

3.6 マルチパス低減技術の現状と動向

久保信明 (東京海洋大学)

nkubo@e.kaiyodai.ac.jp

3.6.1 はじめに

GPS を中心にして利用されている衛星測位システムは、2010 年度あたりを目標にした近代化により、現在大きく変化しようとしている。世界的な変更点は大きく 2 点ある。欧州を中心に打ち上げ予定のガリレオ衛星と第 3 周波数の追加である。日本国内に目を向けると、GPS と同様の機能を持つ準天頂衛星 (Quasi Zenith Satellite System) の開発が進行している。これらの近代化により、衛星測位システムのサービス対象分野は、拡大することが予想される。特に、航空、農業、船舶そして自動車の分野において、精度と利便性が伴うほど、その利用頻度は高まるであろう。携帯電話においても、緊急時の通報等において、自身の位置を知らせることが必要になることが予想され、そのときに衛星測位システムは、位置特定のための 1 つの選択肢となる。約 20 年前に初めてグローバルに開発された GPS を中心とする衛星測位システムは、その中身と利用分野ともに、大きく変化し、さらなる発展を試みている状況である。

上記の流れを踏まえて、現在の衛星測位システムによる測位精度と利便性に目を向けると、上空の視界が十分に開けた場所であれば、世界中で精度と利便性ともに満足のいくサービスを受けることが可能であるが、上空の視界が十分に確保できない場所では、そのサービスは状況に応じて著しく低下することが知られている。サービスが低下する主な原因は 2 つ存在する。1 つは、衛星の可視率の低下である。通常、単独測位を行うには、最低 4 個の可視衛星が必要であり、4 個未満になると、数十 m の精度を単独で達成することは困難である。多くの都市部で、主要幹線道路においても、可視衛星数が 4 個未満になる状況は頻繁に見受けられる。2 つ目は、マルチパスによる測位誤差の増加である。現在、最高性能の GPS 受信機を用いても、遅延距離の短い (30m 未満程度) マルチパス波に対して、擬似距離 (コード) に対するマルチパス誤差の影響を 1~2m 程度に抑制することは困難であり、状況によっては、反射波を支配的に受信することもあり、5~10m 程度に

達することがしばしばある。ゆえに、擬似距離をベースにした DGPS 測位及び高精度単独測位 (近年活発に評価されている) において、その精度はアンテナ周囲の環境に応じて大きく変化するものである。搬送波位相をベースにした数 cm で位置を特定する高精度測位においても同様である。

本稿では、サービス低下の主な原因となっている、コードマルチパス誤差の低減技術について紹介した。第 2 章では、まず実際のマルチパスの現象を、最近の発表文献や教科書より紹介する。さらにマルチパス低減効果の評価方法についても簡単に示す。第 3 章では、これまでの代表的なマルチパス誤差低減技術について紹介する。

3.6.2 マルチパスについて

3.6.2.1 移動体衛星通信と電波伝搬

船舶、航空機や自動車などを対象とする移動体衛星通信の伝搬路では、それら地球局が移動することによってドップラー周波数偏移が発生したり、移動中に伝搬路が遮蔽されるなど、伝搬特性が絶えず変化する特徴がある。また、移動地球局の周囲にある障害物、すなわち、海面、樹木、建物、陸橋、移動体自身の構造物からの電波の散乱、回折や遮蔽などを考慮に入れなければならない。GPS 測位では、特に周囲の障害物によるマルチパス波が問題になる事が多い。GPS 測位では、衛星を見通せる状態での通信が前提となり、見通し状態が高い頻度で得られることが期待されている。見通しがいい場所でも測位可能な高感度受信機技術の開発も近年活発に行われているが、そのサービスで数 m 程度の精度を期待することは現段階ではできない。反射波や回折波を利用して精度の高い測位を行うことは十分な受信電力もないことから、非常に困難といえる。

3.6.2.2 実際の観測データ (信号強度)

字際の GPS 受信機のデータを観測するとき、信号強度は代表的な信号のパロメータとして知られている。ここでは、2 つの環境の信号強度の生データを示した。図 1 に東京海洋大学の情報通信工学研究室屋上で 24 時間データを取得したと

きの仰角の代表値における信号強度の分布を示す。図2には、車で東京海洋大学周辺（晴海、月島、佃、海洋大構内をそれぞれ30分弱程度）を移動したときの仰角の代表値における信号強度の分布を示す（約1時間50分）。

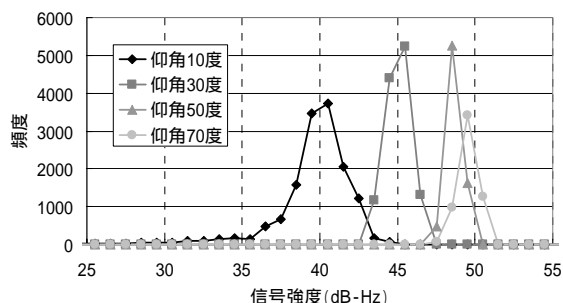


図1 仰角ごとの信号強度の分布（屋上）

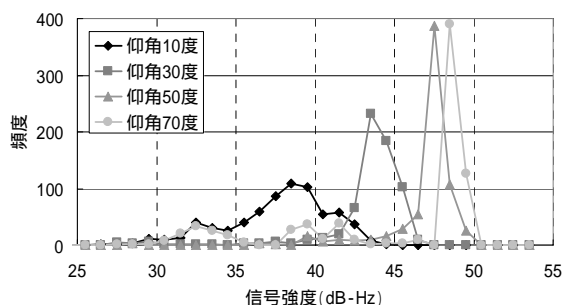


図2 仰角ごとの信号強度の分布（車）

上図で、仰角が10度の場合、仰角が9.5度から10.5度間の観測データを用いて頻度分布を作成している。その他の仰角についても同様である。上の2つの結果より、仰角が低くなると、信号強度も低下していることがわかる。信号強度の頻度の最大値が発生している部分に着目すると、およそ40dB-Hz弱から50dB-Hzに分布していることがわかる。通常のGPS受信機の最低受信信号強度は30dB-Hz程度である。ここで重要なポイントは、車の結果を見ると、屋上の結果よりも、各仰角での信号強度の広がりが大きいことである。特に信号強度が低くなるほうに広がっていることがわかる。車の結果の仰角70度を見ると、信号強度が40dB-Hz以下のデータが頻りに存在していた。これは、明らかに回折の影響や、支配的な反射波の影響をうけているデータである（反射波のみの場合、信号強度は通常より大きく減衰するため）。今回車で取得した場所は、可視衛星数が4個に満たないような場所も含まれていたが、取得時間の割合で見ると、2~3割に満たないので、常に可視衛星数が4個に満たな

い場所でデータを取得すると、さらに信号強度の広がりが低いほうに大きくなるのが容易に予想される。このように、移動体でのデータ（特に都市部）は、マルチパス誤差低減技術もさることながら、回折波の検知と除去、反射波の検知と除去等を受信機側で常に行う必要がある。また、トンネル、看板や電柱等で一度遮られた信号を瞬時に再捕捉する技術も重要であることがわかる。表1に高速道路と一般道路で測定した伝搬特性の各種統計量を示す[1]。左からルート名、5dB減衰した距離率、10dB減衰した距離率そして走行距離である。なお、測定に使用した電波は、ETS-V（技術試験衛星V型）からの1.5GHzの無変調波である。ETS-Vは太平洋側に仰角45度付近に位置していた。表1の宮崎自動車道までが高速道路、R221以下が一般道路である。

表1 国内道路における伝搬特性

ルート名	5dB[%]	10dB[%]	走行距離
東北	2.9	2.8	671(km)
東名	3.6	3.3	401
北陸	12.6	12.5	495
関越	8.9	8.7	254
中央	8.0	7.5	292
名神	3.9	3.0	180
中国	9.0	7.8	566
九州	10.3	9.9	331
長崎	9.0	8.8	229
宮崎	3.8	3.6	84
R221	15.7	12.9	25
R10	1.1	0.5	76
茨城県	1.8	0.7	102
千葉県	21.5	17.3	26
R106	12.4	8.9	109
北海道	5.2	4.1	244

上の表より、高速道路では、トンネルなどの影響を除いては、大方80%以上で、ETS-Vからの直接波を十分受信することができていることがわかる。しかし、千葉県内の一般道路の結果を見るとわかるように、都市部の一般道路では、極端に衛星からの直接波が受信しづらい状況にあることがわかる。

3.6.2.3 実際の観測データ（海外の発表より）

次に、今年の ION で発表された文献を元に観測データを紹介します。その観測データは、様々な環境での GPS 衛星による電波伝搬を調査するために取得されたものである（データ取得キャンペーンをドイツの研究機関等が実施）。詳細は文献を参照してほしい[2][3]。

図 3 から図 5 は、それぞれ建物のエッジによる回折効果、木及び電柱による減衰効果を示している。横軸は移動体の進行距離（m）、縦軸は信号強度の変化量（dB）を示している。実測値とモデルによる値を分けて示している。全ての結果において、観測値とモデルによる予測値が一致していることがわかる。また、衛星からの信号は、非常に大きな信号強度の振動となって影響を受けていることがわかる。直径 20cm の電柱を通過する際の影響は、信号強度の最大振幅で 4dB 程度であるが、複数の木が伝搬経路に挟まる場合は、10dB 以上落ち込んでいることがわかる。測定値の品質（精度）という点では、無視できない影響であることがわかる。

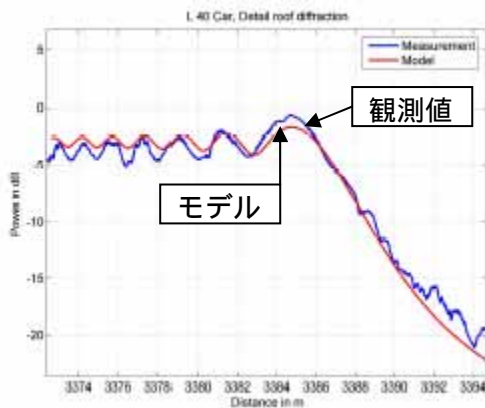


図 3 建物エッジによる回折効果

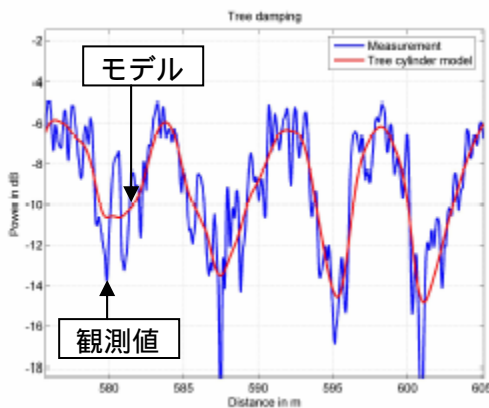


図 4 複数の木による減衰効果

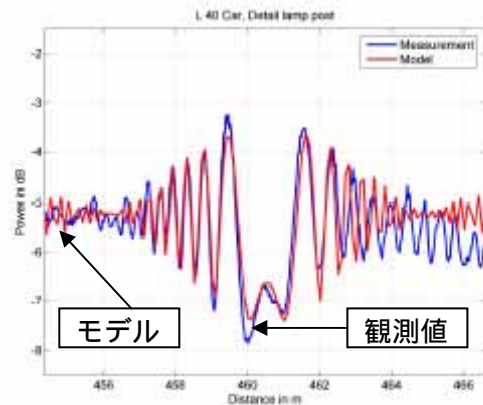


図 5 電柱（直径 20cm）による減衰効果

次に、異なるマルチパス環境での、マルチパスの強さと個数の平均値についてのシミュレーション結果を表 1 と 2 にまとめた。これは様々な環境を 4 つの規範に分けて、その規範の中でマルチパスの強さと個数の平均値を仰角ごとに示したものである。なお、マルチパスの強さは SMR（Signal to Multipath Ratio: dB）で示した。SMR は以下の式より計算できる。

$$SMR = 20\log(1/)$$

ここで、は直接波に対するマルチパス波の振幅比である。例えば、マルチパス波の振幅比が 0.5 のときは、SMR は約 6dB となり、0.25 のときは約 12dB となる。

表 1 様々な環境でのマルチパスの強さ（dB）

	Open	Rural	Suburban	Urban
15 度	27.0	11.0	15.5	4.5
30 度	26.5	16.0	21.5	11.5
45 度	29.0	18.5	22.0	17.5

表 2 様々な環境でのマルチパスの個数

	Open	Rural	Suburban	Urban
15 度	1.9	2.6	2	2
30 度	1.6	2.3	2.1	4.6
45 度	0.8	2.7	2.3	4.4

表 1 及び 2 の値は、観測値全体の平均値を示したものである。表 1 より、都市部 (Urban) では、仰角が 15 度のとき、マルチパスの強さ（振幅）が直接波の半分以上の強さに達していることがわかる。これは平均値を示しているため、都市部においては、強いマルチパスを受けていない時間

帯はほとんどないということを意味している。表 2 より、明らかに都市部 (Urban) において、マルチパスの個数が多いことがわかる (特に中程度の仰角付近)。

3.6.2.4 マルチパス低減効果の評価方法

コードのマルチパス誤差の低減効果の評価は、これまでも多くの研究者等によって行われてきた。評価の手法は大きく分けて 2 つあり、1 つ目は、アンテナと受信機を含んだトータルのマルチパス誤差の量を評価するもので、2 つ目は、受信機側の信号処理によってどの程度低減できるかを評価するものである。1 つ目に対しては、コードと搬送波の差をとる手法が良く用いられている [4]。これは、搬送波のマルチパス誤差とノイズが非常に小さいこと (数 cm 程度) を利用したもので、コードのマルチパス誤差とノイズを正確に推定することが可能である。2 つ目に対しては、一定の強さのマルチパス波が受信機に混入された場合に、どの程度のマルチパス誤差が発生してしまうかを計算したものである。これは、横軸がマルチパス波の遅延距離で縦軸がマルチパス誤差を示す場合が多い。2 つ目の遅延距離とマルチパス誤差の関係図を、代表的なマルチパス誤差低減技術に対して図 6 に示す。ここで、マルチパス波の直接波に対する振幅比は 0.5 で同相の場合のみを示している。実際のマルチパス誤差は、位相が周囲の状況に応じて時々刻々変化するので、この包絡線内の誤差を生じることになる。よって最大値であるこのラインの値をとることは静止状態でない限りまれであるといえる。現在の高性能受信機の大部分は、図 6 の E のラインの性能を有している。よって遅延距離が 20m 程度以上のマルチパス波に対しては、その誤差は 1m 以内である。ただし、遅延距離の短い近接の建物によるマルチパス波が混入されると、下図より、最大で 2~3m 程度の誤差を生じることになる。マルチパス波の強さが大きい (下図の振幅比 0.5 よりも大きい場合) とそれ以上の誤差を生じることになる。マルチパス誤差の問題点は、白色雑音にならずに、擬似距離にバイアスを生じさせる点である。下の包絡線の計算の方法については、参考文献を参照されたい [4]。

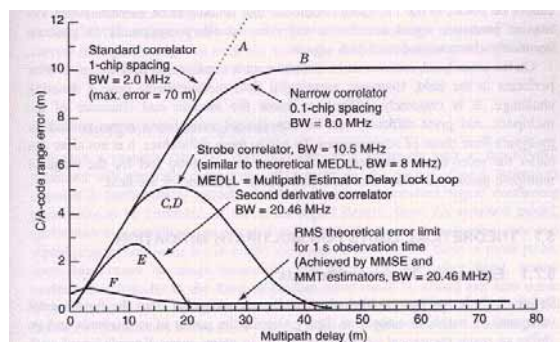


図 6 遅延距離とマルチパス誤差の関係図

ここで、図 6 のマルチパス誤差の評価方法では、評価の困難な点を下記に列挙しておく [3]。

上記にも書いたように、あくまでも最大誤差であり、実際のマルチパス誤差の値は、その範囲内で生じる。

直接波に対して、1 つのマルチパス波が混入した場合の結果であって、複数のマルチパス波が混入した場合の結果は示されていない。直接波が存在することが前提条件となっており、反射波が支配的な場合の効果を示すことができない。

3.6.2.3 項までに示したような、実際のマルチパス環境を十分に反映した結果ではない (例えば、回折効果は一切考慮されていない)。

3.6.3 マルチパス誤差低減技術例

本章では、代表的なマルチパス誤差低減技術についてまとめた。マルチパス誤差低減に対する処理は大きく空間的な処理と時間領域による処理に分けられる。空間的な処理は、直接波と反射波を分離するために、あらかじめ既知の伝搬特性を考慮してアンテナの設計を工夫するものである。一方、時間領域による処理は、マルチパスを含んだ信号に対して、受信機内部の処理によってマルチパスの影響を低減するものである。本章では特に代表的な時間領域によるマルチパス誤差低減技術について述べる。

1990 年代付近より、マルチパス誤差を低減するための様々なコリレータ技術が開発されてきた。1991 年に Narrow-Correlator が開発され、それまでのマルチパス誤差を大幅に削減することが可能になった。さらに Early-late slope 技術、Strobe-Correlator が開発され、最近では Multipath Estimating Delay-Lock Loop (MEDLL) に代表される、マルチパス波を推定する技術が開

発されている。現在、高精度用 GPS 受信機において広く利用されている技術の性能は、Strobe-Correlator と同等のものが多いことが知られている。

3.6.3.1 Narrow-Correlator 方式の概要[5]

GPS におけるマルチパス誤差を受信機内の処理によって大幅に削減した最初の技術がこの Narrow-Correlator 方式である。1990 年代初頭に実用化された。それまで、多くの受信機は GPS 衛星からの拡散信号をほぼ包含する 2MHz の帯域幅で設計されてきた。帯域幅とは、受信機の帯域特性を支配している中間周波フィルターにおける帯域幅のことである。これらの受信機はコードトラッキンググループにおいて、early と late の幅が 1chip のものを使用していた。しかしながら、1992 年の論文で、帯域幅を広げスペーシングを狭めることにより、マルチパスが存在する場合でも存在しない場合でも、大幅に測距精度が向上することが確認された。これらの事実は、当時 GPS 周辺の技術者の間では認識されておらず、画期的な発見であった。

2MHz の帯域幅は、直接波の相互相関関数のピーク付近を非常になまらせている原因であった。図 3.1 に帯域幅が 2MHz の場合の相関波形の例を示す。結果的に、マルチパス波の相関関数により、容易に直接波のピーク付近がずれていた。8MHz の帯域幅を使用すると、直接波の相互相関関数のピーク付近がより鋭くなり、マルチパス波によってピーク付近の位置が容易にずれなくなった。図 3.2 に帯域幅が 8MHz の場合の相関波形の例を示す。さらに、大きな帯域幅とより鋭いピークは受信機熱雑音による乱れに対しても効果があることが示された。

大きな帯域幅のもう 1 つの利点は、コードトラッキンググループにおける early と late のスペーシングを、ループのゲインを削減することなしに、狭めることが可能になったことである。このことに由来して、この技術は Narrow-Correlator と呼ばれている。スペーシングが狭まることにより、early 相関値と late 相関値における雑音の相関性が高まり、結果的に雑音を抑制することにつながった。付加的な利点として、コードトラッキンググループが、相関関数のピーク付近のマルチパスによってのみ影響を受け、ピーク付近から離れたマルチパスの影響をそれほど受けなくなったことが挙げられる。

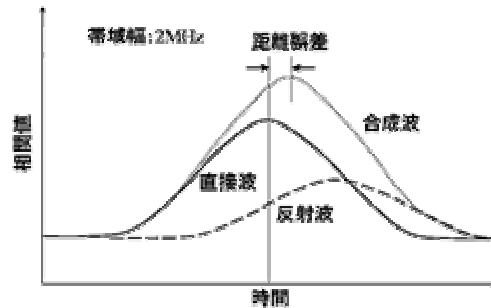


図 3.1 相関波形におけるマルチパスの影響
(帯域幅：2MHz)

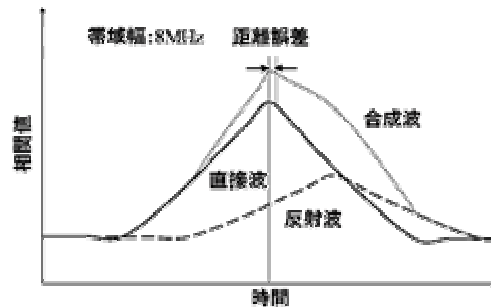


図 3.2 相関波形におけるマルチパスの影響
(帯域幅：8MHz)

次に Narrow-Correlator の仕組みについて簡単に説明するが、コードトラッキンググループについては、参考文献[4][6]を参照して頂きたい。まずスペーシングが通常の 1chip の場合に、マルチパス存在下でどのようにトラッキングが行われるかを図 3.3 に示す。なお帯域幅は無限とし、マルチパス波は同相で 0.2chip 遅れ(約 60m)、振幅比 0.25 とした。図 3.3 を見ればわかるように、early と late の相関器のスペーシングが 1chip であり、お互いの相関値の差が 0 になるようにトラッキングしていることがわかる。ちょうどそのスペーシングの真ん中がトラッキングポイントになるため、マルチパス波が存在すると必ず左右どちらかに中心ポイントがずれることになる。このずれがマルチパス誤差となる。

図 3.4 にスペーシングが 0.1chip の場合のトラッキングの様子を示す。ただし、図 3.3 と同じように全体の相関波形を示さず、ピーク付近の相関波形のみを示している。同じマルチパス波にもかかわらず、明らかに 0.1chip スペーシングのほうが、マルチパス誤差が小さいことがわかる。これはスペーシングを狭くした結果である。目分量でスペーシング 1chip の場合の誤差が約

0.05chip (15mの誤差)に対して、スペーシング 0.1chipの場合の誤差が約0.02chip(6mの誤差)。上記にも述べたが、ピーク付近の相関波形がなまっていると、狭いスペーシングで正確にトラッキングすることは困難なので、帯域幅を8MHz程度以上確保して、相関波形のピーク付近を鋭くする必要はある。またスペーシングを1.0chipから0.1chipに短くすることにより、生じるマルチパス誤差の最大値が1.0chipの場合よりも非常に小さくなっている。

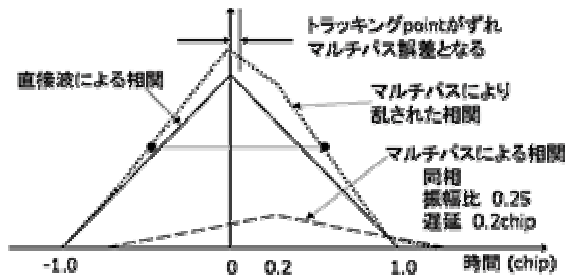


図 3.3 スペーシングが1chipの場合

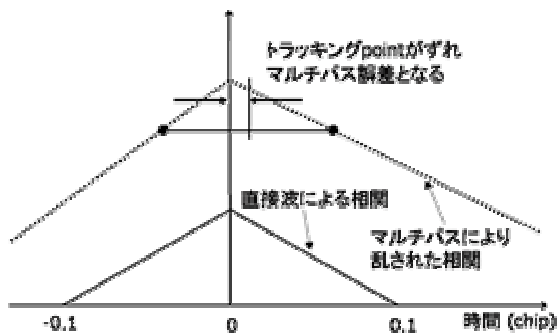


図 3.4 スペーシングが0.1chipの場合
(ピーク付近のみ図示)

上記では、ある特定のマルチパス波が存在する場合に生じるマルチパス誤差について述べたが、次にマルチパス波の遅延距離と位相が時々刻々変化したときに生じるマルチパス誤差について述べる。Narrow-Correlator方式の効果を明確にするために、1.0chipの場合と比較したものを示す。遅延距離と位相の関係はL1帯の波長より計算した。ちょうどマルチパス波の遅延距離がL1帯の波長(約0.19m)ごとに位相が360度回転するものとした。反射による位相の変化は無視している。マルチパス波の直接波に対する振幅比は0.2とした。図3.5に位相が同相(0度)の場合と逆相(180度)の場合の遅延距離とマルチパス誤差の関係を示した。マルチパスによるトラッキ

ング誤差の最大値(正)と最小値(負)は、それぞれ位相差が0度のとくと180度のとくに起きている。このことは、マルチパスの遅延距離とマルチパス誤差の関係を示す時に、位相差が0度と180度のとくのみを評価すれば十分であることを意味している。位相差が変化した場合のトラッキング誤差は全て、上記で与えた包絡線の範囲内に入っている。



図 3.5 遅延距離とマルチパス誤差の関係

図3.5より、0.1chipのスペーシングの場合、遅延距離が30m程度以上のマルチパス波に対して大幅にマルチパス誤差を削減できている。100m程度の遅延距離を伴うマルチパス波が存在する場合(都市部で大きなビルに反射した場合など)、1.0chipスペーシングの場合には、20m程度のマルチパス誤差を生ずる可能性があるのに対して、0.1chipスペーシングの場合には、最大で4m程度のマルチパス誤差に抑えられている。ここでは、マルチパス波の直接波に対する振幅比を0.2と仮定しているが、実際の環境において、例えば平らで十分に大きなコンクリートに反射した場合、入射角とコンクリートによる反射減衰量(約8.0dBから10.0dBの損失)を考慮すると、振幅比は0.2より大きくなると予想される。

ここまで Narrow-Correlator における理論と実際の性能について述べてきた。通常1.0チップ幅のDLLよりも大きな利点を持っていることがわかった。この利点はマルチパス環境下においても発揮されることを確認した。ノイズに対する性能は、十分な pre-correlation の帯域幅が与えられれば、チップ幅のルートに比例することがわかった。Non-coherent のDLLにおいて、マルチパス誤差の最大値はチップ幅に比例しているが、pre-correlation の帯域幅が十分に与えられていることが条件である。

3.6.3.2 Early-late slope 方式[7]

ここでは、Early-Late Slope (ELS) 方式を利用したマルチパス誤差低減技術について述べる。この技術は後述の MEDLL の直前に開発されている。この ELS 技術の出現前に Narrow-Correlator 方式の技術が開発され、大幅にコードのマルチパス誤差とノイズを削減することができるようになった。しかし、この Narrow-Correlator 方式を利用しても、依然としてマルチパス誤差によるバイアスは残っており、測位結果に悪い影響を与えていた。そこで、相関波形の観点からさらにマルチパスに強い技術を既存の Narrow-Correlator 方式に実装することを試みた。試験結果によると、従来の Narrow-Correlator 方式よりも測位結果で 50%程度の改善を達成している。

GPS は距離測定システムなので、直接波のみを受信し処理することが望まれる。マルチパス波が存在すると、この処理がうまく作動しない。それは受信機が双方の信号の相関をとることを試みてしまうからである。図 3.3 及び図 3.4 を見るとその事象がわかる。これらの図の双方の結果から注目すべき重要なことは、直接波とマルチパス波の合成波による相関波形が歪まされ、非対称になっている点である。通常の DLL は early と late の相関パワーが等しくなるような方法でフィードバックをかける設計がなされているので、歪まされた相関波形ではバイアスが生じることになる。逆に考えると、マルチパス信号は相関波形における歪みが原因であるので、相関波形における歪みを正確に測定すればするほど、マルチパス誤差分の補正量をより正確に計算することが可能であるといえる。

ELS 技術を説明するにあたって、帯域幅が無限で相関波形がきれいな三角形である理想的な状態を想定する。図 3.6 は、遅延距離が 0.2chip、振幅比が 0.5 で、位相差が同相の場合の相関波形を示している。図 3.7 は位相差のみ逆相 (180 度ずれた場合) とした場合の相関波形を示している。図 3.6 及び図 3.7 における結果には、2 つの重要な共通の特徴がある。1 つ目は、波形は歪まされているものの、望まれる正確なトラッキングポイントが双方のケースで最大ピークの部分であること (実際には最大ピークとトラッキングポイントはずれる場合もある)。2 つ目はピークの両側における相関波形の傾きが等しくないという点である。図 3.8 に 2 つのコリレータをもつ相関波

形のピーク付近を拡大したものを示す。図 3.8 において、 y_1, y_2 は early 及び late の相関値、 a_1 は early 側の傾き、 a_2 は late 側の傾きである。 d はコリレータ間の幅である。これらの傾きの情報を利用することにより、DLL の判別器はより正確に相関波形のピークを探ることができるようになる。

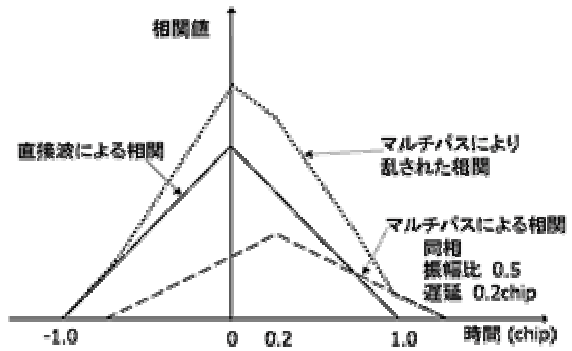


図 3.6 直接波と同相のマルチパス波が存在する場合の相関波形 (帯域幅は無限)

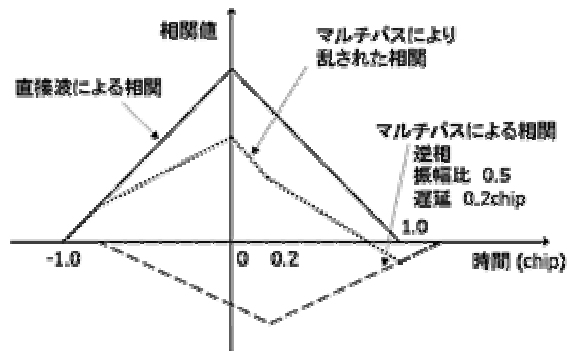


図 3.7 直接波と逆相のマルチパス波が存在する場合の相関波形 (帯域幅は無限)

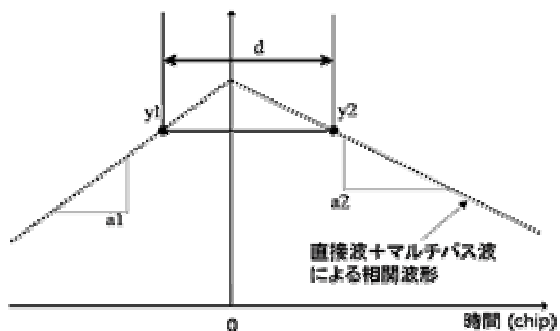


図 3.8 相関波形のピーク付近を拡大した図 (帯域幅は無限)

ここで、理想的な状態でのトラッキング誤差を
図 3.8 から計算すると以下ようになる。

$$T = \frac{[(y1 - y2) + d/2(a1 + a2)]}{(a1 - a2)}$$

トラッキング誤差は、相関波形のピークの時刻と、スペーシングの真ん中にあたる時刻との差として表される。トラッキング誤差は、2つのコリレータが相関ピークから同じ距離にあるとき、上記のTは0となる。Tが0でないとき、すなわちマルチパス波によって波形が歪まされているとき、early と late のコリレータのちょうど真ん中をトラッキングポイントとして調整されるようになっている。理想的な DLL においては、ピーク付近の傾きからピークそのものを正確に推定することが可能である。しかしながら、実際の DLL では帯域制限があるため、ピーク付近の相関波形はなまっており、さらに遅延距離の短いマルチパス波が存在する場合などは、正確にピーク付近の early と late での傾きから測定することは困難である。

この DLL を実際の帯域制限のある場合に適用するとどうなるか見ていく。図 3.9 に遅延距離が 0.05chip 程度 (15m 相当) の同相のマルチパス波が存在する場合の概念図を示す。Early と late の傾きを計算するために、ピーク付近の両側に2つのコリレータがそれぞれ付加されている。内側の2つのコリレータは相関波形のピーク付近でのフラットな部分の影響を受けないようにやや広めの間隔で配置されている。この図からわかるように 0.1chip の Narrow-Correlator と、生じるマルチパス誤差に関しては大きな差がないことがわかる。

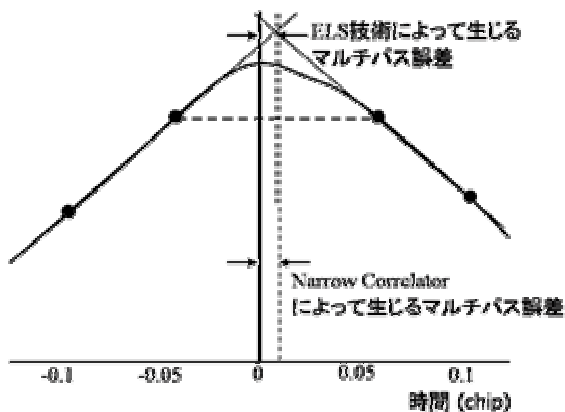


図 3.9 ELS 技術によるトラッキングの概念図
(遅延距離は 0.05chip 程度)

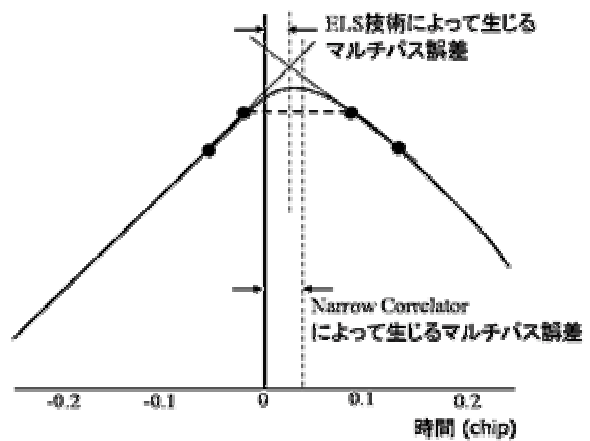


図 3.10 ELS 技術によるトラッキングの概念図
(遅延距離は 0.2chip 程度)

次に遅延距離が 0.2chip 程度 (60m 相当) の同相のマルチパス誤差が存在する場合の概念図を図 3.10 に示す。横軸の目盛りの時間間隔が大きくなっていることに注意する。0.2chip 付近にマルチパス波が存在する場合は、Narrow-Correlator によって生じるマルチパス誤差と比較すると、明らかに ELS 技術によって生じるマルチパス誤差が削減されている。

ELS 技術を利用した DLL は従来の 8MHz (帯域幅) の Narrow Correlator 方式に対して、どの程度精度が改善しているのかを次に示す。このことを調査するために、8MHz の帯域幅をもつ相関波形を想定して、Narrow-Correlator 方式の場合 (点線) と ELS 技術の場合 (実線) のマルチパス誤差と遅延距離の包絡線を描いた。この包絡線はマルチパス波の振幅比が 0.5、遅延距離が 0 から 1.1 チップまで変化させた場合についてシミュレーションしている。誤差はマルチパス誤差が最大になる同相 (位相差 0 度) のときと逆相 (位相差 180 度) のときの結果を示している。図 3.11 はマルチパス誤差の包絡線である。この図より、ELS 技術を用いたほうが 0.1 チップの Narrow-Correlator 方式よりも約 30~70% の改善が見られる。なお、この ELS 技術は、上記でも述べたように、帯域が無限でピーク付近のなまりがない場合、理想的なトラッキングを行う。よって帯域幅を 20MHz にした場合、さらなるマルチパス誤差の低減効果が期待できる。実際、NovAtel 社で販売されている OEM4 に搭載の PAC (Pulse Aperture Correlator) 技術 [8] は、この ELS 技術と同じコンセプトで開発されている。

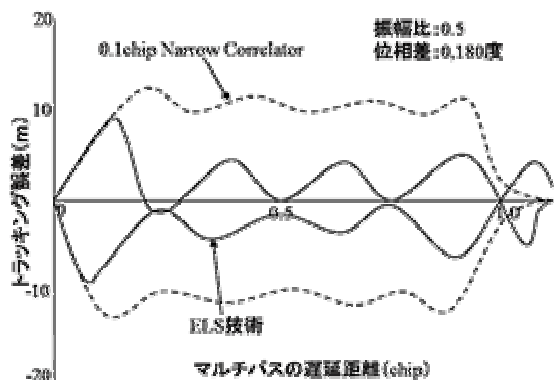


図 3.11 マルチパス誤差の包絡線
(Narrow Correlator と ELS 技術の比較)

3.6.3.3 Strobe-Correlator 方式[9]

ここでは、Strobe-Correlator 方式について述べる。Strobe-Correlator 方式は Ashtech 社（現在 Thales 社）の技術である。この技術を利用することにより、現在まで削減することが困難であった、遅延距離が 30m 程度以上のマルチパス波に対して影響をほとんど受けなくなる。さらに遅延距離の短いマルチパス波に対しても 3.6.3.1 項と 3.6.3.2 項で述べた技術より低減効果がやや大きい。NovAtel 社が開発した PAC や Gated Correlator の名前でも知られているものも、これと同様の技術である。すでに PAC については、3.6.3.2 項で簡単に述べた。以下に Strobe-Correlator 方式について述べる。

この技術は今までに利用してきたマルチパス低減技術と同じ規範を利用している。それは直接波がマルチパス波に対して常に先行しているという事実である。さらにこの技術は、次に挙げるいくつかの基本的な原理を満たしている。それはマルチパス削減技術の実装の際に、ロバスト性、効率性そして実装の容易性が必要だからである。

いかなるマルチパスモデルにもよらない。
いかなるマルチパスパラメータも推定しようとしな
トラッキングレベルで全てのチャンネルを独立に補正するものである。
マルチパス波の数に関わらず、ファームウェアでの処理が最小になるように抑えている。
このことは幅広い多くの GPS 受信機やアプリケーションにおいて、この技術を実装できることを意味する。

次に Strobe Correlator がどのような仕組みなのかを説明する。図 3.11 の 2 つの方式によるマルチパス誤差の包絡線を見る。ここで Narrow-Correlator 方式と ELS 技術ではマルチパスの遅延距離がおおよそ 1.0 チップ（約 300m）まで影響することに注意する必要がある。実際の使用環境においては、より遅延距離が短いマルチパス波を削減することが重要である。GPS 信号は近くに存在する建物や金属物に反射される可能性が非常に高い。より遅延距離の短いマルチパス波に対して有効なコリレータを作る 1 つの手段は、相関をとる部分のパターンを短くすることである。それは、今まで述べてきた Narrow-Correlator の特徴を利用することによって可能である。図 3.12 に示すように、Narrow-Correlator の相関波形（early-late power の判別器出力）における最初の傾きの部分は、コリレータの幅とは独立している。平坦な部分の最大の相関値は Narrow Correlator のチップ幅に比例している。実線が 0.1chip の場合で、点線が 0.1 の半分の 0.05chip の場合である。

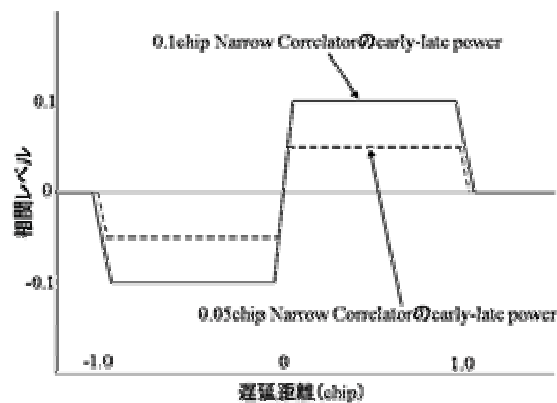


図 3.12 スペーシングの異なる Narrow-Correlator の判別器出力

上記のような特徴から、以下のように 2 つの Narrow-Correlator の線形的な結合を実装してみる。

$$2 \times \text{narrow}(d/2) - \text{narrow}(d)$$

ここで narrow(d) は、スペーシングが d に相当する Narrow Correlator の相関波形を意味する。図 3.13 に上記の線形結合による相関パターンを示す。d は 0.1chip としている。

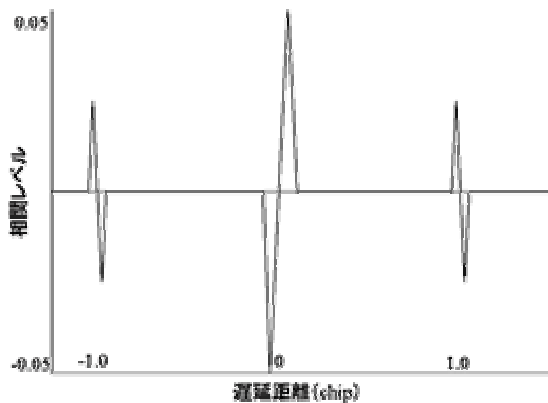


図 3.13 線形結合による相関パターン
(Strobe-Correlator の相関パターン)

上記の線形結合による結果は、トラッキングポイント周辺で非常に短い区間 0 でない値をとり、それ以外の区間でのマルチパス信号による影響をかなり削減した相関波形となっている。実際に Narrow-Correlator の異なるスペーシングによる線形結合による効果は予見されていた。-1.0chip と +1.0chip 周辺に見られる半分程度の振幅の相関が問題になるかもしれないが、この点に関してはあまり問題にならないと判断される。それは、1chip 程度(約 300m)遅れてくるマルチパス波で直接波に影響を与えるような信号強度をもつものはあまり現実的ではないからである。実質的に 0.1chip 程度以上の遅延距離のマルチパス波に対して、この Strobe-Correlator 方式は非常に有効である。

Strobe-Correlator 方式を利用した DLL は従来の Narrow-Correlator 方式に対してどの程度精度が改善しているのかを次に示す。Narrow-Correlator 方式の場合(点線)と Strobe Correlator 方式の場合(実線)のマルチパス誤差と遅延距離の包絡線を図 3.14 に描いた。この包絡線はマルチパス波の振幅比が 0.5、遅延距離を 0 から 1.1chip まで変化させた場合についてシミュレーションしている。誤差はマルチパス誤差が最大になる同相(位相差 0 度)のときと逆相(位相差 180 度)のときの結果を示している。帯域幅は無限としている。図 3.14 より、明らかに Strobe-Correlator のほうがマルチパス誤差を低減する能力が高いことがわかる。遅延距離が 20m 程度までは Narrow-Correlator 方式と変わらないが、それ以上の遅延距離のマルチパス波に対

してはほとんど影響を受けていない。

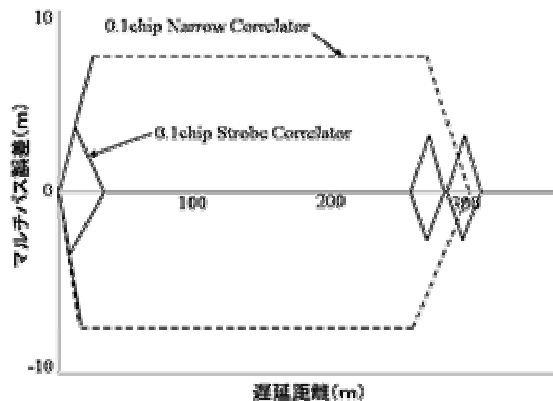


図 3.14 マルチパス誤差の包絡線
(Narrow-Correlator と Strobe-Correlator)

この Strobe-Correlator の技術は、現在の最新の GPS 受信機においても広く利用されているものである。依然として遅延距離の短いマルチパス波に対する弱点が残っているが、実際の環境において、例えば、30m 程度以上離れた場所にしか障害物が存在しないような環境においては、その効果を発揮するものである。さらに、実環境において、ある程度開けた場所であれば、コードのマルチパス誤差とノイズを確実に 1m 以内に抑制することが可能である。よって搬送波位相を利用した高精度測位に必要となる、アンビギュイティ決定の際にも有効であるといえる。

3.6.3.4 マルチパス波を推定する方式[10]

ここでは、MEDLL(Multipath Estimating Delay Lock Loop)の技術[10]を通してこの方式によるマルチパス誤差削減技術について紹介する。前項までに述べたように、Narrow-Correlator と Strobe-Correlator の出現で、かなりのマルチパス誤差を削減できることが可能となった。MEDLL 技術が前項までの技術と大きく異なる点は、直接波とマルチパス波の信号のパラメータ(振幅、遅延、位相)を同時に推定するところにある。では実際にどのようにマルチパス波のパラメータを推定していくのかを見ていく。

ここでは MEDLL の技術の背景について簡単に述べる。マルチパス存在下において、GPS 受信機が受信した信号は以下のように表される。

$$r(t) = \sum_{i=0}^M a_i p(t - \tau_i) \cos(\omega t + \theta_i) + n(t)$$

ここで、Mは到来信号の数、tは時刻、n(t)は白色雑音、 a_i は信号の振幅、 τ_i は信号の遅延、 θ_i は信号の位相を表す。GPSの場合において重要なパラメータは直接波の振幅、遅延、位相である。しかしながら、マルチパス波により従来のDLL(Delay Lock Loop)はこれらのパラメータを正確に推定することができない。MEDLLはこの問題をマルチパス信号のパラメータを考慮することにより解決しようとしている。最尤推定理論に従って、MEDLLは以下の式にある平均二乗誤差が最小になるように、パラメータを推定している。

$$L(\hat{a}, \hat{\tau}, \hat{\theta}) = \int_{t-\tau}^t [r(t) - s(t)]^2 dt$$

$$s(t) = \sum_{i=0}^M \hat{a}_i p(t - \hat{\tau}_i) \cos(\omega t + \hat{\theta}_i)$$

ここで $s(t)$ は直接波とマルチパス波の合成波の推定値である。Lが最小になるようにマルチパス波と直接波を推定することになる。基本的にMEDLLの式を解くことは、非線形のカーブフィットを解くことに似ている。これは受信信号の相関関数に最もフィットするような(確率的に可能性の高い)レファレンスの相関関数(振幅、遅延、位相を見つける)を見つけ出すことである。本質的には、従来のGPS受信機は同じことを行っているが、それは直接波の信号に対してのみである。マルチパスが存在するとき、MEDLLは推定する信号の数を増やすことによりカーブフィットを改善することが可能であり、それによって直接波とマルチパス波を分離することが可能となる。実用化されている受信機では、相関関数を少なくとも1秒以上平均化し、マルチパス波を2つまで(直接波をいれて3つ)推定していることが知られている。また、通常のearly-lateのGPS受信機では、2つか3つのコリレータによりトラッキングを行っているが、MEDLLのアルゴリズムを適用する場合は10個以上のコリレータが必要であることが知られている。MEDLL方式による結果として、マルチパスによって影響を受けたコードと搬送波の誤差が大きく削減されることになる。最終的に、雑音のみが達成しうる限界値を基準とするため、以下にコードと搬送波における雑音による限界値を計算する概略式を示す。

$$\sigma_{DLL} = \sqrt{\frac{B_L d}{c/n_0}} \lambda_c$$

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\frac{B_L}{c/n_0}} \frac{\lambda}{2\pi}$$

ここで、 B_L はトラッキングループの雑音帯域幅(Hz)、 c/n_0 は信号強度(C/N_0 の単位がdB-Hzのとき、 $10^{(C/N_0)/10}$ として計算される)、 λ_c は1チップ長(m)、 λ は搬送波位相の波長(m)、dはコリレータ間のスペーシング(チップ)を示す。典型的なGPS受信機においては、 C/N_0 が40から50dB-Hz、dが0.1から1、搬送波トラッキングループの B_L が0.5から16Hz、コードトラッキングループの B_L が0.05から0.5Hzとなっている。これらのパラメータの値より上式を計算すると、搬送波位相のノイズの精度は0.1mmから1mm程度、コード位相のノイズの精度は数cmから1.5m程度となる。GPS受信機はこれらのノイズによる最低精度誤差より大きな誤差を受けることになる。MEDLLの役割はこの理論と実際の誤差のギャップを埋めることにあると言える。

MEDLLはNovAtel社製GPS受信機に実装されている。ダウンコンバート後、受信信号は複数の相関器で相関処理され、入力用の相関値を得る。複雑さを排除するために、受信機には従来の搬送波位相トラッキングループが組み込まれている。位相推定値は位相や周波数の誤差を補正するために使用され、また入力用の相関サンプルからデータを排除するためにも使用される。最後に、相関サンプルはMEDLLの計算終了後1秒以上にわたって平均化される。遅延推定値は直接波の相関ピークのタイミングを維持しているコード発生器を制御するために使用される。MEDLLの処理に加えて、0.1チップコリレータを使用した通常のDLLの相関処理も行われている。この方法で、MEDLLによる結果と従来のDLLによる結果を比較することができる。MEDLLの重要な側面は、マルチパス波による波形の歪みを検知するための正確なレファレンス用の相関関数にも存在する。正確な相関関数を得るために複数のコリレータが必要である。実際に使用されている相関関数は400秒にわたって平均化することによって生成されている。またその測定はマルチパスの非常に少ない場所で行われている。

MEDLL技術を利用したDLLは従来の8MHz(帯域

幅)の Narrow-Correlator 方式に対してどの程度精度が改善しているのかを次に示す。このことを調査するために、8MHz の帯域幅をもつ相関波形を想定して、Narrow-Correlator 方式の場合(点線)と MEDLL 技術の場合(実線)のマルチパス誤差と遅延距離の包絡線を描いた。この包絡線はマルチパス波の振幅比が0.5、遅延距離が0から1.1チップまで変化させた場合についてシミュレーションしている。誤差はマルチパス誤差が最大になる同相(位相差0度)のときと逆相(位相差180度)のときの結果を示している。図3.15はマルチパス誤差の包絡線である。この図より、MEDLL 技術を用いたほうが0.1チップの Narrow Correlator 方式や ELS 方式よりもマルチパス誤差が削減されていることがわかる。

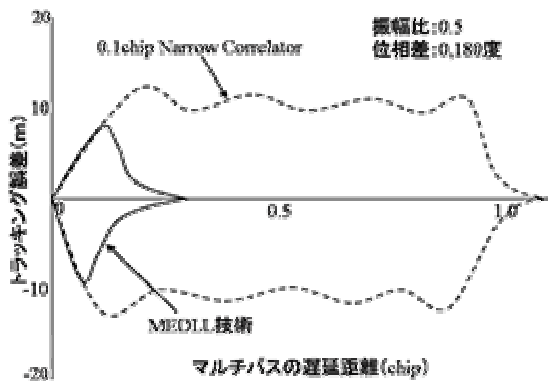


図 3.15 マルチパス誤差の包絡線
(Narrow-Correlator と MEDLL 技術の比較)

MEDLL は理論上のノイズ程度の誤差まで、マルチパス誤差を低減することが目標であったが、実際には、帯域幅を同じとしたときに、前述の Strobe-Correlator と同等の低減効果であることが知られている。MEDLL は Strobe-Correlator と比較して、マルチパス波を推定する計算量が多いため、製品として妥協している部分があるかもしれない。参考文献の[11]では、この MEDLL と同様の考え方でマルチパス誤差を低減した結果が述べられている。その結果では、Strobe-Correlator よりもさらに遅延距離の短い部分でマルチパス誤差を低減できていることが示されている(振幅比0.5の場合でも最大1m程度まで低減されている)。ただし、このマルチパス波を推定する手法は、推定を誤ると大きな誤差を生じる可能性があるため、従来の Strobe-Correlator と同等のロバスト性はまだ

ないと考えられる。

最後に、マルチパス波を推定する技術で、今年のIONで発表されたNovAtel社のVision-Correlator[12]について紹介する。この技術は、参考文献[13]で、すでに予想されていた技術であるが、製品化されたものとしては世界初であると思われる。

このコリレータのエッセンスは2点ある。

上記のMEDLLでも述べた、マルチパス波を推定する際の最尤推定法で、その時間を短縮する技術を導入した。具体的には、既存のMMT(Multipath Mitigation Technology)[14]という技術を用いた。MMTで、マルチパス誤差を理論上の限界値まで低減できることをシミュレーションで示していた。

マルチパス波を推定する際に、従来の相関波形を使用せずに、直接コード波形を観測し、そのコード波形の積分値を利用している。従来の相関器による方式はコード波形をコードのタイミングに関して積分した結果であり、マルチパスによる変化が鈍ってしまう。そのため、マルチパスの影響が傾きの変化として現れるので、マルチパスの影響を正確に把握し難いという課題があった。コード波形を直接観測すると、マルチパスの影響をより正確に推定することが可能となる。

上記の に関しては、参考文献[14]を参照されたい。 に関してNovAtel社の資料(結果)を以下に抜粋した[12]。まずVision-Correlatorで用いているコード波形を図3.16に示す。横軸がチップオフセットで、縦軸が規格化された出力である。

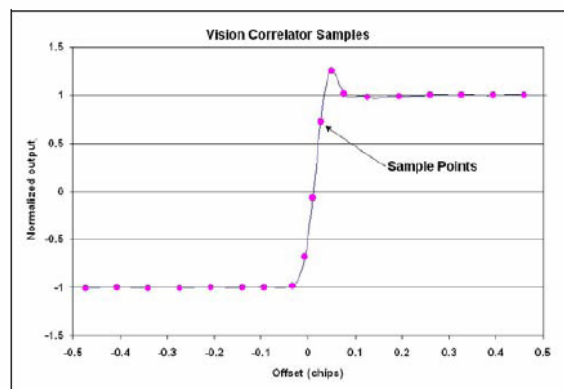


図 3.16 Vision-Correlator の測定値

従来の三角形の相関波形とは異なり、コードのチップの変化する部分を直接とらえていることがわかる。次に、実際にマルチパス波が存在するときの波形について比較したものを示す。図 3.17 に従来の相関波形を示し（0.1 チップ遅れ、振幅比 0.5 のマルチパス波が同相、逆相に存在する場合）、図 3.18 に Vision-Correlator による波形を示す。

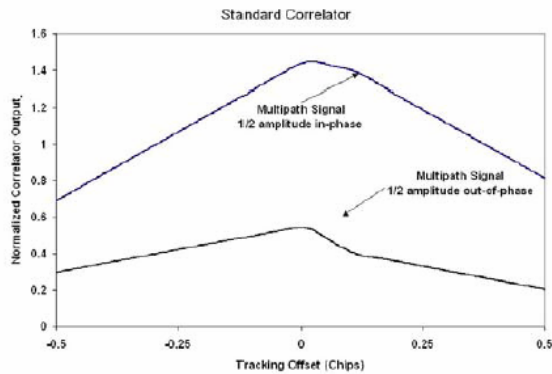


図 3.17 従来の相関波形
(上：同相 下：逆相)

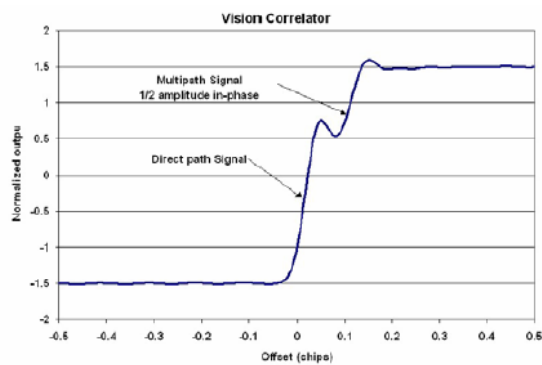


図 3.18-1 Vision-Correlator による波形
(同相のマルチパス波が存在)

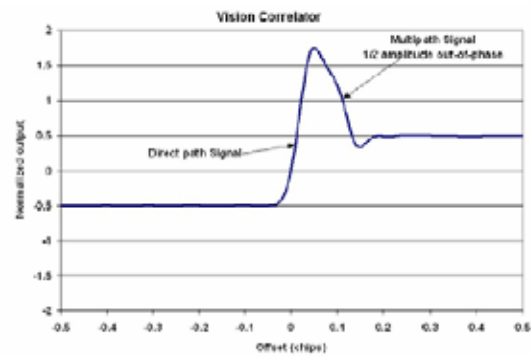


図 3.18-2 Vision-Correlator による波形
(逆相のマルチパス波が存在)

図 3.17 と図 3.18 を比較すると、明らかに、コード波形を直接観測する方式のほうが、遅延距離の短いマルチパス波を鋭くとらえていることがわかる。この結果が、そのままマルチパス波の推定の際に有効に働くことになる。図 3.19 に、従来の PAC 技術と Vision-Correlator による性能比較図を示しておく。横軸が遅延距離、縦軸がマルチパス誤差を示す。

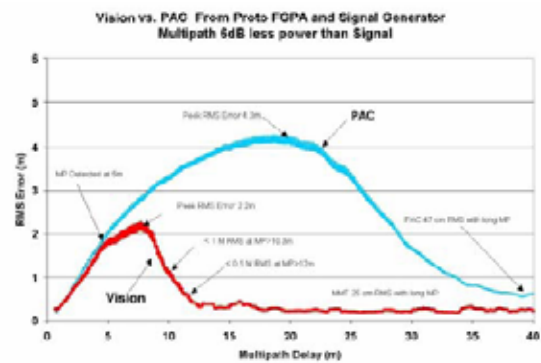


図 3.19 PAC と Vision-Correlator の性能比較

図 3.19 からわかるように、今まで困難であった遅延距離の短い領域でのマルチパス誤差の低減に成功していることがわかる。

3.6.4 おわりに

本稿で示した図において、文字や数値等見づらい部分があることをお詫び申し上げたい。見づらい部分は、全て参考文献に挙げている論文のコピーを使用していることが原因なので、詳細は参考文献を見て頂きたい。また、数式についても、できるだけ使用しない方向で書いたため、詳細は参考文献を見て頂きたい[15]。

本稿で示したマルチパス誤差低減手法は、全ての低減技術を網羅しているわけではないが、代表的な技術について紹介してきた。この他にも信号強度を利用する技術や、コリレータ部分をもう少し工夫した技術なども見られる。また、後処理では、全く別の手法によるマルチパス誤差低減手法も考えられる。搬送波位相のマルチパス誤差の影響について本稿では述べていないが、GPS の近代化に伴い精密測位のサービスが拡大すると、搬送波位相のマルチパス波の低減も重要になると思われる。また、GPS 近代化に伴う、チップレートが増加や変調方式による効果も、本稿では述べていないが、例えば、L5 帯は現在の C/A コードの

チップレートの 10 倍になることが予定されているので、現状の Strobe-Correlator と同等の効果があると予想される。

コードのマルチパス誤差低減に関する今後の課題を以下に挙げておく。

東京などの大都市部においても、直接波の届いている信号に対しては、マルチパス誤差を屋上で受信するのと同じレベルまで低減させていくこと。

将来、可視衛星数が倍増することを見込んで、より品質の良い電波を取捨選択するアルゴリズムを設けて、品質の悪い電波の衛星は測位計算に使用しない。

遅延距離の短い領域のマルチパス波を、ロバスト性も確保しつつ低減する。受信機内部の信号処理だけでなく、アンテナによる低減効果も探る。

参考文献

/1/ 飯田尚志 編書、「衛星通信」、オーム社出版局、pp.209-234 平成 11 年 8 月

/2/ A. Lehner, A. Steingass, “A novel channel model for land mobile satellite navigatino”, ION2005

/3/ M. Irsigler, J.A. Avila-Rodriquez, G.W. Hein, “Criteria for GNSS Multipath Performance Assessment”, ION2005

/4/ 久保信明、「GPS/GNSS 国際シンポジウム 2003」pp.125-140、2003 年 11 月

/5/ Van Dierendonck, A.J., Fenton, P. and Ford, T., “Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver Navigation2, Journal of the Institute of Navigation, USA, Vol.39, No.3, Fall 1993, pp.265-283.

/6/ 安田明生 (全 9 名)、「精説 GPS」、日本航海学会 GPS 研究会 訳、pp.235-340、2004 年 12 月

/7/ B. Townsend, P. Fenton, “A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Errors in a L1 GPS Receiver”, ION GPS-94, Salt Lake City, September 1994.

/8/ Jason Jones, Pat Fenton, Brian Smith, Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator, <http://www.novatel.ca/> 2004.

/9/ L. Garin, J.M. Rousseau, “Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code & Carrier”, ION GPS-97, Kansas City, KS, September, 1997, pp.559-568.

/10/ B. Townsend, D.J van Nee, P. Fenton, and K. Van Dierenconck, “Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop”, ION GPS-94, Salt Lake City, September 1994.

/11/ 久保信明、「GPS 測位におけるマルチパス誤差の低減化と高精度測位の可能性について」、博士論文 2005 年 9 月

/12/ Patrick C. Fenton, J. Jones, “The Theory and Performance of NovAtel Inc.’s Vision Correlator”, ION2005

/13/ 館田良文、「GPS 測位におけるマルチパスの影響の研究」、博士論文、2001 年

/14/ Lawrence R. Weill, “How Good Can It Get with New Signals? Multipath Mitigation”, GPS World (2003), vol.14, no.6, pp106-113.

/15/ Braasch, M.S., Chapter14, “Multipath Effects, in Global Positioning System”, Theory and Applications AIAA , Washington,DC , 1996.