

# 学 位 論 文

## 省電力無線通信に向けた 多段ウェイクアップ方式に関する研究

指導教員 森川 博之 教授



東京大学大学院工学系研究科  
電気系工学専攻

氏 名 37-097397 石田 繁巳

提 出 日 2012年6月1日

# 目次

---

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究の背景と目的 . . . . .	2
1.2	本論文の構成 . . . . .	4
<b>第 2 章</b>	<b>無線通信の受信待機電力削減技術</b>	<b>6</b>
2.1	はじめに . . . . .	7
2.2	受信回路の省電力化 . . . . .	7
2.3	間欠動作による省電力化 . . . . .	9
2.4	おわりに . . . . .	17
<b>第 3 章</b>	<b>多段ウェイクアップ通信方式</b>	<b>19</b>
3.1	はじめに . . . . .	20
3.2	多段ウェイクアップ通信方式 . . . . .	22
3.3	設計 . . . . .	24
3.3.1	設計パラメータ . . . . .	24
3.3.2	ウェイクアップ受信モジュール . . . . .	25
3.4	評価 . . . . .	34
3.4.1	ウェイクアップ受信モジュール . . . . .	34
3.4.2	多段ウェイクアップ通信方式 . . . . .	38
3.5	おわりに . . . . .	40
<b>第 4 章</b>	<b>グループ指定によるウェイクアップ</b>	<b>42</b>
4.1	はじめに . . . . .	43
4.2	ブルームフィルタを用いたウェイクアップ通信 . . . . .	45
4.2.1	ブルームフィルタ . . . . .	45
4.2.2	ID マッチングへのブルームフィルタの適用 . . . . .	47

---

4.3	評価 . . . . .	48
4.3.1	消費電力と実装回路面積 . . . . .	50
4.3.2	受信待機電力 . . . . .	52
4.4	おわりに . . . . .	59
<b>第 5 章</b>	<b>ワイヤレスハーネスのためのウェイクアップ</b>	<b>60</b>
5.1	はじめに . . . . .	61
5.2	機器内ウェイクアップ通信 . . . . .	62
5.3	2 進 MDS-ID マッチング . . . . .	65
5.3.1	2 進 MDS-ID マッチングの概要 . . . . .	65
5.3.2	2 進 MDS-ID . . . . .	67
5.3.3	ハミング距離に基づく ID マッチング . . . . .	69
5.4	評価 . . . . .	70
5.4.1	評価環境 . . . . .	71
5.4.2	ウェイクアップ率 . . . . .	72
5.4.3	ウェイクアップ遅延 . . . . .	73
5.4.4	受信待機電力 . . . . .	76
5.4.5	回路面積 . . . . .	77
5.5	おわりに . . . . .	79
<b>第 6 章</b>	<b>結論</b>	<b>80</b>
6.1	本研究の主たる成果 . . . . .	81
6.2	今後の課題 . . . . .	82
	<b>謝辞</b>	<b>84</b>
	<b>参考文献</b>	<b>86</b>
	<b>発表文献</b>	<b>96</b>

# 目次

---

2.1	間欠動作による省電力化のモデル . . . . .	9
2.2	S-MAC の動作概要 . . . . .	11
2.3	B-MAC の動作概要 . . . . .	12
2.4	ウェイクアップ通信 . . . . .	13
2.5	Wake on Wireless のシステム構成 . . . . .	13
2.6	RF Rendez-Blue の概要 . . . . .	14
2.7	Wake-on-WLAN の概要 . . . . .	14
2.8	Cell2Notify の概要 . . . . .	14
2.9	Radio-Triggered 回路 . . . . .	15
3.1	ウェイクアップ通信 . . . . .	20
3.2	多段ウェイクアップ通信 . . . . .	22
3.3	ウェイクアップ要求信号のフレームフォーマット . . . . .	23
3.4	ウェイクアップ受信モジュールのハードウェア構成 . . . . .	25
3.5	信号検出用整流回路 . . . . .	26
3.6	CMOS レベル電圧変換回路 . . . . .	27
3.7	電源制御回路 . . . . .	28
3.8	単一パルス変換回路 . . . . .	28
3.9	復調回路 . . . . .	29
3.10	フロントエンド増幅回路 . . . . .	29
3.11	包絡線検波回路 . . . . .	29
3.12	シュミット・コンパレータ回路 . . . . .	30
3.13	クロック発振回路 . . . . .	30
3.14	パワー・オン・リセット回路 . . . . .	31
3.15	ウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路のブロック図 . . . . .	32

3.16	ウェイクモジュール受信モジュールの全体の接続 . . . . .	33
3.17	アナログ回路の動作波形 (1) . . . . .	35
3.18	アナログ回路の動作波形 (2) . . . . .	36
4.1	ウェイクアップ通信方式の概要 . . . . .	44
4.2	ブルームフィルタの例：(a) 要素が入っていない場合，(b) 要素の追加， (c) メンバ判定 . . . . .	46
4.3	ブルームフィルタを用いた ID マッチング . . . . .	47
4.4	ウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路のブロック図 . . . . .	49
4.5	デジタル回路のチップレイアウト . . . . .	50
4.6	登録されている ID 数に対するデジタル回路の消費電力 . . . . .	51
4.7	登録されている ID 数に対するデジタル回路の実装回路面積 . . . . .	52
4.8	ID 長に対する誤ウェイクアップ率 . . . . .	54
4.9	ID 長に対する平均受信待機電力 . . . . .	55
4.10	平均受信待機電力が最小となる ID 長 . . . . .	55
4.11	ウェイクアップ要求信号の受信頻度に対する平均受信待機電力が最小と なる ID 長 . . . . .	56
4.12	登録されている ID 数に対する平均受信待機電力 . . . . .	57
4.13	データ通信モジュールの消費電力に対するブルームフィルタ方式が優位 となる ID 数の範囲 . . . . .	58
5.1	ウェイクアップ通信技術の概要 . . . . .	61
5.2	機器内ウェイクアップ通信の通信プロセス . . . . .	63
5.3	2 進 MDS-ID マッチングの全体像 (a) フェーズ 1: 2 進 MDS-ID の生成 と割り当て (b) フェーズ 2: ハミング距離に基づく ID マッチング . . . . .	66
5.4	2 進 MDS-ID の例 (最小ハミング距離 3, ID 数 16) . . . . .	67
5.5	ハミング距離に基づく ID マッチング回路の構成 . . . . .	69
5.6	ハミング符号を用いてエラー訂正を行う ID マッチング回路の構成 . . . . .	69
5.7	ウェイクアップ率 (ID 数 $N = 10^{12}$ , 許容エラービット数 $t = 5$ ) . . . . .	73
5.8	平均ウェイクアップ遅延 (ID 数 $N = 10^{12}$ , 許容エラービット数 $t = 5$ ) . . . . .	74
5.9	許容エラービット数 $t$ に対する平均ウェイクアップ遅延 ( $E_b/N_0 = 8$ dB, ID 数 $N = 10^{12}$ ) . . . . .	75
5.10	平均受信待機電力 (ID 数 $N = 10^{12}$ , 許容エラービット数 $t = 5$ ) . . . . .	76

5.11	ID 数 $N$ に対する ID マッチング回路の面積 (許容エラービット数 $t = 5$ )	78
------	--	----

# 表目次

---

2.1	市販無線通信モジュールの消費電力の例 . . . . .	10
3.1	ウェイクアップ受信モジュールの設計パラメータ . . . . .	24
3.2	シミュレーション環境 . . . . .	34
3.3	ウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の評価結果 . . . . .	37
3.4	ウェイクアップ受信モジュールデジタル回路の評価結果 . . . . .	38

# 第 1 章

---

序論



## 1.1 研究の背景と目的

半導体技術の進展などによってコンピュータや無線通信モジュールの小型化が進み、無線通信機能を搭載した機器、すなわち無線通信デバイスが身近なところで利用されるようになった。無線通信デバイスの例として、携帯電話や無線通信機能を搭載した携帯型ゲーム機が挙げられる。携帯電話や携帯型ゲーム機は、本論文を執筆している 2012 年時点で広く普及している。実際、日本における携帯電話・PHS の普及率が 100 % を上回っている<sup>\*1</sup>という調査結果も報告されている [1]。

無線通信デバイスの普及の動きは、携帯電話のような「人」を対象とした通信にとどまらず、「機器」を対象とした M2M (Machine to Machine) 通信へと拡大している。M2M 通信は、自動販売機や電力メータのような「機器」同士の通信であり、機器同士が互いに連携するシステムで利用される。M2M 通信という言葉は、機器同士の通信だけでなく、機器同士の通信によって構築されるネットワークシステム全体を暗に示す言葉としても用いられる。M2M 通信では、インターネット等に機器を接続してネットワークを構築し、機器からのデータ収集や収集データに基づいた機器の制御などを行うことが想定されている。

例えば飲料自動販売機における M2M 通信として、在庫や釣り銭の状況を定期的に収集するシステムが検討されている。これにより、人間が各自動販売機を巡回するまで確認できなかった在庫・釣り銭の状況を随時把握することができるため、各自動販売機の在庫・釣り銭状況に応じた効率的な巡回スケジュールの作成が可能となる。また、飲料の販売実績データを同時に収集することで、店舗での物品販売で培われてきた在庫管理や販売戦略を応用することも可能となる。

M2M 通信の検討は、上記の例で示した自動販売機やスマートメータ（通信機能を有する電力メータ）など、人間の巡回を必要としているシステムへの適用を中心に進められている。特に、スマートメータは昨今問題となっている電力不足の解消に向けた有力な手段の 1 つとされており、早期の普及が見込まれる。

M2M 通信の適用先が拡大するにしたがって、身近にある機器への無線通信モジュールの搭載が進むことが予想される。家庭内に限っても、身の回りには冷蔵庫や洗濯機、エアコンなどの大型家電を始めとして、テレビ、電子レンジ、掃除機、ドライヤ、音楽プレイ

---

<sup>\*1</sup> ここに示した普及率は国民 1 人あたりに換算した携帯電話の台数を百分率表示したものであるため、100 % を上回る普及率は複数台の携帯電話を所有している人がいることを示していると言える。

や、体重計、体温計など、多くの機器が存在している。M2M 通信の普及は、身の回りに多くの無線通信デバイスが存在する環境につながると考えられる。

身の回りにある機器への無線通信モジュールの搭載という流れに加えて、無線通信機能を有するデバイスの新たな設置につながる無線センサネットワークの研究も進められている。無線センサネットワークは、無線通信モジュールとセンサを組み合わせた「センサノード」によって構築されるネットワークであり、センサノードによってセンシングしたデータの収集を行う。無線センサネットワークでは、センシング対象となる空間に多数のセンサノードを設置してセンシングが行われるため、無線センサネットワークの普及はセンサノードという無線通信デバイスの普及につながる。

このように、身の回りにある無線通信デバイスの数は増加の一途を辿っていると言える。無線通信デバイスの普及とともに、周囲にある無線通信デバイス同士が通信することによって実現されるアプリケーションが登場している。例えば、任天堂社の携帯型ゲーム機において提唱された「すれちがい通信」は、2 台の携帯型ゲーム機がすれちがう瞬間にゲームに関する情報を無線通信によって交換するアプリケーションである。現在は同種の無線通信デバイス間の通信のみが用いられているが、Google 社の Android のようなオープンな開発環境により多様なハードウェア間での通信が可能となっている昨今の状況に鑑みるに、多様な無線通信デバイス間での通信を用いるアプリケーションが登場する可能性もある。

多数の無線通信デバイスが通信を行う環境では周囲にある無線通信デバイスからの通信要求を予測することは困難であるため、周囲のデバイスとの通信に向けて常時受信待機することが求められる。携帯電話などの移動体との通信を考慮すると、送受信デバイスが通信範囲の中にある間に通信を終了させる必要がある。「送受信デバイスが互いの通信範囲の中にある間」という限られた通信機会を最大限に活かすために、常時の受信待機によって可能な限り早く通信を開始することが望ましい。

無線通信デバイスは、一般に電池によって駆動されることが予想されるため、常時の受信待機に向けては受信待機電力の削減が重要となる。無線通信デバイスの消費電力は通信の消費電力が支配的となることが知られており [2-5]、受信待機電力の削減は無線通信デバイス自体の低消費電力化にもつながる。また、省電力な動作は電池容量の削減やデバイスの小型化にも有用であり、微小なエネルギーしか得られないエナジーハーベスティング技術の適用範囲拡大にも貢献する。

このような背景から、筆者は、無線通信デバイスの受信待機電力削減を研究テーマとして選択した。受信待機電力の削減に向けて、通信を行わない場合の消費電力を大幅に削減することを可能とするウェイクアップ通信方式に着目した。ウェイクアップ通信方式で

は、通信を行わない場合には無線通信モジュールをスリープさせることが可能であり、電池の自己放電レベルの受信待機電力を実現できる。

本研究の最終的なゴールは、無線通信端末の受信待機電力を電池の自己放電と同等のレベルまで小さくし、最大待ち受け時間を現在の無線通信に比べて拡大することである。このゴールを目指し、本論文では、無線通信の受信回路を段階的にウェイクアップさせる多段ウェイクアップ通信方式を示す。多段ウェイクアップ通信方式は、「使用しない場合には電源を OFF にする」という省電力化のアプローチの基本に立ち、無線通信モジュールの一部の回路の電源を OFF することを可能とする通信方式である。

多段ウェイクアップ通信方式では通信相手を指定する ID マッチング方式が重要となることから、ID マッチング方式の検討を行う。ID マッチングを各アプリケーションに適応させる必要はあるものの、多段ウェイクアップ通信方式によって受信待機電力を削減できることを示すため、2つのアプリケーションを想定した ID マッチング方式をそれぞれ示す。

## 1.2 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。

まず、第2章では、無線通信の受信待機電力削減に向けてこれまでに報告されている研究を示し、本研究の位置付けを明確にする。受信待機電力削減に向けた研究について大きく2つに分類して述べ、同期機構を必要とせずに受信待機電力を削減するウェイクアップ通信方式に着目する。ウェイクアップ通信方式においては省電力なウェイクアップ受信モジュールの実現とともにデータ通信モジュールの不必要なウェイクアップによって消費される電力の影響を考慮する必要があることを述べる。

第3章では、第2章で述べたウェイクアップ受信モジュールの平均消費電力削減とデータ通信モジュールの不必要なウェイクアップ削減に向けて、多段ウェイクアップ通信方式を示す。多段ウェイクアップ通信方式では、信号検出回路と ID 受信・マッチング回路とでウェイクアップ受信モジュールを構成し、それぞれの回路を段階的にウェイクアップさせる。多段ウェイクアップ通信方式を用いることで、電池の自己放電と同程度の受信待機電力を実現できることを示すと同時に、ID マッチング方式の検討に向けた基本性能の評価を行う。

第4章と第5章では、アプリケーションを想定して多段ウェイクアップ通信方式における ID マッチング方式の検討を行う。多段ウェイクアップ通信方式では、ID 受信・マッチング回路の動作時間が平均受信待機電力に大きな影響を及ぼすため、ID 長の短縮及び

ウェイクアップ要求信号の受信回数の削減に向けて、ID マッチング方式の検討が重要となる。

第4章では、スマートフォンを用いたヘルスマonitoringや携帯型ゲーム機のすれちがい通信への多段ウェイクアップ通信方式の適用を想定し、ブルームフィルタを用いたグループ指定のID マッチングを示す。ブルームフィルタを用いてID マッチングを行うことにより、グループ指定でのウェイクアップを小規模な回路で実現し、受信待機電力も削減できることを示す。

第5章では、産業用機器・自動車などの機器ワイヤレスハーネスへの多段ウェイクアップ通信方式の適用を想定し、エラー耐性を有する2進MDS-ID (Maximum Distance Separable Identifier) マッチングを示す。2進MDS-ID と呼ぶハミング距離の離れたID を用い、ハミング距離に基づくID マッチングを行うことで、受信待機電力、遅延を削減しつつ小規模な回路によってBCH 符号と同程度のウェイクアップ率を実現できることを示す。

第6章では論文全体を総括し、本論文の成果をまとめるとともに、今後の課題について述べる。

## 第 2 章

---

# 無線通信の受信待機電力 削減技術

## 2.1 はじめに

無線通信の受信待機電力削減への要望に対し、これまでに様々な研究が行われている。受信待機電力削減に向けた研究は、受信回路を省電力化するアプローチの研究と、回路を間欠動作させるアプローチの研究の2つに分類される。

受信回路を省電力化するアプローチの研究では、受信時・通信待機時など無線通信モジュールのアクティブ状態の消費電力を削減する。受信回路の消費電力の支配的な要因となっているバイアス電流を削減する手法や、回路を低電圧化する手法、回路構成の変更により消費電力の大きい回路ブロックを削減する手法などが報告されている。このような省電力化技術は、さらなる省電力化に向けて回路を間欠動作させるアプローチと組み合わせて用いられる。

受信回路を間欠動作させるアプローチの研究では、受信回路がスリープ状態となる時間の割合が大きくなるように間欠動作のタイミングを制御して平均の受信待機電力を削減する。このとき、通信を行うために他の端末とアクティブ状態のタイミングを合わせる「ランデブー」が重要となる。スリープ時間の割合を大きくしながらランデブーを実現するために、各種の省電力 MAC プロトコルやウェイクアップ通信方式が報告されている。

本章では、無線通信の受信待機電力削減に向けてこれまでに行われてきた上記のような研究について述べ、本研究の位置付けを明確化する。

## 2.2 受信回路の省電力化

受信回路の省電力化に向けては、受信回路を構成する回路ブロックの省電力化手法が報告されている。受信回路は様々な回路ブロックで構成される。比較的簡単な構成であるダイレクトコンバージョン方式を例にとると、受信回路は、低ノイズで無線信号の増幅を行う低雑音増幅回路 (LNA: Low Noise Amplifier)、無線信号をベースバンド信号に変換するためのミキサ及び局部発振回路 (LO: Local Oscillator)、ベースバンド信号を増幅する低周波増幅回路、変調されたベースバンド信号を元の情報信号に戻す復調回路から構成される。上記の回路ブロックの中でも消費電力が比較的大きい LNA、ミキサ、LO の省電力化に関する研究が多く報告されている。

文献 [6, 7] では、サブスレッショルド領域で動作する MOSFET を用いた省電力 LNA が示されている。サブスレッショルド領域は、MOSFET のゲート電圧がしきい値電圧以下となる動作領域であり、MOSFET を流れるドレイン電流が極めて小さくなる。このた

め、アクティブ状態における消費電力の大きな要因となっているバイアス電流を大幅に削減することが可能である。例えば、文献 [6] では  $400\ \mu\text{W}$  を下回る消費電力で動作する LNA が報告されている。

このようなサブスレッショルド MOSFET による省電力化はミキサにも応用されている。文献 [8] では、サブスレッショルド動作の MOSFET を用いたシングル・バランスド・ミキサが示されている。サブスレッショルド MOSFET を用いて変換利得の大きいミキサを構成するため、回路面積を犠牲にしてゲート幅の大きな MOSFET を用いている。 $0.13\ \mu\text{m}$  CMOS プロセスを用いて回路を実装し、 $15.7\ \text{dB}$  の変換利得を持つミキサを消費電力  $500\ \mu\text{W}$  で実現できることを示している。

サブスレッショルド MOSFET を用いずにバイアス電流を削減する手法として、バイアス電流を再利用する手法が報告されている [9, 10]。LNA とミキサで用いるバイアス電流を共通化することで、回路全体で必要となるバイアス電流を削減する。バイアス電流の共通化は、LNA やミキサ単体を複数段の MOSFET を用いる場合にも適用されている。

バイアス電流を削減する手法をさらに押し進め、バイアス電流を不要としたパッシブミキサが報告されている [11–18]。パッシブミキサは、無線信号の電流のみが流れるような構造を持つミキサである。バイアス電流を必要としないため  $1/f$  雑音の影響を小さくすることができ、直流オフセットが問題となるダイレクトコンバージョン方式の受信機への応用が報告されている。一方で、ミキシング時に損失が生じるため、前段に設けられる LNA や後段に設けられる中間周波増幅回路・低周波増幅回路などによる信号の増幅が重要となる。

バイアス電流を削減する手法に対し、回路を低電圧化する省電力化手法も報告されている。文献 [19] では、LO に利用される VCO (Voltage Controlled Oscillator: 電圧制御発振回路) において、トランスを用いて正帰還を行うことで低電圧での動作を実現している。 $0.18\ \mu\text{m}$  CMOS プロセスを用いて回路を実装し、電源電圧  $0.5\ \text{V}$  において  $3.8\ \text{GHz}$  で発振させた場合の消費電力が  $570\ \mu\text{W}$  となることが示されている。

個々の回路ブロックの省電力化に加えて、回路構成を変更して消費電力の大きい回路ブロックの数を削減する手法も報告されている。LNA とミキサを統合する手法 [20] や、変調方式として OOK (On-Off Keying) を採用し、ミキサの代わりに包絡線検波回路を用いる手法 [21] などが挙げられる。

また、OOK や PWM (Pulse Width Modulation) のような無線信号の振幅を利用する変調方式への注目とともに、真空管時代に用いられていた超再生方式の受信回路が再び注目されている [22–25]。超再生方式では、発振状態と非発振状態を周期的に繰り返す発振回路を用いて高利得な高周波増幅回路を構成する。発振周波数に近い信号を入力した

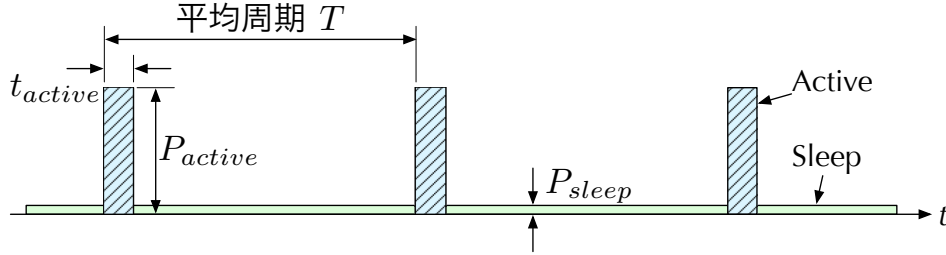


図 2.1 間欠動作による省電力化のモデル

発振回路のスタートアップ時間が短くなることを利用し、微弱な無線信号の検出を可能とする。高感度の信号検出を低消費電力で実現できることから、インパルス方式の UWB (Ultra Wide Band) 通信などへの応用を想定した研究が進められている。

### 2.3 間欠動作による省電力化

間欠動作による省電力化では、受信待機状態においてスリープ状態とアクティブ状態（通信待機状態）を周期的に繰り返すことによって平均の消費電力を削減する。図 2.1 に示した間欠動作のモデルを用いて、間欠動作による省電力化の簡単な解析を行う。スリープ状態の消費電力を  $P_{sleep}$ 、アクティブ状態の消費電力を  $P_{active}$ 、アクティブ状態を維持する時間を  $t_{active}$ 、アクティブ状態となる平均の周期を  $T$  とする。端末がアクティブ状態となってから次にアクティブ状態となるまでの 1 周期に消費する平均エネルギーは

$$t_{active}P_{active} + (T - t_{active})P_{sleep}$$

となるから、平均受信待機電力  $P_{avg}$  は周期  $T$  を用いて

$$P_{avg} = \frac{t_{active}}{T}P_{active} + \left(1 - \frac{t_{active}}{T}\right)P_{sleep} \quad (2.1)$$

となる。間欠動作においては、アクティブ状態となる時間の割合をデューティ比と呼ぶ。図 2.1 の場合にはデューティ比  $D = t_{active}/T$  であるから、式 (2.1) は

$$\begin{aligned} P_{avg} &= DP_{active} + (1 - D)P_{sleep} \\ &= P_{sleep} \left\{ 1 + D \left( \frac{P_{active}}{P_{sleep}} - 1 \right) \right\} \end{aligned} \quad (2.2)$$

となる。これより、デューティ比  $D$  を  $P_{active}/P_{sleep}$  に比べて十分に低くすることでスリープ状態に近い消費電力を実現できることが分かる。



表 2.1 市販無線通信モジュールの消費電力の例

無線通信モジュール	消費電力	
	スリープ状態	アクティブ状態
微弱無線モジュール nRF24L01 [26]	2.7 $\mu$ W	25.2 mW
Bluetooth v4.0 モジュール nRF8001 [27]	1.5 $\mu$ W	33.3 mW
IEEE 802.11b/g モジュール WSN802G [28]	22.5 $\mu$ W	450 mW

市販の無線通信モジュールのスリープ状態、アクティブ状態の消費電力を考慮すると、スリープ状態と同程度の電力で受信待機を実現するためには、デューティ比  $D$  を  $10^{-4}$  より小さいオーダーにすることが必要となる。表 2.1 に、市販の微弱無線通信モジュール、Bluetooth モジュール、IEEE 802.11b/g モジュールの消費電力の例を示す。いずれのモジュールにおいても、アクティブ状態とスリープ状態の消費電力の比は  $10^4$  のオーダーであることが分かる。このため、デューティ比  $D$  が  $10^{-4}$  オーダーを超える場合には、式 (2.2) の中括弧内の第二項が無視できなくなり、スリープ状態に比べて消費電力が大きくなる。

低いデューティ比で動作する端末間で通信を行うためには、通信を行う 2 つの端末が同時にアクティブ状態となる「ランデブー」を実現することが重要となる。低いデューティ比で動作しつつランデブーを行うために、各種省電力 MAC プロトコルやウェイクアップ通信方式が報告されている。

## 省電力 MAC プロトコル

省電力 MAC プロトコルは、間欠動作のスケジュールや送信タイミングの調整などによって低デューティ比でのランデブーを実現する MAC プロトコルである。スリープ状態・アクティブ状態の切替を他の端末と同期するか否かに応じて、同期型と非同期型に分類される。同期型省電力 MAC プロトコルは、端末間で同期をとって周期的にスリープ状態とアクティブ状態を繰り返し、容易にランデブーを実現できる。同期の方式や、アクティブ時間内での通信の衝突回避などに関する研究が行われている。非同期型省電力 MAC プロトコルについては、低いデューティ比での通信において、ランデブーを実現するための間欠動作のスケジュールなどに関する研究が行われている。

同期型省電力 MAC プロトコルとしては、S-MAC [29, 30] や T-MAC [31] などが挙げ

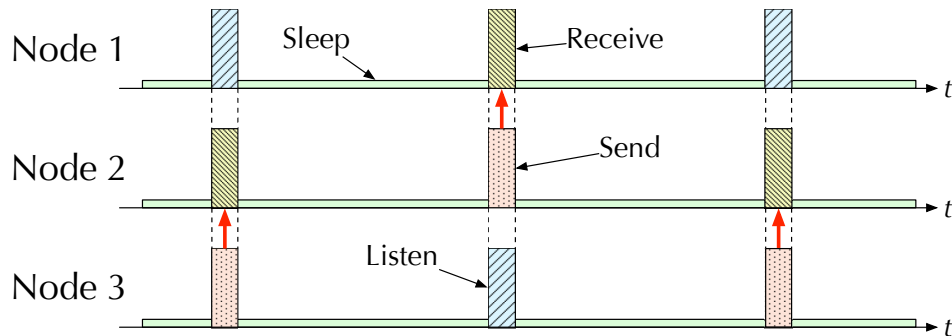


図 2.2 S-MAC の動作概要

られる．S-MAC の例を用いて同期型省電力 MAC プロトコルの概要を説明する．

図 2.2 に S-MAC の動作の概要を示す．S-MAC では，各端末が他の端末と同期して周期的にスリープ状態・アクティブ状態を切り替える．アクティブ状態は端末の状態に応じて送信 (Send) 状態，通信待機 (Listen) 状態，受信 (Receive) 状態に分かれる．各端末は他の端末と同期して周期的に通信待機状態となる．データを送信する端末は，次にアクティブ状態となったタイミングで送信状態となる．このとき，通信相手の端末は同期して通信待機状態にあるため，データの送信を検出し，受信状態となってデータを受信する．

同期型省電力 MAC プロトコルでは，このようなランデブーを維持するために端末の同期が必要となる．S-MAC の例では，一部の端末がアクティブ状態において同期パケットを送信し，同期パケットを受信した端末がスリープのスケジュールを調整することで同期が行われる．通信が行われない場合にも同期が必要となるため，低頻度の通信へ適用する場合には同期のために電力を浪費することとなる．また，移動体通信等では同期を行うこと自体が困難となる．

同期型の省電力 MAC プロトコルに対し，非同期型省電力 MAC プロトコルは端末間での同期を行わずにランデブーを実現する．代表的な非同期型省電力 MAC プロトコルとして，WiseMAC [32] や B-MAC [33]，X-MAC [34] などが挙げられる．B-MAC の例を用いて非同期型省電力 MAC プロトコルの概要を説明する．

図 2.3 に B-MAC の動作の概要を示す．B-MAC では，各端末があらかじめ定められた周期でスリープ状態，アクティブ状態を切り替える．S-MAC と同様に，アクティブ状態は端末の状態に応じて送信 (Send) 状態，通信待機 (Listen) 状態，受信 (Receive) 状態に分かれる．送信データを持たない端末は，あらかじめ定められた周期で通信待機状態となる．送信したいデータが発生した場合，端末は任意のタイミングで送信状態となってデータを送信する．このとき，端末がアクティブ状態となる間隔よりも長いプリアンブル

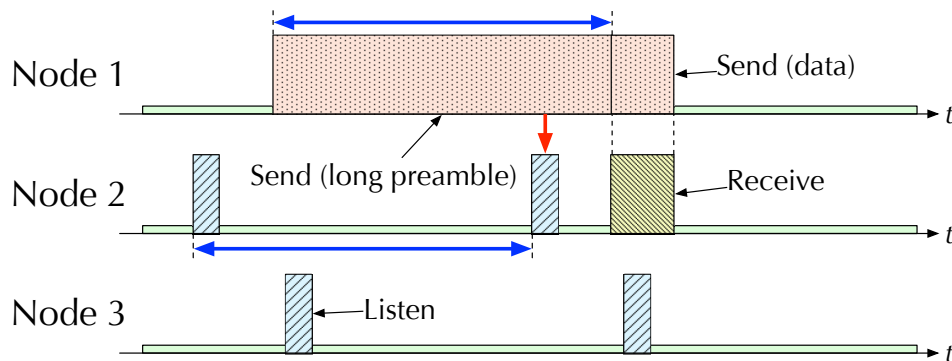


図 2.3 B-MAC の動作概要

（ロング・プリアンプル）を付加する。通信相手の端末は、周期的な通信待機状態においてロング・プリアンプルを検出し、ロング・プリアンプルの送信終了とともに受信状態となって通信が開始される。

非同期型省電力 MAC プロトコルでは、通信の機会が少ない場合にアクティブ状態となる間隔を短くすることが求められる。これは、少ない通信機会に通信待機状態となる確率を高くするためである。携帯端末における無線 LAN（IEEE 802.11）のように通信範囲の中に滞在する時間が短くなることが予想される通信へ適用する場合には、デューティ比を小さくすることが困難となり、大きな受信待機電力削減効果は期待できない。

## ウェイクアップ通信方式

ウェイクアップ通信方式は、スリープ状態にある受信端末を送信端末からの信号によってウェイクアップさせることでランデブーを実現する通信方式である。ウェイクアップ通信方式を用いることにより、通信が行われない限り端末を常時スリープ状態とすることが可能となる。

図 2.4 に、ウェイクアップ通信における送受信端末の構成と通信プロセスを示す。ウェイクアップ通信では、従来のデータ通信モジュールに加えて、送受信端末がそれぞれウェイクアップ送受信モジュールを具備している（図 2.4 a）。受信端末のウェイクアップ受信モジュールはデータ通信モジュールよりも消費電力の小さい無線通信モジュールであり、常時動作して受信待機する。送信端末のウェイクアップ送信モジュールがウェイクアップ要求信号を送出すると、ウェイクアップ受信モジュールがウェイクアップ要求信号を検出し、受信端末のデータ通信モジュールをウェイクアップさせて通信を行う（図 2.4 b）。

ウェイクアップ通信の例として、微弱無線モジュールや IEEE 802.15.4 モジュールを

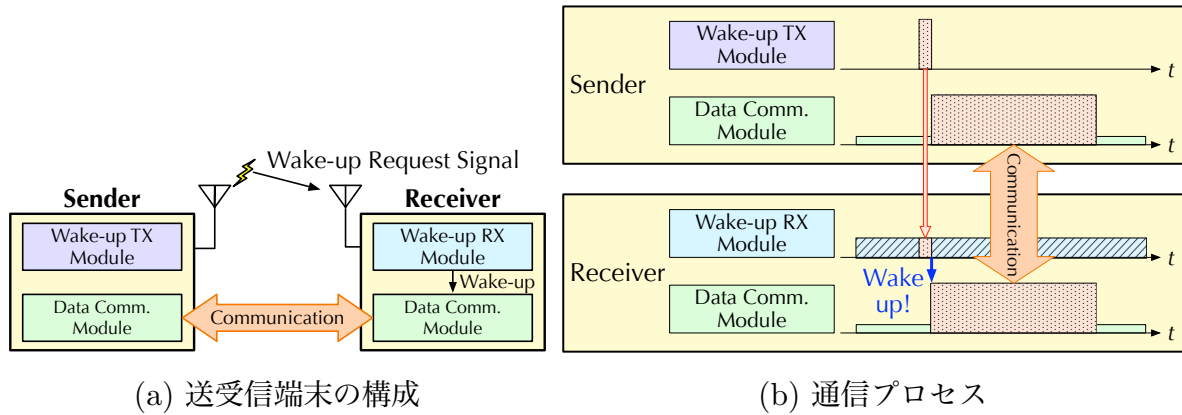


図 2.4 ウェイクアップ通信

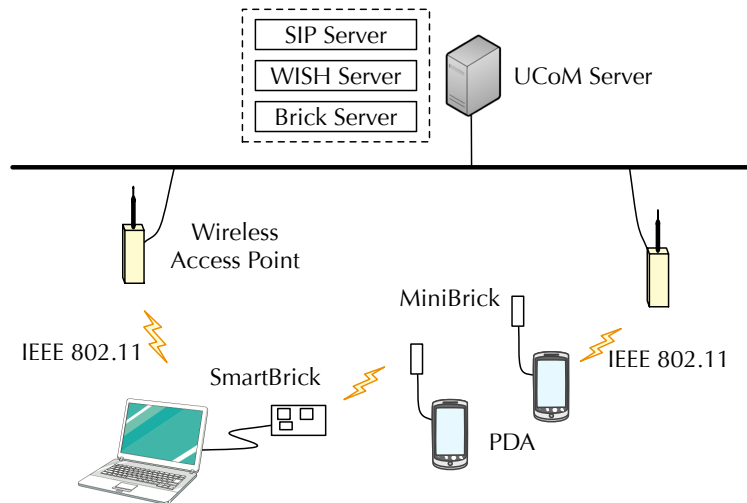


図 2.5 Wake on Wireless のシステム構成

ウェイクアップ受信モジュールとして用いる Wake on Wireless [35], WoW (Wake-on-WLAN) [36] がある.

Wake on Wireless は, 無線 LAN (IEEE 802.11) を用いた IP 電話アプリケーションにおけるウェイクアップ通信である [35]. ウェイクアップ送受信モジュールとして微弱無線通信モジュールを用い, IP 電話の呼び出し制御に微弱無線通信モジュールを用いることで, 電話の待ち受け電力を削減する. 文献 [35] では IEEE 802.11 のパワーセーブモードや Bluetooth, 携帯電話よりも電池持続時間が長くなることが示されている.

図 2.5 に, Wake on Wireless のシステム構成を示す. Wake on Wireless では VoIP 端末となる PDA を UCoM (Universal Communicator) デバイスと呼ぶ. 各 UCoM デバ

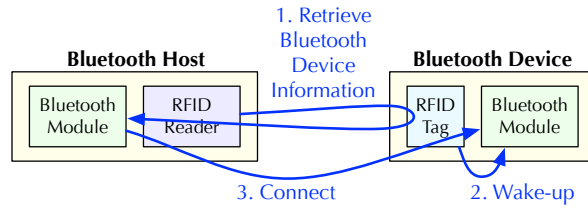


図 2.6 RF Rendez-Blue の概要

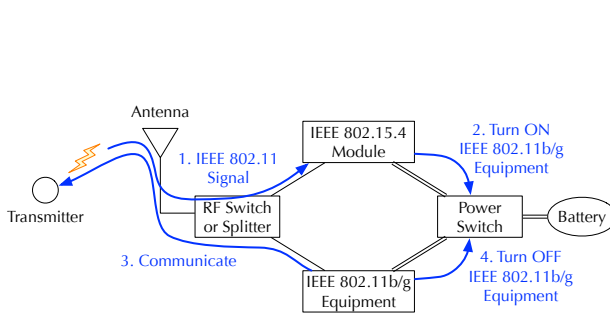


図 2.7 Wake-on-WLAN の概要

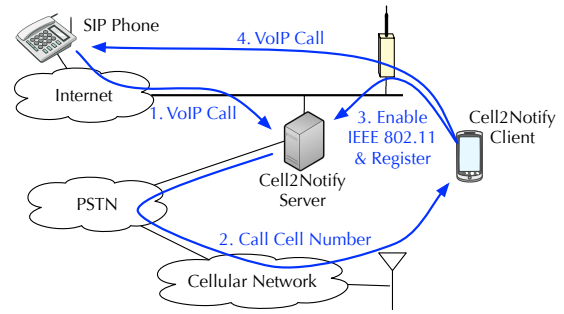


図 2.8 Cell2Notify の概要

イスにはウェイクアップ受信モジュールである微弱無線モジュール MiniBrick が接続されており、MiniBrick は常時受信待機している。IP ネットワーク上には IP 電話の呼び出し制御を行う UCoM サーバが設置されている。UCoM サーバは、IP 電話サーバである SIP サーバ、位置管理サーバである WISH サーバ、そして、MiniBrick との通信を行うための Brick サーバから構成される。UCoM サーバが UCoM デバイスの MiniBrick と通信するために、微弱無線モジュール SmartBrick を接続した UCoM プロキシが用意されている。

UCoM デバイスへの電話が UCoM サーバに要求されると、UCoM サーバは WISH サーバを用いて当該 UCoM デバイスの位置を確認し、Brick サーバを用いて UCoM デバイスの MiniBrick に対して UCoM プロキシ経由でウェイクアップ要求信号を送信する。ウェイクアップ要求信号を受信した MiniBrick は UCoM デバイスをウェイクアップさせ、UCoM デバイスは無線 LAN (IEEE 802.11) 経由で UCoM サーバ内の SIP サーバとの通信を開始する。

Wake on Wireless のように既存の無線通信モジュールをウェイクアップ受信モジュールとして用いる研究としては、他にも RF Rendez-Blue [37] や WoW (Wake-on-WLAN) [36], Cell2Notify [38] が挙げられる。

RF Rendez-Blue [37] は、パッシブ型 RFID をウェイクアップ受信モジュールとして使用するウェイクアップ通信である (図 2.6)。パッシブ型 RFID タグに書き込まれた

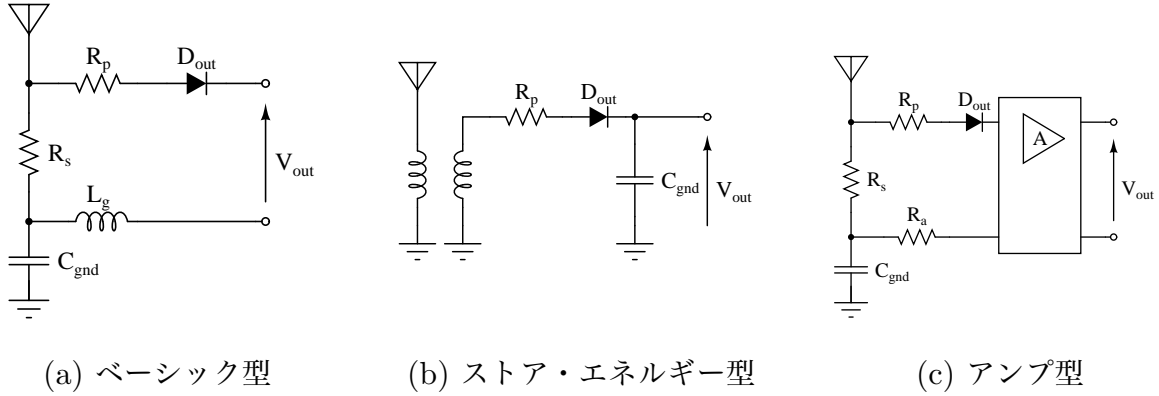


図 2.9 Radio-Triggered 回路

Bluetooth デバイスの情報を利用し、RFID リーダによって周囲に存在する Bluetooth デバイスを発見する。このとき、RFID リーダからの読み出し信号を検出した RFID タグが Bluetooth モジュールをウェイクアップさせることで、Bluetooth 機器同士の通信が開始される。

WoW [36] は、IEEE 802.11b/g を用いた長距離メッシュネットワークにおけるウェイクアップ通信である (図 2.7)。IEEE 802.11b/g と同じ 2.4 GHz 帯を用いる IEEE 802.15.4 モジュールによって IEEE 802.11b/g の無線信号を検出し、メッシュネットワークを構成する IEEE 802.11b/g 機器をウェイクアップさせて通信を行う。

Cell2Notify [38] は、スマートフォンにおける IP 電話のウェイクアップ通信である (図 2.8)。GSM などの携帯電話回線を通じて IP 電話への着信を通知し、スマートフォンの IEEE 802.11 モジュールをウェイクアップさせて通信を行う。

ウェイクアップ通信ではウェイクアップ受信モジュールを常時動作させて受信待機を行うため、受信待機電力の削減に向けてはウェイクアップ受信モジュールの低消費電力化が重要となる。Wake on Wirelss や WoW, Cell2Notify などでは既存の無線通信モジュールをウェイクアップ受信モジュールとして用いるため、受信待機電力は使用している無線通信モジュールによってほぼ定まる。受信待機電力のさらなる削減に向けて、低消費電力なウェイクアップ受信モジュールに関する研究が進められている。

Radio-Triggered Wake-up は、無線信号のエネルギーを利用する “Radio-Triggered” 回路を用いた、無線センサネットワーク用のウェイクアップ通信である。“Radio-Triggered” 回路で取り出したエネルギーにより無線センサノードをウェイクアップさせることで、「ほぼゼロ電力」での受信待機を可能としている。

図 2.9 に、Radio-Triggered Wake-up で用いられる 3 つの “Radio-Triggered” 回路を

示す。ベーシック型はダイオード検波回路であり、入力された無線信号のエネルギーを整流して取り出す（図 2.9 a）。ストア・エネルギー型はトランスを用いて電圧を昇圧させた後にダイオード検波回路に入力する方式である（図 2.9 b）。ベーシック型よりも入力される無線信号のエネルギーが小さい場合にも適用できる。アンプ型はダイオード検波回路の出力を低周波増幅回路で増幅する方式である（図 2.9 c）。電力を消費して検出した信号を増幅することで、ストア・エネルギー型よりもさらに無線信号のエネルギーが小さい場合にも適用できる。

Radio-Triggered Wake-up では、このような “Radio-Triggered” 回路を既存の無線センサノードに接続して用いる。送信ノードから無線信号が送出されると、センサノードに接続された “Radio-Triggered” 回路は無線信号を検出してセンサノードをウェイクアップさせる。センサノードがウェイクアップすると、搭載されているデータ通信モジュールを用いて送信ノードとの通信を開始する。

“Radio-Triggered” 回路の有用性を示すために、文献 [39] では、無線センサネットワークでの使用を想定した場合の最大通信距離が示されている。Friis の公式によれば、送信電力を  $P_t$ 、送受信アンテナ利得を  $G_t$ 、 $G_r$ 、無線信号の波長を  $\lambda$  としたとき、送信端末より距離  $r$  離れた受信端末で観測される電力  $P_r$  は、

$$P_r = \frac{\lambda^2 G_t G_r}{(4\pi r)^2} P_t \quad (2.3)$$

と表される。無線センサネットワークを想定して、式 (2.3) において送信電力を 10 dBm、送受信アンテナの利得を 6 dB 及び 8 dB、通信周波数を 433 MHz とすることで、送信機から距離  $r$  の地点における受信電力が得られる。得られた受信電力と等しい電力を持つ無線信号を “Radio-Triggered” 回路に入力した場合の出力電圧を回路シミュレーションによって取得することで、最大通信距離が求まる。例えば、アンプ型の “Radio-Triggered” 回路を利用する場合には 30 フィート（約 9.1 メートル）離れたノードから送信された無線信号を検出できることが示されている。

無線信号のエネルギーを利用する “Radio-Triggered” 回路を用いることにより、原理的には受信待機電力がゼロであるウェイクアップ通信を実現できる。しかしながら、文献 [39] では回路の実装が行われていないため、超低消費電力なウェイクアップ受信モジュールの実装に向けてさらに研究が進められた。

Pletcher らは、受信待機専用として用いる前提で、OOK に特化した超低消費電力ウェイクアップ受信モジュールを CMOS LSI として実装している [40]。0.5 V という低電圧で動作する増幅回路と包絡線検波回路とを組み合わせることで 65  $\mu$ W という電力での動

作を実現している。また、消費電力の小さいリングオシレータを使用したスーパーヘテロダイン受信回路を構成する手法により、さらに消費電力の小さい  $52\mu\text{W}$  のウェイクアップ受信モジュールの実装も報告されている [41, 42]。

Durante らは、LNA を省くことで、 $7.5\mu\text{W}$  で動作するウェイクアップ受信モジュールのアナログフロントエンド回路を CMOS LSI として実装している [43]。LNA を省くことで雑音の影響が大きくなるため、デジタル相関器を用いたビット判定回路を用いている。

## 2.4 おわりに

本章では、無線通信の受信待機電力削減に向けた技術について、受信回路の省電力化と間欠動作による省電力化という2つのアプローチに分けて述べた。これら2つのアプローチは、それぞれ受信回路の動作時の省電力化と動作時間の短縮に対応しており、競合することなく受信待機電力の削減に貢献する。

原理的には、極小のデューティ比での間欠動作によってスリープ状態と同程度の受信待機電力を実現できる。間欠動作においてはアクティブ状態のタイミングを他の端末と合わせる「ランデブー」が重要となることから、ランデブーの実現に向けた研究として、省電力 MAC プロトコルとウェイクアップ通信方式について述べた。

ランデブーに向けた方式の中でも、ウェイクアップ通信方式は同期機構や非通信時の通信待機 (Listen) を必要としないため、移動体を扱う近距離無線通信の受信待機電力を効果的に削減できる通信方式として注目されている。ウェイクアップ通信方式では、主となる無線通信モジュールとは別に設けた受信待機専用の無線通信モジュールを用いて常時の受信待機を実現する。

ウェイクアップ通信方式による受信待機電力の削減ではウェイクアップ受信モジュールの低消費電力化が重要となることから、省電力ウェイクアップ受信モジュールの実装が行われている。数〜数十マイクロワットという極めて小さな消費電力で動作するウェイクアップ受信モジュールが報告されており、ウェイクアップ通信への期待は高まっていると言える。

ウェイクアップ通信方式では、ウェイクアップ受信モジュールの消費電力に加えて、データ通信モジュールの不必要なウェイクアップによる電力消費が受信待機電力に影響を及ぼす。特に、データ通信モジュールとウェイクアップ受信モジュールの消費電力の差が大きい場合には、データ通信モジュールの1回のウェイクアップによって消費されるエネルギーはウェイクアップ受信モジュールの長時間の受信待機に相当する。このため、超低



消費電力なウェイクアップ受信モジュールの実現だけではウェイクアップ通信方式を用いた受信待機電力の削減が十分な効果を発揮できないと言える。

## 第 3 章

---

# 多段ウェイクアップ通信 方式

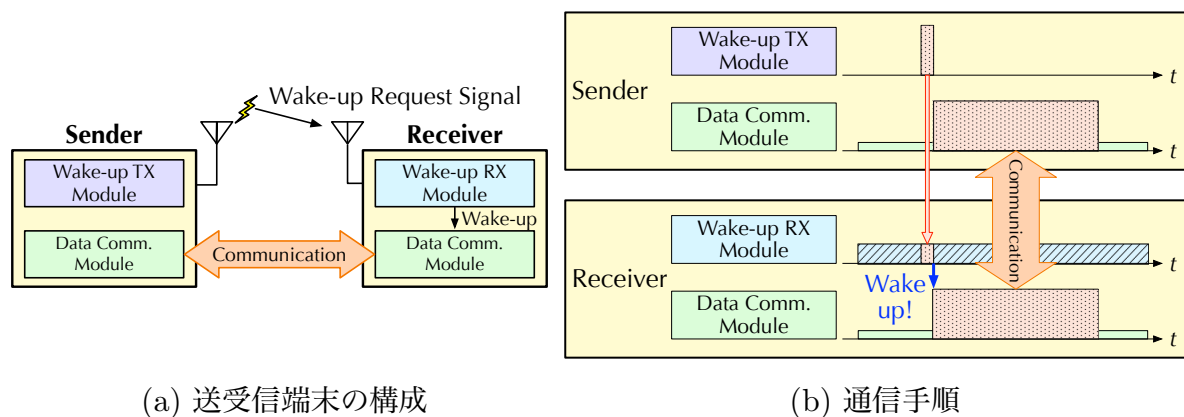
### 3.1 はじめに

ウェイクアップ通信方式は、移動体との通信を行う近距離無線通信において、受信待機電力を効果的に削減できる技術として注目を集めている。ウェイクアップ通信では従来のデータ通信モジュールに加え、送受信機にそれぞれウェイクアップ送信モジュールとウェイクアップ受信モジュールが設けられている（図 3.1a）。ウェイクアップ受信モジュールはデータ通信モジュールよりも消費電力の小さい無線通信モジュールであり、常時動作して受信待機する。

通信を行う場合、ウェイクアップ送信モジュールはウェイクアップ要求信号を送出する。ウェイクアップ受信モジュールは、ウェイクアップ要求信号を検出すると受信端末のデータ通信モジュールをウェイクアップさせて通信を開始する（図 3.1b）。

ウェイクアップ通信においては受信待機時にウェイクアップ受信モジュールが常時動作するため、ウェイクアップ受信モジュールの低消費電力化が重要となる。これに向けて、低消費電力なウェイクアップ受信モジュールの実装が報告されている [39–43]。

ウェイクアップ受信モジュールの低消費電力化に加えて、不必要なウェイクアップの削減が重要となる。ウェイクアップ通信においては、データ通信モジュールのウェイクアップによる電力の消費が受信待機電力に大きな影響を与える。データ通信モジュールとウェイクアップ受信モジュールの消費電力に大きな差があるため、データ通信モジュールの1回のウェイクアップによって消費されるエネルギーはウェイクアップ受信モジュールの長時間の受信待機に匹敵する。



※図 2.4 の再掲

図 3.1 ウェイクアップ通信

データ通信モジュールの不必要なウェイクアップを削減するため、ウェイクアップ要求信号を特殊なコードで表す S-WOW [44] が報告されている。S-WOW では、第2章で述べた Wake-on-WLAN において、ウェイクアップ要求信号にシグネチャと呼ばれる固定のコードを含め、ウェイクアップ受信モジュールでコード判定を行うことによってノイズによる誤ウェイクアップを削減する。

ウェイクアップ要求信号を固定のコードで表すだけでは、他の端末へのウェイクアップ要求信号によるウェイクアップを抑制できないため、ID を用いて端末を選択的にウェイクアップさせる手法が提案されている。RFIDimpulse [45,46] は、RFID タグをウェイクアップ受信モジュールとして使用するウェイクアップ通信である。指定の ID を持つ RFID タグのみと通信を行うことにより、端末を選択的にウェイクアップさせる。回路の具体的な実装方法については示されておらず、RFID タグから信号を出力する手法等、実現性が不透明である部分が残されている。

3-Stage Wakeup [47,48] では、通信の宛先を指定する ID を含めたウェイクアップ要求信号を送信し、ウェイクアップ受信モジュールにおいて ID の一致判定を行うことで選択的なウェイクアップを実現する。このとき、ウェイクアップ要求信号を検出した場合にのみ ID 一致判定回路を動作させることで、省電力な受信待機を実現している。しかしながら、ウェイクアップ要求信号の検出に向けて大きな送信出力が必要となる。また、ID 一致判定回路を含めたウェイクアップ受信モジュール全体での評価は行われていない。他の端末宛のウェイクアップ要求信号を受信することを考えると、ID の受信・一致判定を行う回路の消費電力も受信待機電力に影響を与える。

このような観点から、本章では、ウェイクアップ受信モジュールの低消費電力化と不必要なウェイクアップの削減を実現する、多段ウェイクアップ通信方式を示す。多段ウェイクアップ通信方式では、ウェイクアップ受信モジュールを信号検出回路と ID 受信・マッチング回路というブロックに分離し、信号検出回路のみを用いて常時の受信待機を行う。そして、信号検出回路がウェイクアップ要求信号を検出した場合に ID 受信・マッチング回路をウェイクアップさせる。ID 受信・マッチング回路を用いた通信の宛先判定により、不必要なウェイクアップを削減する。

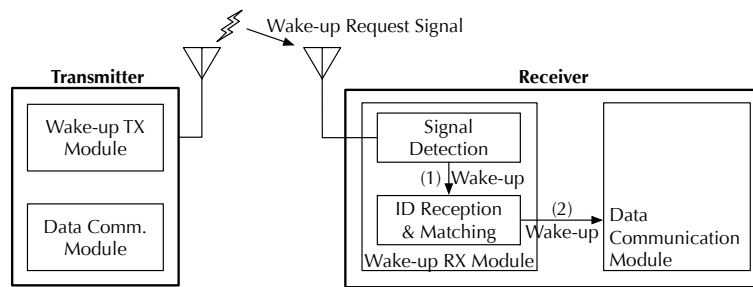
このような多段ウェイクアップ通信の性能を確認するため、既存の回路を用いてウェイクアップ受信モジュールのハードウェア設計を行い、回路シミュレーションによる性能評価を行う。多段ウェイクアップ通信方式においては、ID の受信と ID マッチングに要する電力も受信待機電力に影響することを示し、ID マッチング方式の検討が重要であることについて述べる。

本章ではまず、3.2 において多段ウェイクアップ通信方式を示し、3.3 においてウェイ

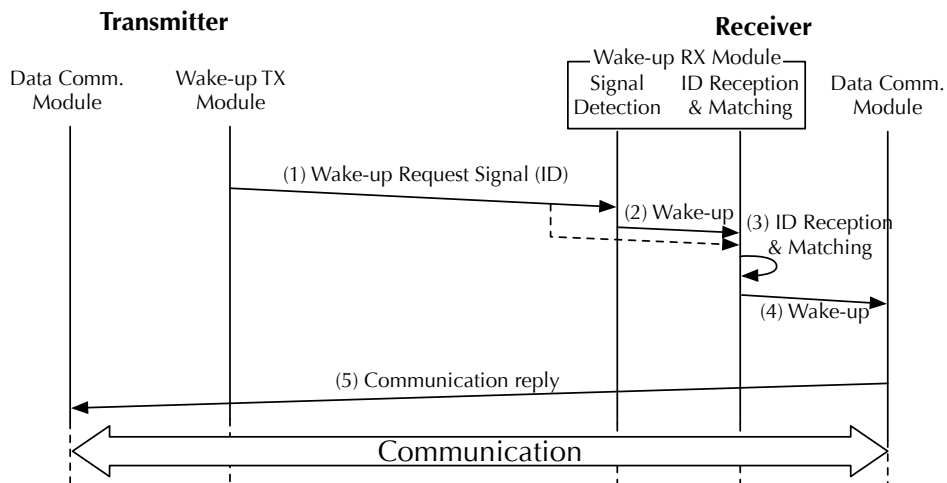
クアップ受信モジュールの設計を行う。3.4ではシミュレーションによって多段ウェイクアップ通信方式の性能評価を行う。最後に3.5においてまとめとする。

## 3.2 多段ウェイクアップ通信方式

多段ウェイクアップ通信方式は、ウェイクアップ受信モジュールを複数の回路ブロックで構成し、それぞれの回路ブロックを段階的にウェイクアップさせるウェイクアップ通信方式である。図3.2に、多段ウェイクアップ通信における送受信端末の構成と通信プロセスを示す。図3.2aに示すように、多段ウェイクアップ通信方式では、ウェイクアップ受信モジュールが信号検出回路（Signal Detection）とID受信・マッチング回路（ID Reception & Matching）とから構成される。多段ウェイクアップ通信では、受信待機時は信号検出回路のみを動作させることで省電力なウェイクアップ受信モジュールを実現



(a) 送受信端末の構成



(b) 通信プロセス

図3.2 多段ウェイクアップ通信

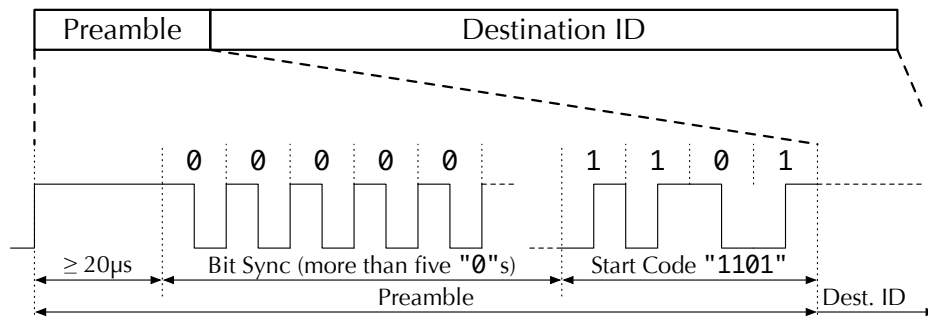


図 3.3 ウェイクアップ要求信号のフレームフォーマット

する。また、ID 受信・マッチング回路によって ID を用いた通信宛先判定を行うことで、データ通信モジュールの不必要なウェイクアップを削減する。

図 3.2 b は多段ウェイクアップ通信の通信プロセスを示している。多段ウェイクアップ通信方式では信号検出回路、ID 受信・マッチング回路、データ通信モジュールを順次ウェイクアップさせて通信を行う。(1) 送信端末のウェイクアップ送信モジュールは通信の宛先を示す ID を含んだウェイクアップ要求信号を送信する。(2) 受信端末のウェイクアップ受信モジュール内にある信号検出回路は、ウェイクアップ要求信号を検出すると ID 受信・マッチング回路をウェイクアップさせる。(3) ID 受信・マッチング回路はウェイクアップ要求信号を受信して ID を抽出し、自端末の ID との ID マッチングを行う。(4) ID マッチングの結果、通信の宛先が自端末であると判定した場合、データ通信モジュールをウェイクアップさせる。(5) データ通信モジュールがウェイクアップすると送信端末に対して応答を送信し、データ通信モジュール同士の通信が開始される。

図 3.3 に、ウェイクアップ要求信号のフレームフォーマットを示す。ウェイクアップ要求信号はプリアンプルと通信の宛先 ID から構成される。プリアンプルは、無変調信号、ビット同期用信号、スタートコードから構成される。プリアンプル先頭は無変調信号は、信号検出回路による信号検出に向けた信号である。長さ  $20\mu\text{s}$  以上の無変調信号を送信することで、信号検出回路で電波のエネルギーを蓄積することが可能となり、信号検出感度の向上が期待される。ビット同期用信号は、5 bit 以上の 0 である。ウェイクアップ要求信号の長さは短いため、5 bit を用いて 1 bit の時間とビット開始タイミングの同期を行う。スタートコードは 4 bit のコードで 1101 である。ビット同期用信号は 0 のみで構成されるため、1 で始まるスタートコードを検出することができる。

表 3.1 ウェイクアップ受信モジュールの設計パラメータ

通信周波数	950 MHz 帯
変調方式	90 %ASK
ボーレート	40 kBaud 以下
符号化方式	マンチェスタ符号
ID 長	16 bit

### 3.3 設計

多段ウェイクアップ通信の実現に向けて、本節では、ウェイクアップ受信モジュールのハードウェア設計を行う。本設計は既存の回路技術によって実現されるウェイクアップ受信モジュールを用いた多段ウェイクアップ通信方式の性能を示すことを目的としている。設計の多くの部分で他の文献に示されている回路を使用する。ここでは、主に、回路の組み合わせと設計において留意すべき点について述べる。

ウェイクアップ受信モジュールのハードウェア設計では、ウェイクアップ受信モジュールの低消費電力化に向けて、信号検出回路及び ID 受信・マッチング回路の低消費電力性に留意する。また、各回路ブロックのウェイクアップ時間が長くなると平均の受信待機電力増加につながるため、ウェイクアップ遅延も考慮に入れて設計する。

#### 3.3.1 設計パラメータ

ウェイクアップ受信モジュールのハードウェア設計に先立ち、ウェイクアップ要求信号を送信する周波数帯や変調方式などの物理層に関するパラメータと、ID 長を規定する。

表 3.1 に、ウェイクアップ受信モジュールの設計パラメータを示す。簡素な回路によってウェイクアップ受信モジュールを構成することを念頭に置き、ウェイクアップ受信モジュールを簡易な回路で構成できるような設計パラメータを規定した。

通信周波数は 950 MHz 帯とする。950 MHz 帯のような UHF 帯は減衰が比較的小さく、小さな送信電力でも比較的長い通信距離となることが期待される。

変調方式は ASK (Amplitude Shift Keying) とする。ASK を用いることで、ダイオード検波回路などの低消費電力・小規模な復調回路を利用することが可能となる。

ボーレートは 40 kBaud 以下とする。この値の決定では、ZigBee [49] で利用されている IEEE 802.15.4 [50] の 915 MHz 帯におけるボーレート 40 kBaud を参考にした。

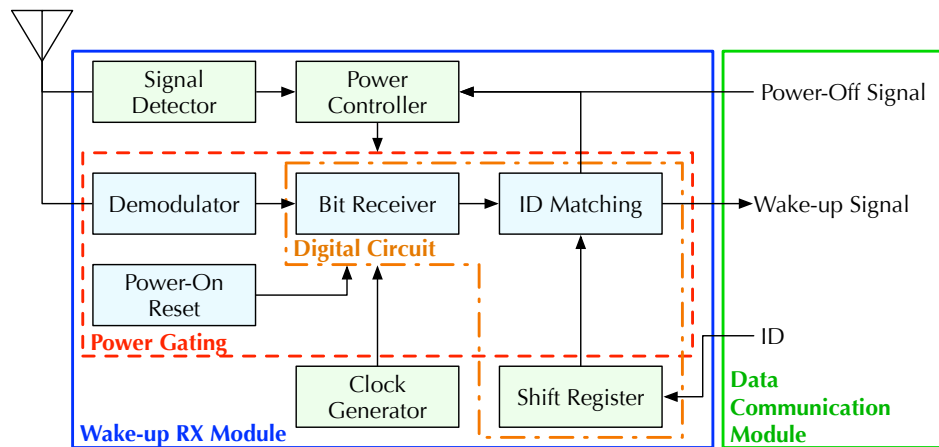


図 3.4 ウェイクアップ受信モジュールのハードウェア構成

符号化方式はマンチェスタ符号とする。マンチェスタ符号はエッジを用いた符号化方式であるため、簡素な回路によって構成される非同期復号回路を利用することが可能となる。

ID 長は 16 bit とする。多段ウェイクアップ通信方式の性能検証という目的に向けて、アプリケーションとして第 1 章で述べた携帯型ゲーム機のすれちがい通信を想定し、1 台のゲーム機で使用するゲームの種類数を考慮して ID 長を決定した。

### 3.3.2 ウェイクアップ受信モジュール

図 3.4 にウェイクアップ受信モジュールのハードウェア構成を示す。ウェイクアップ受信モジュールは、信号検出回路、電源制御回路、復調回路、パワー・オン・リセット回路、ビット受信回路、ID マッチング回路、クロック発振回路、そして ID 格納用シフトレジスタから構成される。ビット受信回路、ID マッチング回路、ID 格納用シフトレジスタはデジタル回路であり、それ以外の回路はアナログ回路である。

受信待機状態では信号検出回路を用いてウェイクアップ要求信号の受信待機を行い、電源制御回路を通じて復調回路、パワー・オン・リセット回路、ビット受信回路、ID マッチング回路の電源を切っておく。信号検出回路がウェイクアップ要求信号の周波数帯の電波を検出すると、ID の復調・受信・マッチングを行う復調回路、パワー・オン・リセット回路、ID 受信・マッチング回路の電源を入れる。復調回路はウェイクアップ要求信号を復調し、ビット受信回路はウェイクアップ要求信号に含まれる ID を 1 ビットずつ受信する。ID の受信が終了すると ID マッチング回路によって ID マッチングを行い、ID が一



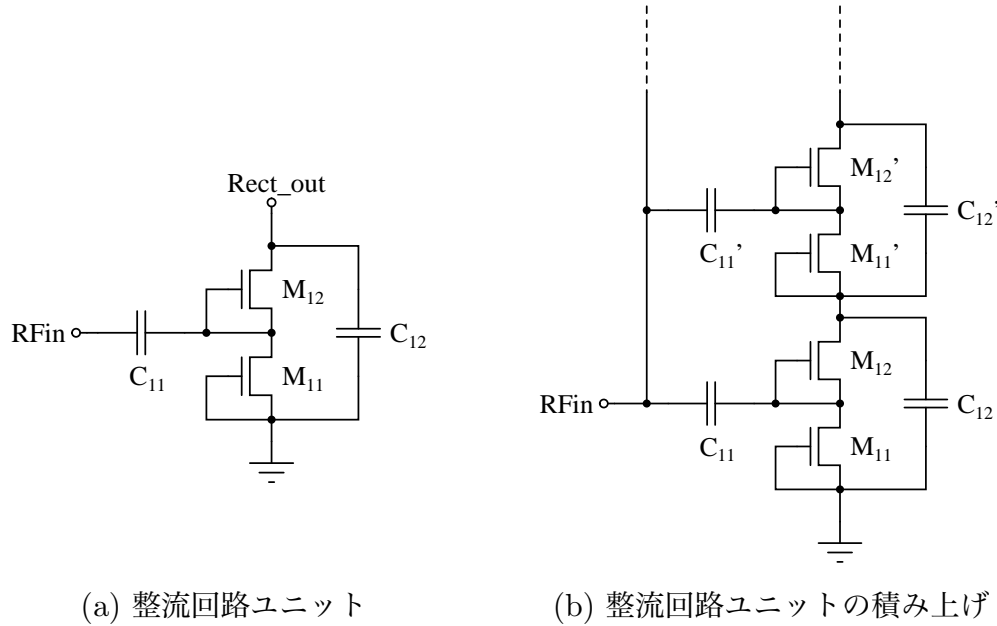


図 3.5 信号検出用整流回路

致した場合にはウェイクアップ信号を出力してデータ通信モジュールをウェイクアップさせる。ID が一致しなかった場合、ウェイクアップ受信モジュールは受信待機状態となる。ウェイクアップ受信モジュールは外部から電源 OFF 信号によって受信待機状態となる。

以下では、各回路ブロックについて設計の詳細を示す。ウェイクアップ受信モジュールを CMOS LSI で作成することを想定し、 $0.18\mu\text{m}$  のスタンダード CMOS を用いる前提で回路設計を行った。なお、電源電圧は TSMC  $0.18\mu\text{m}$  の低電圧テクノロジーを参考として  $1.8\text{V}$  である。アナログ回路の各ブロックと、デジタル回路のそれぞれについて設計の詳細を示す。

### 信号検出回路

信号検出回路は、ウェイクアップ要求信号という無線信号を検出する回路であり、整流回路と CMOS レベル電圧変換回路から構成される。無線信号を整流して CMOS レベルの電圧に変換し、電源制御回路への入力信号を生成する。

図 3.5 に整流回路を示す。整流回路は NMOS トランジスタを用いた倍電圧全波整流回路を積み上げたチャージポンプである [51]。図 3.5 a は整流回路の 1 つのユニットを示している。入力である無線信号の電圧を  $v_i$ 、NMOS トランジスタのしきい値電圧を  $V_{th}$  と表すと、 $v_i < -V_{th}$  の場合にトランジスタ  $M_{11}$  が ON となる。キャパシタ  $C_{11}$  に電流が流れて  $M_{11}$  のソース電位は  $V_i - V_{th}$  となる。ここで、 $V_i$  は入力電圧  $v_i$  の最大振幅



小さな電圧の無線信号が入力された場合にも十分な出力電圧を得るため、整流回路ユニットを図 3.5 b に示すように積み上げる [52]. 積み上げる段数を増やせば出力電圧の増加が期待できるが、NMOS トランジスタのリーク電流やキャパシタの充放電電流が不十分となり、効率が低下する. このため、本設計ではシミュレーションを用いて十分な電圧が得られる段数を見積もり、7 段とした.

## 電源制御回路

– 27 –

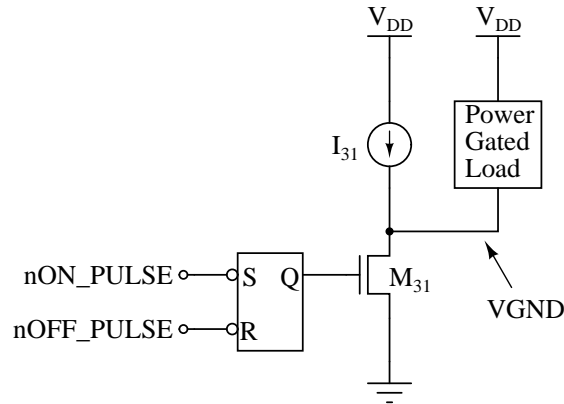


図 3.7 電源制御回路

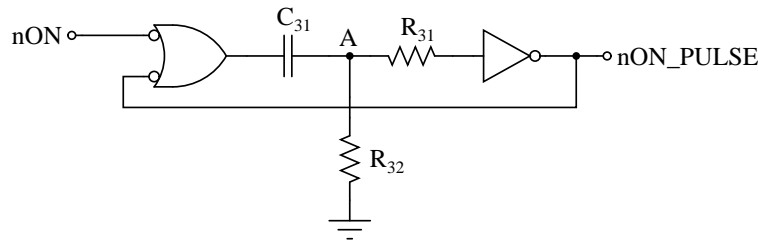


図 3.8 単一パルス変換回路

フリップ (RS-FF) とパワー・ゲーティング用の NMOS トランジスタで構成される。nON\_PULSE 入力に電源 ON 信号が入力されると、RS-FF がセットされて出力 Q は High となる。M<sub>31</sub> が ON となって負荷に電流が流れる。nOFF\_PULSE 入力に電源 OFF 信号が入力されると、RS-FF がリセットされて出力 Q は Low になる。M<sub>31</sub> は OFF となるため、負荷を流れる電流は VGND (Virtual GND) の寄生容量を充電する電流となり、VGND の電位は V<sub>DD</sub> まで上昇する。負荷抵抗が大きい場合には VGND の電位の上昇に時間がかかり、負荷の電源が OFF となるまでに時間を要するため、電流源 I<sub>31</sub> によって強制的に VGND の電位を上昇させる。なお、電源 ON, OFF 信号ともに負論理入力である。

RS-FF では S (セット) 入力と R (リセット) 入力を同時に 1 とすることが禁止されているため、ウェイクアップ要求信号を受信している間は常に 1 となっている信号検出回路の出力を単一のパルスに変換する。これにより、ウェイクアップ要求信号検出後の任意のタイミングで復調回路、リセット回路、ビット受信回路、ID マッチング回路の電源を OFF させることが可能となる。

図 3.8 に単一パルス変換回路を示す。定常状態では A 点の電位は GND、すなわち Low

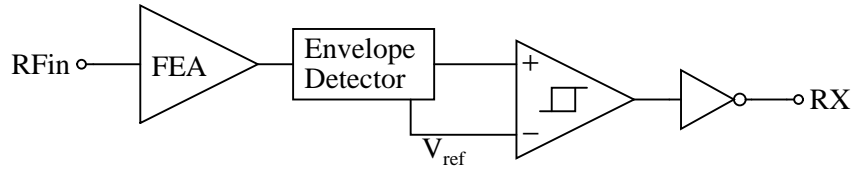


図 3.9 復調回路

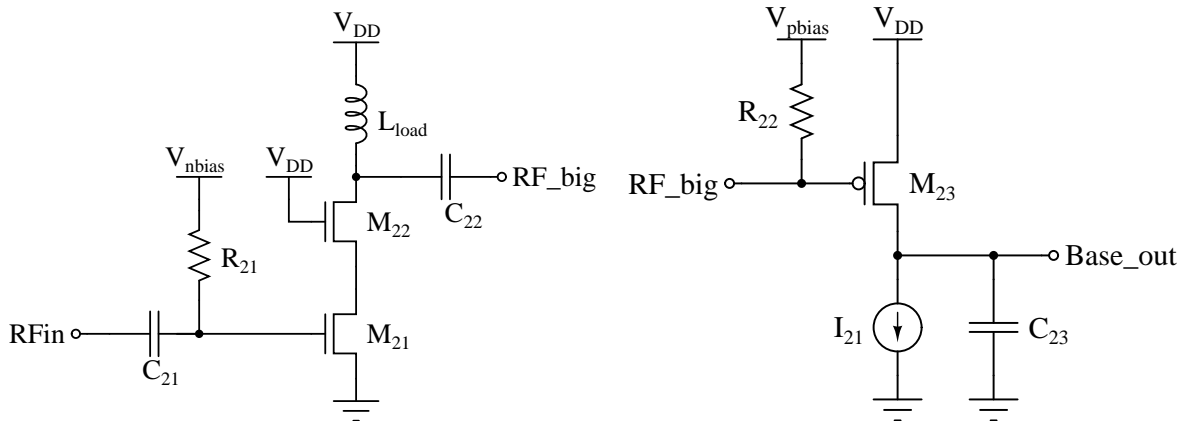


図 3.10 フロントエンド増幅回路

図 3.11 包絡線検波回路

であるから、出力は High となる。ここで、入力が高から Low に変化したとすると、NAND ゲートの出力は Low から High に変化するため、A 点の電位は High となり、出力は Low となる。キャパシタ  $C_{31}$  は抵抗  $R_{32}$  を通じて充電されるので、A 点の電位は時間の経過とともに Low に近づき、出力は High へと遷移する。

### 復調回路

図 3.9 に、復調回路の構成を示す。まず、入力された無線信号はフロントエンド増幅回路 (Frontend Amplifier: FEA) で増幅する。そして、包絡線検波回路を用いてベースバンド信号を復調する。包絡線検波回路の出力をシュミット・コンパレータ回路を用いて増幅・波形整形し、インバータによるバッファを通してからデジタル回路であるビット受信回路に入力する。

図 3.10 に、フロントエンド増幅回路を示す [40]。フロントエンド増幅回路はインダクタを負荷として用いたカスコード増幅回路である。大きな増幅度を得るためには Q 値の高い負荷インダクタ  $L_{load}$  が必要となるが、LSI 内部に Q 値の高いインダクタを実装することは困難であるため、インダクタは LSI 外部に実装することを想定した。

図 3.11 に、包絡線検波回路を示す [54]。包絡線検波回路に入力されたウェイクアップ

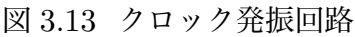
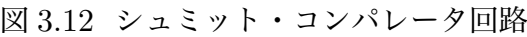


図 3.12 に、シュミット・コンパレータ回路を示す。シュミット・コンパレータ回路は、一般的な 2 段差動増幅回路の内部において、カレントミラー回路を用いて正帰還をかけたものである。正帰還をかけることによって、しきい値にヒステリシス特性を持たせたコンパレータ回路、すなわちシュミット・コンパレータ回路を実現している。

クロック発振回路は、ウェイクアップ要求信号検出時に動作するビット受信回路、ID マッチング回路へクロック信号を供給する。図 3.13 に、クロック発振回路を示す。ク

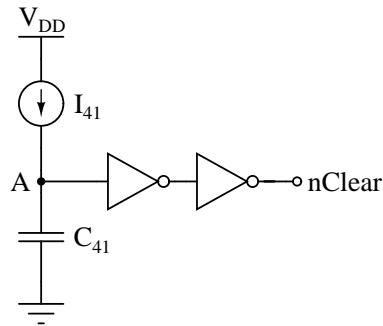


図 3.14 パワー・オン・リセット回路

ロック発振回路は5段のリングオシレータである。リングオシレータはインバータの出力の遅延を用いた発振回路であり、奇数個のインバータをリング状に接続することで得られる。

クロック周波数は、発振が安定するまでに要する時間と消費電力のトレードオフを考慮して 850 kHz とした。クロック発振回路の発振周波数を変化させた場合の発振安定時間と消費電力を予備的なシミュレーションによって評価し、クロック周波数を決定した。なお、850 kHz というクロック周波数は、40 kBaud で符号化されたマンチェスタ符号のデータを復調するために必要となるエッジ検出を行うために十分な周波数となっている。

一般に、CMOS LSI 上に実装されたリングオシレータは各インバータの遅延が小さく、数 GHz の周波数で発振するため、850 kHz のクロック周波数を得るためには発振周波数を低減する必要がある。本設計では、文献 [55] に示されたキャパシタを用いる手法によって発振周波数を低減させた。キャパシタ  $C_{51} \sim C_{54}$  を用いて各インバータの出力が変化する時間を増加させ、発振周波数を低減する。

本設計ではインバータの1つを NAND ゲートとすることで、発振を停止できるようにしている。これは、受信待機状態において、ビット受信回路、ID マッチング回路へのクロック供給を停止するためである。クロック発振回路の電源を OFF させても同様のことは実現できるが、発振安定時間、電源制御回路のリーク電流の観点から発振を停止させるのみとした。電源 ON 直後からの発振は、発振が安定するまでの時間が長くなることが予想される。また、電源 ON 直後に流れる突入電流の影響を考慮するとパワー・ゲーティング用 NMOS トランジスタのゲート幅を大きくする必要があり、リーク電流の増加が懸念される。

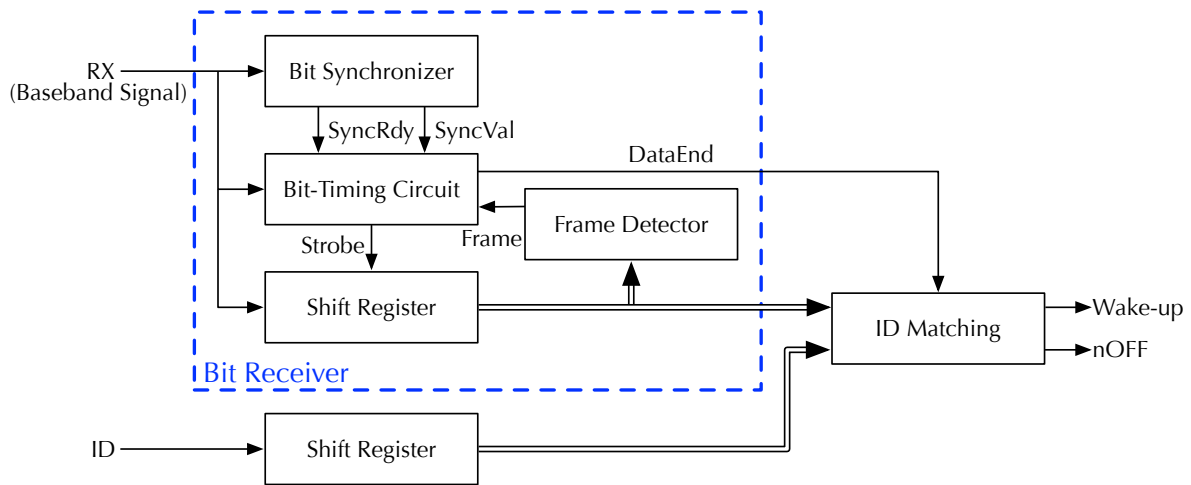


図 3.15 ウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路のブロック図

### パワー・オン・リセット回路

パワー・オン・リセット回路は、クロック発振回路が安定したクロックを供給するまでデジタル回路をリセット状態にしておく回路である。図 3.14 にパワー・オン・リセット回路を示す。電源が ON した瞬間、A 点の電位は 0V であるから出力は 0V、すなわち Low となり、負論理のリセット信号が出力される。時間の経過とともにキャパシタ  $C_{41}$  は電流源  $I_{41}$  によって充電され、A 点の電位は徐々に上昇する。そして、インバータのしきい値電圧を超えると出力が反転して High となり、リセットは解除される。

リセット状態が維持される時間、すなわちリセット時間は、クロック発振回路が発振して 2 クロック以上経過するように  $3\mu\text{s}$  とした。リセット時間は、電流源  $I_{41}$  及びキャパシタ  $C_{41}$  によって決定される。

### デジタル回路

図 3.15 に、ウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路を示す。デジタル回路は、ビット受信回路、ID マッチング回路、ID 格納用のシフトレジスタから構成される。ビット受信回路は、ビット同期回路、ビットタイミング維持回路、受信データ用シフトレジスタ、フレーム検出回路から構成される。デジタル回路の設計には、ハードウェア記述言語 Verilog HDL [56] を用いた。

ビット同期回路は受信したウェイクアップ要求信号のビット同期用信号を用いてビット同期を行い、ビットタイミング維持回路に対してシンボル周期 SyncVal と同期完了信号

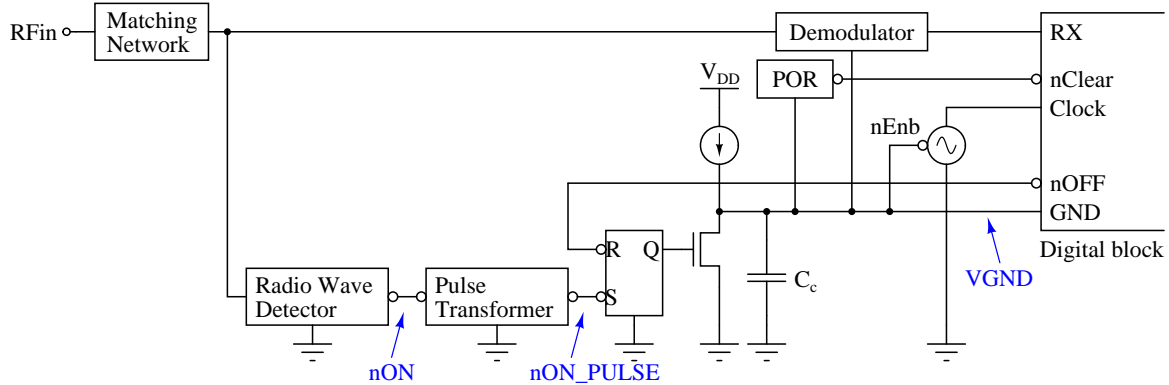


図 3.16 ウェイクモジュール受信モジュールの全体の接続

SyncRdy を出力する。ビットタイミング維持回路はシンボル周期の情報を基に受信ビットのタイミングを維持するとともに、受信ビット数のカウントを行って ID のウェイクアップ要求信号の受信終了信号 DataEnd を出力する。受信データ用シフトレジスタは維持されたタイミング信号 Strobe を用いて受信データを 1 ビットずつ格納する。フレーム検出回路は格納されたデータの中から、ウェイクアップ要求信号のスタートコードを検出することで、ID の受信開始を示す信号 Frame を出力する。ID マッチング回路は、フレーム検出回路の出力とビットタイミング維持回路からの受信終了信号を用いて、受信データから ID を抽出し自端末の ID との ID マッチングを行う。

#### ウェイクアップ受信モジュール全体の接続

図 3.16 にウェイクアップモジュール全体の接続を示す。基本的には、これまでに設計した回路を接続したものに入力インピーダンス整合回路を付加した回路となっている。設計が容易となるように抵抗でのインピーダンス整合を行い、 $50\Omega$  と整合させた。また、回路が発振しないようにデカップリングキャパシタを各所に設けた。なお、各回路ブロックで必要となる電流源用のバイアス電源は外部から供給するものとし、本設計には含めなかった。



表 3.2 シミュレーション環境

アナログ回路	回路シミュレータ	HSPICE [57]
	MOSFET デバイスモデル	BPTM 180 nm [58]
デジタル回路	論理シミュレータ	Verilog-XL [59]
	論理合成ツール	Design Compiler [60]
	スタンダードセルライブラリ	FreePDK OSU Library TSMC 0.18 $\mu\text{m}$ [61]

### 3.4 評価

前節で設計したウェイクアップ受信モジュールを用いて実現される多段ウェイクアップ通信方式の性能を検証するため、シミュレーションを用いた性能評価を行った<sup>\*1</sup>。まず、ウェイクアップ受信モジュール単体での性能評価を行い、この結果を用いて多段ウェイクアップ通信方式の性能を評価した。

#### 3.4.1 ウェイクアップ受信モジュール

##### シミュレーション環境

ウェイクアップ受信モジュールの評価では、アナログ回路とデジタル回路について別々にシミュレーション評価を行った。表 3.2 に、ウェイクアップ受信モジュールの評価におけるシミュレーション環境を示す。

アナログ回路については、Synopsys 社の高精度回路シミュレータ HSPICE [57] を用いた回路シミュレーションにより評価を行った。HSPICE を用いる際には MOSFET のデバイスモデルが必要となるため、カリフォルニア大学バークレー校が提供する BPTM (Berkeley Predictive Transistor Model) [58] を用いた。0.18  $\mu\text{m}$  CMOS での実装を想定しているため、“180 nm BSIM3 model” を用いた。

デジタル回路については、Cadence 社の Verilog HDL シミュレータ Verilog-XL [59] を用いて動作の検証と設計を行い、Synopsys 社の Design Compiler [60] を用いて論理合成を行った。論理合成結果から消費電力及びゲート数を取得した。論理合成の際に必要な

<sup>\*1</sup> 本評価の一部は、東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、シノプシス株式会社及びケイデンス株式会社の協力で行われた。

となるスタンダードセルライブラリは、オクラホマ州立大学の提供する FreePDK OSU Library [61] の TSMC 0.18  $\mu\text{m}$  テクノロジ対応ライブラリを用いた。

### アナログ回路

アナログ回路の評価では、図 3.16 に示したウェイクアップ受信モジュールからデジタル回路を除いたものに、信号源インピーダンス  $R_s = 50\Omega$  の電圧源を接続してシミュレーションを行った。そして、消費電力と信号検出遅延（ウェイクアップ要求信号の入力から信号検出回路がウェイクアップ要求信号を検出するまでの時間）、リセット時間、信号検出回路の感度（信号検出回路が検出可能な最小の信号レベル）を評価した。

図 3.17 に、信号検出回路が検出可能な最小レベルの入力信号を入力した場合の、ウェイクアップ受信モジュールアナログ回路各所の動作波形を示す。各波形は、図 3.16 に示す信号名に対応している。図より、時刻  $t = 10\mu\text{s}$  にウェイクアップ要求信号を模した無線信号が入力されると、 $12.3\mu\text{s}$  後の  $t = 22.3\mu\text{s}$  に信号検出回路がその無線信号を検出する。すると、VGND (Virtual GND) が GND レベルとなり、ウェイクアップ要求信号の受

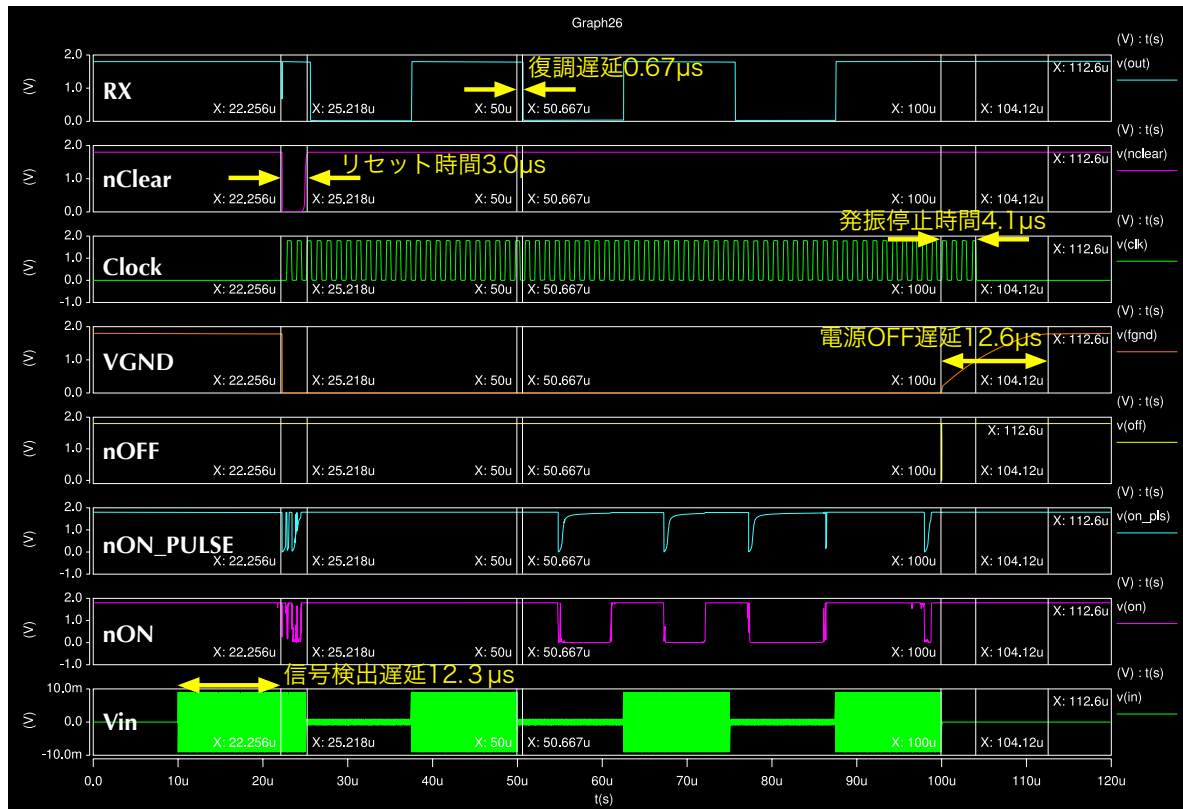


図 3.17 アナログ回路の動作波形 (1)

信に必要となる復調回路，パワー・オン・リセット回路，ビット受信回路，ID マッチング回路がウェイクアップし，クロック発振回路がスタートする．パワー・オン・リセット回路は，負論理のリセット信号 **nClear** を電源投入後から  $3\mu\text{s}$  間出力している．復調回路はリセット信号が解除される前に，復調したベースバンド信号の出力を開始する．入力信号の変化が復調回路の出力に現れるまでの復調遅延は  $0.67\mu\text{s}$  である． $t = 100\mu\text{s}$  において **nOFF** 信号が 1 (=Low) になると **VGND** の電圧が上昇し， $4.1\mu\text{s}$  後にクロックの発振が停止する．さらに電圧が上昇して完全に電源が切れるまでには  $12.6\mu\text{s}$  を要している．

図 3.17 では無線信号が入力されているにも関わらず，信号検出回路の出力 **nON** が 0 (High) となっている期間がある．これは，信号検出回路が検出可能な最小の入力信号を入力しているために，ASK 変調された無線信号の振幅が小さい期間で信号検出用整流回路の出力が低下するためと考えられる．

図 3.18 に，ウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の消費電流とクロック発振周波数，入力無線信号の振幅を示すためのウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の動作波形を示す．図より，受信待機時は平均  $6.9\mu\text{A}$ ，ID 受信時は平均  $172.4\mu\text{A}$  の電流を消費することが分かる．電源電圧を  $1.8\text{V}$  より，受信待機時の消費電力は  $12.4\mu\text{W}$ ，ID

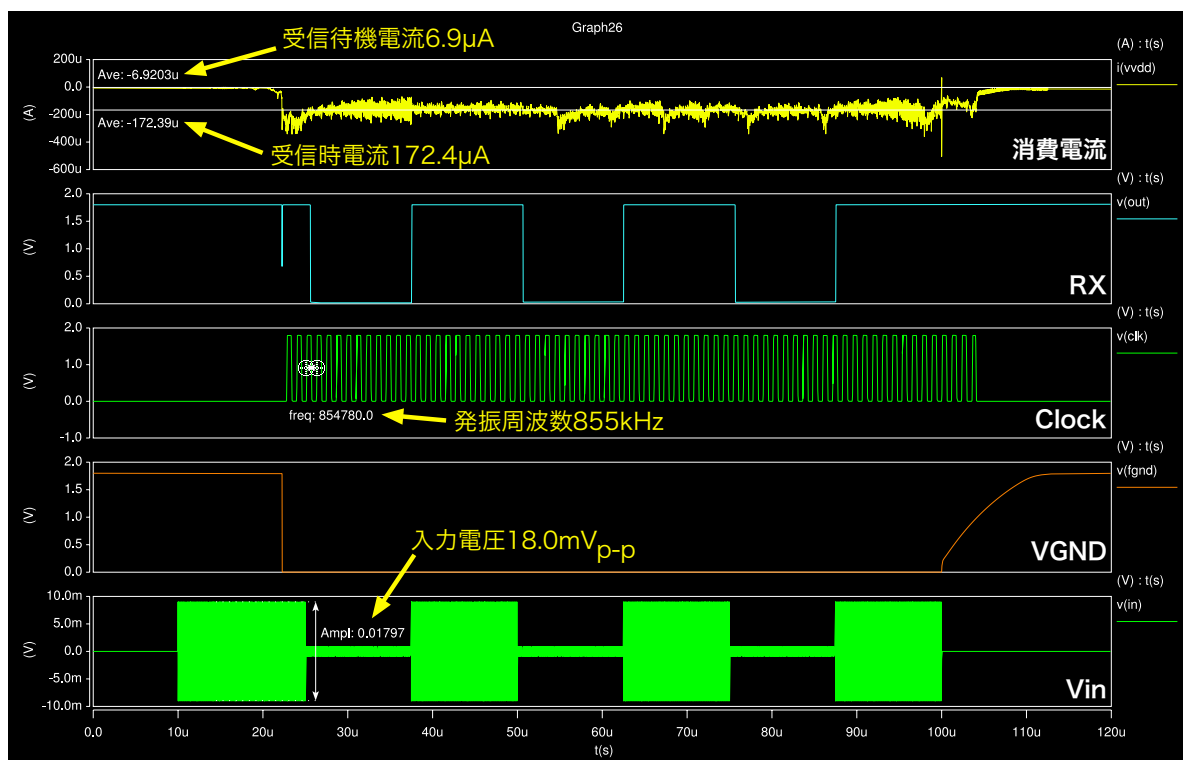


図 3.18 アナログ回路の動作波形 (2)

表 3.3 ウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の評価結果

消費電力	受信待機時	12.4 $\mu$ W
	ID 受信時	310.3 $\mu$ W
信号検出遅延		12.3 $\mu$ s
リセット時間		3 $\mu$ s
復調遅延		0.67 $\mu$ s
電源 OFF 遅延		12.6 $\mu$ s
クロック発振周波数		855 kHz
受信感度 (信号検出限界電力)		-36.9 dBm

受信時の消費電力は 310.3  $\mu$ W となる。また、クロック発振回路は周波数 855 kHz で発振していることが分かる。

図 3.18 は、検出可能な最小の入力信号を入力した場合を示しているため、入力電圧から信号検出回路の受信感度を計算することができる。図より、入力電圧は 18.0 mV<sub>p-p</sub> であるから、実効値  $V_i$  は

$$V_i = \frac{18.0 \text{ mV}_{\text{p-p}}}{2\sqrt{2}} = 6.364 \text{ mV} \quad (3.1)$$

である。インピーダンス整合による損失を考慮すると入力電力  $P_i$  は

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{V_i^2}{4R} \\ &= \frac{6.364^2 \text{ mV}}{4 \times 50 \Omega} \\ &= 0.2025 \mu\text{W} = -36.9 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (3.2)$$

となるから、受信感度は -36.9 dBm となる。

以上の結果をまとめると、ウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の評価結果は表 3.3 のようになる。

### デジタル回路

デジタル回路の評価では、図 3.15 に示したデジタル回路の論理合成を行い、消費電力を評価した。ハードウェア記述言語 Verilog HDL で設計されたデジタル回路を Synopsys 社の論理合成ツール Design Compiler によって論理合成し、論理合成結果から消費電力を取得した。

表 3.4 ウェイクアップ受信モジュールデジタル回路の評価結果

消費電力	ダイナミック	57.8 $\mu$ W
	スタティック	31.8 nW

表 3.4 にデジタル回路の評価結果を示す。デジタル回路の動作中の消費電力であるダイナミック電力は 57.8  $\mu$ W、デジタル回路の停止中の消費電力であるスタティック電力は 31.8 nW である。スタティック電力はアナログ回路の消費電力と比べて無視できるほどに小さいと言える。一方、ダイナミック電力はアナログ回路の消費電力と比べて無視できない大きさである。

### 3.4.2 多段ウェイクアップ通信方式

ウェイクアップ受信モジュール単体での評価結果を用いて、多段ウェイクアップ通信の受信待機電力、ウェイクアップ遅延、最大通信距離の評価を行った。本評価では、3.3 で設計を行ったウェイクアップ受信モジュールを用いて実現される多段ウェイクアップ通信方式を想定し、データ通信モジュールが影響しない範囲で評価を行った。

#### 受信待機電力

多段ウェイクアップ通信方式における受信待機電力は、ウェイクアップ受信モジュールの受信待機電力となる。受信待機状態ではウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路は電源制御回路によって電源が OFF となっているため、アナログ回路の一部のみが動作する状態となる。したがって、表 3.3 に示したアナログ回路の評価結果から、多段ウェイクアップ通信方式における受信待機電力は 12.4  $\mu$ W となる。

12.4  $\mu$ W という受信待機電力がどの程度小さいのかを検証するため、電池の自己放電との比較を行う。電池の例として、自己放電率が小さいとして知られているパナソニック社のニッケル水素二次電池 eneloop [62] の自己放電率を消費電力に換算する。パナソニック社のホームページに記載された eneloop の自己放電（自然放電）性能の表記によれば、自己放電の最も少ない eneloop plus と呼ばれる製品では、満充電から 5 年後に公称容量の 70 % の電気量が残存する。電池容量を 1000 mAh と仮定すると、5 年間、すなわち 5 年  $\times$  12 ヶ月  $\times$  30 日  $\times$  24 時間で 300 mAh の電気量が自己放電によって失われることとなる。5 年間の自己放電が一定であると仮定して電流に換算すると、 $300 / (5 \times 12 \times 30 \times 24) \simeq 6.9 \mu\text{A}$  となる。ニッケル水素二次電池の電圧は 1.2 V である

から、1000mAh の eneloop の自己放電は約  $8.3\mu\text{W}$  に相当することとなる。

以上より、多段ウェイクアップ通信方式の受信待機電力  $12.4\mu\text{W}$  は、電池の自己放電に相当するレベルの大きさであると言える。

ウェイクアップ要求信号を受信して ID マッチングを行う際にはアナログ回路とデジタル回路の消費電力を合わせた  $310.3\mu\text{W} + 57.8\mu\text{W} = 368.1\mu\text{W}$  を消費するため、頻繁にウェイクアップ要求信号を受信する場合には  $12.4\mu\text{W}$  から受信待機電力が増加する。ウェイクアップ要求信号の受信に要する電力を考慮に入れた受信待機電力の評価については、次章以降の ID マッチングの検討において示す。

### ウェイクアップ遅延

ウェイクアップ遅延は、送信端末におけるウェイクアップ要求信号の入力から、受信端末におけるデータ通信モジュールへのウェイクアップ信号出力までに要する時間である。実際の通信開始までには、ウェイクアップ遅延に加えてデータ通信モジュールがスリープ状態から通信可能状態となるまでの時間が必要となる。

多段ウェイクアップ通信方式におけるウェイクアップ遅延は、ID 受信開始遅延と、ID 受信・マッチング時間の合計となる。

ID 受信開始遅延は、ウェイクアップ要求信号の入力からウェイクアップ要求信号の検出にかかる信号検出遅延と、ID の受信回路が動作を開始するまでのリセット時間を合計したものである。表 3.3 に示したウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の評価結果より、信号検出遅延は  $12.3\mu\text{s}$ 、リセット時間は  $3\mu\text{s}$  であるから、ID 受信開始遅延は  $15.3\mu\text{s}$  となる。

ID 受信・マッチング時間は、ID マッチングの結果が ID の受信終了とともに直ちに出力されることから、ID の受信時間でほぼ決定される。ID の受信時間は、ビットレートと ID 長から計算できる。表 3.1 に示したように、ボーレートは 40kBaud であり、符号化方式としてマンチェスタ符号を用いていることから、ビットレートは 20kbps となる。したがって、1 bit の転送に要する時間は  $1/20\text{ kbps} = 50\mu\text{s/bit}$  となる。ウェイクアップ要求信号には ID に加えてビット同期用信号とスタートコードを含むプリアンブル 9 bit が加わるため、ID 受信時間は

$$(\text{プリアンブル } 9\text{ bit} + \text{ID 長}) \times 50\mu\text{s/bit} \quad (3.3)$$

と表される。表 3.1 に示したように、ID 長は 16 bit であるから、式 (3.3) を用いて ID 受信時間は 1.25 ms となる。

以上の結果から、ウェイクアップ遅延は  $15.3\mu\text{s} + 1.25\text{ ms} \simeq 1.27\text{ ms}$  となる。

ウェイクアップ遅延の支配的要因は ID の受信時間であるため、ID 長が長くなると ID の受信時間は増加する。参考として ID 長が 128 bit の時のウェイクアップ遅延を算出すると、式 (3.3) から 6.85 ms となる。ウェイクアップ遅延の削減に向けては ID 長の短縮が重要となる。

### 最大通信距離

多段ウェイクアップ通信方式における最大通信距離は、データ通信モジュールの通信距離が十分に長いと仮定すると、ウェイクアップ受信モジュールの信号検出感度で決定される。本評価では、ウェイクアップ送信モジュールの送信電力が  $P_t = 10 \text{ dBm}$  であると仮定して、ウェイクアップ受信モジュールがウェイクアップ要求信号を検出可能な最大の距離を評価する。

最大通信距離の評価に向けて、送信端末から距離  $r$  離れた地点に置かれた受信端末で観測される受信電力を見積もる。自由空間を伝搬する無線信号は減衰し、距離  $r$  離れた受信端末で観測される受信電力  $P_r$  は Friis の公式を用いて、

$$P_r = \frac{1}{2} \left( \frac{c}{4\pi f_c r} \right)^2 G_r G_t P_t$$

と表される。ここで、 $c$  は光速、 $f_c$  は無線信号の周波数、 $G_r$ ,  $G_t$  はそれぞれ受信アンテナと送信アンテナの利得であり、先頭の  $1/2$  は受信端末のインピーダンス整合回路による減衰を表している。 $r$  について解くと、

$$r = \frac{c}{4\pi f_c} \sqrt{\frac{1}{2} \frac{P_t}{P_r} G_r G_t} \quad (3.4)$$

となる。

式 (3.4) にウェイクアップ受信モジュールのパラメータを代入することで、最大通信距離を表す式が得られる。表 3.3 に示したウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の評価結果より、 $P_{r\text{dBm}} = -36.9 \text{ dBm} = 0.204 \mu\text{W}$ 、周波数  $f_c = 950 \text{ MHz}$  である。アンテナ利得を  $G_r = G_t = 0 \text{ dBi}$  とすると、式 (3.4) より最大通信距離は  $r = 3.9 \text{ m}$  となる。近距離の通信を行うアプリケーションであれば、多段ウェイクアップ通信方式を適用することができると言える。

## 3.5 おわりに

本章では、ウェイクアップ受信モジュールの消費電力削減とデータ通信モジュールの不必要なウェイクアップの削減に向けて、多段ウェイクアップ通信方式を示した。多段

ウェイクアップ通信方式では、ウェイクアップ受信モジュールを信号検出回路と ID 受信・マッチング回路で構成し、これらの回路を段階的にウェイクアップさせることでウェイクアップ受信モジュールの消費電力を削減する。また、ID マッチングによって受信端末を選択的にウェイクアップさせることで不必要なデータ通信モジュールのウェイクアップを削減する。

多段ウェイクアップ通信方式を実現するためのウェイクアップ受信モジュールの設計を行い、シミュレーション評価を行って電池の自己放電と同等の  $12.4\mu\text{W}$  という受信待機電力を実現できることを示した。また、ウェイクアップ遅延と最大通信距離についての評価を行い、 $1.27\text{ms}$  の遅延で最大  $3.9\text{m}$  の距離から受信端末を選択的にウェイクアップさせることができることを示した。最大通信距離が  $3.9\text{m}$  であるため、本章で示したウェイクアップ受信モジュールを用いた多段ウェイクアップ通信方式の適用は近距離の通信に限定される。ウェイクアップ受信モジュールのハードウェアに関しては多くの研究が行われているため、低消費電力で長い通信距離を実現するウェイクアップ受信モジュールの登場が期待される。

多段ウェイクアップ通信方式では、信号検出回路を用いた受信待機時よりも ID 受信・マッチング時の方が消費電力が大きい。受信待機電力を正確に見積もるためにはウェイクアップ要求信号の受信に要する電力を考慮に入れる必要がある。ウェイクアップ要求信号の受信に要する電力は、ウェイクアップ要求信号の受信頻度や ID 長に依存するため、ID マッチング方式の検討が必要となる。第4章と第5章ではアプリケーションを想定して ID マッチング方式の検討を行う。

ID マッチング方式の検討では ID 長の短縮やウェイクアップ要求信号の受信回数の削減を目指し、変調方式やボーレート等の物理層の最適化による受信待機電力の削減は今後の課題とする。ウェイクアップ受信モジュールの変調方式やボーレート等の変更により通信レートを向上させることで、ウェイクアップ要求信号の受信に要する時間を短縮し、受信待機電力を削減できる。一方で、ハードウェアの変更が必要となるためにウェイクアップ受信モジュールの消費電力が増加する可能性がある。ハードウェアの変更を含むこのような物理層の最適化は、ID 長の短縮やウェイクアップ要求信号の受信回数の削減に向けた ID マッチング方式とは独立したものである。



## 第 4 章

---

# グループ指定によるウェイクアップ

## 4.1 はじめに

スマートフォン等の携帯端末の重要なアプリケーションとして、ヘルスマニタリングサービスが期待されている。そのようなサービスにおいては、身体各所に配置されたセンサからの情報を携帯端末で集約・利用する形態が一般的である。このとき、センサおよび携帯端末はバッテリー駆動になることから、センサと端末双方の省電力化が求められる。一般に、このような系においては、通信の消費電力が支配的要因の1つとなることが知られている [2-5]。

これに対し、各種省電力 MAC (Medium Access Control) 技術 [29,31,33] の開発が行われている。省電力 MAC では受信待機電力の削減が重要となる。原理的には送受信端末間の時刻同期が確立できれば TDMA (Time Division Multiple Access) により受信待機電力を削減可能である。しかしながら、この場合には送受信端末間の時刻同期機構が別途必要となる。一方、CSMA (Carrier Sense Multiple Access) をベースにする方式では、通信の非同期性から、受信待機時間が必要となる。このとき、通信発生時に、必要な端末のみをウェイクアップさせる技術が確立できれば、時刻同期の機構を必要とせずに、受信待機電力の削減が可能となる。

このような要請に対し、ウェイクアップ通信方式が研究されている [35-37, 39, 44, 48, 63, 64]。図 4.1 に示すように、ウェイクアップ通信方式はスリープ状態にある受信機を送信機からの信号でウェイクアップさせる技術である。送信機はウェイクアップ送信モジュールと従来のデータ通信モジュール（微弱無線モジュール等）から構成される。データ通信時には、通信したい端末に対応する ID が含まれるウェイクアップ要求信号を、通信したい端末に対して送信する。

受信機はウェイクアップ要求信号を検出するウェイクアップ受信モジュールと従来のデータ通信モジュールから構成される。ウェイクアップ受信モジュールは信号検出回路（信号の有無を検出する回路）と ID 受信・マッチング回路（復調・復号・ID マッチング）により構成される受信機であり、信号検出回路は常時動作して受信待機する。ウェイクアップ受信モジュールはウェイクアップ要求信号を検出すると ID 受信・マッチング回路をウェイクアップさせ、ID が自端末宛であればデータ通信モジュールをウェイクアップさせて通信を開始する。

文献 [37] ではウェイクアップ受信モジュールにパッシブ型 RFID を利用することで、ウェイクアップモジュールの受信待機電力をゼロにしている。しかしながら、この方式ではウェイクアップ要求信号の送信に大きな電力が必要となり、送受信側双方の低消費電力

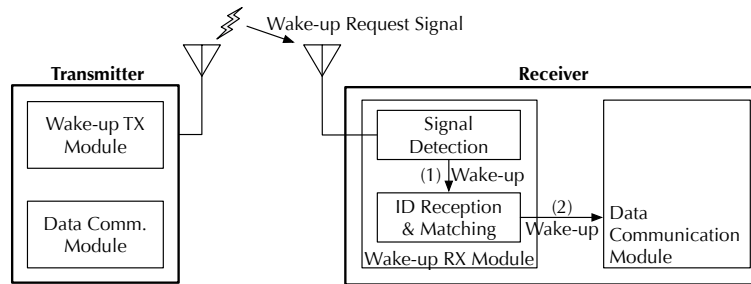


図 4.1 ウェイクアップ通信方式の概要

化が必要となるヘルスマニタリングサービスのシナリオには適さない。

送信側の電力的負担を下げるためには、受信側で信号増幅等を行う必要がある。このような場合、受信側のウェイクアップ受信モジュールをバッテリー駆動することを認めた上で、その省電力化をどこまで進めることができるかが重要となる。

これに向けて、省電力な信号検出回路の研究が行われている [48, 53, 64]。例えば文献 [53] では MOSFET を用いたダイオード検波回路において、MOSFET に間欠的にバイアス電圧を印加して閾値電圧の影響を低減することで  $0.14\mu\text{W}$  で動作する信号検出回路が報告されている。この消費電力はバッテリーの自己放電に相当する電力 ( $1,000\text{mAh}$  のニッケル水素二次電池で約  $8.3\mu\text{W}$ ) を遙かに下回る値である。

一方、省電力な ID 受信・マッチング回路の研究も進められており、復調および復号に関して、省電力な手法が報告されている [42, 65]。これらの研究では、消費電力の小さいリングオシレータを使用したスーパーヘテロダイン受信回路や、PWM を用いることで発振回路を不要とした復号回路によって省電力な動作が実現されている。ここで、ID 受信・マッチング回路では、ID 長によって復調系および復号系の動作時間が決まるため、ID 空間の設計が低消費電力化において重要となる。しかしながら、筆者が調査した範囲では、これまでのところウェイクアップ通信方式のための ID 空間の設計について論じた研究は報告されていない。

このような観点から、筆者はウェイクアップ通信方式における ID 空間の設計について、消費電力の側面から研究を進めている。本章では、ID 空間構造にブルームフィルタ [66] を適用し、ID 受信・マッチング回路の低消費電力化と送出されるウェイクアップ要求信号の削減を行う手法を示す。

ブルームフィルタはデータセットを効率良く表現可能なデータ構造であり、ハッシュを利用することで ID 長を短縮することができる。また、ブルームフィルタでは複数の ID を 1 つの ID に縮退させることが可能であり、サービスに対して ID を付与することで、

回路規模を大きくすることなく、サービス毎に必要なデバイスをウェイクアップさせることが可能である。これによりウェイクアップ時に送出されるウェイクアップ要求信号数を削減することができる。

例えば、ヘルスマonitoringにおいて、monitoringしたい疾患毎に ID を用意し、各疾患のmonitoringに必要なセンサ群に同一の ID を設定することで、単一 ID で複数のセンサを同時にウェイクアップさせることが可能となる。また、1つのセンサが複数の疾患のmonitoringで使用される可能性があるため、各センサには複数 ID を設定できることが好ましい。

同様に、携帯型ゲーム機のすれちがい通信の例では、ゲーム毎に ID を用意し、情報を交換したいゲームの ID を各端末に設定することで、単一の ID で複数のゲーム機を同時にウェイクアップさせる。複数のゲームの情報交換に向けては、単一の端末への複数 ID の設定が求められる。ブルームフィルタを用いることで小規模な回路で、これを実現することが可能となる。

しかしながら、ブルームフィルタはハッシュを用いたデータ構造であるため、データ通信モジュールの誤ウェイクアップによる電力消費を原理的に防止することができない。そこで本章では、ウェイクアップ受信モジュール単体での消費電力の評価に加え、データ通信モジュールの誤ウェイクアップも考慮した評価を行い、本手法の有効範囲を明らかにする。

まず、4.2 ではブルームフィルタを用いたウェイクアップ通信の具体的実現方式について説明する。4.3 ではチップレイアウトレベルのシミュレーションによってウェイクアップ受信モジュールの消費電力と実装回路面積の評価を行うとともに、データ通信モジュールの誤ウェイクアップを考慮した受信待機電力の評価を行う。

## 4.2 ブルームフィルタを用いたウェイクアップ通信

本節ではブルームフィルタ [66] について説明し、これをウェイクアップ通信における ID マッチングに適用する方法について述べる。

### 4.2.1 ブルームフィルタ

ブルームフィルタはデータセットを表現するデータ構造であり、ある要素がデータセットの中に含まれているかどうかというメンバ判定を少ないビット数かつ少ない計算量で行うことができる。

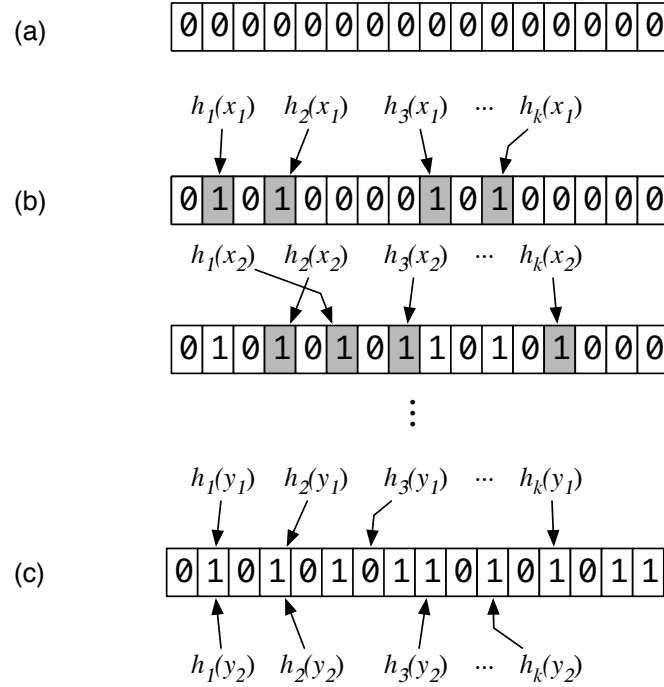


図 4.2 ブルームフィルタの例：(a) 要素が入っていない場合，(b) 要素の追加，(c) メンバ判定

図 4.2 にブルームフィルタの例を示す．ブルームフィルタは  $m$  ビットのビット列  $BF = \{b_0, \dots, b_{m-1}\}$  であり，要素が何も入っていない初期状態は図 4.2 (a) のように 0 である．図 4.2 (b) にブルームフィルタへの要素の追加例を示す．要素の追加には， $0 \sim m-1$  の範囲の整数をハッシュ値として出力する  $k$  個の独立したハッシュ関数  $H = \{h_1, \dots, h_k\}$  を用いる．追加する要素を  $x_1$  とすると，ハッシュ関数群  $H$  の各ハッシュ関数に要素  $x_1$  をキーとして入力し， $k$  個の独立したハッシュ値  $h_i(x_1)$  ( $1 \leq i \leq k$ ) を得る．ハッシュ値 ( $0 \sim m-1$ ) がブルームフィルタの各ビットを示すものとして，これら  $k$  個のハッシュ値  $h_i(x_1)$  ( $1 \leq i \leq k$ ) が示すビット  $b_{h_i(x_1)}$  ( $1 \leq i \leq k$ ) を 1 にセットすることで要素  $x_1$  がブルームフィルタに追加される．複数の要素を追加する場合には， $k$  個のハッシュ値を計算してハッシュ値が示すビットを 1 にセットする操作を各要素について繰り返す．すなわち， $n$  個の要素を持つデータセット  $S = \{x_1, \dots, x_n\}$  を表すブルームフィルタ  $BF$  はビット  $b_{h_i(x_j)}$  ( $1 \leq i \leq k, 1 \leq j \leq n$ ) が 1 である  $m$  ビットのビット列である．

要素  $y$  がブルームフィルタ  $BF$  に含まれているかどうかというメンバ判定は，ハッシュ関数群  $H$  を用いて要素  $y$  から得られた  $k$  個のハッシュ値が示すビットが，ブルームフィ

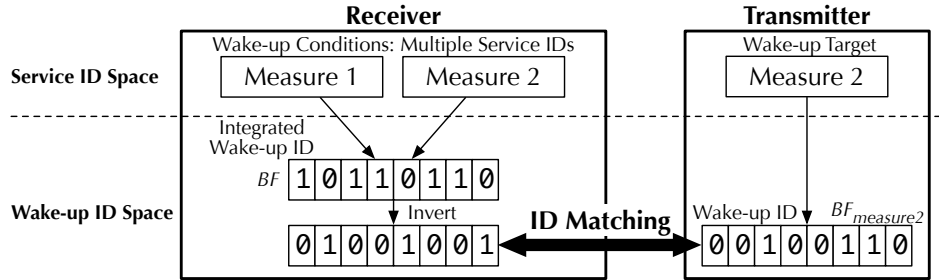


図 4.3 ブルームフィルタを用いた ID マッチング

ルタ  $BF$  において全て 1 であるかどうかによって行われる。図 4.2 (c) にメンバ判定の例を示す。要素  $y_1$  から得られたハッシュ値  $h_3(y_1)$  が示すビット  $b_{h_3(y_1)}$  は 1 でないため、要素  $y_1$  はブルームフィルタ  $BF$  に含まれていないと判定される。一方、要素  $y_2$  から得られた  $k$  個のハッシュ値  $h_i(y_2)$  ( $1 \leq i \leq k$ ) が示すビット  $b_{h_i(y_2)}$  ( $1 \leq i \leq k$ ) は全て 1 であるため、要素  $y_2$  はブルームフィルタ  $BF$  に含まれていると判定される。一般に、各ビットについて演算を行う以下の式を満たす場合に要素  $y$  はブルームフィルタ  $BF$  に含まれていると判定される。

$$\overline{BF} \cdot BF_{test} = 0 \quad (4.1)$$

ここで、 $BF_{test}$  は要素  $y$  から作成された要素数 1 のブルームフィルタである。

ブルームフィルタを用いたメンバ判定では、要素が含まれていないにも関わらず含まれていると判定される偽陽性判定が発生する。これは、図 4.2 (c) に示す例において、各ハッシュ値  $h_i(y_2)$  が示す各ビットが要素  $y_2$  を追加した際に 1 にセットされたのか、他の要素を追加した際に 1 にセットされたのかを判別できないためである。ブルームフィルタを用いてメンバ判定を行う際は偽陽性判定の影響を考慮することが重要となる。

#### 4.2.2 ID マッチングへのブルームフィルタの適用

ID マッチングはウェイクアップ受信モジュールに登録された ID 群にウェイクアップ要求信号に対応する ID が含まれているかどうかの判定であり、ブルームフィルタを用いたメンバ判定により ID マッチングを行うことができる。図 4.3 にブルームフィルタを用いた ID マッチングを示す。ここでは“Measure 1”または“Measure 2”という ID（サービス ID）の指定によってウェイクアップを行う例を示す。なお、このサービス ID が構成する空間は、サービスに必要十分な大きさを持つようにする（後述の評価では 128 bit の ID 空間）。また、この例では、サービス名を ID としているが、実際のヘルスマニタリ

ングにおいて、他のユーザのデバイスとの識別を明確に行いたい場合には、グローバルユニークな ID とするなどが考えられる。サービス ID の割当て方については、今後の課題とする。

ID マッチングにおいては、ウェイクアップの条件となる 2 つのサービス ID “Measure 1”, “Measure 2” を要素とするブルームフィルタ  $BF$  を作成し、 $BF$  をビット反転した  $\overline{BF}$  をウェイクアップ受信モジュールに登録する。 $BF$  はウェイクアップの条件を表す ID であり、本研究では  $BF$  を統合ウェイクアップ ID と呼ぶ。

ID マッチングでは、統合ウェイクアップ ID に加えて、ウェイクアップさせる対象を表す ID (ウェイクアップ ID)  $BF_{measure2}$  を用いる。ウェイクアップ ID はウェイクアップさせる端末に対応するサービス ID “Measure 2” から作成されたブルームフィルタである。送信端末はウェイクアップさせる対象を表す “Measure 2” というサービス ID を保持しているものとし、サービス ID “Measure 2” からウェイクアップ ID  $BF_{measure2}$  を作成して、 $BF_{measure2}$  を含むウェイクアップ要求信号を送信する。

$BF_{measure2}$  を含むウェイクアップ要求信号を受信したウェイクアップモジュールは、受信したウェイクアップ ID  $BF_{measure2}$  とビット反転した統合ウェイクアップ ID  $\overline{BF}$  を用いて式 (4.1) によりメンバ判定を行う。メンバ判定の結果、統合ウェイクアップ ID の中に “Measure 2” というサービス ID が含まれていると判定された場合、ウェイクアップ受信モジュールはデータ通信モジュールをウェイクアップさせて通信を行う。

ID マッチングにおいて偽陽性判定が発生した場合は、通信対象でない端末のデータ通信モジュールが誤ウェイクアップする。誤ウェイクアップしたデータ通信モジュールは通信の必要性を判断するために受信待機を一定時間行う必要があるため電力を消費する。

### 4.3 評価

ブルームフィルタを用いたウェイクアップ通信が消費電力の側面で有効となる範囲を示す目的で、シミュレーションにより評価を行った<sup>\*1</sup>。シミュレーションにおいては、ウェイクアップ受信モジュール単体での消費電力および実装回路面積を評価する。また、ウェイクアップ受信モジュールとデータ通信モジュールを組み合わせた場合の消費電力を、誤ウェイクアップの影響を考慮して評価する。

ウェイクアップ受信モジュールは、ウェイクアップ要求信号の信号検出と復調を行うア

<sup>\*1</sup> 本評価の一部は、東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、シノプシス株式会社及びケイデンス株式会社の協力で行われた。

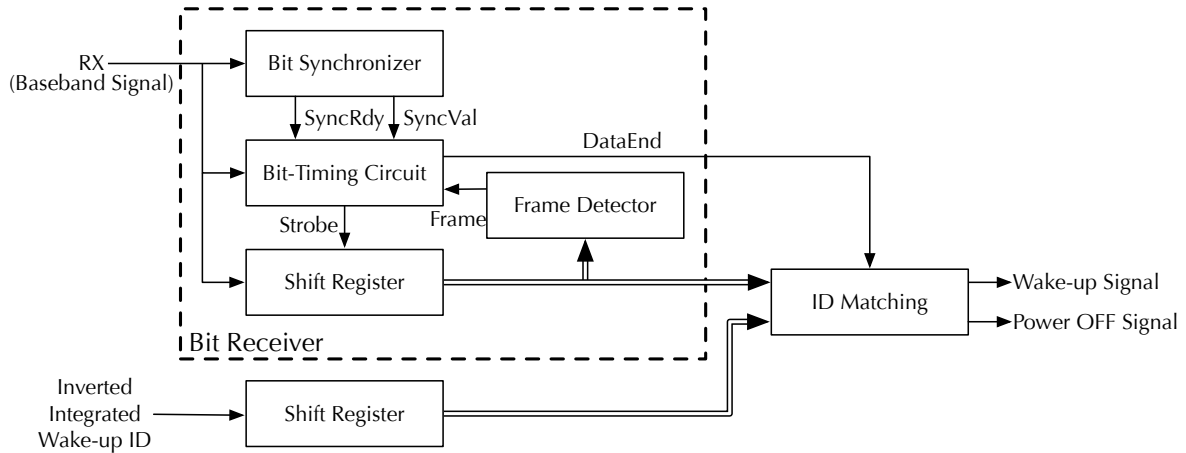


図 4.4 ウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路のブロック図

ナログ回路と、復号と ID マッチングを行うデジタル回路から構成される。評価に用いたウェイクアップモジュールのアナログ回路は文献 [67] で設計したものを用いる。通信周波数は距離による電波の減衰が比較的小さい 950 MHz 帯とした。変調方式は ASK とし、ダイオード検波回路や非同期な復号回路といった小規模な回路を利用する。また、符号化方式はマンチェスタ符号とし、ボーレートは 40 kBaud である。

ウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路は Verilog HDL [56] を用いて設計を行った。図 4.4 にウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路のブロック図を示す。デジタル回路は受信ビット同期回路、受信ビットタイミング維持回路、受信データ用シフトレジスタ、フレーム検出回路、ID マッチング回路、およびビット反転した統合ウェイクアップ ID を登録するための ID 登録用シフトレジスタの 6 つの回路ブロックから構成される。受信ビット同期回路は受信信号とビット同期を行い、受信ビットタイミング維持回路に対してシンボル周期と同期完了信号を出力する。受信ビットタイミング維持回路はシンボル周期の情報を基に受信ビットのタイミングを維持するとともに、受信ビット数のカウントを行う。受信データ用シフトレジスタは維持されたタイミングを用いて受信データを 1 ビットずつ格納する。フレーム検出回路は格納されたデータの中から、ID に対応するビット列の先頭を検出する。ID マッチング回路は、フレーム検出回路出力と受信ビットタイミング維持回路からのビットカウント数の情報を用いて、受信データから ID を抽出して ID マッチングを行う。



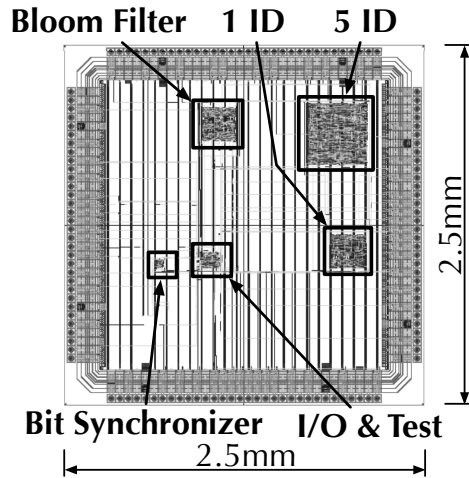


図 4.5 デジタル回路のチップレイアウト

#### 4.3.1 消費電力と実装回路面積

ブルームフィルタを用いるウェイクアップ受信モジュール（ブルームフィルタ方式）の消費電力と実装回路面積を評価する目的で、複数のサービス ID を別々のレジスタに保持して各 ID とビット毎の完全一致比較を行う複数 ID 方式との比較を行った。

ブルームフィルタ方式と複数 ID 方式で共通に用いられるアナログ回路部分について消費電力の評価は、第 3 章の結果を用いた。アナログ回路の消費電力は、受信待機時に  $12.4\mu\text{W}$ 、信号受信時は  $310.3\mu\text{W}$  である。受信待機時の消費電力は信号検出に用いる低周波増幅回路が支配的であり、信号受信時は復調に用いる高周波増幅回路が支配的となる。アナログ回路については実装スキルの観点でチップレイアウトレベルの設計までを行えなかったため、実装回路面積の評価までは行っていない。類似のアナログ回路は文献 [53] で  $0.11\mu\text{m}$  CMOS プロセスによって実装されており、実装面積はチップ写真とその縮尺から約  $0.19\text{mm}^2$  であることが読み取れる。これより、本研究のアナログ回路も  $0.19\text{mm}^2$  程度で実現できる可能性があると推定される。なお、本研究では文献 [53] とは異なり  $0.18\mu\text{m}$  CMOS プロセスで回路設計を行っているが、アナログ回路の実装面積においては微細化によるスケージングの影響はあまり大きくないため [68]、プロセスルールの相違は考慮していない。

一方、デジタル回路部分については、ブルームフィルタ方式と複数 ID 方式のそれぞれを Verilog HDL で設計し、登録されている ID 数に対する消費電力と実装回路面積を比較した。まず、設計したデジタル回路を Design Compiler [60] と Astro [69] を用いて

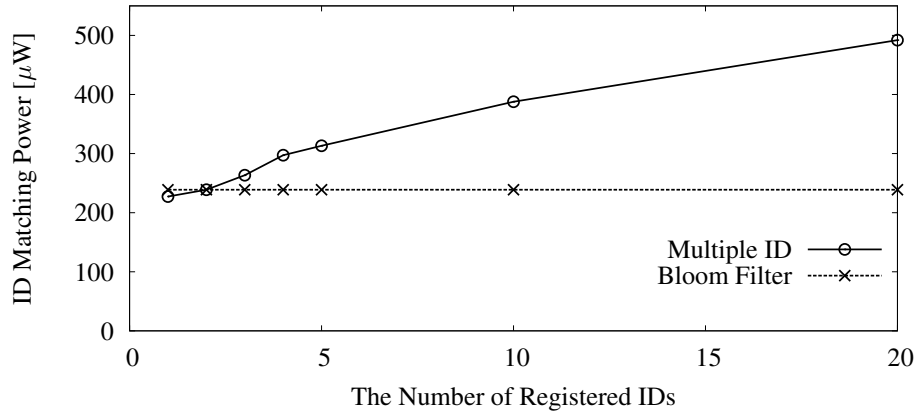


図 4.6 登録されている ID 数に対するデジタル回路の消費電力

論理合成・配置配線を行い、 $0.18\mu\text{m}$  トリプルウェル 1-Poly 5-Metal CMOS プロセスのチップレイアウトを得た。図 4.5 にデジタル回路のチップレイアウトを示す。チップサイズは  $2.5\text{mm} \times 2.5\text{mm}$  である。複数 ID 方式については登録 ID 数が 1 個と 5 個の場合のレイアウトを示しており、その他の登録 ID 数については別チップ上へのレイアウトを行った。なお、受信ビット同期回路についてはブルームフィルタ方式と複数 ID 方式で共通であるため、独立にレイアウト設計を行った。チップ試作時に使用するための入出力回路とテスト用回路についても実装を行った。得られたチップレイアウトを SPICE ネットリストに変換し、HSIM [70] を用いて消費電力を評価した。回路面積については配置配線ツールの Astro から取得した。クロック周波数は  $855\text{kHz}$ 、電源電圧は  $0.18\mu\text{m}$  プロセスで広く使用されている  $1.8\text{V}$  とした。また、ヘルスマonitoringなどのセンサネットワークにおいても IPv6 を用いた通信に関する研究が行われているため [71–73]、IPv6 を用いたシステムにもウェイクアップ通信を適用できるように ID 長は  $128\text{bit}$  とした。 $128\text{bit}$  の ID として IPv6 アドレスを用いることでウェイクアップ通信を実現できる。なお、個々の端末に割り当てられた IPv6 アドレスだけでなく、マルチキャスト IPv6 アドレスを割り当てることで、4.1 で述べたヘルスマonitoringの例のようなサービス単位のウェイクアップも実現できる。

図 4.6 に、登録されている ID 数に対するデジタル回路部分の消費電力を示す。ブルームフィルタ方式の消費電力は  $238.8\mu\text{W}$  であり、複数 ID 方式において、1 つの ID を保持する場合 ( $227.8\mu\text{W}$ ) とほぼ同等である。登録されている ID 数を増加させると、複数 ID 方式では ID を保持するレジスタを増やす必要があるために消費電力がほぼ線形に増加するが、ブルームフィルタ方式では ID の縮退が可能であるために一定の消費電力と

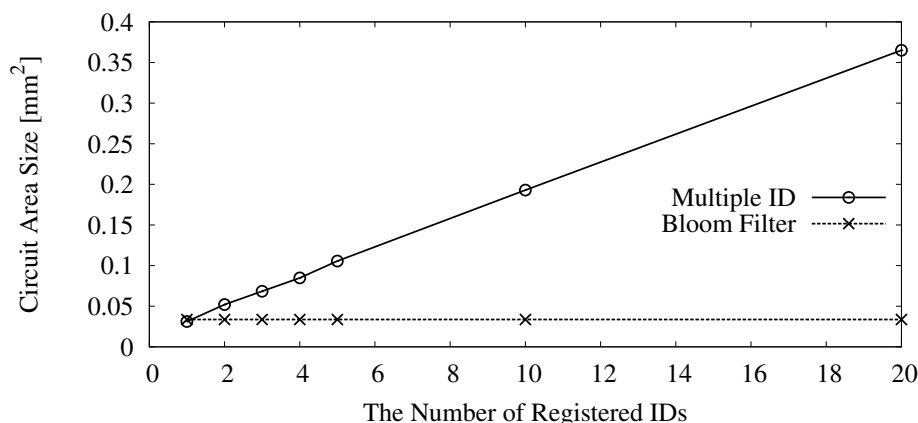


図 4.7 登録されている ID 数に対するデジタル回路の実装回路面積

なる。

受信待機時はアナログ回路のみが動作してデジタル回路は電源 OFF であり，ID 受信時はアナログ回路とデジタル回路の両方が動作する．アナログ回路の消費電力は受信待機時  $12.4\mu\text{W}$ ，ID 受信時  $310.3\mu\text{W}$  であるから，ブルームフィルタ方式におけるウェイクアップ受信モジュール全体の消費電力は，ID 長が 128 bit の場合，受信待機時は  $12.4\mu\text{W}$ ，ID 受信時は  $549.1\mu\text{W}$  となる。

図 4.7 に登録されている ID 数と実装回路面積の関係を示す．ブルームフィルタ方式の回路面積は  $0.0337\text{ mm}^2$  であり，複数 ID 方式でレジスタ数が 1 の場合の  $0.0312\text{ mm}^2$  とほぼ同じである．複数 ID 方式では，消費電力の評価結果と同様の理由により，ID 数が増加するにつれ，回路面積もほぼ線形に増加するが，ブルームフィルタ方式では回路面積は増加しない．アナログ回路の実装回路面積を仮に  $0.19\text{ mm}^2$  とした場合，複数 ID 方式は登録されている ID 数が 10 を超えるとアナログ回路を上回る実装回路面積となる。

### 4.3.2 受信待機電力

前節においてモジュール単体でのブルームフィルタ方式の優位性が示されたが，ブルームフィルタ方式では誤ウェイクアップの発生を本質的に回避できない．特にウェイクアップ受信モジュールに比べて消費電力の大きいデータ通信モジュールと組み合わせて使用した場合，誤ウェイクアップの影響により，全体の消費電力の観点で優位性が保てない恐れがある．そこで，誤ウェイクアップを考慮した上で，ブルームフィルタ方式が複数 ID 方式に対して消費電力の側面で優位となる範囲を求めた。

これに向けて、まず、ID 長に対する誤ウェイクアップ率を求めた。その後、求めた誤ウェイクアップ率を用い、ID 長に対する平均受信待機電力（単位時間当たりの誤ウェイクアップを考慮してウェイクアップ受信モジュールとデータ通信モジュールの両方の受信待機電力を加算したもの）を評価した。この結果、平均受信待機電力が最小となる ID 長が存在することが分かった。この ID 長はウェイクアップ要求信号の受信頻度により変化する可能性がある。そこで、ウェイクアップ要求信号の受信頻度（単位時間あたりの要求信号受信回数）と、平均受信待機電力が最小となる ID 長の関係を調べた結果、その ID 長は受信頻度により変化しないことが分かった。そこで、平均受信待機電力が最小となる ID 長を用い、複数 ID 方式に対して、ブルームフィルタ方式が消費電力の側面で優位となる ID 数の範囲を求めた。以下では、これら一連の評価について詳述する。

#### (a) 誤ウェイクアップ率

ランダムな ID を含むウェイクアップ要求信号を受信した場合、ブルームフィルタ方式ではブルームフィルタの特性によって定まる確率で誤ウェイクアップが発生する。誤ウェイクアップ率は ID 長  $m$ 、統合ウェイクアップ ID に含まれているサービス ID 数  $n$ 、およびウェイクアップ ID 生成時のハッシュ関数の個数  $k$  から算出できる。ハッシュ関数の個数  $k$  により誤ウェイクアップ率  $p$  を最小化することが可能であり、最小化された誤ウェイクアップ率  $p$  とその時のハッシュ関数の個数  $k$  は以下となる [74]。

$$p = (1 - e^{-kn/m})^k \quad (4.2)$$

$$k = \frac{m}{n} \log_e 2 \quad (4.3)$$

図 4.8 に ID 長に対する誤ウェイクアップ率を示す。図中では登録されている ID 数を変化させた場合の結果も示している。なお、ハッシュ関数の個数は各登録 ID 数、ID 長において式 (4.3) により算出している。図より、ID 長の増加とともに誤ウェイクアップ率は減少することが分かる。また、登録されている ID 数が多い場合には偽陽性判定が増加し、ID 長の増加に伴う誤ウェイクアップ率の減少率が小さくなる。

#### (b) ID 長に対する平均受信待機電力

次に、(a) で求めた誤ウェイクアップ率を用い、データ通信モジュールの消費電力までを含めた平均受信待機電力を求めた。平均受信待機電力の評価では、ランダムな ID を含むウェイクアップ要求信号を受信し、ウェイクアップ要求信号の受信回数に対して (a) で求めた誤ウェイクアップ率で誤ウェイクアップが発生するものとした。

平均受信待機電力を求める際、データ通信モジュールがスリープ状態から復帰して通信

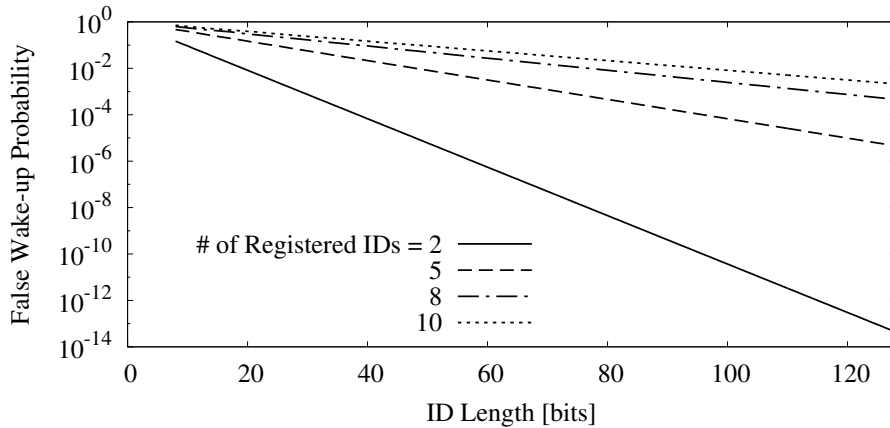


図 4.8 ID 長に対する誤ウェイクアップ率

が開始されるまでの遅延時間はモジュール毎に異なることが予想される。IEEE 802.11g モジュールのスリープ状態からの復帰時間は数百ミリ秒程度であるため、データ通信モジュールが誤ウェイクアップした場合には復帰時間の相違の影響を吸収するために復帰時間の 10% 程度に相当する 10 ミリ秒間受信待機してからスリープ状態に戻るものとした。なお、平均受信待機電力の評価では誤ウェイクアップ時のデータ通信モジュールの動作時間に消費電力を乗じた消費エネルギーを算出しているため、データ通信モジュールの受信待機時間を変化させた場合についてはデータ通信モジュールの消費電力を変化させることで等価的に評価できる。

評価においてはウェイクアップ受信モジュールの消費電力とデータ通信モジュールの消費電力が必要となる。ウェイクアップ受信モジュールのデジタル回路部分の消費電力は ID 長にほぼ比例する。ID 長が 128 bit の時の消費電力  $238.8 \mu\text{W}$  であることから、ID 長が  $l$  [bits] の時の消費電力は  $238.8 \times l/128 [\mu\text{W}]$  であるとした。

データ通信モジュールの消費電力は、1 mW から 10 W まで変化させた。参考として、市販のデータ通信モジュールの消費電力を調査したところ、データシートに消費電流が明記されている Abicom 社の SDM3100 [75] (IEEE 802.11a/b/g モジュール) で受信待機電力が 610.5 mW である。

なお、この評価においてはウェイクアップ要求信号の受信頻度は 1 秒あたり 2 回とした (受信頻度を変化させた場合の評価については後述)。また、S/N 比が高い環境における通信を想定し、ウェイクアップ要求信号に通信エラーは発生しないものとした。

図 4.9 に ID 長を変化させた場合の平均受信待機電力を示す。ここでは、一例として、データ通信モジュールに SDM3100 を想定し、データ通信モジュールの消費電力を

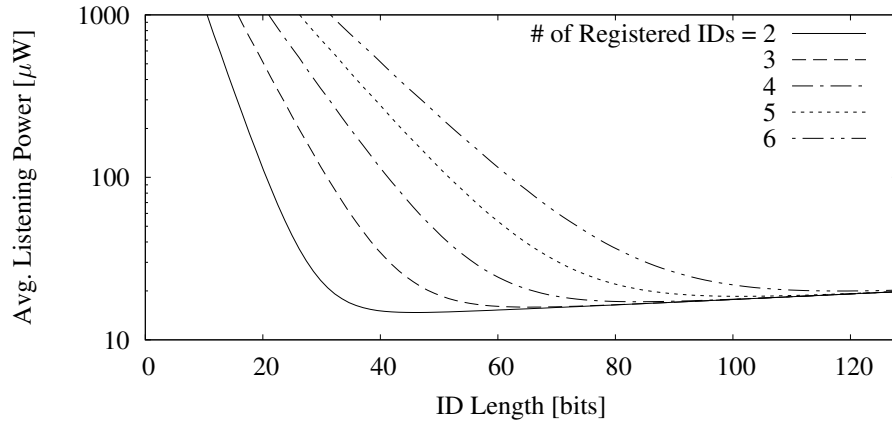


図 4.9 ID 長に対する平均受信待機電力

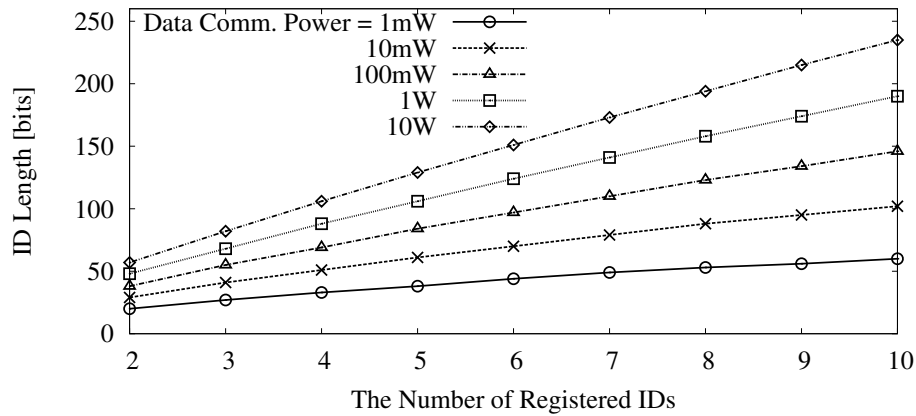


図 4.10 平均受信待機電力が最小となる ID 長

610.5mW としている。図より、登録されている ID 数毎に平均受信待機電力が最小となる ID 長が存在することが分かる。ブルームフィルタ方式では、ID 長の増加とともに誤ウェイクアップ率が小さくなるため、ID 長の増加に伴い、平均受信待機電力は減少する。しかしながら、ID 長がある程度以上長くなると ID 受信時間が増加するため、平均受信待機電力も増加に転ずる。登録されている ID 数が多い場合には誤ウェイクアップ率が大きくなり、平均受信待機電力も大きくなる。なお、データ通信モジュールの消費電力を 1mW から 10W まで変化させた場合も同様の結果が得られている。

次に、平均受信待機電力が最小となる ID 長が、登録されている ID 数に対してどのように変化するかを求めた。図 4.10 に、データ通信モジュールの消費電力毎の結果を示す。図より、平均受信待機電力が最小となる ID 長は登録されている ID 数に対してほぼ線形

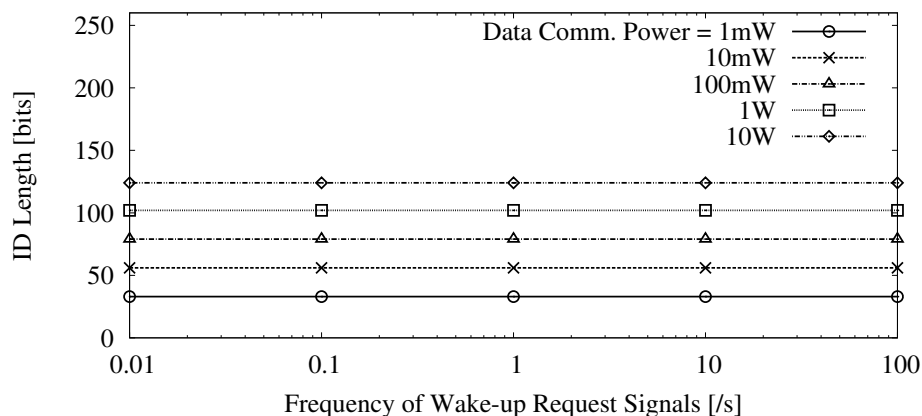


図 4.11 ウェイクアップ要求信号の受信頻度に対する平均受信待機電力が最小となる ID 長

に増加する。また，データ通信モジュールの消費電力によって平均受信待機電力が最小となる ID 長も変化することが分かる。

このグラフを用いれば，サービスで必要となる ID 数とデータ通信モジュールの消費電力が与えられた場合，平均受信待機電力が最小となる ID 長を決定することができる。しかしながら，この ID 長はウェイクアップ要求信号の受信頻度によって変化する可能性がある。これは，受信頻度が高い場合に，ウェイクアップ受信モジュールの動作頻度が高くなり，これが平均受信待機電力に影響する点に起因する。そこで，受信頻度により平均受信待機電力が最小となる ID 長が変化するか否かについて確認を行った。

図 4.11 にウェイクアップ要求信号の受信頻度に対する平均受信待機電力が最小となる ID 長を示す。ここでは，一例として，登録されている ID 数を 4 個としている。図より，平均受信待機電力が最小となる ID 長は，ウェイクアップ要求信号の受信頻度によつては変化しないことが確認できる。これは，平均受信待機電力において，ウェイクアップ受信モジュールが高頻度で動くために消費される電力よりも，誤ウェイクアップによってデータ通信モジュールが消費する電力が支配的となるためである。この結果，ウェイクアップ受信モジュールの消費電力に起因する平均受信待機電力が最小となる ID 長の変化が 1 ビット以内に収まり，ウェイクアップ要求信号の受信頻度の影響を受けなくなる。なお，登録されている ID 数を 2～10 と変化させた場合についても同様の結果が得られている。

#### (c) ブルームフィルタ方式の優位性

(b) の結果より，サービスで必要となる ID 数とデータ通信モジュールの消費電力が与

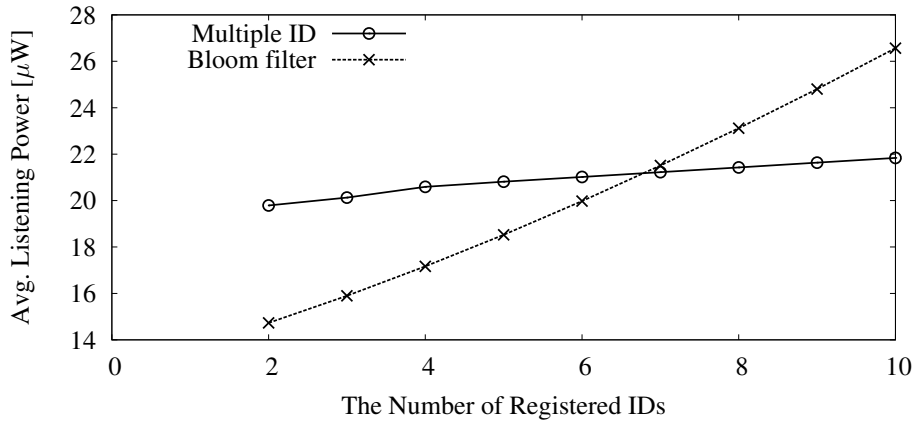


図 4.12 登録されている ID 数に対する平均受信待機電力

えられた場合、平均受信待機電力が最小となる ID 長を決定することができる。そこで、その ID 長を用いた場合に、ブルームフィルタ方式が複数 ID 方式に対して消費電力の側面で優位性を示せる ID 数の範囲を求めた。

図 4.12 に平均受信待機電力が最小となる ID を用い、データ通信モジュールに SDM3100 を想定した場合の平均受信待機電力を示す。図より、登録されている ID 数が 6 以下であれば複数 ID 方式よりも小さな平均受信待機電力となることが分かる。これは、この範囲においてはブルームフィルタ方式の ID 長が複数 ID 方式よりも短くなるためである。しかしながら、登録されている ID 数が 7 以上の場合には、ブルームフィルタ方式の ID 長が複数 ID 方式よりも長くなり、平均受信待機電力において優位性を保てなくなる。

次に、データ通信モジュールの消費電力を変化させた場合に、ブルームフィルタ方式が優位となる ID 数を求めた。図 4.13 より、データ通信モジュールの消費電力が小さいほど、ブルームフィルタ方式が優位となる ID 数が大きくなることが分かる。データ通信モジュールの消費電力が小さい場合、図 4.10 より、平均受信待機電力が最小となる ID 長が短くなる。この結果、ウェイクアップ受信モジュールの消費電力が低くなり、ブルームフィルタ方式が優位となる。

4.1 で述べたヘルスモニタリングの例では Bluetooth などの近距離無線通信モジュールを用いてデータを収集するため、データ通信モジュールの消費電力は数十 mW である。したがって、図 4.13 より登録 ID 数が 10 個程度まではブルームフィルタ方式が優位となることが分かる。モニタリングしたい疾患に対して ID を付与するためにセンサ数と ID 数の間に直接の関係はなく、10 個の ID でも多数のセンサに対応することが可能である。



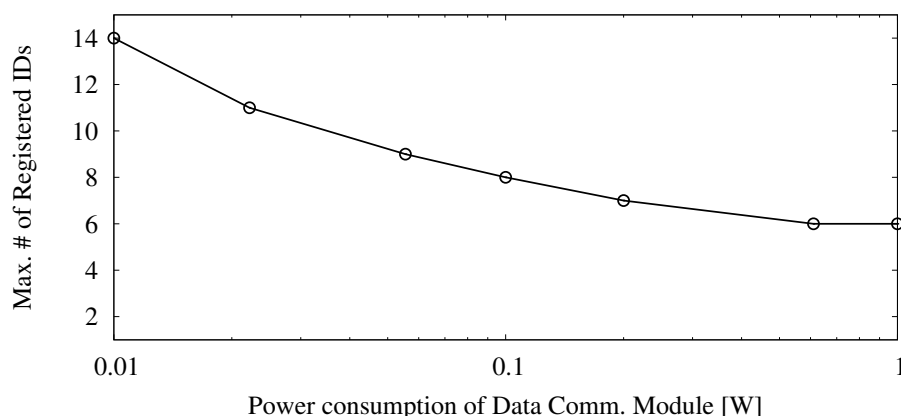


図 4.13 データ通信モジュールの消費電力に対するブルームフィルタ方式が優位となる ID 数の範囲

しかしながら、ヘルスマonitoringではユーザの要求が多様であるため、登録 ID 数が 10 個あれば十分であるのかどうかを判断することができない。登録可能な最大 ID 数は多ければ多いほど好ましいと考えられる。

使用される登録 ID 数の範囲を判断できないため、ブルームフィルタ方式が優位となる範囲を明らかにすることがまず重要となる。図 4.13 に示したようにブルームフィルタ方式が優位となる範囲が存在するため、ヘルスマonitoringのユーザ層によってはブルームフィルタ方式によって受信待機電力を削減できる。また、データ通信モジュールの消費電力が小さくなるとともにブルームフィルタ方式が優位となる最大登録 ID 数が増加していくため、データ通信モジュールの省電力化とともにブルームフィルタ方式によって受信待機電力を削減できる範囲も増加すると考えられる。なお、筆者の予想の範囲では生活習慣病として分類されている糖尿病、脳卒中、心臓病、脂質異常症、高血圧などの疾患のみをモニタリングするユーザは少なからず存在すると考えられ、ブルームフィルタ方式によって受信待機電力を削減できる場合が十分に存在すると考えている。

アプリケーションの要件から最大登録 ID 数および使用するデータ通信モジュールの消費電力が定まれば、図 4.10 と式 (4.3) を用いてブルームフィルタ方式における ID 長およびハッシュ関数の個数を決定することができる。図 4.10 より最大登録 ID 数およびデータ通信モジュールの消費電力を用いて ID 長を決定し、式 (4.3) より最大登録 ID 数と ID 長を用いてハッシュ関数の個数を決定できる。図 4.13 に示されたブルームフィルタ方式が優位となる範囲であれば、ブルームフィルタ方式を用いることで低受信待機電力のウェイクアップ通信を実現できる。

## 4.4 おわりに

本章では、ウェイクアップ通信における低消費電力な ID 空間の設計において、ID 空間の構造にブルームフィルタを適用する手法について述べた。ブルームフィルタを用いることで、低消費電力かつ小規模な回路構成でウェイクアップ受信モジュールを構築できることを示した。また、データ通信モジュールの誤ウェイクアップによる影響を考慮したシミュレーションにより、ブルームフィルタ方式が複数 ID 方式に対して優位となる条件を明確化した。今後はアナログ回路を含め、本手法の実装・評価を進めるとともに、信頼性の面から ID 空間の構造について再考する予定である。また、サービス ID の割当て手法や、ウェイクアップ通信方式と上位レイヤの通信プロトコルの関係も明確にする必要があると考えている。

## 第 5 章

---

# ワイヤレスハーネスのた めのウェイクアップ

## 5.1 はじめに

自動改札機や自動券売機，コピー機，自動車等の設計・保守コスト削減に向けて，機器内部のハーネスを無線化するワイヤレスハーネスの検討が進められている [76]．特に，機器内に存在するコントロールユニット・センサノード間の配線は複雑かつ長いことが多く，無線化によるハーネス削減への要望が大きい．

ワイヤレスハーネスを用いる場合，機器内のセンサノードは電池駆動となるため，センサノードの省電力化が重要となる．一般に，無線センサノードにおいては通信の消費電力が支配的となることが知られているため [3]，通信の低消費電力化が求められる．

筆者は，ワイヤレスハーネスにおける機器内センサノードの通信の低消費電力化に向けてウェイクアップ通信技術 [35–39, 42–44, 48, 64, 67, 77–82] の適用を検討している．図 5.1 にウェイクアップ通信技術の概要を示す．ウェイクアップ通信技術はスリープ状態にある受信機を送信機からの信号でウェイクアップさせる技術である．

送信機はウェイクアップ送信モジュールと従来のデータ通信モジュール (IEEE 802.15.4 モジュール等) から構成される．データ通信時には，通信したい受信機の ID が含まれるウェイクアップ要求信号を通信したい受信機に対して送信する．

受信機はウェイクアップ要求信号を検出するウェイクアップ受信モジュールと，従来のデータ通信モジュールから構成される．ウェイクアップ受信モジュールは信号検出回路 (信号の有無を検出する回路) と ID 受信・マッチング回路 (復調・復号・ID マッチング) により構成される超低消費電力な受信機であり，信号検出回路は常時動作して受信待機する．ウェイクアップ受信モジュールはウェイクアップ要求信号を検出すると ID 受信・マッチング回路をウェイクアップさせ，ID が自端末宛であればデータ通信モジュールを

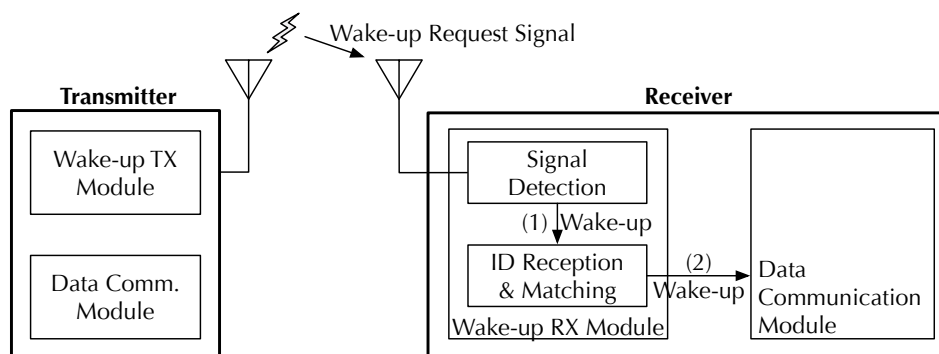


図 5.1 ウェイクアップ通信技術の概要

ウェイクアップさせて通信を開始する。

機器内センサノードのウェイクアップ通信では、センサデータは機器の制御に利用されるため、通信エラー対策を行ってセンサノードを高信頼にウェイクアップさせる必要がある。この時のエラー対策は、低遅延でウェイクアップできること、小規模な回路で実装できること、低消費電力で動作することが求められる。

これまでのウェイクアップ通信の研究では通信エラーの影響について十分な検討が行われておらず、再送やエラー訂正などの現行の通信エラー対策を適用した後に ID マッチングを行うことが暗黙的に想定されている。しかしながら、これらのエラー対策を機器内ウェイクアップ通信で用いると、遅延の増加や回路規模の増加、受信待機電力の増加などといった副次的な問題が生じる。

これに対し、本章では、ID マッチング自体にエラー耐性を持たせる手法として、2 進 MDS-ID マッチングを示す。2 進 MDS-ID (Maximum Distance Separable Identifier) は、可能な限り短い ID 長によって各 ID 間のハミング距離が一定値以上となるように設計された ID である。2 進 MDS-ID のハミング距離の特性を利用してハミング距離に基づいた ID マッチングを行うことにより、小規模な回路で高いエラー耐性を実現できる。2 進 MDS-ID マッチングを回路実装とシミュレーションによって評価した結果、受信待機電力、遅延を削減しつつ、BCH 符号と同等のエラー耐性を小規模な回路によって実現できることが分かった。

本章の構成は以下の通りである。5.2 では機器内センサノードの通信へのウェイクアップ通信技術の適用について述べる。5.3 では 2 進 MDS-ID マッチングについて述べる。5.4 ではシミュレーションによりウェイクアップ率、ウェイクアップ遅延、受信待機電力の評価を行うとともに、回路実装により 2 進 MDS-ID マッチングが小規模な回路で実現可能であることを示す。最後に 5.5 でまとめとする。

## 5.2 機器内ウェイクアップ通信

自動改札機や自動券売機、コピー機、自動車等の内部には多数のセンサノードが配置されており、各センサノードはバス配線によってコントロールユニットと接続されている。センサノードとコントロールユニットはコントロールユニットをマスタ、センサノードをスレーブとしてマスタ・スレーブ型の通信を行う。通信を行う場合、コントロールユニットはセンサノードに対してデータを要求し、要求を受けたセンサノードはコントロールユニットに対してデータを送信する。コントロールユニットは、取得したセンサデータを用いてモータ等のアクチュエータの制御を行う。

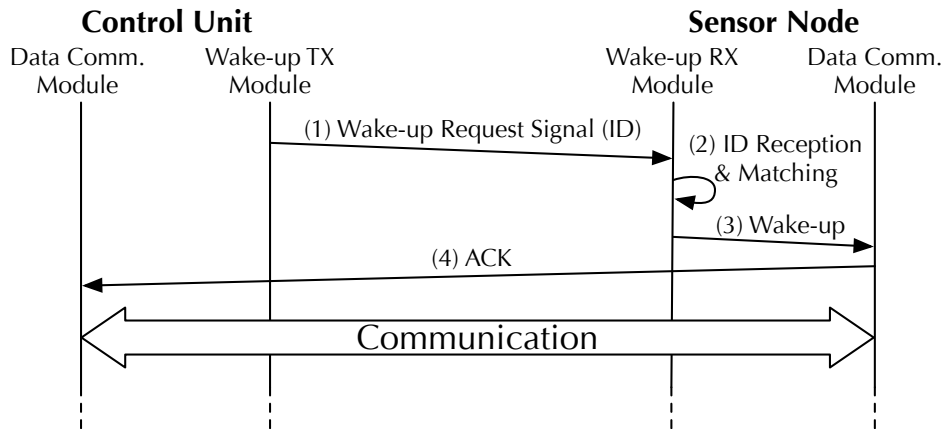


図 5.2 機器内ウェイクアップ通信の通信プロセス

ハーネス削減の観点から、コントロールユニットとセンサノード間の通信を無線化したいという要望は大きい [76]。機器内のセンサノードの通信を無線化する場合、コントロールユニットとセンサノードのそれぞれに無線通信モジュールを搭載させてコントロールユニットを中心とするスター型ネットワークを構築する。このとき、各センサノードは、電池で駆動することが想定されるため、受信待機時の低消費電力化を図るべくウェイクアップ通信技術を適用する。

図 5.2 に機器内ウェイクアップ通信の通信プロセスを示す。(1) コントロールユニットは、ウェイクアップ送信モジュールを用いて通信したいセンサノードの ID が含まれるウェイクアップ要求信号を送信する。(2) センサノードのウェイクアップ受信モジュールは、ウェイクアップ要求信号を受信するとウェイクアップ要求信号に含まれる ID と自センサノードの ID を用いて ID マッチングを行う。(3) 自ノード宛のウェイクアップ要求信号であると判定した場合にデータ通信モジュールをウェイクアップさせ、(4) コントロールユニットに対して ACK を送信して通信が開始される。

機器内においてこのようなウェイクアップ通信を行うためには、通信エラー対策が重要となる。機器内ウェイクアップ通信においてウェイクアップ要求信号に通信エラーが発生すると通信対象のセンサノードがウェイクアップせず、センサノードとの通信を行うことができない。また、通信エラーによって通信対象以外のセンサノードが誤ってウェイクアップし、無駄に電力を消費することも考えられる。特に、機器内は多数のアクチュエータが複雑に配置された狭い空間であり、アクチュエータから発生する雑音や複雑なマルチパスの影響などによって通信エラーが発生することが予想される。

機器内ウェイクアップ通信のエラー対策では、高いエラー耐性を得るとともに以下に示

す3つの要件を同時に満たすことが求められる。

1つ目の要件は通信遅延の抑制である。機器内通信で扱うセンサデータはアクチュエータの制御に使用されるため、通信遅延は機器の動作遅延を招き、機器の提供するサービスに影響を与える。例えば、自動改札機内部での通信が遅延すると乗車券の投入から放出までの遅延が増加し、改札口の混雑という問題につながる。

2つ目の要件は小規模な回路での実現である。機器内ウェイクアップ通信は、コントロールユニットとセンサノードに無線通信機能を具備させることで実現される。無線通信機能を有するコントロールユニット・センサノードを現行のデバイスと同程度のサイズで実現するために小規模な回路によって無線通信を実現することが求められる。小規模な回路での実現は材料コストの削減や設計・製造・試験工数の削減、歩留り改善という点で低コスト化にも貢献する。

3つ目の要件は低消費電力での実現である。機器内でのウェイクアップ通信は省電力化を目的とするものであるため、上記のような要件を満たしつつエラー対策を行って消費電力が増加してしまっては意味がない。センサノードの電池交換は機器の保守の際にしか行うことができないため、自動車など保守の頻度が数年に1回程度である機器の存在を考慮するとセンサノードを低消費電力で動作させる必要がある。

ウェイクアップ通信の研究は、これまでウェイクアップ型の通信方式 [35–38, 44, 67, 77, 78] やウェイクアップ受信モジュールの省電力化 [39, 42, 43, 48, 64, 79–82] を中心として進められており、通信エラーの影響について十分な検討が行われてこなかった。ウェイクアップ通信に関するこれらの研究では、現行の無線通信におけるエラー対策を適用した後にIDマッチングを行うことを暗黙的に想定している。

最も単純なエラー対策として、再送を行う手法が挙げられる [49, 83–87]。機器内ウェイクアップ通信の場合、コントロールユニットがウェイクアップ対象のセンサノードからACKを受信するまでウェイクアップ要求信号を再送する方法が考えられる。ウェイクアップ要求信号の再送は簡単なソフトウェア処理によって実現され、センサノードの高信頼なウェイクアップを可能とする。しかしながら、コントロールユニットにおけるACKの受信待ち時間の必要性から通信遅延が増加する。また、センサノードにおけるウェイクアップ要求信号の受信回数の増加により、センサノードの消費電力増加という問題にもつながる。このため、再送回数を削減することが重要となる。

エラー対策としては、エラー訂正を行うことも考えられる [88–92]。機器内ウェイクアップ通信の場合、エラー訂正を用いることでウェイクアップ要求信号を復元することができるため、少ない再送でセンサノードをウェイクアップさせることが可能となる。しかしながら、エラー訂正能力と符号化・復号処理の演算量がトレードオフの関係にあるた

め、高いエラー耐性を得るために多数のレジスタ・演算回路が必要となり、小規模な回路での実現という要件を満たすことができない。

ウェイクアップ通信においてエラーの影響を考慮している研究としては文献 [93] 及び [94] が挙げられる。文献 [93] では、ゴールド符号から選択した2つの符号語を用いて“1”，“0”を表し、受信側で相関器によって復号することで低消費電力で高いエラー耐性を得る手法が示されている。しかしながら、相関器によって復号する手法では、長い符号を用いる必要があるために通信速度が大幅に低下し、通信遅延の抑制という要件を満たすことが難しい。

文献 [94] では、無線 LAN アクセスポイントをウェイクアップさせる“Radio-On-Demand”においてウェイクアップ要求信号の誤りの影響を軽減するために、BCH 符号を用いた ID 設計及び ID マッチング方式が示されている。エラー耐性の評価として BCH 符号を用いる ID マッチング方式のウェイクアップ率を検証しているが、通信遅延・受信待機電力・回路規模の評価は行われていない。

## 5.3 2進 MDS-ID マッチング

5.2 で述べたように、機器内ウェイクアップ通信の実現に向けては通信遅延の抑制・小規模な回路での実現・低消費電力での実現という3つの要件を満たすエラー対策が求められる。ここで、ウェイクアップ通信では正しい ID の復元が必ずしも必要ではない点に着目する。ウェイクアップ対象として指定されたセンサノードには「正しい ID」が登録されているため、ウェイクアップ要求信号の ID がエラー訂正によって「正しい ID」に復元され得るか否かを判定できれば ID マッチングを実現できる。エラー訂正の可否は正しい ID からのハミング距離によって判断できる。

本章では、このような考えに基づいて設計された2進 MDS-ID (Maximum Distance Separable Identifier) マッチングを示す。2進 MDS-ID マッチングでは、ID 間の最小ハミング距離を保証するように設計された2進 MDS-ID を用いて、ハミング距離に基づく ID マッチングを行うことで、エラー訂正と同等のエラー耐性を小規模な回路によって実現する。

### 5.3.1 2進 MDS-ID マッチングの概要

図 5.3 に2進 MDS-ID マッチングの全体像を示す。2進 MDS-ID マッチングは、2進 MDS-ID の生成及びセンサノードへの割り当てと、ハミング距離に基づく ID マッチング



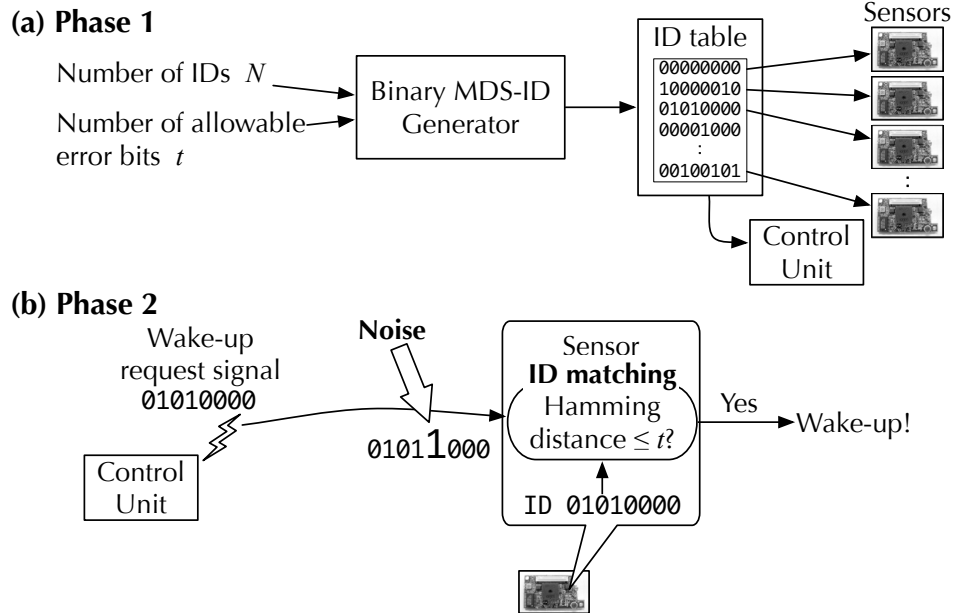


図 5.3 2 進 MDS-ID マッチングの全体像 (a) フェーズ 1: 2 進 MDS-ID の生成と割り当て (b) フェーズ 2: ハミング距離に基づく ID マッチング

という 2 つのフェーズによって実現される。

第 1 のフェーズでは 2 進 MDS-ID をセンサノードの個数だけ生成し、各センサノードに 1 つずつ 2 進 MDS-ID を割り当てる。コントロールユニットには通信相手となるセンサノードの 2 進 MDS-ID を登録する。2 進 MDS-ID の詳細については 5.3.2 で述べる。

第 2 のフェーズではセンサノードにおいてハミング距離に基づく ID マッチングを行う。ハミング距離に基づく ID マッチングの詳細については 5.3.3 で述べる。コントロールユニットは通信したいセンサノードの 2 進 MDS-ID を含めたウェイクアップ要求信号を送信する。センサノードがウェイクアップ要求信号を受信すると、ウェイクアップ要求信号に含まれる 2 進 MDS-ID を抽出し、自ノードの 2 進 MDS-ID とのハミング距離を算出する。ウェイクアップ要求信号の 2 進 MDS-ID と自ノードの 2 進 MDS-ID のハミング距離が許容エラービット数以下の場合に ID が一致したと判定し、データ通信モジュールをウェイクアップさせる。許容エラービット数は、通信環境の  $E_b/N_0$  (情報 1 ビット当たりの信号エネルギー対雑音電力密度比) とシステムで要する通信遅延を考慮して決定する必要がある。詳細については 5.4.3 で述べる。

0000000, 0000111, 0011001, 0011110,  
 0101010, 0101101, 0110011, 0110100,  
 1001011, 1001100, 1010010, 1010101,  
 1100001, 1100110, 1111000, 1111111

図 5.4 2 進 MDS-ID の例 (最小ハミング距離 3, ID 数 16)

### 5.3.2 2 進 MDS-ID

2 進 MDS-ID は、可能な限り短い ID 長によって ID 間の最小ハミング距離を保証するように設計された ID である。図 5.4 に、最小ハミング距離 3, ID 数 16 の 2 進 MDS-ID の例を示す。図に示すように、全ての ID 間のハミング距離が 3 以上となっている。2 進 MDS-ID マッチングでは、各センサノードの ID はあらかじめ生成された 2 進 MDS-ID から 1 つずつ選択され、機器の製造時に各センサノードへ登録される。それと同時に、コントロールユニットには通信を行うセンサノードの 2 進 MDS-ID を登録する。通信を行う際には登録された 2 進 MDS-ID を用いてコントロールユニットが通信相手のセンサノードをウェイクアップさせる。

2 進 MDS-ID を生成する場合、まず、ID 間の最小ハミング距離  $d$  を決定する。許容エラービット数を  $t$  とすると、 $t$  bit の誤りが生じた場合に ID 間のハミング距離が 1 以上離れていることから、ID 間の最小ハミング距離  $d$  は

$$d = 2t + 1 \quad (5.1)$$

となる。

次に、ID 数  $N$  と、最小ハミング距離  $d$  より、ID 長  $n$  を求める。シングルトン限界 [95] によれば、 $q$  進数の符号において、符号語の長さが  $n$  であるとき、ハミング距離が  $d$  以上離れている符号語の数  $N$  は、

$$N \leq q^{n-d+1}$$

となる。2 進 MDS-ID では 2 進数を用いるため、 $q = 2$  を用いて次の式が得られる。

$$N \leq 2^{n-d+1}$$

両辺を 2 を底とする対数を取ると

$$\log_2 N \leq n - d + 1$$

となる。この式を  $n$  について解くと

$$n \geq \log_2 N + d - 1$$

が得られる。すなわち、ID 数  $N$  を実現可能な最小のビット数  $n$  は

$$n = \lceil \log_2 N \rceil + d - 1 \quad (5.2)$$

となる。ここで、 $\lceil x \rceil$  は  $x$  以上の最小の整数である。

最後に、求められた  $n$  を ID 長として制約充足問題を解くことで 2 進 MDS-ID を生成する。生成する  $N$  個の ID を制約充足問題の変数  $X_1, X_2, \dots, X_N$  とし、変数を取り得る値を表す領域を 0 から  $2^n - 1$  までの整数とする。各変数間のハミング距離が  $d$  以上という制約の下に制約充足問題を解いて変数を決定することで、 $N$  個の 2 進 MDS-ID が生成される。

2 進 MDS-ID を生成するための制約充足問題の解法として Backtrack 法 [96–98] を用いる場合を以下に示す。Backtrack 法では、制約のチェックを随時行いつつ  $X_1$  から順に変数を決定していく。まず、 $X_1$  に 0、 $X_2$  に 0 を代入し、制約のチェック（ハミング距離の確認）を行う。 $X_1$  と  $X_2$  のハミング距離は 0 であるため、最後に決定した変数  $X_2$  の決定をやり直し、領域内の次の値 1 を代入する。同様にして制約チェックを行い、最終的に  $X_1$  と  $X_2$  のハミング距離が  $d$  以上になった場合に次の変数  $X_3$  の決定に移る。このように、制約を満たさない場合に変数決定を遡ってやり直し、最終の変数  $X_N$  まで決定する。

ただし、ハミング限界 [88] などの存在により、式 (5.2) で求めた ID 長では  $N$  個の ID を生成できない場合も存在する。 $N$  個の ID を生成できなかった場合には、ID 長  $n$  を 1 つ増加させて再び  $N$  個の ID 生成を試みる。

以上の処理を  $N$  個の ID が生成されるまで繰り返す。

例として、必要な ID 数  $N$  が 16、許容エラービット数  $t$  が 1 の場合を考える。式 (5.1) より  $d = 3$  が得られる。得られた  $d$  を式 (5.2) に代入すると、 $n = 6$  が得られる。得られた  $n = 6$  と  $N = 16$  を元に、Backtrack 法により ID の生成を行う。しかしながら、 $n = 6$  の時には 16 個の ID は生成できないため、ID 長  $n$  を 1 つ増加させ、 $n = 7$  で再び ID の生成を行う。最終的に生成された 2 進 MDS-ID は図 5.4 となる。

前述の Backtrack 法を用いた 2 進 MDS-ID の生成は膨大な計算量を要する。ハミング限界を利用して計算を部分的に省略するなどの方法で計算の効率化を図ることができると考えられる。なお、機器内ウェイクアップ通信では機器製造後にセンサノード数が増減しないため、2 進 MDS-ID の生成は機器の製造時に 1 度だけ行われる。生成された 2 進 MDS-ID は ID という固定値としてセンサノードとコントロールユニットに登録され、運

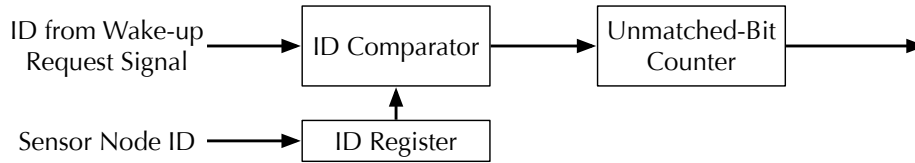


図 5.5 ハミング距離に基づく ID マッチング回路の構成

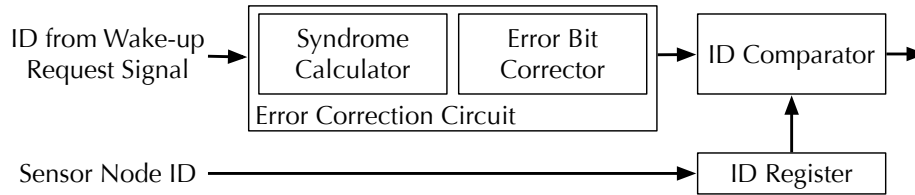


図 5.6 ハミング符号を用いてエラー訂正を行う ID マッチング回路の構成

用時には 2 進 MDS-ID の生成を行わず，登録された ID をそのまま利用する．このため，2 進 MDS-ID 生成時の計算量は機器の運用時には影響しない．

### 5.3.3 ハミング距離に基づく ID マッチング

ハミング距離に基づく ID マッチングは，ウェイクアップ要求信号に含まれる ID とセンサノードの ID とのハミング距離に基づいて一致判定を行う ID マッチングである．2 つの ID 間のハミング距離が許容エラービット数  $t$  以下であれば，ID マッチング回路は 2 つの ID が一致すると判定してデータ通信モジュールをウェイクアップさせる．ハミング距離に基づく ID マッチングを行うことにより，通信エラーが  $t$  bit 以下の場合に通信対象のセンサノードをウェイクアップさせることができる．

図 5.5 にハミング距離に基づく ID マッチング回路の構成を示す．ハミング距離に基づく ID マッチング回路は，ID レジスタ，ID 比較回路，不一致ビット数カウント回路で構成される．ID レジスタは，センサノードの ID を保持している回路である．ID 比較回路はウェイクアップ要求信号に含まれる ID と ID レジスタに登録されている ID をビット毎に比較し，不一致ビットを示す信号を出力する．不一致ビット数カウント回路は ID 比較回路から出力された不一致ビット信号の数をカウントし，2 つの ID 間のハミング距離を算出する．算出されたハミング距離が許容エラービット数  $t$  以下である場合にウェイクアップ信号を出力する．

ハミング距離に基づく ID マッチング回路を構成する ID レジスタ，ID 比較回路，不一致ビット数カウント回路は，ID 長を  $n$  とすると，それぞれ， $n$  個のフリップ・フロップ

回路,  $n$  個の 2 入力 XOR ゲート,  $n$  進カウンタという回路で実現できる. 2 入力 XOR ゲートは CMOS 回路の基本となる 2 入力 NAND ゲートを 4 つ用いて実現され, 小規模な回路となる.  $n$  進カウンタは  $\lceil \log_2 n \rceil$  個のフリップ・フロップ回路で実現され, ID レジスタよりも小規模な回路となる.

ハミング距離に基づく ID マッチング回路の比較として, エラー訂正を行う ID マッチング回路について考える. エラー訂正を行う ID マッチング回路は多数の乗算回路とレジスタを必要とするため, 大規模な回路となる.

エラー訂正を行う ID マッチング回路の例として, 図 5.6 にハミング符号を用いてエラー訂正を行う ID マッチング回路の構成を示す. ハミング符号を用いてエラー訂正を行う ID マッチング回路は, ID レジスタ, エラー訂正回路, ID 比較回路から構成される. エラー訂正回路はシンドローム計算回路とエラービット訂正回路から構成される. シンドローム計算回路はウェイクアップ要求信号に含まれる ID にパリティ検査行列を乗じてシンドロームを計算し, エラービット訂正回路は計算されたシンドロームを用いてエラービットを訂正する. エラー訂正後の ID とセンサノードの ID とを比較し, 全てのビットが一致する場合にウェイクアップ信号を出力する.

図 5.5 と図 5.6 を比較すると分かるように, ハミング距離に基づく ID マッチング回路も, エラー訂正を行う ID マッチング回路も共に ID レジスタと ID 比較回路を要する. ID 比較回路についてはハミング距離に基づく ID マッチング回路と同様に ID 長を  $n$  とすると  $n$  個の 2 入力 XOR ゲートで実現できる. ハミング距離に基づく ID マッチング回路とエラー訂正を行う ID マッチング回路で異なるのが, 不一致ビット数カウント回路とエラー訂正回路である. 先に述べたように, 不一致ビット数カウント回路が  $\lceil \log_2 n \rceil$  個のフリップ・フロップ回路で実現できるのに対し, エラー訂正回路は積和演算を行うため,  $n$  ビットのレジスタ・乗算回路を複数必要とする.

## 5.4 評価

5.3 で示した 2 進 MDS-ID マッチングについて, ウェイクアップ率, ウェイクアップ遅延, 受信待機電力, 回路規模の評価を行った<sup>\*1</sup>.

<sup>\*1</sup> 本評価の一部は, 東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し, シノプシス株式会社及びケイデンス株式会社の協力で行われた.

### 5.4.1 評価環境

ウェイクアップ通信における受信機は、図 5.1 に示したように、ウェイクアップ受信モジュールとデータ通信モジュールから構成される。

ウェイクアップ受信モジュールはウェイクアップ要求信号の信号検出と復調を行うアナログ回路と ID マッチングを行うデジタル回路とから構成される。

アナログ回路については、文献 [67] で設計したものを用いた。文献 [67] で設計したウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の変調方式は ASK、通信周波数帯は距離による電波の減衰が比較的小さい 950 MHz 帯である。通信路符号としてマンチェスタ符号を用いており、ボーレートは 40 kBaud である。ウェイクアップ受信モジュールアナログ回路の消費電力は、受信待機時には  $12.4 \mu\text{W}$ 、ID 受信時には  $310.3 \mu\text{W}$  である。

デジタル回路については、新たに設計したものを用いた。Verilog HDL を用いて ID マッチング回路を実装し、IC Compiler [99] を用いて論理合成を行った。IC Compiler による論理合成の結果から回路面積・消費電力を取得した。

データ通信モジュールはセンサノードで一般的に用いられている IEEE 802.15.4 モジュール CC2520 [100] を想定した。CC2520 の受信待機電力は電源電圧 1.8 V において 33.84 mW である。データ通信モジュールが誤ってウェイクアップした際には 1 ms 間受信待機するものとした。この値は、CC2520 がスリープモードから復帰して送信可能となる時間の約 0.5 ms と、2.4 GHz 帯における IEEE 802.15.4 通信の ACK フレーム送信時間（チャンネル空き確認時間を含む）の約 0.5 ms を加えたものである。

このようなウェイクアップ受信モジュールとデータ通信モジュールを用い、2 進 MDS-ID マッチングの性能を相対的に評価するために、ID 数  $N$  を  $10^2, 10^4, \dots, 10^{12}$  と変化させて以下の 3 つの ID マッチング方式の性能を比較した。

#### (1) 完全一致方式 (Complete Match)

本方式は、受信したウェイクアップ要求信号の ID とセンサノードの ID をそのまま比較し、完全に一致する場合にデータ通信モジュールをウェイクアップさせる方式である。ID 長  $n$  は、ID 数  $N$  を表すことができる最小のビット数となるため、3 つの方式の中で最も短くなる。エラー対策を行わないため、通信遅延と平均受信待機電力の評価でエラーの増加と共に性能が低下することが予想される。本方式の評価は他の方式との比較を行う上でのベースラインとなる。

#### (2) BCH-ID 方式 (BCH-ID)

本方式は、BCH 符号を ID として用いてハミング距離に基づいた ID マッチングを

行う方式である。Radio-On-Demand [94] に示された ID マッチング方式を想定している。BCH 符号を用いるため、3つの方式の中で ID 長  $n$  が最も長くなり、高いエラー耐性を得られる。

### (3) 2進 MDS-ID 方式 (Binary MDS-ID)

本方式は、5.3 で示した提案方式である。2進 MDS-ID を ID として用いてハミング距離に基づいた ID マッチングを行う。ID 長  $n$  は、完全一致方式よりも長く、BCH-ID 方式よりも短くなる。

## 5.4.2 ウェイクアップ率

2進 MDS-ID マッチングを用いることでウェイクアップ通信のエラー耐性が高まることを示すため、ウェイクアップ率の比較を行った。ウェイクアップ率とは、コントロールユニットがウェイクアップ要求信号を1回送信したときに、対象のセンサノードがウェイクアップする確率である。

5.4.1 に示した3つの方式について、ランダムな ID をコントロールユニットがウェイクアップ要求信号として送信する通信シミュレーションを行った。送信した ID と受信したウェイクアップ要求信号の ID とを用いて ID マッチングを行い、 $E_b/N_0$  (情報1ビット当たりの信号エネルギー対雑音電力密度比) を変化させた場合のウェイクアップ率を算出した。通信環境は AWGN (Additive White Gaussian Noise) 環境を想定し、試行回数 10,000 回のシミュレーションを行った。

図 5.7 に、ID 数  $N = 10^{12}$ 、許容エラービット数  $t = 5$  の場合の、 $E_b/N_0$  に対するウェイクアップ率を示す。図 5.7 より次の3つのことが分かる。

- (1) 2進 MDS-ID 方式は3方式の中で最もウェイクアップ率が高い。ハミング距離の離れた2進 MDS-ID を用い、ハミング距離に基づいて ID マッチングを行うことで、エラーが発生した場合にも ID の一致を正しく判定できるためと考えられる。
- (2) BCH-ID 方式のウェイクアップ率は、完全一致方式よりも高いが、2進 MDS-ID 方式よりも低い。BCH-ID 方式では2進 MDS-ID 方式と同様にハミング距離の離れた ID となっているため、完全一致方式よりも高いウェイクアップ率となると考えられる。一方、BCH-ID 方式は2進 MDS-ID 方式よりも長い ID を用いているため、発生するエラービットの数が多くなり、2進 MDS-ID 方式よりもウェイクアップ率が低くなると考えられる。
- (3) 完全一致方式は3方式の中で最もウェイクアップ率が低い。 $E_b/N_0$  が小さくなるに従ってビット誤りが発生する確率が増加し、ID が一致しないと判定される確率も増

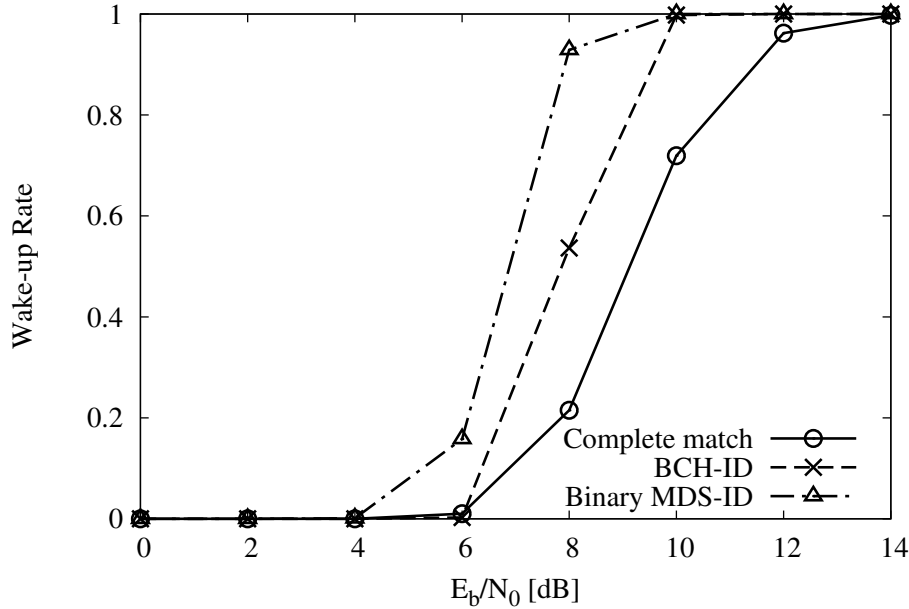


図 5.7 ウェイクアップ率 (ID 数  $N = 10^{12}$ , 許容エラービット数  $t = 5$ )

加するためだと考えられる。

ID 数  $N$  を  $10^2 \sim 10^{12}$  と変化させた場合も同様の結果が得られている。

以上より、2進 MDS-ID マッチングを用いることで、完全一致方式に比べて、 $E_b/N_0$  が小さい環境でも高いウェイクアップ率が得られることが示された。

### 5.4.3 ウェイクアップ遅延

ウェイクアップ率が高くなったとしても、2進 MDS-ID マッチングでは完全一致方式に比べて ID 長が長くなるため、必ずしも通信遅延が削減されるとは限らない。このような観点から、ウェイクアップ遅延の比較を行った。ウェイクアップ遅延とは、コントロールユニットにおけるウェイクアップ要求信号の送信開始から、センサノードがウェイクアップするまでに要する時間である。コントロールユニットは、センサノードをウェイクアップできなかった場合にウェイクアップ要求信号を再送するため、再送に要する時間もウェイクアップ遅延に含めた。

ウェイクアップ遅延の評価では、ウェイクアップ率に基づいて決定した再送回数を用いてウェイクアップ遅延を算出した。現在の機器内通信は有線で構築されているため、エラーフリー伝送（ビット誤り率が  $10^{-9}$  以下）が実現されていると考えられる。ウェイ



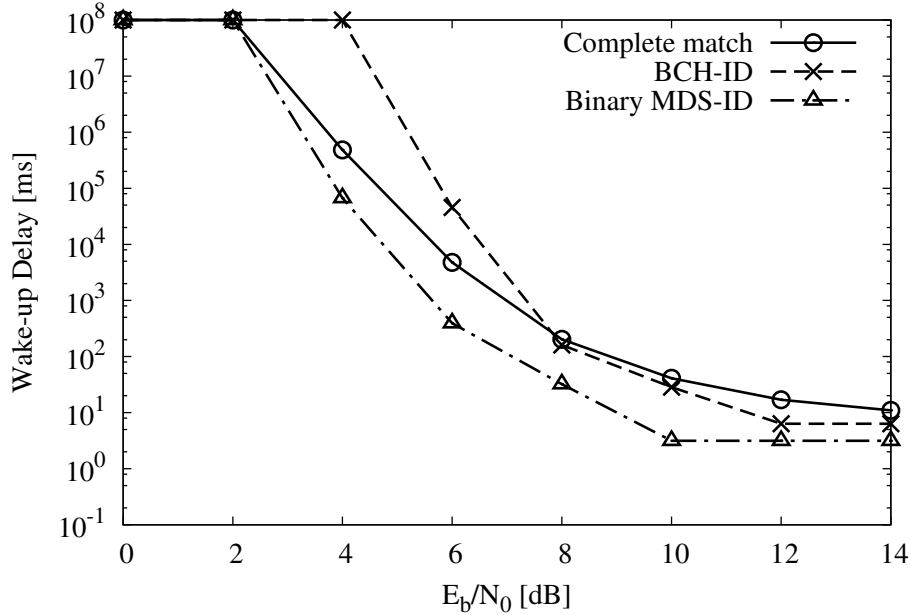


図 5.8 平均ウェイクアップ遅延 (ID 数  $N = 10^{12}$ , 許容エラービット数  $t = 5$ )

クアップ通信を行った場合にも同等の性能が得られるように、エラーフリー伝送において長さ 100 bit 程度の ID を送る場合を想定し、センサノードがウェイクアップしない確率が  $10^{-7}$  以下となるように再送回数を決定した。再送の間隔はデータ通信モジュール CC2520 の受信待機時間と同じ 1 ms である。

図 5.8 に、ID 数  $N = 10^{12}$ 、許容エラービット数  $t = 5$  の場合の  $E_b/N_0$  に対する平均ウェイクアップ遅延を示す。ウェイクアップ率が 0 の場合には再送回数が無限大となってしまうため、便宜的に遅延を  $10^8$  ms としてプロットした。図 5.8 より次の 2 つのことが分かる。

- (1) 3 方式の中で 2 進 MDS-ID 方式の平均ウェイクアップ遅延が最も小さい。これは、2 進 MDS-ID マッチングによってウェイクアップ率が高まり、ウェイクアップ要求信号の再送回数が減少するためと考えられる。
- (2) 2 進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式では、 $E_b/N_0$  が大きい場合に平均ウェイクアップ遅延がほぼ一定となっている。これは、 $E_b/N_0$  が大きい場合にウェイクアップ率がほぼ 1 となり、再送回数がほぼ一定となるためと考えられる。

ID 数  $N$  を  $10^2 \sim 10^{12}$  と変化させた場合も同様の結果が得られている。

以上より、2 進 MDS-ID マッチングを用いることでウェイクアップ遅延を削減できることが示された。

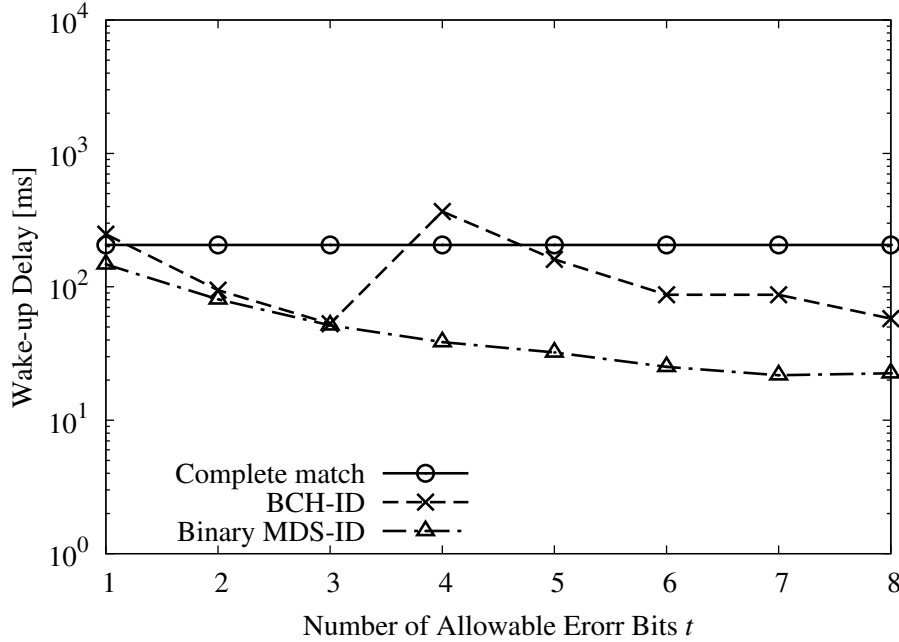
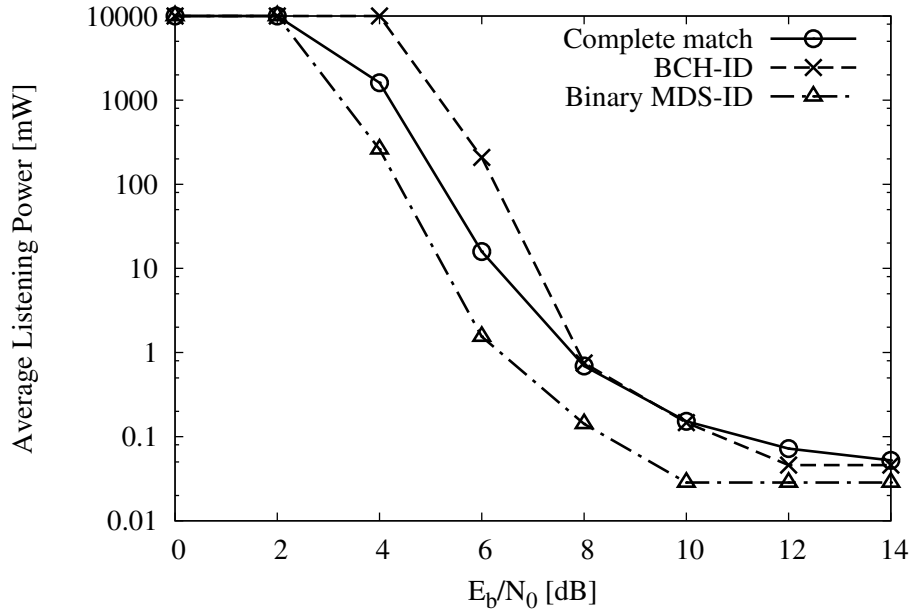


図 5.9 許容エラービット数  $t$  に対する平均ウェイクアップ遅延 ( $E_b/N_0 = 8$  dB, ID 数  $N = 10^{12}$ )

5.3.1 で述べたように、2進 MDS-ID マッチングで使用する許容エラービット数  $t$  の値は、通信環境の  $E_b/N_0$  とシステムで求められる通信遅延とを考慮して決める必要がある。許容エラービット数  $t$  が増加するとウェイクアップ率が高くなり、再送回数が減るためにウェイクアップ遅延は小さくなる。一方で、 $t$  が増加すると ID 長が長くなるため、一回のウェイクアップ要求信号の送信時間が長くなる。このような観点から、許容エラービット数  $t$  を変化させた場合のウェイクアップ遅延の評価を行った。

図 5.9 に、 $E_b/N_0 = 8$  dB, ID 数  $N = 10^{12}$  の場合の、許容エラービット数  $t$  に対する平均ウェイクアップ遅延を示す。図 5.9 より次の 2 つのことが分かる。

- (1) 2進 MDS-ID 方式では、許容エラービット数  $t$  を増加させると徐々にウェイクアップ遅延が小さくなり、 $t = 7$  の辺りでウェイクアップ遅延がほぼ一定となる。これは、 $t = 7$  の辺りで、再送回数の減少によるウェイクアップ遅延減少と、ID 長の増加によるウェイクアップ遅延増加とがほぼ均衡するためと考えられる。
- (2) BCH-ID 方式では、2進 MDS-ID 方式と同様に許容エラービット数  $t$  を増加させると徐々にウェイクアップ遅延が小さくなる。ただし、許容エラービット数  $t$  を 3 から 4 に増加させた場合のみウェイクアップ遅延が大きくなっている。BCH-ID 方式では ID 長が許容エラービット数に対して不連続的に変化するため、ID 長が増加した場


 図 5.10 平均受信待機電力 (ID 数  $N = 10^{12}$ , 許容エラービット数  $t = 5$ )

合にウェイクアップ遅延が増加しているものと考えられる。

#### 5.4.4 受信待機電力

2 進 MDS-ID マッチングを用いた場合の受信待機電力を確認するために、3 方式の平均受信待機電力の比較を行った。平均受信待機電力の評価では、データ通信モジュールが誤ってウェイクアップした場合に消費される電力、ウェイクアップ要求信号の受信及び ID マッチングに要する電力を含めた。

ウェイクアップ率の評価と同様に、ランダムに選択した ID をウェイクアップ要求信号として送信する通信シミュレーションを行い、 $E_b/N_0$  を変化させた場合の平均受信待機電力を評価した。車両内通信プロトコルである LIN [101] を参考に、コントロールユニット 1 個あたりに 16 個のセンサノードが接続されている環境において、コントロールユニットが各センサノードと平均 1s 毎に通信を行う場合を想定した。通信環境は AWGN、シミュレーションの試行回数は 10,000 回である。ウェイクアップ要求信号の再送回数は、ウェイクアップ遅延の評価と同様に、センサノードがウェイクアップしない確率が  $10^{-7}$  以下となる回数をウェイクアップ率から算出した。

図 5.10 に、ID 数  $N = 10^{12}$ , 許容エラービット数  $t = 5$  の場合の  $E_b/N_0$  に対する平

均受信待機電力を示す。図 5.10 より次の 3 つのことが分かる。

- (1) 3 方式の中で 2 進 MDS-ID 方式の平均受信待機電力が最も小さい。これは、2 進 MDS-ID マッチングによりウェイクアップ要求信号の再送回数が減少するためと考えられる。ウェイクアップ要求信号の再送回数が減少することで、センサノードにおけるウェイクアップ要求信号の受信電力と誤ウェイクアップ時の電力が減少する。
- (2) BCH-ID 方式は、 $E_b/N_0$  が小さい場合には 3 方式の中で平均受信待機電力が最も大きい。これは、BCH-ID 方式の ID 長が完全一致方式や 2 進 MDS-ID 方式よりも長いいためと考えられる。BCH-ID 方式も 2 進 MDS-ID 方式と同様にウェイクアップ要求信号の再送回数を削減することができるが、2 進 MDS-ID 方式に比べて ID 長が長いために平均受信待機電力が大きくなると考えられる。
- (3)  $E_b/N_0$  に対する平均受信待機電力は、図 5.8 に示したウェイクアップ遅延と類似した結果となっている。これは、受信待機電力がウェイクアップ遅延にほぼ比例するためと考えられる。ウェイクアップ遅延が増加すると、センサノードが受信するウェイクアップ要求信号の数はウェイクアップ遅延にほぼ比例して増加する。ウェイクアップ要求信号の受信及び ID マッチングの電力が受信待機電力に占める割合は大きいいため、受信待機電力は受信するウェイクアップ要求信号の数にほぼ比例すると考えられる。

ID 数  $N$  を  $10^2 \sim 10^{12}$  と変化させた場合も同様の結果が得られている。

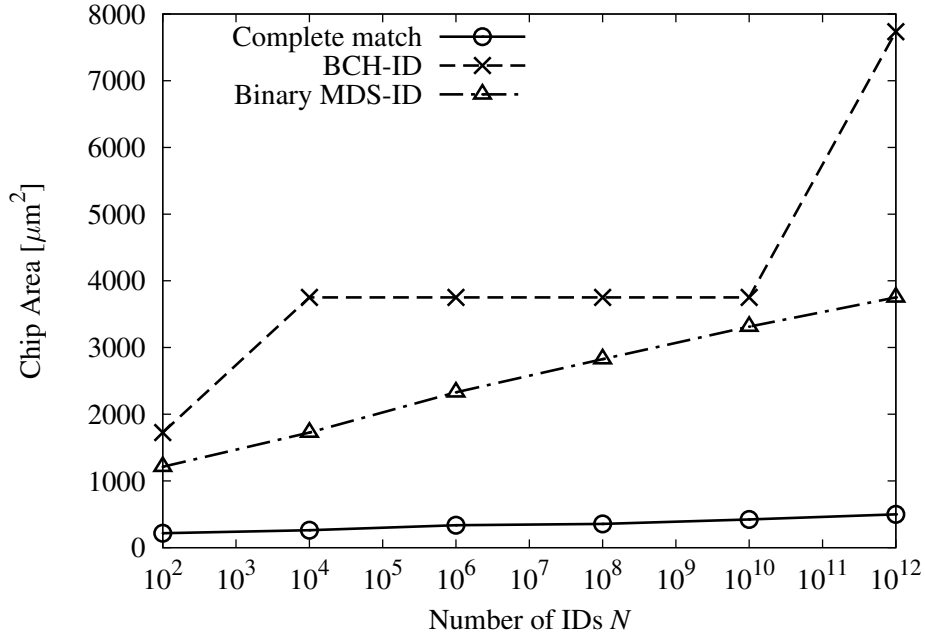
以上より、2 進 MDS-ID マッチングを用いることで平均受信待機電力を削減できることが示された。

#### 5.4.5 回路面積

2 進 MDS-ID マッチング回路が小規模な回路で実現できることを示すため、回路面積の比較を行った。Verilog HDL を用いて実装された各方式の ID マッチング回路を、 $0.18 \mu\text{m}$  CMOS を想定して論理合成を行った。論理合成には IC Compiler [99] を使い、IC Compiler の出力から回路面積を取得した。

図 5.11 に、ID 数  $N$  に対する各方式の ID マッチング回路の面積を示す。図 5.11 より次の 4 つのことが分かる。

- (1) 完全一致方式の回路面積が最も小さい。これは、3 方式の中で完全一致方式の ID 長が最も短いためと考えられる。
- (2) BCH-ID 方式の回路面積が最も大きい。これは、3 方式の中で BCH-ID 方式の ID 長が最も長いいためと考えられる。


 図 5.11 ID 数  $N$  に対する ID マッチング回路の面積 (許容エラービット数  $t = 5$ )

(3) 完全一致方式と 2 進 MDS-ID 方式の回路面積は ID 数  $N$  の対数に対してほぼ線形に増加する。これは、完全一致方式と 2 進 MDS-ID 方式の ID 長  $n$  が ID 数  $N$  の対数に対してほぼ線形の関係にあり、回路面積が ID 長  $n$  にほぼ比例するためと考えられる。完全一致方式の ID 長  $n$  は、 $N$  個の ID を表すことができる最小のビット数であることから  $n = \lceil \log_2 N \rceil$  である。また、2 進 MDS-ID 方式の ID 長  $n$  は、式 (5.2) に示したように ID 数  $N$  の対数の 1 次式で表される。2 進 MDS-ID 方式では ID を生成できなかった場合に ID 長を 1 ずつ増加させて ID の生成を行うため、式 (5.2) に示した ID 長よりも長い ID 長となっている可能性があるが、回路面積への影響は小さいものと考えられる。

(4) BCH-ID 方式の回路面積は ID 数  $N$  の対数に対して不連続的に増加する。これは、BCH 符号を ID として用いるために ID 長  $n$  が不連続の値となるためと考えられる。BCH 符号を構成できる符号長  $n$ 、最小ハミング距離  $d$  の組み合わせには制約があるため、BCH 符号を ID として用いる BCH-ID 方式では ID 長  $n$  が不連続の値となる [102]。

以上より、2 進 MDS-ID 方式は BCH-ID 方式より小規模な ID マッチング回路で実現できることが示された。

## 5.5 おわりに

本章では，ワイヤレスハーネスのウェイクアップ通信の実現に向けて，最小の ID 長で ID 間の最小ハミング距離を保証する 2 進 MDS-ID を用い，ハミング距離に基づいて ID マッチングを行う 2 進 MDS-ID マッチングによる通信エラー対策を示した．シミュレーション評価により，2 進 MDS-ID マッチングが高い通信エラー耐性を低遅延・省電力に達成することを示し，回路実装を行って小規模な回路により 2 進 MDS-ID マッチングを実現できることを示した．今後の課題として，必要となる通信の信頼性に応じた許容エラービット数の最適化やバーストエラーへの対応などが挙げられる．また，5.3.2 において述べたように，2 進 MDS-ID の生成には膨大な計算量を要するため，高速な生成手法の確立が必要であると考えている．

## 第 6 章

---

結論

## 6.1 本研究の主たる成果

本論文では、無線通信の省電力化に向けた多段ウェイクアップ通信方式について述べた。多段ウェイクアップ通信方式の成果は 3 つある。

1 つ目は、多段ウェイクアップ通信において、ID 受信・マッチング時に消費される電力が平均受信待機電力に大きな影響を与えることを示した点である。多段ウェイクアップ通信方式では、信号検出回路と ID 受信・マッチング回路とでウェイクアップ受信モジュールを構成し、それぞれの回路を段階的にウェイクアップさせる。多段ウェイクアップ通信方式と同様に、複数の回路ブロックを段階的にウェイクアップさせる通信方式はこれまでも報告されている。しかしながら、これらの報告では、平均受信待機電力を削減に向けて、常時動作する初段の回路を低消費電力化することに主眼が置かれている。

本論文では、多段ウェイクアップ通信方式の ID 受信・マッチング時の消費電力と動作遅延の評価を行い、ID 受信・マッチング時の消費電力が平均受信待機電力に与える影響を、ID マッチング方式の検討を行う中で示した。第 3 章で、多段ウェイクアップ通信を実現するウェイクアップ受信モジュールを設計し、ウェイクアップの各段階における消費電力とウェイクアップに要する遅延時間を評価した。この評価結果を用い、第 4 章、第 5 章において、アプリケーションを想定して ID マッチング方式を検討した。いずれのアプリケーションにおいても、ID マッチング方式の違いによる ID 長やウェイクアップ要求信号送信回数の差が、平均受信待機電力に大きな影響を与えることが示された。この結果は、多段ウェイクアップ通信方式においては、常時動作する初段の回路の低消費電力化だけでなく、ID 受信・マッチング回路の省電力化、ID マッチング方式の検討が重要となることを示していると言える。

2 つ目は、ヘルスマモニタリングやすれちがい通信などへの多段ウェイクアップ通信方式の適用に向けて、ブルームフィルタを用いた ID マッチング方式を示し、その適用範囲を明らかにした点である。第 4 章において、ヘルスマモニタリングやすれちがい通信での多段ウェイクアップ通信でグループ指定でのウェイクアップが必要となることについて述べた。そして、グループ指定でのウェイクアップを低消費電力かつ小規模な回路構成で実現するため、ブルームフィルタを用いた ID マッチング方式を示した。ブルームフィルタを用いた ID マッチングによって、複数の ID を 1 つのビット列に縮退させることが可能となる。ブルームフィルタを用いる ID マッチングでは原理的にデータ通信モジュールの誤ウェイクアップが発生する。このため、データ通信モジュールの誤ウェイクアップを考慮した評価によって、ブルームフィルタを用いる ID マッチングの優位性とその範囲を示



した。

3つ目は、ワイヤレスハーネスにおけるウェイクアップ通信に向けて、エラー耐性を有する2進MDS-ID マッチングを示した点である。第5章において、ワイヤレスハーネスにおけるウェイクアップ通信においてエラー耐性を有するID マッチングが必要となることについて述べた。そして、ウェイクアップ通信においては受信機に通信エラーを含まない正しいID が登録されていることに着目し、ハミング距離の離れた2進MDS-ID を用い、ハミング距離によってID の一致判定を行う2進MDS-ID マッチングを示した。2進MDS-ID を用いる場合とエラー訂正符号であるBCH 符号をID として用いる場合のID マッチング方式について比較し、2進MDS-ID マッチングによって高い通信エラー耐性を低遅延・省電力・小規模な回路で達成できることを示した。

以上の点から、本論文は、多段ウェイクアップ通信におけるID マッチング方式の重要性と、2つのアプリケーション例に向けたID マッチング方式を示したものであり、ウェイクアップ通信方式による無線通信の省電力化に向けて貢献するものである。

## 6.2 今後の課題

多段ウェイクアップ通信の課題として、ウェイクアップ受信モジュールの変調方式やボーレートなど、物理層の最適化が挙げられる。本論文で示したようなID マッチング方式による受信待機電力の削減に加え、多値変調方式の採用やボーレートの増加などによってウェイクアップ要求信号の転送時間を短縮することで、受信待機電力のさらなる削減が見込まれる。このとき、多値変調方式の採用やボーレートの増加のためにウェイクアップ受信モジュールのハードウェアが複雑化して消費電力が増加する可能性がある。ウェイクアップ要求信号の転送レートとウェイクアップ受信モジュールの消費電力の観点から、多段ウェイクアップ通信方式に適したウェイクアップ受信モジュールの物理層を明らかにすることが重要である。

上位層の通信については、多段ウェイクアップ通信では2つの無線通信モジュールを組み合わせて通信が行われるため、2つの無線通信モジュールを統合して扱う通信プロトコルの検討が必要となる。これまでのウェイクアップ通信の研究では、ウェイクアップ受信モジュールとデータ通信モジュールの通信が互いに影響しないと考え、既存の衝突回避や再送制御をそれぞれの無線通信モジュールに適用することを想定している。しかしながら、ウェイクアップ要求信号の通信がデータ通信モジュールの通信性能に影響を与える場合もある。例えば、ウェイクアップ要求信号のエラーやロスなどが発生すると受信端末がウェイクアップしないため、データ通信モジュールにおけるネットワーク層のリンク推定

やトランスポート層における送信間隔制御に影響を及ぼす。このような場合を考慮すると、複数の無線通信モジュールを組み合わせて用いる通信に向けた新たなネットワーク基盤技術の検討が求められる。

ID マッチングについては、種々のアプリケーションに向けた ID マッチング方式の検討を行う必要がある。本論文では 2 つのアプリケーションに向けた ID マッチング方式を示した。ID マッチング方式はアプリケーションによって異なるものとなるため、多段ウェイクアップ通信方式の普及のためには、種々のアプリケーションに向けた ID マッチング方式が必要となる。このとき、多段ウェイクアップ通信方式によって受信待機電力を削減できるアプリケーションの要件を明確化することが重要である。端末数や通信間隔、通信距離、ウェイクアップ受信モジュール及びデータ通信モジュールの消費電力などのパラメータが多段ウェイクアップ通信方式の受信待機電力に与える影響から多段ウェイクアップ通信方式の適用範囲を明らかにすることで、種々のアプリケーションへの適用可能性を判断できる。

以上の議論を踏まえ、今後は物理層がウェイクアップ要求信号の通信に与える影響と、ウェイクアップ要求信号の通信がデータ通信モジュールの通信に与える影響という、上位層と下位層の影響の観点から研究を進めていく予定である。また、多段ウェイクアップ通信方式により受信待機電力を削減できるアプリケーションを模索し、ID マッチング方式の検討を行っていく予定である。

## 謝辞

---

まず、本研究を進めていくにあたって直接ご指導いただいた森川博之教授に深謝します。研究に直接関わる知識のみならず、さまざまな知識や研究に対する心構えをご教授いただき、研究室内の打ち合わせのみならず日頃から適切かつ有益なご指導、ご鞭撻、叱咤激励をいただきました。加えて、様々な人が集まって非常に広い分野の研究を行う「森川研究室」という環境は、森川教授の人柄によって形成されている部分が多々あると感じました。このような環境を整えていただいたことにも感謝します。

芝浦工業大学の学部時代から長きに渡って研究の相談や論文誌の執筆指導を行っていた南正輝准教授に感謝します。会社を退職しての博士課程への入学に関する相談から、研究の方向性に関する議論、論文誌の書き方、卒業後の進路の相談にまで乗っていただきました。そもそも、自分のような拙い者が森川研究室のような素晴らしい環境で研究することのきっかけとなったのは、学部時代の南准教授の言葉のおかげです。森川研究室という場合は、自分にとって非常に大きな刺激となりました。この場を借りてお礼申し上げます。

多段ウェイクアップ通信方式の研究を開始した修士課程から本研究に関する指導をしていただいた静岡大学の猿渡俊介助教に感謝します。猿渡助教には、研究に対する考え方を始め、論文の書き方、研究以外の「仕事」に対する考え方、時間管理、後輩の指導方法等、多岐渡ってご指導いただきました。自分が森川研究室を離れていた1年半の間にも本研究を停止させることなく押し進めていただきました。そのおかげで博士課程に入学した際には研究をスムーズに再開することができました。本当にありがとうございます。

自分が博士課程入学後、本研究をともに進めた後輩の瀧口貴啓さん（現 NTT ドコモ）に感謝します。本研究に関するシミュレーションやデジタル回路の実装など、多くの苦楽をともに過ごしました。本研究は、瀧口さんの協力なしには為し得なかったと思います。

修士課程から長きに渡って本研究に関しての議論を行った鈴木誠助教に感謝いたします。鈴木助教からは研究に対する厳しい指摘を多々いただき、本研究の詳細を検討してい

く上で大変有用でした。また、論文における言葉の使い方についても多くのご指導をいただき、論文執筆時に細かい表現にまで気を配る姿勢には、自分の論文執筆の考えを改めさせられました。

ハードウェアの面では、広島大学の藤島実教授、東京大学の桜井貴康教授、高宮真准教授に深く感謝します。CMOS LSI は自分にとって未知の世界であり、藤島教授、桜井教授、高宮准教授のご指導・ご協力なしには多段ウェイクアップ方式に向けたハードウェア実装を行うことができませんでした。

事務処理の面でお世話になった秘書の川北さんと石崎さん、柏の研究室時代にお世話になった秘書の宮島さんに感謝します。また、森川研究室で研究指導をしてくださった長谷さん、翁長さん、徳田さん（現 YRP 国際連携研究所）、森戸さん、李さん、今泉さん、川西さんに感謝します。

森川研究室とともに研究を行った先輩、同期、後輩の皆さんに感謝します。また、株式会社アクティスの上司、先輩、同期の皆様、大学に戻る自分を快く送り出していただきましてありがとうございます。

最後に、いつも陰ながらサポートしてくれた家族に感謝します。会社を辞めての博士課程への入学の際も何も言わずに認めてくれたことは、自分にとって大きな励みとなりました。また、何週間も帰宅せずとも何も言わずに迎えてくれる家があったことに感謝の思いは尽きません。本当にありがとうございます。

2012 年 6 月 1 日

## 参考文献

---

- [1] 総務省, “電気通信サービスの加入契約数等の状況 (平成 23 年 12 月末),” 報道資料, Feb. 2012. [http://www.soumu.go.jp/menu\\_news/s-news/01kiban03\\_02000096.html](http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban03_02000096.html).
- [2] M. Stemm and R.H. Katz, “Measuring and reducing energy consumption of network interfaces in hand-held devices,” *IEICE Transaction B: Communications*, vol.E80-B, no.8, pp.1125–1131, Aug. 1997.
- [3] W. Ye, F. Silva, and J. Heidemann, “Ultra-low duty cycle MAC with scheduled channel polling,” *Proceedings of the ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys)*, pp.321–334, Oct.–Nov. 2006.
- [4] V. Raghunathan, T. Pering, R. Want, A. Nguyen, and J. Peter, “Experience with a low power wireless mobile computing platform,” *Proceedings of International Symposium on Low Power Electronics and Design*, pp.363–368, Aug. 2004.
- [5] T. Pering, Y. Agarwal, R. Gupta, and R. Want, “CoolSpots: Reducing the power consumption of wireless mobile devices with multiple radio interfaces,” *Proceedings of the ACM International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (MobiSys)*, pp.220–232, June 2006.
- [6] H. Lee and S. Mohammadi, “A 3 GHz subthreshold CMOS low noise amplifier,” *Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp.1–4, June 2006.
- [7] A.V. Do, C.C. Boon, M.A. Do, K.S. Yeo, and A. Cabuk, “A subthreshold low-noise amplifier optimized for ultra-low-power applications in the ISM band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.56, no.2, pp.286–292, Feb. 2008.
- [8] H. Lee and S. Mohammadi, “A 500  $\mu$ W 2.4 GHz CMOS subthreshold mixer

- for ultra low power applications,” Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), pp.325–328, June 2007.
- [9] T. Song, H.-S. Oh, S.-H. Baek, S. Hong, and E. Yoon, “A 2.4-GHz sub-mW CMOS current-reused receiver front-end for wireless sensor network,” Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), pp.1–4, June 2006.
- [10] H.-H. Hsieh and L.-H. Lu, “Design of ultra-low-voltage RF frontends with complementary current-reused architectures,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.55, no.7, pp.1445–1458, July 2007.
- [11] S. Zhou and M.-C.F. Chang, “A CMOS passive mixer with low flicker noise for low-power direct-conversion receiver,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.40, no.5, pp.1084–1093, May 2005.
- [12] T.-K. Nguyen, N.-J. Oh, V.-H. Le, and S.-G. Lee, “A low-power CMOS direct conversion receiver with 3-dB NF and 30-kHz flicker-noise corner for 915-MHz band IEEE 802.15.4 ZigBee standard,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.54, no.2, pp.735–741, Feb. 2006.
- [13] T.-K. Nguyen, V. Krizhanovskii, J. Lee, S.-K. Han, S.-G. Lee, N.-S. Kim, and C.-S. Pyo, “A low-power RF direct-conversion receiver/transmitter for 2.4-GHz-band IEEE 802.15.4 standard in 0.18- $\mu$ m CMOS technology,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.54, no.12, pp.4062–4071, Dec. 2006.
- [14] B.W. Cook, A. Berny, A. Molnar, S. Lanzisera, and K.S.J. Pister, “Low-power 2.4-GHz transceiver with passive RX front-end and 400-mV supply,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.41, no.12, pp.2757–2766, Dec. 2006.
- [15] N. Poobuapheun, W.-H. Chen, Z. Boos, and A.M. Niknejad, “A 1.5-V 0.7–2.5-GHz CMOS quadrature demodulator for multiband direct-conversion receivers,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.42, no.8, pp.1669–1677, Aug. 2007.
- [16] A. Mirzaei, H. Darabi, J.C. Leete, X. Chen, K. Juan, and A. Yazdi, “Analysis and optimization of current-driven passive mixers in narrowband direct-conversion receivers,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.44, no.10, pp.2678–2688, Oct. 2009.
- [17] M.C.M. Soer, E.A.M. Klumperink, Z. Ru, F.E. Vliet, and B. Nauta, “A 0.2-to-2.0 GHz 65 nm CMOS receiver without LNA achieving  $> 11$  dBm IIP3 and

- < 6.5 dB NF,” IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers, pp.222–223, Feb. 2009.
- [18] C. Andrews and A.C. Molnar, “A passive-mixer-first receiver with baseband-cocontrolled RF impedance matching, < 6 dB NF, and > 27 dBm wideband IIP3,” IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers, pp.46–47, Feb. 2010.
- [19] K. Kwok and H.C. Luong, “Ultra-low-voltage high-performance CMOS VCOs using transformer feedback,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.40, no.3, pp.652–660, March 2005.
- [20] H. Sjöland, A. Karimi-Sanjaani, and A.A. Abidi, “A merged CMOS LNA and mixer for a WCDMA receiver,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.38, no.6, pp.1045–1050, June 2003.
- [21] D.C. Daly and A.P. Chandrakasan, “An energy-efficient OOK transceiver for wireless sensor networks,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.42, no.5, pp.1003–1011, May 2007.
- [22] A. Vouilloz, M. Declercq, and C. Dehollain, “A low-power CMOS super-regenerative receiver at 1 GHz,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.36, no.3, pp.440–451, March 2001.
- [23] M. Vidojkovic, S. Rampu, K. Imamura, P. Harpe, G. Dolmans, and H. deGroot, “A 500  $\mu$ W 5 Mbps ULP super-regenerative RF front-end,” Proceedings of the IEEE European Solid-State Circuits Conference, pp.462–465, Sept. 2010.
- [24] J.-Y. Chen, M.P. Flynn, and J.P. Hayes, “A fully integrated auto-calibrated super-regenerative receiver in 0.13- $\mu$ m CMOS,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.42, no.9, pp.1976–1985, Sept. 2007.
- [25] M. Anis, R. Tielert, and N. Wehn, “Fully integrated self-quenched super-regenerative UWB impulse detector,” Proceedings of the International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC), pp.773–775, May 2008.
- [26] Nordic Semiconductor, “nRF24L01: Ultra low power 2.4 GHz RF transceiver IC,” datasheet.
- [27] Nordic Semiconductor, “nRF8001: Bluetooth low energy connectivity IC,” datasheet. <http://www.nordicsemi.com/>.
- [28] RF Monolithics, “WSN802G: 802.11g wireless sensor network module,” datasheet. <http://www.rfm.com/>.

- 
- [29] W. Ye, J. Heidemann, and D. Estrin, “An energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks,” *Proceedings of Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communication Societies*, vol.3, pp.1567–1576, June 2002.
  - [30] W. Ye, J. Heidemann, and D. Estrin, “Medium access control with coordinated adaptive sleeping for wireless sensor networks,” *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol.12, no.3, pp.493–506, June 2004.
  - [31] T. Dam and K. Langendoen, “An adaptive energy-efficient MAC protocol for wireless sensor,” *Proceedings of the ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys)*, pp.171–180, Nov. 2003.
  - [32] A. El-Hoiydi and J.-D. Decotignie, “WiseMAC: an ultra low power MAC protocol for the downlink of infrastructure wireless sensor networks,” *Proceedings of the IEEE International Symposium on Computers and Communications (ISCC)*, vol.1, pp.244–251, June–July 2004.
  - [33] J. Polastre, J. Hill, and D. Culler, “Versatile low power media access for wireless sensor networks,” *Proceedings of the ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys)*, pp.95–107, Nov. 2004.
  - [34] M. Buettner, G.V. Yee, E. Anderson, and R. Han, “X-MAC: A short preamble MAC protocol for duty-cycled wireless sensor networks,” *Proceedings of the ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys)*, pp.307–320, Oct.–Nov. 2006.
  - [35] E. Shih, P. Bahl, and M. Sinclair, “Wake on wireless: An event driven energy saving strategy for battery operated devices,” *Proceedings of the ACM International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom)*, pp.160–171, Sept. 2002.
  - [36] N. Mishra, K. Chebrolu, B. Raman, and A. Pathak, “Wake-on-WLAN,” *Proceedings of the International Conference on World Wide Web (WWW)*, pp.1–9, May 2006.
  - [37] E.S. Hall, D.K. Vawdrey, and C.D. Knutson, “RF rendez-blue: Reducing power and inquiry costs in Bluetooth-enabled mobile systems,” *Proceedings of International Conference on Computer Communications and Networks (ICCCN)*, pp.640–645, Oct. 2002.
  - [38] Y. Agarwal, R. Chandra, A. Wolman, P. Bahl, K. Chin, and R. Gupta, “Wireless wakeups revisited: Energy management for VoIP over Wi-Fi smartphones,”



- Proceedings of the ACM International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (MobiSys), pp.179–191, June 2007.
- [39] L. Gu and J.A. Stankovic, “Radio-triggered wake-up capability for sensor networks,” Proceedings of the IEEE Real-Time and Embedded Technology Application Symposium (RTAS), pp.27–36, May 2004.
- [40] N. Pletcher, S. Gambini, and J. Rabaey, “A  $65\mu\text{W}$ , 1.9 GHz RF to digital baseband wakeup receiver for wireless sensor nodes,” Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), pp.539–542, Oct. 2007.
- [41] N.M. Pletcher, G. Gambini, and J.M. Rabaey, “A 2 GHz  $52\mu\text{W}$  wake-up receiver with  $-72\text{ dBm}$  sensitivity using uncertain-IF architecture,” IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers, pp.524–525,633, Feb. 2008.
- [42] N.M. Pletcher, S. Gambini, and J. Rabaey, “A  $52\mu\text{W}$  wake-up receiver with  $-72\text{ dBm}$  sensitivity using an uncertain-IF architecture,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.44, no.1, pp.269–280, Jan. 2009.
- [43] M.S. Durante and S. Mahlke, “An ultra low power wakeup receiver for wireless sensor nodes,” Proceedings of International Conference on Sensor Technologies and Applications, pp.167–170, June 2009.
- [44] N. Mishra, D. Golcha, A. Bhaduria, B. Raman, and K. Chebrolu, “S-WOW: Signature based wake-on-WLAN,” Proceedings of International Conference on Communication Systems Software and Middleware (COMSWARE), pp.1–8, Jan. 2007.
- [45] A.G. Ruzzelli, R. Jurdak, and G.M. O’Hare, “On the RFID wake-up impulse for multi-hop sensor networks,” Proceedings of the ACM Workshop on Convergence of RFID and Wireless Sensor Networks and their Applications (SenseID) at Proceedings of the ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys), pp.1–4, Nov. 2007.
- [46] R. Jurdak, A.G. Ruzzelli, and G.M.P. O’Hare, “Multi-hop RFID wake-up radio: Design, evaluation and energy tradeoffs,” Proceedings of International Conference on Computer Communications and Networks (ICCCN), pp.1–8, Aug. 2008.
- [47] S. Mark, R. Kamp, M. Huber, and G. Boeck, “Three stage wakeup scheme for sensor networks,” Proceedings of SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), pp.205–208, July 2005.

- 
- [48] S. Mark and G. Boeck, “Ultra low power wakeup detector for sensor networks,” Proceedings of SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), pp.865–868, Oct. 2007.
  - [49] ZigBee Alliance, “ZigBee 2007 specification,” Oct. 2007. <http://www.zigbee.org/>.
  - [50] IEEE Standards Association, “IEEE standard for local and metropolitan area networks — specific requirements: Part 15.4 (IEEE 802.15.4-2006),” Sept. 2006. <http://standards.ieee.org/>.
  - [51] T. Umeda, H. Yoshida, S. Sekine, Y. Fujita, T. Suzuki, and S. Otaka, “A 950-MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10-m distance,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.41, no.1, pp.35–41, Jan. 2006.
  - [52] J.F. Dickson, “On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-11, no.3, pp.347–378, June 1976.
  - [53] T. Umeda and S. Otaka, “ECO chip: Energy consumption zeroize chip with a 953 MHz high-sensitivity radio wave detector for standby mode applications,” Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), pp.663–666, Oct. 2007.
  - [54] R.G. Meyer, “Low-power monolithic RF peak detector analysis,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.30, no.1, pp.65–67, Jan. 1995.
  - [55] H.W. Chen and W.C. Yen, “A low power and fast wake up circuit,” Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), vol.2, pp.II–293–II–296, May 2004.
  - [56] IEEE Standards Association, “IEEE standard for Verilog hardware description language (IEEE 1364-2005),” April 2006. <http://standards.ieee.org/>.
  - [57] Synopsys, “高精度回路シュミレータ: HSPICE”. <http://www.synopsys.co.jp/>.
  - [58] UC Berkeley, “Berkeley predictive technology model,” available online. <http://www.eas.asu.edu/~ptm/>.
  - [59] Cadence, “Verilog HDL simulator: Verilog-XL”.
  - [60] Synopsys, “Design Compiler Ultra”. <http://www.synopsys.com/>.
  - [61] Oklahoma State University, “FreePDK (an open-source variation-aware design kit) OSU library,” available online. <http://vcag.ecen.okstate.edu/>

- projects/cells/.
- [62] パナソニック, “eneloop (エネループ)”. <http://panasonic.net/energy/eneloop/jp/>.
- [63] J. Ansari, D. Pankin, and P. Mähönen, “Radio-triggered wake-ups with addressing capabilities for extremely low power sensor network applications,” *International Journal of Wireless Information Networks*, vol.16, no.3, pp.118–130, Sept. 2009.
- [64] B. Doorn, W. Kavelaars, and K. Langendoen, “A prototype low-cost wakeup radio for the 868 MHz band,” *International Journal of Sensor Networks*, vol.5, no.1, pp.22–31, Feb. 2009.
- [65] P. Le-Huy and S. Roy, “Low-power wake-up radio for wireless sensor networks,” *Mobile Networks and Applications*, vol.15, no.2, pp.226–236, April 2010.
- [66] B.H. Bloom, “Space/time trade-offs in hash coding with allowable errors,” *Communications of the ACM*, vol.13, no.7, pp.422–426, July 1970.
- [67] 石田繁巳, 鈴木 誠, 森戸 貴, 森川博之, “低受信待機電力無線通信のための多段ウェイクアップ機構,” *電子情報通信学会技術報告*, pp.355–360, 情報ネットワーク研究会 (IN2007-218), March 2008.
- [68] G. Gielen and W. Dehaene, “Analog and digital circuit design in 65 nm CMOS: End of the road?,” *Proceedings of Conference on Design, Automation and Test in Europe (DATE)*, vol.1, pp.37–42, March 2005.
- [69] Synopsys, “Astro: Advanced physical optimization, placement and routing solution for system-on-chip designs”. <http://www.synopsys.com/>.
- [70] Synopsys, “HSIM: Hierarchical full-chip circuit simulation and analysis”. <http://www.synopsys.com/>.
- [71] J.H. Kim, R. Haw, and C.S. Hong, “Development of a framework to support network-based mobility of 6LoWPAN sensor device for mobile healthcare system,” *International Conference on Consumer Electronics (ICCE) Digest of Technical Papers*, pp.359–360, Jan. 2010.
- [72] D. Singh, S. Singh, M. Singh, H.-P. Kew, D.-U. Jeoung, U.S. Tiwary, and H.-J. Lee, “IP-based ubiquitous sensor network for in-home healthcare monitoring,” *Proceedings of International Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies (IMPACT)*, pp.201–204, March 2009.
- [73] H. Cao, V. Leung, C. Chow, and H. Chan, “Enabling technologies for wireless

- body area networks: A survey and outlook,” IEEE Communications Magazine, vol.47, no.12, pp.84–93, Dec. 2009.
- [74] A. Broder and M. Mitzenmacher, “Network applications of bloom filters: A survey,” Journal of Internet Mathematics, vol.1, no.4, pp.485–509, April 2003.
- [75] AboCom, “SDM3100: 802.11a/g/b SDIO wireless LAN module,” product spreadsheet. <http://www.abocom.com.tw/>.
- [76] 菊池典恭, 畑本浩伸, 奥山和典, 中林昭一, 清水 聡, 宮下 徹, 滝澤家信, “狭小かつ複雑な空間における無線通信システムの MAC プロトコルに関する一検討,” 電子情報通信学会技術報告, pp.149–154, アドホックネットワーク研究会 (AN2010-71), Jan. 2011.
- [77] O.B. Akan, M.T. Isik, and B. Baykal, “Wireless passive sensor networks,” IEEE Communications Magazine, vol.47, no.8, pp.92–99, Aug. 2009.
- [78] L. Wang, D. Zhao, and L. Ming, “An energy efficient WLAN Skype deployment using GSM wakeup signals,” Proceedings of the IEEE International Conference on Green Computing and Communications & International Conference on Cyber, Physical and Social Computing (GREENCOM-CPSCOM), pp.470–473, Dec. 2010.
- [79] P. Koskela and M. Valta, “Simple wake-up radio prototype,” Proceedings of Workshop on Hot Topics in Embedded Networked Sensors (HotEmNets), pp.1–5, June 2010.
- [80] S.J. Marinkovic and E.M. Popovici, “Nano-power wireless wake-up receiver with serial peripheral interface,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.29, no.8, pp.1641–1647, Sept. 2011.
- [81] S. Marinkovic and E. Popovici, “Nano-power wake-up radio circuit for wireless body area networks,” Proceedings of the IEEE Topical Conference on Biomedical Radio and Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems, pp.1–4, Jan. 2011.
- [82] 石田繁巳, 瀧口貴啓, 猿渡俊介, 南 正輝, 森川博之, “ブルームフィルタを用いたウェイクアップ型通信システム,” 電子情報通信学会論文誌 B: 通信, vol.J94-B, no.10, pp.1397–1407, Oct. 2011.
- [83] C.-Y. Wan, A.T. Campbell, and L. Krishnamurthy, “PSFQ: A reliable transport protocol for wireless sensor networks,” Proceedings of the ACM International Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications (WSNA), pp.1–11,

- Sept. 2002.
- [84] F. Stann and J. Heidemann, “RMST: Reliable data transport in sensor networks,” *Proceedings of the IEEE International Workshop on Sensor Network Protocols and Applications*, pp.102–112, May 2003.
  - [85] H. Zhang, A. Arora, Y.-r. Choi, and M.G. Gouda, “Reliable bursty convergecast in wireless sensor networks,” *Proceedings of the ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing (MobiHoc)*, pp.266–276, May 2005.
  - [86] B. Liu, F. Ren, C. Lin, and Y. Ouyang, “Performance analysis of retransmission and redundancy schemes in sensor networks,” *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp.4407–4413, May 2008.
  - [87] IEEE Standards Association, “IEEE standard for local and metropolitan area networks — specific requirements: Part 11 (IEEE 802.11-2007),” June 2007. <http://standards.ieee.org/>.
  - [88] R.W. Hamming, “Error detecting and error correcting codes,” *Bell System Technical Journal*, vol.29, no.2, pp.147–160, April 1950.
  - [89] R.G. Gallager, “Low-density parity-check codes,” *IRE Transactions on Information Theory*, vol.8, no.1, pp.21–28, April 1962.
  - [90] A.J. Viterbi, “Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.13, no.2, pp.260–269, April 1967.
  - [91] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1),” *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp.1064–1070, May 1993.
  - [92] I.S. Reed and G. Solomon, “Polynomial codes over certain finite fields,” *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol.8, no.2, pp.300–304, June 1960.
  - [93] H. Milosiu, F. Oehler, and M. Eppel, “Sub-10  $\mu$ A data reception with low latency using a 180-nm CMOS wake-up receiver at 868 MHz,” *Proceedings of Semiconductor Conference Dresden (SCD)*, pp.1–4, Sept. 2011.
  - [94] 難波耕佑, 四方博之, 近藤良久, 湯 素華, “ウェイクアップ受信機を用いた Radio-On-Demand Networks のための ID 設計に関する一検討,” *電子情報通信学会技術報告*, pp.135–140, ネットワークシステム研究会 (NS2010-187), March 2011.

- 
- [95] R.C. Singleton, “Maximum distance Q-Nary codes,” IEEE Transactions on Information Theory, vol.10, no.2, pp.116–118, April 1964.
  - [96] S.W. Golomb and L.D. Baumert, “Backtrack programming,” Journal of the ACM (JACM), vol.12, no.4, pp.516–524, Oct. 1965.
  - [97] J.R. Bitner and E.M. Reingold, “Backtrack programming techniques,” Communications of the ACM, vol.18, no.11, pp.651–656, Nov. 1975.
  - [98] P. Purdom and C. Brown, “An average time analysis of backtracking,” SIAM Journal of Computing, vol.10, no.3, pp.583–593, Sept. 1981.
  - [99] Synopsys, “IC Compiler: The next-generation physical design system”. <http://www.synopsys.com/>.
  - [100] Texas Instruments, “CC2520: Second generation 2.4GHz ZigBee/IEEE 802.15.4 RF transceiver,” datasheet. <http://www.ti.com/>.
  - [101] LIN Administration, “Local interconnect network (LIN) specification package revision 2.1,” Nov. 2006. <http://www.lin-subbus.org/>.
  - [102] R.C. Bose and D.K. Ray-Chaudhuri, “On a class of error correcting binary group codes,” Information and Control, vol.3, no.1, pp.68–79, March 1960.

## 発表文献

---

### 学術雑誌等 (査読あり)

- [1] 石田繁巳, 瀧口貴啓, 猿渡俊介, 南 正輝, 森川博之, “ブルームフィルタを用いたウェイクアップ型通信システム,” 電子情報通信学会論文誌 B: 通信, vol.J94-B, no.10, pp.1397–1407, Oct. 2011.

### 国際会議における発表

#### 口頭発表 (査読あり)

- [2] T. Takiguchi, S. Saruwatari, T. Morito, S. Ishida, M. Minami, and H. Morikawa, “A novel wireless wake-up mechanism for energy-efficient ubiquitous networks,” Proceedings of the IEEE Workshop on Green Communications (GreenComm), pp.1–5, June 2009.
- [3] S. Ishida, T. Takiguchi, S. Saruwatari, M. Minami, and H. Morikawa, “Evaluation of a wake-up wireless module with Bloom-filter-based ID matching,” Proceedings of Asia-Pacific Symposium on Information and Telecommunication Technologies (APSITT), pp.1–6, June 2010.

#### ポスター, デモ発表 (査読あり)

- [4] S. Ishida, M. Minami, Y. Nishizawa, T. Morito, Y. Moriyama, H. Morikawa, and T. Aoyama, “Three devices for tackling practical problems in pervasive computing,” IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom), Demo, p.1, D8, March 2006.
- [5] S. Ishida, T. Takiguchi, S. Saruwatari, M. Minami, and H. Morikawa, “Implemen-

tation of Bloom-filter-based ID matching for wake-up wireless communication,” Internet of Things 2010 Conference (IoT 2010), poster, Dec. 2010.

## 研究会

- [6] 石田繁巳, 鈴木 誠, 森戸 貴, 森川博之, “低受信待機電力無線通信のための多段ウェイクアップ機構,” 電子情報通信学会技術報告, pp.355–360, 情報ネットワーク研究会 (IN2007-218), March 2008.
- [7] 瀧口貴啓, 石田繁巳, 猿渡俊介, 南 正輝, 森川博之, “ブルームフィルタを用いたウェイクアップ型無線通信システムの消費電力評価,” 電子情報通信学会技術報告, pp.269–274, 無線通信システム研究会 (RCS2009-254), Jan. 2010.
- [8] 瀧口貴啓, 石田繁巳, 岸 孝彦, 丹羽栄二, 見並一明, 猿渡俊介, 森川博之, “ウェイクアップ型無線通信におけるビット不一致許容 ID マッチング,” 電子情報通信学会技術報告, pp.193–198, 情報ネットワーク研究会 (IN2010-176), March 2011.
- [9] 石田繁巳, 猿渡俊介, 森川博之, “ワイヤレスハーネスのための 2 進 MDS-ID マッチング型ウェイクアップ通信の評価,” 情報処理学会研究報告, pp.1–8, 高度交通システム研究会 (ITS49-3), June 2012.

## 全国大会

- [10] 松井壮介, 石田繁巳, 鈴木 誠, 猿渡俊介, 森川博之, “実験的アプローチによるシングルホップ通信とマルチホップ通信の消費電力の比較,” 電子情報通信学会総合大会, p.1, A-21-22, March 2007.
- [11] 石田繁巳, 猿渡俊介, 鈴木 誠, 森川博之, “サービス発見のためのゼロ受信待機電力無線システムの設計,” 電子情報通信学会総合大会, p.1, B-7-202, March 2007.
- [12] 石田繁巳, 鈴木 誠, 森戸 貴, 森川博之, “低受信待機電力無線通信のための階層型ウェイクアップ機構,” 電子情報通信学会総合大会, p.1, B-5-112, March 2008.
- [13] 石田繁巳, 瀧口貴啓, 猿渡俊介, 南 正輝, 森川博之, “ウェイクアップ型無線通信のためのグループ指定可能 ID マッチング機構の実装,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, p.1, B-5-140, Sept. 2010.
- [14] 石田繁巳, 瀧口貴啓, 猿渡俊介, 森川博之, “ブルームフィルタを用いたウェイクアップ型無線通信システムにおける ID 長の影響,” 電子情報通信学会総合大会, p.1,



- B-5-146, March 2011.
- [15] 瀧口貴啓, 石田繁巳, 岸 孝彦, 丹羽栄二, 見並一明, 猿渡俊介, 森川博之, “車両内ウェイクアップ型無線通信における数個のビット不一致許容 ID マッチング,” 電子情報通信学会総合大会, p.1, B-5-145, March 2011.
  - [16] 岡村悠貴, 鈴木 誠, 石田繁巳, 今泉英明, 関谷勇司, 森川博之, “非同期光パケットリングにおける高帯域利用効率パケット選択方式,” 電子情報通信学会総合大会, p.1, B-10-96, March 2011.
  - [17] 石田繁巳, 鈴木 誠, 森川博之, “サブスレッショルド特性を利用するウェイクアップ受信機用ミキサの初期的検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, p.1, C-12-16, Sept. 2011.
  - [18] 金 昊俊, 長縄潤一, 石田繁巳, 鈴木 誠, 森川博之, “可変 RBW を用いた周波数占有率の測定精度の初期的評価,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, p.1, B-17-8, Sept. 2011.
  - [19] 中村元紀, 中村隆幸, 荒川 豊, 東島由佳, 柏木啓一郎, 森 皓平, 松村 一, 石田繁巳, 猿渡俊介, 翁長 久, 森川博之, “uTupleSpace を利用した CO<sub>2</sub> 排出量可視化の実証実験,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, p.1, B-19-21, Sept. 2011.
  - [20] 中嶋毅彰, 米川 慧, 石田繁巳, 鈴木 誠, 森川博之, “多様なサービス電力の発見・割当て・制御機構,” 電子情報通信学会総合大会, p.1, BS-4-2, March 2012.

## その他の学会等

- [21] S. Ishida, “Wake-up wireless communication system for energy-efficient ubiquitous network,” INRIA-TODAI Workshop (GCOE-INRIA Workshop), oral presentation, Dec. 2009.
- [22] S. Ishida, “Design of a zero-power-listening wireless system for service discovery,” 1st International Workshop on Microwatt Communication Technology, Jan. 2010.
- [23] S. Ishida, “Wake-up wireless communication system,” Tech Talks and Mix at Google Tokyo, oral presentation, Dec. 2010.
- [24] 角田 仁, 中嶋毅彰, 石田繁巳, 猿渡俊介, 森川博之, “社会実装に向けたヘルスケア情報共有基盤,” 第 5 回人間情報学会講演会, ポスター, Dec. 2010.