

高性能能動フィルタの回路合成
に関する研究

A STUDY ON THE SYNTHESIS OF HIGH PERFORMANCE
ACTIVE FILTERS

1997年1月

築谷隆雄

論文の梗概

本論文は、能動フィルタ回路の高性能化、および集積回路に適した回路合成法に関する研究成果を8つの章にまとめたものである。

第1章では、能動フィルタ回路の合成法に関し従来の手法とその問題点について概説し、当該分野における本研究の目的、および位置付けを明確にしている。そして、8章から成る本論文の概要を詳細に述べている。

第2章では、演算増幅器による広帯域動作に適したイミタンス関数の実現回路を提案している。提案回路は、能動R形式の場合、その駆動点アドミタンス関数が、抵抗R、インダクタンスL、周波数依存性負性抵抗M (Frequency Dependent Negative Resistance : FDNR)、周波数依存性負性インダクタンスN (Frequency Dependent Negative Inductance : FDNL) 等の各イミタンス素子の並列接続として表すことができる。また、各素子値は、受動素子の調整により最高次の素子値から、順次、任意の値に設定することができる。

演算増幅器の不完全性要素が回路特性に及ぼす影響については、高次極を考慮した開ループ利得を用いて解析を行っている。高次極は、各イミタンス素子の値に変化を生じさせ、その影響で理想特性からの偏差が生じることを明らかにしている。そして、回路を構成する受動素子の値を調整することにより、高次極の影響を補償する手法を提案している。提案回路から得られるRLM並列接続回路に本手法を適用し、高次極の影響が容易に補償できることを示している。

また、不完全性要素として、高次極のみならず、零点を有する演算増幅器を用いた場合においても、本手法が同様に適用できることを示している。

第3章では、第2章で提案したイミタンス関数の応用として、能動R高域通過フィルタ回路の構成法について述べている。本フィルタ回路は、能動R形式による構成であるため広帯域動作に適し、通常の能動RC形式の回路構成と比較して集積回路化が容易である。

演算増幅器の高次極の補償法については、第2章で提案した手法を本フィルタ回路へ適用し、回路のコンダクタンス値の調整により、高次極の影響が補償できることを示している。また、本手法に基づき、汎用の演算増幅器を用いてフィルタ回路を構成し、広帯域にわたり良好に動作することを確認している。

回路を構成する受動素子、および能動要素の変動の影響については、各要素に対する感度解析

を行い、本回路が低素子感度特性を有することを明らかにしている。

また、高次極のみならず、零点を有する演算増幅器においても、本補償法が同様に適用できることを示している。さらに、演算増幅器の入出力アドミタンスの影響について検討し、その影響を軽減するためのコンダクタンス値に関する条件式を与えている。

第4章では、イミタンス関数を用いた電流モード能動Rバイカッド回路の構成法について述べている。本バイカッド回路は、回路トポロジー、ならびに回路の構成要素を変えることなく、低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、および全域通過特性を実現することができる。

演算増幅器の高次極が回路特性に及ぼす影響についても検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンス値に関する条件式を与えている。特に、全域通過特性に関しては、回路のコンダクタンスの調整により、高次極の影響を完全に補償する手法を提案している。

また、回路の構成要素に対する感度解析より、本回路が低素子感度特性を有することを明らかにしている。

PSpiceによるシミュレーションを行い、本バイカッド回路が高周波特性に優れていることを確認している。

第5章では、差動入力差動出力型の演算増幅器を用いた一般的な電流伝達関数の実現回路を提案している。提案回路は、回路の受動素子、および枝路電流の適切な選択により、任意の回路特性を実現することができる。また、演算増幅器の不完全性の影響についても検討を行い、その影響を軽減するための受動素子に関する条件式を与えている。

提案回路から得られる実現例として、能動Rバイカッド回路の構成法について検討を行っている。本回路は、回路電流の選択により低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、および全域通過特性を実現することができる。また、PSpiceによるシミュレーションを行い、良好なバイカッド特性が得られることを確認している。

第6章では、多出力型OTAによる電流モード回路の構成法について述べている。多出力型OTAを用いた電流モード比例要素、および電流モード積分器を基本ビルディングブロックとし、一般的な電流伝達関数を実現する回路構成を提案している。本回路は、多出力型OTAを用いているため、回路構成が簡潔であるとともに、その特性を電子的にチューニングすることができる。

提案回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いて、高次伝達関数を実現する手法についても検討を行っている。また、OTAの入出力アドミタンスが回路特性に及ぼす影響について、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス、および回路のキャパシタに関する条件式を与えている。

基本2次区間，一括型構成による4次フィルタ回路，ならびに縦続型構成による5次低域通過フィルタ回路における PSpice シミュレーションを行い，広帯域にわたり良好に動作することを確認している．また，縦続型構成においては，回路内の電流レベル，および各基本区間の入力電圧-入力電流特性についても検討を行い，2つの基本区間が縦続接続に適した回路構成であることを明らかにしている．

第7章では，外部に抵抗，キャパシタを用いることなく，演算増幅器と多出力型 OTA だけによる電流モード回路の構成法について述べている．本回路は，枝路電流の選択により任意の電流伝達関数を実現することができる．また，演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を用いているため，広帯域動作に適している．

本回路から得られる基本1次区間，および基本2次区間を用いて，任意の高次フィルタ特性を実現する手法についても検討を行っている．また，演算増幅器の不完全性の影響について，基本2次区間を用いて検討し，その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス値に関する条件式を与えている．

基本2次区間，一括型構成による3次フィルタ回路，ならびに縦続型構成による3次フィルタ回路における PSpice シミュレーションを行い，本回路が，一括型構成，および縦続型構成双方による電流モード回路に適した回路構成であることを明らかにしている．

第8章では，本研究における総括を行い，今後，検討すべき課題について述べている．

論文目次

論文の梗概	i
論文目次	iv
主要記号	vii
第1章 序 論	1
1.1 当該分野における研究の状況	1
1.2 研究の目的と位置付け	3
第2章 演算増幅器によるイミタンス関数の実現	7
2.1 緒 言	7
2.2 演算増幅器について	8
2.3 イミタンス関数の実現	10
2.4 演算増幅器の高次極の影響とその補償法	11
2.5 補 償 例	14
2.6 他の特性を有する演算増幅器について	17
2.7 結 言	19
第3章 イミタンス関数の能動フィルタ回路への応用	20
3.1 緒 言	20
3.2 能動R高域通過フィルタ回路の実現	21
3.3 演算増幅器の高次極の影響とその補償法	23
3.4 実 現 例	25
3.5 感度解析	30
3.6 演算増幅器のミスマッチの影響	35

3.7	他の特性を有する演算増幅器における補償例	37
3.8	演算増幅器の不完全性要素の影響	38
3.9	結 言	41
第4章	イミタンス関数の電流モード回路への応用	43
4.1	結 言	43
4.2	電流モード能動Rバイカッド回路	44
4.3	演算増幅器の不完全性の影響	47
4.4	実 現 例	49
4.5	感度解析	50
4.6	結 言	53
第5章	演算増幅器による任意電流伝達関数の実現	55
5.1	結 言	55
5.2	任意電流伝達関数の実現	56
5.3	演算増幅器の不完全性の影響	59
5.4	能動Rバイカッド回路の実現	60
5.4.1	回路構成	60
5.4.2	演算増幅器の高次極の影響	62
5.4.3	実 現 例	64
5.4.4	感度解析	65
5.5	結 言	68
第6章	多出力型OTAによる任意電流伝達関数の実現	69
6.1	結 言	69
6.2	多出力型OTAによる基本ビルディングブロック	70
6.3	任意電流伝達関数の実現	73
6.4	縦続型構成による高次電流伝達関数の実現	74

6.5	OTAの不完全性の影響	78
6.6	実現例	81
6.6.1	基本2次区間	81
6.6.2	一括型構成による高次フィルタ回路	84
6.6.3	縦続型構成による高次フィルタ回路	85
6.7	結 言	89
第7章	演算増幅器と多出力型OTAによる任意電流伝達関数の実現	90
7.1	緒 言	90
7.2	任意電流伝達関数の実現	91
7.3	縦続型構成による高次電流伝達関数の実現	92
7.4	演算増幅器の不完全性の影響	97
7.5	実現例	98
7.5.1	基本2次区間	98
7.5.2	一括型構成による高次フィルタ回路	101
7.5.3	縦続型構成による高次フィルタ回路	103
7.6	結 言	107
第8章	結 論	108
8.1	研究の総括	108
8.2	今後の課題	112
謝 辞		113
参考文献		114
研究業績		124
付 録		127

主要記号

記号	意味	記号	意味
s	複素角周波数	$T(s), T_i(s)$	フィルタ回路の伝達関数
ω	角周波数	$N_i(s)$	伝達関数の分子多項式
$A_i, A_i(s)$	演算増幅器の開ループ利得	$D_i(s)$	伝達関数の分母多項式
A_{oi}	演算増幅器の直流利得	$\Delta T $	振幅特性における偏差
ω_{P1l}	演算増幅器の 3dB 帯域幅	$\Delta\theta$	位相特性における偏差
B_i	演算増幅器の利得帯域幅積	ω_1, σ_1	基本 1 次区間の回路パラメータ
ω_{Pij}	演算増幅器の高次極	ω_0, Q	基本 2 次区間の回路パラメータ
ω_{Zil}	演算増幅器の零点	ω_z, Q_z	基本 2 次区間の回路パラメータ
τ_{Pij}	$\tau_{Pij} = 1/\omega_{Pij}$	f_c	フィルタ回路の遮断周波数
τ_{Zil}	$\tau_{Zil} = 1/\omega_{Zil}$	H, H_i	フィルタ回路の利得定数
f_{Pij}	$f_{Pij} = \omega_{Pij} / 2\pi$	S_x^y	素子感度
g_{di}, g_{do}	演算増幅器の入出力コンダクタンス	g_{mi}	OTA のトランスコンダクタンス
C_{di}, C_{do}	演算増幅器の入出力キャパシタンス	g_{ni}, g_{no}	OTA の入出力コンダクタンス
Y_i	アドミタンス素子	C_{ni}, C_{no}	OTA の入出力キャパシタンス
g_i	コンダクタンス素子	V_{in}	入力電圧
C, C_i	キャパシタンス素子	V_{out}	出力電圧
Y_L	負荷アドミタンス	V_x	端子電圧
$Y_{in}, Y_{in}(s)$	駆動点アドミタンス関数	I_{in}	入力電流
$\Delta Y $	アドミタンス関数における偏差	I_{out}	出力電流
T, T_i	フィルタ回路の伝達関数	I_x	回路電流

第1章 序 論

1.1 当該分野における研究の状況

集積回路の進歩と普及に伴い、電子機器の小型・高性能化が急速に進んでいる。電子機器に組み込まれる電子回路の分野においても、集積回路に適した回路合成法に関する研究が活発に行われている。これらの回路は、能動素子と抵抗 R による能動 R 形式、能動素子とキャパシタ C による能動 C 形式、ならびに能動素子と抵抗、キャパシタを用いた能動 RC 形式により合成されている。特に、インダクタンス L は、その集積化が困難であり、能動素子と抵抗、キャパシタとにより等価的にインダクタンスを実現する試み（インダクタンス・シミュレーション）がなされている。

受動インダクタンスを含まない能動フィルタ回路は、1938年に H. H. Scott が発表した RC 狭帯域増幅器^[1]が最初のものである。能動素子に真空管を用い、音声帯域の周波数選択増幅器として使用された。また、J. G. Linvill は、1954年に負性インピーダンス変換器（Negative Impedance Converter : NIC）を用いた能動 RC フィルタ回路^[2]を発表した。この回路は、フィルタ理論の立場から注目され、高次伝達関数の組織的な実現を可能にした。1955年には、R. P. Sallen と E. L. Key により、一つの帰還増幅器を用いて種々の2次伝達関数を実現する能動 RC フィルタ回路^[3]が発表されている。

当初は、能動素子に真空管、およびトランジスタが用いられたが、1960年代には、モノリシック IC 技術の進歩により、高利得の演算増幅器（Operational Amplifier : OA）が安価に供給されるようになった。これを契機として、演算増幅器を用いた能動 RC フィルタ回路の合成に関する研究が数多くなされてきた^{[4]-[32]}。これらの合成法は、大別すれば、以下のようになる。

(1) インダクタンス・シミュレーションによる方法。

(2) 能動 RC 回路により所望の伝達関数を実現する方法。

(1) は、受動インダクタンスを演算増幅器と抵抗、キャパシタを用いてシミュレートするものであり、ジャイレータ（Gyrator）^[6]、NIC、一般化インピーダンス変換器（Generalized Impedance Converter : GIC）^[8]などを用いる方法がある。これらは、能動インダクタンスにより、受動 LC フィルタ回路の特性を継承しようとするものである。また、L. T. Bruton は、高次イミ

タンス素子の一つである周波数依存性負性コンダクタンス D (Frequency Dependent Negative Conductance : FDNC) により, 回路内のインダクタンスを排除する手法^[9]を提案した. これは, LC フィルタ回路の各素子を $1/s$ (s : 複素角周波数) でインピーダンス・スケーリングすることにより, 抵抗と FDNC に置き換えるものである. この概念が発端となり, 周波数依存性負性抵抗 M (Frequency Dependent Negative Resistance : FDNR), 周波数依存性負性インダクタンス N (Frequency Dependent Negative Inductance : FDNL), 周波数依存性負性キャパシタンス E (Frequency Dependent Negative Capacitance : FDNCA) などの高次イミタンス素子, および複数のイミタンス素子から構成される高次イミタンス関数の回路合成に関する研究がなされてきた^{[9],[15]-[22]}.

(2) の方法は, 演算増幅器と抵抗, キャパシタとを用いて目的とする伝達関数を実現するものであり, 一括型構成法と縦続型構成法とがある. 一括型構成法は, 高次伝達関数を直接実現するものであり, 状態変数型構成^[10], および LC シミュレーション型構成^[11]がある. また, 縦続型構成法は, 伝達関数を低次の伝達関数に分解し, 各々の伝達関数を個別に実現し縦続接続により構成するものである. 基本的な 2 次伝達関数の実現回路 (基本 2 次区間) として, Sallen-Key 回路^[3], 多重帰還回路^[12], および双 2 次伝達関数を実現するバイカッド回路^{[13],[14]}がある.

以上の回路構成は, 演算増幅器の開ループ利得を無限大と仮定し, 抵抗とキャパシタを用いて能動 RC 形式により構成するものである. この場合, 演算増幅器の利得帯域幅積 (Gain Bandwidth Product : GB 積) は有限であり, 実現された回路の動作周波数帯域は, 音声帯域の上限付近に限定される.

一方, 演算増幅器の周波数特性を利用すれば, 前述の手法に比べ高い周波数帯域での動作が可能となる. そのために, 演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用し, 能動 R 形式, 能動 C 形式, および能動 RC 形式による回路合成法が報告されている^{[33]-[55]}. この手法は, 開ループ利得を無限大と仮定した場合と比較し, 動作周波数帯域を飛躍的に拡張することができる. しかし, 実現された回路の広帯域化を図るためには, 演算増幅器の不完全性要素 (高次極, 零点, 入出力アドミタンスなど) の影響を考慮した回路合成が必要とされる. 不完全性要素として, 2 次極のみに着目し, 特定のフィルタ回路における周波数特性を改善する手法^{[56]-[69]}は, R. L. Geiger, 沖根等により報告されている. これらの手法は, 主に中心周波数付近における特性を改善するものであり, 広帯域にわたり補償するものではない. 広範囲の周波数帯域において, 演算増幅器の高次極, 零点などを考慮した合成法については, 未だ十分な検討がなされていない.

能動フィルタ回路の合成には, 主に演算増幅器が用いられてきたが, 通常の演算増幅器を差動出力型に拡張した差動入力差動出力型演算増幅器 (Differential Input Differential Output Operational Amplifier : DIDO OA) を用いた報告^{[70],[71]}もある. 差動入力差動出力型の演算増幅器

は、位相反転した2つの電圧出力が得られるために、回路構成が少数の素子により行えるという利点がある。また、演算トランスコンダクタンス増幅器（Operational Transconductance Amplifier : OTA）、およびカレントコンベア（Second Generation Current Conveyor : CCII）などの機能素子も開発され、これらの素子を用いた能動フィルタ回路の合成法も、数多く報告されている^{[72]-[101]}。

近年、従来の電圧伝達関数を実現する回路構成（電圧モード回路）に代わり、電流伝達関数を実現する電流モード回路が注目を浴びている。電流モード回路は、加減算などの信号演算、および回路の広帯域化が電圧モード回路に比べ容易に行えるという利点がある。そのために、演算増幅器、OTA、ならびにCCIIを用いた回路合成法が報告されている^{[102]-[113]}。これらの多くは、電圧モード回路をプロトタイプとし、adjoint変換^{[107],[108]}、ならびに双対変換^[110]を用いて電流モード回路を導いている。

演算増幅器は、電圧制御電圧源であり、負荷に対して十分な電流を供給することができない。しかし、従来からの電圧モード回路における回路技術を利用し、いくつかの2次電流伝達関数を実現する回路構成^{[102],[103]}が提案されている。これに対し、OTA、CCIIは、電流出力源であり、演算増幅器のような問題は生じない。また、OTAによる回路は、能動C形式で構成され、CCIIによる能動RC形式の回路構成に比べ集積回路での実現に適している。さらに、OTAは、複数の電流出力を有する構成（多出力型OTA）^{[104],[105]}への拡張が容易である。そのために、多出力型OTAを用いて2次電流伝達関数を実現する回路構成^[104]が報告されている。高次電流伝達関数の実現回路についても、全極型の低域通過特性を有する回路構成^[105]が報告されている。このように、報告された電流モード回路は、2次電流伝達関数を実現するものが殆どであり、一般的な高次電流伝達関数を実現する回路構成については、余り検討されていないのが現状である。

1.2 研究の目的と位置付け

1.1で述べた背景のもとに、本研究では、能動フィルタ回路の高性能化、ならびに集積回路に適した回路合成法に関し、次の項目について検討を行っている。

- (1) 演算増幅器の不完全性要素を考慮し、広帯域動作に適したイミタンス関数の回路合成法を確立すること。
- (2) (1)で合成したイミタンス関数の応用として、高周波特性に優れた能動フィルタ回路

を実現すること.

- (3) イミタンス関数を利用した電流モード回路を実現すること.
- (4) 差動入力差動出力型演算増幅器を用い, 一般的な電流伝達関数を実現すること.
- (5) 多出力型 OTA を一つの機能ビルディングブロックとし, 一般的な電流伝達関数を実現すること.
- (6) 外部に受動素子を用いず, 演算増幅器と多出力型 OTA だけにより, 一般的な電流伝達関数を実現すること.

第2章では, 演算増幅器による広帯域動作を目的としたイミタンス関数の実現回路を提案している. 提案回路は, 能動 R 形式の場合, その駆動点アドミタンス関数が, 抵抗 R, インダクタンス L, 周波数依存性負性抵抗 M, 周波数依存性負性インダクタンス N 等の各イミタンス素子の並列接続として表すことができる. また, 各素子値は, 受動素子の調整により最高次の素子値から, 順次, 任意の値に設定することができる.

演算増幅器の不完全性要素が回路特性に及ぼす影響については, 高次極を考慮した開ループ利得を用いて回路解析を行っている. 高次極は, 各イミタンス素子の値を変化させ, その影響で理想特性からの偏差が生じることを明らかにしている. そして, 回路を構成する受動素子の値を調整することにより, 高次極の影響を補償する手法を提案している. 提案回路から得られる RLM 並列接続回路に本手法を適用し, 高次極の影響が容易に補償できることを示している.

また, 不完全性要素として, 高次極のみならず, 零点を有する演算増幅器においても, 提案した手法が同様に適用できることを示している.

第3章では, 第2章で提案したイミタンス関数の応用として, 能動 R 高域通過フィルタ回路の構成法について検討を行っている. 本フィルタ回路は, 能動 R 形式による構成であるため広帯域動作に適し, 通常の能動 RC 形式による構成と比較して集積回路化が容易である.

演算増幅器の高次極の補償法については, 第2章で提案した手法を本フィルタ回路へ適用している. 補償例として, 2次高域通過フィルタ回路に本手法を適用し, 回路のコンダクタンス値の調整により, 高次極の影響が容易に補償できることを示している. また, 本手法に基づき, 汎用の演算増幅器を用いてフィルタ回路を構成し, 広帯域にわたり良好に動作することを確認している.

回路を構成する受動素子、および能動要素の変動の影響については、各要素に対する感度解析より、本フィルタ回路が低素子感度特性を有することを明らかにしている。特に、高次極の変動については、補償後における理想特性からの偏差を求めて検討を行っている。その結果、位相特性において、高周波域で僅かな偏差を生じるが、振幅特性には、殆ど影響がないことを明らかにしている。

また、高次極のみならず、零点を有する演算増幅器においても、本補償法が同様に適用できることを示している。さらに、演算増幅器の入出力アドミタンスがフィルタ特性に及ぼす影響について検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンス値に関する条件式を与えている。

第4章では、イミタンス関数を用いた電流モード能動Rバイカッド回路の構成法について検討を行っている。本バイカッド回路は、回路トポロジー、および回路の構成要素を変えることなく、低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、ならびに全域通過特性を実現することができる。

演算増幅器の高次極がバイカッド特性に及ぼす影響についても検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンス値に関する条件式を与えている。特に、全域通過特性に関しては、回路のコンダクタンス値の調整により、高次極の影響を完全に補償する手法を示している。

また、回路の構成要素に対する感度解析より、本回路が低素子感度特性を有することを明らかにしている。

PSpiceによるシミュレーションを行い、本バイカッド回路が高周波特性に優れていることを確認している。

第5章では、差動入力差動出力型の演算増幅器を用いた一般的な電流伝達関数の実現回路を提案している。提案回路は、回路の受動素子、および枝路電流の適切な選択により、任意の回路特性を実現することができる。また、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を用いているため、高周波特性に優れている。

演算増幅器の不完全性の影響についても検討を行い、回路の受動素子の調整により、その影響を補償するための手法を提案している。

提案回路から得られる実現例として、能動Rバイカッド回路の構成法について検討を行っている。本回路は、回路電流の選択により低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、および全域通過特性を実現することができる。また、PSpiceによるシミュレーションを行い、良好なバイカッド特性が得られることを確認している。

第6章では、多出力型OTAによる電流モード回路の構成法について検討を行っている。多出力型OTAを用いた電流モード比例要素、および電流モード積分器を基本ビルディングブロックとし、

一般的な電流伝達関数を実現する回路構成を提案している。本回路は、多出力型 OTA を用いているため、回路構成が簡潔であるとともに、その特性を電子的にチューニングすることができる。

提案回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いて、高次伝達関数を実現する手法についても検討を行っている。また、OTAの入出力アドミタンスが回路特性に及ぼす影響について、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス、および回路のキャパシタに関する条件式を与えている。

基本2次区間、一括型構成による4次フィルタ回路、ならびに縦続型構成による5次低域通過フィルタ回路における PSpice シミュレーションを行い、広帯域にわたり良好に動作することを確認している。また、縦続型構成においては、回路内の電流レベル、および各基本区間の入力電圧-入力電流特性についても検討を行い、2つの基本区間が縦続接続に適した回路構成であることを明らかにしている。

第7章では、外部に抵抗、キャパシタを用いることなく、演算増幅器と多出力型 OTA だけによる電流モード回路の構成法について検討を行っている。本回路は、枝路電流の選択により任意の電流伝達関数を実現することができる。また、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を用いているため、広帯域動作に適している。

本回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いて、任意の高次フィルタ特性を実現する手法についても検討を行っている。また、演算増幅器の不完全性の影響について、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンスに関する条件式を与えている。

基本2次区間、一括型構成による3次フィルタ回路、ならびに縦続型構成による3次フィルタ回路における PSpice シミュレーションを行い、本回路が、一括型構成、および縦続型構成双方に適した回路構成であることを明らかにしている。

第8章では、本研究における総括を行い、今後、検討すべき課題について述べている。

第2章 演算増幅器によるイミタンス関数の実現

2.1 緒言

近年、電子回路の小型・高性能化に伴い、集積回路に適した回路合成に関する研究が盛んに行われている。特に、インダクタンスは、その集積化が困難であり、演算増幅器と抵抗、キャパシタを用いたインダクタンス・シミュレーションにより実現されている。また、L. T. Bruton は、LC フィルタ回路のフローティング・インダクタンスを排除するために、周波数依存性負性コンダクタンス D (FDNC) によるインピーダンス・スケーリングの概念^[9]を導入した。これが発端となり、演算増幅器を用いた高次イミタンス素子、および高次イミタンス関数の回路合成とフィルタ回路などへの応用に関する研究が数多くなされてきた^{[9],[15]-[22]}。

その多くは、演算増幅器の開ループ利得を無限大と仮定し、抵抗とキャパシタによる能動 RC 形式で構成するものである。この場合、実現された回路の動作周波数帯域は、演算増幅器の有限 GB 積の影響により、音声帯域の上限付近に限定される。また、多くの受動素子を必要とするために、回路構成、およびその設計が複雑となる。

一方、演算増幅器の周波数特性を利用する方法は、開ループ利得を無限大と仮定した場合と比較して高い周波数帯域まで適用でき、回路構成が簡単でその設計も系統的に行えるという利点がある。そのために、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用し、能動 R 形式、能動 C 形式、および能動 RC 形式による合成法が報告されている^{[33]-[55]}。しかし、実現された回路の広帯域化を図るためには、演算増幅器の不完全性要素（高次極、零点、入出力アドミタンスなど）を考慮した回路合成が必要とされる。演算増幅器の不完全性要素が回路特性に及ぼす影響、ならびにその補償法については、未だ十分な検討がなされていない。また、フィルタ回路においても、特定のフィルタ回路を取り上げて 2 次極の影響のみを補償する手法^{[56]-[69]}は報告されているが、演算増幅器の不完全性要素の影響を一般的に補償した例はない。

本章では、従来の回路構成と比べ受動素子の数は多少増えるが、演算増幅器の不完全性要素の影響を補償できる一般的なイミタンス関数の実現回路を提案している。提案回路は、能動 R 形式の場合、その駆動点アドミタンス関数が、抵抗 R、インダクタンス L、周波数依存性負性抵抗 M (FDNR)、周波数依存性負性インダクタンス N (FDNL) 等の各イミタンス素子の並列接続として表すことができる。また、各素子値は、回路の受動素子の調整により、最高次の素子値から、

順次、任意の値に設定することができる。

演算増幅器の不完全性要素の影響については、高次極を考慮した開ループ利得を用いて検討を行っている。高次極は各イミタンス素子に負の成分を生じさせ、その影響で理想特性からの偏差が生じることを明らかにしている。そして、回路を構成する受動素子の値を調整することにより、その成分を補償する手法を提案している。

補償例として、提案回路から得られるRLM 並列接続回路に本手法を適用し、高次極の影響が容易に補償できることを示している。

また、演算増幅器が高次極のみならず、零点を有する場合においても、本手法が同様に適用できることを示している。

2.2 演算増幅器について

図2.1に、演算増幅器のシンボルを示している。演算増幅器は電圧制御電圧源であり、その出力 V_o は、反転入力端子、および非反転入力端子に与えられた信号の差電圧を用いて、式(2.1)のように表される。

$$V_o = A(V_+ - V_-) \quad (2.1)$$

ここで、 A は、演算増幅器の開ループ利得である。

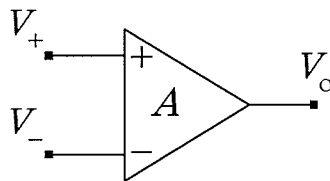


図2.1 演算増幅器のシンボル表示

通常、開ループ利得を無限大と仮定して回路設計が行われるが、高い周波数帯域においては、この仮定が成り立たない。

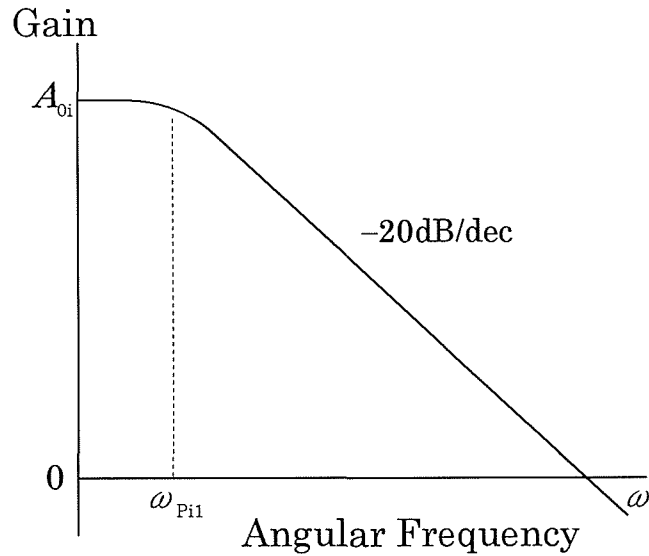


図 2. 2 演算増幅器の開ループ周波数特性

図 2. 2 に、演算増幅器の開ループ周波数特性を示している。内部位相補償を施した演算増幅器の場合、この特性は、角周波数 ω に対して、ほぼ $-20\text{dB}/\text{dec}$ の傾斜を有している。

図 2. 2 の特性より、開ループ利得 $A_{i1}(s)$ は、複素角周波数 s の関数として、次の一次近似モデル式を用いて表すことができる。

$$\begin{aligned} A_{i1}(s) &= \frac{A_{0i} \omega_{pi1}}{s + \omega_{pi1}} \\ &= \frac{B_i}{s + \omega_{pi1}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで、 A_{0i} 、 ω_{pi1} 、 B_i は、それぞれ直流利得、 3dB 帯域幅、および GB 積である。

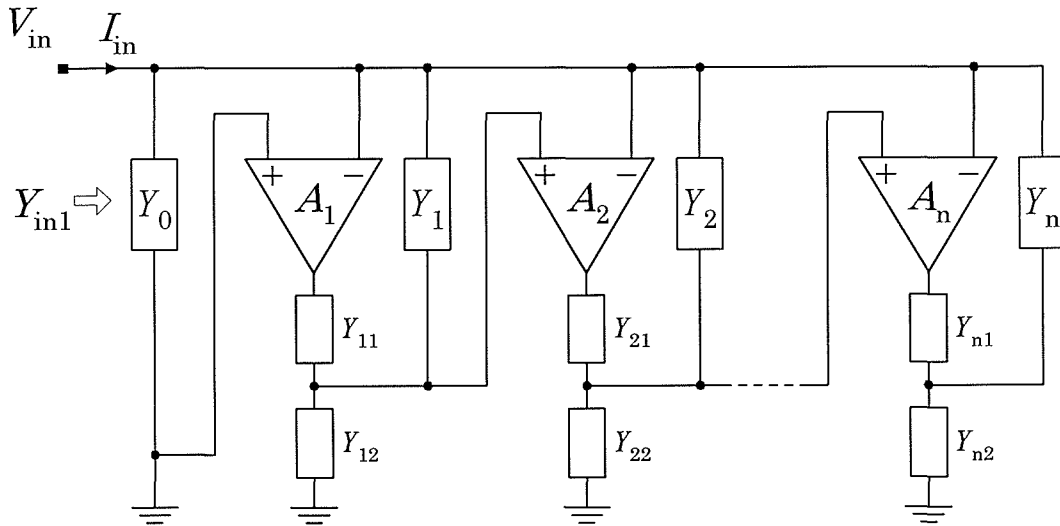
複素角周波数に対し、 $|s| \gg \omega_{pi1}$ が成り立つ周波数帯域において、式(2.2)は、近似的に次式で表せる。

$$A_{i1}(s) \cong \frac{B_i}{s} \quad (2.3)$$

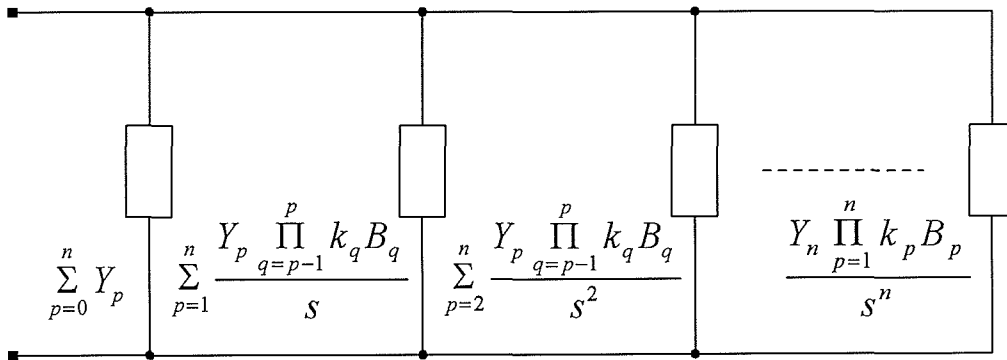
式(2.3)は、演算増幅器が積分器として動作することを示している。

2.3 イミタンス関数の実現

図2.3(a)に、イミタンス関数の実現回路^[114]を示している。この回路の駆動点アドミタンス関数 $Y_{in1}(=I_{in}/V_{in})$ は、演算増幅器の開ループ利得 $A_{i1}(i=1,2,\dots,n)$ を用いて、近似的に次式で与えられる。



(a)



(b)

図2.3 イミタンス関数の実現回路とその等価回路

$$Y_{in1} \cong \sum_{i=0}^n Y_i + \sum_{i=1}^n \sum_{p=i}^n Y_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q A_{q1} \quad (2.4)$$

ただし、 $k_i = Y_{i1} / (Y_{i1} + Y_{i2})$ であり、また、 $Y_{i2} \gg Y_i$ が成り立つものとする。

演算増幅器の開ループ利得に対し、式(2.3)に示す一次近似モデル式を適用すれば、駆動点アドミタンス関数 $Y_{in1}(s)$ は、次式となる。

$$Y_{in1}(s) = \sum_{i=0}^n Y_i + \sum_{i=1}^n \sum_{p=i}^n \frac{Y_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q}{s^i} \quad (2.5)$$

図2.3(b)に、その等価回路を示している。これより、提案回路は、受動素子 Y_i が抵抗、すなわち能動R形式の場合、抵抗、インダクタンス、FDNR、FDNL等の各イミタンス素子の並列接続回路として表される。また、受動素子がキャパシタ、すなわち能動C形式においては、キャパシタンス、抵抗、インダクタンス、FDNR等の並列接続回路として表される。各素子値は、最高次の素子値を Y_n により、以下の素子値を Y_{n-1} 、 \dots 、 Y_1 、 Y_0 により、順次、任意の値に設定することができる。

2.4 演算増幅器の高次極の影響とその補償法

一般に、演算増幅器は、浮遊容量などの影響により高次の極を有している。本節では、高次極が回路特性に及ぼす影響、ならびにその補償法について検討を行う。

図2.4に、高次極を考慮した演算増幅器の開ループ周波数特性を示している。図の特性より、開ループ利得 $A_{i2}(s)$ は、次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} A_{i2}(s) &= \frac{B_i \prod_{j=2}^m \omega_{Pij}}{s \prod_{j=2}^m (s + \omega_{Pij})} \\ &= \frac{B_i}{s \prod_{j=2}^m (1 + \tau_{Pij} s)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

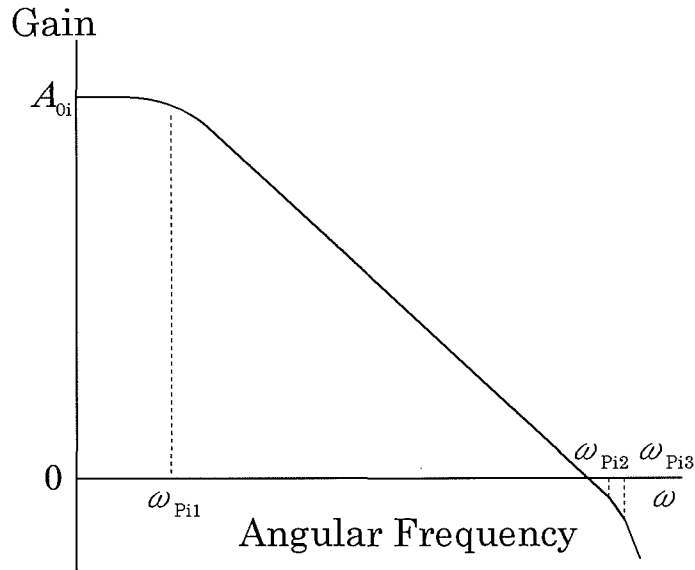


図2.4 高次極を考慮した開ループ周波数特性

ただし、 ω_{Pij} は、 j 次の極であり、また、 $\tau_{Pij} = 1/\omega_{Pij}$ と置いている。

式(2.6)を用いて、高次極を考慮した場合の駆動点アドミタンス関数 $Y_{in2}(s)$ を求めれば、次のようになる。

$$\begin{aligned}
 Y_{in2}(s) &= \sum_{i=0}^n Y_i \prod_{l=1}^n \prod_{j=2}^m (1 + \tau_{Plj}s) \\
 &+ \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{p=i}^n Y_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \prod_{l=1}^n \prod_{j=2}^m (1 + \tau_{Plj}s) s^{-i} \\
 &+ Y_n \prod_{q=1}^n k_q B_q s^{-n} \quad (l \langle p - (i - 1), l \rangle p) \quad (2.7)
 \end{aligned}$$

式(2.7)より明らかなように、駆動点アドミタンス関数は、複素角周波数 s に関して $m \times n$ 次の多項式となる。

一般に、演算増幅器の2次極 ω_{Pi2} に対し、次式が成り立つ周波数帯域において

$$\omega \leq \omega_{Pi2} / 10 \quad (2.8)$$

開ループ利得は、次のように近似することができる。

$$A_{i2}(s) \cong \frac{B_i}{s} \left(1 - \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} s\right) \quad (2.9)$$

式(2.9)を用いて、駆動点アドミタンス関数を計算すれば、近似的に次式が得られる。

$$Y_{in2}(s) \cong \sum_{i=0}^n Y_i + \sum_{i=1}^n \sum_{p=i}^n \frac{Y_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q}{s^i} \left(1 - \sum_{q=p-(i-1)}^p \sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} s\right) \quad (2.10)$$

図2.5に、高次極を考慮した場合の等価回路を示している。高次極の影響により、各イミタンス素子に負の成分が生じることがわかる。この成分のために、駆動点アドミタンス関数において、理想特性 ($\tau_{Pij} = 0$) からの偏差が生じる。

この影響を補償するためには、高次極により生じた負の成分を打ち消すように Y_i を調整すればよい。前述したように、図2.3(a)の回路は、 Y_i により各イミタンスの素子値を任意に設定することが可能である。そのために、負の成分は、高次のイミタンス成分から、 Y_{n-1} , Y_{n-2} , \dots , Y_1 , Y_0 の値を調整することにより打ち消すことができる。この成分を打ち消すための受動素子に関する条件式は、式(2.10)より次のようになる。

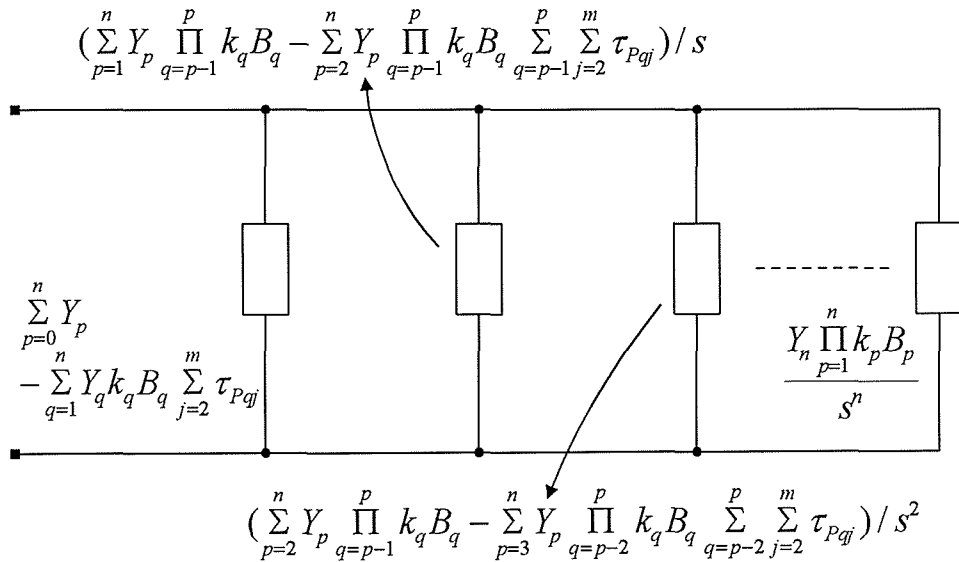


図2.5 高次極を考慮した等価回路

$$\left. \begin{aligned}
 & \sum_{p=i}^n Y_p' \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q - \sum_{p=i+1}^n Y_p' \prod_{q=p-i}^p k_q B_q \sum_{q=p-i}^p \sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} \\
 & = \sum_{p=i}^n Y_p' \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \quad (i = n-1, n-2, \dots, 1) \\
 & \sum_{p=0}^n Y_p' - \sum_{q=1}^n Y_q' k_q B_q \sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} = \sum_{p=0}^n Y_p
 \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

ただし、 Y_i' は、高次極により生じた負の成分を補償するための Y_i の値である。

2.5 補償例

提案回路から得られる回路例として、図2.3(a)において $n=2$ とし、受動素子 Y_i をコンダクタンス g_i としたRLM並列接続回路について考える。

図2.6に、RLM並列接続回路を示している。その駆動点アドミタンス関数 $Y_{in1}(s)$ は、式(2.5)より次式となる。

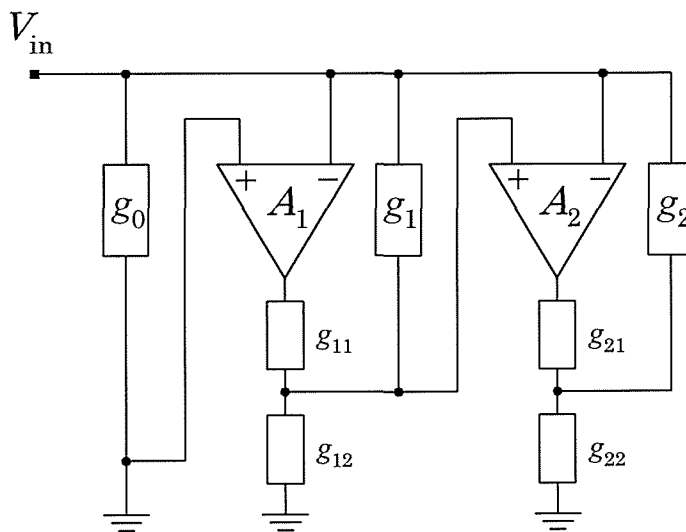


図2.6 RLM並列接続回路

$$Y_{in1}(s) = g_0 + g_1 + g_2 + \frac{g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2}{s} + \frac{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2}{s^2} \quad (2.12)$$

また、演算増幅器が2次極のみを有するとすれば、その駆動点アドミタンス関数 $Y_{in2}(s)$ は、式(2.10)より次式で与えられる。

$$\begin{aligned} Y_{in2}(s) = & g_0 + g_1 + g_2 - g_1 \tau_{P12} k_1 B_1 - g_2 \tau_{P22} k_2 B_2 \\ & + \frac{g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2 - g_2 (\tau_{P12} + \tau_{P22}) k_1 k_2 B_1 B_2}{s} \\ & + \frac{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2}{s^2} \end{aligned} \quad (2.13)$$

いま、一例として、回路のコンダクタンスが、表2.1に示す値をとる場合について考える。演算増幅器のGB積は、 $B_1 = B_2 = 2\pi(1.7) \times 10^6 \text{ rad/s}$ とし、2次極 $f_{P12} (= \omega_{P12} / 2\pi)$ の値を3.4MHz、および5MHzと仮定する。

表2.1 回路のコンダクタンス値

g_x	Value[mS]	g_x	Value[mS]
g_0	0.10	g_{12}	10.0
g_1	0.10	g_{21}	1.35
g_2	0.10	g_{22}	10.0
g_{11}	0.05		

本補償法の有効性を確認するために、次式で示す理想特性からの偏差 $\Delta|Y|$ を計算する。

$$\Delta|Y| = |Y_{in2}(j\omega)| - |Y_{in1}(j\omega)| \quad (2.14)$$

図2.7に、その結果を示している。実線は、2次極の影響による偏差である。また、○、●は、

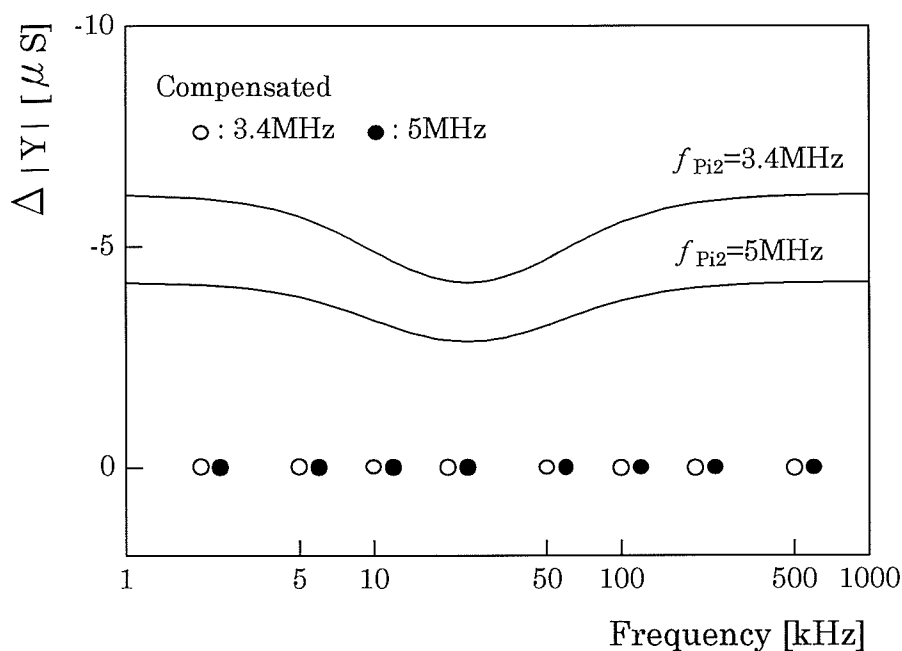


図2.7 RLM並列接続回路における補償結果

式(2.11)を満足するように g_0 , g_1 の値を設定した場合の各2次極に対する偏差を示している. 両者の場合とも, 2次極の影響を完全に補償していることがわかる. なお, このときの g_0 , g_1 の設定値 g_0' , g_1' は, 3.4MHz のとき

$$g_0' = 0.9433 \times 10^{-1} \text{ mS}, \quad g_1' = 0.1119 \text{ mS} \quad (2.15)$$

また, 5MHz においては

$$g_0' = 0.9614 \times 10^{-1} \text{ mS}, \quad g_1' = 0.1081 \text{ mS} \quad (2.16)$$

である.

2.6 他の特性を有する演算増幅器について

本節では、演算増幅器が他の開ループ周波数特性を有する場合について考える。

図2.8は、演算増幅器OP-42の開ループ周波数特性^{[115],[116]}を示している。このような特性は、高次極、および零点を考慮して、次のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
 A_{i3}(s) &= \frac{B_i \prod_{j=2}^m \omega_{Pij} \prod_{l=1}^r (s + \omega_{Zil})}{s \prod_{j=2}^m (s + \omega_{Pij}) \prod_{l=1}^r \omega_{Zil}} \\
 &= \frac{B_i \prod_{l=1}^r (1 + \tau_{Zil}s)}{s \prod_{j=2}^m (1 + \tau_{Pij}s)} \tag{2.17}
 \end{aligned}$$

ただし、 ω_{Zil} は、 l 次の零点であり、 $\tau_{Zil} = 1/\omega_{Zil}$ と置いている。

式(2.17)は、式(2.8)が成り立つ周波数帯域において、次式のように近似することができる。

$$A_{i3}(s) \cong \frac{B_i}{s} \left\{ 1 - \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pij} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zil} \right) s \right\} \tag{2.18}$$

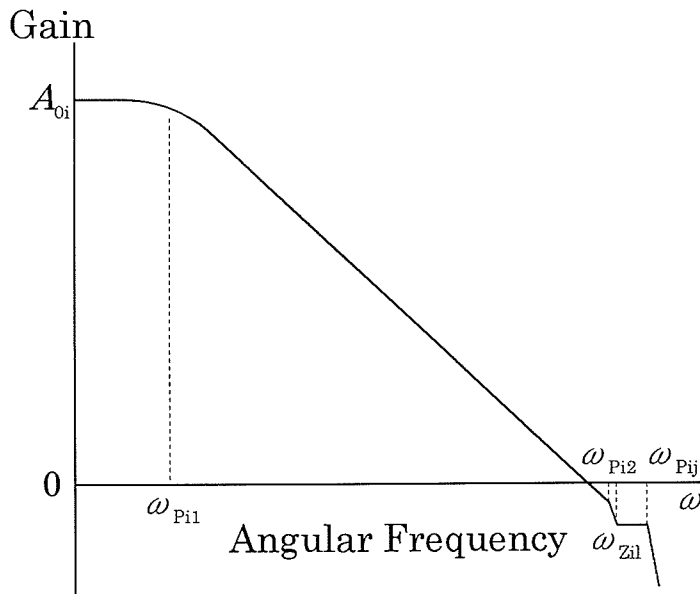


図2.8 演算増幅器OP-42の開ループ周波数特性

式(2.18)を用いて、高次極、および零点を考慮した場合の駆動点アドミタンス関数 $Y_{in3}(s)$ を計算すれば、次式が得られる。

$$Y_{in3}(s) \cong \sum_{i=0}^n Y_i + \sum_{i=1}^n \sum_{p=i}^n \frac{Y_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q}{s^i} \left\{ 1 - \sum_{q=p-(i-1)}^p \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zql} \right) s \right\} \quad (2.19)$$

図2.9に、その等価回路を示している。高次極のみの場合と同様に、その影響が各イミタンス素子に現れる。前述の補償法を適用すれば、その影響を補償するための受動素子に関する条件式は、式(2.19)より次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} & \left. \begin{aligned} & \sum_{p=i}^n Y_p' \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q - \sum_{p=i+1}^n Y_p' \prod_{q=p-i}^p k_q B_q \sum_{q=p-i}^p \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zql} \right) \\ & = \sum_{p=i}^n Y_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \quad (i = n-1, n-2, \dots, 1) \end{aligned} \right\} \\ & \sum_{p=0}^n Y_p' - \sum_{q=1}^n Y_q' k_q B_q \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zql} \right) = \sum_{p=0}^n Y_p \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

ただし、 Y_i' は、高次極、零点の影響を補償するための Y_i の値である。

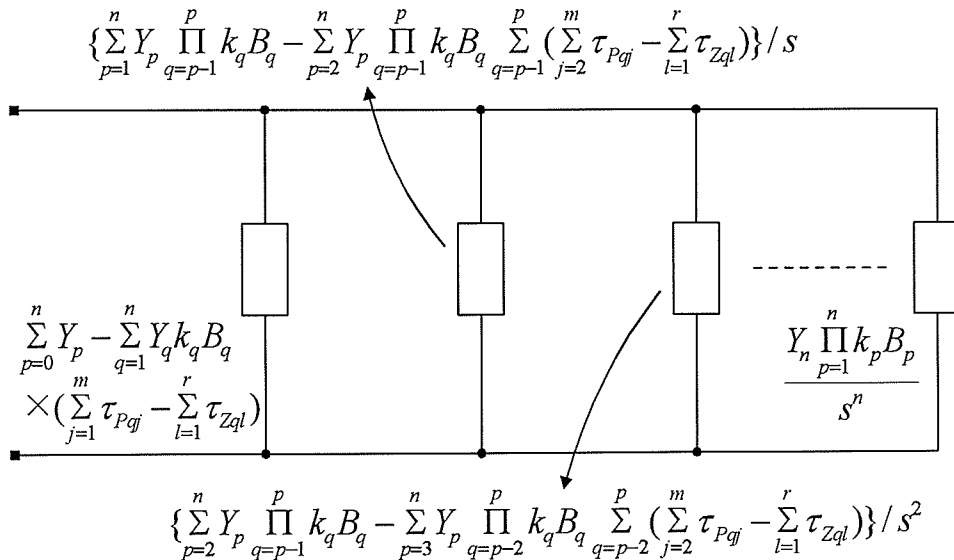


図2.9 高次極および零点を考慮した等価回路

式(2.20)に基づき、高次極、ならびに零点により生じた成分を打ち消すように Y_i の値を調整すれば、その影響を補償することができる。

2.7 結 言

本章では、演算増幅器の周波数特性を利用し、広帯域動作に適したイミタンス関数の実現回路を提案した。提案回路は、能動R形式の場合、その駆動点アドミタンス関数が、抵抗、インダクタンス、FDNR、FDNL等の各イミタンス素子の並列接続回路として表すことができる。また、各素子値は、受動素子の調整により最高次の素子値から、順次、任意の値に設定することができる。

演算増幅器の不完全性要素が回路特性に及ぼす影響については、高次極を考慮した開ループ利得を用いて回路解析を行った。高次極は、各イミタンス素子に負の成分を生じさせ、その影響で理想特性からの偏差が生じることを明らかにした。そして、回路を構成する受動素子の値を調整することにより、その成分を補償する手法を提案した。提案回路から得られるRLM並列接続回路に本手法を適用し、高次極の影響が容易に補償できることを示した。

また、図2.8に示すような他の開ループ周波数特性を有する演算増幅器においても、本手法が同様に適用できることを示した。

提案回路のフィルタ回路への応用、ならびに直列接続形式のイミタンス関数の実現回路について検討を行う必要がある。本回路を用いたフィルタ回路については、第3章、および第4章で述べる。

第3章 イミタンス関数の能動フィルタ回路への応用

3.1 緒言

本章では、第2章で提案したイミタンス関数の能動フィルタ回路への応用について述べる。

演算増幅器を用いたフィルタ回路の構成法については、従来から能動R形式、能動C形式、および能動RC形式により検討されている。通常、演算増幅器の開ループ利得を無限大と仮定し、抵抗とキャパシタを用いて能動RC形式により構成される。しかし、この形式のフィルタ回路は、演算増幅器の有限GB積の影響により、適用可能な周波数帯域は音声帯域に限定される。

一方、演算増幅器の周波数特性を利用したフィルタ回路は、開ループ利得を無限大と仮定した場合と比較し、高い周波数帯域まで適用することができる。そのために、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を用いた回路合成法が報告されている^{[33]-[55]}。

前章で述べたように、演算増幅器は、浮遊容量などの影響により2次以上の高次極を有している。また、演算増幅器によっては、高次極のみならず、零点を有しているものもある。そのために、開ループ利得に一次近似モデル式を用いた合成法は、高次極や零点の影響により演算増幅器モデルの mismatch を生じ、フィルタ特性において、理想特性からの偏差を生じる。この点に関して、R. L. Geiger, 沖根等は、特定の2次フィルタ回路を取り上げて2次極の影響を軽減する手法^{[56]-[69]}を提案している。しかし、これらの手法は、主に中心周波数付近における偏差を小さくするものであり、広い周波数帯域にわたり特性を改善するものではない。また、演算増幅器が有する3次以上の極に対する検討は、十分になされていない。

本章では、第2章で提案したイミタンス関数を利用した電圧モード能動R高域通過フィルタ回路の構成法について検討を行っている。本フィルタ回路は、回路を構成するコンダクタンスの値を調整することにより、分母多項式の係数を低次の係数から、順次、任意の値に設定することができる。

演算増幅器の高次極がフィルタ特性に及ぼす影響については、開ループ利得に高次極を考慮した近似モデル式を用いて検討を行っている。高次極は、フィルタ分母多項式の係数に影響を及ぼし、その影響で理想特性からの偏差が生じることを明らかにしている。そして、回路のコンダクタンス値を調整することにより、高次極の影響を補償する手法を提案している。

一例として、能動R 2次高域通過フィルタ回路に本手法を適用し、その補償効果を明らかにし

ている。また、本手法に基づき、汎用の演算増幅器を用いてフィルタ回路を構成し、広帯域にわたり良好に動作することを確認している。

回路を構成する受動素子、ならびに能動要素の変動の影響については、各要素に対する感度解析より、本フィルタ回路が低素子感度特性を有することを明らかにしている。特に、高次極の変動の影響については、補償後における偏差を求めて検討し、変動の影響が少ない回路構成であることを示している。

演算増幅器が高次極、および零点を有する場合においても、本手法が同様に適用できることを示している。また、演算増幅器の不完全性要素として、高次極のみならず、入出力アドミタンスを考慮した場合について検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンス値に関する条件式を与えている。

3.2 能動R高域通過フィルタ回路の実現

図3.1(a)に、能動R形式によるフィルタ回路^{[117],[118]}を示している。本回路は、第2章で提案したイミタンス関数の実現回路において、各受動素子をコンダクタンスとし、さらに、コンダクタンス g_h を付加することにより構成される。

その電圧伝達関数 $T_1(=V_h/V_{in})$ は、コンダクタンスに関する条件 $g_{i2} \gg g_i$ を考慮すれば、近似的に次式で与えられる。

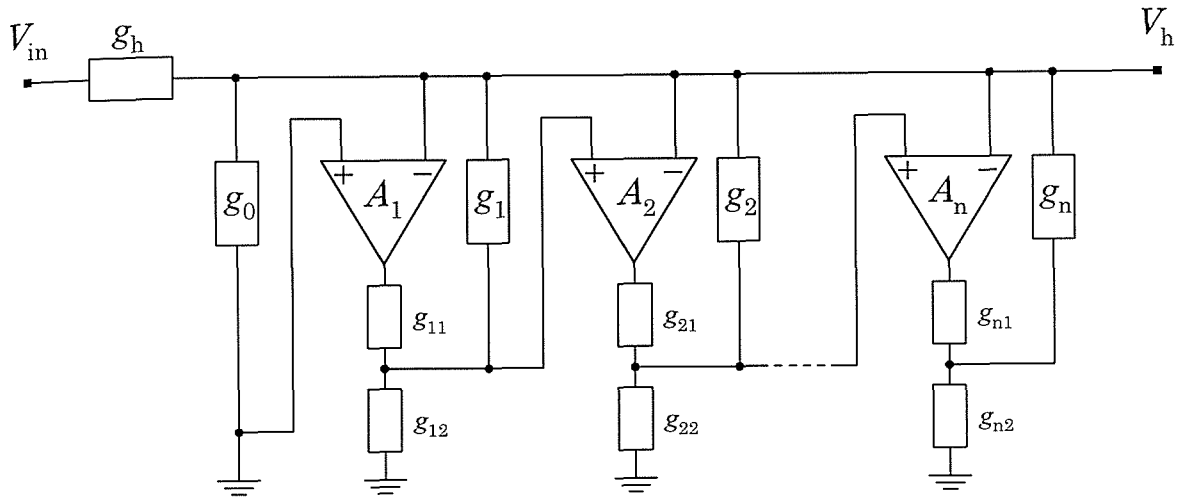
$$T_1 = \frac{g_h}{g_h + \sum_{i=0}^n g_i + \sum_{i=1}^n \sum_{p=i}^n g_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q A_{q1}} \quad (3.1)$$

ここで、 A_{q1} は、演算増幅器の開ループ利得であり、また、 $k_i = g_{i1} / (g_{i1} + g_{i2})$ である。

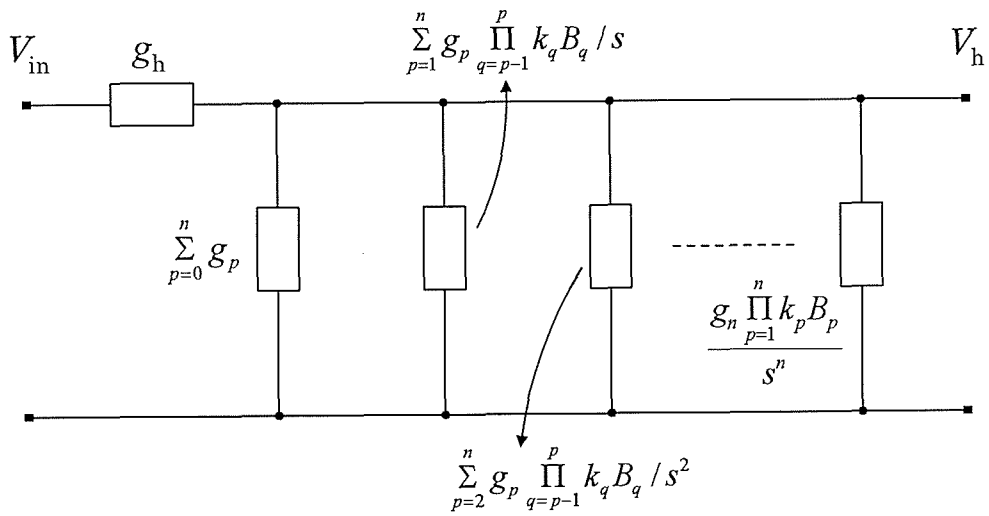
演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用すれば、伝達関数 $T_1(s)$ は、次のようになる。

$$T_1(s) = N_1(s) / D_1(s) \quad (3.2)$$

ただし、その分子多項式 $N_1(s)$ 、および分母多項式 $D_1(s)$ は、次式で与えられる。



(a)



(b)

図 3. 1 能動R高域通過フィルタ回路とその等価回路

$$\left. \begin{aligned} N_1(s) &= g_h s^n \\ D_1(s) &= (g_h + \sum_{i=0}^n g_i) s^n + \sum_{i=1}^n \sum_{p=i}^n g_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q s^{n-i} \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

式(3.2), (3.3)より, 高域通過特性が実現できることがわかる.

図3.1 (b)に, その等価回路を示している. 式(3.3)より明らかなように, フィルタ分母多項式の係数は, 回路のコンダクタンス g_i ($i = n, n-1, \dots, 0$) により, 低次の係数から, 順次, 任意の値に設定することができる.

3.3 演算増幅器の高次極の影響とその補償法

演算増幅器の不完全性要素は, フィルタ特性に影響を及ぼす. 本節では, 演算増幅器の不完全性要素の一つである高次極がフィルタ特性に与える影響について検討を行う.

演算増幅器の開ループ利得に対し, 式(2.6)に示す高次極を考慮した近似モデル式を適用すれば, その伝達関数 $T_2(s)$ は, 以下のようになる.

$$T_2(s) = N_2(s) / D_2(s) \quad (3.4)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} N_2(s) &= g_h \prod_{l=1}^n \prod_{j=2}^m (1 + \tau_{Plj} s) s^n \\ D_2(s) &= (g_h + \sum_{i=0}^n g_i) \prod_{l=1}^n \prod_{j=2}^m (1 + \tau_{Plj} s) s^n \\ &\quad + \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{p=i}^n g_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \prod_{l=1}^n \prod_{j=2}^m (1 + \tau_{Plj} s) s^{n-i} \\ &\quad + g_n \prod_{q=1}^n k_q B_q \quad (l \langle p - (i - 1), l \rangle p) \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

である.

式(3.5)より明らかなように, その分子多項式 $N_2(s)$, および分母多項式 $D_2(s)$ は, 複素角周波

数 s に関して $m \times n$ 次の多項式となる。

第2章で示したように、演算増幅器の開ループ利得 $A_{i2}(s)$ は、式(2.8)で与えられる周波数帯域において、次式のように表される。

$$A_{i2}(s) \cong \frac{B_i}{s} \left(1 - \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} s\right) \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (3.6)$$

式(3.6)を用いて、伝達関数を計算すれば、その分子多項式、および分母多項式は、近似的に次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} N_2(s) &\cong g_h s^n \\ D_2(s) &\cong \left(g_h + \sum_{i=0}^n g_i - \sum_{q=1}^n g_q k_q B_q \sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} \right) s^n \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \left(\sum_{p=i}^n g_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \right. \\ &\quad \left. - \sum_{p=i+1}^{n-1} g_p \prod_{q=p-i}^p k_q B_q \sum_{q=p-i}^p \sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} \right) s^{n-i} \\ &\quad + g_n \prod_{q=1}^n k_q B_q \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

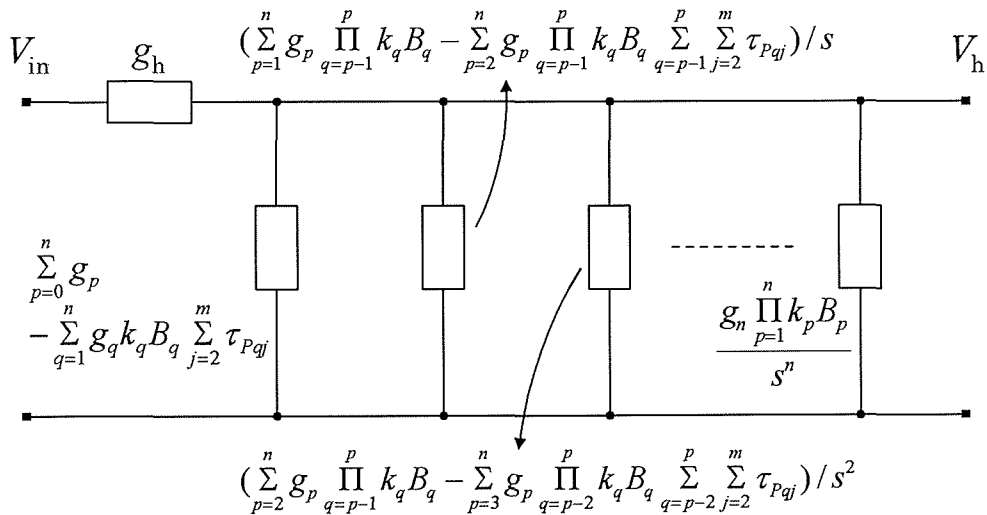


図3.2 高次極を考慮した等価回路

図3.2に、高次極を考慮した場合の等価回路を示している。式(3.7)より明らかなように、高次極の影響により分母多項式の係数に負の成分が生じる。この影響を補償するために、第2章で提案した手法を本フィルタ回路に適用すれば、式(3.7)より次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} & \sum_{p=i}^n g_p' \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q - \sum_{p=i+1}^n g_p' \prod_{q=p-i}^p k_q B_q \sum_{q=p-i}^p \sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} \\ & = \sum_{p=i}^n g_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \quad (i = n-1, n-2, \dots, 1) \\ & \sum_{p=0}^n g_p' - \sum_{q=1}^n g_q' k_q B_q \sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} = \sum_{p=0}^n g_p \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

ただし、 g_p' は、高次極により生じた負の成分を補償するためのコンダクタンス g_p の値である。

式(3.8)に基づき、回路のコンダクタンス値を調整すれば、高次極により生じた負の成分を補償することができる。

3.4 実現例

本回路における実現例として、図3.3に示す2次高域通過フィルタ回路について考える。その伝達関数 $T_1(s)$ は、2次標準形で表せば、式(3.2)、(3.3)より次式となる。

$$T_1(s) = \frac{H_1 s^2}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

ここで、回路パラメータ ω_0 、 Q 、 H_1 は、以下のように与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2}{g_h + g_0 + g_1 + g_2}} \\ Q &= \frac{\sqrt{g_2 (g_h + g_0 + g_1 + g_2) k_1 k_2 B_1 B_2}}{g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2} \\ H_1 &= \frac{g_h}{g_h + g_0 + g_1 + g_2} \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

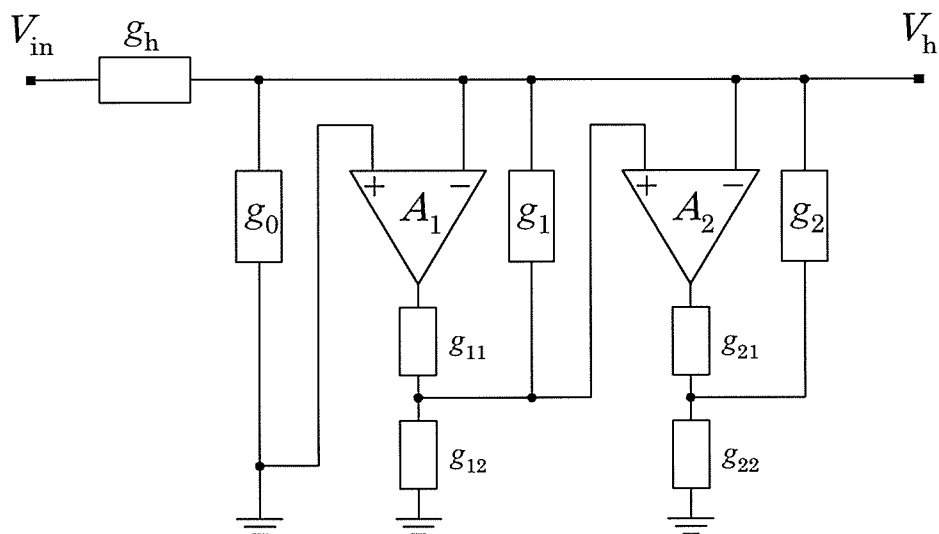


図3.3 能動R 2次高域通過フィルタ回路

回路のコンダクタンス g_0 , g_1 , g_2 は、フィルタ仕様に基づき、 ω_0 , Q , H_1 , g_h , k_1 , k_2 , B_1 , B_2 の値を前もって与えれば、式(3.10)より次のように求められる。

$$\left. \begin{aligned} g_0 &= \frac{g_h \omega_0}{H_1 k_1 B_1} \left\{ \frac{1}{Q} + \frac{\omega_0 (k_1 B_1 - k_2 B_2)}{k_1 k_2 B_1 B_2} \right\} \\ g_1 &= \frac{g_h \omega_0}{H_1 k_1 B_1} \left(\frac{1}{Q} - \frac{\omega_0}{k_1 B_1} \right) \\ g_2 &= \frac{g_h \omega_0^2}{H_1 k_1 k_2 B_1 B_2} \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

また、実現可能な Q の値は、式(3.11)より次式で与えられる。

$$Q \leq \frac{k_1 B_1}{\omega_0} \quad (3.12)$$

演算増幅器の高次極を考慮した場合の伝達関数 $T_2(s)$ は、式(3.6), (3.7)より次式となる。

$$T_2(s) = \frac{H_2 s^2}{s^2 + (\omega_{02} / Q_2) s + \omega_{02}^2} \quad (3.13)$$

ただし、この場合の回路パラメータ ω_{02} , Q_2 , H_2 は、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \omega_{02} &= \sqrt{\frac{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2}{g_h + g_0 + g_1 (1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_2 (1 - k_2 B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j})}} \\ Q_2 &= \frac{\sqrt{g_2 \{g_h + g_0 + g_1 (1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_2 (1 - k_2 B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j})\}}}{g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2 (1 - k_1 B_1 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij})} \\ H_2 &= \frac{g_h}{g_h + g_0 + g_1 (1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_2 (1 - k_2 B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j})} \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

いま、前述した補償法の有効性を確認するために、遮断周波数 $f_0 (= \omega_0 / 2\pi) = 11.47\text{kHz}$ 、利得定数 $H_1 = 0.769$ のバターワース特性 ($Q = 0.707$) を有するフィルタ回路について考える。

使用する演算増幅器は $\mu\text{A}747\text{CN}$ とし、その GB 積の値を $B_i = 2\pi(1.7) \times 10^6 \text{rad/s}$ とする。また、高次極については、2次極 ω_{P2} のみを有するとし、その値を $2\pi(3.4) \times 10^6 \text{rad/s}$ とする。この場合のコンダクタンス値を表 3.1 に示している。

表 3.1 回路のコンダクタンス値

g_x	Value[mS]	g_x	Value[mS]
g_h	1.00	g_{11}	0.05
g_0	0.10	g_{12}	10.0
g_1	0.10	g_{21}	1.35
g_2	0.10	g_{22}	10.0

伝達関数の分子多項式 $N_1(s)$ ，分母多項式 $D_1(s)$ は，式(3.3)より次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} N_1(s) &= s^2 \\ D_1(s) &= 1.300s^2 + 21.08s + 171.2 \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

また，2次極を考慮した場合の分子多項式 $N_2(s)$ ，分母多項式 $D_2(s)$ は，次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} N_2(s) &= 8.651 \times 10^{-8} s^4 + 5.882 \times 10^{-4} s^3 + s^2 \\ D_2(s) &= 1.125 \times 10^{-7} s^4 + 7.647 \times 10^{-4} s^3 \\ &\quad + 1.306s^2 + 21.08s + 171.2 \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

2次極の影響を補償するためのコンダクタンス値 g_0' ， g_1' を計算すれば，式(3.8)より次のようになる。

$$g_0' = 0.9433 \times 10^{-1} \text{ mS}, \quad g_1' = 0.1119 \text{ mS} \quad (3.17)$$

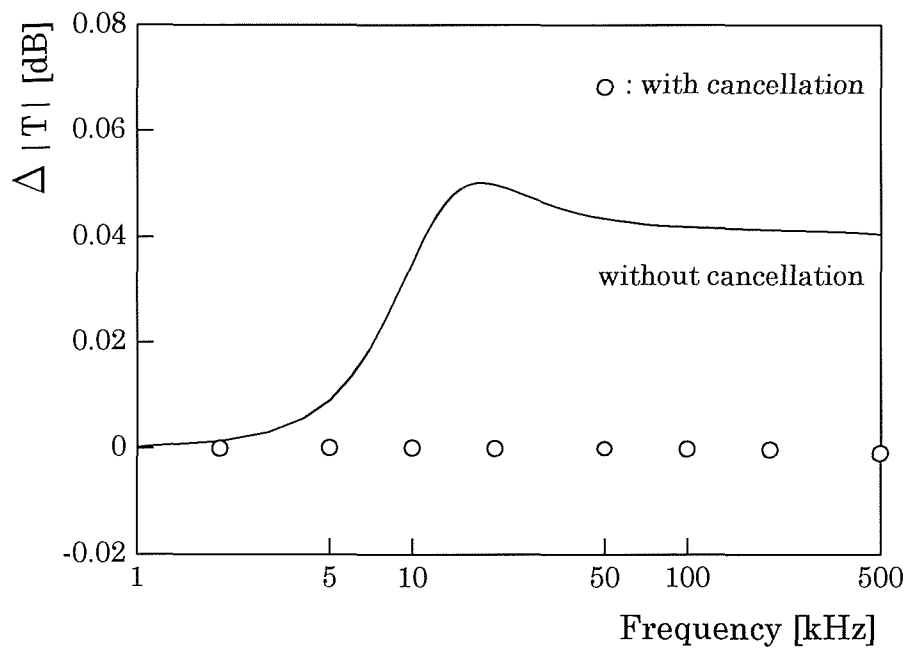
式(3.17)の値をコンダクタンス g_0 ， g_1 に設定すれば，式(3.16)の分母多項式は，以下のようになる。

$$\left. \begin{aligned} D_2(s) &= 1.130 \times 10^{-7} s^4 + 7.684 \times 10^{-4} s^3 \\ &\quad + 1.312s^2 + 21.18s + 171.2 \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

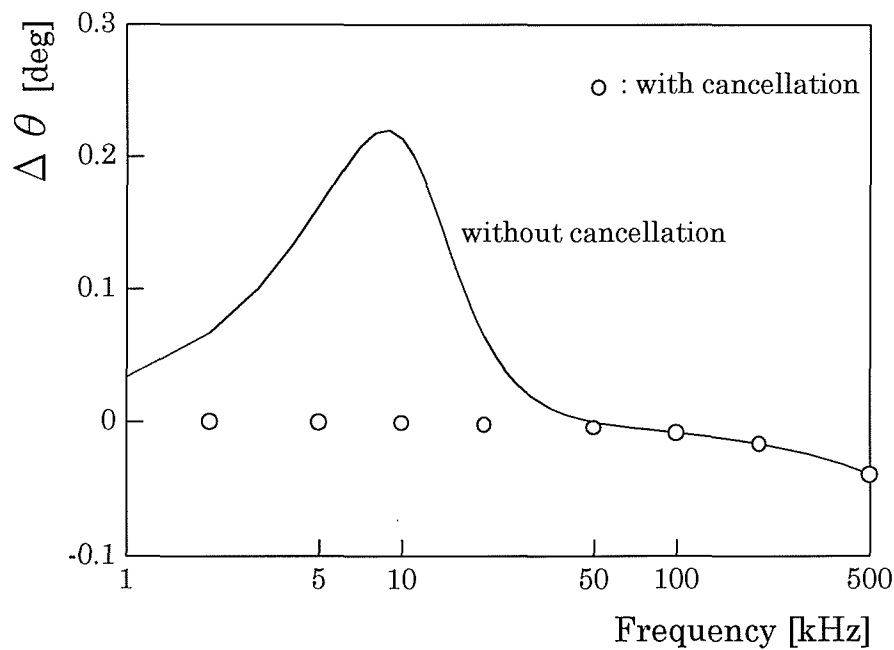
本手法の補償効果を検討するために，振幅特性，および位相特性における理想特性からの偏差 ($\Delta|T|$ ， $\Delta\theta$) を計算する。ここで，偏差は，次式のように定義している。

$$\left. \begin{aligned} \Delta|T| &= |T_2(j\omega)| - |T_1(j\omega)| \\ \Delta\theta &= \angle T_2(j\omega) - \angle T_1(j\omega) \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

図3.4に，その偏差を示している。実線は，2次極の影響が補償されていない場合の偏差である。また，○は，2次極の影響を補償した場合の偏差である。結果より明らかなように，2次極の影響を完全に補償していることがわかる。



(a)



(b)

図 3.4 2次極の影響とその補償結果

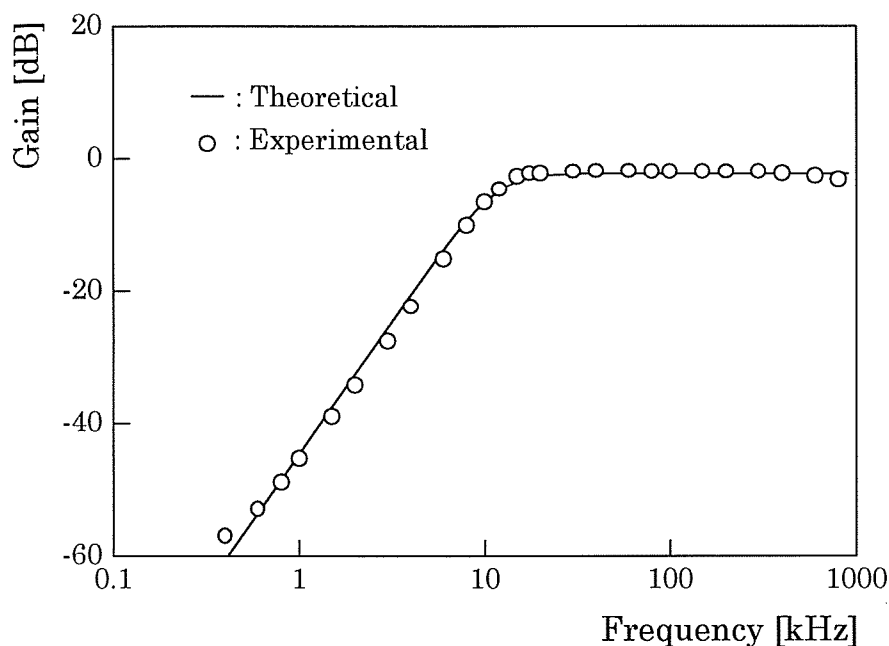


図3.5 実験結果

図3.5は、本手法に基づき、汎用の演算増幅器を用いてフィルタ回路を構成した場合の実験結果である。実験結果と理論値が広帯域にわたり一致し、良好な結果が得られている。

一般に、高次極による偏差の大きさは、回路パラメータ ω_0 、 Q の値に依存する。しかし、本手法は、その値に関わらず、高次極の影響を補償することができる。

3.5 感度解析

回路を構成する受動素子、および能動要素の値は、温度等の周囲条件の変化に伴い変動する。その変動が回路特性に与える影響について検討することは、フィルタ回路の合成を行う上で重要なことである。

変動の影響を検討するために、前述した2次フィルタ回路を取り上げて素子感度を計算する。素子感度 S_x^y は、回路を構成する要素 x の変動が回路の特性関数 y に与える影響の度合いを表すもので、次式により定義される。

$$S_x^y = \frac{\partial y / \partial x}{y} x \quad (3.20)$$

2次フィルタ回路における受動素子, およびGB積に対する ω_0 感度 $S_x^{\omega_0}$, Q 感度 S_x^Q , H 感度 S_x^H は, 式(3.20)より次のように求められる.

$$\left. \begin{aligned} S_{g_h}^{\omega_0} &= -\frac{g_h}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)}, & S_{g_0}^{\omega_0} &= -\frac{g_0}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)} \\ S_{g_1}^{\omega_0} &= -\frac{g_1}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)}, & S_{g_2}^{\omega_0} &= \frac{g_h + g_0 + g_1}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)} \\ S_{k_1}^{\omega_0} &= S_{k_2}^{\omega_0} = S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{g_h}^Q &= \frac{g_h}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)}, & S_{g_0}^Q &= \frac{g_0}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)} \\ S_{g_1}^Q &= \frac{g_1}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)} - \frac{g_1 k_1 B_1}{g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2} \\ S_{g_2}^Q &= \frac{g_h + g_0 + g_1 + 2g_2}{2(g_h + g_0 + g_1 + g_2)} - \frac{g_2 k_2 B_2}{g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2} \\ S_{k_1}^Q &= -\frac{g_1 k_1 B_1 - g_2 k_2 B_2}{2(g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2)}, & S_{k_2}^Q &= \frac{g_1 k_1 B_1 - g_2 k_2 B_2}{2(g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2)} \\ S_{B_1}^Q &= -\frac{g_1 k_1 B_1 - g_2 k_2 B_2}{2(g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2)}, & S_{B_2}^Q &= \frac{g_1 k_1 B_1 - g_2 k_2 B_2}{2(g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2)} \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{g_h}^H &= \frac{g_0 + g_1 + g_2}{g_h + g_0 + g_1 + g_2}, & S_{g_0}^H &= -\frac{g_0}{g_h + g_0 + g_1 + g_2} \\ S_{g_1}^H &= -\frac{g_1}{g_h + g_0 + g_1 + g_2}, & S_{g_2}^H &= -\frac{g_2}{g_h + g_0 + g_1 + g_2} \\ S_{k_1}^H &= S_{k_2}^H = S_{B_1}^H = S_{B_2}^H = 0.0 \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

いま，一例として，遮断周波数 $f_0 = 100\text{kHz}$ ， $Q = 1.55$ ，利得定数 $H_1 = 0.690$ の2次フィルタ回路における素子感度を求める．ここで，使用する演算増幅器はCA3140とし，そのGB積の値を $2\pi(4.5) \times 10^6 \text{ rad/s}$ とする．また，このときのコンダクタンス値を表3.2に示している．

表3.2 回路のコンダクタンス値

g_x	Value[mS]	g_x	Value[mS]
g_h	0.556	g_{11}	0.556
g_0	0.833×10^{-1}	g_{12}	6.667
g_1	0.833×10^{-1}	g_{21}	0.370
g_2	0.833×10^{-1}	g_{22}	5.556

式(3.21)，(3.22)，(3.23)に基づき，素子感度の値を計算すれば，表3.3のようになる．結果より明らかのように，素子感度の絶対値は，0.5以下である．これより，本フィルタ回路は，受動素子，ならびにGB積に対して低素子感度特性を有することがわかる．

表3.3 受動素子および能動要素に対する素子感度

x	$S_x^{\omega_0}$	S_x^Q	S_x^H
g_h	-0.345	0.345	0.310
g_0	-5.172×10^{-2}	5.172×10^{-2}	-0.103
g_1	-5.172×10^{-2}	-0.5	-0.103
g_2	0.448	0.103	-0.101
k_1	0.5	-5.172×10^{-2}	0.0
k_2	0.5	5.172×10^{-2}	0.0
B_1	0.5	-5.172×10^{-2}	0.0
B_2	0.5	5.172×10^{-2}	0.0

次に、演算増幅器の高次極の変動がフィルタ特性に与える影響^{[117],[119]}について検討を行う。高次極は浮遊容量により生じ、温度変化等による変動の割合は、受動素子、およびGB積と比較して大きい。そのために、フィルタ回路の合成を行う場合、高次極の変動について検討することは、他の要素以上に重要なことである。そこで、受動素子、GB積の場合と同様に、高次極に対する素子感度を求めて検討を行う。

前述の2次フィルタ回路において、高次極に対する ω_0 感度 $S_{\tau_p}^{\omega_0}$ 、 Q 感度 $S_{\tau_p}^Q$ 、 H 感度 $S_{\tau_p}^H$ は、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} S_{\tau_p}^{\omega_0} &= \frac{(g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2) \tau_p}{g_h + g_0 + g_1(1 - 2k_1 B_1 \tau_p) + g_2(1 - 2k_2 B_2 \tau_p)} \\ S_{\tau_p}^Q &= -\frac{(g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2) \tau_p}{g_h + g_0 + g_1(1 - 2k_1 B_1 \tau_p) + g_2(1 - 2k_2 B_2 \tau_p)} \\ &\quad + \frac{2g_2 k_1 k_2 B_1 B_2 \tau_p}{g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2 (1 - 2k_1 B_1 \tau_p)} \\ S_{\tau_p}^H &= \frac{2(g_1 k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2) \tau_p}{g_h + g_0 + g_1(1 - 2k_1 B_1 \tau_p) + g_2(1 - 2k_2 B_2 \tau_p)} \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

ただし、高次極は2次極のみとし、 $\tau_{p12} = \tau_{p22} = \tau_p$ として計算を行っている。

式(3.24)に基づく素子感度の値は、以下のようになる。

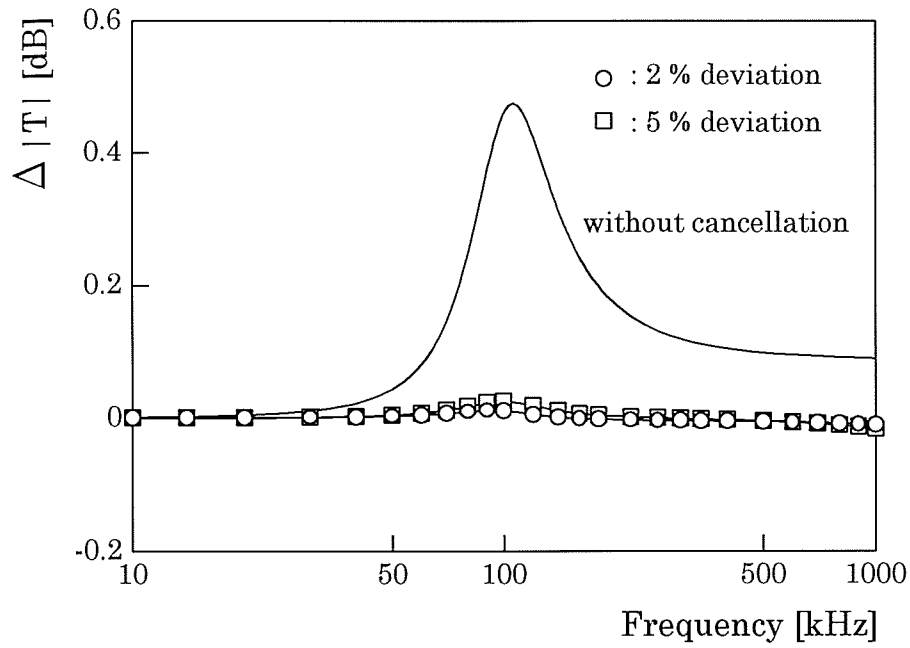
$$S_{\tau_p}^{\omega_0} = 7.317 \times 10^{-3}, \quad S_{\tau_p}^Q = 2.840 \times 10^{-2}, \quad S_{\tau_p}^H = 1.463 \times 10^{-2} \quad (3.25)$$

ここで、2次極の値は、 $\tau_p = 2\pi(9.0) \times 10^6 \text{ rad/s}$ としている。

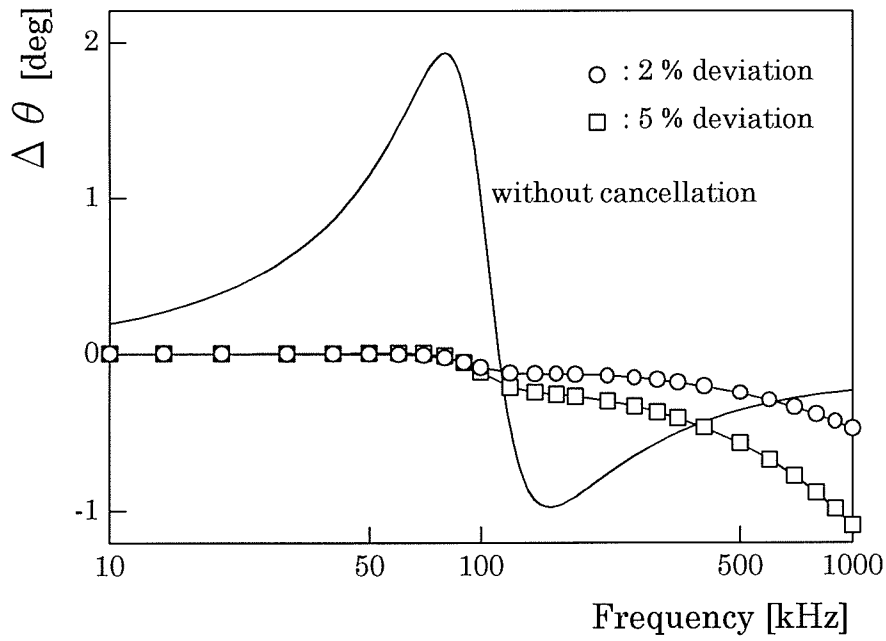
式(3.25)より明らかのように、本回路は、高次極の変動に対しても低素子感度特性を有することがわかる。

2次極の変動の影響について検討するために、前述の補償法により2次極の影響が補償された状態において、その値が変動した場合の偏差を求める。

図3.6は、2次極の値が2%、および5%変動した場合の偏差を示している。結果より明らかのように、振幅特性において、2次極の変動の影響は非常に小さい。また、位相特性においても、高周波域でその影響が現れるが、未補償の場合と比較して小さい。これより、本フィルタ回路は、2次極の変動の影響が少ない回路構成であると言える。



(a)



(b)

図 3.6 2次極の変動がフィルタ特性に及ぼす影響

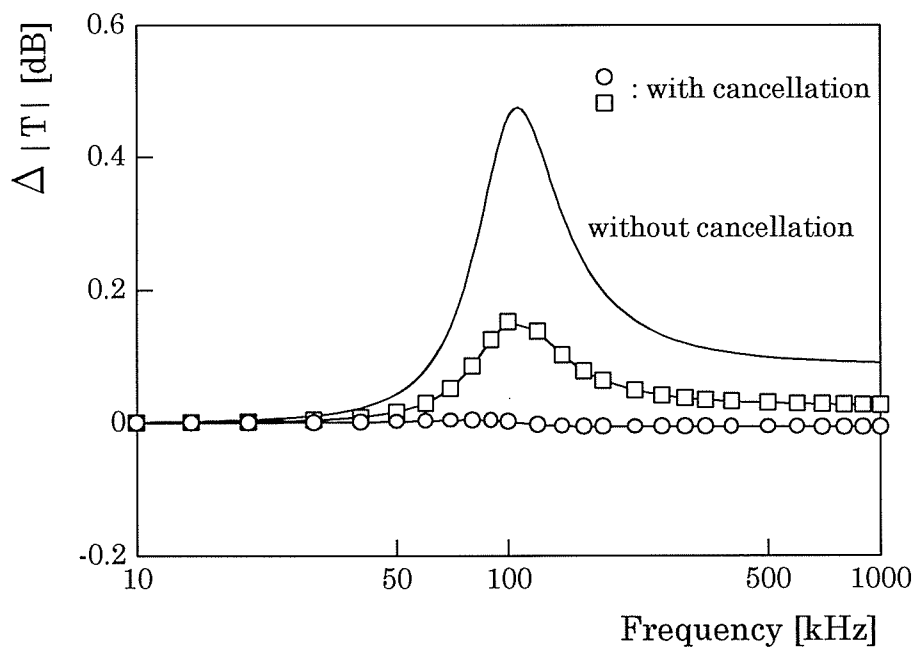
3.6 演算増幅器のミスマッチの影響

演算増幅器の高次極は、その次数が高くなるにつれて、フィルタ特性に与える影響が小さくなる。そのために、演算増幅器の近似モデルは、できるだけ低い次数のモデルを用いた方が、フィルタ回路の合成を行う上で都合がよい。本節では、回路合成上、高次極をどの程度の次数まで考慮すればよいか検討を行う^[117]。

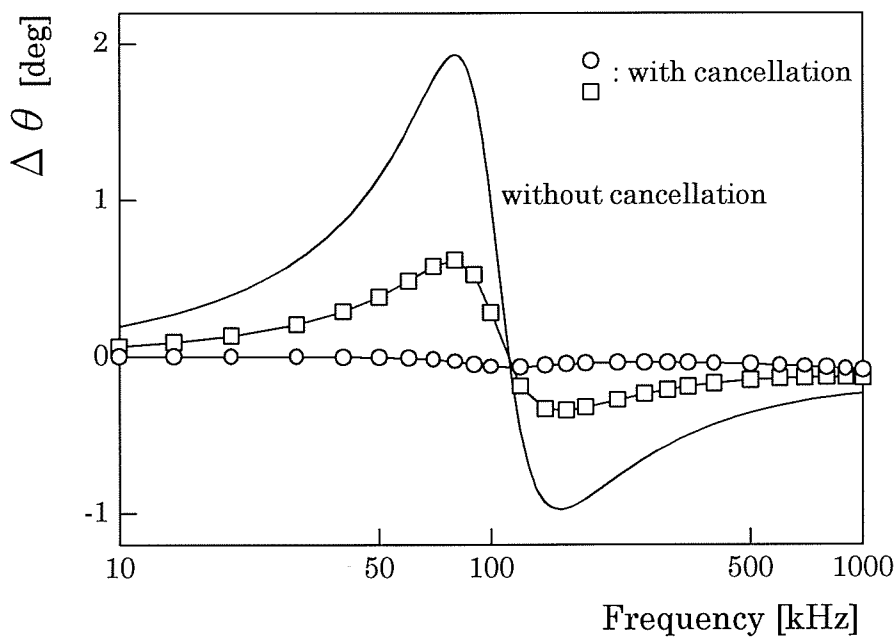
この点について検討するために、前述の特性 ($f_0 = 100\text{kHz}$, $Q = 1.55$, $H_1 = 0.690$) を有する2次フィルタ回路において、任意の演算増幅器モデルを用いた場合の理想特性からの偏差を求める。ここで、演算増幅器は3次までの極を有するとし、3次極の値を $2\pi(18.0) \times 10^6 \text{ rad/s}$ とする。また、コンダクタンス値は、前述の場合と同じものを用いる。

図3.7に、その偏差を示している。□は、2次極のみを考慮して補償を行った場合の偏差である。結果より明らかなように、演算増幅器モデルのミスマッチにより、3次極の影響が現れている。○は、3次極まで考慮して補償を行った場合の偏差である。その影響を完全に補償している。このように、3次極の影響は比較的大きく、2次極のみを考慮して補償を行っても、その偏差を十分に小さくすることはできない。

一般に、演算増幅器の4次以上の極がフィルタ特性に与える影響は非常に小さい。そのために、3次極までを考慮して回路合成を行えば、十分であると思われる。



(a)



(b)

図3.7 演算増幅器モデルのミスマッチの影響

3.7 他の特性を有する演算増幅器における補償例

第2章で示したように、演算増幅器には、高次極のみならず、零点を有するものもある。本節では、演算増幅器の高次極、および零点がフィルタ特性に及ぼす影響^{[120],[121]}について検討を行う。

式(2.17)に示す高次極、ならびに零点を考慮した近似モデル式を用いれば、2次フィルタ回路における伝達関数 $T_3(s)$ は、近似的に次式で与えられる。

$$T_3(s) = N_3(s) / D_3(s) \quad (3.26)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} N_3(s) &\cong g_h s^n \\ D_3(s) &\cong \left\{ g_h + \sum_{i=0}^n g_i - \sum_{q=1}^n g_q k_q B_q \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zql} \right) \right\} s^n \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \left\{ \sum_{p=i}^n g_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \right. \\ &\quad \left. - \sum_{p=i+1}^{n-1} g_p \prod_{q=p-i}^p k_q B_q \sum_{q=p-i}^p \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zql} \right) \right\} s^{n-i} \\ &\quad + g_n \prod_{q=1}^n k_q B_q \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

である。

図3.8に、高次極、および零点を考慮した場合の等価回路を示している。前述の補償法を適用すれば、高次極、および零点の影響を補償するためのコンダクタンスに関する条件式は、式(3.27)より次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} &\sum_{p=i}^n g_p' \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q - \sum_{p=i+1}^n g_p' \prod_{q=p-i}^p k_q B_q \sum_{q=p-i}^p \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zql} \right) \\ &= \sum_{p=i}^n g_p \prod_{q=p-(i-1)}^p k_q B_q \quad (i = n-1, n-2, \dots, 1) \\ &\sum_{p=0}^n g_p' - \sum_{q=1}^n g_q' k_q B_q \left(\sum_{j=2}^m \tau_{Pqj} - \sum_{l=1}^r \tau_{Zql} \right) = \sum_{p=0}^n g_p \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

ただし、 g_p' は、高次極、零点の影響を補償するためのコンダクタンス g_p の値である。

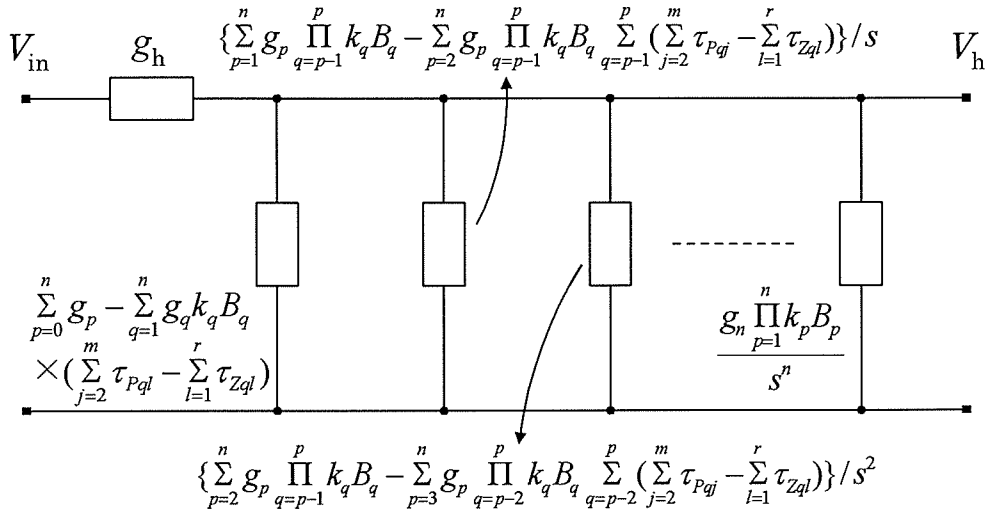


図 3. 8 高次極および零点を考慮した等価回路

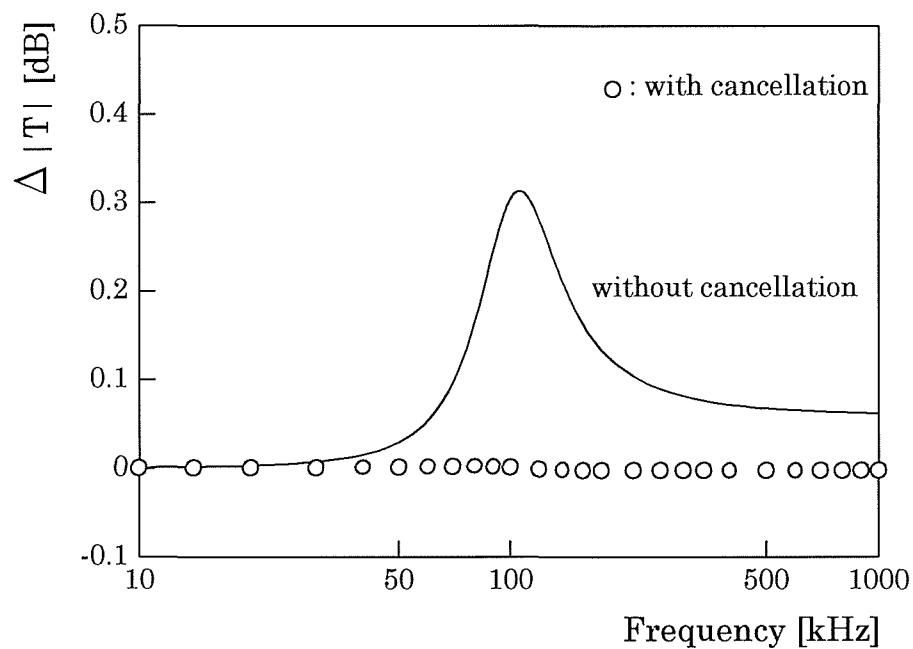
零点を含む場合における補償効果を調べるために、前述した2次フィルタ回路において検討を行う。演算増幅器が2つの零点と5次極までの高次極を有するとし、そのGB積、零点、高次極の値を $B_i = 2\pi(4.5) \times 10^6 \text{ rad/s}$, $\omega_{z1} = \omega_{z2} = 2\pi(12.0) \times 10^6 \text{ rad/s}$, $\omega_{p12} = 2\pi(9.0) \times 10^6 \text{ rad/s}$, $\omega_{p13} = \omega_{p14} = \omega_{p15} = 2\pi(18.0) \times 10^6 \text{ rad/s}$ とする。

図 3. 9 に、その補償結果を示している。結果より明らかなように、零点を含む場合においても同様な手法で補償できることがわかる。

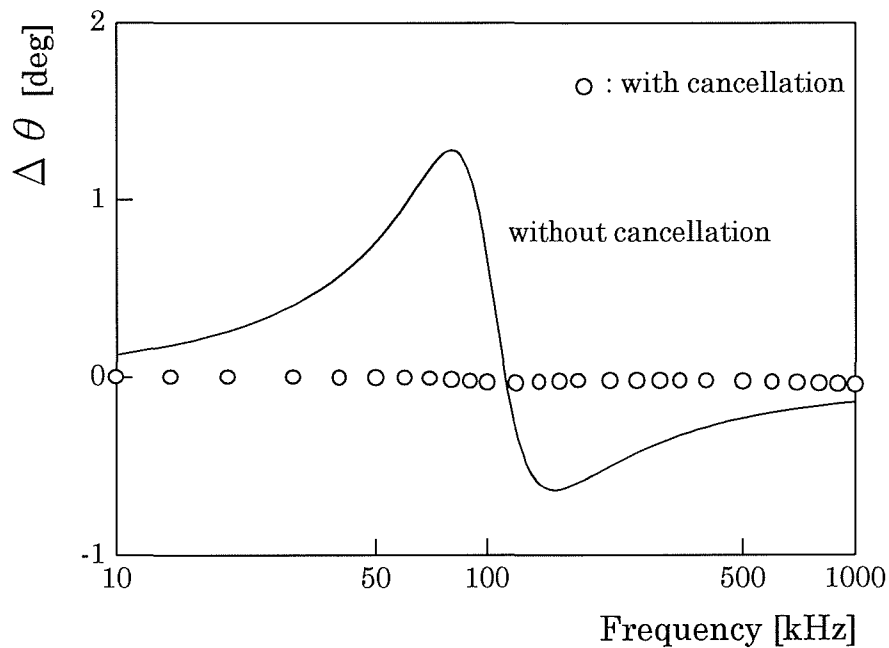
3. 8 演算増幅器の不完全性要素の影響

演算増幅器によるフィルタ回路において、その入力アドミタンスは零、出力アドミタンスを無限大と仮定して回路合成が行われている。しかし、実際には、これらのアドミタンスは有限な値を有している。そのために、入出力アドミタンスがフィルタ特性に与える影響について検討することは、重要なことである。本節では、演算増幅器の不完全性要素として、高次極のみならず、入出力アドミタンスを考慮した場合^[122]について考える。

図 3. 1 0 に示す2次フィルタ回路において、 g_{di} , C_{di} , g_{oi} ($i=1,2$) は、それぞれ演算増幅器の入力コンダクタンス、入力容量、および出力コンダクタンスを表している。



(a)



(b)

図3.9 高次極および零点を有する場合の補償結果

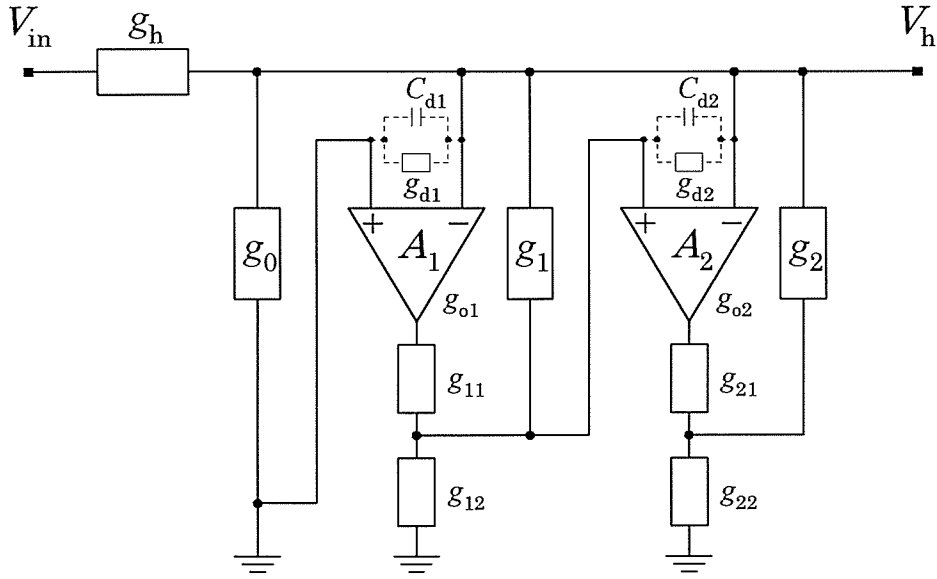


図3.10 入出力アドミタンスを考慮したフィルタ回路

高次極、および入出力アドミタンスを考慮した場合の伝達関数 $T_4(s)$ は、近似的に次式となる。

$$T_4(s) = N_4(s) / D_4(s) \quad (3.29)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned}
 N_4(s) &\cong g_h s^2 \\
 D_4(s) &\cong \{C_{d1} + C_{d2} (1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j})\} s^3 \\
 &\quad + \{g_h + g_0 + g_{d1} + (g_1 + g_{d2}) (1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) \\
 &\quad + g_2 (1 - k_2 B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j}) + C_{d2} k_1 B_1\} s^2 \\
 &\quad + \{(g_1 + g_{d2}) k_1 B_1 + g_2 k_2 B_2 (1 - k_1 B_1 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij})\} s \\
 &\quad + g_2 k_1 k_2 B_1 B_2 \\
 k_i &= g_{i1} g_{oi} / \{g_{i1} g_{oi} + g_{i2} (g_{i1} + g_{oi})\} \quad (i = 1, 2)
 \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

である.

式(3.30)から明らかなように, 入力容量の影響によりフィルタ分母多項式に s の3次の項が生じる. また, 他の項においても, 入出力アドミタンスの影響が現れることがわかる. しかし, 一般に, 入力容量の値は数 pF と非常に小さく, 分母多項式における3次項の係数は, 他の項に比べ無視できると思われる. この点を考慮すれば, 不完全性要素の影響を軽減するためのコンダクタンスに関する条件式は, 次のようになる.

$$\left. \begin{aligned} (g_1' + g_{d2}) - g_2 k_2' B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} &= g_1 \\ g_0' + g_{d1} + (g_1' + g_{d2})(1 - k_1' B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) \\ - g_2 k_2' B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j} + C_{d2} k_1' B_1 &= g_0 + g_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} k_i' &= g_{i1}' g_{oi} / \{g_{i1}' g_{oi} + g_{i2} (g_{i1}' + g_{oi})\} \\ g_{i1}' &= g_{i1} g_{oi} / (g_{oi} - g_{i1}) \quad (i = 1, 2) \end{aligned} \right\} \quad (3.32)$$

である.

式(3.31), (3.32)に基づき, コンダクタンスの値を設定すれば, 入出力アドミタンスを含む不完全性要素の影響を軽減することができる.

3.9 結 言

本章では, 第2章で提案したイミタンス関数の応用として, 能動R高域通過フィルタ回路の構成法について述べた. 本フィルタ回路は, 回路のコンダクタンス値の調整により, 分母多項式の係数を低次の項から, 順次, 任意の値に設定できるという利点がある.

高次極がフィルタ特性に及ぼす影響については, 開ループ利得に高次極を考慮した近似モデル式を用いて解析し, フィルタ分母多項式の係数に負の成分が生じることを明らかにした. そして, 回路のコンダクタンス値を調整することにより, その成分を補償する手法を提案した.

補償例として、2次高域通過フィルタ回路に本手法を適用し、高次極の影響が容易に補償できることを示した。また、本手法に基づき、汎用の演算増幅器を用いてフィルタ回路を構成し、広帯域にわたり良好に動作することを確認した。

回路を構成する受動素子、および能動要素の変動の影響について、各要素に対する素子感度を求めて検討を行い、本回路が低素子感度特性を有することを示した。特に、高次極の変動の影響については、補償後における偏差を求めて検討を行った。その結果、振幅特性においては、変動の影響は殆どなく、位相特性において、高周波域で僅かな影響が現れることが明らかになった。

演算増幅器が高次極のみならず、零点を有する場合においても、開ループ利得に適切な近似モデル式を用いて解析し、本手法が同様に適用できることを示した。また、演算増幅器の入出力アドミタンスの影響について検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンスに関する条件式を与えた。

本章では、イミタンス関数の能動R高域通過フィルタ回路への応用について示したが、イミタンス関数を用いた他のフィルタ回路の実現が、課題として残されている。

第4章 イミタンス関数の電流モード回路への応用

4.1 緒言

前章では、第2章で提案したイミタンス関数による電圧モード能動Rフィルタ回路の構成法について検討を行った。本章では、イミタンス関数の電流モードバイカッド回路への適用について検討を行う。

能動フィルタ回路の高性能化に伴い、従来の電圧モード回路に代わり、電流モード回路に関する研究がなされている。電流モード回路は、電圧モード回路と比較して種々の利点（信号演算の容易さ、広帯域動作、広ダイナミックレンジなど）を有するため、能動素子に演算増幅器、OTA、ならびにCCIIを用いた回路合成法が報告されている^{[102]-[113]}。これらの多くは、電圧モード回路をプロトタイプとし、adjoint変換^{[107],[108]}、および双対変換^[110]を利用して電流モード回路を導いている。

バイカッド回路^{[13],[14]}は、基本的な2次伝達関数を実現するものであり、縦続型構成法により高次フィルタ回路を構成するための重要な回路の一つである。通常、前述の能動素子を用いて、能動RC形式で構成されている。しかし、実現された回路の集積化を行う場合、能動RC形式における構成と比較して、能動R形式、および能動C形式による構成の方が集積回路に適している。能動R形式による電圧モードバイカッド回路^[41]は既に報告されているが、電流モード回路については、未だ十分に検討がなされていない。

本章では、第2章で提案したイミタンス関数を利用した電流モード能動Rバイカッド回路の構成法について検討を行っている。本回路は、回路トポロジー、および回路の構成要素を変えることなく、低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、ならびに全域通過特性を実現することができる。また、演算増幅器の周波数特性を利用しているため、広帯域動作に適している。

演算増幅器の高次極が回路特性に及ぼす影響についても検討を行い、その影響を軽減するための受動素子に関する条件式を与えている。特に、全域通過特性においては、その影響を完全に補償する手法を提案している。また、回路を構成する受動素子、および能動要素に対する感度解析より、本回路が低素子感度特性を有することを明らかにしている。

PSpiceによるシミュレーションを行い、本バイカッド回路が広帯域にわたり良好に動作することを確認している。

4.2 電流モード能動Rバイカッド回路

図4.1に、電流モード能動Rバイカッド回路^{[123],[124]}を示している。本回路は、第2章で示したRLM 並列接続回路に積分器を付け加えることにより構成される。

積分器に関して、以下の条件式を考慮すれば

$$g_{21} + g_{22} \gg g_6(1 + A_3) \quad (4.1)$$

その電流伝達関数 $T_1 (= I_{out} / I_{in})$ は、次式で与えられる。

$$T_1 = \frac{g_3 - g_4 A_1 + g_5 k_2 A_1 A_3}{g_0 + g_1 + g_2 + g_3 + g_1 A_1 + g_2 A_2 + g_2 k_1 A_1 A_2} \quad (4.2)$$

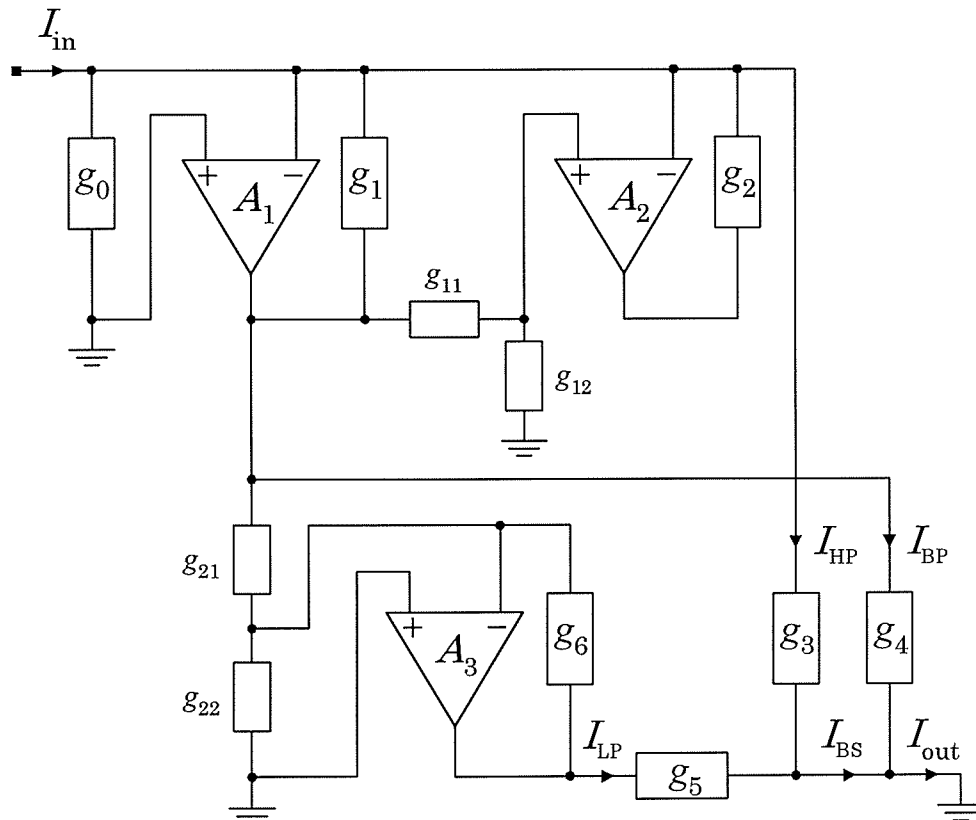


図4.1 電流モード能動Rバイカッド回路

ただし、 $k_1 = g_{11} / (g_{11} + g_{12})$ 、 $k_2 = g_{21} / (g_{21} + g_{22})$ である。

演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用すれば、伝達関数 $T_1(s)$ は、以下のようになる。

$$T_1(s) = \frac{g_3 s^2 - g_4 B_1 s + g_5 k_2 B_1 B_3}{(g_0 + g_1 + g_2 + g_3) s^2 + (g_1 B_1 + g_2 B_2) s + g_2 k_1 B_1 B_2} \quad (4.3)$$

式(4.3)より、バイカッド伝達関数を実現できることがわかる。また、式(4.3)は、2次標準形を用いて表せば、次のようになる。

$$T_1(s) = \frac{H_1 \{s^2 - (\omega_z / Q_z) s + \omega_z^2\}}{s^2 + (\omega_0 / Q) s + \omega_0^2} \quad (4.4)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{g_2 k_1 B_1 B_2}{g_0 + g_1 + g_2 + g_3}} \\ Q &= \frac{\sqrt{g_2 k_1 B_1 B_2 (g_0 + g_1 + g_2 + g_3)}}{g_1 B_1 + g_2 B_2} \\ \omega_z &= \sqrt{\frac{g_5 k_2 B_1 B_3}{g_3}}, \quad Q_z = \frac{1}{g_4} \sqrt{\frac{g_3 g_5 k_2 B_3}{B_1}} \\ H_1 &= \frac{g_3}{g_0 + g_1 + g_2 + g_3} \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

である。

次の条件式を式(4.4)、(4.5)に適用すれば、全域通過特性が得られる。

$$\frac{g_2 k_1 B_2}{g_1 B_1 + g_2 B_2} = \frac{g_5 k_2 B_3}{g_4 B_1} \quad (4.6)$$

図4.1の回路における各電流 I_{LP} 、 I_{BP} 、 I_{HP} 、 I_{BS} を用いれば、低域通過、帯域通過、高域通過、および帯域除去特性を次のように実現することができる。

$$\begin{aligned} T_{LP}(s) &= I_{LP}(s) / I_{in}(s) \\ &= H\omega_z^2 / D_1(s) \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} T_{BP}(s) &= I_{BP}(s) / I_{in}(s) \\ &= -H(\omega_z / Q_z)s / D_1(s) \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} T_{HP}(s) &= I_{HP}(s) / I_{in}(s) \\ &= Hs^2 / D_1(s) \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} T_{BS}(s) &= I_{BS}(s) / I_{in}(s) \\ &= H(s^2 + \omega_z^2) / D_1(s) \end{aligned} \quad (4.10)$$

ただし

$$D_1(s) = s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2 \quad (4.11)$$

である。

いま、回路の仕様に基づき、 ω_0 、 Q 、 ω_z 、 Q_z 、 H_1 、 B_1 、 g_3 、 k_1 、 k_2 の値を与えれば、コンダクタンス g_0 、 g_1 、 g_2 、 g_4 、 g_5 は、式(4.4)、(4.5)より以下のように求められる。

$$\left. \begin{aligned} g_0 &= \frac{g_3}{H_1} \left(1 - H_1 - \frac{\omega_0}{BQ} \right), & g_1 &= \frac{g_3 \omega_0}{H_1 B} \left(\frac{1}{Q} - \frac{\omega_0}{k_1 B} \right) \\ g_2 &= \frac{g_3 \omega_0^2}{H_1 k_1 B^2}, & g_4 &= \frac{g_3 \omega_z}{B Q_z}, & g_5 &= \frac{g_3 \omega_z^2}{k_2 B^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

ただし、 $B_1 = B_2 = B_3 = B$ として計算を行っている。

また、実現可能な Q の値は、式(4.12)より次のようになる。

$$\frac{\omega_0}{B(1-H_1)} \leq Q \leq \frac{k_1 B}{\omega_0} \quad (4.13)$$

次に、本バイカッド回路の負荷特性について検討を行う。いま、回路のコンダクタンス g_3 、 g_4 、

g_5 と直列に負荷が挿入された場合、負荷は、式(4.4), (4.5)より回路特性に影響を及ぼす。そのために、挿入される負荷アドミタンス Y_L に対し、以下の条件が必要とされる。

$$g_3, g_4, g_5 \ll Y_L \quad (4.14)$$

しかし、図4.2に示すカレントフォロワ (Current Follower : CF) を付加すれば、前述の条件を考慮することなく、負荷特性を改善することができる。ここで、カレントフォロワは、プラス型のCCIIを用いて構成している。

また、演算増幅器は、電圧制御電圧源であり、出力に接続されるコンダクタンスに対して多くの電流を供給することができない。そのために、回路のダイナミックレンジは、コンダクタンス g_3, g_4, g_5 の値により制限を受けることを考慮する必要がある。

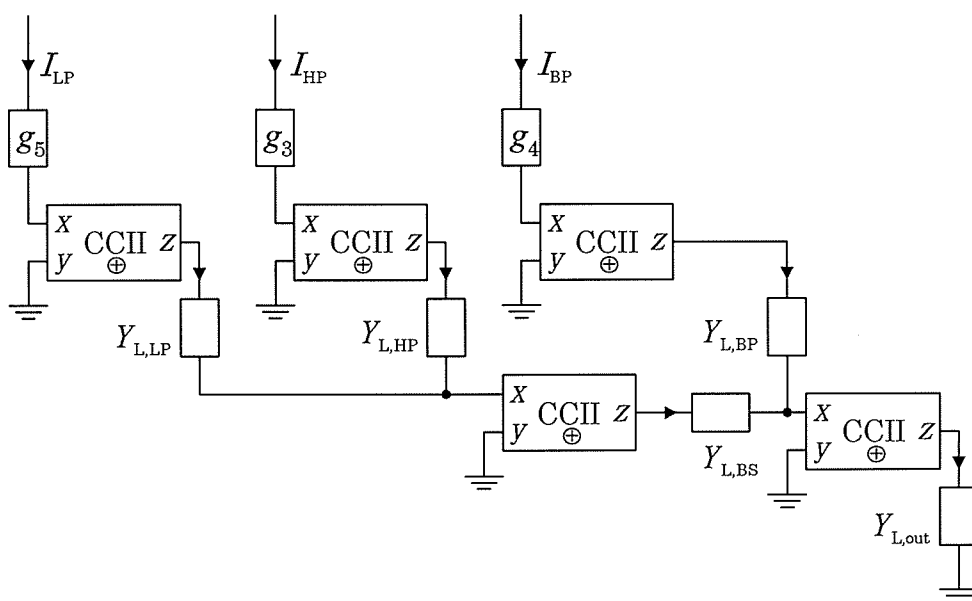


図4.2 カレントフォロワによる負荷特性の改善

4.3 演算増幅器の不完全性の影響

本節では、演算増幅器の高次極がバイカッド特性に及ぼす影響について検討を行う。演算増幅器の高次極を考慮し、その開ループ利得 $A_2(s)$ を次式とする。

$$A_{i2}(s) \cong \frac{B_i}{s} \left(1 - \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} s\right) \quad (i = 1, 2, 3) \quad (4.15)$$

式(4.15)を用いて、伝達関数 $T_2(s)$ を計算すれば、近似的に次式が得られる。

$$T_2(s) = N_2(s) / D_2(s) \quad (4.16)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} N_2(s) &\cong (g_3 + g_4 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) s^2 - \{g_4 B_1 + g_5 k_2 B_1 B_3 \sum_{j=2}^m (\tau_{P1j} + \tau_{P3j})\} s \\ &\quad + g_5 k_2 B_1 B_3 \\ D_2(s) &\cong \{g_0 + g_1 (1 - B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_2 (1 - B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j}) + g_3\} s^2 \\ &\quad + [g_1 B_1 + g_2 B_2 \{1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m (\tau_{P1j} + \tau_{P2j})\}] s + g_2 k_1 B_1 B_2 \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

である。

また、高次極を考慮した回路パラメータ ω_{02} 、 Q_2 、 ω_{z2} 、 Q_{z2} 、 H_2 は、以下のようにになる。

$$\left. \begin{aligned} \omega_{02} &= \sqrt{\frac{g_2 k_1 B_1 B_2}{g_0 + g_1 (1 - B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_2 (1 - B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j}) + g_3}} \\ Q_2 &= \frac{\sqrt{g_2 k_1 B_1 B_2 \{g_0 + g_1 (1 - B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_2 (1 - B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j}) + g_3\}}}{g_1 B_1 + g_2 B_2 \{1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m (\tau_{P1j} + \tau_{P2j})\}} \\ \omega_{z2} &= \sqrt{\frac{g_5 k_2 B_1 B_3}{g_3 + g_4 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}}, \quad Q_{z2} = \frac{\sqrt{g_5 k_2 B_1 B_3 (g_3 + g_4 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j})}}{g_4 B_1 + g_5 k_2 B_1 B_3 \sum_{j=2}^m (\tau_{P1j} + \tau_{P3j})} \\ H_2 &= \frac{g_3 + g_4 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}{g_0 + g_1 (1 - B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_2 (1 - B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j}) + g_3} \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

式(4.17)より明らかなように、高次極は、分子多項式 $N_2(s)$ 、ならびに分母多項式 $D_2(s)$ の各係数に影響を与える。高次極の影響を軽減するためには、以下の条件を満足するようにコンダクタンスの値を設定する必要がある。

$$\left. \begin{aligned} g_0, g_3 &\gg g_1, g_2 \\ g_1 &\gg g_2 k_1 \\ g_3 &\gg g_4 \\ g_4 &\gg g_5 k_2 \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

特に、全域通過特性の場合、第2章で提案した補償法を本回路に適用すれば、高次極の影響を補償するための条件式は、以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned} g_4' + g_5 k_2 B_3 \sum_{j=2}^m (\tau_{P1j} + \tau_{P3j}) &= g_4 \\ g_3' + g_4' B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j} &= g_3 \\ g_1' - g_2 k_1 B_2 \sum_{j=2}^m (\tau_{P1j} + \tau_{P2j}) &= g_1 \\ g_0' + g_1' (1 - B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) - g_2 B_2 \sum_{j=2}^m \tau_{P2j} + g_3' &= g_0 + g_1 + g_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

ここで、 g_0' 、 g_1' 、 g_3' 、 g_4' は、高次極の影響を補償するためのコンダクタンス値である。

4.4 実現例

実現例として、遮断周波数 $f_0 (= \omega_0 / 2\pi) = f_z (= \omega_z / 2\pi) = 200\text{kHz}$ 、 $Q = Q_z = 1.0$ 、利得定数 $H_1 = 0.8$ のバイカッド特性を考える。ここで、使用する演算増幅器は $LF356$ とし、その GB 積の値を $B_1 = B_2 = B_3 = 2\pi(6.392) \times 10^6 \text{ rad/s}$ とする。また、高次極については、2次極のみを有するとし、その値を $\omega_{P12} = \omega_{P22} = \omega_{P32} = 2\pi(20.0) \times 10^6 \text{ rad/s}$ とする。回路のコンダクタンス値は、式(4.12)より表4.1のようになる。これらの値は、式(4.19)を満足しているため、高次極の影響は無視できると思われる。

表 4.1 回路のコンダクタンス値

g_x	Value[mS]	g_x	Value[mS]
g_0	0.703	g_6	0.133×10^{-2}
g_1	0.488×10^{-1}	g_{11}	0.105
g_2	0.816×10^{-1}	g_{12}	2.000
g_3	3.333	g_{21}	0.105
g_4	0.104	g_{22}	2.000
g_5	0.653×10^{-1}		

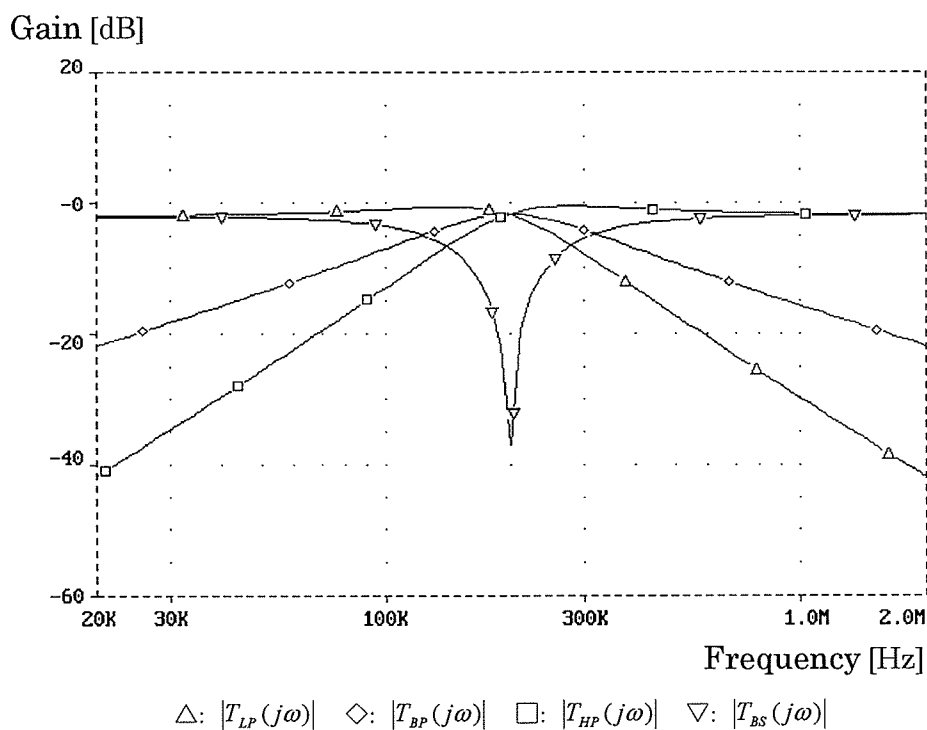
しかし、演算増幅器 A_1 , A_3 は、コンダクタンス g_4 , g_5 の値により出力電流の制限を受ける。 $LF356$ の場合、コンダクタンス g_4 , g_5 に供給できる最大電流は、電源電圧 $\pm 15V$ のもとで、それぞれ $1.4mA$, $0.9mA$ である。コンダクタンス g_5 の電流値に対応する入力電流 I_m の値は、回路特性を考慮すれば、約 $1.0mA$ となる。本回路においては、演算増幅器 A_3 のダイナミックレンジが最も厳しい制限を受けるため、 $I_m = 0.5mA$ としてシミュレーションを行う。

図 4.3 に、PSpice によるシミュレーション結果を示している。図 4.3(a) は、低域通過、帯域通過、高域通過、および帯域除去特性を示している。また、全域通過特性を図 4.3(b) に示している。演算増幅器 A_3 による不完全積分のために、低周波域で理想特性からの偏差を生じるが、広帯域にわたり良好な結果が得られている。付録 A.1 に、PSpice によるネットリストを示している。

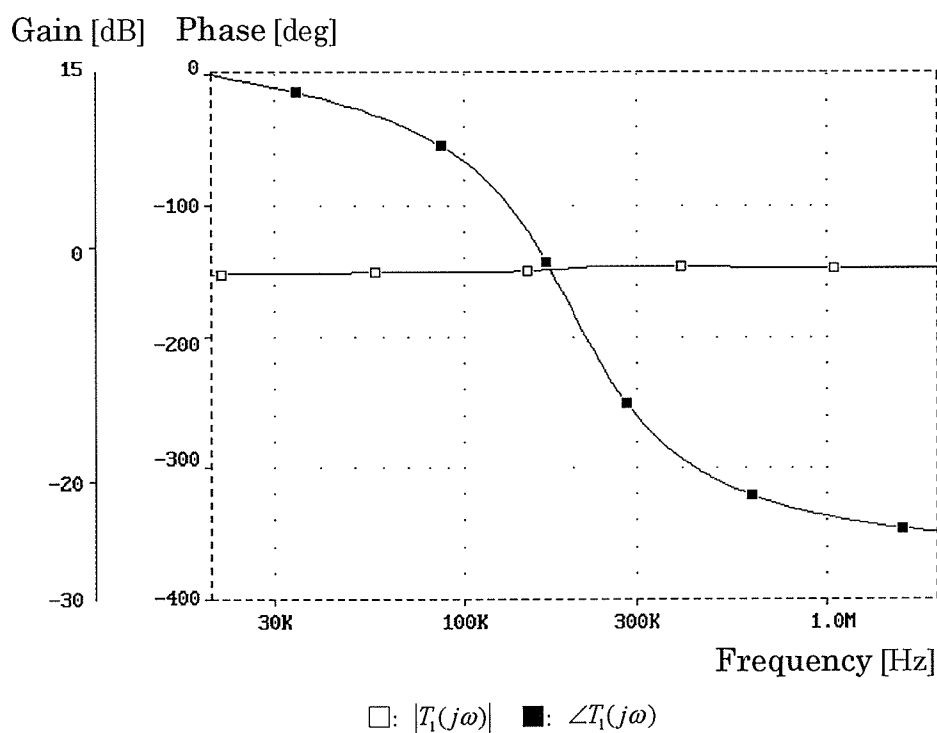
本回路は、演算増幅器の出力に接続されるコンダクタンス g_3 , g_4 , g_5 の値が小さい場合、ダイナミックレンジが厳しく制限される。この点を考慮して、回路のコンダクタンス値を設定する必要がある。

4.5 感度解析

第3章で示したように、回路のコンダクタンス、ならびに演算増幅器の GB 積の値は、その使用条件に伴い変動する。そこで、変動の影響を検討するために、素子感度 $S_x^{a_0}$, S_x^Q , $S_x^{a_2}$, $S_x^{Q_2}$, S_x^H を計算すれば、次のようになる。



(a)



(b)

図4.3 PSpiceによるシミュレーション結果

$$\left. \begin{aligned}
 S_{g_0}^{\omega_0} &= -\frac{g_0}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{g_1}^{\omega_0} &= -\frac{g_1}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)} \\
 S_{g_2}^{\omega_0} &= \frac{g_0 + g_1 + g_3}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{g_3}^{\omega_0} &= -\frac{g_3}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)} \\
 S_{k_1}^{\omega_0} &= S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, & S_{g_4}^{\omega_0} &= S_{g_5}^{\omega_0} = S_{k_2}^{\omega_0} = S_{B_3}^{\omega_0} = 0.0
 \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

$$\left. \begin{aligned}
 S_{g_0}^{\mathcal{Q}} &= \frac{g_0}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{g_1}^{\mathcal{Q}} &= \frac{g_1}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)} - \frac{g_1 B_1}{g_1 B_1 + g_2 B_2} \\
 S_{g_2}^{\mathcal{Q}} &= \frac{g_0 + g_1 + 2g_2 + g_3}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)} - \frac{g_2 B_2}{g_1 B_1 + g_2 B_2}, & S_{g_3}^{\mathcal{Q}} &= \frac{g_3}{2(g_0 + g_1 + g_2 + g_3)} \\
 S_{k_1}^{\mathcal{Q}} &= \frac{1}{2}, & S_{B_1}^{\mathcal{Q}} &= -\frac{g_1 B_1 - g_2 B_2}{2(g_1 B_1 + g_2 B_2)}, & S_{B_2}^{\mathcal{Q}} &= \frac{g_1 B_1 - g_2 B_2}{2(g_1 B_1 + g_2 B_2)} \\
 S_{g_4}^{\mathcal{Q}} &= S_{g_5}^{\mathcal{Q}} = S_{k_2}^{\mathcal{Q}} = S_{B_3}^{\mathcal{Q}} = 0.0
 \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

$$\left. \begin{aligned}
 S_{g_3}^{\omega_z} &= -\frac{1}{2}, & S_{g_5}^{\omega_z} &= S_{k_2}^{\omega_z} = S_{B_1}^{\omega_z} = S_{B_3}^{\omega_z} = \frac{1}{2} \\
 S_{g_0}^{\omega_z} &= S_{g_1}^{\omega_z} = S_{g_2}^{\omega_z} = S_{g_4}^{\omega_z} = S_{k_1}^{\omega_z} = S_{B_2}^{\omega_z} = 0.0
 \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

$$\left. \begin{aligned}
 S_{g_3}^{\mathcal{Q}_z} &= S_{g_5}^{\mathcal{Q}_z} = S_{k_2}^{\mathcal{Q}_z} = S_{B_3}^{\mathcal{Q}_z} = \frac{1}{2}, & S_{B_1}^{\mathcal{Q}_z} &= -\frac{1}{2} \\
 S_{g_4}^{\mathcal{Q}_z} &= -1.0, & S_{g_0}^{\mathcal{Q}_z} &= S_{g_1}^{\mathcal{Q}_z} = S_{g_2}^{\mathcal{Q}_z} = S_{k_1}^{\mathcal{Q}_z} = S_{B_2}^{\mathcal{Q}_z} = 0.0
 \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

$$\left. \begin{aligned}
 S_{g_0}^H &= -\frac{g_0}{g_0 + g_1 + g_2 + g_3}, & S_{g_1}^H &= -\frac{g_1}{g_0 + g_1 + g_2 + g_3} \\
 S_{g_2}^H &= -\frac{g_2}{g_0 + g_1 + g_2 + g_3}, & S_{g_3}^H &= \frac{g_0 + g_1 + g_2}{g_0 + g_1 + g_2 + g_3} \\
 S_{g_4}^H &= S_{g_5}^H = S_{k_1}^H = S_{k_2}^H = S_{B_1}^H = S_{B_2}^H = S_{B_3}^H = 0.0
 \end{aligned} \right\} \quad (4.25)$$

表4.2に、前述のバイカッド特性における素子感度の値を示している。結果より明らかなように、コンダクタンス g_4 に対する Q_z 感度が -1.0 と最も大きい。しかし、各素子感度の絶対値は、 1.0 以下である。これより、本バイカッド回路は、低素子感度特性を有することが伺える。

表4.2 回路要素に対する素子感度

x	$S_x^{\omega_0}$	S_x^Q	$S_x^{\omega_z}$	$S_x^{Q_z}$	S_x^H
g_0	-0.844×10^{-1}	0.844×10^{-1}	0.0	0.0	-0.169
g_1	-0.585×10^{-2}	-0.368	0.0	0.0	-0.117×10^{-1}
g_2	0.490	-0.116	0.0	0.0	-0.196×10^{-1}
g_3	-0.400	0.400	-0.5	0.5	0.200
g_4	0.0	0.0	0.0	-1.0	0.0
g_5	0.0	0.0	0.5	0.5	0.0
k_1	0.5	0.5	0.0	0.0	0.0
k_2	0.0	0.0	0.5	0.5	0.0
B_1	0.5	0.126	0.5	-0.5	0.0
B_2	0.5	-0.126	0.0	0.0	0.0
B_3	0.0	0.0	0.5	0.5	0.0

4.6 結 言

本章では、イミタンス関数の応用として、電流モード能動Rバイカッド回路の構成法について検討を行った。本バイカッド回路は、回路トポロジー、および回路の構成要素を変えることなく、低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、ならびに全域通過特性を実現することができる。また、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を用いているため、広帯域動作に適している。

演算増幅器の高次極が回路特性に及ぼす影響についても検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンスに関する条件式を与えた。特に、全域通過特性に関しては、回路のコンダクタンスの調整により、高次極の影響を補償する手法を示した。また、回路の構成要素に対する感度解析を行い、本回路が低素子感度特性を有することを明らかにした。

PSpice シミュレーションによる実現例を示し、本バイカッド回路が広帯域にわたり良好に動作

することを確認した。

しかし、演算増幅器は、電圧制御電圧源であり、その出力に接続されるコンダクタンスの値によっては、回路のダイナミックレンジが制限されるという欠点がある。また、接続される負荷アドミタンスに対する条件も必要とされる。この点については、電流供給能力の高い演算増幅器の使用、ならびにカレントホロワなどの電流出力源を付加することにより改善できる。

本バイカッド回路を利用した高次フィルタ回路の実現が、課題として残されている。

第5章 演算増幅器による任意電流伝達関数の実現

5.1 緒言

前章では、イミタンス関数の応用として、電流モード能動Rバイカッド回路を提案した。本章では、演算増幅器を用いた一般的な電流伝達関数を実現する回路構成について検討を行う。

演算増幅器は、簡便な能動素子であり、従来から任意の電圧伝達関数を実現するために用いられてきた。しかし、電流モード回路においては、接続される負荷に対して十分な電流を供給するために、カレントフォロワなどの電流源を付加する必要がある。

演算増幅器には、その使用目的に応じていくつかのタイプがある。通常、差動入力、単一出力であるが、差動入力、且つ差動出力を有するものもある。このタイプの演算増幅器は、位相反転した2つの電圧出力が得られるために、少数の演算増幅器により回路が構成できるという利点がある。そのために、差動入力差動出力型の演算増幅器を用いた能動回路の構成法が、いくつか報告されている^{[70],[71]}。

本章では、差動入力差動出力型の演算増幅器をビルディングブロックとし、一般的な電流伝達関数を実現する回路構成を提案している。本回路を得るために、まず、電圧モード状態変数フィルタ回路^{[10],[35]}をプロトタイプとし、adjoint変換^{[107],[108]}により対応する電流モード回路を導いている。そして、差動入力差動出力型の演算増幅器を用いて電流モード回路を構成することにより、所望の回路特性を得ている。本回路は、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を用いているため高周波特性に優れ、回路の受動素子、および枝路電流の選択により、任意の回路特性を実現することができる。

演算増幅器の不完全性が回路特性に及ぼす影響については、第2章で示した手法を本回路に適用し、その影響を補償するための受動素子に関する条件式を導いている。

提案回路から得られる実現例として、能動Rバイカッド回路の構成法を示している。本バイカッド回路は、回路トポロジー、ならびに回路の構成要素を変えることなく、低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、全域通過特性を実現することができる。また、演算増幅器の高次極の影響についても検討し、その影響を軽減するためのコンダクタンスに関する条件式を与えている。さらに、回路のコンダクタンス、および能動要素に対する素子感度を求め、本回路が低素子感度特性を有することを明らかにしている。

PSpice によるシミュレーションを行い、広帯域にわたり良好なバイカッド特性が得られることを確認している。

5.2 任意電流伝達関数の実現

図 5.1 に、差動入力差動出力型の演算増幅器を示している。

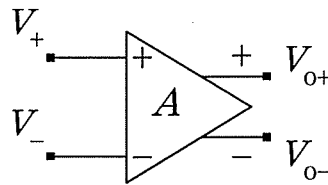


図 5.1 差動入力差動出力型演算増幅器

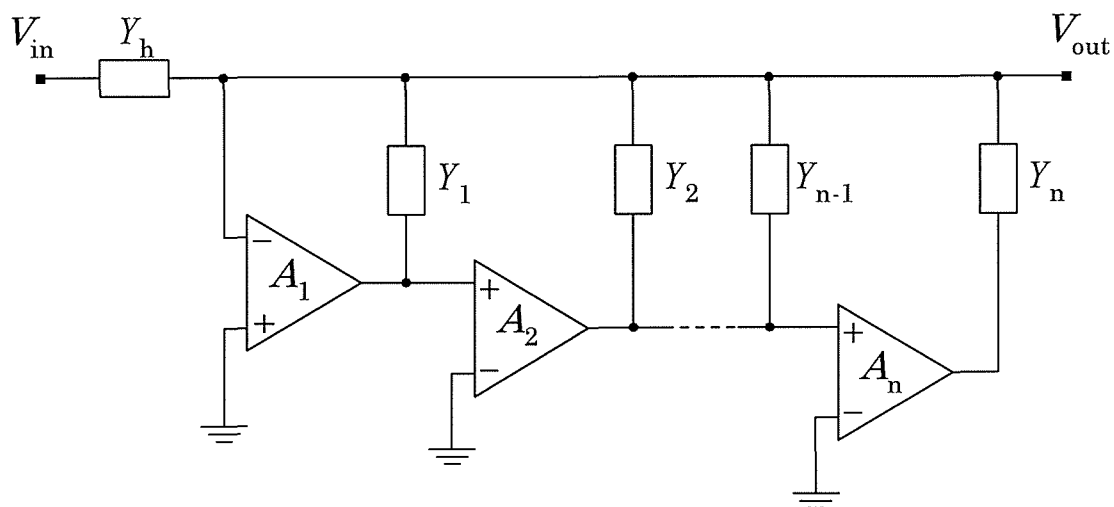
その出力 V_{o+} , V_{o-} は、入力信号の差電圧を用い、以下のように表される。

$$\left. \begin{aligned} V_{o+} &= A(V_+ - V_-) \\ V_{o-} &= -A(V_+ - V_-) \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

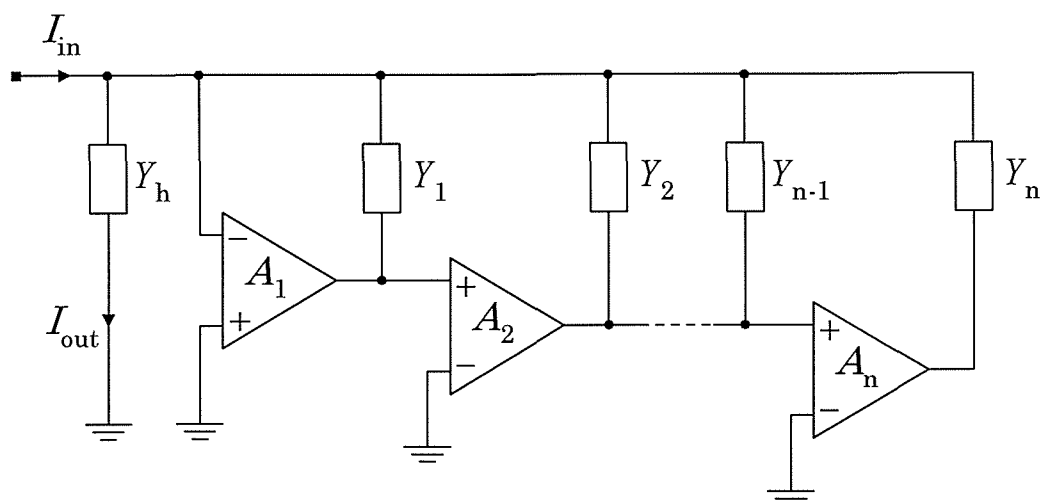
ここで、 A は、差動入力差動出力型演算増幅器の開ループ利得である。式(5.1)より、位相反転した2つの電圧出力が得られることがわかる。

図 5.2 (a) に、電圧モード状態変数フィルタ回路を示している。この回路の出力 V_{out} は、能動 R 形式、および能動 C 形式において、高域通過特性を有している。この回路に adjoint 変換を適用すれば、図 5.2 (b) に示す電流モード回路が得られる。電流モード回路における出力電流 I_{out} も、電圧モード回路と同様に高域通過特性を有している。

図 5.2 (b) の電流モード回路に基づき、差動入力差動出力型演算増幅器を用いて構成した任意電流伝達関数の実現回路^[125]を図 5.3 に示している。その電流伝達関数 $T_1 (= I_{out} / I_{in})$ は、次式で与えられる。



(a)



(b)

図5.2 状態変数フィルタ回路とその電流モード回路

$$T_1 = \frac{Y_{N0} \mp Y_{N1} k_1 A_1 \pm \sum_{i=2}^n Y_{Ni} \prod_{j=1}^i k_j A_j}{k_1 Y_{12} + Y_{N0} + \sum_{i=1}^n Y_{Di} + \sum_{i=1}^n Y_{Di} \prod_{j=1}^i k_j A_j} \quad (5.2)$$

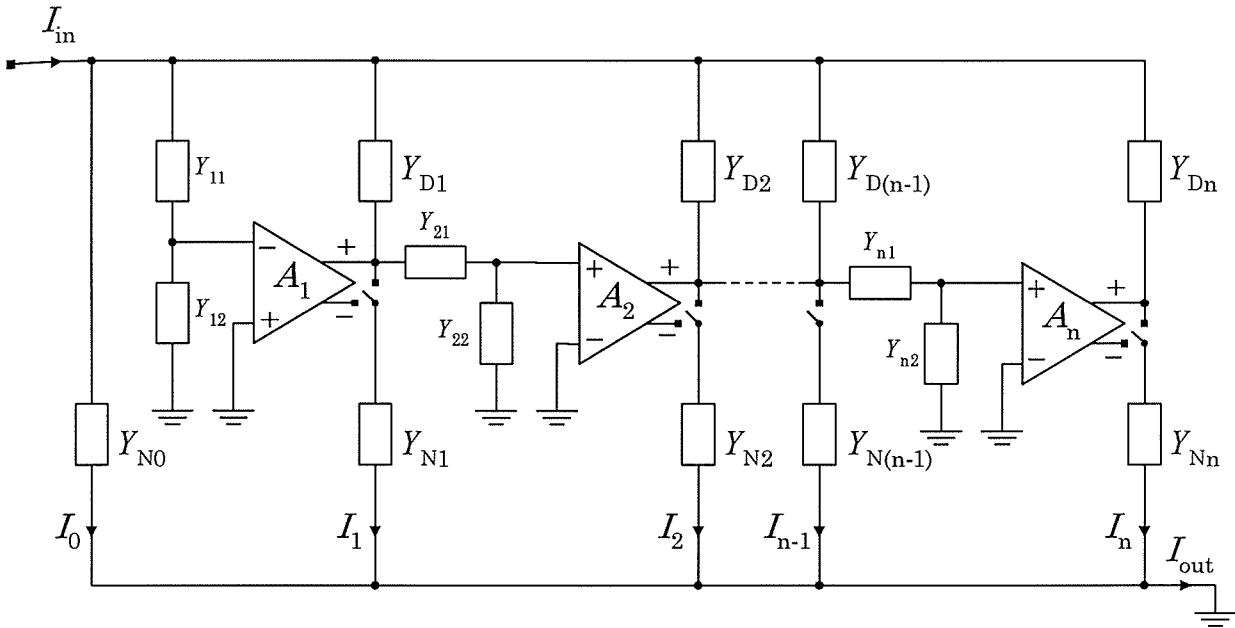


図 5. 3 任意電流伝達関数の実現回路

ただし、 $k_i = Y_{i1} / (Y_{i1} + Y_{i2})$ である。また、式(5.2)における \mp 、 \pm 符号は、受動素子 Y_{Ni} がそれぞれ演算増幅器のプラス出力、およびマイナス出力に接続された場合を示している。

演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用すれば、伝達関数 $T_1(s)$ は、次のように表される。

$$T_1(s) = \frac{Y_{N0}s^n \mp Y_{N1}k_1B_1s^{n-1} \pm \sum_{i=2}^n Y_{Ni} \prod_{j=1}^i k_j B_j s^{n-i}}{(k_1Y_{12} + Y_{N0} + \sum_{i=1}^n Y_{Di})s^n + \sum_{i=1}^n Y_{Di} \prod_{j=1}^i k_j B_j s^{n-i}} \quad (5.3)$$

式(5.3)は、一般的な電流伝達関数を示している。これより、回路の受動素子、および枝路電流の適切な選択により、任意の回路特性が実現できることがわかる。しかし、回路特性は、挿入される負荷に依存する。そのために、第4章で示したカレントフォロワをバッファ回路として付加する必要がある。

また、演算増幅器の出力に接続される受動素子の値によっては、回路のダイナミックレンジが制限されることも考慮する必要がある。

5.3 演算増幅器の不完全性の影響

通常の演算増幅器と同様に、差動入力差動出力型の演算増幅器においても、高次極が回路特性に影響を及ぼす。高次極を考慮した場合の伝達関数 $T_2(s)$ は、近似的に次式で与えられる。

$$T_2(s) = N_2(s) / D_2(s) \quad (5.4)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} N_2(s) &\cong (Y_{N0} \pm Y_{N1} k_1 B_1 \sum_{l=2}^m \tau_{Pl1}) s^n \mp (Y_{N1} k_1 B_1 \pm Y_{N2} k_1 k_2 B_1 B_2 \sum_{j=1}^2 \sum_{l=2}^m \tau_{Pjl}) s^{n-1} \\ &\quad \pm \sum_{i=2}^{n-1} (Y_{Ni} \prod_{j=1}^i k_j B_j \mp Y_{N(i+1)} \prod_{j=1}^{i+1} k_j B_j \sum_{j=1}^{i+1} \sum_{l=2}^m \tau_{Pjl}) s^{n-i} + Y_{Nm} \prod_{j=1}^n k_j B_j \\ D_2(s) &\cong (k_1 Y_{12} + Y_{N0} + \sum_{i=1}^n Y_{Di} - Y_{D1} k_1 B_1 \sum_{l=2}^m \tau_{Pl1}) s^n \\ &\quad + \sum_{i=2}^{n-1} (Y_{Di} \prod_{j=1}^i k_j B_j - Y_{D(i+1)} \prod_{j=1}^{i+1} k_j B_j \sum_{j=1}^{i+1} \sum_{l=2}^m \tau_{Pjl}) s^{n-i} + Y_{Dn} \prod_{j=1}^n k_j B_j \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

である。

高次極の影響を補償するために、第2章で示した手法を式(5.5)に適用すれば、その影響を補償するための受動素子に関する条件式は、以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned} Y_{Ni}' \prod_{j=1}^i k_j B_j \mp Y_{N(i+1)}' \prod_{j=1}^{i+1} k_j B_j \sum_{j=1}^{i+1} \sum_{l=2}^m \tau_{Pjl} &= Y_{Ni}' \prod_{j=1}^i k_j B_j \quad (i = n-1, n-2, \dots, 2) \\ Y_{N1}' k_1 B_1 \pm Y_{N2}' k_1 k_2 B_1 B_2 \sum_{j=1}^2 \sum_{l=2}^m \tau_{Pjl} &= Y_{N1}' k_1 B_1 \\ Y_{N0}' \pm Y_{N1}' k_1 B_1 \sum_{l=2}^m \tau_{Pl1} &= Y_{N0}' \\ Y_{Di}' \prod_{j=1}^i k_j B_j - Y_{D(i+1)}' \prod_{j=1}^{i+1} k_j B_j \sum_{j=1}^{i+1} \sum_{l=2}^m \tau_{Pjl} &= Y_{Di}' \prod_{j=1}^i k_j B_j \quad (i = n-1, n-2, \dots, 1) \\ k_1 Y_{12}' + Y_{N0}' + \sum_{i=1}^n Y_{Di}' - Y_{D1}' k_1 B_1 \sum_{l=2}^m \tau_{Pl1} &= k_1 Y_{12}' + Y_{N0}' + \sum_{i=1}^n Y_{Di}', \quad Y_{11}' = \frac{k_1 Y_{12}'}{1 - k_1} \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

ただし、 Y_{Ni}' 、 Y_{Di}' 、 Y_{11}' 、 Y_{12}' は、高次極の影響を補償するための受動素子の値である。

式(5.6)に基づき、高次極により生じた成分を補償するように各受動素子の値を設定すれば、その影響を補償することができる。

5.4 能動Rバイカッド回路の実現

5.4.1 回路構成

提案回路の実現例として、能動Rバイカッド回路^{[126],[127]}について考える。図5.3の回路において $n=2$ とし、各受動素子をコンダクタンスとすれば、図5.4に示す能動Rバイカッド回路が得られる。その伝達関数 $T_1(s)$ は、式(5.3)より次のようになる。

$$T_1(s) = \frac{g_3 s^2 \mp g_4 k_1 B_1 s + g_5 k_1 k_2 B_1 B_2}{(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3) s^2 + g_1 k_1 B_1 s + g_2 k_1 k_2 B_1 B_2} \quad (5.7)$$

式(5.7)より、バイカッド伝達関数が実現できることがわかる。また、式(5.7)を2次標準形で表

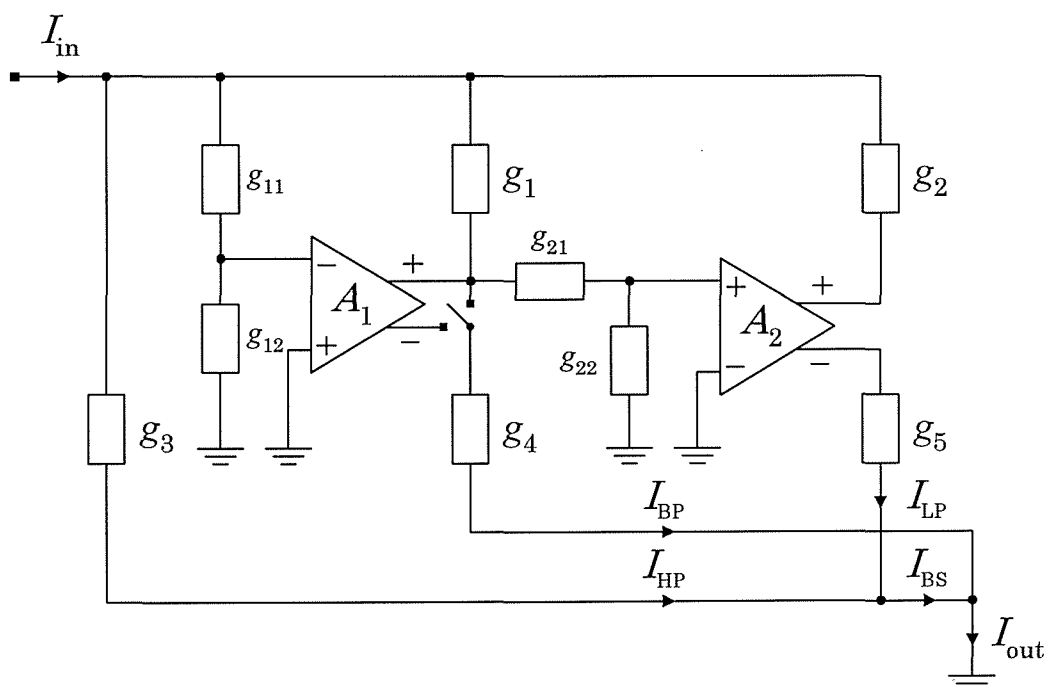


図5.4 能動Rバイカッド回路

せば、次式となる。

$$T_1(s) = \frac{H\{s^2 \mp (\omega_z / Q_z)s + \omega_z^2\}}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2} \quad (5.8)$$

ここで、回路パラメータ ω_0 , Q , ω_z , Q_z , H_1 は、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3}} \\ Q &= \frac{\sqrt{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2 (k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)}}{g_1 k_1 B_1} \\ \omega_z &= \sqrt{\frac{g_3 k_1 k_2 B_1 B_2}{g_3}}, \quad Q_z = \frac{1}{g_4} \sqrt{\frac{g_3 g_5 k_2 B_2}{k_1 B_1}} \\ H_1 &= \frac{g_3}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3} \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

次の条件式を式(5.8), (5.9)に適用すれば、全域通過特性が得られる。

$$\frac{g_2}{g_1} = \frac{g_5}{g_4} \quad (5.10)$$

また、図5.4における回路電流 I_{LP} , I_{BP} , I_{HP} , I_{BS} を用いれば、低域通過、帯域通過、高域通過、および帯域除去特性を次のように実現することができる。

$$\begin{aligned} T_{LP}(s) &= I_{LP}(s) / I_{in}(s) \\ &= H\omega_z^2 / D_1(s) \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} T_{BP}(s) &= I_{BP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \mp H(\omega_z / Q_z)s / D_1(s) \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned} T_{HP}(s) &= I_{HP}(s) / I_{in}(s) \\ &= Hs^2 / D_1(s) \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} T_{BS}(s) &= I_{BS}(s) / I_{in}(s) \\ &= H(s^2 + \omega_z^2) / D_1(s) \end{aligned} \quad (5.14)$$

ただし

$$D_1(s) = s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2 \quad (5.15)$$

である。

いま、 ω_0 、 Q 、 ω_z 、 Q_z 、 H_1 、 B_1 、 g_3 、 k_1 、 k_2 の値を与えれば、回路のコンダクタンス g_{11} 、 g_{12} 、 g_1 、 g_2 、 g_4 、 g_5 は、式(5.9)より以下のようなになる。

$$\left. \begin{aligned} g_{12} &= \frac{g_3}{k_1 H_1} \left\{ 1 - H_1 - \frac{\omega_0}{k_1 B} \left(\frac{1}{Q} + \frac{\omega_0}{k_2 B} \right) \right\} \\ g_{11} &= \frac{k_1 g_{12}}{1 - k_1}, \quad g_1 = \frac{g_3 \omega_0}{H_1 k_1 B Q} \\ g_2 &= \frac{g_3 \omega_0^2}{H_1 k_1 k_2 B^2}, \quad g_4 = \frac{g_3 \omega_z}{k_1 B Q_z} \\ g_5 &= \frac{g_3 \omega_z^2}{k_1 k_2 B^2} \end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

ここで、 $B_1 = B_2 = B$ としている。

また、実現可能な Q の下限は、式(5.16)より次式で与えられる。

$$\frac{\omega_0 k_2 B}{(1 - H_1) k_1 k_2 B^2 - \omega_0^2} \leq Q \quad (5.17)$$

5.4.2 演算増幅器の高次極の影響

第5.3節で示したように、差動入力差動出力型の演算増幅器においても、高次極は回路特性に影響を及ぼす。ここでは、高次極がバイカッド特性に与える影響、ならびにその補償法について検討を行う。

高次極を考慮した場合の伝達関数 $T_2(s)$ は、近似的に以下ようになる。

$$T_2(s) = N_2(s) / D_2(s) \quad (5.18)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} N_2(s) &\cong (g_3 \pm g_4 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) s^2 \mp (g_4 k_1 B_1 + g_5 k_1 k_2 B_1 B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}) s \\ &\quad + g_5 k_1 k_2 B_1 B_2 \\ D_2(s) &\cong (k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3 - g_1 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) s^2 \\ &\quad + (g_1 k_1 B_1 - g_2 k_1 k_2 B_1 B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}) s + g_2 k_1 k_2 B_1 B_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

である。

また、このときの回路パラメータ ω_{02} , Q_2 , ω_{z2} , Q_{z2} , H_2 は、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \omega_{02} &= \sqrt{\frac{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3 - g_1 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}} \\ Q_2 &= \frac{\sqrt{g_2 k_1 k_2 B_1 B_2 (k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3 - g_1 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j})}}{g_1 k_1 B_1 - g_2 k_1 k_2 B_1 B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}} \\ \omega_{z2} &= \sqrt{\frac{g_5 k_1 k_2 B_1 B_2}{g_3 \pm g_4 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}}, \quad Q_{z2} = \frac{\sqrt{g_5 k_1 k_2 B_1 B_2 (g_3 \pm g_4 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j})}}{g_4 k_1 B_1 + g_5 k_1 k_2 B_1 B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}} \\ H_2 &= \frac{g_3 \pm g_4 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3 - g_1 k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}} \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

前述の手法を本回路に適用すれば、高次極の影響を補償するためのコンダクタンス値に関する

条件式は、次式となる.

$$\left. \begin{aligned}
 g_4' + g_5 k_2 B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} &= g_4 \\
 g_3' \pm g_4' k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j} &= g_3 \\
 g_1' - g_2 k_2 B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} &= g_1 \\
 k_1 g_{12}' + g_1' (1 - k_1 B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) + g_3' \\
 &= k_1 g_{12} + g_1 + g_3 \\
 g_{11}' &= \frac{k_1 g_{12}'}{1 - k_1}
 \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

ここで、 g_{11}' 、 g_{12}' 、 g_1' 、 g_3' 、 g_4' は、高次極により生じた成分を補償するためのコンダクタンス値である.

5.4.3 実現例

一例として、 $f_0 (= \omega_0 / 2\pi) = f_z (= \omega_z / 2\pi) = 100\text{kHz}$ 、 $Q = Q_z = 1.0$ 、 $H_1 = 0.8$ のバイカッド特性の実現を考える. ここで、差動入力差動出力型の演算増幅器の特性は、LF356タイプの演算増幅器に準じるとし、そのGB積の値を $B_1 = B_2 = 2\pi(6.392) \times 10^6 \text{rad/s}$ とする. また、高次極は2次

表5.1 回路のコンダクタンス値

g_x	Value[mS]	g_x	Value[mS]
g_1	7.822×10^{-2}	g_{11}	0.721
g_2	6.119×10^{-2}	g_{12}	0.721
g_3	2.000	g_{21}	0.102
g_4	6.258×10^{-2}	g_{22}	5.000
g_5	4.895×10^{-2}		

極のみを有するとし、その値を $\omega_{p12} = \omega_{p22} = 2\pi(20.0) \times 10^6 \text{ rad/s}$ とする。回路のコンダクタンス値は、式(5.16)より表5.1のようになる。

図5.5に、P Spice によるシミュレーション結果を示している。図5.5(a)は、低域通過、帯域通過、高域通過、および帯域除去特性を示している。また、全域通過特性を図5.5(b)に示している。各特性とも、広帯域にわたり良好な結果が得られている。なお、P Spice によるネットリストを付録A.2に示している。

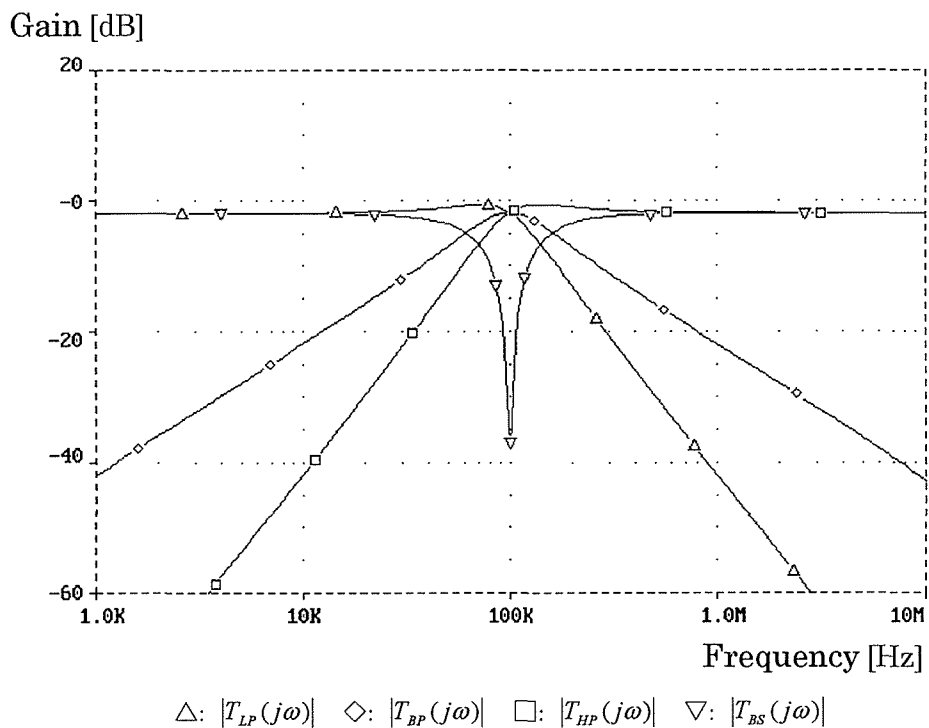
5.4.4 感度解析

次に、回路を構成する受動素子、ならびに能動要素の変動が回路特性に及ぼす影響について検討する。各要素に対する素子感度 $S_x^{\omega_0}$, S_x^{ϱ} , $S_x^{\omega_z}$, $S_x^{\varrho_z}$, S_x^H を計算すると、以下のようになる。

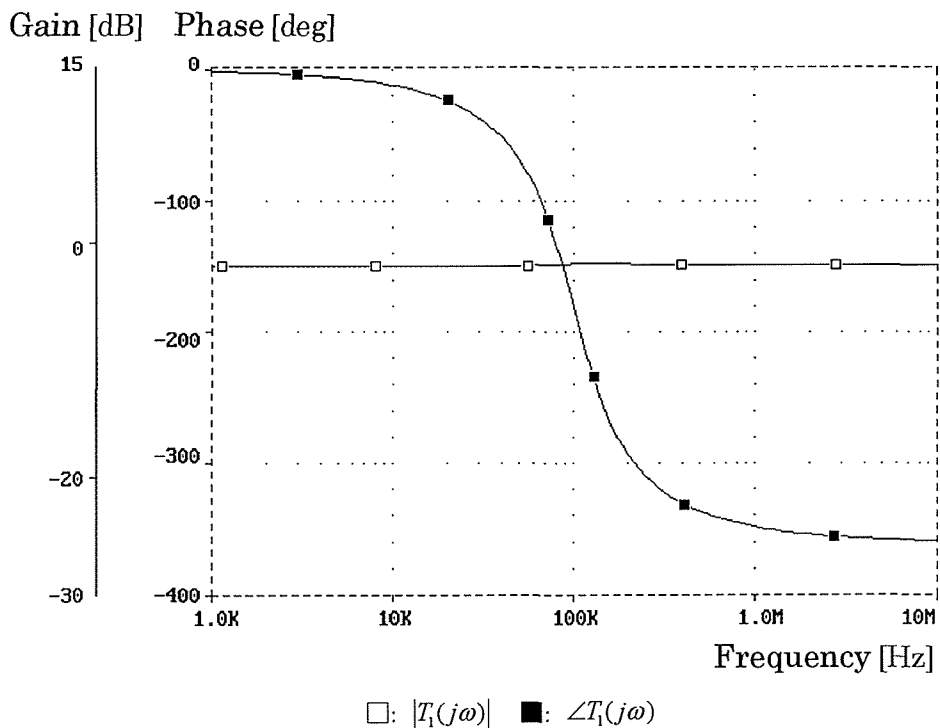
$$\left. \begin{aligned} S_{g_{12}}^{\omega_0} &= -\frac{k_1 g_{12}}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{g_1}^{\omega_0} &= -\frac{g_1}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)} \\ S_{g_2}^{\omega_0} &= \frac{k_1 g_{12} + g_1 + g_3}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{g_3}^{\omega_0} &= -\frac{g_3}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)} \\ S_{k_1}^{\omega_0} &= \frac{g_1 + g_2 + g_3}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{k_2}^{\omega_0} &= S_{B_1}^{\omega_0} = S_{B_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, & S_{g_4}^{\omega_0} &= S_{g_5}^{\omega_0} = 0.0 \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{g_{12}}^{\varrho} &= \frac{k_1 g_{12}}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{g_1}^{\varrho} &= -\frac{g_1 + 2(k_1 g_{12} + g_2 + g_3)}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)} \\ S_{g_2}^{\varrho} &= \frac{k_1 g_{12} + g_1 + 2g_2 + g_3}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)}, & S_{g_3}^{\varrho} &= \frac{g_3}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)} \\ S_{k_1}^{\varrho} &= -\frac{g_1 + g_2 + g_3}{2(k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3)} \\ S_{k_2}^{\varrho} &= S_{B_2}^{\varrho} = \frac{1}{2}, & S_{B_1}^{\varrho} &= -\frac{1}{2}, & S_{g_4}^{\varrho} &= S_{g_5}^{\varrho} = 0.0 \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{g_3}^{\omega_z} &= -\frac{1}{2}, & S_{g_5}^{\omega_z} &= S_{k_1}^{\omega_z} = S_{k_2}^{\omega_z} = S_{B_1}^{\omega_z} = S_{B_1}^{\omega_z} = \frac{1}{2} \\ S_{g_{12}}^{\omega_z} &= S_{g_1}^{\omega_z} = S_{g_2}^{\omega_z} = S_{g_4}^{\omega_z} = 0.0 \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$



(a)



(b)

図5.5 バイカッド回路のシミュレーション結果

$$\left. \begin{aligned} S_{g_3}^{Q_z} = S_{g_5}^{Q_z} = S_{k_2}^{Q_z} = S_{B_2}^{Q_z} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_4}^{Q_z} = -1.0 \\ S_{k_1}^{Q_z} = S_{B_1}^{Q_z} = -\frac{1}{2}, \quad S_{g_{12}}^{Q_z} = S_{g_1}^{Q_z} = S_{g_2}^{Q_z} = 0.0 \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{g_{12}}^H = -\frac{k_1 g_{12}}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3}, \quad S_{g_1}^H = -\frac{g_1}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3} \\ S_{g_2}^H = -\frac{g_2}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3}, \quad S_{g_3}^H = \frac{k_1 g_{12} + g_1 + g_2}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3} \\ S_{k_1}^H = -\frac{k_1 g_{12}}{k_1 g_{12} + g_1 + g_2 + g_3}, \quad S_{g_4}^H = S_{g_5}^H = S_{k_2}^H = S_{B_1}^H = S_{B_2}^H = 0.0 \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

表5.2に、前述のバイカッド特性における素子感度の値を示している。結果から明らかなように、各素子感度の絶対値は、1.0以下である。これより、本回路は、低素子感度特性を有することが伺える。なお、GB積に関する Q 感度、および Q_z 感度の値は、 $B_1 = B_2$ の条件のもとで零とみなすことができる。

表5.2 回路要素に対する素子感度

x	$S_x^{\omega_0}$	S_x^Q	$S_x^{\omega_z}$	$S_x^{Q_z}$	S_x^H
g_{12}	-0.144	0.144	0.0	0.0	-0.289
g_1	-1.564×10^{-2}	-0.990	0.0	0.0	-3.129×10^{-2}
g_2	0.488	0.512	0.0	0.0	-2.448×10^{-2}
g_3	-0.400	0.400	-0.5	0.5	0.200
g_4	0.0	0.0	0.0	-1.0	0.0
g_5	0.0	0.0	0.5	0.5	0.0
k_1	0.428	-0.428	0.5	-0.5	-0.144
k_2	0.5	0.5	0.5	0.5	0.0
B_1	0.5	-0.5	0.5	-0.5	0.0
B_2	0.5	0.5	0.5	0.5	0.0

5.5 結 言

本章では、差動入力差動出力型の演算増幅器を用いて一般的な電流伝達関数を実現する回路構成について検討を行った。本回路は、回路の受動素子、および枝路電流の適切な選択により、任意の回路特性を実現することができる。また、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用しているため、広帯域動作に適している。

演算増幅器の不完全性が回路特性に及ぼす影響についても検討を行い、その影響を補償するための受動素子に関する条件式を与えた。

本回路から得られる実現例として、能動Rバイカッド回路の構成法について検討を行った。本回路は、回路トポロジー、ならびに回路要素を変えることなく、低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、および全域通過特性を実現することができる。また、回路を構成する受動素子、および能動要素に対して低素子感度特性を有している。

PSpiceによるシミュレーションを行い、広帯域にわたり良好なバイカッド特性が得られることを確認した。本バイカッド回路は、能動R形式による構成であるため集積回路に適している。また、能動C形式においても、同様に実現することができる。

しかし、本回路は、電圧制御電圧源による構成であり、電流供給能力に乏しいという欠点がある。この点を改善するためには、本回路に電流出力源を付加することが要求される。特に、縦続型構成により高次伝達関数を実現する場合、カレントフォロワなどの電流源を次段への電流バッファとして挿入する必要がある。

本回路を用いた種々の回路特性の実現が、課題として残されている。

第6章 多出力型OTAによる任意電流伝達関数の実現

6.1 緒言

第4章、および第5章では、演算増幅器を用いた電流モード回路について検討を行った。

演算増幅器による電流モード回路は、従来からの電圧モード回路に関する回路技術の蓄積を利用して容易に導かれる。しかし、演算増幅器は、電圧制御電圧源であり、その出力に接続される受動素子の値によっては、ダイナミックレンジが厳しく制限されるという欠点がある。また、負荷に対して要求される電流を供給するためには、電流バッファとしてカレントフォロワなどの電流源を挿入する必要がある。

これに対し、OTA、およびCCIIは電流出力源であり、演算増幅器のような問題は生じない。通常、OTAによる回路は、受動素子にキャパシタのみを用いた能動C形式で構成される。また、その回路特性は、外部バイアス電流により電子的にチューニングすることができる。他方、CCIIによる回路は、抵抗とキャパシタとによる能動RC形式により構成される。実現された回路の集積回路化を考える場合、能動C形式の方が適していると思われる。

OTAによる電流モード回路は、単一OTAを用いて基本2次区間を実現する回路構成が検討されてきた。また、OTAは、複数の電流出力を有する多出力型OTAへの拡張が容易に行えるため、多出力型OTAを一つのビルディングブロックとして、2次伝達関数を実現する回路構成^{[104]-[106]}が報告されている。高次フィルタ回路においても、全極型の低域通過特性を有する回路構成^[105]が提案されている。しかし、現在までに報告された回路構成は、2次伝達関数を実現するものが殆どであり、一般的な高次電流伝達関数を実現する回路構成については、未だ十分な検討がなされていない。

本章では、多出力型OTAを用いた一般的な電流伝達関数の実現回路を提案している。回路構成を簡潔にするために、多出力型OTAによる電流モード比例要素、および電流モード積分器を基本ビルディングブロックとし、それらを用いて回路構成を行っている。本回路は、枝路電流の適切な選択により任意の回路特性が実現でき、その特性を電子的にチューニングすることができる。

提案回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いた縦続型構成による高次伝達関数の実現法についても検討を行っている。各基本区間における回路内の電流レベル、ならびに入力電圧-入力電流特性について検討を行い、本基本区間が縦続接続に適した回路構成であるこ

とを明らかにしている。また、OTAの不完全性が回路特性に及ぼす影響について、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス、および回路のキャパシタに関する条件式を与えている。

基本2次区間、一括型構成による4次フィルタ回路、ならびに縦続型構成による5次低域通過フィルタ回路におけるPSpiceシミュレーションを行い、広帯域にわたり良好に動作することを確認している。

6.2 多出力型OTAによる基本ビルディングブロック

図6.1に、多出力型OTA（ここでは、3電流出力）のシンボルを示している。

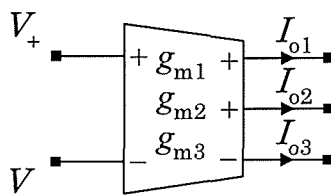


図6.1 多出力型OTA

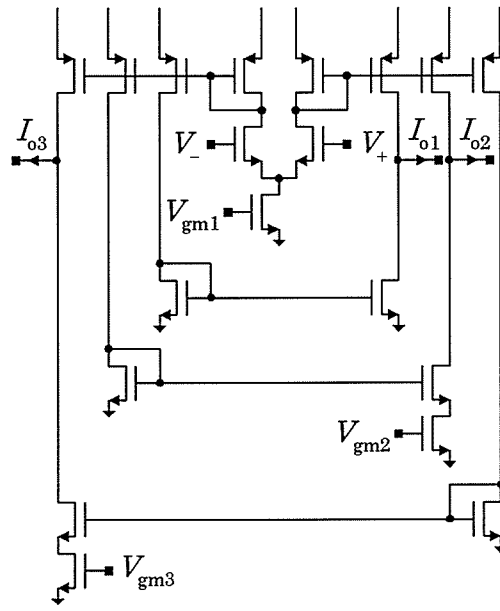
OTAは電圧制御電流源であり、その入出力の関係は、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} I_{o1} &= g_{m1}(V_+ - V_-) \\ I_{o2} &= g_{m2}(V_+ - V_-) \\ I_{o3} &= -g_{m3}(V_+ - V_-) \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

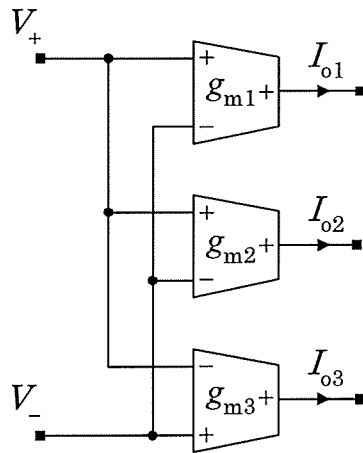
ここで、 g_{mi} ($i=1,2,3$)は、OTAのトランスコンダクタンスであり、 $g_{mi} = I_{Bi} / 2V_{Ti}$ (I_{Bi} はバイアス電流、 V_{Ti} はサーマル電圧)である。

多出力型OTAの実現法には、図6.2に示す2つの方法^{[104],[105]}が報告されている。図6.2(a)は、プログラマブル・カレントミラー回路を用いて構成したものである。MOS-FETのゲート電

圧の設定により、等価的にトランスコンダクタンスの値を調整するものである。また、図6.2(b)は、通常のOTAを並列に接続したものである。各々のバイアス電流により、トランスコンダクタンスの値を任意に設定することができる。



(a)



(b)

図6.2 多出力型OTAの実現法

図6.3に、電流モード比例要素を示している。その入出力の関係は、トランスコンダクタンスの比として、次式で与えられる。

$$\frac{I_{o1}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{g_{m21}}{g_{m1}}, \quad \frac{I_{o2}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{g_{m22}}{g_{m1}} \quad (6.2)$$

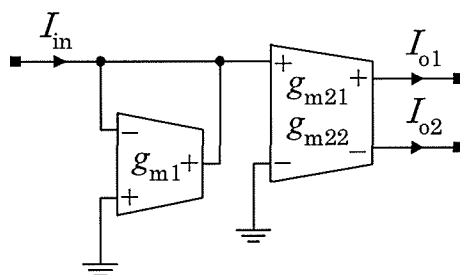


図6.3 電流モード比例要素

また、図6.4に、電流モード積分器を示している。その積分特性は、以下のようなになる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{o1}(s)}{I_{in}(s)} &= \frac{g_{m1}}{sC}, & \frac{I_{o2}(s)}{I_{in}(s)} &= \frac{g_{m2}}{sC} \\ \frac{I_{o3}(s)}{I_{in}(s)} &= -\frac{g_{m3}}{sC} \end{aligned} \right\} \quad (6.3)$$

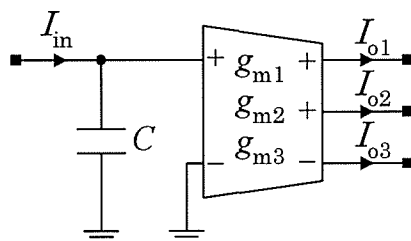


図6.4 電流モード積分器

式(6.3)より明らかなように、1個の多出力OTAを用いて、複数の正相積分、および逆相積分を行うことができる。

このように、多出力型OTAによる電流モード比例要素、ならびに電流モード積分器を基本ビルディングブロックと考えれば、所望の回路特性を有する回路の合成が容易になると思われる。

6.3 任意電流伝達関数の実現

図6.5に、任意の電流伝達関数を実現する回路構成^{[128],[129]}を示している。本回路は、前述した電流モード比例要素、および電流モード積分器を用いて構成されている。ここで、多出力型OTAにおける±符号は、電流出力の極性を表している。図より明らかなように、回路のキャパシタは全て接地されており、浮遊容量の影響を受けない回路構成であると思われる。

その電流伝達関数 $T(s) (= I_{out}(s) / I_{in}(s))$ は、次式で与えられる。

$$T(s) = \frac{\pm H(s^n \pm \sum_{j=1}^n b_{n-j} s^{n-j})}{s^n + \sum_{i=1}^n a_{n-i} s^{n-i}} \quad (6.4)$$

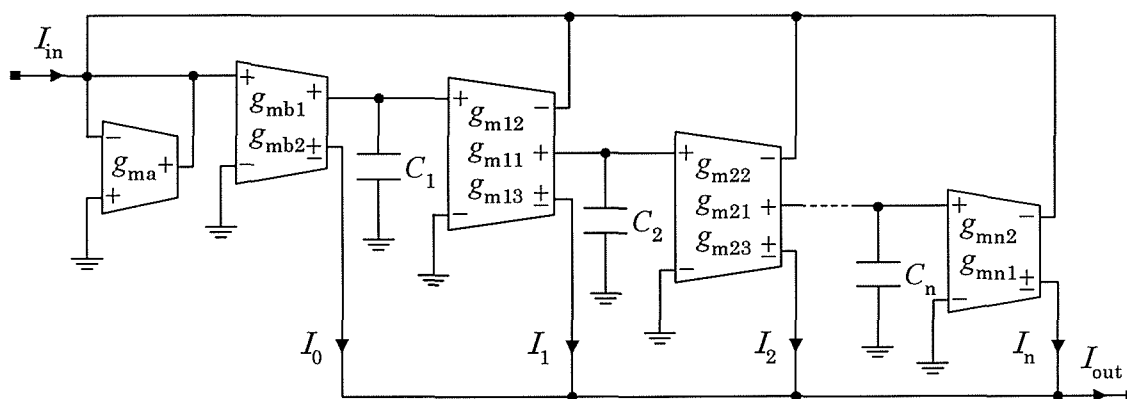


図6.5 任意電流伝達関数の実現回路

ただし

$$\left. \begin{aligned} a_{n-i} &= \frac{g_{mb1}}{g_{ma}} \left(\prod_{k=1}^i C_k^{-1} \right) \left(\prod_{l=0}^{i-1} g_{ml1} \right) g_{mi2} \\ b_{n-j} &= \frac{g_{mb1}}{g_{mb2}} \left(\prod_{k=1}^j C_k^{-1} \right) \left(\prod_{l=0}^{j-1} g_{ml1} \right) g_{mj3} \\ H &= \frac{g_{mb2}}{g_{ma}}, \quad g_{m01} = 1.0 \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

である。

式(6.4)は、一般的な電流伝達関数を示している。これより、図6.5における枝路電流の適切な選択により、任意の回路特性を実現できることがわかる。また、その回路特性は、OTAのバイアス電流により電子的にチューニングすることができる。

6.4 縦続型構成による高次電流伝達関数の実現

縦続型構成により高次伝達関数を実現^{[129],[130]}するために、提案回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間について考える。

図6.5において $n=1$ とすれば、図6.6に示す基本1次区間が得られる。その伝達関数 $T_1(s)$ は、式(6.4)、(6.5)より次のようになる。

$$T_1(s) = \frac{\pm g_{mb2}Cs \pm g_{mb1}g_{m11}}{g_{ma}Cs + g_{mb1}g_{m12}} \quad (6.6)$$

また、式(6.6)を1次標準形で表せば、次式となる。

$$T_1(s) = \frac{\pm H_1(s \pm \sigma_1)}{s + \omega_1} \quad (6.7)$$

ただし

$$\omega_1 = \frac{g_{mb1}g_{m12}}{g_{ma}C}, \quad \sigma_1 = \frac{g_{mb1}g_{m11}}{g_{mb2}C}, \quad H_1 = \frac{g_{mb2}}{g_{ma}} \quad (6.8)$$

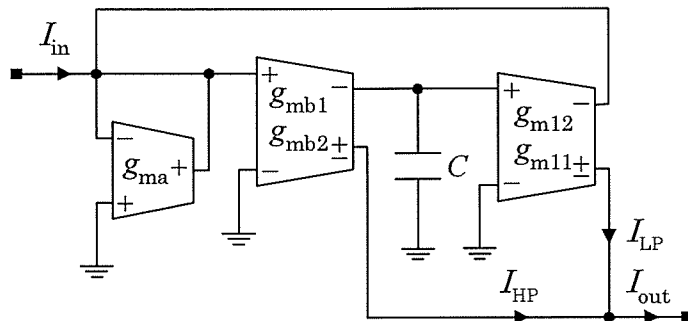


図 6. 6 電流モード基本1次区間

である。

図における電流出力 I_{LP} , I_{HP} は、それぞれ低域通過、高域通過特性を有している。その伝達関数 $T_{LP}(s)$, $T_{HP}(s)$ は、以下のようなになる。

$$\begin{aligned} T_{LP}(s) &= I_{LP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_1 \sigma_1 / D_1(s) \end{aligned} \tag{6.9}$$

$$\begin{aligned} T_{HP}(s) &= I_{HP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_1 s / D_1(s) \end{aligned} \tag{6.10}$$

ただし

$$D_1(s) = s + \omega_1 \tag{6.11}$$

である。

また、次の条件式を式(6.7), (6.8)に適用すれば、全域通過特性を実現することができる。

$$\frac{g_{m12}}{g_{ma}} = \frac{g_{m11}}{g_{mb2}} \tag{6.12}$$

図 6. 7 に、基本 2 次区間^{[131],[132]}を示している。その伝達関数 $T_2(s)$ は、式(6.4), (6.5)より次式

次の条件式を式(6.14), (6.15)に適用すれば, 全域通過特性が得られる.

$$\frac{g_{m22}}{g_{m12}} = \frac{g_{m21}}{g_{m13}} \quad (6.16)$$

また, 回路における電流 I_{LP} , I_{BP} , I_{HP} , I_{BS} を選択すれば, 以下に示す低域通過, 帯域通過, 高域通過, ならびに帯域除去特性が得られる.

$$\begin{aligned} T_{LP}(s) &= I_{LP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 \omega_z^2 / D_2(s) \end{aligned} \quad (6.17)$$

$$\begin{aligned} T_{BP}(s) &= I_{BP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 (\omega_z / Q_z) s / D_2(s) \end{aligned} \quad (6.18)$$

$$\begin{aligned} T_{HP}(s) &= I_{HP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 s^2 / D_2(s) \end{aligned} \quad (6.19)$$

$$\begin{aligned} T_{BS}(s) &= I_{BS}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 (s^2 \pm \omega_z^2) / D_2(s) \end{aligned} \quad (6.20)$$

ただし

$$D_2(s) = s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2 \quad (6.21)$$

である.

縦続型構成法に基づき, 高次電流伝達関数 $T(s)$ は, 式(6.6), (6.14)より次式で与えられる.

$$T(s) = \frac{\pm H_1 (s \pm \sigma_1)}{s + \omega_1} \prod_i \frac{\pm H_{2i} \{s^2 \pm (\omega_{zi} / Q_{zi})s \pm \omega_{zi}^2\}}{s^2 + (\omega_{oi} / Q_i)s + \omega_{oi}^2} \quad (6.22)$$

式(6.22)より明らかなように, 基本1次区間と基本2次区間との適切な組み合わせにより, 所望の回路特性を実現することができる.

6.5 OTAの不完全性の影響

一般に、OTAによる回路の合成は、その入出力アドミタンスを零と仮定して行われている。しかし、実際には、浮遊容量などの影響により有限な値を有している。本節では、OTAの入出力アドミタンスが回路特性に及ぼす影響^[132]について、前述した基本2次区間により検討を行う。

図6.8に、入出力アドミタンスを考慮した場合のOTAの等価回路^[105]を示している。この等価回路は、J. Wuにより与えられたものである。その入出力アドミタンス Y_{ni} 、 Y_{no} は、以下のよう
に与えられる。

$$Y_{ni} = g_{ni} + sC_{ni}, \quad Y_{no} = g_{no} + sC_{no} \quad (6.23)$$

ただし、 g_{ni} 、 g_{no} は、コンダクタンス成分、また、 C_{ni} 、 C_{no} は、キャパシタンス成分である。

入出力アドミタンスを考慮した基本2次区間の伝達関数 $T_{2n}(s)$ は、負荷アドミタンス Y_L に関する条件 $Y_L \gg Y_{no}$ のもとで、次のように表すことができる。

$$T_{2n}(s) = N_{2n}(s) / D_{2n}(s) \quad (6.24)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} N_{2n}(s) &\cong \pm \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\} g_{mb2} (C_1 + C_{ni} + C_{no})(C_2 + C_{ni} + C_{no}) s^2 \\ &\quad \pm [\{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\} \{(g_{ni} + g_{no}) g_{mb2} (C_1 + C_2 + 2C_{ni} + 2C_{no}) \\ &\quad \pm g_{mb1} g_{m13} (C_2 + C_{ni} + C_{no})\}] s \\ &\quad \pm \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\} g_{mb1} \{g_{m11} g_{m21} \pm (g_{ni} + g_{no}) g_{m13}\} \\ D_{2n}(s) &\cong \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\} (2g_{ni} + g_{no} + g_{ma}) (C_1 + C_{ni} + C_{no})(C_2 + C_{ni} + C_{no}) s^2 \\ &\quad + (2g_{ni} + g_{no} + g_{ma}) [g_{mb1} g_{m12} (C_2 + C_{ni} + C_{no}) + (g_{ni} + g_{no}) \\ &\quad \times \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\} (C_1 + C_2 + 2C_{ni} + 2C_{no})] s \\ &\quad + (2g_{ni} + g_{no} + g_{ma}) g_{mb1} \{g_{m11} g_{m22} + (g_{ni} + g_{no}) g_{m12}\} \end{aligned} \right\} (6.25)$$

である。

また、この場合の回路パラメータ ω_{0n} 、 Q_n 、 ω_{zn} 、 Q_{zn} 、 H_{2n} は、次式で与えられる。

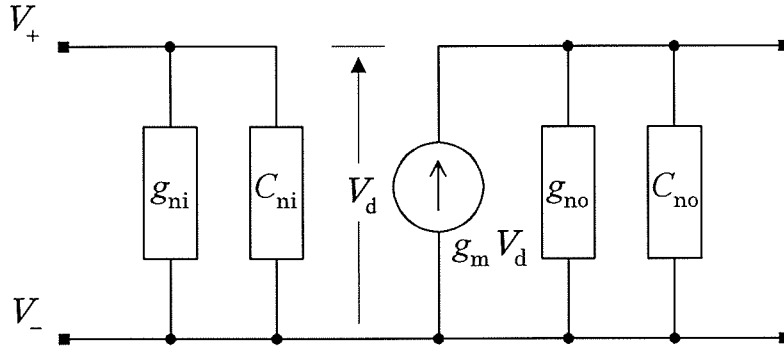


図6.8 OTAの等価回路

$$\left. \begin{aligned}
 \omega_{0n} &= \sqrt{\frac{g_{mb1} \{g_{m11}g_{m22} + (g_{ni} + g_{no})g_{m12}\}}{\{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\}(C_1 + C_{ni} + C_{no})(C_2 + C_{ni} + C_{no})}} \\
 Q_n &= \frac{\sqrt{\{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\}g_{mb1} \{g_{m11}g_{m22} + (g_{ni} + g_{no})g_{m12}\}}}{g_{mb1}g_{m12}(C_2 + C_{ni} + C_{no}) + (g_{ni} + g_{no})\{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}\} \times (C_1 + C_2 + 2C_{ni} + 2C_{no})} \\
 \omega_{zn} &= \sqrt{\frac{g_{mb1} \{g_{m11}g_{m21} \pm (g_{ni} + g_{no})g_{m13}\}}{g_{mb2}(C_1 + C_{ni} + C_{no})(C_2 + C_{ni} + C_{no})}} \\
 Q_{zn} &= \frac{\sqrt{g_{mb1}g_{mb2} \{g_{m11}g_{m21} \pm (g_{ni} + g_{no})g_{m13}\}(C_1 + C_{ni} + C_{no})}}{(g_{ni} + g_{no})g_{mb2}(C_1 + C_2 + 2C_{ni} + 2C_{no}) \pm g_{mb1}g_{m13}(C_2 + C_{ni} + C_{no})} \\
 H_{2n} &= \frac{g_{mb2}}{2g_{ni} + g_{no} + g_{ma}}
 \end{aligned} \right\} (6.26)$$

式(6.25)より明らかなように、入出力アドミタンスは、分子、分母多項式の係数に影響を及ぼす。その影響を軽減するためには、次式の条件を満たすようにOTAのトランスコンダクタンス、および回路のキャパシタの値を設定する必要がある。

$$\left. \begin{array}{l} g_{mx} \gg g_{ni}, g_{no} \\ C_1, C_2 \gg C_{ni}, C_{no} \end{array} \right\} \quad (6.27)$$

特に、全域通過特性においては、次式に従いトランスコンダクタンスの値を調整すれば、入出力アドミタンスの影響を補償することができる。

$$\left. \begin{array}{l} \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}'\}(2g_{ni} + g_{no} + g_{ma}')(C_1 + C_{ni} + C_{no})(C_2 + C_{ni} + C_{no}) = g_{ma}^2 C_1 C_2 \\ (2g_{ni} + g_{no} + g_{ma}')[g_{mb1}g_{m12}'(C_2 + C_{ni} + C_{no}) + (g_{ni} + g_{no})\{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}'\}] \\ \quad \times (C_1 + C_2 + 2C_{ni} + 2C_{no}) = g_{ma}g_{mb1}g_{m12}C_2 \\ (2g_{ni} + g_{no} + g_{ma}')\{g_{m11}g_{m22}' + (g_{ni} + g_{no})g_{m12}'\} = g_{ma}g_{m11}g_{m22} \\ \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}'\}g_{mb2}'(C_1 + C_{ni} + C_{no})(C_2 + C_{ni} + C_{no}) = g_{ma}g_{mb2}C_1C_2 \\ \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}'\}\{(g_{ni} + g_{no})g_{mb2}'(C_1 + C_2 + 2C_{ni} + 2C_{no}) \\ \quad \pm g_{mb1}g_{m13}'(C_2 + C_{ni} + C_{no})\} = g_{ma}g_{mb1}g_{m13}C_2 \\ \{2(g_{ni} + g_{no}) + g_{ma}'\}\{g_{m11}g_{m21}' \pm (g_{ni} + g_{no})g_{m13}'\} = g_{ma}g_{m11}g_{m21} \end{array} \right\} \quad (6.28)$$

ここで、 g_{ma}' 、 g_{m12}' 、 g_{m13}' 、 g_{m21}' 、 g_{m22}' は、入出力アドミタンスの影響を補償するためのトランスコンダクタンス値である。

本節では、基本2次区間によりOTAの入出力アドミタンスの影響について検討を行った。しかし、提案回路から得られる他の回路構成においても、式(6.27)に基づき、トランスコンダクタンス、および回路のキャパシタの値を設定すれば、その影響を軽減できると思われる。

6.6 実現例

6.6.1 基本2次区間

提案回路の一例として, $f_0(=\omega_0/2\pi)=f_z(=\omega_z/2\pi)=100\text{kHz}$, $Q=Q_z=1.0$, $H_2=1.0$ の特性を有する基本2次区間の実現を考える. 使用するOTAは3080タイプとし, 図6.8に示した等価回路を用いる. ここで, 入出力アドミタンスの値は, $g_{mi}=10.0\mu\text{S}$, $g_{no}=14.3\text{nS}$, $C_{mi}=2.6\text{pF}$, $C_{no}=3.6\text{pF}$ [105]とする.

図6.9, 6.10は, PSpiceによる電流モード比例要素, および電流モード積分器のシミュレーション結果を示している. 比例要素において, その利得定数を1.0とし, トランスコンダクタンスの値を $g_{mx}=2.0\text{mS}$ ($I_{Bx}=104.2\mu\text{A}$) としている. また, 積分器におけるキャパシタの値は $C=3183\text{pF}$ とし, トランスコンダクタンスの値を $g_{mx}=2.0\text{mS}$ としている. シミュレーション結果より, 両回路とも, 数10MHzの帯域まで理想特性を示すことがわかる.

電流モード比例要素, ならびに電流モード積分器を用いて構成した基本2次区間のシミュレーション結果を図6.11に示している. 図6.11(a)は, 低域通過, 帯域通過, 高域通過, 帯域除去

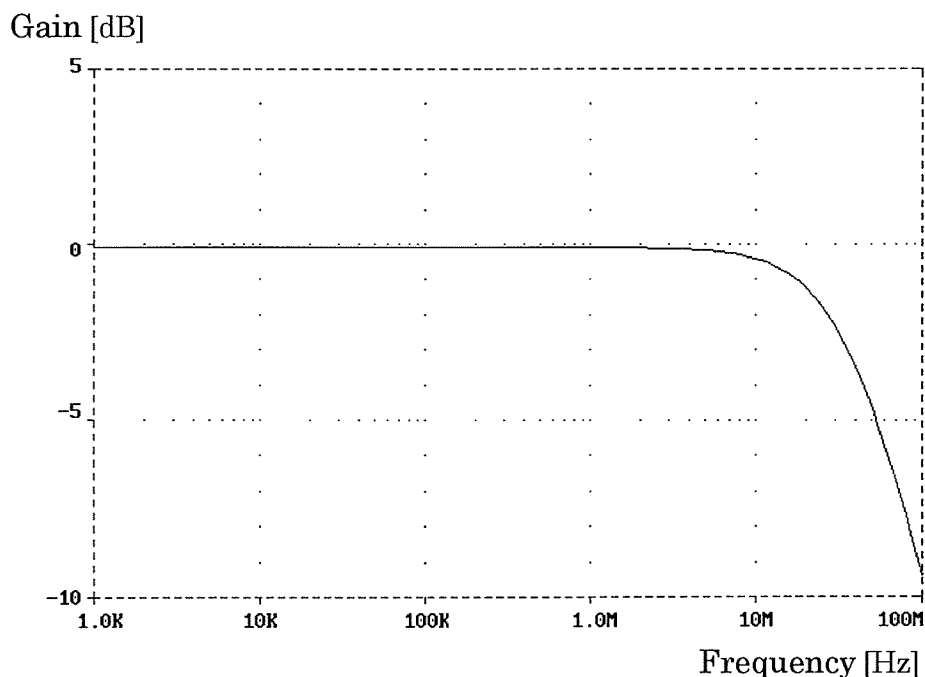


図6.9 電流モード比例要素のシミュレーション結果

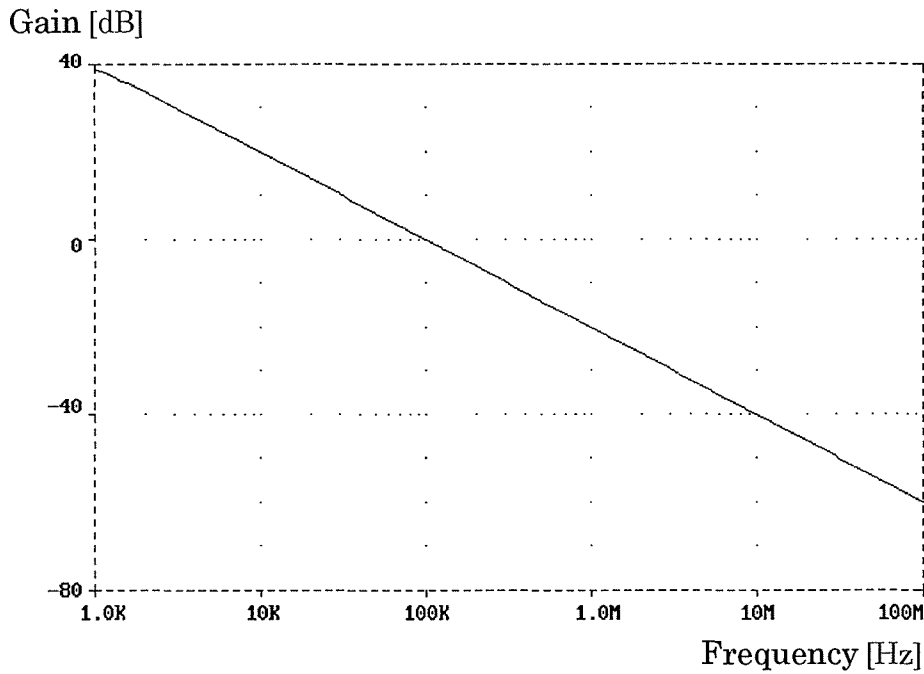
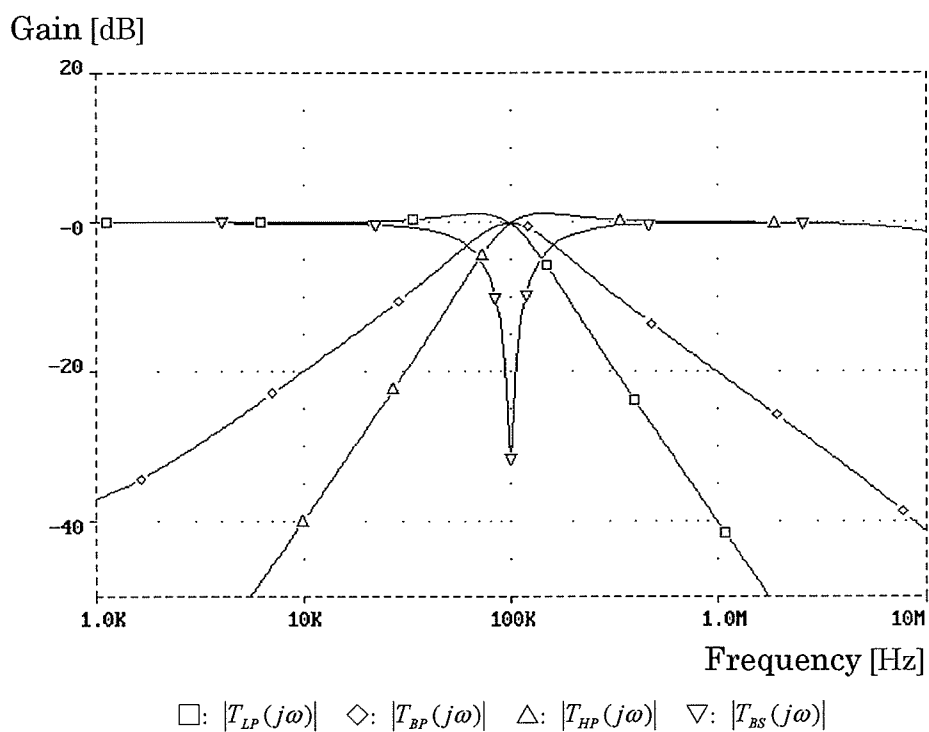


図6.10 電流モード積分器のシミュレーション結果

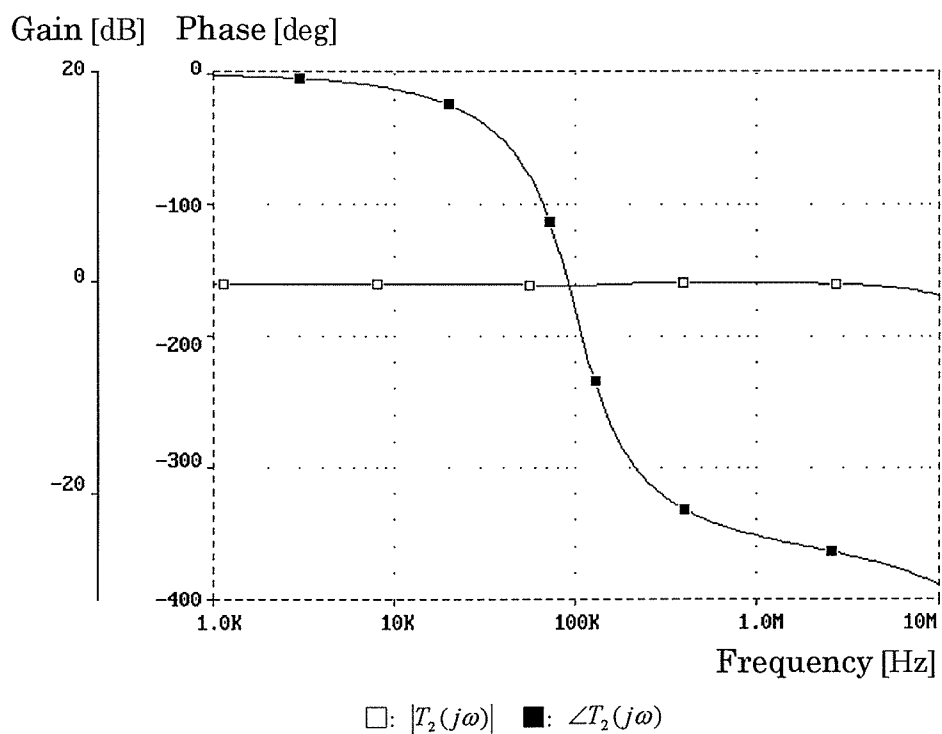
特性を示している. また, 全域通過特性を図6.11(b)に示している. ここで, 回路のキャパシタの値は, $C_1 = C_2 = 3183pF$, トランスコンダクタンスの値を $g_{mx} = 2.0mS$ としている. このキャパシタ, およびトランスコンダクタンスの値は, 式(6.27)を満足しているため, OTAの入出力アドミタンスの影響は少ないと思われる. シミュレーション結果より, 良好なバイカッド特性が実現されていることがわかる. 付録A.3に, PSpiceによる基本2次区間のネットリストを示している.

なお, 本シミュレーションにおける多出力型OTAは, 図6.2(b)に示す単一OTAの並列接続により構成している.

回路を構成する受動素子, および能動要素に対する素子感度 $S_x^{\omega_0}$, S_x^Q , $S_x^{\omega_z}$, S_x^{Qz} , S_x^H の値を表6.1に示している. 各素子感度の値は, ± 1.0 以内である. これより, 本基本区間は, 低素子感度特性を有していることがわかる. なお, 本回路における素子感度の値は, 受動素子, および能動要素の値に依存しないことを付記する.



(a)



(b)

図6.11 基本2次区間のシミュレーション結果

表 6.1 回路要素に対する素子感度

x	$S_x^{\omega_0}$	S_x^Q	$S_x^{\omega_z}$	$S_x^{Q_z}$	S_x^H
C_1	-0.5	0.5	-0.5	0.5	0.0
C_2	-0.5	-0.5	-0.5	-0.5	0.0
g_{ma}	-0.5	0.5	0.0	0.0	-1.0
g_{mb1}	0.5	-0.5	0.5	-0.5	0.0
g_{mb2}	0.0	0.0	-0.5	0.5	1.0
g_{m11}	0.5	0.5	0.5	0.5	0.0
g_{m12}	0.0	-1.0	0.0	0.0	0.0
g_{m13}	0.0	0.0	0.0	-1.0	0.0
g_{m21}	0.0	0.0	0.5	0.5	0.0
g_{m22}	0.5	0.5	0.0	0.0	0.0

6.6.2 一括型構成による高次フィルタ回路

一括型構成の一例として、4次フィルタ回路について考える。図6.5の回路において $n=4$ とし、枝路電流 $I_0, I_2, I_4, -I_0+I_4, I_0-I_1+I_2-I_3+I_4$ を選択すれば、以下に示す高域通過、帯域通過、低域通過、帯域除去、および全域通過特性が実現できる。

$$T_{HP}(s) = Hs^4 / D_4(s) \quad (6.29)$$

$$T_{BP}(s) = Hb_2s^2 / D_4(s) \quad (6.30)$$

$$T_{LP}(s) = Hb_0 / D_4(s) \quad (6.31)$$

$$T_{BS}(s) = H(-s^4 + b_0) / D_4(s) \quad (6.32)$$

$$T_{AP}(s) = H(s^4 - a_3s^3 + a_2s^2 - a_1s + a_0) / D_4(s) \quad (6.33)$$

ただし

$$D_4(s) = s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad (6.34)$$

である.

いま, 遮断周波数 $f_c = 100\text{kHz}$, 利得定数 $H = 1.0$ のバターワース特性の実現を考える. この特性を実現するためのトランスコンダクタンス, およびキャパシタの値を表6.2に示している. これらの値は, 入出力アドミタンスの影響を軽減するための条件を満たしている.

図6.12に, そのシミュレーション結果を示している. 結果より明らかなように, 良好なバターワース特性が得られている.

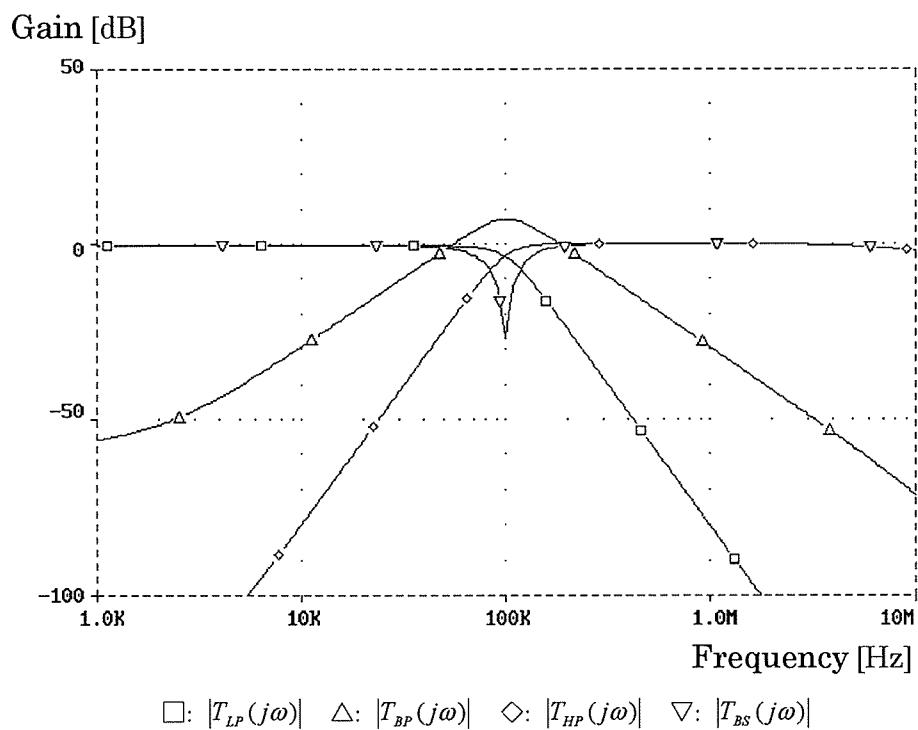
表6.2 回路要素の値

x	Value	x	Value
g_{ma}	2.000 mS	g_{m31}	2.000 mS
g_{mb1}	2.000 mS	g_{m32}	2.613 mS
g_{mb2}	2.000 mS	g_{m33}	2.613 mS
g_{m11}	2.000 mS	g_{m41}	0.500 mS
g_{m12}	5.226 mS	g_{m42}	0.500 mS
g_{m13}	5.226 mS	C_1	3183 pF
g_{m21}	2.000 mS	C_2	3183 pF
g_{m22}	6.828 mS	C_3	1591.5 pF
g_{m23}	6.828 mS	C_4	1591.5 pF

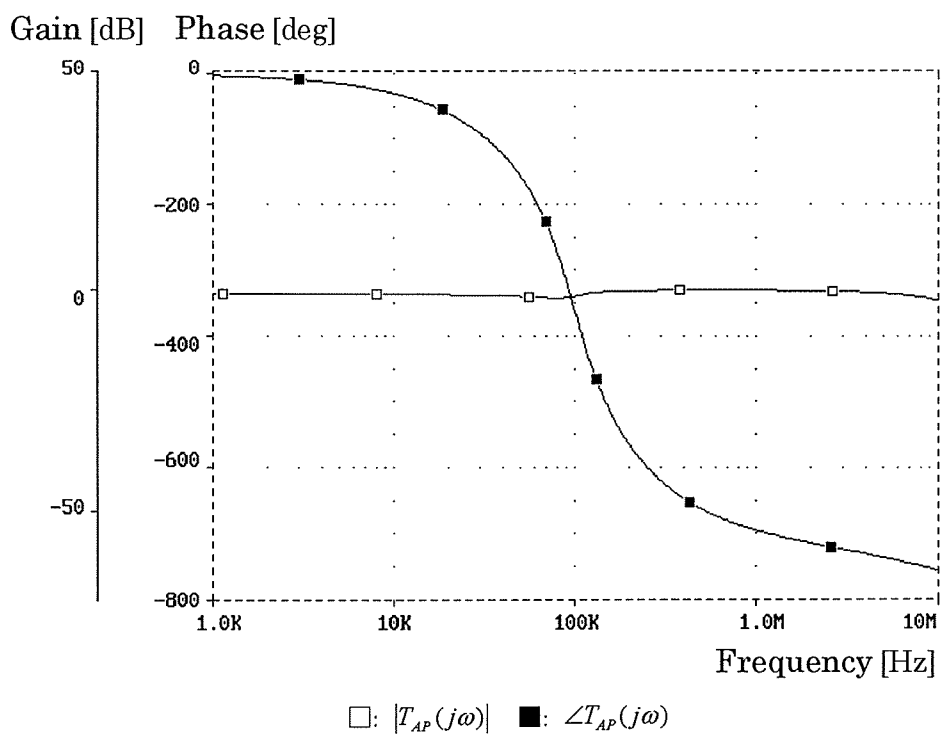
6.6.3 縦続型構成による高次フィルタ回路

縦続型構成の一例として, 5次低域通過フィルタ回路について考える. 1個の基本1次区間, および2個の基本2次区間を用いて構成すれば, その伝達関数は, 式(6.22)より次のようになる.

$$T(s) = \frac{H_1 H_{21} H_{22} \sigma_1 \omega_{z1}^2 \omega_{z2}^2}{(s + \omega_1) \{s^2 + (\omega_{01} / Q_1) s + \omega_{01}^2\} \{s^2 + (\omega_{02} / Q_2) s + \omega_{02}^2\}} \quad (6.35)$$



(a)



(b)

図6.12 一括型構成によるシミュレーション結果

いま、回路のキャパシタの値を $C = C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22} = 3183\text{pF}$ 、全てのトランスコンダクタンスの値を $g_{mx} = 2.0\text{mS}$ とすれば、遮断周波数 $f_c = 100\text{kHz}$ 、利得定数 $H = 1.0$ のバターワース特性が得られる。ここで、 C 、 C_{ij} ($i, j = 1, 2$) は、それぞれ基本1次区間、および基本2次区間のキャパシタである。また、利得定数は、式(6.35)より $H = H_1 H_{21} H_{22}$ となる。

図6.13に、シミュレーション結果を示している。位相特性において、高周波域で理想特性との僅かな偏差を生じるが、広帯域にわたり良好な結果が得られている。

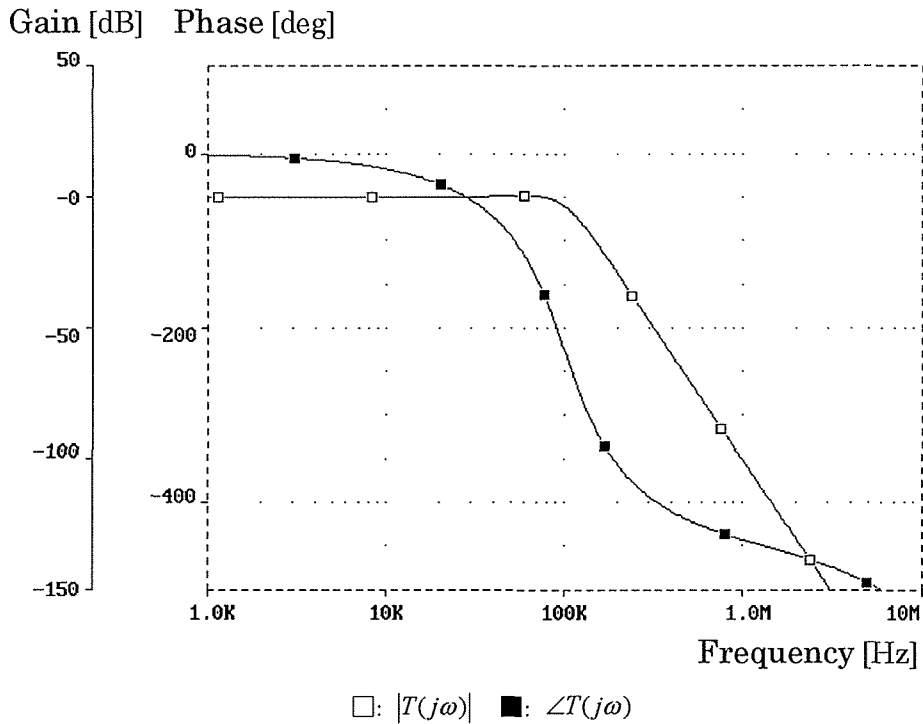


図6.13 縦続型構成によるシミュレーション結果

また、回路内における電流レベルを図6.14に示している。各電流とも、そのレベルに大きな差異がなく、本回路は、広ダイナミックレンジ特性を有していることが伺える。

図6.15は、各基本区間における入力電圧-入力電流特性を示している。その値は広帯域にわたり 600Ω 以内であるため、2つの基本区間は、低入力インピーダンス特性を有していると思われる。これより、提案回路は、縦続接続に適した回路構成であると言える。

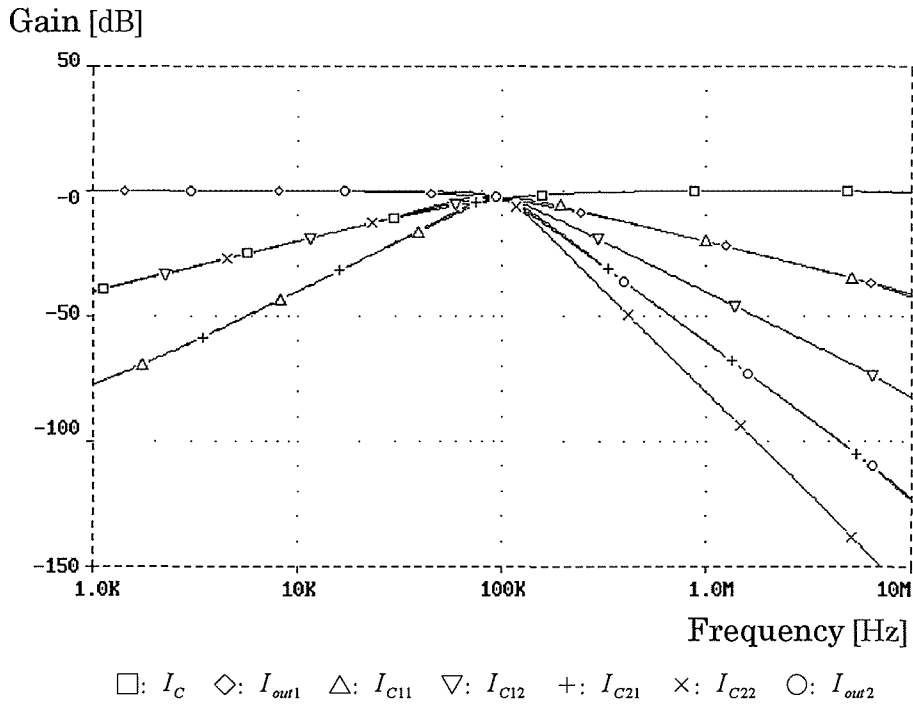


図 6.14 回路内の電流レベル

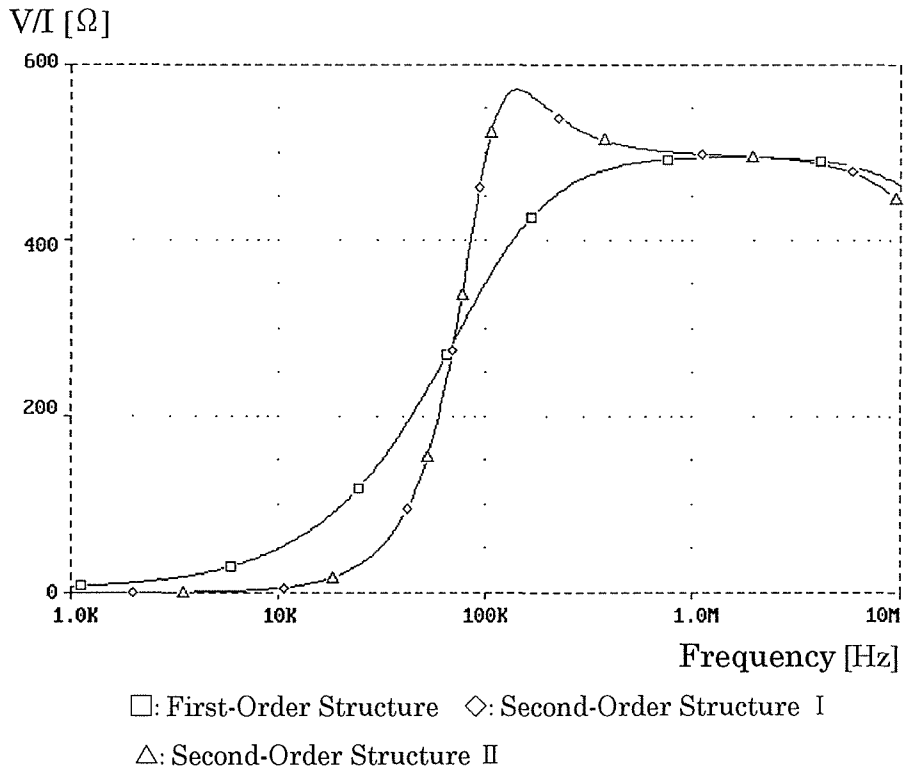


図 6.15 基本区間の入力電圧—入力電流特性

6.7 結 言

本章では、多出力型 OTA による一般的な電流伝達関数を実現する回路構成について検討を行った。本回路は、多出力型 OTA を用いた電流モード比例要素、および電流モード積分器を基本ビルディングブロックとし、それらを用いて所望の回路特性を実現している。また、多出力型 OTA を用いているため、回路構成が簡潔であるとともに、その特性を電子的にチューニングできるという利点がある。

本回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いて、縦続型構成による高次伝達関数の実現についても検討を行った。また、OTAの入出力アドミタンスが回路特性に及ぼす影響について、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス、および回路のキャパシタに関する条件式を与えた。

基本2次区間、一括型構成による4次フィルタ回路、ならびに縦続型構成による5次低域通過フィルタ回路における PSpice シミュレーションを行い、広帯域にわたり良好に動作することを確認した。また、回路内の電流レベル、および各基本区間の入力電圧-入力電流特性についても検討し、本基本区間が縦続接続に適した回路構成であることを明らかにした。

本章におけるシミュレーションは、OTAの構成に簡易マクロモデルを用いたが、実際にはトランジスタレベル（バイポーラトランジスタ、MOS-FET など）による構成が必要とされる。この点を考慮した多出力型 OTA の構成が、今後の課題として残されている。

第7章 演算増幅器と多出力型OTAによる任意電流伝達関数の実現

7.1 緒言

前章までは、能動素子に演算増幅器、および多出力型OTAを用いた能動回路について検討を行った。本章では、能動素子だけを用いた能動回路の構成法について検討を行う。

通常、能動回路は、外部に受動素子を用いて能動R形式、能動C形式、ならびに能動RC形式により構成されている。実現された回路の集積化を考える場合、能動RC形式に比べ能動R形式、および能動C形式の方が望ましい。

現在、抵抗は、シリコン中の不純物濃度を調節して抵抗値を実現する拡散抵抗法、また、キャパシタンスは、MOSキャパシタにより実現されている。その実現値は、抵抗においては大体 $100k\Omega$ まで、キャパシタンスは数 $10pF$ 程度である。抵抗の実現値は、実用上、特に問題とはならない。しかし、MOSキャパシタによる容量値は、実用的な回路で用いられる値を十分に満たしていない。そのために、演算増幅器と抵抗を用いた能動R形式による回路構成は、能動C形式に比べモノリシックIC化に適していると思われる。しかし、前述したように、演算増幅器は電圧制御電圧源であり、電流モード回路を構成する場合、電流源をバッファ回路として付加する必要がある。このような回路構成は、実現された回路の規模が大きくなり、余り実用的な方法とは言えない。

演算増幅器、OTA、およびCCIIは、現在の集積回路技術によりモノリシックICとして実現することができる^[133]。いま、これらの能動素子だけを用いて能動回路が実現できれば、それは回路技術者にとって大変魅力的なことである。前述したように、演算増幅器は、積分器として動作する。また、OTAは電圧制御電流源であり、等価的にコンダクタンスの性質を有している。さらに、広範囲のコンダクタンス値が実現でき、その値は、バイアス電流により直線的に調整することができる。これより、能動R形式による回路は、演算増幅器とOTAを用いて構成できると思われる。

本章では、演算増幅器と多出力型OTAを用いた電流モード回路について検討を行っている。これらの能動素子をビルディングブロックとし、一般的な電流伝達関数を実現する回路構成を提案している。本回路は、枝路電流の選択により任意の回路特性が実現でき、その特性は、OTAのバイアス電流により電子的にチューニングすることができる。

提案回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いた高次フィルタ回路の構成法についても検討を行っている。また、演算増幅器の不完全性が回路特性に及ぼす影響については、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス値に関する条件を与えている。

基本2次区間、一括型構成による3次フィルタ回路、および縦続型構成による3次フィルタ回路におけるPSpiceシミュレーションを行い、各回路が良好に動作することを確認している。

7.2 任意電流伝達関数の実現

図7.1に、演算増幅器と多出力型OTAによる一般的な電流伝達関数を実現する回路構成^[134]を示している。本回路は、外部に受動素子を用いることなく、能動素子のみで構成されている。

その電流伝達関数 $T(= I_{out} / I_{in})$ は、次式で与えられる。

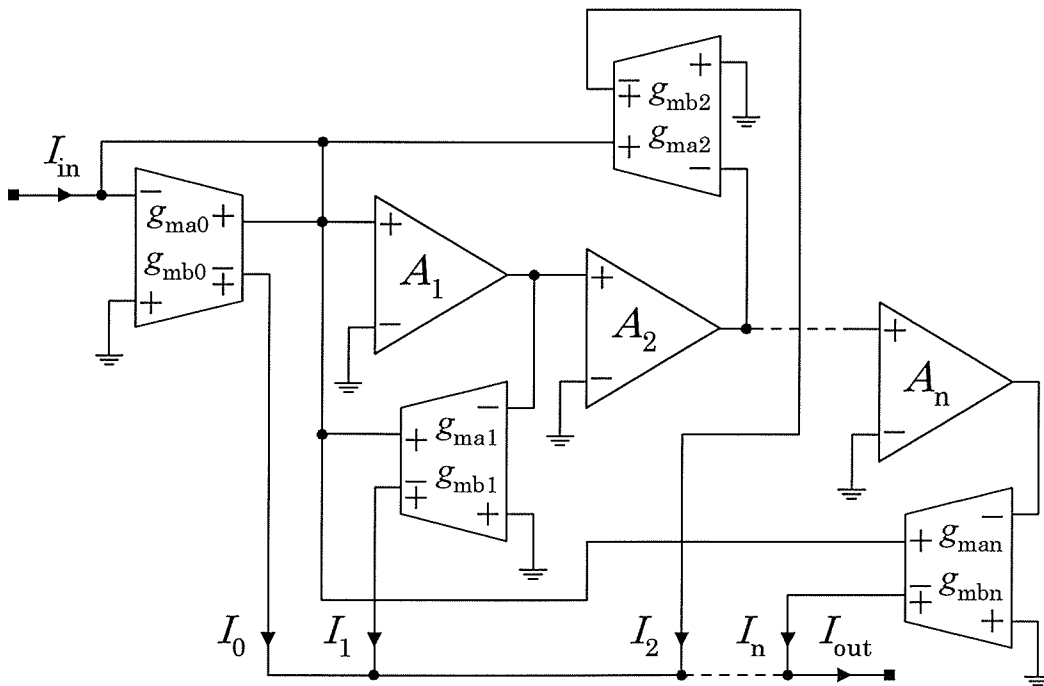


図7.1 演算増幅器と多出力型OTAによる電流モード回路

$$T = \frac{\pm g_{mb0} \pm \sum_{j=1}^n g_{mbj} \prod_{l=1}^j A_l}{g_{ma0} + \sum_{i=1}^n g_{mai} \prod_{l=1}^i A_l} \quad (7.1)$$

ここで、 A_l 、 g_{mx} は、それぞれ演算増幅器の開ループ利得、およびOTAのトランスコンダクタンスである。

演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用すれば、伝達関数 $T(s)$ は、次のようになる。

$$T(s) = \frac{\pm H(s^n \pm \sum_{j=1}^n b_{n-j} s^{n-j})}{s^n + \sum_{i=1}^n a_{n-i} s^{n-i}} \quad (7.2)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} a_{n-i} &= \frac{g_{mai}}{g_{ma0}} \prod_{l=1}^i B_l, & b_{n-j} &= \frac{g_{mbj}}{g_{mb0}} \prod_{l=1}^j B_l \\ H &= \frac{g_{mb0}}{g_{ma0}} \end{aligned} \right\} \quad (7.3)$$

である。

式(7.2)より、一般的な電流伝達関数を実現されることがわかる。また、枝路電流の選択により任意の回路特性が実現でき、その特性は、OTAのバイアス電流により電子的にチューニングすることができる。

7.3 縦続型構成による高次電流伝達関数の実現

縦続型構成法を用いて高次電流伝達関数を実現^{[135],[138]}するために、提案回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間について考える。

図7.1の回路において $n=1$ とすれば、図7.2に示す基本1次区間が得られる。その伝達関数 $T_1(s)$ は、式(7.2)、(7.3)より次のようになる。

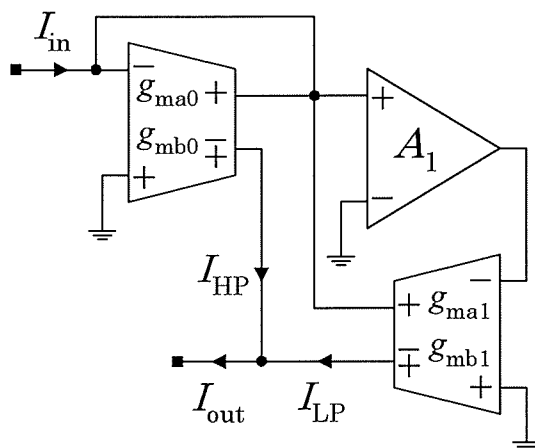


図7.2 電流モード基本1次区間

$$T_1(s) = \frac{\pm g_{mb0}s \pm g_{mb1}B_1}{g_{ma0}s + g_{ma1}B_1} \quad (7.4)$$

また、式(7.4)を1次標準形で表せば、次式となる。

$$T_1(s) = \frac{\pm H_1(s \pm \sigma_1)}{s + \omega_1} \quad (7.5)$$

ただし

$$\omega_1 = \frac{g_{ma1}B_1}{g_{ma0}}, \quad \sigma_1 = \frac{g_{mb1}B_1}{g_{mb0}}, \quad H_1 = \frac{g_{mb0}}{g_{ma0}} \quad (7.6)$$

である。

回路における電流 I_{LP} , I_{HP} を選択すれば、低域通過特性、および高域通過特性が得られる。その伝達関数 $T_{LP}(s)$, $T_{HP}(s)$ は、次のようになる。

$$\begin{aligned} T_{LP}(s) &= I_{LP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_1 \sigma_1 / D_1(s) \end{aligned} \quad (7.7)$$

$$\begin{aligned}
 T_{HP}(s) &= I_{HP}(s) / I_{in}(s) \\
 &= \pm H_1 s / D_1(s)
 \end{aligned}
 \tag{7.8}$$

ただし

$$D_1(s) = s + \omega_1
 \tag{7.9}$$

である.

また, 次の条件式を式(7.5)に適用すれば, 全域通過特性が得られる.

$$\frac{g_{ma1}}{g_{ma0}} = \frac{g_{mb1}}{g_{mb0}}
 \tag{7.10}$$

各トランスコンダクタンスの値は, 回路の仕様に基づき, g_{ma0} , ω_1 , σ_1 , H_1 , B_1 を与えれば, 式(7.6)より次のようになる.

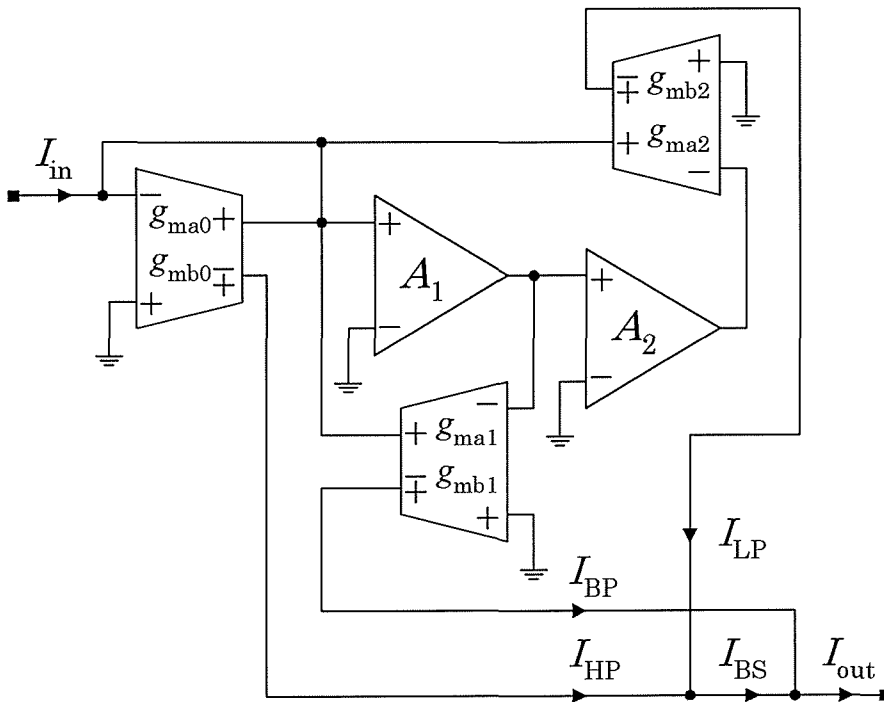


図7.3 電流モード基本2次区間

$$g_{ma1} = g_{ma0}\omega_1 B_1, \quad g_{mb0} = g_{ma0}H_1, \quad g_{mb1} = \frac{g_{ma0}\sigma_1 H_1}{B_1} \quad (7.11)$$

図7.3に、基本2次区間^{[136],[137]}を示している。その伝達関数 $T_2(s)$ は、式(7.2)、(7.3)より次式で与えられる。

$$T_2(s) = \frac{\pm g_{mb0}s^2 \pm g_{mb1}B_1s \pm g_{mb2}B_1B_2}{g_{ma0}s^2 + g_{ma1}B_1s + g_{ma2}B_1B_2} \quad (7.12)$$

また、式(7.12)を2次標準形で表せば、次式となる。

$$T_2(s) = \frac{\pm H_2 \{s^2 \pm (\omega_z / Q_z)s \pm \omega_z^2\}}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2} \quad (7.13)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{g_{ma2}B_1B_2}{g_{ma0}}}, & Q &= \frac{1}{g_{ma1}} \sqrt{\frac{g_{ma0}g_{ma2}B_2}{B_1}} \\ \omega_z &= \sqrt{\frac{g_{mb2}B_1B_2}{g_{mb0}}}, & Q_z &= \frac{1}{g_{mb1}} \sqrt{\frac{g_{mb0}g_{mb2}B_2}{B_1}} \\ H_2 &= \frac{g_{mb0}}{g_{ma0}} \end{aligned} \right\} \quad (7.14)$$

である。

回路における電流 I_{LP} 、 I_{BP} 、 I_{HP} 、 I_{BS} を選択すれば、以下に示す低域通過、帯域通過、高域通過、および帯域除去特性が得られる。

$$\begin{aligned} T_{LP}(s) &= I_{LP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 \omega_z^2 / D_2(s) \end{aligned} \quad (7.15)$$

$$\begin{aligned} T_{BP}(s) &= I_{BP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 (\omega_z / Q_z) s / D_2(s) \end{aligned} \quad (7.16)$$

$$\begin{aligned} T_{HP}(s) &= I_{HP}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 s^2 / D_2(s) \end{aligned} \quad (7.17)$$

$$\begin{aligned} T_{BS}(s) &= I_{BS}(s) / I_{in}(s) \\ &= \pm H_2 (s^2 \pm \omega_z^2) / D_2(s) \end{aligned} \quad (7.18)$$

ただし

$$D_2(s) = s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2 \quad (7.19)$$

である。

また、全域通過特性を実現するための条件は、次式で与えられる。

$$\frac{g_{ma2}}{g_{ma1}} = \frac{g_{mb2}}{g_{mb1}} \quad (7.20)$$

各トランスコンダクタンスの値は、 g_{ma0} 、 ω_0 、 Q 、 ω_z 、 Q_z 、 H_2 、 B_1 、ならびに B_2 を用いて、式(7.14)より以下のようになる。

$$\left. \begin{aligned} g_{ma1} &= \frac{g_{ma0}\omega_0}{B_1Q}, & g_{ma2} &= \frac{g_{ma0}\omega_0^2}{B_1B_2} \\ g_{mb0} &= g_{ma0}H_2, & g_{mb1} &= \frac{g_{ma0}\omega_z}{B_1Q_z} \\ g_{mb2} &= \frac{g_{ma0}\omega_z^2}{B_1B_2} \end{aligned} \right\} \quad (7.21)$$

縦続型構成法に基づき、高次電流伝達関数 $T(s)$ は、式(7.5)、(7.13)より次式で与えられる。

$$T(s) = \frac{\pm H_1 (s \pm \sigma_1)}{s + \omega_1} \prod_j \frac{\pm H_{2j} \{s^2 \pm (\omega_{zj} / Q_{zj})s \pm \omega_{zj}^2\}}{s^2 + (\omega_{0j} / Q_j)s + \omega_{0j}^2} \quad (7.22)$$

式(7.22)より明らかなように、基本1次区間と基本2次区間との適切な組み合わせにより、所望

の回路特性を実現することができる。

7.4 演算増幅器の不完全性の影響

本節では、演算増幅器の高次極の影響について、基本2次区間を用いて検討を行う。
高次極を考慮した場合の伝達関数 $T_{2n}(s)$ は、近似的に次式で与えられる。

$$T_{2n}(s) = N_{2n}(s) / D_{2n}(s) \quad (7.23)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} N_{2n}(s) &\cong \pm(g_{mb0} \mp g_{mb1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) s^2 \pm (g_{mb1} \mp g_{mb2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}) B_1 s \\ &\quad \pm g_{mb2} B_1 B_2 \\ D_{2n}(s) &\cong (g_{ma0} - g_{ma1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}) s^2 + (g_{ma1} - g_{ma2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}) B_1 s \\ &\quad + g_{ma2} B_1 B_2 \end{aligned} \right\} \quad (7.24)$$

である。

また、このときの回路パラメータ ω_{0n} , Q_n , ω_{zn} , Q_{zn} , H_{2n} は、以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned} \omega_{0n} &= \sqrt{\frac{g_{ma2} B_1 B_2}{g_{ma0} - g_{ma1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}}, & Q_n &= \frac{\sqrt{g_{ma2} B_1 B_2 (g_{ma0} - g_{ma1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j})}}{(g_{ma1} - g_{ma2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}) B_1} \\ \omega_{zn} &= \sqrt{\frac{g_{mb2} B_1 B_2}{g_{mb0} \mp g_{mb1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}}, & Q_{zn} &= \frac{\sqrt{g_{mb2} B_1 B_2 (g_{mb0} \mp g_{mb1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j})}}{(g_{mb1} \mp g_{mb2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}) B_1} \\ H_{2n} &= \frac{g_{mb0} \mp g_{mb1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}}{g_{ma0} - g_{ma1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}} \end{aligned} \right\} \quad (7.25)$$

式(7.24), (7.25)より明らかなように, 高次極は回路特性に影響を及ぼし, 理想特性からの偏差を生じる. 高次極の影響を軽減するためのトランスコンダクタンスに関する条件は, 式(7.24)より以下のようになる.

$$\left. \begin{aligned} g_{ma0} &\gg g_{ma1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j}, & g_{mb0} &\gg g_{mb1} B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j} \\ g_{ma1} &\gg g_{ma2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij}, & g_{mb1} &\gg g_{mb2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} \end{aligned} \right\} \quad (7.26)$$

また, 全域通過特性においては, 次式に基づきトランスコンダクタンスの値を設定すれば, 高次極の影響を補償することができる.

$$\left. \begin{aligned} g_{ma1}' - g_{ma2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} &= g_{ma1} \\ g_{ma0}' - g_{ma1}' B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j} &= g_{ma0} \\ g_{mb1}' - g_{mb2} B_2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=2}^m \tau_{Pij} &= g_{mb1} \\ g_{mb0}' - g_{mb1}' B_1 \sum_{j=2}^m \tau_{P1j} &= g_{mb0} \end{aligned} \right\} \quad (7.27)$$

ここで, g_{ma0}' , g_{ma1}' , g_{mb0}' , g_{mb1}' は, 高次極の影響を補償するためのトランスコンダクタンス値である.

7.5 実現例

7.5.1 基本2次区間

提案回路の実現例として, $f_0 (= \omega_0 / 2\pi) = f_z (= \omega_z / 2\pi) = 100\text{kHz}$, $Q = Q_z = 1.0$, $H_2 = 1.0$ の特性を有する基本2次区間について考える. ここで, 使用する演算増幅器はLF356とし, そのGB積の値を $B_1 = B_2 = 2\pi(6.392) \times 10^6 \text{rad/s}$ とする. また, 高次極は2次極のみを考慮し, その値を $\omega_{P12} = \omega_{P22} = 2\pi(20.0) \times 10^6 \text{rad/s}$ とする. OTAのシミュレーションモデルは, 第6章で示

したマクロモデルを用い, $g_{mi} = 10.0\mu S$, $C_{mi} = 2.6pF$, $g_{no} = 14.3nS$, $C_{no} = 3.6pF$ とする.

また, 演算増幅器は, 低い周波数帯域において大きな利得値をとるために, 信号の飽和を招く可能性がある. そのために, 本シミュレーションでは, 図7.4に示す電圧モード比例要素を演算増幅器の入力部に挿入する. 比例要素の入出力特性 k_{PBi} は, トランスコンダクタンスの比として, 次式で与えられる.

$$k_{PBi} = \frac{g_{mi1}}{g_{mi2}} \quad (7.28)$$

先の仕様に基づくトランスコンダクタンス値を表7.1に示している. これらの値は, 式(7.26)の条件を満たしているため, 2次極の影響は小さいと思われる. また, 比例要素の特性は, $k_{PBi} = 0.05 (i=1,2)$ としている.

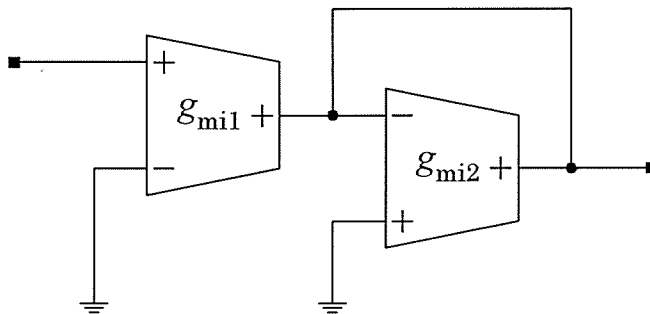
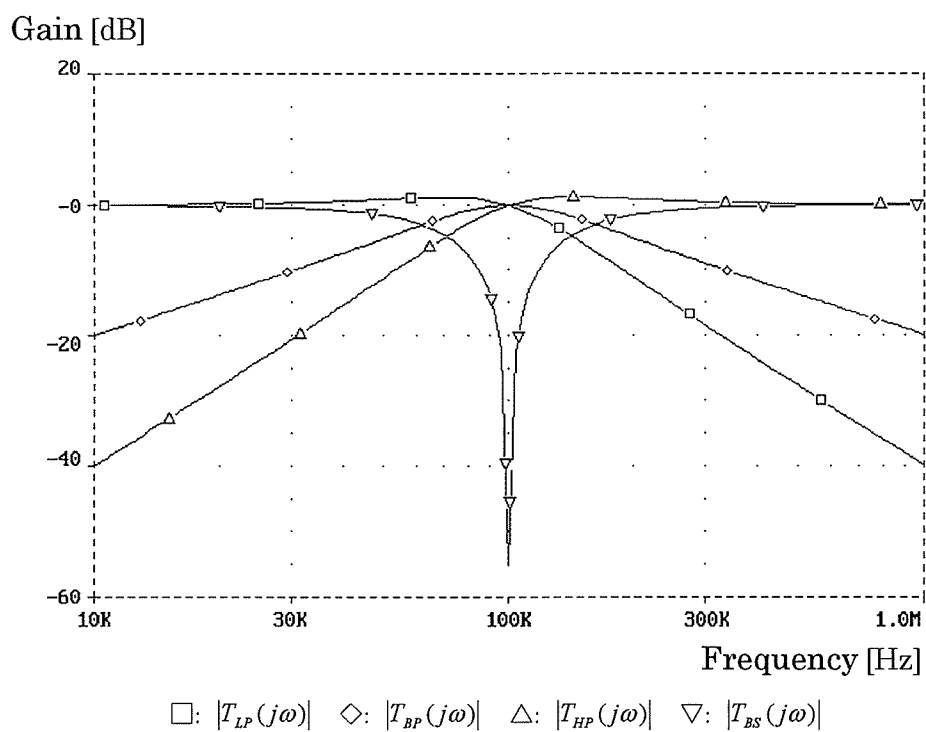


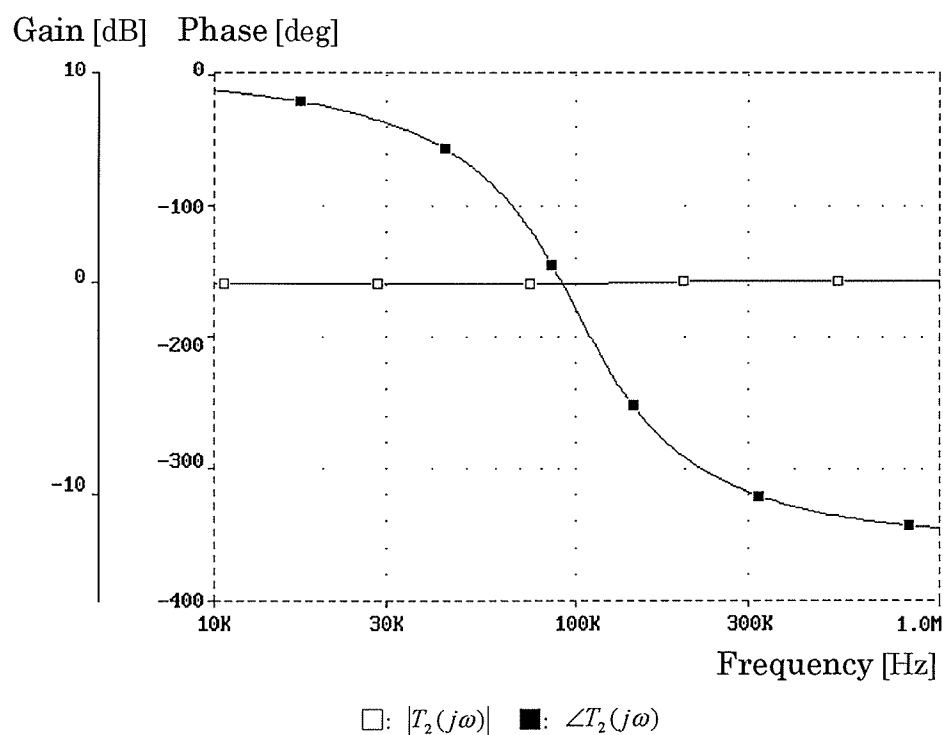
図7.4 OTAによる電圧モード比例要素

表7.1 基本2次区間におけるトランスコンダクタンス値

g_{mx}	Value[mS]	g_{mx}	Value[mS]
g_{ma0}	2.000	g_{mb2}	0.196
g_{ma1}	0.626	g_{m11}	0.100
g_{ma2}	0.196	g_{m12}	2.000
g_{mb0}	2.000	g_{m21}	0.100
g_{mb1}	0.626	g_{m22}	2.000



(a)



(b)

図7.5 基本2次区間のシミュレーション結果

図7.5に、PSpiceによるシミュレーション結果を示している。広帯域にわたり良好なバイカッド特性が得られている。なお、PSpiceによるネットリストを付録A.4に示している。

回路の能動要素に対する素子感度を表7.2に示している。その絶対値は1.0以内であり、本基本区間が低素子感度特性を有することが伺える。また、GB積に対する Q 感度、および Q_z 感度は、 $B_1 = B_2$ の条件のもとで零となる。なお、本回路における素子感度の値は、トランスコンダクタンス、ならびにGB積の値に依存せず、回路構成で決まる一定な値となることを付記する。

表7.2 能動要素に対する素子感度

x	$S_x^{\omega_0}$	S_x^Q	$S_x^{\omega_z}$	$S_x^{Q_z}$	S_x^H
g_{ma0}	-0.5	0.5	0.0	0.0	-1.0
g_{ma1}	0.0	-1.0	0.0	0.0	0.0
g_{ma2}	0.5	0.5	0.0	0.0	0.0
g_{mb0}	0.0	0.0	-0.5	0.5	1.0
g_{mb1}	0.0	0.0	0.0	-1.0	0.0
g_{mb2}	0.0	0.0	0.5	0.5	0.0
B_1	0.5	-0.5	0.5	-0.5	0.0
B_2	0.5	0.5	0.5	0.5	0.0

7.5.2 一括型構成による高次フィルタ回路

一括型構成の一例として、3次フィルタ回路について考える。図7.1の回路において $n=3$ とし、枝路電流 I_0 、 I_3 を選択すれば、高域通過、および低域通過特性が得られる。その伝達関数は、以下のようなになる。

$$T_{HP}(s) = Hs^3 / D_3(s) \tag{7.29}$$

$$T_{LP}(s) = Hb_0 / D_3(s) \tag{7.30}$$

ただし

$$D_3(s) = s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \tag{7.31}$$

である。

いま，設計するフィルタ回路が，遮断周波数 $f_c = 100\text{kHz}$ ，利得定数 $H = 1.0$ のバターワース特性を有するとすれば，そのトランスコンダクタンス値は，表7.3のようになる．ここで，演算増

表7.3 一括型構成におけるトランスコンダクタンス値

g_{mx}	Value[mS]	g_{mx}	Value[mS]
g_{ma0}	2.000	g_{m11}	0.100
g_{ma1}	1.252	g_{m12}	2.000
g_{ma2}	0.392	g_{m21}	0.100
g_{ma3}	6.126×10^{-2}	g_{m22}	2.000
g_{mb0}	2.000	g_{m31}	0.100
g_{mb3}	6.126×10^{-2}	g_{m32}	2.000

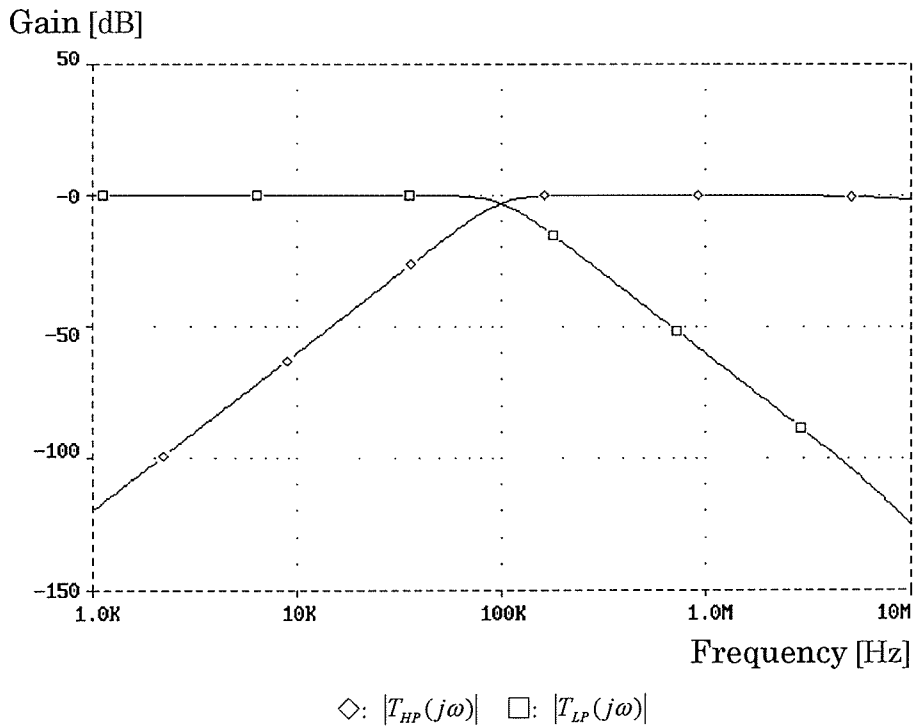


図7.6 一括型構成におけるシミュレーション結果

幅器には、前述のLF356を用いている。

図7.6に、そのシミュレーション結果を示している。両特性とも、良好なバターワース特性が得られている。

7.5.3 縦続型構成による高次フィルタ回路

縦続型構成の一例として、低域通過、高域通過、および全域通過特性を有する3次フィルタ回路の実現を考える。

縦続型構成に基づき、その伝達関数は、式(7.22)より次式となる。

$$T_{LP}(s) = \frac{H_1 H_2 \sigma_1 \omega_z^2}{(s + \omega_1) \{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2\}} \quad (7.32)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{H_1 H_2 s^3}{(s + \omega_1) \{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2\}} \quad (7.33)$$

$$T_{AP}(s) = \frac{H_1 H_2 (s - \omega_1) \{s^2 - (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2\}}{(s + \omega_1) \{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2\}} \quad (7.34)$$

いま、表7.4に示すトランスコンダクタンスを用いれば、 $f_c = 100\text{kHz}$ 、 $H (= H_1 H_2) = 1.0$ のバターワース特性が得られる。ここで、 g_{miaj} 、 g_{mibj} ($i=1,2$)は、それぞれ基本1次区間、ならびに基本2次区間におけるトランスコンダクタンスである。また、 g_{mlj} ($j=1,2$)、 g_{m2ij} ($i,j=1,2$)は、1次、2次区間の比例要素におけるトランスコンダクタンスである。

図7.7、7.8、7.9に、そのシミュレーション結果を示している。シミュレーション結果より、良好なバターワース特性が得られていることがわかる。また、図7.10に、各基本区間の入力電圧-入力電流特性を示している。広帯域にわたり低入力インピーダンス特性を呈し、2つの基本区間は、縦続接続に適した回路構成であると言える。

なお、図7.11に、低域通過特性における各基本区間の電流レベルを示している。2つの電流レベルに大きな差異がなく、本回路は、広ダイナミックレンジ特性を有すると思われる。

表7.4 縦続型構成におけるトランス
コンダクタンス値

g_{mx}	Value[mS]	g_{mx}	Value[mS]
g_{m1a0}	2.000	g_{m11}	0.100
g_{m1a1}	0.626	g_{m12}	2.000
g_{m1b1}	0.626	g_{m211}	0.100
g_{m2a0}	2.000	g_{m212}	2.000
g_{m2a1}	0.626	g_{m221}	0.100
g_{m2a2}	0.196	g_{m222}	2.000
g_{m2b2}	0.196		

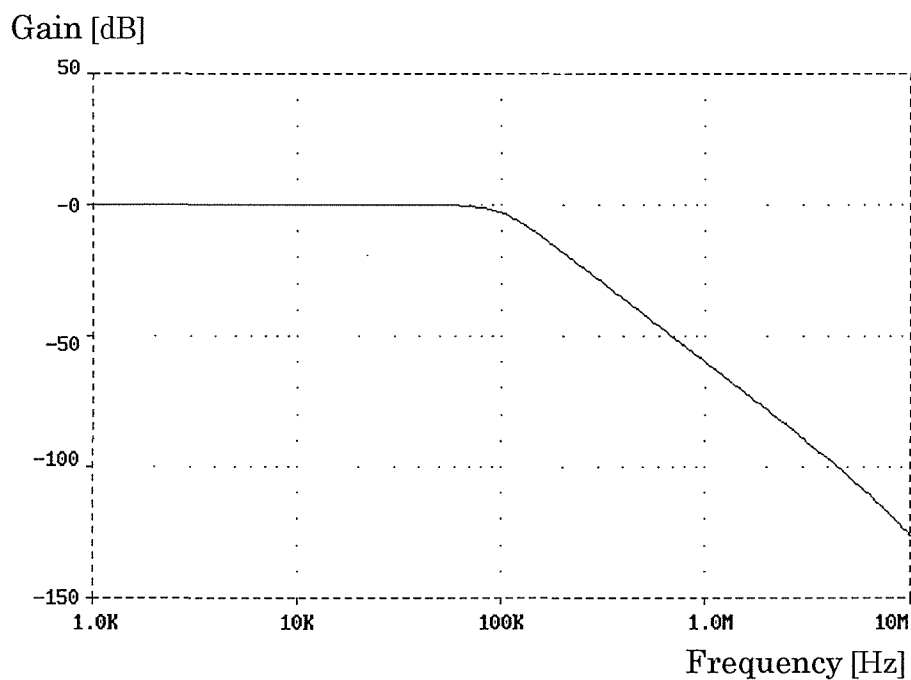


図7.7 縦続型構成におけるシミュレーション結果（低域通過特性）

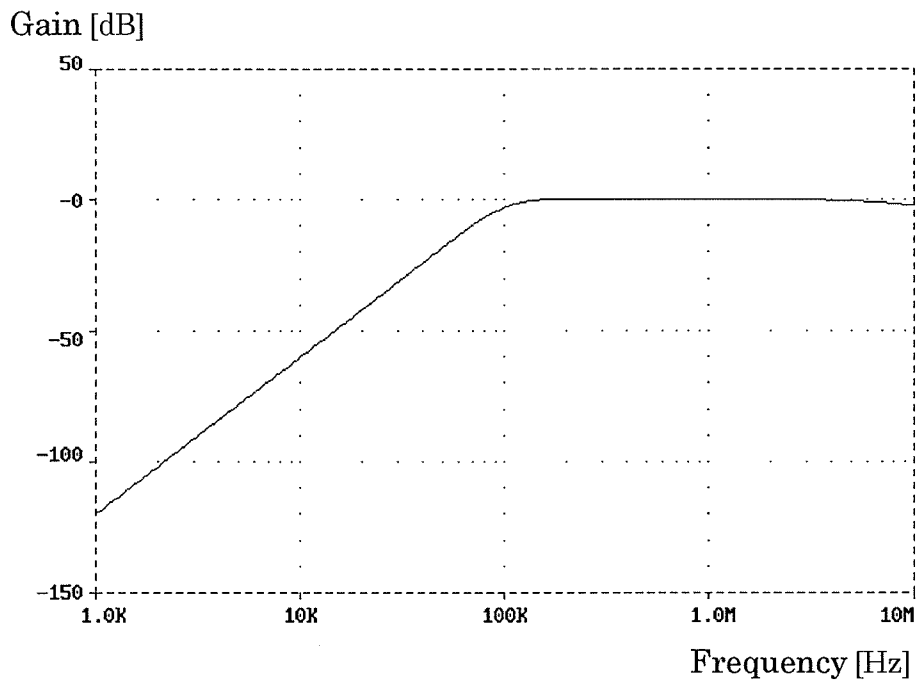


図 7. 8 縦続型構成におけるシミュレーション結果（高域通過特性）

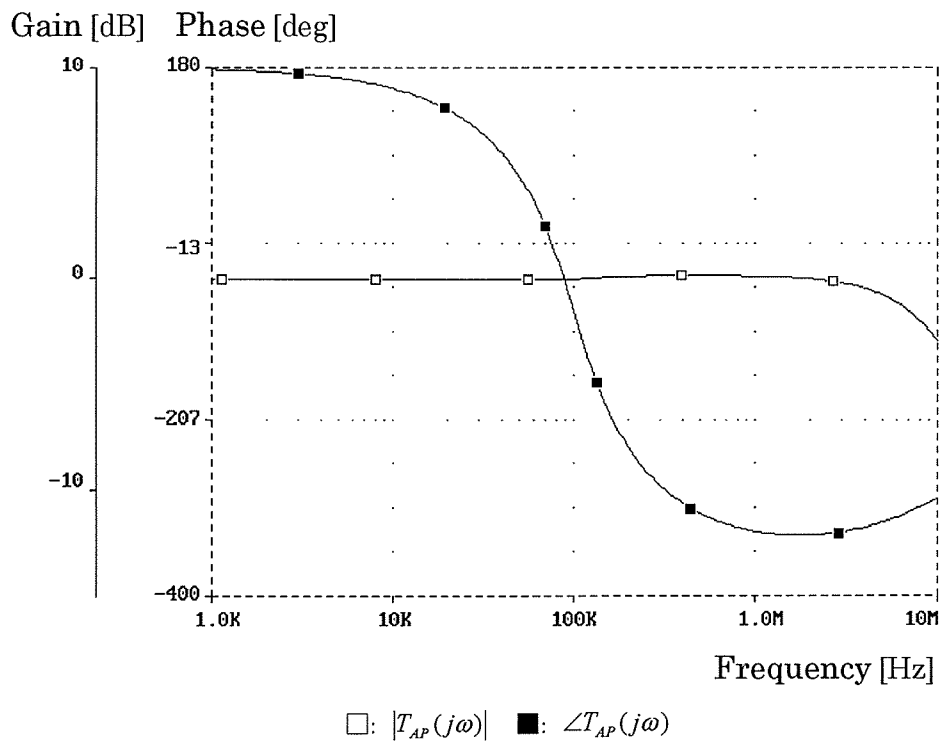


図 7. 9 縦続型構成におけるシミュレーション結果（全域通過特性）

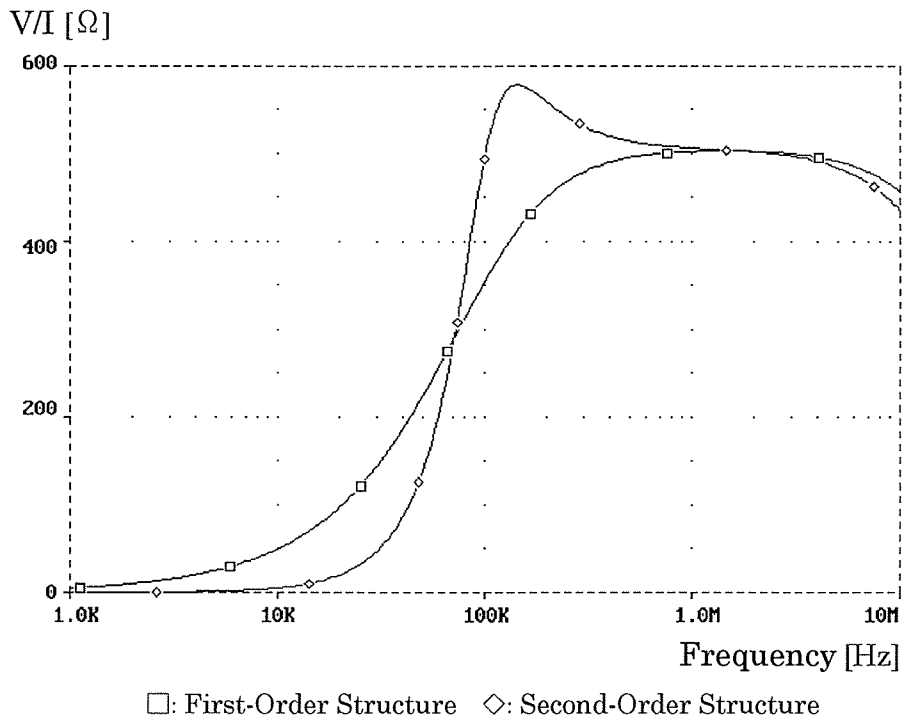


図7.10 基本区間における入力電圧－入力電流特性

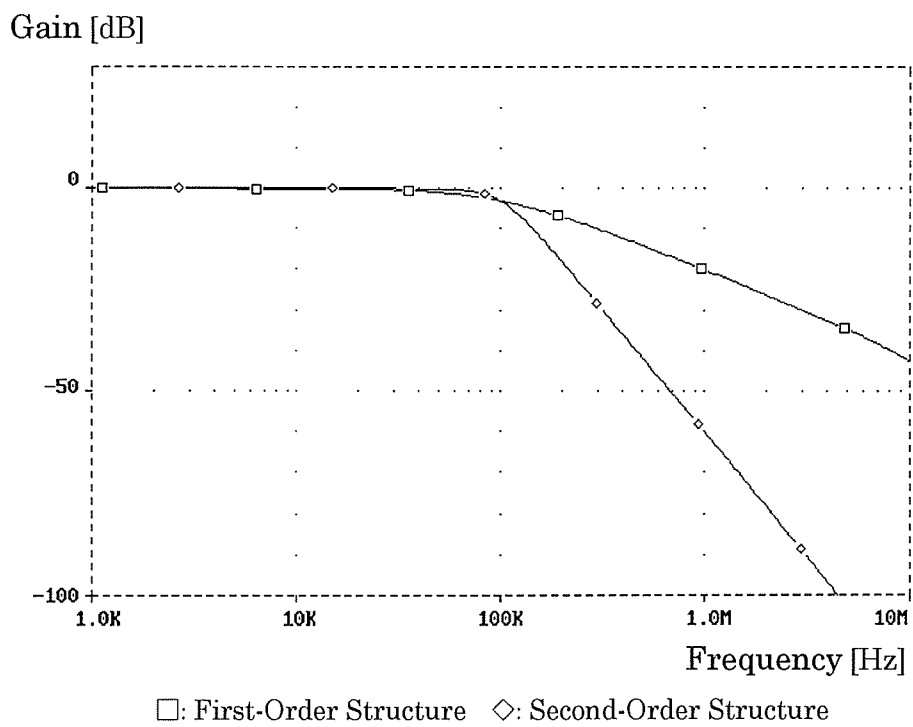


図7.11 基本区間における電流レベル（低域通過特性）

7.6 結 言

本章では、演算増幅器と多出力型OTAを用いた一般的な電流伝達関数を実現する回路構成について検討を行った。本回路は、枝路電流の選択により任意の回路特性が実現でき、その特性を電子的にチューニングすることができる。また、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を適用しているため、広帯域動作に適している。

本回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いた高次フィルタ回路の構成法についても検討を行った。また、演算増幅器の不完全性の影響について、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス値に関する条件式を与えた。

基本2次区間、一括型構成による3次フィルタ回路、および縦続型構成による3次フィルタ回路におけるPSpiceシミュレーションを行い、各回路が良好に動作することを確認した。シミュレーション結果より明らかなように、提案回路は、一括型構成、および縦続型構成双方に適した回路構成であると言える。

本回路は、能動R形式に基づき、能動素子だけで構成されている。現在の集積回路技術を利用して、実現された回路の集積化が容易に行えると思われる。

本回路を利用した他の特性を有するフィルタ回路の実現、ならびにOTAの不完全性の影響に関する検討が、今後の課題として残されている。

第8章 結 論

8.1 研究の総括

電子機器の小型・高性能化に伴い、集積回路に適した電子回路の合成が積極的に進められている。電子回路の高性能化に関しては、広帯域動作、信号演算の容易さ、広ダイナミックレンジ、低電圧動作、低消費電力特性などの点に着目して研究が行われている。また、集積回路においては、従来のハイブリッドICに代わり、モノリシックICについて検討がなされている。

本論文は、能動フィルタ回路の高性能化、ならびに集積回路に適した回路合成法に関する研究を集約したものである。本節において全体の総括を行い、本研究で得られた諸成果について述べる。

第2章では、演算増幅器による広帯域動作に適したイミタンス関数の実現回路を提案した。提案回路は、能動R形式の場合、その駆動点アドミタンス関数が、抵抗R、インダクタンスL、周波数依存性負性抵抗M、周波数依存性負性インダクタンスN等の各イミタンス素子の並列接続として表すことができる。また、各素子値は、受動素子の調整により最高次の素子値から、順次、任意の値に設定することができる。

演算増幅器の不完全性要素が回路特性に及ぼす影響については、不完全性要素の一つである高次極を考慮した開ループ利得を用いて回路解析を行った。その結果、高次極は、各イミタンス素子に負の成分を生じさせ、その影響で理想特性からの偏差が生じることを明らかにした。そして、回路を構成する受動素子の値を調整することにより、高次極の影響を補償する手法を提案した。提案回路から得られるRLM並列接続回路に本手法を適用し、高次極の影響が容易に補償できることを明らかにした。

また、不完全性要素として、高次極のみならず、零点を有する演算増幅器の場合においても、前述の手法が同様に適用できることを示した。

一般に、演算増幅器の開ループ利得を無限大と仮定した場合、実現された回路の動作周波数帯域は、有限GB積の1/100程度に限定される。提案回路は、従来の回路構成と比較して動作周波数帯域を2次極の1/10程度まで拡張することが可能である。

第3章では、第2章で提案したイミタンス関数の応用として、能動R高域通過フィルタ回路の構成法について検討を行った。本フィルタ回路は、能動R形式による構成であり、通常の能動RC

形式の回路構成と比較して集積回路に適している。

演算増幅器の高次極の補償法については、第2章で提案した手法を本フィルタ回路へ適用した。補償例として、2次高域通過フィルタ回路に本手法を適用し、回路のコンダクタンス値の調整により、高次極の影響が容易に補償できることを明らかにした。また、本手法に基づき、汎用の演算増幅器を用いてフィルタ回路を構成し、広帯域にわたり良好に動作することを実験により確認した。

回路を構成する受動素子、および能動要素の変動の影響について、各要素に対する素子感度を求めて検討を行い、本回路が低素子感度特性を有することを明らかにした。特に、高次極の変動については、補償後における理想特性からの偏差を求めて検討を行った。その結果、振幅特性においては、変動の影響が殆どなく、位相特性において、高周波域で僅かな偏差を生じることが明らかになった。

また、他の不完全性要素を有する演算増幅器においても、本手法が同様に適用できることを示した。さらに、演算増幅器の入出力アドミタンスの影響について検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンスに関する条件式を与えた。

第4章では、イミタンス関数を用いた電流モード能動Rバイカッド回路の構成法について検討を行った。本バイカッド回路は、回路トポロジー、および回路の構成要素を変えることなく、低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、ならびに全域通過特性を実現することができる。

高次極が回路特性に及ぼす影響についても検討を行い、その影響を軽減するためのコンダクタンスに関する条件式を与えた。特に、全域通過特性に関しては、回路のコンダクタンスの調整により、高次極の影響を完全に補償する手法を示した。

また、回路の構成要素に対する感度解析を行い、本バイカッド回路が低素子感度特性を有することを明らかにした。

本回路の有用性を確認するために、PSpiceによるシミュレーションを行った。その結果、低周波域において、不完全積分の影響により理想特性からの僅かな偏差を生じるが、高周波特性に優れていることが明らかになった。

しかし、演算増幅器は、電圧制御電圧源であり、その出力に接続されるコンダクタンスの値によっては、回路のダイナミックレンジが制限される。また、接続される負荷アドミタンスの値も限定される。この点については、カレントホロワによる改善方法を示した。

第5章では、差動入力差動出力型の演算増幅器を用いた一般的な電流伝達関数の実現回路を提案した。提案回路は、回路の受動素子、および枝路電流の適切な選択により、任意の回路特性を実現することが可能である。また、演算増幅器の不完全性の影響についても検討を行い、その影

響を軽減するための受動素子に関する条件式を与えた。

提案回路から得られる実現例として、能動 R バイカッド回路の構成法について検討を行った。本回路は、回路電流の選択により低域通過、帯域通過、高域通過、帯域除去、および全域通過特性を実現することができる。また、PSpice によるシミュレーションを行い、本バイカッド回路が広帯域にわたり良好に動作することを確認した。

本回路は、能動 R 形式、および能動 C 形式により種々の回路特性を実現することができる。そのために、能動 RC 形式の回路構成と比較して集積回路に適している。しかし、本回路は、演算増幅器による構成であり、電流供給能力が乏しいという欠点がある。この点を改善するためには、電流出力源を付加することが望まれる。特に、縦続型構成により高次伝達関数を実現する場合、電流出力源を次段へのバッファ回路として挿入する必要がある。

第6章では、演算増幅器の欠点を改善するために、多出力型 OTA による電流モード回路の構成法について検討を行った。多出力型 OTA を用いた電流モード比例要素、および電流モード積分器を基本ビルディングブロックとし、一般的な電流伝達関数を実現する回路構成を提案した。本回路は、多出力型 OTA を用いているため、回路構成が簡潔であるとともに、その特性を電子的にチューニングすることができる。

本回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いて、高次伝達関数を実現する手法についても検討を行った。また、OTA の入出力アドミタンスが回路特性に及ぼす影響について、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンス、および回路のキャパシタに関する条件式を与えた。

基本2次区間、一括型構成による4次フィルタ回路、ならびに縦続型構成による5次低域通過フィルタ回路における PSpice シミュレーションを行い、広帯域にわたり良好に動作することを確認した。また、縦続型構成においては、回路内の電流レベル、および各基本区間における入力電圧-入力電流特性についても検討を行い、2つの基本区間が縦続接続に適した回路構成であることを明らかにした。

第7章では、外部に受動素子を用いることなく、演算増幅器と多出力型 OTA とによる電流モード回路の構成法について検討を行った。本回路は、枝路電流の選択により任意の電流伝達関数が実現でき、その回路特性を電子的にチューニングすることができる。また、演算増幅器の開ループ利得に一次近似モデル式を用いているため、広帯域動作に適している。

本回路から得られる基本1次区間、および基本2次区間を用いて、任意の回路特性を有する高次フィルタ回路を構成することもできる。また、演算増幅器の不完全性については、基本2次区間を用いて検討し、その影響を軽減するためのトランスコンダクタンスに関する条件式を与えた。

基本2次区間、一括型構成による3次フィルタ回路、ならびに縦続型構成による3次フィルタ回路における PSpice シミュレーションを行い、各回路が良好に動作することを確認した。その結果、本回路は、一括型構成、および縦続型構成双方による電流モード回路に適した回路構成であることが明らかになった。

本回路は、能動 R 形式に基づき、能動素子だけで構成されている。現在の集積回路技術を利用して、実現された回路の集積化が十分に可能である。

以上、各章における総括を行ったが、本研究の成果を要約すれば、以下のとおりである。

- (1) 演算増幅器による広帯域動作に適したイミタンス関数の実現回路を提案し、能動 R 高域通過フィルタ回路、および電流モード能動 R バイカッド回路への適用を行った。これらの回路は、演算増幅器の周波数特性を利用しているため、従来の回路構成と比較して高周波特性に優れている。また、能動 R 形式による構成であり、通常の能動 RC 形式による回路構成と比較して集積回路での実現に適している。
- (2) 差動入力差動出力型演算増幅器を一つの機能ビルディングブロックとした一般的な電流伝達関数を実現する回路構成を提案した。本回路は、演算増幅器の周波数特性を利用しているため広帯域動作に優れ、回路を構成する受動素子、および枝路電流の選択により、任意の回路特性を実現することができる。
- (3) 多出力型 OTA を機能ビルディングブロックとした一般的な電流伝達関数の実現回路を提案した。本回路は、一括型構成、ならびに縦続型構成により高次伝達関数を実現でき、その回路特性を電子的にチューニングすることができる。また、能動 C 形式による構成であるため、集積回路での実現に適している。
- (4) 外部に受動素子を用いず、演算増幅器と多出力型 OTA だけによる一般的な電流伝達関数を実現する回路構成を提案した。本回路は、現在の集積回路技術によりモノリシック IC 化が十分に可能である。また、演算増幅器と多出力型 OTA 双方の利点を有し、今までにない高機能回路の一つであると思われる。本合成法は、従来の能動 R 形式による回路構成に対して容易に適用することができる。

以上の成果は、能動フィルタ回路の集積回路化を前提とした回路合成の分野において、独自の領域を確立したものである。特に、能動素子だけによる回路合成法は、電子回路のモノリシック IC

化に大きく貢献するものと思われる。

8.2 今後の課題

電子回路の小型・高性能化への要望に伴い、従来の電圧モード回路に代わり、電流モード回路による能動フィルタ回路の実現が行われている。また、モノリシック IC 化に関しては、MOS-FET による回路構成が要求されている。そのために、いくつかの MOS-FET による電流モード機能素子に関する報告がなされている。そこで、本研究の結論をふまえ、今後、検討すべき事項を以下に述べる。

- (1) 電子機器の携帯化に伴い、低電圧、および低消費電力特性を有する能動フィルタ回路が要求されている。本研究では、この点に言及していないが、実現された回路のダイナミックレンジと併せて検討する必要がある。
- (2) OTA は、電流モード回路に適し、多出力型構成に拡張できる機能を有している。本研究では、OTA に簡易マクロモデルを用いたが、(1) の観点に基づき、MOS-FET レベルによる構成法を検討する必要がある。
- (3) 現在、電流帰還型増幅器 (Current Feedback Amplifier : CFA) [139]-[142]、電流制御型カレントコンベア (Current Controlled Conveyor : CCCII) [143]、および多出力型カレントコンベア [144] などの新しい機能素子が報告されている。これらの素子を用いた回路合成も、興味ある研究分野の一つであると思われる。

以上の点を考慮し、さらに有効な回路合成法が確立されることを期待するものである。

本研究の諸成果が、今後、電気・電子工学における回路合成の分野の発展に少しでも寄与できれば幸いである。

謝 辞

本研究は，鳥取大学工学部 副井 裕 教授 のご指導のもとに遂行されたものである。懇切なるご指導，ご鞭撻をいただきながら研究を進めることができた。本稿を終えるにあたり，深甚なる感謝を捧げます。

本論文をまとめるにあたり，有益なご教示とご配慮を賜りました 鳥取大学工学部 大北正昭 教授，小西亮介 教授，ならびに 魚崎勝司 教授 に深く感謝いたします。

本研究を進めるにあたり，鳥取大学工学部 石田 雅 助教授，伊藤良生 助教授，立木純夫 技官，および 鳥取大学教育学部 中西 功 講師 には，有益なご教示を賜った。厚く御礼申し上げます。

また，鳥取三洋電機株式会社 研究開発本部 鷺見育亮 氏 には，民間企業の立場から貴重なご意見をいただいた。深く感謝いたします。

研究の過程において，著者が所属している 松江工業高等専門学校 電気工学科 東村正巳 教授 には，多くのご助言をいただいた。ここに，感謝の意を表します。

本研究の遂行に際して，松江工業高等専門学校 前校長 岐美 格 博士，および 松江工業高等専門学校 校長 高橋幹二 博士 には，多大なご配慮を賜った。厚く御礼申し上げます。

最後に，本研究を進めるにあたり，終始，暖かいご支援とご配慮を賜りました 松江工業高等専門学校 電気工学科 榎原 昇 教授 をはじめ教職員の皆様に厚く御礼申し上げます。

参考文献

- [1] H. H. Scott : “A new type of selective circuit and some applications” , Proceedings of The IRE, vol.26, no.2, pp.226-235, 1938.
- [2] J. G. Linvill : “RC active filters” , Proceedings of The IRE, vol.42, no.3, pp.555-564, 1954.
- [3] R. P. Sallen, E. L. Key : “A practical method of designing RC active filter” , IRE Transactions on Circuit Theory, vol.CT-2, no.3, pp.74-85, 1955.
- [4] 柳沢 健, 金光 馨 : “アクティブ・フィルタの設計” , 産報, 1977.
- [5] A. Antoniou : “Negative-impedance converters using operational amplifiers” , Electronics Letters, vol.1, no.4, pp.88-89, 1965.
- [6] R. H. S. Riordan : “Simulated inductors using differential amplifiers” , Electronics Letters, vol.3, no.2, pp.50-51, 1967.
- [7] A. Antoniou : “New gyrator circuits obtained by using nullors” , Electronics Letters, vol.4, no.5, pp.87-88, 1968.
- [8] A. Antoniou : “Realization of gyrators using operational amplifiers and their use in RC-active-network synthesis” , Proceedings of The IEE, vol.116, no.11, pp.1838-1850, 1969.
- [9] L. T. Bruton : “Network transfer function using the concept of frequency-dependent negative resistance” , IEEE Transactions on Circuit Theory, vol.CT-16, no.8, pp.406-408, 1969.
- [10] J. Tow : “Active RC filters - A state-space realization” , Proceedings of The IEEE, vol.56, pp.1137-1139, 1968.
- [11] H. J. Orchard : “Inductorless filters” , Electronics Letters, vol.2, no.6, pp.224-225, 1966.
- [12] J. G. Graeme, G. E. Tobey, L. P. Huelsman : “Operational amplifiers : Design and applications” , McGraw-Hill, 1971.
- [13] L. C. Thomas : “The biquad : Part I - Some practical design considerations” , IEEE Transactions on Circuit Theory, vol.CT-18, no.3, pp.350-357, 1971.
- [14] L. C. Thomas : “The biquad : Part II - A multipurpose active filtering system” , IEEE Transactions on Circuit Theory, vol.CT-18, no.3, pp.358-361, 1971.
- [15] L. T. Bruton, A. B. Haase : “Sensitivity of generalized immittance converter-embedded ladder structure” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-21, no.2, pp.245-251, 1974.
- [16] P. Horn, G. S. Moschytz : “Active RC single-opamp design of driving-point impedances” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-26, no.1, pp.22-30, 1979.
- [17] 野口誠一 : “インピーダンス・シミュレーションについて” , 電子通信学会技術報告,

- CAS81-42, pp.39-46, 1981.
- [18] 野口誠一, 若林弘雄: “1 個の差動入力演算増幅器を用いた FDNR 回路の構成法について”, 電子通信学会論文誌, vol.J64-C, no.9, pp.607-608, 1981.
- [19] N. Fujii: “RC active filters using grounded active immittances based on simulation of LC ladder filters”, Transactions of IECE Japan, vol.E65, no.8, pp.445-450, 1982.
- [20] 野口誠一: “FDNCAP のシミュレーションとその応用”, 電子通信学会論文誌, vol.J66-A, no.10, pp.1029-1030, 1983.
- [21] 深井澄夫: “イミタンス関数を実現する能動 RC 回路網とその応用”, 電子通信学会論文誌, vol.J67-A, no.10, pp.959-965, 1984.
- [22] 野口誠一, 尾崎敏樹: “高次インピーダンスの定義とシミュレーションについて”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J70-C, no.1, pp.122-124, 1987.
- [23] M. A. Soderstrand, S. K. Mitra: “Sensitivity analysis of third-order filters”, International Journal of Electronics, vol.30, no.3, pp.265-272, 1971.
- [24] 今井幸雄, 篠崎寿夫: “演算増幅器を用いた LC シミュレーション回路の実現について”, 電子通信学会論文誌, vol.J61-A, no.5, pp.456-463, 1978.
- [25] 早原悦朗: “インピーダンス変換による LC シミュレーション形能動 RC フィルタの一構成”, 電子通信学会論文誌, vol.J62-A, no.1, pp.36-41, 1979.
- [26] 早原悦朗, 出口雅章: “接点方程式あるいは網目方程式のシミュレーションによる能動 RC フィルタの構成”, 電子通信学会論文誌, vol.J64-A, no.9, pp.775-780, 1981.
- [27] M. E. V. Valkenburg: “Analog filter design”, Holt-Saunders International Editions, 1982.
- [28] M. S. Ghauri: “Analog active filter”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-31, no.1, pp.13-31, 1984.
- [29] 高木茂孝, 藤井信生: “LC シミュレーション形高周波能動 RC フィルタの実現に適した全極形 LCR フィルタの一構成”, 電子通信学会論文誌, vol.J69-A, no.7, pp.869-879, 1986.
- [30] 石橋幸男: “演算増幅器数の低減を図ったリープフロッグ形能動 RC フィルタ”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J70-A, no.3, pp.436-444, 1987.
- [31] 高木茂孝, 大金義明, 藤井信生: “拡張接点電圧シミュレーションとその能動 RC フィルタへの応用”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J71-A, no.2, pp.221-227, 1988.
- [32] 石橋幸男, 中東秀人: “一様損失 LC フィルタをシミュレートする能動 RC フィルタの一構成法”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J71-A, no.8, pp.1552-1562, 1988.
- [33] R. Schaumann: “Low-sensitivity high-frequency tunable active filter without external capacitors”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-22, no.1, pp.39-44, 1975.
- [34] P. O. Brackett, A. S. Sedra: “Active compensation for high-frequency effects in op-amp circuits with applications to active RC filters”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-23, no.2, pp.68-72, 1976.

- [35] M. A. Soderstrand : “Design of active R filters using only resistors and operational amplifiers” , International Journal of Electronics, vol.40, no.5, pp.417-432, 1976.
- [36] A. M. Soliman, M. Fawzy : “A bandpass filter using the operational amplifier pole” , IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-12, no.4, pp.429-430, 1977.
- [37] J. R. Brand, R. Schaumann : “Active R filters : Review of theory and practice” , Electronic Circuits and Systems, vol.2, no.4, pp.89-101, 1978.
- [38] A. M. Soliman, M. Fawzy : “Active-R resonator realization” , Proceedings of The IEEE, vol.66, no.2, pp.254-255, 1978.
- [39] J. Allen, M. Gumussoy, A. G. J. Holt : “Inductance simulation and filter design using a single-pole amplifier approximation” , Electronics Letters, vol.14, no.19, pp.629-631, 1978.
- [40] M. A. Siddiqi, M. T. Ahmed : “Realisation of grounded capacitor with amplifiers and resistance” , Electronics Letters, vol.14, no.19, pp.633-634, 1978.
- [41] A. M. Soliman, M. Fawzy : “A universal active R biquad” , Circuit Theory and Applications, vol.6, pp.153-157, 1978.
- [42] R. Nandi : “Active-R realization of bilinear RL impedances and their application in a high-Q parallel resonator and external capacitorless oscillator” , Proceedings of The IEEE, vol.66, no.12, pp.1666-1668, 1978.
- [43] M. A. Soderstrand : “Active R ladders : High-frequency high-order low-sensitivity active R filters without external capacitors” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-25, no.12, pp.1032-1038, 1978.
- [44] R. Nandi : “A new active-R nonideal series resonator and its application in a low-pass filter realization” , Proceedings of The IEEE, vol.67, no.7, pp.1078-1080, 1979.
- [45] R. Nandi : “Novel active-R ideal frequency-dependent negative-resistance” , Proceedings of The IEEE, vol.67, no.7, pp.1080, 1979.
- [46] P. V. A. Mohan : “Novel active filters using amplifier pole” , Electronics Letters, vol.16, no.10, pp.378-380, 1980.
- [47] N. Fujii : “Predistorted RC active filters with low pole sensitivity to finite GB of single pole operational amplifier” , Transactions of IECE Japan, vol.E63, no.10, pp.715-722, 1980.
- [48] A. R. Saha, R. Nandi : “Novel active R supper-capacitor simulation : Application in low sensitivity multifunction network realisation” , Electronics Letters, vol.16, no.14, pp.570-571, 1980.
- [49] 溝口武郎 : “アクティブ R 2次高域フィルタの一構成法” , 電子通信学会論文誌, vol.J64-A, no.12, pp.1050-1051, 1981.
- [50] M. Ishida, Y. Fukui, K. Ebisutani : “Novel active-R synthesis of a driving-point impedance” , International Journal of Electronics, vol.56, no.1, pp.151-158, 1984.
- [51] 深井澄夫 : “イミッタンス関数を実現する能動 RC 回路” , 電子通信学会技術報告, CAS84-

- 17, pp.17-22, 1984.
- [52] 石田 雅, 副井 裕, 戎谷圭介: “演算増幅器の有限利得帯域幅積を利用した高次イミタンスシミュレーションについて”, 電子通信学会論文誌, vol.J69-A, no.9, pp.1073-1083, 1986.
- [53] 石田 雅, 副井 裕, 戎谷圭介, 笠井 保: “単一演算増幅器による接地型イミタンス・シミュレーション –有限利得帯域幅積を考慮した場合–”, 電子通信学会論文誌, vol.J69-A, no.12, pp.1523-1530, 1986.
- [54] 築谷隆雄: “高次イミタンス関数の実現とその応用”, 松江工業高等専門学校研究紀要, no.23, pp.35-40, 1988.
- [55] 早原悦朗, 平野 智: “アクティブ R フィルタの構成とその特性補正法”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J73-A, no.4, pp.769-774, 1990.
- [56] R. L. Geiger: “Parasitic pole approximation techniques for active filter design”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-27, no.9, pp.793-799, 1980.
- [57] R. L. Geiger, A. Budak: “Design of active filters independent of first- and second-order operational amplifier time constant effects”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-28, no.8, pp.749-757, 1981.
- [58] 沖根光夫: “演算増幅器の周波数特性を利用した2次能動 RC フィルタの一構成法”, 電子通信学会論文誌, vol.J67-A, no.11, pp.1090-1091, 1984.
- [59] 沖根光夫: “高次能動 R フィルタの一構成法”, 電子通信学会論文誌, vol.J68-A, no.6, pp.565-572, 1985.
- [60] 沖根光夫: “能動 R 全域通過回路の一構成”, 電子通信学会論文誌, vol.J69-A, no.1, pp.80-88, 1986.
- [61] C. F. Chiou, R. Schaumann: “Design and performance of a fully integrated bipolar 10.7MHz analog bandpass filter”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-33, no.2, pp.116-124, 1986.
- [62] 沖根光夫: “LC シミュレーション形能動 R フィルタの一構成”, 電子通信学会論文誌, vol.J69-A, no.7, pp.850-857, 1986.
- [63] 沖根光夫: “演算増幅器の2次極による影響を補償した能動 R 全域通過回路”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J70-A, no.1, pp.65-72, 1987.
- [64] 沖根光夫: “能動多重帰還回路の高周波補償”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J70-A, no.10, pp.1447-1453, 1987.
- [65] 沖根光夫: “極感度に注目した Sallen-Key 回路の一高周波補償”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J71-A, no.6, pp.1249-1256, 1988.
- [66] P. Bowron, A. P. O'carroll, A. A. Daaboul: “Polynomial reduction in the analysis of active-filter parasitics”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-36, no.7, pp.1020-1023, 1989.
- [67] 沖根光夫, 藤井信生: “演算増幅器の有限 GB 積と入力容量の影響を補償した能動多重帰還

- 回路”，電子情報通信学会論文誌，vol.J74-A，no.12，pp.1731-1739，1991.
- [68] K. A. Kozma, D. A. Johns, A. S. Sedra : “Tuning of continuous-time filters in the presence of parasitic poles” , IEEE Transactions on Circuits and Systems I , vol.CAS-40, no.1, pp.13-20, 1993.
- [69] S. Porta, A. Carlosena : “Accurate analysis of R-active circuits” , International Journal of Circuit Theory and Applications, vol.21, pp.101-106, 1993.
- [70] R. Tarmy, M. S. Ghauri : “Very high-Q insensitive active RC network” , IEEE Transactions on Circuit Theory, vol.CT-17, no.3, pp.358-366, 1970.
- [71] U. Kumar : “Nonlinear modeling and analysis of differential input differential output amplifier based canonic RC oscillators” , International Journal of Electronics, vol.76, no.3, pp.427-436, 1994.
- [72] H. S. Malvar : “Electronically controlled active-C filters and equalizers with operational transconductance amplifiers” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-31, no.7, pp.645-649, 1984.
- [73] R. L. Geiger, E. Sanchez-Sinencio : “Active filter design using operational transconductance amplifiers : A tutorial” , IEEE Circuits Devices Magazine, vol.1, pp.20-32, 1985.
- [74] R. Nawrocki, U. Klein : “New OTA-capacitor realisation of a universal biquad” , Electronics Letters, vol.22, no.1, pp.50-51, 1986.
- [75] R. Nawrocki : “Electronically tunable all-pole low-pass leapfrog ladder filter with operational transconductance amplifier” , International Journal of Electronics, vol.62, no.5, pp.667-672, 1987.
- [76] M. A. Tan, R. Schaumann : “Generation of transconductance-grounded-capacitor filters by signal-flow-graph methods for VLSI implementation” , Electronics Letters, vol.23, no.20, pp.1093-1094, 1987.
- [77] W. W. Guo, J. Y. Liu, S. Yang : “The realization of high-order OTA-C filter” , International Journal of Electronics, vol.65, no.6, pp.1153-1157, 1988.
- [78] E. Sanchez-Sinencio, R. L. Geiger, H. Nevarez-Lozano : “Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structures” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-35, no.8, pp.936-946, 1988.
- [79] M. A. Tan, R. Schaumann : “Simulating general-parameter LC-ladder filters for monolithic realizations with only transconductance elements and grounded capacitors” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-36, no.2, pp.299-307, 1989.
- [80] K. H. Loh, D. L. Hiser, W. J. Adams, R. L. Geiger : “A versatile digitally controlled continuous-time filter structure with wide-range and fine resolution capability” , IEEE Transactions on Circuits and Systems II, vol.CAS-39, no.5, pp.265-276, 1992.
- [81] J. Wu, C. Y. Xie : “New multifunction active filter using OTAs” , International Journal of

- Electronics, vol.74, no.2, pp.235-239, 1993.
- [82] Y. Sun, J. K. Fidler : “Novel OTA-C realizations of biquadratic functions” , International Journal of Electronics, vol.75, no.2, pp.333-340, 1993.
- [83] 阿部 浩, 神林紀嘉 : “OTA と接地キャパシタを用いた任意線形回路の構成法” , 電子情報通信学会論文誌, vol.J77-A, no.4, pp.662-670, 1994.
- [84] K. C. Smith, A. S. Sedra : “The current conveyor - A new circuit building block” , Proceedings of The IEEE, vol.56, pp.1368-1369, August, 1968.
- [85] K. C. Smith, A. S. Sedra : “A new simple wide-band current-measuring device” , IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.IM-18, no.2, pp.125-128, 1969.
- [86] A. S. Sedra, K. C. Smith : “A second-generation current conveyor and its applications” , IEEE Transactions on Circuit Theory, vol.CT-17, no.2, pp.132-134, 1970.
- [87] K. C. Smith, A. S. Sedra : “Realization of the Chua family of new nonlinear network elements using the current conveyor” , IEEE Transactions on Circuit Theory, vol.CT-17, no.2, pp.137-139, 1970.
- [88] G. G. A. Black, R. T. Friedmann, A. S. Sedra : “Gyrator implementation with integrable current conveyors” , IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-6, no.6, pp.396-399, 1971.
- [89] R. Senani : “New tunable synthetic floating inductors” , Electronics Letters, vol.16, no.10, pp.382-383, 1980.
- [90] 深澤秀木, 藤井信生 : “カレントコンベアの実現とそのフィルタへの一応用” , 電子通信学会技術報告, CAS81-6, pp.39-45, 1981.
- [91] S. Nandi, P. B. Jana, R. Nandi : “Floating ideal FDNR using current conveyors” , Electronics Letters, vol.19, no.7, pp.251, 1983.
- [92] R. Senani : “Floating ideal FDNR using only two current conveyors” , Electronics Letters, vol.20, no.5, pp.205-206, 1984.
- [93] S. Nandi, P. B. Jana, R. Nandi : “Novel floating ideal tunable FDNR simulation using current conveyors” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-31, no.4, pp.402-403, 1984.
- [94] R. Senani : “On the realization of floating active elements” , IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-33, no.3, pp.323-324, 1986
- [95] C. Toumazou, F. J. Lidgley : “Universal active filter using current conveyors” , Electronics Letters, vol.22, no.12, pp.662-664, 1986.
- [96] M. Higashimura, Y. Fukui : “Novel lossless tunable floating FDNR simulation using two current conveyors and a buffer” , Electronics Letters, vol.22, no.18, pp.938-939, 1986.
- [97] B. Wilson : “Using current conveyors” , Electronics and Wireless World, pp.28-32, April, 1986.

- [98] M. Higashimura, Y. Fukui : “Novel method for realising lossless floating immittance using current conveyors” , *Electronics Letters*, vol.23, no.10, pp.498-499, 1987.
- [99] M. Higashimura, Y. Fukui : “New lossless tunable floating FDNR simulation using two current conveyors and an INIC” , *Electronics Letters*, vol.23, no.10, pp.529-531, 1987.
- [100] 東村正巳, 石田 雅, 原 雅人, 副井 裕 : “単一カレントコンベアを用いたバイカッド伝達関数の実現” , *電子情報通信学会論文誌*, vol.J71-A, no.2, pp.228-234, 1988.
- [101] A. Himura, Y. Fukui, M. Ishida, M. Higashimura : “Immittance function simulator using a single current conveyor” , *Transactions of IEICE Japan*, vol.E72, no.12, pp.1279-1284, 1989.
- [102] A. Carlosena, L. Serrano, S. Porta : “Current-mode multiple-feedback filters” , *IEEE Transactions on Circuits and Systems I* , vol.CAS-40, no.2, pp.141-143, 1993.
- [103] M. Higashimura : “Current-mode lowpass and bandpass filters using the operational amplifier pole” , *International Journal of Electronics*, vol.74, no.6, pp.945-949, 1993.
- [104] J. Ramirez-Angulo, M. Robinson, E. Sanchez-Sinencio : “Current-mode continuous-time filters : Two design approaches” , *IEEE Transactions on Circuits and Systems II* , vol.CAS-39, no.6, pp.337-341, 1992.
- [105] J. Wu : “Current-mode high-order OTA-C filters” , *International Journal of Electronics*, vol.76, no.6, pp.1115-1120, 1994.
- [106] J. Ramirez-Angulo, E. Sanchez-Sinencio : “High frequency compensated current-mode ladder filters using multiple output OTAs” , *IEEE Transactions on Circuits and Systems II* , vol.CAS-41, no.9, pp.581-586, 1994.
- [107] G. W. Roberts, A. S. Sedra : “All current-mode frequency selective circuits” , *Electronics Letters*, vol.25, no.12, pp.759-761, 1989.
- [108] G.W. Roberts, A. S. Sedra : “A general class of current amplifier-based biquadratic filter circuits” , *IEEE Transactions on Circuits and Systems I* , vol.CAS-39, no.4, pp.257-263, 1992.
- [109] E. Bruun, O. H. Olesen : “Conveyor implementations of generic current mode circuits” , *International Journal of Electronics*, vol.73, no.1, pp.129-140, 1992.
- [110] G. H. Wang, K. Watanabe, Y. Fukui : “A dual transformation approach to current-mode filter synthesis” , *IEICE Transactions*, vol.E75-C, no.6, pp.729-735, 1992.
- [111] C. M. Chang, C. C. Chien, H. Y. Wang : “Universal active current filters using single second-generation current conveyor” , *Electronics Letters*, vol.29, no.13, pp.1159-1160, 1993.
- [112] Y. Sun, J. K. Fidler : “Versatile active biquad based on second-generation current conveyors” , *International Journal of Electronics*, vol.76, no.1, pp.91-98, 1994.
- [113] R. Nandi : “Insensitive current mode realization of third-order Butterworth

- characteristics using current conveyors” , IEEE Transactions on Circuits and Systems I , vol.CAS-41, no.12, pp.925-927, 1994.
- [114] 築谷隆雄, 石田 雅, 副井 裕 : “演算増幅器の2次極の影響を補償したイミタンス関数の一構成法” , 電子情報通信学会論文誌, vol.J72-A, no.6, pp.1016-1018, 1989.
- [115] D. F. Bowers, M. Alexander : “New Spice compatible op-amp model boots ac simulation accuracy” , Electronics Device News, pp.143-154, February 1, 1990.
- [116] D. F. Bowers, M. Alexander : “Op-amp macromodel proves superior in high-frequency regions” , Electronics Device News, pp.155-164, March 1, 1990.
- [117] T. Tsukutani, M. Ishida, Y. Fukui : “Parasitic pole cancellation technique for active-R highpass filter” , Proceedings of 1990 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, pp.112-116, Cheju, Korea, 1990.
- [118] T. Tsukutani, M. Ishida, Y. Fukui : “Cancellation technique of parasitic poles for active-R highpass filter” , IEICE Transactions, vol.E74-A, no.10, pp.3083-3085, 1991.
- [119] T. Tsukutani : “Cancellation of parasitic poles in active filter design” , Research Reports of Matsue College of Technology, no.29, pp.45-50, 1994.
- [120] T. Tsukutani, M. Ishida, Y. Fukui : “Cancellation of parasitics in active filter design” , Proceedings of 1992 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, pp.407-411, Kyungju, Korea, 1992.
- [121] T. Tsukutani, M. Ishida, Y. Fukui : “Cancellation technique of parasitics in active filter design” , IEICE Transactions, vol.E76-A, no.6, pp.957-960, 1993.
- [122] T. Tsukutani, M. Ishida, Y. Fukui : “Cancellation of operational amplifier non-ideal characteristics in active filter design” , Proceedings of 1993 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, vol.2, pp.916-920, Nara, Japan, 1993.
- [123] T. Tsukutani, M. Ishida, Y. Fukui : “Current-mode active-R biquadratic filter circuit, Proceedings of 1994 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, vol.2, pp.822-826, Kongju, Korea, 1994.
- [124] T. Tsukutani, M. Ishida, Y. Fukui : “Versatile current-mode active-R biquadratic filter” , International Journal of Electronics, vol.78, no.6, pp.1119-1126, 1995.
- [125] 築谷隆雄, 立木純夫, 石田 雅, 副井 裕 : “演算増幅器による任意電流伝達関数の実現について” , 平成6年度電気・情報関連学会中国支部連合大会講演論文集, 131314, 1994.
- [126] 築谷隆雄, 立木純夫, 石田 雅, 副井 裕 : “電流モード能動Rバイカッド回路の一構成法” , 電子情報通信学会技術報告, CAS94-42, pp.23-28, 1994.
- [127] T. Tsukutani, S. Tsuiki, M. Ishida, Y. Fukui : “A novel current-mode active-R biquad using differential input differential output operational amplifiers” , International Journal of Electronics, vol.79, no.5, pp.607-615, 1995.
- [128] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, Y. Fukui : “A versatile current-mode OTA-C high-

- order filter circuit” , Proceedings of 1995 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, pp.643-646, Kumamoto, Japan, 1995.
- [129] Tsukutani, M. Higashimura, M. Ishida, S. Tsuiki, Y. Fukui : “A general class of current-mode high-order OTA-C filters” , International Journal of Electronics, International Journal of Electronics, vol.81, no.6, pp.663-669, 1996.
- [130] 築谷隆雄, 東村正巳, 石田 雅, 立木純夫, 副井 裕 : “縦続型構成による電流モード高次 OTA-C フィルタ回路の実現” , 電気学会電子回路研究会資料, ECT-96-16, pp.53-57, 1996.
- [131] 築谷隆雄, 石田 雅, 立木純夫, 副井 裕 : “電流モード OTA-C バイカッド回路の一構成法” , 電子情報通信学会技術報告, CAS94-115, pp.169-175, 1995.
- [132] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, Y. Fukui : “Versatile current-mode biquadratic filter using multiple current output OTAs” , International Journal of Electronics, vol.80, no.4, pp.533-541, 1996.
- [133] M. T. Ahmed, I. A. Khan, N. Minhaj : “Novel electronically tunable C-multipliers” , Electronics Letters, vol.31, pp.9-11, 1995.
- [134] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, Y. Fukui : “Novel electronically tunable current-mode filter without external passive elements” , Proceedings of 1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.1, pp.262-265, Atlanta, USA, 1996.
- [135] T. Tsukutani, M. Higashimura, M. Ishida, S. Tsuiki, Y. Fukui : “Cascade realization of current-mode filters without external passive elements” , Proceedings of 1996 International Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, vol.1, pp.139-142, Seoul, Korea, July 1996.
- [136] 築谷隆雄, 石田 雅, 立木純夫, 副井 裕 : “OA と OTA による電流モードバイカッド回路” , 電子情報通信学会技術報告, CAS95-87, pp.107-112, 1995.
- [137] T. Tsukutani, M. Ishida, S. Tsuiki, Y. Fukui : “Novel current-mode biquad without external passive elements” , Electronics Letters, vol.32, no.3, pp.197-198, 1996.
- [138] 築谷隆雄, 東村正巳, 副井 裕 : “OA と多出力型 OTA による電流伝達関数の実現” , 平成 8 年度電気・情報関連学会中国支部連合大会講演論文集, 081319, 1996.
- [139] B. Travis : “Current feedback revs up op amps” , Electronics Device News, pp.107-113, September 3, 1990.
- [140] D. Smith : “Current-feedback amps enhance active-filter speed and performance” , Electronics Device News, pp.167-172, September 17, 1990.
- [141] S. I. Liu, Y. S. Hwang : “Realisation of R-L and C-D impedances using a current feedback amplifier and its applications” , Electronics Letters, vol.30, no.5, pp.380-381, 1994.
- [142] S. I. Liu : “Universal filter using two current-feedback amplifiers” , Electronics Letters, vol.31, no.8, pp.629-630, 1995.
- [143] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, C. Boucheron : “High frequency applications based on a

参 考 文 献

- new current controlled conveyor” , IEEE Transactions on Circuits and Systems I , vol.CAS-43, no.2, pp.82-91, 1996.
- [144] J. Wu, E. El-Masry : “Current-mode ladder filters using multiple output current conveyors” , IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems, vol.143, no.4, pp.218-222, 1996.

研究業績

I. 学術雑誌発表論文

著者・論文題目・発表機関		本文
(1)	築谷隆雄, 石田 雅, 副井 裕 : “演算増幅器の2次極の影響を補償したイミタンス関数の一構成法”, 電子情報通信学会論文誌, vol.J72-A, no.6, pp.1016-1018, 1989.	第2章
(2)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “Cancellation technique of parasitic poles for active-R highpass filter”, IEICE Transactions, vol.E74-A, no.10, pp.3083-3085, 1991.	第3章
(3)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “Cancellation technique of parasitics in active filter design”, IEICE Transactions, vol.E76-A, no.6, pp.957-960, 1993.	第3章
(4)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “Versatile current-mode active-R biquadratic filter”, International Journal of Electronics, vol.78, no.6, pp.1119-1126, 1995.	第4章
(5)	Takao Tsukutani, Sumio Tsuiki, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “A novel current-mode active-R biquad using differential input differential output operational amplifiers”, International Journal of Electronics, vol.79, no.5, pp.607-615, 1995.	第5章
(6)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Sumio Tsuiki, Yutaka Fukui : “Novel current-mode biquad without external passive elements”, Electronics Letters, vol.32, no.3, pp.197-198, 1996.	第7章
(7)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Sumio Tsuiki, Yutaka Fukui : “Versatile current-mode biquad filter using multiple current output OTAs”, International Journal of Electronics, vol.80, no.4, pp.533-541, 1996.	第6章
(8)	Takao Tsukutani, Masami Higashimura, Masaru Ishida, Sumio Tsuiki, Yutaka Fukui : “A general class of current-mode high-order OTA-C filters”, International Journal of Electronics, vol.81, no.6, pp.663-669, 1996.	第6章

II. 国際会議発表論文

著者・論文題目・発表機関		本文
(1)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “Parasitic pole cancellation technique for active-R highpass filter” , Proceedings of 1990 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, pp.112-116, Cheju, Korea, 1990.	第3章
(2)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “Cancellation of parasitics in active filter design” , Proceedings of 1992 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, pp.407-411, Kyungju, Korea, 1992.	第3章
(3)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “Cancellation of operational amplifier non-ideal characteristics in active filter design” , Proceedings of 1993 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, vol.2, pp.916-920, Nara, Japan, 1993.	第3章
(4)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Yutaka Fukui : “Current-mode active-R biquadratic filter circuit” , Proceedings of 1994 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, vol.2, pp.822-826, Kongju, Korea, 1994.	第4章
(5)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Sumio Tsuiki, Yutaka Fukui : “A versatile current-mode OTA-C high-order filter circuit” , Proceedings of 1995 Joint Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, pp.643-646, Kumamoto, Japan, 1995.	第6章
(6)	Takao Tsukutani, Masaru Ishida, Sumio Tsuiki, Yutaka Fukui : “Novel electronically tunable current-mode filter without external passive elements” , Proceedings of 1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.1, pp.262-265, Atlanta, USA, 1996.	第7章
(7)	Takao Tsukutani, Masami Higashimura, Masaru Ishida, Sumio Tsuiki, Yutaka Fukui : “Cascade realization of current-mode filters without external passive elements” , Proceedings of 1996 International Technical Conference on Circuits/ Systems, Computers and Communications, vol.1, pp.139-142, Seoul, Korea, 1996.	第7章

Ⅲ. 研究紀要・学会研究会発表論文

著者・論文題目・発表機関		本文
(1)	Takao Tsukutani : “Cancellation of parasitic poles in active filter design” , Research Reports of Matsue College of Technology, no.29, pp.45-50, 1994.	第3章
(2)	築谷隆雄, 立木純夫, 石田 雅, 副井 裕 : “電流モード能動Rバイカッ ド回路の一構成法” , 電子情報通信学会技術報告, CAS94-42, pp.23-28, 1994.	第5章
(3)	築谷隆雄, 石田 雅, 立木純夫, 副井 裕 : “電流モードOTA-Cバイカッ ド回路の一構成法” , 電子情報通信学会技術報告, CAS94-115, pp.169- 175, 1995.	第6章
(4)	築谷隆雄, 石田 雅, 立木純夫, 副井 裕 : “OAとOTAによる電流モー ドバイカッド回路” , 電子情報通信学会技術報告, CAS95-87, pp.107-112, 1995.	第7章
(5)	築谷隆雄, 東村正巳, 石田 雅, 立木純夫, 副井 裕 : “縦続型構成による 電流モード高次OTA-Cフィルタ回路の実現” , 電気学会電子回路研究会 資料, ECT-96-16, pp.53-57, 1996.	第6章

付 録

A. PSpice ネットリスト

A. 1 演算増幅器による能動Rバイカッド回路

```
* #####
* CURRENT-MODE ACTIVE-R BIQUAD FILTER *
*      fo=200kHz, Q=1.0, H=0.8      *
* #####
*
*
* LIB C:\PSY\LIB\NAT_SEMI.LIB
* TEMP      25
* AC DEC 30 1kHz 10MegHz
*
* IIN 0 1 AC 0.001
*
* X1 0 1 40 50 2 LF356/NS
* X2 3 1 40 50 4 LF356/NS
* X3 0 5 40 50 6 LF356/NS
*
* R0 1 0 1.423k
* R1 1 2 20.50k
* R2 1 4 12.26k
*
* R3 1 7 0.3k
* R4 2 8 9.599k
* R5 6 7 15.32k
* R6 5 6 750k
*
* Ra1 2 3 9.5k
* Ra2 3 0 0.5k
* Rb1 2 5 9.5k
* Rb2 5 0 0.5k
*
* Rbs 7 8 0.01
* Rap 8 0 0.01
*
* Vcc 40 0 15v
* Vee 50 0 -15v
*
* .PROBE
* .END
```

A. 2 差動入力差動出力型演算増幅器による能動Rバイカッド回路

```
* #####
* CURRENT-MODE ACTIVE-R BIQUAD FILTER *
*      DIDO TYPE OP AMPS      *
*      fo=100kHz, Q=1.0, H=0.8      *
* #####
*
* LIB C:\PSY\LIB\NAT_SEMI.LIB
* TEMP      25
* AC DEC 30 1kHz 10MegHz
*
* IIN 0 1 AC 0.001
*
* X1 0 2 40 50 3 LF356/NS
* X2 4 0 40 50 5 LF356/NS
*
* R1 1 3 12.78k
* R2 1 5 16.34k
* R3 1 7 0.5k
* R4 3 8 15.99k
* R5 6 7 20.43k
*
* Rbs 7 8 0.01
```

```

Rap 8 0 0.01
*
Eneg 6 0 VALUE={-V(5,0)}
*
Vcc 40 0 15v

```

```

Vee 50 0 -15v
*
.PROBE
.END

```

A. 3 多出力型OTAによるバイカッド回路

```

* #####
* CURRENT-MODE OTA-C BIQUAD FILTER *
* fo=100kHz, Q=1.0, H=1.0 *
* #####
*
.LIB C:\PS\LIB\OTA.LIB
.TEMP 25
.AC DEC 40 1kHz 10MegHz
*
IIN 0 1 AC 0.01
*
X1 1 2 3 0 DPBPP
X2 2 0 4 5 1 0 TOTAPNN
X3 4 0 6 1 0 DOTAPN
*
C1 2 0 3183pF
C2 4 0 3183pF
*
Rhp 3 7 0.01
Rlp 6 7 0.01
Rbp 5 8 0.01
Rbs 7 8 0.01
Ro 8 0 0.01
*
.PROBE
.END

* #####
* TRIPLE CURRENT OUTPUT OTA
* One Positive and
* Two Negative Outputs
*
.SUBCKT TOTAPNN 1 2 3 4 5 6
*
G1 6 3 1 2 2.0E-3
G2 6 4 2 1 2.0E-3
G3 6 5 2 1 2.0E-3
*
Ri1 1 2 100k
Ci1 1 2 2.6pF
Ri2 2 1 100k
Ci2 2 1 2.6pF
Ri3 2 1 100k
Ci3 2 1 2.6pF
*
Ro1 3 6 70Meg

```



```

Co1  3  6  3.6pF
Ro2  4  6  70Meg
Co2  4  6  3.6pF
Ro3  4  6  70Meg
Co3  4  6  3.6pF
*
.ENDS

* OTA PROPORTIONAL BLOCK
*   Two Positive Outputs
*
.SUBCKT DPBPP 1 2 3 4
*
G1   4  1  4  1  2.0E-3
G2   4  2  1  4  2.0E-3
G3   4  3  1  4  2.0E-3
*
Ri1  4  1  100k
Ci1  4  1  2.6pF
Ri2  1  4  100k
Ci2  1  4  2.6pF
Ri3  1  4  100k
Ci3  1  4  2.6pF
*
Ro1  1  4  70Meg
Co1  1  4  3.6pF
Ro2  2  4  70Meg
Co2  2  4  3.6pF
Ro3  3  4  70Meg
Co3  3  4  3.6pF
*
.ENDS

```

A. 4 演算増幅器と多出力型OTAによるバイカッド回路

```

* #####
* CURRENT-MODE OA-OTA BIQUAD FILTER *
*   fo=100kHz, Q=1.0, H=1.0 *
* #####
*
.LIB C:\PS\LIB\NAT_SEMI.LIB
.LIB C:\PS\LIB\OTA.LIB
.TEMP 25
.AC DEC 40 1kHz 10MegHz
*
IIN  0  1  AC  0.01
*
X1   0  1  1  6  0  DOTAPN1
X2   0  3  1  7  0  DOTAPP
X3   0  5  1  8  0  DOTAPN2
*
X4   1  2  0          PBSOTA
X5   3  4  0          PBSOTA
*
X6   2  0  40  50  3  LF356/NS
X7   4  0  40  50  5  LF356/NS
*
Rhp  6  9  0.01
Rlp  8  9  0.01
*
Rbp  7  10  0.01
Rbs  9  10  0.01
Ro   10  0  0.01
*
Vcc  40  0  15v
Vee  50  0  -15v
*
.PROBE
.END
* #####
*   OTA APPLICATION LIBRARY *
*   OA-OTA BIQUAD *
* #####
*
DUAL CURRENT OUTPUT OTA No.1
*   Positive and Negative Outputs
*
.SUBCKT DOTAPN1 1 2 3 4 5
*
G1   5  3  1  2  2.0E-3
G2   5  4  2  1  2.0E-3
*
Ri1  1  2  100k

```

付 録

```

Ci1  1  2  2.6pF
Ri2  2  1  100k
Ci2  2  1  2.6pF
*
Roi  3  5  70Meg
Co1  3  5  3.6pF
Ro2  4  5  70Meg
Co2  4  5  3.6pF
*
.ENDS

* DUAL CURRENT OUTPUT OTA No. 2
*   Two Positive Outputs
*
.SUBCKT DOTAPP 1 2 3 4 5
*
G1   5  3  1  2  0.626E-3
G2   5  4  1  2  0.626E-3
*
Ri1  1  2  100k
Ci1  1  2  2.6pF
Ri2  1  2  100k
Ci2  1  2  2.6pF
*
Roi  3  5  70Meg
Co1  3  5  3.6pF
Ro2  4  5  70Meg
Co2  4  5  3.6pF
*
.ENDS

* DUAL CURRENT OUTPUT OTA No. 3
*   Positive and Negative Outputs
*
.SUBCKT DOTAPN2 1 2 3 4 5

```

```

*
G1   5  3  1  2  0.196E-3
G2   5  4  2  1  0.196E-3
*
Ri1  1  2  100k
Ci1  1  2  2.6pF
Ri2  2  1  100k
Ci2  2  1  2.6pF
*
Roi  3  5  70Meg
Co1  3  5  3.6pF
Ro2  4  5  70Meg
Co2  4  5  3.6pF
*
.ENDS

* OTA PROPORTIONAL BLOCK
*
.SUBCKT PBSOTA 1 2 3
*
G1   2  3  1  3  0.1E-3
G2   2  3  3  2  2.0E-3
*
Ri1  1  3  100k
Ci1  1  3  2.6pF
Ri2  3  2  100k
Ci2  3  2  2.6pF
*
Roi  2  3  70Meg
Co1  2  3  3.6pF
Ro2  2  3  70Meg
Co2  2  3  3.6pF
*
.ENDS

```

END