

■4群 (モバイル・無線) - 6編 (コグニティブ無線)

2章 要素技術

【本章の構成】

本章では以下について解説する.

- 2-1 RF フロントエンド
- 2-2 信号処理
- 2-3 物理層
- 2-4 プロトコル
- 2-5 コグニティブネットワーク
- 2-6 センシング
- 2-7 管理技術

■4群-6編-2章

2-1 RF フロントエンド

(執筆者：末松憲治) [2019年2月 受領]

本節では、コグニティブ無線に適した無線機ハードウェア技術、特に高周波 (RF) フロントエンドに関して概観する。

2-1-1 デジタル RF 送受信機

コグニティブ無線機の特徴は、様々な RF 周波数帯の、様々な無線システムの信号を送受信する点にある。このため、RF フロントエンドには、様々な RF 周波数帯に対応するためのマルチバンドあるいはブロードバンド特性と、様々な無線システムの変調帯域幅や変調方式に対応するためのマルチモード特性が求められる¹⁾²⁾。

最も汎用性を持たせようとしたものとして、ソフトウェア無線機が挙げられる。1992年に Mitola により示された無線機のブロック図³⁾においては、送信 RF 信号は、直接、DAC により生成し、受信 RF 信号は、直接、ADC に離散化、量子化されデジタル信号に変換されている。デジタル信号から直接 RF 信号を生成する、あるいは RF 信号を直接デジタル信号に変換するという点から、デジタル RF 送受信機とも呼ばれている。

実際には、図 1・1 に示すように、DAC 出力に含まれるスプリアスを抑圧するための RF 帯の帯域通過フィルタ (BPF) が電力増幅器 (PA) の前に必要となることや、低雑音増幅器 (LNA) と ADC の間に RF 帯のアンチエイリアスフィルタ (通常は、低域通過フィルタ (LPF)) が必要となるが、DAC や ADC のダイナミックレンジが十分にあり、かつ、RF 信号の周波数がナイキスト周波数 (クロック周波数の 1/2) の範囲内であれば、実現可能な構成と考えられる。しかし、1990 年代から 2000 年代においては、GHz 帯のクロックで動作する低消費電力 DAC や ADC の実現が難しく、主に 1 GHz 以下の周波数帯での無線機の実用例の報告⁴⁾に留まっていたが、計測器として実用化している例も出ている。

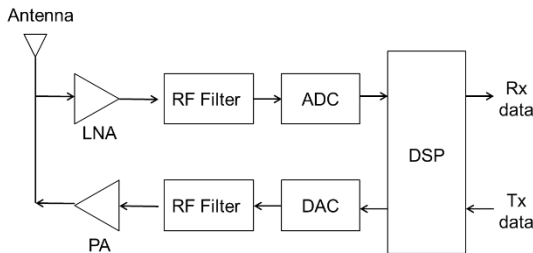


図 1・1 直接 RF 信号を DAC, ADC で処理する RF フロントエンドブロック図

このように、通常デジタル RF 送受信機の最高 RF 周波数は、ADC あるいは DAC のクロック周波数の 1/2 であるナイキスト周波数により制限されているが、図 1・2 に示すようにナイキスト周波数を超える周波数の RF 信号を直接処理するダイレクトデジタル RF 送受信機⁵⁾が提案されている。送信機においては、DAC 出力に含まれるイメージ周波数成分を取り出すことで、ナイキスト周波数を超える周波数成分を持つ RF 信号を生成することができる。

この RF 信号はイメージ波なので、高調波とは異なり、変調帯域幅が広がることはなく、また、非線形歪みによる EVM 劣化やスペクトラムのリグロースは原理的には発生しない。受信機に関しては、アンダーサンプリング受信を用いることで、RF 信号に比べて低い周波数のクロックで、直接、デジタル信号に変換することができる。これまでに、10 GHz を超える周波数帯での実現性が報告されており、クロック周波数を低く抑えることができたため、比較的容易に実現でき、低消費電力化も可能だと考えられる。

従来のデジタルRF:

ナイキストサンプリング ($f < 1/2 fs$)

CPUのクロック周波数が5GHz付近で頭打ちなので、RF周波数が2GHz程度の携帯電話や無線LANが限界。



ダイレクトデジタルRF:

アンダーサンプリング(サブサンプリング)あるいはイメージの活用により、低い周波数クロックで直接マイクロ波/ミリ波帯のRF信号を生成/変換する ($f \gg 1/2 fs$)
→ナイキスト周波数を超える動作が可能となる

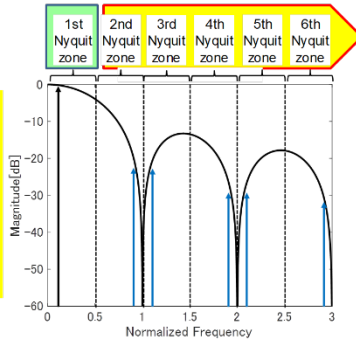


図 1・2 従来のデジタル RF (ナイキストサンプリング) とダイレクトデジタル RF のナイキストゾーンの違い

2-1-2 ダイレクトコンバージョン送受信機

マイクロ波帯の送受信機構成としては、中間周波数 (IF) を使う方式が一般的であった。まずはマイクロ波帯の位同期発振器の実現とその IC 化が大きな課題であったが、これ以外に送信系においては、アナログ変調器のキャリヤリークの問題、そして特に移動体通信端末の場合、送信電力制御のダイナミックレンジの問題などにより IF 方式が用いられてきた。

前者はアナログ変調器に用いるバランス型ミキサのバランスが高周波で十分に得られず、キャリヤリークが発生してしまうことが主な原因である。このため、バランスがとりやすい IF 周波数でアナログ変調を行った後、高調波成分などのスプリアスを IF 帯で濾波し、RF 信号にアップコンバートし、更に、アップコンバータの局部発振波リークとイメージ信号を RF 帯で濾波する構成とすることが多い。後者は、仮に前者の問題が解決し、直接 RF 帯でアナログ変調ができたとしても、RF 帯で 50 dB を超えるようなアイソレーションをとったり、1 dB 以下の精度で電力制御を行ったりすることが難しかったことが原因である。

携帯電話や無線 LAN など大量生産される無線機に関しては、シリコン半導体プロセスを用いた IC 化が進み、1990 年代後半からは、デジタル回路だけでなく、高周波アナログ回路の RFIC 化が行われてきた。シリコン半導体を用いた RFIC では、差動構成の高周波アナログ回路が多く用いられた結果、GHz 程度の周波数帯のダブルバランスミキサを極めて高いバランスで

実現することが可能となった。更に、直交変調器の I/Q アンバランスをキャリブレーションにより補正する回路も搭載可能となり、アナログ回路の性能だけに頼らないデジタルアシスト RF というコンセプトが提案され、GHz 帯での直交変調器も実現できるようになってきた。また、送信電力制御に関しても、差動回路の採用により、IC チップ上で GHz 帯でも、50 dB を超える高アイソレーションが実現できるようになり、広い送信電力可変範囲を実現できるようになった。また、電力制御に関しても、温度特性を含めた補償回路あるいはフィードバック回路を実現できるようになったため、0.5 dB 程度のステップで実現可能となってきた。

これらの結果、現在では、DAC で生成されたベースバンドアナログ信号あるいは IF 信号から直接 RF 信号を生成するダイレクトコンバージョン方式の変調器が実現できるようになっている。ダイレクトコンバージョン方式の直交変調器 (Q-MOD) の回路ブロック図を図 1・3 に示す。図では、ベースバンドの低域通過フィルタ (LPF) でベースバンド信号の帯域制限を行っているが、このフィルタをデジタル信号処理で実現すれば、変調帯域幅 (ベースバンド帯域幅) を変えても、容易にフィルタ特性を可変することができ、マルチモード動作に適した構成となる。ミキサをダブルバランスミキサとすることで、ベースバンド信号、局発信号の RF 出力への漏洩を抑圧することができるため、RF 出力には、RF 帯の変調信号成分しか出力されないことになり、送信スプリアスが発生しにくい利点がある。出力に送信スペクトルマスクを満足するための RF フィルタが不要なので、RF 周波数を変えても、可変 RF フィルタが不要であり、マルチバンド特性が容易に実現可能な構成といえる。

マルチバンドをカバーする広帯域な直交精度を確保するには、高精度な 90 度分配回路の実現が必要となるが、スタティック型の分周器を用いることで、広帯域かつ高精度な 90 度分配器が実現でき、0.8~5.2 GHz 帯で良好な直交精度が得られている報告もある⁹⁾。ただし、この回路は、線形動作ができないので、信号成分を持つ経路には適用できない。このため、局部発振 (LO) 信号の分配回路に使われる。更にこの構成の利点としては、直交変調器の LO 入力が入力 LO 信号の約 2 倍の周波数となるため、仮に入力 LO 信号が直交変調器出力に漏れても、キャリヤリークが発生しないという点が挙げられる。更に、電力レベルの高い PA 出力が LO 発振器に漏れ込んで干渉したとしても、LO の発振周波数が RF 信号の約 2 倍であるため、LO 発振器への干渉を低減することができる利点もある。

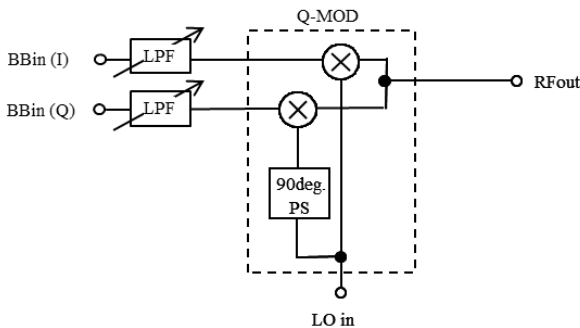


図 1・3 ダイレクトコンバージョン方式の直交変調器のブロック図

受信機に関しても IF を使うスーパーヘテロダイン方式が長らく用いられてきたが、マルチバンド、マルチモード特性を実現するうえで、IF 回路の帯域可変性が大きな課題となっていた。これを解決する方式として、ダイレクトコンバージョン受信機の実現が望まれていたが、RF 信号と LO 信号が同じ周波数だと自己検波を起してしまうなどの問題があり、長らく実現できずにいた。しかし、送信機同様のシリコン半導体プロセスの進化と RFIC 化に伴い、この問題が解決され、実用化が進んだ。

図1・4はダイレクトコンバージョン方式の直交ミキサ(Q-MIX)の構成を示したものである。受信した RF 信号を直交ミキサを用いて、直接、 I/Q のアナログベースバンド信号に変換する構成となっており、チャンネルフィルタはベースバンドの LPF で実現する。LPF の遮断周波数を可変することで、変調帯域幅（ベースバンド信号帯域幅）の変化に対応し、マルチモード特性を実現することができる。スーパーヘテロダイン方式の場合、受信機のダイナミックレンジを IF 帯の可変利得増幅器で実現するが、ダイレクトコンバージョン方式の場合、ベースバンドの I/Q それぞれに備えられた可変利得増幅器で実現することになる。この利得制御は、 I, Q それぞれの振幅に応じて独立して制御するのではなく、直交変調時の振幅 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ をもとに、 I, Q を連動して制御することになる。

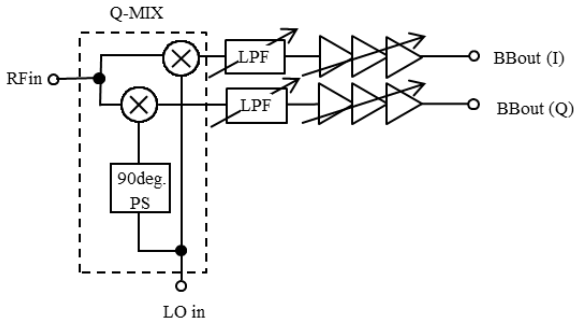


図1・4 ダイレクトコンバージョン方式の直交ミキサのブロック図

直交ミキサに対しては、直交度の高精度化、セルフミキシングやミキサの2次歪みやミキサ回路内のアンバランスにより生じる DC オフセットの低減、 $1/f$ 雑音低減などの課題が存在する。直交度に関しては、送信機の直交変調器と同じ課題であるので、説明を省略する。DC オフセットに関しては、基本波ミキサの場合、レイアウト最適化などの差動信号のバランスを考慮した IC 設計により対応は可能であるが、ある程度の DC オフセットは生じてしまう。偶高調波ミキサの場合、ダイオードの対称性の優れたアンチパラレルダイオードペアを用いることで、DC オフセットを大幅に抑圧できる報告もある⁷⁾⁸⁾。なお、この DC オフセットに関しては、GSM などの非常に狭帯域な信号を受信する場合には、オフセットキャンセラーを設けるなどの対応が必要となるが⁹⁾、W-CDMA や無線 LAN 以上の広帯域な信号を取り扱う場合、DC 近傍の周波数成分を持つ信号の影響が無視できることもあり、直交ミキサの出力を AC カップルすることで、オフセットを除去することも可能である¹⁰⁾。LO 信号が RF 信号入力へ漏洩して発生するセルフミキシングに関しては、直交変調器と同様に RF 信号とは異なる周波数（例え

ば RF 信号の 2 倍の周波数) の LO 信号源を用いること¹⁰⁾、あるいは、直交ミキサとして偶高調波ミキサ^{7),8)}を用いることで LO 漏洩の影響を、実用的なレベルで排除することができる。

2-1-3 ポーラーループ送信機

図 1・5 の Polar-Loop 方式による送信機構成は、これまで主に、GSM/EDGE のデュアルモード端末用に開発が進められてきたものであり、GSM 端末で一般的に用いられてきた RF 帯電圧制御発振器を直接 GMSK 変調する構成に、Envelope Elimination and Restoration (EER)¹¹⁾ などのように送信増幅器 (PA: Power Amplifier) の電源電圧制御による振幅変調機能を付加し、EDGE に用いられる 8 PSK 変調信号をも生成できるようにしたものである^{12),13)}。通常、GSM 端末では、高効率ではあるが非線形な PA が使われているが、この方式を用いれば、線形性は PA の駆動電圧制御による振幅変調の精度で決まるため、非線形 PA を使いながら、線形変調もでき、かつ、電源効率も良いという利点がある。

原理的には、オープンループでの変調も可能であるが、実際には、図 1・5 に示すように、PA で振幅変調を行う際に生じる AM-PM 歪みを、発振器を制御する位相変調信号にフィードバックしたり、振幅変調時の振幅誤差成分を PA の電源電圧制御回路にフィードバックしたりして、歪み補償を行う構成も報告されている¹³⁾。本構成は、PA の振幅制御の精度 (ダイナミックレンジを含む) の問題から、QAM 変調などの多値変調への適用は難しい。また、変調信号帯域が広がると、送信系増幅器の周波数特性を含めて補償する必要があること、PA の電源電圧制御を高速に行う必要があることなどから、実現が難しくなってくる。

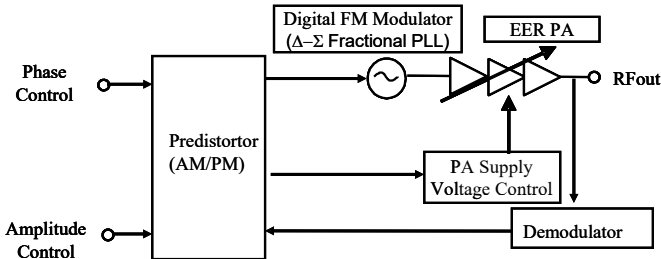


図 1・5 ポーラーループ送信機のブロック図²⁾

2-1-3 マルチバンド・マルチモード RF 送受信フロントエンド

マルチバンド・マルチモードの送受信機を構成する場合、バンド及びモードの数が限られているならば、バンドやモード数に相当する複数の送受信系を並列に接続し、切り替える方式が考えられる。しかし、コグニティブ無線機のように、必ずしも限定されない通信システムに対応する場合あるいは多数のバンド・モードに対応する場合には、広帯域デバイスと帯域可変デバイスにより構成した 1 つの送受信系で複数のバンドとモードに対応できるようにする必要がある。

図 1・6 にコグニティブ無線機用マルチバンド・マルチモード送受信機の高周波部の構成例²⁾を示す。濃いグレーの領域が高周波部であり、明るいグレーの領域が現時点で Si-RFIC に集積可能な部分である。理想的には、すべての周波数、通信システムに対して、同一の信号経路で

対処したいところであるが、実際に実現できるマイクロ波デバイスの周波数帯域の制限があること、及び、通信システムごとに送信スプリアスや受信系の耐干渉性に関する規定があるため、広帯域な信号経路だけで送受信機を作ることは難しい状況である。

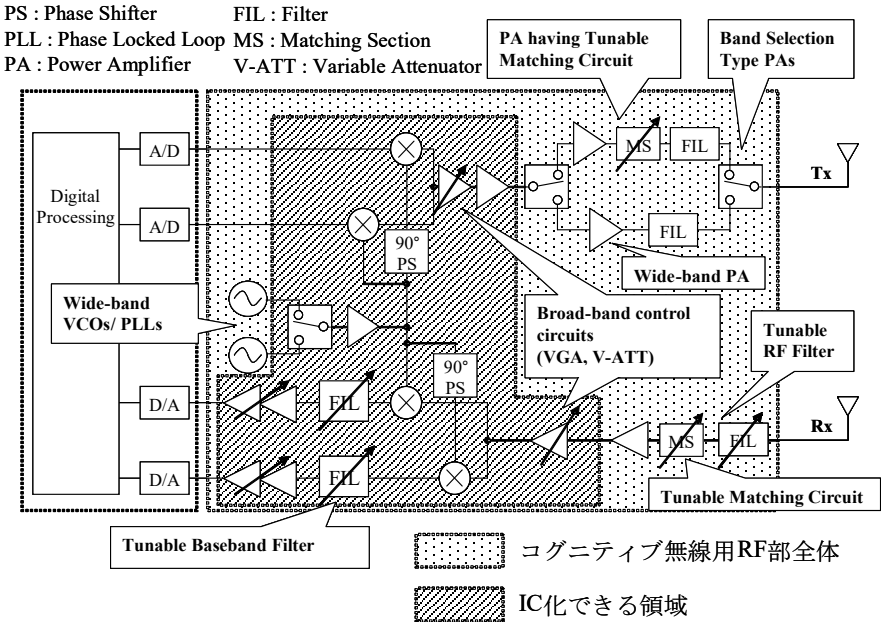


図1・6 コグニティブ無線機用マルチバンド・マルチモード送受信機の高周波部の構成例²⁾

少なくとも、これらの規定を満足するためには、送受信ともに各システムに準拠したRFフィルタが必要となる。また、FDDシステムに対応するには、図1・6に示すように、送受信アンテナを分離し、空間的なアイソレーションを確保することが必要だが、これだけでは、送信信号の受信系への干渉を防ぐに十分なアイソレーションが確保できない可能性もあり、アンテナを分離しても、受信系に干渉抑圧のRFフィルタが必要になることもある。

送信系の高出力増幅器に関しては、システムごとに要求される出力レベルが異なるため、最も大きな出力電力にあわせた増幅器を備える必要がある。このため、携帯電話に必要となる1W程度の出力の高出力増幅器が必要となる。このような出力レベルの増幅器を、オクターブ以上の広帯域にわたり、40%程度の電源効率で実現しようとする、整合回路を変変させる必要があり、MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) スイッチを用いたチューナブル高出力増幅器¹⁴⁾が注目されている。

上記回路ブロック以外については、現状でも広帯域デバイスによる実現性があると考えられる。特に送受信コンバータ回路に関しては、前章で述べたようにダイレクトコンバージョン方式を送受信ともに採用することで、マルチバンド・マルチモード特性が実現でき、かつSi-RFICに1チップ集積することが可能である¹⁰⁾。

コグニティブ無線用の RFIC 化できるブロックに求められる特性は、以下の3つが挙げられる。

- (1) 広帯域
- (2) 高ダイナミックレンジ
- (3) キャリブレーションレス

広帯域特性については、UHF 帯から 6 GHz 帯までのすべての信号を処理するために、送信系出力飽和電力、受信系入力飽和電力、受信系雑音指数などの特性を広帯域にわたって確保する必要がある。また、広帯域を保ちつつ、十分なダイナミックレンジを得るためには高入力飽和特性が要求されることとなる。更に、ベースバンド直交信号の位相/振幅のキャリブレーションを不要にすることで、使用する周波数帯ごとにベースバンド信号の補正を行う必要がなくなり、デジタル部の簡素化にもつながる。

RFIC 化のコアとなるブロックは、送受信コンバータ回路である。マルチバンド・マルチモード特性を実現する送受信機の回路構成としては、現状では、前章で述べたように、送受信ともにダイレクトコンバージョン方式が適している。

受信用 RF-VGA、送信用 RF-VGA は、ダイナミックレンジ拡大のために設けられる。送信用ドライバ増幅器も含めて、広帯域な特性が要求される。高効率、高出力電力の特性が要求されない範囲であれば、現状の集積化 IC で実現可能と考えられる。

LO 系については、例えば UHF 帯～6 GHz 帯の低雑音発振器を 1 回路で実現することは IC 外部の部品を用いても困難であるため、複数 VCO (Voltage Controlled Oscillator) の切り替え、または、通倍/分周/ミキシングによる信号生成が必要と考えられる。また、FDD/TDD の両方システムに対応するためにも、信号経路の切り替え構成が必要である。更に、FDD で動作する場合、送信系と受信系の干渉が存在すると受信性能の劣化、送信スプリアスの増大につながるため、アイソレーションの確保が重要である。

ベースバンド回路については、各システムに固有のチャネル帯域幅に対応する、可変フィルタが必要となる。これについては、Gm-C フィルタなど用いた Si-RFIC に内蔵したアクティブフィルタが実現されている。また、フィルタに用いる容量や抵抗値の製造ばらつきを補償する回路が必要となると考えられる。デジタルフィルタとの性能配分を含めて議論していく必要がある。また、ADC のダイナミックレンジを考慮した、ベースバンド VGA も必要となる。

現状のダイレクトコンバージョン方式の送受信機構成から、将来的には、ダイレクト RF 方式の送受信機が採用されていく可能性が高いと思われる。この場合には、LO 系を含めて、RF 回路、アナログ回路が大幅削減され、可変利得の広帯域 LNA と可変帯域・利得の送信増幅器、帯域可変 RF フィルタのみとなる可能性があり、パラダイムシフトが起きることになる。

■参考文献

- 1) 原田博司：“コグニティブ無線機の実現に向けた要素技術の研究開発,” 信学論, vol.J91-B, no.11, pp.1320-1331, Nov. 2008.
- 2) 末松憲治, 原田博司：“マルチバンド・マルチモード送受信機用 Si-RFIC 技術,” 信学論, vol.J91-B, no.11, pp.1339-1350, Nov. 2008.
- 3) J. Mitola III：“Software radios - survey, critical evaluation and future directions,” National Telecommunications Conference (NTC-92), pp.13/15-13/23, May 1992.
- 4) 横野 聡：“SDR の為のフロントエンド設計手法,” 2014 年信学ソ大, BT-3-3, 2014.

- 5) N. Suematsu : “Direct Digital RF Technology—Challenges for Beyond Nyquist Frequency Range—,” IEEE symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT 2018), Aug. 2018.
- 6) N. Suematsu, C. Kageyama, K. Nakajima, K. Tsutsumi, E. Taniguchi, and K. Kurakami : “0.8-5.2GHz band SiGe-MMIC Q-MOD for multi-band multi-mode direct conversion transmitter,” 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, pp.1600-1603, Dec. 2005.
- 7) K. Itoh, M. Shimozawa, N. Suematsu, and O. Ishida : “Even Harmonic Type Direct Conversion Receiver ICs for Mobile Handset: Design Challenges and Solutions,” 1999 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp.53-56, Jun. 1999.
- 8) M. Shimozawa, K. Maeda, E. Taniguchi, K. Sadahiro, T. Ikushima, T. Nishino, N. Suematsu, K. Itoh, Y. Isota, and T. Takagi : “An even harmonic mixer with a simple filter configuration and an integrated LTCC module for W-CDMA direct conversion receiver,” IEICE Trans. Electron., E89-C, 4, pp.473-481, Apr. 2006.
- 9) S. Tanaka, T. Yamawaki, K. Takikawa, N. Hayashi, I. Ohno, T. Wakuta, S. Takahashi, M. Kasahara, and B. Henshaw : “GSM/DCS1800 dual band direct-conversion transceiver IC with a DC offset calibration system,” IEEE Proc. 27th. European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC), pp.494-497, Sep. 2001.
- 10) 堤 恒次, 末松憲治, 原田博司 : “コグニティブ無線用 0.4-5.8 GHz 帯マルチバンド SiGe-MMIC ダイレクトコンバータ,” 信学技報, SR2007-35, pp.47-52, Jan. 2008.
- 11) L.R. Kahn : “Single sideband transmission by envelope elimination and restoration,” Proc. IRE, vol.40, no.7, pp.803-806, Jul. 1952.
- 12) J. Groe : “Multi-Mode Polar Transmitters,” 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Workshop, WSJ-9, Jun. 2006.
- 13) R. Koller, T. Ruhlicke, D. Pimingsdorfer, and B. Adler : “A single-chip 0.13um CMOS UMTS W-CDMA multi-band transceiver,” 2006 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Jun. 2006.
- 14) A. Fukuda, H. Okazaki, S. Narahashi, T. Hirota, and Y. Yamao : “A 900/1500/2000-MHz Triple-Band Reconfigurable Power Amplifier Employing RF-MEMS Switches,” 2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, WE2E-4, Jun. 2005.

■4群-6編-2章

2-2 信号処理

(執筆者：上原一浩) [2018年6月 受領]

本節では、コグニティブ無線を実現するために重要な役割を担うソフトウェア無線において、特に信号処理に関わる事項に関し、基本的な概念や研究開発の経緯も含め、事例も交えて説明する。

コグニティブ無線 (Cognitive Radio : CR) は、例えばユーザの要求や電波利用状況などの外部環境を観測し、認知・判断・学習・行動 (機能変更) を繰り返すことにより、ソフトウェア無線 (Software Defined Radio : SDR) を一層高機能化しパーソナライズするものであるという考え方が最初に提唱された概念である¹⁾。ITU-R においては、コグニティブ無線システム (CRS) は、動作環境や地理位置環境、既定のポリシー、及びシステム内部状態に関する情報を取得し、取得した情報に基づき、あらかじめ定められた目的を達成するため、動作パラメータやプロトコルを動的・適応的に調整し、行った動作の結果を学習する技術を有する無線システムであると定義されている²⁾。

FCC では、2003年にコグニティブ無線技術を推進する立場を公表し、FCC Rule Part 15を改正した。コグニティブ無線は、電力、周波数、変調方式などのパラメータを識別して、動的に周波数を再利用するものと定義している。このようにコグニティブ無線の定義や捉え方は様々であるが、本質的には、外部環境を認識し、適応制御することにより、最適な無線リソース利用を実現するものであると言える。

コグニティブ無線の実現形態として、ヘテロジニアス型和周波数共用型の2つが一般に考えられている。前者のヘテロジニアス型コグニティブ無線は、既存システム間のシームレス・ハンドオーバーが基本であり、ユーザ嗜好や通信状況に基づく無線システムの選択・併用、エンドツーエンド QoS のサポート、既に割り当てられている周波数の利用率平準化や通信リソースの負荷分散などが可能となる。

一方、後者の周波数共用型コグニティブ無線は、空間的・時間的・技術的に未利用の周波数 (ホワイトスペース) や未割当周波数を、一次利用者 (プライマリシステム) の随時優先利用を担保しつつ二次利用者 (セカンダリシステム) が動的に二次利用するものであり、ダイナミックスペクトルアクセス (DSA) とも呼ばれる。二次利用者は一次利用者には干渉を与えないことが必須条件であり、スペクトルセンシングや地理位置情報データベースを用いる方法などにより、干渉を与えないことを確認したうえで二次利用を行う必要がある。信号処理の観点においても、周波数共用型コグニティブ無線に必要な機能は基本的にヘテロジニアス型と同じであるが、新たなスペクトル運用であり、電波政策や法規制にも関わってくる。異システム間周波数共用の実現や、利用率の低いスペクトルの二次利用による周波数資源の利用機会拡大や利用率の平準化が期待される。

コグニティブ無線の実現手段となるソフトウェア無線とは、パソコンのように、単一のプラットフォーム上で、ソフトウェアを書き換えることにより、様々な周波数や通信方式の無線機に機能の変更でき、放送受信などの上位のサービスも含めて新しい機能も追加できる無線装置であるというのが、一般的な考え方である。また、単なるソフトウェア信号処理を行う無線機

ではなく、本質的には無線機の機能が再構築可能 (Reconfigurable)、プログラミング可能 (Programmable)、かつダウンロード可能 (Downloadable) である無線技術であると考えられている。更に広義には、再構築可能なネットワークまでを含めた概念としても検討されてきている。その構成要素には、ソフトウェアの書き換えだけでは機能変更ができないアンテナや RF 部、A/D、D/A 変換部、外部インタフェース部などのアナログハードウェアも必然的に含まれる。

ソフトウェア無線技術のメリットとして、ユーザは一台の端末で、アクセス方式を意識せず、様々な環境でネットワークに接続し、所望のサービスを享受可能となり、更に通信環境やニーズ (速度、料金、通信品質など) に応じた最適な通信方式に自動的に切り替えて接続するシームレス通信が可能となる。通信事業者は、ソフトウェアの変更で、新しい方式への対応・移行 (マイグレーション) が容易に可能となり、インフラの長寿命化が可能となる。実際、数年ごとに新しい無線方式が次々に規格化されてきている。トラヒック状況に応じた通信リソースの負荷分散も可能となる。また、ソフトウェアの変更で、新しいサービスを迅速に提供可能となり、更に、端末やインフラのバグフィクスやメンテナンスなどの維持管理が容易になる。製造メーカーは、共通プラットフォームの実現により、方式ごと、機種ごとに ASIC を開発する必要がなくなり、開発期間短縮とコスト削減が期待される。電波監理を司る法制化機関としては、周波数有効利用に資する最新の技術が迅速に導入可能となり、周波数資源枯渇問題解決の一手段となる。このように多くのメリットが期待されて研究開発が進められてきている。

近年、情報通信端末が広く世の中に普及し、無線の利用は増加の一途をたどっている。多種多様な無線の規格や方式、ネットワークが乱立するなか、例えば、無線機の機能を動的に変更して単一のハードウェアを複数方式で共用可能にし、あるいはヘテロジニアスなネットワークを最適に使い分けデータレート的高速化や通信リソースの負荷分散を図るなど、ユーザにとってもオペレータにとっても、効率的かつ経済的な利用・運用を可能にしていくことが必要である。

更に、IMT-2020 及びそれ以降 (5G and Beyond) の世界に向けても、逼迫している周波数の一層の有効利用は、ICT の最重要課題の一つである。これらを解決する技術として、上述の通り、無線機能を再構築可能 (Reconfigurable)、プログラミング可能 (Programmable)、ダウンロード可能 (Downloadable) にするソフトウェア無線技術^{3)~5)}が、更にその無線機能を、例えばユーザの要求や電波利用状況などの外部環境を認識して動的に制御 (変更や学習) し、最適なリソース利用を実現するコグニティブ無線技術の研究開発が進められてきている。

無線装置及び無線ネットワークの機能や性能を動的かつ適応的に変更可能とするソフトウェア無線・コグニティブ無線を実現するためには、信号処理技術やシステム制御技術、ネットワーク技術、広帯域フロントエンド技術や無線機構成技術、スペクトルのセンシング・可視化・管理・共用技術、セキュリティ技術など、ベースバンド部から RF 部に至るまで、ハードウェア・ソフトウェアの両面で、様々な基盤技術の開発が必要である。以下、ソフトウェア無線における信号処理の概要について説明する。

ソフトウェア無線は、フィルタや変復調などの従来アナログ回路及び専用デジタル回路で行われていた処理を、プロセッサなどによりデジタル処理する技術であり、その一般的な概念としては、ソフトウェアの書き換えにより、周波数、通信方式 (変復調や伝送速度など)、サ

ービス・アプリケーションなどの無線機の機能変更・追加が可能な無線装置である。図 2・1 に典型的なソフトウェア無線の基本アーキテクチャを示す。

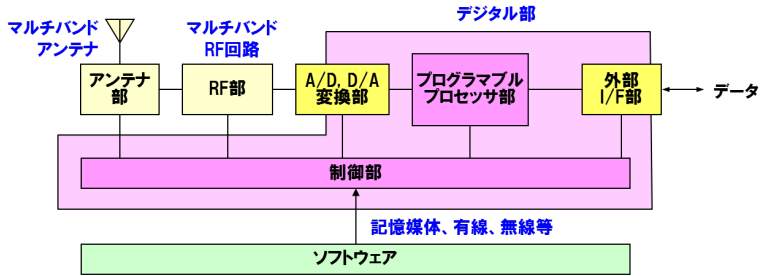


図 2・1 ソフトウェア無線の基本アーキテクチャ

デジタル部においては、プログラマブルプロセッサを用いて、システム制御、媒体アクセス制御 (MAC)、呼制御、変復調、誤り制御、音声符号化・復号、周波数拡散・逆拡散、同期、AGC、チャネリング、フィルタリングなどの無線信号の送受信に必要な処理を行う。マルチバンドアンテナ・RF部は、電波の送受信、フィルタリング、増幅、周波数変換などを司る。周波数帯域の異なる複数の無線方式にも対応するため、広帯域化や切り替えなどにより各方式の規格を満足するアンテナ及びRF回路の電気性能を実現することが必要となる。

外部インタフェース部は、基地局では Ethernet などのネットワークインタフェースをサポートし、また端末では音声やデータの入出力などを行う。A/D、D/A 変換部は、マルチバンドアンテナ・RF部で受信したアナログ信号を A/D 変換しデジタル部に引き渡す。また、デジタル部で生成した送信信号を D/A 変換しマルチバンドアンテナ・RF部に引渡し、電波として自由空間に放射する。

受信機においてアナログ信号のサンプリングを行う場合、A/D 変換を行う周波数帯により、①RF サンプリング、②IF サンプリング、③ベースバンドサンプリングに分類される。①は理想的なソフトウェア無線機の構成であると考えられるが、所望の分解能を有する超高速の A/D 変換器が必要となり、かつプログラマブルプロセッサ部の演算処理量が膨大になるため消費電力も大きくなる。②は従来用いられているスーパーヘテロダイン方式の受信機構成に適用可能であり、更にアンダーサンプリング方式により帯域一括信号処理の検討も行われてきた。③は RF 信号をベースバンド (ゼロ IF) に周波数変換しサンプリングするダイレクトコンバージョン方式の適用により、受信機構成は簡単となり、低速な A/D 変換器を用いることができ、プログラマブルプロセッサ部の演算処理量は小さくなるが、二次歪みや DC オフセットなどが課題となる⁹⁾。

デジタル部の構成方法は様々である。ソフトウェア無線に用いるプログラマブルプロセッサは、汎用性が高く、設計環境が整っており、かつ専用回路である ASIC と同等の信号処理能力、消費電力、コスト (チップ面積) が求められる。特に携帯端末の場合、低消費電力化が重要な課題となる。プログラマブルデバイスとしては、CPU、DSP、FPGA などが代表的である。CPU や DSP は書き換え可能なプログラムにより動的に実行制御する柔軟性を追求したデバイスである。FPGA は回路構成をプログラマブルとし、ASIC に匹敵する高速性を実現したデバイ

スである。これら複数種類の汎用プログラマブルデバイスを組み合わせて集積化し柔軟性と高速性の両立を目指した、例えば DSP ブロックを備えた FPGA などのオンチップマルチプロセッサなども実用化されている。

プログラム実行時にも再構成を可能としたものがダイナミック・リコンフィギュラブルデバイスである。回路自体が動的な実効制御の主体となる新しいアーキテクチャにより柔軟性と高速性の両立を目指した Plastic Cell Architecture (PCA) などのダイナミック・リコンフィギュラブルデバイスの研究開発も行われてきている。一般に柔軟性と高速性はトレードオフの関係にあり、無線信号処理の内容によっては柔軟性を追求した細粒度構成では十分な高速性能が得られない場合がある。そこで、特性の異なる複数の粗粒度構成演算ノードを実装し、無線信号処理の内容に応じて機能配分でき、動的再構成も可能なヘテロジニアス型ダイナミック・リコンフィギュラブルデバイスの研究開発も行われてきている^{7)~9)}。

表 2・1 プログラマブルデバイスの比較

	DSP	FPGA	ダイナミック・ リコンフィギュラブルデバイス
動的再構築性能	○	△	○
プログラミングの容易性	◎	△	○
高速信号処理性能	△	◎	○
低消費電力性能	△	○	○

ソフトウェア無線研究開発の黎明期には、無線機構成技術、無線ダウンロードを含む制御技術やネットワーク技術などの検討が盛んに進められた。無線機アーキテクチャの検討においては、当時は汎用の CPU, DSP, FPGA などを組み合わせたマルチプロセッサアーキテクチャのソフトウェア無線機が試作され性能評価が行われてきた。その一例を図 2・2 及び図 2・3、表 2・2 に示す^{10)~12)}。

マルチプロセッサアーキテクチャを用いたソフトウェア無線機では、各プロセッサに変復調処理やプロトコル制御などの負荷を如何に機能配分するか、また各プロセッサ間の割込みを制御し、リアルタイム処理を如何に実現するかなどが重要な課題となる。

試作したマルチプロセッサアーキテクチャ・ソフトウェア無線機プラットフォームにおいて、上位レイヤまでを含めた、全二重リアルタイム通信を実現するためのソフトウェアの設計手法と評価結果が示されている。特に高速なデジタル信号処理については、FPGA と DDS (Direct Digital Synthesizer) から構成されるフレキシブルレート Pre-Post-Processor (FR-PPP) を用いてベースバンド信号処理の前処理及び後処理を行い、DSP の負荷を低減している。

CPU-DSP 間の独自の API 及び DSP プログラムを用いた信号処理タスク管理方法により、実際に RCR-STD28 PHS 方式及び無線 LAN (IEEE 802.11) の基本機能を記述したプログラムを試作し、基地局-端末間通信を行い DSP の負荷特性を測定した結果、リアルタイム通信が実現されていることが示されている。

一般に、無線基地局側にソフトウェア無線技術を適用する場合には、寸法や消費電力の制限は比較的緩やかであるのに対し、携帯端末では、寸法、消費電力の制約が大きく、ハードウェア、ソフトウェア共にオーバーヘッドを極力少なくする必要がある。プロセッサについても高

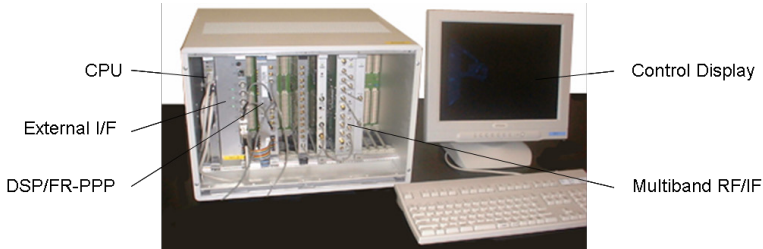


図 2・2 ソフトウェア無線機プロトタイプの場合¹¹⁾

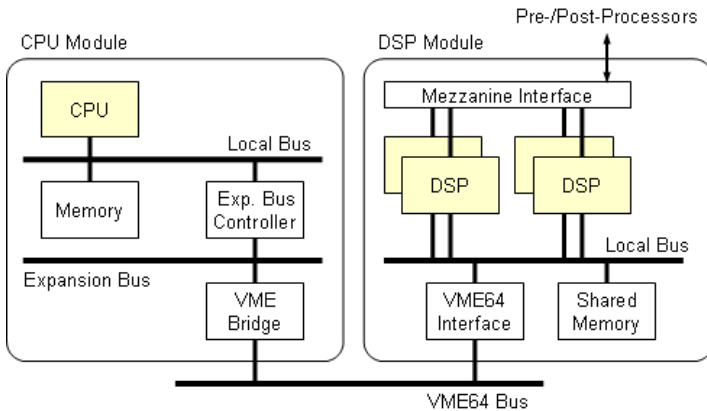


図 2・3 マルチプロセッサアーキテクチャの例¹⁰⁾

表 2・2 各プロセッサへの機能配分の例¹⁰⁾

CPU	<ul style="list-style-type: none"> ● System setting and management (operation mode, frequency, air interface, and TX/RX antenna management) ● VME-bus master ● User interface control ● Radio communication control (radio frequency transmission management and call control) ● ISDN communication control (call control) ● DSP reconfiguration control (DSP board initialize, DSP program loading, and over-the-air download control) ● Transmission quality management
DSP	<ul style="list-style-type: none"> ● Signal processing (synchronization, MODEM, CODEC, adaptive array and equalization, and data I/O) ● Task management (scheduling and execution) ● PPP control
PPP	<ul style="list-style-type: none"> ● Channel multiplexing and demultiplexing ● Waveform shaping

い信号処理能力と低消費電力化の両立が不可欠である。柔軟性を最重視した汎用のプログラムブルプロセッサでは、特に無線端末においてすべての無線信号処理を行うには、処理速度と消

費電力の観点で限界がある。

そこで、柔軟性と高速性能の両立を目指したダイナミック・リコンフィギュラブルプロセッサの適用が有用であると考えられる。ダイナミック・リコンフィギュラブルプロセッサのアーキテクチャとしては、大きく分けて同一の演算ノードを複数備えたホモジニアス型と、異なる演算ノードを用いるヘテロジニアス型がある。後者は、効率的なタスク割当てを行うことにより、小さなハードウェア規模で高い信号処理能力が得られる。

小型・低消費電力のソフトウェア無線携帯端末実現に向けた、ダイナミック・リコンフィギュラブルプロセッサを用いたソフトウェア無線端末の研究開発の具体例が文献(13),(14)に示されている。3種類の特性の異なる演算ノードを実装した開発段階のヘテロジニアス型ダイナミック・リコンフィギュラブルプロセッサ(クロック速度 200 MHz)⁹⁾を用いて、データ速度 54 Mbit/s の無線 LAN (IEEE 802.11a) プログラムの性能評価を行った結果、プロセッサの更なる最適化は必要ではあるものの、高速性能と低消費電力性能が両立できる可能性が示されている。

ソフトウェア無線の研究開発は、1980年代に米国において軍用通信への応用を目指してスタートしたが、これらの取り組みにより、セルラ方式や無線 LAN などの高速・広帯域の実システムに対するソフトウェア無線技術のフィージビリティが世界に先駆けて示され、研究開発が一層加速し、半導体技術・システム技術の進展に伴い、現在、軍用通信、セルラ通信、業務用無線システムなどの様々な分野で実用化されている。

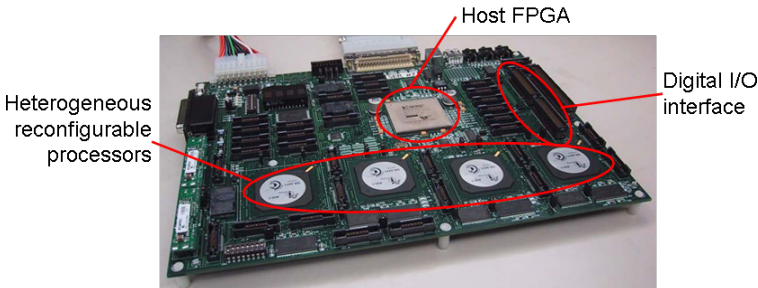


図 2・4 ヘテロジニアス型ダイナミック・リコンフィギュラブルプロセッサを用いたソフトウェア無線端末プロトタイプ例¹⁵⁾

なお、電波法の観点からは、ソフトウェア無線設備は、電波法に基づく認証が行われた後に、ソフトウェアの書き換えなどにより、無線機能の変更・追加される可能性があるため、規制の見直しに関する検討も必要となる。2001年、逸早く米国では FCC がソフトウェア無線の普及に向けた機器認証の新基準の概要を発表し、ソフトウェアのダウンロードが許可され、電子ラベリングが導入された。同年我が国でも FCC を招いたワークショップが開催され、技術基準適合証明の在り方に関する議論が行われた¹⁶⁾。

ソフトウェアダウンロードに伴うプログラム配送法などに新たなセキュリティ対策も必要となる¹⁷⁾。図 2・5 に将来想定されるソフトウェアの配信モデルと、必要となるセキュリティアーキテクチャの検討例を示す。ソフトウェア無線が市場に導入されても正常な無線サービスが確保できるよう、法的な対応及びそれに基づく無線設備の試験方法並びに技術基準の

適合性評価方法などの確立を目的とし、無線設備のソフトウェア技術に関する調査検討が行われた^{18)~20)}。本検討の結果なども踏まえ、2005年5月に5GHz帯無線LAN(IEEE 802.11a)へのソフトウェア無線技術の適用も考慮した、電波法施行規則の一部を改正する省令が発令された。

ITU-Rにおいては、第4世代移動通信システムの標準化において、WP4F, WP8Fでソフトウェア無線の採用が検討された。2007年世界無線通信会議(WRC-07)において、次回WRC-12の議題1.19として「ソフトウェア無線システム(SDR)及びコグニティブ無線システム(CRS)の導入に伴う規制事項の検討」が設定され、検討が進められてきた²¹⁾。ITU-RにおけるSDRの定義の骨子は、周波数、変調方式、または出力電力を含むRF動作パラメータが、ソフトウェアによって設定または変更可能な無線送受信機とされている²⁾。

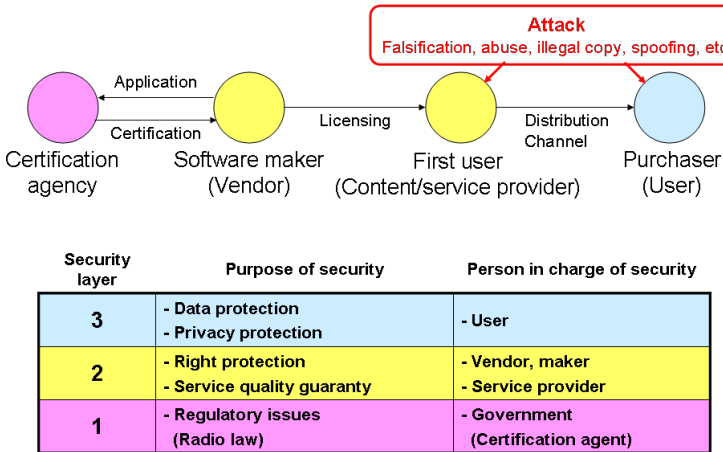


図 2・5 ソフトウェア無線のソフトウェア配信モデルとセキュリティアーキテクチャの例¹⁵⁾

■参考文献

- 1) J. Mitola and G.Q. Maguire, Jr. : “Cognitive radio: making software radios more personal,” IEEE Pers. Commun., vol.6, pp.13-18, Aug. 1999.
- 2) ITU-R Report SM.2152 : “Definition of software-defined radio (SDR) and cognitive radio system (CRS),” Sep. 2009.
- 3) J. Mitola : “Software radios: Survey, critical evaluation and future directions,” Proc. IEEE National Telesystems Conf., pp.13.15-13.23, May 1992.
- 4) J. Mitola : “The software radio architecture,” IEEE Commun. Mag., vol.33, no.5, pp.26-38, May 1995.
- 5) J. Mitola : “Software radio architecture: A mathematical perspective,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.17, no.4, pp.514-538, Apr. 1999.
- 6) 中嶋信生(編) : “ソフトウェア無線,”無線技術とその応用 4 新世代ワイヤレス技術, 丸善, pp.37-69, 2004.
- 7) H. Ito, R. Konishi, H. Nakada, H. Tsuboi, Y. Okuyama, and A. Nagoya : “Dynamically reconfigurable logic LSI: PCA-2,” IEICE Trans. Inf.& Syst. vol.E87-D, no.8, pp.2011-2020, Aug. 2004.
- 8) T. Sugawara, K. Ide, and T. Sato : “Dynamically reconfigurable processor implemented with IPFflex's DAPDNA technology,” IEICE Trans. Inf.& Syst., vol.E87-D, no.8, pp.1997-2003, Aug. 2004.
- 9) J. Watson : “Adaptive computing IC technology enables SDR and multifunctionality in next-generation wireless devices,” Proc. SDR Forum Tech. Conf., pp.185-188, San Diego, CA, Nov. 2002.

- 10) 上原一浩, 鈴木康夫, 芝 宏礼, 田中裕之, 浅井裕介, 庄納 崇, 久保田周治: “マルチプロセッサ・アーキテクチャを用いたソフトウェア無線機における全二重リアルタイム通信を実現するためのソフトウェアの設計と評価,” 信学論(B), vol.J84-B, no.7, pp.1208-1215, Jul. 2001.
- 11) H. Shiba, T. Shono, Y. Shirato, I. Toyoda, K. Uehara, and M. Umehira: “Software defined radio prototype for PHS and IEEE802.11 wireless LAN,” IEICE Trans. Commun., vol.E85-B, no.12, pp.2694-2702, Dec. 2002.
- 12) T. Shono, Y. Shirato, H. Shiba, K. Uehara, K. Araki, and M. Umehira: “IEEE 802.11 wireless LAN implemented on software defined radio with hybrid programmable architecture,” IEEE Trans. Wirel. Commun. vol.4, no.5, pp.2299-2308, Sep. 2005.
- 13) K. Akabane, H. Shiba, M. Matsui, K. Kobayashi, and K. Araki: “Performance evaluation of an SDR signal processing board using a reconfigurable processor,” Proc. SDR Forum Tech. Conf., no.2.2-1, pp.133-136, Phoenix, AZ, Nov. 2004.
- 14) H. Shiba, K. Akabane, M. Matsui, K. Kobayashi, and K. Araki: “Design and performance of IEEE 802.11a SDR software implemented on a reconfigurable processor,” Proc. SDR Forum Tech. Conf., no.2.2-3, pp.141-145, Phoenix, AZ, Nov. 2004.
- 15) 上原一浩: “ソフトウェア無線・コグニティブ無線技術の研究開発,” 信学論(B), vol.J100-B, no.9, pp.693-704, Sep. 2017.
- 16) Proc. Software Radio Study Group Workshop on Software Radio, Tokyo, Japan, Oct. 2001.
- 17) H. Shiba, K. Uehara, and K. Araki: “Proposal and evaluation of security schemes for software-defined radio,” Proc. IEEE PIMRC'03, pp.114-118, Beijing, China, Sept. 2003.
- 18) Y. Suzuki, K. Oda, R. Hidaka, H. Harada, T. Hamai, and T. Yokoi: “Technical regulation conformity evaluation system for software defined radio,” IEICE Trans. Commun, vol.E86-B, no.12, pp.3392-3400, Dec. 2003.
- 19) Y. Suzuki, H. Harada, K. Uehara, T. Fujii, Y. Yokoyama, K. Oda, and R. Hidaka: “Adaptability check during software installation in software defined radio,” IEICE Trans. Commun, vol.E86-B, no.12, pp.3401-3407, Dec. 2003.
- 20) Y. Suzuki, T. Yokoi, Y. Iki, E. Kawaguchi, N. Nakajima, K. Oda, and R. Hidaka: “Development of experimental prototype system for SDR certification simulation,” IEICE Trans. Commun, vol.E86-B, no.12, pp.3408-3416, Dec. 2003.
- 21) H. Yoshino: “ITU-R standardization activities on cognitive radio,” IEICE Trans. Commun., vol.E95-B, no.4, pp.1036-1043, Apr. 2012.

■4群-6編-2章

2-3 物理層

(執筆著者：水谷圭一) [2019年2月 受領]

1章で述べている通り、コグニティブ無線では、周囲の電波利用状況を認識し、その状況に応じて空いているスペクトルを無線機が動的かつ効率的に活用するが、コグニティブ無線機が利用可能なスペクトルは不連続に散在している可能性が高い¹⁾²⁾。本節では、このような不連続に散在する空き周波数帯域を効率的に活用する、コグニティブ無線の物理層技術について説明する。

2-3-1 コグニティブ無線に好適な物理層方式

図1-2において、既にシステムA、システムB、及びシステムCが割り当てられているが、これらの隙間には時間、周波数、場所（環境）によって既存割り当てシステムに影響を及ぼさない帯域（未利用スペクトル）が存在する。このような未利用スペクトルは、図からも分かる通り各システムの間で離散的に存在する場合が多数である。したがって、コグニティブ無線の物理層には、このような離散的かつ不連続に散在する未利用スペクトルに対して、送信信号を柔軟かつ効率的にマッピング可能な通信方式が要求される。このようなコグニティブ無線の物理層に好適な通信方式の代表例として、サブキャリアへの信号マッピングの制御により柔軟に送信信号のスペクトルを変更可能な、OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式が挙げられる³⁾。

以降の節では、まず2-3-2節において、基本となるコグニティブ無線の物理層に好適なOFDM方式^{4)~6)}について概説し、OFDM方式及びOFDM方式を多元接続方式に拡張したOFDMA（Orthogonal Frequency Division Multiple Access）方式⁷⁾に基づくスペクトルプリーングの概念について説明する。次に、2-3-3節においてOFDM/OFDMAにDFT（Discrete Fourier Transform）による拡散処理を適用し、OFDM/OFDMAとスペクトル的に整合したシングルキャリア伝送方式であるDFTs-OFDM（DFT-spread OFDM）方式⁸⁾⁹⁾について説明する。2-3-4節以降では、特にテレビホワイトスペース（TVWS）システムや第5世代移動通信システム（5G）、及びそれ以降のシステム（Beyond 5G）などの新しい無線システムを志向した通信方式として提案され、いずれもコグニティブ無線の物理層に好適な、F-OFDM（Filtered-OFDM）方式¹⁰⁾、UF-OFDM（Universal Filtered-OFDM）方式¹¹⁾¹²⁾、W-OFDM（Windowed-OFDM）方式¹³⁾¹⁴⁾、UTW-OFDM（Universal Time-domain Windowed-OFDM）方式^{15)~17)}、WOLA-OFDM（Weighted OverLap and Add-OFDM）方式¹⁸⁾、FBMC（Filter-Bank Multi-Carrier）方式¹⁹⁾、及びGFDM（Generalized Frequency Division Multiplexing）方式²⁰⁾についてそれぞれ概説する。

2-3-2 OFDM方式/OFDMA方式とスペクトルプリーングの概念

OFDM方式^{4)~6)}は、複素変調信号を直交した複数のサブキャリアにマッピングし、多重することで送信信号を生成するマルチキャリア伝送方式の一種であり、地上波デジタル放送方式であるISDB-T（Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial Television Broadcasting）、IEEE 802.11規格に準拠した無線LAN（Local Area Network）、第4世代セルラシステムであるLTE（Long Term Evolution）及びLTE-A（LTE-Advanced）の下り回線など、多くの無線通信システ

ムにおいて採用されている。また、コグニティブ無線の実施形態の一つである、TVWS システムとして国際標準化された無線 LAN の IEEE 802.11af, 無線 PAN (Personal Area Network) の IEEE 802.15.4m, 及び無線 RAN (Regional Area Network) の IEEE 802.22 においても OFDM 方式が採用されている。

図 3・1 に OFDM 方式の送受信機構成を示す。サブキャリア数及び各 OFDM シンボルの時間軸サンプル点数を N , CP (Cyclic Prefix) の時間軸サンプル点数を N_{CP} , 第 m OFDM シンボルの

各サブキャリアで伝送する複素変調信号ベクトルを $\mathbf{x}_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T \in \mathbb{C}^N$, 及び CP の付加を考慮した IDFT (逆離散フーリエ変換, Inverse DFT) 行列を $\mathbf{F}_{CP}^{-1} \in \mathbb{C}^{(N+N_{CP}) \times N}$ とすると,

送信信号の第 m OFDM シンボル $\mathbf{s}_m = [s_{m,-N_{CP}}, s_{m,-N_{CP}+1}, \dots, s_{m,N-1}]^T \in \mathbb{C}^{N+N_{CP}}$ は,

$$\mathbf{s}_m = \mathbf{F}_{CP}^{-1} \mathbf{x}_m \quad (3 \cdot 1)$$

$$(\mathbf{F}_{CP}^{-1})_{p,q} = \exp[j2\pi(p - N_{CP})q/N] \quad (3 \cdot 2)$$

と表すことができる。ただし, $0 \leq p < N + N_{CP}$, $0 \leq q < N$ であり, $x_{m,n}$ は第 m OFDM シンボルの第 n サブキャリアで伝送する複素変調シンボル, $x_{m,n}$ は第 m OFDM シンボルの第 n 時間サンプル信号点を表す。受信信号の第 m OFDM シンボル $\mathbf{r}_m \in \mathbb{C}^{N+N_{CP}}$ は,

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{H} \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_m = \mathbf{H} \mathbf{F}_{CP}^{-1} \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_m \quad (3 \cdot 3)$$

と表すことができる。ただし, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{(N+N_{CP}) \times (N+N_{CP})}$ は伝搬チャネル行列, $\mathbf{n}_m \in \mathbb{C}^{N+N_{CP}}$ は雑音である。この受信信号 \mathbf{r}_m に対してフレーム同期, CP 除去及び DFT を行った後に, 周波数領域でチャネル推定及び等化を行うことで, 各サブキャリアにおける複素変調シンボル $\hat{\mathbf{x}}_m \in \mathbb{C}^N$ を得る。

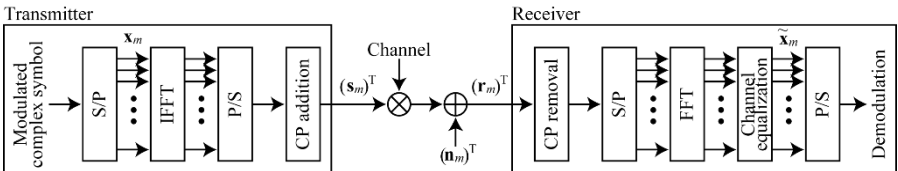


図 3・1 OFDM 送受信機構成

以上のように, OFDM 方式を物理層とする無線機は, 送信機側における IDFT 処理と受信機側における DFT 処理によって, 送信信号を周波数軸の複数のサブキャリアにマッピングして並列伝送する。また, これらのサブキャリアを分割して複数のユーザに割り当てれば, 多元接続方式である OFDMA 方式⁷⁾に拡張できる。これら一連の処理はデジタル信号処理で実現でき, 柔軟な信号設計が可能となるため, コグニティブ無線の物理層技術として注目を集めている。文献 3) では, OFDM/OFDMA 方式をベースとしたスペクトルプリーングが提案されている。図 3・2 に OFDM 方式に基づくスペクトルプリーングの例を示す。免許帯の二次利用者であるコグニティブ無線機の送信側において, 一次利用者が使用中の帯域に相当するサブキャリアに対応する IFFT の入力信号をゼロとすることで, 柔軟にスペクトルホールを形成できる。

また上位レイヤから指定された、二次利用者に許可された帯域に相当するサブキャリアに送信信号をマッピングすることで、柔軟に送信信号のスペクトルを時々刻々と変化する状況に追従させることができる。

これらの利点を有する OFDM/OFDMA 方式はコグニティブ無線の物理層として好適な方式であるが、送信信号の PAPR (ピーク電力対平均電力比, Peak-to-Average Power Ratio) が高い問題、及び OOB (帯域外輻射, Out-of-Band Emission) が高い問題を有する。高い PAPR は線形領域の大きな非線形増幅器が送信機側で必要になるため、端末側における回路実装の面で問題となる。また高い OOB は隣接システムへの与干渉及び隣接システムからの被干渉となるため、より効率的な未利用周波数の活用を目指す上で問題となる。

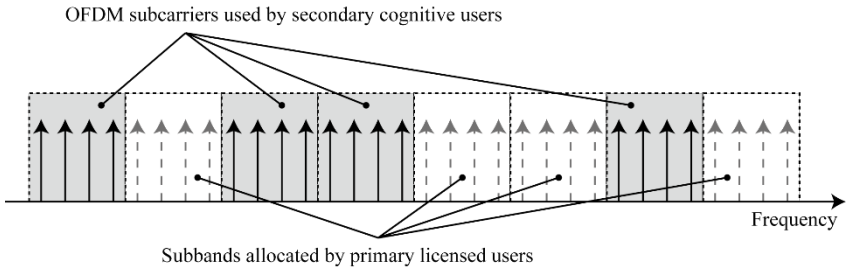


図 3・2 OFDM をベースとしたスペクトルプーリングの概念³⁾

2-3-3 DFTs-OFDM 方式/DFTs-OFDMA 方式

OFDM 方式はマルチキャリア伝送方式であるため、PAPR が高くなる問題がある。高い PAPR を持つ信号を歪みなく伝送するためには、線形領域の広い非線形電力増幅器が必要となり、無線機の消費電力が大きくなる。特に移動端末側においては消費電力の増加は大きな問題であるため、送信信号の PAPR 抑圧が課題となる。そこで、例えば LTE の上り回線においては、OFDM 変復調機の前後に DFT 拡散処理を追加し、OFDM とスペクトル的に整合したシングルキャリア伝送方式である DFTs-OFDM 方式⁸⁾⁹⁾ が採用されている。DFTs-OFDM 方式は SC-FDE (Single-Carrier Frequency Domain Equalization) 方式とも呼ばれる。また、OFDMA 同様、DFTs-OFDM 方式 (SC-FDE 方式) をマルチユーザ多元接続に拡張した方式を DFTs-OFDMA 方式または SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) 方式と呼ぶ。これらはシングルキャリア伝送であるため、PAPR が OFDM 方式に比べて小さく、端末の低消費電力化を実現できる。しかし、OFDM 方式同様、OOB が高い問題がある。

2-3-4 F-OFDM 方式

OFDM 方式または DFTs-OFDM 方式では、シンボル間の不連続性が高い OOB を発生させる。この高い OOB を抑圧する手法として、周波数フィルタを時間軸で畳み込むフィルタベース方式と、時間窓を時間軸で乗ずる時間窓ベース方式とに大別できる。F-OFDM¹⁰⁾ はフィルタベース方式の一つである。F-OFDM 方式の送信機構成を図 3・3 に示す。サブキャリアを複数のサブバンドに分割して束ね、サブバンドごとに OFDM 信号を生成し、フィルタリング処理を行ったのちに、これらを足し合わせることで送信信号を生成する。この各サブバンドごとのフ

フィルタリング処理によって OOBЕ 抑圧を実現できるほか、サブバンドごとに別々のサブキャリア間隔、CP長、TTI(Transmission Time Interval)を設定することが可能である。様々な Numerology の信号をサブバンドごとに柔軟に設定できるため、コグニティブ無線に適した物理層であるが、各フィルタをシステムごとに用意する必要がある点や、フィルタのタップ数とサブバンド数に比例して必要な乗算器数が増加するため、計算量及び回路規模の点で課題が残る。

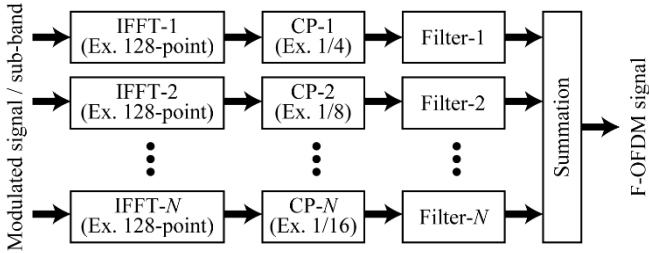


図 3・3 F-OFDM 方式の送信機構成

2-3-5 UF-OFDM 方式

UF-OFDM 方式¹⁾はUFMC(Universal-Filtered Multi-Carrier)方式とも呼ばれるフィルタベース方式である。図 3・4 に UF-OFDM 方式の送信機構成を示す。まず K 本の帯域内サブキャリアを $K_0=K/B$ 本のサブキャリアを持つ B 組のサブバンドに分割し、サブバンドごとに IDFT を行うことで B 組の OFDM 信号を生成する。その後、帯域制限フィルタをサブバンドごとに畳み込んだ後にそれらを合算することで、OOBE が抑圧された送信信号を生成する。LTE の信号パラメータを用いた場合、チャネル端において、従来 OFDM 方式に比べて約 25 dB 程度 OOBЕ が改善される。コグニティブ無線の物理層として適用する場合は、サブバンド単位で未利用周波数へ割り当てることが可能である。

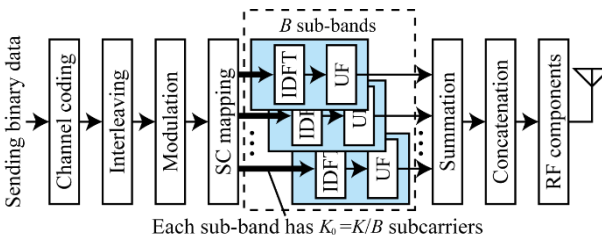


図 3・4 UF-OFDM 方式の送信機構成

ここで、UF-OFDM 方式では、フィルタ時間応答区間をガードインターバルとして利用するため、直交性が部分的に失われ、結果としてマルチパス遅延に対する耐性が劣化する問題がある。マルチパス遅延対策として、LTE の拡張 CP モードに合わせたフィルタ長を適用すると、周波数軸にリップルが発生し、サブキャリア間に著しい送信電力の差が生じる問題が新たに発生する。Pre-distortion 処理によってサブキャリア間の電力均等化を行うと、今度は高い PAPR が

発生する問題が生じる。これらの問題を解決し、長遅延マルチパス環境においても OOBЕ 抑圧効果と通信品質を両立できる方式として、eUF-OFDM (Enhanced-UF-OFDM) 方式¹²⁾が提案されている。図 3・5 に eUF-OFDM 方式の送信機構成を示す。eUF-OFDM 方式では、CP を挿入後、LTE の通常 CP 長に対応する短いフィルタを適用する。これにより、周波数軸におけるリップル問題、PAPR 劣化問題を発生させることなく、マルチパス遅延長に対する耐性を向上させる¹²⁾。

一方で、UF-OFDM 方式及び eUF-OFDM 方式は、いずれも実装に際して複数のフィルタリング処理を伴うため、フィルタのタップ数とサブバンド数に比例して必要な乗算器数が増加するため、計算量及び回路規模の点で課題が残る²¹⁾。

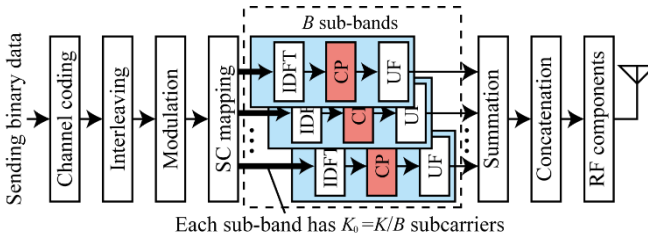


図 3・5 eUF-OFDM 方式の送信機構成

2-3-6 W-OFDM 方式, UTW-OFDM 方式, WOLA-OFDM 方式

少ない計算量で OFDM 方式の OOBЕ を抑圧する信号処理としてよく知られている時間窓処理²²⁾を適用した方式として、W-OFDM 方式^{13),14)}、UTW-OFDM 方式^{15)~17)}、WOLA-OFDM 方式¹⁸⁾が提案されている。これらの方式は、いずれも OFDM 方式に時間窓処理を施すことで OOBЕ を抑圧した送信信号を生成する時間窓ベース方式である点で同じ方式であるが、UTW-OFDM 方式は他の方式に比べて非常に長い時間窓を適用することでより大きな OOBЕ 抑圧性能を有し、窓処理によって生じる非直交干渉の影響を誤り訂正符号や干渉キャンセラで除去する点で異なる方式である。また、WOLA-OFDM 方式では、受信側においても時間窓処理を施すことで非同期受信に対応する方式である。W-OFDM 方式や UTW-OFDM 方式の送信信号は WOLA-OFDM 方式の受信機でも復調可能である。

図 3・6 に UTW-OFDM 方式の送信機構成を、図 3・7 に UTW-OFDM 方式の送信信号生成例をそれぞれ示す。図 3・7(a)に示す OFDM 方式の送信シンボルの両端を窓関数で波形整形してから送出することで、シンボル間の不連続性を解消し OOBЕ を抑圧する。この信号処理は時間軸における乗算処理であるため、基本的には乗算器 1 つで実現可能であり、LTE など従来システムとの親和性が高い。また、多くの実装例では窓処理による電力損失の影響を軽減し実効 CP 長を確保するために、図 3・7(c)に示すように両隣のシンボルの窓乗算区間をオーバーラップさせる。

この時間窓ベース方式は、IEEE 802.11a/g/n/ac など従来の WLAN や LTE などにおいても既に採用されているが、適用する窓長を大きくすると送信信号の一部が削り取られてしまうため、従来システムにおいては、送信スペクトルマスクを満たすために必要最低限の窓長を適用することが一般的である。例えば無線 LAN では、レイズドコサイン窓を使用した場合、OFDM シ

ンボル長 $3.2 \mu\text{s}$ の約 3% に相当する $0.1 \mu\text{s}$ の窓長を適用することで、無線 LAN に要求される送信スペクトルマスクを満たすには十分であることが示されている。これはサンプリング周波数が 20 MHz の場合、 $0.1 \mu\text{s}$ の窓長は CP-OFDM シンボルの両端各 1 サンプルポイント区間に相当しており、設定可能な一番短い窓長である。

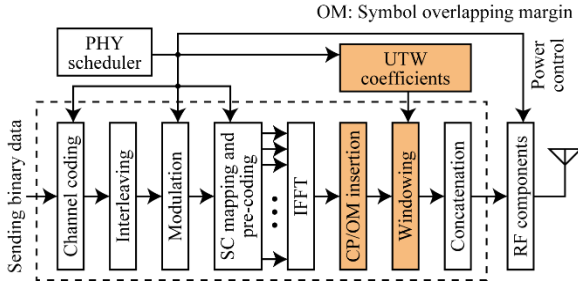


図 3・6 UTW-OFDM 方式の送信機構成

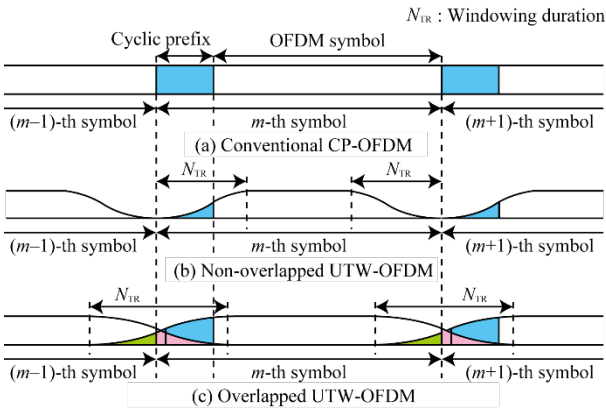


図 3・7 OFDM 方式と UTW-OFDM 方式の送信信号

しかし、2000 年代から研究開発及び標準化活動が開始された TVWS システムにおいては、各国の法規制に基づいて非常に厳しい送信スペクトルマスクが課せられることとなった。これは一次利用者であるテレビ放送に対して、二次利用者システムが影響を与えてはならないためであり、例えば米国 FCC においては、 6 MHz チャンルの端（オフセット周波数 3 MHz ）において $-56.8 \text{ dBm}/100 \text{ kHz}$ という非常に厳しい送信スペクトルマスクが設定された。この厳しい条件を満たすためには、専用のアナログフィルタをチャンネルごとに設計することや、構成タップ数の大きなデジタルバンドパスフィルタを搭載するなどの手段が考えられる。しかし、専用アナログフィルタを設計する場合は、地域によって異なる TVWS の空き状況に対応するために、例えば日本においては $470 \text{ MHz} \sim 710 \text{ MHz}$ にわたって存在する 40 チャンネルに対応したフィルタすべて（またはその一部）を搭載しておく必要があり非現実的である。また、ディジ

タルフィルタのみで厳しいスペクトルマスクを満たそうとする場合、数百タップにもなるデジタルフィルタを搭載する必要があり実装上困難であった。

そこで、TVWS システムをはじめとする厳しいスペクトルマスクが要求される無線システムを実現するために、送信スペクトルマスク規定、搭載 RF の性能、搭載デジタルフィルタの性能、送信電力、伝搬チャネルなどのパラメータによって、窓関数及び窓長を変更し、図 3・7(b),(c)に示すように、必要によっては CP 長を越えるような長大な時間軸窓を適用する UTW-OFDM 方式が提案され、まずは TVWS システムである IEEE 802.11af における有効性が実証された¹⁵⁾。従来システムにおいて OFDM シンボル長の約 3 %程度の窓長を適用することが一般的であったのに対し、UTW-OFDM 方式では OFDM シンボル長の 10 %以上という非常に大きな窓長を積極的に適用することで強力に OOB を抑圧し、FCC が規定する送信スペクトルマスクを達成することが実証されている¹⁵⁾。長大な時間軸窓の適用は送信信号の一部を削ってしまうことになるため、通信品質の劣化が懸念されるが、実際のシステムでは誤り訂正符号が併用されるため通信品質の劣化は限定的であり、条件によっては一切のスループット劣化は発生しない¹⁵⁾。

TVWS システム同様、高い OOB が問題となる 5G や Beyond 5G においても前節で述べた UTW-OFDM 方式が適用可能である。5G への導入を志向した、LTE パラメータを用いた場合の UTW-OFDM 方式の評価によれば、LTE では誤り訂正能力の高い Turbo Coding が強制規格であるため、より長大な窓関数を適用することが可能となり、更なる OOB 抑圧効果を得ることができることが示されている¹⁶⁾。また、LTE の上りリンクへの適用についてもその有効性が実証されている¹⁷⁾。また、時間窓ベース方式において UF-OFDM 方式で使用するフィルタを畳み込んで生成する時間窓を適用すると、UF-OFDM 方式と同等の送信信号特性を得ることができる²³⁾。更に、5G 以降で検討が行われている非同期受信については、受信機側においても時間窓を乗算し、時間窓乗算区間を重ね合わせてから FFT 処理を行う WOLA-OFDM 方式の受信機で対応することができる¹⁸⁾。

2-3-7 FBMC 方式

FBMC 方式¹⁹⁾では、送信側及び受信側におけるフィルタバンクを利用し、サブキャリアごとにフィルタリングを施すことで、極めて低い OOB を実現することができるフィルタベース方式であり、ホワイトスペース帯におけるダイナミックスペクトルアクセスシステムの国際標準規格 IEEE 1900.7 の物理層に採用されている。図 3・8 に IEEE 1900.7 の送信機構成を示す。複素変調器以降の処理が FBMC 方式に関する処理である。まず、各サブキャリアに配置された複素変調信号に対して O-QAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation) 前処理を施し、IFFT により時間軸信号に変換されたのち、フィルタバンクによってサブキャリアごとにポリフェーズフィルタリングが施される。フィルタリングが施された各サブキャリア信号は、周波数軸方向及び時間軸方向にエネルギーが広がるため、キャリア間干渉を引き起こすが、図 3・9 に示す通り、O-QAM 処理によって隣接サブキャリア隣接時間シンボルには、実信号と虚信号が互い違いに配置され、直交性を維持しているためキャリア間干渉を回避できる。

FBMC 方式は非同期送信に耐性があり、LTE におけるタイミングアドバンス (すなわち OFDMA のレンジング) のような厳密な同期を必要とせず、また極めて低い OOB を実現できるため、コグニティブ無線に非常に適した物理層方式であると言えるが、その送信機構成は非

常に複雑となり、また Alamouti 符号化に代表される時空間符号化のような MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 方式への拡張が困難である。

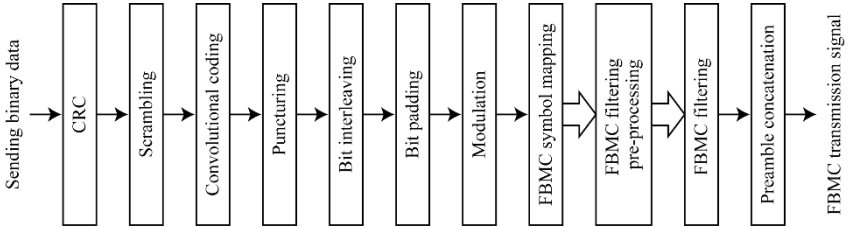


図 3・8 FMBC 方式に基づく IEEE 1900.7 の送信機構成

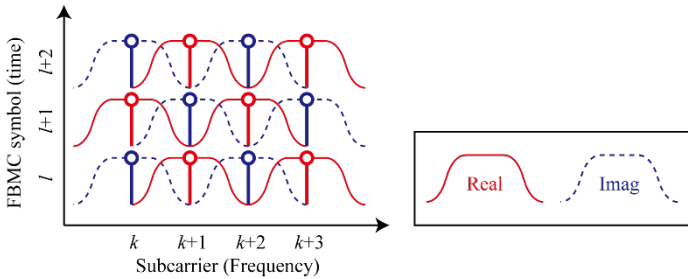


図 3・9 FMBC 方式の送信信号 (フィルタバンク合成の様子)

2-3-8 GFDM 方式

GFDM 方式²⁰⁾は、2-3-4 節から 2-3-7 節までで述べた OOB を抑圧できる手法としてではなく、パラメータの変更によってマルチキャリア信号、シングルキャリア信号、またはそれらの中間的な性質を持つ信号に変更することができる方式として提案されており、より柔軟な信号設計を可能とする点で、コグニティブ無線の物理層に適している可能性を持つ方式である。図 3・10 に GFDM 方式の送信機構成を示す。各サブキャリアは、複数のブロックに分割され、各ブロックごとに処理が行われる。各サブキャリア信号は N 倍にアップサンプリングされ、巡回畳み込みによってフィルタリングが施される。その後時間軸で足し合わされ、CP を付加し送

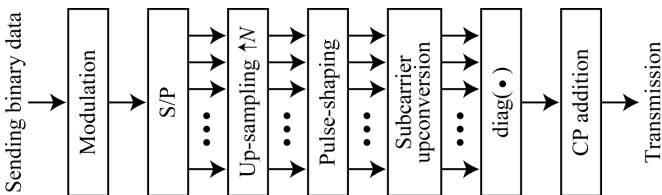


図 3・10 GFDM 方式の送信機構成

信号を生成する。ここで、各ブロックごとに異なる TTI を設定することができる。

GFDM 方式は OFDM 方式に比べて、より柔軟な信号設計を可能とするが、一方で隣接サブキャリア同士は非直交関係にあるため、受信機側におけるイコライザや干渉キャンセラが必要となる。また、OOBE は OFDM 方式に比べてあまり改善されないため、2-3-6 節で説明した、UTW-OFDM 方式との組合せ^{14),24)}を行う必要がある。

2-3-9 各物理層方式の関係

以上、2-3-2 節～2-3-8 節で説明した各物理層方式の相関図を 図 3・11 に示す。図左側がマルチキャリア方式を示しており、これらは DFT 拡散処理を施すことでシングルキャリア方式（図右側）に変換できる。GFDM 方式はパラメータ変更によってどちらの方式にも変更できる。各方式は OFDM 方式もしくは DFTs-OFDM 方式からの変更で表すことができる。赤色で示す方式が時間窓ベース方式、青色で示す方式がフィルタベース方式である。

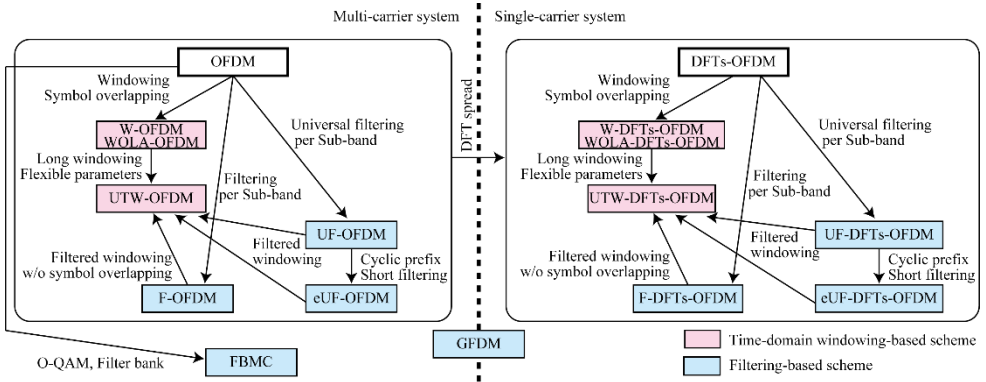


図 3・11 各方式の相関図

■参考文献

- 1) 原田博司：“コグニティブ無線端末機の実現に向けた要素技術の研究開発,” 信学技報, vol.106, no.27, pp.49-56, 2006.
- 2) 三瓶政一：“コグニティブ無線の動向の展開,” 通信ソサイエティマガジン, no.5, pp.35-45, 2008.
- 3) T.A. Weiss and F.K. Jondral：“Spectrum Pooling: An Innovative Strategy for the Enhancement of Spectrum Efficiency,” IEEE Commun. Mag., vol.42, Issue 3, pp.8-14, 2004.
- 4) 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, no.5, pp.628-634, 1971.
- 5) L.J. Cimini, Jr.：“Analysis, Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing,” IEEE Trans. Commun., vol.COM-33, no.7, pp.665-675, 1985.
- 6) J.A.C. Bingham：“Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come,” IEEE Commun. Mag., vol.28, no.5, pp.5-14, 1990.
- 7) H. Sari, Y. Levy, and G. Karam：“An Analysis of Orthogonal Frequency-Division Multiple Access,” Proc. IEEE Globecom 97, pp.1635-1639, 1997.
- 8) D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson：“Frequency Domain Equalization for Single-carrier Broadband Wireless Systems,” IEEE Commun. Mag., vol.40, Issue 4, pp.58-66, 2002.
- 9) A. Gusmao, R. Dinis, and N. Esteves：“On Frequency-domain Equalization and Diversity Combining for

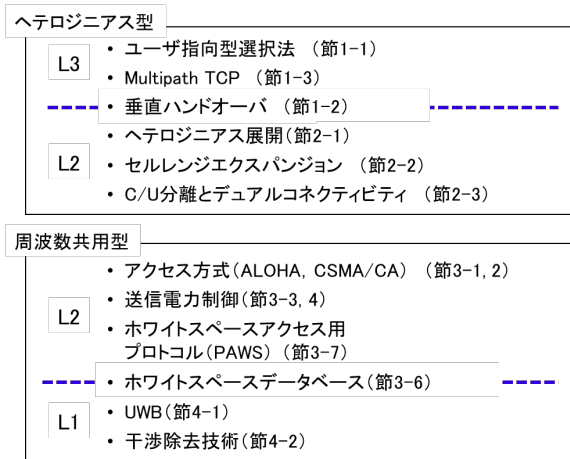
- Broadband Wireless Communications,” IEEE Trans. Commun., vol.51, Issue 7, pp.1029-1033, 2003.
- 10) J. Abdoli, M. Jia, and J. Ma : “Filtered OFDM: A new waveform for future wireless systems,” Proc. IEEE SPAWC 2015, pp.66-70, 2015.
 - 11) V. Vakilian, T. Wild, F. Schaich, S. ten Brink, and J.-F. Frigon : “Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE,” Proc. IEEE Globecom 2013 Workshops (GC Wkshps), pp.223-228, 2013.
 - 12) H. Kuriki, K. Mizutani, T. Matsumura, H. Harada : “Enhanced UF-OFDM for Long Multipath Fading Environment,” Proc. IEEE VTC 2017-Spring, pp.1-5, 2017.
 - 13) T. Weiss, J. Hillenbrand, A. Krohn, F.K. Jondral : “Mutual Interference in OFDM-based Spectrum Pooling Systems,” Proc. IEEE VTC 2004-Spring, pp.1873-1877, 2004.
 - 14) Qualcomm Inc. : “Waveform Candidates,” 3GPP TSG-RAN WG1 #84b, R1-162199, 2016.
 - 15) K. Mizutani, Z. Lan, and H. Harada : “Time-domain Windowing Design for IEEE 802.11af based TVWS-WLAN Systems to Suppress Out-of-band Emission,” IEICE Trans. Commn., E97-B, no.4, pp.875-885, 2014.
 - 16) K. Mizutani and H. Harada : “Universal Time-domain Windowed OFDM,” Proc. IEEE VTC 2016-Fall, pp.1-5, 2016.
 - 17) Y. Kodama, K. Mizutani, T. Matsumura, and H. Harada : “LTE Uplink System Based on Universal Time-domain Windowed DFTs-OFDM,” Proc. WPMC 2017, pp.35-40, 2017.
 - 18) R. Zayani, Y. Medjahdi, H. Shaiek, and D. Poviras : “WOLA-OFDM: A Potential Candidate for Asynchronous 5G,” Proc. IEEE Globecom 2016 Workshops (GC Wkshps), pp.1-5, 2016.
 - 19) B. Farhang-Boroujeny : “OFDM Versus Filter Bank Multicarrier,” IEEE Signal Processing Mag., vol.28, no.3, pp.92-112, 2011.
 - 20) N. Michailow, S. Krone, M. Lentmaier, and G. Fettweis : “Bit Error Rate Performance of Generalized Frequency Division Multiplexing,” Proc. IEEE VTC 2012-Fall, pp.1-5, 2012.
 - 21) K. Mizutani, T. Matsumura, and H. Harada : “A Comprehensive Study of Universal Time-domain Windowed OFDM-based LTE Downlink System,” Proc. WPMC 2017, pp.28-34, 2017.
 - 22) C.S. Moose : “Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing,” IEEE Trans. Cons. Elec., vol.42, no.8. pp.259-269, 1996.
 - 23) Y. Mizutani, K. Mizutani, T. Matsumura, and H. Harada : “A Low-pass Filtered Time-domain Window for DFTs-OFDM to Reduce Out-of-band Emission with Low Complexity,” Proc. IEEE CCNC 2019, pp.1-2, 2019.
 - 24) K. Mizutani, Y. Kodama, T. Matsumura, and H. Harada : “Performance Evaluation of Universal Time-domain Windowed GFDM-based LTE Uplink,” Proc. WPMC 2018, pp.1-6, 2018.

■4群-6編-2章

2-4 プロトコル

(執筆者：田久 修) [2018年11月受領]

コグニティブ無線のプロトコルは、周波数資源や電力などの無線通信リソースを動的に切り替える手続きである。図 4・1 には、本節で取り上げたプロトコルを 1-2-1 節で定義したヘテロジニアス型（マルチモード型）コグニティブ無線と周波数共用型コグニティブ無線に分けて分類し、TCP/IP 階層モデルに基づき階層に分けて示した。ただし、トランスポート層を第 3 層（L3）とし、インターネット層は本節では取り扱わないため除外し、ネットワークインタフェース層内における OSI 参照モデルのデータリンク層を第 2 層（L2）、物理層を第 1 層（L1）とした。ヘテロジニアス型コグニティブ無線では、各無線規格が使用する周波数帯が異なることや無線規格に周波数共用のためのアクセス制御などが組み込まれている。そこで、各無線規格が達成するリンク品質、周波数を共有するシステム数、更にはトラフィック量を考慮し、スループットや遅延特性などの QoS（Quality of Service）を高く保持するための無線規格を選択するプロトコルがヘテロジニアス型コグニティブ無線では確立され、L2 から L3 が中心となっている。



注：節の2-4は省略している

L1：物理層中心，L2：データリンク層（MAC）中心，L3：トランスポート層中心

図 4・1 コグニティブ無線向けプロトコルの階層別分類

一方、周波数共用型コグニティブ無線では、他システムの通信品質が大幅に劣化する同一周波数干渉（Co-Channel Interference：CCI）が発生する。そのため、CCIを抑制あるいは除去するプロトコルが周波数共用型コグニティブ無線では確立され、L1 から L2 が中心となっている。特に、周波数資源を利用するシステムに優先権を考え、高優先権の無線システム（Primary System：PS）が低優先権の無線システム（Secondary System：SS）による周波数資源利用に対して、PSのQoSを落とすことなくSSの使用を認める周波数資源運用にも展開可能である。

1-1 節で説明したように、既存システムへのCCIが十分低くなるように低い送信電力で重量

伝送する方法を除いて、SSの周波数資源利用にはPSの状態認知が必要になる。PSの状態認知の方法はReactive型とProactive型の2つがある。Reactive型はSSが信号にアクセスした後、PSの受信確認応答や品質制御の状態を認識することでPSのQoSを識別する。Proactive型はSSが周波数資源へアクセスする前に、PSの周波数資源の利用の有無を2-6節で説明するスペクトラムセンシングで判断する。PSが未使用時にSSが周波数資源へアクセスするプロトコルをSpectrum Overlay型のアクセスプロトコルという¹⁾。対称的にUWBのようにPSへの与干渉が無視できる程度に送信電力を低く抑える方法は、Underlay型のアクセスプロトコルという¹⁾。Overlay型のアクセスプロトコルでは、PSへの与干渉を考慮することなくSSは高い電力の信号を放出できるが、SSのアクセス機会はPSのアクセス機会に依存する。

2-4-1 ヘテロジニアス型コグニティブ無線のプロトコル (第3層以上)

(1) ユーザ指向型選択法

WiFi, LTE, WiMAXなどの複数の無線規格が搭載されたスマートフォンやノートPCでは利用者(ユーザ)が手で無線規格を切り替えることができる。そのため、無線規格の選択基準として、スループットや受信感度に関するユーザの体感品質や料金体系を考慮した経済面の観点が用いられる。後者の選択基準では、ユーザが事前に無線端末が優先する無線機規格を選択することで、積極的に優先する無線規格に接続を自動的に切り替える方法もとられている。この自動切替えでは、ユーザ認証に要する時間を削減するため、セルラシステムの認証に用いられるSim Cardを利用したユーザ認証法(EAP-SIM)²⁾が提案されている。

(2) 垂直ハンドオーバ

様々な無線通信規格がインターネットプロトコル(IP)によるオールIP化が進むことで、通信接続のセッションを維持しながら無線通信規格を切り替えることが可能になる。特に、異なる無線通信規格へ切り替えるプロトコルをVH(Vertical Handoff)という。対称的に、セルラ通信における同一無線規格において接続先無線機を切り替えるプロトコルをHH(Horizontal Handoff)という。

VHでは、現在接続している無線機あるいは無線通信規格と候補となる無線機あるいは無線通信規格との間でQoSを比較し、優位な条件で選択する。無線通信規格が異なる場合、達成できるQoSや構成するネットワーク規模、システム利用にかかる費用などが異なるため、選択の基準は多様になる。文献3)で示されている選択方法の分類では大きく5つ挙げられている。なお、文献3)の説明に加えて、説明を一部補足している。

1. 信号強度規範: RSSI (Received Signal Strength Indicator) という受信電解強度に基づく選択法であり、セルラシステムのHHで用いられる規範と同じである。簡易な評価規範であるため高速な切り替え判断が可能であるが、RSSIの揺らぎにより接続先を頻繁に切り変えるPing Pong現象が発生する。Ping Pong現象を抑制するため、接続元と接続先との電力差が一定以上大きくなるまで切り替えを控えるヒステリシスを適用する方法や切り替え後には一定の時間が経過するまでは接続を切り替えない方法が提案されている。
2. QoS規範: 利用可能な帯域幅を考慮することで達成可能なQoS(スループットや遅延)を選択規範値として用いる。通信利用者の体感速度により近い基準で選択できる。QoSの評価には、帯域幅やシステムを共有する無線端末の数の認識が必要になる。
3. 関数規範: 様々な評価値をコスト関数として統合することで、複数の評価規範値を同時に

考慮した無線機あるいは無線通信規格の選択を可能にする．関数のパラメータを切り替えることで，QoSの柔軟なトレードオフを達成可能．

4. **ネットワークインテリジェンス**：サービスエリア内あるいは同じ無線通信規格を共有する端末全体の QoS や端末の要求品質などを包括的に捉えて接続先を決定する．機械学習などを利用した接続先決定技術が提案されているが，決定までの遅延時間が大きい点や計算量が大きい点が課題となっている．
5. **コンテキスト法**：将来あるいは頻繁に利用する情報（コンテキスト）を考慮し，接続先無線機あるいは無線通信規格に先回りして将来求められる情報を配置することで，QoS あるいはユーザ体感品質（QoE）の高いハンドオフを実現する．第3層以上（TCP/IP）などと連携したハンドオーバー決定アルゴリズムとなる．

(3) Multipath TCP

VH は複数の無線規格を選択的に用いるため L3 の観点ではサーバ及びクライアント間のパスは単一である．一方，複数の通信規格を同時に利用した場合，L3 のパスを複数に増やし，並列した IP パケット伝送が可能になるため，スループットや接続性の向上が期待される．しかし，各パスの品質が異なるととき，IP パケットの到達率や到着順序の入れ替えが生じるため，IP パケットの再送が増加することや，TCP の輻輳制御によりネットワークへのパケット供給が抑制される．その結果，複数パスの利用が反対にスループット低下や遅延拡大となる恐れがある．特に無線通信では，有線通信に比べて，通信品質がより短い時間で大きく変動するため，各パスの品質差が生じやすい．それゆえ，複数無線通信規格による複数パスを同時に利用するための TCP の改良が求められる．

L3 の複数パスを同時に利用する TCP として，Multipath TCP (MPTCP) が提案されている⁴⁾．MPTCP は，Internet Engineering Task Force (IETF) のワーキンググループで提案された．MPTCP における TCP 輻輳制御の設計には次の 3 つの目標が挙げられている．①最も良好なパスを選択した単一パスに比べてマルチパスフローが高いスループットを実現すること．②他のフローのスループットを劣化させないこと．③最も混雑したパスからトラフィックを移動させること．二番目の目標は，多数パスを利用したとき，既存の単一 TCP のフローよりも帯域を多く消費し，不公平が生じやすいことを懸念しての目標である．

目標達成に準拠したプロトコルとして Coupled Congestion Control Algorithm (CCCA)⁵⁾ がある．CCCA では，各パスに対応したフローをサブフローと定義し，各サブフローで輻輳制御をする． i 番目のサブフローにおける輻輳窓サイズを w_i とする． i 番目のサブフローの受信確認応答 (ACK) を受信したとき， i 番目のサブフローの輻輳窓の増加量は次式となる．

$$\min\left(\frac{\alpha * s_{ACK} * MSS_i}{w_{total}}, \frac{s_{ACK} * MSS_i}{w_i}\right)$$

ここで， s_{ACK} は新しく受領確認されたデータのバイト数であり， w_{total} はすべてのサブフローの輻輳窓サイズの総和， w_i が i 番目のサブフローの輻輳窓サイズ， MSS_i は i 番目のフローにおける最大セグメントサイズある．よって， \min 関数の前者は， i 番目のサブフローにおいて新しく受領確認されたパケットサイズに対する全体の輻輳窓サイズとの比率を示し，後者は受領確認されたパケットサイズを i 番目の輻輳窓サイズで規格化した値である． \min 関数の前者の要素により，特定サブフローへデータが集中することを回避し，二番目の目的の不公平性を緩和し

ている。また、 α は調整係数で各サブフローへのデータの集中度を調整し、一番目の目的であるスループット向上を実現する。 α は、最大のパスを選択した単一パスのTCPと、マルチパスTCPによるサブフロー間の合計スループットが等しくするように選択できる。詳しい α の設計法は、文献5)に示されている。なお、 w_{total} を計算する際には、高速再送制御などでWindow幅が急激に変化する場合があります、過渡的な変化に影響される。そのため、スロースタート閾値を用いることで、安定的なフローの状況を識別できる。MPTCPは商用利用が進められている。

2-4-2 ヘテロジニアス型コグニティブ無線のプロトコル (第2層中心)

(1) ヘテロジニアス展開 (HetNet), オフロード効果

セルラシステムでは、過度なトラヒック集中やセル境界における受信電力低下とセル間干渉の発生により、ユーザ当たりのスループット低下が課題となる。これを克服するため、セルサイズの大きな基地局のセルの中に、セルサイズの小さな基地局を配置する。これを、ヘテロジニアス展開、あるいはHetNetと呼ぶ。ここでセルサイズの大きな基地局をマクロセル、それより小さい基地局をスモールセルと呼ぶ。マクロセル基地局の遠方にあるユーザ端末は、新たに配置したスモールセル基地局と接続することで、送受信機間距離が短くなり、受信信号電力が拡大する。また、マクロセル基地局とスモールセル基地局が使用する周波数帯が異なるとき、選択可能な周波数資源が拡大する。その結果、同じ周波数資源を共有するユーザ数の削減により、高スループット化が図れる。これをオフロード効果という。

(2) セルレンジエクспанション

ユーザ端末がマクロセルとスモールセルの接続先を選択するとき、セル間ハンドオーバと同じく、各基地局の受信電力を選択基準として用いる。しかし、各基地局に接続しているユーザ端末数に応じては、低い受信電力であるが接続端末数が少ない基地局に接続することで、ユーザスループットが向上する。特に、スモールセルのエリアは狭いため、接続端末数が少ない傾向にある。そこで、ユーザはマクロセル基地局の受信電力に比べて、スモールセルの基地局の受信電力に一定の電力マージンを加算することでスモールセルへの接続を優先する。その結果、特にスモールセル近傍にあるマクロセル内のユーザ端末がスモールセルへ接続するように誘導できる。そして、マクロセル基地局においてはオフロード効果によりユーザスループットが改善する。スモールセルのセルサイズが拡張されたことと等価であるため、セルレンジエクспанションと呼ばれている。

(3) C/U分離とデュアルコネクティビティ

ユーザ端末の基地局接続先やアクセス可能なリソースブロックをネットワークが包括的に管理割り当てをするため制御用の通信路を確立する。制御用の通信路は伝送する情報は少ないが低遅延性や常時接続性が求められ、データ用の通信路とは要求品質が異なる。そこで、情報用の通信路と制御用の通信路を別チャネルで確立するC/U分離 (Control Plane and User Plane Split) が提案されている。マクロセルとスモールセルとの共存では、広域のマクロセルがその配下にあるユーザ端末やスモールセルを管理するための制御信号を送信する役割をする。マクロセルのセル範囲内にあるユーザ端末に対して包括的な管理が可能になるため、スモールセルとマクロセルのトラヒック負荷を考慮した接続先選択や、ユーザの移動度を考慮した接続性の向上、QoSを考慮したリソース割り当てが可能になる。ユーザ端末は、制御用通信路を確立するマクロセル基地局との回線とデータ用通信路を確立するスモール基地局との回線の2つを

同時に接続するため、デュアルコネクティビティと呼ばれている。

2-4-3 周波数共用型コグニティブ無線のプロトコル (第2層中心)

(1) アクセスプロトコル その1 (ALOHA)

各ユーザが任意のタイミングによりパケット信号を送信する方法を ALOHA 方式という。パケット送信時間中に他のユーザが同時にパケットを送信した場合には、パケットの相互が干渉し、正しい情報が復調されない。これをパケット衝突という。パケット衝突が発生するとパケットが正しく復号されず棄却される。受信成功あるいは棄却の結果は、無線通信では受信確認応答などのフィードバックにより送信機へ通知する。それゆえ、SS のアクセスプロトコルが ALOHA の場合、受信確認応答がないとき、PS のパケット信号との衝突が発生した可能性が高いと認識できるため、ALOHA による PS の状態認識は Proactive 型になる。

ALOHA のパケット発生率をポアソン過程に従うとすれば、伝送に成功する平均トラフィック量は次式となる

$$S = Ge^{-2G}$$

ここで、 G はポアソン過程で発生する平均トラフィック量である。 G の拡大に対して、伝送に成功する平均トラフィック量は増加から減少へと遷移するうえに凸の傾向となる。これは一定以上のトラフィック量が発生すると、パケット衝突が頻発し、伝送に成功するパケット数が減少するためである。

パケット相互の部分干渉による衝突を回避するため、パケットを送信する時間タイミングを合わせるスロット化 ALOHA が提案されている。Slotted ALOHA の伝送に成功する平均トラフィック量は次式となる。

$$S = Ge^{-G}$$

PS と SS との周波数共有において ALOHA のトラフィック量が凸傾向にあることに注目し、トラフィック量が最大となる周波数資源の利用頻度を調整する安定的 ALOHA が提案されている⁵⁾。

(2) アクセスプロトコル その2 (CSMA/CA)

ALOHA は Reactive 型の周波数共用であり、PS は衝突を許容するため、再送などの MAC レベルによる補償や上位層レベルの QoS 補償が求められる。一方、L2 における Proactive 型のアクセス制御技術として、CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) がある。

CSMA は、アクセス前に、キャリアセンシングと呼ばれる、他システムから放射された信号を検出する。そして、他システムの信号放射が検出されない、つまり周波数資源が空いていると判断するとき、信号を送信する。ここで、多数の無線機がアクセスを待機しているとき、占有中の周波数資源が開放されると待機中の全端末が同時に周波数資源にアクセスするため、必然的なパケット衝突となる。このようなアクセス待機後の同時アクセスによる衝突を回避するため、各端末は、アクセス前に不規則な待ち時間を設ける。これをランダムバックオフという。

SS が CSMA/CA を用いて PS の周波数資源にアクセスした場合は、キャリアセンシングによる衝突回避により PS の QoS 低下は避けられる。しかし、伝搬中のフェージングによってキャリアセンシングの検出感度が低下することで誤検出によるアクセス見逃しが生じる。その結果、

PS と SS が同時にアクセスするパケット衝突が生じる。この問題を隠れ端末問題という。また、高感度化を実現するためにキャリアセンシング閾値を低くした結果、雑音により PS が未アクセス中においてアクセスと判断する誤警報が発生する。誤警報が発生すると SS はアクセス機会を失い、スループットが低下する。この問題を、さらされ端末問題という。隠れ端末問題とさらされ端末問題への解決策として、RTS (Request-to-Send) と CTS (Clear-to-Send) を利用した事前の二方向ハンドシェイクを用いる方法やキャリアセンシング感度を向上する強調センシングが検討されている。キャリアセンスの高感度化は2-4-6節で説明されている。

PS 内で公平なアクセス機会を設けるため CSMA などの Proactive 型のアクセス技術が用いられている場合、SS が二次利用することで PS が保守的にアクセスを停止する可能性がある。その結果、PS の QoS が低下する。そこで、SS は PS の優先制御を実現するため、PS のアクセスを優先するための一定の待ち時間 (IFS) を設計する方法や、ランダムバックオフの最大時間長である輻輳制御窓を改良する方法が提案されている⁶⁾。

(3) 送信電力制御 その1 (集中制御型)

SS から PS への CCI を制御する方法として SS の送信電力を制御する方法がとられる。送信電力制御は2つの方法がとられ、SS のすべての送信機の送信電力を管理局が包括的に管理する集中制御型と、各 SS が自己の判断で送信電力を制御する自律分散型がある。

SS に加えて PS も管理下に置かれたリソース管理局 (マネージャ) を配置することで、すべての送信局の電力を制御することができる。単一のマネージャが集中的に送信電力を設計する方法をマルチユーザ集中電力制御という⁷⁾。

マルチユーザ集中電力制御では、システムの目的量を単一とすることで単目的の最適化問題として、最適送信電力を設計できる。各システムの所要品質を達成し、全システムの総送信電力を最小化する送信電力設計は、所要通信品質充足型電力制御と呼ばれ、次のような最適化問題となる⁷⁾。

$$\min \sum_{i \in N} \alpha_i P_i$$

$$\text{Subject to } \frac{g_{ii} p_i}{\sum_{j \in N \setminus \{i\}} g_{ij} p_j + \sigma_i^2} \geq \Gamma_i, \quad \forall i \in N$$

ここで、 N は送受信機ペアの集合を示し、 i はペア番号を示している。 g_{ij} は j 番目のペアの送信機から i 番目のペアの受信機間のリンク利得を示す。また、 Γ_i は i 番目のペアの所要品質を示している。なお、文献⁷⁾より修正した点として、 α_i によるユーザごとの優先度を入れ、PS か SS で異なる値となる。この最適化問題は線形計画問題であり、様々な設計法が導出されている。文献⁷⁾では、優先度を示す係数 α_i がすべて1のとき行列理論による最適設計が示されている。所要通信品質充足型電力制御の設計法をとるシステムとしてはセンサネットワークがあり、伝送する情報の大きさが固定的であるときに用いられる設計指針である。

一方、ベストエフォート型無線通信のように伝送する情報が大きく変動するシステムにおいては、通信品質最大化型電力制御が用いられる。対象とする無線機のペアの通信容量の総和を最大とする送信電力設計は次式となる。

$$\max \sum_{i \in N} \alpha_i \log_2 \left(1 + \frac{g_{ii} p_i}{\sum_{j \in N \setminus \{i\}} g_{ij} p_j + \sigma_i^2} \right)$$

$$\text{Subject to } 0 \leq p_i \leq P_i, \quad \forall i \in N$$

ここで、 P_i は i 番目のペアの送信機の最大送信電力である。この目的量は非凸関数であるため、凸最適化問題の解法を利用した最適解を求めることができない。そこで、凸関数となるような緩和問題への置き換えによる設計法が検討されている。

一方、PS がマネージャの管理下でない場合、SS から PS への許容信号電力対干渉雑音電力比 (SINR) を制約とする、SS の最適送信電力設計が導出される。複数の SS が同時にアクセスした場合は、各 SS が発した信号が合成されて PS への干渉となる。このような複数の無線機が発生した信号が合成されて干渉信号となる現象を累積干渉という。PS が許容する SINR と SS の達成可能な通信路容量との間にトレードオフの関係が示されている⁸⁾。

(4) 送信電力制御 その2 (自律分散制御型)

送信電力の拡大により、自局の受信電力と他システムへの与干渉が拡大する。SS が自システムの都合のもと、送信電力を制御する場合、各 SS は QoS を最大化することが合理的な設計基準となる。このような個人合理性を前提として、各 SS が自律的に送信電力を設計する方法はゲーム理論により詳細な議論が進められている⁷⁾。

送受信機をペアとして、多数のペアが同一チャネルにおいて自律的に通信を確立することを考える。 i 番目のペアにおける送信電力を p_i とするとき、各ペアの目的量は効用関数と呼ばれ次式の最適化問題としてモデル化される。

$$\max \log_2 \left(1 + \frac{g_{ii} p_i}{\sigma_i^2} \right)$$

$$\text{Subject to } 0 \leq p_i \leq P_i$$

この効用関数を最大にするように各ペアが送信電力を設計する。このとき、ゲーム理論では、 p_i の決定法を戦略と称する。一般にゲームにおける平衡状態はナッシュ均衡と呼ばれる。本ゲームでは、効用関数が戦略 p_i に対して単調増加であるため、均衡状態は最大出力電力である $p_i = P_i$ となる。しかし、送信電力を拡大する場合、PS への与干渉が拡大する。特に、複数のシステムが同一チャネルにアクセスするときには、累積干渉により PS に深刻な干渉を与える。そこで、累積干渉を制約条件として加えることで、ゲーム理論のアプローチによる自律分散送信電力制御も検討されている⁹⁾。

(5) アクセス制御と送信電力制御の統合設計

SS が二次利用により放射した信号によって PS の QoS が所望とする品質よりも劣化しない場合には、SS はその PS に対してキャリアセンスによる同時アクセスの回避は不要となる。特に、L2 においては、SS と PS が同時アクセスにおいても、各受信局の信号対干渉雑音電力比 (SINR) が所要値を超えることで復調が可能になる。これをキャプチャ効果という¹⁰⁾。複数の PS が存在する環境においては、与干渉による QoS の低下に対する許容の可否に応じて Overlay 型の DSA と Underlay 型の DSA が切り替わる。Overlay 型 DSA ではアクセス機会が減少し、Underlay 型の DSA では、出力可能な送信電力量が制限される。そこで、SS のキャリアセンス

感度と送信電力制御を統合的に設計することで、周波数資源の利用機会と送信電力の拡大を両立し、スループット最大化基準で最適設計する方法が検討されている¹¹⁾。

(6) ホワイトスペースデータベース (テレビホワイトスペースデータベース)

1-2-4 節で定義した未使用の周波数であるホワイトスペースを利用するため、スペクトラムの運用管理をするマネージャとスペクトラムの状況を記録するデータベースを配置する。テレビ放送では、放送局及び受信局ともに固定的であるため、ホワイトスペースが定めやすく、テレビホワイトスペース (TVWS) として広く検討が進められている。ここでは、TVWS の設計について説明する。

一次利用者 (PS) のサービス到達範囲を放送局の位置、送信電力量、伝搬モデルにより定める。次に、二次利用者 (SS) からの干渉を保護するための離隔距離を計算する。離隔距離を加えたサービス到達範囲外に SS が存在可能なエリアを決定する境界を計算する。これを、二次利用者境界線という。二次利用者境界線の計算は PS の保護に対する余裕度から設計され、余裕を大きくすることで放送局からより遠方に二次利用する端末が限定されることになる。そして、SS は GPS から得た位置情報に基づき、利用可否をデータベースに問い合わせる。

データベースの構築では各エリア決定におけるルールが求められる。米国の FCC では、TV 放送局のサービスエリア内に存在するチューナを保護するための保護曲線を定義している。具体的には、電磁界強度が 41 dBu、9 m の受信アンテナ高において、F(50, 90) と伝搬モデルを定義している。ここで、F(50, 90) とは、F-curve と呼ばれる伝搬モデルであり、電磁界強度が規定値 (ここでは 41 dBu) を上回る場所率が 50 %、時間が 90 %であることを意味している。外挿による予測を適用したとき、保護範囲は約 125 km 程度になることが報告されている¹²⁾。

一方、二次利用する際に送信電力量、地理的保護曲線、チャンネル帯域幅、チャンネル数、テレビチューナの干渉耐性に対する見込みなどを考慮することによって、二次利用者境界線が変化する。一次利用に対する保護曲線及び二次利用者のパラメータを考慮した二次利用者境界線を設計したとき、アメリカ及びヨーロッパにおける TVWS の利用可能領域の見込みが報告されている¹³⁾。また、日本では、山間部や平野が複雑に入り組んでおり、中継局の配置や受信機におけるブースターの配置などにより、一次利用者の保護に対しては慎重な検討が求められることが報告されている¹⁴⁾。

(7) ホワイトスペースアクセス用プロトコル : PAWS

TVWSDB (TV White Space Data Base) を利用した TVWS へのアクセスするプロトコルは Protocol to Access White-Space (PAWS) として、IETF において定められている¹⁵⁾。TVWS デバイスはマスタとスレーブから成る。マスタに求められる要件は、TVWSDB と通信できること、TVWSDB からパラメータを得られること、そして、GPS などを利用した位置情報が取得できることが求められる。一方、スレーブは、マスタの制御のもと、TVWS へアクセスできることが求められる。TVWSDB による管理用に、Cognitive Pilot Channel (CPC) と呼ぶ制御専用通信システム¹⁶⁾が構築されており、CPC 上で PAWS による利用可能チャンネルを TVWSDB へ問い合わせることが可能である。

PAWS の概要は、次の通りとなる¹⁵⁾。

1. マスタは公開された TVWSDB の運用リストの取得を求める。
2. スペクトラムレギュレータはマスタへ承認が得られた TVWSDB 運用者リストを通知する。

3. マスタは、TVWSDB 運用者に地域における平均アンテナ高 (Height Above Average Terrain : HAAT) や最大送信電力量、周波数などに基づいて利用可能な TVWS 帯域を求める。
4. TVWSDB は利用可能な周波数帯域幅と送信電力量を通知する。そのため、TVWSDB では、特定 TVWSD に対応する運用可能パラメータセットを計算しなければならない。
5. スレーブはマスタへ使用可能な周波数と送信電力量を問い合わせる。
6. スレーブは、利用可能なパラメータセットから必要量をマスタへ通知する。マスタは、TVWSDB 運用オペレータに仲介するかたちでパラメータを通知する。TVWSDB は、最適性の観点で、適切なパラメータを決定する。

UK やシンガポールが地理的データベースを利用した TVWS プロジェクトを実施しており、構築した地理情報 TVWS は、スペクトラムオポチュニスティックマップ、あるいは Radio Environment Maps (REM) と称し、運用試験が進められている。

2-4-4 周波数共用型コグニティブ無線のプロトコル (第1層中心)

(1) UWB (Ultra Wide Band)

UWB はスペクトラム拡散技術の一つであり、広帯域にスペクトルを広げることで、単位周波数当たりの電力を低く抑える。その結果、他システムへの同一周波数干渉を基準値以下まで下げることが可能になる。また、復調時に広帯域利得が得られることや他システム干渉の抑圧を可能にするため、高い通信品質を達成する。FCC の First Report and Order では、UWB は最低でも 500 MHz の広帯域通信、あるいは Fractional 帯域である $2(f_H - f_L)/(f_H - f_L)$ で 0.2 以上であることと定義している。ここで、 f_H と f_L は、占有帯域から 10 dB 下がった高周波数側と低周波数側の周波数である。また、中心周波数は $f_c = (f_H + f_L)/2$ 、また、EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) は 0.56 mW 以下、FCC スペクトルマスクとして、3.1 GHz から 10.6 GHz の電力スペクトラム密度は 75 nW/MHz (= -41.3 dBm/MHz) と定義されている。

UWB では、カバーエリアを確保するため、マルチホップルーティングが用いられる。広帯域利得が得られるため、中継局間で短い距離による周波数再利用が可能になる。その結果、カバーエリア当たりの周波数利用効率を高く維持できる。また、広帯域スペクトラムを利用したマルチデータレートをサポートできる。

UWB と他システムとの周波数共用においては、他システムへの与干渉基準の達成が求められる。例えば、FWA と UWB との周波数共用に対して、達成可能なスループットを評価し、FWA システムへの与干渉によりスループット制限があることが報告されている¹⁷⁾。また、多数の UWB システムが共存する環境における他システムへの干渉を確率幾何解析による方法で分析した報告もある¹⁸⁾。

(2) ベースバンド信号処理による干渉除去技術

多数アンテナを用いた Multiple Input Multiple Output (MIMO) による信号分離技術の発達により、SS から PS への与干渉あるいは PS から SS への被干渉をベースバンドの信号処理により効果的に除去することが可能になっている。ベースバンド信号処理による相互干渉除去の詳細は 2-3 節において示し、本節では概要と信号処理に必要な事前情報についてまとめる。

1. **ビームフォーミング**: マルチアンテナによるヌルを形成し相互干渉を除去する。送信信号を逆位相で合成することでヌルを形成するクラシカルビームフォームとチャネル特性を利用してヌルを形成するプレコーダ型ビームフォームがあり、前者はシステム相互の方

位, 後者はシステム相互の通信路状態情報 (CSI) が必要になる。

2. **NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access)** : 干渉レプリカ再生を利用した干渉キャンセラにより相互干渉を除去する。システム相互の CSI 及び電力差を確保する送信電力制御が必要になる。
3. **PLNC (Physical Layer Network Code)** : 複数端末が中継局を経由して情報交換をする際、自局の信号が他局の信号と中継局で相互干渉を生じたとしても、中継局が混信状態の信号を各端末に報知することで、各局は受信信号から自局の信号を差し引き、他局の信号を復調できる。少ないタイムスロットでの交換が可能であり、高効率な情報交換が可能になる。PLNC を利用したコグニティブ無線応用が多数検討されている¹⁹⁾。PLNC の実現にはシステム相互の CSI が必要になる。
4. **Interference Alignment** : 複数システム間での同時アクセス環境において、各受信局において他システムの信号が直交化あるいは抑圧するように送受信機のプレコード設計をする。Interference Alignment によるコグニティブ無線の実現では、PS と SS 相互の CSI が必要であり、更に PS のプレコード設計の際に SS の信号の考慮が必要になる²⁰⁾。

■参考文献

- 1) K.C. Chen, R. Prasad : “Cognitive radio networks,” Wiley, 2009.
- 2) http://crypto-protocol.nict.go.jp/AKE_zoo/EAP-SIM/EAP-SIM_Abstract.pdf
- 3) A. Ahmed, L.M. Boulahia, and D. Gaiti : “Enabling Vertical Handover Decisions in Heterogeneous Wireless Networks: A State-of-the-Art and A Classification,” in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol.16, no.2, pp.776-811, Second Quarter, 2014.
- 4) P. Dong, J. Wang, J. Huang, H. Wang, and G. Min : “Performance Enhancement of Multipath TCP for Wireless Communications With Multiple Radio Interfaces,” in IEEE Transactions on Communications, vol.64, no.8, pp.3456-3466, Aug. 2016.
- 5) C. Raiciu, M. Handly, and D. Wischik : “Coupled congestion control for multipath transport protocols,” RFC6356, IETF, Oct. 2011.
- 6) S. Tanaka and T. Fujii : “Wireless LAN protected distributed cognitive MAC protocol for secondary system,” 2009 Second International Workshop on Cognitive Radio and Advanced Spectrum Management, Aalborg, pp.143-147, 2009.
- 7) 三瓶政一, 阪口 啓 : “無線分散ネットワーク,” 電子情報通信学会, 2011.3.
- 8) K. Innage, T. Fujii, K. Muraoka, and M. Ariyoshi : “Capacity conservation ratio: a novel interference constraint for spectrum sharing,” Transaction on emerging telecommunications technologies, John Wiley & Sons, pp.672-682, 2013.
- 9) Y. Lin, K. Liu, and H. Hsieh : “Design of Power Control Protocols for Spectrum Sharing in Cognitive Radio Networks: A Game-Theoretic Perspective,” 2010 IEEE International Conference on Communications, Cape Town, pp.1-6, 2010.
- 10) J. Lee, et al. : “An Experimental Study on the Capture Effect in 802.11a Networks,” WiNTECH'07, Sep. 2007.
- 11) 堀江駿太, 田久 修, 藤井威生, 榎田洋太郎 : “スロットベースのランダムアクセス型プライマリシステムと周波数共有するセカンダリシステムのキャリアセンス制御と干渉マージンの設計,” 電子情報通信学会和文論文誌 B, vol.J96-B, no.7, pp.729-741, 2013.7.
- 12) K.H. Anabi, R. Nordin, and N.F. Abdullah : “Database-Assisted Television White Space Technology: Challenges, Trends and Future Research Directions,” in IEEE Access, vol.4, pp.8162-8183, 2016.
- 13) J. van de Beek, J. Riihijarvi, A. Achtzehn, and P. Mahonen : “UHF white space in Europe - A quantitative study into the potential of the 470-790 MHz band,” 2011 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), Aachen, pp.1-9, 2011.
- 14) 石津, 村上, 藍, チェン, 原田 : “データベースと連携して TV ホワイトスペースで運用可能な無線ネッ

- トワークシステム,” 信学技報, SR2012-4, pp.23-30, 2012.5.
- 15) V. Chen, S. Das, L. Zhu, J. Malyar, and P. McCann : “Protocol to access white-space (PAWS) databases,” RFC 7545, May 2015.
 - 16) 石津, 村上, フィリン, 原田 : “アウトバンドパイロットチャネルによる規制情報の通知と環境情報の端末間共有,” 信学技報, SR2010-10, pp.57-64, May 2010.
 - 17) D. Cassioli, R. Giuliano, and F. Mazzenga : “Analysis of UWB system capacity in a realistic multipath environment with coexistence constraints,” in IET Communications, vol.1, no.3, pp.391-397, Jun. 2007.
 - 18) P.C. Pinto, A. Giorgetti, M.Z. Win, and M. Chiani : “A stochastic geometry approach to coexistence in heterogeneous wireless networks,” in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.27, no.7, pp.1268-1282, Sep. 2009.
 - 19) A. Naeem, M.H. Rehmani, Y. Saleem, I. Rashid, and N. Crespi : “Network Coding in Cognitive Radio Networks: A Comprehensive Survey,” in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol.19, no.3, pp.1945-1973, thirdquarter, 2017.
 - 20) H. Men, N. Zhao, M. Jin, and J.M. Kim : “Optimal Transceiver Design for Interference Alignment Based Cognitive Radio Networks,” in IEEE Communications Letters, vol.19, no.8, pp.1442-1445, Aug. 2015.

■4群-6編-2章

2-5 コグニティブネットワーク

(執筆者：阪口 啓) [2019年2月 受領]

2-5-1 コグニティブネットワーク

複数の無線アクセスがネットワークを介して接続されたとき、それらの無線アクセス間の連携制御が可能となる。本稿では、複数の無線アクセスを場所に応じて使い分ける（または同時に利用する）コグニティブ無線を想定し、無線アクセス間の連携制御の方式をまとめる。

このように複数の無線アクセスを連携制御することで、無線アクセス（コグニティブ無線）システム全体の性能改善に供するネットワークをコグニティブネットワークと呼ぶ。更にコグニティブネットワークは、異なる周波数帯を利用する複数の無線アクセスが連携するヘテロジニアス型コグニティブネットワークと、同一周波数帯を利用する複数の無線アクセスが連携する周波数共用型コグニティブネットワーク（一次利用無線アクセスと二次利用無線アクセスが周波数を共用する場合を含む）に大別することができる。いずれの場合も連携制御の目的関数となるコグニティブネットワークの性能（メトリック）としては、データレート、遅延、接続性、消費電力、通信コスト、利用可能なサービスなどが考えられる。なお、周波数共用型コグニティブネットワークという観点で最も重要なパラメータである無線アクセス間の干渉量は、接続性やデータレートに間接的に影響を与える因子と捉えることができる。

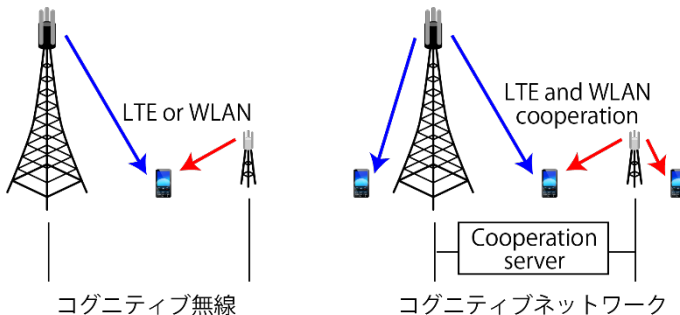


図 5・1 コグニティブネットワーク (CN) の概念

図 5・1 にコグニティブネットワークの概念図を示す。ここでは例としてヘテロジニアス型コグニティブネットワークを示している。無線アクセス間に連携が存在しない場合（ユーザセントリックな場合）は、各ユーザがそれぞれのユーザの要求するメトリックに応じて複数無線アクセス（例えば LTE と WLAN）を切り替える（図 5・1 左）。この場合、各ユーザはそれぞれの場所において複数無線アクセスの品質（QoS）を自主的にセンシングし、そのセンシング結果のみに基づいて無線アクセスを選択する。そのためセンシングのためのオーバーヘッドが大きいとともに、無線アクセスネットワーク全体としての最適化には至らないという問題点がある。一方で、コグニティブネットワークでは、例えば LTE と WLAN が、複数無線アクセスの QoS 予測サーバを用いて連携し、その予測結果と各ユーザの要求メトリック（ポリシー）に基づい

で無線アクセスを選択する(図5・1右)。ユーザ自身でQoS予測に必要な情報のすべてをセンシングにより収集することは極めて困難であるが、ネットワークが連携することで複数ユーザが存在する環境においてもQoS予測が可能となり、ネットワーク全体の最適化が可能となる。また、周波数共用型コグニティブネットワークでは、無線アクセス間の干渉を考慮してネットワーク全体の最適無線リソース制御を行うことが可能となる。

コグニティブネットワークが最適化するネットワーク全体のメトリックとしては、想定するサービスの要求条件(データレート、遅延、接続性)に対するアウトエージ確率が挙げられる。アウトエージ確率0.01%とはその無線アクセスの99.99%の信頼性を表しており、例えばデータレートと接続性に関して99.99%の信頼性を担保しつつ消費電力の最小化や通信コストの最小化が可能となる。アウトエージ確率の計算には他ユーザの状態が必要となり、それらをネットワークを介して収集し、また全体最適化の結果をネットワークを介して複数の無線アクセスに通知(または奨励)することにより無線システム全体の最適化が可能となる。

2-5-2 ヘテロジニアス型コグニティブネットワーク

この節では、異なる周波数を利用する無線アクセスが連携するヘテロジニアス型コグニティブネットワークの例を紹介する。ここでは、複数の無線アクセスとして、カバレッジの大きいマクロ基地局とカバレッジが小さくマクロセルにオーバーレイする複数の小セル基地局を想定する。このように複数の異なるセルサイズの基地局から成るネットワークも一般にヘテロジニアスネットワークと呼ばれている。また、マクロ基地局と小セル基地局が異なる周波数を用いる場合をヘテロジニアス型コグニティブネットワークと呼び、マクロ基地局と小セル基地局が同一の周波数を利用する場合を周波数共用型コグニティブネットワークと呼ぶ。

図5・2にヘテロジニアス型コグニティブネットワークの概念図を示す。この環境では周波数 f_M を利用する1つのマクロセルの中に周波数 f_S を利用する M_S 台の小セル基地局が配置されている。マクロ基地局に割り当てられた周波数帯域幅を B_M 、一方小セル基地局に割り当てられた周波数帯域幅を B_S とする。マクロセルには N 人のユーザが存在し、その内 N_{Si} 人は第 i 小セル基地局に接続するものとする。よって、 $N_M = N - \sum_{i=1}^{M_S} N_{Si}$ 人がマクロ基地局に接続することになる。各基地局では、スケジューリングにより各ユーザに無線リソースを割り当てる。仮にすべてのユーザに公平に無線リソースを割り当てたとするとマクロ基地局に接続されたユーザには $W_M = B_M/N_M$ の帯域幅が割り当てられ、一方小セル基地局に接続されたユーザには $W_{Si} = B_S/N_{Si}$ の帯域幅が割り当てられる。この状態で新たに接続を要求する第 j ユーザのマクロ基地局に対するSNR(信号対雑音電力比)を γ_{Mj} とし、第 i 小セル基地局に対するSINRを γ_{Sij} とする。仮にユーザがマクロ基地局に接続する場合、実現できるマクロ基地局のデータレートは $R_{Mj} = B_M/(N_M + 1) \log_2(1 + \gamma_{Mj})$ となり、一方ユーザが小セル基地局に接続にする場合はデータレートは $R_{Sj} = B_S/(N_{Si} + 1) \log_2(1 + \gamma_{Sij})$ となる。ただし、ユーザ数 N が一定の場合は、小セル基地局の接続ユーザ N_{Si} が増えるとマクロ基地局の接続ユーザ N_M が減少し、結果としてマクロ基地局に接続している他の接続ユーザのデータレートが改善することに注意されたく、この効果を本項ではオフローディング効果と呼ぶ。各ユーザが基地局を選択する場合は第 j ユーザのデータレートは $R_j = R_{Mj}$ or R_{Sj} となり、一方キャリアアグリゲーションなどによりマクロ基地局と小セル基地局のアグリゲーションを許容する場合は $R_j = R_{Mj} + R_{Sj}$ となる。ヘテロジニアス型コグニティブネットワークでは、通信オペレータやユーザの要求条件に応じて如何に

効率的に接続基地局を選択する（させる）か、または異なる無線アクセスを介して伝送されたデータを如何に合成するかが重要な技術となる。

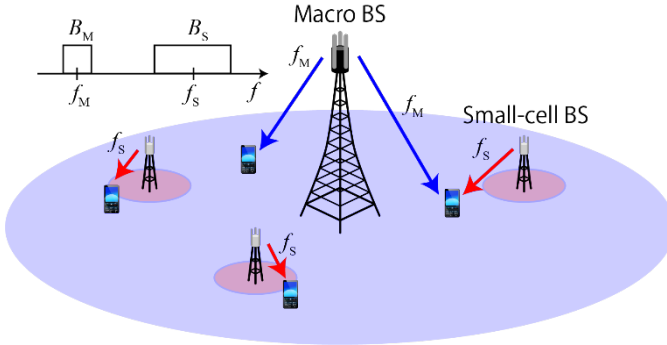


図 5・2 ヘテロジニアスネットワークの概念

(1) ANDSF (LTE と WLAN の連携)

ANDSF (Access Network Discovery and Selection Function) は、LTE などの 3 GPP 系の無線アクセスに接続しているユーザが、WLAN (Wi-Fi) などの非 3 GPP 系の無線アクセスを、ネットワークがアシストすることで効率的に探索し、また接続のためのポリシーを与えるヘテロジニアス型コグニティブネットワークの機能であり、3GPP Rel.8 において規定されている¹⁾。ANDSF サーバは、ユーザの位置情報とデバイスのタイプに応じて ISMP (Inter-System Mobility Policy) を OMA (Open Mobile Alliance) が策定する Device Management (DM) プロトコル²⁾を用いてユーザに配信し、ユーザの無線アクセスの効率的な選択を支援する。各ユーザは OMA が定義するプッシュ通知により無線アクセス選択に関するトリガ信号を受け取り、各ユーザの要求条件（データレート、遅延、接続性、消費電力、接続コストなど）に応じて無線アクセスを選択することになる。

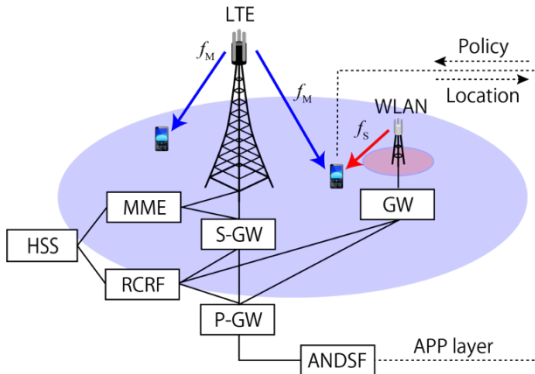


図 5・3 ANDSF を用いた LTE と WLAN の連携

図 5・3 に ANDSF を用いた LTE と WLAN の連携ネットワークを示す。例えば、LTE に接続しているユーザの位置情報は、MME (Mobility Management Entity) により取得可能であり (ユーザの位置情報の取得に関しては MME などのインフラ側で取得する方法と GPS などのユーザ側で取得する方法の両方がある)、その情報を ANDSF サーバにユーザまたはネットワークが通知することで位置情報に基づいた無線アクセスの選択が可能となる。なお、PCRF (Policy and Charging Rules Function) は LTE と WLAN などの接続コストなどを管理し、HSS (Home Subscriber Server) はホームネットワークにおける登録情報を管理している。ANDSF はユーザの位置情報に基づいた異種無線ネットワーク選択のための初の国際標準規格であり、コグニティブネットワークとして重要な役割を果たしている。例えば、モバイルオペレータは、ホットスポットにおけるトラフィック輻輳問題の解決のために、ANDSF を用いて LTE のトラフィックを公衆無線 LAN (WLAN) にオフロードしている。

(2) デュアルコネクティビティ

ANDSF が標準化された 3GPP Rel.8 (LTE) の時代は、LTE 無線アクセスの輻輳が社会的な問題となっており、如何にトラフィックを WLAN にオフロードするかが技術的課題であった。その後 LTE は、変調多値数、MIMO レイヤ数、キャリアアグリゲーション (CA) などの技術革新を進め、Rel.8 (LTE) ではダウンリンク (DL) の最大レートが 300 Mbps であったのに対して、Rel.10 (LTE-Advanced) ではダウンリンク (DL) の最大レートが 3 Gbps まで向上した。これらの技術改善により WLAN などの小セル基地局の役割は、マクロ基地局か小セル基地局かという選択の対象から、マクロ基地局のレイヤと小セル基地局のレイヤを合成することでデータレートを増大するデュアルコネクティビティ (DC) の時代に入ることになる³⁾。このとき重要となるのがユーザの接続性やモビリティなどを管理する制御プレーン (C-Plane) であり、マクロ基地局が制御プレーンを一括管理することにより異なる周波数で運用される小セル基地局を日和見的に利用することが可能となる (C/U 分離技術)。

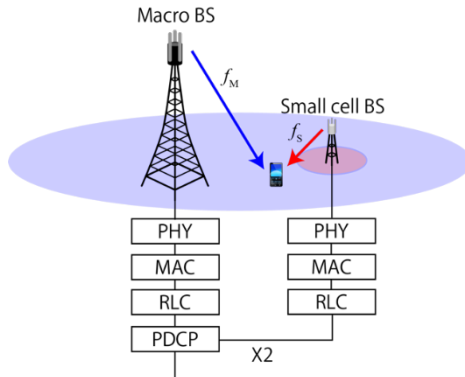


図 5・4 デュアルコネクティビティ無線プロトコルアーキテクチャ

図 5・4 に DC を実現する無線プロトコルアーキテクチャの例を示す。本システムの制御プレーンはマクロ基地局から一括して送信されるのに対し、データプレーンは X2 インタフェースを介して、マクロ基地局と小セル基地局の双方から送信可能である。そのためマクロ基地局

の PDCP (Packet Data Convergence Protocol) プロトコルレイヤの信号を X2 回線を介して分岐し、小セル基地局に配信する。PDCP レイヤを分岐することにより、複数の異なる無線アクセスを介した DC が実現可能となる。DC を活用することにより小セル基地局付近では、マクロリンクと小セルリンクの両方の無線アクセスを利用することが可能となり各ユーザのデータレートを改善することができる。

(3) LTE WLAN aggregation

3GPP Rel.12 で規定された DC は LTE マクロ基地局と LTE 小セル基地局のアグリゲーションであったのに対して、3GPP Rel.13 では図 5・5 に示すように LTE マクロ (小セル) 基地局と WLAN をアグリゲーションする技術 LWA (LTE-WLAN Aggregation) に拡張された⁴⁾。これを実現するために PDCP レイヤの上にアダプテーションレイヤ LWAAP (LWA Adaptation Protocol) が導入された。LWAAP は PDCP のデータをカプセルリングし、対応するベアラの識別子をヘッダに付加する機能を持っている。ユーザ端末 (UE) は、LWAAP において WLAN で受け取ったデータの識別子を判別し、PDCP レイヤのデータを順序補正することで LTE と WLAN のアグリゲーションを実現する。すなわち LWAAP をマクロ基地局と UE に導入することで、既設の WLAN アクセスポイント (AP) を小セル基地局として用いることが可能となり、C/U 分離技術により接続性やモビリティを担保しつつ、データレートの拡大が可能となる。

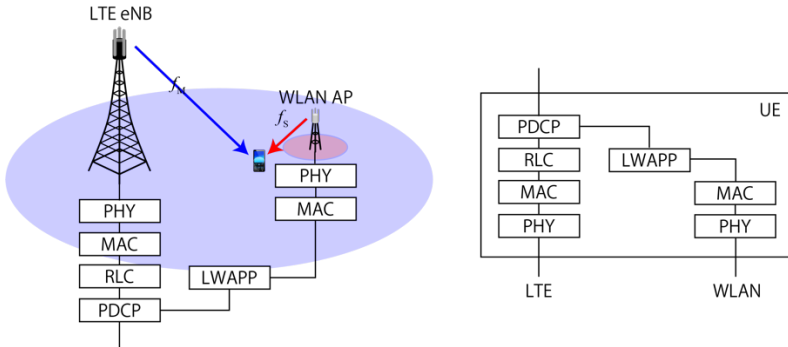


図 5・5 LTE WLAN アグリゲーション無線プロトコルアーキテクチャ

2-5-3 周波数共用型コグニティブネットワーク

本節では、複数の無線アクセスが同一の周波数を共用する周波数共用型コグニティブネットワークを紹介する。周波数共用型コグニティブネットワークは、更に一次利用無線アクセス (放送) と二次利用無線アクセスが周波数を共用するタイプ (TV ホワイトスペースなど) と、一次利用無線アクセスにおいて複数の異なる基地局が同一の周波数を共有するタイプ (eICIC や CoMP など) がある。いずれの場合もネットワーク全体として周波数利用効率を改善することが周波数共用型コグニティブネットワークの目的である。

図 5・6 に周波数共用型コグニティブネットワークの概念図を示す。ヘテロジニアス型コグニティブネットワークとは異なり、一次利用無線アクセス (またはマクロ基地局) と二次利用無線アクセス (または小セル基地局) が同一の周波数帯に規定されるチャンネルを共用している点が周波数共用型コグニティブネットワークの最大の特徴である。ここで、共用するチャンネルの

帯域幅を B とすると、一次利用無線アクセス（マクロ基地局と呼ぶ）に接続されている第 j ユーザ（マクロユーザと呼ぶ）のデータレートは $R_{Mj} = (1 - \alpha)B \log_2(1 + \gamma_{Mj})$ と表され、一方、二次利用無線アクセス（小セル基地局と呼ぶ）に接続されている第 i ユーザ（小セルユーザと呼ぶ）のデータレートは $R_{Si} = B \log_2(1 + \gamma_{Si})$ と表される。ここで α はマクロ基地局と小セル基地局が干渉を回避するためにマクロ基地局が送信を停波する割合を表している。ただし、マクロ基地局が放送である場合は $\alpha = 0$ と成らざるを得ない。 γ_{Mj} と γ_{Si} はそれぞれマクロユーザと小セルユーザの信号対干渉雑音電力比であるが、マクロ基地局と小セル基地局が同一チャネルを利用しているため互いに干渉を与え、それぞれ $\gamma_{Mj} = g_{Mj}P_M / (g_{Sj}P_S + P_N)$ 及び $\gamma_{Si} = g_{Sj}P_S / (g_{Mj}P_M + P_N)$ と表される。ここで P_M と P_S はマクロ基地局と小セル基地局の送信電力、 g_{Mj} と g_{Sj} はマクロ基地局及び小セル基地局と第 j ユーザ間の伝搬利得を表しており、また P_N は雑音電力である。周波数共用型コグニティブネットワークでは、ネットワークを連携させることにより、如何に干渉を与えることなく（データレートを劣化させることなく）小セルユーザのデータレートを改善させるかが目標となる。干渉回避の方法としては、マクロユーザと小セル基地局間の離隔距離により g_{Sj} と g_{Mj} とを十分に小さくさせる方法（TV ホワイトスペース）、マクロ基地局が停波する割合 α を設け、マクロ基地局と小セル基地局が連携したスケジューリングにより干渉を回避する方法（eICIC）と、マクロ基地局と小セル基地局が連携した MIMO 送信を行うことにより等価的に g_{Sj} と g_{Mj} を小さくする方法（CoMP）がある。残りのセクションではこれらの技術を順次紹介する。

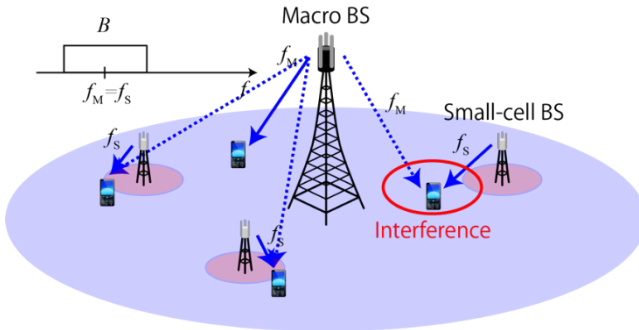


図 5・6 周波数共用型コグニティブネットワークの概念図

(1) TV ホワイトスペース（データベース）

一次利用無線アクセスと二次利用無線アクセスが周波数を共用する例として TV ホワイトスペースを紹介する。TV 放送タワーから発射されるテレビ放送用の周波数帯には、時間や地域を限定すると使用されていないチャネル（TV ホワイトスペース）がある。この TV ホワイトスペースを活用する WLAN として IEEE 802.11 af が規定されている³⁾。そのために TV 放送の帯域幅 6 MHz/7 MHz/8 MHz に合わせて IEEE 802.11 の物理層と MAC 層を拡張している。

図 5・7 に IEEE 802.11 af の無線ネットワークアーキテクチャを示す。IEEE 802.11 af の最大の特徴は、地域ごとのテレビ周波数チャネル情報を格納するホワイトスペースジオロケーションデータベース（GDB）を利用し 11 af WLAN の使用チャネルを決定する機能を持つことである。

GDBには地域ごとの空きチャンネルが登録されており、WLAN APはそれを利用して使用チャンネルを決定する。位置情報に基づいたデータベースを利用するという意味では、2-5-2節(1)で紹介した ANDSF に似ているが、ANDSF ではユーザ端末の位置情報に基づいてユーザの要求メトリックが向上する無線アクセスを選択していたのに対して、GDB では WLAN AP が TV 放送サービス(受信機)に干渉を与えないチャンネルを選択するという点が大きく異なる。GDB に対応した WLAN AP は GDD (Geo-location Database Dependent) enabling STA と呼ばれ、GDB に対応した WLAN 端末は GDD dependent STA (Station) と呼ばれる。

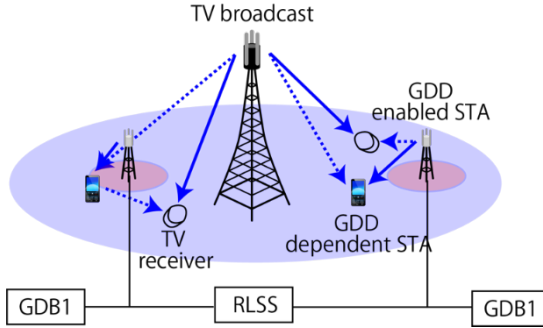


図 5・7 IEEE 802.11 af の無線ネットワークアーキテクチャ

また、図 5・7 において RLSS (Registered Location Secure Server) は、GDB に対応した GDD enabling STA 間の干渉を防止するためのローカルデータベースである。GDB enabling STA は GDB にアクセスし、TV ホワイトスペースの空きチャンネル情報から使用チャンネルを決定し、そのチャンネルを用いて GDD Enabling Beacon Signal を GDD dependent STA に送信することで GDD のネットワークを構築するものである。以上により、同一の周波数を利用する TV 放送と無線アクセス間の干渉を回避しつつ、その地域において WLAN サービスの提供が可能となる。

(2) eICIC

一次利用無線アクセスにおいてマクロ基地局と小セル基地局が同一の周波数を共有するネットワークにおいて効率的に干渉を回避する eICIC (Enhanced Inter Cell Interference Coordination) を紹介する⁹⁾。

図 5・8 に eICIC で想定するシナリオを示す。小セル基地局の送信電力はマクロ基地局の送信電力よりも小さいため、マクロセルと小セルが互いに干渉するエリアは CRE (Cell Range Expansion) のエリアとなる。CRE エリアのユーザは、オフロード効果を積極的に利用するために小セル基地局に接続されているが、マクロ基地局からの干渉信号のために SINR (Signal-to-Interference plus Noise Ratio) の所用条件を満足していない。eICIC では、この問題を解決するために ABS (Almost Blank Subframe) を用意する。ABS では、マクロ基地局のデータ送信を停波するサブフレームを用意し、そのサブフレームに CRE エリアのユーザのデータ送信をスケジューリングする。小セル基地局に置いて CRE エリアに存在するユーザの割合を α [%] とすると、ABS では $(1-\alpha)$ [%] の割合でマクロ基地局のと小セル基地局が周波数を共用し、残り α [%] は小セル基地局が優先的に周波数を利用する。しかしながら、CRE エリアのユーザが小

セル基地局に接続することにより、マクロ基地局に接続するユーザ数は減少し、マクロ基地局に接続するユーザの無線リソースが $(1-\alpha)$ [%] に減少したとしてもマクロユーザのデータレートは改善する。以上により、マクロセルと小セルが CRE を用いて周波数を共用する仕組みを説明した。ABSを用いることで、小セル基地局に接続するユーザのメトリックが高まるとともに、マクロ基地局にとってもオフロード効果が得られる。

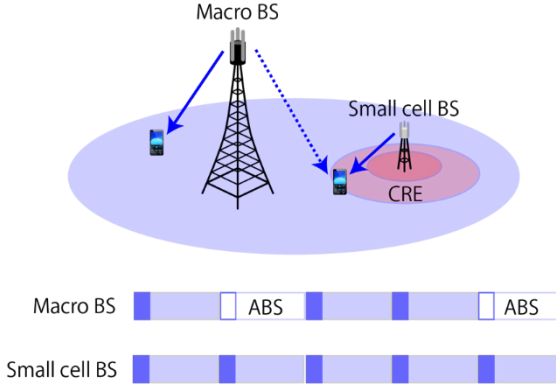


図 5・8 eCIC のネットワーク構成と ABS のフレーム割当て

(3) CoMP

最後に、一次利用無線アクセスであるマクロ基地局と小セル基地局が同一周波数を利用して密に連携を行うことで同一チャネル干渉を回避する CoMP (Coordinated Multi-Point) を紹介する。CoMP は、マクロ基地局と小セル基地局の連携の形態により、スケジューリングにより干渉を回避する Coordinated Scheduling (CS)、連携ビームフォーミングにより干渉を回避する Coordinated Beamforming (CB)、そして MIMO (Multi-Input Multi-Output) 技術により干渉を回避する Joint Transmission (JT) に分類される⁷⁾。セルサイズの大きいマクロ基地局とそこにオーバーレイする小セル基地局が連携する場合は、CS は eCIC に類似しており、一方 CB はマクロセルのカバレッジが担保できなくなる課題があるため、ここでは JT を紹介する。

CoMP JT は図 5・9 に示すように C-RAN (Cloud Radio Access Network) のネットワーク構成を前提としている。C-RAN 構成では、BBU (Base Band Unit) と RRH (Remote Radio Head) が光ファイバにより接続されており、CPRI (Common Public Radio Interface) を介してマクロ基地局の PHY レイヤ信号を同期して BBU から RRH に伝送可能である (アップリンクの場合は RRH から BBU)。これにより RRH が搭載されている小セル基地局は BBU が搭載されているマクロ基地局の張り出しアンテナとして用いることが可能となり、マクロ基地局においてマルチユーザ MIMO 送信を行うことにより、多重伝送と干渉回避が同時に行えるのである。例えば、マクロ基地局のアンテナ数を 1、小セル基地局の数を M_s 、小セル基地局のアンテナ数を 1 とすると、マクロ基地局のアンテナと張り出し基地局の分散アンテナを合わせることで、 $(M_s + 1)$ 本のアンテナがマクロ基地局に搭載されていることと等価となり、理論的には $(M_s + 1)$ 人のユーザ (マクロユーザが 1、小セルユーザが M_s) を干渉なく多重することができる。この理想的

な MIMO 信号処理を行うためには、 $(M_S + 1)$ 本のアンテナと $(M_S + 1)$ のユーザ間のチャネル情報が必要であるが、小セル基地局間の干渉が十分に小さい場合には、各小セル基地局に接続されているユーザのチャネル情報をフィードバックすることのみによりマクロ基地局と小セル基地局間の干渉回避が達成できる。CoMP JT は C-RAN という最も高価なネットワークを要するが、周波数利用効率を最大化するという意味では、最も有効な連携方式と言える。

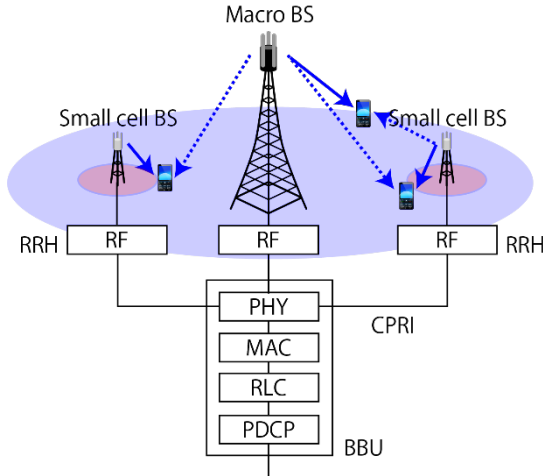


図 5・9 C-RAN を用いた CoMP JT のネットワーク構成

■参考文献

- 1) 3GPP TS24.302 : “Access to the 3GPP Evolved Packet Core (EPC) via non-3GPP access networks,”
- 2) OMA-ERELD-DM-V1_2 : “Enabler Release Definition for OMA Device Management,”
- 3) 3GPP TR36.842 : “Study on Small Cell enhancements for E-UTRA and E-UTRAN,”
- 4) 3GPP TS36.360 : “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE-WLAN Aggregation Adaptation Protocol (LWAAP) specification,”
- 5) A.B. Flores, R.E. Guerra, E.W. Knightly, P. Ecclesine, and S. Padey : “IEEE802.11af: A Standard for TV White Space Spectrum Sharing,” IEEE Commun. Mag., vol.51, no.10, pp.92-100, Oct. 2013.
- 6) D. Lopez-Perez, I. Guvenc, G. Roche, M. Kountouris, T. Quek, and J. Zhang : “Enhanced Intercell Interference Coordination Challenges in Heterogeneous Networks,” IEEE Commun. Mag., vol.18, no.3, pp.22-30, Jun. 2011.
- 7) 3GPP TR36.819 : “Coordinated Multi-point Operation for LTE Physical Layer Aspects,”

■4群-6編-2章

2-6 センシング

(執筆著者：梅林健太) [2019年2月 受領]

ここでは、スペクトラムセンシング技術の解説を行う¹⁾。特に、単独の無線機によるセンシング法と複数の無線機による協調センシングの紹介を行う。特にエネルギー検出によるセンシングに着目し、誤り率の特性解析や設計方法を示す。

2-6-1 単独センシング

スペクトラムセンシングは、一般的にセカンダリユーザ (Secondary User : SU) とプライマリユーザ (Primary User : PU) の周波数共用を実現するために、SUがPUによる周波数利用状態を判別するのに用いられる技術である。PUは割り当てられた周波数帯に関して、周波数利用の優先権を保持する。よって、SUはSUによる周波数帯の利用がPUに対して干渉などの悪影響を与えない範囲内で周波数帯を利用することができる。このとき、SUは周波数の利用の是非をセンシングにより判断する。具体的には、SUは、センシング技術を用いてターゲットとしている周波数帯の状態を判別する。このときセンシング問題は以下の2値仮説検定問題として表す。

H_0 : チャネル使用可 (利用条件を満たす)

H_1 : チャネル使用不可 (利用条件を満たしていない)

SUは観測信号から H_0 か H_1 であるかを判定し、 H_0 と判定した場合のみ周波数帯を利用する。観測帯域が H_0 であるということは、PUがその周波数帯を使用しておらず、空き周波数であることを示している。

スペクトルセンシング判定結果には2種類の誤りがある。一つ目は、真の状態が H_0 であった場合に、 H_1 と判定する場合の誤りで、誤警報 (False Alarm) とし、誤警報確率を $P_{FA} = P_r(\hat{H} = H_1|H_0)$ と表す。ただし、 \hat{H} は判定結果を表す。次に、真の状態が H_1 であった場合に、 H_0 と誤判定することを検出誤り (Miss Detection) とし、検出誤り確率を $P_M = P_r(\hat{H} = H_0|H_1)$ と表す。特に、真の状態が H_1 であった場合に、 $\hat{H} = H_1$ と正確に判定をする確率を検出成功確率 $P_D = P_r(\hat{H} = H_1|H_1)$ とし、 $P_D = 1 - P_M$ である。PUとSUによる周波数共用システムにおける2種類の誤りは異なる意味を持つ。誤警報は、真が「チャネル使用可」にも関わらず、誤判定により「チャネル使用不可」と判定する。これは、SUがチャネル利用機会を喪失することに相当するが、PUに干渉などの悪影響を及ぼすものではない。一方、検出誤りは、真の状態が「チャネル使用不可」にも関わらず、誤判定により「チャネル使用可」と判定する誤りであり、SUはPUに干渉を与えることになる。スペクトルセンシングは、検出誤り P_M を許容値以下にすることが要求され、誤警報確率 P_{FA} は出来る限り低くするように設計することが望ましい。

スペクトルセンシングは注目する特徴量により分類することができる。具体的には、エネルギー基準によるセンシング (ED : Energy Detector)²⁾、周期定常性を用いるセンシング³⁾、マッチドフィルタを用いるセンシング³⁾などに分類できる。EDのメリットは、EDを設計する際にPU送信信号に関連した事前情報 (シンボル情報、変調方式、シンボルレートなど) が不要であり、計算量が低いことである。一方で、周期定常性及びマッチドフィルタを用いるスペクトルセンシング法では、PU送信信号に関連した事前情報が必要となる。信号の周期定常性はシン

ボルレート, 変調方式, 搬送波周波数などにより決定され, ED に比べて検出のパフォーマンスが改善可能なことが分かっている. マッチドフィルタは最も高い検出精度が期待できる手法であるが, SU は PU の送信信号に関して最も事前情報が必要となる. 具体的にはシンボル系列を既知であり, かつ既知系列信号に同期する必要がある.

(1) 電力検出

ここでは, より汎用性が高く, 計算量が少なく, そして事前情報の最も少ない ED によるスペクトルセンシングに着目する. 単一 SU における k サンプル目の観測信号 $y[k]$ を下記の通り 2 値仮説検定により定義する.

$$\begin{aligned} H_0: y[k] &= n[k] \\ H_1: y[k] &= x[k] + n[k] \end{aligned}$$

ここで, $n[k]$ は加法的ガウス雑音信号であり, $x[k]$ は PU による送信信号成分である. このとき, ED では, 下記の検定統計量 T を用いて H_0 と H_1 の判定を行う.

$$T = \sum_{k=0}^{K-1} |y[k]|^2 \quad (6 \cdot 1)$$

ここで, K はトータルのサンプル数に相当し, 判定のルールにより以下の通り判定結果が与えられる.

$$\begin{aligned} \hat{H} &= H_1 \quad \text{if } T > \mu \\ \hat{H} &= H_0 \quad \text{if } T < \mu \end{aligned} \quad (6 \cdot 2)$$

ここで, μ は ED における閾値である. 更に, 閾値 μ と T を用いて誤警報確率と検出誤り確率は以下の通り与えられる.

$$\begin{aligned} P_{FA} &= P_r(T > \mu | H_0) \\ P_M &= P_r(T < \mu | H_1) \end{aligned}$$

目標の誤り率を達成する閾値を設定するには, 上記を解析に解く必要がある. 誤り率と閾値の関係をより具体的に設定するには, PU の信号成分 $x[k]$ と雑音成分 $n[k]$ の統計量を決定する必要がある. 一般的にはガウス分布に従うことを想定することが多い. 具体的には, $x[k] \sim N(0, \sigma_x^2)$, $n[k] \sim N(0, \sigma_n^2)$ と想定する. ただし, $x[k] \sim N(0, \sigma_x^2)$ とは, $x[k]$ が平均 0 分散 σ_x^2 のガウス分布に従うことを示す. これにより, T は一般的にカイ二乗分布に従うことが分かっているが, K が十分に大きい場合にカイ二乗分布はガウス分布に近似できることも分かっている. その場合, T は H_0 において $T \sim N(\sigma_n^2 K, 2\sigma_n^4 K)$ となり, H_1 において $T \sim N((\sigma_x^2 + \sigma_n^2)K, 2(\sigma_x^2 + \sigma_n^2)^2 K)$ に従うことが分かっている. これより, Q 関数などを用いて簡易に解析が可能となる. また, 信号対雑音電力比 (SNR : Signal to Noise power Ratio) は $\text{SNR} = \sigma_x^2 / \sigma_n^2$ で表せ, SNR が高くなるほど検出能力は高まる傾向にある.

(2) 周期定常性に基づくスペクトラムセンシング

周期定常性とは, 信号の周期性に関する特徴である. ある時間信号 $x(t)$ に関して, CAF (Cyclic Autocorrelation Function) を以下のとおり定義する.

$$R_x^\alpha(\tau) \triangleq \lim_{\Delta T \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta T} \int_{-\Delta T/2}^{\Delta T/2} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt$$

τ は時間差を決定づけるパラメータである。 α によっては、 $R_x^\alpha(\tau)$ が 0 でなく、その場合に信号は二次の周期性を持つとし、 α を Cyclic 周波数と呼ぶ。 CAF の τ に関するフーリエ変換を SCD (Spectral Correlation Density) とし、以下のとおり定義する。

$$S_x^\alpha(f) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

周期定常性に基づくスペクトラムセンシングの代表的な方法は、SCD の特徴を用いて、信号の有無を判定する。実際には、離散時間信号の有限サンプル $x[k]$ を用いて SCD の推定を行う。具体的には、FAM (FFT Accumulation Method) などがある。FAM を用いた場合の SCD の推定方法を以下に示す。時間有限サンプル列 $x[k]$ に対して $X(k, f)$ を以下のとおり定義する。

$$X(k, f) \triangleq \sum_{r=-N/2}^{N/2} a[r] x[k-r] e^{-j2\pi f(k-r)Ts}$$

$a[r]$ は、フーリエ変換時に用いる時間サンプル列への窓関数に相当し、 N は窓の長さとなる。このとき、時間有限サンプル列 $x[k]$ に対する SCD の推定結果は以下のとおり与えられる。

$$\hat{S}_x^\alpha(k, n) = \frac{1}{P} \sum_{l=0}^{P-1} \frac{1}{N} X(k + lN', n + \alpha/2) X^*(k + lN', n - \alpha/2)$$

ここで、 $N' = N/J$ ($1 < J$) とし、 J はデシメーションによりサンプリングレートを落とすための係数となっており、 $J=1$ の場合は、デシメーションを行わないことを指し示す。 H_0 では、 $\hat{S}_x^\alpha(k, n)$ は平均が 0 となるのに対し、適切に Cyclic 周波数を選択した場合、 H_1 では $\hat{S}_x^\alpha(k, n)$ の平均は非ゼロとなる。ここでは、特にこの平均値を出るだけ大きくし、 H_0 と H_1 における $\hat{S}_x^\alpha(k, n)$ の分布の差がより広がるように Cyclic 周波数を設定することが望まれる。そのためには、 $x[k]$ に関する特徴を事前に把握しておくことが必要となり、これが電力検出との大きな違いとなる。

また、 $\hat{S}_x^\alpha(k, n)$ の特徴を利用することで以下の検定統計量 T と判定ルールにより判別を行うことができる。

$$\begin{aligned} \hat{H} &= H_1 & \text{if } T = |\hat{S}_x^\alpha(k, n)| > \mu \\ \hat{H} &= H_0 & \text{if } T = |\hat{S}_x^\alpha(k, n)| < \mu \end{aligned}$$

また、中心極限定理により、 $\hat{S}_x^\alpha(k, n)$ はガウス分布として扱うことが可能となる。その場合、上記の T は H_0 ではレイリー分布、 H_1 ではライス分布となる。

(3) マッチドフィルタに基づくスペクトルセンシング法

マッチドフィルタにおける検定統計量 T は以下のとおり与えられる。

$$T = \sum_{k=0}^{N-1} y[k] x[k]$$

ここで、 $x[k]$ は決定論的な既知信号であり、受信側では同期する必要がある。このとき、信号成分のエネルギーは以下のとおり与えられる。

$$E = \sum_{k=0}^{N-1} x^2[k]$$

雑音成分の分散値を σ_n^2 とすると、 T はガウス分布することから、式(6・2)の判定ルールを用いることでセンシングが可能となる。このとき、誤警報確率と検出誤り確率は Q 関数を用いて以下のとおりに与えられる。

$$P_{FA} = P_r(T > \mu | H_0) = Q\left(\frac{\mu}{\sigma_n \sqrt{E}}\right)$$

$$P_M = P_r(T < \mu | H_1) = 1 - Q\left(\frac{\mu - E}{\sigma_n \sqrt{E}}\right)$$

2-6-2 協調センシング

単独センシング法の問題を図 6・1 から説明する。図内では、PU が送信と受信に分かれて通信を行っており、SU である s_1 と s_2 がそれぞれセンシングを行っていることを想定している。 s_1 は PU からの送信信号を高 SNR で得られるため、高精度な検出が可能である。一方で、 s_2 は障害物により検出誤りを起こし、通信を開始してしまい、受信 PU に対して干渉を与える可能性がある。協調センシングはこの問題を解決することができる⁵⁾。具体的には、2つの SU が互いの観測情報を共有することで今回のような障害物による検出誤りや、マルチパスフェージングによるディープフェードを原因とする検出誤りなどを軽減することが可能である。すなわち、空間ダイバーシティが協調センシングにおいて検出能力を高める原因となる。

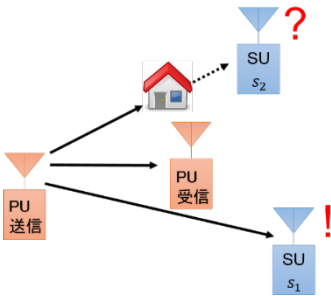


図 6・1 単独センシングの問題

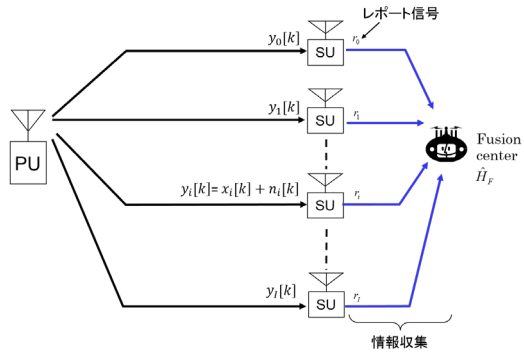


図 6・2 協調センシングのブロック図

図 6・2 に中央制御型の協調スペクトルセンシングの構成を示す。単独スペクトルセンシングと異なり、 I 台の SU が同時に観測を行い、観測情報を各 s_i はフージョンセンタ (FC : Fusion Center) に送り、FC は集めた観測結果をもとに最終判定を行う。

協調スペクトルセンシングでは、単独スペクトルセンシングと異なり、以下の 3 つの課題が新たにある。まず、各 SU : s_i は観測情報を FC に送る際に、 $y_i[k]$ の系列をそのまま送るのではなく、加工した局所観測情報 (レポート) r_i を送る。このレポートの設計法が課題の 1 つである。この設計には大きく軟判定情報と硬判定情報がある。

硬判定情報を用いた協調スペクトルセンシングでは、各端末が ED などを用いて H_0 か H_1 であるかを判定し、その判定結果のみを FC に送る。軟判定では、判定結果ではなく例えば ED 出

力である検定統計量 T を各 SU が FC へ送る⁶⁾。適切な協調センシングの設計ができた場合、軟判定を用いた方が高い検出精度が得られることが分かっているが、軟判定情報は硬判定情報に比べて情報量が多く必要となる。SU と FC 間の通信が無線通信の場合、レポートを FC に集める方法も協調センシングの課題の 1 つとなる。SU には局所情報を集めるための専用チャンネルがある場合、また共用チャンネルを利用する場合など、情報収集のためのチャンネルを確保することは大きな課題である。最後の課題は、集めたレポートを用いた検定法である。これはレポート r_i にも依存する。すなわち、硬判定情報の場合は、一般的に AND ルール、OR ルール、多数決ルールが採用されることが多い。軟判定情報の場合は、その情報の信頼性を推定できるのであればダイバーシチにおける合成技術（重み付け合成）が有効であることが分かっている。

以下に、硬判定を用いた協調センシング法の紹介を行う。SU である s_i は観測情報 $y_i[k]$ に基づいて電力基準単独センシングを行う。このとき観測情報 $y_i[k]$ は下記のとおり与えられる。

$$y_i[k] = x_i[k] + n_i[k]$$

s_i における観測電力は式(6.1)と同様に以下の通り与えられる。

$$T_i = \sum_{k=0}^{K-1} |y_i[k]|^2$$

また、硬判定におけるレポート r_i は式(6.2)と同様に以下の通り与えられる。

$$\begin{aligned} r_i &= 1 & \text{if } T_i > \mu \\ r_i &= 0 & \text{if } T_i < \mu \end{aligned}$$

このとき、SNR は各 SU によって異なるため、各 SU で達成できる誤警報確率と検出誤り確率は異なり、それらを $P_{FA,i}$ と $P_{M,i}$ とする。

FC は集まったレポートをもとにして最終判定 (\hat{H}_{FC}) を行う。OR ルールの場合は、一つでも $r_i = 1$ がある場合は $\hat{H}_{FC} = 1$ とし、そうでない場合は $\hat{H}_{FC} = 0$ と判定を下す。一方で AND ルールの場合はすべての i に関して $r_i = 1$ の場合のみ $\hat{H}_{FC} = 1$ とし、そうでない場合は $\hat{H}_{FC} = 0$ と判定を下す。この場合、OR ルールにおける誤警報確率と検出誤り確率は以下の通り与えられる。

$$P_{FA} = 1 - \prod_{i=0}^{I-1} (1 - P_{FA,i})$$

$$P_M = \prod_{i=0}^{I-1} P_{M,i}$$

更に、AND ルールにおける誤警報確率と検出誤り確率は以下の通り与えられる。

$$P_{FA} = \prod_{i=0}^{I-1} P_{FA,i}$$

$$P_M = 1 - \prod_{i=0}^{I-1} (1 - P_{M,i})$$

■参考文献

- 1) T. Yucek and H. Arslan : "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol.11, no.1, pp.116-130, First Quarter 2009.
- 2) H. Urkowitz : "Energy detection of unknown deterministic signals," Proc. IEEE, vol.55, pp.523-531, Apr. 1967.
- 3) D. Bhargavi and C.R. Murthy : "Performance comparison of energy, matched-filter and cyclostationarity-based spectrum sensing," 2010 IEEE 11th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Marrakech, pp.1-5, 2010.
- 4) R.S. Roberts, W.A. Brown, and H.H. Loomis : "Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis," IEEE Sig. Proc. Magazine, pp.38-48, Apr. 1991.
- 5) S.M. Mishra, A. Sahai, and R.W. Brodersen : "Cooperative Sensing among Cognitive Radios," 2006 IEEE International Conference on Communications, Istanbul, pp.1658-1663, 2006.
- 6) H. Uchiyama, K. Umebayashi, T. Fujii, F. Ono, K. Sakaguchi, Y. Kamiya, and Y. Suzuki : "Study on soft decision based cooperative sensing for cognitive radio networks," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.1, pp.95-101, Jan. 2008.

■4群-6編-2章

2-7 管理技術