になった [4]。さらに、近年はマイコンや通信モジュールの省電力化に伴い、圧電素子を用いた振動発電、ペルチェ素子を用いた温度差発電、環境電波を電力として利用する Ambient Radio Frequency (RF) エネルギーハーベスティングなど、 μW オーダーの電力をも、電力源として利用する研究が盛んになってきている。本章では RF エネルギーハーベスティングに着目し、その研究動向とアプリケーションについて述べる。RF エネルギーハーベスティングは現在最も広く用いられている太陽光発電に比べ、設置環境や天候などによる影響が少なく、安定的な電力供給源となりうると考えられる。さらに、RF エネルギーハーベスティングではアンテナと整流回路で構成されるレクテナのみで実現可能であることから、比較的安価に実装可能であるという利点もある。RF エネルギーハーベスティングに関しては対象とする周波数帯、ハードウェア構成などが様々な角度から検証されている。本章では 2.2 節で RF エネルギーハーベスティングの概要を述べ、2.3 節ではどのような周波数帯や信号を対象としたものが検討されているかを述べる。次に 2.4 節でレクテナ技術、2.5 節ではアプリケーションの例を紹介し、2.6 節で今後の課題などに言及しつつまとめとする。

2.2 Radio Frequency (RF) エネルギーハーベスティングの概要

RF エネルギーハーベスティングは電波から電気エネルギーを回収する技術全般を指すが、マイクロ波を用いた無線電力伝送においても同様の技術が用いられるため、ここでは無線電力伝送を含めて解説する。川崎によるとこれらの技術は受信電力レベルによって、 W 程度以上の電力を扱う無線電力伝送、 mW オーダーの電力を扱う RF エネルギーハーベスティング、 μW オーダーの電力を扱う RF エネルギースカベンジング (弱エネルギー収集) に分類できるとされており、本章でも以後その定義に従うこととする [5]。無線電力伝送の代表例としては京都大学の生存圏研究所などが中心となり取り組む宇宙太陽発電所 (SPS: Solar Power Station/Satellite) が挙げられる。SPS は宇宙空間に大規模な太陽光パネルを搭載した衛星を打ち上げ、そこで発電した直流電力をマイクロ波で地球に向けて送信し、それを地上のレクテナ施設で受信し、直流電力に再び戻して利用するというものである [6]。SPS では GW 級の電力を数 km に渡って伝送することになるため、ビームの精度を高めるためのフェイズドアレイレーダーの設計や大きな電力を受信できるレクテナの設計が必要となる。次に RF エネルギーハーベスティングであるが mW オーダーから数百 μW の電力を得るためには多くの場合、RFID リーダのように数 W ~ 数百 mW 程度の出力で電波を発信できる電力供給源を用意する必要がある。例えば、Passive RFID タグにレクテナを搭載し、リーダからの読み取り信号を電力源として利用して、Texas Instruments MSP430 のような超低消費電力マイコンを駆動させ、同時に負荷変調を用いて通信を行うシステムが提案されている [7]。また、Powercast という RF エネルギーハーベスティングシステムのパッケージでは Powercaster という無線給電源が提供されている [8]。 mW オーダーの電力が得られれば、様々なセンサを駆動させることができるため、アプリケーションの幅も広く、屋内における RF エネルギーハーベスティングセンサノードとしてはこのような無線給電源を設置が必要になる場面が多いと考えられる。一方で地上デジタル放送などの放送電波、Wi-Fi や GSM など通信に用いられている電波からエネルギーを得る場合、受信電力は高々数十 μW である。このため、こうした環境中の電波から電力を回収する環境電波エネルギーハーベスティングと呼ばれるもののほとんどはエネルギースカベンジング

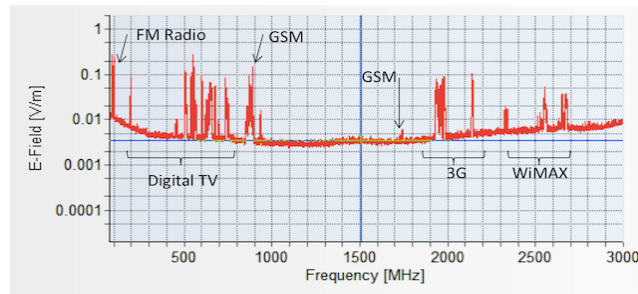


図 2.1: アトランタにおける各周波数での電波強度

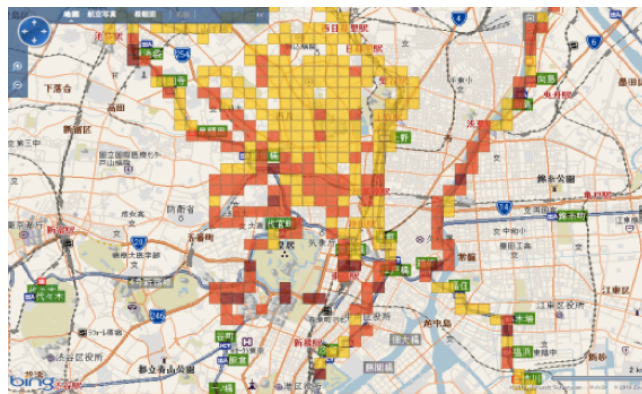


図 2.2: 東京都内における 500MHz 帯の電波強度

にあたると言える．エネルギースカベンジングは回収可能な電力が極めて小さいため，使用できるセンサやセンシングのサンプリングレートが制限されてしまう．しかし，新しく電力供給源を設ける必要がないため，導入コストが低く，安価なエネルギーハーベスティングセンサノードとなりうるため，環境電波を測定し，RF エネルギースカベンジングの実現可能性を検討する試みが広まってきている [9]．このように無線電力伝送，RF エネルギーハーベスティング，RF エネルギースカベンジングのそれぞれの分野について，広く研究がなされるようになっており，今後さらに広がりを見せるものと予想される，

2.3 RF エネルギーハーベスティングで用いられる周波数帯

前章では受信電力をもとに RF エネルギーハーベスティング技術を分類したが，本章ではこれらの技術がどのような周波数帯で可能なかを述べる．RF エネルギーハーベスティング及びエネルギースカベンジングでよく用いられる周波数帯は 500MHz 帯，900MHz 帯，2.4GHz 帯である．図 2.1 は，NARDA 社の SRM-3000 を用い，米国アトランタにおける 75MHz から 3GHz までのその場における 3 分間の最大電界強度を記録したものである．これを見ると 500MHz 帯には地上デジタル放送が，900MHz 帯には GSM が 2.4GHz 帯には WiMAX による電波が存在していることがわかる．屋内（オフィス）では，無線 LAN，携帯電話，一部のテレビ放送の周波数帯のスペクトルが確認できるが，その値は 0.05V/m 程度である．無線 LAN はオフィス環境中で頻繁に利用されて

はいるものの、アクセスポイント一台あたりが放射する電力は IEEE802.11g では 200mW に限られる。屋内でも、パントリー内での測定時では、電子レンジを使うと筐体の至近距離では 2.4GHz 帯の電波が一時 2V/m まで測定値が跳ね上がったが、こうした高い値が観測されるのは電子レンジ利用中に限られる。

2.3.1 500MHz 帯における RF エネルギースカベンジング

500MHz 帯は ISM 帯ではないため、電力供給源を設置するのは難しいが、地上デジタル放送の電波は日本などの先進国では、昼夜問わずテレビ塔から放射されており、図 2.2 に示すように都市部においては比較的強い電波強度が観測される。また、テレビ放送波は番組が放送されている間はほぼ一定の強度が維持されている。出力が低下するのは放送終了後と、機器のメンテナンス時に限られ、携帯電話の電波に比べれば、テレビの放送波の電波強度は変動が少ない。テレビの放送波を送り出す電波塔は一つのタワーでなるべく広い範囲をカバーするように作られている。また、地上デジタル放送規格は従来のアナログ放送規格と同じ 6MHz という周波数帯域幅を用いながら、これまでより情報量の多い放送を実現している。東京において地上デジタル放送は 512MHz から 566MHz にわたって 9 つのチャンネルが各 6MHz ずつ使用している。この 6MHz の中には複数のサブキャリアが一定間隔で配置されているが、こうした複数のサブキャリアからなるような電波からエネルギーを取り出すときに取り出しうる最大の電力は各チャンネルおよび、各チャンネル内のサブキャリアをすべて足し合わせた積分値としてとらえることができる。このような理由から、「漂ってる」電波からエネルギーを取り出すと言う意味では現時点で都合の良い電波源である。実際に、テレビ放送波から電源としての電流を取り出す試みは世界的にいくつかの報告があり、例えば Parks らはシアトルにおいて 1 つの電波塔から発射された電波を用いて、4.2km 離れた地点において、1Hz のセンシング頻度で 5.5 時間にわたって運用することができ、さらに 10.4km 離れた地点でもセンサノードを起動させることに成功している [10]。また、西本らはこれに着目し、テレビ電波からの RF エネルギースカベンジングを行うプロトタイプをインクジェット印刷で実装したダイポールアンテナを用いたレクテナにより実現した [11, 12]。このプロトタイプは電波源となる東京タワーから 6.5km 離れた東京大学構内において、40 ~ 60 μ W を回収し、Texas Instruments eZ-430 RF-2500 センサノードを約 40 秒に一度起動させて、センシングを行い、データを送信することが可能であることを示した。もちろんテレビ用の放送波は、送電用に設置したものではなく、電波塔から数キロメートルという距離も電波塔の設置間隔からすれば局所的な実験結果に過ぎない。また、500MHz 帯は障害物によって著しく減衰するため、屋内では十分な電波強度が得られないという問題がある。さらに、山地などではテレビ電波が届きにくい場所もあるため、運用可能な場所が都市部に限られてしまう。テレビ電波塔からの総出力に比べればこうした実験で得たエネルギーは圧倒的に少ないエネルギーであるため、放送自身に何らかの影響を与えたとは考えにくい。しかし、環境中に漂う微弱な電波から数十 μ W のエネルギーを回収することが実際に可能であるということが示された意味は大きい。

2.3.2 900MHz 帯における RF エネルギーハーベスティング

米国など、第 2 世代携帯電話が未だ広く使われている地域では 900MHz 帯に GSM の電波が比較的強い電波強度で観測される。Parks らは前述の論文の中で、携帯電話の基地局の近辺であれば、動作可能な電力が得られることを示している [10]。しかし、携帯電話の場合、その信号強度は基地

局との距離だけでなく、現在その基地局でさばいているトラフィックの量に依存するところが大きい。米国で数百台の基地局の使用状況を3週間調査した研究結果によれば、同じ基地局でも数秒ごとに電波強度の変動があるほか、曜日や一日のうちの周期的な時間変動が大きいことが報告されている [13]。また、同じセル (基地局) でも別のセクタ (方向) では利用パターンが大きく異なり、携帯電話の基地局から発せられる電波をエネルギーとして考えるとこうした大きな変動の吸収方法が鍵となる。また、900MHz 帯で、国際的には 920MHz 帯が ISM バンドとして RFID に割り振られており、この用途においては免許が不要な特定小電力無線局としては比較的大きな送信電力 (最大 250mW) を使用できるため、RF エネルギーハーベスティングの電力供給源を設置するにあたって有力な候補となりうる。ザカンらは 900MHz 帯を用いて屋内センサネットワークに無線で電力供給を行いつつ、電力伝送と情報伝送を両立させる回線設計を行っている [14]。

2.3.3 2.4GHz 帯における無線電力伝送と RF エネルギーハーベスティング

2.4GHz 帯などのマイクロ波は伝送効率に優れるため無線電力伝送や RF エネルギーハーベスティングで広く用いられる。無線電力伝送にあたるものとしては、川崎らが 2.25GHz 帯におけるレクテナアレーを実装し、惑星探査で用いるローバーを駆動させるに足る電力を伝送することに成功している [5]。また、長濱らは 2.4GHz 帯で火星探査用の航空機への無線給電を行うことを想定し、フェイズドアレイアンテナと位相制御されたマグネトロンを用いることで、マイクロ波のビームをターゲットに照射し続けられるような制御を検討している [15]。これら大電力を送ることを想定した無線電力伝送の他にこの周波数帯は mW レベルの RF エネルギーハーベスティングでもよく用いられ、2.4GHz を通じて給電し間欠動作するセンサノードを動作させるといった試みがなされている [16]。また、周波数が大きくなるほどレクテナのサイズは小さくできるため、この周波数帯に関してはレクテナの小型化及び効率化が進んでいる [17]。このような用途としては 5.6GHz 帯もよく用いられ、この周波数帯を用いるものはより一層の小型化が可能である [18]。また、こうした無線給電によるセンサノードを構築するために必要に応じてセンサやマイコンを換装できるプラットフォームを構築する試みもなされている [19]、さらに今後こうした 2.4GHz 帯の RF エネルギーハーベスティングで稼働するセンサノードが普及すると、給電用のマイクロ波と同周波数帯を使う通信とが干渉を起こしてしまうという問題を視野に入れた、センサノードのスリープ制御手法も検討されるようになってきている [20]。また、ISM 帯として数多くの通信機器で用いられているため、多くの Wi-Fi 機器などが稼働していれば、これらの電波からエネルギースカベンジングを行うことも可能である。Olgun らは 4 つの Wi-Fi 機器が通信する電波から電力を回収し、液晶モニタ付きの温度・湿度計を 30 秒に一度動作させることに成功しているが [21]、供給可能な電流は平均 $10\mu\text{A}$ と極めて少なく、通信している Wi-Fi 機器を 4 つから 2 つに減らすと持続的な動作ができず、10 分後には停止してしまったとのことであり、周囲で通信している機器の数やトラフィックに大きく依存するということがわかった。なお、2.4GHz 帯では電子レンジが稼働時に大きな漏れ電波を発生させることが知られており [22]、この電力を回収してセンサノードを駆動することも可能であると考えられる。日本電業工作はこうしたマイクロ波を用いた加熱装置で発生する反射波をレクテナを応用した電力回収ダミーロードで回収して電力とする機器を開発している [23]。これから、マイクロ波調理器から発生するマイクロ波は電力源として十分利用可能であることが示唆されているといえよう。

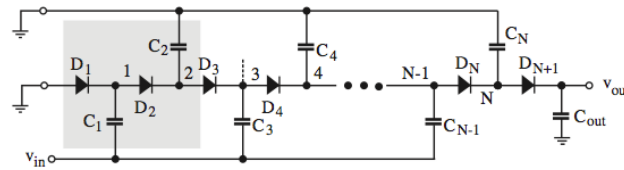


図 2.3: RF/DC 変換を行う Dickson チャージポンプ回路 [1]

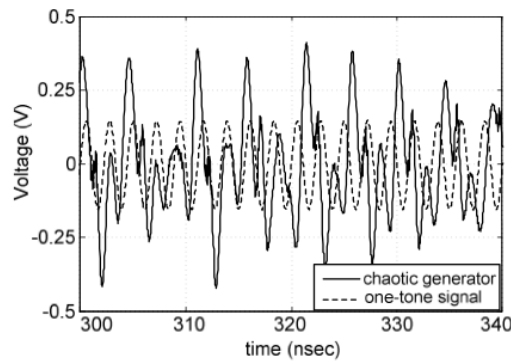


図 2.4: Chaotic な信号と単一周波数信号の波形 [2]

2.4 レクテナ技術

RF エネルギーハーベスティングにおいてレクテナの設計は極めて重要であり、様々な研究がなされている。まずアンテナとしては、2.4GHz などのマイクロ波を用いる場合はパッチアンテナが基板上にコンパクトに実装できるため、アレイ化しやすく、それにより指向性を高め、高い利得が得られるように設計している [5, 7]。一方で地上デジタル放送などからの電力を回収する場合は、アンテナのサイズが比較的大きくなるため、アレイ化はせずダイポールアンテナやモノポールアンテナ単体で用いる場合が多い [11]。また、広帯域化をはかるために対数周期アンテナを用いる場合もある。

整流昇圧回路については主に 2 つの手法が提案されている。ひとつは図 2.3 に示すような Dickson チャージポンプ [24] を RF 信号向けに変更した多段チャージポンプで整流と昇圧を同時に行う手法である。この手法のメリットはダイオードとコンデンサだけで構築できる点であるが、Dickson チャージポンプを RF 信号で動作させるのは昇圧効率が高いとは言えない。そこで、まず RF 信号を単純な半波整流回路、もしくは倍電圧整流回路で直流に変換してから、Boost コンバータなどの DC/DC コンバータで必要な電圧まで昇圧する方法がとられる。この手法では Dolgov らが行っているように DC/DC コンバータを制御することで、負荷を調節し、レクテナから最大限電力が取り出せるように Maximum Power Tracking 制御をかけるといったことが可能である [25]。また、近年はエネルギーハーベスティングを想定して、0.5V 程度の低電圧からマイコンを駆動させるために必要な 3~4V 程度まで昇圧する 1 チップで高効率なチャージポンプチップや Boost コンバータチップが提供されるようになってきているため、実装が容易になってきている。例えば、Lui らのシステムでは 2.45GHz の RF エネルギースカベンジングで Microchip PIC12F683 を駆動

し LED を点灯させようと試み、整流回路のみでは -2.3dBm 必要であったのが、Seiko Instruments 社製のチャージポンプ IC [26] を用いた結果、-15.6dBm で駆動することに成功している [27]。こうした RF エネルギースカベンジング用のレクテナに用いる整流昇圧回路では検波用のショットキーバリアダイオードが広く用いられる。RF 信号の整流にあたっては、ダイオードに印加される電圧とダイオードの閾値電圧の差が大きいほど、整流の効率が高まることが知られており、レクテナ用のダイオードとしては低いしきい値電圧を持つことが効率を高めるために重要である。多くの実装で利用されているのは Avago Technology HSMS-286x [28] および HSMS-285x [29]、そして Skyworks Solutions の SMS7630 [30] である。Lui らは HSMS-2850 及び SMS-7630 で整流回路と倍電圧整流回路を試作し、性能を評価しており、その結果、倍電圧整流回路の場合で 1.0mA のしきい値電圧が 250mV の HSMS-2850 で -13.8dBm、しきい値電圧が 135mV とより低い SMS-7630 で -15.5dBm でマイコン駆動に必要な電圧が得られたと報告している。一方で MOS-FET のゲートとソースを短絡することで、ダイオードの代わりとする手法も提案されており、変換効率をあげるために、MOS-FET にバイアスをかけることで、しきい値電圧が 0V に近いダイオードと等価な素子として利用する試みがなされている [1]。しかし、この手法では MOS-FET にバイアスを付加するために別の直流電源が必要となるため、RF エネルギーハーベスティングを用いて、センサノードをバッテリーレスで動作させるという用途での使用は難しい。さらに RF エネルギーハーベスティングや無線電力伝送の場合、電力源となる信号を Chaotic なスペクトラムを持つ信号とすることで、より大きな RF/DC 変換効率を得ようという試みもなされている。Collado らは、信号の周波数を単一ではなく、Chaotic で広帯域に広がる電力を持つようにすることで、同一の入力電力でも図 2.4 のように一時的に高い電圧となるようにすることができ、これにより、同一の整流回路の効率を 46% から 66% に高めることに成功した [2]。

2.5 RF エネルギーハーベスティング/エネルギースカベンジングのアプリケーション

RF エネルギーハーベスティングで現在電源コードで給電されているような電気・電子機器を電波放射型の無線電力伝送で置き換えることは簡単ではない。しかし、電子回路の消費電力削減技術により、たとえば μW 級のエネルギーでも様々な応用が可能になっている。2.4GHz 帯の無線チップを搭載したマイコンで、温度センサの値を読み取って 5m ほど離れた基地局に温度の読み取り情報を送信し終えるまでに要した電流量の変化を計測したところ、データの送受信を行うごく短い期間の間のみ数十 mA の電流を消費するが、センシングとデータ送信のサイクル自体は 20ms、1mJ 程度の電力で完結した。たとえば自然環境における環境モニタリングであれば数分や数十分に 1 回のセンシングで十分であることを考慮すると、時間平均で数 μW から数十 μW のエネルギーがあればセンシングタスクを遂行することが可能である。RF エネルギースカベンジングの有用性を論じる際、この数 μW から数十 μW という値が一つの指標になる。RF エネルギーハーベスティング/エネルギースカベンジングは、無線センサネットワークと相性の良い技術である。無線センサネットワークはコンセプトの登場から 10 年以上が経過しており、信頼性が高く消費電力の少ない通信プロトコルのほか、廉価で低消費電力な LSI も登場している。自然モニタリングや工業プラントの監視、人流計測などで魅力的なアプリケーションも登場している。しかし、結局バッテリー交換に頼ったシステムはメンテナンスコストが高くつきなかなか実用に耐えない。そこで、エネルギーハーベスティング技術によるバッテリーレスの無線センサネットワークの実現が期待されており、RF エネルギースカベンジングもそのひとつとして大きな注目を集めている。

2.6 おわりに

本章では近年注目される RF エネルギーハーベスティングの研究動向及びその周辺技術について紹介した。近年，レクテナの高効率化などによって，比較的大きな電力を扱う無線電力伝送や RF エネルギーハーベスティングだけではなく，RF エネルギースカベンジングを無線センサネットワークに利用することも視野に入ってきた。しかし，RF エネルギースカベンジングでは μW 級の電力で駆動することが要求されるため，センサノードの徹底した低消費電力化が必要となる。今後はレクテナの効率向上だけではなく，センサノードなども含めたシステム全体での高効率化が望まれる。その点に着目し，筆者らは RF エネルギースカベンジングに着目したソフトウェアによる電力管理手法に取り組んでいる。こうした研究はハードウェア面での研究に見通しがたってきたことから，今後実験用のレクテナモジュールなどが提供されるようになれば，ソフトウェア制御やセンサネットワーク運用に関する研究にも広く行われるようになると予想され，今後の広がりが期待される。

第3章

地上デジタル放送電波を用いたRF エネルギーハーベスティングセンサノード

3.1 はじめに

第2章で述べたようにエネルギーハーベスティングの一手法として、RF エネルギーハーベスティングが注目されつつある。RF エネルギーハーベスティングの中でも地上デジタル放送を用いるものは、環境中に存在する電磁波の中ではエネルギー密度が大きく、都市部の屋外では比較的に利用しやすい電波源であると言える。そこで、本章では地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングによる、安価なバッテリーレスセンサノードの設計を検討し、実装評価を行った。より安価にレクテナを実装するため、アンテナはインクジェット印刷技術を用いて実装を行った。まず、3.2 節では、地上デジタル放送の特性について説明し、3.3 節ではこのセンサノードの実装について詳細を述べる。そして、3.4 節でこのセンサノードの性能評価の結果を示す。

3.2 RF エネルギーハーベスティングの電力供給源としての地上デジタル放送

地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノードとしては、いくつかの研究が既に行われており [10–12]、TV 塔より数 km から十数 km においてセンサノードを間欠動作させることに成功しているが、長期的に安定した運用を行うためには地上デジタル放送の特性を理解し、それに応じた最適な電力運用を行うことが重要であると考えられる。そこで、本節では東京における地上デジタル放送の状況を例に、地上デジタル放送の特性を述べる。日本における地上デジタル放送は Integrated Service Digital Broadcasting - Terrestrial (ISDB-T) 規格で放送されている。この ISDB-T 規格は日本の他、ブラジル・ペルー・アルゼンチン・チリ・フィリピンなど中南米諸国を中心に採用されている国際標準規格である。欧州などで広く用いられているのは Digital Video Broadcasting - Terrestrial (DVB-T) である。ISDB-T と DVB-T はともに QAM で変調されたキャリアを OFDM により束ねる、マルチキャリア信号であり類似点が多い。このため、ISDB-T と DVB-T は共通点も多く、電力回収の対象として扱い場合にはほぼ同等であると思なしてもよいと考える。一方で、北米では Advanced Television Systems Committee standards (ATSC) が主流であるが、この規格は広大な地域に住居が点在する状況において有効に機能するように設計されており、カバーエリアあたりの送信電力が抑えられているのが特徴ではあるが、ISDB-T や DVB-T とは異なりシングルキャリアであるため、都市部ではマルチパスによる障害が発生しやすいため、都市部では多くの世帯がケーブルテレビを利用している。よって、ATSC については ISDB-T とは別に特性を検証する必要があると思われる。

図 3.1 はスペクトラムアナライザで観測した実際の東京タワーからの ISDB-T のスペクトラムであり、東京においては 512MHz から 569MHz にかけて、6MHz 幅のチャンネルが 9 チャンネル (物理チャンネル番号 20 から 28) が存在するのが確認できる。このうち、チャンネル 21 から 27 までは各 48kW の実行放射電力 (Equivalent Radiated Power: ERP) で放射されており、スペクトラムアナライザで観測したチャンネル電力も同程度である。しかし、Ch. 20 と Ch. 28 はこれに比べるとおよそ 10 分の 1 から 100 分の 1 程度のチャンネル電力しか観測できない。これは Ch. 20 の放射電力が 5kW (ERP)、Ch. 28 が 19kW (ERP) と他のチャンネルに比べて低いためである。なお、2013 年 1 月より、首都圏における地上デジタル放送は東京タワーから東京スカイツリーへと全面移行される予定であったが、試験段階で受信状況が悪い地域が発見されるなどの不具合が報告されたため、全面移行は延期され 2013 年 5 月より訂正された。これに備え 2013 年初頭より移行に向けた試験放送がなされており、深夜帯に東京タワーを一時停波し、スカイツリーから放送し

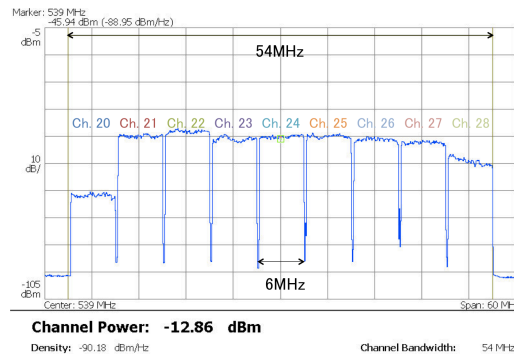


図 3.1: 地上デジタル放送 ISDB-T のスペクトル

て受信状況などの確認を行なっている．なお，TOKYO MX は物理チャンネル Ch. 20 の他に，別の物理チャンネルでスカイツリーからの放送を行っており，東京タワーからの放射電力を段階的に弱めている．本研究では，東京タワーより 6.3km 離れた東京大学工学部 2 号館において，地上デジタル放送から電力を回収し，センサノードを動作させることを想定している．ある距離 d において，受信可能な電力 P_{R0} は Friis の公式を用いて次のように表すことができる．

$$P_{R0} = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (3.1)$$

なお，この式において P_T は送信電力， G_T, G_R は送受信アンテナの絶対利得であり， λ は波長である．実効放射電力は $P_{EPR} = P_T G_T$ であるので，東京タワーからの送信電力から試算すると，東京から 6.3km 地点では 9 チャンネル合計でおよそ $40\mu\text{W}$ 程度となるが，地上波伝搬では受信される電波は距離 r_1 の経路を伝搬してきた電波と，地表面で反射して距離 r_2 の経路を伝搬してきた反射はの合成波となるため，実際の値は設置位置に依存する．送信アンテナが高さ h_1 ，受信アンテナが高さ h_2 に置かれていた場合，受信電界 E_r は地表面の反射係数 R を用いて，以下の式に従う [31]．

$$E_r = E_0 e^{-j\beta r_1} (1 + R e^{-j\beta(r_2 - r_1)}) \quad (3.2)$$

距離 d が十分に離れていて，水平偏波の場合 $R = -1$ と置いて， $r_2 - r_1 \simeq 2h_1 h_2 / d$ より

$$|E_R| = |E_{R0}| \sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right) \quad (3.3)$$

と求まる．これより，受信電力はこの高さに依存した正弦波状のパターンによって変化することがわかるため，Friis の式だけでは定めることができない．また，大気圏の屈折率変化によるフェージングも受信電力に影響する．UHF 帯の電波の見通し伝搬に関して発生しうるフェージングは以下のものである [31]．

シンチレーションフェージング 大気屈折率の時間変化による，電磁波の発散・収束によるフェージング．変動周期は数十分の一から数秒程度で変動幅も小さい．

k 形フェージング 大気屈折率変化に伴う，等価地球半径 ka の変化によるフェージング・変動は数十分に及ぶ．

ダクト形フェージング 大気屈折率分布によってはダクト伝搬が可能になる場合があるが，そのような分布は不安定であるため大きなフェージング要因になりうる．

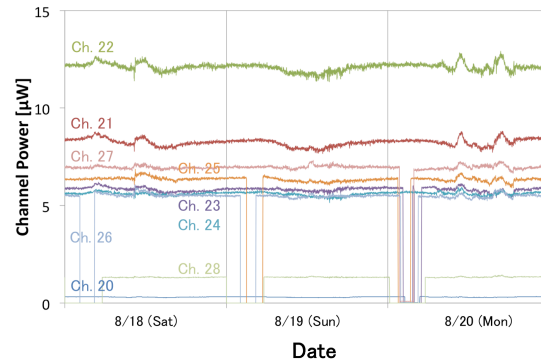


図 3.2: 地上デジタル放送の各チャンネルのチャンネル電力変化

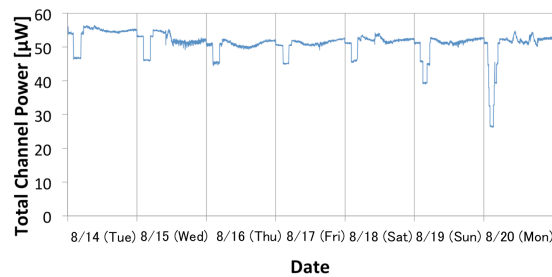


図 3.3: 地上デジタル放送の全チャンネル電力合計の遷移

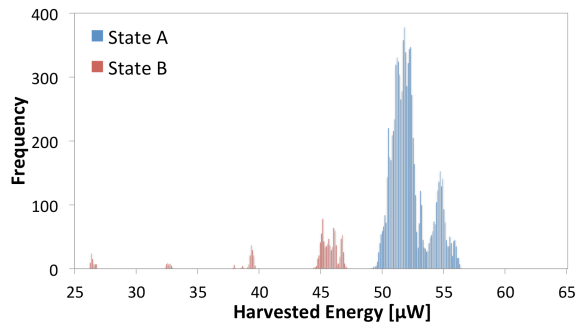


図 3.4: 全チャンネル電力のヒストグラム

また、高層ビルの多い東京においては、高層建築物による反射に起因するマルチパスフェージングも加わり、受信電力を正確に予想することは困難であるが、工学部2号館においてはおよそ数十から百 μW 程度となると予測され、かつ受信電力は時間的に一定ではなくフェージングによってゆらぎが発生すると考えられる。

実際の地上デジタル放送電波の変化の相対的な変化を観測するため、5dBi の YAGI UwPA UHF アンテナ [32] を Tektronics RSA-3308B リアルタイムスペクトラムアナライザに接続し、1 分毎に各チャンネルの電力を測定した。この測定を 1 週間にわたって行なった。本測定では相対的な変化を観察することが主目的であるので、チャンネル電力の絶対値は必ずしも正確である必要はない。8/18(土)～8/20(月) までの 3 日間の各チャンネルの Channel Power の変化を図 3.2 に示す。放送大学 (Ch.28) や NHK 教育 (Ch. 26) といった番組は深夜帯は停波する。また、土日の深夜帯はメンテナンスが入ることが多く、その他の多くの番組が停波することがわかるが、フジテレビ (Ch. 21)

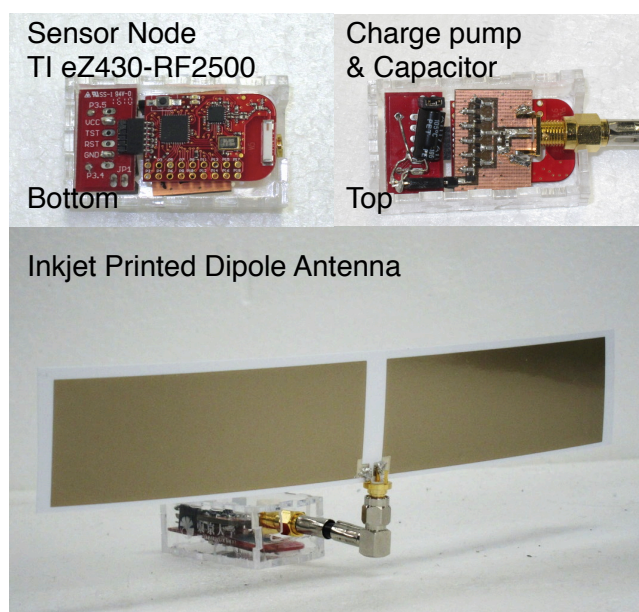


図 3.5: 地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノード

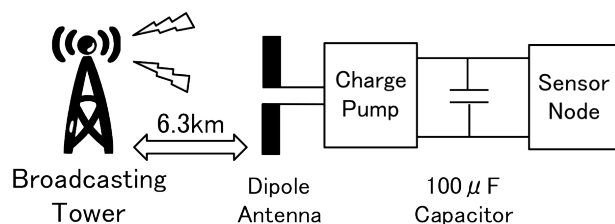


図 3.6: RF エネルギーハーベスティングセンサノードのシステム概要

や TBS (Ch. 22) は計測期間を通して停波しておらず、全てのチャンネルが停波する場面は観測されなかった。図 3.3 は全チャンネルのチャンネル電力を足しあわせたものの 8/14(火)～8/20(月)までの 1 週間分のデータである。日毎に放送スケジュールが違うので、番組データなどを事前に参照しない限りは、回収電力がその日どのように変動するかを予測することは難しい。しかし、この 1 週間分のデータをヒストグラム (図 3.4) で見ると大まかに 2 つのまとまりがあるのがわかる。そこで、昼間などの全てのチャンネルが放送している状態を State A、一部のチャンネルが停波する深夜帯の状態を State B として分類することとする。また、チャンネルの放送状況は変化しなくても、前述のフェージングの影響により回収電力はある程度の幅を持って変動する。この変動幅は昼間の State A の方が大きく、State B の方が小さい。これは昼間は太陽光などによって局所的に温度差が発生するなど、フェージングを引き起こす大気屈折率変化が頻繁に発生するためであると思われる。TV 電波からの RF エネルギーハーベスティングのための電力制御を考えるのであれば、フェージングによる中短期的な変化と、深夜帯の停波による一日周期の変化、それぞれに対応できる制御を考えなければならない。また、TV 電波だけではなく GSM などの携帯電話も基地局の負荷の状態によって電波強度が変化することが知られており [13]、それからの RF エネルギーハーベスティングを試みた場合、回収可能な電力も変化するであろう。この場合も、同様に中短期的な変化と一日周期の長期的変化に対応が必要であるので、これらを考慮することは環境電波エネルギーハーベスティング全般において有意義である。

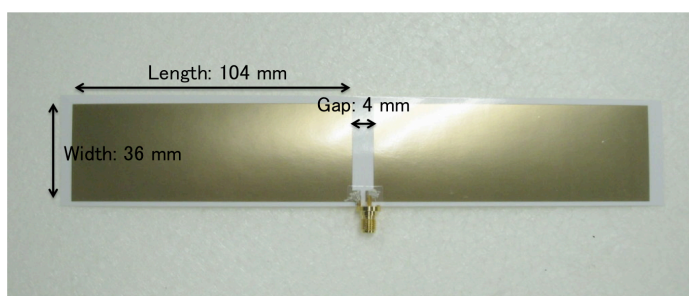


図 3.7: インクジェット印刷によるダイポールアンテナ

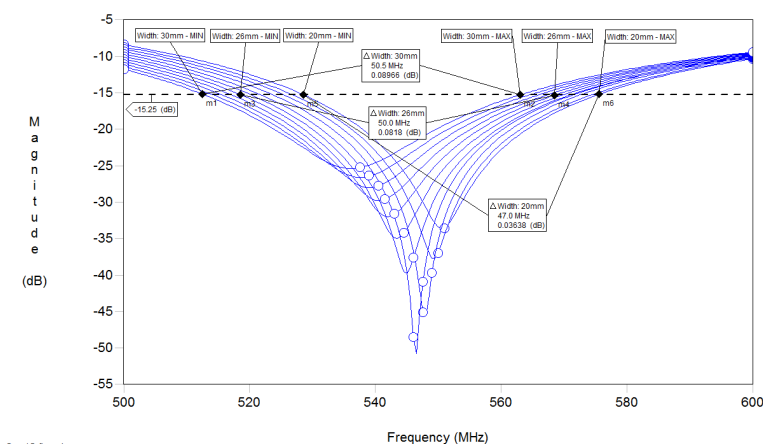


図 3.8: width パラメータ毎の S11 パラメータ

3.3 地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノードの設計

環境電波エネルギーハーベスティングセンサノードのプロトタイプとして TV 電波から電力を回収する図 3.5 のようなセンサを実装した。図 3.6 に示すように、このセンサノードは以下の 4 つのモジュールからなる。

- インクジェットプリントによるダイポールアンテナ
- RF/DC コンバータ: 5 段 Dickson チャージポンプ
- 電力貯蔵装置: 100 μ F のコンデンサ
- Texas Instruments eZ430-RF2500 センサノード [33]

本節ではこれらの設計について順を追って説明する。

3.3.1 インクジェット印刷によるダイポールアンテナの実装

アンテナの実装に当たっては、低価格化を目指し、三菱製紙の銀ナノ粒子インク [34] を用いて、民生用の Brother のプリンタ [35] を用いて、富士フィルムのポリエチレンコート写真用紙 [36] 上

に印刷して作成した。このプリンタは 15000 円程度で入手可能であり大規模な設備投資は不必要である。また写真用紙は 1 枚 55 円で、銀ナノ粒子インクも A4 用紙 1 枚あたり 60 円程度で印刷できる。今回のダイポールアンテナは A4 用紙 1 枚あたり 4 つ作成可能であるので、一つあたりの単価はおよそ 30 円である。仮に FR-4 基板上に同サイズのアンテナを実装したとすると少なくとも数百円から千円程度はかかることから、数十倍以上もの実装コスト差が発生する。本研究では、安価な環境電波エネルギーハーベスティングセンサノードの実現を目指しているため、このような低コストな実装方法を用いることが望ましい。アンテナを設計するにあたっては、地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングを行う場合は図 3.1 のように広帯域に広がった電波を受信しなければならないため、テレビ信号の帯域幅である中心周波数より $\pm 27\text{MHz}$ 幅で動作可能である必要がある。

ダイポールアンテナは各エレメントの太さを太くすることで帯域幅を広げることができることが知られている [37]。そこで、図 3.7 のような形状のダイポールアンテナについて、最適なエレメントの太さを求めるために、Sonnet Lite を使った電磁界シミュレーションを行った。エレメントの太さ (width) をパラメータとし、2mm 毎にシミュレーションを行って得られた S11 パラメータを図 3.8 に示す。幅が広いほど、帯域幅が広がるが 36mm 以上は広くしても、それほど広帯域化に寄与しない。アンテナの面積は十分な性能が得られる範囲で、可能な限り小さいほうが好ましいため、36mm 幅のエレメントを使用することとし、最終的なエレメントのサイズは 36mm x 104mm とした。

図 3.9 と図 3.10 に示すのはこのアンテナのシミュレーション上での S11 パラメータと実測での S11 パラメータであり、多少の誤差は含むものの、共振周波数やインピーダンスは概ね予想通りのものとなった。9 つのチャンネルが存在するのはおよそ 512MHz ~ 567MHz であるが、このアンテナはこの帯域全般において、50 Ω 付近のインピーダンスとなっており、広帯域で動作可能であることがわかる。また、銀ナノ粒子は銅箔などに比べると導電率が 7.7MS/m であり、銅の 60MS/m に比べるとはるかに小さい。さらに厚みが数 μm と極めて薄いため、紙上に印刷した導電パターンが細すぎると抵抗による損失が大きくなってしまい、アンテナの効率に悪影響を与える可能性があるが、エレメントを太くすることで抵抗値を下げ、この問題を軽減できる。図 3.11 は共振周波数におけるこのアンテナの電流分布である。高周波領域においては表皮効果により外縁部の電流密度が大きくなるものの、太いエレメントにある程度の電流が分散されているのがわかる。

3.3.2 5 段 Dickson チャージポンプ

Dickson チャージポンプは構造が単純であり、整流と昇圧を同時に行うことができるため、RF エネルギーハーベスティングに用いる RF/DC コンバータとして広く用いられている [1]。一方で、半波整流回路・倍電圧整流回路など、より単純な構造の整流回路を通して、整流して直流変換した後に、Seiko Instruments S882-Z [26] のような超低消費電力の DC/DC コンバータを用いて、必要な電圧を確保するという手法も提案されている [27]。しかし、S882-Z の場合、入力電圧が 0.3 ~ 3.0V で出力電圧が最大で 2.4V であり、今回使用しようとしているセンサノード Texas Instruments eZ430 RF-2500 [33] は 1.8 ~ 3.6V で動作可能ではあるものの、出力電圧が低いので、コンデンサの充電に多くの時間を要してしまうという問題がある。TV 電波からの RF エネルギーハーベスティングに関しては TV 塔から距離が近く、入力電力が比較的大きい場合は Dickson チャージポンプが一方で距離が遠く、入力電力が著しく低い場合は DC/DC コンバータ IC と組み合わせる方式が有利になるとされており、本研究が想定する電波塔から 6km 程度の位置では Dickson チャージポンプを用いる方が効率がよい [10]。また、このような超低消費電力の DC/DC コンバータ IC は

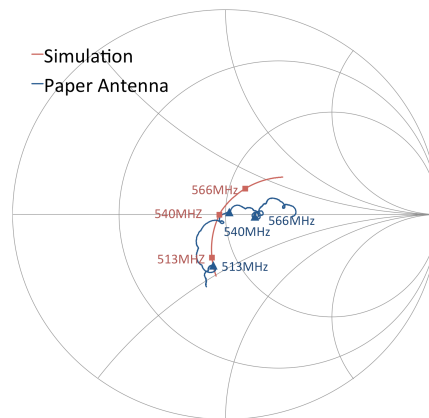


図 3.9: インクジェットプリントによって作成したダイポールアンテナの S11 パラメータ (スミスチャート)

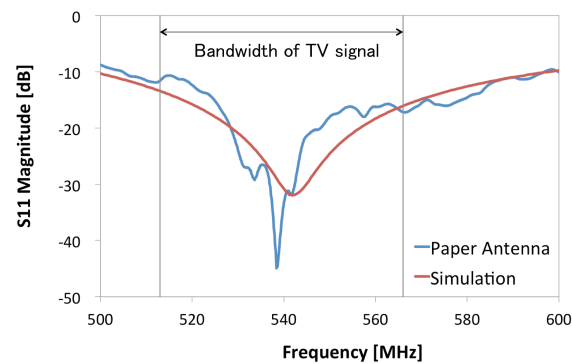


図 3.10: インクジェットプリントによって作成したダイポールアンテナの S11 パラメータ (dB マグニチュード)

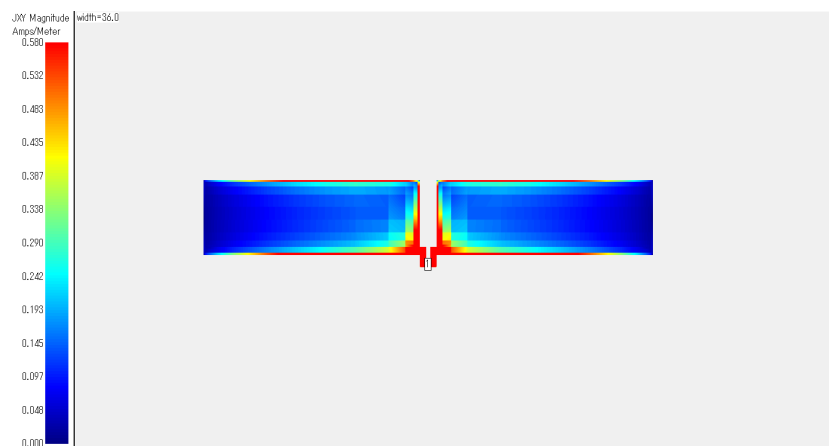


図 3.11: ダイポールアンテナの電流分布

2013 年現在では製品及び流通数が極めて限られており、現時点では安価なセンサノードを量産するというシナリオには不適である。Dickson チャージポンプは大量に流通している検波用ショット

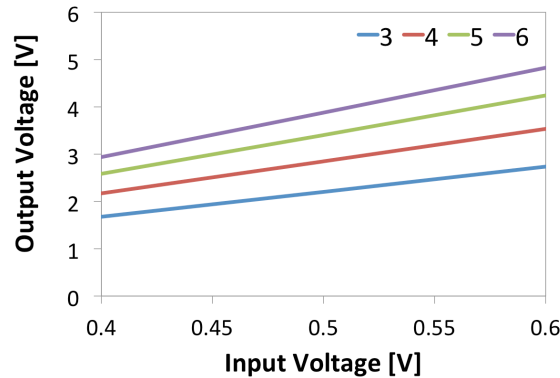


図 3.12: チャージポンプの段数と出力電圧の関係

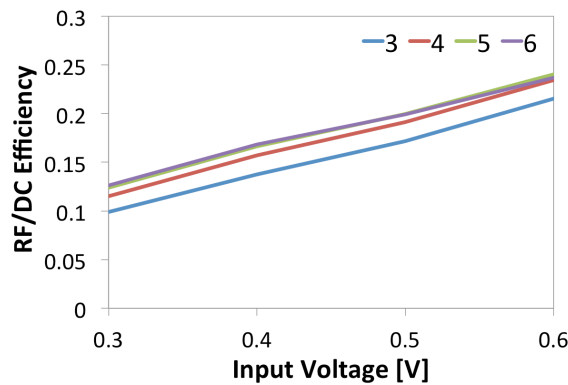
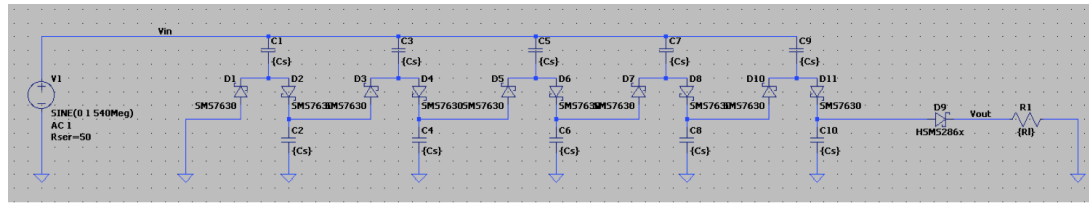


図 3.13: チャージポンプの段数と RF/DC 変換効率の関係

キーバリアダイオードで構成でき、本研究で想定するシナリオでは適当であると考えられる。ただし、DC/DC コンバータ IC が普及し、こうした問題が解消することも十分に考えられるので、将来的には改めて検討する必要がある。

Dickson チャージポンプではしきい値電圧の低いダイオードを選ぶことが性能向上につながるため、なるべくしきい値電圧の低いものを選ぶことが好ましい。また、ダイオードの持つ寄生容量が大きいと、周波数があがるにつれ、その容量成分を通した電流が相対的に増加し整流性能が低下して性能が大きく低下する。高周波検波用のショットキーバリアダイオードは寄生容量が少なく、数 GHz まで十分な整流性能を持つものがあるので、それらのダイオードを使用することが望ましい。使用したダイオードは Skyworks Solutions SMS-7630 検波用ショットキーバリアダイオードである [30]。微小な電力からの RF エネルギーハーベスティングを考える場合は、ダイオードのしきい値電圧が大きく性能に影響する。このダイオードはしきい値電圧が低く、微小な電波からの RF エネルギーハーベスティングにおいて、高い性能を示すことが知られている [27]。ただし、SMS-7630 は逆方向遮断抵抗が低いため、入力電力が下がった場合、コンデンサに充電されているエネルギーが漏れ出してしまうため、出力端には遮断抵抗が高い HSMS-286C [28] を挟みこむことで漏れ電流を防ぐ設計とした。Dickson チャージポンプは多段化することで高い電圧を得ることができるが、RF/DC 変換効率は低下するので、必要な電圧が得られる最低限の段数に設定することが望ましいため、LT-SPICE による回路シミュレーションによって検討した。入力電圧を 0.3V か



Input Frequency: 540MHz, Number of Stages: 5
 Stage Capacitor Cs: 15pF, Stage Diode: Skyworks Solutions SMS-7630
 Final Diode: Avago HSMS-286x, Load: 470k Ω

図 3.14: 5 段 Dickson チャージポンプの回路図

ら 0.6V まで変化させ、20 μ 秒間の電圧の遷移をシミュレーションした。段数が異なるとインピーダンスも異なるため、入力電圧を固定した場合でも、入力電力は異なるが、入力電圧 0.4V で各回路に入力される電力は約 50 ~ 130 μ W であった。今回のセンサノードの設置環境で想定される入力電力は 100 μ W 程度なので、この 0.4V の際の各値がひとつの参考値となりうる。図 3.12 に最終的な出力電圧、図 3.13 に平均 RF/DC 変換効率を示す。段数が増えるほど出力電圧は増え、0.4V 入力時点では、3 段が 1.8V、4 段が 2.2V、5 段が 2.7V、6 段が 2.9V となった。この入力電力の場合、センサノードを動作させるのに必要な電圧 (1.8V ~ 3.6V) を得るためには、少なくとも 4 段以上が必要であることがわかった。一方で、回路への入力電力で最終出力に接続された負荷に供給された出力電力を除いた RF/DC 変換効率を見ると、5 段と 6 段ではほとんど差がなくなっており、5 段以上の多段化は効果的ではないと言える。なお、段数の多い回路は入力電力が大きくなるので、入力電圧ではなく入力電力で比較すると全入力電力で段数が少ないものが有利になる。これらのことを踏まえた上で、実際にはアンテナの性能や、受信状況により、回路への入力電力は変化する可能性があることも考慮し、余裕を持って 5 段の Dickson チャージポンプを採用することとした。各段において用いるステージコンデンサの容量 C は入射信号とカップリングしている必要があるが、ある程度の選択の幅がある。例えば、500MHz 帯の場合、10pF から 20pF 程度であれば十分機能する。出力インピーダンス R_S は浮遊容量 C_S と段数 N 、動作周波数 f を用いて

$$R_S = \frac{N}{(C + C_S)f} \quad (3.4)$$

と表せる [24]。つまり容量が大きいほど、出力インピーダンスが下がり、大きな電流を流せるようになるが、電圧が上がるまでに多くの時間を要するようになり応答特性が悪化する。また大容量のコンデンサは自己共振周波数が低く、高周波では使えないので自ずと使用できるコンデンサの容量は限られる。一方で、容量が小さすぎると基板における浮遊容量 C_S などによる影響を受けやすくなり、結果として性能が劣化する。これらの事を踏まえた上でコンデンサの容量を決めなければならない。今回のチャージポンプにおいては 15pF のチップ積層セラミックコンデンサを使用することとした。

最終的に採用した回路を図 3.14 に示す。実装に使用した回路基板パターンは回路用 CAD ソフトの Eagle を使用し、図 3.15 のようにした。チャージポンプ回路は入力インピーダンスが低いいため、アンテナとの間にマッチング回路を挟みこんで、インピーダンスマッチングをとる。今回のアンテナは 50 Ω のアンテナとして設計しているので、チャージポンプの入力インピーダンスも 50 Ω 近辺になるようにマッチング回路を設計しなければならない。一般にダイオードなどの半導体素子は高周波回路シミュレータによっても完全には再現できないため、シミュレータ上でマッチング回路を設計・検討した上で、最終的にはカット・アンド・トライによる調整が行うことが多い。今

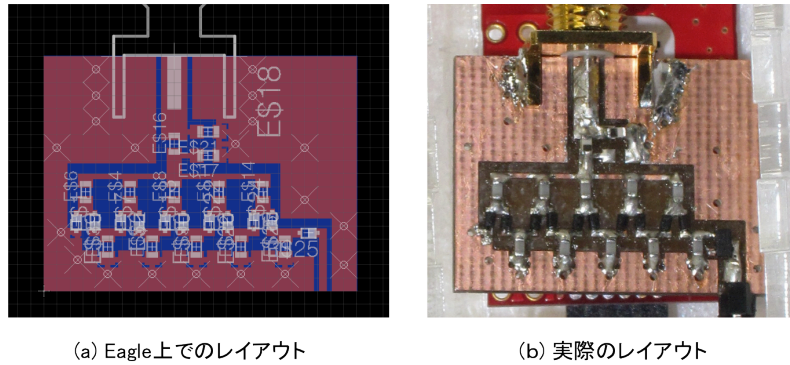


図 3.15: 5 段 Dickson チャージポンプの基板パターン

回，マッチング回路としては 10nH のチップインダクタを直列に， 8.2nH のチップインダクタを並列に配置することで，マッチングをとったが，利用可能なチップインダクタの値が限られていることもあり，精度の高いマッチングをとることはできていない．また，多段化すると各素子が並列に配されることとなり，元々低い入力インピーダンスがさらに下がるので，インピーダンスマッチングをとるのがより困難になる．たとえ，良好なマッチングがえられたとしても，マッチング回路の Q 値は大きくなり，狭い周波数領域でしか機能しなくなるので，地上デジタル放送のような広い帯域幅を要求するものについては問題となり，必要以上の多段化はこの点においても効率を損なう可能性がある．

3.3.3 電力貯蔵装置となるコンデンサ

チャージポンプによって得られた DC 電力は一度キャパシタに格納する．センサノードとなる eZ430 RF-2500 は Sleep 状態から復帰し，センシングを行いパケットをアクセスポイントに送信するという動作を通しておよそ $W_C = 200\mu\text{J}$ の電力量を要する．動作による放電後の電圧 V_{min} が 1.8V 以上を維持していなければ，センサノードは電力不足のために停止してしまい，Off モードになってしまう．この Off モードから再度復帰しようとするとき Sleep 状態からの復帰の約 5 倍にあたる 1.03mJ もの電力量を要する．このために，起動時にコンデンサに十分なエネルギーが充電しておくようにし，電力不足を回避する必要がある．電力不足で動作不能に陥らないようにするための条件はコンデンサ電圧 V_C とキャパシタンス C を用いて，次の式で表せる．

$$\frac{C}{2}(V_C^2 - V_{min}^2) \geq W_C \quad (3.5)$$

これを变形して，

$$V_C \geq \sqrt{\frac{2W_C}{C} + V_{min}^2} \quad (3.6)$$

を得る．この式を用いると， $47\mu\text{F}$ のコンデンサを使った場合，起動時に 3.5V 以上が， $100\mu\text{F}$ のコンデンサの場合は 2.7V 以上， $200\mu\text{F}$ の場合は 2.3V 以上が必要である．実験地点でレクテナによって得られる開放電圧が $3 \sim 4\text{V}$ 程度であるということを考慮すると， 3.5V 以上を常に維持するのは難しいため，少なくとも $100\mu\text{F}$ 以上は必要であると言える．

一方，使用したコンデンサの漏れ電流は仕様によると kCV_C (k は定数) であり，静電容量 C に比例して増加する．このため，漏れ電流の観点からすると使用するコンデンサの容量は極力少な

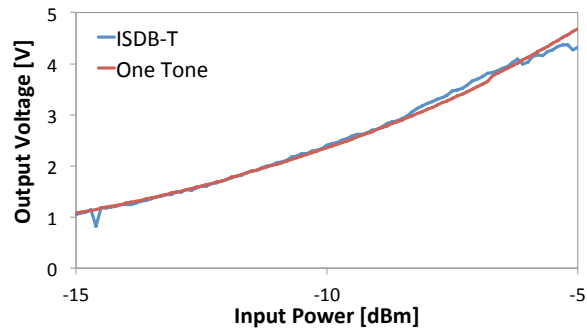


図 3.16: 単一周波数信号入力時と ISDB-T 信号入力時の性能の比較

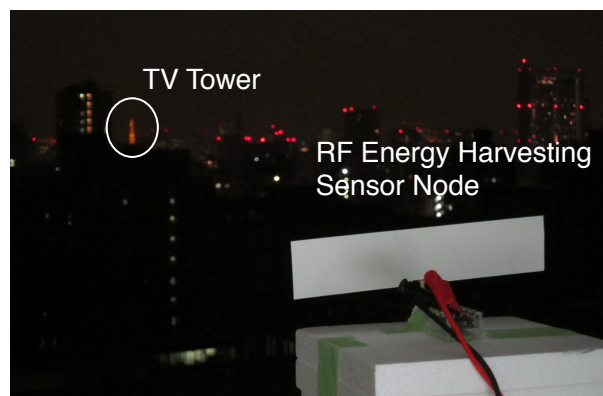


図 3.17: RF エネルギーハーベスティングセンサノードの実験の様子

い方がよい。図 3.4 を見ると地上デジタル放送の受信電力は大半が $45\mu\text{W}$ から $55\mu\text{W}$ に収まっており、地上デジタル放送から回収可能な電力のダイナミックレンジは最大でも $10\mu\text{W}$ 程度であるので、大きな電力量を蓄えておく必要はない。こうした理由から電力貯蔵装置としては $100\mu\text{F}$ のキャパシタを用いることとした。

3.4 センサノードの性能評価

3.3 節で定めた設計に基づき、アンテナおよびチャージポンプの実装を行った。そして、実際に地上デジタル放送から電力を回収することを考慮し、ISDB-T を再現した信号を入力した際のチャージポンプの性能を評価し、さらに実際に想定される設置場所に設置して、レクテナの性能を測定し、センサノードを実際に動作させることで、システム全体としての性能の評価を行った。

3.4.1 実際の信号を入力した場合のチャージポンプの性能

前述のように日本における地上波デジタルテレビ放送は ISDB-T 標準に基づき放送されており、変調方式は OFDM を採用している。ISDB-T では QAM 信号を OFDM サブキャリアとして、432 本のサブキャリアによって、429kHz 幅のセグメントを形成する。そして、固定テレビ用の 12 セグメントと移動テレビ用の 1 セグメント（通称ワンセグ）の計 13 セグメントで 5.57MHz の帯域を利用して 1 チャンネルを形成する。これに 430kHz のガードバンドが挿入されるので、1 チャンネ

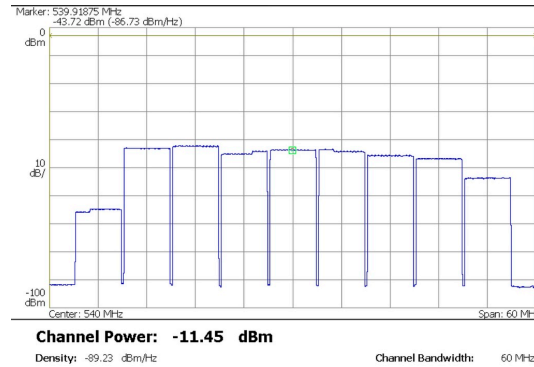


図 3.18: ISDB-T を模して、ベクトルシグナルジェネレータで生成した信号のスペクトル

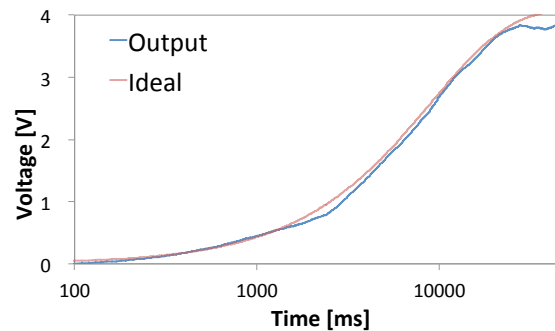


図 3.19: RF エネルギーハーベスティングによって充電される際のコンデンサ電圧の推移

ルあたり 6MHz が利用され、東京では計 9 チャンネル、54MHz が地上デジタル放送で利用されている。この ISDB-T の信号を再現するため、ROHDE&SCHWARZ SMBV100A ベクトルシグナルジェネレータの任意信号発生 (ARBitary waveform) 機能を用いて、サブキャリアを並べてセグメントを生成し、セグメントを並べてチャンネルを生成、そしてチャンネルを並べて全体の信号を ISDB-T 標準に従って合成した。この信号のスペクトルを図 3.18 にしめす。この信号の特性は変調のため、Peak Envelope Power (PEP) が平均電力に比べて大きくなる。スペクトラムアナライザなど比較的遅いサンプリング周波数ではピーク電力の発生をとらえるのは難しいものの、チャージポンプの出力には影響が現れ、スペクトラムアナライザでの測定値から予測した回収電力を上回ることがある。こうしたスペクトラムアナライザで測定しにくい信号の特性は Log アンプを用いて測定するなどの工夫が必要である [9]。図 3.16 に ISDB-T を模した信号を入力した場合の整流回路の入力電力と出力電圧の関係を示した。これを見ると単一周波数の信号を入力した場合に比べて、性能が劣化せず、また一部の信号レベルでは単一周波数信号を上回ることがあるということがわかった。整流回路では Chaotic なスペクトルを持つ信号を入力することで性能向上を測る手法も提案されており [2]、ISDB-T のような信号においても同様の効果が現れているものと推測される。

3.4.2 実際の設置環境におけるレクテナ性能

このセンサノードを図 3.17 のように東京タワーより約 6.3km 離れた東京大学本郷キャンパスの 11 階において東京タワーを見通すことができるベランダにこのセンサノードを配置し、TV 電波から回収した電力によってセンサノードを動作させた。3.2 節で示した回収電力の変化量のパター

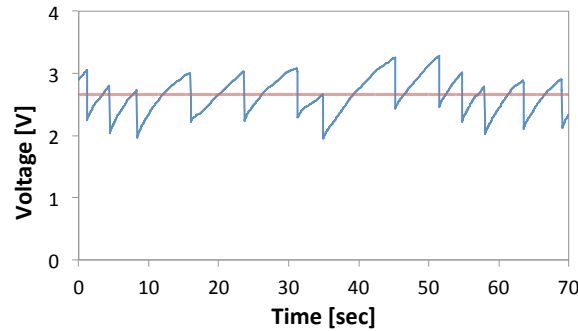


図 3.20: センサノード動作中のコンデンサ電圧

ンやフェージングの発生原理より信号強度が強く、かつ変動が少ないのは夕方から日付が変わるまでの夜間であることがわかるため、本実験は 23 時から 24 時の間に行った。まずコンデンサに何も繋いでいない状態で開放端電圧を測定し、レクテナの性能を測定した。結果を図 3.19 に示す。十分時間経過後、出力電圧は 3.8V 近辺まで昇圧された。この充電特性からレクテナを等価直流電圧源として、開放電圧 4.1V、出力インピーダンス 100k Ω の電源として扱えることがわかった。実際は負荷のインピーダンスや入力電力によって、マッチングなどに影響が出るので、常にこの等価直流電圧源としては扱えないが、接続する DC 回路を設計する際の目安になりうると考える。

3.4.3 実際の設置環境におけるセンサノードの動作

センサノードを接続して動かした際の電圧変化が図 3.20 である。センサノードには簡易的な動的デューティーサイクル制御が組み込まれており、目標貯蔵電力量を B^* 、現在の貯蔵電力量を B_t として、目的関数を簡易的に

$$f_{enomax}(B_t) = (B^* - B_t)^2 \quad (3.7)$$

として、それを最小化するように、次のようなデューティーサイクル制御をかけ、デューティーサイクル u_t を決定した。

$$u_{t+1} = u_t - a(B^* - B_t) \quad (3.8)$$

なお、 a は制御用の定数であり、事前にチャージポンプをシグナルジェネレータに接続し、入力電力を変化させつつ、制御の反応性をテストして適切な値に設定してある。なお、貯蔵電力量 B_t は現在のコンデンサ電圧 V_C とセンサノードの定格最大電圧 V_{max} を用いて

$$B_t = \frac{V_C^2}{V_{max}^2} \quad (3.9)$$

と表すことができる。電圧最大値を V_{max} をセンサノードの定格電圧の最大値である 3.6V とし、目標貯蔵電力量は $B^*=0.6$ (目標電圧: $V_C=2.8V$) と固定の値を指定した。実測結果の電圧の平均値は 2.68V であった。センサノードは起動時にしか電圧値を知りえないので、起動時の電圧を目標電圧にしようと制御するため、全体の平均電圧は目標電圧よりも低くなる。この制御は瞬時値のみを見る単純なもののため、十分に安定した動作は実現できておらず、起動するたびに電圧値が揺れ動いている。こうした問題を解消するためにはより精度の高い制御技術が必要であろう。

3.5 おわりに

本章では地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングでセンサノードを動作させるために、まず地上デジタル放送電波の特性を測定し、次に実際に RF エネルギーハーベスティングに必要となるレクテナをインクジェット印刷によるダイポールアンテナと、5 段 Dickson チャージポンプによって実現した。そして、これらを使って実際にセンサノードを動作させ、その動作の状況を確認した。本章で明らかにした地上デジタル放送の特性と、センサノードのデューティサイクル制御の問題点は第 6 章で述べるキャパシタ漏れ電力を考慮したデューティサイクルにおいても考慮している。

■ 第4章

電子レンジ漏れ電波を用いた
RF エネルギーハーベスティング
センサノード

4.1 はじめに

本章では、電子レンジのマグネトロンから放出される 2.45GHz のマイクロ波の一部が稼動時に漏れ出していることに着目し、そこから RF エネルギーハーベスティングで電力を回収して動作するセンサノードを提案する。電子レンジは一般家庭や食品産業において、広く用いられている電化製品であり、電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングによって、その周辺においてメンテナンスフリーのセンサノード運用を実現させることが可能であると考えられる。こうしたセンサノードとしては、温度、湿度、重量、時間などの測定を通して調理の補助を行う調理補助機器が考えられる。現在こうした用途に用いられているタイマーや温度計のような小型電子機器のほとんどは電池交換のコストが避けられず、火災警報器なども高寿命化が進んでいるとはいえ依然電池交換が必要であることに変わりはない。そこで、電子レンジからの漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングを用いることで、これらの電池交換を不要にすることを目指す。現在家庭では電池で動作する電子機器は多いが、電池交換や充電が不要になれば、利便性が向上するだけでなく、筐体設計の自由度が上がり、コスト削減、環境負荷の低減にもつながる。ボタン電池で動作する調理補助機器であれば一日数 μJ のエネルギーを環境から回収することができれば、半永久的に動作させることが可能であろう。また、電池が不要になることで機器に防水性を持たせることが容易になり、水回りで使う機器を低コストで実現することも可能になると考える。本章では、まず 4.2 節で電子レンジ漏れ電波の基本的な特性について述べ、次に 4.3 節で電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングで用いるレクテナの設計について述べる。さらに、4.4 節では、このレクテナで回収できた電力の特性について説明する。そして、4.5 節で、このレクテナからの電力がセンサノードや小型電子機器の電力源として機能しうるか評価を行った。本章ではこうしたセンサノードの設計及び評価を通して、電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングによって、センサノードや小型電子機器を動作させることができることを確認した。このような RF エネルギーハーベスティングセンサノードを実現することにより、家庭のキッチンや食品加工・外食産業において、無線センサネットワークをバッテリーレスで運用することが可能になると考えられ、在庫管理や食品の状態のモニタリングなど様々な応用が期待できる。

4.2 電子レンジ漏れ電波の特性

電子レンジは 2.45GHz 周辺のマイクロ波を食品に照射することにより、水分子などを振動させ加熱する調理器具として広く用いられており、電子レンジは 500 ~ 1200W 程度の大電力のマイクロ波をマグネトロンにより発生させている。篠原らは宇宙太陽発電所などで用いるマイクロ波無線電力伝送において、この民生用のマグネトロンがマイクロ波送電機として利用可能であると述べている [38]。また、日本電業工作は電子レンジ庫内の反射波からの電力回生装置を開発しており [23]、このマイクロ波からの電力回収が可能であることが示されている。また、電子レンジでは電磁波による生体への影響を抑えるため、その大半は金属壁などで遮断されている。しかし、その一部が主に前面より漏れ出し、これが Wi-Fi, Bluetooth を初めとした 2.45GHz 帯を使用する通信に悪影響を与えることが知られている [22]。

市販されている電子レンジには古くから使われているトランス式と、近年普及が進むインバータ式がある。図 4.1 にトランス式の National NE-EZ2 の回路図を図 4.2 にインバータ式の Panasonic NE-EH225 の回路図を示す。どちらの機種も同一メーカー、同程度の出力を持つ単機能レンジであるので回路構成の大部分は共通している。この 2 つの相違点はマグネトロンを駆動するための高電圧交流を得るための回路である。トランス式では大規模なトランスが搭載され、電源周波数の

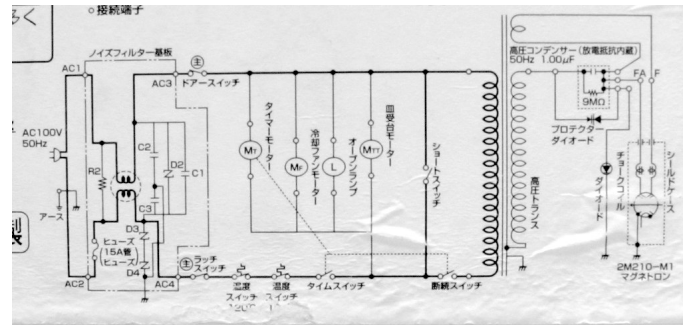


図 4.1: トランス式電子レンジの回路図

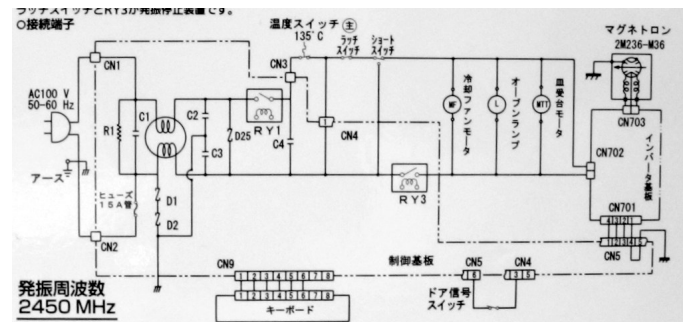


図 4.2: インバータ式電子レンジの回路図

50Hz の信号をそのまま昇圧し、マグネトロンに印加しているが、インバータ式では商用交流電源を一度直流化し、インバータによって任意の交流に再変換して供給している。現在は高価な製品はインバータ式、安価な製品はトランス式が主流であるが、電源周波数に依存しない任意の周波数でマグネトロンを駆動できるため、細かい制御が可能であるといったメリットがある。しかし、現在出回っている電子レンジでは未だトランス式が主流であるので、本章での測定では主にトランス式の電子レンジについて測定を行った。漏れ電波の特性を観測するため、まずトランス型の NE-EZ2 を 700W で稼働させた際の漏れ電力をスペクトラムアナライザ (Tektronics RSA-3303B) にモノポールアンテナ (Ettus Research VERT2450 Antenna) を接続し、電子レンジの正面扉から 50cm 離して配置して、電波強度の時間変化を観察するため、リアルタイムスペクトラムアナライズモードを用いて受信電力を記録した。図 4.3(右) に示すのは 2.465GHz を中心とした 5MHz 幅の受信電力を測定した際のスペクトログラムであり、横軸が周波数、縦軸が時間、色が受信電力を表示している。これを見ると電子レンジからのマイクロ波は周期的に ON/OFF を繰り返していることがわかる。この動作周期は電源周波数に依存しており、放射されるマイクロ波の周波数も変化することが知られているが [22]、今回の測定ではフレームレートが不十分なため、その動作を明確に判別することはできなかった。ピークとなる周波数は多少変化するものの、およそ 2.465GHz 付近に位置している。図 4.3(左) は右図マーカーの時点におけるスペクトラムである。この時点においては 2.46565GHz で -6.78dBm の最大受信電力が得られた。このように漏れ電波は特定の周波数に電力が集中する傾向にある。次にインバータ型の NE-EH225 についても同様の実験を行った。この際のスペクトログラムを図 4.4 に示す。発振周波数は 2.455GHz 付近にあり、トランス式に比べ、広い周波数に電力が分散する傾向があり、全体としての受信電力も -19.16dBm と低く抑えら

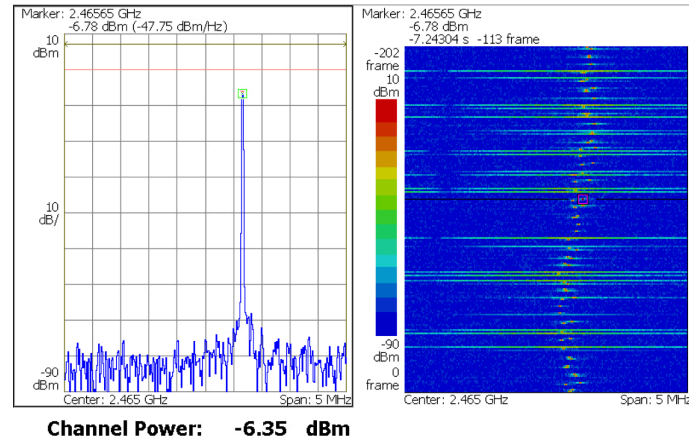


図 4.3: トランス式電子レンジ漏れ電波の遷移

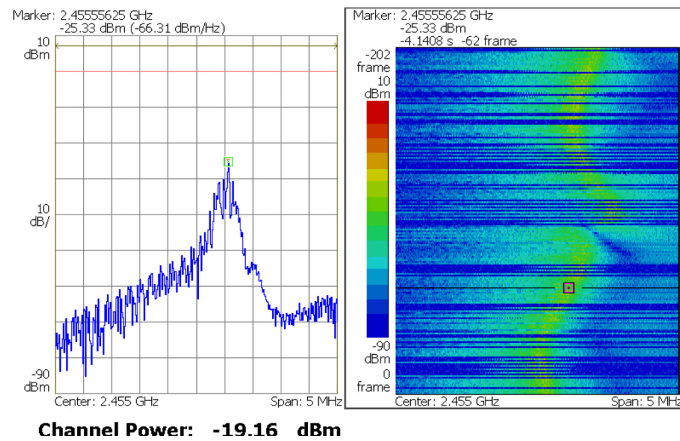


図 4.4: インバータ式電子レンジ漏れ電波の遷移

れていた．これはインバータ型の方がマグネトロンを駆動するための高圧交流電圧の周波数などを電源周波数に依存せず細かく制御できるため，電力がひとつの周波数に集中しないようにして，周辺機器や人体への影響を抑えるように設計されているためであると考えられる．これらの結果より，トランス型の電子レンジの漏れ電力から RF エネルギーハーベスティングを行うためには 2.465GHz 付近にて，-5～-10dBm 程度の入力電力で動作可能なレクテナを用意すれば良いということがわかる．インバータ型を利用する場合には，-10～-20dBm 程度での稼働が求められるため，動作条件が厳しくなる．なお，以後の実験は全てトランス型の NE-EZ2 にて実験を行なっている．また，機種や電子レンジ内部の温度などにより発振周波数が異なる例があるため，仕様上の発振周波数 2.45GHz を中心に数十 MHz の帯域で動作することが望ましい．

なお，測定により漏れ電波は主に正面方向に放射されていることがわかった．そこで，漏れ電波が前面の開口面（覗き窓）から面に対して垂直方向に一様に放射されていると仮定すると，電子レンジからの漏れ電波を開口面アンテナから放射された電磁界であるとみなすことができ，電子レンジの窓の横幅が a ，波長が λ であるとすると電力半値幅は

$$\Theta_{\frac{1}{2}} = 50.8 \frac{\lambda}{a} [\text{deg.}] \quad (4.1)$$

と求められ [31], 横方向の電力半値幅は 15.1 度と求めることができる。しかし, 電子レンジの開口面から放射される電磁波は庫内で反射を繰り返した後に放射されているため, 位相は揃っておらず, 必ずしも垂直方向に放射されているわけでもないので, 電力半値幅等は理論値とは異なる可能性が高い。さらにこの庫内の反射を通して, マルチパスフェージングが発生しており, それによる受信電力の変化も大きいと考えられる。このマルチパスフェージングの効果は, 庫内の反射状態に依存するので, 庫内にどのような形状の物が, どの位置に置かれているかによって変化する。

4.3 レクテナの実装

電子レンジからの RF エネルギーハーベスティングセンサノードののプロトタイプ実装を行った。前述のように電子レンジの漏れ電力から RF エネルギーハーベスティングを行うには 2.45GHz 付近で動作するレクテナを設計する必要がある。そこで FR-4(ガラスエポキシ) 基板上に実装したアンテナにより電子レンジからの漏れ電波を受信し, Dickson チャージポンプを通してセンサノードが動作可能な電圧を得る設計とした。

4.3.1 FR-4 基板上のアンテナの設計

500MHz 帯ではダイポールアンテナがよく用いられるが, 2.45GHz 帯や 5.6GHz 帯では省スペースに基板上に実装できるパッチアンテナがよく使用される。そこで, ここでは FR-4 基板上にダイポールアンテナ (図 4.5) とパッチアンテナ (図 4.6) をそれぞれ実装し, 比較することとした。図 4.7 及び 4.8 は Sonnet でのシミュレーションにおける電流分布である。500MHz 帯に比べ, 2.45GHz 帯では, さらに境界面に電流が集中することとなるが, 共振周波数においては, ダイポールアンテナの場合, エレメントの中心部, パッチアンテナにおいてはパッチの中心部に波の腹の部分が出て, 多くの電流が流れる。一方でエレメント端は節となるため, ほとんど電流は流れない。ここからもわかるようにダイポールアンテナ, パッチアンテナともに電界放射型の共振アンテナであるので, アンテナからの放射が起こる仕組みは同じである。ただし, ダイポールアンテナは基板の両面方向に放射するが, パッチアンテナは写真から見て裏にグラウンド平面が設置されており, 裏面方向には放射は起こらない。これは, 裏面に何らかの障害物などがあっても影響をうけないことを意味している。例えば, 金属面上にダイポールアンテナを設置すると, その影響により本来の性能を発揮することはできないが, パッチアンテナの場合は問題なく機能する。よって, パッチアンテナは設置場所の制約が少ないということがメリットと言えよう。また, アレイ化によって指向性を高める試みも広くなされている [5, 15]。一方でダイポールアンテナに比べるとパッチアンテナは放射効率が悪いという問題があるため, こうしたアレイ化などによって指向性を高めるなどの工夫をしなければ, 十分な利得が得られない。また, パッチアンテナはダイポールアンテナに比べて, 帯域幅が狭いため, 地上デジタル放送のような広帯域信号には不向きである。しかし, 電子レンジ漏れ電波については, ほぼ単一周波数の電磁波であり, 帯域幅を広く取る必要性はないので, パッチアンテナをアレイ化して指向性を高めることで, より高性能なレクテナを作成することができると考える。

4.3.2 Dickson チャージポンプの設計

電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングで用いるチャージポンプも第 3 章において述べた Dickson チャージポンプと基本的な設計は同じである。スペクトラムアナライザに

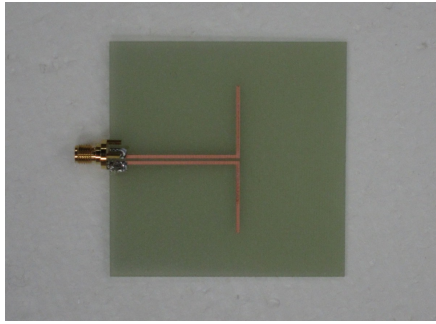


図 4.5: FR4 上のダイポールアンテナ

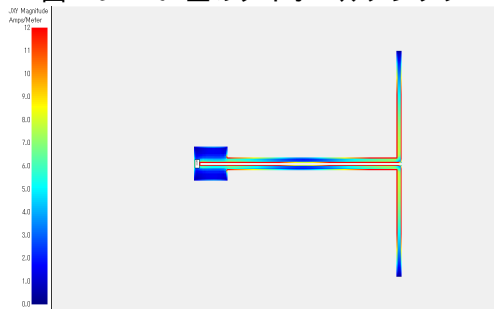


図 4.7: ダイポールアンテナの電流分布

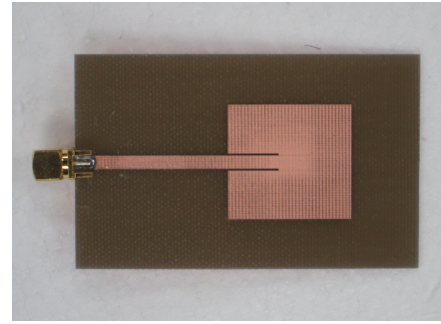


図 4.6: FR4 上のパッチアンテナ

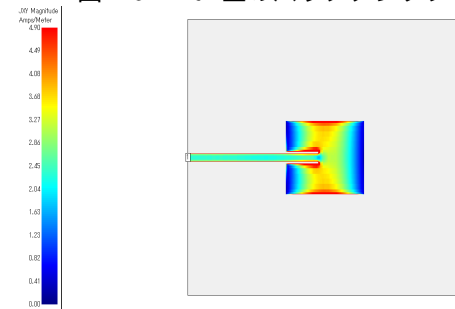


図 4.8: パッチアンテナの電流分布

よる測定によると、チャージポンプへの入力電力は 50cm 地点でおよそ $100\mu\text{W}$ であると推定されるので、電力レベルとしては TV 電波とほぼ同等であり、同様に 5 段の Dickson チャージポンプを利用することとし、基板パターンも同様のものを用いた。ダイオードも同様に SMS-7630 を採用し、最終段のダイオードには HSMS-286C を使用した。使用するコンデンサは周波数が 2.45GHz であることを考慮して、 5pF 、 8pF 、 10pF を候補とし、LT-SPICE によるシミュレーションで応答性などの性能を比較して、最終的に 8pF を採用した。

マッチング回路を設計するに当たっては、 500MHz の場合と異なり、 2.45GHz ではチップ素子の多くは自己共振周波数に達してしまうか、もしくは必要とされるキャパシタンスやインダクタンスの値が小さすぎ、適当な値の製品が存在しなかったりするため、4 分の 1 波長線路やスタブなどを駆使してマッチングをとることが一般的である。しかし、FR-4 上に実装したマイクロストリップライン上での 2.45GHz の実効波長はおよそ 65mm であり、4 分の 1 波長でも 16mm 程度ある。今回使用している基板サイズは $20\text{mm} \times 30\text{mm}$ であり、こうしたマイクロストリップ線路を用いたスタブを配置する余地はない。そのため、チップコンデンサを利用してマッチングをとることとしたが、この周波数領域で、こうした限られた値しかとれない素子でのマッチングは極めて難しく、十分なマッチングをとることができなかった。マッチング性能を改善するためには基板が大きくなることをある程度許容して、伝送線路を利用したマッチングを考える必要がある。その際は、Agilent Advanced Design System (ADS)、CST Microwave Studio などの高周波回路シミュレータを使用して、素子値だけではなく伝送線路を含めて検討することになるが、依然として半導体素子などのインピーダンスを完全に再現することは困難であるので、最終的にはシミュレータ上のインピーダンスと実際のインピーダンスを比較し、基板パターンを削ったり、銅箔を付け足すなどして、スタブの長さを微調整することとなる [27]。

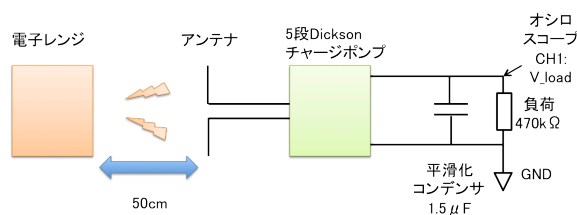


図 4.9: 回収電力測定の実験構成

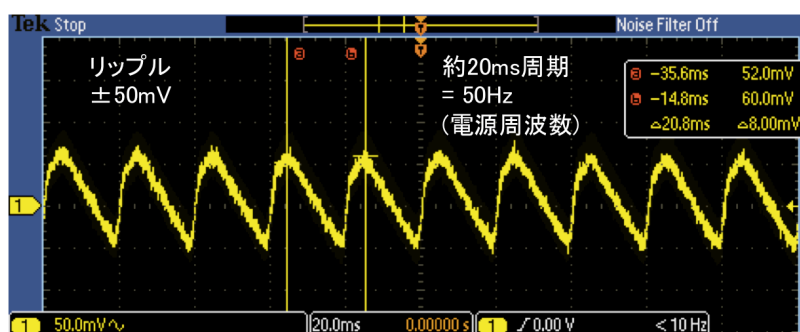


図 4.10: 平滑化後に残留している電源周波数での ON/OFF による影響

4.4 レクテナ性能の評価

4.3 節で、設計したレクテナを実装し、その性能を評価するため、レクテナにセンサノードのスリープ状態時の抵抗値を想定して $470\text{k}\Omega$ の負荷抵抗を接続し、電子レンジの正面 50cm の地点に設置して、負荷端の電圧を測定した（図 4.9）。電子レンジはマイクロ波の放射を電源周波数で ON/OFF するようになっているので、50Hz、20 ミリ秒毎に入力が途絶えてしまう。今回の測定においては数秒オーダーでの変化を観測したいので、電源周波数での ON/OFF 分は取り除いて観測するため、 $0.15\mu\text{F}$ のコンデンサを並列に加えることにより、観測波形の平滑化をはかった。図 4.10 に、負荷端電圧のリプルを示す。これを見ると電源周波数での ON/OFF による影響は $\pm 50\text{mV}$ 程度に収まっており、測定しようとしている電圧がおおよそ $500\text{mV} \sim 5\text{V}$ 程度であることを考えると平滑化によって、この影響を除去できていることが確認された。

電子レンジの運転の状態や、中にいれる食品の種類・状態によって回収電力がどのように変化するかを調べるため、様々な食品を電子レンジにいれて運転した場合のレクテナによる回収電力の遷移の測定を行った。ここでは、電子レンジが調理の際に加熱しているのは主に水分であることを考え、まず指標となるものとして、(a) 電子レンジが空の場合、(b) コップに入れた水をいれた場合、(c) 氷をいれた場合、について測定を行い、さらに実際の食品を加熱する場合を想定して、(d) 冷凍食品のチャーハン (e) 冷凍食品の餃子、(f) 常温のパスタ、のそれぞれ加熱した場合についても測定を行った図 4.11 に示すのはその結果である。これを見ると、空の場合は放射されたマイクロ波を吸収する対象物がないので、多くのエネルギーが漏れ出しており、 3V 以上という高い電圧を得ることができた。しかし、水が入っている場合はマイクロ波の多くが水に吸収されてしまうため、おおよそ 10 分の 1 程度となり最大でも 360mV の電圧しか得られなかった。また、水が沸騰すると漏れ電波もその影響を受けて、細かく変動することが確認できた。一方で氷を入れた場合、水が氷

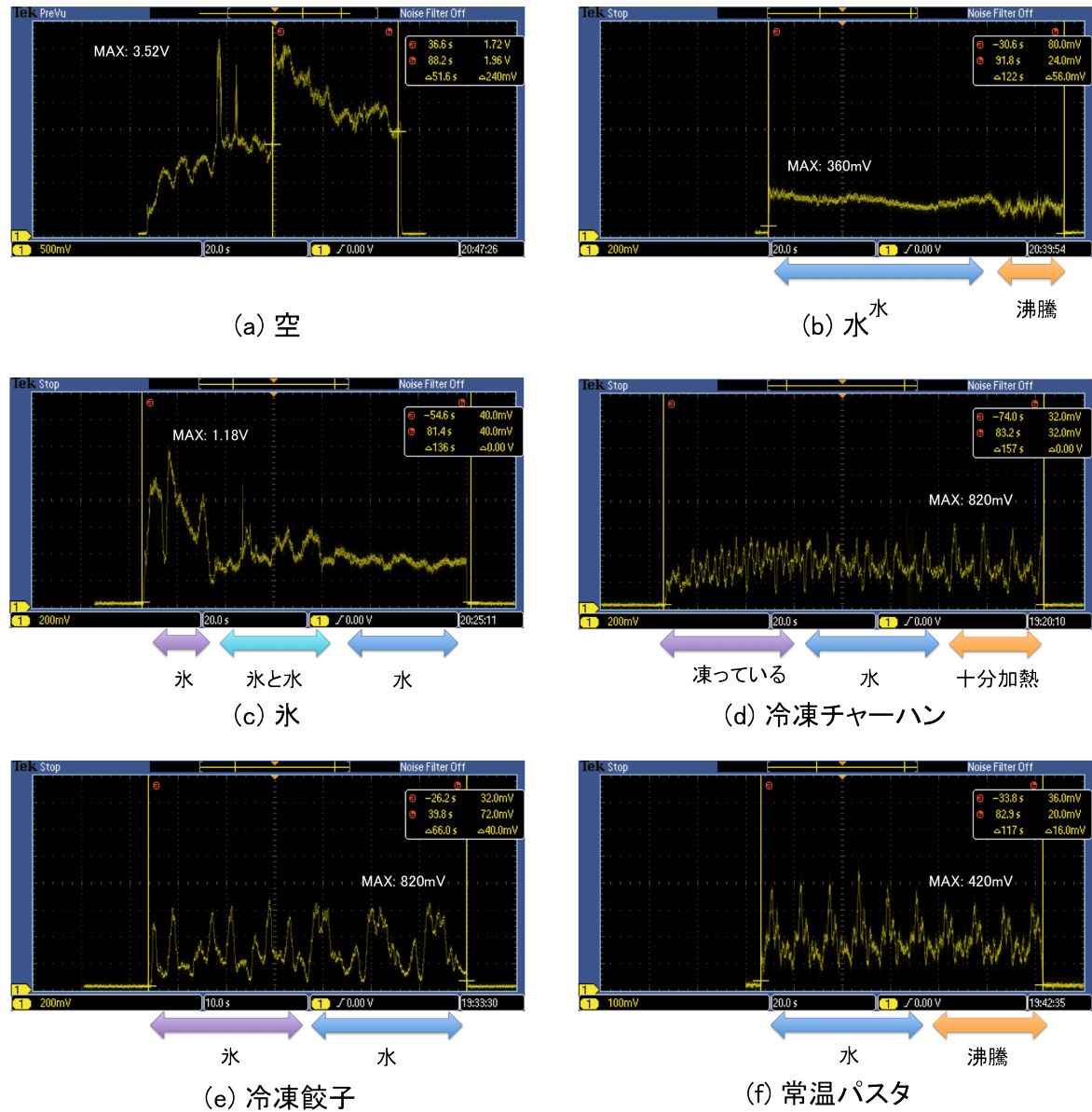


図 4.11: 各食品毎の回収電力の遷移

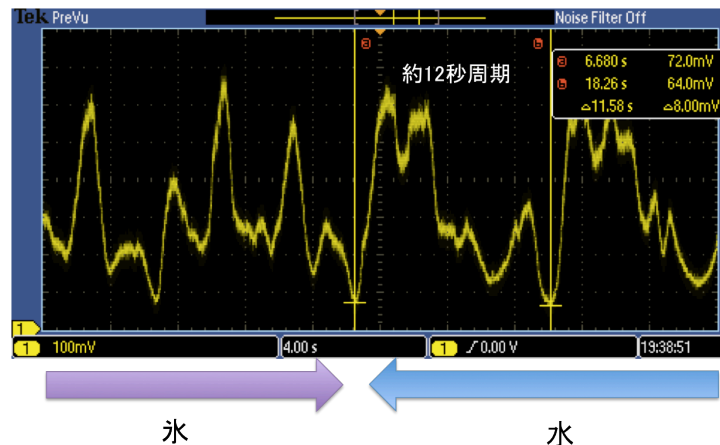


図 4.12: ターンテーブルの回転による周期的な回収電力の変化

の状態ではマイクロ波の多くが反射されてしまい、漏れ出しているのが観測できた。しかし、溶けていくにつれ、水の時と同じような特性となった。

このような傾向は、実際の食品でも同様に観測することができる。冷凍食品の場合は含まれる水分が氷の状態と水の状態では反射の状況が異なり、それが漏れ電波に現れている。ただし、氷のみを入れた場合は回収電力が最初の氷の状態の際にピークを迎えたが、冷凍食品の場合は、波形の変化は見られるものの、氷の状態の方が多くの漏れが発生するとは限らない。また、含まれる水の温度が上がると、漏れ電波が増加することがわかった。しかし、沸騰し始めると再び、回収電力は減少してしまう。これは温度が上がると、分子の振動が活発化してくると、分子を振動させるために費やされてきたマイクロ波のエネルギーが余り、漏れ出すようになってくるものと推測される。一方で、沸騰し始めると、水の激しい蒸発にエネルギーが費やされるため、漏れ出しにくくなると考えられる。

また、食品を加熱する際、電子レンジ内のターンテーブル上に加熱対象を置くことになるが、これが回転することで内部の反射の状況が変化し、それに伴うマルチパスフェージングの効果の変動によって、回収電力が変化しているのを観測することができた。図 4.12 に回収電力の周期的な変化を示す。これより、回収電力は電子レンジのターンテーブルが 1 周するのに要する約 12 秒周期での変化を繰り返していることがわかった。また、加熱対象の状態が変化した場合（例えば、水から氷になった場合）はこの周期的な波形が変化することがわかった。

このように電子レンジの漏れ電波から回収される電力は短期的には電源周波数と連動した ON/OFF 動作、長期的には食品の状態による変化、ターンテーブルの回転による周期的な変化を含むことがわかった。今後、電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングを検討するにあたっては、これらの特性を考慮してシステム設計を行う必要がある。

4.5 センサノードや小型機器への電子レンジ漏れ電波からの電力供給

次に実際にセンサノードや小型機器へ電力供給を行うことを想定して実験を行った。レクテナに $1000\mu\text{F}$ のコンデンサを接続し、電子レンジの正面に配置した状態で、電子レンジを 700W または

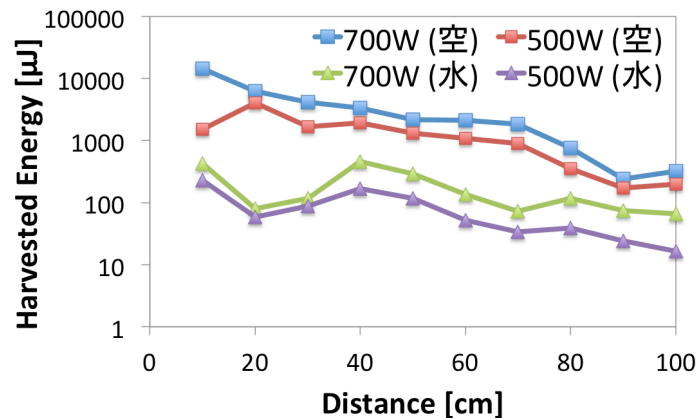


図 4.13: 電子レンジ漏れ電波から回収し、コンデンサに貯蔵された電力量



図 4.14: デジタル温度計の動作実験

500W で 2 分間動作させたのち、コンデンサに蓄えられていた電力量を電圧より算出した。これらの実験は電子レンジが空の状態、水入りのコップを入られた状態でそれぞれ実験を行った。加熱対象を入れた場合は多くのマイクロ波が対象によって吸収されるため、回収電力が低下する。この吸収効果は加熱対象の組成や状態に依存しており、コップ入りの水は吸収率が高いため回収電力量が空の場合の 10 分の 1 程度になってしまったが、一般的な食品の場合は漏れ電波は水の場合よりは多く、空の場合よりは少なくなる。また、同じ水でも固体の状態では液体の状態よりも吸収率が低く、氷を入れた場合の RF エネルギーハーベスティング回収電力の時間変化を観察すると、全て氷、氷と水が混ざっている状態では比較的多く回収できるものの、溶けるにつれ回収電力が低下することがわかった。なお、以後に示す結果は、電子レンジが空の場合のものを使用する。700W 動作の場合は 70cm 地点、500W 動作の場合は 40cm 地点よりも近い地点においてはコンデンサを eZ430-RF2500 [33] センサノードの最低駆動電圧である 1.8V 以上まで充電することができた、このレクテナはこの範囲において、センサノードを動作させるのに必要な電圧を獲得できることが確認された。

図 4.13 が電子レンジの正面扉からの直線距離及び出力と、回収電力量の関係を示したグラフである。なお、測定は各条件で 3 回ずつ行い、グラフにはその平均値を示している。回収電力量は距離が離れるにつれ減少するが、電子レンジ庫内での反射などにより干渉が発生していると考えられ、一部で回収電力が少ない地点が発生している。また、側面や背面についても同様の実験を行ったが、距離に関わらず、ほとんど電力を回収することができなかった。電子レンジの側面や背面は筐体の金属で覆われているため、ほとんどの電力は反射され、外には漏れ出していないと考えられる。一方で、前面には内部の様子を観察するために窓が設けられているため、そこから電磁波が一部漏れ出しており、それが主に前面に放出されている。700W で動作させた場合、電子レンジから 70cm 地点で 1.82mJ の電力量が獲得できた。eZ430-RF2500 でセンシングと無線通信を行うには 200 μ J 程度が必要であることを考慮すると、1 回の電子レンジの稼働により、約 9 回分の電力量が RF エネルギーハーベスティングで回収できている。また、図 4.14 のように 1.5V のボタン型電池で駆動するデジタル温度計 (TANITA TT-533) に電池の代わりにレクテナに接続した 1000 μ F のコンデンサを電力源として利用したところ、電子レンジ 700W 動作時に 60cm 以内で継続的に動作させることができ、こうした小型電子機器を動作させる用途でも利用可能であることが示せた。また、電子ペーパーなどへの表示に必要とされる電力量も数百 μ J 程度であるので、こうしたディスプレイを動作させることも可能であると考えられ、調理補助機器の充電用途としては十分な性能が得られていると言える。漏れ電波の半値角は 15 度であるから、レクテナを正面に配置できない場合でも、40cm 程度まで近づければ、この角度内では同等の電力が得られると見積もれる。

4.6 おわりに

本研究では電子レンジからの漏れ電波に着目し、RF エネルギーハーベスティングによって、センサノードの充電が可能であることが可能であることを示した。今後の課題としては、レクテナ効率の向上や効率的な電力運用法の検討などがある。不定期にならざるを得ない電子レンジからの電力供給下でも必要なセンシング動作を保證できるような電力運用法の検討などがある。

第5章

無線給電による農業用モニタ リングに用いるセンサノード

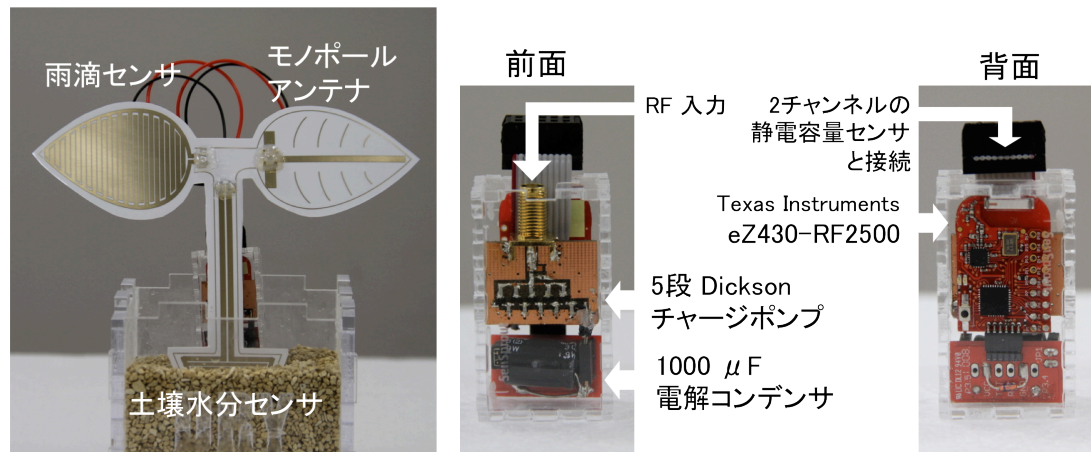


図 5.1: 農業モニタリング用センサノードの概要

図 5.2: 農業モニタリング用センサノードの構成

5.1 はじめに

本章では、RF エネルギーハーベスティング技術による無線給電によって動作するセンサノードの実装について述べる。これまで述べてきたセンサノードは、共に環境電波からの RF エネルギーハーベスティングであり、放送電波や電子レンジ漏れ電波など、他の用途で既に環境中に存在したり、発生しうる電波を電力源として利用するが、一般には、環境電波だけではなく電力供給用に給電源を設置して意図的に給電用の電波を放出し、それをセンサノードがレクテナでうけてセンサノードの駆動電源とする無線給電技術も含めて RF エネルギーハーベスティングと総称される。この場合、環境電波を利用する場合と異なり、システムを設置するユーザ自身が給電源を設置しなければならないため、設置にあたって設備投資がかさむことが欠点となるが、使用する周波数や放射電力をユーザ側で決めることができるため、設置場所などシステム設計の自由度が高いという利点がある。第3章で述べた地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングは運用場所がテレビ放送がほぼ24時間行われており、受信強度も強い都市部の屋外に限られる。また、第4章で述べた電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングもキッチンなど電子レンジがある場所から近い場所でなければ、十分に機能しないという制約がある。例えば、オフィス内の BEMS 用センサノードに RF エネルギーハーベスティングで電力を供給することを考えると、地上デジタル放送は室内には十分に届かず、Wi-Fi、Bluetooth などの通信用電波は存在するものの微弱であるため、RF エネルギーハーベスティングに適切な環境電波は存在しない。こうした場合には 900MHz 帯や 2.45GHz 帯といった ISM 帯に給電用の電波を発生させ、RF エネルギーハーベスティングに利用するという方法が考えられる。また、郊外では比較的小規模なテレビ塔を使用しているという事も考えられ、屋外においても地上デジタル放送の電波強度が都市部ほど強くないことも想定される。そうした環境下に置いては、やはり意図的に電波源を設置する必要がある。こうした背景を踏まえ、本章では農業モニタリング用センサノードに、無線給電を行うというシナリオを想定している。

5.2 農業モニタリング用センサノードの概要

提案する農業モニタリング用センサノードの概略を図 5.1 にしめす．このセンサノードは雨滴感知や土壌水分の測定を行う静電容量センサを搭載しており，農業モニタリング用のセンサノードとして機能する．その電力供給源として 920MHz 帯の RF エネルギーハーベスティングを用いており，これによりセンサノードは電池不要となる．電力供給源となる電波源を太陽電池で駆動させ，各センサノードへの電力供給は無線給電によって行えば，各センサノードに太陽電池を搭載する場合に比べ，コストを抑えつつもバッテリー交換なしでの運用が実現可能であると考えている．このシステムでは RFID リーダ用に確保されている周波数帯の電波を用いており，その電波から回収した電力を用いてマイコンが自律動作している．センサとしては，静電容量センサを 2 チャンネル搭載している．この静電容量センサの電極は銀インクを用いたインクジェット印刷技術をより，市販の写真用紙の上にくし形の電極パターンを印刷し，さらに耐水性を持たせるためにラミネートでコーティングを施してある．2 チャンネルの静電容量センサのうち「根」の部分のパターンによって形成されるセンサによって，土中の水分量の変化を「葉」の部分のパターンによって形成されるセンサで，降雨のあるなしを別々に検出することができる．また，RF エネルギーハーベスティングで必要となるアンテナも，もう片方の「葉」の部分にモノポールアンテナを同様のインクジェット印刷技術によって形成し，利用することとした．また，図 5.2 のように，整流回路としては 5 段の Dickson チャージポンプを，電力貯蔵装置としては $1000\mu\text{F}$ の電解コンデンサを，センサノードとしては Texas Instruments eZ430-RF2500 [33] を採用し，これらを 1 つの筐体の中に収めた．

米国などの大規模農業では灌漑の制御が作物の収穫量の最適化にとって最も重要であり，このような土壌水分や雨滴の検出による農業用モニタリングのセンサは有用であると考える．また，農地で使用することを想定した場合，液漏れの可能性のある電池を利用することは敬遠されるため，こうした放射電波を用いた無線電力伝送が電池駆動に取って代わる方法として期待できる．

5.3 レクテナの設計

本節では，RF エネルギーハーベスティングのために必要なアンテナとチャージポンプ回路の設計について説明する．

5.3.1 モノポールアンテナの設計

RF エネルギーハーベスティングに用いる場合においても，ダイポールアンテナは最も基本的なアンテナであり，帯域幅，放射効率にも優れ，設計も用意であることから，センサノードのレクテナ設計においても検討した．しかし，このセンサノードにおいて，920MHz 帯のダイポールアンテナを装備しようとする，スペースの制約から「葉」の部分を 2 枚分使用してしまい，雨滴センサの実装にあてるスペースがなくなってしまう．そこで，ダイポールアンテナの 1 つのエレメントに垂直にグラウンド平面を設けたモノポールアンテナを採用することとした．920MHz の波長 λ_0 は自由空間中では 326mm であり，モノポールアンテナのエレメント長はおおよそ 4 分の 1 波長であるので，81mm となるが，アンテナエレメントが誘電体基板上にある場合は，その波長短縮効果によって実効波長 λ_{eff} が短くなる．エレメントの大半が誘電体に囲まれている場合，この波長短縮効果は比誘電率 ϵ_r を用いて，次のように表すことができる．

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.1)$$

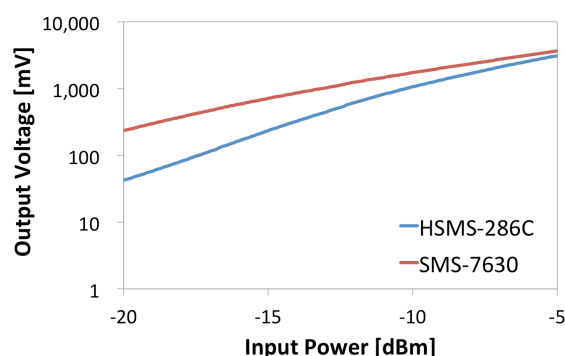


図 5.3: チャージポンプの入出力特性

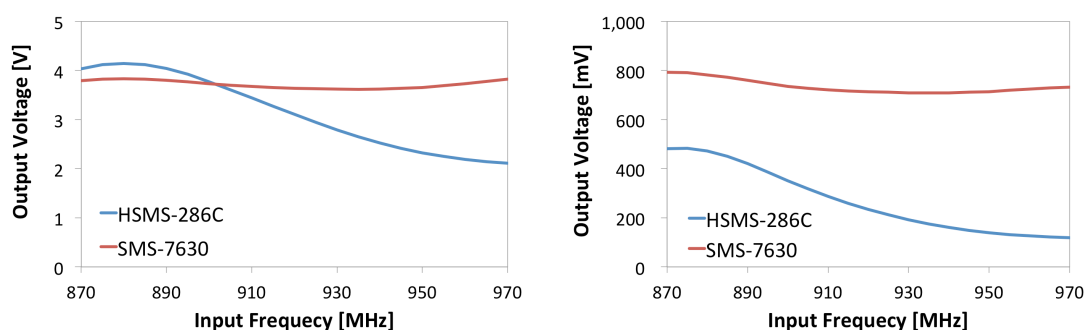


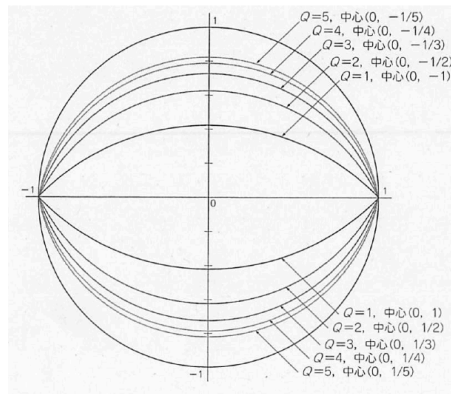
図 5.4: チャージポンプの周波数特性 (入力電力: -5dBm)

図 5.5: チャージポンプの周波数特性 (入力電力: -15dBm)

今回、用いたポリエチレンコートの写真用紙の比誘電率は 3.0 であるので、波長短縮効果を考慮すると、4 分の 1 波長は約 47mm となるが、誘電体が紙のように非常に薄い場合は波長短縮効果は弱まるため、最終的なエレメント長は電磁界シミュレータなどで調整する必要がある。そこで、エレメント長を変更しつつシミュレーションを繰り返して調整を行った結果、最終的なエレメント長は 56mm とすることとした。

5.3.2 チャージポンプの設計

このセンサノードで用いるチャージポンプ回路は、基本的には第 3, 4 章で用いたものと同様の 5 段の Dickson チャージポンプであり、ダイオードには SMS7630、最終段のダイオードのみ HSMS-286C を用いている。また、コンデンサはシミュレーションの結果から、12pF を用いることとした。マッチング回路としては 2 つのインダクタを用いている。この SMS-7630 を用いたものと、全てのダイオードを HSMS-286C で作成したものの性能を比較した。図 5.3 に各チャージポンプに 470kΩ の負荷を接続し、920MHz の正弦波を入力し、その入力電力を変えた際の出力電圧を示す。全般に SMS-7630 を用いたものの方が良好な性能を示すが、入力電力が増加するにつれ、その差は小さなものとなる。SMS-7630 と HSMS-286C の最大の相違点はその閾値電圧であり、1.0mA 時の閾値電圧を比較すると SMS-7630 が 135 ~ 240mV であるのに対し、HSMS-286C は 250 ~ 350mV と 100mV 程度高い。このため、入力電力が微弱である場合には SMS-7630 を使用するのがよいこ

図 5.6: 定 Q 曲線 [3]

とがわかる。

次に、チャージポンプの周波数特性を調べた。半導体素子が含まれた回路の場合、入力電力によって、マッチングの状況が変わり、周波数特性も変化するため、入力電力が-5dBmの場合と、-15dBmの場合について、図 5.4 と図 5.5 にそれぞれ示す。前述のように、入力電力が大きくなるとダイオードによる性能差は小さくなり、マッチングの精度が重要になる。このため、入力電力が-5dBmの場合には一部の周波数においては、HSMS-286C で作成したものの方が、うまくマッチングしているため、出力電圧が大きくなっている。なお、マッチングに使用できるチップインダクタの自己インダクタンスの値に限りがあるため、想定する動作周波数である 920MHz にマッチングのピークを正確にあわせることは困難である。一方で、入力電力が-15dBm の場合には、ダイオードの性能差によるところが大きいので、全域において SMS-7630 を用いたものの方が出力電圧が大きかった。

また、SMS-7630 のものの方が、周波数依存性が低いのが、これはマッチング前の実インピーダンスが SMS-7630 の方が大きいからである。こうした周波数選択特性は Q というパラメータで表され、 Q 値が高いほど、周波数選択特性が鋭くなる。すなわち、周波数依存性を下げるためには Q 値が低くなるように、マッチング回路を設計しなければならない。図 5.6 にスミスチャート上の定 Q 曲線を示す。低い Q 値でのマッチングを行うためには、インピーダンス整合時の軌跡が外縁部を通らないようにして、 Q 値が高くないようにする必要がある [3]。

Dickson チャージポンプ回路の場合、マッチング前はインピーダンスの実部が小さく、数 Ω から十数 Ω であり、虚部は-50~-100 Ω 程度になることが多いが、インピーダンスの実部はダイオードの直列抵抗成分に大きく依存する。データシートにおける等価直列抵抗は SMS-7630 が 20 Ω 、HSMS-286C が 6 Ω であるため、SMS-7630 の方がインピーダンスの実部が大きくなる傾向にあり、低い Q 値でインピーダンスマッチングをとりやすい。ただし、この直列抵抗成分は損失要因となりうるので、特に大きな電流が流れることが想定される場合には、この抵抗成分による損失にも留意しなければならない。

これらを考慮すると、広い帯域幅を必要とする場合や、入力電力が比較的小さい場合には SMS-7630 を使用することで高い RF/DC 変換効率が得られるが、一方で入力電力が比較的大きく、無線給電などのように単一周波数での運用が可能である場合には、HSMS-286C の方が高い変換効率を発揮する場合もあるということがわかる。このように、最適なチャージポンプ設計を行うには、帯域幅などシステム上必要となる要件や、入力電力などの使用条件を踏まえた上で、設計することが必要である。

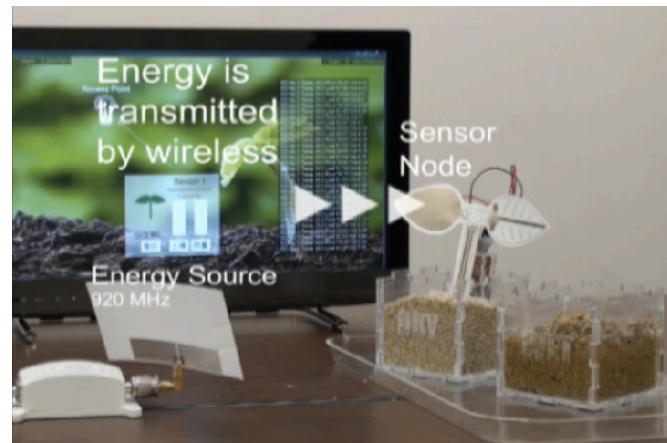


図 5.7: 農業モニタリング用センサの動作の様子

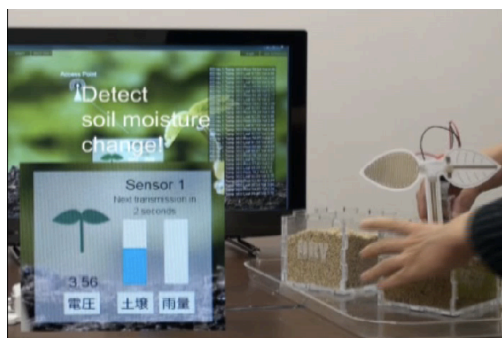


図 5.8: 土壌水分変化の検出

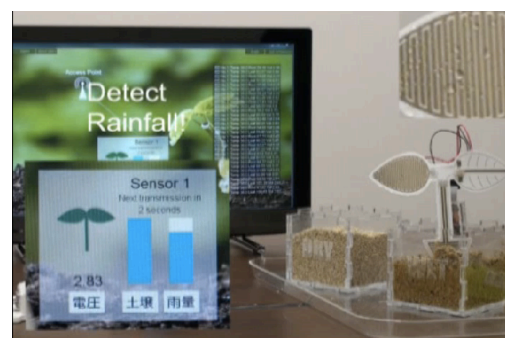


図 5.9: 雨滴の検出

5.4 農業モニタリング用センサノードとしての運用

このセンサノードの実際の動作の様子を図 5.7 に示す．図中，左の電波送信源から 920MHz の電波を送信し，センサノードが RF エネルギーハーベスティングによって，その電波から電力を回収し，センサノードを駆動する．なお，センサノードは間欠的な動作をしており，その起動周期は第 3 章の地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノードで用いた，簡易的な動的デューティーサイクル制御を用いて決定されている．

センサノードからは 2 チャンネルの静電容量センサから得た静電容量の値と，気温，供給電圧の 4 つを 16 ビットで，センサノードの ID と現在のデューティーサイクルを 8 ビットで表現して，合計で 10 バイトのデータを SimpleTI という通信プロトコルに従いアクセスポイントに送信している．アクセスポイントで受け取られたデータは PC 上の GUI プログラムによって，ディスプレイ上に表示されている．このプログラムは静電容量値の変化を検出すると，それを土壌水分の変化や雨滴の付着であるとして，図 5.8 や図 5.9 のように表示する．

5.5 おわりに

本章では、RF エネルギーハーベスティングによる無線給電で動作する農業モニタリング用センサノードのプロトタイプ実装を示した。このようにインクジェット印刷によって安価かつ環境負荷の小さいセンサノードを実装することができれば、大規模農業において、有益なセンサネットワークシステムとなりうると考える。実際に運用するにあたっては、センサノードの耐久性や静電容量センサの精度の評価を行う必要があるであろう、また、RF エネルギーハーベスティングの効率を上げ、遠距離であったり受信状況が悪い場所でも動作可能にするといったことも、より運用しやすいシステムを構築する上では欠かせない。その上で、最終的には電波送信源を太陽光で動作させることで、エネルギーハーベスティングによる電力のみで持続的にシステムを運用できるシステムとすることが望まれる。

■ 第6章

キャパシタ漏れ電力を考慮した動的デューティーサイクル制御手法

6.1 はじめに

エネルギーハーベスティング無線センサネットワークでは回収可能な電力が不安定であるため、それに応じた電力運用が必要になる。そのため、この問題に着目した電力管理手法が数多く提案されてきた。こうした電力管理手法は主に太陽光発電や風力発電、振動発電などよく用いられる発電技術を想定して設計されている。提案手法が対象とする RF エネルギーハーベスティングはその他の発電技術とは異なり、ノイズやフェージングなどによる短期的な回収電力の揺らぎと放送スケジュールや人間の行動パターンなどによる長期的な回収電力の変動へのロバスト性が求められる。提案手法ではこうした RF エネルギーハーベスティング特有の問題に着目し、電力利用効率の最大化を目指す。Vigorito ら [39] によって動的デューティサイクル決定手法が提案されている。この手法では LQ Tracking 制御を用いて、安定的な動作と効率的な電力運用を実現しており、2 次電池やキャパシタなどの蓄電素子に蓄えている電力量を示す残余電力量が常に一定になるように制御されている。一方で、この保つべき最適な残余電力量は発見的に決定されており、漏れ電力などの蓄電素子の特性を考慮した値となっていない。エネルギーハーベスティング無線センサネットワークは非常に頻繁に充放電を繰り返すことになるため、リチウムイオンバッテリーのような 2 次電池を利用すると充放電回数による劣化が問題となり、寿命が短くなってしまうという問題があり、キャパシタが 2 次電池に代わる蓄電素子として利用されている [4]。一方でキャパシタは自然放電による漏れ電力による損失が大きいという問題がある [40]。そこで提案手法は、こうしたキャパシタの漏れ電力問題に着目し、漏れ電力の削減により電力利用効率の向上を目指す。さらにセンサノードが電力不足に陥り起動不能になると再起動が必要となり、スリープモードからの立ち上がりに比べて多くの電力を消費してしまう。そのため、漏れ電力の評価のみではなく、並行して回収電力の変動によって起動不能になるリスクを回避しなければ、必ずしも効率的な電力運用は実現されない。よって、提案手法では漏れ電力による損失に加え、電力不足で動作不能になることによる損失を求め、それらによる損失を総合的に評価し、最小化することで最適な残余電力量を導出した。さらにこの最適な残余電力量はエネルギーハーベスティング回収電力に応じて変わるため、動的に最適な残余電力量を変更する処理を行なっている。これにより、短期的なノイズだけではなく、長期的な回収電力の変動に対しても対応可能である。このような最適駆動点決定法と動的デューティサイクル制御手法を用いることで、従来手法では、漏れ電力によって失われていた電力をセンサノードの駆動に利用可能となり、さらに回収電力の短期的なノイズと長期的な変動の双方に対するロバスト性が確保することができた。これにより電力の利用効率を高め、センシングのサンプリングレートを向上させることが可能になった。

6.2 関連研究

エネルギーハーベスティングを活用することで無線センサネットワークの可用性を大幅に高めることができる。一方で、エネルギーハーベスティングで獲得可能な電力は周辺環境に大きく依存し、電力供給源として不安定であることが多いため、それを考慮した電力運用が求められる。このため、間欠的動作における動作頻度を決定する デューティサイクル制御を行う手法や、マルチホップ通信の通信経路をノードの貯蔵電力に応じて切り替える手法、送信電力を決定する手法などが提案されている。これらの管理手法を用いることで、不安定な電力供給下においても、無線センサネットワークが安定して継続的な動作ができるようになる。本節ではこれらの関連研究について述べる。

6.2.1 Energy Neutral Operation

エネルギーハーベスティング無線センサネットワークにおいて、安定的動作の条件として広く用いられているものとして Kansal らによる Energy Neutral Operation がある [41]。Energy Neutral Operation とは回収する電力が消費電力を常に上回るような制御を行うことをいう。これにより、半永久的な動作が保証される。この Energy Neutral Operation はデューティサイクル制御、マルチホップ通信、送信電力決定手法など、各種の制御に適用可能な概念と言える。

6.2.2 Energy Neutral Operation MAX

Energy Neutral Operation は無線センサネットワークの安定的動作の条件として機能し、システムの持続性を維持する制御ではあるが、回収電力が消費電力を上回るという状態は別の視点で見ると回収電力を十分に使いきれてないととることもできる。そこで、Energy Neutral Operation にさらなる制約を加えて、回収電力が消費電力と等しくなるように制御を行うことで、回収電力を最大限に利用することを目指した Energy Neutral Operation MAX というものが Vigorito らにより提案されている [39]。Energy Neutral Operation MAX が継続して実現されていると、回収電力と消費電力が等しくなるので、定常的に一定の貯蔵電力レベル(残余電力量)を維持することになる。そこで、Vigorito らは所望の残余電力量(最適な残余電力量)で最小となる二次関数を目的関数として設定し、Linear Quadratic (LQ) Tracking 制御を用いた目的関数最小化によりデューティサイクル決定手法を通して実現している [39]。ただし、この研究においては最適な残余電力量はある範囲内に収まるべきであると示すにとどまっており、最適な残余電力量は発見的に決定されている。また、この最適な残余電力量は常に固定の値となっている。

6.2.3 Optimal Data Transmission Policy

Sharma らは送信電力決定手法において、スループットを最適化する送信電力決定手法として提案しているものは Energy Neutral Operation MAX と同様の条件を満たすように送信電力を決定している [42]。この手法においてはこの状況を維持するために回収電力の平均と消費電力が等しくなるように送信電力を決定している。また、これを発展させ、フェージングが存在する環境下においても、最適な送信電力を決定する手法が提案されている [43]。近年の無線センサネットワーク用の無線モジュールは送信電力を任意に操作できるものがあり、そうした機能を利用することで送信電力の調整が可能である。例えば、無線センサネットワーク用の実験で広く使われる Mica2 ではデータ送受信モジュールとして CC1000 を利用しているが、この CC1000 は 868 MHz 帯で送信電力を -20dBm から 5dBm の間で 1dBm 刻みで変更可能である。

6.2.4 提案手法との関係性

6.2.1 節で述べた Energy Neutral Operation はこの研究をはじめ、無線センサネットワークにおける電力管理手法で広く用いられているものである。提案手法はこれらの 6.2.2 節で述べた Vigorito らのデューティサイクル制御手法をベースにしている。この制御手法では最適な残余電力量をシステム設計者が指定した固定の値として設定することになっている。しかし、最適な残余電力量を固定すると大域的な回収電力の変化を考えると必ずしも効率的ではない可能性がある。また、この制御手法は蓄電素子の特性は残余電力量に依存しないという仮定のもとで考えられている。提

案手法では第3章で述べたような、地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングセンサノード上への搭載を想定して検討している。ここで想定するセンサノードはエネルギーハーベスティング無線センサネットワークでよく用いられるキャパシタ駆動型のセンサノードである。提案手法は、そこで深刻な問題となるキャパシタの漏れ電力に着目し、その削減を安定的な動作に影響を与えることなく実現可能な最適な残余電力量を算出している。また、それに加え提案手法ではそれを動的に適切な値に設定することで、長期的な運用における回収電力の変化に柔軟に対応し、電力運用効率を高めている。

6.3 Linear Quadratic Tracking による動的デューティサイクル決定法

提案するデューティサイクル制御手法は6.2.2節で述べた手法と同様に Linear Quadratic (LQ) Tracking により最適な残余電力量を維持する制御を行っているので、本節ではこの手法について説明する。

6.3.1 エネルギーハーベスティングセンサノードのシステムモデル

あるセンサノードにおいて、 k をインデックスとしたタイムスロットをベースに動作するシステムを考える。まず、蓄電素子となるキャパシタが設計上最大の電圧で充電された状態におけるキャパシタに蓄えられている電力量を基準として、現在キャパシタに蓄えられている電力量を正規化し、この値を残余電力量 B_t と定義する。ここにおいて B_t の定義域は $B_t \in [0, 1]$ となる。6.2.2節で述べた Energy Neutral Operation MAX は Energy Neutral Operation を維持することと、エネルギーハーベスティングによる電力を最大限利用することの両立を目指している。初期の残余電力量を B_0 と置くと、 $B_t < B_0$ となっていれば Energy Neutral Operation が崩れていることを示し、 $B_t \geq B_0$ は Energy Neutral Operation が保たれていることを示している。一方で $B_t > B_0$ は回収した電力を十分に使い切れていないということを示している。そこで回収電力を最大限利用するためには $B_t \leq B_0$ であることが必要であると考えられる。これを実現するためには $(B_t \geq B_0) \cap (B_t \leq B_0)$ for $\forall t > 0$ が必要である。これはすなわち $B_t = B_0$ for $\forall t > 0$ が必要であるということである。このように、Energy Neutral Operation MAX を任意の時間 $\forall t > 0$ において達成する条件はこの B_t, B_0 を用いて

$$B_t = B_0 \text{ for } \forall t > 0 \quad (6.1)$$

と表せる。

この Energy Neutral Operation MAX を任意の時間 $\forall t > 0$ で維持するのは実際のところ困難である。そこで、目的関数として次のようなコスト関数を設定し、これを最小化することで、Energy Neutral Operation MAX に近い状況を常に保つように制御を行う。これにより、最適なデューティサイクルが決定される。コスト関数は

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (B_t - B_0)^2 \quad (6.2)$$

と定義する、この関数の値が小さいほど、理想とする ENO-MAX に近い状態であるといえる。

6.3.2 有色ノイズ線形システムと LQ Tracking 問題

設定した目的関数の最小化問題は Linear-Quadratic(LQ)Tracking 問題と捉えることができる．そこでまず，次のような有色ノイズ線形システムを考える．

$$y_{t+1} = ay_t + bu_t + cw_t + w_{t+1} \quad (6.3)$$

ここにおいて y_t はシステムのアウトプット， u_t が制御量， w_t がノイズである．そして，それに加え実数係数 $a, b, c \in \mathbb{R}$ を用いて表している．なお，係数 c は前タイムスロットにおけるノイズがシステムの次状態にどの程度の影響を与えるかを示している．

y^* が目標とする出力の状態であるとするこのシステムの目的は

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y_t - y^*)^2 \quad (6.4)$$

を最小化することである．これを最適化する制御量 u_t は

$$u_t = \frac{y^* - (a + c)y_t + cy^*}{b} \quad (6.5)$$

と求まる [44]．ここで注目すべきは，制御量 u_t がノイズ w_t には依存しないが，係数 c には依存するという点である．

6.3.3 勾配降下法による係数ベクトル推定

今回，想定するシステムでは係数 a, b, c の値は既知ではないため，この式の a, b, c を勾配降下法によって推測してやる必要がある．まず，これを求めるため，係数ベクトル $\theta = (a + c, b, c)^T$ と，特徴ベクトル $\phi_t = (B_t, u_t, -B^*)^T$ を定義する．これにより前述の式 (6.5) は $\phi_t^T \theta = B^*$ と表現できる．この特徴ベクトルと係数ベクトルを用いて，勾配降下法により推定される $\hat{\theta}_{t+1}$ は

$$\hat{\theta}_{t+1} = \hat{\theta}_t + \frac{\mu}{r_t} \phi_t (B_{t+1} - \phi_t^T \hat{\theta}_t) \quad (6.6)$$

と求められる [44]．ここで， μ : ステップサイズパラメータ， $r_t = \sum_{k=1}^t \phi_k^T \phi_k$ である．この推定した次のタイムスロットにおける係数ベクトル $\hat{\theta}_{t+1}$ のパラメータを前述の式に代入することで u_{t+1} を求めることができる．

ここで設定している目的関数は整理すると

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (B_t - B_0)^2 \quad (6.7)$$

である．これを，前述の式 (6.4) と比較すると y_t が残余電力量 B_t であり，デューティサイクル u_t として適用できる． w_t は残余電力量の変動に影響するノイズであるが，これは回収電力によるものであるこの w_t がエネルギーハーベスティングによる残余電力量への寄与であると考えられる．また，最適なシステム出力 y^* は $y^* = B_0$ となるが，この残余電力量はシステム要件に応じて適切な値にすることが望ましい．この所望の残余電力量を最適な残余電力量 B^* と定義し，システムが最適な残余電力量を維持するように動作させることを考える．

6.4 最適駆動残余電力量の算出

ここまで、既存研究である LQ Tracking による動的デューティサイクル制御手法について説明した。この Energy Neutral Operation MAX (ENO-MAX) を実現する LQ Tracking において、最適な残余電力量 B^* は維持しようとする残余電力量であり、非常に重要な意味を持つ。本節ではその最適な残余電力量の導出法について説明する。

6.4.1 既存手法における最適な残余電力量設定の問題点

既存研究においてはこの値は 0.5 から 0.75 の値の間で、適切な値をシステム設計者が定めて設定すれば良いと言及するにとどまっている。最適な残余電力量 B^* をこうした発見的な方法で決めても問題ないとしているのは、キャパシタなどの蓄電素子の特性を残余電力量に関わらず常に一定のものとして見なしているからであると考えられる。一方で設定する最適な残余電力量 B^* に制限を設けているのは、限界まで充電しきってしまい、エネルギーハーベスティングで得られた電力を貯める余地がなくなることによる損失や、逆に電力を放電しきってしまい、センサノードを起動できなくなることによって生じる損失を考慮しているためである。そこで、提案手法ではキャパシタ漏れ電力特性を考慮し、さらに前述のような電力を放電しきってセンサノードを起動できなくなることによる損失を確率的なモデルとして考え、この 2 つの要素を組み合わせることでコスト関数を設定する。そして、そのコスト関数を最小化する値を求めることで、最適な残余電力量 B^* を決定する。

6.4.2 キャパシタ漏れ電力の評価

キャパシタの漏れ電力は典型的なキャパシタのスペック上は直流漏れ電流として表現されている。この直流漏れ電流はキャパシタにある電圧 V_c をかけて、しばらく経ってから電圧が安定した状態で流れる電流を測定したものである。理想的なキャパシタであれば、この値は 0 になるはずであるが、現実のキャパシタでは数から数十 μA の漏れ電流 I_l が存在する。キャパシタの実用的な等価回路では理想的なキャパシタに直列に R_s 、並列に R_l 抵抗が配されており、この並列抵抗がキャパシタ漏れ電流を表現している。この等価回路に従えば、十分に時間がたった後の直流漏れ電流はキャパシタ印加電圧 V_c を用いて、 $I_l = V_c / (R_l + R_s) \simeq V_c / R_l (R_l \gg R_s)$ と求まる。実際のスペックシートを参照すると μF オーダーの電解コンデンサではキャパシタ漏れ電流は $I_l = kCV_c (k \simeq 0.01)$ という特性であることが示されている。なお、これは等価回路上の抵抗値が $R_l = 1/kC$ であることを示している。この漏れ電流によってキャパシタから流出する漏れ電力 P_l は $I_l V_c$ で求められるので、

$$P_l = kCV_c^2 \quad (6.8)$$

と求まる。キャパシタの場合、残余電力量 B_t は設計上の最大印加電圧を V_{max} と置くと、

$$B_t = V_c^2 / V_{max}^2 \quad (6.9)$$

であるので、漏れ電力は残余電力量 B_t を用いると

$$P_l = kCV_{max}^2 B_t \quad (6.10)$$

となり、残余電力量に比例することがわかる。これより T 秒間で漏れ電力によって失われる電力量をコスト関数として定義すると

$$f_{leak}(B_t) = W_L = k_L B_t T (k_L = kCV_{max}^2) \quad (6.11)$$

と表せる．

6.4.3 電力不足による起動不可能リスクの評価

次に，残余電力量が低いために突発的な回収電力の低下によって，センサノードが動作するために最小限必要な貯蔵電力 B_{min} を下回り，センサノードが起動不可能になることによって失われる電力量を求める．スリープモードと停止モードを持つセンサノードは一般的に，スリープモードから復帰するのに比べ，再起動に要する電力量が大きい．例えば，eZ430 RF2500 の場合，スリープから復帰してセンシング動作を行う一連の動作でおよそ $200\mu\text{J}$ の電力量を必要とするが，停止状態から初期化動作などを行って復帰するには約 5 倍の 1.03mJ を要し，回収したエネルギーを不必要に使用してしまうこととなる．そこで，このように電力不足から再起動に陥ることで失われる電力量を電力不足による起動不可能リスクによるコスト関数と考える．このコスト関数は確率的なモデルによって定義されるので，ここでは現時刻が t として， T 秒後に電力不足に陥る確率を求める． T 秒の間にエネルギーハーベスティングによって回収した電力量を W_h とし，センシングによる消費電力量を W_c とする．なお，これらの値はキャパシタの最大貯蔵電力量によって正規化した値である． T 秒後の残余電力量は

$$B_{t+T} = B_t + W_h - W_c - W_l \quad (6.12)$$

であるので， T 秒後に残余電力量が動作するための条件 $B_{t+T} > B_{min}$ を満たすための W_h の条件は $W_h \leq W_c + W_l - (B_t - B_{min})$ である．電力量の確率分布関数を $p(W_h)$ と置いて，その確率 P_{dead} を求めると

$$P_{dead}(B_t) = \int_0^{W_c + W_l - (B_t - B_{min})} p(W_h) dW_h \quad (6.13)$$

となる．つまり，この確率はエネルギーハーベスティングで回収可能な電力量の累積分布関数 $P(W_h)$ を用いて，

$$P_{dead}(B_t) = P(W_c + W_l - (B_t - B_{min})) \quad (6.14)$$

と表せる．LQ Tracking によって適切なデューティサイクルが設定されていれば，ENO-MAX が実現されており $W_c + W_l$ は平均回収電力量 $E[W_h]$ と等しくなるように制御されるので，ここで $W_c + W_l \simeq E[W_h]$ と近似できる．そして，これに再起動に要する電力量 W_r をかけることで，再起動によって失われる電力量が確率的なモデルから導かれる．すなわち，この起動不可能リスクによる損失は

$$f_{dead}(B_t) = P_{dead}(B_t) W_r \quad (6.15)$$

となる．

6.4.4 コスト関数の組み合わせと最適な残余電力量の導出

この 2 つのコスト関数を足しあわせて複合的なコスト関数を設定する．組み合わせたコスト関数は

$$f(B_t) = f_{leak}(B_t) + f_{dead}(B_t) \quad (6.16)$$

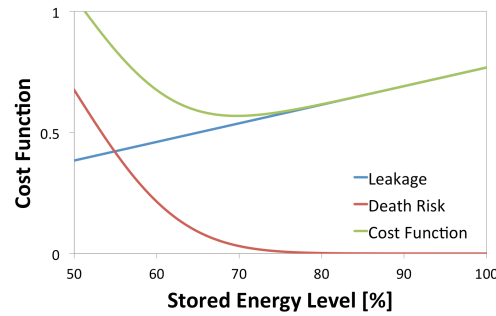


図 6.1: 複合コスト関数

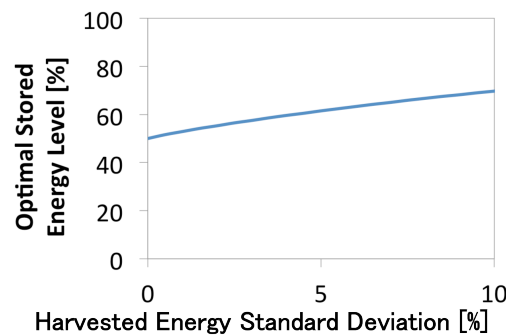


図 6.2: 回収電力の分散と最適な残余電力量の関係

であり，これを図示すると図 6.1 のようになる．ここでは電力量の分布関数が正規分布に従っていると仮定してコスト関数を求めた．このコスト関数は W_h の分布関数に応じて変化するので，回収電力の平均値を測定し，その値から分布関数を推測してコスト関数を求める．この関数を最小化する B_t が最適な残余電力量であるので，6.3 節で述べた LQ Tracking において維持しようとする最適な残余電力量をここで求めた残余電力量に設定することで，残余電力量不足で再起動に陥ることによる損失と漏れ電力による損失の合計を最小化することができる．

6.5 動的な最適残余電力量変更

第3章で詳しく述べたように地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングではメンテナンスなどによる放送休止による回収電力の長期的な変動と，フェージングによる短期的な変動の両方に対してロバスト性を確保することが重要であると考えられる．そこで本節では 6.4 節で求めた最適な残余電力量を動的に変動させる制御について説明する．

6.5.1 平均回収電力と最適な残余電力量の関係

6.4.4 節で述べたように最適な残余電力量は平均エネルギーハーベスティング回収電力量 W_h の確率分布，特にその変動量によって変動すると考えられるので，回収電力量の標準偏差によって変化すると考えられる．図 6.2 に示すように回収電力量の標準偏差が増加すると，6.4.3 節で求めた電力不足リスクによる損失の項が増加し，電力不足リスクを回避するために最適な残余電力量は高

くなる．回収電力量の変動量がキャパシタに貯蓄可能な電力に対して，相対的に大きくなってくると，回収電力量の変動によって，電力不足に陥り起動できなくなるリスクが増大する．これらのことを踏まえ回収電力量の確率分布の変化に応じて，最適な残余電力量を調整することが望ましいと考える．この回収電力量と最適な残余電力量の関係は非線形な関数になるので，マイコン上で処理するために区分線形近似を行い，容易に最適な残余電力量が求められるようにする．

6.5.2 平均エネルギーハーベスティング回収電力の測定

最適な残余電力量を求めるには，回収電力量の確率分布が必要だが，それを直接的に観測することはマイコンのメモリ空間の制約などを考えると難しい．予め回収電力量の変動パターンを計測器で測定しておき，回収電力量の確率分布を得ておく．そして，現時刻で回収電力量がどの確率分布に従っているかをハーベスティング回収電力の平均から推測して，それを元に最適な残余電力量を求めることで動的な変動を実現する．回収電力量の平均をとるにあたっては，現タイムスロットから見て， T スロット前までの回収電力を集計して平均回収電力を求め，そこから確率分布を推測し，6.5.1 節で示した関係性を用いて対応する最適な残余電力量を選択する．ここで，この窓幅 T を調整することによって回収電力のパターンの変化に対する応答を設定することができる．この値は回収電力の短期的な変動の分散に応じて設定し，変動を抑制する必要があると考えられるが，一方で大域的な回収電力の変化に対しては追従しなければならない．そこで，短期的に見た場合の分散が大きい場合には窓幅を大きくして，短時間での変動に対して過敏に反応しないような窓幅の設定が必要である．

6.6 シミュレーション結果

提案手法をシミュレーションにより評価した．このシミュレーションにおいては，固定の最適な残余電力量を維持しようとする LQ Tracking を比較対象とし，提案手法との動作及び性能を確認した．本節ではその評価結果について説明する．

6.6.1 デューティサイクル制御の動作

デューティサイクル制御によって，エネルギーハーベスティング回収電力の変化に対して，どのようにデューティサイクル制御が対応するのかを確認した．ここでは，実際の RF エネルギーハーベスティングを想定した電力パターンについて評価を行った．第 3 章で述べたように，地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティング回収電力は 1 日周期の変化を持っている．そこで，スペクトラムアナライザによって，測定したチャンネル電力のデータより図 6.3 のようなテレビ放送電波からのエネルギーハーベスティングの 1 週間分の発電パターンを作成した．そして，この回収電力パターンを入力して，それに対するデューティサイクルの変化を 2 日目のデータについてプロットしたものが図 6.4 である．これを見ると回収電力が増加するとデューティサイクルが増加し，逆に減少するとデューティサイクルも減少して，残余電力量を 6.4 節で述べた手法で導出される最適な残余電力量に維持するように動作していることが確認できる．次にこのデューティサイクルによってもたらされる残余電力量の変化を図 6.5 に示した．回収電力に応じたデューティサイクル制御により，残余電力量は最適な残余電力量として求められた値と誘導されている．従来の LQ Tracking は全体の平均回収電力から求めた最適な残余電力量を定数として

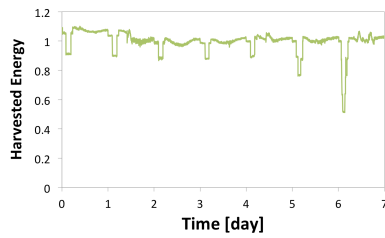


図 6.3: テレビ電波からの電力回収パターンモデル

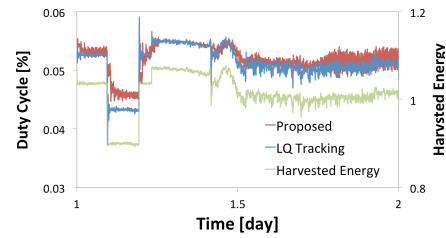


図 6.4: デューティサイクルの推移

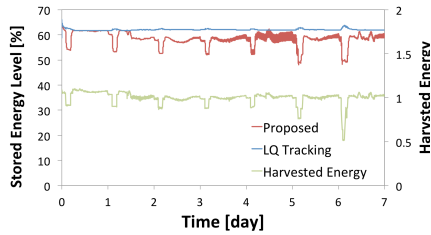


図 6.5: 残余電力量の推移

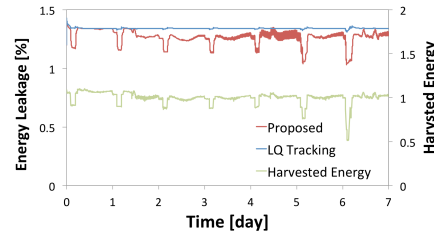


図 6.6: キャパシタ漏れ電力の推移

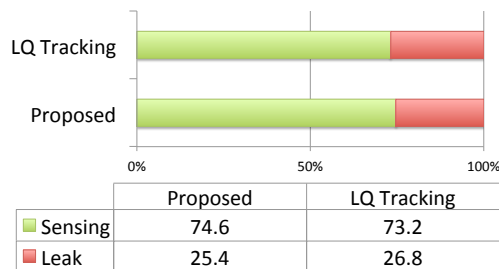


図 6.7: 長期運用を想定した場合の電力消費配分

定義している．これに従い，デューティサイクル制御によって固定の最適な残余電力量を維持しようとするので，回収電力が変化しても一定の残余電力量を維持しているのがわかる．一方で提案手法では，最適な残余電力量を回収電力にあわせて動的に変化させているので，回収電力が少なくなった場合には残余電力量を引き下げている．これは回収電力の減少を，深夜帯の放送停止によるものとみなし，深夜帯の確率分布は日中に比べ，フェージングなどの影響が小さく，回収電力量の変動も小さいと見なして，その条件のもと目的関数を評価しなおした結果，最適な残余電力量が小さくなったためである．これにより図 6.6 に示すように残余電力量に比例する漏れ電力も LQ Tracking に比べ低減することに成功した．

6.6.2 長期的な回収電力変化に対する有効性の評価

この 1 週間分のデータで運用した結果を図 6.7 に示す．全体がこの期間にセンサノードに供給された電力量である．そのうち，センシングの動作に用いられた電力量とキャパシタ漏れ電力により浪費された電力量を割合で示した．既存の LQ Tracking では固定の最適な残余電力量を用いてい

るが、提案手法ではエネルギーハーベスティング回収電力に応じて、最適な残余電力量を変更しており、それによって漏れ電力の低減をはかっているため、全体の 26.8% が漏れ電力によって失われていたものを、25.4% にまで低減することができた。これは漏れ電力に着目すると従来手法に対して 5.34% の削減効果があったということを示している。この漏れ電力の削減分はセンシング動作にあてられ、これによりデューティサイクルを高めに設定し、より細かな時間間隔でセンシングを行って多くの情報を収集したり、センシングの信頼性を高めたりすることが可能となる。この結果より、提案手法は想定したシステムで漏れ電力を考慮して、動的に最適な残余電力量を変更することで、漏れ電力として失われていた電力をセンシング動作に利用することに成功したことを確認した。

6.7 おわりに

提案手法は環境電波からのエネルギーハーベスティングに着目し、そこで求められるノイズによる短期的なエネルギーハーベスティング回収電力の変動と、1 日周期で存在する大域的な回収電力の変化の双方に対して、ロバスト性を確保する最適駆動点を求め、それを動的デューティサイクル制御により維持する手法を提案した。この動的デューティサイクル制御は短期的な変動への耐性を確保するため LQ Tracking により最適な残余電力量、すなわち最適駆動点を維持するような制御を行っている。この最適な残余電力量は蓄電素子となるキャパシタの漏れ電力問題に着目し、その漏れ電力によって失われる電力量と、電力不足によって起動不能に陥ることによって失われる電力量を複合的に評価して算出している。さらに、長期間にわたる運用における電力運用効率を高めるため、回収電力の確率分布の変化に応じて最適な残余電力量を変更することによって、シミュレーション上で漏れ電力を 5.34% 削減し、その削減により利用可能になった電力をセンシング動作にあてることで、エネルギー利用効率の向上を実現した。

第7章

結論

7.1 本研究の主たる成果

既存の無線センサネットワークではバッテリー交換によるコストが高く、無線センサネットワークの実用化の障壁となってきた。エネルギーハーベスティング技術を無線センサネットワークに適用することで、この問題を解決しようという試みはなされているが、太陽光や風力などは回収できる電力が設置環境や天候に大きく左右される問題があり、利用可能な環境が限られていた。そこで、環境中に広く存在するが、微小なために見過されてきたエネルギーをエネルギーハーベスティングにより回収して、センサノードを駆動させることが考えられるようになった。近年のマイコンの省電力化や電力回路の高効率化により、こうした微小なエネルギーを活用することができるようになった。本研究では、このような微小電力のエネルギーハーベスティングの一つとして、RF エネルギーハーベスティングに着目し、第3章で地上デジタル放送電波から、第4章で電子レンジ漏れ電波から、センサノードなどを駆動させるだけの電力が得られることを示した。また、こうしたRF エネルギーハーベスティングで得られる電力の変動パターンについての解析も行った。エネルギーハーベスティングセンサノードのための電力管理ソフトウェアを設計する上で、エネルギーハーベスティングで得られる電力の変動特性を知ることは非常に重要である。また、第5章では、このRF エネルギーハーベスティングが無線給電に応用できることから、同様の技術を利用して、農業用モニタリングに用いるセンサノードを設計し、実装することで、バッテリーを搭載せずに無線給電によって駆動するセンサノードの例を示した。そして、RF エネルギーハーベスティングで得られる電力の特性を踏まえた上で、第6章で電力貯蔵装置となるキャパシタからの漏れ電力が電力利用効率の低下につながると考え、その低減を目指した動的デューティーサイクル手法を設計し、シミュレーションにより評価し、提案手法によって、キャパシタからの漏れ電力として失われていた電力をセンシング動作に利用できることを示した。

RF エネルギーハーベスティングは第2章で紹介したように近年盛んに研究されるようになってきており、地上デジタル放送からの電力回収は既に報告されているが、本研究はセンサノードの実装にとどまらず、その電力管理ソフトウェアに反映することを想定して、地上デジタル放送電波の変化について詳細な測定と解析を行ったという点で、一定の意味があるものと考え、2.4GHz 帯におけるRF エネルギーハーベスティングでも、Wi-Fi などから電力を得る研究はなされており、電子レンジのマイクロ波から電力を回生する試みもなされているが、日常的に利用している家庭用電子レンジからの漏れ電波に着目してRF エネルギーハーベスティングを試みた例はなく、本研究において、そこで回収できる電力の特性について様々な測定を行ったことは、家庭内における新たなエネルギーハーベスティング手法としての可能性を示す意味があったと考える。エネルギーハーベスティングのための電力管理手法は広く研究されているものの、RF エネルギーハーベスティングを対象にしたものは少ない。微小電力エネルギーハーベスティングセンサノードにおいて、回収電力に比べキャパシタからの漏れ電力が相対的に大きくなる問題に着目し、電力不足で一度停止し再起動することで生じる電力損失と、キャパシタ漏れ電力による電力損失の総和を最小化する動的デューティーサイクル制御をかけるという手法は、ピエゾ素子や熱電対による微小電力エネルギーハーベスティング手法にも応用可能であり、有意義なものであったと考えている。

7.2 今後の課題

最後に本研究における今後の課題について述べる。

設置環境にあわせたアンテナの設計及び高効率化 本研究ではレクテナに使うアンテナとして主にダイポールアンテナを用いた。ダイポールアンテナは高効率かつ帯域幅が広く、RF エネルギーハーベスティングでも使いやすいアンテナであるが、周辺の障害物などから影響を受けやすいという問題がある。想定するアプリケーションによっては、まわりに障害物のない状態で設置するのが難しい場合も存在する。また、ダイポールアンテナはエレメントと垂直方向についてはほぼ無指向性であるが、指向性を高めることでアンテナの利得を向上させることもできる。たとえば、地上デジタル放送からの RF エネルギーハーベスティングで用いたダイポールアンテナは導波路となるパターンを印刷して、八木・宇田アンテナとしたり、エンドファイヤアレイとすることで特定方向に指向性を高めることが可能である [31]、しかし、これらの場合、最大放射が得られるのは面に対して水平方向である。このため、これらのアンテナを紙上に印刷できることを活かして紙の上にセンサノードを含めて実装することができたとしても、TV 塔の方向と最大放射の方向が一致するように設置するためには地面とほぼ水平に置かざるを得ず、壁に貼りつけて利用するといった使い方を想定することは難しい。また、半波長離れた位置に導体からなる板を設置して反射板として利用することで、指向性を高め、さらに反射板の後方にある障害物からの影響を避けることもできる [31]。ただし、反射板と半波長離して設置する必要があるため、半波長分の幅を確保しなければならないという制約が依然として存在する。ところが、近年、波長よりも十分に小さなパターンの導体構造物をつくり込むことで、材質の電気的特性である、誘電率・透磁率・導電率を制御することができる電磁メタマテリアルと呼ばれるものが、研究されるようになってきた。この電磁メタマテリアルを用いると、特定の周波数において、自然界の材質には存在しない完全磁気導体 (Perfect Magnetic Conductor: PMC) の特性を持つ人工磁気導体 (Artificial Magnetic Conductor: AMC) を形成することもできる。この PMC を反射板として用いると電磁波が同位相で反射するので、距離ゼロの地点で強め合うようになり、反射板付きダイポールアンテナを極めて薄く実装可能になる。こうした技術を用いることで、紙に対して垂直方向に指向性のピークを持たせ、壁からの影響を避けることも可能になると考える。

電子レンジ漏れ電波からの RF エネルギーハーベスティングでは、周囲からの影響を受けにくいパッチアンテナが利用しやすいと考える。パッチアンテナの高効率化については、アレイ化して高い利得を得ることで、放射効率の悪さを補う方法が提案されている [7]。こうした技術を用いることで、漏れ電波からより多くのエネルギーを回収することが可能になるであろう。

整流回路の高効率化の検討 近年、微小電力エネルギーハーベスティングへの応用を想定して、超低消費電力なチャージポンプ型の DC/DC 昇圧コンバータが市販されつつある。従来、よく用いられてきた Boost コンバータ式の DC/DC 昇圧コンバータは多くの電流を必要とするため、微小な電力では動作しないことがほとんどであるが、チャージポンプ形の昇圧コンバータはマイクロワット単位でも使用できるものが登場している [26]。Dickson チャージポンプは多段化するにつれ効率が低下したり、マッチングが難しくなるため、これらの超低消費電力昇圧コンバータを用いた方が、RF/DC 変換効率が向上する可能性があり、両方式での比較検討が必要である。

センサノードの構成の検討 本研究では、超低消費電力マイコンとして普及している Texas Instruments MSP430 シリーズのマイコンを搭載したセンサノードを利用して、センサノードを検討してきた。しかし、近年さらに低消費電力なマイコンが登場しており、スリープ時の消費電流が nA レベルのものも存在する。回収できる電力が極めて微弱である場合は、センサノードとして利用するマイコンをより低消費電力のものにするなどの検討が必要であろう。また、このセンサノードでは通信モジュールも SimpliciTI という Texas Instruments 社独自の通信プロトコルを搭載した

CC2500 を利用していたが、近年、ZigBee や Bluetooth の通信モジュールの低消費電力化も著しく、こうした広く用いられている通信プロトコルを実装した通信モジュールを利用した方が、低消費電力化や利便性の面で有利になる可能性がある。これらのことを踏まえ、センサノードに搭載するマイコンや通信モジュールを含めて検討することが望ましい。

制御手法の他の微小電力エネルギーハーベスティング手法への適用 本研究で提案したキャパシタ漏れ電力を考慮した動的デューティサイクル制御手法は、RF エネルギーハーベスティングのみではなく、微小電力エネルギーハーベスティングセンサノード全般に応用可能であると考えている。そこで、振動発電など様々な回収電力パターンについて調べ、それぞれにあわせたパラメータ調整などを施すことで、その他のエネルギーハーベスティング手法にも有効であることを示すことが望まれる。

謝辞

本研究および修士論文の執筆にあたり常に親身にご指導くださり，学会や研究会での発表の機会を多く与えてくださいました浅見徹教授に心より感謝いたします．さらに本研究へのご指導をはじめ，その他研究生活全般においてさまざまな場面での助言をくださいました川原圭博講師にお礼申し上げます．また，研究生活のサポートのみならず，日々の研究室生活でお世話になりました浅見・川原研究室の秘書の安藤さん・松岡さんならびに学生みなさまに感謝いたします．第5章におけるセンサノード実装は共同して作業にあたった，佐々木 達哉氏，Duong Minh Quan 氏，成末 義哲氏，鈴木 有氏の尽力なくしては実現できませんでした．この場を借りて，深く感謝いたします．最後に，日々の生活を支えてくれた家族に心から感謝いたします．

I would like to thank Professor Manos M. Tentzeris for his invaluable advices and supports during my stay in his Lab at Georgia Institute of Technology, Rushi Vyas and all member in the lab for their kindness and great helps.

参考文献

- [1] F. Yuan and N. Soltani, “Design techniques for power harvesting of passive wireless microsenors,” Proc. 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS) 2008, pp.289–293, Aug. 2008.
- [2] A. Collado and A. Georgiadis, “Improving wireless power transmission efficiency using chaotic waveforms,” Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT) 2012, pp.1–3, Montreal, Canada, June 2012.
- [3] 広畑 敦, 高周波技術センサアップ 101, CQ 出版株式会社, 東京, 2003.
- [4] S. Sudevalayam and P. Kulkarni, “Energy harvesting sensor nodes: Survey and implications,” IEEE Communications Surveys Tutorials, vol.13, no.3, pp.443–461, July 2011.
- [5] 川崎繁男, “無線情報エネルギー伝送と rf ハーベスティング,” 電子情報通信学会誌, vol.95, no.9, pp.815–822, Sept. 2012.
- [6] 松本 紘, 篠原真毅, “宇宙太陽発電所とマイクロ波エネルギー伝送技術,” 電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波, vol.95, no.444, pp.31–36, Dec. 1995.
- [7] M.S. Trotter, C.R. Valenta, G.A. Koo, B.R. Marshall, and G.D. Durgin, “Multi-antenna techniques for enabling passive rfid tags and sensors at microwave frequencies,” Proc. IEEE International Conference on RFID (RFID) 2012, pp.1–7, Orlando, FL, April 2012.
- [8] Powercast Corporation, “Powercast: RF energy harvesting and wireless power for low-power applications,” <http://www.powercastco.com/PDF/powercast-overview.pdf>, 2012.
- [9] K. Gudan, S. Chemishkian, J. Hull, M. Reynolds, and S. Thomas, “Feasibility of wireless sensors using ambient 2.4ghz rf energy,” Proc. 11th IEEE International Conference on Sensors (SENSORS) 2012, pp.1–4, Taipei, Taiwan, Oct. 2012.
- [10] A. Parks, A. Sample, Y. Zhao, and J.R. Smith, “A wireless sensing platform utilizing ambient rf energy,” Proc. IEEE Topical Meeting on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNET), pp.1–3, Austin, TX, Jan. 2013.
- [11] H. Nishimoto, Y. Kawahara, and T. Asami, “Prototype implementation of wireless sensor network using tv broadcast rf energy harvesting,” Proc. 12th ACM international conference adjunct papers on Ubiquitous computing - Adjunct, pp.373–374, Ubicomp ’10 Adjunct, Copenhagen, Denmark, Sept. 2010.

- [12] R. Vyas, H. Nishimoto, M. Tentzeris, Y. Kawahara, and T. Asami, “A battery-less, energy harvesting device for long range scavenging of wireless power from terrestrial tv broadcasts,” Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT) 2012, pp.1–3, Montreal, Canada, June 2012.
- [13] D. Willkomm, S. Machiraju, J. Bolot, and A. Wolisz, “Primary users in cellular networks: A large-scale measurement study,” Proc. 3rd IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN) 2008, pp.1–11, Chicago, IL, Oct. 2008.
- [14] タンザカン, ラギルプトロウィチャクソノ, 前原大樹, 阪口 啓, 荒木純道, 古川 実, “無線電力伝送で駆動された屋内センサーネットワークの回線設計,” 電子情報通信学会技術研究報告. RCS, 無線通信システム, vol.111, no.260, pp.125–132, Oct. 2011.
- [15] A. Nagahama, T. Mitam, N. Shinohara, N. Tsuji, K. Fukuda, Y. Kanan, and K. Yonemoto, “Study on a microwave power transmitting system for mars observation airplane,” Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS) 2011, pp.63–66, Uji, Kyoto, May 2011.
- [16] M. Roberg, E. Falkenstein, and Z. Popovic, “High-efficiency harmonically-terminated rectifier for wireless powering applications,” Proc. Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International, pp.1–3, Montreal, Canada, June 2012.
- [17] G. Andia Vera, A. Georgiadis, A. Collado, and S. Via, “Design of a 2.45 ghz rectenna for electromagnetic (em) energy scavenging,” Proc. Radio and Wireless Symposium (RWS), 2010 IEEE, pp.61–64, New Orleans, LA, Jan. 2010.
- [18] D. Costinett, E. Falkenstein, R. Zane, and Z. Popovic, “Rf-powered variable duty cycle wireless sensor,” Proc. 40th European Microwave Conference, p.41, Paris, France, Sept. 2010.
- [19] C.R. Valenta and G.D. Durgin, “R.e.s.t.: A flexible, semi-passive platform for developing rfid technologies,” Proc. 11th IEEE International Conference on Sensors (SENSORS) 2012, pp.1–4, Taipei, Taiwan, Oct. 2012.
- [20] 井元則克, 三村智彦, 山本高至, 守倉正博, “バッテリーレス無線センサの残エネルギー適応スリープ制御の実験,” 電子情報通信学会総合大会, pp.B–19–37, March 2012.
- [21] U. Olgun, C.-C. Chen, and J.L. Volakis, “Design of an efficient ambient wifi energy harvesting system,” IET Microwaves, Antennas Propagation, vol.6, no.11, pp.1200–1206, Aug. 2012.
- [22] M. Nassar, X.E. Lin, and B.L. Evans, “Stochastic modeling of microwave oven interference in wlans,” Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC) 2011, pp.1–6, Kyoto, Japan, June 2011.
- [23] 日本電業工作株式会社, “電力回生ダミーロード,” http://www.den-gyo.com/solution/solution01_b.html, 2012.

- [24] J.F. Dickson, “On-chip high-voltage generation in mnos integrated circuits using an improved voltage multiplier technique,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.11, no.3, pp.374–378, June 1976.
- [25] A. Dolgov, R. Zane, and Z. Popovic, “Power management system for online low power rf energy harvesting optimization,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol.57, no.7, pp.1802–1811, July 2010.
- [26] Seiko Instruments Inc., “Ultra-low voltage operation charge pump IC for step-up DC-DC converter startup S-882Z series,” http://datasheet.sii-ic.com/en/charge_pump_ic/S882Z_E.pdf, 2010.
- [27] K.W. Lui, A. Vilches, and C. Toumazou, “Ultra-efficient microwave harvesting system for battery-less micropower microcontroller platform,” IET Microwaves, Antennas Propagation, vol.5, no.7, pp.811–817, May 2011.
- [28] Avago Technologies, “HSMS-286x surface mount RF Schottky barrier diodes,” <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1388EN>, 2009.
- [29] Avago Technologies, “HSMS-285x surface mount RF Schottky barrier diodes,” <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1377EN>, 2010.
- [30] Skyworks Solutions, Inc., “Surface mount mixer and detector Schottky diodes,” <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200041V.pdf>, 2012.
- [31] 長谷部望, 電波工学 (改訂版), コロナ社, 東京, 2005.
- [32] Yagi Antenna, Inc., “UwPA: UHF antenna,” <http://www.yagi-antenna.co.jp/global/products/home.html>, 2005.
- [33] Texas Instruments, “eZ430-RF2500,” <http://www.ti.com/tool/ez430-rf2500>, 2009.
- [34] T. Yoshiaki, S. Shino, and K. Kobayashi, “Process for preparing conductive material,” Sept. 2011.
- [35] Brother Industries, Ltd., “DCP-J525N inkjet printer,” <http://www.brother.co.jp/product/printer/inkjet/dcpj525n/index.htm>, 2012.
- [36] Fujifilm Corporation, “Photo paper for inkjet printer WPA460PRO,” http://fujifilm.jp/personal/supply/kassai/luster_photo/pro/index.html, 2012.
- [37] 小暮裕明, 小暮芳江, 電磁界シミュレータで学ぶアンテナ入門, オーム社, 東京, 2010.
- [38] 篠原真毅, 三谷友彦, 松本 紘, “位相制御型マグネトロンの開発研究,” 電子情報通信学会論文誌. C, エレクトロニクス, vol.84, no.3, pp.199–206, March 2001.
- [39] C.M. Vigorito, D. Ganesan, and A.G. Barto, “Adaptive control of duty cycling in energy-harvesting wireless sensor networks,” Proc. 4th Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks (SECON) 2007, pp.21–30, June 2007.

- [40] T. Zhu, Y. Gu, T. He, and Z.-L. Zhang, “eshare: a capacitor-driven energy storage and sharing network for long-term operation,” Proc. 8th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems, pp.239–252, SenSys '10, Zurich, Switzerland, Nov. 2010.
- [41] A. Kansal, J. Hsu, S. Zahedi, and M.B. Srivastava, “Power management in energy harvesting sensor networks,” ACM Trans. Embed. Comput. Syst., vol.6, no.4, Article 32, Sept. 2007.
- [42] V. Sharma, U. Mukherji, V. Joseph, and S. Gupta, “Optimal energy management policies for energy harvesting sensor nodes,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.9, no.4, pp.1326–1336, April 2010.
- [43] O. Ozel, K. Tutuncuoglu, J. Yang, S. Ulukus, and A. Yener, “Resource management for fading wireless channels with energy harvesting nodes,” Proc. IEEE INFOCOM 2011, pp.456–460, Shanghai, China, April 2011.
- [44] P.R. Kumar and P. Varaiya, Stochastic systems: estimation, identification and adaptive control, Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, 1986.

発表文献

論文誌

- [P1] R. Shigeta, T. Sasaki, D.M. Quan, Y. Kawahara, R. Vyas, M. Tentzeris, and T. Asami, “Ambient-RF-energy-harvesting sensor device with capacitor-leakage-aware duty cycle control,” Selected Papers from the IEEE SENSORS 2012 Conference: Special Issue for IEEE Sensors Journal, (Under Reviewing), July 2013.

国際学会

- [P2] R. Shigeta, Y. Kawahara, and T. Asami, “Demo: Capacitor leakage aware duty cycle control for energy harvesting wireless sensor networks,” Proc. 9th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems, pp.387–388, SenSys ’11, Seattle, WA, Nov. 2011.
- [P3] R. Shigeta, T. Sasaki, D.M. Quan, Y. Kawahara, R. Vyas, M. Tentzeris, and T. Asami, “Ambient-RF-energy-harvesting sensor node with capacitor-leakage-aware duty cycle control,” Proc. 11th IEEE International Conference on Sensors (SENSORS) 2012, pp.1–4, Taipei, Taiwan, Oct. 2012.
(The 2012 Student Paper Competition Award - Second Place)
- [P4] Y. Kawahara, W. Wei, Y. Narusue, R. Shigeta, T. Asami, and M. Tentzeris, “Virtualizing power cords by wireless power transmission and energy harvesting,” Proc. IEEE Radio Wireless Week (RWW), pp.1–4, Austin, TX, Jan. 2013.

研究会

- [P5] 繁田 亮, 川原圭博, 浅見徹, “漏れ電力を考慮した RF エネルギーハーベスティングセンサネットワークのための最適駆動点決定手法,” マルチメディア, 分散, 協調とモバイル DICOMO 2012 シンポジウム, pp.4E-2, 石川, July 2012 .
(ヤング・リサーチャー賞受賞)

全国大会

- [P6] 繁田 亮, 川原圭博, 浅見徹, “キャパシタの漏れ電力を考慮した Energy Harvesting センサネットワークのための通信制御手法,” 電子情報通信学会総合大会, B-19–35, 岡山, March 2012 .

- [P7] 繁田 亮, 川原圭博, 浅見徹, “キャパシタの漏れ電力を考慮した Energy Harvesting センサ ネットのためのデューティサイクル制御手法,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-19-29, 北海道, Sept. 2011 .
- [P8] 鈴木 有, 繁田 亮, 川原圭博, 浅見徹, “エナジーハーベスティングを用いた静電容量センサ における供給電圧と精度のトレードオフ分析,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-19-45, 富山, Sept. 2012 .
- [P9] 繁田 亮, 卞 曉瑩, 川原圭博, 浅見徹, “電子レンジ漏れ電波を用いた RF エネルギーハーベスティングセンサノードの一検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-19-5. 岐阜, March 2013 .
- [P10] 繁田 亮, 川原圭博, M. Tentzeris, 浅見徹, “Ambient RF Energy Harvesting の研究動 向とアプリケーション,” 電子情報通信学会総合大会, AT-1-4. 岐阜, March 2013 .