

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	センサネットワーク向け低消費電力超広帯域インパルス無線機の研究
Title(English)	Study on low-power ultra-wideband impulse-radio transceiver for sensor network
著者(和文)	中川樹生
Author(English)	Tatsuo Nakagawa
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第9879号, 授与年月日:2015年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:杉野 暢彦,中村 健太郎,黒澤 実,篠崎 隆宏,中本 高道,高田 潤一
Citation(English)	Degree:, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第9879号, Conferred date:2015/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

東京工業大学

学位論文

センサネットワーク向け低消費電力
超広帯域インパルス無線機の研究

大学院総合理工学研究科

物理情報システム専攻

中川 樹生

平成 27 年 3 月

目次

第1章 序論	1
1.1 センサネットワーク	2
1.2 UWB-IR 通信	5
1.3 UWB-IR 無線機実現に向けた課題	7
1.3.1 UWB-IR 通信 LSI および受信機 ADC の低電力化	8
1.3.2 UWB-IR センサノードの低電力化	8
1.3.1 位置計測向け低消費電力高精度時間差計測	9
1.4 本論文の構成	9
参考文献	11
第2章 UWB-IR 通信 LSI および低電力 ADC	13
2.1 はじめに	13
2.2 UWB-IR 通信 LSI	13
2.2.1 通信仕様	13
2.2.2 通信 LSI アーキテクチャ	15
2.2.3 送信回路	16
2.2.4 受信回路	19
2.3 UWB-IR 受信機向け ADC の課題	21
2.4 低消費電力 ADC	22
2.4.1 アーキテクチャ	22
2.4.2 アンダーサンプリング S&H 回路の提案	24
2.4.3 電流自動抑制コンパレータの提案	29
2.4.4 オペアンプシェアリング	32
2.4.5 特性評価	33
2.5 UWB-IR 通信 LSI	40
2.6 まとめ	41
参考文献	43

第3章 低消費電力 UWB-IR センサノード	45
3.1 はじめに	45
3.2 センサノードへの要求と目標	45
3.3 低消費電力 UWB-IR センサノードの開発	47
3.3.1 アプローチ	47
3.3.2 1cc 超小型 UWB-IR 送受信センサノード	49
3.3.3 送信専用センサノード	51
3.3.4 UWB-IR 基地局	54
3.3.5 マイコン電源遮断による低電力化	57
3.3.6 デジタルノイズ分離技術	59
3.4 評価結果	63
3.4.1 通信性能	63
3.4.2 消費電流	65
3.4.3 電池寿命の見積もり	68
3.5 低消費電力化に向けた考察	70
3.6 まとめ	72
参考文献	74
第4章 高精度低電力時間差計測技術	76
4.1 はじめに	76
4.2 高精度位置計測実現に向けた課題	77
4.2.1 位置測定システム	77
4.2.2 通信/測位を同時に実現するための課題	78
4.3 提案高精度時間差計測方式	80
4.3.1 UWB-IR 受信機	80
4.3.2 時間差計測方式の提案	81
4.3.3 クロック偏差補正方式の提案	82
4.4 評価結果	85
4.5 ベンチマーク	90
4.6 まとめ	91
参考文献	93

第5章 結論	95
5.1 本研究により明らかにされたこと	95
5.2 今後に残された課題	98
参考文献	99
謝辞	100
研究業績	102

目次

図 1-1	センサネットワーク応用分野.....	4
図 1-2	コンピュータ小型化のトレンド.....	5
図 1-3	無線通信方式の周波数帯の比較.....	6
図 1-4	近距離無線通信方式の比較.....	7
図 2-1	UWB-IR 信号波形.....	15
図 2-2	UWB-IR 通信 LSI のブロック図.....	16
図 2-3	送信機の構成.....	17
図 2-4	パケットフォーマット.....	17
図 2-5	送信波形近似方法.....	18
図 2-6	送信機回路構成.....	18
図 2-7	UWB-IR 受信機の構成.....	19
図 2-8	アナログフロントエンド回路の間欠動作.....	20
図 2-9	受信ベースバンド回路構成.....	21
図 2-10	ADC のサンプリング周波数と入力信号周波数の関係.....	22
図 2-11	提案 ADC のブロック図.....	23
図 2-12	ADC 各ステージの回路構成.....	24
図 2-13	従来の S&H 回路.....	25
図 2-14	従来の S&H 回路に定電圧サンプリングを追加した回路.....	26
図 2-15	提案アンダーサンプリング S&H 回路.....	28
図 2-16	提案アンダーサンプリング S&H 回路のスイッチ動作タイミングチャート	28
図 2-17	従来のコンパレータの構成図.....	29
図 2-18	コンパレータの入出力特性および消費電流特性.....	30
図 2-19	提案電流自動抑制コンパレータの構成.....	31
図 2-20	提案電流自動抑制コンパレータの回路図.....	31
図 2-21	提案コンパレータのシミュレーション波形.....	32

図 2-22	オペアンプ回路図.....	33
図 2-23	試作した ADC のチップ写真.....	34
図 2-24	ADC 評価用基板.....	35
図 2-25	DC 特性評価系.....	36
図 2-26	AC 特性評価系.....	36
図 2-27	測定した DNL および INL.....	38
図 2-28	ADC 出力の FFT 結果 (入力 257MHz)	38
図 2-29	入力信号周波数と SNDR の関係.....	39
図 2-30	消費電流と SNDR の関係.....	39
図 2-31	UWB-IR 通信 LSI のチップ写真.....	41
図 3-1	送受信センサノードの回路構成.....	50
図 3-2	送受信センサノードの外観.....	51
図 3-3	送信専用センサノードの回路構成.....	52
図 3-4	実装方式の比較.....	53
図 3-5	送信専用センサノードの外観.....	53
図 3-6	送信専用センサノードの各基板の外観.....	54
図 3-7	UWB-IR 基地局の回路構成.....	56
図 3-8	UWB-IR 基地局の外観.....	56
図 3-9	UWB-IR 基地局/センサノードの外観 (外付けフィルムアンテナ使用)	57
図 3-10	電源遮断タイミングチャート.....	59
図 3-11	UWB-IR 受信機アナログテスト信号の出力スペクトル.....	62
図 3-12	送信, 受信時の制御フロー.....	62
図 3-13	送信/受信状態とバスクロックのタイミングチャート	63
図 3-14	通信性能評価結果.....	64
図 3-15	通信性能のバスクロック動作依存性.....	65
図 3-16	送信専用センサノードの消費電流の時間波形.....	66
図 3-17	送受信センサノードの消費電流の時間波形.....	67
図 3-18	送信専用センサノード電池寿命見積もり結果.....	69
図 3-19	送受信センサノード各モードによる電池寿命見積もり結果.....	70
図 3-20	センサノードの平均消費電流における各ブロック電流の割合.....	72

図 4-1	位置測定システムの構成.....	78
図 4-2	計測時間差および周波数偏差と計測誤差の関係.....	79
図 4-3	UWB-IR 受信機の構成.....	80
図 4-4	UWB-IR 受信機のタイミングチャート.....	82
図 4-5	絶対偏差および相対偏差と測定誤差の関係.....	84
図 4-6	計測時間差と期待値との関係.....	86
図 4-7	計測時間差と期待値との差.....	87
図 4-8	計測した周波数偏差.....	87
図 4-9	周波数偏差補正後の時間差計測誤差.....	88
図 4-10	計測誤差のヒストグラム.....	88
図 4-11	周波数偏差とパケットエラーレートおよび時間差計測誤差の関係.....	89
図 4-12	送受信期間の減衰量とパケットエラーレートおよび時間差計測誤差の関係	89

表目次

表 2-1	UWB-IR 通信システムの仕様.....	14
表 2-2	開発した ADC の性能.....	40
表 3-1	送信専用センサノード各動作状態での平均電流, 時間および消費電荷量...	66
表 3-2	UWB-IR 送受信センサノードの各動作モードにおける消費電流.....	68
表 3-3	待機電流と 1 回の動作時の消費電荷量.....	68
表 4-1	ベンチマーク (その 1)	90
表 4-2	ベンチマーク (その 2)	91

第1章 序論

近年の情報通信技術（ICT：Information and Communication Technology）の発展は目覚ましく、CPU（Central Processing Unit）の処理能力向上や低消費電力化、メモリの大容量化と高速化、通信技術の高度化、ブロードバンド化が急速に進展している。これに伴い、いたるところ、あらゆるものに情報通信デバイスが存在し、ネットワークを介して高速に情報の授受を行う、いわゆるユビキタス社会の実現が現実味を帯びてきた[1-3]。ユビキタス社会では、あらゆるものに組み込まれたコンピュータがネットワークに接続されることで、意識することなく様々なサービスが提供され、より豊かな生活を人々に提供できることが期待されている。このユビキタス社会の基盤となる技術としてセンサネットワークが注目されている[4-6]。

センサネットワークは、現実世界の情報をネットワークに取り込み、安心・安全・快適な社会を創り出すシステムである。センサノードと呼ばれる、センシング機能、無線通信機能、CPUを備えた小型端末を、あらゆる場所に多数配置し、様々なセンサ情報を収集する。その情報はネットワークへ取りこまれ、データを集約して価値のある情報を生成する。生成された情報を安心・安全・快適な社会の創成に役立てるシステムとして、環境モニタリング、セキュリティ、物流、医療、ヘルスケアなど分野での応用が期待されている。

センサネットワーク実現の上で重要な課題はセンサノードの低消費電力化である。多数のセンサノードをあらゆる場所に設置するため、電池交換等の運用コストを考慮すると、低消費電力であることが必須となる。また、センサノードをあらゆる場所に設置するためには、無線通信でのネットワーク接続が必須であり、かつサイズは小型であることが望ましい。また、小型のセンサノードには電池の容量に厳しい制限があり、電池交換等の運用コストを考慮すると、低電力であることが必須となる。

センサノードの低消費電力化には無線通信機の低消費電力化が重要である。現在、センサネットワーク用の無線通信方式としては、ZigBee、微弱無線、特定小電力無線等が主に用いられている[7,8]。今後、センサネットワーク向けの近距離無線通信技術

として、超広帯域インパルス無線（UWB-IR : Ultra Wideband-Impulse Radio）通信が注目されている[9-12]。UWB-IR 通信は、極めて広い周波数帯を利用し、単位周波数当たりの出力をノイズレベルに抑えて高速・低電力に通信を行う技術である。また、高信頼、位置計測が可能という特長を持つ。このため、UWB-IR 通信の適用により様々な場所での高信頼なセンサネットワークの構築が可能となる。

本論文では、センサネットワークの実現に向け、UWB-IR 通信 LSI、それを搭載したセンサノード、および、位置測定システムの低消費電力化技術について述べる。本章では、はじめに、センサネットワークおよび UWB-IR 通信について説明する。その後、低消費電力化に向けた課題を説明する。

1.1 センサネットワーク

センサネットワークは、ユビキタス社会において、人や物、あるいは環境等の実世界の対象物の情報をネットワークに取り込む役割を持つ。無数の小型の無線センサノードがモノや環境に埋め込まれ、それらがネットワークを構成し、センシングデータを相互にやり取りし、装置や環境の監視、空調の最適化などを行う。センサネットワークにより収集された情報を種々のアプリケーションに伝送すれば、アプリケーションは、実世界の対象物の状態にあつたきめ細かいサービスを提供することが可能になる。このため、構造物モニタリング、セキュリティ、物流、病院、ヘルスケア、軍事など様々な分野での応用が期待されている（図 1-1）。

例えば、商品にセンサデバイスを付けて流通経路や流通過程をモニタし、流通サービスによって管理すれば、流通コスト削減や商品の品質保障が可能になる。また、コンクリート内やプラントの配管、空調機等の構造物や装置に超小型のセンサを取り付け、無線ネットワークを介して遠隔地から監視する用途が考えられている。コンクリート内に超小型チップを埋め込んだ場合、水分量や塩分濃度や応力などを定期的に診断して構造物の劣化具合を定量的に診断できるようになる。配管に取り付けた場合、その振動状態をモニタして、金属疲労の発生を未然に察知することができるようになる。また、空調機を制御する場合、部屋全体に配置したセンサで、様々な箇所の温度を計測し、きめ細かく温度をコントロールすることで、温めすぎや、冷やしすぎによ

る不快感を低減でき、かつ、電気料金を節約できるようになる。

このようなユビキタス社会、センサネットワークの実現が現実味を帯びてきた背景には、情報通信技術の発展がある。特にコンピュータの著しい小型化により、多数のセンサ端末をあらゆる場所に設置するセンサネットワークが現実のものとなってきた。図 1-2 にコンピュータ小型化のトレンドを模式的に示す。ムーアの法則によると、半導体集積回路のトランジスタ数は 18~24 カ月毎に 2 倍に増加する。この法則に牽引され、トランジスタサイズは 1960 年代から継続的に、そして著しく微細化された。それに応じて、コンピュータのサイズも急激に小型化されてきた。その小型化のトレンドは、10 年に約 1/100 の小型化であり、継続的な小型化というよりは、段階的な小型化と言える。デスクトップ型コンピュータは、サイズは約 10 リットル (10,000cc) 程度であるが、1980 年代から 90 年代から広く普及し始めた。このサイズは、それ以前のメインフレームコンピュータのサイズと比較し、約 2 桁の小型化である。デスクトップコンピュータの出現により、オフィス、家庭であらゆる人がコンピュータを使えるようになった。また、よりコンパクトなノートパソコンも普及した。より小型なサイズ、約 100cc の体積のコンピュータである PDA や携帯電話の普及し、持ち運び可能なコンピュータにより、あらゆる場所でコンピュータが使われるようになった。

次の小型化のステップは、1cc クラスのコンピュータの普及が期待される。膨大な数の 1cc サイズコンピュータがあらゆる場所に設置され、環境を計測し、制御することが期待される。人々が意識することなくコンピュータを使用ようになる。これがセンサネットワークであり、1cc サイズのコンピュータがセンサノードである。

コンピュータのサイズの小型化に伴い、ユーザインタフェースも変化してきた。デスクトップ型コンピュータはキーボードとマウスにより、人手によりデータが入力される。携帯電話や PDA ではより小型であるため指をつかってデータを入力する。一方、1cc サイズコンピュータはより小さいため、直接人が操作するインタフェースを持たない。その代わりに、センサが現実世界とのインタフェースとなる。つまり、センサノードは、現実世界のデータをセンサを使って人に意識させることなく収集する。そして、無線通信によりデータを出力する。このため、センサノードは、センサ、信号処理回路、無線通信機を備える。多数のセンサノードが様々な場所に設置され、現実世界のデータを無線で収集し、状況の把握や制御に用いられる。1cc クラスのサイ

ズのコンピュータであるセンサノードとセンサネットワークの開発は様々な応用分野で期待されている。

このように、センサネットワークの実現は、人々の生活を劇的に向上させる可能性を持っており、センサネットワークによって、今までなかった、新しいサービスが生まれることが期待されている。このようなセンサネットワークは今後市場が急拡大すると期待されており、2020年には、1,363M\$に達すると見込まれている[6]。また、毎年1兆個のセンサを活用するという"Trillion Sensors Universe"の実現に向けての議論がなされている[13]。モバイル機器に多数のセンサが搭載されたことにより、2012年には35億個のセンサが使用されるようになった。今後10年間で、センサ、コンピュータ、通信が融合する技術革命が起きようとしており、全世界で利用するセンサの数が1兆個に達する社会が想定されている。

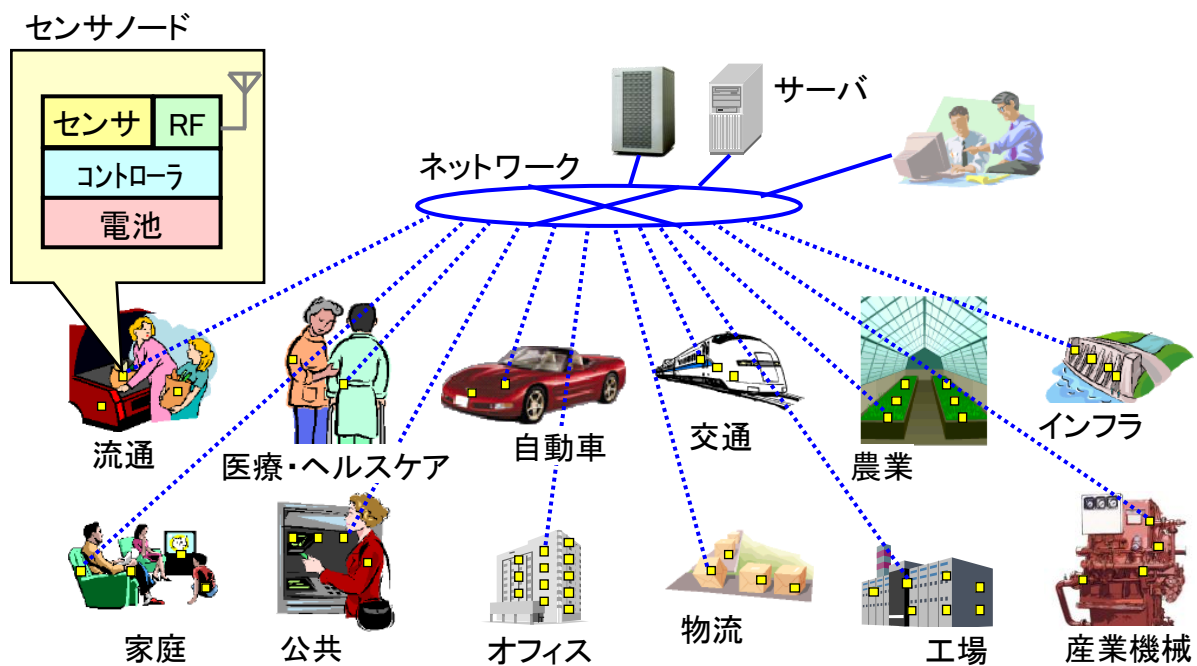


図 1-1 センサネットワーク応用分野

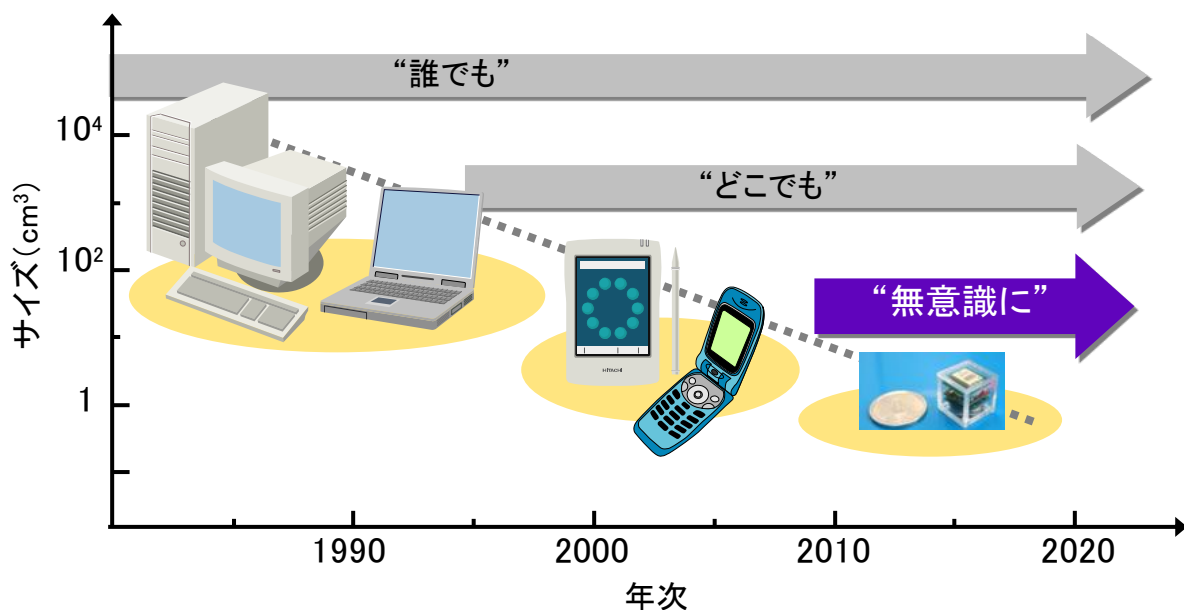


図 1-2 コンピュータ小型化のトレンド

1.2 UWB-IR 通信

センサネットワークではあらゆる場所に設置されたセンサノードからの情報を収集するため無線通信機能が必須となる。UWB-IR 通信は、電力効率が非常に高い、高信頼、高精度な位置測定が可能という特長を持つため、センサネットワーク向け無線技術として注目されている[9-12]。UWB-IR 通信は、極めて広い周波数帯を利用し、単位周波数当たりの出力をノイズレベルに抑えて高速・低電力に通信を行う技術である。広帯域な通信として知られている無線 LAN (802.11a) の帯域幅が高々20MHz であるのに対し、UWB 通信では 500MHz 以上の帯域を使用する (図 1-3)。このため UWB 通信は従来の無線通信と比較し信頼性が高く、これまで無線通信が適用できなかった分野にも応用範囲を広げることができる。例えば、ノイズや反射の大きい工場内での無線通信や、非常に高い信頼性が要求されるためこれまで有線ではできなかった車内での無線通信が可能となる。この UWB-IR 通信をセンサネットワークに適用することにより、様々な場所での高信頼なセンサネットワークシステムの構築が可能となる。

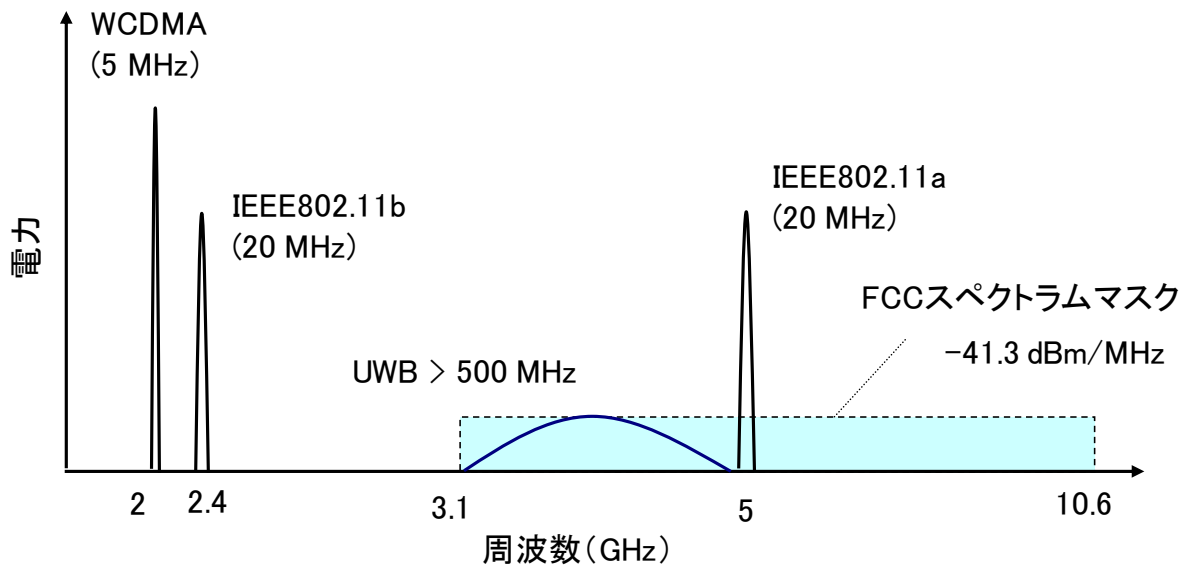


図 1-3 無線通信方式の周波数帯の比較

また、UWB-IR 通信を利用すると、通信と同時に端末の位置を高い精度で特定できる[12]。位置の特定は大量のセンサノードを管理するセンサネットワークでは必須の機能である。UWB-IR 通信を用いれば、通信に用いるインパルス信号の到達時間差を計測することにより、通信と同時に位置測定が可能となる。位置情報を専用のデバイスを追加することなく得ることが可能となり、小型化、低コスト化が実現できる。

さらに UWB-IR 無線機はデータ伝送速度当たりの消費電力が小さい。図 1-4 に近距離無線通信方式の伝送速度と消費電力の関係を示す。UWB-IR 通信は微弱無線や ZigBee と比較し、同等の消費電力で伝送速度は高い。このため、同じデータ量であれば通信時間を短くすることができ、消費電力を削減することができる。従って、センサノードの電池寿命を延ばすことができ、センサネットワークの運用コストの低減が可能となる。これらの特長により UWB-IR 無線機がセンサネットワークのキーデバイスになると考えられる。

総務省の UWB 無線システム作業班の報告書[14]によると、センサ用途 UWB 無線システムの出荷台数は、2023 年頃に最大 16 万台と予測されている。920MHz 帯や 2.4GHz 帯を使用する測位システムでは数 m 程度の位置検知精度であるが、UWB 技術を用いると、サブメートルクラスの位置検知が達成できる。このため、より精度

の高い位置測定が必要な用途に UWB 無線の利用が求められている。2014 年 1 月，日本でハイバンド（7.25-10.25GHz）の送信速度制限（50Mbps 以上），交流電源接続規定が削除され，センサ用途での UWB 無線の使用が可能になった[15]。これを機に，日本においても UWB 無線を用いた高精度な位置測定システムが普及し始めると考えられる。英 Ubisense 社は UWB 無線を利用したリアルタイム位置情報システム（RTLS：Real Time Locating System）事業を日本で強化すると発表し，自動車の製造ライン等へ導入により，生産管理や業務の効率化を行うことを目指している[16]。

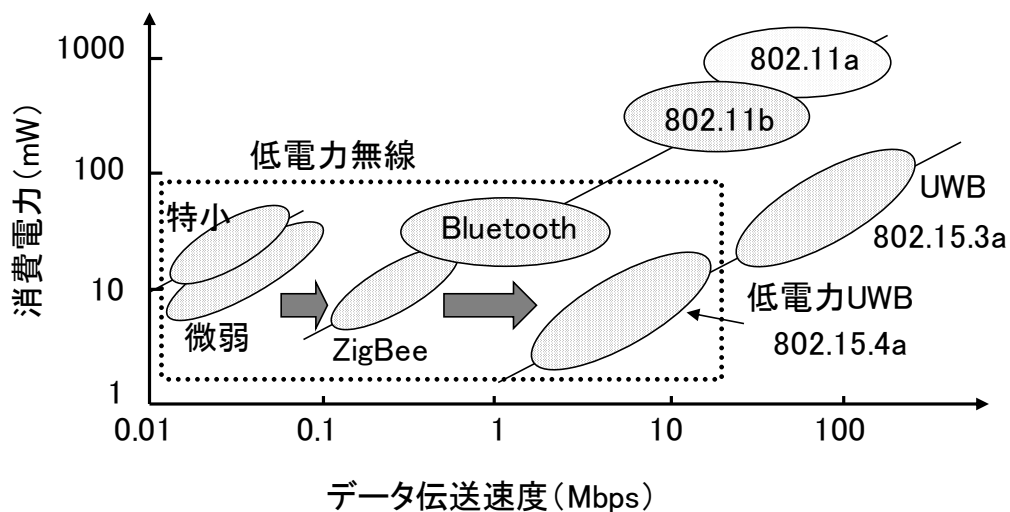


図 1-4 近距離無線通信方式の比較

1.3 UWB-IR 無線機実現に向けた課題

センサネットワークでは多数のセンサノードをあらゆる場所に設置する。センサノードは電池駆動で動作する。あらゆる場所に設置するためには小型であることが必須となり，電池駆動であるためその交換等の運用コストを考慮すると低消費電力であることが必須となる。また，多数のセンサノードを効率よく管理するためにはセンサノードの位置情報の把握が重要となる。センサノードの位置情報は運用管理の面だけで

なく、センシングデータと突き合わせることによりアプリケーションの面からも重要となる。このような位置計測も低消費電力に実現する必要がある。

本研究では、センサネットワーク向け UWB-IR 無線機の低消費電力化技術を検討する。センサネットワークを実現するためには、センサノードに搭載される部品である LSI の低消費電力化、センサノードの制御動作を含めたモジュールとしての低消費電力化、センサネットワークシステム、特に位置測定システムとしての低消費電力化、など、部品だけでなくトータルシステムでの低消費電力化が重要となる。従って、下記の 3 つの低消費電力化技術を検討する。

1.3.1 UWB-IR 通信 LSI および受信機 ADC の低電力化

センサネットワーク向けの端末であるセンサノードには、センサ、マイコン、無線通信機が搭載される。その中でも無線通信機の消費電力が占める割合は大きく、センサノードの長寿命化には無線通信 LSI の消費電力削減が必須となる。UWB-IR 通信 LSI には、無線信号を受信してデジタル化するアナログデジタル変換器 (ADC: Analog to Digital Converter) が必須の機能となる。この ADC は短いパルス幅のインパルス信号をサンプリングする必要があるため、消費電力が大きく、この低消費電力化が重要な技術となる。

1.3.2 UWB-IR センサノードの低電力化

センサネットワークでは多数の端末をいたるところに設置し、様々な情報を収集する。多数の端末を用いてデータを収集するため、ひとつひとつのセンサノードの動作時間は長くなく、従って動作時の消費電流と並んで待機電流が課題となる。このため、センサノードの電池寿命を延ばすためには、動作時の消費電力の削減のみでなく、待機電力の削減、動作時間の短縮などを行う制御を含めたアーキテクチャが重要である。

1.3.1 位置計測向け低消費電力高精度時間差計測

センサネットワークでは多数の端末を用いるため、その運用管理の観点、センシングしたデータの価値を高める観点から、センサノードの位置計測が重要な技術となる。UWB-IR 通信では、短いパルス幅のインパルス信号を用いて通信を行うため、インパルス信号の到達時間が位置情報を持つ。従ってこのインパルス信号の到達時間差を高精度に計測することができれば、通信と同時に位置計測を実施することができる。しかしながら、一般に高精度に時間差を計測するには、高速かつ精度の高いクロックが必要となり、消費電力およびコスト、サイズが増大する。このため、位置測定を実現するための低消費電力かつ高精度な時間差計測回路が、UWB-IR 無線機に必須の機能となる。

1.4 本論文の構成

本論文は、センサネットワークへの適用に向けて UWB-IR 通信 LSI, それを搭載したセンサノード, および, 位置測定システムに必要な高精度時間差計測回路の低消費電力化を研究したものである。本論文の構成は、以下の通りである。

第 2 章では, UWB-IR 通信 LSI, 特に ADC の低消費電力化技術を述べる。はじめに, UWB-IR 通信 LSI の概要を説明し, ADC の目標および課題を検討する。次に, これらの課題を解決する技術として, アンダーサンプリング S&H (Sample and Hold) 回路方式, 電流自動抑制コンパレータ等の低消費電力化技術について述べる。最後に, 試作した ADC の評価結果を示す。

第 3 章では, UWB-IR 通信 LSI を搭載したセンサノードおよび基地局の低消費電力化, 小型化技術を述べる。はじめに, センサノードへの要求を纏める。次に, その要求を満たすためのアプローチとセンサノードの構成を述べる。また, 動作モードを細かく制御し低電力化する方法, 小型化により顕著になったデジタルノイズ抑制方法について述べる。その後, 試作したセンサノードの評価結果を示す。

第 4 章では, 位置計測に必要な高精度な時間差計測を低消費電力に実現する技術を述べる。はじめに, 高精度時間差計測の課題を明らかにする。次に, 高精度な時間差

計測を低消費電力に実現する技術，および，周波数偏差を補正する技術について述べる。最後に，時間差計測の評価結果を示す。

第5章では，第2章から第4章の各章で得られた結果をもとに，センサネットワーク向け UWB-IR 無線機低電力化の解決策を整理し，今後に残された課題について述べる。

参考文献

- [1] T. G. Zimmerman, "Wireless networked digital devices: A new paradigm for computing and communication," IBM Systems Journal, vol. 38, no. 4, pp.566-574, 1999.
- [2] D. Saha, and A. Mukherjee, "Pervasive computing: a paradigm for the 21st century," Computer, vol.36, no.3, pp.25-31, 2003.
- [3] K. Sakamura, "Ubiquitous Computing: Making It a Reality," ITU Telecom World, 2003.
- [4] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci, "Wireless sensor networks: a survey," Computer Networks, vol. 38, pp. 393–422, 2002.
- [5] Jennifer Yick, Biswanath Mukherjee, Dipak Ghosal, "Wireless sensor network survey," Computer Networks, Volume 52, Issue 12, pp. 2292-2330, 2008.
- [6] Peter Harrop and Raghu Das, "Wireless Sensor Networks 2011-2021 The New Market for Mesh Ubiquitous Sensor Networks (USN)," IDTechEx, 2012.
- [7] Mikko Kohvakka, Mauri Kuorilehto, Marko Hännikäinen, Timo D. Hämäläinen, "Performance analysis of IEEE 802.15.4 and ZigBee for large-scale wireless sensor network applications," Proceedings of the 3rd ACM international workshop on Performance evaluation of wireless ad hoc, sensor and ubiquitous networks, pp. 48-57, 2006.
- [8] Dae-Man Han, and Jae-Hyun Lim, "Smart home energy management system using IEEE 802.15.4 and zigbee," IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.56, no.3, pp.1403-1410, 2010.
- [9] Moe Z. Win and Robert A. Scholtz, "Impulse Radio: How It Works," IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 2, NO. 2, pp. 36-38, 1998.
- [10]P. Domenico, and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead," IEEE Communications Magazine, vol.41, no.7, pp.66-74, 2003.
- [11]Sachio Iida, Katsuyuki Tanaka, Hideyuki Suzuki, Naoto Yoshikawa, Norio Shoji, Bernie Griffiths, Derek Mellor, Frank Hayden, Iain Butler, Jeremy Chatwin, "A 3.1 to 5GHz CMOS DSSS UWB Transceiver for WPANs," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 214-215, 2005.

- [12]S. Gezici, Zhi Tian, G. B. Giannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H. V. Poor, Z. Sahinoglu,“Localization via Ultra-Wideband Radios,” IEEE Signal Processing Magazine, pp. 70-84, 2005.
- [13]<http://www.tsensorssummit.org/Resources/Why%20TSensors%20Roadmap.pdf>
- [14]情報通信審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会 報告（案）
http://www.soumu.go.jp/main_content/000243388.pdf
- [15]http://www.soumu.go.jp/main_content/000261023.pdf
- [16]<http://www.ubisense.net/en/news-and-events/press-releases/ubisense-series-9000-system-receives-japanese.html>

第2章 UWB-IR 通信 LSI および低電力 ADC

2.1 はじめに

第1章で述べたように、UWB-IR 通信は、センサネットワーク向け近距離無線通信技術として期待されている。UWB-IR 通信システムを実用化するための課題のひとつは、受信機の低電力化である。UWB-IR 通信は搬送波を使わない変調方式であるため、送信機の大部分をデジタル回路で実現でき、その消費電力は約 30mW に抑えられる [1]。一方、受信機は幅が約 2ns という短いパルスを高い精度で捉える必要があるため技術的に難しく、低消費電力化が課題となっている。特に、無線通信機の消費電力の中で ADC の占める割合は大きく、この低消費電力化が重要である。

本章では、UWB-IR 通信 LSI および低消費電力アンダーサンプリング ADC について述べる。はじめに、UWB-IR 通信 LSI の概要を述べ、受信機に必要な ADC の課題を明らかにする。次に ADC の中でも消費電力の大きい S&H 回路とコンパレータについて、低消費電力なアンダーサンプリング S&H 回路および電流自動抑制コンパレータを提案する。最後に、試作した ADC の評価結果を示す。

2.2 UWB-IR 通信 LSI

2.2.1 通信仕様

UWB-IR 通信方式はナノ秒オーダーの短いパルスを用いて情報を伝送する方式である。パルス幅の狭いパルスを用いることにより周波数上でパワーが分散され、各周波数での電力密度は微小なものとなり、他システムとの共存が可能となる。表 2-1 に UWB-IR 通信システムの仕様を示す [2]。使用する周波数帯は、広帯域な 3.4~4.8GHz である。出力レベルは -41.3dBm/MHz 以下であり、米国 FCC (Federal Communications Commission) のスペクトラムマスクの仕様を満たす。

UWB-IR 伝送方式として、1 ビットを 1 パルスで表すシングルパルス方式と、1 ビットを複数パルスで表すマルチパルス方式が知られている。シングルパルス方式では、マルチパルス方式に比べ、所望の伝送品質を確保するためにピーク瞬時送信電力を高くする必要がある。しかし低コスト化のため CMOS プロセスにより実現するには、ピーク瞬時送信電力は 10dBm が限度であり、シングルパルス方式の適用は不可能である。このため、マルチパルス方式を採用している。インパルス信号のパルス幅は約 2ns であり、32MHz の繰り返し周波数で送信される (図 2-1)。伝送速度は 1 ビットあたりのパルス数である拡散符号長を変えることで可変である。通信距離は、伝送速度に対応して、10.7 Mbps で 10m、258 kbps で 30m である。10.7 Mbps の伝送速度はセンサネットワーク向けとして知られる ZigBee と比較し 40 倍である。

変調方式としては、PAM (Pulse Amplitude Modulation)、PPM (Pulse Position Modulation)、BPSK (Binary Phase Shift Keying)、OOK (On-Off Keying) が考えられる。一般に、PAM や OOK に比べ、BPSK、PPM は少ない信号対雑音比で復調が可能である。また、パルス間隔を一定とした方が受信における同期捕捉が容易であり、パルスと同期したタイミングで AD 変換を行い、回路を間欠的に動作させることができる。このため、実装上のメリットを考慮し、パルス間隔が一定となる BPSK を採用している。

表 2-1 UWB-IR 通信システムの仕様

項目	値
周波数	3.4 – 4.8 GHz
中心周波数	4.1 GHz
変調方式	DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying)
パルス幅	2 ns
パルス繰り返し周波数	32 MHz
伝送速度 (通信距離)	10.7 Mbps @ 10 m 258 kbps @ 30 m
位置測定精度	< 30 cm

UWB-IR 通信の特長は、パルス幅が短いため、高精度な位置測定が可能なことである。位置測定精度は高く、誤差は 30cm 以内である[3]。無線 LAN や ZigBee を使用した位置測定システムの測定誤差は数 m であり、これよりも高い精度での位置計測を実現し、新たなアプリケーションを実現することを目指している。

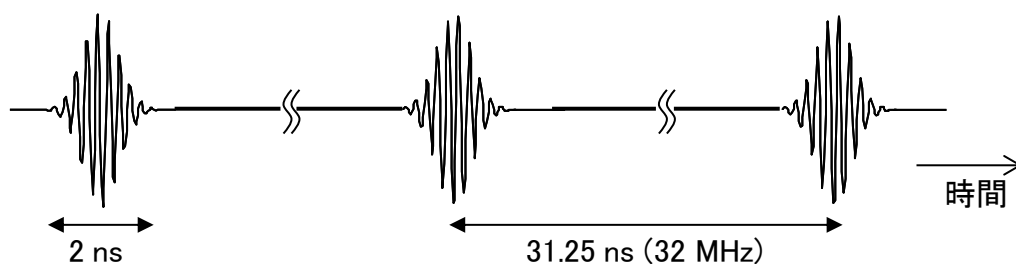


図 2-1 UWB-IR 信号波形

2.2.2 通信 LSI アーキテクチャ

図 2-2 に UWB-IR 通信 LSI のブロック図を示す。UWB-IR 通信 LSI は、送信機、受信機、ベースバンド回路、クロック発生器により構成される。送信機は、パルスパターンジェネレータ (PPG)、および、パワーアンプ (PA) から成る。PPG は、ベースバンド回路からの信号に基づき、デジタル回路によって制御されてパルス信号を生成する。PPG で生成されたパルス信号は PA により増幅されて送信される。

受信機は低雑音増幅器 (LNA)、ミキサ (MIX)、低域通過フィルタ (LPF)、可変ゲインアンプ (PGA)、ADC で構成される。無線信号は LNA で増幅され、ミキサ、LPF で I 成分 (In-phase)、Q 成分 (Quadrature phase) に分けてベースバンド信号にダウンコンバートされる。そして、PGA で増幅し、ADC でアナログ信号をデジタル信号に変換する。ADC で得られたデジタル信号をベースバンド回路で復調し、送信機からのデータを得る。

UWB-IR 通信 LSI は、外付け水晶を使用する発振回路 (OSC)、位相同期回路 (PLL)、可変分周器 (PDIV) から構成されるクロック発振回路を持つ。OSC で 32MHz の基準クロックを生成し、PLL でその基準クロックを逡倍して 4096MHz の無線信号の中心周波数を生成する。PDIV は 4096MHz の信号を 126, 128, 130 分周し、32.5, 32, ま

たは、31.5MHz の信号を得る。この信号は ADC のサンプリングクロックおよびベースバンド回路のクロック信号として使用される。送信機およびベースバンド回路のクロックは、OSC からの出力か、PLL からの出力を選択可能である。このようにすることで、送信機のみを使用する場合に PLL を使用せず、消費電力を抑制できるためである。

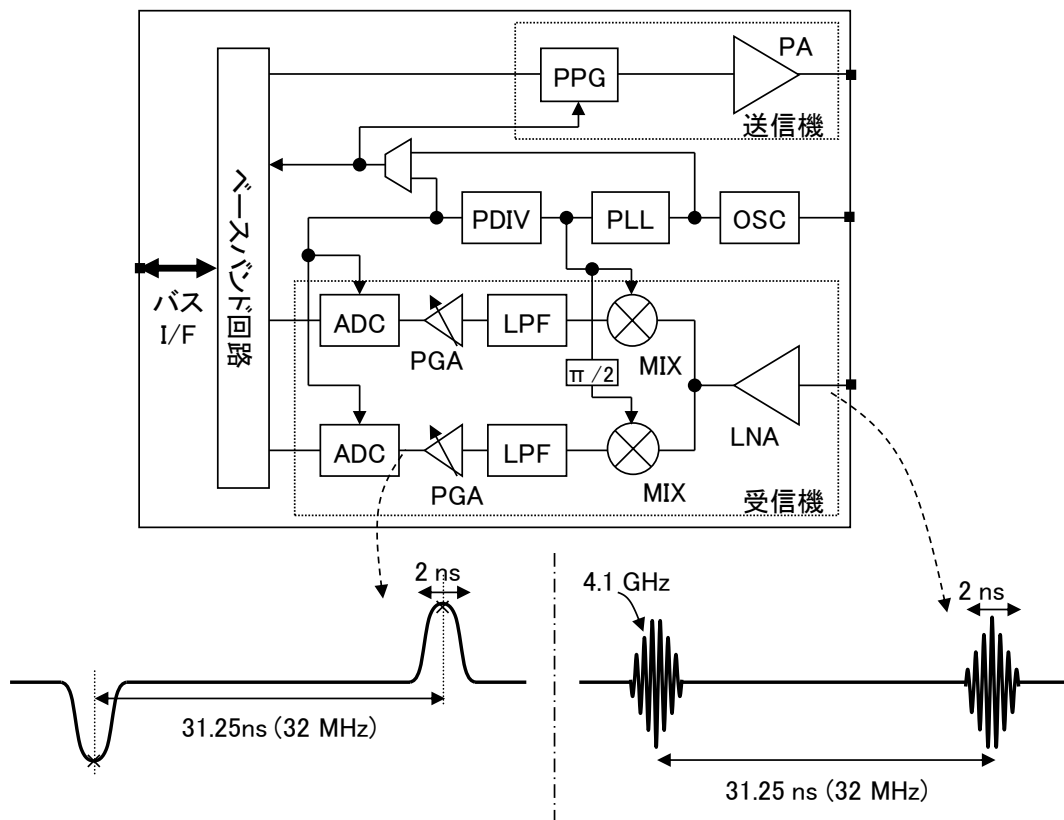


図 2-2 UWB-IR 通信 LSI のブロック図

2.2.3 送信回路

図 2-3 に送信機の構成を示す。送信データを拡散・差分符号化した後、位相変調されたインパルスを生成し、パワーアンプ (PA)、バンドパスフィルタ (BPF) を通して送信する。約 2ns 幅の短いパルスに情報を載せ、32MHz の繰り返し周波数で送受信することで通信を行う。図 2-4 にパケットフォーマットを示す。プリアンブルはデー

タレートにより可変，SFD (Start Frame Delimiter) 1 バイト，PHY ヘッダ，データ，CRC2 バイトの構成である。送信データは，ベースバンド回路にて拡散，差分符号化する。位相が回転して S/N が劣化するのを防ぐため，差分符号化の前と後の2回に分けて拡散行う[2]。拡散符号は M 系列であり，拡散符号長を変えることで，データ伝送速度を可変とする。

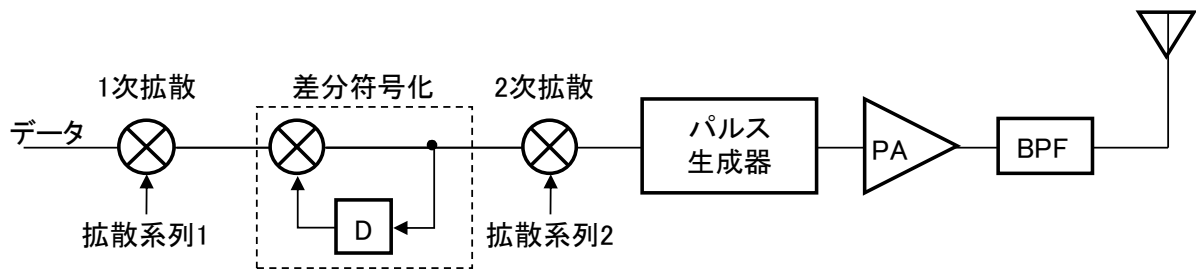


図 2-3 送信機の構成

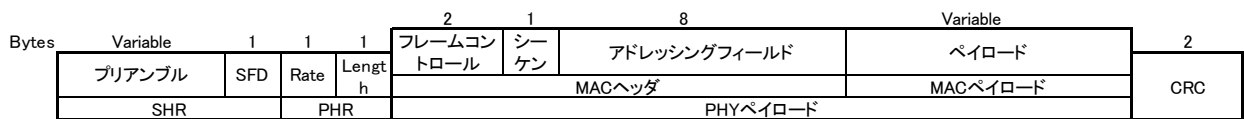


図 2-4 パケットフォーマット

送信機は PPG を使用して UWB-IR パルス信号をデジタル的に生成することで低電力に実現できると報告されており[1]，本研究の UWB-IR 通信 LSI はこの技術を採用している。送信機するパルス信号の波形は，ピークのポイントにより近似できる(図 2-5)。隣接するピーク点の時間差は，搬送波周期の半分である。近似したパルス信号は，ピーク点を頂点とする三角波の集合として生成する。このようにし，パルス信号を時間方向に離散的な信号として生成することができる。図 2-6 に PPG と PA の回路ブロック図を示す。ベースバンド信号に基づいてタイミングを生成し，パターン生成器でパルス波形を生成する。回路実装時の容易性を考慮し，近似したパルス信号を正側 (PLSP)，負側 (PLSN) に分けて生成し，加算する構成である。正側，負側の回路で生成された近似パルスはバランで差分化する。PPG には正確な遅延時間を持つ信号

の生成が必要であり，DLL を用いて生成する。DLL を用いてデジタル的にパルス信号を生成するため，PLL を必要とせず，低消費電力化ができる。また，パルス生成をデジタル的に制御するため，正確な波形のパルスを生成することができ，パルス波形を容易に変更することも可能である。また，PA はタイミング制御回路を用い，間欠的に動作させることで平均的な消費電流を削減する。このように送信回路のほとんどがパルス生成時のみ動作を行い，パルスとパルスの間では動作させず，デジタル的に動作するため，消費電力を抑制することができる[1]。

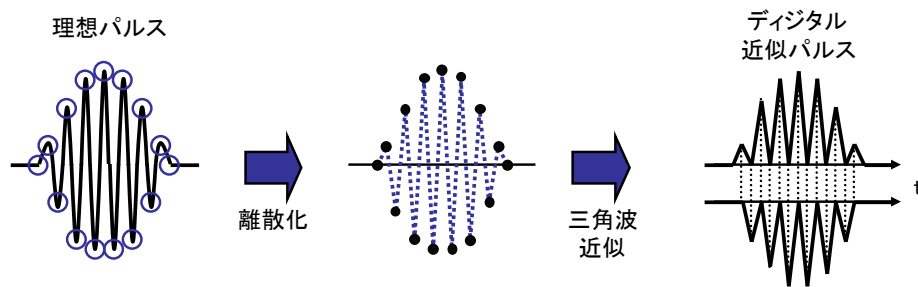


図 2-5 送信波形近似方法

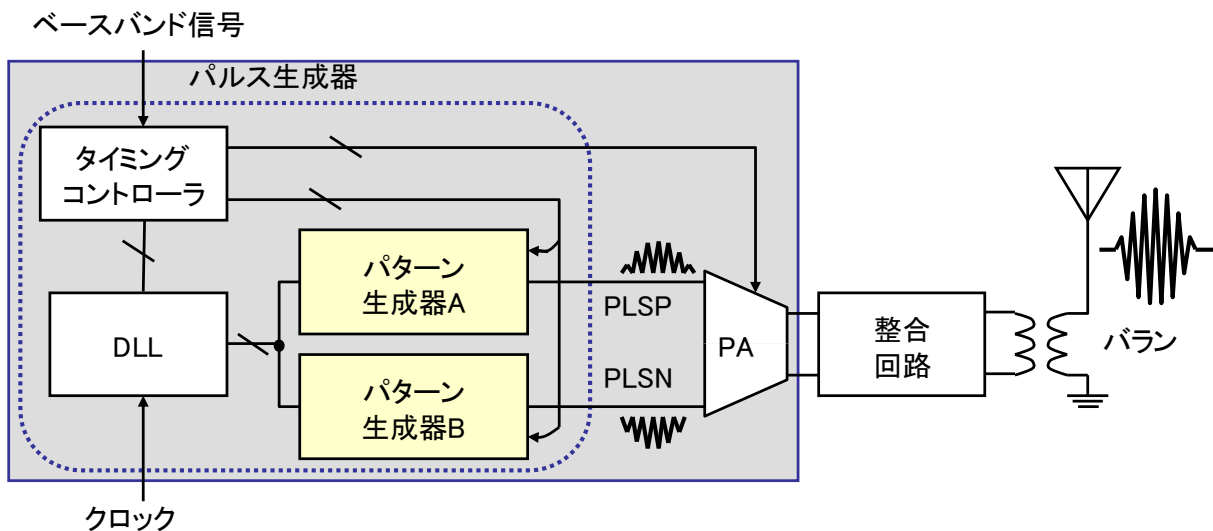


図 2-6 送信機回路構成

2.2.4 受信回路

図 2-7 に UWB-IR 受信機の構成、およびその内部の波形を示す[2]。RF 部では受信信号を LNA で増幅した後、同相成分 (In-phase)、直交成分 (Quadrature phase) に分けてダウンコンバートし、VGA (Variable Gain Amplifier) にて増幅する。ADC ではダウンコンバートされた信号をパルス繰返し周波数 (32MHz) でデジタル化する。I、Q 信号それぞれに対し、2つの ADC を並列に用いて、パルス信号を 1ns 間隔の 2 点でサンプリングする。サンプリングした 2 点のバランスを比較することにより、パルス信号との同期ずれを検出し、同期追跡に使用する。ベースバンド部では、受信信号との同期捕捉、同期追跡、復調などを行う。

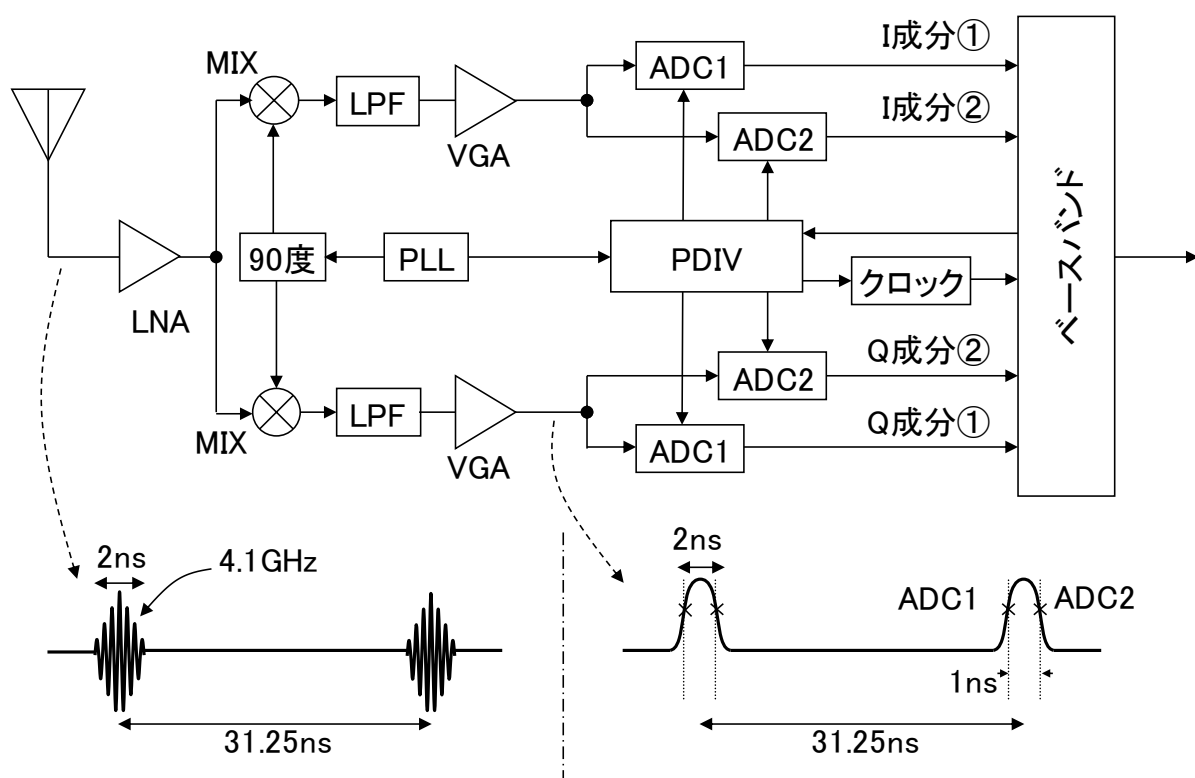


図 2-7 UWB-IR 受信機の構成

受信機も送信機と同様に間欠的に動作することで低消費電力化できると報告されており[14]、本研究の UWB-IR 通信 LSI はこの技術を採用している。図 2-8 に各回路

の間欠動作タイミングを示す。パルスとパルスとの間には、アナログフロントエンド回路（LNA、LPF、PGA）の動作を停止し、パルスを受信したタイミングのみ動作させることにより低消費電力化を図る。動作させるタイミングの基準は ADC にてパルスをサンプリングするタイミングである。高周波信号の回路内の伝搬遅延時間を考慮し、タイミングをずらして動作タイミングおよび動作時間を制御し低消費電力化することができる。間欠動作不実施の場合と比較し、約 60%の電力削減が可能である [14]。

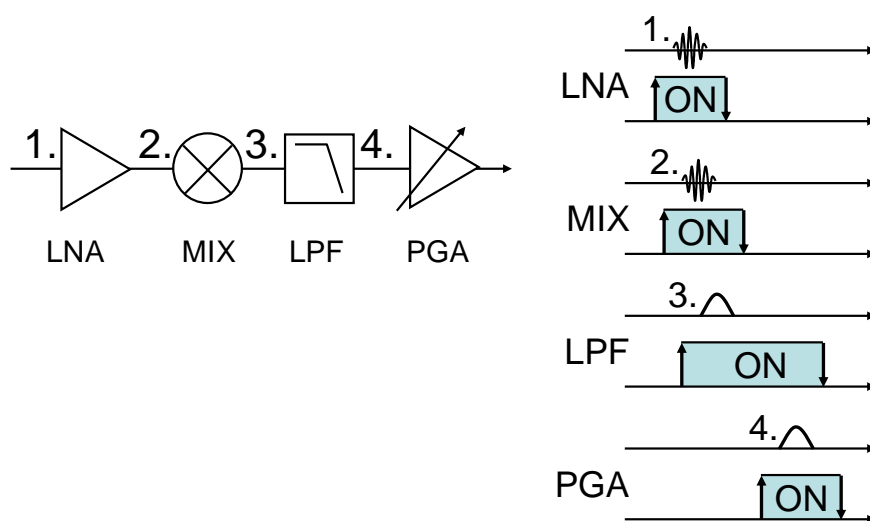


図 2-8 アナログフロントエンド回路の間欠動作

受信機の最大の特徴は ADC を複数個並列に使用し、パルス受信時のみ動作させ、低電力化することである。ADC のサンプリング周波数はパルス繰り返し周波数と等しい 32MHz である。プログラマブル分周器を用いてサンプリングクロックを微小に変化させることでパルス信号との同期を行う。通常、500MHz の帯域を持つパルス信号はその倍の 1GHz のサンプリング速度でアナログデジタル変換する。しかし、このような周波数の ADC は 10~100mW もの電力を消費する [4]。一方、本方式では、低速な 32MHz の ADC を 2 つ用いるため、実質的な変換速度を低速化でき、低消費電力化が可能となる。

ADC でデジタル化された信号はベースバンド回路に入力され、同期捕捉、同期

追跡，復調を行う。図 2-9 に受信ベースバンド回路の構成を示す。ADC でデジタル化された信号をマッチフィルタ（MF）を用いて逆拡散を行い，パルスおよび拡散符号との同期を捕捉する。一度受信信号との同期がとれた後は，パルス信号との同期を継続するため，2 並列の ADC 出力のバランスを元に同期追跡を行う。逆拡散後のデータを用いて遅延検波により復号を行い，受信したデータを取得する。

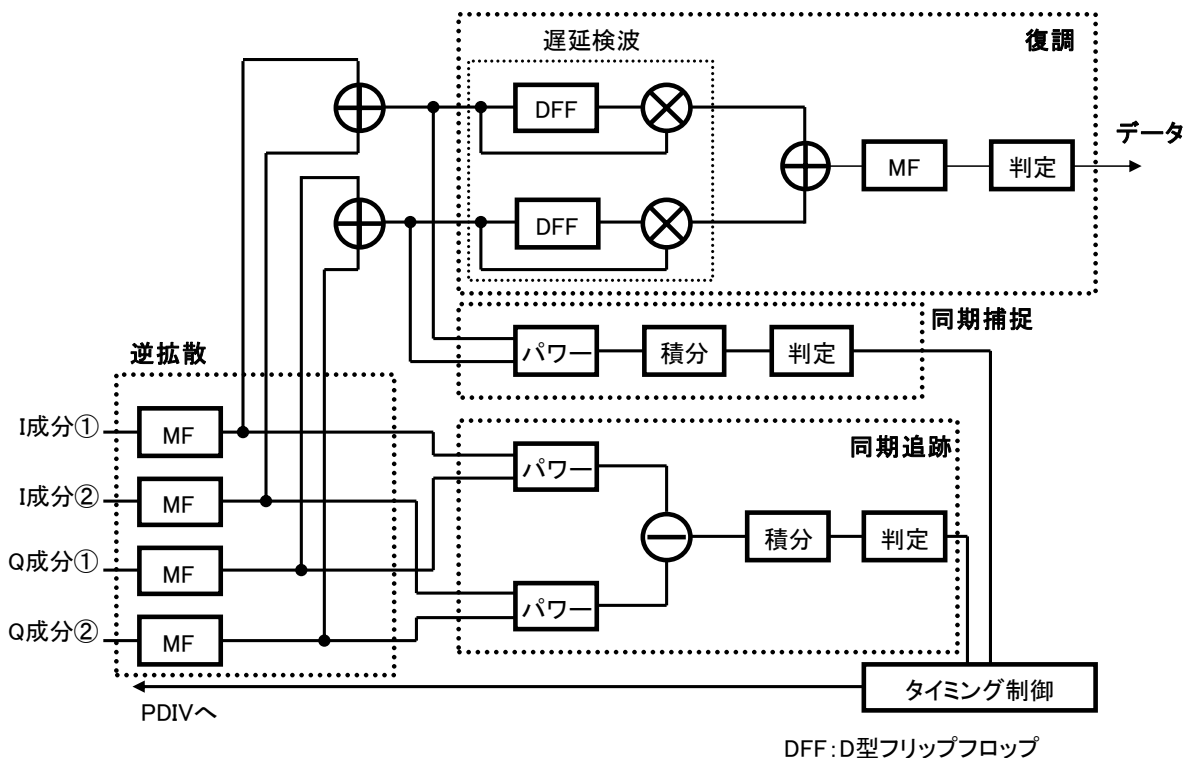


図 2-9 受信ベースバンド回路構成

2.3 UWB-IR 受信機向け ADC の課題

ADC に必要な仕様は，32MHz のサンプリング周波数，500MHz 以上の入力信号帯域幅，5 ビットの有効分解能（ENOB : Effective Number of Bits）である。入力信号周波数がサンプリング周波数と比較し 10 倍以上高いため，アンダーサンプリング特性が必要となる。一般に，ADC の入力帯域幅はサンプリング周波数の半分以下である。

図 2-10 に近距離無線通信機に用いられる ADC の入力信号帯域幅とサンプリング周波数の関係を示す。通常ナイキスト周波数であるサンプリング周波数の 1/2 よりも低い周波数の信号が入力される。一方、UWB-IR 通信では、サンプリング周波数よりも 1 桁以上高い周波数の入力信号をサンプリングする必要がある。これは、2ns 幅のパルス信号を 32MHz の繰り返し周波数で送受信するためである。このため、入力信号を瞬間的にサンプルし、変換することができる低消費電力なアンダーサンプリング ADC が必要となる。

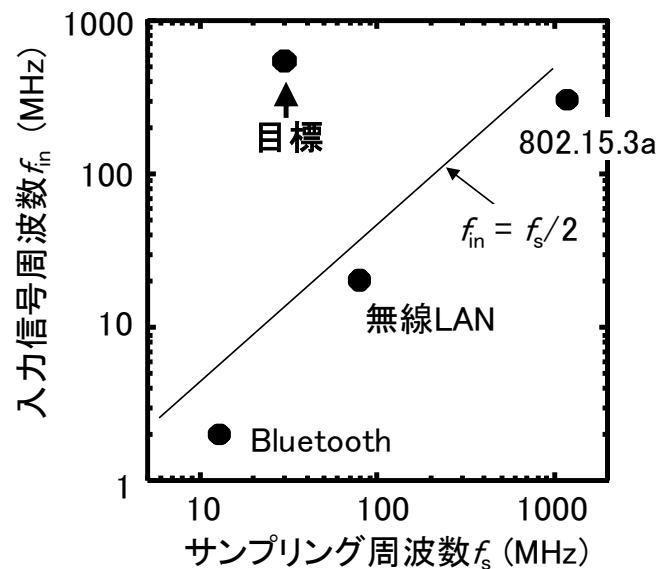


図 2-10 ADC のサンプリング周波数と入力信号周波数の関係

2.4 低消費電力 ADC

2.4.1 アーキテクチャ

図 2-11(a)に提案する ADC の全体構成を示す。500MHz で変化する信号が入力されるため、ADC の初段には信号を保持する機能、すなわち S&H 回路を用いる。S&H 回路で 500MHz の信号を 32MHz のパルス間隔で保持し、その信号をパイプライン処理

によりアナログデジタル変換する構成である。パイプライン処理では、最も低電力となるように各ステージ2つのコンパレータを用いて1.5ビットのデジタル化を行い、5ステージ分の結果をデジタル補正して6ビットの出力を得る構成である。

各ステージの構成を図 2-11 (b)に示す。また、図 2-12 に各ステージの回路構成を示す。本 ADC では、処理を並列に行いクリティカルパスを2経路に分割することで動作速度を緩和し低消費電力化を行う look-ahead 方式を採用している[5]。パイプライン処理の1ステージにはAD変換、DA変換、減算、増幅し保持という機能が必要であり、通常、この処理を順に行う[6][7]。一方、look-ahead 方式では、AD変換とその他の処理を並行して行うことで処理速度を低下でき、低電力化が可能となる。代償としてセレクタが必要になりコンパレータの比較電圧が小さくなるが消費電力への影響はほとんどない。

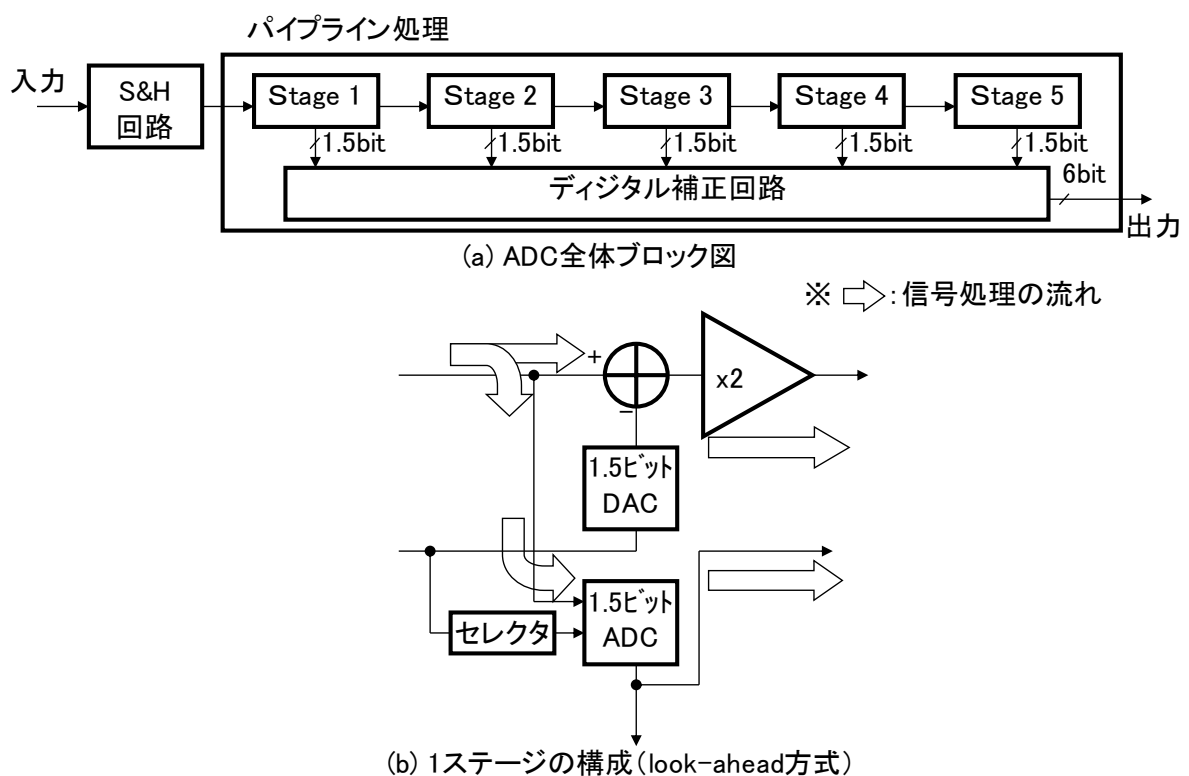


図 2-11 提案 ADC のブロック図

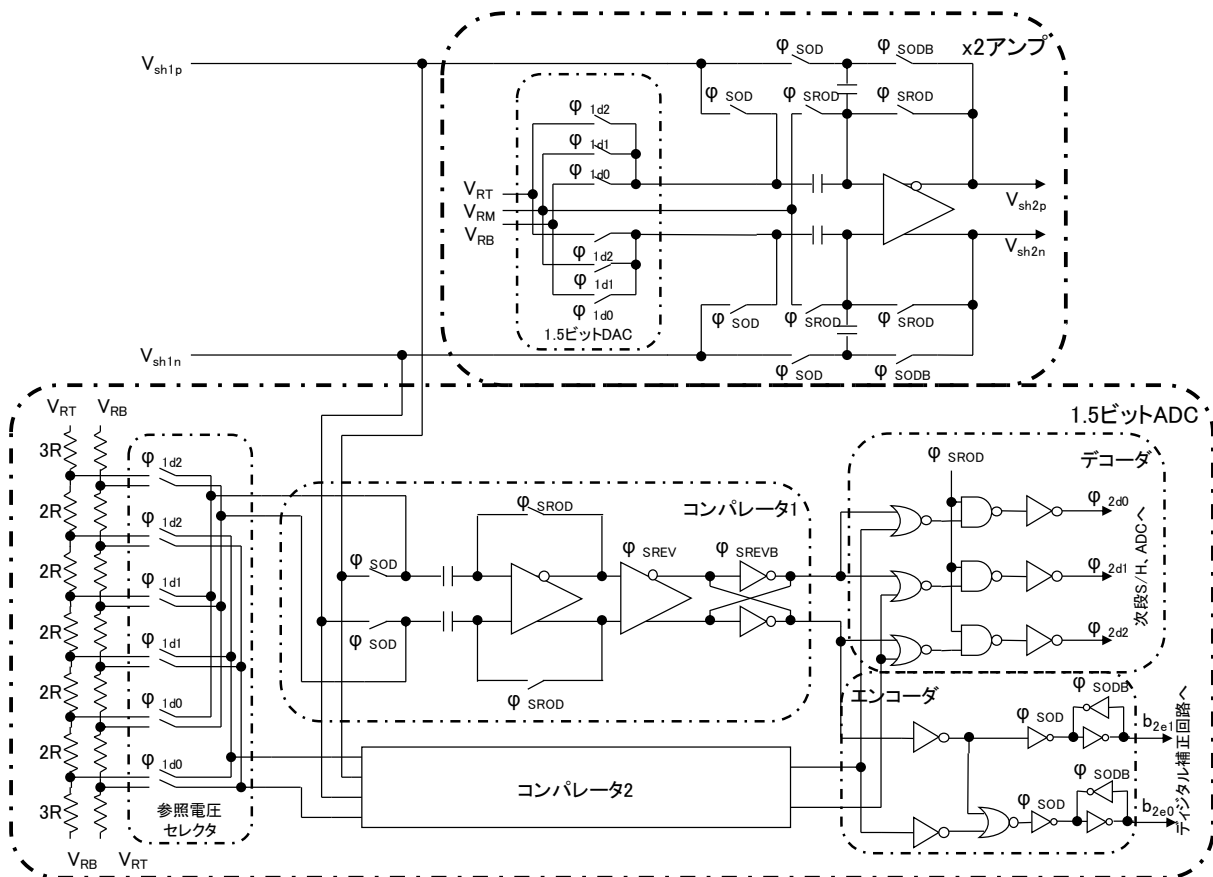


図 2-12 ADC 各ステージの回路構成

2.4.2 アンダーサンプリング S&H 回路の提案

S&H 回路はある瞬間の入力電圧をサンプルし、サンプルした電圧を出力（ホールド）する回路である。本 S&H 回路はホールド間隔が 32MHz であるのに対し、入力信号が 500MHz と、1 桁以上速く変化することが特徴である。

この S&H 回路を従来の回路技術をそのまま利用して実現すると消費電力の増大が問題となる。従来の S&H 回路の一例を図 2-13 に示す[8]。容量，スイッチ，オペアンプから構成されるユニティゲイン S&H 回路であり，スイッチを切り替え，サンプル，ホールドの 2 つのモードで動作する。図 2-13 (b)，(c)にサンプルモード，ホールドモードでの等価回路をそれぞれ示す。サンプルモードで入力信号に対応する電荷を容量 C_1 ， C_2 に蓄積する。ホールドモードでこの電荷をオペアンプに入力してサン

ルした信号と等しい電圧を出力する。これによりサンプルモードからホールドモードに移る瞬間の入力電圧をサンプルし、ホールドモードの間、サンプルした電圧を出力することができる。この回路では、サンプルモードで $C1$ 、 $C2$ に蓄積される電荷はオペアンプから供給するため、入力信号よりも高速 ($>500\text{MHz}$) に動作するオペアンプが必要となり、消費電力が大きくなる。

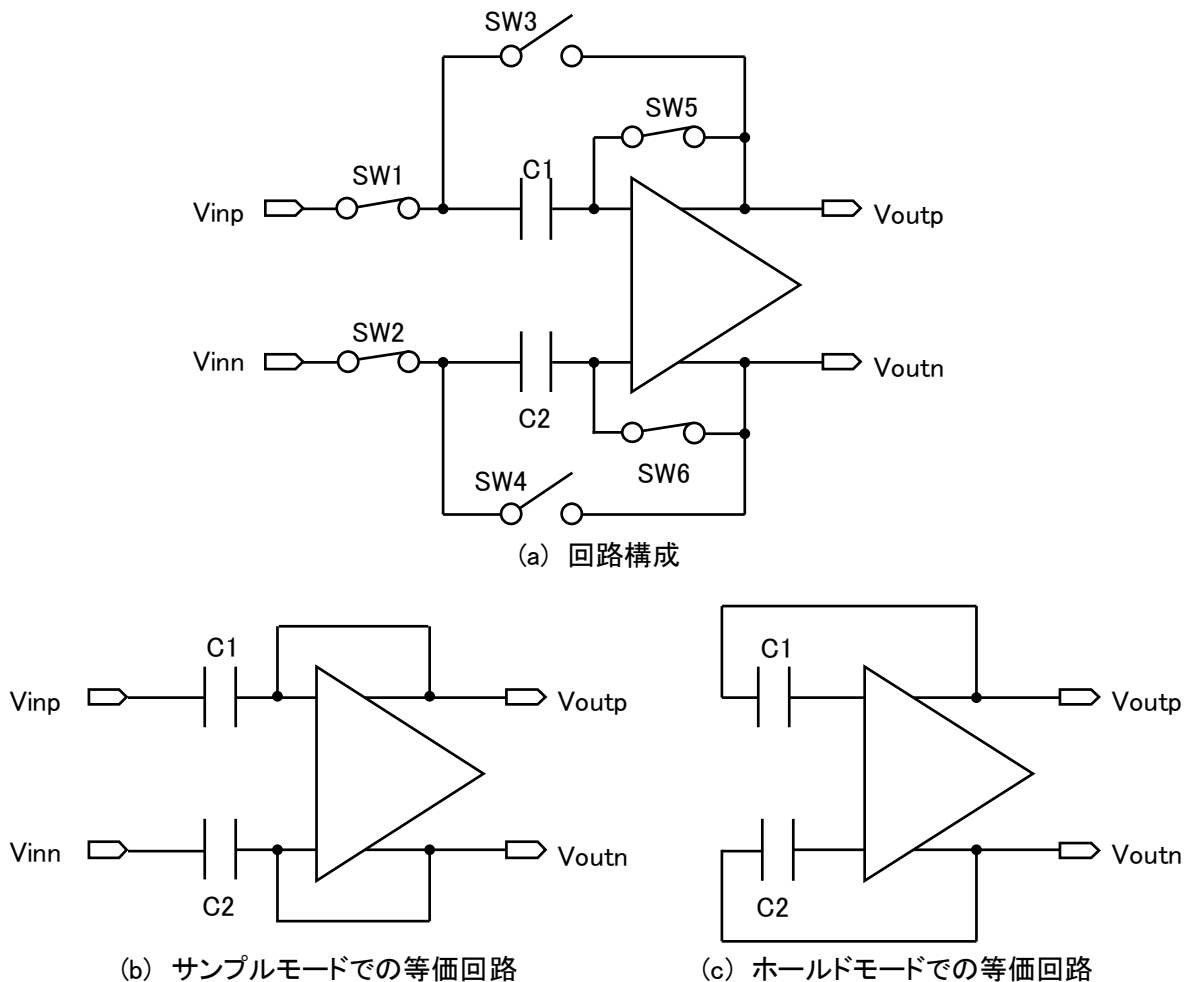


図 2-13 従来の S&H 回路

これを解決するためには、図 2-14 に示す回路構成が簡単に考えられる[9]。スイッチ $SW7$ 、 $SW8$ を追加し、サンプルモードで電荷をオペアンプから供給するのではなく、外部電位 V_{cm} から供給するようにする。しかしながら、この回路構成では安定な外部電位 V_{cm} が必要となり、消費電力、面積の増加が問題となる。また、スイッ

チ SW7, SW8 はオペアンプのコモン電位付近で使用するため、オン抵抗を下げるためには CMOS スイッチとなり面積の増加や nMOS, pMOS のオン/オフタイミングのばらつきによる歪などの悪影響が生じる。さらに、オペアンプの入力を短絡するため、オフセットキャンセル[10]ができなくなり、ADC の性能が劣化する。

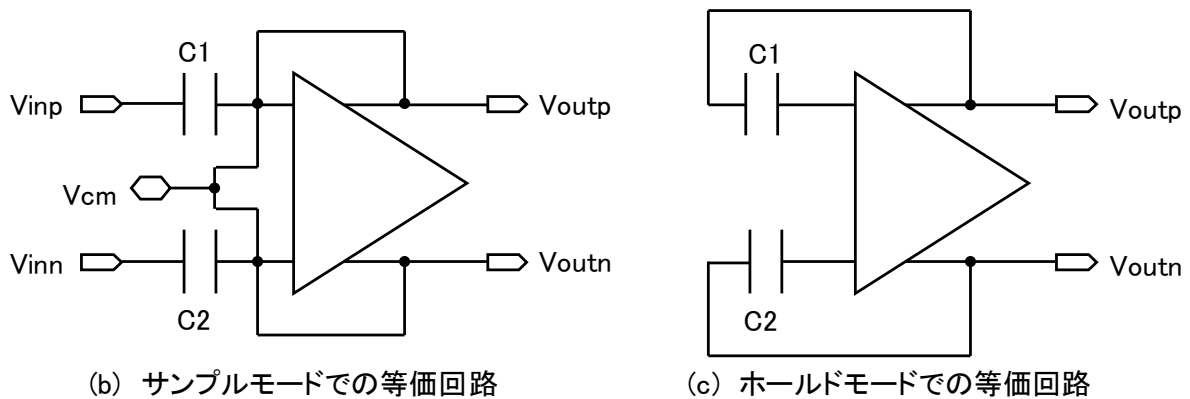
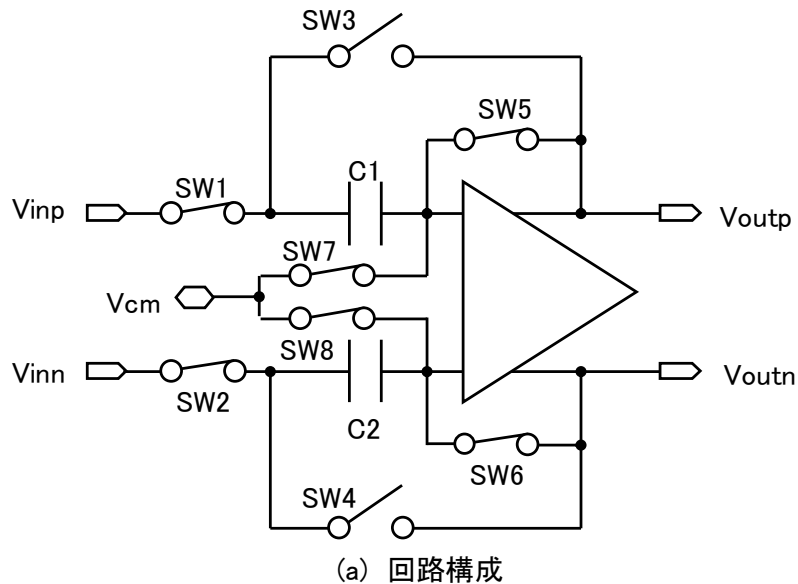


図 2-14 従来の S&H 回路に定電圧サンプリングを追加した回路

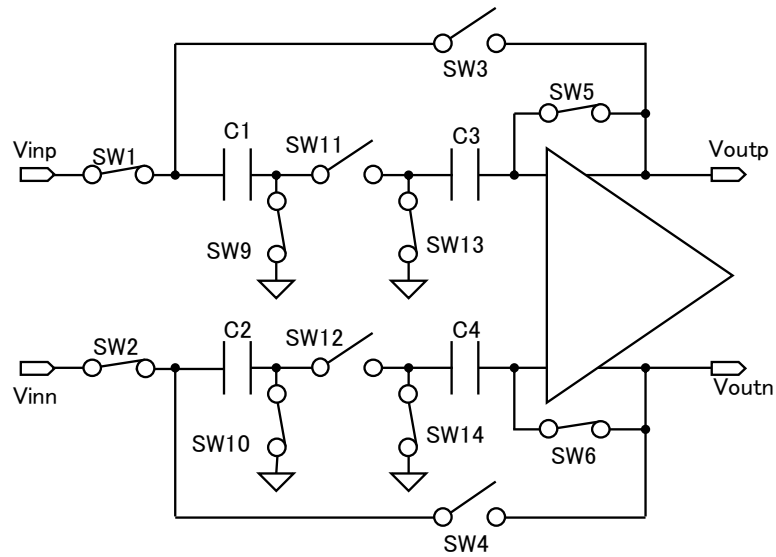
そこで、これらの問題点を解決するため、オペアンプを高速動作が必要であったサンプル動作から分離し、低速動作でよいホールドモードのみに使用するアンダーサンプリング S&H 回路を提案する。図 2-15(a)に示すように、従来の S&H 回路に容量 C3, C4, スイッチ SW9-14 を追加することで実現可能である。

サンプルモード、ホールドモードでの等価回路を図 2-15(b), (c)にそれぞれ示す。

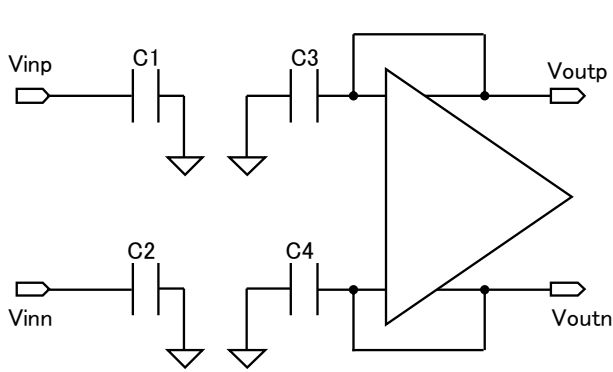
サンプルモードでは入力信号を容量 C1, C2 に電荷として蓄える。この時、オペアンプはスイッチによりサンプル動作から分離しておき、従来オペアンプから供給していた電荷はグラウンドから供給する構成とする。このようにグラウンドに対して入力信号をサンプルすることで、安定な外部電位 V_{cm} は不要となる。また、SW9, SW10 はグラウンド付近の電位で使用するためオン抵抗の小さい nMOS スイッチで構成でき面積が小さく、CMOS スイッチのようにばらつきも気にしなくてよい。また、容量 C3, C4 を追加したことにより、入力信号のサンプルと同時にオペアンプのオフセットキャンセルを行うことができる。ホールドモードでは容量 C1, C2 に蓄えた電荷に対応する電圧を出力しホールドする。このとき容量 C3, C4 はレベルシフトの働きをする。

図 2-16 にスイッチ動作のタイミングチャートを示す。信号をサンプリングするタイミングは、SW9, SW10 をオフにするタイミング（立下り）で決め、容量 C1, C2 のグラウンド側に電荷として信号を保存する。同時に、SW5, SW6 をオフにしてオペアンプのオフセット電圧に対応する電荷を容量 C3, C4 に蓄積する。その後 SW1, SW2, SW13, SW14 をオフにし、容量 C1, C2 を入力信号から、容量 C3, C4 をグラウンドから切り離す。ホールドモードでは SW3, SW4, SW11, SW12 をオンにし、オペアンプと信号を蓄積した容量とでフィードバックループを構成する。

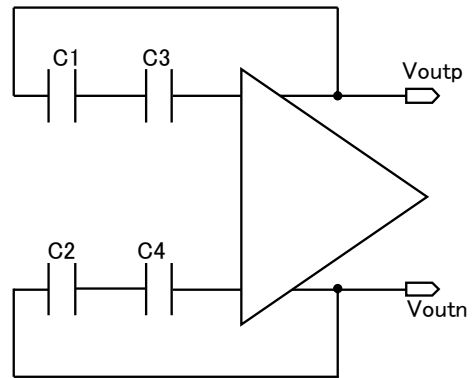
このようにオペアンプをサンプル動作から分離したことにより、オペアンプを設計する際に、32MHz でのホールドモードのみを考慮すれば良いこととなる。32MHz でのホールド動作を行うには、オペアンプのゲインバンド積はホールド周波数 32MHz の数倍以上が必要である。ワーストケースである最大振幅の信号が入力された際のスルーレートを考慮し、ホールド時間内に出力信号が期待値に対し $1/2LSB$ 以内に整定するように設計する。このような構成によりオペアンプの動作速度を約 1 桁低速化することができ、低電力化が可能となる。これにより 2ns という短いパルスを瞬間的にサンプルし、長時間ホールドすることを低電力に実現できる。



(a) 回路構成



(b) サンプルモードでの等価回路



(c) ホールドモードでの等価回路

図 2-15 提案アンダーサンプリング S&H 回路

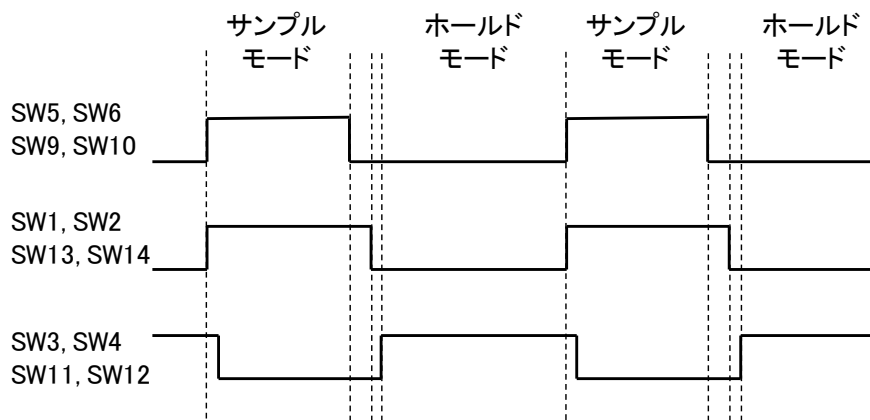


図 2-16 提案アンダーサンプリング S&H 回路のスイッチ動作タイミングチャート

2.4.3 電流自動抑制コンパレータの提案

S&H 回路後段パイプライン処理部分の消費電流の大部分は、アナログ回路、すなわちコンパレータと 2 倍アンプで消費する。そこで、コンパレータのバイアス電流を動的に制御して低電力化する電流自動抑制コンパレータを提案する。

コンパレータは 2 つの電圧の大小を比較する回路である。ADC には、アナログ信号と基準電圧を比較しデジタル化を行うため、コンパレータが必須である。本 ADC では各ステージに 2 つ、合計 10 のコンパレータが必要である。図 2-17 に従来のコンパレータの構成を示す。また、その入出力及び消費電流の特性を図 2-18 に示す。コンパレータでは、プリアンプ、二段目アンプでラッチ可能な電圧差以上に増幅した後デジタル化する。2 つの入力電圧差が最小の場合を想定し設計するため、入力電圧差が大きい場合はプリアンプの出力は飽和する。また、その消費電流はプリアンプのバイアス電流が支配的であるため、入力電圧差に関わらずほぼ一定である。

本研究では、プリアンプ、二段目アンプに必要な機能が、ラッチ可能な電圧以上に増幅を行うことであることに着目する。つまり、入力電圧差が大きい場合は増幅しなくてもラッチに必要な電圧を確保することが可能である。逆に言うと、電圧差が大きい場合は、プリアンプのバイアス電流を減らし性能を落としても、コンパレータとしては十分な性能を確保することができる。

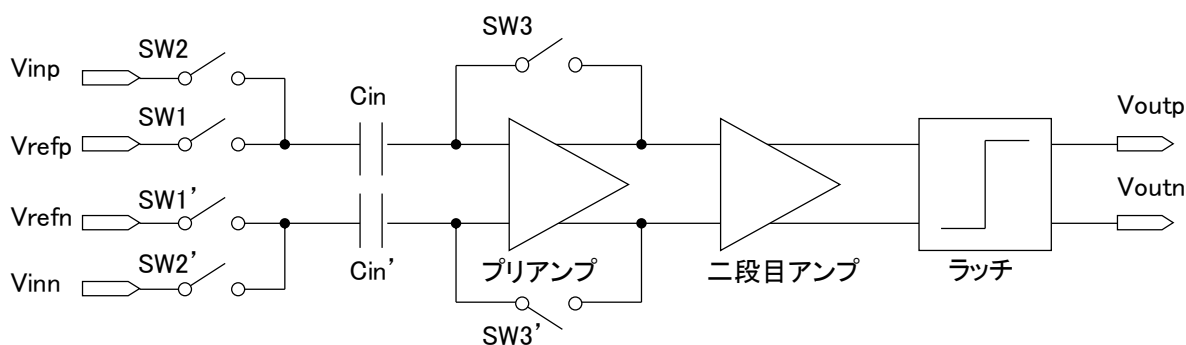


図 2-17 従来のコンパレータの構成図

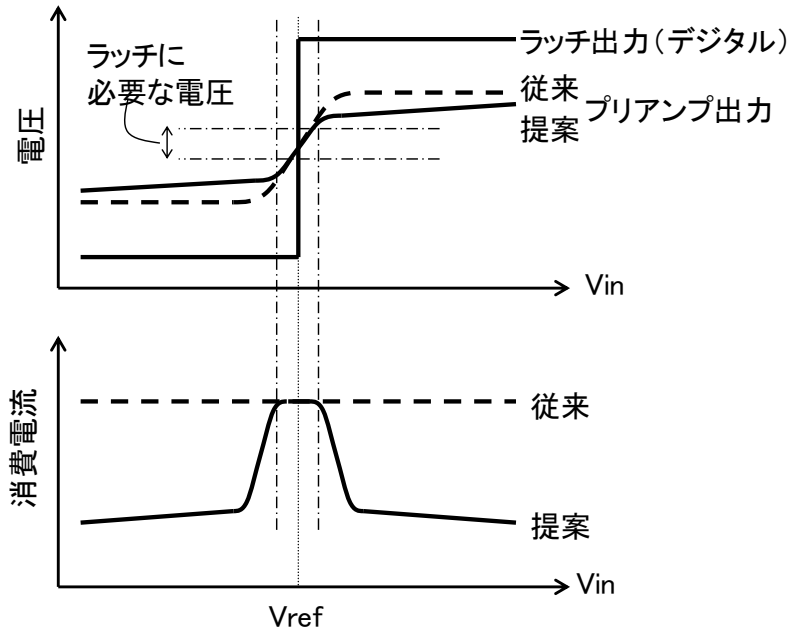


図 2-18 コンパレータの入出力特性および消費電流特性

そこで、プリアンプの出力電圧を基にバイアス電流を制御する電流自動抑制コンパレータを提案する。図 2-19 にその構成を示す。またその入出力及び消費電流の特性を図 2-18 に示す。制御回路によりプリアンプの出力を監視し、電圧差が小さい場合は従来回路と同様の動作を行い、電圧差が大きい場合にはプリアンプ、二段目アンプのバイアス電流を抑制し、低電力化を実現する。図 2-20 に回路図を示す。また、図 2-21 に提案コンパレータのシミュレーション波形を示す。プリアンプの出力電圧の監視はダイオード接続された pMOS (M1, M2) で行う。リセット時にダイオード M1, M2 にかかる電圧が閾値以下になるようにバイアスする。増幅時には、入力電圧差が小さい場合、ダイオードにかかる電圧が閾値を越えないため、従来回路と同様の動作をする。入力電圧差が大きい場合は、ダイオード M1 または M2 がオンし、電流が流れ、容量 C およびカレントミラー M3, M4 を通じて M5, M6, および、M7 のゲート電位を制御しバイアス電流を抑制する。同様に二段目アンプのバイアス電流の抑制も行う。これにより、出力電圧が大きい場合の電力を抑えることが可能となる。バイアス電流抑制時はゲイン、動作速度が落ちるが、入力信号が大きくプリアンプで信号が十分増幅された場合にのみバイアス電流を抑制するため、ラッチ動作に問題はない。代償と

してプリアンプの出力の負荷が M1, M2 のドレイン容量分増えるが、その容量値は二段目アンプの入力 MOS のゲート容量と比較し小さいため、性能の劣化はないと言える。また電圧の監視をダイオードという受動素子で行うため追加した回路による消費電流の増加はない。これによりコンパレータの消費電力を約 25%削減できる。

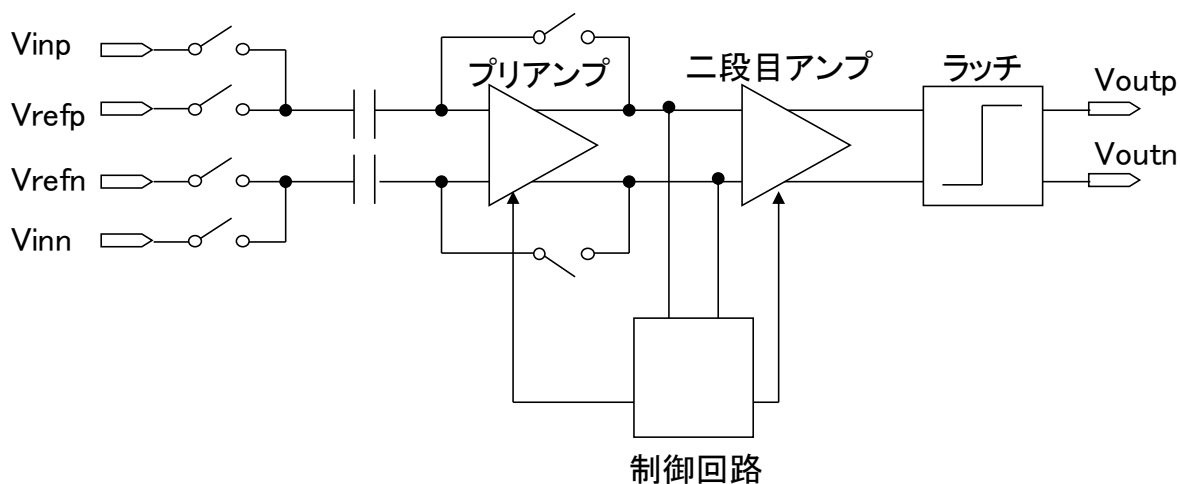


図 2-19 提案電流自動抑制コンパレータの構成

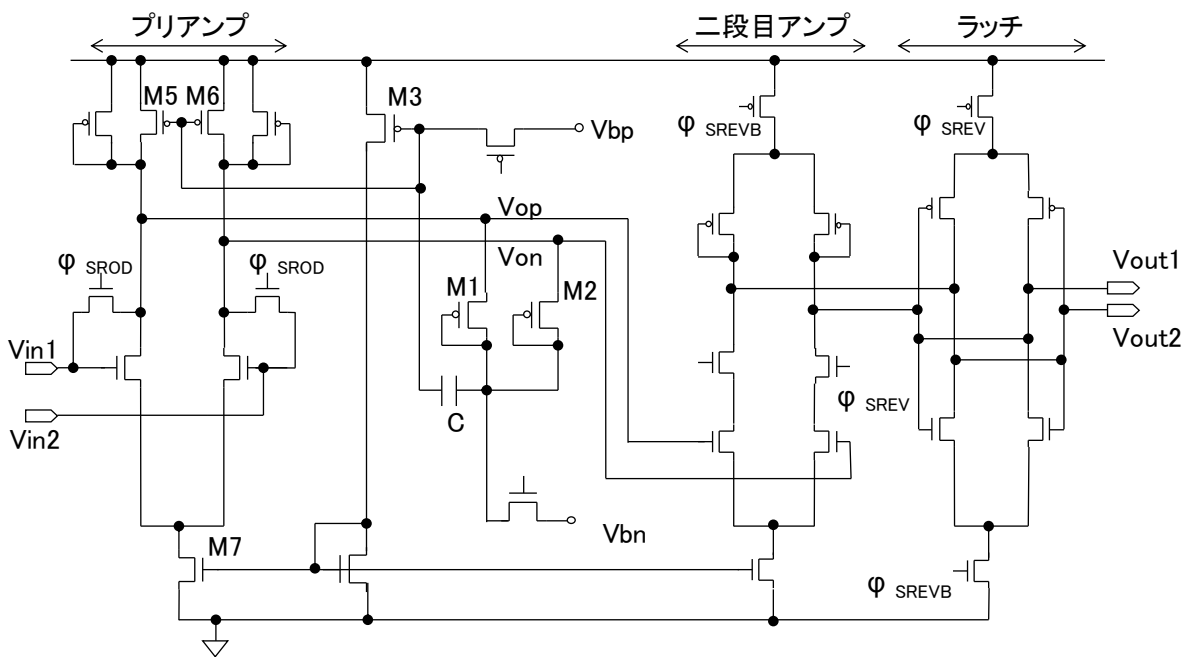


図 2-20 提案電流自動抑制コンパレータの回路図

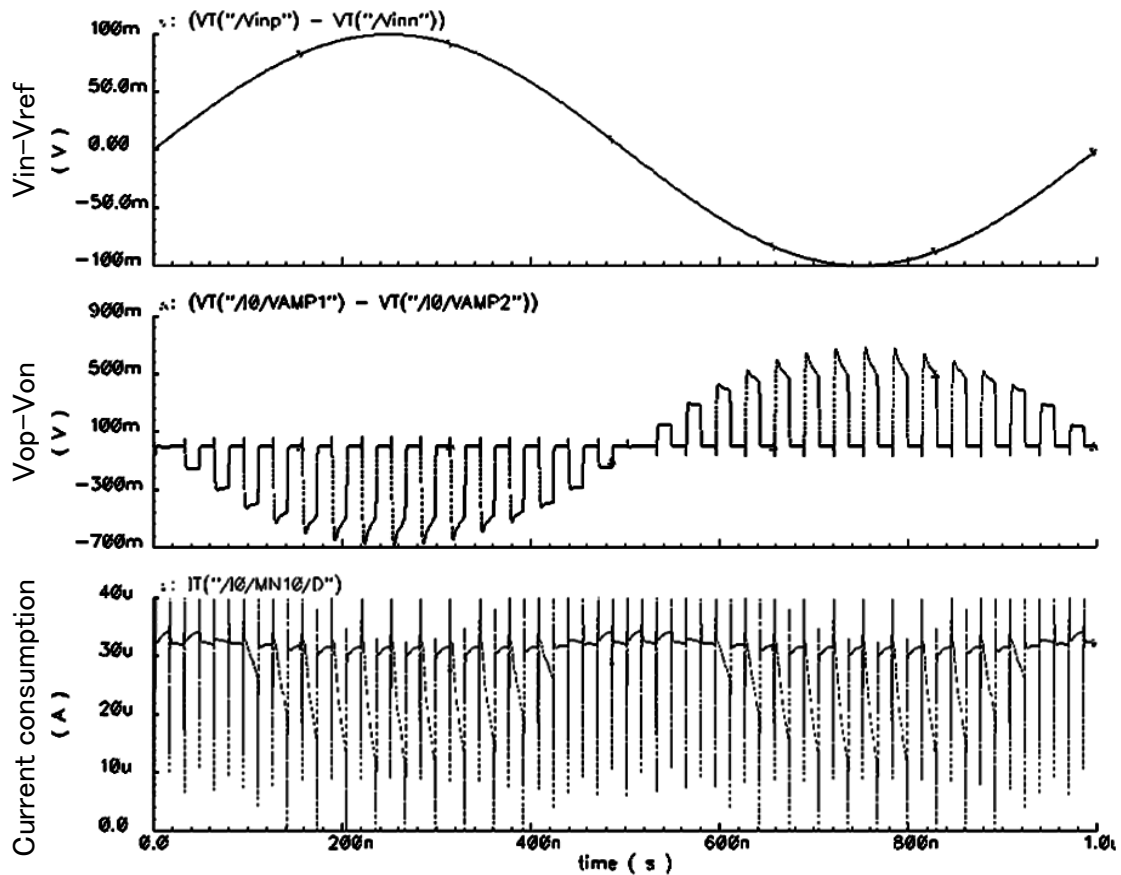


図 2-21 提案コンパレータのシミュレーション波形

2.4.4 オペアンプシェアリング

パイプライン ADC の中でコンパレータと並んで消費電流が大きいのは 2 倍アンプである。本 ADC では、1 つのアンプを 2 つのステージで時分割して共有するアンプシェアリング[11]を採用し低電力化を行う。通常、パイプライン ADC では 1 ステージに 1 つのオペアンプを使用し、サンプルおよび増幅を交互に行う。しかしながら、サンプル動作はオペアンプを使用しなくても実現が可能である。また隣接する 2 つのステージでは増幅動作の位相が異なるため、オペアンプの共有化が可能となる。そこで第 1, 第 2 ステージおよび第 3, 第 4 ステージでアンプを時分割して共有する構成を提案する。

2 倍アンプの回路は、参照電圧と入力電圧の差を 2 倍に増幅するスイッチトキャパシタ回路である (図 2-12)。参照電圧は前段の AD 変換の結果に応じて V_{RT} , V_{RM} ,

V_{RB} から選択される。ここで、 V_{RT} , V_{RM} , V_{RB} はそれぞれ参照電圧の最大値, 中間値, 最小値である。図 2-22 に 2 倍アンプのオペアンプの回路図を示す。2 段の差動オペアンプであり, コモンモードフィードバック回路には低消費電力なスイッチトキャパシタ方式を用いている[12]。オペアンプシェアリングにより, オペアンプの数, すなわち面積と消費電流を半減できる。代償としてサンプル動作時に行っていたオフセットキャンセルができなくなるが, 2 つのステージでアンプの極性を逆にし[13], デジタル補正機能を受信機ベースバンド回路に追加し回避している。

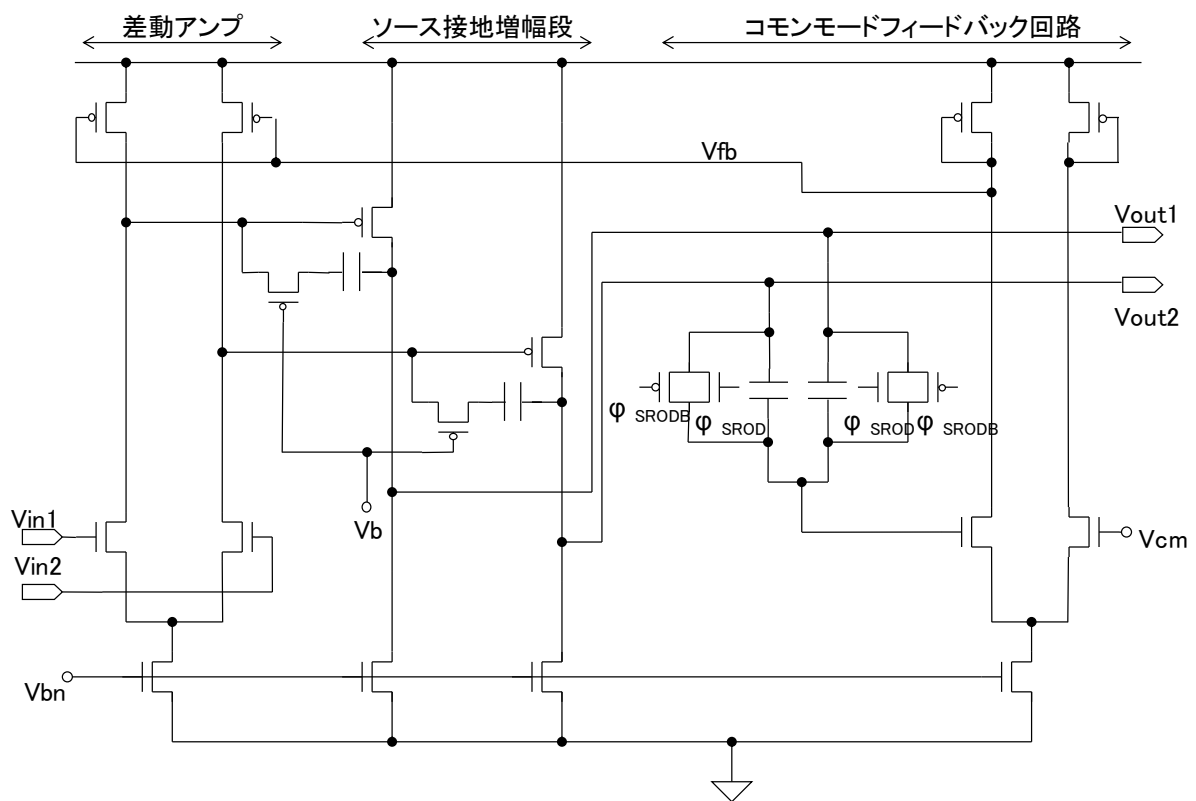


図 2-22 オペアンプ回路図

2.4.5 特性評価

2.4.5.1 試作 ADC

提案・設計した ADC を TSMC 社 0.18 μm CMOS プロセスを用いて試作した。図 2-23

にチップ写真を示す。チップサイズは 1.0×0.38 mm であり，不使用の領域を除いた実効的な面積は 0.18 mm² である。

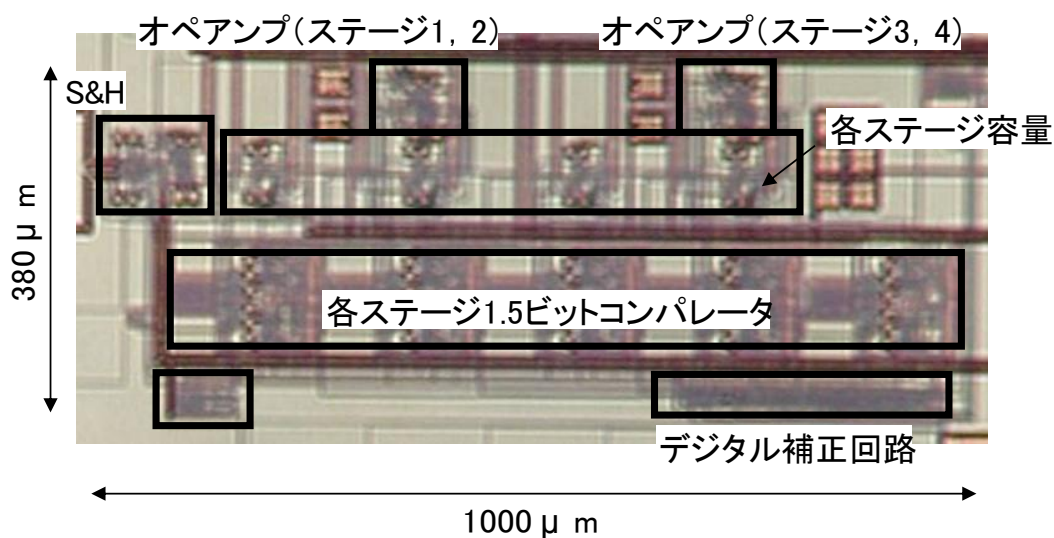


図 2-23 試作した ADC のチップ写真

2.4.5.2 ADC 評価系

図 2-24 に試作した ADC を実装した評価基板の外観を示す。本評価基板は，抵抗や容量を付け替えることにより，DC 特性と AC 特性の両方の測定を行うことが可能である。図 2-25 に DC 特性評価系を示す。本評価系により ADC の DC 特性，すなわち，DNL (Differential Non-linearity) および INL (Integral Non-linearity) といった非直線性の評価が可能である。テクトロニクス社製ファンクションジェネレータ AFG3252 から差動入力信号を入力する。差動入力信号はクロックの周波数と比較して充分低い 1kHz のランプ波とする。また，アジレント社製パルスジェネレータ 8133A から 32MHz のクロック信号を供給する。ADC のデジタル出力は，クロックよりも充分早い 1Gpsps でアジレント社製ミックスドシグナルオシロスコープ 54641D に取り込み，GPIO 経由でパソコンに転送する。配線遅延のばらつきにより取り込んだデジタルデータの位相がばらつくため，クロック信号もオシロスコープに取り込み，パソコン上で取得したデータをクロックに同期させる。また，取り込むデータは入力信号と同期させる必要があるため，ファンクションジェネレータからオシロスコープにトリガを与える構成である。

図 2-26 に AC 特性評価系を示す。本評価系により ADC の AC 特性, すなわち, SNDR (Signal to Noise and Distortion Ratio) の測定が可能である。入力信号はローデ・アンド・シュワルツ社製シグナルジェネレータ SMU200A で生成する。SMU200A の出力信号はシングルエンドであるため, 評価基板上でバランにより差動信号に変換する。また, クロック信号はアジレント社製パルスジェネレータ 8133A から供給する。

AC 特性を評価する際には, ADC の入力信号, クロック信号を同期させる必要がある。このため, シグナルジェネレータ SMU200A のリファレンスクロックおよびパルスジェネレータ 8133A のトリガを同一の機器 (テクトロニクス社製任意波形発生器 AWG710) から与える。

また, ADC に入力するクロックのジッタはノイズの要因となる。ジッタによる信号対雑音比 SN_jR は以下の式で与えられる。

$$SN_jR = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2\pi\sigma_j f} \right) \quad \dots (2-1)$$

ここで σ_j はクロックのジッタの実効値, f は入力信号の周波数である。500MHz の入力信号に対し 6 ビット以上の SN_jR を得るためには, ジッタを 4ps 以下に抑える必要がある。そこで本評価系では低ジッタのパルスジェネレータ 8133A を用い, ジッタを 2.3ps に抑制する。ADC の出力データは DC 特性評価系と同様にオシロスコープ, パソコンに取り込み, クロックに同期させた後, FFT 解析, SNDR の計算等を行う。

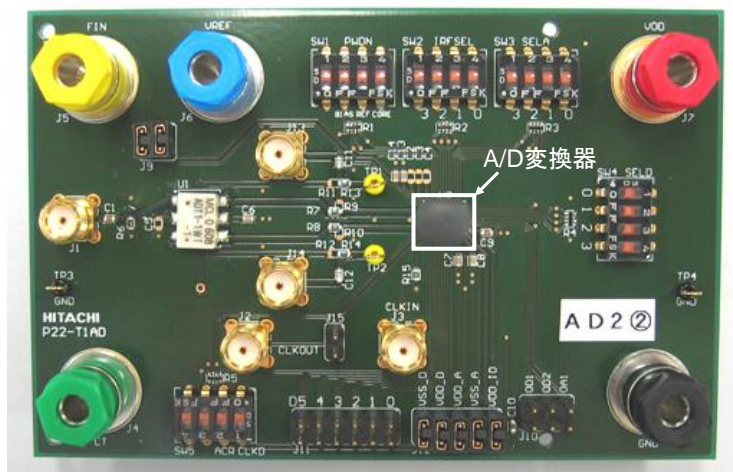


図 2-24 ADC 評価用基板

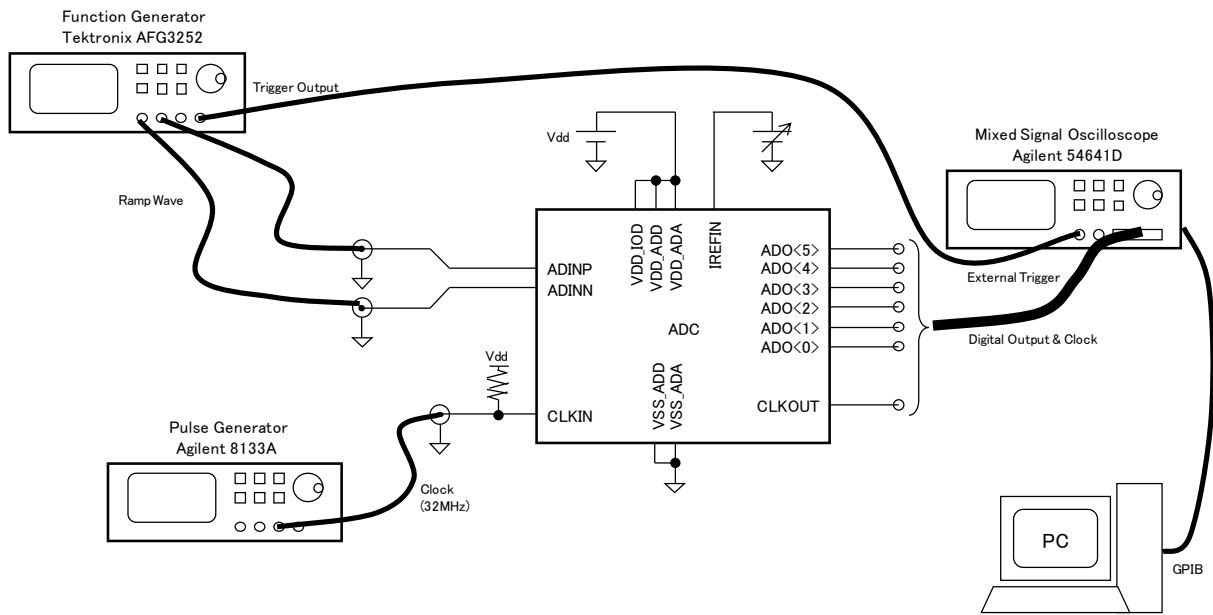


図 2-25 DC 特性評価系

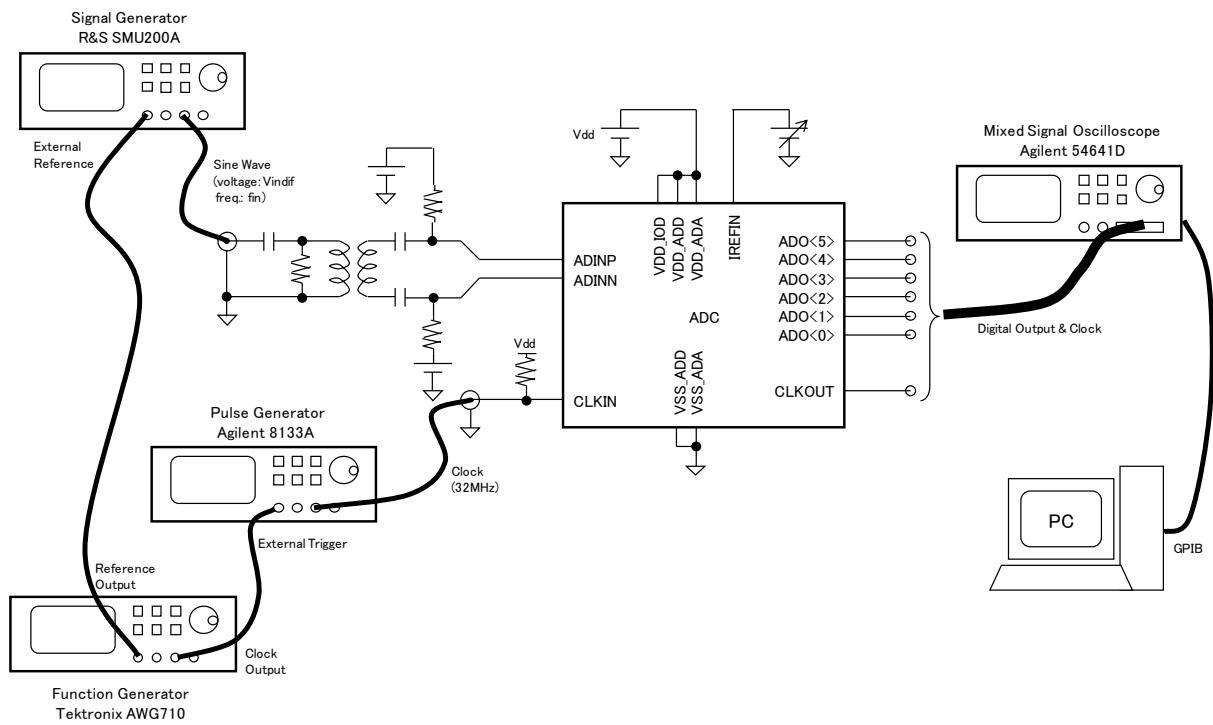


図 2-26 AC 特性評価系

2.4.5.3 評価結果

図 2-27 に測定した DNL および INL を示す。DNL は+0.56/-0.51 LSBs に抑えられていることが確認できる。また、INL の特性からパイプライン各段の 2 倍アンプにゲインのエラーがあることが推測できるが、+0.79/-0.76 LSBs と 1 LSB 以下であり、許容範囲に抑えられている。

図 2-28 に 257MHz の信号を入力し、FFT 解析を行った結果を示す。サンプリングクロックの周波数が 32MHz であるため、アンダーサンプリングされる。257MHz の信号は、32MHz の 8 倍である 256MHz との差である 1MHz の周波数に折り返される。SNDR (Signal to Noise and Distortion Ratio) は以下の式で定義される。

$$\text{SNDR} = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise}} + P_{\text{distortion}}} \quad \dots (2-2)$$

ここで P_{signal} , P_{noise} , $P_{\text{distortion}}$ は、それぞれ、所望信号、ノイズ、歪のパワーを示す。図 2-28 に示す結果の場合、SNDR は 34.8 dB である。また、有効ビット数 ENOB はピークの SNDR から以下の式で計算できる。

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNDR} - 1.76}{6.02} \quad \dots (2-3)$$

図に示す例の場合、ENOB は 5.5 ビットである。図 2-29 に SNDR の入力信号周波数依存性を示す。目標帯域内 (500MHz) において SNDR はほぼフラットな特性を示し、目標仕様である有効ビット数 5 ビット以上を達成した。また、周波数 1.057 GHz の入力に対しての SNDR は 31.2 dB (ENOB は 4.9 ビット) であり、約 1GHz の-3dB 帯域幅を達成した。

ADC に入力する参照電流の値を変え、SNDR を測定した。図 2-30 に SNDR と ADC のアナログ回路の部分の消費電流の関係を示す。消費電流を 0.89 mA まで減らした場合でも動作可能であり、SNDR は 33.4 dB (ENOB は 5.3 ビット) を達成した。この時、電源電圧は 1.8V であり、デジタル部分の消費電流は 0.42 mA であった。消費電流は合計で 1.3 mA に抑えられた。表 2-2 に開発した ADC の性能を纏める。

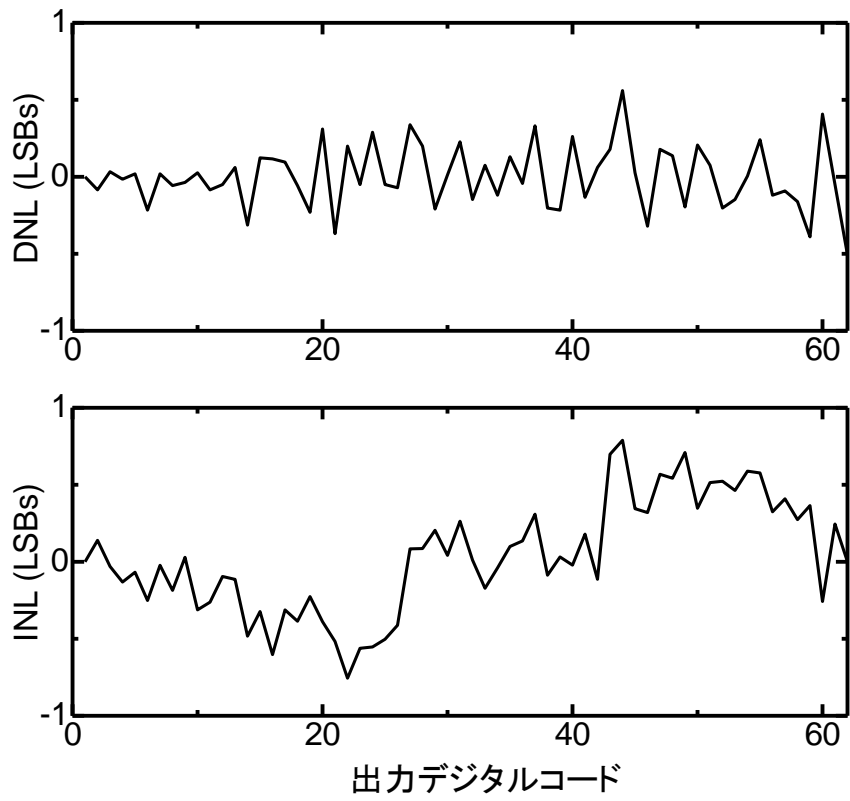


図 2-27 測定した DNL および INL

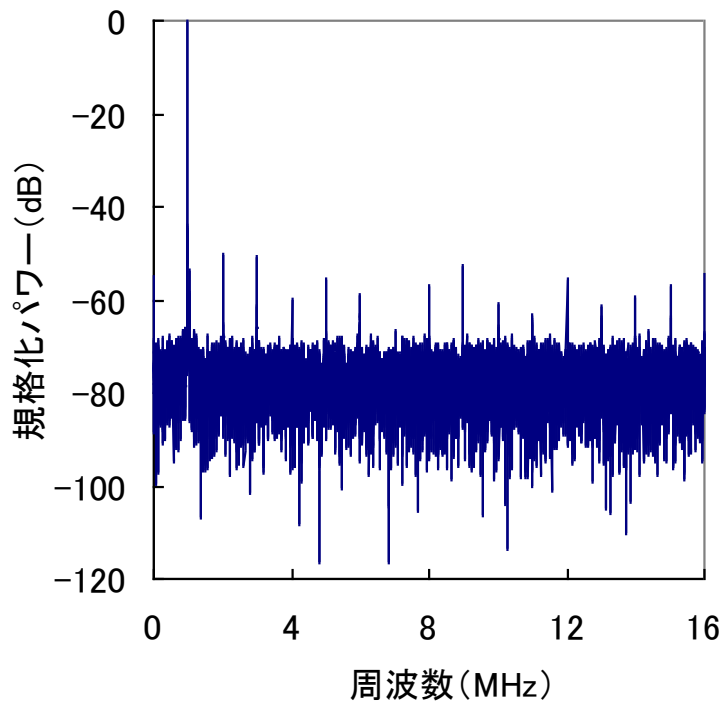


図 2-28 ADC 出力の FFT 結果 (入力 257MHz)

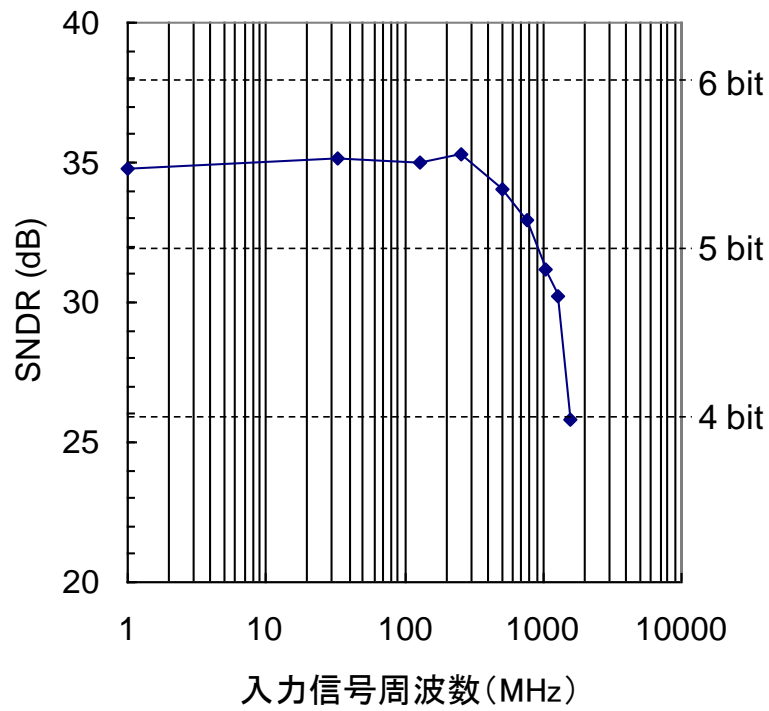


図 2-29 入力信号周波数と SNDR の関係

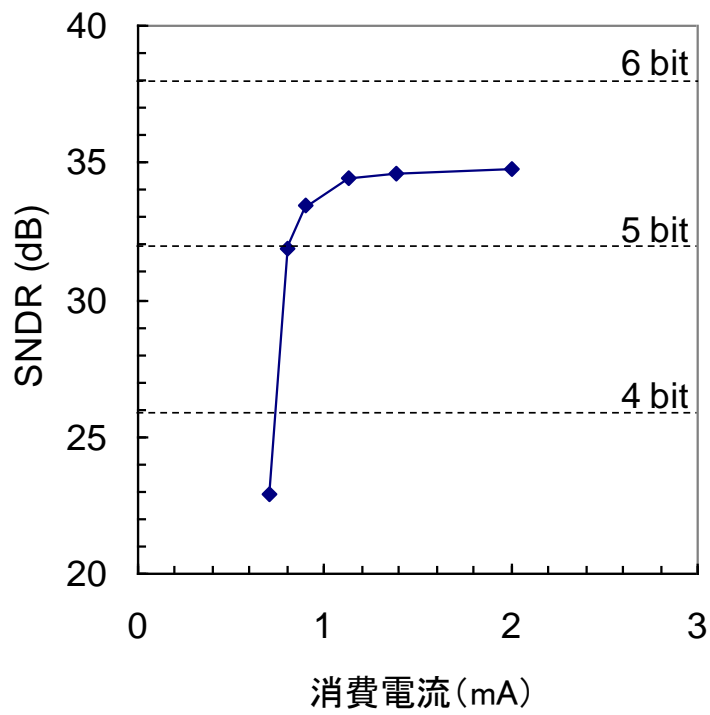


図 2-30 消費電流と SNDR の関係

表 2-2 開発した ADC の性能

項目	目標仕様	評価結果
分解能	6 bit	6 bit
変換速度	32 Msps	32 Msps
入力帯域幅	>500MHz	1 GHz
SNDR (ENOB)	31.9dB (5 bits) @ $f_{in} < 500$ MHz	34.8 dB (5.5 bits) @ $f_{in} = 1$ MHz 34.0dB (5.4 bits) @ $f_{in} = 513$ MHz
DNL	$< \pm 1$ LSB	+0.56 / -0.51 LSBs
INL	$< \pm 1$ LSB	+0.79 / -0.76 LSBs
電源電圧	1.8 V	1.8 V
消費電流	<4mA	0.89 mA (アナログ部分) 0.42 mA (デジタル部分)
面積	—	0.18 mm ²

2.5 UWB-IR 通信 LSI

図 2-31 に開発した UWB-IR 通信 LSI のチップ写真を示す。サイズは 5x5mm であり、送信機、受信機、ベースバンド回路、クロック生成回路を含む 1 チップトランシーバである。受信機内には I、Q 信号それぞれに対し、2 つの ADC、合計 4 つの ADC を搭載している。

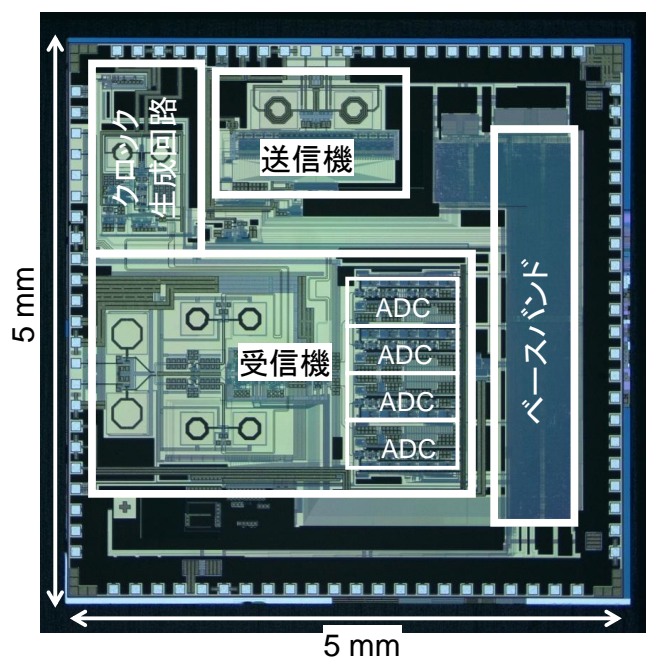


図 2-31 UWB-IR 通信 LSI のチップ写真

2.6 まとめ

本章では、UWB-IR 通信 LSI および受信機向け ADC について述べた。はじめに、UWB-IR 通信仕様、アーキテクチャを説明し、受信機に必要な ADC の課題を明らかにした。また、この課題を解決するために以下のことを明らかにした。

- (1) UWB-IR 受信機向け低電力 ADC を提案・設計した。変換速度 32Msps に対し 1 桁以上高速な入力信号 500MHz を瞬間的にサンプルすることが特徴である。この特徴を利用し低電力化を図った。オペアンプをサンプル動作から分離してホールドモードでのみ使用し、同時にオフセットキャンセルが可能な構成を提案した。これにより、オペアンプの動作速度を低速化でき、従来回路と比較して約 90%の低電力化が可能なことを明らかにした。
- (2) コンパレータに受動素子のみで構成される制御回路を追加し、入力電圧差が大きい場合の消費電流を抑制する回路構成を提案し、コンパレータの消費電力を約 25%削減できることを明らかにした。
- (3) オペアンプを時分割して共有化するオペアンプシェアリングを採用し、オペアン

プの数およびその消費電力を半減できることを明らかにした。

(4) TSMC 社の 0.18 μ m CMOS プロセステクノロジーを用いて ADC を試作，評価し，以下の結果を得た。

- ・ チップサイズは 1.0 \times 0.38mm，実効的な面積は 0.18mm²である。
- ・ 微分非直線性および積分非直線性はそれぞれ+0.56/-0.51 LSBs および +0.79/-0.76 LSBs であり，最小分解能である 1LSB 以下に抑えられた。
- ・ SNDR は，入力信号の周波数が 1MHz および 513MHz の場合に，それぞれ 34.8dB および 34.0dB であり，目標帯域内 500MHz においてほぼフラットな特性を示し，有効ビット数 5 ビット以上であることを確認した。
- ・ 入力信号周波数が 1.057GHz の場合の SNDR は 31.2 dB であり，-3dB 帯域幅は約 1GHz を実現した。
- ・ 電源電圧 1.8V，サンプリング周波数 32MHz の場合，消費電流は 1.3mA（アナログ部分 0.89mA，デジタル部分 0.42mA）に抑制できた。

以上の結果から，開発技術を用いることにより，UWB-IR 無線機向け ADC の低消費電力化を実現できることを明らかにした。

参考文献

- [1] T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki, A. Maeki, Y. Ogata, S. Kobayashi, N. Koshizuka, K. Sakamura, "A UWB-IR Transmitter With Digitally Controlled Pulse Generator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.42, no.6, pp.1300-1309, 2007.
- [2] 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 TRANSACTIONS on Communications*, Vol.E91-B, No.2, pp. 518-526, 2008.
- [3] K. Mizugaki, T. Nakagawa, R. Fujiwara, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, "UWB-IR Wireless Accurate Location System for Sensor Network," *IEICE TRANSACTIONS on Communications*, Vol.E94-B, No.5, pp.1432-1437, 2011.
- [4] A. Varzaghani and Chih-Kong Ken Yang, "A 600-MS/s 5-Bit Pipeline A/D Converter Using Digital Reference Calibration," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, No. 2, Feb. 2006.
- [5] Tatsuji Matuura, Junya Kudoh, and Eiki Imaizumi, "A 3.2mA 6-bit pipelined A/D converter for a Bluetooth RF transceiver," *IEICE TRANS. ELECTRON. VOL.E85-C, NO.8*, 2002.
- [6] Stephen H. Lewis and Paul R.Gray, "A Pipelined 5-Msample/s 9-bit Analog-to-Digital Converter," *IEEE J. of SOLID-STATE CIRCUITS VOL. SC-22, NO. 6*, pp.954-961, 1987.
- [7] Krishnaswamy Nagaraj, H. Scott Fetterman, Joseph Anidjar, Stephen H. Lewis, and Robert G. Renninger, "A 250-mW, 8-b, 52-Msamples/s Parallel-Pipelined A/D Converter with Reduced Number of Amplifiers," *IEEE JOURNAL of SOLID-STATE CIRCUITS VOL. 32, NO.3*, pp.312-320, 1997.
- [8] B. Razavi, "A 200-MHz 15-mW BiCMOS sample-and-hold amplifier with 3 V supply," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, Issue 12, pp. 1326 – 1332, Dec. 1995.
- [9] Govert Geelen, Edward Paulus, Dobson Simanjuntak, Hein Pastoor, Rene Verlinden, "A 90nm CMOS 1.2V 10b Power and Speed Programmable Pipelined ADC with

- 0.5pJ/Conversion-Step,” ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 214-215, 2006.
- [10]Behzad Razavi, “Principles of Data Conversion System Design,” IEEE PRESS, 1995, pp.198-200.
- [11]K. Nagaraj, H. S. Fetterman, J. Anidjar, S. H. Lewis, and R. G. Renninger, “A 250-mW, 8-b, 52-Msamples/s Parallel-Pipelined A/D Converter with Reduced Number of Amplifiers,” IEEE J. Solid-State Circuits vol. 32, No. 3, pp. 312 – 320, 1997.
- [12]Behzad Razavi, “Principles of Data Conversion System Design,” IEEE PRESS, 1995, pp.177-195.
- [13]Byung-Moo Min, Peter Kim, Fredrick W. Bowman, III, David M. Boisvert, and Arlo J. Aude, “A 69mW 10b 80MS/s Pipelined CMOS ADC,” IEEE JOURNAL of SOLID-STATE CIRCUITS, VOL.38, NO. 12, pp.2031-2039, 2003.
- [14]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,” in VLSI Symp. Circuits Dig. Tech. Papers, 2007, pp. 86-87.

第3章 低消費電力 UWB-IR センサノード

3.1 はじめに

センサネットワークは、現実世界の情報をネットワークに取り込み、安心・安全・快適な社会を創り出すシステムである。その際、現実世界とのインタフェースとなるのがセンサ、信号処理、通信という機能を備えるセンサノードである。センサノードは、いたるところ、あらゆるものに設置され、センサによって収集した情報をネットワークへ送信する。センサノードをあらゆる場所に設置するためには、無線通信でのネットワーク接続が必須であり、かつサイズは小型であることが重要となる。また、センサノードは小型化という観点から電池の容量にも厳しい制限があり、電池交換等の運用コストを考慮すると、低電力であることが必須となる。

本章では、UWB-IR 通信 LSI を搭載した小型低消費電力なセンサノードおよび基地局について述べる。はじめに、無線センサノードへの要求事項を明らかにする。次に要求を満たすためのアプローチおよびセンサノードの構成、小型化、低消費電力化技術を述べる。1cc という超小型サイズの UWB-IR 送受信センサノード、より低消費電力な送信専用センサノード、および、基地局について説明する。また、動作モードを制御し低消費電力化する制御方式、および、小型化により顕著となるデジタルノイズの抑制技術について述べる。最後に、試作したセンサノードの評価結果を示す。

3.2 センサノードへの要求と目標

センサネットワークにおいて情報を収集する端末となるセンサノードに対する要求は大きく以下の5点に纏められる。

- (1) 小型であること。身の回りの機器や周囲の環境に組み込むため、また、あらゆる場所に設置するため、小型であることが普及のための必要条件となる。
- (2) 低電力であること。電池駆動で長時間動作することが要求されるため、低電力化

が必須となる。

- (3) 通信の信頼性が高いこと。オフィスや家庭などの閉じた空間に設置されるため、反射やノイズの大きい環境でも安定して通信できることが要求される。
- (4) 大容量通信が可能であること。多数の無線センサノードが同一の空間に設置され、無線周波数リソースを共有するため、個々のセンサノードのデータが少量であったとしても全体としては大量となり、大容量の通信が求められる。
- (5) 位置情報が取得できること。大量の無線センサノードを容易に運用管理するためには、無線センサノードの位置情報が必須となる。

センサネットワークを含む近距離無線市場を見据え、無線端末の研究開発が盛んに行われている。例えば、IMEC は BAN (Body Area Network) 向けに 1.4cm² のモジュール[1], University of California, Irvine は、2.4GHz 帯の無線を使用した 1.2cm² サイズの 2 軸加速度センサノードを発表している[2]。ドイツ Fraunhofer 研究所は、数日という電池寿命ながらも、1cm³ という超小型モジュールを開発した[3]。藤井他は、UWB 無線を利用した位置測定システムを開発した。このシステムは、30 x 50 x 15-mm のタグと 100 x 100 x 40-mm の基地局で構成され、17 cm の高精度な測位を実現した[4]。University of California, Berkeley の研究チームは、高電力効率な送信機と電力管理プロトコルプロセッサを搭載した 38 x 25 x 8.5-mm のセンサノードを開発し[5,6], Time-of-flight ベースの位置測定システムを開発し、0.5~2 m の位置測定精度を達成した[7]。

しかしながら、これまでの近距離無線端末は市場のニーズを十分に満たしているとは言い難く、センサネットワーク向けの近距離無線市場は未だ確立されていない。この要求を考慮し、UWB-IR センサノード/基地局の開発に当たり、以下の 5 点を目標仕様とする。

- (1) 小型であること。センサノードは 1cc クラス、基地局は数 cm~10cm 立方以下のサイズを目標とする。
- (2) 低電力であること。センサネットワーク向けの典型的な条件である 5 分に 1 回の動作、150mAh の小型電池を用いた場合に、1 年以上の電池寿命を目標とする。
- (3) 通信の信頼性が高いこと。物理層の通信エラー率として 1%以下を目標とする。

- (4) 有線区間を含め、高速なデータ通信を確保すること。10Mbps の伝送速度を目標とする。
- (5) 位置情報が取得できること。30cm 以下の誤差を目標とする。

3.3 低消費電力 UWB-IR センサノードの開発

3.3.1 アプローチ

センサノードの小型化、低消費電力化において、無線通信機の性能が非常に重要である。UWB-IR 通信は、極めて広い周波数帯を利用し、単位周波数当たりの出力をノイズレベルに抑えて通信を行う技術である。このため、以下の特長を持つ。

- (1) 通信に搬送波を用いない。このため、送信機の大部分をデジタル回路で実現でき小型化できる[8]。
- (2) 間欠的なインパルス信号で通信するため、回路の間欠的な動作が可能である[9]。このため、連続動作が必要な従来の無線技術と比較し、低電力化が可能となる。
- (3) 広い周波数帯を利用するため、ノイズ、マルチパスに強い[10]。このため、反射の多い空間でも高信頼な通信が可能である。
- (4) 電力効率が高い。このため、微弱無線、ZigBee などの近距離無線通信機と同等の消費電力で 1 桁以上高速な通信が可能である。
- (5) インパルス信号が高い精度の時間情報を持つため、高精度な位置測定が可能となる[11]。位置測定が通信と同時に実現できるため、多数のセンサノードの運用管理が容易となる。

このように、UWB-IR 通信はセンサノードの要求を満たす技術であると言える。目標仕様である、小型化、低電力化および高速データ通信は、トレードオフの関係にある。これらを同時に実現するために、以下のアプローチを行う。

第一に高速データ通信を可能とする構成を検討する。通信速度はデバイスの性能によりほぼ決定されるためである。システム全体として高速なデータ通信を確保するためには、無線区間、無線機と制御用のマイコン間、マイコンと PC 間、の 3 つの区間

を考慮する必要がある。無線区間については、無線機のデータレートを可変とし、10Mbps 以上の速度を確保する。また、無線機—マイコン間は、シリアル通信は高々1Mbps であるため、パラレルなバスインタフェース (I/F) とする。また、マイコン—PC 間の通信には、12Mbps のレートを確保可能な USB2.0 を採用することとした。これらの条件を満たすマイコンとして、H8SX/1653 を選定した[12]。これにより、無線区間、有線区間を含めて 10Mbps 以上の通信速度を確保することが可能となる。これらのデバイスを用いた上で、小型化かつ低電力化を実現することが次の課題となる。

開発した UWB-IR 通信 LSI、および、選定した H8SX マイコンのチップサイズは、ベアチップでも、それぞれ、5mm□、7.5mm□である。また、H8SX マイコンの TQFP パッケージ品のサイズは、16mm□である。従って、1cc クラスのサイズを達成するためには、ベアチップでの実装が必須となる。また、送受信機およびマイコン用の水晶発振子、低電力化に必須な FET スイッチや RTC (Real Time Clock) など、周辺回路の素子サイズを考慮すると、1cm□の基板に全ての部品を実装することは不可能である。部品を 2 枚の基板に実装しコネクタで接続する場合、コネクタ自身のサイズにより、1cm□で実現するのは、やはり、不可能である。そこで、フレキシブル基板を採用し小型化を行う。これにより、部品実装エリアは 1cm□の基板 2 枚分を確保でき、コネクタは不要となる。このフレキシブル基板を折り曲げて使用することで 1cc クラスの超小型サイズを実現可能となる。

H8SX という高速通信が可能なマイコンを採用したため、後述するように、マイコンの待機電流を考慮しただけで電池寿命は 1 年未満となる。そこで、待機時には、マイコン自身の電源を遮断する方式を実装する。これにより、5 分に 1 回の動作で 1 年以上の電池寿命を達成できる。

小型化により顕著となった課題が、デジタルノイズの UWB-IR 受信機への回り込みである。デジタルノイズの影響により通信性能の著しい劣化が生じた。小型化のため部品点数、面積に制限があるため、ハードウェアとしての対策はほぼ不可能である。そこで、デジタルノイズ源をソフト的に抑制する方式を提案、実装し、所望の通信性能を得ることを可能にする。

以上のアプローチにより、小型化、低電力化、および高速データ通信を同時に実現することを可能としている。以下、開発したセンサノードおよび基地局の構成、マイ

コンの電源を遮断し低電力化を実現する方式、デジタルノイズを抑制する技術の詳細について述べる。

3.3.2 1cc 超小型 UWB-IR 送受信センサノード

図 3-1 に UWB-IR 送受信センサノードの構成を示す。全体の制御を行う H8SX マイコン (MCU) をコアとし、低電力・高精度測位・高信頼な UWB-IR 通信 LSI, 様々なアプリケーションにおいて有用となる温度センサ, 時間の管理を行う RTC 等を搭載している。

マイコンには高速通信を実現するため H8SX/1653 を採用する。無線通信機として第 2 章で述べた UWB-IR 通信 LSI を搭載する。通信に用いる信号帯域は, 3.4~4.8GHz である。時間領域では, パルス幅が数 ns の極短パルスであるため, 信号を受信した時間を高い精度で算出することが可能となり高精度な位置測定が可能となる。H8SX マイコンと UWB-IR 通信 LSI 間の接続は, 高速通信を実現するバス I/F に加え, 通信状態をマイコンに伝える専用のフラグを用意する。後述するように, この専用フラグを用いて無線通信中にバスインタフェースのクロックを停止させ, 通信性能の向上を可能とする。UWB-IR 通信 LSI の送信出力および受信入力はそれぞれ整合回路を通じ, 送受信切り替え用のスイッチ (SW) を介して, 同軸コネクタと接続する構成である。直接アンテナに接続するのではなく同軸コネクタに接続するのは, 有線での評価, 複数の種類のアンテナでの評価等を行うためである。

本センサノードの時間管理は低電力 RTC により行う。この RTC によりセンシングデータと時刻との紐付け, 定期的な無線通信, 回路不使用時の電源遮断等が可能となる。RTC への設定はマイコンからのシリアル通信で行い, RTC の出力をマイコンの割り込み端子に接続することであらかじめ設定した任意のタイミングを認識することができる。また, 後述するように, この RTC および電源制御回路によりマイコンの電源遮断を行い, 大幅に低電力化する。また, 様々なアプリケーションで有用な温度センサを搭載する。

電源は電池から供給し, レギュレータ (REG) により 3.0V および 1.8V の 2 種類の電圧に降圧し回路に安定な電位を供給する構成である。また, 低電力化のため, 各回

路の電源を完全に遮断できる構成としている。これにより未使用時の待機電流を完全になくすことが可能となる。UWB-IR 通信 LSI の 3.0V 電源に関しては FET スイッチを挿入し、マイコンから制御を行う構成である。1.8V 電源はレギュレータのチップイネーブル端子を活用することで FET スイッチを追加することなく、電源遮断を行うことができる。温度センサの電源は H8SX マイコンから与えることでセンサ不使用時には簡単に電源をオフすることが可能である。

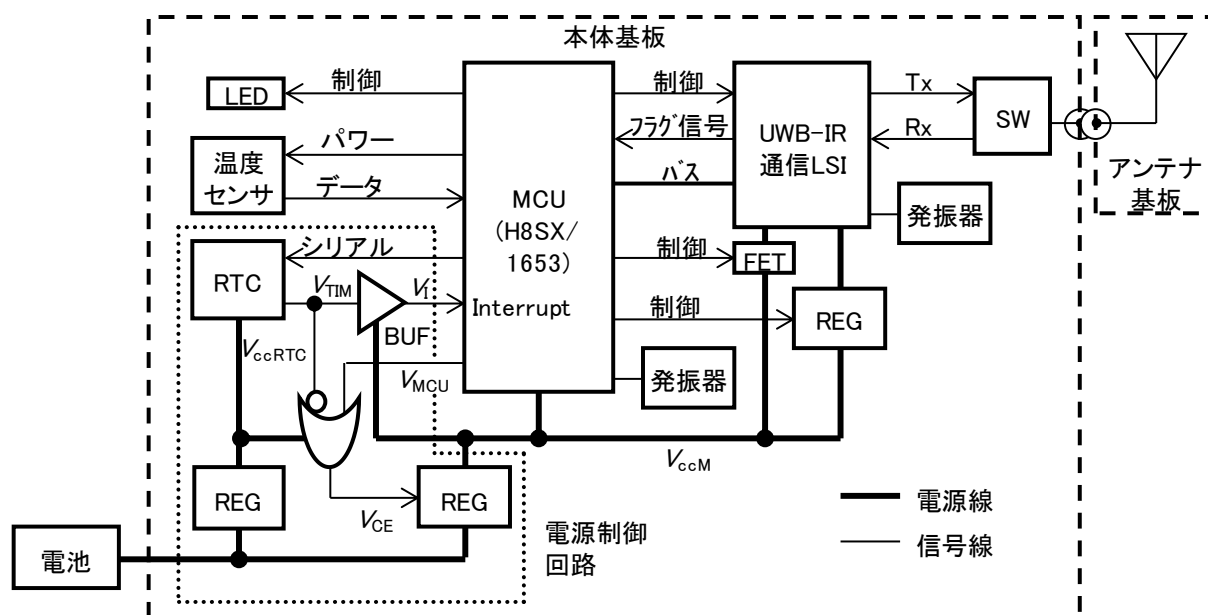


図 3-1 送受信センサノードの回路構成

図 3-2 に開発した UWB-IR 送受信センサノードの外観を示す。H8SX マイコンと UWB-IR 通信 LSI とは 16 ビットバス接続としたため、通常のコネクタを用いると面積が増大する。そこで、1cc という超小型サイズを達成するため、本体基板は 1cm 幅のフレキシブル基板を用いている。これにより、幅全体を配線領域として使用可能となり、折り曲げることで 1cm² の面積を実現できる。また、H8SX マイコンは CSP (Chip Size Packaging) 技術、UWB-IR 通信 LSI はフリップチップ実装技術を用い、ベアチップ実装することで小型化している[13]。アンテナは小型なセラミックチップアンテナを用い、本体基板とは同軸ケーブルで接続する。本体基板の電源は、電池基板と接

続するコネクタから供給する。また、この電池基板を取り外し、ソフト書き込み用の基板を取り付けることで、H8SX マイコンへのプログラムのダウンロードが可能である。

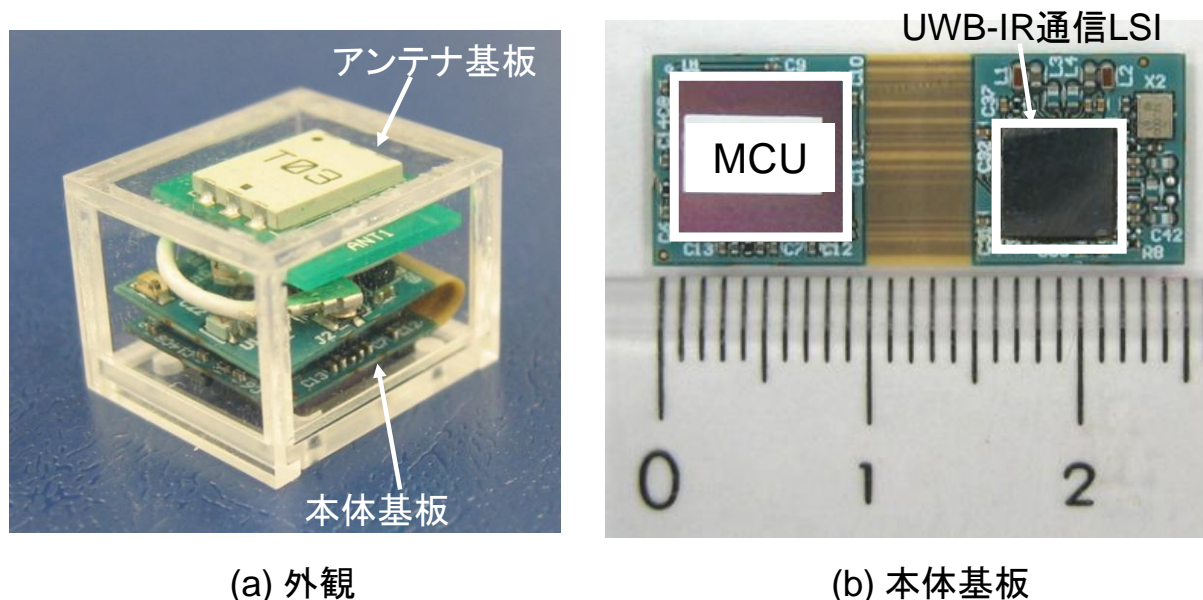


図 3-2 送受信センサノードの外観

3.3.3 送信専用センサノード

センサノードはデータを送信するのみで、無線通信での受信が不要なアプリケーションも考えられる。従って、無線送信の機能のみを持ち、より低消費電力な送信専用センサノードを開発した。送信専用センサノードの基本構成を図 3-3 に示す。マイコンには H8 シリーズで最も低電力な H8-SLP シリーズ (38076RF) を採用し、マイコンの外部に低電力 RTC を持つ構成である。待機時にはマイコンをスタンバイ状態にし、一定時間が経過すると RTC からの割り込み信号によりマイコンを起動する。この方式によりスタンバイ状態ではマイコンを消費電流を $0.1\mu\text{A}$ 以下のにすることができ省電力化が可能となる。また、温度センサの電源はマイコンから給電して制御することで、センサ不使用時の電力を削減する。

UWB-IR 送信機とマイコンとの通信はシンプルなシリアル通信を基本とし、これに

加えて専用の制御線を設け、送信機の動作状態をこまめに制御して不要な電力を削減する。また待機時には、FET スイッチにより電源を完全に遮断することで省電力を行う。送信機の出力は整合回路、バランを通じアンテナから出力される。なお、送信スペクトル、通信性能等の評価のため、アンテナではなく同軸コネクタに出力することも可能である。

マイコンへのソフトウェア書込みに必要である E8 エミュレータとのインタフェース、デバッグに必要となる PC とのシリアルインタフェースは、小型化のため、ノードとは別基板に実装している。ソフトウェアの書込みは、センサノードをソフトウェア書込み基板に接続して行う。

送信専用センサノードは、本体基板、アンテナ基板、電池基板の 3 枚の基板から構成される。それぞれの基板のサイズは 1cm² と超小型である。マイコンは CSP (Chip Size Package) 実装、UWB-IR 送信機はフリップチップ実装技術を用い、ベアチップで実装することでこのような小型化を実現する。図 3-4 に通常の TQFP パッケージと CSP 実装の比較を示す。CSP 実装することにより実装面積を 12mm² から 5mm² に削減できる。図 3-5 および図 3-6 に送信専用センサノードの外観と各基板の写真を示す。電池基板、本体基板、アンテナ基板を接続した際の高さは 1cm であり、体積は 1cc という超小型サイズである。

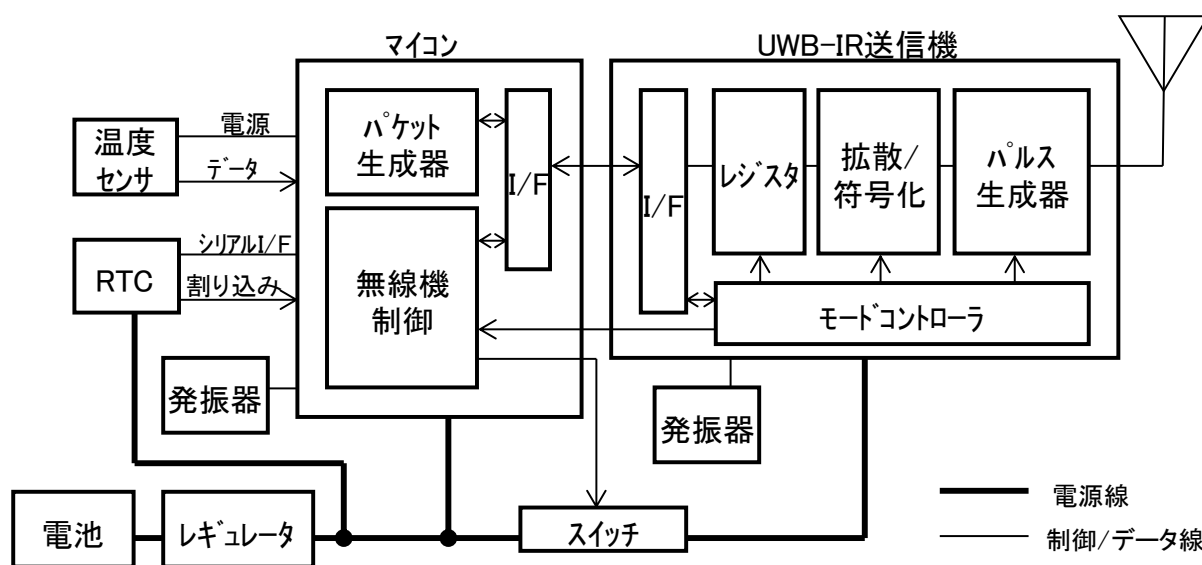


図 3-3 送信専用センサノードの回路構成

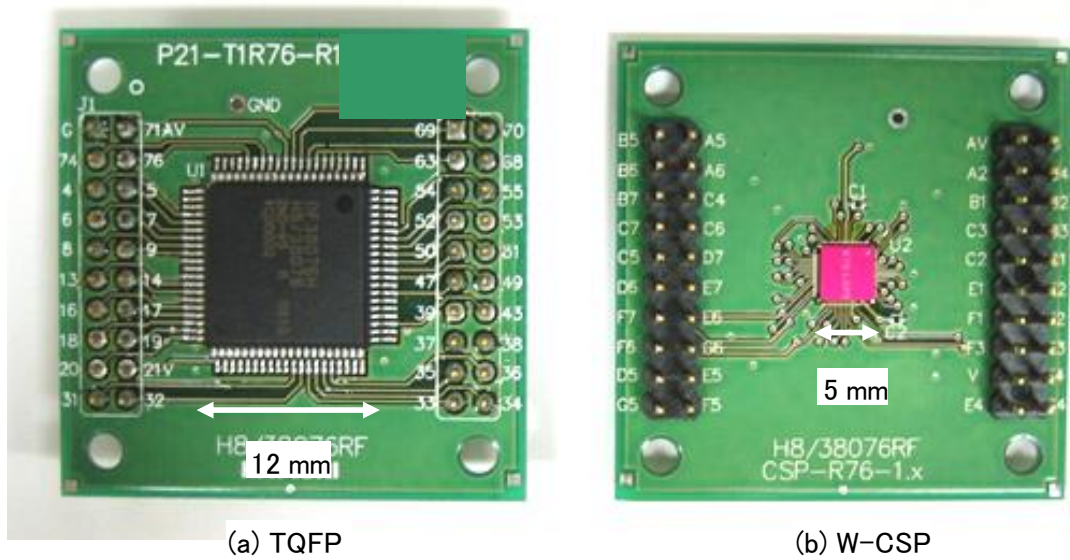


図 3-4 実装方式の比較

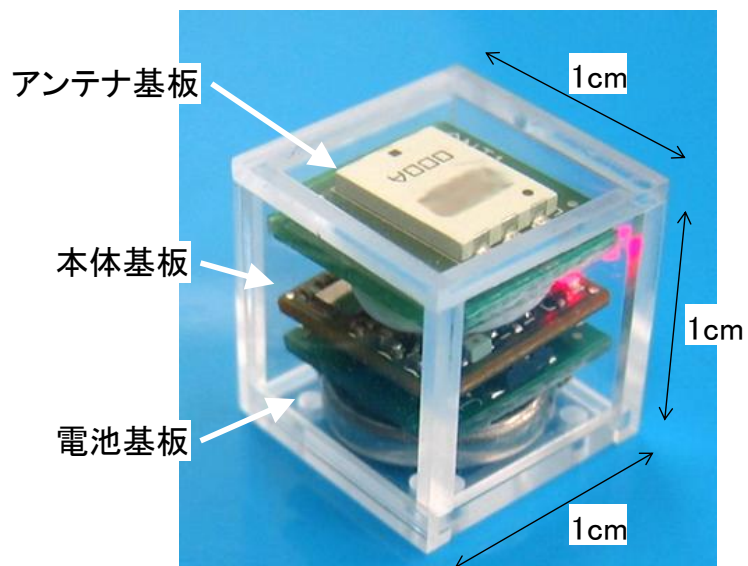


図 3-5 送信専用センサノードの外観

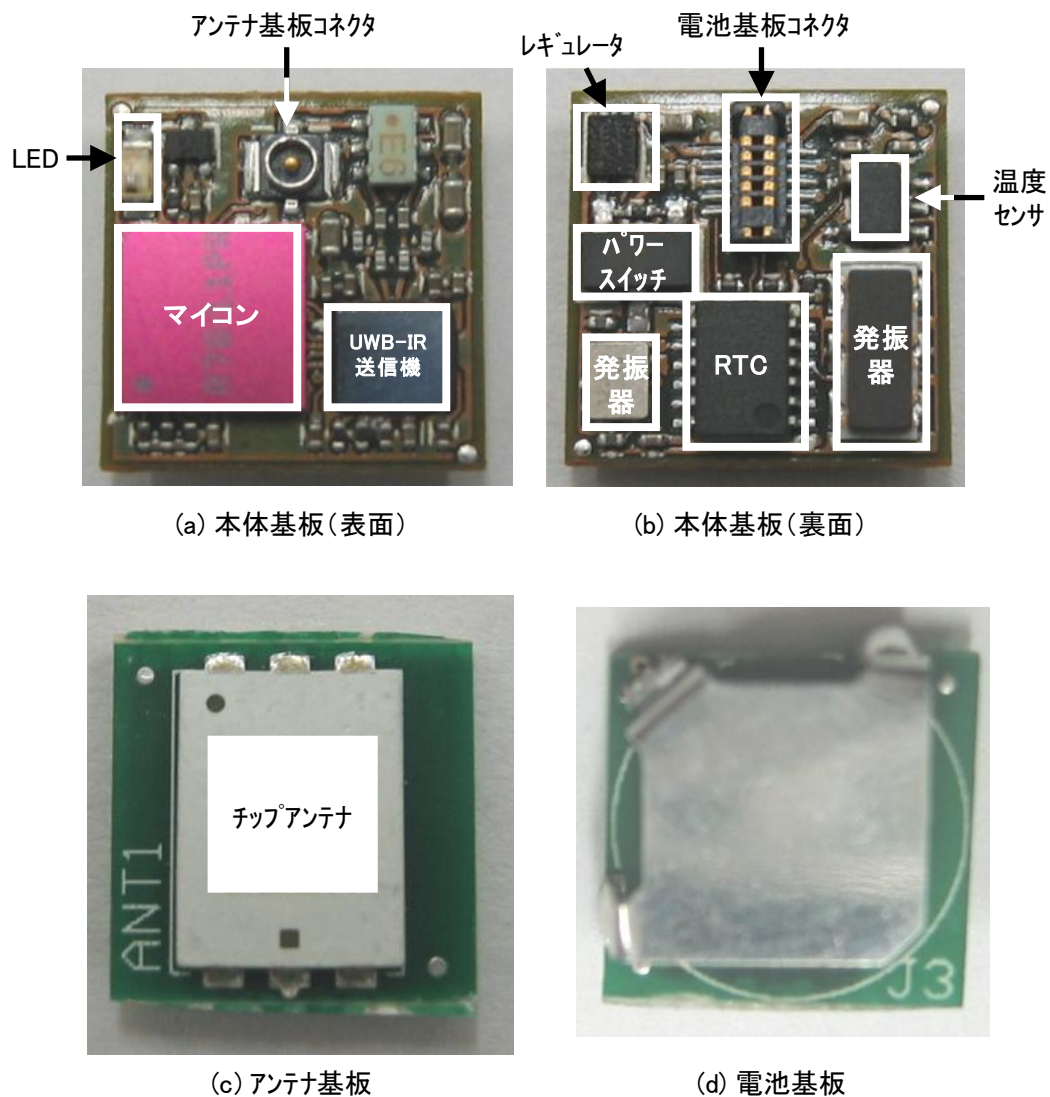


図 3-6 送信専用センサノードの各基板の外観

3.3.4 UWB-IR 基地局

図 3-12 に UWB-IR 基地局の構成を示す。開発工数削減のため、マイコンや無線機および周辺回路は送受信センサノードとほぼ同じ構成である。センサノードと構成が異なる点は、PC とのインタフェース (I/F) を充実させた点、センサポートを有する点、である。基地局は PC と接続し、収集したデータの吸い上げや、センサノードへのコマンドの送信等を行う。従って、PC とのインタフェース (I/F) は、UWB-IR 通信の高速伝送の特長を活かすため、伝送速度が 12Mbps の USB2.0 を採用している。

また、H8SX ファームウェアのデバッグやプログラムのダウンロードのため、E10A エミュレータの I/F、RS232C の I/F を持つ構成である。

基地局は、本体基板と拡張基板の 2 枚の基板から構成される。図 3-8 に、UWB-IR 基地局の外観を示す。本体基板、拡張基板のサイズは、それぞれ、25 x 50 mm、25 x 40 mm である。拡張基板には、PC と接続するための USB コネクタを実装している。電源は USB バス給電を基本とし、USB 給電では電流が足りない場合や、PC と接続せずに動作させる場合に備え、AC アダプタからの給電も可能な構成である。プログラム開発時には、拡張基板の代わりに、E10A エミュレータ用のコネクタおよび RS232C 用のコネクタを実装した基板を用いる。図 3-8 に本体基板と拡張基板を接続した、UWB-IR 基地局の外観を示す。基地局のサイズは、25 x 70 x 5 mm（体積約 9cc）と小型である。

今回開発した基地局用の本体基板は、拡張基板と接続せず、センサノードとして動作させることも可能である。1cc サイズの小型送受信センサノードと比較し、面積は大きいですが、片面実装で薄型であるため、ケースやモノ、壁などへの貼り付けが容易であることが特長である。また、センサなど任意の回路を拡張可能なように、センサポートを設けている。電源、グラウンド、5 本のデジタル入出力端子、2 本のアナログ入力端子が接続されており、ユーザーニーズに応じ、回路の増設が可能である。電源は電池を直接接続して供給する構成である。

図 3-9 にケースに入れた際の UWB-IR 基地局/センサノード兼用端末の写真を示す。アンテナでのロス、放射パターンの当方性を考慮し、基板搭載のチップアンテナでなく、外付けのフィルムアンテナを使用する構成である。ケースに入れた際のサイズは、45 x 80 x 21 mm（体積約 75cc）である。

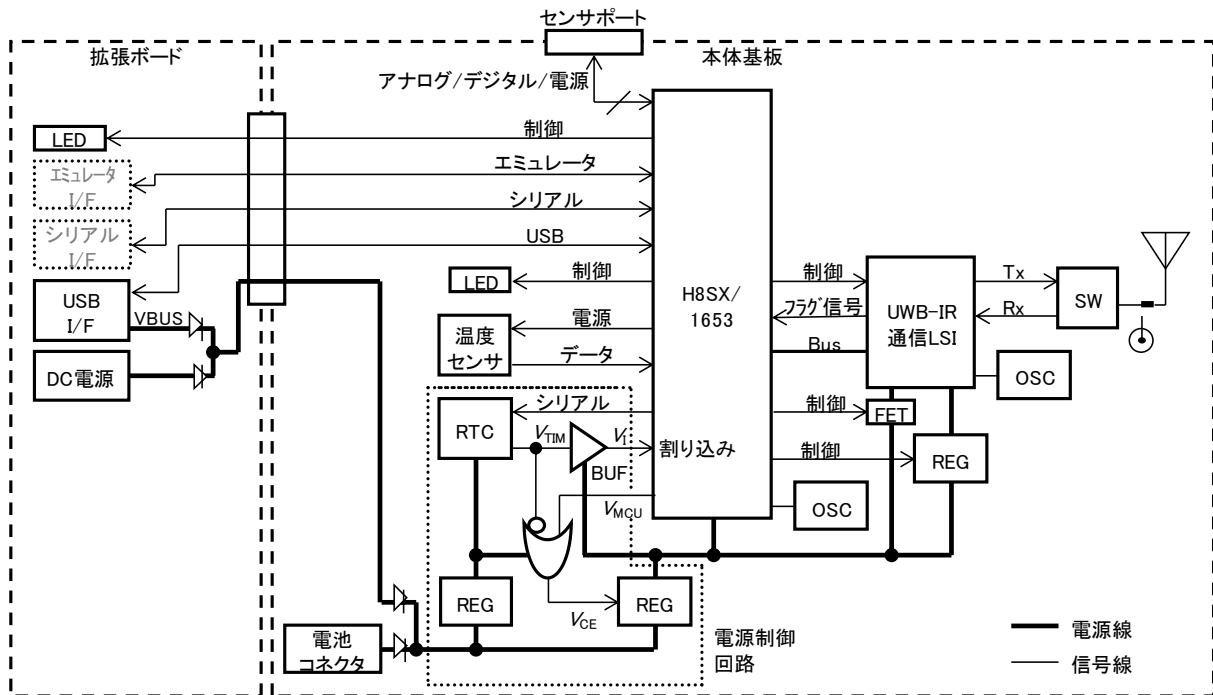
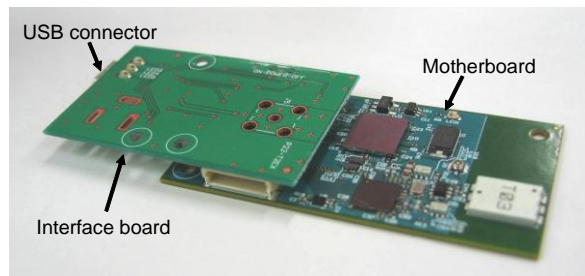
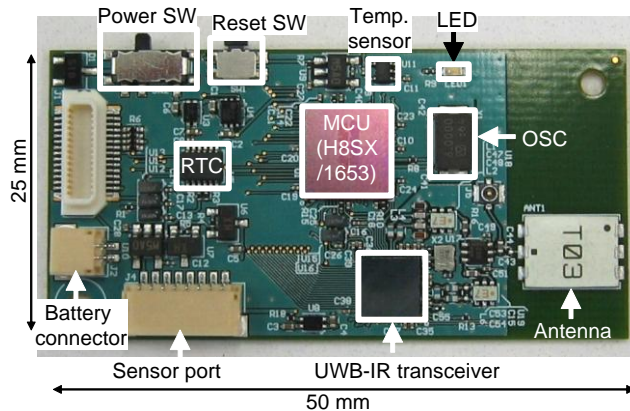


図 3-7 UWB-IR 基地局の回路構成



(a) 外観



(b) 本体基板

図 3-8 UWB-IR 基地局の外観



図 3-9 UWB-IR 基地局/センサノードの外観（外付けフィルムアンテナ使用）

3.3.5 マイコン電源遮断による低電力化

センサノードは、電池駆動であるため、低電力化が必須である。低電力化の簡単な方法は、マイコンを不使用时に低消費電力モードに遷移させることである。しかしながら、UWB-IR 送受信センサノードで用いる H8SX/1653 は、スタンバイモードにおいても $50\mu\text{A}$ （データシートの最大値）の電流を消費する。大量のデータを送受信するアプリケーションを想定した場合、有線区間の伝送速度を確保するため、このような高性能マイコンが必須である。また、トレックス・セミコンダクター社製のレギュレータ XC6210 の消費電流は $35\mu\text{A}$ である。従って、マイコンをスタンバイモードに遷移させた場合でも、 $85\mu\text{A}$ の電流を消費することになり、待機電流だけで UWB-IR 送信専用センサノードの約 50 倍の電力を消費する。150mAh の小型電池を用いた場合の電池寿命は、この待機電流を考慮しただけでも、0.2 年となり、目標である 1 年を大幅に下回る。

そこで本研究では、H8SX マイコン自体の電源を遮断する方式を提案し、待機電流を大幅に削減する。図 3-10 に提案方式のタイミングチャートを示す。H8SX マイコン用のレギュレータの他に、電源遮断時にも動作し続ける RTC 用の低電力レギュレータを持つ構成である（図 2-2）。RTC 用レギュレータは出力電流が小さくてよいた

め、消費電流が $1\mu\text{A}$ 以下のトレックス・セミコンダクター社製 XC6215 を用いることができる。センサノードの制御はマイコンが行うため、マイコン自身がマイコンの電源を遮断する。H8SX マイコン用レギュレータのチップイネーブル端子 V_{CE} をマイコンのデジタル出力端子から制御可能な構成とし、論理値の“0”（正論理で低い電圧）を出力すると電源を遮断する。ここで“0”を出力すると電源が遮断されるという極性が重要である。逆の極性（“1”出力で電源が切れる）であれば、マイコンの電源が下がるにつれ、チップイネーブル端子の電位が下がるため“1”が出力されなくなりレギュレータがオンするため電源電圧が振動し、電源遮断をすることができない。マイコンに再度電源を与えるためには RTC からの割り込み信号を用いる。電源を遮断する前に RTC 設定しておいたタイミングで、 V_{TIM} が“1”から“0”に変化する。これに伴い、H8SX マイコン用のレギュレータのチップイネーブル端子が“1”となり、マイコンに電源が供給される。電源供給後、マイコンの電源制御用のデジタル出力端子（ V_{MCU} ）を“1”に設定し、RTC の出力が変化しても電源が切れないようにする。

しかしながら、上述の回路のみではセンサノード全体の電源投入時にマイコンが起動しない。 V_{TIM} の電位がプルアップ抵抗により“1”となり、レギュレータのチップイネーブル端子が“0”となるためである。そこで、起動時に V_{TIM} を“0”にするため、起動用 IC を接続する。この起動用 IC により電源投入後一定時間 V_{TIM} を“0”にし、レギュレータのチップイネーブル端子を“1”にして H8SX マイコンに電源を供給する。マイコンのリセット後、電源制御端子 V_{MCU} を“1”にし、電源が確保された後に起動用 IC の出力を“1”に戻す。これによりセンサノードの電源投入時に H8SX マイコンへ電源を供給することが可能となる。また、マイコンのフラッシュメモリへのプログラム書込み時やエミュレータ接続時等、ポートをユーザが設定できない場合を考慮し、強制的に H8 の電源をオンにするためのスイッチを備える。このスイッチをオンにすることでポートの状態によらず、レギュレータのチップイネーブル端子が“1”となり H8SX マイコンに電源を供給することができる。

また、RTC の出力端子 V_{TIM} は、電源遮断以外（例えば、ソフトウェアスタンバイからの復帰や時刻を知るための割り込み、等）にも使用するため、マイコンの割り込み端子に接続する必要がある。しかしそのまま直結すると、マイコンの電源を遮断した場合に、割り込み端子に“1”を与えることとなり、RTC 用電源 V_{ccRTC} (=3.0V) か

らマイコン用電源 V_{ccM} ($=0V$) への電流漏洩が生じる。そこで、電源遮断時に RTC 出力端子 TIRQ と H8SX 割り込み端子を切り離すため、入力トレラント特性を持つ 74LV-A シリーズのバッファを挿入する。バッファの電源を H8SX マイコンと同じ V_{ccM} から取ることによりマイコン動作時には V_{TIM} とマイコンが接続され、マイコンの電源遮断時にはバッファの電源が切られるためマイコン割り込み端子には電圧が与えられない。また、入力トレラント特性（入力端子と電源との間に保護ダイオードを持たない）のため、 V_{ccRTC} から V_{ccM} への電流漏洩は生じない。この構成により、電源遮断からの復帰に加え、電源が与えられている状態でも RTC からの割り込み信号を利用可能とする。以上の方式により、H8SX マイコンの電源遮断を可能としている。

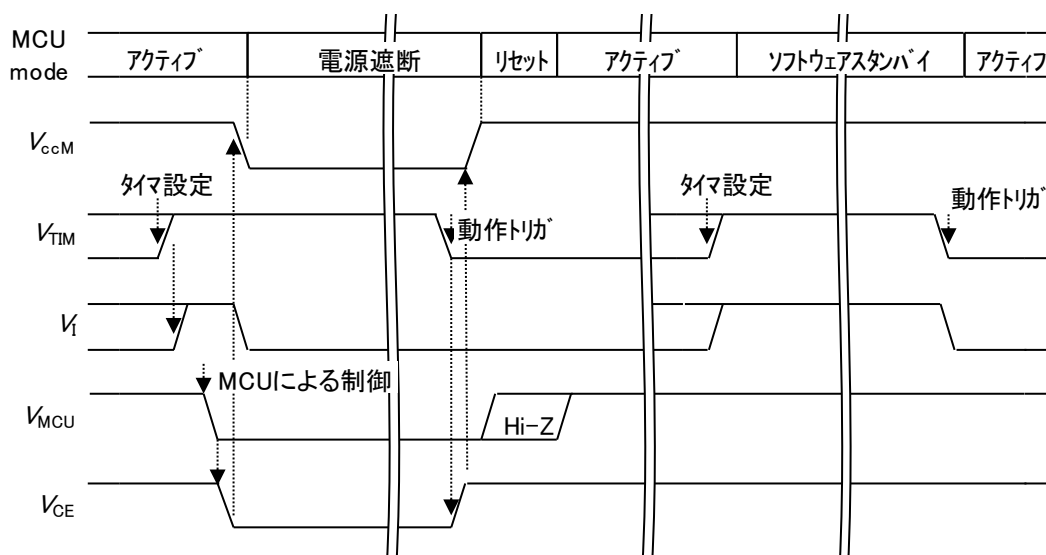


図 3-10 電源遮断タイミングチャート

3.3.6 デジタルノイズ分離技術

センサノードには高周波信号を扱うアナログ回路とデジタル回路が混在する。このためデジタルノイズのアナログ回路への回り込みに留意する必要がある。一般にデジタルノイズのアナログ信号への影響を抑制するためには、物理的な距離を離すことが効果的である。しかし、小型なセンサノードでは、物理的な分離は容易ではな

い。実際に、UWB-IR 通信 LSI の評価中に、マイコンのデジタルノイズが、受信機のアナログ回路に回りこみ、通信性能に影響を与えることがわかった。詳細な解析の結果、特に、マイコンと UWB-IR 通信 LSI 間のバス I/F のクロック信号（以下バスクロックと略す）に起因するノイズによる影響が大きいことを明確にした。

図 3-11 に UWB-IR 通信 LSI のアナログテスト信号の出力スペクトルを示す。本図 (a) はバスクロックを動かした状態、(b) はバスクロックを停止させた状態でのスペクトルである。バスクロックを動かした状態では所望信号にノイズが重畳されていることがわかる。UWB-IR 送受信センサノードはアナログ回路とデジタル回路の混載したモジュールである。無線通信には 3.4~4.8GHz という高周波信号を扱い、-75dBm 程度の微小信号の受信処理を行うため、デジタルノイズに敏感であり、バスクロック信号が性能に影響したと考えられる。

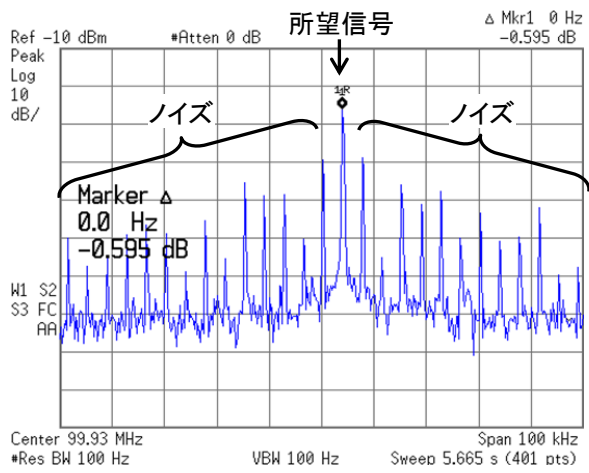
サイズに余裕があれば、物理的に離すことによるノイズの分離が可能であるが、小型なセンサノードや基地局では物理的な分離は容易ではない。従って、バスクロックのオン/オフを動的に制御し、無線通信機の送信および受信動作中にバスクロックを止める制御を行う。しかしながら、バスクロックを止めると UWB-IR 通信 LSI へのアクセスが不可能となり、その動作状態が不明となる。この問題の解決のため、送信および受信状態を示すフラグ信号を専用線としてマイコンと接続する。これにより、バスクロックを止めた状態であっても、フラグ信号を観測することで UWB-IR 通信 LSI の状態を監視することを可能となる。

図 3-12 に送信、受信時の制御フローの一例を示す。データを送信する場合は、送信データを H8SX マイコンから UWB-IR 通信 LSI に設定した後、送信アナログ回路を起動する。その後、マイコンは UWB-IR 通信 LSI に無線送信開始の命令を与え、バスクロックを停止する。無線送信完了後、UWB-IR 通信 LSI は専用のフラグ信号を立て、送信完了をマイコンに伝える。マイコンは送信完了を示すフラグ信号を監視しておき、送信完了後、バスクロックを復帰させ、送信アナログ回路を停止するなど、次の動作を行う。受信時も同様に、マイコンは UWB-IR 通信 LSI に受信開始のトリガを与えた後、バスクロックを停止する。受信完了後にバスクロックを復帰させ、受信したデータを UWB-IR 通信 LSI からマイコンに取り込む。

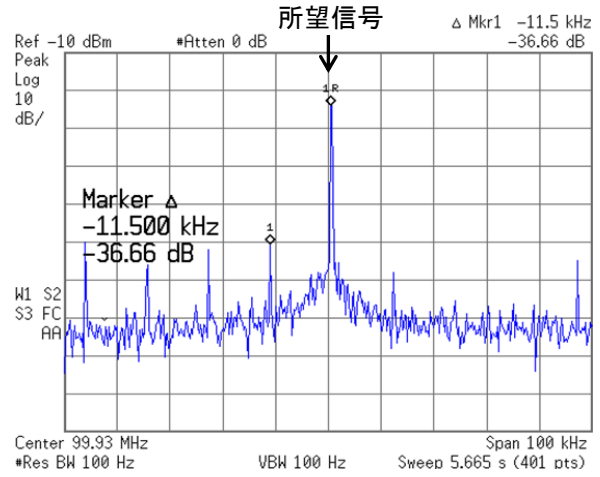
図 3-13 にバスクロックを止める制御を行った場合のタイミングチャートを示す。

データを受信した後、受信データ処理を行い、ACK を送信する制御を行った例である。本図はAgilent社製ロジックアナライザ54641Dを使用して取得したデータであり、H8SXマイコンの動作周波数は48MHzである。アナログ回路が動作する受信時には、バスI/Fを用いて受信状態に制御した後、バスクロックを停止する。データ受信後、モニタ信号の立ち上がりエッジを検出し、バスクロックを復帰させ受信したデータの処理を行う。ACKを送信する際も、バスインタフェースを用いて送信状態に遷移させた後、バスクロックを停止する。ACK送信後、送信状態信号の立下りエッジを検出してバスクロックを復帰させ、UWB-IR通信LSI内部へアクセスする。この後、次の受信に備え、受信状態に遷移させた後、再びバスクロックを停止する。この方式によりアナログ回路が動作する送受信時にバスクロックを止めることが可能となり、ノイズの影響を取り除くことが可能となる(図3-11(b))。

ここで懸念される事項は、バスクロックの停止/復帰を行ったことによる処理時間の増加である。測定結果によると、受信後および送信後にバスクロックが復帰するまでの時間は、それぞれ、 $1.6\mu\text{s}$ および $0.9\mu\text{s}$ であり、データ処理時間(1.4ms)やACK送信時間(2.4ms)と比較して0.1%程度と十分に短い。バスクロック復帰時間の影響が大きくなる条件はマイコンのクロック周波数が低く無線通信速度が速い場合である。バスクロックが復帰するまでの時間は、H8SXマイコンのクロックの周波数にほぼ比例し、送信時間は無線通信のデータ伝送速度に依存する。従って、マイコンの動作周波数が8MHzの場合、データ受信後のバス復帰時間は $8.7\mu\text{s}$ であり、無線通信速度が10.6Mbpsの場合の送信時間は、 $100\mu\text{s}$ である。この場合においてもバスクロックを停止したことによる処理時間の増加は送信時間と比較し10%程度である。この結果から処理時間の増加は大きな問題ではなく、バスクロックの影響を取り除くことができる本制御方式が有効であるといえる。

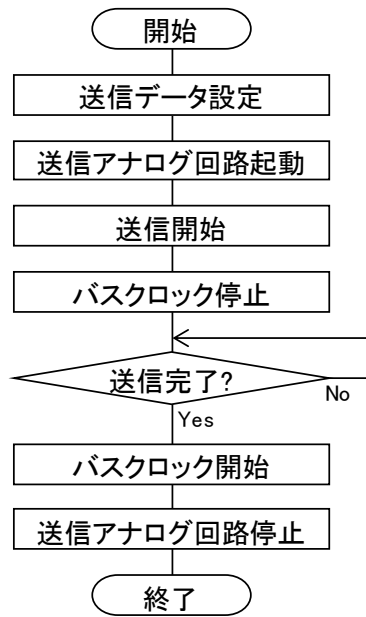


(a) バスクロックオン

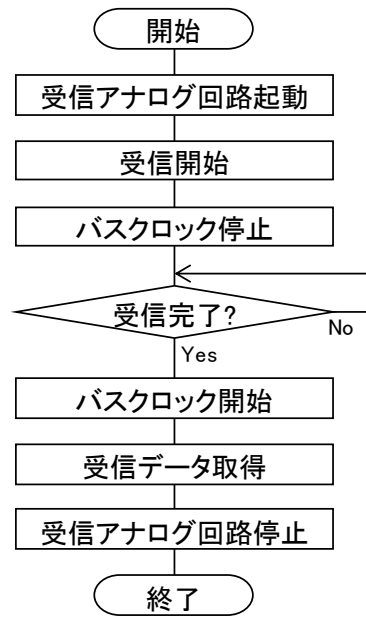


(b) バスクロックオフ

図 3-11 UWB-IR 受信機アナログテスト信号の出力スペクトル



(a) 送信時のフロー



(b) 受信時のフロー

図 3-12 送信, 受信時の制御フロー

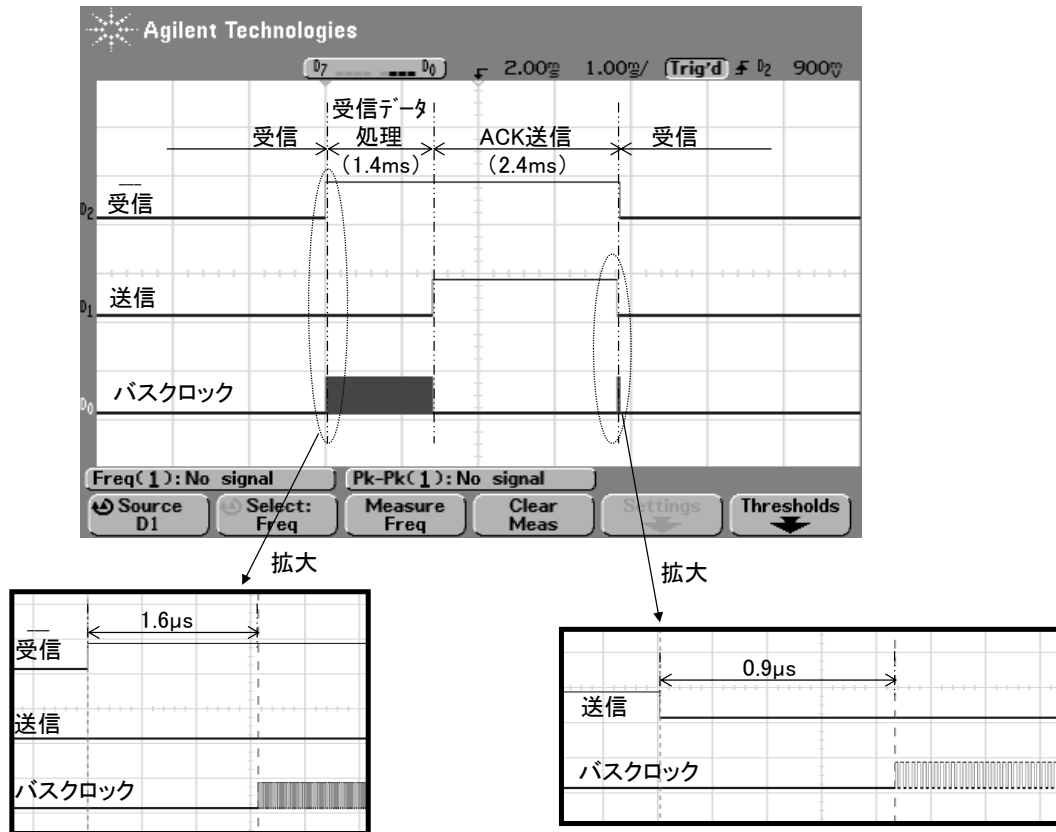


図 3-13 送信/受信状態とバスクロックのタイミングチャート

3.4 評価結果

3.4.1 通信性能

開発した UWB-IR 送受信センサノード，基地局の通信性能を評価した。送信機および受信機間に可変減衰器を入れ，有線にてパケットエラーレートを評価した。評価時のパケットのプリアンブル長は 20 (258kbps)，80 バイト (10.7Mbps)，PHY ヘッダ & ペイロード長は 55 バイトである。目標値は，伝送速度 258kbps で距離 30m，10.7Mbps で距離 10m という条件でそれぞれパケットエラーレートが 1%以下である。図 3-14 に，送信機，受信機間の減衰量に対するパケットエラーレートの測定結果を示す。通信距離と減衰量の対応は，自由空間の伝搬損失として評価する。自由空間の伝搬損失 Γ_0 は，以下の式で与えられる。

$$\Gamma_0 = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad \dots (3-1)$$

ここで d は距離， λ は波長である。30m，10m の通信距離は，74，65dB にそれぞれ対応する。伝送速度 258kbps で距離 30m，10.7Mbps で距離 10m，パケットエラーレート 1%以下の目標性能を満たすことが確認できた。

図 3-15 に，パケットエラーレートのバスクロック動作状態依存性を，送信機，受信機間の減衰量に対して示す。バスクロックをオンにした状態でのパケットエラーレートは 80%を超え，通信として成り立たない。ノイズの影響を低減するため，バスクロック配線にローパスフィルタを挿入した場合，パケットエラーレートは改善するが，10%程度のエラーフロアが生じてしまう。提案のバスクロックを停止する方式を用いた場合，デジタルノイズの影響を除去することができ，パケットエラーレートを低減できることが確認できる。

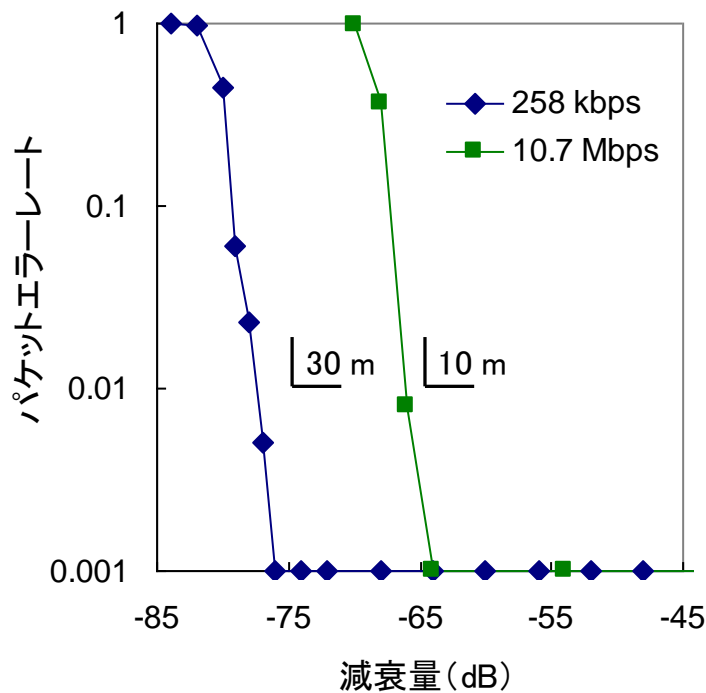


図 3-14 通信性能評価結果

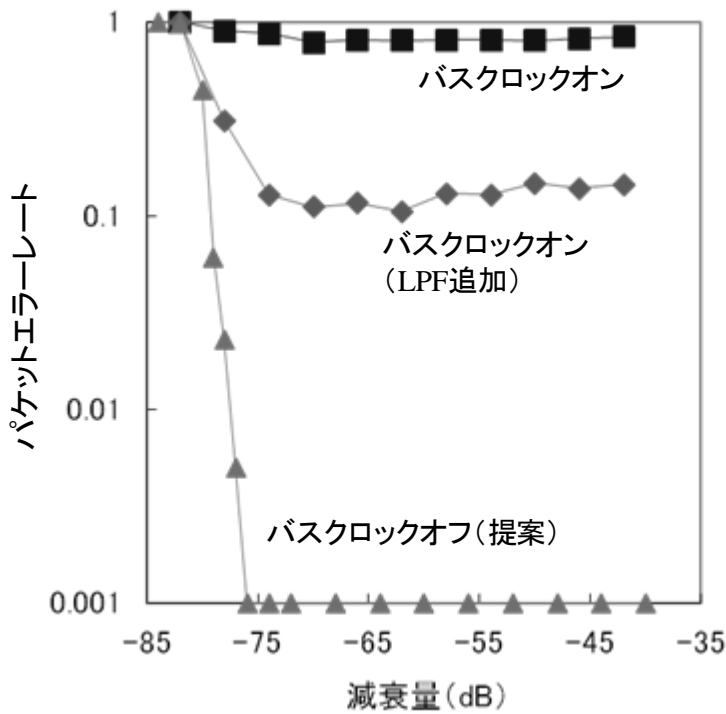


図 3-15 通信性能のバスクロック動作依存性

3.4.2 消費電流

センサノードの消費電流は電池寿命に直結し、運用コストに大きく影響する。開発したセンサノードの電池寿命を見積もるため、その消費電流を計測、評価した。センサノードは省電力化のため間欠的に動作する。動作時以外は不要な回路の電源を遮断し、マイコンをスタンバイ状態に遷移させ待機する。動作時と待機時でその消費電流が4桁程度異なるため、それぞれ異なる測定系で評価した。

動作時の消費電流は、DC電源としてAgilent社製66309Dを使用し、同社製デバイス特性評価ソフトウェア14565Aを用いてその時間変化を計測した。図3-16に典型的な送信専用センサノードの動作時の消費電流の時間変化を示す。また、表3-1に送信専用センサノードの各状態の時間、平均消費電流、消費電荷量を示す。1回の動作において消費する電荷量の合計は、各状態での消費電荷量の積分値として算出でき、 $220\mu\text{As}$ となる。

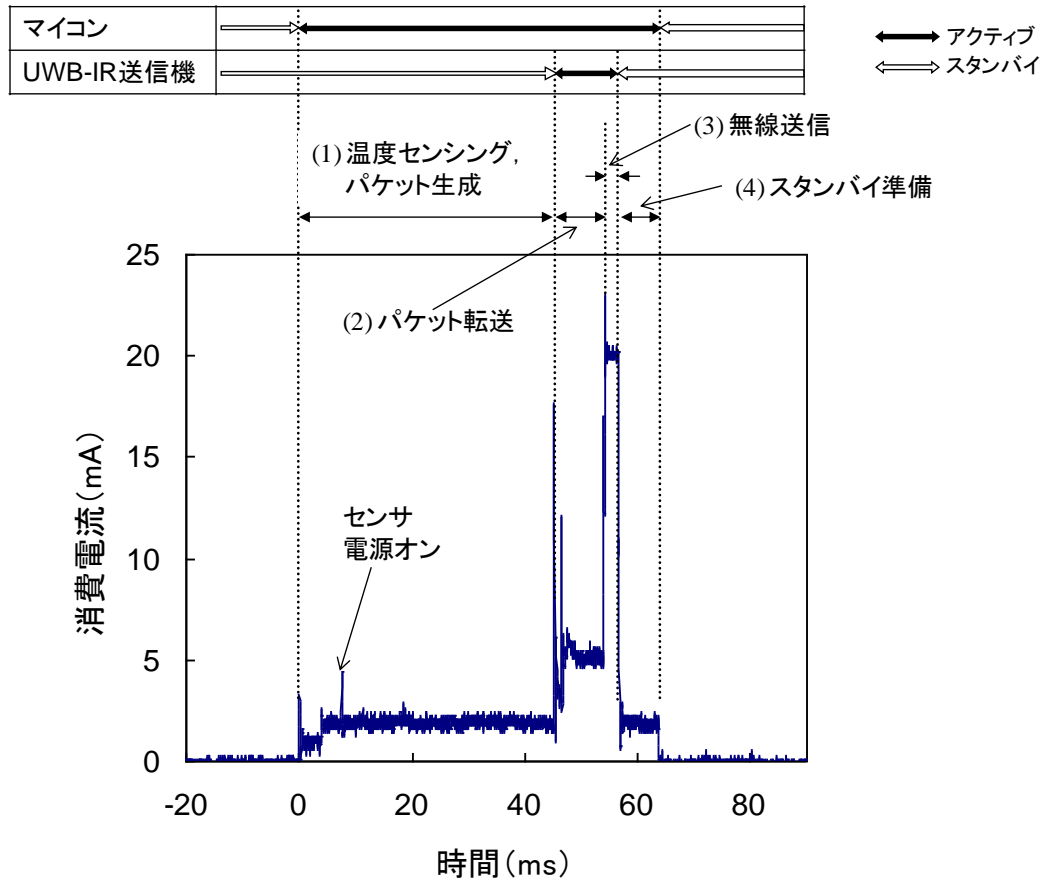


図 3-16 送信専用センサノードの消費電流の時間波形

表 3-1 送信専用センサノード各動作状態での平均電流，時間および消費電荷量

動作状態	起動処理	センシング & パケット生成	送信処理	スタンバイ処理	動作時合計
平均電流 (mA)	1.1	1.9	10.6	1.7	3.4
時間 (ms)	4.0	40.9	11.7	7.6	64.2
消費電荷量 (μAs)	4.5	79.0	124.0	12.9	220

図 3-17 に送受信センサノードの消費電流の時間履歴の一例を示す。センサノードは RTC からの割り込みによりスタンバイ状態からアクティブ状態へ遷移する。マイコンの発振器の安定待ちの後，センシングを行い，パケットを生成する。その後，UWB-IR 通信 LSI の電源を起動し，初期化を行う。マイコンから UWB-IR 通信 LSI の

バッファに送信データを設定し、送信トリガを与えることで送信を行う。送信完了後、基地局からの ACK 信号を受信し、UWB-IR 通信 LSI の電源を遮断する。その後、RTC に待機時間を設定し、低電力なスタンバイ状態に遷移する。表 3-2 に各動作状態の消費電流を示す。

待機時の消費電流は SANWA 社製デジタルマルチメータ CD731 を使用し測定した。ランダムに選択した 10 個の送信専用センサノードの待機時の消費電流を測定した結果、平均値は $1.08\mu\text{A}$ であった。また、送受信センサノードのマイコンをソフトウェアスタンバイ状態に遷移させた場合の待機電流は $55.2\mu\text{A}$ であるのに対し、本提案のマイコンの電源遮断方式を用いた場合は $2.2\mu\text{A}$ と、約 $1/25$ に削減できた。一方で、マイコンの電源遮断を行った場合は、マイコンの起動時間が長くなるため、1回の動作にかかる時間が長くなり、消費する電荷量が大きくなる。表 3-3 に、電源遮断時とソフトウェアスタンバイ時における、待機電流、および1回の動作で消費する電荷量の比較を示す。

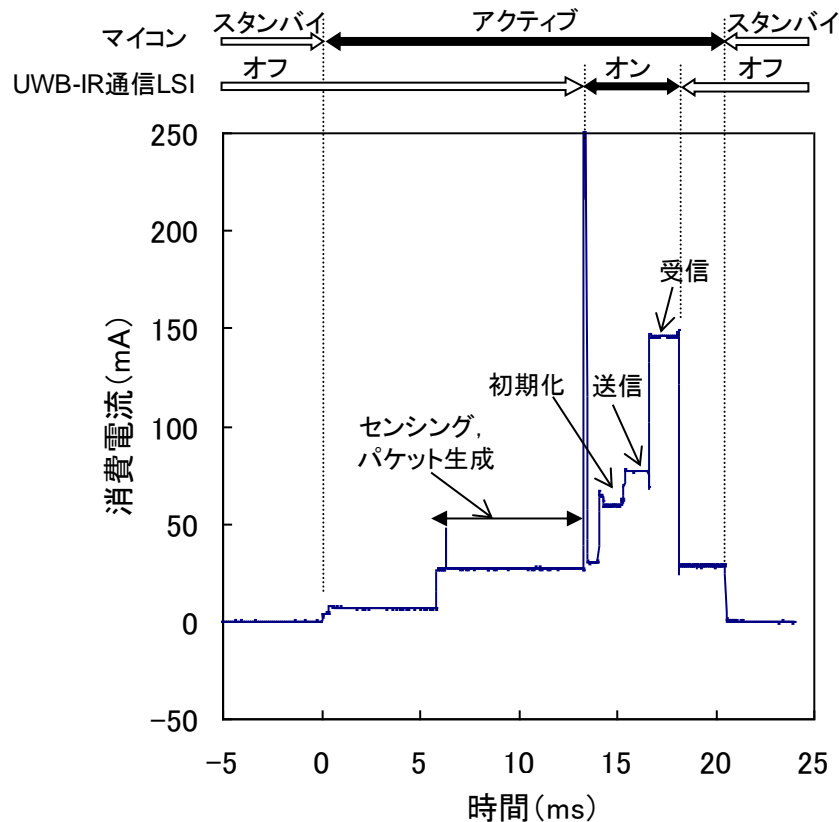


図 3-17 送受信センサノードの消費電流の時間波形

表 3-2 UWB-IR 送受信センサノードの各動作モードにおける消費電流

動作モード	消費電流	備考
マイコン発振器安定待ち	7 mA	
センシング・パケット生成	27 mA	マイコンは 12MHz 動作
送信時	77 mA	
受信時	146 mA	
待機時（電源遮断）	2.2 μ A	
待機時（ソフトウェアスタンバイ）	55.2 μ A	

表 3-3 待機電流と 1 回の動作時の消費電荷量

待機時のマイコンの状態	電源遮断	ソフトウェアスタンバイ
待機電流	2.2 μ A	55.2 μ A
1 回の動作時の消費電荷量（送信のみ）	1331 μ As	371 μ As
1 回の動作時の消費電荷量（送受信）	1637 μ As	757 μ As

3.4.3 電池寿命の見積もり

前節の結果から電池寿命の見積もりを行う。電池寿命 T_{life} は、以下の式で見積もられる。

$$T_{\text{life}} = \frac{C_{\text{bat}}}{I_{\text{stb}} + \frac{Q_{\text{act}}}{T_{\text{cyc}}}} \quad \dots (3-2)$$

ここで、 C_{bat} 、 I_{stb} 、 Q_{act} 、 T_{cyc} はそれぞれ、電池容量、待機電流、1 回の動作で消費する電荷量、間欠動作間隔を示す。図 3-18 に、送信専用センサノードの間欠動作間隔と電池寿命の関係を示す。据置型センサノードの標準的な動作間隔である 5 分に 1 回の間欠動作間隔の場合、電池として、500 円玉サイズで容量 150mAh の LP85A1G を仮定すると、電池寿命は 10.5 年となる。また、直径 1cm で容量 9mAh の CLB1025 の

場合、電池寿命は 7.7 カ月となる。同程度のサイズのセンサノード[3]と比較し、2 桁長い電池寿命である。

図 3-19 に送受信センサノードの待機時のマイコンの状態がソフトウェアスタンバイの場合と電源遮断の場合の電池寿命の比較を示す。ここで、センサノードは送信のみを行うと仮定し、電池容量は 150mAh とした。動作間隔が短い場合、動作時に消費する電荷量が支配的であるため、ソフトウェアスタンバイの方が電池寿命が長くなる。逆に、動作間隔が長い場合、待機電流が支配的となるため、マイコンの電源を遮断した方が電池寿命が長くなる。この閾値は約 18 秒であるため、消費電力の観点からは、18 秒よりも短い動作間隔の場合はソフトウェアスタンバイ、長い動作間隔の場合は電源遮断が適すると言える。5 分に 1 回の動作を仮定した場合、本提案の電源遮断方式を用いると、送信のみの場合、送受信の場合の電池寿命は、それぞれ、2.6 年、2.3 年となり、目標である 1 年以上を達成した。

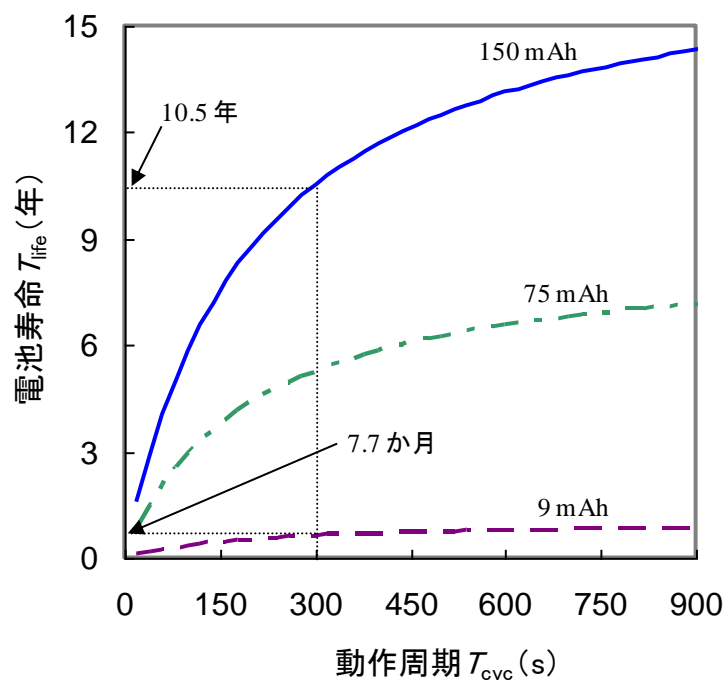


図 3-18 送信専用センサノード電池寿命見積もり結果

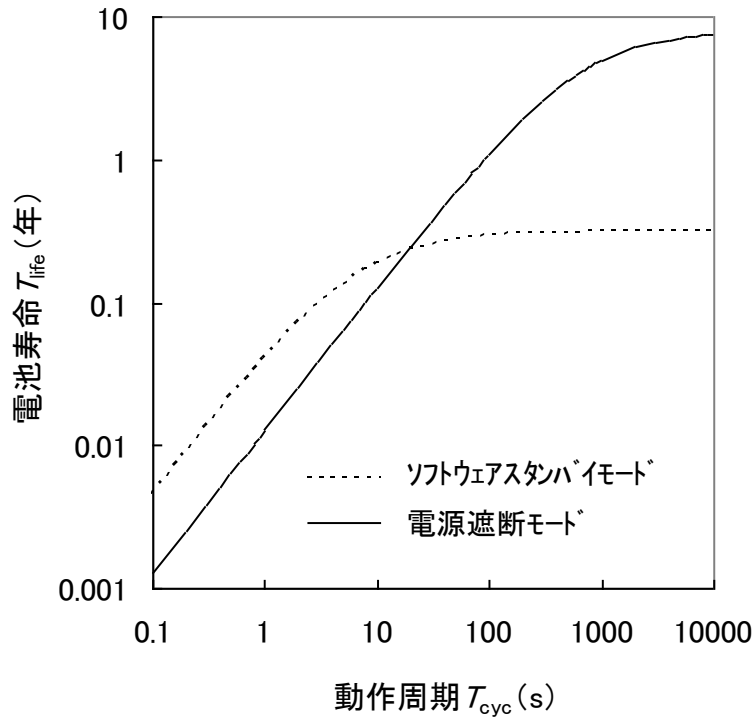


図 3-19 送受信センサノード各モードによる電池寿命見積もり結果

3.5 低消費電力化に向けた考察

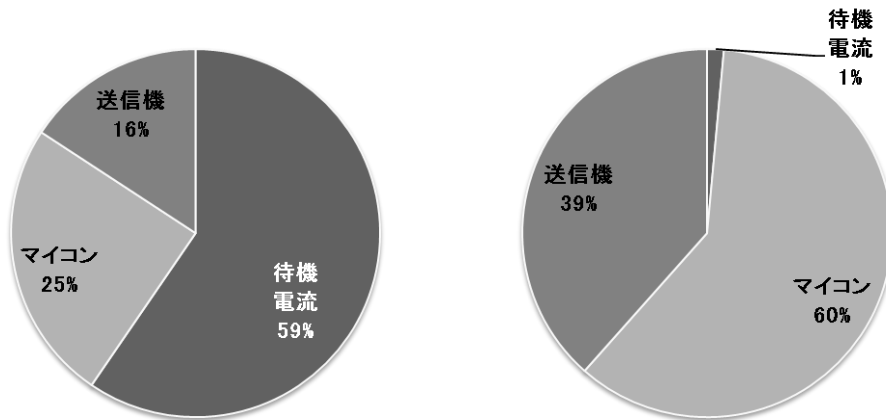
図 3-20 にセンサノードの各ブロックにおける平均消費電流の割合を示す。センサノードの消費電流は、動作時の消費電流と待機電流に大別できる。動作電流は主にマイコンと無線機の消費電流が支配的である。送信専用センサノードで 5 分毎の動作を行った場合、待機電流が 59% を占める。一方、3 秒毎に動作させた場合は、動作電流が支配的となり、マイコンの消費電流が 60%、無線送信機が 39% となる。また、送受信センサノードでは、5 分毎動作でマイコンの電源遮断モードの場合、マイコンの起動に時間を要するため、マイコンの動作電流が 57% を占める。3 秒毎に動作させた場合は、待機電流の割合が減り、動作電流はマイコンと無線機とが同程度の割合となる。

マイコンの動作時の消費電流を削減するためには、ASIC (Application Specific Integrated Circuit, 特定用途向け集積回路) 化が効果的と考える。汎用的なマイコンをセンサノードや基地局に共通に使用しているため、オーバスペックになる場合があり、このため消費電力が増加する。マイコンを ASIC 化、あるいは、UWB-IR 無線機と 1

チップ化することにより、センサノード向けに特化した機能のみを実装し、機能ブロック毎の電源制御などができ、低電力化が可能となる。

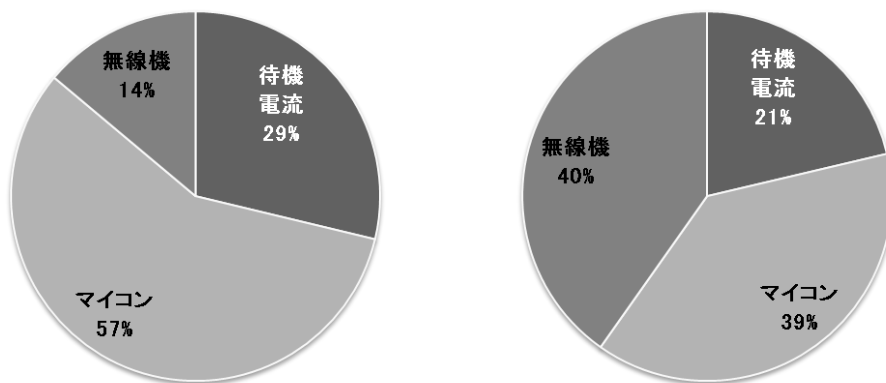
UWB-IR 無線機の低消費電力化には、より微細なプロセスを使用することが考えられる。本研究では 180nm のプロセスを用いたが、90nm や 65nm のプロセスを用いることにより、高速化、低電圧化のメリットが出せ、低消費電力化が可能となる。一方で、微細プロセスでは MOS の閾値が相対的に高くなり、縦積みしにくくなること、MOS のペアばらつきが大きくなり、高速な最小ゲート長の MOS が使用できないことなどのデメリットがある。従って、アナログ回路の非理想成分をデジタル回路で補正するデジタルアシスト技術との併用により低消費電力化できると考えられる。また、通信方式として PSK よりも簡易な回路で実装できる OOK を用いることにより低消費電力化が可能である。OOK では通信距離等の性能が劣化するため、状況に応じて PSK と使い分けることが有効である。また、受信回路に用いている PLL を、送信回路と同様に DLL にして間欠動作させ低電力化する方式が考えられる。

待機電流は、マイコン、RTC、レギュレータの消費電流である。この待機電流を削減するには、マイコン内回路の基板バイアス制御によるリーク電流の低減、電源管理 IC による待機時レギュレータ電流遮断などが考えられる。また、別の観点として、光、振動、温度差等の環境のエネルギーから環境発電を行うことで電池寿命を延ばす、あるいは電池をなくして動作させることが、今後の研究課題として挙げられる。



(a) 送信専用センサノード 5分毎動作

(b) 送信専用センサノード 3秒毎動作



(c) 送受信センサノード 5分毎動作
(マイコン電源遮断モード)

(d) 送受信センサノード 3秒毎動作
(マイコンソフトウェアスタンバイモード)

図 3-20 センサノードの平均消費電流における各ブロック電流の割合

3.6 まとめ

本章では、UWB-IR 通信 LSI を搭載したセンサノードについて述べた。はじめに、センサノードの課題について明らかにした。また、この課題を解決するために以下のことを明らかにした。

- (1) 小型, 高速通信, 低電力が特長の UWB-IR センサノードおよび基地局を開発した。
フレキシブル基板の適用やベアチップ実装技術で、センサノードは 1cc, 基地局は 9cc という超小型サイズを達成した。

- (2) マイコン外部の RTC を使用し待機中にマイコンをスタンバイ状態に遷移させる制御、不要な電源の FET スイッチでの遮断、UWB-IR 通信 LSI の動作状態の細やかな制御などの方法により低電力化を行った。またマイコンの電源遮断により待機電流を 1/25 に削減し、150mAh の電池で 5 分毎動作の場合、2.6 年の寿命を達成した。
- (3) センサノードの待機時に、マイコンをソフトウェアスタンバイ状態、あるいは、電源遮断状態のいずれかに遷移することを選択可能な構成を提案した。センサノードの間欠動作時間に応じて、ソフトウェアスタンバイと電源遮断を使い分けることにより、電池の長寿命化が可能なことを示した。
- (4) 通信速度は、最大 10.7Mbps での伝送が可能な UWB-IR 無線、無線機とマイコン間の 16 ビットバス接続、マイコンと PC 間の USB2.0 接続により、無線区間、有線区間を含めて 10Mbps 以上を確保した。開発したノードを評価し、伝送速度 258kbps, 10.7Mbps でそれぞれ通信距離 30m, 10m の通信を達成できることを確認した。
- (5) 小型化に伴い、デジタルノイズの無線通信 LSI アナログ回路への回り込みが課題となったが、バスクロックの動的制御方式でデジタルノイズを除去し、パケット誤り率を 1%以下に抑制した。

以上の結果から、開発技術を用いることにより、センサノードの低消費電力化を実現できることを明らかにした。

参考文献

- [1] Steven Brebels, Steven Sanders, Christophe Winters, Tomas Webers, Kristof Vaesen, Geert Carchon, Bert Gyselinckx and Walter De Raedt, “3D SoP Integration of A BAN Sensor Node,” *Electronic Components and Technology*, 2005, pp. 1602 - 1606.
- [2] Chulsung Park, Jinfeng Liu, and Pai H. Chou, “Eco: an Ultra-Compact Low-Power Wireless Sensor Node for Real-Time Motion Monitoring,” *Information Processing in Sensor Networks*, 2005, pp. 398 – 403.
- [3] M. Niedermayer, S. Guttowski, R. Thomasius, D. Polityko, K. Schrank, and H. Reichl, “Miniaturization Platform for Wireless Sensor Nodes Based on 3D-Packaging Technologies,” in *Proc. IPSN*, 2006, pp. 391-398.
- [4] Akira Fujii, Hidenori Sekiguchi, Masafumi Asai, Shigemi Kurashima, Hideki Ochiai, and Ryuji Kohno, “Impulse Radio UWB Positioning System,” *IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 55-58, 2007.
- [5] Y. H. Chee, A. M. Niknejad, and J. Rabaey, “A 46% Efficient 0.8dBm Transmitter for Wireless Sensor Networks,” in *VLSI Symp. Circuits Dig. Tech. Papers*, pp. 43-44, 2006.
- [6] M. Sheets, F. Burghardt, T. Karalar, J. Ammer, Y. H. Chee, and J. Rabaey, “A Power-Managed Protocol Processor for Wireless Sensor Networks,” in *VLSI Symp. Circuits Dig. Tech. Papers*, pp. 212-213, 2006.
- [7] T. C. Karalar, and J. Rabaey, “An RF ToF Based Ranging Implementation for Sensor Network,” in *Proc. ICC*, pp. 3347-3352, 2006.
- [8] 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.
- [9] 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,” in *VLSI Symp. Circuits Dig. Tech. Papers*, pp. 86-87, 2007.
- [10] 小林 岳彦, “超広帯域 (UWB) ワイヤレス技術の動向,” 第 253 回 ITU-R (電気通

信標準化) 研究会資料, 2005.

[11]K. Mizugaki, T. Nakagawa, R. Fujiwara, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, “UWB-IR Wireless Accurate Location System for Sensor Network,” IEICE Transactions on Communications, Vol. E94-B, No.5, pp. 1432-1437, 2011.

[12]http://documentation.renesas.com/jpn/products/mpumcu/rjj09b0245_1653hm.pdf

[13]P. Garrou, “Wafer level chip scale packaging (WL-CSP): an overview,” IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 23, No. 2, pp. 198-205, May 2000.

第4章 高精度低電力時間差計測技術

4.1 はじめに

センサネットワークは、多数のセンサ端末を用いて現実世界の情報をネットワークに取り込むシステムである。このようなシステムでは多数の端末を効率的に管理するため、端末の位置情報を高精度に計測する方法が求められている。

端末の位置計測方法として、超音波信号や無線電波の強度、到来方向、伝搬時間などを計測する方法が研究されている[1-5]。これらの中でも無線電波の伝搬時間を計測する方法は、マルチパス、反射、屈折率等の影響を受けにくく信頼性の高い計測が期待できる。特に UWB-IR 通信[6]は、極めて短いインパルス信号を利用するため、電波伝搬時間を高精度に計測できる。このため、高精度な位置測定が可能となり、センサノードが大量に普及する時代にはノード管理に有効な方式となる。

電波伝搬時間を高精度に計測するためには、高周波で動作する計測回路、および、周波数精度の高いクロック発振器が必要となる。例えば位置計測誤差を 30cm 以下にするためには、1ns 以内の誤差で時間差計測が必要である。これを実現するには、通常 1GHz 以上の周波数で高速動作する回路が必要となる。また、時間差計測の基準となるクロック発振器には、周波数偏差が 0.3ppm 以下の高精度な発振器が必要となる。このような計測回路では回路規模・消費電力の増大、およびコストの増加が問題となる。センサネットワーク向け無線通信機は、小型・低電力・安価である必要があるため、高分解能・高精度な時間差計測を、簡易な回路構成で実現する方式が必須である。

本章では、小型・低電力・安価で実現可能な高精度時間差計測方式について述べる。はじめに、通信/測位システムの概要と、通信と測位を同時に実現するための課題の詳細を説明する。次に、課題を解決するための高分解能時間差計測方式および周波数偏差補正方式を提案する。最後に評価結果を示す。

4.2 高精度位置計測実現に向けた課題

センサネットワークにおける UWB-IR 通信システムの課題のひとつは、データ通信と測位を同時に実現することである。通信用のパケットで測位ができれば、通信端末に変更を入れることなく、測位用の基地局の追加のみで、測位機能の拡張が可能となる。また、通信データと位置情報を同時に取得でき、データと位置情報が直接紐付けられるため、システムの構築および保守運用が容易となる。さらに、無線信号を共通化することができ、周波数帯域の共有、チャンネル占有時間の削減、ハードウェアリソースの共有による低電力化および小面積化が可能となる。

UWB-IR 測位の原理は、三辺測量の原理である。測位対象であるノードからの信号を複数の基地局で受信し、その到達時間差を測ることによりノードの位置を算出する [7]。測位に必要な情報は基地局に信号が到達した時間差であるため、ノードからの信号を通常のデータ通信用のパケットとすることで通信と測位を同時に行うことができる。しかしながら、データパケットを用いると、最大で 3.5ms の長い時間を誤差 1ns 以内という高分解能・高精度に測定する必要がある。これを単純な方法で実装すると、1GHz 以上の周波数で高速動作する回路、および、周波数偏差が 0.3ppm 以下の高精度な発振器が必要となり、回路規模・消費電力の増大、およびコストの増加が問題となる。センサネットワーク向け無線機は、小型・低電力・安価である必要があるため、高分解能・高精度な時間差計測を、簡易な回路構成で実現する方式が必須である。

4.2.1 位置測定システム

図 4-1 に UWB-IR 測位システムを示す。センサノードから送信した信号を、複数の基地局で受信し、基地局が信号を受信した時間差から位置を特定する TDOA (Time Difference of Arrival) 位置測定方式を用いる。この方式ではセンサノードから 1 回信号を送信するのみで位置の特定が可能のため、センサノードの低電力化に適している。一方で、TDOA 方式では基地局間の同期をとる必要がある。このため、予め基地局からの距離が既知の基準局を設定し、センサノードからの信号を受信後に同期用の基準信号を送信する。基地局では、ノードからの測位信号と基準局からの基準信号とを受

信した時間差を計測することでノードの位置測定が可能となる。UWB-IR 通信では、幅が 2ns というインパルス信号を用いるため、受信時間差を高い精度で算出することが可能となり、高精度な測位が可能となる。

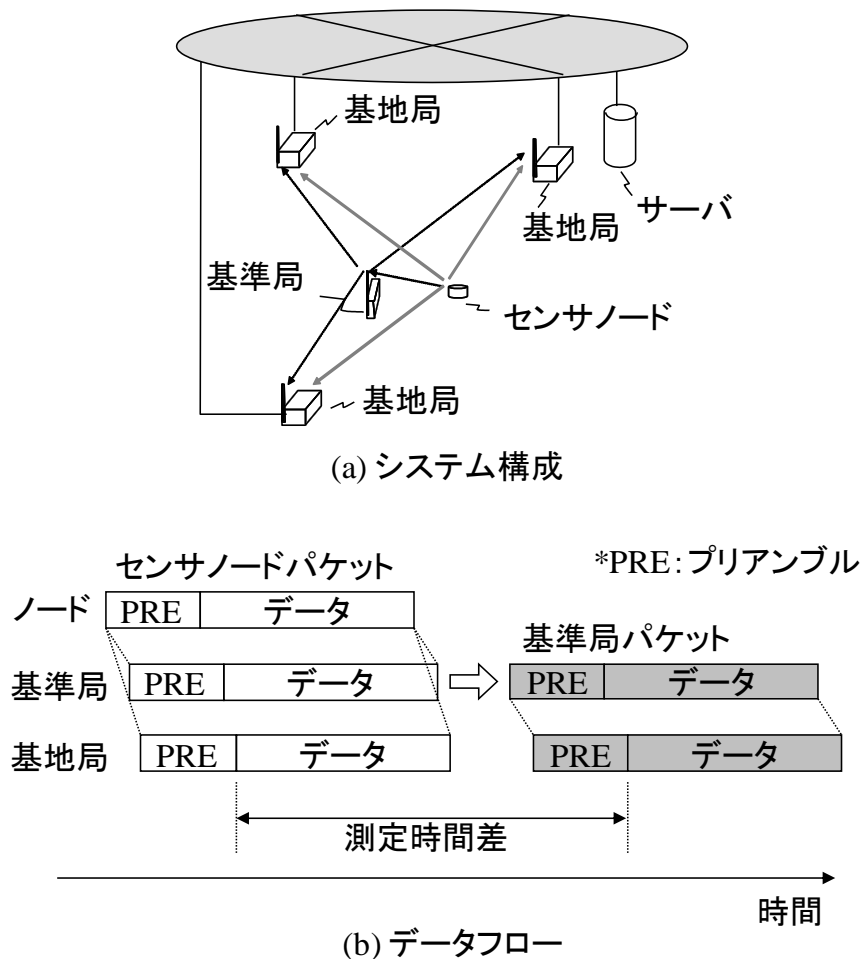


図 4-1 位置測定システムの構成

4.2.2 通信/測位を同時に実現するための課題

データ通信と測位を同時に実現するためには、ノードから送信する信号を測位用の特別な信号でなく、データ通信用の packets とする必要がある。基地局ではデータパケットの受信と同時に、ノードからのパケットと基準局からのパケットとの時間差 T_{meas} を測定する。 T_{meas} は、パケットの SFD (Start Frame Delimiter) を基準として測定するため、パケット長よりも長く、数 ms のオーダーとなる。例えば、258kbps で 78

バイトのデータ通信では、パケット長は 2.4ms である。この場合、 T_{meas} は信号が空間を伝播する時間および基準局での処理時間を加えた最大 3.5ms となる。測位精度 30cm を達成するためには、この 3.5ms という長い時間を、UWB-IR 通信に用いる 2ns のインパルスのパルス幅内に収まるように、 $\pm 1\text{ns}$ 以下の誤差で測定する必要がある。このような高精度な時間差計測を実現するには、以下の 2 つの課題を解決しなければならない。

(1) 回路規模・消費電力の増大

通常、1ns 以下の分解能で時間差を計測するには、少なくとも 1GHz 以上で動作するカウンタを用いる。また、3.5ms という長い時間を計測するためには、1GHz で動作する 22 ビットのカウンタが必要となり、回路規模・消費電力が増大する。

(2) クロックの周波数偏差による誤差[8-12]

計測に用いるクロックの周波数偏差は、そのまま時間差計測結果の誤差となる。図 4-2 に計測時間差と周波数偏差に応じた計測誤差の関係を示す。例えば、3.5ms の時間を 10ppm の周波数偏差を持つクロックで測定した場合、35ns の測定誤差を生じる。この誤差を距離に換算すると 10.5m であり、測位精度の大幅な劣化につながる。3.5ms の時間差を 1ns 以内の誤差で計測する場合、許容される周波数偏差は約 0.3ppm 以内となる。

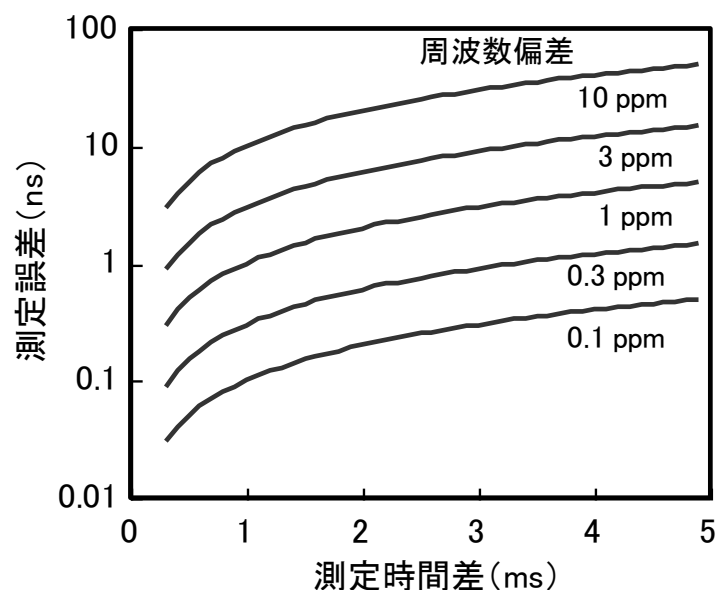


図 4-2 計測時間差および周波数偏差と計測誤差の関係

4.3 提案高精度時間差計測方式

4.3.1 UWB-IR 受信機

図 4-3 に第 2 章で述べた UWB-IR 受信機の構成を示す[13]。約 2ns 幅の短いパルスに情報を載せ、約 30ns 間隔 (32MHz) で送受信することで通信を行う。これにより送信機、受信機を間欠的に動作させることができ、低電力化が可能となった。また、ADC を複数個並列に使用し、パルス受信時のみ動作させ、低電力化した。ADC のサンプリング周波数は、パルス繰り返し周波数と同じ 32MHz である。パルス信号のピークを ADC でサンプリングするため、サンプリングするクロックの位相を 0.5ns ずつずらし、パルスのピークをサーチし同期捕捉を行う。パルスとの同期をとった後は、パルスの前後をサンプリングしている二つの ADC の出力値が等しくなるように、クロックの位相を制御し、同期を追跡する。クロックの位相の制御は可変分周器で行う。可変分周器は、ベースバンド回路からの制御信号を元にクロックの周期を +0.5ns、あるいは -0.5ns ずつずらす。これにより 32Msps と比較的低速な ADC でパルスのピークをサンプリングすることが可能となる。

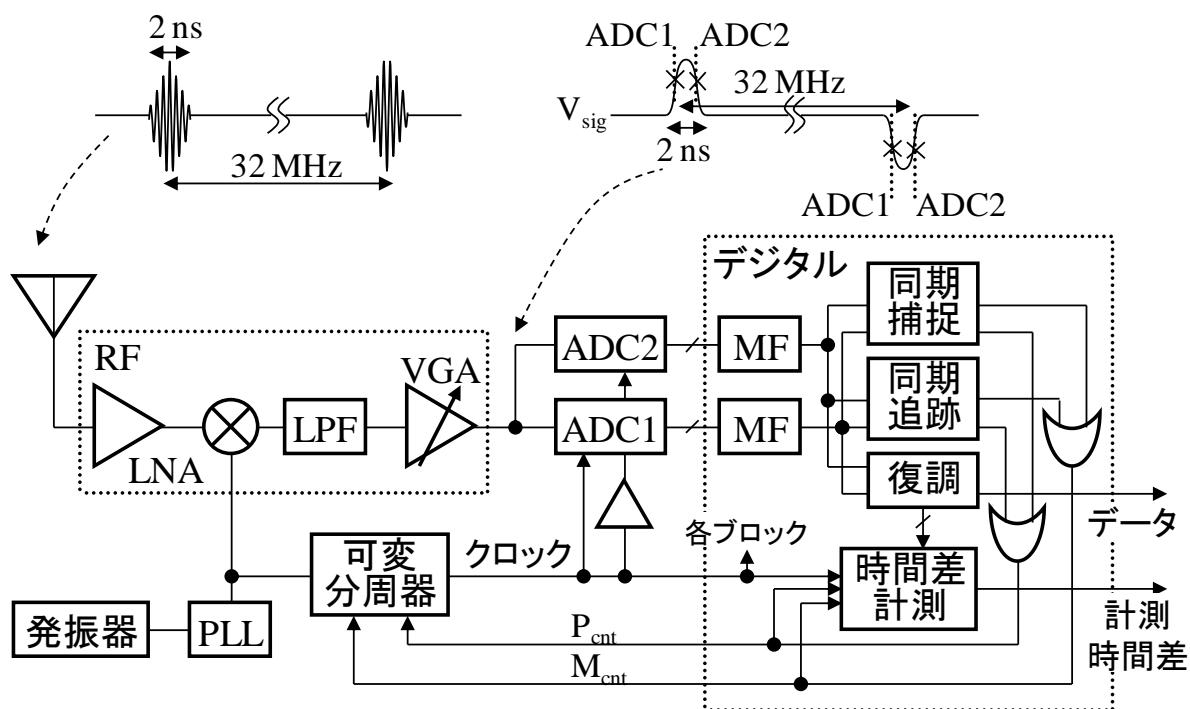


図 4-3 UWB-IR 受信機の構成

4.3.2 時間差計測方式の提案

高精度時間差計測の第一の課題は、分解能が 1ns 以下で、最大 3.5ms の長い時間を計測できる時間差計測回路を、小型かつ低電力な簡易な回路構成で実現することである。1ns の分解能を得るためには、通常、1GHz 以上で動作する回路を用いるが、回路規模、消費電力の増大が問題となる。そこで、通信で用いる 32MHz の低速なクロックと、クロックの周波数を制御する信号を活用して、0.5ns の高分解能を実現し、回路規模、消費電力の抑制を行う方式を提案する。

図 4-4 に提案する時間差計測方式のタイミングチャートを示す。UWB-IR 受信機では、サンプリングクロックの周期を正確に $+T_s$ 、 $-T_s$ という微小な時間だけずらしながら、受信したパルスとの同期を捕る。 T_s はパルスのピークを捕らえるため、0.5ns である。クロックの周期は、+制御信号、-制御信号で制御する。すなわち、通常のクロックの周期を T_{ck} とすると、+制御信号、-制御信号を出した場合のクロック周期は、それぞれ、 $T_{ck} + T_s$ 、 $T_{ck} - T_s$ となる。従って、図から明らかであるように、測位用に測定すべき時間差 T_{meas} は以下の式で与えられる。

$$T_{meas} = T_{ck} \cdot N_{ck} + T_s \cdot (N_p - N_m) \quad \dots (4-1)$$

ここで、 N_{ck} はサンプリングクロックのカウント数、 N_p および N_m は、それぞれ、+制御信号、-制御信号のカウント数である。

T_{ck} 、 T_s は既知の値であるため、 N_{ck} 、 N_p 、および N_m を計測することで時間差 T_{meas} を算出することが可能となる。サンプリングクロックおよび+制御信号、-制御信号は 32MHz の信号であるため、簡単なデジタル回路でカウント数を計測できる。また、本提案方式で得られる分解能は、 T_s で決まり、0.5ns である。

本提案方式と同様の回路を、単純な計測回路で実装する場合、0.5ns の分解能で、3.5ms の時間を計測するため、2GHz で動作する 23 ビットのカウンタが必要となる。本提案方式では、クロック用の 32MHz で動作する 17 ビットのカウンタと制御信号用の 11 ビットのカウンタ 2 つでよい。従って消費電力が動作周波数とカウンタのビット数に比例すると仮定すると、約 1/37 に低減可能である。このように、本提案方式を用いると、分解能が 0.5ns である時間差計測回路が 32MHz のカウンタだけの簡単な回路で実現可能である。

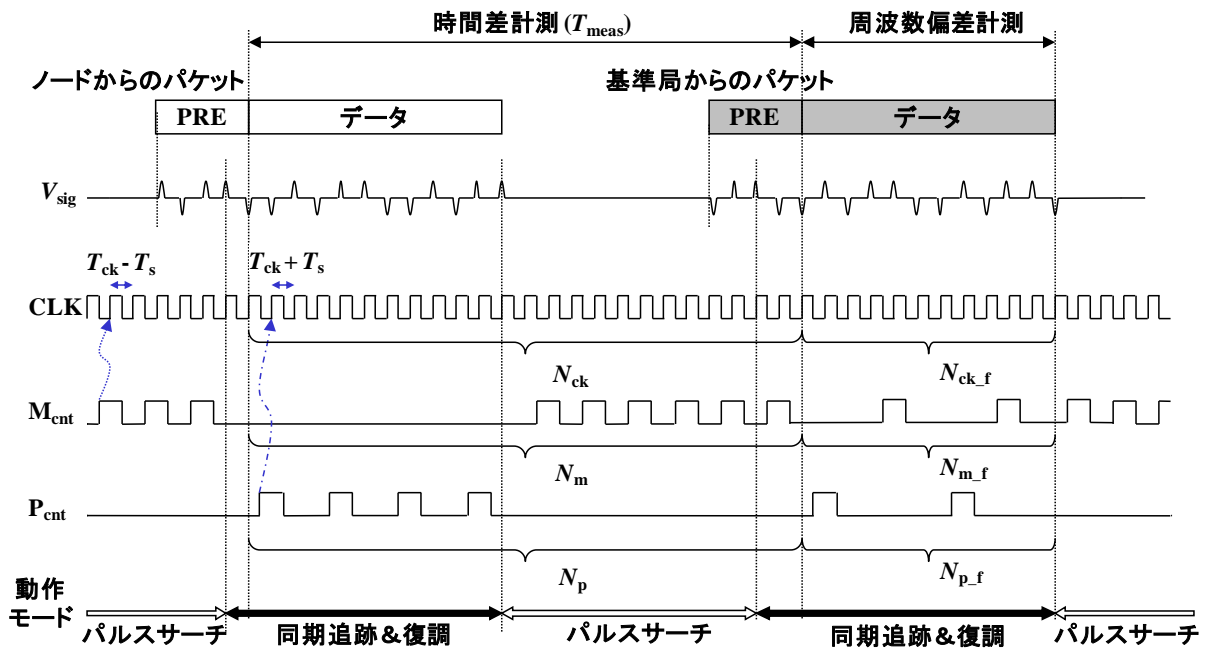


図 4-4 UWB-IR 受信機のタイミングチャート

4.3.3 クロック偏差補正方式の提案

高精度時間差計測の第二の課題は、クロックの周波数偏差による誤差の削減である。単純に考えると、目標である 3.5ms の時間を $\pm 1\text{ns}$ 以下の誤差で測定するためには、発振器の周波数偏差を $\pm 0.3\text{ppm}$ 以下に抑える必要がある。しかしながら、典型的な水晶発振器は数 10ppm の周波数偏差を持つ。精度のよい水晶発振器でも 5ppm 程度、温度補償水晶発振器としても 2ppm 程度の周波数偏差である。恒温槽付水晶発振器であれば、0.1ppm 以下の精度を達成することが可能であるが、サイズ、消費電力が大きく、高コストであるため、センサネットワーク向け無線機に用いるには現実的ではない。そこで、数 10ppm 程度の周波数偏差を持つ安価な水晶発振器の偏差を補正し、等価的に 0.3ppm 以下に抑える方式を提案する。

TDOA 測位方式では、ノードからの信号を複数の基地局に到達した時間差をもとに測位を行う。従って、各基地局で測定したノードからのパケットと基準局からのパケットの時間差の差が必要な情報である。すなわち、基地局 A, B で測定した時間差を

それぞれ $T_{\text{meas,A}}$, $T_{\text{meas,B}}$ とすると、実際に測位に使用するのは $T_{\text{meas,A}} - T_{\text{meas,B}}$ である。基地局 A, B の発振器の偏差を考慮すると、 $T_{\text{meas,A}} - T_{\text{meas,B}}$ は、

$$\begin{aligned} T_{\text{meas,A}} - T_{\text{meas,B}} &= T_{\text{real,A}} \cdot (1 + \delta_A) - T_{\text{real,B}} \cdot (1 + \delta_B) \\ &= T_{\text{real,A}} - T_{\text{real,B}} + (T_{\text{real,A}} \cdot \delta_A - T_{\text{real,B}} \cdot \delta_B) \end{aligned} \quad \dots (4-2)$$

と変形できる。ここで、 $T_{\text{real,A}}$ および $T_{\text{real,B}}$ はそれぞれ、基地局 A, B が測るべき実際の時間であり、 δ_A および δ_B は、それぞれ、基地局 A, B のクロック周期の偏差である。すなわち、 $T_{\text{real,A}} \cdot \delta_A - T_{\text{real,B}} \cdot \delta_B$ の測定誤差が生じる。この誤差分は、以下のように変形することが出来る。

$$T_{\text{real,A}} \cdot \delta_A - T_{\text{real,B}} \cdot \delta_B = (T_{\text{real,A}} - T_{\text{real,B}}) \cdot \delta_A + T_{\text{real,B}} \cdot (\delta_A - \delta_B) \quad \dots (4-3)$$

式(4-3)の第一項の $T_{\text{real,A}} - T_{\text{real,B}}$ は、実際に電波が空間を伝播する時間の差を示す。従って、距離の差が高々 30m 程度であるので、100ns のオーダーである。基地局のクロック偏差 δ_A は 10ppm のオーダーであるため、この項は 10^{-3} ns のオーダーとなる。一方、第二項は、 $T_{\text{real,B}}$ が数 ms のオーダー、基地局 A と B の相対的なクロックの偏差 $\delta_A - \delta_B$ は 10ppm のオーダーであるため、数 10ns のオーダーとなる。図 4-5 に絶対周波数偏差、相対周波数偏差と計測誤差の関係を示す。 $T_{\text{real,A}}$ が 3ms, $T_{\text{real,A}} - T_{\text{real,B}}$ が基地局 A と B の距離が 10m に相当する 33ns の条件での結果である。測定誤差を表す式(4-3)の第一項目は第二項目に比べて無視できることがわかる。つまり、測定誤差は、

$$T_{\text{real,A}} \cdot \delta_A - T_{\text{real,B}} \cdot \delta_B \approx T_{\text{real,B}} \cdot (\delta_A - \delta_B) \quad \dots (4-4)$$

と近似できる。ここで、 $\delta_A - \delta_B$ は基地局 A と基地局 B のクロックの相対的な偏差である。従って、基地局 A と B のクロックの相対的な偏差を計測することで、誤差の値が明らかとなり、補正を行うことが可能となる。

基地局 A と B の相対的なクロック偏差を補正するため、基準局の packets を用いる方式を提案する。基地局 A が基準局の packets を受信している間、基地局 A のクロックは基準局のクロックに同期するように制御している (図 4-4)。より具体的には、基地局 A では、+/-制御信号によりクロックの周期を微小な時間 T_s だけずらし、基準局のクロックと同一の周期になるように制御する。この +/-制御信号が出力される割合は、基地局 A と基準局のクロックの相対的な偏差 $\delta_A - \delta_S$ に対応し、以下の式で表すことができる。

$$\delta_A - \delta_S = -\frac{T_S \cdot (N_p - N_m)}{T_{ck} \cdot N_{ck}} \quad \dots (4-5)$$

ここで、 δ_S は基準局のクロック周期の偏差である。

この原理を用いれば32MHzのクロック及び+/-制御信号の数をカウントすれば基地局のクロックの、基準局に対する偏差を簡単に算出することが可能となる。この方式により算出される偏差の誤差は、式(4-5)の分子の分解能が T_S (0.5ns)であり、分母が基準局パケットのペイロード部分の時間(約2ms)であるため、最大で0.25ppmとなり、目標である0.3ppm以下を達成可能である。

本方式により算出した相対的なクロック偏差により、計測した時間差 T_{meas} は、以下のように補正できる。

$$T_{corrct} = T_{meas} \cdot \{1 + (\delta_A - \delta_S)\} \quad \dots (4-6)$$

ここで、 T_{corrct} は補正後の時間差である。この方式により、各基地局で測定した時間を、基準局のクロックを基準として補正することができる。基準局のパケットは測位に用いる全ての基地局で受信するため、全ての基地局での時間差計測結果を、基準局のクロックを基準にして補正することができ、高精度な測位が可能となる。

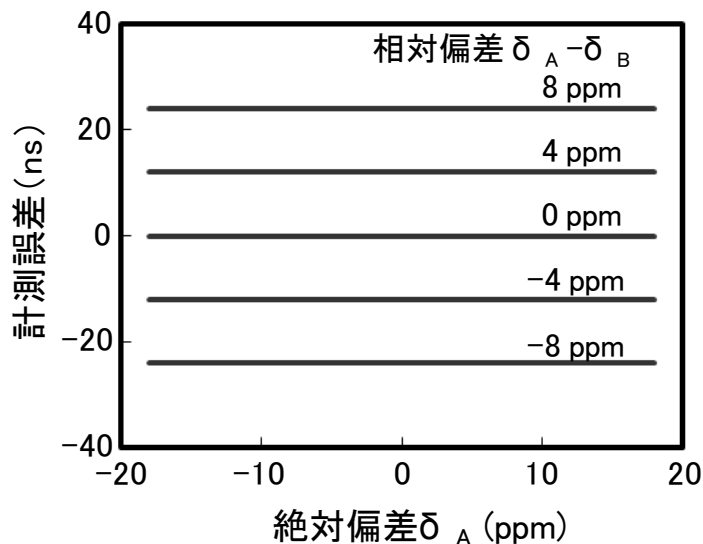


図 4-5 絶対偏差および相対偏差と測定誤差の関係

4.4 評価結果

提案した時間差計測方式と周波数偏差補正方式を UWB-IR 通信 LSI に実装し、評価を行った。送信パケットは周波数偏差を等価的に作成するため任意波形発生器を用いて生成し、2つのパケットの時間間隔や、送信信号の周波数偏差を任意に設定して評価を実施した。

図 4-6 に、提案した時間差計測方式により測定した時間差 T_{meas} と、期待値 T_{real} との関係を示す。また、図 4-7 に測定値の期待値からのずれ $T_{\text{meas}} - T_{\text{real}}$ を示す。最大で 60ns 程度の誤差があり、その誤差はデバイス毎 (AP#1, AP#2) に異なることが分かる。例えば、3.5ms の時間を計測する場合には、AP#1, AP#2 では、それぞれ、-9ns, 50ns の誤差が生じる。これは距離に直すと、それぞれ、-2.7m, 15m の誤差となり、測位精度が大幅に劣化する。また、図からは、誤差が時間差の期待値 T_{real} に対してほぼ線形であることが分かる。これは、式(4-4)に示すように、送信機と受信機のクロックの相対的な偏差に起因する誤差であることを示唆している。

図 4-8 に提案したクロック偏差補正方式により、計測した偏差を示す。また、図 4-9 に偏差補正を行った後の、時間差計測結果の期待値からのずれ $T_{\text{crct}} - T_{\text{real}}$ を示す。ポイントは 100 回測定した平均値、エラーバーはその標準偏差を示す。標準偏差は最大でも -0.8/+0.9ns に抑制できた。図 4-10 に時間差計測結果の期待値からのずれ $T_{\text{crct}} - T_{\text{real}}$ のヒストグラムを示す。周波数偏差の値によらず、中心値は約 0ns であり、その分布はおおよそ正規分布であると言える。各々の周波数偏差に対応する標準偏差は最大で 0.6ns である。このように周波数偏差を補正することにより、等価的に目標値である 0.3ppm 以下に補正することができ、時間差計測誤差を 1ns 以下に抑制することができた。これらの結果により、本提案の時間差計測方式および偏差補正方式を用いることで、最大 3.5ms の時間差計測を ±1ns 以下の誤差で測定可能であることが実証された。

本提案の時間差計測方式および周波数偏差計測補正方式により、データ通信用のパケットを用いて、測位が可能となる。つまり、データ通信と測位が同時に実現可能となる。図 4-11 に送信機-受信機間のクロック偏差を変化させた場合の、偏差補正後の測定誤差およびパケットエラーレートを示す。周波数偏差が -50/+40ppm 以内の範囲

において、パケットエラーレートが1%以下の通信を達成し、かつ、誤差 $\pm 0.8\text{ns}$ 以下の時間差計測を達成した。図 4-12 に受信電力を変化させた場合の時間差計測誤差およびパケットエラーレートを示す。なお、測定は有線で行い受信電力は可変減衰器を用いて変化させた。30m の距離に対応する減衰量で1%以下のパケットエラーレートを達成できた。また、時間差計測誤差は、送受信機間の減衰量に依らず $-0.6/+0.7\text{ns}$ 以内に抑えられた。この図より、 $\pm 1\text{ns}$ 以下の誤差での時間差計測、かつ、30m で1%以下のパケットエラーレートという目標を同時に達成していることが確認できる。

これらの結果、計測時間の絶対値、通信距離、および $\pm 40\text{ppm}$ という安価な水晶発振器の周波数偏差に依存せず、 $\pm 1\text{ns}$ 以下の誤差で計測可能であることが示された。本提案方式により、データ通信と測位が同時に実現可能となる。

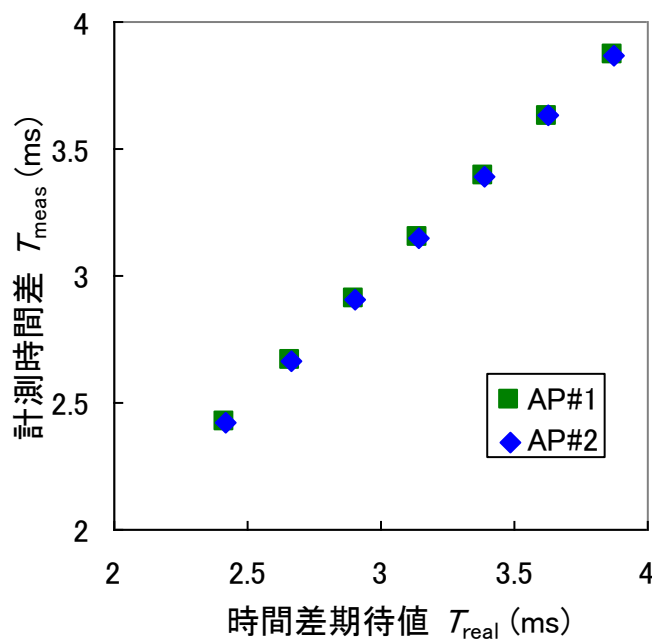


図 4-6 計測時間差と期待値との関係

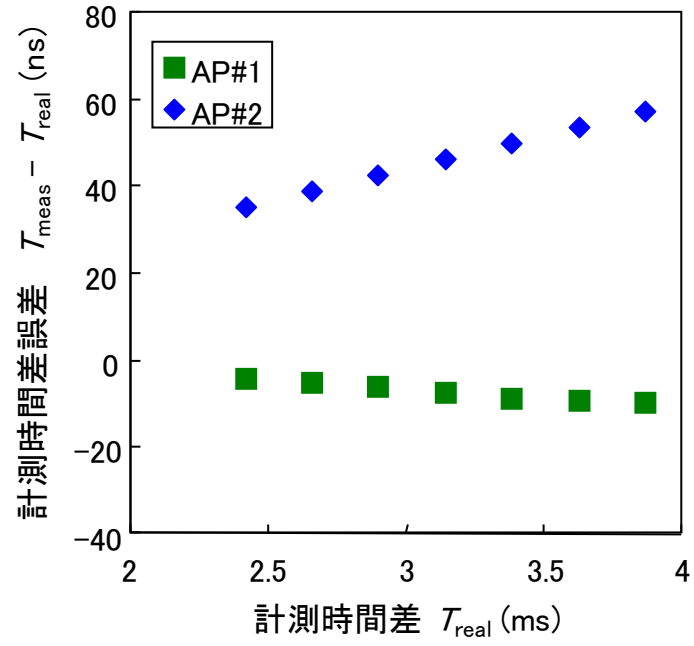


図 4-7 計測時間差と期待値との差

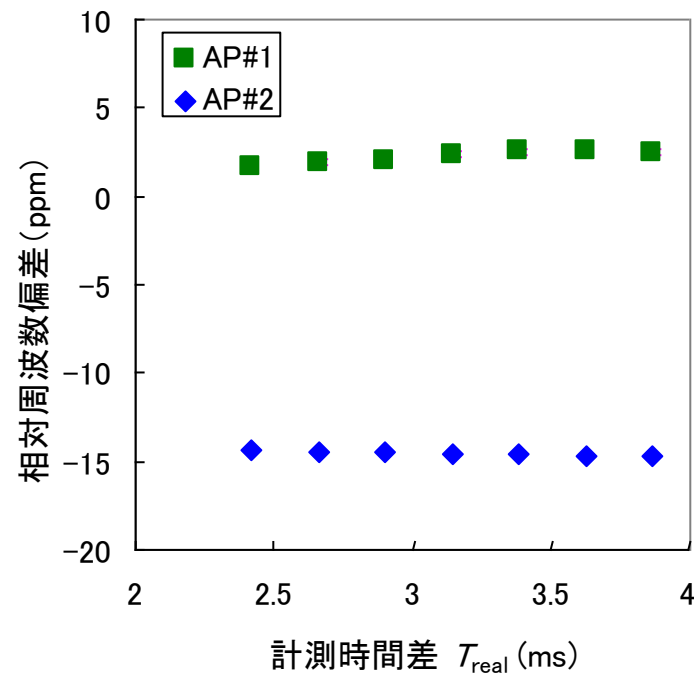


図 4-8 計測した周波数偏差

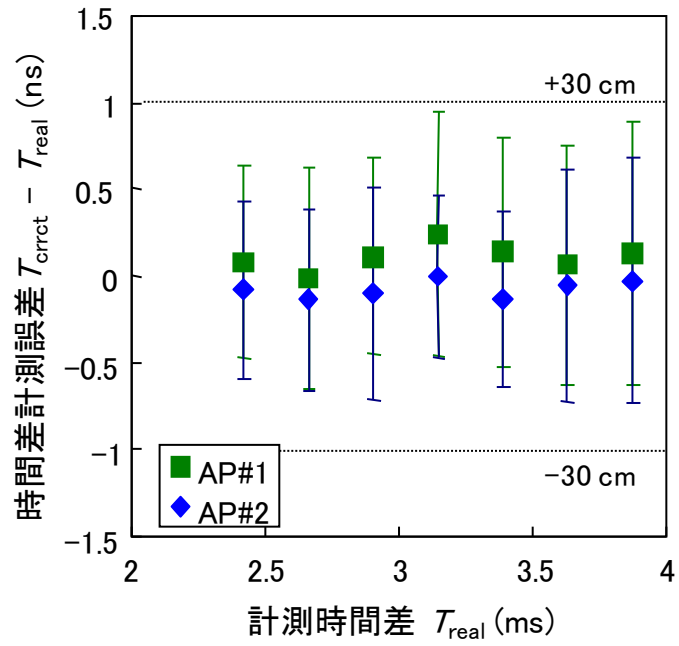


図 4-9 周波数偏差補正後の時間差計測誤差

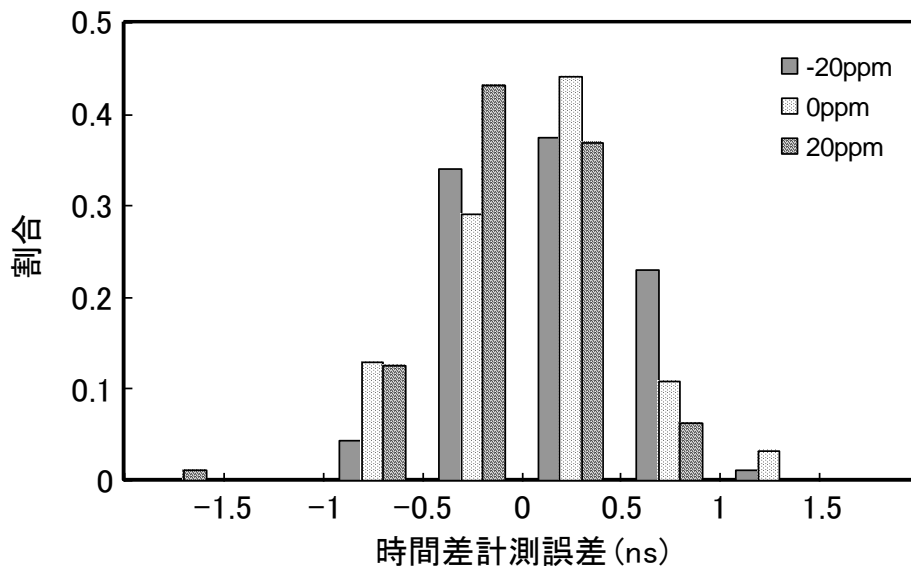


図 4-10 計測誤差のヒストグラム

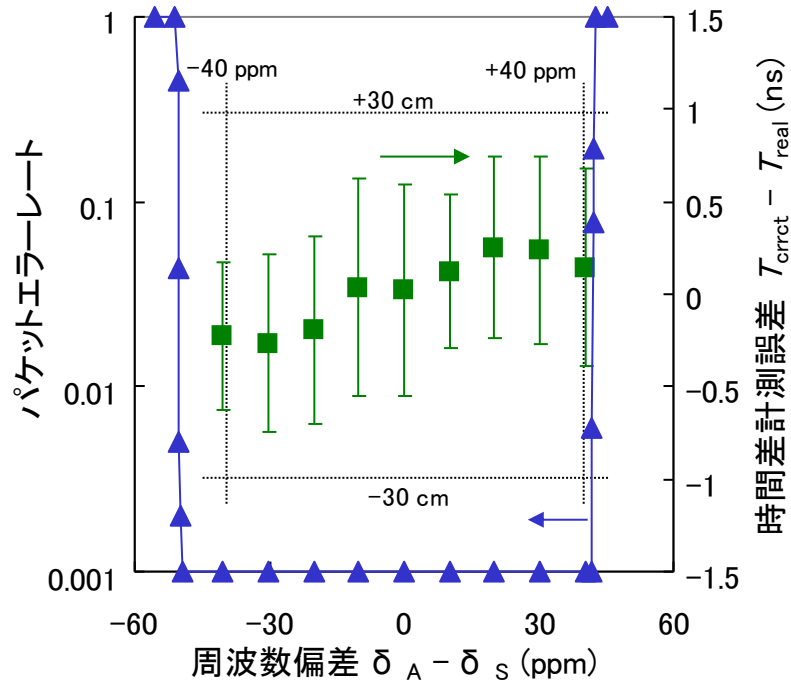


図 4-11 周波数偏差とパッケージエラーレートおよび時間差計測誤差の関係

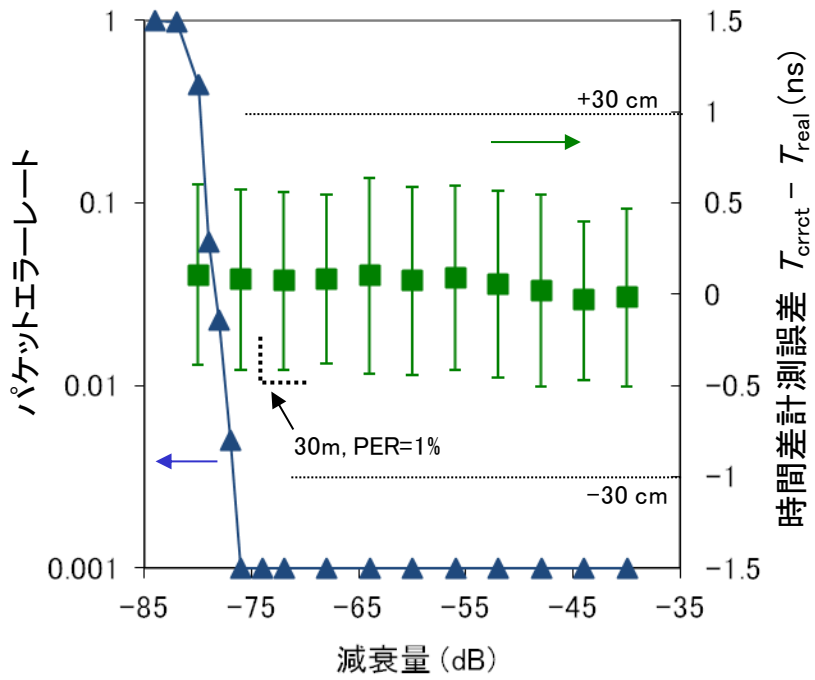


図 4-12 送受信期間の減衰量とパッケージエラーレートおよび時間差計測誤差の関係

4.5 ベンチマーク

表 4-1, 表 4-2 に本研究で開発した UWB-IR 無線機および測位システムのベンチマークを示す。英国 Ubisense 社は UWB 無線を用いた位置測定システムを製品化し、産業向け生産管理等に適用している[15]。UWB 無線は位置計測用に特化し、タグからセンサ（基地局）への片方向通信とし、制御等の通信用には 2.4GHz 帯の別の無線を使用している。また、decaWave 社は IEEE802.15.4a 準拠のトランシーバチップを製品化している[16]。本研究の UWB-IR 無線機は、通信と測位を同時に実現しつつ、小型低消費電力に抑えた点で一定のレベルにあると考える。

表 4-1 ベンチマーク（その 1）

項目	本研究	Ubisense [15]	decaWave [16]
使用周波数帯	3.4~4.8GHz	6~8GHz, 8.5~9.5GHz	3.5~6.5GHz (6 バンド)
通信方式	独自 UWB-IR	片方向 UWB（測位用） と両方向 2.4GHz 帯無線 （制御通信用）併用	IEEE802.15.4a 準拠
データレート	10.7Mbps, 258kbps	-	最大 6.8Mbps
通信距離	10m, 30m	30~50m	最大 300m (モードに依存)
無線チップサイズ	5x5mm	-	6x6mm
チッププロセス	180nm CMOS	-	90nm CMOS
端末サイズ	10 x 10 x 10 mm	38 x 39 x 16.5 mm	-
基地局サイズ	45 x 80 x 21 mm	200 x 140 x 65 mm	-

表 4-2 ベンチマーク (その 2)

項目	本研究	Ubisense [15]	decaWave [16]
無線通信 LSI 送信時消費電流	31 mA (PLL オフ時)	-	31mA～ (モードに依存)
無線通信 LSI 受信時消費電流	115mA, 83mA (RX AFE 間欠動作時)	-	64mA～ (モードに依存)
電池寿命	2.6 年 (150mAh 電池 5 分毎動作)	4 年 (オフィスワーカへの 使用例)	-
端末平均消費電流 (3 秒に一回動作)	75 μ A (送信専用 センサノード) 308 μ A (送受信 センサノード)	130 μ A (電池 CR2477 (1000mAh), 電池寿命 4 年, 一日 8 時間, 240 日/年, 3 秒に一回動作, と仮定)	-
測位方式	TDOA, 基地局間 無線同期, TOF 測距	AOA (Angle of Arrival), TDOA 併用, 基地局間 有線同期	TOF (Time of Flight), TDOA を サポート
測位誤差	22 cm [14]	15 cm	-

4.6 まとめ

本章では、通信と位置測定を同時に実現する高精度時間差計測方式を提案、実装、評価した。はじめに、通信と測位を同時に実現するために必要な時間差計測の課題を明らかにした。また、この課題を解決するために以下のことを明らかにした。

- (1) データ通信用のパケットで測位を行うため、最大 3.5ms という長い時間を ± 1 ns 以下という非常に高い精度で計測することが課題である。

- (2) 1ns 精度での時間差計測には、通常 1GHz 以上で動作する回路を用いるが、小面積、低電力化のため、通信で用いる 32MHz の低速なクロックと、クロックの位相制御信号を活用して時間差を計測する方式を提案した。
- (3) また、安価な水晶発振器を用いて高精度な時間差測定を行うため、周波数偏差を補正する方式を提案した。
- (4) これらの方式は 32MHz の簡単なデジタルカウンタで実現可能であることを明らかにした。
- (5) 提案方式を UWB-IR 通信 LSI に実装し、評価を行った。その結果、計測時間差の絶対値、通信距離、 $\pm 40\text{ppm}$ という安価な水晶発振器の周波数偏差に依存せず、 $\pm 1\text{ns}$ 以下の誤差で時間差を計測可能であることを確認した。また、 $\pm 40\text{ppm}$ の発振器の偏差を、 0.3ppm 以下に補正できることを確認した。

以上の結果から、開発技術を用いることにより、UWB-IR 位置測定システムに必須な高精度時間差計測を低電力、安価に実現できることを明らかにした。

参考文献

- [1] S. Gezici, T. Zhi, 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 Processing Magazine*, pp. 70-84, 2005.
- [2] M.-K. Oh, and J.-Y. Kim, "Ranging Implementation for IEEE 802.15.4a IR-UWB Systems," *Vehicular Technology Conference*, pp.1077-1081, 2008.
- [3] S. Schwarzer, M. Vossiek, M. Pichler, and A. Stelzer, "Precise distance measurement with IEEE 802.15.4 (ZigBee) devices," *Radio and Wireless Symposium*, pp. 779-782, Jan., 2008.
- [4] Y. J. Zheng, S.-X. Diao, C.-W. Ang, Y. Gao, F.-C. Choong, Z. Chen, X. Liu, Y.-S. Wang, X.-J. Yuan, C. H. Heng, "A 0.92/5.3nJ/b UWB impulse radio SoC for communication and localization," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp.230-231, 2010.
- [5] Sang-il Ko, Jun-ya Takayama, Shinji Ohyama, "Proposal of generalized vernier effect and its practical advantage for RF time-of-flight ranging between sensor nodes in wireless sensor networks," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 167, pp. 537-547, 2011.
- [6] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse Radio: How It Works," *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, VOL. 2, NO. 2, pp. 36-38, 1998.
- [7] K. Mizugaki, T. Nakagawa, R. Fujiwara, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, "UWB-IR Wireless Accurate Location System for Sensor Network," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E94-B, No.5, pp. 1432-1437, 2011.
- [8] Y. Jiang, and V. C. M. Leung, "An Asymmetric Double Sided Two-Way Ranging for Crystal Offset," *International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, pp. 525-528, 2007.
- [9] Y. Nam, H. Lee, J. Kim, and K. Park, "Two-Way Ranging Algorithms Using Estimated Frequency Offsets in WPAN and WBAN," *Third International Conference on Convergence and Hybrid Information Technology*, Vol. 1, pp. 842-847, 2008.
- [10] B. Zhen, H. Li, and R. Kohno, "Clock Offset Compensation in Ultra-Wideband

- Ranging,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Vol. E89-A, No. 11, pp. 3082-3088, 2006.
- [11]J. X. Lee, Z.W. Lin, P.S. Chin, and C.L. Law, “Non-synchronised time difference of arrival localization scheme with time drift compensation capability,” IET Communications, Vol. 5, Iss. 5, pp. 693–699, 2011.
- [12]M. Flury, R. Merz, J.-Y. Le Boudec, “Clock-offset tracking software algorithms for IR-UWB energy-detection receivers,” IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 534-539, 2009.
- [13]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 TRANSACTIONS on Communications, Vol.E91-B, No.2, pp. 518-526, 2008.
- [14]K. Mizugaki, T. Nakagawa, R. Fujiwara, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, “UWB-IR Wireless Accurate Location System for Sensor Network,” IEICE Transactions on Communications, Vol. E94-B, No.5, pp. 1432-1437, 2011.
- [15]<http://www.ubisense.net/en/products-and-services/rtls-products.html>
- [16]<http://www.decawave.com/sites/default/files/product-pdf/dw1000-product-brief.pdf>

第5章 結論

5.1 本研究により明らかにされたこと

センサネットワークは人やモノ、環境の様々な情報を収集し、活用するための基盤技術である。本論文では、センサネットワーク向け無線として期待されている UWB-IR 無線機の低消費電力化技術について述べた。

第2章では、UWB-IR 通信 LSI および受信機向け ADC について述べた。はじめに、UWB-IR 通信仕様、アーキテクチャを説明し、受信機に必要な ADC の課題を明らかにした。また、この課題を解決するために以下のことを明らかにした。

- (1) UWB-IR 受信機向け低電力 ADC を提案・設計した。変換速度 32Msps に対し 1 桁以上高速な入力信号 500MHz を瞬間的にサンプルすることが特徴である。この特徴を利用し低電力化を図った。オペアンプをサンプル動作から分離してホールドモードでのみ使用し、同時にオフセットキャンセルが可能な構成を提案した。これにより、オペアンプの動作速度を低速化でき、従来回路と比較して約 90% の低電力化が可能なことを明らかにした。
- (2) コンパレータに受動素子のみで構成される制御回路を追加し、入力電圧差が大きい場合の消費電流を抑制する回路構成を提案し、コンパレータの消費電力を約 25% 削減できることを明らかにした。
- (3) オペアンプを時分割して共有化するオペアンプシェアリングを採用し、オペアンプの数およびその消費電力を半減できることを明らかにした。
- (4) TSMC 社の 0.18 μ m CMOS プロセステクノロジーを用いて ADC を試作、評価し、以下の結果を得た。
 - ・ チップサイズは 1.0 \times 0.38mm、実効的な面積は 0.18mm² である。
 - ・ 微分非直線性および積分非直線性はそれぞれ +0.56/-0.51 LSBs および

+0.79/-0.76 LSBs であり，最小分解能である 1LSB 以下に抑えられた。

- ・ SNDR は，入力信号の周波数が 1MHz および 513MHz の場合に，それぞれ 34.8dB および 34.0dB であり，目標帯域内 500MHz においてほぼフラットな特性を示し，有効ビット数 5 ビット以上であることを確認した。
- ・ 入力信号周波数が 1.057GHz の場合の SNDR は 31.2 dB であり，-3dB 帯域幅は約 1GHz を実現した。
- ・ 電源電圧 1.8V，サンプリング周波数 32MHz の場合，消費電流は 1.3mA（アナログ部分 0.89mA，デジタル部分 0.42mA）に抑制できた。

以上の結果から，開発技術を用いることにより，UWB-IR 無線機向け ADC の低消費電力化を実現できることを明らかにした。

第 3 章では，UWB-IR 通信 LSI を搭載したセンサノードについて述べた。はじめに，センサノードの課題について明らかにした。また，この課題を解決するために以下のことを明らかにした。

- (1) 小型，高速通信，低電力が特長の UWB-IR センサノードおよび基地局を開発した。
フレキシブル基板の適用やベアチップ実装技術で，センサノードは 1cc，基地局は 9cc という超小型サイズを達成した。
- (2) マイコン外部の RTC を使用し待機中にマイコンをスタンバイ状態に遷移させる制御，不要な電源の FET スイッチでの遮断，UWB-IR 通信 LSI の動作状態の細やかな制御などの方法により低電力化を行った。またマイコンの電源遮断により待機電流を 1/25 に削減し，150mAh の電池で 5 分毎動作の場合，2.6 年の寿命を達成した。
- (3) センサノードの待機時に，マイコンをソフトウェアスタンバイ状態，あるいは，電源遮断状態のいずれかに遷移することを選択可能な構成を提案した。センサノードの間欠動作時間に応じて，ソフトウェアスタンバイと電源遮断を使い分けることにより，電池の長寿命化が可能なことを示した。
- (4) 通信速度は，最大 10.7Mbps での伝送が可能な UWB-IR 無線，無線機とマイコン間の 16 ビットバス接続，マイコンと PC 間の USB2.0 接続により，無線区間，有線

区間を含めて 10Mbps 以上を確保した。開発したノードを評価し、伝送速度 258kbps, 10.7Mbps でそれぞれ通信距離 30m, 10m の通信を達成できることを確認した。

- (5) 小型化に伴い、デジタルノイズの無線通信 LSI アナログ回路への回り込みが課題となったが、バスクロックの動的制御方式でデジタルノイズを除去し、パケット誤り率を 1%以下に抑制した。

以上の結果から、開発技術を用いることにより、センサノードの低消費電力化を実現できることを明らかにした。

第4章では、通信と位置測定を同時に実現する高精度時間差計測方式を提案、実装、評価した。はじめに、通信と測位を同時に実現するために必要な時間差計測の課題を明らかにした。また、この課題を解決するために以下のことを明らかにした。

- (1) データ通信用の packets で測位を行うため、最大 3.5ms という長い時間を $\pm 1\text{ns}$ 以下という非常に高い精度で計測することが課題である。
- (2) 1ns 精度での時間差計測には、通常 1GHz 以上で動作する回路を用いるが、小面積、低電力化のため、通信で用いる 32MHz の低速なクロックと、クロックの位相制御信号を活用して時間差を計測する方式を提案した。
- (3) また、安価な水晶発振器を用いて高精度な時間差測定を行うため、周波数偏差を補正する方式を提案した。
- (4) これらの方式は 32MHz の簡単なデジタルカウンタで実現可能であることを明らかにした。
- (5) 提案方式を UWB-IR 通信 LSI に実装し、評価を行った。その結果、計測時間差の絶対値、通信距離、 $\pm 40\text{ppm}$ という安価な水晶発振器の周波数偏差に依存せず、 $\pm 1\text{ns}$ 以下の誤差で時間差を計測可能であることを確認した。また、 $\pm 40\text{ppm}$ の発振器の偏差を、 0.3ppm 以下に補正できることを確認した。

以上の結果から、開発技術を用いることにより、UWB-IR 位置測定システムに必須な高精度時間差計測を低電力、安価に実現できることを明らかにした。

5.2 今後に残された課題

第2章では、UWB-IR 受信機向け ADC について述べた。本 ADC の課題は更なる低消費電力化である。これを実現するためのひとつの方法として、デジタル補正技術が考えられる[1,2]。デジタル補正技術は、オペアンプ等のアナログ回路のばらつきや歪を、デジタル信号処理を用いて補正し、アナログ回路に要求される仕様を大幅に緩和することにより、小面積化や低消費電力化を実現する技術である。また、微細プロセスによりクロック周波数を比較的容易に上げることができるプロセスを用い、逐次近似方式やサイクリック方式といった内部に高速なクロックを用いる ADC[3,4]を採用することにより低消費電力化できる可能性があり、プロセスの微細化と最適な方式を合わせて検討する必要がある。

第3章では、低消費電力かつ小型なセンサノードについて述べた。センサノードの課題は更なる低消費電力化、小型化である。このためには、マイコンと無線通信 LSI をワンチップ化することが考えられる。ワンチップ化によりインタフェース部の小面積化、低電力化やクロック系の共通化等が可能となる。このようなワンチップ LSI の開発には、大量の LSI の需要が必要となるため、多数のセンサノードを用いるアプリケーションの探索が必要と考える。

第4章では、通信と位置測定を同時に実現するための時間差計測方式について述べた。センサノードからのパケット直後に基準局がパケットを送信し、基地局間の同期を取る方式を前提としたが、多数のセンサノードが存在する場合には、基準局のパケットによりセンサノード数が制限されることが問題になる可能性がある。従って、基準局からの同期用のパケットをセンサノードのパケットをトリガとするのではなく、それとは非同期に定期的送信する方法が考えられる。このような場合に、基地局間のクロックの周波数偏差を抑え、高精度に時間差を計測する方式の検討が必要である。

参考文献

- [1] Y. Chiu, C. W. Tsang, B. Nikolic, and P. R. Gray, "Least mean square adaptive digital background calibration of pipelined analog-to-digital converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol.51, no.1, pp.38-46, 2004.
- [2] Jie Yuan, Sheung Wai Fung, Kai Yin Chan, and Ruoyu Xu, "A 12-bit 20 MS/s 56.3 mW Pipelined ADC With Interpolation-Based Nonlinear Calibration," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol.59, no.3, pp.555-565, 2012.
- [3] Zhiheng Cao, Shouli Yan, and Yunchu Li, "A 32 mW 1.25 GS/s 6b 2b/Step SAR ADC in 0.13 μm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.44, no.3, pp.862-873, 2009.
- [4] P. J. A. Harpe, B. Busze, K. Philips, and H. de Groot, "A 0.47–1.6 mW 5-bit 0.5–1 GS/s Time-Interleaved SAR ADC for Low-Power UWB Radios," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.47, no.7, pp.1594-1602, 2012.

謝辞

本論文を執筆するにあたり，東京工業大学大学院総合理工学研究科物理情報システム専攻 杉野暢彦 准教授には，大学院博士後期課程社会人大学院プログラムにおいて懇切丁寧にご指導頂き，更に，本論文の執筆に際してもご指導ならびにご鞭撻賜りましたことに深く感謝いたします。また，本論文の作成にあたり御指導，御議論，御支援をいただきました，東京工業大学大学院総合理工学研究科物理情報システム専攻 中村健太郎 教授，黒澤実 准教授，篠崎隆宏 准教授，総合理工学研究科知能システム科学専攻 中本高道 教授，理工学研究科国際開発工学専攻 高田潤一 教授に心からの感謝の意を表します。

本論文で述べた研究は，筆者が勤務する株式会社 日立製作所 中央研究所で行ったものであり，本研究の遂行にあたっては，入社以来の歴代の所長であられる西野壽一氏（現在 日立製作所 執行役専務），福永泰 氏（現在 日本電産株式会社 常務執行役員），小島啓二 氏（現在 研究開発グループ グループ長），長我部信行 氏（現在 ヘルスケア社 CTO），鈴木教洋 氏（現在 中央研究所 所長）をはじめとして，入社以来の所属研究部の歴代部長であられる，矢野和男 氏（現在 中央研究所 主管研究長），鈴木敬 氏（現在 中央研究所 主管研究員），工藤真 氏（現在 日立オートモティブシステムズ株式会社 主管技師），井戸立身 氏（現在 情報エレクトロニクス研究部 部長），後藤康 氏（現在 企画室 室長），小池麻子 氏（現在 技術戦略室 ストラテジースタッフ），武田健一 氏（現在 バイオシステム研究部 部長）には，多大なる御支援をいただきました。ここに感謝の意を表します。

入社以来の所属ユニットの歴代ユニットリーダーであられる宮崎祐行 氏，倉田英明 氏，長田健一 氏，竹村理一郎 氏，梶山新也 氏には，研究生活全般にわたり暖かく御指導いただきました。ここに感謝の意を表します。特に，入社以来の研究活動において宮崎祐行氏には無線通信，回路設計の基本から，論文，特許の書き方，研究者としての心構えにいたるまで，懇切丁寧にご指導いただきました。ここに心より感謝の意を表します。また，竹村理一郎氏には社会人博士コースへの入学の紹介して頂き，その後の進め方等に関しても多大なご支援を頂きました。ここに感謝の意を表します。

本研究の推進にあたっては、小野豪一 氏、前木陽 氏、水垣健一 氏、藤原亮介 氏、乗松崇泰 氏、寺田崇秀 氏、前田大輔 氏に多大なご助言及び議論を賜りました。また、野田正樹 氏（現在 横浜研究所 主管研究員）には本研究に関する貴重な情報をご教示頂きました。ルネサスエレクトロニクス株式会社 松浦達治 氏（現在 東京理科大学）には、トランジスタ動作の基本から半導体設計の心得まで非常に多くのことをご教示くださりました。また、今泉栄亀 氏、工藤純也 氏、中根秀夫 氏には多大なご指導を賜りました。ここに感謝の意を表します。

YRP ユビキタス・ネットワーキング研究所ならびに東京大学大学院情報学環 坂村健 教授、越塚登 教授、小林真輔 准教授には、本研究の推進に当たって多大なご助言、ご支援を頂きました。ここに感謝の意を表します。

本研究は、上記の方々に加え、株式会社 日立製作所 中央研究所の方々をはじめ、ここには書き尽くせない多くの方々の御尽力、御協力によって進めることができました。ここに感謝の意を表します。

本研究の一部は、総務省ユビキタスネットワーク技術の研究開発「超小型チップネットワーキング技術」からの委託研究で実施したものである。

研究業績

学術論文

- [1] T. Nakagawa, T. Matsuura, E. Imaizumi, J. Kudoh, G. Ono, and M. Miyazaki, “1-GHz Input Bandwidth Under-Sampling A/D Converter with Dynamic Current Reduction Comparator for UWB-IR Receiver,” *IEICE Transactions on Electronics*, Vol. E92-C, No. 6, pp. 835-842, 2009.
- [2] 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 Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, Issue 4, pp. 964-973, 2008.

国際会議（査読あり）

- [1] T. Nakagawa, G. Ono, R. Fujiwara, T. Norimatsu, T. Terada, and M. Miyazaki, “Fully Integrated UWB-IR CMOS Transceiver for Wireless Body Area Networks,” *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 768-772, 2009.
- [2] T. Nakagawa, R. Fujiwara, G. Ono, and M. Miyazaki, “UWB-IR Receiver with Accurate Time-Interval-Measurement Circuit for Communication/Location System,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 397-400, 2009.
- [3] T. Nakagawa, M. Miyazaki, G. Ono, R. Fujiwara, T. Norimatsu, T. Terada, A. Maeki, Y. Ogata, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, “1-cc Computer using UWB-IR for Wireless Sensor Network,” *Asia and South Pacific Design Automation Conference*, pp. 392-397, 2008.
- [4] 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,” *33rd European Solid*

国際会議（査読なし）

- [1] T. Nakagawa, G. Ono, R. Fujiwara, T. Norimatsu, T. Terada, K. Mizugaki, and M. Miyazaki, “UWB-IR Transceiver for Simultaneous Data Communication and Accurate Locationing,” *CMOS Emerging Technologies Workshop*, 2009.

国内学会

- [1] 中川 樹生, 小野 豪一, 乗松 崇泰, 藤原 亮介, 水垣 健一, 寺田 崇秀, 宮崎 祐行, 鈴木 敬, 矢野 和男, 前木 陽, 緒方 祐次, 小林 真輔, 越塚 登, 坂村 健, “1cc 超小型ノードを用いた 22cm 高精度測位システムの開発 (1) : 超低電力 UWB センサノードの開発,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, S-53-54, 2006.
- [2] 中川 樹生, 小野 豪一, 藤原 亮介, 前木 陽, 水垣 健一, 乗松 崇泰, 宮崎 祐行, 小久保 優, 大熊 康介, 早川 幹, 小林 真輔, 越塚 登, 坂村 健, “3nW/bps 超低電力 UWB 無線システム (4) : 受信用ベースバンド開発,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, 137, 2005.

国内研究会

- [1] 中川 樹生, 宮崎 祐行, “UWB-IR 測位システム向け高精度時間差計測方式,” 第 29 回センシングフォーラム計測部門大会, pp. 313-318, 2012.
- [2] 中川 樹生, 小野 豪一, 乗松 崇泰, 藤原 亮介, 水垣 健一, 寺田 崇秀, 宮崎 祐行, 鈴木 敬, 矢野 和男, 前木 陽, 緒方 祐次, 小林 真輔, 越塚 登, 坂村 健, “1cc 超小型 UWB センサノードの開発,” 電子情報通信学会技術研究報告, スマートインフォメディアシステム研究会, 106(373), pp. 47-51, 2006.