

MF10 スイッチト・キャパシタ・フィルタ 汎用:モノリシック・アクティブフィルタを 実現するビルディングブロック

National Semiconductor
Application Note 307
Tim Regan
August 1982



MF10は、アクティブフィルタを設計する上で独自の新方式を提供します。この最新CMOSデバイスの使用により、リアクタンス部品を必要とせずに、高精度で高次のフィルタ機能を構成することができます。

フィルタの設計方法には、パッシブ(受動)型とアクティブ(能動)型の2通りがあります。パッシブフィルタは、抵抗、コンデンサ、コイルから構成され、精度よりも量産性を重視するアプリケーションで、特定周波数のフィルタリングに使用されます。高周波のアプリケーションの多くは、パッシブフィルタだけを使用します。

アクティブフィルタは、オペアンプとディスクリート・トランジスタ(主に抵抗とコンデンサ)から構成され、インピーダンスのバッファリングやフィルタのパラメータ調整に使用します。高精度のフィルタでは、共振周波数(f_0)、クオリティ・ファクタ(Q)、通過域ゲイン(H_0)の基本的な3つのフィルタのパラメータを個々に調整できることが必要です。一般に、使用アンプ数が多くなる程パラメータの調整が容易になります。最も一般的な2次フィルタ例として、3個のオペアンプで構成するステート・バリエブル・状態変数型アクティブフィルタがあります(Fig. 1参照)。

この種のフィルタの大きな欠点として、共振周波数の精度が使用コンデンサの性能に左右される点が挙げられます。このため、大量生産時には、フィルタの調整工程を最小限に抑えるために、高価で許容誤差の小さい低ドリフトのコンデンサが必須となります。さらに、この種のフィルタの構成には、かなりの部品数(各2次セクションでオペアンプ3個、抵抗7個、コンデンサ2個)を使用します。1個のアンプで最適な2次フィルタを実現する上でも、3~5個の抵抗と2個のコンデンサが必要です。

優れたアクティブフィルタを設計する際、以下のデバイス要件を満たす必要があります。

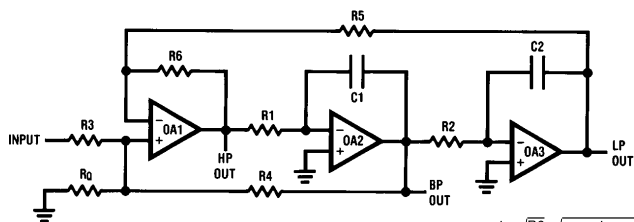
- 1) 高精度のコンデンサを排除
- 2) 最小の総部品点数
- 3) フィルタ・パラメータが容易に調整可能
- 4) 5種類のフィルタ応答特性が全て設計可能
- 5) 単純な設計式

前述の要件は、ナショナル・セミコンダクター社がMF10の開発時に定めた設計目標です。近年のデータサンプリング手法の進歩にともない、外付けコンデンサを必要とせずにモノリシック基板上にオペアンプ積分回路を構成することが可能になりました(11ページ、「スイッチト・キャパシタの積分器機能」を参照)。積分器は、フィルタ全体の時定数と共振周波数を設定する上で、フィルタ設計の要となる部分です。MF10の20ピンDIPパッケージ1個には、全ての必要な能動部品とリアクタンス部品が内蔵されており、2つの2次ステート・バリエブル・アクティブフィルタの完全な構成が可能です(Fig. 2参照)。唯一の外付け部品として抵抗が必要ですが、これはフィルタのパラメータを設定するために使用します。

MF10の基本回路

各フィルタ・セクションには、可能な限り汎用性を保持するための出力を備えており、ローパス、バンドパス、ハイパス、オールパス、ノッチ(またはバンドリジエクト)の5種類のフィルタ全てを構成することができます。1パッケージに2つの2次セクションを独立に設けているため、4次応答を得るためのカスケード接続も容易に行えます。また、パタワース、チェビシェフ、ベッセル、コープなど、「古典的」なフィルタ応答タイプも構成可能です。

Fig. 2に示す加算オペアンプの出力と第1積分器の入力間には、独自の3入力加算段が接続されており、2つの入力と3番目の入力の電圧差を引き出します。2つの(-)入力のうち、1つはフィルタの構成用に信号入力として使用し、もう1つは内部スイッチを介して、ローパス出力またはアナログ・グランドのいずれかに接続されます(選択したフィルタ構成により異なる)。この入力の切換え制御は、MF10の2つのセクションに共通しており、 $S_{A/E}$ 入力端子の電圧レベルで行います。



$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_6}{R_5}} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \text{TL/H/5035-1}$$

$$Q = \left(\frac{1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_0}}{1 + \frac{R_6}{R_5}} \right) \sqrt{\frac{R_6 R_1 C_1}{R_5 R_2 C_2}}$$

FIGURE 1. The Universal State Variable 2nd Order Active Filter
(note the complexity of design equations and the number of critical external components)

COPSTMはナショナル・セミコンダクター社の商標です。

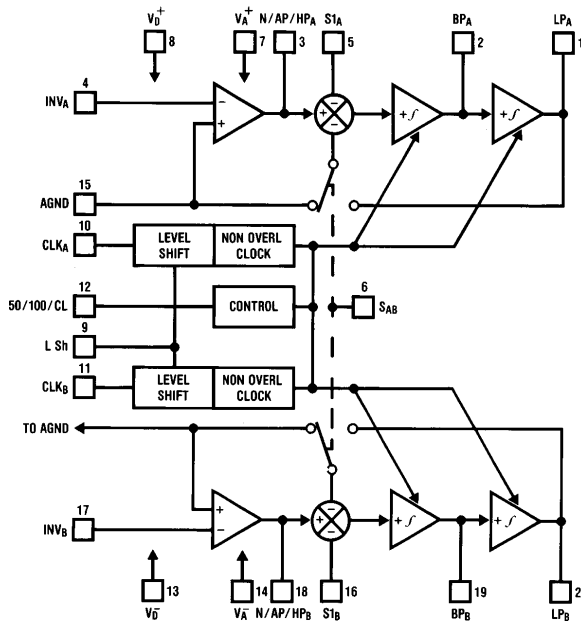


FIGURE 2. Block Diagram of the MF10

TL/H/5035-2

つまり、 S_{AB} 端子が V_D^+ (正電源) に接続されるとスイッチ接続がローパス出力に切り換わり、 V_D^- (負電源) に接続されるとグラウンドに切り換わります。アプリケーションによっては、MF10の2つのフィルタ・セクションの片側で加算アンプの両(-)入力を接地し、同時にMF10の残り半分で(-)入力の1つをローパス出力に接続、残りの(-)入力を接地することが必要になります。この場合、 S_{AB} 制御端子を V_D^- に接続し、ローパス出力への接続は $S1_A$ ($S1_B$) 端子に外部接続します。

フィルタの共振周波数の制御には、約50%のデューティ・サイクルを持つクロックが必要です。MF10の±両電源動作または単一動作に関わらず、レベルシフト(LSh)制御端子を接地するだけで、TTLまたはCMOSのいずれかのロジック・レベルのクロックに対応できます。

各フィルタ部の共振周波数は、フィルタのクロックで直接制御します。各フィルタ部のクロック周波数/中心周波数比は、3レベルの制御端子(50/100/CL端子)で設定します。この端子を V^+ に接続するとクロック周波数/中心周波数比が50:1になり、中間電位(±両電源のバイアス時にはグラウンド)に接続すると100:1になります。また、 V^- に接続すると、省電力用の電源電流制限回路によるシャットダウン機能が働き、電源電流を70%まで抑制します。

フィルタの中心周波数の精度と安定度は唯一クロックで決まります。標準の水晶発振器とデジタル・カウンタを組み合わせると、特定のフィルタ周波数で非常に安定したクロックが得られます。また、ナショナル・セミコンダクター社の最新のCOPS™ファミリ、マイクロコントロー

ラ/ペリフェラル・デバイス(COP452プログラマブル周波数ジェネレータ/カウンタ)を用いると、MF10とのユニークな構成が可能になります(Fig. 3)。この低コストのデバイスは、2つの独立した50%デューティ・サイクル周波数を生成します。各クロックの出力設定は16ビットのシリアル・データ・ワード(N)で行うため、MF10では水晶発振器1個で64,000余りの異なるクロック周波数が得られます。

MF10は20kHzの最大中心周波数で使用でき、1MHzの最大クロック周波数の動作が保証されています。中心周波数が10kHzを超える場合には、50:1のクロック制御を選択する必要があります。100:1または50:1のクロック周波数/中心周波数比を選択すると、“階段”状の波形が出力されます。MF10は、連続型フィルタ(RCアクティブフィルタなど)にかなり近い時間領域と周波数領域を持っていますが、この近似性はサンプリング手法によって実現しています。クロック周波数/中心周波数比を設定することで、中心周波数1サイクル当たりのサンプリング数(1回/クロック・サイクル)が決まります。このため、Fig. 4のサンプリングデータ出力波形写真に示すように、100:1のクロックを選択すると、サイクル当たりのサンプリング数が2倍になり、一層滑らかな出力波形が得られます。オーディオ関連の一般的なアプリケーションでは、これらの階段エッジや出力部のクロック周波数成分は20kHz以上なので無視できます。ノイズのない“クリーン”な出力波形を得るには、出力部に単純なパッシブ型RCローパスフィルタを接続し、MF10のフィルタ機能に影響を与えずに調整用フィルタとしての機能を持たせます。

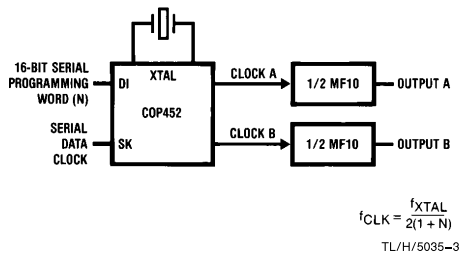


FIGURE 3. A Programmable Dual Clock Generator

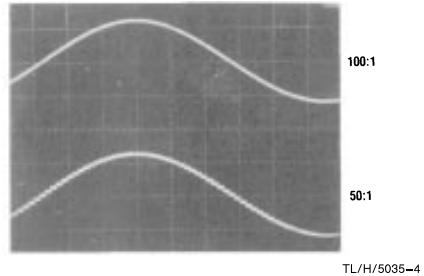


FIGURE 4. The Sampled-Data Output Waveform

いくつかの動作モード(後の項で説明)では、外付け抵抗比によってクロック周波数/中心周波数比を変更したり、50:1や100:1以外の比率も設定することができます。例えば、複数段のスタガ同調フィルタなどは、抵抗比によって各段の中心周波数を個別に設定でき、1クロック周波数だけでフィルタ全体を制御することができます。

MF10の使用時には、サンプリング定理の全てのルールが適用になります。MF10が連続時間系フィルタと同様に機能するためには、最低でも最大入力周波数の2倍のサンプリング・レート(クロック周波数)が必要です。これは、入力信号の高周波成分がクロック周波数に近づく、低周波フィルタの出力部で信号の折返しが発生し(エイリアシング現象)、有効な通過帯域信号との区別がなくなるためです。エイリアシング現象の最善の防止策として、入力信号に帯域制限をかけてエイリアシングが起きる周波数を減衰することを推奨します。通常のアプリケーションの場合、クロック周波数は問題の通過域よりも十分に高いため、エイリアシングが問題になることはありません。更に高いクロック周波数を必要とする場合には、外付け抵抗比により、100:1以上のクロック周波数/中心周波数比の動作モードを選択することができます。クロック周波数を高くすると、同様にエイリアシングが起きる周波数も高くなります。クロック周波数/中心周波数比を上げると、各出力のDCオフセット電圧が高くなる制限があります。

フィルタの基本構成

MF10の2次セクションは6種類の基本構成(動作モード)に設定可能で、各種のフィルタ応答が得られます。全ての動作モードでは、外付けコンデンサは不要です。2、3の抵抗比を設定するだけの簡単な設計手法により、通過域ゲインとQを任意に設定したり、適切な共振周波数を得るためのクロックを生成することができます。1パッケージ、あるいは複数パッケージ内の2セクションをカスケード接続して高次のフィルタを構成する場合は、各2次セクションをそれぞれの中心周波数、Qおよびゲインを基準にして1種のモジュールとして扱うことができます。この2次セクションの独立性は、パワーソース、チェビシェ

フなど様々な応答特性を実現する上で重要です。

以下は、全動作モードに共通するデザインヒントの要約です。

- 1) MF10の最大電源電圧は± 7V(単一電源動作では+ 14V)、最小バイアス電源電圧は8V。
 - 2) 出力部の最大電圧振幅は両電源電圧の1V以内(代表値)。
 - 3) 内部オペアンプのソース電流は3mA、シンク電流は1.5mA。最小抵抗値を選択する際に重要です。
 - 4) 最大クロック周波数は1.5MHz(代表値)。
 - 5) 適切なフィルタ応答を得るには、MF10で各段の $f_c \times Q$ 積を設定します。5kHzの中心周波数では、 $f_c \times Q$ 積を300kHzまで高く設定できます(Qは150以下)。例えば、3kHzのバンドパスフィルタの場合は、Qは1セクションだけで100になります。中心周波数が20kHz以下の場合は、設定可能な $f_c \times Q$ 積は200kHzに制限されます。1つの2次セクションを用いる10kHzのバンドパス設計では、Qが20を超えることはありません。
 - 6) 特定周波数における中心周波数とクロック周波数の部分的整合の許容範囲は± 0.2%(代表値)。中心周波数の温度ドリフトは(クロック周波数のドリフトを除き)50:1のスイッチングでは± 10ppm/(代表値)、100:1では± 100ppm/(代表値)になります。
 - 7) Qの部分精度は、± 500ppm/の温度係数で± 2%(代表値)です。
 - 8) 各動作モードの項に示す回路のダイナミック特性の計算式は重要です。この計算式から回路Qの関数として各出力の電圧振幅を求めます。Qが高いバンドパスフィルタでは、中心周波数でローパス出力応答がかなり高いピークを生成します。
 - 9) MF10の2つの2次セクションは、電源電圧、アナログ・グランド、クロック周波数/中心周波数比の設定、3入力に加算段の内部スイッチ設定を除き、それぞれ独立しています。
- 以降のフィルタ構成の説明では、フィルタの中心周波数を f_c 、通過域ゲインを H_0 、複素極ベアのクオリティ・ファクタをQで表します。Qは f_c/BW に等しく、BWはバンドパス出力で測定された-3dB帯域幅を表します。

MODE 1A: 非反転型バンドパス、反転型バンドパス、ローパス出力
 最小の外付け部品で構成(2個の抵抗のみ)。Qが低いローパスとバンドパスのアプリケーションに適しています。非反転型バンドパス出力は最小の位相フィルタ設計に必要です。

設計式

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OLP} = -1$$

$$H_{OBP1} = -\frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OBP2} = 1 \text{ (非反転)}$$

回路のダイナミック特性

$$H_{OBP1} = -Q \text{ (したがって、低いQを推奨します)}$$

$$H_{OLP(peak)} = Q \times H_{OLP}$$

MODE 1: ノッチ、バンドパス、ローパス出力

外付け抵抗を更に1個接続することで、MODE 1Aに比べて優れた出力ダイナミック特性を備えた、非常に高いQを持つバンドパス設計を実現します。ノッチ出力の特長として、ノッチ周波数の上下でゲインが等しくなります。

設計式

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$f_{notch} = f_o$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

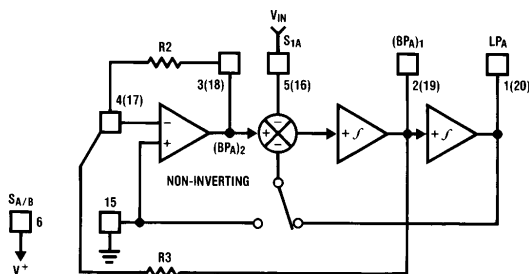
$$H_{ON} = -\frac{R_2}{R_1} \left(f \rightarrow 0 \text{ かつ } f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2} \right)$$

回路のダイナミック特性

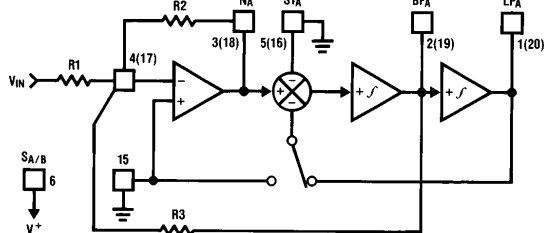
$$H_{OBP} = H_{OLP} \times Q = H_{ON} \times Q$$

$H_{OLP(peak)} = Q \times H_{OLP}$ (LP出力のDCゲインが高過ぎると、高いQによりローパス出力部でクリッピングが生じ、バンドパス出力部でゲインが非直線的になったり、歪みを起こす原因になります。)

MODE 1A



MODE 1



TL/H/5035-5

MODE 2: ノッチ (f_n 、 f_o 時)、バンドパス、ローパス出力

100:1 または 50:1 以上のクロック周波数/中心周波数比の設定が可能な構成です。必要な複素ゼロ周波数 (f_{notch}) が複素極周波数 (f_o) よりも低いために、ノッチ出力はエリビティック型ハイパスフィルタの設計に適しています。

設計式

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}}$$

$$f_n = \frac{f_{CLK}}{100} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_2/R_4 + 1}}{R_2/R_3}$$

$$H_{OLP} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_4}}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{ON1} (f \rightarrow 0) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_4}}$$

$$H_{ON2} \left(f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2} \right) = -\frac{R_2}{R_1}$$

回路のダイナミック特性

$$H_{OBP} = Q \sqrt{H_{OLP} \times H_{ON2}} = Q \sqrt{H_{ON1} \times H_{ON2}}$$

MODE 3: ハイパス、バンドパス、ローパス出力

4個の外付け抵抗だけで構成する“古典的”なステート・バリエブル型フィルタです (Fig. 1の回路参照)。100:1 または 50:1 以上のクロック周波数/中心周波数比を外部設定できる、最も汎用性を備えた動作モードです。この回路は1クロックで制御する複数段のチェビシェフ型フィルタに適しています。

設計式

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1}$$

回路のダイナミック特性

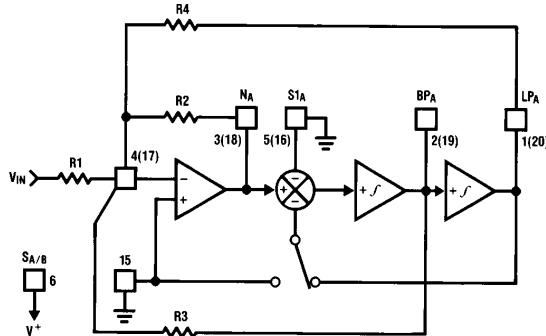
$$H_{OHP} = H_{OLP} \left(\frac{R_2}{R_4} \right)$$

$$H_{OLP} (\text{peak}) = Q \times H_{OLP}$$

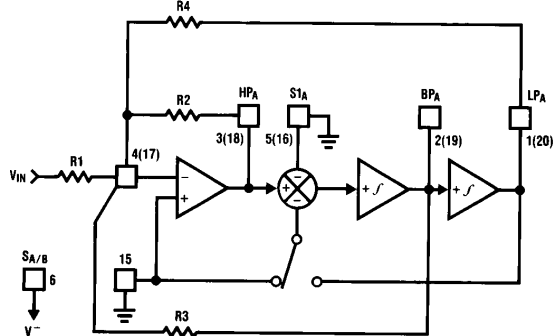
$$H_{OBP} = Q \sqrt{H_{OHP} \times H_{OLP}}$$

$$H_{OHP} (\text{peak}) = Q \times H_{OHP}$$

MODE 2



MODE 3



TL/H/5035-6

MODE 3A: ハイパス、バンドパス、ローパス、ノッチ出力

外付けオペアンプを介してハイパス出力とローパス出力を加算すると、MODE 3の回路でノッチ出力を構成することができます。加算抵抗 R_i と R_h により、中心周波数とは独立してノッチ周波数を調整することができます。エリビティック型フィルタの設計では、各段で f_o の複素極ペアと f_{notch} の複素ゼロ・ペアを組み合わせ、これらの周波数をそれぞれ任意の応答タイプに容易に調整することができます。MF10を数段カスケード接続する場合は、最終出力段でのみ外付けオペアンプが必要です。各中間段の加算接合部は、内部オペアンプの反転入力にすることができます。

$$H_{ONl}(f \rightarrow 0) = \frac{R_g}{R_l} \times H_{OLP}$$

$$H_{ONh}\left(f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}\right) = \frac{R_g}{R_h} \times H_{OHP}$$

MODE 4: オールパス、バンドパス、ローパス出力

$SI_A(SI_B)$ 端子を信号入力として使用すると、オールパス機能が得られます。オールパスでは出力の周波数が一定の遅延時間のもと、直線的な位相変化が得られます。この構成における制約として、オールパス出力ゲインが1になります。

設計式

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$f_{notch} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{ON}(f = f_o) = \left| Q \left(\frac{R_g}{R_l} H_{OLP} - \frac{R_g}{R_h} H_{OHP} \right) \right|$$

設計式

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$f_z \text{ (複素ゼロ・ペア周波数)} = f_o$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2}$$

$$Q_z \text{ (複素ゼロ・ペア、} Q) = \frac{R_3}{R_1}$$

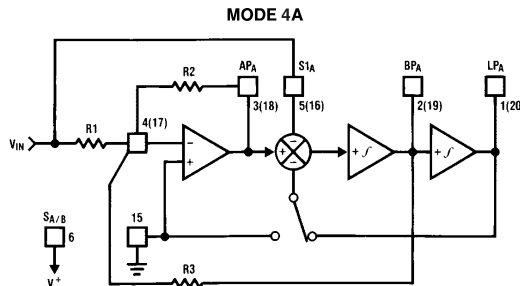
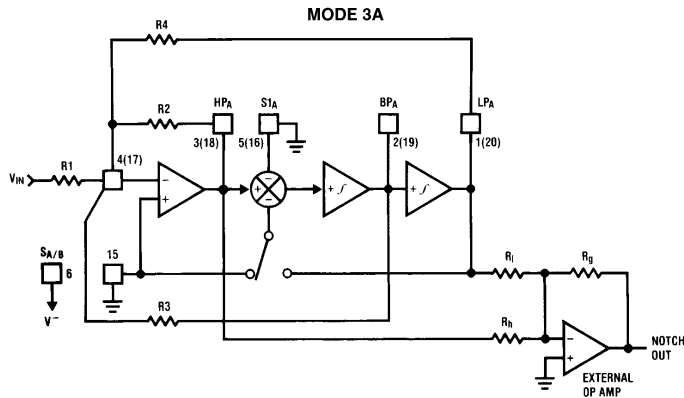
$$H_{OAP} = -\frac{R_2}{R_1} = -1$$

$$H_{OLP} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) = -2$$

$$H_{OBP} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2} = -2 \frac{R_3}{R_2}$$

回路のダイナミック特性

$$H_{OBP} = H_{OLP} \times Q = (H_{OAP} + 1)Q$$



MODE 5: 複素ゼロ (C.z) バンドパス、ローパス出力

このMODEの特長として、複素ゼロ(C.z)出力の周波数振幅を更に一定状態に保つ点で、MODE 4に比べて改善されています。極ペアとゼロ・ペアの周波数は抵抗で調整可能です。

設計式

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{1 + \frac{R2}{R4}} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{1 + \frac{R2}{R4}}$$

$$f_z = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{1 - \frac{R1}{R4}} \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{1 - \frac{R1}{R4}}$$

$$Q = \frac{R3}{R2} \sqrt{1 + \frac{R2}{R4}}$$

$$Q_z = \frac{R3}{R1} \sqrt{1 - \frac{R1}{R4}}$$

$$H_{O(C.z)} f \rightarrow 0 = \frac{R2(R4 - R1)}{R1(R2 + R4)}$$

$$H_{O(C.z)} f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2} = \frac{R2}{R1}$$

$$H_{OBP} = \frac{R3}{R2} \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

$$H_{OLP} = \frac{R4}{R1} \left(\frac{R2 + R1}{R2 + R4}\right)$$

MODE 6A: 単一極、ハイパス、ローパス出力

内部積分器1個だけを使用し、カスケード接続の奇数次フィルタ応答を生成するのに適しています。他の2次MF10フィルタ・セクションの共振周波数のトラッキングは、実極をクロック調整して行います。コーナ周波数は抵抗で調整可能です。

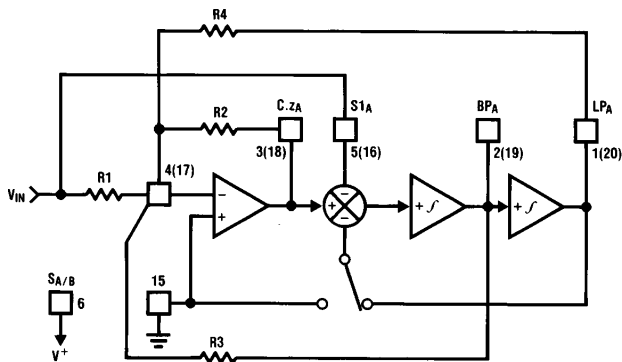
設計式

$$f_c \text{ (カットオフ周波数)} = \frac{f_{CLK}}{100} \left(\frac{R2}{R3}\right) \text{ または } \frac{f_{CLK}}{50} \left(\frac{R2}{R3}\right)$$

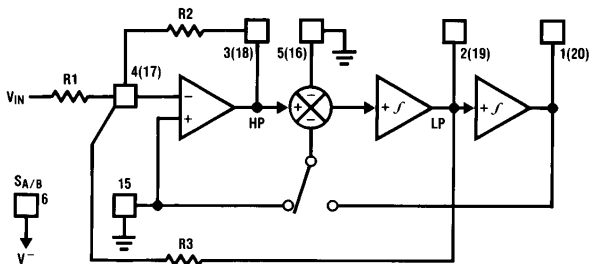
$$H_{OLP} = -\frac{R3}{R1}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R2}{R1}$$

MODE 5



MODE 6A



TL/H/5035-8

MODE 6B: 単一極ローパス (反転、非反転) 出力

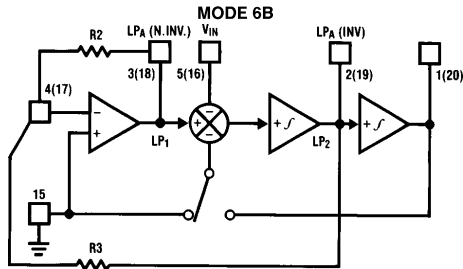
このモードでは、積分器 1 個、また反転型アンプとして入力オペアンプを使用して非反転型ローパス出力を得ます。このモードも奇数次ローパスフィルタの設計に適しています。

設計式

$$f_c \text{ (カットオフ周波数)} = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \left(\frac{R_2}{R_3} \right) \text{ または } \frac{f_{\text{CLK}}}{50} \left(\frac{R_2}{R_3} \right)$$

$$H_{\text{OLP}} \text{ (反転出力)} = -\frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{\text{OLP}} \text{ (非反転出力)} = +1$$



アプリケーション例

単一電源動作では、MF10のいくつかの端子を1/2電源電圧($V_{\text{CC}}/2$)にバイアスすることが重要です。単一電源の設計例として、Mode 1を用いた1kHzの4次バターース・ローパスフィルタ(ロールオフ率: 24dB/octave、または80dB/decade)の構成図を示します(Fig. 5参照)。この構成例では、アナログ・グランド端子(ピン15)、加算入力端子 $S1_A$ と $S1_B$ (ピン5、16)、およびクロック切換え制御端子(ピン12)の全て

を $V_{\text{CC}}/2$ にバイアスしています。対称的な±両電源動作の場合、これらの端子は接地します。入力信号を $V_{\text{CC}}/2$ にバイアスしない場合は、入力カップリング・コンデンサが必要です。2段のバターース・ローパス出力では、両段とも同じコーナー周波数を持ち、このためクロックは両サイドで共通です。図中の抵抗は約5%の許容範囲値を持ち、フィルタ全体のゲインを調整したり、1段目(Aサイド)のQを0.504、2段目(Bサイド)のQを1.306に設定して平坦な通過帯域応答を得るために使用します。

Fig. 6に、MF10独自の利点を活かしたスイッチ・キャパシタ・フィルタの設計例を示します。この例のデータ・アキュジション・システムでは、MF10は帯域制限とエイリアシング防止用の入力フィルタ機能、また大きな振幅を持つ高周波入力信号を得るためのサンプル/ホールド機能の2つの機能を備えています。供給クロックがゲートOFFされると、スイッチ・キャパシタの積分器により最終サンプリング電圧値をホールドします。ホールド・タイム時の出力電圧のドロー・レートは約0.1mV/msです。

Fig. 7に、フィルタ以外のMF10のアプリケーション例を示します。この回路では、MF10とLM311コンパレータを組み合わせて共振器を構成し、AGC回路を用いずに安定した振幅の正弦(サイン)波出力と余弦(コサイン)波出力を生成します。MF10はバンドパスフィルタ(Q=10)として動作し、ステップ入力に変化すると共振周波数でリングングが生じます。このリングング信号はLM311に取り込まれ、ここでバンドパスフィルタに対して方形波入力信号を生成し、再度共振を起こします。バンドパス出力は、50%のデューティ・サイクルの方形波基本周波数をフィルタに通したものです。90度の位相シフトを持つ同じ振幅の信号は、MF10内の2番目の積分器を介してローパス出力に出力されます。共振周波数の設定はフィルタの中心周波数で行い、調整はクロックと50:100:1制御端子で行います。出力振幅の設定は方形波入力へのピーク・ツー・ピーク振幅で行いますが、この回路ではLM311出力部のバック・ツー・バック接続クランプ・ダイオードで設定します。

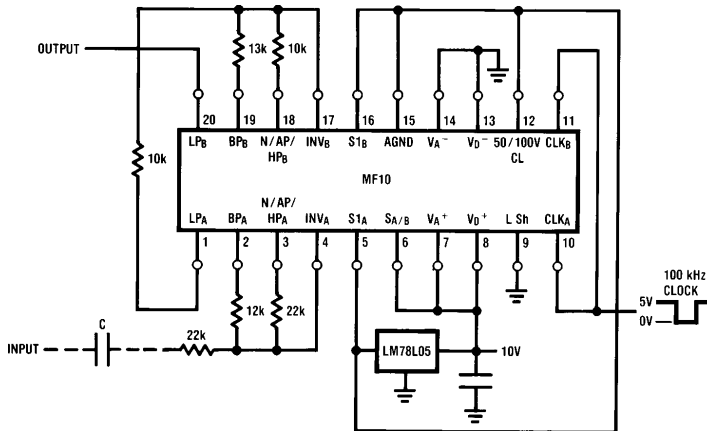


FIGURE 5. Only 6 resistors required for this 4th order, 1 kHz Butterworth lowpass filter. This example also illustrates single-supply biasing.

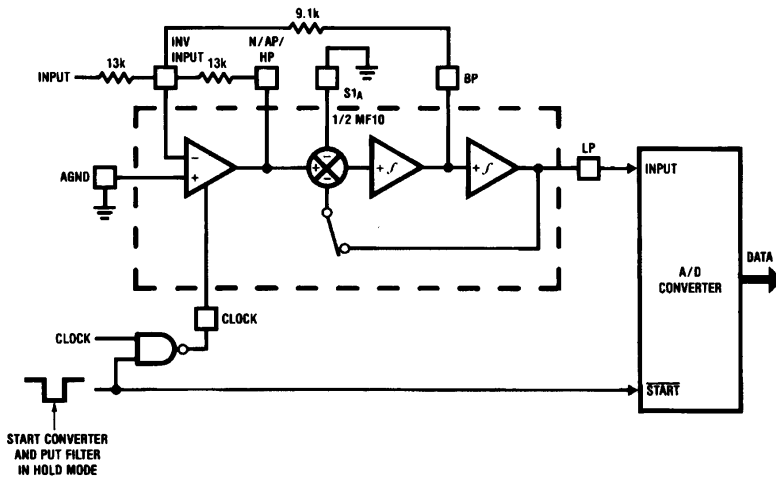


FIGURE 6. An MF10 as an Input Filter and Sample/Hold

TL/H/5035-14

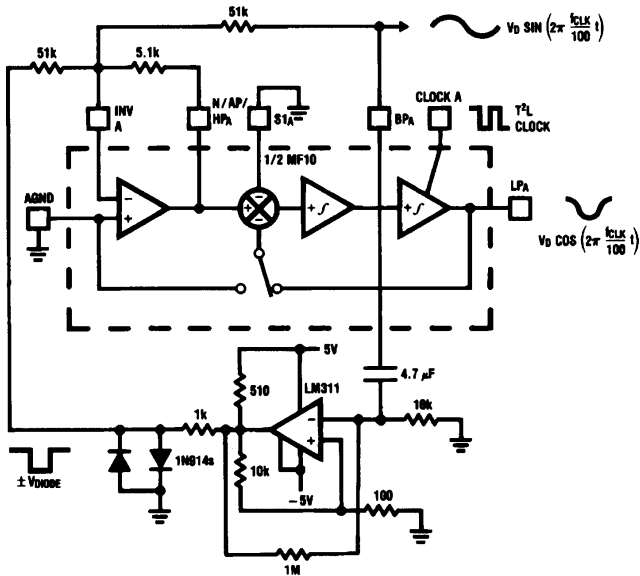


FIGURE 7. Generating Quadrature Sine Waves from a T²L Clock

TL/H/5035-11

最後に、Fig. 8 に完全な 300 ボー、全二重のモデム・フィルタの構成図を示します。この図から分かるように、MF10 を用いて簡単にフィルタを構成することができます。このフィルタは 8 次の 1dB リップル・チェビシェフ型バンドパスフィルタで、1170Hz の呼出しフィルタと 2125Hz の応答フィルタの両機能を備えています。応答・呼出し動作の制御は 50/100/CL 入力端子のロジック・レベルで行うため、必要とするクロック周波数はひとつだけです。フィルタ全体のゲインは 22dB です。

プリント回路基板上でこのフィルタを構成する場合は、RC アクティブフィルタ方式よりも更にコンパクトにでき、精度を重視する場合にはコスト面で更に効率的です。省スペースの点で更に魅力的な構成方法として、ハイブリッド回路を用いる方法があります。2 つの MF10 のダイにフィルム抵抗を接続すると、フィルタ全体を 1 個のパッケージに収納することができ、入力、出力、電源用に 7 本の外部接続だけで済みます。

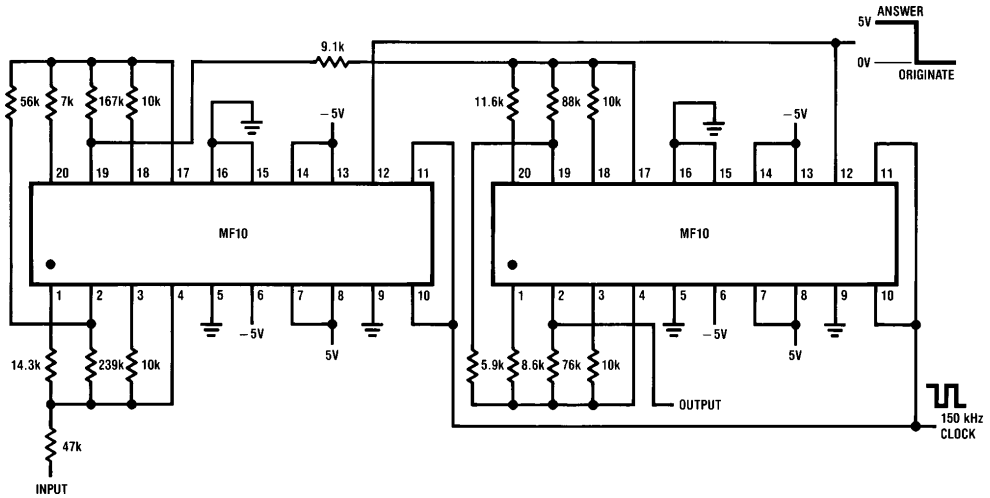


FIGURE 8. A Complete Full-Duplex 300 Baud Modem Filter

TL/H/5035-12

スイッチト・キャパシタの積分器機能

MF10の最大の特長は、外付けコンデンサが不要であり、しかも高周波フィルタを実現できる点です。2個の非反転積分器の時定数はクロックで制御します。MF10を最大限に動作させるためには、この制御方法の理解が不可欠です。

この制御方法を容易に理解するために、反転積分器(Fig. A)を説明し、その入力抵抗をスイッチ2個とコンデンサ(Fig. B)に置き換える方法を説明します。Fig. Aでは、帰還コンデンサCを流れる電流は V_{IN}/R に等しく、また回路の時定数はRCとなります。この時定数の精度は、完全に異なる2個のディスクリート部品の絶対精度によって決まります。Fig. Bでは、スイッチS1とS2がクロックにより交互にクローズします。スイッチS1がクローズすると(S2がオープン)、コンデンサC1は V_{IN} まで充電されます。クロック半周期分で、C1(QC1)の電荷量が $V_{IN} \times C1$ に等しくなります。クロック状態が遷移すると、S1がオープンしてS2がクローズします。このクロック半周期間にC1の電荷が帰還コンデンサC2に送られます。

1クロック周期間に入力電圧 V_{IN} からオペアンプの加算接合点(-)入力に送られる電荷量は、 $V_{IN} \times C1$ となります。電気電流とは一定時間に伝導路を流れる電荷量(1A = 1クーロン/秒)であることから、C2を介して出力に流れる回路電流は、次式から求めることができます。

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{V_{IN} C1}{T} = V_{IN} C1 f_{CLK}$$

ここで、T = クロック周期

V_{IN} と(-)入力間の等価抵抗は、次式から得られます。

$$R = \frac{V_{IN}}{I} = \frac{1}{C1 f_{CLK}}$$

すなわち、Fig. Bのクロック入力時にS1、S2、C1はFig. Aの抵抗と同様に動作し、この結果、クロックで調整可能な時定数を次式から求めることができます。

$$\tau = \frac{C2}{C1 f_{CLK}}$$

スイッチト・キャパシタの積分器の時定数は、2個のコンデンサ値の比で決まり、同一ダイ上に配置されていれば、制御が非常に容易になります。この結果、デバイス単位で、また温度変化に対してフィルタの共振周波数を正確に制御できます。

MF10で実際に使用している積分器は非反転型で、スイッチング方法が多少複雑になります(Fig. C参照)。この回路では、先ずS1AとS1Bが両方クローズしてC1を V_{IN} まで充電します。続いて、S2AとS2Bがクローズし、コンデンサの極性が逆状態でC1を加算接合点に接続し、非反転動作になります。 V_{IN} の極性が(+)ならば、C1からC2に充電が行われる度に V_{OUT} は正方向に進みます。

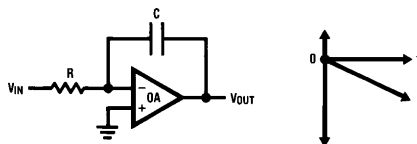


FIGURE A

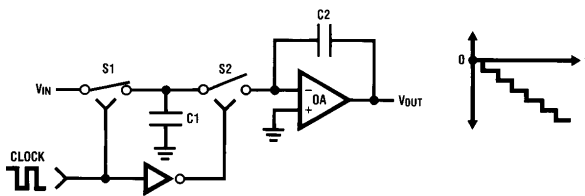


FIGURE B

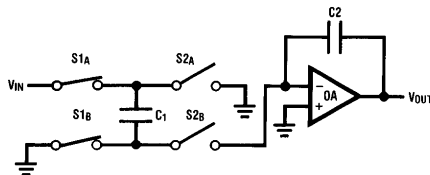


FIGURE C. The Non-Inverting Integrator Used in the MF10

TL/H/5035-13

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは(a)体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または(b)生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本 社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300 <http://www.nsjk.co.jp/>

製品に関するお問い合わせはカスタマ・レスポンス・センタのフリーダイヤルまでご連絡ください。



0120-666-116



この紙は再生紙を使用しています