

【技術分類】 2 - 7 - 1 周辺要素技術 / ダイバーシチ技術 / 時間・空間・周波数

【 F I 】 H04B7/02@Z H04L1/08

【技術名称】 2 - 7 - 1 - 1 Delay Diversity

【技術内容】

原理:

多重波伝搬路において遅延時間の異なるパスが複数存在する場合、各パスがダイバーシチ・ブランチと等価になりダイバーシチ効果が得られる。もしくは、送信機側で遅延時間の異なるパスを意図的に発生させダイバーシチ効果を得る。

詳細:

陸上移動通信の伝搬路は多重波伝搬であり、複数のパスが存在する。これらのパスは異なる遅延時間で受信端末に到来するが、パス間の遅延時間差が変調のシンボル長 T 以上となる場合、マルチパスに起因する符号間干渉が発生し受信波が歪む。この歪を補償する技術として等化器があり、符号間干渉による伝送劣化を抑えることができる。さらに、最尤系列推定に基づく等化器では、遅延時間の異なるパスの成分を分離抽出可能なため、このダイバーシチ効果を遅延ダイバーシチもしくはパスダイバーシチと呼ぶ。

しかしながら、パス間の遅延時間差が T よりも非常に小さくなる場合、上記の等化器による特性改善効果は得られない。

この問題を解決するため、送信機側で遅延時間の異なるパスを意図的に発生させる方法があり、その送信機構成を図に示す。まず、送信機では2つの送信アンテナを用い、一つのアンテナでは変調波をそのまま送信し、他のアンテナからは変調波を意図的に T 以上遅延させて送信する。この結果、受信端末には遅延時間差が T 以上のパスが複数到来し、ダイバーシチ効果が得られる。このダイバーシチ効果も遅延ダイバーシチと呼ばれる。

長所:

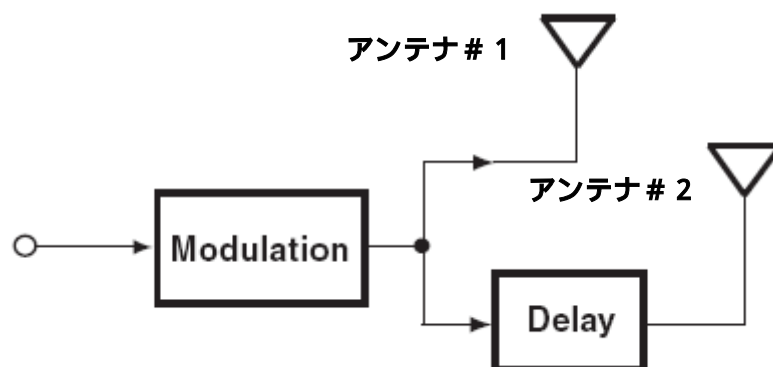
異なる周波数チャネルや複数の受信アンテナを用いず、ダイバーシチ効果が得られる。

従来技術・歴史:

ダイバーシチ効果を得る従来技術として、異なる周波数チャネルを用いて送信する方法や異なる送信アンテナで同一変調波を送信する方法がある。

【図】

遅延ダイバーシチ



“Performance of a new adaptive diversity-equalization for digital mobile radio”, “IEE Electronics Letters, vol. 26, No. 10”, “May 1990”, “H. Suzuki 著”, “p.627, Figure 2,” を基に作成

【出典】

[1] “ Performance of a new adaptive diversity-equalization for digital mobile radio ” , “ IEE Electronics Letters, vol. 26, No. 10, pp.626-627 ” , “ May 1990 ” , “ H. Suzuki 著 ”

【参考資料】

[2] “ Performance limits of coded diversity methods for transmitter antenna arrays ” , “ IEEE Trans. Information Theory, vol. 45, No. 7, pp.2418-2433 ” , “ November 1999 ” , “ A. Narula, M. D. Trott, and G. W. Wornell 著 ”

【技術分類】 2 - 7 - 1 周辺要素技術 / ダイバーシチ技術 / 時間・空間・周波数

【 F I 】 H04B7/04 H04L1/06

【技術名称】 2 - 7 - 1 - 2 空間ダイバーシチ

【技術内容】

原理:

空間的に離れた場所にある、複数のアンテナを用いて受信すると、受信信号の相関が一般に小さくなり、それらの変動が独立になる。そのため複数の受信された信号をある規範によって合成するとレベル低下が抑えられ、信号の検波出力の信頼性が向上する。このような高信頼化の方法は空間ダイバーシチと呼ばれる。受信だけでなく送信側に複数のアンテナを用意することもある。さらに両者のアンテナを複数にしたものはMIMOと呼ばれる。

詳細:

ダイバーシチは同じシンボル信号を複数回処理するので誤り訂正の観点からは能率が劣っている。空間と時間の2つの広がりを用いた時空間(ST: Space Time)符号が注目されている。

MIMOの各方式について特性をまとめたものを表に示す。ここで、tx-sel-rx-MRCは、送信側では最適なアンテナを一本選択し、受信側ではアンテナ出力の最適合成を行う方式である。同表からわかるようにMIMOにより通信路容量が増加し、またダイバーシチ利得がある。特にAlamouti [2]やtx-sel-rx-MRCのような方式では通信路容量よりはダイバーシチ利得を得ることを目的としている。そのため空間ダイバーシチ利得の最大値である送信アンテナと受信アンテナの積に近いダイバーシチ利得が得られている。

次に、MIMOで得られる空間ダイバーシチにより、出力SNRが向上することをSIMOのMRCとMIMOのtx-sel-rx-MRCの比較により数式で示す。出力SNRを γ_i とおき、送信アンテナ数を n 、受信アンテナ数を m とし、入力SNRを A とする。ここでSIMOの γ_i の確率密度関数は $p(\gamma_i) = \frac{\gamma_i^{m-1}}{A^m(m-1)!} e^{-\gamma_i/A}$ となり、 γ_i が α_1 以下になる確率は

$$P[\gamma_i \leq \alpha_1] = \int_0^{\alpha_1} p(\gamma_i) d\gamma_i = \frac{1}{A^m(m-1)!} \int_0^{\alpha_1} \gamma_i^{m-1} e^{-\gamma_i/A} d\gamma_i$$

となる。また、tx-sel-rx-MRCでは n 本の送信アンテナから選択するので

$$P[\gamma_1, \dots, \gamma_n \leq \gamma_s] = (P[\gamma_i \leq \gamma_s])^n = P_n(\gamma_s)$$

となり、 $p_n(\gamma_s) = \frac{dP_n(\gamma_s)}{d\gamma_s}$ を使って $P[\gamma_s \leq \alpha_n] = \int_0^{\alpha_n} p_n(\gamma_s) d\gamma_s$ となる。ここで、ある p において

$P[\gamma_s \leq \alpha_n] = p/100$ となる α_n (percentile SNR) を求める。MIMOの α_n とSIMOの α_1 との比 (percentile SNR Ratio)、 $R_{n,p}(m) = \alpha_n/\alpha_1$ を受信アンテナ数 m について求め、それをグラフにしたものを図に示す。グラフから、MIMOにより出力SNRが増加していることがわかる。

同図において、図中パラメータ表の最上段実線は、「 $1 \times m$ (送信アンテナ数1、受信アンテナ数 m)」に対する「 $2 \times m$ (送信アンテナ数2、受信アンテナ数 m)」の $p = 1$ における出力SNR利得、パラメータ表2段目の点線は $p = 10$ の場合の出力SNR利得を表している。

長所:

MIMOにする事によりダイバーシチ利得が得られ、それにより出力SNRや通信路容量の増加を図れる。

従来技術・歴史:

近年MIMOが特に注目されている。そのため、MIMOのさまざまな方式においてダイバーシチ利得等を分析する必要があった。

【表】

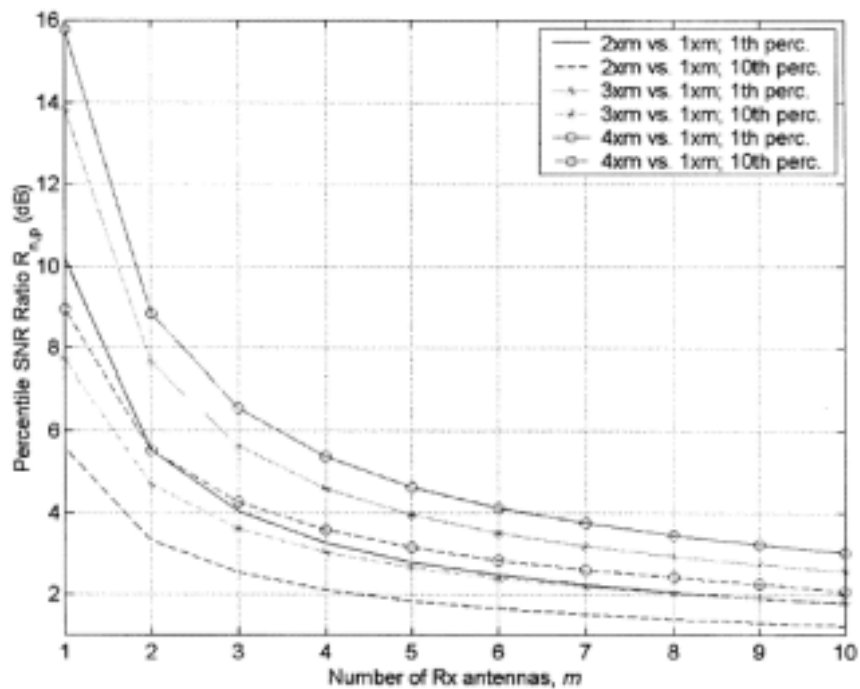
各方式における特性(P は全送信電力、 h_{ji} は送信アンテナ j と受信アンテナ i 間の通信路パラメータ)

System	Signal Power per tx ant.	Diversity order	Post-proc. SNR	Capacity (ideal coding)
1 x 1	P	1	$\gamma = h_1 ^2 P / \sigma^2$	$\log_2(1 + \gamma)$
1 x 2 MRC $H = [h_1 \ h_2]^T$	P	2	$\gamma_{1x2mrc} = \gamma_1 + \gamma_2$ where $\gamma_i = h_i ^2 P / \sigma^2$	$\log_2(1 + \gamma_{1x2mrc})$
2 x 2 Alamouti ($\Leftrightarrow$ 1 x 4 MRC $1/2$ power)	$P/2$	4	$\gamma_{2x2A} = (\gamma_{11} + \gamma_{12} + \gamma_{21} + \gamma_{22}) / 2$ where $\gamma_i = h_i ^2 P / \sigma^2$	$\log_2(1 + \gamma_{2x2A})$
2 x 2 tx-sel-rx-MRC	P	$2 < \text{div} < 4$	$\gamma_{2x2sel} = \max\{(\gamma_{11} + \gamma_{21}), (\gamma_{12} + \gamma_{22})\}$	$\log_2(1 + \gamma_{2x2sel})$
2 x 2 MIMO MMSE 2 x 2 channel matrix $H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{h}_1 & \underline{h}_2 \end{bmatrix}$	$P/2$	1	$\gamma_{i,mmse_max} = \underline{h}_i^H R_i^{-1} \underline{h}_i$ $i = 1, 2$ $R_i = \underline{h}_j \underline{h}_j^H + \frac{2\sigma^2}{P} I_2$ $j \neq i \quad I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\sum_{i=1}^2 \log_2(1 + \gamma_{i,mmse_max})$
2 x 2 MIMO OSIC-MMSE	$P/2$	signal 1: 1, signal 2: 2	$\gamma_{i,mmse_osic_max} = \max_{i=1,2} \{\gamma_{i,mmse_max}\}$ if k index of max $\gamma_{i,mmse_osic_max} = \frac{\underline{h}_i^H \underline{h}_i P}{2\sigma^2}$ $\leq \frac{\gamma_{1x2mrc}}{2}; j \neq k$	$\sum_{i=1}^2 \log_2(1 + \gamma_{i,mmse_osic_max})$
2 x 2 MIMO ZF	$P/2$	1	$\gamma_{i,mmse_zf} = P / (2\sigma^2 w_i^N ^2)$ $W^N = H^{-1}; i = 1, 2$	$\sum_{i=1}^2 \log_2(1 + \gamma_{i,mmse_zf})$

出典：“Some Results and Insights on the Performance Gains of MIMO Systems”，“IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 21, NO. 5”，“June 2003”，“Severine Catreux, Larry J. Greenstein, Vinko Erceg 著”，“IEEE 発行”，“p.840, Table I: SUMMARY OF ALL SYSTEMS STUDIED (P=TOTAL TRANSMIT POWER, h=INSTANTANEOUS PATH GAIN FROM TRANSMIT ANTENNA j TO RECEIVE ANTENNA i) (© 2005 IEEE),

【図】

受信アンテナ数 m に対する、 $p = 1$ と $p = 10$ の場合の $R_{n,p}$



出典：“Some Results and Insights on the Performance Gains of MIMO Systems”，“IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 21, NO. 5”，“June 2003”，“Severine Catreux, Larry J. Greenstein, Vinko Erceg 著”，“IEEE 発行”，“p.843, Figure 2(a): The 1st and 10th percentiles SNR gains from MIMO-tx-sel-rx-MRC system (n, m) over SIMO system $(1, m)$, as a function of m , for $n = 2, 3$, and 4 ”，(© 2005 IEEE)

【出典】

[1] “Some Results and Insights on the Performance Gains of MIMO Systems”，“IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 21, NO. 5”，“June 2003”，“Severine Catreux, Larry J. Greenstein, Vinko Erceg 著”

【参考資料】

[2] “A simple transmit diversity technique for wireless communications”，“IEEE J. Areas Commun., Vol.16, pp.1451-1458”，“October 1998”，“S.M.Alamouti 著”

【技術分類】 2 - 7 - 1 周辺要素技術 / ダイバーシチ技術 / 時間・空間・周波数

【 F I 】 H04B7/12 H04L1/06

【技術名称】 2 - 7 - 1 - 3 周波数オフセット送信ダイバーシチ

【技術内容】

図 1 に複局同時通信システムを示す。 $x(t)$ 、 $y(t)$ を互いに独立なマルチパスフェージング定常基底帯域ランダム過程 (平均値 0 のガウス過程)、 $m(t)$ を複局基地局からの同時送信基底帯域変調パルス、 f_c を等価中心周波数、 Δf_d を周波数オフセットとすると、FSK 信号における受信機での合成受信信号 $e(t)$ は、

$$e(t) = x(t) \cos \left\{ 2\pi f_c t + 2\pi \Delta f_d \int_{-\infty}^t m(\xi) d\xi \right\} - y(t) \sin \left\{ 2\pi f_c t + 2\pi \Delta f_d \int_{-\infty}^t m(\xi) d\xi \right\}$$

と表される。

ここで図 2 の周波数オフセット Δf_d を与えると、図 3 に示すように定性的にはフェージング周波数が速まり、規定の伝送品質に必要な受信レベルを下回る確率が低くなって、BER 特性が改善される。

定量的に BER 特性の改善の度合いと最適な周波数オフセット量を求める。“1” のマーク信号、“0” のスペース信号に対する受信検出フィルタの出力信号平均パワーを ε_m 、 ε_s とし、それぞれに対する確率密度関数を $f(\varepsilon_m)$ 、 $f(\varepsilon_s)$ で表すと、受信誤り確率 Pe は、

$$Pe = \int_0^{\infty} \left\{ \int_0^{\infty} f(\varepsilon_m) d\varepsilon_m \right\} f(\varepsilon_s) d\varepsilon_s$$

で計算できる。 $f(\varepsilon_m)$ 、 $f(\varepsilon_s)$ は積分方程式で求まる固有値で解決でき、 P_e は、

$$P_e = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\prod_{\substack{\mu=1 \\ \mu \neq \nu}}^{\infty} [1 - \{A_{\mu}(\alpha) / A_{\nu}(\alpha)\}]} \cdot \frac{4\{A_{\nu}(\alpha)\}^2}{\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}\right)^2 \left\{1 - \frac{\sin^2(\pi\alpha)}{(\pi\alpha)^2}\right\} + 4\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}\right) A_{\mu}(\alpha) + \{4A_{\nu}(\alpha)\}^2}$$

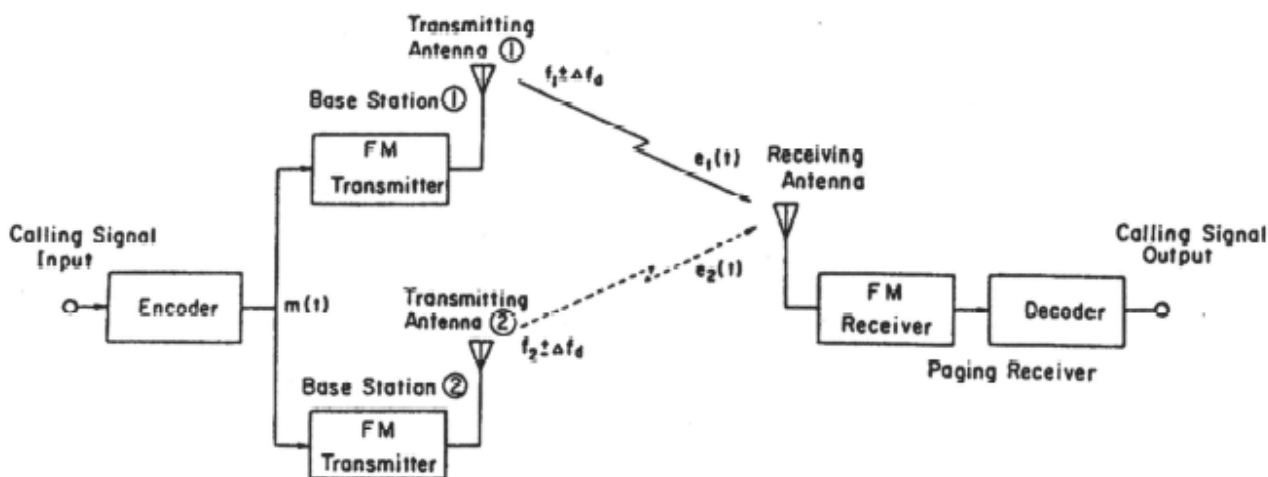
となる。ここで、 σ_n^2 はマーク/スペース信号検出フィルタの出力雑音、 σ_s^2 は複合受信信号平均パワー、 α は規格化オフセット周波数、 A_{μ} 、 A_{ν} は第 1 種プロレートスフェロイドル波動関数 [4] の二乗と α の関数である。

図 4 に ε_s / N_0 対 BER 特性を示す。この結果から、 α は約 0.55 最適なオフセット量であり、BER が 10^{-3} のとき、10dB 以上の送信ダイバーシチ効果が得られることがわかる。

オフセット送信にはこの周波数オフセットの他、変調波形オフセット [2]、周波数偏移オフセット [3] がある。

【図 1】

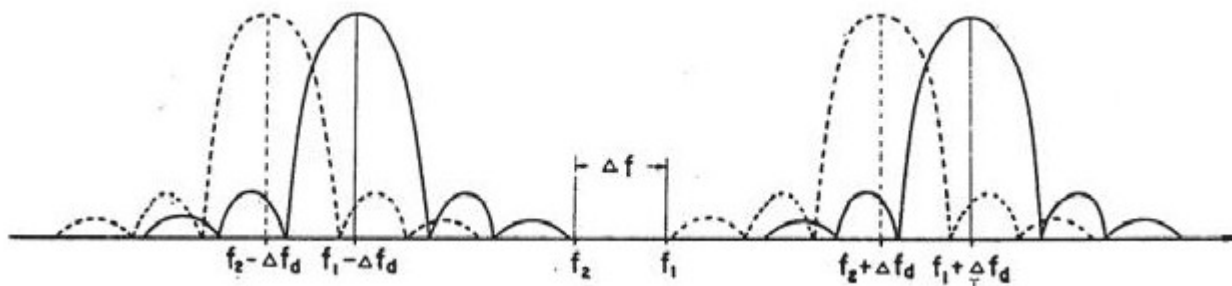
Block Diagram of digital paging system



出典: "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol.VT-29, No.1", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi 著", "IEEE 発行", "p.88, Figure 1: Block diagram of digital radio paging system" (© 2005 IEEE)

【図 2】

Power Spectrum of combined signal



出典: "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi 著", "IEEE 発行", "p.90, Figure 4: Power Spectrum of combined signal" (© 2005 IEEE)

【図 3】

Covariance function of combined signals

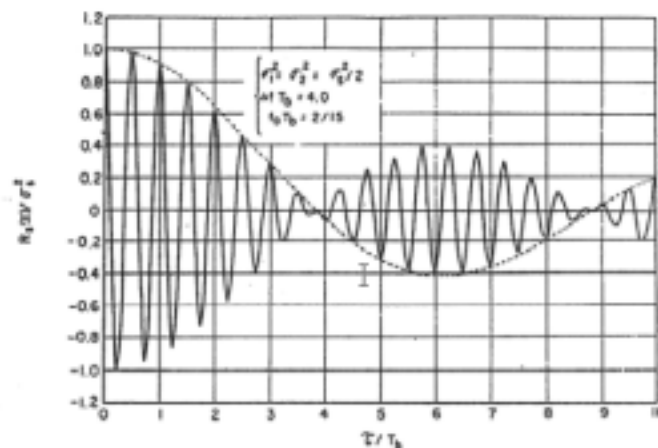


Fig. 2. Covariance function of combined signal.

出典：“Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy”, “IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1”, “February 1980”, “Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi 著”, “IEEE 発行”, “p.89, Figure 2: Covariance function of combined signals” (© 2005 IEEE)

【図 4】

Error rate performance with offset frequency as α parameter

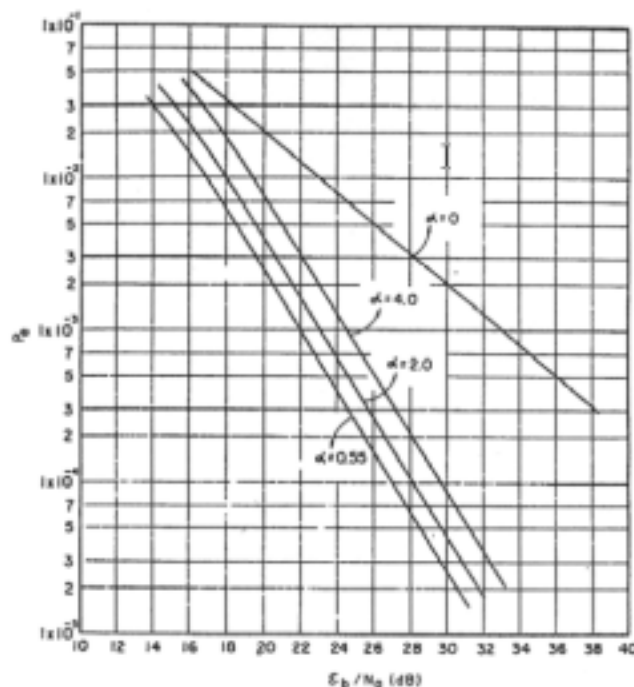


Fig. 7. Error rate performance with offset frequency as a parameter.

出典：“Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy”, “IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1”, “February 1980”, “Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi 著”, “IEEE 発行”, “p.94, Figure 7: Error rate performance with offset frequency as α parameter” (© 2005 IEEE)

【出典】

[1] "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy ", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1, pp.87-95", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi 著"

【参考資料】

[2] "A New Modulation Scheme for Multitransmitter Simulcast Digital Mobile Radio Communication", "IEEE Trans. Veh. Tech. Vol. VT29 No.2", "1980", "T.Hattori, S.Ogose 著"

[3] " Transmitter diversity for a digital FM paging system " , " IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-28, No.4, 333", "1979", "F. Adachi 著"

[4] " Prolate spheroidal wave functions, Fourier Analysis and uncertainty- " , " Bell Syst. Tech. J. , vol.40, pp.43-63 " , " January 1961 " , " D.Slepian and H.O.Pollak 著 "