



|              |                                                                                     |
|--------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| Title        | 有線多値CDMAバスの機能レベル解析                                                                  |
| Author(s)    | 高橋, 賢; Tan, Boon Keat; 岩村, 宏 他                                                      |
| Citation     | 電子情報通信学会論文誌C. 2003, J86-C(2), p. 177-185                                            |
| Version Type | VoR                                                                                 |
| URL          | <a href="https://hdl.handle.net/11094/51703">https://hdl.handle.net/11094/51703</a> |
| rights       | copyright©2003 IEICE                                                                |
| Note         |                                                                                     |

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

# 有線多値CDMA バスの機能レベル解析

高橋 賢<sup>†</sup>

Tan Boon-Keat<sup>†</sup>

岩村 宏<sup>†</sup>

松岡 俊匡<sup>†</sup>

谷口 研二<sup>†</sup>

## Behavior-Level-Analysis in Simultaneous Data Transfer CDMA Bus Interface

Masaru TAKAHASHI<sup>†</sup>, Boon-Keat TAN<sup>†</sup>, Hiroshi IWAMURA<sup>†</sup>,  
Toshimasa MATSUOKA<sup>†</sup>, and Kenji TANIGUCHI<sup>†</sup>

**あらまし** 有線多値 CDMA バス上で起こり得る様々な物理現象を考慮したデータ転送モデルを構築し、送信器から送り出される波形ひずみ、振幅のばらつき、送受信器間のクロックスキュー、カップリングノイズなどが転送データのビットエラーレート（BER）に及ぼす影響を調べた。その結果、3bit 通信において送信器のパラメータばらつきが 2%、時定数は 20%、クロックスキューはチップレートの 30% までなら、BER が  $10^{-16}$  以下に抑えられ、実用化に供し得ることがわかった。

**キーワード** 有線多値 CDMA、ビットエラーレート、カップリングノイズ、クロックスキュー

### 1. ま え が き

CDMA (Code Division Multiple Access) 方式は情報信号を拡散符号を用いて広い周波数帯域に拡散する技術であり、無線通信によく使用される。これを有線通信に用いるとノイズ耐性の高い低消費電力インタフェースが実現できる可能性がある [1]~[3]。更に多ビットでデータ転送を行うことで高速化も期待できる [4]。また、この方式ではポート間接続の自由度が高く、この特徴を利用した新しい並列計算システムも実現可能である [5], [6]。しかし、このインタフェースを集積回路で実現する際には、重畳するデータの多重度や用いる回路特性等の影響により誤ったデータが伝えられる可能性がある。このため、設計・試作を行う前に個別の要因が誤動作を引き起こす頻度を理論的に把握する必要がある。

本論文では、並列計算システム [5], [6] においてある設計値を前提とした多値 CDMA インタフェースの実用化を念頭に置き、データ転送の忠実性を表す指標としてビットエラーレート（BER）を導入し、各種物理

現象が BER に及ぼす影響を調べた。

2. では、多値 CDMA 方式の概要を数式を用いて解説する。3. では、理想的なインタフェースのモデルを提案し、これをもとに計算した BER について検討する。4. では、実際の回路でインタフェースを実現した場合の各種物理現象をモデルに加味し、BER の計算と考察を行う。

### 2. 有線多値 CDMA バスの概要

多値 CDMA 方式による多元接続インタフェースの概要を図 1 に示す。送信側において振幅変調（多値）信号に変換されたデータがバスラインに送り出される方式を採用している。以下の計算式においては、3bit 信号に対応する多値信号（±1 から ±4 の 8 値）を用いている。送信器側には、 $N$  個の系がチャンネル（1~ $N$ ）としてバスラインに接続されるが、チャンネル  $n$  における 3bit 分の信号振幅  $D_n(t)$  は次のように表せる。

$$D_n(t) = \text{const}$$

$$(kT_b < t < (k+1)T_b, k: \text{整数}) \quad (1)$$

ここで、 $T_b$  はデータ転送の周期である。送信器内では、データ信号  $D_n(t)$  に対してそれぞれのチャンネルに割り当てられた拡散信号  $SS_n(t)$  を乗積する。この結

<sup>†</sup> 大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻, 吹田市  
Department of Electronics and Information Systems, Osaka  
University, 2-1 Yamada-oka, Suita-shi, 565-0871 Japan

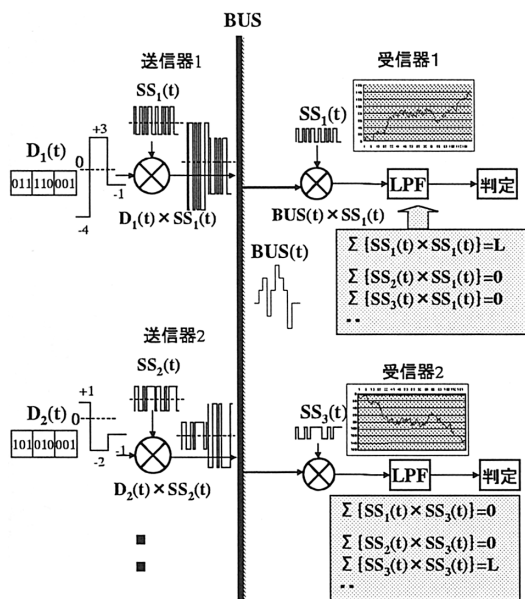


図1 多重符号分割多元接続 (CDMA) 方式による多元接続インタフェースの概念図。3bit 信号を多値信号振幅に変換することにより、従来の3倍のデータ転送レートが得られる

Fig.1 Multi-code division multiple access (CDMA) interface.

果,  $D_n(t) \cdot SS_n(t)$  がバスラインに送り出される。個々のチャンネルで拡散された信号はバス上で混合され、バス上の信号  $BUS(t)$  は、

$$BUS(t) = \sum_{n=1}^N D_n(t) SS_n(t) \quad (2)$$

で表される。なお、今回用いた拡散符号は符号長127のM系列の後“0”を付け加えたものである。これにより相互相関を低くし、符号間干渉を低減している。

一方、受信器側では、各受信器の一つの受信チャンネル  $ch$  で、受信したい送信チャンネル  $n$  に応じた拡散信号  $SS_{ch}(t)$  (ここで、 $n = ch$ ) を掛け合わせ、その信号を更に積分器で積分することにより、受信側の各チャンネル  $ch$  から次のような信号が出力される。

$$D_{ch}(t) = \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} BUS(\tau) SS_{ch}(\tau) d\tau \quad (kT_b < t < (k+1)T_b) \quad (3)$$

これを各チャンネル要素に分けて分配則を適用して整理すると、 $n = ch$ 、つまり  $SS_n(t) = SS_{ch}(t)$  のとき、

$$\int_{kT_b}^{(k+1)T_b} SS_n(\tau) SS_{ch}(\tau) d\tau = L \quad (4)$$

( $L$ : 拡散符号の周期長,  $kT_b < t < (k+1)T_b$ )

であり、よって受信器側では一つの受信チャンネル  $ch$  で次の復元信号  $D_{ch}(t)$  が得られる。

$$\begin{aligned} D_{ch}(t) &= \sum_{n=1}^N \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} D_n(\tau) SS_n(\tau) SS_{ch}(\tau) d\tau \\ &= L \cdot D_n(t) \end{aligned} \quad (kT_b < t < (k+1)T_b) \quad (5)$$

すなわち、受信器の各チャンネル  $ch$  では、一つの送信チャンネル  $n$  に対応する一つの受信チャンネル  $ch$  においてのみ復元信号が得られ、その他の各チャンネルでは各チャンネル要素のランダム性により、その積項が

$$\int_{kT_b}^{(k+1)T_b} SS_n(\tau) SS_{ch}(\tau) d\tau = 0 \quad (kT_b < t < (k+1)T_b) \quad (6)$$

となり、復元されない。復元した信号からもとのデータを再現するには、積分器でこの復元した信号を1周期分積分することによりなされる。すなわち、拡散符号1周期  $T_c$  (チップレート) がデータ周期  $T_b$  の  $\frac{1}{128}$  とすると、復元した信号を128回積分した後一定の積分値が得られる。該当する拡散符号の含まれていない信号では拡散符号の性質により積分値が0になるので、この積分値を参照電圧と比較して、送信されたもとのデータを割り出すことができる。なお、図1で用いた low-pass-filter (LPF) の出力値は必ずしも規定の値にはならず、積分値は毎回規定値からばらつく。

次章では、積分値が一定にならない理由を示すために、まず回路でインタフェースを実現したときのモデル式を導出する。更に、積分値が分布をもつことを示し、理想的な多値CDMAインタフェースのBERを評価する。

### 3. ビヘイビアモデルと評価方法

#### 3.1 機能式の導出

受信器側の回路要素であるLPFの回路構成を図2に示す。チップレート周波数における差動増幅器の増幅率を  $A$  とすれば、次の回路方程式が成立する。

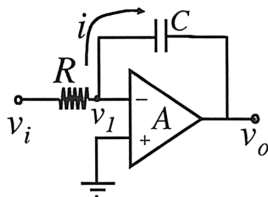


図2 LPF 積分器

Fig. 2 Integrator used in receiver.

$$v_1(t) = -\frac{v_0(t)}{A} \quad (7)$$

$$i(t) = \frac{v_i(t) - v_1(t)}{R} = C \frac{d}{dt}(v_1(t) - v_o(t)) \quad (8)$$

これを解くと、出力端子に現れる電圧は

$$v_o(t) = -\frac{A}{RC(1+A)} e^{-\frac{t}{RC(1+A)}} \times \int_0^t e^{\frac{\tau}{RC(1+A)}} v_i(\tau) d\tau \quad (9)$$

となる [7].

ここで、 $v_i(t)$  は理想的な方形波を仮定しており、 $BUS(t)SS_{ch}(t)$  で与えられる。また、このモデルを IC 上で実現するに際して、クロック周波数 50 MHz、拡散率 128、受信器の  $A = 1000$ 、 $R = 300\text{k}\Omega$ 、 $C = 256\text{fF}$  を設計値とした。

$v_i(t)$  における送信データと拡散信号をランダムに変更し、多重度 100 で 100 万回シミュレーションした結果の頻度分布を調べたところ、図 3 のようになった。これにより各種のデータを別個の拡散符号で転送し、積分した結果はある規定値付近を中心にある程度のばらつきをもつことがわかる。

### 3.2 評価方法

図 3 に示した出力値の分布を計算する際、LPF への入力が方形波であることを仮定したが、実際の回路では送信器の回路特性やバス上で起こる各種現象等により、 $v_i(t)$  は方形波では近似できない。このことを考慮すると実際の回路では図 3 に示した出力値の分布が更に変化し、規定の多値参照電圧の範囲から外れてデータ転送エラーが発生する可能性がある。

以下ではデータ転送エラーの要因とその影響を明らかにするために、それぞれの要因を考慮して得られた積算値の分布から 1 秒間にエラーが発生する確率 (BER) を計算した。図 4 は BER の計算方法を示したものである。各規定値付近にある分布を正規分布とみなしたとき、判定基準値を超えるエラーの確率は、分散を  $\sigma$

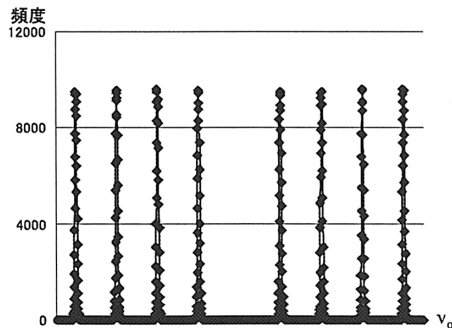


図3 LPF の出力分布. 3bit (8 値) データを多重度 100 で 100 万回の試行を行った結果

Fig. 3 Output voltage distribution for 100 multiple data transmission.

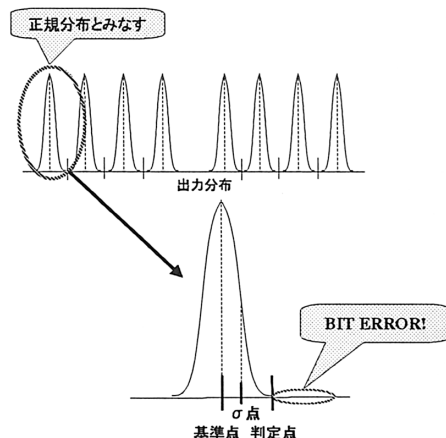


図4 BER の求め方. 図3 に示した出力分布の一つをガウス分布と仮定し、設定した判定点からはみ出す確率を求める

Fig. 4 A method to evaluate BER.

とにおいて以下の式で表される。

$$BER = f(a) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{a^2}{2}} \left( a + \frac{1}{a + \frac{1}{a + \frac{2}{a + \dots}}} \right) \quad (10)$$

ここで、 $a$  は分布点から規定の判定点までの距離を  $\sigma$  で規格化した値である。本研究では、3bit の多値化を行い、チップレート 50 MHz の拡散符号を使用したので、実際の回路では BER が  $10^{-16}$  以下であれば約 100 年間エラーが生じないことを意味しており、BER がこの値以下であれば十分実用に耐えられる。

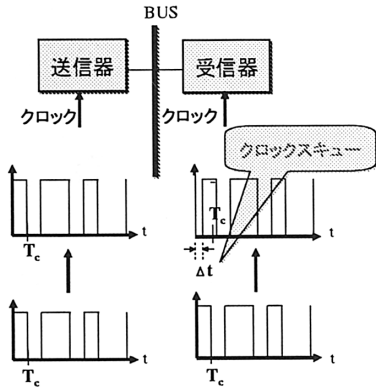


図5 送受信器間のクロックスキュー。同時刻に送り出したクロックは、送信器と受信器に到着したときに微妙なずれが生じる

Fig.5 Schematic illustration of clock-skew between transmitter and receiver.

#### 4. 諸現象とBER

実際の回路で起こり得る現象として、送受信器間のクロックスキュー、送信器の回路特性による信号振幅のばらつきと波形ひずみ、バス上で影響されるカップリングノイズを取り上げ、それぞれの影響によるBERの変化を考察する。なお、シミュレーションには、チップレート 50 MHz ( $T_c = 20\text{ns}$ )、拡散符号長 128 を用いた。

##### 4.1 クロックスキュー

図5は送信器と受信器におけるクロックスキューのミスマッチを模式的に表したものである。同一のタイミングで拡散信号を送信しても信号の伝搬速度と伝搬距離の違いにより、送信器と受信器の間に微妙なタイミングのずれが生じる。このずれがクロックスキューである。受信側の拡散符号が送信器側に対して  $\Delta t$  だけ遅延していると仮定した  $v_i(t)$  のモデル式は次のようになる。

$$v_i(t) = BUS(t)SS_{ch}(t - \Delta t) \quad (11)$$

ここで  $SS_{ch}(t - \Delta t)$  は、復元したいチャネルの拡散信号を、 $\Delta t$  だけ遅延させたものである。

このようなクロックスキューを考慮すると、すべての拡散符号系列を使えるわけではないことがわかる。以下にこの点を具体的に説明する。

図6は拡散符号の相関を表したものである。ある拡散符号系列のすべての符号を複数選んで多重データ転送をする場合、拡散符号間で「1チップずれた」拡散

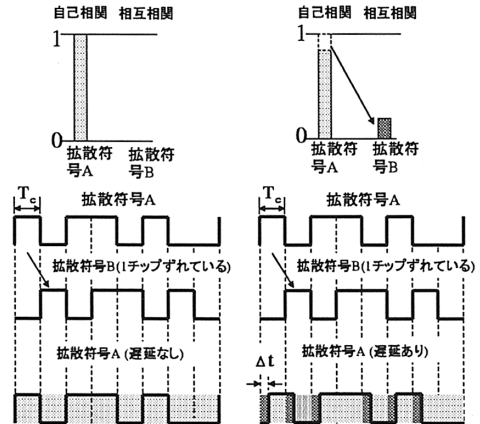


図6 拡散符号の自己相関と相互相関

Fig.6 Interference between adjacent codes due to signal delay increases BER.

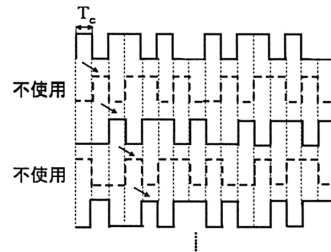


図7 拡散符号系列の選択。隣接する拡散符号を除外すると使用できる拡散符号が半分になる

Fig.7 Code selection.

符号を同時に用いる可能性がある。ある拡散符号 A に対し、隣接する「1チップずれた」拡散符号を B とおく。左図のように、拡散符号 A による自己相関は 1 であり、AB の相互相関は 0 となる。しかし右図のように、拡散符号 A が  $\Delta t$  だけずれると自己相関はそれに比例して下がるのに対し、相互相関は比例して上がる。このように、受信側のクロック遅延が大きいと拡散符号 A との相関は低くなる一方で隣接する拡散符号 B との相関が高くなる。そのため拡散符号 A で送信されたデータは受信器側で復元されにくくなり、BER が悪くなる。

この問題は、「1チップずれた」拡散符号を同時に使用することが原因である。そこで、本研究では使用する拡散符号系列を「1つおき」の拡散符号 (図7参照) で構成して解決を図った。

このような拡散符号系列に制限を設けたときの、クロックスキューの割合と BER の関係を図8に示す。図

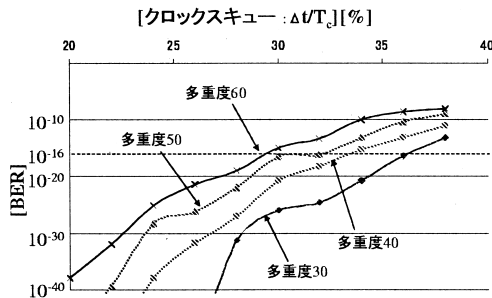


図8 使用する拡散符号に制限を設けた場合の遅延に対する BER. 多重度 60 の場合, 1 チップレートの 30% までの遅延が許容される

Fig.8 The BER vs. clock-skew using restricted code.

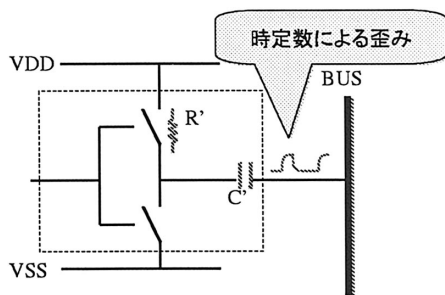


図9 送信回路の特性により波形がひずみ, 立上り時定数と振幅にばらつきが生じる

Fig.9 Variation of amplitude due to RC.

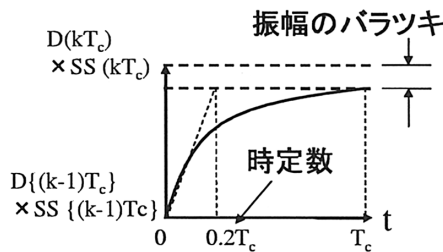


図10 1 チップレートにおけるばらつきと波形ひずみの例

Fig.10 Variation of amplitude due to RC.

8から, 多重度 60 のときでも約 30% の遅延までは BER が  $10^{-16}$  以下に抑えられるので, 実用上問題がない。

#### 4.2 送信信号振幅のばらつきと波形ひずみ

図9は信号振幅のばらつきと波形ひずみを示したものである。送信信号を送り出すキャパシタの値には製造プロセスによるばらつきがある。このため, キャパシタカップリングにより送り出す信号振幅に若干のばらつきがある。また, 電荷転送トランジスタのオン抵抗に起因する RC 時定数によって送信波形がひずむ。図

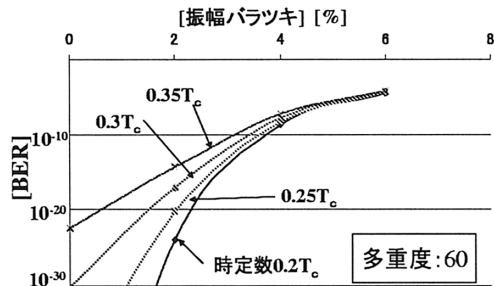


図11 振幅ばらつきと BER との関係を多重度で表現した図

Fig.11 The BER vs. signal amplitude variation for 60 simultaneous data transmission.

10は1チップ周期  $T_c$  において信号振幅のばらつきと, 時定数が  $0.2T_c$  であるときの波形ひずみの影響を表したものである。RC時定数による信号の立上り遅延を考慮したとき,  $BUS(t)$  はもはや方形波ではなく, データの周期  $T_b$  内の  $kT_c \leq t < (k+1)T_c$  [ $0 \leq k \leq 127$ ] では, 次式のようにモデル化できる。

$$BUS(t) = \sum_n \alpha_n D_n(t) [SS_n(k-1) + (SS_n(k) - SS_n(k-1)) \times \{1 - e^{-\frac{1}{R'C'}(t-kT_c)}\}] \quad (12)$$

ここで  $\alpha_n$  は, チャネル  $n$  における信号振幅ばらつき係数である。また  $SS_n(k)$  は,  $kT_c \leq t < (k+1)T_c$  における理想的な方形 SS 波である。  $k=0$  のとき,  $SS_n(k-1)$  は, その前の周期における  $k=127$  の SS の理想値が入る。また,  $R', C'$  は, 送信回路の時定数を決める抵抗とキャパシタの値である。これを式(2)に代入すると積算値の分布を求めることができる。なお, BER の計算に際してはコンピュータ内で乱数を発生させ, それらを補誤差関数を使って信号振幅のばらつきに変換している。

図11は, 3bit のデータを多重度 60 でランダムに送信した場合の受信器における BER と振幅ばらつきとの関係を時定数の関数として表したものである。振幅ばらつきは理想的な値に対する増減値である。

一般に, CMOS 集積回路におけるキャパシタンスのミスマッチは 2% 程度に抑えることができるので, 送信器の時定数を  $0.3T_c$  以下に抑えると実用上は問題ない。

#### 4.3 クロックスキューと波形ひずみ

クロックスキューと RC による送信波形ひずみとの関係について考察する。前節における振幅ばらつきと時定数に起因する BER の計算ではクロックスキュー

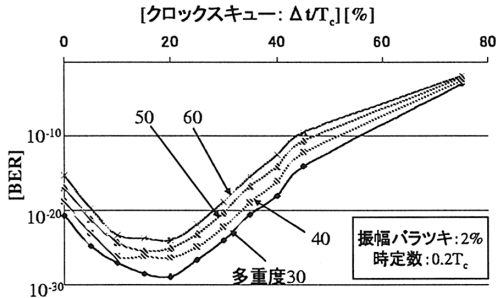


図12 振幅ばらつきと時定数を固定したときの、BERとクロックスキューの関係。多重度60の場合、クロックスキューがチップレートの30%まで許容される

Fig. 12 The BER vs. signal amplitude variation and clock-skew.

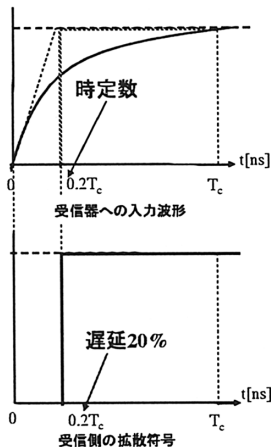


図13 波形ひずみによる擬似遅延を表現した図。出力波形は送信回路の時定数により実効的な立上りが遅れ、時定数と同じスキューで代用させることができる

Fig. 13 Pseudo delay originating from transmitted wave form.

は適当な値に設定していたが、ここではクロックスキューを変化させてBERを見積もる。以下では多重度を30~60に設定し、振幅ばらつきを上述の理由により2%にした。時定数については、回路シミュレーション結果を参考にして $0.2T_c$ として計算した。

図12に結果を示す。この図より、BERが極値をもつことがわかる。この理由について以下に考察する。

図13において、上はバス上の信号モデル、下は受信側の拡散信号モデルである。バス上の信号に時定数の立上りの遅れがあれば、それはデジタル的には時定数と同じ時間、信号が遅延しているとみなせる。受信器側ではその信号に対して遅延した拡散符号が掛け合

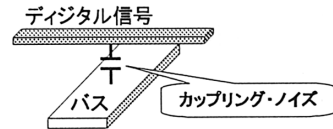


図14 静電カップリング雑音が発生するメカニズム。バス以外のデジタル線の電圧変化がノイズの原因である

Fig. 14 Generation mechanism of coupling noise.

わされるので、時定数と同じ時間だけ遅延したクロックに同期させて積算すると、最も相関が高くなる。図12において時定数と同じ遅延(20%)をかけて同期をとるとBERが低くなることがわかる。

#### 4.4 カップリングノイズ

図14はバスにかかるカップリングノイズの影響を表したものである。バスの付近にアナログまたはデジタル線があるとき、配線間に発生する電圧変化がバス電位に影響を及ぼすことが考えられる。これは不規則に起こるためノイズとみなし、BERに及ぼす影響について考察する。バスにノイズを加味すると、 $BUS(t)$ は次のように表せる。

$$BUS(t) = BUS(t) + V_{noise}(t) \quad (13)$$

ここで $V_{noise}(t)$ はカップリングノイズを示す。

このカップリングノイズは不規則に発生しかつ不規則な値をもつため、擬似的なノイズで代用する。値を不規則にもたせるため、正規乱数を発生させた。この分散 $\sigma$ を変化させて、多値最小振幅とカップリングノイズとの比を決定することができる。例えば $\sigma = 1$ ならば、多値最小振幅以下のノイズ発生確率が約68%となる。

次に発生させるタイミングであるが、これはクロックと同期して変化させた。なぜならば、カップリングノイズを想定しているのは主にデジタル線についてであり(普通アナログ線は離して設計する)、デジタル信号はクロックと同期するからである。よって同期をとり、確率的にノイズを発生させた。

図15に、カップリングノイズの発生方法の例を示す。図15(a)においては、クロックごとに3分の1の確率で正の一定値ノイズが、残りの確率で負の一定値ノイズが入る。また(b)では、クロックごとに必ず振幅変化してかつ値は分散 $\sigma$ の正規乱数をもつようなノイズである。このようにして、ノイズ振幅とタイミングを変化させたときのBERについて計算したものを以下に示す。

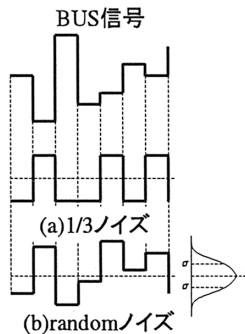


図 15 ノイズの発生方法。(a) クロックごとに一定の確率でノイズが反転する。(b) ノイズの値はランダム値をもつ

Fig. 15 Noise pattern.

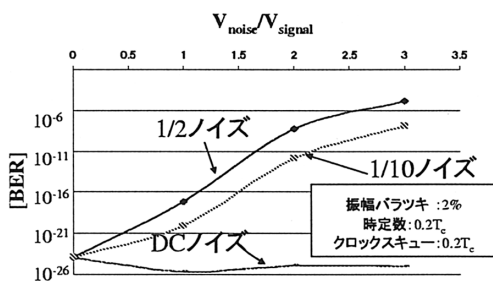


図 16 カップリングノイズによる BER. 最も多くの頻度のノイズが入っても SN 比 1 まで許容される

Fig. 16 BER vs. coupling noise (in constant probability).

図 16 は、振幅ばらつき、時定数を適切な値に設定し、スキューを時定数に対して最適化してカップリングノイズの振幅と発生タイミングを変化させたときの BER である。今回は振幅にランダム性をもたせなかった。これより、振幅が大きくなるほど BER は悪くなる傾向にあることがうかがえる。また、発生頻度が多くなるほど BER に悪影響を及ぼしていることもわかる。これより多い頻度のノイズが想定されていない理由は、クロックより多くなる要因を考えにくいからである。また、DC ノイズのとき BER に全く影響を与えないことがわかった。これは復調時にかかる拡散符号により DC ノイズが拡散されてしまうからと考えられる。SN 比 1 までのノイズが入っても実用上問題ないことがわかった。

図 17 は、振幅ばらつき、時定数、スキューを先ほどと同条件にしてカップリングノイズの振幅のみを変化させたときの BER である。ここで振幅は正規乱数に

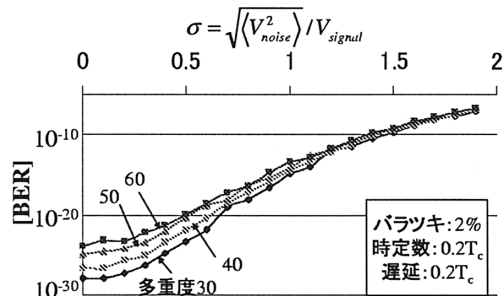


図 17 カップリングノイズによる BER (ランダムノイズ). 振幅はランダムに入っても SN 比 0.8 まで許容される

Fig. 17 BER vs. coupling noise (random noise).

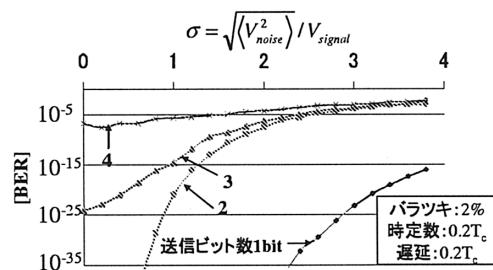


図 18 送信 bit 数とノイズに対する BER. ばらつき、時定数及びクロックスキューを固定して、ノイズを変化させたときに 3bit まで許容される

Fig. 18 BER vs. number of bit.

より確率的に決まるが、正規乱数の分散  $\sigma$  を SN 比で決めてランダム性をもたせた。タイミングは、ワーストケースを見るため 1 クロックごとに必ず振幅が変化するようにした。これより、ランダムでも振幅が大きくなるほど BER は悪くなる傾向にあることがうかがえる。SN 比 0.8 程度までのノイズが入っても実用上問題ないことがわかった。

#### 4.5 多値化の限界

以上の結果はすべて 3bit (8 値) の多値信号を前提として計算したものである。ここでは多値化の上限を検討する。多値で振幅変調を行う場合、離散数に応じて送信振幅が変わる。例えば、1bit (2 値) 送信の場合、振幅を  $\pm 60$  mV とすれば、2bit (4 値) 送信のときには、変調振幅を半分の 30 mV にしなければならない。このようにして、2bit (4 値) から 4bit (16 値) の信号を多重度 60、信号振幅ばらつき 2%、時定数  $0.2T_c$  にしてクロックスキューを時定数と最も相関が高くなるように設定し、ノイズ振幅の割合に対する BER を計算した。この結果を図 18 に示す。

図 18 から、送信 bit 数が増えると BER は急激に悪くなる。これは、一つの分布のばらつきは一樣であるが多値になると分布の数は増えるので、各分布間の間隔が狭まるからである。また、図 18 よりこの条件下における実用上の多値化の上限は 3bit であることがわかる。

## 5. む す び

本論文では 3 ビット多値 CDMA 技術について、各種の物理的現象を考慮した機能モデル式を導出し、諸現象の発生量を変化させたときの BER を計算した。その結果、チップレートの 20% の時定数の場合、送信器の素子のばらつきが約 2% まで変化しても十分実用に耐えることを確認した。送受信器間のクロックスキューについては、チップレートの約 30% までなら多重度 60 でも利用可能であることを確認した。ただし、用いる拡散符号系列は「一つおき」の制限がかかるので多重度は拡散符号系列長の半分である。また、クロックスキューと波形ひずみを同時に考慮する場合、BER は極値をもち、時定数と同じ程度の遅延をもって相関をとると BER が向上することがわかった。カップリングノイズについて、3bit 通信において発生タイミングがクロックと同じでも、SN 比 0.8 程度のノイズまでは問題なかった。多値化の限界については、今回の条件下では 3bit までであることがわかった。これらの結果は規格化されているので、あるパラメータを変化させても同様の傾向を予測することができるので非常に有用であることがいえる。

**謝辞** 本研究は日本学術振興会未来開拓学術研究推進事業研究プロジェクトの援助のもとで行われた。また、本研究に関し様々なアドバイスを頂いた琉球大学工学部情報工学科の和田知久教授と群馬大学工学部電気電子工学科弓仲康史講師に感謝致します。

## 文 献

- [1] 吉村隆治, B-K. Tan, 小川 徹, 谷口研二, “CDMA 方式を用いた有線通信インタフェース,” 信学論 (C-II), vol. J82-C-II, no. 11, pp. 631–636, Nov. 1999.
- [2] R. Yoshimura, B. K. Tan, T. Ogawa, S. Hatanaka, T. Matsuoka, and K. Taniguchi, “DS-CDMA wired bus with simple interconnection topology for parallel processing system LSI,” 2000 ISSCC, pp. 370–371, Feb. 2000.
- [3] Y. Yuminaka, K. Itoh, Y. Sasaki, T. Aoki, and T. Higuchi, “A code-division multiplexing technique for efficient data transmission in VLSI systems,” IEICE Trans. Electron., vol. E82-C, no. 9, pp. 1669–1677, Sept. 1999.
- [4] B-K. Tan, R. Yoshimura, T. Matsuoka, and K.

Taniguchi, “An efficient data transmission interface for VLSI systems using code-division multiple access technique,” 27th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC), pp. 176–179, Villach, Austria, Sept. 2001.

- [5] B-K. Tan, R. Yoshimura, T. Matsuoka, and K. Taniguchi, “A novel dynamically programmable arithmetic array (DPAA) processor for digital signal processing,” IEICE Trans. Fundamentals, vol. E84-A, no. 3, pp. 741–747, March 2001.
- [6] B-K. Tan, R. Yoshimura, T. Matsuoka, and K. Taniguchi, “Dynamically programmable parallel processor (DPPP): a novel reconfigurable architecture with simple program interface,” IEICE Trans. Inf. & Syst., vol. E84-D, no. 11, pp. 1521–1527, Nov. 2001.
- [7] H. Iwamura, R. Yoshimura, B. K. Tan, T. Matsuoka, and K. Taniguchi, “Error analysis on simultaneous data transfers in CDMA wired interface,” Extended Abstracts of International Conference on Solid State Devices and Materials, pp. 408–409, Tokyo, 2001.

(平成 14 年 5 月 16 日受付, 8 月 1 日再受付)



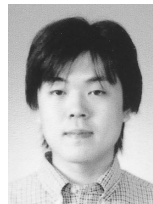
高橋 賢

平 13 阪大・工・電子卒。現在、同大大学院工学研究科博士前期課程在学中。有線 CDMA バスの研究開発に従事。



Tan Boon-Keat (正員)

平 11 阪大大学院博士前期課程了。平 13 同大大学院工学研究科博士後期課程了。同大大学院電子情報エネルギー工学専攻リサーチ・アシエイト (日本学術振興会研究員) を経て、平 13 SONY (株) 入社。現在カメラ用 LSI の設計に従事。



岩村 宏

平 12 阪大・工・電子卒。平 14 同大大学院博士前期課程了。現在、松下電器 (株)。



**松岡 俊匡**（正員）

平元阪大・工・電子卒。平3同大大学院博士前期課程了。平3シャープ(株)入社。平11阪大大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻リサーチ・アソシエイト（日本学術振興会研究員）。平12同大大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻講師。CMOS RF回路の研究に従事。工博。応用物理学会，IEEE 各会員。



**谷口 研二**（正員）

昭46阪大・工・電子卒。昭48同大大学院修士課程了。昭50東芝(株)入社。昭57より1年間マサチューセッツ工科大学客員研究員。昭61阪大工学部電子工学科助教授。平8同大大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻教授。現在までSiの酸化・拡散プロセス，半導体デバイスの物理，半導体シミュレーション技術，アナログ集積回路の研究に従事。工博。応用物理学会，電気学会，IEEE 各会員。