

メンテナンスフリーセンサネットワークシステム用
低電力無線データ通信及び電力伝送回路

2015年3月

寺 田 崇 秀

学位論文 博士（工学）

メンテナンスフリーセンサネットワークシステム用
低電力無線データ通信及び電力伝送回路

2015年3月

慶應義塾大学大学院理工学研究科

寺 田 崇 秀

本論文の構成と内容

発電機の回転軸のように着脱困難な場所にセンサノードを設置するセンサネットワークシステムや、工場内の過酷な環境や危険な空間のセンサネットワークシステムでは、メンテナンスフリーの運用が求められている。従来、センサノードはセンサ回路と無線通信回路、バッテリーを含む電源回路で構成され、無線通信回路の消費電力が大きいことから、定期的なバッテリー交換(メンテナンス)が必要であった。メンテナンスフリーを実現するためには、バッテリー交換を不要にする、またはバッテリーそのものを不要にすることが求められる。そこで本研究では、センサデータを低電力に伝送する無線通信回路技術と、センサノードへ電力を安定に供給する無線電力伝送技術の開発を目的とした。

第 1 章では、本研究の背景と従来の研究について述べた。

第 2 章では、無線通信回路の消費電力の大部分を占めるアナログ回路の定常電流を低減するため、時間領域で通信信号を圧縮しパルス信号を用いるウルトラワイドバンドインパルスラジオ(UWB-IR)に着目し、無線通信回路のデジタル化、クロック動作化を提案した。通信距離 1 m の極近距離無線通信において、0.18 μm CMOS 試作チップを用いた実験により、データレート 1 Mbps, 消費電力 1.0 mW を確認した。

第 3 章では、微小信号を受信するためアナログリッチな受信回路を必要とする通信距離 30 m の UWB-IR に対して、パルス単位(ns 単位)での受信回路の間欠動作を提案した。0.18 μm CMOS 試作チップを用いた実験により、受信回路の消費電力が 90 mW から 38 mW へ 6 割低減できることを確認した。

第 4 章では、無線電力伝送を安定に行うため、2 枚の導体で挟まれた空間に電力を伝搬させる 2 次元導波シートに着目し、電力伝送効率やセンサノードの消費電力の変動に対応可能な送受信電力制御アーキテクチャを提案した。パワーアンプの入力信号電力と電源電圧を協調制御する送信回路アーキテクチャにより、送信電力を調整可能にし、10 dB の範囲の送信電力におけるパワーアンプ効率を 19%から 47%に向上した。また、入力インピーダンスを維持したまま整流素子の並列数を切り替える受信回路アーキテクチャにより、対応できる受信電力と消費電力範囲を 4 倍に拡大し、18 dB の範囲の受信電力における整流効率を 43%から 67%に向上した。

第 5 章では、2 次元導波シートを用いたセンサネットワークシステムに対して、シート上の任意の場所にあるセンサノードに電力を集中させるビームフォーミング方式を提案

した。シート上に設置したユニバーサルリファレンスデバイスから送信機群とセンサノードにクロックを分配することで、送信機間の回路遅延ばらつきをキャリブレーションにより補償した。さらにセンサノードのオシレータを不要にした。0.18 μm CMOS 試作送信機チップを 4 つ用いた実験により、ビームフォーミングを行うことで電力伝送効率が 23 倍向上することを確認した。

第 6 章では、結論として各章で得られた内容をまとめ、本研究の成果を要約した。

目次

目次	III
図目次	VII
表目次	X
第 1 章 序論	11
1.1 はじめに	12
1.2 背景	14
1.3 ウルトラワイドバンド無線通信技術	19
1.4 無線電力伝送技術	23
1.5 本研究の目的	28
1.6 本論文の構成	29
参考文献(第 1 章)	30
第 2 章 極近距離無線通信回路のデジタル動作化	37
2.1 はじめに	38
2.2 UWB-IR デジタル動作送受信機のアーキテクチャ	41
2.3 UWB-IR 全デジタル送信機	43
2.4 UWB-IR クロック同期受信機	46
2.4.1 低雑音増幅器	46
2.4.1 クロック同期相関器	49

2.4.1 同期捕捉と測距の仕組み	51
2.5 UWB-IR デジタル動作送受信機の実験評価結果	53
2.5.1 送信インパルス波形	53
2.5.1 無線通信性能	55
2.5.1 測距性能	56
2.6 おわりに	59
参考文献(第2章)	60
第3章 近距離無線通信用受信アナログフロントエンドの間欠動作	62
3.1 はじめに	63
3.2 UWB-IR システムの近距離無線通信仕様	65
3.3 間欠動作型 UWB-IR 受信機のアーキテクチャ	68
3.4 UWB-IR 受信アナログフロントエンドの間欠動作方式	71
3.4.1 動作シーケンスと受信信号タイミング	72
3.4.2 動作周期と ADC サンプリングクロック	73
3.4.3 回路のセットアップ時間	75
3.5 間欠動作型 UWB-IR 受信機の実験評価結果	80
3.6 おわりに	84
参考文献(第3章)	85
第4章 導波シートによる電力伝送の高効率化	88
4.1 はじめに	89
4.2 2次元導波シート方式へのビームフォーミング技術の適用	91
4.3 送信機アーキテクチャと送信電力制御方式	97

4.4	受信機アーキテクチャと整流素子並列数制御方式	101
4.5	送受信電力制御方式の実験評価結果	107
4.6	おわりに	110
	参考文献(第4章)	111
第5章	導波シートによる電力伝送の高安定化	113
5.1	はじめに	114
5.2	回転軸用センシングシステム	117
5.3	回路アーキテクチャとカプラ構造	125
5.4	電力伝送システムの実験評価結果	134
5.5	おわりに	141
	参考文献(第5章)	142
第6章	結論	144
6.1	まとめ	145
6.2	極近距離無線通信の低消費電力化(第2章)	145
6.3	近距離無線通信の低消費電力化(第3章)	146
6.4	導波シートによる電力伝送の高効率化(第4章)	146
6.5	導波シートによる電力伝送の高安定化(第5章)	147
6.6	総括	147
6.7	今後の展望	148

謝辭 150

目次

図 1.1	ワイヤレスセンサネットワークシステムの利用イメージ[4].....	16
図 1.2	工場や発電設備などで用いられるセンサネットワークシステム	18
図 1.3	UWB-IR の主な変調方式.....	22
図 1.4	本論文の構成.....	29
図 2.1	提案する UWB-IR 送受信機アーキテクチャ[13] (a)送信機, (b)受信機.....	39
図 2.2	電界強度の放射制限マスク[13].....	39
図 2.3	全デジタル送信機[13]	43
図 2.4	全デジタル送信機のシミュレーション結果[13]	45
図 2.5	低雑音増幅器[13]	47
図 2.6	LNA 間欠動作のシミュレーション結果[13].....	48
図 2.7	LNA のセトリング時間[13]	49
図 2.8	ミキサ回路[13] (a)提案する積分機能付きミキサ, (b)従来のミキサ	50
図 2.9	シミュレーション結果[13] (a)積分機能付きミキサ, (b)従来のミキサ.....	51
図 2.10	同期捕捉と測距の仕組み[13] (a)遅延制御器, (b)遅延タップによるテンプレートパルスのタイミング.....	52
図 2.11	チップ写真[13]	53
図 2.12	測定したインパルス信号[13] (a)時間波形, (b)スペクトラム	54
図 2.13	測定した送受信データ(データレート 1 Mbps)[13].....	55
図 2.14	測定した BER と津信距離の関係(データレート 1 Mbps)[13].....	56
図 2.15	測定した測距精度[13]	57
図 2.16	測定した測距精度と電源電圧の関係[13]	57
図 2.17	測定した最大測距距離と消費電力[13].....	57
図 3.1	UWB-IR で用いる信号波形[20].....	65
図 3.2	センサノードのブロック図[20].....	67
図 3.3	受信 AFE のブロック図[20].....	70
図 3.4	提案する間欠動作期間[20]	71
図 3.5	受信 AFE の回路動作シーケンスと受信信号のタイミング[20].....	73
図 3.6	受信 AFE と ADC の動作の比較[20] (a)従来動作, (b)提案する間欠動作.....	75
図 3.7	低雑音増幅器[20]	77

図 3.8	ローパスフィルタ[20] (a)3次バターワースフィルタ, (b)2次バターワースフィルタ	77
図 3.9	オペレーショナルトランスコンダクタンスアンプとコモンモードフィードバックアンプ[20]	79
図 3.10	チップ写真[20]	80
図 3.11	測定した受信 AFE の電圧利得[20]	81
図 3.12	測定した LPF の群遅延[20]	81
図 3.13	測定した受信 AFE の消費電力[20]	82
図 3.14	測定した PER[20]	83
図 4.1	無線電力伝送システム[10] (a)全体図, (b)導波シートの構造	91
図 4.2	導波シート内のビームフォーミング性能のシミュレーション結果[10] (a)電波吸収体を用いた場合, (b)導体で終端した場合(電波吸収体を用いない場合)	94
図 4.3	電界強度分布のシミュレーション結果[10] (a)電波吸収体を用いた場合, (b)導体で終端した場合(電波吸収体を用いない場合)	96
図 4.4	パワーアンプ[10] (a)評価基板, (b)効率と利得のシミュレーション結果	98
図 4.5	パワーアンプ効率のシミュレーション結果[10] (a)効率と出力電力の関係, (b)効率と利得の関係	99
図 4.6	提案する送信機アーキテクチャ[10]	100
図 4.7	整流回路[10] (a)回路図, (b)効率のシミュレーション結果	102
図 4.8	整流回路の大信号 S パラメータのシミュレーション結果[10]	103
図 4.9	提案する並列整流回路[10] (a)回路図, (b)効率のシミュレーション結果	105
図 4.10	提案する受信機アーキテクチャ[10]	106
図 4.11	測定したパワーアンプの効率[10]	108
図 4.12	測定した並列整流回路の効率[10]	108
図 4.13	パワーアンプ効率と導波シート上の受信機位置の関係[10]	109
図 5.1	回転軸に設置したセンサノード用に提案する通信と電力伝送システム[19]	118
図 5.2	送信機とオンシートリファレンスデバイスの設置位置と, センサノードの移動経路の関係[19]	118
図 5.3	提案システム用の導波シートの構造[19]	120
図 5.4	従来[17]のビームフォーミング技術[19] (a)動作, (b)位相共役技術の課題	121
図 5.5	提案するビームフォーミング技術[19] (a)ビームフォーミング動作, (b)キャリブレーション動作, (c)キャリブレーションの様子	123
図 5.6	電力伝送効率分布のシミュレーション結果[19]	124

図 5.7	送信機[19] (a)ブロック図, (b)信号のアイソレーションレベル	127
図 5.8	位相シフタのブロック図[19] (a)全体構成, (b)遅延素子, (c)セクタ	128
図 5.9	位相シフタの設計[19] (a)位相シフタのタップ数と位相分相能の関係, (b)タップサイズ	129
図 5.10	リファレンスデバイスとセンサノードのブロック図[19] (a)リファレンスデバイス, (b)センサノード, (c)信号のアイソレーションレベル	131
図 5.11	カプラ構造と特性[19] (a)断面図, (b)上面図, (c)伝搬利得のシミュレーション結果.....	133
図 5.12	プロトタイプ[19] (a)チップ写真, (b)導波シートとカプラ	135
図 5.13	測定した位相シフタの動作[19] (a)各タップの位相, (b)タップサイズ.....	135
図 5.14	測定したカプラ間の伝搬利得[19]	136
図 5.15	測定したカプラ間の伝搬利得とカプラとシート間距離の関係[19]	136
図 5.16	測定した送信機チップのキャリブレーション動作[19].....	138
図 5.17	測定した送信機チップのビームフォーミング動作[19].....	139
図 5.18	測定した導波シート内の電力分布[19] (a)センサを導波シート中央に設置した場合, (b)センサを導波シートの端に設置した場合	139
図 5.19	測定した導波シート内の電力伝送効率[19].....	140

表目次

表 1.1	ICNIRP によるガイドラインの概要[58]	24
表 1.2	総務省の電波妨害指針の概要[60]	25
表 2.1	測定した送受信機の消費電力[13]	56
表 2.2	試作送受信機チップの性能まとめ[13]	58
表 3.1	UWB-IR 無線通信システムの要求仕様[20]	65
表 3.2	測定結果のまとめ[20]	83

第 1 章 序論

1.1 はじめに

多数のセンサノードを用いて周囲の状況を把握し、機器の監視や制御を行う、または、様々なサービスを提供するなどのワイヤレスセンサネットワークシステムでは、システムのメンテナンスコスト低減が課題である。特にセンサノードのメンテナンスフリー化が求められる。従来のセンサノードはバッテリーで駆動され、頻繁にバッテリーを交換する必要があった。メンテナンスフリーにするためには、センサノードのバッテリー交換を不要にするか、電力を外部から供給しバッテリーそのものを不要にする必要がある。そこで、センサノードにおいて最も電力を消費する無線通信機の低電力化によるバッテリー交換の実質的な不要化と、無線電力伝送によるバッテリー不要化のための技術構築を目指す。

無線通信機の低電力化については、定常的に電流を流すため消費電力の大きなアナログ回路に着目し、定常的な電流の削減を目指した。そのために、インパルス信号によって無線通信し、データ量当たりの消費電力が小さいウルトラワイドバンドインパルスラジオ(UWB-IR)を無線通信機に適用し、時間軸上で信号が離散的となる特徴を活用した。監視制御対象機器のセンサデータを集約する極近距離無線通信は、アナログ回路のデジタル化とクロック同期動作を提案することで、低消費電力化した。監視制御対象機器から集約したセンサデータを基地局に転送する近距離無線通信は、アナログ回路の高速間欠動作制御を提案することで、低消費電力化した。以上の提案技術により、センサノードの消費電力を低減し、バッテリー交換を実質的に不要化する。なお、基地局以降の通信ネットワークは、既存の通信インフラを利用すればよい。

無線電力伝送については、他の電子機器に対する電磁波妨害(EMI)のリスクが小さく、広い平面領域に非接触に電力を供給できる 2次元導波シート方式に着目し、センサノードへの安定した電力供給を目指した。無線電力伝送は、バッテリーの搭載が困難な狭小空間やモータの回転軸などに設置するセンサノードに対して必要となるため、2次元に電力伝送領域を確保できれば問題ない。導波シート内には定在波が発生し、この影響でセンサノードの位置に依存して電力伝送効率が変動してしまう。この変動を補償するため、高い送信効率を維持しながら送信電力を調整する送信機アーキテクチャを提案した。また、センサノードの動作状態に応じて変動する消費電力(負荷インピーダンス)に対応し整

流回路を切り替える受信機アーキテクチャを提案した。さらに、導波シート上の任意のセンサノード位置に対して送信電力を集中させるため、ビームフォーミング技術を導入した。そして、ビームフォーミングを効果的に行うため、複数送信機の製造ばらつきによる回路遅延ばらつきを補償し、なおかつ、センサノードから水晶振動子を削減することができる、ユニバーサルオンシートリファレンス方式を提案した。以上の技術により、安定した無線電力伝送を行い、バッテリーを不要化する。

本章は序論である。研究の背景としてセンサネットワークシステムとそこで用いられる従来技術を説明する。そして、メンテナンスフリーを実現するためにバッテリー交換の実質的な不要化と、バッテリー不要化の課題を示し、本研究の位置づけを明らかにする。最後に本研究の目的を示す。

1.2 背景

センサネットワークシステムは、多数のセンサを用いて様々な場所でセンサデータを取得し、その膨大なセンサデータを集約することによって有益な情報を抽出し、その情報を分析し体系化することによって知識を生み出し、その知識を基に様々な知恵を創出して、サービスを提供するシステムのことである。用いられるセンサは、センサデータを収集するための通信機能と組み合わせ、センサノードとして実装される。

有線通信と無線通信を含めたセンサネットの研究は、1970年代にマイクロプロセッサが登場し、工業用機械とコンピュータを接続した計測・制御技術へと発展していったところに端を発する。軍事研究を主体に1980年代初頭から研究開発が本格化した[1]。しかし、2000年頃までのセンサネットは実質的に有線通信に限られていたため、ネットワークの構築が困難であること、設置するセンサ数が少ないことなどから、利用範囲が限定されていた。例えば、熱や煙を検知して知らせる火災報知器などである。原因は、配線敷設コストが高いこと、配置レイアウトの自由度が低いこと、そもそも移動体や回転体など設置が困難な場所が多いことである。センサ単体のコストは、ムーアの法則によるMEMS技術の革新により低コスト化、小型化、低消費電力化が進んできた[2]。しかし、配線敷設コストは主に人件費であり、高止まりしている。また、一度敷設した配線を変更する場合、工場の操業を止めたり、ビルの立ち入りを制限したりする必要があり、センサノードの配置レイアウト変更は、大きな経済的損失をもたらす。さらに、設置対象機器が移動体や回転体などの場合は、対象機器の動作そのものを著しく制限してしまい、センサデータを取得する以前の問題が発生する。

このような状況の中、センサノードに無線通信機能を持たせたワイヤレスセンサネットワークシステムへの期待が高まり、1990年代後半あたりからワイヤレスセンサネットワークシステムの研究が活発になった。例えば、カリフォルニア大学バークレー校で研究開発されたスマートダストプロジェクトは、MEMS技術とセンサ技術、無線通信技術を集約し、自律的なネットワークを構築することが可能な小型センサチップ「賢い塵」の実現を目指したものである[3]。このセンサチップを上空から散布し、環境をモニタしたり、軍事用途に用いたりするというのがコンセプトである。各センサチップはマルチ

ホップ転送によって自律的にネットワークを構築し、センサデータを収集する。スマートダストの通信はメッシュネットワークであるが、必ずしもワイヤレスセンサネットワークシステムの通信ネットワークはこれに限定されない。例えば、スター型やツリー型のネットワークを構成したり、階層化して多数のセンサノードを扱ったり、1つのセンサのみを扱ったりするなど、用途に応じて様々な形態が考えられる。

無線通信機能を持つセンサノードは、通信配線を除去したメリットを活かすため、通常、バッテリー駆動である。これにより、配線を敷設する必要が無く、配置レイアウトの自由度が上がり、移動体や回転体などへも設置できるようになる。こうして、想定される用途が格段に広がった。図 1.1 にワイヤレスセンサネットワークシステムの利用イメージを示す。ワイヤレスセンサネットワークシステムは、ヘルスケアや医療、セキュリティ、ビル・商業施設・工場管理、エネルギーマネジメント、防災、環境保全、生産・在庫・流通管理、交通インフラ管理、電力・ガス・水道検針など、多くの設備や空間で利用され、監視や制御、予防や診断といったサービスに活用される。現在は、スマートダストのようなセンサノードのハードウェア研究に限らず、人間を介さずに機器同士が無線通信する M2M 技術やインターネットを介して情報を活用する IoT 技術、収集した膨大なデータを扱うビッグデータ技術など、システム全般にわたる様々なレイヤで研究開発が活性化している。

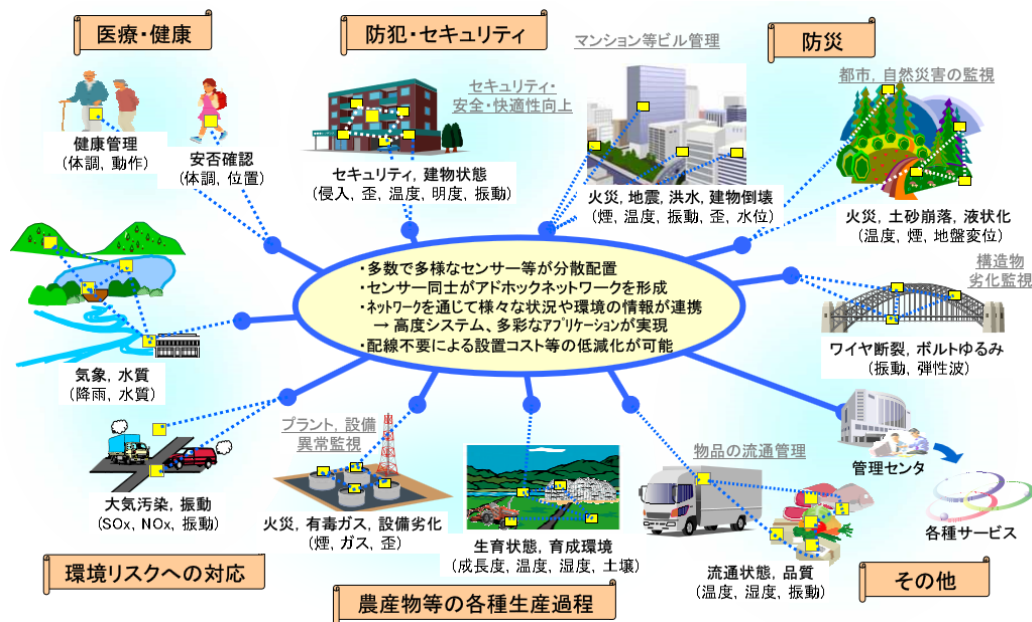


図 1.1 ワイヤレスセンサネットワークシステムの利用イメージ[4]

センサノードの課題は主に 3 つある。低コスト化と小型化，低消費電力化である。センサノードは主に，センサとマイクロプロセッサ，無線通信機，電源の 4 つの要素で構成される。膨大な数の無線センサノードを設置するためには，1 つ 1 つのセンサノードのコストは低くなければならない。そのため，センサやマイクロプロセッサ，無線通信機などは，安価な CMOS 技術のシリコン半導体で実現されることが望まれる。また，設置場所の制約を最小化するために小型化が必要である。センサノードを設置することで，対象機器の動作に支障が出ることは好ましくない。

前述のようにセンサノードの電源は，バッテリーである。バッテリー寿命は，バッテリー容量をセンサノードの消費電力で割ることで見積もることができるが，センサノードの各コンポーネント消費電力の合計は，一般に数十 mA 以上となる[1]。例えば，300 mAh の小型ボタン電池を搭載した場合，センサノードの全コンポーネントを連続動作させると，バッテリー寿命はたったの数時間である。膨大な数のセンサノードのバッテリー交換は，運用コストを爆発的に増大させてしまう。そのため，低消費電力化によりバッテリー寿命を延長し，実質的にバッテリー交換を不要とし，センサノードをメンテナンスフリーとすることが望まれる。

特に高周波数で動作し，定常的に電力を消費するアナログ回路リッチな無線通信機は，

消費電力が大きい。データ送信時のみならず、データ受信時や受信待機時にも、大きな電力を消費し続ける。例えば、TI社の無線 MCU の1つである CC2538 は、センサネットワークで用いられる ZigBee 規格に準拠した無線通信機を内蔵している[72]。無線通信機の消費電流は、0dBm 送信時に 24mA、-100dBm 受信時に 24mA である。これらに対し、CPU の消費電流はフラッシュメモリアクセス時に 13mA である。このように無線通信機の消費電力が大きいため、センサノードの低消費電力化のためには、無線通信機の低消費電力化が最も重要な課題である。

そこで、本研究では、定常的に電力を消費するアナログ回路に着目し、定常的な電力消費の削減を目指した。そのために、インパルス信号によって無線通信し、データ量当たりの消費電力が小さい UWB-IR を無線通信機に適用した。図 1.2 に示すように、ビル・商業施設・工場などでは、監視制御対象機器に設置された末端のセンサノードは、極近距離に位置する中継局にセンサデータを転送し、中継局は、施設内の近距離に位置する基地局に末端のセンサノード群から収集したセンサデータを転送する。基地局以降の通信ネットワークは、既存の通信インフラを利用する。このようなネットワーク構成を想定し、UWB-IR の時間軸上で信号が離散的となる特徴を活かして、極近距離無線通信機のデジタル化技術と、近距離無線通信機の高速度動作技術を開発した。

一方、センサノードの小型化も重要である。小型化するとセンサノードの設置場所の自由度が上がる。特に、図 1.2 に示すように、工場や機器内の狭小空間と、モータや車輪の回転軸などでは、バッテリーを搭載することが困難な場合がある。このような環境に設置するセンサノードの電源は、周囲環境から発電するか、無線で電力を供給しなければならない。周囲環境から発電する方法として、熱電変換や振動発電などがあるが、いずれも安定して電力を得ることは困難である[5],[6]。

そこで、本研究では、狭小空間や回転体に設置するセンサノードを想定し、無線電力伝送技術をセンサネットワークに導入して、センサノードのバッテリーレス化を目指した。そのために、他の電子機器に対する EMI リスクが低く、狭小空間や回転体への無線電力伝送に適した 2次元導波シート方式を適用した。そして、センサノードに伝送する電力を安定化し、センサノードの動作状態に応じた消費電力変動に対応する、電力送受信機アーキテクチャとビームフォーミング技術を開発した。

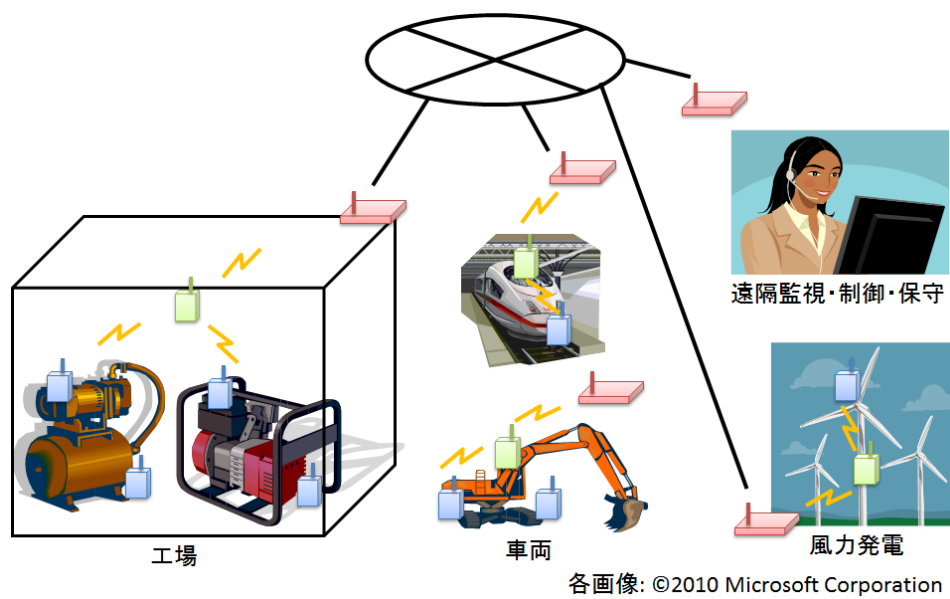


図 1.2 工場や発電設備などで用いられるセンサネットワークシステム

1.3 ウルトラワイドバンド無線通信技術

ウルトラワイドバンド(UWB)は、近年、超広帯域の周波数帯域を使用した高速データ通信の手段として注目されている。しかし、その起源は古く、1800年代後半のヘルツによる短パルス生成実験と、1900年代初頭のマルコーニによる電磁波データ通信実験にさかのぼる[7]。1901年、マルコーニはスパークギャップ送信機を用いて短パルスを送信し、大西洋を横断して Morse Code 列を送信した[8]。このときは、広帯域を用いることのメリットやマルチユーザシステムにおけるユーザ収容数については考えられていなかった。

1950年代に入り、パルスをベースとした伝送方式が軍事用途で開発され、インパルスレーダが登場した[8]。この時期、多くの通信技術が研究され、軍事用途に使われている。そして、これらの技術は数十年後に民生用途に展開された。UWB もその例外ではない。1960年代から1990年代にかけて、UWBは米国国防総省によって用途を軍事に限定され、セキュアな通信技術として研究開発されてきた。米国国防総省が UWB という用語を使い始めたのは1989年である[8]。このとき、UWBは中心周波数に対して20%以上の比帯域あるいは500 MHz以上の帯域を持つ信号またはシステムとされた。

1960年代には科学的な研究開発として、線形時不変システムのインパルス応答など、時間軸上での電磁波研究が開始された。まず、マイクロ波の過渡的挙動を理解するために、時間領域における電磁界の過渡解析が、インパルス応答の特性を調べることによって研究された[9],[10]。同時期には、短パルス送信が軍事用レーダに後押しされて開発されている。軍事用途の短パルスレーダも早い段階から開発されてきた[11]-[14]。これは、広帯域なインパルス信号を用いると高い距離分解能が得られるためである。こうして開発された技術は、短パルスレーダと通信システムに応用された。例えば、1978年の Ross と Bennet の例がそうである[15]。アカデミックなUWB研究のパイオニアとしては、Scholtz 教授とそのグループによる通信用途の研究が知られている[16]-[18]。

UWBが軍事用途だけでなく、民生用途に拡大した転機は、2002年2月である。米国連邦通信委員会(FCC)が、3.1 GHz から 10.6 GHz の周波数帯域をライセンスフリーでの利用に開放したのである[19]。UWBの定義は、1989年の米国国防総省の定義を踏襲し、中心周波数に対して20%以上の比帯域あるいは500 MHz以上の帯域を持つこととされた。

2002年2月、FCCは、UWBの民生利用について厳しい放射電力制限の下、最初の報告と指令を承認した。送信電力の指令は0.5 mW未満であり、超広帯域なUWBシステムは、送信電力スペクトラム密度を-41.3 dBm未満に抑えなければならない。UWBは帯域が非常に広いことと電力が低いことから、その信号は他の無線通信システムに対してバックグラウンドノイズのように見える。そのため、UWB信号は他の狭帯域無線受信機に検知や傍受をされることが無く、UWB無線通信システムと他の無線通信システムを共存させることができる特徴を持つ。つまり、UWBは、PAN用途の高速データ通信やセンサネットワーク用途の低速データ通信、レーダ、イメージングシステムなどを実現しながら、限りある周波数資源の有効活用をも促進するため、多くの関心を集めた。

UWBが用いられるセンサネットワークの領域は、主に、既存の狭帯域無線通信機の影響を受けにくいロバストな通信と、インパルス信号を用いることによる高精度は測距性能が求められる領域である[20]-[22]。この領域において、多くの研究開発事例が報告されている。例えば、機器や環境のイメージングと位置検出や、境界の侵入検知、監視カメラ、車載センシング、屋外スポーツモニタリング、道路や橋など都市インフラの監視などである[23]-[28]。これらに用いるデバイスやシステムについても多くの研究開発事例が報告されている[29]-[36]。

現在、UWB無線通信システムには、大きく分けて2つの方式がある。1つはインパルス方式、もう1つはマルチバンド方式である。マルチバンド方式は、無線LANなどで用いられている直交周波数分割多重(OFDM)方式を広帯域に拡張したものである。2002年当初はUWBといえばインパルス方式が主流であったが、高速通信用途の議論が活性化するに伴い、マルチバンド方式が台頭してきた。

高速無線通信の規格策定を目指した標準化委員会は、2003年10月に発足した。無線パーソナルエリアネットワーク(WPAN)の高速版としてIEEE 802.15.3aと位置付けられた。この委員会では、モトローラ社からスピンオフしたリースケール社が推すインパルス方式の1つである直接拡散方式(DSSS)と、インテル社とTI社を中心とするマルチバンドOFDMアライアンス(MBOA)が推すマルチバンド方式の1つであるマルチバンドOFDM方式(MB-OFDM)が、標準規格の候補として最終的に残った。しかし、その後の標準化活動は、両陣営の深刻な対立によって進まず、2006年1月に委員会が解散した。現在では、MBOAはWiMediaアライアンスと合併し、MB-OFDM方式はワイヤレスUSB規格として

残るにとどまる[37]-[40]。

一方，センサネット用の低消費電力無線通信の規格策定を目指した標準化委員会は，2007年3月にIEEE 802.15.4aとして無事標準規格を策定した[41]。こちらはインパルス方式のUWB(UWB-IR)である。インパルス信号を用いることで，従来の狭帯域無線通信やMB-OFDM方式で必要となる高周波数数の搬送波生成が不要となる。これにより，無線通信機に含まれる高周波回路を最小限に抑えることで，無線通信機の簡素化と低消費電力化を可能にする。

図 1.3 に UWB-IR の主な変調方式を示す。図 1.3(a)から(c)は従来用いられてきた方式である。いずれもインパルス信号1つ1つが離散的に送信される。図 1.3(a)は，インパルス信号の振幅でデータ0と1を表現する振幅シフトキーイング(ASK)である。インパルス信号の有無で1ビットのデータを表現する場合は，特にオンオフキーイング(OOK)と呼ばれる。この方式は，他の変調方式に比べて，最も無線通信機の構成を簡素化できる。図 1.3(b)は，インパルス信号の位相でデータ0と1を表現する位相シフトキーイング(PSK)である。位相0度と180度を用いることで，1ビットのデータを表現することができる(BPSK)。ASKに比べて，無線通信機は多少複雑になるものの，雑音耐性は高い。図 1.3(c)は，インパルス信号特有の変調方式である。インパルス信号の位置でデータ0と1を表現するパルス位置変調(PPM)である。BPSK同様，ASKに比べて，無線通信機は多少複雑になるものの，雑音耐性は高い。

図 1.3(d)はIEEE 802.15.4aで標準化された変調方式である[41]。パケット通信の冒頭で同期を取るプリアンプル部では，インパルス信号が31.2 MHzの間隔で送信される。その後のデータ部では，従来とは異なり，インパルス信号がバースト送信される。1ビットを表現する時間領域は大きく4つに分割されている。データ0を表現する区間とデータ1を表現する区間，これらの中に存在するインターバル区間である。データ0とデータ1のどちらの区間にインパルス信号が送信されるかでデータを表現する。各区間は8つに分かれており，インパルス信号を送信する区間を分割することにより，複数端末の送信信号の相関を減らし，複数端末の共存を許容する。1区間は2 ns幅のインパルス信号16個分であり，16個のインパルス信号をバースト送信する。

このようなバースト送信を行う変調方式は，受信機に同期型と非同期型のアーキテクチャを許容する。同期型受信機は，16個のインパルス信号それぞれの位相に同期するこ

とで、高い信号対雑音比(SNR)が期待できる。これにより、高い通信性能を実現する。一方、非同期型受信機は、16個のインパルス信号群の電力を検出することで、受信機の簡素化が期待できる。これにより、同期型に比べて、SNRが低いものの低い消費電力を実現する。このように、用途に応じて受信機アーキテクチャを自由に選択することが許されている。

以上のように、バッテリー寿命を延長し、実質的なバッテリー交換を不要化したいセンサノードには、インパルス信号を用いる UWB-IR が適している。

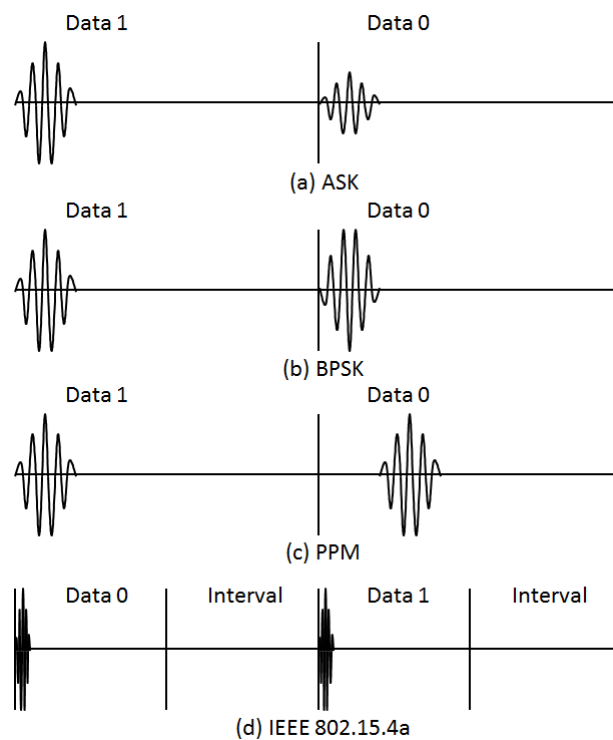


図 1.3 UWB-IR の主な変調方式

1.4 無線電力伝送技術

無線電力伝送技術の歴史は 1800 年代後半にはじまる[42]。ニコラ テスラの電氣的な電力の伝送実験である。このときの最終的な目標は、世界中に無線電力を分配することであった[43]。1899 年から 1900 年にかけて、テスラは米国にて、電界を用いた無線電力伝送実験を実施した[44],[45]。この実験では、容量結合だけではなく、伝送線路や導波路の効果も利用していた。そして、1901 年に、テスラはロングアイランド湾に近くに Wardencllyffe Tower を建設した。この塔はラジオ放送や無線通信、無線電力伝送などに使われた[46]。

次に無線電力伝送技術に注目が集まるのは、第 2 次世界大戦後である。マイクロ波帯で動作可能な高出力真空管の登場により、長距離の電力伝送が可能になった。1963 年にはウィリアム C ブラウンがマイクロ波による最初の無線電力伝送システムの実証実験を行った[47]。1970 年代に入ると、マイクロ波を用いた宇宙からの無線電力伝送に注目が集まった。宇宙太陽光発電である。巨大な太陽光発電パネルを広げた数百 km 上空の衛星から、地上の特定の場所にマイクロ波によって電力を送るというものである[48]-[51]。マイクロ波の電力密度を、人体防護の規制に収めるため、マイクロ波のビーム径は巨大である。なぜなら、衛星から送られる電力は非常に大きいためである。このビームを形成するために、巨大なアレイアンテナを用いる。このような巨大な装置を用いて宇宙で発電するモチベーションは、天候の影響を受けず、昼夜の区別なく、強大な電力を得られることである。このシステムの実現に向けて、現在も研究開発が続けられている[52]。

同じ時期に、センサネットへの無線電力伝送技術の適用も研究されるようになった。様々な領域におけるセンサネットへの適用が検討されているが、特に効果的なのは、危険な場所や過酷な環境、アクセスが困難な場所である。センサネット用として検討されている構成は宇宙太陽光発電の研究のそれとは異なり、マイクロ波のビームを絞らず、周囲に電力を分散させるものである。つまり、送信機が設置された特定の位置から、周囲に配置されたセンサノードに電力を分配する仕組みである[53],[54]。

大電力のマイクロ波が人体に与える影響について、1950 年代以降、多くの研究成果が発表されており、現在も多くの研究が行われている[55]。これらは主に次の 2 つに分けら

れる。1つは健康に対する影響に注目したもの、もう1つはDNAへのダメージに注目したものである。2.45 GHzと5.8 GHzのIEEE標準規格では、電磁波の被ばく制限はそれぞれ、6分間の平均値で81.6 W/m²と100 W/m²、30分間の平均値で16.3 W/m²と38.7 W/m²である[56],[57]。このレベルは太陽光の平均電力1000 W/m²に比べてずっと小さい。これは、電磁波による熱的影響が無視できるレベルとして考えられている。

電磁波の防護指針は各国で策定されている。そのベースとなり実質的に指針を策定しているのは、国際非電離放射線防護委員会(ICNIRP)という独立組織である。ICNIRPは、電界、磁界、電波、紫外線より波長の長い全ての光、可聴音を除く音波の人体安全性について、勧告を行う機関である。これらの安全性の検討においては、社会的な配慮を排除し、純粋に科学的な立場を取っており、世界保健機構(WHO)などとも協力して活動している。1992年に国際放射線防護委員会(IRPA)によって設立された。このICNIRPが1998年に示した300 GHzまでのガイドラインを、表1.1に示す[58]。なお、1 Hzから100 kHzの周波数については2010年に更新された[59]。日本では、表1.2のように、総務省が電波防護指針を示している[60]。

表 1.1 ICNIRP によるガイドラインの概要[58]

周波数10GHzまでの時間的に変化する電磁界に対する基本制限

Exposure characteristics	Frequency range	Current density for head and trunk (mA m ⁻²) (rms)	Whole-body average SAR (W kg ⁻¹)	Localized SAR (head and trunk) (W kg ⁻¹)	Localized SAR (limbs) (W kg ⁻¹)
Occupational exposure	up to 1 Hz	40	—	—	—
	1-4 Hz	40/ <i>f</i>	—	—	—
	4 Hz-1 kHz	10	—	—	—
	1-100 kHz	<i>f</i> /100	—	—	—
	100 kHz-10 MHz	<i>f</i> /100	0.4	10	20
General public exposure	10 MHz-10 GHz	—	0.4	10	20
	up to 1 Hz	8	—	—	—
	1-4 Hz	8/ <i>f</i>	—	—	—
	4 Hz-1 kHz	2	—	—	—
	1-100 kHz	<i>f</i> /500	—	—	—
	100 kHz-10 MHz	<i>f</i> /500	0.08	2	4
	10 MHz-10 GHz	—	0.08	2	4

表 1.2 総務省の電波妨害指針の概要[60]

一般環境における電磁界強度(平均時間6分間)の指針値

周波数 f	電界強度の実効値 E [V/m]	磁界強度の実効値 H [A/m]	電力密度 S [mW/cm ²]
10kHz~30kHz	275	72.8	/
30kHz~3MHz	275	2.18f[MHz] ⁻¹ (72.8-0.728)	
3MHz~30MHz	824f[MHz] ⁻¹ (275-27.5)	2.18f[MHz] ⁻¹ (0.728-0.0728)	
30MHz~300MHz	27.5	0.0728	0.2
300MHz~1.5GHz	1.585f[MHz] ^{1/2} (27.5-61.4)	f[MHz] ^{1/2} /237.8 (0.0728-0.163)	f[MHz]/1500 (0.2-1)
1.5GHz~300GHz	61.4	0.163	1

宇宙太陽光発電は実用化にはさらに長い年月が必要であるが、近距離の無線電力伝送技術は、既に実用化されているものも多い。近距離の無線電力伝送技術の方式は主に次の5つに分類できる。

・電磁波方式

RFID システムで用いられる無線電力伝送技術である。電力伝送は、電磁波を送信アンテナで空間に放射し、それを受信アンテナで受信することによって行う。電力伝送距離は数 cm から 10 m 程度と幅広く使えるが、電力伝送効率は一般に 1% に満たない。13.56 MHz 帯や 920 MHz 帯、2.4 GHz 帯などが使われる。空間に電磁波を放射するため、他の電子機器への EMI リスクが存在する。

・電磁誘導方式

古くは、電動歯ブラシやシェーバーなどに用いられ、近年では、携帯端末の充電に適用され、電気自動車の充電への適用が研究開発されている。最も実用化の実績がある方式である。電力伝送は、2つのコイルを近接させ、互いに共通して鎖交する磁束を用いて行う。数百 kHz 以下の低い周波数が使用され、90%以上の高い電力伝送効率が実現可能である。しかし、電力伝送を行う2つのコイルは数 mm 程度の距離に配置しなければならず、また、コイルの位置がずれると電力伝送効率が著しく低下するという特徴がある。また、2つのコイルの間に異物が混入すると、異物が発熱したり、電力伝送効率が低下したりする。従って、導体を露出していない2つの機器を接触させられる用途や、2つのコ

イルの位置関係を何らかの手段で固定したり調整したりできる機構を備える用途で有用である。

- ・磁界共鳴方式

近年、無線電力伝送技術に再び注目が集まっているが、そのきっかけとなった方式である。2007年にMITが発表した[61]。電力伝送は、2つの非常に高いQ値を持つ共振器の間で、磁界を介して行う。コイルと容量で共振器を構成するため、一般に、電磁誘導方式よりも高い数MHzから数十MHzの周波数が使用される。電力伝送効率は電磁誘導方式よりも高い周波数を用いていることもあり、60%程度である。電力伝送を行う2つの共振器は数十cmから数mの距離に設置することができ、電磁誘導方式に比べて共振器の設置自由度が高い。これはQ値を高め、送信機と受信機間の抵抗成分を減らしているためである。また、2つの共振器の間に異物が混入しても、その異物に2つの共振器と同じ周波数の共振機構が存在しなければ、異物の発熱や、電力伝送効率の低下はほとんど発生しない。しかし、多くの電子機器は、どのような共振機構が存在するか詳細に把握・検証されておらず、製造ばらつきなどもあるため、EMIリスクを明確にすることが難しい。なお、伝送距離を長くする場合、それに応じて共振器サイズ(コイルサイズ)が大きくなることから、小型化しにくい特徴がある。従って、電気自動車の充電や家電への給電などの用途が検討されている。

- ・電界結合方式

磁界共鳴方式との違いは、磁界を用いるか電界を用いるかである。電界結合方式は電界による電力伝送であり、2つの共振器が容量を介して結合する。電界結合方式では2つの共振器の距離は数mmから数cmである。これは、2つの共振器の距離が離れば離れるほど、対抗する単位面積当たりの容量が低下するためである。また、電磁誘導方式と磁界共鳴方式がコイルに電流を流して電力を伝送するのに対し、電界結合方式は、電極に電圧を印加して電力を伝送する。従って、大電力を伝送するためには、一般に、高電圧が必要となる。村田製作所や竹中工務店、豊橋技術科学大学などが、携帯端末の充電や白物家電への給電、道路と自動車のタイヤの間での電力伝送などを想定し、研究開発している[69]-[71]。

- ・2次元導波シート方式

送信機と受信機が2次元に広がる導波路を介して電力伝送する方式である[62],[63]。2

次元に広がる導波路を導波シートと呼ぶことにする。この導波シートの表面には、エバネッセント波と呼ばれる表面波が存在する[64],[65]。表面波は、誘電体を用いた構造において、その表面に電力を集中させ、周囲空間へは電力をほとんど放射しない波のことである。周囲空間への漏えいは距離に対して指数関数的に減衰する。2次元導波シート方式は、電力を導波シート内に閉じ込め、導波シートに沿って2次元領域で数 cm から 10m 程度の広範囲に電力を伝送する方式である。導波シート内に閉じ込められた電力は、エバネッセント波を媒介として、導波シートと結合するカップラを用いることで取り出すことができる。カップラと導波シートの距離は数 mm 程度である。カップラは使用する信号波長の関数である。そのため、920 MHz 帯や 2.4 GHz 帯など高い周波数が使用される。電力伝送効率も、同じ周波数帯を使用する電磁波方式よりも、導波シート内に電力を閉じ込めて伝送する分だけ高く、1%から 10%程度である。広範囲の2次元領域で電力伝送でき、導波シートは折り曲げることができるため、電磁誘導方式よりも給電対象の設置自由度が高い[66]-[68]。また、導波シート上に異物が存在しても、使用する周波数で共振し導波シートと結合する機構を持たない限り、異物が発熱することはない。さらに、電力を導波シート内に閉じ込めているため、周囲の電子機器に対する EMI リスクは非常に小さい。デスク上の電子機器への給電や、床からロボットへの給電などの用途で研究開発されている。

以上の無線電力伝送技術を比較すると、狭小空間や回転体に設置し、バッテリーを搭載できないセンサノードへの電力伝送には、周囲の機器に対する EMI リスクが低く、周囲の構造物や機器から影響を受けにくい 2次元導波シート方式の無線電力伝送が適している。

1.5 本研究の目的

センサノードをメンテナンスフリーにするためには、センサノードのバッテリー交換を不要にするか、電力を外部から供給しバッテリーそのものを不要にする必要がある。その実現のため、センサノードにおいて最も電力を消費する無線通信機の低電力化によるバッテリー交換の実質的な不要化と、無線電力伝送の安定化によるバッテリー不要化のための技術構築を目的とした。

無線通信機の低電力化については、定常的に電流を流し消費電力の大きなアナログ回路に着目し、定常的な電流の削減を目指した。監視制御対象機器のセンサデータを集約する極近距離無線通信と、監視制御対象機器から集約したセンサデータを基地局に転送する近距離無線通信について、低消費電力化を検討した。なお、基地局以降の通信ネットワークは、商用電源が供給される環境であり、既存の通信インフラを利用すればよい。

無線電力伝送の安定化については、他の電子機器に対する EMI リスクが小さく、広い平面領域に非接触で電力を供給できる 2 次元導波シート方式に着目し、センサノードへの安定した電力供給を目指した。導波シート内には定在波が発生し、センサノードの位置に依存して電力供給量が変動してしまうため、これを補償する送受信機アーキテクチャとビームフォーミング方式を検討した。

1.6 本論文の構成

図 1.4 に本論文の構成を示す。第 1 章は序論である。研究の背景としてセンサネットワークシステムと、そこで用いられる UWB 技術と無線電力伝送について説明し、本研究の意義と解決すべき課題をまとめた。第 2 章では、極近距離無線通信に UWB-IR 送受信機を低消費電力化するため、全デジタル送信機とクロック同期受信機を提案し、試作したチップを用いて無線通信性能と消費電力を評価した結果について報告した。第 3 章では、近距離無線通信に UWB-IR 受信機を低消費電力化するため、受信機アナログフロントエンド(AFE)の間欠動作技術を提案し、開発した送受信機チップを用いて無線通信と消費電力を評価した結果について報告した。第 4 章では、回転体や狭小空間などセンサノードにバッテリーを搭載できないセンサネットワークを実現するため、2次元導波シート方式の無線電力伝送を高効率化するため、送信電力を調整する送信機アーキテクチャと負荷インピーダンス変動に対応する受信機アーキテクチャを提案し、プロトタイプを用いて無線電力伝送効率を評価した結果について報告した。第 5 章では、2次導波シート方式の無線電力伝送を高安定化するため、ビームフォーミング技術を導入し、送信機間の回路遅延ばらつきを補償するユニバーサルオンシートリファレンス方式を提案し、試作したチップを含むプロトタイプを用いて無線電力伝送を評価した結果について報告した。第 6 章は結論である。各章で得られた本研究の成果をまとめた。

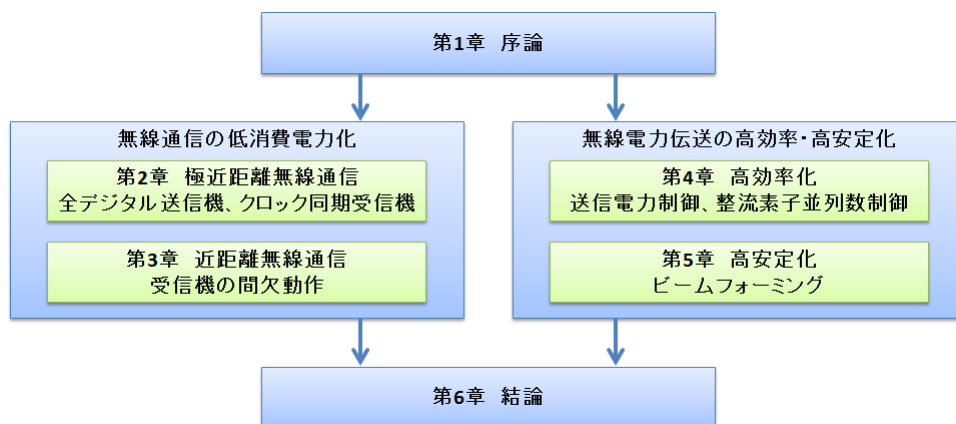


図 1.4 本論文の構成

参考文献(第 1 章)

- [1] 阪田史郎, “センサネットワーク,” 電子情報通信学会「知識ベース」, 4 郡 5 編 3 章, Jun. 2010.
- [2] G. E. Moore, “Cramming More Components onto Integrated Circuits,” Proc. IEEE, Vol.86, No. 1, pp.82-85, Jan. 1998.
- [3] B. Warneke, M. Last, B. Liebowitz and K. S. J. Pister, “Smart Dust: Communicating with a Cubic-Millimeter Computer,” IEEE Computer, Vol. 34, No. 1, pp. 44-51, Jan. 2001.
- [4] 総務省 報道資料, “「ユビキタスセンサーネットワーク技術に関する調査研究会」の開催,” 参考資料 1 , Mar. 2004.
- [5] J. H. Jang, D. F. Berdy, J. Lee, D. Peroulis and B. Jung, “A Wireless Sensor Node for Condition Monitoring Powered by a Vibration Energy Harvester,” Proc. IEEE CICC, pp. 1-4, Sep. 2011.
- [6] Z. Wang, F. Bouwens, R. Vullers, F. Petre and S. Devos, “Energy Autonomous Wireless Vibration Sensor for Condition-Based Maintenance of Machinery,” Proc. IEEE Sensors, pp.790-793, Oct. 2011.
- [7] A. L. Marenco and R. Rice, “On Ultra Wideband (UWB) Technology and Its Applications to Radar and Communications,” Georgia Tech Research Institute, Oct. 2009.
- [8] R. S. Kshetrimayum, “An introduction to UWB communication systems,” IEEE potentials, pp. 9-13, Mar. 2009.
- [9] F. Davis and H. W. Loeb, “Time-Domain Measurements for Transistor and Network Characterization up to 1 Gc,” Proc. IEEE, Vol. 53, No. 10, pp. 1649-1650, Oct. 1965.
- [10] G. F. Ross, “The Transient Analysis of Certain TEM Mode Four-Port Networks,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 14, No. 11, pp. 528-542, Nov. 1966.
- [11] S. Roy, J. R. Foerster, V. S. Somayazulu and D. G. Leeper, “Ultrawideband Radio Design: The Promise of High-Speed, Short-Range Wireless Connectivity,” Proc. IEEE, Vol. 92, No. 2, pp. 295-311, Feb. 2004.
- [12] R. J. Fontana, “A Brief History of UWB Communications,” Multispectral Solutions, Inc.
- [13] T. W. Barrett, “History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and

-
- Innovators,” Proc. Progress In Electromagnetics Symposium, pp. 1-29, Jul. 2000.
- [14] L. Yang and G. B. Giannakis, “Ultra-Wideband Communications: An Idea Whose Time Has Come,” IEEE Signal Process. Mag., Vol. 21, No. 6, pp. 26-54, Nov. 2004.
- [15] C. L. Bennett and G. F. Ross, “Time-Domain Electromagnetics and Its Applications,” Proc. IEEE, Vol. 66, No. 3, pp. 299-318, Mar. 1978.
- [16] R. A. Scholtz, “Multiple access with time-hopping impulse modulation,” Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM), pp. 447-450, Oct. 1993.
- [17] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Impulse Radio: How It Works,” IEEE Commun. Lett., Vol. 2, No. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [18] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “On the Robustness of Ultra-Wide Bandwidth Signals in Dense Multipath Environments,” IEEE Commun. Lett., Vol. 2, No. 2, pp. 51-53, Feb. 1998.
- [19] Federal Communications Commission (FCC), “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems,” First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, adopted Feb. 2002, released Jul. 2002.
- [20] P. Martigne, “UWB for Low Data Rate Applications: Technology Overview and Regulatory Aspects,” Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS), pp. 2425-2428, May. 2006.
- [21] K. D. Colling and P. Ciorciari, “Ultra Wideband Communications for Sensor Networks,” Proc. IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM), pp. 2384-2390, 2005.
- [22] S. Gezici, Z. Tian, G. B. Giannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H. V. Poor and Z. Sahinoglu, “Localization via Ultra-Wideband Radios: A look at positioning aspects for future sensor networks,” IEEE Signal Process. Mag., Vol. 22, No. 4, pp. 70-84, Jul. 2005.
- [23] R. S. Thoma, O. Hirsch, J. Sachs and R. Zetik, “UWB Sensor Networks for Position Location and Imaging of Objects and Environments,” Proc. IEEE 2nd Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP), pp. 1-9, Nov. 2007.
- [24] Y. Liu, C. Li, Y. He, J. Wu and Z. Xiong, “A Perimeter Intrusion Detection System Using Dual-Mode Wireless Sensor Networks,” Proc. IEEE 2nd Int. Conf. Commun. Netw., pp. 861-865, Aug. 2007.
- [25] X. Huang, E. Dutkiewicz, R. Gandia and D. Lowe, “Ultra-Wideband Technology for Video Surveillance Sensor Networks,” Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Inf., pp. 1012-1017, Aug. 2006.

-
- [26] J. Li and T. Talty, "Channel Characterization for Ultra-Wideband Intra-Vehicle Sensor Networks," Proc. Military Commun. Conf. (MILCOM), pp. 1-5, Oct. 2006.
- [27] I. Oppermann, L. Stoica, A. Rabbachin, Z. Shelby and J. Haapola, "UWB Wireless Sensor Networks: UWEN – A Practical Example," IEEE Commun. Mag., Vol. 42, No. 12, pp. S27-S32, Dec. 2004.
- [28] V. Mehta and M. E. Zarki, "An Ultra Wide Band (UWB) based Sensor Network for Civil Infrastructure Health Monitoring," Proc. 1st Eur. Workshop Wireless Sensor Netw. (EWSN), Jan. 2004.
- [29] M. Shen, T. Koivisto, T. Peltonen, L. R. Zheng, E. Tjukanoff and H. Tenhunen, "UWB Radio Module Design for Wireless Sensor Networks," Proc. IEEE NORCHIP Conf., pp. 184-187, Nov. 2005.
- [30] T. Nakagawa, G. Ono, R. Fujiwara, T. Norimatsu, T. Terada, M. Miyazaki, K. Suzuki, K. Yano, Y. Ogata, A. Maeki, S. Kobayashi, N. Koshizuka and K. Sakamura, "1-cc Computer: Cross-Layer Integration With UWB-IR Communication and Locationing," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 43, No. 4, pp. 964-973, Apr. 2008.
- [31] M. Verhelst and W. Dehaene, "A Flexible, Ultra-Low Power 35 pJ/pulse Digital Back-end for a QAC UWB Receiver," Proc. IEEE Eur. Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC), pp. 236-239, Sep. 2007.
- [32] H. Nabil, A. Samir, M. Ali, M. Fathy, S. Sayed and H. F. Ragai, "CMOS UWB-IR Energy Collection Based Receiver," Proc. IEEE Int. Conf. Microelectron., pp. 441-444, Dec. 2007.
- [33] T. Terada, S. Yoshizumi, M. Muqsith, Y. Sanada and T. Kuroda, "A CMOS Ultra-Wideband Impulse Radio Transceiver for 1-Mb/s Data Communications and ± 2.5 -cm Range Finding," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 41, No. 4, pp. 891-898, Apr. 2006.
- [34] L. Stoica, S. Tiuraniemi, I. Oppermann and H. Repo, "An Ultra Wideband Low Complexity Circuit Transceiver Architecture for Sensor Networks," Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Systems (ISCAS), pp. 364-367, May. 2005.
- [35] B. Q. Ruiz, A. A. Vazquez, M. L. Rubio and J. L. G. Garcia, "Impulse Radio UWB System Architecture for Smart Wireless Sensor Networks," Proc. IEEE Networking With UWB/ Workshop Ultra Wide Band Sensor Netw., pp. 35-39, Jul. 2005.

-
- [36] R. J. Fontana, E. Richley and J. Barney, "Commercialization of an Ultra Wideband Precision Asset Location System," Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. Technol., pp. 369-373, Nov. 2003.
- [37] USB Implementers Forum, "Wireless Universal Serial Bus Specification 1.1," Sep. 2010.
- [38] WiMedia Alliance, "WiMedia PHY Specification 1.5," Aug. 2009.
- [39] WiMedia Alliance, "WiMedia MAC Specification 1.5," Dec. 2009.
- [40] WiMedia Alliance, "WiMedia MAC-PHY Interface 1.5," Dec. 2009.
- [41] IEEE, "IEEE standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirement Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.4a-2007, Aug. 2007.
- [42] J. Garnica, R. A. Chinga and J. Lin, "Wireless Power Transmission: From Far Field to Near Field," Proc. IEEE, Vol. 101, No. 6, pp. 1321-1331, Jun. 2013.
- [43] N. Tesla, "The Transmission of Electrical Energy without Wires as a Means for Furthering Peace," Electrical World and Engineer, pp. 21-24, Jan. 1905.
- [44] N. Tesla, "The True Wireless," Electrical Experimenter, May. 1919.
- [45] N. Tesla, "Experiments with Alternate Currents of Very High Frequency and their Application to Methods of Artificial Illumination," IEEE Trans. American Institute of Electrical Engineers, Vol. VIII, No. 1, pp. 266-319, Jan. 1891.
- [46] N. Tesla, "The Future of the Wireless Art," Wireless Telegraphy & Telephony, pp. 67-71, 1908.
- [47] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 32, No. 9, pp. 1230-1242, Sep. 1984.
- [48] W. C. Brown and E. E. Eves, "Beamed Microwave Power Transmission and its Application to Space," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 40, No. 6, pp. 1239-1250, Jun. 1992.
- [49] H. Matsumoto, "Research on Solar Power Satellites and Microwave Power Transmission in Japan," IEEE Microw. Mag., Vol. 3, No. 4, pp. 36-45, Dec. 2002.
- [50] J. C. Lin, "Space Solar-Power Stations, Wireless Power Transmission, and Biological

-
- Implications,” *IEEE Microw. Mag.*, Vol. 3, No. 1, pp. 36-42, Mar. 2002.
- [51] J. O. McSpadden and J. C. Mankins, “Space Solar Power Programs and Microwave Wireless Power Transmission Technology,” *IEEE Microw. Mag.*, Vol. 3, No. 4, pp. 46-57, Dec. 2002.
- [52] S. Sasaki and K. Tanaka, “Wireless Power Transmission Technologies for Solar Power Satellite,” *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, pp. 3-6, May, 2011.
- [53] K. M. Farinholt, G. Park and C. R. Farrar, “RF Energy Transmission for a Low-Power Wireless Impedance Sensor Node,” *IEEE Sensors Journal*, Vol. 9, No. 7, pp. 793-800, Jul. 2009.
- [54] Y. J. Ren and K. Chang, “5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 54, No. 4, pp. 1495-1502, Apr. 2006.
- [55] URSI Inter-commission Working Group on SPS, “URSI White Paper on Solar Power Satellite (SPS) Systems and Report of the URSI Inter-Commission Working Group on SPS,” Jun. 2007.
- [56] IEEE, “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz,” *IEEE Std. C95.1-2005*, Apr. 2005.
- [57] IEEE, “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz,” *IEEE Std. C95.1a-2010*, Mar. 2010.
- [58] ICNIRP, “Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz),” *Health Physics*, Vol. 74, pp. 494-522, Apr. 1998.
- [59] ICNIRP, “Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz to 100 kHz),” *Health Physics*, Vol. 99, pp. 818-836, Nov. 2010.
- [60] 総務省 電気通信技術審議会, “電波防護指針,” 諮問第 89 号「電波利用における人体防護の在り方」, Apr. 1997.
- [61] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, Vol. 317, No. 5834,

pp. 83-86, Jul. 2007.

- [62] A. Noda and H. Shinoda, "Selective Wireless Power Transmission Through High-Flat Waveguide-Ring Resonator on 2-D Waveguide Sheet," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 59, No. 8, pp. 2158-2167, Aug. 2011.
- [63] T. Oota, T. Matsuda, Y. Kado and B. Zhang, "High-Accuracy Positioning Using Phase Difference of Electrode Array for Two-Dimensional Communication Sensor Network (2DCSN)," *Proc. IEEE Sensors*, pp. 786-789, Oct. 2011.
- [64] L. B. Felsen, "Evanescent-Wave Tracking: New Approach to the Analysis of Large Reflector and Aperture Antennas," *IET Electron Lett.*, Vol. 17, No. 17, pp. 531-532, 1979.
- [65] P. Ludlow and V. Fusco, "Reconfigurable Small-Aperture Evanescent Waveguide Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 59, No. 12, pp. 4815-4819, Dec. 2011.
- [66] Y. Makino, S. Ogawa, and H. Shinoda, "EMG Sensor Array Integrated on a Flexible 2D Signal Transmission Sheet," *Proc. IEEJ 25th Sensor Symp.*, pp.671-674, Oct. 2008.
- [67] K. Eom, and H. Arai, "Smart Blanket: Flexible and Easy to Couple Waveguide," *Proc. IEEE Topical Conf. Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS)*, pp.15-18, Jan. 2011.
- [68] B. Stupfel, "Impedance Boundary Conditions for Finite Planar or Curved Frequency Selective Surfaces Embedded in Dielectric Layers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, No. 11, pp. 3654-3663, Nov. 2005.
- [69] Murata Manufacturing Co., Ltd., P. Camurati and H. Bondar, "Device for transporting energy by partial influence through a dielectric medium," U. S. Patent 8,587,156. 2013-11-19.
- [70] H. Funato, H. Kobayashi and T. Kitabayashi, "Analysis of Transfer Power of Capacitive Power Transfer System," *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 1015-1020, Apr. 2013.
- [71] M. Hanazawa and T. Ohira, "Power Transfer for a Running Automobile," *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, pp. 3-6, May, 2011.
- [72] Texas Instruments Incorporated, "CC2538 Powerful System-On-Chip for 2.4-GHz

IEEE802.15.4, 6LoWPAN and ZigBee® Applications,” CC2538 Datasheet, Spt. 2014.

第 2 章 極近距離無線通信回路のデジタル動作化

2.1 はじめに

UWB は 500MHz の帯域以上もしくは中心周波数に対して 20%以上の比帯域を持つ無線通信技術である[1]。帯域は中心周波数の電力に対して-10dB の電力までを範囲とする。UWB 無線技術は高速通信や低消費電力が期待されている。また、センサネットワークや遠隔制御、RFID などにおいて、近距離無線通信を低コストに実現する手段としても期待されている[2],[3]。

マルチバンド方式とインパルス方式を比較した結果、UWB-IR を選択した。その理由は主に 2 つある。1 つ目の理由は、UWB-IR 送受信機は低コストかつ低消費電力に設計できることである。これは、UWB-IR 送受信機が簡略化でき、CMOS 技術を用いても少ない外付け部品で実装できることに起因する[2]。2 つ目の理由は、UWB-IR は高い精度で測距が可能なことである。これは、数 ns という狭い時間幅のインパルス信号を用いることに起因する。測距が可能になると、数多く設置したセンサノードの位置と ID の管理が容易になる。これらの特徴は、UWB-IR がセンサネットワークの最適なソリューションであることを示している。

本章では、極近距離無線通信用に UWB-IR 送受信機を CMOS 技術で設計した結果と、試作したチップを用いて無線通信と測距の性能を評価した結果について報告する[13]。提案する UWB-IR 送受信機のアーキテクチャを図 2.1 に示す。大きな特徴は、通信距離を極近距離に限定することでアナログ回路を極力削減したことと、無線通信にインパルス信号を用いることを利用してアナログ回路の定常電流を削減したことである。これらを実現する全デジタル送信機とクロック同期関連器はチップサイズと消費電力を大幅に低減した。例えば、提案のアーキテクチャでは不要だが、従来のアーキテクチャではインパルスを捕捉するために 1 GHz 以上のサンプリング速度を持つアナログ-デジタル変換器 (ADC)が必要である[4]。

なお、日本の電波法では微弱な電磁波を放射する微弱無線局はライセンスフリーで使用できる。電界強度の放射制限マスクは図 2.2 のとおりである。許容される電界強度は送信機から 3 m の距離で規定され、322 MHz 以下の周波数帯域では 500 $\mu\text{V}/\text{m}$ 、322 MHz から 10 GHz までの周波数帯域では 35 $\mu\text{V}/\text{m}$ である。本提案の UWB-IR 送受信機はこのマ

マスクを順守するように設計されている。

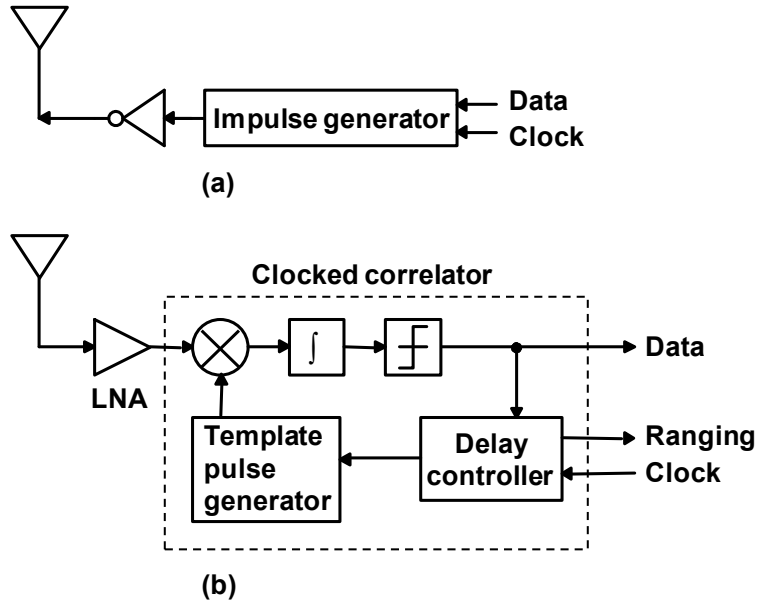


図 2.1 提案する UWB-IR 送受信機アーキテクチャ [13] (a)送信機, (b)受信機

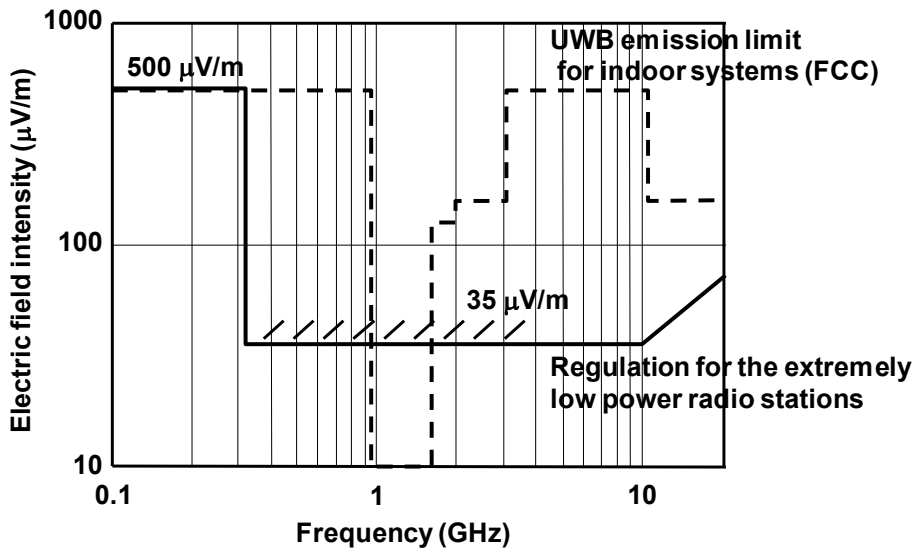


図 2.2 電界強度の放射制限マスク [13]

本章の構成は次のとおりである。第 2 節では、提案する UWB-IR 送受信機のアーキテクチャについて説明する。第 3 節では、提案する UWB-IR 全デジタル送信機について説

明する。第 4 節では，提案する UWB-IR クロック同期受信機について説明する。第 4 節の説明には，クロック同期相関器と，バイアス電流をスイッチングして定常電流を低減する低雑音増幅器(LNA)，同期捕捉と測距の仕組みに関する説明も含む。第 5 節では，試作したチップとこのチップを用いた実験結果について説明する。第 6 節では，本章についてまとめる。

2.2 UWB-IR デジタル動作送受信機のアーキテクチャ

図 2.1 に示した UWB-IR 送受信機について詳細を説明する。著者らは簡易な実装と低消費電力化のために変調方式を、従来よく使われる PSK や PPM ではなく、パルスの有無によってデータを伝送する OOK とした。OOK ではデータ 1 のときのみパルスを送信することから、PSK や PPM のようにデータ 0 のときにもパルスを送信する変調方式に比べて、データ 0 とデータ 1 の送信確率が等しい場合、データ当たりの送信信号電力を半減できる。

従来の送信機は主に位相ロックループ(PLL)とミキサ、アンテナを駆動するパワーアンプ、アンテナで構成される[5],[6]。これらはアナログ回路であり定常的に電流が消費され、消費電力は 12.6mW 程度である[6]。これに対し、提案の送信機はデジタル回路とアンテナで構成される。パルス生成や変調をデジタル回路で行う上に、アンテナの駆動もアナログ増幅器ではなく、デジタルバッファで行う。これは、アンテナの周波数特性を利用することで、デジタル信号からインパルス信号が生成できることを見出したことで実現された[7]。

従来の受信機は主に LNA とミキサ(相関器)、増幅器、フィルタ(積分器)、ADC で構成される。これらはアナログ回路であり定常的に電流が消費され、ADC を除く受信機の消費電力は 28.8mW 程度である[6]。特に、インパルスを抑える ADC は 1 GHz 以上の高速サンプリングが必要であるため消費電力が大きく、ADC 単体の消費電力は 86mW 程度である[4]。UWB-IR はインパルス信号を用いる無線通信方式であり、信号の存在する時間は信号の存在しない時間に比べて 500 分の 1 程度と非常に小さい。そのため受信機の回路をインパルス信号の間隔に合わせて間欠動作することで、消費電力を大幅に低減することが可能である。回路を間欠動作させるため、提案の受信機は、バイアス電流をスイッチングして間欠動作する LNA と、クロックに同期して受信信号とテンプレートパルスを掛け合わせる相関器で構成される。

クロック同期相関器は積分機能付きミキサとテンプレートパルス生成器、比較器、遅延制御器で構成される。積分機能付きミキサはパッシブミキサと積分器を一体化した回路構成であり、受信信号とテンプレートパルスのタイミングが重なったときのみ電流を

消費する。テンプレートパルス生成器はシンプルな論理回路で構成する[8]。テンプレートパルスはデジタル信号のパルスであり、テンプレートパルス印加時の受信信号強度を検出するものである。比較器は一般的なフリップフロップである。積分機能付きミキサの出力電圧振幅はフリップフロップによりデータ 0 またはデータ 1 を判定するのに十分な大きさに設計する。遅延制御器はクロックのタイミングを制御する回路である。テンプレートパルスの生成タイミング、つまり、積分機能付きミキサにテンプレートパルスを印加するタイミングを制御したり、比較器の動作タイミングを制御したりする。これにより、受信信号を同期捕捉し、無線通信を可能にする。また、制御する遅延量を用いて、送信機と受信機の相対的な距離変動を計測することも可能となる。

遅延制御器はさらに、LNA のバイアス電流のスイッチングも併せて制御する。これにより、クロック同期関連器の動作に合わせて LNA を間欠動作させることができる。このように遅延制御器が受信機の全ブロックの動作を制御することで、受信信号を確実に捕らえながら、定常的な電流を低減することができる。

以上のように、提案した送信機アーキテクチャでは、全ての回路をデジタル回路で構成し、定常的な消費電流を削減する。また、提案した受信機アーキテクチャでは、全ての回路をクロックに同期させ、インパルス信号の間隔に合わせて回路を間欠動作させることで、定常的な消費電流を低減する。

2.3 UWB-IR 全デジタル送信機

図 2.3 に送信機のブロック図を示す。全てデジタル回路で構成され、アナログのパワーアンプは用いていない。インパルス信号はクロック信号から生成する。数段のインバータを通して遅延させたクロック信号と、遅延させていないクロック信号を NAND ゲートに入力することで、パルス信号を生成する。パルス幅は 2 ns である。NAND ゲートで生成したパルス信号は送信データで OOK 変調され、インバータでダイポールアンテナに伝達される。パルス間隔は 1 μ s である。送信されるインパルス信号の波形は、パルス信号のスルーレートとパルス幅、アンテナの周波数特性により決まり、アンテナの周波数特性が最も支配的である。パルス信号のスルーレートとパルス幅はプロセスばらつきや電源電圧変動、温度変動の影響を受けるが、アンテナの周波数特性はこれらの影響を受けないため、インパルス信号の波形はプロセスばらつきや電源電圧変動、温度変動に対して依存性が低い。

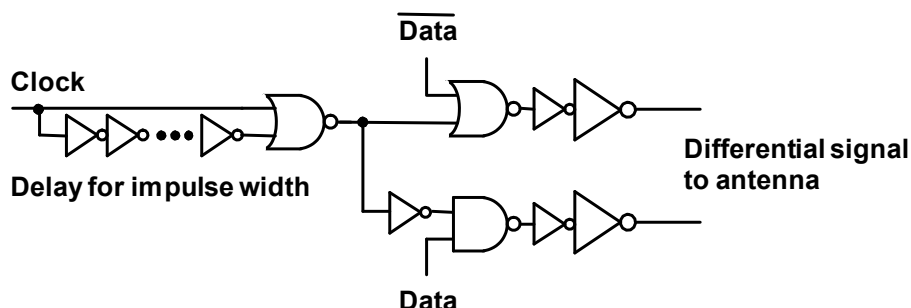


図 2.3 全デジタル送信機[13]

空中に放射される電磁波は、送信アンテナに流れる電流によって生成される。送信機が出力するパルス電圧信号のスペクトラムは DC から 500 MHz までの成分を含み、出力電力は 1 MHz 以下の低周波成分が支配的である。これに対し、送信アンテナの周波数特性は 400 MHz 程度を中心とするバンドパス特性である。このように、送信機の出力周波数帯域は送信アンテナの放射周波数帯域よりも十分に低いため、送信アンテナをショートダイポールアンテナと仮定して解析することができる。ショートダイポールアンテナ

から放射される電界強度は次の式になる。

$$E = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi d} IL \exp(-jk_0 d) \quad \text{式(1)}$$

ここで、 d は送信アンテナと受信アンテナの距離、 L はアンテナ長、 I はアンテナに流れる電流、 k_0 は波数である。送信アンテナに流れる電流は、送信機が出力するパルス電圧信号の立ち上がり立ち下がりエッジに発生し、パルス電圧信号の1階微分の波形となる。このとき、受信アンテナに励起される電圧は次の式になる。

$$V = EL = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi d} IL^2 \exp(-jk_0 d) \quad \text{式(2)}$$

こうして、インパルス信号の送受信を行う。

図 2.4 に全デジタル送信機とダイポールアンテナの等価回路[9]を接続したシミュレーション結果を示す。データ 1 を送信する際に、パルス電圧信号が送信機から出力され、このときアンテナに流れる電流波形がパルス電圧信号の1階微分になっていることが分かる。データ 0 を送信する際は、OOK 変調のため、送信機はパルス電圧信号を出力せず、したがって、アンテナにも電流は流れない。このように、データ 1 を送信するときのみ、全デジタル送信機は電流を消費する。こうして、定常的に流れる電流を削減した。また、データレート(パルス間隔)に比例して消費電流を低減することができる。

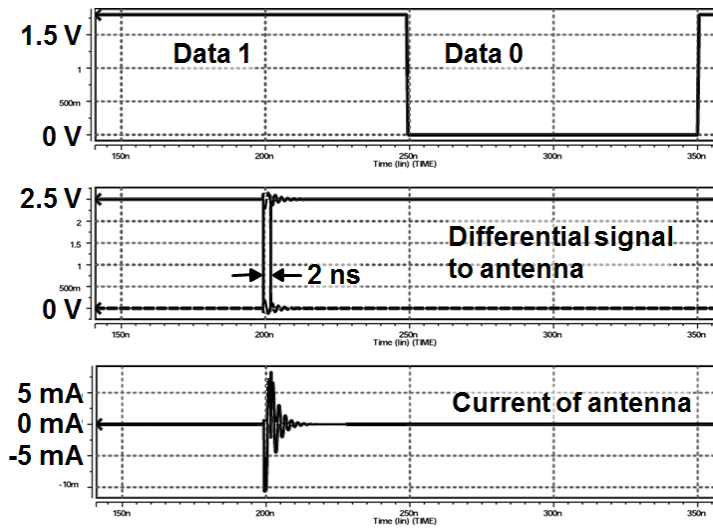


図 2.4 全デジタル送信機のシミュレーション結果[13]

2.4 UWB-IR クロック同期受信機

受信機は図 2.1 に示すように、LNA とクロック同期相関器で構成される。以下にそれぞれの回路構成を示し、さらに、同期捕捉と測距の仕組みについて説明する。なお、通信距離 1 m 程度の極近距離無線通信を想定した場合、受信信号は数十 mV になるため、受信回路の雑音は気にならない。

2.4.1 低雑音増幅器

LNA は受信した微小電圧を増幅し、後段の回路に伝達するアナログ回路である。定常電流が流れるため、受信機の中でも最も消費電力の大きい回路の 1 つである。そのため、LNA の消費電力を低減することは、受信機の消費電力を低減する上で効果的である。UWB-IR ではインパルス信号を、インパルス幅に比べて十分に長い時間間隔で送受信するため、通信中においても LNA の間欠動作が可能となる。

図 2.5 に LNA の回路図を示す。LNA はコモンソースアンプで構成し利得を確保するためにカスコード型にしている。負荷は、トランジスタを深い三極管領域で用いている。LNA の入力アンテナに、出力はクロック同期相関器にそれぞれ接続される。その際、容量によって DC 成分をカットしている。アンテナと LNA 入力のインピーダンス整合は、ボンディングワイヤによって実現し、外付け部品を最小限に抑えている。LNA の帯域と利得はそれぞれ、1 GHz, 16 dB である。

LNA の間欠動作は、カスコードトランジスタのバイアス電圧 V_{b2} と負荷の PMOS トランジスタのバイアス電圧 V_{b3} をスイッチングすることで実施する。動作時にはバイアス電圧 V_{b2} と V_{b3} にそれぞれ電源電圧とグラウンド電圧を与え、停止時には V_{b2} と V_{b3} にそれぞれグラウンド電圧と電源電圧を与える。こうして、LNA を間欠動作する。

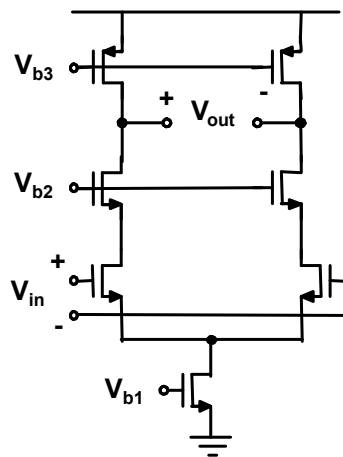


図 2.5 低雑音増幅器[13]

図 2.6 にバイアス電圧をスイッチングし間欠動作させた LNA のシミュレーション結果を示す。スイッチングのタイミングは、後述する遅延制御器で生成する。詳細は後述する。バイアス電圧をスイッチしオフさせると、LNA は電流を消費しないことが分かる。インパルス信号の間隔が $1\mu\text{s}$ の場合、間欠動作によって LNA の平均消費電力を 1%以下に低減することができる。LNA 出力のインパルス信号は入力インパルス信号波形から少し波形が変わっている。これは後段のクロック同期相関器でテンプレートパルスと受信信号のタイミングが一致した場合に発生する積分電流が流れ込んでいるためである。クロック同期相関器の動作については後述する。

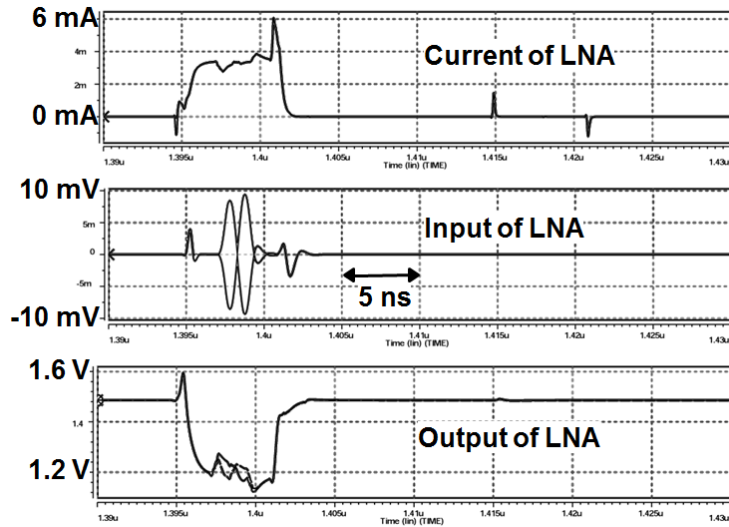


図 2.6 LNA 間欠動作のシミュレーション結果[13]

LNA を間欠動作させる上で重要となるのが動作開始時のセトリング時間である。図 2.7 に LNA を動作開始させたときのバイアス電圧 V_{b2} と電圧利得のシミュレーション結果を示す。LNA の電圧利得が安定し受信機として正常動作するようになるまでに要するセトリング時間は 1.8 ns である。このセトリング時間とインパルス信号幅の 2 ns にマージンを加え、LNA は 1 つのインパルス信号当たり約 7 ns の動作期間を持つ。つまり、1 Mbps(インパルス信号間隔 1 μ s)の場合、LNA は 7 ns 動作し 993 ns 停止することを繰り返す。バイアス電圧をスイッチングする論理回路の消費電力は微々たるものであり、LNA の消費電力は動作期間と停止期間の比で決まる。

この LNA は従来の LNA で用いられるインダクタを用いていないため、リングングが発生したり、セトリング時間が長くなったりすることはない[10]-[12]。これは使用する周波数帯域を従来の 3 GHz 以上ではなく、400 MHz 付近にしているためである。周波数を下げることで、インダクタを用いなくても十分に利得を得ることができる。特に Q 値の高いインダクタを用いた場合、リングングが長くなるため間欠動作で停止できる期間が短くなってしまう。そのため、間欠動作を行う場合には、インダクタに抵抗を直列接続する、または、フィードバックをかけるなどの手法を用いて、負荷の Q 値を低く抑える必要がある。

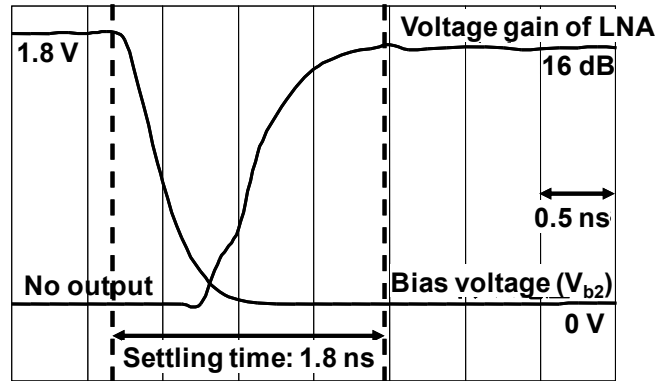


図 2.7 LNA のセトリング時間[13]

2.4.1 クロック同期相関器

図 2.8 に提案のミキサと積分器を一体化したクロック同期相関器のコア回路を示す。図 2.8(a)は提案回路であり、(b)は従来のミキサ回路である。提案回路の下半分はパッシブミキサの構成である。テンプレートパルス V_{tmp} はデジタル回路で生成され、ミキサのスイッチ MOS に入力される。LNA の出力信号 V_{in} はミキサに入力される。ミキサの入力はグラウンドに高いインピーダンスでバイアスされている。テンプレートパルス V_{tmp} と受信インパルス信号 V_{in} の相関信号は、トランジスタ M_1 と M_2 を介して出力端子 V_{out} の寄生容量をディスチャージすることで積分される。ディスチャージの量は、相関度合いと受信信号強度に依存する。 V_{rst} はリセット信号である。所定の数の受信インパルス信号を積分する度に積分結果をリセットする。

積分動作について説明する。ミキサで V_{in} と V_{tmp} が掛け合わされて生成された信号は、トランジスタ M_1 と M_2 のゲートとソースに入力される。 V_{tmp} が入力されるタイミングで V_{in} の電位差がトランジスタ M_1 と M_2 に印加されるため、受信インパルス信号 V_{in} と V_{tmp} のタイミングが一致すると、トランジスタ M_1 と M_2 が交互に導通する。受信インパルス信号 V_{in} と V_{tmp} のタイミングが一致しない場合には、トランジスタ M_1 と M_2 のゲート電圧とソース電圧は同電位となるため、導通しない。トランジスタ M_1 と M_2 が導通すると、電源電圧にプリチャージされた出力端子 V_{out} とグラウンドにバイアスされた入力端子 V_{in} が導通することになるため、 V_{out} の電圧が下がるのである。

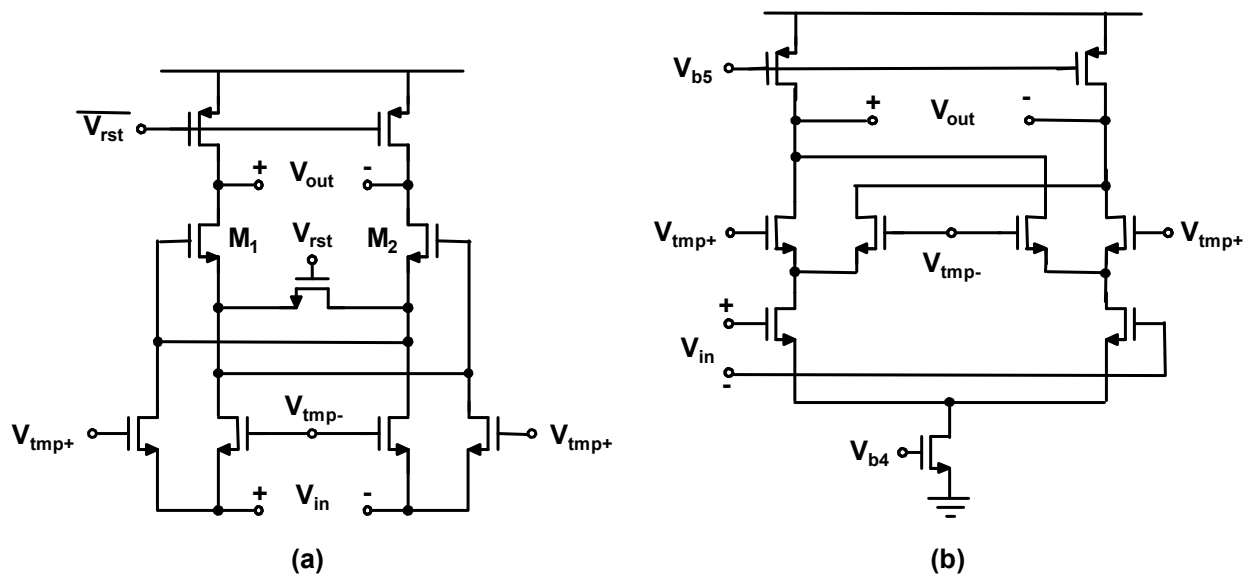


図 2.8 ミキサ回路[13] (a)提案する積分機能付きミキサ, (b)従来のミキサ

図 2.9 に積分機能付きミキサのシミュレーション結果を示す。図 2.9(a)は提案の積分機能付きミキサ, (b)は従来のミキサである。提案の積分機能付きミキサの出力電圧が入力インパルス信号を積分していることが分かる。また、テンプレートパルスと受信インパルス信号のタイミングが一致したときのみ、電流が流れていることが分かる。そのため、従来に比べて大幅に低消費電力化されている。1 Mbps の場合、提案の積分機能付きミキサの平均消費電流はわずかに $0.1 \mu\text{A}$ であるのに対し、従来ミキサの平均消費電流は 0.9 mA である。さらに、提案の積分機能付きミキサでテンプレートパルスをデジタル化したことにより、テンプレートパルス生成器の消費電力は 0.01 mW と非常に小さい。

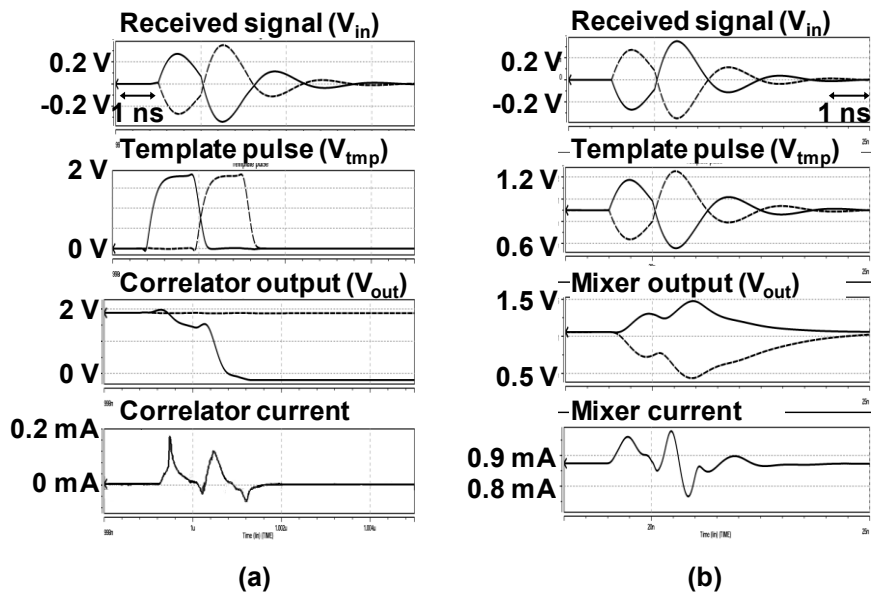


図 2.9 シミュレーション結果[13] (a)積分機能付きミキサ, (b)従来のミキサ

2.4.1 同期捕捉と測距の仕組み

図 2.10 に同期捕捉の仕組みを示す。DLL 技術によって、クロック信号に複数の遅延タップを持たせる。そして、コントローラがこれら複数の遅延タップの中から 1 つを選択してテンプレートパルス生成器に入力する。テンプレートパルス生成器は入力されたクロック信号から送信機と同様にデジタル回路でテンプレートパルスを生成し、出力する。同期捕捉したかどうかは、積分機能付きミキサの出力をコンパレータで判定した結果で検知する。同期捕捉していない場合、コントローラは選択する遅延タップを 1 つスライドする。これにより、テンプレートパルスの生成タイミングが遅延タップ 1 つ分だけ変わる。これを同期捕捉するまで繰り返すことで、受信インパルス信号を検出することができる。なお、初期の同期捕捉では遅延タップを一方向にスライドさせていき、同期捕捉後は受信インパルス信号を見失しなわないように、前後の遅延タップを探索する。

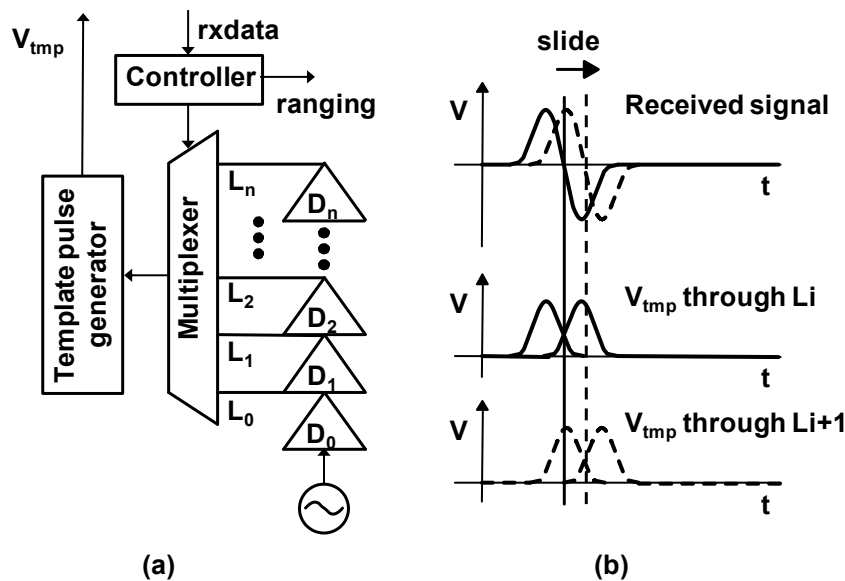


図 2.10 同期捕捉と測距の仕組み[13] (a)遅延制御器, (b)遅延タップによるテンプレートパルスのタイミング

送信機と受信機の相対的な距離は、選択される遅延タップ位置から測定する。もし、送信機と受信機の距離が変化すると、受信インパルス信号の到来時間が変化するため、選択される遅延タップは前後に変化する。つまり、選択される遅延タップの変化を測定することで、送信機と受信機の距離の変化を測定することができる。このとき、送信機と受信機のクロック周波数は製造ばらつきによる差を持っているため、定常的に選択される遅延タップが移動してしまう。この成分は、送信機と受信機の個体が決まればほぼ一定であるため、論理回路で演算する際に除去することができる。

測距精度は遅延タップのサイズによって決まる。1つの遅延タップの遅延時間を 160 ps に設計すると、約±2.5 cm の精度となる。プロセスばらつきや電源電圧変動、温度変動による遅延時間の変動は、DLL 技術によってフィードバックをかけることにより、クロック周波数の精度(水晶発振器の精度)に近いところまで抑えることができる。

また、4つの送受信機における到来時間差を用いることで、位置を検出することも可能である。また、インパルス信号を1往復させて伝搬遅延を検出することで、2つの送受信機間の絶対的な距離を検出することも可能である。

2.5 UWB-IR デジタル動作送受信機の実験評価結果

提案した UWB-IR 送受信機を $0.18 \mu\text{m}$ CMOS 技術で試作した。試作したチップの写真を図 2.11 に示す。全デジタル送信機とクロック同期受信機のレイアウト面積は、それぞれ 0.035 mm^2 と 0.38 mm^2 である。電源電圧は 1.8 V であるが、送信機の出カインバータは 2.5 V まで上げることもできる。出カインバータの電源電圧を 2.5 V に上げると、送信電力が上がるため、通信距離を伸ばすことができる。

提案した UWB-IR 送受信機の動作を実験により評価した。実験は、2つの送受信機チップにそれぞれ 15 cm のダイポールアンテナを接続し、通常のオフィス環境で行った。送受信機チップはセラミックパッケージに封止し、FR4 プリント回路基板に実装した。

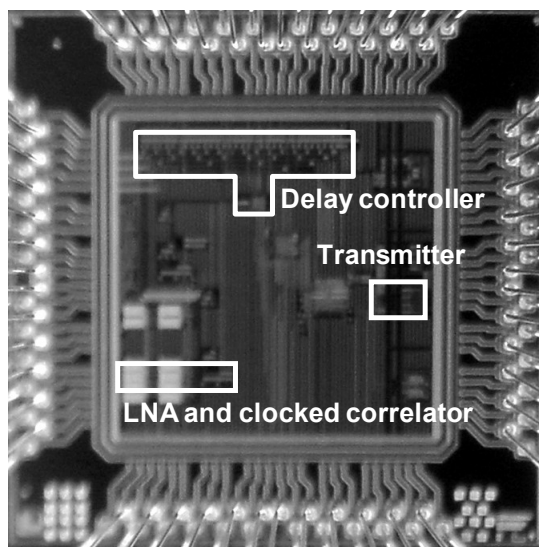


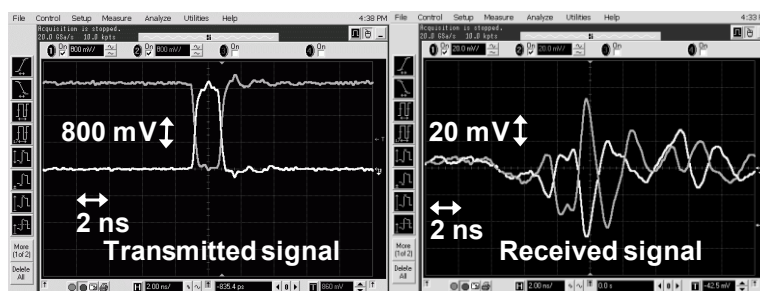
図 2.11 チップ写真[13]

2.5.1 送信インパルス波形

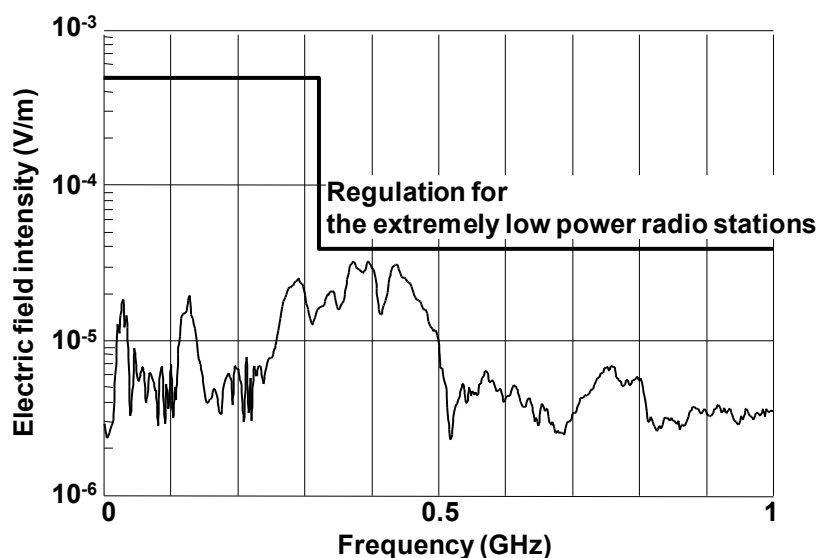
図 2.12 は測定した送信パルス信号と受信インパルス信号の時間波形及びスペクトラムである。送信パルス信号は送信機出力(送信アンテナ入力)で、受信インパルス信号は受信機入力(受信アンテナ出力)で測定したものである。送信パルス信号は、設計通り、 2 ns のパルス幅を持ち、電源電圧と同じ振幅で出力されている。送信機の出カインバータは I/O

セルを用いている。受信インパルス信号のピーク電圧は1 m の距離で 100 mV である。受信インパルス信号は尾を引いているが、これはマルチパスの影響と、受信機の入力インピーダンスとアンテナインピーダンスの mismatches の影響である。PSK や PPM といった変調方式では、データを誤判定する可能性があるが、OOK では問題ない。また、外付けのインピーダンス整合回路を設けることで、抑制することもできる。

空中に放射されるインパルス信号の中心周波数は約 400 MHz であり、-10 dB 帯域幅は 250 MHz である。比帯域幅は UWB の定義である 20%以上を満足し、約 60%である。送信機から 3 m 離れた地点での電界強度は 35 $\mu\text{V}/\text{m}$ 未満であり、微弱無線局の電界強度放射制限マスクを順守している。



(a)



(b)

図 2.12 測定したインパルス信号[13] (a)時間波形, (b)スペクトラム

2.5.1 無線通信性能

図 2.13 は測定した送受信データである。データレートは 1 Mbps であり、送信データが正しく受信されていることが確認できる。図 2.14 は測定したビットエラーレート (BER) と通信距離の関係である。これもデータレートは 1 Mbps である。送信機出力インバータの電源電圧を 2.5 V にした場合、BER は 95 cm の距離で 10^{-5} となり、1 m の距離で 10^{-3} となった。このとき送信したデータは、 $2^{15}-1$ の疑似ランダムビットシーケンスである。最大通信距離は送信機出力インバータの電源電圧にほぼ比例している。これは、送信アンテナに印加する電圧が送信機出力インバータの電源電圧に比例し、送信電力は電源電圧の 2 乗に比例するのに対し、受信電力は通信距離の 2 乗に比例して減衰するためである。

表 2.1 に送信機と受信機の消費電力を示す。測定した送信機と受信機の消費電力はそれぞれ 0.7 mW と 0.3 mW である。間欠動作とクロック同期動作を用いない設計に比べて、LNA の消費電力は間欠動作によって 13 分の 1 に、クロック同期関連器の消費電力は 24 分の 1 に低減した。この結果、提案の送受信機は通信距離 1 m、データレート 1 Mbps、消費電力 1 mW を実現した。



図 2.13 測定した送受信データ(データレート 1 Mbps)[13]

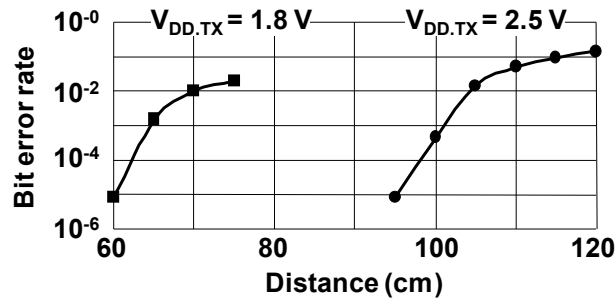


図 2.14 測定した BER と津信距離の関係(データレート 1 Mbps)[13]

表 2.1 測定した送受信機の消費電力[13]

Blocks		Power consumption
Transmitter		0.7 mW @ 2.5 V 0.3 mW @ 1.8 V
Receiver	LNA (without bias switching)	3.8 mW
	LNA (with bias switching)	24 μ W
	Mixer/integrator	0.2 μ W
	Template pulse generator	0.01 mW
	Delay controller	0.05 mW
	Total (without LNA bias switching)	4.0 mW
	Total (with LNA bias switching)	0.3 mW

2.5.1 測距性能

図 2.15 に測定した測距精度と通信距離の関係を示す。論理回路で測距の演算を行う際に除去できる送信機と受信機のクロック周波数の差については、実験では送信機と受信機に共通のクロック源を用いることで実験系を簡略化した。遅延タップは通信距離に応じて遷移することを確認し、10 回測定した中で最も選択回数の多い遅延タップをその通信距離におけるタップとした。その結果、測距精度は設計通りの ± 2.5 cm となった。

図 2.16 に送信機と受信機の電源電圧に対する依存性を示す。電源電圧毎に遅延タップの遅延時間を測定し、通信距離の演算をキャリブレーションしている。送信機の電源電圧変動は測距精度に対して感度が低いものの、受信機の電源電圧変動は測距精度に対して感度が高い結果となった。これは遅延タップの遅延時間が電源電圧によって変動した影響である。

図 2.17 に測定された最大測距範囲と送信機出力インバータの電源電圧との関係を示す。

測距範囲はBERが 10^{-3} 以下となる範囲とした。最大測距範囲は送信機出力インバータの電源電圧に比例し，送信機の消費電力は2乗に比例する。出力インバータの消費電力が送信機の消費電力に対して支配的であるためである。

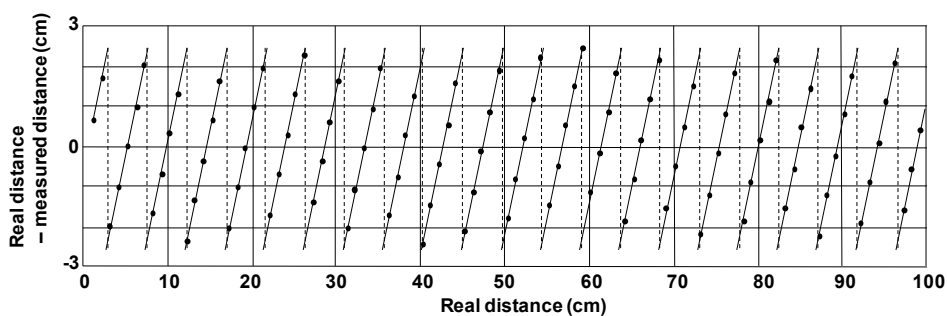


図 2.15 測定した測距精度[13]

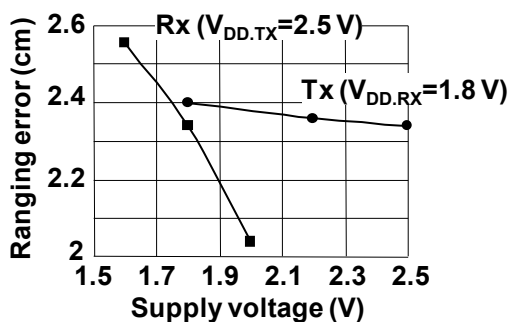


図 2.16 測定した測距精度と電源電圧の関係[13]

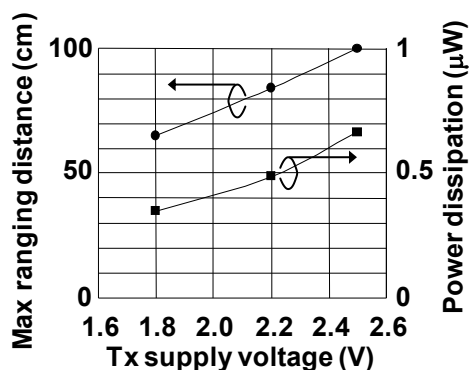


図 2.17 測定した最大測距距離と消費電力[13]

表 2.2 試作送受信機チップの性能まとめ[13]

Technology	0.18 μm CMOS
Supply voltage	
Transmitter	1.8 – 2.5 V
Receiver	1.8 V
Layout area	
Transmitter	0.04 mm ²
Receiver	0.38 mm ²
Center frequency	400 MHz
Bandwidth	250 MHz
Data rate	1 Mb/s
Distance at bit error rate < 10 ⁻⁵	95 cm
Distance at bit error rate < 10 ⁻³	100 cm
Ranging accuracy	± 2.5 cm
Power consumption	
Communications 1Mbps : Transmitter	0.7 mW
Communications 1Mbps : Receiver without LNA bias switching	4.0 mW
Communications 1Mbps : Transceiver with LNA bias switching	1.0 mW
Range findings 1kpps : Transceiver with LNA bias switching	1.0 μW

2.6 おわりに

極近距離における無線通信を低電力化するため、UWB-IR 送受信機を提案し評価した。全デジタル送信機とクロック同期受信機を考案し、アナログ回路の削減と定常的な消費電流を低減した。0.18 μm CMOS 技術で試作した UWB-IR 送受信機チップの性能を表 2.2 にまとめた。このチップは 1 Mbps のデータ通信と ± 2.5 cm の相対的な測距が可能である。提案した全デジタル送信機とクロック同期受信機は、レイアウト面積と消費電力を大幅に低減した。送信機と受信機のレイアウト面積はそれぞれ、0.035 mm^2 と 0.38 mm^2 である。消費電力はそれぞれ 0.7 mW と 0.3 mW である。送受信機全体の消費電力はデータレート 1 Mbps において、わずかに 1 mW である。BER は 95 cm の距離で 10^{-5} 、1 m の距離で 10^{-3} である。データレートを 1 kbps にした場合、送受信機全体の消費電力は約 1 μW になる。また、送信機から 3 m の距離における電界強度は 35 $\mu\text{V/m}$ 未満であり、微弱無線局の電界強度放射制限マスクを順守している。

参考文献(第 2 章)

- [1] Federal Communications Commission (FCC), “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems,” First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, adopted Feb. 2002, released Jul. 2002.
- [2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Impulse Radio: How It Works,” *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 2, No. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [3] I. D. O’Donnell and R. W. Brodersen, “An Ultra-Wideband Transceiver Architecture for Low Power, Low Rate, Wireless Systems,” *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, Vol. 54, No. 5, pp. 1623-1631, Sep. 2005.
- [4] R. Blazquez, P. P. Newaskar, F. S. Lee and A. P. Chandrakasan, “A Baseband Processor for Impulse Ultra-Wideband Communications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 40, No. 9, pp. 1821-1828, Sep. 2005.
- [5] A. Kasamatsu, A. Tanaka, H. Kodama, S. Tanoi, Y. Kaizaki, J. Nakada, M. Hagio, Y. Kuraishi, K. Li, H. Utagawa, T. Matsui and R. Kohno, “Overview of Experimental Device Implementation in CRL UWB R&D Consortium,” *Proc. IEEE Int. Workshop Ultra Wideband Systems, joint with Conf. Ultra Wideband Systems and Tech. (UWBST&IWUWBS)*, pp. 241–247, May. 2004.
- [6] Y. Zheng, Y. Tong, J. Yan, Y. Xu, W. G. Yeoh and F. Lin, “A Low Power Noncoherent CMOS UWB Transceiver ICs,” *IEEE Dig. Papers, Symp. Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC)*, pp. 347-350, Jun. 2005.
- [7] S. Yoshizumi, T. Terada, J. Furukawa, Y. Sanada and T. Kuroda, “All Digital Transmitter Scheme and Transceiver Design for Pulse-Based Ultra-Wideband Radio,” *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Tech. (UWBST)*, pp. 438-442, Nov. 2003.
- [8] T. Terada, S. Yoshizumi, Y. Sanada and T. Kuroda, “Transceiver Circuits for Pulse-Based Ultra-Wideband,” *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 349-352, May. 2004.
- [9] T. G. Tang, Q. M. Tieng and M. W. Gunn, “Equivalent circuit of a dipole antenna using frequency-independent lumped elements,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 41, No. 1, pp.

100-103, Jan. 1993.

- [10] A. Bevilacqua and A. M. Niknejad, "An Ultrawideband CMOS Low-Noise Amplifier for 3.1-10.6-GHz Wireless Receivers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 12, pp. 2259-2268, Dec. 2004.
- [11] A. Ismail and A. A. Abidi, "A 3-10-GHz Low-Noise Amplifier with Wideband LC-Ladder Matching Network," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 39, no. 12, pp. 2269-2277, Dec. 2004.
- [12] C. W. Kim, M. S. Kang, P. T. Anh, H. T. Kim and S. G. Lee, "An Ultra-Wideband CMOS Low Noise Amplifier for 3-5-GHz UWB System," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 40, No. 2, pp. 544-547, Feb. 2005.
- [13] T. Terada, S. Yoshizumi, M. Muqusith, Y. Sanada, and T. Kuroda, "A CMOS Ultra-Wideband Impulse Radio Transceiver for 1-Mb/s Data Communications and ± 2.5 -cm Range Finding," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 41, No. 4, pp. 891-898, Apr. 2006.

第 3 章

近距離無線通信用受信アナログフロントエ ンドの間欠動作

3.1 はじめに

センサネットワークは食品工場の衛生管理や在庫管理，災害監視，ヘルスケアなど幅広いアプリケーションに適用できるため，研究開発が盛んである。センサネットワークでは，温湿度や振動，運動速度，加速度，明るさなど様々な実世界の情報をセンシングする。センサノードは一般に無線通信機とバッテリー，1 つ以上のセンサで構成される。さらに，膨大な数のセンサノードを管理するためには，1 つ 1 つのセンサノードを数十 cm の精度で位置検出できることが望ましい。

ZigBee や無線 LAN など従来の無線通信システムでは，センサノードを 2 m 程度の精度で位置検出することができる。これに対し，UWB-IR システムは 30 cm の精度を実現可能である。これは，1 つ 1 つのコンテナや 1 段 1 段の棚，一人一人の人物を検出することができるということである。このことは，都市(ビル，商業施設，工場など)やエネルギー網(発電設備，変電設備，蓄電設備など)，鉄道網(車両，駅，線路など)といった多くの社会インフラに有用である。そのため，UWB-IR システムには多くの注目が集まっている。

UWB-IR は広帯域なインパルス信号を通信に用いる[1]。インパルス信号の帯域が広ければ広いほど，位置検出の精度は向上する。しかし，インパルス信号の帯域は，米国 FCC によって制限されている[2]。また，他システムと共存するため，5 GHz 帯の無線 LAN を避けることが好ましい。以上のことから，3 GHz から 5 GHz を用いる UWB システムに注目が集まっている。この帯域においては，インパルス信号は数百 MHz の帯域を持つことができる。

UWB システム用の従来の受信 AFE は，約 100 mW を消費している[3]-[7]。しかし，この消費電力は，バッテリーで駆動するセンサノードに適用するには大きすぎる。受信 AFE の消費電力を低減しバッテリー寿命を延ばすことは，高密度・大規模のセンサネットワークを実現する上で欠かせない重要な課題である。

消費電力を低減する 1 つの解決策は，非同期型受信機である[14]。非同期型受信機は同期型受信機に比べて少ない消費電力で動作が可能である。しかし，非同期型受信機は複数のセンサノードが 1 つのネットワークに存在する場合に，デメリットがある。それ

は、非同期型受信機が受信信号の電力のみを検出し、無線通信していることに依る。受信信号の電力のみを検出するため、複数の無線通信機が信号を送信した場合に、これらを区別することができない。同期型受信機の場合は、符号化などにより個々の無線通信機の送信信号を分離することができるため、たとえ信号が重なったとしても所望の相手の信号を受信することができる。

本章では、近距離無線通信用に UWB-IR 同期型受信機を低消費電力化するため、提案した UWB-IR 受信機の間欠動作技術と、開発した送受信機チップを用いて無線通信と消費電力を評価した結果について報告する [20]。

本章の構成は次のとおりである。第 2 節では、提案する UWB-IR システムの概要と仕様について説明する。第 3 節では、提案する UWB-IR 受信機のアーキテクチャについて説明する。第 4 節では、提案する消費電力を低減する間欠動作の仕組みについて説明する。第 5 節では、試作チップを用いた実験結果について説明する。第 6 節では、本章についてまとめる。

3.2 UWB-IR システムの近距離無線通信仕様

表 3.1 はセンサネット用に開発した UWB-IR システムの主な要求仕様である。FCC の規制に準拠するため、中心周波数は 4.096 GHz とし、3 dB 帯域幅は 700 MHz とした。無線通信に用いるインパルス信号波形を図 3.1 に示す。インパルス信号は 2 ns のパルス幅を持ち、32 MHz の繰り返し周波数(31.25 ns のパルス間隔)で送信される。変調方式は差動 2 値位相シフトキーイング(DBPSK)である[9]。通常の BPSK は受信信号の位相でデータを表すのに対し、DBPSK は、受信信号の位相の変化でデータを表す。そのため、受信信号の正確な位相を判定するために BPSK で必要とされる基準信号の検出と生成が不要になり、回路の簡略化が可能である。データレートは 258 kbps と 10.7 Mbps の 2 種類がある。最大通信距離は、258 kbps のとき 30 m、10.7 Mbps のとき 10 m である。加えて、センサノードの位置を 22 cm の精度で検出することができる[10]。

表 3.1 UWB-IR 無線通信システムの要求仕様[20]

Center frequency	4.096 GHz
-3 dB bandwidth	700 MHz
Pulse width	2 ns
Pulse repetition frequency (pulse interval)	32 MHz (31.25 ns)
Modulation	DBPSK
Data rate (communication range)	258 kbps (30 m), 10.7 Mbps (10 m)
Location accuracy	22 cm

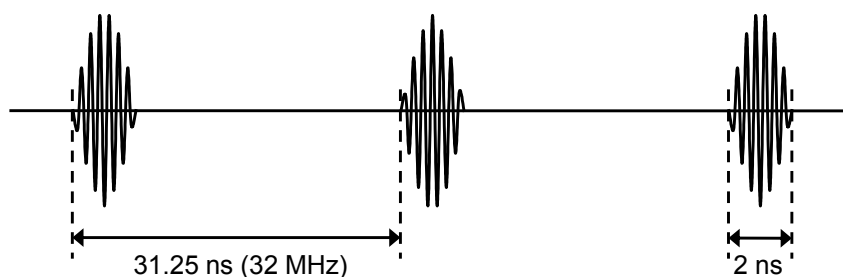


図 3.1 UWB-IR で用いる信号波形[20]

図 3.2 に開発したセンサノードのブロック図を示す。センサノードは主に 4 つのブロックで構成される。UWB-IR 送受信機とマイクロコントロールユニット(MCU), 温度センサ, バッテリである。搭載するセンサは温度センサに限らず, 加速度センサや明度センサなども搭載できる。

送受信機は送信機とクロック生成器, 受信 AFE, アナログ-デジタル変換器(ADC), ベースバンドプロセッサで構成される。送信機は, クロック生成器が出力するクロック信号とベースバンドプロセッサから出力される送信データを用いて, 送信インパルス信号を生成する。送信インパルス信号の波形はデジタル制御する[12]。クロック生成器は 32 MHz のクロック信号と 4.096 GHz のリファレンス信号を出力する。クロック信号は送信機と ADC, ベースバンドプロセッサで用いられ, リファレンス信号は受信 AFE で用いられる。リファレンス信号は受信インパルス信号の中心周波数と同じ周波数である。

受信 AFE は受信インパルス信号とリファレンス信号を掛け合わせ, アナログベースバンド信号を ADC に出力する。ADC は受信 AFE から入力されたアナログベースバンド信号をデジタルベースバンド信号に変換し, ベースバンドプロセッサに出力する。ベースバンドプロセッサはデジタルベースバンド信号から受信データを取り出し, さらに, デジタルベースバンド信号を用いてセンサノードの位置を検出する[10]。また, ADC はアナログベースバンド信号をサンプリングするサンプリングクロック信号を受信 AFE に出力する。このサンプリングクロック信号は提案する受信 AFE の間欠動作に用いられる。サンプリングクロックはパルス繰り返し周波数と同じ周波数である[13]。

MCU は温度センサを制御して温度を計測し, 送信パケットデータを生成して UWB-IR 送受信機に出力する。バッテリーは UWB-IR 送受信機と MCU, 温度センサに電力を供給する。

この UWB-IR 送受信機では, 700 MHz の帯域を持つインパルス信号を扱うため, 受信機は次の 2 つの要求を同時に満足しなければならない。1 つ目は, 受信 AFE の動作帯域が広帯域であることである。広帯域にわたり, 良いノイズ特性とフラットな電圧利得, 小さな群遅延が必要である。2 つ目は, 受信 AFE の消費電力が十分に低いことである。センサノードはバッテリー駆動のためである。

センサノードの中において, 受信 AFE は最も消費電力の大きなブロックであり, セン

サノード全体の約 40%を占め、約 100 mW である[3]-[7]。従って、受信 AFE の消費電力を低減することは、センサノードの消費電力を低減することに対して最も効果的である。本開発で目標とした受信 AFE の消費電力は、従来の半分で 50 mW である。

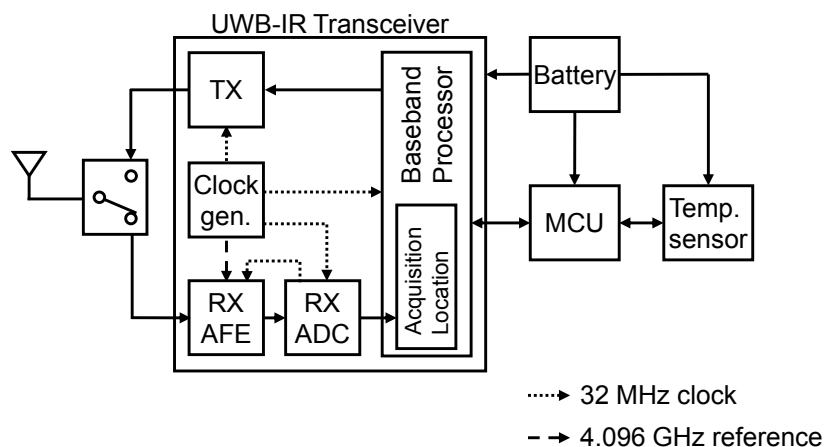


図 3.2 センサノードのブロック図[20]

3.3 間欠動作型 UWB-IR 受信機のアーキテクチャ

図 3.3 に提案する間欠動作の仕組みを搭載した受信 AFE のブロック図を示す。受信 AFE は低雑音増幅器(LNA)とミキサ、可変利得増幅器(VGA)、低域通過フィルタ(LPF)、間欠動作制御器で構成される。アンテナで受信された信号は、LNA で増幅され、ミキサでリファレンス信号と掛け合わされる。ミキサは2つあり、一方は他方に対して90度の位相差を持つリファレンス信号が入力される。これにより、受信信号とリファレンス信号の位相関係がどのような状態でも受信信号を検知することができる。ミキサの出力信号はLPFとVGAを通過することで、妨害波が除去され、信号が増幅される。そして、受信 AFE はADCに受信信号を出力する。

LNAは700 MHzの帯域で動作し、中心周波数は4.1 GHzである。ミキサはギルバートセルのトポロジであり、周波数変換後の帯域は500 MHzである。4段あるVGAはいずれも500 MHzで動作し、1段当たりの利得可変幅は14 dB、利得可変ステップサイズは2 dBである。

LPFは2つあり、前段は3次バターワースフィルタ、後段は2次バターワースフィルタである。前段の3次バターワースフィルタは、1 GHzのノッチ特性を持っている。これは、5 GHz帯の無線LAN信号を減衰させるためである。5 GHz帯の無線LAN信号は4.096 GHzのリファレンス信号と掛け合わされると、1 GHz付近に周波数変換される。そのため、LPFに1 GHzのノッチ特性を持たせると、5 GHz帯の無線LAN信号を除去することができる。これにより、付近に無線LAN装置が存在していてもUWB-IR受信機は無線LAN信号の影響を受けずに済む。

後段の2次バターワースフィルタは、群遅延イコライザ(1次全域通過フィルタ)を備えている。信号帯域内の群遅延は、前段の3次バターワースフィルタと後段の2次バターワースフィルタによって大きくなるが、群遅延イコライザによってこれをキャンセルする。もう少し詳しく説明すると、次のとおりである。バターワースフィルタを通過すると、カットオフ周波数付近の信号には長い遅延が生じるが、低域周波数の信号には短い遅延しか生じない。そうすると、信号帯域内で遅延量の差が生じ、受信インパルス信号波形が崩れてしまう。これを防ぐため、群遅延イコライザを導入する。群遅延イコライ

ずは、バターワースフィルタとは逆に、カットオフ周波数付近の信号に生じる遅延が、低域周波数の信号に生じる遅延よりも短い。そのため、バターワースフィルタによって生じた信号帯域内の遅延量の差をキャンセルすることができる。こうして、受信インパルス信号波形が崩れるのを防ぐ。

リンクバジェットから算出した受信 AFE に求められるノイズフィギュア(NF)は 7 dB である[19]。受信 AFE の各回路はこれを満足するように設計されている。リンクバジェットの概要は次の通りである。送信機から送信される電力は-15 dBm である。パルス繰り返し周波数とアンテナ利得、設計マージン等を考慮した。通信距離 30 m の場合、空間での伝搬損失は 74.2 dB である。周波数は 4.096 GHz、距離の 2 乗で減衰すると仮定した。受信アンテナ利得-3 dB、データレート 258 kbps の場合、受信信号電力と雑音の比(E_b/N_0)は 27.7 dB である。これに対し、必要な E_b/N_0 は 17 dB であることがシミュレーションにより判明しており、受信機に許容される損失は 10.7 dB である[19]。このうち、IQ インバランスとクロック信号のジッタ、ADC 分解能による劣化分は、合計 3.7 dB である。従って、受信 AFE に求められる NF は 7 dB である。

間欠動作制御器はデジタルパルス生成器と遅延素子で構成される。デジタルパルス生成器は受信 AFE の各回路の動作期間を、ADC から入力されたサンプリングクロック信号を用いて制御する。遅延素子は受信 AFE の各回路の動作タイミングを調整する。間欠動作制御器の出力信号は、受信 AFE 各回路の動作制御スイッチに接続される。受信 AFE 各回路の動作制御スイッチはバイアス電流経路を導通・遮断する。こうして、受信 AFE は ADC のサンプリングクロックに同期して間欠動作し、消費電力を大幅に低減する。

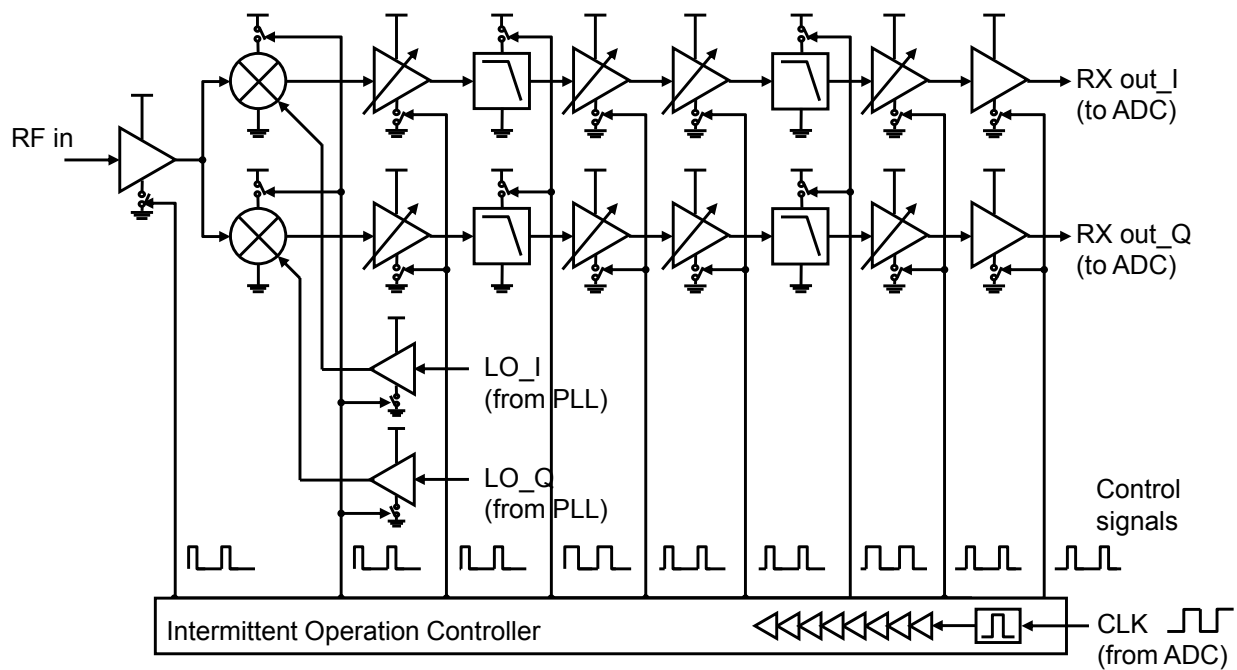


図 3.3 受信 AFE のブロック図[20]

3.4 UWB-IR 受信アナログフロントエンドの間欠動作方式

図 3.4 に従来の動作期間と提案する間欠動作期間を示す。従来の受信 AFE は、パケットを受信待機している間とパケットを受信している間、定常的に動作する。受信 AFE の動作期間は数 ms のオーダーであり、この精度で動作・停止が制御される。一方、提案の受信 AFE は、パケットを受信待機している間とパケットを受信している間のいずれにおいても、間欠動作する。動作期間とインターバルは、インパルス信号のパルス幅とパルス間隔に依存する。本開発ではパルス幅 2 ns、パルス間隔 31.25 ns である。従って、提案の受信 AFE の動作期間は数 ns であり、間欠動作による消費電力低減の効果は大きい。

提案の間欠動作を実施するためには次の 2 つの課題を解決しなければならない。動作期間の制御と、セットアップ時間の短縮である。受信 AFE 各回路の動作期間は、受信インパルス信号の到来タイミング(ADC のサンプリングタイミング)に同期し、受信インパルス信号が入力されてから出力されるまで動作状態を保たなければならない。受信 AFE 各回路のセットアップ時間は、パルス間隔の 31.25 ns に対して十分に短くなければならない。セットアップ時間が長ければ長いほど、間欠動作の効果が小さくなってしまう。

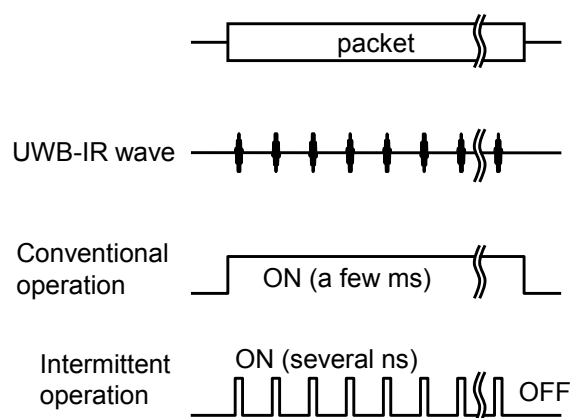


図 3.4 提案する間欠動作期間[20]

3.4.1 動作シーケンスと受信信号タイミング

図 3.5 に受信 AFE の回路動作シーケンスと受信信号のタイミングを示す。各回路には適した動作期間がある。LNA は最初に動作を開始する回路で、ミキサや VGA, LPF よりも短い 8 ns の動作期間である。一方、LPF は最も長い 15 ns の動作期間を持つ。動作期間は、インパルス信号のパルス幅だけでは決まらず、各回路のセットアップ時間と信号伝達遅延に依存する。つまり、各回路の動作期間の差はセットアップ時間と信号伝達遅延に依るものである。信号伝達遅延は伝達関数で与えられるため、周波数特性の良い回路は伝達遅延が短くなる。LNA は 4.1 GHz の信号を増幅し出力する回路であり、ミキサと VGA は 500 MHz の信号を出力する回路である。従って、適切に設計すれば、LNAの方が信号伝達遅延は短くなる。また、LPF は 2 次や 3 次のフィルタであり回路の段数が多い上、350 MHz のカットオフ周波数を持つため、他の回路よりも信号伝達遅延が長く、動作期間も長くなるのである。さらに後段の回路になればなるほど、前段の回路による信号伝達遅延の影響で、動作開始のタイミングが遅くなる。このように、各回路に適した動作タイミングと動作期間を制御することにより、消費電力の低減効果を最大化することができる。

なお、各回路の伝達関数はプロセスばらつきと電源電圧変動、温度変動に対してロバストに設計されるため、信号伝達遅延もこれらに対してロバストである。つまり、各回路の動作タイミングと動作期間はこれらに対してロバストであるため、動作タイミングと動作期間に持たせるマージンは十分に小さい。

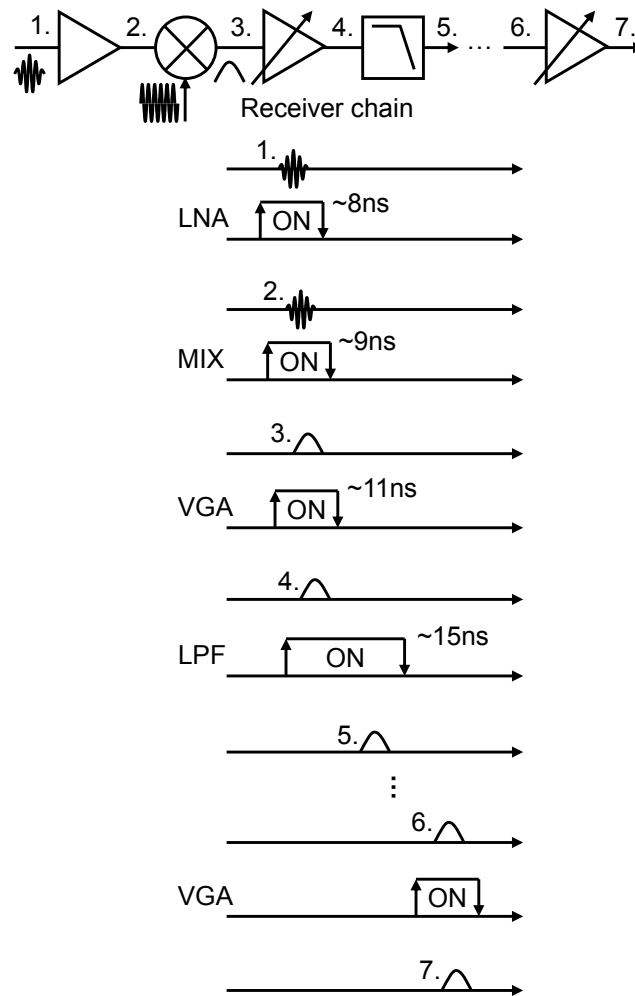


図 3.5 受信 AFE の回路動作シーケンスと受信信号のタイミング [20]

3.4.2 動作周期とADCサンプリングクロック

動作タイミングと動作期間は ADC のサンプリングクロックによって制御されている。図 3.6 に受信 AFE と ADC の動作を示す。従来方式と提案方式の最も大きな違いはサンプリングクロックの周波数である。

従来方式では、ADC はパルス幅 2 ns のベースバンド信号を検出するため、1 GHz のサンプリングクロックが必要である。このとき、受信 AFE は定常的に受信信号を出力し、ADC は定常的に受信信号をサンプリングする。つまり、受信 AFE は常に動作していなければならない、ADC は 1 GHz の高速動作をしなければならない。このことは、受信

AFE と ADC が大きな電力を消費することを意味し、バッテリー駆動のセンサノードには適さないことを意味する。

一方、提案方式では、ADC は 32 MHz のサンプリングクロックで動作すればよい。この周波数はパルス繰り返し周波数と等しい。32 MHz のサンプリングクロックでパルス幅 2 ns の受信 AFE 出力信号を検出するために、2 つの ADC を並列化して用いる。2 つの ADC にタイミングを 1 ns ずらしたサンプリングクロックを入力することで、等価的に 1 GHz のサンプリングを行う [13]。1 ns のタイミング差を持つサンプリングクロックは、DLL によって 32 MHz クロックから生成する。

受信待機時は、DLL のステップをスライドさせることで、32 MHz のサンプリングクロックのタイミングを 0.5 ns ずつずらし、受信信号との同期を図る。受信信号と同期が取れた後は、2 つの ADC は受信信号を追跡することで、同期が外れないようにする。もし、受信信号の到来タイミングが早まった場合、2 つの ADC のうち、1 ns 早いサンプリングタイミングの ADC 出力が大きくなる。ベースバンドプロセッサは 2 つの ADC の出力信号の差を判定し、その差が所定の値よりも大きくなったときに、DLL のステップをスライドさせ、サンプリングクロックのタイミングを 0.5 ns ずらす。こうして、受信信号との同期を維持する。なお、パルス繰り返し周波数は 32 MHz であり、送信機と受信機のパルス繰り返し周波数の誤差は水晶振動子を用いることで容易に 100 ppm 以下にすることができる。この誤差周波数は、データレートに対して十分に低く、2 並列の ADC で十分に追跡することができる。

この 2 並列 ADC アーキテクチャによって、受信信号と同期が取れた後だけではなく、受信待機時においても、受信 AFE は間欠動作が可能である。これは、ADC のサンプリングタイミング以外では、受信 AFE の出力信号が不要なためである。つまり、受信 AFE の動作期間は、受信信号と同期が取れたかどうかには関係なく、ADC のサンプリングクロックタイミングによってのみ決まる。受信待機時に ADC のサンプリングクロックのタイミングをスライドさせた場合には、受信 AFE の動作期間もスライドさせる。そのため、受信 AFE の間欠動作制御器は、ADC のサンプリングクロックを用いて動作期間を制御しているのである。こうして、受信待機時から受信完了まで、常に受信 AFE と ADC は低消費電力に動作することができるため、提案方式の受信機はバッテリー駆動のセンサノードに最適である。

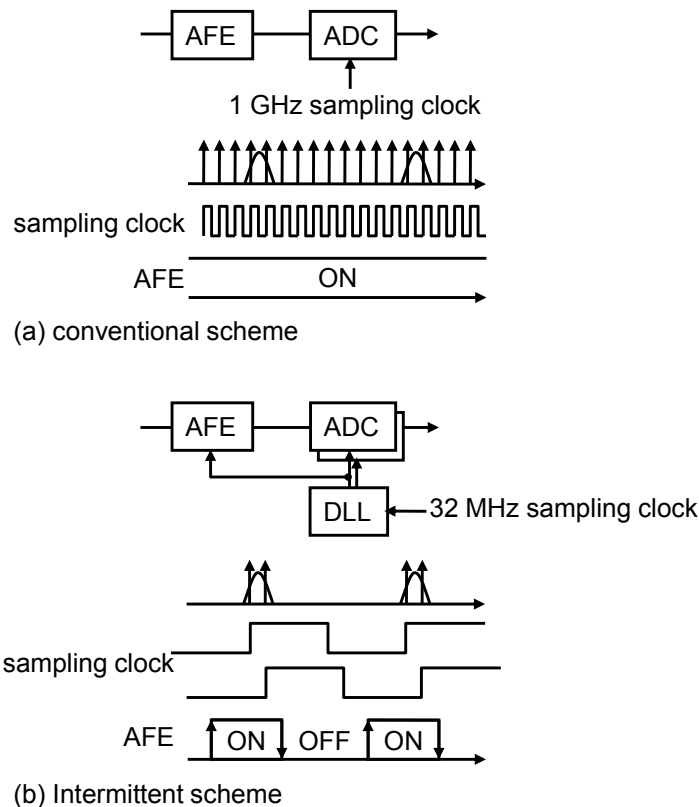


図 3.6 受信 AFE と ADC の動作の比較[20] (a)従来動作, (b)提案する間欠動作

3.4.3 回路のセットアップ時間

間欠動作を効果的に行うためには、各回路のセットアップ時間を数 ns 以下にしなければならない。そのためには、回路のどの電流経路のどの位置でスイッチングするかが重要である。

図 3.7 は LNA の回路図である。LNA はインダクタ負荷の擬似差動カスコードアンプである。線形性を確保するため、通常、入力トランジスタのソース側に設置される電流源を除去し、入力トランジスタのバイアス電圧によって回路の消費電流を決定している。また、動作帯域幅を広げるために、出力から入力に負帰還をかけている。

この LNA には、動作制御の候補として 2 つのスイッチングポイントがある。1 つはリファレンス電流 I_{REF1} 、もう 1 つはカスコードトランジスタのゲート電圧 V_{REF1} である。LNA は I_{REF1} の電流をコピーして流すため、 I_{REF1} に電流を流すと LNA が動作

し、IREF1 の電流を遮断すると、LNA は停止する。一方、VREF1 にグラウンド電圧を印加するとカスコードトランジスタがオンして LNA は動作し、VREF1 に電源電圧を印加するとカスコードトランジスタがオフして LNA は停止する。このように IREF1 と VREF1 はいずれも LNA の動作を制御する要素である。

セットアップ時間はスイッチングするノードの時定数によって決まる。IREF1 をスイッチングする場合、時定数は、LNA の入力に位置する DC カット容量とフィードバックループの容量、IREF1 と LNA の入力トランジスタの間の抵抗で決まる。容量値の合計と抵抗値はそれぞれ 10 pF と 3 k Ω である。いずれも入力受信信号を減衰させないために大きな値になっている。その結果、IREF1 をスイッチングする場合のセットアップ時間は、180 ns になってしまい、間欠動作には適さない。

これに対し、VREF1 の時定数は、配線やカスコードトランジスタの寄生容量と、スイッチトランジスタのオン抵抗で決まる。容量値と抵抗値はそれぞれ 1 pF と 300 Ω である。その結果、VREF1 をスイッチングする場合のセットアップ時間は、1.8 ns になり、間欠動作に効果的なセットアップ時間を実現できる。このとき、LNA の出力ノードの DC 電圧は VREF1 のスイッチングに依らず電源電圧である。また、入力トランジスタのドレイン電圧は VREF1 のスイッチングによって変動するが、カスコードトランジスタと入力トランジスタのオン抵抗が小さいため、セットアップ時間を支配しない。なお、VREF1 に挿入したスイッチトランジスタは LNA のノイズ特性にほとんど影響しない。ミキサはギルバートセルであり、抵抗負荷として深い三極管領域で動作するトランジスタを用いている。間欠動作は、このトランジスタのスイッチングによって実施する。バイアス電流のスイッチングは、LNA と同様に、入力の DC カット容量と高抵抗があるため、セットアップ時間が長い。

VGA は抵抗負荷のアンプにソースディジェネレーションによる利得可変機構を設けたものである。間欠動作は、バイアス電流のスイッチングによって実施する。LNA やミキサとは異なり、入力トランジスタのソース側に備えた電流源でバイアス電流をコピーしているため、大きな抵抗と容量が付かず、間欠動作に適用できる。

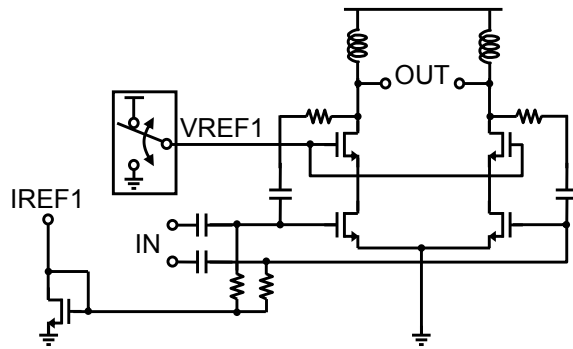
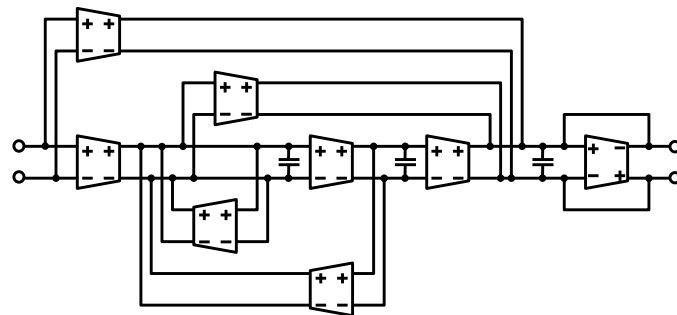
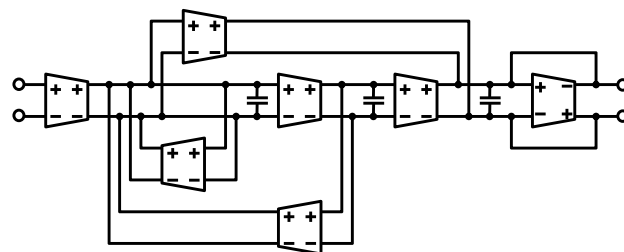


図 3.7 低雑音増幅器[20]

図 3.8 に LPF の回路図を示す。図 3.8(a)は前段の LPF で 1 GHz ノッチ特性を持つ 3 次バターワースフィルタ，図 3.8(b)は後段の LPF で群遅延イコライザを持つ 2 次バターワースフィルタである。これらのフィルタはオペレーショナルトランスコンダクタンスアンプ(OTA)とキャパシタで構成される。カットオフ周波数と電圧利得， Q 値は，キャパシタ値と各 OTA のトランスコンダクタンス値の比で決まる。



(a) 3rd-order Butterworth filter



(b) 2nd-order Butterworth filter

図 3.8 ローパスフィルタ [20] (a)3 次バターワースフィルタ，(b)2 次バターワースフィルタ

図 3.9 は OTA とこれに付随するコモンモードフィードバックアンプの回路図である。コモンモードフィードバックアンプにより，OTA の出力コモンモード電圧を V_{REF2} に制御し，次段の OTA に適した入力電圧にしている。この回路には，動作制御の候補として 3 つのスイッチングポイントがある。1 つ目はリファレンス電流 I_{REF2} ，2 つ目は OTA 出力コモンモードのリファレンス電圧 V_{REF2} ，3 つ目はコモンモードフィードバックアンプの出力であるフィードバック電圧 $CMFB$ である。フィードバック電圧 $CMFB$ は OTA の PMOS 電流源のゲートに印加され，OTA の出力コモンモード電圧がリファレンス電圧 V_{REF2} と等しくなるように制御する。

それぞれのスイッチングについて説明する。バイアス電流 I_{REF2} を遮断した場合は，OTA とコモンモードフィードバックアンプの電流も遮断されるため，両回路は停止する。リファレンス電圧 V_{REF2} をグラウンド電圧にスイッチした場合は，コモンモードフィードバックアンプの出力電圧が上昇し，OTA の電流が減少する。これにより，OTA の出力電圧が低下し，コモンモードフィードバックアンプの電流が減少する。コモンモードフィードバックアンプの電流が減少すると，その出力電圧はさらに上がる。こうして，両回路は停止する。フィードバック電圧 $CMFB$ を電源電圧にスイッチした場合は，OTA の電流が遮断される。これにより，OTA の出力電圧がグラウンド電圧付近に低下し，コモンモードフィードバックアンプの電流が遮断される。

これら 3 つのスイッチングポイントのうち，フィードバック電圧 $CMFB$ のスイッチングによるセットアップ時間が最も短い。その理由は次のとおりである。まず，リファレンス電圧 V_{REF2} とフィードバック電圧 $CMFB$ のスイッチングを比較すると，リファレンス電圧 V_{REF2} のスイッチングに対して，フィードバック電圧 $CMFB$ のスイッチングは，明らかに停止時のステップが少なく，また，各端子の電圧が明確に定義されることで確実に電流を遮断できる。次にバイアス電流 I_{REF2} は，フィルタの全回路にバイアス電流をコピーするための電圧を配っているため，フィードバック電圧 $CMFB$ の接続先である OTA 1 つ分の PMOS 電流源に比べて，非常に大きな寄生容量が付いている。

フィードバック電圧 $CMFB$ をスイッチし LPF を停止する際，OTA の出力端子はグラウンド電圧にプルダウンしなければならない。なぜなら，LPF を停止する際に，OTA の前段回路の出力電圧がグラウンド電圧付近に低下している場合，OTA の出力電圧はグラウンド電圧付近に低下せず，動作時の電圧を維持してしまうためである。そうすると，

コモンモードフィードバックアンプは停止せず、電流を消費し続けてしまう。OTA の出力端子をグラウンド電圧にプルダウンすれば、OTA の入力電圧に依らず、コモンモードフィードバックアンプは確実に停止することができる。

以上のように、フィードバック電圧 CMFB のスイッチと OTA 出力端子のスイッチによる LPF の動作制御によって、LPF のセットアップ時間は 4 ns となり、間欠動作に効果的なセットアップ時間が実現できる。

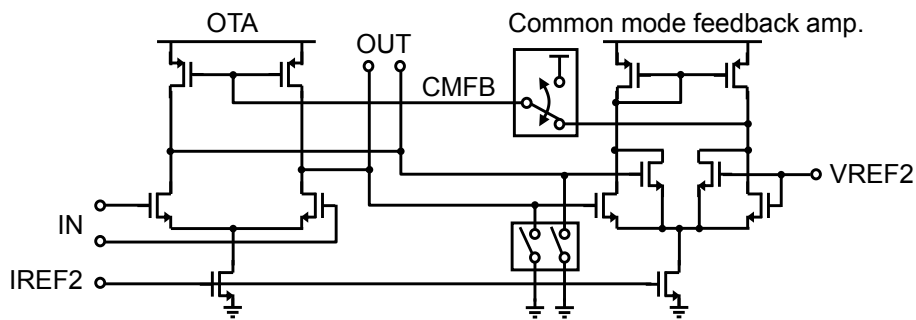


図 3.9 オペレーショナルトランスコンダクタンスアンプとコモンモードフィードバックアンプ[20]

3.5 間欠動作型 UWB-IR 受信機の実験評価結果

図 3.10 に提案の間欠動作方式を備えた UWB-IR 送受信機のチップ写真を示す。UWB-IR 送受信機は $0.18\ \mu\text{m}$ の CMOS 技術で試作した。電源電圧は $1.8\ \text{V}$ ，チップサイズは全体で $5\ \text{mm} \times 5\ \text{mm}$ であり，受信 AFE の面積は $2.3\ \text{mm} \times 1.7\ \text{mm}$ である。間欠動作制御器は LNA やミキサ，VGA，LPF に比べて非常に小さく，面積のオーバーヘッドはない。試作した UWB-IR 送受信機チップはプリント基板に実装し，受信 AFE の回路特性と消費電力，通信性能を評価した。

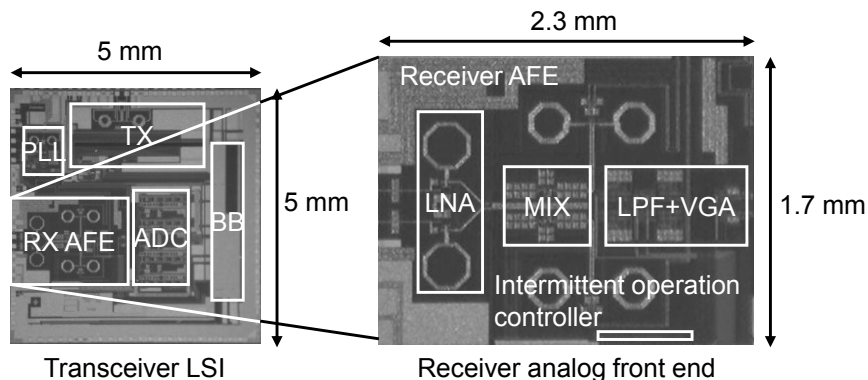


図 3.10 チップ写真[20]

図 3.11 は測定した受信 AFE の電圧利得である。中心周波数は $4.1\ \text{GHz}$ で帯域は $720\ \text{MHz}$ である。また，電圧利得は $12\ \text{dB}$ から $68\ \text{dB}$ まで $56\ \text{dB}$ の範囲を $2\ \text{dB}$ のステップサイズで可変である。設計どおりの結果が得られている。

図 3.12 は測定した LPF の群遅延である。パルス波形を崩す要因である群遅延は，受信 AFE の中において LPF が最も大きく支配的である。しかし，群遅延イコライザにより， $350\ \text{MHz}$ の信号帯域において， $0.8\ \text{ns}$ 以下に抑えられている。本受信機においてパルス波形を維持し十分な受信性能を得るために必要な群遅延 $1.0\ \text{ns}$ 以下であり，この要求仕様を満足する結果が得られた。また，シミュレーション結果とも良く合っている。

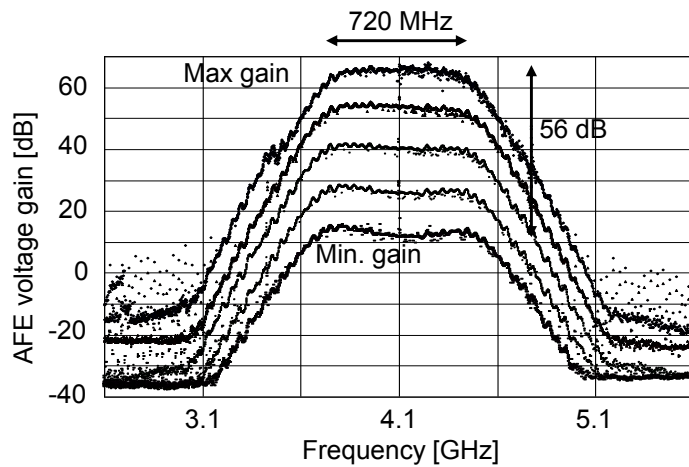


図 3.11 測定した受信 AFE の電圧利得[20]

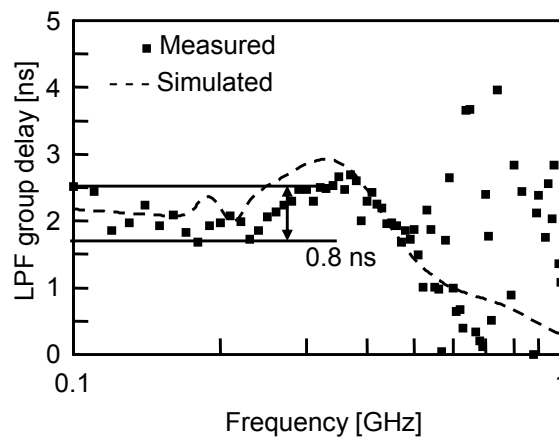


図 3.12 測定した LPF の群遅延[20]

図 3.13 は測定した受信 AFE の消費電力である。間欠動作をしない従来の受信 AFE は、90 mW の電力を消費しているのに対し、提案の間欠動作をする受信 AFE は、平均 38 mW の電力しか消費していない。これは約 60% の電力を削減したことになる。

各回路の消費電力低減率を見ると、LNA とミキサは約 70%、VGA は約 60%、LPF は約 50% である。これら低減率の差は動作期間の差である。LNA とミキサは最も信号伝達遅延が短い回路であるため、他の回路よりも動作期間が短くなり、消費電力低減率が高くなるのである。間欠動作のために追加された間欠動作制御器の消費電力は非常に小さく、消費電力低減効果を劣化させるものではない。

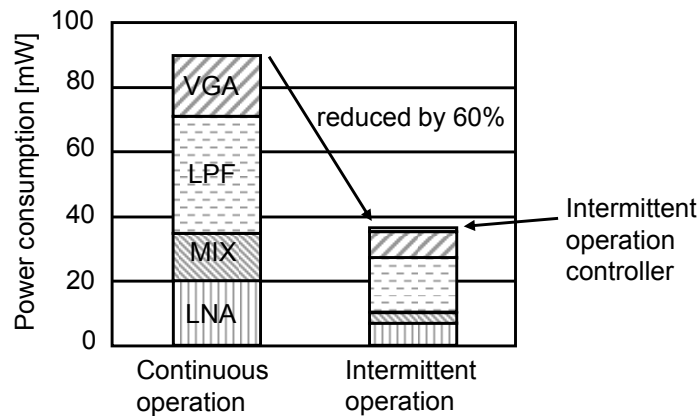


図 3.13 測定した受信 AFE の消費電力[20]

図 3.14 は測定したパケットエラーレート(PER)である。パケットサイズは 77 byte であり、プリアンブルが 20 byte, データが 57 byte である。図 3.14 の実線はデータレート 258 kbps, 破線はデータレート 10.7 Mbps のときである。PER が 1%となる最小受信感度の要求仕様は, データレート 258 kbps のとき -118 dBm/MHz @ 4.096 GHz, データレート 10.7 Mbps のとき -108 dBm/MHz @ 4.096 GHz である。通信距離に換算すると, 30 m と 10 m に相当する。試作した UWB-IR 送受信機はこの要求仕様を満足し, データレート 258 kbps と 10.7 Mbps のとき, 最大通信距離はそれぞれ 52 m と 14 m となった。

受信 AFE の間欠動作による最小受信感度の劣化は, データレート 258 kbps と 10.7 Mbps において, わずか 0.5 dB と 1.5 dB である。この劣化の主な要因は DC オフセット電圧と考えている。受信 AFE を間欠動作させた場合, DC オフセット電圧は各動作期間の冒頭で高速にキャンセルしなければならない。DC オフセット電圧をキャンセルするために, 受信 AFE には高域通過フィルタをいくつか設けている。このフィルタのカットオフ周波数は, 回路の動作中は受信信号を減衰させないように 1 MHz 以下となるように設計している。しかし, 動作期間の冒頭では, DC オフセット電圧のセットアップ時間を高速化するために, 一時的に 300 MHz 以上のカットオフ周波数となるように制御している。実験では, このカットオフ周波数が 300 MHz 以下になっており, DC オフセット電圧が十分にキャンセルされていない状態で, 信号を受信してしまっていると思われる。その結果, 最小受信感度が劣化したものと考えられる。

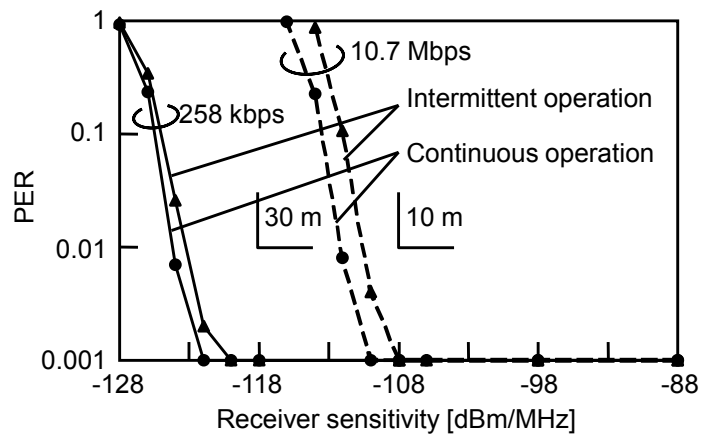


図 3.14 測定した PER[20]

表 3.2 に測定した受信 AFE の性能をまとめた。全ての項目で要求仕様を満足した。5 GHz 帯の無線 LAN 信号の減衰量は、1 m の距離に無線 LAN 端末が存在することを想定した要求仕様 50 dB に対して 60 dB である。

表 3.2 測定結果のまとめ[20]

	Specified	Measured
Center frequency	4.1 GHz	4.1 GHz
-3 dB bandwidth	> 700 MHz	720 MHz
Variable range of voltage	56 dB	56 dB
5 GHz WLAN attenuation	> 50 dB	60 dB
Deviation in group delay	< 1.0 ns	0.8 ns
Communication range @ 258 kbps	> 30 m	52 m
Communication range @ 10.7 Mbps	> 10 m	14 m
Power consumption	< 50 mW	38 mW

3.6 おわりに

近距離における無線通信を低電力化するため、UWB-IR 受信機の間欠動作回路方式を提案し評価した。受信 AFE は ADC のサンプリングクロックに同期して間欠動作させ、AFE の各回路による信号遅延を考慮することで、ns オーダーの高精度な間欠動作を実現した。0.18 μm CMOS 技術で試作した UWB-IR 送受信機チップを用いて実験評価した結果、受信感度はほとんど劣化することなく、受信 AFE の消費電力は 60% 低減し 38 mW となった。データレート 258 kbps と 10.7 Mbps のとき、通信距離はそれぞれ 52 m と 14 m となった。以上の技術により、センサノードの電池寿命を延ばし、従来の無線通信技術では困難であった高密度、大規模なセンサネットワークを実現することができるようになる。

参考文献(第 3 章)

- [1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse Radio: How It Works," *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 2, No. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [2] Federal Communications Commission (FCC), "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems," First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, adopted Feb. 2002, released Jul. 2002.
- [3] S. Iida, K. Tanaka, H. Suzuki, N. Yoshikawa, N. Shoji, B. Griffiths, D. Mellor, F. Hayden, I. Butler and J. Chatwin, "A 3.1 to 5 GHz CMOS DSSS UWB Transceiver for WPANs," *IEEE Dig. Papers, Int. Conf. Solid-State Circuits (ISSCC)*, pp. 214–215, Feb. 2005.
- [4] R. Roovers, D. M. W. Leenaerts, J. Bergervoet, K. S. Harish, R. C. H. Beek, G. Weide, H. Waite, Y. Zhang, S. Aggarwal and C. Razzell, "An Interference-Robust Receiver for Ultra-Wideband Radio in SiGe BiCMOS Technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 40, No. 12, pp. 2563–2572, Dec. 2005.
- [5] Y. Zheng, Y. Tong, C. W. Ang, Y. Xu, W. G. Yeoh, F. Lin and R. Singh, "A CMOS Carrier-Less UWB Transceiver for WPAN Applications," *IEEE Dig. Papers, Int. Conf. Solid-State Circuits (ISSCC)*, pp. 378–379, Feb. 2006.
- [6] S. Lo, I. Sever, S. Ma, P. Jang, A. Zou, C. Arnott, K. Ghatak, A. Schwartz, L. Huynh and T. Nguyen, "A Dual-Antenna Phased-Array UWB Transceiver in 0.18- μm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 41, No. 12, pp. 2776–2786, Dec. 2006.
- [7] T. Aytur, H. Kang, R. Mahadevappa, M. Altintas, S. Brink, D. Thanh, C. Hsu, F. Shi, F. Yang, C. Lee, R. Yan and B. Razavi, "A Fully Integrated UWB PHY in 0.13 μm CMOS," *IEEE Dig. Papers, Int. Conf. Solid-State Circuits (ISSCC)*, pp. 418–419, Feb. 2006.
- [8] T. Terada, R. Fujiwara, G. Ono, T. Norimatsu, T. Nakagawa, K. Mizugaki, M. Miyazaki, K. Suzuki, K. Yano, A. Maeki, Y. Ogata, S. Kobayashi, N. Koshizuka and K. Sakamura, "A CMOS UWB-IR Receiver Analog Front End with Intermittent Operation," *IEEE Dig. Papers, Symp. VLSI Circuits*, pp. 86-87, Jun. 2007.
- [9] R. Fujiwara, M. Shida, A. Maeki, K. Mizugaki, M. Kokubo and M. Miyazaki, "Rapid signal acquisition for low-rate carrier-based ultra-wideband impulse radio," *Proc. IEEE Int. Symp.*

Circuits and Systems (ISCAS), pp. 4497-4500, May. 2005.

- [10] K. Mizugaki, R. Fujiwara, T. Nakagawa, G. Ono, T. Norimatsu, T. Terada, M. Miyazaki, Y. Ogata, A. Maeki, S. Kobayashi, N. Koshizuka and K. Sakamura, "Accurate Wireless Location / Communication System with 22-cm Error using UWB-IR," Proc. IEEE Symp. Radio and Wireless, pp. 455-458, Jan. 2007.
- [11] G. Ono, T. Nakagawa, R. Fujiwara, T. Norimatsu, T. Terada, M. Miyazaki, K. Suzuki, K. Yano, Y. Ogata, A. Maeki, S. Kobayashi, N. Koshizuka and K. Sakamura, "1-cc Computer: Cross-Layer Integration with 3.4-nW/bps Link and 22-cm Locationing," IEEE Dig. Papers, Symp. VLSI Circuits, pp. 90-91, Jun. 2007.
- [12] T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki, A. Maeki, Y. Ogata, S. Kobayashi, N. Koshizuka and K. Sakamura, "A UWB-IR Transmitter with Digitally Controlled Pulse Generator," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 6, pp. 1300-1309, Jun. 2007.
- [13] T. Nakagawa, T. Matsuura, E. Imaizumi, J. Kudoh, G. Ono, M. Miyazaki, A. Maeki, Y. Ogata, S. Kobayashi, N. Koshizuka and K. Sakamura, "1-GHz Input Bandwidth 6-bit Under-Sampling A/D Converter for UWB-IR Receiver," Proc. IEEE Eur. Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC), pp. 163-166, Sep. 2007.
- [14] F. S. Lee and A. P. Chandrakasan, "A 2.5 nJ/bit 0.65 V Pulsed UWB Receiver in 90 nm CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 12, pp. 2851-2859, Dec. 2007.
- [15] F. S. Lee and A. P. Chandrakasan, "A BiCMOS ultra-wideband 3.1-10.6-GHz front-end," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 41, No. 8, pp. 1784-1791, Aug. 2006.
- [16] Y. Zheng, M. A. Arasu, K. Wong, Y. J. The, A. P. H. Suan, D. D. Tran, W. G. Yeoh and D. Kwong, "A 0.18 μm CMOS 802.15.4a UWB Transceiver for Communication and Localization," IEEE Dig. Papers, Int. Conf. Solid-State Circuits (ISSCC), pp. 118-119 Feb. 2008.
- [17] B. Razavi, T. Aytur, C. Lam, F. Yang, K. Li, R. Yan, H. Kang, C. Hsu and C. Lee, "A UWB CMOS Transceiver," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 40, No. 12, pp. 2555-2562, Dec. 2005.
- [18] A. Valdes-Garcia, C. Misha, F. Bahmani, J. Silva-Martinez and E. Sanchez-Sinencio, "An 11-band 3-10 GHz Receiver in SiGe BICMOS for Multiband OFDM UWB

-
- Communication,” IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 4, pp. 935-948, Apr. 2007.
- [19] R. Fujiwara, A. Maeki, K. Mizugaki, G. Ono, T. Nakagawa, T. Norimatsu, M. Kokubo, M. Miyazaki, Y. Okuma, M. Hayakawa, S. Kobayashi, N. Koshizuka and K. Sakamura, “0.7-GHz-Bandwidth DS-UWB-IR System for Low-Power Wireless Communications,” IEICE Trans. Commun., Vol. E91-B, No. 2, pp. 518-526, Feb. 2008.
- [20] T. Terada, R. Fujiwara, G. Ono, T. Norimatsu, T. Nakagawa, M. Miyazaki, K. Suzuki, K. Yano, Y. Ogata, A. Maeki, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, “Intermittent Operation Control Scheme for Reducing Power Consumption of UWB-IR Receiver” IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 44, No. 10, pp. 2702-2710, Oct. 2009.

第 4 章 導波シートによる電力伝送の高効率化

4.1 はじめに

無線電力伝送(WPT)システムは、電子機器にケーブルやコネクタを用いずに、電力を供給するシステムである。WPTシステムは、バッテリー小型化や防水防塵機能の容易化、デザイン自由度の拡大などのアドバンテージを電子機器に与えるため、近年ますます注目されている。特に、車両やロボットなどの移動する電子機器に対して、大きなアドバンテージがある。移動する電子機器は、その動作を中断することなく電力を受信できるためである。

WPTシステムには、様々な方式が開発されている。1つの方式は磁界共鳴方式である[1]。磁界共鳴方式では、共振周波数が等しくQ値の高い共振器を用いる。この方式では、数十cm離れた2つの共振器の間で電力を伝送できる。しかし、電力は空中に送信されるため、他の機器に対してEMIのリスクがある。

他の方式として、電磁波方式がある[2]。この方式では、一般にフェイズドアレイアンテナを用いて電磁波の放射領域を制限し、EMIのリスクを限定する。しかし、フェイズドアレイアンテナは、アンテナ素子を大量に並べることで巨大になってしまうため、多くの用途では現実的ではない。この方式は宇宙太陽光発電に適している[3]。

これらに対し、2次元導波シート方式では、電力を大きな平面領域に送信することができる[4]-[8]。この方式は、2次元の導波シート内に電磁波を閉じ込めるため、他の機器に対するEMIのリスクが低い。送信機が導波シート内に出力した電力を受信するためのインタフェースであるカプラは既に開発済みである[5]。また、パイロット信号を用いて電子機器の位置を検出する方法も研究されている[6]。そのため、電子機器が導波シート上を移動しても追跡することが可能である。このように、2次元導波シート方式によるWPTシステムは移動する電子機器に好適である。

導波シート上の電子機器が受信できる電力は、導波シート内の定在波と電子機器の位置に影響を受ける。そのため、電子機器が適切な電力を絶えず受け取れるようにするために、送信機には、ビームフォーミング技術を用いて、高い伝送効率を維持しながら、送信電力を導波シート上の任意の場所に集中させることが求められる。ビームフォーミング技術は無線システムで一般に用いられる技術である[9]。ビームフォーミング技術は、

導波シートのエッジに電波吸収体を設置することで、2次元導波シート方式のWPTシステムに適用できることが報告されている[7]。しかし、電波吸収体を用いると、送信電力の一部が電波吸収体に吸収されてしまい、伝送効率を低下させてしまう。そこで、電子機器がどこに位置しても高い伝送効率で電力を供給できる、電波吸収体を用いないビームフォーミング技術が必要である。

電波吸収体を用いないビームフォーミング技術を導入しても、導波シート内の定在波の影響は残るため、導波シート上の全ての場所で均一な伝送効率を実現することは困難である。そのため、伝送効率の変動をキャンセルするために、高い送信効率を維持しながら送信電力を切り替えられる送信機アーキテクチャが必要である。また、電子機器の消費電力は、その動作状態に応じて動的に変化する。言い換えると、受信機の負荷インピーダンスは動的に変化する。従って、負荷インピーダンスが変化しても高い受信効率を維持する受信機アーキテクチャが必要である。

本章では、回転体や狭小空間、人が立ち入れない危険空間などにおけるセンサネットを実現するための、2次元導波シート方式のWPTシステムについて報告する。具体的には、2次元導波シート方式における、電波吸収体を用いないビームフォーミング技術と、送信電力を適応的に調整できる送信機アーキテクチャ、負荷インピーダンス変動に対応できる受信機アーキテクチャについて報告する[10]。

本章の構成は次のとおりである。第2節では、電波吸収体を用いないビームフォーミング技術について説明する。第3節では、提案する送信電力可変の送信機アーキテクチャについて説明する。第4節では、提案する負荷インピーダンス変動対応の受信機アーキテクチャについて説明する。第5節では、プロトタイプを用いた実験結果について説明する。第6節では、本章についてまとめる。

4.2 2次元導波シート方式へのビームフォーミング技術の適用

図 4.1 に提案する 2次元導波シート方式の WPT システムを示す。WPT システムは、マルチポート送信機、導波シート、受信機を搭載した可動電子機器である。導波シートは 2 層の金属層が 1 層の誘電体層を挟んだ構成をしている。金属層の 1 層はメッシュ構造であり、もう 1 層は平板である。電磁波は誘電体層を通り、金属メッシュ層の表面にエバネッセント波を生成する。エバネッセント波は金属層表面からの距離に対して、指数関数的に減衰する近傍界の電磁波である。カップラが導波シート表面近傍に設置されると、導波シートとカップラの上に電磁波のリンクが形成される。導波シートの表面は比誘電率 2.1 のテフロンで保護している。誘電体層は比誘電率 1.05 の発泡ポリオレフィンである。これらは低い誘電率と低い誘電損失を持つ材料である。また、金属層は銅である。金属メッシュのサイズは 7 mm 角であり、線幅は 1 mm である。

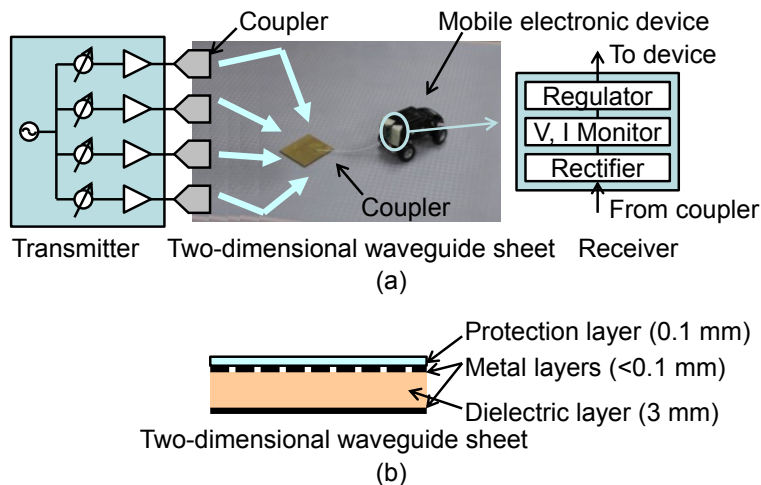


図 4.1 無線電力伝送システム[10] (a)全体図, (b)導波シートの構造

送信機は導波シート内に、送信カップラを介して電磁波を出力する。送信カップラは、導波シートのエッジに設置され、送信電力の導波路を同軸から平行平板に変換する[5]。導波シート内の電磁波伝搬特性は、平行平板の導波路とほとんど同じである。なぜなら、金属メッシュのサイズは、電磁波の波長に対して十分に小さいためである。

電磁波の電力は導波シートの内部を伝搬し、受信機に受信コイルを介して印加される。受信コイルは2層の金属平板で誘電体を挟んだパッチアンテナの構成である[5]。電磁波の電力は、受信コイルが設置されていない金属メッシュからはほとんど失われない。なぜなら、エバネッセント波は伝搬距離に対して指数関数的に減衰し、金属メッシュ層の表面にのみ存在するためである。電力は誘電体層内と金属メッシュ層表面に集中し、周辺空間にはわずかにしか広がらない。従って、周囲にある他の電子機器に対する EMI リスクを低く抑えることができる。

受信機の受信電力は、導波シート内に発生する定在波の影響を受ける。これにより、受信電力は、導波シート上の受信機位置に依存してしまう。受信機が安定した電力を受信するためには、送信機に、送信電力レベルを調整することと、導波シート上の任意の位置に電力を集中させることが求められる。こうすることで、定在波の影響で変動する受信電力を補償する。

送信電力を導波シート上の特定位置に集中させるために、送信機は複数の出力ポートを持ち、それぞれ個別に調整可能な移相器とパワーアンプ(PA)を持つ。そして、各出力ポートの送信電力信号の位相と振幅を調整してビームフォーミングを行う。送信電力レベルの調整は、電力供給対象の電子機器から送信されるパイロット信号の受信信号強度に応じて行う。つまり、送信電力レベルは、全出力ポートでの受信パイロット信号強度に反比例するように調整する。また、各ポートにおける送信電力信号の位相は、各ポートにおける受信パイロット信号の逆位相となるように制御する。各送信出力ポートで受信されたパイロット信号は送信機のリファレンス信号と比較される。そして、各送信出力ポートではパイロット信号のレトロディレクティブ信号を、移相共役回路を用いて生成する[9]。電力供給対象の電子機器が移動した場合、電子機器が移動した距離に応じて送信機が受信するパイロット信号の信号強度と位相が変化するため、送信機は電子機器の移動を自動的に追跡することができる。

送信電力を特定位置に集中させるビームフォーミング技術を2次元導波シート方式に適用した場合の効果を HFSS®を用いた電磁界シミュレーションにより見積もった。図4.2はシミュレーション条件と、送信電力を導波シート上の位置Cに集中させたシミュレーション結果である。図4.2(a)は導波シートのエッジに電波吸収体を設置し、導波シートのエッジでの反射波による定在波が発生しないようにした場合である。一方、図

4.2(b)は導波シートのエッジを金属で覆い、導波シートのエッジで内部を伝搬する電磁波を反射させた場合である。導波シートのエッジで電磁波を反射させることにより、より効率の高い電力伝送が期待される。

送信ポートの数を8つとし、各送信ポートからは個別の位相を持った1 Wの送信電力信号が出力されることを仮定した。シミュレーションでは、各送信ポートが存在する導波シートのエッジにおいて、2層の金属層間に電界を与えた。なぜなら、送信カプラは平行平板の導波路だからである。このシミュレーション方法を用いることで、実験結果と良く合うことは確認されている[5]。

各送信ポートの間隔は、伝送する電磁波の半波長とした。また、導波シートのサイズは、一辺が波長の4倍となる正方形とした。誘電体レイヤの厚さは3 mmであり、金属レイヤの厚さは十分に薄いため無視した。

図4.2のシミュレーション結果によると、位置Cに送信電力が集中していることが確認できる。これは、導波シートのエッジに電波吸収体を設置して反射波を除去した場合と、電波吸収体を設置せずに反射させた場合のいずれにも当てはまる。さらに、電波吸収体を設置しない図4.2(b)は、電波吸収体を設置した図4.2(a)に比べて、位置Cにおける電界強度が4倍に上昇している。これは、導波シートのエッジで電磁波を吸収せずに反射させることで、送信電力を有効活用できることを示している。

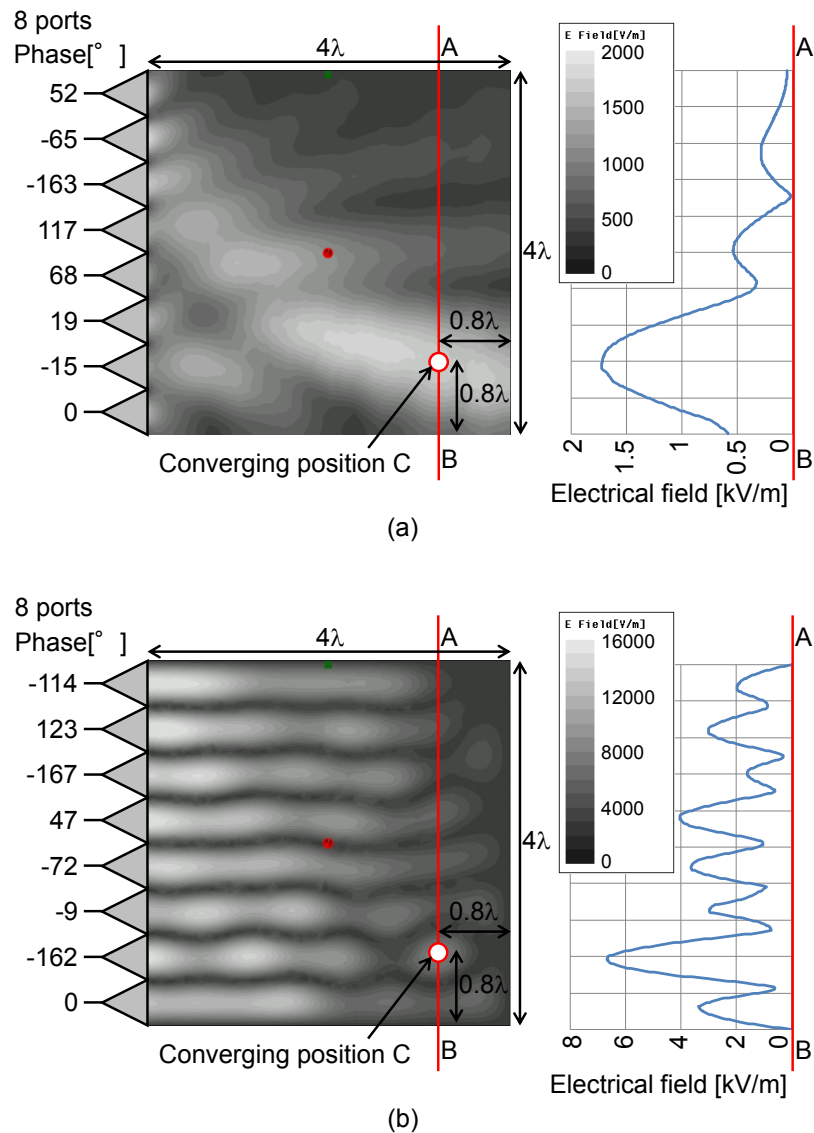


図 4.2 導波シート内のビームフォーミング性能のシミュレーション結果[10] (a)電波吸収体を用いた場合, (b)導体で終端した場合(電波吸収体を用いない場合)

図 4.3 は、電界強度分布のシミュレーション結果である。導波シート上の 81 箇所における電界強度をプロットした。図 4.3(a)は導波シートのエッジに電波吸収体を設置した場合、図 4.3(b)は電波吸収体を設置しない場合である。また、81 箇所それぞれに対して、各送信ポートが同一位相で送信電力信号を出力した場合と、ビームフォーミング技術を導入して各送信ポートが異なる位相で送信電力信号を出力し、それぞれの位置に送信電力を集中させた場合の比較である。その結果、ビームフォーミング技術を導入した場合

の電界強度は、81 箇所全てにおいて、ビームフォーミング技術を導入しない場合のそれよりも高くなることを確認した。具体的には、まず、ビームフォーミング技術を導入した場合、電波吸収体を設置しない導波シート上の最大電界強度は、電波吸収体を設置した導波シート上のそれに対して 6 倍高い。次に、電波吸収体を設置しない導波シート上の最小電界強度は、ビームフォーミング技術を導入することにより 18 倍上昇する。これらの結果は、電波吸収体を設置しない導波シートにおいても、ビームフォーミング技術の導入には大きな効果が期待できることを示している。

一方で、電波吸収体を設置しない導波シートは、電波吸収体を設置した導波シートに比べて、電波強度の位置依存性が 5 倍に強まっている。この位置依存性については、次節で説明する提案した送信機アーキテクチャによって補償する。

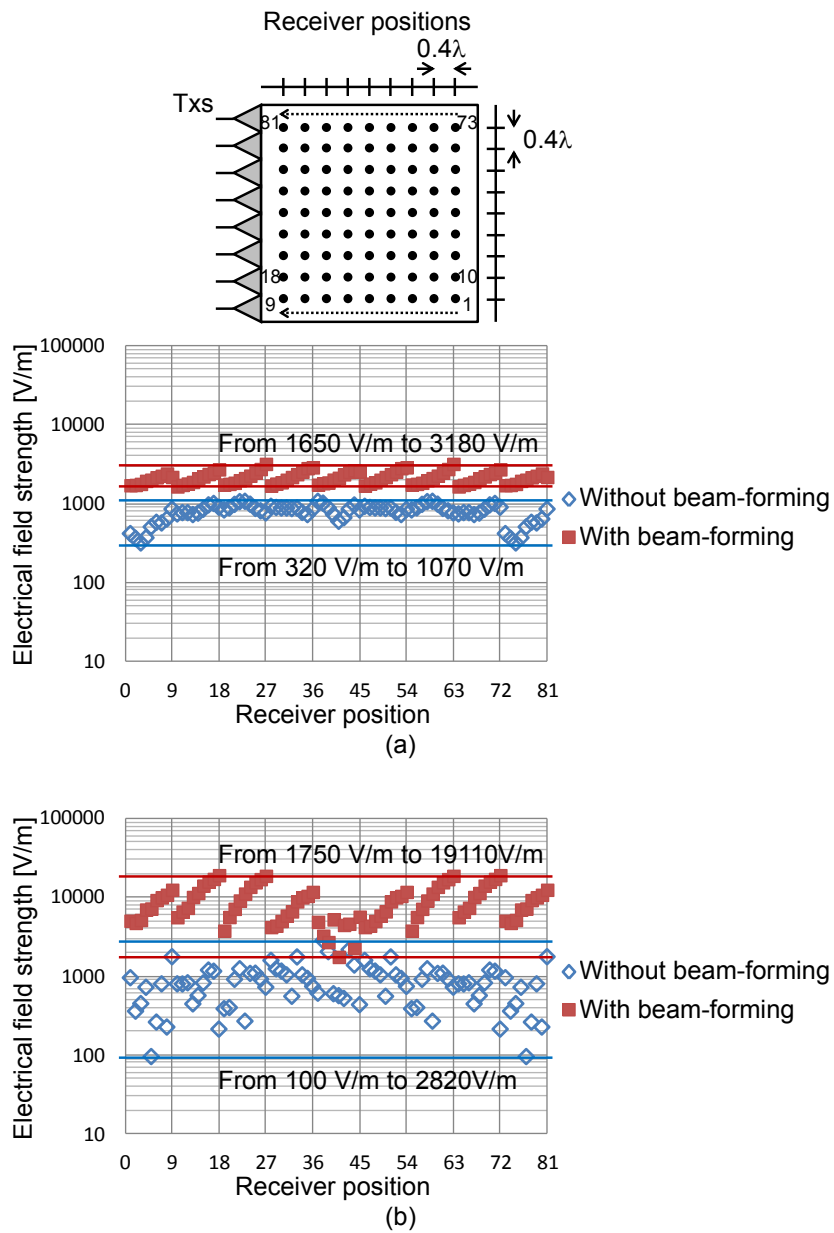


図 4.3 電界強度分布のシミュレーション結果[10] (a)電波吸収体を用いた場合, (b)導体で終端した場合(電波吸収体を用いない場合)

4.3 送信機アーキテクチャと送信電力制御方式

導波シート内の電界強度は、位置により 10 dB 程度の変動が発生することが明らかとなった。そこで、この変動を補償するように、送信機は 10 dB 程度の送信電力調整が必要である。そのため、送信機には、最大出力電力で動作する場合のみならず、より低い出力電力で動作する場合においても、高い電力送信効率が求められる。そこで、送信機の最終段に位置する PA の電力効率に注目し、これを改善することとした。なぜなら、PA は送信機の中で最も大きな電力を消費するからである。

図 4.4 は PA の評価基板と、出力信号周波数 950 MHz での特性をシミュレーションにより求めたものである。PA は ST マイクロエレクトロニクス社製の PD85006L-E である。PA の電力効率 η_t は、次の式で表現できる。

$$\eta_t = \frac{P_{OUT}}{P_{in} + P_{DC}} \quad \text{式(1)}$$

ここで、 P_{DC} は PA の電源電圧 V_{CC} から消費する電力、 P_{in} は PA に入力される電力、 P_{out} は PA から出力される電力である。この PA の最大効率は $V_{CC} = 13.6 \text{ V}$ において、60% である。PA は入力信号電力が増大し、増幅率が低下する飽和領域で高い電力効率を示している。従って、PA が常に飽和領域で動作するように電源電圧 V_{CC} を制御して、出力電力 P_{out} を調整するべきである。

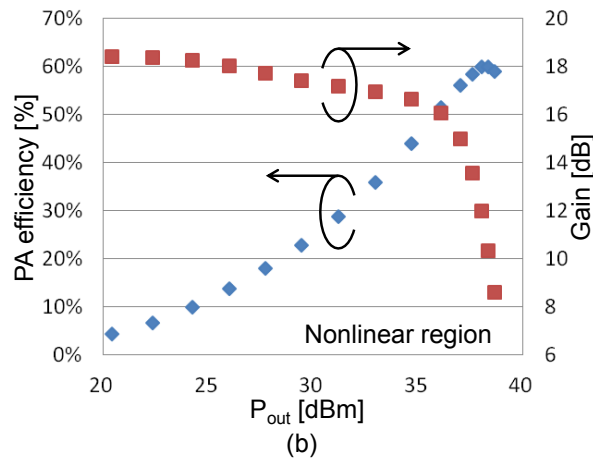
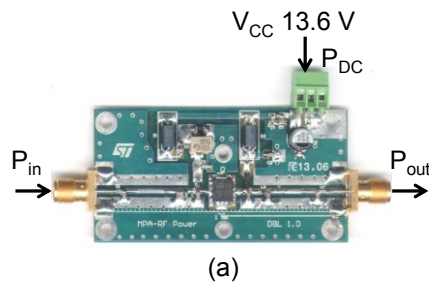


図 4.4 パワーアンプ[10] (a)評価基板, (b)効率と利得のシミュレーション結果

図 4.5 はシミュレーションにより求めた PA の電力効率である。図 4.5(a)に示すように、入力電力 P_{in} のみを制御して出力電力 P_{out} を調整すると、最大出力電力から 10 dB 低い出力電力のときに、PA の電力効率は 60% から 20% に低下する。しかし、電源電圧 V_{CC} と入力電力 P_{in} を協調制御して出力電力 P_{out} を調整すると、PA の電力効率の劣化は 10% に抑制することができる。つまり、最大出力電力から 10 dB 低い出力電力のときに、PA の電力効率は 60% から 50% にしか低下しない。図 4.5(b)に示すように、電源電圧 V_{CC} と入力電力 P_{in} の関係は、電力利得が 10 dB 程度となる関係のときに、最も PA の電力効率が高くなる。従って、電源電圧 V_{CC} と入力電力 P_{in} の協調制御は、電力利得を基準とし、この PA ではその値が 10 dB となるように制御する。

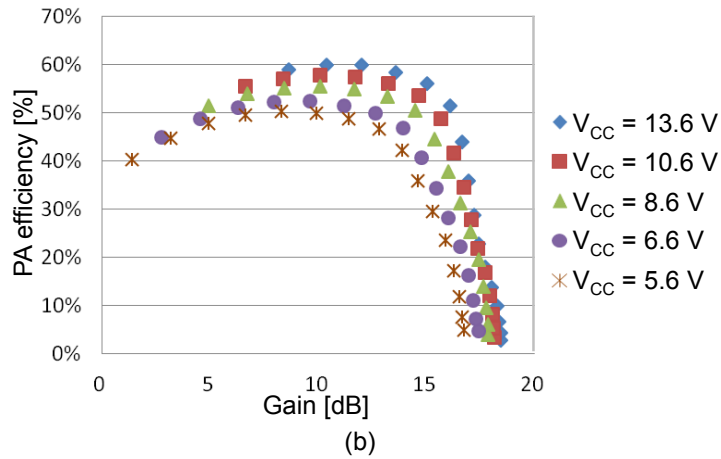
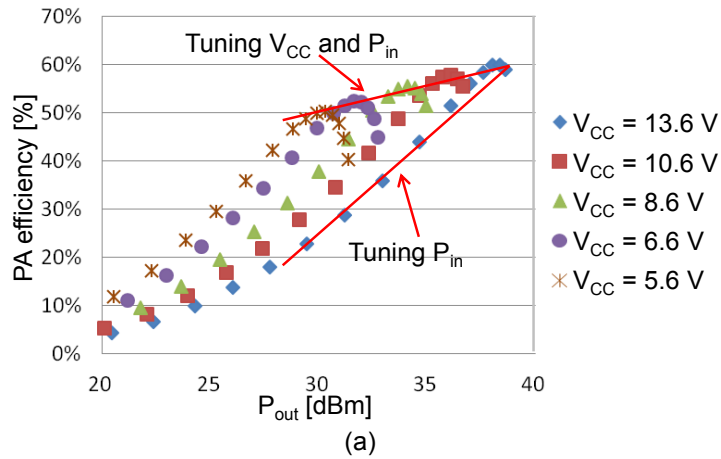


図 4.5 パワーアンプ効率のシミュレーション結果[10] (a)効率と出力電力の関係, (b) 効率と利得の関係

図 4.6 は提案する送信機アーキテクチャのブロック図である。PA の電源電圧 V_{CC} と入力電力 P_{in} を協調制御する仕組みが導入されている。送信機は、基準発振器と位相シフタ(PS)、可変利得増幅器(VGA)、PA、スイッチングレギュレータ(REG)、パワーディテクタ、デジタル制御器で構成される。発振器により生成された基準信号は、各出力ポートに供給される。各ポートの送信出力信号の位相は、各ポートの位相シフタがそれぞれ独立に調整し、各ポートの PA に入力される信号電力は、各ポートの VGA がそれぞれ独立に調整する。PA はレギュレータにより調整された電源電圧を用いて VGA の出力信号を増幅し、送信カプラを介して導波シートに出力する。デジタル制御器は位相シフタと VGA、レギュレータを制御する。

パワーディテクタは PA の入出力信号電力を検出する。そして、その検出結果は、デジタル制御器により、VGA とレギュレータの制御に用いられる。各ポートから所望の電力を出力するために、3つのステップで制御する。まず、PA の入力信号電力 P_{in} の検出結果を基にして、 P_{in} が所望の出力電力よりも 10 dB 低くなるように、VGA を制御する。次に、PA の出力信号電力 P_{out} の検出結果を基にして、 P_{out} が所望の出力電力を上回るように、レギュレータを制御して、電源電圧 VCC を 5.6 V から上昇させていく。最後に、PA の出力信号電力 P_{out} の検出結果を基にして、 P_{out} が所望の出力電力となるように、VGA を制御して、PA の入力信号電力 P_{in} を調整する。こうして、送信機は高い PA 電力効率を維持しながら、広範囲の信号電力を出力する。

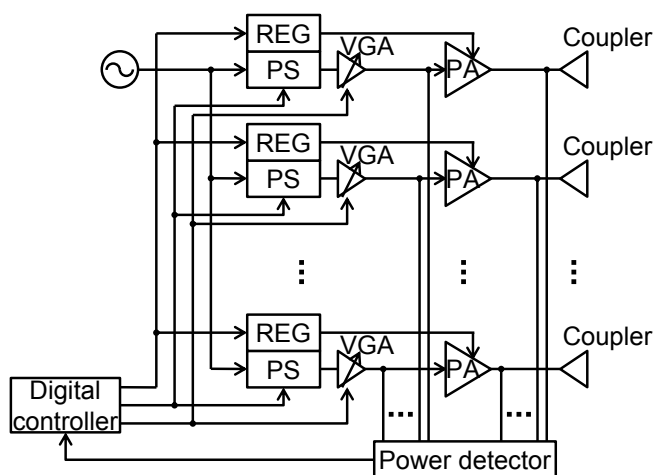


図 4.6 提案する送信機アーキテクチャ[10]

4.4 受信機アーキテクチャと整流素子並列数制御方式

受信機の入力電力と負荷インピーダンスは、導波シート上の受信機位置や、受信機に接続された可動電子機器の動作状態によって変動する。そのため、受信機には、高い電力受信効率を維持しながら、広範囲の入力信号電力と負荷インピーダンスに対応しなければならない。具体的には、10 dB の入力信号電力範囲と、6 dB の負荷インピーダンス範囲が求められる。

受信機の中で電力受信効率を支配する要素は整流回路である。なぜなら、可動電子機器の動作電圧を生成するレギュレータは、通常、高周波数の受信信号を整流する整流回路に比べて、ずっと高い効率を得ることができるためである。そこで、整流回路に注目し、広範囲の入力信号電力と負荷インピーダンスにわたって、高い効率を維持することを目指した。

図 4.7 は一般的な整流回路とシミュレーションにより求めた効率である。信号の周波数は 950 MHz である。図 4.7(a)に示すインダクタ L_1 とキャパシタ C_1 は、カップラの実出力インピーダンスと整流回路の入力インピーダンスを整合させるための素子である。キャパシタ C_2 は整流回路の出力電圧を安定化させるための素子である。マイクロ波の整流はショットキーバリアダイオード D_1 と D_2 で行い、これらのダイオードには、アバゴテクノロジー社製の HSMS-282C を用いた。整流回路の負荷インピーダンス R_L は可動電子機器を表している。

図 4.7(b)に示したシミュレーション結果は、整流回路の効率が入力信号電力と負荷インピーダンスに強く依存することを示している。この整流回路では、入力信号電力が 27 dBm で負荷インピーダンス R_L が 400 Ω の場合、インダクタ L_1 とキャパシタ C_1 をこの条件に最適化すると、70%の効率を実現できる。しかし、負荷インピーダンス R_L が 200 Ω や 100 Ω に減少すると(可動電子機器の消費電流が上昇すると)、整流回路の効率は 64% と 48%に低下してしまう。このように、一般的な整流回路では、負荷インピーダンス R_L が 400 Ω から 100 Ω に変化すると、許容できる入力信号電力が 6 dB 上昇するものの、整流回路の効率が低下してしまう。

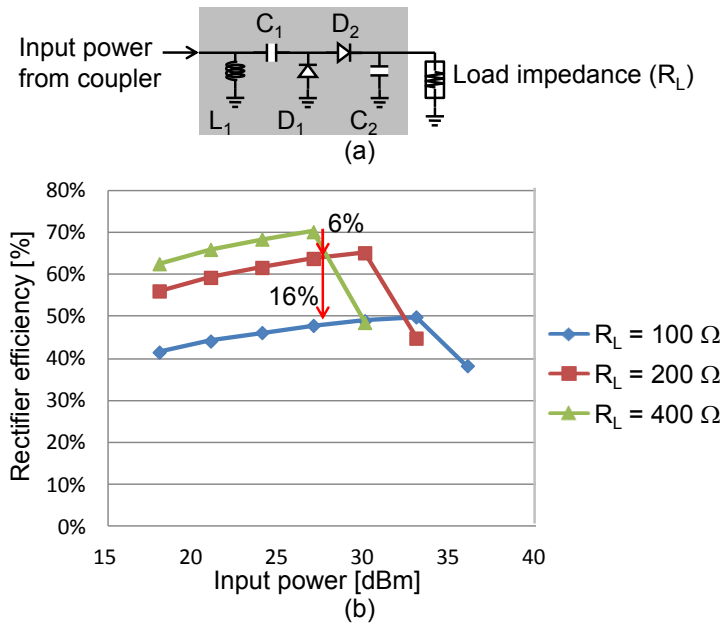


図 4.7 整流回路[10] (a)回路図, (b)効率のシミュレーション結果

図 4.8 はシミュレーションにより求めた大信号における S パラメータである。整流回路は図 4.7(a)の構成である。左図は入力信号電力に対する整流回路の入力インピーダンスの依存性を示しており，右図は負荷インピーダンスに対する整流回路の入力インピーダンスの依存性を示している。これらの図が示すように，整流回路の入力インピーダンスは，入力信号電力に対する依存性が低く，負荷インピーダンスに対する依存性が高い。従って，整流回路の入力インピーダンスは，負荷インピーダンスを基準として制御されるべきである。

そこで，動的に整流素子の数を切り替えられる並列整流回路を提案する。提案する並列整流回路は，整流回路の入力インピーダンスを維持しながら整流素子数を切り替えることで，広範囲の入力信号電力と負荷インピーダンスに対応する。負荷インピーダンスが 4 分の 1 になる場合，受信機に接続された可動電子機器の消費電力は 4 倍になる。このとき，提案する並列整流回路は整流素子数を 4 倍に切り替える。こうして，入力信号電力と負荷インピーダンス，整流素子数の関係を一定に保ち，整流回路の効率を高く維持する。

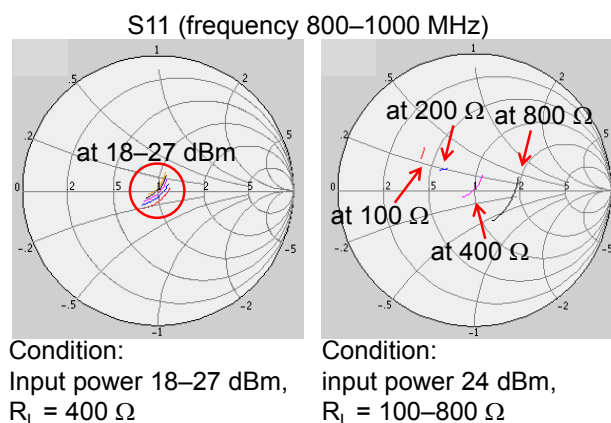


図 4.8 整流回路の大信号 S パラメータのシミュレーション結果[10]

図 4.9 は、提案する並列整流回路の回路図とシミュレーションにより求めた効率である。整流素子の並列数を 4 とした例である。全ての整流素子は図 4.7(a)と同じ回路である。

4 つの整流素子をそのまま並列接続すると、並列整流回路の入力インピーダンスは 4 分の 1 になり、 50Ω から 12.5Ω に下がる。すると、カップラの出カインピーダンス 50Ω とのインピーダンス整合が取れなくなり、カップラが受信した信号電力は並列整流回路の入力で反射する。これに対し、提案の並列整流回路では、受信信号の 4 分の 1 波長と同じ長さである伝送線路(特性インピーダンス 50Ω)を用いることで、入力インピーダンスを 50Ω に維持する。提案回路の入力インピーダンスについて詳細に説明すると、次のとおりである。まず、整流素子を 2 つずつ、A または B の位置で接続する。すると、A または B の位置における入力インピーダンスは 25Ω に半減する。そして、A と B の線路を、 50Ω 伝送線路を介して C の位置で接続する。このとき、伝送線路長を 4 分の 1 波長にすると、A と B の位置で 25Ω であった入力インピーダンスは、スミスチャートを半周し、C の位置ではそれぞれ 100Ω となる。従って、接続した後の入力インピーダンス、つまり、並列整流回路全体の入力インピーダンスは 50Ω になる。なお、伝送線路の代わりにインダクタとキャパシタを用いても良い。

4 つの整流素子のうち 1 つのみを用いる場合は、図 4.9(a)に示す 2 つのスイッチによって切り替える。この 2 つのスイッチはいずれも信号線とグラウンドの間に設置されている。1 つの整流素子のみを使用する場合、2 つのスイッチを導通させ、信号線とグラウン

ドを短絡させる。すると、A の位置では、 $50\ \Omega$ と十分な高インピーダンスの接続になり、最上段の整流素子のみが接続していることと等価になる。なぜなら、A とスイッチの間の伝送線路長は 4 分の 1 波長であり、スイッチによる低インピーダンスがスミスチャートを半周して高インピーダンスになるためである。同様に、B の位置におけるインピーダンスをスイッチにより低インピーダンスにする。すると、C の位置では $50\ \Omega$ と十分な高インピーダンスの接続になる。その結果、最上段の整流素子のみが並列整流回路の入力に接続されていることと等価になる。こうして、入力インピーダンスを維持しながら、動的に整流素子数を切り替えることができる。

このスイッチング方式によって、提案の並列整流回路は、より低い負荷インピーダンスにおける整流回路の効率を高めることができる。この効率上昇は、図 4.9(b)に示すシミュレーション結果から確認できる。シミュレーション結果によると、並列整流回路の負荷インピーダンス $100\ \Omega$ の場合の効率は、単一整流回路(図 4.7(a))のそれに対し、50% から 70%へと、20%上昇している。こうして、高い負荷インピーダンスでは整流素子数を 1 つとし、低い負荷インピーダンスでは整流素子数を 4 つとすることで、広範囲の負荷インピーダンスにおいて、高い効率を維持することができる。なお、提案した回路トポロジは、整流素子が 4 つ(2×2)の場合以外にも、9 個(3×3)や 16 個(4×4)など、様々な並列数に適用できる。

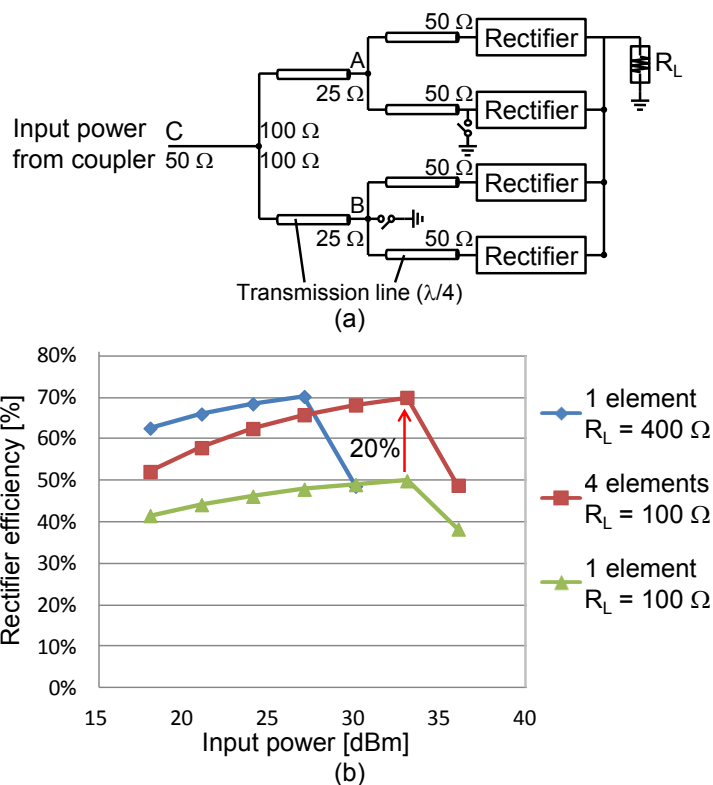


図 4.9 提案する並列整流回路[10] (a)回路図, (b)効率のシミュレーション結果

図 4.10 は提案する受信機アーキテクチャのブロック図である。受信機は、並列整流回路と電圧/電流モニタ、レギュレータ、デジタル制御器で構成される。入力信号電力は並列整流回路で整流される。並列整流回路の出力電圧と電流は、電圧/電流モニタで検出される。レギュレータは電子機器が必要とする安定した電圧を出力する。

デジタル制御器は並列整流回路で使用する整流素子数を制御する。具体的には、図 4.9(a)に示したスイッチを制御する。制御には、電圧/電流モニタの検出結果を用いる。電圧と電流をモニタしているため負荷インピーダンスが把握できる。図 4.9(a)に示した 4 並列整流回路の場合、図 4.9(b)に示すように入力インピーダンスが 27 dBm 以上の領域で、整流素子が 1 つの場合よりも 4 つ場合の方が、高い効率を得られる。そのため、並列整流回路内の使用する整流素子数は、入力電力が 27 dBm 付近において切り替えることが望ましい。出力電力に換算すると 25.5 dBm である。このとき、切り替える電力の閾値には、ヒステリシス特性を持たせておく。なぜなら、並列整流回路の効率は、整流素子数によって非連続に変化するため、切り替え時に出力電力が変動するためである。

こうして，受信機は，広範囲の入力電力と負荷インピーダンスにおいて，高い電力受信効率を実現することができる。

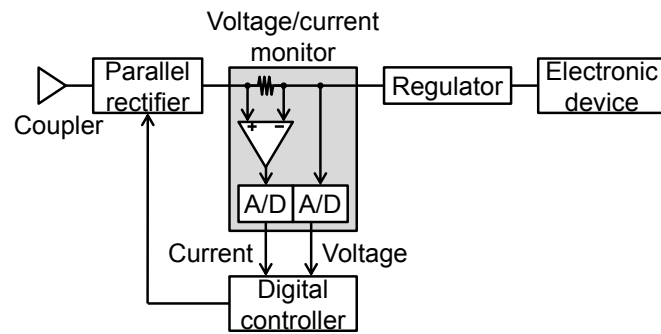


図 4.10 提案する受信機アーキテクチャ[10]

4.5 送受信電力制御方式の実験評価結果

送信機の電力送信効率を支配する PA と，受信機の電力受信効率を支配する並列整流回路を試作し，提案した送信電力調整方法と，並列整流回路トポロジを実験評価した。実験評価に用いた周波数は 950 MHz である。

図 4.11 は測定した PA の効率である。PA の効率は，従来の入力電力を調整する方法に比べて，提案方法を用いることで上昇した。PA の電源電圧と入力電力の協調制御により，出力電力が 28 dBm のときの PA の効率は，19%から 47%に上昇した。これにより，出力電力が 28 dBm から 38 dBm の範囲における PA の効率は，47%から 60%の間となる。

図 4.12 は測定した並列整流回路の効率である。整流回路が対応可能な入力電力と負荷インピーダンスの範囲は，提案方法を用いることで拡大した。並列整流素子数の動的切り替えにより，4分の1の負荷インピーダンスに対応し，入力電力範囲を 6 dB 拡大した。入力電力が 30 dBm で負荷インピーダンスが 100 Ω のときの整流回路の効率は，43%から 67%に上昇した。これにより，入力電力が 18 dBm から 36 dBm，負荷インピーダンスが 100 Ω から 400 Ω の範囲において，整流回路の効率は，66%から 73%の間となる。

図 4.13 は，導波シート上の受信機位置に依る PA の効率である。電波吸収体を導波シートのエッジに設置せず，ビームフォーミング技術を適用している。受信機の位置は図 4.3 と同じである。また，受信機の位置により電界強度は変化するため，受信機の位置に応じて PA の出力電力を調整し，受信機の受信電力が一定となるように制御することを前提とした。図 4.3 において最も低い電界強度しか得られない 41 番の位置では，PA は最大電力を出力し，最も高い効率が得られている。一方，図 4.3 において最も高い電界強度(41 番の電界強度の約 10 倍)が得られる 18 番と 71 番の位置では，PA は最大出力電力から約 10 dB 低い電力を出力する。このような場合，従来の入力電力を調整する PA の効率は 15%から 60%の範囲を取るのに対し，提案の電源電圧と入力電力を協調制御する PA の効率は 46%から 60%の範囲を取る。

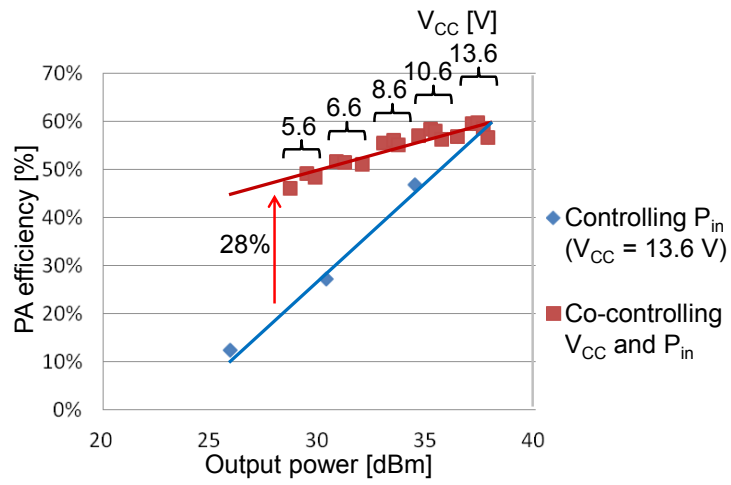


図 4.11 測定したパワーアンプの効率[10]

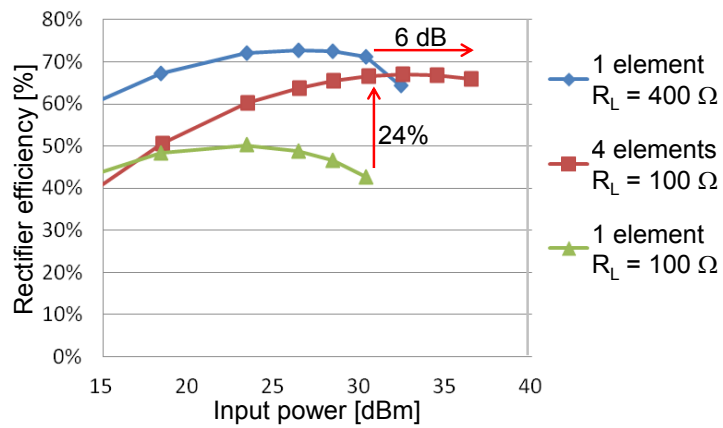


図 4.12 測定した並列整流回路の効率[10]

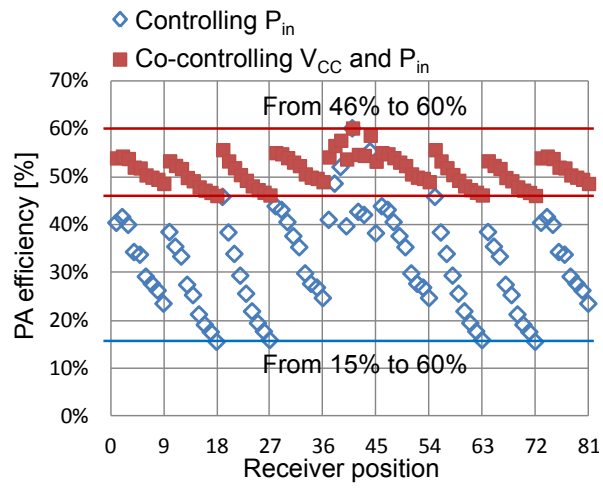


図 4.13 パワーアンプ効率と導波シート上の受信機位置の関係[10]

4.6 おわりに

回転体や狭小空間、人が立ち入れない危険空間などに設置するセンサノードに対し、安定した電力を伝送するため、2次元導波シート方式のWPTシステムを提案し評価した。導波シートを用いた電力伝送において、電波吸収体を用いずにビームフォーミング技術を導入できることを確認した。8ポートの送信機によるビームフォーミング技術を、電波吸収体を用いずに適用した場合は、電波吸収体を用いた場合に比べて、導波シート上の最小電界強度が18倍に増大することを確認した。これを踏まえ、マルチポート送信機アーキテクチャを提案し、PAの電源電圧と入力電力の協調制御による送信電力調整を導入した。PAを評価した結果、10 dBの範囲の出力電力において、PAの効率を2.5倍に向上した。導波シート上のPA効率分布範囲は、ビームフォーミング技術の導入により、23分の1に低減することができた。その結果、送信機の出力電力を94%低減することができる。

また、並列整流回路の整流素子数を動的に切り替えられる受信機アーキテクチャを提案した。これにより、入力電力の範囲を6 dB拡大し、負荷インピーダンスの対応範囲を4倍拡大した。並列整流回路を評価した結果、18 dBの範囲の入力電力において、整流回路の効率を1.5倍に向上した。

以上の提案技術により、可動機器に設置されるセンサノードに対して、その機器の動作を妨げることなく、安定した電力を供給することができるようになる。

参考文献(第 4 章)

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, Jul. 2007.
- [2] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 32, No. 9, pp. 1230-1242, Sep. 1984.
- [3] S. Sasaki and K. Tanaka, "Wireless Power Transmission Technologies for Solar Power Satellite," *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, pp. 3-6, May, 2011.
- [4] A. Noda and H. Shinoda, "Selective Wireless Power Transmission Through High-Flat Waveguide-Ring Resonator on 2-D Waveguide Sheet," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 59, No. 8, pp. 2158-2167, Aug. 2011.
- [5] H. Shinoda and T. Terada, "Propagation Analysis Using Plane Coupler for 2D Wireless Power Transmission Systems," *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E96-C, No. 8, pp. 1041-1047, Aug. 2013.
- [6] T. Oota, T. Matsuda, Y. Kado and B. Zhang, "High-Accuracy Positioning Using Phase Difference of Electrode Array for Two-Dimensional Communication Sensor Network (2DCSN)," *Proc. IEEE Sensors*, pp. 786-789, Oct. 2011.
- [7] T. Matsuda, Y. Kado, T. Oota and B. Zhang, "Efficient Power Transmission System Using Phase-Conjugation of Multiple Inputs for 2D Communication," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 2012-2017, Mar. 2011.
- [8] T. Terada and H. Shinoda, "Arbitrary Power and Positioning Techniques for 2D Wireless Power Transmission Systems," *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pp. 123-126, Jan. 2012.
- [9] C. Y. Pon, "Retrodirective Array Using the Heterodyne Technique," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 176-180, Mar. 1964.
- [10] T. Terada and H. Shinoda, "Transmitting and Receiving Power-Control Architecture with

Beam-Forming Technique for 2D Wireless Power Transmission Systems,” IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E97-A, No. 12, pp. 2618-2624, Dec. 2014.

第 5 章 導波シートによる電力伝送の高安定化

5.1 はじめに

ホイールやモータ，タービンなどの回転軸には，機器のより良い制御やメンテナンスのために，トルクや振動を計測するセンサが必要とされている。現在，これらのデータは開発段階で取得されている状態にとどまっている。しかし，将来，機器の適応的な制御や故障の予兆診断などを行うためには，これらのデータをセンサによって運用中に収集しなければならない。適応的な制御や故障の予兆診断によって，例えば，電気自動車やハイブリッド自動車のエネルギー効率や燃費を改善したり，風力発電設備のメンテナンス頻度やコストを抑えたりすることができる。

回転軸に設置されたセンサと外部の静止したマイクロコントローラを接続する方法として，回転体に接触させるブラシが考えられる。しかし，ブラシを用いると，機械的な接触と電気ノイズがあるため，信頼性に欠ける。もちろん，センサにケーブルを接続することも困難である。なぜなら，センサは回転軸とともに一方向に回転し続けるためである。従って，無線通信が必要である。

産業用無線通信システムとして，**ZigBee** を用いるシステムが報告されている [1]。**ZigBee** を用いたセンサノードは，通常，バッテリーと水晶発振器が必要である。部品点数が増えると，センサノードの故障確率は高くなるため，好ましくない。また，バッテリーは他の部品に比べて大きいため，センサノードのサイズを大きくしてしまう。センサノードのサイズが大きくなると，センサノードの設置によるトルクの損失が増大してしまう。そのため，バッテリーレスのセンサノードが求められる。

バッテリーレスでセンサノードを動作させる方法として，振動発電や熱電変換の素子があり，無線振動センサとして報告されている [2],[3]。しかし，振動発電素子は共振周波数が狭く，熱電変換素子は周囲の温度差が小さい場合に得られる電力が非常に小さい。そのため，動作状況が一定ではない回転軸上のセンサノードに適用することは困難である。回転軸の回転数は機器の動作状態に応じて変動し，回転軸の振動や回転軸と周囲との温度差が変化するためである。仮に，振動発電や熱電変換の素子を回転軸上のセンサノードに適用した場合，センサノードにはバッテリーも必要になってしまう。

以上のことから，バッテリーレスのセンサノードを回転軸上に設置するためには，無線

電力伝送システムが必要である。この無線電力伝送システムには、センサノードへの安定した電力供給と、周囲の機器に対する低い電磁波妨害(EMI)リスクが求められる。無線電力伝送システムとして、RFID システムが一般的である。しかし、このシステムを回転軸上のセンサノードへの電力伝送システムとして適用すると、電力伝送は周期的に途絶えてしまう。なぜなら、回転軸の回転により、センサノードが回転軸の陰に隠れてしまうためである。このことは、回転軸上のセンサノードへの適用を困難にする。なぜなら、センサノードは、どのような回転軸の回転角においてもセンサデータを収集する必要があるためである。特定の回転角におけるセンサデータが欠損してしまうと、その回転角における不良を見落としてしまう。さらに、RFID システムを適用すると、周囲の機器に対する EMI のリスクが発生してしまう。

無線電力伝送の他の方式としては、強く結合した共振器を用いる磁界共鳴方式がある[4]。このシステムは数十 cm の距離にある共振器の間で電力を伝送することができる。しかし、電力は空中を伝搬するため、周囲の機器に対する EMI リスクが発生してしまう。

これらの方式に対し、2次元導波シート方式は、導波シートを用いて広い平面領域に電力を伝送することができる[5],[6]。導波シートは2つの導体層で誘電体層を挟んだ構造であり、導体層にメッシュ構造を持たせ、導波シートと結合するカップラを用いることで、外部から電力を入力したり、外部へ電力を出力したりすることができる。メッシュ構造を持つ導体層の表面にはるエバネッセント波が偏在し、これが導波シート内外の電力伝送を媒介する。2次元導波シート方式の無線電力伝送システムは、周囲の機器に対する EMI リスクが小さい。なぜなら、電磁波電力は2層の導体に挟まれた誘電体層に存在し、エバネッセント波は導体層表面からの距離に対して指数関数的に減衰するためである[7],[8]。加えて、導波シートは、シンプルな3層構造のため、容易に折り曲げることができる。折り曲げた導波シートを用いた電力伝送とデータ通信システムはいくつか報告されている[9]-[11]。以上のことから、回転軸の周囲を覆うように、導波シートを設置することで、回転軸上のセンサノードに電力を伝送することができる。従って、2次元導波シート方式の無線電力伝送システムは、回転軸上のセンサノードに対する電力伝送システムとして好適である。

本章では、回転軸上のセンサノードに安定して電力を伝送する、2次元導波シート方

式の無線電力伝送システムについて報告する。これにより，センサノードのバッテリーを削減する。さらに，ユニバーサルオンシートリファレンス方式により，複数送信機間の回路遅延ばらつきを補償し，センサノードの水晶発振器を削減する[19]。

本章の構成は次のとおりである。第 2 節では，提案する回転軸用センシングシステムについて説明する。第 3 節では，提案するセンシングシステムの回路とカップラ構成について説明する。第 4 節では，試作したチップを用いた実験結果について説明する。第 5 節では，本章についてまとめる。

5.2 回転軸用センシングシステム

図 5.1 は提案するセンシングシステムである。センサノードを設置した回転軸は導波シートに覆われている。導波シートは固定され、回転軸とは接触しない。送信機とユニバーサルオンシートリファレンスデバイスは、導波シートのエッジに設置する。オンシートリファレンスデバイスは、提案するセンシングシステムと外部システムとのインタフェースである。外部システムから電力を供給され、取得したセンサデータを転送する。

センサノードは、送信機から導波シートを介して電力供給されるため、バッテリーを持たない。導波シートは回転軸を覆っているため、センサノードは、RFID システムのように回転軸の陰になることはない。そのため、センサノードは回転軸のどのような観点角においてもセンシングが可能であり、センサデータを送信可能である。また、センサノードと送信機は水晶発振器を持たない。システムで用いるクロックは、オンシートリファレンスデバイスから導波シートを介して供給される。

センサノードが受信する電力は、導波シート内の定在波の影響を受け、導波シート上のセンサノード位置に依存する。そのため、送信機は送信電力を高い伝送効率で、導波シート上の任意の場所に集中させる必要がある。この実現のため、レトロディレクティブトランスポンダアレイ技術を導入した[12],[13]。レトロディレクティブトランスポンダアレイは、電磁波をビームフォーミングにより対象機器に集中させる技術である。各トランスポンダ(送信機)は、対象機器から受信したパイロット信号に対して、位相共役となる電力信号を送信する。導波シートを用いた電力伝送システムに対するレトロディレクティブトランスポンダアレイ技術の適用例は、いくつか報告されている[14],[15]。

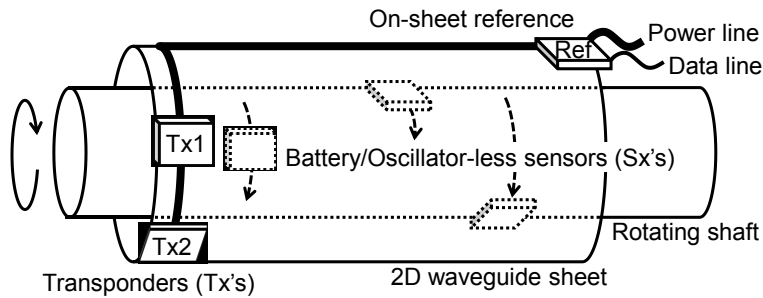


図 5.1 回転軸に設置したセンサノード用に提案する通信と電力伝送システム[19]

図 5.2 は提案するセンシングシステムにおける、送信機とオンシートリファレンスデバイスの設置位置と、センサノードの移動経路の関係を示した図である。送信機は導波シートのエッジに並んでいる。図 5.2(a)に示すように、センサノードは、設置された軸の回転によって、導波シートの近傍を移動する。センサノードの移動経路は、送信機の列に対して平行である。導波シートを A と B の位置で切り開いて平面状に展開すると、図 5.2(b)のようになる。説明を分かりやすくするために、以降は図 5.2(b)のように導波シートを切り開いた状態で表記する。

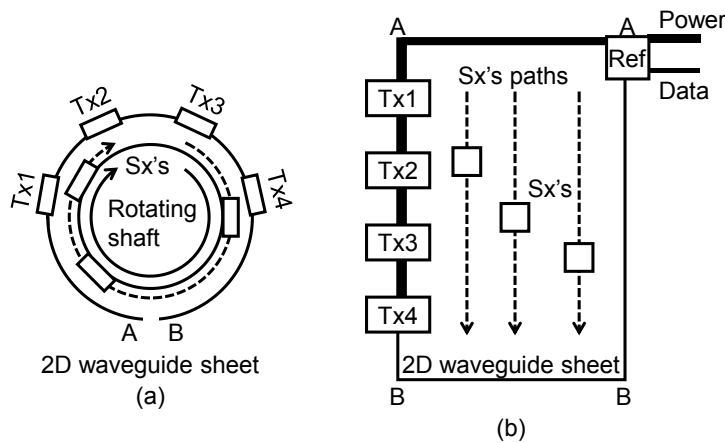


図 5.2 送信機とオンシートリファレンスデバイスの設置位置と、センサノードの移動経路の関係[19]

図 5.3 に提案するセンシングシステムに用いる導波シートの構造を示す。カップラが導

波シートに近づくと、電力と通信のリンクが形成される。センサノードのカプラは導波シートに接触する必要はない。電磁波電力は、送信機から導波シートに送信機のカプラを介して入力され、導波シート内を伝搬する。そして、この電力は、センサノードのカプラを介してセンサノードに入力される。この電力は、カプラが近接していないメッシュ導体からはほとんど放射させず喪失しない。なぜなら、エバネッセント波は伝搬距離に対して指数関数的に減衰するためである。このように、電力はメッシュ導体の表面と導体層に挟まれた誘電体層に偏在し、周囲の空間にはほとんど存在しない。さらに、回転軸と向かい合う内側の導体層はメッシュ構造とするが、外側の導体層は平板構造で良いことから、センシングシステムの外側への電磁波漏えいはほとんどない。そのため、周囲の機器に対する提案センシングシステムの EMI リスクは、極めて低い。

導波シートには、テフロン(比誘電率 2.1)の保護層と、発泡ポリオレフィン(比誘電率 1.05)の誘電体層を用いた。これらの材料は低い比誘電率と低い誘電損失を持つ。なお、導体層には銅を用い、導体層のエッジはオープンである。導体層のメッシュサイズは 7 mm 角であり、導体線幅は 1 mm である。電力伝送に用いる周波数帯は 2.4 GHz の ISM バンドであり、メッシュサイズは、2.4 GHz の波長 125 mm に対して十分に短い[14]。レトロディレクティブトランスポンダアレイシステムでは、送信機間の回路遅延ばらつきが、各送信機が出力する電力信号の位相精度を劣化させる。これはビームフォーミングの精度を劣化させ、電力伝送効率を低下させる。そこで、送信機間の回路遅延ばらつきを補償するため、オンシートリファレンスデバイスを用いたキャリブレーション機構を提案した。これにより、電力伝送効率の低下を抑制し、効果的なビームフォーミングを実現する。

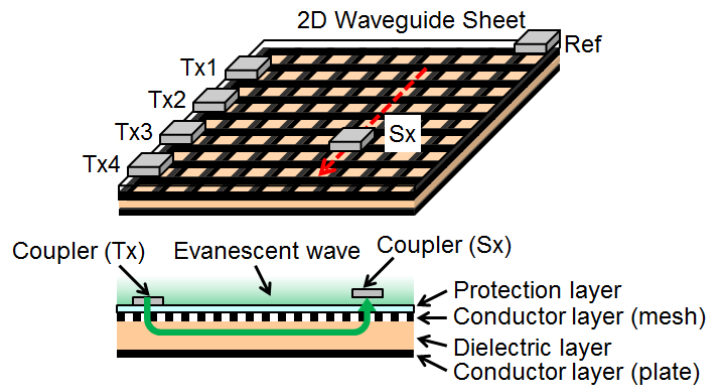
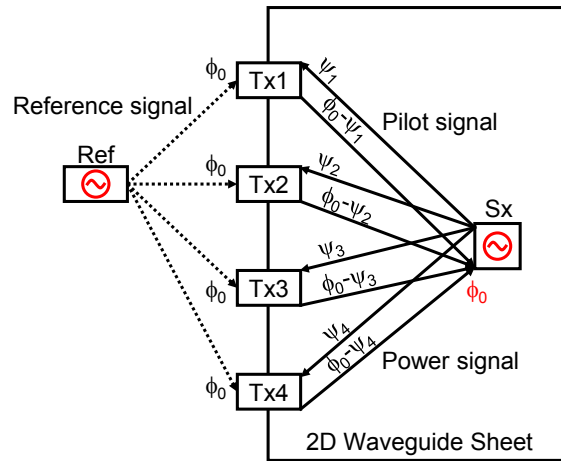


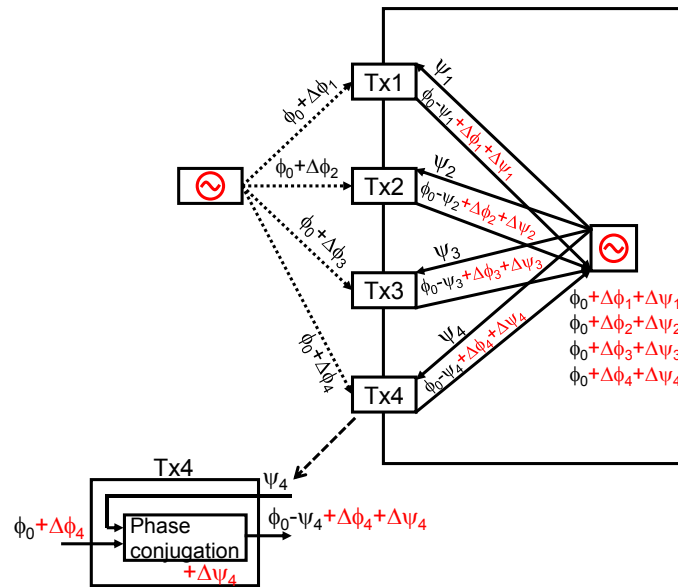
図 5.3 提案システム用の導波シートの構造[19]

図 5.4 は従来の位相共役信号を用いるビームフォーミング技術である[17]。図 5.4(a)に示すように，従来は複数の送信機が共有する発振器が出力するリファレンス信号を用い，電力信号が生成され送信機から送信される。パイロット信号はセンサノードが備える発振器の信号から生成し送信される。全ての送信機は受信したパイロット信号の位相 Ψ_n を検出し，理想的には位相 $(\phi_0 - \Psi_n)$ を持つ位相共役信号を生成して電力信号として出力する。これにより，全送信機が出力する電力信号の位相は，センサノードの位置では位相 ϕ_0 となる。センサノードは全ての電力信号を位相 ϕ_0 で受信することができるため，複数の電力信号が互いに打ち消し合うことはない。こうしてビームフォーミングが行われる。なお，センサノードが導波シート上を移動した場合は，パイロット信号の位相を常に検出することで，各電力信号の位相は自動的にセンサノードの位置で一致する。こうして，センサノードの移動を追跡し，ビームフォーミングすることができる。

実際の送信機には，図 5.4(b)に示すように，回路遅延ばらつき $\Delta\Psi_n$ とリファレンス信号の位相ばらつき $\Delta\phi_n$ が存在する。そのため，各送信機が出力する電力信号の位相は，互いにばらつきを持ってしまう。この位相ばらつきはセンサノードの位置においても残存するため，ビームフォーミングの精度を劣化させ，電力伝送効率が低下する。例えば，15 ps の回路遅延ばらつきが発生した場合，電力信号の位相ばらつきは 13 度発生し，電力伝送効率は 5% 低下する。そのため，回路遅延ばらつきやリファレンス信号の位相ばらつきを最小限に抑える必要がある。



(a)



(b)

図 5.4 従来[17]のビームフォーミング技術[19] (a)動作, (b)位相共役技術の課題

図 5.5 は提案するオンシートリファレンスデバイスを用いたビームフォーミング技術である。図 5.5(a)に示すように、発振器はオンシートリファレンスデバイスにのみ存在し、この発振器の信号がベース信号として送信機とセンサノードに導波シートを介して分配され、ベース信号から電力信号とパイロット信号が生成される。ベース信号は 1.2 GHz、パイロット信号は 0.6 GHz、電力信号は 2.4 GHz である。センサノードは受信したベース信号を分周してパイロット信号を生成する。送信機は受信したベース信号を過倍して、従来のビームフォーミングにおけるリファレンス信号に相当する信号を生成す

る。こうして生成されたリファレンス信号を基準とし、送信機はパイロット信号の位相共役信号を生成し、電力信号として出力する。こうして、センサノードには発振器が不要となり、センサノードの信頼性向上と小型化が期待できる。

各送信機の回路遅延ばらつき $\Delta\Psi_n$ と受信したベース信号位相差 $\Delta\phi_n$ は、図 5.5(b)に示すキャリブレーション動作によって補償する。キャリブレーションにはベース信号のみを用い、送信機を 1 つずつ補償していく。その間、ベース信号は一定にオンシートリファレンスデバイスから送信され続ける。

送信機 2 の電力信号位相を、送信機 1 の電力信号位相に対してキャリブレーションする際の動作について説明する。送信機 1 は、受信したベース信号を分周しパイロット信号として用いることで、電力信号を生成し出力する。送信機 2 も同様にベース信号を受信し、電力信号を生成するのだが、このとき、リファレンス信号の位相を位相シフタによって掃引する。オンシートリファレンスデバイスは、送信機 1 と送信機 2 が出力する電力信号を受信し、その信号強度を検出する。オンシートリファレンスデバイスで受信される送信機 1 と送信機 2 の電力信号は、はじめ、各送信機の回路遅延ばらつき $\Delta\Psi_n$ とベース信号位相差 $\Delta\phi_n$ の分だけ、位相がずれているため、検出される信号強度が低い。しかし、位相シフタによって受信機 2 のリファレンス信号位相をシフトすると、図 5.5(c)に示すように、回路遅延ばらつき $\Delta\Psi_n$ とベース信号位相差 $\Delta\phi_n$ が補償される位相シフト量において、オンシートリファレンスデバイスで検出される信号強度が最大となる。そして、オンシートリファレンスデバイスは信号強度が最大となる位相シフト設定を送信機にフィードバックし、送信機はその位相シフト設定を保持する。こうして、送信機 1 と送信機 2 の間の回路遅延ばらつき $\Delta\Psi_n$ とベース信号位相差 $\Delta\phi_n$ が補償される。このとき、送信機とオンシートリファレンスデバイスの間では、キャリブレーション指示や位相シフト設定などをデータ転送する。このデータ転送は、ベース信号や電力信号を振幅変調すれば実現できる。

送信機 2 のキャリブレーションが終了した後は、図 5.5(c)に示すように、送信機 3、送信機 4 と順々に全送信機のキャリブレーションを行う。全送信機のキャリブレーションが完了した後、各送信機は、センサノードのパイロット信号を受信するように動作を切り替える。そして、センサノードに対してビームフォーミングするための電力信号を生成し出力する。このキャリブレーション動作は、システム起動時に実施したり、システ

ム動作中に定期的の実施したりする。

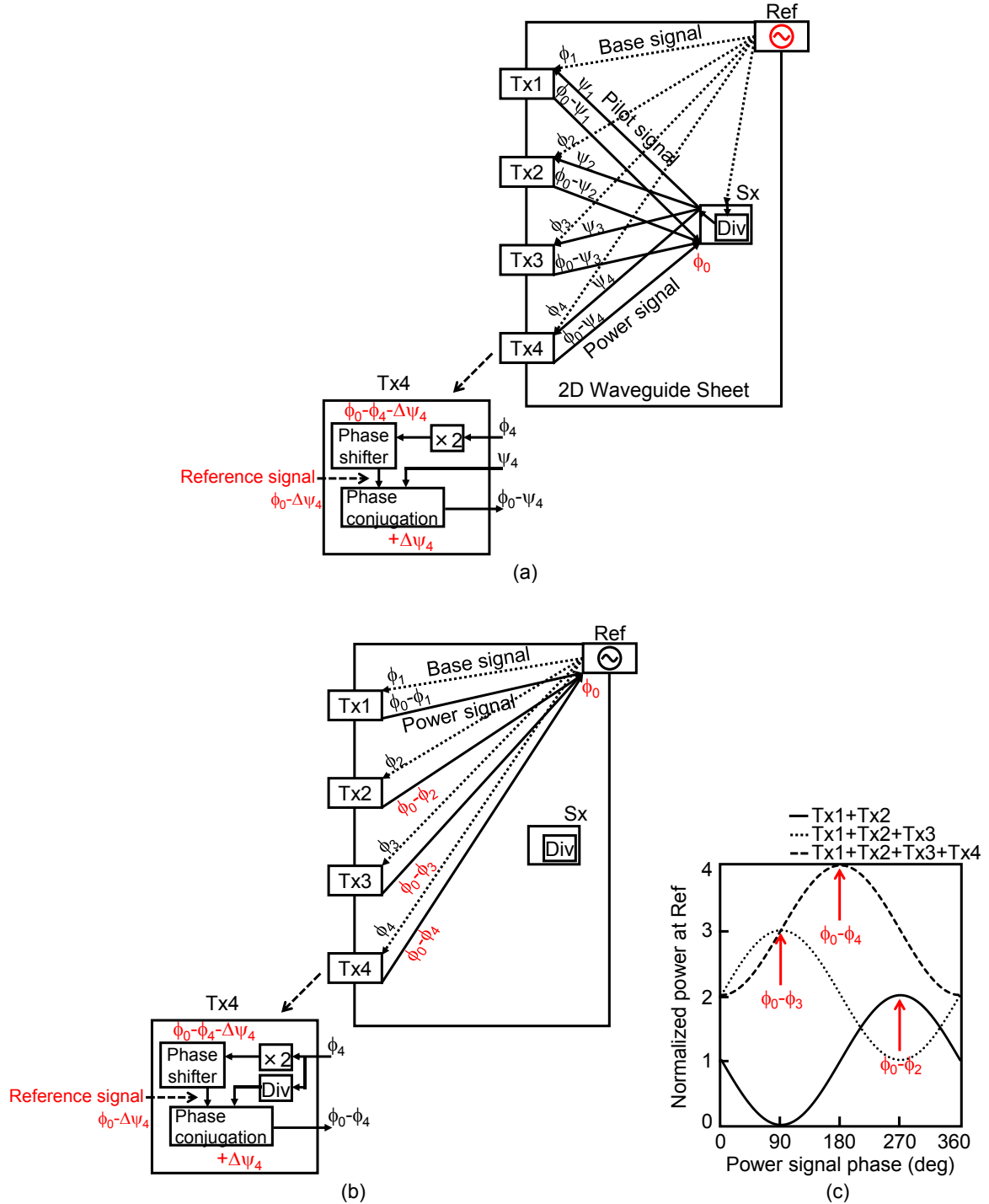


図 5.5 提案するビームフォーミング技術[19] (a)ビームフォーミング動作, (b)キャリブレーション動作, (c)キャリブレーションの様子

図 5.6 は、センサノードの位置にビームフォーミングした場合の、シミュレーションにより求めた電力伝送効率の分布である。電力伝送効率は送信機カップラの出力電力と、センサノードカップラの入力電力の比である。提案方式によるビームフォーミング動作を確認するため、導波シートの伝搬特性やカップラと導波シートとの間の結合特性は無視している。図 5.6 に示すように、センサノードが移動すると、送信機が出力する電力信号の集中位置も、センサノードの位置に移動する。これにより、高い電力伝送効率を維持していることが分かる。このビームフォーミングによって電力伝送効率は約 20 dB 改善する。また、センサノードが 125 mm 移動する際(パイロット信号の位相が 90 度変化する際)の送信機回路の応答性を、回路シミュレーションにより見積もると約 20 ns であった。この応答は十分に高速である。大半の用途における回転軸の回転速度は 10,000 rpm 以下である。そして、回転速度 10,000 rpm においてパイロット信号の位相が 90 度変化するのにかかる時間は、240 μ s である。

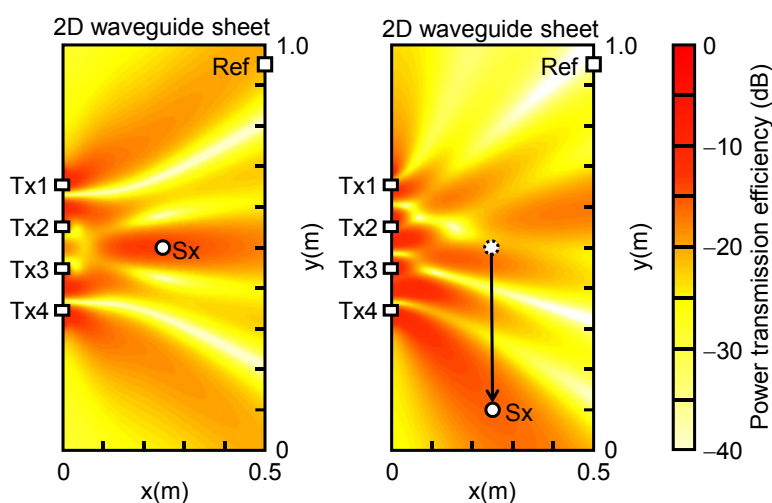


図 5.6 電力伝送効率分布のシミュレーション結果[19]

5.3 回路アーキテクチャとカプラ構造

図 5.7 は送信機のブロック図である。図 5.7(a)に示すように、送信機は、ダイプレクサとバンドパスフィルタ(BPF1 と BPF2)、周波数逡倍器、位相シフタ、位相共役回路、パワーアンプ(PA)で構成される。送信機には発振器は存在しない。パイロット信号とベース信号、電力信号をそれぞれ分離するために、ダイプレクサとバンドパスフィルタを配置している。ダイプレクサとバンドパスフィルタによる各信号のアイソレーション利得は、カプラの周波数特性と各信号の強度に依存する。図 5.7(b)に送信機において各信号に必要なアイソレーション利得を示す。送信機では、自身が強大な電力信号を送信するため、電力信号とその他の信号の分離が重要である。パイロット信号の受信経路では、ベース信号を 50 dB 以上、電力信号を 100 dB 以上減衰させることが目安である。ベース信号の受信経路では、パイロット信号は減衰する必要はなく、電力信号を 50 dB 以上減衰させることが目安である。

これらの減衰量を実現するダイプレクサとバンドパスフィルタは、ディスクリート部品で構成することができる。ダイプレクサは、ミニサーキット社製のパワースプリッタ/コンバイナ GP2S1+とローパスフィルタ LFCN-1200+で構成可能である。BPF1 は、ミニサーキット社製のローパスフィルタ LFCN-630+で構成可能である。BPF2 はダイプレクサのアイソレーション利得が十分なため、部品が不要である。これらのディスクリート部品を用いることで、図 5.7(b)に示したアイソレーション利得を実現することができる。なお、パイロット信号の受信経路(BPF1 以降)とベース信号の受信経路(BPF2 以降)に信号を分割するためには、ミニサーキット社製のパワースプリッタ/コンバイナ TCP-2-25+を、受信経路の分岐点に挿入すれば良い。なお、PA も上記と同様に、スカイワークスソリューションズ社製の SE2576L で構成可能である。

キャリブレーション動作とセンサノードへのビームフォーミング動作の切り替えは、スイッチ SW1 と SW2 によって行う。SW1 を導通させ SW2 を開放すると、キャリブレーション動作になり、SW1 を開放し SW2 を導通させると、ビームフォーミング動作になる。

キャリブレーション動作では、SW2 を開放することでセンサノードが送信するパイロ

ット信号を遮断し，SW1 を導通させることでパイロット信号の代わりにベース信号を用いるようにする。リファレンス信号は，ベース信号を逡倍し，位相シフタにより位相を調整して生成する。電力信号は，リファレンス信号とSW1 を通過したベース信号を用いて，位相共役回路によりベース信号に対する位相共役信号として生成される。そして，PAによって増幅された電力信号がダイプレクサを通過し，カプラを介して導波シートに出力される。

位相共役回路は，リファレンス信号とベース信号をミキサ回路で乗算することによりベース信号の位相共役信号を生成する[16]。ミキサ回路の出力信号は次の式で表現できる。

$$\sin 2(\omega t + \phi_n) \times \sin 4(\omega t) = \sin 2(\omega t - \phi_n) + \sin 2(3\omega t + \phi_n) \quad \text{式(1)}$$

ミキサ回路の出力信号はベース信号の 1 倍と 3 倍の周波数成分を持つ。位相共役信号は 1 倍の周波数成分であるため，ローパスフィルタによって 3 倍の周波数成分を除去する。ローパスフィルタはパッシブ部品で構成でき，5 次のチェビシェフフィルタである。これにより，ローパスフィルタの出力信号は $\sin 2(\omega t - \phi_n)$ となり，周波数を 2 倍することで， $\sin 4(\omega t - \phi_n)$ の電力信号を生成する。

センサノードへのビームフォーミング動作では，SW1 を開放し，SW2 を導通させることで，位相共役回路の入力をリファレンス信号とパイロット信号にする。すると，位相共役回路は，電力信号 $\sin 4(\omega t - \Psi_n)$ を，リファレンス信号 $\sin 4\omega t$ と，パイロット信号 $\sin(\omega t + \Psi_n)$ の周波数を 2 倍にした信号 $\sin 2(\omega t + \Psi_n)$ から生成する。なお，送信機に存在する周波数 2 倍器と位相共役回路内のミキサは，ともに同じギルバートセルの回路ロポトジで構成できる。

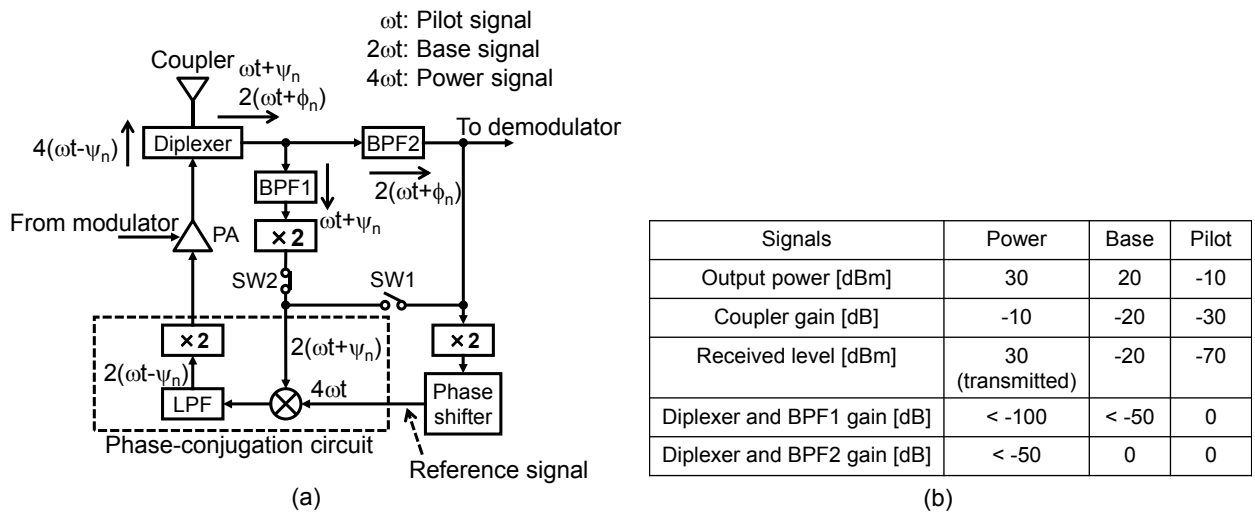


図 5.7 送信機[19] (a)ブロック図, (b)信号のアイソレーションレベル

図 5.8 に位相シフタの回路図を示す。位相シフタは、遅延素子とセレクタによって構成される。ベース信号の周波数を 2 倍にした信号は遅延素子に入力される。遅延素子を通過することで、遅延素子段数と同じ数の異なる位相を持つ信号が生成される。遅延素子段数は、図 5.9 で説明する理由により 22 段とした。これら異なる位相を持つ信号の中から、リファレンス信号として使用する信号を、セレクタを用いて選択する。遅延素子が 22 段あるため、5 ビットのトーナメントトポロジで選択する。

遅延素子は図 5.8(b)に示すように、差動アンプで構成する。タップ 0 とタップ 22 の信号の位相を比較し、これらが一致するようにバイアス電流を調整する DLL 技術によって、遅延素子の遅延量を所望の値に制御する。セレクタは図 5.8(c)に示すように、PMOS スイッチとこのスイッチを駆動する差動アンプで構成される。差動アンプの出力信号は電源電圧とグラウンド電圧の中間電圧よりも高い電圧レベルとなるため、スイッチを PMOS のみで構成し、寄生容量を最小化している。

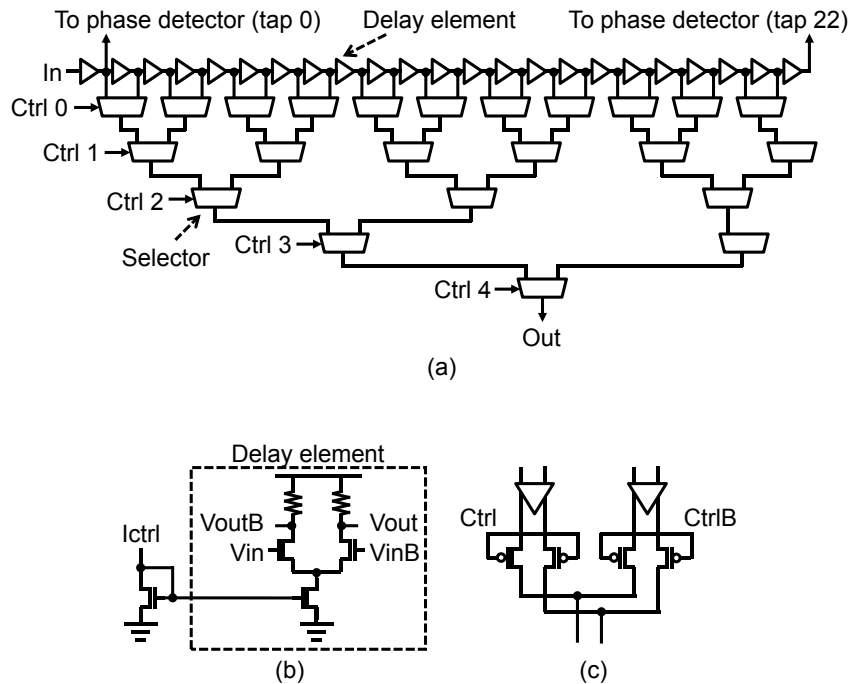


図 5.8 位相シフタのブロック図[19] (a)全体構成, (b)遅延素子, (c)セレクタ

図 5.9 は、目標とする位相シフタのタップ数と位相分解能の検討結果である。電力信号の位相ばらつきに起因する電力伝送効率の劣化を、5%以下とすることを目標とした。位相シフタは位相 0 度から 180 度のリファレンス信号を出力する。なぜなら、このリファレンス信号を用いて生成された位相共役信号は、位相共役回路の出力で周波数を 2 倍にするためである。位相シフタのタップ数と位相分解能、電力伝送効率の劣化の関係を図 5.9(a)に示す。電力伝送効率の劣化を 5%以下とするためには、位相シフタは 13 度以下の位相分解能を実現しなければならない、そのために必要なタップ数は 14 以上である。遅延素子間のミスマッチによる遅延量ばらつきと位相共役信号出力に残存する 3 倍高調波の影響を考慮し、十分なマージンを持たせるために、タップ数は 5 割増の 22、位相分解能はティピカル値 8 度として設計した。22 タップ全体での遅延量は、図 5.9(b)に示すように、入力信号の 3 周期分とした。こうすることで遅延素子 1 段当たりの遅延量は 9.5 ps(位相 8 度)から 28.4 ps(位相 24 度)に拡大することができる。これにより、遅延素子の寄生容量やトランジスタのミスマッチによる影響を相対的に低減することができる。なお、遅延素子全体の遅延量を 2 周期にしてしまうと、前半 11 段の位相と後半 11 段の位

相が重複してしまう。4 周期にした場合も同様である。また、周期数を増大していくと、DLL 技術により遅延量を制御する際に、目標と以外の周期数で遅延量が固定されてしまう可能性が高まる。周期数の違いによる遅延量の差が遅延量の絶対値に対して相対的に減少するためである。以上のことから、遅延素子全体の遅延量を 3 周期とした。

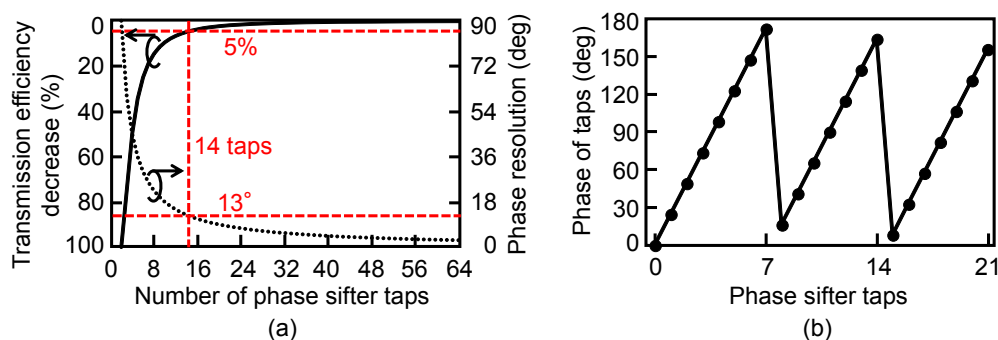


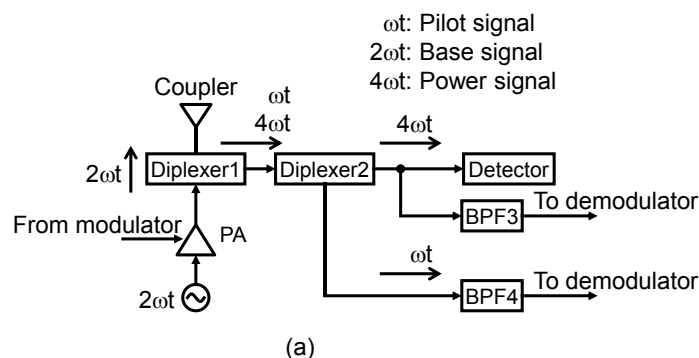
図 5.9 位相シフタの設計[19] (a)位相シフタのタップ数と位相分解能の関係、(b)タップサイズ

図 5.10 はオンシートリファレンスデバイスとセンサノードのブロック図である。図 5.10(a)に示すように、オンシートリファレンスデバイスは、ダイプレクサとディテクタ、バンドパスフィルタ(BPF3 と BPF4)、パワーアンプ(PA)、発振器で構成される。発振器は PLL 技術によって周波数を固定し、ベース信号を生成する。パイロット信号とベース信号、電力信号を、送信機やセンサノードとのデータ通信に用いる。キャリブレーション動作では、ベース信号と電力信号を用いて送信機の位相シフタを設定する。ビームフォーミング動作では、パイロット信号とベース信号を用いてセンサデータを収集する。各信号を分離するための目安となるアイソレーション利得は、図 5.10(c)に示すように、電力信号の受信経路では、ベース信号が 10 dB 以上、パイロット信号の受信経路では、電力信号が 80 dB 以上、ベース信号が 90 dB 以上である。また、ディテクタはキャリブレーション動作時に、送信機が出力する電力信号の強度を検知するためのものである。

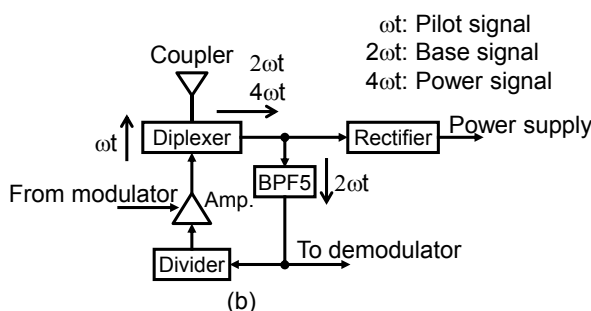
図 5.10(b)に示すように、センサノードは、ダイプレクサと整流回路、バンドパスフィルタ(BPF5)、送信アンプ(Amp)、分周器で構成される。センサノードには発振器は存在しない。パイロット信号とベース信号、電力信号を分離するための目安となるアイソ

レーション利得は、図 5.10(c)に示すように、ベース信号の受信経路において、電力信号が 30 dB 以上、パイロット信号が 10 dB 以上である。整流回路は受信した電力信号を整流し、センサノードの電源電圧を生成する。整流回路にはベース信号が入力されても、整流回路の出力電力が増大するだけなので問題ない。また、受信したベース信号は分周器によって 2 分周され、パイロット信号として用いられる。

オンシートリファレンスデバイスとセンサノードのダイプレクサとバンドパスフィルタも、送信機と同様にディスクリート部品で構成することができる。オンシートリファレンスデバイスのダイプレクサ 1 とダイプレクサ 2 はそれぞれ、ミニサーキット社製のパワースプリッタ/コンバイナ TCP-2-25+ とダイプレクサ RDP-272+ で構成可能である。BPF3 は、ダイプレクサ 1 のアイソレーション利得が十分なため、部品が不要である。BPF4 は、ミニサーキット社製のローパスフィルタ LFCN-630+ で構成可能である。これらのディスクリート部品を用いることで、図 5.10(c)に示したアイソレーション利得を実現することができる。PA は送信機と同様に、スカイワークスソリューションズ社製の SE2576L で構成可能である。センサノードのダイプレクサはオンシートリファレンスデバイスのダイプレクサ 2 と同様に、ミニサーキット社製のダイプレクサ RDP-272+ で構成可能である。RDP-272+ は DC から 950 MHz と、1700 MHz から 2700 MHz の周波数帯用の部品であるが、1700 MHz から 2700 MHz を通過させるポートにおける 1.2 GHz の挿入損失は、十分に低い 5 dB 未満であるため、使用することができる。なお、BPF5 は一般的なアンプのローパス特性を利用すれば、十分に構成可能である。また、整流回路と BPF5 は RFID システムと同様の技術で設計すればよい。



(a)



(b)

Signals	Power	Base	Pilot
Received level at Ref [dBm]	10	20 (transmitted)	-70
Received level at Sx [dBm]	10	-20	-10 (transmitted)
Diplexer and BPF3 gain [dB]	0	< -10	0
Diplexer and BPF4 gain [dB]	< -80	< -90	0
Diplexer and BPF5 gain [dB]	< -30	0	< -10

(c)

図 5.10 リファレンスデバイスとセンサノードのブロック図[19] (a)リファレンスデバイス, (b)センサノード, (c)信号のアイソレーションレベル

送信機とオンシートリファレンスデバイス、センサノードが導波シートと結合するために用いるカプラは、伝送する信号周波数の半波長や 4 分の 1 波長のサイズで設計することができる[17],[18]。これら報告されているカプラの共振周波数は 1 つである。しかし、提案のセンシングシステムでは、カプラには 3 つの共振周波数が必要である。すなわち、パイロット信号とベース信号、電力信号の 3 周波数である。そこで、4 分の 1 波長サイズのカプラ[18]をベースに、3 つの共振周波数を持つカプラを設計した。図 5.11 は 3 つの共振周波数を持つ、提案のセンシングシステム用に設計したカプラの構造と、電磁界シミュレーションにより求めたカプラの周波数特性である。

図 5.11(a)はカプラの断面図である。カプラは FR4 プリント回路基板で制作することができる。カプラは 2 つの要素で構成され、導波シートを結合する。第 2 要素は、第 1 要素に対して、グラウンドとして機能する。これら 2 つの要素と導波シートの間のカップリング容量は、共振周波数を低下させる効果を持つ。設計したカプラは、実験評価を容易にするため、RF コネクタを介してセンサノードや送信機、測定装置などと接続するようにした。

図 5.11(b)はカプラを第 1 要素側から見た図である。第 1 要素と第 2 要素は、第 1 要素のコーナーに位置するビアによって短絡されている。第 1 要素の給電点は、第 1 要素と第 2 要素を短絡するビアの近傍に位置するビアである。このビアは第 1 要素の対角線上に位置する。これら 2 つのビアの位置関係により、第 1 要素には、主に 3 つの電流経路 A と B, C が発生する。電流経路 A は、第 1 要素の 2 辺の長さとはほぼ等しい。また、電流経路 B は第 1 要素の 1 辺の長さとはほぼ等しい。そのため、電流経路 B によって得られる共振周波数は、電流経路 A によって得られる共振周波数の約 2 倍となる。さらに、電流経路 C は第 1 要素の 1 辺の半分の長さに近い。従って、電流経路 C によって得られる共振周波数は、電流経路 B によって得られる共振周波数の約 2 倍となる。こうして、パイロット信号とベース信号、電力信号の 3 信号周波数に対応する共振周波数を持つカプラを構成することができる。なお、電流経路 C は、反対側が第 2 要素と短絡されていることによりモノポールアンテナのような共振モードが存在することで発生すると考えられる。また、各電流経路の共振周波数における伝搬利得は、給電点となるビアの位置によって決まり、互いにトレードオフの関係がある。給電点となるビアの位置を第 1 要素の中心に近づけると、電流経路 C による共振周波数の伝搬利得は上昇するが、電流経路 A と B による共振周波数の伝搬利得は低下する。従って、送信機とオンシートリファレンスデバイス、センサノードの設計とともに、第 1 要素の給電点となるビアの位置は設計する必要がある。

図 5.11(c)は電磁界シミュレーションにより求めたカプラの伝搬利得である。ここで示す伝搬利得は、カプラの RF コネクタに与えた電界強度と、カプラを設置した導波シートの四方のエッジで得られる総電界強度の比である。シミュレーションした導波シートのサイズは 300 mm 角であり、導波シートの中心にカプラを設置した。カプラの RF コ

ネクタは特性インピーダンス 50Ω の信号源を接続している。導波シートの四方のエッジは放射境界を定義している。カプラはガラスエポキシ樹脂基板(比誘電率 4.3)で構成した。以上の構成により 3 つの共振周波数近傍を解析した。その結果, 3 つの共振周波数全てにおいて, 伝搬利得が -30 dB 以上となることを確認した。

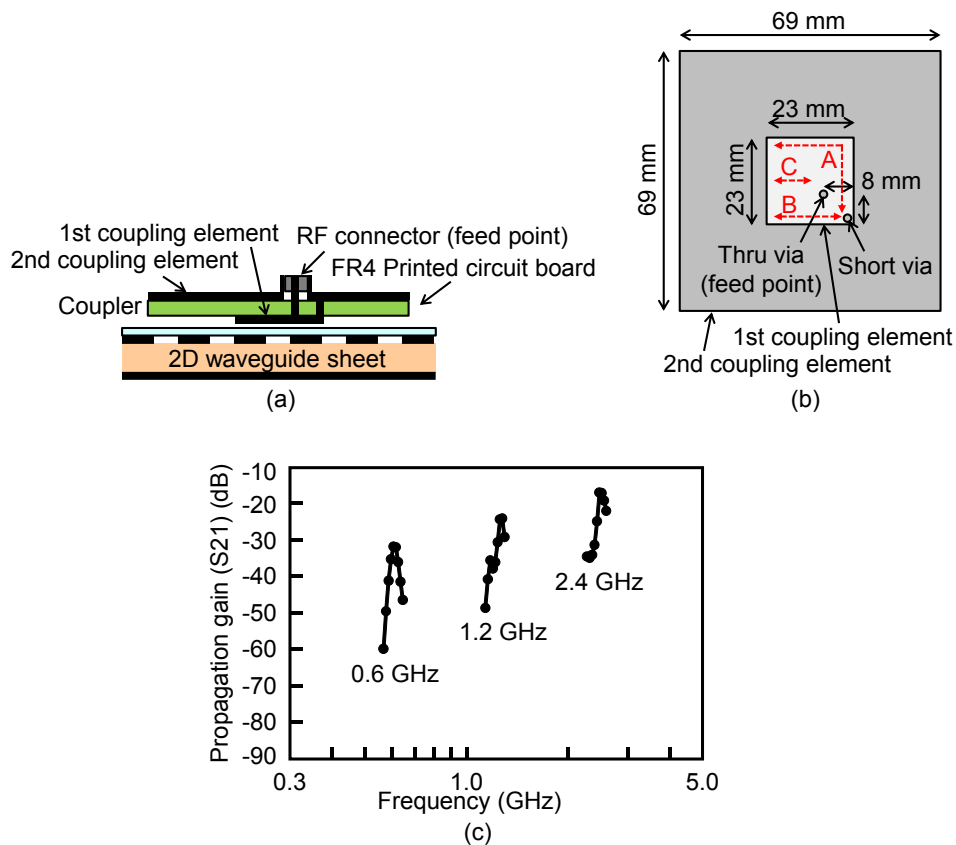


図 5.11 カプラ構造と特性[19] (a)断面図, (b)上面図, (c)伝搬利得のシミュレーション結果

5.4 電力伝送システムの実験評価結果

送信機チップを 0.18 μm CMOS 技術で設計し試作した。そして、導波シートとカプラも製作し、提案したセンシングシステムのプロトタイプを構築した。図 5.12 は試作した送信機チップと導波シート、カプラの写真である。試作した送信機チップは FR4 プリント回路基板に実装し実験評価した。実験評価に用いた電力信号の周波数は 2.4 GHz である。また、送信機のカプラは、導波シートの長辺エッジ中央に 0.1 m 間隔で 4 つ並べた。導波シートのエッジは 2 cm 程度の幅で電波吸収体を設置した。

図 5.13 は測定した位相シフタの位相分解能である。オシロスコープで位相シフタの入出力信号を観測し、入力信号と出力信号の位相差を求めた。その際、ベース信号を送信機チップに入力し、位相シフタのタップを掃引して、各タップの信号を出力させた。図 5.13 はタップ 0 での位相を 0 度として示している。その結果、1 タップ毎の遅延量はシミュレーション結果よりも若干小さくなっており、位相分解能は最大 13 度となった。この分解能は、電力伝送効率の劣化を 5% 以下に抑えることに対して十分小さい。

図 5.14 は、測定した 2 つのカプラ間の伝搬利得である。カプラは、送信機 2 と導波シート中央の位置に設置した。伝搬利得はネットワークアナライザを用いて S21 を観測した。伝搬利得は 0.6 GHz と 1.2 GHz、2.4 GHz に共振周波数を持っており、いずれも -40 dB 以上となった。また、測定した結果、これら 3 つの周波数以外にも、カプラは 1.9 GHz 付近に強い共振周波数を持っていることが分かる。これは、カプラの第 1 エレメントの給電点ビアから、第 2 エレメントとの短絡ビアとは反対方向の対角線方向に電流経路が発生したことによると思われる。1.9 GHz の共振周波数の存在は、提案したセンシングシステムに対して、何ら影響しない。なぜなら、使用する周波数は 0.6 GHz と 1.2 GHz、2.4 GHz の 3 周波数のみである。加えて、導波シートは周囲の機器に対する EMI リスクが低いことの裏返しで、カプラを介さずに外部から電磁波電力が導波シート内に流入するリスクもほとんどないためである。

送信機のカプラからセンサノードのカプラへの伝搬利得は、センサノードのカプラと導波シートの間距離に依存する。図 5.15 はカプラと導波シートの間距離と伝搬利得との関係を測定した結果である。ネットワークアナライザを用いて S21 を観測した。そ

の結果、2.4 GHzでの伝搬利得変動は、カップラと導波シートの間隔が0 mmから0.7 mmまでにおいて、わずか±1.5 dBである。同様に、2.44 GHzでは、0 mmから2.0 mmまでにおいて、わずか±1.5 dBである。また、2.44 GHzでは、0 mmから3.0 mmまでの間隔を拡大しても、伝搬利得変動は±3.7 dBである。これは、回転軸を覆うように導波シートを設置するのに十分な間隔である。

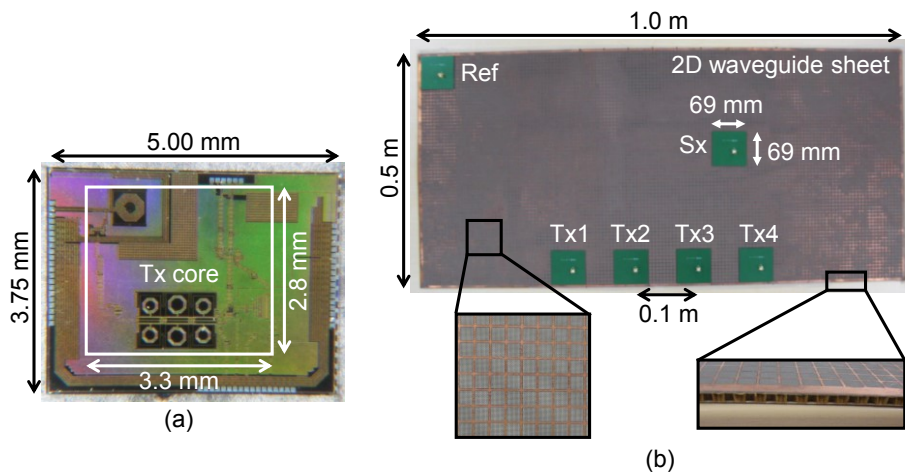


図 5.12 プロトタイプ[19] (a)チップ写真, (b)導波シートとカップラ

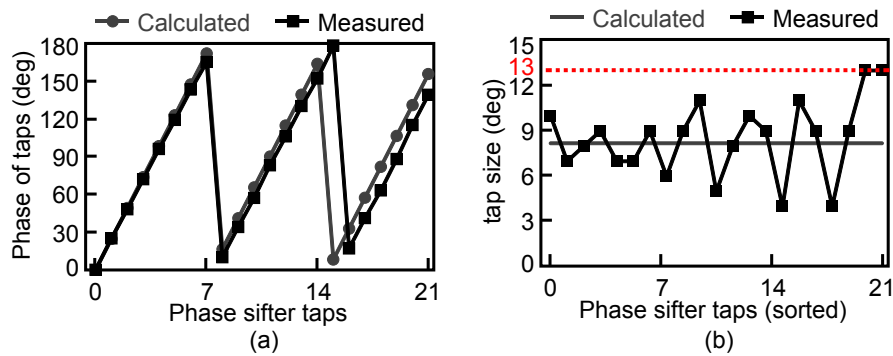


図 5.13 測定した位相シフタの動作[19] (a)各タップの位相, (b)タップサイズ

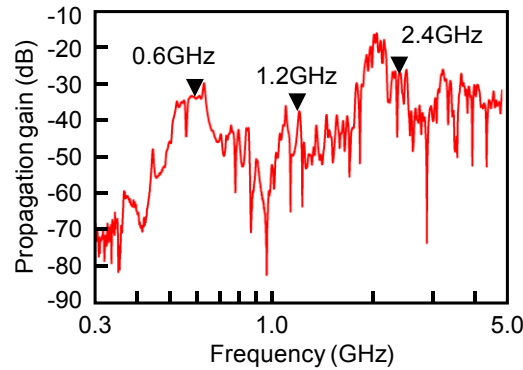


図 5.14 測定したカプラ間の伝搬利得[19]

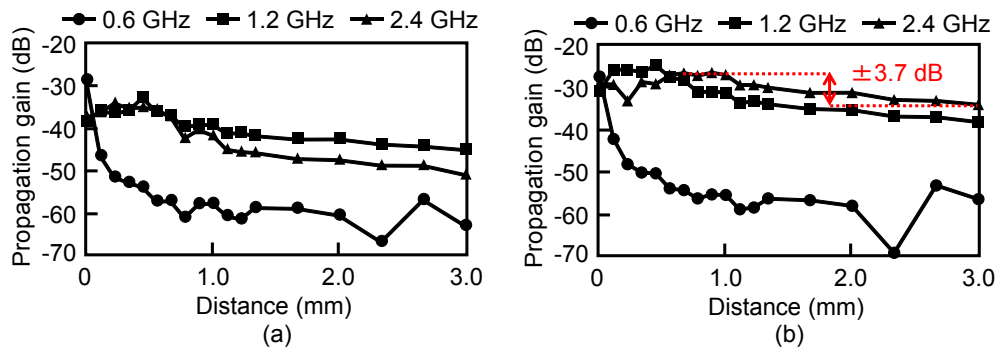


図 5.15 測定したカプラ間の伝搬利得とカプラとシート間距離の関係[19]

図 5.16 は、測定した送信機チップのキャリブレーション動作の様子である。ベース信号をオンシートリファレンスデバイスのカプラ位置から導波シートに入力し、4 つの送信機のカプラ位置から導波シートに入力された電力信号を、オンシートリファレンスデバイスのカプラ位置で、スペクトラムアナライザにより信号強度を検出した。図 5.16 は各送信機の位相シフタのタップを掃引し、各タップと検出された受信信号強度の関係をプロットしたものである。その結果、各送信機で選択された位相は、225 度と 126 度、287 度となり、受信信号強度は送信機数に比例することを確認した。つまり、キャリブレーションによって、オンシートリファレンスデバイスの位置において電力信号の位相が揃うことが確認できた。

図 5.17 は、測定した送信機チップのビームフォーミング動作の信号波形である。送信機の位相共役回路に入力される 2 つの信号(パイロット信号とリファレンス信号)と送信

機が出力する電力信号をオシロスコープで観測した。送信機はセンサノードの位置に応じて位相共役信号を生成し出力していることが確認できる。センサノードが移動し、パイロット信号の位相が 52 度変化した場合(パイロット信号の到来タイミングが 120ps 変化した場合)、電力信号の位相は 104 度、逆方向に変化している。以上のことから、送信機は、センサノードを追跡して位相共役信号を生成することを確認した。

図 5.18 は、測定した導波シート上の電力分布である。ベース信号をオンシートリファレンスデバイスの位置から、パイロット信号をセンサノードの位置から、それぞれ入力し続けた状態で、スペクトラムアナライザを用いて導波シート上の各位置における信号強度を観測した。観測した位置は、図 5.19 に示す 27 か所である。各送信機カプラには、送信機の PA がそれぞれ約 20 dBm の電力信号を入力している。図 5.18(a)はセンサノードが導波シートの中央に位置する場合、図 5.18(b)はセンサノードが導波シートの端に位置する場合の、電力分布である。それぞれ、センサノードの位置では、0 dBm と -1 dBm の電力が受信された。センサノードの位置における受信信号強度は、他のどの位置における信号強度よりも高いことを確認した。以上のことから、提案システムによって、センサノードの位置にビームフォーミングすることを確認した。

図 5.19 は、測定した導波シート上の電力伝送効率分布である。この電力伝送効率は図 5.18 とは異なり、導波シート上の各位置にそれぞれビームフォーミングした場合の値である。つまり、導波シート上をセンサノードが移動した場合に、各位置で受信できる電力を表している。各送信機カプラには、送信機の PA がそれぞれ約 20 dBm の電力信号を入力しており、27 か所の各センサノード位置において、スペクトラムアナライザを用いて受信信号強度を観測した。測定した電力伝送効率は、送信機カプラに入力した電力の総和と、センサノードカプラから出力された電力の比である。図 5.19 は、電力伝送効率の変動を分かりやすくするため、観測した電力伝送効率の中で最も高い値を 1 として正規化している。その結果、ビームフォーミングにより、27 か所の電力伝送効率の最大値と最小値は、それぞれ 2 倍と 23 倍に上昇した。つまり、センサノードに安定して 3 mW 上の電力を供給するために必要な各送信機出力を、23 W から 1 W に低減した。これは、提案のセンシングシステムでは、無線 LAN や RFID などで行われる汎用の PA を使用できることを意味する。また、ビームフォーミングのために位相共役回路や位相シフタを追加したが、送信機の消費電力は、その大半が PA の消費電力である。従って、ビーム

フォーミングのために増加した消費電力よりも，ビームフォーミングによって低減された消費電力の方が圧倒的に大きい。さらに，ビームフォーミングによって，導波シート上の電力伝送効率の変動を10分の1以下に低減した。これにより，送信機の送信電力制御が容易になったり，センサノードが許容しなければならない最大受信電力が低下し，耐圧の保障が容易になったりする。測定した電力伝送効率は，センサノードが導波シートの1%の面積であるカプラを用いて，送信機がカプラに出力する電力のうち，0.07%から0.57%を受信できることを示している。

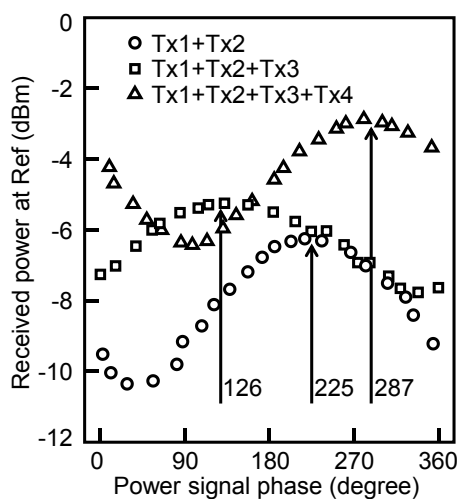


図 5.16 測定した送信機チップのキャリブレーション動作[19]

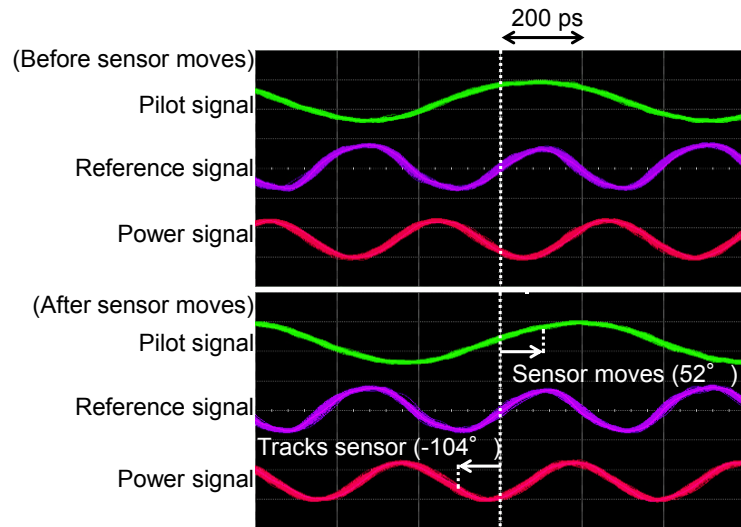


図 5.17 測定した送信機チップのビームフォーミング動作[19]

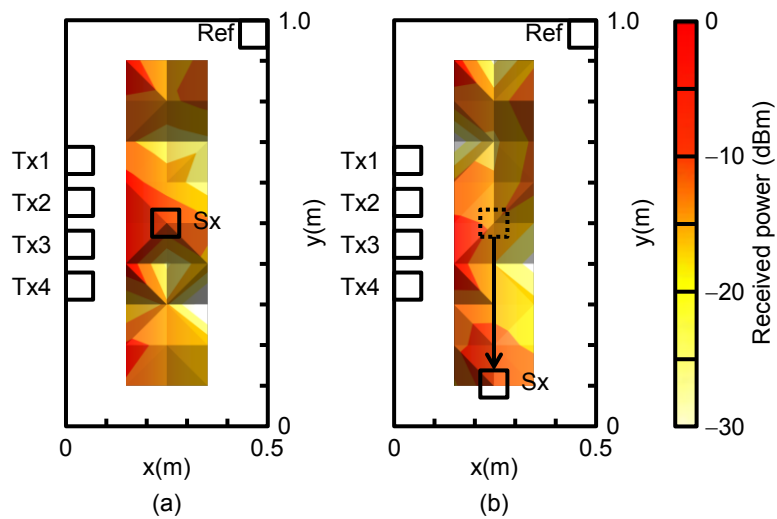


図 5.18 測定した導波シート内の電力分布[19] (a)センサを導波シート中央に設置した場合, (b)センサを導波シートの端に設置した場合

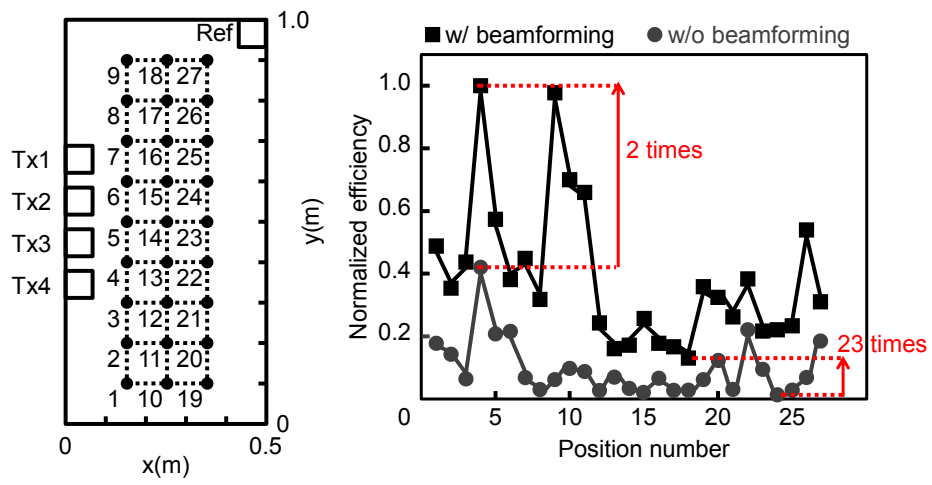


図 5.19 測定した導波シート内の電力伝送効率[19]

5.5 おわりに

バッテリーレスのセンサノードを回転軸上に設置するため、センサノードへの安定した電力供給と、周囲の機器に対する低い EMI リスクを実現する 2 次元導波シート方式の無線電力伝送技術を導入したセンシングシステムを提案し、評価した。センサノードを設置した回転軸を導波シートで覆い、エバネッセント波を利用して電力伝送とデータ通信を行う。電力は導波シート内に閉じ込められているため、周囲の機器に対する EMI リスクは低い。センサノードへ安定して電力を供給するため、レトロディレクティブトランスポンダアレイ技術を導入し、センサノードの位置にビームフォーミングした。そして、提案したユニバーサルオンシートリファレンス方式によって、送信機(トランスポンダ)間の回路遅延ばらつきをキャリブレーションし、さらに、送信機とセンサノードから水晶発振器を除去した。

送信機チップを 0.18 μm CMOS 技術で試作し、評価した。また、導波シートとカップラも試作し、これらを用いてキャリブレーション動作とビームフォーミング動作を評価した。回転軸に設置されたセンサノードのカプラは、回転軸の周囲を覆う固定された導波シートと接触する必要はない。センサノードのカプラと導波シートの間隔について評価した結果、0 mm から 2 mm までの間隔において、電力伝送効率はわずか ± 1.5 dB の範囲である。ビームフォーミングにより、電力伝送効率は 23 倍に上昇した。電力伝送効率の改善により、提案のセンシングシステムでは、無線 LAN や RFID など用いられる汎用 PA を適用できるようになる。以上の技術により、適応的な制御や故障の予兆診断などのために、回転角に依らず回転軸のセンサデータを収集することができるようになる。

参考文献(第 5 章)

- [1] L. Li and M. Shen, "Design of a Wind Power Generation Monitoring System Based on Wireless Sensor Network," Proc. IEEE Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA), pp. 556-559, Oct. 2010.
- [2] J. H. Jang, D. F. Berdy, J. Lee, D. Peroulis and B. Jung, "A Wireless Sensor Node for Condition Monitoring Powered by a Vibration Energy Harvester," Proc. IEEE CICC, pp. 1-4, Sep. 2011.
- [3] Z. Wang, F. Bouwens, R. Vullers, F. Petre and S. Devos, "Energy Autonomous Wireless Vibration Sensor for Condition-Based Maintenance of Machinery," Proc. IEEE Sensors, pp.790-793, Oct. 2011.
- [4] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," Science, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, Jul. 2007.
- [5] A. Noda and H. Shinoda, "Selective Wireless Power Transmission Through High- Flat Waveguide-Ring Resonator on 2-D Waveguide Sheet," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 59, No. 8, pp. 2158-2167, Aug. 2011.
- [6] T. Oota, T. Matsuda, Y. Kado and B. Zhang, "High-Accuracy Positioning Using Phase Difference of Electrode Array for Two-Dimensional Communication Sensor Network (2DCSN)," Proc. IEEE Sensors 2011, pp. 786-789, Oct. 2011.
- [7] L. B. Felsen, "Evanescent-Wave Tracking: New Approach to the Analysis of Large Reflector and Aperture Antennas," IET Electron Lett., Vol. 17, No. 17, pp. 531-532, 1979.
- [8] P. Ludlow and V. Fusco, "Reconfigurable Small-Aperture Evanescent Waveguide Antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 59, No. 12, pp. 4815-4819, Dec. 2011.
- [9] Y. Makino, S. Ogawa, and H. Shinoda, "EMG Sensor Array Integrated on a Flexible 2D Signal Transmission Sheet," Proc. IEEJ 25th Sensor Symp., pp.671-674, Oct. 2008.
- [10] K. Eom, and H. Arai, "Smart Blanket: Flexible and Easy to Couple Waveguide," Proc. IEEE Topical Conf. Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS), pp.15-18, Jan. 2011.

-
- [11] B. Stupfel, "Impedance Boundary Conditions for Finite Planar or Curved Frequency Selective Surfaces Embedded in Dielectric Layers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, No. 11, pp. 3654-3663, Nov. 2005.
- [12] L. Chen and S. Yan, "The Design of Retrodirective Array in Wireless Sensor Networks," *Proc. IEEE Int. Conf. Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing (NSWCTC)*, pp. 219-222, Apr. 2009.
- [13] D. Goshi and T. Itoh, "Integrated Hardware Reduction Schemes for Retrodirective Array Architectures," *Proc. IEEE Symp. Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS)*, pp. 12-15, Sep. 2008.
- [14] Y. Monnai and H. Shinoda, "Microwave Phased Array Sheet for Wireless Sensor Network," *Proc. IEEE Int. Conf. Networked Sensing Systems (INSS)*, pp. 123-129, Jun. 2010.
- [15] T. Matsuda, Y. Kado, T. Oota and B. Zhang, "Efficient Power Transmission System Using Phase-Conjugation of Multiple Inputs for 2D Communication," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 2012-2017, Mar. 2011.
- [16] C. Y. Pon, "Retrodirective Array Using the Heterodyne Technique," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 176-180, Mar. 1964.
- [17] T. Matsuda, T. Oota, Y. Kado and B. Zhang, "An Efficient Wireless Power Transmission System using Phase Control of Input Electrode Array for Two-Dimensional Communication," *Proc. IEEE Int. Conf. Advanced Communication Technology (ICACT)*, pp. 610-615, Feb. 2011.
- [18] H. Shinoda and T. Terada, "Propagation Analysis Using Plane Coupler for 2D Wireless Power Transmission Systems," *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E96-C, No. 8, pp. 1041-1047, Aug. 2013.
- [19] T. Terada, H. Fukuda, and T. Kuroda, "Transponder Array System with Universal On-Sheet Reference Scheme for Wireless Mobile Sensor Networks without Battery or Oscillator," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E98-A, No. 4, pp. - , Apr. 2015.

第 6 章 結論

6.1 まとめ

発電機の回転軸のように着脱困難な場所にセンサノードを設置するセンサネットワークシステムや、工場内の過酷な環境や危険な空間のセンサネットワークシステムでは、メンテナンスフリーの運用が求められている。従来、センサノードはセンサ回路と無線通信回路、バッテリーを含む電源回路で構成され、無線通信回路の消費電力が大きいことから、定期的なバッテリー交換(メンテナンス)が必要であった。メンテナンスフリーを実現するためには、バッテリー交換を不要にする、またはバッテリーそのものを不要にすることが求められる。

そこで本研究では、低消費電力の無線通信機を開発することによる、バッテリー交換の不要化と、安定した無線電力伝送システムを開発することによる、バッテリーそのものの不要化を目的とした。そして、極近距離無線通信用に UWB-IR 送受信機を低消費電力化する技術と、近距離無線通信用に UWB-IR 受信機を低消費電力化する技術を研究開発した。また、2次元導波シート方式の無線電力伝送用に、送信電力調整方式と整流素子の並列数調整方式、送信機間の回路遅延ばらつきを補償するビームフォーミング方式を研究開発した。

以下に本研究で得られた結論を章毎に述べ、総括する。

6.2 極近距離無線通信の低消費電力化(第 2 章)

本章では、極近距離における UWB-IR 無線通信を低電力化するため、全デジタル送信機とクロック同期受信機を提案した。これらの技術により、アナログ回路を削減し、定常的な消費電流を低減した。0.18 μm CMOS 技術で試作した UWB-IR 送受信機チップを用いた実験評価により、通信距離 1 m において、1 Mbps のデータ通信と ± 2.5 cm の相対的な測距が可能であることを確認した。消費電力は送信機が 0.7 mW、受信機が 0.3 mW となった。つまり、送受信機全体の消費電力はデータレート 1 Mbps において、わずかに 1 mW である。データレートを 1 kbps にした場合、送受信機の動作期間と停止期

間の比により，送受信機全体の消費電力は約 $1 \mu\text{W}$ になる。

6.3 近距離無線通信の低消費電力化(第 3 章)

本章では，近距離における UWB-IR 無線通信を低電力化するため，受信 AFE の間欠動作回路方式を提案した。受信 AFE は ADC のサンプリングクロックに同期して間欠動作させ，AFE の各回路による信号遅延を考慮することで，ns オーダーの高精度な間欠動作を実現した。0.18 μm CMOS 技術で試作した UWB-IR 送受信機チップを用いて実験評価した結果，受信感度はほとんど劣化することなく，受信 AFE の消費電力は 60% 低減し 38 mW となった。データレート 258 kbps と 10.7 Mbps のとき，通信距離はそれぞれ 52 m と 14 m となった。

6.4 導波シートによる電力伝送の高効率化(第 4 章)

本章では，回転体や狭小空間，人が立ち入れない危険空間などに設置するセンサノードに対し，安定した電力を伝送するため，2次元導波シート方式の無線電力伝送システムを提案した。導波シートを用いた電力伝送において，電波吸収体を用いずにビームフォーミング技術が導入できることを確認した。これを踏まえ，マルチポート送信機アーキテクチャを提案し，PA の電源電圧と入力電力の協調制御による送信電力調整を導入した。PA を評価した結果，10 dB の範囲の出力電力において，PA の効率を 2.5 倍に向上した。導波シート上の PA 効率分布範囲は，ビームフォーミング技術の導入により，23 分の 1 に低減した。その結果，送信機の出力電力を 94% 低減することができる。

また，並列整流回路の整流素子数を動的に切り替えられる受信機アーキテクチャを提案した。これにより，入力電力の範囲を 6 dB 拡大し，負荷インピーダンスの対応範囲を 4 倍拡大した。並列整流回路を評価した結果，18 dB の範囲の入力電力において，整流回路の効率を 1.5 倍に向上した。

6.5 導波シートによる電力伝送の高安定化(第 5 章)

本章では、バッテリーレスのセンサノードを回転軸上に設置するため、センサノードへの安定した電力供給と、周囲の機器に対する低い EMI リスクを実現する 2 次元導波シート方式の無線電力伝送技術を導入したセンシングシステムを提案した。センサノードへ安定して電力を供給するため、ビームフォーミングを導入した。提案したユニバーサルオンシートリファレンス方式によって、送信機間の回路遅延ばらつきをキャリブレーションし、さらに、送信機とセンサノードから水晶発振器を除去した。

送信機チップを 0.18 μm CMOS 技術で試作し、評価した。また、導波シートとカップラも試作し、これらを用いてキャリブレーション動作とビームフォーミング動作を評価した。センサノードのカプラと導波シートの間隔について評価した結果、0 mm から 2 mm までの間隔において、電力伝送効率はわずか ± 1.5 dB の変動範囲となった。また、ビームフォーミング技術により、電力伝送効率は 23 倍に上昇した。

6.6 総括

本研究では、メンテナンスフリーのセンサネットワークシステムを実現するため、極近距離無線通信用に UWB-IR 送受信機を低消費電力化する技術を開発した。また、近距離無線通信用に UWB-IR 受信機を低消費電力化する技術を開発した。さらに、2 次元導波シート方式の無線電力伝送用に、送信電力調整と整流素子の並列数調整により電力伝送を安定化する回路技術を開発した。そして、2 次元導波シート方式の無線電力伝送用に、送信機間の回路遅延ばらつきを補償するユニバーサルオンシートリファレンス方式のビームフォーミング技術を開発した。

本研究によって開発された技術により、例えば次のようなセンサネットワークシステムが実現可能である。ビル・商業施設・工場などにおいて、監視制御対象機器に設置された末端のセンサノードは、機器毎に設置される中継局にセンサデータを転送する(第 2 章)。そして、中継局は、施設内の区画毎に設置される基地局に収集したセンサデータを

転送する(第3章)。基地局から先の通信ネットワークには、既存の通信インフラを用いる。

工場や機器内の狭小空間や各種モーターの回転軸、車両や風力発電設備などにおいて、サイズの制約からバッテリーの搭載が困難なセンサノードに対して非接触に電力を供給し、これらのセンサノードからセンサデータを収集する(第4章、第5章)。収集したセンサデータは、基地局に対して転送される(第3章)。その先の通信ネットワークには、既存の通信インフラが用いられる。

6.7 今後の展望

本研究では、UWB-IR 送受信機の低消費電力化技術と2次元導波シート方式の無線電力伝送の安定化技術を開発した。これらの技術により、発電機の回転軸など着脱困難な場所や、工場内の過酷な環境や危険な空間のセンサネットワークシステムにおいて、メンテナンスフリーのセンサノードを実現することができる。しかしながら、多くのセンサネットワークシステムでは、低コスト化の要求が強い。センサノードの部品コストや組立コストを低減することに加え、センサノードを設置し機器間の無線通信ネットワークを構築するためのシステム導入コスト、運用中の無線通信ネットワークの保守・管理コスト、収集したデータの維持・管理コストなども低減する必要がある。これらのコストは、センサネットワークシステムによって新たに生み出される知恵をもたらす価値に対して、十分に小さくしなければならない。そのためには、機器間の無線通信ネットワークを高信頼に実現するM2M技術、機器をインターネットに接続して相互に情報交換するIoT技術、クラウドに蓄積された膨大な量のデータを扱うビッグデータ技術などの、多くのレイヤにおける技術革新が必要である。

一方、センサノードについては、より小型化・薄型化することが求められる。これにより、従来、センサノードを設置できず収集できなかったセンサデータを収集することができるようになる。こうして得られる新たなセンサデータは、新たな知恵につながる。そこで、センサノードの構成要素であるセンサ、無線通信、電源と、これらの制御回路を1枚のFR4プリント基板上に平面的に実装するのではなく、複数のフレキシブル基板上に実装し基板同士を積層することで、小型化・薄型化を目指す。また、機能毎に分割

して実装し，インタフェースを共通化することにより，用途に応じて様々なセンサや無線通信，制御回路を自由に組み合わせられるようにすることを目指す。これにより，センサデータ収集のプロトタイピングを迅速に行うことで，センサデータ収集から知恵創出までの一連の工程を，より早く多く試行できるようにすることを目指す。

謝辞

本研究の主要な部分は、慶應義塾大学大学院 理工学研究科 総合デザイン工学専攻 スマートシステム・デバイス工学専修 黒田研究室において、黒田 忠広 教授のご指導の下に行われたものです。本研究の遂行にあたり、多大なご指導、ご鞭撻を賜りました慶應義塾大学 理工学部 教授 黒田 忠広 博士に心から深く感謝申し上げます。

また、本研究の他の一部分は、株式会社日立製作所 中央研究所と株式会社横須賀テレコムリサーチパーク YRP ユビキタス・ネットワーキング研究所において、行われたものです。本研究の遂行にあたり、特に、ご支援、ご助言を賜りました東京大学大学院 情報学環 教授 坂村 健 博士，同 教授 越塚 登 博士，株式会社横須賀テレコムリサーチパーク YRP ユビキタス・ネットワーキング研究所 小林 真輔 博士，株式会社日立製作所 中央研究所 宮崎 祐行 博士，同 藤原 亮介 博士に深く感謝申し上げます。

また、本研究の一部分は、株式会社日立製作所 中央研究所において、行われたものです。特に、様々な角度からご議論いただきました株式会社日立製作所 中央研究所 篠田 博史 氏に深く感謝申し上げます。

また、本論文に対して、多くの有益なご指導、ご助言をいただきました慶應義塾大学 理工学部 教授 天野 秀晴 博士，同 教授 石黒 仁揮 博士，同 准教授 中野 誠彦 博士に深く感謝申し上げます。

また、慶應義塾大学 理工学部 電子工学科 黒田研究室の先輩，同輩，後輩，研究員及び秘書の方々には、社会人ゆえに黒田研究室に頻繁に顔を出せない状況についてご配慮いただき、本研究を支えていただきましたことに深く感謝申し上げます。

本研究の遂行に対して、また、私の研究者としての人格形成に対して、ここには挙げきれないほど多くの方々から、直接的に、間接的に、ご指導、ご支援いただきました。ほんの一部になりますが、以下に挙げさせていただきます。

黒田研究室の後輩である福田 春樹 氏には、第 5 章に示したセンシングシステムについてともに研究いただきました。福田 氏とのご議論により、アイデアをブラッシュアップすることができました。また、シミュレーションによるシステムと回路の動作検証にご尽力いただきました。さらに、実験による検証のための IC 試作と評価にもご尽力いた

だきました。本研究が結実したのは、福田 氏の力によるところが少なくありません。心から感謝申し上げます。

2002 年、黒田研究室に配属されたとき、研究室は発足して 1 年しか経っていませんでした。人数は少ないながらも、先輩、同輩は皆、個性豊かでそれぞれに際立った力強さがありました。後輩も同様でした。その一人ひとりに強く触発され、修士修了までの 3 年間は、私の人生において最も成長した時期の 1 つだと考えております。特に、第 2 章に示した UWB-IR 無線通信機をともに研究した同輩の善積 真吾 氏には心から感謝申し上げます。その高い行動力と強い好奇心に後押しされ、研究を力強く推進することができました。

2005 年に入社した株式会社日立製作所では、中央研究所において、入社当時、企業の研究者としてのあるべき姿や仕事の取り組み方など、多くのことを前木 陽 氏と藤原 亮介 博士にご指導いただきました。お二人のご指導のおかげで、第 3 章に示した UWB-IR 受信機の研究が一定の成果を挙げ、電気学会の委員会での招待講演に至ったのだと考えております。心から感謝申し上げます。また、ビジネス顕微鏡®を開発された株式会社日立製作所 中央研究所の矢野 和男 博士には、議論の中で、または、ご活躍を拝見する中で、様々な示唆をいただけてきました。それらの示唆は何年かして様々な環境を経験するうちに、私の中で芽を吹き、現在の私の幹の一部になっております。心から感謝申し上げます。

最後に、企業での研究と大学での研究の両立を支えてくれた家族、友人に心から感謝いたします。

平成 27 年 3 月

寺田 崇秀

著者論文目録

原著論文

- [1] Terada, T., Yoshizumi, S., Muqusith, M., Sanada, Y. and Kuroda, T., “A CMOS Ultra-Wideband Impulse Radio Transceiver for 1-Mb/s Data Communications and ± 2.5 -cm Range Finding,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 41, No. 4, pp. 891-898, (2006).
- [2] Terada, T., Fujiwara, R., Ono, G., Norimatsu, T., Nakagawa, T., Miyazaki, M., Suzuki, K., Yano, K., Ogata, Y., Maeki, A., Kobayashi, S., Koshizuka, N. and Sakamura, K., “Intermittent Operation Control Scheme for Reducing Power Consumption of UWB-IR Receiver” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 44, No. 10, pp. 2702-2710, (2009).
- [3] Terada, T. and Shinoda, H., “Transmitting and Receiving Power-Control Architecture with Beam-Forming Technique for 2D Wireless Power Transmission Systems,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Vol. E97-A, No. 12, pp. 2618-2624, (2014).
- [4] Terada, T., Fukuda, H. and Kuroda, T., “Transponder Array System with Universal On-Sheet Reference scheme for Wireless Mobile Sensor Networks without Battery or Oscillator,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Vol. E98-A, No. 4, pp. - , (2015).

その他の論文

- [1] Terada, T., Nasu, K., Yamawaki, T. and Kokubo, M., “100-1000 MHz Programmable Continuous-Time Filter with Auto-Tuning Schemes and Digital Calibration Sequences for HDD Read Channels,” IEICE Transactions on Electronics, vol. E95-C, No. 6, pp. 1050-1058, (2012).

国際会議

- [1] Terada, T.*, Yoshizumi, S., Sanada, Y. and Kuroda, T., “A CMOS Impulse Radio Ultra-Wideband Transceiver for 1Mb/s Data Communications and ± 2.5 cm Range Findings,” IEEE Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, (Kyoto, Japan), pp. 30-33,

(2005).

- [2] Terada, T*, and Shinoda, H., “Arbitrary Power and Positioning Techniques for 2D Wireless Power Transmission Systems,” Proceedings of IEEE Radio and Wireless Symposium, (Santa Clara, USA), pp.123-126, (2012).

国内会議

- [1] 寺田 崇秀*, 他, “(招待講演) 間欠動作型低消費電力 UWB-IR 受信機アナログフロントエンド,” 電気学会「超集積化・環境 CMOS デバイス調査専門委員会」, 「高度ワイヤレスユビキタス社会を支える超高速デバイス・回路技術調査専門委員会」合同委員会, (東京, 2007).

その他

- [1] 「受信装置」特許第 4771422 号
- [2] 受賞 2014 年 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2014 Presentation Winner.