

位相検知型レンジング・サブシステム

有限会社ファインチューン

細田 隆之

Jul. 2011 7

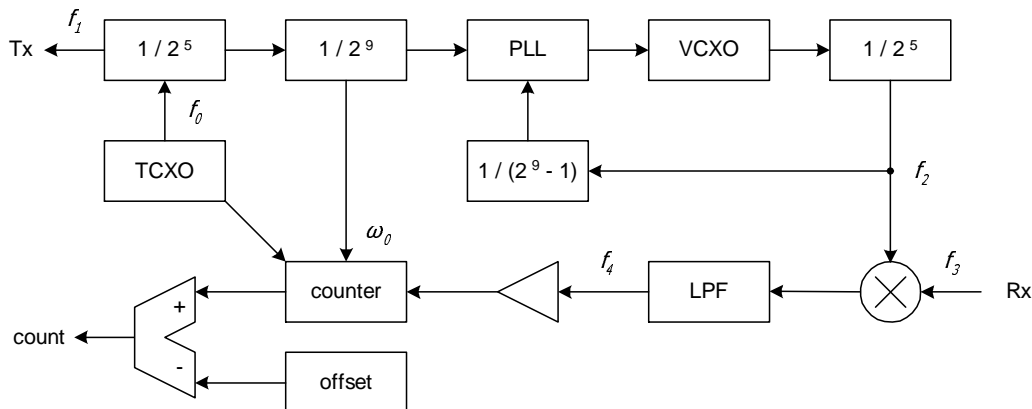
車や船舶などをターゲットとして、その距離や位置を計測する際に、マイクロ波やレーザー光を照射してその反射遅延時間から距離を測定することが広く行われているが、反射遅延時間を直接測る代わりに送信信号を変調し、その受信信号の位相のずれから反射遅延時間を求める場合がある。例えば衝突防止用などターゲットが比較的近い位置にある場合や、無人自立運転用などで距離の分解能を上げたい場合には、反射遅延時間を直接測るのが困難であったり、雑音の影響が大きかったりするため、直接時間を測るよりも遅延時間を位相情報に変換してから測った方が装置化が簡単であったり測定誤差が低減しやすいからである。弊社製品を例として単相信号による距離と位置の測定について具体的に解説する。

1 位相検出による距離と位置の測定

1.1 測距回路概要

ここで例に上げる単相信号による測距回路は、単相のベースバンド信号で変調した信号を送信し、ターゲットからの反射や折り返しを受信し復調した信号を、送信側のベースバンド信号とコヒーレントな関係にある信号で乗算することを特徴としている。それにより位相情報を保ったまま信号周波数を下げて信号を扱いやすくしてから位相を測り、その位相から距離を求めるようになっている。図1は弊社製品の回路基板(図3)で実際に使っている単相位相検出型測距回路の部分ブロック図である。

図1: 測距回路ブロック図



1.2 測距回路動作原理

図 1 における TCXO (Temperature compensated Chrystal Oscilator) の出力周波数 f_0 を 12.8MHz とし、これを 2^{14} 分周した 781.25 Hz を基準周波数 f_r とし $\omega_0 = 2\pi f_r$ とする。 f_r の 2^9 倍の 400kHz の信号を測定に用いる事とし、これを

$$f_1 = \sin(512\omega_0 t) \quad (1)$$

とする。 ω_0 に同期した ω_0 の $(2^9 - 1)$ 倍の信号を VCXO (Voltage controlled oscillator) と PLL (Phase locked loop) により作り、これを

$$f_2 = \sin(511\omega_0 t + \theta_2) \quad (2)$$

とする。但し、 θ_2 はこの VCXO 出力の固定位相と位相雑音とする。ターゲットからの反射信号は、光速を C 、測定器とターゲット間の距離を ℓ とすると、距離による位相

$$\theta_0 = \frac{2\ell}{C} \cdot \frac{512\omega_0}{2\pi} \quad (3)$$

と装置内遅延 t_{pd} による位相

$$\theta_1 = t_{pd} \cdot \frac{512\omega_0}{2\pi} \quad (4)$$

の和だけずれた信号

$$f_3 = \sin(512\omega_0 t + \theta_0 + \theta_1) \quad (5)$$

となる。 f_2 と f_3 との乗算を行うと

$$\begin{aligned} f_2 \cdot f_3 &= \sin(511\omega_0 t + \theta_2) \sin(512\omega_0 t + \theta_0 + \theta_1) \\ &= \frac{1}{2} (\cos(\omega_0 t + \theta_0 + \theta_1 - \theta_2) - \cos(1023\omega_0 t + \theta_0 + \theta_1 + \theta_2)) \end{aligned} \quad (6)$$

となる。(6) 式の低周波成分である第一項を LPF (Low pass filter) により取り出した信号を f_4 とすると、LPF の位相誤差 θ_3 が加わり、

$$f_4 = \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \theta_0 + \theta_1 - \theta_2 + \theta_3) \quad (7)$$

となる。 f_4 を基準信号 $\frac{2\pi}{\omega_0}$ 周期で動作している f_0 クロックのカウンタで位相差を計数し、あらかじめキャリブレーションにより得ている距離が 0 の時の $(\theta_1 - \theta_2 + \theta_3)$ に相当する値 *offset* を計数値から減算することにより、 θ_0 分の計数値 *count* が得られ、距離 ℓ は、

$$\ell = \frac{1}{2} \cdot \frac{C}{2\pi} \cdot \frac{\text{count}}{512\omega_0} \quad (8)$$

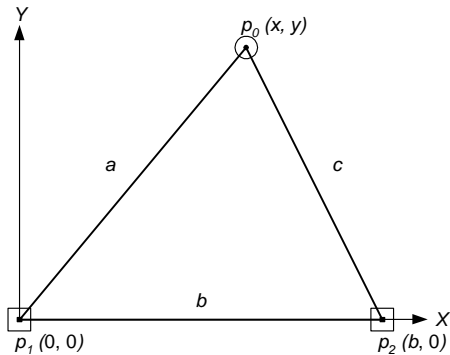
と求められる。

また、この周波数変換により、ターゲットからの反射信号に含まれる位相雑音がガウス雑音だとすると、およそ $\frac{1}{\sqrt{512}}$ 程度、つまり $20 \log_{10}(\frac{1}{\sqrt{512}}) \simeq -27$ [dB] 程度 S/N 比が改善されていることになる。

1.3 測位

位置は基線上の2箇所からターゲットの距離を測ることにより求められる。図2のX軸上に基線を設け、基線上の原点 p_1 と距離 b だけ離れた点 p_2 に測距器を置き、ターゲットの位置 $p_0(x, y)$ からの距離、 a と c を測るものとする。

図2: 位置測定



p_0 を p_1, p_2 を中心とした半径 a と c の交点のうち $y \geq 0$ のものとする、

$$a^2 = x^2 + y^2 \quad (9)$$

$$c^2 = (x - b)^2 + y^2 \quad (10)$$

と表されるので、式 (9), (10) より

$$x = \frac{a^2 + b^2 - c^2}{2b} \quad (11)$$

また、三平方の定理より、

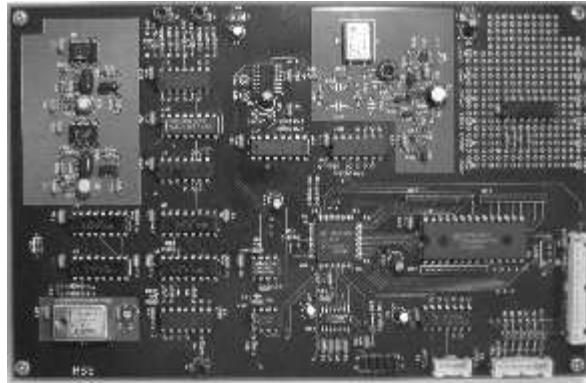
$$y = \sqrt{a^2 - x^2} \quad (12)$$

となり、式 (11), (12) により (x, y) が得られる。

1.4 実績

図3の回路と市販のミリ波トランシーバと組み合わせ構成した無人運転の実験システムの例では、基線長 $l = 100\text{m}$ 、対象範囲 $100\text{m} \times 100\text{m}$ において、カウンタの分解能は約 23mm 相当であるが、ノイズによる誤差拡散と平均処理により mm オーダーの分解能まで得る事ができている。

図3: ベースバンド信号処理回路例



実用的な測定時間は平均回数にもよるが $0.1\text{s} \sim 1\text{s}$ 程度となっている。このレンジング・サブシステムは受注生産品として弊社、有限会社ファインチューンより購入できるようになっており、その性能と信頼性を生かし特に産業分野において幅広く活用されることを願ってやまない。

<http://www.finetune.jp/>



Copyright ©1997-2011 Finetune co., ltd.