

TR-O-0104

29

Superresolution PN Correlation Method (SPM)の
多重波遅延時間の分解能特性に関する研究

土居 義晴

1996. 2.27

ATR光電波通信研究所

Superresolution PN Correlation Method (SPM)の
多重波遅延時間の分解能特性に関する研究

土居 義晴

目次

概要	3
1 はじめに	3
2 SPMの概要	4
3 計算機シミュレーション	5
3.1 シミュレーションの概要	5
3.2 伝搬路モデル	6
3.3 シミュレーションパラメータ	7
4 シミュレーション結果	8
4.1 SPMの分解能	8
4.2 分解能に対する相関手法の影響	9
4.3 帯域制限の影響	10
4.4 S/Nの影響	12
4.5 サンプリング間隔の影響	13
4.6 搬送波の掃引幅の影響	14
4.7 搬送波の数の影響	15
4.8 データの平均回数の影響	16
5 分解能検証実験	17
5.1 実験システム概略	17
5.2 実験パラメータ	18
6 実験結果	19
7 まとめ	20
謝辞	20
参考文献	21

概要

広帯域デジタル無線通信において、多重遅延波は伝送品質を劣化させる大きな原因である。この多重遅延波を測定する方法としてPN符号相関法が一般的となってきた。ところがPN符号相関法はチップ長より短い時間間隔で到来する遅延波を分離できない。しかも、PN符号のチップレートを上げる、すなわち拡散帯域を拡げることは容易ではないため、従来のPN符号相関法では測定対象によっては必要とする分解能が得られない場合がある。そこで、高い分解能が必要とされる場合でも、十分な分解能を得るために、当研究所からPN符号相関法にMUSIC法とスムージング法を組み合わせた高分解能推定法(Super-resolution PN correlation Method: SPM)が提案されている。しかしながら、その分解能特性に関する詳細な検討はいまだ行われていない。

本論文ではまず、計算機シミュレーションを用いて、SPMの分解能を明らかにし、各種パラメータに対する分解能特性を計算した。その結果、SPMはPN符号相関法に比べて数十倍程度の分解能を有し、測定時のパラメータを変えることで、さらに高分解能化出来ることが分かった。その後、簡易な実験システムを構築し、SPMの分解能特性を検証した。その結果、計算機シミュレーションで明らかにされた分解能と同程度の分解能をSPMが有することを検証出来た。

1 はじめに

広帯域デジタル無線通信においては、多重波伝搬による波形歪みが伝送品質を劣化させる大きな原因となっている。

このような多重波の遅延時間プロファイルを測定する方法として、現在は主にPN符号を用いた測定方法[1]が用いられている。PN符号は鋭い自己相関特性を有しているため、PN符号で拡散した広帯域信号を送受信することにより、多重波の遅延時間を測定することが可能となる。この方法の長所としては

- ・位相情報を含んだ遅延特性が測定できる、
- ・相関処理による利得が得られるためダイナミックレンジが比較的大きい、
- ・測定システムの構築が比較的簡単である、
- ・送受信機間で位相同期を取る必要がないため、送受信機の分離が可能である、

ことなどがあげられる。一方短所としては、

- ・PN符号のチップレート以下の多重波は分離できない、
- ・場合によっては本来信号が到来していない時間にゴーストが生じたりする

ことがある。一般に多重遅延波による波形歪みの影響は多重波の遅延時間が送信符号の0.3シンボル以上になると現れると言われているが、PN符号相関法の分解能は1シンボルであるので、測定対象システムで用いられている信号と比べて3.3倍以上の広帯域なPN符号を用いなければならない。そこで、測定対象システムで用いられる信号と同程度の帯域のPN符号を用いても、所望の分解能が得られる、PN符号相関法にMUSIC法[2]とスムージング法[3],[4]を組み合わせた高分解能推定法(Superresolution PN correlation Method: SPM) [5]-[7]が、当研究所から提案された。しかしながら、その分解能特性に関する詳細な検討はいまだ行われていない。

このSPMの分解能特性について計算機シミュレーションを行い、SPMが高い分解能を有していることを明らかにし、各種測定条件に対する分解能特性等も併せて計算した[8]。その後簡易な実験システムを構築し、SPMの分解能の検証実験を行った[9]ので、それら結果を報告する。

2 SPMの概要

M 個の遅延波が遅延時間 T_i , ($i = 1, 2, 3, \dots, M$)で到来してくると仮定すると、伝搬路のインパルス応答は

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

と表される。 h_i は各パスの複素振幅である。このとき直交検波後のベースバンドの受信信号 $u(t)$ は

$$u(t) = \sum_{i=1}^M h_i x(t - T_i) e^{-j\omega T_i} + v(t) \quad (2)$$

となる。ここで ω は掃引する搬送波周波数から中心周波数を差し引いた角周波数、 $x(t)$ は送信されたPN符号、 $v(t)$ は雑音成分を表す。この受信信号と受信機側で複製されたPN符号の相関を取るとPN符号相関法によって測定された伝搬路の遅延プロフィール $z(t)$ が得られる。

$$z(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) u(t) dt \quad (3)$$

$$= \sum_{i=1}^M h_i e^{-j\omega T_i} r(\tau - T_i) + n(\tau) \quad (4)$$

ここで、

$$r(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) x(t) dt \quad (5)$$

$$n(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - \tau) v(t) dt \quad (6)$$

時間関数である $z(\tau)$ の N 個のサンプル値から受信信号ベクトル Z を作り、その共分散行列 R を計算する。

$$Z = [z(\tau_1), z(\tau_2), z(\tau_3), \dots, z(\tau_N)]^T \quad (7)$$

$$R = E[Z Z^T] = \sum_{i,j} h_i h_j^* e^{-j\omega(T_j - T_i)} r_i r_i^T + E[n n^T] \quad (8)$$

ここで、

$$r_i = [r(\tau_1 - \tau_i), r(\tau_2 - \tau_i), \dots, r(\tau_N - \tau_i)]^T \quad (9)$$

$$n = [n(\tau_1), n(\tau_2), \dots, n(\tau_N)]^T \quad (10)$$

$$E[n n^T] = \sigma_n^2 R_0 \quad (11)$$

$E[\cdot]$ はアンサンブル平均、 \dagger はエルミート共役、 $*$ は複素共役、 T は転置を表す。 σ_n^2 は $n(\tau)$ の分散である。

到来する遅延波はすべてコヒーレントであるので、この共分散行列 R を固有値解析しても各信号固有値は縮退していて1つしか求まらない。そこで、搬送波を掃引し再びサンプリングしたデータを元にスムージングを行う。到来する多重波の個数 M よりも多い L 個の搬送波周波数で測定を行い、 R を平均化すると、

$$\bar{R} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L Z(\omega_l) Z(\omega_l)^{\dagger} \quad (12)$$

となる。この \bar{R} を固有値解析すると、信号固有値の縮退が解ける。ところが、SPMでは受信信号とPN符号の相互相関を取るため相関処理後の信号に含まれる雑音は完全にランダムな白色雑音ではなく、 R_0 は単位行列ではなく、 $r(t_k - t_l)$ を kl 成分とする実対称行列となる。このためSPMでは次式の一般化固有値方程式を解かなければならない。

$$\bar{R} e_i = \lambda_i R_0 e_i \quad (13)$$

(13) 式の固有値解析の結果から得られる固有値は、値の小さい方から σ_n^2 とほぼ同じ値をもつ $(N - M)$ 個の雑音固有値と、残りの M 個の σ_n^2 よりも大きな値を持つ信号固有値に分離でき、これらの固有値に対応する固有ベクトルは N 次元ベクトル空間中に M 次元信号部分空間と、それと直交する $(N - M)$ 次元の雑音部分空間を張る。そこで、次式の評価関数で、仮想のモードベクトルを走査して雑音部分空間とモードベクトルの距離を計算すると、その距離が極小となる点が遅延波の到来時間として推定できる。推定された遅延プロフィール $P(\tau)$ は、次式で表される。

$$P(\tau) = \frac{r(\tau)^T R_0^{-1} r(\tau)}{\sum_{i=1}^{N-M} |r(\tau)^T e_i|^2} \quad (14)$$

3 計算機シミュレーション

3.1 シミュレーションの概要

計算機シミュレーションのブロック図を図1に示す。今回は等価低域系で計算機シミュレーションを行った。

まずPN符号発生器で生成したPN符号にガウス型の送信フィルタを作用させる。この信号と掃引可能な搬送波をミキシングした信号をマルチパス伝搬路に通し、白色ガウス雑音を付加する。そして、送信時に使われた搬送波でダウンコンバートし、送信機側と同じ特性の受信フィルタを作用させ受信信号とする。この受信信号は式(2)中の $v(t)$ である。この受信信号と送信時に使われたのと全く同じPN符号との相関を取ったものを受信データとする。これは式(3)中の $z(t)$ である。この受信データはPN符号相関法で求めた遅延プロフィールと全く同じである。そして、搬送波を掃引して以上の操作を繰り返し、各周波数ごとの受信データのアンサンブル平均したのち、共分散行列 R のスムージングを行い、一般化固有値方程式(13)を解いて、評価関数(14)を計算するとSPMによる遅延プロフィールが求まる。

また分解能については、今回のシミュレーションでは、マルチパス伝搬路のパスの遅延時間差を小さくしていったときに、その遅延時間差を正確に推定できる限界の時間差を分解能と定義している。

なお、今回のシミュレーションは、以下に示すように主に3つの場合に分けて行った。

- (1) 付加される雑音が白色ガウス雑音であることを利用して雑音共分散行列 R_0 に直接理想値を代入する。この操作は、測定データを無限回アンサンブル平均することと同じ意味を持ち、このシミュレーション結果からSPMが本来持っている限界の分解能がわかる。

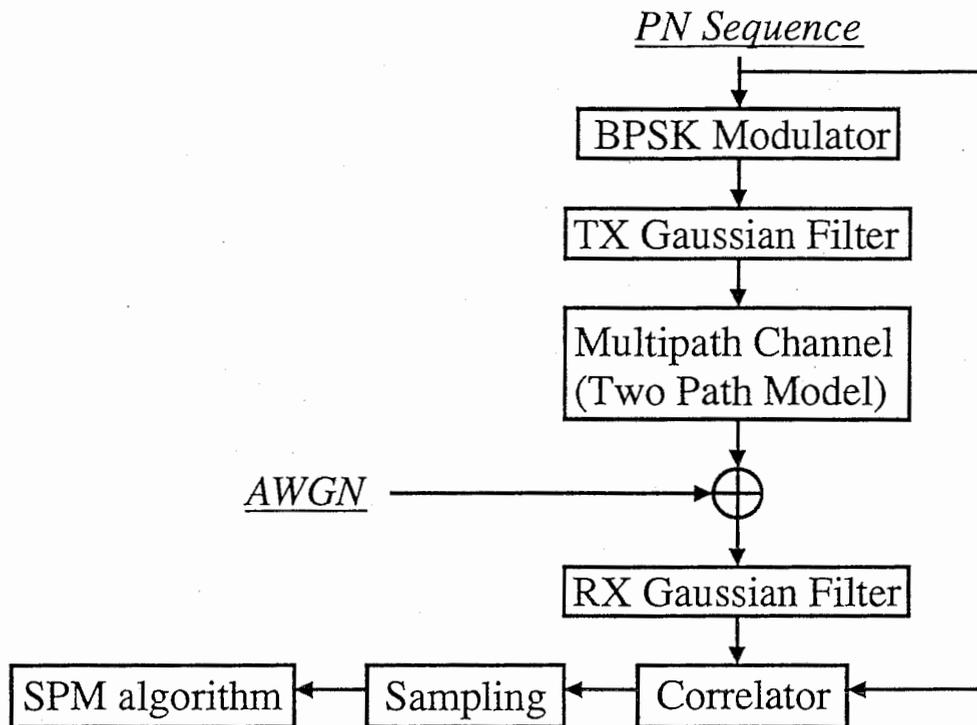


図1 シミュレーションのブロック図

- (2) 実際にガウス雑音系列を発生させて雑音共分散行列 R_0 を計算する場合で、このシミュレーション結果から実際の測定における分解能特性がわかる。
- (3) 雑音共分散行列 R_0 は実際にガウス雑音系列を発生させて計算するが、このとき相関を計算する方法として、実際の測定器で多く使われているスライディング相関を用いる場合である。上記(2)と同様にこのシミュレーション結果から測定時にスライディング相関を用いた時の分解能特性がわかる。

これからは、便宜上(1)の場合を理想的な場合、(2)の場合をノーマル相関の場合、(3)の場合をスライディング相関の場合と呼ぶことにする。

3.2 伝搬路モデル

今回のシミュレーションは、図2の模式図に示すような3つのパスが存在する伝搬路に対して行った。3つの到来波はそれぞれ等間隔で到来し、各到来波が持つ電力はそれぞれ等しいと仮定した。また、計算を簡略化するため1波目の位相は0度、2波目の位相は90度、3波目の位相は180度に固定した。尚、位相関係に対してSPMの分解能特性はあまり変化しないことを確認している。

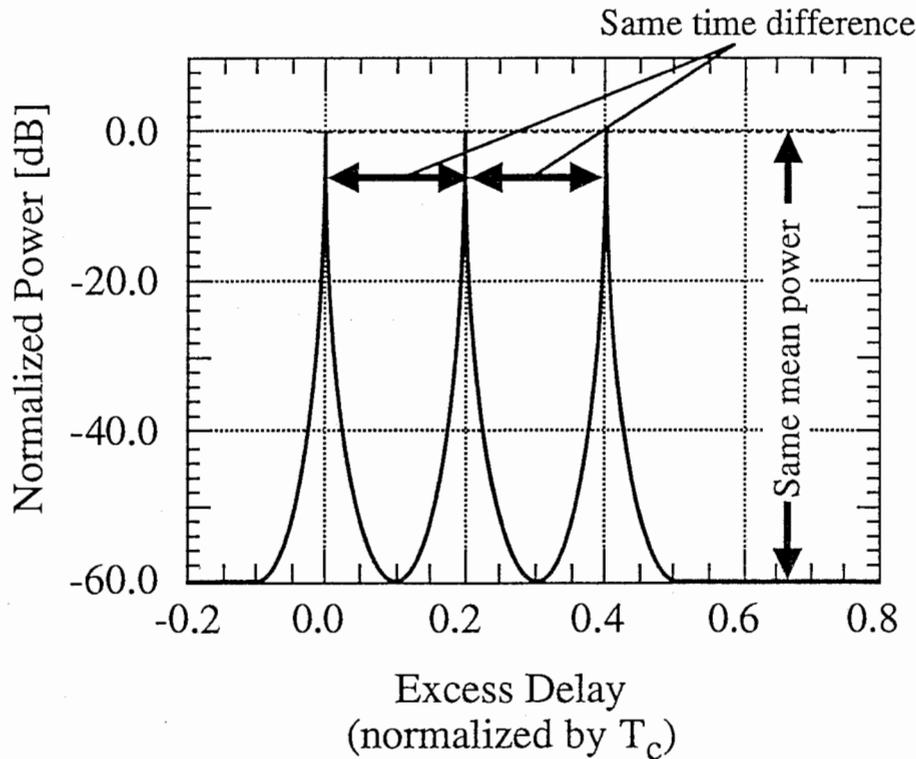


図2 3波モデルの模式図

3.3 シミュレーションパラメータ

分解能に影響を与えると考えられるパラメータのうち測定時あるいは測定前に制御可能のものとして、以下の6つが考えられる。

- ・送受信フィルタの帯域幅
- ・相関後のS/N (PN符号の系列長および送信信号電力)
- ・サンプリング間隔
- ・搬送波の掃引幅
- ・搬送波の数
- ・測定データの平均回数

これらのパラメータに対して分解能特性の計算機シミュレーションを行った。また特に断らない場合、表1に示したパラメータを以後の計算機シミュレーションで用いる。

PN符号の系列長	1023
相関処理後のS/N	約 60 dB
サンプリング間隔	$0.2 T_c$
搬送波の掃引幅	$1.0 / T_c$
搬送波の数	11
データの平均回数 各周波数ごとのスナップショット数	10 回

表1 計算機シミュレーション条件

ただし、 T_c はPN符号のチップ長である。

なお4.2節以降の分解能特性を表すグラフの中で、●は理想的な場合、■はノーマル相関の場合、▲はスライディング相関の場合を表している。

4 シミュレーション結果

4.1 SPMの分解能

SPMの分解能は測定時のパラメータによって変わるので、PN符号相関法のように一概に述べることはできないが、まず送受信フィルタの帯域幅を $2.0/T_c$ とし、1.3.3節で示した各パラメータの値を用いて計算した結果、理想的な場合は分解能は $0.016T_c$ であった。この値は同じチップレートのPN符号を用いたPN符号相関法と比較して約60倍であり、SPMで使用する占有帯域幅と同じ拡散帯域幅を持つPN符号を使用したPN符号相関法と比較しても約40倍の分解能である。このときの遅延プロファイルを図3に示す。

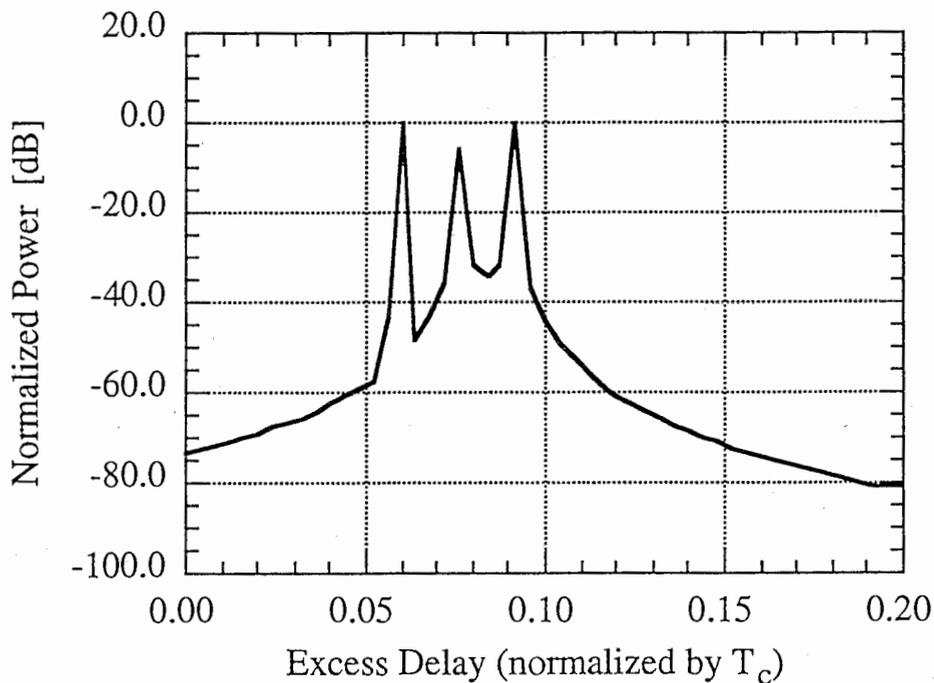


図3 理想的な条件で、推定された遅延プロファイル
(分解能: $0.016T_c$)

4.2 分解能に対する相関手法の影響

4.1節と同様の条件で、ノーマル相関とスライディング相関の場合の分解能を計算した。その結果、ノーマル相関の場合は $0.160T_c$ 、スライディング相関の場合は $0.148T_c$ であった。これは、PN符号相関法と比べて約6~7倍の分解能であり、SPMで使用する占有帯域幅と同じ占有帯域幅のPN符号を用いたPN符号相関法の分解能と比べて約4倍の分解能である。また、この時推定された遅延プロフィールを図4,5に示す。

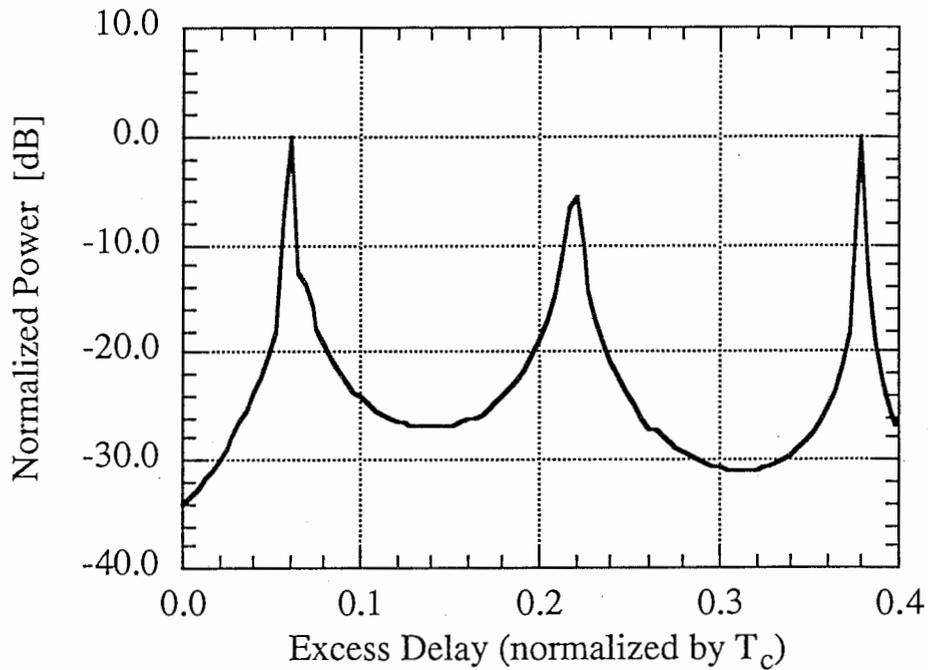


図4 相関処理をノーマル相関で行った時の、推定遅延プロフィール
(分解能: $0.160T_c$)

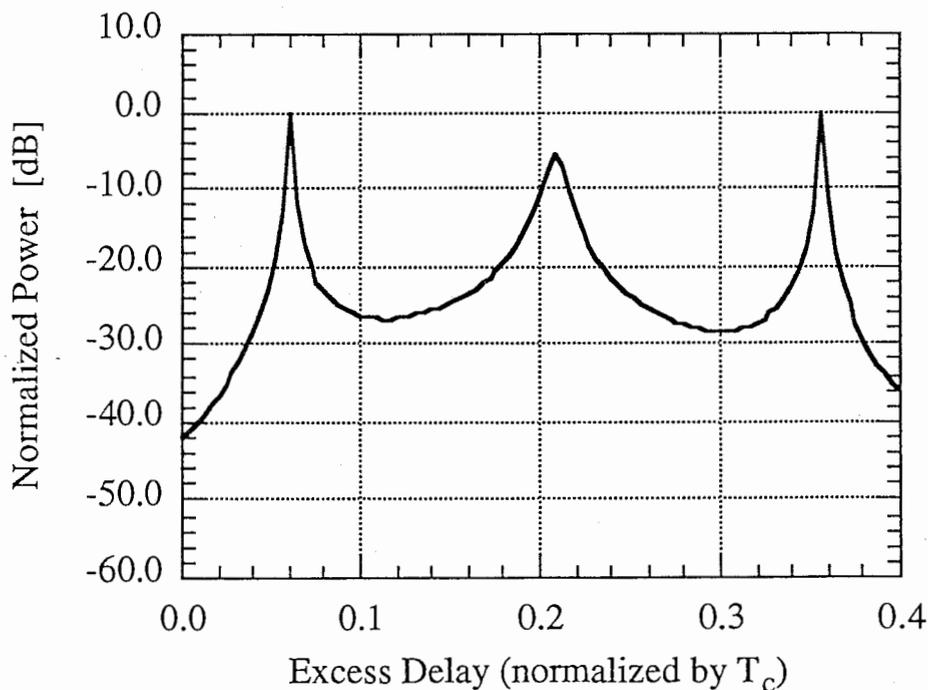


図5 相関処理をスライディング相関で行った時の、推定遅延プロフィール
(分解能: $0.148T_c$)

図4,5からノーマル相関とスライディング相関を比べると、スライディング相関の方が分解能が良くなっている。この2つの相関手法の違いは雑音共分散行列 R_o に現れる。図6に帯域制限されないノーマル相関とスライディング相関による雑音共分散行列 R_o の列成分を取り出して示す。

ノーマル相関の場合は受信データに含まれる雑音はPN符号が畳み込まれているので、雑音のデータが相互に相関を持ち、 R_o は $r(t_k - t_l)$ を kl 成分とする実対称行列となる。しかし、スライディング相関では受信データに含まれる雑音は、PN符号が畳み込まれてはいるが、前後のデータと全く相関を持っていないので、 R_o は仮にフィルタがなければ単位行列になる。このため図6からもわかる通り、ノーマル相関と比べてスライディング相関の雑音エネルギーは小さくなり、その結果スライディング相関の方が若干 S/N が良くなる。このため固有値解析後の信号固有値と雑音固有値の判別時において、スライディング相関の方が正確に固有値を分離でき、その結果分解能が良くなると推測される。

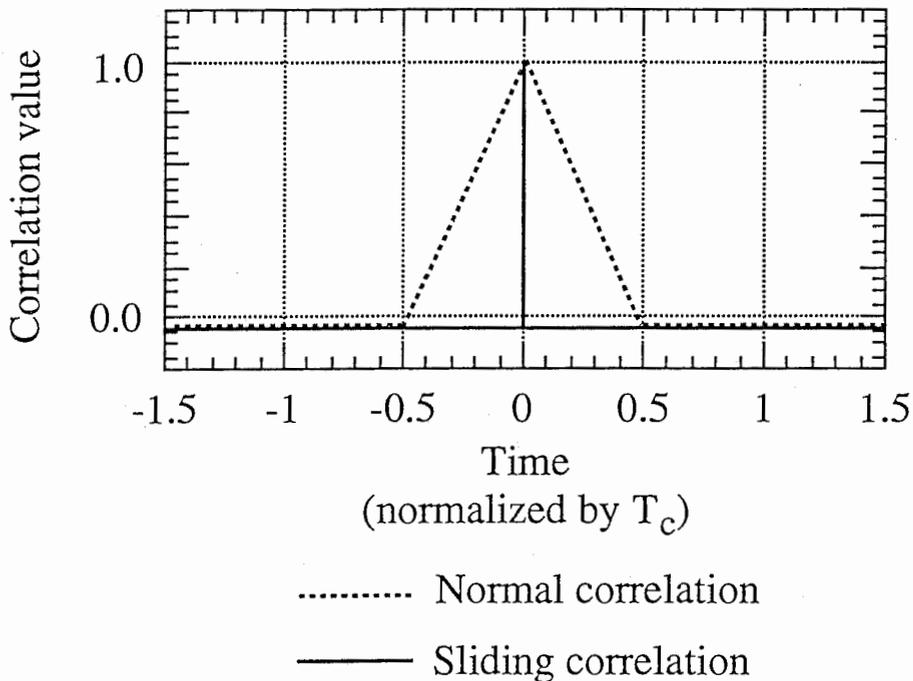


図6 相関法の違いによる雑音の相関関数の違い

4.3 帯域制限の影響

送受信フィルタの通過帯域幅に対するSPMの分解能特性を図7に示す。図の縦軸は分解能を示し、横軸は送受信フィルタの通過帯域幅とPN符号のチップ長の積であるBT積の値を示している。前にも述べたとおり送受信フィルタは、ともに同じ特性を持つガウス型フィルタで、群遅延特性は全帯域にわたってフラットと仮定した。

全体の傾向としては、3つの場合とも分解能が最小になるBT積の値を持ち、フィルタの通過帯域幅が狭くなる(BT積が小さくなる)にしたがい急激に分解能が劣化し、フィルタの通過帯域幅が大きくなる(BT積が大きくなる)にしたがい漸近的に劣化している。これは、帯域制限がきつくなると、受信

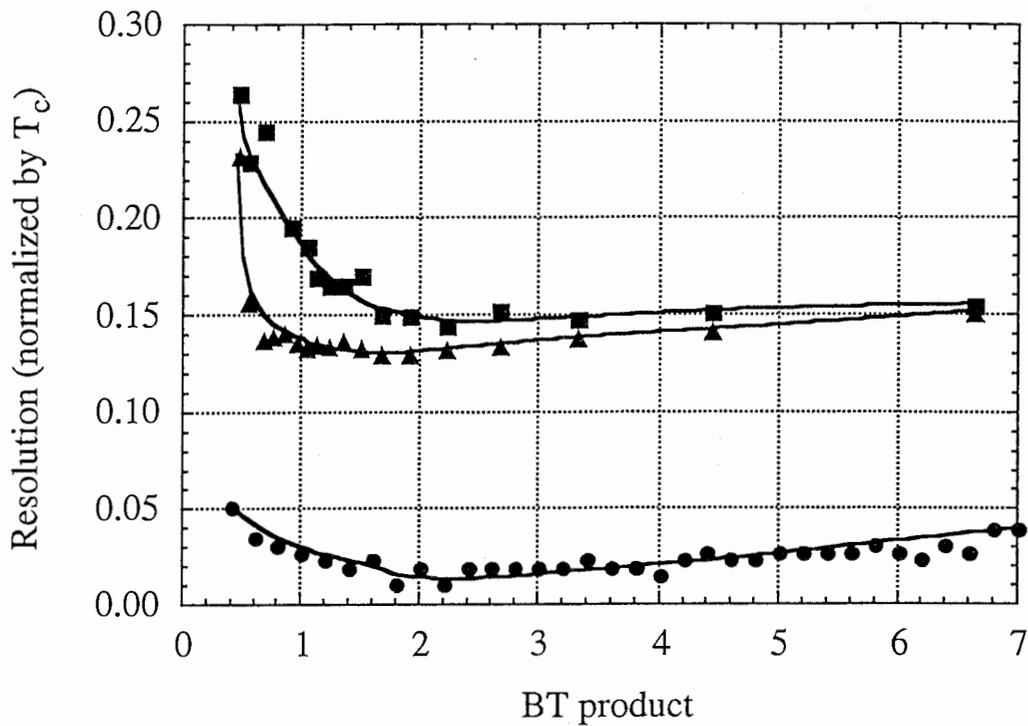


図7 SPMの分解能に対する帯域制限の影響

- Ideal condition
- Normal condition
- ▲ Sliding condition

信号に含まれる周波数領域の情報量が減少するので分解能が劣化し、逆に帯域制限が無くなると、サンプリング間隔($0.2T_c$)より短い遅延時間差の遅延波は原理的に解が求められなくなるため[5]分解能は漸近的にサンプリング間隔に近づく。このため、SPMは測定環境に応じた最適な送受信フィルタの通過帯域幅が存在する。

グラフから読みとった分解能が最小となるBT積と遅延時間差を表2に示す。

表2より、ノーマル相関よりもスライディング相関の方が分解能が幾分良いことが分かる。なお、今後のシミュレーションはすべてこの最適な帯域通過幅の値を使用した。

	最大分解能	通過帯域(BT積)
理想的な場合	約 $0.016T_c$	約2.0
ノーマル相関の場合	約 $0.15T_c$	約2.0
スライディングの相関	約 $0.13T_c$	約1.6

表2 各条件における最大分解能と送受信フィルタの最適通過帯域幅

4.4 S/Nの影響

図8に相関処理後のS/Nに対する分解能特性を示す。図8の横軸は、受信機側で相関処理を行った後のS/Nである。ちなみに、このシミュレーションにおけるPN符号の系列長は1023であるので、相関処理利得が約30dB得られる。

全体の傾向としては、S/Nが大きくなるに従い分解能が漸近的に向上している。ところが図8をよく見ると、理想的な場合は-10dB以上ではほとんど分解能が向上していない。このことから、この領域のS/Nの大小は信号固有値の縮退を弱めることには大きな影響を与えていないと考えられる。一方、ノーマル相関やスライディング相関では著しい分解能の向上が見られる。これは、S/Nが向上するに従い、固有値解析後の信号固有値と雑音固有値の分離がより正確に行われるためである。

また、ノーマル相関、スライディング相関の場合とも同じようなプロファイルが得られているがスライディング相関の方が若干分解能が良くなっている。

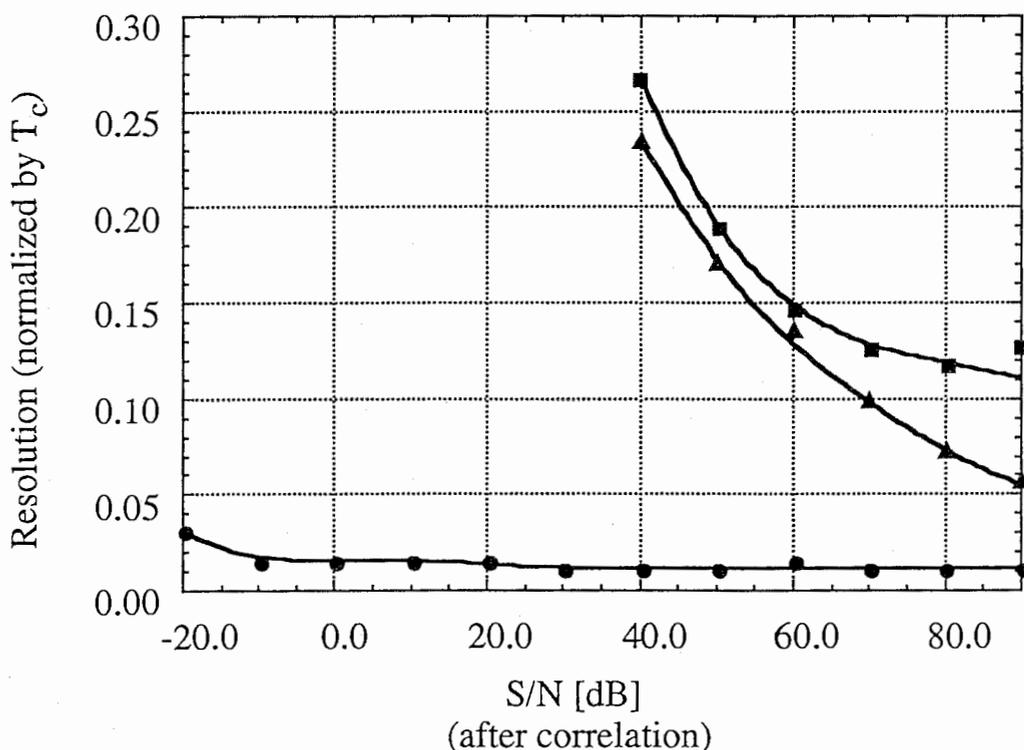


図8 SPMの分解能に対するS/Nの影響

- Ideal condition
- Normal condition
- ▲ Sliding condition

4.5 サンプルング間隔の影響

図9にサンプルング間隔に対する分解能特性を示す。グラフの横軸はPN符号のチップ長で規格化している。

図9から明らかなように、いずれの場合もサンプルング間隔の減少につれ分解能が指数関数的に向上している。ただし、不必要にサンプルング間隔を狭くするとデータ数が増えて計算速度と演算精度が落ちる可能性があることに留意する必要がある。また、サンプルング間隔 $1.1T_c$ までは、スライディング相関の方が分解能が良くなっていることがわかる。

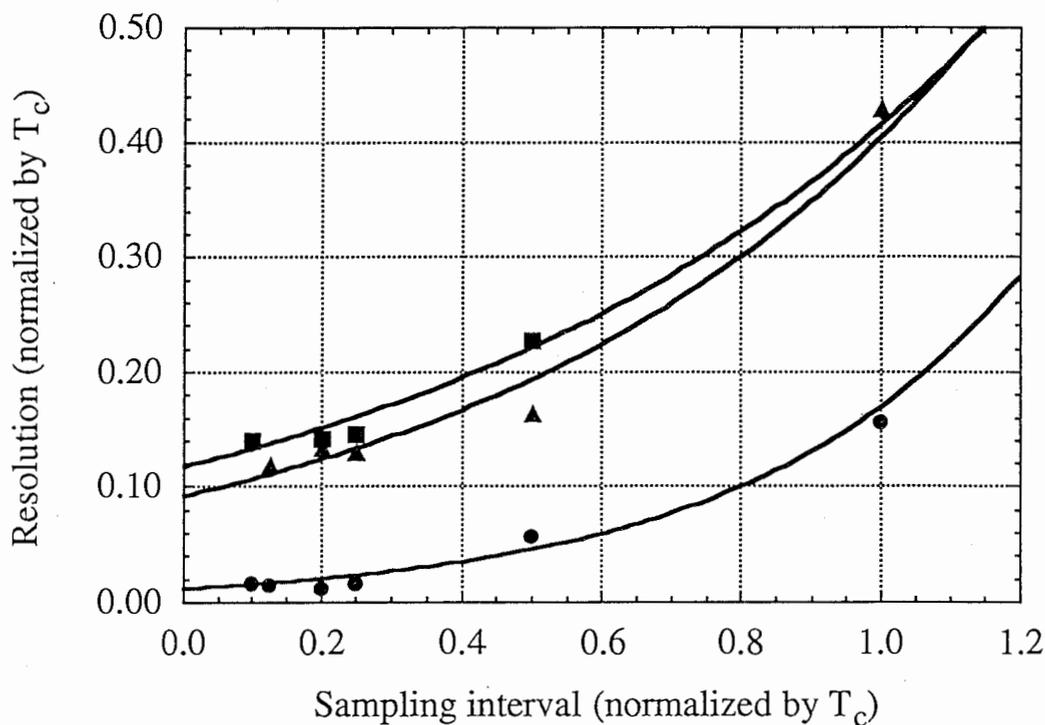


図9 SPMの分解能に対するサンプルング間隔の影響

- Ideal condition
- Normal condition
- ▲ Sliding condition

4.6 搬送波の掃引幅の影響

図10に搬送波の掃引幅に対する分解能特性を示す。

いずれの特性も掃引幅に対して漸近的に分解能が向上している。これは掃引幅が増えるに従い、より広帯域な信号の情報が得られるためである。しかしながら、PN符号相関法の分解能が、PN符号のチップレート(拡散帯域幅)に比例して向上するのに対し、SPMでは搬送波の掃引幅に対して漸近的にしか向上していない。このため、SPMの性能を最大限に引き出すためには、可能な限り広帯域なPN符号を使い、キャリアの掃引幅を $2/T_c \sim 10/T_c$ 倍程度に設定するのが適当である。

また、このグラフにおいても、ノーマル相関に比べてスライディング相関の方が分解能が良くなっている。

搬送波の掃引幅は主にハードウェアにより制限を受けるが、図10から掃引する幅は $2.0/T_c$ 以上であれば分解能は十分であると考えられる。

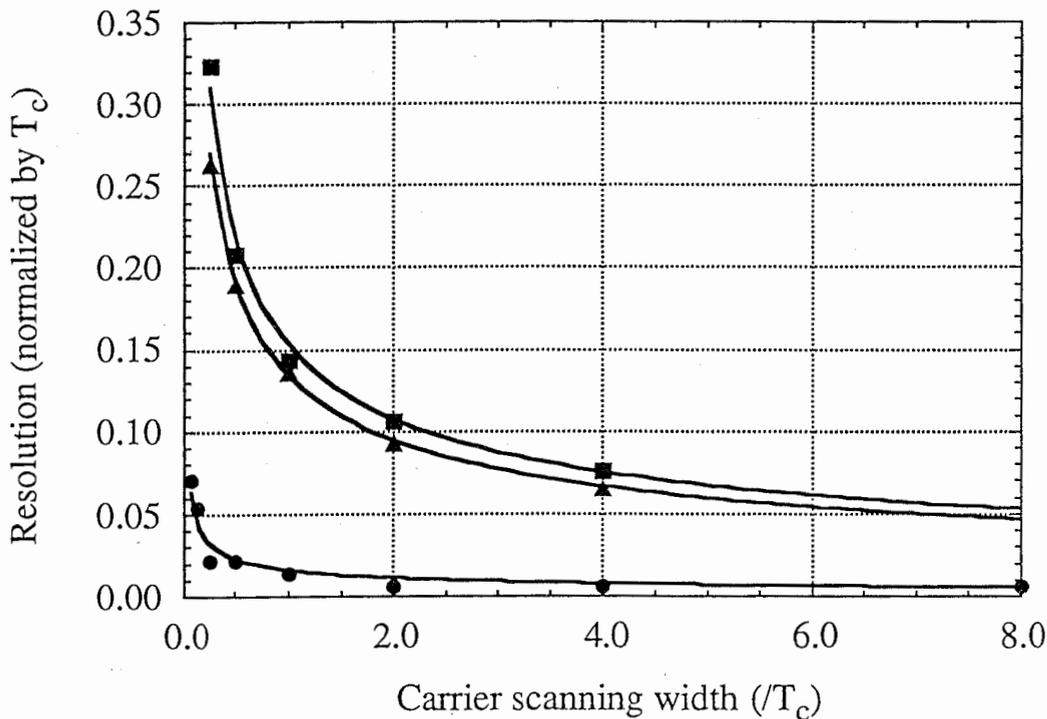


図10 SPMの分解能に対する搬送波の掃引幅の影響

- Ideal condition
- Normal condition
- ▲ Sliding condition

4.7 搬送波の数の影響

図11に搬送波に対する分解能特性を示す。横軸は使用する搬送波の数を示す。尚、搬送波の数を増減させても、搬送波の最大掃引幅は一定としている。また仮定した到来波は3波なので、搬送波が3つ未満では、信号固有値の縮退が解けず遅延波を分離できない。

グラフから、理想的な場合とノーマル相関の場合は、搬送波の数の違いによって分解能が変化していないことがわかる。スライディング相関の場合は、搬送波の数の増加に伴う分解能の変化が多少見られるがその影響はわずかである。このことから搬送波の数は分解能に影響を与えないと言える。

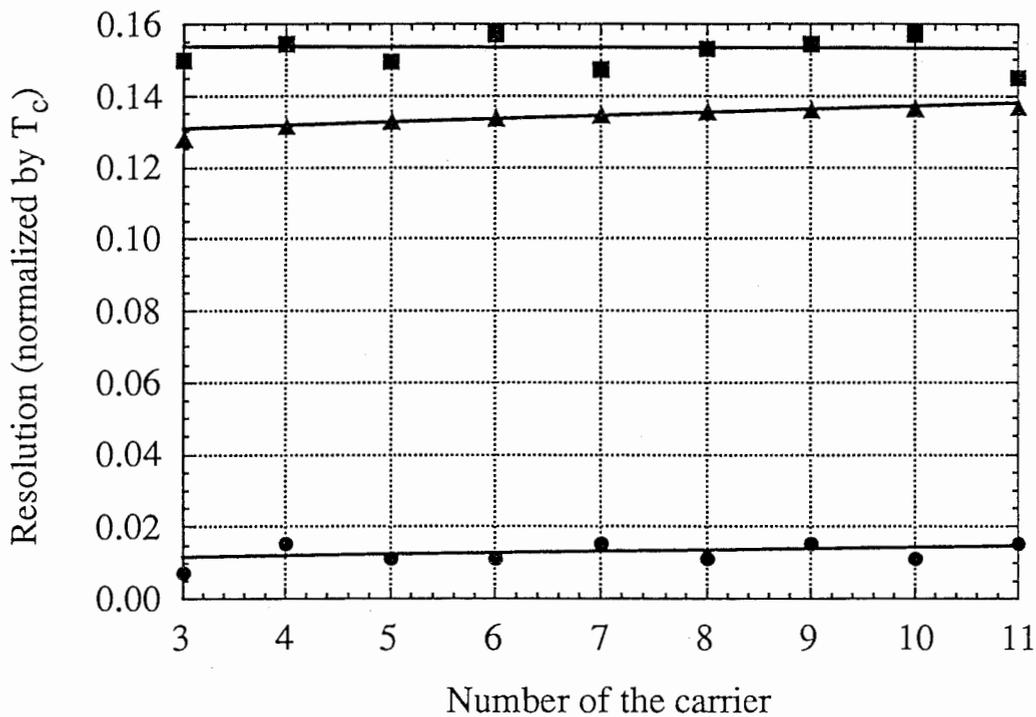


図11 SPMの分解能に対する搬送波の数の影響

- Ideal condition
- Normal condition
- ▲ Sliding condition

4.8 データの平均回数の影響

ノーマル相関とスライディング相関の場合について、測定データを平均する時のサンプル数に対する分解能特性を図12に示す。図の横軸は測定に使用したスナップショットの総数(1搬送波あたりのスナップショット数と搬送波の数の積)を示している。

図12からデータの平均回数が増えるとともに分解能が向上していることがわかる。これは平均回数が増えるに従い、白色ガウス雑音の平均値が0に近づき、雑音共分散行列が理想値に近づくためである。このため平均回数を増やしていくと、理想的な条件で計算した分解能の値に漸近的に近づくと考えられる。しかし、図12からスナップショットの総数が20以上では、それほど顕著な分解能の向上は見られない。このため、例えば測定に使用する搬送波が4本であれば1搬送波あたり5回程度のスナップショットが取ればよいことになる。

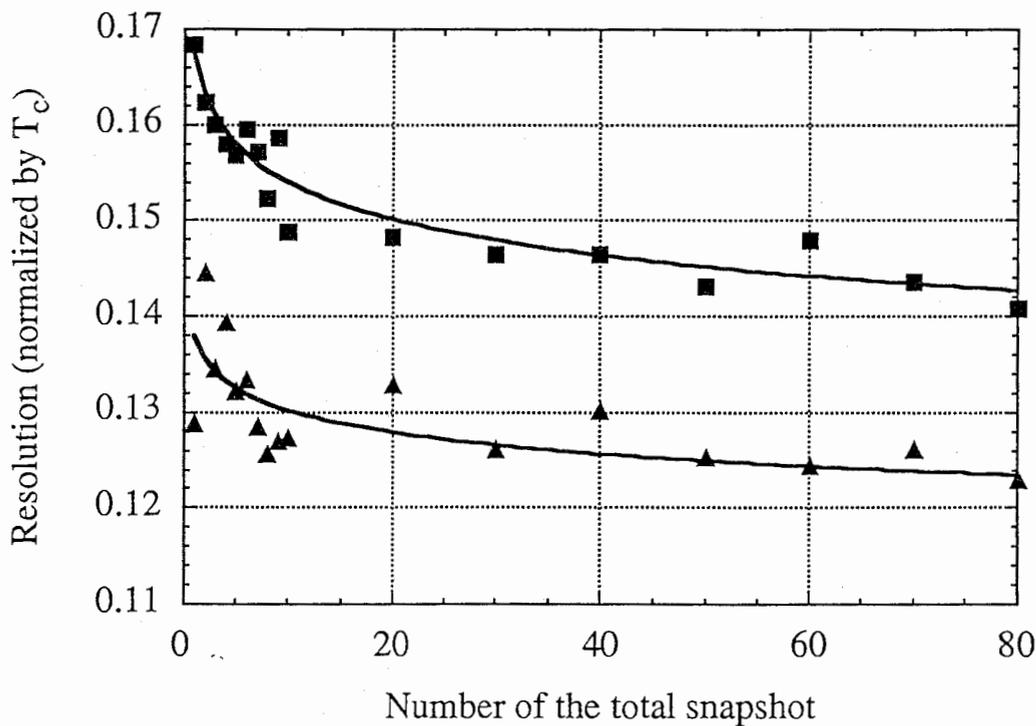


図12 SPMの分解能に対するデータの平均回数の影響

- Ideal condition
- Normal condition
- ▲ Sliding condition

5 分解能検証実験

5.1 実験システム概略

本実験で用いた実験システムのブロック図と実際の構成機器を図13に示す。

本実験システムは送信機と多重伝搬路シミュレータと受信機と信号処理部からなる。送信機では、7段M系列のPN符号を発生させ、BPSK変調した後ガウス型のフィルタを作用させる。この信号はあらかじめ計算しておいた信号系列の複素データを用いて、Arbitrary Waveform Synthesizerで発生させた。また、PN符号のチップレートは10kHzに設定した。多重伝搬路はDelay Simulatorを用いて実現した。このDelay Simulatorは直接波と遅延波の2波を発生し、その相対遅延時間差を15 μ sから1 μ sまで1 μ s刻みに変化させることが出来る。本実験システムのPN符号のチップレートは10kHzな

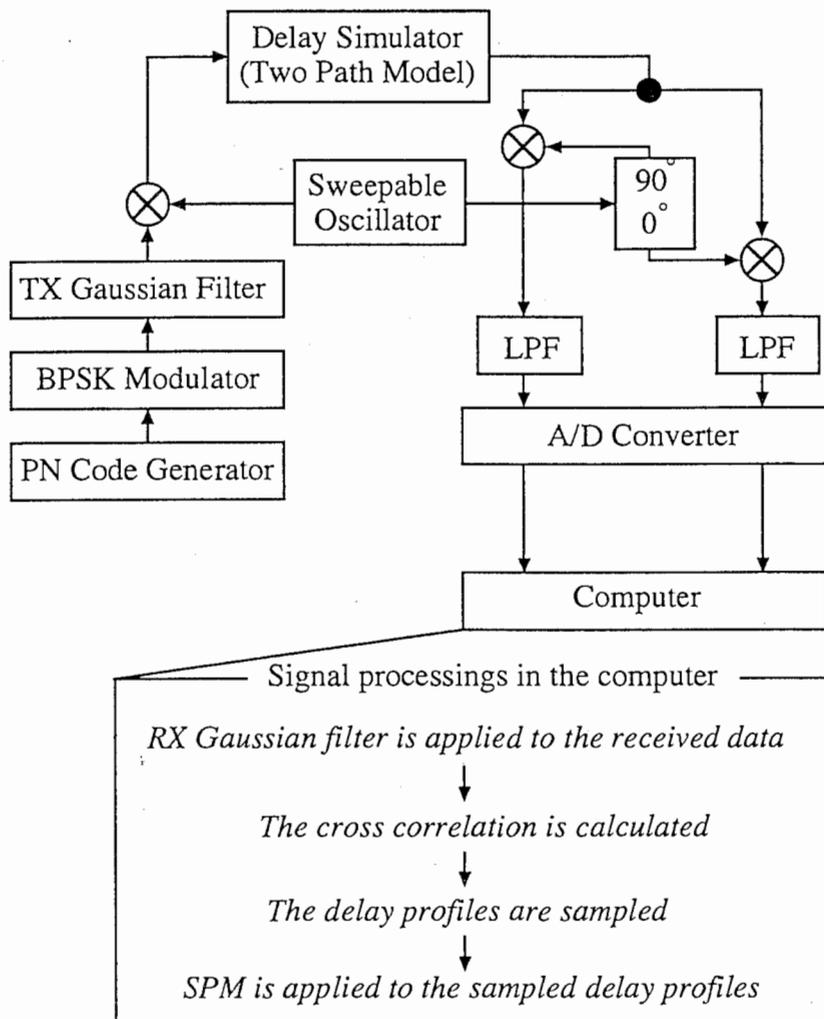


図13 実験システムのブロック図

ので、Delay Simulator で発生できる遅延時間差は、 $0.15T_c$ から $0.01T_c$ に相当する。なお、 T_c はPN符号の1チップ長(本実験では $100\mu\text{s}$ に相当)を表している。また、直接波と遅延波の電力は等レベルとした。受信機側はパワーディバイダー、ダブルバランスドミキサー、フェイズシフター、ローパスフィルタ、16bitのA/D変換器、受信フィルタ、相関器からなる。このうち受信フィルタと相関器はワークステーションでその処理を行った。図13中のLPFは単に搬送波成分を落とすためのローパスフィルタで、カットオフ周波数はPN符号のチップレートに比べて十分大きい 480kHz とした。計算機で行われた受信フィルタと相関処理後でも、十分な計算精度を保つため、これらの処理は、PN符号1シンボル当たり40サンプルのデータで行った。最後に信号処理部において受信機から取得したデータにSPMアルゴリズム適用し、遅延プロファイルを推定した。なお、信号処理部における固有値解析は、PN符号1シンボル当たり5サンプルのデータで行った。

5.2 実験パラメータ

本実験において使用したパラメータを表3に示す。

測定に使用したキャリアは7本で各キャリアあたり3回のスナップショットデータを取得し平均した。このため1回の遅延プロファイル測定には実際の測定に必要な時間(266.7ms)とシグナルジェネレータが安定化するまでの時間の合計が必要である。本実験では、測定時間に関してチューニングを行わなかったため、一回の測定はおよそ10秒程度掛かった。

Chip rate of PN code	10 kHz
Length of PN sequence	127
Modulation	BPSK
RF frequency	$89.995 \sim 90.005$ MHz
Scanning width of Carrier	10 kHz
Bandwidth of TX and RX filter	20 kHz
Sampling rate of A/D converters	$40 / T_c$
Sampling rate of delay profile	$5 / T_c$
Number of carrier	7
Observed snapshots per carrier	3

表3 実験のパラメータ

6 実験結果

図14に実験結果を示す。図の横軸はDelay Simulatorで設定した時間を示し、縦軸はSPMによって推定された時間を示す。また、横軸縦軸ともPN符号のチップ長で規格化されている。

本実験では、 $0.03T_c$ まで遅延波を分離することが出来た。しかし、 $0.1T_c$ 以下の遅延時間では推定誤差が10%を越えている。これは

- ・フェイズシフターの移相量の誤差によるI,Qの直行性のずれ、
 - ・ダブルバランスドミキサーやローパスフィルタによるI,Qの振幅特性のアンバランス、
 - ・パワーディバイダーからローパスフィルタまでの受信部の位相特性がフラットでないこと、
- などが原因であると考えられ、受信機のこれらの特性を改善することによって誤差を縮小できると思われる。

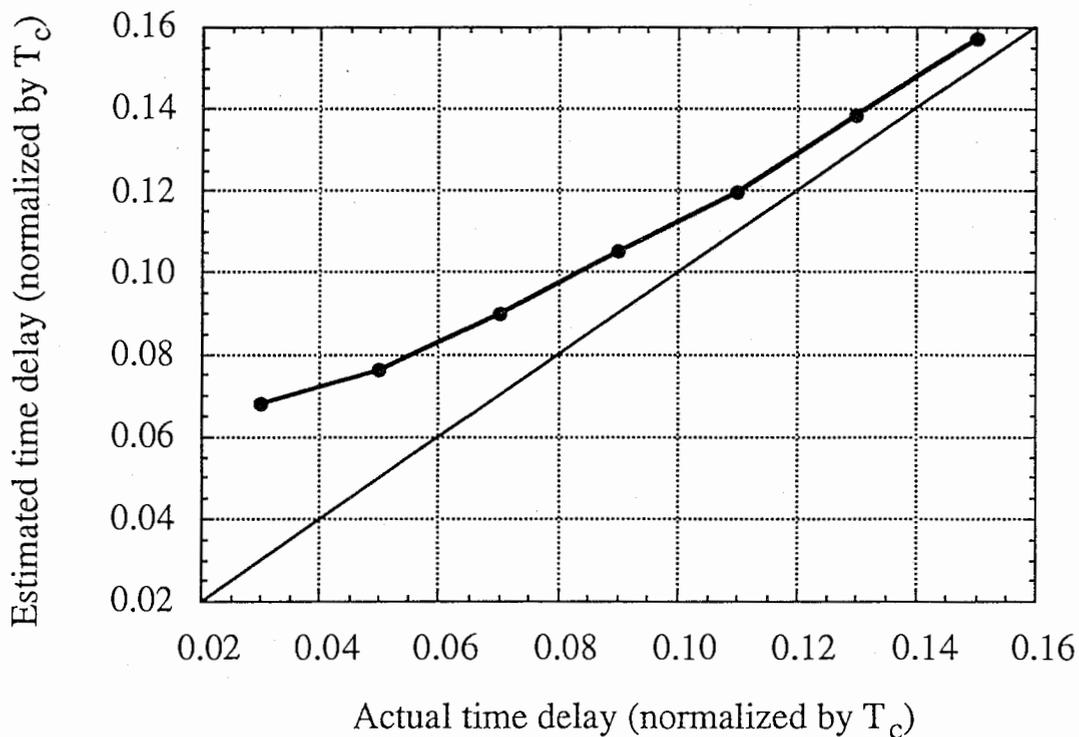


図14 SPMによる推定結果

7 まとめ

本論文では、いまだに明らかにされていなかった、SPMの分解能特性を詳細に明らかにした。

3,4章では、計算機シミュレーションによって、測定対象システムで用いられる送信信号と同じ帯域のPN符号を用いても、0.2シンボル以下の分解能を取得できることを明らかにした。今回の計算機シミュレーションで用いたパラメータでは、PN符号相関法と同じ占有帯域幅に換算しても約40倍程度の分解能を有していることが分かった。

また、測定時あるいは測定前に制御可能なパラメータに対する分解能特性が明らかになった。この結果、

- ・帯域制限を最適化する、
- ・S/Nを向上させる、(PN符号の系列長を長くする、あるいは送信電力を上げる)
- ・サンプリング間隔を狭くする、
- ・搬送波の掃引幅を広げる、
- ・データの平均回数を増やす、

ことによって分解能が向上し、これらの操作がどの程度有効であるかも示した。

そして、5,6章では簡易な実験システムを構築し、SPMの分解能を検証した。その結果約 $0.1T_c$ までは10%以内の誤差で推定することが出来た。多重遅延波による波形歪みの影響が現れるのは、多重波の遅延時間差が $0.3T_c$ よりも長い時間であることから、SPMは測定対象システムと同じ帯域幅のPN符号を用いても、十分な分解能を有していると言える。また、今回の測定で使用した周波数帯域は搬送波の掃引幅も考慮すると30kHzであるが、同じ周波数帯域を占有するチップレート15kHzのPN符号相関法と比較しても、SPMは約20倍の分解能を有していることが示された。しかし、今回の実験では遅延時間差が小さくなるに従い推定誤差が増大している。この原因は6章で述べたように、受信部の特性を向上させることにより解決できると考えられる。

謝辞

本研究を進めるにあたり、ご指導頂いたATR光電波猪股社長、小川無線通信第2研究室長、真鍋前主任研究員(現通信総合研究所)、大鐘前主任研究員(現北海道大学)、松井渉前研究員(現三洋電機)に感謝いたします。

参考文献

- [1] D.C.Cox, R.P.Leck, "Correlation Bandwidth and Delay Spread Multipath Propagation Statistic for 910-MHz Urban Mobile Radio Channels," IEEE Trans. Commun., vol.23, No.11, pp.1271-1280, Nov. 1975.
- [2] R.O.Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, No.3, pp.276-280, Mar. 1986.
- [3] T.J.Shan, M.Wax, T.Kailath, "On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-33, No.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [4] R.T.Williams, S.Prasad, A.K.Mahalanabis, L.H.Sibul, "An Improved Spatial Smoothing Thechnique for Bearing Estimation in a Multipath Environment," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-36, No.4, pp.425-432, Apr. 1988.
- [5] 真鍋, 高井, "パルス圧縮法による遅延プロファイルの高分解能化," 信学技報, AP 90-108, Jan.1991.
- [6] 高井, 真鍋, "高分解能化パルス圧縮法による遅延プロファイルを用いた室内伝搬構造の解析," 信学技報, AP 90-109, Jan 1991.
- [7] T.Manabe, H.Takai, "Superresolution of Multipath Delay Profiles Measured by PN Correlation Method," IEEE Trans. Antennas Propagat. vol.40, No.5, pp.500-509, May 1992.
- [8] 土居, 大鐘, "SPM(Superresolution PN correlation Method)による多重波の高分解能推定," 1994年信学春期全国大会, B-19, 1994.
- [9] 土居,大鐘, "SPM(Superresolution PN correlation Method)の分解能特性" 信学技報, AP 94-15, May 1994.