

出力アンプ付き10MHzアナログ・マルチプライヤ 広帯域特性を実現

帯域幅が1MHzを越えると、一般にマルチプライヤ・チップは外部アンプ回路とバイアス回路が必要になり、また、微調整用の外付け部品を追加しなければ所望の精度・性能を引き出すことができません。このような理由により、シングルチップのマルチプライヤは通信用途向けにほとんど使用されておられません。例えばミキサ回路では、その代用としてシグナル・ダイオード・リングを用いていますが、低周波特性が悪く、また周波数範囲や電力範囲が狭いなど性能上の制約があります。

このMPY634マルチプライヤの登場により、もはや広帯域のアナログ乗算で複数チップを使用したり、性能上の妥協を余儀なくされることがなくなりました。10MHzの小信号帯域幅に加えて、この4象限チップはレーザ・トリミングによる0.25%のDC精度、調整可能なスケール・ファクタ、2kΩの負荷ドライブ機能などの特徴を備えています。

さらに、MPY634の差動入力段は、2ペアでなく3ペアで構成されており、除算、二乗演算、平方根演算が可能です。これらの機能を活用すると、多機能コンバータとして使用することもでき、数個の部品を追加するだけで、電圧制御フィルタやミキサなどアナログ・プロセッサを多岐にわたり構成することができます。

MPY634は、電圧・電流入力コンバータ（3回路）、トランスコンダクタンス・コア、安定性に優れた基準電圧ジェネレータ、高ゲインの出力アンプから構成されています（図1参照）。この3つのコンバータは、トランスコンダクタンスが極めて低い差動アンプと見なすことができ、10MΩの入力インピーダンスと20V/μsのスルーレートを得られるのが利点です。しかも、コンバータの入力電圧は、差動/シングルエンドの両モードによる構成が可能です。シングルエンド・モードにすると、第2入力をオフセットのゼロ調整に使用することができます。

動作原理

コンバータの差動出力によってトランスコンダクタンス・コアがドライブされ、実際の乗算が行われます。このコアから差動電流が出力されると、抵抗負荷の両端に電圧が生成され、高ゲイン広帯域アンプに供給されます。乗算動作の場合、アンプ出力はコンバータZにフィードバックされます。フィードバックの接続を変えることで、他の演算動作が可能になります。

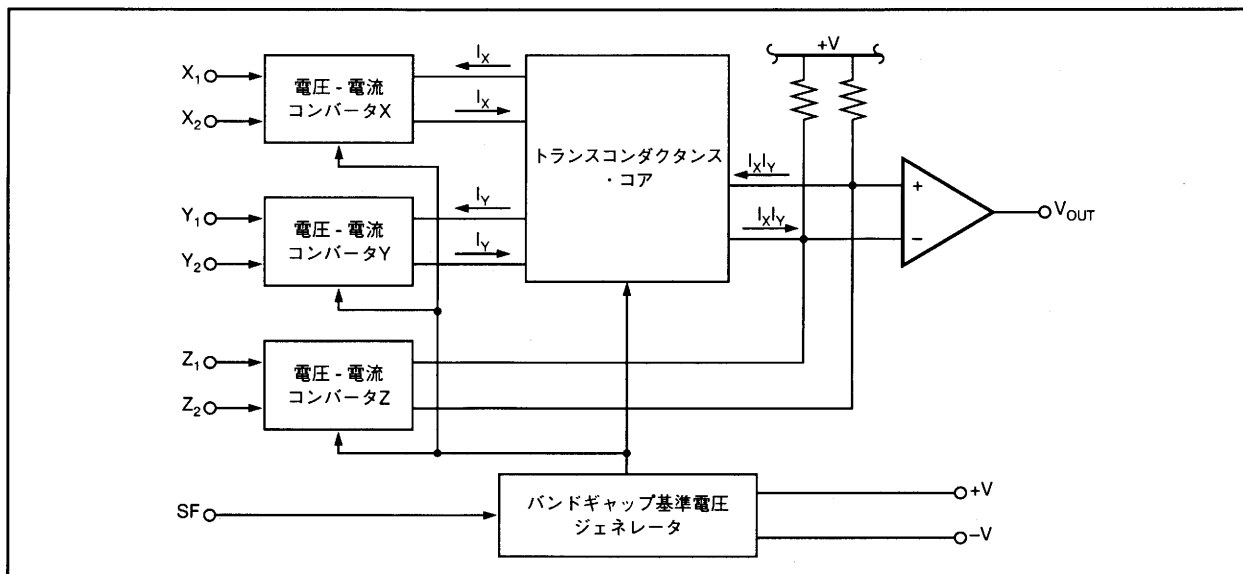


図1. MPY634は1MHzの壁を超えた初のマルチプライヤです。広帯域アンプを外付けすることなく、ダイオード・ミキサの代用になります。3回路の電圧・電流コンバータに加えて、トランスコンダクタンス・コア、基準電圧ジェネレータ、出力アンプを内蔵しています。

他の演算回路と同様に、MPY634マルチプライヤは、直線性、精度、安定性に優れています。直線性と精度はトランスコンダクタンス・コアに依存します。具体的には、6個のトランジスタのベース・エミッタ間電圧がいかに正確にマッチングしているかで影響されます。最大の直線性を確保するために、トランジスタはダイ上で対角線に接続（クロス接続）され、レーザ・トリミングされています。

温度変動に対して一定のスケール・ファクタを保つには、トランスコンダクタンス・コア内のバイアス電流が安定していることが必要です。内蔵のバンドギャップ基準電圧源により、 $-55^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$ の全温度範囲にわたり、スケール・ファクタの温度係数を $30\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 以内に抑えています。ただし、負電源とスケール・ファクタ調整ピンの間に抵抗を入れると、スケール・ファクタを $10\text{V}\sim 3\text{V}$ の範囲で調整することもできます。

オペアンプの場合と同様に、MPY634マルチプライヤも、その開ループの伝達関数を基にチップ動作以外に制約条件なども予測することができます。伝達関数は以下のとおりです：

$$V_{\text{OUT}} = A \left[\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{\text{SF}} - (Z_1 - Z_2) \right]$$

ここで：

V_{OUT} は出力電圧

A は出力アンプの開ループ・ゲイン（無限大と仮定）

X_N, Y_N, Z_N は入力電圧

SF はスケール・ファクタ（公称値 10V ）

安定性を確保するために、1あるいは複数の入力にフィードバックをかけます。（ただし、複数の入力にフィードバックをかける場合は、全体のフィードバックが正にならないよう留意しなければなりません。）ゲインは常に正ですから、フィードバックがかかる入力は出力電圧に依存します。したがって、所定の入力電圧に V_{OUT} （またはその関数）の値を代入することで回路の動作を予測することができます。

例として、シングルエンド入力、ゼロ・オフセット、 X_2, Y_2, Z_2 がすべてゼロの基本的なマルチプライヤを考えてみましょう。フィードバックは Z_1 入力に直接入ります。出力アンプの反転入力はコンバータ Z でドライブされるので、フィードバックは負となり、出力電圧は次式から求められます：

$$V_{\text{OUT}} = A (X_1 Y_1 / \text{SF} - V_{\text{OUT}})$$

A が無限大に近づくと、上記の式は次のようになります：

$$V_{\text{OUT}} = X_1 Y_1 / \text{SF}$$

分圧回路を通してフィードバックをかけると、全体のゲインが増大します。例えば、 $10:1$ のアッテネータで $Z_1 = 0.1V_{\text{OUT}}$ に設定している場合、ゲインが無限大に近づくにつれて伝達関数は次のようになります：

$$V_{\text{OUT}} = 10X_1 Y_1 / \text{SF}$$

除算回路を構成するには、シングルエンド入力 X_2, Y_1, Z_2 を接地します。 Y_2 にフィードバックをかけると、 X_1 が正の値の場合に Y_2 は負になります。ただし、 X_1 が負であれば、 Y_2 を接地して Y_1 にフィードバックをかけます。いずれの場合も、伝達関数は次のようになります：

$$V_{\text{OUT}} = A \left[\frac{(X_1)(-V_{\text{OUT}})}{\text{SF}} - Z_1 \right]$$

ゲインが無限大に近づくにつれて、 $V_{\text{OUT}} = Z_1 / X_1 \text{SF}$ になります。

マルチプライヤ・チップは、高精度の電圧制御フィルタを構成するうえで広範に使用できます。マルチプライヤ・チップ（2個）、ユニバーサル・アクティブ・フィルタ・チップ（1個）、抵抗（4本）、バイパス・コンデンサ（6個）を組み合わせ、ハイパス出力、ローパス出力、バンドパス出力の2次フィルタを構成することができます。これらのマルチプライヤは、リニアな電圧制御抵抗と同じように動作し、フィルタの中心周波数を設定してハイパス出力とローパス出力のカットオフ周波数を設定することができます。アクティブ・フィルタ・チップにより、帯域幅を最大 200kHz 、 Q を最大 500 まで簡易設定できますが、このフィルタの代わりにディスクリートのオペアンプを用いれば、帯域幅を最大 1MHz まで拡張することが可能です。

誤差 1% の抵抗を用いると、正確なフルスケール中心周波数と Q の各値が得られます。フルスケール周波数（制御電圧 10V に対するバンドパスの中心周波数）は、各マルチプライヤの出力とフィルタ・チップ間に接続した誤差 1% の抵抗2個で決まります。動作時には、両マルチプライヤは制御電圧によって1度にドライブされます。この制御電圧は常に 0V 以上とし、 0V 以下（または負電圧）になると、フィルタ・チップ回りのフィードバックが消失し、回路が不安定状態になります。

0.1% の抵抗を使用すれば、 $10:1$ の制御範囲にわたりフィルタでフルスケール周波数の誤差を 2% 以内に抑えることができます。さらに高精度を必要とする場合を除き、外部的なトリミング調整は不要です。（どちらの場合でも、入力オフセットはトリミングにより零に調整できます。）バンドパス周波数とカットオフ周波数のドリフトは、 $-55^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$ の温度範囲にわたり $\pm 50\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 以下です。 25kHz のフルスケール周波数における広帯域ノイズは $160\mu\text{V}$ 以下（代表値）です。出力振幅範囲は $20\text{V}_{\text{p-p}}$ で 96dB のダイナミック・レンジが得られます。

入力の振幅と Q は、ユニバーサル・アクティブ・フィルタ内のアンプのスルーレートによって制限されます。まず、フィルタの内部アンプの最大スルーレートは $10\text{V}/\mu\text{s}$ であるため、フルパワー帯域幅（ 10V_{pk} 時）は 4MHz のゲインバンド幅積に対して 160kHz になります。このため、入力電圧は、 80kHz 未満で $20\text{V}_{\text{p-p}}$ 、 $80\text{kHz}\sim 500\text{kHz}$ で $2\text{V}_{\text{p-p}}$ に制限されます。 500kHz を越える場合、最大入力電圧は式 $f_c/50,000$ で算出できます（ f_c はフィルタのカットオフ周波数）。第2に、 Q が高いと、内部電圧が入力振幅よりも大きくなります。したがって、 Q の最大値は、 4kHz 以下の場合に適用され、 4kHz 以上では $f_c/20,000$ となります。

高性能な電圧制御フィルタを構成するには、マルチプライヤとユニバーサル・アクティブ・フィルタを使用するのが適しています。この代替策として、スイッチト・キャパシタ・フィルタと電圧制御発振回路を使用し、より簡単に安価に構成する方法もあります。しかし、この場合、ダイナミック・レンジが 75dB と低く、周波数の上限も 30kHz なので、マルチプライヤによる構成に比べて遥かに劣ります。さらに、スイッチト・キャパシタ・フィルタを用いると、クロックのフィードスルーとエイリアシングを引き起こし、新たにフィルタの追加が必要になります。

このトランスコンダクタンス・マルチプライヤは、外部回路なしに広帯域を実現できるため、ミキサ回路を低コストで組む際には特に適した選択といえます（“帯域幅の壁を打破”の欄を参照）。ミ

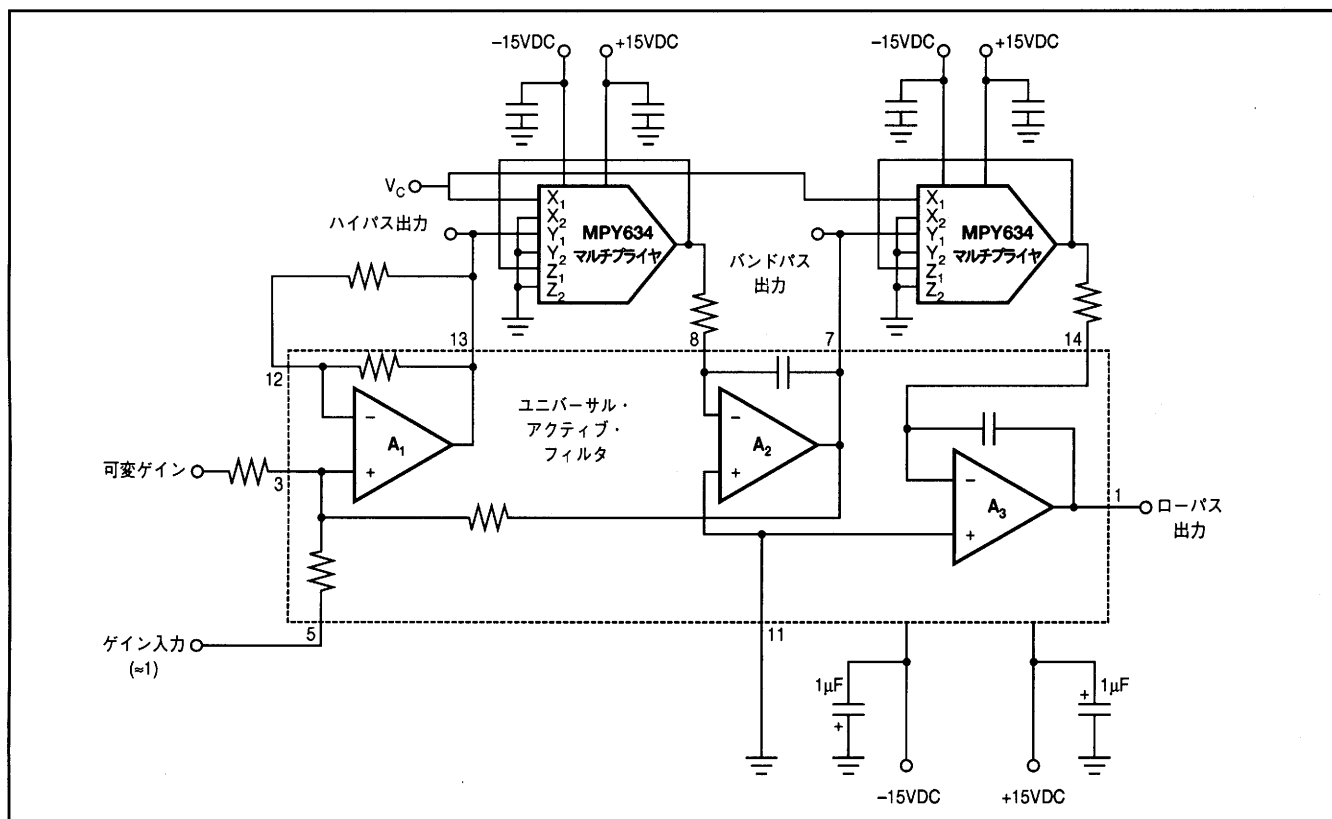


図2. マルチプライヤ・チップ2個とUAF42ユニバーサル・アクティブ・フィルタで構成した電圧制御2次フィルタ回路。これらのマルチプライヤは、アクティブ・フィルタ・チップの中心周波数とカットオフ周波数を制御するリニアな電圧制御抵抗として動作します。

キサは、信号の振幅を変復調するヘテロダイン動作の中核を構成します。

リング・ダイオード回路は、最も一般的なミキサ回路の一つで、高周波特性に優れていますが、数多くの制約もあります。例えば、リング内のダイオードにはバイアスがかかっていなければなりませんので、ミキサの入力部に（場合によっては、出力部にも）トランスを使用する必要があります。トランスを使用すると低周波動作が不可能になります。大半のダイオード・ミキサの場合、動作周波数の下限は数百キロヘルツに制限されます。このため、RF信号をオーディオ信号で直接変調することはできません。

一方、トランスコンダクタンス・ミキサは、直接カップリングすることが可能で、オーディオ信号をRFキャリアに直接変調できます。例えば、マルチプライヤ・チップのX入力にオーディオ信号を加え、10MHzのローカル発振器の出力をY入力に取り込むだけで、10MHzキャリアの振幅変調を行うことができます。

リング・ダイオード・ミキサには、入出力ポートに通常50Ωの抵抗インピーダンスも必要です。リアクタンス・インピーダンスがあると性能が大幅に低下します。これとは対称的に、トランスコンダクタンス・ミキサは、I/Oのインピーダンスに比較的に影響されません。入力インピーダンスは、低周波では10MΩで、1MHz付近で低下し始め、10MHzで25kΩまで低下します。必要な場合は、50Ωのシャント抵抗を入力に付加してインピーダンス・マッチングをとることもできます。負荷インピーダンスが2kΩ以上で1000pF以下であれば、出力は負荷インピーダンスの影響を受けません。

トランスコンダクタンス・ミキサは、通常のダブル・バランス・ダイオード・ミキサよりも直線性に優れています（表を参照）。ダイオード・ミキサへの入力電圧はダイオード接合部に直接印加されるので、直線動作の領域は小さくなります。非直線性があると、高調波歪みやフィードスルーが生じ、ほぼすべての仕様に悪影響がでます。さらに、スプリアス・キャリア、相互変調歪み、フィードスルーの増加を招きます。トランスコンダクタンス・ミキサの内部では、入力電圧は電流に変換されてからコアに入力されるので、遙かに広い直線動作領域が確保できます。

ミキサ回路のアプリケーション例として、1kHzのローパス・フィルタと5MHzのローカル発振器を組み合わせ、5000という非常に高いQのバンドパス・フィルタを作成することも可能です。これは、実現不可能でないにしても、実用的ではありません。受動回路網では、このような高いQを実現するには、多くのポールが必要となり、調整は難しくコストもかかります。さらに、通常の能動回路を用いたものでは、高ゲインバンド幅積をもった高価なオペアンプが複数個必要になります。

入力信号は、最初にローカル発振器で乗算され、ローパス・フィルタに送られます（図3）。ローパス・フィルタの帯域幅は1kHzなので、ローカル発振周波数から、ローカル発振周波数より1kHz高い周波数帯の周波数成分を通過させます。ローパス・フィルタの出力は、ローカル発振器の出力とで乗算され、元の信号に再変換されます。再変換の際には、イメージ周波数が生成されます。この回路は、バンドパス・フィルタの中心周波数を変換することもできます。これは、一般的な通信周波数を越えるフィルタが必要になったときに便利な機能です。

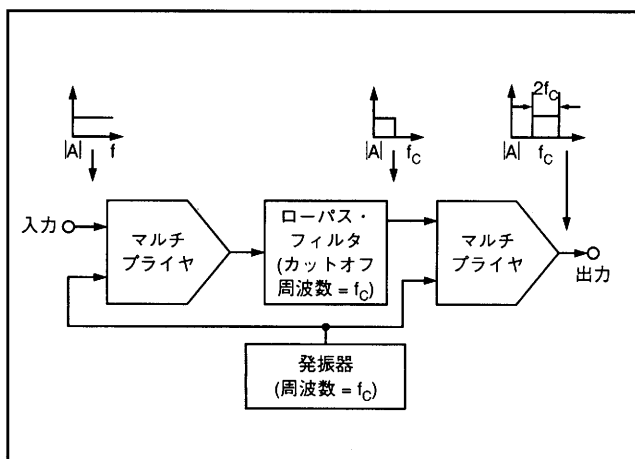


図3. 周波数・ミキサ回路では、片方のマルチプライヤ・チップで入力信号を直流に変換し、他方のマルチプライヤで直流信号を元の周波数に復元します。この技法を用いると、1kHzのローパス・フィルタと5MHzのローカル発振器で、実効Q値5000、中心周波数5MHzのバンドパス・フィルタを形成することができます。

このミキサ回路は、ローパス・フィルタをマルチプライヤ・チップの出力に接続するだけで、位相検出回路としても使用できます（図4）。この構成の原理は、同一周波数の2信号の積には直流成分が含まれ、その大きさは2信号間の角度のコサインに比例するというものです。

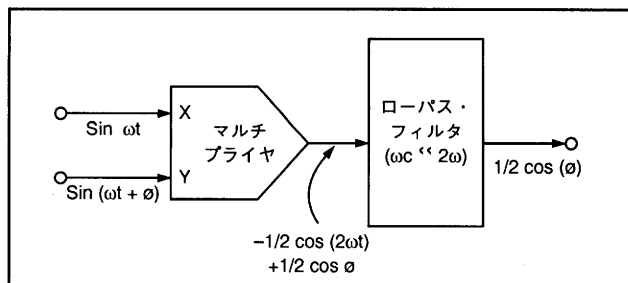


図4. 位相検出回路にマルチプライヤ・チップを使用した回路例。同一周波数の2信号を乗算すると、2信号間の角度のコサインに比例した直流成分が生成されます。

ダブル・バランスト・ミキサの比較

仕様	代表的なダブル・バランスト・ダイオード・ミキサ	マルチプライヤ・チップ	
		DC～0.5MHz	0.5～10MHz
キャリア・フィードスルー	25dB	60dB	40dB
アイソレーション：RF入力-ローカル発振器間	40dB	60dB	40dB
ローカル発振器-ミキサ間	30dB	60dB	40dB
RF入力-ミキサ間	25dB	60dB	35dB
3次相互変調インターセプト	1Vrms	50Vrms	2Vrms
周波数範囲	数kHz～数GHz ⁽¹⁾	DC～10MHz	DC～10MHz

注：(1) 通常のミキサの周波数範囲は、約3ディケード。

このアプリケーションノートに記載されている情報は、信頼しうるものと考えておりますが、不正確な情報や記載漏れ等に関して弊社は責任を負うものではありません。情報の使用については弊社は責任を負いませんので、各ユーザーの責任において御使用下さい。価格や仕様は予告なしに変更される場合がありますのでご了承下さい。ここに記載されているいかなる回路についても工業所有権その他の権利またはその実施権を付与したり承諾したりするものではありません。弊社は弊社製品を生命維持に関する機器またはシステムに使用することを承認または保証するものではありません。

帯域幅の壁を打破

一般的に、トランスコンダクタンス・マルチプライヤの帯域幅は、出力アンプによって制限されます。MPY634マルチプライヤ・チップの帯域幅は、コア・トランジスタによって50MHzに保つことができますが、出力アンプによって1MHzまで低下してしまいます。この帯域幅の低下は、コアの出力抵抗と、アンプの入力に現れる大きなミラー容量の相互作用によって発生し、1MHz付近でポールが生じます。

この相互作用の補償に一般的に用いられる設計手法は、ポールよりも早く出力アンプの-3dBカットオフ周波数に到達するようにすることです。しかし、この新製品チップは、周波数領域内でポールを移動することで、1MHzを過かってもゲインが維持できるようにします。しかし、ゲインを一定に保つためには、出力と入力の増幅段のトランスコンダクタンス比を一定に保たなければなりません。広帯域に渡ってコンダクタンス比を一定に保つためには、周波数の増加に伴って、入力段のトランスコンダクタンス $G_{m_{IN}}$ と出力段のトランスコンダクタンス $G_{m_{OUT}}$ が同じ割合で減少しなければなりません。

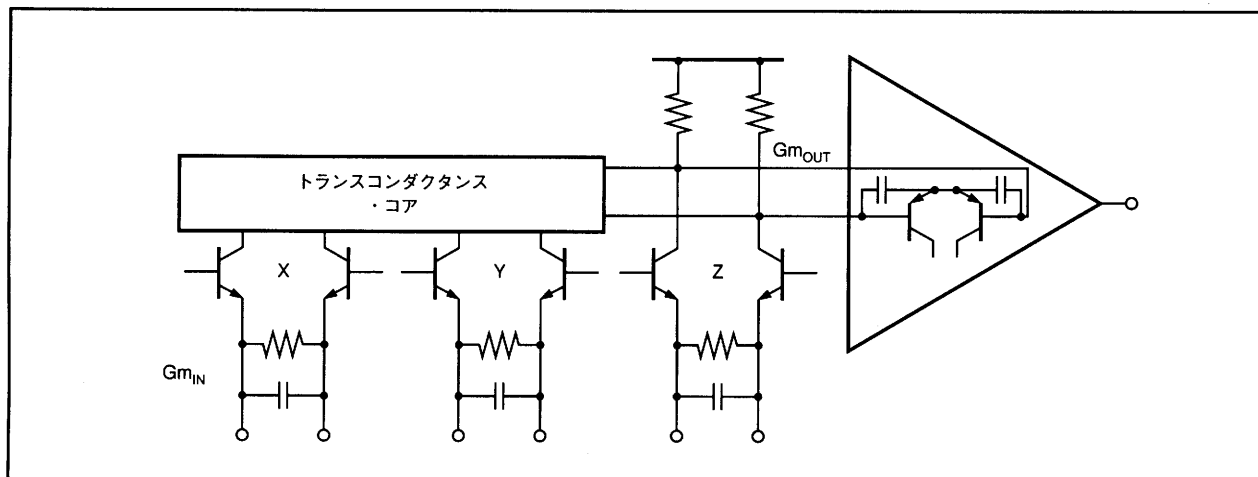
各入力アンプのゲインは、入力増幅段のトランスコンダクタンスに対する負荷インピーダンスの比です（下図を参照）。さらに、出力段全体のトランスコンダクタンスは、コアの出力抵抗に、出力アンプの入力容量とトランスコンダクタンスを加えたものです。こうしてまとめた値は、電圧・電流コンバータZやコアか

らは直接の負荷として扱われます。コンバータXおよびYからは、コアは透過的ですから、 $G_{m_{OUT}}$ は直接の負荷として扱われます。さらに、 $G_{m_{OUT}}$ はコンバータすべてから負荷インピーダンスとして扱われますから、広帯域ゲインは $G_{m_{OUT}}/G_{m_{IN}}$ となります。

広周波領域にわたって $G_{m_{OUT}}/G_{m_{IN}}$ を一定に保つために、両方のトランスコンダクタンスのRC時定数は互いに100%以内に収まっていなければなりません。幸いにも、最悪時の処理と温度変化の場合でも、RC時定数のマッチングは20%以内に収めることができます。

このマルチプライヤ・チップでは、入力段のリアクタンス素子によってトランスコンダクタンス比が一定に保たれます。この素子は小型の窒化物コンデンサで、通常高抵抗の $G_{m_{IN}}$ と並列に接続されます。実際には、この純抵抗性のトランスコンダクタンスがあるために、まず $G_{m_{OUT}}$ によって帯域幅が制限されます。

抵抗性の部分は薄膜抵抗でできており、1%以内のマッチング誤差です。 $G_{m_{OUT}}$ の容量性の部分は、主に出力アンプの差動入力部の無信号時電流によるものです。無信号時電流は、一定値にレーザ・トリミングされています。最終的に、 $G_{m_{OUT}}$ と $G_{m_{IN}}$ における容量性の部分のマッチングは、付加された窒化物コンデンサの絶対許容差のみで決まります。



日本バー・ブラウン株式会社

本社 〒107 東京都港区赤坂7-10-20 アカサカセブンスアヴェニュービル ☎03-3586-8141
大阪営業所 〒532 大阪市淀川区西中島4-5-1 新栄ビル ☎06-305-3287
名古屋営業所 〒465 名古屋市名東区本郷2-175 サニーホワイト藤 ☎052-775-6761

ホットラインFAX

東京  **FAX.0120-068801**
大阪  **FAX.0120-068805**