

【技術分類】 5 - 2 - 2 装置化 / 装置・システム / Wireless LAN/Wireless MAN<sup>1</sup>

【 F I 】 H04J15/00 H04J11/00@Z

【技術名称】 5 - 2 - 2 - 1 Wireless LAN への適用

### 【技術内容】

原理:

MIMO-OFDM を無線 LAN に適用する。ここでは、実装に際して、従来までに明確に示されていなかった周波数オフセット及びシンボルタイミングを推定する手法を提案し適用する。また、MIMO の信号検出手法として、アンテナ毎符号化(PAC)に適した検出手法を適用する。

詳細:

実装する MIMO-OFDM の送信機構成を図 1 に示す。送信機では、入力された 2 元データが直/並列変換され、各ストリームごとに符号化される。各ストリームにおいて符号化されたデータはインターリーブされ、マッピングされ、IDFT され、サイクリックプリフィックス(CP)が付加された後、各送信アンテナから送信される。また、チャンネル推定を行なうために、パケットごとにトレーニング信号を含むプリアンブル信号を送信する。

受信機構成を図 2 に示す。受信機では、まずプリアンブル内のトレーニング信号を用いて周波数オフセットおよびシンボルタイミングを推定する。その後、CP を除去し、DFT を行い、サブキャリアごとに各送信アンテナから送信された信号を検出する。各受信アンテナで検出された信号は合成され、デマッピング、デインターリーブされ復号される。

シンボルタイミングは、以下を用いて推定する。

$$\tau_{est} = \arg \max_{\tau} \sum_{l=0}^{N_g-1} \sum_{p=1}^{N_t} \sum_{q=1}^{N_r} \sum_{n=0}^1 \eta_q(\tau_p - l - nN_c)$$
$$\eta_q(\tau) = \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} r_q(\tau - k) \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_c-1} c^*(i) e^{-j2\pi i(N_c-1-k)/N_c} \right|^2$$

ここで、 $N_t, N_r, N_c, N_g$  はそれぞれ送信アンテナ数、受信アンテナ数、サブキャリア数、ガードインターバル長を表す。 $r_q(\tau)$  は  $q$  番目の受信アンテナにおける受信信号、 $c(i)$  は  $i$  番目のサブキャリアにおけるトレーニング信号を表す。

周波数オフセットは次式で推定できる。

$$\Delta f_{est}(\tau) = \frac{\theta_{est}(\tau)}{2\pi T_c} = \frac{f_s \angle \left[ \sum_{p=1}^{N_r} \Lambda(\tau_p) \right]}{2\pi N_c}$$
$$\Lambda(\tau) = \sum_{n=\tau-(N_c-1)}^{\tau} \sum_{q=1}^{N_r} r_q^*(n - N_c) r_q(n)$$

$\theta_{est}$  は各送信アンテナから送信されたトレーニング信号送信区間における  $\Lambda$  の合計、 $f_s$  はサンプリング周波数、 $\angle(\cdot)$  は角度(ラジアン)を表す。

MIMO 信号検出には、V-BLAST を改良した手法を用いた。図 3 にこの手法を示す。送信アンテナ毎符号化(Per Antenna Coding; PAC)された信号を受信しているため、ここでは、干渉キャンセルを行なう前に復号し、誤り訂正後、再度符号化して干渉キャンセルを行なう。これによって、誤り伝搬を軽減することができ特性が向上する。

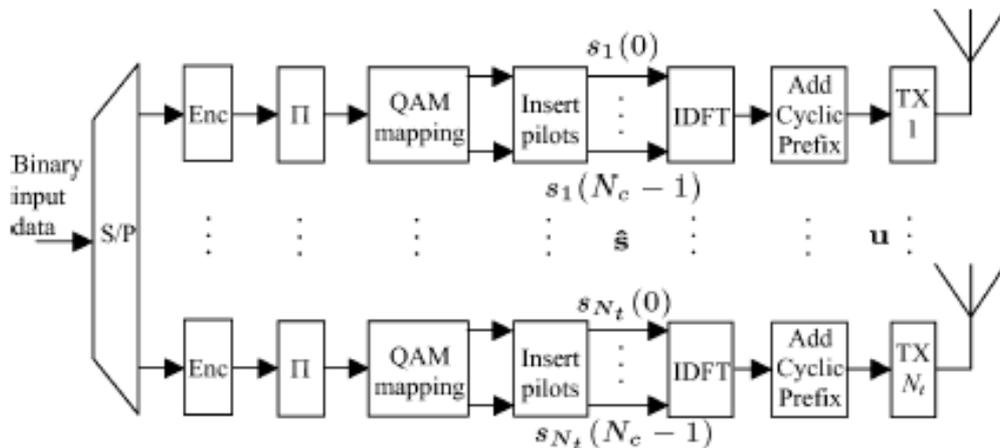
長所

<sup>1</sup> Metropolitan Area Network の略。

OFDM と MIMO を組み合わせることによって、従来の OFDM よりもスループットが向上する。  
 従来技術・歴史：  
 無線 LAN の標準規格 IEEE802.11a, IEEE802.11g に OFDM が用いられている。

【図 1】

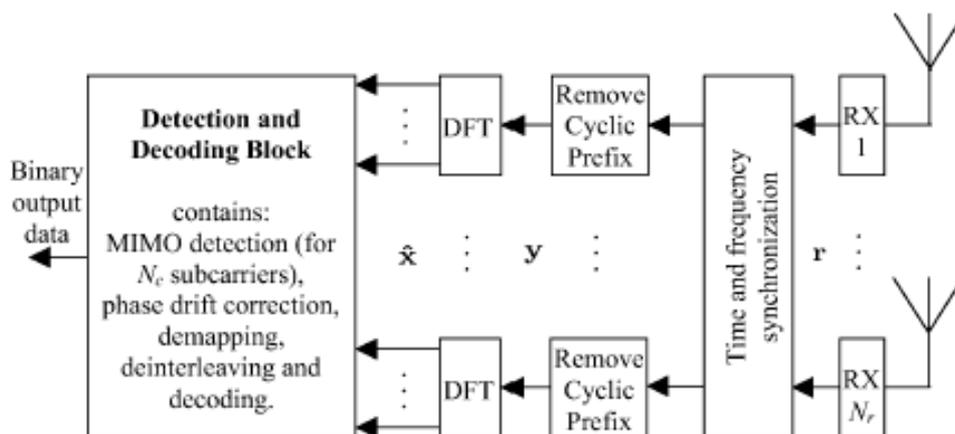
MIMO-OFDM transmitter scheme



出典：“Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System”, “IEEE Trans. Signal Processing, vol.52, No.2”, “February 2004”, “Allert van Zelst, Tim C. W. Schenk 著”, “IEEE 発行”, “p.484, Figure 1: Multiple-input multiple-output(MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmitter scheme” (© 2005 IEEE)

【図 2】

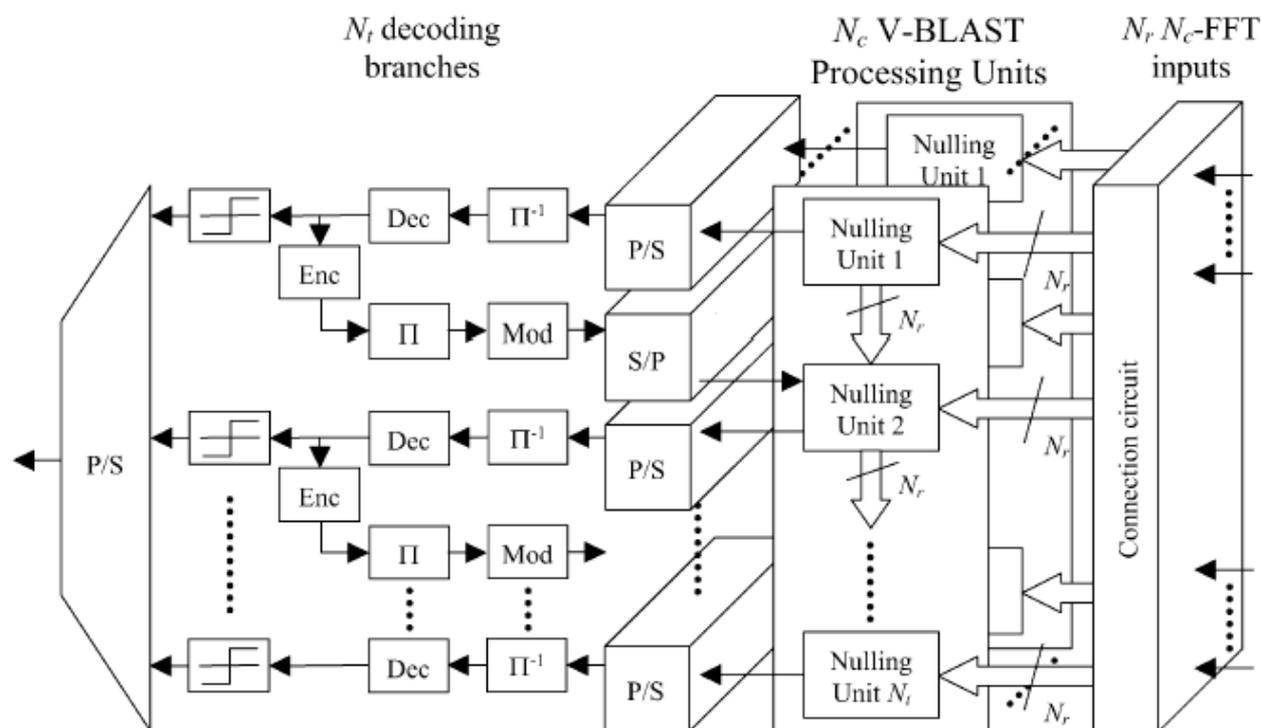
MIMO-OFDM receiver scheme



出典：“Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System”, “IEEE Trans. Signal Processing, vol.52, No.2”, “February 2004”, “Allert van Zelst, Tim C. W. Schenk 著”, “IEEE 発行”, “p.484, Figure 2: MIMO-OFDM receiver scheme” (© 2005 IEEE)

【図 3】

PAC V-BLAST detection and decoding block



出典：“Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System”，“IEEE Trans. Signal Processing, vol.52, No.2”，“February 2004”，“Allert van Zelst, Tim C. W. Schenk 著”，“IEEE 発行”，“p. 489, Figure 5: PAC V-BLAST detection and decoding block” (© 2005 IEEE)

【出典 / 参考資料】

[1] “Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System”，“IEEE Trans. Signal Processing, vol.52, No.2, pp483-494”，“February 2004”，“Allert van Zelst, Tim C. W. Schenk 著”

【技術分類】 5 - 2 - 2 装置化 / 装置・システム / Wireless LAN/Wireless MAN<sup>1</sup>

【 F I 】 H04J15/00 H04J11/00@Z

【技術名称】 5 - 2 - 2 - 2 MIMO-OFDM Testbed

#### 【技術内容】

MIMO-OFDM パケット通信では、チャンネル推定用のトレーニングシンボル数とキャリア同期パイロット用のサブチャンネル数がオーバーヘッドになってユーザデータ占有領域を減少させることから、2×2 MIMO-OFDM と単一入出力(SISO)システムに対して、シミュレータ解析とテストベッドの測定によって、これらの OH の最適化を図った。

テストベッドは、25MHz 帯域、5.25GHz 帯アナログ RF フロントエンド(送信パワ-6dBm / アンテナ)と基底帯域のデジタル信号記憶装置(書込読出 25M シンボル/s)で構成しており、非リアルタイム・ソフトウェア制御でパラメータの変更ができるソフトウェア無線機である。

パケット信号構造を図に示す。帯域を 256 サブキャリアに分割し、256 点 IFFT 後に巡回指標(CP)64 サンプルを加えて、OFDM ブロック長は 320 サンプル、パケット当たりの OFDM ブロックは 76 としている。100 回の測定を実施して平均値で評価した。

チャンネル推定アルゴリズムは、演算処理数が相対的に少ない適応 RLS-MMSE 法を採用している。トレーニングシンボル数の増加に伴い、平均 2 乗誤差(MSE)は減少(SNR は増加)し、一方スループットは低下する。そのトレードオフ評価基準として、白色雑音回線のシャノン通信容量×システム帯域幅 = 通信容量 / スループットの関係を利用し、トレーニングシンボル数およびパイロットサブチャンネル数対スループット曲線を描いて OH 最適値を求めた。

2×2-MIMO-OFDM システムのオーバーヘッド最適値は、トレーニングシンボル数が 10 シンボル、キャリア同期パイロット用のサブチャンネル数が 5 サブチャンネルで、組み合わせ平均最適スループットは 157.6Mbps である。これに対して SISO システムは、トレーニングシンボル数が 6 シンボル、キャリア同期パイロット用のサブチャンネル数が 5 サブチャンネルで、組み合わせ平均最適スループットは 109.34Mbps となる。

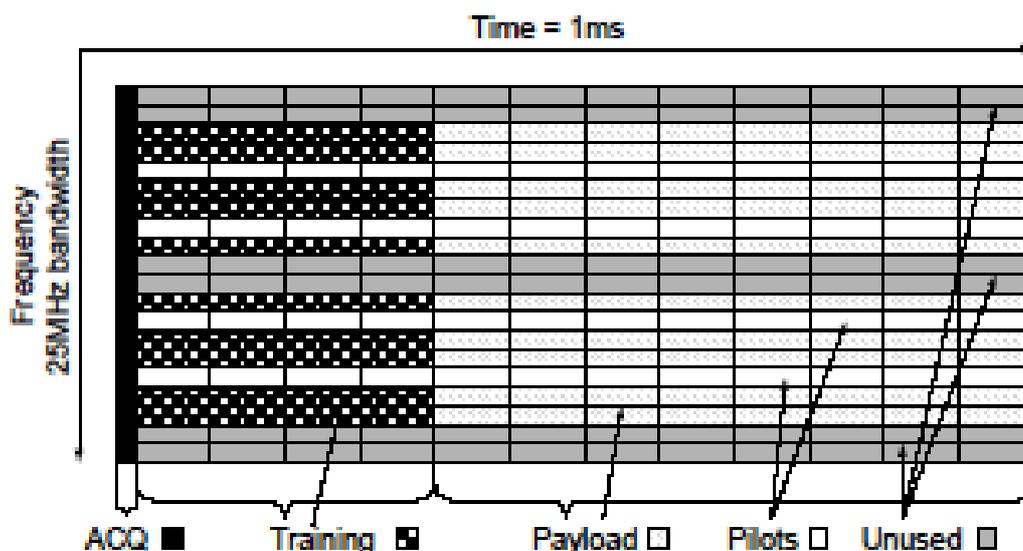
理論上はアンテナ数に容量は比例するが、アンテナ数増加に伴う受信雑音指数の増加、全パワー一定の条件で送信アンテナ当たりのパワの減少、直交性不整合等のアナログ劣化増加によって、2×2 の MIMO-OFDM システムのスループットは SISO システムの 1.5 ~ 1.8 倍程度に抑えられる。

---

<sup>1</sup> Metropolitan Area Network の略。

【図】

Packet Structure



出典: “Overhead Optimization in a MIMO-OFDM Testbed Based on MMSE MIMO Decoding”, “IEEE, Vehicular Technology Conference Proceedings, 2004. VTC 2004-Fall”, “26-29th, September 2004”, “Raghu Mysore Rao, Stephan Lang, Babak Daneshrad 著”, “IEEE 発行”, “Figure 2: Packet structure” (© 2005 IEEE)

【出典 / 参考資料】

[1] “Overhead Optimization in a MIMO-OFDM Testbed Based on MMSE MIMO Decoding”, “IEEE, Vehicular Technology Conference Proceedings, 2004. VTC 2004-Fall”, “26-29th, September 2004”, “Raghu Mysore Rao, Stephan Lang, Babak Daneshrad 著”

【技術分類】 5 - 2 - 2 装置化 / 装置・システム / Wireless LAN/Wireless MAN<sup>1</sup>

【 F I 】 H04L1/00@E H04J11/00@Z

【技術名称】 5 - 2 - 2 - 3 Channel and Frequency Offset Estimation

### 【技術内容】

100Mbps 超の WLAN に有効な空間分割多重 OFDM は、回線推定や周波数同期確立等をユーザ通信に先立つプリアンブル区間で行う。従来型(スタガ、オーバーラップ:[2])の MIMO 対応プリアンブル構成は、アンテナ数に比例してオーバーヘッドが増大し伝送効率が下がる課題がある。

プリアンブル長を IEEE802.11a 標準と同じ 4 シンボルに保ちながら、オーバーヘッドを増やさない MIMO 対応プリアンブル構成が提案されている。プリアンブル構成を図に示す。括弧内はサンプリング (50nsec 間隔) 数である。

これは、受信アンテナ数  $M$  送信アンテナ数  $N$  ( $N \geq 4$ ) のシステムに適用できる。

プリアンブルは、各々 OFDM の 2 シンボル区間を使用するショートトレーニング系列 (STS) とロングトレーニング系列 (LTS) の 2 系列から成る。

STS は 1 つの送信アンテナ TX 1 だけから、LTS は全送信アンテナから送出される。STS の周期的  $t_1 \sim t_{10}$  は AGC 確立、タイミング同期、周波数オフセット粗調整用、LTS の  $T_{n,1}$  と  $T_{n,2}$  ( $n=1 \dots N$ ) は回線推定、周波数オフセット微調整用である。

マルチパス遅延の影響を避けるための遅延ガード区間 GI を設け、GI<sub>2,n</sub> は  $T_{n,2}$  後半の半分と同一信号とする。AGC、周波数、タイミング同期確立後は、MIMO アンテナで生じる干渉波を MMSE 受信適応アンテナ系で空間フィルタリングして分離する。

周波数オフセット調整は次のステップで行う。

- (1) 粗調整：STS 終了前  $t_8 \sim t_{10}$  の各 16 サンプル区間での信号相関値を用いて行う。
- (2) 回線推定：送信アンテナ  $n$  受信アンテナ  $m$  間の  $T_{n,1}$ 、 $T_{n,2}$  区間での回線応答推定値  $h_{mnk}$  を、送出トレーニング信号  $c_{nk}$  とその受信信号  $x_{m1}$ 、 $x_{m2}$  とから最小二乗法で求める。
- (3) 微調整：回線応答推定値  $h_{mnk}$  と STS の  $c_{nk}$  レプリカとから受信信号  $x'_{m1}$ 、 $x'_{m2}$  を求め、それらと  $x_{m1}$ 、 $x_{m2}$  の相関値の相互相関累積和で微調整を行う。

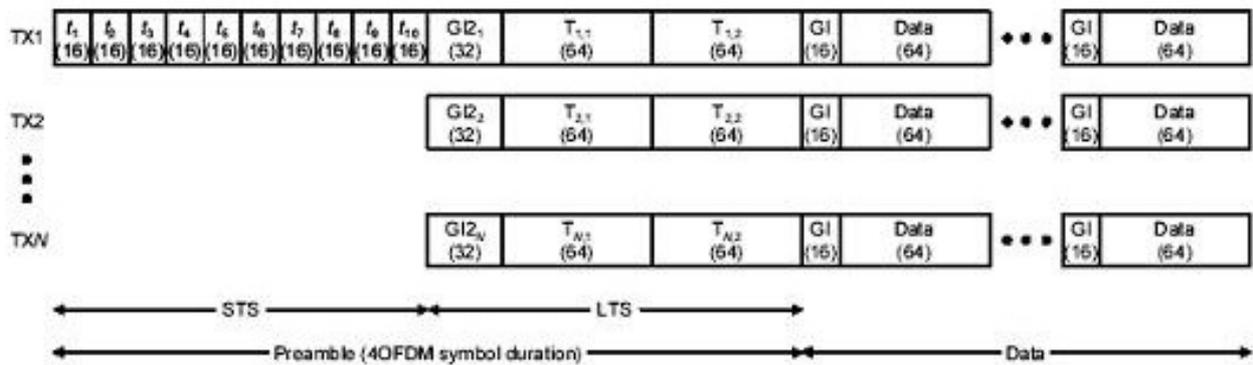
シミュレーションにより以下の条件で BER 特性を計算した結果、 $E_b/N_0$  15dB でオフセット情報有の理想ケースからの劣化が、1dB ( $2 \times 2$ )、2dB ( $3 \times 3$ )、3dB ( $4 \times 4$ ) の良好な結果が得られた。

条件は、サブキャリア配置：IEEE802.11a 標準と同一、マルチパス回線特性：準静的レイリーフェーディング、回線時間応答特性：50nsec 毎に 1dB 減衰、周波数オフセット：50kHz、変調：QPSK、符号化無し。適用 MIMO-OFDM システムは  $2 \times 2$  (CN=88.5)、 $3 \times 3$  (CN=389.3)、 $4 \times 4$  (CN=378.5) である。

<sup>1</sup> Metropolitan Area Network の略。

【図】

Frame format considered in this paper



出典: “ Channel and Frequency Offset Estimation for a MIMO-OFDM System ” , “ IEEE, VTC2004 Fall , “ 26-29th, September 2004 ” , “ Yasutaka Ogawa, Keisuke Nishio, Toshihiko Nishimura, and Takeo Ohgane 著 ” , “ IEEE 発行 ” , “ Figure 3: Frame format considered in this paper ” (© 2005 IEEE)

【出典】

[1] “ Channel and Frequency Offset Estimation for a MIMO-OFDM System ” , “ IEEE, VTC2004 Fall ” , “ 26-29th, September 2004 ” , “ Yasutaka Ogawa, Keisuke Nishio, Toshihiko Nishimura, and Takeo Ohgane 著 ”

【参考資料】

[2] “ A SDM-COFDM Scheme for MIMO based Broadband Wireless LANs ” , “ IEICE Trans. Commun., vol.E86-B,no.1,pp.283-290 ” , “ January 2003 ” , “ S.Kurosaki,Y.Asai,T.Sugiyama and M.Umehira 著 ”

【技術分類】 5 - 2 - 2 装置化 / 装置・システム / Wireless LAN/Wireless MAN<sup>1</sup>

【 F I 】 H04J15/00 H04J11/00@Z

【技術名称】 5 - 2 - 2 - 4 MIMO-OFDM Software Defined Radio

### 【技術内容】

SDR ベース OFDM 装置に比べると、ソフトウェア無線機(SDR)ベースの MIMO-OFDM はまだ多くはない。ジョージア工科大学開発の SDR ベースの MIMO-OFDM テストベッドを紹介する[2]。

(1)「SDR 概観」: 現行 SDR は SDR 処理コア部分を特定機能(FFT・FEC 等)用の FPGA が補完する構成であり、将来は、適応的な回路技術を用いてコア部と補完部が通信回線経由のコマンドでシームレスに再構成される再構成型のアーキテクチャに移行するものと予測される[3]。

テストベッド設計のキーはシステムのスケーラビリティである。SDR 化は、バッファ・IO スループット・バス構造・処理速度・メモリ容量・アクセス時間を考慮したバランス設計が重要である。

現行 SDR の柔軟性は、DSP 構成の基底帯域部が最も高く、高周波部は周波数や I/O 信号減衰器の調整をプログラム制御するにとどまる。IF 部にはデジタルダウンコンバータ・DSP・FPGA が使える。

(2)「テストベッド構成」: SDR・スマートアンテナ・MIMO-OFDM・FEC・高レイヤ(サービスサポート)構成の広帯域高速無線ゲートウェイになっており、SDR プログラム/制御用のホスト PC 部、MAC・MAC/IP インターフェース・イーサネットハブ用 PC 部、クライアント/サーバ応用 PC 部とによって、Alamouti ベースの時空間符号化を用いた 2 × 2 MIMO-OFDM システムが構築されている。

送信機は、データ並列化・QAM マッピング・IFFT・時空間符号化・フレーミング等のアルゴリズムが 4 DSP ボード上の 4 プロセサに分散配置され、受信機は、時間同期・周波数オフセット推定/補償・チャンネル推定/補償・シンボル同期・QAM 逆マッピング等が別の 4 DSP ボード上の Rx-A,B,C,D プロセサに分散されている(図)。

(3)「演算処理時間」: 送信部より規模の大きい受信部の各部処理時間を表に示す。C はクロックサイクルを表す。Rx-A は、表 1 の (t3,t4)、(t5,t6)、(t7,t8)を順次処理し、Rx-D は(t9,t10)、(t11,t12,t13)を処理する。Rx-C は Rx-A と同一処理を行い、Rx-D は Rx-A から Rx-D への信号分配バッファとして働く。システムスループットはパイプライン内プロセサの最大処理時間で決まる。

(4)「改造計画」: 次のテストベッドに向けた以下の改造計画が進行中である。

( ) DSP ベース処理を集積化高能力 PC ベース処理ボードに置き換え、特にベクトル演算処理効率を上げる(FFT は 4 倍高速化する)。

( ) BLAST ベースアルゴリズムを用いて 4 × 4 MIMO-OFDM スペクトル効率を向上させる。

( ) 各チャンネルの SINR をモニタしアンテナビームを切替えて干渉抑圧を向上させる。

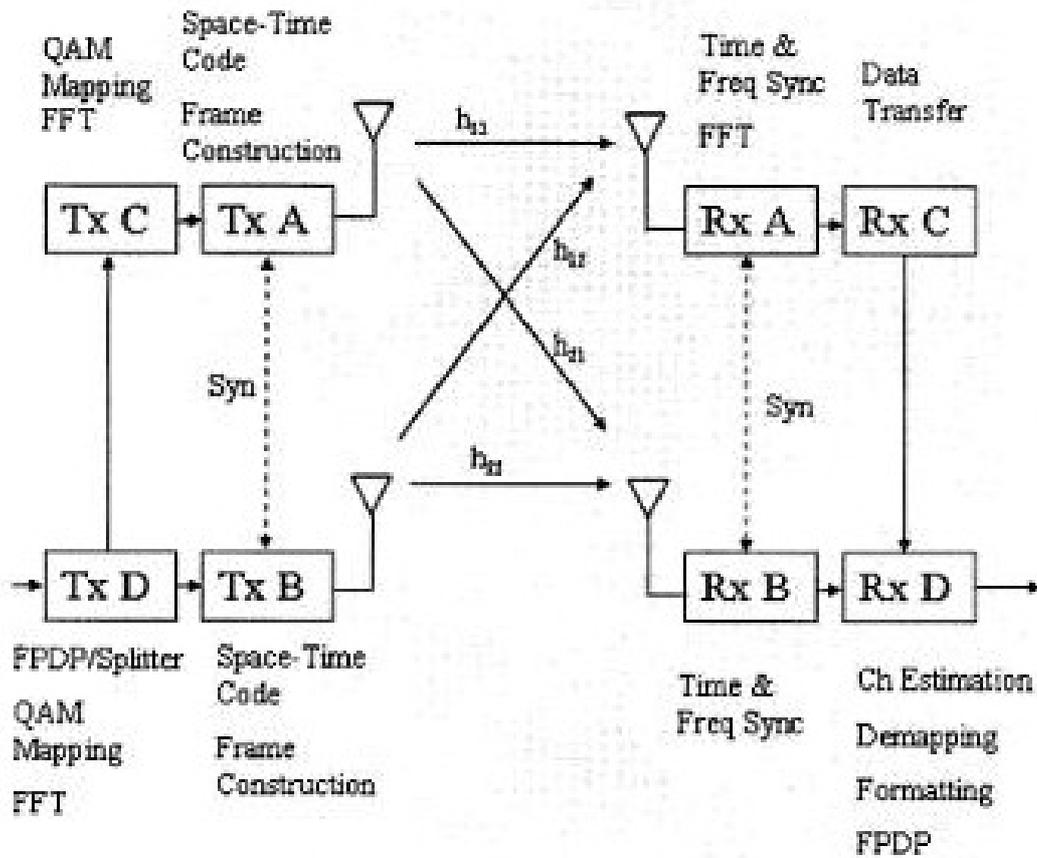
( ) FEC コアでリードソロモン符号化を展開する。

---

<sup>1</sup> Metropolitan Area Network の略。

【図】

The configuration of 2×2 MIMO-OFDM space-time system



出典: "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications", "PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 92, NO. 2", "FEBRUARY 2004", "GORDON L. STUBER, JOHN R. BARRY, STEVE W. MCLAUGHLIN, YE (GEOFFREY) LI, MARY ANN INGRAM, THOMAS G. PRATT 著", "IEEE 発行", "Figure 21: The configuration of 2×2 MIMO-OFDM space-time system" (© 2005 IEEE)

**【表】**

Function Time Budgets

	<i>Processing</i>	<i>Time Budget in Cycles</i> <i>1Cycle = 1/167MHz</i> <i>= 5.988ns</i>
t1	DMA Transfer of 320 Complex Samples Complex Samples from IO FIFO to IDRAM	320C
t2	Unpacking 320 Complex Samples to IQ (in idram)	1KC
t3	Detect the approximate frame start sample using energy	2KC
t4	Use cross-correlation to find the frame start sample	3KC
t5	FIFO synchronization to OFDM symbols	640C
t6	Frequency estimation	3KC
t7	Frequency Compensation	3KC
t8	FFT (radix 4) and bit reversal	4KC + 800C
t9	Channel Estimation	9KC
t10	Normalization	3KC
t11	Channel Compensation	3KC
t12	64 QAM De-mapping	3KC
t13	Packing	3KC
Ta	Complex Conjugate Vector Production (256 Complex Numbers)	700C
Tb	Complex Vector Production (256 Complex Numbers)	700C
Tc	Vector Sum ( 256 Complex Numbers)	700C

出典: "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications", "PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 92, NO. 2", "FEBRUARY 2004", "GORDON L. STUBER, JOHN R. BARRY, STEVE W. MCLAUGHLIN, YE (GEOFFREY) LI, MARY ANN INGRAM, THOMAS G. PRATT 著", "IEEE 発行", "Table 2: Function Time Budgets" (© 2005 IEEE)

**【出典】**

[1] "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications", "PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 92, NO. 2", "FEBRUARY 2004", "GORDON L. STUBER, JOHN R. BARRY, STEVE W. MCLAUGHLIN, YE (GEOFFREY) LI, MARY ANN INGRAM, THOMAS G. PRATT 著"

**【参考資料】**

- [2] "A software wireless access,part : System architecture,"submitted for publications, "W.Xing,T.Pratt,N.Jones,X.Wang,L.Dong,and T/i.Zhang 著"
- [3] Software defined radio forum<sup>1</sup>

<sup>1</sup> <http://www.sdr-forum.org>

【技術分類】 5 - 2 - 2 装置化 / 装置・システム / Wireless LAN/Wireless MAN<sup>1</sup>

【 F I 】 H04J15/00 H04J11/00@Z

【技術名称】 5 - 2 - 2 - 5 Multiple-Antenna Technology in 802.16e Systems

#### 【技術内容】

##### 原理:

新しいインターリーブの手段として、空間 周波数インターリーブを提案する。これは、各アンテナでインターリーブをするだけでなく、その後にアンテナ間でビットを巡回シフトする。これにより、空間多重において容易に空間および周波数ダイバーシチ利得を得ることができる。

##### 詳細:

提案する空間 周波数インターリーブは、IEEE802.16-2004に準拠した符号化、パングチャリング、シリアルパラレル変換を行った後に各アンテナでインターリーブを行う。変調多値数を $q$ 、サブキャリア数を192、送信アンテナを $M$ 本としたとき、インターリーブ後に各アンテナ間で $q \times cts$ だけ巡回シフトさせる。ここで、 $cts$ (cyclic tone shift)は、各モードやMIMOの構成に対して最適化されたパラメータである。図2は、BPSK変調における方法を示しており、左が通常のインターリーブ、右二つが提案で方式である。また図3は、この空間 周波数インターリーブを用いた繰り返し処理を行う受信機の構成図である。

##### 長所:

空間、周波数ダイバーシチの効果より、 $3 \times 3$ のMIMOで従来のインターリーブよりもBPSKで2 dBから4 dB、64-QAMでも1 dBから2 dBの改善が得られる。また、この提案したインターリーブはMLなどの最適な受信機よりも、MMSE受信機に用いた方が改善が見られる。

##### 短所

##### 従来技術・歴史:

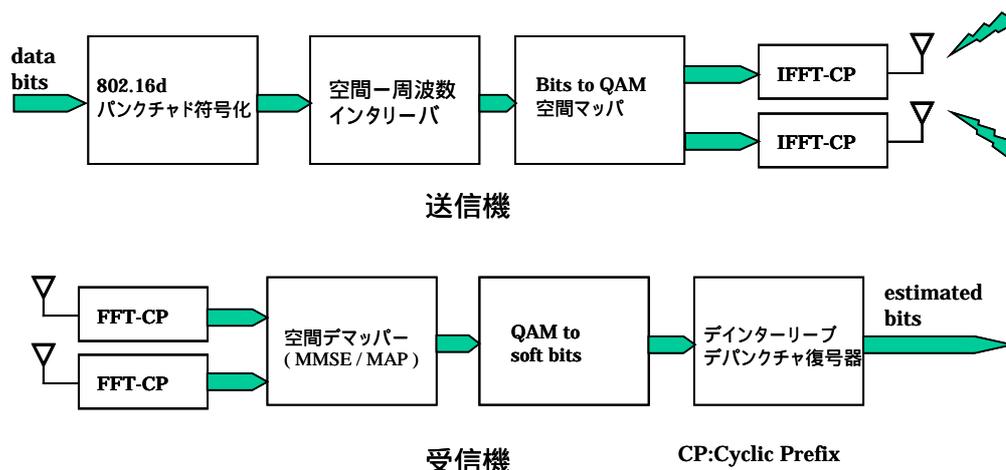
送信機においてチャネルの情報を必要とする技術がいくつかあるが、そのためにはチャネルの情報を送信機にフィードバックしなければならない、この技術では、送信機側で通信路情報を必要としないシステムを考える。また、従来は各アンテナごとのインターリーブのみを行っていた。

---

<sup>1</sup> Metropolitan Area Network の略。

【図 1】

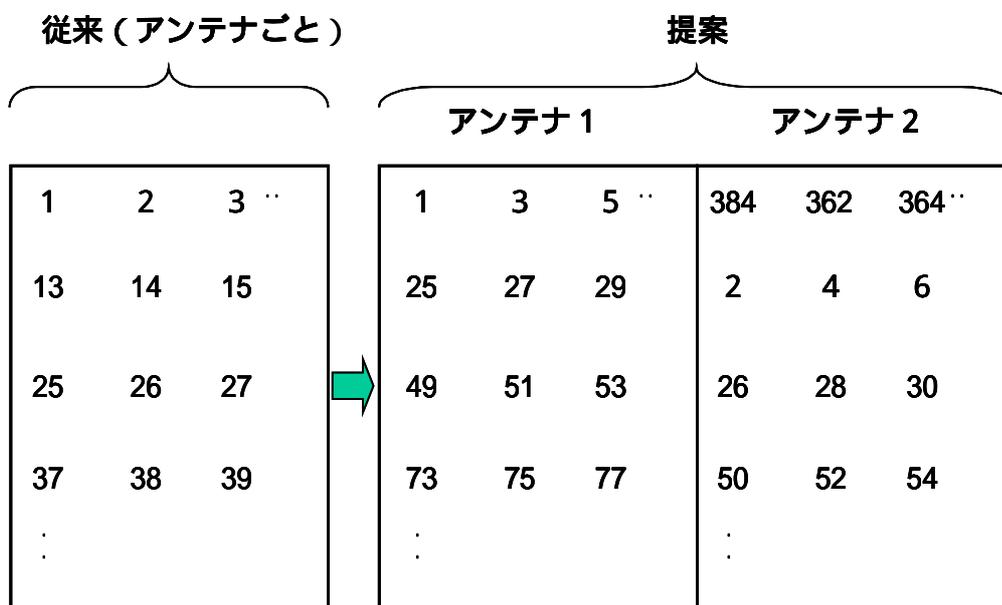
空間および周波数インターリーブを用いたシステム構成



“ Multiple-Antenna Technology in WiMAX Systems ” , “ 検索日 : 2004年 1月11日 ” , “ Atul Salvekar, Sumeet Sandhu, Qinghua Li, Minh-Anh Vuong, Xiaoshu Qian 著 ” , “ Figure15: System block diagram for space-frequency interleaving ” を基に作成

【図 2】

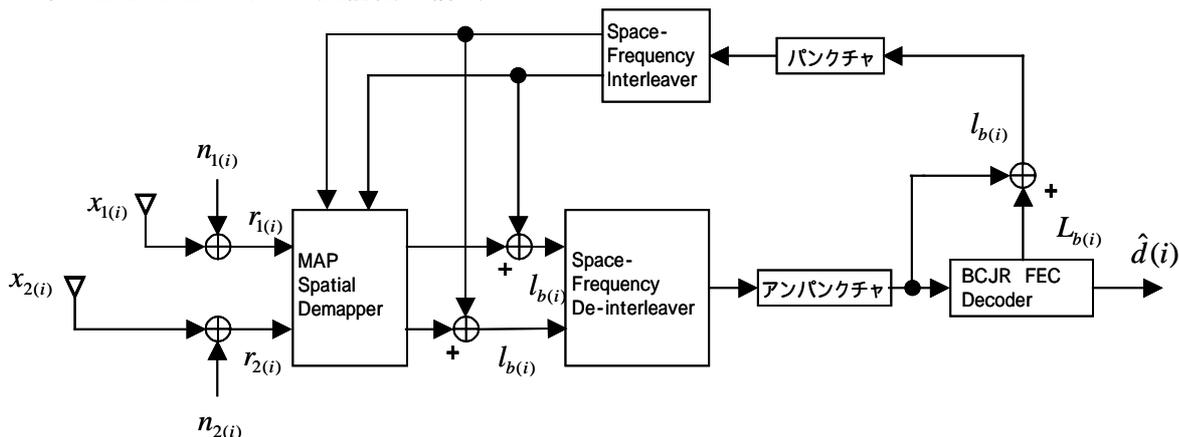
BPSK変調における IEEE 802.16-2004によるインターリーブと 2 × 2 MIMOの空間 周波数インターリーブ



“ Multiple-Antenna Technology in WiMAX Systems ” , “ Atul Salvekar, Sumeet Sandhu, Qinghua Li, Minh-Anh Vuong, Xiaoshu Qian 著 ” , “ Figure 16: IEEE 802.16-2004 bit interleaver BPSK, SF interleaver for 2x2 MIMO on antenna 1 and on antenna 2 ” を基に作成

【図3】

繰り返し処理を用いる受信機の構成



“ Multiple-Antenna Technology in WiMAX Systems ” , ” Atul Salvekar, Sumeet Sandhu, Qinghua Li, Minh-Anh Vuong, Xiaoshu Qian 著 ” , “ Figure20: Illustration of an iterative receiver ” を基に作成

【出典】

[1] “ Multiple-Antenna Technology in WiMAX Systems ” , “ Atul Salvekar, Sumeet Sandhu, Qinghua Li, Minh-Anh Vuong, Xiaoshu Qian 著 ” <sup>1</sup>

【参考資料】

[2] “ A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications ” , “ IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol.16, No.8, pp.1451-1458 ” , “ October 1998 ” , “ S.Alamouti 著 ”

[3] “ The turbo principle-tutorial introduction and state of the art ” , “ Proceedings International Symposium on Turbo Codes & Related Topics, Brest, France, pp.1-11 ” , “ September 1997 ” , “ J.Hagenauer 著 ”

[4] “ Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate ” , “ IEEE Transactions on Information Theory, pp.284-287 ” , “ March 1974 ” , “ L.R.Bahl, et al. 著 ”

[5] “ Space-frequency interleaving for MIMO-OFDM ” , “ IEEE TG802.11n ” , “ December 2003 ” , “ S.Sandhu 著 ”

1

[http://www.intel.com/technology/itj/2004/volume08issue03/art05\\_multiantenna/p06\\_multi-in-out.htm](http://www.intel.com/technology/itj/2004/volume08issue03/art05_multiantenna/p06_multi-in-out.htm)