

環境適応型ベースバンド無線

～ 無線通信のパラダイムシフトをめざして ～

唐沢好男

時代の少し先に目を向け、究極のワイヤレス情報伝送技術として筆者らが取り組んできた「環境適応型ベースバンド無線」の研究をまとめている。ワイヤレス通信の未来技術と期待されるソフトウェア無線・コグニティブ無線と一体化した環境適応通信を目指している。このテーマは、1990年代中頃、筆者のATR（国際電気通信基礎研究所）時代に着想を得、その後、電気通信大学の唐沢研究室（1999.04～）で、折々の大学院学生が継承し発展させてきたものであり、この報告書には、この研究に掛けた筆者の思い（夢と希望、そして現実）を込めている。なお、2013年4月以降の3年間は科研費基盤研究（A）に採択され、研究助成を得ることができた。

目次

1. ベースバンド無線：事始め	2
2. ベースバンド波形の無線直接伝送	3
3. 環境適応型ベースバンド無線：思想と具体化	7
3. 1 ベースバンド信号とベースバンド無線	
3. 2 環境適応型ベースバンド無線とは	
3. 3 ベースバンド OFDM 原理に基づく信号生成	
4. スペクトル拡散型低電力密度ベースバンド無線	11
4. 1 対象システム	
4. 2 差動符号化によるスペクトル拡散	
4. 3 差動符号化スペクトル拡散方式の基本伝送特性	
4. 4 測定実験系	
4. 5 伝送特性	
4. 6 マルチユーザシステムへの拡張	
5. 簡易環境認識技術	23
5. 1 対象システム	
5. 2 受信経費線形問題とその対策	
5. 3 アンダーサンプリングによる簡易環境認識	
5. 4 干渉波抑圧のための環境適応動作の一例	
6. 将来展望と技術課題	34

1. ベースバンド無線：事始め

ベースバンドの連続信号を、キャリア（搬送波）に乗せずにそのままアンテナから送り出したらどうなるのだろうか？

1995 年、筆者が学研都市“けいはんな（京都府精華町）”にある ATR 光電波通信研究所に身を置いていたところ、その翌年 4 月に発足予定の ATR 環境適応通信研究所の研究テーマを検討する会議に参加していた。その中で、キャリアに乗せずに情報を送る無線通信「ベースバンド無線（当時は「キャリアレス無線通信」と呼んでいた）」が、基礎研究（＝海のものとも山のものともわからないものをわかるようにする研究？）を標榜する ATR のテーマに相応しいと考え、これを提案した。世はおりしもギガビット伝送が無線にも言われ始めた時代。情報そのものがマイクロ波の周波数領域にあり、キャリアに乗せなくても情報自らがアンテナから出てゆけるのではないかと考えたのが事の始まり。図 1 はこのイメージである。同図(a)は情報がキャリアによって運ばれる変調信号、その究極は、波の一山一山に情報を乗せること（同図(b)）、それはもう、情報そのものをそのまま送るベースバンド無線である（同図(c)）。

図 2 は、このベースバンド無線の伝送信号のイメージを示している。従来の無線通信では、ベースバンド信号を搬送波に乗せて送ることをしてきたが（同図(a)）、ベースバンド無線は、電波領域を含んだ信号全体をベースバンド信号と捉え、生成と受信の処理をデジタル信号処理で一括に行う方式である（同図(b)）。

ATR での新研究テーマに取り上げたものの[1]、具体的な研究着手に至らず、そうこうしている内に、レーダ分野で培われてきたインパルス無線を技術の核とした UWB（ウルトラワイドバンド）がワイヤレス通信分野を席卷するところとなり[10],[11]、その技術の中にベースバンド無線のアイデアも埋没していった。しかし、UWB がパーソナルエリアネットワーク（PAN）の担い手として、IEEE での標準化作業が進むにつれ、インパルス無線タイプからマルチキャリア無線タイプに変遷して行き、無線ベースバンド伝送技術とは距離を大きくする方向に進んできた[12]。

一方、筆者も 1999 年、大学に職を得たのを機に、心の片隅にあったベースバンド無線を研究として本気で取り組んでみたいと思うようになった。その折、非常に嬉しい事に、大学院学生北川淳一君が本テーマを希望し、かつその研究遂行に執念を持って取り組んでくれた[2], [3]。その後、この研究は研究室の後輩学生に引き継がれ、文献[4]～[8]の成果を得るところまで発展し、我が研究室における柱をなす研究テーマになった。

本報告書では、高機能ワイヤレス情報伝送技術として筆者らが取り組んできた「環境適応型ベースバンド無線」の研究を整理してまとめる。この技術は、ワイヤレス通信の未来技術と期待されるソフトウェア無線・コグニティブ無線と一体化した究極の環境適応通信と位置付けている。

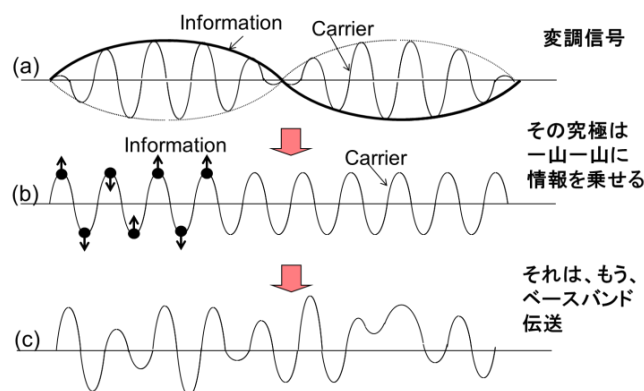


図1 究極のワイヤレス通信とは？

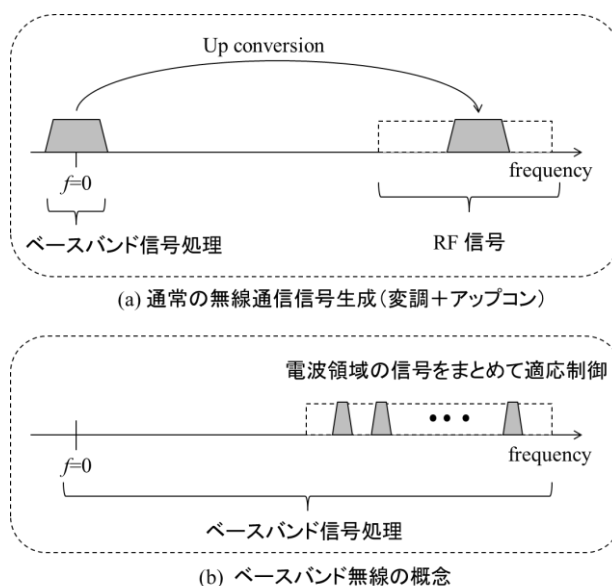


図2 ベースバンド無線とは (その送信信号のイメージ)

2. ベースバンド波形の無線直接伝送

従来の無線通信が、情報（信号）を電波というキャリアに載せて送る通信であるとしたら、ベースバンド無線はデータそのものがキャリアの役割も果たしていると解釈できる。無線通信は、マルコーニのチャレンジングな実証実験や、フェッセンデンが初めて変調概念を導入して行った音声伝送以来百年余がたち、衛星通信の盛衰から携帯電話システム隆盛に代表されるように、その進展には目を見張るものがある。しかしながら、その基本パラダイム、すなわち、情報をキャリアに乗せてアンテナから送る仕組みは百年来、実はほとんど変わっていないことにも気づくであろう。ベースバンド無線を、今後百年の転換点にとの思いもあった。

情報を電圧波形として表しているベースバンド信号は、例えばそのパルス周期が T_0 であった場合、およそ $\pm 1/T_0$ Hz の範囲に周波数成分を持つ。いかなるアンテナからも直流信号を放出することはできないの

で、0 周波数付近の成分を生み出す連続同一符号（例えば、1,1,1,1 といた）の発生を抑えなければならない。このため、直流成分を持たないように工夫された符号化がいくつかあり、図 3 に示すマンチェスター符号もその一つである。マンチェスター符号は 2 パルス ($2T_0$) で 1 ビットを伝送するので伝送レートは半分になるが、比帯域の大きいアンテナを選べば十分伝送可能な信号になる。

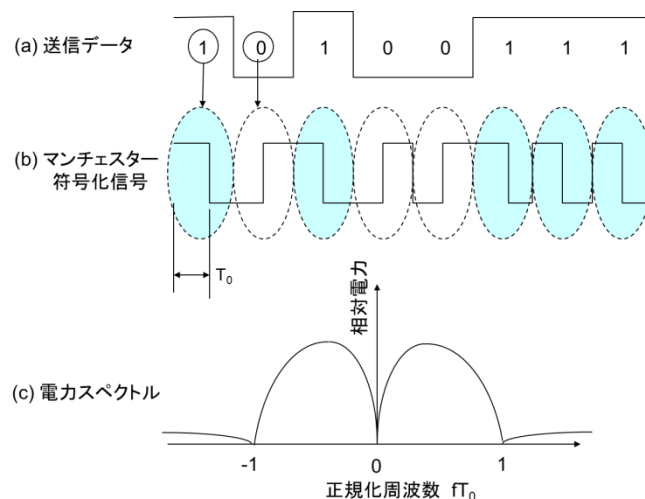


図 3 ベースバンド信号の直流成分を抑圧する符号化の例：マンチェスター符号

文献[2], [3]により、実際の伝送実験を紹介する。図 4 はその実験系である。送信信号にはデジタル信号発生器を、受信機にはデジタルオシロスコープ (DSO) を、また、送受信のアンテナには直径・高さともに約 1 m の自作ディスコーンアンテナを用いた (図 5)。このアンテナは 100MHz～500MHz 帯において VSWR が 2.0 以下となる広帯域性を有している。伝送実験は電波暗室内で行い、送受のアンテナを含めた伝送路の周波数特性はネットワークアナライザで測定した。図 6 は実際に伝送した送信信号(a)と受信信号(b: 実線)の波形を示している。パルス幅 2ns、2 パルスで 1 ビットの情報を運ぶので 250Mbps の伝送である。同図(b)の点線はネットワークアナライザで測定したチャネルの周波数特性をコンピュータに取り込み、計算機内で伝送波形をシミュレーションした結果である。実線と点線の両受信波形が良く一致しているので、アンテナ特性を込みにした伝送路の特性だけ把握しておけば、実際のデータ伝送特性評価は、計算機内で行うことができることを示している。この後者の方法により、SN 比 20dB で BER 10^{-3} の伝送特性が得られることを確認している[2]。

マンチェスター符号化されたベースバンド信号を送るには、どのくらいの比帯域のアンテナが必要だろうか。コンピュータシミュレーションにより、アンテナに求められる帯域幅は、パルス幅 T_0 の信号に対して、 $0.2/T_0 \leq f \leq 0.6/T_0$ であればよいことを確かめている[2]。このときのアンテナの比帯域幅 (帯域幅/中心周波数) は 1.0 になる。

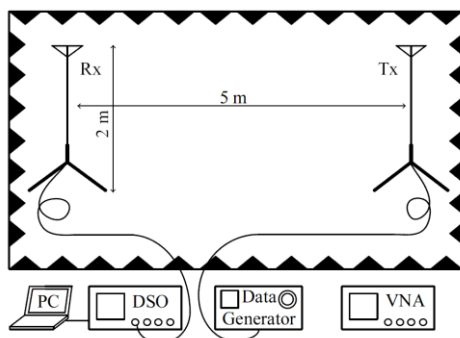


図4 ベースバンド波形伝送実験系[2]

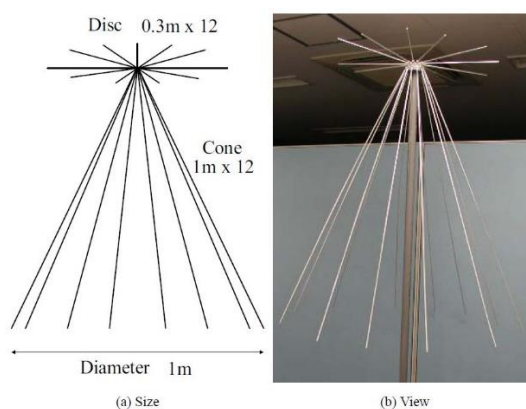
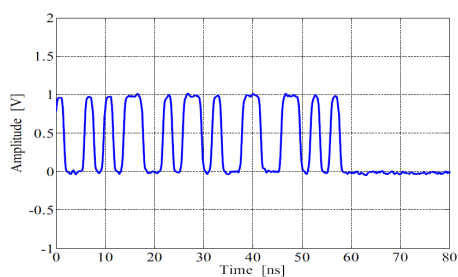


図5 伝送実験に用いたディスクコーンアンテナ（帯域：100～500MHz）

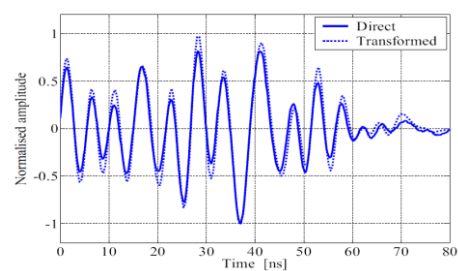
その後、通過帯域（ $VSWR < 2\text{dB}$ ）が $1\text{GHz} \sim 6\text{GHz}$ のディスクコーンアンテナ（アンテナ直径、高さとも約 10cm ）を新たに試作し（図7）、 2.5Gbps の伝送を実現している（アンテナを含む実測チャネルの特性を取り入れた計算機シミュレーション実験[3]）。

以上の結果から、アンテナサイズと伝送速度の関係は表1で与えられる。ベースバンド信号の無線伝送では、周波数 $X\text{GHz}$ で動作する送受信装置で $X\text{Gbps}$ オーダの通信を可能とすることに特徴がある。マルチパス環境には本質的に弱い、直接波とマルチパス波電力の比が 15dB 以上であれば、等化や誤り訂正技術を適用しない状態で、BER が 10^{-4} 程度以下で伝送可能である[3]。

図2(c)のスペクトルからわかるように、たとえマンチェスター符号を用いてもその占有帯域幅は比帯域的な意味できわめて広い。これはすなわち、周囲に電波干渉を与えるシステムになり、周波数有効利用の観点から、実用性にきわめて難があると気づく。同様の悩みを共有する UWB (特にインパルス無線) では、出力レベルを規定値以下に抑えて、他のシステムと共存する形態をとっている。ベースバンド無線においても、干渉を与えないという観点からは、その心配がない特殊環境（例えば無人の荒野や閉空間、あるいは月面作業のような）での利用に限定される。既存システムとの共存のためには、微弱無線による超近距離通信に当面活路を見出さなければならない。そのような制約を乗り越えて、通常のワイヤレスシステムとして利用したい場合には、送出する電波のスペクトルが柔軟に制御できる「環境適応型ベースバンド無線」が求められる。



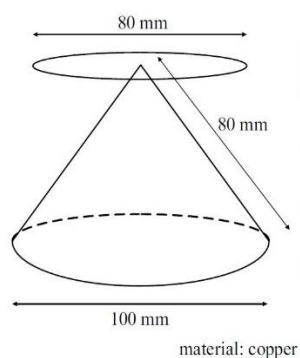
(a) 送信信号波形



(b) 受信信号波形

図6 ベースバンド信号伝送の送受信信号波形[3]

(ビット列 10001001101011 を伝送している)



(a) Size



(b) View

図7 伝送実験に用いたディスコーンアンテナ (帯域: 1~6GHz)

表1 アンテナサイズと伝送速度の関係

アンテナサイズ	伝送レート
(1m) ³	→ 250 Mbps (実データ伝送で確認)
(10cm) ³	→ 2.5 Gbps
(実チャネル特性データを用いたコンピュータシミュレーションで確認)	
(1cm) ³	→ 25 Gbps (上記より推定)

3. 環境適応型ベースバンド無線：思想と具体化

3. 1 ベースバンド信号とベースバンド無線

「ベースバンド無線」は「ベースバンド信号」を無線で伝送するものをいう。ここでは、本稿で用いる「ベースバンド信号」の意味を整理する。

振幅変調(AM)や周波数変調(FM)のように、アナログ変調においては、送りたいアナログ信号（周波数帯域が限定された実数信号）がベースバンド信号、それを電波に乗せるアクションが変調であるので、ベースバンド信号の定義が明確である。一方、ディジタル変調では、ビット系列の IQ 面（複素数平面）へのマッピングとその高周波への変換になるが、PSK, QAM に代表される変調方式での基本機能は、前者のマッピングに主体が置かれる。ここでは、 IQ 面上にマッピングされた複素信号も拡大解釈して「ベースバンド信号」と呼ぶ。図 8 はこれから議論する信号のスペクトルの関係を表しているが、上述のベースバンド信号（帯域幅 B ）のスペクトルは、同図(a)になる。この信号は複素数信号であり、伝送と言う物理領域に属するものではない。この信号を周波数 f_c の搬送波の振幅と位相の変化に変えた信号のスペクトルは同図(b)になる。この信号は高周波信号（帯域通過型信号）であり、正の周波数と負の周波数に複素共役の形でスペクトルを有する信号、すなわち、時間領域での実数信号（物理領域に属する信号）になる。搬送波周波数 f_c の値を限界である $B/2$ まで小さくするとスペクトルは連続になり、Low IF 信号と呼ばれる（同図(c)）。Low IF 信号は、同図(b)の極限の一つなので、時間領域では実数信号である。本稿では、この信号も、さらに拡大解釈になるが、ベースバンド信号と呼ぶ。帯域幅 B で表される複素数信号（同図(a)）を、実数の世界である物理空間で伝送するためには、帯域幅が最低 2 倍必要になる（同図(c)）、そのことは、複素数のベースバンド信号を実数で送るための代償（あるいは宿命）であって、それは仕方がないこと（避けようがないこと）、と著者らは納得している。ゆえに、以下で述べられるベースバンド信号とは、Low IF 信号（あるいはそれと等価なもの）である。

ベースバンド無線とは、高周波信号を含む全ての送受信信号をベースバンド信号とみなした信号処理を行うことである。図 9 を用いてこの説明を行う。ベースバンド無線では、0Hz から高周波帯域の最高周波数 f_{max} の全体の信号を一括でディジタル信号処理する。しかし、直流に近い周波数成分、すなわち f_{min} 以下の周波数成分は伝送できないので、実際にデータが配置できる周波数成分は $f_{min} \sim f_{max}$ の間になる（図 9 (a)）。後に、具体的な例で示すように、この帯域にデータを配置する方法は OFDM の手法を利用するのがよいであろう。そのような手段をつかってデータを $f_{min} \sim f_{max}$ の帯域に配置し、かつ、 $0 \sim f_{min}$ と $f_{max} \sim 2 f_{max}$ の間を無信号とすることで、同図(b)のようなスペクトルが得られる。この時系列信号（複素数信号）を周波数 f_s でサンプリングして、その実数部をとると、同図(c)のように、正負の周波数に伝送信号成分が現れる。正負の $0 \sim f_{max}$ の周波数帯には、 $f_{max} \sim 2 f_{max}$ の成分も折り重なって加わっているが、同図(b)のように、その部分にはデータを置いていないので、重なり合っても干渉を受けることはない。このスペクトルで表される信号は、時間領域では実数信号なので、そのままアンテナから送信できる（同図(d)）。

このように、ベースバンド無線では、送信信号の生成、さらには、その受信において、蓄積一括型ディジタル信号処理が適用される。

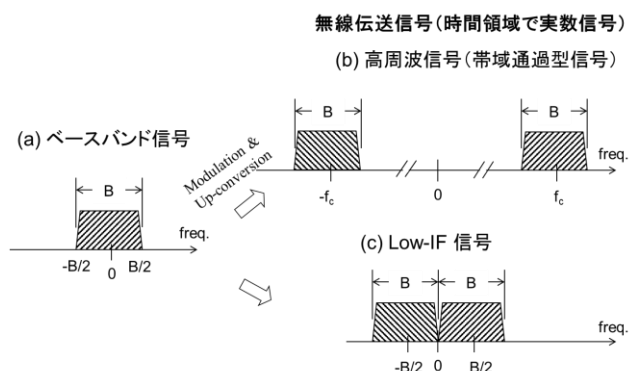


図8 ベースバンド信号と帯域通過型信号

(本報告書では、拡大解釈であるが、(c)の Low IF 信号もベースバンド信号と呼ぶ)

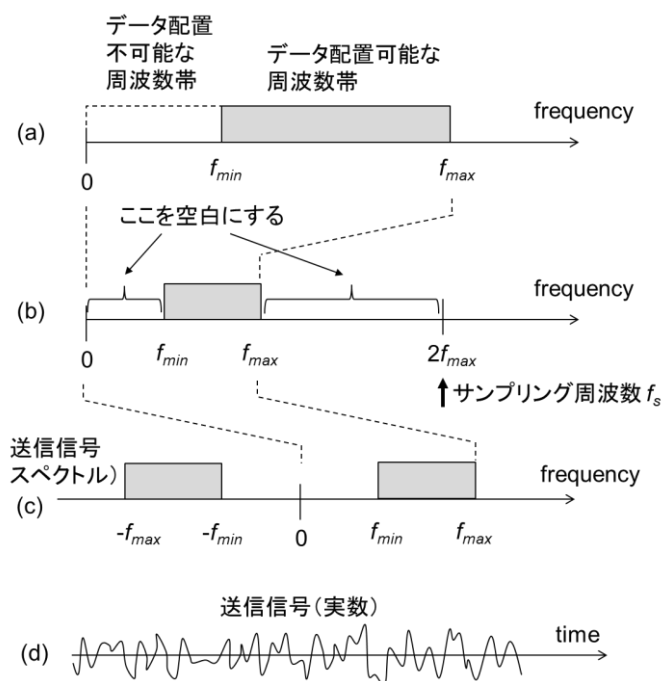


図9 ベースバンド信号処理による送信信号生成

3. 2 環境適応型ベースバンド無線とは

2章で述べたとおり、ベースバンド波形の無線直接伝送では、周りに干渉を与えるシステムとなり、電波が遮蔽された干渉フリーの環境での利用など用途が特殊形態に限られる。このような、特殊環境での用途から、より一般的なシステムへの応用を考えてみたい。

IT 技術の進歩とともに、デジタル信号処理の能力が年々アップしている。無線機器ではデジタル信号処理部がどんどんアンテナに近づきつつある。ソフトウェア無線は、プログラミングによって種々の無線機の機能を実現するコンセプトであり、パソコンにアンテナがついたイメージである。その最大のメリットは、フレキシビリティ、すなわち環境適応性(コグニティブ無線の機能)である。無線機が電波そのも

のをデジタル信号処理で直接に作り出し、すなわち、高周波帯域の信号そのものもベースバンド信号として扱い、全帯域を共有して周波数空間を自由自在に活用するワイヤレスシステムのコンセプトを「環境適応型ベースバンド無線」と呼び、次の 100 年を視野に入れた無線通信のパラダイムシフトに挑戦する。ソフトウェア無線・コグニティブ無線・ベースバンド無線という 3 つの無線（Three Radios）が統合した先進的ワイヤレスシステム「環境適応型ベースバンド無線」（図 1 0）を、将来のあるべき姿と捕らえている。

図 1 1 はそのイメージを具体化したものである。送受信装置は環境認識手段により、時々刻々利用できる周波数帯を把握している。この全部の帯域の信号をベースバンド信号と見立て信号処理を行い、これによって生成された電波領域の信号を DA 変換器を介してアンテナから直接に送信する。受信側では、同様に受信した広帯域信号を DA 変換した後、全周波数帯で一括復調する。送信信号情報（利用周波数帯域や変調方式など）は、あらかじめ決めておいた周波数チャンネルで送信する。当面は、既存通信システムのユーザ（プライマリユーザ：PU）がいる環境で、そのホワイトスペースを利用する二次ユーザ（セカンダリユーザ：SU）を対象としたシステムへの適用を考えるのがよいであろう。

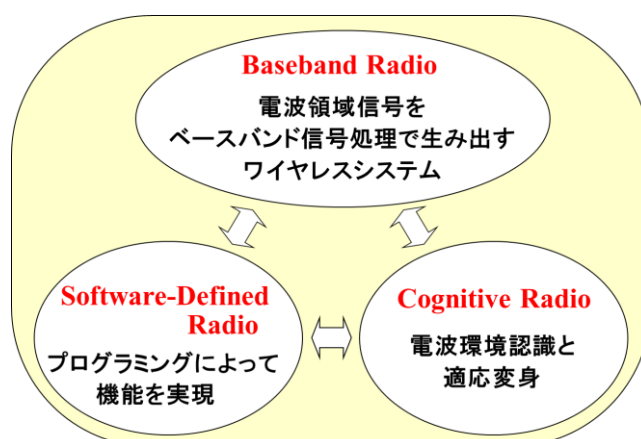


図 1 0 究極の環境適応型ワイヤレス通信：3つの“Radio”の統合

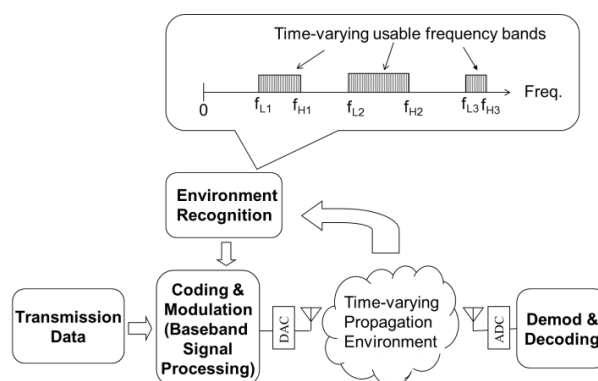


図 1 1 環境適応型ベースバンド無線の基本機能

3. 3 ベースバンド OFDM 原理に基づく信号生成

3. 3. 1 概要

キャリアを用いて情報を伝達する従来の無線システムでは、振幅と位相を持つ複素数で表される信号 (IQ 信号) を、キャリアの振幅と位相に乘せ、実数領域の信号としてアンテナから送り出すことができるが、3. 1 節で述べたように、ベースバンド無線ではキャリアを持たないので、送り出すベースバンド信号も実数領域に変換された信号になる。ベースバンド無線における周波数領域の表現と時間領域の信号表現の関係を図 1 2 にまとめている。同図(a)は送信信号として使用できる周波数帯域を示している。ベースバンド OFDM では、信号帯域をサブキャリア間隔で分割し、各サブキャリアに送信信号シンボルを割り当てる。(a)は $f_{min} \sim f_{max}$ 内のサブキャリアに、任意に信号を割り当てるイメージである。(b)では、その 2 倍の周波数 ($2f_{max}$) を想定し、後半部分は空白 (0V 信号) にする操作を表している。このブロックデータを IFFT 処理し、その実数部を送信信号とする。その時のスペクトルが同図(c)である。実数信号なので正負の周波数領域に複素共役の関係にある成分が現れている。 $2f_{max}$ の周波数でサンプリングを行うことにより $0 \sim f_{max}$ と $f_{max} \sim 2f_{max}$ のスペクトルが折り返して重なってしまうが、(b)で入れた空白部分により、 $0 \sim f_{max}$ 部分の信号成分が維持されている。この時間信号をそのままディジタル・アナログ変換器(DAC)によって、アンテナから送出する。

受信側も同様に、電波信号をそのままアナログ・ディジタル変換(ADC)することによって、OFDM ブロック信号の一括復調を行う。

3. 3. 2 信号生成の具体的な方法

ベースバンド無線は、3. 2 節でも述べたように、概念であって特定の方法を言うものではないが、具体的な方法を例として示すことも必要である。このため、周波数軸上の任意の位置にフレキシブルにデータを配置することができるに OFDM の仕組みを取り入れた方法を提示する。

図 9 に示した信号生成原理に基づき、環境適応型ベースバンド無線の具体的な送受信手順 (ベースバンド OFDM 原理に基づく) を図 1 2 により説明する[4],[5]。

[ステップ 1] データ配置可能周波数帯を $f_{min} \sim f_{max}$ とする (図 1 2 (a))。周波数の利用状況を調べ、ホワイトスペースとしてデータ配置可能周波数帯を把握する。同図(a)の例では、3つの帯域を示している。

[ステップ 2] OFDM のサブキャリア間隔を Δf とする。サブチャネル数の最大数は $f_{max} / \Delta f$ となる。この 2 倍の値を要素数 K_B とするデータブロックを考える。 $K_B = 2f_{max} / \Delta f$ が偶数となるような f_{max} の調整を行う。データを配分可能なサブキャリアの数は $(f_{max} - f_{min}) / \Delta f$ となり、これを N とする。このとき、実数信号として伝送するためのエイリアシングを防ぐために、ブロックの右側半分 ($K_B/2 + 1 \sim 2K_B$) は無データ (振幅値 0) となるように定める。同時に、 $f_{min} \sim f_{max}$ 内の無データ区間 (PU で使用されている帯域等) および、 $0 \sim f_{min}$ のデータ配置不能区間にも同様に振幅値 0 を与える (同図(b))。

[ステップ 3] 送信ビット列に QPSK のような一次変調を施し、データシンボル列を得る。データ配置可能ブロック (要素数 M) のうち実際にデータを置ける位置 (PU で使用されている周波数帯域が含まれるサブキャリアに対応する部分を除いた位置) に、シンボルデータを埋めてゆく。

[ステップ 4] 上記のシンボルデータ列の前側 $f_{min} / \Delta f$ 分と後側 $f_{max} / \Delta f$ を空信号 (振幅 0) で埋めて、 K_B

個で構成されるデータベクトル $\mathbf{a} = \{a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_{KB}\}$ を作る (図 1 2 (b))。

[ステップ 5] 上記データベクトル $\mathbf{a}$ を逆離散フーリエ変換 (IDFT; 実際の演算は IFFT) し、その実数部を得る。この系列を $\mathbf{b}$ とすると $\mathbf{b} = \text{Re}\{\text{IFFT}\{\mathbf{a}\}\}$ である (同図(c))。

[ステップ 6] デジタル信号列 $\mathbf{b}$ をパラレル/シリアル変換し、必要であれば OFDM と同様のガードインターバル (サイクリックプレフィックス) をつけて、これを DA 変換器でアナログ信号に変換し、アンテナから直接送り出す (実際にはレベル調整や BPF が必要にはなろうが)。以下これを繰り返す。

[ステップ 7] 受信側では、電波伝搬 (マルチパスフェージング) の影響を受け、受信機の熱雑音が加わった信号を AD 変換し、送信データベクトル単位の受信データベクトル $\mathbf{c}$ を得る。これに離散フーリエ変換 (DFT, FFT) を施し、ブロックデータ $\mathbf{d}$ を得る。 $\mathbf{d} = \text{FFT}\{\mathbf{c}\}$ である。この $\mathbf{d}$ の中の送信データ配置部分の複素数情報を読み取ることでデータ復調ができる。

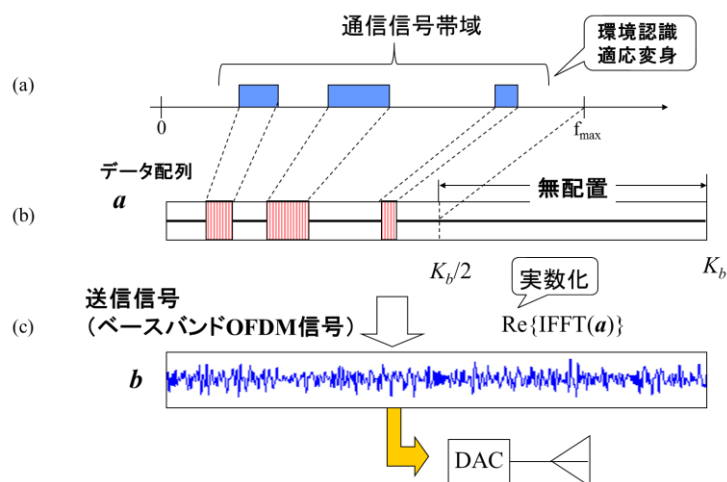


図 1 2 送信信号の生成法

4. スペクトル拡散型低電力密度ベースバンド無線

環境適応型ベースバンド無線の特徴を活かした通信方式は種々考えられるが、ここでは、文献[6]で原理提案を行い、文献[7]で詳細解析を行ったスペクトル拡散型低電力密度ベースバンド無線を取り上げ、その方式の原理と伝送特性を詳しく述べる。

4. 1 対象システム

PU システムの存在下において、広い周波数帯域に分散して存在する空き帯域群 (ホワイトスペース) を一括利用する SU システムを対象とする (図 1 3 のイメージ)。SU システムにおけるダイナミックスペクトルアクセスには、PU の使用帯域を避けて、空き帯域 (ホワイトスペース) のみに適応的に周波数を割り当てるオーバレイ方式と、PU システムに影響を与えない低レベルにすることによって、PU システムの使用帯域とも周波数を共用するアンダーレイ方式がある。アンダーレイ方式は、PU/SU 共存のために、近距離通信

など極めて利用環境が制限され、一般的利用を志向する本目的の通信には適していない。そのため、本稿では、PU 使用帯域を避けてスペクトルを配置するオーバレイ方式を検討の対象とする。

図 1 4 は、信号成分の周波数配置に関して、オーバレイ方式の二つのタイプを示している。同図(a)は、ホワイトスペースに通常の変調方式（OFDM を含む）による SU 信号を配置する方式（従来方式）である。同図(b)は、ここでの提案方式であり、広い周波数範囲に分散して存在する空き帯域群を、低電力密度にして利用する方式である。低電力密度化は次節で述べるスペクトル拡散により行い、広い帯域に亘る信号を一括で処理するベースバンド無線の特徴を活かすものになっている。

送りたい情報量と総送信電力は同図(a), (b)の両方式で同じ程度とすると、同図(b)には以下の利点が生まれる。

- i) 周波数拡散利用によって、単位周波数当たりの電力密度を下げることで、PU システムや他の SU システムへの与干渉リスクが軽減される
 - ii) 周波数拡散の利用によって、周波数選択性フェージング環境下での周波数ダイバーシチ効果が得られ、拡散利得以上の大きな低電力密度化が可能となる
- 反面、以下のような検討や克服すべき課題を有する。
- iii) 拡散率 (G_p) を大きくとると、その分必要な帯域幅が広がる。例えば、 $G_p=1000$ では、元信号の帯域幅を 5MHz とすれば、拡散後の帯域は 5GHz となる
 - iv) 信号生成・受信処理をすべてデジタル信号処理で賄うので、計算負荷が格段に大きい。FFT サイズも膨大になる
 - v) AD 変換器に求められる分解能適正值の把握
 - vi) 超低電力密度通信のため、受信側における微弱信号の検出やシンボル同期が難しい

本論文で提案するオーバーレイシステムについては、PU と SU での同一周波数干渉はないが、OFDM 信号処理であるので、強い干渉波が他のサブキャリアへ影響を与えないことが求められる。これについては、SU 信号配置に対するガード帯域の最適化など、詳細検討が必要なため、ここでは PU 信号が無い状態での提案方式の原理実証に留める。

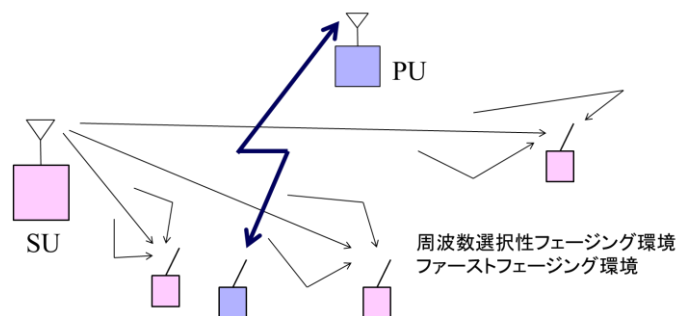


図 1 3 PU システム存在下での SU システムのサービスイメージ

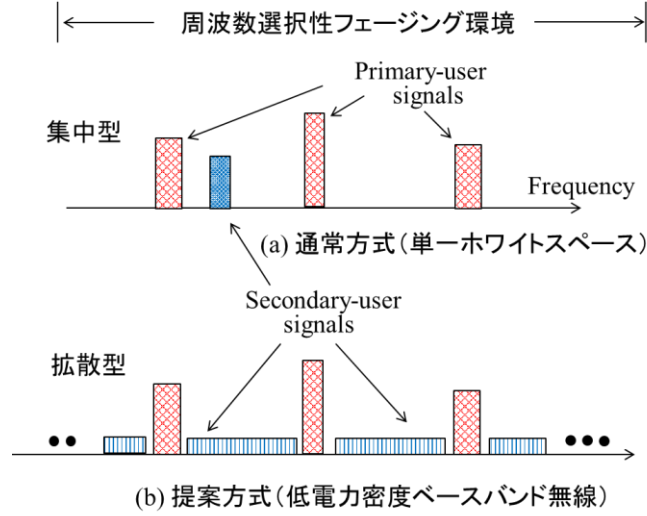


図1-4 SUシステムの周波数割り当て法

4. 2 差動符号化によるスペクトル拡散

図1-5は、本方式のキーパラメータになる周波数領域での3つの帯域の関係を示している。 W_{TX} は信号配置を想定する周波数帯域幅(PU信号の存在帯域も含むが、その部分には信号は配置しない)、 W_{sig} はデータ1シンボルに相当する帯域幅でOFDMのサブキャリア間隔でもある。また、 W_{sp} は1シンボル情報の拡散帯域幅であり、拡散率 G_p は W_{sp}/W_{sig} となる。信号生成と受信処理の基本手順は文献[6]で、その具体的な詳細手順を文献[7]の付録で示している。ここでは、図1-6にまとめている手順を整理して示す。

1) 伝送したい信号系列ベクトル $\mathbf{s}$ (シンボル数 M)に拡散符号ベクトル $\mathbf{c}$ (チップ数 G_p)をかけて、そのユーザの送信信号の元データベクトル $\mathbf{b}$ (要素数 $G_p M$)を作る。

$$\mathbf{b} = \text{vec}\{\mathbf{s}^T \mathbf{c}\} \quad (1)$$

$$\mathbf{s} \equiv (s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_M)$$

$$\mathbf{c} \equiv (c_1 \quad c_2 \quad \cdots \quad c_{G_p})$$

ここで、上付き文字 T はベクトルの転置を表し、 $\text{vec}\{\}$ は、行列を行単位で並べて行ベクトルを作る演算である。また、 $s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_M$ は1次変調シンボルデータ(今回の場合はQPSK)、 $c_1 \quad c_2 \quad \cdots \quad c_{G_p}$ は ± 1 で構成された拡散符号系列を示している。

2) その信号に対して差動符号化(DC: Differential Coding)を行い、伝送シンボル $\mathbf{d}$ を作る。

$$\mathbf{d} = \text{DC}\{\mathbf{b}\} \quad (2)$$

本稿で用いるDQPSKの場合、伝送シンボル $\mathbf{d}$ の i 番目のシンボル値 d_i は、 $\mathbf{b}$ の i 番目のシンボル値 b_i :(1,1), (-1,1), (-1,-1), (1,-1)に対して、前伝送シンボル d_{i-1} との位相差をそれぞれ $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ とシフトさせる変換になる。

3) この系列を図 9 (a)のように利用するサブキャリア ($f_{min} \sim f_{max}$) 上に配置する。実際に配置可能な帯域 (PU の存在によって配置しない帯域を含む) が W_{TX} である。この時、伝送シンボル $\mathbf{d}$ の要素数は、サブキャリア周波数帯域を W_{sig} とすると、 $W_{TX}/W_{sig} + 1$ になる。分割された複数帯域を使用する場合は、拡散帯域 W_{SP} が一つの連続帯域の中に閉じ、拡散符号が PU の存在等で分断された帯域間をまたがないように設計する。

4) この系列に、図 9 (b)のように 0 データも加えて $K_B = 2 f_{max}/W_{sig}$ の要素を持つブロック信号 $\mathbf{a}$ を作り ((3)式)、IFFT 変換をし、その実部 $\mathbf{e}$ をアンテナから順次送出する ((4)式)。

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= (a_1, a_2, a_3, \dots, a_{K_B}) \\ &= (0, 0, 0, \dots, d_1, d_2, \dots, d_{W_{TX}/W_{sig}+1}, 0, 0, 0) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\mathbf{e} = \text{Re}[\text{IFFT}\{\mathbf{a}\}] \quad (4)$$

5) 受信側では、指数関数型遅延プロファイルに従う遅延波を足し合わせた信号に熱雑音を加え受信信号とし、この信号をブロック単位で切り出す。(OFDM の受信方式と同じ)

6) その切り出されたブロック信号を FFT 演算し、4)の系列の IFFT 前に対応するブロック信号を作る。この信号の(2)式に対応する部分は、周波数選択性フェージングを受けて次式となる。

$$\mathbf{x} = \mathbf{h} \circ \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (5)$$

$$\mathbf{h} \equiv (\dots \quad h_k \quad h_{k+1} \quad \dots)$$

$$\mathbf{n} \equiv (\dots \quad n_k \quad n_{k+1} \quad \dots)$$

記号 $\circ$ は二つのベクトルの要素同士の積を要素とするベクトルを作る演算 (アダマール積) である。伝搬特性 h_k は、サブキャリア周波数 f_k に対応するチャネル利得で、 $\mathbf{h}$ はその全帯域に亘るチャネル応答ベクトルである。同様に $\mathbf{n}$ は全帯域に亘る雑音ベクトルである。

7) このブロック信号に対して、サブキャリアに対応する隣接データ間で差動検波 (DD) を行う。(時間領域の表現での遅延検波、本稿ではサブキャリア間での差動検波)。これらによって得られる系列 $\mathbf{y}$ は、スペクトル拡散された元の送信データ系列 $\mathbf{b}$ に対応するものである ((6)式)。

$$\mathbf{y} = DD\{\mathbf{x}\} \quad (6)$$

ここでの差動検波 DD の演算には、 $\mathbf{y}$ の i 番目の要素を y_i 、 $\mathbf{x}$ の $i-1$ と i 番目の要素を x_{i-1} 、 x_i とするとき、以下の式を用いている。

$$y_i = x_i x_{i-1}^* / |x_{i-1}| \quad (7)$$

8) 手順 7)で得られた系列 $\mathbf{y}$ に対して、送信情報信号 $\mathbf{s}$ の拡散に使った符号 $\mathbf{c}$ を用いて、 G_p 個単位で逆拡

散することによって送信情報信号 s を検出することができる。具体的には、送信情報信号 s の j 番目の要素 s_j に対応する逆拡散後の受信出力 $\hat{s}_j$ は次式で求められる。

$$\hat{s}_j \propto \sum_{i=(j-1)G_p+1}^{jG_p} c_i y_i \quad (8)$$

差動検波によって y_i はフェージングによる位相変動が同相化されているため、逆拡散合成後の信号の SN 比は、ほぼ拡散利得高められる。(実際には、雑音による位相変動や信号の振幅変動は残っているので、あくまで近似として。詳細は次節に)。

送信信号を周波数拡散してそのまま送らずに、送信側での差動符号化・受信側での差動検波処理の操作を加えた意味は、この環境が W_{sp} の帯域内で周波数選択性フェージングとなることを想定しているためである。遅延の広がりをも、例えば、遅延スプレッド: $\sigma_r=1\mu s$, 拡散帯域幅: $W_{sp}=10\text{MHz}$ とすると、遅延の広がりによって帯域内に歪みが生じる (図 1 5 (c) に示す周波数選択性フェージングイメージ)。故に、差動符号化をしないと、受信側での逆拡散処理において、チップごとの信号が同相合成されず、実効的な拡散利得が大幅に低下してしまう。提案方式では、隣接サブキャリア間の差動検波となり、サブキャリア間では位相変化が小さいよう信号設計している (=サブキャリア間隔を $1/\sigma_r$ より十分狭くとしている) ので周波数選択性フェージングによるサブキャリア間の位相変化が同相化され、逆拡散時に、ほぼ符号の利得 (拡散利得) に近い利得が得られる。

これによりデータの伝送レートは $\alpha W_{sig} W_{TX} / W_{SP}$ (あるいは、 $\alpha W_{TX} / G_p$) となる。この時、 α はガードインターバル付加時の効率低下と全帯域 W_{TX} 内で、ホワイトスペースの占める割合との積で表される総合効率低下ファクタである。

本方式が周波数選択性フェージング環境下で十分な効果を引き出す条件は、 W_{sig} 、 W_{SP} と遅延スプレッド σ_r に以下の関係が満たされるときである。

$$\sigma_r W_{sig} \ll 1 \ll \sigma_r W_{SP} \quad (9)$$

4. 3 差動符号化スペクトル拡散方式の基本伝送特性

ここで提案している方式は、低電力密度通信を簡易に実現する差動符号化スペクトル拡散通信である。次節では、周波数選択性フェージング環境下での伝送特性を示すが、その比較の基準として必要になるフェージングの影響を受けない熱雑音 (AWGN) 環境下での伝送特性を先に調べておく。

4. 3. 1 差動検波信号の SN 比

復調方式に差動検波 (時間領域で行う遅延検波に同じ) を採用しているため、最初に、差動検波信号の SN 比を調べる。同期検波であれば、例えば $G_p=1000$ として信号電力密度を $1/1000$ とすれば、サンプル値の SN 比は 30dB 低くなるが、逆拡散の 30dB の利得が加わり、BER の E_b/N_0 特性は同じになる。しかし、差動検波の場合は、サンプル値の SN 比は信号電力低下分のみでなく、それ以上に入力信号の SN 比に依存する。以下その原理を説明する。

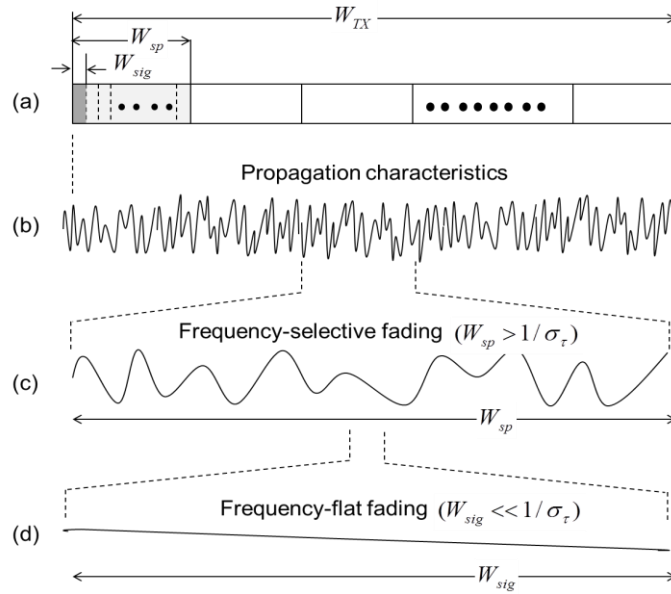
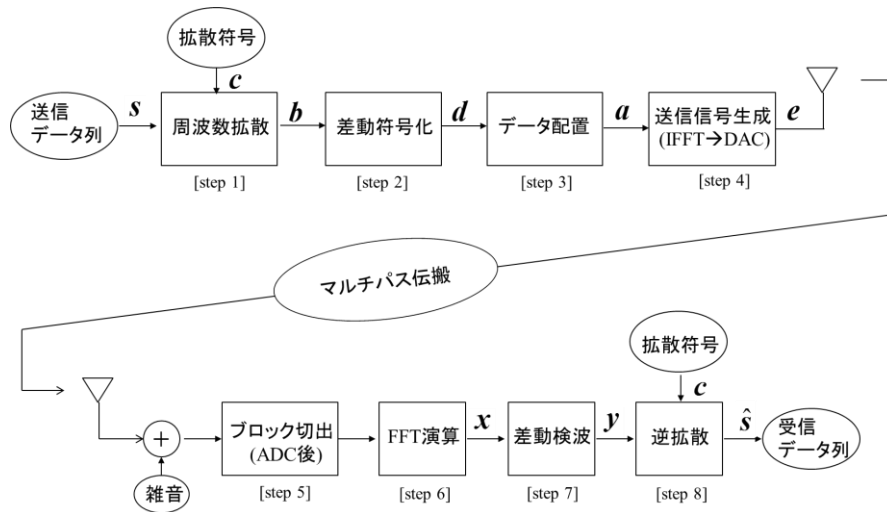
図 1-5 送信信号の 3 つの帯域 (W_{TX} , W_{SP} , W_{SIG}) の関係と伝搬チャネルの周波数特性イメージ

図 1-6 信号生成と受信処理のブロック図

受信信号を次式で与える。スペクトル拡散ではなく、普通の伝送である。

$$y(i) = as(i) + n(i) \quad (10)$$

ここで、 i はサンプリング時間単位（すなわちデータシンボル周期）で進む整数値、 s は送信信号、 n は雑音であり、 s と n については、 $\langle |s|^2 \rangle = \langle |n|^2 \rangle = 1$ と正規化して考える。また、 a はチャネルの振幅利得で、ここでは、時間変化しない一定値で、かつ、正の実数値とする。この場合、搬送波電力対雑音電力の比で定義

される CNR は、 $CNR=a^2$ になるが、これを Γ_0 で与える。

差動検波を $z(i)=y(i)y^*(i-1)$ として評価する（前節では、 $z(i)=y(i)y^*(i-1)/|y(i-1)|$ ）としたが、ここでは、理論解析がしやすいこの方式で以下の算定）。

$$\begin{aligned} z(i) &= y(i)y^*(i-1) \\ &= a^2 s(i)s^*(i-1) + as(i)n^*(i-1) + as^*(i-1)n(i) + n(i)n^*(i-1) \end{aligned} \quad (11)$$

検波信号の平均電力は

$$\begin{aligned} \langle |z(i)|^2 \rangle &= a^4 \langle |s(i)|^2 |s(i-1)|^2 \rangle + a^2 \langle |s(i)|^2 |n(i-1)|^2 \rangle + a^2 \langle |s(i)|^2 |n(i-1)|^2 \rangle + \langle |n(i)|^2 |n(i-1)|^2 \rangle \\ &= a^4 + 2a^2 + 1 = (a^2 + 1)^2 \end{aligned} \quad (12)$$

であるので、サンプル値の平均 CNR (Γ_{DD}) は信号電力と雑音電力の比であり

$$\Gamma_{DD} = \frac{a^4}{2a^2 + 1} = \left(\frac{1}{2 + 1/\Gamma_0} \right) \Gamma_0 \approx \begin{cases} \Gamma_0/2 & \text{for } \Gamma_0 \gg 1 \\ \Gamma_0^2 & \text{for } \Gamma_0 \ll 1 \end{cases} \quad (13)$$

となる。このことより、差動検波では受信信号の CNR が 0dB 以上では受信信号の CNR の半分になるが、 CNR が 0dB 以下では、 CNR の 2 乗に比例して低下することが分かる。図 1 7 に式(13)の計算結果を示す。

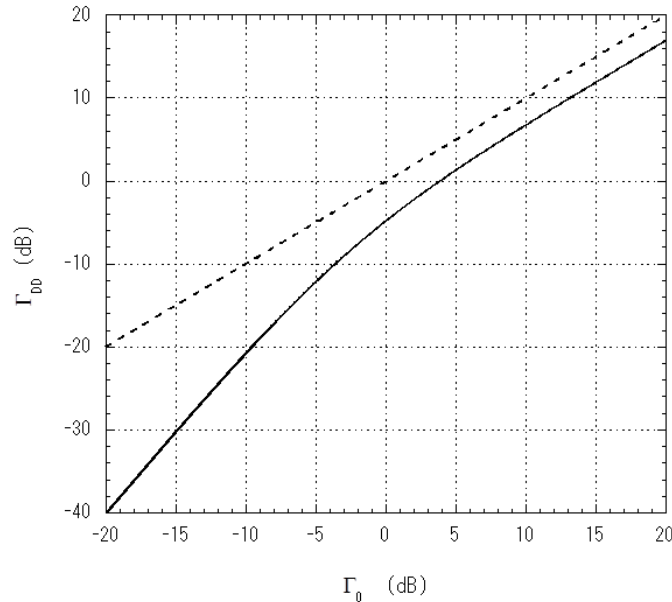


図 1 7 差動検波時の受信信号 CNR (Γ_0) とサンプル値の CNR (Γ_{DD}) の関係（点線は同期検波）

4. 3. 2 AWGN 環境での差動符号化スペクトル拡散通信の BER 特性

前項で述べたように、差動検波ではサンプル値の CNR そのものが、受信信号の CNR に対して非線形であるので、例えば、 $G_p=1000$ では、 Γ_0 が 0dB 以下の領域の信号をサンプリングすることになって、逆拡散して

30dB の利得を稼いだとしても、元の信号のサンプル値の CNR 低下により、DQPSK では、 $G_p=1$ と $G_p=1000$ では、 E_b/N_0 特性比較で見たとき同じにならない、すなわち、 $G_p=1000$ の場合の方が特性が悪い。以下、これを計算機シミュレーションにより定量的に調べる。

フェージングのない状態において、4. 2 節で示した方法で、拡散率 G_p をパラメータとする BER 特性を調べる。 $G_p=1$ では、通常の DQPSK の BER の熱雑音特性になる。図 1 8 はこのシミュレーション結果を示している。検波方式の違いも見たいため、図に書き込んでいる二つの差動検波方式（計算式 1, 2）で行っている。図 1 7 からの予測の通り、 G_p が大きくなるほど、劣化も大きいことが分かる（ $G_p=1000$ で十数 dB 劣化）。

これにフェージングが加わったものを次節で評価する。周波数選択性フェージング環境において、 $GP=1000$ のような拡散率が十分に大きい場合には、周波数ダイバーシチによってフェージングが大幅に抑圧される。このような場合において、BER 特性が行き着く先は、図 1 8 で示す BER の熱雑音特性であると考えてよいであろう。

4. 4 測定実験系

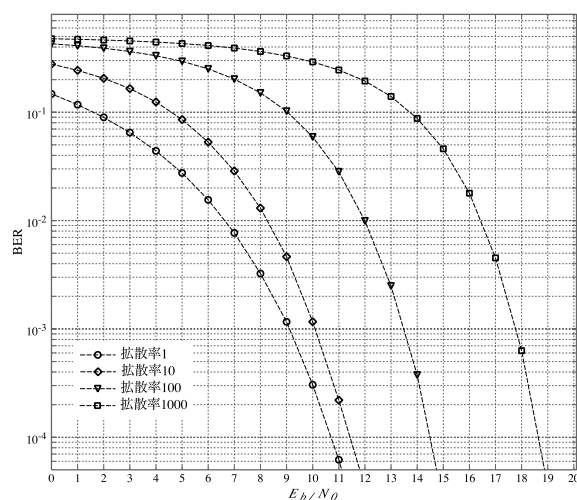
上記の提案方法を実証実験するためには、共通の実験インフラが必要になる。求められる機能や必要なデバイスは、

- i) GHz 信号をそのまま送受信できる DA 変換器と AD 変換器と大容量 FIFO メモリ
- ii) 目的とする遅延広がりやドップラー広がりを持ち、かつ、それらのパラメータ値が制御できる電波環境
- iii) 比帯域の広い信号を送受信できる超広帯域アンテナ
- iv) 送信信号生成、受信信号処理を行うデジタル信号処理プロセッサである。

i) を妥協して、低い周波数でスケールダウンして行うことも可能であるが、iii) のアンテナが対応できなくなるので、1GHz~2GHz 付近に情報を置く通信を実現したい。そのためには、i) には 4GHz 以上のサンプリング速度の DAC, ADC が求められる。また、アンテナには、比帯域（帯域幅/中心周波数）の大きいアンテナ（例えば 60% 以上）が期待される。この実験では、i) に対しては、市販のものがあるので、これを用いる。iii) については、文献[13]のアンテナが比帯域 66% を実現しており、筆者らはこのアンテナをこの周波数帯に再設計して使用している。

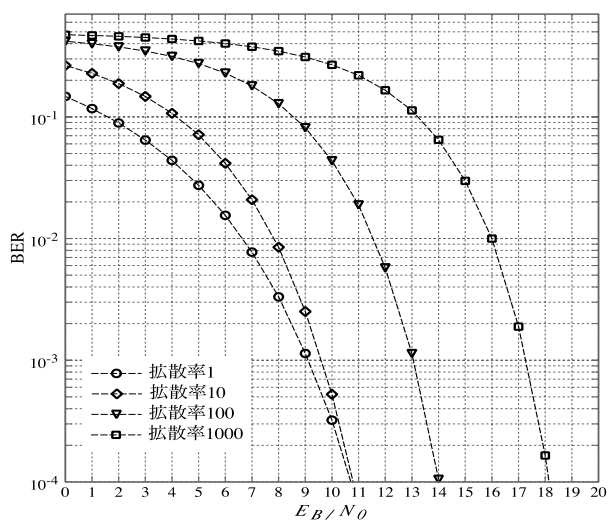
ii) については、フェージング環境をエミュレートする Over-the-Air (OTA) 型の実験環境があり、測定対象端末の周囲に多数のアンテナを配し、その中心に置かれた端末の位置に目的とする伝搬環境を実現するフェージングエミュレータ型と、周囲を金属面を取り囲んで、その多重反射を利用する電波反射箱 (Reverberation Chamber) 型の 2 つのタイプに分けられる[14]。前者は、多様なフェージング環境を作り出すことができるが、GHz 級の広帯域信号を扱うことはできず、今回の目的には使えない。後者は、広帯域性には問題ないが、パラメータ値の制御や高速フェージング生成に弱点がある。しかしながら、周波数選択性フェージング環境での伝送特性を評価するには十分な機能を持っており、筆者らの実験では、自作の電波反射箱[15]を用いている。

$$\text{計算式 1 } Z_1(i) = y(i)y^*(i-1)/|y(i-1)|$$



(a) 計算式 1 による差動検波

$$\text{計算式 2 } Z_2(i) = y(i)y^*(i-1)$$



(b) 計算式 2 による差動検波

図 18 熱雑音のみの状態での差動符号化スペクトル拡散信号の逆拡散合成後の BER 特性

iv)は、時々刻々変化する環境に対して、適応的な情報伝送を行い、伝送特性を評価したい場合には、送受信が双方向でリアルタイムにできることが望まれるが、GHz帯域の信号をフィードバックの信号処理を含めてリアルタイムに扱えるものは、専用の高度なシステムを構築すれば別として、それを容易に実現するにはまだ困難な時代にある。そこで、筆者らの実験では、送信データをブロック化してDAC（実際には高速任意波形発生器 AWGを使用）のメモリに蓄え、これを繰り返し送信する。受信側も同様に、高速ADCで、オンボードのメモリに蓄え、その後、これをPCに取り込み、受信信号処理はオフラインで行う。時間領域での環境適応性の評価は無理であるが、周波数領域での信号処理を主に提案している今回のケース

においては、この実験系で十分と言える。

図19は上記のガイドラインに基づく、ベースバンド無線実験の実験系である。(本稿で説明している範囲では送受信1系統であるが、MIMOやマルチユーザ対応実験が可能になるように、 2×2 のMIMO構成実験形を組み上げている)。実験系の詳細仕様や電波反射箱の伝搬特性については、文献[5], [6], [15]で詳しくまとめているので、ここでは割愛する。

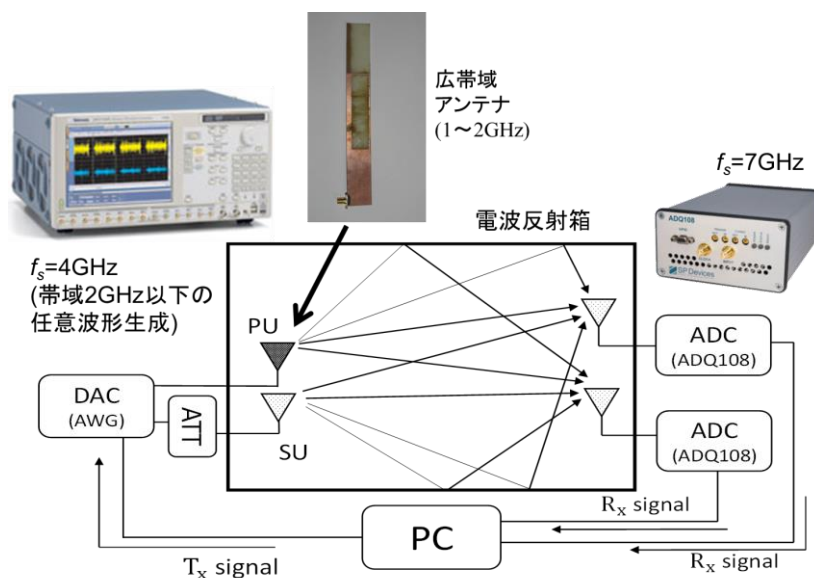


図19 構築したベースバンド無線実験系

4.5 伝送特性

ここでは、図12に示す最大周波数 f_{max} を2GHzにする。サブキャリア毎の変調方式はDQPSK、実際の送信信号は、1.0GHz~1.5GHzの500MHz帯域を使用する。拡散率 G_p は1,000 (=30dB)を基本にし、変調特性の G_p 依存性を見るときは100, 10, 1の値でも調べる。サブキャリアの信号帯域幅 (=サブキャリア間隔) W_{sig} は10kHzを基本とし、 W_{sig} の依存性を調べるときには、10kHz~100kHzの範囲で可変する。 $W_{sig}=10kHz$, $G_p=1,000$ のとき、拡散された信号の帯域 W_{sp} は10MHzとなる。拡散符号はM系列であり、伝搬モデルは指数関数型遅延プロファイルモデル (パス間隔: 2.5ns、パス数: 1000) を用いる。

図20はBER特性を、 $G_p=1000, 100, 10, 1$ についての結果を示している。実験値は前節で述べた電波反射箱を用いたマルチパスフェージング環境下での伝送実験の結果であり、遅延スプレッドは380nsである。また、シミュレーション値は同じ遅延スプレッドに設定した指数関数型遅延プロファイルモデルを用いた結果になっている。なお、同図の横軸のCNRは単位周波数あたりの信号と雑音の電力比、すなわち、電力密度比である。同図より、実験結果、シミュレーション結果両方が、拡散率の増加と共に低電力密度化が増し、かつダイバーシチオーダが増加する様子がよくデータに現れている。拡散率 $G_p=1,000$ において、 $BER=10^{-3}$ では約35dB、 $BER=10^{-4}$ では約45dBの低電力密度化効果が得られていることが分かる。また、実験結果とシミュレーション結果が拡散率毎によく一致し、 $G_p=1$ の時にはDQPSKの理論値ともよく一致し

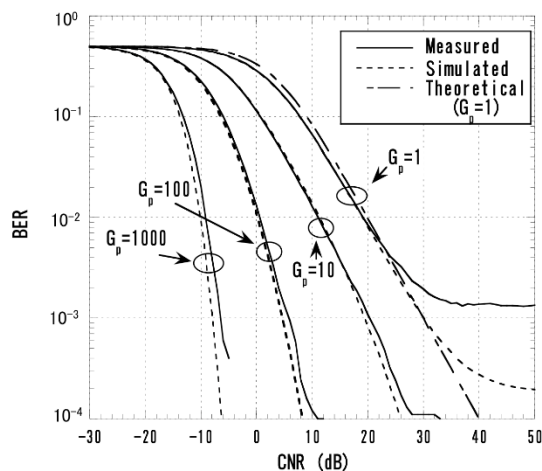


図 2-0 拡散率をパラメータとする提案方式の BER 特性（シミュレーション値と実測値の比較）[6]

ていることが分かる。

遅延スプレッド σ_τ と拡散帯域幅 W_{SP} の関係を定量的に調べる。 $W_{sig}=10\text{kHz}$ 、 $G_p=1000$ （すなわち $W_{SP}=10\text{MHz}$ ）に固定し、遅延スプレッド σ_τ を $0.05\sim 1\mu\text{s}$ 、すなわち、 $\sigma_\tau W_{SP}$ を $0.5\sim 10$ と変化させた場合の結果を、横軸を E_b/N_0 に換算して図 2-1 に示す（図 2-0 の CNR 軸のカーブに対して、 $10 \log G_p - 3$ [dB] 右にシフト）。同図には、フラットフェージング環境（レイリーフェージング環境）での DQPSK ($G_p=1$) の BER 特性の理論値（一点鎖線）、及び、 $G_p=1000$ の熱雑音のみの環境（すなわち、フェージング無の環境）での逆拡散合成後の BER のシミュレーション値（点線：図 1-8(a)の拡散率 1000 のカーブ）も示している。熱雑音のみの環境での逆拡散合成後の BER 特性は、ダイバーシチ効果が十分働いたときの収束値と考えて良く、同図での結果も、遅延スプレッドの値が大きい場合のカーブとほぼ同じになっている。また、DQPSK の $G_p=1$ の場合のカーブに対して、低 E_b/N_0 部分で特性が劣化しているのは、差動検波の場合、受信信号の SNR が低い部分 (0dB 以下の部分) でのサンプリング信号の SNR が急激に劣化する性質があることによる（図 1-7）。図 2-1 より、周波数領域での差動拡散符号によりダイバーシチ効果によるフェージングに対する抑圧が得られ、BER が 10^{-2} 以下の領域において、拡散利得 (30dB) 以上の低電力密度効果となり、良好な特性が得られていることがわかる。例えば、 $\sigma_\tau=1\mu\text{s}$ のケースでは、 $\text{BER}=10^{-4}$ の特性レベルで、約 50dB ($=30+20\text{dB}$) の低電力密度化が得られている。 σ_τ と W_{SP} の関係に着目すると、 $\sigma_\tau \leq 0.1\mu\text{s}$ の時、すなわち、 $\sigma_\tau W_{SP} \leq 1$ では、式(9)を満たしていないためにフェージングに対する抑圧が不十分となり、 $\sigma_\tau W_{SP} = 10$ ($\sigma_\tau=1\mu\text{s}$) の時と比較すると低電力密度化効果が大きく劣化している。 σ_τ を大きくしていくと式(9)の $\sigma_\tau W_{SP} \gg 1$ を満たすようになって、やがては飽和する様子が同図からわかる。 $\sigma_\tau \geq 0.5\mu\text{s}$ 、すなわち、 $\sigma_\tau W_{SP} \geq 5$ では、フェージング抑圧効果が十分となっていることがわかる。

次に、式(9)のもう一つの条件： $\sigma_\tau W_{sig} \ll 1$ について、遅延スプレッド σ_τ とサブキャリア信号帯域幅 W_{sig} の関係を定量的に調べる。遅延スプレッド σ_τ が $1\mu\text{s}$ 一定条件のもと、サブキャリア帯域 W_{sig} を $10\text{kHz}\sim 100\text{kHz}$ 、すなわち $\sigma_\tau W_{sig}$ を $0.01\sim 0.1$ に変えた時の BER 特性の結果を図 2-2 に示す。この時、拡散率 G_p が 1000 のため、拡散帯域幅 W_{SP} は $10\text{MHz}\sim 100\text{MHz}$ になる。前項で議論した $\sigma_\tau W_{SP}$ は全て 10 以上になるため、前項で述

べたフェージング抑圧条件を満たしていることがわかる。しかし、符号間干渉問題を抑えるためには、式(9)にもあるように $\sigma_{\tau}W_{sig} \ll 1$ の条件を満たすこと、すなわち、 W_{sig} においてフラットフェージングでないといけない必要がある。同図より、 $W_{sig}=100\text{kHz}$ で、特性劣化が目立つが、この場合は、 $\sigma_{\tau}W_{sig}=0.1$ となっていて、 $\sigma_{\tau}W_{sig} \ll 1$ の条件にはまだ不十分ということになる。 $W_{sig}=50\text{kHz}$ 、すなわち、 $\sigma_{\tau}W_{sig}=0.05$ では、十分な抑圧領域に近づいているので、帯域 W_{sig} 内でフラットフェージングにするためには、すなわち、符号間干渉を与えないためには、 $\sigma_{\tau}W_{sig} \leq 0.05$ を目安にすればよいということになる。

限られた例での評価ではあるが、周波数選択性フェージング環境において理想的な動作をするための式(9)を満たす条件として、二つの関係式：

$$\sigma_{\tau}W_{sig} \leq 0.05, \quad \sigma_{\tau}W_{SP}(=\sigma_{\tau}G_pW_{sig}) \geq 5 \quad (14a, b)$$

が定められる。 σ_{τ} が把握された環境においては、 W_{sig} や W_{SP} は(14)式を満たせばよいということになる。

$G_p=W_{SP}/W_{sig}$ の関係を利用すると、(14)式より、フェージングの影響を受けない理想的な動作を得るためには、 G_p の設定に関して、 $G_p \geq 100$ が求められる。 G_p を大きくすることにより、低電力密度効果はそれに従って大きくなるが、データの伝送レートは G_p に反比例して低下することや、 G_p を大きくしすぎると図17に示したサンプル値のSN比劣化の増大に伴う特性劣化により、期待される効果が弱められる。このため、本稿の検討で設定した $G_p=1000$ 程度が、望ましい値ではないかと思われる。

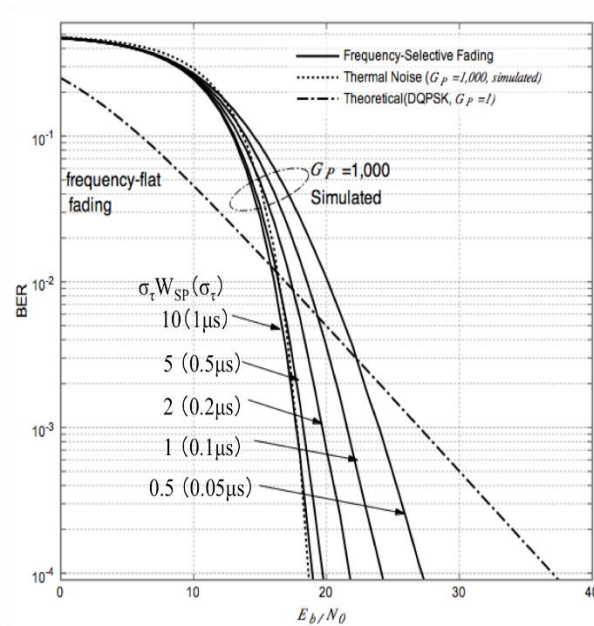
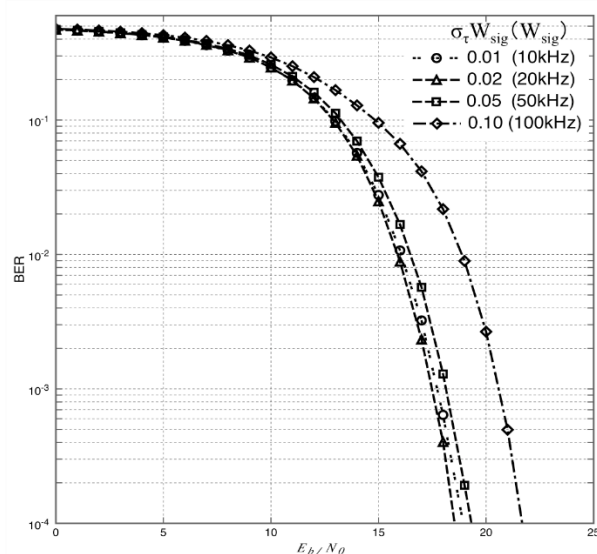


図2-1 $G_p=1000$ でのBERの $\sigma_{\tau}W_{SP}$ 依存性 ($W_{SP}=10\text{MHz}$) [7]

図 2.2 BER 特性の $\sigma_\tau W_{sig}$ 依存性 ($\sigma_\tau=1\mu s$) [7]

4.6 マルチユーザシステムへの拡張

前節では、シングルユーザに対しての提案手法の特性を評価したが、文献[7]では、この伝送方式を拡張してマルチユーザシステムへの応用を提案している。シングルユーザシステムでの W_{sig} , W_{SP} の設計は、(14)式に基づいて行えばよいが、マルチユーザの場合には、ユーザ毎に電波環境、すなわち、遅延スプレッドの値が異なるような場合もあり、ベースバンド無線の信号設計に求められる W_{sig} の全ユーザでの共通化ができなくなる。そこで、このような環境に対しても送信信号を可能にする信号生成法が文献[7]に示されている。ここでは、具体的な方法の説明およびその原理実証シミュレーションの結果については割愛するが、必要であれば、同文献を見てほしい。

5. 電波環境の簡易認識法と干渉波抑圧技術

ここでは、広い帯域に亘る周波数を利用するベースバンド無線の受信系に求められる具体的な機能：電波環境の簡易認識技術と干渉波抑圧技術の一例を提案している文献[8]の内容（アンダーサンプリングによる電波環境の簡易認識）をまとめる。

5.1 対象システム

ベースバンド無線は、広い帯域に亘って横たわる周波数帯を適応的に利用する通信であるため、「帯域幅/中心周波数」で定義される比帯域が大きい通信に分類される。比帯域の大きい通信は、ベースバンド無線に限らず、コグニティブ無線など、空周波数帯有効利用型通信に共通する。これらの通信方式では、受信系において、広い周波数帯域で待ち受けることになるため、帯域内に、突発的に強いレベルの干渉波が入力することも起こりえて、この場合には受信機の飽和現象に伴う非線形干渉が問題となる。図 2.3 はこの例を示している。一次利用者 (PU) のシステムが存在する環境で、空き帯域を使用する二次利用者 (SU) へのサービスを行うイメージである。これらのような広帯域受信系の通信方式においては、強い入

力レベルの干渉信号に対して入力段階で抑圧する必要があり、その周波数特定が必要となる。ただし、受信系の非線形問題を引き起こさないレベルの干渉波は、後のデジタル信号処理によって除去できるので、実際に問題になる干渉波は、特定のきわめて強い干渉波のみである。

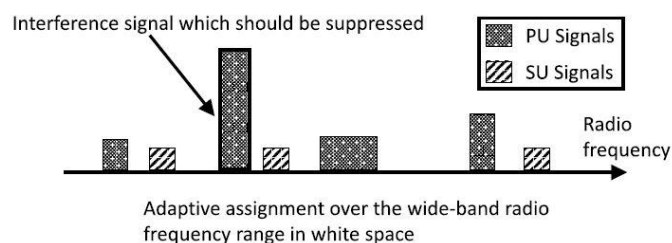
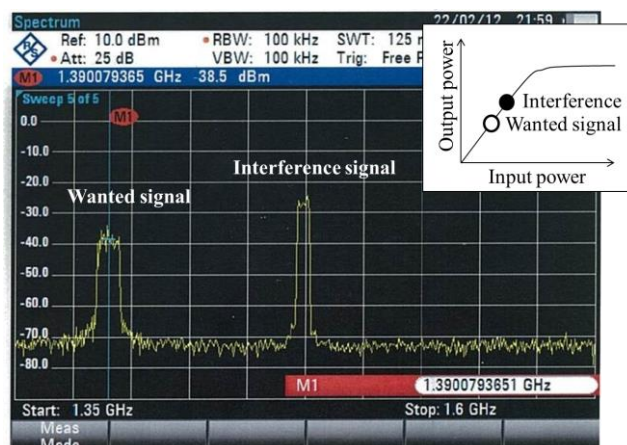


図 2-3 SUを対象とする環境適応型広帯域無線

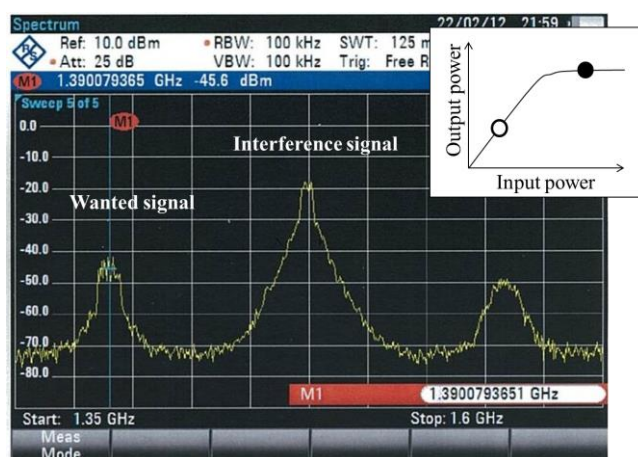
5. 2 受信系非線形問題とその対策

電波環境を図 2-3 に示した SU システムでは、受信機が飽和するレベルの強い干渉波が入力する場合がある（図の例では、左から 3 番目の信号）。図 2-4 は強い干渉波の入射に対する受信信号スペクトルの変化を示している。同図(a)は、強い干渉波ではあるが、受信機の線形動作領域にあるレベルで、所望波と干渉波のスペクトルがそのまま現れている。同図(b)は、干渉波が受信機の飽和レベルにある場合であり、このときは、それぞれの信号のスペクトルに広がりができるのと同時に、本来信号のない周波数帯（図の右端）にも、スペクトルが現れている。これは、3 次の相互変調によるものであり、右端の一群は、所望波中心周波数を f_w 、干渉波中心周波数を f_i とするとき、 f_w と f_i で間での相互変調として周波数 $2f_i - f_w$ を中心に現れたもの、また、各スペクトルの広がり、は、所望波や干渉波の帯域内での周波数成分間の相互変調によるものである。（図の左の見えないところに $2f_w - f_i$ を中心とするスペクトルも発生している。）

このような相互変調によって信号帯域内、あるいはその近くに発生する周波数成分は、後の段階で行われる信号処理では取り除くことが困難であるので、AD 変換される前、すなわち、受信系のフロントエンド部で除去する必要がある。最も簡単な方法は、強い干渉波信号の周波数を特定し、帯域阻止フィルタ（BRF、ノッチフィルタ）により、その干渉波を抑圧することである。この場合、非線形問題を引き起こさないレベルまで抑圧できればよく、完全に除去する必要はない。図 2-4 は、干渉波抑圧のための基本回路構成を示している。図中に示した環境認識回路への入力部分を表す①～③の違いについては、5.3.1 項で説明する。実際の回路では、干渉波のみを急峻に抑圧するフィルタ特性を実現することは難しい。このため、図 2-6 に示すように、簡易なノッチフィルタで、まず、問題となる干渉波を抑圧する。そして、その周辺の所望信号がフィルタの影響を受ける場合（同図右端のスペクトル）には、環境適応型ベースバンド無線の特徴を活かして、フィルタの影響を受けない空き周波数帯に、適応的に帯域を動かすのがよいであろう。



(a) 線形領域への入射



(b) 非線形領域への入射（飽和領域への強い干渉波の入射）

図 2 4 強い干渉波入射による受信信号スペクトル

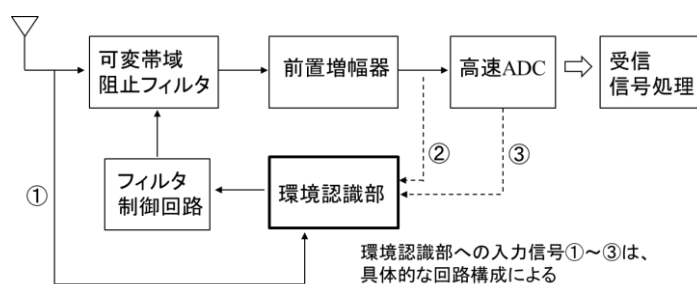


図 2 5 電波環境認識と干渉波抑圧の一般的な回路構成

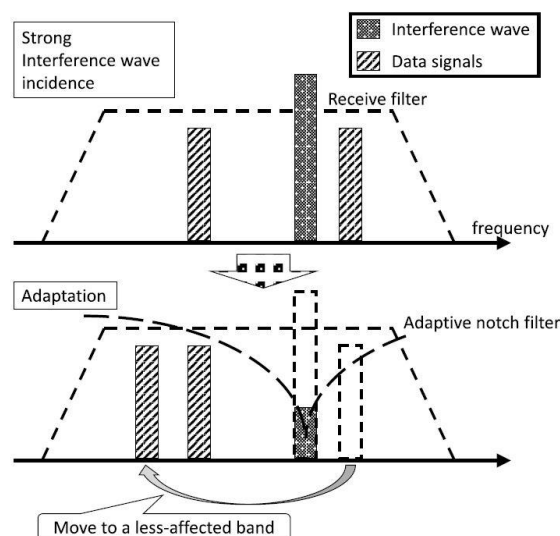


図 2 6 干渉信号抑圧に対する環境適応動作（上図→下図）

5. 3 アンダーサンプリングによる簡易環境認識

5. 3. 1 環境認識部の基本構成

図 2 6 で示した環境適応動作を、図 2 7 の回路で構成するときの環境認識回路を考える。強い入力レベルの干渉信号が入射すると、低雑音増幅器（Low Noise Amplifier:LNA）において非線形ひずみが生じる。図中の①の構成では、ひずみが生じる前にアナログ段階で干渉信号の周波数推定を行う。②は歪を受けたアナログ信号、③はAD変換後のデジタル信号データである。

サンプリング定理により、AD変換器のサンプリングには、上限周波数 $f_{\max}$ の 2 倍以上のクロック周波数が必要となるが、環境認識演算の負担を小さくするため、例えば $1/10$ 以下に抑えた低速サンプリング（すなわち、アンダーサンプリング）による信号処理を実現したい。単純にサンプリング速度 f_s を低速にするのみでは、信号成分スペクトルは $0 \sim f_s/2$ の周波数レンジに折り返して現れてしまう。そこで、図 2 7 に示すように、2 台のAD変換器を並列に用いる構成で、低速サンプリングを実現する。入力信号を分岐後（分岐点は①～③のどこでもよいが、原理説明では①を想定【注】）、その一方に遅延素子（遅延量 $\Delta\tau$ ）を入れた両方の信号に対してフーリエ変換を行うと、同一周波数成分間には元々の周波数に依存する位相差が生じる。この位相差及び与えた遅延量 $\Delta\tau$ （値の定め方は時節で）から $0 \sim f_{\max}$ の周波数レンジの信号を特定することができる。

【注】原理的には、入力信号の情報が正確に把握できる①がよいが、ある程度の強さの信号が必要であるという意味では、増幅後の非線形の影響を受けた②でもよい[7]。また、AD変換器を 1 台にして、サンプリングクロックの周期を制御してデータ取得してもよい（ただしその場合は、信号処理による 2 系統への分離が必要）。さらには、③の場合には受信信号処理部で用いる高速AD変換器のデータを間引いて使用することでもよい。

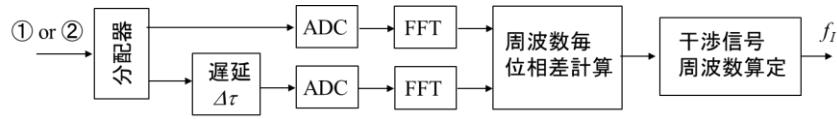


図 2.7 環境認識部の回路構成

5.3.2 原理

アンダーサンプリング周波数を f_s としたとき、ナイキスト周波数 $f_s/2$ 以上の信号は、エイリアス信号として式(15)の周波数 f' の成分として現れる。

$$f' = |f - Nf_s| \quad (0 \leq f' < f_s/2) \quad (15)$$

ここで、 N は式(15)を満たす整数である。遅延 $\Delta\tau$ による二つのAD変換器の入力信号の位相差 $\Delta\phi$ (チャネル1を基準とした)は、元の周波数 f に依存し、式(16)で表される。

$$\Delta\phi = -2\pi f \Delta\tau \quad (16)$$

ゆえに、元の周波数 f は、位相差 $\Delta\phi$ から、式(17)より求めることができる。

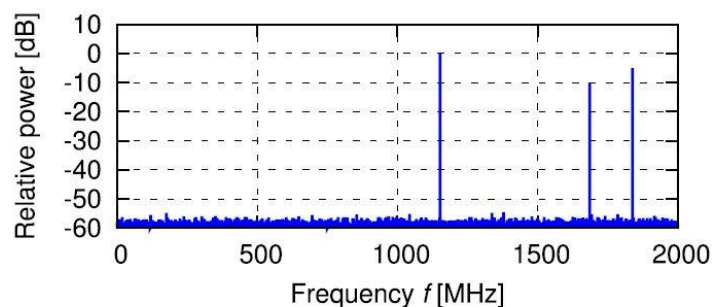
$$f = -\frac{\Delta\phi}{2\pi \Delta\tau} \quad (17)$$

以上から、この環境認識回路において、位相差 $\Delta\phi$ が $-2\pi < \Delta\phi \leq 0$ となる範囲であれば、すなわち

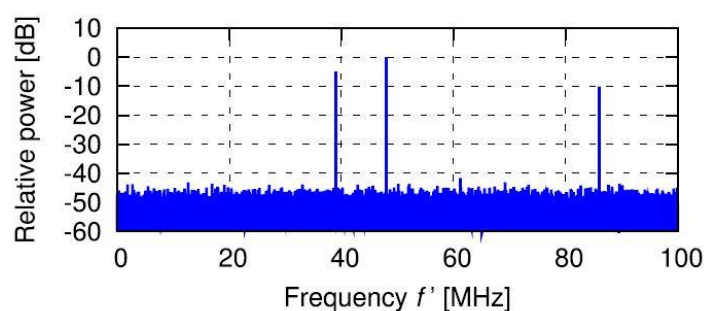
$$\Delta\tau \leq 1/f_{\max} \quad (f_{\max} : \text{特定したい周波数の最大値}) \quad (18)$$

となるように遅延量 $\Delta\tau$ を設定すれば、サンプリング定理を満たさないアンダーサンプリング信号であっても、元の周波数を特定することができる。位相変化範囲が最大になる $\Delta\tau = 1/f_{\max}$ とすることで最大感度が得られる。

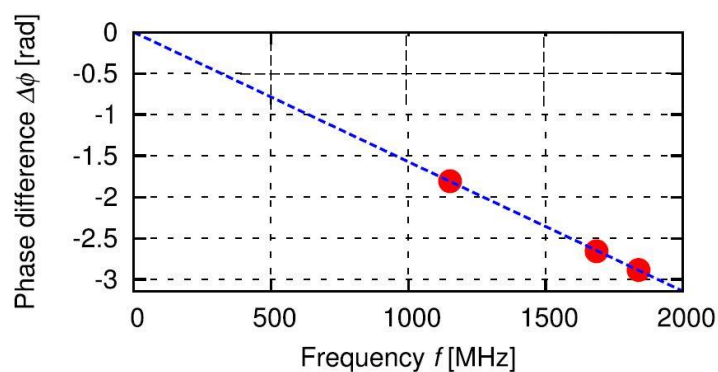
原理確認のために、3つの正弦波周波数入射に対する、アンダーサンプリングによる周波数特定の例を、図2.8を用いて説明する。同図(a)は、レベルが5dBずつ異なる3つの周波数：1152MHz (0dB)，1686MHz (-10dB)，1839MHz (-5dB) のスペクトルである。この信号を200MHzでアンダーサンプリングした信号のスペクトルは同図(b)のように、1152MHz→48MHz，1686MHz→86MHz，1839MHz→39MHzに変換され、100MHz帯域内に現れる。この2系列の信号のそれぞれの周波数での位相差を求めると、それぞれ、-1.808rad，-2.657rad，-2.884radとなった。これを、図2.8(c)にプロットすると赤丸位置になり、それに対応する周波数を読むと、100回のシミュレーション評価に対してばらつきの誤差4MHz以内で、設定値(図の点線)と同じ値を得た。このことによって、アンダーサンプリングによって、元の周波数を精度よく推定できることが確認された。



(a) 原信号



(b) 200MHz でアンダーサンプリングした信号



(c) 周波数と位相差の理論的關係（点線）とシミュレーション値（●）

図 2.8 3 信号によるアンダーサンプリング推定の原理確認 [8]

5. 3. 3 思み付け演算による干渉波の中心周波数の自動推定

前節では、正弦波信号に対する周波数推定の動作原理を示したが、実際の信号では帯域幅を有し、かつ、アンダーサンプリングされた後の周波数レンジにおいて、所望波と干渉波のスペクトル帯域の重複が起り得る。このような場合でも、受信系飽和を引き起こす干渉波については、入力レベルが所望波に対して十分に強いという特徴を利用した中心周波数の自動推定法を以下に提案する。

所望波に対して、干渉波が十分大きなレベルである場合、すなわち非線形問題を引き起こすようなレベルである場合、周波数レンジ内の全位相差を信号の電力で加重平均することで、弱い信号の位相差成分は

抑圧され、電力の大きい干渉波の位相差成分が浮き上がると考えられる。そこで、干渉波の中心周波数に相当する電力加重平均位相差 $\langle \Delta\phi \rangle$ を、次式から算出する。

$$\langle \Delta\phi \rangle = \frac{\sum_i w_i \Delta\phi_i}{\sum_i w_i} \quad (19)$$

ここで、 i はFFT 後の離散周波数成分の番号である。加重係数 w_i は、 i に対応する電力 p_i と電力強調ファクタ α を用いて次式で与える。

$$w_i = p_i^\alpha \quad (20)$$

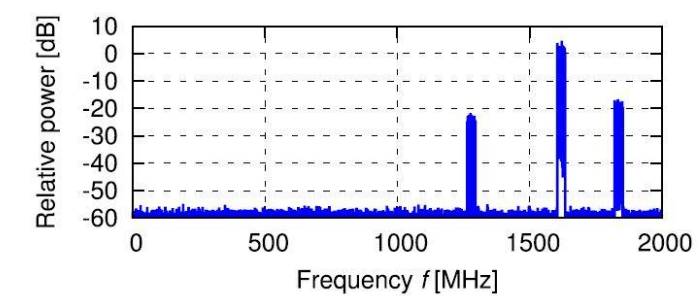
式(19)の電力加重平均位相差 $\langle \Delta\phi \rangle$ を、式(17)の位相差 $\Delta\phi$ に代入することで、干渉波の中心周波数 f_I を次式により算出することができる。

$$f_I = -\frac{\langle \Delta\phi \rangle}{2\pi \Delta\tau} \quad (21)$$

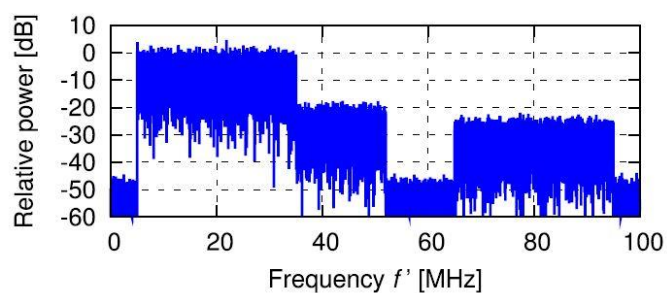
以下、推定の一例を示す。ここでは、二つの所望信号（中心周波数（レベル）：1280MHz（-25dB）と1837MHz（-20dB））と一つの強い入力レベルの干渉信号（1620MHz（0dB））を想定し、それぞれ、帯域幅30MHzとした。各信号をサンプリング周波数4GHzで生成し、受信側の環境認識回路のサンプリング周波数を200MHz、遅延量 $\Delta\tau$ を0.25ns（ $=1/f_s$ ）とした。

図2 9は原信号とアンダーサンプリングした信号のスペクトル（(a), (b)）および位相差特性(c)である。各信号の中心周波数は、式(15) から20MHz, 80MHz, 37MHz に折り返して現れることが同図(b) から確認することができる。雑音レベルを-60dB としたとき、各信号の位相差とアンダーサンプリングした信号における周波数の関係は同図(c)となった。干渉信号のスペクトルは周波数5～35MHz に現れ、22～52MHz に現れる信号とは、スペクトル幅で約40%重複しているが、位相差特性を見ると入力レベルの高い干渉信号成分の位相差特性が現れることが確認できた。雑音信号の入力レベルを-60～0dB としてシミュレーションを各100 回行った場合、干渉信号の中心周波数推定値との関係は図3 0となった。電力強調ファクタ α の値を大きくすることで、中心周波数推定値は設定値に近づくことから、 α による推定精度の向上も確認できた。このような非線形問題では、SN比そのものは高いと想定されるため、 $\alpha=2$ 程度を推奨値としてよいであろう。

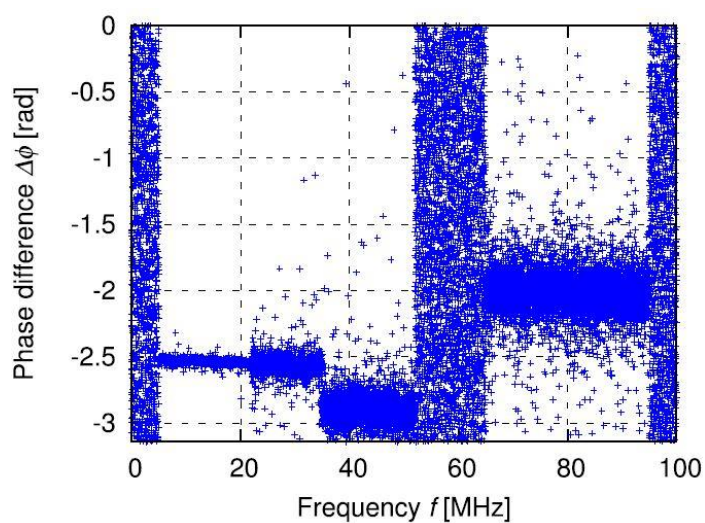
さらに、文献[8]では、強い干渉信号と所望信号の帯域の重複率を10%及び90%で比較して調べているが、重複率が90%程度でも、 $\alpha=2$ 程度で精度よい推定が可能であることを明らかにしている。



(a) 原信号



(b) 200MHz でアンダーサンプリングした信号



(c) アンダーサンプリング信号の位相差特性

図 2 9 帯域幅を有する信号のアンダーサンプリング特性 (スペクトルと位相差) [8]

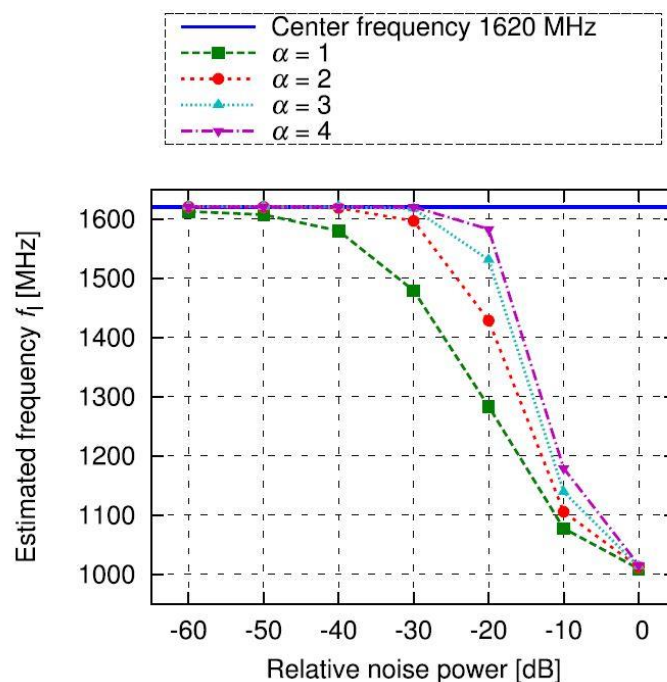


図30 重み付け演算による周波数推定における雑音の入力レベルと推定精度の関係 [8]

5.3.4 提案環境認識法のメリット・デメリット

従来法と比較した提案法のメリットとデメリットをまとめると以下となる。

提案法のメリット

- (1) 演算量がサンプリング周波数比に応じて軽減される
- (2) FPGA などの汎用信号処理デバイスの演算の場合、必要とするメモリ量はサンプリング周波数比に比例するため、小規模の回路で実現できる
- (3) 広い待ち受け帯域であっても、その範囲内で干渉波の周波数が簡単な演算で特定できる

提案法のデメリット

- (1) AD変換器のサンプリング周波数は小さくても良いが、扱っている信号は広帯域のため、サンプリング時の位相精度は従来法で用いるAD変換器と同程度のものが求められる
- (2) 強い干渉波が複数の帯域に存在する場合、それぞれの周波数を算出することはできない(複数の干渉波への応用は今後の課題)

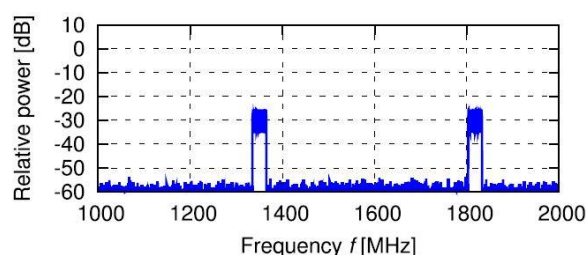
5.4 干渉波抑圧のための環境適応動作の一例

図26に、干渉信号抑圧に対する環境適応動作のイメージを示している。ここでは、この動作の一例を示す。ただし、前節までで述べた簡易環境認識の部分は省き、その手段によって干渉波の中心周波数が正しく特定できた後の動作である。

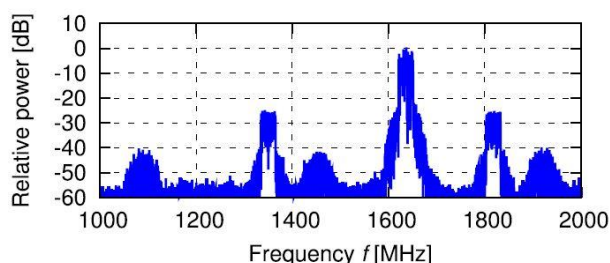
図31は、今回対象とする環境で、同図(a)は、希望信号のみが存在する場合のスペクトル、同図(b)はそこに強い干渉波が入射し非線形問題が発生しているときのスペクトルを示している。同図(b)より、相

互変調による新たなスペクトルの発生や帯域の広がりが見て取れる。この干渉波を抑圧するために、干渉波の中心周波数にヌル点を持つ図3 2 (a)の特性を持つノッチフィルタを用いると、同図(b)のように非線形問題が解決されて、信号成分に関しては、スペクトルの広がりがなくなっている。しかし、1350MHz付近にある信号波に関しては、ノッチフィルタの影響で利得が数dB低下している。このため、この帯域の信号の周波数を、フィルタの影響を受けない、かつ、PUで使用されていない周波数帯に移動して送信する。同図(c)は、そのように移動した後のスペクトルである。

図3 3は、このような動作をしたときのBER特性である。伝送信号はDQPSK/OFDMである。飽和のない信号のみの場合(■)を基準として、干渉波によるひずみが発生すると特性が大幅に劣化する(●)。これに、干渉波を抑圧するノッチフィルタを掛けると特性がかなり改善する(▲)。フィルタによりレベル低下を受けた信号の周波数を、低下のない周波数に変換して送信すると▼のカーブになり、干渉がないときの特性(■)に戻っている。このように、送信周波数を柔軟に変えられるのは、環境適応通信の特徴である。



(a) 所望信号のみ



(b) 所望信号+干渉信号

図3 1 強い入力レベルの干渉波による非線形歪 [8]

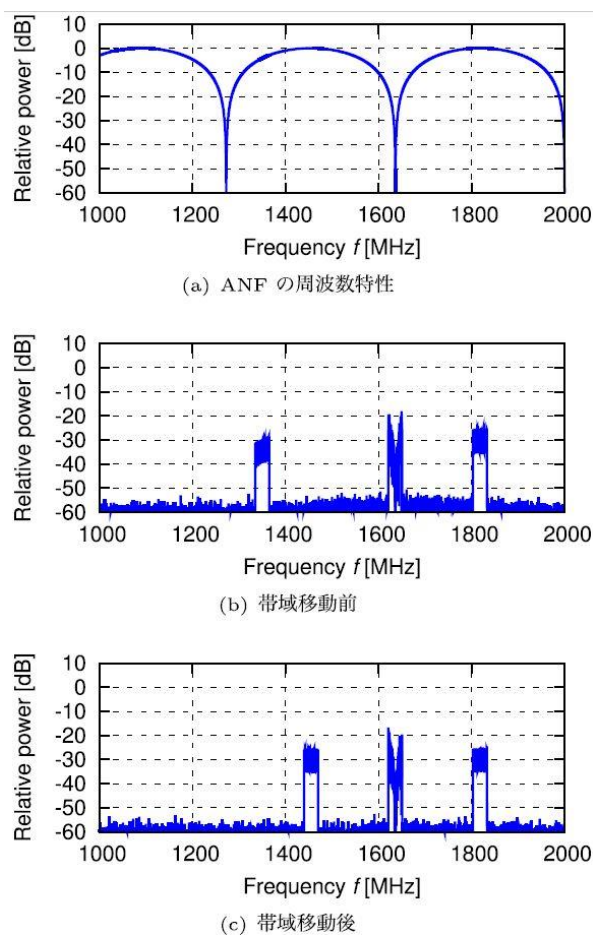


図 3 2 適応ノッチフィルタ(ANF)による干渉波抑圧と信号帯域移動 [8]

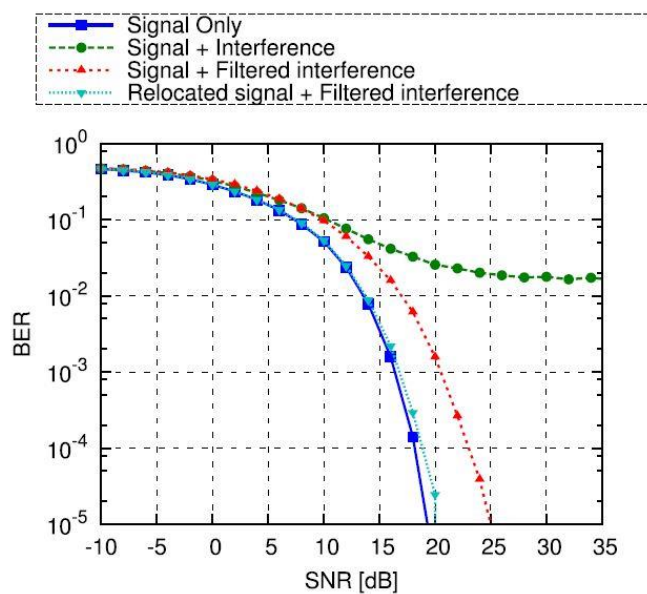


図 3 3 環境適応動作に基づく BER 特性の変化 (■→●→▲→▼) [8]

6. 将来展望と技術課題

ベースバンド無線の特徴は、通信周波数の全帯域の信号を、ベースバンド信号処理で自在に生成することにある。帯域を意識しないという意味で、Band-free Communicationと言ってもよい。また、受信側でも同様に、ブロック単位で蓄積された信号を一括で信号処理できるため、広帯域な信号をコヒーレントに扱うことができる。本稿では、実験システムの制約上、時間変動する環境での評価は行っていないが、環境認識機能を取り入れて制御することにより、環境変化への高度適応性を発揮することができる。

このシステムにより、以下のようなことが実現できる[9]。

- i) 広い周波数帯に亘るホワイトスペースの効率的活用により、究極の周波数有効利用ができる
- ii) 超広帯域周波数拡散による、超低電力密度通信が可能である。具体的には、微弱電波での長距離無線通信、非常災害時に活躍するアドホックな無線通信などを含めた二次利用者（SU）通信に適している。
- iii) 高機能汎用送受信機構成であり未来のユニバーサルソフトウェア無線機になる。

これを実現するためには、以下のような研究課題が挙げられる。

- a) 高速信号処理デバイスの開発（技術の進化に期待）
- b) 電波環境認識技術（コグニティブ無線の研究分野）
- c) 比帯域の広いアンテナの開発（超広帯域アンテナ）
- d) 広帯域受信に伴う、干渉波入力飽和による受信系非線形問題の対策
- e) 超広帯域伝搬環境のチャネルモデルの確立
- f) MIMOなどさらなる高機能伝送の追及、その特徴を生かした新しい通信方式などである。

a) は日進月歩の技術の進展が、やがて解決してくれるであろう。b) はコグニティブ無線の主要研究テーマであり、同様に研究の進展が期待できる。c) は、比帯域100%近い小型アンテナがこの目的には理想であるが、アンテナ技術の研究に期待したい。d) も実用的な意味で、重要な課題である。受信系で広帯域に待ち受ける場合、帯域内に到来する強い干渉波により受信系の飽和があると、相互変調等により受信性能が劣化する。非線形現象であり、フロントエンドのアナログ信号段階で、アダプティブフィルタでの抑圧が求められ、干渉波の認知機能（5章に一つの例）や、制御範囲の広いアダプティブフィルタの実現が望まれる。e) は、伝送特性の評価に資する電波伝搬モデルであるが、GHz帯以上の広帯域に亘る周波数・時間選択性フェージングのモデル（doubly-selective multipath model）は、まだ確立されておらず、電波伝搬の研究進展に期待する。f) は、ベースバンド無線の特徴を生かした通信方式の実現である。

本稿では、OFDMベースの通信方式を例として示したが、目的はより良い通信方式の実現であり、MIMOを採り入れた高度化が期待される。提案した環境適応型ベースバンド無線が、その実力を発揮するためには、信号処理デバイス技術・通信システム技術・マイクロ波回路技術・アンテナ伝搬技術の複合分野において、今後の研究の進展に負うことが極めて大である。

ここでは、ベースバンド無線の応用分野として、プライマリシステムが存在する中で、超広帯域を有効に活用するセカンダリシステム、すなわち、空き帯域（ホワイトスペース）を有効に利用し、低電力密度電波で長距離通信を実現するスペクトル拡散通信方式を提案している。ベースバンド無線が有する環境適応性を積極的に利用すれば、やがては、セカンダリシステム応用から、汎用的なプライマリシステム応用に

変化してゆくであろう。その究極的な姿としての環境適用型ベースバンド無線は、コグニティブ無線、ソフトウェア無線、ベースバンド無線の3つの“Radio”を融合したシステムであろう（図10）。

本報告書を構成する筆者等の文献

- [1] 小宮山牧兒：“ATR環境適応通信研究所の研究内容の紹介”，ATR Journal, vol. 23, pp. 7-10, 1996.
- [2] J. Kitagawa, T. Taniguchi, and Y. Karasawa：“Wireless baseband transmission experiments”, IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, no. 6, pp. 1815-1824, June 2006.
- [3] 北川淳一・谷口哲樹・唐沢好男：“実信号解析を用いた無線ベースバンド伝送のマルチパス環境下での伝送特性”，信学論C, vol. J89-C, no. 12, pp. 1066-1078, 2006.
- [4] 唐沢好男、笹木亮平、谷口哲樹、"環境適応型ベースバンド無線：概念提案と機能実証実験," 信学論(B), vol. J91-B, no. 11, pp.1359-1368, 2008.
- [5] 森本勇樹, Le Manh Tien, Le Dinh Thanh, 唐沢好男, "環境適応型ベースバンド無線の空間伝送評価実験," 信学論(C), vol.J95-C, no.12, pp. 513-522, Dec. 2012.
- [6] J. Nakazato, D. Okuyama, Y. Morimoto, and Y. karasawa, "Frequency-domain differential coding schemes under frequency-selective fading environment in adaptive baseband radio," IEICE Trans., Commun.vol. E99-B, no. 2, pp. 488-498, 2016.
- [7] 中里仁, 唐沢好男, "周波数領域差動符号化低電力密度ベースバンド無線のマルチユーザ拡張," 信学論(B), (to be published in Feb. 2018).
- [8] 久野伸晃、森本勇樹、唐沢好男, "アンダーサンプリングによる高周波電波環境認識," 信学論(B), vol. J100-B, no.2, pp. 90-99, 2017.
- [9] 唐沢好男, "環境適応型ベースバンド無線, ～無線通信のパラダイムシフトをめざして～,"信学技報, SR2015-75, pp. 19-26, 2016.01.

参考文献

- [10] M.Z. Win and R.A. Scholtz：“Impulse radio: How it works”, IEEE Comm. Lett., vol.2, no. 2, p.36-38, 1998.
- [11] X. Shen, M. Guizani, R.C. Qiu, and T. Le-NGOC：“Ultra-wideband”, Jhon Willey & Sons, 2006.
- [12] 原 晋介：“IEEE 802.15ワーキンググループにおける標準化動向”，信学会通信ソサイエティマガジン, no.2, pp. 103-107, 2007.
- [13] D. T. Le and Y. Karasawa, "A Simple broadband antenna for MIMO applications in cognitive radio," IEICE Trans. Commun., vol. E95-B, no.1 pp.18-26, 2012.
- [14] 3GPP, "Measurement of radiated performance for MIMO and multi-antenna reception for HSPA and LTE terminals," Tech. Rep. 37.976, v11.0.0, 2012.
- [115] Y. Karasawa, I. Oshima, F. Tamrin, Y. Sakamoto, R. Arif, and K. Sasaki, "Fundamental propagation characteristics of stirrer-less reverberation chamber for MIMO-OTA measurements," IEICE Trans. Commun., vol. E97-B, no.10, pp. 2083-2092, Oct.2014.

研究費助成

日本学術振興会科学研究費（基盤研究A: 25249056）、環境適応型ベースバンド無線の研究、期間：2013.04-2016.03（3年間）