

I, Rachel Burney, hereby declare:

That I possess advanced knowledge of the Japanese and English languages. The attached Japanese into English translation has been translated by me and to the best of my knowledge and belief, it is a true and accurate translation of the document "100 Mbit/s SDM-COFDM over MIMO Channel for Broadband Mobile Communications."

I declare that all statements made herein of my own knowledge are true, that all statements made on information and belief are believed to be true, and that these statements were made with the knowledge that willful false statements and the like are punishable by fine, imprisonment, or both, under Section 1001 of Title 18 of the U.S. Code.

I certify under penalty of perjury that the foregoing is true and correct.

Executed on July 31, 2020 in St. John, Missouri.



Verify at www.atanet.org/verify

Rachel L. B.
(Affiant's Signature)

Rachel L. Burney
(Affiant's Printed Name)

State of Missouri

County of St. Louis

Subscribed to and sworn before me this 31st day of July, 2020,

by Rachel Burney

[Signature]

Notary Public



100Mbit/s SDM-COFDM over MIMO Channel for Broadband Mobile Communications

Satoshi KUROSAKI[†], Yusuke ASAI[†], Takatoshi SUGIYAMA[†], and Masahiro UMEHIRA[†]

[†] NTT Network Innovation Laboratories
Hikarinooka 1-1, Yokosuka-shi, Kanagawa, 239-0847 Japan
E-mail: [†] kurosaki@wslab.ntt.co.jp

Abstract This paper proposes SDM (Space Division Multiplexed)-COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) scheme that realizes MIMO (Multi Input Multi Output) channel transmission without frequency bandwidth expansion. The proposed scheme improves the degradation due to both mutual channel interference and fading with feedforward control by using the estimated propagation matrix for each OFDM subcarrier. Moreover, the proposed amplitude weight factors based on each channel SNR obtain larger coding gain of soft decision Viterbi decoding. It is clarified that the proposed scheme achieves more than 100 Mbit/s per 20MHz in fading environments by computer simulation.

Key words MIMO, SDM, COFDM, propagation matrix, channel estimation, weighting factor

1. Introduction

Broadband access demand is increasing in recent years with the expansion of internet use. For wireless access, MMAC HiSWANa [1] using the 5 GHz band has a standardized maximum transmission rate of 54 Mbit/s, adopting the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) method using a 20 MHz frequency bandwidth. However, next-generation broadband mobile communication systems require improvement in frequency usage efficiency to attain a transmission rate exceeding 100 Mbit/s.

A potential means for improving frequency usage efficiency is the SDM (Space Division Multiplex) method [2] which attains MIMO (Multi Input Multi Output) channels without expanding the frequency bandwidth. For example, the SDM method places two antennas each for sending and receiving, attaining double the transmission rate. When the HiSWANa subcarrier modulation method and FEC (Forward Error Correction) coding rate are 64 QAM and a 3/4 coding rate respectively, the maximum transmission rate is 54 Mbit/s. Therefore, applying the SDM method to this and multiplexing two channels enables a maximum transmission speed of 108 Mbit/s.

However, with the SDM method the transmission quality greatly degrades because of mutual interference between multiplex channels. And in the mobile transmission environment, delay-wave-induced frequency selection phasing can occur in the wireless communication path, which can also degrade the transmission quality. One means for reducing

transmission quality degradation caused by inter-channel interference is a technology that provides known training symbols in a transmitted TDMA (Time Division Multiple Access) burst, and uses received training symbols to eliminate interference with an adaptive equalizer [2] [3]. However, such conventional technologies have a problem in which the circuit scale increases by applying an adaptive equalizer with complicated calculation.

This report proposes an SDM-COFDM method to resolve the problem above, combining the SDM method and encoded COFDM (Coded OFDM) methods. This proposed method uses the transmission coefficient estimation preamble in the TDMA burst to estimate the transmission coefficient matrix for each OFDM subcarrier, and by multiplying its inverse matrix (hereafter transmission coefficient inverse matrix), simultaneously compensates for the inter-channel interference and phasing in the TDMA burst that includes this preamble. Also, feed-forward makes the circuit configuration simple. Further, by multiplying the amplitude weighted coefficient corresponding to the SNR found from the transmission coefficient inverse matrix for each subcarrier, this proposed method obtains a major error correction effect with soft decision Viterbi decoding. This report reveals that a transmission rate exceeding 100 Mbps is achieved in the 20 MHz bandwidth based on a computer simulation of PER characteristics in this proposed method during frequency selection phasing.

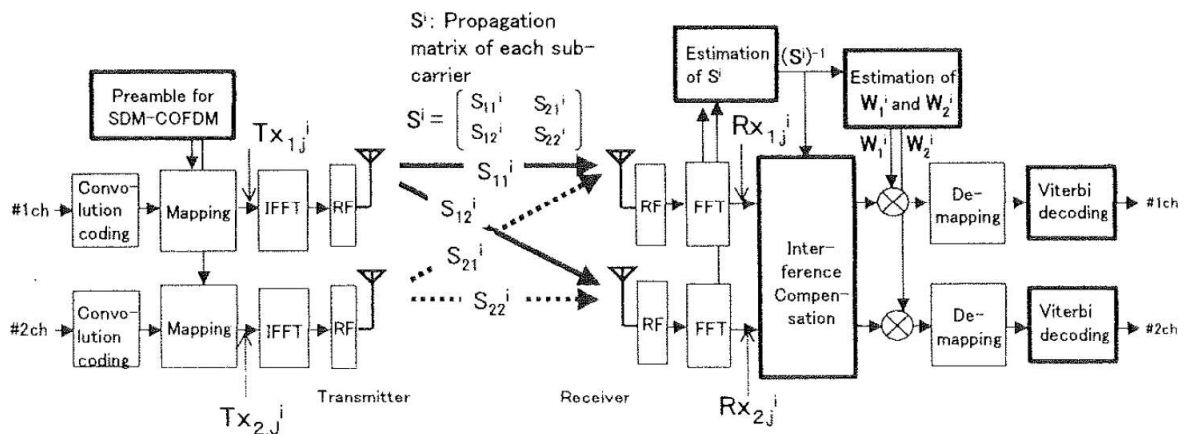


Figure 1

SDM-COFDM method configuration diagram

2. SDM-COFDM method

2.1 SDM-COFDM method configuration

A configuration diagram of the proposed SDM-COFDM method is given in Figure 1. In Figure 1, sending signals for each channel (1ch, 2ch) are convolutionally coded, a preamble for SDM-COFDM is added for each burst, and mapping is performed according to each modulation method. The sending subcarrier signals ($Tx_{1,j}^i$ (1ch), $Tx_{2,j}^i$ (2ch)) are subcarrier signals, and $0 \leq j \leq N$, N are the number of symbols included in each burst, which are the mapping output, will receive IFFT and subcarrier modulation, and are sent from each sending antenna. The receiving side also simultaneously receives signals for both 1ch and 2ch with each receiving antenna. Inter-channel interference (ICI) and frequency selection phasing will drastically degrade the signals for both channels. The received signals for each channel are subjected to subcarrier demodulation and FFT processing. For the receiving subcarrier signals ($Rx_{1,j}^i$ (1ch), $Rx_{2,j}^i$ (2ch)), which are FFT output, an interference compensator improves the degradation caused by inter-channel interference and phasing. The interference compensator output subcarrier signal are multiplied by the amplitude weighted coefficients w_1^i , w_2^i for each subcarrier channel, and are demapped according to each modulation method after synchronous detection. Finally, error correction is performed on the demodulation output using soft decision Viterbi decoding.

2.2 Inter-channel interference model

When a 2-channel sending signal, simultaneously sent and received using a system in Figure 1, is received via a phasing path, it receives interference from sending symbols from another channel. The relationship between the sending subcarrier signal and the receiving subcarrier signal can be expressed using an inter-channel interference model that is modeled after Figure 1. This is given in Figure 2.

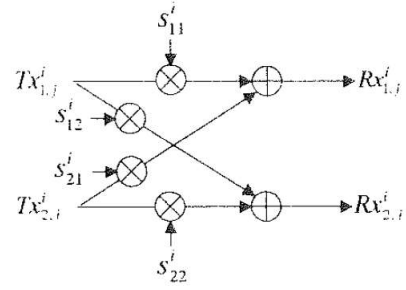


Figure 2 Inter-channel interference model

In Figure 2, S_{11}^i , S_{12}^i , S_{21}^i , and S_{22}^i , are transmission coefficients determined by the transmission path between the sending antenna and the receiving antenna. The subcarrier transmission coefficient matrix S^i having these elements is defined as:

$$S^i = \begin{pmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i \end{pmatrix} \quad (1)$$

And n_1^i and n_2^i are respectively the component of the additive white gaussian noise (AWGN) included in 1ch and 2ch relative to the i th subcarrier. Thus the receiving subcarrier signals $Rx_{1,j}^i$, $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) can be expressed in the following formula using the sending subcarrier signals $Tx_{1,j}^i$, $Tx_{2,j}^i$ and the transmission coefficient matrix S^i :

$$\begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} = S^i \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (2)$$

2.3 Transmission coefficient matrix estimation

The signal sequence for the i th subcarrier in one TDMA burst using the proposed method is given in Figure 3. However, Figure 3 focuses only on the SDM method and omits the preamble for OFDM symbol synchronization. The sending preamble signal for transmission coefficient estimation C^i is common to any TDMA burst when the subcarrier signal is the same. Also, signal with the sign reversed.

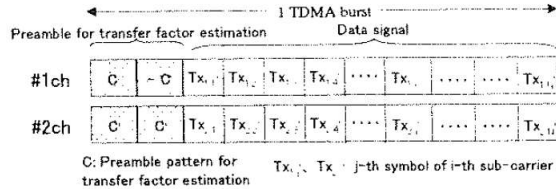


Figure 3 TDMA burst used in SDM-COFDM method

In the interference compensator of the proposed SDM-OFDM system, first the transmission coefficient estimation preamble is used to find the transmission coefficient inverse matrix $(S^i)^{-1}$, which is the inverse matrix of the transmission coefficient matrix S^i . From Figure 2 and Formula (1), the relationship between the sending preamble signals C^i and $-C^i$ (for 1ch) and C^i and $-C^i$ (for 2ch), and their corresponding receiving preamble signals C_{r11}^i , C_{r12}^i , C_{r21}^i , and C_{r22}^i can be expressed as follows:

$$\begin{pmatrix} C_{r11}^i & C_{r12}^i \\ C_{r21}^i & C_{r22}^i \end{pmatrix} = S^i \begin{pmatrix} C^i & -C^i \\ C^i & C^i \end{pmatrix} \quad (3)$$

However, in Formula C the noise component has been omitted, to be considered during the estimation of the amplitude weighted coefficient in Section 2.5. Following Formula (3), the transmission coefficient inverse matrix $(S^i)^{-1}$ can be estimated as follows:

$$(S^i)^{-1} = \begin{pmatrix} C^i & -C^i \\ C^i & C^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{r11}^i & C_{r12}^i \\ C_{r21}^i & C_{r22}^i \end{pmatrix}^{-1} \quad (4)$$

2.4 Feed forward interference compensation

Using the transmission coefficient inverse matrix $(S^i)^{-1}$ found as given above, the sending subcarrier signals $Tx_{1,j}^i$, $Tx_{2,j}^i$ can be found from the receiving subcarrier signals $Rx_{1,j}^i$, $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) as follows:

$$\begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} = (S^i)^{-1} \begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} \quad (5)$$

Using this principle, the channel compensator compensates for mutual interference and phasing received from the receiving subcarrier signal, and can

recreate the original sending subcarrier signal.

2.5 Amplitude weighted coefficient

In the proposed SDM-OFDM method, interference compensation makes the signal amplitude uniform for the receiving subcarrier signal, which makes the likelihood information uniform for the soft decision Viterbi decoding. Thus the error correction effect of soft decision Viterbi decoding is not fully utilized. Therefore, to obtain likelihood information, the amplitude weighted coefficient is estimated from the transmission coefficient inverse matrix $(S^i)^{-1}$ based on the SNR for each channel.

Here, using the model in Figure 3, the receiving subcarrier signals $Rx_{1,j}^i$, $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) can be expressed using the following formula:

$$\begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} = S^i \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (6)$$

Here, if the outputs for 1ch and 2ch of the j th symbol of the i th subcarrier for the interference compensator are, respectively, $T^1x_{1,j}^i$ and $T^1x_{2,j}^i$, then by multiplying each term in Formula 6 by the transmission coefficient inverse matrix $(S^i)^{-1}$ on the left:

$$\begin{pmatrix} T^1x_{1,j}^i \\ T^1x_{2,j}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + (S^i)^{-1} \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (7)$$

is obtained. The amplitude of $T^1x_{1,j}^i$ and $T^1x_{2,j}^i$ is uniform (assuming $\sigma_v^2 = T$), so n_1^i and n_2^i become independent Gauss distributions. Therefore the signal to noise ratio (SNR) for $T^1x_{1,j}^i$ and $T^1x_{2,j}^i$ is:

$$SNR(T^1x_{1,j}^i) = \frac{|T|^2}{\left\{ |s_{11}^i|^2 + |s_{21}^i|^2 \right\} \sigma_v^2} \quad (8)$$

$$SNR(T^1x_{2,j}^i) = \frac{|T|^2}{\left\{ |s_{12}^i|^2 + |s_{22}^i|^2 \right\} \sigma_v^2} \quad (9)$$

Note that σ_v^2 is a dispersion of n_1^i and n_2^i in the complex Gauss distribution, and s_{11}^i , s_{12}^i , s_{21}^i , and s_{22}^i , are respective elements of the transmission

coefficient inverse matrix $(S^i)^{-1}$:

$$(S^i)^{-1} = \begin{pmatrix} s_{11}^i & s_{21}^i \\ s_{12}^i & s_{22}^i \end{pmatrix} \quad (10)$$

To weight the signals after interference compensation in accordance with the amplitude ratio of the received signal, constants are eliminated from Formulas (8) and (9) and the square root is found, as follows:

$$w_1^i = \frac{1}{\sqrt{|s_{11}^i|^2 + |s_{21}^i|^2}} \quad (11)$$

$$w_2^i = \frac{1}{\sqrt{|s_{12}^i|^2 + |s_{22}^i|^2}} \quad (12)$$

In this proposed method, these w_1^i , w_2^i are amplitude weighted coefficients, and are multiplied with the post-interference-compensation signals $T^1x_{1,j}^i$ and $T^1x_{2,j}^i$.

3. SDM-COFDM method performance evaluation

In this section, the effectiveness of the proposed SDM-COFDM method is made clear by a computer simulation of the PER (Packet Error Rate) characteristic evaluation. The parameters in the simulation are given in Table 1. The frequency bandwidth was 20 MHz, and the four modulation methods were QPSK (coding rate 1/2), 16QAM (coding rate 9/16), 64QAM (coding rate 1/2), and 64QAM (coding rate 3/4). The transmission rate per 1 channel for the respective modulation methods were 12 Mbit/s for QPSK (coding rate 1/2) (24 Mbit/s using SDM-COFDM method), 27 Mbit/s for 16QAM (coding rate 9/16) (54 Mbit/s using SDM-COFDM method), 36 Mbit/s for 64QAM (coding rate 1/2) (72 Mbit/s using SDM-COFDM method), and 54 Mbit/s for 64QAM (coding rate 3/4) (108 Mbit/s using SDM-COFDM method). The transmission FFT sample point count was 64, the subcarrier count was 48, the effective symbol length was 3.2 μ s, and the guard interval was 800 ns. The transmission path used an 18 wave Rayleigh fading model used in HIPERLAN/2[4] evaluation, assuming a model with a maximum Doppler frequency of 50 Hz. The delay spread was 50 ns, 100 nsec, and 150 nsec. The phasing in each channel was mutually independent. The depth of interleaving used was 16 bits. The error correction method used convolution coding with a constraint

length of 7 and soft decision Viterbi decoding.

Table 1 Simulation specifications

FFT point	64
Number of sub-carriers / channel	48
Frequency band width	20MHz
Modulation of sub-carriers, coding rate, and transmission rate (SDM-COFDM scheme)	QPSK(R=1/2): 24Mbit/s 16QAM(R=9/16): 54Mbit/s 64QAM(R=1/2): 72Mbit/s 64QAM(R=3/4): 108Mbit/s
Demodulation of sub-carriers	Coherent Detection
OFDM symbol duration	3.2 μ s
Guard Interval	800ns
Multipath Fading	18 ray Rayleigh fading waves (Delay spread = 50ns, 100ns, 150ns, Maximum Doppler Frequency = 50Hz)
Depth of Interleaving	16 bit
Error Correction	Convolution coding and Soft decision Viterbi decoding (constraint length = 7)

Figure 4 gives the PER characteristics in the frequency selection phasing transmission path for the proposed method. For comparison, one channel transmission is also given. Figure 4 shows that using the SDM-COFDM method when the delay spread is 50 ns will result in an error floor appearing near PER = 10^{-3} for 64QAM (coding rate 3/4). But at least near PER = 10^{-3} , compared to 1 channel transmission, it is clear that the transmission rate can be doubled with almost no degrading of the transmission quality. Therefore, a 108 Mbit/s transmission rate was attained using the 64QAM modulation method (coding rate 3/4). With other subcarrier modulation methods, compared to 1 channel transmission, there is actually a maximum of 1 dB improvement in transmission quality. This is probably because the diversity gain from space division multiplex transmission exceeded the residual degradation from inter-channel interference after interference compensation.

When the delay spread is 100 ns, the PER

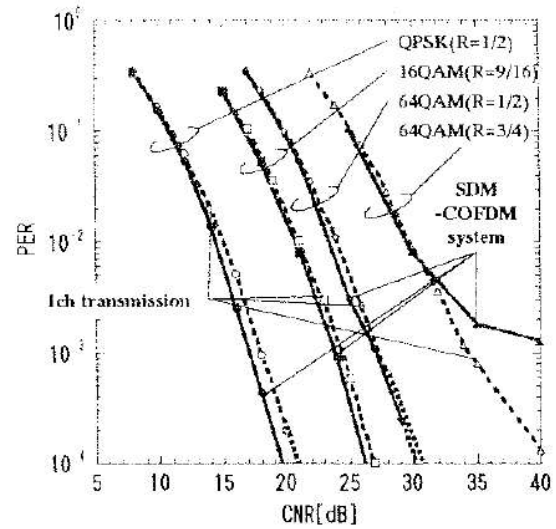
characteristic error floor tends to rise compared to 50 ns. But near $PER = 10^{-1}$, results show that PER characteristics have almost no degradation compared to 1 channel transmission.

4. Summary

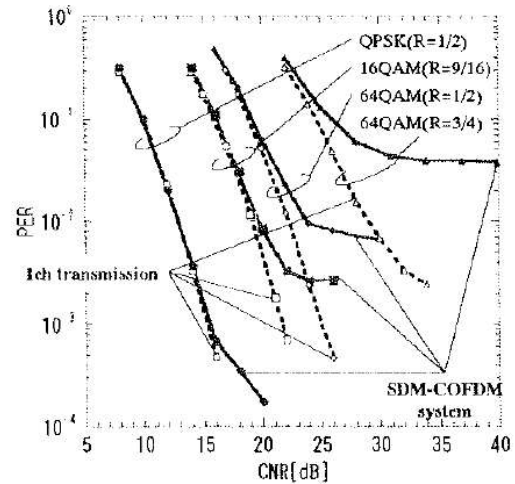
The SDM-COFDM method was proposed, which realizes MIMO channel transmission without frequency bandwidth expansion with SDM. Its performance was evaluated using computer simulation. Using the SDM-COFDM method attained PER characteristics that were nearly unchanged compared to 1 channel transmission, or a maximum gain of about 1 dB, while doubling the transmission rate. In particular, when the modulation method was 64QAM (coding rate 3/4), a transmission rate of 108 Mbit/s was attained in the 20 MHz frequency bandwidth.

Documents

- [1] Association of Radio Industries and Businesses, "Low-Power Data Communication System/Broadband Mobile Access System (HiSWANa) Standard", 2000.
- [2] A. van Zelst, R. van Nee and G. A. Awater, "Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM systems", Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000 VTC 2000-Spring Tokyo, 2000 IEEE 51st, Volume: 2, 2000.
- [3] Masahiro Takahashi, Itsuki Takanashi, Toshinori Tanaka, "Cross Polarization Interference Canceler for Microcellular Mobile Communication", 1995 IEICE Tech. Rep., SST95-26, CS95-33, pp.55-60, May, 1995.
- [4] "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer", ETSI TS 101 475 V1.1.1, April 2000



(a) For 50 ns delay spread



(b) For 100 ns delay spread

Figure 5 PER characteristics in SDM-COFDM method frequency selection phasing transmission path

MIMO チャネルにより 100Mbit/s を実現する 広帯域移動通信用 SDM-COFDM 方式の提案

黒崎 聡[†] 浅井 裕介[†] 杉山 隆利[†] 梅比良 正弘[†]

[†]NTT 未来ねっと研究所
〒239-0847 神奈川県横須賀市光の丘 1-1
E-mail: [†]kurosaki@wslab.ntt.co.jp

あらまし 本報告は、空間多重 (SDM: Space Division Multiplex) により周波数帯域を拡大することなく MIMO (Multi Input Multi Output) チャネルを構成し、広帯域移動通信システムを実現する SDM-COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を提案する。本提案方式は、空間多重する各アンテナ間の伝達係数行列を用いることによって、チャネル間干渉補償とフェージング補償を同時にフィードフォワードで実現するとともに、各チャネルの SNR 比に基づく振幅重み係数を用いて軟判定ビタビ復号による大きな誤り訂正効果を得ることにより伝送品質を改善する。本提案方式の周波数選択性フェージング下における特性を計算機シミュレーションにより評価し、20MHz 帯域幅で最大 100Mbps 以上の伝送速度を達成することを明らかにした。

キーワード MIMO, SDM, COFDM, 伝達係数行列, 伝搬路推定, 重み係数

100Mbit/s SDM-COFDM over MIMO Channel for Broadband Mobile Communications

Satoshi KUROSAKI[†], Yusuke ASAI[†], Takatoshi SUGIYAMA[†], and Masahiro UMEHIRA[†]

[†]NTT Network Innovation Laboratories
Hikarinooka 1-1, Yokosuka-shi, Kanagawa, 239-0847 Japan
E-mail: [†]kurosaki@wslab.ntt.co.jp

Abstract This paper proposes SDM (Space Division Multiplexed)-COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) scheme that realizes MIMO (Multi Input Multi Output) channel transmission without frequency bandwidth expansion. The proposed scheme improves the degradation due to both mutual channel interference and fading with feedforward control by using the estimated propagation matrix for each OFDM subcarrier. Moreover, the proposed amplitude weight factors based on each channel SNR obtain larger coding gain of soft decision Viterbi decoding. It is clarified that the proposed scheme achieves more than 100 Mbit/s per 20MHz in fading environments by computer simulation.

Key words MIMO, SDM, COFDM, propagation matrix, channel estimation, weighting factor

1. まえがき

近年、インターネットの普及の拡大に伴い、ブロードバンドアクセスの需要が高まっている。ワイヤレスアクセスにおいても、5GHz 帯を用いる MMAC HiSWANa[1]では、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式の採用により 20MHz の周波数帯域幅を用いて最大 54Mbit/s の伝送速度が標準化されている。しかし、次世代広帯域移動通信システムにおいて 100Mbit/s 以上の伝送速度を実現するために、周波数利用効率の向上が求められる。

周波数利用効率向上の手段としては、周波数帯域の拡大を行わずに MIMO (Multi Input Multi Output)チャネルを実現する SDM (Space Division Multiplex)方式[2]が有望である。例えば、送受信に 2 本ずつのアンテナを配置する SDM 方式により 2 倍の伝送速度を得られる。HiSWANa は、サブキャリア変調方式と FEC (Forward Error Correction) の符号化率が、それぞれ 64QAM、符号化率 3/4 である場合に、最大 54Mbit/s の伝送速度となるので、これに SDM 方式を適用して 2 チャネルを多重することで、最大 108Mbit/s の伝送速度が実現できる。

しかし、SDM 方式では、多重チャネル間の相互干渉により伝送品質が大きく劣化する。また、移動通信の環境においては、無線通信伝搬路において、遅延波に起因する周波数選択フェージングなどが発生し、これも伝送品質を劣化させる原因となる。チャ

ネル間の相互干渉による伝送品質劣化を軽減する手段としては、伝送する TDMA (Time Division Multiple Access) バーストにおいて、既知のトレーニングシンボルを設け、受信したトレーニングシンボルを用いるアダプティブコライザにより干渉除去を行う技術 [2][3]がある。しかし、これらの従来技術の場合、演算が複雑なアダプティブコライザの適用により回路規模が増大してしまうという問題点がある。

本報告では、上記の問題点を解決するため、SDM 方式と符号化 COFDM (Coded OFDM) 方式を組み合わせた SDM-COFDM 方式を提案する。本提案方式では、TDMA バースト内の伝達係数推定用プリアンプルを用いて OFDM サブキャリア毎の伝達係数行列を推定し、その逆行列（以下伝達係数逆行列と呼ぶ）を乗算することにより、当該プリアンプルが含まれる TDMA バーストにおけるチャネル間の相互干渉とフェージングを同時に補償する。また回路構成はフィードフォワードにより簡易となる。さらに、本提案方式では、サブキャリア毎の伝達係数逆行列から求まる SNR に応じた振幅重み係数の乗算により、軟判定ビタビ復号による大きな誤り訂正効果が得られる。本報告では、周波数選択性フェージング下における本提案方式の PER 特性を計算機シミュレーションにより評価し、20MHz 帯域幅で 100Mbps 以上の伝送速度を達成することを明らかにした。

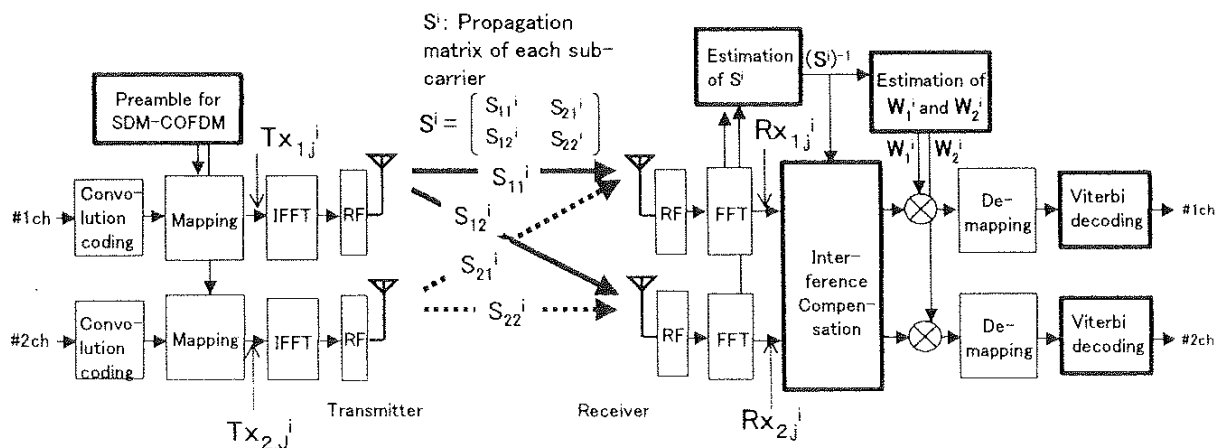


図 1 SDM-COFDM 方式の構成図

2. SDM-COFDM 方式

2.1 SDM-COFDM 方式の構成

提案する SDM-COFDM 方式の構成図を図 1 に示す。図 1 において、各チャネル (1ch、2ch) の送信信号は畳み込み符号化され、バースト毎に付加される SDM-COFDM 用のプリアンブルが付加され、各変調方式に応じたマッピングが行われる。マッピング出力である送信サブキャリア信号 ($Tx_{1,j}^i$ (1ch)、

$Tx_{2,j}^i$ (2ch): i はサブキャリア番号、 $0 \leq j \leq N$ 、 N は各バーストに含まれるシンボル数) は IFFT、サブキャリア変調を受けて、各送信アンテナから送出される。受信側も各受信アンテナで 1ch、2ch の両チャネルの信号を同時に受信する。チャネル間干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) と周波数選択フェージングにより、両チャネルの信号とも伝送品質は著しく劣化する。受信された各チャネルの信号は、サブキャリア復調、FFT 処理される。FFT 出力である受信サブキャリア信号 ($Rx_{1,j}^i$ (1ch)、 $Rx_{2,j}^i$ (2ch))

は、干渉補償器でチャネル間の相互干渉とフェージングによる劣化が改善される。干渉補償器出力のサブキャリア信号は、各サブキャリアのチャネル毎に振幅重み係数 w_1^i 、 w_2^i を乗算され、同期検波後、各変調方式に応じてデマッピングされる。最後に復調出力は、軟判定ビット復号によって誤り訂正を受ける。

2.2 チャネル間干渉モデル

図 1 のシステムのように同時送受信された 2 チャネルの送信信号は、フェージング伝搬路を経由し受信されるとき、他チャネルの送信シンボルの干渉を受ける。送信サブキャリア信号と受信サブキャリア信号との関係は図 1 をモデル化したチャネル間干渉モデルで表現できる。それを図 2 に示す。

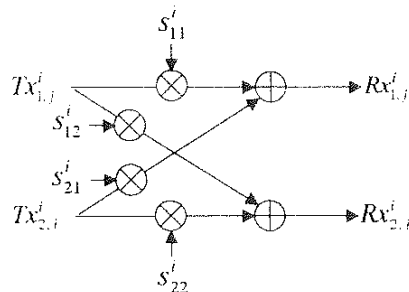


図 2 チャネル間干渉モデル

図 2 において s_{11}^i 、 s_{12}^i 、 s_{21}^i 、および s_{22}^i は、送信アンテナと受信アンテナと間の伝搬路の状態により決まる伝達係数である。これらを各要素とするサブキャリア伝達係数行列 $\mathbf{S}^i$ を

$$\mathbf{S}^i = \begin{pmatrix} s_{11}^i & s_{12}^i \\ s_{21}^i & s_{22}^i \end{pmatrix} \quad (1)$$

と定義する。また、 n_1^i 、 n_2^i は、それぞれ 1ch と 2ch の受信信号に含まれる加法ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) のうち i 番目のサブキャリアに対する成分である。これより受信サブキャリア信号 $Rx_{1,j}^i$ 、 $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) は、送信サブキャリア信号 $Tx_{1,j}^i$ 、 $Tx_{2,j}^i$ と伝達係数行列 $\mathbf{S}^i$ を用いて以下の式のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} = \mathbf{S}^i \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (2)$$

2.3 伝達係数行列の推定

提案方式の 1 TDMA バーストにおける i 番目のサブキャリアの信号系列を図 3 に示す。ただし図 3 においては、SDM 方式のみに着目し OFDM シンボルタイミング同期用のプリアンブルは省略した。伝達係数推定用送信プリアンブル信号 C^i は、サブキャリア番号が同一ならば、どの TDMA バーストにおいても共通である。また $-C^i$ は C^i の符号を反転した信号である。

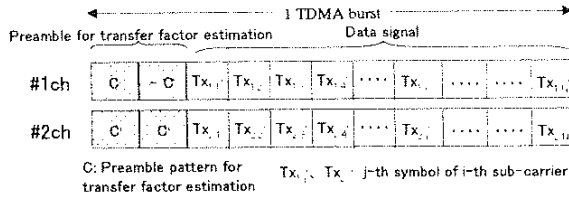


図 3 SDM-COFDM 方式で用いる TDMA パースト。

提案する SDM-OFDM システムの干渉補償器においては、まず伝達係数推定用プリアンプを用いて、伝達係数行列 $\mathbf{S}^i$ の逆行列である伝達係数逆行列 $(\mathbf{S}^i)^{-1}$ を求める。図 2 と式(1)より、送信プリアンプ信号 C^i 、 $-C^i$ (以上 1ch)、 C^i および C^i (以上 2ch) と、これに対応する受信プリアンプ信号 C_{r11}^i 、 C_{r12}^i 、 C_{r21}^i および C_{r22}^i との関係は以下のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} C_{r11}^i & C_{r12}^i \\ C_{r21}^i & C_{r22}^i \end{pmatrix} = \mathbf{S}^i \begin{pmatrix} C^i & -C^i \\ C^i & C^i \end{pmatrix} \quad (3)$$

ただし式(3)においては、雑音成分については、2.5 節の振幅重み係数の推定において考慮することとし、省略した。式(3)に従うと、伝達係数逆行列 $(\mathbf{S}^i)^{-1}$ は以下のように推定することができる。

$$(\mathbf{S}^i)^{-1} = \begin{pmatrix} C^i & -C^i \\ C^i & C^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{r11}^i & C_{r12}^i \\ C_{r21}^i & C_{r22}^i \end{pmatrix}^{-1} \quad (4)$$

2.4 フィードフォワード干渉補償

以上のように求めた伝達係数逆行列 $(\mathbf{S}^i)^{-1}$ を用いて、受信サブキャリア信号 $Rx_{1,j}^i$ 、 $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) から、送信サブキャリア信号 $Tx_{1,j}^i$ 、 $Tx_{2,j}^i$ を以下のように求めることができる。

$$\begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} = (\mathbf{S}^i)^{-1} \begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} \quad (5)$$

この原理を用いて、チャネル補償器では、受信サブキャリア信号で受けた他チャネルからの相互干渉やフェージングを補償し、元の送信サブキャリア信

号を再現することができる。

2.5 振幅重み係数

提案する SDM-OFDM 方式においては、干渉補償により受信サブキャリア信号の信号振幅は一定になるので、軟判定ビタビ復号への尤度情報が一定になる。したがって、軟判定ビタビ復号の誤り訂正効果を十分に利用しているとはいえない。そこで、尤度情報を得るため、各チャネルの SNR に基づく振幅重み係数を伝達係数逆行列 $(\mathbf{S}^i)^{-1}$ から推定する。

ここで、図 3 のモデルを用いると、受信サブキャリア信号 $Rx_{1,j}^i$ 、 $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) は、以下の式で表すことができる。

$$\begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} = \mathbf{S}^i \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (6)$$

ここで、干渉補償器の i 番目のサブキャリアの j 番目のシンボルの 1ch、2ch の出力をそれぞれ $T^i x_{1,j}^i$ 、 $T^i x_{2,j}^i$ とすると、式(6)の各項の左側に伝達係数逆行列 $(\mathbf{S}^i)^{-1}$ を乗算することによって、

$$\begin{pmatrix} T^i x_{1,j}^i \\ T^i x_{2,j}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + (\mathbf{S}^i)^{-1} \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (7)$$

が得られる。 $Tx_{1,j}^i$ 、 $Tx_{2,j}^i$ の振幅は一定値 ($=T$ と仮定する) なので、 n_1^i 、 n_2^i が独立したガウス分布をとるので、 $T^i x_{1,j}^i$ 、 $T^i x_{2,j}^i$ の信号対雑音電力比(SNR: Signal to Noise Ratio)は、

$$SNR(T^i x_{1,j}^i) = \frac{|T|^2}{\left\{ |s_{11}^i|^2 + |s_{21}^i|^2 \right\} \sigma_v^2} \quad (8)$$

$$SNR(T^i x_{2,j}^i) = \frac{|T|^2}{\left\{ |s_{12}^i|^2 + |s_{22}^i|^2 \right\} \sigma_v^2} \quad (9)$$

となる。ただし σ_v^2 は n_1^i 、 n_2^i の複素ガウス分布における分散であり、 s_{11}^i 、 s_{21}^i 、 s_{12}^i 、および s_{22}^i は伝

達係数逆行列 $(S^i)^{-1}$

$$(S^i)^{-1} = \begin{pmatrix} s_{11}^i & s_{21}^i \\ s_{12}^i & s_{22}^i \end{pmatrix} \quad (10)$$

の各要素である。

干渉補償後の信号に対して、受信信号の振幅比に応じた重み付けを行うため、式(8)、(9)より定数分を除いて、さらにその平方根をとると、

$$w_1^i = \frac{1}{\sqrt{|s_{11}^i|^2 + |s_{21}^i|^2}} \quad (11)$$

$$w_2^i = \frac{1}{\sqrt{|s_{12}^i|^2 + |s_{22}^i|^2}} \quad (12)$$

となる。本提案方式では、この w_1^i 、 w_2^i を振幅重み係数として、干渉補償後の信号 $T^i x_{1,j}^i$ 、 $T^i x_{2,j}^i$ に乗算する。

3. SDM-COFDM 方式の性能評価

本章では、提案する SDM-COFDM 方式の有効性を計算機シミュレーションによる PER (Packet Error Rate) 特性評価によって明らかにした。シミュレーションにおけるパラメータを表 1 に示した。周波数帯域幅は 20MHz、変調方式は QPSK(符号化率 1/2)、16QAM(符号化率 9/16)、64QAM(符号化率 1/2)、64QAM(符号化率 3/4)の 4 種類とした。各変調方式での 1 チャンネルあたりの伝送速度は、QPSK(符号化率 1/2)で 12Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 24Mbit/s)、16QAM(符号化率 9/16)で 27Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 54Mbit/s)、64QAM(符号化率 1/2)で 36Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 72Mbit/s)、64QAM(符号化率 3/4)で 54Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 108Mbit/s)となる。伝送 FFT のサンプル点数は 64、サブキャリア数は 48、有効シンボル長は $3.2\mu\text{s}$ 、ガードインターバル長は 800ns とした。また伝送路としては、HIPERLAN/2[4]の評価に用いられている 18 波レイリーフェージングモデルで、最大ドップラ周波数 50Hz のモデルを仮定した。遅延スプレッドは 50ns、100nsec、150nsec とした。また、各チャンネルにおけるフェージングは互いに独立とした。深さ 16bit のインタリーブを使用した。誤り訂正方式としては、

拘束長 7 の畳み込み符号化-軟判定ビタビ復号を用いた。

表 1 シミュレーション諸元

FFT point	64
Number of sub-carriers / channel	48
Frequency band width	20MHz
Modulation of sub-carriers, coding rate, and transmission rate (SDM-COFDM scheme)	QPSK(R=1/2): 24Mbit/s 16QAM(R=9/16): 54Mbit/s 64QAM(R=1/2): 72Mbit/s 64QAM(R=3/4): 108Mbit/s
Demodulation of sub-carriers	Coherent Detection
OFDM symbol duration	$3.2\mu\text{s}$
Guard Interval	800ns
Multipath Fading	18 ray Rayleigh fading waves (Delay spread = 50ns, 100ns, 150ns, Maximum Doppler Frequency = 50Hz)
Depth of Interleaving	16 bit
Error Correction	Convolution coding and Soft decision Viterbi decoding (constraint length = 7)

図 4 に提案方式の周波数選択性フェージング伝送路における PER 特性を示した。また、比較対象として 1 チャンネル伝送の場合も示した。図 4 より、遅延スプレッドが 50ns においては、SDM-COFDM 方式を用いることによって、64QAM(符号化率 3/4)の場合で $\text{PER} = 10^{-3}$ 付近にエラーフロアが現れるが、少なくとも $\text{PER} = 10^{-3}$ 付近では、1 チャンネル伝送時に比べて、伝送品質をほとんど劣化させることなく、伝送速度を 2 倍にすることができることを明らかにした。したがって変調方式が 64QAM(符号化率 3/4)の場合で 108Mbit/s の伝送速度を達成した。その他のサブキャリア変調方式では、1 チャンネル伝送時に比べて、逆に最大 1dB 程度の伝送品質の改善が見られる。これは干渉補償後に残留したチャンネル間干渉による劣化分よりも、空間多重伝送によるダイバーシチ利得が上回ったためと考えられる。

遅延スプレッドが 100ns の場合、50ns の場合に比

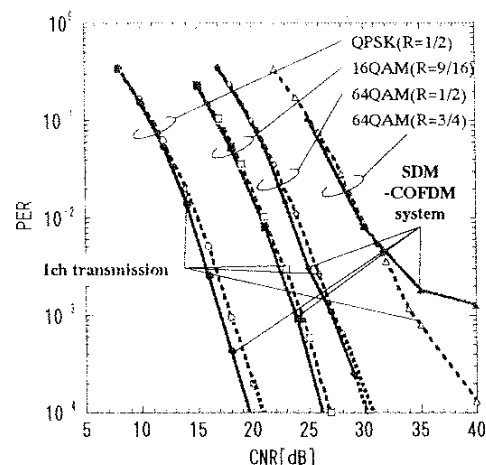
べて、PER 特性のエラーフロアが高くなる傾向が見られるが、 $PER = 10^{-1}$ 付近では、PER 特性が 1 チャネル伝送時に比べてほとんど劣化していないという結果が得られた。

4. まとめ

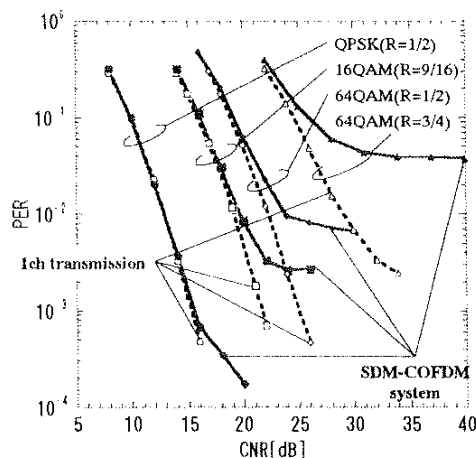
空間多重により周波数帯域を拡大することなく MIMO チャネルを構成し、広帯域移動通信システムを実現する SDM-COFDM 方式を提案し、その性能を計算機シミュレーションにより評価した。SDM-COFDM 方式を用いることによって、1 チャネル伝送に比べて、ほとんど変わらない PER 特性、または最大 1dB 程度の利得を得ながら、伝送速度を 2 倍にすることができた。特に変調方式が 64QAM (符号化率 3/4) の場合、周波数帯域幅 20MHz において、108Mbit/s の伝送速度を達成した。

文 献

- [1] 電波産業会, “小電力データ通信システム/広帯域移動アクセスシステム (HiSWANa) 標準規格”, 2000.
- [2] A. van Zelst, R. van Nee and G. A. Awater, “Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM systems”, Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000, VTC 2000-Spring Tokyo, 2000 IEEE 51st, Volume: 2, 2000.
- [3] 高橋昌弘, 高梨齊, 田中利憲, “マイクロセル移動通信に適した交差偏波干渉キャンセラ”, 1995 信学技報, SST95-26, CS95-33, RCS95-35, pp.55-60, May, 1995.
- [4] “Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer”, ETSI TS 101 475 V1.1.1, April 2000



(a) 遅延分散 50ns の場合



(b) 遅延分散 100ns の場合

図 5 SDM-COFDM 方式の周波数選択性フェージング伝送路における PER 特性