

## 2.4GHz 帯・長距離無線アクセスの研究 —Study on Long-Range Radio Access using 2.4GHz Band—

篠永英之\*

### 1. はじめに

情報通信技術の発展に伴い、企業・一般家庭にパソコンが普及し、LAN 環境構築の利便性と高速性が求められることとなった。特に、煩雑な LAN ケーブルの引き回しを避けるため、LAN の無線化への要望も平成に入り強くなった。そのような背景で、平成4年 12 月、当時の郵政省は 2.4 GHz 帯の 26 MHz 幅、即ち、2,471-2,497 MHz を無線 LAN に解放することを決定し、郵政省令が公布、施行された。当時の無線 LAN は IEEE802.11 標準に準拠した無線区間の伝送速度が 1 ないし 2 Mbit/s と低速な方式が主流であった。また、日本で解放された 2.4 GHz 帯の周波数は日本独自の周波数であり、外国で製造した無線 LAN は周波数変更、即ち、RF (Radio Frequency: 高周波) 部分の改造が必要なこともあり、普及が進まなかった。

上記状況下で、IEEE802.11 委員会で標準化が進められていた高速化方式の日本における解放、米国と日本の無線 LAN 周波数の共通化への要望が強くなり、関係部会で審議の結果、平成 11 年 12 月、新たに 2,400-2,483.5 MHz の無線 LAN への開放、及び、11 Mbit/s の無線速度に対応した IEEE802.11b 標準が日本で認可された。その後、平成 14 年には、それまで必須とされてきた信号を拡散符号により 10 倍以上に拡散するスペクトル拡散方式以外に、現在では地上デジタル放送等で採用されている OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重) 方式を用いた IEEE802.11g 標準も認可され、最高 54 Mbit/s の無線速度で LAN 通信が実現した。更に、最近では、複数アンテナを用いて空間で無線回線を分離・多重する MIMO (Multiple Input Multiple Output) 技術を応用した更なる高速化方式 IEEE802.11n 標準に準拠した製品も市販されるに至っている。

上記の無線 LAN 発展の歴史の中で、IEEE802.11b 標準が議論されているのと時を同じくして、小職は、複数の IEEE802.11 標準のスペクトル拡散信号を直交多重し、高速化を図ると共に、無線 LAN と同じ無線電力で 10 km 以上の長距離区間を無線免許無しに LAN プロトコルで結ぶことのできる無線方式の考案、研究開発、および、長距離無線アクセス

としての実用化を KDDI 研究所において進めた<sup>1)-4)</sup>。本稿では、その無線方式の研究と長距離無線アクセスへの適用、実用化事例について概説する。

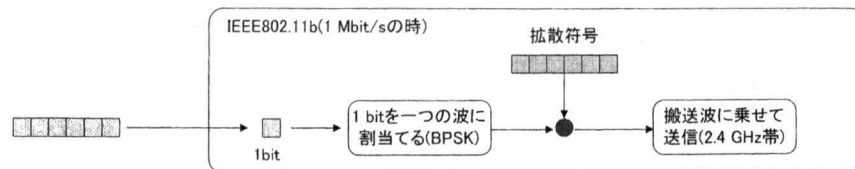
### 2. CFO-SS (Carrier Frequency Offset-Spread Spectrum) 方式の考案と研究

IEEE802.11 標準の無線方式は、直接スペクトル拡散 (DS-SS: Direct Sequence-Spread Spectrum) 方式と呼ばれ、予め定められた 11 ビットの PN (Pseudo Noise: 疑似雑音) 符号を用いて、1 ビットを 11 ビットに拡散し、2 相あるいは 4 相位相変調してスペクトル拡散信号を生成、2.4 GHz 帯で規定された無線チャネルを用いて LAN 信号を伝送する。2 相位相変調の場合、無線速度は 1 Mbit/s、4 相位相変調の場合、2 Mbit/s となる。図 1 の最上図に 2 相位相変調の場合を示す。

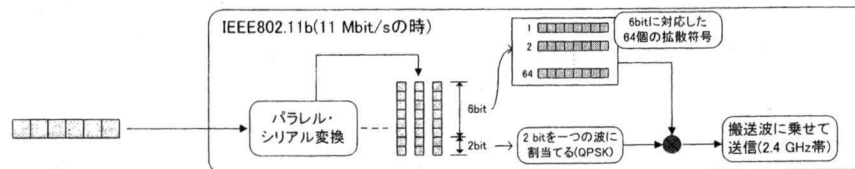
また、参考のため、中図には IEEE802.11b で採用された CCK (Complementary Code Keying) 方式を示す。本方式では、予め 64 種類の PN 符号を準備し、情報 6 ビットに応じて、どの PN 符号でスペクトル拡散するかを送信側で決定し、更に、情報 2 ビットで 4 相位相変調、得られたスペクトル拡散信号を伝送する。無線速度は 11 Mbit/s となる。受信側では、1 シンボル毎に 64 種類の PN 符号の中からどの特定の PN 符号でスペクトル拡散されたかを検出し、6 ビットを復調すると共に、4 相位相変調を復調し、更に、2 ビットを得る。図 1 の最下図は、IEEE802.11a で採用されている OFDM 方式の原理図で、48 波の OFDM サブキャリアに最高 1 サブキャリア当り 6 ビットを割り当て 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation: 直交振幅変調) 変調する。その場合、無線速度は 54 Mbit/s となるが、無線回線の品質が悪い場合は 1 サブキャリアで伝送するビット数を適応的に低減させ、16QAM、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying: 4 相位相変調)、BPSK (Binary Phase Shift Keying: 2 相位相変調) と変調方式も適応させて無線速度を落とす。2.4 GHz 帯で OFDM 方式を採用する IEEE802.11g 標準も無線方式は同等であるが、IEEE802.11b 標準との共存を図るためにフレーム構成等は IEEE802.11a とは異なり、実際のスループットは低くなる。

\*電気電子情報工学科

## DS-SS (Direct Sequence-Spread Spectrum)



## CCK (Complementary Code Keying)



## OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

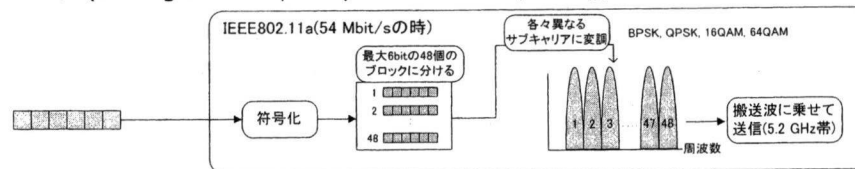


図1. IEEE802.11標準で用いられている無線方式

尚、図 1 では周波数軸上で各サブキャリアが重ならないよう描いたが、実際には、隣接サブキャリアは互いに 50% の帯域が重なっているが、サブキャリア間で直交性は保たれており、互いに干渉しない。

次に、IEEE802.11 標準のスペクトル拡散信号の直交多重を実現する CFO-SS (Carrier Frequency Offset-Spread Spectrum: キャリア周波数オフセットスペクトル拡散) 方式について述べる。一般に SS (Spread Spectrum: スペクトル拡散) 信号の復調方式としては、1) 受信側で、受信信号中の PN 符号と時間同期をとり、受信信号に PN 符号を掛け合わせることで PN 符号を除去する逆拡散方式と、2) 受信側で、受信信号と PN 符号間の相関 (デジタル的には、受信ビット系列と PN 符号系列を比較し、一致したビット数から不一致のビット数を減じた数値) を順次計算し、データ復調する方式がある。CFO-SS 方式は、SAW (Surface Acoustic Wave: 弾性表面波) 整合フィルタを用いて、位相変調された入力 SS 信号と PN 符号間の相関を中間周波数帯で求める。図 2 の右上に、PN 符号で位相変調された SS 信号が SAW 整合フィルタに入力した場合の出力波形を示す。ここで、SAW 整合フィルタの電極は、PN 符号に応じて (整合して) 設計されている。出力波形は、デジタル信号の場合の階段状の相関時間特性に対し、PN 系列のビットである各チップ (時間:  $T_c$ ) の中央タイミングでの相関値を直線で結び得られる三角波形状の波形を包絡線とする中

間周波数帯の波形となる。図 2 のように、情報伝達の単位時間であるシンボル時間  $T_s$  毎に相関値のピークが得られる。送信側で差動符号化した場合、受信側では、このピーク波形を遅延検波することで容易にデータ復調が可能となる。

ここで、入力 SS 信号の搬送波 (キャリア) 周波数を、SAW 整合フィルタの中心周波数から正負の方向にオフセットさせた場合の相関値ピークの大きさを図 2 の中央に示す。シンボルレート  $R$  (単位: Baud) で規定される周波数  $\Delta f$  (Hz) の整数倍、周波数オフセットが発生すると、相関値のピーク値がゼロになることが分かる。相関値のピークレベル  $Y$  と周波数オフセット  $X$  の関係は、PN 符号の 1 ビット長 (チップと定義、単位: sec)  $T_c$ 、PN 符号長  $N$  (単位: チップ) を用いて、図 2 の下部分に示す理論式で与えられる。

図 2 より、 $\Delta f$  の整数倍、搬送波周波数をオフセットして同一 PN 符号で生成した時間同期した複数のスペクトル拡散信号は、相関検出した際、情報検出タイミングであるピーク点で干渉しない、即ち、直交していることを発見した。CFO-SS 方式の原理は、「独立な情報で、同一 PN 符号を用いて複数の SS 信号波を時間同期して生成し、かつ、SS 信号の搬送波周波数をシンボルレート  $R$  で規定される周波数  $\Delta f$  の整数倍互いに離して伝送すれば、受信側の SAW 整合フィルタ出力において各 SS 信号間に直交性が成立する」という性質を利用し、複数の SS 信号を直交多重伝送するもの

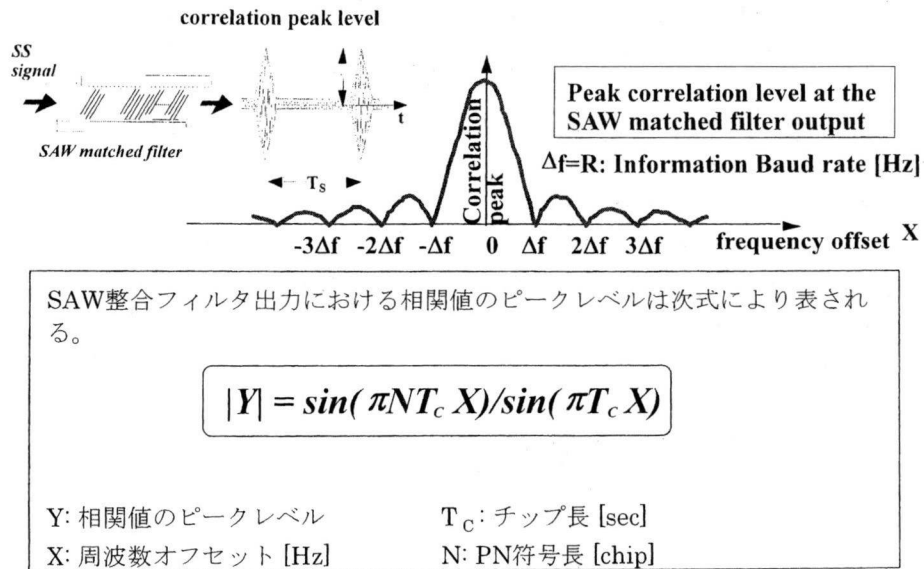


図2.SAW整合フィルタにPN符号で位相変調されたスペクトル拡散信号が入力した場合の相関出力特性

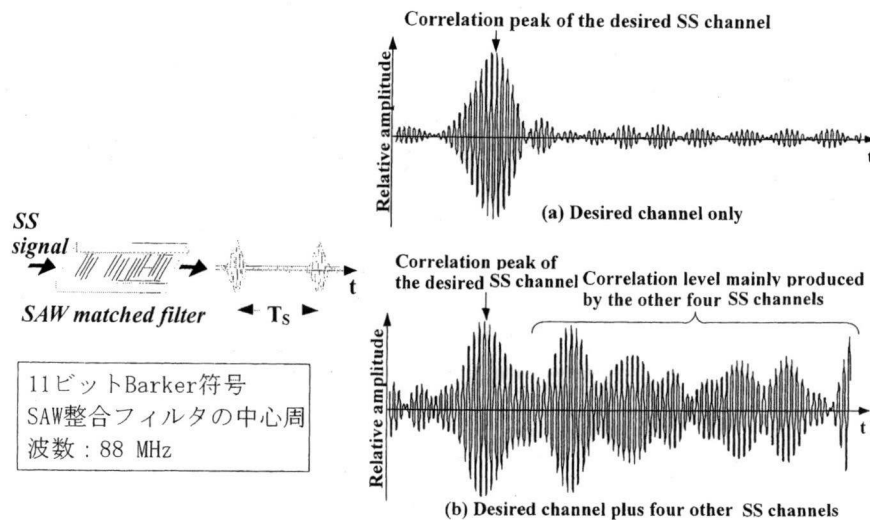


図3. (a) 単一のSS信号(周波数オフセット0)がSAW整合フィルタに入力した場合の出力相関特性,  
(b) 5波のSS信号(周波数オフセット $0, \pm 2\Delta f, \pm 4\Delta f$ )がSAW整合フィルタに入力した場合の出力相関特性

である。尚、受信側では、複数のSAW整合フィルタを準備し、各SS信号を並列受信する。

図3に、IEEE802.11標準で規定した11ビットのPN符号であるBarker符号を用いたSS信号がSAW整合フィルタに入力した場合の出力波形の計算結果を示す。SAW整合フィルタの中心周波数は88MHzとした。図3(a)はSAW整合フィルタの中心周波数と搬送波周波数が同じ単一のSS信号が入力した場合、(b)は時間同期した5波(周波

数オフセット:  $0, \pm 2\Delta f, \pm 4\Delta f$ )のSS信号が入力した場合の結果である。両図を比較すると、情報検出タイミングであるピーク近傍での波形は同一であることがわかる。即ち、サイドローブ部分の波形は異なるが、情報検出タイミング近傍の波形は同一で、情報伝送に際して複数のSS信号は干渉しないことが確認できる。図4は、差動符号化を前提として、図3(b)の波形を遅延検波した場合のアイパターン波形を示しており、良好なアイ特性が得られることが分かる。

無線通信システムで重要な特性の一つに、電波の反射によって生じるマルチパス（多重遅延波）への耐性がある。CFO-SS 方式の場合、SAW 整合フィルタの中心周波数に対応したメイン SS 信号の遅延波以外に、 $\Delta f$  の整数倍の周波数オフセットを持つ SS 信号の遅延波も SAW 整合フィルタに入力し、これら全ては干渉成分として働く。そこで、周波数オフセットを持つ SS 信号が SAW 整合フィルタ出力でどのような時間相関波形となるかを計算した。図5は計算結果で、周波数オフセット  $\Delta$  が  $\Delta f$ （今回の例では 1 MHz）の偶数倍の場合、情報判定タイミング (Decision Timing) に近い部分の相関電力は小さく、マルチパス（遅延）が発生しても、その結果として発生する干渉成分を小さく抑えることが可能であることを発見した。逆に、周波数オフセット  $\Delta$  が  $\Delta f$  の奇数倍の場合、情報判定タイミング (Decision Timing) に近い部分の電力成分は大きく、遅延差が小さな電波反射も大きな干渉成分を発生することが分かる。本検討から、長

距離性を重視する無線アクセスでは、CFO-SS 多重する場合、周波数オフセットが  $\Delta f$  の偶数倍の SS 信号を多重すれば耐マルチパス特性に優れた特性を実現できる見通しを得た。尚、図3、図4で想定した周波数オフセットは、上記検討結果を反映し、周波数オフセットが  $\Delta f$  の偶数倍である  $0, \pm 2\Delta f, \pm 4\Delta f$  の SS 信号を多重化した場合の計算結果である。

次に、CFO-SS 方式を適用した無線アクセスの伝送特性を定量的に評価するため、計算機シミュレーションを実施した。表1に主要諸元を示す。CFO-SS による SS 信号の多重数は3ないし5の場合を検討した。無線速度は各々 6, 10 Mbit/s に相当する。パケットのフレーム長は 64 ないし 1000 Bytes とした。図6はシミュレーションで想定したマルチパスフェージングモデルである。これは、IEEE802.11b 標準の方式検討の際に規定された規格で、過酷な多重遅延波環境を想定したものである。図7は、レファレンスのために計算したマルチパス干渉の存在しない熱雑

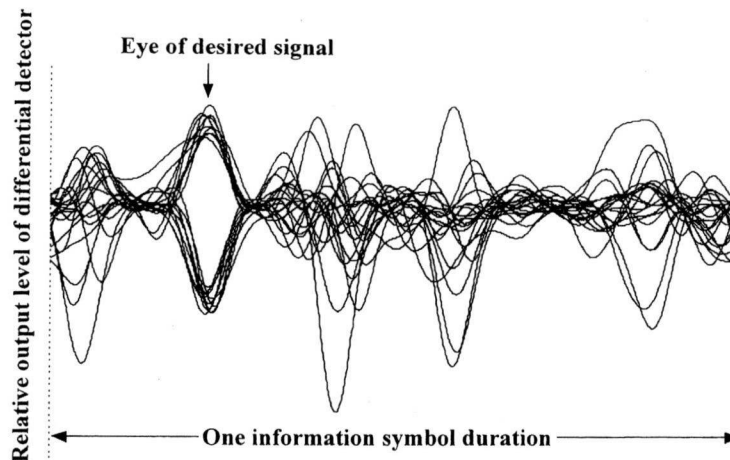


図4. 図3(b) の波形を遅延検波して得られたアイパターン波形

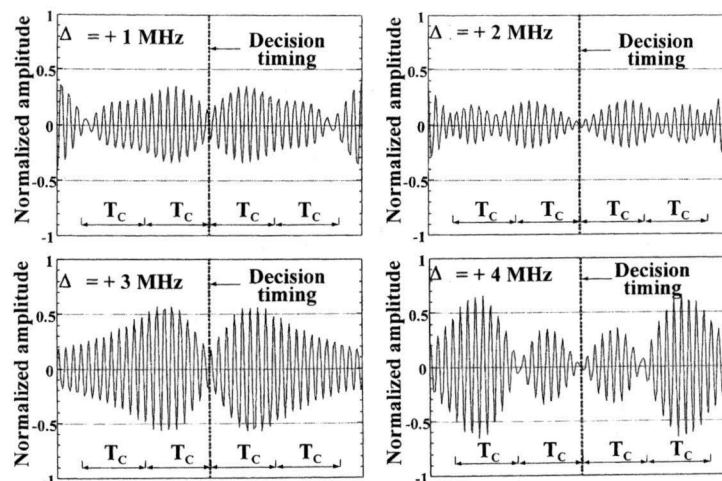


図5. 周波数オフセット  $\Delta$  (入力 SS 信号の搬送波周波数と SAW 整合フィルタの中心周波数の差) と SAW 整合フィルタ出力相関波形の関係

表1. 計算機シミュレーションの主要諸元

<ul style="list-style-type: none"> <li>• Modulation scheme</li> <li>• Transmission rate per SS channel</li> <li>• SS channel separation</li> <li>• PN code</li> <li>• Chip rate</li> <li>• Demodulation scheme</li> <li>• Channel bandwidth</li> <li>• Allocated bandwidth</li> </ul>	SS/QPSK 2 Mbit/s (1 MBauds/sec) 2 MHz ( $2 \times \Delta f$ ) 11 chip Barker code 11 Mchips/s Differential detection 17 MHz 26 MHz
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Number of multiplexed SS channels</li> <li>• Total transmission rate</li> <li>• Frame length</li> <li>• Band pass filter</li> <li>• Multipath model</li> <li>• Number of RAKE finger</li> </ul>	3 and 5 6 and 10 Mbit/s 64 and 1000 Bytes 8th order Butterworth filter 11 wave exponentially decayed Rayleigh model 2 to 4

音環境下での  $E_b/N_0$  (1bit 当りの電力と雑音電力密度比) 対 BER (Bit Error Rate: ビット誤り率) 特性である。CFO-SS 信号の無線帯域幅を 26 MHz 以下に抑えるため、各 SS 信号の帯域幅を 17 MHz に制限した影響で、SS 信号間の直交性が若干劣化している。 $E_b/N_0$  劣化量は、3 SS 信号多重時に 0.5 dB, 5 SS 信号多重時に 0.7 dB 程度で、実用上は問題ない大きさである。

次に、図 6 のマルチパスフェージングが発生した場合の  $E_b/N_0$  対パケット誤り率 (PER: Packet Error Rate) の計算結果を図 8 に示す。フレーム長が 1000 Bytes と長く、マルチパス遅延時間の二乗平均平方根  $T_{RMS}$  が 45.5 nsec と大きい場合、5 SS 信号多重時にはパケット誤り率特性は大きく劣化することが分かる。詳細は省略するが、比較的大きなマルチパス信号を主信号に同相合成する RAKE 方式を適用した場合の特性についても計算機シミュレーションにより評価した。その結果、RAKE フィンガー数を 3 とした場合、SS 信号多重数 5 (= 10 Mbit/s)、フレーム長 64 Bytes で、 $T_{RMS}$  が 272.7 nsec と非常に過酷なマルチパス環境下においてパケット誤り率を目標値 0.1 以下に抑えることが可能であることが明らかになった。これらの計算結果より、CFO-SS 方式のマルチパス耐性は他方式に比較して高く、実環境下で想定されるマルチパス環境に適応してフレーム長を最適設計すれば、ハードウェア構成が複雑となる RAKE 方式を採用しなくても実用上問題のない良好な特性が得られることを明らかにした。

なお、無線 LAN では、CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) という MAC (Media Access Control: メディアアクセス制御) 方式を一般に採用している。本 MAC 方式では、他の通信機が電波を発射しているかどうかを検知し、電波が検出されなかった場合、パケットを無線区間に送信するもので、CFO-SS を適用した無線アクセスでも本 MAC 方式を採用することとした。また、受信の際、受信側ではパケット先頭部分を検出し、受信タイミングの捕捉・保持を行うが、CFO-SS 方式の受信ベースバンド波形で計算機シミュレーションした結果、良好な同期特性が得られることを確認した。

上述の研究により、通常の無線 LAN と同一レベルの低い無線電力でマルチパス耐性に優れた長距離無線アクセス実現の見通しを得た。更に、10 Mbit/s を超える高速化をスペクトル拡散信号の多重化で実現すべく研究した結果、直交偏波を用いて、両偏波面の SS 信号の搬送波周波数が互いに一致しないように CFO-SS 多重する方式を考案した。図 9 に原理図を示す。DPST (Dual-Polarization Staggered Transmission) と名付けた方式では、垂直偏波に SS 信号を 5 波  $2\Delta f$  間隔で周波数オフセットし、CFO-SS 多重する。一方、水平偏波では、垂直偏波の SS 波の中心周波数の間隔をぬった形で SS 信号 4 波を CFO-SS 多重する。その結果、垂直、水平偏波で SS 信号を 9 波、 $\Delta f$  間隔で SS 信号を互い違いに並べ、多重伝送することで、18 Mbit/s の無線速度を 26 MHz 以内の周波数帯域で実現する。実際のアンテナの

交差偏波特性を考慮した計算機シミュレーションにより、  
本方式も高いマルチパス耐性を有することを確認した。

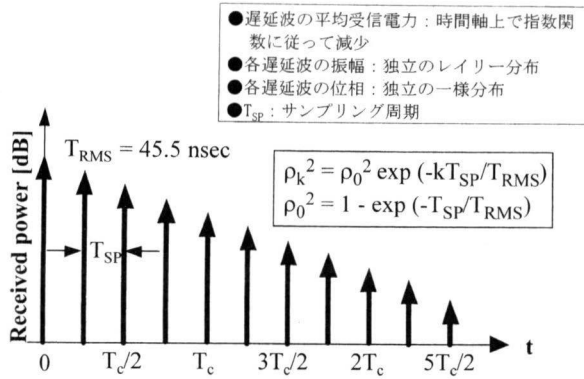
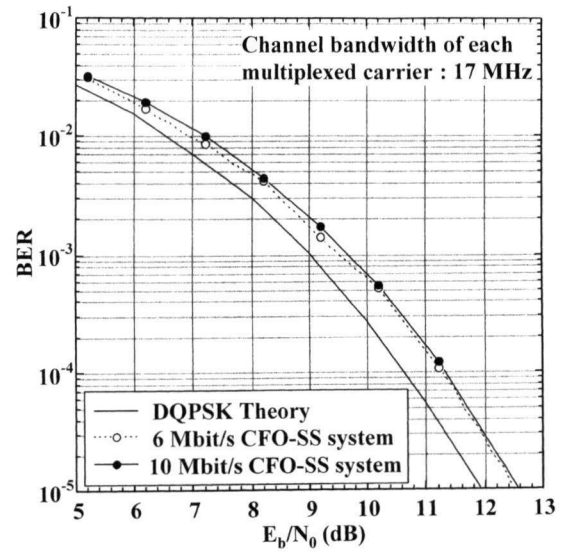
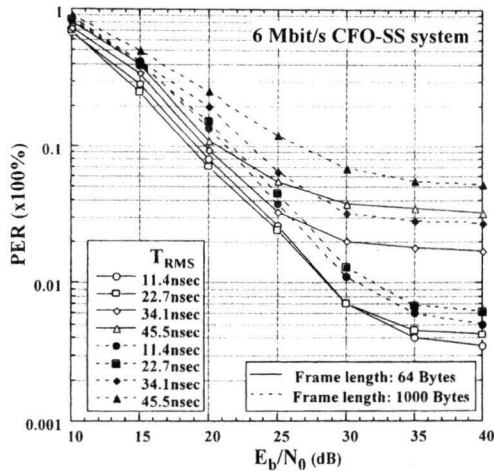
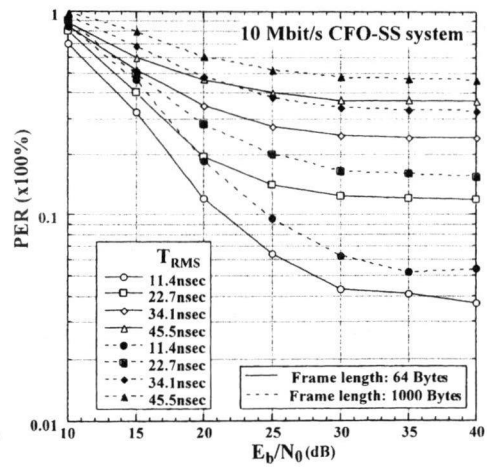


図6. マルチパスフェージングモデル

図7. 熱雑音環境下での  $E_b/N_0$  対 BER 特性

6 Mbit/s CFO-SS無線LAN



10 Mbit/s CFO-SS無線LAN

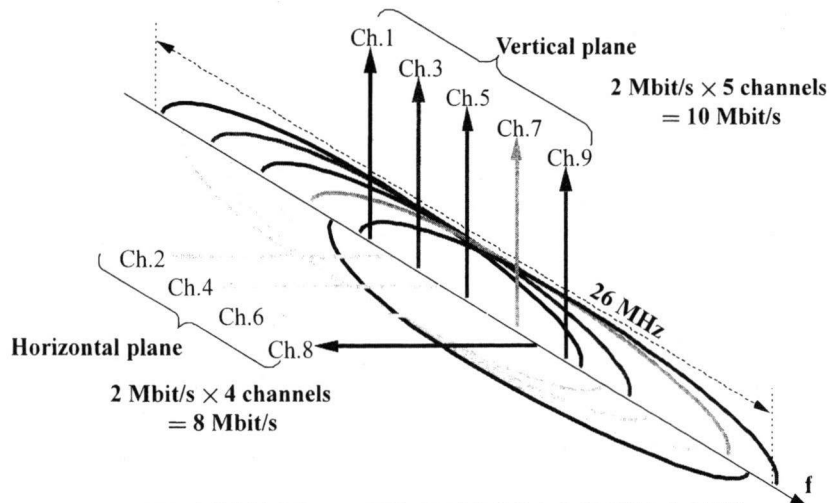
図8. マルチパス環境下での  $E_b/N_0$  対 PER 特性

図9. 交差偏波を用いて CFO-SS直交多重する DPST方式の原理



表2.開発した CFO-SS無線アクセスの主要諸元

	CFO-SS10A	CFO-SS18A
変調方式	CFO-SS(Carrier Frequency Offset-Spread Spectrum)方式	CFO-SS方式 +DPST(Dual-Polarization Staggered Transmission)方式
使用周波数帯	2,400 ~ 2,483.5 MHz 2,471 ~ 2,497 MHz	2,400 ~ 2,483.5 MHz 2,471 ~ 2,497 MHz
チャンネル帯域幅	26 MHz	26 MHz
チャンネル数	4チャンネル (2414, 2442, 2470, 2484 MHz)	4チャンネル (2414, 2442, 2470, 2484 MHz)
伝送速度	10 Mbit/s	18 Mbit/s
インターフェース	10/100 Base-T	10/100 Base-T
空中線電力	0.08mW/MHz	0.08mW/MHz
アンテナ利得	最大24dBi	最大24dBi
アクセス制御方式	CSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance)	CSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance)
電源	AC100V、0.8A	AC100V、1.1A
動作温度	屋内ユニット:0~40℃ 屋外ユニット:-10~60℃	屋内ユニット:0~40℃ 屋外ユニット:-10~60℃
寸法	屋内ユニット:120W×259H×350D (mm) 屋外ユニット:140W×210H×63D (mm)	屋内ユニット:159W×263H×350D (mm) 屋外ユニット:140W×210H×63D (mm)
重量	屋内ユニット:8.5 kg 屋外ユニット:1.5 kg	屋内ユニット:10.5 kg 屋外ユニット:1.5 kg(1台あたり)

### 3. CFO-SS 無線アクセスの開発と実用化

理論検討, 計算機シミュレーションにより CFO-SS 方式を適用した 10 あるいは 18 Mbit/s の長距離無線アクセスの実現が技術的に検証されたため, 実際にシステムを開発した。キーデバイスとなる SAW 整合フィルタ, および, SS 信号を 17 MHz 幅に帯域制限する急峻な周波数特性を有した SAW フィルタは, 本システム専用に設計・開発した。SAW 整合フィルタの相関値特性は測定の結果, ほぼ理論値を達成した。これらの SAW デバイスを他の部品と共に無線基板上に組み込み, システムの開発を完了した。表 2 にシステムの諸元を示す。CFO-SS 無線アクセスには, IP アドレスを付与して SNMP (Simple Network Management Protocol) 機能により, 遠隔地の PC より, 通信モード, 再送制御, ID 設定等の制御を行うことが出来ると同時に, 受信電波強度, エラーパケット率等の無線品質を MIB (Management Information Base) によりモニタ可能な構成とした。更に, 無線チャンネルの変更, ファームウェアの更新も遠隔地から行える構成とした。システムは, 屋内ユニット (モデムボード, LAN 関連ボード, 電源) と屋外ユニット (RF 系) およびアンテナからなる。屋外で利用するシステムであるため, 専用の避雷器も開発し, 実装した。

本システムは, 政府系研究プロジェクト「学校インターネット」の中で, 群馬県太田市, 伊勢崎市の小学校, 中学校, 高等学校を結ぶ CFO-SS 無線ネットワーク構築のため, 実用に供された。図 10 に無線ネットワーク構成図を示す。太田市情報センターと伊勢崎市の地域ネットワークセンター間は基幹部分のため, 18 Mbit/s の無線回線で, その他の部分は 10 Mbit/s の無線回線で接続した。CFO-SS 無線アクセスによる多段中継や, 複数の学校を一台の CFO-SS 無線機でカバーするポイントマルチポイント構成, 更には, 一台の CFO-SS 無線機に偏波, 指向方向の異なる複数のアンテナを組み合わせた構成等, 新たな研究フィールドで新たな研究への取り組みがなされた。また, 無線ネットワークの大きさは, 東西 20 km, 南北 8 km と無線品質の研究を行うには十分なエリアを無線でカバーしており, 自システム内および近くの工場等から発生する 2.4 GHz 帯干渉に適応的に動作する自動無線チャンネル制御等, システム運用方式に関して貴重な研究成果が得られた。図 11 にシステムの設置状況の一例を示す。

その後も日本国内における政府系プロジェクト, KDDI のソリューションビジネスに本システムは投入され, 研究に供されると共に, 学校, 僻地, 離島地域でのデジタル環境の整備に供された。また, 鹿児島大学医学部, ペルー大学

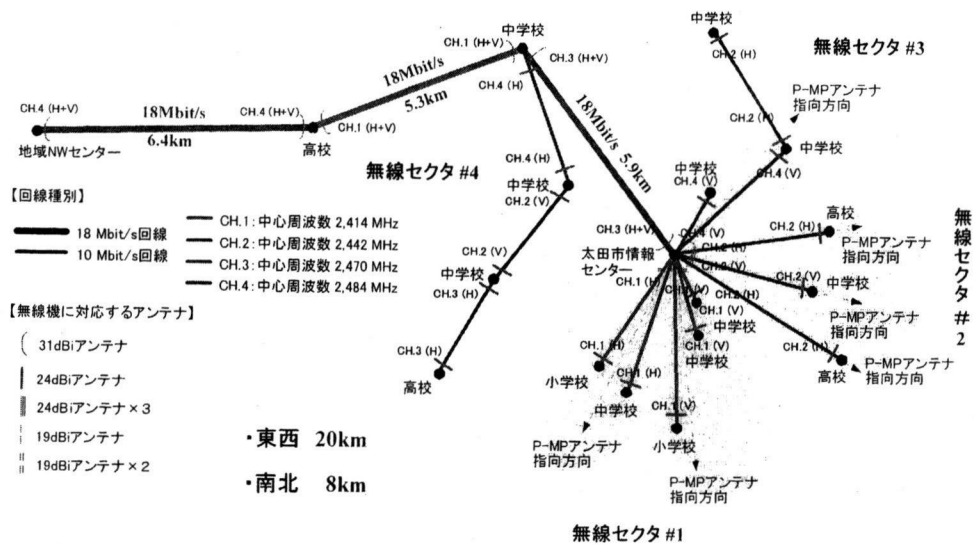


図10.学校インターネットプロジェクトのもと群馬県に構築された CFO-SS無線ネットワークの構成

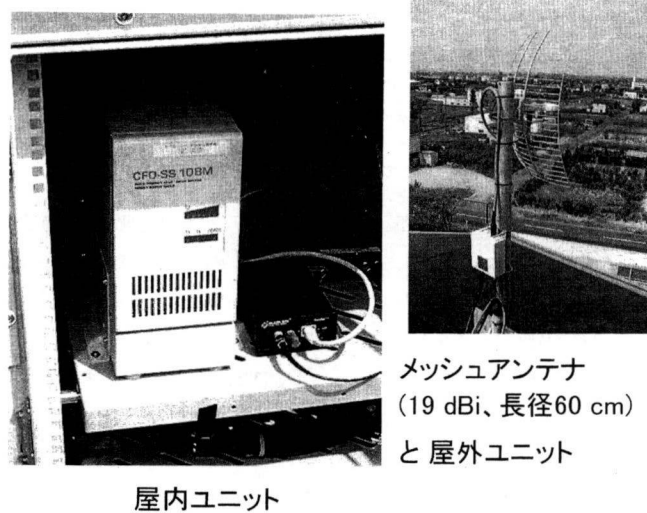


図11.CFO-SS無線アクセスの設置例

医学部と共同研究のもと、奄美大島の本島と複数の離島を結ぶ遠隔診療システムや、ペルーのアマゾン地区での遠隔診療システムに本システムは利用され、地域の医療システムの向上に一役を買った。図 12 に、アマゾン地区での CFO-SS 無線ネットワーク構築の様子を示す。

このように無線免許を必要とせず、10 km 以上の長距離を無線接続できる CFO-SS 無線アクセスはデジタルデバイド解消に寄与するシステムとして ITU (International Telecommunication Union: 国際電気通信連合), APT (アジア・太平洋電気通信事業体) 等の注目を得、フィリピン、カンボジア、ベトナム、マレーシア等において実用に供された。

#### 4. まとめ

IEEE802.11 標準のスペクトル拡散信号を直交多重化する CFO-SS 方式の原理、理論検討および計算機シミュレーション結果を示し、2.4 GHz 帯において無線 LAN と同レベルの低い無線電力を放射して 10, 18 Mbit/s の無線速度で 10 km 以上の長距離区間を接続する無線アクセス実現に至る研究成果を概説した。また、CFO-SS 無線アクセスの開発成果と日本、海外における実用化事例を示し、無線免許を必要としない CFO-SS 無線アクセスがデジタルデバイド解消等に貢献している状況を報告した。



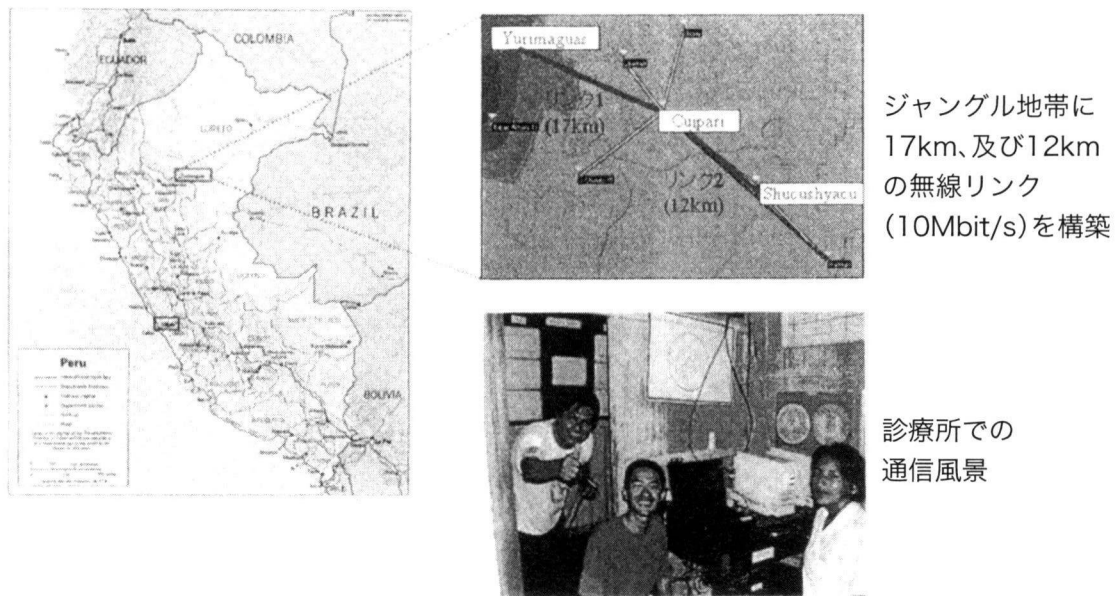


図12.ペルー・アマゾン地区での CFO-SS無線アクセスを用いた医療ネットワークの構築例

### 参考文献

- 1) H. Ishikawa, H. Shinonaga and H. Kobayashi, "Carrier Frequency Offset-Spread Spectrum (CFO-SS) Method for Wireless LAN System Using 2.4 GHz ISM Band", IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E80-A, No. 12, pp. 2366-2371, Dec. 1997.
- 2) H. Ishikawa and H. Shinonaga, "Design of Carrier Frequency Offset-Spread Spectrum (CFO-SS) System Using 2.4 GHz ISM Band", IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E82-A, No. 12, pp. 2669-2676, Dec. 1999.
- 3) H. Ishikawa, N. Fuke, K. Sugiyama and H. Shinonaga, "18 Mbit/s Carrier Frequency Offset-Spread Spectrum (CFO-SS) System Using 2.4 GHz ISM Band", IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E85-A, No. 12, pp. 2839-2846, Dec. 2002.
- 4) 福家直樹, 杉山敬三, 篠永英之, "海上長距離区間を伴う無線 LAN の構築と運用 — スペースダイバーシチ方式による特性改善と測定結果 —", 信学論 (B), Vol. J86-B, No. 8, pp. 1417-1425 (2003-08).