

コードのマルチパスとノイズ について

東京海洋大学
久保信明

はじめに

- 概要
- コードのマルチパスとノイズの概観について(20)
- コードのノイズについて(15)
- コードの熱雑音とコードtracking loopについて(15)
- コードのマルチパスについて(50)

特徴

- マルチパスはGPS測位において取り除くことが困難なものの1つである。
- ノイズは熱雑音に依存しており、完全にゼロにすることは困難であるが、影響は小さい。
- 現在では、short-delay-multipathを低減させる技術が課題である。

Short-delay-multipathについて

- Short-delay-multipathとは、直接波に対するマルチパス波の遅延距離が30m程度以内のマルチパス波のことをさす。
- なぜshort-delay? 大きく2つの理由がある。
 - 1:近接で反射された信号は伝搬ロスが少ない傾向にあること。
 - 2:相関波形における合成波において、直接波とマルチパス波を見分けにくいこと。

コードマルチパスとノイズの概観

- L1帯のC/AコードとL1及びL2帯の搬送波位相の値を利用することにより、マルチパスとノイズの概観を得る。具体的には式変形を通して見ていく。

$$P_1 = \rho + c(dt - dT) + d_{ion} + d_{trop} + mp_{P_1} + noise_{P_1}$$

$$\phi_1 = \rho + c(dt - dT) + \lambda_1 N_1 - d_{ion_1} + d_{trop} + mp_{\phi_1} + noise_{\phi_1}$$

$$\phi_2 = \rho + c(dt - dT) + \lambda_2 N_2 - d_{ion_2} + d_{trop} + mp_{\phi_2} + noise_{\phi_2}$$

ここで、 ρ は衛星と受信機のアンテナ間における真の幾何学的距離、 c は真空中の光速、 dt はGPS時刻からの衛星時計のオフセット、 dT はGPS時刻からの受信機時計のオフセット、 N は整数値バイアス、 d_{ion} は電離層による遅延量、 d_{trop} は対流圏による遅延量、 mp はマルチパスによる効果、 $noise$ は受信機によるノイズを示している。

コードマルチパスとノイズの概観

$$d_{ion_1} = 1.5457 \cdot (\phi_1 - \phi_2) + 1.5457 \cdot (\lambda_2 N_2 - \lambda_1 N_1 + mp_{\phi_2} - mp_{\phi_1} + noise_{\phi_2} - noise_{\phi_1})$$

上式はL1帯における電離層遅延量である。よって、搬送波位相における整数値バイアス、ノイズそしてマルチパスを含んだ電離層の値は以下のようなになる。

$$d_{ion_1}^* = \left(\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \cdot (\phi_1 - \phi_2) = 1.5457 \cdot (\phi_1 - \phi_2)$$

この値を利用して、次のような式を計算すると、

$$\begin{aligned} & \left[P_1 - \left(\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \cdot (\phi_1 - \phi_2) \right] - \left[\phi_1 + \left(\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \cdot (\phi_1 - \phi_2) \right] \\ &= [P_1 - 1.5457 \cdot (\phi_1 - \phi_2)] - [\phi_1 + 1.5457 \cdot (\phi_1 - \phi_2)] \\ &= P_1 - 4.0914\phi_1 + 3.0914\phi_2 \end{aligned}$$

この式が物理的に何を意味するかを次に考える。

コードマルチパスとノイズの概観

$$\begin{aligned} & P_1 - 4.0914\phi_1 + 3.0914\phi_2 \\ &= \rho + c(dt - dT) + d_{ion} + d_{trop} + mp_{P_1} + noise_{P_1} \\ & - 4.0914 \left[\rho + c(dt - dT) + \lambda_1 N_1 - d_{ion_1} + d_{trop} + mp_{\phi_1} + noise_{\phi_1} \right] \\ & + 3.0914 \left[\rho + c(dt - dT) + \lambda_2 N_2 - d_{ion_2} + d_{trop} + mp_{\phi_2} + noise_{\phi_2} \right] \end{aligned}$$

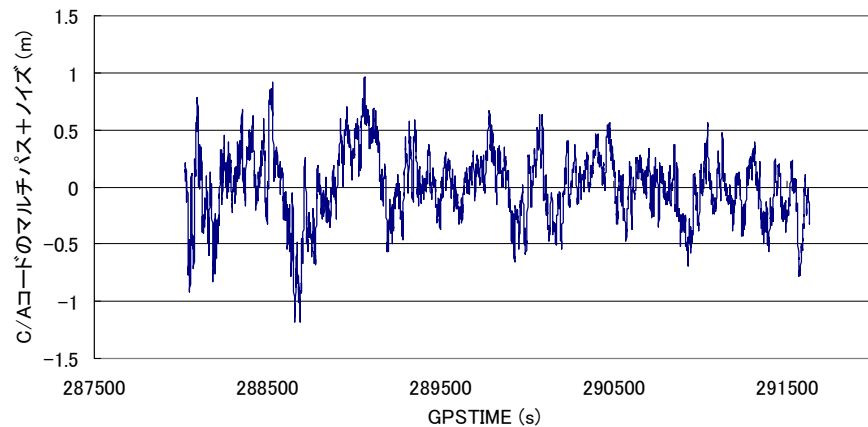
$$\begin{aligned} P_1 - 4.0914\phi_1 + 3.0914\phi_2 &= mp_{P_1} + noise_{P_1} \\ & - 4.0914(\lambda_1 N_1 + mp_{P_1} + noise_{P_1}) \\ & + 3.0914(\lambda_2 N_2 + mp_{P_2} + noise_{P_2}) \end{aligned}$$

上式において、搬送波位相におけるマルチパスとノイズの値が、C/Aコードにおけるマルチパスとノイズの値に比べて、無視できるほど小さいことを考慮すると、上の式より計算される値は、**搬送波位相の整数値バイアス分を含んだC/Aコードのマルチパスとノイズを足した値そのものとなる**。では実際に上式を利用して計算した値がどのようなになるかを次に示す。

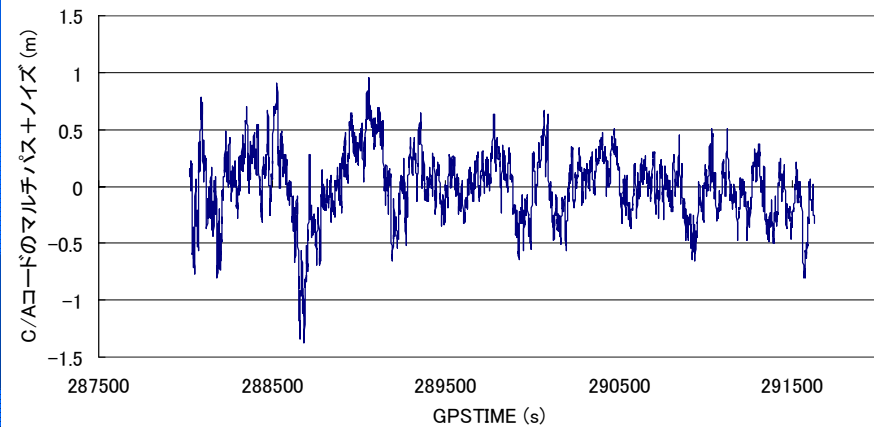
コードマルチパスとノイズの概観

- 取得場所: 東京海洋大学屋上
- 2003年10月22日午後
- アンテナはチョークリングで比較的マルチパスの少ない場所に設置。
- ノバテル社製OEM3受信機を同じアンテナケーブルから分岐して2台で取得。基準1と基準2とする。
- 搬送波位相による整数値バイアス分は0平均化している。
- 解析した衛星: 27番衛星(仰角が13度から32度へ推移)

コードマルチパスとノイズの概観



基準1



基準2

基準1及び基準2の受信機は同じアンテナを使用しているので、同じマルチパスを受けているはずである。上の2つの図を比較すると非常に類似しているため、ここに示されている値は大部分がマルチパスによって支配されていることがわかる。

コードのノイズについて

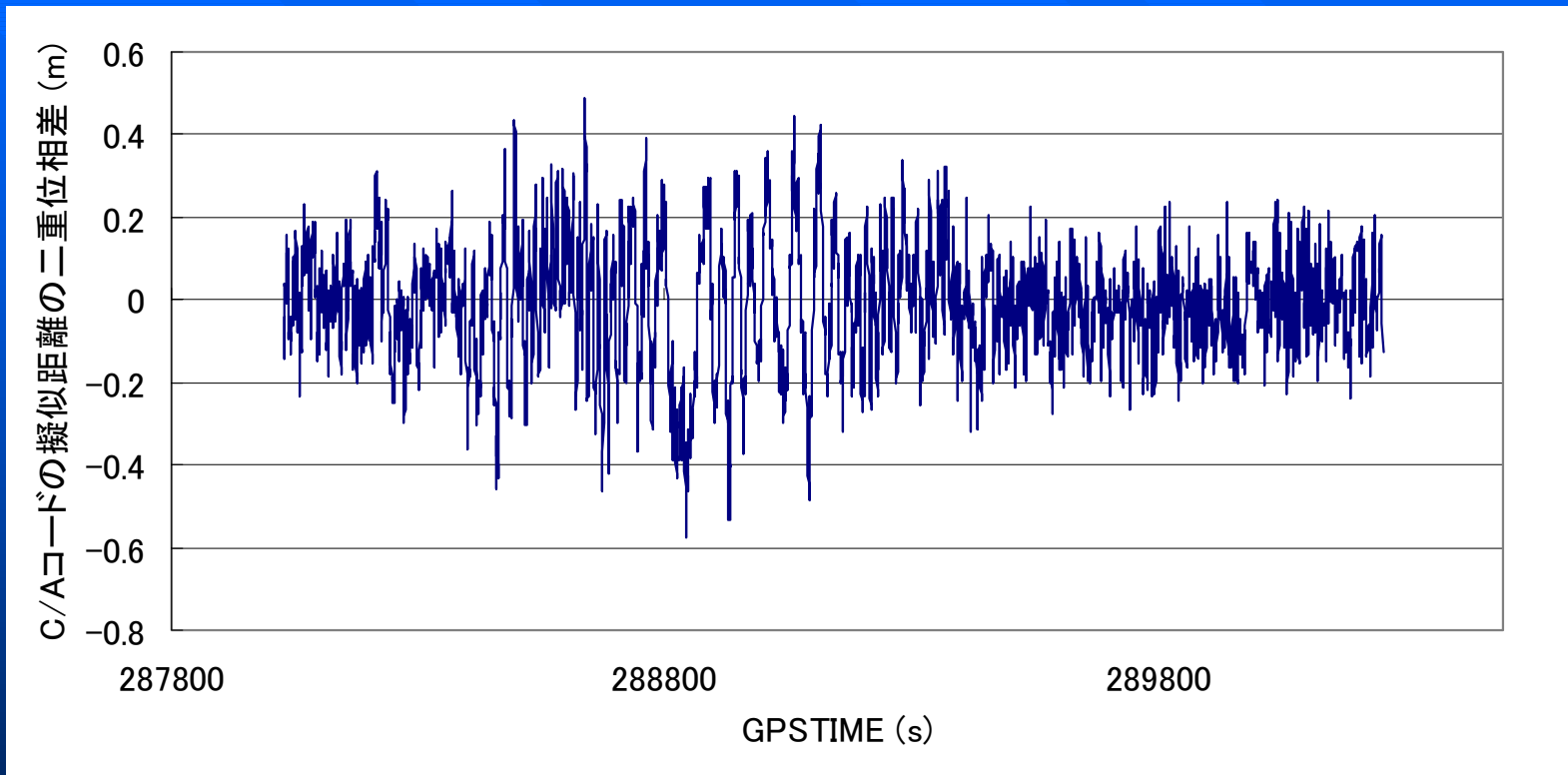
- ここではコードのノイズの概観を得るためにさきほどの27番衛星について調査した。
- 同じアンテナにつながった2つの受信機の観測値より二重位相差をとると、受信機のノイズ以外の誤差成分(衛星及び受信機の時計誤差、衛星位置誤差、電離層遅延量誤差、対流圏遅延量誤差、マルチパス誤差)がほとんど取り除かれることが知られている。

コードのノイズについて

$$\begin{aligned} & (P_{ref}^{sv1} - P_{rov}^{sv1}) - (P_{ref}^{sv2} - P_{rov}^{sv2}) \\ &= \rho_{ref}^{sv1} + c(dt_{sv1} - dT_{ref}) + ion_{ref}^{sv1} + tropo_{ref}^{sv1} + mp_{ref}^{sv1} + noise_{ref}^{sv1} \\ & - \left[\rho_{rov}^{sv1} + c(dt_{sv1} - dT_{rov}) + ion_{rov}^{sv1} + tropo_{rov}^{sv1} + mp_{rov}^{sv1} + noise_{rov}^{sv1} \right] \\ & + \rho_{ref}^{sv2} + c(dt_{sv2} - dT_{ref}) + ion_{ref}^{sv2} + tropo_{ref}^{sv2} + mp_{ref}^{sv2} + noise_{ref}^{sv2} \\ & - \left[\rho_{rov}^{sv2} + c(dt_{sv2} - dT_{rov}) + ion_{rov}^{sv2} + tropo_{rov}^{sv2} + mp_{rov}^{sv2} + noise_{rov}^{sv2} \right] \\ &= noise_{ref}^{sv1} - noise_{rov}^{sv1} + noise_{ref}^{sv2} - noise_{rov}^{sv2} \end{aligned}$$

同じアンテナから分配した場合、電離層や対流圏だけでなく、マルチパスの効果分もほぼ削除されるので、残るのは受信機によるノイズだけとなる。

コードのノイズについて



27番衛星と基準衛星の二重位相差の値を示す。基準衛星は3番衛星（仰角70度以上）で約40分ほどのデータを使用した。上記の方法で計算した27番衛星のノイズの標準偏差値は6.0cmであった。

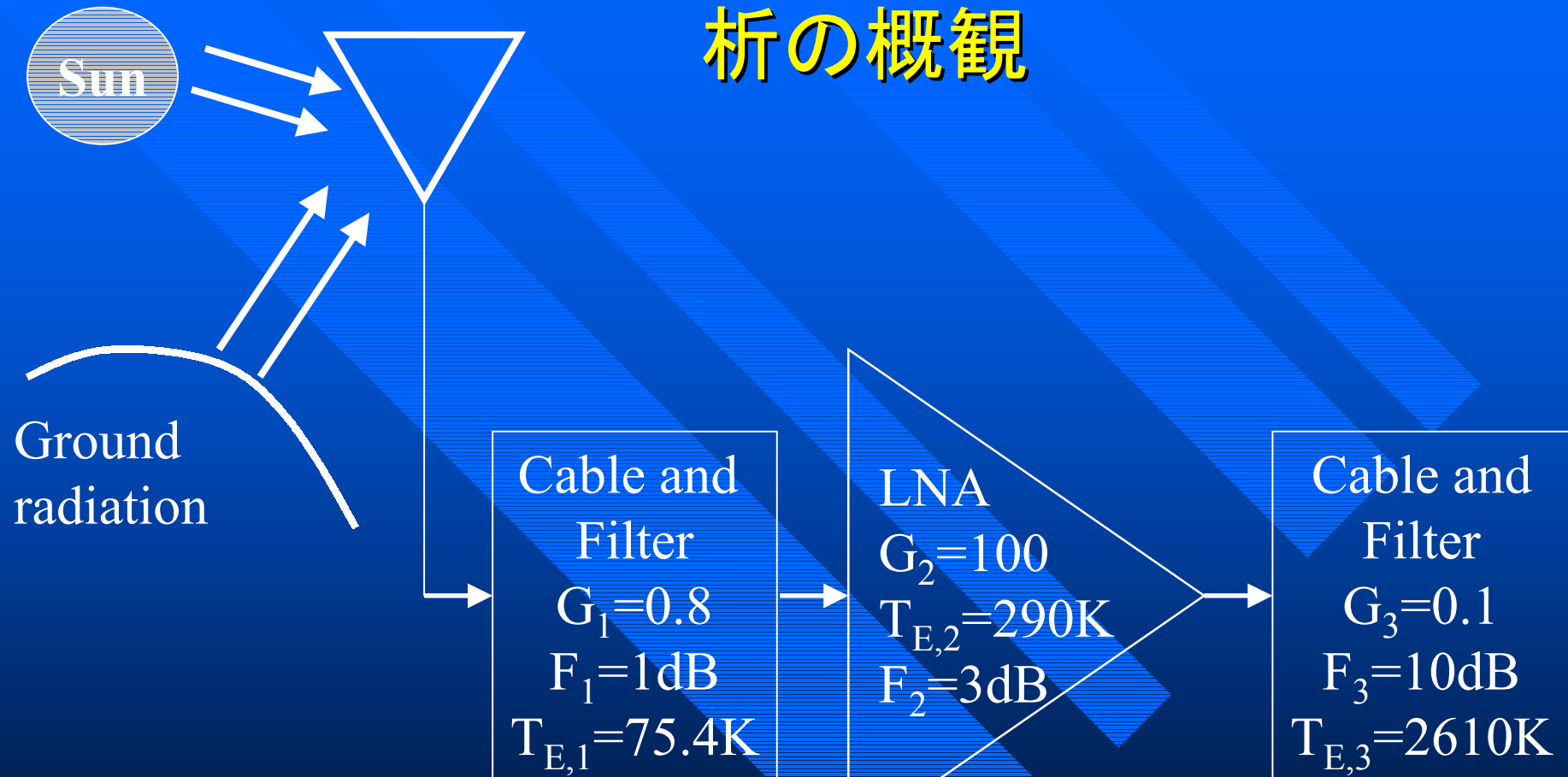
コードのノイズについて

- 今回使用したノバテル社製OEM3受信機の公称測距誤差(カタログ値、1rms)は6.0cm。
- 受信機ノイズは、マルチパスや電離層遅延、対流圏遅延そして時計誤差等がないときに、その受信機が測定できる最高の精度を示している。
- 受信機のノイズは非常に小さく(10cm以内)、ほとんどのコードによる測位で問題になるのはマルチパス誤差のほうであることがわかる。

コードの熱雑音とcode-tracking-loopについて

- ノイズの中でも最も基本的なものは、絶対温度0度以上の温度を持っている様々な物質の中で動いている電子によって生み出されるノイズである。このような電子のランダムな運動によって生み出される電流は**熱雑音**として知られている。
- 通常ノイズに対する信号の強さを記述するために C/N_0 (carrier-to-noise-power-density-ratio) が使われる。これは1Hzあたりの搬送波電力対雑音電力密度比である。この値は**GPS受信機の性能を測る上で重要なパラメータであり、受信機の擬似距離や搬送波位相の精度にも直結している。**

GPS受信機のfront-endにおける雑音解析の概観



信号強度の計算

- 一般的に受信したC/Aコードの信号レベルを約-160dBW/Hz。上記で求めた場合の雑音電力が約-201dBW/Hzであるので、GPS受信機におけるC/N₀は約41dBW/Hzとなる。言い換えると、受信信号は帯域幅1Hzあたりで雑音よりも約12600倍の大きさである。
- 受信機のfront-endにおける帯域幅は数十MHzなので、例えば、帯域幅が2MHzの場合、雑音は受信信号よりも160倍の大きさとなる。GPS信号がノイズフロアの下にあると言われているのはこの理由である。幸運なことにコード復調の回路を通ることによって、受信信号を雑音よりも大きくすることを可能にしている。

Code tracking loopにおける精度 について

Early/Late 1チップコリレータにおけるCode tracking loop (Delay lock loop:DLLとも呼ばれている)の精度は以下のように与えられる。

$$\sigma_{DLL} = \sqrt{\frac{\alpha B_L}{c/n_0} \left[1 + \frac{2}{Tc/n_0} \right]} \lambda_c$$

ここで α は無次元値でDLL相関器の種類によって決まる。

B_L はコードループの雑音帯域幅(Hz)。

c/n_0 は搬送波電力対雑音電力密度比。

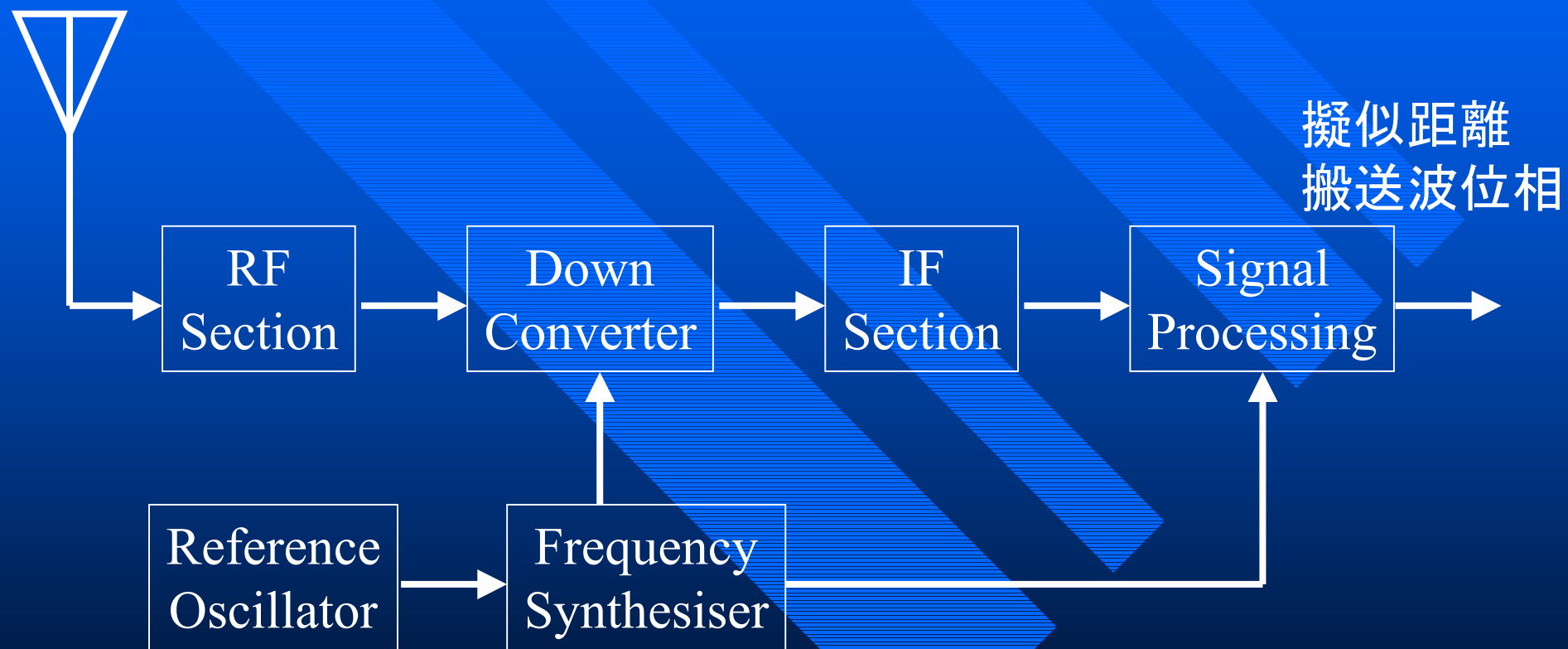
T はpredetectionの積分時間(sec)、

λ はPRNコードの波長(P-code:29.305m, C/A-code:293.05m)。

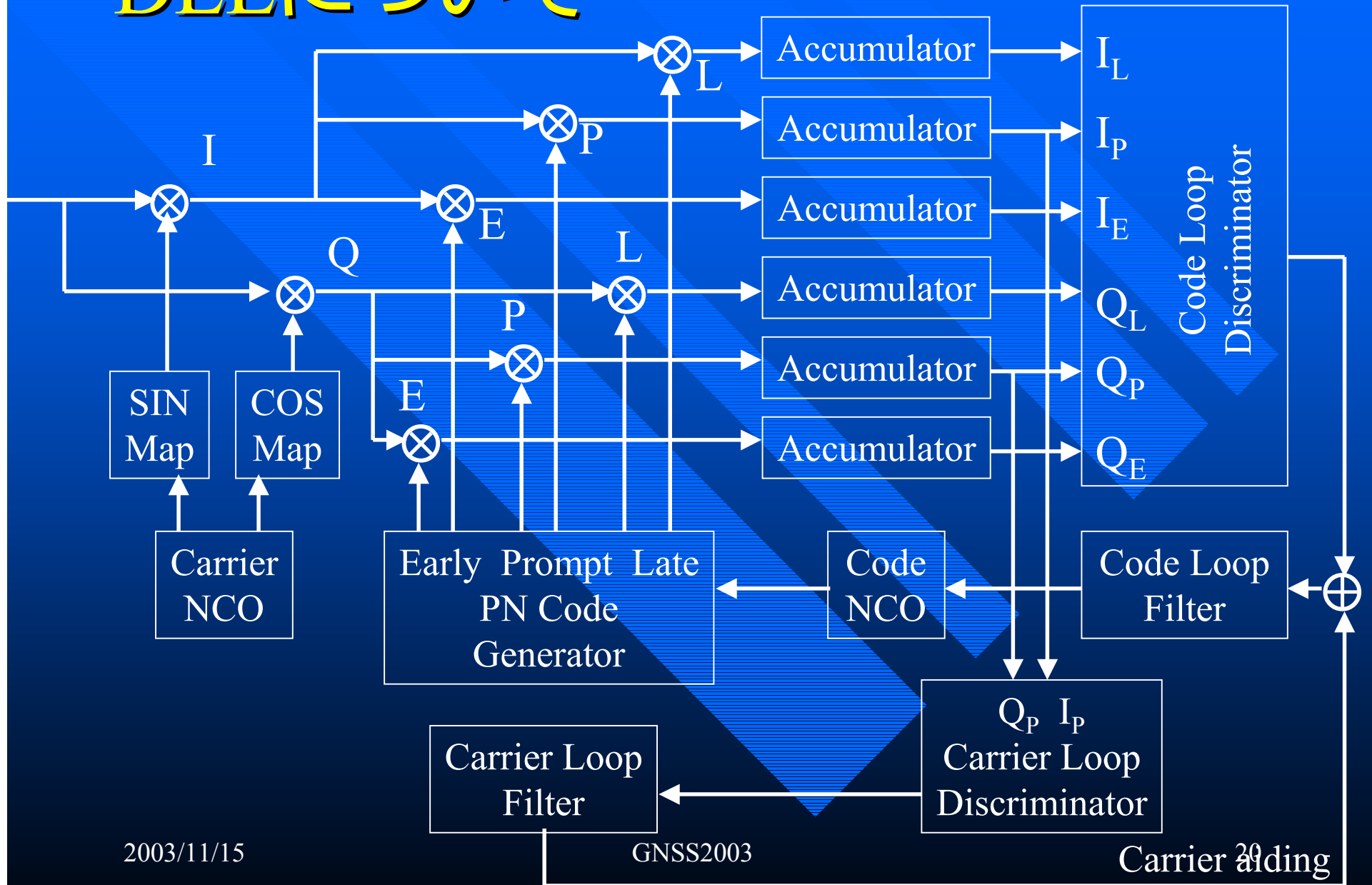
コードのマルチパスについて

- 一般的なGPS受信機の構成
- DLL (Delay Lock Loop) について
- 相関処理について
- DLLの判別器について
- マルチパスの具体例

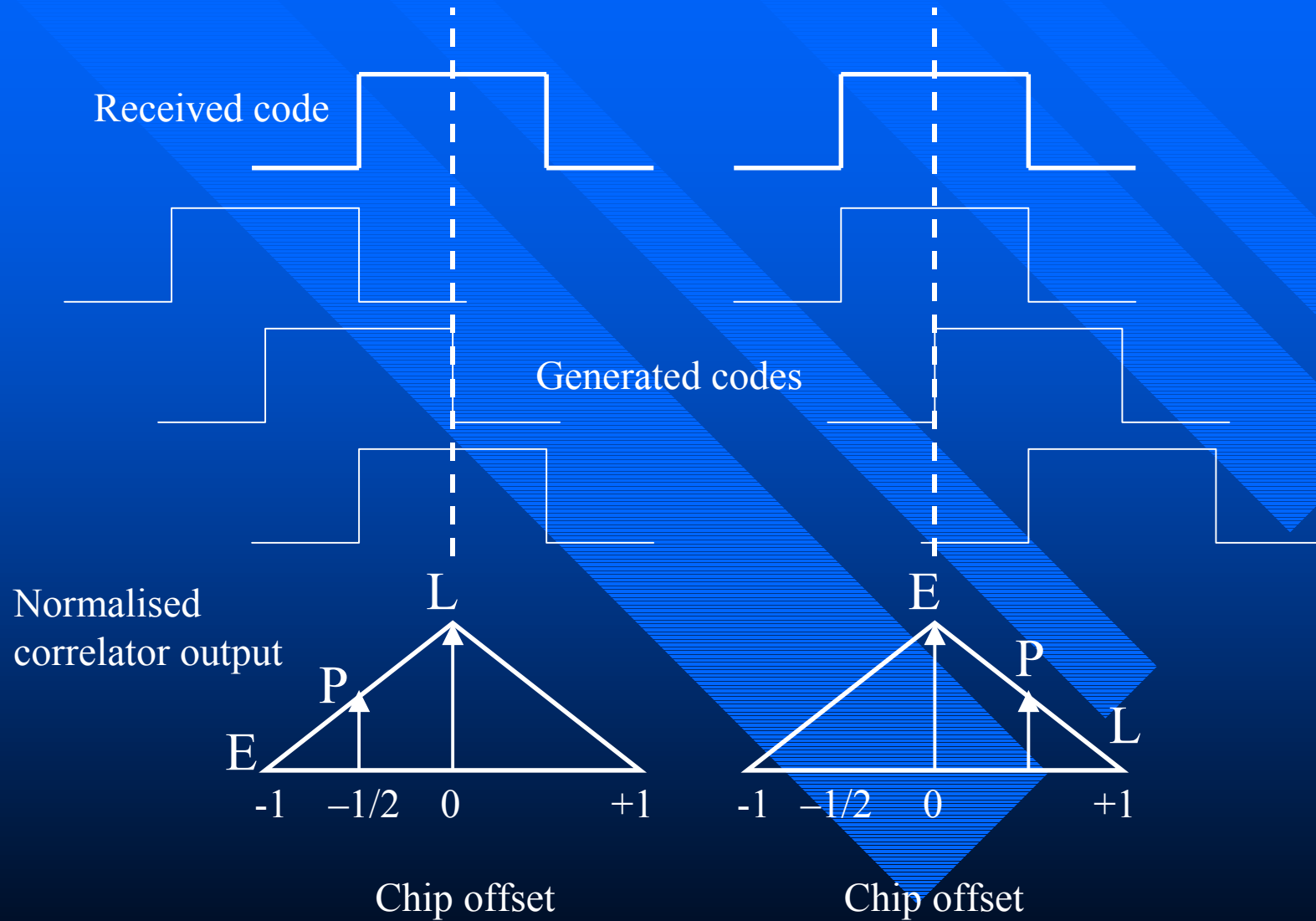
一般的なGPS受信機の構成



DLLについて



相関処理について



つづき

- さきほどの図は1チップの間にearly、prompt、lateの相関がどのように行われているかを示している。左側はレプリカのコードが0.5チップ早いときで、右側はレプリカのコードが0.5チップ遅いときである。これらの相関値において、**例えばearlyの相関値からlateの相関値を引く動作を行う判別器**によってトラッキング誤差を計算することができる。
- 次にDLLにおけるいくつかの判別器の種類を示す。

判別器の種類

$$\sum (I_E - I_L)I_P + \sum (Q_E - Q_L)Q_P$$

Dot Product Power – noncoherent

$$\sum (I_E^2 + Q_E^2) - \sum (I_L^2 + Q_L^2)$$

Early – Late Power – noncoherent

$$\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}$$

Early – Late Envelope – noncoherent

$$\frac{\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}{\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} + \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}$$

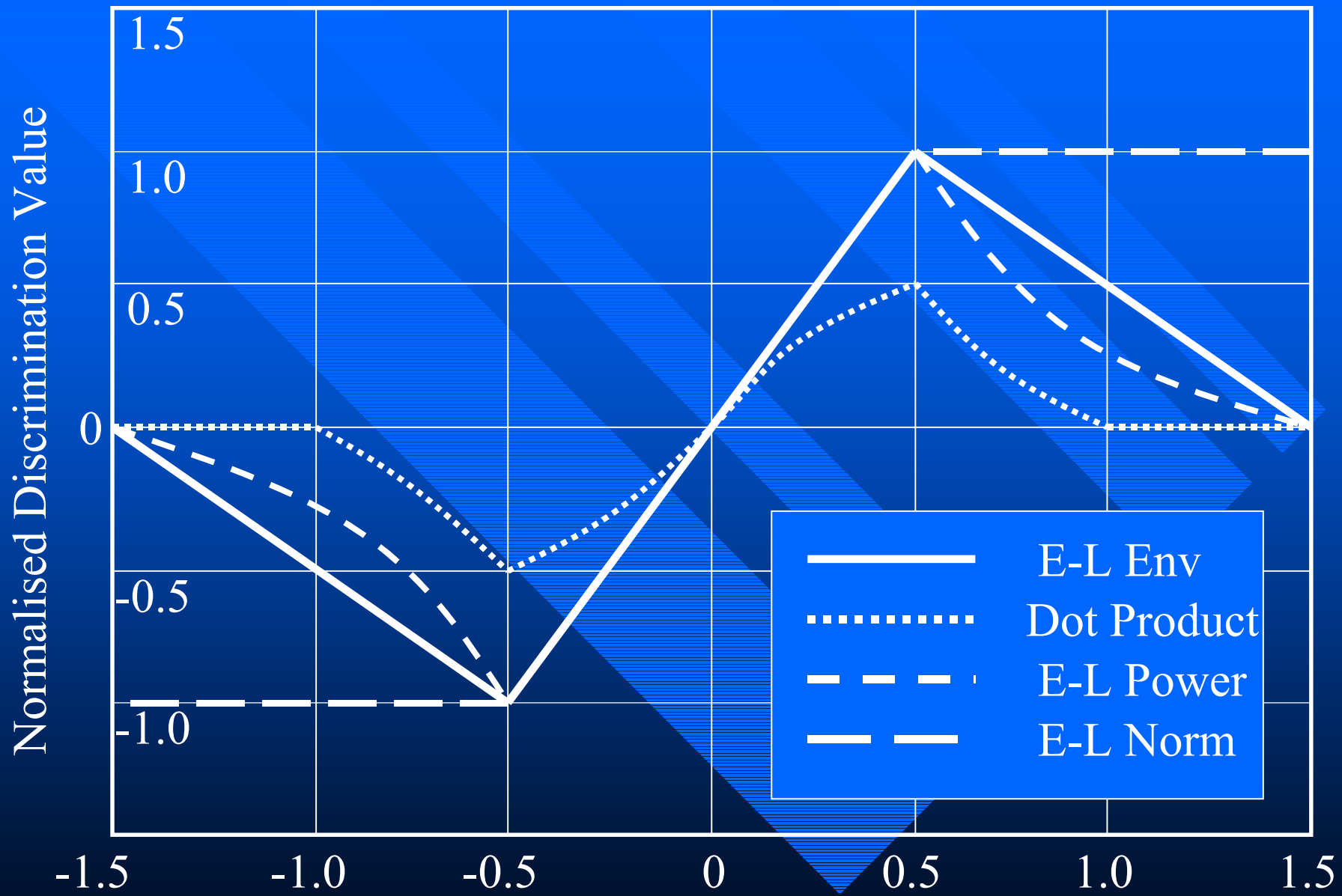
Normalised Early – Late Envelope – noncoherent

$$\sum \text{sign}(I_P)(I_E - I_L)$$

Early – Late – coherent

上記の非コヒーレント型アルゴリズムの中で最も計算量が少ないのがdot-product方式で、下にいくほど計算量は多くなる。

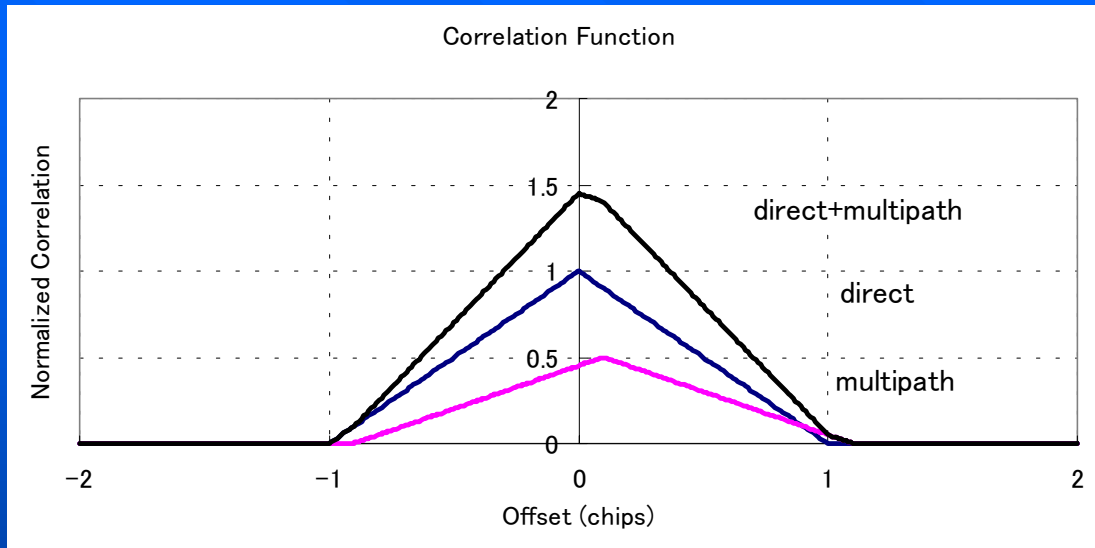
DLL Discrimination Functions



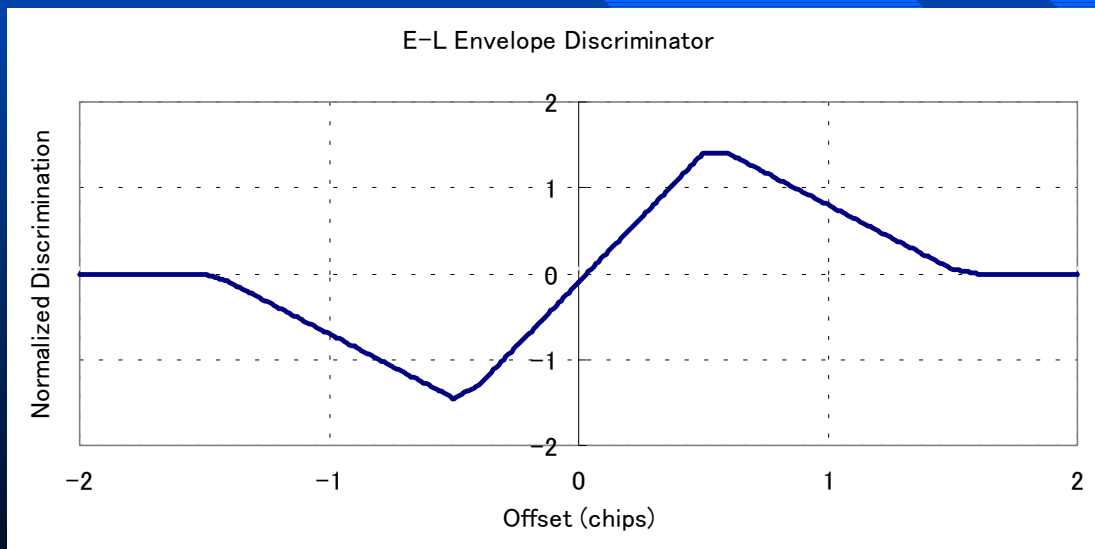
つづき

- さきほどの図で判別器の出力すなわち**ゼロからの Chip Offset**が、**DLLのトラッキング誤差**になる。
- 実際にマルチパスが存在すると、さきほどで示した相関波形がマルチパスによって歪まされることは容易にわかる。
- 相関波形が歪むということは、すなわち判別器の出力が歪まされるということにつながる。判別器の出力が歪むということは、すなわち**トラッキング誤差**が生じるということである。
- **コードのマルチパス誤差**とは、まさにこの波形の歪みによって生じる**トラッキング誤差**である。次にこのことを簡単な例を通して説明していく。

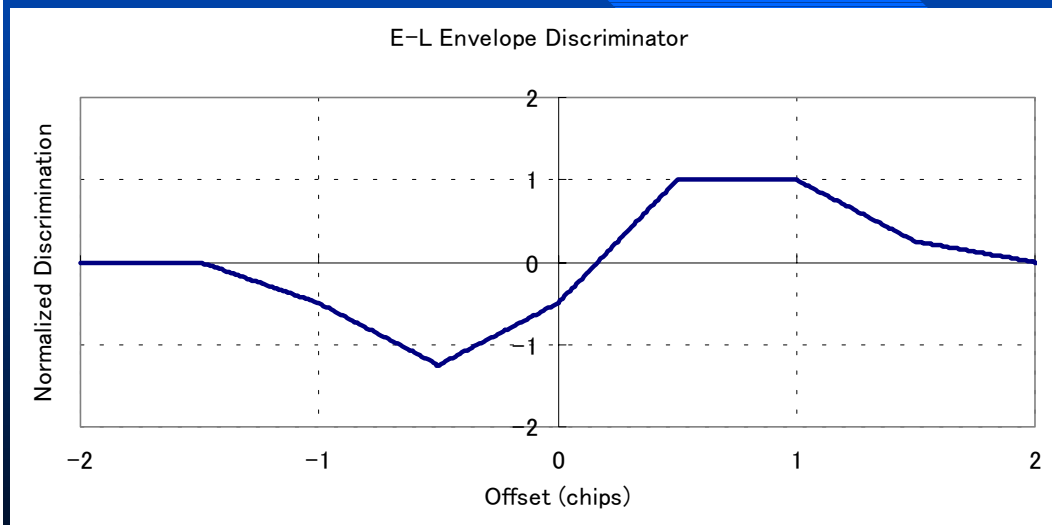
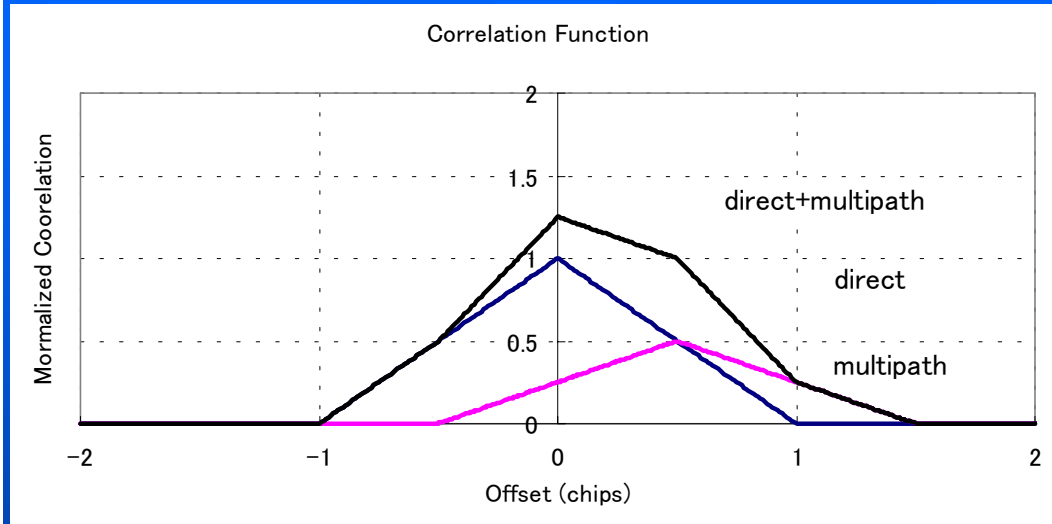
マルチパスが直接波に対して同相



マルチパスの直接波に対する
振幅比が0.5、同相、標準の1チップ
コリレータを使用。
無限の帯域幅がある場合の効果。
マルチパスが0.1チップ(約30m)
遅れた場合の結果。
それぞれ相関値と非コヒーレント型の
early-late envelope判別器の値。



マルチパスが直接波に対して同相

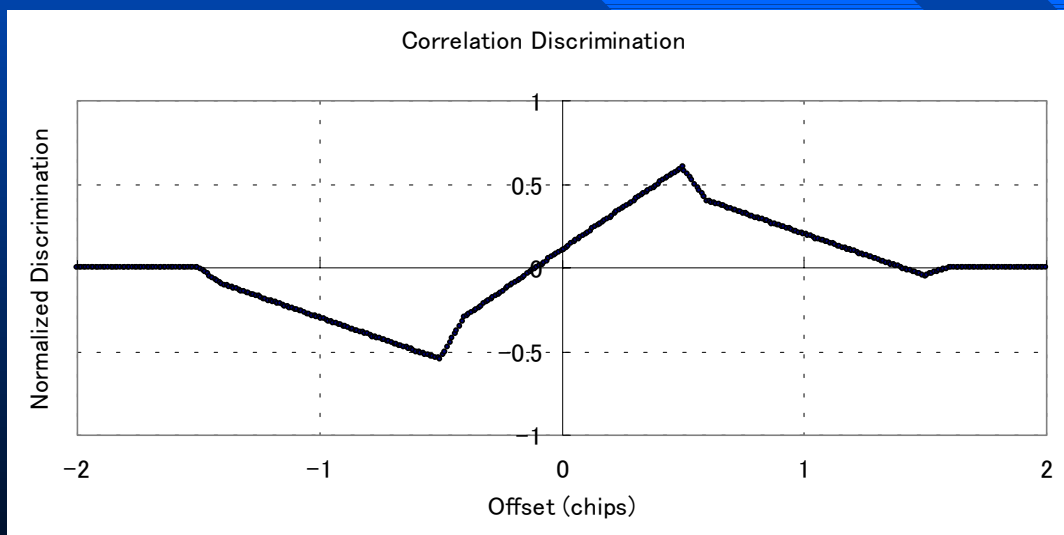
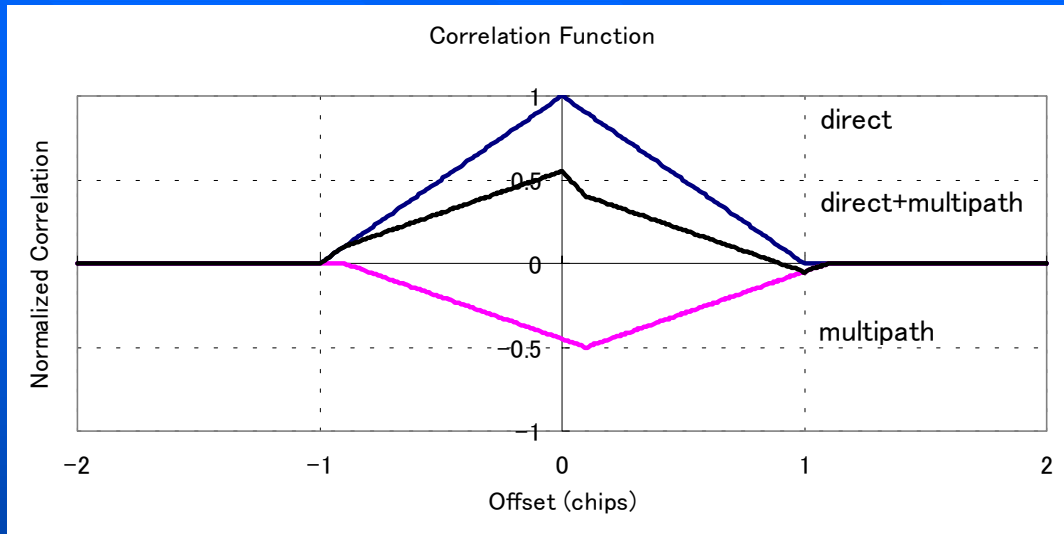


マルチパスの直接波に対する
振幅比が0.5、同相、標準の1チップ
コリレータを使用。
無限の帯域幅がある場合の効果。
マルチパスが0.5チップ(約150m)
遅れた場合の結果。
それぞれ相関値と非コヒーレント型の
early-late envelope判別器の値。

ポイント

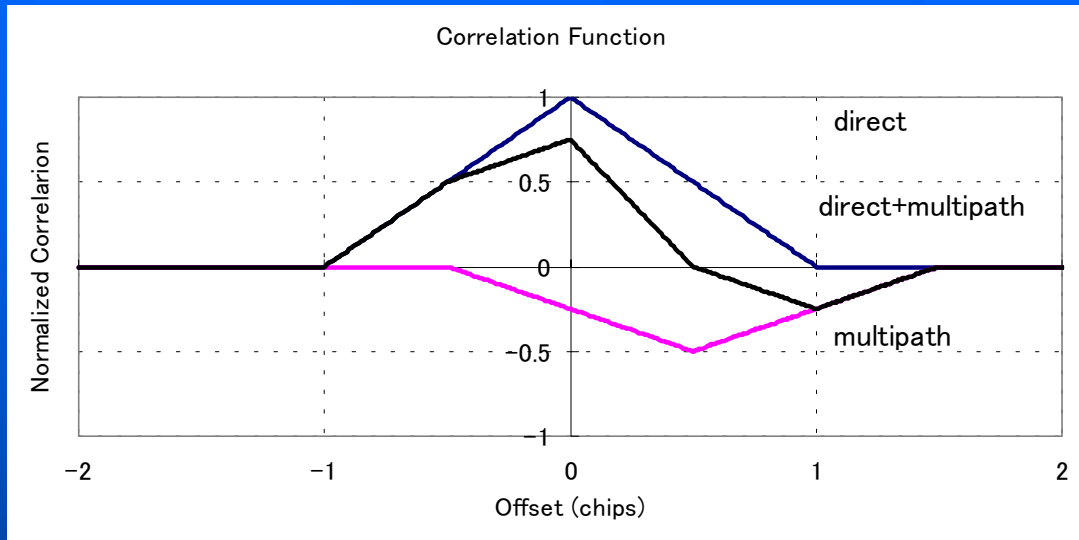
- 直接波の相関値が上昇し始めるポイントではまだ直接波は歪まされない。
- 直接波の相関値が上昇中にマルチパスによる相関値が加わる。
- 実際の直接波の相関ピーク位置は歪まされていない。
- 直接波の相関ピーク位置以外に2番目の相関ピーク位置が存在する。
- 右側の下降している相関値の傾き(絶対値)は、左側の上昇しているときの相関値の傾き(絶対値)に等しい
- マルチパスによる相関値が0になるポイント以降は、相関値は0のままである。

マルチパスが直接波に対して逆相

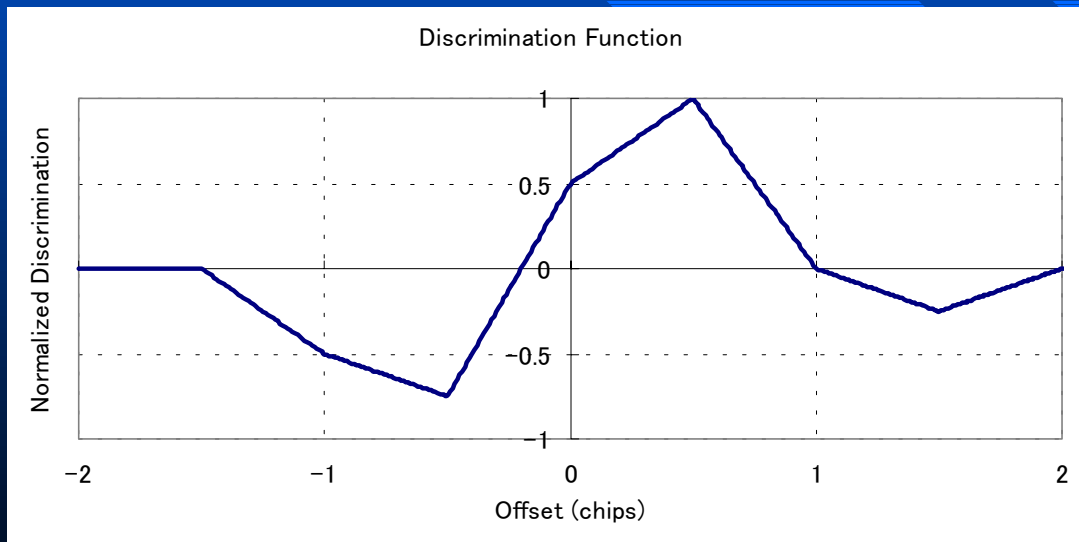


マルチパスの直接波に対する
振幅比が0.5、逆相、標準の1チップ
コリレータを使用。
無限の帯域幅がある場合の効果。
マルチパスが0.1チップ(約30m)
遅れた場合の結果。
それぞれ相関値と非コヒーレント型の
early-late envelope判別器の値。

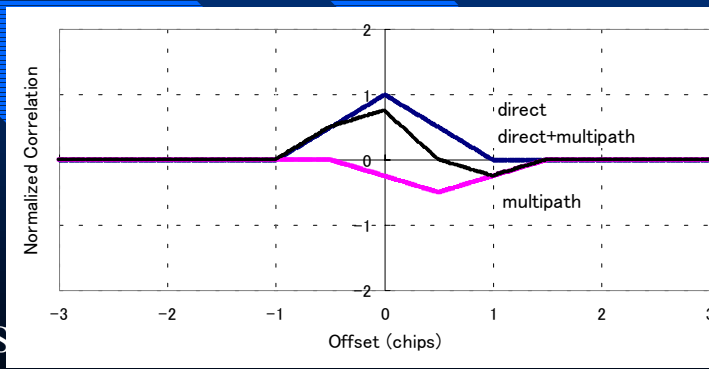
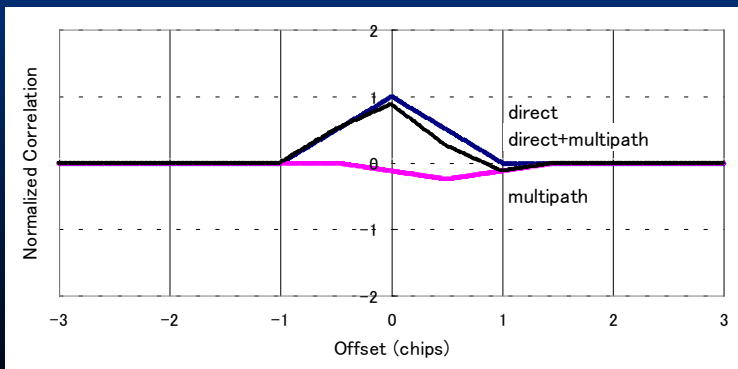
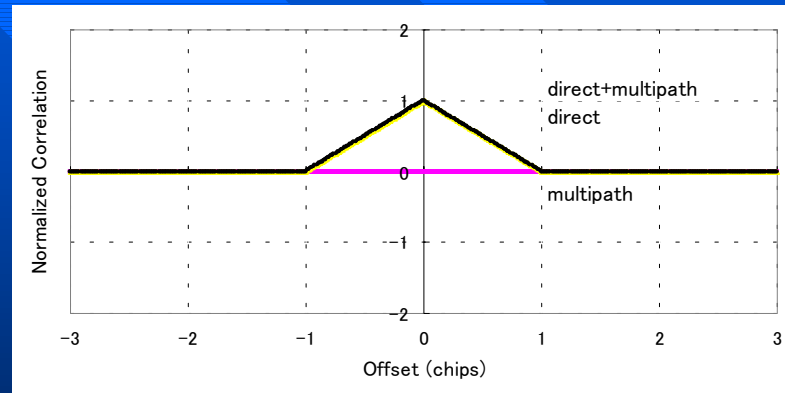
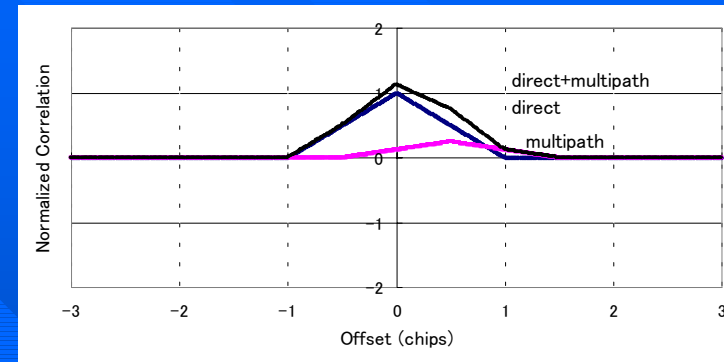
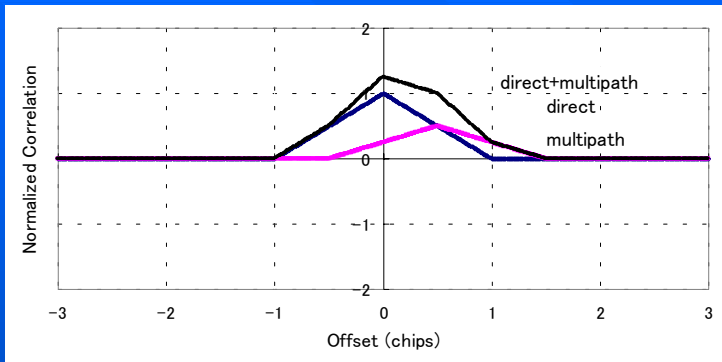
マルチパスが直接波に対して逆相



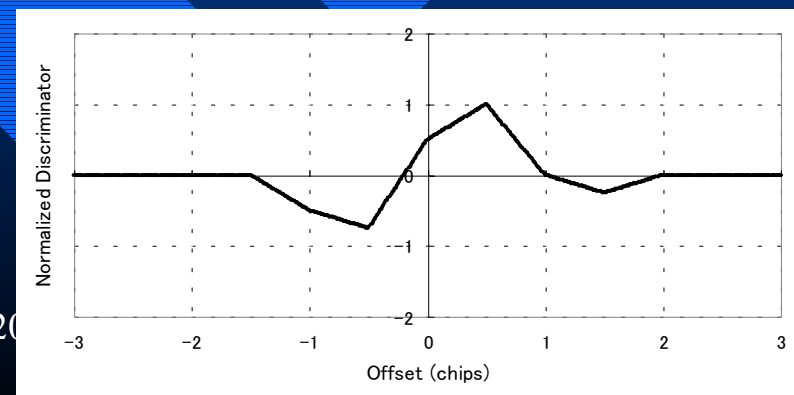
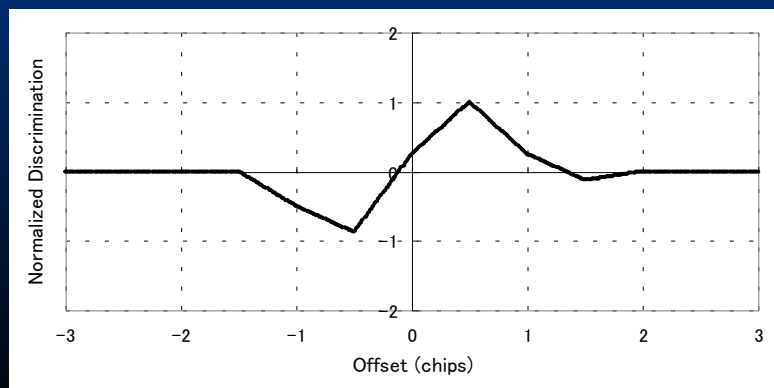
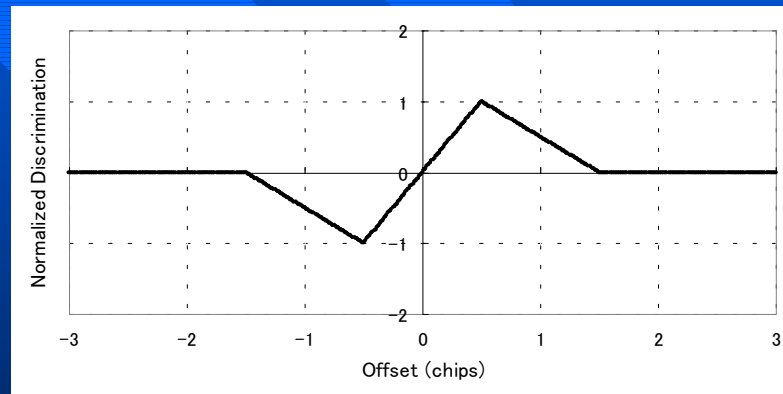
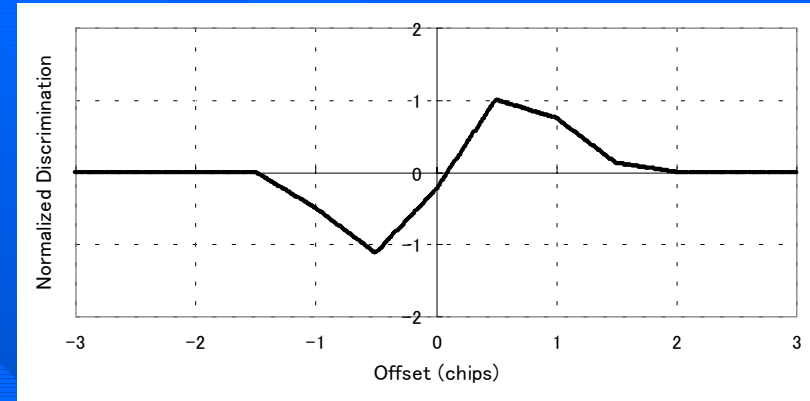
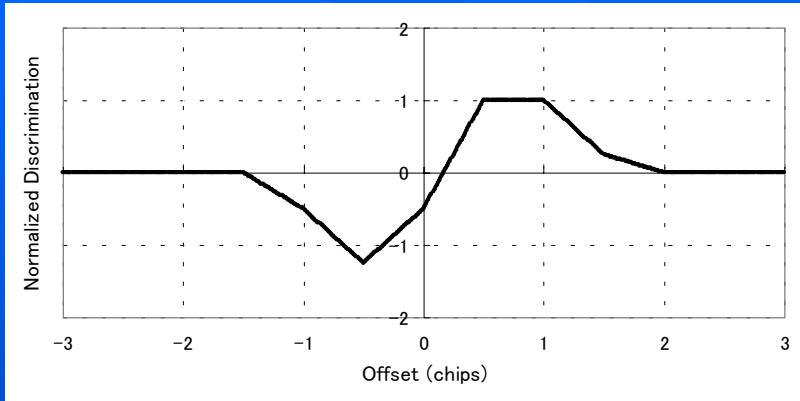
マルチパスの直接波に対する
振幅比が0.5、逆相、標準の1チップ
コリレータを使用。
無限の帯域幅がある場合の効果。
マルチパスが0.5チップ(約150m)
遅れた場合の結果。
それぞれ相関値と非コヒーレント型の
early-late envelope判別器の値。



マルチパスの直接波に対する位相が変化する場合

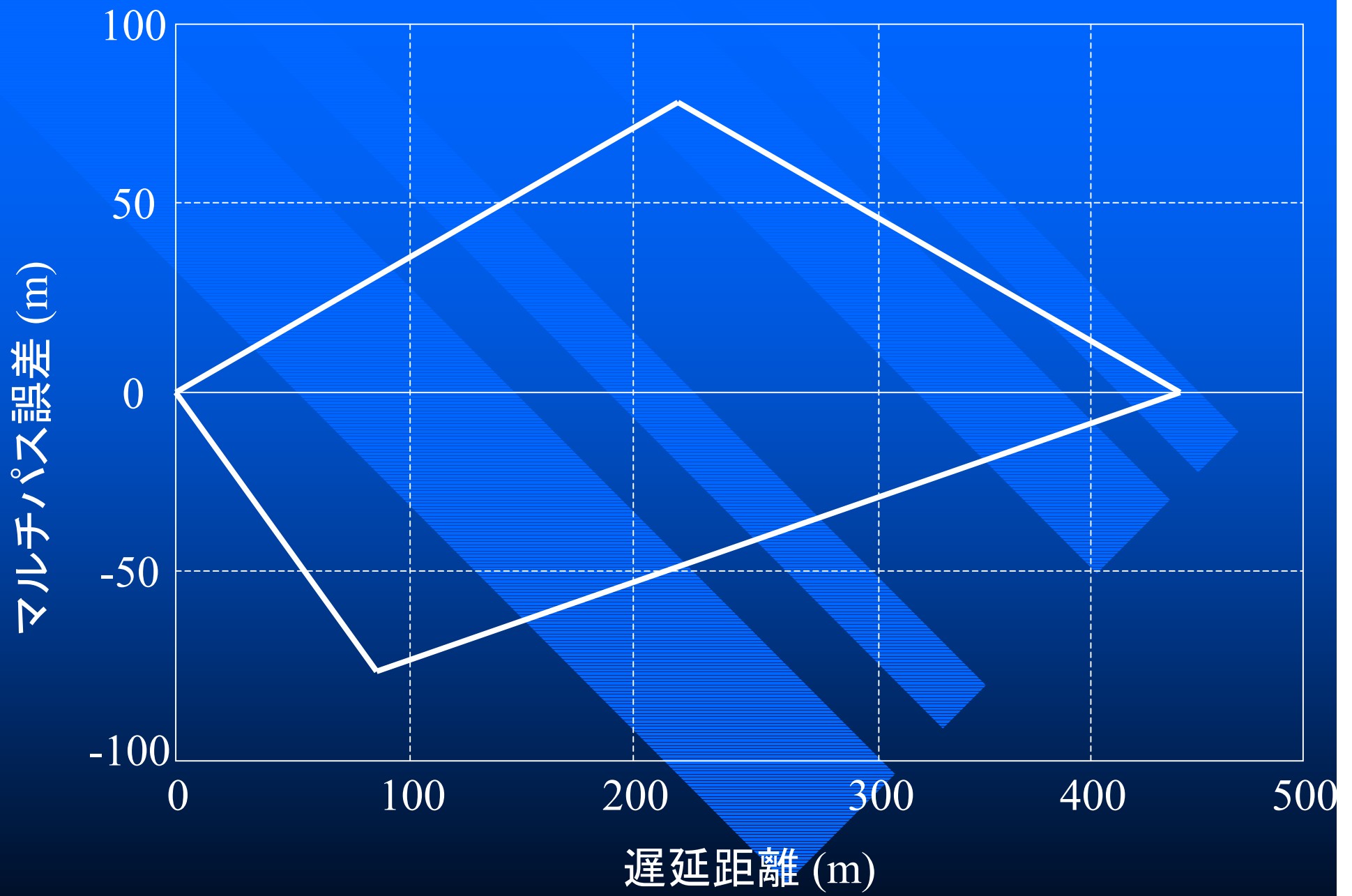


マルチパスの直接波に対する位相が変化する場合



位相を変化させた場合の特徴

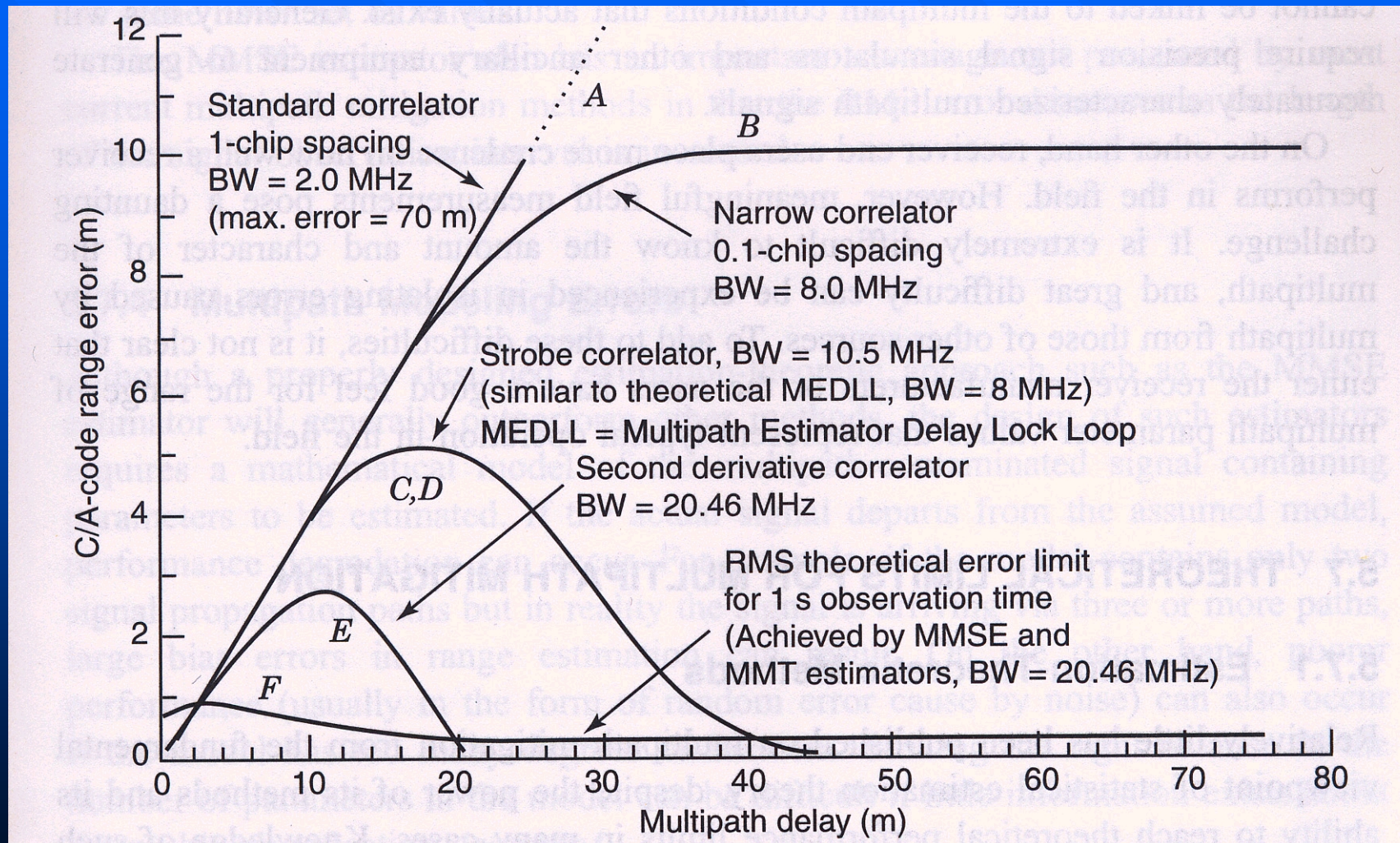
- 位相差を0度から90度まで変化させると、マルチパスによる相関波形のピーク(振幅)が削減されているのがわかる。振幅比は0.5のままなので、位相差を変化させることにより、振幅比を変化させるのと同じような効果が見られる。
- マルチパスによる相関値が削減されることは、そのまま判別器によるトラッキング誤差の削減にもつながっている。位相差が90度の時は、マルチパスによる相関値が0になっている。
- さらに位相差を90度から180度に変化させると、マルチパスによる相関値が上昇し始め、位相差180度の時点でマイナス方向に最大となっている。
- 位相差を変化させた場合の判別器のトラッキング誤差に着目すると、プラスの方向のマルチパス誤差(実際の擬似距離よりも長く測定)から徐々に0になり、その後、マイナスの方向のマルチパス誤差(実際の擬似距離よりも短く測定)を生じていることがわかる。



特徴について

- 直接波に対するマルチパスの振幅比は0.5、1チップコリレータ、帯域幅は無限と仮定している。
- アンテナが固定され、反射によってマルチパス波の位相が変化しないと仮定すると、遅延距離より直接波とマルチパス波の位相差を計算することができる。遅延距離は衛星とアンテナ間の幾何学的配置より計算できる。
- 横軸が遅延距離(m)、縦軸がマルチパス誤差(m)である。この図では、端的にいうと、直接波に対するマルチパス波が同相と逆相の場合の関係が示されている。同相の場合は、擬似距離の誤差がプラスの方向に最大に働き、逆相の場合は擬似距離の誤差がマイナスの方向に最大に働いていることがわかる。遅延距離が1.5チップ以上(約440m)のマルチパスに対する影響は受けていないこともわかる。

マルチパス削減技術による性能



まとめ

- GPS信号におけるコードのマルチパスとノイズについて、実際の観測値と理論的な側面から簡単に説明してきた。
- 今回紹介することはできなかったが、マルチパス誤差を削減するためのコリレータ技術がいくつか開発されている。
- マルチパス削減技術を開発するには、衛星からの信号コード、変調方式、受信機の信号処理部分をさらに勉強する必要があると思われる。特に今後新しい変調方式の測位衛星が利用できるようになる可能性があるので、この周辺を勉強することは重要であると思われる。