

TR-O-0034

98

多重波伝搬特性と等化方式の研究

今堀 博之

1990.9.1.

ATR光電波通信研究所

序文

高速デジタル移動体通信を実現するためには多重波伝搬構造を明らかにして一般性のある伝搬モデルを確立すると共に、通信システムを構成する各要素の多重波伝搬環境における特性を明らかにし、更に劣悪な伝搬環境によって劣化した受信信号から必要な情報を得るための干渉除去技術を実現することが不可欠である。報告者は昭和62年9月よりATRに在籍し、電波干渉除去技術の研究というサブテーマのもとに多重波伝搬特性と等化方式の研究を行ってきた。本報告はその研究成果をまとめると共に、ATRにおける今後の電波干渉除去技術の研究の一助となることを希望して著されたものである。本報告の内容は概説を除くと4章からなり、それぞれ、1) 多重波伝搬遅延時間測定装置の試作、2) 等化器の現状と即時等化方式の提案、3) ダイバーシチ枝間相関係数変動特性の研究、4) 屋内多重波伝搬特性の実験的検討、より構成される。これらの報告の中には本年度になってようやく研究環境が整ったテーマもあり、研究が緒についたばかりなので、今後の研究の進展を切に願う次第である。なお、本報告においては各章ごとに参考文献を掲載しているために、文献に重複があることをあらかじめ御了承頂きたい。

目次

第1章 概説

1.1 移動体通信路の特徴	1
1.2 研究の経過	1

第2章 多重波伝搬遅延時間測定装置の試作

2.1 概要	5
2.2 測定の原理	6
2.3 諸元の決定	10
2.4 システムの構成	13
2.5 パラメータの計算	16
2.6 試作結果	18
2.7 あとがき	22

第3章 適応等化器と即時等化方式の提案

3.1 概要	24
3.2 干渉波除去と適応等化器	24
3.3 適応等化器の構成と分類	25
3.4 適応等化器の構成例	29
3.5 適応等化器の問題点と伝送路即時測定方式	31
3.5.1 従来の遅延プロファイル測定方法	31

3.5.2 遅延プロファイル即時検出方式	33
3.5.3 システムの構成例	39
3.6 干渉波高速除去システム	40
3.7 今後の検討事項	46
3.8 あとがき	48

第4章 ダイバーシチ枝間相関係数変動の研究

4.1 概要	50
4.2 相関係数の表現式	50
4.3 移動通信環境における到来波分布モデル	54
4.4 クロスダイポールアンテナの相関特性変動	55
4.4.1 検討の概要	55
4.4.2 実験方法	55
4.4.3 伝搬環境パラメータの測定と仮定	57
4.4.4 理論検討結果	59
4.4.5 実験結果	62
4.4.6 まとめ	64
4.5 平衡配置ダイポール枝の相関特性変動	64
4.5.1 解析結果	65
4.5.2 実験結果	67
4.5.3 まとめ	68
4.6 あとがき	71

第5章 屋内多重波伝搬構造の検討

5.1 概要	73
--------------	----

5.2 屋内多重波伝搬遅延特性の実験的検討	73
5.2.1 はじめに	73
5.2.2 実験方法	74
5.2.3 実験結果	75
5.2.3 まとめ	81
5.3 屋内多重波遅延特性に与えるアンテナ指向性の効果	81
5.3.1 はじめに	81
5.3.2 実験方法	82
5.3.3 広ビームアンテナの遅延波形の計算	83
5.3.4 実験結果	83
5.3.5 計算結果	84
5.3.4 まとめ	91
5.4 あとがき	91

第1章 概説

1.1 移動体通信の特徴

固定通信と比較して、移動体通信が最も厳しい制約を受ける要素に伝搬環境があげられる。一般にアンテナ高が低い移動体無線システムでは地形、樹木、人造物、対流圏、電離層等の影響を受けて、直接波の他に、電波を反射、散乱させる物体からの多数の干渉波が受信アンテナに到来する[1]。移動体が市街地道路上や屋内を移動しながら電波を受信するとき、これらの複数の到来波は異なる伝搬経路を経て多重経路信号として受信されるため、高速でかつ深いフェージング(fading)を受ける[2]。その電解強度変動の分布は、もし直接波に代表されるような1つの強勢な成分(定在波)が存在する場合は仲上-ライス(Nakagami-Rice)分布に、同程度の強さの数多くの多重波が到来する場合にはレイリー(Reyleigh)分布に従う。位相変動については、レイリーフェージングの場合は、振幅変動とは独立して一様に分布し、仲上-ライスフェージングの場合は振幅に依存した確立密度関数で示されることが理論的・経験的に知られている[3]。このように、フェージングは電解強度変動分布並びに位相変動分布によって特徴づけることができる。

フェージングを特徴づけるもう一つの重要な要素にフラットフェージング(flat fading)及び選択性フェージング(selective fading)がある[4]。この区別は、多重波信号の各成分の遅延時間差が伝送信号の帯域幅の逆数に比べて十分小さいか否かによる。したがってこれらのフェージングの発生は伝搬環境のみならず伝送信号の帯域幅にも依存する。伝送信号の帯域幅の逆数に対して多重波信号の到来時間差が無視出来る場合はフラットフェージングであり、伝送路の周波数特性が注目する周波数帯域において等しいとみなせる。一方、伝送信号の帯域幅の逆数に対して遅延時間差が無視できない到来波が存在する場合は、伝送路の周波数特性の不均一性が伝送信号に歪みを与え、通信品質を著しく劣化させ、デジタルデータ伝送において、いわゆる"軽減不能誤り(irreducible error)"を発生させる[5]。このような現象は選択性フェージングと呼ばれ、フラットフェージングと区別される。

1.2 研究の経過

従来の移動体通信では、隣接チャンネル間隔25kHzのアナログFMに代表される狭帯域通信が主流であったため[6]、フェージングとはフラットフェージングを意味し、フェージング対策はC/N比の劣化もしくはFMひずみの克服をその目的としていた。一方、将来実現が期待される高速デジタル移動体通信[7]は正に広帯域通信そのものであり、その実現のためにはフラットフェージング対策は

勿論のこと、セレクトティブフェージングをも含めた干渉波除去技術の確立が不可欠であり、そのため多重波伝搬特性についての研究が必要である。

多重波伝搬特性を研究するには、まず多重波伝搬特性が測定されなくてはならない[8]。本研究(多重波伝搬特性と等化方式の研究)は、多重波伝搬遅延時間測定装置の検討から始められた。いくつかの測定方式を検討した結果、PN (pseudonoise)信号を相関受信することによる多重波伝搬遅延時間測定装置[9]を試作し、屋内伝搬環境をも測定できる多重波伝搬特性測定システムを構築した。現在屋内における多重波伝搬構造の実験的検討を実施中であり、パラボラアンテナを用いた到来方向測定実験[10]結果をも考慮した屋内多重波伝搬環境の総合的な検討を行っている。

多重波伝搬遅延時間測定装置を用いれば到来波中に含まれる遅延波の数及びそれぞれの遅延波の第一到来波に対する到来時間差、振幅比、位相差をほぼリアルタイムに求めることができる。これらの情報が得られれば、例えばタップ付き遅延線フィルタを用意して、遅延波情報によってタップの重み係数を変化させることにより容易に干渉波が除去できるが、上記のPN信号を相関受信することによる測定方式は送信信号を常にPN信号によって拡散させておかなければならず、真に伝達したい情報を効率よく伝送できない(干渉に強い通信方式としてスペクトラム拡散[11]、直接拡散通信方式を用いるという思想は存在するが)。その他の多重波遅延時間測定方式[12][13][14]も、例えばリアルタイム処理が困難である等といった干渉波除去に適用しにくい問題がある。そこで上記PN信号による測定方式を応用した、複数個の相関器を用いる事による伝送路特性測定システム並びにそのシステムを応用した即時等化方式を考案し、基礎検討を行った。

セレクトティブフェージングに対しては上記のような等化器の適用が効果的である一方、フラットフェージングに対してはダイバーシチ受信[15][16]が有効であり、コスト的に優れるアンテナダイバーシチ[17]が有望である。アンテナダイバーシチを構成する場合、アンテナ枝間の相関特性はアンテナの放射指向特性と多重波伝搬環境との双方により決定され、それぞれが変動することによって枝間の相関特性が変化する。そこで、ダイバーシチの効果を決定させる大きな要素の一つである、相関特性変動に注目し、アンテナの放射指向性変動並びに多重波伝搬環境の変動がダイバーシチ枝間の相関特性に及ぼす影響を理論検討するとともに実験的に検証を行った。

以上、本研究においては伝搬の立場から多重波伝搬構造の解明並びに遅延パラメータの即時検出に取り組み、通信システムとして検出した情報を用いた等化器によるセレクトティブフェージング対策技術を提案し、フラットフェージングについてはアンテナダイバーシチによる改善を指向している。将来その実現が期待される、高速デジタル移動体通信に向けた電波干渉除去技術は、ある一つの固有な技術によって実現されるのではなく、アンテナ、伝搬、通信システム、それぞれの要素技術がcomplementalに結合して初めて実現可能であり、これら3

要素を総合的に考慮して問題に取り組む必要がある[18]。耐多重変復調技術や誤り制御符号化技術など、本研究対象以外の技術をも統合した、uniqueなATR干渉除去システムが期待される。

参考文献

- [1] CCIR Working Group 5-D, "PROPAGATION DATA AND PREDICTION METHODS IN THE LAND MOBILE SERVICES USING THE FREQUENCY RANGE 30 MHz TO 3 GHz", Document 5/359-E, 1989.
- [2] 桑原監修, "自動車電話", 電子情報通信学会, 昭和60年.
- [3] S.スタイン, JJ.ジョーンズ(関監訳), "現代の通信回線理論", 森北出版, 昭和45年10月.
- [4] 吉田, "9.フェージングおよびその対策技術", ワイヤレス情報通信コース資料, 1989
- [5] S.yoshida, S.Onoe, and F.Ikegami, "The effect of sample timing on bit error rate performance in a multipath fading channel", *IEEE Trans.*, VT-35, no.4, 1988.
- [6] 奥村、進士監修, "移動通信の基礎", 電子情報通信学会, 昭和61年.
- [7] 吉田, "移動通信の海外研究動向", 第1回ATR 移動通信研究会資料, 1987.
- [8] W.R.Young, Jr., and L.Y.Lacy, "Echoes in transmission at 450 megacycles from land-to-car radio units", *Proc.IRE*, vol.38, 1950.
- [9] D.C.Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910MHz in a Suburban Mobile Radio Environment", *IEEE Trans.*, AP-20, no.5, 1972
- [10] 角田、小川, "屋内における到来波分布の測定", 平2年信学秋全大, 投稿中, 1990.
- [11] R.C.Dixon(立野、他訳), "スペクトラム拡散通信方式", ジャテック出版, 昭和53年11月.
- [12] G.L.Turin, F.D.Clapp, T.L.Jhonston, S.B.Fine, and D.lavry, "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation", *IEEE Trans.*, VT-21, no.1, 1972
- [13] 都竹, "TV文字多重信号(5.7Mbit/s)の移動受信", 信学技報, RCS 88-65, 1988.
- [14] 尾林、前田, "基地局アンテナ高の室内電波伝搬遅延特性に与える影響", 平2年信学春全大, SB-1-2. 1990.
- [15] R.H.Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception", *Bell Syst. Tech.J.*, vol 47, no.6, 1968.
- [16] J.D.Parsons, P.A.Ratliff, M.Henze, and M.J.Withers, "Single-receiver

divercity system”, *IEEE Trans.*, Com-21, no.11, 1973.

[17] R.G.Vaughan and J.Bach.Andersen, “Antenna diversity in mobile communications”, *IEEE Trans.*, VT-36, no.4, 1987.

[18] 池上, “無線通信はいかにしてフェージングを克服できるか”, 信学誌, 66巻3号, (昭58-03)

第2章 多重波伝搬遅延時間測定装置の試作

2.1 はじめに

将来実現が望まれている高速デジタル移動体通信と従来の移動体通信との伝搬条件における最大の相違点は送信信号に対する伝送路の周波数特性にあるといえる。送信信号帯域幅が比較的狭い従来の移動体通信においては伝送路の周波数特性はほぼ平坦であるとみなせるのに対し、信号帯域幅が広がる高速デジタル通信では伝送路の周波数特性の影響を受けて送信信号に歪みが生じて誤り率が著しく劣化し、C/N比を上げてても誤り率が下がらない、いわゆる低減不能誤り(irreducible error)が発生する。伝送路の周波数特性を決定する要素はその伝送路の多重波伝搬環境であり、その特性を把握する事は伝送路における高速デジタル移動体通信の品質を検討する際には不可欠な条件である。

周波数特性は時間領域においては単位インパルス応答に対応し、伝送路の周波数特性を測定するということは伝送路のインパルス応答を求めることと等価である。多重波伝搬環境は、周波数領域においてはその振幅特性であらわされ、時間領域では多重波の個々の伝搬遅延時間並びに信号強度で示される。これは遅延プロフィールと呼ばれている。多重波伝搬環境を解析する手段としては、搬送波の周波数をそう引して周波数特性を測定する方法[1]や、非常に狭いインパルス状のパルスを送信してインパルス応答を直接測定する方法[2]、搬送波をPN(pseudonoise)信号で直接拡散し、PN信号の鋭い自己相関特性を利用して遅延プロフィールを求める方法[3]等があり、市街や郊外[4]、および屋内[5]で多重波伝搬特性の測定が行われている。インパルスを直接送信する方式は、非常に広い専有帯域幅を必要とする上にハードウェアの構成が困難であることに加えて、測定結果が多重波の実際の到来時間差として表れるために高度なデータ処理が不可能であるといった問題がある。周波数特性を測定する方式は、そう引帯域幅を広く取ることで比較的容易に測定分解能を上げることができる一方、周波数特性を遅延プロフィールに変換する場合にはリアルタイム処理は不可能である。搬送波をPN信号で拡散する方式は、遅延プロフィールがほぼリアルタイムに、データ処理が容易な低周波信号として得られる半面、測定分解能がPN系列のチップレートによって制限されるという問題がある。

今回の測定装置の試作目的は、多重波伝搬特性の研究に用いる基礎データの収集と共に、高速等化方式を検討することにあつた。そのために、高速等化に応用できる可能性があり、遅延プロフィールが容易に測定できる、PN信号で拡散する測定方式を用いることにした。屋内での遅延プロフィール測定が可能なようにPN信号のチップレートをできるだけ高くすることにより、通路差検出分解能10mを達成している。遅延プロフィールをA/D変換し計算機処理を行うことで、

遅延拡散その他のCCIRが勧告を予定している遅延パラメータが簡単に求めることのできるシステムとなっている。

2.2 測定の原理

送信波が伝送路を経て受信機に到来する現象は、送信信号 $u(t)$ が伝達関数が $h(t)$ である伝送路を通過して受信信号 $v(t)$ となるモデルで示される。従ってこれらの関係は、よく知られているように、次に示されるたたみこみ積分で表わすことができる。

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) u(t-\tau) d\tau \quad (1)$$

多重波伝搬特性の測定とは既知の送信信号 $u(t)$ を送信し、受信信号 $v(t)$ を測定することによって、伝送路のインパルス応答 $h(t)$ を求めることである。送信信号としてインパルス $\delta(t)$ を送信した場合はインパルスの積分形による定義[6]

$$\int_A^B f(t) \delta(t-t_0) dt = \begin{cases} f(t_0) & A < t_0 < B \text{の時} \\ 0 & t_0 < A \text{または } t_0 > B \text{の時} \end{cases} \quad (2)$$

により

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \delta(t-\tau) d\tau = h(t) \quad (3)$$

となって測定結果からただちにインパルス応答が求まるが、先に述べたようにこの方式は技術的に問題が多い。また、送信信号に不適當なものを用いると、測定結果からたたみこみ積分されない $h(t)$ を求めることが非常に困難となる。

今、測定結果と既知の送信信号との実数非周期相関演算[7] $R(\tau_1)$ を考える。

$$\begin{aligned} R(\tau_1) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) u(t-\tau_1) d\tau_1 \right] u(t+\tau_2) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \left[\int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau_1) u(t+\tau_2) dt \right] d\tau_1 \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、送信信号 $u(t)$ の自己相関関数 $R_u(\tau_2)$ が、

$$R_U(\tau_2) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u(t+\tau_2)dt = \begin{cases} \infty & \tau_2 = 0 \text{ の時} \\ 0 & \tau_2 \text{ が } 0 \text{ 以外の時} \end{cases} \quad (5)$$

つまり(2)式で示されるインパルス特性を示すなら、(3)式から(5)式は $h(t)$ となつて、インパルス応答が得られる。つまり、送信信号としてその自己相関関数がインパルスとなる信号を選び、測定結果と既知の送信信号との相関をとることによって伝送路のインパルス応答を測定することができる。

自己相関特性がインパルスとなる信号は白色雑音 (white noise) として広く知られている[8]。周期を持たず(周期が無限大で)インパルスと同様にあらゆる周波数において振幅特性が一様な白色雑音を用いることは現実的には不可能なので、白色雑音に近い特性を持つPN (pseudnoise) 系列が用いられる。

PN系列は一般的に“自己相関関数が2レベルの値だけを取り、且つ、1周期中の0と1(または、1と-1)の個数が高々1つだけしか異ならない周期系列”と定義され[9],その中で最も優秀な符号系列として最大周期疑似ランダムシフトレジスタ系列 (Maximum length pseudorandom shift register sequences) が知られており、 m 系列符号と呼ばれて通信、測距などの分野で広く用いられている。これは図2.1に示されるような複数個の出力の論理的結合が入力に帰還される線形帰還シフトレジスタ (Linear Feedback Shift Register : LFSR) に全ゼロ以外の初期値を与えることにより生成される周期系列の中で最大の周期を持つもので、 n をシフトレジスタの段数とすると $n-1$ ビットが m 系列符号の長さである。図2.2に4段LFSRによる周期15の m 系列の時間波形を示す。また、そのスペクトルは図2.3に示す $(\sin w_c/w_c)^2$ の包絡線を持つ線スペクトルの集合になる。3段から100段までの m 系列発生器の結線法の表がすでに作成されており、7~(236-1)ビット長の任意の長さの系列を得ることができる。

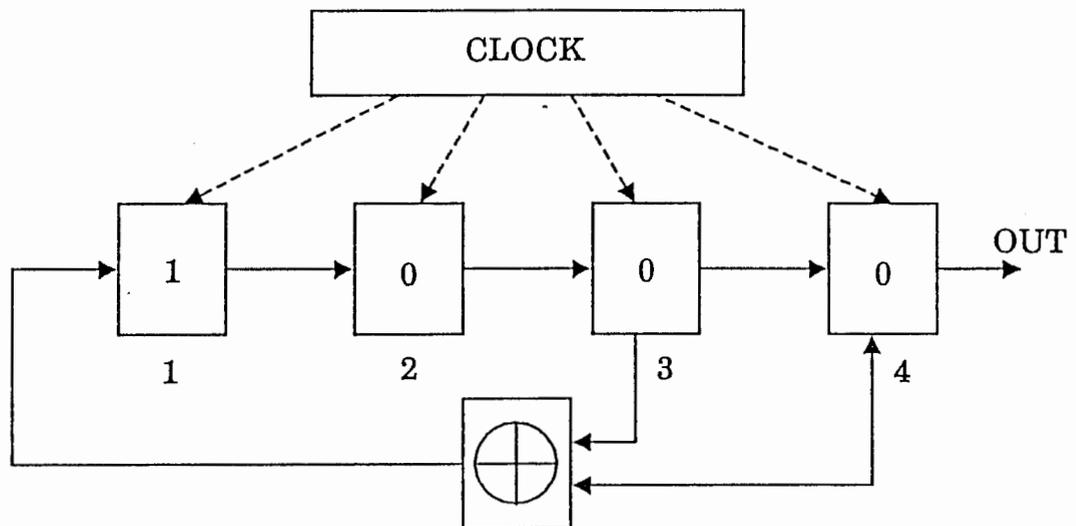


図2.1 LFSR

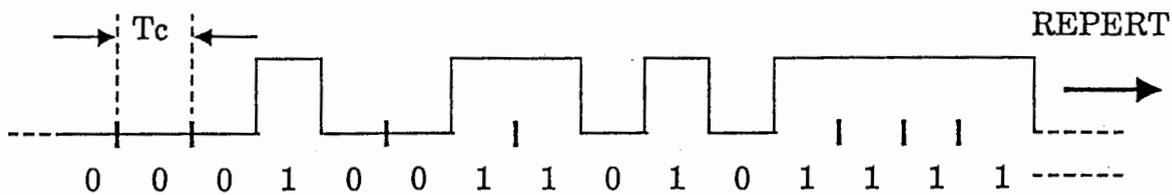


図2.2 周期15のm系列

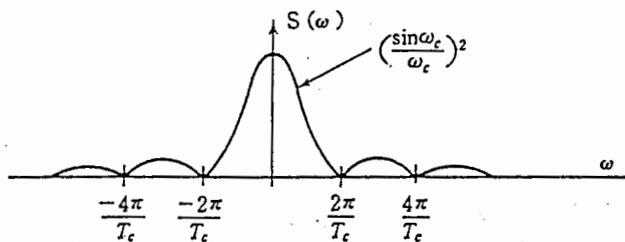


図2.3 m系列のスペクトル

図2.2 の0、1の系列を -1、1に置き換えたm系列信号をs(t)とすると、その自己相関関数

$$R_s(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)s(t+\tau) dt \quad (6)$$

は図2.4のようになり、 $\tau = nT$ (n は整数、 T はm系列の周期) の時にのみ鋭いピークを持ち、1ビット以上シフトすると常に低い一定値 $-1/(2n-1)$ を保つ。したがって、搬送波をm系列符号で拡散し、受信機側で送信側と同じm系列符号を発生させ位相を制御して受信信号と相関演算させることにより、遅延時間に対応した位置で鋭い相関波形を得ることができる。

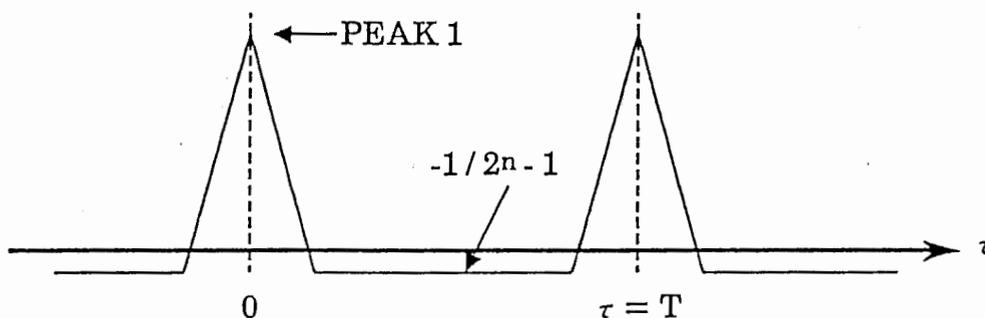


図2.4 M系列符号の自己相関関数

今、搬送波をm系列符号 $s(t)$ で2相位相変調して、送信波 $u(t)$ を

$$u(t) = s(t) \exp(j2\pi ft) \quad (7)$$

とすると、受信波はそれぞれ異なる伝搬経路を経た到来波の和となるから、受信される多重波の第n番目の成分の振幅と遅延時間をそれぞれ A_n 、 τ_n とすると、受信信号 $v(t)$ は次のように表わされる。

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_n A_n s(t - \tau_n) \exp\{j2\pi f(t - \tau_n)\} \\ &= \left\{ \sum_n A_n s(t - \tau_n) \exp j\phi_n \right\} \exp j2\pi ft \end{aligned} \quad (8)$$

受信機側で受信信号をI成分とQ成分に分離し、送信側と同じm系列信号で相関をとると、I、Q、それぞれの成分 $R_I(t)$ 、 $R_Q(t)$ は次のようになる。

$$R_I(t) = \sum_n A_n \cos \phi_n \left\{ \int_t^{t+T} s(x - \tau_n) s_r(x) dx \right\} \quad (9)$$

$$R_Q(t) = \sum_n A_n \sin \phi_n \left\{ \int_t^{t+T} s(x - \tau_n) s_r(x) dx \right\} \quad (10)$$

ここで、 $s_r(t)$ は受信機側で用意された、 $s(t)$ と同じで位相制御されたm系列である。

$s(t)$ のチップレートを t_0 とすると、 $s_r(t)$ の符号速度を $s(t)$ の符号速度 f_s よりも僅かに遅らせることにより、スライディング相関[10]がとられる。すなわち $s_r(t)$ の符号速度を f_s より δf だけ遅い $f_s - \delta f$ とすると、 $s_r(t)$ の位相が $s(t)$ に対して連続的に変化して、(9)、(10)式はそれぞれ

$$R_I(t) = \sum_n A_n \cos \phi_n R_s\left(\frac{t}{k} - \tau_n\right) \quad (11)$$

$$R_Q(t) = \sum_n A_n \sin \phi_n R_s\left(\frac{t}{k} - \tau_n\right) \quad (12)$$

となつて、 $\tau = t/k - \tau_n$ が変化して $s_r(t)$ と $s(t)$ とのスライディング相関がとられ、 τ_n に対応した時間 t_n において遅延時間 τ_n の遅延波成分が出力される。 $k = f_s / \Delta f$ であり、これは遅延時間 τ_n の遅延波の情報が τ_n の $1/k$ 倍の時間で測定されることを意味し、時間軸が伸長されるという本方式の利点を表している。 $1/k$ 倍に伸長された時間軸によってI、Q、各成分はサンプリングされ、電力遅延プロファイル(power delay profile) $p(\tau_j)$ 並びにエンベローププロファイル(envelope profile) $e(\tau_j)$ がそれぞれ算出される。

$$p(\tau_j) = I^2(\tau_j) + Q^2(\tau_j) \quad (13)$$

$$e(\tau_j) = \left\{ I^2(\tau_j) + Q^2(\tau_j) \right\}^{1/2} \quad (14)$$

また、I、Q、各成分の比をとることにより、位相の算出も可能である。

2.3 諸元の決定

今回の試作装置は、屋外だけではなく屋内伝搬環境の測定も可能であることと、多重波到来方向測定システム等の、本研究所の他の伝搬環境測定システムとのマッチングが取られていること、及び測定データが効率良く処理できることが諸元を決定する際の主な条件であった。本章では試作装置の性能を決定する要素について説明すると共に、試作装置の諸元を定めた根拠を述べる。

測定分解能

今回の試作装置の最も重要な性能は、この測定分解能である。ここで言う分解能とは図2.4におけるピークの三角波形の底辺の長さの $1/2$ に対応する時間であり、この時間の2倍より短い到来時間差しか持たない到来波は分離して検出されない。

この分解能はPN信号のビット長がそのまま対応する。今回の試作機は屋内での測定をも考慮しており、屋内での遅延時間は屋外に比べて非常に短いために、できるだけ分解能を上げておく必要があった。制御を考慮するとTTLではビットレート30MHzが限界で、分解能は33nsecとなった。これは通路差10mに相当する。

観測窓

観測窓とは測定可能な遅延時間間隔のことである。到来波の遅延時間差については、一般に都市部では数 μsec 程度程度以内であり、郊外で山からの反射等がある場合には十数 μsec 程度もしくはそれ以上の遅延波が存在することが報告されている[11][12]。将来の本試作装置を車に搭載した屋外実験を考慮すると、十分大きな時間窓が設定できることが望ましい。

観測窓の最大値を決定するのはPN信号の周期である。測定分解能によってビット長が決定しているため、残った決定要素はm系列PN信号の段数となる。10段のm系列を用いると周期は $34.1\mu\text{sec}$ となり、十分大きな観測窓が得られる。PN系列の段数はまた、相関出力のダイナミックレンジ(相関出力のピーク値対サイドロープ比)を決定し、段数が少ないと悪影響があるので今回は10段のm系列を用いた。ダイナミックレンジは理論的には60dBとなるが、実際は相関器に用いるダブルバランスミキサ並びにデジタル処理系により制限される。

遅延時間の短い測定が効率良く行えるように、スライディングをリセットすることにより、観測窓を0.2、0.5、1、2、5、10kmの6通りに選択できるようにしている。

相関クロック Δf

送信機側m系列がビットレート30MHzで駆動されるのに対して受信機側m系列はそれより Δf だけ遅い周波数で駆動される。 Δf は(12)式における時間伸長率 k 、つまり受信機側PN信号のスライディング速度を決定し、 Δf が小さすぎると計測時間が長くなって移動を伴う測定を行う場合に移動速度が制限され、 Δf が大きすぎる場合は相関出力波形に歪みが生じる。

文献[3]によれば、 k は5000程度以上が望ましい。今回の試作機では高速移動しての測定は考えていないので、 Δf を約3kHzとすることで k を10230とした。これにより相関器のローパスフィルタの遮断周波数は3kHz以上となるが、文献[13]によれば広い帯域幅はS/N比を劣化させると共に相関波形のダイナミックレンジを小さくするので、試作機の遮断周波数は3kHzとした。

占有帯域幅BT

PN信号のビットレートが30MHzであるから、一般の2相位相変調であれば全電力の90パーセント以上が含まれる $\pm 30\text{MHz}$ の占有帯域幅がほとんど無条件に選ばれるが、本測定方式においては、狭帯域化は相関出力のピークの三角波形の底辺の広がりによる時間分解能の低下と、ピーク値の減少によるダイナミックレンジの低下をもたらす[14]。一方、特に屋外における計測においては電波免許や周

波数有効利用の点からも占有帯域幅を狭くすることが望ましい。本試作機では±30MHzと±45MHzの2種類のバンドパスフィルタを用意して、環境に応じてプラグインで使い分けができる構造とした。プラグインバンドパスフィルタユニットを追加試作するだけで任意の占有帯域幅に容易に変更が可能である。

A/D変換

A/D変換器は第4章で述べるダイバーシチ枝間相関係数変動測定システムのものを用いた[15][16]。2ch同時サンプリング可能な16ビットA/D変換器でサンプリングレートは20kHzである。

搬送波周波数は本研究所の他のシステムとのアンテナの共有等の関係で2.335GHzとした。PN信号の帯域幅からIF周波数を140MHzとし、送受信アンテナは特に特定せず、50Ω入出力としている。その他の仕様も含めて、諸元の一覧を表2.1に示す。

項目	仕様	備考
搬送波周波数	2335.0MHz	
IF信号入力	140MHz	
局発信号入力	周波数:2195.0MHz 入力レベル:正弦波+10dBm/50Ω	RF-140MHz
帯域制限ろ波器	中心周波数:2335.0MHz 通過帯域幅:±30MHz又は±45MHz	ユニット交換可能 3dB帯域幅
PN符号	10段m系列	PN同期出力あり
符号長	1023ビット	
符号速度	30Mbps	
変調方式	2相位相変調	
分解能	時間:33nsec(1/30MHz) 距離:10m	$\Delta f:30/10230\text{MHz}$
相関窓	距離:0.2,0.5,1,2,5,10km	
相関クロック	周波数:30MHz - Δf	
A/D変換 ビット数 サンプリング周波数	16ビット 20kHz	I,Q,2ch同時サンプリング

表2.1 試作装置諸元

2.4 システムの構成

送信部

送信部の構成図を図2.5に示す。

周波数標準より10MHzの基準信号を入力し、これをもとにして、PN信号発生器を駆動する30MHzクロック信号と140MHzのIFキャリア信号を発生させる。基準信号の安定性が試作装置の測定精度を決定するので、周波数標準には安定度 1×10^{-11} /月以下のルビジウム周波数発生器を使用する。一方、同じ基準信号を外部シンセサイズド標準信号発生器に入力して、2195.0MHzのローカル信号を発生させる。

140MHzのIF信号はダブルバランスドミキサを用いた平衡変調器によって30MHzのPN信号で2相位相変調され、ローカル信号によって2.335GHzに変換され、バンドパスフィルタにより帯域制限を受けて、インピーダンス50Ωで出力される。

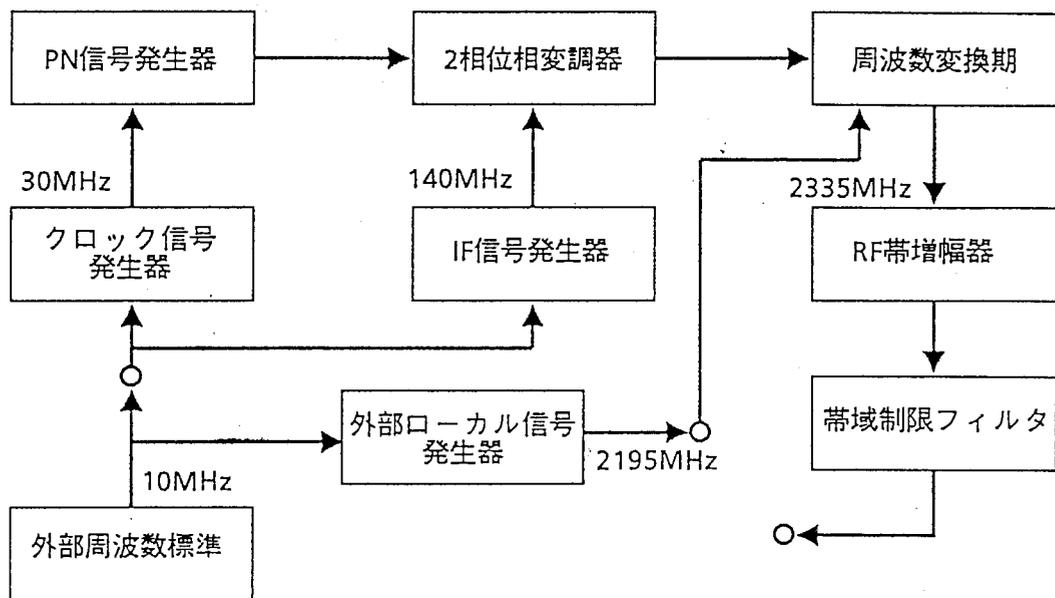


図2.5 送信部の構成図

受信部

受信部の構成図を図2.6に示す。

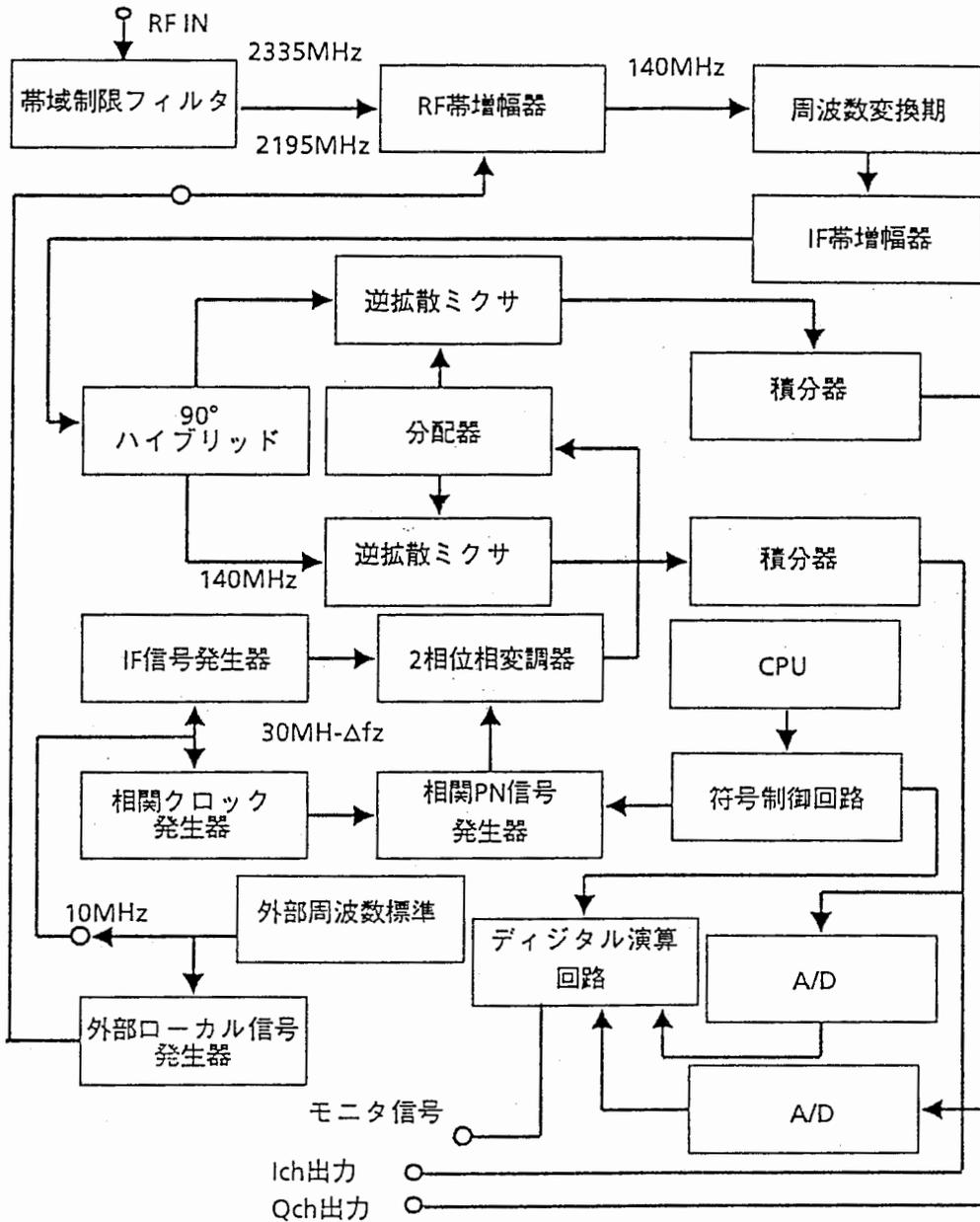


図2.6 受信部の構成図

送信部と同様に、外部のルビジウム周波数標準の信号を基準として、相関PN信号発生用の $30\text{MHz} - \Delta f$ のクロック信号と 140MHz のIFキャリア信号並びに 2195MHz ローカル信号が作られる。

到来波はバンドパスフィルタで帯域制限を受けた後RF帯増幅器で増幅され、ローカル信号と混合されて 140MHz のIF信号に変換される。本来I軸成分のみしか持たない2相位相変調波であるが伝送路特性により位相変動を受けているので、 90° ハイブリッドによって信号をI軸成分とQ軸成分に分離する。

一方 140MHz のIF信号は $30\text{MHz} - \Delta f$ の相関PN信号で送信部と同様に2相位相変調されてI、Q、それぞれの成分との相関がとられる。ダブルバランスドミクサ

と積分器(低域ろ波器)により構成されるI、Q、各相関器の出力はサンプルトリガパルスと共にデータ処理系に出力される。

相関器により得られたI、Q、データはまた、A/Dを経て装置内のマイクロプロセッサに入力される。マイクロプロセッサはI、Q、データからエンベローププロファイルをデジタル演算し、オシロスコープのためのモニタ信号を出力する。

データ処理

一回の測定で、n個のI、Q、データ $Q(\tau_k)$ ($k=1\sim n$)が、サンプリング周波数20kHzで取り込まれる。普通測定は距離パルス等をトリガにして複数回行われるので、処理すべきデータは $\sum I_i(\tau_k)$ 、 $\sum Q_i(\tau_k)$ となる。電力遅延プロファイルやエンベローププロファイルの他に、これらのデータは次のような形に処理される。

平均電力遅延プロファイル、平均エンベローププロファイル[3]

個別のプロファイルに対して、統計処理としてはプロファイルを測定し、それを数波長程度の移動距離ごとに平均した平均電力遅延プロファイル $P(\tau_k)$ 、平均エンベローププロファイル $E(\tau_k)$ がよく用いられる。

$$P(\tau_k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I_i^2(\tau_k) + Q_i^2(\tau_k) \quad (15)$$

$$E(\tau_k) = P(\tau_k)^{1/2} \quad (16)$$

位相変動

プロファイルが多重波の振幅に関する情報であるのに対し、次のように位相変動 $\theta(\tau_k)$ を求めることができる。プロファイルと同様に、位相変動も個別な位相変動と平均位相変動に区別される。

$$\theta(\tau_k) = \tan^{-1} \frac{Q}{I} \quad (17)$$

2.5 パラメータの計算

多重波伝搬環境を表す方法としては前述の電力遅延プロファイルやエンベローププロファイル、そして後で述べる遅延拡散(delay spread)等がこれまで用いられてきたが、伝送路の特性を十分に表現するにはそれらの表現だけでは不十分であるということで、CCIRにおいて1986年より周波数帯域30MHzから3GHzを用いた陸上移動体通信サービスにおける伝搬情報の記述法について検討が行われてきた。本システムでは上記プロファイル計算に加え、文献[17]に基づいて以下に示すパラメータ計算を行っている。これらはいずれも異なる地域で測定される平均または瞬時電力遅延プロファイルを客観的に評価するための量である。図2.7に示したスイスのアルプス地域で測定された平均電力遅延プロファイルを例にして、計算されるパラメータについて説明する。

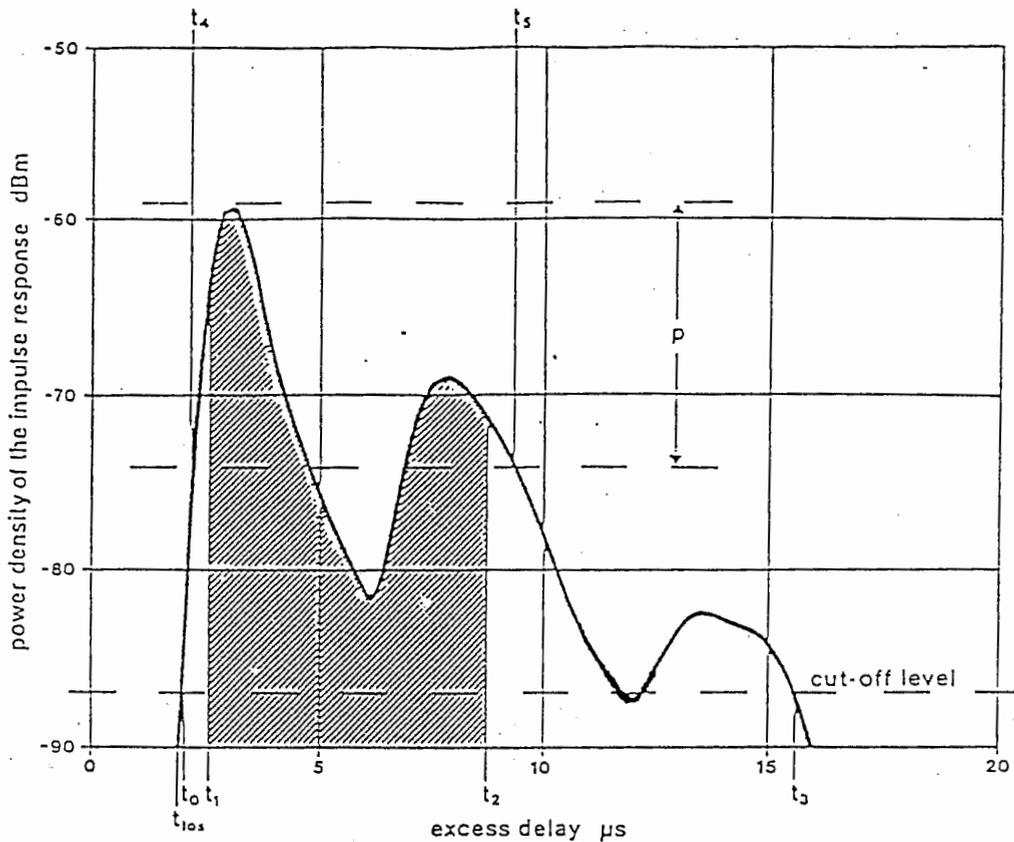


図2.7 平均電力遅延プロファイル測定例

パラメータ計算に際して、次ぎに示す”総合エネルギー (total energy)” P_m が定義される。

$$P_m = \int_{t_0}^{t_3} P(t) dt \quad (18)$$

ここで、 $P(t)$ は電力遅延プロファイルであり、 t_0 はプロファイルが最初にカットオフレベルを超えた時間、 t_3 はプロファイルが最後にカットオフレベルを下回った時間である。カットオフレベルはスプリアスレベルを3dB上回るレベルとして定義される。この P_m を基にして、以下に示すパラメータが定義される。

平均遅延 (average delay) T_D

平均遅延 T_D は電力で重み付けされたプロファイルの平均の遅延時間であり、プロファイルの一次モーメントで与えられる。

$$T_D = \frac{1}{P_m} \int_{t_{LOS}}^{t_3} (t - t_{LOS}) P(t) dt \quad (19)$$

t_{LOS} は見通し伝搬路 (Line Of Sight path) のプロファイルが現れ始める時間であり、実質的なプロファイルの始まりを意味する。

遅延拡散^注 (delay spread) S

遅延拡散 S は電力で重み付けされたプロファイルの遅延時間の標準偏差であり、プロファイルの2次の中心モーメントの平方根として定義される。

$$S = \sqrt{\frac{1}{P_m} \int_{t_{LOS}}^{t_3} t^2 P(t) dt - \left[\frac{1}{P_m} \int_{t_{LOS}}^{t_3} t P(t) dt \right]^2} \quad (20)$$

注 delay spread が”遅延分散”と訳される例をしばしば見るが、定義で明らかなようにこれは標準偏差を示すものであり、分散 (variance) を表すものではない。

遅延窓 (delay window) W_q

遅延窓 W_q はプロファイルのエネルギーの総量に対して q パーセントのエネルギーが含まれる、プロファイルの中央部分の時間長を表す。

図2.7において、 W_{90} 、つまり受信電力の90パーセントを含むプロファイルの中央部分がハッチングで示されている。

$$W_q = (t_2 - t_1)_q \quad (21)$$

境界 t_1 及び t_2 は、次の式により決定される。

$$\int_{t_0}^{t_1} P(t) dt = q \int_{t_2}^{t_3} P(t) dt = \left\{ \frac{(1-q)}{2} \right\} P_m \quad (22)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} P(t) dt = q \int_{t_0}^{t_3} P(t) dt = q P_m \quad (23)$$

遅延間隔 (delay interval) I_p

遅延間隔 (delay interval) I_p は、プロファイルの振幅が定められた閾値 p を最初に超えた時間 t_4 と最後に下回った時間 t_5 との時間差である。

$$I_p = (t_5 - t_4)_p \quad (24)$$

相関帯域幅 (correlation bandwidth) 注 B_X

電力遅延プロファイルのフーリエ変換は伝達関数の自己相関関数 $C(f)$ を与える。相関帯域幅 B_X は $C(f)$ の絶対値が $f = 0$ における絶対値の X パーセントになる周波数で定義される。

注 相関帯域幅と同一の定義で、これまで”コヒーレント帯域幅 (coherence bandwidth)”という言葉が用いられていたが、CCIRは coherence bandwidth に対して correlation bandwidth を用いることを勧告している。

CCIRはプロファイルの分析において、これらのパラメータ計算のなかで遅延窓については50、70、90 パーセントのエネルギーについての値を、遅延間隔に関しては閾値9、10、および15dBにおける値を、求めることを推奨している。本システムではI、Qデータからこれらすべてのパラメータを計算すると共に、瞬時もしくは平均電力遅延プロファイル上に計算結果をディスプレイ表示させている。

2.6 試作結果

試作装置の性能を確かめるために行った予備実験の概要と結果を示す。

測定場所として測定が容易で多重波の到来方向が予想しやすい屋内の直線の廊下を選び、予備実験を行った。鉄筋コンクリート3階建の3階フロアの廊下である。概要を図2.7に示す。図中左側の壁は金属であり、右側の壁はドア以外の部分は非金属である。

図2.7において、実験室内A点に試作装置送信部を設置し、フレキシブルケーブルにより廊下B点に配置した二分の一波長送信ダイポールアンテナに微弱な送信信号を供給した。一方送信アンテナからそれぞれ10m及び20m離れた地点C点及びD点にて二分の一波長受信ダイポールアンテナを設置して、各点における到来波の遅延時間を測定した。試作装置受信部は送信部と同様に廊下ではなく実験室内の図中E点に設置し、装置自身が到来波に及ぼす影響を避けた。

図2.8は受信アンテナを送信アンテナと同じB点に設置して受信信号をアッテネータで減衰させた場合のエンベロッププロファイルである。オシロスコープの時間軸1 div. は20mの通路差をあらわす。測定の原理で述べたものと同様に、底辺の幅が2PNビット長の、m系列の鋭い相関ピークが出力されている。カーソルの位置は以降の測定における遅延時間の規準軸となる。図2.9は受信器側に挿入したアッテネータの減衰量を変化させたときの、エンベロッププロファイルのピークレベル変動を示すもので、システム全体のダイナミックレンジが約40dBであることがわかる。ダイナミックレンジの上限、加減は、共にデジタル系のA/Dコンバータによるものである。

図2.9は受信アンテナをC点に設置して

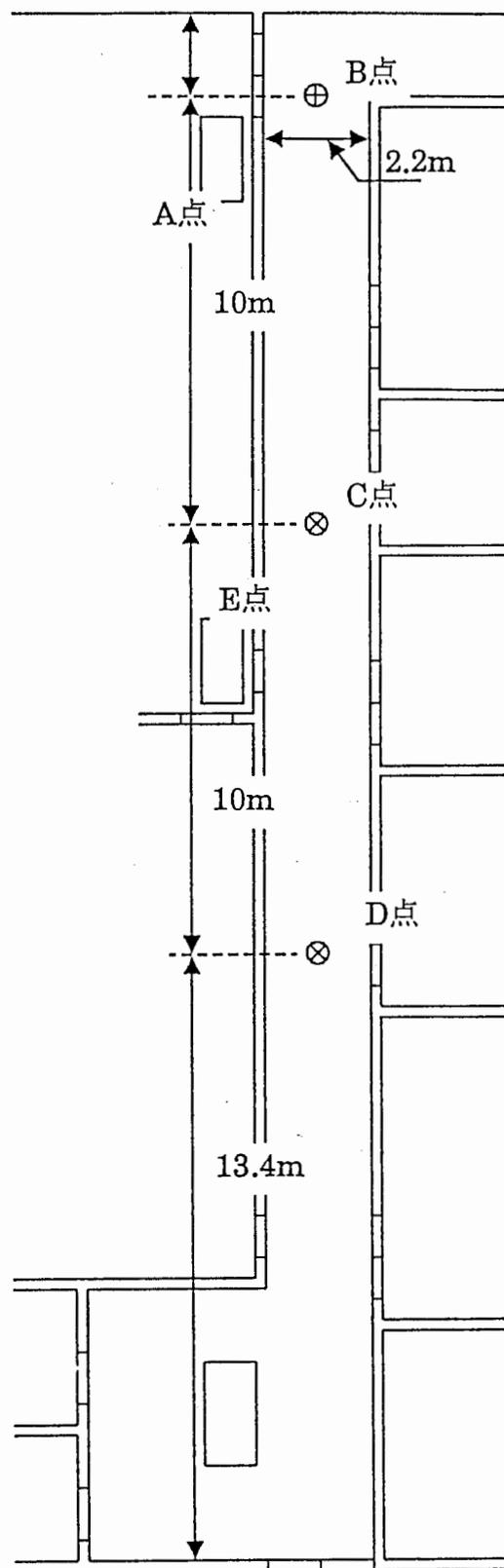


図2.7 測定場所の概要

エンベローププロファイルを求めたものある。相関波形のピークの三角形の底辺の広がりには図2.8とほとんど変化がなく、また、ピークが図2.8と比べて0.5div移動したことで、この地点では伝搬通路長約10mの一波とみなせる到来波が存在することがわかり、この伝搬通路長の数値は実験場所の幾何学的環境と非常によく一致している。また図2.10において、伝搬通路長約60mの到来波を表す第二のピークがみられるが、この距離は送信アンテナ正面の壁(ドア)からの反射波の伝搬距離とほとんど等しい。

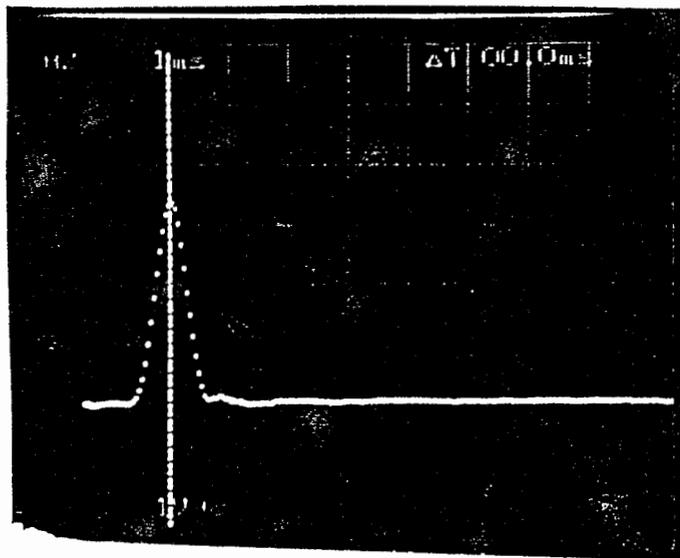


図2.8 基準エンベローププロファイル

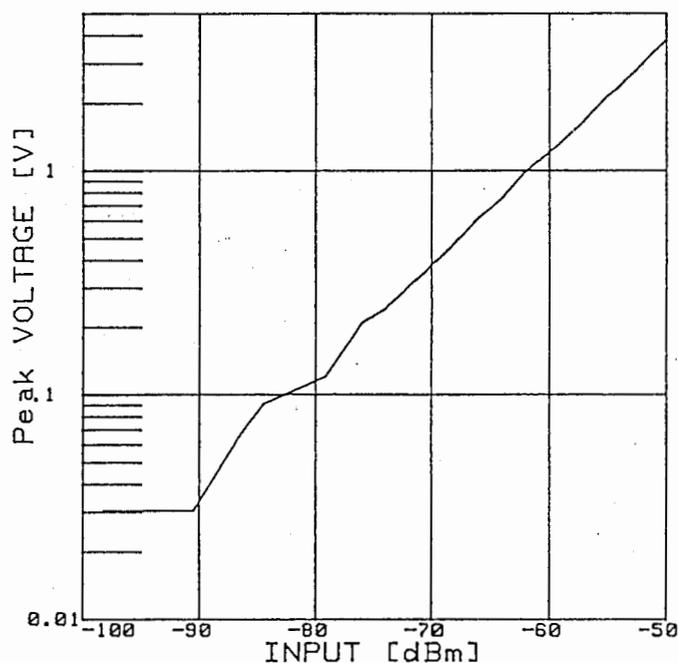


図2.9 受信電力対ピーク比

図2.11は受信アンテナをD点に設置してエンベローププロファイルを求めたものある。図2.10と同様に測定地点の幾何学的環境を非常に良く示すプロファイルが表れている。伝搬通路20mの到来波を表す第一のピークが直接波を表し、送信アンテナ正面の壁(ドア)からの反射波と思われる伝搬通路約50mの到来波を表す第二のピークが認められる。

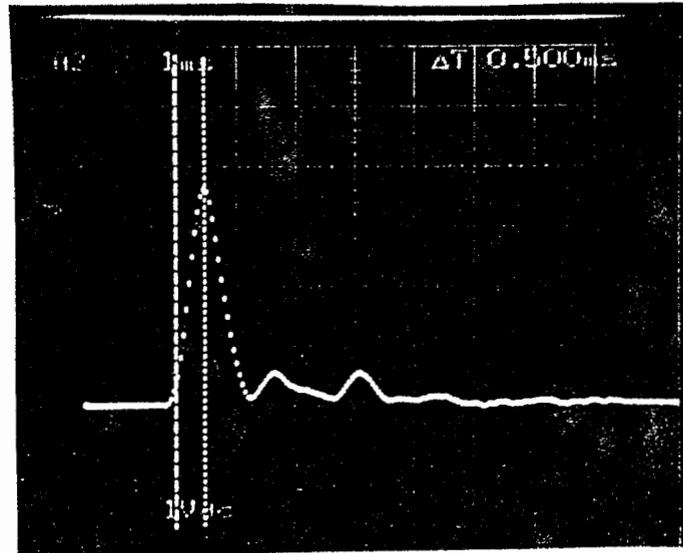


図2.10 C点のエンベローププロファイル

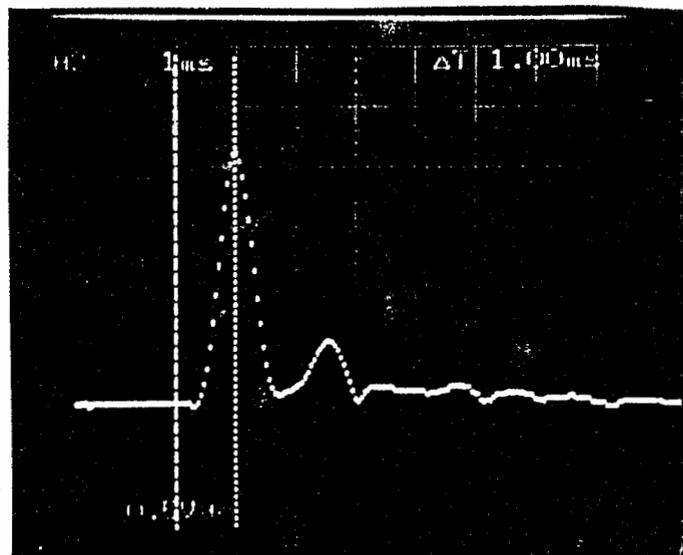


図2.11 D点のエンベローププロファイル

以上の予備実験により、試作した測定装置が良好に動作していることが確かめられた。

2.7 あとがき

屋内多重波伝搬構造をも測定でき、各種遅延パラメータを計算機処理により求めることができる多重波伝搬遅延測定システムの試作について述べた。今後はさまざまな屋内伝搬環境における多重波伝搬遅延特性を測定することによる屋内多重波伝搬環境のモデリングと共に、CCIRにより提唱される各種遅延パラメータと通信品質との関係についての検討が望まれる。また、屋内伝搬環境だけではなく、屋外における多重波伝搬遅延特性の測定にむけての検討も始める必要があると思われる。

参考文献

- [1] 尾林、前田、“基地局アンテナ高の室内電波伝搬遅延特性に与える影響”，平2年信学春全大，SB-1-2. 1990.
- [2] G.L.Turin, F.D.Clapp, T.L.Jhonston, S.B.Fine, and D.lavry, “A Statistical Model of Urban Multipath Propagation”, *IEEE Trans.*, VT-21, no.1, 1972.
- [3] D.C.Cox, “Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910MHz in a Suburban Mobile Radio Environment”, *IEEE Trans.*, AP-20, 1972.
- [4] 大森、大黒、山田、薄井、“920MHz帯におけるスプレッドスペクトラム方式を利用したマルチパス測定装置の現場試験結果”，信学技報，AP80-3, 1986.
- [5] D.M.J.Devasirvatham, “Time Delay Spread and Signal Level Measurements of 850 MHz Radio Waves in Building Enviroments”, *IEEE Trans.*, AP-34, no.11, 1986.
- [6] A.Papoulis, “The Fourier Integlal and Its Application”, McGraw-Hill Book Co.Inc., New York, 1962.
- [7] S.スタイン、JJ.ジョーンズ(関英代監訳)、“現代の通信回路理論”，森北出版, 昭和45年10月.
- [8] 日野, “スペクトル解析”，朝倉書店, 1977年10月.
- [9] 中川監修, “スペクトラム拡散通信技術の基礎と応用”，トリケップス, 昭和62年
- [10] R.C.Dixon(立野、他訳)，“スペクトラム拡散通信方式”，ジャテック出版, 昭和53年11月.
- [11] 吉田、中島, “移動通信を支える基本技術 アンテナと伝搬”，信学誌 移動通信特集号, 68巻11号, 昭和60年11月.
- [12] J.A.Tarallo and G.I Zysman, “A digital narrowband cellular system”,

Proc.IEEE, Veh.Technol.Conf., pp.279-280, 1987.

- [13] 園田、竹内、池上、吉田, “屋内伝搬遅延時間測定装置の試作”, 信学技報, APS 87-26, 1987.
- [14] 尾林, “移動通信における多重波伝搬遅延特性に関する研究”, 京都大学工学部修士論文, 1986.
- [15] 多賀、角田、今堀、相川, “屋内伝搬環境における低相関ダイバーシチ枝の実験的検討”, 平1年信学春期全大, B-2, 1989.
- [16] 多賀、今堀, “平行配置ダイポールによる空間ダイバーシチの特性”, 平2年信学春期全大, B-53, 1990.
- [17] CCIR Working Group 5-D, “PROPAGATION DATA AND PREDICTION METHODS IN THE LAND MOBILE SERVICES USING THE FREQUENCY RANGE 30MHz TO 3GHz”, Documents 5/359-E, 1989.

第3章 適応等化器と即時等化方式の提案

3.1 はじめに

干渉波除去を実現する手段には様々なものがあるが、長い遅延時間を持った干渉波を除去するには適応等化器の使用が有効である。一般に干渉波の振幅、位相、遅延時間は急峻に変動するために、高速に動作し確実に収束する適応等化器の実現が望まれており、現在様々な方式が検討されている[1][2][3]。等化器はその構成要素として適応タップ付き遅延線フィルタなどの等化フィルタ部、参照信号と等化出力の差を計算する誤差推定部、及びタップ利得を設定するタップ利得調整部があげられ、適応等化器においては信号の歪みが最小になるようにタップ利得が自動的に調整される。一般に適応等化器のタップ利得は何回もの誤差推定と計算によって始めて決定されるために、高速デジタル移動体通信に適用できる高速適応等化器の実現は非常に困難である。そこで報告者らは遅延波情報をほぼリアルタイムに検出できる伝送路特性測定方式を考案し、タップ利得をソフトウェアによるアルゴリズムではなく、ハードウェアにより瞬時に得られた遅延波情報によって即座に決定、更新する等化方式を提案した。本章では適応等化器の現状について簡単に述べると共にこの即時等化方式の概要を示す。

3.2 干渉波除去と適応等化器

干渉波除去方式を大別する一方法として、空間における干渉波除去方式と時間軸における干渉波除去方式との分類がある。アンテナによる空間ダイバーシチに代表される空間干渉波除去は受信波の振幅変動などのフラットフェージングに対して有効であり、セレクトティブフェージングについては指向性ダイバーシチなどが提案されている。ここでは空間ダイバーシチによりフラットフェージング対策を施した後の、時間軸におけるセレクトティブフェージング対策を考える。

時間軸等化技術の分類を表3.1に示す。これらの方式はそれぞれ本質的な長所ならびに短所を持っている。DSK遅延検波に代表される耐多重変復調技術[4]は伝送データフォーマットを制約せずシステムの自由度が高いという利点があるが、伝送帯域幅が拡がると共に特性改善が伝送データの一ビット長以内の遅延時間しか持たない干渉波に対してに限られるという欠点を持つ。誤り制御符号化はこの技術を適用しなければデジタルデータ伝送が不可能であるほど高いBER改善能力を持つが、本質的に真に伝えたいデータ以外の情報を必要とし、高いBER改善能力を高めればそれに応じてスループットが低下する。スペクトル拡散[5]は一種のパスダイバーシチとみなすことができ[6]、確実な干渉除去効果が期待されるが、必然的に電波の使用効率が悪化する。適応等化器はデータビット長よりも

表3.1 時間軸等化技術の分類

対策技術	基本的長所	基本的短所
耐多重変復調	システム自由度 高い	改善範囲限定 帯域幅の拡大
誤り符号化技術 インターリーブ	高いBER改善能力	スループット低下
スペクトル拡散 パスタダイバーシチ	確実な改善能力	電波使用効率悪化
適応等化器	改善範囲大	収束性に問題

長い遅延時間を持った干渉波が除去できるという長所がある一方、後で示すようにアルゴリズムの収束性や限られた処理時間における改善効果に疑問がある。

このようにそれぞれの技術はそれぞれの特徴を持っており、一つの技術でフラット、またはセレクトティブフェージングを完全に克服できるものではないが、特に今後の高速デジタル移動帯通信を考えた場合ビット長をはるかに上回る遅延波の到来が予想され、その除去を試みないかぎりその他の干渉除去技術では期待するBERが得られない場合が予想される。その意味で適応等化器はセレクトティブフェージング対策における最も有効な技術であり、高速動作の可能な等化器の実現が望まれる。

3.3 適応等化器の構成と分類

適応等化器は図3.1に示されるように、等化フィルタ部、誤差推定部、タップ利得調整部より構成され、それぞれの構成要素の違いによって適応等化器は分類される。

(1) 等化フィルタのハード構成による分類

適応等化器に用いられるフィルタには一つの素子が図3.2に示される、間隔 T (T はビット長)で $2N_1+1$ 個のタップ係数を持つトランスバーサルフィルタや図3.3のLatticeフィルタが用いられる[7]。トランスバーサルフィルタとはフィルタ特性を離散的なインパルス応答の合成で与えるフィルタであり、Latticeフィルタは入力データを一度直交化してから等化する点がトランスバーサルフィルタと異なっている[8]。

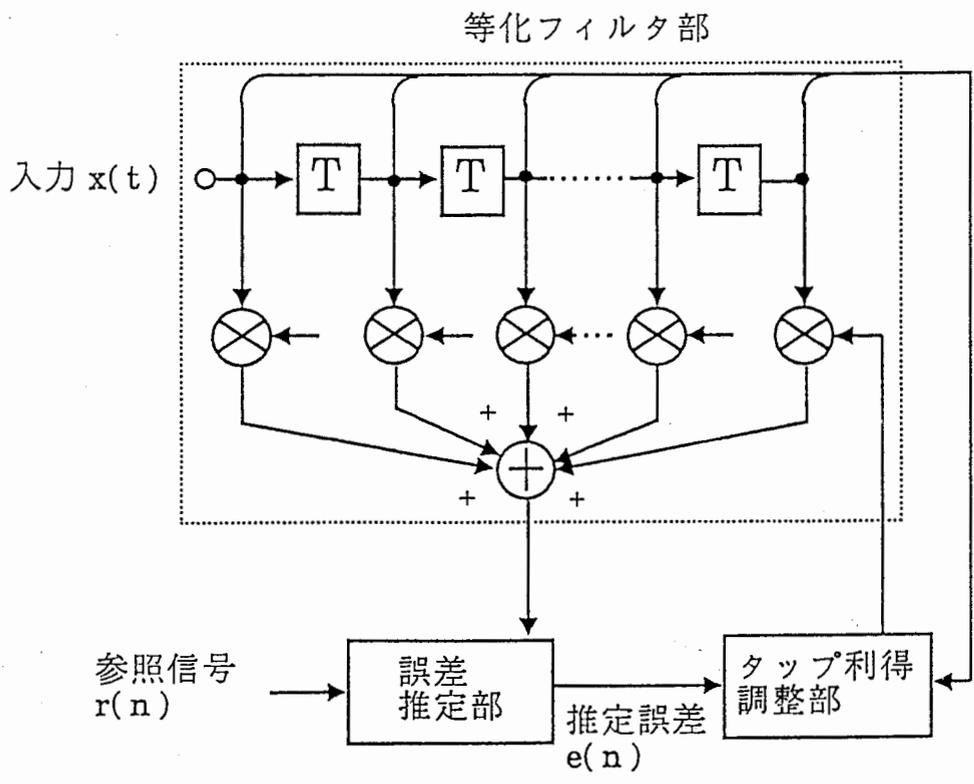


図3.1 適応等化器の構成

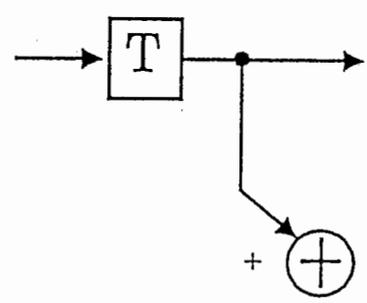


図3.2 トランスポーサルフィルタ

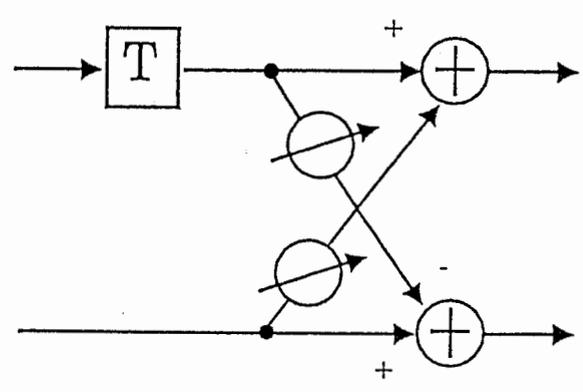


図3.3 Latticeフィルタ

(2) 参照信号の選び方による分類

誤差推定部において、推定誤差

$$e(t) = s(t) - r(t) \quad (1)$$

が計算される。ここで $s(t)$ は等化出力、 $r(t)$ は参照信号である。適応等化器は参照信号の選び方により次の三種類に分類される[9]。

(A) プリセット型アルゴリズム[10]

$r(t)$ をある既知のパターンとする方法で、通信(希望する情報を伝えること)を行う前のある特定のパターンを送信し、等化器のタップ利得の調整を行い、その後タップは固定する方式である。タップを固定するために次のタップ利得更新時間までの間の伝送路特性変動には適応できないがタップ利得決定に要する収束時間は非常に速い。

(B) 適応型アルゴリズム[11]

$r(t)$ を等化器出力から推定する方法である。等化器出力の誤りが多い通信路では収束に時間がかかる。

(C) トレーニング信号を含む適応型アルゴリズム[12]

$r(t)$ として既知の特定パターンと等化出力の判定値を切り換えて用いる方法で既知パターンの挿入割合は伝送路特性により決定される。

(3) タップ利得調整方法による分類

タップ利得調整方法については様々なアルゴリズムが提案、検討されているがここでは基本的な二種類のアルゴリズムについて述べる。

(A) 直接探索法

伝送路の特性を何らかの方法で推定し、直接計算によって一気に等化パラメータを決定しようとする方式である。図3.4に直接探索法を用いた適応等化器を示す[13]。

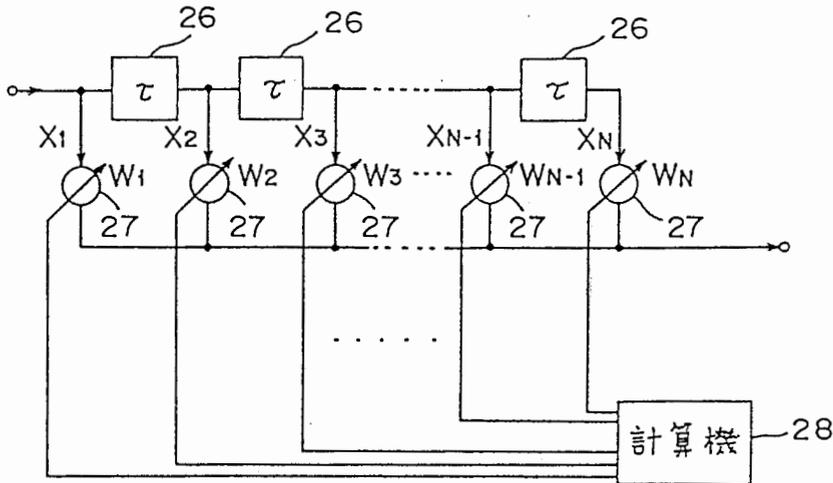


図3.4 直接探索法

受信機によって検波されたベースバンド信号 X_1 は、直列接続された整数 $(N-1)$ 個の各遅延素子26により一定時間 τ ずつ遅らせた信号に変換され、その結果各遅延素子26の出力信号 X_2, X_3, \dots, X_N は入力信号 X_1 よりもそれぞれ $\tau, 2\tau, \dots, (N-1)\tau$ だけ遅れた信号となる。これら各出力信号 X_2, X_3, \dots, X_N は、それぞれ計算機28によって重み係数が決定される重み乗算器27によりそれぞれ重み係数 W_1, W_2, \dots, W_N が掛け合わされた後加算され、加算された出力信号が計算機28に入力される。計算機28は各重み乗算器27にそれぞれ初期重み係数 W_1, W_2, \dots, W_N を設定しておき、その後遅延波の増減を検出しながら各重み係数を微小分 ΔW だけ増減させる。ここで計算機28は伝送路の伝達関数の逆関数をトランスバースルフィルタの重みを用いてシミュレーションし、入力信号 X_1 から不要な遅延波成分を新たに生成し、生成した不要な遅延波成分を受信信号から減算することにより所望の信号成分を出力する。直接探索法はアルゴリズムが簡単であるが、初期歪みが100%を越えると収束しないという欠点を持つ。

(B) 最小二乗誤差法(LMS)法

受信側で予め希望信号と同一の信号を基準信号として用意しておき、遅延線フィルタの出力信号と上記基準信号の差の二乗平均誤差を最小にする方式で、この方式は歪みが大きい場合も収束する[14]。図3.5に最小二乗誤差法を用いた適応等化器を示す。

図3.5の遅延線フィルタにおいて、図3.4と同様に、それぞれ重み係数が掛けられた出力信号が加算された信号 $y(t)$ が生成されて減算器31に入力される。減算器31は $y(t)$ から基準信号 $R(t)$ を減算して、二乗平均誤差 $e(t)$ を計算機28に出力する。計算機28から出力される制御信号 Y_1, Y_2, \dots, Y_N はそれぞれ乗算器29と積分

器30からなる相関器に入力された後、各信号 X_1, X_2, \dots, X_N との相関値が計算され、計算された各相関値が重み乗算器27の重み係数として設定される。ここで計算器28は二乗平均誤差 $e(t)$ が零となるように制御信号 Y_1, Y_2, \dots, Y_N を繰り返し計算して出力し、 $e(t)$ と各信号 X_1, X_2, \dots, X_N との相関値に比例した重み係数が各重み乗算器に設定されるよう動作する。

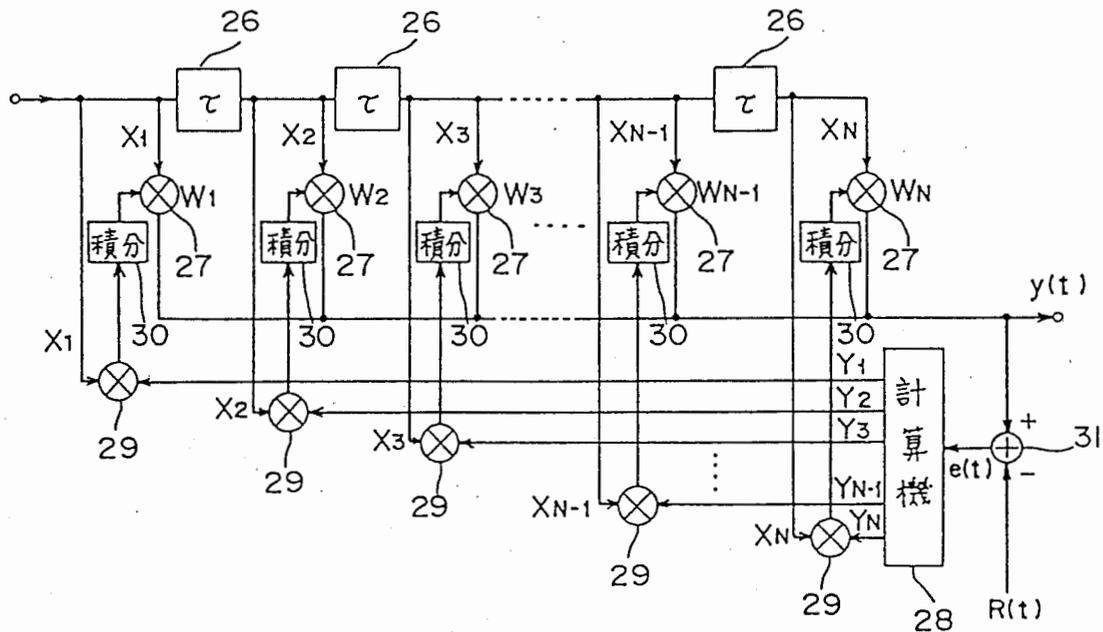


図3.5 最小二乗誤差法(LMS)法による適応等化器

3.4 適応等化器の構成例

適応等化器は以上のように分類することができるが、高速デジタル移動体通信への適用が検討される適応等化器のタイプは、伝送路の特殊性のためにかなり制限される傾向にある。すなわち、伝送路特性は非常に急峻に変動するためにタップ利得を固定してしまうプリセット方式では伝搬環境の変動に追従できず、等化出力を参照信号とする適応型アルゴリズムでは多数のビットエラーのために収束不可能となる場合が予想される。また、伝送路歪みの激しい伝搬環境にあっては等化パラメータを一気に決定する直接探索法では発散の可能性がある、従って高速デジタル移動体通信における適応等化器としては、普通送信信号にトレーニング信号を含ませて、LMS法を基本とするアルゴリズムによる繰り返し計算によって適応的にタップ利得を調整する等化器が用いられる。ここでは現在検討されている適応等化器の構成例について説明する[15]。

図3.5に適応等化器の構成例を示す[16]。1991年の運用が計画されているヨーロッパ GSM (Group Special Mobile) システムに用いられる予定のDFE (Decision Feedback Equalizer) である。

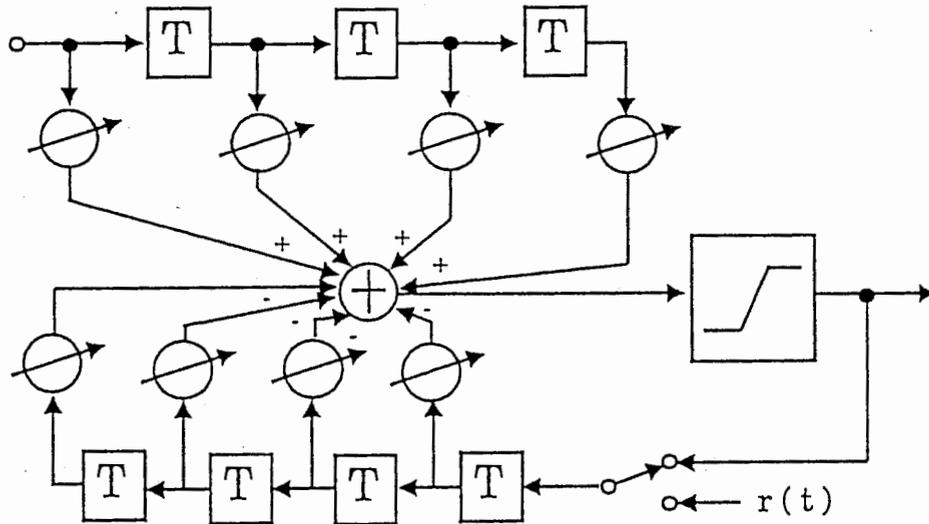


図3.6 適応等化器の構成例

DFEとは識別した結果を遅延させ、その信号を帰還させる等化器であり、この例では順方向3タップ、逆方向4タップのトランスバーサルフィルタにより構成されている。図3.6にGSMシステムの送信信号フォーマットを示す。340kbpsのTDMAであり、従ってタップ長は約 $2.9 \mu\text{sec}$ となる。TDMAであるから1フレーム内に同期ワードがあり、この部分を参照信号に用いている。このシステムの場合、1バースト0.8msec、10ユーザー/キャリアのTDMAであり、0.8msecごとに32ビットのトレーニング信号が入力される。

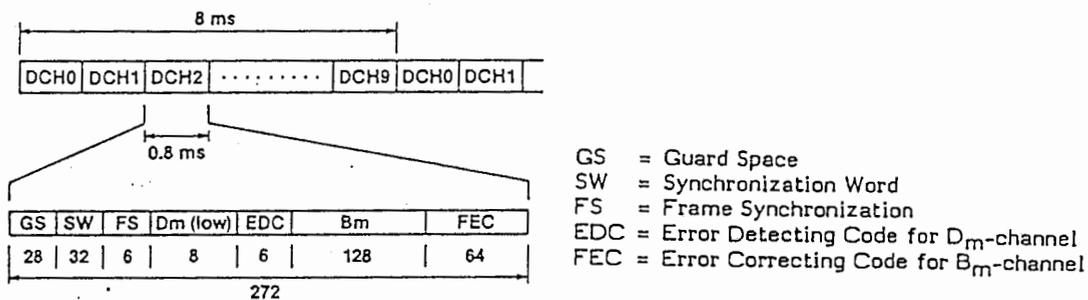


図3.7 信号フォーマット

このシステムでは最適な等化を行うためにトレーニング期間とバースト期間でタップ更新アルゴリズムを切り替えている。トレーニング期間中は、順方向タップはレビンソンアルゴリズム (Levinson algorithm) で適応的にタップ利得を調整し、逆方向タップについては直接探索法によりタップ利得を決定する。

バースト期間中は逆方向タップの方はタップ利得を固定しておき、順方向タップはグラディエント法 (Gradient method) でタップ利得を適応制御している。

3.5 適応等化器の問題点と伝送路即時測定方式[17]

以上、高速デジタル移動体通信に用いられる適応等化器の概要を述べたが、これらの等化器は不明な伝送路インパルス応答を計算アルゴリズムにより探索して結果的に遅延波除去を行うため、最終的な解に十分に収束するまでに数百回のオーダーの計算回数が必要となり、伝送路の時変インパルス応答に対する情報に基づいて瞬時に遅延波除去を行うことができない。従って、基本的に伝送路のインパルス応答特性の急峻な変動に追従できないという問題が生じる。もしくは、繰り返し計算に許される処理時間が非常に短いためにアルゴリズムに限界が生じ、例えばタップ数は多ければそれだけ長い遅延時間を持った遅延波除去が可能となり性能が向上するにもかかわらず、演算時間はタップ数の二乗に比例するために現状のタップ数に留まっている。

伝送路インパルス応答を盲目的に繰り返し計算処理によって求めていくのではなく、ハードウェアによって高速に検出することができれば、最も高速な等化が可能となる。遅延波の数および第一到来波に対するそれぞれの遅延波の遅延時間、振幅比、位相差が分かれば、遅延時間はタップ段数に、振幅と位相の積はタップ利得に、それぞれ直接的に対応するので、非常に簡単なアルゴリズムで等化が可能となる。

多重伝搬路におけるインパルス応答特性変動の測定は遅延プロファイルの測定として知られている。高速等化に適用可能な遅延プロファイル即時測定方法の検討を行った。

3.5.1 従来の遅延プロファイル測定方法

従来の従来の遅延プロファイル測定方法として、疑似ランダム雑音信号 (以下、PN 信号) を二相位相変調して送信し、受信局において送信時に使用した PN 信号と同一の PN 信号発振器を備え、この PN 信号発振器から得られる PN 信号と受信された PN 信号との相関を検出することによって遅延プロファイル特性を測定する方法が知られている。

図3.8および図3.9に従来の遅延プロファイル特性測定システムの送信および受信部のブロック図を示す。図3.8において、標準発振器 1 は 1MHz の信号を周波数通倍器 2 に出力し、周波数通倍器 2 は入力された信号を通倍して 10MHz のクロック信号を PN 信号発声器 3 に出力し、70MHz の IF 信号を 2 相位相変調器 4 に出力すると共に、840MHz の RF ローカル信号を混合器 5 に出力する。PN 信号発声器 3 は、入力されるクロック信号に基づいて 9 段 m 系列の PN 信号を発生して、2 相

位相変調器 4 に出力する。ここで発生される PN 信号は、符号速度 10MHz、信号長 $2^9 - 1 = 511$ ビットの PN 信号であり、タイムスロット長 t_0 が $0.1 \mu\text{sec}$ である疑似ランダムパターンが 511 クロック毎に、すなわち $51.1 \mu\text{sec}$ の繰り返し周期で発生される。2 相位相変調器 4 は、IF 信号 PN 信号で 2 相位相変調し、2 相位相変調信号を混合器 5 に出力する。混合器 5 は入力された 2 相位相変調信号と RF ローカル信号を混合して 910MHz の信号を発生させ、帯域通過フィルタ 6 および電力増幅器 7 を介して送信アンテナ 8 から送信する。

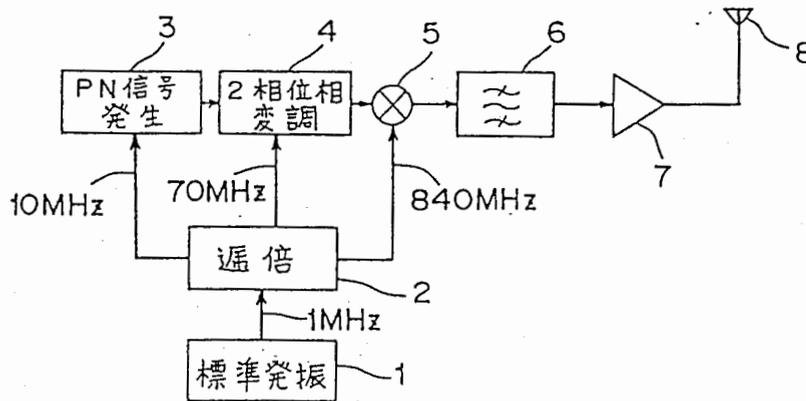


図3.8 送信部のブロック図

図3.9 において、送信部から送信された信号は、受信アンテナ 10 で受信された後、帯域通過フィルタ 11 および増幅器 12 を介して混合器 13 に入力される。一方、標準発振器 14 は 1MHz の信号を周波数逓倍器 15 に出力し、逓倍器 15 は入力された信号から 840MHz の RF ローカル信号、70MHz の IF 信号、及び 10MHz - 2kHz のクロック信号を発生して、それぞれ混合器 13、2 相位相変調器 16、及び PN 信号発生器 17 に出力する。PN 信号発生器 17 は入力された信号から、送信部で発生される PN 信号に対して時間とともに遅れてずれていく PN 信号を発生して 2 相位相変調器 16 に出力する。2 相位相変調器 16 は、IF 信号を PN 信号発生器 17 から入力される信号で 2 相位相変調し、電力分配器 18 を介して相関器 22a 内の混合器 23a および相関器 22b 内の混合器 23b に出力する。

一方、混合器 13 は、増幅器 12 から入力される受信信号と RF ローカル信号を混合して IF 信号を発生させ、低域通過フィルタ 19 および増幅器 20 を介して 90 度ハイブリッド回路 21 に出力する。90 度ハイブリッド回路 21 は、入力された IF 信号を同相成分 (I 成分) と直交成分 (Q 成分) に分割し、同相成分を相関器 22a 内の混合器 23a に出力すると共に、直交成分を相関器 22b 内の混合器 23b に出力する。相関器 22a 内の混合器 23a は、ハイブリッド回路 21 から入力される IF 信号の同相成分と 2 相位相変調器 16 で 2 相位相変調された IF 信号を乗算して積分器 24a に出力し、積分器 24a は入力された信号を積分し、得られた上記 2 つの IF 信号間の相関信号を 2 乗和回路 25 に出力する。相関器 22b も相関器 22a と同様に動作し、ハイブ

リッド回路21から入力されるIF信号の直交成分と2相位相変調器16で2相位相変調されたIF信号間の相関信号を2乗和回路25に出力する。2乗和回路25は、入力された2つの相関信号に対して2乗和の演算を行い、演算結果の信号を遅延プロファイル信号として出力する。

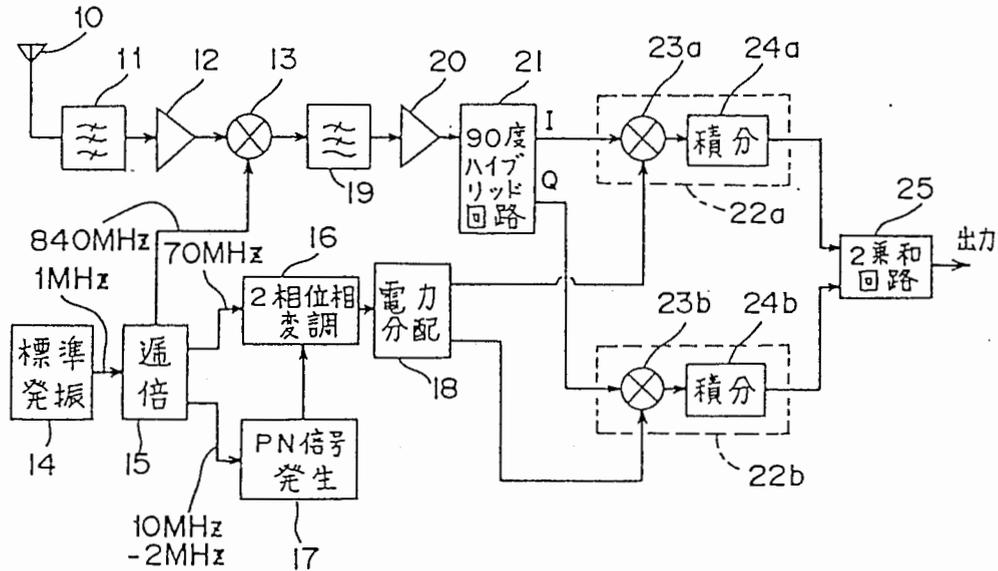


図3.9 受信部のブロック図

3.5.2 遅延プロファイル即時検出方式

従来の遅延プロファイル測定システムにおいては送信部のPN信号の速度と受信部のPN信号の速度との差である2kHzの掃引速度で時間軸上において測定されるインパルス応答波形しか得られない。従って遅延波数、および各遅延波の遅延時間や振幅などの急峻に変動する遅延波情報を高速に識別して抽出することがきわめて困難である。また、遅延プロファイルを測定するためには送信信号をPN信号で絶えず2相変調しておかなければならず、実際の通信に適用するにはきわめて効率の悪い信号形態となる。ここで提案する遅延プロファイル即時検出方式は以上の問題点を解消し、一般的なTDMAフォーマットの信号により遅延プロファイルを即時に検出する手段である。

図3.10に即時検出方式の送信部のブロック図を示す。標準信号発生器41は1MHzの信号を周波数通倍器42に出力し、周波数通倍器42は10MHzのクロック信号をデジタル信号発生器43およびPN信号発生器44に出力し、70MHzのIF信号を多重変調器45に出力し、840MHzのRFローカル信号を混合器46に出力する。デジタル信号発生器43は入力されたクロック信号に基づいて受信部に伝送する所望の情報伝達用デジタル信号を発生して多重変調器45に出力する。PN信号発生器44は、入力されたクロック信号に基づいて9段m系列のPN信号を発生して多

重変調器45に出力する。ここで発生されるPN信号は、符号速度10MHz、符号長 $2^9 - 1 = 511$ ビットのPN信号であり、タイムスロット長 T_0 が $0.1\mu\text{sec}$ である疑似ランダムパターンが511クロック毎に、すなわち $51.1\mu\text{sec}$ の繰り返し周期で発生される。多重変調器45は、入力されたデジタル信号とPN信号を時分割多重した後、IF信号を時分割多重されたデジタル信号で位相変調して、生成された位相変調を混合器46に出力する。時分割多重された後のデジタル信号は図3.11に示すように1対のPN信号と情報伝達用デジタル信号で一つのフレームを構成し、各フレーム間にガードビット系列が挿入され、各フレームの信号が繰り返し出力される。混合器46は入力された位相変調信号とRFローカル信号を混合して、910MHzの送信信号を帯域通過フィルタ47および電力増幅器48を介して送信アンテナ49から送信する。

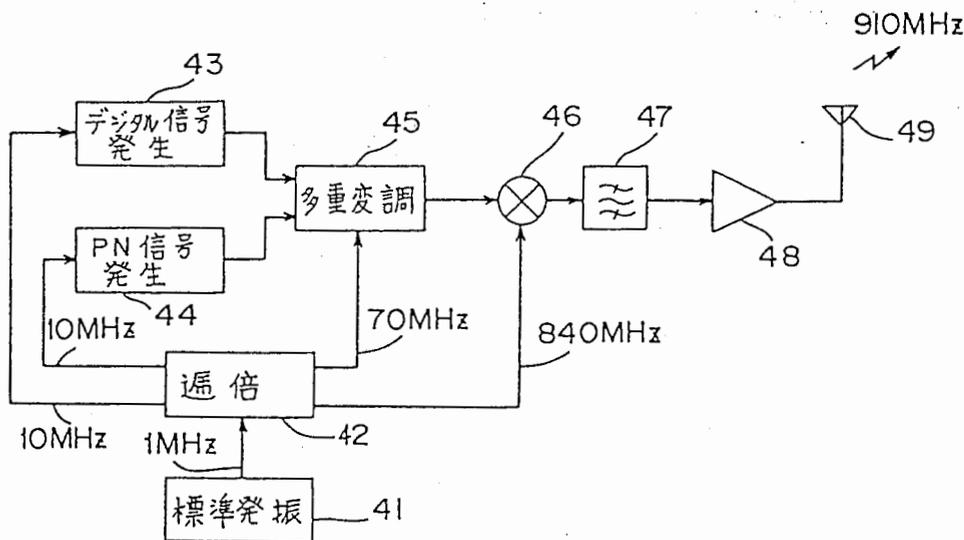


図3.10 送信部のブロック図

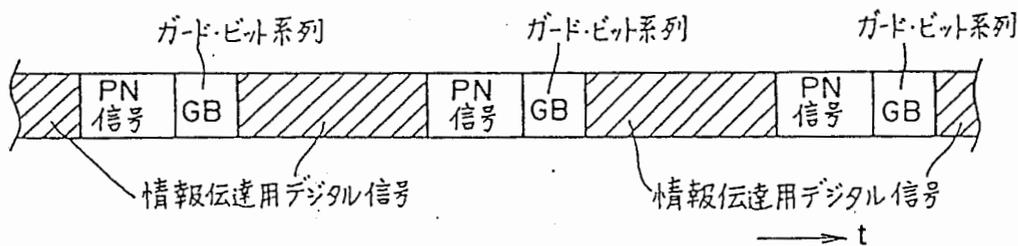


図3.11 送信信号フォーマット

図3.12の受信部において、受信アンテナ50は、送信部から送られてきた信号を受信し、帯域フィルタ51および増幅器52を介して混合器53に出力する。一方、標準信号発生器54は1MHzの信号を周波数通倍器55に出力し、周波数通倍器55は入力

された信号を逡倍して、10MHzのクロック信号をPN信号発生器59-1、59-2,...,59-nに出力し、840MHzのRFローカル信号を混合器53に出力する。混合器53は増幅器52から入力された受信信号とRFローカル信号を混合して70MHzのIF信号に周波数変換し、低域通過フィルタ56およびIF増幅器57を介して電力分配器58に出力する。電力分配器58は入力されたIF信号を整数n分配して、相関検出期60-1、60-2,...,60-nに出力する。

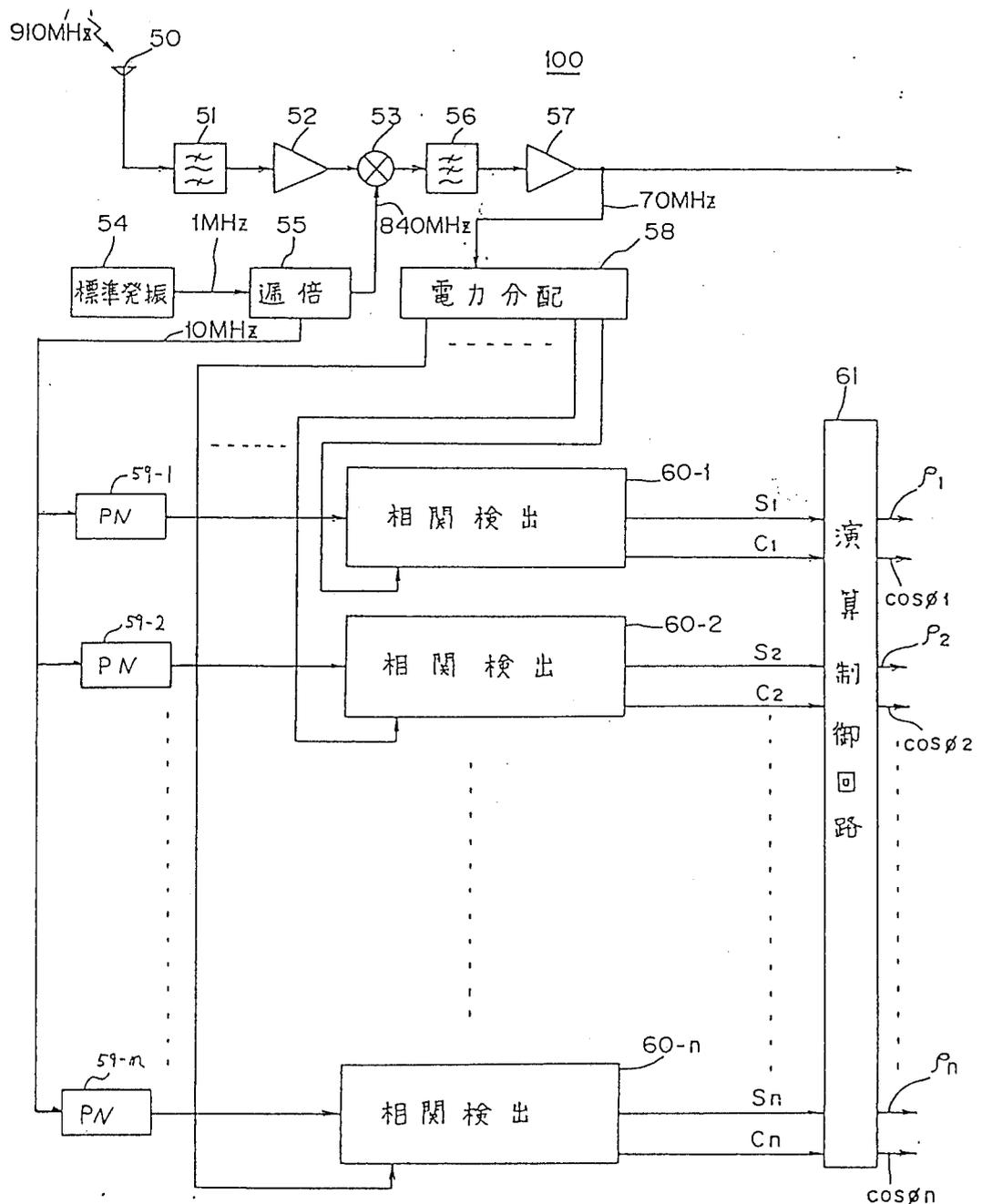


図3.12 受信部のブロック図

一方、PN信号発生器59-1~59-nはそれぞれ、周波数通倍器55から入力されるクロック信号に基づいてPN信号を発生し、相関検出器60-1、60-2,...,60-nに出力する。ここで、PN信号発生器59-1~59-nから出力される各PN信号は図3.13に示すように、送信部において発生されるPN信号と同一のパターンと同一のタイムスロット長 T_0 を有し、各PN信号が順に1ビットずつ遅れるように出力される。すなわち、PN信号発生器59-1から出力されるPN信号は送信部のPN信号発生器44から出力されるPN信号に一致し、また、PN信号発生器59-2から出力されるPN信号の第2ビットは送信部のPN信号発生器44から出力されるPN信号の第1ビットに対応し、以下同様にしてPN信号発生器59-nから出力されるPN信号の第nビットは送信部のPN信号発生器44から出力されるPN信号の第1ビットに対応する。

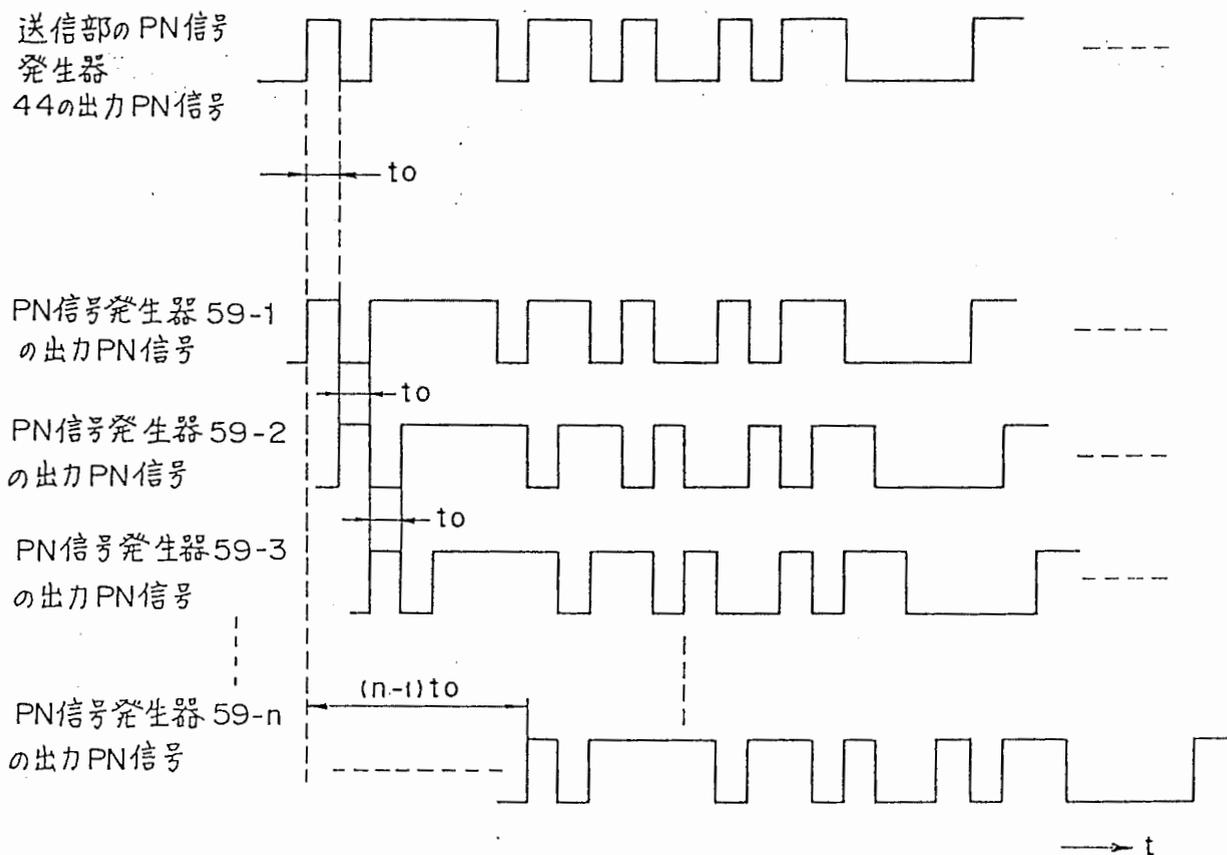


図3.13 受信部PN信号タイミングチャート

図3.14は相関検出器60-1のブロック図である。図3.14において、電力分配器58から出力されるIF信号並びにPN信号発生器59-1から出力されるPN信号は乗算器62に入力され、乗算器62は、入力される2つの信号を乗算した後帯域通過フィルタ63を介して振幅検出器64及び位相検出器65に出力する。振幅検出器64は入力された相関検出信号の振幅を検出し、振幅データを S_1 を演算制御回路61に出力す

る。位相検出器65は、入力される相関検出信号と基準信号発生器66から入力される基準信号との位相差を検出し、位相データC₁を演算制御回路61に出力する。基準信号発生器66から入力される基準信号は送信部の周波数逡倍器42から出力されるIF信号と同一の位相を保つように調整されている。以上のように構成された相関検出器60-1は、入力されたIF信号とPN信号との間に相関がある場合にのみ振幅データS₁と位相データC₁を出力し、一方、入力されるIF信号とPN信号との間に相関がないときはS₁およびC₁を出力しない。

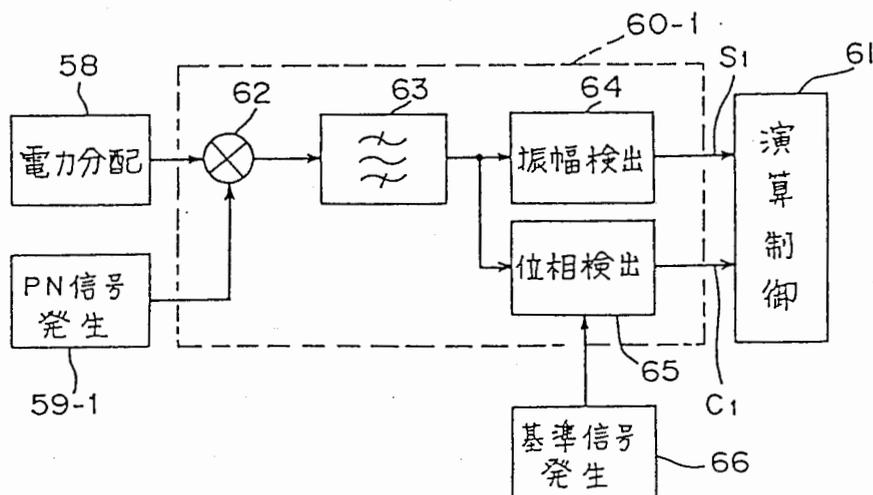


図3.14 相関検出器のブロック図

各相関検出器60-2、60-3,...,60-nは上記相関検出器60-1と同様に構成され、それぞれPN信号発生器59-2、59-3,...,59-nから入力されるPN信号が有する符号遅れに一致する遅延時間 t_0 、 $2t_0$,..., $(n-1)t_0$ を有する遅延波成分を含む信号が入力された場合にのみ、遅延波振幅に比例した相関検出信号振幅データ S_2 、 S_3 ,..., S_n と位相データ C_2 、 C_3 ,..., C_n を演算制御回路61に出力する。

演算制御回路61は、各相関検出器60-2、60-3,...,60-nから入力される振幅データおよび位相データのうち、ガードビット系列の受信後最初に入力される第一到来波の振幅データおよび位相データをそれぞれ S_{11} 、 C_{11} とし、遅延プロファイルデータの振幅データ $\rho_1 = S_{11} / S_{11} = 1$ と位相データ $\cos \phi_1 = \cos(C_{11} - C_{11}) = 1$ を出力する。次いで演算制御61に入力される第2到来波(第一遅延波)の振幅データと位相データをそれぞれ S_{12} 、 C_{12} として下記の演算を行い、

$$\rho_2 = S_{12} / S_{11} \quad (2)$$

$$\cos \phi_2 = \cos(C_{12} - C_{11}) \quad (3)$$

演算された第二到来波に関する遅延プロファイルデータの振幅データ ρ_2 と位相データ $\cos \phi_2$ を出力する。以下、同様にして演算制御回路 61 に入力される第 n 到来波(第 $(n-1)$ 遅延波)の振幅データと位相データをそれぞれ S_{1n} 、 C_{1n} として演算

$$\rho_n = S_{1n} / S_{11} \quad (4)$$

$$\cos \phi_n = \cos(C_{1n} - C_{11}) \quad (5)$$

を行い、第 n 到来波に関する遅延プロファイルデータの振幅データ ρ_n と位相データ $\cos \phi_n$ を出力する。

以上のように構成された伝送路特性測定システムの動作について、図 3.15 に示すように、受信部に第一到来波と二つの遅延波が受信される場合を例にとり以下に説明する。

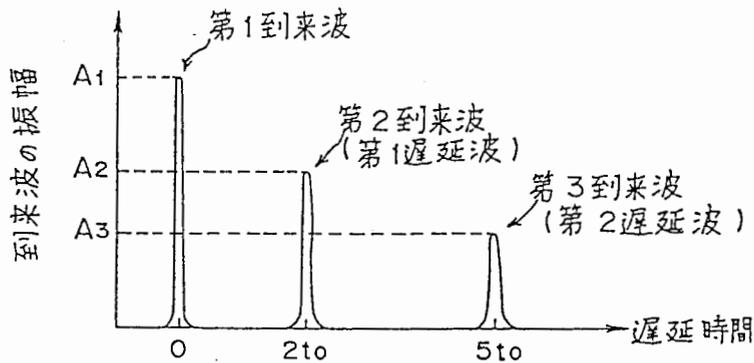


図3.15 第一到来波と二つの遅延波が受信される例

送信部は図 3.11 に示したように情報伝達用デジタル信号と PN 信号とを時分割多重した後位相変調した送信信号を受信部に向けて送信する。

受信部は、図 3.15 に示すように、振幅 A_1 を有する第一到来波を受信した後、第一到来波から遅延時間 $2t_0$ 後に振幅 A_2 を有する第 2 到来波すなわち第一遅延波を受信し、その後第一到来波から遅延時間 $5t_0$ 後に振幅 A_3 を有する第 3 到来波すなわち第 2 遅延波を受信する。

いま、第 1 到来波の PN 信号が PN 信号発生器 59-1 から出力される PN 信号と相関があるとすると、第 1 到来波が受信部で受信された時、相関検出器 60-1 は振幅データ $S_1 = kA_1$ と位相データ C_1 を演算制御回路 61 に出力する。 k は比例定数である。これに応答して、演算制御回路 61 は振幅データ S_1 と位相データ C_1 をそれ

ぞれ第1到来波の振幅データ S_{11} と位相データ C_{11} とした後、振幅データ $\rho_1 = S_{11}/S_{11} = 1$ と位相データ $\cos \phi_1 = \cos(C_{11} - C_{11}) = 1$ を演算して遅延プロファイルデータとして出力する。

次いで、第2到来波(第1遅延波)が第1到来波受信時から時間 $2t_0$ の後に受信されたとき、相関検出器 60-3は振幅データ $S_3 = kA_2$ と位相データ C_3 を演算制御回路61に出力する。これに应答して、演算制御回路 61は第2到来波に関する振幅データ $\rho_2 = S_3/S_{11} = S_{12}/S_{11}$ と位相データ $\cos \phi_2 = \cos(C_3 - C_{11}) = \cos(C_{12} - C_{11})$ を演算して遅延プロファイルデータとして出力する。

さらに、第3到来波(第2遅延波)が第1到来波受信時から時間 $5t_0$ の後に受信部で受信去れたとき、相関検出器 60-6は振幅データ $S_6 = kA_3$ と位相データ C_6 を演算制御回路61に出力する。これに应答して、演算制御回路 61は第3到来波に関する振幅データ $\rho_3 = S_6/S_{11} = S_{13}/S_{11}$ と位相データ $\cos \phi_3 = \cos(C_6 - C_{11}) = \cos(C_{13} - C_{11})$ を演算して遅延プロファイルデータとして出力する。

ここで、遅延波は遅延時間 $2t_0$ と $5t_0$ を有する2つしか存在しないので、相関検出器60-2、60-4、60-5、60-7,...,60-nは振幅データ並びに位相データを演算制御回路61に出力しない。従って、演算制御回路 61から出力される振幅データ $\rho_4, \rho_5, \dots, \rho_n$ と位相データ $\cos \phi_4, \cos \phi_5, \dots, \cos \phi_n$ は零のままである。

以上説明したように、本システムを用いれば、遅延波の振幅と位相および遅延時間の情報をほぼリアルタイムに検出することができ、その情報による干渉波除去が可能となる。

3.5.3 システムの構成例

図3.16に遅延プロファイル即時検出システムの受信部の構成例を示す。この受信部は図3.10の送信部からの信号を受信する。図3.16が図3.12と異なるのは、それぞれ位相の異なるPN信号を発生するn個のPN信号発生器 59-1 - 59-nに代わって、1個のPN信号発生器67と(n-1)段のシフトレジスタ68を備えたことであり、以下、上記相違点について説明する。

図3.16において、周波数逡倍器55は10MHzのクロック信号をPN信号発生器 67に出力する。PN信号発生器67は、図3.14のPN信号発生器 5-1と同様に動作してPN信号を相関検出器60-1およびシフトレジスタ68に出力する。シフトレジスタ68は、入力されるPN信号をタイムスロット T_0 ずつシフトさせ、入力されたPN信号から1ビットシフトしたPN信号を相関検出器 60-2に出力し、入力されたPN信号から2ビットシフトしたPN信号を相関検出器60-3に出力し、以下同様にして入力されたPN信号から(n-1)ビットシフトしたPN信号を相関検出器 60-nに出力する。

本構成例において、伝送路特性の測定時間分解能を上げるためには、PN信号の符号速度を速くすればよく、また観測が必要である遅延時間の範囲を変化させる

には、シフトレジスタ68の段数を変化させればよい。

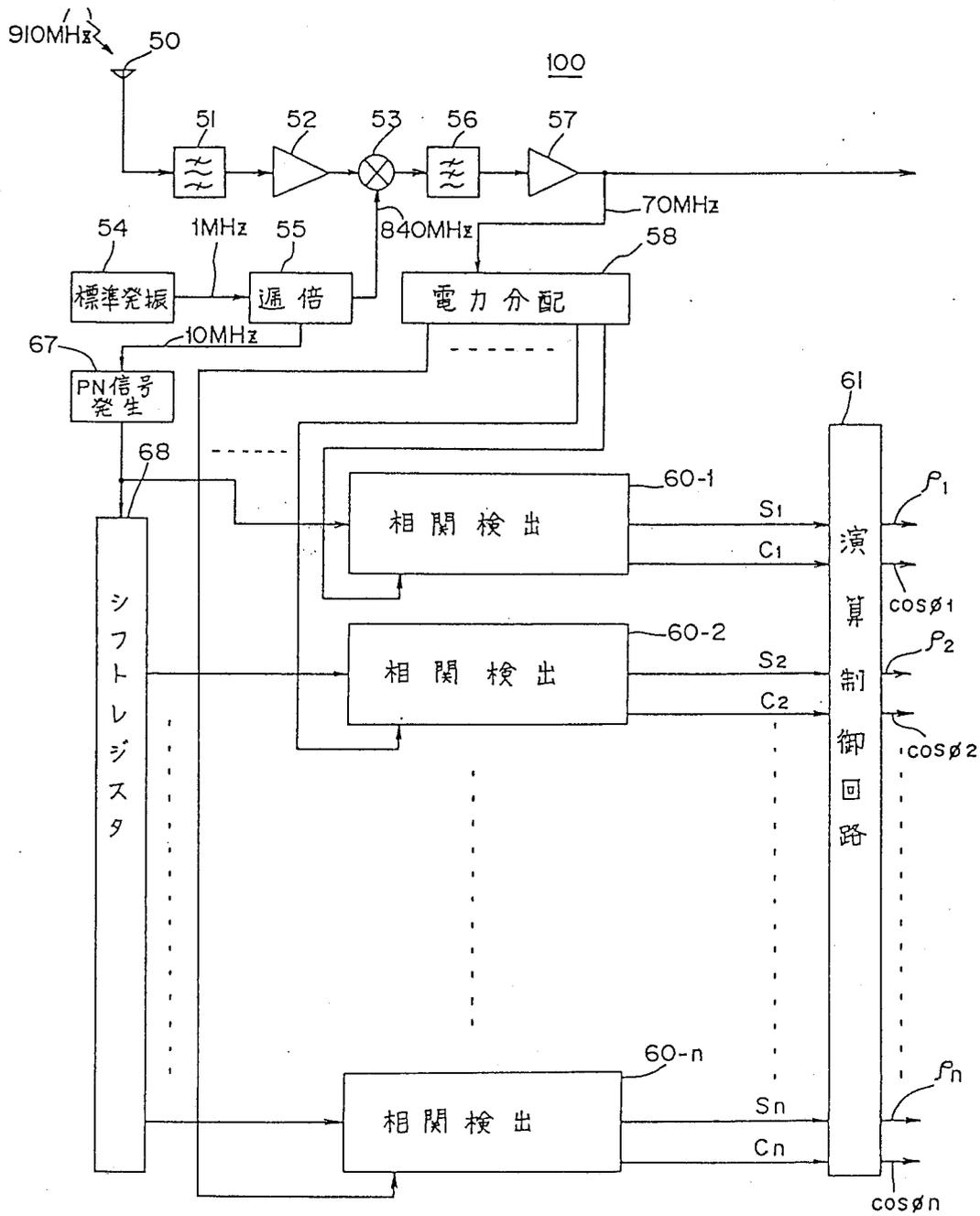


図3.16 システムの構成例

3.6 干渉波高速除去システム

以上述べてきた遅延プロファイル即時検出システムを応用した干渉波高速除去システムについて述べる。

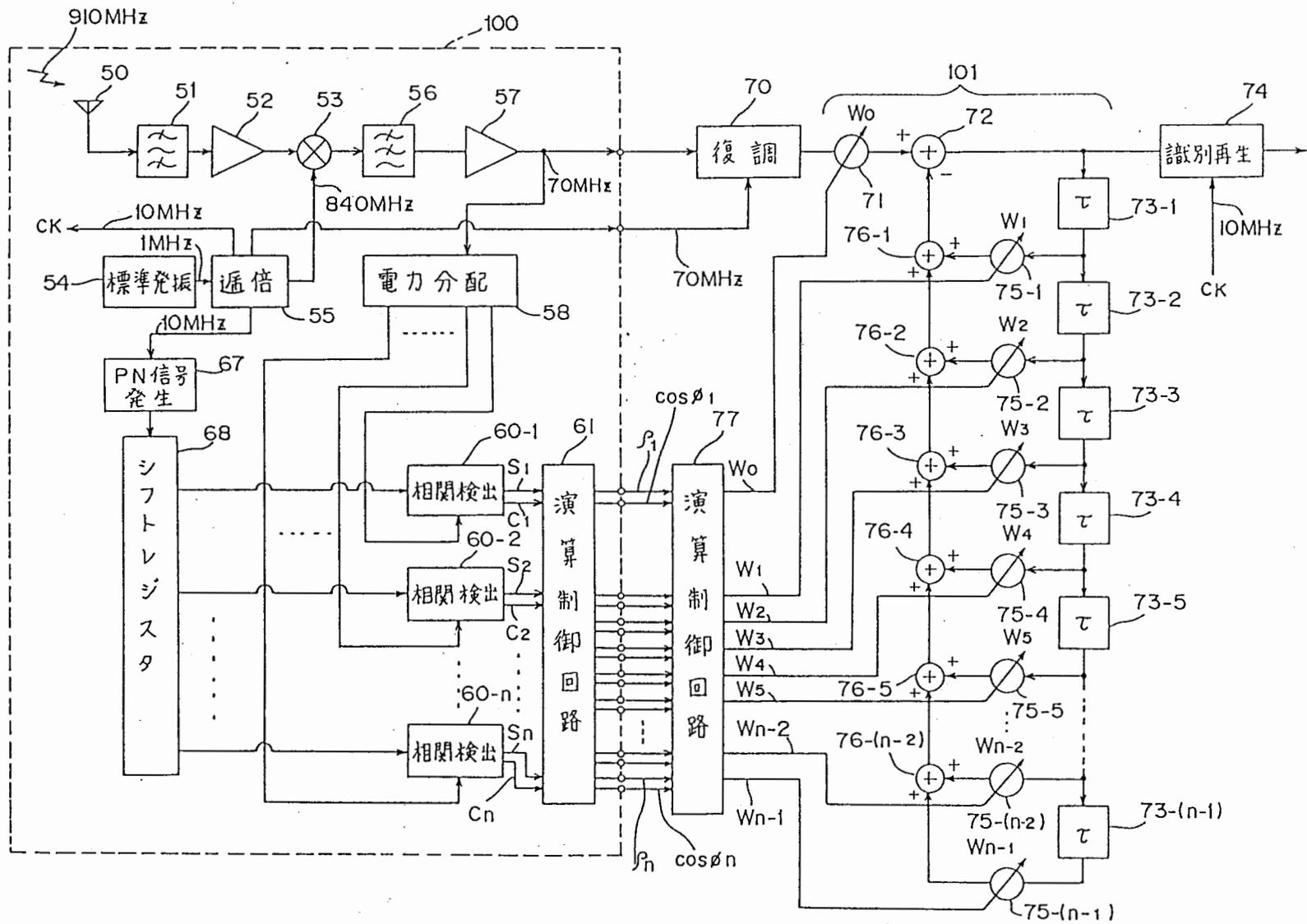


図3.17 干渉波高速除去システムの構成例

図3.17は本システムのブロック図であり、このシステムは図3.10の送信部からの信号を受信する。

図3.17において、このシステムは図3.16の遅延プロファイル即時検出システムである受信部100をそのまま備えており、受信部100の増幅器57から出力される受信IF信号は復調器70に入力され、また、受信部100内の周波数通倍器55から出力される70MHzのクロック信号も復調器70に入力される。復調器70は入力される受信IF信号をクロック信号に基づいて位相復調を行い、復調されたベースバンド信号を、適応タップ付き線形インパルス応答フィルタ(以下、IIR型フィルタ)101内の重み乗算器71を介して、減算器72に出力する。

上記IIR型フィルタ101は、演算制御回路77から重み係数 W_0, W_1, \dots, W_{n-1} がそれぞれ設定される n 個の重み乗算器71および75-1~75-($n-1$)と、($n-2$)個の加算器76-1~76-($n-2$)と、送信部および受信部100で発生されるPN信号の1タイムスロット t_0 に等しい遅延時間をそれぞれ有し縦続接続された($n-1$)個の遅延素子73-1~73-($n-1$)を備える。各重み乗算器71、75-1~75-($n-1$)はそれぞれ、入力される信号に設定される重み係数 W_0, W_1, \dots, W_{n-1} を乗算して出力する。減算器72は、乗算器71から入力されるベースバンド信号から加算器76-1から入力される信号を減算し、減算結果の信号を遅延素子73-1および識別再生回路74に出力する。識別再生回路74は受信部100から出力される10MHzのクロック信号に基づいて識別再生してデジタル信号に変換して出力する。

各遅延素子73-1~73-($n-1$)から出力される各信号はそれぞれ重み乗算器75-1~75-($n-1$)を介して加算器76-1~76-($n-2$)、76-($n-2$)に入力される。加算器76-($n-2$)は入力される2つの信号を加算して加算器76-($n-3$)に出力し、加算器76-($n-3$)は入力される2つの信号を加算して加算器76-($n-4$)に出力し以下同様にして、加算器76-1は入力される2つの信号を加算して減算器72に出力する。

さらに、受信部100の演算制御回路61から出力される遅延プロファイルの振幅データ $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n$ および位相データ $\cos \phi_1, \cos \phi_2, \dots, \cos \phi_n$ が演算制御回路77に入力される。演算制御回路77は、入力される遅延プロファイルデータに基づいて、第1到来波及び各遅延波の相関値と第1到来波の相関値の比の値を重み係数 $W_0, W_1, W_2, \dots, W_{n-1}$ として以下のように演算する。すなわち、第1到来波の相関値に対するそれ自身の相関値の比の値である重み係数 W_0 は次式で表され、

$$W_0 = \rho_1 \cos \phi_1 \quad (6)$$

第2到来波が第1到来波よりも時間 $i \times t_0$ (ここで、 i は自然数である)だけ遅延しているとき、重み係数 W_i は次式で表され、

$$W_i = \rho_2 \cos \phi_2 \quad (7)$$

さらに第3到来波が第1到来波よりも時間 $j \times t_0$ (ここで、 j は i よりも大きい自然数である) だけ遅延しているとき、重み係数 W_j は次式で表され

$$W_j = \rho_3 \cos \phi_3 \quad (8)$$

以下同様に、第 n 到来波が第1到来波よりも時間 $k \times t_0$ (ここで、 k は j よりも大きい自然数である) だけ遅延しているとき、重み係数 W_k は次式で表される。

$$W_k = \rho_n \cos \phi_n \quad (9)$$

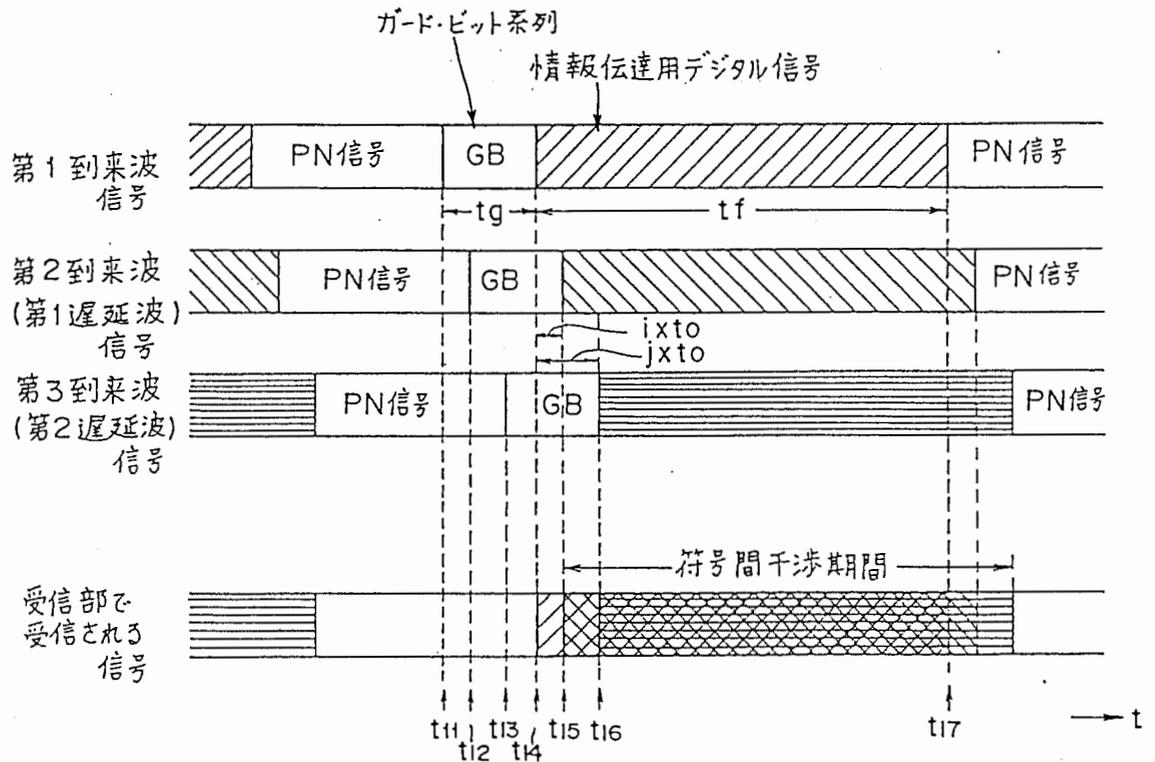


図3.18 重みづけのタイミングチャート

ここで、演算制御回路77は、図3.18に示すように、第1到来波の振幅データ ρ_1 が1から0に立ち上がることを検出する時刻(前の第1到来波のPN信号の終了時刻) t_{11} からガードビット系列のビット長に対応する時間 t_g 後の時刻 t_{14} から、情報伝達用デジタル信号の1フレームに対応する時間 t_f 後の時刻 t_{17} まで、上記演算された重み係数 $W_0=1$ を重み乗算器71に出力して設定する。また、演算制御回路77は、上記時刻 t_{14} から第1遅延波の遅延時間 $i \times t_0$ 後の時刻 t_{15} から、上記時刻 t_{17} まで、上記演算された重み係数 W_1 を重み乗算器75- i に出力して設定し、演算制御回路77は、上記時刻 t_{14} から第2遅延波の遅延時間 $j \times t_0$ 後の時刻 t_{16} から、上記時刻 t_{17} まで、上記演算された重み係数 W_j を重み乗算器75- $(n-1)$ に出力して設定する。なお、演算制御回路77が上記重み係数を出力しないとき、各重み乗算器71、75-1, ..., 75- $(n-1)$ に零に重み係数が設定される。従って、演算制御回路

77は、図3.19に示すように、受信部100で第1到来波のPN信号とガードビット系列を受信している期間 t_a において、受信部100の演算制御回路61から入力される遅延プロファイルデータに基づいて上述の重み係数の演算を行った後、第1到来波の情報伝達用デジタル信号を受信している期間 t_b において、上記演算された重み係数を上述の所定の時間に重み乗算器71、75-1,...,75-(n-1)に出力して設定し、これらの期間 t_a と t_b の動作をフレーム毎に繰り返して行う。

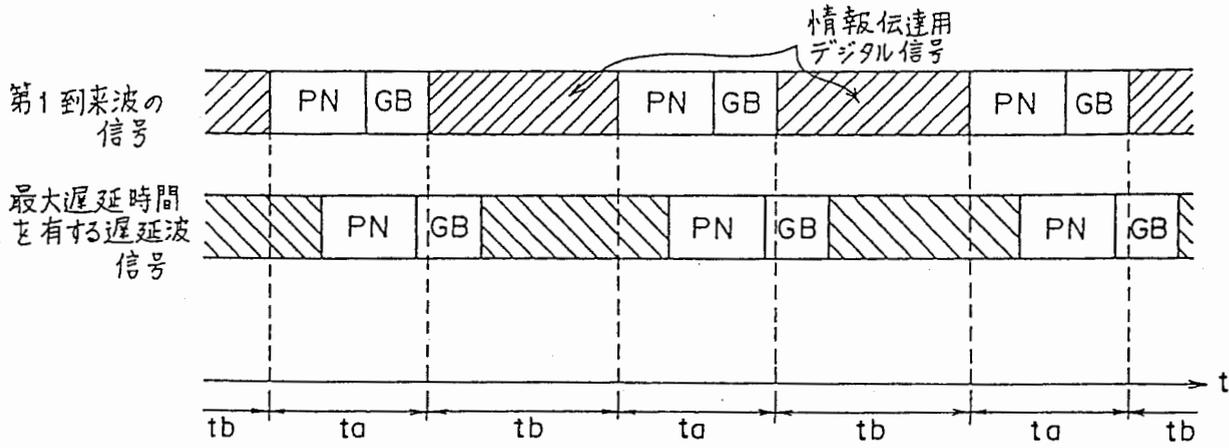


図3.19 重み係数の更新

以上のように構成された遅延波除去システムの動作について、図3.15に示したように、受信部に第1到来波と2つの遅延波成分は受信される場合を例にとり、以下に説明する。

受信部100の演算制御回路61は、第1到来波の振幅データ $\rho_1=1$ と位相データ $\cos \phi_1=1$ 、第2到来波(第1遅延波)の振幅データ ρ_2 と位相データ $\cos \phi_2$ 、並びに第3到来波(第2遅延波)の振幅データ ρ_3 と位相データ $\cos \phi_3$ を演算制御回路77に出力する。演算制御回路77は、重み係数 $W_0=1$ 、 $W_1=0$ 、 $W_2=\rho_2 \cos \phi_2$ 、 $W_3=0$ 、 $W_4=0$ 、 $W_5=\rho_3 \cos \phi_3$ 、 $W_6=0, \dots, W_{n-1}=0$ を演算し、時刻 t_{14} から時刻 t_{17} まで上記重み係数 W_0 を重み乗算器71に出力して設定し、時刻 t_{15} から時刻 t_{17} まで上記重み係数 W_2 を重み乗算器75-2に出力して設定し、さらに時刻 t_{16} から時刻 t_{17} まで上記重み係数 W_5 を重み乗算器75-5に出力して設定する。

復調器70から出力されるベースバンド信号には、図3.20に示すように、時刻 t_{14} から t_{17} まで相対振幅 ρ_1 の第1到来波の情報伝達用デジタル信号201と、時刻 t_{15} から時刻 t_{18} まで相対振幅 $\rho_2 \cos \phi_2$ の第2到来波の情報伝達用デジタル信号202と、時刻 t_{16} から時刻 t_{19} まで相対振幅 $\rho_3 \cos \phi_3$ の第3到来波の情報伝達用デジタル信号203が含まれる。一方、上述のように重み係数が設定された重み乗算器75-2、75-5からそれぞれ、時刻 t_{15} から時刻 t_{17} まで相対振幅 $\rho_2 \cos \phi_2$ の信号204と、時刻 t_{16} から時刻 t_{17} まで相対振幅 $\rho_3 \cos \phi_3$ の信号205が出力される。時刻 t_{17} から時刻 t_{19} まで重み乗算器71の重み係数 W_0 は0に設定されているので、上

記信号202、203のうち時刻 t_{17} から時刻 t_{19} までの信号が重み乗算器71によってカットされ、また、時刻 t_{14} から時刻 t_{17} までの期間、IIR型フィルタ101の減算器72において、信号201、202、203が加算された信号から、信号204、205が加算された信号が減算されるので、信号206すなわち第1到来波の情報伝達用デジタル信号201のみが減算器72から識別再生回路74に入力されて識別再生される。従って、2つの遅延波成分を含む受信信号から上記遅延波成分を瞬時に除去し、第1到来波のみの符号間干渉の無い情報伝達用デジタル信号を抽出することができる。

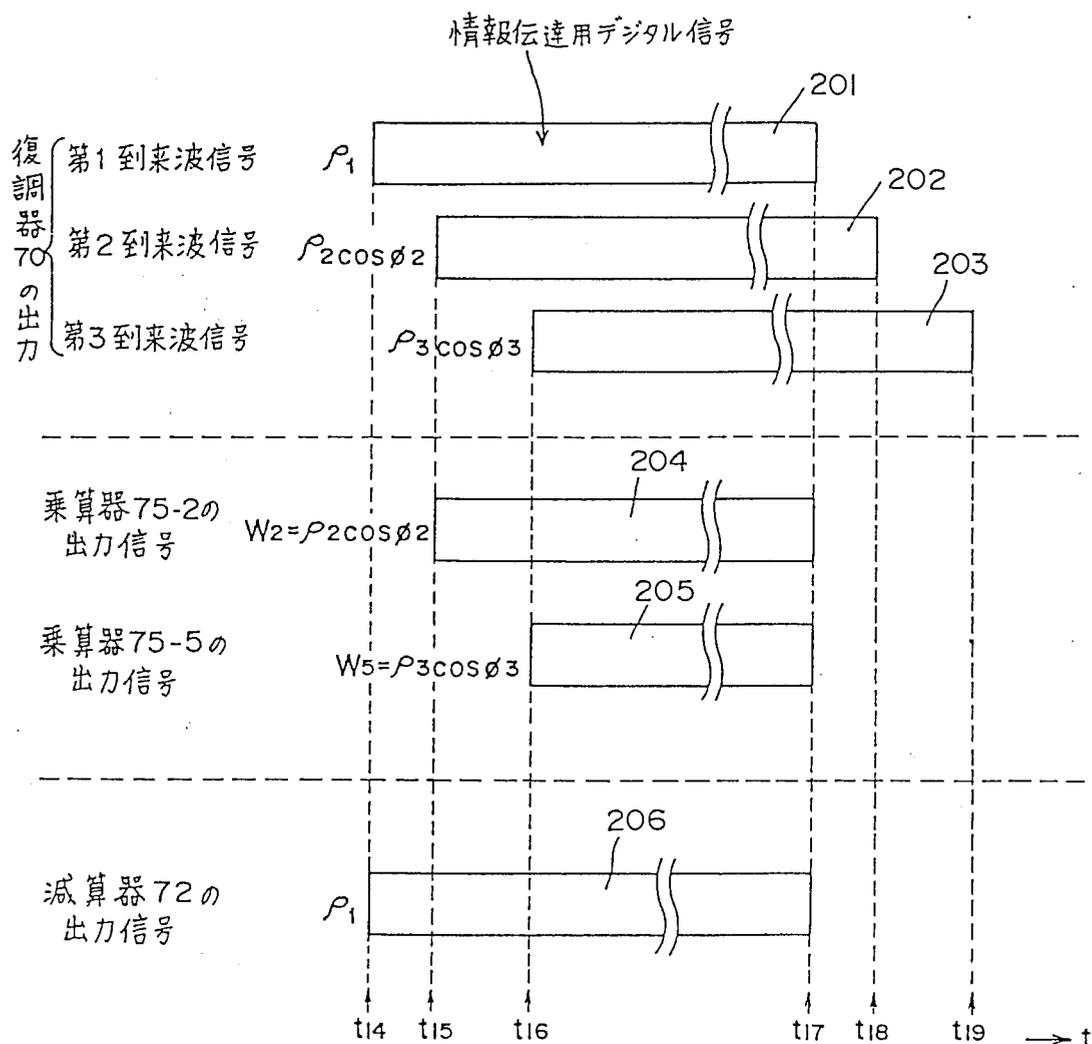


図3.20 遅延波成分除去の様子

本実施例において、演算制御回路77は、重み係数 W_1 、 W_i 、 W_j をそれぞれ各時刻 t_{11} 、 t_{12} 、 t_{13} から出力しているが、これに限らず、時刻 t_{11} において同時に出力するようにしてもよい。又、ここで述べた例はIIRフィルタを用いたものであるが、ベースバンド信号をA/D変換しデジタル信号処理を行うことによって同

様の高速等化が可能である。デジタル信号処理による等化システムの構成例を図3.21に示す。

3.7 今後の検討事項

今回提案した等化方式は、等化器の分類ではプリセット型アルゴリズムによる直接探索法を用いたものである。従ってバースト長の同期ワード(参照信号)に対する割合が等化能力に影響を与え、バースト長が長すぎると急峻な伝搬環境に追従できない。また、重み係数を一気に決定し次の同期ワードまでその値を固定しておくので測定精度が等化能力に重大な影響を及ぼす。今回提案した干渉波検出方式はPN信号の鋭い自己相関特性を応用したものであるが、図3.22に示されるように相関出力信号の三角形底辺部の非ゼロ性のためになんらかの測定誤差を持つ。この誤差は相関器の個数を増やし三角形底辺部の長さを小さくすることにより減少していくが、現実の伝搬特性や経済性並びに等価能力のそれぞれを考慮した、相関器の個数やPN信号駆動周波数の検討が必要である。いずれにしても本方式はいろいろな応用が考えられ、たとえば本方式DFEとの併用システムの検討なども興味深い。

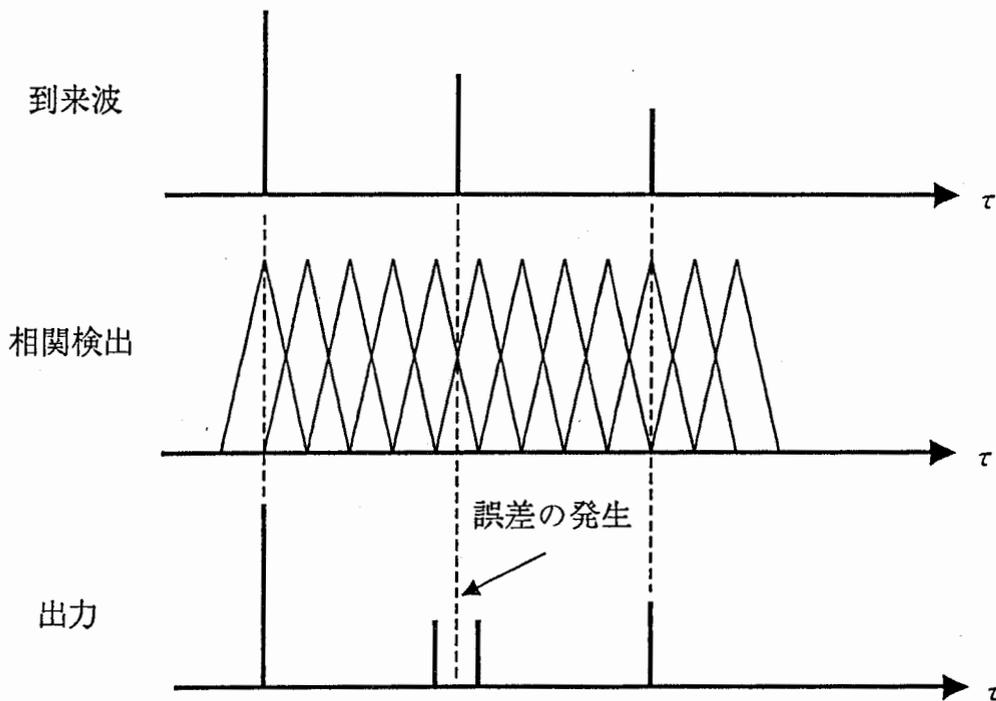


図3.22 測定誤差の発生

3.8 あとがき

現在検討が行われている等化器についてその概要を示すと共に、高速等化を実現するための干渉波即時検出方式の原理とシステム構成について述べ、同方式を応用した高速等化システムの構成例を示した。従来の計算機アルゴリズムによる遅延パラメータ推定は必然的に計算処理時間を必要とし、高速等化に限界があるが、ハードウェアによって遅延パラメータを瞬時に測定し、その情報を用いて等化を行うことにより、従来不可能だった高速で正確な動作が実現される可能性があることを示した。

参考文献

- [1] P.Monsen, "Adaptive Equalization of the Slow Fading Channel", *IEEE Trans.*, COM-22, 8, pp.1064-6321-075, 1974.
- [2] A.Lender, "Decision Directed Digital Adaptive Equalization Techniques for High Speed Data Trabsmission", *IEEE Trans.*, COM-18, 5, pp.625-632, 1970.
- [3] K.Raith, J.E.Stjernvall, and J.Uddenfeldt, "MULTI-PATH EQUILIZATION FOR DIGITAL CELLULA RADIO OPERATING AT 300 KBIT/S", 36th *IEEE VTC*, pp.268-272, 1986.
- [4] S.Ariyavisitakul, S.Yoshida, F.Ikegami, and T.takeuchi, "A novel anti-multipath modulation technique DSK", *IEEE Trans.* vol.COM-35, no.12, pp.1252-1264, 1987.
- [5] R.C.Dixon (立野、他訳), "スペクトラム拡散通信方式", ジャテック出版, 昭和53年11月
- [6] G.Turin, "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and their Application to Urban Digital Radio", *Proc.IEEE*, vol.68, no.3, pp.328-353, 1980.
- [7] 諸岡, "干渉妨害信号除去技術", 信学誌, Vol.66, no.2, pp.194-200, 1983.
- [8] 三瓶, "デジタル陸上移動通信のための適応等化器", 電波研究所季報, Vol.33, No.167, 1987.
- [9] 電子通信学会編著, "デジタル信号処理", コロナ社, 昭和50年.
- [10] R.W.Lucky, "Automatic Equalization for Digital Communication", *Bell Syst.Tech.J.*, 44, 4, pp.547-587, 1965.
- [11] R.W.Lucky, "Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems", *Bell Syst.Tech.j.*, 45, 2, pp.255-286, 1966.
- [12] G.Ungeerboeck, "Theory on the Speed of Convergence in Adaptive Equalizers for Digital Communications", *IBM J.Res.Develop.* 16, 6, pp.546-

555, 1972.

- [13] R.Hooke, and T.A.Joeves, "Direct search solution of numerical and statistical problems", *J.A.Computer*, 8, 2, pp.212, 1961.
- [14] B.Windrow, and J.R.Glover, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications", *Proc.IEEE*, 63, 12, pp.1692-1716, 1975.
- [15] J.E.Stjernvall, B.Hedberg, and S.Ekemark, "RADIO TEST PERFORMANCE OF A NARROWBAND TDMA SYSTEM", 37th *IEEE VTC*, pp.293-299, 1987.
- [16] J.E.Stjernvall, and J.Uddenfelt, "PERFORMANCE OF A CELLULAR TDMA SYSTEM IN SEVERE TIME DISPERSION", 87' *GLOBECOM*, pp.823-827, 1987.
- [17] 今堀、多賀, "伝送路特性測定システム", 特願昭63-329712, 1988.

第4章 ダイバーシチ枝間相関係数変動特性の研究

4.1 はじめに

フラットフェージング対策の一つであるアンテナによる空間ダイバーシチは経済性と改善効果の双方を満足する有力な干渉除去手段の一つである。ダイバーシチ受信ではできるかぎり相関の小さな複数の受信信号を選択切替えもしくは合成すれば高い改善効果が得られるが、アンテナダイバーシチの場合には受信アンテナ枝間の相関係数を小さくすることが高いダイバーシチ効果を得ることに対応する。

アンテナ枝間の相関係数はアンテナの放射特性(放射指向性)と伝搬環境の双方により決定される。例えばコードレス電話などの携帯型通信機においてアンテナの設置状態は人為的な変動を受けるが、このようなアンテナの位置変動による放射特性の変動はアンテナ枝間の相関係数を変動させ、一方到来波の伝搬環境が変化して受信波の構造が変化することによってもアンテナ枝間の相関係数値は当然変化することが予想される。

これまで陸上移動体通信におけるアンテナダイバーシチ枝間の相関係数評価法がいくつか提案されている[1][2][3]が、電波の到来方向をほぼ水平方向に集中することを仮定した評価であり、到来波が仰角方向に空間的に分散している効果や交差偏波の効果などを十分に考慮し得る評価方法が提案されていない。

本章ではこのような伝搬環境パラメータを考慮でき、なおかつアンテナの放射特性の変動についても考慮することのできるアンテナダイバーシチ枝相関係数評価法を提案し、いくつかのパラメータによって示される様々な伝搬環境において、アンテナの放射特性が変化した場合のアンテナダイバーシチ枝相関係数の変動特性の理論検討を行う。さらに、屋内伝搬環境において、伝搬環境並びにアンテナ放射特性を変化させた場合のアンテナダイバーシチ枝間の相関係数変動を測定し理論検討結果の妥当性を確かめた屋内実験について報告する。

4.2 相関係数の表現式[4]

相関係数の表現式を得る前提として、移動通信環境における到来波特性について以下の仮定を行う。まず到来波は垂直偏波成分と水平偏波成分とから成るものとする、この時、到来波は次式のように表せる。

$$F(\theta, \phi) = F_{\theta}(\theta, \phi) \mathbf{i}_{\theta} + F_{\phi}(\theta, \phi) \mathbf{i}_{\phi} \quad (1)$$

ここで \mathbf{i}_{θ} , \mathbf{i}_{ϕ} はそれぞれ θ, ϕ 方向の単位ベクトル、 F_{θ} , F_{ϕ} はそれぞれ \mathbf{i}_{θ} , \mathbf{i}_{ϕ} 方向の到来波電界 E の振幅および位相を表す。さらに異なる方向 (θ, ϕ) , (θ', ϕ') から到来する平面波に対して F_{θ} 及び F_{ϕ} の位相は独立であると仮定し、

$$\langle F_{\theta}(\theta, \phi) F_{\theta}^*(\theta', \phi') \rangle = \langle F_{\theta}(\theta, \phi) F_{\theta}^*(\theta, \phi) \rangle \delta(\theta - \theta', \phi - \phi') \quad (2)$$

$$\langle F_{\phi}(\theta, \phi) F_{\phi}^*(\theta', \phi') \rangle = \langle F_{\phi}(\theta, \phi) F_{\phi}^*(\theta, \phi) \rangle \delta(\theta - \theta', \phi - \phi') \quad (3)$$

さらに F_{θ} と F_{ϕ} の位相は独立かつ一様に 0 と 2π の間に分布すると仮定すると、

$$\langle F_{\theta}(\theta, \phi) F_{\phi}^*(\theta', \phi') \rangle = 0 \quad (4)$$

が成り立つ。ここに $\langle \rangle$ はアンサンブル平均、* は複素共役を表し、 δ はデルタ関数を表す。これらの仮定は移動局アンテナの平均受信電力に関する理論解析で用いられている。[5]

一方、アンテナ k ($k=1, 2$) の電界指向性は次式のように表せる。

$$\mathbf{E}_k(\theta, \phi) = E_{\theta k}(\theta, \phi) \mathbf{i}_{\theta} + E_{\phi k}(\theta, \phi) \mathbf{i}_{\phi} \quad (5)$$

$E_{\theta k}$, $E_{\phi k}$ はそれぞれ電界指向性の θ , ϕ 成分の複素包絡線である。従って図4.1に示すような距離 d だけ離れた2つのアンテナにおける受信電圧の複素包絡線は次式のように表せる。

$$V_1(t) = C_1 \oint \mathbf{E}_1(\theta, \phi) \cdot \mathbf{F}(\theta, \phi) e^{-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{r} t} d\Omega \quad (6)$$

$$V_2(t) = C_2 \oint \mathbf{E}_2(\theta, \phi) \cdot \mathbf{F}(\theta, \phi) e^{-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{r} t} \cdot e^{j\beta x} d\Omega \quad (7)$$

Ω は立体角であり

$$\oint d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sin\theta d\theta d\phi$$

である。また、 C_k ($k=1, 2$) は比例定数、 $e^{-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{r} t}$ はアンテナの移動速度 \mathbf{u} により生ずるドップラーシフト、 \mathbf{r} は放射方向の単位ベクトル、 x は2つのアンテナにおける到来波の位相差 (ξ をYZ面に対するダイバーシチアンテナ系の傾き角とすると、 $x = d(\sin\theta \sin\phi \sin\xi + \cos\theta \cos\xi)$) である。

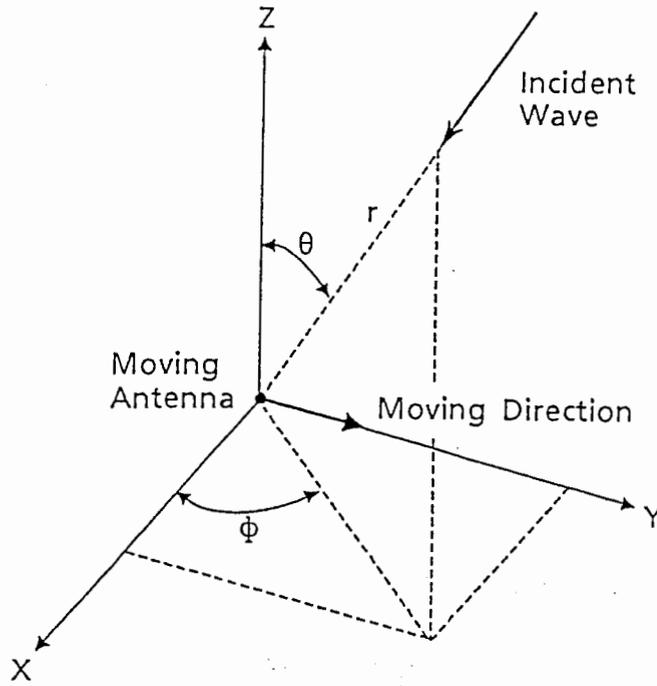


図4.1 球面座標系における到来波と受信アンテナの位置関係

$V(t)$ は平均値 0 の複素ガウス過程により近似され、

$$\langle V(t) \rangle = 0 \quad (8)$$

を満たす。また、2つの複素包絡線の相互共分散は文献[1]より次式となる。

$$\begin{aligned} R_{12} &= \langle V_1(t) V_1^*(t) \rangle \\ &= 2E_0 P_2 \int \left\{ C_{VH} E_{\theta 1}(\theta, \phi) E_{\theta 2}^*(\theta, \phi) P_{\theta}(\theta, \phi) \right. \\ &\quad \left. + E_{\phi 1}(\theta, \phi) E_{\phi 2}^*(\theta, \phi) P_{\phi}(\theta, \phi) \right\} \cdot e^{-j\beta x} d\Omega \end{aligned} \quad (9)$$

E_0 は比例定数、 C_{VH} は交さ偏波電力比 (XPR) [8]であり、次式で定義する。

$$C_{VH} = \frac{P_1}{P_2} \quad (10)$$

P_1, P_2 はそれぞれ移動通信環境下において i_θ, i_ϕ 方向偏波を有する等方性アンテナで受信される平均電力である。 $P_\theta(\theta, \phi), P_\phi(\theta, \phi)$ はそれぞれ θ, ϕ 成分の到来波角密度関数を表し、次式を満足する。

$$\oint P_\theta(\theta, \phi) d\Omega = \oint P_\phi(\theta, \phi) d\Omega = 1 \quad (11)$$

また第1のアンテナにおける複素包絡線の標準偏差 σ_1 は

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \langle V_1(t) V_1^*(t) \rangle \\ &= 2E_0 P_2 \oint \left\{ C_{VH} E_{\theta 1}(\theta, \phi) E_{\theta 1}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) \right. \\ &\quad \left. + E_{\phi 1}(\theta, \phi) E_{\phi 1}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right\} d\Omega \end{aligned} \quad (12)$$

で与えられ同様に第2のアンテナにおける標準偏差 σ_2 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \sigma_2^2 &= \langle V_2(t) V_2^*(t) \rangle \\ &= 2E_0 P_2 \oint \left\{ C_{VH} E_{\theta 2}(\theta, \phi) E_{\theta 2}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) \right. \\ &\quad \left. + E_{\phi 2}(\theta, \phi) E_{\phi 2}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right\} d\Omega \end{aligned} \quad (13)$$

従って、複素相関係数 ρ は次式のように求められる。

$$\rho = \frac{\langle V_1(t) V_2^*(t) \rangle - \langle V_1(t) \rangle \langle V_2^*(t) \rangle}{\left(\langle V_1^*(t) V_1(t) \rangle - \langle V_1^*(t) \rangle \langle V_1(t) \rangle \right)^{\frac{1}{2}} \left(\langle V_2^*(t) V_2(t) \rangle - \langle V_2^*(t) \rangle \langle V_2(t) \rangle \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (14)$$

観測される包絡線に対する相関係数 ρ_e は近似的に $|\rho|^2$ に等しい [1] ことから、式 (8), (9), (12), (13) および (14) から ρ_e は次式により求められる。

$$\rho_e \approx |\rho|^2 = \frac{|R_{12}|^2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} \quad (15)$$

(9), (12), (13)式から明らかなように、(15)式は空間ダイバーシチ、偏波ダイバーシチ及び、指向性ダイバーシチのみならず、到来波分布の変動の影響や携帯形無線機に実装された場合のアンテナの傾きの影響をも考慮できる一般的表現式となる。

4.3 移動通信環境における到来波分布モデル

陸上移動通信環境下において移動体アンテナより観測される到来波は、垂直・水平両偏波成分から成り、それらは水平面内ではほぼ一様分布し、仰角方向にはガウス分布する[6]と仮定できる。

なぜならば、伝搬環境内を移動体がランダムに動く場合、電波の反射・散乱体は受信アンテナから見て水平面方向には一様に分布している様に見える。このとき、反射・散乱体とアンテナとの距離はある平均値のまわりに分散をもつ独立なランダム変数と考えられ、さらにアンテナの周りの建物等の高さがある平均値のまわりに分散をもつ独立なランダム変数と考えられる。従って、アンテナから見た電波の到来方向仰角はある平均値のまわりに分散をもつランダム変数と考えられる。このようなランダム変数が数多く存在する場合は中央極限定理により、その分布はガウス分布で近似できる。

従って、本論文では図4.2に示すように到来する垂直・水平両偏波成分ともアジマス方向には一様分布し、仰角方向にはガウス分布する3次元分布モデルを適用する。

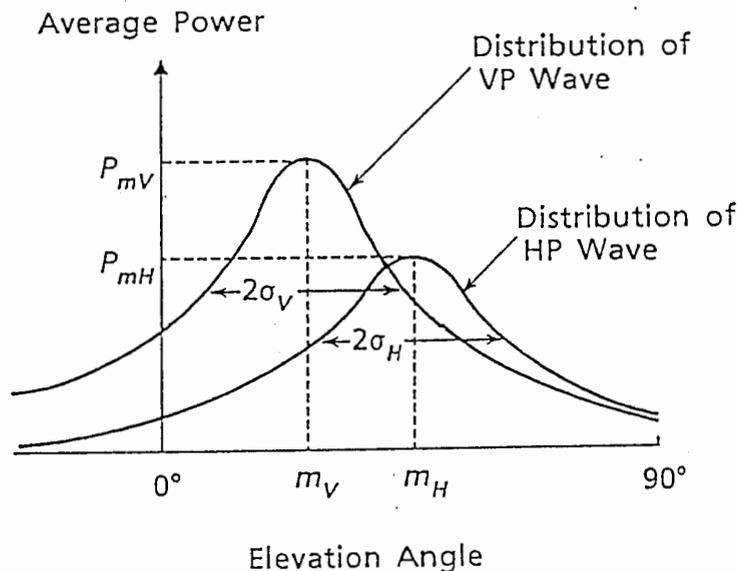


図4.2 到来波の3次元ガウス分布モデル

このとき、到来波の分布関数は次式のように表せる。

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{(\theta - \theta_0)^2}{2\theta_B^2} \right] \quad (16)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = A_{\phi} \exp \left[-\frac{(\phi - \phi_0)^2}{2\phi_B^2} \right] \quad (17)$$

ここで θ_0 、 ϕ_0 はそれぞれ垂直、水平偏波成分の主要到来仰角、 θ_B 、 ϕ_B はそれぞれ各偏波分布の標準偏差であり、 A_{θ} 、 A_{ϕ} は式(11)により決定される定数である。

4.4 クロスダイポールアンテナの相関特性変動[7][8]

クロスダイポールアンテナが偏波ダイバーシチ枝を構成することは良く知られている[9][10]。ここでは、クロスダイポールアンテナを受信アンテナとして用いた場合のアンテナ枝間の相関特性変動について、前章で仮定した到来波分布モデルを用いて理論解析するとともに、屋内実験を行って理論検討結果との比較検討を行った結果について述べる。

4.4.1 検討の概要

今回の検討の目的は、伝搬環境およびクロスダイポールアンテナの放射指向特性がそれぞれ変化した場合のアンテナ枝間の相関係数変動を理論的に解析すると共に、変化するそれぞれの伝搬環境におけるアンテナ枝間の相関係数変動を実際に測定して理論検討結果と比較し、理論の妥当性を確認することにある。今回の検討では、クロスダイポールアンテナを図4.3のように回転させることにより受信アンテナの放射指向特性を変化させ、一方伝搬環境については、送信用ダイポールアンテナを傾けることにより、環境を変動させた。

4.4.2 実験場所の概要

実験場所の概要を図4.4に示す。38階建ビルの5階に設けた実験室である。送信用の半波長ダイポールアンテナを図中T点に設置して、周波数920MHzの微弱な信号を送信した。図中A点には回転ロータを設置し、回転アームの先端に受信用のクロスダイポールアンテナを取りつけた。T点の送信アンテナと受信アンテナ

ナとは見通し外伝搬となる位置関係とし、送受アンテナ高は共に床から1.5mとした。天井高は3mである。

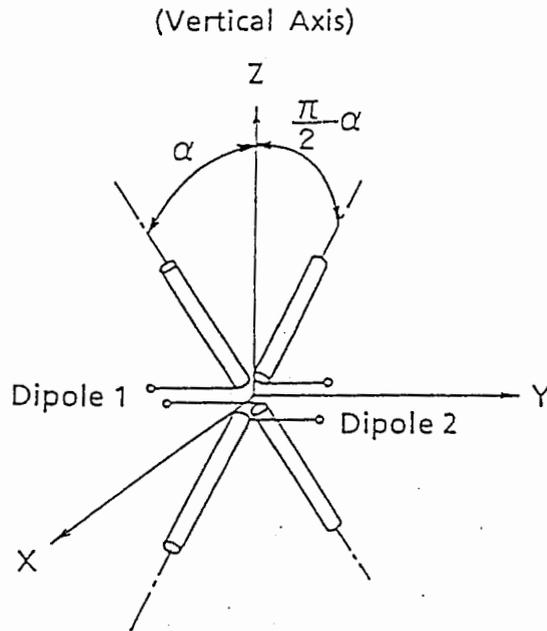


図4.3 アンテナ放射指向特性の変化

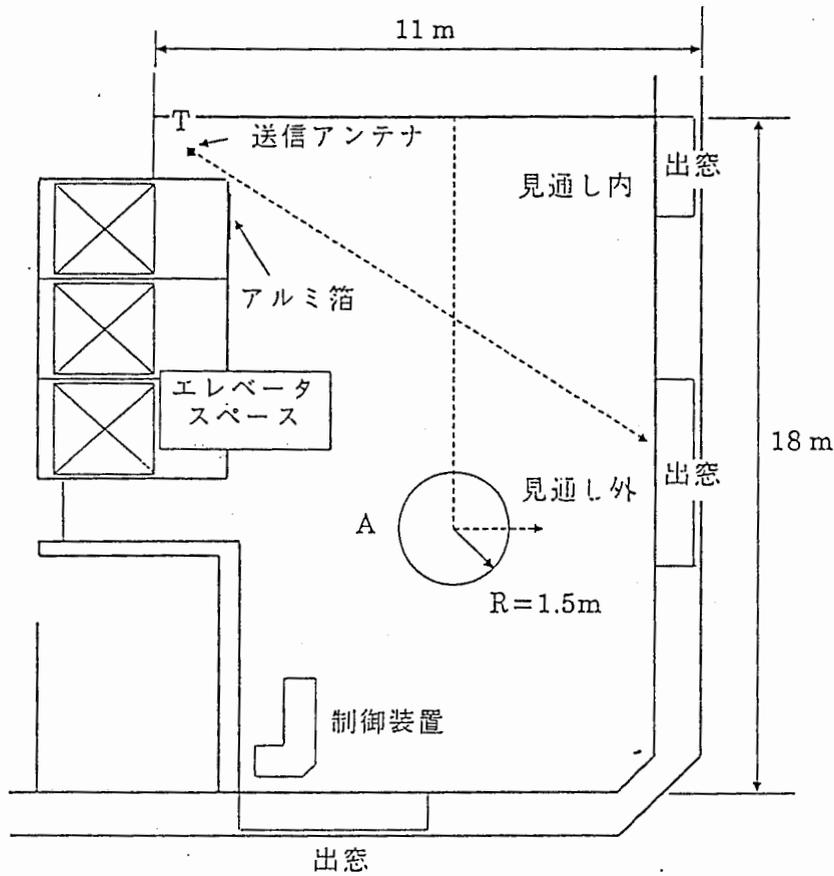


図4.4 実験場所の概要

図4.4において、送信アンテナ取付け角度が異なるそれぞれの伝搬環境においてアームを回転させ、一回転させたときの受信レベルを 0.1° ごとにA/D変換器により2ch同時サンプリングして計算機に取り込み、計算機処理によってブランチ間の相関係数を求める。受信用クロスダイポールアンテナを回転させてアンテナ放射指向特性を変化させ、アンテナ特性変動に伴う相関係数変動を求めた。一方それぞれの伝搬環境における相関係数変動の理論カーブを求め、測定結果との比較を行った。

4.4.3 伝搬環境パラメータの測定と仮定

先に述べたように、今回の理論検討は水平、垂直、各偏波成分共にアジマス方向には一様分布し、仰角方向にはガウス分布するモデルを適用している。従って伝搬環境を表現するパラメータとしては、

1. 水平、垂直、各偏波成分の交さ受信電力比 XPR^[11] (Cross polarization Power Ratio)
2. 水平、垂直、各偏波成分の主要到来仰角 ϕ_{EL}, θ_{EL}
3. 水平、垂直、各偏波成分の標準偏差 σ_H, σ_V

があり、理論カーブを求めるためにはそれぞれの伝搬環境におけるこれらのパラメータの値を全て知る必要がある。今回の実験では次に示すような方法で伝搬環境パラメータを測定又は推定して、相関係数変動の理論カーブを求めている。

1. 水平、垂直、各偏波成分の交さ受信電力比 XPR

XPRについては、それぞれの伝搬環境において垂直偏波成分の受信電力レベルをを垂直ダイポールアンテナ、水平偏波成分の受信電力レベルをを円筒スロットアンテナを用いてそれぞれ直接測定して求めた。

2. 水平、垂直、各偏波成分の主要到来仰角 ϕ_{EL}, θ_{EL}

今回の実験では水平、垂直、各偏波成分の主要到来仰角 ϕ_0, θ_0 は 0° 、つまり共に主に水平方向から到来すると仮定している。これは、今回の実験では送信、受信、両アンテナ共に床と天井との中間の高さに設置していること、床と天井との間で伝搬に関しての効果に大きな相違が考えにくいこと、及び水平、垂直、各偏波成分との間で伝搬の過程に大きな相違が考えにくいことからこのように仮定した。

3. 水平、垂直、各偏波成分の標準偏差 σ_H 、 σ_V

水平、垂直、各偏波成分の標準偏差 σ_H 、 σ_V は、 σ_H については円筒スロットアンテナ、 σ_V についてはダイポールアンテナを用いて、それぞれのアンテナを水平、及び垂直に設置して受信電力レベルを測定し、先に求めたXPRの値を用いて特定した。

図4.5に水平及び垂直に設置したダイポールアンテナの、 σ_V に対する受信レベル変動を示す。図4.5はXPRが3dBにおけるものであるが、XPRを知ることによりこのようなカーブを得ることができるので、水平及び垂直に設置した場合の受信電力を測定し、レベル差を求めることによって標準偏差を特定することができる。図4.6は水平及び垂直に設置した円筒スロットアンテナの、 σ_H に対する受信レベル変動である。 σ_V と同様な方法によって標準偏差が特定できることが分かる。

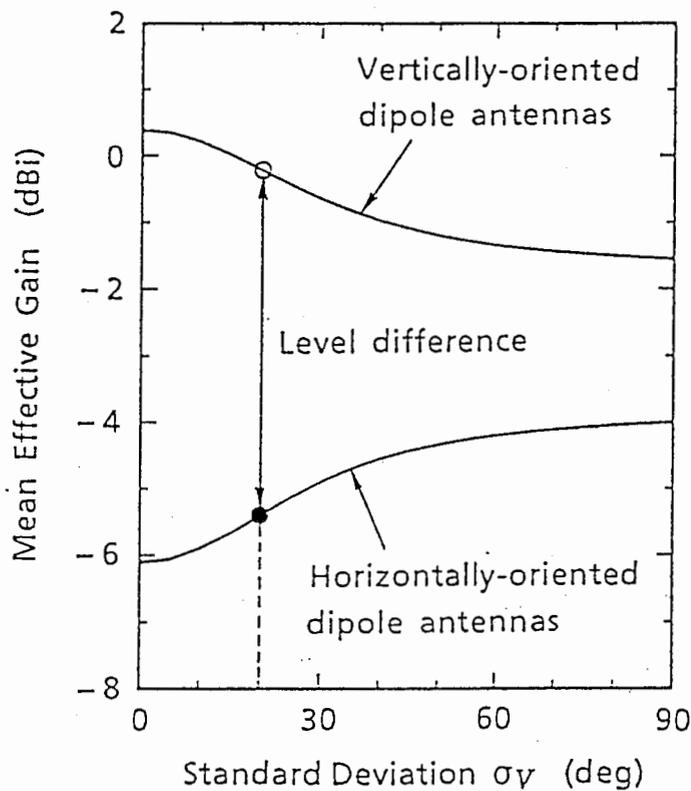


図4.5 ダイポールアンテナの受信電力特性

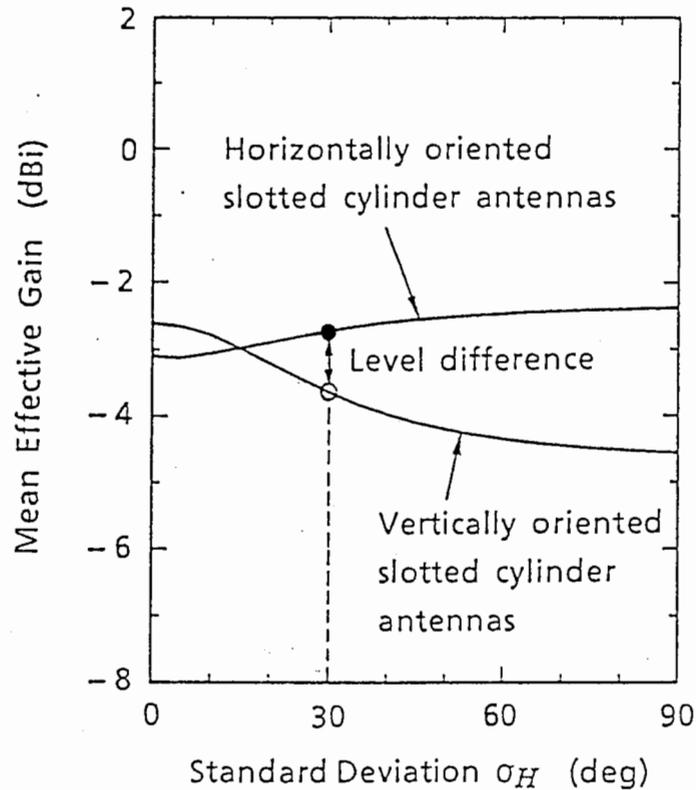


図4.6 円筒スロットアンテナの受信電力特性

4.4.4 理論検討結果

図4.7から図4.10に相関係数の変動例を示す。いずれも横軸は図4.3におけるクロスダイポールアンテナの回転角度を示している。

図4.7から図4.10共に、 $\alpha = 0$ 、つまりアンテナ素子がそれぞれ水平及び垂直に設置される場合にはブランチ間は完全に無相関である。これは、 $\alpha = 0$ の場合には垂直ダイポールアンテナは垂直偏波についての放射指向性しか持たず、従ってブランチ間の相関係数は垂直偏波の指向性のみが関与するが、それぞれのアンテナ素子の垂直偏波放射指向特性は空間的に直交するために(9)式第一項の積分がゼロになり、従ってダイバーシ枝が理論的に無相関となるためである。

アンテナ系が回転すると直交性が維持されなくなり、相関係数は傾斜角 α の増加に伴って大きくなる。このような状況は携帯型受信機に実装されたアンテナが受ける放射特性変動に対応する。 $\alpha = 45^\circ$ で相関係数は最大となる。これはおたがいのダイポールアンテナの水平面の垂直偏波放射指向特性が等しくなり、さらに垂直面での水平偏波放射指向特性がほとんど同じになるためである。

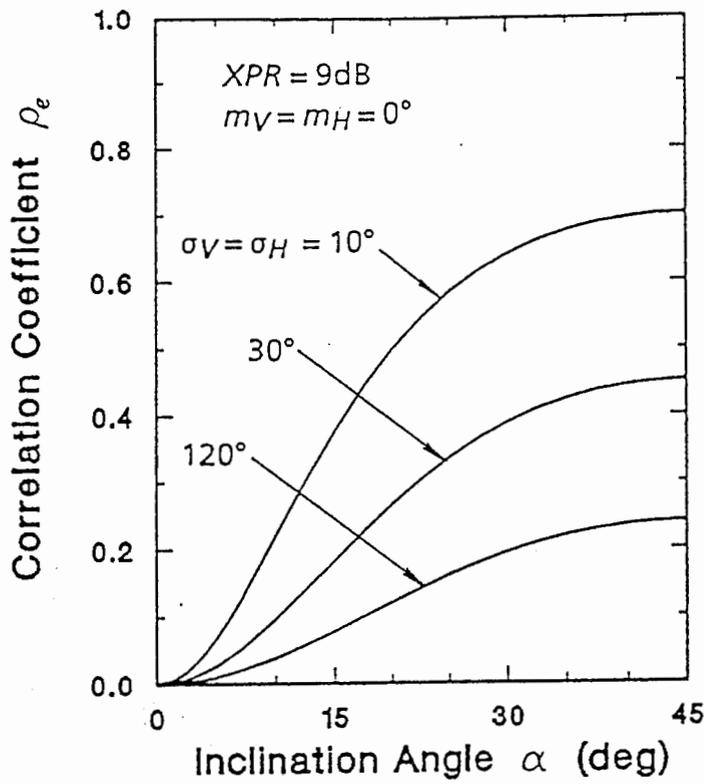


図4.7 クロスダイポールアンテナ相関係数
($m_V = m_H = 0^\circ$, $XPR = 9\text{dB}$ の場合)

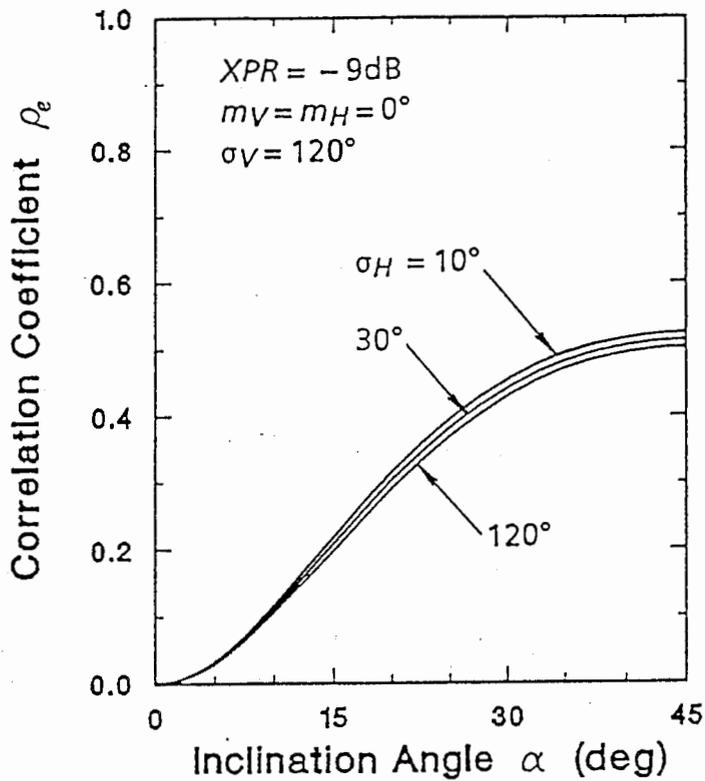


図4.8 クロスダイポールアンテナ相関係数
($m_V = m_H = 20^\circ$, $XPR = 9\text{dB}$ の場合)

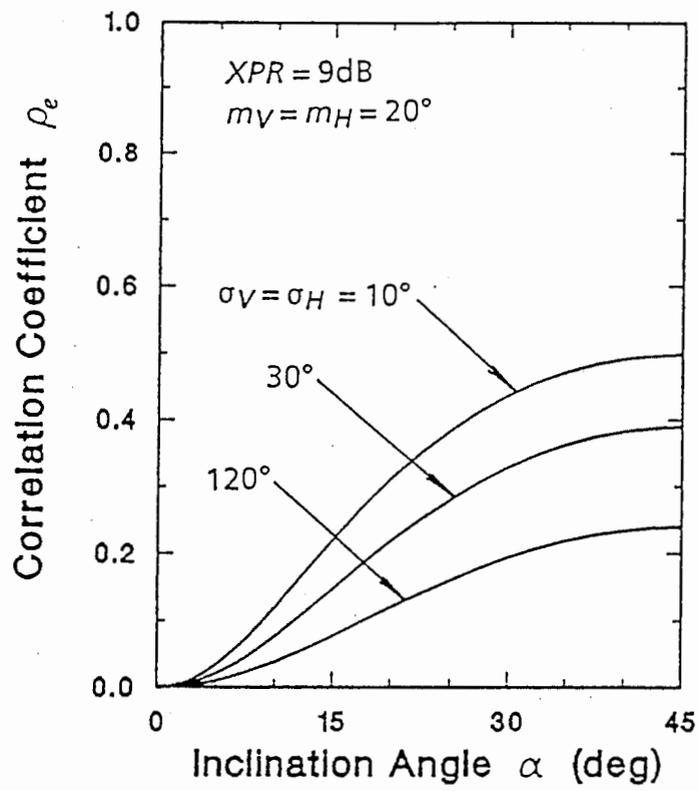


図4.9 クロスダイポールアンテナ相関係数
 ($m_V = m_H = 0^\circ$, $XPR = -9\text{dB}$ の場合)

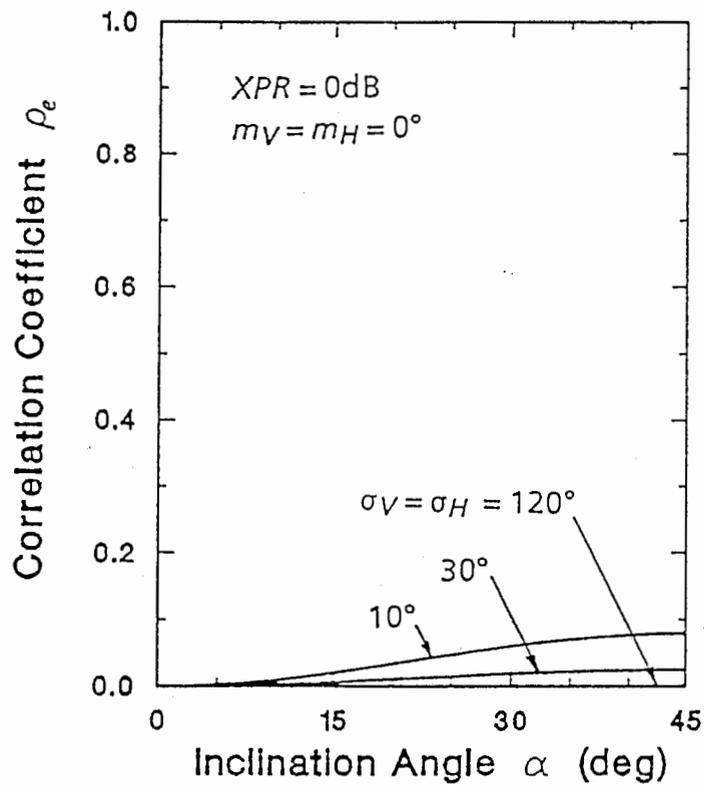


図4.10 クロスダイポールアンテナ相関係数
 ($m_V = m_H = 0^\circ$, $XPR = 0\text{dB}$ の場合)

図4.7及び図4.8は水平、垂直、各偏波成分の主要到来仰角を変えて標準偏差をパラメータにとった理論カーブである。このように、XPRが大きな環境では主要到来仰角が水平方向に近づくにしたがって相関係数は大きくなり、主要到来仰角を中心とする到来波分布の広がりが大きくなるほど相関係数は小さくなる。図4.9と、図4.10では水平、垂直、各偏波成分の双方の主要到来仰角を変化させているが、この主要到来仰角に依存した相関係数変動については主に垂直偏波成分の主要到来仰角が影響を与えている。

図4.9、4.10において、XPRが小さい環境では相関係数の変動はXPRそのものが大きな影響を及ぼす。そのために、XPRが0dBに近い環境下では(9)式の各偏波成分に対する積分項が共に小さくなり、各偏波成分のパラメータ変動による相関係数変動も相対的に小さくなって、結果として各偏波成分のパラメータ変動にかかわらずに相関係数はきわめて小さくなる。図4.10はこのような相関特性を示したものである。

このように、ダイバーシチ枝間の相関係数は、各アンテナ素子の放射指向特性だけでなく、伝搬環境にも依存している。従って、最適なダイバーシチアンテナシステムはアンテナの放射指向性と伝搬環境の特性を同時に考慮することにより実現される。言い換えれば、通信を希望する伝搬環境を制御することにより、携帯型受信機などにおけるアンテナの放射指向特性の変動に依存しない、常に一定の低い相関係数が保たれたダイバーシチ環境が実現出来る可能性を示唆している。

4.4.5 実験結果

表4.1に送信用ダイポールアンテナを傾けたときの、それぞれの伝搬環境パラメータの測定結果を示す。

図4.11(A)、(B)に実験結果を示す。図4.11において、実線は上記パラメータを用いて相関係数を求めた理論計算結果であり、プロットが測定結果である。いずれの場合にも理論値は実測値と良く一致しており、今回の実験環境では送信アンテナの傾き角度が60°のとき受信アンテナの回転角度に無関係にほとんど無相関なアンテナ枝特性が実現されていることが確認された。

Inclination angle of transmitting antenna	XPR (dB)	Standard deviation σ_V (deg)	Standard deviation σ_H (deg)
0°	5.1	14.6	26.1
30°	2.1	16.9	12.9
60°	-1.7	23.4	19.6
90°	-4.4	29.6	46.4

表4.1 伝搬環境パラメータ測定結果

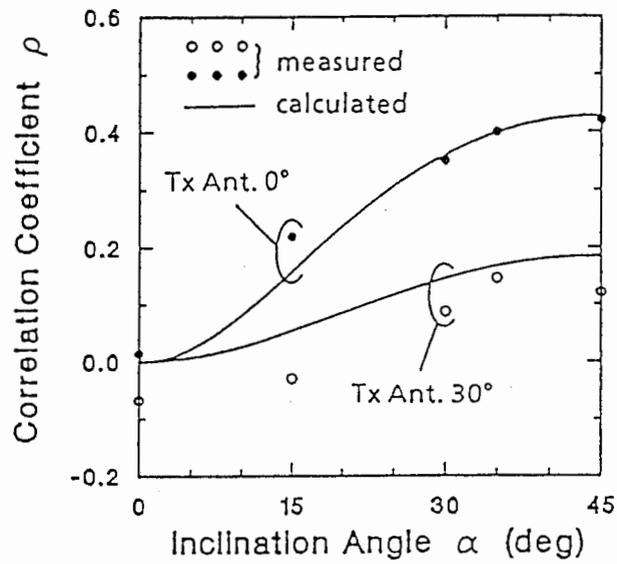


図4.11(A) 相関係数測定結果

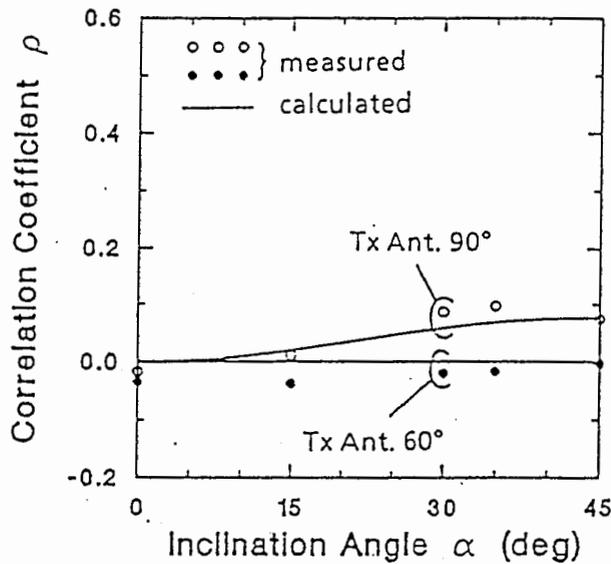


図4.11(B) 相関係数測定結果

4.4.6 まとめ

クロスダイポールアンテナを用いたダイバーシチアンテナ構成におけるアンテナ枝間の相関係数変動特性を理論解析すると共に屋内実験によって理論の妥当性を確認した。また、伝搬環境パラメータを制御することにより、アンテナの傾き角度に無関係に常に相関係数がほとんどゼロとなる環境を実現できることを実験的に示した。実験結果はクロスダイポールアンテナに限定されたものであるが、今回用いたダイバーシチ枝間相関係数評価法はその他のアンテナダイバーシチにおいても極めて有効であり、実現しようとする移動通信システムの到来波分布を把握することにより最適なダイバーシチシステムの設計が可能となる。

4.5 平行配置ダイポール枝の相関特性変動[12]

2本の半波長ダイポールアンテナを平行に配置して構成されるアンテナダイバーシチもまた、クロスダイポールアンテナと同様に空間ダイバーシチ枝構成の一つとしてよく知られている[1]。平行配置ダイポールにおいても前章で示したようにその相関係数はアンテナの放射指向特性のみならず3次元的な到来波分布特性に強く依存して変動する。ここでは先に用いた、垂直、水平、各偏波成分がアジマス方向に一様分布し仰角方向にガウス分布する到来波モデルを適用し

て、平行配置ダイポール枝の相関係数変動特性を解析する。同一の伝搬モデルを適用することにより、理論解析はクロスダイポールアンテナの場合と全く同様に行われ、先に示した相関特性評価法の汎用性ならびに応用性を理解することができる。

4.5.1 解析結果

2本の半波長ダイポールアンテナを平行に配置した場合のダイバーシチ構成を図4.12に示す。図4.12において、 d はダイポールアンテナの素子間隔であり、 α はアンテナ系のYZ平面に対する傾き角度を表しており、これら変動することによりアンテナ放射指向性が変化する。図4.13に α が 0° (2本のアンテナが垂直に設置された場合)における、 d の変化に対する相関係数変動例を示す。横軸は波長で規格化されている。素子間隔が0.1波長の場合でも相関係数は0.4以下であり、また素子間隔が0.3波長以上では相関係数はほとんどゼロとなることが分かる。これは素子間結合による放射パタンの相違と素子間隔による位相差との相乗効果によるものと考えられる。垂直偏波成分の主要仰角 m_V 及び標準偏差 σ_V の変動に対しては、素子間隔の小さい構成において僅かに相関の増大が認められるが、素子間隔が0.2波長以上あれば相関は m_V 及び σ_V にかかわらず0.1以下であった。

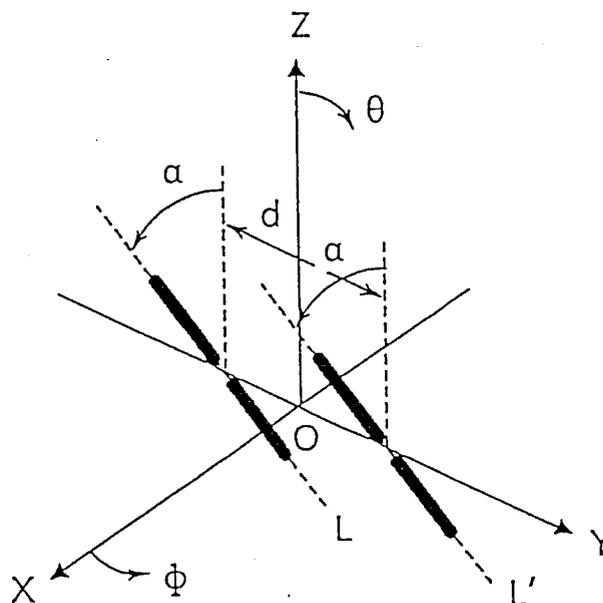


図4.12 2本の半波長ダイポールアンテナを平行配置した空間ダイバーシチ構成

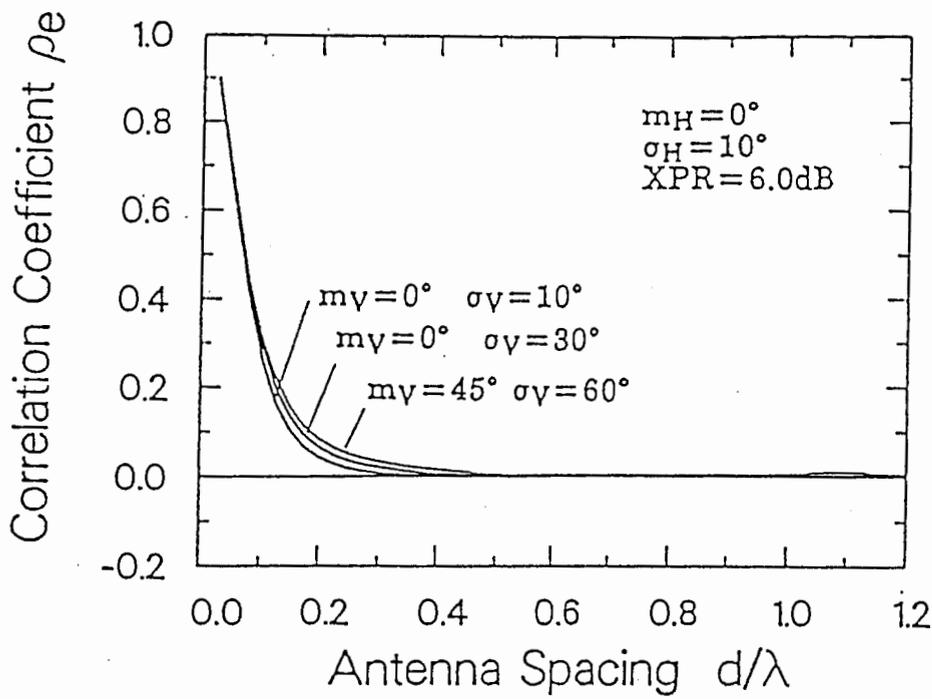


図4.13 $\alpha = 0^\circ$ の場合の相関係数変動

図4.14はこのアンテナ系をX軸を中心に 90° 回転させた場合の相関係数変動特性である。アンテナが水平方向に傾くほど、水平偏波パターンが大きくなり、従って水平偏波成分の到来波分布およびXPRに対する相関特性変動が大きくなる。素子間隔が0.2波長以下ではアンテナが傾いても相関係数は極端には増大しないが、素子間隔が0.6波長付近などで顕著な相関の増大が生じることが分かる。この相関の増大はXPRが大きい場合には σ_V が小さいとき、XPRが小さい場合には水平偏波成分の仰角方向標準偏差 σ_H が小さいときに顕著となる。

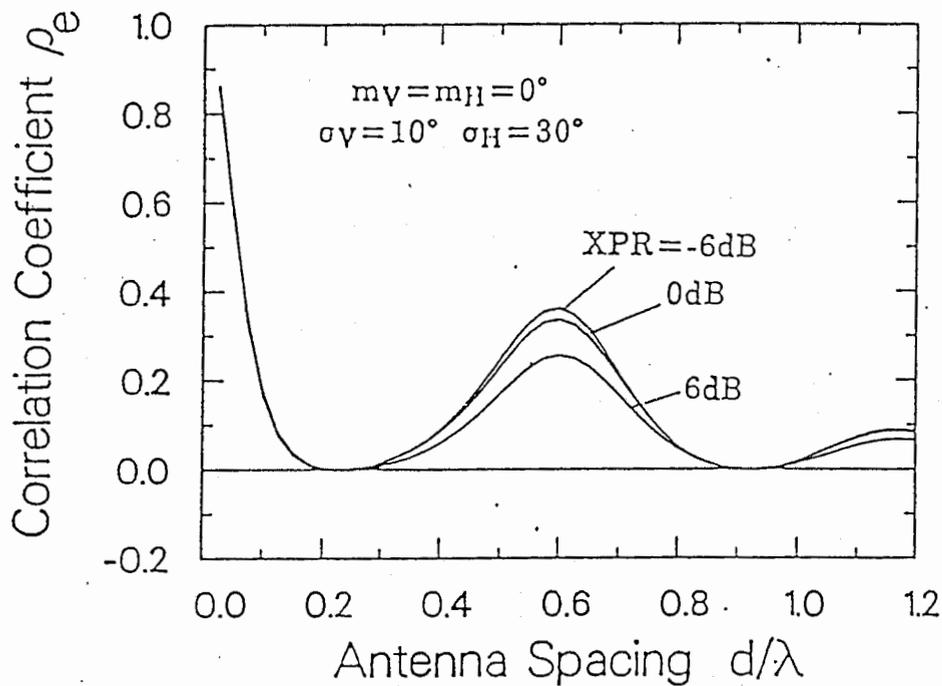


図4.14 $\alpha = 90^\circ$ の相関係数変動

4.5.2 実験結果

測定場所の概要を図4.15に示す。3階立ビルの3階に設けられた実験室である。場所は異なるが実験方法は先のクロスダイポールアンテナの実験と同様である。送信用半波長ダイポールアンテナの取付け角度を傾けることにより伝搬環境を変化させ、それぞれの環境における伝搬パラメータを測定して相関係数変動の理論カーブを求めると共に、アームの先端に取り付けた平行ダイポールアンテナにより相関係数を実測した。概要は同様であったが、今回の実験ではアンテナ放射指向性を決定する要素がダイバーシチ枝間の素子間隔 d と傾き角度 α の2項目である点がクロスダイポールアンテナの場合と異なっている。

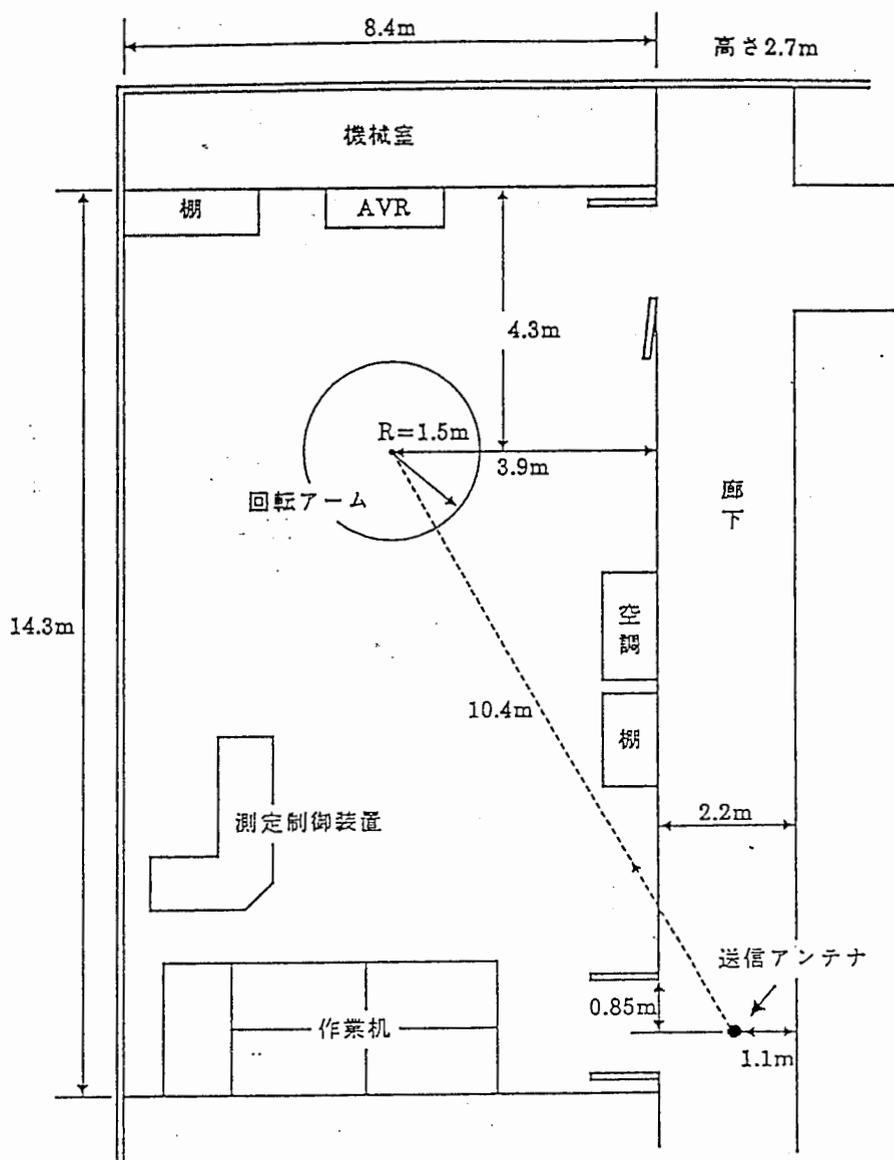


図4.15 測定場所の概要

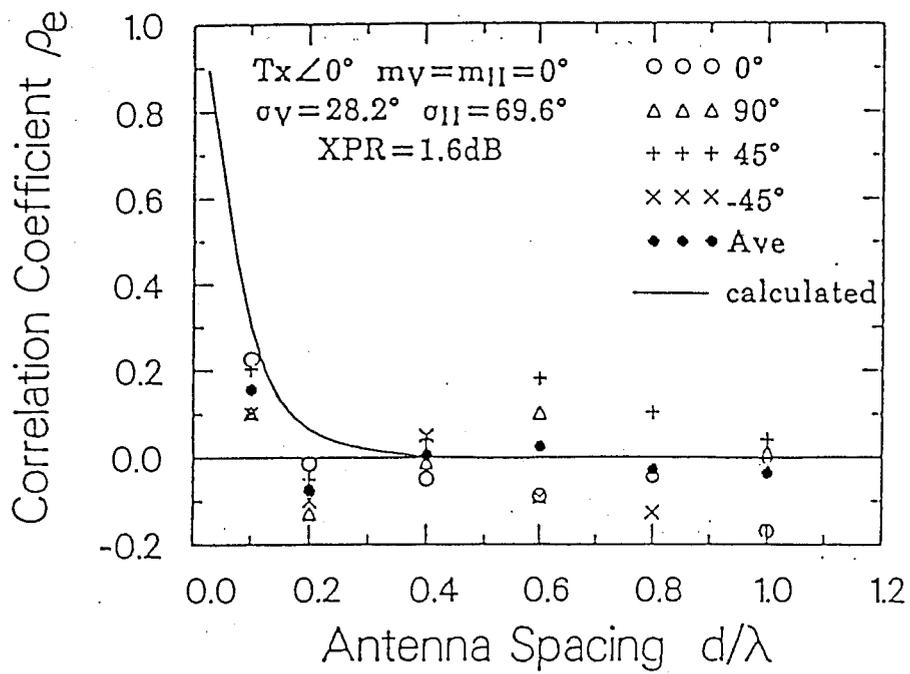
表4.2に伝搬環境パラメータの測定結果を示す。図4.16の実線は表4.2に示された環境における相関係数変動の理論カーブであり、プロットが測定結果である。同一素子間隔の軸上に複数のプロットがあるが、これは図4.17に示すように、受信アンテナ系を水平面で回転させた結果である。系を異なる方位に向けた場合のバラツキは、今回実験を行った環境がアジマス方向に一様な分布となっていなかったことを示しており、それぞれの測定結果は一様分布のモデルで計算された実線の理論値の回りに分散していることが分かる。図中●印で示された測定結果の平均値はアンテナ方位の平均値であり、その値が理論値とよく一致していることが確かめられた。

Inclination angle of transmitting antenna	XPR (dB)	Standard deviation σ_V (deg)	Standard deviation σ_H (deg)
0°	1.6	28.2	69.6
30°	0.9	18.7	37.4
45°	-2.4	13.3	47.6
60°	-5.5	14.9	33.8
90°	-7.7	17.3	32.5

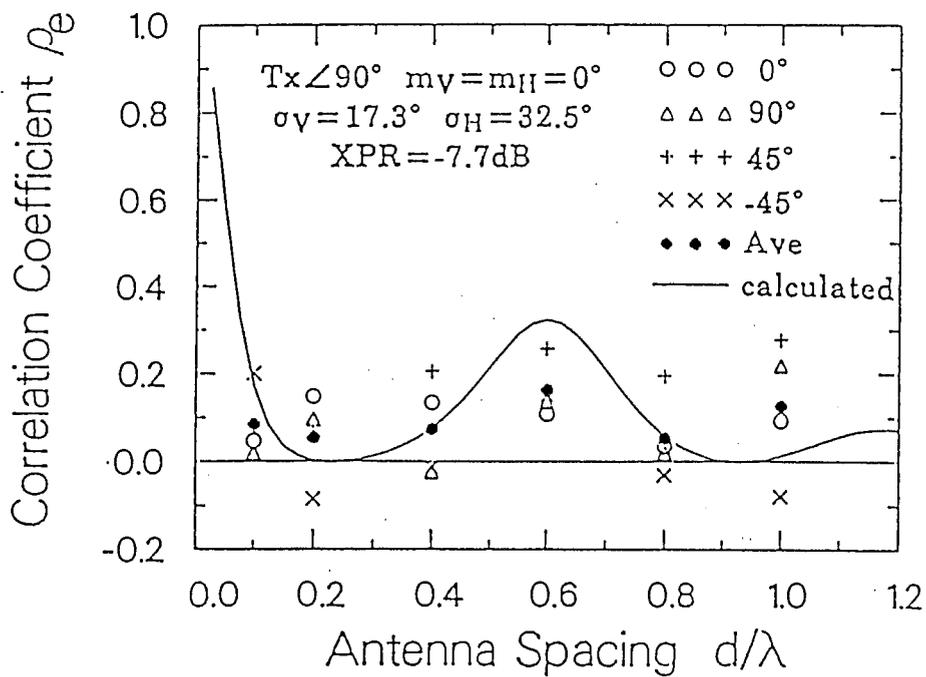
表4.2 伝搬環境パラメータ測定結果

4.5.3 まとめ

クロスダイポールアンテナと同様の手法を用いて2本の平行ダイポールアンテナを用いたダイバーシチ枝間の相関係数変動の理論解析結果ならびに屋内実験実験結果について述べた。クロスダイポールアンテナと同様に、実験結果は理論検討の妥当性を良く表しており、相関係数評価法の汎用性並びに応用性が確認された。



(a) $\alpha = 0^\circ$ の場合



(b) $\alpha = 90^\circ$ の場合

図4.16 実験結果

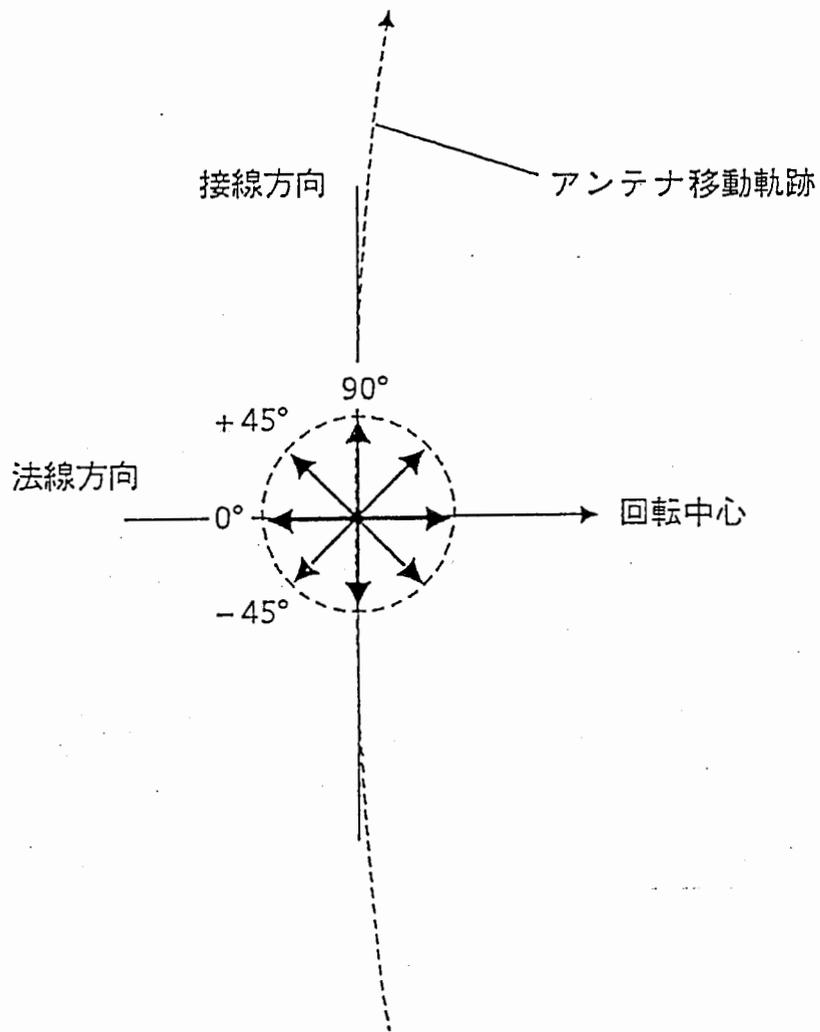


図4.17 測定の方角

4.6 あとがき

3次元的な広がりを持った伝搬環境を考慮できるだけでなく、アンテナの放射指向特性の変動についても考えることができるアンテナダイバーシチ枝間相関特性評価法を提案した。伝搬モデルとして垂直偏波成分と水平偏波成分が共にアジマス方向には一様分布し仰角方向にはガウス分布する空間的な広がりを持つモデルを適用して、伝搬環境ならびにアンテナ放射特性が変動した場合の相関係数変動を理論解析し、クロスダイポールアンテナによる偏波ダイバーシチならびに垂直ダイポールアンテナによる空間ダイバーシチにおける、アンテナ放射指向特性変動が相関特性に及ぼす影響を理論的に明らかにした。さらにそれぞれのダイバーシチシステムについて実際に屋内実験を実施して、理論の妥当性を確認した。今後はさらに異なるダイバーシチシステムでの実験やこれらのダイバーシチ環境がデジタル信号伝送に及ぼす効果についての検討、ならびに伝搬環境パラメータを制御することによる広品質伝送路確立の検討を行う予定である。

参考文献

- [1] R.H.Clarke . “ A statistical theory of mobile radio reception ” , *Bell Syst. Tech. j.* , vol.47 , no.6 , pp.957-1000 , 1968.
- [2] J.D.Parsons , P.A.Ratliff , M.Henze , and M.J.Withers , “ Single-receiver diversity system ” , *IEEE Trans.Commun.* , vol.COM-21 , no.11 , pp. 1276-1280 , 1973.
- [3] K.H.Awadalla , “ Direction diversity in mobile communication ” , *IEEE Trans. Veh.Technol.* , vol.VT-30 , no.3 , pp.121-123 , 1987.
- [4] 多賀、角田、今堀、相川, “ 移動通信におけるアンテナダイバーシチ相関特性評価法 ” , 信学技報 , SAT-88-43 , 1988.
- [5] W.C.Jakes , “ Microwave Mobile Communications ” , New York;Wiley , 1972.
- [6] 多賀, “ 陸上移動無線環境におけるアンテナ利得推定法 ” , 信学技報 , AP-87-78 , 1987.
- [7] 多賀、今堀、角田、相川, “ 屋内伝搬環境における低相関ダイバーシチ枝の実験的検討 ” , 平1年信学春季全大 , B-2 , 1989.
- [8] T.Tagat,K.Thunoda , and H.Imahori , “ Correlation Properties of Antenna diversity in Indoor Mobile Communication Environments ” , 39th IEEE Vehicular Tech. Conf. , pp.446-451 , 1989.
- [9] W.C.Y.Lee and Y.S.Yeh , “ Polarization Diversity System for Mobile radio ” , *IEEE Trans.Commun.* , vol.COM-20 , no.5 , pp.912-923 , 1972.
- [10] S.kozono,H.Tsuruhara,and M.Sakamoto , “ Base station polarization diversity reception for mobile radio ” , *IEEE Trans.* , Veh.Technol. , vol.VT-

33, no.4, pp.301-306, 1984.

- [11] 多賀, “移動通信環境における平均交さ偏波電力比(XPR)測定法の検討”, 信学技報, AP-89-47, 1989.
- [12] 多賀、今堀, “平行配置ダイポールによる空間ダイバーシチの特性”, 平2年信学春期全大, B-53, 1990.

第5章 屋内多重波伝搬構造の検討

5.1 概要

コードレス電話の普及やLAN無線化の要求など、屋内無線通信の需要は今後ますます増大することが予想される。将来が期待される屋内高速デジタル通信を実現するためには伝送路となる屋内の伝搬環境の把握が不可欠であり、高速デジタル伝送を想定した場合、特に多重波伝搬特性の検討[1][2][3][4][5][6]が重要である。一般に屋内伝送路は屋外と比較して伝送路が短いため多重波の直接波に対する到来時間差が相対的に短くなり、多重波を測定する測定器に高い分解能が要求される。そのために屋内に主眼をおいて多重波伝搬構造の検討が行われる例[7]が比較的少なく、また、測定分解能が不十分であるために通路などの単純な屋内伝搬環境の検討にとどまっていたり[8]、受信アンテナとして実際の屋内通信に適用しにくい指向性アンテナによる多重波測定などが行われている[9]。

本章では第一章で述べた多重波伝搬遅延時間測定装置を用いて屋内伝搬環境における多重波伝搬特性を検討した結果を報告する。測定装置の分解能は通路差に換算して10mであり、一般的な等方位性アンテナを受信アンテナに用いることができる装置としては高分解能ではあるものの、屋内伝搬環境に対しては決して十分な分解能とはいえなかったが、結果的には屋内伝搬構造の解明に十分意義のある情報を得ることができた。比較的単純な伝搬環境と思われるような屋内においても、予想以上に長い遅延時間を持った多重波が直接波と同程度の振幅強度で到来したり、また直接波と同様に遅延波も大きな振幅変動を受けながら到来することが確かめられた。

また、指向性ダイバーシチの多重波遅延特性に対する改善効果についての検討結果が報告されている。ビーム幅14°のパラボラアンテナによる遅延波測定を行い、測定結果に重み付けして計算、処理することにより任意のビーム幅の遅延プロファイルの合成が行われている。指向性ダイバーシチのビーム幅を狭くするに従って遅延広がりには確実に改善してゆき、たとえばビーム幅45°のアンテナ8個による指向性ダイバーシチの場合で1/2の遅延広がりとなること等が分かった。また、それぞれのビーム幅について幾何学的な多重反射を仮定した遅延広がり計算結果は実測の傾向と良く対応している。

5.2 屋内多重波伝搬遅延特性の実験的検討[10]

5.2.1 はじめに

屋内高速デジタル移動体通信の最も一般的な運用方式は、部屋の一地点に等方位性の送信アンテナを設置し、等方位性のアンテナが装着された携帯無線機が人

間またはその他の移動体によって屋内をランダムに移動するというものであると思われる。コストの点からできるだけダイバーシチシステムは用いたくないし、移動がたとえば直線運動に限られることも稀であろう。これまで国外[11]、国内[7]で屋内多重波伝搬遅延時間が測定されているが、例えば測定分解能をあげるために広帯域伝送となって、等方位性のアンテナでは受信帯域幅が足りないために指向性アンテナが用いられたり[9]、あるいは分解能の制限から直線移動についての多重波伝搬測定の報告[12]となっている。今回、送受信アンテナに半波長ダイポールアンテナを用いて、一般的な運用状況に近い条件での屋内多重波伝搬特性の測定を第一章で述べた多重波伝搬遅延時間測定装置を用いて行ったので、その実験結果について述べる。

5.2.2 実験方法

測定場所の概要を図5.1に示す。第4章の実験に用いた3階建てビルの3階の実験室である。

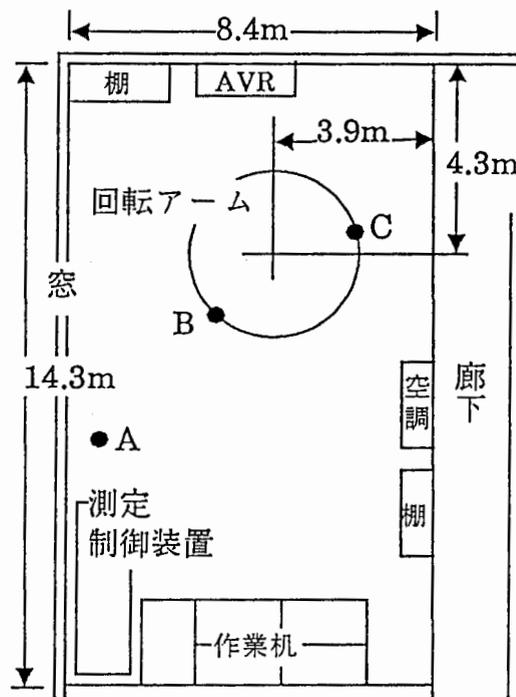


図5.1 測定場所の概要

図中A点に床から1.5mの高さで送信用半波長ダイポールアンテナを設置して、PN信号で拡散された2.335GHzの微弱な信号を送信した。半径2mの回転アームの先端に受信用の半波長ダイポールアンテナを設置してアームを回転させ、回転角度0.1°ごとのI、Q、各信号をA/D変換器により2ch同時サンプリングして、計算機処理により遅延プロファイルおよび遅延パラメータを求めた。これは波長

約13cmの到来波に対して約0.35cmごとにサンプリングを行ってることになる。多重波遅延測定装置の諸元並びに遅延パラメータについては第一章で詳しく述べたので省略する。

5.2.3 実験結果

図5.2 にアーム回転角度 5° 毎(移動距離約1.36波長)に測定した、アーム一回転分の遅延プロファイルを示す。図5.1 に示されるような単純な環境にもかかわらずプロファイルは大きく変動していることが分かる。

[WATER FALL CHART] ---- FILE NAME : A05AViq

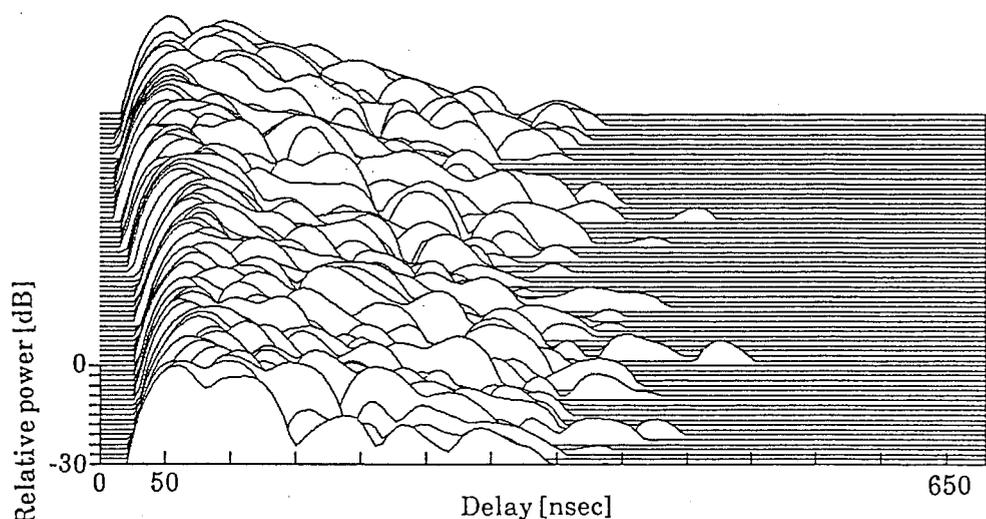


図5.2 5° 毎のプロファイル

図5.3はアームを一回転させたときのアンテナ受信レベル変動を示したものであり、図5.4は受信レベルの累積分布を示したものである。単純な伝搬環境にもかかわらず図5.3にみられるように屋外と同様の急峻で深いフェージングを受けていることが分かり、また、図5.4は、到来波の振幅がレイリー分布していることを示している。一般にレイリー分布は振幅が同程度の波が多数到来する場合にみられる振幅分布であり、図5.1に示されるような、常に見とおし伝搬路が存在し常に強勢な直接波が定在的に存在する場合には、その振幅分布は伸上-ライス分布となることが知られている[13]。図5.2をみると、遅延波の振幅変動に加えて、常に一定で大きな振幅を保つと予想される見とおし伝搬路からの第一到来波も振幅変動している事がわかる。すなわち、第一到来波も遅延波と同様に、直接波と共に床からの反射波等、遅延時間差のほとんどない、同程度の振幅の波の和となって到来し(今回の実験場所の床はフリーアクセスであり、鉄板が貼られている)、したがって、第一到来波も振幅変動し、また、レイリー変数とレイリー変

数の和はやはりレイリー変数となることを考慮すると[14]、図5.4の測定結果から、遅延時間の異なる各波はレイリー変動しており、それらが多重波となって到来するために、アンテナ受信レベルも図5.4に示されるようなレイリー変動を示すという伝搬構造が想像される。

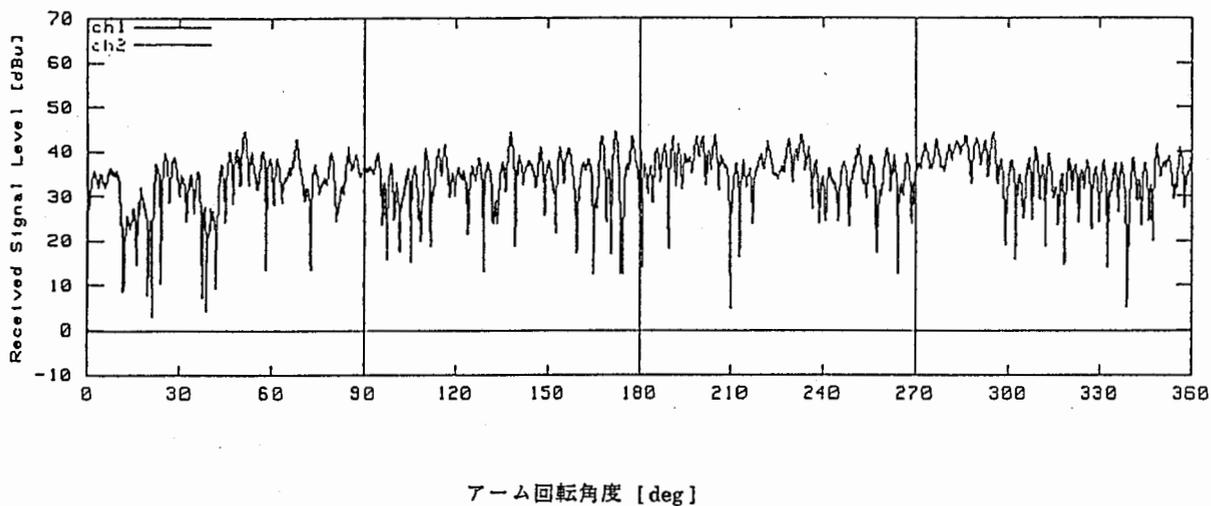


図5.3 受信レベル変動

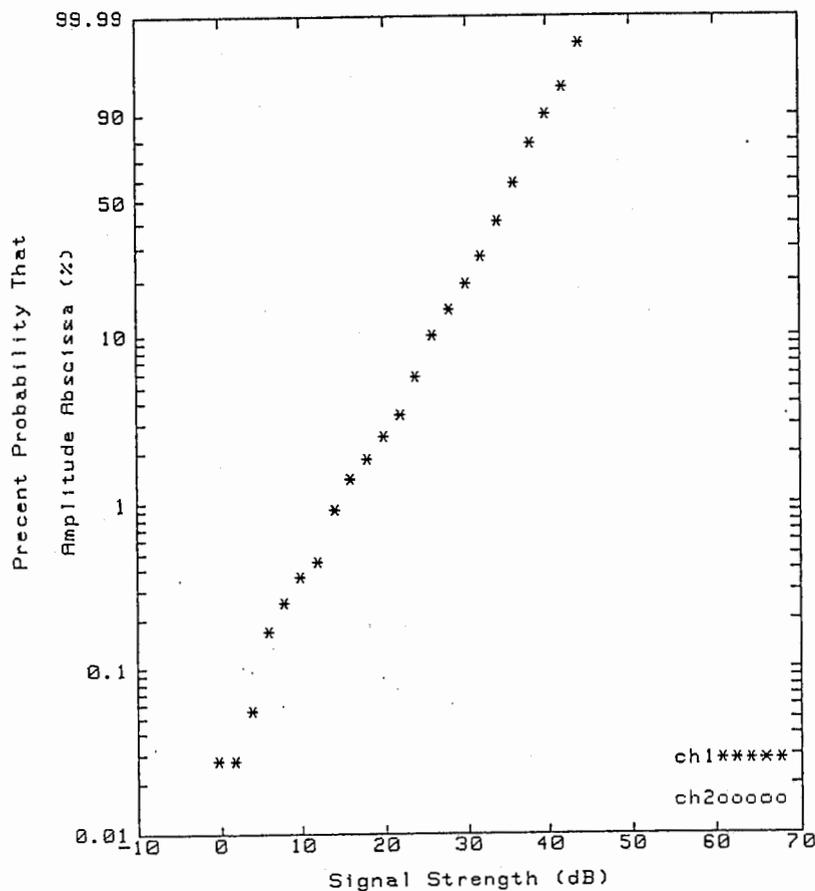


図5.4 受信レベル累積分布

図5.5、図5.6は図5.1のB点およびC点付近を0.1°毎に10°にわたって連続的にプロファイルを測定した結果であり、図5.7、図5.8は図5.5、図5.6の各個別プロファイルのDelay spreadを計算した結果である。図5.9、図5.10は図5.5、図5.6をそれぞれ平均した平均電力遅延プロファイルである。図5.7、図5.8におけるAv1の値は図5.9、図5.10のDelay spread Sを示したものであり、Av2は図5.7、図5.8の100本のプロファイルのそれぞれのDelay spreadを平均した値である。図5.5、図5.6の各個別プロファイルのDelay spreadが平均電力遅延プロファイルのDelay spreadの回りに分散していることが分かる。送信アンテナに最も近いB点では多重波成分はほぼ直接到来波成分のみであるとみなせるのに対し、C点においては直接波に加え、様々な遅延時間を持った到来波が存在することが分かる。

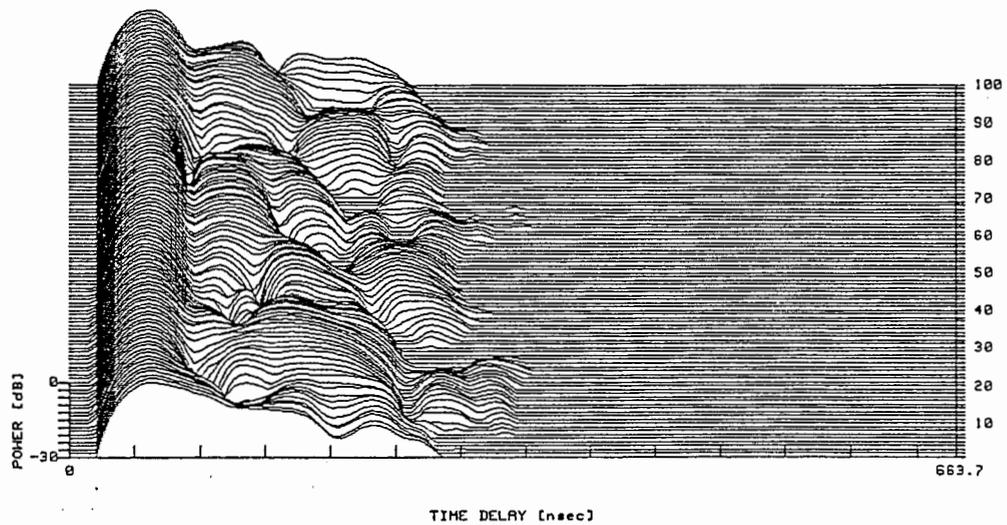


図5.5 B地点のプロファイル

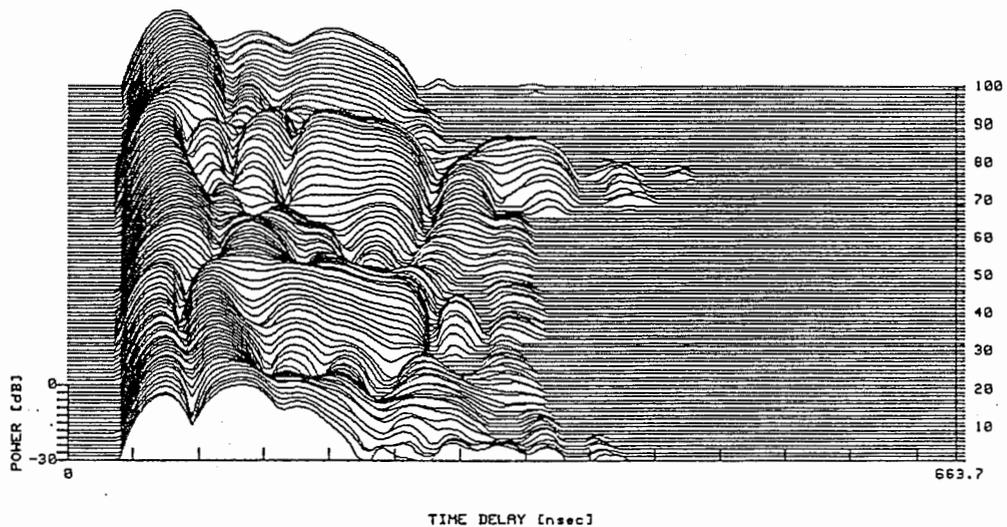


図5.6 C地点のプロファイル

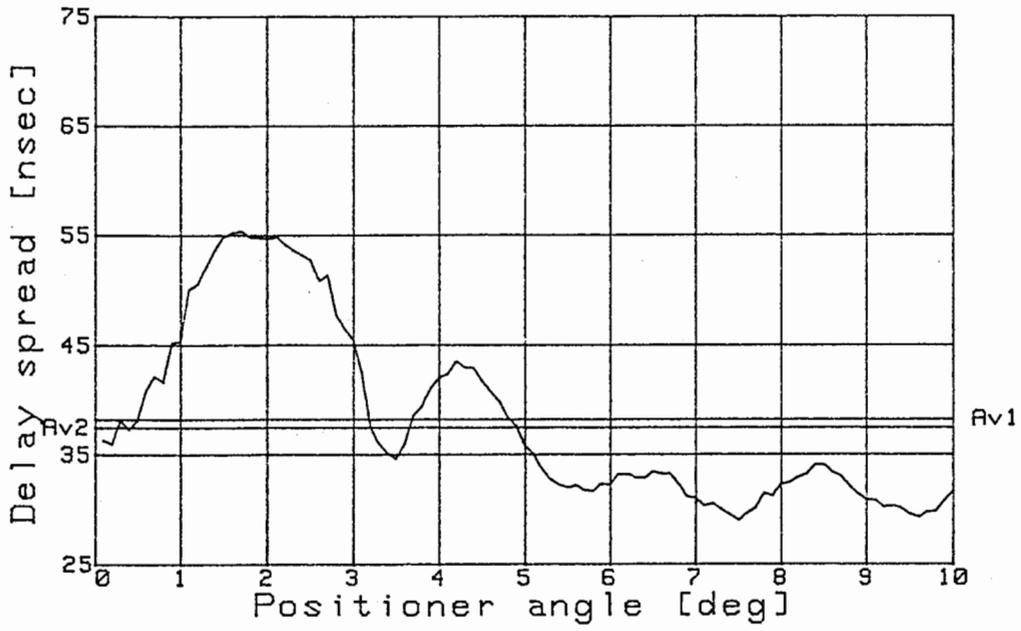


図5.7 B地点のDelay spread S

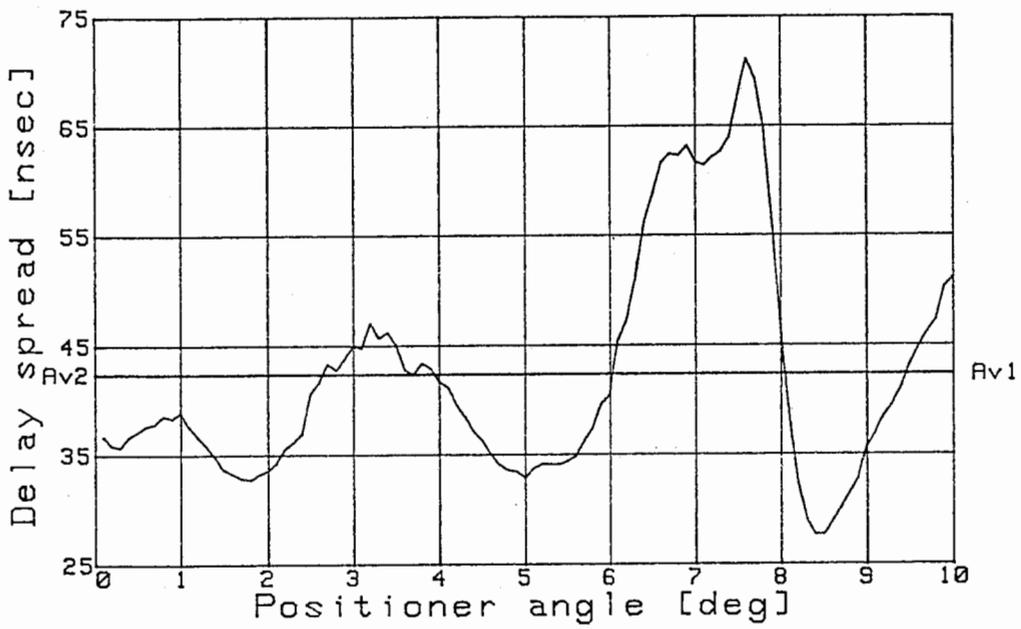


図5.8 C地点のDelay spread S

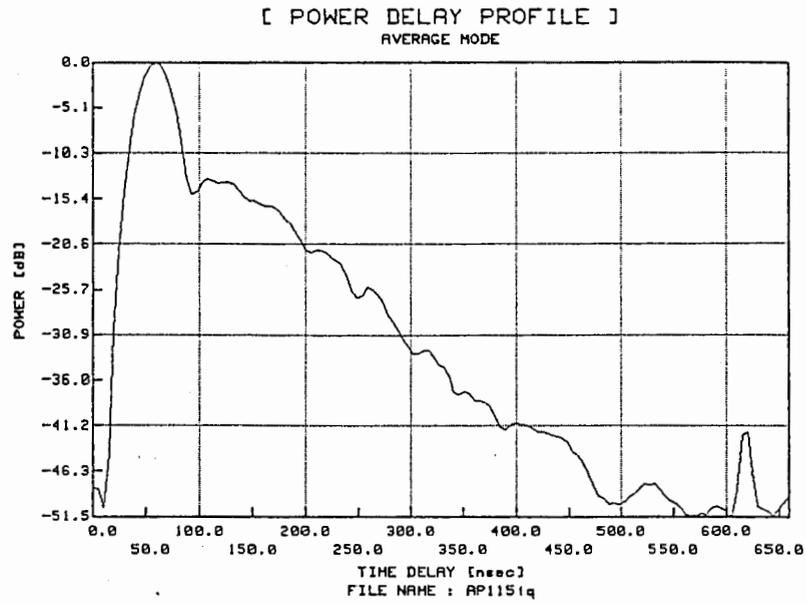


図5.9 B地点の平均電力遅延プロファイル

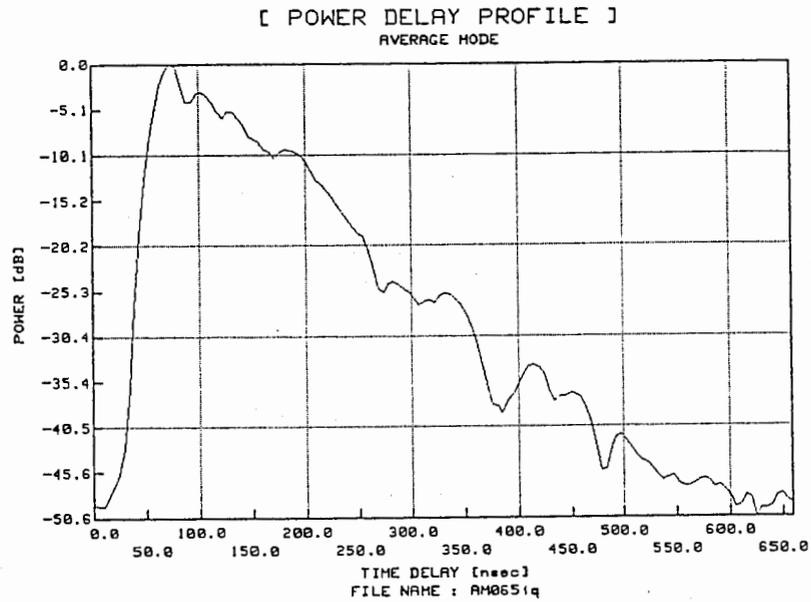


図5.10 C地点の平均電力遅延プロファイル

図5.6において、第一到来波の到来時間がアーム回転角度 7° から 8° の部分で大きく変化しているが、図5.6の一連のプロファイル測定における移動距離は約35cmに過ぎず、回りの環境を考えてもこの僅かな移動距離の間で第一到来波の伝

搬送路長がこれほど大きく変化するとは考えられない。前後のプロファイルの変動から判断して、C点においては大別して4種類の伝搬時間の異なる波が存在し、第一到来波と第二到来波の伝搬時間差が測定器の分解能に比べて小さいためにそれらが見かけ上合成され、それぞれの振幅が独立的に変動することにより第一到来波の到来時間が変化したように見えていることが分かる。図5.11は図5.6に示された100本のプロファイルの中の一つであり、四つの伝搬時間の異なる波が存在する様子を象徴的に示すものである。このように、測定器の分解能に対して遅延時間差の小さい到来波が存在する場合には、単一のプロファイルではその地点の多重波伝搬構造を特定できないが、伝搬構造の急峻な変化が考えられない、十分短い距離を詳細に測定することによって、その地点の伝搬構造を推定することができる。

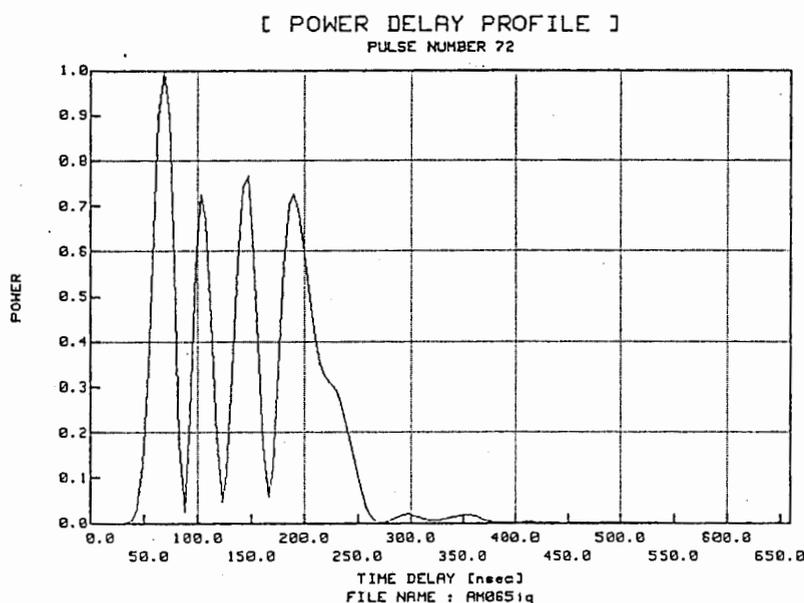


図5.11 4本の到来波の存在を示すプロファイル例

図5.12は図5.10の位相変動グラフである。遅延時間の異なる到来波はそれぞれ独立した位相変動を受けると考えられるので、位相の急峻な変動は遅延時間の異なる到来波の存在を示唆している。

このように、図5.6の遅延プロファイル、図5.10の平均電力遅延プロファイル、図5.11の個別プロファイル、および図5.12の位相変動グラフからの総合的な判断により、到来時間差が比較的小さい多重波伝搬環境においても、本試作機によってある程度の環境把握が可能であることが確かめられた。

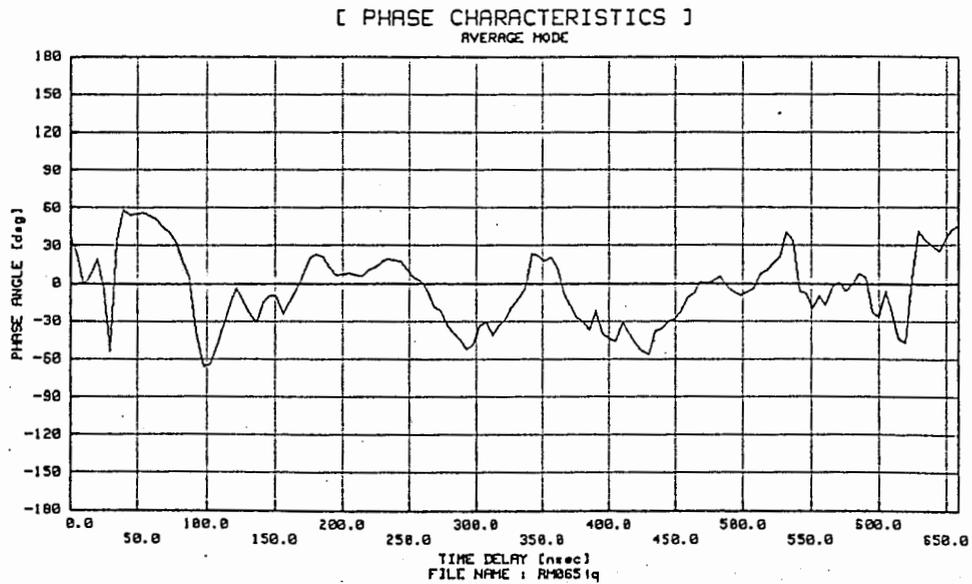


図5.12 C地点の位相変動グラフ

5.2.4 まとめ

分解能 10m の多重波伝搬遅延測定装置を用いて屋内多重波伝搬遅延特性を測定した。環境に対して測定器分解能が十分ではなかったが、伝搬環境の急激な変動が考えられない範囲を詳細に測定することにより、単純な屋内伝搬環境においても多数の遅延波が到来することを明らかにした。今後は多重波の到来方向も考慮した、さらに詳細な屋内多重波伝搬構造の測定を実施する予定である。

5.3 屋内多重波遅延特性に与えるアンテナ指向性の効果[15]

5.3.1 はじめに

デジタル移動体通信の誤り率は、多重波の伝搬遅延歪みにより著しく劣化する。指向性ダイバーシチは遅延歪みを低減する技術のひとつであり[16]、複数の指向性アンテナを配置することにより遅延歪みの小さい到来波を分離、選択して出力を得る。

指向性ダイバーシチの効果を検討するためには、多重波遅延特性の受信アンテナ指向性(ビーム幅)および到来方向に対する依存性を知る必要がある[17]。本項では、指向性アンテナと多重波遅延時間測定装置を組み合わせた屋内実験により、これらの依存性を明らかにする。また、多重反射波の幾何光学的な計算値と実験結果が良く対応することを示す。

5.3.2 実験方法

実験は前項と同様に周波数 2.335GHz とし、遅延波形の測定も第一章の試作機を用いた。測定分解能は通路差 10m である。送信は半波長ダイポールアンテナを用い、多重波の到来方向を分離する受信指向性アンテナには直径 60cm のパラボラアンテナを用いた[18]。表5.1に受信アンテナの特性を示す。アンテナの半値幅(ビーム幅)は 14° であり垂直、水平、両偏波成分とも受信可能であるが、今回の実験では垂直偏波成分のみを受信した。

旋回範囲	方位角 $0^\circ \sim 360^\circ$ 仰角 $-20^\circ \sim 60^\circ$
半値幅(両側)	垂直偏波 14° 水平偏波 14°
サイドロープレベル	12dB以下
交さ偏波分離度	24dB以上

表5.1 受信アンテナの特性

図5.13 に実験場所の概要を示す。実験場所も前項の多重波伝搬遅延測定と同じである。受信アンテナを方位角 $0^\circ \sim 360^\circ$ 、仰角 $20^\circ \sim 30^\circ$ の範囲で回転させ、 10° 毎に各方向の遅延波形を測定した。この測定で得られた 36×6 本のビーム幅 14° における実測遅延特性からより広いビーム幅のアンテナを用いた場合の遅延特性を計算により求めた。

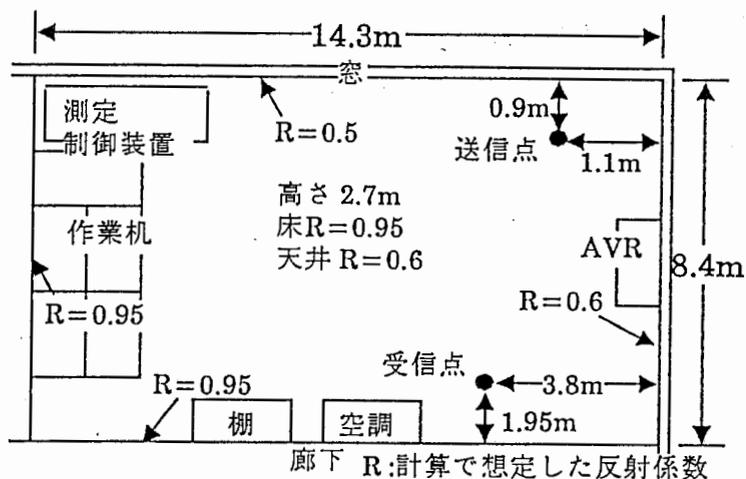


図5.13 実験場所の概要

5.3.3 広ビーム幅アンテナの遅延波形の計算

広ビーム幅アンテナの遅延波形は主ビームの I、Q 成分にその他のビームの I、Q 各成分をそれぞれ重みづけをして加算し、加算結果の I、Q 成分の 2 乗和を取るにより求めた。

3dB ビーム幅の片側が θ_b のアンテナの指向性を $P(\theta)$ として、 $P(\theta)$ を次の式で近似する。

$$p(\theta) = -3\left(\frac{\theta}{\theta_b}\right)^2 \quad [\text{dB}]$$

主ビームに対して立体角 θ だけ傾いたビームに対しては、I、Q データに $P(\theta)$ の真値

$$e(\theta) = 10^{\frac{P(\theta)}{20}} = 10^{-\frac{3}{20}\left(\frac{\theta}{\theta_b}\right)^2}$$

を重み係数として乗算後、主ビーム幅の I、Q データに加算する。

ビーム中心の方位角および仰角がそれぞれ θ_{az} 、 θ_{el} であるビームの主ビームに対する角度 θ は

$$\cos \theta = \cos \theta_{az} * \cos \theta_{el}$$

すなわち

$$\theta = \cos^{-1}(\cos \theta_{az} * \cos \theta_{el})$$

で求めることができる。

5.3.4 実験結果

図5.14に受信アンテナに等方位アンテナである半波長ダイポールアンテナを用いた場合の遅延プロファイルを示す。図5.15は14°ビーム幅の実測値の例である。仰角0°の36本のプロファイルを連続して測定した結果であり、36ブランチ

による水平方向指向性ダイバーシチにおける各ブランチの多重波伝搬特性を表している。

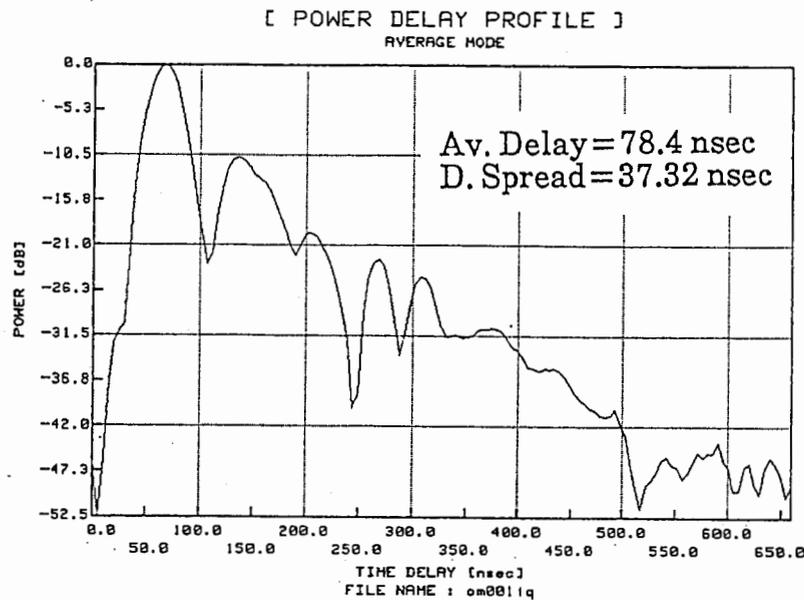


図5.14 ダイポールアンテナの遅延プロファイル



図5.15 14°ビーム幅の実測値

5.3.5 計算結果

以下に216本の実測プロファイルを合成して求めた合成遅延プロファイルを示す。ビーム幅が θ_b である指向性アンテナを用いたダイバーシチでは $360^\circ/\theta_b$ のブランチが存在し、その中から最も特性の良好なアンテナが選択される。図5.16は合成による 360° 等方位性アンテナの遅延プロファイルであり、図5.14に対応する

ものである。図5.16(a)、(b)、は180°ビームの2つのアンテナのそれぞれの電力遅延プロファイルであり、図5.17(a)~(c)はビーム幅が120°のアンテナを用いた3ブランチ指向性ダイバーシチにおけるそれぞれのアンテナの電力遅延プロファイルであり、同様に図5.17(a)~(d)は90°ビームの4個のアンテナの電力遅延プロファイルが示されている。

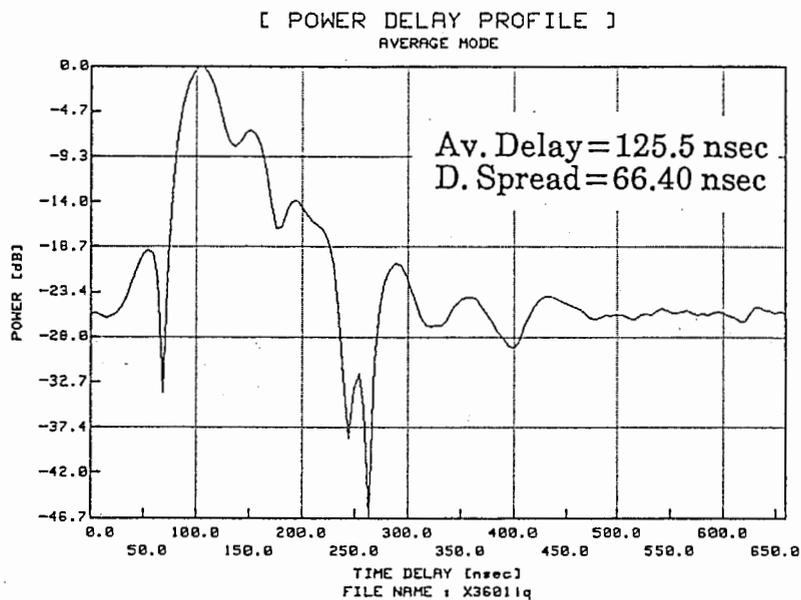


図5.16 合成による 等方位性アンテナの遅延プロファイル

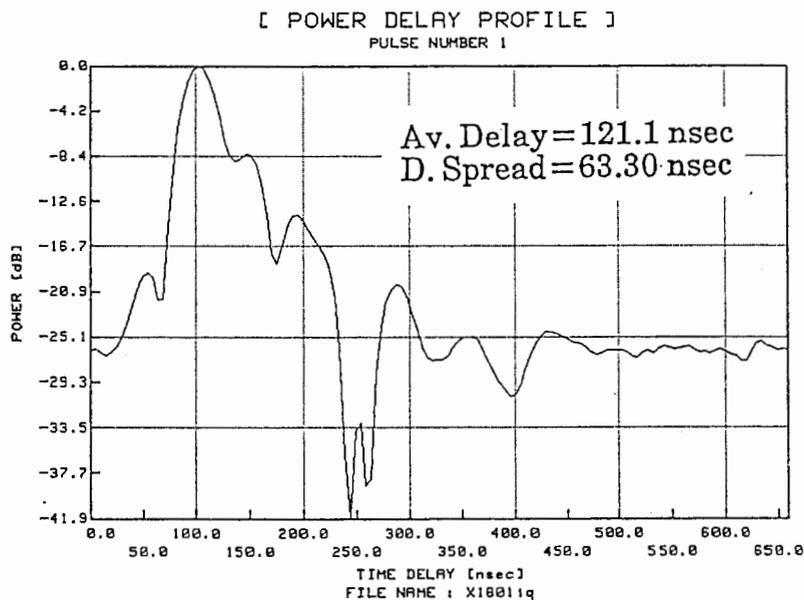


図5.17 (a)180°ビームアンテナの遅延プロファイル(1)

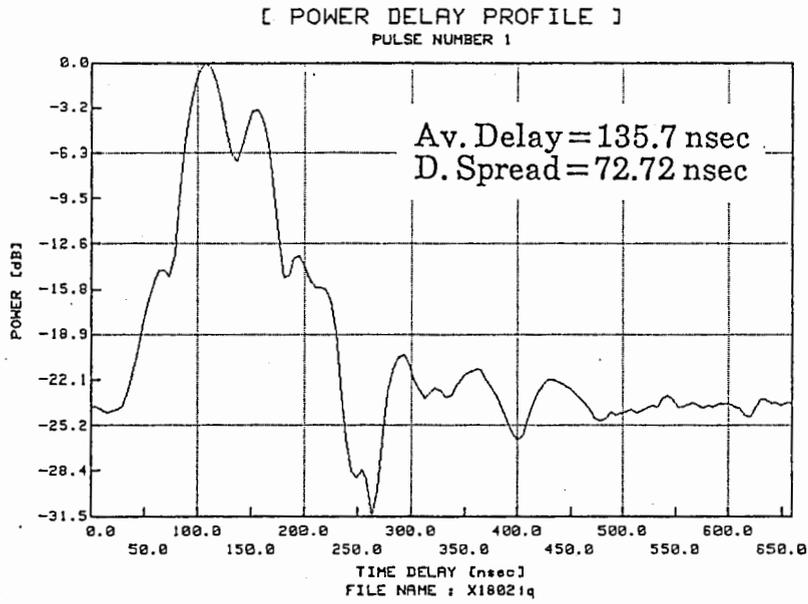


図5.17 (b)180°ビームアンテナの遅延プロファイル(2)

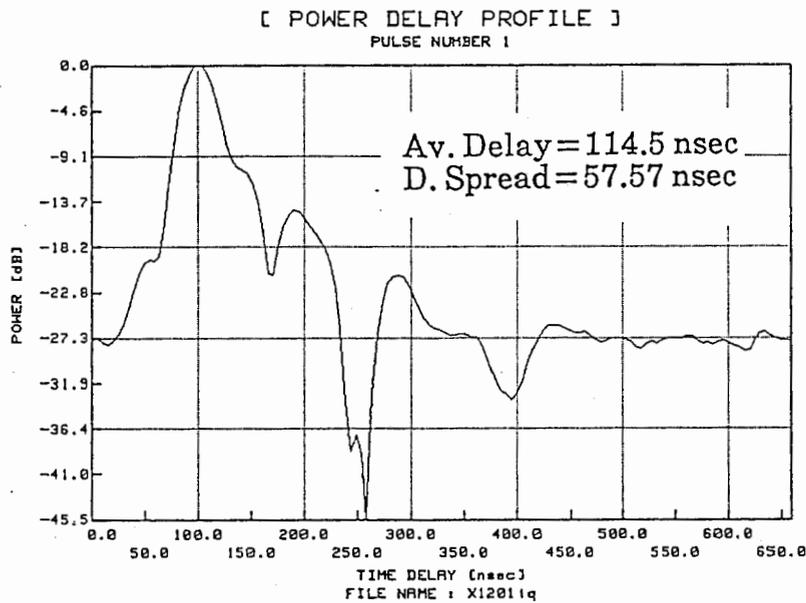


図5.18 (a)120°ビームアンテナの遅延プロファイル(1)

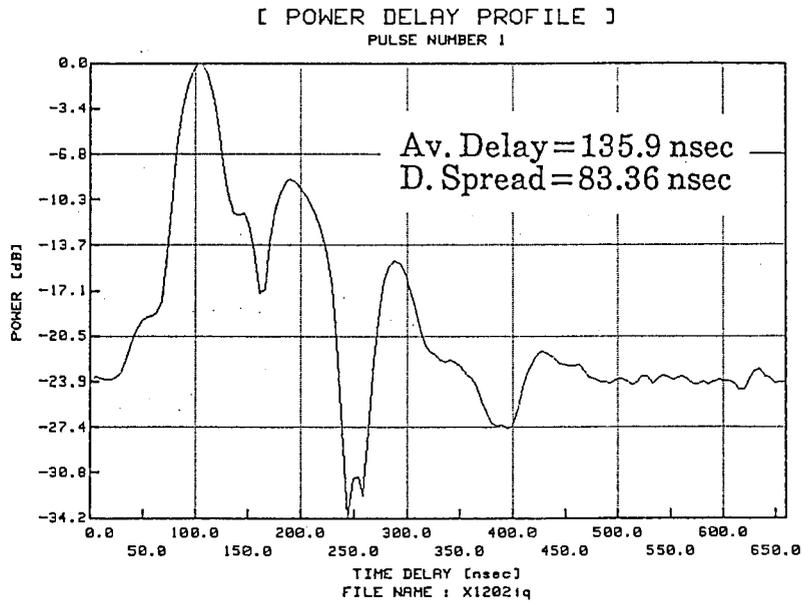


図5.18(b) 120°ビームアンテナの遅延プロファイル(2)

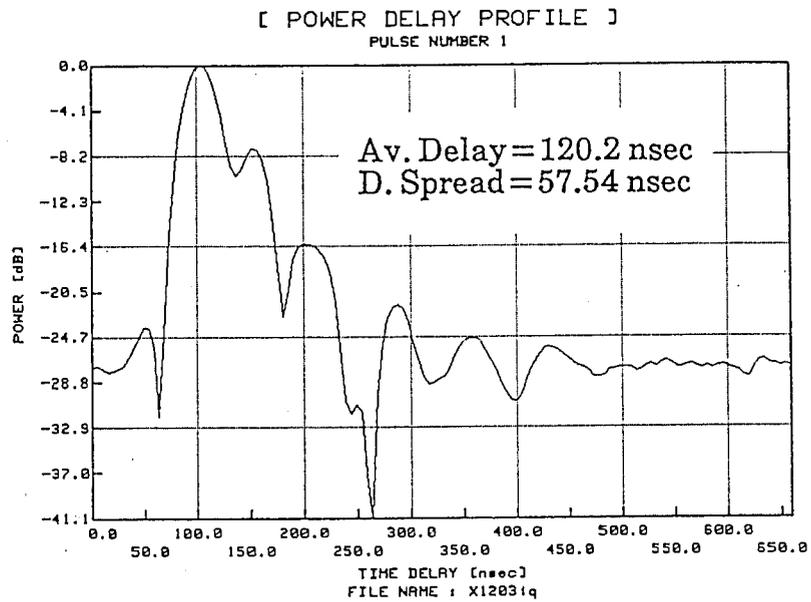


図5.18(c) 120°ビームアンテナの遅延プロファイル(3)

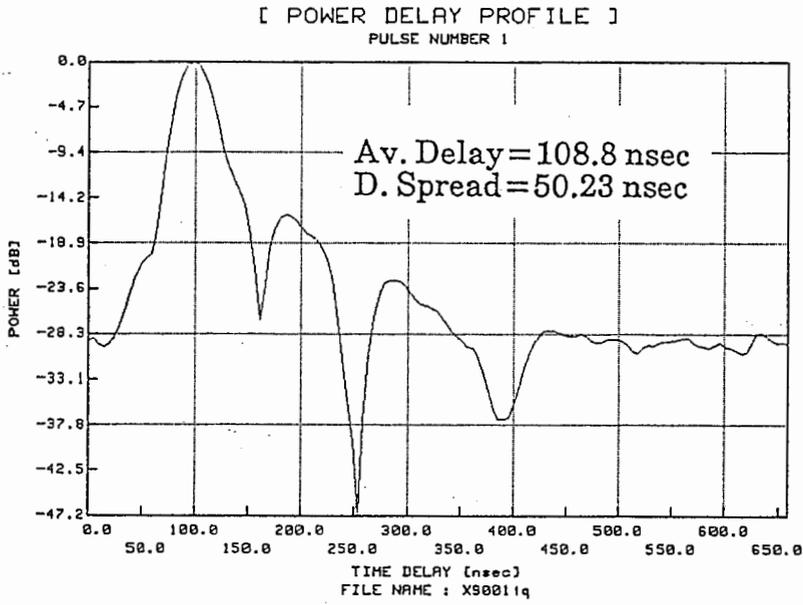


図5.19(a) 90°ビームアンテナの遅延プロファイル(1)

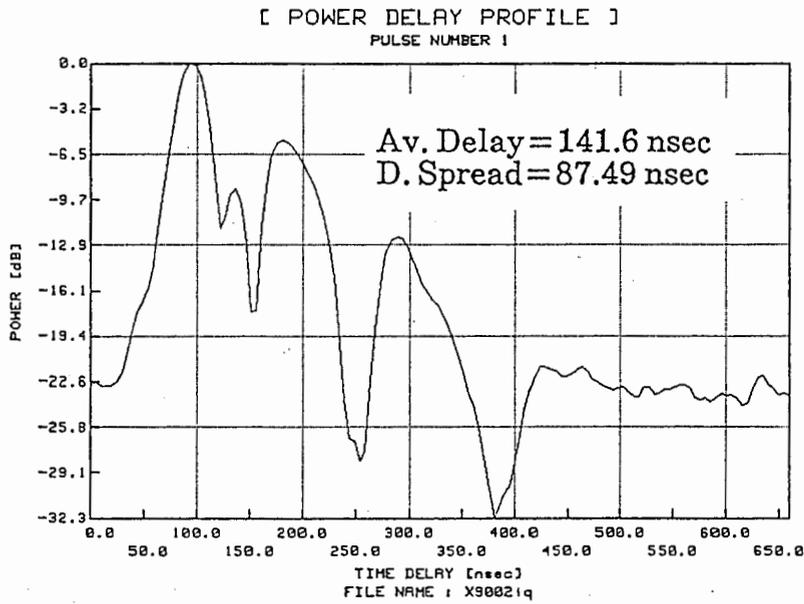


図5.19(b) 90°ビームアンテナの遅延プロファイル(2)

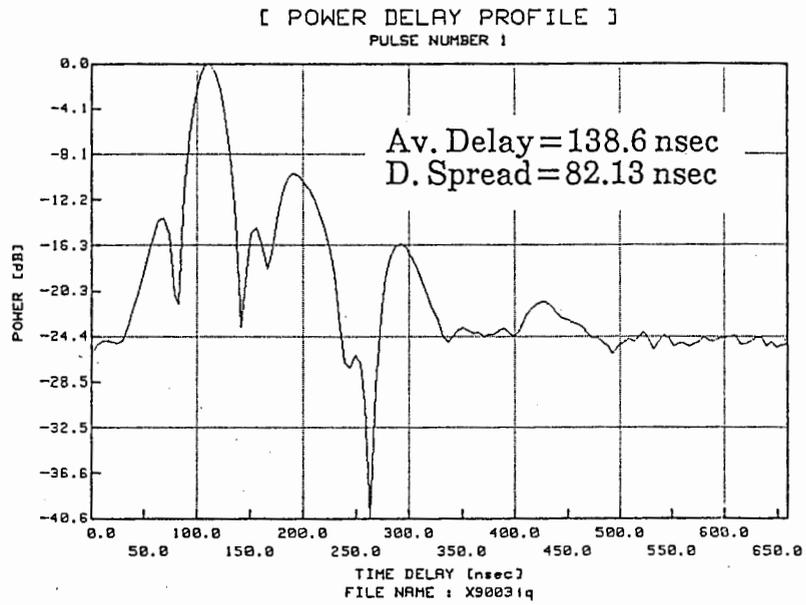


図5.19(c) 90°ビームアンテナの遅延プロファイル(3)

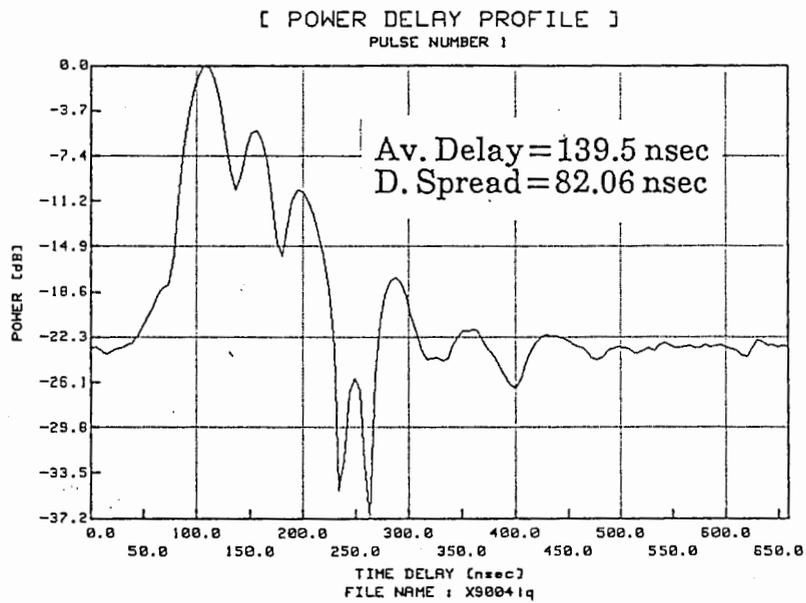


図5.19(d) 90°ビームアンテナの遅延プロファイル(4)

ビーム幅の違いによる多重波遅延特性の変動の様子が平均遅延とDelay spreadによって示されている。等方位性アンテナの平均遅延125.49nsec及びにDelay spread 66.40nsec に対して180°ダイバーシチの特性の良好な方のブランチではそれぞれ121.13nsecならびに63.30nsecとなり、さらに120°、90°とビーム幅が絞られるにしたがって最も良好なブランチの特性が、平均遅延については114.49nsec、108.80nsecに、Delay spreadについては57.57nsec、50.23nsecと確実に改善されていく。図15.20は θ_b を14°(実測値)、45°、90°、180°とした場合の、ビーム方向が送信アンテナを向いているブランチの遅延プロファイルを示したものであり、 θ_b の増加と共に広い角度範囲で到来波を受信するために遅延広がりが大きくなる様子が分かる。

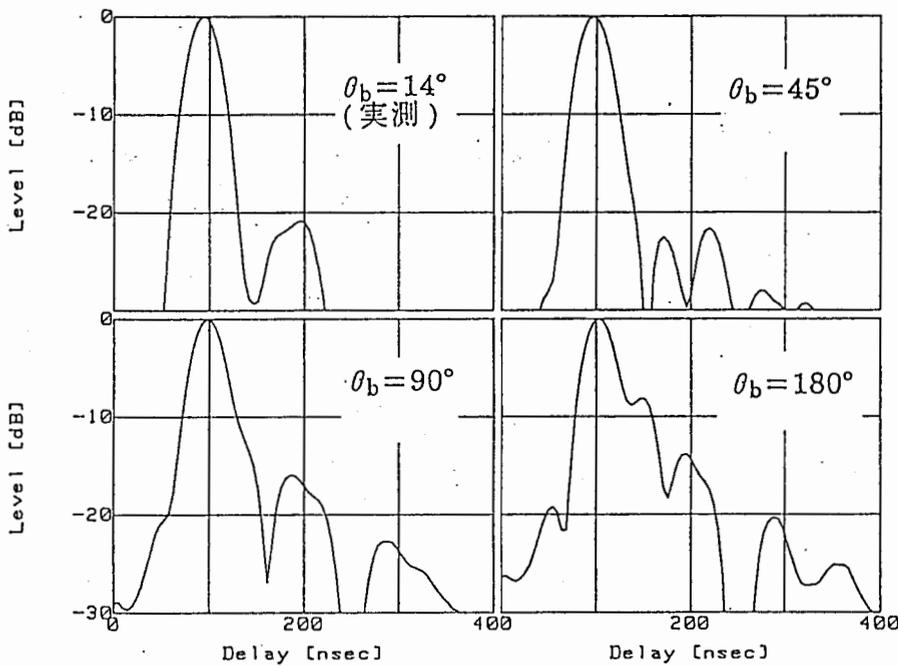


図5.20 遅延プロファイルのビーム幅に対する変化

図5.21にビーム θ_b に対するDelay spread Sの変化を示す。各 θ_b について360°/ θ_b 個のアンテナの個々のDelay spreadを示したものであり、Sの分布は到来方向による変化を表している。○印は1つのアンテナ軸が送信点方向と一致した配置、×印は2/ θ だけアンテナ全体を回転させた配置の場合を示す。また、△印はダイポールアンテナで受信した場合の実測値である。図中の実線は、壁面、床、天井からの幾何光学的な反射を仮定して計算したSの最小値と最大値を示している。計算値は実測の傾向と良く対応しており、特に指向性ダイバーシチで重要となるSの最小値とは良い一致を示している。これらの結果から、屋内では指向性ダイバーシチを $\theta_b = 90^\circ$ のアンテナ4個で構成してもあまり大きなSの改善は得ら

れないが、 $\theta_b = 45^\circ$ のアンテナ8個で構成すればSは1/2以下に改善され、伝送速度を2倍以上にできることが期待できる。

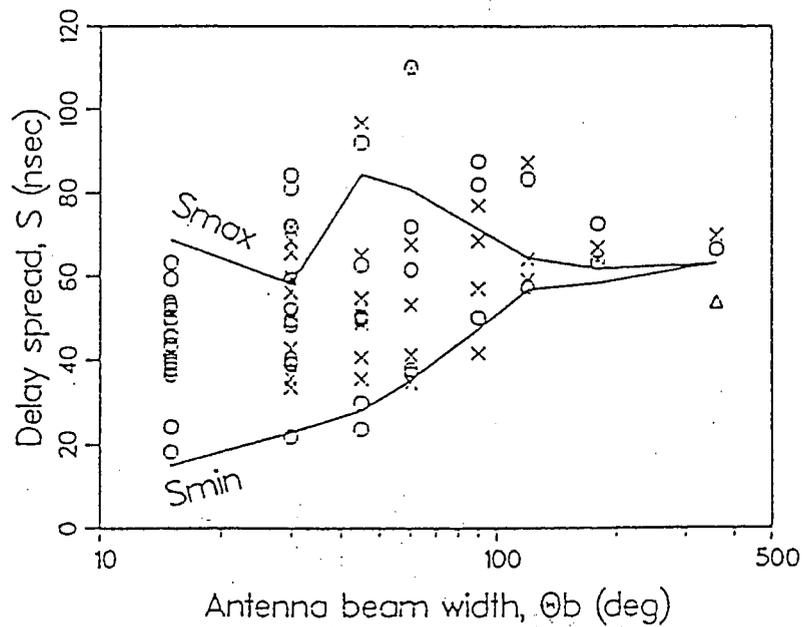


図5.21 ビーム θ_b に対するDelay spread Sの変化
(実線:幾何光学による計算値)

5.3.6 まとめ

指向性ダイバーシチによる屋内多重波遅延特性の改善効果について、アンテナビーム幅の依存性を実測及び計算により明らかにした。今後は実際の高速デジタル移動通信において指向性ダイバーシチがBER改善におよぼす効果について検討を行う予定である。

5.4 あとがき

多重波伝搬遅延時間測定装置を用いて屋内伝搬環境における多重波伝搬特性の実験的検討を行って、屋内における多重波伝搬構造を明らかにすると共に、指向性ダイバーシチが屋内移動無線に及ぼす改善効果の検討ならびに指向性ダイバーシチにおけるアンテナビーム幅と伝搬特性改善効果との関係を明らかにした。狭い、単純な環境にもかかわらず予想以上に長い遅延時間を持った到来波が存在することが分かり、無線LAN等の屋内高速デジタル移動体無線を実現するためには何らかの干渉波除去技術が必要であると思われる。今回は指向性ダイバーシチ

の検討を行ったが、その他にも、例えば遅延時間を考慮するとDSK遅延検波などの耐多重変復調技術[19]が有効であると考えられ、屋内伝搬構造を考慮した各種干渉除去技術の検討が期待される。

参考文献

- [1] D.C.Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910MHz in a Suburban Mobile Radio Environment", *IEEE Trans.*, AP-20, no.5, 1972.
- [2] 水野、猿渡, "市街地および山岳地域における陸上移動遅延プロファイルの測定", 信学技報, AP-87-77, 1987.
- [3] 大鐘、笹岡、三瓶、神尾、水野, "陸上移動広帯域通信における市街地多重伝搬路の緒特性", 信学技報, CS87-31, 1987.
- [4] 都竹, "TV文字多重信号(5.7Mbit/s)の移動受信", 信学技報, RCS 88-65, 1988
- [5] 大森、大黒、山田、薄井, "920MHz帯におけるスプレッドスペクトラム方式を利用したマルチパス測定装置の現場試験結果", 信学技報, AP-80-124, 1980.
- [6] T.takeuchi, F.Ikegami and S.yoshida, "Multipath delay characteristics in Kyoto City", *Proc.ISAP 1989*, pp.837-840, 1989.
- [7] 園田、竹内、池上、吉田, "屋内伝搬遅延時間測定装置の試作", 信学技報, AP-87-26, 1987.
- [8] 佐古、竹内、吉田, "屋内伝搬遅延プロファイル移動測定装置の試作", 平成元年電気関係学会関西支部連合大会, G7-4, 1989.
- [9] 尾林、前田, "基地局アンテナ高の室内電波伝搬遅延特性に与える影響", 平2年信学春全大, SB-1-2, 1990.
- [10] 今堀、小川, "屋内における2.3GHz多重波伝搬遅延特性", 平2年信学秋全大, B-21.
- [11] D.M.J.Devasirvatham, "Time Delay Spread and Signal Level Measurements of 850 MHz Radio Waves in Building", *IEEE Trans.*, vol.AP-34, no.11, pp.1300-1305, 1986.
- [12] 佐古、竹内、末吉、園田、吉田, "1.5GHz帯屋内多重波伝搬遅延特性測定結果", 信学技報, AP-89-46, 1989.
- [13] S.スタイン、JJ.ジョーンズ(関監訳), "現代の通信回線理論", 森北出版, 昭和45年10月.
- [14] 小倉, "確立過程論", コロナ社, 昭和53年.
- [15] 小川、今堀、角田, "屋内多重波遅延特性に与えるアンテナ指向性の効果", 平2年電気関係学会関西支部連合大会, 1990.
- [16] 河野、竹内、池上、吉田, "指向性ダイバーシチ受信における伝送帯域幅改善の検討", 信学技報, AP85-94, 1986.

- [17] 池上、竹内、吉田,“移動通信の多重波フェージングにおけるアンテナ指向性の効果”,信学論B, vol.J68-B, no.3, pp.61-68, 1985.
- [18] 角田、小川,“屋内における到来波分布の測定”,平2年信学秋全大,投稿中,, 1990.
- [19] 吉田、池上,“多重波フェージングに強い変調方式”,信学技報, CS86-47, 1976.