

SITA

## 情報理論とその応用学会ニューズレター

「SITA ワークショップ：時空間処理と広帯域無線通信」技術特集

巻頭言 ..... Robert Morelos-Zaragoza ( SONY Computer Science Laboratories, Inc )  
 移動通信の伝搬チャネルモデリング ..... 唐沢 好男 ( 電気通信大学 )  
 無線信号処理の新しい流れ – ターボ原理とその広帯域移動通信への応用 –  
 ..... 松本 正 ( オウル大学ワイヤレス通信研究所 )  
 Transmit Diversity Techniques  
 ..... Robert Morelos-Zaragoza ( SONY Computer Science Laboratories, Inc )  
 時空間領域における符号化 ..... 井坂 元彦 ( 関西学院大学 )  
 特集付記  
 第 25 回情報理論とその応用シンポジウム論文募集  
 2002 年度第 1 回理事会報告  
 情報理論とその応用学会 2002 年度役員

## 巻頭言

Robert Morelos-Zaragoza, Technical Organizer

The workshop was held at the auditorium of the Department of Mathematical Sciences of the University of Tokyo, Komaba campus, on Friday November 2nd, 2001. It was a great success, both in terms of attendance and due to the high quality of the presentation material and the presenters. About 200 persons attended this event, coming from many universities and companies, some for places far away from Tokyo. The attendance number may be a record for this type of events. Most attendees were graduate students, the main target of the workshop. The author would like to take this opportunity to thank Professor Toshiyuki Katsura for his kind support in reserving the site, specially Professors Motohiko Isaka and Hiroshi Kamabe for the hard work they put in arranging all organizational details, and last but definitely not least, the students and staff from the University of Tokyo for their invaluable logistic support.

The aim of the workshop was to give the audience a glance at the latest developments, both theoretical and practical, in joint spatial-and-temporal signal processing techniques for broadband wireless communication systems. The workshop helped to enhance the enormous interest and excitement, among many graduate students and colleagues in Japanese academia and industry, in the study and application of space-time processing techniques. The workshop also served to provide evidence



of the importance and possibilities that a multiple-antenna system may offer to increase capacity (outage), to increase diversity gain, to increase antenna gain, and to reduce multiuser interference.

From a technical content viewpoint, the workshop was intended to give a view of several important issues related to space-time communication, such as antenna-array technology, channel modeling and estimation, and space-time processing. It is a great pleasure to thank once again the speakers, for their participation in making the workshop truly an epoch-making event. The following six talks were delivered by experts in the above areas, listed next in order of appearance: (1) "Spatio-Temporal Channel Modelling," by Professor Yoshio Karasawa

(University of Electro-Communications); (2) "Turbo-Equalization Techniques for MIMO Systems," by Dr. Tadao (Tad) Matsumoto (NTT DoCoMo); (3) "Transmit Diversity Techniques," by the author; (4) "A Glance at Coding for Multiple-Antenna Channels," by Dr. Motohiko Isaka (University of Tokyo); (5) "Beamforming for SDMA in MISO and MIMO Channels," by Professor Takeo Ohgane (Hokkaido University); and (6) "Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antennas," by Dr. Takashi Ohira (ATR). Each of the six talks was very interesting and the audience did not lose a single word or slide from each of the presentations. In what follows, a brief summary of each of the talks is given.

Professor Karasawa (University of Electro-Communications) gave an enlightening talk entitled "Spatio-Temporal Channel Modeling." The talk covered propagation modeling of mobile and indoor channels. In particular it discussed complex baseband descriptions, one- and two-dimensional statistics, and time-frequency modeling. The last part was devoted to a channel simulation model followed by a discussion of the applications of propagation channel modeling, via correlation and transfer function matrices, to adaptive arrays.

Dr. Tadao (Tad) Matsumoto (NTT DoCoMo) delivered with mastery a talk under the title "Turbo-Equalization Techniques for MIMO Systems." After background material on adaptive equalization, a similarity between turbo coding and equalization was drawn. The structure of an iterative equalizer was then exhibited as a natural consequence of this similarity. Several structures of turbo equalizers for both SISO and MIMO systems and their performance were presented. The study of turbo equalizers and impact in error performance and capacity using link- and system-level simulation results was also discussed.

The author of this foreword gave the talk "Transmit Diversity Techniques." In this talk, the basic ideas of transmit diversity were presented. Most of the talk was spent on space-time block coding techniques. Recent developments in the area of transmit diversity were presented in the last part of this talk. This included space-

time coding with estimation errors, and over ISI channels, quasi-orthogonal space-time block codes and differential space-time codes.

Dr. Motohiko Isaka (University of Tokyo) took the audience to "A Glance at Coding for Multiple-Antenna Channels." In this talk, the block fading channel model was first characterized in terms of its conditional probability density function. The pairwise probability of error of a code was then shown to depend on its product distance. The complex baseband MIMO channel was overviewed, an expression on its capacity given, and outage capacity described. Design criteria for trellis codes were discussed, to achieve coding and diversity gains over block fading channels. The last part of the talk covered optimal coding techniques, turbo space-time codes and space-time block codes.

The talk entitled "Beamforming for SDMA in MISO and MIMO Channels," presented by Professor Takeo Ohgane (Hokkaido University) discussed important design issues related to smart antennas and beamforming techniques. The talk focused on space-division multiple access techniques, that is, in the removal of multiuser and intercell interference with smart antennas via beamsteering and null-steering. Analysis of these techniques for both MISO and MIMO channels was outlined. Several performance results (average bit-error rate versus normalized transmitted power and capacity curves for fixed and dynamic channel assignment) were shown in the talk, comparing the various techniques introduced in the first part of the talk.

Finally, Dr. Takashi Ohira (ATR) gave a most enjoyable talk on "Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antennas." Using a multimedia format, the talk went on to explain the fundamental concept of electronic steering and how beams and nulls can be steered electronically. The talk was made of "movies" and animations to illustrate how impedance and corresponding radiation patterns are modified electronically in a ESPAR antenna. It was a great finale to a very successful workshop.

# 移動通信の伝搬チャネルモデリング

唐沢 好男 (電気通信大学)

## 1. 移動通信の電波伝搬：それは諸悪の根源？

無線通信の技術が進展する中で、電波伝搬の技術者・研究者の役割は、人間社会における医者(= 伝搬研究者)の役割に相当すると思っている。元気なうちは無用の存在ながら、ひとたび病気になるれば神様以上に(?)頼りになる。移動通信の電波伝搬環境は、マルチパス伝搬に起因して、信号レベル低下・波形歪み・干渉波の到来など、高品質伝送をしたいという目的に対して、それを阻害する諸悪の根源になっている。そこで、症状を診断し(= 現象をみて原因を特定し)、治療を行う(= 対策を講じる)のが医者(= 伝搬研究者)の任務である。移動伝搬という、このようにマイナスの面を捕らえがちであるが、多数のパスがあることは危険分散にもなり、またその特徴を活かした通信方式、たとえばマルチキャリア伝送(OFDM)や時空間符号化(MIMO)など、新しい技術を生み出す原動力にもなるというプラス面もある。医者の働きで言えば、予防措置であり健康を維持するための体力づくりへの貢献である。

本稿では、移動通信の電波伝搬モデリングの概要を紹介する。本特集号ではMIMO(Multi-Input Multi-Output)技術が取り上げられているので、そこに焦点を当てた伝搬モデルの紹介をしたいのであるが、まだ研究途上であり、体系的に整理したまとめができる状況に至っていない。そこで、マルチパス伝搬の一般論から入り、最後にMIMOチャネルのモデリングに軽く触れたい。

## 2. マルチパス伝搬の特徴：3つの量の「広がり」と3つの領域の「選択性」

静止衛星通信のような、見通しの良い環境での通信や、光ファイバー通信のようにキャリア(= 光)の通り道がガイドされている通信では、電波伝搬上の問題は少ない。これに対して、移動通信に見られるマルチパス伝搬ではどうか？ 以下4つの特徴を挙げる事ができる。

- i) 距離の増加とともに受信強度は急激に弱くなる。
- ii) 広い角度範囲から多数の電波が到来する。
- iii) 異なるドップラーシフトを受けた多数の電波が到来する。
- iv) 到達時間の異なる多数の電波が到来する。

まず、i)の特徴を見てみよう。非常にたくさんの実測データを調べた結果から、平均受信電力の送受信点間距離特性は距離の3.5~4乗に反比例することが知られている[1]。自由空間の電波伝搬における電力の減衰が距離の2乗に反比例することと比較すると、その減衰量がかなりの大きさになることが理解できる。しかしこの問題は電波が来なくなる(受信強度低下)であり、対策としての信号処理技術にあまり出る幕はない。



そこで、マルチパス伝搬に起因する ii), iii), iv) の性質に焦点を当てたい。この3つの特徴は、到来角度・ドップラー周波数・遅延時間の広がり(スプレッド)と捕らえることができる。そしてそれらの量の広がり、場所・時間・周波数の領域で選択性と呼ばれる特性の不均一性を生み出し、図1のように整理できる。これらの性質が、通信にどのように影響を与えるかを個別に見てみよう。

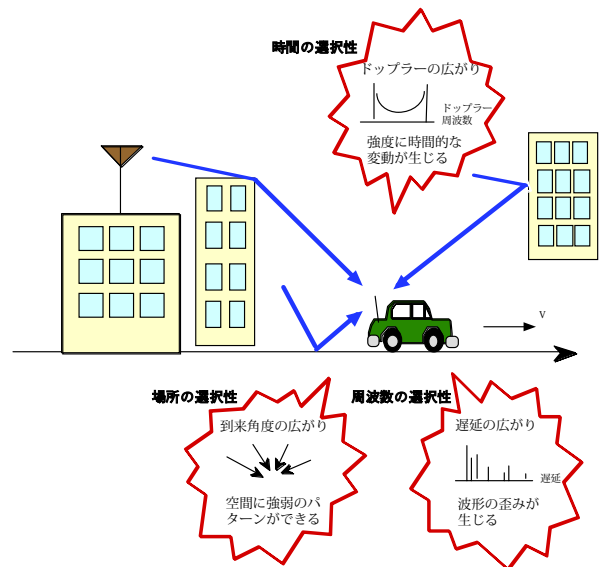


図1. 移動通信の電波伝搬の特徴

広い角度範囲から多数の電波が到来する

図1では3本しかパスを書いていないが、実際には、様々な強さを持つ多数の波が角度的広がりを持って到来している。角度的に広がりを持って到来する波は、各々の電波の位相関係により、空間に定在波環境を作る。この結果、波長スケールでの比較的狭いエリアに信号強度の強弱のパターンをつくり出す。ある場所では、電波の強度が低いのに、ほんの少し離れた場所では電波が強いということもあり得る。このような選択性を場所の選択性と呼ぼう。この性質を積極的に利用するのが、スペースダイバーシティやアダプティブアンテナと呼ばれる技術である。

異なるドップラーシフトを受けた多数の電波が到来する

図1で端末の移動を考える。各パスで到来角度に依存して搬送波周波数が異なるドップラーシフトを受けるので、

周波数領域においてスペクトルが広がり、それが信号の振幅や位相の時間変動（マルチパスフェージング）として現われる。このような選択性を時間の選択性と呼ぼう。良好な通信を維持するためには、時間的な変動に対して十分追従するような適応制御が行われる。

#### 到達時間の異なる多数の電波が到来する

マルチパス波は各々異なる経路を通して到来してきたものであるため、経路の長さに依存して、受信アンテナへの到達時間に差が生じる。最初に到来したものを基準にするとそれ以降の波は遅延波になるので、到達時間のばらつきは遅延時間の広がりとして表現される。遅延時間の広がり（デジタル変調信号の1シンボルの時間長（一つの変調状態が持続される時間））に比べて無視できない大きになると、波形歪による符号間干渉誤りが生じる。符号間干渉誤りが起きるフェージング環境は、伝送信号の周波数帯域内で、伝送路の周波数特性が一樣でないので、周波数選択性フェージングと呼ばれる。

この性質は、広帯域な情報を伝送したい場合に生じる本質的なもので、送信電力を大きくしても解決ができない。そのため、トランスバーサルフィルタなどを用いた時間領域や周波数領域での適応信号処理に基づく対策が採られる。

### 3. 電波伝搬特性のモデリング

我々には電波の世界は実数領域で表現される物理現象でしか捕らえられない。例えば  $r \cos(2\pi ft - kx + \phi)$  のように実数で表現できる。しかしこれを  $(r/2) \exp\{j(2\pi ft - kx + \phi)\}$  と  $(r/2) \exp\{-j(2\pi ft - kx + \phi)\}$  の複素領域で表現される2波の合成と解釈しても何の不合理も生じない。 $r \exp\{j(2\pi ft - kx + \phi)\}$  の実数部が表れていると解釈しても良い。

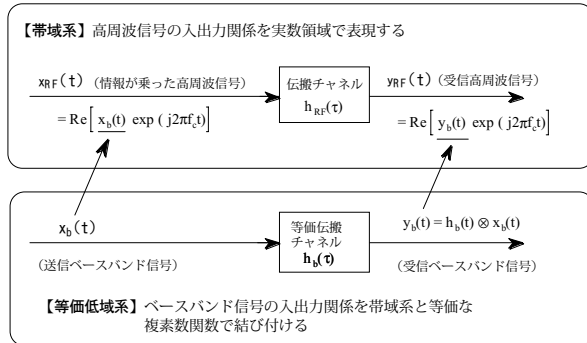


図2 帯域系と等価低域系の関係

一方、情報通信では送りたい情報を振幅 ( $r$ )・位相 ( $\phi$ ) で表される複素領域に表現する（例えば QPSK 変調信号）。これはベースバンド信号と呼ばれる。搬送波に乗って実際に伝送される信号は、搬送波周波数  $f_c$  を中心とした比較的狭い周波数領域にだけ有効な成分をもつ帯域信号である。このような高周波信号を搬送波を含めて実数領域で表現する系を帯域系（あるいは帯域通過系）と呼ぶ。我々が知りたいのは、送信信号としてのベースバンド信号が、物理領域である実伝搬チャネルを経て受信されたときのベースバンド信号であり、高周波信号の詳細な振る舞いの記述は不

要である。この目的のために、搬送波に乗った情報信号に着目し、この信号の振る舞いを複素領域で表現する系があり、これを等価低域系と呼ぶ。以下、提示する電波伝搬モデルではチャネルの特性をこの等価低域系で表現する。図2は帯域系の表現と等価低域系の表現の関係をまとめたものである。

図3は典型的な市街地環境におけるマルチパス伝搬路の周波数特性とその場所的变化を表している（計算機シミュレーションによる結果 [2]）。2GHz を中心とした 4MHz の帯域内にいくつかのディップ（伝送特性の落ち込み）が見られる。これが広帯域信号に対する伝送波形の歪みをもたらす。その特性もわずか 10cm の変化で大きく変わってしまうため自動車のように高速走行の移動体では、時間的な変動も非常に激しい。移動通信の適応信号処理技術とは、図3のように現れる周波数領域や時間領域での不均一性を平坦にして良好な通信を実現する技術と言ってよい。

では、図3を様々な角度から見てみよう。

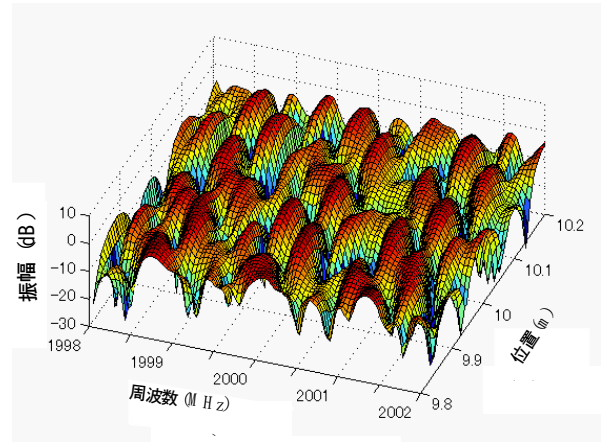


図3 市街地環境における伝搬チャネルの周波数特性とその場所的变化

#### 振幅・位相特性

図3からわかるように、信号の強度（正確には伝搬チャネルの振幅利得）が周波数的にも場所的にも変化している。受信信号は多数の不規則位相波の合成であり、振幅はレイリー分布、位相は一様分布になる。この環境はレイリーフェージングと呼ばれ、移動通信の代表的な伝搬環境である。見通し内の環境では一定振幅の直接波が加わるので、受信信号振幅の確率分布は仲上・ライス分布になり、仲上・ライスフェージングと呼ばれる。以下のモデルの説明ではレイリーフェージング環境を想定している。

#### 空間相関特性とパワースペクトル

次に図3の空間軸（「位置」の座標軸）に対する特性変化を見てみよう。統計的な性質は空間相関特性で評価できる。

ここでは、周波数は固定とし、空間軸  $x$  に対する空間相関係数を次式で定義する。

$$\rho_a(\Delta x) \approx \frac{\langle a^*(x)a(x+\Delta x) \rangle}{\langle a^*(x)a(x) \rangle} \quad (1)$$

ここで、 $a$  は受信信号（無変調波）の複素振幅、 $\langle \cdot \rangle$  はアンサンブル平均である。

マルチパス波が空間的に広がりを持って多数到来する環境 (= 移動通信の電波伝搬環境) の平均電力角度分布特性を  $\Omega(\theta)$  で表すと、空間相関係数は次式で表される。

$$\rho_a(\Delta x) = \frac{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) \exp(jk\Delta x \cos \theta) d\theta}{P_R \left( \equiv \int_0^{2\pi} \Omega(\theta) d\theta \right)} \quad (2)$$

ここで、 $P_R$  は平均受信電力である。

移動局の周りは角度的に一樣に到来するモデルが、また、基地局では、移動体の方向 ( $\theta_0$ ) を中心として正規分布するモデル (広がりの標準偏差  $\sigma_\theta \ll 2\pi$ ) が一般的に用いられる。各々の空間相関は次式で表される。

$$\rho_a(\Delta x) = J_0(k\Delta x) \quad (\text{移動局側}) \quad (3)$$

$$\rho_a(\Delta x) = \exp \left( jk\Delta x \cos \theta_0 - \frac{k^2 \Delta x^2 \sin^2 \theta_0 \sigma_\theta^2}{2} \right) \quad (4)$$

(基地局側)

ここで、 $J_0$  はベッセル関数である。

移動局側の場合 (式 (3)) は 0.3 波長以上離れば無相関として取り扱える。基地局側 (式 (4)) の場合は、方向と角度広がりに依存するが、一般的には数波長以上離さないとい低い相関にならない。

図 3 の空間軸を移動体が速度  $v$  で走行する場合、信号強度の空間的な変化が時間的な変化として表れる。(3) 式の空間相関を時間領域の相関、すなわち自己相関に変換すると次式である。

$$\rho_a(\Delta t) = J_0(2\pi f_D \Delta t) \quad (5)$$

ここで、 $f_D$  は最大ドップラ周波数で、 $f_D = v/\lambda$  である。

前節で述べたようにフェージングの時間変動はドップラ周波数の広がりの結果とも解釈できる。最大の周波数変移は電波の到来方向 (あるいはその反対方向) に移動する場合で  $f_D$  となる。スペクトルは  $-f_D$  と  $+f_D$  の間に分布し、(5) 式のフーリエ変換 (ウィナー・ヒンチンの関係式) として次式で表される。

$$S(f) = \frac{P_R}{\pi f_D \sqrt{1 - \left( \frac{f}{f_D} \right)^2}} \quad (6)$$

図 3 の空間軸方向の変化を、空間相関特性で表せば式 (3)、速度  $v$  を仮定して自己相関特性で表せば式 (5)、そのパワースペクトルが式 (6) になる。

【注：ここでは式 (1) で定義される複素相関を相関特性と呼んでいる。電力変動 (すなわち  $P = |a|^2$  の変動) の相関特性  $\rho_P$  は、環境がレイリーフェージングの場合には、理論的に  $\rho_P = |\rho_a|^2$  が導かれる。振幅  $A (= |a|)$  の変動の相関  $\rho_A$  も  $\rho_P$  に近似できる。】

遅延特性と周波数特性 (広帯域伝搬モデル)

図 1 で示した第 3 の性質、遅延特性と周波数特性の関係を述べる。伝送路の瞬時環境、すなわちマルチパス環境は次式のインパルス応答  $h$  で表される。

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (7)$$

ここで、 $\tau$  は遅延量、 $\delta$  はデルタ関数、 $a$  は複素振幅で、添字  $i$  はパスの番号を表す。パスの数を無限大 ( $\infty$ ) としているが、実際は考慮すべきパスを全て含めると言う意味である。この伝送路の周波数特性が伝達関数  $T$  として表される。 $T$  は  $h$  のフーリエ変換として、次式で表される。

$$\begin{aligned} T(f) &= \int_0^{\infty} h(x) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \\ &= \sum_{i=1}^{\infty} a_i \exp(-j2\pi f\tau_i) \end{aligned} \quad (8)$$

図 3 の横軸 (周波数軸) はこの特性を表している。また、この特性は場所 (あるいは時間) によって変化するので図 3 のように周波数・空間両領域にわたり複雑な変化をする。

インパルス応答が伝送路の瞬時の環境を表現するのに対して、遅延プロファイルはその統計的表現である。定義は次式である (右辺に 1/2 をかける定義もある)。

$$p(\tau) = \langle h^*(\tau) h(\tau) \rangle \quad (9)$$

屋内環境、あるいは市街地などの屋外環境の大部分において次式で与えられる指数関数型の遅延プロファイルが一般的に用いられる。

$$p(\tau) = \frac{P_R}{\sigma_\tau} \exp \left( -\frac{\tau}{\sigma_\tau} \right) \quad (10)$$

ここで、 $\sigma_\tau$  は遅延スプレッドと呼ばれる量で、遅延の広がりの大きさ (標準偏差) を表す。例えば市街地におけるマイクロセルシステムでは  $1\mu\text{s}$  (図 3 の設定)、屋内環境では  $100\text{ns}$  が一つの目安である。

前節の空間相関と同様に周波数相関が次式で定義できる。

$$\rho(\Delta f) = \frac{\int_0^{\infty} p(\tau) \exp(-j2\pi \Delta f \tau) d\tau}{P_R} \quad (11)$$

式 (10) で与えられる指数関数型遅延プロファイルでは次式となる。

$$\rho_a(\Delta f) = \frac{1 - j2\pi \Delta f \sigma_\tau}{1 + (2\pi \Delta f \sigma_\tau)^2} \quad (12)$$

$\rho_P (= |\rho_a|^2) = 0.5$  となる周波数を相関帯域幅  $B_f$  と定義すると、 $B_f = 1/(2\pi \sigma_\tau)$  となる。伝送信号の帯域幅  $B_s$  と比較し、 $B_f \gg B_s$  であれば周波数フラットフェージングである。 $B_f \leq B_s$  では広帯域信号に対して波形歪みを生じる周波数選択性フェージングとなる。ただし、この境界線は伝送方式や求めたい伝送特性に依存して複雑であり、あくまで目安である。

以上により、主に図 3 の各軸に着目し、フェージングの性質を述べた。ここで述べた伝搬特性や伝送路モデルは、移動通信の電波伝搬環境を表す典型的な性質であり、現実

はさらに複雑である [3]。しかし、一般的なモデルと言うのはその多様性の中のマジョリティを代表するものであり、伝送特性評価に用いるには、先ずこのモデルで考えるのがよいであろう。なぜなら、このモデルで評価してうまく働かない伝送方式は、フィールドに持ち出してうまく行くことは決してないと考えからである。但しこの逆はあり得るので、フィールド実験の重要性が低下することは決してない。

ここで述べた統計的環境を満たす瞬時瞬時の電波伝搬環境を計算機の中に構築したいと思う人、すなわち、デジタル伝送特性評価のシミュレーションに具体的な伝搬モデルを必要としている人は文献 [2],[4] を参考にいただきたい。

#### 4. MIMO チャンネルの伝送路表現

送信アンテナおよび受信アンテナをとともにアレー構成とすることにより、高度（高品質・高信頼）な伝送が可能になる。アンテナを複数本利用するわけであるからそれだけでも利得増加による性能向上があるが、時空間信号処理（Space-time coding）によりさらに一層の高度化が期待できる。ここでは、電波伝搬の観点から、環境の行列表現までにとどめる。

送信アンテナの素子数を  $M$ 、受信アンテナの素子数を  $N$  とする。また、各々のアンテナ素子に、 $m = 1, 2, \dots, M$ 、 $n = 1, 2, \dots, N$  と番号をつける。アンテナ  $m$  とアンテナ  $n$  の間のインパルス応答を  $h_{mn}$  とおく。 $h_{mn}$  の具体的な式の形は式 (7) と同じである。MIMO チャンネルの特性はインパルス応答が次式の行列形式で表される。

$$h(\tau) = [h_{mn}(\tau)](m=1, 2, \dots, M; n=1, 2, \dots, N) \quad (13)$$

パス  $i$  の送信側から見たパスの角度を  $\theta_{t,i}$ 、受信側の角度を  $\theta_{r,i}$  と置く。アンテナ  $m = 1$  と  $n = 1$  のインパルス応答  $h_{11}$  を基準として、 $h_{mn}$  を  $h_{11}$  と  $\theta_{t,i}, \theta_{r,i}$  の関数で表すことができる（式省略 [5]）。この時間変化までを考慮すれば、MIMO チャンネルにおける伝送路の表現ができたことになる。

伝達関数を用いる行列表現では MIMO チャンネルの周波数応答特性を与えることになる。 $h_{mn}$  をフーリエ変換して（すなわち (8) 式により） $T_{mn}$  をもとめ、これを要素とする伝達関数行列  $T(f)$  が得られる。

$$T(f) = [T_{mn}(f)](m=1, 2, \dots, M; n=1, 2, \dots, N) \quad (14)$$

特定の周波数を中心とする狭帯域信号を扱う場合には、あるいは、OFDM のような周波数領域に分割した情報伝送方式評価には、行列要素が数値で表される伝達関数表現 { (14) 式 } の方が便利である。

狭帯域表現の例として、図 4 の MIMO 構成での最大電力受信となるための送受信最適ウェイトを考えてみると面白い。もちろん  $|W_t| = |W_r| = 1$  と条件をつけた上での話である。いわゆる MIMO 構成送受信ダイバーシチにおける最大比合成である。このような問題を解いてゆく過程

で行列  $AA^H$ ,  $A^T A$ , それらの固有値や固有ベクトルが重要な働きをする。電波伝搬の守備範囲を超えるので割愛するが、興味ある読者は文献 [5], [6] を見ていただきたい。

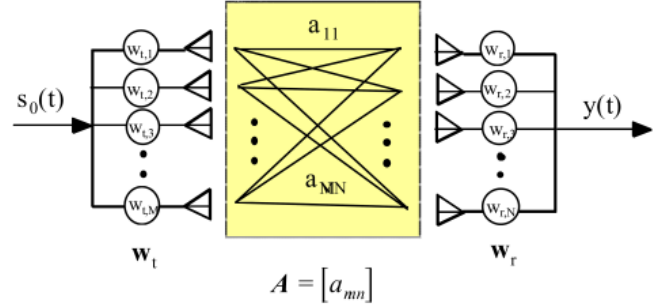


図 4 MIMO 構成の送受信ウェイト最適化問題（最大比合成ダイバーシチ）

移動局周辺、基地局周辺のパスの角度分布（到来角度特性）が上述の固有値の現れ方に関係している。また、その統計的な性質把握も重要である。これらの特徴を明らかにすることによって情報伝送の能力的な限界が見えてくるであろう。MIMO のチャンネルモデルの本質はここにあるといえる。しかしながら、まだ十分な整理ができていないように見え、研究課題である。

#### 5. おわりに

移動通信の伝搬チャネルモデリングに焦点を当て、その概要を述べた。MIMO 伝送システムの設計や評価のための伝搬モデル（チャネルモデル）はまだ研究段階であり、記述は不十分であるが、それを考える上で参考になる性質は一通り述べたつもりである。

冒頭に、電波伝搬研究者と医者のアナロジー（役割の類似性）を述べた。医者が患者の病気の原因を特定し、適切な治療や予防措置を施すことによって、健康回復に手を貸すように、本稿が、様々な信号劣化をもたらすマルチパス伝搬の現象理解と、その特徴を活かす伝送方式の実現に役立つならば大きな喜びである。

#### 参考文献

- (1) 奥村、進士（監），移動通信の基礎，信学会，1986。
- (2) 唐沢、井上，“統計モデルをベースとしたリアルタイム移動伝搬環境生成，” 信学誌，vol. 83, no. 11, pp. 884-888, 2000。
- (3) 細矢良雄（監），電波伝搬ハンドブック（第 12 章、第 1 章），リアライズ社，1999。
- (4) H. Iwai and Y. Karasawa, “Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the near-to-far problem in CDMA mobile radio systems,” IEICE Trans. Commun., vol. E67-B, no. 2, pp. 103-112, 1993。
- (5) 唐沢、谷口、張，“MIMO 構成における最大比合成ダイバーシチと OFDM の最適伝送について，” 信学技報，A.P2001-196, pp. 45-52, 2002。

(6) 西村、大鐘、小川、”MIMO チャンネルでの SDMA 下り回線ビーム形成法,” 信学技報、A.P2001-116/RCS2001-155, pp. 23-30, 2001.

図面キャプション

図 1 移動通信の電波伝搬の特徴

図 2 帯域系と等価低域系の関係

図 3 市街地環境における伝搬チャンネルの周波数特性とその場所的变化

図 4 MIMO 構成の送受信ウェイト最適化問題 ( 最大比合成ダイバーシチ )

# 無線信号処理の新しい流れ

## — ターボ原理とその広帯域移動通信への応用 —†

松本 正 (オウル大学ワイヤレス通信研究所)‡

### あらまし

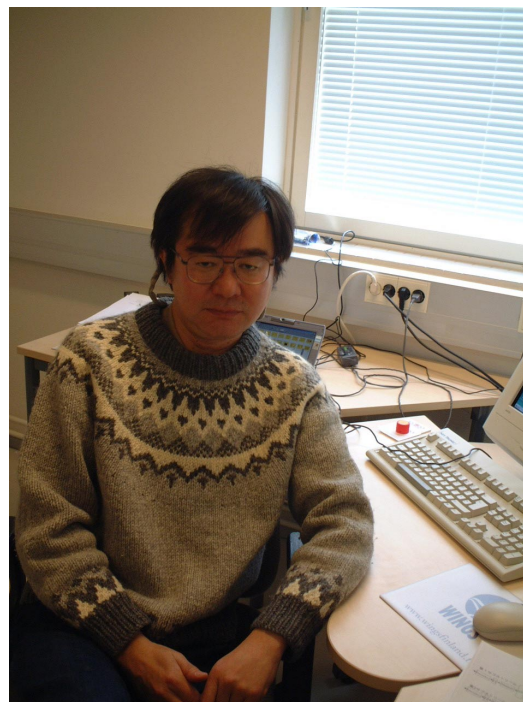
本稿では、ターボ原理とその応用について解説する。まず、ターボ等化を例にターボ原理について説明した後、その原理を現実的な Complexity で実現できる SC/MMSE について解説するとともに、その特性について考察する。次に、原型の SC/MMSE よりも低い Complexity でそれと同等の特性が得られる整合フィルタ近似型 SC/MMSE について述べる。さらに SC/MMSE を MIMO チャネルにおける信号検出に適用し、その特性が最適受信の特性に漸近することを示す。本稿で述べる内容は、従来の技術と比較して特性を犠牲にせずに Complexity の大幅低減を可能にする技術であり、従来の考えを覆すものである。本稿は、ポスト 3G システムにおいて単一搬送方式が復活し、そこでは全てのユーザが同一周波数、同一タイムスロットを用いてかつ周波数拡散なしで広帯域通信を行う、という究極の移動通信が実現されることを示唆する内容を含んでいる。

できるだけ多くの読者にターボ原理を理解してもらうことが、ターボ原理の研究を定着させるために必要と考え、本稿では数式を用いないで概念を述べることにした。そのために、厳密性が損なわれるが、そのことを補うために参考文献を適所に示した。

### 1. はじめに

W-CDMA や CDMA2000 といった第三世代 (3G) 移動通信システムは最大で数百 bps から数 Mbps の無線区間信号伝送を可能とし、これによって移動通信環境においても限定的なマルチメディア通信が実現できる。これに対して、本格的なマルチメディア通信を可能とするポスト 3G システムの研究が本格化しようとしている。ポスト 3G システムの無線区間伝送速度は数十 Mbit/sec (あるいはそれ以上) になるものと予想される [1]。しかもシステム帯域幅は限定的であると予想されることから、ポスト 3G システムは周波数利用効率の点でも優れたシステムでなければならない。従って、ポスト 3G 移動通信システム実現のカギは、広帯域伝送が可能でかつ周波数利用効率の優れた移動無線区間信号伝送技術の開発にあるといえる。

PDC や GSM システムなどの第二世代移動通信システムで用いられる単一搬送波伝送方式では、信号の伝送帯域が広がるとマルチパス伝播に起因する遅延波の影響が深刻な問題となる。3G 移動通信システムでは周波数拡散方式が無線区間信号伝送のための中核技術として用いられて



いるが [2]、その理由の一つは、この問題が容易に解決できるからである。つまり、逆拡散の過程でマルチパス成分が分離でき、さらに、これらを同相合成 (RAKE 合成という) することでパスダークバーシティ効果が得られる。

単一搬送波伝送方式においては、マルチパス伝播の影響は符号間干渉 (ISI) となって現れる。受信信号は、シンボル長で規格化した遅延広がり (以下、正規化遅延広がりと記す) の長さ分の、過去のシンボルからの ISI を受けることになる。そしてこの ISI は移動局の走行に応じて変動する。従って、ISI の影響を除去するための適応等化器には、ISI を生じさせているマルチパスチャネルのインパルス応答を受信波形から推定する機能 (パラメータ推定) と、どのような情報系列が送られたと判断することが確からしいかを判定する機能 (系列推定) が必要になる。

これらの機能を実現する移動信用適応等化アルゴリズムの研究は長い歴史を持つ。1990 年代半ばまでに、現在知られているほとんど全てのアルゴリズムが提案され、評価された [3]。アルゴリズムの複雑さ (以下、Complexity と記す) と特性とはトレードオフの関係にあり、上述の周波数拡散方式によって達成できるパスダークバーシティと同様の特性

†A New Trend in Signal Processing Techniques for Wireless Communications

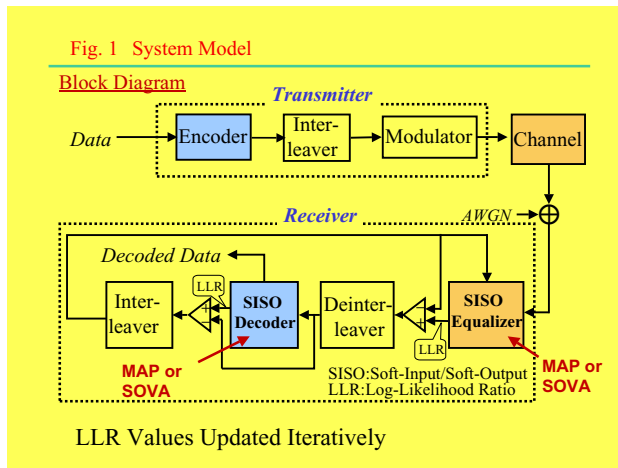
- Turbo Principle and its Applications to Broadband Mobile Communications -

‡Tadashi Matsumoto, Professor Center for Wireless Communication The Oulu University

FIN-90014 University of Oulu, Finland Tel: +358-400-697-168 Fax: +358-8-553-2845 e-Mail: tadashi.matsumoto@ee.oulu.fi

を得ようとするとの最尤系列推定等化器 (Maximum Likelihood Sequence Estimator。以下、MLSE と記す) を用いなければならない [4]。ところが MLSE の Complexity は、正規化遅延広がりに対して指数関数的に増大してしまう (例えば、 $2\mu\text{sec}$  の遅延広がりがあるチャンネルで 10Mbps の BPSK 信号を送信する場合、正規化遅延広がり 20 シンボルとなって、これを等化するための MLSE 等化器の Complexity (具体的には、系列推定を行うピタビアルゴリズムの状態数) は  $2^{20}$  のオーダーとなる)。このことが、3G システムの開発において単一搬送波方式が候補にならなかった理由のひとつであった。

1993 年の Berrou によるターボ符号とその復号法の発見は [5]、その後、無線信号処理の分野の研究にも大きな影響を及ぼした。ターボ符号と同様の論理的構造を信号処理の対象に見出すことで、Turbo 符号の復号の原理を導入し、それによって特性の改善と Complexity の低減を図ることが試みられている (この考えを「ターボ原理」という)。マルチパスチャンネルは複素数体上で定義された畳み込み符号と考えることができるので、チャンネル符号の符号器と復号器をそれぞれマルチパスチャンネルの送信側と受信側に配置したシステム (図 1) は、直列型接続符号と見ることができる。従って、直列型接続符号のターボ復号アルゴリズムをこのシステムに適用することができる。つまり、「等化」とは、このような接続符号を「復号すること」に他ならないといえる。この考えに基づく等化器は「ターボ等化」と呼ばれている [6]。



ターボ原理は、ターボ等化以外の様々な分野においてもその有効性が認識されつつある。複数のユーザが同一タイムスロット、同一周波数を用いて通信を行う Multiple Input Multiple Output システム (MIMO システムと記す) における複数ユーザの信号を分離・検出するための信号処理に Turbo 原理を適用することで、低い Complexity で高い性能を得ることができる [7]。

ターボ原理の発見は、3G システムの開発において単一搬送波方式が候補にならなかった理由 (= Complexity が正規化遅延広がりに対して指数関数的に増大すること) を覆した。マルチパスに起因する ISI を等化しながら、同時にパスダイバーシティ効果を得ることが、Complexity

の指数関数的増大なしに達成できることがわかってきたのである。さらにこの考えを MIMO システムに適用し、同時ユーザが同一の単一搬送波を用いて (周波数拡散なしで) 通信を行っても、受信側では同時ユーザの信号を分離しながら ISI の影響を除去し、かつパスダイバーシティ効果を得ることが、Complexity の指数関数的な増大なしに達成できる。

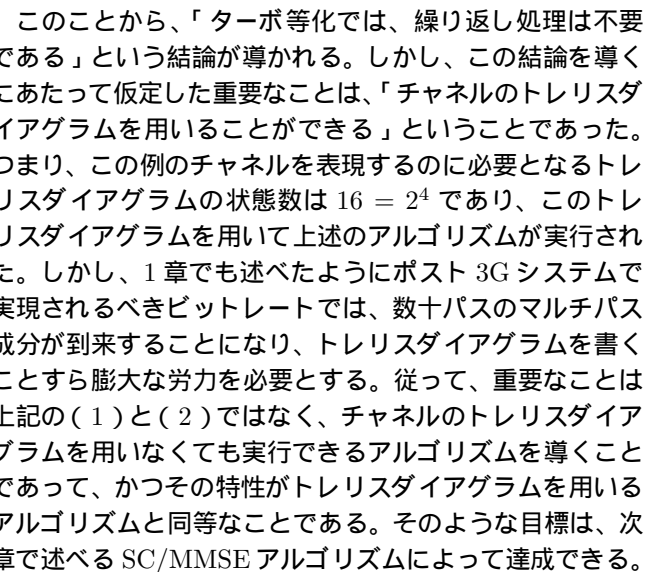
複数の同時ユーザが同一搬送波を用いて周波数拡散なしで通信を行う、MIMO 広帯域通信システムとは、正にポスト 3G システムに求められる広帯域伝送と高い周波数利用効率という要求を満足するシステムといえる。ターボ原理によって、信号分離とマルチパス成分の合成という機能が指数関数的 Complexity の増大を伴わずに実現できることが示されたことは、従来の常識を覆す画期的成果といえる。もはや、ユーザ分離と RAKE 合成のためだけに周波数拡散を行う必要は無い。

本稿では、ターボ等化器とターボ原理に基づく MIMO 信号検出器の概要を、数式を用いることなくできるだけやさしく解説する (そのために、厳密性が損なわれるが、そのことを補うために参考文献を適所に示す)。2 章では、ターボ等化の原理を説明し、3 章ではその中で中心的役割を果たす Soft Cancellation followed by Minimum Mean Square Error (SC/MMSE と記す) アルゴリズムについて述べる。4 章では、SC/MMSE アルゴリズムを MIMO 広帯域通信システムに適用して、信号分離とマルチパス成分の合成が、いかにして実現できるかを述べる。5 章では本稿のまとめを述べる。

## 2. ターボ等化の原理 [8][9]

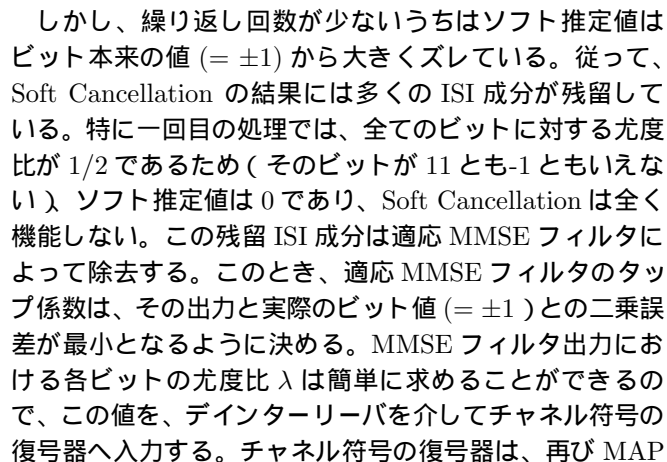
1 章で述べたように、チャンネル符号の符号器と復号器をそれぞれマルチパスチャンネルの送信側と受信側に配置したシステム (図 1) は、直列型接続符号 (チャンネル符号 = 外符号、マルチパスチャンネル = 内符号) と見ることができる。この場合、チャンネルは複素数体上で定義される畳み込み符号とみなすことができるので、チャンネルに記憶された送信シンボル系列の全ての遷移はトレリスダイアグラムを用いて表現できる。従って、直列型接続符号の復号器と同様の処理を行うことで、マルチパスチャンネルのターボ等化が実現できる。直列型接続符号のターボ復号では、内符号と外符号の復号処理を繰り返すことで誤り率の低下を図る。その際、各ビットの尤度比 (そのビットが 1 である確率と 0 である確率の比) を求め、その値を次の復号器への外部情報として伝播させてゆく。尤度比の計算のためには、通常のピタビ復号の過程で必要になる系列毎の尤度比から、ビット毎の尤度比に変換する必要がある。この処理のために、符号のトレリス上で前方と後方のそれぞれから、状態遷移確率を計算していく (Forward Recursion 及び Backward Recursion という)。ターボ等化の場合も同様で、チャンネル符号のトレリスとマルチパスチャンネルのトレリスをそれぞれ使って (Forward Recursion と Backward Recursion によって) 状態遷移確率を計算し、これによってビット毎の尤度比を求める。この値を次の復号器への外部情報として伝播させてゆく [10]。

- (1) 使用するアルゴリズムによる特性差はほとんど認められない。
- (2) 繰り返しによる改善効果のほとんどの部分は 1 回目の処理によって得られ、繰り返しによる改善効果はわずかである。



### 3.1 原理 Soft Cancellor followed by Minimum Mean Squared Error(SC/MMSE) アルゴリズムは、(当時) テキサス A&M 大学の Wang らによって開発された周波数拡散

図 3 に SC/MMSE ターボ等化器 [13] のブロック図を示す。チャネル符号の復号器は、上述の MAP や SOVA アルゴリズムによってビット毎の尤度比  $\lambda$  を計算する（このためにチャネル符号の拘束長は、そのトレリスダイアグラムが処理可能な大きさ程度でなければならない）。計算されたビット毎の対数尤度比  $\lambda$  に対して  $\tanh(\lambda/2)$  を求めることで、そのビットの期待値（ソフト推定値という）が計算できる。チャネルのインパルス応答は、定期的に送信されるユニークワードを用いてあらかじめ推定（1 章参照）してあるものとする。インパルス応答に各ビットの推定値を乗じることで、着目するビットに時間的に前後するビットの ISI の期待値が計算できる。この ISI 期待値を受信サンプル値から差し引く。この過程を Soft Cancellation という。



や SOVA などのアルゴリズムによって各ビット毎の尤度比  $\lambda$  を更新する。以下、この処理を繰り返す。繰り返し回数が従って、ソフト推定値がビット本来の値に近づくため、ソフトキャンセル後の残留 ISI 成分が減少していき、またそれによって MMSE による干渉除去が有効に機能するようになって、最終的に最適受信に近い特性が得られるようになる。

Fig. 4 (1) SC/MMSE Signal Processing (1)

Data Model: 1-User, 2-Path, 2-Antenna (Example)

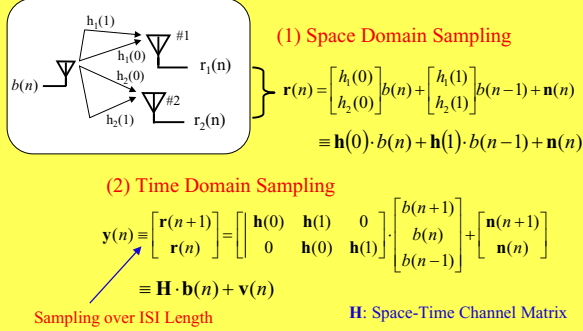


Fig. 4 (2) SC/MMSE Signal Processing (2)

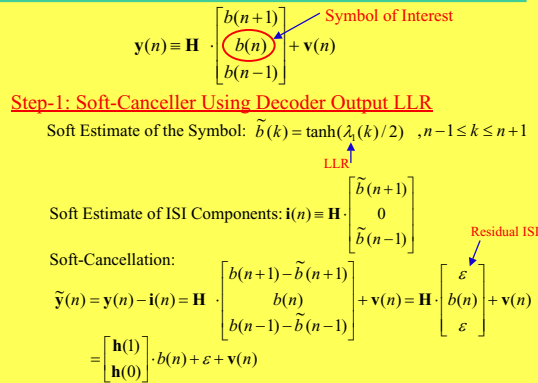


Fig. 4 (3) SC/MMSE Signal Processing (3)

Step-2: MMSE Filtering

$$\mathbf{m}(n) = \arg \min_{\mathbf{m}} \|\mathbf{H}^H(n) \cdot \tilde{\mathbf{y}}(n) - b(n)\|^2$$

MMSE Solution to the Optimization Problem:

$$\mathbf{m}(n) = [\mathbf{H}\Lambda(n)\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I}]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{h}(1) \\ \mathbf{h}(0) \end{bmatrix}$$

$$\Lambda(n) = \text{Diag}[-\tilde{b}^2(n+1), 1, 1 - \tilde{b}^2(n-1)] \quad (2\text{-Path's Case})$$

$$\Lambda(n) = \text{Diag}[-\tilde{b}^2(n+(L-1)), \dots, 1 - \tilde{b}^2(n+1), 1, 1 - \tilde{b}^2(n-1), \dots, 1 - \tilde{b}^2(n-(L-1))] \quad (L\text{-Path's Case})$$

図 4 (1)-(3) に、送信アンテナ 1 本、受信アンテナ 2 本 (ダイバーシティ受信のため) で、送信アンテナから受信アンテナまでの各チャネルがそれぞれ 2 パスの伝播路である場合の SC/MMSE の一連の流れとそのための計算式を示す。MMSE フィルタタップ係数の計算には逆行列演算が

必要になるので、SC/MMSE の Complexity は正規化遅延広がりの 3 乗のオーダーとなる。

次に、SC/MMSE の特性について考える。十分な繰り返し回数の後には、ソフト推定値はビット本来の値に近づくはずである。図 5 に示すように、もしソフト推定値がビット本来の値に一致すれば、MMSE フィルタはチャネルに整合した整合フィルタに収束することが数学的に導かれる。このことは、このときの MMSE の機能は干渉除去ではなく、希望信号のマルチパス成分の合成であることを意味している。つまり、最適特性である最大比合成と同等の特性が MMSE 出力において得られることになる。一方、チャネル符号の復号法に関しては、MAP の特性と軟判定ビタビ復号の特性がほとんど変わらないことが知られている。つまり、SC/MMSE のチャネル復号器出力の特性は、マルチパス成分を最大比合成してその結果を軟判定ビタビ復号した特性に一致することになる。

Fig. 5 Matched Filter Approximation SC/MMSE

Approximation 1: Frame Length is Short Enough Compared to Fading Variation

Approximation 2: For the 1<sup>st</sup> Iteration, Taps can be Determined Adaptively.

$$\Lambda(n) = \text{Diag}[-\tilde{b}^2(n+(L-1)), \dots, 1 - \tilde{b}^2(n+1), 1, 1 - \tilde{b}^2(n-1), \dots, 1 - \tilde{b}^2(n-(L-1))]$$

$$\approx \text{Diag}[0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]$$

With the Approximation 2,

$$[\mathbf{H}\Lambda(n)\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I}]^{-1} \approx [\mathbf{h}_L\mathbf{h}_L^H + \sigma^2\mathbf{I}]^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} - \frac{1}{\sigma^4} \left( 1 + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{h}_L^H \mathbf{h}_L \right)^{-1} \mathbf{h}_L \mathbf{h}_L^H$$

$$\mathbf{h}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(L-1) \\ \mathbf{h}(L-2) \\ \vdots \\ \mathbf{h}(0) \end{bmatrix} \quad (L\text{-Path's Case})$$

Matrix Inversion Lemma → Matrix Inversion NOT needed

• MMSE Filter Taps  $\mathbf{m}$  Have to be Calculated JUST Once (The same  $\mathbf{m}$  can be used for 2<sup>nd</sup> and later Iterations).

The MMSE Filter Becomes  $\mathbf{m} = \alpha \mathbf{h}_L$ , where  $\alpha = 1/(\mathbf{h}_L^H \mathbf{h}_L + \sigma^2)$

Equivalent to the Matched Filter Matched to the Channel!!

等化器の Complexity の点からは、この事実は画期的なことといえる。1 章で述べたように、従来から単一搬送波方式ではパスダイバーシティ効果 (マルチパス成分を合成すること) を得ようとする、MLSE を行う以外にありえないと考えられてきた。この場合、MLSE の Complexity は正規化遅延広がりに対して指数関数的に増大してしまう。ところが、MLSE と同等の特性が SC/MMSE ターボ等化器によっても達成可能で、しかもその Complexity は 3 乗のオーダーでしか増大しない。次章では、特性を犠牲にしないで Complexity を 2 乗のオーダーまで低減できるアルゴリズムを紹介する。

### 3.2 整合フィルタ近似型 SC/MMSE[12]

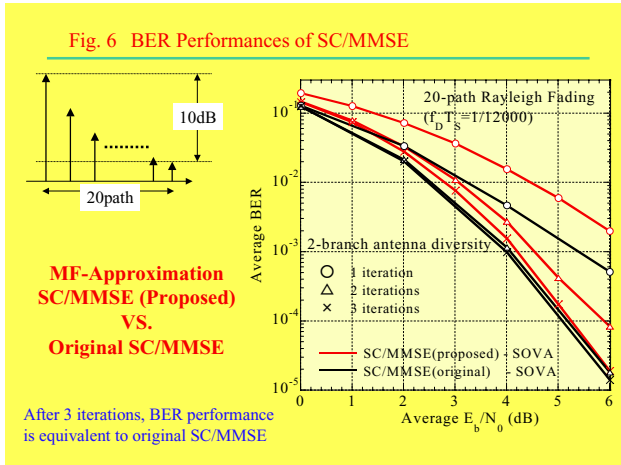
さて、前節後半における SC/MMSE の特性に関する考察で明らかになったことは、MMSE フィルタは十分な繰り返し回数の後には整合フィルタに一致する、ということであった。それでは、繰り返しの回数が少ないうちから、整合フィルタを使ってしまったらどうか? というアイデアが生じる。但し、整合フィルタの機能はあくまでマルチパスの合成であって、ISI の除去ではないから、一回目の処理から整合フィルタを用いてしまうと、チャネル符号の復号器に正しい尤度比を渡せなくなる。しかし、上述のように一回目の処理では全てのビットのソフト推定値は 0 であるため、

Soft Cancellation は全く機能しない。このことは、MMSE フィルタのタップ係数決定のために Soft Cancellation の結果を考慮する必要が無いのでタップ係数は受信信号波形から適応的に求めることができることを意味する。例えば、逐次最小二乗法 ( RLS アルゴリズム ) を用いると、その Complexity は正規化遅延広がり の 2 乗のオーダーとなる。

次に、2 回目以降の処理では MMSE フィルタのかわりに整合フィルタを用いる。整合フィルタはチャンネルのインパルス応答から容易に求めることができるので ( 時間軸を逆転させて複素共役をとったもの )、これをあらかじめ求めておく。こうすることで、逆行行列演算をアルゴリズムから排除できる。Soft Cancellation の結果に対して整合フィルタの処理を行うのに必要な Complexity は正規化遅延広がり の 2 乗のオーダーなので、これで、一回目の処理とともに SC/MMSE に必要な Complexity が正規化遅延広がり の 2 乗のオーダーにできたことになる。この SC/MMSE を整合フィルタ近似型 SC/MMSE という。図 5 には、その一連の流れとそのための計算式も示す。

### 3.3 特性

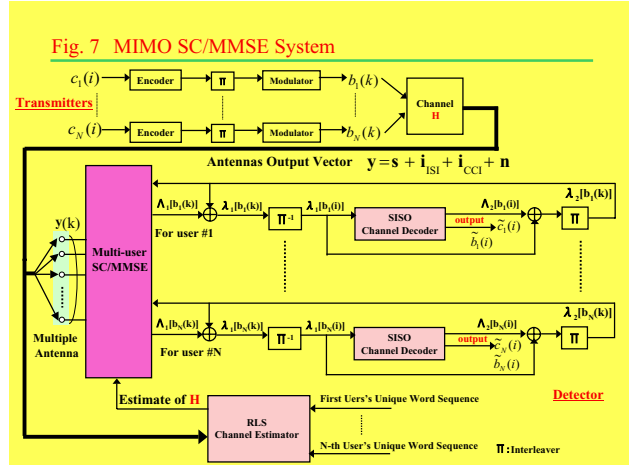
特性を評価するために、シミュレーションを行った。図 6 に示すように、遅延プロファイルの先頭からシンボル間隔で遅延波が指数関数的に減衰しながら到来し、先頭から 10dB 減衰するまでに 20 波が存在する、というチャンネルモデルを用いた。BPSK 変調を用いた。このようなチャンネルで生じる ISI を従来の MLSE 等化器で等化する場合、そのための Complexity は  $2^{19}$  のオーダーとなって、現実的でない。図 6 には、原型の SC/MMSE と整合近似型 SC/MMSE の特性を示してある [14]。但し、チャンネル符号の復号には SOVA を用いた。繰り返し回数が少ないうちは、整合近似型 SC/MMSE の特性は原型 SC/MMSE よりも劣化している。しかし、3 回の繰り返しを行った後では、両者の特性はほぼ一致している。



筆者らは他の種々の条件で原型 SC/MMSE と整合近似型 SC/MMSE の特性比較を行ってきたが、いずれの場合も両者の特性差はわずかであった。これによって、最適特性に近い特性が正規化遅延広がり の 2 乗のオーダーの Complexity で達成できることが実証されたことになる。

### 4. MIMO 信号検出への応用 [15][16]

本章では、SC/MMSE を MIMO チャンネルにおける信号検出に適用する。図 7 に想定するシステムのブロックダイアグラムを示す。全てのユーザが同一周波数、同一タイムスロットを用いて、単一搬送波方式を用いて通信している。受信機は、各ユーザのチャンネルの違いだけを用いて信号を分離し、かつユーザ毎にはマルチパスを合成する。従来からこのような環境を想定した最適受信アルゴリズム (= マルチユーザ型 MLSE 等化器) が研究されてきた [17]。その Complexity はユーザ数とマルチパス数の両者に対して指数関数的に増大するため、多くのユーザが単一搬送波方式による広帯域通信を行う環境に適用することは現実的ではない。



次に、このためのアルゴリズムに SC/MMSE を用いることを考える。各ユーザのチャンネル符号の復号器はユーザ毎ビット毎の尤度比を計算して出力する ( 図 7 に示すように、チャンネル符号の復号 ( MAP 又は SOVA ) は、ユーザ毎に独立して行われる )。ユーザ毎ビット毎の尤度比  $\lambda$  から  $\tanh(\lambda/2)$  を計算することで、ユーザ毎各ビット毎のソフト推定値が得られる。各ユーザのチャンネルのインパルス応答は、定期的に送信されるユニークワードを用いてあらかじめ推定してあるものとする。インパルス応答にユーザ毎ビット毎の推定値を乗じることで、着目するユーザの着目するビットに時間的に前後するビットの ISI の期待値と、他のユーザからの同一周波干渉 ( CCI ) の期待値が計算できる。この ISI と CCI の期待値を受信サンプル値から差し引く。これによって、着目するユーザの着目するビットに対する ISI と CCI の Soft Cancellation が完結する。

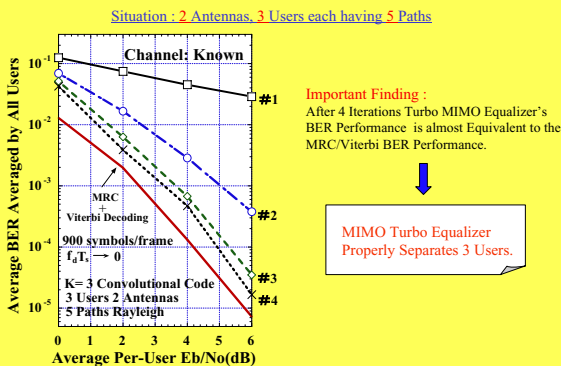
等化器の場合と同様に、Soft Cancellation の結果には多くの ISI と CCI 成分が残留している。この残留成分は適応 MMSE フィルタによって除去する。このとき、適応 MMSE フィルタのタップ係数は、その出力と着目するユーザの着目するビット値との二乗誤差が最小となるように決めることは等化器の場合と同様である。MMSE フィルタ出力における各ビットの尤度比  $\lambda$  は簡単に求めることができるので、この値を、デインターリーバを介して各ユーザのチャンネル符号の復号器へ入力する。チャンネル符号の復号器は、再び MAP や SOVA などのアルゴリズムによって

ユーザ毎ビット毎の尤度比  $\lambda$  を更新する。以下、この処理を繰り返す。繰り返し回数が増えるに従って、ソフト推定値がビット本来の値に近づくため、ソフトキャンセル後の残留 ISI と CCI 成分が減少していき、最終的に全ての ISI と CCI 成分が除去され、かつ全てのマルチパスが合成される最適受信に近い特性が得られるようになる。

図 8 に 3 人のユーザのそれぞれが等平均レベルの 5 パスのマルチパスチャンネルを介して通信を行った場合のビット誤り率特性を示す。但し、BPSK を仮定し、受信側では 2 ブランチのダイバーシティ受信を行うものとした。また、チャンネル符号の復号には各ユーザとも Max Log MAP を用いた。チャンネル推定は完全に行われるものとした。特性の限界として示したカーブ (赤線) は 10 ブランチ最大比合成ダイバーシティ受信の後に軟判定ビタビ復号を行った場合の特性である。これは、各ユーザに着目すると 2 本の受信アンテナがあって、送信アンテナから受信アンテナまでのチャンネルがそれぞれ 5 パスチャンネルであることから最大で 10 ブランチのパスダイバーシティに相当することによる (電力は正規化してある)。つまり、この特性は全ての ISI と CCI 成分が完全に除去されて、かつ全てのマルチパス成分が合成された場合の特性に他ならない。MIMO チャンネルに SC/MMSE を適用した場合の特性は、繰り返しとともにこの限界特性に漸近する。4 回の繰り返しを行うことで、限界特性との差は 1dB 以下になる。

図 8 の例では、原型の SC/MMSE を用いた。従って、その Complexity はチャンネルに存在するパス数 (= 正規化遅延広がり  $\times$  ユーザ数) の 3 乗のオーダーとなる。MIMO チャンネルにおける SC/MMSE に整合フィルタ近似を用いることも可能で、その場合の Complexity はパス数の 2 乗のオーダーにできる。

Fig. 8 MIMO SC/MMSE Performances



## 5. まとめ

以上、本稿ではターボ等化を例にターボ原理について説明した後、その原理を現実的な Complexity で実現できる SC/MMSE について解説した。また、その特性について考察し、SC/MMSE が最適受信の特性 (= ISI 成分が完全に除去されて、かつ全てのパスが合成できた場合の特性) に漸近することを示した。また、原型の SC/MMSE よりも低い Complexity でそれと同等の特性が得られる

整合フィルタ近似型 SC/MMSE について述べた。さらに SC/MMSE を MIMO チャンネルにおける信号検出に適用し、その特性がやはり最適受信の特性 (= ISI と CCI 成分が完全に除去されて、かつ全てのパスが合成できた場合の特性) に漸近することを示した。従来から、このような最適受信特性を実現する等化器や信号検出器の Complexity は、正規化遅延広がりに対して指数関数的に増大すると考えられていた。このことが、単一搬送波方式が 3G システムの無線アクセス方式として周波数拡散方式に敗れた原因の一つであった。ましてや、複数のユーザが同一周波数、同一タイムスロットを用いて単一搬送波方式による MIMO 広帯域移動通信を実現することは、まったく不可能と考えられてきた。しかし、SC/MMSE によって、Complexity をチャンネルに存在する全パス数の多項式のオーダーに抑えながら、最適受信の特性に漸近する特性を得ることが可能となった。本稿で述べた技術は、従来の考えを完全に覆すものである。もはや、ユーザ分離と RAKE 合成のためだけに周波数拡散を行う必要性はなくなった。ポスト 3G システムにおいて単一搬送方式が復活し、そこでは全てのユーザが同一周波数、同一タイムスロットを用いて、かつ周波数拡散なしで広帯域通信を行う、という究極の移動通信実現のための基盤技術が整いつつあるといえる。

## 文献

- [1] 例えば、M. Frodigh, S. Parkvall, C. Roobol, P. Johansson, and P. Larsson, "Fourth-Generation Wireless Networks", IEEE Personal Communications, Vol. 8, No. 5, pp. 10-17, 2001
- [2] 例えば、立川 監修, "W-CDMA 移動通信方式", 丸善, 2001
- [3] 例えば、鈴木, "移動無線における適応等化技術", 信学技報 RCS92-36, pp. 89-94, 1992
- [4] 府川、鈴木, "移動無線における逐次最小 2 乗形適応最尤系列推定 (RLS-MLSE) の特性", IEICE B-II, Vol. J75-B-11, No. 8, pp. 535-546, 1992
- [5] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes", Proc. ICC93, pp. 1064-1070 May, 1993
- [6] M. Tuchler, Ralf. Kotter, and A. Singer, "Iterative Correction of ISI via Equalization and Decoding with Priors", Proc. IEEE ISIT, June, 2000 (Sorrento)
- [7] <http://wpmc01.org/pdf.AalborgPanel.pdf>
- [8] T. Matsumoto and A. Richter, "Adaptive Signal Processing for Broadband Mobile Communications", Tutorial Handout, IEEE VTC2001-Spring, May, 2001 (Rhodes)
- [9] R. Thoma, U. Trautwein, and T. Matsumoto, "Multi-dimensional Channel Sounding Techniques and Their Applications to Link- and System-Level Simulations for Broadband Mobile Communications", Tutorial Handout, IEEE VTC2001-Fall, October, 2001 (Atlantic City)

- [10] 例えば、B. Vucetic and J. Yuan, “Turbo Codes – Principles and Applications”, Kluwer Academic Publishers, 2000
- [11] X. Wand and V. Poor, “Iterative (Turbo) Soft Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA”, IEEE Trans. COM., Vol. COM-47, No. 7, pp. 1046-1061, July, 1999
- [12] H. Oomori, T. Asai, and T. Matsumoto, “A Matched Filter Approximation for SC/MMSE Turbo Equalizers”, IEEE Communication Letters, Vol. 5, No. 7, July 2001, pp. 310-312
- [13] D. Reynolds and X. Wang, “Low Complexity Turbo-Equalization for Diversity Channels”, <http://ee.tamu.edu/~reynolds/>
- [14] H. Oomori, T. Asai, and T. Matsumoto, “A Matched Filter Approximation for SC/MMSE Turbo Equalizers”, Proc. VTC2001-Fall, October, 2001 (Atlantic City)
- [15] T. Abe and T. Matsumoto, “Space-Time Turbo Detection in Frequency Selective MIMO Channels with Unknown Interference ”, Proc. WPMC01, September, 2001 (Aalborg)
- [16] T. Abe and T. Matsumoto, “Iterative Channel Estimation and Signal Detection in Frequency Selective MIMO Channels ”, Proc. VTC2001-Fall, October, 2001 (Atlantic City)
- [17] 吉野、府川、鈴木, “RLS-MLSEによる適応干渉キャンセラ”, IEICE B-II, Vol. J77-B-11, No. 2, pp. 74-84, 1994

# Transmit Diversity Techniques

Robert Morelos-Zaragoza ( SONY Computer Science Laboratories, Inc ) †

*Summary* – Basic techniques of transmit diversity are presented. First, a background on space-time processing techniques is given. An interesting and little known fact is that it was Hattori et al. [6] in 1978 who pioneered the idea of achieving spatial diversity with multiple transmit antennas and a single receive antenna, via frequency weighting. This result was published well before Witneben's paper in 1991, which is being credited as where the transmit diversity technique originated from.

In 1998, Alamouti published a paper that revolutionized the notion and applications of transmit diversity. The proposed system allows for very simple processing at the receiver, using linear combining of two noisy received symbols. Although his scheme was designed ad-hoc for the case of dual transmission antennas, it has been quickly adopted in wireless standards, such as 3GPP. Moreover, shortly afterwards, Tarokh and his colleagues proved the scheme to be optimal, attempted to generalize it, but failed to find optimal schemes for a higher number of transmit antennas. They were able, however, to find full-diversity reduced-rate space-time block codes for more than two transmit antennas.

Since 1999, numerous papers have reported performance results and applications of systems based on trans-

mit diversity. When receive diversity is added to the system, one obtains a MIMO system, ideally creating as many parallel channels as the minimum between the number of transmit antennas and the number of receive antennas. This is the fundamental result of Bell Labs' BLAST system. Unfortunately, the analysis of this capacity or outage result is based upon rather unrealistic assumptions about the statistical nature of the space-time channel. Consequently, it is of interest to find out how space-time coding schemes, and transmit diversity techniques in particular, perform under correlated channels with intersymbol interference (ISI), as well as when the channel is not accurately estimated. Space-time codes that are robust under channel estimation errors are the topic of most recent research activity in this area. Latest published results include differential space-time coding and universal space-time coding techniques. There are many research opportunities in the design of good space-time codes that trade off diversity gain, coding gain and decoding complexity. The author invites colleagues and young researchers to look into this challenging research topic.

The complete set of slides of this talk is available at:

<http://www.csl.sony.co.jp/person/morelos/TDT.pdf>

## Transmit Diversity (1)

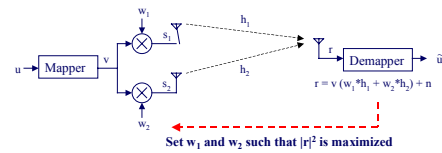
- **Diversity complexity (multiple RF front ends) is placed at the transmitter end (base station) !!!**
- Important schemes:
  - **Witneben** (1991) [2]
    - Base station and modulation diversity
  - **Alamouti** (1998) [3]
    - Two-antenna transmit diversity
  - **Tarokh et al** (1998) [4]
    - Design criteria for space-time codes
    - Space-time trellis codes (STTC)
    - Space-time block codes (STBC) [5]

TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

10

## Transmit Diversity (2)

1. Use feedback (closed-loop as in 3GPP)



2. Frequency (phase) weighting ( $w_1=1, w_2=e^{j\theta}$ ) [6,7]  
Introduce fast fading, use coding
3. Antenna hopping [7]  
Switch between antennas. 1/N bandwidth efficiency

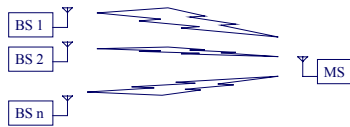
TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

11

† Email: R.Morelos-Zaragoza@IEEE.org

## Modulation Diversity

- Wittneben [2] proposed a scheme for *simulcast* systems:



- Multiple base stations transmit simultaneously the same message (macro-diversity)

**“Simulcast is a variant of transmitter diversity”**

TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

12

## Tarokh Scheme: STBC with $N > 2$

- Tarokh [5] noted that Alamouti scheme is a special case of a **complex orthogonal design (COD)**

- “Find an **orthogonal** transmission matrix, with maximum diversity  $\delta$  and rate  $R$  (symbols/channel use)”
- Orthogonal means

$$\mathbf{H}_N \mathbf{H}_N^H = \gamma (|s_1|^2 + |s_2|^2 + \dots + |s_N|^2) \mathbf{I}$$

where  $\gamma$  is a constant

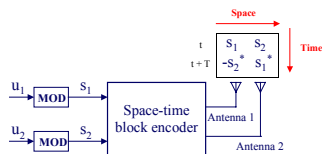
- Tarokh proved that the only *optimal* full-diversity (i.e., with  $\delta = N$ , for  $N$  transmit antennas) full-rate ( $R=1$ ) design is Alamouti scheme ( $N=2$ ) !!
  - For  $N > 2$ , full diversity only possible with  $R < 1$
  - No general COD is known in the case of  $N > 2$

TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

24

## Alamouti Scheme (1)

- Basic idea: Transmit two symbols, over two time slots, over two antennas (1 symbol/channel use)



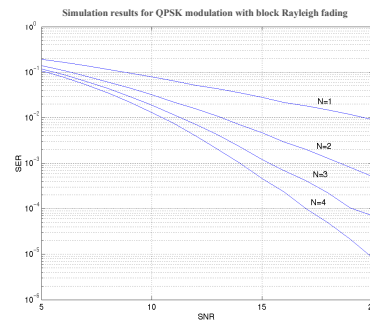
Time  $t$ :  $s_1$  and  $s_2$  transmitted from antennas 1 and 2, resp.

Time  $t+T$ :  $-s_2^*$  and  $s_1^*$  transmitted from antennas 1 and 2, resp.

TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

17

## Performance of STBC



TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

27

## Alamouti Scheme (2)

- Receiver: Linear combining and *separate* ML decoding
- Compared to two-antenna *receive diversity*:
  - **Same diversity factor** of two (slope in BER/SER curve)
  - **3 dB loss** (half power transmitted per antenna)
  - Only one RF front end needed at receiver
  - Be careful when comparing the performance of (pure) transmit diversity with that of receive diversity

TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

18

## Quasi-Orthogonal Designs

- Main idea:
  - Reduced orthogonality (diversity) and increased rate**, through the use of complex **quasi-orthogonal** designs
- Preliminary results show promise [9]. Example for  $N=4$ ,  $R=1$ ,  $\delta=2$ :

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{12} & A_{34} \\ -A_{34}^* & A_{12}^* \end{bmatrix}$$

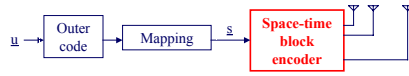
- However, signal processing complexity at receiver increases. In the above example, symbols are processed in pairs

TDT by R. Morelos-Zaragoza (SONY CSL/ATL)

28

## Concatenated Coded STBC

- Use a powerful outer code, such as capacity-achieving:
  - Binary turbo or LDPC codes
  - Turbo TCM
- Inner code: STBC



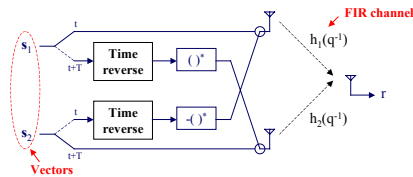
- Outperforms space-time trellis codes
- See, for examples, [14] and [15]

## Universal Space-Time Codes [19]

- Receiver does not know the number of transmit antennas,  $N$ 
  - Use an upper bound on  $N$
  - Layered coding
  - Decoder same regardless of  $N$
  - No channel knowledge (but lose 3 dB)
- Adapt coding rate according to channel conditions
  - Nested codes: Codewords for  $J < N$  antennas must lie in a subspace of the code space  $\Omega$  for  $N$  antennas
  - $J$ -antenna codes are *subspace-punctured* versions of  $\Omega$

## Alamouti for ISI Channels

- Alamouti scheme with *time reversal* [10]



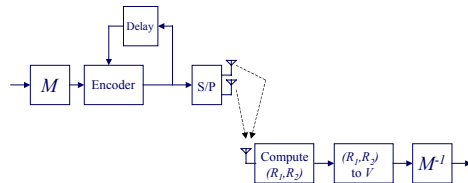
- **Main idea:**  
Manipulate signal vectors to make noise and symbol sequences **uncorrelated** at the receiver (Matched filter and MLSE)

## References (1)

1. J.G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
2. A. Wittneben, "Basestation Modulation Diversity for Digital SIMULCAST," *Proc. IEEE VTC '91*, pp. 848-853, 1991.
3. S.M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE JSAC*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
4. V. Tarokh et al., "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
5. V. Tarokh et al., "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
6. T. Hattori et al., "Multitransmitter Multicast Digital Signal Transmission by Using Frequency Offset Strategy in Land Mobile Radio-Telephone," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. VT-27, pp. 231-238, 1978.
7. Hiroike et al., "Combined Effects of Phase Sweeping Transmitter Diversity and Channel Coding," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. VT-41, pp. 170-186, 1992.
8. M. Stege et al., "On the Performance of Space-Time-Block Codes," *Proc. IEEE VTC Spring 2001*, vol. 3, pp. 2282-2286, 2001.
9. H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 49, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2001.
10. E. Lindskog and A. Paulraj, "A Transmit Diversity Scheme for Channels with Intersymbol Interference," *Proc. ICC '00*, pp. 307-311, 2000.

## Differential Space-Time Modulation [17, 18]

- $N=2$  transmit antennas [17]



- Generalized by using *unitary matrix groups* [18]

## References (2)

11. N. Al-Dhahir, "Finite-Length MIMO Decision Feedback Equalization for Space-Time Block-Coded Signals over Multipath-Fading Channels," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. 50, no. 4, pp. 1176-1182, July 2001.
12. A.F. Naguib et al., "Applications of Space-Time Block Codes and Interference Suppression for High Capacity and High Data Rate Wireless Systems," *Proc. 1998 Asilomar Conf.*, pp. 1803-1810, 1998.
13. G.J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-element Antennas," *Bell Labs Tech. J.* 1996, no. 1, 41-59, 1996.
14. G. Bauch, "Concatenation of Space-Time Block Codes and "Turbo"-TCM," *Proc. ICC '99*, pp. 102-106, 1999.
15. T.H. Liew et al., "Concatenated Space-Time Block Codes and TCM, Turbo TCM, Convolutional as well as Turbo Codes," *Proc. GLOBECOM '00*, vol. 3, pp. 1829-1833, 2000.
16. K.I. Pedersen, "A Simple Downlink Antenna Array Algorithm Based on a Hybrid Scheme of Transmit Diversity and Conventional Beamforming," *Proc. VTC 2001*, pp. 58-62, 2001.
17. V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity," *IEEE JSAC*, vol. 18, no. 7, pp. 1169-1174, July 2000.
18. B.L. Hughes, "Differential Space-Time Modulation," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, no. 7, pp. 2567-2578, Nov. 2000.
19. P. Maurer and V. Tarokh, "Transmit Diversity when the Receiver does not know the Number of Transmit Antennas," *Proc. WPMC '01*, pp. 881-886, 2001.

# 時空間領域における符号化

井坂 元彦 ( 関西学院大学 )†

ニューズレターへの寄稿に際して、ワークショップで使った資料の要約を行った。日々進展する本分野を的確に論じることは、私の力量ではとても無理な作業であり、基礎的事項をまとめた程度であることを御承頂きたい。このため、多くの重要な研究課題成果には触れていないが、せめて初心者のための論文ガイドくらいにはなっていて欲しい。また筆者の浅学による不備などにお気づきの方は、ご指導下さい。

## 1 はじめに

マルチパスフェージングが生じる無線伝搬路において、信頼性の高い通信品質を確保する有力な手法として、特に下り回線における送信ダイバーシティ手法の検討が、ここ数年盛んに行われている。とりわけ、時空間領域における符号化とその関連技術に関する論文数は顕著で、情報理論、通信系の国際会議の多くのセッションを占めており、現在符号研究のもっともアクティブな分野となっている。

時空間符号化では、複数の送信端 ( アンテナ ) に跨った符号化を行うことで、ダイバーシティ利得と共に符号化利得を得るが、空間的な次元が付加されたことで符号設計の自由度が飛躍的に大きくなる。しかし、これまでの時間領域の符号化に関する成果の蓄積を拡張することで、比較的通しよく研究が進展してきた ( と筆者には思われる ) 。

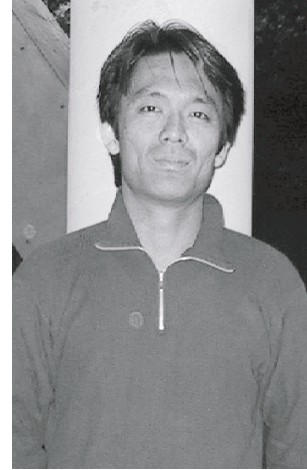
## 2 時空間通信路

### 2.1 通信路モデル

送信アンテナ数を  $n_T$ 、受信アンテナ数を  $n_R$  とする。 $\mathcal{X} \subseteq \mathbb{C}$  を通信路への入力アルファベットとして、時刻  $t$  において、 $i$  ( $1 \leq i \leq n_T$ ) 番目のアンテナから送信される複素信号を  $x_{t,i}$  と記す。送信信号ベクトルとして、 $\mathbf{x}_t = (x_{t,1}, x_{t,2}, \dots, x_{t,n_T})^T \in \mathcal{X}^{n_T}$  を定義した上で、対応する時点  $t$  における受信信号ベクトル  $\mathbf{y}_t = (y_{t,1}, y_{t,2}, \dots, y_{t,n_R})^T \in \mathbb{C}^{n_R}$  が以下のように書かれるモデルを考える

$$\mathbf{y}_t = \sqrt{E_s} \mathbf{H}_t \mathbf{x}_t + \mathbf{z}_t \quad (1)$$

但し、 $\mathbf{H}_t \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$  は時点  $t$  における通信路行列で、その  $(i, j)$  要素は送信アンテナ  $i$  と受信アンテナ  $j$  間の通信路のフェージングによる乗法的雑音で、通常無相関な平均 0、各次元分散が 0.5 の複素ガウス変数とする。また  $\mathbf{z}_t = (z_{t,1}, z_{t,2}, \dots, z_{t,n_R})^T \in \mathbb{C}^{n_R}$  は、加法性複素ガウス雑音である。



ここである時間幅  $N \gg n_T, n_R$  を 1 フレームが占めるものとし、送信信号及び受信信号を行列として  $\mathbf{X} = (\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N) \in \mathcal{X}^{n_T \times N}$ 、 $\mathbf{Y} = (\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_N) \in \mathbb{C}^{n_R \times N}$  及び  $\mathbf{Z} = (\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_N) \in \mathbb{C}^{n_R \times N}$  とし、 $\mathbf{H}_t$  がフレーム内で変化しない ( quasi-static fading: QF ) 通信路では、

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (2)$$

と書ける。

この多入力多出力 ( Multi-Input/Multi-Output: MIMO ) 通信路の通信路容量は  $n_T$  と  $n_R$  を共に増やすことで、線形的に増大することが示されており [1, 2]、時空間領域における符号化研究の大きな契機となった。

また同時に Foschini は階層的に送信語をアンテナ間に分割して送信し、判定帰還干渉除去を行う BLAST ( Bell-Labs Layered Space-Time ) アーキテクチャ [3] を示しており、容量の緊密な下界を漸近的に実現する。

## 3 時空間 (トレリス) 符号化

### 3.1 時間領域におけるトレリス符号

フラットレイリーフェージング環境下で送受信アンテナが一本ずつの場合 ( $n_T = n_R = 1$ ) のトレリス符号の設計を考える。また無限長のインタリーバが送受信端で用いられる等価的な高速フェージング通信路を想定する。受信側にて通信路情報が既知として、同期検波及び最尤復号を行うとき、送信符号語  $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \dots, c_N)$  と他符号語  $\mathbf{e} = (e_1, e_2, \dots, e_N) \neq \mathbf{c}$  に関するペアワイズ誤り率

† 関西学院大学 理工学部 情報科学科, 〒 669-1337 兵庫県三田市学園 2-1, tel: 0795-65-7952, fax: 0795-65-9077, isakam@ksc.kwansei.ac.jp

$p(c \rightarrow e)$  は、各通信路状態に対する誤り率の期待値をとることで、以下の式にて与えられる [4]

$$p(c \rightarrow e) \leq \left( \prod_{i \in \mu(c, e)} \frac{E_s}{4N_0} |c_i - e_i|^2 \right)^{-1} \quad (3)$$

但し、 $\mu(c, e)$  はシンボルを単位としたハミング距離であり、シンボル距離 (symbol distance) と呼ばれる。式 (3) から、 $E_s/N_0$  の増大に伴って、ビット誤り率はシンボル距離  $d(c \rightarrow e)$  に対して指数的に減少し、さらに積距離 (product distance)

$$d_P(c, e) = \prod_{i \in \mu(c, e)} |c_i - e_i|^2 \quad (4)$$

に反比例することが理解される。誤り率を示すグラフ上で傾きを定めることから、符号設計の上ではまず時間ダイバーシティの次数を与えるシンボル距離を最大化し、その後積距離すなわち符号化利得に優れた符号を通常選択する。

なおトレリス複雑度がそれほど問題とならず、シンボル距離をある程度大きくとれる場合には、通信路はガウス性に漸近するため、AWGN 通信路と同じく符号系列間のユークリッド距離が重要となる。

### 3.2 時空間符号化：設計規範

送信符号語  $C = (c_1, c_2, \dots, c_N)$  が送信された場合に、受信側の復号器が  $E = (e_1, e_2, \dots, e_N) \in \mathcal{C}$  を復号する事象のペアワイズ誤り率  $p(C \rightarrow E)$  により、設計規範が導出される [5, 6]。

フェージング速度が十分に速く、 $H_t$  が各時点で独立に生起する場合は、前節の時間領域における符号化と扱いは同様である。このとき、 $\mu(C, E) = \{i : c_i \neq e_i, 1 \leq i \leq N\}$  とし、シンボル距離を  $d_S(C, E) = |\mu(C, E)|$  とし、ペアワイズ誤り率  $p(C \rightarrow E)$  について 3.1 章と同様の計算を施すと、

$$p(C \rightarrow E) \leq \prod_{i \in \mu(C, E)} \left( |c_i - e_i|^2 \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-n_R} \quad (5)$$

よって、ダイバーシティの次数は  $d_S(C, E) \cdot n_R$  で与えられ、時間領域におけるシンボルを各アンテナから送信される  $n_T$  シンボル単位として扱うにすぎない。符号化利得についても同じくベクトル単位で定義される積距離により決定される。このため高速フェージング通信路では、トレリス複雑度を増すことで任意に大きなダイバーシティを得られることになる。

QF 通信路においては、ペアワイズ誤り率  $p(C \rightarrow E)$  に対して類似の計算を行うことで、

$$p(C \rightarrow E) \leq \left( \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-r \cdot n_R} \left( \prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-r} \quad (6)$$

を得る [5]。ここで  $D = C - E$  とし、 $r$  は  $DD^\dagger$  の階数或いは単に  $D$  の階数であり、 $\lambda_i$  は  $DD^\dagger$  の固有値であ

る。よって、ダイバーシティ次数の上限は  $n_T \cdot n_R$  で、この値を与えるよう符号を構成するのが一般的であり (これを満たすとき、フルダイバーシティであるという)、その後符号化利得最大化のため、 $DD^\dagger$  の固有値の積、すなわち行列式の最大化を行う。なお、 $DD^\dagger$  及び  $D$  の階数が  $n_T$  より小さい場合は、通信路が重畳される際に、通信路行列  $H$  の要素に依存して、符号語が縮退してしまうことに注意されたい。

これらの設計規範の導出と共に、文献 [5] では特に準静的フェージング通信路において最大のダイバーシティ利得を与え、符号化利得にも優れた符号を  $n_T = 2$  の場合に手作業にて構成している。これらはトレリスを基調として与えられているため、各受信アンテナにおける受信信号から容易にビタビ復号によって最尤復号が実現される。

また、時空間符号について以下の限界が併せて示されている

- $\mathcal{X}$  として  $2^M$ -ary の信号点を用いた場合、フルダイバーシティを満たす符号の符号化率の上界は  $M$  b/s/Hz (ビット/シンボル/ヘルツ) である。 $\mathcal{C}$  がこの上界を満たすとき、フルレート (full rate) であるという。
- 送信ダイバーシティ利得が  $r$  で符号化率が  $R$  b/s/Hz の場合には  $\mathcal{C}$  のトレリス状態数は少なくとも  $2^{R(r-1)}$  以上である。

Tarokh らが示した符号はこれらの限界を満足しており、この意味において符号化率、ダイバーシティ、トレリス複雑度、信号点のサイズの最適なトレードオフを実現している。

一例として、 $n_T = 2$  で QPSK 変調を用いた場合の 8 状態の符号のトレリスを図 1. に示す。これは  $\mathbb{Z}_4$  上の符号であり、時点  $i$  における入力を  $(a_{t,1}, a_{t,2}) = \{0, 1\}^2 \in \mathbb{Z}_4^2$  かつ  $\mathbf{a}_t = (a_{t,1}, a_{t,2}, a_{t-1,1}, a_{t-1,2}, a_{t-2,1})$  としたとき、 $\mathbf{c}_t = (c_{t,1}, c_{t,2}) = \mathbf{a}_t \mathbf{G}$  なる符号化を経た後、時点  $i$  における送信信号

$(x_{t,1}, x_{t,2}) = (\exp(j\pi c_{t,1}/2), \exp(j\pi c_{t,2}/2)) \in \mathbb{C}^2$  が決定される。ただし、

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 2 \\ 0 & 1 \\ 2 & 2 \end{pmatrix} \quad (7)$$

である。

また、移動通信環境においては移動端末の動きに伴って、フェージングの状況の変化が考えられるが、高速及び低速フェージングの両者においてダイバーシティ利得が確保されることが望ましい。その一例として、多重トレリス符号化 (Multiple TCM) の考え方を用いて、トレリスの 1 ブランチに送信アンテナあたり複数のシンボルが対応するようにして両通信路での時間ダイバーシティを並立させる “smart-greedy” 符号がある [5]。

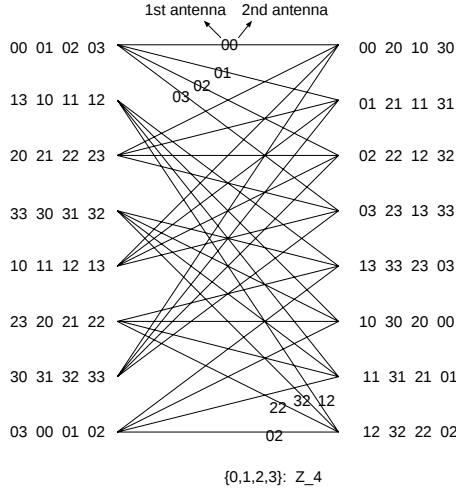


図 1. Trellis of a space-time code:  $n_T = 2$ , QPSK constellations, 2 bits/s/Hz

以上の結果は、通信路情報が受信側で完全に既知であり、フェージングが周波数非選択性であることを前提としていたが、実際の無線通信環境ではこれは相当に理想的な状況である。文献 [7] では、通信路情報の推定が不完全である場合でも、設計規範を適用でき、さらに遅延波がある場合にもフラットフェージング下で保証されたダイバーシティ利得を与えることができることが示されている。また広帯域通信を考える上では、選択性通信路対策として、OFDM との併用 [8] を行うことも有効であろう。受信側で通信路情報を前提としない場合の情報理論的扱い及び信号設計については、[9, 10] を参照されたい。

Tarokh らの設計規範に基づいた、より符号化利得の大きい符号は、各通信路に対して文献 [11, 12] に示されている。しかし一般には、最大の符号化利得指標を満たす時空間符号は GU でないため、状態数または  $n_T$  が大きいと符号の全数探索が困難となりがちである。

そこで、符号がフルダイバーシティを満たすための十分条件を与え、探索領域を小さくすることが有効である。行列  $D$  に対する簡単な制約条件が [5, 13] に見られる。また文献 [14] では、BPSK 変調及び QPSK 変調とした時空間符号  $C$  のフルダイバーシティ性をそれぞれ、 $\mathbb{F}_2$  及び  $\mathbb{Z}_4$  上における行列の階数に帰着した 2 元階数規範 [15] が検討されている。さらに、実数部及び虚数部がそれぞれ  $\mathbb{Z}_{2^k}$  の元として与えられる  $\mathbb{C}$  上の  $2^{2k}$ -QAM 信号点集合  $\chi$  に対して、 $C$  の符号語  $c$  が加群をなす場合に適用可能な、 $\Sigma_0$  規範が拡張として知られている。これらの結果により、従来知られている有限体上で構成された最小 (自由) 距離に優れた符号を直接的に用いてフルダイバーシティを確保でき、複素数体上で直接的に符号を構成する問題が回避される。

### 3.3 符号化利得の最適化

Tarokh らが示した設計規範 [5] は有用であるが、最悪時 (時間領域でいう最小距離) のペアワイズ誤り率の近似によるものであり、符号化利得の面でより優れた符号を探索しやすい設計規範が望まれる。特に、符号化利得の指標で

ある  $\theta = \prod_{i=1}^{n_T} \lambda_i$  に関する上界と下界を計算法を提示した上で、優れた符号を示したものに文献 [16, 17] が挙げられる。これは、時空間領域での距離スペクトルに相当するものを考慮したものと捉えられる。なお、距離スペクトルの効率的な計算法を示した文献 [18] によれば、特に受信アンテナ数が少ない場合には、誤り率特性と距離スペクトルの間には極めて密接な関わりが存在する。

なお、距離スペクトルに基づいて特性評価を行う場合でも、通常のユニオンバウンドを適用すると誤り率の上界は緊密さに大きく欠けてしまい、また誤り事象が膨大となってしまう。このため、実際の特性を反映した誤り率の推測値を求める上では、誤り事象の制限や、過大な数値を上から抑えるなどの手法を用いる必要がある [18, 19]。

また、 $DD^\dagger$  の固有値の分布に着目して、符号化利得の向上を図ったものに文献 [20, 21] がある。

送受信アンテナが十分な数を利用できる場合には、フェージングの速度を問わず、実効的な通信路はガウス性に漸近する。このため、設計規範として符号語間の自乗ユークリッド距離である  $DD^\dagger$  のトレースが重要度を増すことになる [22, 23]。

### 3.4 時空間ターボ符号化

時空間符号を用いた並列接続符号化、または内符号として用いた直列接続符号化と反復復号を組み合わせることで、特性の改善を目指す検討も多くなされている [24, 25] が、単純な手法ではフルダイバーシティ、フルレート性のいずれかが犠牲になってしまう。これらを両立させる手法としてはフルレートの符号化を行い、2 元階数規範または  $\Sigma_0$  規範を満たすまでインタリーバを変えて符号の生成を繰り返すことが考えられている [26, 27]。このような時空間ターボ符号は、通信路の変動に対してロバストな面がある。

## 4 時空間ブロック符号

Alamouti に端を発する送信ダイバーシティ手法は「時空間ブロック符号」と呼ばれているが、通常の「符号化」とは意味合いがやや異なっている。しかし、その簡素さから実用的には今後重要度を増すように思われる。

### 4.1 Alamouti の手法

$n_T = 2$  の場合に、簡易な送信ダイバーシティを実現する手法として、Alamouti [29] は、 $x_1, x_2 \in \chi$  として、

$$C = \begin{pmatrix} x_1 & x_2^* \\ x_2 & -x_1^* \end{pmatrix} \quad (8)$$

なる信号を両アンテナから 2 時点にかけて送信する手法を示した。この場合、信号点集合  $\chi$  は任意であるが、各送信アンテナの信号ベクトルが直交していることにより、受信側で雑音の増幅を伴わずに線形演算のみで最尤復号を実

現できる．これは原理的に最大比合成による受信ダイバーシティと等価で，受信側での信号対雑音比を最大とするものと解釈される．本手法では符号化利得が得られないために，これを内符号として扱い，外符号を用いて特性を改善することが必要となる．外符号から見た等価的な通信路の性質から，外符号としては通常のトレリス符号などガウス性通信路に対して最適化された符号を用いることで十分である [30, 31]．このような接続符号化で，アンテナ数が比較的少ない場合は，同等程度の複雑度を有する時空間トレリス符号化より良好な特性を与えることが報告されている [36]．

## 4.2 時空間ブロック符号

Alamouti の手法を一般化したものを総称して「時空間ブロック符号」[33] というが，複素体上の信号設計に関しては，フルレートかつ直交性を与えるのは，Alamouti の  $n_T = 2$  の場合のみであることが示される [33]．このため  $n_T > 2$  の場合については，直交性を保ちつつ符号化率を下げるか [33]，あるいはフルレートを保ったまま直交性を犠牲とするか [35] の選択をする必要がある．

後者の場合はフルレートであるが，フルダイバーシティを与えておらず，かつ各アンテナからの送信信号ベクトルに直交性が成立しないため，復号に必要とされる複雑度が増大してしまう．このため，Alamouti の手法を繰り返し用いて擬似直交送信信号を生成してやるのが有効となる [35]．

また  $n_R > 2$  の場合は，その信号設計手法から本質的に通信路容量の劣化が免れず，低複雑度の復号に対する代償となっている．このため，情報量的に有利で，検出の比較的容易な送信ダイバーシティ手法の検討も盛んになっている [37, 38]．

## 5 おわりに

ワークショップでの配布資料の更新（修正）が，個人的事情により滞ったことを参加者の方々にこの場を借りてお詫び申し上げたい．筆者の興味の揺り戻しもあることから，資料を活用されたい方がおられ，かつ激励を頂くようなことがあれば，必要箇所を加筆修正の上ネット上で公開する（かも知れない）．

## 参考文献

- [1] G.J. Foschini and M. Gans, "On the limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Mar. 1998.
- [2] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Europ. Trans. Telecommun.*, vol.10, no.6, pp.585-595, Nov.-Dec. 1999.
- [3] G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.1, no.2, pp.41-59, 1996.
- [4] D. Divsalar and M.K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channel: Performance criteria," *IEEE Trans. Commun.*, vol.36, no.9, pp.1004-1012, Sep. 1988.
- [5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code constructions," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.44, no.2, pp.744-765, Mar. 1998.
- [6] J.-C. Guey, M.P. Fitz, M.R. Bell, and W.-Y. Kuo, "Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels," in *IEEE Vehicular Technology Conf.*, Atlanta, GA, pp.136-140, 1996.
- [7] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths," *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.2, pp.199-207, Feb. 1999.
- [8] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels," in *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC98)*, pp.2232-2236, 1998.
- [9] T.L. Marzetta and B.M. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.45, no.1, pp.139-157, Jan. 1999.
- [10] B.M. Hochwald and T.L. Marzetta, "Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.46, no.2, pp.543-567, Mar. 2000.
- [11] S. Baro, G. Bauch, and A. Hamsmann, "Improved codes for space-time trellis-coded modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol.4, no.1, pp.20-22, Jan. 2000.
- [12] W. Firmanto, B. Vucetic and J. Yuan, "Space-time TCM with improved performance on fast fading channels," *IEEE Commun. Letters*, vol.5, pp.154-156, Apr. 2001.
- [13] J. Grimm and M.P. Fitz, "Further results on space-time coding for Rayleigh fading," presented at *WCNC98*, 1998.
- [14] A.R. Hammons, Jr., and H. El Gamal, "On the theory of space-time codes for PSK modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.48, no.2, pp.524-542, Mar. 2000.
- [15] Y. Liu, M.P. Fitz and O.Y. Takeshita, "A rank criterion for QAM space-time codes," submitted to *IEEE Trans. Inform. Theory*, July 2000.
- [16] R. Blum, "New analytical tools for designing space-time convolutional codes," submitted to *IEEE Trans. Inform. Theory*, Feb. 2000.
- [17] Q. Yang and R.S. Blum, "Optimum space-time convolutional codes," in *Proc. of WCNC*, 2000.
- [18] D. Aktas and M.P. Fitz, "The distance spectrum of space-time trellis coded modulations in quasi-static Rayleigh fading channels," submitted to *IEEE Trans. Inform. Theory*.
- [19] A. Stefanov and T.M. Duman, "Performance bounds for space-time trellis codes," in *Proc. of ISIT2001*, Washington D.C., June 2001.
- [20] D.M. Ionescu, "New results on space-time code design criteria," in *Proc. of IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, New Orleans, LA, Sep. 1999.
- [21] D.M. Ionescu, K.K. Mukkavilli, Z. Yan and J. Lilleberg, "Improved 8- and 16-state space-time codes for 4PSK with two transmit antennas," *IEEE Commun. Letters*, 2001.

- [22] E. Biglieri and A. Tulino, "Designing space-time codes for a large number of receiving antennas," presented at *CISS2001*, Princeton, NJ, March 2001.
- [23] Z. Chen, J. Yuan and B. Vucetic, "Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels," *IEE Electronics Letters*, vol.37, pp.440-441, Feb. 2001.
- [24] A. Stefanov and T.M. Duman, "Turbo coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity over block fading channels: system model, decoding approaches, and practical considerations," *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol.19, no.5, pp.958-968, May 2001.
- [25] K. Narayanan, "Turbo decoding of concatenated space-time codes," in *Proc. of the 37th Allerton Conference on Commun., Control, and Computing*, Monticello, IL, Sep. 1999.
- [26] H. Su and E. Geraniotis, "Space-time turbo codes with full antenna diversity," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.1, pp.47-57, Jan.2001.
- [27] Y. Liu, M.P. Fitz and O.Y. Takeshita, "Full rate space-time turbo codes," *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol.19, no.5, pp.969-980, May 2001.
- [28] G. Caire and G. Colavolpe, "On space-time coding for quasi-static multiple-antenna channels," submitted to *IEEE Trans. Inform. Theory*, Mar. 2001.
- [29] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.44, no.10, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [30] S.M. Alamouti, V. Tarokh and P. Poon, "Trellis-coded modulation and transmit diversity: design criteria and performance evaluation," in *Proc. of ICUPC98*, Sep. 1998.
- [31] G. Bauch, "Concatenation of space-time block codes and "turboTCM" ," in *Proc. of IEEE International Conference on Communications (ICC99)*, pp.1202-1206, June 1999.
- [32] S. Sandhu and A. Paulraj, "Space-time block codes versus space-time trellis codes," in *Proc. of IEEE ICC2001*.
- [33] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.45, no.4, pp.1456-1467, July 1999.
- [34] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.17, no.3, pp.451-460, Mar. 1999.
- [35] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.1, pp.1-4, Jan. 2001.
- [36] S. Sandhu and A. Pauraj, "Unified design of linear space-time block codes," in *Proc. of GLOBECOM2001*, San Antonio, TX, Nov. 2001.
- [37] U. Wachsmann, J. Thielecke, and H. Schotten, "Exploiting the data-rate potential of MIMO channels: Multi-stratum space-time coding," preprint.
- [38] B. Hassibi and B. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time," submitted to *IEEE Trans. Inform. Theory*, Aug. 2000.

## 特集付記

記

本ワークショップで講演された北海道大学の大鐘武雄先生は、その講演内容が電子情報通信学会無線通信システム研究会での内容とほぼ同じと言う事でご執筆を辞退されました。その文献を下記に示します。

西村寿彦, 大鐘武雄, 小川恭孝, "MIMO チャネルでのSDMA 下り回線ビーム形成法," 信学技報, RCS2001-155, pp. 23-30, Oct. 2001.

## 第25回情報理論とその応用シンポジウム (SITA2002)

下記の要領で SITA2002 を開催致します。多数の方々の御参加及び論文発表をお待ちしております。なお、申込み方法、必要書類、宿泊地等の詳細については下記の事務局ホームページを御覧下さい。

期日：平成 14 年 12 月 10 日 (火) ~ 13 日 (金)  
(12 月 10 日は電子情報通信学会情報理論研究会を開催予定)

会場：群馬県 伊香保温泉 ホテル天坊  
〒 377-0195 群馬県北群馬郡伊香保町 396-20  
Tel.: [0279] 72-4489 Fax.: [0279] 72-4611  
上越線 (特急) 渋川駅からバス約 20 分で見晴下車。車では関越自動車道 渋川伊香保 IC より伊香保へ約 20 分。  
ホームページ: <http://www.tenbo.com/>

分野：情報理論基礎, シャノン理論, 符号理論, 情報源符号化、通信路符号化, データ圧縮, 符号化変調, 情報理論応用, 暗号, 情報セキュリティ, 系列, 確率過程, 画像・音声処理, 通信方式, 信号処理、情報ネットワーク, 光通信理論, スペクトル拡散通信, ニューラルネットワーク, 記録素子用の符号化・信号処理, 量子情報理論, 量子符号・暗号, その他

参加・発表申込締切：9 月 24 日 (火)

最終原稿締切：10 月 16 日 (水)

問合先：〒 152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1  
東京工業大学 大学院理工学研究科  
集積システム専攻 植松研究室内  
SITA2002 実行委員会事務局  
Tel.: [03] 5734-3243 FAX.: [03] 5734-2905  
E-mail: [sita2002\\_jim@comm.ss.titech.ac.jp](mailto:sita2002_jim@comm.ss.titech.ac.jp)  
ホームページ: <http://www.sita.gr.jp/SITA2002/>

その他：SITA2002 への参加・発表申し込みについては、SITA2002 ホームページをご覧ください。インターネットをお使いでない方には、郵便で書類をお送りしますので、事務局までご連絡下さい。

主催：情報理論とその応用学会

共催：電子情報通信学会基礎・境界ソサイエティ情報通信基礎サブソサエィ(IT, ISEC, SST, ITS 各研究専門委員会),  
IEEE Information Theory Society, Japan Chapter

## 2002 年度第 1 回理事会報告

日時：2002 年 3 月 16 日（土）14:00-17:00

場所：早稲田大学理工学部 51 号館 2 階（東京都新宿区）

議題：

- (1) 2001 年度第 3 回理事会議事録確認
- (2) 2002 年度役員の承認について
- (3) 2001 年度会計報告
- (4) 2001 年度事業報告
- (5) 2001 年度ニューズレター発行報告
- (6) SITA2001 開催報告・決算報告
- (7) ISITA2000 会計最終報告

- (8) 時空間ワークショップ最終会計報告
- (9) 2002 年度予算案
- (10) 2002 年度事業計画
- (11) 2002 年度ニューズレター発行計画
- (12) SITA2002 開催計画
- (13) ISITA2002 開催計画
- (14) ISIT2003 準備状況について
- (15) SITA 奨励賞選考について
- (16) SITA ホームページの開設について
- (17) 新規入退会者の承認について
- (18) その他

## 情報理論とその応用学会 2002 年度役員

### 顧問

辻井 重男 （中央大）  
 笠原 正雄 （大阪学院大）  
 今井 秀樹 （東京大）  
 原島 博 （東京大）  
 Shu Lin （ハワイ大）

有本 卓 （立命館大）  
 平澤 茂一 （早稲田大）  
 田中 初一 （神戸大）  
 韓 太舜 （電通大）

### 会長

中川 正雄 （慶應大）

### 副会長

井原 俊輔 （名古屋大）

坂庭 好一 （東京工業大）

### 理事

#### 無任所

藤原 融 （阪大）

笹瀬 巖 （慶應大）

#### 庶務

中川 健治 （長岡技科大）

山崎 浩一 （玉川大）

#### 会計

地主 創 （青山学院大）

川端 勉 （電通大）

#### 編集

杉村 立夫 （信州大）

大橋 正良 （KDDI）

#### 企画

鎌部 浩 （岐阜大）

西島 利尚 （法政大）

### 監事

中村 勝洋 （千葉大）

小林 欣吾 （電通大）

## 幹事

### 無任所

稲葉 宏幸 (京都工芸大)

大槻 知明 (東京理科大)

大濱 靖匡 (九州大)

山里 敬也 (名古屋大)

### 庶務

小林 学 (早稲田大)

眞田 幸俊 (慶應大)

### 会計

渋谷 智治 (東工大)

有村 光晴 (電通大)

### 編集

野上 保之 (岡山大)

村田 英一 (京都大)

### 企画

村松 純 (NTT)

井坂 元彦 (関西学院大)

## 評議員

秋山 良太 (富士通)

荒川 薫 (明治大)

伊丹 誠 (東京理科大)

岩村 恵市 (キヤノン)

植松 友彦 (東工大)

岡 育生 (大阪市立大)

岡本 栄司 (東邦大)

金谷 文夫 (湘南工科大)

河野 隆二 (横国大)

小松 尚久 (早大)

笹野 博 (近畿大)

白木 善尚 (NTT)

鈴木 譲 (大阪大)

高田 豊雄 (岩手県立大)

内匠 逸 (名工大)

常盤 欣一朗 (大阪産業大)

畑 雅恭 (中部大)

松嶋 敏泰 (早大)

森井 昌克 (徳島大)

山岸 篤弘 (三菱電機)

山口 和彦 (電通大)

山本 博資 (東大)

横尾 英俊 (群馬大)

V.K. Bhargava (ビクトリア大)

Han Vinck (エッセン大)

B.S.Vucetic (シドニー大)

## 実行委員長

### SITA2002

坂庭 好一 (東工大)

### ISITA2002

森 真作 (日本工大)

小川 明 (名城大)

## インターネット契約担当

山本 博資 (東大)

## 編集後記

今号のワークショップ特集は二回目となります。41号で初めて特集を行ったのですが、なかなか執筆して頂く原稿が揃わず、早い時期に原稿を送って下さった著者の一人から何時掲載されるのか質問を受けた事があります。今回特集したワークショップは昨年の11月のはじめに開催されたのですが掲載を5月以降と予定していたため、執筆していただく原稿の締め切りを今年の4月上旬に設定しました。

しかし、年度末と年度始めの忙しさを忘れていました。また、今回ご寄稿して下さった4人の方のうち2人の方がその所属を変えられています。2月頃に締め切りを設定しておいたほうが著者の方々にも負担が少なかったのではと後悔しています。紙面を借り、著者の方々にお礼を申し上げます。

(杉村)

## 編集担当者

### 杉村 立夫 (編集理事)

〒 380-8553 長野市若里 4-17-1

信州大学工学部電気電子工学科

Tel. 026-269-5237

Fax. 026-269-5220

Email tsugimu@gipwc.shinshu-u.ac.jp

### 野上 保之 (編集幹事)

〒 700-8530 岡山市津島中 3-1-1

岡山大学工学部通信ネットワーク工学科

Tel. 086-251-8128

Fax. 086-251-8127

E-mail nogami@cne.okayama-u.ac.jp

### 大橋 正良 (編集理事)

〒 356-8502 上福岡市大原 2-1-15

(株)KDDI 研究所 無線エンジニアリンググループ

Tel. 0492-78-7862

Fax. 0492-78-7521

E-mail ohashi@kddilabs.jp

### 村田 英一 (編集幹事)

〒 152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1

東京工業大学大学院 理工学研究科

電気電子工学専攻

Tel. 03-5734-3573

E-mail murata@mobile.ss.titech.ac.jp

### 情報理論とその応用学会事務局

〒 194-8610 東京都町田市玉川学園 6-1-1

玉川大学工学部情報通信工学科

通信システム工学研究室内, 山崎浩一 気付

Tel: 042-739-8442 (直通)

Fax: 042-739-8858

E-mail: sita-office@hn.is.uec.ac.jp