

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

石田 繁巳^{†a)} 瀧口 貴啓[†] 猿渡 俊介^{††} 森川 博之[†]

Wake-Up Communication Using Binary MDS-ID Matching for a Wireless Harness
 Shigemi ISHIDA^{†a)}, Takahiro TAKIGUCHI[†], Shunsuke SARUWATARI^{††},
 and Hiroyuki MORIKAWA[†]

あらまし ワイヤレスハーネスの実現に向けて機器内に存在するセンサノードの省電力化が重要となることから、筆者らは、ワイヤレスハーネスへのウェイクアップ通信技術の適用を検討している。本論文では、ワイヤレスハーネスにおけるウェイクアップ通信の実現に向けた2進MDS-IDマッチングを示す。2進MDS-IDマッチングでは、ハミング距離の離れたIDである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。回路実装とシミュレーション評価を行い、2進MDS-IDマッチングを用いたウェイクアップ通信が、遅延を増加させることなく小規模な回路で高いエラー耐性を実現できることを示す。

キーワード ワイヤレスハーネス, 省電力無線通信, ウェイクアップ通信, IDマッチング

1. まえがき

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[1]. 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[2], 通信の低消費電力化が求められる.

筆者らは, 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[3]~[19]の適用を検討している. 図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

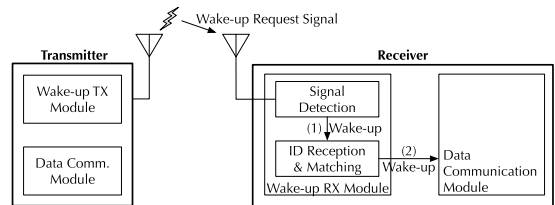


図1 ウェイクアップ通信技術の概要

Fig.1 Overview of a wake-up communication technology.

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送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

[†] 東京大学先端科学技術研究センター, 東京都
 RCAST, The University of Tokyo, 4-6-1 Komaba, Meguro-ku, Tokyo, 153-8904 Japan

^{††} 静岡大学情報学部, 浜松市
 Faculty of Informatics, Shizuoka University, 3-5-1 Johoku, Naka-ku, Hamamatsu-shi, 432-8011 Japan

a) E-mail: ishida@mlab.t.u-tokyo.ac.jp

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。

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。このときのエラー対策は、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、本論文では、ID マッチング自体にエラー耐性をもたせる手法として、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く ID マッチング [20] を行うことにより、エラー耐性を有する ID マッチングを実現する。ID 長の短い 2進 MDS-ID を用いることで、ウェイクアップ要求信号の送信時間増加を抑制しつつ小規模な回路で高いエラー耐性を得ることができる。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。

本論文の貢献は以下の 4 点である。

- ウェイクアップ通信の ID マッチングにおいて、エラー耐性を得るために MDS (Maximum Distance Separable) 符号の考え方を応用している点。
- 2進 MDS-ID の生成方法を示している点。
- ハミング距離に基づく ID マッチング [20] をも含めた 2進 MDS-ID マッチング回路全体の構成方法を示している点。
- シミュレーション評価を行い、AWGN (Additive White Gaussian Noise) 環境において 2

進 MDS-ID マッチングにより受信待機電力、遅延が削減されることを示している点。

本論文の構成は以下のとおりである。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。3. では 2進 MDS-ID マッチングについて述べる。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。5. では 4. の評価結果に対して、ID 長、ビット誤り率、誤ウェイクアップ率、許容エラービット数の観点から議論を行う。最後に 6. でまとめとする。

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。

ハ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 [1]。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 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

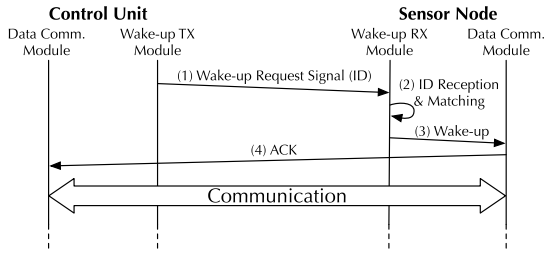


図2 機器内ウェイクアップ通信の通信プロセス

Fig.2 Communication process of an in-machine wake-up communication.

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三つの要求を同時に満たすことが求められる。

一つ目の要求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。また、機器内通信規格によって許容される通信遅延が制限される場合もある。例えば、車両内通信規格の LIN [21] ではスレーブノードが 100 ms 以内にマスターノードに応答を返すことが求められる。

二つ目の要求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。

三つ目の要求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、上記のような要求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つては意味がない。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 [3]～[10] やウェイクアップ受信モジュールの省電力化 [11]～[19] 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 [22]～[27]。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 [28]～[32]。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求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 [33] 及び [34] が挙げられる。文献 [33] では、PN (擬似ノイズ) 符号から選択した二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に高いエラー

耐性を得る手法が示されている。PN 符号を用いることで、直接スペクトル拡散 (Direct Sequence Spread Spectrum: DSSS) による拡散利得を得ることに成功している。

文献 [34] 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。無線 LAN アクセスポイントの ESSID をもとに生成した BCH 符号の ID を用い、文献 [20] と同様に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耐性の高い ID マッチングを実現している。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。

3. 2進 MDS-ID マッチング

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三つの要求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。

ウェイクアップ要求信号の送信時間は遅延に直接影響するため、ID 長は可能な限り短いことが望ましい。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、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 2 進 MDS-ID を用いることで、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。

3.1 2進 MDS-ID マッチングの概要

図 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当と、ハミング距離に基づく ID マッチングという二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

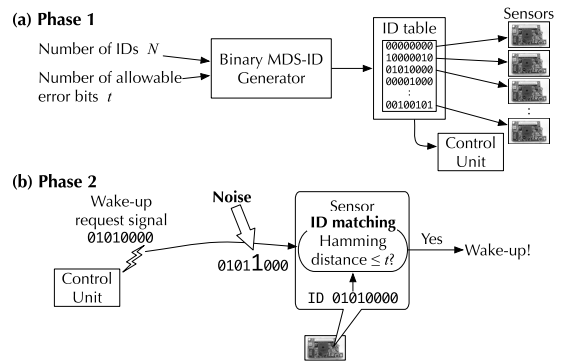


図 3 2 進 MDS-ID マッチングの全体像 (a) フェーズ 1: 2 進 MDS-ID の生成と割当 (b) フェーズ 2: ハミング距離に基づく ID マッチング

Fig. 3 Overview of binary MDS-ID matching; (a) phase 1: binary MDS-ID generation and assignment, (b) phase 2: ID matching based on Hamming distance.

の個数だけ生成し、各センサノードの一つずつ 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 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 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 4.4 で述べる。

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 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

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

図 4 2 進 MDS-ID の例 (最小ハミング距離 3, ID 数 16)

Fig. 4 Example of binary MDS-IDs (Hamming distance ≥ 3 , number of IDs = 16).

あらかじめ生成された 2 進 MDS-ID から一つずつ選択され、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

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

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 [35] 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

$$n = \lceil \log_2 N \rceil + d - 1 \quad (2)$$

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、変数がと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 [36]~[38] 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 [28] などの存在により、式 (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 を一つ増加させて再び 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 (1) より $d = 3$ が得られる。得られた d を式 (2) に代入すると、 $n = 6$ が得られる。得られた $n = 6$ と $N = 16$ をもとに、Backtrack 法により ID の生成を行う。しかしながら、 $n = 6$ のときには 16 個の ID は生成できないため、ID 長 n を一つ増加させ、 $n = 7$ 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 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

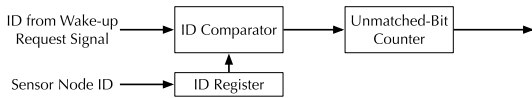


図 5 ハミング距離に基づく ID マッチング回路の構成
Fig. 5 Block diagram of an ID matching circuit based on Hamming distance.

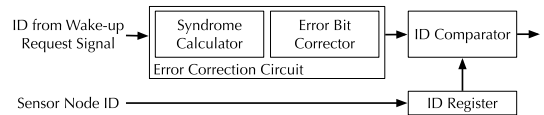


図 6 ハミング符号を用いてエラー訂正を行う ID マッチング回路の構成
Fig. 6 Block diagram of an ID matching circuit with error correction using Hamming code.

しない。

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。二つの 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 マッチング回路は二つの 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 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 をビットごとに比較し、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、二つの 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 ゲートを四つ用いて実現され、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 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 と図 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。

4. 評価

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。

4.1 評価環境

ウェイクアップ通信における受信機は、図 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[8]で設計したものをを用いた。文献[8]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950MHz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40kBaud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を用いた。Verilog HDLを用いてIDマッチング回路を実装し、IC Compiler [39]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 [40]を想定した。CC2520の受信待機電力は電源電圧1.8Vにおいて 33.84mW 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、以下に示す三つのIDマッチング方式で性能の比較を行った。

(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、三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 [34]に示されたIDマッチング方式を想定している。

(3) 2進MDS-ID方式 (Binary MDS-ID)

本方式は、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。

評価はAWGN (Additive White Gaussian Noise)環境を想定したシミュレーションによって行った。機器内における通信環境は、主に、機器雑音の影響、マルチパスの影響という二つの点でAWGN環境と異なる[41],[42]。一つ目の機器雑音の影響は、適切な通信周波数帯を選択することで回避できることが報告されている[41],[43]。二つ目のマルチパスの影響は、シンボル間干渉、周波数選択性フェージングの二つに分けることができる。シンボル間干渉については、ウェイクアップ通信が低速であるために影響は小さいと考えられる。機器内のマルチパス環境における遅延プロファイルの広がりには $1\mu\text{s}$ よりも短いことが報告されており[44]、40kBaudで通信するウェイクアップ通信の1シンボル時間 $25\mu\text{s}$ に比べて十分に短い。また、周波数選択性フェージングの影響については、文献[1]で報告されている適応的な通信チャネル(周波数)の選択などによって回避できると考えられる。

また、今回の評価では、IDマッチング時の性能をとることを目的としているため、通信時にエラー耐性を得る文献[33]のDSSSを用いる手法は評価に含めていない。DSSSを用いるなどの通信時のエラー耐性を高める手法は、本論文で対象としているIDマッチングによってエラー耐性を得るBCH-ID方式や2進MDS-ID方式と組み合わせることで、更なる性能の向上が期待できると考えている。

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。

4.1に示した三つの方式について、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。シミュレーションの試行回数は10,000回である。

図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7より次の三つのことが分かる。

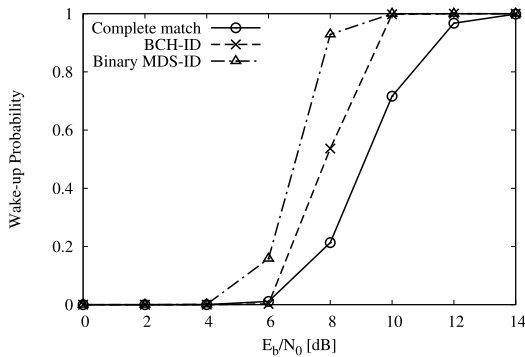


図 7 ウェイクアップ率 (ID 数 $N = 10^{12}$, 許容エラービット数 $t = 5$)

Fig. 7 Wake-up probability (the number of IDs $N = 10^{12}$, the number of allowable error bits $t = 5$).

(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加するためだと考えられる。

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。

4.3 誤ウェイクアップ率

ウェイクアップ率が高くなったとしても、他のセンサノード宛のウェイクアップ要求信号によって誤ってウェイクアップし、受信待機電力が増加することも考えられる。このような観点から、誤ウェイクアップ率の比較を行った。誤ウェイクアップ率とは、あるセンサノードが周囲で送信される他ノード宛のウェイクアップ要求信号に対して誤ってウェイクアップしてし

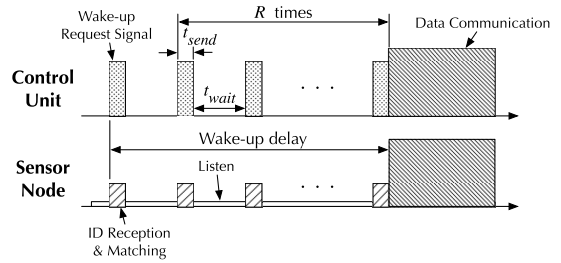


図 8 ウェイクアップ遅延のモデル

Fig. 8 Model of wake-up delay.

まう確率である。

4.1 に示した三つの方式について、ランダムな ID を選択し、その ID 以外の 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。送信対象から除外した 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 を変化させた場合の誤ウェイクアップ率を算出した。シミュレーションの試行回数は 100,000 回である。

シミュレーションの結果、完全一致方式、BCH-ID 方式、2 進 MDS-ID 方式の 3 方式全てで、 $E_b/N_0 = 0 \sim 12$ dB の範囲において誤ウェイクアップは発生しなかった。誤ウェイクアップ率は大きいても 10^{-5} 程度であるといえる。このような小さな誤ウェイクアップ率となるのは、一つの ID に対して様々なハミング距離の ID が存在するためと考えられる。誤ウェイクアップする確率は、自ノード ID と送信された ID とのハミング距離が近いほど高くなる。ハミング距離の近い ID の数は限られているため、特定のビットがエラーとなる確率を考慮すると、誤ウェイクアップは極めて低い確率でしか発生しないものと考えられる。

4.4 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、センサノードの ID マッチング回路がウェイクアップ信号を出力するまでの時間である。

図 8 に、ウェイクアップ遅延のモデルを示す。コントロールユニットは対象のセンサノードがウェイクアップするまで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ている。ウェイクアップ要求信号の送信時間を t_{send} 、再送待ち時間を t_{wait} 、再送回数を R とすると、ウェイクアップ遅延 t_{delay} は以下の式で表される。

$$t_{delay} = t_{send} + (t_{wait} + t_{send})R \quad (3)$$

式(3)の第1項はコントロールユニットが送信する初回のウェイクアップ要求信号による遅延を表している。ウェイクアップ要求信号の送信時間 t_{send} はID長によって変化するため、ID長とウェイクアップ送受信モジュールの通信速度から算出した。

式(3)の第2項はウェイクアップ要求信号の再送に伴う遅延を表している。再送待ち時間 t_{wait} は、ウェイクアップしたセンサノードとコントロールユニットがデータ通信モジュールを用いて通信することを考慮して1msとした。この値は、データ通信モジュールCC2520がスリープ状態から復帰して送信可能となる時間の約0.5msと、2.4GHz帯におけるIEEE802.15.4通信のACKフレーム送信時間(チャネル空き確認時間を含む)の約0.5msを加えたものである。再送回数 R はウェイクアップ率から決定した。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100bit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 R を決定した。

ウェイクアップ信号の出力までには式(3)の時間に加えてIDマッチング処理の遅延を考慮する必要があるが、IDマッチング処理遅延はウェイクアップ要求信号の送信時間に比べて十分に短いため無視した。IDマッチング回路はIDの受信中でも動作し、IDの最終ビットを受信してから1クロック後にIDマッチング結果が出力される。IDの受信に必要なクロック周波数を考慮すると、1クロック分の遅延はウェイクアップ要求信号1ビットの送信時間 $50\mu s$ に比べて十分に短い。例えば、文献[8]に示された回路の場合、クロック周波数は855kHzであるため、IDマッチング処理遅延は約 $1.2\mu s$ である。

図9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になってしまうため、便宜的に遅延を 10^8 ms と

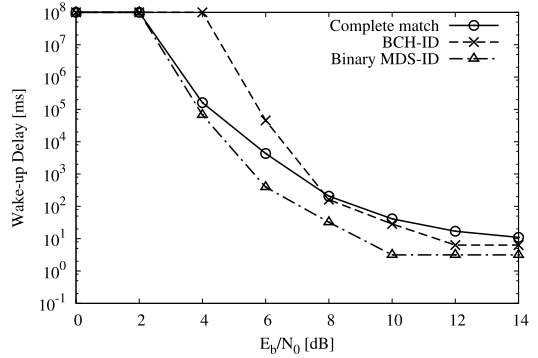


図9 平均ウェイクアップ遅延 (ID数 $N = 10^{12}$, 許容エラービット数 $t = 5$)

Fig.9 Average wake-up delay (the number of IDs $N = 10^{12}$, the number of allowable error bits $t = 5$).

してプロットした。図9より次の二つのことが分かる。

- (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。

2. で挙げた車両内通信規格のLINの例を考えた場合、スリープノードが100ms以内にマスターノードに応答を返すために、ウェイクアップ遅延は100ms以下であることが必要となる。図9より、2進MDS-ID方式を用いることで $E_b/N_0 \geq 8$ dBの環境においてウェイクアップ通信を適用できることが分かる。なお、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可能となるまでに要する時間1msは、100msに比べて十分に短いため無視した。また、データ通信モジュールを用いた通信による遅延時間は考慮していない。

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。

4.5 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。図10に、受信待機電力のモデルを示す。

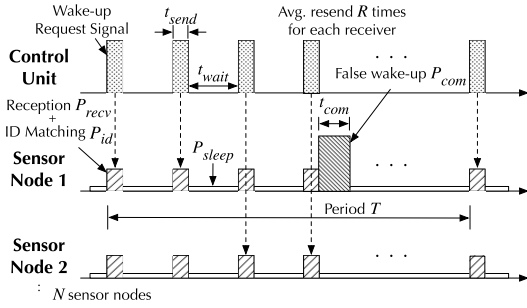


図 10 受信待機電力のモデル
Fig. 10 Model of listening power.

コントロールユニットに接続されているセンサノードの台数を N ，ウェイクアップ受信モジュールの受信待機電力を P_{sleep} ，ウェイクアップ要求信号受信電力を P_{recv} ，ID マッチング電力を P_{id} ，データ通信モジュールの消費電力を P_{com} ，誤ウェイクアップ時のデータ通信モジュールの受信待機時間を t_{com} ，誤ウェイクアップ率を p_{false} ，センサノード 1 台の平均通信周期を T とすると，平均受信待機電力 P_{avg} は以下の式で表される。

$$P_{avg} = P_{sleep} + N(R+1)\frac{t_{send}}{T}(P_{recv} + P_{id}) + p_{false}(N-1)(R+1)\frac{t_{com}}{T}P_{com} \quad (4)$$

式 (4) の第 1 項は，ウェイクアップ受信モジュールの受信待機状態における電力を表している。ウェイクアップ受信モジュールは受信待機時においてアナログ回路のみが動作し，その消費電力は 4.1 で述べたように $12.4\mu\text{W}$ である。この電力は他の回路の動作にかかわらず常時消費される。

式 (4) の第 2 項は，ウェイクアップ要求信号の受信に伴う電力を表している。コントロールユニットは， N 台のセンサノードそれぞれに対してウェイクアップ要求信号を 1 周期に平均で $(R+1)$ 回送信する。各センサノードは，他のセンサノード宛のウェイクアップ要求信号を含む全てのウェイクアップ要求信号を受信する。ウェイクアップ要求信号の受信中にセンサノードが消費する電力は，ウェイクアップ要求信号の受信電力 P_{recv} と，ID マッチング回路の消費電力 P_{id} の合計である。ウェイクアップ要求信号の受信電力 P_{recv} は 4.1 で述べたように $310.3\mu\text{W}$ である。ID マッチング回路の消費電力 P_{id} については，Verilog HDL で実装した各 ID マッチング回路を IC Compiler で評価して取得した。ウェイクアップ要求信号の送信時間

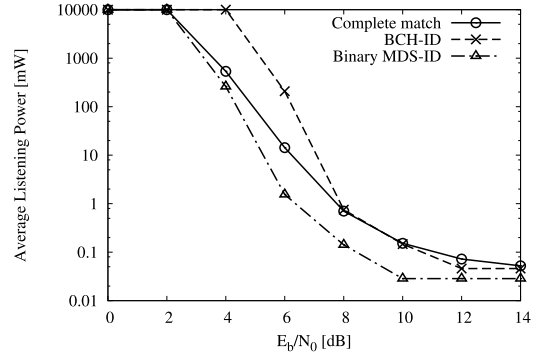


図 11 平均受信待機電力 (ID 数 $N = 10^{12}$ ，許容エラービット数 $t = 5$)

Fig. 11 Average listening power (the number of IDs $N = 10^{12}$ ，the number of allowable error bits $t = 5$).

t_{send} ，再送回数 R についてはウェイクアップ遅延と同様の方法で算出した。

式 (4) の第 3 項は，誤ウェイクアップ時にデータ通信モジュールが消費する電力を表している。各センサノードは他ノード宛のウェイクアップ要求信号を 1 周期あたり平均で $(N-1)(R+1)$ 回受信する。したがって，1 周期に平均で $p_{false}(N-1)(R+1)$ 回の誤ウェイクアップが発生する。ウェイクアップしたセンサノードはデータ通信モジュールを用いてコントロールユニットと通信を行う。データ通信モジュールのスリープ状態からの復帰時間と通信時間を考慮して，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 t_{com} は 1ms とした。データ通信モジュール CC2520 の消費電力 P_{com} は 4.1 で述べたように 33.84mW である。4.3 の結果から，誤ウェイクアップ率 $p_{false} = 0$ とした。 10^{-5} 程度の確率で発生する誤ウェイクアップが受信待機電力に与える影響については 5.3 において議論する。

車両内通信プロトコルである LIN [21] を参考に，コントロールユニット 1 個当りに $N = 16$ 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 ごとに通信を行う場合を想定した。

図 11 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 11 より次の三つのことが分かる。

(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増えることで、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増える。

(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 9 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。

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。

4.6 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 [39] を用い、IC Compiler の出力から回路面積を取得した。

図 12 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 12 より次の四つに分かれる。

(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 長が最も長いためと考えられる。

(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

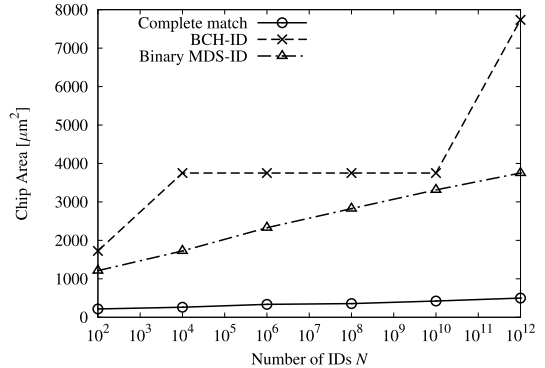


図 12 ID 数 N に対する ID マッチング回路の面積 (許容エラービット数 $t = 5$)

Fig. 12 Circuit area of ID matching circuits as a function of the number of IDs N (the number of allowable error bits $t = 5$).

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 (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 (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 [45]。

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. 議 論

5.1 許容エラービット数と ID 長に関する議論

2 進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式の差は主に ID 長の差によるものと推察される。2 進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式の差を生んでいる ID 長の差を確認するため、許容エラービット数を変化させた場合の ID 長の評価を行った。

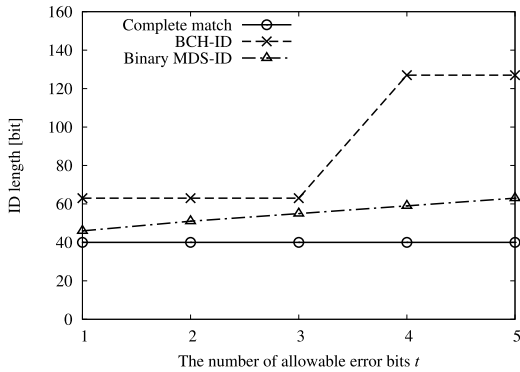


図 13 許容エラービット数 t に対する ID 長 (ID 数 $N = 10^{12}$)

Fig. 13 ID length as a function of the number of allowable error bits t (the number of IDs $N = 10^{12}$).

図 13 に、ID 数 $N = 10^{12}$ の場合の、許容エラービット数 t に対する ID 長を示す。図 13 より次の三つのことが分かる。

(1) 2進 MDS-ID 方式の ID 長は、許容エラービット数 t に対してほぼ線形に増加している。これは、式 (1) 及び式 (2) が示すように、2進 MDS-ID 方式の ID 長が許容エラービット数 t と線形の関係にあるためである。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 bit ずつ増加させて ID の生成を行うため、式 (2) よりも長い ID 長となる場合があるが、図 13 に示す範囲では ID 長が大きく変化することはないといえる。

(2) BCH-ID 方式の ID 長は、許容エラービット数 t に対して不連続的に増加している。BCH 符号の符号長と最小ハミング距離の組み合わせには制約があるため [45]、BCH 符号を ID として用いる BCH-ID 方式の ID 長 n は不連続的な値となる。

(3) 許容エラービット数 $t = 1 \sim 3$ の範囲では、2進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式の ID 長に大きな差はない。

2進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式の ID 長がほぼ同一となる許容エラービット数 $t = 1 \sim 3$ についてウェイクアップ率、ウェイクアップ遅延、受信待機電力の評価を行ったところ、2進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式に大きな差は見られなかった。2進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式の性能の差は、主に ID 長の差によって生じていることが確認された。

2進 MDS-ID 方式と BCH-ID 方式の ID 長がほぼ

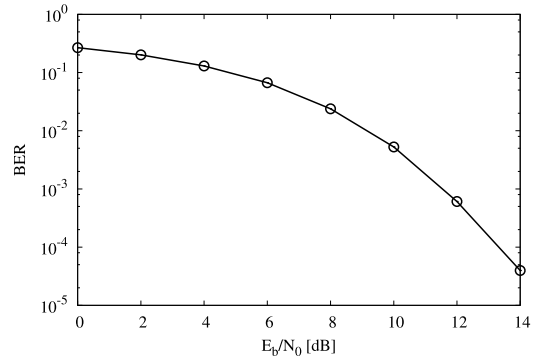


図 14 ビット誤り率

Fig. 14 Bit error rate.

同一となる許容エラービット数は限られているため、BCH-ID 方式は限られた範囲で有効であるといえる。BCH-ID 方式が有効となる許容エラービット数は、ID 数 N によって変化する。

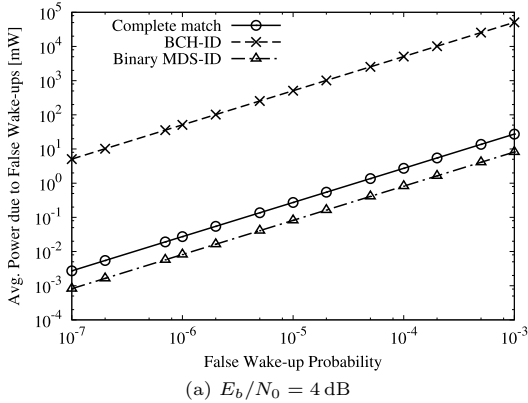
5.2 ビット誤り率とウェイクアップ率に関する議論

4.2 で示したウェイクアップ率がどの程度のビット誤りと対応しているのかを確認するため、ビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) の評価を行った。コントロールユニットが送信したランダムなデータをセンサノードで受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 BER を評価した。シミュレーションの試行回数は 400,000 回である。

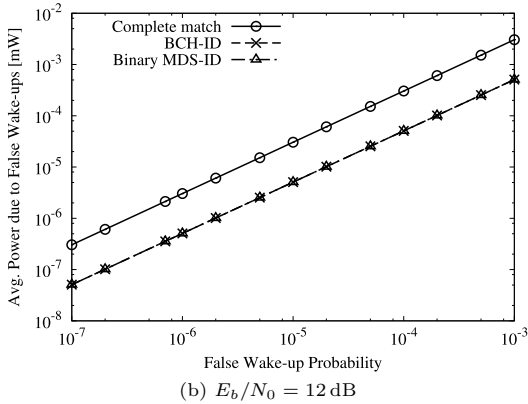
図 14 に、 E_b/N_0 に対する BER を示す。図 7 のウェイクアップ率と対比させると、ウェイクアップ率が大きく変化する $E_b/N_0 = 6 \sim 10$ dB での BER は $10^{-1} \sim 10^{-2}$ 程度であることが分かる。

ここで、BER に ID 長を乗じて平均エラービット数を算出し、図 7 のウェイクアップ率との対応を確認する。図 13 より、ID 数 $N = 10^{12}$ 、許容エラービット数 $t = 5$ の場合の ID 長は、完全一致方式で 40 bit、BCH-ID 方式で 127 bit、2進 MDS-ID 方式で 63 bit である。これより、 $E_b/N_0 = 6$ dB における平均エラービット数は、完全一致方式で 2.80 bit、BCH-ID 方式で 8.89 bit、2進 MDS-ID 方式で 4.41 bit となる。BCH-ID 方式及び 2進 MDS-ID 方式が 5 bit までのエラーを許容することを考慮すると、算出した平均エラービット数と図 7 のウェイクアップ率とは対応が取れているといえる。

同様に、 $E_b/N_0 = 8$ dB の場合の平均エラービット数は、完全一致方式で 0.80 bit、BCH-ID 方式で 2.54 bit、2進 MDS-ID 方式で 1.26 bit となる。 $E_b/N_0 = 10$ dB



(a) $E_b/N_0 = 4$ dB



(b) $E_b/N_0 = 12$ dB

図 15 誤ウェイクアップ率に対する平均誤ウェイクアップ電力

Fig. 15 Average power due to false wake-ups as a function of false wake-up probability.

の場合には、それぞれ 0.20 bit, 0.63 bit, 0.32 bit となる。図 7 のウェイクアップ率と対比させると、平均エラービット数の減少とともにウェイクアップ率が増加することが確認できる。

5.3 誤ウェイクアップ率と受信待機電力に関する議論

誤ウェイクアップが受信待機電力に対してどの程度の影響を与えているかについて確認するため、誤ウェイクアップによって消費される電力の評価を行った。誤ウェイクアップによって消費される電力は、式 (4) に示した平均受信待機電力のうちの第 3 項である。誤ウェイクアップ率を $10^{-7} \sim 10^{-3}$ まで変化させた場合に、誤ウェイクアップ電力がどのように変化するかを評価した。

図 15 に、誤ウェイクアップ率に対する平均誤ウェイクアップ電力を示す。ここでは例として $E_b/N_0 =$

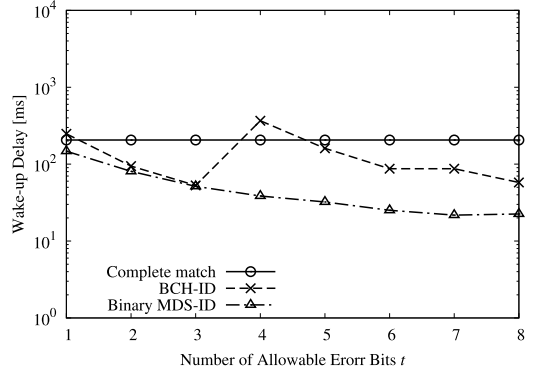


図 16 許容エラービット数 t に対する平均ウェイクアップ遅延 ($E_b/N_0 = 8$ dB, ID 数 $N = 10^{12}$)

Fig. 16 Average wake-up delay as a function of the number of allowable error bits t ($E_b/N_0 = 8$ dB, the number of IDs $N = 10^{12}$).

4, 12 dB の場合を示している。図 11 に示した平均受信待機電力の評価と対比させると、誤ウェイクアップ率が 10^{-4} 以下になると誤ウェイクアップ電力が平均受信待機電力の $1/10$ 以下となることが分かる。4.3 で示したように、誤ウェイクアップ率は大きくても 10^{-5} 程度であるため、平均受信待機電力にはほとんど影響しないといえる。

5.4 許容エラービット数とウェイクアップ遅延に関する議論

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、1 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 16 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 16 より次の二つのことが分かる。

(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 $t = 7$ で最小となる。更に t を増加させるとウェイクアップ遅延は大きくなる。 $t > 7$ では ID 長の増加によるウェイクアップ遅延増加が再送回数の減少によるウェイクアップ遅延減少を上回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.

6. む す び

本論文では, 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.

謝辞 本研究の一部は, 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.

文 献

- [1] 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,” 信学技報, AN2010-71, Jan. 2011.
- [2] W. Ye, F. Silva, and J. Heidemann, “Ultra-low duty cycle MAC with scheduled channel polling,” Proc. ACM SenSys, pp.321–334, Oct.–Nov. 2006.
- [3] E. Shih, P. Bahl, and M. Sinclair, “Wake on wireless: An event driven energy saving strategy for battery operated devices,” Proc. ACM MobiCom, pp.160–171, Sept. 2002.
- [4] E.S. Hall, D.K. Vawdrey, and C.D. Knutson, “RF rendez-blue: Reducing power and inquiry costs in Bluetooth-enabled mobile systems,” Proc. Int. Conf. Computer Communications and Networks (ICCCN), pp.640–645, Oct. 2002.
- [5] N. Mishra, K. Chebrolu, B. Raman, and A. Pathak, “Wake-on-WLAN,” Proc. Int. Conf. World Wide Web (WWW), pp.1–9, May 2006.
- [6] Y. Agarwal, R. Chandra, A. Wolman, P. Bahl, K. Chin, and R. Gupta, “Wireless wakeups revisited: Energy management for VoIP over Wi-Fi smartphones,” Proc. ACM MobiSys, pp.179–191, June 2007.
- [7] N. Mishra, D. Golcha, A. Bhadauria, B. Raman, and K. Chebrolu, “S-WOW: Signature based wake-on-WLAN,” Proc. Int. Conf. Communication Systems Software and Middleware (COMSWARE), pp.1–8, Jan. 2007.
- [8] 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,” 信学技報, IN2007-218, March 2008.
- [9] O.B. Akan, M.T. Isik, and B. Baykal, “Wireless passive sensor networks,” IEEE Commun. Mag., vol.47, no.8, pp.92–99, Aug. 2009.
- [10] L. Wang, D. Zhao, and L. Ming, “An energy efficient WLAN Skype deployment using GSM wakeup signals,” Proc. IEEE Int. Conf. on Green Computing and Communications & Int. Conf. on Cyber, Physical and Social Computing (GREENCOM-CPSCOM), pp.470–473, Dec. 2010.
- [11] L. Gu and J.A. Stankovic, “Radio-triggered wake-up capability for sensor networks,” Proc. IEEE Real-Time and Embedded Technology Application Symp. (RTAS), pp.27–36, May 2004.
- [12] S. Mark and G. Boeck, “Ultra low power wakeup detector for sensor networks,” Proc. SBMO/IEEE MTT-S Int. Microwave and Optoelectronics Conf. (IMOC), pp.865–868, Oct. 2007.
- [13] B. Doorn, W. Kavelaars, and K. Langendoen, “A prototype low-cost wakeup radio for the 868 MHz band,” Int. J. Sensor Networks, vol.5, no.1, pp.22–31, Feb. 2009.
- [14] M.S. Durante and S. Mahlknecht, “An ultra low power wakeup receiver for wireless sensor nodes,” Proc. Int. Conf. Sensor Technologies and Applications, pp.167–170, June 2009.
- [15] N.M. Pletcher, S. Gambini, and J. Rabaey, “A 52 μ W wake-up receiver with -72 dBm sensitivity using an uncertain-IF architecture,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.44, no.1, pp.269–280, Jan. 2009.
- [16] P. Koskela and M. Valtta, “Simple wake-up radio prototype,” Proc. Workshop on Hot Topics in Embedded Networked Sensors (HotEmNets), pp.1–5, June 2010.
- [17] S.J. Marinkovic and E.M. Popovici, “Nano-power wireless wake-up receiver with serial peripheral interface,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.29, no.8, pp.1641–1647, Sept. 2011.
- [18] S. Marinkovic and E. Popovici, “Nano-power wake-up radio circuit for wireless body area networks,” Proc. IEEE Topical Conf. Biomedical Radio and Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems, pp.1–4, Jan. 2011.
- [19] 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,” 信学論 (B), vol.J94-B, no.10, pp.1397–1407, Oct. 2011.
- [20] 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,” 信学技報, IN2010-176, March 2011.
- [21] LIN Administration, “Local interconnect network

- (LIN) specification package revision 2.1,” Nov. 2006. <http://www.lin-subbus.org/>
- [22] C.-Y. Wan, A.T. Campbell, and L. Krishnamurthy, “PSFQ: A reliable transport protocol for wireless sensor networks,” Proc. ACM Int. Workshop Wireless Sensor Networks and Applications (WSNA), pp.1–11, Sept. 2002.
- [23] F. Stann and J. Heidemann, “RMST: Reliable data transport in sensor networks,” Proc. IEEE Int. Workshop Sensor Network Protocols and Applications, pp.102–112, May 2003.
- [24] H. Zhang, A. Arora, Y.-R. Choi, and M.G. Gouda, “Reliable bursty convergecast in wireless sensor networks,” Proc. ACM MobiHoc, pp.266–276, May 2005.
- [25] B. Liu, F. Ren, C. Lin, and Y. Ouyang, “Performance analysis of retransmission and redundancy schemes in sensor networks,” Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC), pp.4407–4413, May 2008.
- [26] 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/>
- [27] ZigBee Alliance, “ZigBee 2007 specification,” Oct. 2007. <http://www.zigbee.org/>
- [28] R.W. Hamming, “Error detecting and error correcting codes,” Bell Syst. Tech. J., vol.29, no.2, pp.147–160, April 1950.
- [29] R.G. Gallager, “Low-density parity-check codes,” IRE Trans. Inf. Theory, vol.8, no.1, pp.21–28, April 1962.
- [30] A.J. Viterbi, “Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.13, no.2, pp.260–269, April 1967.
- [31] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1),” Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC), pp.1064–1070, May 1993.
- [32] I.S. Reed and G. Solomon, “Polynomial codes over certain finite fields,” J. Society for Indust. Applied Math., vol.8, no.2, pp.300–304, June 1960.
- [33] H. Milosiu, F. Oehler, and M. Eppel, “Sub-10 μ A data reception with low latency using a 180-nm CMOS wake-up receiver at 868 MHz,” Proc. Semiconductor Conf. Dresden (SCD), pp.1–4, Sept. 2011.
- [34] 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,” 信学技報, NS2010-187, March 2011.
- [35] R.C. Singleton, “Maximum distance Q-Nary codes,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.10, no.2, pp.116–118, April 1964.
- [36] S.W. Golomb and L.D. Baumert, “Backtrack programming,” J. ACM, vol.12, no.4, pp.516–524, Oct. 1965.
- [37] J.R. Bitner and E.M. Reingold, “Backtrack programming techniques,” Commun. ACM, vol.18, no.11, pp.651–656, Nov. 1975.
- [38] P. Purdom and C. Brown, “An average time analysis of backtracking,” SIAM J. Computing, vol.10, no.3, pp.583–593, Sept. 1981.
- [39] Synopsys, “IC Compiler: The next-generation physical design system.” <http://www.synopsys.com/>
- [40] Texas Instruments, “CC2520: Second generation 2.4 GHz ZigBee/IEEE 802.15.4 RF transceiver,” datasheet. <http://www.ti.com/>
- [41] 北沢祥一, 大平昌敬, 馬場隆行, 伴 弘司, 上羽正純, “ICT 機器内の狭空間における電波伝搬の解明,” 信学技報, AP2010-32, June 2010.
- [42] M. Ohira, T. Umaba, S. Kitazawa, H. Ban, and M. Ueba, “Experimental characterization of microwave radio propagation in ICT equipment for wireless harness communications,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.59, no.12, pp.4757–4765, Dec. 2011.
- [43] 岡 智広, 北沢祥一, 中本成洋, 阿野 進, 伴 弘司, 上羽正純, “ICT 機器内の動的雑音・干渉特性及び通信用アンテナ特性の評価,” 2010 信学ソ大 (通信), B-1-47, Sept. 2010.
- [44] 馬場隆行, 北沢祥一, 大平昌敬, 伴 弘司, 上羽正純, “狭小かつ複雑な空間における無線通信のための方式設計,” 2010 信学総大, B-5-182, March 2010.
- [45] R.C. Bose and D.K. Ray-Chaudhuri, “On a class of error correcting binary group codes,” Info. Control, vol.3, no.1, pp.68–79, March 1960.

(平成 24 年 8 月 15 日受付, 25 年 1 月 3 日再受付)



石田 繁巳 (学生員)

平 18 芝浦工大・工卒. 平 20 東大・新領域修士了. 平 20~21 (株) アクティス勤務. 執筆等時, 東大・工・博士課程. 無線センサネットワーク, 省電力無線通信に関する研究に従事. IEEE 会員. 日本学術振興会特別研究員.



瀧口 貴啓

平 21 東大・工・電子情報卒. 平 23 東大大学院工・電気系工修士了. 研究当時, 東大・工・電気系工修士課程. 省電力無線通信に関する研究に従事.



猿渡 俊介 (正員)

平 14 電通大・情報工卒. 平 16 東大大学院新領域修士了. 平 19 同大・新領域博士了. 科博. 平 18~20 学振特別研究員, 平 19~20 イリノイ大学客員研究員, 平 20~22 東大・先端研・助教. 現在, 静岡大・情報学・助教. 無線センサネットワークの研究に従事. 本会論文賞受賞. ACM, IEEE, 情報処理学会各会員.



森川 博之 (正員:フェロー)

昭 62 東大・工・電子卒. 平 4 同大学院博士課程了. 現在, 同大学・先端科学技術研究センター・教授. 工博. ユビキタスネットワーク, センサネットワーク, 無線通信システム, モバイルコンピューティング, フォトニックインターネット等の研究に従事. 本会論文賞 (3 回), 情報処理学会論文賞, ドコモモバイルサイエンス賞, 志田林三郎賞, 情報通信功績賞等受賞. 本会総務理事, 編集理事, 東京支部長, 通ソ英文論文誌編集長, IN/USN/SRW 研究専門委員会委員長等歴任.