

二重同期による高安定位相同期受信システム

小野房吉*

HIGH-STABILITY PHASE-LOCKED RECEIVING SYSTEM OF THE DOUBLE PHASE-LOCKED CIRCUIT

Fusakichi Ono*

Received 1979 September 10

Abstract

In the cases of the conventional types of receivers designed for the highly accurate measurement of phase by receiving standard radio waves or waves for a radio navigation aid system, it has been customary to depend on the phase-lock receiving method using only one VCO (Voltage Controlled Oscillator); however, the receivers depending on this method are known to have some common shortcomings that are inescapable theoretically. In other words, in the conventional type of receiver, the received wave tends to become unstable, especially after the reception has been interrupted by some cause.

In the phase-locked receiving method introduced here, two phase-locked oscillators (one for a high-sensitivity VCO used in the conventional receiver and the other for a high-stability VCO of low control sensitivity) are used so that, even when the receiving conditions are poor, the performance of the receiver can be kept stable, because the Doppler frequency of the received wave can be corrected for automatically by the second VCO depending on the velocity of motion of the receiver, without adverse effect on the high-speed tracking ability of the receiver.

The principle of this phase-locked receiving method has been applied to the conventional Loran-C automatic tracking receiver as a means for improving its capability. Its accuracy and stability have been improved to almost five times those of the conventional receiver.

1. ま え が き

標準電波や無線航行援助システムの電波を受信して、高精度の時刻・位相・周波数等の測定を行う受信機では、電波伝ば途中において、信号電波は雑音によって細かな位相変調を受けるから、直接測定では高精度は期待できない。そこで通常このような受信機では局部発振器の位相を受信電波の平均位相に同期させて、この局部発振器の位相又は周波数を測定する間接測定法が用いられる。この報告は、このような位相同期受信システムに関するものである。従来の位相同期受信システムが、同期発振器として高感度な電圧制御発振器 1 個を用いたのに対して、この報告の方式では、高感度電圧制御発振器と高安定低感度電圧制御発振器の 2 個を用いて、動く船舶上で

* 編暦課 (Astronomical Division)

使用した場合にも高精度、高安定な位相同期受信を可能にしたものである。以下従来方式の問題点を指摘し、本方式の原理と適用例について述べる。

2. 従来の位相同期受信システムの問題点

Figure 1 は従来の位相同期受信システムのブロック図である。位相同期受信システムとは、受信機内部に受信電波の周波数と同じか、又は整数比の関係の周波数が電圧で制御できる局発振器（以下VCOと云う）を内蔵して、この発振器の位相と受信電波の平均位相を位相比較器（以下PDと云う）で比較して位相誤差電圧を

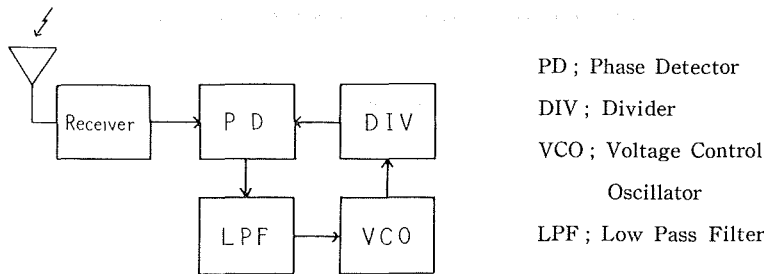


Figure 1 Simplified diagram of the phase-locked receiving system

得、この誤差電圧が零又は一定の電圧になるようにVCOの発振位相を制御して受信電波に同期させ、この発振器の位相を測定することによって、間接的に受信電波の位相を測定する受信方式である。この方式では、同期誤差を少なくし追尾性能をよくするために、制御感度の高いVCOが用いられる。そのため、このVCOは電圧変化に弱く、制御電圧にわずかな雑音が含まれても、同期がはずれて動作が不安定となる欠点がある。図によって少し詳しく説明する。

Figure 2 をVCOの電圧一周波数特性、Figure 3 をPDの電圧一位相特性とする。 f_0 は同期周波数で受信電波の周波数に等しいとする。ここでVCOが f_0 の発振を行う制御電圧 V は V_0 である。また、点線の特性では V' である。この V_0 または V' がFigure 3の特性のPDから得られるとすると、実線の特性のVCOでは同期点が S の位置であり、位相角は零である。また、点線の特性のVCOでは S' 、位相角は $\Delta\phi$ である。

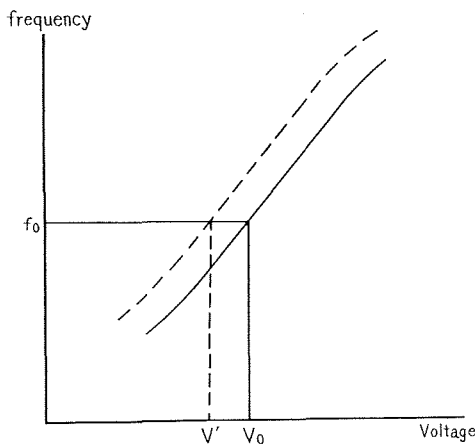


Figure 2 Characteristic curve of voltage-frequency of the VCO

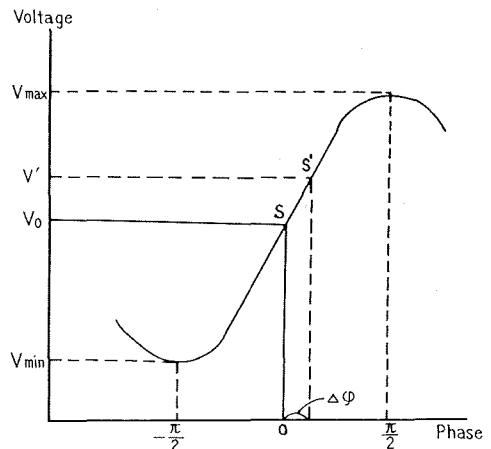


Figure 3 Characteristic curve of voltage-phase of the VCO

いま、実線の特性のVCOが点線の特性まで経時変化したとすると、それはPDの動作点を Figure 3 の S から S' に移動させるので、 4ϕ の位相誤差を生じる。しかし、この誤差は Figure 2, 3 の特性曲線の急峻なものをを用いることによって、いくらでも小さくすることができる。これが前述の制御感度の高いVCOを用いる理由である。

では制御感度の高いVCOを用いるとどうなるか、実例によって説明する。Figure 4 はあるロランC自動追尾受信機に用いられたVCOの特性例である。これを見ると電圧に対する周波数変化は $3 \times 10^{-2} f/V$ である。

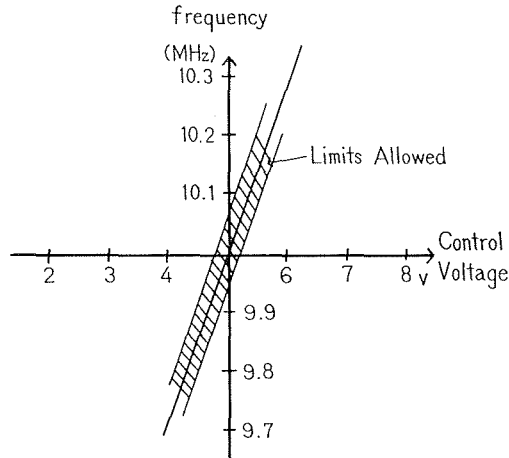


Figure 4 Characteristic curve of an example of the VCO

一方これに用いられていたPDの感度は、 $\pm\pi/2$ の位相変化に対して $\pm 5V$ であった。したがって、VCOに、 1×10^{-4} の経時変化を許したとしても $(1 \times 10^{-4}) / (3 \times 10^{-2}) \times \pi / 5 = 0.002(\text{rad})$ つまり比較周波数の約1/3000サイクルの位相誤差しか生じない。しかし、一方これを同期制御動作の安定度の観点から見ると、わずか0.01Vの雑音電圧によって、VCOの周波数は 3×10^{-4} だけ変化することになる。これは1秒間に比較パルスの位相を300マイクロ秒だけ前後させる。0.1秒間でも30マイクロ秒である。しかるに数秒以上にわたる電波の不調はしばしば起こることであり、通常の使用環境では、ある程度の雑音はさげられないので、このロランC受信機は動作が不安定であった。この報告の高安定位相同期受信システムは、このような背景のもとに考案したものであり、受信電波の一時的中断による同期動作の乱調に耐えるための同期安定度の改善と、受信点の移動に伴う受信電波のドップラー周波数に対応する補正電圧が自動的に保存される制御システムとなっている。

3. 二重同期制御システムの原理

Figure 5 で、VCO 1までのブロックが従来の位相同期受信システム、それ以後のブロックが本考案における付加部分である。動作は、VCO 1の周波数が適当に分周されて、受信電波の位相とPD 1で比較され、この検出電圧がVCO 1に帰還されてVCO 1の位相が受信電波の位相に一定の関係で同期する。一方VCO 1の位相はVCO 2の位相とPD 2で比較され、この比較電圧をVCO 1に供給している。つまりVCO 1は同時に、電波及びVCO 2から同期制御電圧を受けている。そこでVCO 1の同期を電波優先とするために、PD 1からの出力電圧の範囲をPD 2からの出力電圧の範囲より、はるかに高く設計しておく。このように設計することによって、受信電波が正常なときは、PD 1に有効な制御電圧が得られ、PD 2からの入力にもかかわらず、VCO 1は受信電波の位相に優先同期する。次に受信電波が不調のときは、雑音電圧だけとなり、雑音電圧の積

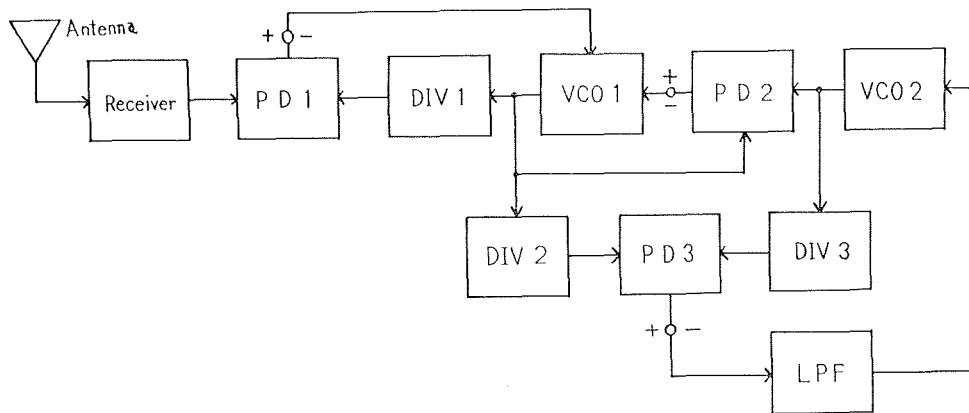


Figure 5 Simplified diagram of double phase-locked receiving system

分は零となつて有効な制御電圧がPD 1に発生しないから、相対的にPD 2からの制御電圧が卓越し、VCO 1の位相はVCO 2の位相に同期させられる。つまり、受信電波が正常のときはVCO 1は、受信電波の位相に同期し、受信電波が不調のときはVCO 2の位相に同期する。さて、VCO 1としては先にも述べたとおり、同期精度と制御性能の観点から高安定の発振器は用いることができず、受信電波に対する安定度の低下は止むを得なかったのであるが、Figure 5の二重同期制御システムでは、VCO 2に高安定の発振器を用いることによって、VCO 1に高感度VCOを用いることから生じる制御動作の不安定を回避することができる。

次に、PD 3による位相比較は、受信電波が正常のときVCO 1と、VCO 2の間に発生する位相差に対応する誤差電圧をVCO 2に帰還して、受信電波のドップラー周波数偏移を自動補正する回路である。

VCO 2は高安定発振器で、受信電波の周波数と $\pm 1 \times 10^{-10}$ 程度に一致させることかできる。今VCO 1とVCO 2の比較がDIV 2, 3の分周器で1/100程度に通降されて行われるとすると、PD 3の出力電圧の最大範囲はVCO 1, VCO 2の周波数の100サイクルに相当することになる。そこでこの電圧変化に対してVCO 2の周波数変化を、受信点の移動速度の最高値よりやや高い速度対応のドップラー周波数以上に設計しておけば、PD 3には受信点の移動に伴うドップラー周波数に対応した位相差の電圧が発生し、VCO 2は受信点の移動に伴うドップラー周波数だけオフセットされる。この状態で受信電波がなくなると、VCO 1は、PD 2の出力電圧によってVCO 2に半サイクル以内で同期させられる。しかるにVCO 2のドップラーによるオフセットは、PD 3の出力電圧で行われており、これはVCO 2の数サイクルの範囲でなされているから、PD 3にはオフセット電圧が保存されてしまう。これがVCO 2の受信点の移動によるドップラー周波数自動オフセットの原理である。以上がこの考案の最も基本的な部分であり、更に具体的に説明する。

受信電波の周波数を100kHz、VCO 1, VCO 2の周波数を10MHz、PD 3での位相比較は100kHzとする。したがってPD 2での位相比較は10MHzの半サイクルで最大の位相比較電圧が得られる。通常の位相比較器は、比較周波数の半サイクルの位相変化で、最大範囲の電圧が検出されるが、PD 3はセット・リセットフリップフロップで構成した位相検出器で、この出力電圧を低域フィルタに通して得られる直流電圧の範囲は、比較周波数の1サイクルを最大範囲とし、位相差に直線的に比例する電圧である。このPD 3の位相比較電圧の範囲(100kHzの1サイクルに対応)を ± 5 Vとし、VCO 2の周波数変化を ± 5 Vの電圧変化に対して $\pm 5 \times 10^{-8}$ とする。いま受信点が電波発射局に対して視線方向に12ノットの速度で近づくとすると、それによるドップラー周波数偏移は 2.1×10^{-8} である。この量がVCO 2に補正されるためには2.1Vの電圧がPD 3に発生すればよい。PD 3に

2.1Vの電圧が発生するためには、比較周波数の位相差は100kHzの2.1V/10Vサイクル、すなわち2.1マイクロ秒である。これは10MHzでは21サイクルに相当する。さて、受信電波が中断しても、PD3に10MHzの単位で数えた21サイクル分の位相差が保存されればVCO2は、電波中断直前の周波数を保持することになる。しかるにVCO1は、電波中断によって、10MHzの半サイクル以内でVCO2に同期させられてしまうから、PD3には確かに10MHzで数えた21サイクル分の位相差は保存される。

4. 適用例

水路部測量船「昭洋」に装備されたLR-3型ロランC自動追尾受信機は、発振器制御式の位相同期受信システムが採用されているが、前述の理由で、位相同期の安定度は数秒の同期で±1~2マイクロ秒のふらつきを示し、しばしば受信波の1サイクルステップの飛びを生じていた。この不安定を改良するため、前記考案の位相同期システムの適用を試みた。改良は、既存装置にほとんど手をつけることなく、付加装置で行うこととした。装置の設計を Figure 6 に示す。

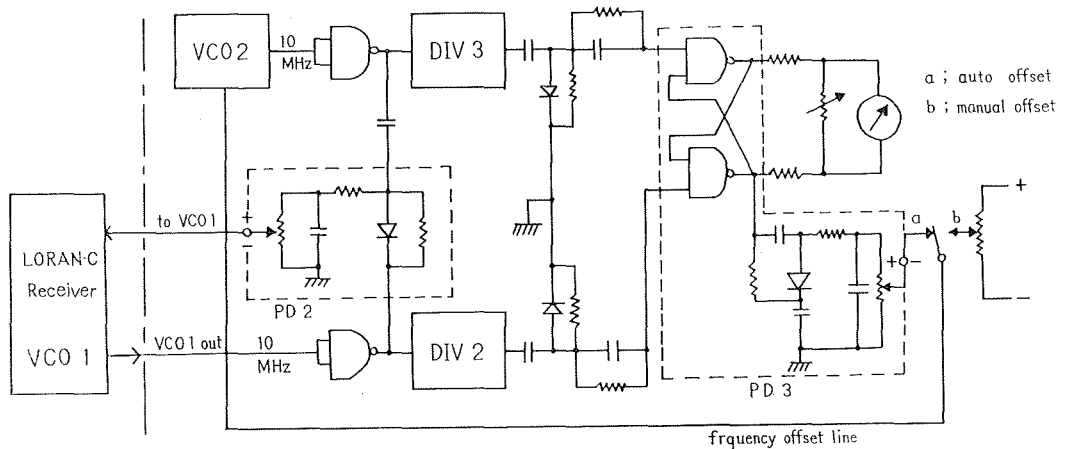


Figure 6 Stabilized circuit of the phase-locked Loran-C receiver

この図で、鎖線の左側が従来のロランC受信機で、これに内蔵されたVCO1を右側の付加装置で安定化するものである。実際のロランC自動追尾受信機は同時に3局の電波を受信するのでVCO1は3個もっている。し

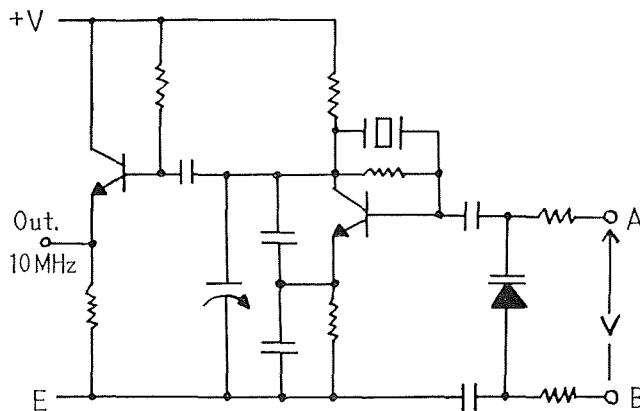


Figure 7 A case of the VCO circuit

たがって Figure 6 の回路は同じものが3セットで1組となる。位相検出器PD 2, PD 3も今回新たに考案したもので、この出力特性はPD 2が $V = \kappa \cos \Delta\varphi$, PD 3は $V = \kappa \Delta\varphi$ で $-\pi < \Delta\varphi < \pi$ の範囲では直線的な正負の電圧が得られる。Figure 7 はロランC受信機に内蔵されたVCOの回路図である。この発振周波数は、パラクタダイオードの電極間電圧Vを変化させることによって変えることができる。Vを変化させるには端子Aの電圧を変えてもよいし、端子Bの電圧を変えてもよい。しかし、このVCOは受信電波とVCO 2の二つの比較電圧によって制御するので、端子Aには受信電波との比較電圧、端子BにはVCO 2との比較電圧を加えるようにする。

Figure 8 にこのVCOの合成制御電圧の位相特性を示した。

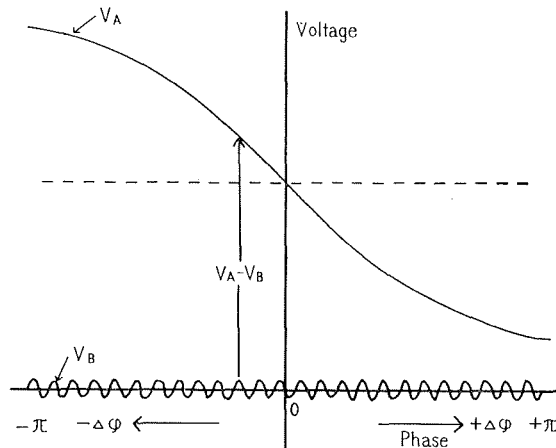


Figure 8 Control voltage of VCO 1

この図から V_A が正常の場合は図のようなカーブを示すので安定点は $\Delta\varphi=0$ の1ヶ所であるが、 V_A が不調の場合は、このカーブは点線のように横軸に平行になるので、安定点は V_B の零点を切る位置で V_A の半サイクル以内に50ヶ所存在することになる。つまり V_A が点線のとき、VCO 1は直ちにVCO 2の一サイクル以内で同期してしまうので、そのときに加っていたVCO 2のオフセット電圧は保存されてしまう。さて、 V_A が正常のとき、受信電波の位相への追尾動作は、 V_B の電圧の乗り越えが0.1マイクロ秒ごとなので直線的ではない。しかし V_B の電圧の乗り越えが一定量（受信電波の周波数にVCO 2の周波数が一定の関係で一致したとき）に達すると、VCO 2が受信電波の周波数にオフセットされてしまうので、 V_B の電圧の乗り越えはなくなり直線的な位相追尾が期待できる。

さて、以上の原理で製作された装置は昭和53年11月から12月にかけて測量船「昭洋」で実施された第5次海流観測の際、従来のロランC自動追尾受信機に付加設置して洋上試験を実施した。その結果、測定値のふらつきは従来の $\pm 1 \sim 2$ マイクロ秒から $\pm 0.1 \sim 0.2$ マイクロ秒と約1/10に縮小し、搬送波の一サイクルステップの飛びもほとんどなくなり（数時間に1度程度）、まずまずの成果が得られた。Figure 9 に電磁海流計（G E K）による海流測定の際、本装置によって得た船位を記入した航跡図の一部を示す。電磁海流計による海流測定の際航跡は、短時間に針路を直角、180度さらに直角と変針するので、この種の航法装置の分解能、位相追尾性能を確認するには最も好適と考える。これを見ると経度方向にややふらつきが見られるが、緯度方向にはほとんどないことがわかる。

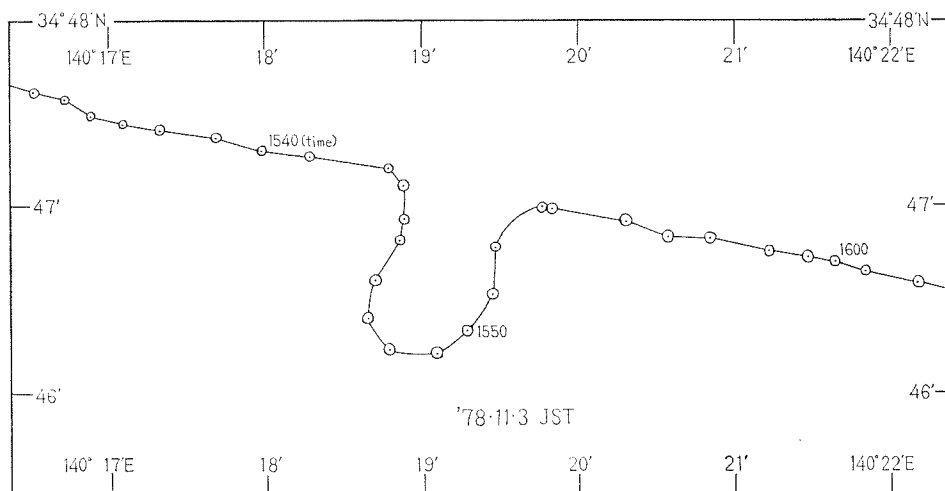


Figure 9 Cruising trail of the sea current observation by GEK

5. あとがき

L F電波を用いたロランC航法が1955年に米国海軍によって実用化されてからすでに24年、水路部が同航法の利用を始めてからも10年が経過している。にもかかわらず、この受信システムはなお発展段階にあるといつてよい。当然、水路部が導入した位相追尾型の受信機も発展途上のもので、精度及び安定度に問題を残していた。本研究はこの改善のために実施したもので、その限りにおいて十分目的を達したものと思う。一方メーカーもこの問題の解決に手をこまねいていたわけではなく、たゆまざる努力の結果、最近では相当安定な受信機を市場に送り出している。しかし、筆者の研究の最終目標は「受信電波の数分間から数十分間にわたる何らかの原因による中断があった場合にも安定動作が可能なこと」でやや厳しく、単なる在来技術の積重ねでは容易に実現不可能と思われたので新技術で対処した。以上、ここでは新技術の一実施例につき詳述したが、この技術はこの他デッカ、オメガ、衛星航法受信機等にも有効であることを付記しておく。最後に本研究の実施にあたって御援助をいただいた徳弘海洋資料センター所長、編暦課森補佐官、試験観測を快く引受けてくれた測量船「昭洋」の観測科の皆さん、そして装置の製作から観測にいたるまで終始協力を惜しまなかった松本邦雄君に深く感謝する。

(この技術は海上保安庁長官から特許出願されている)

参考文献

- 古野電気KK：LR-3型ロランC自動航跡記録装置取扱説明書(1972)
- 東京計器KK：ML-100型マリンロランA/C受信機取扱説明書(1969)
- AUSTRON, Inc.：Model 2000c Loran-C Receiver 取扱説明書(1967)
- 小野房吉：ロランC電波による時刻及び周波数の比較、水路要報第92号(1973)11-21
- 電波航法研究会編：電波標識(上、下)鶴巻書店(1975)
- 光電製作所KK：LRM-710ロランC受信観測装置取扱説明書(1979)