

15 MHz 発振器の定常雑音評価 Ver. 0.9

阿久津 智忠

2005 年 7 月 20 日

目次

1	はじめに	1
2	測定量の定義	2
3	位相雑音の測定	2
3.1	理論	2
3.2	実測	2
3.3	測定結果	5
4	振幅雑音の測定	6
4.1	理論	6
4.2	実測	6
4.3	測定結果	7
5	まとめ	7
付録 A	トラブルシューティング	8
A.1	位相比較器の出力にフリッジが見えない	8
A.2	位相比較器の出力フリッジがゆがむ	8
A.3	PLL がロックしない	8
A.4	データに再現性がない。(位相雑音)	8

1 はじめに

本稿は、15 MHz 発振器の出力に定常的に含まれる位相雑音および振幅雑音の、測定方法および測定結果をまとめたものである。

2 測定量の定義

発振器からの周波数 ν_0 , 振幅 V_0 の単色波を出力するとしよう . 現実の信号 $v(t)$ は

$$v(t) = [V_0 + \delta V(t)] \cos [2\pi\nu_0 t + \delta\phi(t) + \phi_0] \quad (1)$$

と書ける . ここで $\delta V(t)$ は振幅のゆらぎを , $\delta\phi(t)$ は位相のゆらぎを表す . また ϕ_0 は初期位相である .

これ以降の話では , $\delta\phi(t)$ を位相雑音と定義する . ここでは , $|\delta\phi| \ll 1$ とし , 測定時間内ではその平均値はゼロとする .

また ,

$$\epsilon(t) \equiv \frac{\delta V(t)}{V_0}, \quad |\epsilon(t)| \ll 1 \quad (2)$$

を振幅雑音と定義し , 測定時間内ではその平均値はゼロとする .

3 位相雑音の測定

位相雑音の測定方法には様々な方法があり , (見つけた範囲では) 文献 [1] に集約されている*¹ . 本稿で使用する方法では , テストする oscillator の他に reference 用の oscillator を必要とする*² .

3.1 理論

互いにごく近い周波数 ν_{01}, ν_{02} を持ち , 互いに無相関な位相雑音 $\delta\phi_1(t), \delta\phi_2(t)$ が付加された信号 $v_1(t), v_2(t)$ を考える :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= V_{01} \cos [2\pi\nu_{01}t + \delta\phi_1(t)] \\ v_2(t) &= V_{02} \cos [2\pi\nu_{02}t + \delta\phi_2(t) + \varphi] . \end{aligned}$$

ここで φ は相対位相 . このとき $v_1(t) \times v_2(t)$ の低周波成分は

$$V_{\text{err}}(t) = V_{\text{cal}} \cos [2\pi\Delta\nu t - \varphi + \delta\phi(t)] \quad (3)$$

となる . V_{cal} は $V_{01}V_{02}$ に比例している . また

$$\Delta\nu = \nu_{01} - \nu_{02}, \quad (4)$$

$$\delta\phi(t) = \delta\phi_1(t) - \delta\phi_2(t) \quad (5)$$

である . ここで $\varphi = \pi/2$, $\Delta\nu = 0$ とすれば ,

$$V_{\text{err}}(t) \simeq V_{\text{cal}} \times \delta\phi(t) \quad (6)$$

となる .

3.2 実測

3.2.1 測定系

位相雑音測定のセットアップを図 1 に示す . テスト用の oscillator の他に , reference 用の oscillator が必要

*¹ 3 つの oscillator それぞれの位相雑音特性を分離する方法も載っていた . 3 つの雑音の連立方程式を解けばよい .

*² 実験室レベルでは , これの使用例が多いようだ .

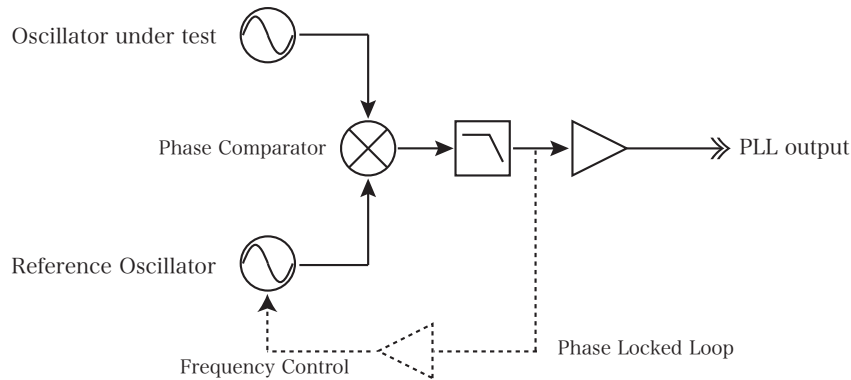


図 1 位相雑音測定の設定アップ

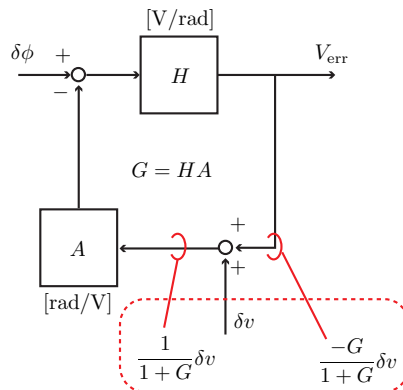


図 2 PLL のブロック図．赤い破線枠内の諸量から open-loop 伝達関数 G が計算できる．ここで $H (= V_{cal})$ は位相雑音を電圧に換算し， A は電圧を位相に換算する． A の実装は reference 機の周波数制御部であり，これを積分したものが位相量なので， $1/f$ 特性が現れる．

である．両者の出力を位相比較器に入力する．位相比較器は double balanced mixer (DBM) と，low-pass filter (LPF) とから成り*3，2つの入力信号の位相差に応じた DC 成分 [式 (3) の $V_{err}(t)$] を出力する．

$\Delta\nu = 0$ とするために，reference 機の周波数制御部へ feedback し，いわゆる phase-locked loop (PLL) を構成する*4．すると，reference 機がテスト機の周波数に追従するようになる．PLL は位相比較器の出力をゼロにするよう働くので，直交条件 $\varphi = \pi/2$ も自動的に達成できる．

PLL がロックすると，制御帯域外では式 (6) の $V_{err}(t)$ で表される信号が得られる．

3.2.2 PLL open-loop 伝達関数の測定

PLL ループのブロック図を図 2 に示す．この図で， $H = V_{cal}$ ，つまり定数である．また A の実装は reference 機の周波数制御部である．すなわち，ある周波数 f の電圧成分 $\delta v(t) = \delta v \cos(2\pi ft)$ が A に加わると， $\delta f(t) = K \delta v(t)$ のように reference 機の周波数が変化する．ここで K [Hz/V] は比例定数．これを位相の変化

*3 LPF には，DBM を通り抜けてしまう高周波成分 ($\sim \nu_{01}, \nu_{02}$) を除去する役割もある．

*4 つまり reference 機は voltage controlled oscillator (VCO) でなければならない．

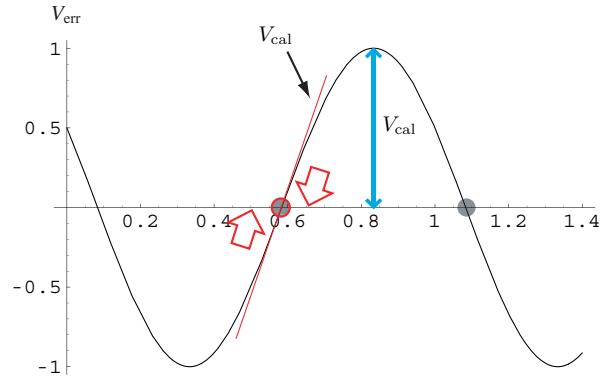


図3 位相比較器から出力されるフリンジ． V_{cal} はフリンジの振幅に相当する．

に換算するには， $\delta f(t)$ を積分すればよく，

$$\begin{aligned}\delta\phi(t) &= \int^t \delta f(t) dt \\ &= \frac{\delta f}{f} \sin(2\pi ft)\end{aligned}\quad (7)$$

となる*5．

PLL の open-loop 伝達関数 $G = HA$ は， δv を sum する前 (V_b) と後 (V_a) の比を測定してやれば良い:

$$V_b = \frac{-G}{1+G} \delta v, \quad (8a)$$

$$V_a = \frac{1}{1+G} \delta v \quad (8b)$$

であるから， $G = -V_b/V_a$ にて求まる．

PLL の影響を補正すると，

$$\tilde{V}_{\text{err}} \rightarrow (1+G)\tilde{V}_{\text{err}}$$

となる．

3.2.3 Calibration factor の測定 I

V_{cal} を求める最も簡単な方法を示す．たとえば図3の赤で示したゼロ点にPLLがロックしていると，この点でのフリンジの傾きが位相-電圧換算係数 V_{cal} [V/rad] となる．フリンジが正弦波で，かつ飽和していなければ， V_{cal} はフリンジ振幅に等しい．

3.2.4 Calibration factor の測定 II

前節では暗黙に V_{cal} が観測帯域で一定としているが，これは次のような実験で確認できる．

PLL ロック状態で，ある周波数 f の位相変調*6をテスト機にかける，このとき， V_{err} に現れる peak の高さを測定しておく．注入する信号の周波数は PLL 帯域外であること．

*5 つまり A のところで $1/f$ の特性をもち，しかも位相が 90° 遅れる．PLL のループフィルターを設計する際には，このことに注意する必要がある．

*6 直接には周波数変調になることが多いが，それと等価な位相雑音であると思えばよい．

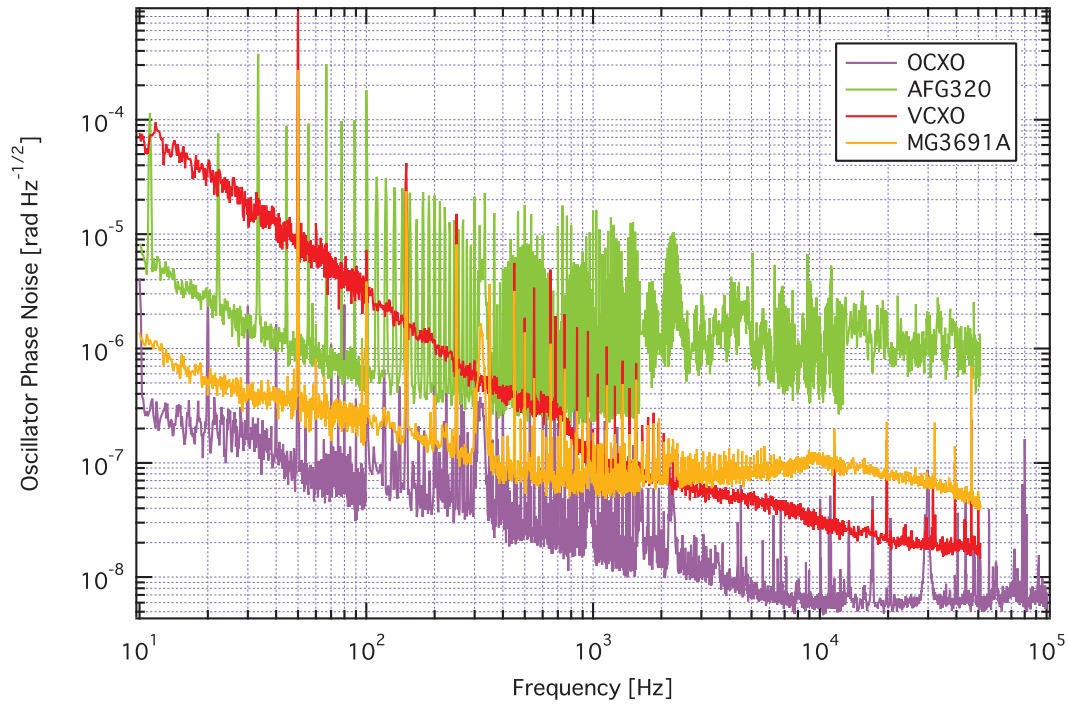


図4 位相雑音の測定結果．縦軸は位相雑音スペクトル $\delta\tilde{\phi}_{\text{rms}}$ [rad/ $\sqrt{\text{Hz}}$]，横軸は中心周波数 ν_0 からのオフセット周波数 f [Hz]．

続いて，テスト機単体に先ほどと同じ peak を注入しつつ，その出力を RF スペアナでみると，

- 中心周波数 ν_0 にパワー P_{cr}
- そのまわり $\nu_0 \pm f$ にパワー P_{sb}

を測定できる．すると

$$\delta\phi_{\text{amp}} \simeq 2\sqrt{\frac{P_{\text{sb}}}{P_{\text{cr}}}} \quad (9)$$

から位相雑音が直接分かるので， $V_{\text{cal}} = (V_{\text{err}} \text{の長さ})/\delta\phi_{\text{amp}}$ が求まる．あとは，周波数 f を変えて同じことをすればよい．

3.3 測定結果

いろいろな 15 MHz 発振器の位相雑音を測定した結果を図4に示す．

より一般には，位相雑音は dBc/Hz (decibel carrier per hertz) なる単位で表現されることが多い．

$$\delta\tilde{\phi}_{\text{rms}}(f) \left[\text{rad}/\sqrt{\text{Hz}} \right] \Leftrightarrow 20 \log(\delta\tilde{\phi}_{\text{amp}}/2) \text{ [dBc/Hz]} \quad (10)$$

なる関係がある．ここで $\delta\tilde{\phi}_{\text{amp}} \equiv \delta\tilde{\phi}_{\text{rms}} \times \sqrt{2}$ である．

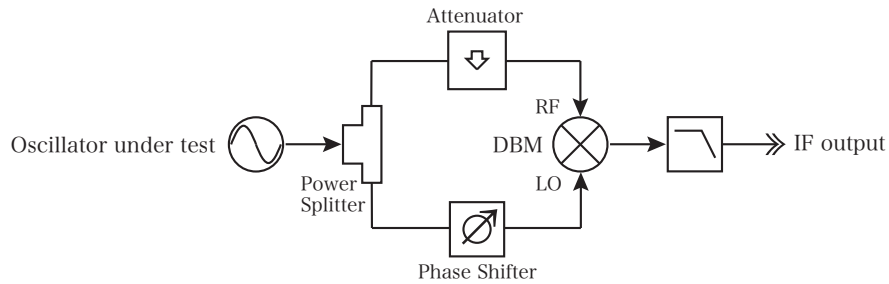


図5 振幅雑音測定の設定アップ

4 振幅雑音の測定

4.1 理論

周波数 ν_0 , 公称 (nominal) 振幅 V_0 で , 振幅雑音 $\epsilon(t)$ をもつ信号は ,

$$v(t) = V_0(1 + \epsilon(t)) \cos(2\pi\nu_0 t) \quad (11)$$

と表せる . $|\epsilon(t)| \ll 1$ に注意してこの信号を自乗し , 低周波成分を取り出すと ,

$$V_{IF}(t) = V_{DC} + \alpha V_{DC} \epsilon(t) \quad (12)$$

が得られる . この計算では $V_{DC} = V_0^2/2, \alpha = 2$ になるが , 実用的には , 必ずしもそうはならない . 実験的に求める必要がある .

4.2 実測

4.2.1 測定系

振幅雑音測定の設定アップは図5のようになる . テストする oscillator の出力パワーを , power splitter で 2 等分する . 片方は 10 dB の attenuator をはさんで , double balanced mixer (DBM) の RF 端子へ入力する^{*7} . もう一方は phase shifter を通して DBM の LO 端子へ入力する . DBM のところでちょうど RF と LO の位相がそろ (またはちょうど 180° のずれ) になるように phase shifter で調節できる . DBM の出力を LPF に通すと V_{IF} が得られる .

4.2.2 Phase shifter の調節

LO の位相を phase shifter で変えてみて , V_{IF} が変化することを確認する . 入力が大きいと飽和するので注意 . V_{IF} が飽和していないことを確認したら , DC 出力 (の絶対値) が最大になるように phase shifter を調節する .

^{*7} DBM の仕様である . RF 端子は LO 端子より 10 dB 小さくなければならない

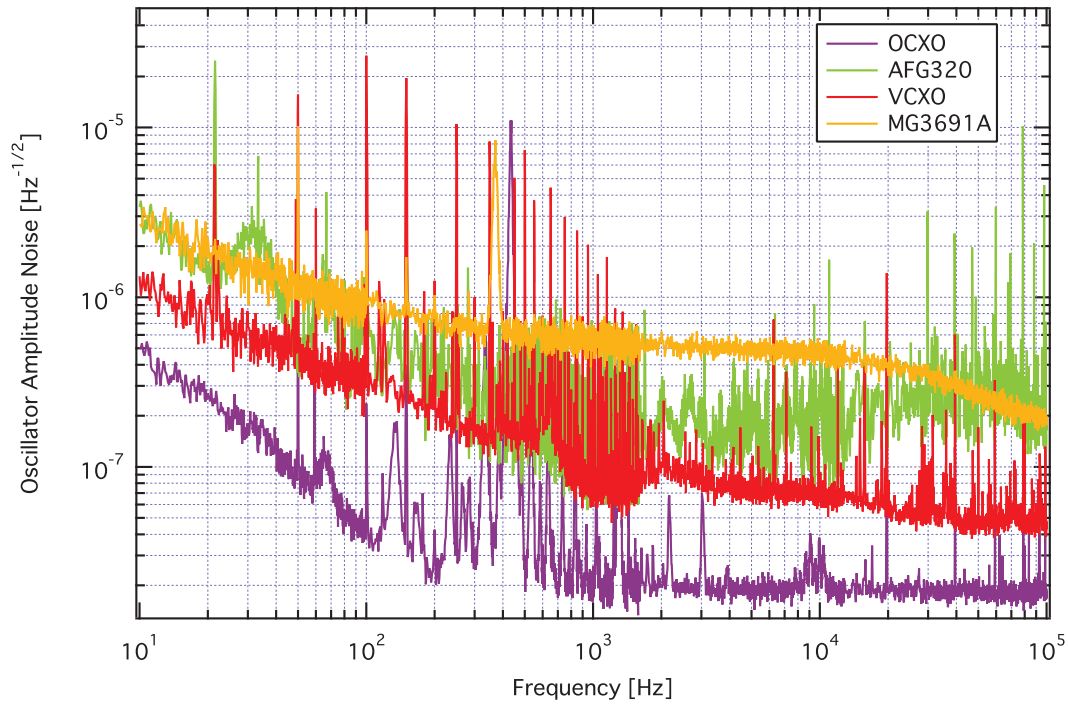


図 6 振幅雑音の測定結果．縦軸は振幅雑音スペクトル $\tilde{\epsilon}_{\text{rms}} [1/\sqrt{\text{Hz}}]$ ，横軸は中心周波数 ν_0 からのオフセット周波数 $f [\text{Hz}]$ ．

4.2.3 Calibration factor の測定

まず，テスト機に周波数 f で振幅変調をかけたときの， $V_{\text{IF}}@f$ Hz の高さを記録しておく．次に，テスト機の出力を RF スペアナで直接測定する．すると

- 中心周波数 ν_0 のパワー P_{cr}
- そのまわり $\nu_0 \pm f$ のパワー P_{sb}

が分かるので変調量

$$\tilde{\epsilon}_{\text{amp}} = 2\sqrt{\frac{P_{\text{sb}}}{P_{\text{cr}}}} \quad (13)$$

を計算できる．こうして $\alpha V_{\text{DC}} = (V_{\text{IF}}\text{の高さ})/\tilde{\epsilon}_{\text{amp}}$ が計算できる．

4.3 測定結果

振幅雑音の測定結果を図 6 に示す．

5 まとめ

以上．

付録 A トラブルシューティング

A.1 位相比較器の出力にフリンジが見えない

テスト機と reference 機の周波数差 $\Delta\nu$ が小さすぎるので、これをわざと大きくするように、発振周波数を調節してやればよい。

A.2 位相比較器の出力フリンジがゆがむ。

DBM に供給されるパワーが高すぎるのだろう。

A.3 PLL がロックしない

TAMA VCXO をテスト機，Wenzel OCXO を reference 機にしたときに発生した。テスト機の周波数変動に，reference 機が追従する能力がないために起こったと考えられる。

A.4 データに再現性がない。(位相雑音)

信号線の引き回しによってグラドループが形成され，大きな雑音が導入されている可能性がある。または，近くに RF 信号源が存在する場合，なんらかの干渉を起こしているのかもしれない。

事例は TAMA VCXO をテスト機，MG3691A を reference 機にしたときに発生した。PLL ユニットと VCXO とをそれぞれ異なる NIM ラックに装着して測定していた。しかもテスト機は，代わりに TAMA の制御にあっていた別の VCXO と同じラックに装着していた。位相雑音の測定結果を見てみると，150 Hz 付近にブロードなバンプが現れたほか，いくつかの周波数帯にもバンプが現れるなど，以前の特性が再現されなかった。

VCXO と PLL とを同じラック内に装着したところ，バンプは消え，以前のスペクトルに戻った。

なお，これは測定系の構成の問題であり，「oscillator を実際に使用している状態での雑音」か否かといった問題とはまったく別次元であるということに注意。(2005 年 7 月 11 日)

参考文献

- [1] *NIST Technical Note 1337* (1990), Edited by D. B. Sullivan et al.

VCXO (TAMA's MASTER OSCILLATOR)

振動子パッケージ製造	アクモス株式会社
振動子	AM17ACE1523TUL (#5)

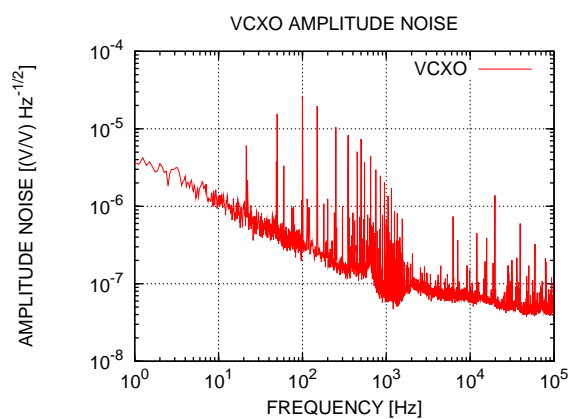
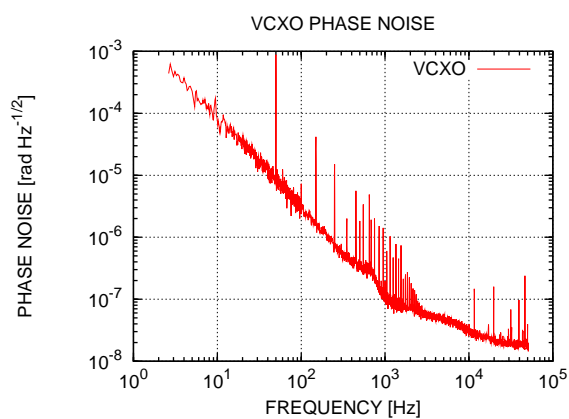
要ドライブ回路*1

INPUT/OUTPUT

15MHz 出力	13 dBm, 50 Ω
	10 dBm, 50 Ω
周波数制御入力	?? Hz/V, Max ?? V, 帯域 ?? Hz

NOISES

- スペック見当たらず
- 下図横軸は発振周波数 (15MHz) からの OFFSET



MEMO

- 位相雑音測定の前には Wenzel OCXO を使用した。
- PLL の feedback は本機の周波数制御へ。Wenzel の狭い帯域ではロックできなかった。

*1 http://tamago.mtk.nao.ac.jp/tama/recom/general_lib/circuits/010116/vcxo.pdf