

平成21年 3月 31日現在

研究種目： 若手研究(B)
 研究期間： 平成19年4月 ～ 平成21年3月
 課題番号： 19760258
 研究課題名(和文) 広帯域マルチキャリア無線通信システムのための適応ピーク電力抑圧技術の開発
 研究課題名(英文) Development of adaptive peak power reduction techniques for wideband multi-carrier wireless communication systems
 研究代表者
 牟田 修 (OSAMU MUTA)
 九州大学・大学院システム情報科学研究院・助教
 研究者番号： 80336065

研究成果の概要：

OFDM 伝送に代表されるマルチキャリア伝送では、送信電力のピーク対平均電力比(PAPR)が高くなることが問題となる。本研究課題では、電力増幅器における電力効率を改善するために、マルチキャリア信号の PAPR を低減する技術を開発することを目的とする。ターボ符号および LDPC 符号の性質を利用したサブキャリア位相制御型の PAPR 抑圧技術を開発した。複数のアンテナ素子を用いる MIMO 通信システムにおいて、通信品質を考慮しながらアンテナ素子当たりのピーク送信電力を抑圧する技術を開発した。さらに、電力増幅器の非線形歪みを補償する実用的な技術を開発し、PAPR 抑圧技術と併用した場合の有効性を示した。

交付額

(金額単位：円)

	直接経費	間接経費	合計
2007年度	1,800,000	0	1,800,000
2008年度	1,100,000	330,000	1,430,000
年度			
年度			
年度			
総計	2,900,000	330,000	3,230,000

研究分野： 工学

科研費の分科・細目：電気電子工学・通信・ネットワーク工学

キーワード： マルチキャリア変調, OFDM, ピーク対平均電力比, ピーク電力抑圧, 非線形歪み補償

1. 研究開始当初の背景

移動無線通信では帯域外輻射電力に対する要求が厳しく、送信電力増幅器に対して高い線形性が求められる。そのため、電力増幅器の入出力特性の線形性を高める研究が以前から行われてきた。ところで、移動無線通信では、伝送速度の高速化にともない、直交周波数分割多重(OFDM)、さらには、OFDMと符号分割多重(CDM)を組み合わせたマルチキャリア(MC)-CDM と呼ばれる方式が検討されている。これらの方式では、多数の信号を多重させるため、送信信号のピーク対平

均電力比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) が上昇し、送信電力増幅器での非線形歪みに起因した帯域外スペクトル放射を生じる。このような PAPR が高い信号を線形増幅するには、電力増幅器において大きなバックオフが必要となるため、電力利用効率の低下が大きな問題となる。この問題を解決するには、電力増幅器の非線形歪み補償技術に加えて、増幅器に入力される信号の PAPR を低減することが重要となる。

2. 研究の目的

OFDM信号とMC-CDM信号を対象として、多値変調を用いた場合に対しても有効な、新たなピーク電力抑圧技術を開発する。このピーク電力抑圧技術を電力増幅器の非線形歪み補償技術と併用することで、電力利用効率の改善を実現させる。これらの方式の移動無線通信システムにおける実用可能性を計算機シミュレーションにより確認する。

3. 研究の方法

(1) サブキャリア位相制御に基づく PAPR 抑圧技術

誤り訂正符号の冗長性を利用したサブキャリア位相制御型の PAPR 抑圧技術を開発する。提案方式は、LDPC 符号化を行ったマルチキャリア信号において、符号ビットを適応的に反転させることで PAPR を抑圧するものである。受信側では、LDPC 符号における疎な検査行列の性質を利用して符号反転の有無を推定することで、本来の符号語を復元し、誤りの訂正を行う。受信側での反転ビット推定は検査行列に基づいて行うので生成行列は任意に選ぶことができる。これは、提案方式が組織符号化信号だけではなく、非組織符号化信号に適用できることを意味する。

提案方式では、図 1 に示すように、パリティ検査ベクトルの 1 の位置に対応する受信ビットを観測して、符号反転の有無に関する信頼度を求める。このとき、パリティ検査ベクトルの 1 の位置に基づいて推定を行うので、検査ベクトルの 0 に対応する位置のシンボルに伝送誤りが生じたとしても推定結果には影響を与えない。(もし伝送誤りが無いならば、反転した 1 の数が奇数である行において、偶パリティ検査により反転を検出できる)。検査行列が疎である(1 が非常に少ない)ことを考慮すると、伝送誤りの影響を受けない検査ベクトルが検査行列中に多数存在すると考えられる。これに加えて、Sum-Product 復号等の LDPC 復号の初期段階において、符号反転の推定結果に関する信頼度情報をパリティ検査ベクトル間で交換し合うことで、高精度の推定が可能となり、本来の LDPC 符号と同等の特性を得ることが期待できる。

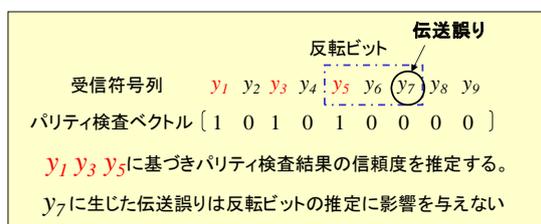


図 1 パリティ検査行列に基づく反転ビット推定の考え方

(2) MIMO システムにおける通信品質を考慮したアンテナ毎のピーク送信電力抑圧技術 複数のアンテナ素子からなる MIMO シス

テムにおいて、伝搬路特性が送信側で既知である場合、ユーザー毎の送信アンテナ重みを適切に定めることで、複数のユーザーを直交多重することができる。一般的に各アンテナの送信重み係数は、平均総送信電力を一定とする制約条件の下で最適化される。しかしながら、この制約条件下では、アンテナ素子毎の送信電力値は考慮されないため、最も極端な場合においては 1 本の送信アンテナから全電力を出力することを要求される可能性がある。この要求を満たすには、総送信電力と等しい最大出力を持つ増幅器をアンテナ素子毎に設置する必要があり、設置コストの観点から望ましくない。この問題を解決するためには、通信品質を維持しつつ、各アンテナ素子におけるピーク送信電力を許容値以下に制限することが重要となる。

本研究では、空間分割多重通信システムにおける送信アダプティブアンテナにおいて、信号品質を考慮しながらアンテナ毎のピーク送信電力を抑圧する手法を示す。

(3) 電力増幅器の非線形歪み補償技術

高電力効率かつ低歪みの電力増幅を実現するには、PAPR の抑圧技術に加えて、電力増幅器の非線形性を補償することが重要となる。電力増幅器の非線形歪み補償法として、事前に信号を歪ませることにより非線形歪みを打ち消すプレディストータと呼ばれる方式が注目されている。プレディストータでは、最適な歪み補償特性を自動的に維持し、歪み補償を高速に達成する適応(学習)型の手法が求められる。

適応プレディストータ方式の問題点として、プレディストータのパラメータの最適化に時間を要することがあげられる。本研究では、この問題に対処するために、直交多項式展開に基づく適応プレディストータを用いる。この方式は、互いに直交する複数の多項式の和で増幅器の非線形性を近似することで、歪み補償を行うものである。歪み補償パラメータを直交多項式毎に独立に求めることができるので、非直交多項式を用いる場合に比べ、パラメータ最適化に要する時間を改善することが期待できる。

本研究では、電力増幅器の非線形歪みを補償する実用的な技術を示し、PAPR 抑圧技術と併用した場合のマルチキャリア信号に対する歪み補償特性と電力利用効率の改善量を明らかにする。

4. 研究成果

(1) 誤り訂正符号技術の性質を利用したサブキャリア位相制御に基づく PAPR 抑圧技術
本研究では、LDPC 符号化 OFDM システムにおけるサブキャリア位相制御に基づくピーク電力抑圧技術を開発する。

① PAPR の低減手法

提案方式を用いた OFDM システムの送受信機構成を図 2 に示す。また、パリティ検査行列の一例を図 3 に示す(実際には、図 3 の行列にランダムな列置換を加えたものを用いる)。ここでは簡単のため、Gallager の LDPC 行列を考える。図 3 に示す検査行列の構成に基づき、送信シンボル列に重み係数 ($A_l \in \{1, -1\}$, $l=2, \dots, L$) を乗算する。これらの重み係数を送信信号の PAPR が最小となるように定める。具体的には、図 2 に示すように送信データを複数のクラスタに分割し、クラスタ内のデータには同一の重み係数を乗算する。クラスタ毎に IFFT を行った後、重み係数 $A_l \in \{1, -1\}$ を乗算する。全クラスタ出力を合成した信号の PAPR が最小となるようにシンボル毎に A_l の値を定める。

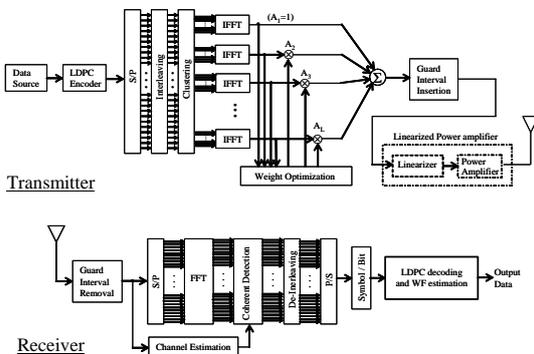


図 2 送受信機構成

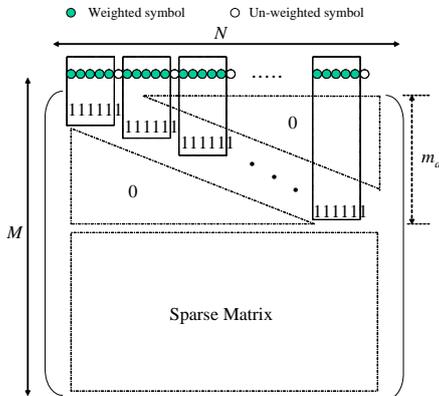


図 3 パリティ検査行列の一例

送信側で重み係数 (A_l) を乗算する場合、伝送誤りがないならば、 $A_l = -1$ に対応する行ベクトルの偶パリティ検査において誤りが検出される。提案方式では $A_l = -1$ の乗算により生じる誤りの情報を利用することにより受信側で重み係数を推定する。

② 重み係数の推定と復号

受信機側の復号器において、重み係数の推定を行う。重み係数 $A_l = -1$ が乗算されたシンボルは、伝搬路状態とは無関係な誤りが発生したシンボルとみなされる。このような場合、現在の伝搬路状態と誤り位置(位相が反転さ

れたキャリア)間の相関が低いため、復号結果が適切に求まらず、復号出力(外部値)が低い値をとる傾向にある。この考えに基づき、外部値の絶対値の平均値を重み係数推定の指標として用いる。復号アルゴリズムを以下に示す。

- 1) 受信符号語を \mathbf{r} とする。 \mathbf{r} のうち、第 2~ L クラスタに含まれるシンボルに -1 を乗算した符号語を $\hat{\mathbf{r}}$ とする。
- 2) \mathbf{r} と $\hat{\mathbf{r}}$ の両方に対して(反復 1 回の)復号を行う。 \mathbf{r} と $\hat{\mathbf{r}}$ の復号結果(i 番目の外部値)を $\gamma_i(\mathbf{r}^{(i)})$, $\gamma_i(\hat{\mathbf{r}}^{(i)})$ とする。ここで、 i はシンボル番号、 l はこのシンボルが含まれるクラスタ番号を表す。
- 3) クラスタ毎に $\gamma_i(\mathbf{r}^{(i)})$, $\gamma_i(\hat{\mathbf{r}}^{(i)})$ の絶対値の平均 $Q_1^{(i)} = \langle |\gamma_i(\mathbf{r}^{(i)})| \rangle$, $Q_{-1}^{(i)} = \langle |\gamma_i(\hat{\mathbf{r}}^{(i)})| \rangle$ を求める。
- 4) 送信側で乗算された係数 A_l を

$$\hat{A}_l = \begin{cases} 1 & \text{if } \lambda_l > 1 \\ -1 & \text{if } \lambda_l < 1 \end{cases}, \quad \lambda_l = Q_1^{(i)} / Q_{-1}^{(i)}$$

として推定する。

- 5) 重み係数の推定値 \hat{A}_l の信頼度を

$$\Delta(l) = \left| \frac{Q_1^{(i)}}{Q_1^{(i)} + Q_{-1}^{(i)}} - 0.5 \right| \text{ と定義する。}$$

$\Delta(l)$ の値が大きいほど推定結果の信頼性が高いことを示す。2 回目の推定においては、信頼度の一番低いクラスタについて重み係数を再度推定する。重み係数の推定を所定の回数 (N_r 回)まで継続する。重み係数の確定後、復号を継続し誤りの訂正を行う。

③ 特性評価

提案方式の特性を計算機シミュレーションにより評価した。キャリア数 480, QPSK, 同期検波, および伝搬路を指数減衰 12 レイリーフェージングとする。符号化率 $R \approx 0.5$ の (960, 478)LDPC 符号および sum-product 復号を用いる。

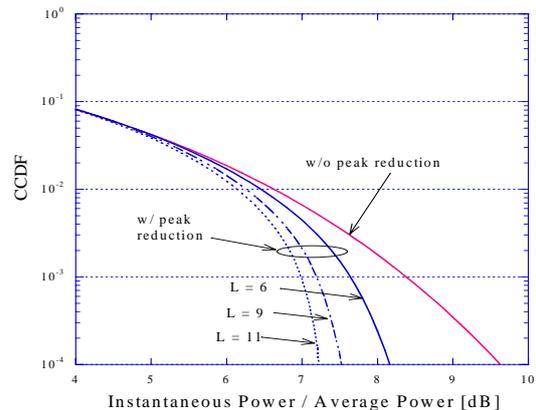


図 4 OFDM 信号の瞬時電力値の CCDF 特性

PAPR 抑圧の効果を確認するために、OFDM 信号の瞬時電力値の CCDF(補累積分布関数)を評価した。CCDF 特性を図 4 に示す。提案方式を適用することで、CCDF= 10^{-4} における

瞬時電力を $L=9, 11$ のとき、それぞれ約 2.1, 24dB 低減できる。提案方式を適用した場合のブロック誤り率(BLER)特性を図 5 に示す。比較のために、重み係数の推定が完全である場合の BLER 特性も示す。提案方式における再推定回数 N_r を増やすことで BLER 特性が改善され、重み係数の推定が完全である場合の特性に近づくことが確認できる。

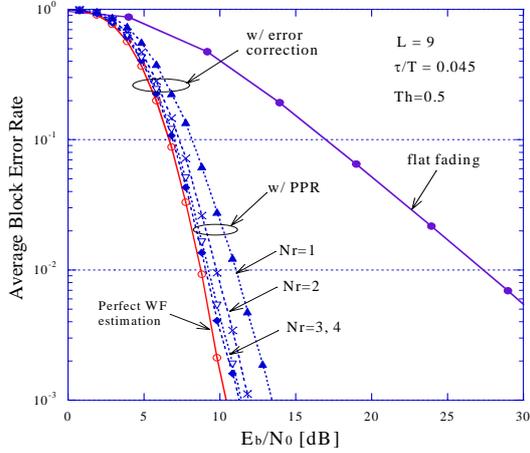


図 5 BLER 特性

(2) MIMO 通信システムにおけるアンテナ毎のピーク送信電力抑圧技術

基地局アンテナ本数を K 、端末アンテナ本数を 1、ユーザー数を N とする。SDMA システムの下り回線を対象とする。送信信号を $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 、受信時に付加される雑音を $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 、伝播路特性を $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 、送受信重みを $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 、 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{K \times 1}$ で表すとき、送受信信号間の誤差信号 $\mathbf{e} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ を

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{H}\mathbf{W}^H \mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{n} \quad (2-1)$$

と与える。ここで、 H は複素共役転置を表す。全ユーザーの平均二乗誤差の和は

$$E[\|\mathbf{e}\|^2] = E[\text{tr}[\mathbf{e}\mathbf{e}^H]] = \text{tr}[\mathbf{R}_e(\mathbf{W}, \mathbf{A})] \quad (2-2)$$

となる。誤差相関行列 $\mathbf{R}_e(\mathbf{W}, \mathbf{A}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ を

$$\mathbf{R}_e(\mathbf{W}, \mathbf{A}) = E[\mathbf{e}\mathbf{e}^H] \quad (2-3)$$

で定義した。アンテナ毎の送信電力の上限値を p_{\max} 、総送信電力の上限値を P_{\max} とするとき、 p_{\max} と P_{\max} に関する制限を満たしつつ、平均二乗誤差の和を最小化する問題は次の制約付き最小化問題として表される。

$$\text{Minimize} \quad \text{tr}[\mathbf{R}_e(\mathbf{W}, \mathbf{A})] \quad (2-4)$$

$$\text{Subject to} \quad u_j(\mathbf{W}) = \sum_{i=1}^N |u_{ij}|^2 - p_{\max} \leq 0$$

$$\forall j \in \{1, \dots, K\}, \quad v(\mathbf{W}) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^K |w_{ij}|^2 - P_{\max} \leq 0$$

この問題は拡張内点ペナルティ関数法を用いることにより、次の制約条件のない最小化問題に変換することができる。

$$\text{Minimize} \quad c(\mathbf{W}, \mathbf{A}) = \text{tr}[\mathbf{R}_e(\mathbf{W}, \mathbf{A})] + r\{\Phi(\mathbf{W}) + \Psi(\mathbf{W})\} \quad (2-5)$$

$\Phi(\mathbf{W})$ 、 $\Psi(\mathbf{W})$ はそれぞれ u_j 、 v に対応したペナルティ関数である。ペナルティ関数は、制約条件の内部で小さな値をとり、制約条件の境界に近づくとき大きな値をとる。また、 $u_j, v = \varepsilon (< 0)$ において、 u_j 、 v 及びそれらの導関数が連続となる性質を持つ。ここではその一例として次の関数を用いる。

$$\Phi(\mathbf{W}) = \sum_{j=1}^K \phi_j(\mathbf{W})$$

$$\phi_j(\mathbf{W}) = \begin{cases} -\frac{1}{u_j(\mathbf{W})} & \text{if } u_j(\mathbf{W}) \leq \varepsilon \\ -\frac{2\varepsilon - u_j(\mathbf{W})}{\varepsilon^2} & \text{if } u_j(\mathbf{W}) > \varepsilon \end{cases} \quad \Psi(\mathbf{W}) = \begin{cases} -\frac{1}{v(\mathbf{W})} & \text{if } v(\mathbf{W}) \leq \varepsilon \\ -\frac{2\varepsilon - v(\mathbf{W})}{\varepsilon^2} & \text{if } v(\mathbf{W}) > \varepsilon \end{cases}$$

$\varepsilon, r (> 0)$ は設計パラメータであり、それぞれの絶対値を小さくするほど、式(2-5)の最適解が式(2-4)の最適解に近づく。ここでは $\varepsilon = -1.5 \times 10^{-3}$ 、 $r = 1.0 \times 10^{-6}$ とする。式(2-5)を最小化するための \mathbf{W} 及び \mathbf{A} の更新式は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}(m+1) = \mathbf{W}(m) - \mu \nabla_{\mathbf{W}} [c(\mathbf{W}, \mathbf{A})]$$

$$\mathbf{A}(m+1) = \mathbf{A}(m) - \mu \nabla_{\mathbf{A}} [c(\mathbf{W}, \mathbf{A})]$$

$\mu (> 0)$ はステップサイズであり、 $\nabla_{\mathbf{W}}$ と $\nabla_{\mathbf{A}}$ はそれぞれ \mathbf{W} と \mathbf{A} に関する勾配を表す。

素波の角度広がりを 12° 、平均減衰量を 0dB とするレイリー分布に従う伝播路モデルを用いる。基地局から各ユーザーに対する送信波として角度広がり 12° の中でランダムな間隔で 8 波の素波を発生させる。各波の振幅は一定とし、位相は $0 \sim 2\pi$ でランダムに値をとる。素子間隔 5.25 波長の円形アレーアンテナを用いる。変調方式は QPSK とする。特性評価の指標として、総送信電力の上限値で正規化されたアンテナ当たりの送信電力の上限値を $\gamma = p_{\max}/P_{\max}$ と定義する。また、ユーザー当たりの最大送信電力 ($P_{\max} = N$) 対雑音電力比を $SNR_{\max} = (P_{\max}/N)/\sigma_0^2$ と定義する。

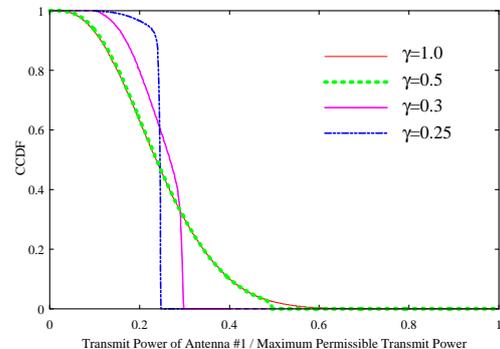


図 6 フレーム毎のアンテナ当たりの送信電力値の CCDF 特性

アンテナ#1 におけるフレーム毎の平均送信電力の CCDF 特性を図 6 に示す。図 6 より、提案方式を用いることでアンテナ素子当りの送信電力を閾値以下に抑圧できることがわかる。ビット誤り率(BER)特性を図 7 に示す。アンテナ素子毎にピーク送信電力の制限のない場合と比べて、通信品質の劣化を約 0.6 ~ 1.5dB に抑えることができる。

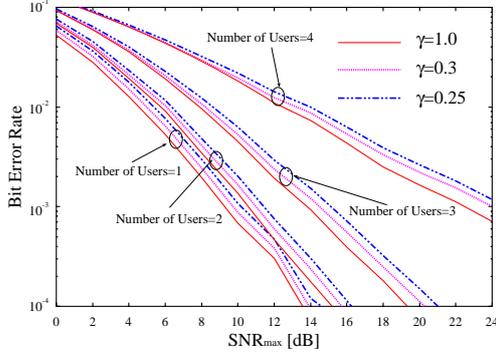


図 7 BER 特性

(3) 適応プレディストーション型非線形歪み補償技術と PAPR 抑圧技術との併用効果

直交多項式展開に基づく適応プレディストーション技術を OFDM システムに適用し、PAPR 抑圧技術と併用することで、歪み補償特性と電力効率の双方を改善させる。プレディストータの構成を図 8 に示す。

x の m 次直交多項式を次式で定義する。

$$\Phi_k(t) = \sum_{j=1}^k \phi_{kj} x^j$$

次式の直交条件を満たすように ϕ_{kj} を定める。

$$E[\Phi_l(t)\Phi_m^*(t)] = \begin{cases} 1 & (l=m) \\ 0 & (l \neq m) \end{cases}$$

時刻 $t=n\Delta T$ における増幅器への入力 $q[n]$ は

$$q[n] = z[n] - \sum_{k=2}^K \beta_k \Phi_k(z[n]) = z[n] - \sum_{k=2}^K \beta_k \left\{ \sum_{j=2}^k \phi_{kj} x(z[n])^j \right\}$$

と表される。ここで、 ΔT はサンプル間隔、

$$x(z[n])^k = \begin{cases} |z[n]|^k z[n] & k: \text{odd} \\ |z[n]|^k - |z[n-M]|^k \} z[n] & k: \text{even} \end{cases}$$

である。電力増幅器の帯域外輻射電力を誤差と定義し、平均 2 乗誤差を最小とするように β_k を定める。 β_k は次の更新式により求める。

$$\beta_k^{(l+1)} = \beta_k^{(l)} - \mu_k \frac{E[\Phi_k(z[n])^* e[n]]}{E[|\Phi_k(z[n])|^2]}$$

パラメータの最適化速度を改善するには、ステップサイズ μ_k を適切に定める必要がある。本検討では、以下の 2 通り手法を用いる。

$$\mu_k = \frac{\Delta}{|\phi_{k2}|} \quad (\text{Simplified method})$$

$$\mu_k = \begin{cases} r\lambda_{k+1}\Delta & k: \text{odd} \\ \lambda_k\Delta & k: \text{even} \end{cases} \quad (\text{Adjusted step size method})$$

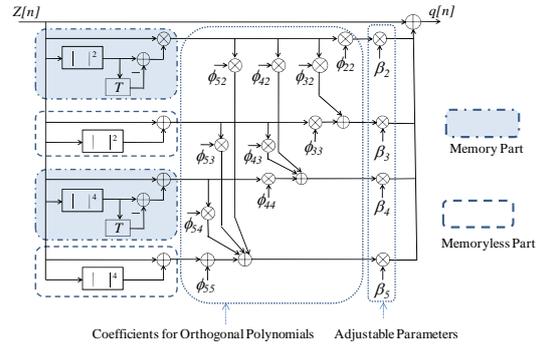


図 8 直交多項式展開に基づくプレディストータの構成図

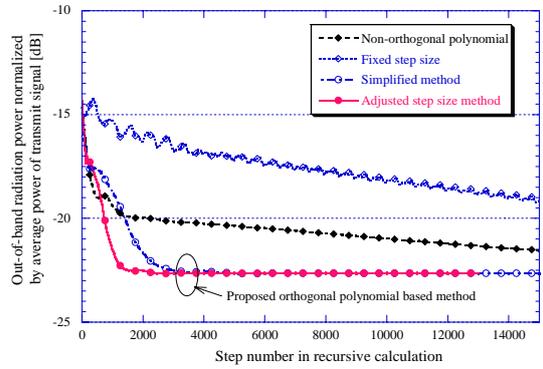


図 9 OFDM 信号に対するパラメータ収束特性

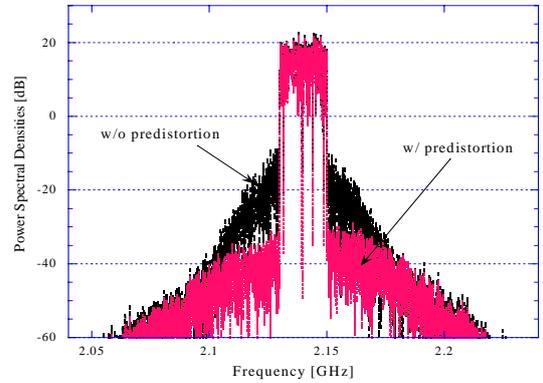


図 10 OFDM 信号の電力スペクトル密度特性

電力増幅器の電力利用効率を改善するには、PAPR 抑圧技術と併用することが重要となる。本検討では、768 キャリアの OFDM 信号を仮定し、8 クラスタのサブキャリア位相制御型の PAPR 抑圧技術を適用する。OFDM 信号に対するプレディストータのパラメータ収束特性および電力スペクトル密度特性をそれぞれ図 9 と 10 に示す。提案方式は非直交多項式に基づく方式に比べて、パラメータ収束特性を大きく改善できることがわかる。また、非線形歪み補償を行うことにより、

帯域外スペクトル特性を改善できることがわかる。PAPR 抑圧を行う場合と行わない場合の電力増幅器の電力効率はいずれも19.7%と27.4%となる。クラスタ数8の位相制御型PAPR 抑圧技術と併用する場合、電力効率を約8%改善できることが確認できる。

5. 主な発表論文等

[雑誌論文] (計3件)

- ① O. Muta and Y. Akaiwa, Weighting Factor Estimation Method for Peak Power Reduction Based on Adaptive Flipping of Parity Bits in Turbo-Coded OFDM Systems, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 査読有, vol.57, no.6, 2008, pp.3551-3562.
- ② 藤井 大樹, 牟田 修, 赤岩 芳彦, アンテナ素子当たりの最大送信電力が制限された SDMA システムにおける最適重み係数の決定法とその特性評価, 電子情報通信学会論文誌 B, 査読有, J91-B, no.9, 2008, pp. 972-979.
- ③ O. Muta and Y. Akaiwa, A Peak Power Reduction Method with Adaptive Inversion of Clustered Parity- Carriers in BCH-Coded OFDM Systems, IEICE Transactions on Communications, 査読有, E91-B, no.5, 2008, pp.2331-2337.

[学会発表] (計13件)

- ① 佐々木 元晴 et al., 2.4GHz 帯屋外実伝搬環境下におけるマルチキャリア無線中継の伝送特性評価, 電子情報通信学会無線通信システム研究会 2009年3月6日, 横須賀リサーチパーク.
- ② 金子 勇 et al., 直交多項式に基づく適応プレディストーションにおけるマルチキャリア信号に対する歪み補償パラメータの最適化速度の改善, 電子情報通信学会無線通信システム研究会, 2009年3月4日, 横須賀リサーチパーク.
- ③ O. Muta, A Subcarrier-Phase Control Based Peak Power Reduction Method for Coded Space Division Multiplexed OFDM Systems, Proceedings of the IEEE International Conference on Communication Systems 2008, 2008年11月20日, Guangzhou, China.
- ④ O. Muta et al., Iterative Weighting Factor Estimation Method for Peak Power Reduction with Adaptive Subcarrier-Phase Control in Turbo-Coded Multi-Carrier CDM Systems, Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference Fall-2008, 2008年9月23日, Calgary, Canada.
- ⑤ O. Muta et al., Convergence Speed Improvement of an Adaptive Predistortion Based on Orthogonal Polynomial Expansion, Proceedings of the IEEE VTS Asia Pacific

Wireless Communications Symposium 2008, 2008年8月22日, 東北大学.

- ⑥ 藤井 大樹 et al., アンテナ素子当たりの最大電力が制限された SDMA システムにおける最適重み係数の決定法とその特性評価, 電子情報通信学会総合大会, 2008年3月19日, 北九州学術研究都市.
- ⑦ 徐 広勝 et al., 直交多項式展開に基づく適応プレディストーション型非線形歪み補償方式 (2), 電子情報通信学会無線通信システム研究会. 2008年3月6日, 横須賀リサーチパーク.
- ⑧ 牟田 修 et al., MIMO 無線通信システムにおけるターボ符号化マルチキャリア信号の適応サブブロック位相制御による PAPR 抑圧の効果, 電子情報通信学会通信方式研究会 2008年1月28日, 奄美文化センター.
- ⑨ G. Xu et al., An Adaptive Predistortion Method Based on Orthogonal Polynomial Expansion for Nonlinear Distortion Compensation, Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2007, 2007年9月5日, Athens, Greece.
- ⑩ D. Fujii et al., A Weight Optimization Method under Constraint of the Maximum Power for an Antenna Element in SDM Systems, Proceedings of the IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium 2007, 2007年8月20日, Hsinchu, Taiwan.
- ⑪ 藤井 大樹 et al., 空間分割多重方式におけるアンテナ素子当たりの最大送信電力制限下での最適重み決定法, 電子情報通信学会無線通信システム研究会, 2007年7月19日, 北見工業大学.
- ⑫ S. Ohmori et al., An Adaptive Predistortion Method Based on Orthogonal Polynomial Expansion for Nonlinear Distortion Compensation, 電子情報通信学会無線通信システム研究会, 2007年7月19日, 北見工業大学.
- ⑬ O. Muta et al., Peak Power Reduction Method Based on Construction of Parity-check Matrix for LDPC coded OFDM transmission, Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference Spring 2007. 2007年4月23日, Dublin, Ireland.

6. 研究組織

(1)研究代表者

牟田 修 (OSAMU MUTA)

九州大学・大学院システム情報科学研究
院・助教

研究者番号: 80336065