

PLL、及び水晶発振器の原理と回路技術 (PLL and Crystal Oscillator)

高周波の RF アナログ回路総集編(Ⅱ-4)

2018. Mar. 01_PLL&Crystal-1_Ver. 1.0

800MHz から 60GHz 帯までの移動体通信応用

UHF/マイクロ波、ミリ波帯 RF アナログ回路設計応用

アールエフアナログ研究所 www.rfanalog.com

*) 予告なく誤字・脱字、修正校正する場合があります。

RF-PLL, Crystal Oscillato 回路技術

まえがき

総集編(Ⅱ-1)、(Ⅱ-2)、及び(Ⅱ-3)で、携帯電話・無線 LAN などの移動体通信に内蔵される RFIC で必須の 4 つの基本回路技術の内、LNA「エルエヌエー;ローノイズ・アンプ」、Mixer「ミキサ」、及び VCO(電圧制御発振器)について述べました。

GHz 帯高周波の基本要素回路の纏めとして、最後に、VCO の出力を、RF 送受信機のローカル基準信号として利用するためには、色々な周波数チャンネルで、それぞれで位相が同期した安定な出力を生成する事が必要になる。

このために必須の位相同期回路、即ち、PLL (Phase Locked Loop:フェーズ・ロックド・ループ)回路について纏める。合わせて、PLL で GHz 帯の高周波の RF まで周波数逡倍するための最初のの信号源として、物理的に安定な水晶の振動

を利用した、kHz 帯 ~ MHz 帯の比較的low周波での RF 源・基準信号を生成する水晶発振器の回路技術、についても、おさらいする。

内容

4-1) PLLの原理と回路技術_術

(1) PLLの構成

● PLLの構成

① 位相検出器

- 基準の入力信号（周波数 f_s ）と出力の信号の位相差を検出
- 位相差(遅れ/進み)に応じた電圧をチャージポンプのチャージ側/シンク側入力端に出力

② チャージポンプ

- 検出した電圧値に応じたチャージポンプ電流を出力する。

③ ローパスフィルタ

- 透過周波数のズレに換算したエラー電圧信号をVCOへ出力
- 入力信号が”ゼロ”のときフィルタエラー電圧信号も“0”：
（VCOフリーラン状態：周波数 f_0 ）

④ VCO

- エラー電圧の増減に応じて、周波数を増減する信号を出力
- MHz帯の基準RF入力とVCOの出力が、同じ周波数にロックされた時、VCOの周波数を f_0 から f_s にシフトする為に、ループフィルタから正しいエラー電圧信号がVCOにバイアスされる。結果として、VCOから安定なGHz帯のローカル信号が出力される。

その他

- ⑤ プリスケラーおよびプログラマブル・カウンタ

PLL 回路は、入力と出力間に内部で信号のループが掛かっている。PLL 回路に外から入力されるのは、水晶発振器からの直接の（又はそれを逡倍した）MHz 帯の RF 入力である。それと、PLL 内の GHz 帯 VCO の高周波出力（最初はフリーラン）を $1/N$ 分周して帰還したフィードバック入力との間で、位相のズレを検出する位相検出器（図 4-a の①）が必要になる。

（実際の GHz 帯の PLL では、位相周波数検出回路を用いるが、ここでは、便宜的に位相検出器で説明する。）

位相検出器①は、2つの入力間の位相のズレに応じた電圧値を出力する。この電圧値を速やかに後段の VCO の発振周波数に反映して、一定の周波数で安定に動作させるための回路的な工夫が必要になる。

これは、チャージポンプ（図 4-a ②）とループフィルタ

（図 4-a ③）を組み合わせた回路動作で行う。チャージポンプに位相差の正負に応じた $+/-$ 電圧が入力されると、高速で位相のズレに応じた入力電圧に追従する反転のシンク/チャージのドライブ電流が出力される。チャージとシンクの電流への出力変換により、次段のループフィルタを構成する R/C フィルタ素子を一定時間持続的に充放電するポンピング駆動（チャージポンプ）をする。

ループフィルタは、通過帯域（例えば、40MHz 幅）を持ったエラー電圧を VCO（図 4-a ④）にバイアス入力の中心地し、所望の周波数帯域内でローカル発振周波数を補正する役割を担う。

アナログセルラー時代からの技術として、VCO の GHz 信号を初段で高速分周するプリスケラーの分周比を 1 ビット進めることでチャンネル周波数を変える。また、デジタルシンセサイザ内蔵の PLL では、チャンネル選択周波数の変更もプログラマブルに行う事が可能である。どちらの場合も安定な周波数の動作が求められる。

結果として、フィルタ出力端に誘起した位相・周波数差を補正するエラー電圧が VCO にバイアスされ、そのエラー電圧に応じて、VCO の GHz 帯の発振周波数が変動する。

VCO 出力は周波数が高いので、直接 MHz 帯の RF 源信号とは位相や周波数の比較ができない。そこで、 $1/N$ のダウンカウンタ（図 4-a ⑤）を介して、MHz 帯の周波数に落として位相比較する。

VCO から出力されるローカル信号の周波数チャンネルを必要に応じて切り替えたり、各チャンネルのデジタルデータが影響しあわないような直交データとするために、実際の PLL 内には、 $1/N$ ダウンカウンタの他に、M 値/プリスケラーやスワローカウンタ/Walsh 行列回路などの仕組みが PLL 内で必要となる。

(2) PLL の線形ファンクション・ブロック記述 (チャージポンプを除く)

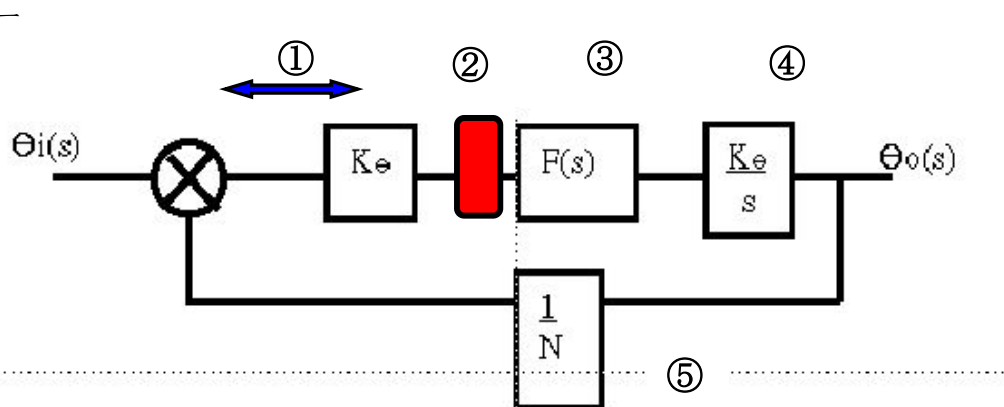
PLL は位相検出を含む非線形回路であるがループ回路がロックされる時、線形モデルによって近似できる。

$$G(s)H(s) = \frac{K_\theta K_0 F(s)}{Ns}$$

$$B(s) = \frac{\text{Forward gain}}{1 + \text{Open-loop gain}} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{K_\theta K_0 F(s)/s}{1 + K_\theta K_0 F(s)/Ns}$$

..... 式 (4-1)

*注) 式 (4-1) 内で、チャージポンプ回路は純然たる非線形回路なので、線形ファンクション理論では正確に記述できないので、除く。



K_e : phase-detector gain factor (volts per radians)

K_0 : VCO gain factor (radians per second per volt)

$F(s)$: filter transfer function

N : frequency division ratio

プ

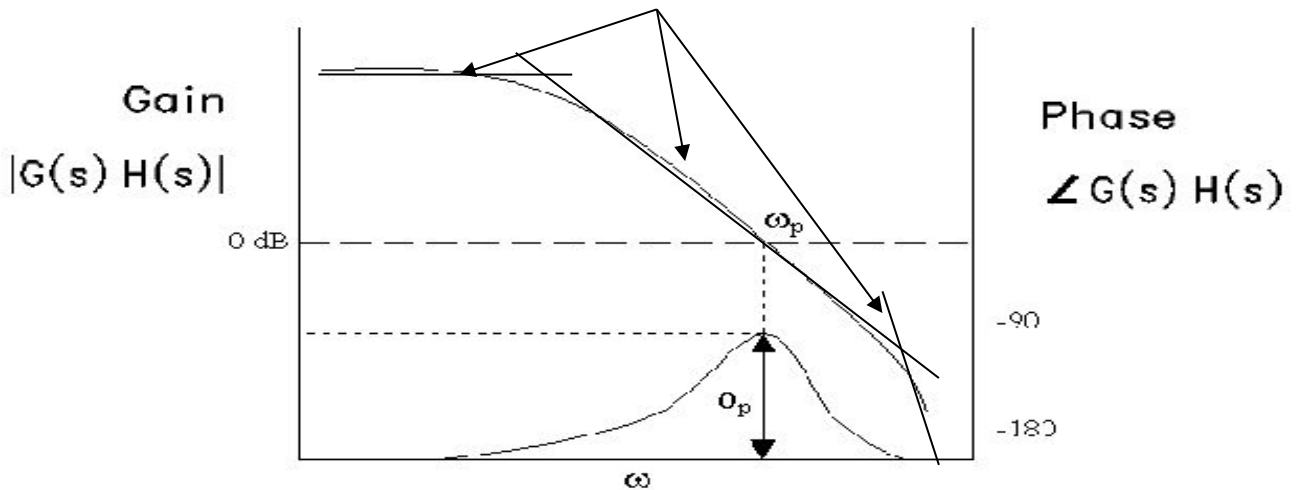
VCO は、一種の微分回路として取り扱う。

図 4-a PLL の回路構成 (線形ファンクションブロック)

(3) PLL の位相マージン

図 4-b に PLL ロック時、ループフィルタのオープンループゲイン $(G(s)H(s))$ 応答特性を示す。ここで、フィルタを通過する周波数帯域を持つ断片的な繰り返しパルス信号の線形応答特性を仮定する。

Piecewise linear approximation



Bode plot of the open-loop transfer function of a PLL showing the loop bandwidth, ω_p , and the phase margin, ϕ_p .

図 4-2 PLL のオープンループ伝達関数の特性 (ボデー線図)

ϕ_p : 位相マージン

ループフィルタにラグリードフィルタを使い、 ω_p で極大値を持つてくる。 $(\omega_p$ 付近で、位相が遅れから、進みになる)

ω_p : ゲインが " 0 dB = 1 " となる ω : 角周波数 (ゲイン帯域)
極点が無い場合、ゲインが $1/\sqrt{2}$ となる周波数点から、 6 dB/Oct. の -45 度の角度で減衰する。

:

位相マージン ” Q_p ” は、PLL のオープンループゲイン特性が 0dB に下がるまでの透過周波数帯域内 ($\sim \omega_p$) で、ゲインの位相が、通常的理想的な値 (-180 度) と比べ、-90 度までの間で、どの位まで劣化する余裕があるかを示す。(図 4-b 参照)

即ち、この位相差範囲内で、GHz 帯の VCO の出力を (1/N) 分周した MHz 帯の信号を、位相比較回路 (Mixer 入力インタフェース部) に帰還すれば、チャージポンプの動作時間内で、一定の周波数で PLL がロックし、安定に動作する。

GHz 帯移動体通信で用いる PLL のループフィルタ例については後で詳細に述べるが、R/C ループフィルタ回路の素子組み合わせを適切な極点を持つように改善すれば、ゲイン特性のピークの ” こぶ ” や、立ち下がり減衰特性を “ -6dB/Octave ” (周波数が二倍になると、ゲインが半分に減衰する) 以上で変化させることが可能である。

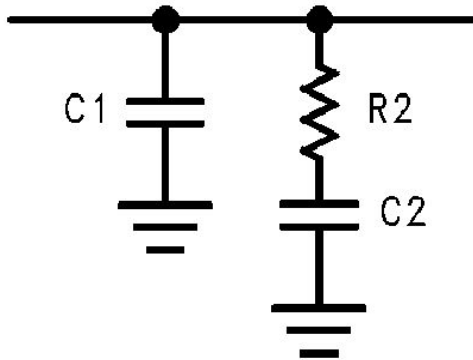
従って、帯域特性や周波数-ゲインの帯域幅、及び平坦な帯域透過特性に加え、立ち下がりのより急峻なフィルタ阻止特性に改善する事が可能である。

PLL の帯域周波数は、利用する基準の水晶発振器の振動周波数に合わせて、その N 倍 ($P * M' + A$; スワローカウンタ, Walsh 直交行列、等で用いるカウンタ一値や選択チャンネル値で決まり、VCO と水晶発振器との発振周波数の分周比になる) となる。

- 注 M' : 高速プリスケラのカウンタ値 (例; 32/33 bits, 64/65 bits)
M=1 で 1 bit 進み、スワローカウンタが動作)
- P ; M=0 (スワロースカウンタを経由しない場合) のプログラマブル
カウンタ設定値
- A ; スワローカウンタ値

(4) PLL ループフィルタ回路の設計 (二次の例)

図 4-c に移動体通信でよく使う代表的なループフィルタ回路を示す。



チャージ電流は $R2/C2$ の直列共振周波数の値が通過 (ショート) 帯域となる。
 $C1$ と $R2/C2$ の並列回路の共振周波数以上で阻止 (オープン) 帯域となる。
2nd Order Passive Filter

図 4-c 二次のループフィルタ (R/C ラグリード回路)

伝達関数(電流駆動-電圧出力)
 (インピーダンス)のゼロと極に相当

$$F(s) = \frac{s(C2 \cdot R2) + 1}{s^2(C1 \cdot C2 \cdot R2) + sC1 + sC2}$$

$T2 = R2 \cdot C2$
 and

$$T1 = R2 \cdot \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$$

..... 式 (4-2)

ループフィルタをアナログ回路で置き換えて、電流で駆動し、電圧を出力する R と C で構成するインピーダンス回路として解くと、式 (4-2) の様になる。

T1 はインピーダンスの s 多項式の分子が ” 0 “ になる $s (=j\omega)$
 T2 は ” ” 分母が ” 0 “ になる s

例えば、 $C2$ を $C1$ の 2 倍とすると、 $T2$ は $T1$ の 3 倍となる。
 これを周波数に置き換えると、 $f2$ は $f1$ の $1/3$ となる。

● 汎用のアナログ理論

R/C 直列回路で置き換えると、電流スイッチオンで、回路のキャパシタのチャージ電圧の式は、近似的に指数関数で表され、

チャージ電流 $I_{in} = I_0 \cos \omega t$ で表すと、

$V_c \propto 1 - \exp(-t/RC)$ で表され、チャージ時間は、 C と R の積となる。($1V$ 電圧の立ち上がり開始、収束値 が それぞれ、上限・下限の $1/\exp = 1/2.718$ 、およそ $1/3$, 及び $2/3$ (; $1-1/3=2/3$) となるまでの時間) で表される、

一方、デジタル信号では一般的な、立ち上がり、立ち下がり、を、最大電圧の $10\% - 90\%$ で定義すると

この場合の立ち上がり時間を指数計算すると、 $2.2 CR$ となる。

● 高速デジタル回路理論

R/C 直列回路に次の式で表される高速デジタル電流が流入したと考えると、

$$I_{in} = I_0 \sum_{n,m=0}^{+/-\infty} (-1)^{2n,m+1} \{ A_n \sin(\omega_n t) + B_m \cos(\omega_m t) \}$$

上記のキャパシタのチャージ電圧は 偶数項は打ち消され、奇数次項が残る。結果的に、アナログ理論より、より急峻なエラー関数で次の近似的に表される。

$$V_c(\text{err}) \propto 1 - \text{erf}(-t/CR)$$

立ち上がり、立ち下がり点は、それぞれ $\text{erf}(1)$ 、及び $\text{erf}(2)$ となる。

ここで、 $\text{erf}(1) < 1/\exp$, $\text{erf}(2) < 1 - 1/\exp$

従って、電流通過帯域は、 R_2 と C_1 の直列回路の電流チャージ時間で表わされ、応答帯域は R_2 と C_2 の積で表される。どのポイントを持って立ち上がり開始/収束と定義するかにより、 CR 積の何倍になるか違ってくる。

また、汎用アナログ理論に基づく場合と、高速デジタル理論に基づく場合でも異なってくる。

図 4-d に簡単な説明図を示す。

R/C回路の入力電流とキャパシタのチャージ電圧特性を

PLL ロック時、その帯域内で、断片的に通過するパルス断片信号の繰り返し周波数 f_p で置き換えると、 $f = 1/T$ で表される。

従って、オープンループフィルタの帯域特性の横軸を角周波数 $\omega = 2\pi f$ で表すと、 $\omega_1 = 2\pi/T_1$ $\omega_2 = 2\pi/T_2$ となる。

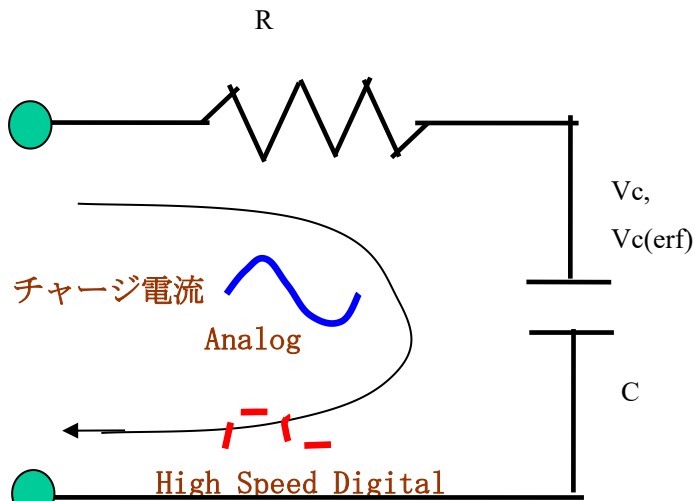


図 4-d-1) R/C 直列回路にチャージ電流を流し込んだ説明図

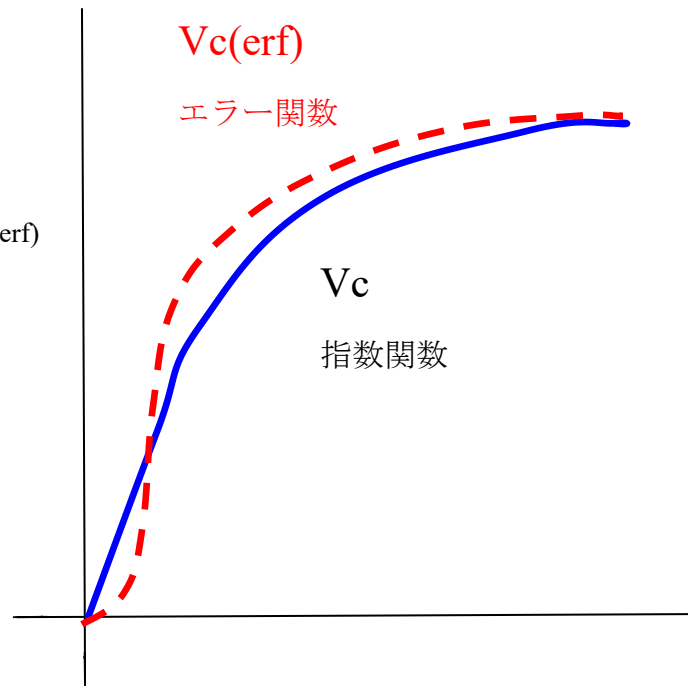


図 4-d-2) キャパシタ充電電圧 (指数関数とエラー関数)

図 4-d R/C 直列回路への電流チャージ時間と電圧

以下、参考として、より詳細な回路と動作について列記する。

● 位相検出器

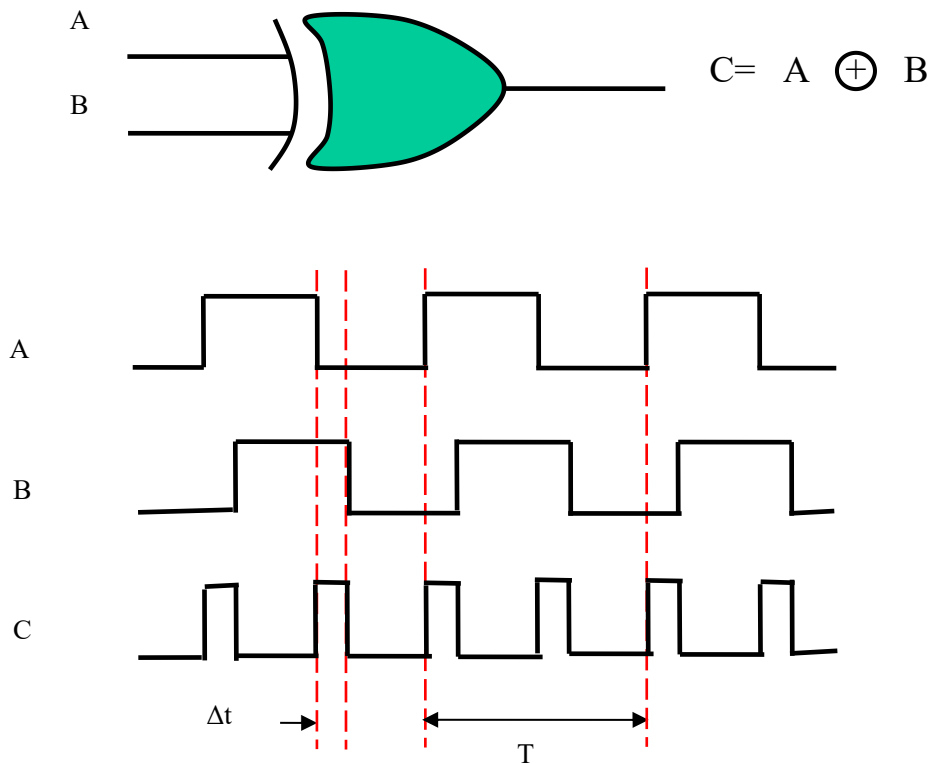


図 4-e 簡単な位相検出回路と入出力特性

*EXOR を R-S F/F で置き換えても可能

● 位相・周波数検出器 (PFD)

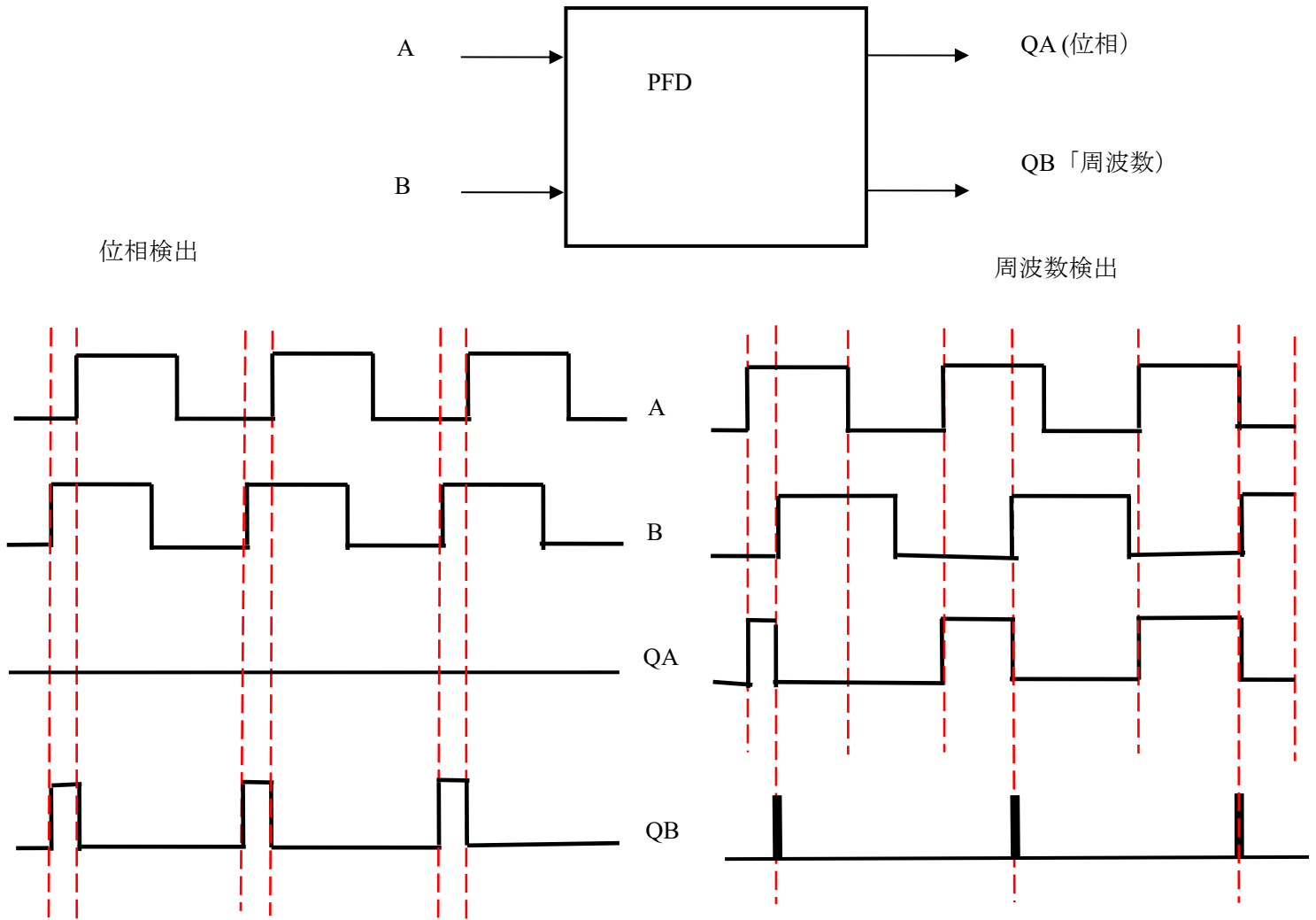


図 4-f 位相・周波数検出器と検出タイミングチャート

● 位相・周波数検出器 (PFD)

(with Zero , R-C)

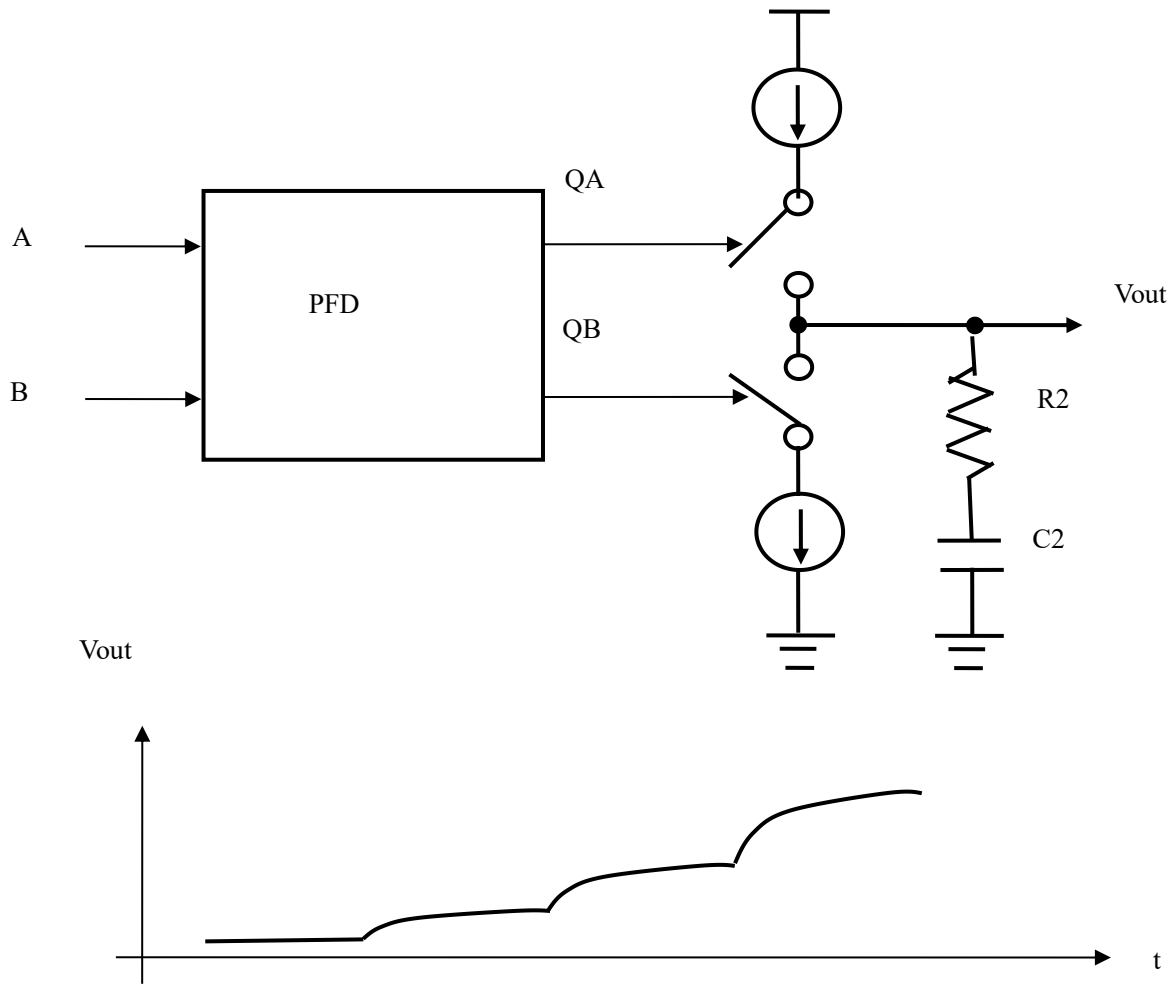


図 4-g 位相周波数検出回路とチャージポンプ、
及びループフィルタ出力端のチャージ電圧 特性例

● PLL (PFD, チャージポンプ, ループフィルタ with zero, VCO)

- 電気回路理論に基づく PLL 設計

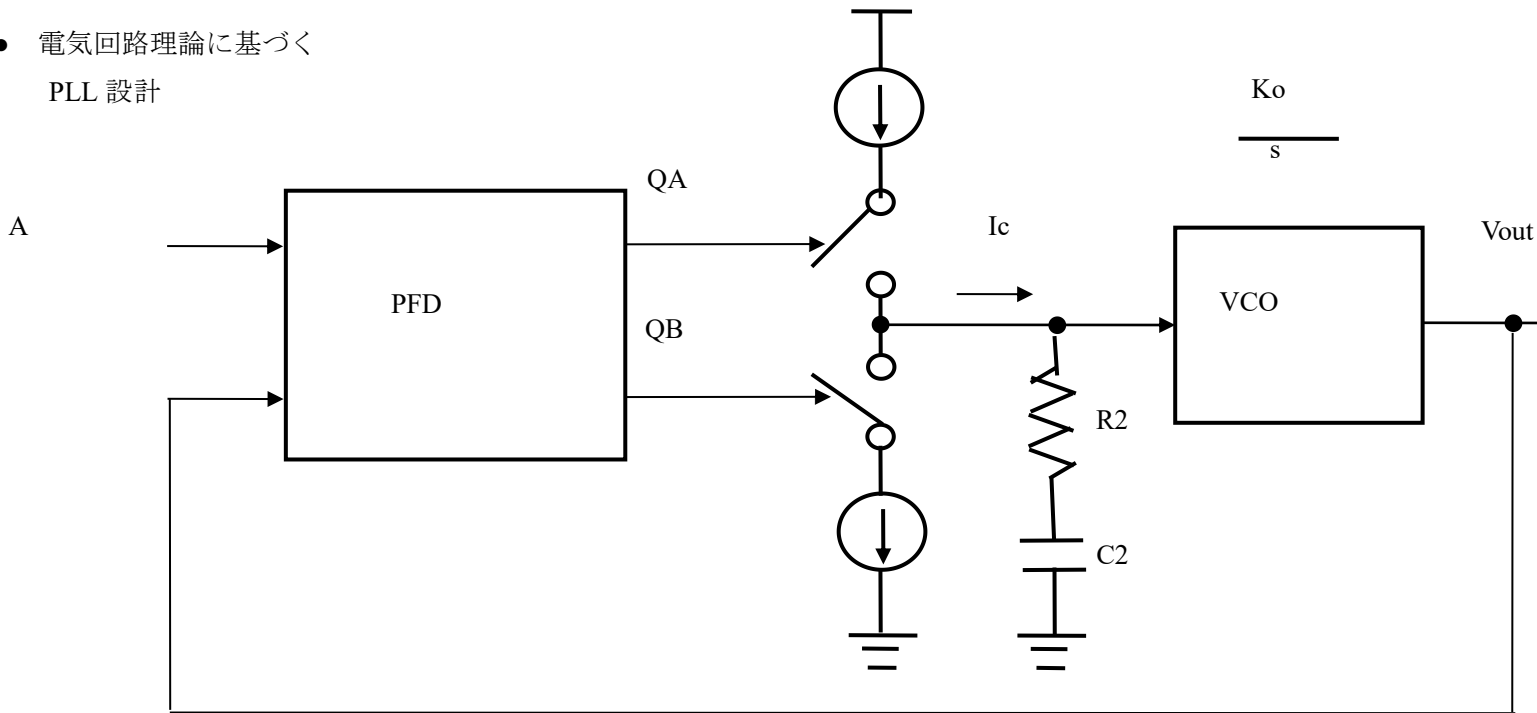


図 4-h 位相周波数検出、チャージポンプとループフィルタ、及び VCO 回路までの PLL 部分の回路

閉ループの伝達関数:

$$H(s) = \frac{\omega_p^2 (T_2 s + 1)}{s^2 + 2\zeta \omega_p s + \omega_p^2} \quad ; \quad T_2 = R_2 C_2$$

ダンピング係数: $\zeta = \frac{R_2}{2} \sqrt{\frac{I_C C_2 K_0}{2\pi}}$, 帯域: $\omega_p = \frac{2\zeta}{R_2 C_2}$

..... 式 (4-3) PLL 閉ループ アナログ回路計算式

● ループフィルタ設計（三次）

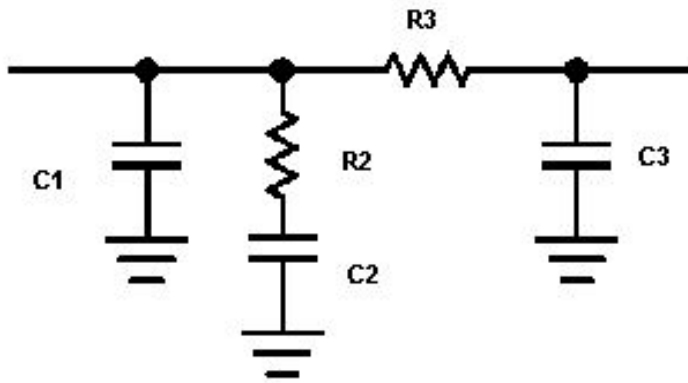


図 4-c' 三次のループフィルタ回路

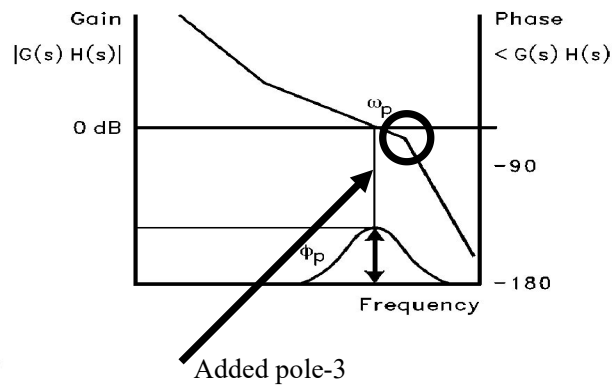
三次の伝達関数

$$F(s) = \frac{s(C_1 C_2 R_2) + (C_1 + C_2)}{s^2(C_1 C_2 C_3 R_2 R_3) + s(C_1 + C_2)(C_2 R_2 + C_3 R_3) + (C_1 + C_2 + C_3)}$$

$$\text{ATTEN} = 20 \log[(2\pi f_{\text{ref}} \cdot R_3 \cdot C_3)^2 + 1] \quad T_3 = R_3 \cdot C_3$$

THIRD ORDER FILTER

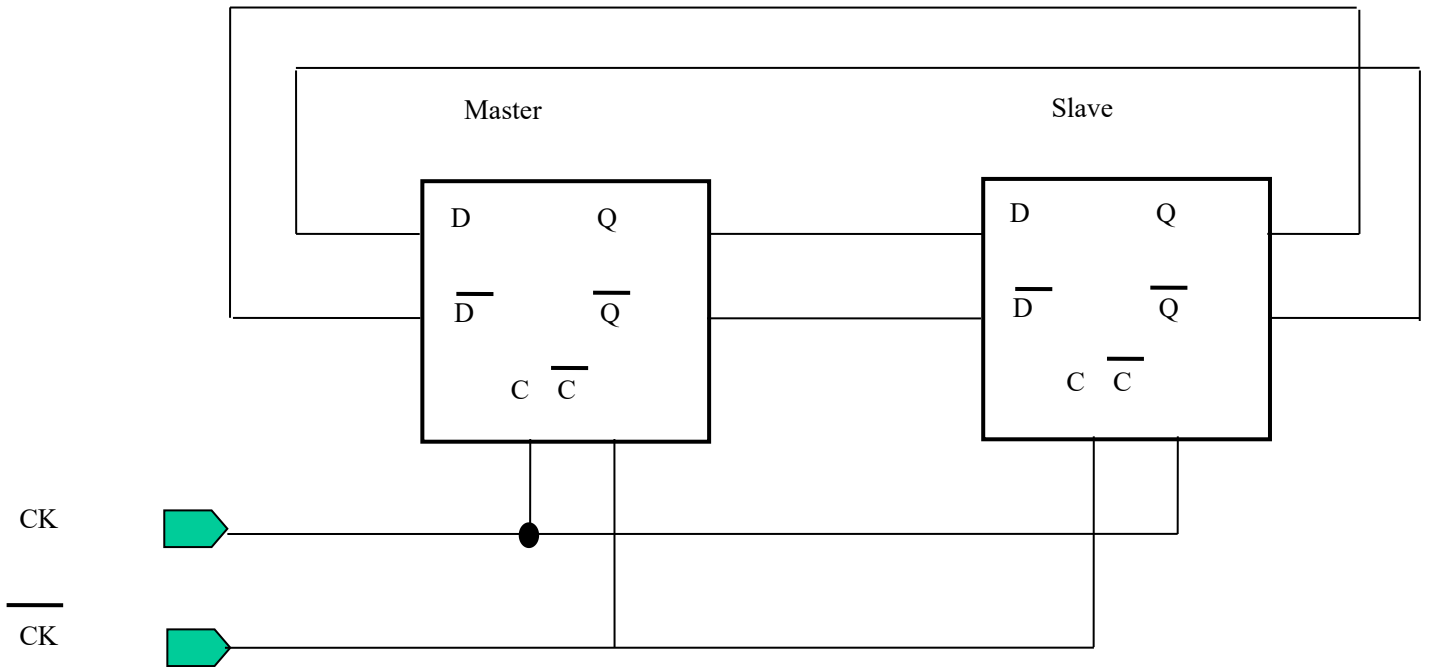
$$T_3 = \sqrt{\frac{10(\text{ATTN}/20) - 1}{(2\pi \cdot F_{\text{ref}})^2}}$$



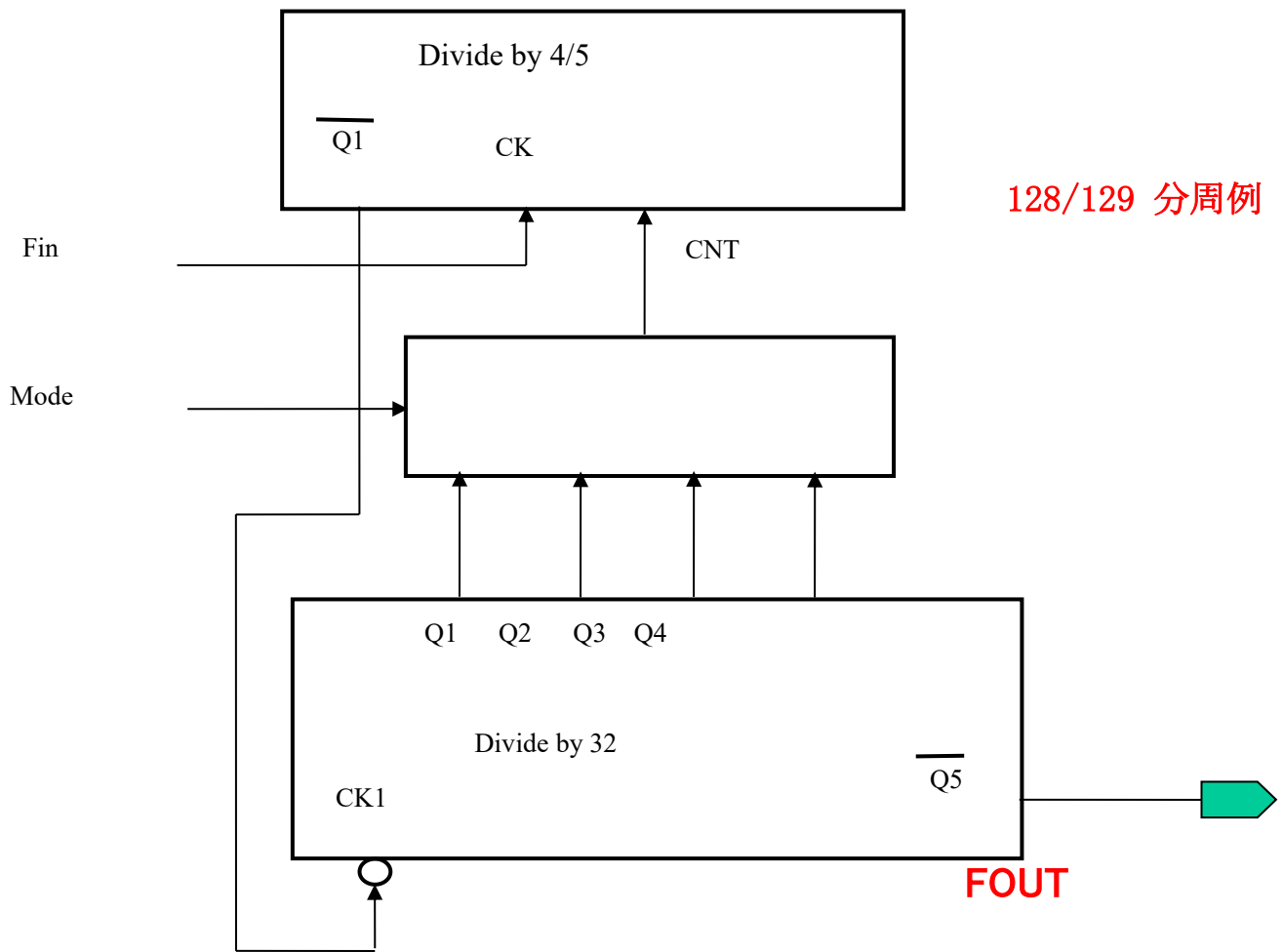
式(4-2') 三次ループフィルタ伝達関数、及び Pole-3 の追加と減衰特性

● GHz 帯高速フリップ・フロップ

Divide by 2



● プリスケラ



4 - 2) 水晶発振器の原理

- 水晶固有の振動周波数を利用
- ppmオーダーの周波数安定性
- L/R/Cの等価回路で表現
- 水晶の等価回路がC性からL性になる周波数で発振

水晶発振器

発振ポイント電流

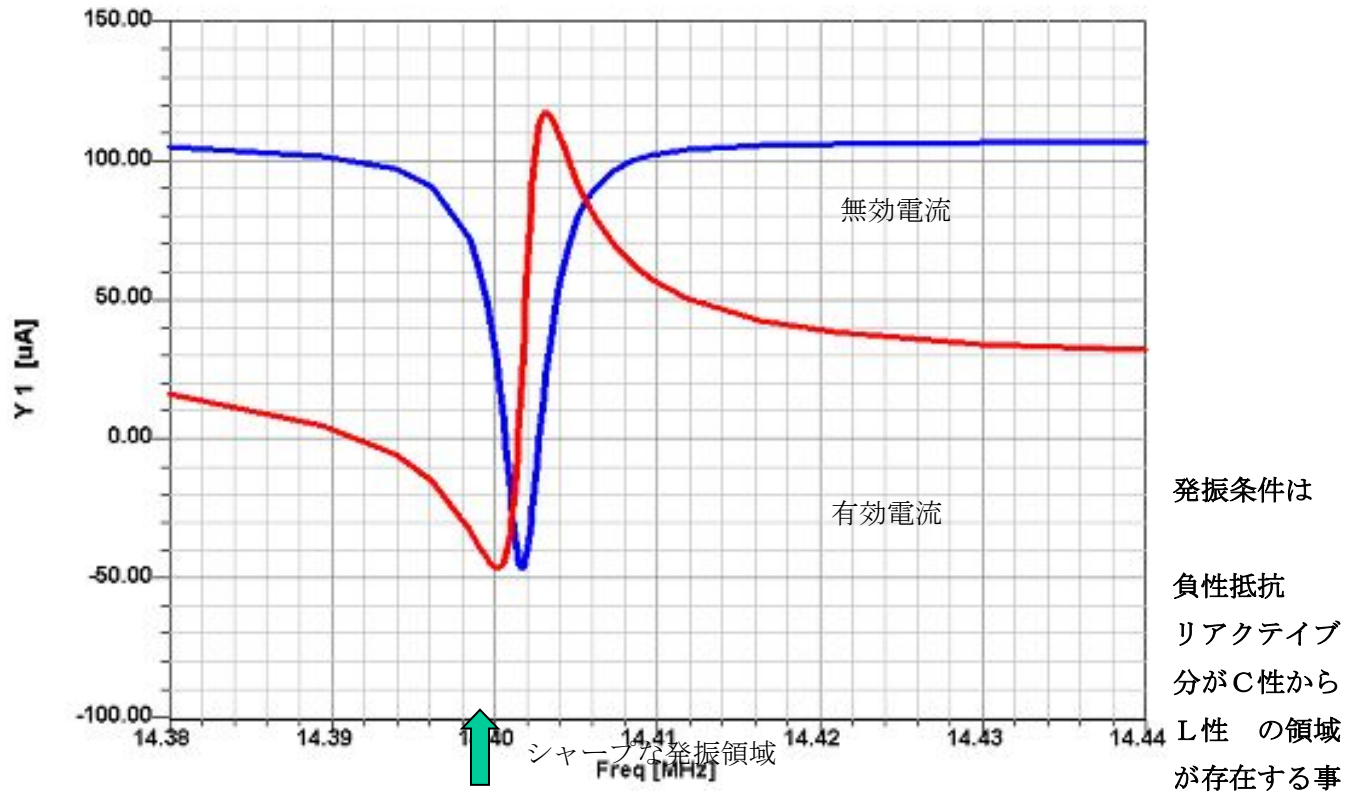


図 4-i 水晶発振器の発振周波数とインピーダンスの特性

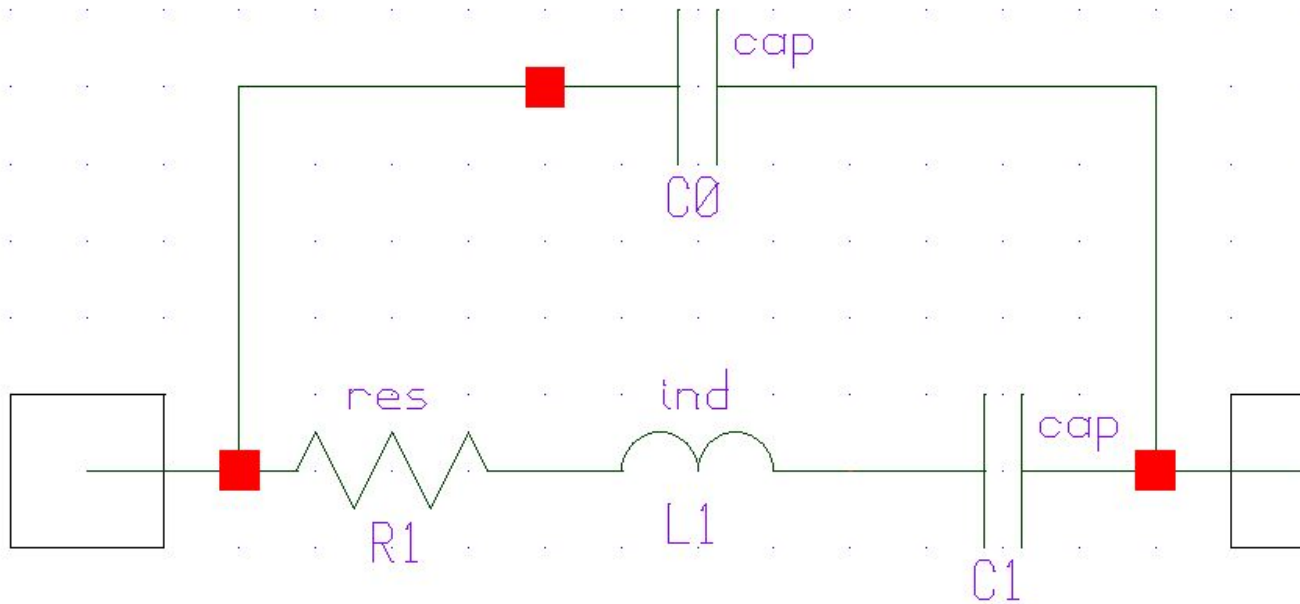
水晶発振器の用途

- クロックジェネレータ
- PLL用基準クロック
- PC、通信機等で用いるLSI用クロック信号

等、厳しい周波数精度の要求される用途に用いられる。

一方、精度のあまり要求されない用途には通常のR/C共振回路を付けた、CMOS発振器等でも十分である。

水晶の等価回路



;L 性になった時発振

zu 4-j 水晶の電氣的なインピーダンス等価回路

$$Z = \frac{R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)}{1 + j\omega C_0 \left[R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \right]}$$

..... 式 (4-4) 水晶のインピーダンス

水晶発振器設計例 (BJT)

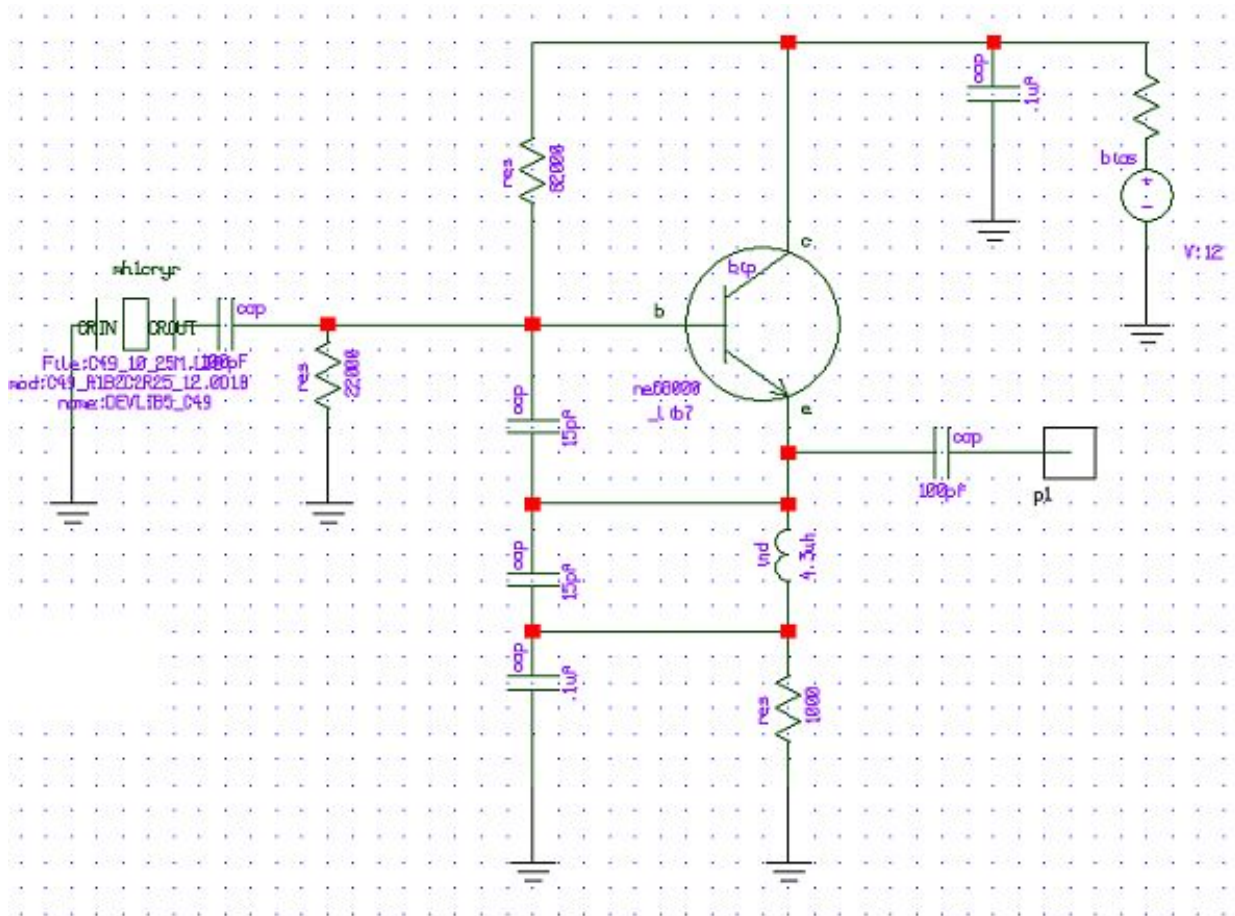


図 4-k 水晶発振器の回路設計例 (BJT)

後記 今後のミリ波応用への課題

2020年以降のミリ波帯までのモバイル通信規格の実用化が検討されている。

、そのため、新しいモバイル端末、及びモバイル通信網の拡充が緊急の課題となっている。

現在、国内の第4世代(4GLTE)の携帯電話(セルラーフォン)・スマートフォンで利用されている周波数帯は、1970年代中頃から実用化が始まり、最初の第1世代のアナログ方式自動車無線電話(アナログセルラーフォン)の800MHz帯でスタートし、第2世代、第3世代のデジタルセルラーフォン(JDC)、PHS、及びWCDMAで加わった1.5GHz帯、1.9GHz帯、2.1GHz帯を含め、700MHz帯～3.5GHz帯までの広い範囲で飛々に拡充され、現在の第4世代(4GLTE)に至るまで、移動体電話や高速データ通信技術の進化により、各種移動体通信サービスで利用されるに至った。

更に、スマートフォンに代表されるように、2.5GHz帯、5GHz帯でのWi-Fi等の無線ネットワークとの融合により、無線LANとの選択利用によるインターネットを介したモバイルサービスにも繋がって広く応用されている。

今後も IoT(Internet of Things)や AI(Artificial Intelligence)等の新しい分野での爆発的なデータ通信需要の拡大が予測される。

次の第5世代のさらなるモバイルデータ通信需要の拡大に向け、マイクロ波帯(3GHz < ~ 30GHz)・ミリ波帯(30GHz < ~ 300GHz)などのさらに高い周波数帯への取り組みが必要になってきた。

従来から、マイクロ波帯、ミリ波帯は波長が短くなる分、回路や装置的に小形化が比較的容易であった。又、発振器やミキサ等の高周波管や半導体部品等の開発も古くから盛んに行われていた。

さらに、周波数の低いUHF帯に於いても、ラジオやTV、アマチュア無線機や小型のトランシーバー、事業者無線などで、500Hz ~ 700MHz帯までの周波数帯が利用されてきた。これらは、従来部品とプリント基板技術で容易に装置が作られていた。

又、800 MHz帯 ~ 3GHz帯は電子レンジの2.5GHz帯や限られたレーダーシステム等の限られた分野で使われていた。

著者の話で恐縮ですが、大学院の学生時代の若い頃、幸運にも、入った研究室では、300 (三百) GHzまでの陽極分割型マグネトロン電子管の研究が行われていて、本発明者である岡部金治郎先生から脈々と受け継がれた高周波電子管の世界でも、トップレベルの技

術基盤があった。

自分は半導体が性に合っていたので、マイクロ波の IMPATT 発振ダイオードの研究をさせて頂いた。

当時の高周波の半導体技術は、電子管に比べ、とても比較にならない低い周波数性能でした。それでも X-バンド(10GHz 帯) で 100mW 以上の実用レベルでの連続波発振を、研究室で初めて実現化出来た。

周波数が高いほど技術的に難しく、実用化へのハードルが高い事は、論をまたないことであったが、当時としては半導体部品に求められている周波数帯は、その程度のマイクロ波であった。

その後、企業でミリ波半導体部品の研究開発に携わり、衛星通信や、TV 電話などの変・復調で使われる GaAs ミキサダイオードや FET の開発にさらなる高い周波数帯を目指して目を輝かせていた。

しかし、1970 年中頃、突然、まさに青天の霹靂で、800MHz (0.8GHz) ~ 1.0 GHz 程度の移動無線電話機のプロジェクトがスタートし、高周波トランジスタ増幅回路の開発を担当することに切り替わった。

当時の正直な若い研究者の心境として、40 ~ 50GHz 帯のミリ波半導体部品の研究・開発、及びそれらの実用化を行っていた最中に、1GHz 程度の周波数の半導体回路部品の開発は、モチベーションの低

い”極めて容易な技術分野”であるかのように思えた。

これが、本稿を含むRFアナログ回路総集編（Ⅱ-1）、”LNAの回路技術”で述べたが、日本で受託した世界で初めての自動車無線電話（セルラーフォン）の実用化で使う、800MHz～950MHzの1GHz前後の個別の高周波半導体回路部品での実用化の始まりになるとは、想像もつかなかった、

しかし、開発がスタートして、実際にセルラー用の増幅器の半導体部品や回路設計を行ってみて、どうして、これまでの700MHz程度までのUHF帯でのTVや無線機器用の半導体部品や装置を手がけて来たメーカーの技術者や、高周波の無線技術者、及び研究者が手を拱いていたか、どうして、もっと周波数の高いマイクロ波やミリ波で衛星通信やレーダーシステム等の様々な高周波の半導体部品や装置が実用化されてきた時代に、”800MHzや900MHzの”1GHz:1000MHz”前後の周波数帯が当時残っていて、充てがわれたのか、初めて気がついた。

即ち、従来技術の延長で、700MHz程度までは、部品もこれまでの電気・電子部品の計算通り正常に動作し、回路基板技術も通常材質のプリント基板で収まり、手頃な大きさの装置やシステムに

収まった。

又、マイクロ波・ミリ波などの 6GHz より更に高い周波数になれば、1 波長の長さが短くなり、古くからわかっている高周波の同軸線や導波管、さらにアルミナやテフロンのような、高周波損失の少ない高誘電体基板を使ったストリップラインの理論計算にもとづいて、伝送線の組み合わせにより、線形回路部分はパッシブな素材で、技術的に役割分担して、小型軽量が出来た。

一方、増幅器・発振器、及びミキサ等のアクティブな非線形の部品技術は、古くからレーダーや衛星通信等、需要の多い周波数帯で、波長が短い特徴で、高周波回路的に小形化が進み、別個に古くからの高周波電子管を置き換える形で、半導体部品の研究開発が進んできたので、高周波半導体研究開発の進展により、パッシブな高周波回路に組み込み、装置の仕様を満足するように、最終的に通信機メーカーの技術開発者が回路調整を行って、それぞれの役割分担で、最適化を行ってきた。

しかし、セルラー時代の充てがわれた周波数帯では、回路をプリント基板で構成すると、例えば、800MHz 帯では、1 波長が 30～40cm となり、パッシブ回路が増幅器だけでも車のトランクサイ

ズとなってしまふ。

更に、当時、この周波数帯まで利用できるロスが少ない、良好な性能を示すアクティブな UHF 帯用の半導体部品やチップ部品は殆ど無く、通常の電気・電子理論計算通りに動作しなかった。

これらの高周波パッシブ回路やチップ部品、及び高周波のアクティブ部品を組み合わせても十分な性能や通信システム側の要求を満足することはほぼ不可能に近かった。又、通信システム開発側では、さらなる回路や部品に加えて、システムを最適化するにも、どこまでが回路の影響で、どこからが部品の影響か、調整し難い。

結局のところ、最先端の研究開発や画期的な新規開発は、周波数が単に高いだけでなく、その技術の実用の難易度は、その当時の技術や材料、およびニーズなど様々な要素で決まる事を経験により学んだ。

一方、電卓や時計などに、P-MOS, N-MOS, 及び CMOS 技術を使った個別のロジック、メモリー、マイコンなどの汎用 IC の全盛時代で、高周波半導体部品の IC 化できればと考えたが、技術的には夢のような時代であった。

その後の半導体の微細化による RFIC 技術や移動体通信システム

技術の革新により、40年以上も続く発展を得て、初めてほぼ理想的な携帯電話。スマートフォン、およびそれらを統括する基地局等による、移動体電話・無線LAN等や、Wi-MAX等を統合した移動体電話・高速データ通信システムの完成を見た。

おわりに：

これまで、ミリ波についての製品用途は限られ、技術経験をする機会がない若い技術者の方々が多いと思われる。

ミリ波でも、当然、今までのすべての周波数で満足する良好な特性を得るためには、より厳しく考慮すべきであり、周波数がたとえ、300GHz～1THzになっても普遍的に、波長が短くなった分だけ、**RF回路インピーダンス**として、無視できなくなり、回路に影響する微細な素子が、等価回路として加わってくるのである。

ミリ波のRF回路を構成する場合に、ミリ波半導体回路開発の経験を踏まえ、留意すべきポイントを以下に列記し、

これまで、徒然なるままに、ほぼ1年近くかかってまとめてきた、「UHF帯～ミリ波まで、RF送受信機に内蔵する基本4回路で

ある、LNA、Mixer、VCO、及びPLL&Crystal Osc,の回路技術」の終わりとする。

■ ミリ波半導体回路技術開発での留意点

- 一 回路基板、配線の素材、及びR/L/C等のチップ部品は、ミリ波でも誘電体損や磁気損失の少ない特性のものを使用する。
- 一 電磁波の信号伝搬に関わる基板や配線は、適切な幅や厚みのグラウンドを含めた伝送線として取り扱う。
- 一 金属表面の粗さを出来る限り滑らかにし、汚れや傷、バリ、ノッチ等を出来る限り除く。主要な部分には、金メッキなどを施し、水分の酸化等による表皮ロスを低減する。
- 一 ビアホールは十分近傍に落とし、その電流波の周波数・モードでの表皮厚み以上の金属厚を考える。
- 一 RF半導体、RFIC、RF-LSI等のアクティブ部品は特性的に余裕のあるスペックで設計し使用する。高周波の部品では最高の動作状態で設計しても、僅かな回路劣化や環境変化、水分や汚れ、放射線粒子などによる影響で、動作点がインピーダンス的に真逆になり、発振や動作不良に至る場合がある。

一 ミリ波は周りの建物や地形、雨・雪等の天候による水分、酸素分子などの影響が大きく、長距離の通信にあまり適さない。出来る限り、直線的な経路や途中での増幅が必要になる。

この点では、ミリ波通信システム方式の画期的なアイデアがまたれる。

その他、様々な難しさが有るが、技術的な創意・工夫により、現在の携帯電話（セルラーフォン）やスマートフォン、及び移動体通信システムを超える応用分野が広がっている。

以上

これを含め、全ての本 WEB 無料公開資料は、いかなる企業・学会・団体等の支援によらない、又、学問・技術分野の垣根を超えた、私的な無償のライフワークにより纏められたものです。従って、特定の企業など への販売目的を対象にするものでなく、小学生から高齢者まで、広く普及しているモバイル端末やシステムの根幹をなす RF・アナログ・デジタル技術の融合

.....

” RF アナログ理論・回路技術 ”

.....

について、誰でもそれぞれの範囲で理解し、学べるように、
考え、提供するもので、
以下のアールエフ・アナログ研究所が WEB 上で管理しています。

アールエフ・アナログ研究所

<http://www.rfanalog.com>

© RFAnalog All Rights Reserved

(参考資料著者特許 ユビキタス移動体通信システム LSI :

特許取得日 : 2008年12月19日

特許番号 (4234540 号)