論　文

マルチキャリヤCDMA方式における送信増幅器の非線形性の影響

村松　宏基[†]　原田　政明[†]　山里　敬也[††]　岡田　啓[††]
片山　正昭[††]

Effect of Nonlinear Amplifiers of Transmitters in Multicarrier CDMA Systems

Hiroki MURAMATSU[†], Masaaki HARADA[†], Takaya YAMAZATO[††], Hiraku OKADA[††], and Masaaki KATAYAMA[††]

あらまし　本論文では，非同期なアップリンクのシステムにおけるマルチキャリヤCDMA方式の特性を解析的に明らかにする．まず，AWGN通信路における非同期マルチキャリヤCDMA方式の信号対雑音干渉電力比（SNIR）の解析を行い，マルチキャリヤCDMA方式の基本的な特性を明らかにする．そして，一般にアップリンクの移動体端末において使用することが望まれる非線形増幅器を，マルチキャリヤCDMA方式へ適用することを想定し，その影響についてビット誤り率特性，帯域外輻（ふく）射電力特性により検討を行う．

キーワード　マルチキャリヤCDMA方式，非線形増幅，信号対雑音干渉電力比，ビット誤り率特性，帯域外輻射電力特性

1. まえがき

CDMA（符号分割多元接続）方式は，同一の周波数・時間においてユーザごとに異なる拡散符号を割り当てて多元接続を行う方式である．最もよく知られたものとしてはDS-CDMA方式があり，現在までに広く研究されている[1]．近年，これに対して，複数の狭帯域のサブキャリヤを用いてスペクトルの拡散を行うマルチキャリヤCDMA方式が提案されている．DS-CDMA方式が時間領域で拡散を行うのものであるに対して，マルチキャリヤCDMA方式は周波数領域で拡散を行うものであるといえる[2]．

マルチキャリヤCDMA方式の特性は，同期したダウンリンクについては比較・検討がなされている[2],[3]．しかし，非同期なアップリンクにおける特性についての検討は少ない．これは，マルチキャリヤCDMA方式のアップリンクでの特性が解析的に明らかになっていないためである．そこで，本研究では非同期マルチキャリヤCDMA方式の特性を，DS-CDMA方式との比較を通して解析的に明らかにすることを目的とする．

マルチキャリヤCDMA方式は，各サブキャリヤの電力スペクトルを密に配置することができるため，必要な帯域幅は同じ拡散率のDS-CDMA方式の約半分となる[2]〜[4]．これは，マルチキャリヤCDMA方式の大きな利点と考えられる．しかし，非同期マルチキャリヤCDMA方式では，ユーザ間のタイミングのずれにより各サブキャリヤ間の直交状態がくずれ，異なるサブキャリヤ間にも干渉を生じる．更に，アップリンクにおける移動体端末では電力効率の高い非線形増幅器の使用が前提となるが，信号振幅の変動が大きいマルチキャリヤCDMA方式ではその影響が大きく生じると考えられる．本論文では，これらのことを考慮してマルチキャリヤCDMA方式の信号対雑音電力比（SNIR）の解析と非線形増幅器の影響について検討を行っていく．

DS-CDMA方式のSNIRの解析としてはPursley[1]によるものがある．これは，AWGN通信路での干渉成分の確率密度分布をガウス分布に近似することで解析を行っており，ここで導かれたSNIRの近似式をベースにDS-CDMA方式の特性が議論されてきた．そこで本論文では，まず，Pursleyの近似式になるべく近い近似式を導くことを目標にSNIRの解析を行い，マルチキャリヤCDMA方式の基本的な特性

† 名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻，名古屋市
Department of Information Electronics, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464–8603 Japan
†† 名古屋大学情報メディア教育センター，名古屋市
Center for Infomation Media Studies, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464–8603 Japan

を明らかにする．

同様の解析として，文献 [4] では周波数選択性フェージング下でのマルチキャリヤ CDMA 方式の特性解析を行っている．しかし，ここで得られた式には，フェージングに関する項が含まれており，Pursley の近似式に比べ複雑である．やはり，マルチキャリヤ CDMA 方式の基本的な特性を理解するには，本論文で検討するように，Pursley の近似式になるべく近い近似式を導いた方がよい．こうすることで，DS-CDMA 方式との違いが，議論しやすいと考えられる．

本論文では，更に，一般に大きな影響を生じるであろうと考えられているマルチキャリヤ CDMA 方式での非線形増幅器の使用を想定し，その影響について検討を行う．このような観点からの検討はシミュレーションによるものはあるが [5]，解析的に検討したものはない．

非線形増幅器の影響を考えた場合の解析として，干渉成分の確率分布に着目して求める手法がある．これは，干渉成分の確率分布がガウス分布で近似できないような場合に有効な手法であり，同時ユーザ数が少ない場合，非線形増幅器の影響を考慮した場合に用いられる [7], [8]．本論文では，この手法を用いて解析を行い，マルチキャリヤ CDMA 方式の非線形増幅器の影響を明らかにする．

2. マルチキャリヤ CDMA 方式信号対雑音干渉電力比

2.1 送信機モデル

図 1 に k 番目のユーザにおけるマルチキャリヤ CDMA 方式の送信機を示す．搬送波変調方式は BPSK 方式である．マルチキャリヤ CDMA 方式では，データは周波数領域で与えられた拡散符号によって拡散される．図 1 において，$b_k(t)$ はデータ系列，$c_k^l(\in\{-1,1\})$ は拡散符号，N_c は拡散率，ω_l はサブキャリヤの角周波数，$s_k(t)$ は送信波形である．また，k はユーザ，l はサブキャリヤの番号を示している．各サブキャリヤの信号帯域は，シンボル時間を T_s とすると，$2/T_s$ である．図 1 下部に示すように，各サブキャリヤは，直交条件を満たす周波数間隔 $1/T_s$ で配置されている．各サブキャリヤの電力を P とすると，送信信号 $s_k(t)$ は，

$$s_k(t)=\sum_{l=1}^{K}\sqrt{2P}b_k(t)c_k^l\cos(\omega_l t) \tag{1}$$

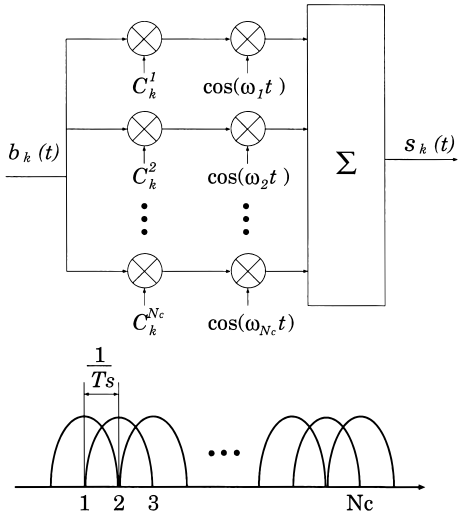

図 1　マルチキャリヤ CDMA 方式の送信機モデル
Fig. 1　Transmitter model of MC-CDMA.

で表され，ここで，

$$b_k(t)=\sum_{h=-\infty}^{\infty}b_{h,k}P_{T_s}(t-hT_s) \tag{2}$$

$$b_{h,k}\in\{-1,1\}, \tag{3}$$

$P_{T_s}(t)$ は次式で表される方形波である．

$$P_{T_s}(t)=\begin{cases}1, 0\leqq t<T_s\\ 0, \text{otherwise}\end{cases} \tag{4}$$

2.2 受信機モデル

通信路（図 3）では，雑音として加法性白色ガウス雑音（AWGN）が加わり，K 人の各ユーザが非同期に通信を行っているとする．ここで，$\tau_k(0\leqq\tau_k<T_s)$ は送信によって生じる遅延である．

図 2 にマルチキャリヤ CDMA 方式の受信機を示す．受信側では着目ユーザ（k 番目のユーザ）に対する同期が完全に確保できるものとして，同期検波を仮定している．それぞれのサブキャリヤとそれに対応した拡散符号が乗算され，その和をとって積分することでデータが再生される．雑音を $n(t)$, とすると，受信信号 $r(t)$ は，

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{N_c}\sqrt{2P}b_k(t-\tau_k)c_k^l\cos\omega_l(t-\tau_k)+n(t) \tag{5}$$

で表される．

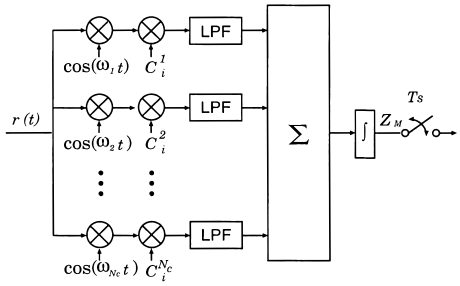

図 2　マルチキャリヤ CDMA 方式の受信機モデル
Fig. 2　Receiver model of MC-CDMA.

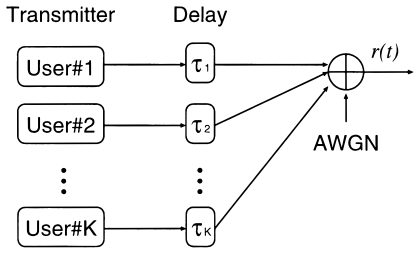

図 3　通信路モデル
Fig. 3　Channel model.

2.3　信号対雑音干渉電力比（SNIR）

受信側で，i 番目のユーザのデータを復調する場合を考える．同期が完全に確保できるものとすると 0 番目のビットに対応する積分出力 Z_0 は

$$Z_0 = N_c\sqrt{\frac{P}{2}}T_s b_{0,i} + \int_0^{T_s}\sum_{m=1}^{N_c} n(t)c_i^m \cos\omega_m t dt + \sqrt{2P}\sum_{k=1,k\neq i}^{K}[b_{-1,k}R_{k,i}(\tau_k) + b_{0,k}\hat{R}_{k,i}(\tau_k)] \tag{6}$$

ただし，

$$R_{k,i}(\tau_k) = \sum_{m=1}^{N_c}\sum_{l=1}^{N_c} c_k^l c_i^m \int_0^{\tau_k}\cos\omega_l(t-\tau_k)\cos\omega_m t dt \tag{7}$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau_k) = \sum_{m=1}^{N_c}\sum_{l=1}^{N_c} c_k^l c_i^m \int_{\tau_k}^{T_s}\cos\omega_l(t-\tau_k)\cos\omega_m t dt \tag{8}$$

である．式 (6) の項は前から希望波成分，雑音成分，干渉成分であり，それぞれ Z_D，Z_N，Z_U とする．このうち，Z_N は平均 0，分散 σ^2 のガウス分布をなす確率変数であり，AWGN の片側電力密度を N_0 とすると，

$$\sigma^2 = \frac{N_c N_0 T_s}{4} \tag{9}$$

である．

次に干渉成分 Z_U であるが，これは同じサブキャリヤ間の干渉 ($Z_U^{l=m}$) と異なるサブキャリヤ間の干渉 ($Z_U^{l\neq m}$) の二つに分けることができる．更に，各ユーザの情報ビット，遅延量 τ_k が互いに独立でランダムであるので，それぞれをガウス・ランダム変数であるとみなすことができる．これらは平均 0 で，分散はそれぞれ τ_k についての時間平均，

$$Var[Z_U^{l=m}] = \frac{2P}{T_s}\int_0^{T_s}\sum_{k=1,k\neq i}^{K}(R_{k,i}^{l=m})^2 + (\hat{R}_{k,i}^{l=m})^2 d\tau_k \tag{10}$$

$$Var[Z_U^{l\neq m}] = \frac{2P}{T_s}\int_0^{T_s}\sum_{k=1,k\neq i}^{K}(R_{k,i}^{l\neq m})^2 + (\hat{R}_{k,i}^{l\neq m})^2 d\tau_k \tag{11}$$

で表せる．ただし，

$$R_{k,i}^{l=m}(\tau_k) = \frac{1}{2}\sum_{m=1}^{N_c} c_k^m c_i^m \tau_k \cos\omega_m\tau_k \tag{12}$$

$$\hat{R}_{k,i}^{l=m}(\tau_k) = \frac{1}{2}\sum_{m=1}^{N_c} c_k^m c_i^m (T_s-\tau_k)\cos\omega_m\tau_k \tag{13}$$

$$R_{k,i}^{l\neq m}(\tau_k) = \sum_{m=1,m\neq l}^{N_c}\sum_{l=1}^{N_c}\frac{1}{2(\omega_l-\omega_m)}c_k^l c_i^m \cdot(\sin\omega_l\tau_k - \sin\omega_m\tau_k) \tag{14}$$

$$\hat{R}_{k,i}^{l\neq m}(\tau_k) = \sum_{m=1,m\neq l}^{N_c}\sum_{l=1}^{N_c}\frac{1}{2(\omega_l-\omega_m)}c_k^l c_i^m \cdot(\sin\omega_m\tau_k - \sin\omega_l\tau_k) \tag{15}$$

である．拡散符号がランダムな場合について，$Z_U^{l=m}$，$Z_U^{l\neq m}$ それぞれの分散を求めると，

$$Var[Z_U^{l=m}] = (K-1)N_c\frac{PT_s^2}{6} \tag{16}$$

$$Var[Z_U^{l\neq m}] = (K-1)\frac{PT_s^2}{4\pi^2}\sum_{m=1,m\neq l}^{N_c}\sum_{l=1}^{N_c}\frac{1}{(l-m)^2} \tag{17}$$

となる(注1)．なお，式 (16) は，拡散率の等しい DS-CDMA 方式の干渉成分の分散と同じである．

信号対雑音干渉電力比（SNIR）を，

$$\mathrm{SNIR} = \frac{Z_D^2}{Var[Z_U^{l=m}] + Var[Z_U^{l\neq m}] + \sigma^2} \tag{18}$$

と定義すると，ビット誤り率は，

$$\mathrm{BER} = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}(\sqrt{\mathrm{SNIR}/2}) \tag{19}$$

で表すことができる．ここで，erfc(·) は誤差補関数で，

$$\mathrm{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{x}}\int_x^\infty e^{-y^2}dy \tag{20}$$

である．

以上のことから，信号対雑音干渉電力比（SNIR）は，拡散符号がランダムであるときには，

$$\mathrm{SNIR} = \left[\frac{K-1}{3N_c}\left\{1+\frac{3}{2\pi^2 N_c}\sum_{m=1,m\neq l}^{N_c}\sum_{l=1}^{N_c}\frac{1}{(l-m)^2}\right\} + \frac{N_0}{2E_b}\right]^{-1} \tag{21}$$

特に，N_c が十分大きいときには式 (21) の {·} 内の第 2 項が 0.5 に収束して，

$$\mathrm{SNIR} \approx \left[\frac{K-1}{2N_c} + \frac{N_0}{2E_b}\right]^{-1} \tag{22}$$

と簡単化できる．ここで，E_b はビット当りのエネルギーで，

$$E_b = N_c P T_s \tag{23}$$

である．

ちなみに，DS-CDMA 方式の SNIR は，拡散率を N とすると，

$$\mathrm{SNIR}_{DS-CDMA} \approx \left[\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b}\right]^{-1} \tag{24}$$

である [1]．

2.4 マルチキャリヤ CDMA 方式と DS-CDMA 方式の帯域幅と拡散率の関係

（1）DS-CDMA 方式の波形整形を考えない場合

マルチキャリヤ CDMA 方式の干渉成分は，式 (22), (24) から，拡散率が同じであるとき，DS-CDMA 方式のそれの約 1.5 倍となる．マルチキャリヤ CDMA 方式では，ユーザ間のタイミングのずれによって，異なるサブキャリヤ間にも干渉が生じる．その結果，マルチキャリヤ CDMA 方式の方が特性が悪くなる．

マルチキャリヤ CDMA 方式の各サブキャリヤのメインローブは図 1 の下部に示すように重なり合い，各サブキャリヤ間隔は $1/T_s$ になる．これにより，拡散率を N_c とすると，マルチキャリヤ CDMA 方式のメインローブ帯域は $(1+N_c)/T_s$ となる．DS-CDMA 方式では，拡散率を N とすると，チップ間隔 T_c は $T_c = T_s/N$ で表すことができ，メインローブ帯域は $2/T_c$ となる．両者の帯域が等しいとした場合，

$$(1+N_c)\frac{1}{T_s} = \frac{2}{T_c} \tag{25}$$

$$1+N_c = 2N \tag{26}$$

の関係が成り立つ．これより，マルチキャリヤ CDMA 方式の帯域幅は同じ拡散率の DS-CDMA 方式の約半分である．帯域幅が同じ場合には，マルチキャリヤ CDMA 方式の干渉成分は DS-CDMA 方式の約 0.75 倍となり，マルチキャリヤ CDMA 方式の方が特性がよくなることがわかる．

（2）DS-CDMA 方式の波形整形を考えた場合

DS-CDMA 信号に波形整形を行うことで，占有帯域を小さくすることができ，波形整形を行う前の信号とメインローブ帯域幅が等しいとした場合，拡散利得を大きくすることができる．ここで，波形整形の例としてナイキストイコライザとルートコサインロールオフフィルタを用いた場合を考える [7]．拡散率 N が十分大きい場合，ロールオフ率を α とすると，DS-CDMA 方式のメインローブ帯域は，$(1+\alpha)/T_c$ となる．マルチキャリヤ CDMA 方式の帯域幅と等しいとした場合，

$$(1+N_c)\frac{1}{T_s} = \frac{1+\alpha}{T_c} \tag{27}$$

$$1+N_c = N(1+\alpha) \tag{28}$$

（注1）：文献 [4] の式 (22) と (23) において正規化条件 $\rho(0) = 1, \gamma(0) = 1, \sigma^2 = 1$ とし，更に，自己相関関数 $\phi_c(\tau,t) = 1/2\mathrm{E}[g^*(t)g_{k,i+\tau}(t+\tau)]$ の $\tau = t = 0$ のとき平均電力になることを考慮すると，これは本論文の式 (16) と式 (17) と一致する．

の関係が成り立つ．$\alpha = 0$ の場合，マルチキャリヤ CDMA 方式と DS-CDMA 方式の拡散利得（拡散率）は，ほぼ等しくなる．

DS-CDMA 信号にナイキストイコライザとルートコサインロールオフフィルタを用いた場合の SNIR は次式で近似できる [7].

$$\mathrm{SNIR}_{DS-CDMA} \approx \left[\frac{K-1}{2N}\left(1-\frac{\alpha}{4}\right)+\frac{N_0}{2E_b}\right]^{-1} \tag{29}$$

なお，上式は Gold 符号を用いた場合の近似式であるが，一般に，N が十分大きい場合，個々の拡散符号による干渉の振舞いは，ランダム符号のそれで近似しても差異は小さくなる．式 (29) において，$\alpha = 0$ とした場合，SNIR は

$$\mathrm{SNIR}_{DS-CDMA} \approx \left[\frac{K-1}{2N_c}+\frac{N_0}{2E_b}\right]^{-1} \tag{30}$$

となり，式 (22) で求めたマルチキャリヤ CDMA 方式の SNIR と等しくなる．

2.5 ビット誤り率特性

マルチキャリヤ CDMA 方式の特性を評価するためにビット誤り率特性の数値例を示し，DS-CDMA 方式と比較を行う．図 4 は，両者の拡散率を 63 と同じにした場合のビット誤り率特性を示している．この場合，DS-CDMA 方式の方がビット誤り率特性が良いことがわかる．これは，マルチキャリヤ CDMA 方式では，ユーザ間のタイミングのずれによって，異なるサブキャリヤ間にも干渉が生じるためである．なお，DS-CDMA 方式で，波形整形を施し，$\alpha = 0$ とした場合，式 (30) から，マルチキャリヤ CDMA 方式の誤り率と一致する．

次に，両者の帯域幅を同じにした場合の比較を図 5 に示す．波形整形を行わない DS-CDMA 方式の拡散率を $N = 63$ とすると，マルチキャリヤ CDMA 方式の拡散率は $N_c = 125$ となる．このとき，マルチキャリヤ CDMA 方式の方がビット誤り率特性が良いことがわかる．

3. マルチキャリヤ CDMA 方式の非線形増幅器の影響

本章では，マルチキャリヤ CDMA 方式での非線形増幅器の使用を想定したときの影響について検討する．一般に非線形増幅の影響を考えた場合，干渉成分の確率分布は未知であり，このときのビット誤り率特性を

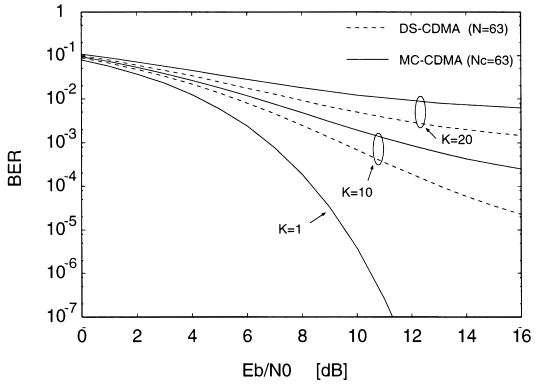

図 4 ビット誤り率特性（拡散率同じ）
Fig. 4 Bit error rate performance (same processing gain).

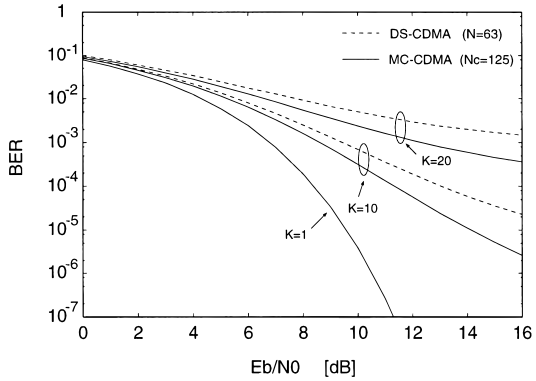

図 5 ビット誤り率特性（帯域幅同じ）
Fig. 5 Bit error rate performance (same bandwidth).

完全な解析によって求めるのは困難である．各ユーザで干渉の分布が独立であると仮定した場合，干渉成分は干渉ユーザが 1 人とした場合の確率分布を $K-2$ 回畳み込むことで求めることができる．このような求め方は，干渉ユーザの確率分布を一意に定めることが難しい場合に有効な手法である．本論文では，非線形増幅の影響を考えた場合のビット誤り率特性をこの手法で求めていく [7], [8].

3.1 干渉成分の確率密度分布によるビット誤り率の導出

受信機において i 番目のユーザの信号を復調するものとし，受信側では希望波に対する同期が完全に確保できるものとする．このとき M 番目のビットに対応する積分出力 Z_M は，

$$Z_M = Z_{D,M} + Z_{U,M} + Z_{N,M} \tag{31}$$

で表せる．ここで，$Z_{D,M}$，$Z_{U,M}$，$Z_{N,M}$ はそれぞれ

希望波成分，干渉成分，雑音成分である．

受信機の入力が k 番目のユーザのみのときの積分出力を $Z_{k,M}$ とすると，希望波成分は $Z_{D,M} = Z_{i,M}$ となる．この値は同期が完全であると仮定しているので拡散符号を与えるとある一定の値となる．

次に，干渉成分 $Z_{U,M}$ は，

$$Z_{U,M} = \sum_{k=1,k\neq i}^{K} Z_{k,M} \tag{32}$$

となる．この $Z_{U,M}$ は，希望波以外のユーザの信号がそれぞれ独立な伝搬遅延をもつので，ある確率密度分布 $p(Z_{U,M})$ をもつ確率変数となる．ここで，各干渉波の確率密度分布がすべて等しいと仮定すると，$p(Z_{U,M})$ は $p(Z_{k,M})$ を $(K-2)$ 回畳み込んだものとして表せる．すなわち，

$$p(Z_{U,M}) = \underbrace{p(Z_{k,M}) * p(Z_{k,M}) * \cdots * p(Z_{k,M})}_{K-1\text{ 個}} \tag{33}$$

となる．つまり，$Z_{k,M}$ の確率密度分布をシミュレーションによって求めることで $(K-1)$ 波の干渉波の確率密度分布 $p(Z_{U,M})$ が得られる．

また，$Z_{N,M}$ は平均 0，分散 σ^2 のガウス分布をなす確率変数であり，AWGN の片側電力密度を N_0 とすると，

$$\sigma^2 = \frac{N_c N_0 T_s}{4} \tag{34}$$

である．

以上のことから，ビット誤り率（BER）は，

$$\mathrm{BER} = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} p(Z_{U,M}) \cdot \mathrm{erfc}\left(\frac{Z_{D,M} + Z_{U,M}}{\sqrt{2}\cdot\sigma}\right) dZ_{U,M} \tag{35}$$

で得られる．

図 6 に，前節のガウス近似によって導出したビット誤り率（analysis-Gauss）と本節で述べた干渉成分の確率密度分布をもとに導出したビット誤り率（analysis-pdf），また，これらの結果の妥当性を示すため，シミュレーションによるビット誤り率（simulation）を示す．ここで，拡散符号は拡散率 63 のランダム符号とする．図 6 より，二つの解析で求めたマルチキャリヤ CDMA 方式のビット誤り率が一致し，また，シミュレーションにより求めたものとも一致していることがわかる．マルチキャリヤ CDMA 方式の干渉成分は式 (16)，(17) で示すように，二つの項からなる．これは，干渉成分のランダム性が増していることを意味している．一般に，DS-CDMA 方式で，ガウス近似が成り立つのは干渉ユーザ数が多い場合であるが，マルチキャリヤ CDMA 方式では，ユーザ数 $K = 2$ の場合においても，ガウス近似により導出したビット誤り率，干渉成分の確率密度分布をもとに導出したビット誤り率がともにシミュレーション結果と一致している．このことから，マルチキャリヤ CDMA 方式では，ユーザ数の少ない場合においてもガウス近似が成立することがわかる．

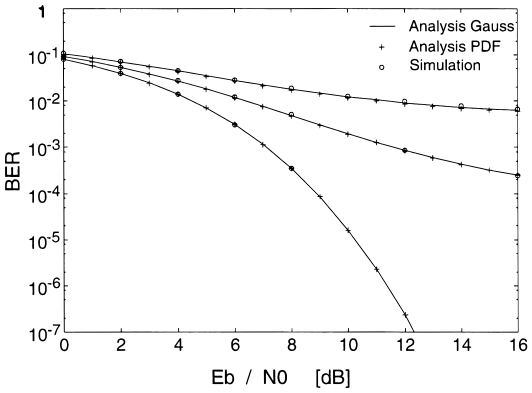

図 6　2 種類の解析とシミュレーションによるビット誤り率
Fig. 6　Bit error rate by two analyses and simulation.

3.2　システムモデル

図 7 にマルチキャリヤ CDMA 方式の非線形性の影響を検討するためのシステムモデルを示す．マルチキャリヤ CDMA 方式で変調された信号は，非線形増幅器に入力され送信される．通信路では AWGN が加わり，K 人の各ユーザが非同期に通信を行っているとする．

本論文では，非線形増幅器として SSPA（固体電力増幅器）を用いることとする．SSPA の入出力特性は，入力信号を x，出力信号 $g(x)$ とすると次式で与えられる [5]．

$$g(x) = \frac{x}{\{1 + (|x|/Asat)^{10}\}^{\frac{1}{10}}} \tag{36}$$

SSPA の入出力特性を図 8 に示す．ここで，$Asat$ は出力の飽和電圧である．また，増幅器の非線形性の尺度として IBO（Input Back-Off）を次のように定義する．

$$IBO = \frac{P_{ave}}{Asat^2} \tag{37}$$

なお，P_{ave} は，増幅器の入力信号の平均電力である．

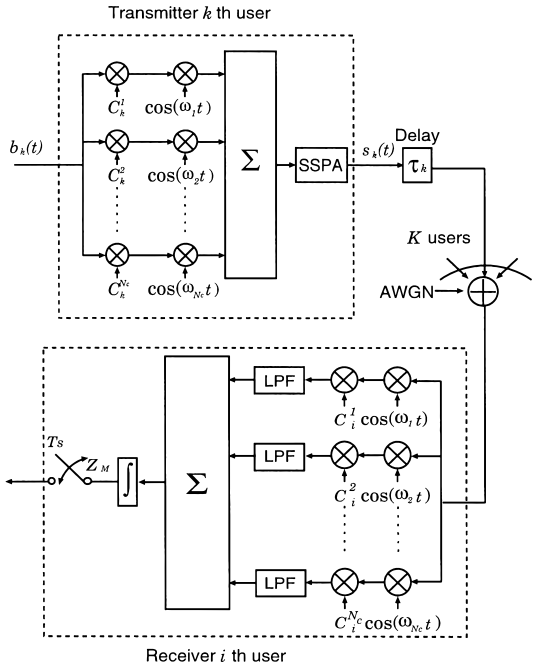

図 7　システムモデル
Fig. 7　System model.

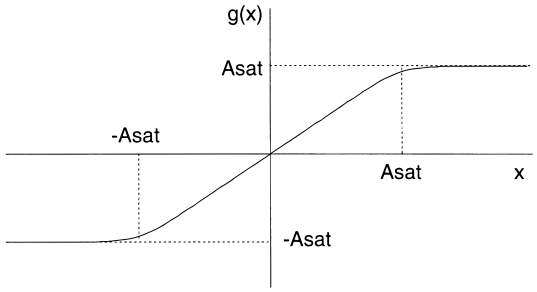

図 8　SSPA の入出力特性
Fig. 8　Input-Output characteristic of SSPA.

IBO が大きいほど，送信信号のひずみは大きいが，電源の電力利用効率は良くなる．

また，DS-CDMA 方式についても非線形性の影響を考慮し，マルチキャリヤ CDMA 方式と比較を行う．ここでは，DS-CDMA 方式の波形整形は考えない．このとき，両者の帯域幅をほぼ同じにするために，マルチキャリヤ CDMA 方式の拡散率を DS-CDMA 方式の拡散率の約 2 倍に設定する必要がある．

表 1 に検討条件をまとめておく．

3.3　ビット誤り率特性

図 9 に SSPA の IBO を 4 dB としたときのマルチキャリヤ CDMA 方式，DS-CDMA 方式それぞれのビット誤り率特性を示す．また，併せて線形増幅器を用いた場合についても実線で示す．ここで，図の $\tilde{E}_b$ は受信信号中の希望波のビット当りのエネルギーである．また，すべてのユーザの受信電力が等しいと仮定する．

表 1　検討条件
Table 1　Used parameters.

	DS-CDMA 方式 波形整形なし	マルチキャリヤ CDMA 方式
変調方式	BPSK	
非線形増幅器	SSPA	
雑音	AWGN	
拡散符号	Gold 符号	
拡散率	$N = 63$	$N_c = 127$

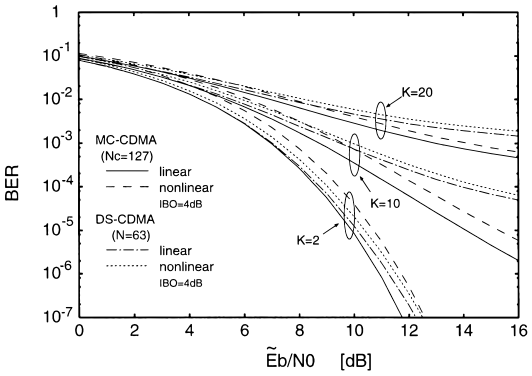

図 9　信号対雑音電力に対するビット誤り率特性
Fig. 9　Bit error rate performance with respect to E_b/N_0.

図 9 より，マルチキャリヤ CDMA 方式は DS-CDMA 方式に比べて，非線形増幅による特性劣化の影響を大きく受けていることがわかる．その結果，ユーザ数が少ないときや $\tilde{E}_b/N_0$ の値が小さいときでは，マルチキャリヤ CDMA 方式は DS-CDMA 方式に比べてビット誤り率特性が悪くなる．

しかし，ユーザ数が多いときや $\tilde{E}_b/N_0$ の値が大きいところでは，マルチキャリヤ CDMA 方式の方が特性がよい．これは，**2.4** で示したように，マルチキャリヤ CDMA 方式は同じ帯域幅の DS-CDMA 方式に比べると拡散率を約 2 倍にすることができ，干渉成分を小さくできるためである．特性劣化の主な原因が干渉成分となるユーザ数が多いときや $\tilde{E}_b/N_0$ の値が大きいところでは，その影響が大きくなるためマルチキャリヤ CDMA 方式の方が良い特性を示すこととなる．

マルチキャリヤ CDMA 方式において，ユーザ数の少ないとき，非線形増幅による特性劣化は大きいが，

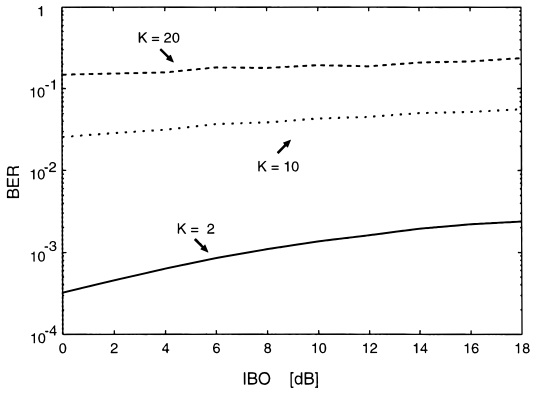

図 10 入力バックオフに対するビット誤り率特性 ($E_b/N_0 = 10$dB)
Fig. 10 Bit error rate performance with respect to input back off (IBO) at $E_b/N_0 = 10$dB.

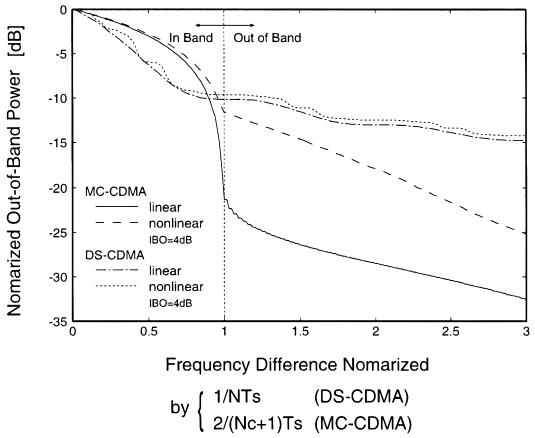

図 11 帯域外輻射電力特性
Fig. 11 Out-of-band power performance.

ユーザ数が増えても，非線形増幅による劣化量に大きな変化がない．このことから，非線形増幅による特性劣化は，他ユーザの信号ひずみによる干渉量の増加よりも，自信号の信号ひずみによる特性劣化が主な要因であると考えられる．

次に，図 10 に，マルチキャリヤ CDMA 方式の，$E_b/N_0 = 10$dB における，入力バックオフ（IBO）に対するビット誤り率特性を示す．マルチキャリヤ CDMA 方式では，IBO が大きくなるにつれて，劣化量は小さくなる．また，IBO を変化させても，それほど特性に大きな影響が出ないことがわかる．

3.4 帯域外輻射電力特性

図 11 に，SSPA の IBO を 4 dB としたときのマルチキャリヤ CDMA 方式，DS-CDMA 方式それぞれの帯域外輻射電力特性を示す．また，併せて線形増幅器を用いた場合についても実線で示す．図 11 の横軸は，周波数帯域の中心周波数からの相対的な値を (帯域幅/2) で規格化した値であり，縦軸はその周波数より外側にある信号電力を全信号電力で規格化した値である．

図 11 よりマルチキャリヤ CDMA 方式では DS-CDMA 方式に比べて，帯域外へのスペクトルの拡大が大きく生じることがわかる．しかし，DS-CDMA 方式の送信信号の電力スペクトルはもともと大きなサイドローブをもつため，非線形増幅器の影響を考慮したとしても，マルチキャリヤ CDMA 方式の方が帯域外輻射電力特性が良いことがわかる．

4. む す び

本論文では，まず基礎的検討として，AWGN 通信路におけるマルチキャリヤ CDMA 方式の信号対雑音干渉電力比の解析を行い，数値例ではビット誤り率特性において DS-CDMA 方式と比較を行った．必要とされる帯域幅を一定にし，DS-CDMA 方式の波形整形を行った場合と行わなかった場合について検討した．その結果，マルチキャリヤ CDMA 方式は，波形整形を行わない DS-CDMA 方式と比較し優れた特性をもつことを示した．また，波形整形を行いロールオフ率 $\alpha = 0$ としたとき，マルチキャリヤ CDMA と DS-CDMA 方式は同じ SNIR をもつことを示した．

マルチキャリヤ CDMA 方式において，拡散符号に Gold 系列を用いたときのユーザ数 $K = 2$ における干渉量の分布を求め，これを畳み込むことで，ビット誤り率特性を求めガウス近似による解析，シミュレーションによる結果と一致することを確かめた．マルチキャリヤ CDMA 方式では，干渉成分のランダム性が増し，ユーザ数が少ない場合においても，ガウス近似が成立することを明らかにした．この手法を用いて，送信増幅器の非線形性として SSPA を想定した場合のビット誤り率特性を求めた．その結果，マルチキャリヤ CDMA 方式では DS-CDMA 方式に比べて非線形性の影響による特性劣化が大きくなることを示した．ユーザ数が多く，信号電力が大きなとき，非線形性の影響よりも干渉成分の影響が大きくなり，マルチキャリヤ CDMA 方式の方がビット誤り率特性が良くなることを明らかにした．また，入力バックオフ（IBO）が変化してもそれほど特性が変化しないこと，IBO が大きくなるにつれて，劣化量が少なくなることを示した．

DS-CDMA 方式の波形整形を行ってない場合につ

いて，帯域外輻射電力特性を調べ，マルチキャリヤ CDMA 方式は，DS-CDMA 方式と比較し，非線形増幅による帯域外へのスペクトルの拡大が大きいこと，また，その場合においても，DS-CDMA より帯域外輻射電力を低く抑えられることを示した．

謝辞　本研究の一部は，科学研究費補助金，通信・放送機構の創造的情報通信技術開発推進制度の公募課題，日本エリクソン，富士通研究所の補助を受けて行われている．記して謝意を表する．

文　　献

[1] M.B. Purseley, “Performance evalution for phase-coded spread-spectrum muliple-access communication Part i: System analysis,” IEEE Trans. Commun., vol.COM-25, no.8, pp.795–803, Aug. 1977.

[2] S. Hara and R. Prasad, “Overview of muliticarrier CDMA,” IEEE Commun. Mag., pp.126–133, Dec. 1997.

[3] N. Yee, J.-P. Linnartz, and G. Fettweis, “Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks,” IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, no.7, pp.900–904, July 1994.

[4] X. Gui and T.S. Ng, “Performance of asynchronous orthogonal multicarrier CDMA system in frequency selective fading channel,” IEEE Trans. Commun., vol.47, no.7, pp.1084–1091, July 1999.

[5] K. Fazel and S. Kaiser, “Analysis of non-linear distortions on MC-CDMA,” Proc. Conf. ICC’98, 1998.

[6] B.M. Popović, “Spreading sequence for multicarrier CDMA systems,” IEEE Trans. Commun., vol.47, no.6, pp.918–926, June 1999.

[7] T. Shibata, M. Katayama, and A. Ogawa, “Performance of asynchronous band-limited DS/SSMA systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.8, pp.921–928, Aug. 1993.

[8] M. Sawada, M. Katayama, and A. Ogawa, “Effect of nonlinear amplifiers of transmitters in CDMA system using offset-QPSK,” IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.7, pp.741–744, July 1993.

（平成 13 年 4 月 2 日受付，9 月 13 日再受付，
11 月 9 日最終原稿受付）

村松　宏基　（学生員）

平 13 名大・工・電気電子情報卒．現在同大大学院博士課程前期において，動画像の誤り耐性に関する研究に従事．

原田　政明　（学生員）

平 10 名大・工・電子情報卒．平 12 同大大学院博士課程前期課程了．現在同大学大学院博士課程後期課程において，OFDM 通信，マルチキャリヤ CDMA 通信，誤り制御などの研究に従事．

山里　敬也　（正員）

昭 63 信州大・工・電子卒．平 2 同大大学院修士課程了．平 5 慶大大学院博士課程了．工博．同年名大・工・電子情報・助手．平 10 同大・情報メディア教育センター・助教授，現在に至る．平 9 より平 10 まで，ドイツカイザースラウテルン大・客員研究員．スペクトル拡散通信，変復調理論，トラヒック制御，誤り制御などの研究に従事．平 7 本会学術奨励賞受賞．情報理論とその応用学会，IEEE 各会員．

岡田　　啓　（正員）

平 7 名大・工・電子情報卒．平 9 同大大学院博士課程前期課程了．平 11 同大大学院博士課程後期課程了．工博．同年日本学術振興会特別研究員・PD．平 12 名大・情報メディア教育センター・助手，現在に至る．パケット無線通信，マルチメディアトラヒック，符号分割多元接続方式，マルチユーザ受信等の研究に従事．情報理論とその応用学会，IEEE 各会員．平 8 電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞，平 10 本会学術奨励賞受賞．

片山　正昭　（正員）

昭 56 阪大・工・通信卒．昭 61 同大大学院博士課程了．工博．同年豊橋技術科学大助手．平 1 阪大・大型計算機センター・講師．平 4 名大・工・電子情報・講師，平 5 助教授，平 13 年 7 月より情報メディア教育センター教授（電子情報学専攻 兼担）現在に至る．平 7 年 10 月より平 8 年 4 月まで，米国ミシガン大学アンアーバ校工学部電気電子計算機科学科客員助教授．雑音理論，信号伝送と変復調技術，誤り制御，多元接続方式，トラヒック制御，ソフトウエア無線技術などの研究に従事．情報理論とその応用学会，IEEE 各会員．昭 61 本会篠原記念学術奨励賞．平 8，平 13 通信ソサイエティー功労感謝状．