

# 自律学習による可変語長制御 OFDM 受信機の低消費電力化

佐々木 大地<sup>†</sup> 吉澤 真吾<sup>†</sup> 谷本 洋<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 北見工業大学 工学研究科 電気電子工学専攻

〒 090-8507 北海道北見市公園町 165 番地

**あらまし** 本稿では、OFDM 方式ベースバンド受信機においてサブキャリア毎の受信 SNR に基づいて語長を動的に変制御する手法を提案し、OFDM 受信機で用いられる FFT プロセッサの消費電力評価結果を報告する。パケット受信成功回数を基準とした語長選択を行う従来手法では、マルチパスフェージング環境で時間変動する伝搬路に対する語長追従動作が遅いため、通信特性が劣化する問題があった。提案手法では復調可能な最小語長を自動で決定し、サブキャリア SNR 最小値情報に基づいて語長選択を行い、追従性の問題を解決している。提案手法の通信特性や消費電力評価を行った結果、提案手法は固定長と同等の通信特性を維持し、QPSK, 16QAM 復調において消費電力をそれぞれ 32%, 22%削減する成果が得られた。

**キーワード** 可変語長, 低消費電力, OFDM

## A Low Power Variable Wordlength Control OFDM Receiver Based on Autonomy Learning

Daichi SASAKI<sup>†</sup>, Shingo YOSHIZAWA<sup>†</sup>, and Hiroshi TANIMOTO<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Engineering, Kitami Institute of Technology

165, Koen-cho, Kitami, Hokkaido, 090-8507 Japan

**Abstract** In this paper, we propose a dynamic variable wordlength control method using subcarrier received SNRs for OFDM baseband receivers and report the results of power consumption evaluation in a FFT processor. The conventional method that performs wordlength selection based on the number of successful packet receptions tends to be slow in wordlength tracking operation and degrade communication performance in time-variable multipath fading environments. The proposed method performs wordlength selection using minimum value information of subcarrier SNRs and solves the problem of tracking operation. In the results of evaluating communication performance and power consumption, the proposed method provided the same communication performance as the use of fixed-wordlength and reduced power consumption by 32% and 22% for QPSK and 16QAM demodulations.

**Key words** Variable Wordlength, Low Power, OFDM

### 1. ま え が き

近年の無線通信では伝送速度を拡大できる OFDM [1] 技術が採用されており、携帯電話、無線 LAN システム、デジタル放送などで実用化されている。しかし OFDM 技術は多数の信号処理を必要とし、現在の LSI 技術において消費電力を増加させている。ディジタル処理部のハードウェアにおいて演算精度を表す語長は、消費電力や回路規模に影響を与え、受信信号をディジタル復調する際の最適な語長は通信環境や処理性能に依存している。無線通信端末の長時間駆動を実現させるため、ディジタル処理部のハードウェアに可変語長を適用することで低消費電力を実現させる手法が発表されている [2], [3], [4].

従来の可変語長手法では、パケット受信成功回数を基準とし、1 ビットずつ語長制御を行っていたが、マルチパスフェージング環境で時間変化する伝送路に対するパケット誤り率の追従性に問題があった。

この問題の解決策として、本研究では演算語長を最大語長と最小語長の 2 つのみにし、語長選択基準をパケット毎に計算するサブキャリア SNR とすることで語長選択速度を向上させ、パケット誤り率特性の追従性を改善し、消費電力を従来手法より削減した。また、受信信号電力によってそれぞれ復調可能な最小語長を自律的に決定できるようにした。提案手法・従来手法ともに無線 LAN 規格である IEEE802.11a [5] に準拠してシミュレーションを行った。

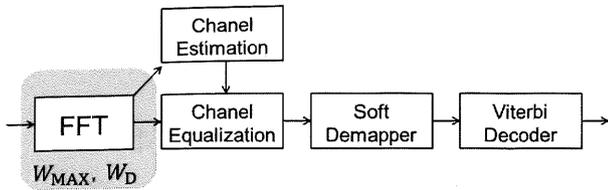


図1 OFDM 受信機の構成

本論文の構成は以下の通りである。第2章で可変語長を適用した OFDM 受信機の構成, 第3章で従来手法, 第4章で提案手法について述べる。第5章では提案手法と従来手法の性能評価について述べ, 最後に第6章でまとめとする。

## 2. 可変語長を適用した OFDM 受信機構成

信号のダイナミックレンジは通信環境によって異なり, 最適な語長は通信環境によって決まる。マルチパスの影響が小さいと低演算精度でデジタル復調は可能であるが, マルチパスの影響が強いと高演算精度が必要となる。デジタル信号処理回路のハードウェア設計段階では, 無線通信端末の受信環境がどのような環境でも十分復調できるようにするため, 浮動小数演算と同等のビット誤りやパケット誤り特性を維持できる固定小数点演算の精度を決定していた。これはハードウェアの面積を小さくし, 消費電力を削減するために浮動小数点演算ではなく固定小数点演算で設計するからである。可変語長をデジタル処理回路に適用すると, 演算精度を動的に変更することで, さらなる電力の削減が可能であり, 無線通信端末の低消費電力化が期待できる。

図1に可変語長 OFDM 受信機の一部構成を示す。OFDM 受信機は, 高速フーリエ変換器, チャンネル推定器, チャンネル等化器, 軟判定器, ビタビ復号器から構成されている。チャンネル推定器は受信したロングトレーニング部と, 既知のロングトレーニングを比較して伝送路特性を推定する。チャンネル等化器は推定された伝送路特性を用いて同期検波を行う。軟判定器では I チャンネル, Q チャンネルごとに信号成分の判定を行う。ビタビ復号器では, 誤り訂正符号の復号を行う。本研究では OFDM 受信機の FFT プロセッサのみに可変語長を適用し, シミュレーションを行った。

図2に IEEE802.11a の OFDM フレームフォーマットを示す。プリアンブルは常に  $W_{MAX}$  でチャンネル推定を行う。可変語長手法により語長選択方式は異なるが, データシンボル部は FFT プロセッサにおいて  $W_{MAX}$  か  $W_D$  が選択され処理を行う。 $W_D$  は最大語長  $W_{MAX}$  よりも短い語長である。

受信した信号を時間領域から周波数領域の情報に変換処理を行う FFT プロセッサは, デジタル信号処理回路において, 最も重要な役割を持つ。本研究では図3に示した R2SDF (Radix-2 Single-path Delay Feedback) パイプライン FFT プロセッサを用いた。R2SDF はバタフライ演算器, FIFO メモリ, 複素乗算器で構成されている。R2SDF はバタフライ演算器から出力されたデータを FIFO を経由し, バタフライ演算器の入力に戻している。

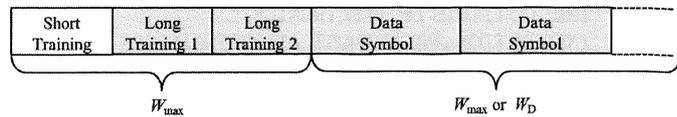


図2 パケットの構成

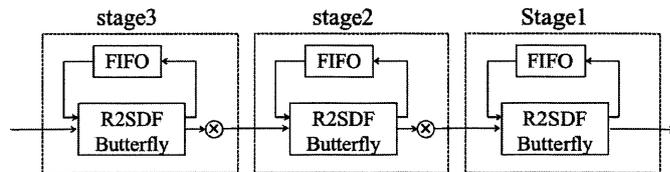


図3 R2SDF 型 FFT プロセッサの構成

## 3. 従来手法

従来手法である ARF (Auto Rate Fullback) [3], [6] を用いた可変語長手法を説明する。図4に ARF を用いた可変語長を示す。従来手法ではパケット受信時の誤り検出を利用する。MAC 層の FCS (Frame Check Sequence) にてパケットが正しく受信されたかを調べることで誤り検出が行われている。パケット受信の連続成功・失敗回数を記録し, 所望の成功・失敗回数に達した場合のみ次のパケットからデータシンボル部の語長を1ビット増減させることで可変制御している。

また, ARF が保証できる PER (Packet Error Rate) は以下で求める。

$$Assured\ PER = 0 \times P_S + \frac{1}{S+1} \times P_F = \frac{1}{2(S+1)} \quad (1)$$

$S$  はパケットの連続受信成功回数,  $P_S$  はパケットが正常に受信される確率,  $P_F$  は次のパケット以降が受信失敗する確率である。例えば, 10回連続したパケットを受信したときの保証する PER を計算する。11回目のパケットが受信成功した場合は, PER は0である。そうでなければ, 受信失敗したパケットを含め, 1/11となる。通信条件が最悪の時, 次のパケットが受信成功, 失敗する確率はそれぞれ1/2なので, 保証できる PER は1/22となる。PER=10<sup>-3</sup>を得るには  $S$  は499となるため, ARF を用いた可変語長手法では, 低いパケット誤り率を得るために, 復調に十分な演算精度であっても  $S$  回達成するまでは語長選択することができない。

## 4. 提案手法

### 4.1 語長変化の影響

図5に  $W_{max}$  と  $W_{min}$  でデータシンボル復調時の SNR を示す。 $W_{min}$  復調時では  $W_{max}$  復調時の伝搬路雑音に加え, 語長を小さくしたときの量子化誤差が加わる。最小 SNR を持つサブキャリアに対して誤りなくデジタル復調できれば, ほかのサブキャリアでも同様であることを利用して,  $W_{min}$  が  $W_{max}$  と同じパケット誤り特性を維持できるサブキャリア SNR しきい値を探索する。

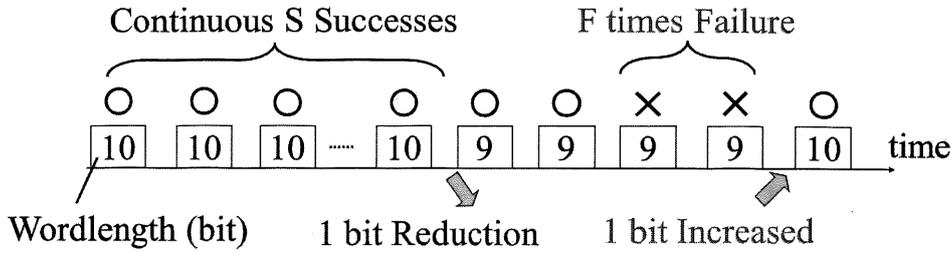


図4 ARFを用いた可変語長

#### 4.2 学習モード

学習モードでは  $W_{\min}$  の選択と  $W_{\max}$  と  $W_{\min}$  を切り替える基準となるしきい値 SNR を決定している. 図6に学習モード時の動作を示す. まず, データシンボルを  $W_{\max}$  と  $W_{\max}$  よりも小さい複数の語長で復調を行う. パケット誤りの判断は従来手法と同じ MAC 層の FCS を用いて行うが,  $W_{\max}$  と  $W_{\min}$  で復調したそれぞれのデータで FCS を行っている. 表1に示すように全パケットの受信可否の記録を行う.  $\circ$  は復調可能を意味し, 最小語長の最小サブキャリア SNR を記録する.  $\times$  は復調失敗を意味し, 自律モードにおいて最大語長を選択する. サブキャリア SNR は以下のように求める.

$$SNR = 20 \log_{10} \frac{|h(f)|}{|n(f)|} \quad (2)$$

$h(f)$  は伝搬路特性,  $n(f)$  は付加雑音である. 所望の繰り返し回数  $N$  回に達したら, 固定語長と各語長における FFT プロセッサの消費電力を求める.

$$P_{\text{total}}(k) = \frac{N_{\max}P(W_{\max}) + N_{\min}P(W_k)}{N} \quad (3)$$

$P_{\text{total}}(k)$  は最大語長と各語長の FFT プロセッサの消費電力,  $k$  はビット数,  $N$  は学習モード時のパケット総数,  $N_{\max}$  は最大語長の選択回数,  $N_{\min}$  は最小語長の選択回数,  $P(W_{\max})$  は最大語長選択時の FFT プロセッサの消費電力,  $W_k$  は最小語長候補,  $P(W_k)$  は各語長選択時の FFT プロセッサの消費電力である. CMOS プロセス 90 nm での FFT プロセッサの各語長の消費電力を表2に示す. 消費電力が最も低い  $W_{\max}$  との組み合わせの語長を  $W_{\min}$  とする.

$$W_{\min} = \arg \min [P_{\text{total}}(k)] \quad (4)$$

$W_{\min}$  候補 4-7 bit で学習モードを行った場合, 表1のようなパケット誤り情報になったとする. 各語長の  $P_{\text{total}}$  は 17.99, 16.34, 15.24, 15.44(mW) となり,  $W_{\max}$  との組み合わせで最も消費電力が低い 6 bit が  $W_{\min}$  となる.

次にしきい値 SNR を求める. 記録された  $W_{\min}$  の最小サブキャリア SNR の中での最小値をしきい値 SNR とし, 動作を終了する.

#### 4.3 自律モード

図7に語長選択動作を示す. 自律モードではロングプリアンプルから求めた最小サブキャリア SNR としきい値を比較し, しきい値よりも小さい場合は  $W_{\max}$ , 大きい場合は  $W_{\min}$  で復調する.

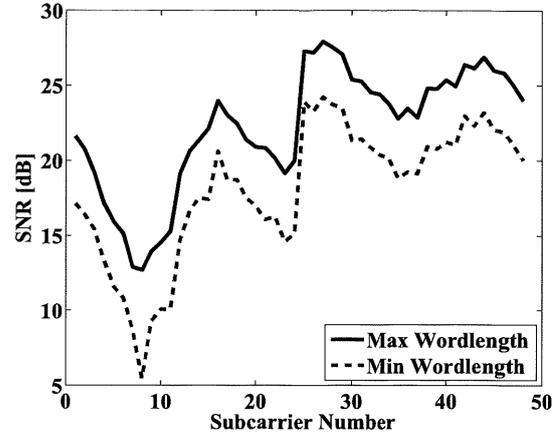


図5 語長変化の影響

表1 学習モード時におけるパケット誤り情報

$W_{\max}$	$W_4$	$W_5$	$W_6$	$W_7$
$\circ$	$\circ$	$\circ$	$\circ$	$\circ$
$\circ$	$\times$	$\circ$	$\circ$	$\circ$
$\circ$	$\times$	$\times$	$\circ$	$\circ$
$\circ$	$\circ$	$\circ$	$\circ$	$\circ$
$\circ$	$\times$	$\times$	$\times$	$\circ$
$\circ$	$\times$	$\times$	$\circ$	$\circ$
$\circ$	$\times$	$\circ$	$\circ$	$\circ$

表2 各語長における FFT プロセッサの消費電力

語長	消費電力 (mW)
12 bit	20.27
11 bit	19.30
10 bit	18.40
9 bit	17.47
8 bit	16.44
7 bit	15.44
6 bit	14.40
5 bit	13.40
4 bit	12.29

## 5. 評価

提案手法が従来手法より優れたマルチパス環境時の追従性と消費電力削減の改善効果を調べるために,  $W_{\max}$  のみで復調した場合に対する提案手法と従来手法の特性比較のシミュレー

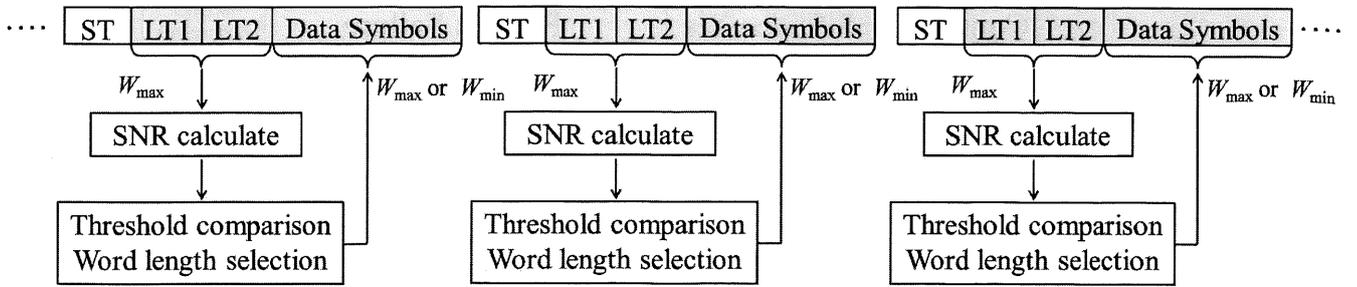


図 7 自律モードでの語長選択動作

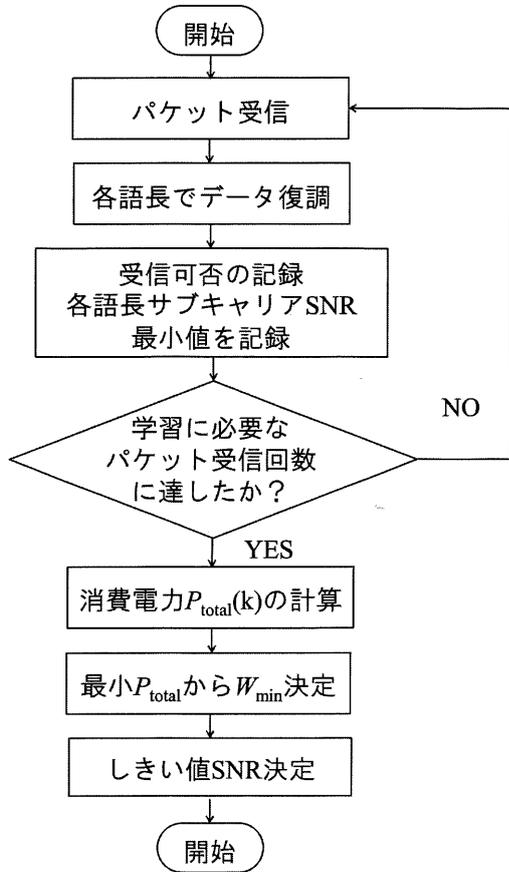


図 6 学習モードの動作

シジョンを行った。表 3 にシミュレーション条件を示す。また、従来手法、提案手法の FFT プロセッサでの消費電力見積もりは以下の式で与えられる。

$$P_{\text{ARF}} = \frac{\sum_{n=1}^N P(W_{\text{ARF}}(n))}{N} \quad (5)$$

$$P_{\text{SNR}} = \frac{\sum_{n=1}^N P(W_{\text{SNR}}(n))}{N} = \frac{N_{\text{max}}P(W_{\text{max}}) + N_{\text{min}}P(W_{\text{min}})}{N} \quad (6)$$

$n$  はパケット番号、 $N$  はパケット総数、 $P(\cdot)$  は各語長に対する FFT プロセッサの消費電力、 $W_{\text{ARF}}(\cdot)$  は各パケットにおけ

る従来手法が選択した語長、 $W_{\text{SNR}}(\cdot)$  は各パケットにおける提案手法が選択した語長、 $P(W_{\text{min}})$  は最小語長選択時の FFT プロセッサの消費電力である。図 8, 図 9 は QPSK, 16QAM 復調時における語長変動特性を示している。従来手法は語長を変化するのに多くのパケット受信を要するのに対し、提案手法はパケット単位で最大語長と最小語長を切り替えている。図 10 は QPSK, 16QAM 復調時の語長平均を示している。 $E_b/N_0$  が悪くても通信環境が良い場合があり、提案手法はパケット単位で可変語長できるので、従来手法より語長選択平均が下がる。

### 5.1 QPSK 変調特性評価

図 11, にマルチパスフェージング環境における  $W_{\text{max}}$  固定時に対する各可変語長手法のパケット誤り率特性を示す。図 12 に  $W_{\text{max}}$  固定時に対するにおける各可変語長手法における FFT プロセッサでの消費電力評価を示す。図 11 より、提案手法は、 $W_{\text{max}}$  固定時と同等の PER 特性を示していることがわかる。ARF 手法連続成功回数 100 回では PER 特性が大きく劣化する。連続成功回数 1,000 回の際は良好であるが、図 12 より、ARF 手法は提案手法より消費電力の低下が少ないことがわかる。QPSK において、提案手法は最大 32%、ARF 手法は 13%の消費電力を削減できた。

### 5.2 16QAM 変調特性評価

図 13 にマルチパスフェージング環境における  $W_{\text{max}}$  固定時に対する各可変語長手法のパケット誤り率特性を示す。図 14 に  $W_{\text{max}}$  固定時に対するにおける各可変語長手法における FFT プロセッサでの消費電力評価を示す。図 13 より、提案手法は、 $W_{\text{max}}$  固定時とほぼ同等の PER 特性を示していることがわかる。従来手法では連続成功回数 100 回, 1000 回どちらの場合も PER 特性が劣化していることがわかる。図 14 より、16QAM では、提案手法は最大 22%、ARF 手法では 21%の消費電力を削減であった。16QAM では消費電力の削減最大値はどちらも変わらなかったが、提案手法はパケット毎に語長選択できているので、 $E_b/N_0$  が小さい段階で消費電力削減することができる。ことがわかる。

## 6. まとめ

本研究では、可変語長をデジタル処理部の FFT プロセッサに適用し、パケットの受信 SNR を基準とした手法を提案した。従来手法は固定語長より PER 特性が劣る場合がある短所があったが、提案手法は固定語長と同等の PER 特性を維持し

表3 シミュレーション条件

変調方式	QPSK, 16QAM
Coding Rates	1/2
OFDM シンボル	10
パケット数	$10^4$ - $10^5$
語長	$W_{max} = 12$ bit $W_{min} = 4$ -10 bit
ARF 動作条件	連続受信成功回数 $S = 100 / 1,000$ 回
チャンネルモデル	マルチパスフェージング
平均遅延スプレッド	50 ns

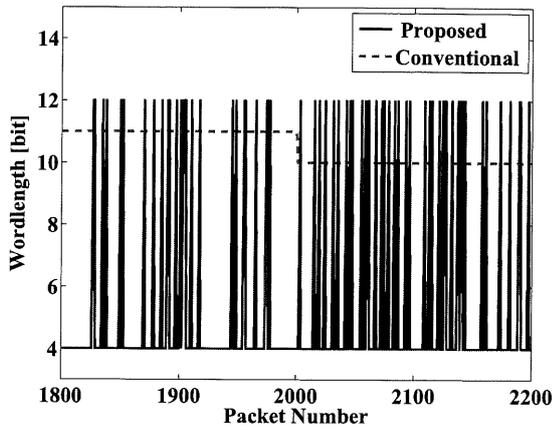


図8 QPSK 復調における語長変動特性

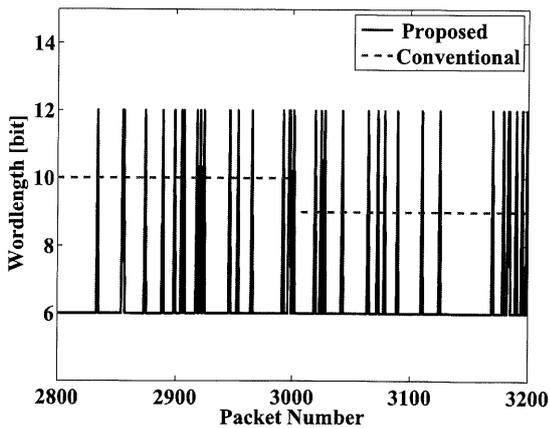


図9 16QAM 復調における語長変動特性

ている。消費電力特性では多くの条件において提案手法が従来手法より消費電力を削減することができ、提案手法は固定語長に対し、QPSK, 16QAM 復調において消費電力を最大 32%, 22%削減することができた。

文 献

[1] J. Heiskala, J. Terry, "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide, Sams, Indianapolis," IN, USA, 2001.  
 [2] Shingo Yoshizawa, Yoshikazu Miyana, "A Low Power OFDM Receiver Using Variable Wordlength Control According to Communication Quality," IEICE, A-20-5, Mar 2007.

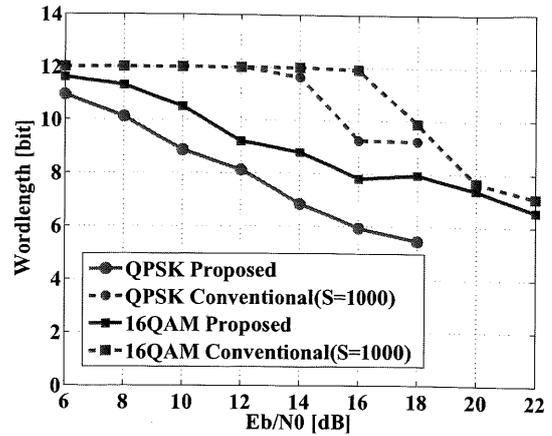


図10 各変調方式での選択語長平均

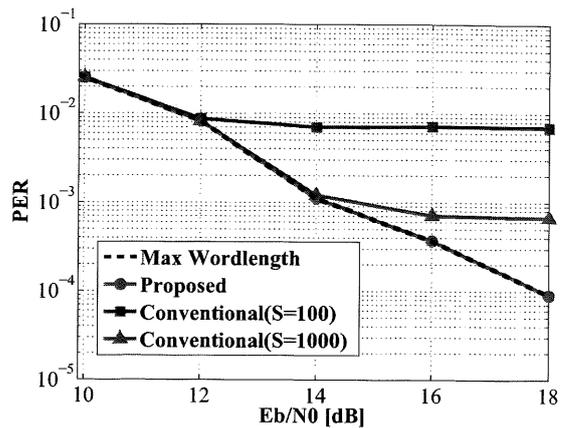


図11 QPSK パケット誤り率特性

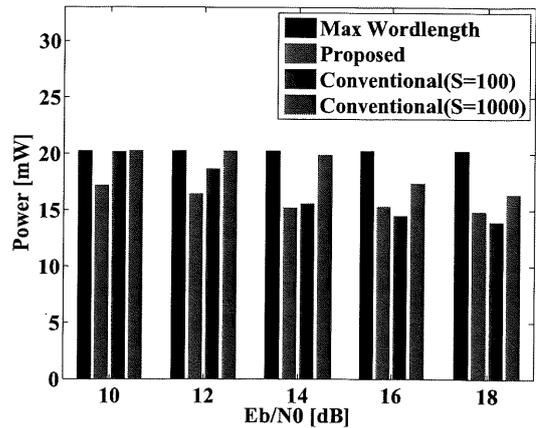


図12 QPSK 消費電力評価

[3] Shingo Yoshizawa, Yoshikazu Miyana, "Use of a Variable Wordlength Technique in an OFDM Receiver to Reduce Energy Dissipation," IEEE Transactions on Circuit and Systems-I:Regular Paper, Vol.55, No.9, pp.2848-2859, Oct. 2008.  
 [4] Jaeseong Kim, Shingo Yoshizawa, Yoshikazu Miyana, "Variable Wordlength Soft-Decision Viterbi Decoder for Power-Efficient Wireless LAN," Integration, the VLSI Journal, Vol.45 Issue 2, pp.132-140, Feb. 2012.  
 [5] IEEE Std 802.11a-1999 "High-speed Physical Layer in the

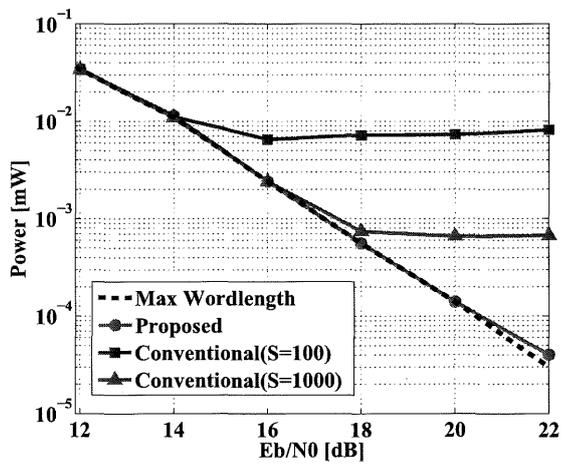


図 13 16QAM パケット誤り率特性

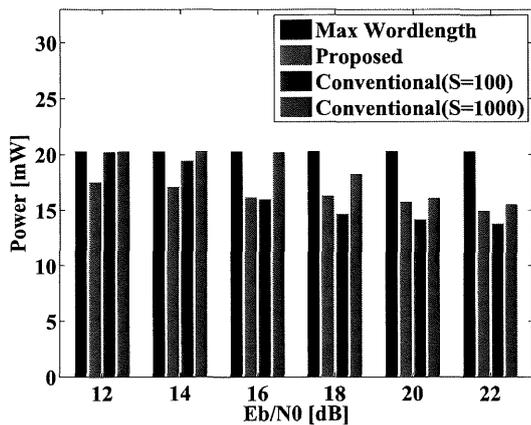


図 14 16QAM 消費電力評価

5 GHz Band,” Feb. 2009.

- [6] A. Kamerman and L. Monteban, WaveLAN II “a high performance wireless LAN for the unlicensed band,” Bell Labs Technical Journal, pp. 118–133, Sum. 1997.
- [7] E. Wold and Alvin M. Despain, “Pipeline and parallel-pipeline FFT processor for VLSI implementations,” IEEE Trans. Comput., vol c-33, no. 5, pp.414–426, May 1984.
- [8] S. He and M. Torkelson, “A new approach to pipeline FFT processor,” IPPS 1996, pp.776–770, April 1996.