

# 電圧制御水晶発振器 (VCXO) ネットワークの設計 および開発上の考慮事項

デビッド グリーン&トニー スカルピ、Cypress Semiconductor Corporation © 2003

## 1.0 概要

発振器回路に圧電素子、つまり水晶振動子を配置するという概念は、今日の基準からすると一般的な通例と考えられる。発振器は、技術の背後にある科学についてほとんど考えなくても、規定されたすべての条件下で正常に機能する。本書の目的は、「固定」周波数方式の側面を取り上げるのではなく、水晶振動子周波数の調節の影響について考察することである。このために、この重要なニーズを満たす上で極めて重要な役割を果たすのが VCXO、つまり電圧制御水晶発振器である。

VCXO は、入力制御信号に応じて周波数を変化させて発振器の出力周波数を調節するメカニズムをシステムに提供する。ほとんどの場合、VCXO は閉ループ システム全体の一部として機能し、復調プロセスによって復元された「誤った」制御電圧から得られることの多い外部周波数源の周波数トラッキング メカニズムの役割を果たす。制御入力と出力周波数の関係は、多くの場合、制御入力の動作範囲全体にわたって 1 対 1 の関係とは限らない。実際に、その関係は、特に VCXO の最大または最小動作範囲内では対称ではあっても、非線形であることが多い。そのような「周波数軟化」効果は、閉ループ応答が「レール」に近づいた場合に発生する可能性のある急激な周波数遷移を緩和するのに役立つ。適切に設計されたシステムは、制御信号が動作範囲全体にわたって変化しても常にスムーズできれいな周波数遷移を示す。

実際の経験では、VCXO の動作が必ずしも当初の推定どおりにスムーズになるとは限らないことが強く示唆されている。実際に、設計が不適切な場合、周波数に対する電圧の伝達関数が常に意図したとおりになるとは限らない。この点について唯一の救いと言えるのは、経験上、この問題は再現可能であり、制御ランプ信号の方向に関係なく一貫して誤った結果となることである。しかし、それよりも大きな問題は、個体ごとの比較を行った場合、おそらく同じ回路を備えている隣接システムで問題が発生しない可能性があるかもしれないということである。問題の伝達関数は通常、ある固有の特性を示す。それは、小さなステップ増分量に対する通常の前予想をはるかに超えるかなり「鋭い」または急激な周波数遷移の発生である。また、遷移域のごく近傍での VCXO の挙動が異常を示す可能性もある。これは、予想される曲線をたどる「磁気抵抗」で表されることが多いが、場合によっては何の前触れもなく突然、遷移が発生することもある。

周波数の急激な変化は必ずしも突発的であるとは限らず、せいぜいシステム明細によって定義することしかできない。遷移に対処できるシステムが効果をマスクできることは明らかである。システムの閉ループ性を考えると、システム設計者は潜在的問題が存在する可能性にまったく気づかないか、あるいはシステムがすべての動作条件にわたって常に補償できる限りその問題について関知しないかもしれない。しかし、閉ループシステムに与えられる「誤った」信号が過剰になり、システムのロック外れを引き起こすことも少なくない。結果的に、原因は周波数変化の大きさだけにあるのではなく、周波数-電圧曲線上の位置もシステム障害の可能性に影響してくる。「運よく」システムが通常使用する範囲内でこの遷移が発生すれば、少なくとも初期の段階で検出される可能性は大幅に高くなる。しかしこれとは対照的に、システムの動作範囲外と思われる VCXO の伝達曲線上の位置で遷移が発生するような場合には、都合の悪いフィールド障害が表面化した時点で初めて謎が深まる。

適切な VCXO システム設計では、VCXO の中心動作周波数はバランスのとれた可変幅で囲まれる。この可変幅は、一般に「基準」または中心周波数からの ppm 単位で表される。ppm は、周波数偏差の正規化項を百万分率で表したものである。VCXO の伝達関数を求めるには、プログラム可能な制御、安定した周波数測定器、および VCXO 動作範囲のステップ分解能全体にわたって出力周波数を記録する何らかの手段が必要である。

本書の目的は、VCXO の周波数遷移挙動を回避する最善の方法に対するシステム設計者の理解を助けることである。この点についての以後の詳細な検討では、興味深いのが、概して都合の悪いこの VCXO の現象に関する詳細な考察のための適切な枠組みを設定するために、主として VCXO の基礎を扱う。

## 2.0 水晶発振器の概要

一般的な電気技術者であれば、設計経験上、一度は何らかの水晶クロック源を扱ったことがある。やはり広く普及しているだけあって、水晶振動子は心配の種を蒔くことなく静かに振動しながらシステムの中心としての機能を果たす。設計が成功し、初期テストに合格すると、生産段階に移行する。生産手段では、製品の低価格化に備える。水晶振動子は、部品としてリストにたいてい載っている。どこも事情は似たようなもので、同じ中心周波数と負荷パラメータを示す低コストのユニットを選別すれば、生産技術者の仕事は終わりである。曲がりなりにも当初の設計で機能したのであれば、生産段階での交換の問題などあり得ない。万一、製造後に故障率が明らかになり始めても、発振器は一見すると十分に機能しているように見えるため、ほとんどの人はその誤動作が潜在的な問題とはおよそ考えもつかない。

一般に、固定周波数発振器に問題が発生するのは起動中である。システムの欠陥は、通常のデバッグ作業で、つまり「起動/停止」シーケンスによって早期に発見される。しかし、VCXO の設計では起動時以外の解析も必要である。発振器の起動操作を行うだけでなく、伝達関数に対する追従性が適切かどうかをテストしなければならない。発振器ネットワークにおいては、「わず

か」な偏差は軽微な欠点として許される傾向が強いが、実際には周波数遷移が発生寸前であるか、あるいはさらに微妙な場合には遷移がまさに発生しようとしていることについて、ネットワークが「親切にも」手がかりを与えてくれているのかもしれない。これらの手がかりに注意を払えば、プロジェクト サイクルの後の段階でそれほど悩まずに済む。

VCXO ネットワークを適切に設計するには、システムにおける能動増幅素子および水晶振動子の挙動について十分に理解する必要がある。それにはまず、なぜそれが発振するのかを完全に理解した上で、発振器回路ネットワーク内で素子のリアクタンス効果が生じたときに何が起こるのかについて検討しなければならない。そして最終的に、水晶振動子の正しい選択という点で指定する必要のあるパラメータを知る必要がある。この考察に加えて、一般的なデジタル システム アプリケーション用として業界の主力製品であるピアス発振器の構成に注目する。

## 2.1 バルクハウゼンの発振基準

何はさておき、まずバルクハウゼンの発振基準について理解する必要がある。簡単に言うと、発振を起こすには、十分なゲインと適切な位相補正がフィードバック システム内に存在しなければならない。こう言うと簡単であるが、実際の経験では、能動増幅素子が発振してはならないときに発振するとすぐにこのことを忘れ、発振器が通常のアンプのように動作しているものと思ってしまう。これらの意図した、または意図しない状態がシステム内に存在すると、時と場所に関係なく発振が起こる可能性がある。デジタル設計者にとって、フィードバック パスとなりうる要素は導電パス（つまりワイヤ）のみである。しかし、ベテランの RF 設計者にとっては、よりとらえにくい放射パスが同様の手段となりうる。増幅素子にとっては、フィードバック信号がどのようにして入力に帰還するかは問題でなく、適切な位相状態が存在して初めて「安定した」システムが発振を起こせる状態になるのである。優れた設計を台無しにするその他の要因としては、突発的に発振を起こす増幅素子によってしばしば発生し、プローブを接続すると不思議に消えてしまう厄介な発振の「パーティ」効果がある。再度強調しておかなければならない点は、設計者の意図に関係なく、十分なゲインと適切な位相で構成されるいかなるシステムにも発振を起こす要因があるということである。したがって、結果としてどのような周波数または複数の周波数が同時に出力されたとしても、その存在理由に関して何ら不思議はないはずである。なぜなら、これはバルクハウゼン基準を満たす適切なゲインと位相という形でネットワークが自己表現しているにすぎないからである。

多くの設計者は、動作中の発振器がともかくもその他の発振「音」を同時に出力することはないと誤解している。バルクハウゼン効果によって定義される出力周波数または音が 1 つに限定されるという規定はどこにもない。十分なゲインと適切な位相が存在する状態では、いつでも発振が起こる可能性がある。実際に、ノイズは音が存在するかどうかに関係なく常にシステム内に存在する。これは、複数の音が同時に存在する可能性を示すものである。これは、発振事象が完全に独立しているということを表しているわけではない。単純な世界では、そうした作用が完全に独立しているであろう。しかし、残念ながら通常は得られるエネルギー効果によって動作モードが変化

したり、さらに別の動作モードが励振されたりするような相互依存性がある。最終的には、厄介な発振が存在するために、目的の発振が影響を受ける可能性がある。

その上、突発的な発振が発生する可能性もある。なぜこれが発生するかという謎は解明が難しいが、発振がバルクハウゼン効果を扱う当然の結果であることを理解し、認めなければならない。システムの問題は、目的のすべての動作条件にわたって十分なゲインと帯域幅を提供し、目的の動作モードでのみ機能するアンプを設計できるかどうかにある。

## 2.2 基本的な発振器ネットワークの構築

VCXO の解析について詳細な検討に入る前に、発振器の基礎および用語について理解しておく必要がある。ネットワークの細部に検討を加えるに当たって、この基礎知識が必要になる。

まず、理論上、比較的広い周波数帯域幅にわたって入力と出力の間で位相を反転し、リニアモード（つまり、正弦波入力から正弦波出力を生成）で動作する広帯域アンプについて考察する。このアンプには、論理入力しきい値領域にバイアスを設定し、フィードバック信号を入力に帰還させるための抵抗素子が配置されている。

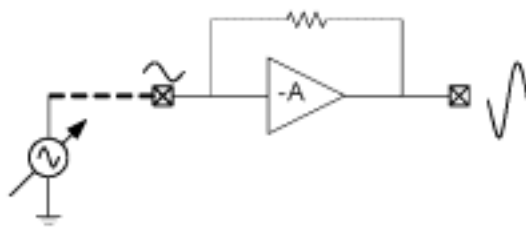


図 1：基本的なフィードバック付きゲイン アンプ

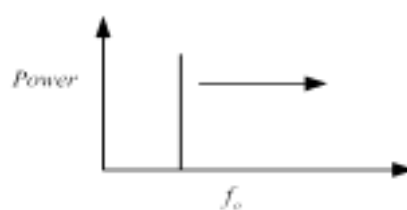


図 2：周波数に対する出力

図 1 の回路ネットワークについて考えてみよう。基本的な要素は、反転ゲイン アンプと抵抗フィードバックの 2 つである。なお、位相加算に関する限り抵抗は無視する。入力と出力の間の相対位相差を測定しながら、入力ジェネレータを追加し、周波数を掃引するとどうなるであろうか。アンプの動作帯域幅の範囲内にある「低い」周波数または複数の周波数の場合、出力は増幅され、反転される。つまり、位相は期待どおりほぼ、理想的な  $180^\circ$  になるはずである。しかし、現実にはジェネレータを高い周波数まで掃引すると、位相は理想的な  $180^\circ$  から変化し始めることがわかっている。さらに高い周波数まで掃引すると、入力と同相（または  $360^\circ$  の倍数）の周波数が出力される一定の周波数において位相遅れ応答を示す可能性がある。この場合、 $180^\circ$  の「避難場所」は最終的に 0 となる。さらに入力周波数を掃引し続けると、まったく同じゼロ位相交差を示すさらに別の周波数が出現する可能性がある。ここで問題となるのは、このようなシステムが発振するかどうかである。適切な位相補正という、パルクハウゼン基準の少なくとも 1 つの条件は満たされている。では、十分なゲインという条件を満たすことはできるであろうか。それは実際にはアンプ次第である。十分なゲインがなければ発振は起こらないが、ちょうど足りるゲインがシステムにあれば、突発的な発振または持続的な発振、あるいはその両方が起こる可能性がある。では、複数の発振が同時に起こり得るであろうか。これについては、最初の掃引において、特にゼロ位相交差が起こるところに手がかりが示されているかもしれない。つまり、可能性は存在する。ただし、これは説明のために単純化したものであり、実際の状況では考慮しなければならないジェネレータの負荷効果は無視していることを理解されたい。

したがって、この段階のネットワークはアンプの能力次第ということになる。抵抗は、位相情報を加えないため、フィードバック抵抗と入力インピーダンスの比率に応じて減衰された出力の複製をアンプに与えるにすぎない。

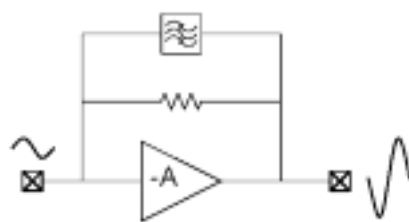


図 3 : フィードバックパスに BPF を加えたアンプ

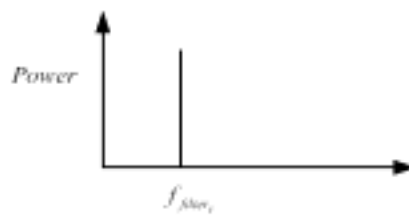


図 4：周波数に対する出力

次に図 3 について考えてみよう。この例では、フィードバックパスにバンドパスフィルタ (BPF) が追加されている。フィードバック抵抗は、適切なバイアスを維持するために残されている。バンドパスフィルタの導入により、周波数スペクトルのほんの一部の「切片」はフィルタを通過することができるが、残りの周波数はすべて減衰する。このアーキテクチャのネットワークは、アンプによる位相シフトとバンドパスフィルタの位相シフトの複合効果により、前の例よりもバルクハウゼン基準を満たしやすいかもかもしれない。これは、フィルタの通過域ではなく遷移領域において大きな位相変化がある場合に特に当てはまる。存在する極およびゼロの数が原因でフィルタのロールオフ曲線の勾配が急な場合、周波数の小さな変化によって大きな位相変化が生じる可能性がある。ここでは、フィルタネットワークの Q も効果を表す。フィルタの Q が高くなればなるほど、フィルタはより選択的になり、ロールオフの勾配はさらに急になる。バルクハウゼン基準が満たされているとすれば、システムに可変リアクタンスを導入することにより、特に動作をフィルタの通過域近傍のロールオフ領域内に制御可能な場合、発振に必要な変化が僅かで済むことになる。

アンプは、増幅可能なすべてのものを増幅する。ノイズエネルギー成分もこの一部であるという点が重要であるが、特にデジタルシステム設計者の場合、問題の一因として「簡単に片づける」ことが非常に多い。ノイズエネルギーは常に増幅され、バンドパスフィルタを通過して入力に渡る。多くのデジタルシステム設計者にとって、ノイズはジッタにつながることが多い。ほとんどのエネルギーは減衰するが、BPF のフィルタ応答と偶然に相関するその一部はフィルタを通過する。このプロセスを制御不能にしているのは、ネットワーク内のノイズが一定の周期で相関する可能性が低いことである。しかし、発振は次のように始まる。バルクハウゼン基準を満たす可能性のあるシステム内に自然に存在するノイズエネルギーは、閉ループの中で増幅され続ける (当然、ネットワーク内部では相関する)。このプロセスが続くと、システム内の無相関ノイズと比べて大きな信号対ノイズ比 (SNR) を示し始める信号が形成される。その結果、周波数スペクトルは図 4 に示す形状を呈し始める。

この性質を持つ発振器ネットワークは、抵抗フィードバック手法の場合よりフィードバックエネルギーを制御しやすいため、最初のアーキテクチャと比べて予測可能な挙動を示す可能性ははるかに高い。これはどういうことかと言えば、フィードバックパスに適切な Q を持つプログラム可能なリアクタンス素子を配置すれば位相調整が可能になるということである。言い換えれば、発振し続けている限り周波数を変化させることが可能ということになる。音がシフトし、もはやバルクハウゼン基準を満たさない「古い」音は消滅し、前述の相関プロセスによってノイズから

「新しい」音が形成されるため、相関エネルギーが強調される。これはすべて瞬時に起こるため、連続的に変化する 1 つの音が発生しているのと何ら変わらないように見える。システム内にバルクハウゼン基準を満たすエネルギーがなくなると発振は減衰し、ネットワークは何らかの DC 定数で安定化する。

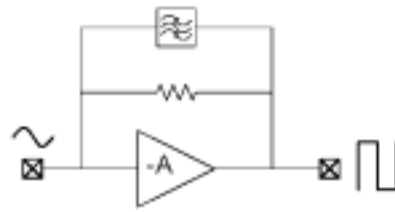


図 5：非線形アンプ

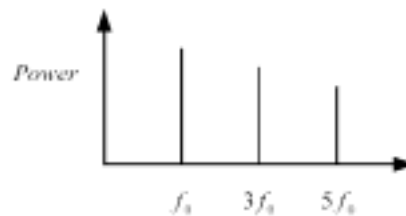


図 6：方形波による複数音の発生

ここまで、線形増幅素子による離散周波数について考察したが、アンプ出力が非線形である、つまり方形波が出力される場合はどうであろうか。その場合、ゲインについて何が言えるであろうか。このタイプのネットワークはよく知られている。ほぼすべての論理システム設計に利用され、広く普及しているインバータは、ほぼ間違いなくピアス構成として超ハイゲイン、超広帯域幅で構成されている。実際に、出力がクロック サイクルごとに 2 回飽和するほどの大きなゲインが得られる。出力として方形波が生成されることから、スペクトラム アナライザでザッと調べてみれば、完全な 50% のデューティ サイクルで奇数次高調波が生成されることがわかる。当然、完全でない場合には偶数次高調波が生成されるが、実際にはシステム内で問題となる実成分にはならない程度まで減衰する。ここで、「電気的高調波」という新しい用語を語彙に加える必要がある。

電気的高調波とは、能動増幅素子によって特に生成される高調波と定義される。ネットワーク内に存在する追加のエネルギーは、それぞれちょうど 3 次、5 次、7 次などの高調波である複数の出力音の存在により、最初の線形アンプの例と比べて大きくなっている。フィードバックパスにある BPF により、1 つを除くすべての音が入力に帰還し、位相が正しければ発振が起こる可能性がある。ここで、たまたま 3 次高調波を中心周波数とする別の BPF をフィードバックパスに挿入したとする。基本波と 3 次高調波の両方が同時にバルクハウゼン基準を満たし、発振すること

はあり得るであろうか。答は簡単で、アンプとフィードバックがそうした動作に必要なゲインと位相を維持できる限りあり得るということである。基本波が単音の場合と同じ強さと仮定すると、2つの動作モードに対応するにはより多くのエネルギーが必要とされることは明らかである。デジタルタイプのアプリケーションの大部分に利用されている一般的な非線形アンプは、機会があればそうしたモードに対応するのに必要なゲインを持つ。

## システム Q

システム Q は、ネットワークにおけるエネルギーの使用および蓄積効率に関係する。Q が高くなると、バンドパス フィルタを構成できる帯域幅は狭くなる。その結果、必然的にスカート特性は急峻化する。水晶素子は、膨大な量の Q、つまりエネルギー蓄積を示し、目的とする発振点に存在する Q により急な位相勾配を形成する。したがって、ネットワークのリアクタンスが変化すると、水晶振動子のリアクタンス曲線に沿って発振のシフトが生じる。システム Q はまた、システム安定性の役割も果たす。水晶振動子は Q が高いため、当然の結果として、安定したクロック源を維持する上で最も重要な周波数安定性が得られる。

## 負性抵抗

このトピックについては詳しく取り上げないが、負性抵抗 ( $-R$ ) は発振器の設計においてアンプのゲインを定義する役割を果たす。筆者は、水晶共振構造のモデル化に関して Spice にはかなり懐疑的であるが、負荷キャパシタの併用によるゲイン増幅段の負性抵抗生成についてはほとんどの目的に役立ち、妥当な精度が得られることがわかる。負性抵抗のシミュレーションおよび生成が成功すると、縦軸の負側は  $-R$ 、縦軸の正側は  $+R$  で表されるゲイン曲線が得られる。これらの要素はいずれも、周波数掃引を基準とする。シミュレーションのセットアップは通常、水晶振動子がシステムに接続される箇所の代わりに掃引機能を備えた AC 電流源を使用し、刺激に対する「電圧」の応答をグラフ化することによって行う。電圧は通常、後処理を容易にするために 1 A を基準として正規化される。この解析では複素数式の実数部のみを用いる。曲線の整形および縦方向へのシフトは、アンプの設計と帯域幅に関する制限によって行うが、それは現在市販されている数多くのソリューションに最も適合することが期待される。当然ながら、最適化した場合には、水晶振動子の選択や使用法が制限されるが、それらの事柄について十分な理解が得られるため、負性抵抗ネットワーク曲線によりこれらの条件に対して最適化するための対処が可能である。

一般に、負性抵抗グラフは低周波側でマイナス数百  $\Omega$  から始まり、結果的に負の指数関数的な形で  $0\Omega$  点に近づく。図 7 はそうした例であるが、ゲインは 15 MHz 付近で直ちにピークを迎える。100 MHz でさえも水晶振動子の発振に十分な負性抵抗がある。これは、現在市販されているデバイスに典型的な例であり、これらのソリューションで利用可能な帯域幅を表している。



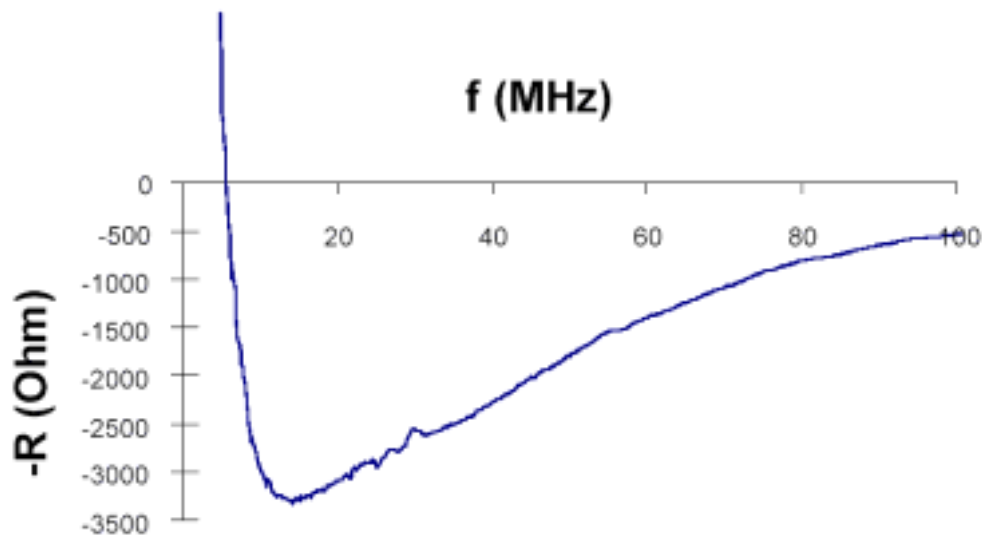


図 7：負性抵抗グラフの例

## 圧電特性の概要

以上の考察を踏まえて、次に水晶振動子と呼ばれる特殊なタイプのフィルタについて考察する。まず、圧電素子を用いた発振器の考察に入る際に必要となる要点について簡単に説明する。

誤解の大きな原因の 1 つは、水晶振動子の動作の「直列モード」と「並列モード」に対する誤解にある。この分野については誤解が多く、繰り返し耳にするため、特に力説しておく必要がある。これらの動作モードは本質的に圧電素子の一要素であるため、ある水晶素子は必ず他の動作モードを伴う。水晶振動子のデータシートに「並列モード」と規定されていても、水晶振動子を直列モードで動作させるという可能性が排除されるということにはならないのである。データシートが言わんとしているのは、水晶振動子が特定の負荷に対して、規定動作モードにおいて特定の周波数で共振するということである。水晶振動子を正しいモードで動作させるために重要なことは、正しいモードが利用できると同時に他のモードが抑制される環境に水晶振動子を配置することである。このことは、基本的な直列モードや並列モードだけにとどまらず、オーバートーンモードにも同様に当てはまる。水晶振動子のデータシートを見ても、オーバートーンモードで動作させてはならないという記述はどこにも見当たらず、ほとんどの場合この動作モードは排除されていない。特定の結果は保証されないかもしれないが、そのモードを使用できないということにはならない。

「並列モード」と規定された水晶振動子は、位相関係によって水晶振動子が低インピーダンス抵抗モードのように機能するようにネットワーク構造を変更することにより、直列モードで動作させることができる。水晶振動子の挙動を適切に制御する秘訣は、ネットワーク内のリアクタンス素子を用いてネットワークの位相を調整することにより、ある動作モードを促進すると同時に他の動作モードを抑制する方法を探ることである。もちろん、システム内に十分なゲインを確保できるようにする、負性抵抗についての十分な理解が重要である。

定義上、直列共振動作モードに対応するのは、同相または  $360^\circ$  の倍数位相の低抵抗モードで動作する素子である。ネットワーク ソリューション全体は、適切なゲインが得られ、水晶振動子がいったん  $0^\circ$  の位相シフトで共振すればこの動作状態が得られるように構成する。したがって、この状態が起こり得るように水晶振動子周辺の部品を設計するのは、発振器設計者の責任である。ここで、直列共振周波数に関して (WRT) 周波数を下または上にシフトすると、水晶振動子はそれぞれ容量性または誘導性を示す。並列モードでは、水晶振動子はネットワークに対して誘導性を示す、つまり水晶振動子は直列共振モードの場合よりわずかに高い周波数で共振することになる (なぜこれが必要なのかは追って明らかになる)。並列モードは、水晶振動子がその実際の並列共振周波数で動作することを意味するわけではない。適切な発振器設計は、期待される結果が動作環境全体にわたって得られるように水晶振動子を適切に配置できるかどうかにある。

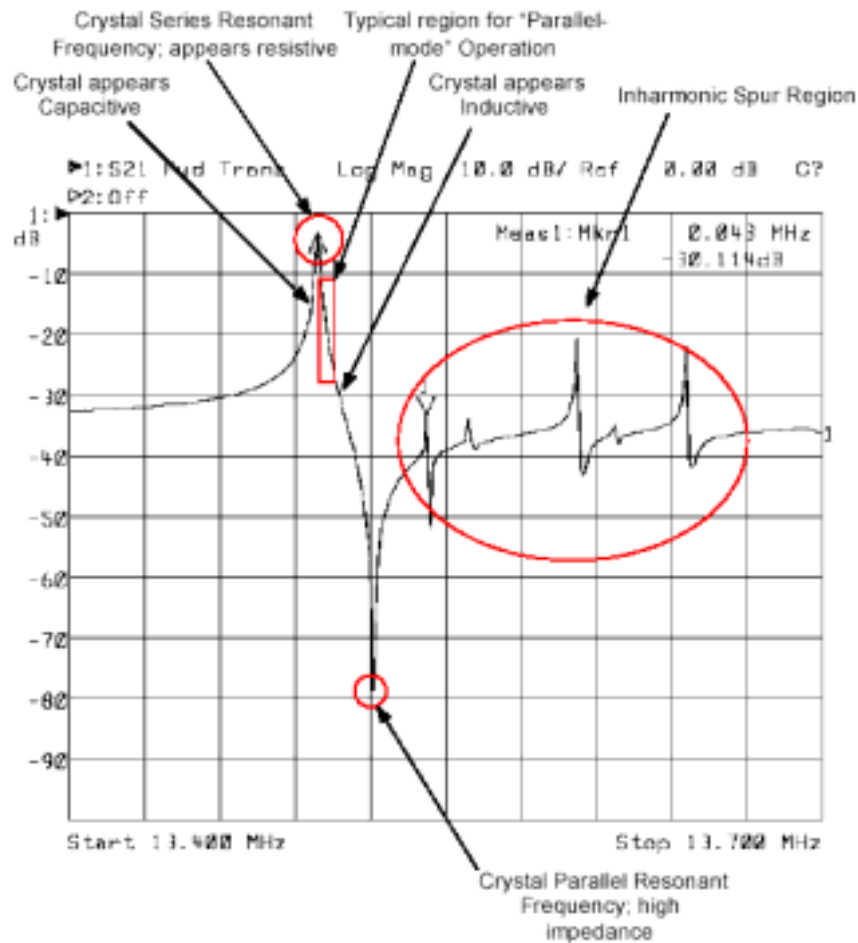


図 8 : 50Ωシステムにおける水晶振動子のフォワード ゲイン ( S21 ) の表現

図 8 は、先ほどの直列モードと並列モードに関する考察との関連において、大いに参考になり、見逃すわけにはいかない。水晶振動子のフォワード ゲイン ( S21 ) は、2 ポート モードで動作するネットワーク アナライザを用いて解析することができる。その目的は、50Ωシステムにおいて、水晶振動子の基本動作周波数近傍でどのような順方向伝送特性を示すかについて相対的に把握することである。

この例では、規定負荷に対して、水晶振動子の並列共振周波数を 13.5 MHz に設定して 300 KHz の範囲で周波数掃引を行っている (ただし、この例ではデータシートどおりに負荷をかけていないため、厳密に 13.5 MHz が中心になるとは期待できないことに注意されたい)。この水晶振動子は、掃引の開始時では比較的高い損失性を示すが、最小減衰点に向かって上昇するにつれて容量性を示し始め、ピーク時に直列共振として動作する。直列共振時で水晶振動子は抵抗性を示すが、これについてはスミス チャートで複素インピーダンスを調べれば確認できる。この点を越えて並列共振周波数に向かって遷移するにつれて、応答は誘導性を示し始める。それに伴い、水晶振動子のフォワード ゲインの減衰損失は急峻な負の勾配で急速に増大し、13.52 MHz 付近で約 -75 dB の減衰という大きな損失を示す。ここで、並列モードの水晶振動子は並列共振点で動作すると誤解する人が多いが、決してそうではない。実際には、水晶振動子の並列モード動作は、

周囲の発振器ネットワークに対して誘導性を示す、直列共振点から S21 曲線に沿って「ずれた」動作領域を指している。その理由については、ピアス ネットワークに対する理解が深まるにつれてさらに明らかになる。

#### 水晶振動子の非高調波およびオーバートーンに関する考察

周波数掃引を続けていくと、水晶振動子の並列共振モードを過ぎたところからいくつかの「バンプ」が現れる。これらはスプリアス、またはより正確には「非高調波スプリアス」と呼ばれる。これは、3 次高調波などのオーバートーン動作と関連しているか、あるいはそのものを示している。多くの人が考えてしまうことから、さらに誤解の元となっている。高調波スプリアスはオーバートーンと何の関係もない。これは水晶振動子に固有のもので、回避すべき動作領域である。この場合の上限周波数は 13.7 MHz であるが、これは 3 次高調波動作を励振する周波数にすら及んでいないことに注目されたい。

圧電素子の数学的記述は、容易に解けない複雑な多次元問題である。この考察に先立って高調波に関する説明の際に、アンプの非線形性によって生じるものとして電気的高調波について述べた。これは、圧電材料内に自然に存在するもう 1 つの調和励振モードの基礎として重要である。結晶構造が基本波の約 3 倍、5 倍、7 倍（など）の周波数で励振すると、「機械的」高調波またはメカニカル オーバートーン動作モードと呼ばれるものが発生する。水晶振動子のメカニカル モードは、アンプによって発生する電気音によって刺激されたときに水晶振動子がどのように励振されるかを表す。高調波がどのようにシステムに関係してくるかを理解することにより、VCXO の周波数遷移の問題を回避することができる。

3 次高調波のグラフを生成すると、パターンが下にシフトし（全体的にさらに減衰）、ダイナミック レンジが狭まることを除き、先の図 8 と同じパターンを示す。水晶振動子の主な機械的特性として、振動構造の共振周波数により、機械的基本波と 3 次、5 次、7 次などの機械的高調波との周波数比は正確に整数倍とはならない。これは、主に機械的振動システムが完全には 1 次元でないことによる。ここで、電極が有限サイズであることが重要な役割を果たす。というのは、有限サイズであることにより、基本波の奇数次高調波以外の振動モードの発生につながるからである。幸い、クリスタル ブランクや電極のサイズの設計により、基本波に対する 3 次高調波の配置を規定することが可能である。

水晶振動子が通常、オーバートーンで自然に動作するのでなく製造時の基本周波数で共振する理由は、最小抵抗の法則と関係がある。基本波モードの抵抗は高次オーバートーンの抵抗よりはるかに低いため、自然界のほとんどの物と同様にそれぞれの真価に委ねられているとすれば、ネットワークは最小抵抗のパスを選択し、基本波で動作する。実際に、共振点において 3 次高調波に見られる抵抗は、基本波の抵抗の約 9 倍である。5 次、7 次、およびそれ以上の高調波についてもこの「2 乗則」の関係が続く。

## 水晶振動子の電氣的モデル

水晶振動子の電氣的モデルは、ある程度の精度でシミュレートできるが、マルチモード干渉が発生するようなシミュレーションでははるかに複雑なモデルが必要である。電氣的な観点から、図9に一般的な電氣的モデルの概要を示す。キャパシタ  $C_0$  は、水晶板間に生じる固有キャパシタンスを規定する。これは、水晶板固有のキャパシタンスを表すことから静電容量と呼ばれることが多い。 $C_1$ 、 $L_1$ 、および  $R_1$  は、水晶内部の複素固有ネットワークの基本モーシヨナル レッグを表す。さらに、3次および5次オーバートーンを扱う2つのモーシヨナル レッグを例に示した。各モーシヨナル キャパシタはモーシヨナル インダクタンス素子を伴う。「モーシヨナル」という用語は、これらの素子が電氣的に等価であるだけということが理解されるように、また実素子で表現するには小さすぎたり大きすぎたりする実際のキャパシタまたはインダクタンス素子と区別するために使用する。

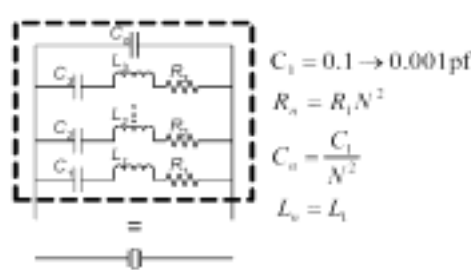


図9：水晶振動子の電氣的等価回路

モーシヨナル キャパシタンス、インダクタンス、および抵抗モデルを注意深く検討すると、ある非常に興味深い関係がわかる。基本波のモーシヨナル キャパシタンスは約  $0.1 \sim 0.001 \text{ pF}$  であるが、通常低い方が好ましい ( $< 30 \text{ fF}$ )。これは、単独で考えると小さいが、機械的高調波のモーシヨナル キャパシタンスはオーバートーン励振モードごとにさらに  $1/N^2$  ずつ小さくなる。しかし、モーシヨナル レッグのモーシヨナル インダクタンスは常に同じである。抵抗は、高調波の次数が上がるごとに  $N^2$  ずつ大きくなるため、基本波の抵抗と比べた場合、3次機械的高調波は9倍の大きさの抵抗を生じることから、期待される動作モードは最小抵抗となることがすぐにわかるはずである。以上の数学的関係を踏まえて、そろそろパズルを組み立ててみることにしよう。

水晶振動子レッグと直列または並列のシャント キャパシタ（負荷キャパシタ  $C_L$  と呼ばれる）は、特定の動作モードのモーシヨナル キャパシタンス値に支配される。これは、AC の観点から見て、等価直列容量が常に連鎖内の最小値に支配されることによる。正味容量値は、「タンク」内の最小の要素未満となる。わかりにくい非常に重要なもう 1 つの点として、（ピアス構成の場合と同様に）シャント キャパシタが値を変化させると（VCXO の効果として、周波数をシフトしようとして）、周波数シフト、つまり機械的オーバトーンの動作範囲は基本波と比べて狭くなる。ここで、すべてのモーシヨナル レッグの励振に関してインダクタンスは常に同じであるが、3 次オーバトーンの直列モーシヨナル キャパシタンスは  $1/N^2$  だけ小さくなることを思い出して頂きたい。外部負荷キャパシタ値は基本波でも 3 次オーバトーンでも同じであることから、周波数スイング幅は基本波と比べて小さくなる。言い換えると、基本周波数の変化量（たとえば VCXO 周波数シフトからの）は、3 次高調波に関して言えば周波数の同じシフト量と線形にはならない。5 次高調波のシフトではさらに悪化する。この話題についてさらに考えを進めていくと、3 次オーバトーンまたは 5 次オーバトーンで動作するように水晶振動子を励振すれば、基本モードを使用する場合よりも安定した固定発振器が実質的に得られる。しかしながら、オーバトーンによる VCXO の動作は、オーバトーン動作の「スチフネス」のため現実的なものではない。

## 2.2 ピアス水晶発振器のトポロジ

次に、広く普及しているピアス発振器に目を向けてみよう。なぜピアス構成が広く普及しているのだろうか。筆者個人の推測であるが、2 ピン反転素子は論理設計者の間でよく理解されており、そうした事情から世界中の設計者が「伝統」という魔法にかかっているのではないかと推測される。

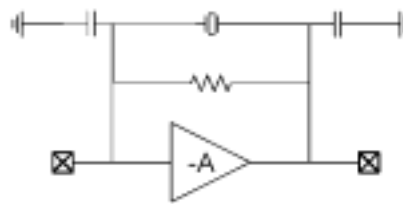


図 10：広く普及しているピアス発振器のネットワーク構成

図 10 には読者も見覚えがあろう。最初に示したフィルタは、水晶振動子という別のフィルタ構造に置き換えられている。その他の違いは、各水晶振動子レッグに負荷キャパシタ  $C_L$  が追加されていることだけである。S21 の特性に関する考察を思い出せば、シャント キャパシタの使用および必要性はすぐにわかるであろう。まず、水晶振動子はシャント キャパシタと共に「タンク」回路を形成する。問題は、このネットワークが発振するかどうかである。ほとんどの人は経験上、このネットワークが発振することを知っているため、両手を挙げて「はい」と答えるであろう。煎じ詰めると、これは新たに論じるべき話題ではない。しかしながら、なぜ発振するので

あろうか。結局のところ、発振は、ネットワークが完全に機能してバルクハウゼン基準、つまり出力周波数を生成する位相およびゲインの両立を満たした周波数点でのみ起こる。一般に、ほとんどの非線形アンプのゲインは十分であるため、主に位相が問題ということになる。しかし、ここで扱うネットワークは、水晶振動子という、あの例のメカニカルな容器の中に多数のリアクタンス素子が挟まれているのに等しいものを含んでいるため少々複雑である。

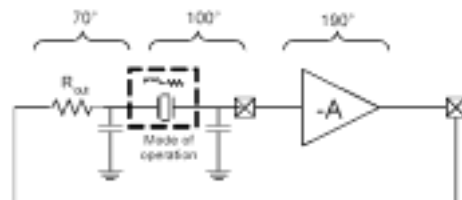


図 11：ピアス動作位相の例

図 11 は、図 10 を単純化した概略図であるが、実際の周波数での動作時の位相割り当てに近いものを示しているかもしれない。アンプは、実際にはもはや理想的なジェネレータとしては動作せず、むしろ理論値から 10°遅れ、正味で 190°の位相シフトが生じる。抵抗  $R_{out}$  は、アンプ出力が最初の容量性シャント負荷に送られることによって生じる抵抗値を表す（これは実際にはインピーダンスであるが、この例では簡略化してある）。目的の動作周波数では、これが 70°の位相変化を示すと同時に、水晶振動子と他のシャントが相まってさらに 100°の位相シフトが生じる。ゲイン段入力では、これらすべてが合算されて魔法を使ったように 360°に戻り、その結果、エネルギーはシステム全体にわたって相関する。理解しておくべき魔法は、適切なゲインを持ち位相基準に一致し得る周波数があれば発振が起こること、そしてシステム内の自然なノイズ相関から周波数が作られるということだけである。その他にもノイズ エネルギーは存在するが（発振し始めているものがあるため消えない）、このエネルギーが、必要なゲインと位相相関し得ない限り、不可分ではあってもあまり重要ではないことが期待される要素としてシステム内に残る。

システム内の各位相要素について理解が得られたところで、次にこの図において水晶振動子がどのような電氣的挙動を示すかについて、図 8 を参照しながら注意深く考察する。シャント キャパシタの目的は、主に 2 つの機能を果たすことである。シャント キャパシタの第 1 の必要性は、水晶振動子が誘導性を示すように負荷をかけることである。S21 のグラフが示しているとおり、水晶振動子が誘導性を示すようにするには直列モードより上で動作させる必要がある。シャント キャパシタを追加すると、最終的に水晶振動子が正の位相変化を起こすような状態が生じる。ここでは大きな位相について言っているわけではなく、曲線が急峻であることから、その周波数を変化させるのにそれほど大きな位相は必要ない。ただし、実際的水晶振動子の並列共振周波数には遠く及ばない周波数で動作させる必要がある。図 8 からわかるとおり、位相分散がなくなるか、あるいはゲインが落ちるまで振幅曲線に沿って進むことができる。しかし、縦軸のスケールは 1 目盛り当たり 10dB であることから、単に水晶振動子の減衰の結果として発振が止まる可能性があるので、動作領域を極端にすることはできない。

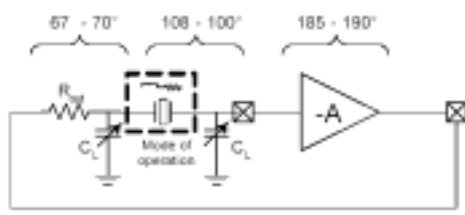


図 12 : 可変シャント キャパシタを備えたピラス構成

図 12 は、水晶容器内のリアクタンスを持つシャント キャパシタを可変にしたピラス VCXO 構成を示している。シャント キャパシタの値を変化させるとネットワークを通して位相が変化し、結果として負荷リアクタンスが変化する。位相が変化しても発振を継続させる唯一の方法として、これらの効果が自然に補償されるように動作周波数が変化しなければならない。図 12 を見れば、位相に関して、VCXO の中で比較的狭い可変幅にわたって何が起こるかがわかる。もちろん、位相があまりに極端になったりゲインが落ちたりすると、バルクハウゼンの要件が満たされなくなり、発振は止まる。

ここでもう 1 つ考察すべきことは、 $C_L$  による負荷リアクタンスの変化によってゲイン アンプに何が起きるかということである。 $C_L$  の容量が大きくなると、リアクタンスは小さくなる。これは、水晶振動子の中を流れる RF 電流を増加させる効果を持つ。電流が増加すると、他の不要なモードを励振する効果を持つワット損も増加する。重要なことは、結晶構造の中を流れる電力を常に必要最小限に抑えると同時に、電圧および温度の変動幅全体にわたって起動と通常動作の条件に十分な動作マージンを見込んでおくことである。非線形アンプは、こうした動作条件を課す傾向がある。というのは、方形波出力は、容器が耐えられればより大きな RF 出力が得られることを示す重要な尺度となるからである。

#### VCXO 設計上の考慮事項

VCXO の目的は、システム内の中心的な周波数トラッキング素子として機能することである。一般に制御電圧からなる制御信号を VCXO デバイスに与えると、出力周波数は所定の曲線をたどる。トラッキング曲線は常に線形関数になるわけではなく、しばしばエッジで軟化する。図 13 にそのような遷移を示す。縦軸は正規化されたオフセット誤差 ( $\pm$  ppm) を表し、横軸は制御電圧のステップ幅を表す。この例では、動作範囲は約  $\pm 200$  ppm である。VCXO トラッキングがオフセット誤差の極限に近づくと、遷移は軟化する。これは多くの場合望ましい特性であり、その結果、周波数遷移は最小限に抑えられる。①、②、および③からなる 3 つの区間にわたり、2 本の VCXO トラッキング曲線が示されているが、曲線が重複していることを見れば、不適切な動作が簡単に片づけられてしまい、何かが突発するまで明らかにならないことがわかる。そうした突発はたいていの場合②で起こるが、③の最後尾も明らかに不適切な挙動である。



2本のうちの一方の曲線は、3つの区間全体にわたって正しく動作しており、明らかに期待される応答を示している。一見、もう一方の曲線は区間(b)で問題が生じているように見えるが、実際に3つの区間全体にわたって不整合を示している。(b)は、実際のシステム障害が突発しやすいところと考えられるが、その周囲の領域についても、区間(c)に至るまでと区間(c)に遷移したところの両方で周波数が大きく逸脱している。

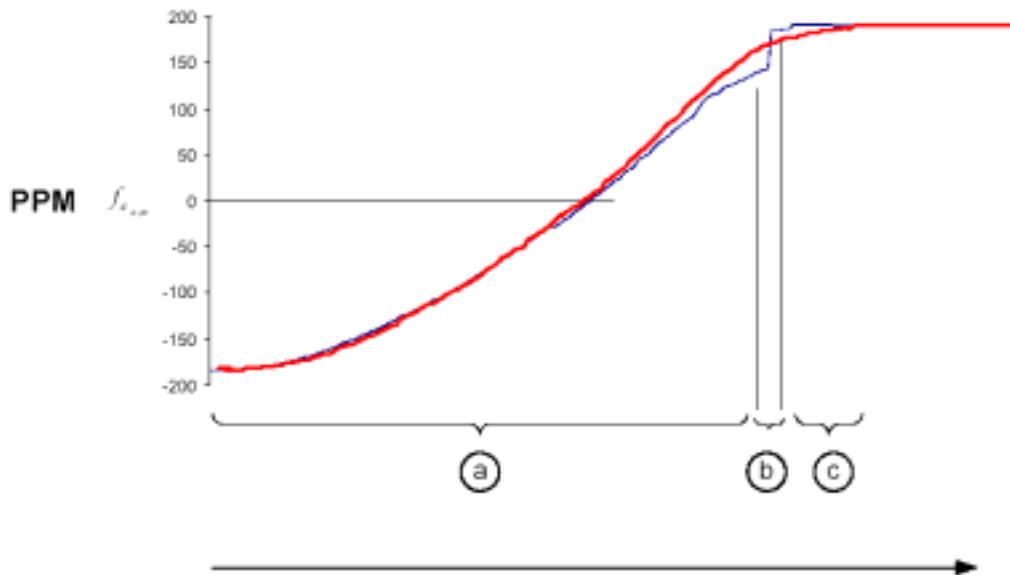


図 13：正規化された出力周波数に対する VCXO の電圧伝達関数

図 13 は、VCXO 入力ステップ幅に対する周波数の変化を示している。この情報を周波数に対する出力の関係で示すことが、図 14 の目的の 1 つである。図 14 の周波数応答は、基本波と 3 次オーバートーンの間の VCXO 可変幅の相対周波数関係特性を示している。この図では、何が起きているかを視覚化するために、電気的特性と機械的特性の両方を重ね合わせて示している。次の図の考察に入る前に、この図を理解しておくことが重要である。

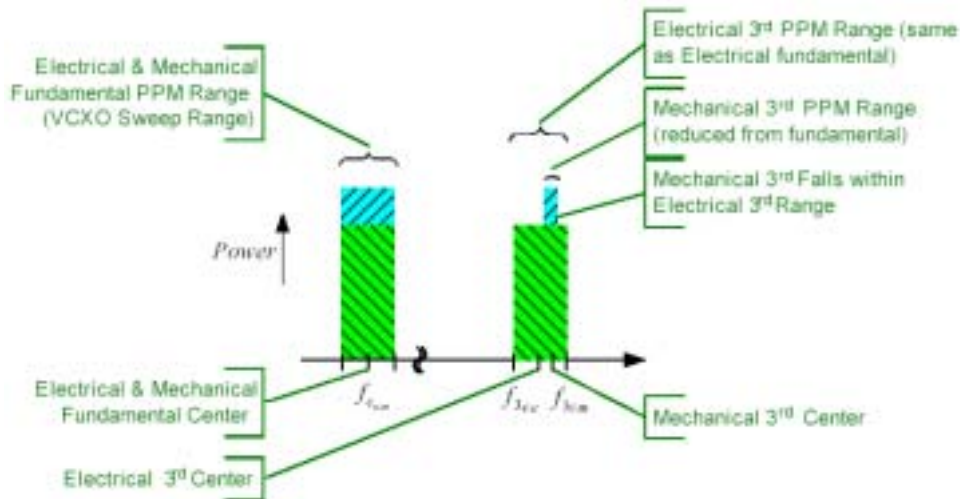


図 14：基本波と 3 次オーバートーンの動作上の関係

図 14 では、電気的特性と機械的特性の重なりは中心周波数  $f_{c_{em}}$  で表され、それぞれの可変幅は斜線付きのボックスの幅として示されている。ボックス領域の左端および右端のエッジは、オフセットの正および負の極限を表す。図 13 を再び参照すると、これは  $\pm 200$  ppm と関連することになる。この図では、基本波と 3 次オーバートーンの間には通常あるはずの実際の周波数分離がかなり小さいため、横に並べて関係を表現することができる。電気的および機械的 3 次オーバートーンを中心周波数は、それぞれ  $f_{3_{ce}}$  と  $f_{3_{cm}}$  によって表される。

このグラフは、興味深い 2 つの特性を示している。まず、基本波と 3 次オーバートーンの間で可変幅の比率が完全に 1 対 1 の関係になるわけではないということである。可変幅の比率は、基本波と電気的 3 次オーバートーンの間では 1 対 1 の関係が維持されているが、基本波と機械的 3 次オーバートーンの間では維持されていない。実際に、比率はモーション容量係数の関係によって  $1/N^2$  だけ小さくなっている。

この図のもう 1 つの重要な点は、 $f_{3_{ce}}$  の配置が必ずしも水晶振動子の機械的 3 次中心周波数  $f_{3_{cm}}$  と一致していないということである。前述のとおり、この分離の大部分は、結晶構造が持つ多次元効果によるものである。

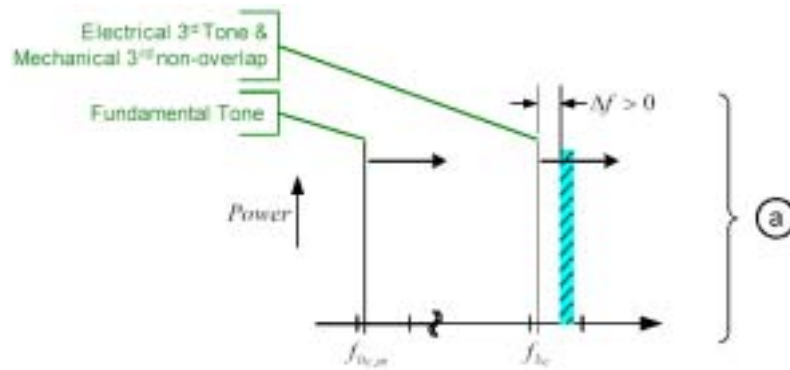


図 15 : VCXO の下側の可変幅 (重なりなし)

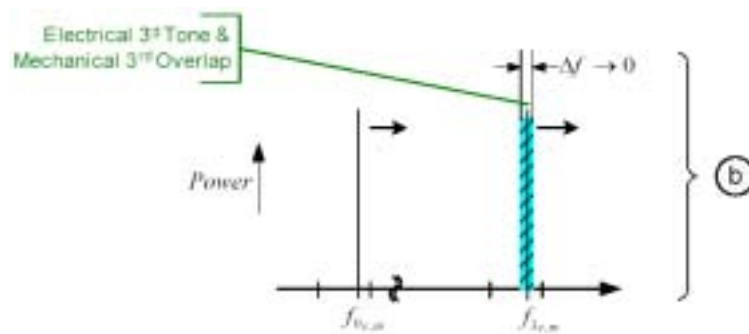


図 16 : 電氣的 3 次オーバートーンと機械的 3 次オーバートーンの重なり

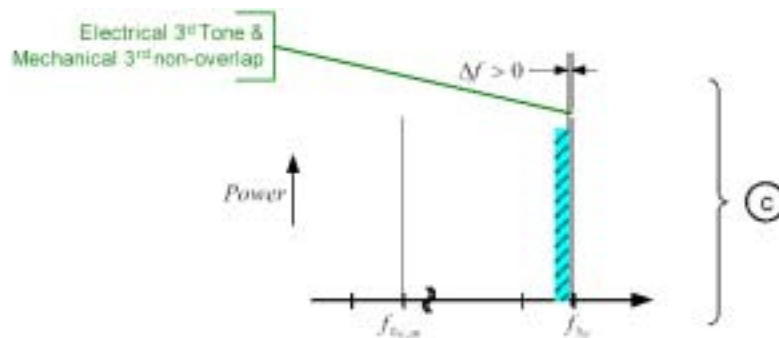


図 17 : VCXO の上側の可変幅 (重なりなし)

図 15~17 は、負の ppm から正の ppm の極限まで VCXO を掃引駆動するとどうなるかを示している。図はそれぞれ、図 13 に示した特定の VCXO 動作区間を表している。VCXO は、区間(a)から区間(c)内まで、下から上に向かって掃引駆動されている。区間(a)内の通常の動作では、 $f_{3e}$  が  $f_{3m}$  のギャップに近づき始めるまですべてが正常に進む。言い換えると、 $f = 0$  の変化に伴い、VCXO の周波数応答は期待される理想的な応答から逸脱し始める。実際に、周波数は通常期待されるとおりに遅れ始める。VCXO が区間(b)に入ると、予期しない急激な周波数遷移が

発生する。つまり、 $f_{3e}$  が  $f_{3m}$  の区間を通過するとき、電氣的 3 次オーバートーンと機械的 3 次オーバートーンの間で結合効果が表れる。水晶振動子の機械的 3 次オーバートーンは、非線形アンプ出力からエネルギーを受け取っている。VCXO の周波数遷移を続けて区間③に入ると、VCXO の周波数応答が期待される応答を回復しようとするため、 $f_{3e}$  は  $f_{3m}$  から離れる。オシロスコープによる時間領域表現は、多くの場合、次のようなものになる。



図 18 : アンプ入力に通常現れる正弦波

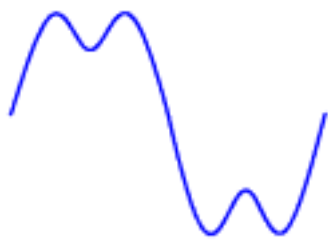


図 19 : 機械的 3 次オーバートーンの励振によるアンプ入力への大きな影響

図 18 は、VCXO の正常動作を示すものとして、VCXO の可変幅全体にわたって常に存在するはずの、アンプ入力の正常な信号を示している。しかし、 $f_{3e}$  が  $f_{3m}$  を通って遷移する場合、結果として 3 次オーバートーンが時間領域において励振され、得られる波形に 3 次高調波として直ちに現れる。すると、大きな追加のエネルギーがシステム内で相関することになる。機械的 3 次オーバートーンの励振は、明らかに VCXO 設計の際に回避するべきであり、図 13 の不適切な遷移の主な原因である。

次に、VCXO の可変幅全体にわたって  $f_{3ce}$  と  $f_{3cm}$  が決して重ならない場合について考察する。

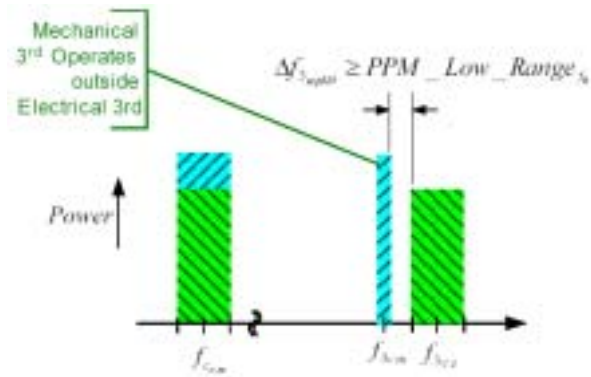


図 20：重なりのない下側への機械的 3 次オーバートーンの配置

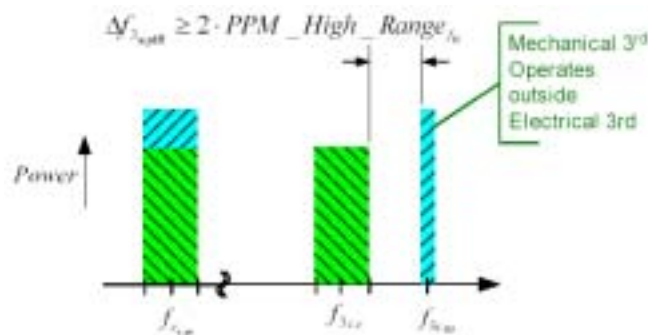


図 21：重なりのない上側への機械的 3 次オーバートーンの配置

$f_{3c}$  を  $f_{3m}$  に対して正しく配置することにより、電気的 3 次オーバートーンは機械的 3 次オーバートーンと重ならなくなる。機械的オーバートーンの結合が起こらなくなるため、結果として VCXO 曲線は突然の周波数遷移を伴わずにスムーズに遷移することになる。VCXO 設計者にとって、それらの動作条件を満たすには 2 つの方法がある。それは、 $f_{3m}$  の励振範囲を  $f_{3c}$  の下または上に配置することである。配置に応じて、推奨最小分離幅に関する一定の規則が適用される。 $f_{3m}$  を  $f_{3c}$  の下に配置する場合、最小分離幅を VCXO の下側の全可変幅（VCXO の負側の最大可変幅に関するより好ましくないケース）の約 1 倍にすれば十分な分離が可能である。この分離幅のパラメータは、 $f_{3sepLO}$  と表される。逆に、 $f_{3m}$  を  $f_{3c}$  の上に配置する場合、最小分離幅（VCXO の正側の最大可変幅に関するより好ましくないケース）は、VCXO の上側の可変幅の約 2 倍にする。この分離幅のパラメータは、 $f_{3sepHI}$  と表される。

## 水晶振動子の仕様に関する一般的推奨事項

適切な VCXO 動作のための水晶振動子の仕様および選択の基本的な目標は、周波数可変幅のニーズを満たすために必要な幅を超えない範囲で可変幅を指定できること、かつ電氣的モードと機械的モードが決して重ならないようにすることである。その鍵は、システム固有の最大および最小周波数可変幅を満たすために必要なプログラム可能  $C_L$  を満たす最小限のモーシヨナル キャパシタンス  $C_1$  を指定することにある。

水晶振動子の電極サイズは、3 つの中心的役割を果たす。第 1 に、電極サイズによりモーシヨナル キャパシタンス  $C_1$  の値が決定される。第 2 に、電極サイズ ( $C_1$  の決定) により、電氣的 3 次オーバートーンに対する機械的 3 次オーバートーン的位置が設定される。第 3 に、その面積の増減により、圧電構造を通るネットワーク RF エネルギー伝達量が影響を受ける。前述のとおり、最低動作保証電力は設計目標であるが、電極サイズに応じてこのパラメータを調整する必要がある。

「周波数可変水晶振動子」という用語が使用される場合は通常、固有モーシヨナル キャパシタンス  $C_1$  が 25 ~ 30fF の範囲内で働くことを示しており、 $C_1$  を大きくすると周波数可変幅が広がるが、それと同時に  $C_0/C_1$  の比率が小さくなる。そのような幅は、たいいていの場合、水晶振動子の電氣的 3 次オーバートーンの上に望ましくない機械的 3 次オーバートーンが生じる原因となる。この場合、正側の最大オフセット誤差に達すると、ネットワーク内の  $C_L$  負荷が小さくなる (リアクタンス負荷が高くなる) ため、アンプのゲイン (-R) は実際には大きくなる。そうした大きなアンプ ゲインがある状況では、微小なノイズ摂動でも十分に、ネットワークが機械的 3 次オーバートーン領域にエネルギー注入を始めるきっかけとなる可能性がある。また、電極サイズが大きくなるため (次の例と比べて) 結晶構造に伝達される望ましくないエネルギーが増加し、安定したシステムの実現性がさらに損なわれる可能性がある。

それに対して、 $C_1$  を小さくして  $18\text{fF} \pm 20\%$  の範囲で働くようにすると通常、電氣的 3 次オーバートーンの下に機械的 3 次オーバートーンが生じることになる。この設計の利点は、負側の最大オフセット誤差に達したときにネットワークのゲインが小さくなることである。これは、負荷キャパシタンス  $C_L$  が大きくなるためである。また、電極サイズを小さくすればエネルギー吸収の減少につながり (前の場合と比べて) ひいてはシステムの正常動作を維持するのに役立つ。

## 水晶振動子の製造仕様

水晶振動子メーカーは、水晶振動子の仕様に 3 次オーバートーン選別仕様を追加することができる。電氣的 3 次オーバートーンと機械的 3 次オーバートーンの重なりが発生しないことを保証するには、保護帯域を追加する。たとえば、基準は次のようなものとなる。

「3 次オーバートーン (周波数) ( $C_L=14\text{pF}$  とする) は、40.495950 MHz 未満か、あるいは 40.504050 MHz より大きくなければならない ( $F_0=13.500\text{ MHz} \pm 100\text{ ppm}$  以上)」

これは、言い換えると電氣的 3 次オーバートーンがちょうど 40.5 MHz ということである。14pF (F0=13.5 MHz において) の基本負荷を持つ水晶振動子は、下側と上側の両方の動作に関して  $f$  の最小間隔が 2700 Hz となるはずである。2700 Hz は、電氣的 3 次オーバートーン領域内の最小間隔を正規化した  $\pm 200$  ppm に等しい。なお、1350 Hz は 13.5 MHz での  $\pm 100$  ppm のオフセット誤差から導かれる。

「3 次オーバートーン周波数スプリアス ( $CL=14pF$  とする) は、40.495950 MHz 未満か、あるいは 40.504050 MHz より大きくなければならない ( $F0=13.500$  MHz  $\pm 100$  ppm 以上)」

図 8 の考察で述べたとおり、スプリアスは常に自然に存在する。水晶振動子メーカーは、上記のスプリアス基準によりこの選別を行うべきである。この仕様は、スプリアスが電氣的 3 次オーバートーン動作領域から  $\pm 200$  ppm より大きいか、あるいは小さくなければならないと言っているにすぎない。

#### VCXO ネットワーク ゲインに関する考慮事項

VCXO のゲインは、VCXO のスムーズな遷移を維持する上で役割を果たすことができる。水晶振動子の特性を適切に仕様化したら、次は発振器のゲイン段について検討する必要がある。大体の目安として、ゲインは、温度および電圧の影響をはじめとするすべてのシステム変数にわたって、必要なすべての起動および動作条件を満たす最小限の値に設定するべきである。観察によれば、プログラマブル ゲイン発振器を用いてゲインを下げると、ゲイン帯域幅がロールオフする傾向にあるため、機械的 3 次オーバートーン励振の影響を軽減するのに役立つことがわかった。これは、システム内の機械的動作モードを励振する電氣的オーバートーンのエネルギーが小さくなることから理解できる。水晶振動子をアプリケーションに対して適切に設計しないまま単にゲイン設定に頼るのは、特に本格生産を考慮すると危険である。これは試作や初期生産向けのソリューションのように見えるかもしれないが、問題となるようなデバイスのばらつきは複数のロットにわたって発生することが多いため、生産稼働率が上がったときにやっと問題に気づいて驚くようなことは避けるべきである。

#### まとめ

VCXO の設計は、システム内にロック外れが発生しない限り、ほとんど問題にならないように思われる。一見すると、VCXO はおそらく十分に機能しているような応答を示すであろう。しかし、動作パラメータを変えて動作曲線を注意深く観察することにより適切な動作を確認して初めて、VCXO が問題要因であるという可能性を否定することができる。本書の説明は、発振器の基本動作原理および水晶振動子の動作モードの詳細を理解する上で役に立つはずである。ここで考察した概念と原理を正しく用いることにより、アプリケーションは、VCXO の安定動作のためのより適切な水晶振動子の仕様および選別のガイドとなるはずである。本書で概説した原理は、VCXO システム設計者にとって、あまり理解されておらず、クロッキングに関する資料でもほとんど扱われていない VCXO 設計の潜在的な落とし穴をより良く理解する上での手掛かりとなる。