

直接拡散方式の同期追跡回路における マルチパスによる追跡位相誤差の一軽減回路

正員 丸山 聡^{†*} 正員 岩波 保則[†] 正員 池田 哲夫[†]

A Reduction Method of Tracking Errors due to Multipath Waves in Direct Sequence Spread Spectrum Systems

Satoshi MARUYAMA^{†*}, Yasunori IWANAMI[†] and Tetsuo IKEDA[†],
Members

あらまし 周波数拡散 (SS) 通信方式は、耐雑音性に優れ、符号分割多重化が可能な通信方式であり、近年その応用が多く研究されている。遅延ロックループ (DLL) は、SS 通信方式の同期追跡回路としてよく用いられるが、マルチパス波により追跡位相誤差を生ずる。この位相誤差が、SS 通信方式の特徴である大きな処理利得を低下させることは明らかである。本論文では、この位相誤差を軽減することを目的とした。提案にあたり、希望波の振幅がマルチパス波に比べ大きければ、受信波の相関関数のピークの位置は変化しないと仮定した。この仮定の下で、DLL を強制的に相関関数のピークの位置に同期させる回路を提案する。この回路の動作実験を行った結果、マルチパスによる位相誤差を約 1/5 に軽減することができた。

1. ま え が き

周波数拡散 (Spread Spectrum) 通信方式は、情報信号に対し被変調波の伝送帯域を大きくとる通信方式であり、耐雑音性に優れ、符号分割多重化が可能である。具体的な SS 通信方式の適用例としては、陸上移動通信⁽¹⁾、電源線通信⁽²⁾、GPS (Global Positioning System)⁽³⁾、測距⁽⁴⁾、その他多くの応用例が報告されている。実際の伝送路において問題となるものは、白色ガウス雑音等の妨害雑音の他に、伝送路の多重性によるマルチパス波がある。

通常、直接拡散 (Direct Sequence: DS) 方式による SS 通信方式では、DLL (Delay Locked Loop) が PN 符号の同期追跡回路として多く用いられる。しかしこの DLL は、マルチパス波が存在すると、追跡位相誤差を生ずる。この結果、SS 方式の逆拡散が不完全となり、処理利得の低下を生ずる。

しかし、従来マルチパス波が DLL の追跡位相誤差を劣化させる程度、およびこの軽減法についてはあまり

報告されていない。そこで本論文では、マルチパス波の発生による追跡位相誤差の劣化を解析し、簡単なモデルに対し、これを軽減する一方法を提案する。

本提案は単純なマルチパスのモデルに基づいているが、この原理は衛星と航空機、船舶間の通信等への適用が考えられる。

2. マルチパスによる DLL の追跡位相誤差

ベースバンド 1- Δ DLL⁽⁶⁾ のブロック図を図 1 に、またその位相比較器の特性を図 2 に示す。但し、図 1 で $M(t-T)$ はベースバンド PN 信号 (± 1 の 2 値)、 T は伝搬遅延時間、 $n(t)$ は白色ガウス雑音、 \hat{T} は伝搬遅延の推定値、 $F(s)$ はループフィルタの伝達関数である。また、 X は規格化した DLL の追跡位相誤差である。即ち、 $\epsilon = T - \hat{T}$ を実際の追跡位相誤差、 T_c を PN 符号の 1 シンボルの時間幅とすると $X = \epsilon/T_c$ である。

マルチパス波が存在しないとき、定常位相誤差がない (完全積分形ループフィルタを用いた場合) とすれば、DLL は図 2 の $D_0(X) = 0$ 、即ち $X = 0$ で同期する。次に図 3 の様に、マルチパス波が 1 波のみ存在する場合を考える。この場合、DLL の位相比較器の特性は図 4 の様になる。図 4 より位相比較器の特性は $D(X) = 0$ のとき $X = 0$ ではない。このため DLL は、位相誤差

[†]名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市
Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology,
Nagoya-shi, 466 Japan
*現在, 富士通株式会社

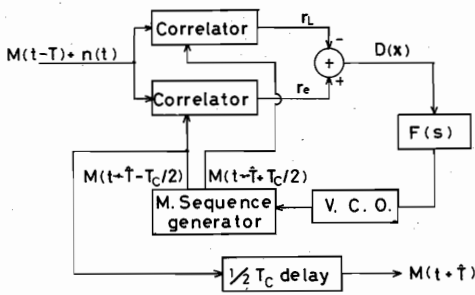


図1 DLL (ベースバンド1-D型)
Fig.1 DLL (baseband 1-D type).

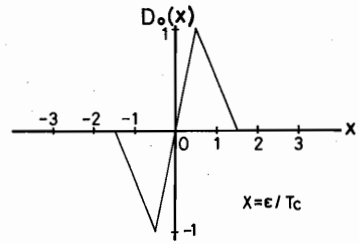


図2 DLLの位相比較器の特性
Fig.2 Phase detector characteristics of DLL.

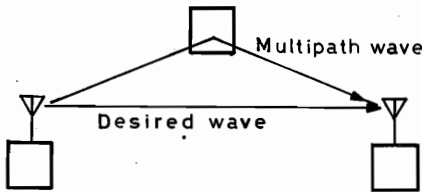


図3 希望波とマルチパス波を含むモデル
Fig.3 Model including desired wave and multipath wave.

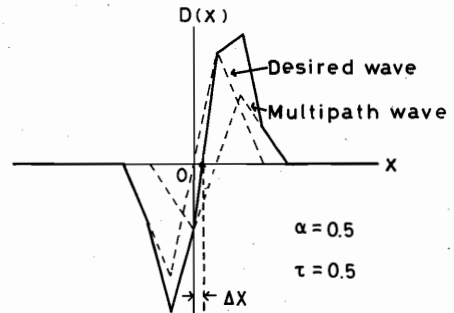


図4 マルチパス波が存在する場合のDLL位相比較器の特性
Fig.4 Phase detector characteristics of DLL in the presence of multipath wave.

ΔX を生ずることになる。ここで振幅比 α を

$$\alpha = (\text{マルチパス波}) / (\text{希望波})$$

$$\tau' = \tau / T_c$$

但し、 τ は希望波を基準とするマルチパス波の遅れ時間とする。 τ' に対する ΔX を図5に示す。図5において、右上りの直線で示される線形領域では、

$$\Delta X = \alpha \tau' / (1 + \alpha) \quad (1)$$

と表わせる。このマルチパス波による位相誤差は、雑音による位相ジッタや、入力PN信号の周波数オフセットによる定常位相誤差とは異なり、ループフィルタ

を用いるだけでは軽減することができない。その理由は、VCOへ帰還される誤差電圧 $D(X)$ が零となるのが $X=0$ ではなく、図4の実線で示す ΔX のずれを生ずるためである。

このDLLの追跡位相誤差が存在すると、直接拡散信号の1次復調器は、逆拡散された信号の帯域幅を情報信号の帯域幅まで狭めることができず、低域フィルタで情報信号の帯域外の雑音を大幅に除去することができない。この結果、処理利得 (=SS信号の伝送帯

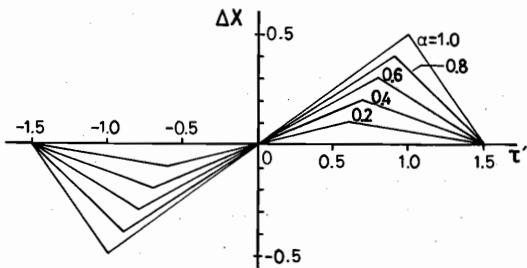


図5 マルチパス波によるDLLの追跡位相誤差
Fig.5 Tracking phase error characteristics of DLL caused by multipath wave.

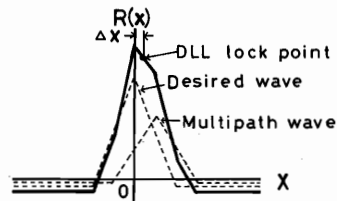


図6 受信波(合成)と希望波の相関関数
Fig.6 Cross-correlation function between composite received wave and desired wave.

域幅 / 情報信号の帯域幅)⁽⁵⁾の低下を招き、出力 S/N の劣化、あるいはビット誤り率の劣化を生ずる。

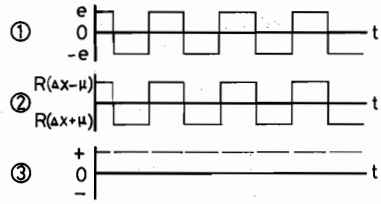
3. 追跡位相誤差軽減回路の提案

マルチパス波を含む受信合成波と、希望波との相関関数 $R(X)$ を図6に示す。この図より、希望波振幅がマルチパス波の振幅より大きいとき、希望波の自己相関関数のピーク値は、合成波の相関関数のピーク値と同一位置 ($X=0$) で得られる。しかし、DLL の同期点は、このピーク値より図4で生ずる ΔX だけずれている。同期追跡回路がこのピークの位置に同期するためには、例えば τ -ディザループ⁽⁶⁾のディザ幅を非常に狭くして使用することが考えられる。しかし、この回路をそのまま使用することは、同期引き込み特性および雑音に対する同期追跡特性が劣化するので得策ではない。そこで本論文では、マルチパス波による DLL の追跡位相誤差を軽減する対策として、DLL に以下に示す回路を付加して、DLL を合成波の相関関数 (図6) のピークの位置に強制的に同期させることを提案する。

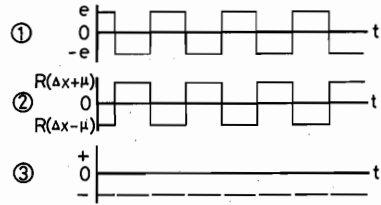
3.1 付加回路の原理

付加回路を含む同期追跡回路のブロック図を図7に示す。但し、図7で $\alpha M(t-T-\tau)$ は希望波の α 倍の振幅を持つマルチパス波を表わす。また、図8に付加回路の原理の説明図を示す。ここで図8の①②③は、それぞれ図7の①②③における信号波形である。

図8の①は、PN系列の1周期の整数倍の周期を持ち、振幅 $\pm e$ で変化する方形波である。この信号は、位相制御回路 (図7) を駆動し、DLL から出力され



(a) For the case where DLL's lock point is delayed



(b) For the case where DLL's lock point is forwarded

図8 付加回路の原理
Fig.8 Principles of additional circuit.

たPN信号の位相を微妙に進めたり遅らせたりする。即ち、位相制御回路は、信号①が正 (+e) のときDLL の出力位相を微妙に μ だけ進ませる。また負 (-e) のとき μ だけ遅らす。次にこの位相制御回路出力と、受信波との相関をとる。DLL の同期点が図6の様に相関関数のピークより遅れている時、DLL 出力を μ 遅らせた相関器出力は $R(\Delta X + \mu)$ となる。この場合図6では、 $R(\Delta X) > R(\Delta X + \mu)$ である。

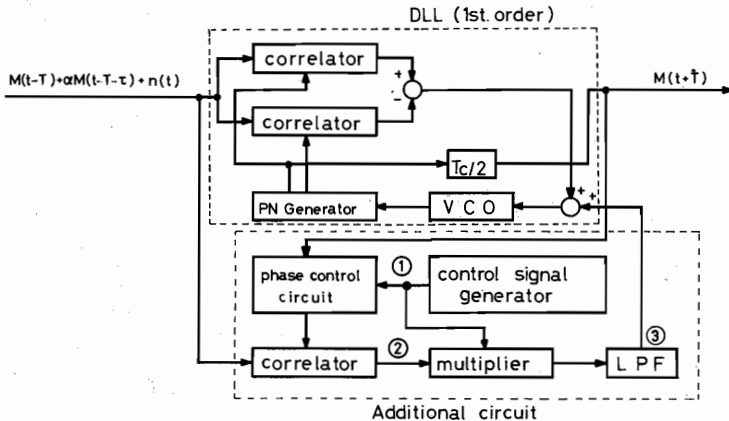


図7 DLLの追跡位相誤差軽減のために付加する回路
Fig.7 Proposed circuit for suppressing tracking errors.

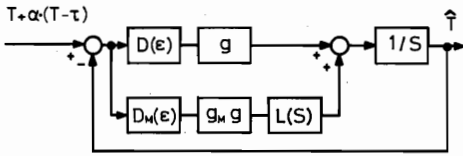


図9 提案する回路の等価モデル
Fig.9 Equivalent model for proposed circuit.

次にDLL出力を μ 進ませた相関器出力は, $R(\Delta X - \mu)$ となり, 図6では $R(\Delta X) < R(\Delta X - \mu)$ である. この関係を図で表わすと, 図8(a)の②となる. また, DLLの同期点が相関値のピークより進んでいる時は, 図8(b)の②となる.

次に, 信号①と②を乗算する. DLLの同期点が相関関数のピークよりも遅れている時, 乗算器出力は正(図8(a)③)となり, 進んでいる時は負(図8(b)③)となる. さらに信号③をDLLの位相比較器の出力信号に加え, VCOに入力する. この結果DLLは, 位相制御信号③が正の時その位相が進み, 負の時その位相が遅れる.

以上の動作を行う回路をDLLに付加し, 同期追跡点を図6のピークに移動させる.

図8の回路の等価モデルを図9に示す. 但し g は, DLLのループゲイン, g_M は g で規格化した付加回路のゲイン, $L(s)$ はLPFの伝達関数である.

DLLおよび付加回路の位相比較器の特性 $D(X)$, $D_M(X)$ は次式で得られる.

$$D(X) = f\left(X + \frac{1}{2}\right) - f\left(X - \frac{1}{2}\right) + \alpha \cdot f\left(X - \tau' + \frac{1}{2}\right) - \alpha \cdot f\left(X - \tau' - \frac{1}{2}\right) \quad (2)$$

$$D_M(X) = f(X + \mu) - f(X - \mu) + \alpha \cdot f(X - \tau' + \mu) - \alpha \cdot f(X - \tau' - \mu) \quad (3)$$

但し, $f(x) = |x|$, $|x| < 1$ または $f(x) = 1$, $|x| \geq 1$.

$D_M(X)$ の特性を図10に示す. $D(X)$ は図4に示した. 尚図4の $D(X)$ および図10の $D_M(X)$ はSS信号の平均電力 ($=M^2(t)$) で規格化してある. また, ここで述べた位相制御回路としては, 1次のDLLを用いて, その定常位相誤差を変化させて位相制御を行った.

3.2 同期引き込み特性

入力雑音 $n(t)$ が無いとして, 同期引き込み特性を調べる. 位相面軌跡を描くために, 図9より次の微分方程式を得る.

$$\frac{1}{g} \frac{d\hat{x}}{dx} = \frac{\left(\begin{array}{c} \dot{y}/g + (\dot{y} + \dot{x})/a - D'(x)\dot{x} \\ -D(x)/a + g_M D_M(x) \end{array} \right)}{\dot{x}} \quad (4)$$

但し, $y = T/T_c$, $\dot{x} = d/dt$, $L(s) = 1/(as + 1)$ とした. 上式を用いて計算機により求めた同軌引き込みの軌道 (Trajectory) を図11に示す. またDLL (1次ループ) のみの同期引き込み特性を図12に示す. 図11および図12は, マルチパス波が存在しない場合 ($\alpha = 0$, $\tau' = 0$) と存在する場合 ($\alpha = 0.2$, $\tau' = 0.2$). ($\alpha = 0.5$, $\tau' = 0.5$) について示した. DLLの位相誤差 ($\frac{1}{g}\dot{X} = 0$ のときの X の値) はいずれも図11の方が少ない. 従ってマルチパス波によるDLLの位相誤差は, 付加回路により軽減されることがわかる. 図13, 図14はそれぞれ図11および図12に対応する同期引き込み時間を示したものである. 対策回路により同期引き込み時間は特に劣化しないことがわかる.

また, マルチパス波の振幅 α に対し, 同期点の位置 (位相) を求めた結果を図15に示す. これは, 付加回路によるDLLの追跡位相誤差の改善の程度を表わす. 追跡位相誤差が $\alpha = 1$ 付近で急激に増加するが, これ

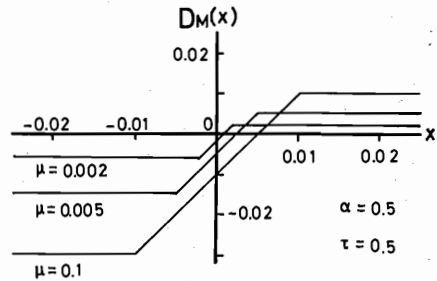


図10 付加回路の位相比較器特性
Fig.10 Phase detector characteristics of additional circuit.

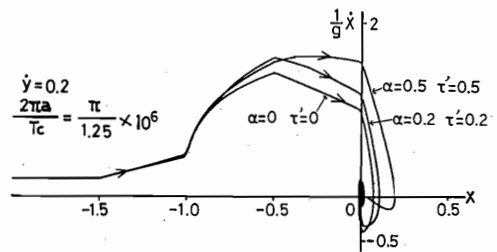


図11 提案する回路の同期引き込み軌道
Fig.11 Acquisition trajectories of proposed circuit.

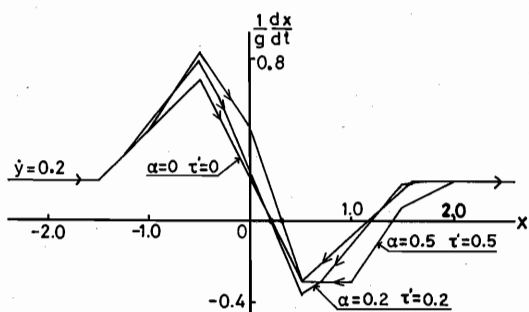


図12 DLL (1次ループ) のみの場合の同期引き込み軌道
Fig.12 Acquisition trajectories of DLL (1st order).

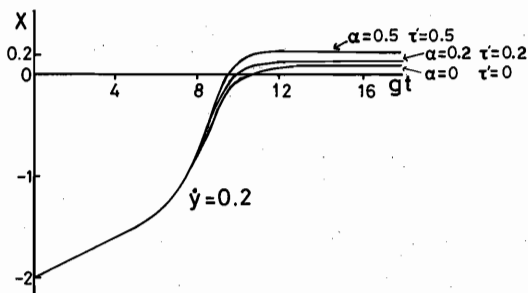


図14 DLL (1次ループ) の同期引き込み時間
Fig.14 Acquisition time response of DLL (1st order).

は、 $\alpha > 1$ では相関のピークがマルチパスにより生じ、提案する回路が、マルチパス波の方を追跡する為である。

3.3 雑音特性

次に、同期追跡状態における雑音特性を調べる。マルチパス波が含まれる場合は解析が困難であるので、近似としてマルチパス波がない場合について解析を行う。また、入力雑音 $n(t)$ は、電力スペクトル密度 N_0 の白色ガウス雑音とする。この場合同期追跡状態では、 $D(X)$ および $D_M(X)$ は、

$$D(X) = D_M(X) = 2X \quad (5)$$

と線形化される。また図9の等価モデルは、図16の様に線形化される。但し、式5の係数2は g に含むとした。

図16に対し、文献(6)と同様にして雑音解析を行う。

図16の回路内部に生ずる誤差信号はそれぞれ次式で与えられる。

$$e(X) = K\{X + (n_E - n_L)/2\sqrt{P}\} \quad (6)$$

$$e_M(x) = g_M K\{x + (n_E' - n_L')/2\sqrt{P}\}/(as + 1) \quad (7)$$

但し、 $K = 2\sqrt{P}g'$

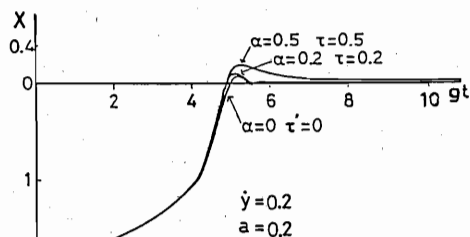


図13 付加回路の同期引き込み時間
Fig.13 Acquisition time response of proposed circuit.

$$n_E = \int_{-\infty}^{\infty} \tau(t-u)n(u)M\left(u - \hat{T} + \frac{T_c}{2}\right) du$$

$$n_L = \int_{-\infty}^{\infty} \tau(t-v)n(v)M\left(v - \hat{T} - \frac{T_c}{2}\right) dv$$

$$n_E' = \int_{-\infty}^{\infty} \tau(t-p)n(p)M(p - \hat{T} + \mu) dp$$

$$n_L' = \int_{-\infty}^{\infty} \tau(t-q)n(q)M(q - \hat{T} - \mu) dq$$

ここで $\tau(t)$ は図7に示す回路の各相関器内に含まれるLPFのインパルス応答である。図16より、提案する回路の出力は

$$\hat{T}(s) = \{e(s) + e_M(s)\}/s \quad (8)$$

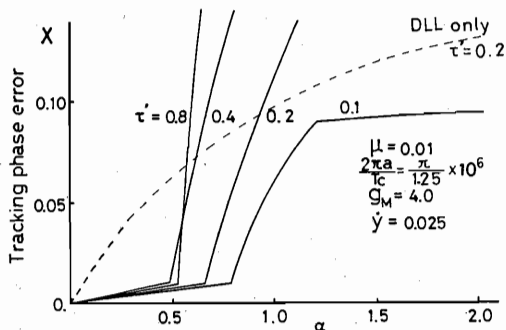


図15 マルチパス波の振幅に対する追跡位相誤差
Fig.15 Tracking Phase error vs. amplitude of multipath wave.

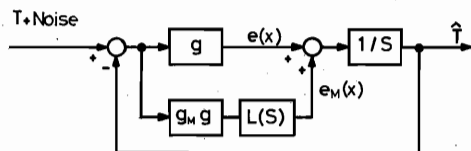


図16 提案する回路の線形化モデル
Fig.16 Linearized model of proposed circuit.

となる。 $\hat{T} = T - \varepsilon$ の関係式および式(6), (7)より, 式(8)は

$$\frac{\varepsilon}{T_c} = \frac{\frac{K}{2\sqrt{P}}s + \frac{K}{2\sqrt{P}a}}{s^2 + (K+1/a)s + \frac{K}{a}(1+g_M)} \cdot \left\{ n_E - n_L + g_M(n_E' - n_L') \frac{1}{as+1} \right\} + \frac{s+1/a}{s^2 + (K+1/a)s + \frac{K}{a}(1+g_M)} \frac{T}{T_c} \quad (9)$$

となる。LPF $1/(as+1)$ の通過帯域は雑音の帯域に比し非常に狭いので $(n_E - n_L)$ と $g_M(n_E' - n_L')/(as+1)$ の相関を無視すれば, 雑音による位相誤差の分散は,

$$\left(\frac{\varepsilon}{T_c}\right)^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H_1(j\omega)|^2 \frac{\varphi(f)}{4P} df + \int_{-\infty}^{\infty} |H_2(j\omega)|^2 \frac{\varphi_M(f)}{4P} df \quad (10)$$

但し, $H_1(s) = \frac{Ks + K/a}{s^2 + (K+1/a)s + K(1+g_M)/a}$

$H_2(s) = \frac{K/a}{s^2 + (K+1/a)s + K(1+g_M)/a}$

である。また, $\varphi(f)$ および $\varphi_M(f)$ はそれぞれ $(n_E - n_L)$ および $(n_E' - n_L')$ の電力スペクトル密度である。

閉ループ伝達関数 $H_1(j\omega)$ および $H_2(j\omega)$ の帯域が, 雑音に比し十分狭いものとして, $\varphi(f)$ および $\varphi_M(f)$ を白色と近似すると,

$\varphi(f) = N_0$
 $\varphi_M(f) = 2\mu N_0$ (11)

となる。従って, 式(10), (11)より次式を得る。

$$\left(\frac{\varepsilon}{T_c}\right)^2 = \frac{aK^2(1+g_M)+K}{4(aK+1)(1+g_M)} \cdot \frac{N_0}{4P} + \frac{g_M^2 K}{4(aK+1)(1+g_M)} \cdot \frac{2\mu N_0}{4P} \quad (12)$$

DLL (ベースバンド 1- Δ 1 次ループ) のみの場合の

位相誤差の分散は, 文献(6)より

$$\left(\frac{\varepsilon}{T_c}\right)^2 = \frac{K N_0}{4 \cdot 4P} \quad (13)$$

で与えられる。通常の場合, $g_M \gg 1$ および $ak \gg 1$ であり, これらを用いて式(12)と式(13)を比較すると

$$\frac{\left(\frac{\varepsilon}{T_c}\right)^2}{\left(\frac{\varepsilon}{T_c}\right)^2_{DLL}} \doteq 1 + \frac{2g_M\mu}{aK} \quad (14)$$

となる。例えば次章の実験に用いた値, $g_M = 40$, $\mu = 0.015$ を用いれば, $aK \gg 1$ であるから

$$\mu g_M \ll aK$$

が成立し, 雑音特性は DLL (1 次ループ) のみの場合からほとんど変化しないと言える。

4. 実験

実験は, 同軸ケーブルを用いて人工的にマルチパス波を作り行った。測定系のブロック図を図 17 に示す。マルチパス波による位相誤差の測定は, マルチパス波が存在するときの相関値 R_A から, マルチパス波が存在しないときの相関値 R_B を減算して行った。また PN 系列は, 符号長 127 ビットの M 系列を 2MHz のクロックで発生させたものを用いた。提案する回路のマルチパス波の振幅比 α に対する追跡位相誤差 ΔX の実験結果を図 18 に示す。 g_M は, 小さすぎると付加回路が動作せず, 大きすぎると回路が不安定となる。また μ は, 小さすぎると付加回路が無意味となるが, この点は, g_M を非常に大きくすれば解消できる。しかし, μ が大きいと位相誤差を小さくできない。

図 18 の実験結果は, 上記の g_M , μ の関係から, 最も良好な動作を得た, $g_M = 40$, $\mu = 0.015$ の時の結果を示した。この実験結果から, 付加回路により DLL のみの場合に比べ, 追跡位相誤差が十分に改善されたことが示される。尚, 図 18 で理論値と実験値のずれは, 実験回路各部の帯域が不足しているため生じたためと思われる。

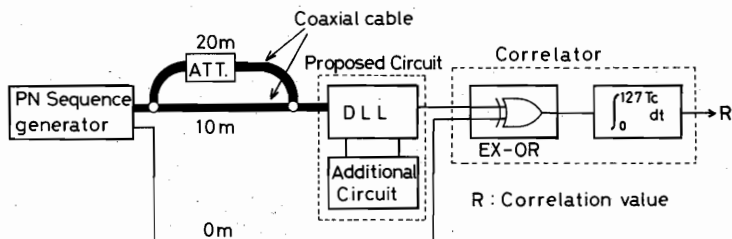


図 17 追跡位相誤差の測定系
 Fig.17 Experimental system for tracking phase error measurement.

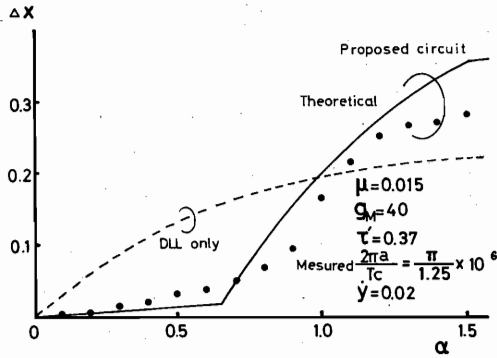


図18 実験結果
Fig.18 Experimental result.

雑音による DLL のタイムジッタは、本実験装置では、図17に示す積分回路の出力に振幅のジッタとして伝達される。マルチパス波がない場合白色ガウス雑音を入力して本回路の雑音特性を調べた結果、サンプル・ホールド回路の出力の振幅ジッタは、付加回路の有無で大差はなかった。

5. む す び

本論文は、SS 通信方式において、マルチパス波による DLL の追跡位相誤差を軽減する一方法を述べた。この方法は、マルチパス波が1波の場合のモデルにおいて、マルチパス波の振幅が希望波のそれに比べて小さければ、受信合成波の相関関数のピークの位置が、希望波のみの場合のピークの位置と同じであるという仮定に基づいている。また、マルチパス波が複数存在しても、受信合成波の相関関数のピークの位置が希望波のそれと変わらないのであれば、本方式を用いることができる。具体的には、DLL を強制的にこのピークに同期させるため、ディザの幅を非常に狭くしたディザ回路を DLL に新たに付加することを考案した。実験では、マルチパス波が1波で、その振幅が希望波の振幅の1/2のとき、追跡誤差を DLL のみの場合の約1/5まで軽減することができた。

今回はベースバンド1-4次ループのDLLを対象に検討を行った。これはPN系列でOOK変調されたキャリア信号を2乗検波した後ベースバンドDLLに入力する場合等に対応する。また、電源線通信等のベースバンド伝送で、複数の伝送路が存在する場合に対応する。

同様な原理は、BPSK信号の同期追跡用のキャリア

帯域のDLL⁽⁶⁾にも適用できると考えられる。これは、陸上または海上におけるGPS信号⁽³⁾の受信等に重要であると思われる。しかし、この対策回路を具体的に用いるには、さらに詳しい検討が必要であり、今後の課題である。

謝辞 本研究に関し御協力いただいた本学石原準一郎先生に感謝致します。

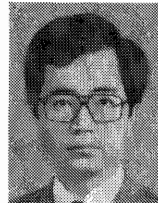
文 献

- (1) O. Yue: "Spread Spectrum Mobil Radio", IEEE Trans. Vech Technol., VT-32, pp.98-105(1980).
 - (2) 広崎 彰太郎: "スペクトラム拡散通信の応用について", 電学誌, 105, 1, pp.45-48(昭60-01).
 - (3) 電波標識技術資料 NAVSTAR/GPS, 海上保安庁燈台部電波標識課.
 - (4) 丸山, 岩波, 池田: "スペクトラム拡散方式を用いた近距離測距式の一実験", 信学技報, EMCJ84-41(1984-12).
 - (5) R. C. Dixon: "Spread Spectrum Systems", John Wiley & Sons Inc.(1984).
 - (6) J. K. Holmes: "Coherent Spread Spectrum Systems", John Wiley & Sons Inc., pp.467-542(1980).
- (昭和60年5月29日受付, 11月19日再受付)



丸山 聡

昭58名工大・工・電気卒。昭60同大学院修士課程了。同年富士通株式会社入社。在学中スペクトル拡散技術を用いた測距方式の研究に従事。



岩波 保則

昭51名工大・工・電気卒。昭53同大学院修士課程了。昭56東北大学院博士課程了。工博。同年名工大・工・助手。現在、同講師。この間、主に通信方式の研究に従事。IEEE会員。



池田 哲夫

昭36東北大・工・通信卒。昭41同大学院博士課程了。同年東北大・工・助手。昭43助教授。昭48名工大・電気・助教授。昭52同教授。現在、回路網理論、計算機網、通信方式、電磁環境などの研究に従事。工博。電気、テレビ、情報処理、情報通信、IEEE各学会会員。