

広帯域移動体無線通信方式の周波数・電力利用効率に関する研究

落 合 秀 樹 横浜国立大学大学院工学研究院助手

1 研究目的

電力増幅器 (PA) の効率は、無線通信システムにおいて重要な要素の一つであり、特にバッテリーで作動する携帯端末などにおいては、PA の効率が電池の持続時間に大きな影響を与える。一般に、PA における供給電力の無線信号電力への変換効率は、送信信号のダイナミックレンジと密接な関係があり、ダイナミックレンジの小さい、つまり時間信号波形の瞬時電力変動が少ない信号ほど、非線形ではあるが変換効率の高い B 級や C 級増幅回路の適用が可能となる。このような背景から、第 2 世代携帯電話においては、包絡線変動の少ない線形変調方式である $\pi/4$ -QPSK 方式や定包絡線変調である GMSK 方式が採用されている。

一方で、通信データの大容量化に伴い、無線通信システムにおける周波数帯域の高利用効率化が重要課題となり、最近では多値の線形変調である M -QAM 方式や、周波数利用効率に優れ、周波数選択性のフェーディングに強い OFDM 方式が主力となりつつある。しかしながら、これらの方式は、いずれもダイナミックレンジが大きい。特に OFDM 方式は、その信号がランダムな位相に変調された複数のキャリアから構成されるため、中心極限定理によりその波形の振舞はガウス状となり、結果としてダイナミックレンジが極めて大きな値をとる確率が少なからず発生する。ただし、線形変調を用いたシングルキャリア方式においても、帯域制限フィルタからの出力信号には変動が発生し、特にフィルタのロールオフ率 α が小さくなるとダイナミックレンジも大きくなる。

そこで本研究では、周波数帯域が制限されたこれらの無線変調信号について、電力利用効率の観点から評価を行った。実際には、非線形増幅の影響は、入力信号の信号波形や帯域幅等の特性のみでなく、利用する PA の AM/AM 特性や周波数 (記憶) 特性、プレディストーションなどに依存するため、これらを一般化して評価することは困難である。従って本研究では、PA として理想的な A 級増幅特性を仮定し、入力信号波形の一次統計、つまり瞬時電力の確率分布のみに着目して、歪み成分と出力バックオフ (OBO) のトレードオフ関係を導出することにより、ベースバンド信号における電力利用効率の比較を行った。

2 解析システムモデルおよび評価基準

送信信号

本研究では、以下の 2 つの変調方式について比較を行った。

・線形変調 (シングルキャリア)

線形変調されたシングルキャリアの複素ベースバンド信号は、以下のように表現できる。

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(t-nT) d_n$$

ここで、 T はシンボル長 (ナイキスト間隔) であり、 $h(t)$ はパルス整形フィルタのインパルス応答であり、本報告ではロールオフ率 α のルートコサイン (Square-Root Raised-Cosine) フィルタを用いる。また、 d_n は n 番目の複素データである。ロールオフ率 α のシングルキャリア信号の帯域は、 $1+\alpha$ 倍となり、従って帯域当たりの伝送レートは $\frac{1}{1+\alpha}$ 倍となる。

・OFDM 信号

帯域制限された OFDM 信号として、以下のような信号を考える。

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w(t-nT_s) \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} (t-nT_s)}$$

ここで N はキャリア数であり、 $w(t)$ はスペクトルのサイドローブを抑える窓関数である。また、 T_s は OFDM の（ガード区間を含んだ）シンボル長に対応し、ガード区間を除いた有効シンボル長は $T_u = NT$ で与えられる。（ T はシングルキャリアのシンボル長に相当する。）シングルキャリアと同様に、 $d_{n,k}$ は n 番目の OFDM シンボルの k 番目のサブキャリアの複素データを示す。本報告では、ガード区間の挿入による効率の劣化を考慮しないものとする。また、窓関数としては、次式で表されるロールオフ率 β の Raised-Cosine 関数を用いる^[1]。

$$w(t) = \begin{cases} 0, & t \leq -\beta T_u \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 - \cos \frac{\pi}{\beta T_u} (t + \beta T_u) \right\}, & -\beta T_u < t < 0 \\ 1, & 0 \leq t \leq T_u \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi}{\beta T_u} (t - T_u) \right\}, & T_u < t < (1 + \beta) T_u \\ 0, & t \geq (1 + \beta) T_u \end{cases}$$

ガード区間を無視すると、 $T_s = (1 + \beta) T_u$ であり、よって窓関数の導入による伝送レートの劣化率は $\frac{1}{1 + \beta}$ となる。

OFDM 信号へのクリッピングの適用

ピーク低減手法を適用しなければ、OFDM 信号の線形増幅に伴う PA の効率は極めて低い。従って、高電力効率が求められる環境への OFDM 方式の適用には、ピーク低減技術が重要な役割を担う。これまでにさまざまな手法が提案されているが、それらのうち最も簡単で効果的と考えられるのが、オーバーサンプルしたベースバンド OFDM 信号の振幅をクリップし、フィルタリングにより帯域制限を行う方法である^[2,3,4]。ただし、フィルタリングは、帯域制限したシングルキャリア信号と同様に、ピーク変動の再発を引き起こすため、フィルタ後の信号波形を評価しなければならない点に注意が必要である。また、クリッピングは非線形処理であるため、歪みを発生する。この歪み成分を雑音とみなす場合には、特性の劣化が必須となるため、信号対歪み比（SDR, Signal-to-Distortion Ratio）がシステムの動作 SN 比を下回らないよう注意する必要がある。

本報告では、文献^[4]に示した矩形フィルタを用いるクリッピング手法を採用し、またクリッピングのレベルを表すパラメータであるクリッピング比（CR, clipping ratio） γ を以下で定義する^[4]。

$$\gamma = \frac{A_{max}}{\sqrt{\hat{P}_{in}}} \quad (1)$$

ここで、 A_{max} はクリップされるまでの複素振幅の上限を表し、 $\hat{P}_{in}$ はクリッピング前の入力信号の平均電力を表す。なお、 $\gamma = 0$ はリミッタ（hard envelope limiter）により（フィルタ前において）定包絡線とされた信号を表すこととする。図 1 に、文献^[4]に従い導出したクリッピング比と平均 SDR の関係を示す。

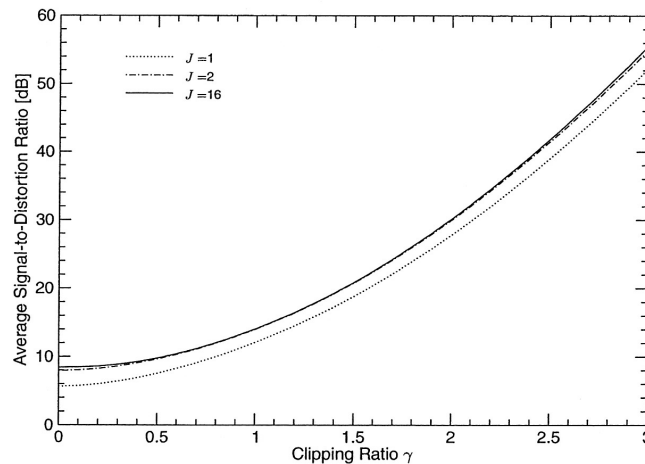


図 1：平均信号対歪み比（SDR）とクリッピング比の関係

（キャリア数 $N = 64$ として計算。また、 J はクリップ前の OFDM 信号のオーバーサンプル率を表す。）

なお、SDR による評価は、誤り訂正符号の適用を仮定している。無符号化の場合は、SDR が有限である限り、エラーフロア現象の要因となる。

瞬時電力に基づいた評価基準

信号変動の評価については、ピーク対平均電力比（PAR: Peak-to-Average Power Ratio）が一般に広く用いられる。PAR による評価は、ダイナミックレンジの上界に相当し、歪みを全く発生させないために必要な増幅器のバックオフに対する指針を与えるという意味で重要であるが、一般にピーク電力の発生する確率は極めて小さいため、PAR での評価には実用的なインパクトが小さい。従って本研究では、PAR 値ではなく瞬時電力の分布に基づいて評価を行った。

以下では、複素ベースバンド信号 $s(t)$ を定常な確率過程とみなし、その瞬時電力を $p \triangleq |s(t)|^2$ と表記する。また、 $f(p)$ を確率過程 p の確率密度関数（pdf）とする。

平均（入力）電力は

$$P_{in} = E[p] = \int_0^\infty p f(p) dp$$

で与えられる。以下では、 $P_{in} = 1$ となるように $f(p)$ が正規化されていると仮定する。今、AM/AM 特性が $Gg(p)$ で表される（ただし、定数 $G \gg 1$ は増幅器のゲインとする）PA に信号を入力する。ここで、 $g(p)$ は

$$g(p) \leq p \quad \text{for } 0 < p < \infty \quad (2)$$

を満たすと仮定し、以下のように上限が与えられるとする。

$$\max_{0 < p < \infty} g(p) \leq p_{max}$$

従って、PA の出力における飽和瞬時電力は Gp_{max} となる。

また、 $f(p)$ および $g(p)$ を $p > 0$ において積分可能であるとする、平均出力電力は次式で与えられる。

$$P_{out} = E[Gg(p)] = \int_0^\infty Gg(p)f(p) dp$$

また、式(2)より $P_{out} \leq GP_{in}$ である。以下、 P_{out} をゲイン G で正規化した値を $\bar{P}_{out}$ とする。つまり、

$$\bar{P}_{out} \triangleq \frac{P_{out}}{G} = \int_0^\infty g(p)f(p) dp \quad (3)$$

である。

また、簡単のため、本報告では歪み成分は理想線形増幅器の出力信号と実際の出力信号との差で定義する。つまり、

$$P_d \triangleq GP_{in} - P_{out}$$

である。さらに、 P_d と理想出力信号との電力の比を平均歪み電力比（ADPR, average distortion power ratio）と呼び、次式のように定義する。

$$\text{ADPR} \triangleq \frac{P_d}{GP_{in}} = 1 - \frac{P_{out}}{GP_{in}} = 1 - \bar{P}_{out} \quad (4)$$

PA の効率に直接影響を与えるパラメータは出力バックオフ（OBO, output back-off）であり、一般に次式で定義される。

$$\text{OBO} \triangleq \frac{Gp_{max}}{P_{out}} = \frac{p_{max}}{\bar{P}_{out}} \quad (5)$$

一例として、飽和点 Gp_{max} まで理想的な線形特性を持つ A 級増幅器の平均効率（ドレイン効率）は、次式で表現される^[5]

$$\eta_A = 50 \times \frac{1}{\text{OBO}} \quad [\%]$$

OBO が大きくなるほど、PA の利用効率は小さくなるが、歪み成分も小さくなる。一般に、利用効率（OBO）と歪み成分（ADPR）とはトレードオフの関係があり、本研究では、この OBO と ADPR の関係（OBO-ADPR 特性）に着目し、ベースバンド信号の正規化された瞬時電力の分布 $f(p)$ および増幅器の特性 $g(p)$ が与えられたときのこれらの関係を調べることで、各変調方式の電力利用効率を比較する。特に以下では、簡単なた

め、 $g(p)$ の特性として包絡線リミッタ (soft envelope limiter) について考える。

理想的なりミッタを用いた場合

増幅器のモデルとして、飽和瞬時電力まで線形な特性を持つ理想的なりミッタを用いた場合、 $g(p)$ は次式で与えられる。

$$g(p) = \begin{cases} p_{\max}, & p > p_{\max} \\ p, & p \leq p_{\max} \end{cases}$$

これを式(3)へ代入すると、

$$\bar{P}_{out} = \int_0^{p_{\max}} pf(p) dp + p_{\max} \int_{p_{\max}}^{\infty} f(p) dp$$

となり、次式のように簡略に表現できる。

$$\bar{P}_{out} = \int_0^{p_{\max}} F^c(p) dp \quad (6)$$

ここで、 $F^c(p)$ は瞬時電力 p の累積分布補関数 (ccdf, complementary cumulative distribution function) である。つまり、閾値 p_0 に対し

$$F^c(p_0) \triangleq \int_{p_0}^{\infty} f(p) dp = \Pr[p > p_0]$$

と表現される。

従って、理想的なりミッタモデルを考慮した場合、シミュレーションもしくは数値・理論解析的に信号電力の確率分布が求められれば、 $p_{\max}$ に対して式(6)および(4)により $\bar{P}_{out}$ と ADPR が求められ、さらに式(5)より対応する OBO-ADPR 特性を算出することができる。

複素ガウス信号の例

OFDM の場合、サブキャリア数が大きくなると、そのベースバンド信号の分布は複素ガウス過程の分布に近くなる。複素ガウス信号の瞬時電力は、次式の指数分布に従う。

$$F^c(p) = e^{-p}$$

従って式(6)、(5)、および(4)より、ガウス信号の OBO と ADPR の関係は次式のように表される。

$$\text{OBO} = -\frac{\ln \text{ADPR}}{1 - \text{ADPR}} \quad (7)$$

3 解析結果

導出した OBO と ADPR の関係を以下に示す。なお、必要な瞬時電力 p の一次統計量 $F^c(p)$ は、計算機によるシミュレーションにより発生させたヒストグラムをもとに計算した。また、ナイキスト・サンプリング間隔 T の 8 倍にオーバーサンプルしたデータを評価に用いており、フィルタのインパルス応答の長さは、打ちきりによる誤差の影響が十分小さくなるように設定した。

なお、本研究では、(バンドパスではなく) ベースバンド信号における非線形特性を扱っているため、実際の無線周波数帯域における搬送波の非線形増幅に起因する高調波歪みの影響は考慮していない。

シングルキャリア信号の比較

図 2 に、ロールオフ率を $\alpha = 0.25$ としたルートコサインフィルタ後のシングルキャリア信号の OBO-ADPR 特性を示す。図中では、QPSK、 $\pi/4$ -シフト QPSK、正方形タイプの 16、64QAM、およびクロスタイプの 32QAM、128QAM についての結果を示している。また、参考としてガウス信号の場合の理論式(7)についても示している。

特性グラフは、横軸は OBO を示しており、縦軸は歪みの比 (ADPR) を表している。従って、右にいくほど電力の利用効率が低くなり、また下にいくほどリミッタ増幅器による非線形歪みの影響が小さくなる。

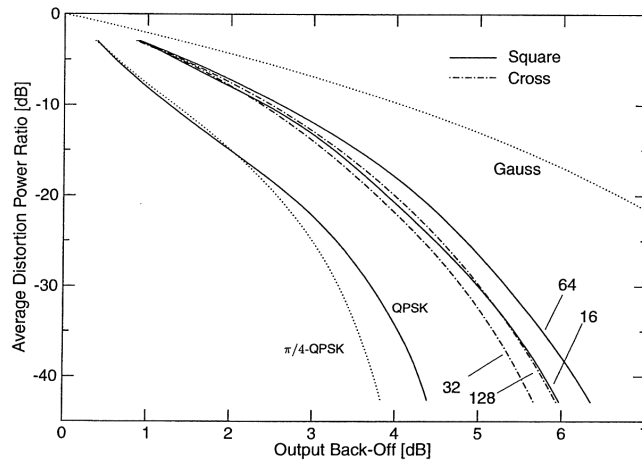


図 2：シングルキャリア信号の OBO-ADPR 特性の比較 ($\alpha = 0.25$)

図より，以下のことが明らかである。

- ・歪みが小さい領域では， $\pi/4$ シフト QPSK の方が QPSK より優れており， $\text{ADPR} \leq -30\text{dB}$ の領域においては 0.5dB 程度の差が見られる
 - ・一般に信号点の数が大きくなると，フィルタの有無に関わらず PAR は大きくなるが，その影響はフィルタ後にも見られる。またフィルタ前の QAM 信号点の PAR については，一般に正方形よりクロスタイプの方が小さいが，フィルタ後についてもやはりクロスタイプの方が電力利用効率の点では優れている
- また，ガウス状の信号が極めて電力利用効率が高いことも明らかである。

OFDM 信号に対するクリッピング適用の効果

次に，OFDM 信号およびクリッピングによるピーク電力低減手法の適用効果について考察する。なお，OFDM 信号については，ロールオフ率 $\beta = 0.125$ の窓関数を用いている。OFDM 信号は，ピーク低減を行わなければ，その OBO-ADPR 特性は式(7)とほぼ一致し，図 2 に示したように，電力効率が極めて低い。一方，クリッピングを適用すると，その特性はクリッピング比に大きく依存する。そこで，ADPR を固定し，クリッピング比を変化させた場合の OBO の関係を図 3 に示す。本図より，ADPR および OBO が与えられた場合に，クリッピング比をどれほどに設定したらよいか，または，図 1 に従って設定した許容クリッピング比がどのだけの利用効率となるかを見積もることが可能である。

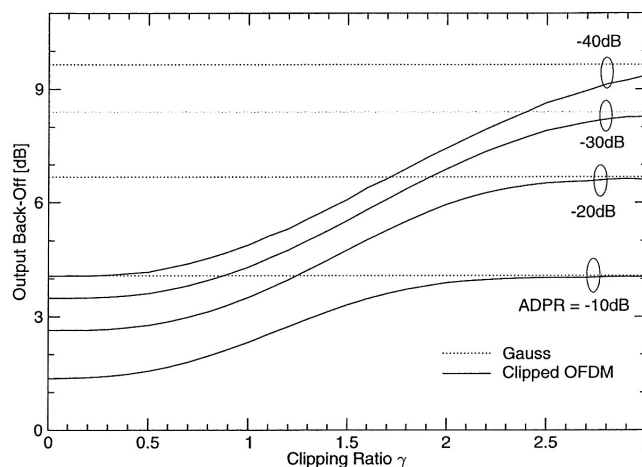


図 3：OFDM 信号のクリッピング比と OBO 関係

(64 キャリア，各キャリアは 16-QAM 変調，クリッピング・オーバーサンプル率 $J = 2$.)

シングルキャリアと OFDM 信号の比較

最後に，シングルキャリアとクリッピングを伴った OFDM について比較した OBO-ADPR 特性を，図 4 に示す。図より，OFDM 信号の電力利用効率は，クリッピング比 γ を 1.0 から 1.5 の間に選べば， $\alpha = 0.25$ における多値 QAM 信号と同等の効率が実現できることがわかる。

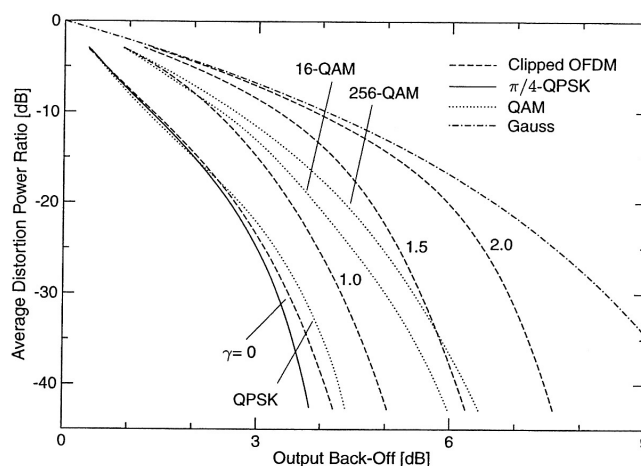


図 4：シングルキャリアと OFDM 信号の OBO-ADPR 特性の比較（各パラメータは上述の通り）

4 むすび

本研究では，シングルキャリアおよび OFDM 信号の電力利用効率について評価基準を確立し，解析を行った。本評価方式は，ベースバンド信号の瞬時電力の一次統計量のみより出力バックオフ OBO と歪み電力成分比 ADPR のトレードオフ関係を導出するものである。本結果により，OFDM 信号の電力利用効率が極めて低いことが定量的に示されたが，またクリッピング手法などのピーク電力低減手法を用いることにより，多値変調シングルキャリアの効率に近づくことが可能であることも明らかとなった。

参考文献

- [1] S.B.Weinstein and P.M.Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol.COM-19, pp.628-634, Oct. 1971.
- [2] R.O'Neill and L.B.Lopes, "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals," in *Proc. PIMRC '95*, vol.1, (Toronto, Canada), pp.71-75, Sept. 1995.
- [3] X.Li and L.J. Cimini, Jr, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," in *Proc. VTC '97*, (Phoenix, AZ), pp.1634-1638, May 1997.
- [4] H.Ochiai and H.Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, pp.89-101, Jan. 2002.
- [5] H.L. Krauss, C.W. Bostian, and F.H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, Wiley, 1980.

発表資料

題 名	掲 載 誌 ・ 学 会 名 等	発 表 年 月
Power efficiency comparison of OFDM and single-carrier signals	Proceedings of IEEE Fall Vehicular Technolgy Conference	2002年 9 月
線形変調および OFDM 信号の電力利用効率に関する検討	電子情報通信学会技術研究報告，無線システム研究会	2003年 5 月