カレントミラー回路を用いた多端子対ジャイレータの実現

非会員 窪田 謙一 (広島工業大学)

会員 沖根 光夫 (広島工業大学)

A Realization of Multi-Port Gyrator Using Current Mirror Circuits

Kenichi Kubota, Non Member, Mitsuo Okine, Member (Hiroshima Institute of Technology)

A current-mode signal processing circuit is quite attractive from low supply voltage operation and high frequency application. A current-mode continuous-time filters consist of simple bipolar current mirrors and capacitors and are quite suitable for monolithic integration.

In this paper, we proposed a design of multi-port gyrator using current mirror circuits. Using the multi-port gyrator and capacitors, we can simulate the passive LC filters. The tuning of the filter frequency can be achieved by adjusting the current of a single DC current source.

As examples, third-order and fifth-order lowpass filters are designed for frequencies of 20MHz to 80MHz. SPICE simulation results are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed method.

キーワード：電流モード, カレントミラー, ジャイレータ, 連続時間系フィルタ

1. まえがき

近年, 連続時間系フィルタにおいて従来の電圧モードに対し電流モードで動作する回路は高速化や低電圧化が期待できることから種々検討されている⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾. この電流モードによる回路に使用される能動素子としてはカレントミラー, 電流ホロウ, 電流増幅器等があり, 高速且つ低電圧で動作する回路が提案されている. これらの能動素子の中でカレントミラー回路はより単一的でフィルタの構成に適用した場合, 回路規模が小さくなる. 文献(5)の論文ではバイポーラトランジスタを使用したカレントミラー回路による積分器を用いてリープフロッグ形フィルタを提案している. この回路はトランジスタとコンデンサのみで構成され, フィルタの遮断周波数も外部の直流電流源の値を調整することによって簡単に可変できる特徴を有している.

所で, リープフロッグ形回路に代表される LC シミュレーション法によるフィルタの構成は LC フィルタの設計データがそのまま活用できるとともに低素子感度性を受け継いでいる. LC シミュレーション法の他の手法としてジャイレータとコンデンサを用いてインダクタンスをシミュレートして置き換えるジャイレータ-C フィルタがあるが, 低域フィルタの様に非接地のインダクタンスを多数要求する場合は多端子対ジャイレータの使用が有利となる^{(6),(7)}. また, ジャイレータの他の応用として定抵抗全域通過回路が簡単に構成できることも示されている.

そこで, 本論文ではカレントミラー回路を用いてジャ

イレーションコンダクタンスが DC 電流源の調整で可変できる多端子対ジャイレータを提案している. そして, ジャイレータ-C フィルタに適用して動作の確認を行っている. まず, カレントミラー回路で入力抵抗を有する電流制御電流源(CCCS)を実現し, この回路を使用して電圧制御電流源(VCCS)を構成, そして多端子対ジャイレータに適用している. ジャイレーションコンダクタンスは CCCS の入力コンダクタンスとなる. ジャイレータ-C フィルタとしては, 非接地のインダクタンスが必要な低域フィルタについて示している. 両終端抵抗型 LC フィルタをシミュレートすることにより回路内の DC 電流源は 1 個となり, この値の調整で可変フィルタ特性が得られる.

適用例として, 3 次有極形低域フィルタと 5 次バターワース形低域フィルタを設計し, 基準化周波数を 20[MHz] から 80[MHz] まで可変させた場合のフィルタ特性を SPICE を用いてシミュレートしている.

2. カレントミラーを用いた VCCS

バイポーラトランジスタを用いて入力抵抗を有する 2 出力 CCCS を図 1 に示す. 図 1(a), (b) は ± 1 倍の利得を有する回路で同図(c), (d) は $+1$ 倍の 2 出力タイプである.

トランジスタの β を理想値すなわち無限大と仮定すると入力抵抗 G^{-1} は

$$G^{-1} = \frac{0.0259}{I_b} \quad [\Omega] \quad (1)$$

で与えられ、直流電流源 I_b を変化させることで G^{-1} の値を変化させることができる。

図1の回路はトランジスタとDC電流源のみで実現されており集積回路でのトランジスタ間の整合性を利用した構成となっている。

図1の CCCS を用いて VCCS を実現する回路を図2に示す。図2(a)が VCCS の等価回路である。すなわち、利得+1の出力端子から帰還をかけることにより入力インピーダンスを無限大としている。

3. 多端子対ジャイレータ

3.1 2端子対ジャイレータ

前章の VCCS を用いて 2 端子対ジャイレータを構成する回路を図3に示している。この回路の Y-行列は

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -G \\ +G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

で与えられる。

3.2 3端子対ジャイレータ

次に、3端子対ジャイレータの Y-行列は

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -G & 0 \\ +G & 0 & -G \\ 0 & +G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

で与えられ、CCCS のシンボル図を用いた構成回路を図4(a)、その実現回路を同図(b)に示している。

図1 カレントミラーを用いた CCCS
Fig.1. CCCS using current mirrors

図2 VCCS
Fig.2. VCCS

図3 2端子対ジャイレータ
Fig.3. 2-port gyrator

図4 3端子対ジャイレータ
Fig.4. 3-port gyrator

3.3 n 端子対ジャイレータ

この 3 端子対ジャイレータを n 端子対ジャイレータに拡張した回路が図 5 となる. この回路の Y-行列は

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{n-1} \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -G & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ +G & 0 & -G & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & +G & 0 & -G & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -G & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & +G & 0 & -G \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & +G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ V_{n-1} \\ V_n \end{bmatrix} \quad (4)$$

となり, 端子 2 から $n-1$ までは 3 出力の CCCS を使用することになる. ジャイレーションコンダクタンスの値を決定する DC 電流源 I_b は 2 個回路中に存在する.

4. ジャイレータ-C フィルタ

LC 低域フィルタに必要なインダクタンスは図 6(a)に示す様な非接地の L が接続された形のものとなり, この回路は同図(b)に示す様に多端子対ジャイレータを用いて簡単にシミュレートすることができる. すなわち, 偶数端子と接地間に接続したコンデンサが等価的に奇数端子間に現れる. 各インダクタンスの値は

$$L_{2j} = C_{2j} / G^2 \quad \left(1 \leq j \leq \frac{n-1}{2} \right) \quad (5)$$

図 5 n 端子対ジャイレータ

Fig.5. n-port gyrator

図 6 非接地形インダクタンス
Fig.6. Floating inductance

となる.この非接地インダクタンスを用いて n 次低域フィルタを実現する回路を図 7 に示している.両終端の抵抗 G をトランジスタで置き換え,DC 電流源 I_b をまとめると図 7(b)に示す様に $2I_b$ の値を持つ一つの電流源とすることができる.勿論,電流源 $2I_b$ を変化させることにより,フィルタの遮断周波数が変化する可変フィルタ特性が得られる.このことはコンデンサの絶対精度による特性のズレを簡単に $2I_b$ の調整により補正することができることにもなる.有極形は,等価インダクタンスに並列に容量を接続することによって得られる.

なお,図 7(b)の回路の入力部と出力部を変形すると文献(5)のリーブフロッグ形回路が導出できる.

5. 構成例とシミュレーション結果

構成例として,3 次有極形低域フィルタと 5 次バターワース形低域フィルタを多端子対ジャイレータを用いて実現した.そして,SPICE によるシミュレーションは主要なパラメータとして

$f_T = 5$ [GHz], $\beta = 80$ の npn トランジスタ

$f_T = 1$ [GHz], $\beta = 50$ の pnp トランジスタ

を用いて行なった.なお,フィルタ特性は基準化周波数 f_0 を 20, 40, 60, 80 [MHz]となる様, $2I_b$ を調整して調べた.

5.1 3 次有極形低域フィルタ

3 次有極形 LC 低域フィルタを図 8(a)に示す.通過域はリップルが 0.18 [dB], 減衰域の最小減衰量が 25.6 [dB]の特性を実現する回路としている.図 8(b)がそのシミュレート回路である.回路パラメータは表 1 に示しており, $2I_b$ については調整後の値を示している.

表 1 設計値(3 次)

Table 1. Designed values(Third-order)

f_0 [MHz]	$2I_b$ [μ A]	$C_1 = C_3$ [pF]	C_2 [pF]	C_2' [pF]
20	148	20.0	18.0	4.2
40	300			
60	450			
80	603

図 7 低域フィルタ
Fig.7. Lowpass filter

図8 3次有極形低域フィルタ
Fig.8. Third-order lowpass filter with finite zero

図9 シミュレーション結果(3次)
Fig.9. Simulation results(Third-order)

シミュレーション結果を図9に示している。フィルタ特性のゲインが約0.8[dB]低下しているのみでほぼ良好な結果が得られている。このゲインの低下はカレントミラー回路の ± 1 倍のゲインが若干低下している理由による。また、寄生容量によるフィルタ特性の影響を考えると、まず非接地の C_2' のボトムプレート側の容量は C_1 あるいは C_3 の20[pF]に対して並列接続されることとなるが小容量のため殆ど影響は受けない。一方、トランジスタの寄生容量は C_1, C_2, C_3 にそれぞれ並列接続されフィルタの特性は周波数軸にそって僅かではあるが平行移動する。このズレは $2I_b$ で簡単に調整できる。

なお、THDは各 f_0 において、入力電流を $5[\mu A]$ ステップで $50[\mu A]$ まで計算した結果、2[%]から5[%]の範囲内の値を取った。

5.2 無極形5次LPF

5次LCフィルタを図10(a)に示し、そのシミュレート回路を同図(b)に示している。各回路パラメータを表2に記している。シミュレーション結果を図11に示しているが、ほぼ良好な結果が得られており、THDについても各 f_0 で入力電流 $50[\mu A]$ まで5[%]以内の値となった。レベルの低下は約1.1[dB]となっている。

なお、3次有極形フィルタと同様に文献(5)の面積調整と寄生容量を考慮した設計は行わないでシミュレートしている。

図10 5次低域フィルタ
Fig.10. Fifth-order lowpass filter

表 2 設計値(5 次)
Table 2. Designed values(Fifth-order)

f_0 [MHz]	$2I_b$ [μ A]	$C_1=C_5$ [pF]	C_3 [pF]	$C_2=C_4$ [pF]
2 0	85	6. 2	20. 0	16. 2
4 0	170			
6 0	260			
8 0	350

図 11 シミュレーション結果(5 次)
Fig.11. Simulation results(Fifth-order)

6. むすび

カレントミラー回路を用いて VCCS を構成し,多端子対ジャイレータの実現に適用した.ジャイレーションコンダクタンスは DC 電流源の値によって容易に調整できる特徴を有している.このことはジャイレーター-C フィルタや定抵抗全域通過回路を提案の多端子対ジャイレータを用いて構成した場合,コンデンサの絶対値偏差による特性のズレが補正できること,さらに可変フィルタ特性が実現できることになる.

そして,構成した多端子対ジャイレータの動作確認のため,3 次有極形と 5 次バターワース形低域フィルタについて基準化周波数 f_0 を 20 [MHz] から 80 [MHz] まで可変したフィルタ特性を SPICE を用いて調べた.両者ともカレントミラー回路におけるゲインの低下を補うためのトランジスタのエミッタ面積の調整と寄生容量分によるコンデンサの値の補正は行わない回路をシミュレートした.その結果,フィルタのゲインが若干低下するのみのほぼ良好なフィルタ特性が得られた.しかし,各 f_0 での THD が入力電流 50 [μ A] まで 2 [%] から 5 [%] の範囲内の

値を取り,この低減が今後の検討課題として残されている.

謝辞

本研究を進めるにあたり,有益なご指導ご助言を頂いた東京工業大学藤井信生教授,高木茂孝助教授に深く感謝いたします.

(平成 12 年 5 月 15 日受付,平成 12 年 11 月 30 日再受付)

文献

- (1) R.Angulo,M.Robinson,and E.S.Sinencio, "Current mode continuous-time filters: two design approaches," IEEE Trans.Circuits Systs.,Vol.39.No.5, pp.337-341,June.1992.
- (2) S.S.Lee,R.H.Zele,D.J.Allstot and G.Liang, "CMOS continuous-time current-mode filters for high-frequency applications," IEEE J.Solid State Circuits,Vol.28,No.3,pp.323-329,March.1993.
- (3) 永作俊幸,兵庫明,関根慶太郎, "低電圧で動作可能なカレントアンプとその応用," 電気学会研究会資料,ECT 95-30,1995.
- (4) 永作俊幸,兵庫明,関根慶太郎, "利得可変な電流モード増幅器とその応用," 電気学会研究会資料,ECT-96-44, 1996
- (5) J.C.Ahn and N.Fujii, "Current-mode continuous-time filters using complementary current mirror pairs," IEICE Trans.Vol.E79-A,No.2,pp.168-175, Feb.1996.
- (6) 沖根光夫,石川弘文,中村正孝, "多端子対ジャイレータの構成と伝送回路網への応用",信学論(A),J57-A,6,pp 467-473(1974-06).
- (7) 石井幸男: "多端子対ジャイレータの一構成方法",信学論(A),J62-A,8,pp.533-534(1979-08).

窪田 謙一

(非会員) 1978 年 3 月 8 日生.2000 年 3 月広島工業大学工学部電気工学科卒業
同年 4 月広島工業大学大学院博士前期課程電子工学専攻在学中.電子情報通信学会会員.

沖根 光夫

(正員) 1947 年 3 月 6 日生.1969 年 3 月広島工業大学工学部電子工学科卒業
同年 4 月広島工業大学工学部電気工学科勤務現在同大学電気・デジタルシステム工学科教授.電子回路,アナログ信号処理回路に関する研究に従事.電気学会電子情報通信学会会員.