

TR-O-0064

48

室内における多重波伝搬特性の研究

松井 渉

1994. 3. 31

ATR光電波通信研究所

復帰報告書

氏名 松井 渉
所属 A T R 光電波通信研究所
無線通信第2研究室 研究員
担当テーマ 多重波環境下の信号伝送特性の研究
帯在期間 平成2年3月1日～平成5年8月31日
復帰先 三洋電機(株) A V事業本部 A V商品開発研究所
第二開発部開発四課
大阪府大東市三洋町1-1
0720-70-4432
0720-70-6083(FAX)

概要

移動体通信の品質確保において、最大の障害となるのは多重波によるフェージングである。特に、高速のデジタル通信においては、信号速度に比べて大きな遅延時間差を持つ多重波による周波数選択性フェージングの克服が重要である。A T R 光電波通信研究所では、腕時計型移動体通信機に象徴されるような将来の移動体通信の実現に向け、上記のような干渉除去技術の研究をおこなってきた。報告者は、その一環として、室内における多重波伝搬の特性や、それと通信品質との関係を明かにするとともに、あわせて多重波干渉を除去する技術の研究をおこなった。

[室内伝搬特性の研究]

実験室内における遅延プロファイルを測定した。測定に、方向性アンテナを用い、固有値解析にもとづく、真鍋・高井のSPM (Superresolution PN-correlation Method) を適用することにより、室内の電波伝搬における描象を得た。一方、部屋を鏡面的な反射壁に囲まれた箱とみなしたシミュレーションにより、遅延スペクトル等のパラメータを統計的にはよく再現することを示した。さらに、壁面が部分的に吸収性である場合についてのシミュレーションから、壁面の性質の制御により、遅延特性を改善し得ることを示した。

[伝搬特性と通信品質の関係の研究]

統計的性質ではなく、瞬時の伝搬特性と通信品質を結びつけるための簡易なパラメータとして、隣接符号干渉比を提案し、有効性をシミュレーションで示した。

[対策技術の研究]

周波数相関帯域幅が非常に大きい環境において、有効な対策技術として、副搬送波スペクトル拡散通信方式を提案し、シミュレーションで有効性を示した。

室内における多重波伝搬特性の研究

無線通信第2研究室 松井 渉

もくじ

1	室内における遅延スプレッド特性	3
1.1	序	3
1.2	実験装置と実験場所	3
1.3	実験結果と考察	3
1.4	部分吸収幾何光学モデル	6
1.5	まとめ	6
2	室内における多重波伝搬特性の方向依存性	13
2.1	序	13
2.2	室内における多重波伝搬特性の方向依存性	13
2.2.1	方向別遅延伝搬特性の測定	13
2.2.2	SPM法によるピーク位置の推定	16
2.2.3	室内電波伝搬の描象	20
3	副搬送波スペクトル拡散通信の検討	25
3.1	はじめに	25
3.2	原理	26
3.3	同期	29
3.4	送受信機の構成	32
3.5	誤り率シミュレーション	33
3.6	結び	34
4	誤り率を与える瞬時多重波伝搬パラメータ	39
4.1	はじめに	39
4.2	隣接符号干渉電力比	39
4.3	誤り率シミュレーション	40
4.4	まとめ	40



第 1 章

室内における遅延スプレッド特性

1.1 序

屋内で広帯域デジタル伝送をおこなう際には多重波伝搬による波形歪みが通信品質を劣化させる大きな要因となるため、屋内多重波伝搬特性に関する研究がおこなわれている。遅延スプレッドは多重波伝搬の程度をマクロに表すパラメータであり、誤り率との相関が高いことが知られている。室内においてこの遅延スプレッドの累積分布を測定し、送受信アンテナの位置による伝搬特性の変化を調べた。また、波長程度に離れた2本のアンテナによる合成受信法について検討した。

1.2 実験装置と実験場所

実験は、2.335GHzにおいて、PN系列の自己相関を利用した伝搬遅延測定装置 [1][2] によっておこなった。PN系列の符号速度は30Mbit/sで、遅延時間分解能は約33ns（距離分解能約10m）となる。送信アンテナと受信アンテナは半波長ダイポールで、垂直偏波を送受信するように設置した。

図1.1に実験場所の概要を示す。この部屋は、壁面の2面と床面が金属性で他の壁面はコンクリートを主体としている。送信アンテナは、部屋の隅付近（A点）、長辺の中央付近（B点）、中央付近（C点）を移動させた。送信アンテナ高は1.5mと2.5m（ただしC点は1.5mのみ）とした。受信アンテナは、半径1.84mの円P、Q、R、Sの各周上を2°おきに移動して測定した。これは 0.5λ （ λ :波長=13.4cm）の測定点間隔に相当する。また、受信アンテナ高は1.5m, $1.5m+0.5\lambda$, $1.5m+1.0\lambda$ の3点で測定した。

1.3 実験結果と考察

送受信位置による違い 図1.2は、送信点をB（送信高2.5m）に固定した時、4つの受信円のそれぞれについて統計をとった遅延スプレッドの累積分布である。どの受信円でも分布に差はなく遅延スプレッドは、約30nsから約60nsの範囲にばらついている。この部屋を鏡面壁で囲まれた

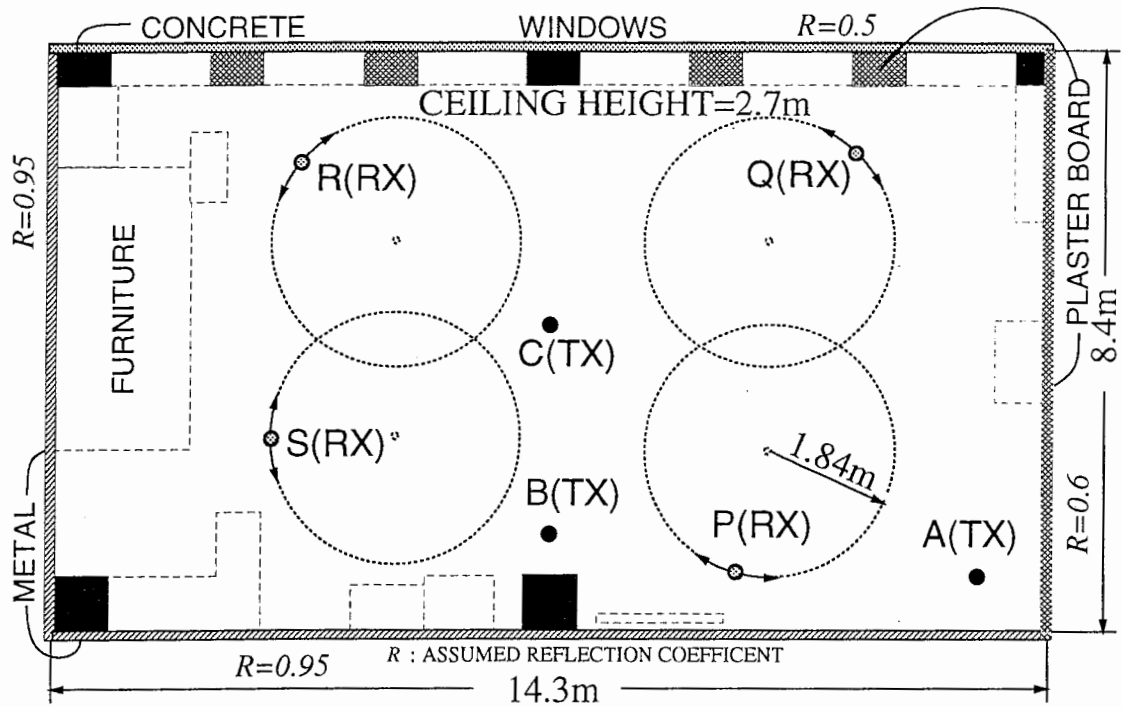


Figure 1.1: 測定場所の概要

直方体容器と考え、幾何光学的な計算によって遅延スプレッドの累積分布を求めた結果を図 1.3 に示す（このようなモデルをボックス反射モデルと呼ぶ）。計算にあたって仮定した各壁の反射係数 R を図 1 に示した。反射の回数は 10 回まで考慮した。この結果は図 1.2 の実測値とよく一致している。図 1.4 には、各円ごとに平均化した電力遅延プロファイルを示した。これからも遅延伝搬の構造は場所によらないことが示唆される。送信位置が B 以外の時も、遅延スプレッドの累積分布と平均電力遅延プロファイルは、ほとんど同じものが得られる。

送信高による違い 図 1.5 は、送信高が 1.5m の時と 2.5m の時とでそれぞれ、遅延スプレッドの全受信点にわたる累積分布をとったものである。送信アンテナ高が 2.5m の方が遅延スプレッドはやや小さくなっている。

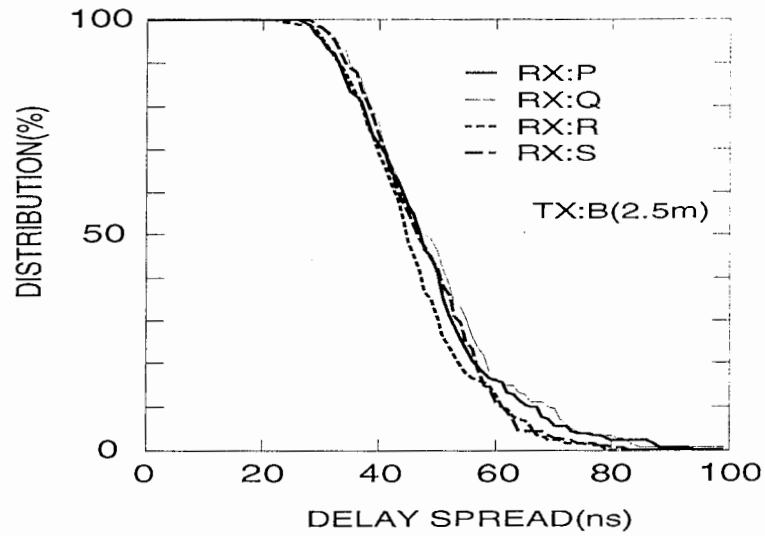


Figure 1.2: 遅延スプレッドの累積分布 (受信場所による違い)

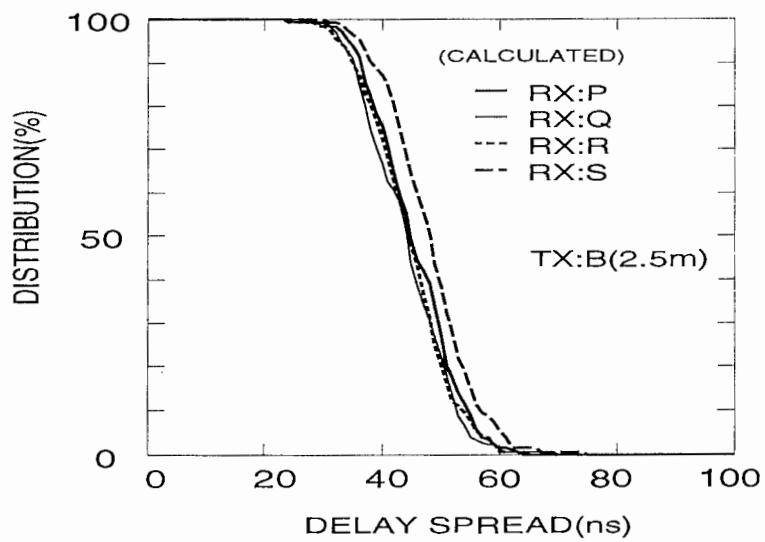


Figure 1.3: 同上 (ボックス反射モデルによる計算値)

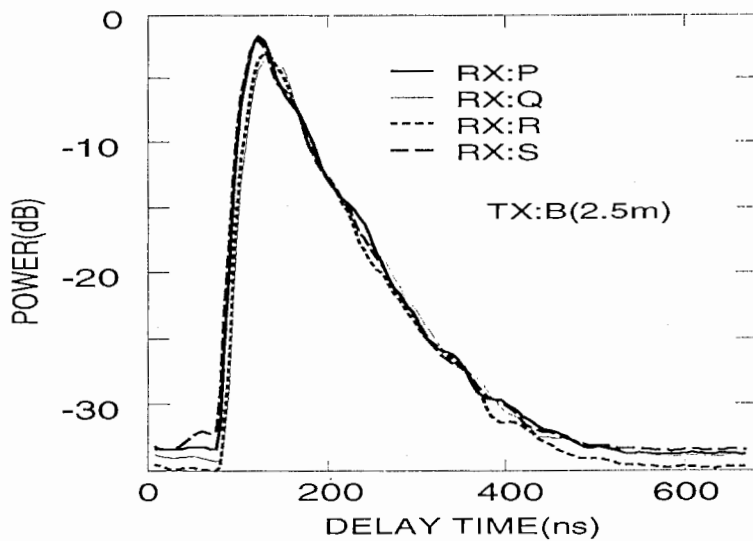


Figure 1.4: 平均電力遅延プロファイル (受信場所による違い)

2 アンテナ逆相合成受信 波長程度に離れた2本のアンテナを用い、それらの受信信号を逆相で合成することで、遅延スプレッドがどう変わるかを調べた。実際には2本のアンテナを用いるかわりに、別個に測定した複素遅延プロファイルを数値的に合成している。これはアンテナ間の結合を無視した場合に相当する。アンテナ間隔は $d = 0.5\lambda, 1.0\lambda$ とした。2本のアンテナを垂直方向に並べた場合は、合成により水平方向に指向性の null ができる。また、水平方向に並べた場合は2本のアンテナを結ぶ線と直角の方角に指向性の null ができる。

図1.6に、遅延スプレッド累積分布を示す（送信点B、送信アンテナ高2.5m、全受信点についての統計）。このような合成により遅延スプレッドが小さくなっていることがわかる。これは、水平方向にできた指向性の null により、壁面を往復する遅延波 [3] の一部を切捨てられるためであると考えられる。図1.7は、垂直配置の場合の平均電力遅延プロファイルである。 $d=1.0\lambda$ の場合に、単一アンテナによる受信時より大きなピークがみられる。これは、送信高が1.5mの場合や水平配置の場合にはみられない現象で、送信高2.5m、受信高1.5mの場合には、遅延時間の小さい到来波はななめの仰角から入射していることを示唆している。図1.8には、送信高による差を示した。単一アンテナ受信の場合と同じように、送信高が2.5mの時の方が1.5mの時よりも遅延スプレッドはやや小さい。図1.9は、ボックス反射モデルによる計算結果と実測値を比較したもので、2アンテナ逆相合成受信の場合も、計算結果と実測値の傾向はかなり合う。

1.4 部分吸収幾何光学モデル

次に、より現実に近い条件として、壁が部分的に吸収的な場合についてシミュレーションと実験をおこなった。

図1.10のように、垂直壁に、ストライプ状の吸収体が張られている場合を想定し、前記と同様の幾何光学シミュレーションをおこなった。また、実際にそのような吸収帯を配して測定して比較した。図1.12と図1.11に示されたように、吸収体の割合が増えるにつれ、遅延スプレッドが減少する傾向がみられる。これは、壁面を何度か反射して遅延プロファイルの尾を引く原因となる反射波が、吸収体に吸収されるため、遅延プロファイルの減衰が速くなるからであると考えられる（次章参照）。

1.5 まとめ

今回測定したような反射性の壁が多い室内では、遅延スプレッド特性が送受信場所にはあまり依存しないこと、幾何光学による、ボックス反射モデルが有効であることを示した。また、部分吸収壁のボックス反射モデルは、より現実に近いモデルを与える。また、2アンテナ合成受信により、適当な指向性を持つ受信アンテナによって多重遅延波を軽減しうることを明らかにした。さらに、壁面が部分的に吸収性である場合についてのシミュレーションと実験から、壁面の性質の制御により、遅延特性を改善し得ることを示した。

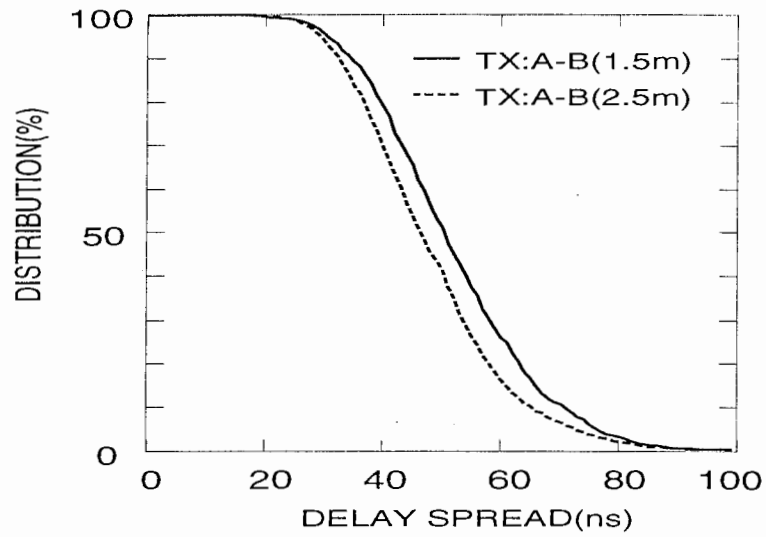


Figure 1.5: 遅延スプレッドの累積分布（送信高による違い）

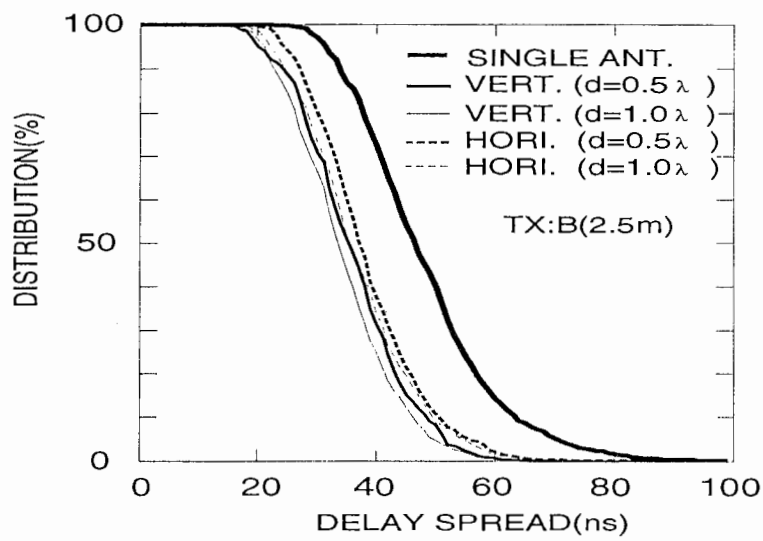


Figure 1.6: 2 アンテナ逆相合成の効果（水平・垂直）

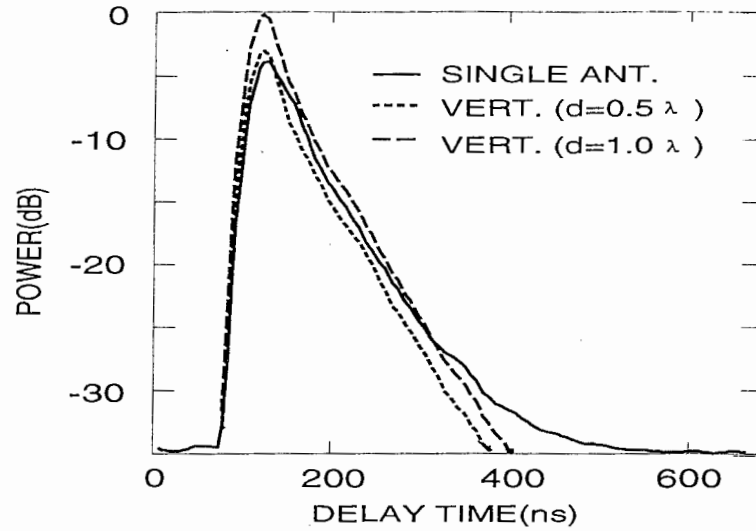


Figure 1.7: 平均電力遅延プロファイル (2アンテナ逆相合成)

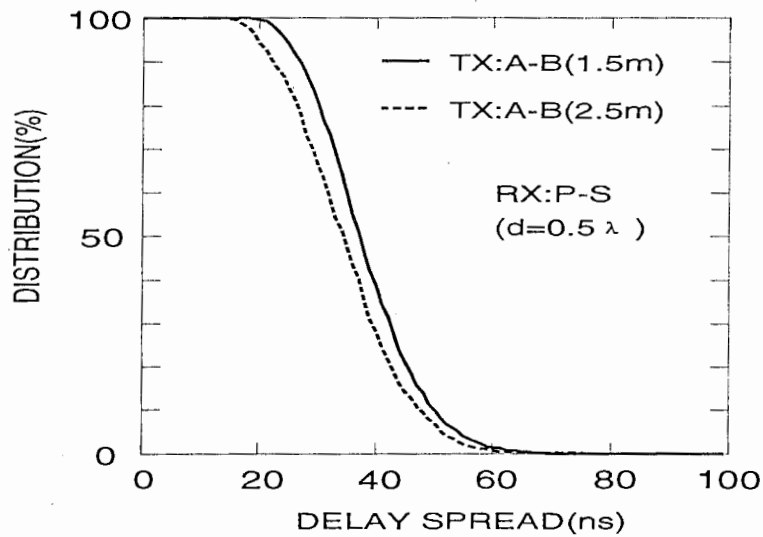


Figure 1.8: 2アンテナ逆相合成の効果 (送信高による違い)

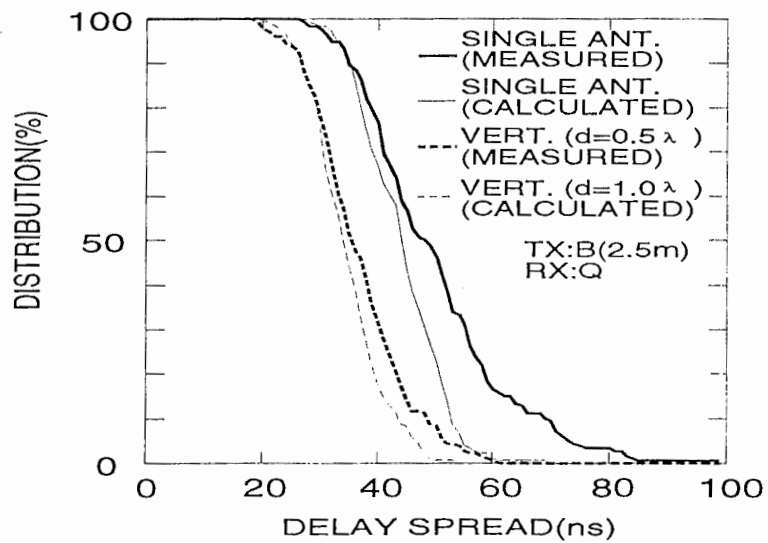


Figure 1.9: ボックス反射モデルによる計算値との比較

PARTIALLY-REFLECTIVE MODEL

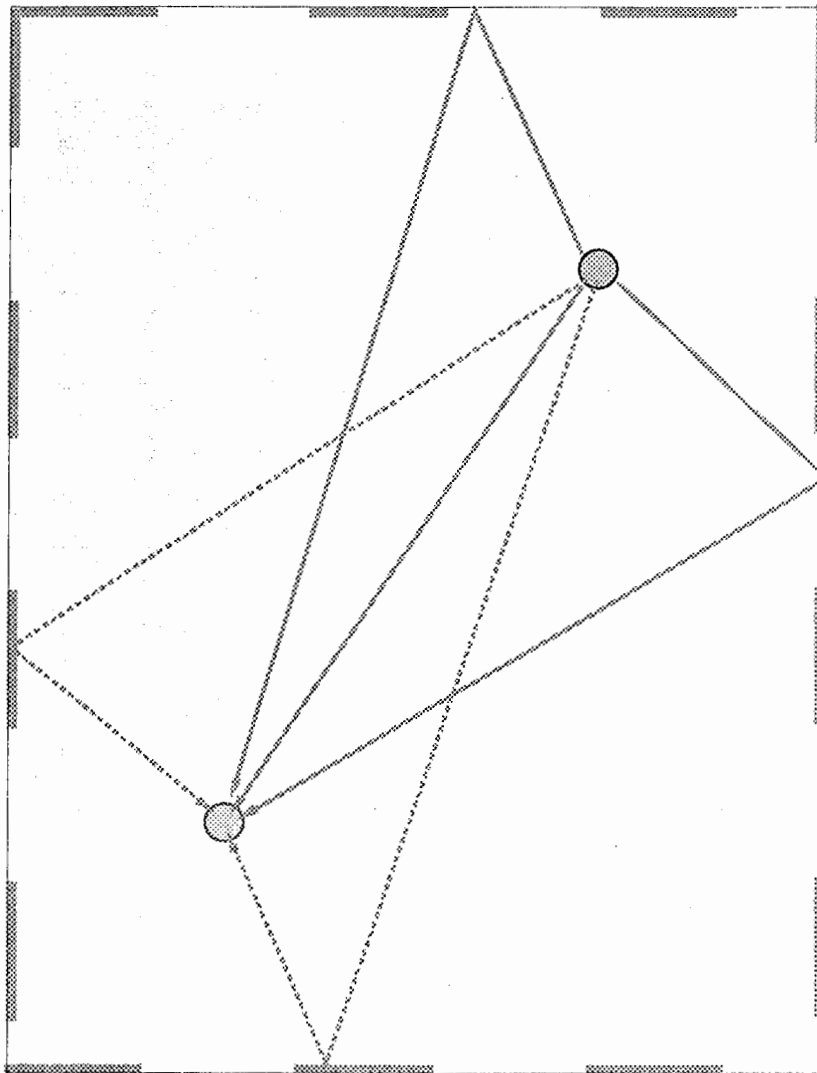


Figure 1.10: 部分反射モデル

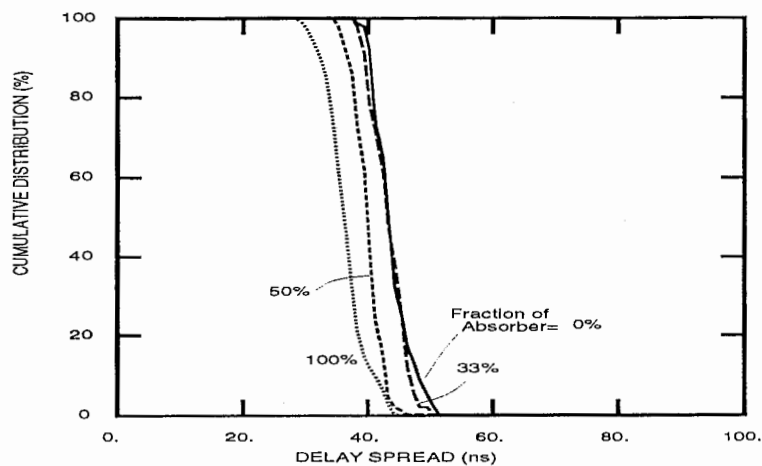


Figure 1.11: 部分吸収壁の部屋でのディレイスプレッド分布 (実測)

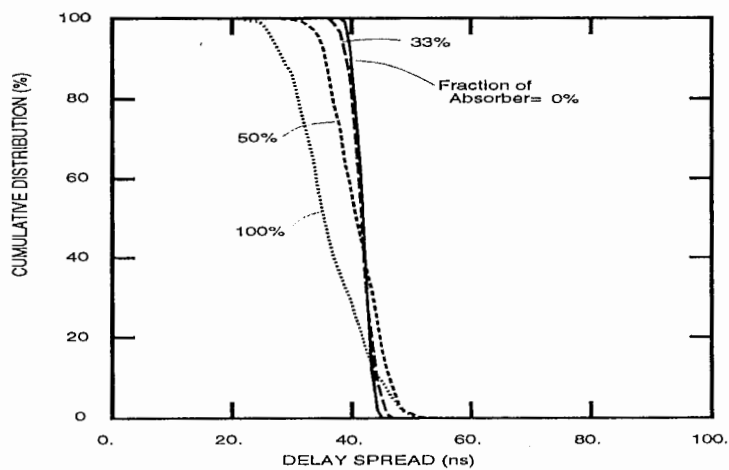
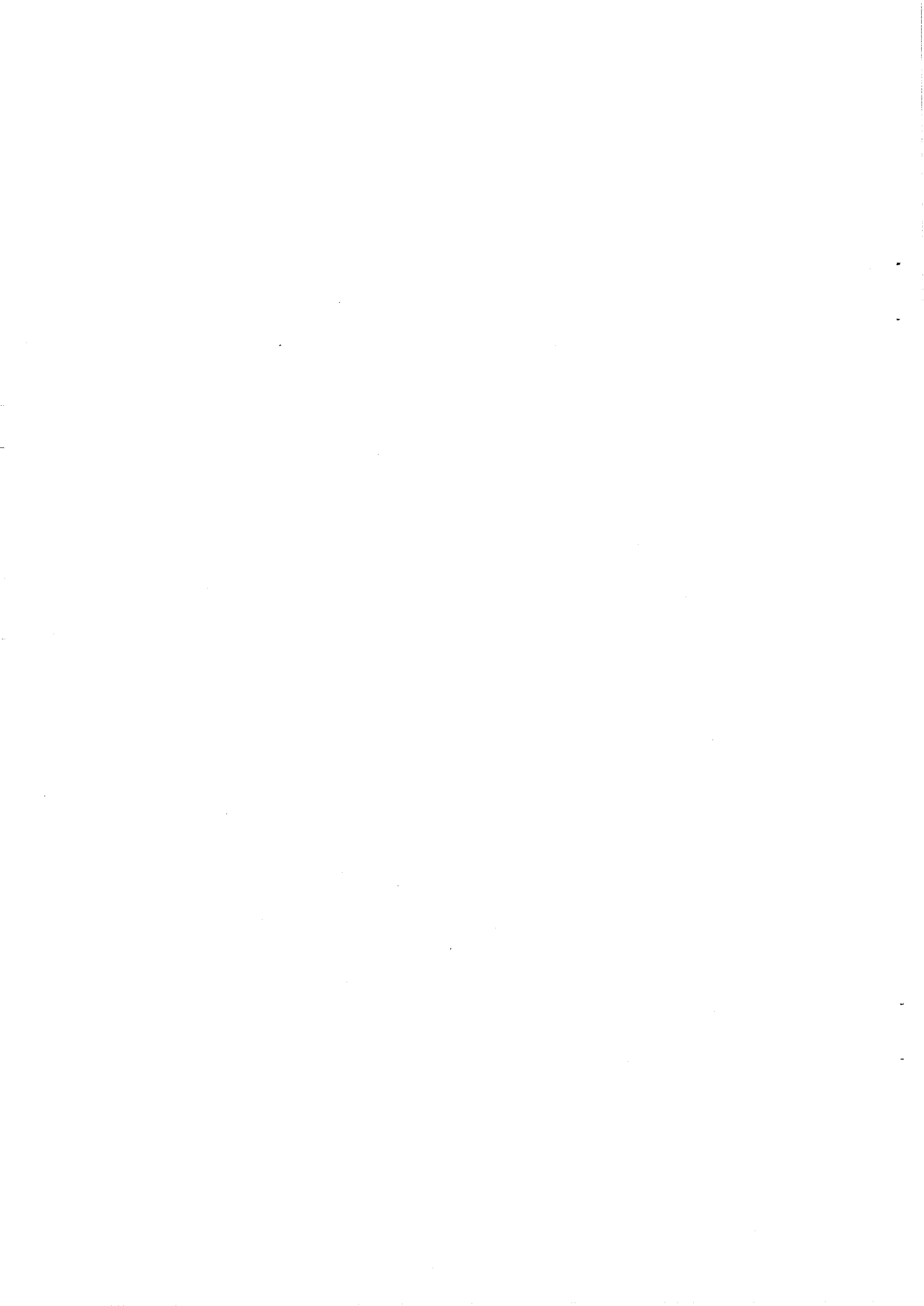


Figure 1.12: 部分吸収壁の部屋でのディレイスプレッド分布 (シミュレーション)

参考文献

- [1] D.C.Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Sub-urban Mobile Radio Environment", *IEEE Trans. Antennas and Propag.* Vol.AP-20, no.5, pp.625-635, 1972.
- [2] 今堀, 小川, "屋内における 2.3GHz 多重波伝搬遅延特性", 信学秋期全大 B -21, 1990.
- [3] 高井, 真鍋, "高分解能パルス圧縮法による遅延プロフィールを用いた室内伝搬遅延構造の解析", 信学技報, A P 90-109, Jan., 1991.



第 2 章

室内における多重波伝搬特性の方向依存性

2.1 序

移動通信の発展にともない、室内での高速デジタル通信の必要性が高まっている。室内においては、屋外に比べると、一般には多重波の遅延時間は短いと考えられるが、符号速度が増大するにつれ、マルチパス歪みの影響が無視できなくなる。そのようなマルチパス歪の克服のために、室内での電波伝搬特性の測定が行われている [1][2][3] [4][5][6][7]。

本研究は、指向性アンテナを用いた遅延特性測定、SPM 法による反射点の特定、室内での多重波伝搬特性の一側面を明かにする。

2.2 室内における多重波伝搬特性の方向依存性

2.2.1 方向別遅延伝搬特性の測定

実験方法

すべての測定は 2.35GHz でおこなった。この周波数帯は、

測定に用いた実験室の概要を図 2.1 に示す。この実験室は、床面と壁面 2 面が金属性、窓は金属のブラインドを閉め、他の壁面は、石膏ボードである。若干の机・実験装置・空調設備等がおかれている。

受信点は RX1 点とし、便宜上、方位角を、図 2.1 で上向きを 0° として時計回りに測るものとする。送信点は TX1 または TX2 とした。

送信アンテナには半波長ダイポールアンテナを垂直偏波で用いた。受信アンテナは、一次放射器を垂直偏波ダイポールアンテナとする直径 60cm のパラボラアンテナで、14 度のメインビーム幅を持つ。これを、方位角及び仰角を遠隔操作できる回転台上に設置した。

遅延プロファイルの測定には、PN 符号の自己相関を利用した伝搬遅延測定装置 [2][8] を用いた (表 2.1)。この装置の送信側では、PN 符号 (6 段 M 系列) で搬送波を PSK 変調する。受信側では、同じ符号系列で速さが少しだけ異なる PN 符号と、受信信号との相関をとることにより、

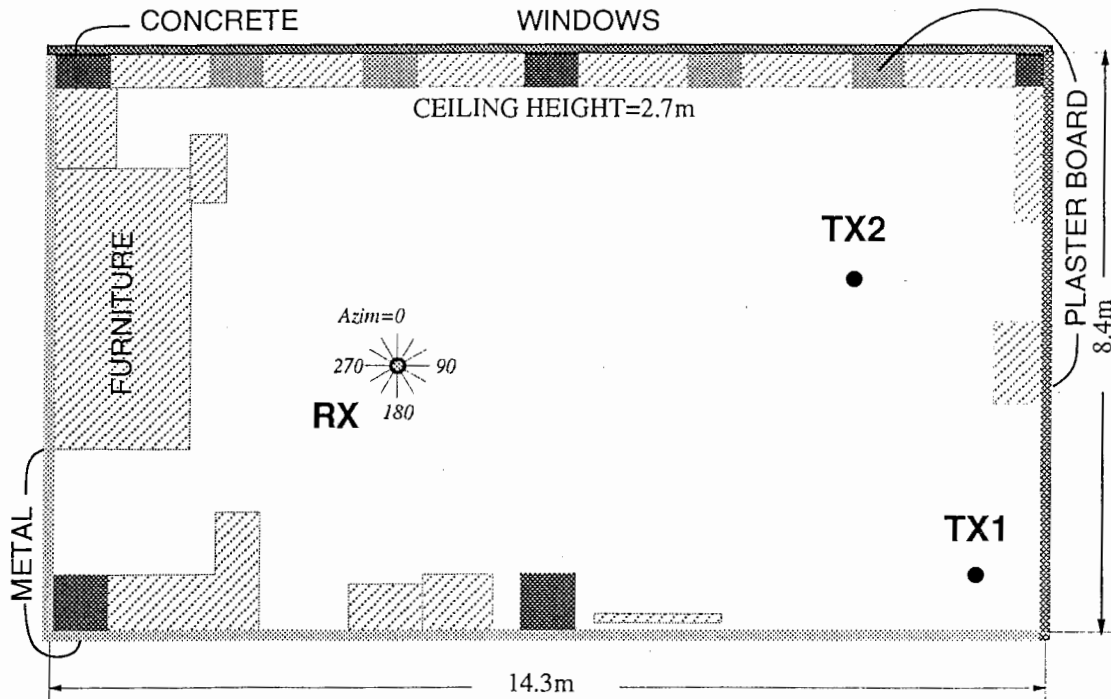


Figure 2.1: 実験室の概要

遅延時間に対する受信電力の変動、すなわち遅延プロファイルを、時間軸を引きのばしたかたちで観測できる。送信 P N 符号のクロック速度は 30MHz であり、これは、時間で 33ns、距離に換算すると 10m の分解能にあたる。

一回の測定では、時間的に近接した到来する波が干渉しあって、遅延プロファイルに、見かけの山や谷ができてしまう。これを避けるため、受信点のまわりに、前後左右に間隔約 1.2λ (λ : 波長 = 12.8cm) で、 3×3 の格子点を取り、その 9 個の受信点で測定した電力遅延プロファイルを平均した。

方向別遅延プロファイルの測定

図 2.2 は、方位角別の遅延プロファイルを、遅延時間間隔約 34ns ごとに切り出して、極座標に表したものである (送信点: TX1)。仰角が 0° の場合、最初に送信点の方向からの到来波が大きくなる。初期到来波の広がり、アンテナのビーム幅 14° に比べて広いことから、これは、TX1 点からの直接波と、背後の壁の正規反射だけでなく、その周囲にある若干の構造物からの反射・散乱波がつけ加わった複合波であると考えられる。

その後、全体の電力が減衰していったとき、仰角が 30° 、 60° ではほぼ一樣の方位角特性を示す。これは、高仰角では散乱性の波が一樣に到来していることを示している。しかし、水平方向では、方位角によりかなりの凹凸がみられる。この凹凸は、高仰角でみられた一樣な成分に、突起状の成分がつけ加わったように見える。ここで注意すべきは、この突起の幅がアンテナのビーム幅と同程度であることである。これは、突起を形成している遅れた強勢波は、単一波であるこ

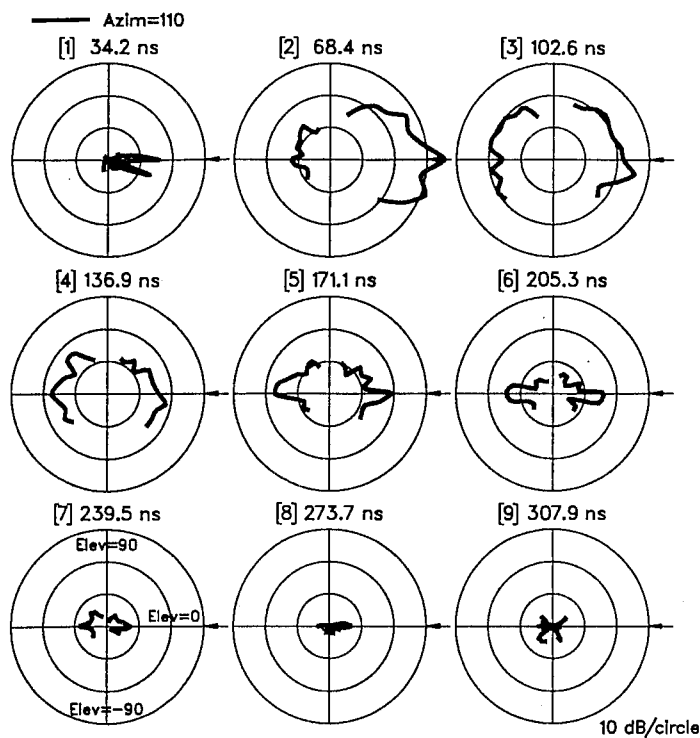


Figure 2.2: 遅延時間ごとに切り出した受信電力の方位角特性 (←: 送信アンテナの方向)

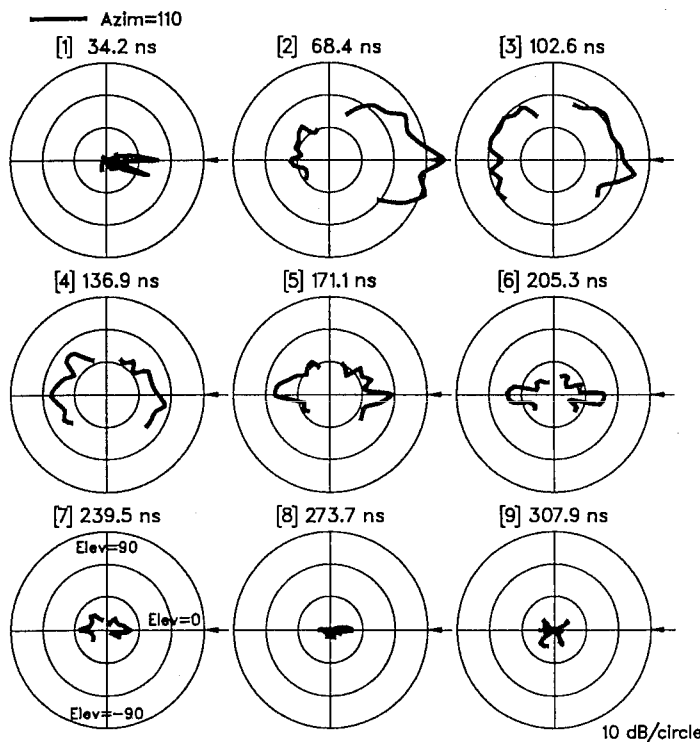


Figure 2.3: 遅延時間ごとに切り出した受信電力の仰角特性 (←: 送信アンテナの方向)

搬送波周波数	2335MHz
PN 符号	10 段 M 系列
符号速度	30Mbps
変調方式	PSK
IF 周波数	140MHz
帯域幅	90MHz
時間分解能	33ns
距離分解能	10m

Table 2.1: 伝搬遅延測定装置の諸元

とを示唆している。

図 2.3は、図 2.2と同様にして仰角を -40° から $+70^\circ$ まで走査した場合の様子を示している。図の水平軸が、仰角 0° で方位角 110° (右) 及び方位角 290° (左) の方向に対応する。方位角 110° は、ほぼ、送信アンテナの向きである。また、図の垂直軸は、仰角 $\pm 90^\circ$ に対応する。

初期到来波として、直接波のほかに、床と天井からの反射波 (仰角 \pm 約 15°) が認知できる。その後の減衰期間には、比較的一様な分布と、水平方向に非常に偏った分布とが見られる。このことは、図 2.2に関して述べたことと一致する。

次に、同一方向での到来波の時間変化を見る。図 2.4に、方向別の遅延プロファイルを示した。図の上部に付した番号により、図 2.2、図 2.3と時間を対応させてある。仰角が、 30° や 60° の場合、どの方位角でも、ほぼ直線的に (指数関数的に) 電力が減衰していることがわかる。この減衰率は、およそ $15\text{dB}/100\text{ns}$ である。

一方仰角が 0° の時についてみると、方位角 150° などの場合には、高仰角の場合とあまりかわらない特性を示すのに対し、方位角 0° や 120° などの場合には、それにつけ加わるかたちで、いくつかの強勢の波がみられる。これらの波の到来時刻の周期性は必ずしも確認できないが、平均的には $60 \sim 80\text{ns}$ にひとつの割合で到来しており、部屋の対向する壁面間の往復時間 (長辺 83ns 、短辺 55ns) と同程度である。このことから、部屋の大きさの 2 倍程度の経路長を持つ循環的経路が存在していることが示唆される。

2.2.2 SPM 法によるピーク位置の推定

SPM 法について

今回の実験装置では、細かい構造を見ようとするには、部屋の大きさと比べて距離分解能が不足している。そのような場合には、真鍋・高井による高分解能推定法 SPM[9][10] を導入した。この場合は、受信点は一点で、搬送波周波数を走査して測定をおこなった。

この測定では、遅延時間の分解能が十分でないため、反射点を特定することが困難である。そ

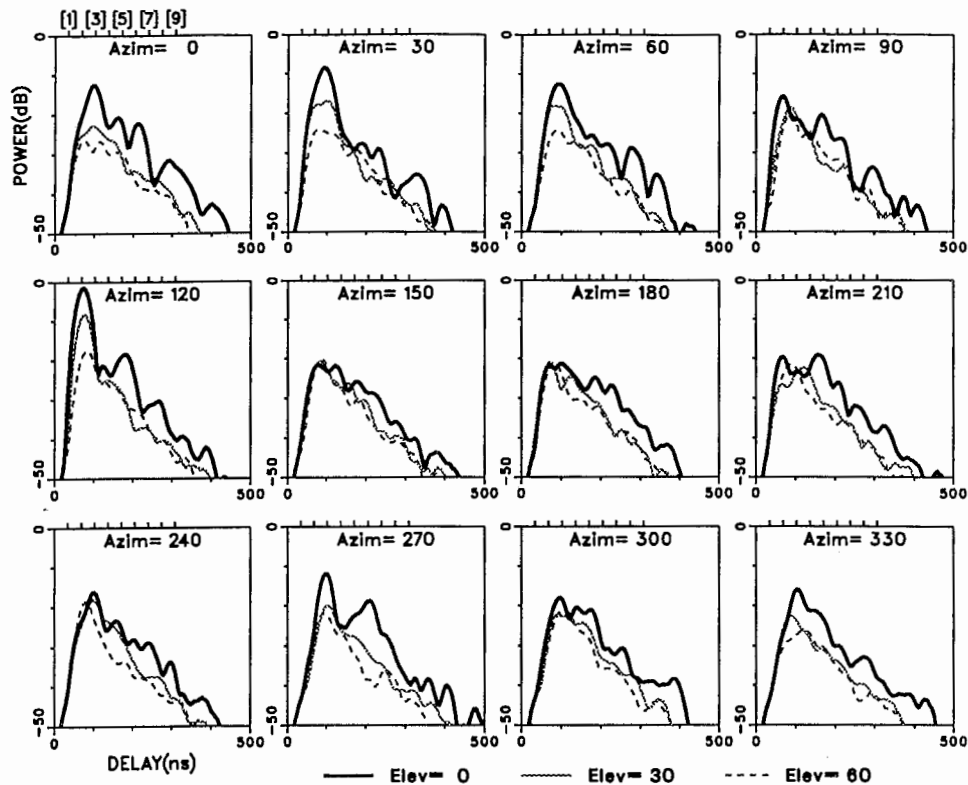


Figure 2.4: 方向別平均遅延プロファイル

ここで、真鍋・高井 [9][10] によって提案された高分解能推定法を用いた。これは、本来アレイアンテナによる波源位置推定に関連して提案された MUSIC (Multiple Signal Classification) 法 [11] を、PN 符号の自己相関を用いた遅延伝搬路特性の測定に拡張適用したものである。以下 [10] に従って SPM (Superresolution PN-correlation Method) [9] と呼ぶ。

MUSIC では、アレイアンテナ中の各素子の受信信号の組をひとつのベクトルと考える。そうすると、 N 個のアレイの受信信号は N 次元のベクトル空間を張ることになる。波源 x_1, x_2, \dots, x_M があつたとして、それらは、受信信号空間にそれぞれ、 $\mathbf{a}(x_1), \mathbf{a}(x_2), \dots, \mathbf{a}(x_M)$ なるベクトル (モードベクトル) を生ずる。それらがすべて一次独立であつたとすれば、これらのベクトルは、 N 次元ベクトル空間中の M 次元部分空間を張る。これを信号部分空間、それと直交する $L = M - N$ 次元の部分空間を雑音部分空間と呼ぶ。実際には、モードベクトルが未知なのであるが、受信ベクトルの相関行列について固有値解析をおこなうことにより、雑音部分空間の基底を求めることができる。このようにして信号部分空間と雑音部分空間とが分離された後は、仮想の

波源を走査しながら、信号部分空間への距離が極小になる点を波源位置として推定することができる。

これに対し、SPMでは、 M 個の離散的な遅延波の遅延時間 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$ に対して時系列の受信信号ベクトル $\mathbf{a}(\tau_1), \mathbf{a}(\tau_2), \dots, \mathbf{a}(\tau_1)$ を考える。しかしながら、 M 個の遅延波はすべてコヒーレントであるため、これらのベクトルは一次独立ではなく、それらの張るベクトル空間の次元は1となる。この問題を回避するためには、搬送波の周波数を中心周波数 $f_0 - \Delta f$ から $f_0 + \Delta f$ だけ走査して、受信ベクトルの相関行列を平均すればよい。また、MUSICでは、受信雑音は白色であると仮定していたが、SPMでは、時系列データとして、受信波とPN符号との相互相関が取得されるためそれに含まれる雑音は白色ではない。これに対応して、MUSICにおける固有値問題は、SPMでは一般化固有値問題となる。

伝送路のインパルスレスポンスを

$$h(t) = \sum_{i=1}^M h_i \delta(t - T_i) \quad (2.1)$$

とすると、変調された送信信号 $x(t)$ に対する受信信号は、

$$v(t) = \sum_{i=1}^M h_i x(t - T_i) e^{-j\omega_c T_i} + \nu(t) \quad (2.2)$$

と表わされる (ν は雑音成分)。これと、受信側で複製された $x(t)$ と相関をとることによって観測される遅延プロファイルは、

$$z(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) v(t) dt \quad (2.3)$$

$$= \sum_{i=1}^M h_i e^{-j\omega T_i} r(\tau - T_i) + n(\tau) \quad (2.4)$$

ここで

$$r(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) x(t) dt \quad (2.5)$$

$$n(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) \nu(t) dt \quad (2.6)$$

となる。今、データベクトル $\mathbf{z} = (z(\tau_1), z(\tau_2), \dots, z(\tau_K))^T$ の共分散行列：

$$\mathbf{R} \equiv E[\mathbf{z}\mathbf{z}^\dagger] = \sum_{i,j} h_i h_j^* e^{j\omega(T_j - T_i)} \mathbf{r}_i \mathbf{r}_j^T + E[\mathbf{n}\mathbf{n}^\dagger] \quad (2.7)$$

$$= \sum_{i,j} h_i h_j^* e^{j\omega(T_j - T_i)} \mathbf{r}_i \mathbf{r}_j^T + \sigma_n^2 \mathbf{R}_0 \quad (2.8)$$

を求める。ここで、 $\mathbf{r} = (r(\tau_1), r(\tau_2), \dots, r(\tau_K))^T$ であり、 \mathbf{R}_0 は $r(\tau_k - \tau_l)$ を kl 成分とする実対称行列、 σ_n^2 は、 $n(\tau)$ の分散である。これを、 L 個の周波数 $\{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_L\}$ で平均すると、

$$\bar{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{z}(\omega_L) \mathbf{z}(\omega_L)^\dagger + \sigma_n^2 \mathbf{R}_0 \quad (2.9)$$

となる。これに対して、一般化固有値方程式

$$\bar{R}e_i = \lambda_i R_0 e_i \quad (2.10)$$

を考えると、固有値のうち小さい方から $K - M$ 個目までは $K - M$ 個は σ_n^2 と同程度で、それらに対応する固有ベクトル e_1, e_2, \dots, e_{K-M} は、雑音部分空間を張る。これらの固有ベクトルを用いて、評価関数

$$S(\tau) = \frac{r(\tau)^T R_0^{-1} r(\tau)}{\sum_{i=1}^{K-M} |r(\tau)^T e_i|^2} \quad (2.11)$$

を作り、 τ をスキャンしてピーク位置を求めることにより、遅延プロファイルを推定することができる。

図 2.5 は、SPM によるピーク位置の推定例である。図の一番下の曲線はひとつの周波数で測定した遅延プロファイルで、多重波の位相関係により、鋭い落ち込みが生じている。中央の曲線は $f_0 - \Delta f$ から $f_0 + \Delta f$ ($\Delta f = 20\text{MHz}$) の間で平均したもので、前記のようなみかけ上の落ち込みはなくなるが、なだらかな曲線となってしまう、細かな構造はほとんど分からない。一番上の曲線は SPM による推定で、いくつかのピークがはっきり認められる。ただし、ピークの高さは電力を正しく反映していない。

反射点の推定

受信点から水平面内の各方向を向けて測定した遅延プロファイルに、前節で述べた SPM 法を適用してピークを推定した。その遅延時間に相当する距離だけ受信点から離れた点を、各受信方向上に伸びる直線上に考え、これを仮想波源と呼ぶことにする。

図 2.6 と図 2.7 は、仮想波源をプロットしたもので、それぞれ送信点が TX1・TX2 の場合について描いている。これらの図では、中央のハッチをほどこしたセルが現実の部屋に対応し、中央以外のセルは、壁面での鏡像を示す。x 印は送信点とその鏡像を表す。もし、中央以外のセルの x 印上に仮想波源があれば、それは、実空間では、送信点から壁面での正規反射のみで受信点に到達した経路に対応する。また、各仮想波源は、それぞれの電力に応じた大きさで示した。SPM では遅延波の電力は直接推定できない。電力の推定には、遅延時間の推定後、最小二乗法によっておこなう方法がある [9]。ここでは、各遅延波のおおよその電力が分れば十分なので、便法を用いた。すなわち、推定された各遅延時間に対応する電力を、周波数で平均された遅延プロファイルから読みだし、仮想波源の電力とした。

図 2.6 では、実際の送信点のまわりに付近にいくつかの仮想波源がみられる。これらは、送信点の位置よりやや遠く、またアンテナのビーム幅 14° に比べて広がっている。このことから、これらの波は、送信アンテナとその直近の壁の反射波及びアンテナ自身での再散乱波などが、混然と受信されているものと推定される。これは、2.2.1 節の結果と符合する。

図 2.6 ではこのほかに、いくつかの仮想波源が x 印の近くにある。これらは、電力が比較的大きく、壁面での 1~2 回の正規反射であると考えられる。その他の電力が小さいものは、各方向に存在するが、孤立的に現れるものが多い。

図2.7の場合も同様に、直接波と、いくつかの正規反射波に対応する仮想波源がみられる。その他の仮想波源は、送信点がコーナーにある図1の場合と比べて、より一様に近い分布を持つ。

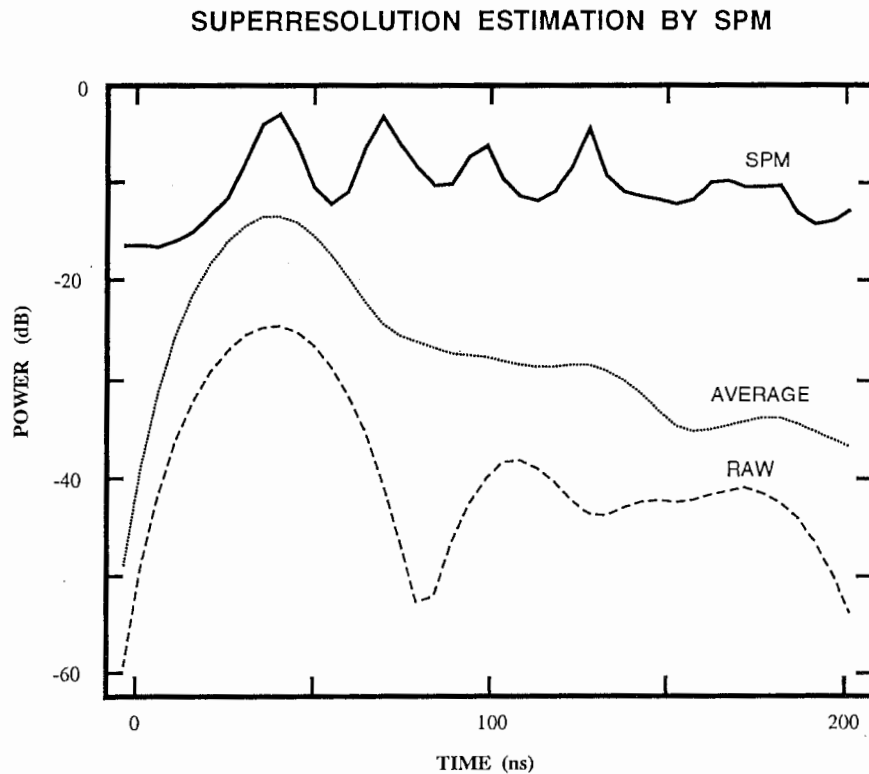


Figure 2.5: SPM 法による遅延プロファイルのピーク位置推定例

2.2.3 室内電波伝搬の描象

以上の結果を要約する。

- 全方向からほぼ一様に到来し、指数関数的に減衰してゆく散乱性の多重遅延波が存在する。
- 主として水平方向から到来する多重遅延波が存在し、そのうち遅延時間の小さいもののいくつかは、壁面による1～2回の正規反射である。
- 水平方向から到来する多重遅延波のうち、壁面や家具等に何度もあたってきたと考えられる遅延時間の長い多重波は、特定の方位角から、到来する傾向がある。これは、部屋の中を循環する経路にとらわれているものと思われる。

このことから、次のような成分からなる室内伝搬モデルを考えることが適当であると考えられる。

1. 全方向に一様に分布し、指数関数的に減衰する振幅を持つ連続的な細かい多重遅延波。
2. 幾何光学的に到来する、初期の多重遅延波。
3. 循環的経路にとらわれ、特定の方向から到来する多重遅延波

VIRTUAL REFLECTION POINTS

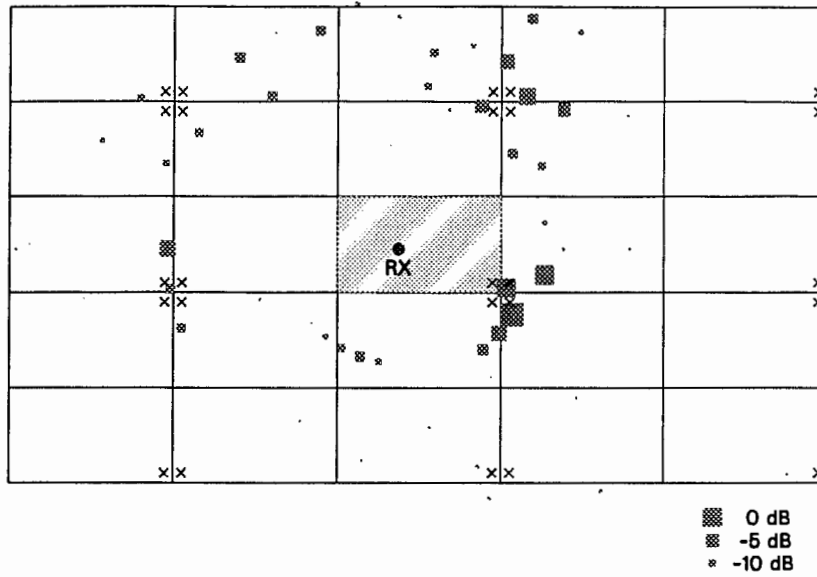


Figure 2.6: 仮想反射点 (送信点 TX1)

VIRTUAL REFLECTION POINTS

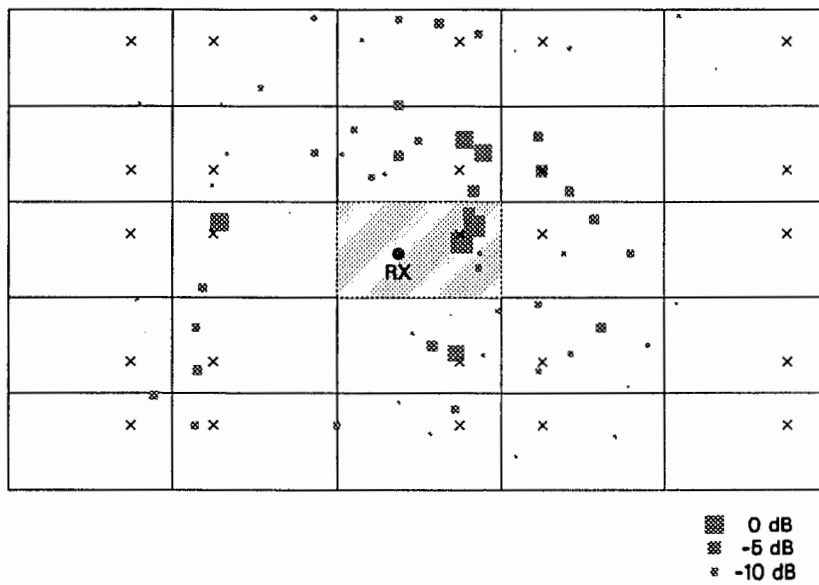


Figure 2.7: 仮想反射点 (送信点 TX2)

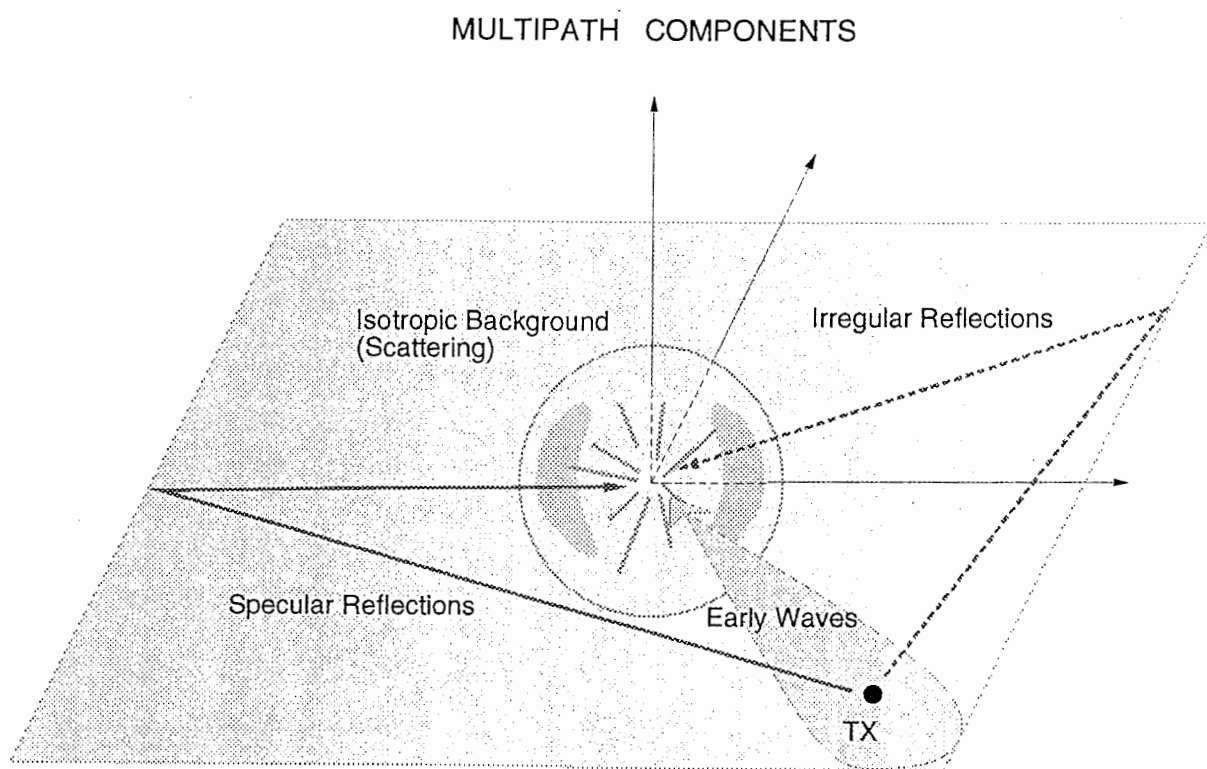


Figure 2.8: 室内電波伝搬の描象

参考文献

- [1] 松井, 小川, “屋内における 2.3GHz 多重波伝搬遅延特性”, 信学春期全大 S B -4, 1991.
- [2] 今堀, 小川, “屋内における 2.3 GHz 多重波伝搬遅延特性,” 1990 年信学秋期全国大会, B-21, 1990.
- [3] 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,” 平成 2 年電気関係学会関西支部連合大会, S7-1, 1990.
- [4] 佐古, 竹内, 末吉, 岡田, 吉田, “1.5 GHz 帯室内多重波伝搬遅延測定結果,” 信学技報, A·P 89-46, 1989.
- [5] 竹内, 神田, 吉田, “遅延プロフィール測定による室内伝搬構造の解明,” 信学技報, A·P 90-46, pp. 9-15, 1990.
- [6] 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,” 1990 年信学春季全国大会, SB-1-2, 1990.
- [7] T. S. Rappaport, “Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, no. 8, pp. 1058 – 1069, 1989.
- [8] D. C. Cox, “Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Environment”, *IEEE Trans. Antennas and Propag.* Vol. AP-20, no.5, pp.625-635, 1972.
- [9] 真鍋, 高井, “パルス圧縮法による遅延プロフィールの高分解能化”, 信学技報, A·P 90-108, pp.63-70, Jan., 1991.
- [10] 高井, 真鍋, “高分解能パルス圧縮法による遅延プロフィールを用いた室内伝搬遅延構造の解析”, 信学技報, A·P90-109, Jan., 1991.
- [11] Ralph O. Schmidt, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation”, *IEEE Trans. Antennas and Propag.* Vol. AP-34, no.3, pp.276-280, 1986

第 3 章

副搬送波スペクトル拡散通信の検討

3.1 はじめに

近年の移動通信の発展にともない、いろいろな場所での高速デジタル無線通信の必要性が高まっている。より高度で信頼性の高い通信を可能とするために、通信方式と伝搬環境との両面から、研究が盛んにおこなわれている。オフィスなどの室内での電波伝搬の研究も最近多くみられるようになってきた [1] [2][3][4]。室内においては、多重波の遅延時間が屋外と比べて小さいと考えられ、屋外とは違った多重波対策が必要である。

一般に、デジタル無線通信では多重波干渉による伝送品質劣化が、大きな問題となる。多重波の遅延時間が符号持続時間に比べて大きいと同程度の場合、多重波の影響は、符号間干渉による波形歪みとして現われる。この現象は、周波数領域で見ると伝送路の伝達関数が信号の帯域内で平坦でないので、周波数選択性フェージングと呼ばれる。周波数選択性フェージングに有効な対策技術としては、

- 波形等化
- 耐多重波変調
- スペクトル拡散通信

がある。

一方、遅延時間が小さい場合、多重波による伝送品質劣化の主要因は、信号電力そのものが落ちこんで雑音に埋もれてしまうことである。この場合は、信号の帯域内で伝達関数が平坦であるので、フラットフェージングとよばれる。フラットフェージングに対しては、

- 空間ダイバーシチ
- 周波数ダイバーシチ
- 方向性ダイバーシチ
- スペクトル拡散通信

が有効である。

スペクトル拡散通信 (SS) は、このように周波数選択性フェージングにもフラットフェージングにも有効であり、特に、直接拡散方式 (SSDS) と周波数ホッピング方式 (SSFH) がひろく用いられている。しかし、SSが、フラットフェージングに対して効果を持つためには、拡散されたスペクトルの帯域幅が、伝達関数の相関帯域幅よりひろがっていないなければならない。相関帯域幅は、遅延スプレッド σ に対して、 $1/2\pi\sigma$ の程度の数である [5] から、遅延時間の短い環境では、大きな拡散帯域を必要とする。これを SSDS で実現するためには、高速の符号発生器が必要で、回路での実現が困難な場合がある。SSFH では、拡散帯域は比較的容易にひろげられるが、もともと SSFH は一般に装置の規模が大きくなるとされている。いずれの場合も、特に、物理的大きさや重さを抑えたい携帯機に組み入れるには障害である。

ここで提案する副搬送波スペクトル拡散通信方式 (以後 SCSS という) は、符号速度があまり大きくなくても、耐多重波の観点からは十分な拡散帯域をとることができる。また、回路的な実現が容易である。

3.2 原理

図 3.1 に本方式の概念を示す。通常の SSDS では、情報伝送速度 f_b より大きな符号速度 f_{pn} の擬似雑音符号 (PN 符号) によって二次変調をおこなうことにより帯域を拡散する。SCSS では、この拡散された信号で周波数 f_{sc} ($f_{sc} \gg f_{pn}$) の副搬送波を変調する。あるいは、二次変調された拡散信号を、さらに周波数 f_{sc} の正弦信号で“三次変調”するといってもよい。

情報変調信号を $a(t)$ 、拡散用 PN 信号を $p(t)$ 、副搬送波を $c(t) = \cos \omega_{sc} t$ ($\omega_{sc} = 2\pi f_{sc}$) とすると、SCSS 信号 $s(t)$ は、

$$\begin{aligned} s(t) &= a(t)p(t)c(t) \\ &= a(t)g(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$g(t) \equiv p(t)c(t) \quad (3.2)$$

で与えられる。 $s(t), a(t), p(t)$ のフーリエ変換をそれぞれ $S(\omega), A(\omega), P(\omega)$ で表わせば、

$$S(\omega) = \frac{1}{2}(D(\omega + \omega_{sc}) + D(\omega - \omega_{sc})) \quad (3.3)$$

ここで、

$$D(\omega) = (A \otimes P)(\omega) \quad (\otimes \text{ はたたみこみ}) \quad (3.4)$$

は、通常の SSDS 信号

$$d(t) = a(t)p(t) \quad (3.5)$$

のスペクトルを表わす。

このように、拡散されたスペクトルの複製が、中心周波数から $\pm f_{sc}$ の位置に得られるので、広帯域なフェージングで図 3.1(b) の信号帯域全体が同時に落ちこんでしまうような場合でも、(c)

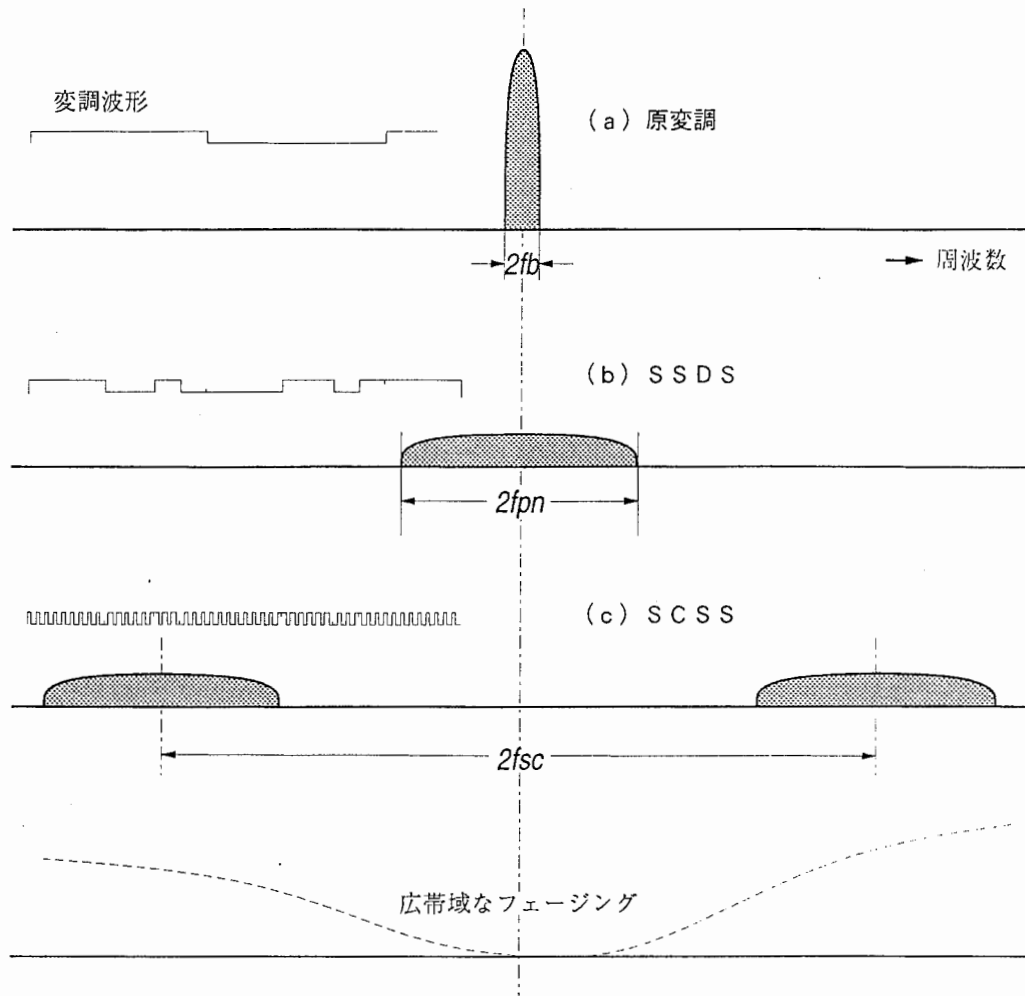


Figure 3.1: 副搬送波 S S の原理

では、上側波帯と下側波帯の両方が消失してしまう確率は小さくなる。すなわち、一種の周波数ダイバーシチシステムとしてとらえることができる。

しかし、復調において単に拡散過程の逆をおこなっただけでは、上側波帯と下側波帯の合成において位相があわない場合があるため、ダイバーシチ枝としては働かない。これを避けるために、上側波帯と下側波帯を独立にとり出し、位相を合わせてから通常のダイバーシチ合成（最大比合成・等利得合成・選択合成等）をおこなうことは可能である。しかし、ここでは、簡易な受信法においてもダイバーシチ効果が得られることを示す。

まず、多重波がない場合に、拡散過程の逆をおこなう単純な復調法を考える。これは、 $\overline{g(t)}$ （ $\overline{\quad}$ は複素共役）を $s(t)$ に掛けた $r(t) = s(t)\overline{g(t)}$ に低域通過フィルタを通せばよい。

$$r(t) = a(t)q(t;0) \frac{1 + \cos 2\omega_{sc}t}{2} \tag{3.6}$$

但し $q(t;\tau) \equiv p(t-\tau)\overline{p(t)}$

のフーリエ変換 $R(\omega)$ は、 $q(t; \tau)$ のフーリエ変換を $Q(\omega; \tau)$ として

$$R(\omega) = A(\omega) \otimes Q(\omega; 0) \otimes \frac{\delta(\omega) + \delta(\omega - 2\omega_{sc})}{2} \quad (3.7)$$

となる。ここで、 $p(t)$ の自己相関関数

$$C_{pn}(\tau) \equiv \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p(t) \overline{p(t - \tau)} dt \quad (3.8)$$

が、 $|\tau| > T_{pn}$ で0であるとすると、 $|\omega| < 2\pi/T_{pn}$ では $Q(\omega; 0) = \delta(\omega)$ であるから、 $R(\omega)$ の低域成分 $R'(\omega)$ とそのフーリエ逆変換 $r'(t)$ は、

$$R'(\omega) = A(\omega)/2 \quad (3.9)$$

$$r'(t) = a(t)/2 \quad (3.10)$$

となって、原信号 $a(t)$ が再生される。

次に、多重波がある場合について、同様の復調をおこなった場合を考察する。多重波モデルとして、遅延時間差 τ_d の2波レイリーモデルを考えると、受信信号は $s(t)$ の代わりに、

$$s_{fd}(t) = v_1 s(t) + v_2 s(t - \tau_d) \quad (3.11)$$

となる。ここで、 v_1, v_2 は独立で、大きさがレイリー分布、位相が様分布を持つような複素確率変数である。これに、逆拡散信号 $\overline{g(t)}$ を掛けると、

$$\begin{aligned} r_{fd}(t) &= \{v_1 s(t) + v_2 s(t - \tau_d)\} \overline{g(t)} \\ &= v_1 a(t) p(t) \overline{p(t)} \cos^2 \omega_{sc} t \\ &\quad + v_2 a(t - \tau_d) p(t - \tau_d) \overline{p(t)} \cos \omega_{sc} (t - \tau_d) \cos \omega_{sc} t \\ &= v_1 a(t) \left\{ q(t; 0) \frac{1 + \cos 2\omega_{sc} t}{2} \right. \\ &\quad \left. + v_2 q(t; \tau_d) \frac{\cos \omega_{sc} \tau_d + \cos(2\omega_{sc} t - \omega_{sc} \tau_d)}{2} \right\} \end{aligned} \quad (3.12)$$

但し、 τ_d が小さくて、 $a(t - \tau_d) = a(t)$ とみなせるものとした。これのフーリエ変換 $R_{fd}(\omega)$ は、

$$\begin{aligned} R_{fd}(\omega) &= A(\omega) \otimes \left\{ v_1 Q(\omega; 0) \otimes \frac{\delta(\omega) + \delta(\omega - 2\omega_{sc})}{2} \right. \\ &\quad \left. + v_2 Q(\omega; \tau_d) \otimes \frac{\cos \omega_{sc} \tau_d \delta(\omega) + \delta(\omega - 2\omega_{sc})}{2} \right\} \end{aligned} \quad (3.13)$$

で、その低域成分 $R'_{fd}(\omega)$ は、

$$R'_{fd}(\omega) = A(\omega) \otimes \frac{v_1 Q(\omega; 0) + v_2 Q(\omega; \tau_d) \cos \omega_{sc} \tau_d}{2} \quad (3.14)$$

となる。ここで、 $Q(\omega; 0) = \delta(\omega)$, $Q(\omega; \tau_d) = \delta(\omega)$ とみなせる場合、

$$R'_{fd}(\omega) = A(\omega) \frac{v_1 + v_2 \cos \omega_{sc} \tau_d}{2} \quad (3.15)$$

となるが、 $(v_1 + v_2 \cos \omega_{sc} \tau_d)/2$ もまた v_1, v_2 と同型のレイリー分布を持つ確率変数であるので、これだけでは、耐フェージング性は生じない。

しかし、 $\overline{g(t)}$ の位相をずらした

$$\overline{g^\circ(t; \xi)} = p(t) \cos(\omega_{sc} t + \xi) \quad (3.16)$$

によって復調すると、(3.15) 式に対応して

$$R_{fd}^\circ(\omega) = A(\omega) \frac{v_2 \cos \xi + v_2 \cos(\omega_{sc} \tau_d + \xi)}{2} \quad (3.17)$$

を得る。今、(3.17) 式の $A(\omega)$ の係数

$$V(\xi) = v_2 \cos \xi + v_2 \cos(\omega_{sc} \tau_d + \xi)/2 \quad (3.18)$$

の大きさ $|V(\xi)|$ が最大になるように ξ を制御し、その最大値を V_{sc} とする。 v_1, v_2 が同一のレイリー分布、 $\omega_{sc} \tau_d = 2n\pi + \eta$ (n : 整数) における η が $[0, 2\pi)$ で一様分布するものとした時、 V_{sc} の累積分布を図 3.2 に描いた。同時に、図 3.2 には、副搬送波変調を行なわない場合の復調信号の大きさ

$$V_0 = |v_1 + v_2| \quad (3.19)$$

及び、上側波帯と下側波帯をダイバーシチ枝として、同相になるように重ね合わせた等利得合成ダイバーシチにおける復調信号の大きさ

$$V_{ec} = |v_1 + v_2 e^{i\omega_{sc} \tau_d}| + |v_1 + v_2 e^{-i\omega_{sc} \tau_d}| \quad (3.20)$$

に関しての累積分布が描かれている。これからわかるように、完全なダイバーシチシステムには劣るものの、副搬送波変調を行なわない場合に比べて、電力（従って C/N 比）の落ちこむ確率が低くなる。例えば -20dB 以下に落ちこむ確率は 1 桁程度改善される。

$|V(\xi)|$ が最大になるようにするには、適当な位相 $\pm \delta_\varphi$ だけずれた $|V(\xi + \delta_\varphi)|$ と $|V(\xi - \delta_\varphi)|$ の差が 0 になるように制御すればよい。

以上、副搬送波の効果について考察したが、一方、スペクトル拡散通信システムとしてみると、スペクトル密度は通常の SSS の 1/2 になる。また、狭帯域妨害に強い、狭帯域フェージングへの耐性、符号分割多重が可能であることなどの特長が保たれている。また、副搬送波周波による多重化も可能であるから、符号選択との組み合わせで多様な多重化が考えられる。

3.3 同期

SSS の復調においては符号同期と副搬送波位相同期とをとることが必要である。これらは、以下に示すように、独立した制御ループに分離して扱うことができる。

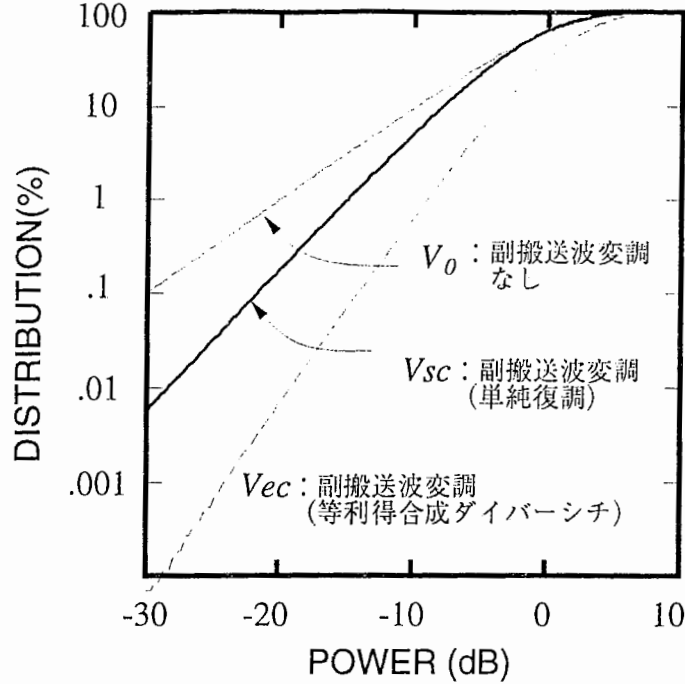


Figure 3.2: 受信電力の累積分布

$p(t)$, $g(t)$ の自己相関関数をそれぞれ $C_{pn}(\tau)$, $C_g(\tau)$ とすると、

$$\begin{aligned}
 C_g(\tau) &\equiv \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T g(t)g(t-\tau)dt \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p(t)p(t-\tau) \\
 &\quad \cdot \frac{\cos \omega_{sc}\tau + \cos 2\omega_{sc}t}{2} dt \\
 &= C_{pn}(\tau) \cos \omega_{sc}\tau / 2
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

$$C_{pn}(\tau) \equiv \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p(t)p(t-\tau)dt \tag{3.22}$$

である。PN符号として、符号長 L の最長系列を使用するものとするれば、

$$C_{pn}(\tau) = \begin{cases} 1 - (1 + \frac{1}{L}) \left| \frac{\tau}{T_{pn}} \right|; & 0 \leq |\tau| < T_{pn} \\ \frac{1}{L}; & T_{pn} \leq |\tau| < (L-1)T_{pn} \end{cases} \tag{3.23}$$

$$C_{pn}(\tau + nLT_{pn}) = C_{pn}(\tau); \quad n = \pm 1, \pm 2 \dots$$

ここで、 T_{pn} はPN符号のチップ間隔である。図 3.3 は、 $L = 31$, $\omega_{sc} = 4 \cdot 2\pi/T_{pn}$ の場合について、 $C_{pn}(\tau)$ と、 $C_g(\tau)$ を描いたものである。

同期のためには、受信側でローカルな逆拡散信号

$$g'(t) = p(t + \varepsilon_t) \cos(\omega_{sc}t + \varepsilon_\varphi) \tag{3.24}$$

を作り、その符号誤差 (ε_t) と副搬送波位相誤差 ε_φ を 0 に近づけるようにすればよい。そこで、 $g'(t)$ に連動する 4 つの信号

$$g'_{E1}(t) = p(t + \varepsilon_t + \delta_t) \cos(w_{sc}t + \varepsilon_\varphi + \delta_\varphi) \quad (3.25)$$

$$g'_{E2}(t) = p(t + \varepsilon_t + \delta_t) \cos(w_{sc}t + \varepsilon_\varphi - \delta_\varphi) \quad (3.26)$$

$$g'_{L1}(t) = p(t + \varepsilon_t - \delta_t) \cos(w_{sc}t + \varepsilon_\varphi + \delta_\varphi) \quad (3.27)$$

$$g'_{L2}(t) = p(t + \varepsilon_t - \delta_t) \cos(w_{sc}t + \varepsilon_\varphi - \delta_\varphi) \quad (3.28)$$

を考え、 $g(t)$ とこれらとの相関をそれぞれ、 C_{E1} , C_{E2} , C_{L1} , C_{L2} とすると、

$$C_{E1} = \frac{1}{2} C_{pn}(\varepsilon_t + \delta_t) \cos(\varepsilon_\varphi + \delta_\varphi) \quad (3.29)$$

$$C_{E2} = \frac{1}{2} C_{pn}(\varepsilon_t + \delta_t) \cos(\varepsilon_\varphi - \delta_\varphi) \quad (3.30)$$

$$C_{L1} = \frac{1}{2} C_{pn}(\varepsilon_t - \delta_t) \cos(\varepsilon_\varphi + \delta_\varphi) \quad (3.31)$$

$$C_{L2} = \frac{1}{2} C_{pn}(\varepsilon_t - \delta_t) \cos(\varepsilon_\varphi - \delta_\varphi) \quad (3.32)$$

となる。さらに、

$$E_t = (|C_{E1}| + |C_{E2}|) - (|C_{L1}| + |C_{L2}|) \quad (3.33)$$

$$E_\varphi = (|C_{E1}| + |C_{L1}|) - (|C_{E2}| + |C_{L2}|) \quad (3.34)$$

をつくと、これらは、適当な δ_t , δ_φ に対して、それぞれ ε_t と ε_φ の符号を示す信号として使うことができる。例えば、 $\delta_t = T_{pm}/2$, $\delta_\varphi = \pi/4$ の時、 $\varepsilon_t \leq T_{pm}/2$ の範囲で、

$$E_t = -\varepsilon_t \left(1 + \frac{1}{L}\right) \left[\left| \cos\left(\varepsilon_\varphi + \frac{\pi}{4}\right) \right| + \left| \cos\left(\varepsilon_\varphi - \frac{\pi}{4}\right) \right| \right] \quad (3.35)$$

となり、[...] の部分は $1 \leq [\dots] \leq \sqrt{2}$ であるから、 E_t は ε_t と逆符号となる。 $\varepsilon_t < 1.5T_{pm}$ の範囲でも、同様の符号関係が成立していることが確かめられる。また、 $\varepsilon_t \leq T_{pm}/2$ の時、

$$E_\varphi = \left(1 - \frac{1}{L}\right) \left[\left| \cos\left(\varepsilon_\varphi + \frac{\pi}{4}\right) \right| - \left| \cos\left(\varepsilon_\varphi - \frac{\pi}{4}\right) \right| \right]$$

$$= \begin{cases} -\frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{1}{L}\right) \sin \varepsilon_\varphi; & -\pi/4 \leq \varepsilon_\varphi < \pi/4 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{1}{L}\right) \cos \varepsilon_\varphi; & \pi/4 \leq \varepsilon_\varphi < 3\pi/4 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{1}{L}\right) \sin \varepsilon_\varphi; & 3\pi/4 \leq \varepsilon_\varphi < 5\pi/4 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{1}{L}\right) \cos \varepsilon_\varphi; & 5\pi/4 \leq \varepsilon_\varphi < 7\pi/4 \end{cases} \quad (3.36)$$

となり、その符号は、 $0 < \varepsilon_\varphi < \pi/2$ 及び $\pi < \varepsilon_\varphi < 3\pi/2$ で負値、 $\pi/2 < \varepsilon_\varphi < \pi$ 及び $3\pi/2 < \varepsilon_\varphi < 2\pi$ で正値をとる。よって、これを $\varepsilon_\varphi = 0$ または、 $\varepsilon_\varphi = \pi$ への誤差信号として用いることができる。

図 3.4 は、 $g'(t) = g(t - \tau)$ すなわち $\varepsilon_t = \tau$, $\varepsilon_\varphi = \tau \omega_{sc}$ の場合について、 $|C_g(\tau)|$, E_t , E_φ を描いたものである。但し、 $L = 31$, $w_{sc} = 4 \cdot 2\pi/T_{pm}$ とした。

以上は、多重波がない場合についての議論であったが、多重波がある場合には、 E_φ は、前節でのべた $|V(\xi)|$ を最大化するための制御信号として用いることができる。

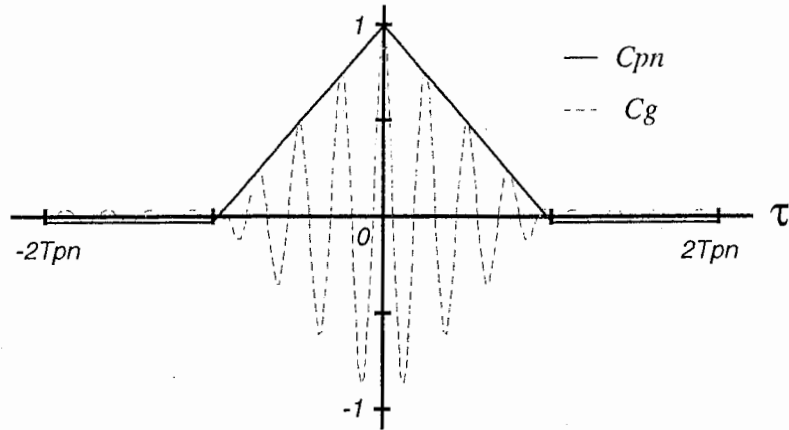


Figure 3.3: SCSS信号の自己相関

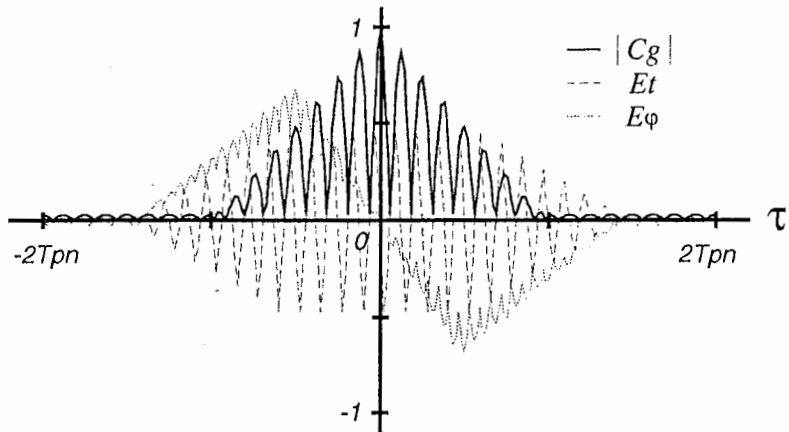


Figure 3.4: 位相誤差信号

3.4 送受信機の構成

図3.5は、SCSS方式送受信機の構成の一例である。送信側では、情報変調信号をPN信号発生器の出力によって拡散し、その拡散信号で副搬送波を変調し、それをさらに主搬送波にのせて送信する。受信側では、PN信号発生器からの $\pm\delta_t/2$ だけ時間のずれた符号と、 $\pm\pi/4$ の位相差を持った副搬送波とから4つの信号を作り、それぞれ受信信号との相関をとる。相関器は、情報の変調を通過できる程度の帯域幅を持つものとし、入力信号の相関の絶対値を出力するものとする。4つの相関器の出力から、前節で述べた E_t 、 E_ϕ を作って、符号同期及び副搬送波位相同期を制御信号として用いる。この構成では、相関器が4個必要であるが、SSDSでおこなわれているようにタウ・ディザ・ループを構成して相関器を時分割で用いることにすれば、相関器の個数は最小1個に減らすことができる。

図3.5では、PN信号発生器の発生クロックを副搬送波から分周して得ているので、それらは

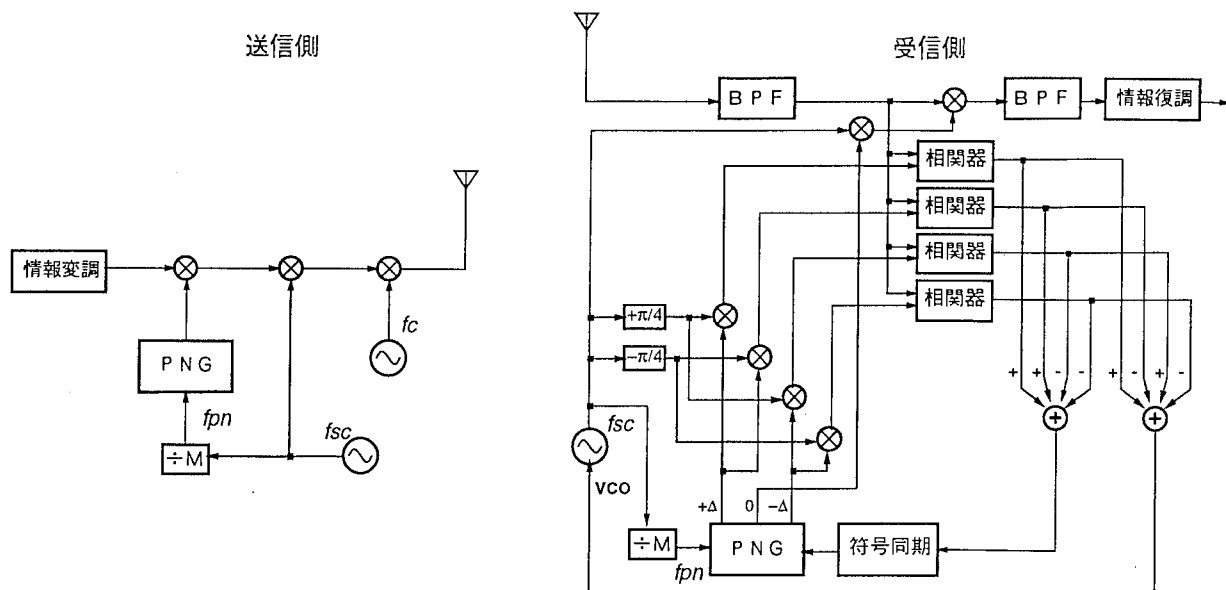


Figure 3.5: SCS S 送受信機の構成

コヒーレントになっている。これは、必ずしも必要なことではないが、このようにしておくと、符号同期がとれたあと、符号に関する同期保持が必要でなくなる。前述のように、タウ・ディザ・ループによって相関器を共用する場合には、相関器を時分割使用する信号系列の数を減らし得るので、制御信号のSNが向上する。

逆拡散処理が理想的におこなわれたならば、上側波帯付近と下側波帯付近以外にある雑音は逆拡散後のバンドパスフィルタの帯域の外に出るので、逆拡散前の受信フィルタは、図 3.1(c) のスペクトル帯域全体を通過するようなものでよい。しかし、図 3.1(c) のようなスペクトルをちょうど通す適合フィルタを用いれば、逆拡散器（ミキサとバンドパスフィルタ）に対する回路的な要求（ダイナミックレンジ等）が軽減される。

3.5 誤り率シミュレーション

静的 2 波モデルで、広帯域干渉がある場合の誤り率をシミュレーションした。副搬送波周波数と PN 符号のチップレートの比は 16、PN 符号としては、長さ繰り返し周期 127 の最長系列で、PN 符号速度と情報符号速度の比も 127 である。情報符号と PN 符号は 2 相位相変調される。まったく拡散をおこなわない通常の PSK 伝送、副搬送波がない PN 符号だけによる通常の SSS、副搬送波スペクトル拡散方式 SCS S の比較をおこなった。

図 3.6 は、2 波の振幅比を 1 : 1、位相差を 180°、情報符号速度あたりの雑音密度を信号電力に対して -15dB として、遅延時間 τ を変えて誤りシミュレーションをおこなった。拡散しない PSK では、誤り率が 50% となる悪条件である。 $\tau \approx 2/f_{pn}$ 程度以上に対しては、通常の拡散の効果があるが、それ以下の場合には誤り率が増大する。SCS S では、そのような小さな遅延時間差において、 $\tau \approx n/f_{sc} (n = 0, 1, 2, \dots)$ 以外では誤りがほとんどなく、確率的に誤り率軽減効果が

ある。 $\tau \simeq n/f_{sc}$ で誤り率が改善されないのは、上側波帯と下側波帯とが同時にフェージングで落ちこんでしまうからである。

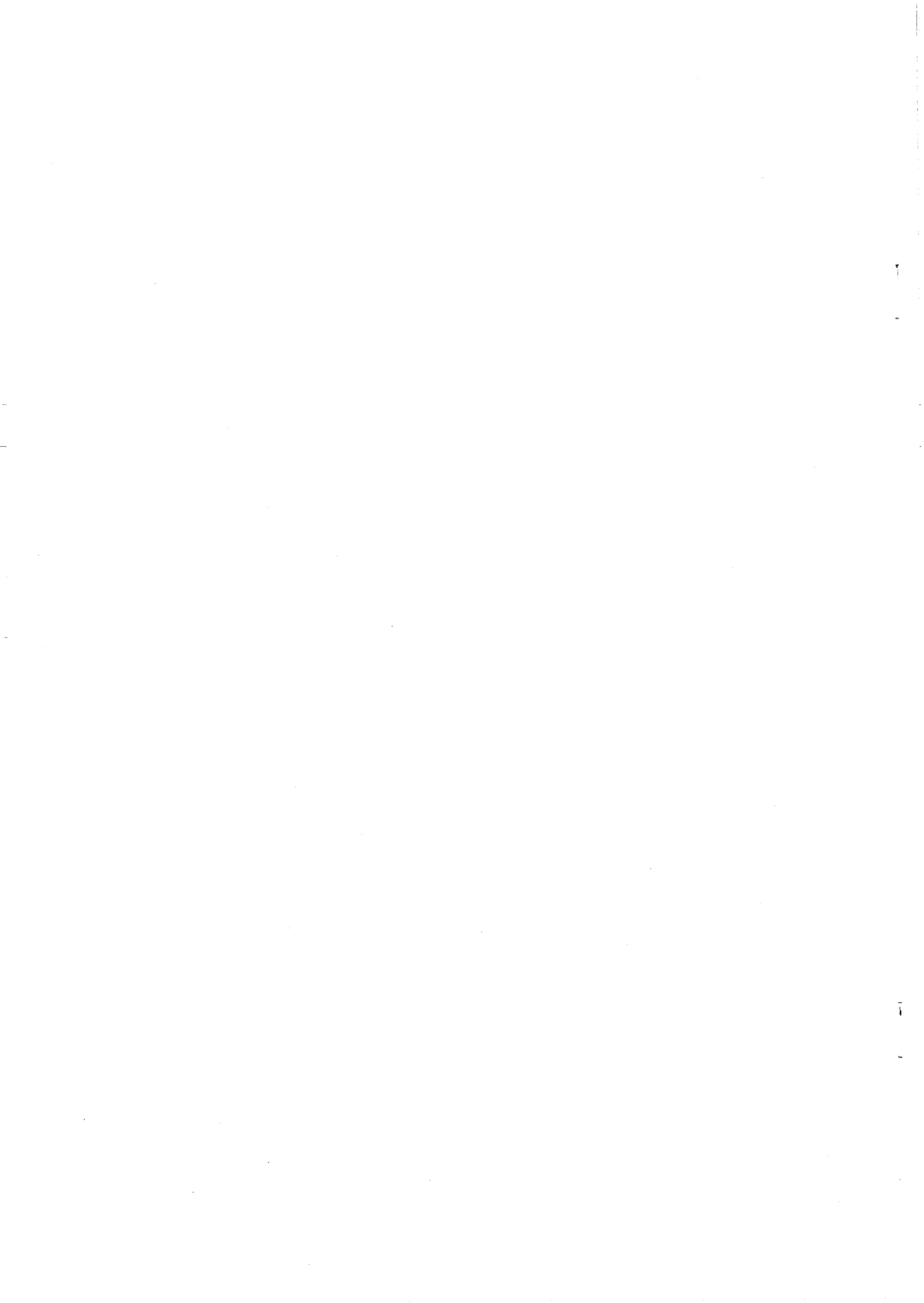
3.6 結び

副搬送波上でスペクトル拡散をおこなうSCSS方式の提案をおこなった。SCSS方式により、広帯域フェージングに対しては、上側波帯と下側波帯の周波数ダイバーシチ効果で、狭帯域フェージングに対しては、通常のスเปクトル拡散効果で、誤り率を低減させることができる。

副搬送波伝送は、広帯域を要するので通常は用いられないが、もともと広帯域性に特徴のあるスペクトル拡散方式と整合性があると言える。

参考文献

- [1] 佐古, 竹内, 末吉, 岡田, 吉田, “1.5 GHz 帯室内多重波伝搬遅延測定結果,” 信学技報, A·P 89-46, 1989.
- [2] T. S. Rappaport, “Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, no. 8, pp. 1058 – 1069, 1989.
- [3] 松井, 小川, “屋内における 2.3GHz での遅延スプレッド特性”, 信学秋期全大 B -21,1990.
- [4] 松井, “室内における多重波伝搬特性の方向依存性”, 信学技報 A P 91-68, Sep., 1991.
- [5] W.C.Jakes, Jr., “Microwave Mobile Communications”, John Wiley & Sons, 1974
- [6] I. Corn, “Digital Communications”, Van Nostrand Reinhold Company, 1985
- [7] 電子通信学会編, “移動通信の基礎””, 電子通信学会, 1986



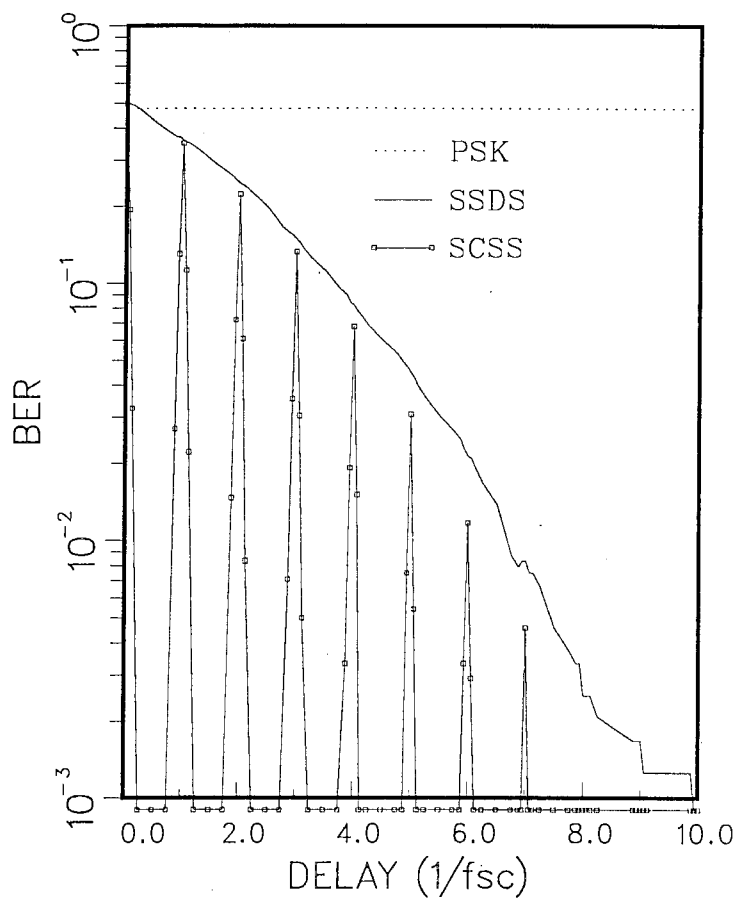


Figure 3.6: 誤り率シミュレーション

$$f_{sc}/f_{pm} = 16$$

$$v_1 = 1, v_2 = -1$$



第 4 章

誤り率を与える瞬時多重波伝搬パラメータ

4.1 はじめに

多重波による波形歪は、デジタル無線通信に大きな障害をもたらす。そのため、マルチパス伝搬特性の測定が数多くおこなわれている。また、伝搬特性と、通信品質（誤り率）との関係が調べられている。これらの研究から、一般に、遅延スプレッドと平均誤り率とが、よい相関を示すことがわかっている [1]。

ここで、遅延スプレッドは平均遅延時間からの標準偏差であり、電力遅延プロファイルから求まる。この電力遅延プロファイルは、一点での測定でなく、数波長にわたって場所平均したものをを用いることになっている。一方、ある一点での誤り率は、その点での伝達関数、あるいはその時間領域表現であるインパルスレスポンスによって決定される。本稿では、個別のインパルスレスポンスと誤り率の間の簡単な関係を明らかにする。

4.2 隣接符号干渉電力比

ここでは、多くの場合に統一的に誤り率の目安を与えるパラメータとして、隣接符号干渉比というものを考えることにする。

今、送信信号として帯域制限されない NRZ 信号を、積分・ダンプフィルタを用いて受信する場合を考える。1 符号の期間に積分される複素電圧信号のうち、本来の符号期間に対応する成分を A 、先行する符号期間からのもれこみ成分を B 、後続の符号期間からのもれこみ成分を C とする。

伝送系の複素インパルスレスポンス

$$h(t) = \sum_{i=1}^n a_i \delta(t - \tau_i) \quad (4.1)$$

に NRZ パルスのそれを畳みこんだ

$$s(t) = \sum_{i=1}^n a_i v(t - \tau_i) \quad (4.2)$$

($v(t)$ は $|t| \leq T/2$ で 1, それ以外で 0) を用いると

$$A = \int_{t_0-T/2}^{t_0+T/2} s(t) dt \quad (4.3)$$

$$B = \int_{-\infty}^{t_0-T/2} s(t) dt \quad (4.4)$$

$$C = \int_{t_0+T/2}^{\infty} s(t) dt \quad (4.5)$$

これらは互いに独立であるから、 B, C の電力は A に対する雑音成分とみなすことができる。そこで

$$\Gamma = (|B|^2 + |C|^2) / |A|^2 \quad (4.6)$$

を作ると、これは、積分・ダンプフィルタの出力における SN 比の逆数をあらわしており、誤り率に対応するものと考えられる。なお、基準時間 t_0 は、 Γ が最小になるに選ぶものとする。さらに、送信フィルタが存在し、また、受信フィルタが積分・ダンプフィルタでない場合も、以上の議論が近似的になりたつものと予想される。より正確には、 $v(t)$ の関数形を相応のものに変更するとよい。

4.3 誤り率シミュレーション

到来波の遅延時間が一様分布で、振幅が遅延時間に従って指数減衰するようなレイリー分布するような伝送路モデルを仮定し、4 DPSK (遅延検波) で、等分配ロールオフ送受信フィルタと、検波後フィルタを用いた系をシミュレーションした。図 4.2-4.3 は振幅の減衰率を、それぞれ -40dB/符号長、-30dB/符号長、して、遅延スプレッド Sd を変化させた場合に、隣接符号干渉比 Γ と、誤り率との相関を示したものである。このように、 Sd が比較的小さな時には、 Γ が、誤り率の推定パラメータとして有効になっていることが分る。 Sd が大きい時は、1 符号長以上の遅延波が多くなるため Γ と誤り率の相関が悪くなる。

4.4 まとめ

瞬時インパルスレスポンスから、誤り率を推定できる隣接符号干渉比というパラメータを抽出することができた。伝搬モデルを仮定した時、誤り率を直接計算しなくても隣接符号干渉比の分布を調べることにより、議論することができる。

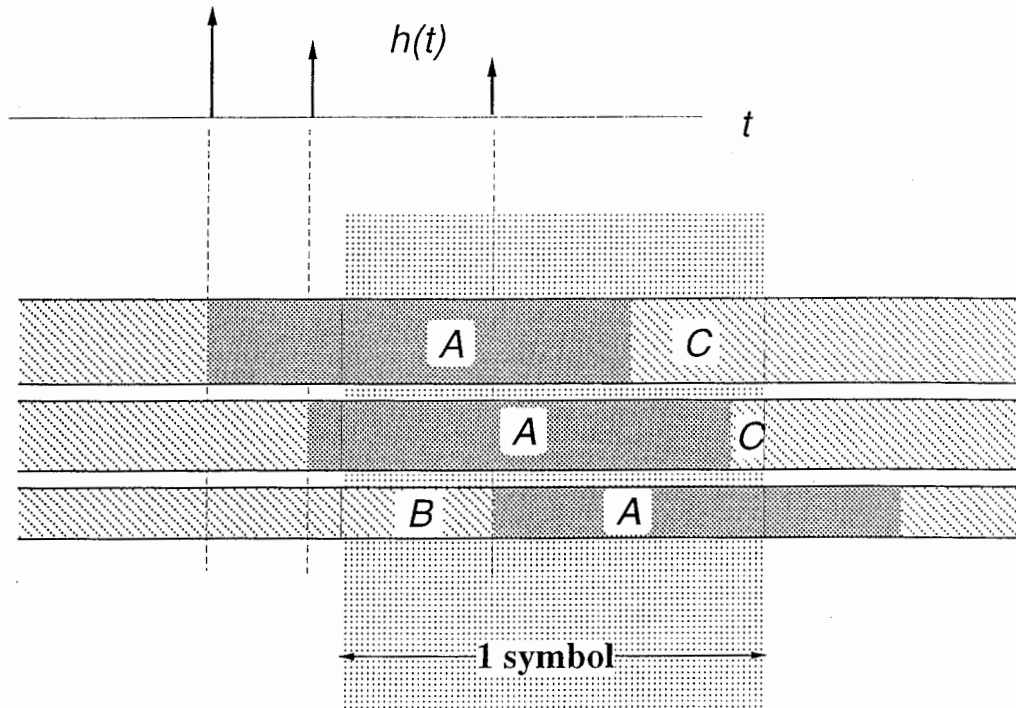


Figure 4.1: 隣接符号干渉電力比の概念

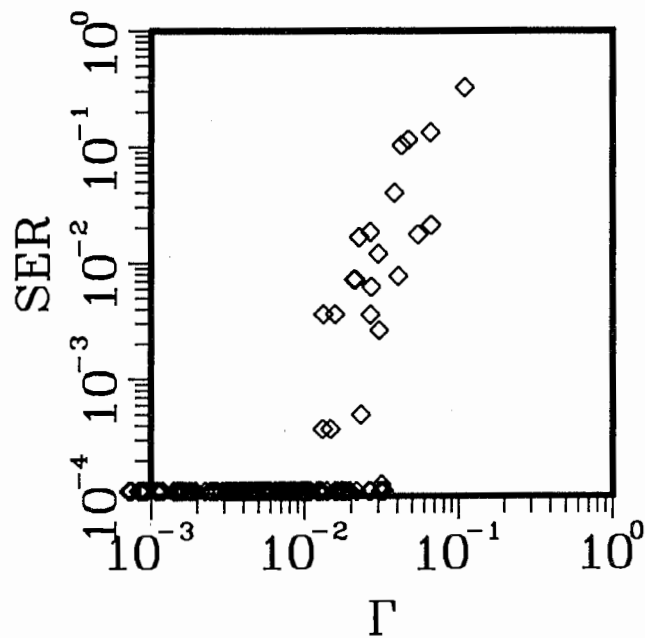
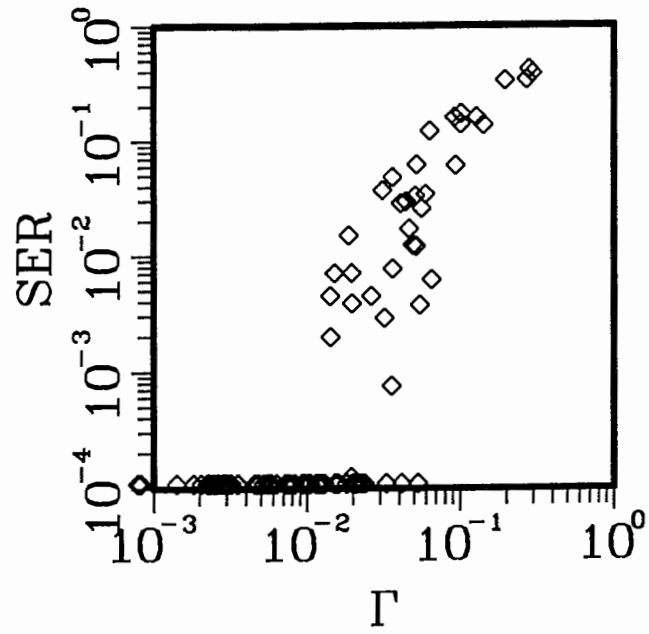
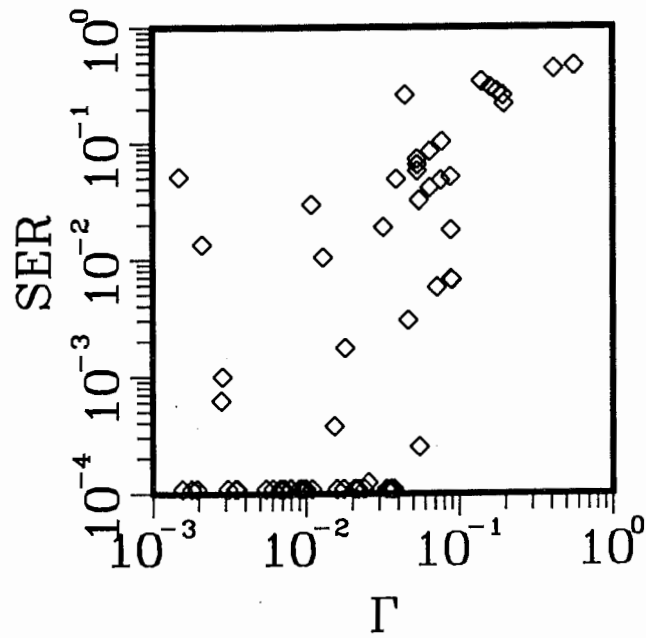


Figure 4.2: 符号誤り率対 Γ ($Sd=0.11$)

Figure 4.3: 符号誤り率対 Γ ($Sd=0.15$)Figure 4.4: 符号誤り率対 Γ ($Sd=0.21$)

参考文献

- [1] J.C-I Chuang "The Effects of Time Delay Spread on Portable Radio Communications Channels with Digital Modulation", *IEEE SAC-5*, pp.879-889, 1987.

[謝辞]

本研究を進めるにあたり、ご指導ご協力いただいた古濱前社長（現通信総合研究所）、猪俣社長、赤池前室長（現東京理科大学）、小川室長、真鍋前主任研究員（現通信総合研究所）、藤井前主任研究員（現通信総合研究所）、大鐘研究員、高井前研究員（現松下電器産業）、今堀前研究員（現京セラ）に感謝いたします。