

## マルチモード受信機におけるアナログ無線部共用化技術

将来の周波数有効利用技術であるコグニティブ無線の実現に向けた検討として、1台の移動端末で任意の周波数・無線通信方式に対応可能なマルチモード受信機の実現に関する研究を行った。なお、本検討は京都大学大学院 情報学 研究科（田野 哲准教授）との共同研究により実現した。

先進技術研究所 ふるの たつお おおや ともゆき  
古野 辰男 大矢 智之

### 1. まえがき

携帯電話は、1つの端末で複数の周波数や無線方式に対応することが求められている。例えば、第3世代移動通信システムで用いられる周波数帯は、当初2GHz帯のみであったが、利用者の急増により800MHz帯、1.7GHz帯の帯域が追加されている。海外でも利用できるようにするためには、さらに多くの周波数帯への対応（マルチバンド化）が必要である。

また通信速度の向上のため、従来のW-CDMA方式に加えて、HSPA（High Speed Packet Access）方式や海外向けのGSM方式など、複数の無線通信方式への対応（マルチモード化）が求められるようになった。

今後もSuper 3G（LTE：Long Term Evolution<sup>\*1</sup>）、IMT-Advancedなど新たな無線方式や周波数帯の利用が検討されており、移動端末が対応する必要のある周波数帯と無線方式の数は今後も増えると考えられる。さらに、追加機能としてワンセグ放送受

信、無線LAN（Local Area Network）、Bluetooth<sup>®\*2</sup>などのさまざまな無線機能も搭載されており、端末に許容される回路規模に比べて数多くの無線機能の搭載が求められている。

一方、このようなマルチバンド・マルチモード受信機（以下、マルチモード受信機）を周波数利用の観点から考えてみると、1つの周波数帯にトラフィックが集中しないように、周波数利用状況を平準化するという役割を担っている。移動通信に利用可能な周波数帯は限られており、周波数資源の枯渇が懸念される中で、周波数の有効利用は切実な課題である。周波数の有効利用技術として近年注目されているコグニティブ無線[1]は、電波環境を認識して空いている無線リソース（周波数、時間、空間）を自律的に利用する技術である。コグニティブ無線の実現には、任意の周波数、帯域幅、無線方式の信号を受信できる受信機が必要とされており、現段階で実現されている2バンドないし3バンドの決

められた周波数帯・通信方式が受信できるマルチモード受信機よりも、さらに柔軟な構成が必要となる。その実現のハードルとなるのが、現段階でデジタル化できていない無線周波数（RF：Radio Frequency）のアナログ無線部の構成である。

本研究では、RFフィルタを取り除き（実際は広帯域化し）、RFアナログ無線部を複数の周波数帯で共用化する受信機構成について検討を行った。このような構成とすることにより、RFアナログ無線部には複雑な機能や処理が要求されないため、受信機全体としては柔軟な構成となる。しかし、これまでRFフィルタで抑圧されていた干渉が残るため、この干渉を除去するという課題が新たに生ずる。

本稿では、RFフィルタを取り除いても干渉を抑圧可能な受信機の構成と、この受信機を構成するアナログ素子に含まれる誤差を推定・補償することによって、理想的な干渉抑圧特性を実現するためのアルゴリズム

\*1 LTE：3GPPで検討されている第3世代の拡張規格。ドコモで提唱しているSuper3Gと同義。

\*2 Bluetooth<sup>®</sup>：移動端末、ノートPC、PDAなどの携帯端末を無線により接続する短距離無線通信規格で、米国Bluetooth SIG

Inc.の登録商標。

を提案し、その効果について解説する。なお、本研究は京都大学 田野 哲准教授との共同研究により実現した。

## 2. 従来技術

単一の受信機をマルチモード化する技術はいくつか提案されている[2][3]。原理的に、任意の周波数帯の信号を受信できるマルチモード受信機を実現するためには、受信機のRFフィルタを取り除く（広帯域化する）必要がある。また、任意の周波数帯の信号を受信できるようにするためには、周波数変換方式を含めて検討する必要がある。

周波数変換方式には、受信したRF帯信号をいったん中間周波数（IF：Intermediate Frequency）帯に変換した後、ベースバンドに変換するヘテロダイン方式と、RF帯信号を直接ベースバンドに変換するダイレクトコンバージョン方式がある。

ダイレクトコンバージョン方式は、IF帯の回路がないため小型化が容易であり、近年移動端末に適用されるようになってきている。原理的にはRFフィルタを用いなくても実現が可能のため、柔軟性の高い回路が実現されると期待されている。しかし、ダイレクトコンバージョン方式には直流オフセット<sup>\*3</sup>などの問題があり、その低減を目指してさまざまな検討[4]がなされているが、これらの低減技術を適用すると、結果的にはRFフィルタが必要になる。ヘテロダイン方式は、周波数変換を2段階以上に分けて行うため、回路規模は比較的大きくなるが、複数段

に分けて増幅とフィルタリングを繰り返すことにより、発振などの不安定な動作に陥ることなく高い増幅率と周波数選択性が得られるため、移動伝送路でも安定した増幅が可能である。しかしながら、受信機からRFフィルタを取り除くと、IF帯のフィルタで除去できないイメージ周波数干渉<sup>\*4</sup>が発生するという問題がある。このイメージ周波数干渉を抑圧する技術として、RF帯からIF帯への周波数変換にヒルベルト変換器（HT：Hilbert Transformer）を用いる構成が提案されている[5]。

このHTを用いてマルチモード受信機を実現するには、幅広い受信帯域にわたってHTが理想的に動作する必要がある。しかし、HTはRF帯で動作する必要があり、現在の技術ではアナログ素子で構成する必要があるため、アナログ素子の不完全性によりHTに誤差が生じ、結果的にイメージ周波数干渉が残留する。

この残留干渉を抑圧する手法として、変換器の誤差をCM（Constant Modulus）規範に基づいて適応的に補償する方法が提案されているが、補償器の初期の収束に数万シンボルを要するという問題があった。また、ベースバンドにおいて、MMSE（Minimum Mean Square Error）規範に基づく線形の適応フィルタを用いて干渉を抑圧する方法も提案されている。この方法ではパイロット信号が必須であるため、強力な干渉波によりパイロット信号が検出できない場合には、干渉を補償できないという問題があった。

## 3. 提案方式と動作原理

イメージ周波数干渉は、本来の受信したい周波数とは異なる周波数の受信信号が、周波数変換によってIF段の受信帯域に重なってくるもので、希望する受信信号よりもかなり大きな受信電力となるケースが考えられる。このような強力なイメージ周波数干渉があると、希望する受信信号のパイロット信号を受信することさえ難しくなる。

提案方式は、受信信号とイメージ周波数干渉信号が無相関であることを利用し、相関行列の計算結果からヒルベルト変換の誤差を推定する方法であり、これを決定論的補償行列推定法と呼んでいる。ヒルベルト変換の誤差が補償され、理想的にヒルベルト変換を動作させることによって、イメージ周波数干渉を抑圧することが可能となる。

提案受信機の構成を図1に、提案受信機に用いるHTを図2に示す。

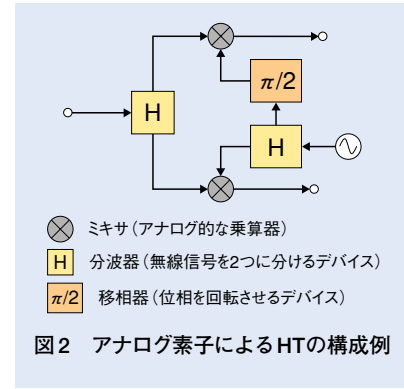
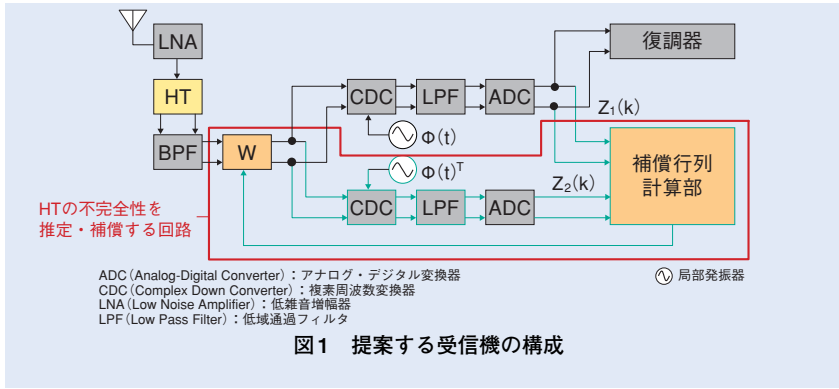
HTは、RF帯からIF帯への周波数変換に用いられており、RF信号を同相成分と直交成分からなる複素信号として取り扱うことを可能にしている。

提案受信機は、RF帯の信号をHTによりIF帯の信号に周波数変換したのち、BPF（Band Pass Filter）でイメージ周波数干渉を含む干渉信号を除去する。この際、HTに誤差が含まれていると、イメージ周波数干渉は残留する。BPFを通過した信号は誤差補償を行うための補償行列のウェイト乗算器(W)を通過する。Wを通過したIF帯の信号は、2種類の複素周

\*3 直流オフセット：本来電圧0Vを中心とした信号成分が、直流成分が加わることでより中心がずれること。デジタル信号の再生誤りの発生する原因となる。

\*4 イメージ周波数干渉：ヘテロダイン方式における、周波数変換後に希望信号と重なる関係にある周波数（イメージ周波数）の信号による干渉。希望信号の周波数( $f_r$ )と局部発振器周波数( $f_l$ )、中間周波数( $f_{IF}$ )の関係が $f_r = f_l + f_{IF}$ のとき、 $f_l - f_{IF}$ がイメ

ージ周波数となる。



波数変換によりベースバンド信号に変換される。変換された2種類のベースバンド信号から提案アルゴリズムにより決定論的補償行列推定を行い、補償行列をWに適用することにより、ヘルベルト変換の誤差によるイメージ周波数干渉の残留成分が抑圧される。

次に、補償行列の推定アルゴリズムについて、2つの複素周波数変換器出力をA/D (Analog / Digital) 変換した信号を要素とする受信信号ベクトル  $u(k)$  を、式(1)に定義する。

$$u(k) = \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2(k) \end{bmatrix} = G_{BB} \begin{bmatrix} \sum_{m=0}^{M-1} h_{1,m} S_1(k-m) + n_1(k) \\ \sum_{m=0}^{M-1} h_{2,m} S_2^*(k-m) + n_2^*(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 $h_{i,m}$  は受信信号の伝送路応答、 $S_i(k)$  は送信情報信号、 $n_i(k)$  は熱雑音、 $i=1$  は所望周波数帯、 $i=2$  はイメージ周波数帯であることを示す。 $G_{BB}$  は次式で定義されるベースバンド誤差行列であり、 $\alpha$ 、 $\beta$  はHTの振幅誤差、位相誤差から求められる誤差係数である。

$$G_{BB} = \begin{bmatrix} \beta & \alpha \\ \alpha^* & \beta^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

$u(k)$  に対する相関行列  $R$  は式(3)で表される。

$$R = E[u(k)u(k)^H] \quad (3)$$

ここで、 $E[\cdot]$  は期待値を表している。このとき、所望信号とイメージ周波数干渉信号は無相関であることを利用すると、 $R$  は式(4)のように表すことができる。

$$R = \begin{bmatrix} \beta & \alpha \\ \alpha^* & \beta^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta^* & \alpha \\ \alpha^* & \beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、 $\sigma_i^2$ ;  $i=1, 2$  は式(5)で表される所望周波数帯およびイメージ周波数帯の受信電力である。

$$\sigma_i^2 = E \left[ \left| \sum_{m=0}^{M-1} h_{i,m} S_i(k-m) + n_i(k) \right|^2 \right] \quad (5)$$

$i=1, 2$

提案アルゴリズムは、観測される相関行列  $R$  から誤差係数  $\alpha$ 、 $\beta$  に係わる関係式を求め、更新すべき補償行列の各要素を逐次的に決定するア

ルゴリズムである。数式は省略するが、詳細は文献[5]を参照されたい。

提案方式の特長は、補償行列の推定に相関計算を用いているため、信号の復調や同期の確立が不要であり、イメージ周波数干渉信号が非常に強力な場合でも安定して動作し、収束が速い点である。また、復調しようとする所望周波数の信号とイメージ周波数干渉信号が無相関であるという性質のみを用いているため、例えば、所望信号とイメージ周波数干渉信号の一方または両方が雑音でも、動作可能である。

## 4. 性能評価

本提案方式は、原理的に無線信号の形式に依存しないが、性能評価のためOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)<sup>\*5</sup>と符号分割多重 (CDM: Code Division Multiplexing) のデュアルモード受信を想定して、計算機シミュレーションによる評価を行った。伝送路としてはマルチパスレイリーフェージング (Multi-path Rayleigh Fading)<sup>\*6</sup>を前提とする。計算機シミュレーション条件を表1に示す。

\*5 OFDM: デジタル変調方式の1つであり、マルチパス干渉への耐性を高めるため、高速な伝送レートの信号を多数の低速な狭帯域信号に変換し、周波数軸上で並列に伝送する方式。高い周波数利用効率での伝送が可能である。

\*6 マルチパスレイリーフェージング: 送信点から放射され複数の伝送路 (マルチパス) を通った電波が受信点で合成されることにより、移動する受信点での受信レベルが激しく変動する現象をマルチパスフェージングと呼ぶ。特に見通しがない

伝搬環境では、統計的な変動分布をレイリー分布で近似できることが知られている。

表1 シミュレーション条件

	OFDM	CDM
変調方式	BPSK	BPSK
伝送路モデル	準静的マルチパスレイリーフェージングチャネル	
パス数	10	2
拡散符号長	1	128
多重数	1	5
キャリア数	256	1

BPSK : Binary Phase Shift Keying

CIR (Carrier to Interference Ratio) に対するビット誤り率 (BER : Bit Error Rate) 特性を図3に示す。また、 $E_b/N_0$  (1ビット当りの信号対雑音電力比) に対するビット誤り率特性を図4に示す。CIRは希望波(C)に対するイメージ周波数干渉波(I)の電力比であり、CIRが-80dBとは、希望信号に比べてイメージ周波数干渉の電力が80dB高いという状態を表している。提案方式を用いない場合は、CIRが小さくなるに従ってビット誤り率が増加するが、提案方式の場合はCIR=-80dBの劣悪な状況でも、イメージ周波数干渉が完全に抑圧されていることが分かる。また、提案方式はOFDMやCDMなどのシステムに依存せずに、干渉抑圧効果が得られていることが分かる。

## 5. あとがき

任意の周波数を受信可能なマルチモード受信機をヘテロダイン方式の受信機で実現する場合、イメージ周波数干渉が大きな問題となる。本稿では、HTの誤差を高速かつパイロット信号などの既知信号なしで推定・補償し、理想的な干渉抑圧特性を実現する方法を提案した。提案方

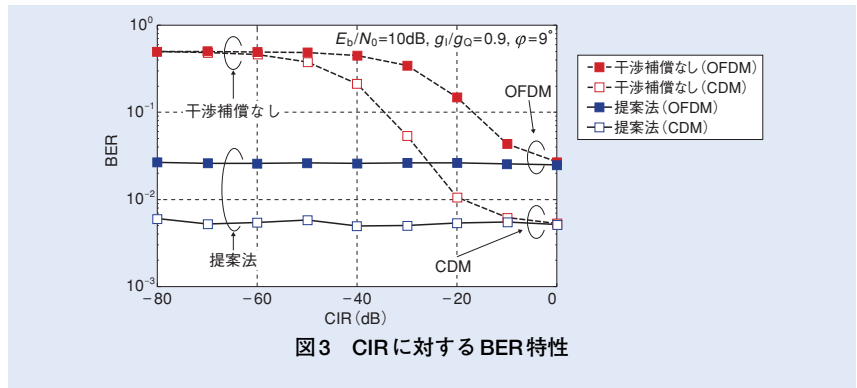


図3 CIRに対するBER特性

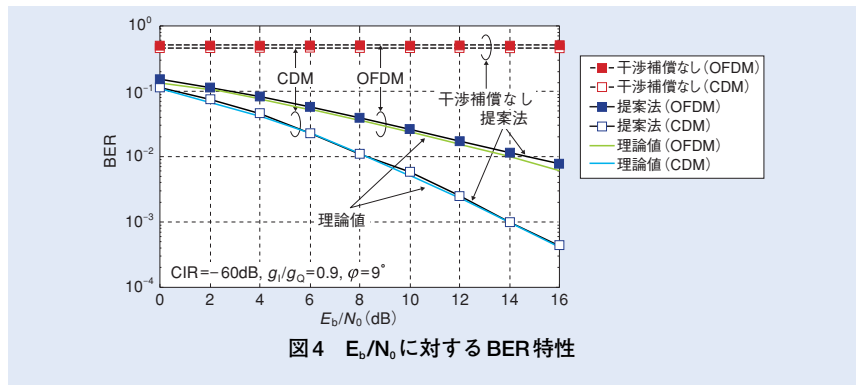


図4  $E_b/N_0$ に対するBER特性

式では、2つの複素周波数変換を行い、その出力ベクトルの自己相関行列を用いて、決定論的に補償行列推定を行う。提案方式はOFDMやCDMなど方式によらず高速で動作し、70~80dBという強力なイメージ周波数干渉の存在下でも、干渉なしの場合の理論値を達成できることを明らかにした。今後は、イメージ周波数干渉とともに、同一チャネル干渉を同時に抑圧する方法についても検討を進める。

## 文献

[1] J. Mitola III and G. Q. Maguire Jr. : "Cognitive radio: making software radios more personal," IEEE Personal Commun., Vol.6, No.4, pp.13-18, Aug.1999.  
 [2] J. Ryyanen, S. Lindfors, K. Stadius and

K. A. I. Halonen : "Integrated circuits for multi-band multi-mode receivers," IEEE Circuits Syst. Mag., Vol.6, No.2, pp.5-16, Jul. 2006.

[3] M. Gustafsson, A. Parssinen, P. Bjorksten, M. Makitalo, A. Uusitalo, S. Kallioinen, J. Hallivuori, P. Korpi, S. Rintamaki, I. Urvas, T. Saarela and T. Suhonen : "A Low Noise Figure 1.2-V CMOS GPS Receiver Integrated as a Part of a Multimode Receiver," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol.42, No.7, pp.1492-1500, Jul. 2007.  
 [4] J. J. Liu, M. A. Do, X. P. Yu, K. S. Yeo, S. Jiang and J. G. Ma : "CMOS even harmonic switching mixer for direct conversion receivers," J. Circuits Syst. Comput., Vol.15, No.2, pp.183-196, Apr. 2006.  
 [5] J. R. Long : "A low voltage 5.1-5.8-GHz image-reject downconverter RF IC," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol.35, No.9, pp.1320-1328, Sep. 2000.