

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	電圧フォロワを用いたLCシミュレーション形能動RCフィルタの構成に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	高木茂孝
Author(English)	Shigetaka Takagi
出典(和文)	学位:工学博士, 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第1729号, 授与年月日:1986年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:藤井信生
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第1729号, Conferred date:1986/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

b-48

電圧フォロワを用いたLCシミュレーション形

能動RCフィルタの構成に関する研究

昭和60年12月

指導教官 藤井 信生 助教授

提出者 大学院博士課程電子物理工学専攻

高木 茂孝

目次

第1章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の概要	3
第2章	電圧フォロワを用いた能動RC回路の諸性質	5
2.1	まえがき	5
2.2	電圧フォロワと受動回路から構成される回路の一般的性質	5
2.3	電圧フォロワと抵抗回路から構成される回路の諸性質	9
2.4	電圧フォロワとRC回路で実現できる 能動RC2端子イミタンスの制限	12
2.5	むすび	15
第3章	電圧フォロワを用いたLCRフィルタのシミュレーション	17
3.1	まえがき	17
3.2	LCRフィルタのインピーダンス・スケーリング	17
3.3	電圧フォロワを用いた能動RC2端子イミタンスの実現	20
3.4	非接地素子の実現	23
3.5	受動素子数及び能動素子数の削減	28
3.5.1	能動素子数の削減	28
3.5.2	受動素子数の削減	30
3.6	例題	32
3.6.1	帯域通過LCRフィルタのシミュレーション	32
3.6.2	低域通過LCRフィルタのシミュレーション	34
3.7	むすび	35

第4章	素子感度の解析	37
4.1	まえがき	37
4.2	受動素子感度の解析	38
4.3	能動素子感度の解析	39
4.3.1	電圧フォロワの有限帯域幅に関する検討	39
4.3.2	電圧フォロワの入力インピーダンスに関する検討	44
4.3.3	電圧フォロワの出力抵抗に関する検討	46
4.4	例題	47
4.4.1	受動素子感度の比較	47
4.4.2	電圧フォロワの有限帯域幅の影響	52
4.4.3	電圧フォロワの入力インピーダンスの影響	55
4.4.4	電圧フォロワの出力抵抗の影響	57
4.4.5	実験	58
4.5	むすび	59
第5章	高周波帯域通過フィルタへの応用	60
5.1	まえがき	60
5.2	負性イミタンスの実現	61
5.3	抵抗両終端形LC帯域通過フィルタの等価変換	65
5.4	例題	71
5.4.1	4次M結合形帯域通過LCフィルタの シミュレーション	72
5.4.2	4次抵抗両終端形帯域通過LCフィルタの シミュレーション	77
5.5	むすび	80
第6章	高周波低域通過フィルタ及び高域通過フィルタへの応用	81
6.1	まえがき	81
6.2	並列共振回路を有する全極形フィルタの実現	82

6.2.1	全極形フィルタの構成	82
6.2.2	高域通過フィルタの構成	86
6.2.3	感度特性	87
6.3	M結合形フィルタの構成	89
6.3.1	縦続行列の決定	89
6.3.2	リアクタンス回路の展開	92
6.3.3	終端抵抗の決定	94
6.4	例題	95
6.4.1	原LCRフィルタの実現	95
6.4.2	シミュレーション	97
6.4.3	実験	100
6.5	むすび	101
第7章 高性能電圧フォロワの構成		103
7.1	まえがき	103
7.2	エミッタフォロワを用いた電圧フォロワの構成	104
7.3	電圧フォロワの高周波解析	108
7.4	VCCSの構成	113
7.5	シミュレーション及び実験	116
7.6	むすび	123
第8章 結論		126
謝辞		128
参考文献		129

第1章 序 論

1.1 本研究の背景

伝送システムや信号処理システムに欠かせない重要な機能ブロックのひとつであるフィルタの基本概念は、1915年にドイツの K. W. Wagner とアメリカの George A. Campbellによってそれぞれ独立に提唱され、それ以来今日まで数多くの研究がなされてきた。その中で、フィルタの高性能化、小形化の障害となるインダクタを用いずに、能動素子と抵抗及び容量だけで構成できるフィルタである能動RCフィルタは、真空管の発明により初めてその実現が可能となり、1930年代初めにBlack やBodeらにより真空管と帰還技術を利用したその理論が発表され、今日までに至り広く用いられている。特に1967年にWidlerによって、低周波領域では能動素子としてほぼ理想的な特性を有し、また汎用性に富んだ低コストのモノリシック演算増幅器が開発されて以来、能動RCフィルタの研究は長足の進歩を遂げている[11]-[121]。

近年スイッチトキャパシタフィルタ[22]やデジタルフィルタ[23]がモノリシックIC化可能なフィルタとして注目を集めているものの、これらはともに離散時間信号を扱うため、フィルタの前後に帯域制限用や波形成形用の連続時間フィルタを必要とするという根本的な欠点を有している。またスイッチトキャパシタフィルタではクロックのもれによるノイズが大きく、遮断域で大幅な減衰特性を必要とする応用には不適當であり、デジタルフィルタでは回路規模が大きくなり、コストの面で問題がある。一方もともと連続時間系である能動RCフィルタは帯域制限用等の連続時間フィルタを必要とせず、また回路もそれほど大規模にならずに遮断域で大幅な減衰特性を比較的容易に実現できる。このような理由から能動RCフィルタではハイブリッドICの形で、今日実用化が進められ、ほぼ完成の域に到達している。

能動RCフィルタの構成法を大別すると、伝達関数を1次または2次の積に因数分解し、それぞれを単位区間として実現する縦続接続形構成法^{[11]-[15]}、これらの単位区間相互に多数の帰還をかけて全体の伝達関数を実現する多重帰還形構成法^{[16]-[19]}、LCRフィルタを何等かの形でシミュレートするLCシミュレーション形構成法とに分けることができる。縦続接続形構成法や多重帰還形構成法を用いて構成する際に基本単位となる2次区間としては、単一能動素子で構成することのできるSallen-Key回路^[11]、Friendの回路^[12]や、複数の能動素子からなるBiquad回路^[3]等が代表的であり、その他にも多数の回路が発表されている^{[4], [5]}。一方LCシミュレーション形構成法は、LCRフィルタの各素子そのものをシミュレートするインピーダンス・シミュレーション法^{[101]-[118]}と、LCRフィルタの節点電圧や枝電流等の関係をシミュレートする電圧・電流シミュレーション法^{[119]-[121]}とに別れ、インピーダンス・シミュレーション法ではジャイレータ^[10]や一般化イミタンス変換器^[11]等のインダクタやFDNR^[12]をシミュレートするための能動素子または能動回路の研究がなされ、電圧・電流シミュレーション法では積分器を基本単位としたリープフロッグ形構成法^[19]がその主流を占めている。

このような能動RCフィルタの研究及び実用上において残された重要な課題として、歩留まり、経年変化特性を決定する受動素子感度の低減、コストや消費電力に関係する能動素子数の削減、及びビデオ信号等の高周波信号処理用のフィルタの実現があげられる。

オーディオ帯域以下の低周波領域で特に問題となる受動素子感度及び能動素子数に関し、各構成法別に検討を加えると、縦続接続形構成法では単位区間を最小1個の能動素子で実現できるため少数の能動素子でフィルタを構成でき、また調整も他の構成法と比べ容易である。しかしながら縦続接続形構成法はそれぞれの区間を独立に構成するため一般に素子の感度が高くなる。また多重帰還形構成法は、縦続接続形構成法の素子感度を改善するために考え出された構成法であるが、一般に設計が容易でなく、低素子感度となるための設計指針が

明らかでない。LCシミュレーション形構成法は、1968年に Orchardにより指摘された抵抗両終端形LCフィルタの有する低感度性^[24]を、適切なシミュレーションにより受け継ぐことができ、低受動素子感度の能動RCフィルタの実現が可能である。しかし適切なシミュレーションを行うためには多数の能動素子を必要とし、その結果縦続接続形構成法と比較して実用化が遅れているのが現状である。このように低周波領域においては、少数の能動素子でしかも低受動素子感度の能動RCフィルタの実現が重要な課題となっている。

一方数 MHz程度の高周波領域において能動RCフィルタを実現するためには、高周波特性の優れた能動素子が不可欠である。従来の構成法はどれも主として演算増幅器を能動素子として用いており、この演算増幅器は低周波領域ではほぼ理想的と考えられるが、高利得増幅器であるため高周波領域での実現が困難となる。このため従来の演算増幅器を用いた構成法は能動RCフィルタの実現には適さないと考えられる。

1.2 本研究の概要

本研究は、1.1節で述べられた能動RCフィルタの諸問題の一解決方法を与えることを目的とし、低受動素子感度特性と能動素子数の少数化の要請をともに満足し、高周波領域への応用に適した能動RCフィルタの実現を試みる。実現のための手法として、構成法には、低受動素子感度特性を実現するためにLCシミュレーション形構成法を用い、また能動素子には電圧利得が1倍の増幅器である電圧フォロワを用いる。この電圧フォロワはその電圧利得が1倍であるため、高い利得を必要とする演算増幅器と比較して、一般に帯域が広い。さらに演算増幅器と同様にナレータ及びノレータだけで表わすことができ、理想的には能動素子がフィルタにおよぼす影響がなく、高周波能動RCフィルタの能動素子として非常に好ましい素子である。

第2章では、電圧フォロワとRC回路から構成される回路の諸性質について述べ、これらの諸性質から電圧フォロワとRC回路だけで実現することのできる能動RC2端子イミタンスの制限を導く。

第3章では、第2章の結果を基に、LCRフィルタにインピーダンス・スケールリングを行うことの必要性を指摘し、またインピーダンス・スケールリングの方法を決定する。さらにインピーダンス・スケールリングにより変換された原LCRフィルタの各素子を、1個の電圧フォロワと受動RC3端子回路で実現する方法を示し、また受動素子や能動素子の削減方法についても述べる。

第4章では、第3章で提案された構成法が抵抗両終端形LCフィルタの低素子感度特性を受け継ぐための条件を示し、さらに電圧フォロワが非理想の場合の影響について検討する。

第5章では、第3章で提案された構成法を高周波領域に適用する場合、主として問題となる電圧フォロワの入力容量の影響を補償するための方法を提案し、また提案された補償方法が抵抗両終端形LC帯域通過フィルタに適用可能であることを示す。

第6章では、従来の抵抗両終端形低域通過LCフィルタや高域通過LCフィルタでは第5章の補償方法を用いることができないため、新たに低素子感度の低域通過及び高域通過LCRフィルタの構成法を提案し、第3章の構成法が高周波低域通過フィルタや高域通過フィルタを実現する際にも有効であることを示す。

第7章では、第6章及び第5章で述べた高周波能動RCフィルタに用いるための高性能電圧フォロワの実現方法を示し、モノリシックICによりこれを実現する。さらに計算機シミュレーション、実験等により、この電圧フォロワの有効性を示す。

第2章 電圧フォロワを用いた能動RC回路の諸性質

2.1 まえがき

本章では、電圧フォロワとRC回路から構成される回路の諸性質^[17]について述べる。まず初めに、 n 個の電圧フォロワと受動回路から構成される回路においてもHilbermanによって示された演算増幅器と受動回路から構成される回路の性質^[25](以下Hilbermanの定理と呼ぶ)が成立することを示す。さらに受動回路が抵抗回路である場合の諸性質を導く。またこれらの導かれた諸性質を用いて、電圧フォロワとRC回路だけで実現することのできる能動2端子イミタンスの諸制限について述べる。

2.2 電圧フォロワと受動回路から構成される回路の一般的性質

本節では電圧フォロワと受動回路から構成される回路の一般的性質について述べ、このような回路においてもHilbermanの定理が成立することを示す。

図2-1に、 n 個の電圧フォロワと内部に接地点を有しない受動回路から構成される能動回路を示す。ここでは電圧フォロワは理想的(電圧利得が1倍、入力インピーダンスが無限大、出力インピーダンスが零、帯域幅が無限大)であるとする。図2-1の回路において、次の[性質1]が成立する。

[性質1] n 個の電圧フォロワと受動回路から構成される回路では、受動回路が接地点を有しなければ、回路内のすべての節点の電圧は入力電圧 V_0 と等しい。

(証明) $n = 1$ の場合、任意の節点 i の電圧 V_i (電圧 V_i はすべて、電圧フ

オロワの接地点を基準とする) は

$$V_i = (t_{i0} + t_{i0}t_{i2} / (1 - t_{i2})) V_0 \quad (2-1)$$

となる。但し、 t_{ij} は受動回路の端子 j から i への電圧伝達関数であり

$$t_{ij} = V_i / V_j \quad (2-2)$$

で定義される。受動回路は接地点を有しないから

$$t_{i0} + t_{i2} = t_{i0} + t_{i2} = 1 \quad (2-3)$$

が成立する。式(2-3)を式(2-1)に代入すると、 V_0 の係数は

$$t_{i0} + t_{i0}t_{i2} / (1 - t_{i2}) = 1 \quad (2-4)$$

となり、 V_i は V_0 と等しくなる。このことから、 $n = 1$ の場合、[性質1]が成立することがわかる。

次に $n = k$ までにおいて [性質1] が成立すると仮定すると、 $n = k + 1$ において、節点 i の電圧 V_i は

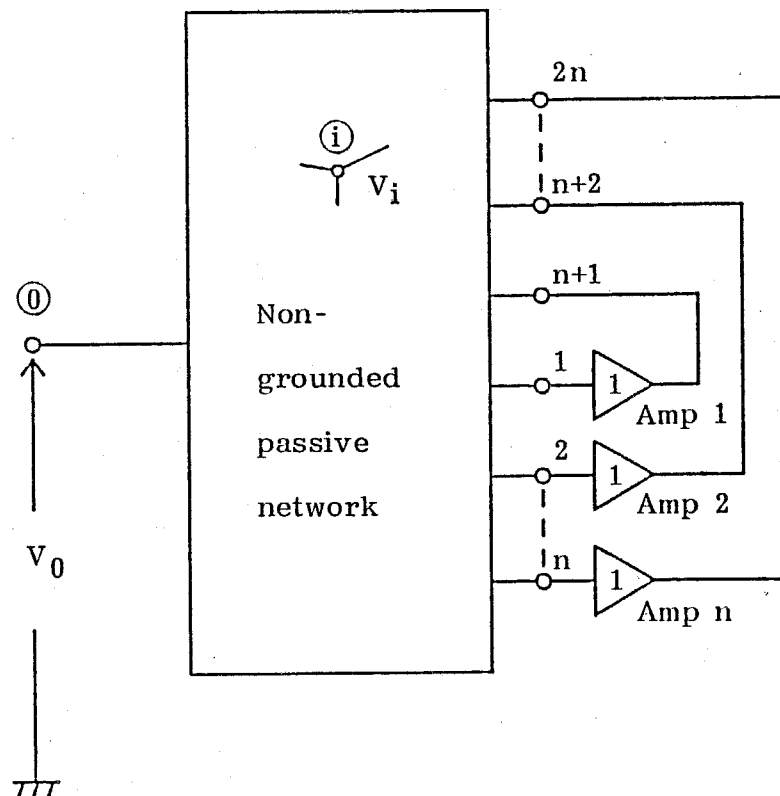


図2-1 n個の電圧フォロワを含む能動回路

$$V_i = (T_{i0}^k + T_{k+1,0}^k T_{i,2k+2}^k / (1 - T_{k+1,2k+2}^k)) V_0 \quad (2-5)$$

と表わされる。但し T_{ij}^k は、 k 個の電圧フォロワを含み、 $k+1$ 番目の電圧フォロワの入力が接続されている端子 $k+1$ を開放、 $k+1$ 番目の電圧フォロワの出力が接続されている端子 $2k+2$ を接地した回路の端子 j から i への電圧伝達関数である。 $n=k$ までにおいて [性質1] が成立するという仮定から、 $k+1$ 番目の電圧フォロワが接続されるべき端子を図2-2のように結線すると、すべての節点の電圧は V_0 と等しくなり、

$$T_{i0}^k + T_{i,2k+2}^k = T_{k+1,0}^k + T_{k+1,2k+2}^k = 1 \quad (2-6)$$

となる。式(2-6)を式(2-5)に代入すると

$$T_{i0}^k + T_{k+1,0}^k T_{i,2k+2}^k / (1 - T_{k+1,2k+2}^k) = 1 \quad (2-7)$$

が得られる。このことから $n=k$ までにおいて [性質1] が成立するならば、 $n=k+1$ においても成立する。したがって [性質1] が数学的帰納法により

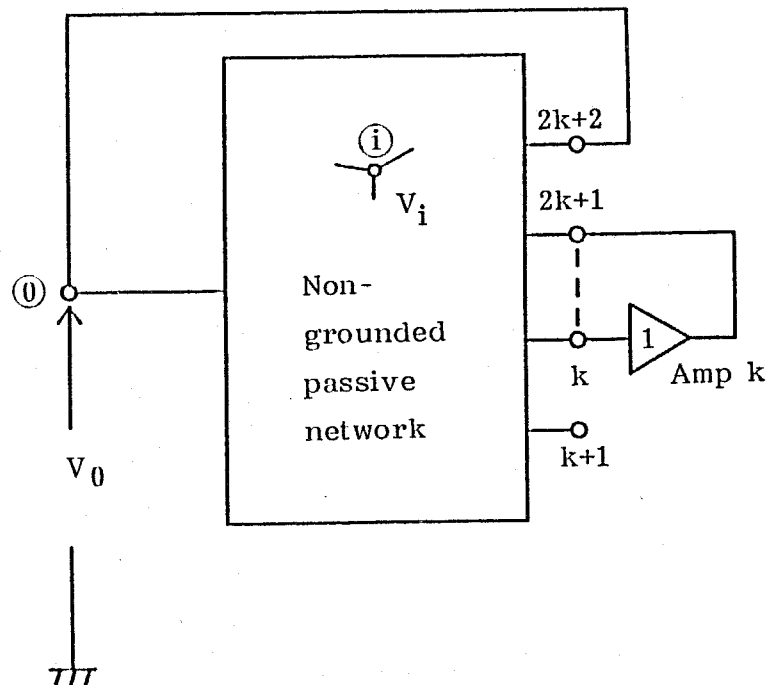


図2-2 k 個の電圧フォロワを含む能動回路

証明された。

(証明終)

〔性質1〕は、Hilbermanの定理が、電圧フォロワを用いた回路にも成立することを示している。

〔性質1〕から直ちに次の〔性質2〕を導くことができる。

〔性質2〕 電圧フォロワと受動回路から構成される図2-3の回路において端子1から任意の節点*i*への電圧伝達関数を $T_1(s)$ とすると、端子1を接地して、受動回路の接地端子0から入力を加えた場合の節点*i*への電圧伝達関数 $T_0(s)$ は

$$T_0(s) = 1 - T_1(s) \quad (2-8)$$

となる。

(証明) 〔性質1〕より

$$T_0(s) + T_1(s) = 1 \quad (2-9)$$

であるから、式(2-8)が成立する。

(証明終)

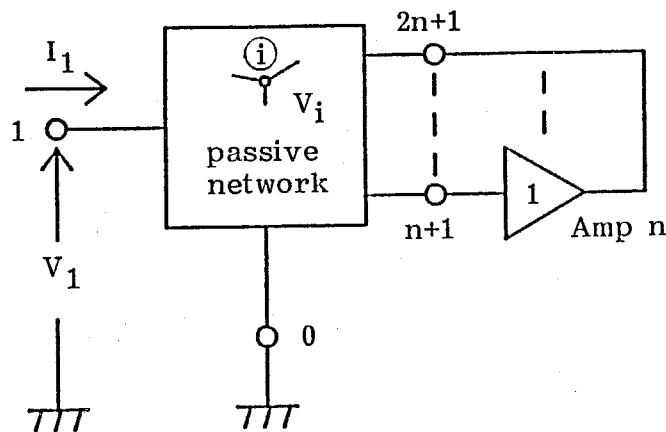


図2-3 受動回路が接地点を有する能動回路

2.3 電圧フォロワと抵抗回路から構成される回路の諸性質

本節では受動回路が抵抗だけで構成されている場合の回路の諸性質について述べる。

図2-4 に n 個の電圧フォロワと抵抗回路から構成される回路を示す。回路内の任意の節点 i の電圧 V_i に関して、次の性質が成立する。

〔性質3〕 電圧フォロワと抵抗だけで構成されている回路の任意の節点 i の電圧 V_i は、入力を V_1 とすると

$$0 \leq V_i \leq V_1 \quad (2-10)$$

となる。

(証明) $n = 1$ の場合、図2-5の節点 i の電圧 V_i は、式(2-1)と同様に

$$V_i = (t_{i1} + t_{21}t_{i3} / (1 - t_{23})) V_1 \quad (2-11)$$

で与えられる。但し、 t_{ij} は抵抗回路の節点 j から i への電圧伝達比である。抵抗回路では電圧の増幅及び位相回転は生じないので

$$0 \leq t_{ij} \leq 1 \quad (2-12)$$

である。また

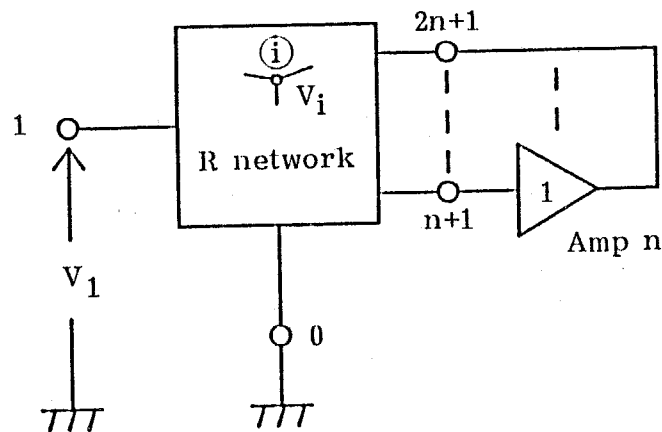


図2-4 電圧フォロワと抵抗回路から構成される回路

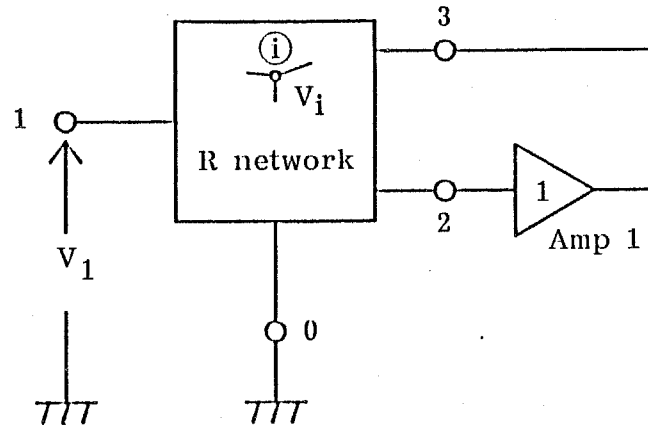


図2-5 1個の電圧フォロワと抵抗回路

$$\left. \begin{aligned} 0 \leq t_{i1} + t_{i3} \leq 1 \\ 0 \leq t_{21} + t_{23} \leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (2-13)$$

が成立する。式(2-12)、(2-13)の関係を式(2-11)に代入すると、 V_1 の係数は

$$0 \leq (t_{i1} + t_{21}t_{i3} / (1 - t_{23})) \leq t_{i1} + t_{i3} \leq 1 \quad (2-14)$$

となり、【性質3】が成立する。

次に $n = k$ までにおいて【性質3】が成立すると仮定すると、 $n = k + 1$ において、節点 i の電圧 V_i は

$$V_i = (T_{i1}^k + T_{k+2,1}^k T_{i,2k+3}^k / (1 - T_{k+2,2k+3}^k)) V_1 \quad (2-15)$$

と表わされる。但し T_{ij}^k は、図2-6に示すように k 個の電圧フォロワを含み、 $k + 1$ 番目の電圧フォロワの入力が接続されている端子 $k + 2$ を開放、 $k + 1$ 番目の電圧フォロワの出力が接続されている端子 $2k + 3$ を接地した回路の端子 j から i への電圧伝達比である。

$n = k$ までにおいて【性質3】が成立するという仮定から、電圧の増幅及び位相回転は生じないので

$$0 \leq T_{ij}^k \leq 1 \quad (2-16)$$

であり、また

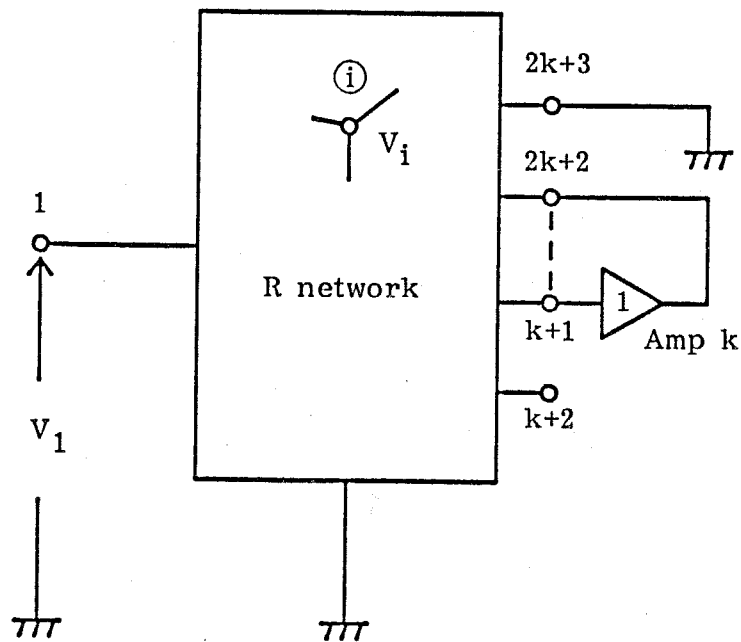


図2-6 k個の電圧フォロワと抵抗回路

$$\left. \begin{aligned} 0 \leq T_{i1}^k + T_{i,2k+3}^k &\leq 1 \\ 0 \leq T_{k+2,1}^k + T_{k+2,2k+3}^k &\leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (2-17)$$

が成立する。式(2-16)、(2-17)を式(2-15)に代入すると

$$\begin{aligned} 0 \leq T_{i1}^k + T_{k+2,1}^k T_{i,2k+3}^k / (1 - T_{k+2,2k+3}^k) \\ \leq T_{i1}^k + T_{i,2k+3}^k &\leq 1 \end{aligned} \quad (2-18)$$

が得られ、 $n = k + 1$ においても【性質3】が成立することがわかる。したがって数学的帰納法により【性質3】が証明された。 (証明終)

【性質3】を言い換えると次のようになる。

【性質3-1】 電圧フォロワと抵抗回路だけでは電圧利得が1倍を越える増幅器を実現することはできない。また電圧利得が1倍となるのは、抵抗回路が接地点を有しない場合だけである。

【性質3-2】 電圧フォロワと抵抗回路だけでは、逆相増幅器を実現することはできない。

また〔性質3〕を用いることにより、次のような幾つかの性質が得られる。

〔性質4〕 電圧フォロワと抵抗回路だけでは負性抵抗を実現することはできない。

(証明) もし負性抵抗を実現することが可能であるとすると、適当な値の負性抵抗と正抵抗を用いることにより、電圧利得が1倍を越える増幅器が実現できることになるので、〔性質3〕に反する。 (証明終)

また〔性質4〕から直ちに次の性質が導かれる。

〔性質4-1〕 電圧フォロワと抵抗回路だけでは、負性インピーダンス変換器〔26〕を実現することはできない。

〔性質5〕 電圧フォロワと抵抗回路だけではジャイレータ〔10〕を実現することはできない。

(証明) もしジャイレータを実現することが可能であるとすると、適当な値の抵抗をジャイレータに終端することにより、終端した抵抗の両端の電圧が入力電圧より大となり、〔性質3〕に反する。 (証明終)

2.4 電圧フォロワとRC回路で実現できる

能動RC2端子イミタンスの制限

2.3節では、受動回路が抵抗回路の場合について述べた。受動回路がRC回路である場合においても、RC回路が直流及び無限大周波数において抵抗回路となるため、2.3節で示された性質を受け継ぐことになる。本節では、2.3節で導いた諸性質を用いて、電圧フォロワとRC回路で実現できる能動RC2端子イミタンスの制限について述べる。

図2-7 に n 個の電圧フォロワと RC 回路を用いた能動 RC 2 端子イミタンスの実現回路を示す。この回路の入力電流 I_1 は

$$I_1 = (y_{11}(s) + \sum_{i=1}^n K_i(s) y_{1, i+1}(s)) V_1 \quad (2-19)$$

と与えられる。但し、 $y_{ij}(s)$ は、 $i = j$ のとき端子 i から見込んだ RC 回路の入力アドミタンスであり、 $i \neq j$ のとき RC 回路の端子 j から端子 i への伝達アドミタンスである。また $K_i(s)$ は入力から i 番目の電圧フォロワの出力への電圧伝達関数である。式 (2-19) から図2-7の回路の入力アドミタンスは

$$Y_{11}(s) = I_1 / V_1 = (y_{11}(s) + \sum_{i=1}^n K_i(s) y_{1, i+1}(s)) \quad (2-20)$$

となる。

図2-7の回路により実現される能動 RC 2 端子イミタンス $Y_{11}(s)$ には、次のような性質がある。

〔性質6〕 電圧フォロワと RC 回路だけでは、直流でインピーダンスが零となる能動 RC 2 端子イミタンスを実現することはできない。

(証明) 直流では RC 回路は抵抗だけとなるから、式 (2-20) の $y_{ij}(s)$ 及び $K_i(s)$ は実数となる。これらを y_{ij} 、 $K_i(0)$ とおくと、式 (2-20) は

$$Y_{11}(0) = y_{11} + \sum_{i=1}^n K_i(0) y_{1, i+1} \quad (2-21)$$

となる。RC 回路を構成している抵抗のコンダクタンスは有限であるから

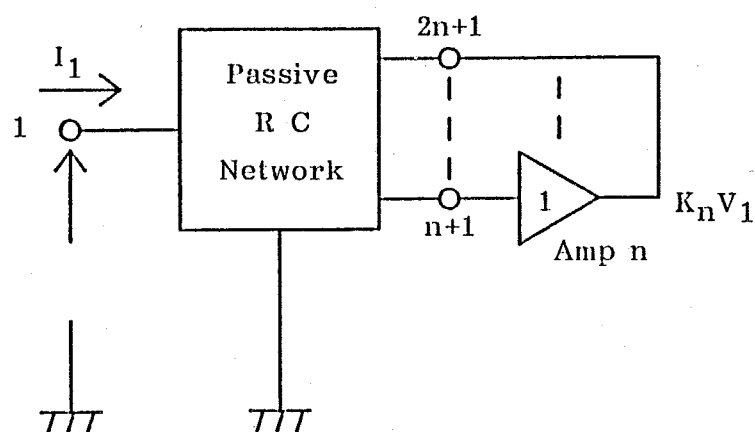


図2-7 電圧フォロワを用いた能動 RC 2 端子イミタンス

$$y_{ij} < \infty \quad (2-22)$$

である。また [性質 3] から

$$0 \leq K_i(0) \leq 1 \quad (2-23)$$

であるので、式 (2-22)、(2-23) を式 (2-21) に代入すると

$$Y_{11}(0) < \infty \quad (2-24)$$

となる。すなわち図 2-7 の回路により実現される能動 RC 2 端子イミタンスは、直流で有限の値となる。また $Y_{11}(0)$ の逆数である $Z_{11}(0)$ は零に成り得ない。

(証明終)

[性質 6] の制限により、電圧フォロワと RC 回路だけでは無損失のインダクタ (sL) やスーパーインダクタ (s^2M) [13] を実現できないことがわかる。

[性質 7] 電圧フォロワと RC 回路だけでは、無限大周波数でアドミタンスが 2 次以上の次数で無限大となる能動 RC 2 端子イミタンスは実現することができない。

(証明) RC 回路の性質から、 $y_{ij}(s)$ の分子の s の最高次数は、分母のそれより 2 次以上は大きくならない。すなわち $y_{ij}(\infty)$ は高々 1 次の無限大にしか成り得ない。また無限大周波数において RC 回路は抵抗だけ残るので、[性質 3] から

$$0 \leq K_i(\infty) \leq 1 \quad (2-25)$$

である。したがって、式 (2-20) の各項は無限大周波数で 2 次以上の無限大にはならない。

(証明終)

[性質 7] は、電圧フォロワと RC 回路だけでは能動 RC 2 端子イミタンスの代表的な例である FDNR ($1/s^2D$) [12] を実現できないことを示している。

〔性質6〕、〔性質7〕から次の性質が得られる。

〔性質8〕 電圧フォロワとRC回路だけでは一般化イミタンス変換器 (GIC) を実現することはできない。

(証明) もしGICが実現可能であるとすると、各素子を適当に抵抗または容量に選ぶことにより、インダクタ、FDNRが実現でき、〔性質6〕、〔性質7〕に反する。 (証明終)

また〔性質4〕と対応して次の性質があげられる。

〔性質9〕 無限大周波数において、電圧フォロワとRC回路だけで実現される能動RC2端子イミタンスの値は正である。

(証明) 無限大周波数において、RC回路は抵抗回路となるので

$$y_{ij}(\infty) > 0 \quad (2-26)$$

となる。また式(2-25)から $K_i(\infty)$ は0以上1以下の正数である。したがって式(2-20)から明らかに $Y_{11}(\infty)$ もまた正となる。 (証明終)

この性質は電圧フォロワとRC回路だけでは、負性抵抗だけでなく、例えば負性抵抗と負性容量の直列回路のように、無限大周波数において負のイミタンスを有する能動RC2端子イミタンスの実現を禁じている。

2.5 むすび

本章では電圧フォロワとRC回路から構成される回路の一般的な性質について述べ、このような回路においてもHilbermanの定理が成立することを示した。次に受動回路が抵抗回路である場合の諸性質について述べた。RC回路は直流

及び無限大周波数で抵抗回路となることに着目し、これらの諸性質を基にして、電圧フォロワとRC回路により実現できる能動RC2端子イミタンスの範囲が非常に制限されることを示した。特に直流で零となるインピーダンス及び無限大周波数で2次以上の次数で無限大となるアドミタンス等を実現することができない。

次章では本章で示された電圧フォロワとRC回路により実現できる能動RC2端子イミタンスの諸制限を考慮し、任意のLCRフィルタをシミュレートする方法について述べる。

第3章 電圧フォロワを用いたLCRフィルタのシミュレーション

3.1 まえがき

第2章では、電圧フォロワとRC回路だけから構成される回路を用いて、能動RCイミタンスを実現する場合の諸制限が示された。これらの諸制限のために直接シミュレート可能なLCRフィルタが大幅に限定される。

そこで本章ではまず初めに、電圧フォロワを用いて任意のLCRフィルタをシミュレートするためには、LCRフィルタにインピーダンス・スケーリングを行わなければならないことを、第2章で得られた「電圧フォロワを用いた能動RC回路の諸性質」を用いて示す。次に受動素子数を考慮し、適切なインピーダンス・スケーリングの方法を決定し、インピーダンス・スケーリングにより変換された原LCRフィルタの任意の素子を、1個の電圧フォロワと受動RC3端子回路より構成される能動イミタンスを用いて実現する方法及びその実現範囲を示す。また非接地素子の実現方法も示し、さらに受動素子数及び能動素子数の削減方法についても述べる。

3.2 LCRフィルタのインピーダンス・スケーリング

本節では任意のLCRフィルタの各素子を、電圧フォロワを用いて実現可能な能動RC2端子イミタンスに変換するためのインピーダンス・スケーリングの方法について述べる。

LCRフィルタを構成する素子の一つであるインダクタは、直流でそのインピーダンスが零となる典型的な素子であり、第2章で示された「性質6」からこれを実現することはできない。また従来よく用いられる $1/s$ 倍のインピー

ダンス・スケーリングを行っても容量がFDNRに変換され、FDNRは無
 限大周波数で2次の次数で無限大となるアドミタンスであるため、〔性質7〕か
 らこれも実現することができない。この結果任意のLCRフィルタを、電圧フ
 オロワとRC回路により直接または、 $1/s$ 倍のインピーダンス・スケーリン
 グを行っても、シミュレートすることはできない。そこでLCRフィルタの各
 素子に、 $1/s$ 倍とは異なるインピーダンス・スケーリングを行うことにより、
 電圧フォロワとRC回路により実現できる素子に変換する。

インピーダンス・スケーリングを行う際、各素子に乘じられる関数（以下イ
 ンピーダンス・スケーリング関数と呼ぶ）の次数が増加すると、一般に変換後
 の素子を実現するために必要となる受動素子数、特に容量の数が増加する。そ
 こでインピーダンス・スケーリング関数 $K_s(s)$ の分母、分子の次数をともに1
 次とする。これにより $K_s(s)$ は

$$K_s(s) = (n_1 s + n_0) / (d_1 s + d_0) \quad (3-1)$$

となる。式(3-1)によりLCRフィルタ内のインダクタL、容量C、抵抗Rは
 それぞれ

$$L_s(s) = s L (n_1 s + n_0) / (d_1 s + d_0) \quad (3-2)$$

$$C_s(s) = s C (d_1 s + d_0) / (n_1 s + n_0) \quad (3-3)$$

$$R_s(s) = R (n_1 s + n_0) / (d_1 s + d_0) \quad (3-4)$$

と変換される。〔性質6〕から直流で零となるインピーダンスを実現すること
 はできないので、 $L_s(s)$ が〔性質6〕の制限を受けないためには

$$d_0 = 0 \quad (3-5)$$

でなければならぬ。このとき $d_1 = 0$ ではすべての素子のインピーダンスが
 無限大となるので

$$d_1 \neq 0 \quad (3-6)$$

となる。さらに式(3-5)、(3-6)の条件のもとで $n_1 = 0$ と仮定すると、 $C_s(s)$
 が

$$C_s(s) = s^2 d_1 C / n_0 \quad (3-7)$$

となる。これは通常の $1/s$ 倍のインピーダンス・スケーリングであり、容量 C が $FDNR$ に変換されるため、電圧フォロワと RC 回路だけでは実現することはできない。したがって

$$n_1 \neq 0 \quad (3-8)$$

でなければならぬ。また $n_0 = 0$ と仮定すると、 $L_s(s)$ は

$$L_s(s) = s L n_1 / d_1 \quad (3-9)$$

となる。これはインピーダンス・レベルの変換であり、インダクタ L はインダクタのままであるため、実現不可能となる。したがって

$$n_0 \neq 0 \quad (3-10)$$

となる。

以上からインピーダンス・スケーリング関数 $K_s(s)$ は

$$K_s(s) = (n_1 s + n_0) / d_1 s \quad (3-11)$$

となる。また式 (3-11) の分母と分子との係数の比はインピーダンス・レベルを決定するだけであるから、一般性を失うことなく $K_s(s)$ を



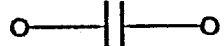
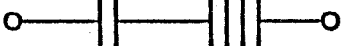

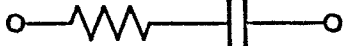
$$K_s(s) = (s + \rho) / s \quad (3-12)$$

とおくことができる。但し

$$\rho = n_0 / n_1 \quad (3-13)$$

である。インダクタ L 、容量 C 、抵抗 R を式 (3-12) により変換し、得られた素子を表 3-1 に示す。変換後の各素子は第 2 章で示された電圧フォロワと RC 回路により能動 RC 2 端子イミタンスを実現する際の諸制限を受けないことになる。

表 3-1 インピーダンス・スケーリングによる素子の変換

	変換前		変換後
L		L(s)	
C		C(s)	
R		R(s)	

3.3 電圧フォロワを用いた能動RC 2端子イミタンスの実現

本節では、3.2節で提案されたインピーダンス・スケーリングによりインダクタ、容量、抵抗を変換し、得られたそれぞれの素子を1個の電圧フォロワと受動RC 3端子回路により実現する方法を示す。

図3-1に、電圧フォロワと受動RC 3端子回路から構成される能動イミタンスの一形式を示す。この回路の特徴は、端子①に加わる電圧と等しい電圧が電圧フォロワの出力として取り出せることである。この特徴は、後節において非接地素子の実現や能動素子数の削減に用いられる。また図3-2は、図3-1の受動RC 3端子回路だけを取り出した回路である。但し、受動RC回路は内部に接地点を有しないものとする。この受動RC回路のアドミタンス行列を

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{00} & -Y_{01} & -Y_{02} \\ -Y_{10} & Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{20} & -Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (3-14)$$

とおくと、式(3-14)を用いて図3-1の回路に電圧 V_{in} を加えた場合に回路に流

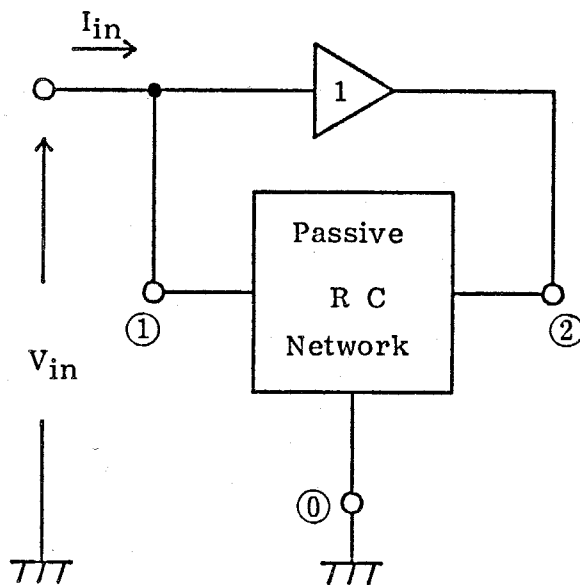


図3-1 電圧フォロワを用いた能動イミタンス

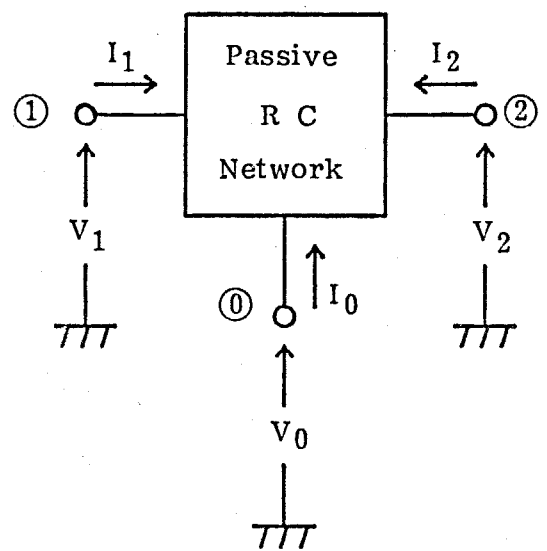


図3-2 接地点を有しない受動RC回路

れ込む電流 I_{in} は

$$I_{in} = (Y_{11} - Y_{12}) V_{in} \quad (3-15)$$

と表わされる。さらに図3-2の回路は内部に接地点を有しないので、式(3-14)の各行の要素の和が零となることから

$$-Y_{10} + Y_{11} - Y_{12} = 0 \quad (3-16)$$

を得る。式(3-15)及び式(3-16)より図3-1の回路の入力アドミタンス Y_{in} を求めると

$$Y_{in} = I_{in} / V_{in} = Y_{10} \quad (3-17)$$

となる。式(3-17)より図3-1の入力アドミタンス Y_{in} は、受動RC3端子回路の伝達アドミタンス Y_{10} に等しいことがわかる。したがって図3-1の能動イミタンスの実現可能な範囲は、受動RC3端子回路の伝達アドミタンスの実現範囲と一致する。 Y_{10} が受動RC3端子回路の伝達アドミタンス関数であるための必要十分条件として、FialkowとGerstによって


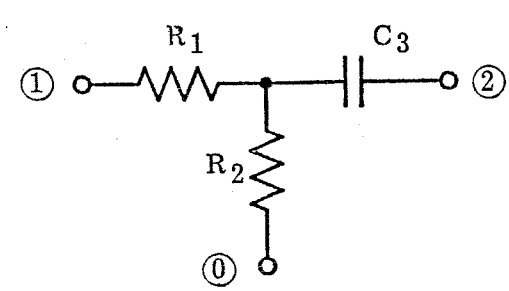
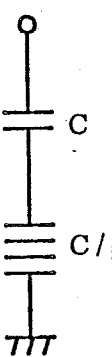
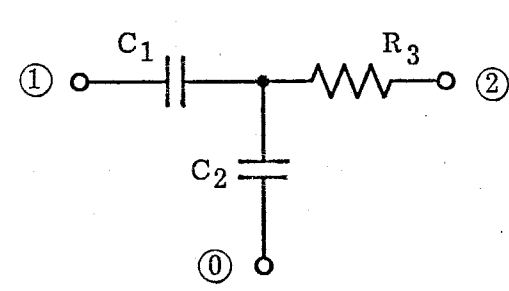

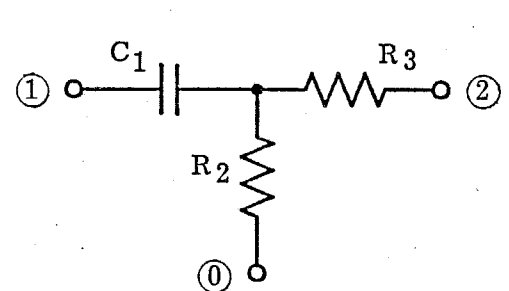
- (a) 分母多項式の根はすべて負の実根である。
- (b) 分子多項式の根は正の実根以外の任意である。
- (c) 分子多項式の次数は、分母多項式の次数と比較して、多くても高々1次である。

という条件が報告されている[27]。但し、実際に Y_{10} を受動RC3端子回路で合成する場合、 Y_{10} の分子多項式の係数は非負でなければならないという条件が加わる。しかし、条件(b)が満足されるならば Y_{10} の分母及び分子多項式に負の実根だけを有する適当な多項式を乗じ、すべての係数を非負とすることができる。

表3-1のインピーダンス・スケーリング後の2端子アドミタンスはいずれも、受動RC3端子回路の伝達アドミタンス関数としての条件を満足するので、受動RC3端子回路の伝達アドミタンスとして実現できる。受動RC回路の合成

法 [28] を用いて、表 3-1 に示されるインピーダンス・スケーリング後の素子を実現するための図 3-1 の受動 RC 3 端子回路部分の構成例を表 3-2 に示す。

表 3-2 受動 RC 3 端子回路部分の実現例

所望の素子	受動 RC 3 端子回路
	 $L = C_3 R_1 R_2, \quad \rho = (R_1 + R_2) / L$
	 $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2), \quad \rho = C / C_1 C_2 R_3$
	 $R = R_2, \quad \rho = (R_2 + R_3) / C_1 R_3 R_2$

3.4 非接地素子の実現

本節では、LCRフィルタをシミュレートする上で必要となる非接地素子の一般的な実現方法^[16]について述べ、これを3.3節で提案された能動RC2端子イミタンスに応用し、2種類の非接地素子の実現方法を示す。

図3-3に1個の電圧フォロワと受動回路から構成されるイミタンスを示す。但し、受動回路は内部に接地点を有せず、また V_1 、 V_2 は電圧源である。また図3-4は、 V_1 以外にさらに V_2 と等しい値で逆相の電圧と同相の電圧を図3-3の回路の端子①に加えた回路である。したがって図3-3の回路と図3-4の回路は明らかに等価となる。重ね合わせの理から I_1 は

$$I_1 = I_{1'} + I_{1''} \quad (3-18)$$

となる。但し、 $I_{1'}$ は図3-5(a)の端子①に流れ込む電流であり、また $I_{1''}$ は図3-5(b)の端子①に流れ込む電流である。端子①から見込んだ入力アドミタンス Y を用いることにより $I_{1'}$ は

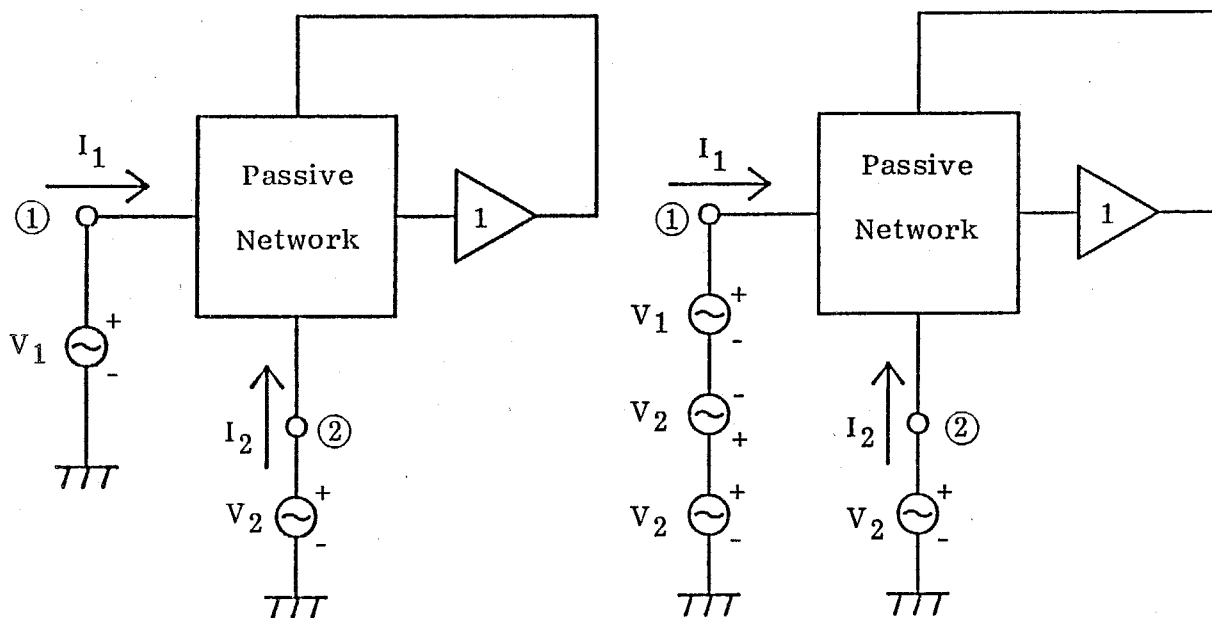


図3-3 1個の電圧フォロワと受動回路

図3-4 図3-3の回路の等価表現

から構成されるイミタンス

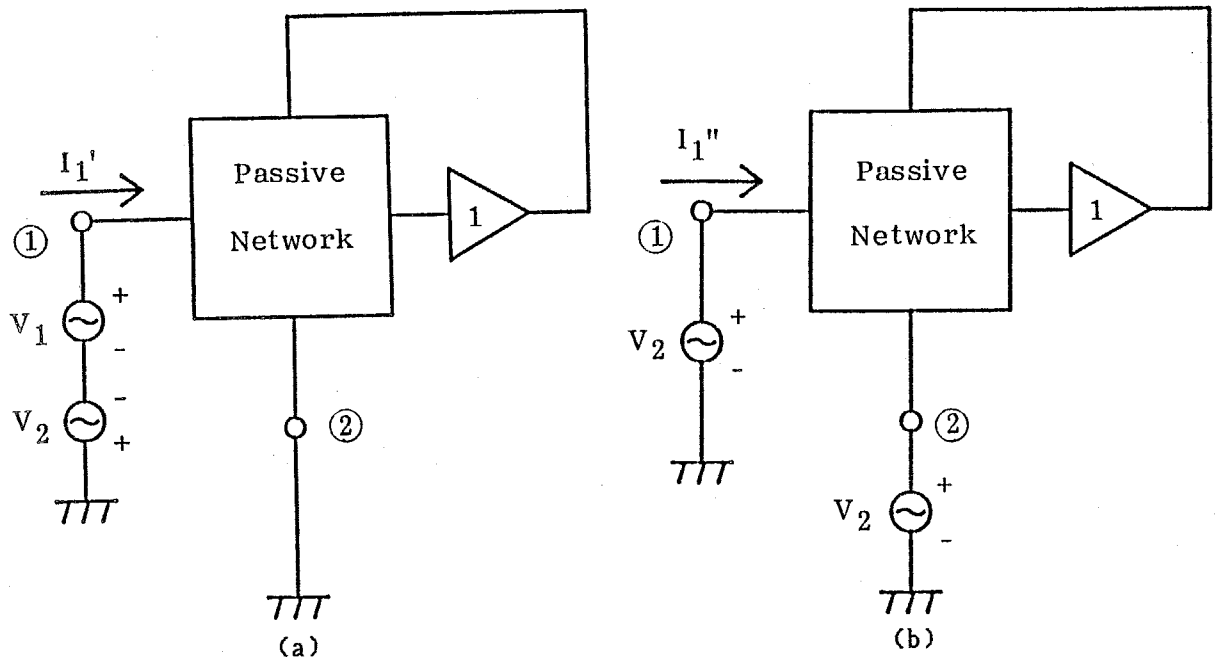


図3-5 重ね合わせの理を用いた図3-4の回路の分解

$$I_{1}' = Y (V_1 - V_2) \quad (3-19)$$

と表わすことができる。また【性質1】から図3-5(b)において各節点の電圧はすべて V_2 と等しくなる。したがって I_{1}'' は

$$I_{1}'' = 0 \quad (3-20)$$

となる。式(3-19)、(3-20)を式(3-18)に代入すると I_1 は

$$I_1 = Y (V_1 - V_2) \quad (3-21)$$

となる。また端子②に関しても同様に、端子②から見込んだ入力アドミタンスを Y' とすると、 I_2 は

$$I_2 = Y' (V_2 - V_1) \quad (3-22)$$

となる。もし $I_1 = -I_2$ ならば図3-3の回路は非接地素子を実現していることになるが、一般に $Y \neq Y'$ であるため、 $I_1 \neq -I_2$ となる。しかし図3-3の回路は、式(3-21)から、図3-6に示された片端を電圧源 V_2 で駆動された非接地素子 Y と等価となる。以下簡単のため図3-3の回路を接地形能動イミタンス、その

端子①を入力側端子、端子②を接地側端子と呼び、図3-7の記号で表わすことにする。

次に図3-8に2個の接地形能動イミタンスの接地側端子どうしを接続した回路を示す。但し、2個の回路は、インピーダンス・レベルだけがK倍異なっており、回路構造は全く同一の回路である。式(3-21)及び(3-22)から

$$I_A / I_{A'} = Y / Y' \quad (3-23)$$

であり、同様に

$$I_B / I_{B'} = (KY / KY') = I_A / I_{A'} \quad (3-24)$$

である。一方節点③において電流の総和は零であるから

$$I_{A'} + I_{B'} = 0 \quad (3-25)$$

の関係を有している。また式(3-25)に式(3-24)を代入すると

$$I_A + I_B = 0 \quad (3-26)$$

を得る。式(3-21)から I_A 、 I_B は

$$\left. \begin{aligned} I_A &= Y(V_A - V_C) \\ I_B &= KY(V_B - V_C) \end{aligned} \right\} \quad (3-27)$$

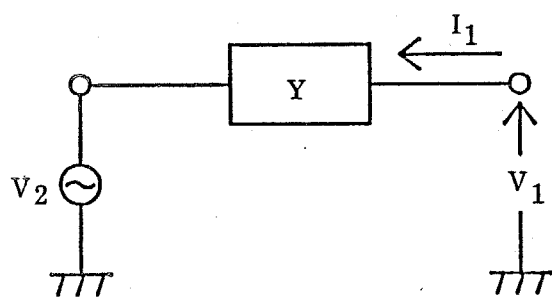


図3-6 片端を電圧源駆動された
非接地素子

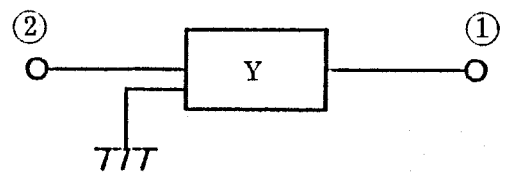


図3-7 図3-3の回路の記号表現

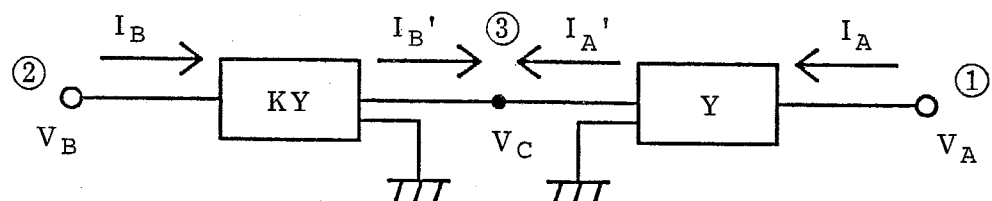


図3-8 2個の接地形能動イミタンスから構成される回路

となる。式(3-26)及び(3-27)から V_c は

$$V_c = \frac{Y V_A + K Y V_B}{(1 + K) Y} \quad (3-28)$$

となる。これを式(3-27)に代入すると

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \end{bmatrix} = \frac{K}{(1 + K)} \begin{bmatrix} Y & -Y \\ -Y & Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

を得る。式(3-29)はアドミタンスが $K Y / (1 + K)$ である非接地素子の Y 行列を表わしており、図3-8のように接地形能動イミタンスを接続することにより、非接地素子を実現できることがわかる。またここでは接地形能動イミタンス2個を接地側端子どうしを接続する方法を示したが、多数個(放射状の多端子対回路の実現)の場合も同様である。

以上の結果から3.3節の電圧フォロワを用いた能動RC2端子イミタンス2個を図3-9のように接続することにより非接地素子を実現することができる。

また図3-10(a)に示す非接地素子Zは、図3-10(b)に示される2個のZと電圧フォロワからなる回路と等価である。ここで図3-3と図3-6との等価性を考慮すると、図3-11に示すように接地素子Zをシミュレートしている2個の図3-1の

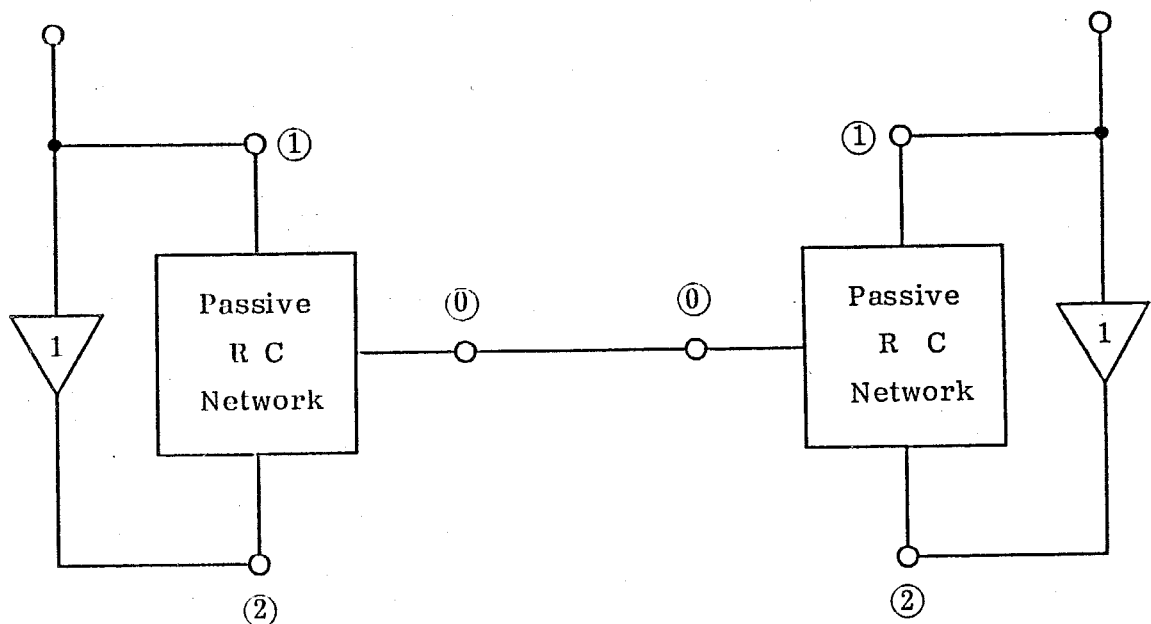


図3-9 非接地素子の実現方法 I

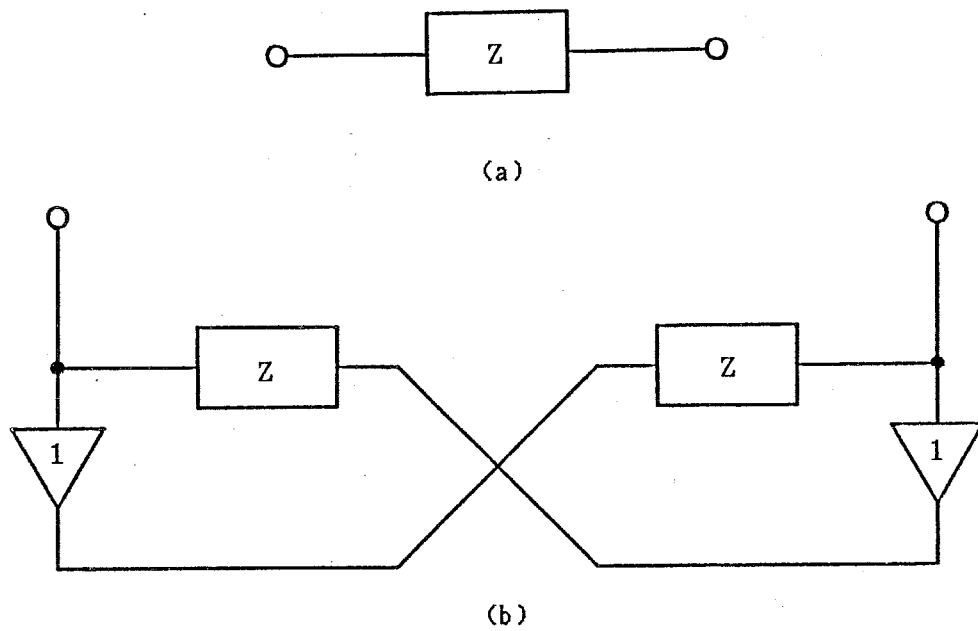


図3-10 非接地素子と等価回路

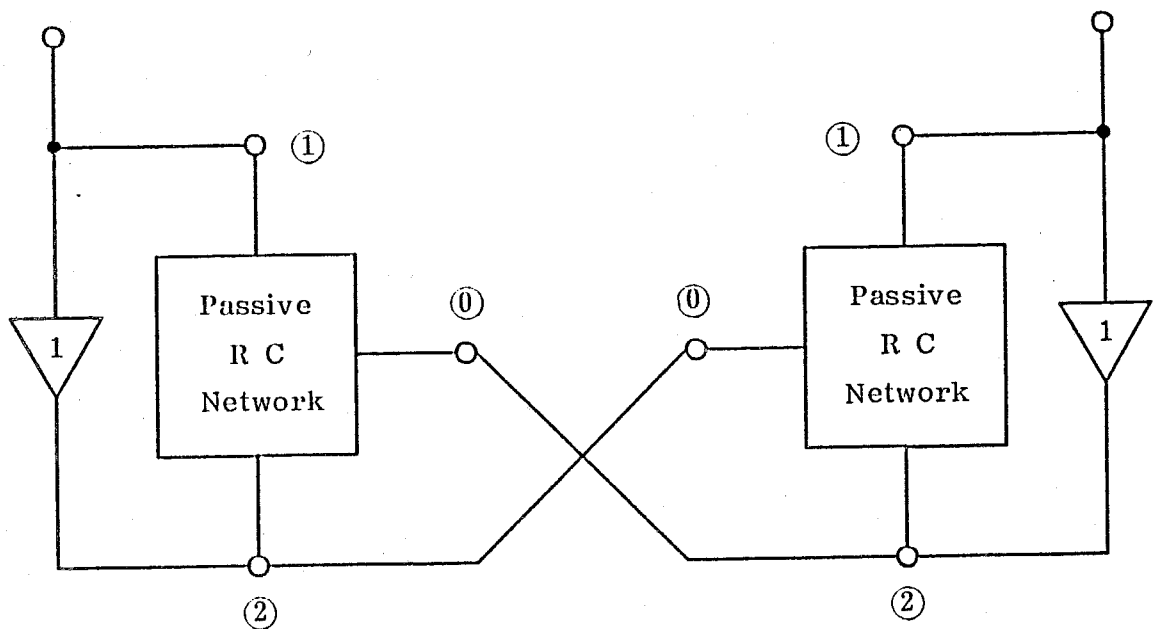


図3-11 非接地素子の実現方法Ⅱ

能動RC 2端子イミタンスの接地側端子を、他方の電圧フォロワの出力端子に接続することにより、図3-10(b)の回路をシミュレートすることができる。

これら2種類の非接地素子の実現方法を比較すると、一般に図3-9の方法で

は、接地側端子どうしを接続したため、同一種類の素子が直列に接続される。これらの素子を一つにまとめることができるので、図3-9の方法は図3-11の方法よりも構成素子数が少なくなる。インピーダンス・レベルが同一の接地形能動イミタンスで図3-9に示す方法により非接地素子 Z を実現する場合には、式(3-29)から一つの能動イミタンスは $Z/2$ を実現し、一方図3-11では一つの接地形イミタンスは Z を実現しなければならない。素子値の広がり問題となる場合は、このことを考慮して非接地素子の実現方法を選択する必要がある。また後節で述べる受動素子数の削減方法を用いて非接地素子をシミュレートする場合には、図3-11の非接地素子の実現方法を用いる必要がある。

3.5 受動素子数及び能動素子数の削減

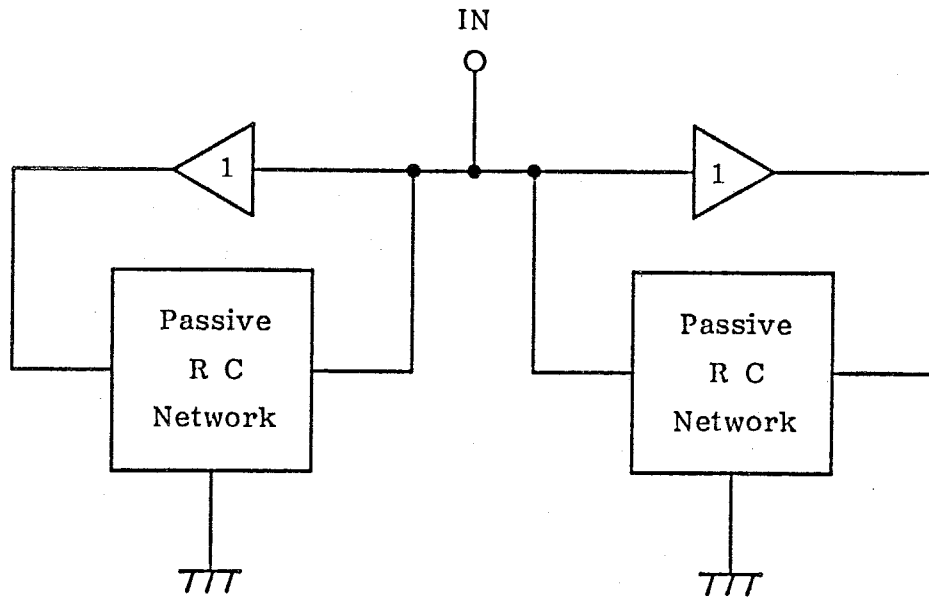
3.4節までにおいて任意のLCRフィルタをシミュレートする方法が示された。しかし3.4節までの方法によりLCRフィルタをシミュレートすると、表3-2からLCRフィルタの1個の素子につき接地素子では3個、非接地素子ではその約倍の数の受動素子を必要とし、また能動素子数は原LCRフィルタの素子数と同数となる。このため多数の受動素子、能動素子を用いなければ、LCRフィルタをシミュレートすることができない。そこで本節では、LCRフィルタの一つの節点には複数個のインダクタ、容量、または抵抗の各受動素子が接続されていることに着目し、能動RCフィルタの受動素子数及び能動素子数を削減する方法を示す。

§ 3.5.1 能動素子数の削減

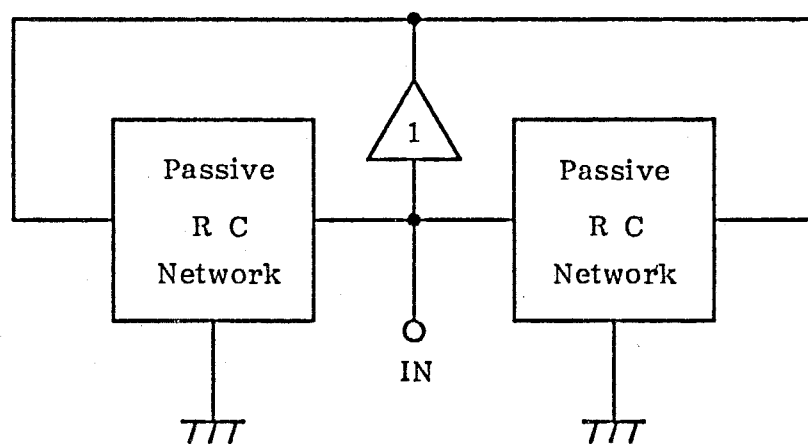
図3-12(a)は、原LCRフィルタにおいて同一の節点に接続されている2個のイミタンスをシミュレートする回路である。図3-12(a)において2個の電圧

フォロワの入力端子が同一の節点に接続されているので、2個の電圧フォロワの出力電圧は常に等しい。したがって図3-12(b)に示すように、2個の電圧フォロワを1個の電圧フォロワに置き換えることができる。

ここでは、同一の節点に接続されている2個のイミタンスの場合について述



(a)



(b)

図3-12 電圧フォロワの共用

べたが、イミタンスの個数が2個以上である場合も全く同様に、イミタンスをシミュレートするすべての回路で1個の電圧フォロワを共用することができる。したがって原LCRフィルタをシミュレートする際に必要となる電圧フォロワの個数は、原LCRフィルタの節点数と同数となる。

§ 3.5.2 受動素子数の削減

原LCRフィルタの各素子を個別にシミュレートすると、表3-2で示すように、1素子につき約3個の受動素子を必要とする。しかし原LCRフィルタの一つの節点には複数の素子が接続されていることに注目すると、これらの素子を幾つかまとめ、3.3節と同様に受動RC回路の合成法を用いて図3-1の回路によりシミュレートすれば、受動素子数を削減できる。以下例題を用いて、受動素子の削減方法を示す。

コンダクタンスG及び容量Cの並列回路に式(3-12)のインピーダス・スケールリングを行うと、インピーダス・スケールリング後のアドミタンス Y_{GC} は

$$Y_{GC} = s(sC + G) / (s + \rho) \quad (3-30)$$

となる。式(3-30)を、受動RC回路の合成法を用いて図3-1の回路により実現すると、図3-13となる。コンダクタンスGと容量Cを個別にシミュレートする場合には受動素子数が6個であるのに対し、図3-13では受動素子数が4個となっている。

次に図3-14(a)に示すインダクタだけで構成されるII形回路のシミュレーションについて考える。図3-10から図3-14(a)は、2個の電圧フォロワを用いた図3-14(b)の回路と等価である。また図3-15の回路を用いることによりインダクタ L_1 と L_2 の並列回路及び L_2

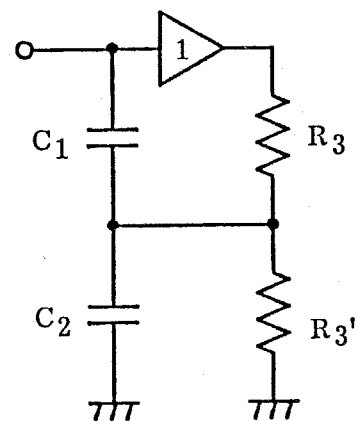
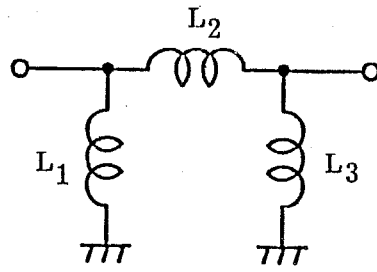
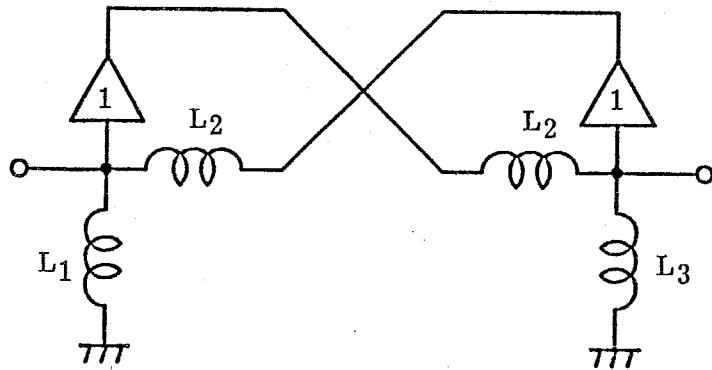


図3-13 抵抗と容量の並列回路のシミュレーション



(a)



(b)

図3-14 インダクタから構成されるΠ形回路

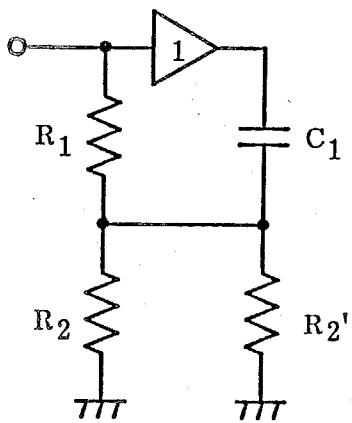


図3-15 2個のインダクタの
並列回路のシミュレーション

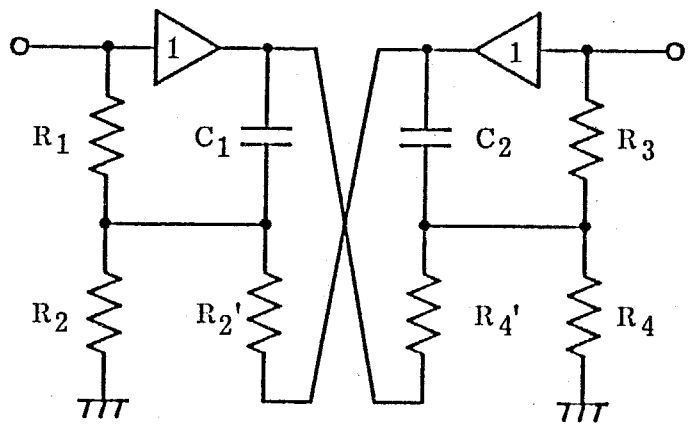


図3-16 図3-14の回路のシミュレーション

と L_3 の並列回路をシミュレートすることができるので、図 3-14(a) の Π 形回路のシミュレーションは図 3-16 となる。各インダクタを個別にシミュレートする場合には 11 から 12 個の受動素子を必要とするのに対し、図 3-16 では受動素子数が 8 個となっている。

3.6 例題

本節では、例題として帯域通過及び低域通過 LCR フィルタを、本章で提案した構成法によりシミュレートする。

§ 3.6.1 帯域通過 LCR フィルタのシミュレーション

図 3-17 に 4 次 M 結合形帯域通過フィルタを示す。所望のイミタンスと受動 R C 3 端子回路の対応を示す表 3-2 を用い、4 次 M 結合形帯域通過フィルタの各素子を個別にシミュレートすると図 3-18 となる。但し、3.5 節で述べた能動素子数の削減方法を用いることにより、能動素子数が 4 次 M 結合形帯域通過フィ

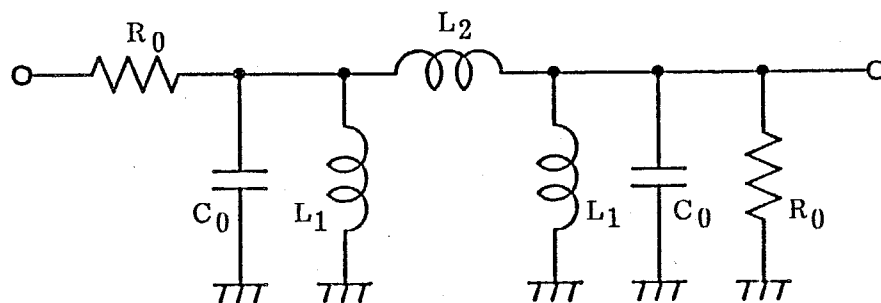


図 3-17 4 次 M 結合形帯域通過フィルタ

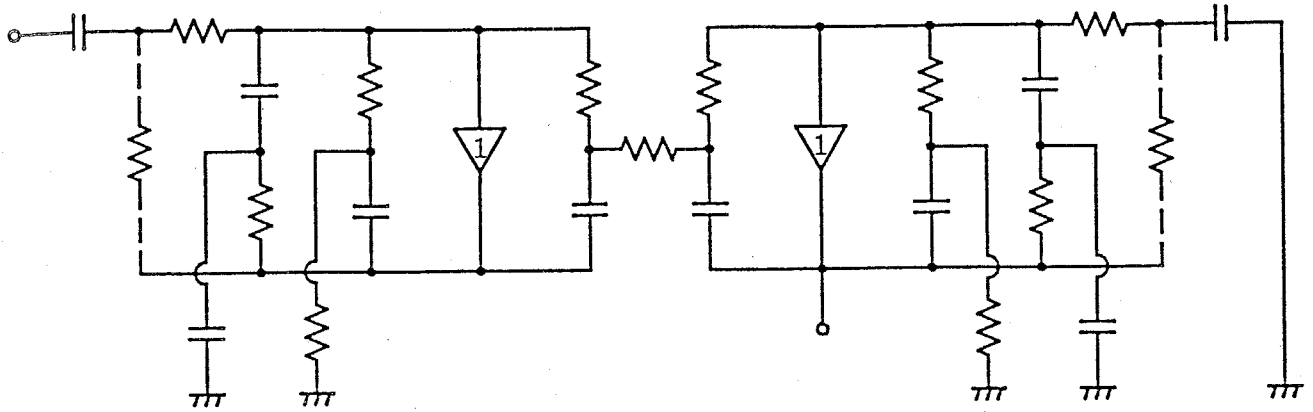


図 3-18 図 3-17 のシミュレーション

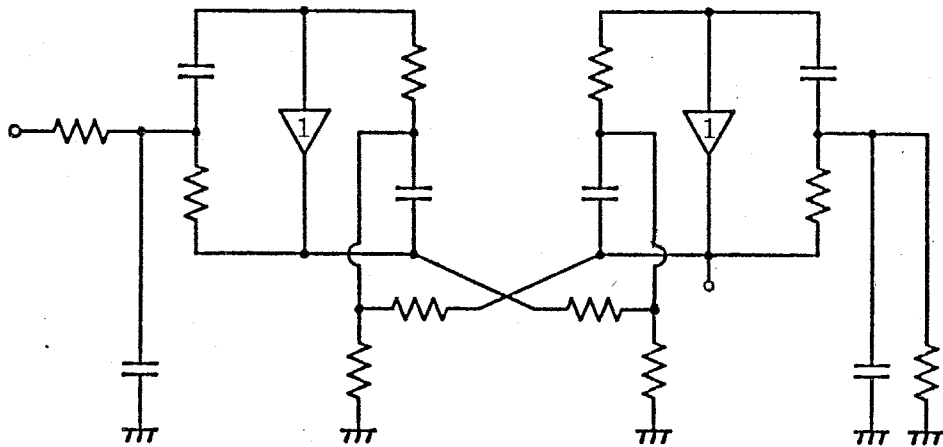


図 3-19 受動素子数削減後の図 3-17 のシミュレーション

ルタの節点数と同数（2 個）となっている。また 4 次 M 結合形帯域通過フィルタの終端抵抗 R_0 は抵抗と容量の直列回路だけでシミュレートできる。しかし能動 RC フィルタでは等しい容量値での実現が望まれることが多く、このため破線で示す抵抗を付加し、容量値の決定にある程度自由度を与えている。等しい容量値を用いた能動 RC フィルタの実現例については、第 4 章で示す。

次に 3.5 節の方法に従い、受動素子数の削減を行う。図 3-17 の抵抗 R_0 と容量 C_0 の並列回路及びインダクタ L_1 と L_2 の並列回路をシミュレートし、受動素子数を削減すると図 3-19 となる。

図3-18と図3-19とを比較すると、能動素子数は変わらないが、抵抗が13個から10個に、容量が10個から6個に削減している。また図3-18及び図3-19ともに図3-17の原LCRフィルタの節点電圧とそれに対応する電圧フォロワの出力電圧が等しい。このため、一般のインピーダンス・シミュレーション法では、負荷の影響なく出力を取り出すにはバッファ・アンプが必要であるが、本章で提案した構成法では不要となる。さらに一般のインピーダンス・シミュレーション法では能動素子の出力が原LCRフィルタの節点電圧を越えることが多いが、本章で提案した構成法では電圧フォロワの出力電圧と原LCRフィルタの節点電圧とが全く等しいので、比較的ダイナミック・レンジが広い。ここでは例題として4次M結合形帯域通過フィルタを用いたが、他のLCRフィルタをシミュレートする場合においても本章で提案された構成法はこれらの特徴を有している。

§ 3.6.2 低域通過LCRフィルタのシミュレーション

図3-20に4次抵抗両終端形低域通過LCフィルタを示す。この低域通過フィルタは節点数が3であるため、各素子を個別にシミュレートすると、3個の電圧フォロワを必要とする。しかし破線で囲まれた抵抗とインダクタの直列回路は、3.3節で述べた図3-1の能動イミタンスを用いて実現するための3条件を満たすので、図3-1の回路によりシミュレートすることが可能である。したが

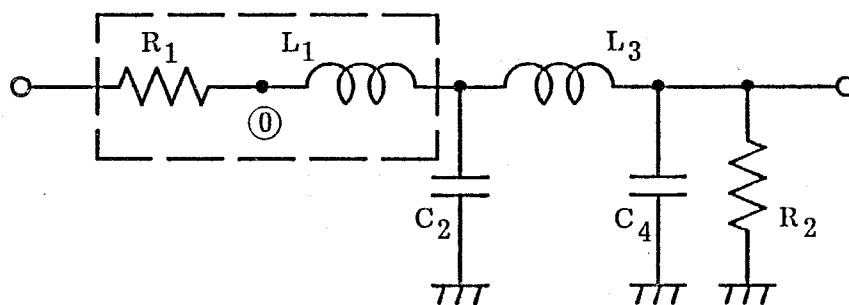


図3-20 低域通過フィルタ

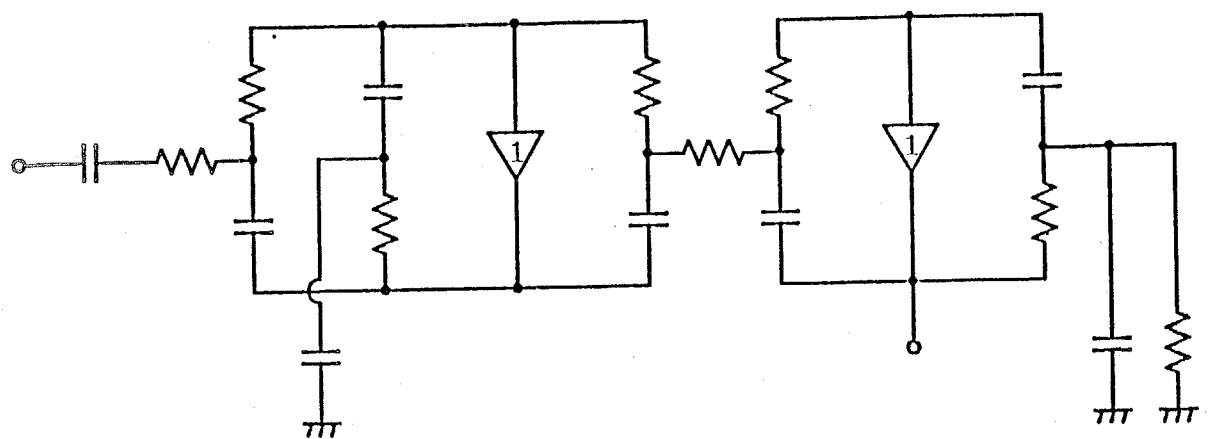


図3-21 図3-20のシミュレーション

ってこの直列回路をシミュレートすることにより節点⑩に対応する電圧フォロワが不要となる。このことを考慮し、受動素子数及び能動素子数の削減を行い、シミュレートし得られた能動RC低域通過フィルタを図3-21に示す。図3-21のフィルタは、電圧フォロワにバイアス電流が供給されないため、直流動作点が定まらず不安定となる。このため直流バイアス用の抵抗を付加する必要がある。

3.7 むすび

本章では電圧フォロワを用いて任意のLCRフィルタをシミュレートするために従来の $1/s$ 倍のインピーダンス・スケーリングとは異なるインピーダンス・スケーリングの方法を提案した。またこのインピーダンス・スケーリングにより変換された原LCRフィルタの各素子を電圧フォロワと受動RC3端子回路により実現する方法を提案し、さらに非接地素子の実現方法を2種類示し、また受動素子数及び能動素子数の削減方法も示した。

本章で述べた構成法により原LCRフィルタをシミュレートした回路は、本章での説明から明らかなように、原LCRフィルタの節点と電圧フォロワの入力端子が一对一に対応している。この結果原LCRフィルタの節点電圧と電圧

フォロワの出力電圧とが等しくなるので、フィルタの出力を負荷の影響なく電圧フォロワの出力から取り出すことができる。このため他のインピーダンス・シミュレーション法とは異なり、フィルタの出力を取り出すためのバッファ・アンプを必要としない。また他のインピーダンス・シミュレーション法を用いた能動RCフィルタでは、能動素子の出力電圧が原LCRフィルタの節点電圧を越えることがあるが、本章で述べた構成法では原LCRフィルタの節点電圧と電圧フォロワの出力電圧とが等しいので、ダイナミック・レンジが広い。さらに本章で述べた構成法で必要となる能動素子数は原LCRフィルタの節点数と同数またはそれ以下であるため、能動素子数が他のインピーダンス・シミュレーション法で必要となる能動素子数よりも少ないという特徴も有している。本章で述べた構成法で必要となる能動素子数は、ほとんどの構成例において縦接続形構成法の場合と同数となると考えられる。

第4章では本章で述べた構成法の受動素子感度及び能動素子感度について考察し、さらに他の構成法との具体的な比較、計算機解析、実験等を行い、本章で述べた構成法の有効性を確認する。

第4章 素子感度の解析

4.1 まえがき

一般に抵抗両終端形LCフィルタにおいて、入力から出力への電力の伝送が最大となる整合点では、フィルタの出力に対するリアクタンス素子の1次感度が零となる^[24]。また整合点は通過域内に存在し、整合点以外の通過域内周波数においても回路はほぼ整合状態にあるため、抵抗両終端形LCフィルタでは通過域内においてリアクタンス素子に関する感度が極めて低い。LCシミュレーション形構成法の低感度性は、この抵抗両終端形LCフィルタの低感度性に基づいている。しかし多数の能動素子を必要とするジャイレータやGIC等を用いる構成法以外は、抵抗両終端形LCフィルタの構成素子と能動RCフィルタの構成素子との間に一対一の対応関係がなく、抵抗両終端形LCフィルタの低感度性を十分に受け継ぐことが困難となる。第3章で提案された構成法も、抵抗両終端形LCフィルタを含む原LCRフィルタの各素子をインピーダンス・スケーリングを用いて変換し、得られた素子をさらに幾つかの受動素子で構成するため、原LCRフィルタの構成素子と能動RCフィルタの構成素子との間に一対一の対応関係がなくなり、低受動素子感度とならない可能性がある。しかしある条件のもとでは原LCRフィルタとの一対一の対応関係が近似的に保たれ、低受動素子感度となる。本章では一対一の対応関係を保ち、低受動素子感度となるための条件を導出する。

次に受動素子感度と同様に、原LCRフィルタとの対応関係に基づき、能動素子感度の解析を行う。ここでは能動素子感度を、「能動素子が理想的でない場合に能動素子がフィルタの周波数特性におよぼす影響」と広く定義し、電圧フォロワの入力インピーダンス、出力抵抗、有限帯域幅の影響について検討する。

さらに例題により、第3章で提案された構成法と他の構成法の受動素子感度及び能動素子感度について比較を行う。最後に実験により、本章での検討結果の正当性を確認する。

4.2 受動素子感度の解析

本節では、原LCRフィルタとの対応から第3章で提案された構成法が低受動素子感度となるための条件を導出する。また評価尺度として相対素子感度を用いる。

原LCRフィルタの電圧伝達関数 T に対する原LCRフィルタ内の任意の素子 x の相対素子感度は

$$S_x^T = \frac{x \partial T}{T \partial x} \quad (4-1)$$

となる。一方 x に式(3-12)のインピーダンス・スケーリングを行うと、 x は

$$x_s = x (s + \rho) / s = x_{s1} + x_{s2} / s \quad (4-2)$$

と変換される。但し

$$\left. \begin{aligned} x_{s1} &= x \\ x_{s2} &= \rho x \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

である。式(4-2)、(4-3)から T に対する x_s の相対素子感度は

$$S_{x_s}^T = S_x^T \cdot S_{x_s}^x \quad (4-4)$$

となる。また $S_{x_{si}}^x$ ($i = 1, 2$)は式(4-3)の x_{s1} 、 x_{s2} を用いると

$$S_{x_{si}}^x = S_{x_s}^x \cdot S_{x_{si}}^{x_s} \quad (4-5)$$

と表わされる。 $\rho \doteq 0$ の場合、式(4-2)、(4-3)から

$$\left. \begin{aligned} S_{x_{s1}}^x &\doteq S_{x_s}^x \doteq 1 \\ S_{x_{s2}}^x &\doteq 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-6)$$

となるので、 T に対する x_{s1} 及び x_{s2} の相対素子感度は

$$\left. \begin{aligned} S_{x_{s1}}^T &= S_x^T \cdot S_{x_{s1}}^x \doteq S_x^T \\ S_{x_{s2}}^T &= S_x^T \cdot S_{x_{s2}}^x \doteq 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-7)$$

となる。式(4-7)から $\rho \doteq 0$ の場合、 x_{s1} の感度は原LCRフィルタの素子 x の感度とほぼ等しく、また x_{s2} の感度はほぼ零となる。表3-2に示されるインピーダンス・スケージング後の素子 x_s の実現例からも明らかのように、 x_{si} ($i = 1, 2$) を構成している各素子の x_{si} に対する感度は一般に1以下となるので、原LCRフィルタが抵抗両終端形LCフィルタである場合、原LCRフィルタの低素子感度性を受け継ぐことが可能であることがわかる。

また $\rho \gg 1$ の場合も、 $\rho \doteq 0$ の場合と同様に、式(4-2)、(4-3)から $S_{x_{s1}}^T$ 及び $S_{x_{s2}}^T$ を求めると

$$\left. \begin{aligned} S_{x_{s1}}^T &= S_x^T \cdot S_{x_{s1}}^x \doteq 0 \\ S_{x_{s2}}^T &= S_x^T \cdot S_{x_{s2}}^x \doteq S_x^T \end{aligned} \right\} \quad (4-8)$$

となる。式(4-8)から x_{s1} の感度はほぼ零、 x_{s2} の感度は原LCRフィルタのインピーダンス x に対する感度とほぼ等しくなり、 $\rho \gg 1$ の場合も抵抗両終端形LCフィルタの低素子感度性を受け継ぐことが可能である。

4.3 能動素子感度の解析

本節では電圧フォロワの有限帯域幅、入力インピーダンス、出力抵抗がフィルタの周波数特性におよぼす影響について解析を行う。

§ 4.3.1 電圧フォロワの有限帯域幅に関する検討

図4-1に電圧フォロワと受動RC3端子回路から構成される能動RC2端子イミタンスを示す。但し、電圧フォロワの利得を $K(s)$ とする。この受動RC3端子回路の不定アドミタンス行列は、式(3-14)に示したように

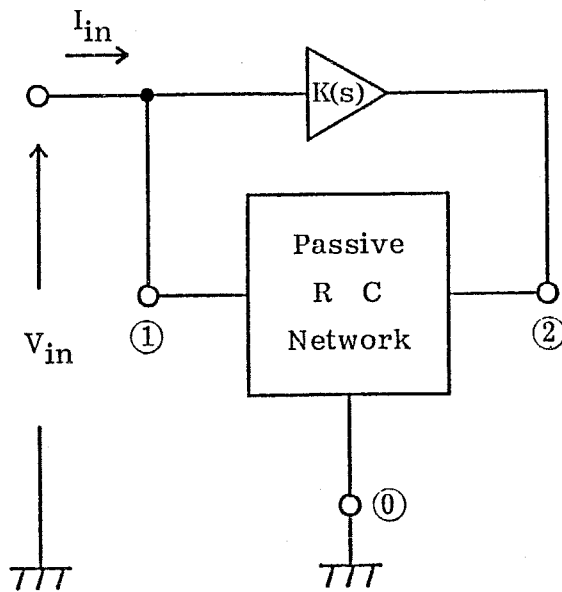


図4-1 電圧利得 $K(s)$ を有する電圧フォロワを用いた能動イミタンス

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{00} & -Y_{01} & -Y_{02} \\ -Y_{10} & Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{20} & -Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (4-9)$$

である。式(4-9)から図4-1の回路の入力アドミタンス Y_{in} は

$$Y_{in} = Y_{11} - K(s)Y_{12} \quad (4-10)$$

となる。ここで電圧フォロワの利得 $K(s)$ を

$$K(s) = k_0 \omega_c / (s + \omega_c) \quad (4-11)$$

とおく。但し、 k_0 は電圧フォロワの直流利得を、 ω_c は遮断周波数を表わしている。式(4-11)を式(4-10)に代入すると、 Y_{in} は

$$Y_{in} = Y_{11} - Y_{12} k_0 \omega_c / (s + \omega_c) \quad (4-12)$$

となる。一般に、電圧フォロワでは k_0 は

$$k_0 \doteq 1 \quad (4-13)$$

である。またフィルタの遮断周波数(帯域通過フィルタでは中心周波数) ω_0 は ω_c と比較して

$$\omega_c \gg \omega_0 \quad (4-14)$$

であるとする、式(4-13)、(4-14)から式(4-12)は

$$\begin{aligned}
 Y_{in} &\doteq Y_{11} - Y_{12} (1 - s / \omega_c) \\
 &= Y_{10} + Y_{BW}
 \end{aligned}
 \tag{4-15}$$

と近似することができる。但し

$$Y_{BW} = s Y_{12} / \omega_c \tag{4-16}$$

である。式(4-15)は所望のアドミタンス Y_{10} に Y_{BW} が並列に接続されることを表わしている。原LCRフィルタのインダクタ、容量、抵抗に式(3-12)のインピーダンス・スケーリングを行い、変換し得られた素子を表3-2の回路で実現した場合の Y_{12} をそれぞれ表4-1に示す。但し、素子の記号は表3-2と同じ記号を用いている。また不定アドミタンス行列が対称行列であるため Y_{10} と Y_{01} とが等しくなるので、理想電圧フォロウを用いた場合端子②と①が可換となる。このため表4-1では Y_{12} 及び Y_{02} を示している。表4-1から原LCRフィルタのリアクタンス素子をシミュレートする際に電圧フォロウの有限帯域幅のために生じるアドミタンス Y_{BW} は、端子②と①のどちらを接地しても、原LCRフィルタの領域において容量となる。したがって低域通過フィルタや第3章で述べた結合形帯域通過フィルタ等では、各節点と接地点との間に容量が存在するため、 Y_{BW} の補償は容易である。また原LCRフィルタが抵抗両終端形LCフィルタである場合、通過域内における抵抗両終端形LCフィルタが有するリア

表4-1 端子②から端子①及び端子②への伝達アドミタンス

素子	Y_{12}	Y_{02}
インダクタLの シミュレーション	$\frac{s C_3 R_2}{(s + \rho) L}$	$\frac{s C_3 R_1}{(s + \rho) L}$
容量Cの シミュレーション	$\frac{s C}{(s + \rho) C_2 R_3}$	$\frac{s C}{(s + \rho) C_1 R_3}$
抵抗Rの シミュレーション	$\frac{s}{(s + \rho) R_3}$	$\frac{1}{(s + \rho) C_1 R_2 R_3}$

クタンス素子の低感度性から、第3章で提案された構成法では通過域内において ω_c の感度が極めて低い。

能動RCフィルタを構成する容量値を等しくするために、原LCRフィルタの抵抗も図4-1の能動RC2端子イミタンスを用いてシミュレートする場合がある。この場合は、表3-2の抵抗をシミュレートする回路の端子②と①を交換して、 Y_{BW} を $s Y_{02} / \omega_c$ とすれば、原LCRフィルタの領域において Y_{BW} は抵抗となる。したがって抵抗をシミュレートする場合も Y_{BW} を見込むことにより、電圧フォロワの有限帯域幅の影響を容易に補償することができる。

次に ω_0 がより ω_c に近くなり、式(4-14)を仮定することができない場合に生じる振幅偏差について検討を行う。式(4-12)に $s = j\omega$ を代入すると、 Y_{in} は

$$Y_{in} = Y_{10} + \frac{j(\omega / \omega_c) Y_{12}}{(\omega / \omega_c)^2 + 1} + \frac{(\omega / \omega_c)^2 Y_{12}}{(\omega / \omega_c)^2 + 1} \quad (4-17)$$

となる。原LCRフィルタのリアクタンス素子をシミュレートする場合、式(4-17)の第1項は所望のリアクタンスを、第2項は原LCRフィルタのリアクタンス素子に並列に加わるリアクタンスを、また第3項は損失分を表わしている。抵抗の場合は、 Y_{BW} を $s Y_{02} / \omega_c$ とすることにより、第1項が所望の抵抗値を、第2項がそれに並列に加わる抵抗値を、第3項がリアクタンス分を表わしている。

次に容量をシミュレートする場合、式(4-17)のアドミタンス Y_{in} の虚数部/実数部を Q_c 、インダクタをシミュレートする場合 Y_{in} の逆数の虚数部/実数部を Q_L 、抵抗をシミュレートする場合、 Y_{in} の実数部/虚数部を d_R と定義する。 Q_c 、 Q_L 、 d_R は式(4-17)からそれぞれ

$$Q_c = Y_{10} \{ (\omega_c / \omega)^2 + 1 \} / jY_{12} + (\omega_c / \omega) \quad (4-18)$$

$$Q_L = Y_{10} \{ (\omega_c / \omega)^2 + 1 \} / jY_{12} - (\omega_c / \omega) \quad (4-19)$$

$$d_R = Y_{10} \{ (\omega_c / \omega)^2 + 1 \} / jY_{12} + (\omega_c / \omega) \quad (4-20)$$

となる。表3-2から Y_{10} 及び Y_{12} を求め、式(4-18)~(4-20)に代入することにより Q_c 、 Q_L 、 d_R を求めることができる。ここでは表3-2の素子の関係から

Q_c 、 Q_L 、 d_R の最小値を求めると、式(4-18)~(4-20)は

$$Q_c = \omega \{ (\omega_c / \omega)^2 + 1 \} / 2 \rho + (\omega_c / \omega) \quad (4-21)$$

$$Q_L = \rho \{ (\omega_c / \omega)^2 + 1 \} / 2 \omega - (\omega_c / \omega) \quad (4-22)$$

$$d_R = \omega \{ (\omega_c / \omega)^2 + 1 \} / \rho + (\omega_c / \omega) \quad (4-23)$$

となる。一般に低受動素子感度の能動RCフィルタを得るためにシミュレートするLCRフィルタは抵抗両終端形LCフィルタである。そこで本節においても、原LCRフィルタは抵抗両終端形LCフィルタであると仮定する。振幅特性の理想値からの変化率 ϵ を

$$\epsilon = \ln \frac{|T| + \Delta |T|}{|T|} \quad (4-24)$$

と定義する。文献(29)より、抵抗両終端形LCフィルタのリアクタンス素子に加わる損失分によるフィルタの振幅特性の変化率 ϵ_x は

$$\begin{aligned} \epsilon_x \doteq & - \{ (1 / Q_c) + (1 / Q_L) \} \omega \tau(\omega) / 2 \\ & + \{ (1 / Q_c) - (1 / Q_L) \} \text{Im}[\rho_1 + \rho_2] / 4 \end{aligned} \quad (4-25)$$

と与えられる。また抵抗に加わるリアクタス分による振幅特性の変化率 ϵ_R は

$$\epsilon_R \doteq (\text{Im}(\rho_1) + \text{Im}(\rho_2)) / 2 d_R \quad (4-26)$$

と与えられる。但し、 $\tau(\omega)$ は抵抗両終端形LCフィルタの群遅延を、 ρ_1 及び ρ_2 は抵抗両終端形LCフィルタのリアクタンス回路の入力部及び出力部における反射係数をそれぞれ表わしている。また記号 $\text{Im}(\cdot)$ は括弧内の変数の虚数部を表わす。

後節での例からもわかるように、問題となる通過域付近の周波数と ρ とは同程度の値であるから、式(4-21)~(4-23)はそれぞれ

$$Q_c \doteq \omega (\omega_c / \omega)^2 / 2 \rho \quad (4-27)$$

$$Q_L \doteq \rho (\omega_c / \omega)^2 / 2 \omega \quad (4-28)$$

$$d_R \doteq \omega (\omega_c / \omega)^2 / \rho \quad (4-29)$$

と近似できる。また ρ_i ($i = 1, 2$)の絶対値は1以下であるため、一般に $\tau(\omega)$ よりも十分小さく、 ρ_i を無視することができる。以上の近似を用いる

と、全体の振幅特性の変化率 ϵ は

$$\epsilon = \frac{-\{(\rho / \omega) + (\omega / \rho)\} \omega \tau(\omega)}{(\omega_c / \omega)^2} \quad (4-30)$$

となる。逆に式(4-30)から振幅特性の変化率がほぼ ϵ となる ω_c が

$$\omega_c = \omega \sqrt{\frac{-\{(\rho / \omega) + (\omega / \rho)\} \omega \tau(\omega)}{\epsilon}} \quad (4-31)$$

と求まる。式(4-31)は振幅特性の変化率が ϵ の範囲内にあるために必要な電圧フォロワの遮断周波数を表わしている。

§ 4.3.2 電圧フォロワの入カインピーダンスに関する検討

次に電圧フォロワの入カインピーダンスの影響について検討する。図4-2に示すように、第3章で提案された構成法では、原LCRフィルタの各節点に対応する節点に電圧フォロワの入力端子が接続されている。但し、 Z_{is} ($i = 1 \sim 3$) は原LCRフィルタに式(3-12)のインピーダンス・スケーリングを行って得られるインピーダンスを表わし、また Z_p は電圧フォロワの入カインピー

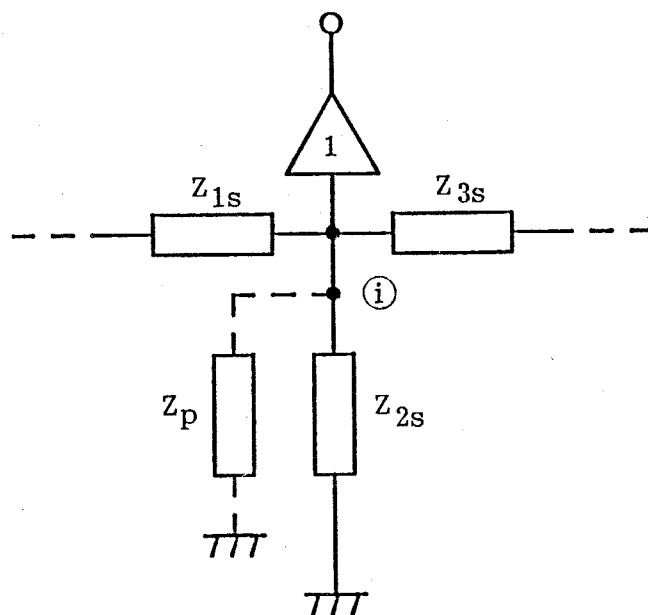


図4-2 インピーダンス・スケーリング後の等価回路

ダンスである。

ここで図4-2の各素子をインピーダンス・スケーリング前の領域へ逆変換すると、 Z_p は

$$Z_{pINV} = s Z_p / (s + \rho) \quad (4-32)$$

となる。一般に Z_p は容量性であるため、 Z_p を容量と抵抗の並列回路として表わすことができる。また、電圧フォロワの実現方法にもよるが、一般に Z_p の抵抗分は数 $M\Omega$ 程度以上である。このため抵抗分はフィルタを構成する素子のインピーダンス・レベルよりはるかに高いので、これを無視することができる。

このとき Z_p は

$$Z_p = 1 / s C_p \quad (4-33)$$

と表わされる。式(4-33)から電圧フォロワの入力インピーダンスの影響を原LCRフィルタの領域で表わすと、図4-3に示すように各節点と接地点間に抵抗と容量がそれぞれ接続されていることと等価となる。但し、図4-3において Z_i ($i = 1 \sim 3$)は原LCRフィルタの素子であり、 C_{pp} 及び G_{pp} は

$$C_{pp} = C_p \quad (4-34)$$

$$G_{pp} = \rho C_p \quad (4-35)$$

である。図4-3の並列素子 Z_2 に容量が含まれる低域通過フィルタ等の場合には、 C_{pp} を原LCRフィルタの素子に含めて設計することができるので、 C_{pp} の補

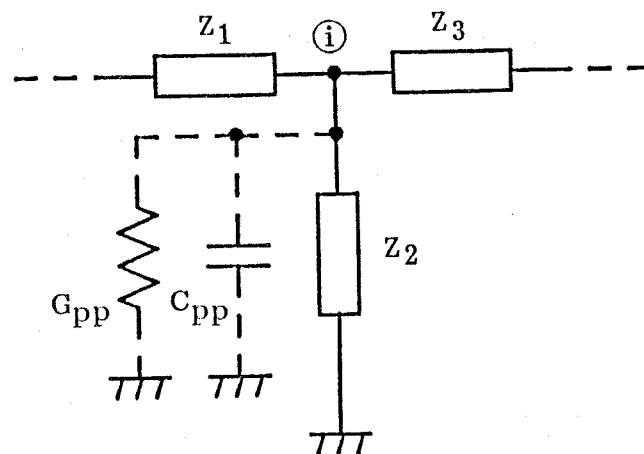


図4-3 電圧フォロワの入力容量によって生じた寄生素子

償は容易である。一方 G_{pp} については、原 LCR フィルタが抵抗両終端形 LC フィルタ等である場合、回路内部はリアクタンス素子だけとなり、終端部を除き G_{pp} を含めて設計することができない。しかし ρ の値を十分小さく選ぶことにより、式 (4-35) から G_{pp} が小さな値となり、その影響を無視することが可能となる。

低周波領域では、フィルタを構成する素子のアドミタンスは G_{pp} の値よりも十分小さく、一般に ρ の値にかかわらずほとんど問題とならない。また G_{pp} の影響が多少ある場合においても ρ の値を小さく選べば、 G_{pp} の影響を低減することができる。しかし高周波フィルタを構成する場合、フィルタを構成する素子のアドミタンスが G_{pp} の値に近づき、また G_{pp} の影響を無視できる程度に ρ を小さな値に選ぶと、素子値の広がり(特に容量値の広がり)が大きくなる。したがって G_{pp} の影響を無視できる程度に ρ の値を小さく選ぶことが困難となり、 G_{pp} の影響のためフィルタの周波数特性が劣化する。このため高周波フィルタを構成する場合には G_{pp} の補償が特に重要となる。高周波フィルタを構成する場合も含めて、 G_{pp} の完全な補償方法については第 5 章で述べる。

§ 4.3.3 電圧フォロワの出力抵抗に関する検討

最後に電圧フォロワの出力抵抗の影響について検討を行う。電圧フォロワの出力抵抗を r とすると、電圧フォロワと受動 RC 3 端子回路から構成される能動 RC 2 端子イミタンスは図 4-4 に示す回路で表わされる。この受動 RC 3 端子回路の不定アドミタンス行列は、§ 4.3.1 の式 (4-9) で与えられるものとする。式 (4-9) を用いて入力アドミタンス Y_{in} を求めると、 Y_{in} は

$$Y_{in} = Y_{10} + \frac{r Y_{12} Y_{20}}{1 + r Y_{22}} \quad (4-36)$$

となる。 r も含めて、 Y_{in} が所望のアドミタンスとなるように、式 (4-36) から Y_{in} を決定することができるならば、電圧フォロワの出力抵抗の影響を補償す

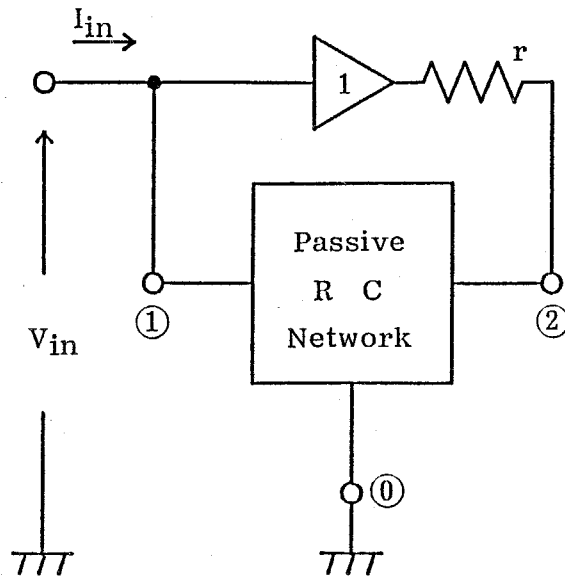


図 4-4 出力抵抗を有する電圧フォロワを用いた能動イミタンス

ることができる。実際には式 (4-36) のパラメータの数が多すぎ、その補償は非常に困難である。したがって Y_{22} のインピーダンス・レベルが高くなるように素子値の決定を行うか、若しくは低出力抵抗の電圧フォロワを用いてフィルタの周波数特性の劣化を防ぐ工夫が必要である。

4.4 例題

本節では第 3 章で用いた 4 次 M 結合形帯域通過フィルタを例にとり、受動素子感度及び能動素子感度に関して他の構成法との比較等を行い、さらに実験により本章での検討結果の正当性を確認する。

§ 4.4.1 受動素子感度の比較

通過域 0.9~1.1 rad/sec、通過域内リップル 1.0 dB の 4 次 M 結合形帯域通

過フィルタのシミュレーションについて考える。原4次帯域通過フィルタを図4-5に、また原4次帯域通過フィルタの素子値を表4-2に示す。原4次帯域通過フィルタの素子値の決定方法は文献(30)による。説明の簡略化のため、受動素子数の削減を行わず、原4次帯域通過フィルタの各素子とそのシミュレーション回路が一对一对応するようにシミュレーションを行う。またシミュレーションの際には、等しい容量値を用いることにする。

初めに ρ の値の決定方法について述べる。等しい容量値を用いることから、表3-2に示されている容量のシミュレーションの場合に用いる受動RC3端子回路の C_1 、 C_2 を

$$C_1 = C_2 = C_s \quad (4-37)$$

と等しく置く。表3-2及び式(4-37)から図4-5の原4次帯域通過フィルタの容量 C_0 をシミュレートするためには、 C_s を

$$C_s = 2C_0 \quad (4-38)$$

としなければならない。式(4-38)の容量値を用いてインダクタをシミュレートする場合、式(3-12)のインピーダンス・スケーリングにより回路中の任意のインダクタ L を変換し得られる素子の実数部 ρL と虚数部 L は、表3-2から

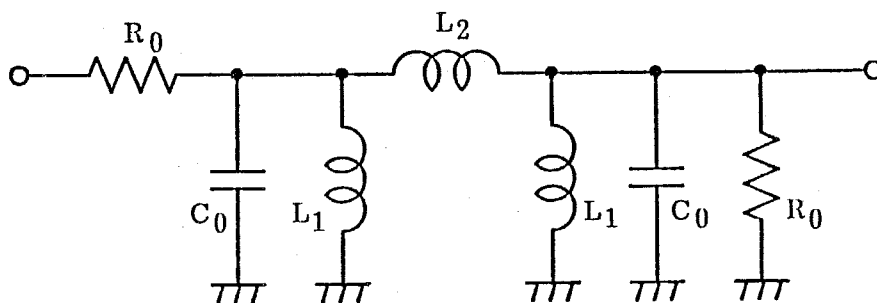


図4-5 4次M結合形帯域通過フィルタ

表4-2 4次M結合形帯域通過フィルタの素子値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R_0	1.0 Ω	C_0	9.122 F	L_1	0.1318 H	L_2	0.6115 H

$$\rho L = R_1 + R_2 \quad (4-39)$$

$$L = C_s R_1 R_2 \quad (4-40)$$

となる。式(4-39)、(4-40)の R_1 、 R_2 に相加平均と相乗平均との間の関係を用いると

$$\rho \geq \sqrt{4 / (L \cdot C_s)} \quad (4-41)$$

を得る。式(4-41)は、図4-5の原4次帯域通過フィルタのすべてのインダクタに関して成立しなければならないので、原4次帯域通過フィルタの中で最少のインダクタ L_1 を用いて ρ は

$$\rho \geq \sqrt{4 / (L_1 \cdot C_s)} \quad (4-42)$$

と表わされる。一般に ρ の値が小さいほど素子値の広がりも小さくなるので、ここでは式(4-42)において等号を選ぶ。したがって式(4-38)及び表4-3から ρ の値は

$$\rho = 1.290 \quad (4-43)$$

となる。図4-5の原4次帯域通過フィルタのシミュレートした回路を図4-6に、また式(4-43)の ρ を用いて得られる素子値を表4-3に示す。

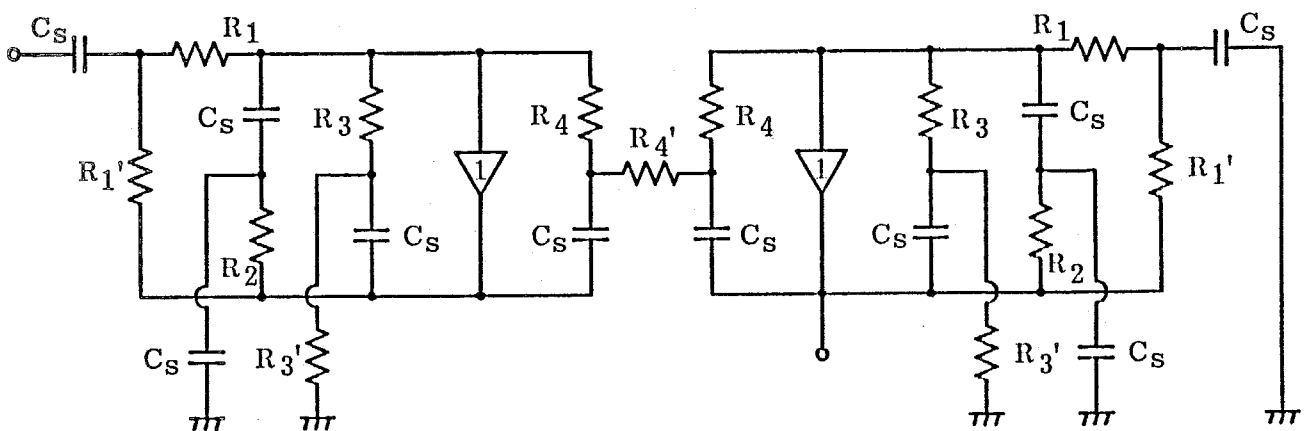


図4-6 図4-5のシミュレーション

表4-3 図4-6のフィルタの素子値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R ₁	1.0 Ω	R ₁ '	0.004438 Ω	R ₂	0.02125 Ω	R ₃	0.08499 Ω
R ₃ '	0.084499 Ω	R ₄	0.3459 Ω	R ₄ '	0.09690 Ω	C _s	18.24 F

次に感度解析を行う。評価尺度として伝達関数Tに対する回路内のすべての素子の振幅感度の絶対値総和を用いる。但し、振幅感度は、回路内の素子をxとすると

$$S_x = \frac{x}{T} \cdot \frac{\partial |T|}{\partial x} \quad (4-44)$$

と表わされる。

図4-6のフィルタにおいてρが式(4-43)の値の場合の受動素子感度を図4-7の曲線①に、またρの値が式(4-43)の値の4倍の場合及び1/4倍の場合の受動素子感度をそれぞれ曲線②及び③に示す。但し、曲線④は振幅特性である。図4-7の結果は、明らかにρが1より大ききほど、またはρが零に近いほど感度が

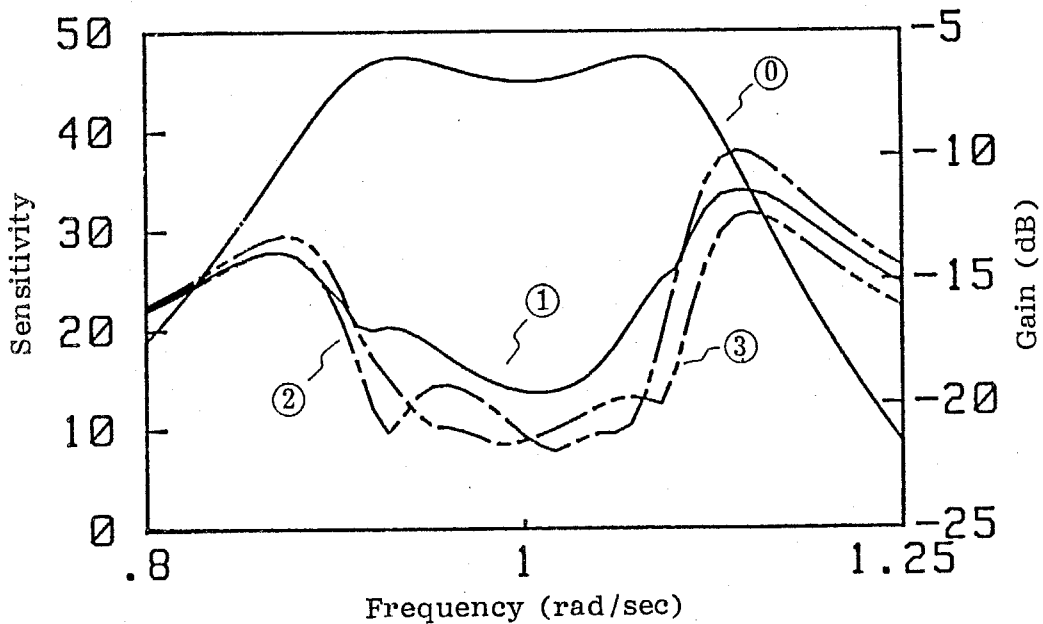


図4-7 異なるρの値における受動素子感度の比較

低くなるという4.2節の解析結果と一致している。

図4-8に他の構成法との感度を通過域付近で比較した結果を示す。図4-8において曲線①は振幅特性を、曲線②は ρ が式(4-43)の値の場合の図4-6のフィルタ、曲線③はG I Cを用いたL Cシミュレーション形構成法、曲線④は文献(15)の構成法を用いて設計したフィルタ、曲線⑤はT W I N-T回路と電圧フォロワを用いた縦続接続形構成法^[5]の感度をそれぞれ表わしている。G I Cを用いたL Cシミュレーション形構成法は図4-6のフィルタより感度が低い、能動素子が4個必要であるため能動素子数が多い。一方図4-6のフィルタについては、図4-7から明らかなように、 ρ の値を1よりも十分大きく選ぶかまたは零に近づけることにより、さらに感度を低下させることができる。図4-6のフィルタをG I Cを用いたL Cシミュレーション形構成法以外の構成法と比較した場合、図4-6のフィルタの感度は他の構成法の感度よりも全体的に低くなっている。

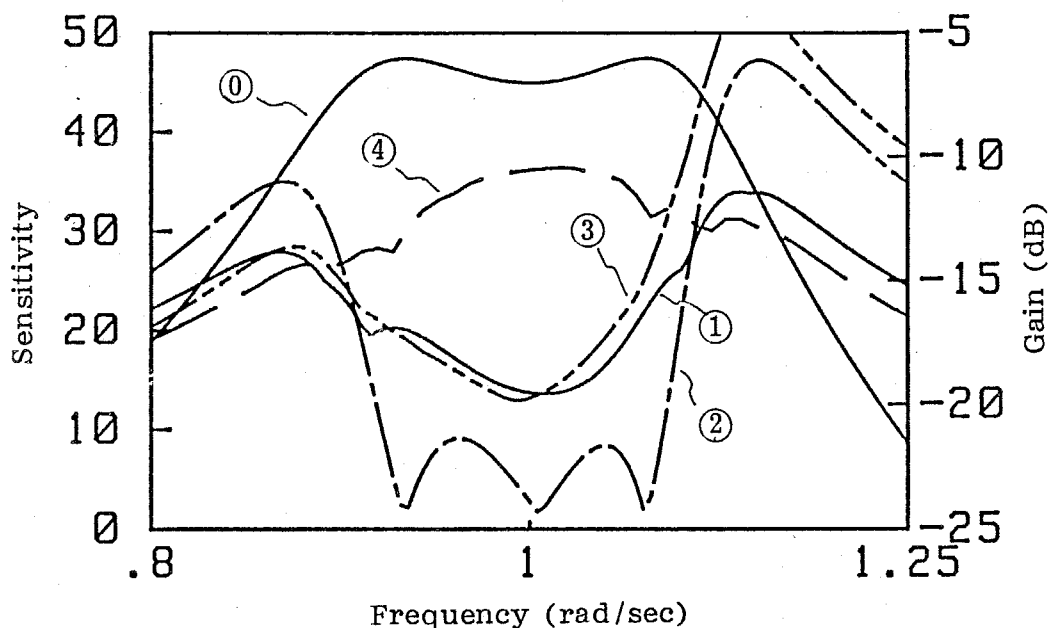


図4-8 他の構成法との感度の比較

§ 4.4.2 電圧フォロワの有限帯域幅の影響

能動素子の帯域が有限である場合の第3章で提案された構成法と他の構成法との比較を行う。比較する構成法として、比較的受動素子感度であった文献(15)の構成法を選ぶ。電圧フォロワの遮断周波数 ω_c を、フィルタの中心周波数 ω_0 に対し

$$\omega_c = 100 \omega_0 \quad (4-45)$$

とする。また、文献(15)の構成法では、能動素子として演算増幅器を用いている。ここでは、演算増幅器により電圧フォロワを構成した場合に、その電圧フォロワの遮断周波数が式(4-45)と等しくなるように、演算増幅器の有限利得帯域幅積の値を選ぶ。結果を図4-9に示す。曲線①が理想振幅特性を、曲線②が表4-3の素子値を用いた図4-6のフィルタの振幅特性を、また曲線③が文献(15)の構成法の振幅特性を表わしている。図4-6のフィルタの振幅特性①は周波数

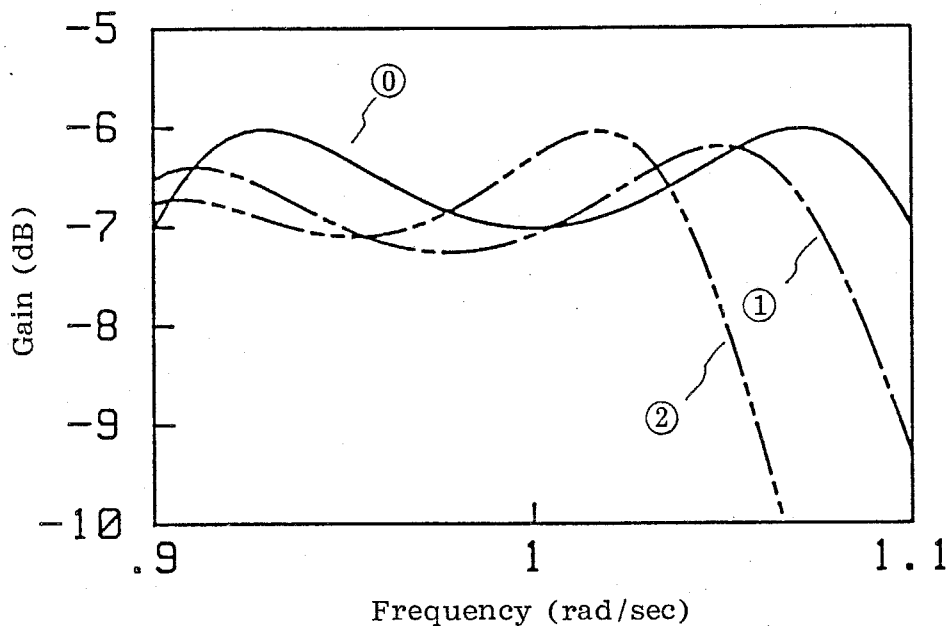


図4-9 電圧フォロワの有限帯域幅の影響 I

軸方向にずれるだけで、利得方向の偏差は少ない。このことは、§ 4.3.1 で示したように原LCRフィルタの領域で図4-6のフィルタを等価表現した場合、電圧フォロウの有限帯域幅の影響はリアクタンス素子の値の変化となって現れ、リアクタンス素子や抵抗をシミュレートする際に生じる損失分やリアクタンス分が少ないことを表わしている。また第3章で提案された構成法と文献(15)の構成法に関し、 ω_c の値を ω_0 の500倍及び20倍とした場合の特性の変化を、それぞれ図4-10及び図4-11に示す。図4-10及び図4-11ともに、曲線①が理想振幅特性を、曲線②が $\omega_c = 500\omega_0$ の場合、曲線③が $\omega_c = 100\omega_0$ の場合、曲線④が $\omega_c = 20\omega_0$ の場合の振幅特性をそれぞれ表わしている。但し図4-11では、曲線④は図中に入らず、また理想振幅特性と極端に異なる特性であるため、省略した。図4-10と図4-11との比較からも第3章で提案された構成法が、文献(15)の構成法よりも能動素子の有限帯域幅に対する感度が低いことがわかる。

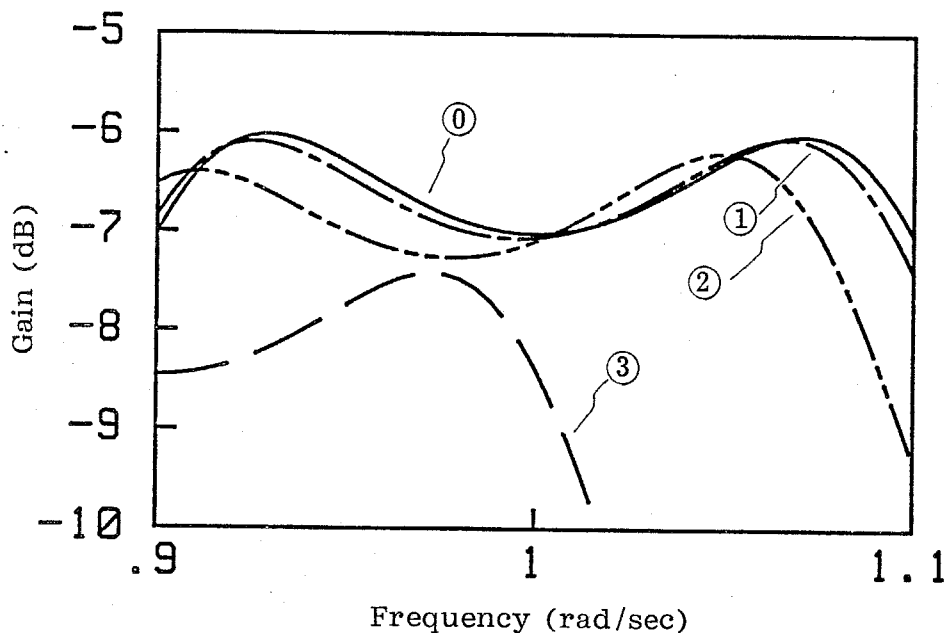


図4-10 異なる ω_c の値による振幅特性の変化 (図4-6のフィルタ)

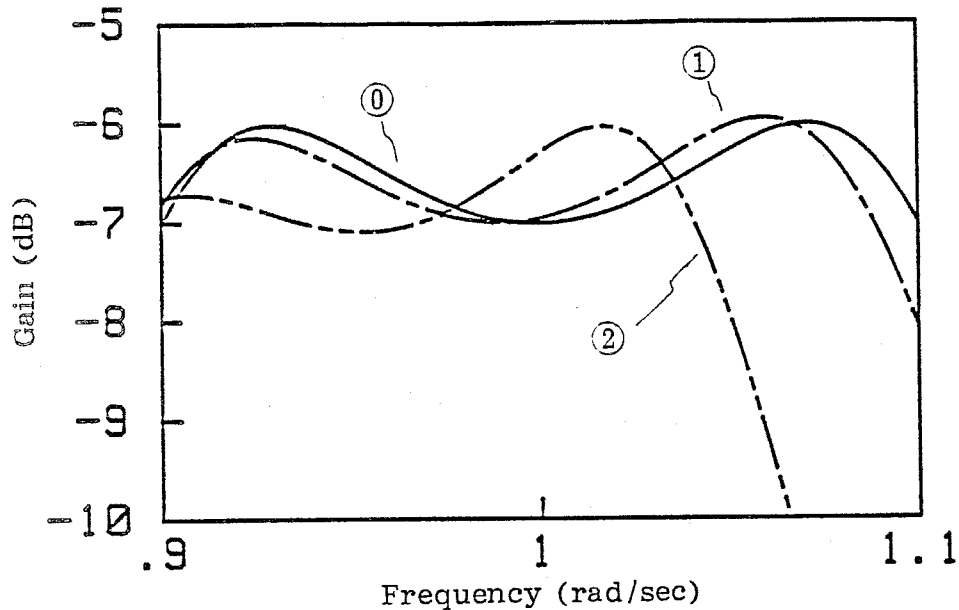


図4-11 異なる ω_c の値による振幅特性の変化 (文献(15))

次にシミュレーションの際に生じる損失分等による帯域内の振幅特性の変化率 ϵ を求める。ここでは式(4-30)の ω を中心周波数に選び、また $\tau(\omega)$ の帯域内付近での最大値を τ_{max} とする。 τ_{max} はここで扱っている4次M結合形帯域通過フィルタでは

$$\tau_{max} = -19.84 \text{ sec} \quad (4-46)$$

となる。式(4-43)、(4-46)の値を用いて、式(4-30)から ϵ を、dBの単位に直し求めると、 ϵ は

$$\epsilon = 0.04 \text{ dB} \quad (4-47)$$

となる。リアクタンス素子の値の変動分を見込み設計した場合の振幅特性を図4-12の曲線①に示す。また曲線②が理想振幅特性である。帯域内における減衰は、図4-5の原LCRフィルタの領域において、入力抵抗 R_0 と電圧フォロワの遮断周波数が有限であるために生じる抵抗分とにより入力電圧が分圧されたためと考えられる。このことを考慮すると、図4-12から帯域内の特性が式(4-47)の値をほぼ満足していることがわかる。

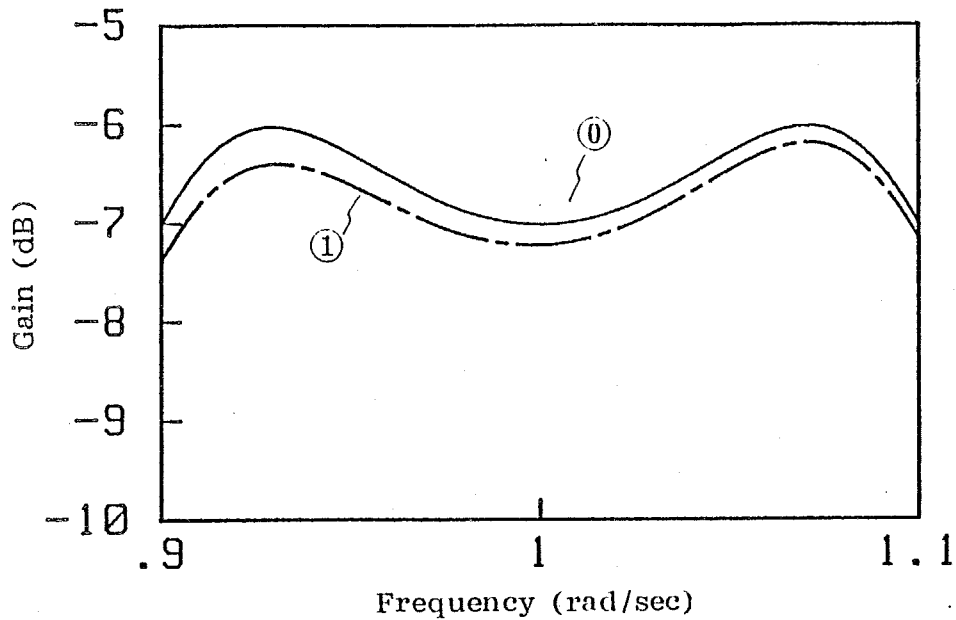


図4-12 電圧フォロワの有限帯域幅の影響の補償

§ 4.4.3 電圧フォロワの入力インピーダンスの影響

電圧フォロワが入力容量を有する場合の図4-5のフィルタの振幅特性の変化を図4-13に示す。但し、素子値は表4-3のそれを用いる。図4-13において曲線①は理想振幅特性を、曲線②は電圧フォロワの入力容量が表4-3の容量値 C_s の0.1%である場合の振幅特性を、曲線③は1.0%の場合の振幅特性をそれぞれ表わしている。数kHz程度の低周波領域では、フィルタを構成する容量の値と入力容量の比が十分大きく、入力容量の影響はほとんど問題とならない。しかし、数MHz程度の高周波領域では、 C_s の値が小さくなり、入力容量の値に近づくため、入力容量の影響がかなり現われることが図4-13から予想される。

また ρ の値を変えて設計した場合の振幅特性の変化を図4-14に示す。但し、どの場合においても、入力容量の値を表4-2の容量値の1%とする。図4-14において曲線①は理想振幅特性を、曲線②は ρ が式(4-43)の値の場合の振幅特性を表わし、また ρ の値がその4倍及び $1/4$ 倍の場合の振幅特性を曲線③及び

③に示す。図4-14の結果は、「 ρ の値が小さいほど電圧フォロワの入力容量が振幅特性に与える影響が少ない」という4.3節の解析結果と一致している。

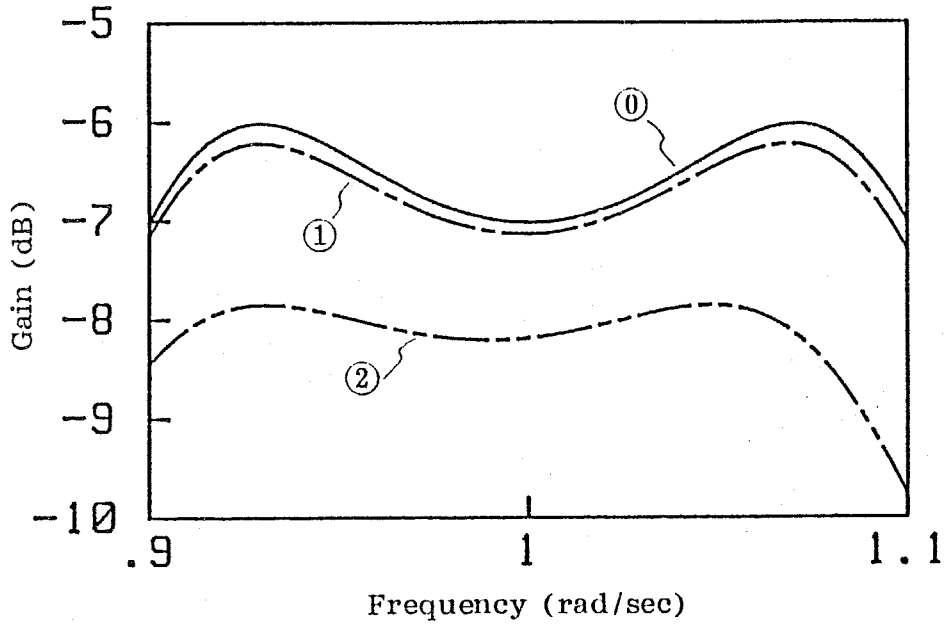


図4-13 電圧フォロワの入カインピーダンスの影響 I

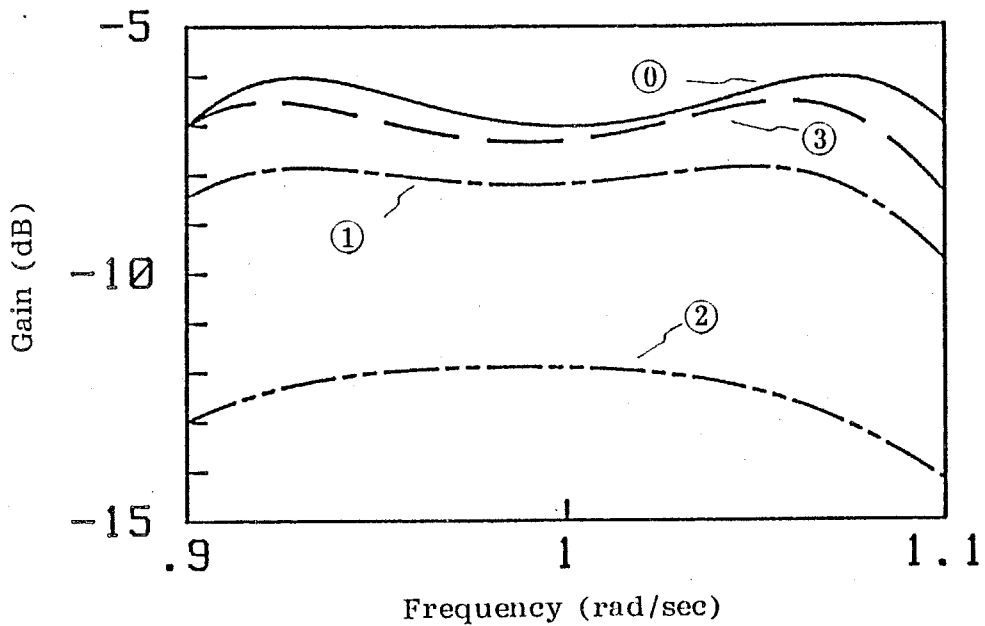


図4-14 電圧フォロワの入カインピーダンスの影響 II

§ 4.4.4 電圧フォロワの出力抵抗の影響

一般に数 kHz程度の低周波領域では、演算増幅器に負帰還をかけることにより電圧フォロワを容易に構成でき、この場合は電圧フォロワの出力抵抗はほぼ零とみなせる。しかし数 MHz程度の高周波領域では、高利得増幅器である演算増幅器を実現することが低周波領域の場合よりもはるかに困難であるため、高利得増幅器と負帰還による低出力抵抗の電圧フォロワを実現することも困難となる。また高周波領域では、使用する素子のインピーダンスも低くなるため、電圧フォロワの出力抵抗も無視できなくなる。したがって高周波領域では電圧フォロワの出力抵抗の影響を考慮し、フィルタのインピーダンス・レベルを決定する必要がある。

図4-15に電圧フォロワの出力抵抗の影響による振幅特性の変化を示す。但し、素子値は表4-3の値を用いる。図4-15において、曲線①は理想振幅特性を、曲線②は出力抵抗の値が表4-3の抵抗のなかで最小の値の0.1%の場合の振幅特性を示す。

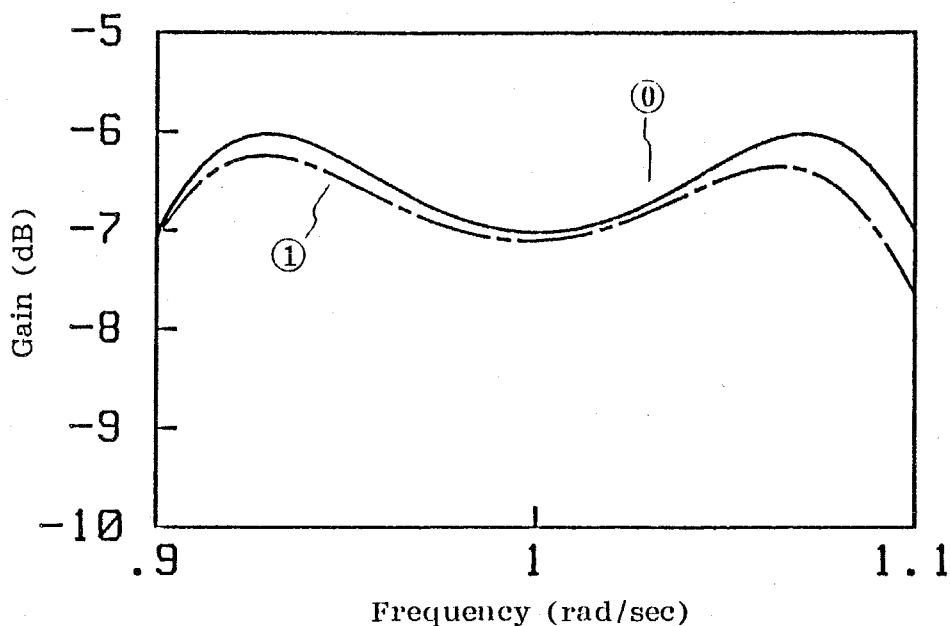


図4-15 電圧フォロワの出力抵抗の影響

§ 4.4.5 実験

図4-16に図4-6のフィルタを通過域 0.9~1.1 kHzで実現した回路の実験結果を示す。また設計値を表4-4に示す。実験に用いた素子の精度は、表4-4の設計値の±0.1%以内であり、電圧フォロワは演算増幅器 LF356を用いて構成している。実験結果と理論値は非常によく一致している。

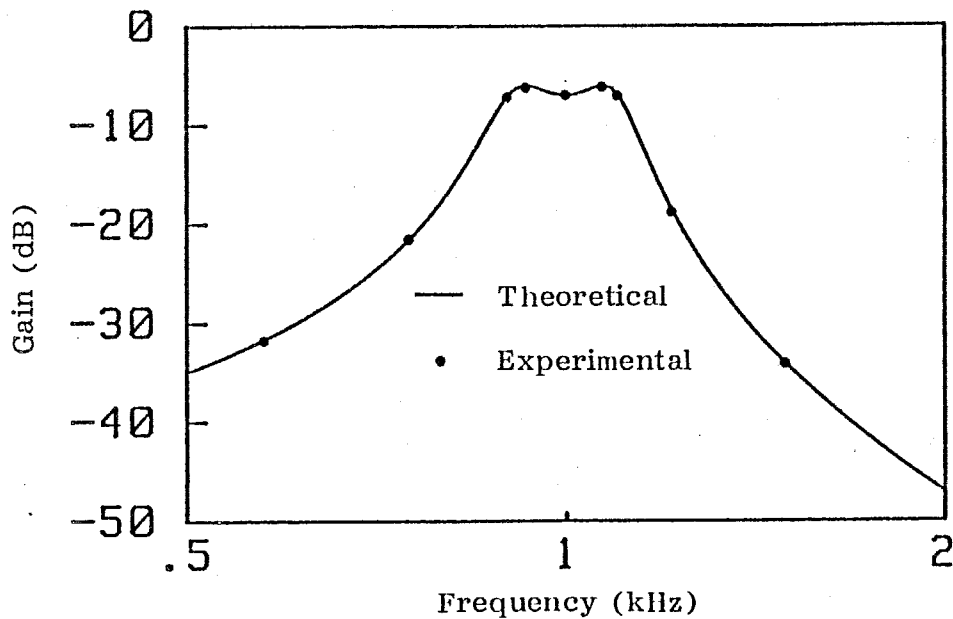


図4-16 実験結果

表4-4 図4-5のシミュレーション回路の設計値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R ₁	127.7 kΩ	R ₁ '	5.699 kΩ	R ₂	2.714 kΩ	R ₃	10.86 kΩ
R ₃ '	10.86 kΩ	R ₄	44.18 kΩ	R ₄ '	12.38 kΩ	C _s	22.73 nF

4.5 むすび

本章では第3章で提案された構成法の受動素子感度及び能動素子感度に関し、検討を行った。受動素子感度については、第3章で提案された構成法が抵抗両終端形LCフィルタの低感度性を受け継ぐための条件を導いた。また能動素子感度については、能動素子感度をフィルタの周波数特性におよぼす電圧フォロワの有限帯域幅、入力インピーダンス、出力抵抗の影響と定義し、それぞれの場合について検討を行った。さらに有限帯域幅に関しては、電圧フォロワの遮断周波数が有限のために生じる振幅偏差の評価式を導出した。例題をとおり、計算機解析によりこれらの検討結果の正当性を確認し、最後に実験を行った。実験結果と理論値とは非常によく一致した。

第5章 高周波帯域通過フィルタへの応用

5.1 まえがき

能動RCフィルタの能動素子の一つである電圧フォロワは、演算増幅器と同様にナレータ・ノレータだけで表現できるため、理想的には能動素子がフィルタの特性におよぼす影響がない。さらに演算増幅器よりも一般に帯域が広く、簡単な補償により容易にその広帯域化が可能であると考えられる。また第3章で提案された電圧フォロワを用いた能動RCフィルタの構成法は低受動素子感度であるばかりでなく、電圧フォロワの有限帯域幅の感度も低いことが第4章で示された。したがって高性能高周波能動RCフィルタを実現する上で、この構成法は非常に有力な構成法と考えられる。

しかし第3章で提案された構成法は、第4章での解析結果から、高周波フィルタを実現する上で主として電圧フォロワの入力容量がフィルタの周波特性を劣化させるという問題点を有している。特に高周波能動RCフィルタの実現においては、フィルタを構成する容量値が小さいため、電圧フォロワの入力容量が僅かであっても周波数特性への影響は大きい。

そこで本章では、負性イミタンスを含む能動イミタンスを実現することにより電圧フォロワの入力容量を打ち消し、全周波数において完全に電圧フォロワの入力容量の影響を補償することができる方法を提案する。さらにこの実現された能動イミタンスを抵抗両終端形LC帯域通過フィルタに適用することができるように、抵抗両終端形LC帯域通過フィルタの回路構造を等価変換する方法も示す。最後に実験により本方法の有効性を確認する。

5.2 負性イミタンスの実現

第4章での解析結果から電圧フォロワの入力容量 C_p は、原LCRフィルタの領域において式(4-34)、(4-35)に示すような容量 C_{pp} とコンダクタンス G_{pp} が各節点と接地点間に接続されることと等価となる。原LCRフィルタが抵抗両終端形LC低域通過フィルタや後節で示す結合形帯域通過フィルタ等である場合には、各節点と接地点間に容量が接続されているので、 C_{pp} を原LCRフィルタの素子に含めて設計することができ、容易に C_{pp} の補償が可能である。同様に抵抗両終端形LCフィルタの終端部では G_{pp} を終端抵抗に含ませることができるが、終端抵抗の接続されていないリアクタンス回路内の節点では G_{pp} を補償することが困難であり、 G_{pp} の影響により周波数特性が劣化する。 G_{pp} は、インピーダンス・スケールリング後の領域では、抵抗と容量との直列回路となる。 G_{pp} から生じるこの直列回路を打ち消すためには、 $-R$ と $-C$ との直列回路を実現すればよい。ところが第2章の〔性質9〕から $-R$ と $-C$ との直列回路を単独で実現することが不可能となるため、直接 G_{pp} を打ち消す回路を構成することはできない。また、容量またはインダクタの一方と負性抵抗の並列アドミタンスは、零点が正の実根であるため、式(3-12)のインピーダンス・スケールリングを用いて変換しても、第3章で示された条件(b)より図3-1の能動RC2端子イミタンスを用いて実現することはできない。

そこで、容量 C 、インダクタ L 及び負性コンダクタンス $-G_n$ ($G_n > 0$)の並列接続により構成されるアドミタンスを、式(3-12)のインピーダンス・スケールリングにより変換したアドミタンスの実現について考える。このアドミタンス Y_{rs} は

$$Y_{rs} = \frac{s^2 LC - s L G_n + 1}{(s + \rho) L} \quad (5-1)$$

となる。 Y_{rs} は第3章の条件(a)及び(c)を満足しており、 Y_{rs} の分子多項式の1次の係数が負であるが、さらに

$$G_n < 2\sqrt{C/L} \quad (5-2)$$

が成り立てば条件(b)をも満足する。したがって Y_{rs} を、図3-1の能動RC2端子イミタンスを用いて実現することが可能である。この結果 $-G_n$ により G_{pp} の影響を打ち消すことができ、電圧フォロワの入力容量の影響を完全に補償することができる。但し、打ち消しが可能な G_{pp} の範囲は式(5-2)から

$$G_{pp} < 2\sqrt{C/L} \quad (5-3)$$

となる。一般に電圧フォロワの入力容量 C_p によって生じる G_{pp} は十分小さいと考えられるため、式(5-3)の上限値は実用上十分である。

補償に際しては $G_n = G_{pp}$ が成立するように回路を設計するのであるが、実際には電圧フォロワの入力容量 C_p の値を正確に求めることが困難な場合も多い。このような場合、 G_n の値を予想される G_{pp} より少し大きめに選び、フィルタの調整の段階で電圧フォロワの入力に微小容量を付加し、その値を調節することにより $G_n = G_{pp}$ となるようにする手法も考えられる。

次に式(5-1)を実現する回路を導出する。式(5-1)の分母分子に負の実根だけを有する多項式を乗じ、分子多項式の係数を非負化する。一般に乗じる多項式の次数が高いほど受動素子数が多くなるので、ここでは1次の多項式 $(s + \sigma)$ を乗じる ($\sigma > 0$ とする)。 Y_{rs} は

$$Y_{rs} = \frac{s^3 LC + s^2(\sigma LC - LG_n) + s(1 - \sigma LG_n) + \sigma}{(s + \rho)(s + \sigma)L} \quad (5-4)$$

となる。もし式(5-4)において、分子多項式の係数が非負とならない場合は、高次の多項式を乗じればよい。式(5-4)を直接受動RC3端子回路で合成することは複雑であるので、ここでは文献(28)の受動RC3端子回路の合成法を用いることにする。まず Y_{rs} を次のように Y_{rs1} 及び Y_{rs2} の和に分割して実現する。

$$Y_{rs1} = \frac{s^3 C + s^2(\sigma C - G_n)}{(s + \rho)(s + \sigma)} \quad (5-5)$$

$$Y_{rs2} = \frac{s(1 - \sigma L G_n) + \sigma}{(s + \rho)(s + \sigma)L} \quad (5-6)$$

Y_{rs1} 、 Y_{rs2} は、それぞれ図5-1(a)及び(b)の回路の端子②から①への伝達アドミタンスとして実現できる。次にこれらの回路を並列接続し、さらに図3-1のように接続することにより、入力アドミタンスが Y_{rs} である図5-2を得る。

σ の値は図5-2の能動RCイミタンスの素子値の広がりや素子数などに関係しているため、一般に最適な値を決定することは困難である。しかし一方法として、 σ や G_n の選び方により受動素子数を削減することが考えられる。例え

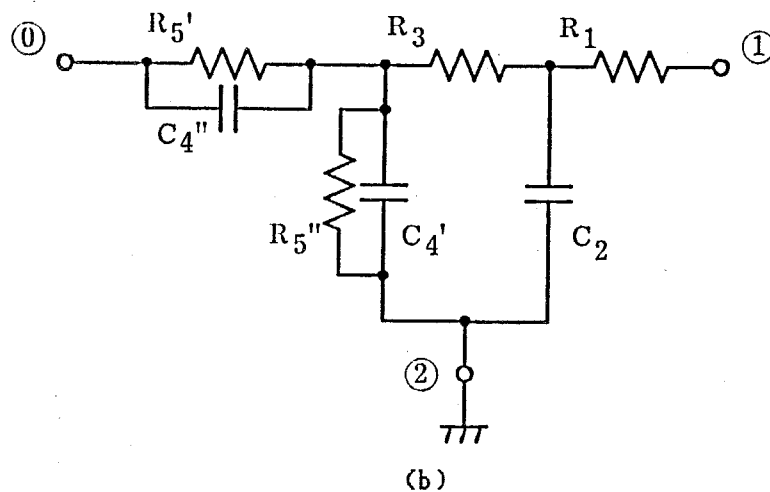
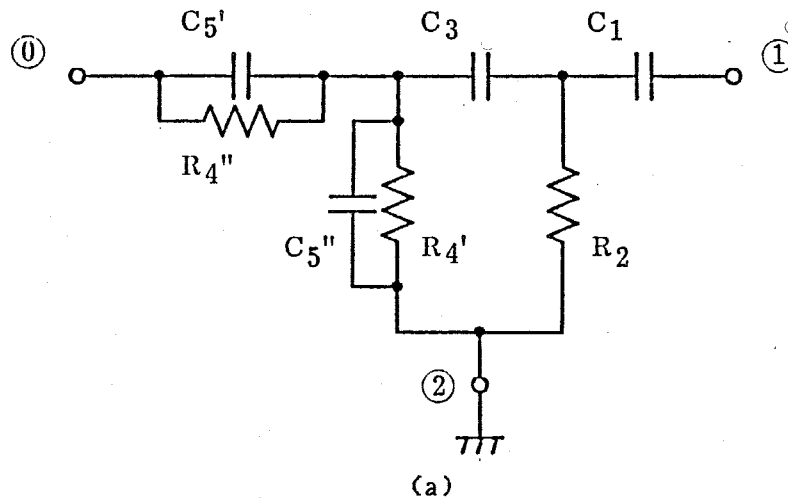


図5-1 3次伝達アドミタンスの実現

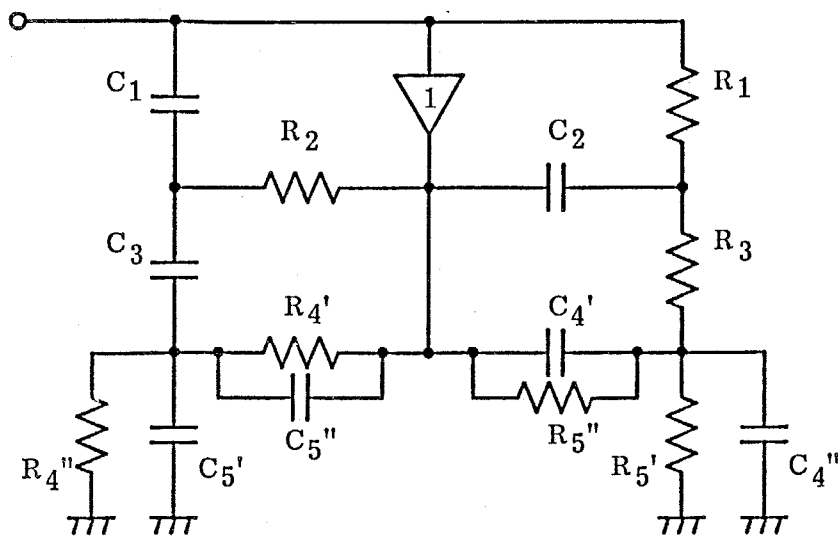


図5-2 負性抵抗を有する並列共振回路のシミュレーション

ば、式(5-5)または(5-6)の分子多項式が因数として $(s + \rho)$ を有すれば、分母多項式が有する $(s + \rho)$ の因数との約分により、次数が下がり、素子数を削減できる。式(5-5)または(5-6)の分子多項式が因数 $(s + \rho)$ を有するための条件は、 σ 及び G_n が

$$\sigma = 1 / L G_n \quad (5-7)$$

$$G_n = \rho C / (\rho^2 L C + 1) \quad (5-8)$$

または

$$\sigma = \rho / (L G_n \rho + 1) \quad (5-9)$$

$$G_n^2 + (2 / \rho L) G_n - C / L = 0 \quad (5-10)$$

を満足することである。式(5-9)及び(5-10)を用いて受動素子数の削減をはかり、負性抵抗を有するLC並列共振回路をシミュレートした回路を図5-3に示す。 σ の値を式(5-7)または式(5-9)のように選ぶ方法は、式(5-8)または式(5-10)により G_n が一意的に定まり、電圧フォロワの入力容量の打ち消し可能な範囲が限定されてしまうという問題点を有している。

また G_n が一意的に定まるという問題点のない方法として、式(5-5)の2次の係数または式(5-6)の1次の係数が零となるように σ を選ぶ方法が考えられる。

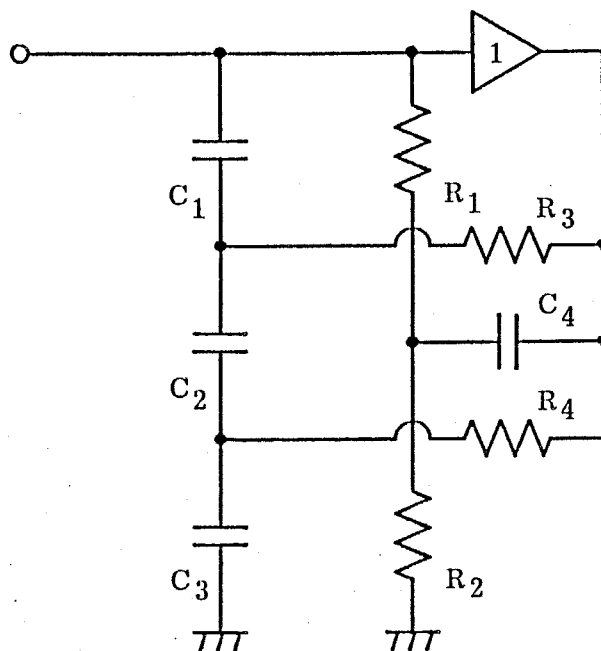


図5-3 受動素子数を削減を行ったシミュレーション回路

すなわち σ を

$$\sigma = G_n / C \quad (5-11)$$

または

$$\sigma = 1 / L G_n \quad (5-12)$$

と選ぶ。式(5-11)または(5-12)のように σ を選ぶことにより、 G_n の値をある程度自由に設定でき、さらに図5-2に示される R_4 、 C_5 または C_4 、 R_5 の分割が不要となり、受動素子数が削減される。しかし σ の値を式(5-11)または(5-12)のように選ぶ方法は、式(5-7)や(5-9)の方法よりも削減される受動素子数は少ない。

5.3 抵抗両終端形 LC 帯域通過フィルタの等価変換

本節では、5.2 節で提案された補償法を高次帯域通過フィルタに適用するために、抵抗両終端形 LC 帯域通過フィルタを等価変換する方法を示す。

5.2 節で提案された補償法を用いるためには各節点と接地点間に LC 並列共振回路が接続されていなければならない。このような回路構造を有するフィルタは、M 及び C 結合形帯域通過フィルタに代表されるが、他の帯域通過フィルタも適当な方法により各節点と接地点間に LC 並列共振回路を有する回路構造に変換可能であることを以下に示す。

低域-帯域通過フィルタ変換により得られる $2n$ 次抵抗両終端形 LC 帯域通過フィルタを図 5-4 に示す。但し、 n は偶数とする。また図 5-5 は、図 5-4 のフィルタのリアクタンス回路の一部を取り出し、インダクタ L_a 及び容量 C_c を分割した回路である。但し、図 5-5 において

$$\Gamma_j = 1 / L_j \quad (j = a, b, c) \quad (5-13)$$

$$0 < k_i < 1 \quad (i = 1, 2) \quad (5-14)$$

である。 k_1 、 k_2 の値は式 (5-14) の範囲で任意であるから

$$k_2 = \frac{\Gamma_a C_b}{\Gamma_b C_c} k_1 \quad (5-15)$$

が成立するように k_1 、 k_2 を選び、図 5-5 の $k_1 \Gamma_a$ 、 C_b と Γ_b との直列回路及び $k_2 C_c$ により構成される Π 形回路を $\Delta - Y$ 変換すると、図 5-6 が得られる。但し、 Z_i ($i = 1 \sim 3$) は

$$Z_1 = \frac{s}{k_1 \Gamma_a + \Gamma_b} \quad (5-16)$$

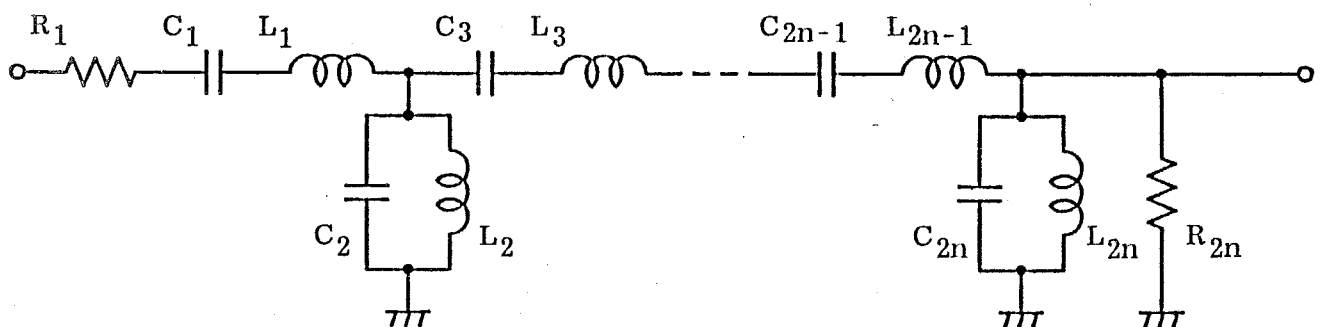


図 5-4 $2n$ 次抵抗両終端形 LC 帯域通過フィルタ

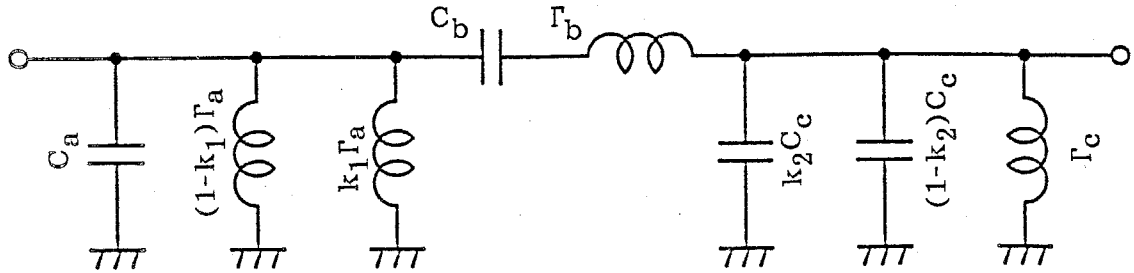


図 5-5 図 5-4 の Π 形部分回路

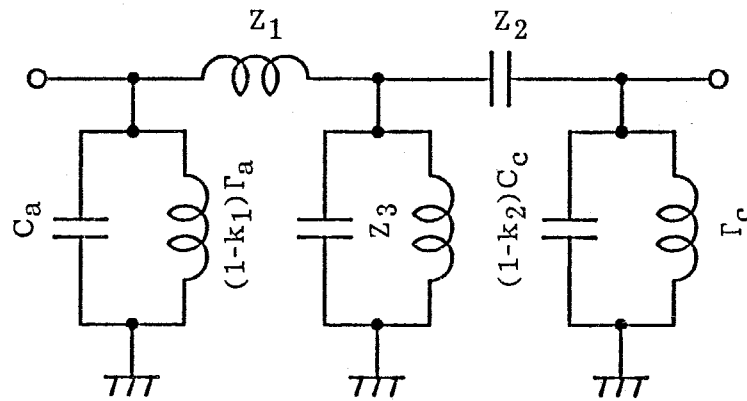


図 5-6 図 5-5 の等価回路

$$Z_2 = \frac{\Gamma_b}{s C_b (k_1 \Gamma_a + \Gamma_b)} \quad (5-17)$$

$$Z_3 = \frac{s \Gamma_b}{k_1 \Gamma_a (k_1 \Gamma_a + \Gamma_b) (s^2 C_b + \Gamma_b)} \quad (5-18)$$

である。この変換を図 5-4 に行うことにより、図 5-4 は入力部分を除き、すべての節点と接地点間に LC 並列共振回路が接続された帯域通過フィルタとなる。したがって入力部直列共振回路以外では、この変換により、5.2 節で述べた補償法を適用することができる。

次に Π 形回路を構成していない入力部の直列共振回路をシミュレートする。まず直列共振回路に抵抗 $R_x (= 1/G_x)$ を付け加えた図 5-7 の回路のシミュレーションについて考える。ここで新たに付け加えた G_x は節点 ② に接続され

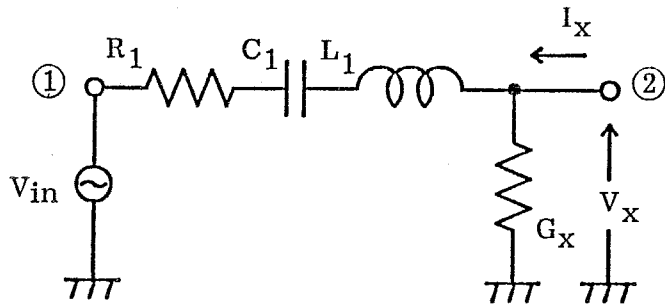


図5-7 抵抗と直列共振回路

る並列共振回路のシミュレーションで作られる $-G_n$ で打ち消すものとする。

図5-7の端子②に電圧 V_x を加えたとき流れ込む電流 I_x は

$$I_x = \frac{s C_1 (V_x - V_{in})}{s^2 L_1 C_1 + s C_1 R_1 + 1} + G_x V_x \quad (5-19)$$

である。式(5-19)は

$$I_x = Y \left\{ V_x - h \frac{(s^2 L_1 C_1 + 1) V_x + s C_1 R_1 V_{in}}{s^2 L_1 C_1 + s C_1 R_1 + 1} \right\} \quad (5-20)$$

と変形できる。但し

$$Y = 1 / R_1 + G_x \quad (5-21)$$

$$h = 1 / (1 + R_1 G_x) \quad (5-22)$$

である。式(5-20)の I_x 、 V_x 及び V_{in} の関係は、2個の LC 並列共振回路と電圧フォロワを用いた図5-8により実現できる。但し

$$\left. \begin{aligned} C_f / (C_f + C_g) &= h \\ L_f &= L_1 C_1 / C_f \\ L_g &= h L_f / (1 - h) \\ G_f &= C_1 R_1 / L_f \\ G_g &= (1 - h) G_f / h \end{aligned} \right\} \quad (5-23)$$

である。図5-8のすべての素子に式(3-12)のインピーダンス・スケーリングを行い、第3章で提案された方法によりシミュレートする。このとき Y は

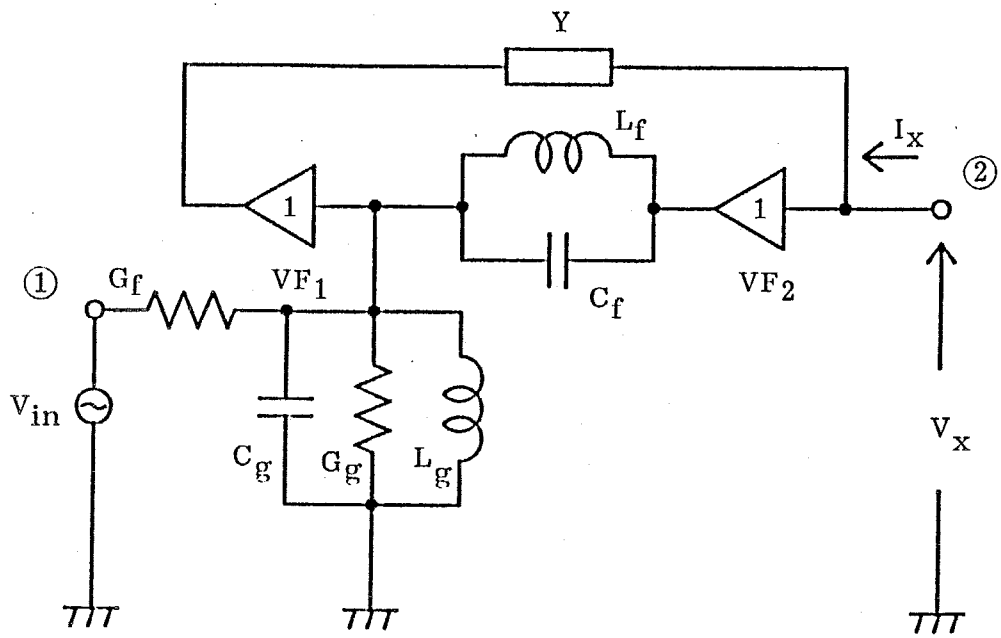


図5-8 図5-7のシミュレーション

$$Y_s = s Y / (s + \rho) \quad (5-24)$$

と変換される。式(5-21)よりYは抵抗であるから、 Y_s は抵抗と容量の直列回路となる。電圧フォロワVF₁の入力容量により生じる C_{pp} や G_{pp} については、図5-8の C_g から C_{pp} を、 G_g から G_{pp} をそれぞれ差し引くことにより容易に補償できる。またVF₂の入力容量及びコンダクタンス G_x に関しては節点②に接続される並列共振回路により補償できる。さらにVF₂の出力電圧は、節点②に接続される並列共振回路の電圧フォロワの出力電圧と等しいため、この電圧フォロワと共用することができる。したがって図5-8の回路を用いてフィルタを構成しても、第3章で提案された構成法でフィルタを実現する場合に必要な電圧フォロワの数と等しく、電圧フォロワの数が増加することはない。

以上の方法を用いることにより、電圧フォロワの入力容量の影響を取り除き、 $2n$ 次帯域通過フィルタを実現することができる。また n が奇数の場合、入力部の直列共振回路を実現する必要がなくなるだけであるから、同様に本節で示した方法を用い、電圧フォロワの入力容量の影響を補償したフィルタの実現が

可能である。

次に有極形の帯域通過フィルタの場合について考える。例として、図5-9の抵抗両終端形3次有極低域通過LCフィルタを低域-帯域通過フィルタ変換すると、図5-10(a)の6次有極帯域通過フィルタを得る。さらに図5-10(a)の直列枝を変換して図5-10(b)のように原LCRフィルタを構成することもできる。しかし図5-10(a)の破線で囲まれた部分に着目すると、 Δ -Y変換により、図5-10(a)を図5-11に変換することができる。この変換により各節点と接地点間にLC並列共振回路が接続される回路構造となり、無極の場合の結果を直接利用できる。ここでは例として6次有極帯域通過フィルタの場合について述べたが、一般にn次の場合も全く同様である。

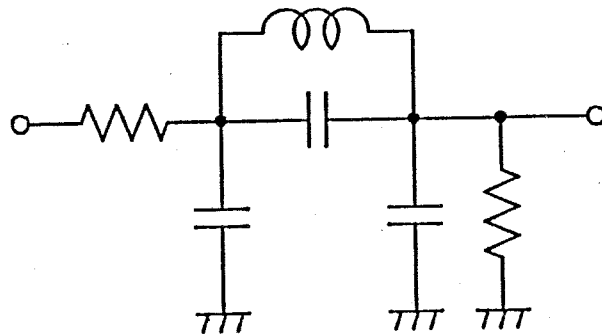
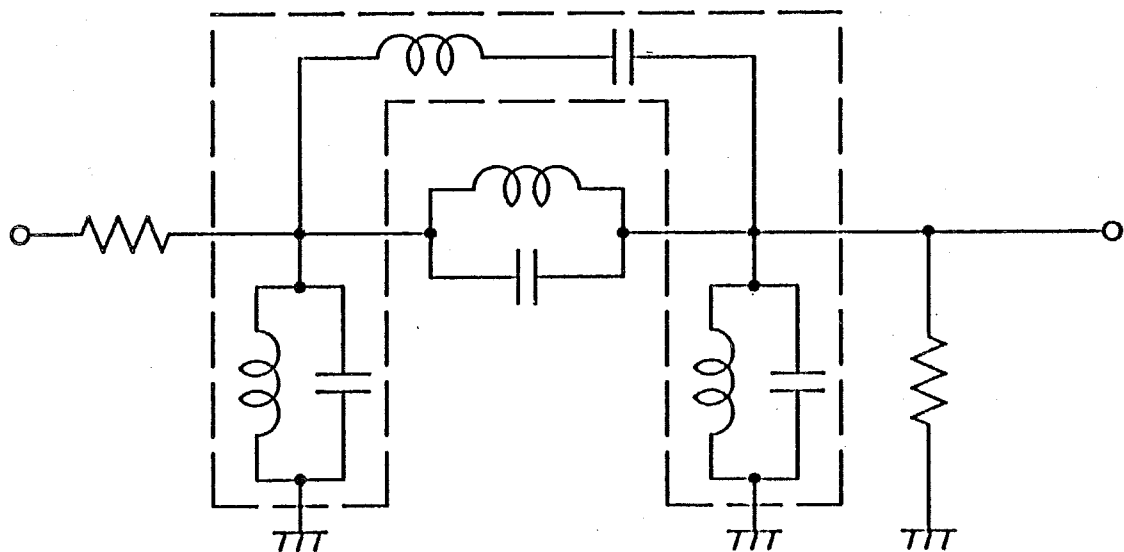
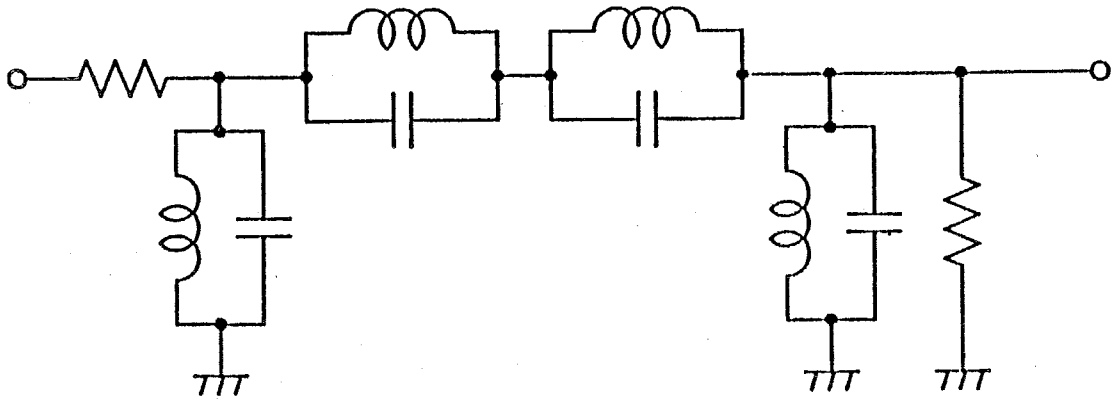


図5-9 抵抗両終端形3次有極低域通過LCフィルタ



(a)



(b)

図5-10 6次有極帯域通過フィルタ

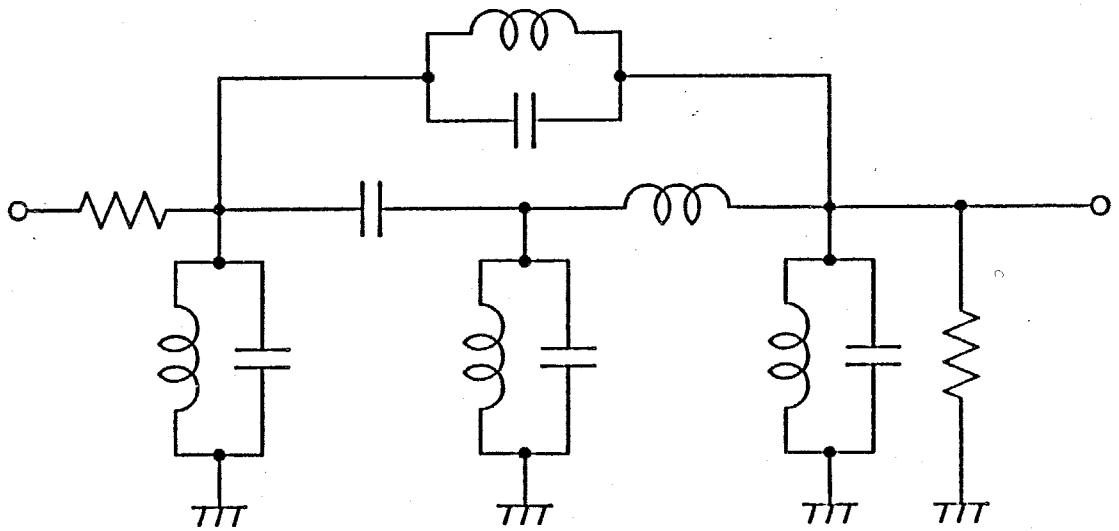


図5-11 $\Delta - Y$ 変換による図5-10(a)の等価回路

5.4 例題

本節では、4次M結合形帯域通過LCフィルタ及び抵抗両終端形2次低域通過LCフィルタを低域-帯域通過フィルタ変換して得られる4次帯域通過フィ

ルタの2個の例題を用い、本章で述べた補償法の有効性を確認する。

§ 5.4.1 4次M結合形帯域通過LCフィルタのシミュレーション

図5-12の4次M結合形帯域通過LCフィルタをシミュレートし、実験を行う。図5-12は、第4章で用いた構成例(図4-5及び表4-2)と同じである。電圧フォロワの入力容量 C_p は、一般に C_0 より相当に小さい値であるが、ここでは実験の際調整を容易にするため、 C_p とは別に実際に電圧フォロワの入力端子に C_p よりもかなり大きい値を有する容量 C_x を接続する。そこで C_x を

$$C_x = C_0 / 2 = 4.561 \quad (5-25)$$

とする。式(5-25)のように C_x を決定したことにより、 C_x の影響を打ち消すための G_n も大きな値を必要とする。大きな値の G_n を得るために、式(5-12)により σ を決定し、LC並列共振回路をシミュレートする回路として図5-2を用いる。図5-2の回路には自由度があるので、設計の際に、 C_1 、 C_3 、 C_5 (但し、 $C_5 = C_5' + C_5''$)を等しく選ぶことにする。この値は式(5-5)の最高次の係数より決定され

$$C_1 = C_3 = C_5 = 3(C_0 - C_x) = 13.68 \quad (5-26)$$

となる。またシミュレートするLC並列共振回路の分子多項式 $N(s)$ は

$$N(s) = (C_0 - C_x)s^2 - \rho C_x s + 1 / L \quad (5-27)$$

であり、式(5-27)の右辺が正の実根を有しないという第3章で述べた条件(b)

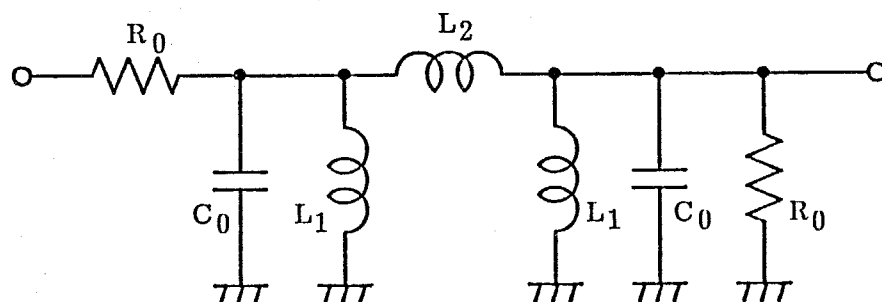


図5-12 4次M結合形帯域通過フィルタ

より、 ρ は

$$\rho < 2 \sqrt{(C_0 - C_x) / (C_x L_1)} = 2.580 \quad (5-28)$$

となる。

また ρ の下限値は、図5-12のフローティング・インダクタ L_2 をシミュレートするために用いる容量の値によって決定される。 L_2 をシミュレートするために用いる容量値を式(5-26)の値と等しいとすると、式(4-41)から ρ は

$$\rho \geq 0.6914 \quad (5-29)$$

となる。 ρ の値を式(5-28)、(5-29)の範囲内で決定する。 ρ の値が小さいほど浮遊容量の影響は小さくなるので、ここでは式(5-29)の等号を選ぶ。

次に σ の値を決定する。入力側の抵抗 R_0 にコンダクタンス ρC_x を見込むと出力電圧が減衰するため、入力側の L_1 と C_0 の並列共振回路の負性抵抗により ρC_x を打ち消す。入力側の LC 並列共振回路の σ を σ_{in} とすると、式(5-12)から σ_{in} は

$$\sigma_{in} = 1 / (L_1 \rho C_x) = 2.406 \quad (5-30)$$

となる。出力側の抵抗 R_0 は接地形であるため、 ρC_x を R_0 に見込んでも出力電圧の減衰は生じない。しかし C_x を式(5-25)の値に選んだため、 ρC_x が G_0 ($= 1 / R_0$) より大きくなってしまふ。このため ρC_x をすべて G_0 に含ませることができないので、出力側でも残った抵抗分を L_1 と C_0 の並列共振回路の負性抵抗により打ち消さなければならない。出力側の LC 並列共振回路の σ を σ_{out} とすると、 σ_{out} は

$$\sigma_{out} = 1 / \{ L_1 (\rho C_x - 1 / R_0) \} = 3.523 \quad (5-31)$$

となる。

以上の値を用い、図5-12の4次M結合形帯域通過LCフィルタをシミュレートすると、図5-13となる。その規格化された素子値を表5-1に示す。

図5-13のフィルタの感度解析結果を図5-14に示す。曲線④が振幅特性の理論値を、①が図5-13のフィルタの感度を、②が電圧フォロワを用いた縦続接続形構成法(2次区間としてTWIN-T回路を用いている)の感度をそれぞれ表

わしている。また評価尺度として第4章と同様に、回路中のすべての素子の振幅感度の絶対値総和を用いている。図5-14から、素子の次数の昇次を行う本方法においても、低感度性が保たれることがわかる。

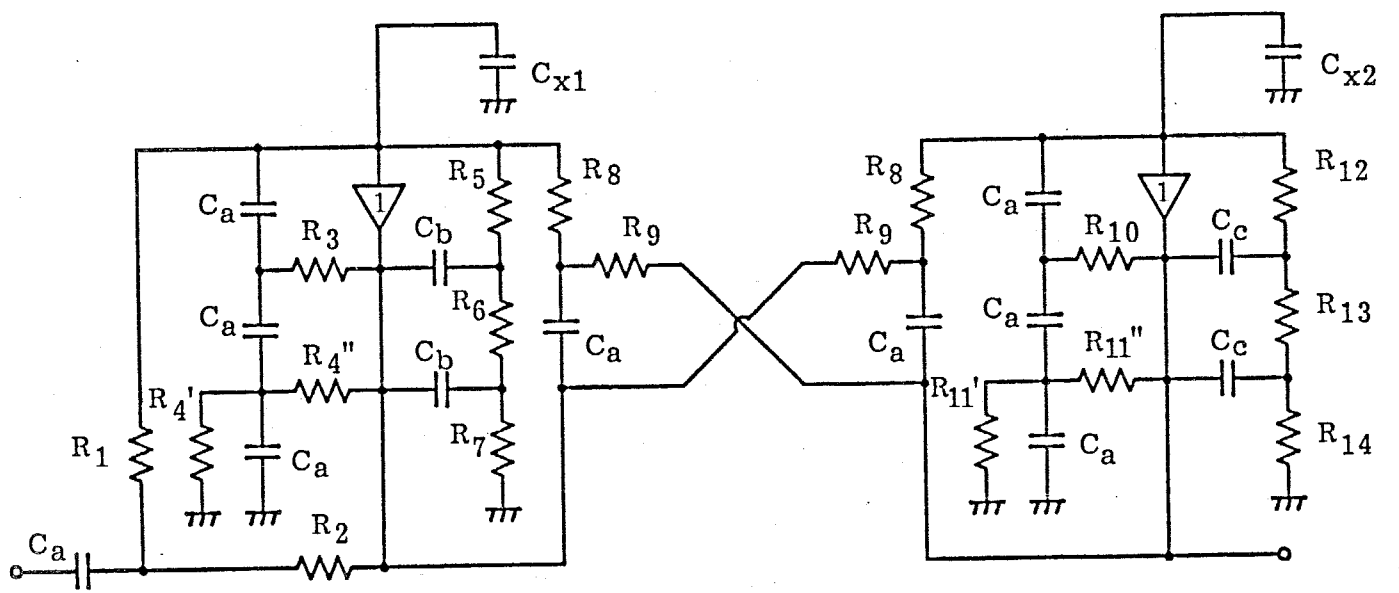


図5-13 図5-12のシミュレーション

表5-1 図5-13の回路の素子値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R ₁	1.0 Ω	R ₂	0.1182 Ω	R ₃	0.04335 Ω	R ₄ '	0.04263 Ω
R ₄ "	0.05867 Ω	R ₅	0.03247 Ω	R ₆	0.02619 Ω	R ₇	0.03247 Ω
R ₈	0.2114 Ω	R ₉	0.2114 Ω	R ₁₀	0.04799 Ω	R ₁₁ "	0.02395 Ω
R ₁₁ "	0.04181 Ω	R ₁₂	0.03662 Ω	R ₁₃	0.01788 Ω	R ₁₄	0.03662 Ω
C _a	13.68 F	C _b	44.54 F	C _c	39.59 F	C _{x1}	4.561 F
C _{x2}	4.561 F						

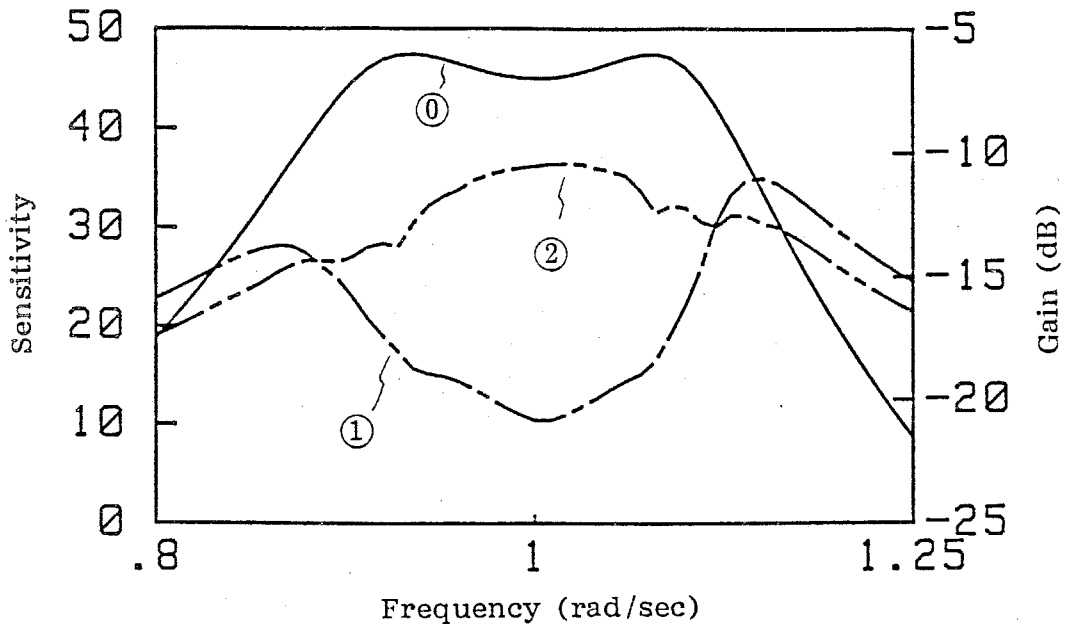


図5-14 感度解析結果

次に図5-13のフィルタに周波数変換を行い、通過域を0.9~1.1 MHzとし、電圧フォロワにはHARRISのHA5033を用いて実験を行う。HA5033の特性(公称値)を表5-2に、設計値を表5-3に、実験結果を図5-15に示す。但し、実験に用いた素子の精度は、表5-3の設計値の±0.2%以内である。図5-15において曲線①が理論値であり、②は電圧フォロワの入力容量を補償していない場合の測定結果である。次に図5-13のフィルタを、図5-12の入力側の R_0 、 C_0 、 L_1 、 L_2 をシミュレートしている回路、出力側の L_2 、 L_1 、 C_0 、 R_0 をシミュレートしている回路に分割し、それぞれの回路の周波数特性から各電圧フォロワの入力容量を推定すると、入力側の電圧フォロワの入力容量 C_p は

$$C_p = 4.708 \text{ pF} \quad (5-32)$$

であり、出力側の電圧フォロワの入力容量 C_p は

表 5-2 HA5033の特性

帯域幅	250 MHz	入力抵抗	1.50 M Ω	入力容量	1.60 pF	出力抵抗	5.0 Ω
-----	---------	------	-----------------	------	---------	------	--------------

表 5-3 図 5-13の回路の設計値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R ₁	48.71 k Ω	R ₂	5.757 k Ω	R ₃	2.111 k Ω	R ₄ '	2.076 k Ω
R ₄ "	2.858 k Ω	R ₅	1.582 k Ω	R ₆	1.276 k Ω	R ₇	1.582 k Ω
R ₈	10.30 k Ω	R ₉	10.30 k Ω	R ₁₀	2.338 k Ω	R ₁₁ "	1.167 k Ω
R ₁₁ "	2.036 k Ω	R ₁₂	1.784 k Ω	R ₁₃	0.8711 k Ω	R ₁₄	1.784 k Ω
C _a	44.71 pF	C _b	145.5 pF	C _c	129.0 pF	C _{x1}	14.90 pF
C _{x2}	14.90 pF						

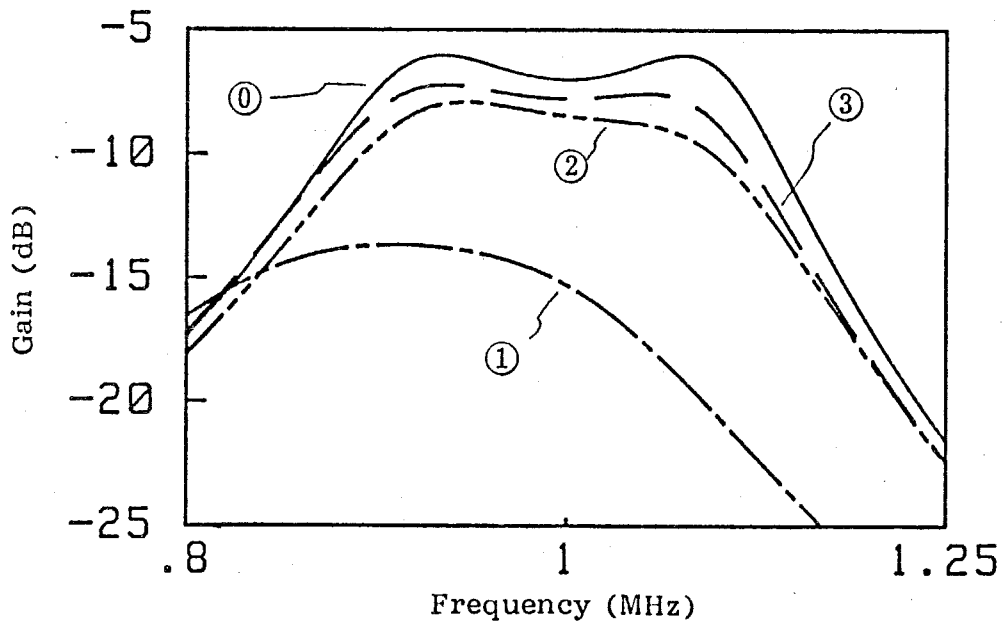


図 5-15 実験結果

$$C_p = 4.766 \text{ pF}$$

(5-33)

となる。これらの値は、各節点と接地点間の浮遊容量も含んだ値である。式(5-32)、(5-33)の値を C_{x1} 及び C_{x2} から差し引くことにより補償を行った結果を図5-15の曲線②に示す。曲線①と②とはなお隔たりがあるが、電圧フォロワの出力抵抗 5Ω を考慮した理論曲線③とほぼ一致している。曲線②と③との誤差は、本章では特に考慮していない配線間容量(素子の分布容量、節点間の容量等を含む)などが原因であると考えられる。

§ 5.4.2 4次抵抗両終端形帯域通過LCフィルタのシミュレーション

2次抵抗両終端形低域通過LCフィルタを低域-帯域通過フィルタ変換して得られる、中心周波数 1.0 rad/sec 、比帯域 0.3 の通過域最大平坦4次帯域通過フィルタを図5-16に、またその素子値を表5-4に示す。このフィルタは図5-4の帯域通過フィルタの最小次数の場合に相当する。5.3節の方法により入力部の直列共振回路を実現し、また出力部では電圧フォロワの入力容量を終端抵抗

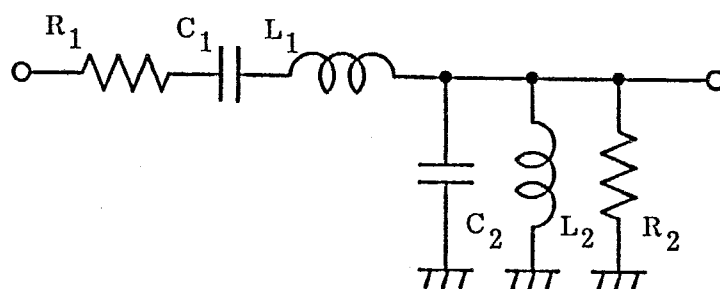


図5-16 4次抵抗両終端形帯域通過LCフィルタ

表5-4 図5-16のフィルタの素子値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R_1	1.0Ω	R_2	1.0Ω	C_1	0.2121 F	C_2	4.714 F
L_1	4.714 H	L_2	0.2121 H				

と並列容量に見込むことにより、電圧フォロワの入力容量の補償が可能である。

この図5-16のフィルタを5.3節で述べた方法を用いてシミュレートした回路を図5-17に示す。但し、図5-17において $R_{5'}$ は容量 C_4 を、 C_1 等の他の容量値と等しくするための抵抗である。次に図5-17の回路の中心周波数を1.0 MHzに変換し、実験を行う。電圧フォロワには図5-13の場合と同様にHARRISのHA5033を用いる。電圧フォロワの入力容量を考慮せずに求めた設計値を表5-5に示す。但し、素子の精度は表5-5の設計値の $\pm 0.3\%$ 以内である。実験結果を図5-18に示す。図5-18において曲線②は理論値を、曲線①は補償前の測定値を表わしている。§5.4.1と同様に、図5-17を入力側直列共振回路をシミュレートしている回路及び出力側並列共振回路をシミュレートしている回路に分割し、それぞ

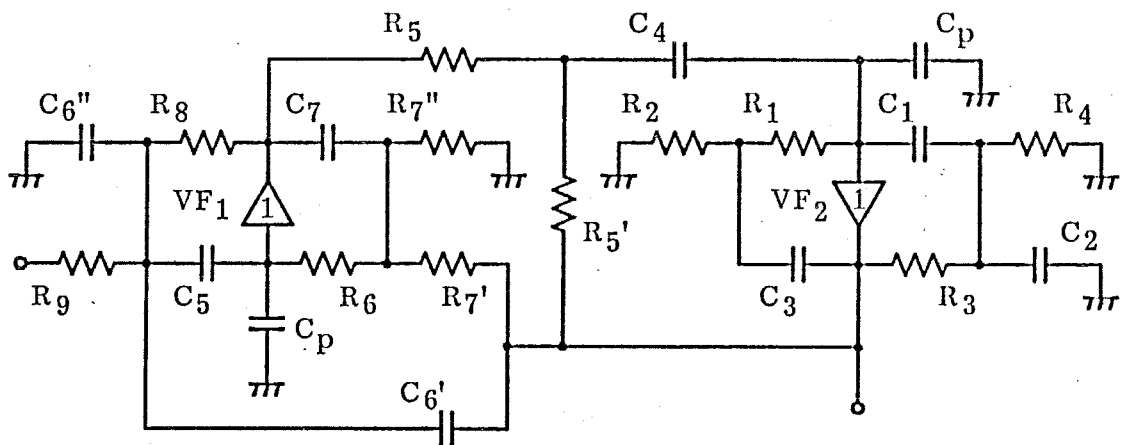


図5-17 図5-16のシミュレーション

表5-5 図5-17の回路の設計値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R_1	1.019 k Ω	R_2	1.019 k Ω	R_3	1.024 k Ω	R_4	222.3 k Ω
R_5	8.044 k Ω	$R_{5'}$	2.730 k Ω	R_6	1.019 k Ω	$R_{7'}$	1.628 k Ω
$R_{7''}$	2.726 k Ω	R_8	1.132 k Ω	R_9	10.26 k Ω	C_1	104.4 pF
C_2	104.4 pF	C_3	417.6 pF	C_4	104.4 pF	C_5	104.4 pF
$C_{6'}$	73.12 pF	$C_{6''}$	32.28 pF	C_7	417.6 pF		

れの周波数特性から電圧フォロワの入力容量 C_p を推定すると、2個の電圧フォロワの入力容量はともに

$$C_p = 5.100 \text{ pF} \quad (5-34)$$

となる。この値は、配線の浮遊容量を含んでいるため公称値より大きくなっている。次に式(5-34)の値を見込んだ補償後の素子値を表5-5に示す。補償後のフィルタの特性の測定値は、図5-18の曲線②となる。曲線②は、曲線①から多少ずれているが、電圧フォロワの出力抵抗 5Ω を考慮した理論値である曲線③とほぼ一致する。

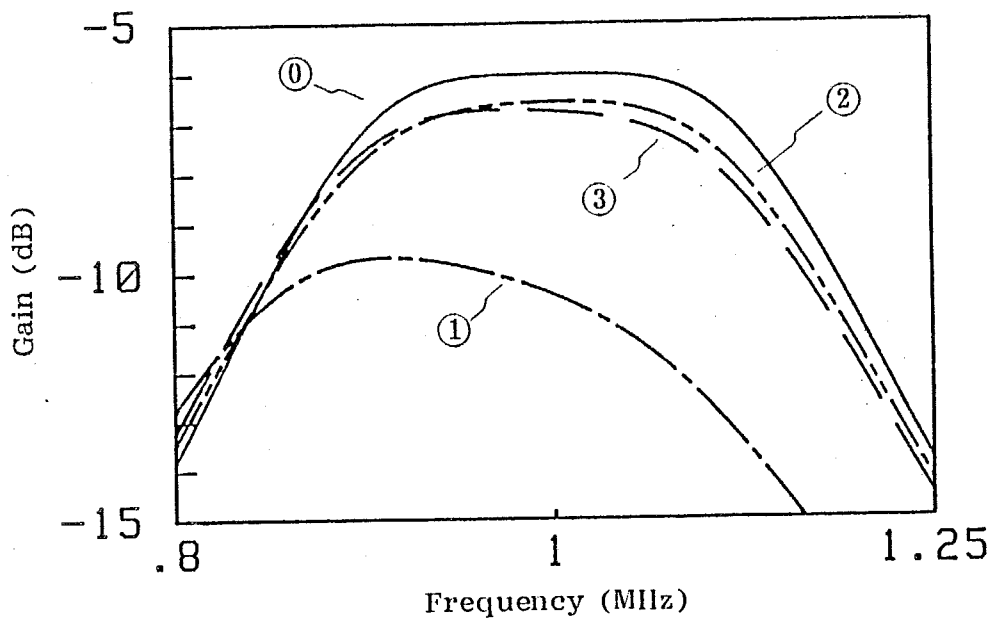


図5-18 実験結果

表5-5 図5-17の回路の補償後の設計値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R_3	1.038 k Ω	R_4	25.98 k Ω	R_5	8.892 k Ω	$R_{5'}$	2.645 k Ω
$R_{7'}$	1.473 k Ω	$R_{7''}$	3.301 k Ω	R_8	1.119 k Ω	R_9	9.282 k Ω
C_1	106.6 pF	C_2	106.6 pF	C_5	106.6 pF	$C_{6'}$	80.83 pF
$C_{6''}$	25.76 pF						

5.5 むすび

本章では、第3章で提案された構成法を用いて、LC及び-Rの並列インピーダンスをシミュレートし、電圧フォロワの入力容量の影響を完全に打ち消すことのできる補償法を示した。本補償法では適用可能な原LCRフィルタが限定されるが、抵抗両終端形帯域通過LCフィルタについては、 Δ -Y変換を用いることにより本補償法を適用することが可能となることも示した。さらに本章で提案した補償法の有効性を確認するため、感度解析及び実験を行った。感度解析では本構成法が縦続接続形構成法と比較して低受動素子感度であることが示された。2個の例題の実験結果は、電圧フォロワの出力抵抗を考慮すると理論値と良く一致した。

次章において高周波能動RC低域及び高域通過フィルタを実現するために、本章の補償法の適用が可能な、各節点と接地点間にLC並列共振回路を有する低感度LCRフィルタの構成法を提案する。

第6章 高周波低域通過フィルタ及び高域通過フィルタへの応用

6.1 まえがき

第5章において提案された電圧フォロワの入力容量の補償方法は、各節点と接地点間にLC並列共振回路を有する回路構造のLCRフィルタだけに適用可能な方法である。しかし原LCRフィルタとして通常用いられる抵抗両終端形低域通過LCフィルタや高域通過LCフィルタはこのような回路構造を有しておらず、また適当な変換方法を用いてこのような回路構造とすることも困難である。したがって原LCRフィルタとして抵抗両終端形低域通過LCフィルタや高域通過LCフィルタを選ぶかぎり、第5章の補償方法により電圧フォロワの入力容量の影響を打ち消すことができず、実現されたフィルタの周波数特性が劣化する。

そこで本章では、各節点と接地点間にLC並列共振回路を有するM結合形フィルタに着目し、M結合形フィルタの入力部を変更することにより、容易にその伝達関数が有限周波数に零点を持たない、いわゆる全極形伝達関数となることを示す。この回路形式を用いることにより、全極形の低域通過関数が各節点と接地点間にLC並列共振回路を有するフィルタとして実現できる。また低域通過特性を有する全極形フィルタに低域-高域通過フィルタ変換を用いることにより、高域通過フィルタも実現可能である。さらに入力部の変更に対するM結合形フィルタの感度特性の変化について検討し、入力部変更後の全極形フィルタにおいても、抵抗両終端形LCフィルタであるM結合形フィルタの感度特性が保たれることを示す。最後に本章の構成法により設計された6次低域通過フィルタを前章までの方法によりシミュレートし、計算機による感度解析及び実験を行い、本章で提案する高周波能動RCフィルタの構成法の有効性を確認する。

6.2 並列共振回路を有する全極形フィルタの実現

本節では、M結合形フィルタの入力部を変更することにより、全極形伝達関数が得られることを示す。また入力部を変更した場合の感度に関し検討を行う。

§ 6.2.1 全極形フィルタの構成

図6-1 は n 次M結合形フィルタである。但し、ここでは n を偶数と仮定する。また n が奇数の場合については後で説明を行う。図6-1 に示すように、M結合形フィルタのリアクタンス回路を破線で分割する。分割された各部分回路 N_i ($i = 1 \sim n - 1$) の縦続行列 F_i は、一般に

$$F_i = \begin{pmatrix} A_i(s^2) & s B_i(s^2) \\ C_i(s^2)/s & D_i(s^2) \end{pmatrix} \quad (6-1)$$

と表わすことができる。但し、 $A_i(s^2)$ 、 $B_i(s^2)$ 、 $C_i(s^2)$ 、 $D_i(s^2)$ はそれぞれ s の偶多項式である。式(6-1) から回路 N_k と N_{k+1} ($k = 1 \sim n - 2$) を組み合わせた回路の縦続行列 $F_{k,k+1}$ は

$$F_{k,k+1} = \begin{pmatrix} A_{k,k+1} & B_{k,k+1} \\ C_{k,k+1} & D_{k,k+1} \end{pmatrix} \quad (6-2)$$

となる。但し

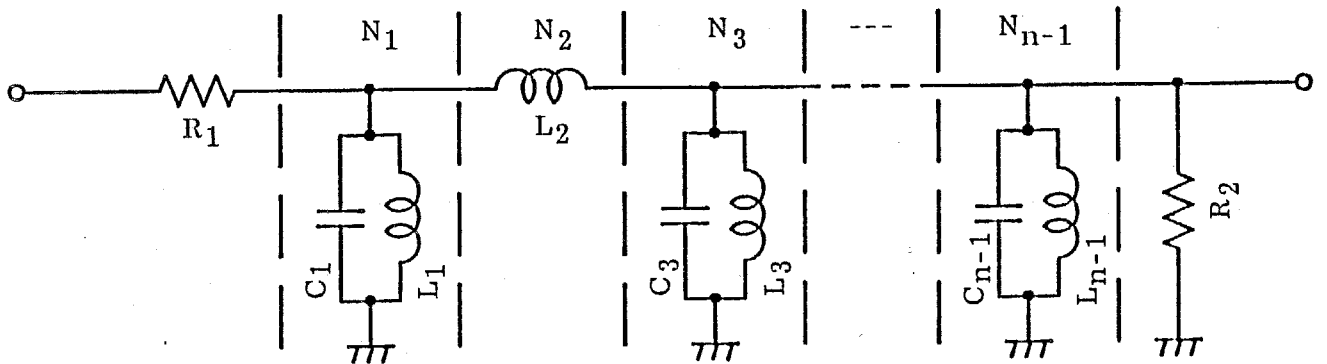


図6-1 n 次M結合形フィルタ

$$\left. \begin{aligned}
 A_{k,k+1} &= A_k(s^2)A_{k+1}(s^2) + B_k(s^2)C_{k+1}(s^2) \\
 B_{k,k+1} &= s \{A_k(s^2)B_{k+1}(s^2) + B_k(s^2)D_{k+1}(s^2)\} \\
 C_{k,k+1} &= \{C_k(s^2)A_{k+1}(s^2) + D_k(s^2)C_{k+1}(s^2)\} / s \\
 D_{k,k+1} &= C_k(s^2)B_{k+1}(s^2) + D_k(s^2)D_{k+1}(s^2)
 \end{aligned} \right\} \quad (6-3)$$

である。式(6-2)及び(6-3)は、 F_i と同様に、 $F_{k,k+1}$ のA要素及びD要素がsの偶多項式、B要素がsの奇多項式、C要素がsの有理奇関数となっており、式(6-2)は式(6-1)と同形式で書くことができる。したがってこの操作を繰り返して行っても縦続行列の各要素は式(6-3)のように表わされるので、図6-1のフィルタのリアクタンス回路全体の縦続行列 F_A も

$$F_A = \begin{pmatrix} A(s^2) & s B(s^2) \\ C(s^2)/s & D(s^2) \end{pmatrix} \quad (6-4)$$

と表わすことができる。但し、 $A(s^2)$ 、 $B(s^2)$ 、 $C(s^2)$ 、 $D(s^2)$ はそれぞれsの偶多項式である。式(6-4)を用いて図6-1のフィルタの伝達関数 $T_H(s)$ を求めると

$$T_H(s) = \frac{s}{\text{Den}(s)} \quad (6-5)$$

となる。但し

$$\text{Den}(s) = s A(s^2) + s^2 B(s^2) / R_2 + R_1 C(s^2) + s R_1 D(s^2) / R_2 \quad (6-6)$$

である。式(6-5)は分子多項式がsであるため直流が通らず、このままでは低域通過特性を実現することができない。そこで図6-2(a)に示すように、 R_1 を接地し、入力電圧 V_{in} を L_1 より加えた場合の伝達関数 $T_L(s)$ について考える。図6-2(a)に示されるように L_1 に加えられる入力電圧 V_{in} を図6-2(b)のように電流源に等価変換する。さらに図6-2(b)は、図6-2(c)のように変換される。図6-2(c)と図6-1において駆動電圧源だけが異なることを考慮すると、入力部が図6-2(a)の場合の出力電圧 V_{out} は式(6-5)より

$$V_{out} = T_H(s) \frac{R_1}{s L_1} V_{in} \quad (6-7)$$

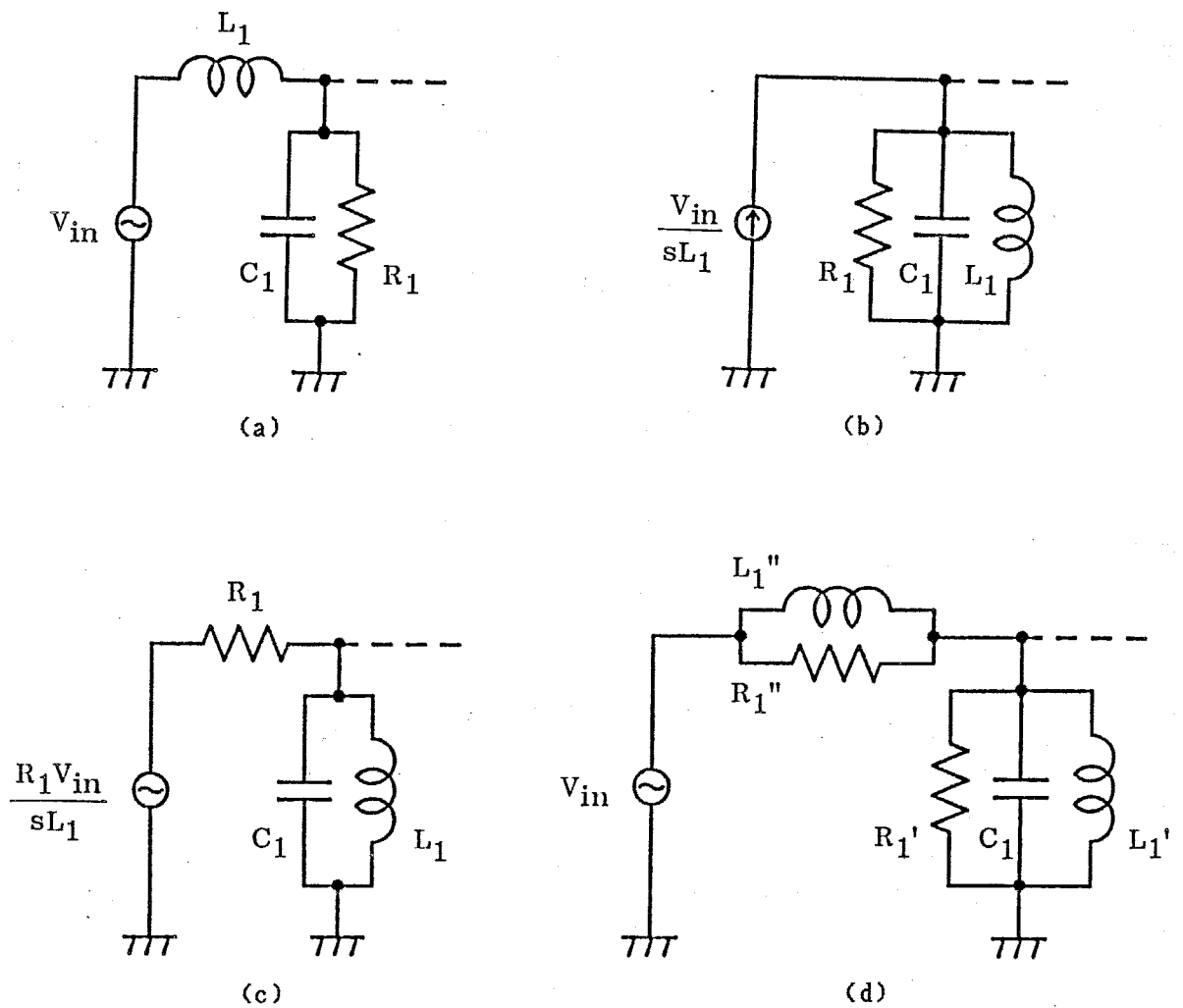


図6-2 入力部の等価変換

となる。したがって式(6-7)から図6-1の入力部を図6-2(a)のように入れ替えた回路の伝達関数 $T_L(s)$ は

$$T_L(s) = \frac{R_1}{sL_1} T_M(s) = \frac{K}{Den(s)} \quad (6-8)$$

となり、全極形伝達関数となる。但し

$$K = R_1 / L_1 \quad (6-9)$$

である。

次に n が奇数の場合のフィルタの実現方法について検討する。 n が奇数の場

合は、図6-1において L_1 と C_1 からなるLC並列共振回路または L_{n-1} と C_{n-1} からなるLC並列共振回路が存在しない。しかし高周波能動RCフィルタを実現する場合に、第5章の補償方法を用いるためには電圧フォロワの入力容量を見込むことのできるLC並列共振回路（または、抵抗と容量の並列回路でもよい）をすべての節点と接地点間に有するLCRフィルタが必要である。そこで奇数次の全極形伝達関数 $T_L(s)$ の分母分子に1次の多項式 $(s+\tau)$ を乗じる。これにより、 $T_L(s)$ は

$$T_L(s) = \frac{K}{(s+\tau)} \cdot \frac{(s+\tau)}{Den(s)} \quad (6-10)$$

となる。1次の多項式が乗じられたため、式(6-10)の分母多項式の次数は偶数となり、図6-1の回路構造により

$$T_M'(s) = \frac{s}{(s+\tau)Den(s)} \quad (6-11)$$

を実現できる。ここで図6-1のように R_1 に入力電圧を加えると分子に s の1次の項を、図6-2(a)のように入力を加えると s の零次の項が実現できることに注意して R_1 、 L_1 を適当に分割し、図6-2(d)に示すように入力を加えると、伝達関数 $T_L'(s)$ は

$$T_L'(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = T_M'(s) \frac{k(s+\tau)}{s} = \frac{k}{Den(s)} \quad (6-12)$$

となり、式(6-10)とは定数倍異なるだけで奇数次の全極形関数を実現できる。

但し

$$\left. \begin{aligned} k &= R_1' / (R_1' + R_1'') \\ \tau &= R_1'' / L_1 \end{aligned} \right\} \quad (6-13)$$

である。

以上の検討からフィルタの次数にかかわらず、M結合形フィルタの入力部を適当に変更することにより、各節点と接地点間にLC並列共振回路を有する全極形フィルタを実現することができる。

この全極形フィルタは直流における伝送がインダクタだけで決るため、各素子を能動RC回路で直接シミュレートするLCシミュレーション形構成法により、これを実現すると、直流動作点が決定されず不安定な回路となる。しかし第3章で提案した構成法では、式(3-12)のインピーダンス・スケーリングによりインダクタがインダクタと抵抗の直列回路に変換されるため、この種の直流不安定性が生じない。

§ 6.2.2 高域通過フィルタの構成

式(6-8)、(6-10)の伝達関数 $T_L(s)$ が低域通過関数であれば、式(6-8)、(6-10)の角周波数変数 s を $1/s$ と置き換えることにより高域通過関数 $T_H(s)$ が得られる。すなわち

$$T_H(s) = T_L(1/s) \quad (6-14)$$

である。原LCRフィルタ上において式(6-14)の操作は、インダクタを容量に、容量をインダクタに変換することに他ならない。図6-1の入力部を変更して得られる全極形フィルタは、この操作により図6-3に示される高域通過フィルタとなる。図6-3において入力部以外の各節点と接地点間には、図6-1と同様にLC並列共振回路が接続されており、第5章で提案された補償方法を用いることができる。しかし入力部には電圧フォロワの入力容量を見込むことができる容

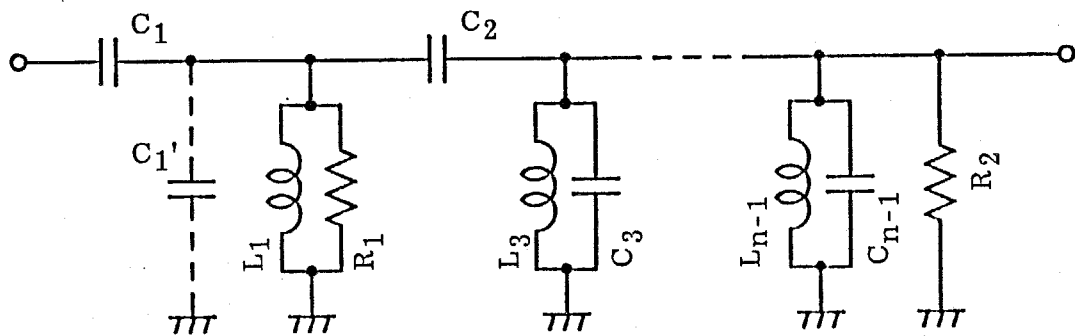


図6-3 n次高域通過フィルタ

量と抵抗の並列回路や LC 並列共振回路等が存在しない。そこで破線で示すように C_1 を適当に分割し接地することにより、LC 並列共振回路を実現する。 C_1 の分割により、式(6-14)の $T_H(s)$ に 1 以下の定数が乗じられることになるが、高域通過特性は保たれる。

§ 6.2.3 感度特性

本節では、評価尺度として相対素子感度を用い、M 結合形フィルタと入力部変更後の全極形フィルタとの感度の比較を行う。

M 結合形フィルタの場合、回路内の任意の素子 x に対する相対素子感度は

$$S_x^{T_H(s)} = \frac{x}{T_H(s)} \cdot \frac{\partial T_H(s)}{\partial x} \quad (6-15)$$

となる。同様に全極形フィルタの場合、回路内の任意の素子 x に対する感度は

$$S_x^{T_L(s)} = \frac{x}{T_L(s)} \cdot \frac{\partial T_L(s)}{\partial x} \quad (6-16)$$

となる。ここで x を R_1 、 L_1 以外の素子とし、式(6-8)の関係を式(6-16)に代入すると

$$S_x^{T_L(s)} = \frac{x}{T_H(s)} \cdot \frac{\partial T_H(s)}{\partial x} = S_x^{T_H(s)} \quad (6-17)$$

となり、M 結合形フィルタの場合の感度と等しくなる。また同様に R_1 や L_1 に関する感度を求めると

$$S_{R_1}^{T_L(s)} = 1 + S_{R_1}^{T_H(s)} \quad (6-18)$$

$$S_{L_1}^{T_L(s)} = -1 + S_{L_1}^{T_H(s)} \quad (6-19)$$

となる。全極形フィルタの場合の R_1 や L_1 に関する感度は、M 結合形フィルタの場合の感度にそれぞれ 1、-1 を加えただけである。また奇数次の場合においても図 6-2(d)の R_1' 、 R_1'' 、 L_1'' 以外の素子では式(6-17)の関係が成り立ち、また全極形フィルタの場合の R_1' 、 R_1'' 、 L_1'' に関する感度は、式(6-18)、

(6-19)と同様に、M結合形フィルタの感度に絶対値が1以下の項が加わるだけである。したがって図6-1のM結合形フィルタが低素子感度であれば、入力部を図6-2(a)のように変更して得られる全極形フィルタも低素子感度となる。しかし、図6-1のM結合形フィルタは、希望伝達関数 $T_L(s)$ と分母だけが等しいため、 $T_L(s)$ の通過域内で必ずしも整合して感度が低いとは限らない。そこで $T_M(s)$ を実現している図6-1の回路の感度について検討しておく必要がある。

抵抗両終端形LCフィルタでは、整合点でリアクタンス素子に対する感度が零となる。整合点となり得る周波数は、伝達関数 $T_M(s)$ （奇数次の場合は $T_M'(s)$ ）の絶対値が最大となる周波数であるから、図6-1のM結合形フィルタの伝達関数 $T_M(s)$ （ $T_M'(s)$ ）の絶対値が最大となる周波数を求める。偶数次の場合、式(6-8)から $|T_M(j\omega)|$ は

$$|T_M(j\omega)| = \omega |T_L(j\omega)| / K \quad (6-20)$$

となり、また奇数次の場合、式(6-10)、(6-11)から $|T_M'(j\omega)|$ は

$$|T_M'(j\omega)| = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \sigma^2}} \cdot \frac{|T_L(j\omega)|}{K} \quad (6-21)$$

となる。式(6-20)、(6-21)において ω や $\omega / (\sqrt{\omega^2 + \sigma^2})$ の項は、 ω に対して1次以下の単調増加関数である。また $|T_L(j\omega)|$ は低域通過関数であるから通過域内（ $\omega < \omega_c$ ）ではほぼ一定、通過域外（ $\omega \geq \omega_c$ ）では $T_L(s)$ の次数に応じて減少する関数である。但し、 ω_c は $T_L(s)$ の遮断周波数を表わしている。したがって、 $T_L(s)$ が2次以上の低域通過関数である場合、 $|T_M(j\omega)|$ 及び $|T_M'(j\omega)|$ は遮断周波数近傍に最大値を有することは明らかである。この周波数が整合点となり得る。

以上の結果から図6-1のM結合形フィルタが整合点を有するように設計すれば、 $T_L(s)$ が低域通過関数である場合、この整合点は必ず $T_L(s)$ の遮断周波数近傍に存在する。

一般に従来より用いられる抵抗両終端形LCフィルタは、整合点が通過域内に存在し、また、整合点以外の通過域内周波数でも回路がほぼ整合状態にある

ため、通過域内におけるリアクタンス素子に対する感度が低い。一方 $T_L(s)$ を低域通過関数とすると、図6-1のM結合形フィルタの整合点は通過域端付近にだけ存在するため、通過域端から離れた低域側では感度の劣化が生じる恐れがある。しかしM結合形フィルタは直流に近づくにつれて1次で減衰するという緩やかな特性を有し、また直流付近では図6-1及び図6-2から明らかのようにM結合形フィルタの入力部を変更して得られる全極形フィルタの伝達特性がほぼインダクタだけで決定されるため、急激な感度の劣化は起きないと考えられる。これについては後節において例題により示すことにする。

本節では、全極形フィルタの感度について検討を行ったが、全極形フィルタに低域-高域通過フィルタ変換を用いて得られる高域通過フィルタについても、図6-3の C_1 の分割による感度の増加以外、同様である。

6.3 M結合形フィルタの構成

本節では、与えられた全極形伝達関数の分母多項式から図6-1のM結合形フィルタを実現する方法を示す。

§ 6.3.1 縦続行列の決定

与えられた伝達関数より抵抗両終端形LCフィルタを構成する手法は回路網の古典理論として確立されているので^[28]、ここではその概略を述べることにする。

与えられた n 次 (n は偶数とする) の全極形伝達関数の分母多項式 $D_{en}(s)$ を

$$D_{en}(s) = k_d(G_0(s) + U_0(s)) \quad (6-22)$$

と分解する。但し、 $G_0(s)$ は s の偶多項式を、 $U_0(s)$ は s の奇多項式を、また k_d は分母多項式 $D_{en}(s)$ の最高次の係数をそれぞれ表わしている。ここで $s =$

jx と置くことにより、 $G_0(s)$ 、 $U_0(s)$ を

$$g_0(x) = G_0(s) \Big|_{s=jx} \quad (6-23)$$

$$j u_0(x) = U_0(s) \Big|_{s=jx} \quad (6-24)$$

と変換する。同様に縦続行列 F_A の各偶多項式を

$$\left. \begin{aligned} a(x) &= A(s^2) \Big|_{s=jx} \\ b(x) &= B(s^2) \Big|_{s=jx} \\ c(x) &= C(s^2) \Big|_{s=jx} \\ d(x) &= D(s^2) \Big|_{s=jx} \end{aligned} \right\} \quad (6-25)$$

と変換し、式(6-5)、(6-6)及び(6-22)～(6-25)を用いると

$$k_d g_0(x) = -x^2 b(x) / R_2 + R_1 c(x) \quad (6-26)$$

$$k_d u_0(x) = x (a(x) + \phi d(x)) \quad (6-27)$$

を得る。但し

$$\phi = R_1 / R_2 \quad (6-28)$$

である。LCR回路は可逆であるから、縦続行列 F_A の各要素の間には

$$A(s^2)D(s^2) - \{sB(s^2)\} \{C(s^2)/s\} = 1 \quad (6-29)$$

という関係が存在する。式(6-29)に式(6-25)を代入すると

$$a(x)d(x) - b(x)c(x) = 1 \quad (6-30)$$

を得る。式(6-26)、(6-27)、(6-30)から、一般のPQ法^[31]と同様に $a(x)$ 、 $b(x)$ 、 $c(x)$ 、 $d(x)$ を求めると

$$\left. \begin{aligned} a(x) &= \frac{k_d(u_0(x) \pm p_0(x))}{2x} \\ b(x) &= \frac{k_d R_2 (-g_0(x) \pm q_0(x))}{2x^2} \\ c(x) &= \frac{k_d(g_0(x) \pm q_0(x))}{2R_1} \\ d(x) &= \frac{k_d(u_0(x) \mp q_0(x))}{2\phi x} \end{aligned} \right\} \quad (6-31)$$

となる。但し、 $a(x)$ と $d(x)$ 、及び $b(x)$ と $c(x)$ の複号は、それぞれ同順であり、また $p_0(x)$ 及び $q_0(x)$ はそれぞれ

$$p_0^2(x) + q_0^2(x) = g_0^2(x) + u_0^2(x) - 4\phi x^2 / k_d^2 \quad (6-32)$$

を満足する奇多項式及び偶多項式である。式(6-32)から明らかなように、任意の x に対して ϕ / k_d^2 は式(6-32)の値が非負となるように与えなければならない。また式(6-32)の値が非負となる最大の ϕ / k_d^2 を与えることにより、 M 結合形フィルタは整合点を有し、 $T_L(s)$ が低域通過関数である場合、通過域端での低感度性が保証される。

以上の結果から M 結合形フィルタのリアクタンス回路の縦続行列 F_A は

$$F_A = \begin{bmatrix} k_d A_0 & k_d R_2 B_0 \\ k_d C_0 / R_1 & k_d D_0 / \phi \end{bmatrix} \quad (6-33)$$

となる。但し

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{U_0(s) \pm P_0(s)}{2s} \\ B_0 &= \frac{G_0(s) \mp Q_0(s)}{2s} \\ C_0 &= \frac{G_0(s) \pm Q_0(s)}{2s} \\ D_0 &= \frac{U_0(s) \mp P_0(s)}{2s} \end{aligned} \right\} \quad (6-34)$$

であり、また

$$P_0(s) = j p_0(x) \Big|_{x=-js} \quad (6-35)$$

$$Q_0(s) = q_0(x) \Big|_{x=-js} \quad (6-36)$$

である。式(6-34)において A_0 と D_0 、及び B_0 と C_0 の複号はそれぞれ同順である。また式(6-4)に示すように、 B 要素が s の多項式であるという条件から $s=0$ において

$$G_0(0) \pm Q_0(0) = 0 \quad (6-37)$$

を満足しなければならない。式(6-32)において $s = 0$ 、すなわち $x = 0$ と置くと

$$g_0^2(0) = q_0^2(0) \quad (6-38)$$

となるので、 $G_0(s)$ 、 $Q_0(s)$ の符号を適当に選ぶことにより、式(6-37)の条件は満足される。

§ 6.3.2 リアクタンス回路の展開

式(6-33)のA要素とC要素の比からリアクタンス回路の出力側端子を開放し、入力側端子から見込んだインピーダンス $Z_R(s)$ を求めることができる。D要素とC要素の比を用いて得られる出力側から見込んだインピーダンスについても全く同様であるので、 $Z_R(s)$ に関し検討を行う。式(6-33)及び(6-34)から $Z_R(s)$ は

$$Z_R(s) = \frac{U_0(s) \pm P_0(s)}{G_0(s) \pm Q_0(s)} R_1 \quad (6-39)$$

となる。式(6-39)において k_d が存在しないため、一般に求めることが困難な k_d が未知であっても、 R_1 に適当な数値を与えインピーダンス・レベルを決定することにより $Z_R(s)$ は容易に求まる。次に $Z_R(s)$ をLC並列共振回路、インダクタ、の順ではしご形に展開可能ならばM結合形フィルタのリアクタンス回路を得ることができる。

$Z_R(s)$ の逆数を $Y_R(s)$ とすると、 $Y_R(s)$ は部分分数展開により

$$Y_R(s) = s C_\infty + \sum_{i=1}^{n/2-1} \frac{a_i s}{s^2 + \omega_i^2} + \frac{1}{s L_0} \quad (6-40)$$

とリアクタンス関数の和で表わされる。但し

$$C_\infty = \lim_{s \rightarrow \infty} Y_R(s) / s \quad (6-41)$$

$$1 / L_0 = \lim_{s \rightarrow 0} s Y_R(s) \quad (6-42)$$

であり、 $\pm j\omega_i$ ($i = 1 \sim n/2 - 1$) は $Y_R(s)$ の極、 a_i は $j\omega_i$ における

$Y_R(s)$ の留数である。 $Y_R(s)$ から容量 C_1 、インダクタ L_1 のLC並列共振回路を引き抜き、その残りを $Y_{R1}(s)$ とする。ここで C_1 を

$$C_1 = C_\infty \quad (6-43)$$

と選ぶことにより、 $Y_{R1}(s)$ の分子の次数を $Y_R(s)$ の分子の次数よりも下げることができる。次にM結合形フィルタの L_1 より右側を見たアドミタンスは直流で無限大であるから、 L_1 が引き抜かれても $Y_{R1}(s)$ は直流で無限大のアドミタンスを有さなければならない。したがって

$$1/L_1 < 1/L_0 \quad (6-44)$$

を満足するように L_1 を選ばなければならない。 L_1 の値の決定に関し、素子値の広がりや通過域全体の感度特性等の面からの一般的指針はまだ得られていないが、接地インダクタである L_1 を、非接地インダクタと比較して大きな値に選ぶことにより、直流付近での素子感度を低下させることができる。また幾つかの例題から通過域全体においても感度が低下する結果が得られている。

C_1 、 L_1 を式(6-43)、(6-44)に示す値に選べば

$$Y_{R1}(s) = \sum_{i=1}^{n/2-1} \frac{a_i s}{s^2 + \omega_i^2} + \frac{1}{s L_0'} \quad (6-45)$$

となる。但し

$$1/L_0' = 1/L_0 - 1/L_1 \quad (6-46)$$

である。式(6-45)から明らかに $Y_{R1}(s)$ はリアクタンス関数となることがわかる。

C_1 を式(6-43)の値に選んだことにより、 $Y_{R1}(s)$ の逆数 $Z_{R1}(s)$ は、 $s=0$ における留数が零となるので

$$Z_{R1}(s) = s L_\infty + \sum_{i=1}^{n/2-1} \frac{b_i s}{s^2 + \omega_i'^2} \quad (6-47)$$

と表わされる。但し

$$L_\infty = \lim_{s \rightarrow \infty} Z_{R1}(s) / s \quad (6-48)$$

であり、 $\pm j\omega_i'$ ($i=1 \sim n/2-1$)は $Z_{R1}(s)$ の極、 b_i は $j\omega_i'$ における

$Z_{R1}(s)$ の留数である。ここで次に引き抜くべき図6-1のインダクタ L_2 を

$$L_2 = L_\infty \quad (6-49)$$

と選ぶことにより、引き抜かれた残りのインピーダンス $Z_{R2}(s)$ の分子の次数を下げるができる。 $Z_{R2}(s)$ は、 $Y_{R1}(s)$ の場合と同様に、式(6-47)、(6-49)からリアクタンス関数となる。したがってリアクタンス関数 $Z_{R2}(s)$ の逆数である $Y_{R2}(s)$ は

$$Y_{R2}(s) = s C_\infty + \sum_{i=1}^{n/2-2} \frac{a_i s}{s^2 + \omega_i^2} + \frac{1}{s L_0} \quad (6-50)$$

と表わすことができる。但し

$$C_\infty = \lim_{s \rightarrow \infty} Y_{R2}(s) / s \quad (6-51)$$

$$1 / L_0 = \lim_{s \rightarrow 0} s Y_{R2}(s) \quad (6-52)$$

であり、 $\pm j\omega_i$ ($i = 1 \sim n/2 - 2$) は $Y_{R2}(s)$ の極、 a_i は $j\omega_i$ における $Y_{R2}(s)$ の留数である。式(6-50)は、次数を除き式(6-40)と全く同形であるから、以上の手順を繰り返すことにより M 結合形フィルタのリアクタンス回路を展開することができる。

§ 6.3.3 終端抵抗の決定

$Z_R(s)$ を展開する際、接地インダクタの値は式(6-44)の範囲で任意であった。このため接地インダクタの値の取り方により縦続行列が、式(6-33)で与えられた縦続行列と異なってくる。したがって終端抵抗の値も異なり、 $Z_R(s)$ を実際に展開した後で終端抵抗の値を決定しなければならない。

まず一般性を失うことなく R_1 を

$$R_1 = 1 \Omega \quad (6-53)$$

と規格化することができる。次に § 6.3.2 で展開して得られた M 結合形フィルタのリアクタンス回路の縦続行列 F_A は

$$F_A = \begin{bmatrix} k_1 A_0 & k_2 B_0 \\ k_1 C_0 & k_2 D_0 \end{bmatrix} \quad (6-54)$$

と表わすことができる。但し、 k_1 、 k_2 は定数である。式(6-54)で表わされる回路の入力側に $R_1 = 1 \Omega$ 、出力側に R_2 を接続したM結合形フィルタの伝達関数 $T_M(s)$ を求める。 $T_M(s)$ は

$$T_M(s) = \frac{1}{k_1(A_0 + C_0) + k_2(B_0 + D_0) / R_2} \quad (6-55)$$

となる。また式(6-33)を用いて得られる所望の伝達関数 $T_{M0}(s)$ は

$$T_{M0}(s) = \frac{1}{k_d(A_0 + B_0 + C_0 + D_0)} \quad (6-56)$$

であるから、 R_2 を

$$R_2 = k_2 / k_1 \quad (6-57)$$

と置くことにより、利得レベルを除き、式(6-55)と(6-56)は一致する。したがって k_d が未知であっても、式(6-57)のように R_2 を決定することにより、所望の伝達特性を実現できる。

6.4 例題

本節では、例題として6.3節で示した手順に従い、全極形低域通過関数と同じ分母多項式を有するM結合形フィルタを構成し、さらに第3章で提案した構成法を用いてM結合形フィルタをシミュレートする。また電圧フォロワの入力容量を補償するために、第5章の補償方法を用いる。

§ 6.4.1 原LCRフィルタの実現

例題として、遮断周波数 1.0 rad/sec 、通過域リップル 0.3 dB の6次低域

通過フィルタを設計する。これらの値から所望の伝達関数の分母多項式の $G_0(s)$ 及び $U_0(s)$ は

$$G_0(s) = s^6 + 2.387s^4 + 1.393s^2 + 0.1210 \quad (6-58)$$

$$U_0(s) = 1.332s^5 + 1.918s^3 + 0.5493s \quad (6-59)$$

となる。また式 (6-32)、(6-58)、(6-59) から $p_0(x)$ 及び $q_0(x)$ はそれぞれ

$$p_0^2(x) = 1.120x^2(x^4 - 1.443x^2 + 0.4595)^2 \quad (6-60)$$

$$q_0^2(x) = (x^6 - 2.060x^4 + 1.182x^2 - 0.1210)^2 \quad (6-61)$$

となる。さらに式 (6-60)、(6-61) から $P_0(s)$ 、 $Q_0(s)$ が

$$P_0(s) = 1.058s^5 + 1.527s^3 + 0.4863s \quad (6-62)$$

$$Q_0(s) = s^6 + 2.060s^4 + 1.182s^2 + 0.1210 \quad (6-63)$$

と求まる。次に R_1 を 1Ω に規格化し、 $Z_R(s)$ を求める。このとき A_0 、 D_0 の複号は同順であれば、正及び負のどちらでも展開することが可能である。しかし B_0 の複号は式 (6-37) の条件を満足しなければならないので、式 (6-58)、(6-63) から負と決定される。次に C_0 の複号は、 B_0 と同順であるから、正となる。ここでは A_0 の複号を負として $Z_R(s)$ を展開し、得られたリアクタンス回路から F_R の各要素を求めると

$$k_1 A_0 = 4.681s^4 + 6.676s^2 + 1.078$$

$$k_2 B_0 = 1.334s^3 + 0.8590s$$

$$k_1 C_0 = (34.21s^6 + 76.07s^4 + 44.04s^2 + 4.138) / s \quad (6-64)$$

$$k_2 D_0 = 9.7751s^4 + 14.05s^2 + 4.225$$

となる。さらに式 (6-57) を用いて R_2 を求めると、 R_2 は

$$R_2 = 0.2385 \Omega \quad (6-65)$$

となる。

得られた低域通過フィルタを図 6-4 に、また低域通過フィルタの素子値を表 6-1 に示す。但し、第 3 章で提案された構成法では、終端部に接続される電圧フォロワの入力容量は終端抵抗と容量の並列回路に見込むことができるため、L C 並列共振回路を必要としない。そこで出力終端部において接地のインダクタ

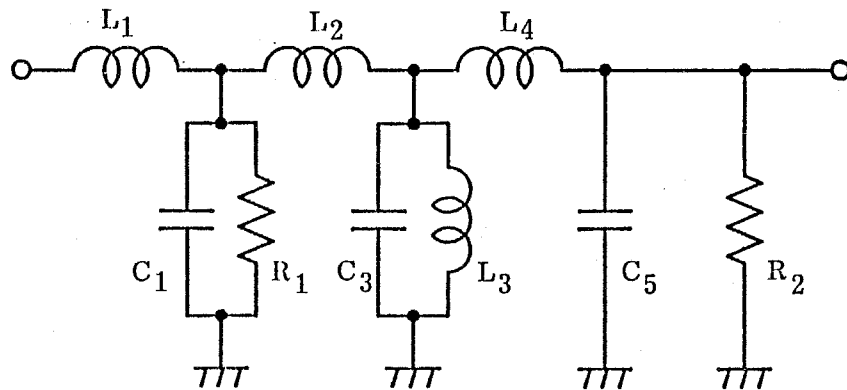


図6-4 6次低域通過フィルタ

表6-1 6次低域通過LCRフィルタの素子値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R ₁	1.0 Ω	R ₂	0.2385 Ω	L ₁	0.2715 H	L ₂	0.4662 H
L ₃	5.962 H	L ₄	0.3643 H	C ₁	7.310 F	C ₃	7.854 F
C ₅	3.509 F						

が存在しないように、 L_4 を引き抜く時に $s = \infty$ の留数をすべて抽出してリアクタンス回路の展開を行っている。また直流付近での感度を低下させるために、接地インダクタ L_3 の値は、素子値の広がり等を考慮しながら、極力大きな値を用いた。

§ 6.4.2 シミュレーション

第3章で提案された構成法を用いて、図6-4の低域通過フィルタをシミュレートする。また電圧フォロワの入力容量を補償するため、第5章で述べた補償方法を用いる。得られた能動RC低域通過フィルタを図6-5に、また図6-5のフィルタの素子値を表6-2に示す。但し図6-5において、 C_{x1} 、 C_{x2} は電圧フォロワが理想的で、入力容量が零の場合は不要な容量であるが、入力容量の補償を

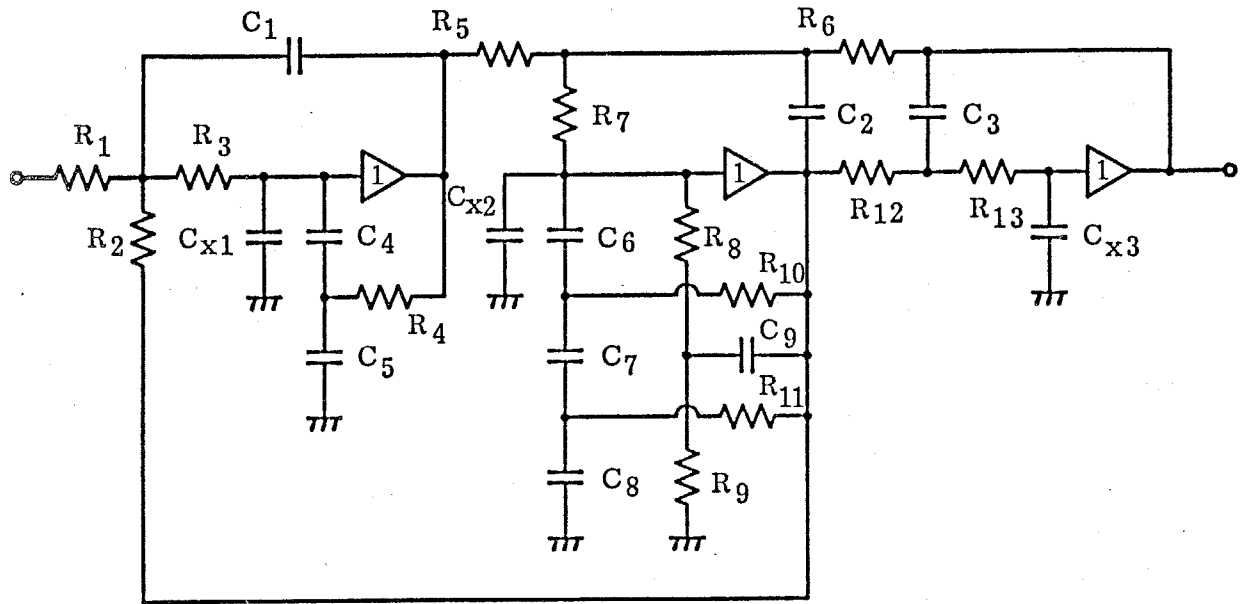


図6-5 図6-4のシミュレーション

表6-2 6次低域通過フィルタの素子値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R ₁	0.1623 Ω	R ₂	0.2786 Ω	R ₃	0.1025 Ω	R ₄	0.03232 Ω
R ₅	0.1668 Ω	R ₆	0.1304 Ω	R ₇	0.1712 Ω	R ₈	3.563 Ω
R ₉	3.563 Ω	R ₁₀	0.1560 Ω	R ₁₁	0.02791 Ω	R ₁₂	0.05937 Ω
R ₁₃	0.2760 Ω	C _{x1}	0.8367 F	C _{x2}	0.8501 F	C _{x3}	3.509 F
C ₁	16.32 F	C ₂	16.32 F	C ₃	16.32 F	C ₄	12.95 F
C ₅	12.95 F	C ₆	21.01 F	C ₇	21.01 F	C ₈	21.01 F
C ₉	3.870 F						

容易にするために特に接続している。電圧フォロワの入力容量を、 C_{x1} 、 C_{x2} 及び C_{x3} に含めることにより、入力容量の影響を容易に補償することができる。

図6-5のフィルタと縦続接続形構成法の感度を比較した結果を図6-6に示す。評価尺度として、振幅感度の絶対値総和を用いる。縦続接続形構成法としては、電圧フォロワを用いたSallen-Keyの回路⁽¹⁾が良く用いられているが、本節の

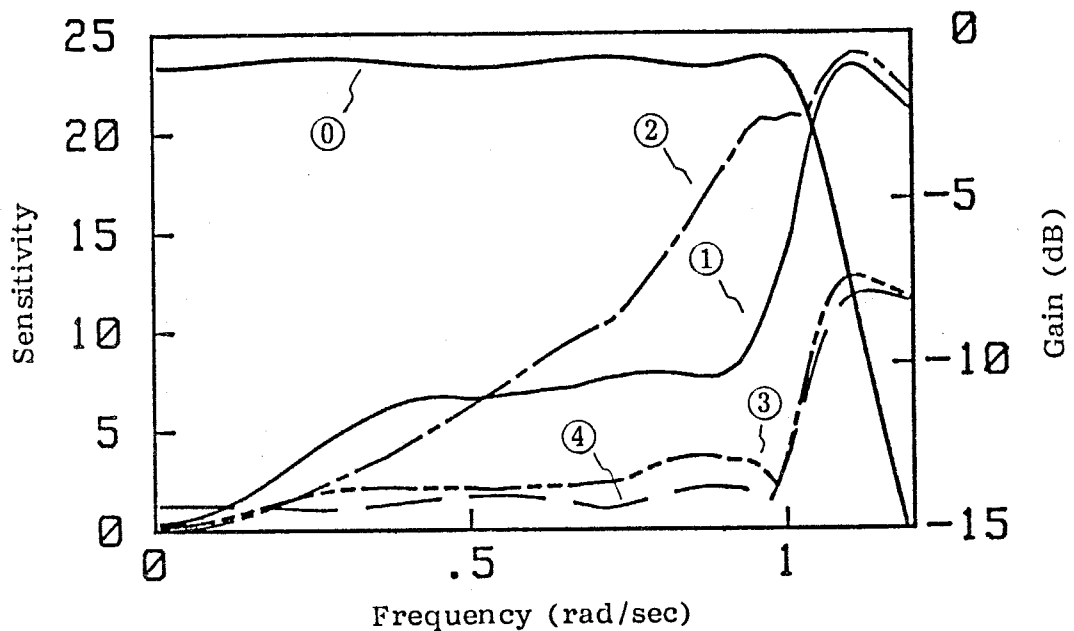


図6-6 感度解析

例では容量値の広がり が 100倍以上となり、実用上好ましくない。そこで TWIN-T 回路と電圧フォロワを能動素子として用いた帰還形 RC 能動回路を 2 次区間とし、これを 3 段縦続接続した回路を用いた。図6-6において曲線①は振幅特性を、曲線②は図6-5のフィルタの感度を、曲線③は縦続接続形構成法の感度をそれぞれ表わしている。また曲線④は図6-4の原LCRフィルタの感度を、曲線⑤は同仕様の従来の抵抗両終端形LC低域通過フィルタの感度を表わしている。

図6-6の感度解析の結果から明らかなように、M結合形フィルタは通過域端付近で整合点を有し、その結果M結合形フィルタの低感度性を受け継ぐ図6-4の全極形フィルタは通過域端付近での感度が低下している。また従来の抵抗両終端形LC低域通過フィルタの感度と比較すると若干劣るが、整合点以外の通過域においても感度は低い。さらにこの図6-4の回路をシミュレートする図6-5のフィルタは、原LCRフィルタの低感度性を受け継ぎ、縦続接続形構成法により実現されたフィルタよりも低受動素子感度となっている。

§ 6.4.3 実験

図6-5の低域通過フィルタに周波数変換を行い、遮断周波数 1.0 MHzの低域通過フィルタを構成し、実験を行う。電圧フォロウには第5章で用いたHARRISのHA5033を用いる。

電圧フォロウの入力容量を考慮せずに無補償の場合の各素子の設計値を表6-3に、実験結果を図6-7の曲線①に示す。但し、使用した受動素子の精度は表6-3の設計値の±0.2%以内である。

次に図6-5のフィルタを、図6-4の R_1 、 L_1 、 C_1 、 L_2 をシミュレートしている回路、 L_2 、 L_3 、 C_3 、 L_4 をシミュレートしている回路、 L_4 、 C_5 、 R_2 をシミュレートしている回路に分割し、それぞれの回路の周波数特性から電圧フォロウの入力容量を推定すると

$$C_{p1} = 4.706 \text{ pF} \quad (6-66)$$

$$C_{p2} = 4.298 \text{ pF} \quad (6-67)$$

$$C_{p3} = 4.368 \text{ pF} \quad (6-68)$$

となる。但し、 C_{pi} は C_{xi} ($i = 1 \sim 3$) が接続されている電圧フォロウの入力容量である。これらの値が公称値より大きいのは、配線間容量等を含むため

表6-3 6次低域通過フィルタの設計値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R_1	3.849 k Ω	R_2	6.609 k Ω	R_3	2.432 k Ω	R_4	0.7666 k Ω
R_5	3.968 k Ω	R_6	3.093 k Ω	R_7	4.062 k Ω	R_8	84.51 k Ω
R_9	84.51 k Ω	R_{10}	3.702 k Ω	R_{11}	0.6620 k Ω	R_{12}	1.408 k Ω
R_{13}	8.920 k Ω	C_{x1}	5.614 pF	C_{x2}	5.704 pF	C_{x3}	23.54 pF
C_1	109.5 pF	C_2	109.5 pF	C_3	109.5 pF	C_4	86.86 pF
C_5	86.86 pF	C_6	141.0 pF	C_7	141.0 pF	C_8	141.0 pF
C_9	25.97 pF						

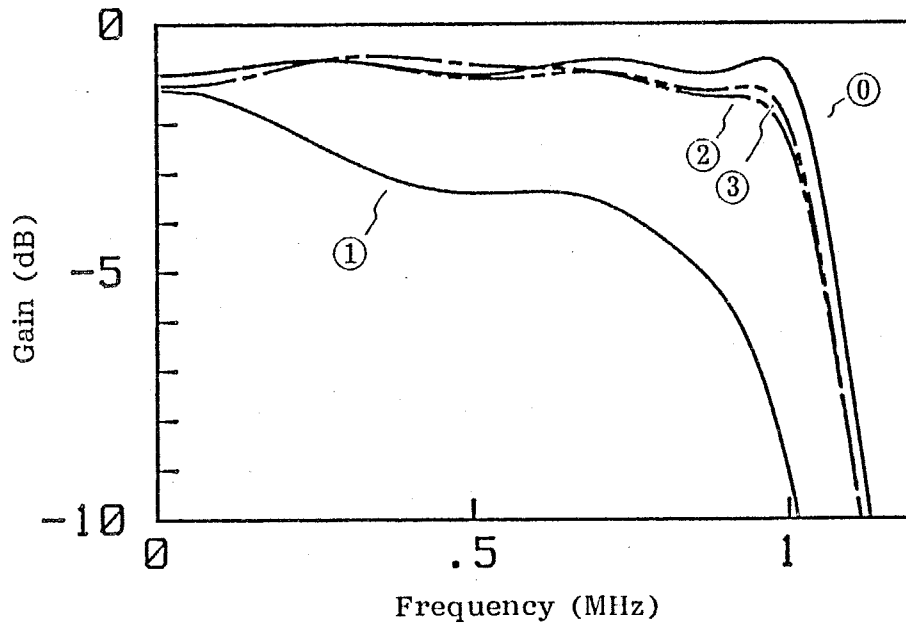


図6-7 実験結果

と考えられる。 C_{p1} 、 C_{p2} 、 C_{p3} をそれぞれ C_{x1} 、 C_{x2} 、 C_{x3} に見込むことにより、入力容量の補償を行う。補償後の実験結果を図6-7の曲線②に示す。

図6-7において補償後の実験値②と理論値である曲線③とは多少隔たりがあるが、電圧フォロワの出力抵抗 5Ω を考慮した理論曲線③と良く一致している。また直流付近における誤差は、電圧フォロワの入力抵抗によるものと考えられる。

6.5 むすび

本章では、M結合形フィルタの入力部を変更することにより、全極形伝達関数を実現できることを示した。M結合形フィルタの入力部を変更して得られる全極形フィルタは各節点と接地点間にLC並列共振回路を有するため、第5章で述べた電圧フォロワの入力容量の補償方法をこの全極形フィルタに適用する

ことが可能である。さらに全極形フィルタは、抵抗両終端形LCフィルタであるM結合形フィルタの低感度性を受け継ぐため、M結合形フィルタと同様に低素子感度である。また高域通過フィルタは、低域通過特性を有する全極形フィルタを通常の低域-高域通過フィルタ変換することにより得られることを示し、所望の伝達関数の分母多項式よりM結合形フィルタを実現する方法もあわせて示した。最後に例題として6次低域通過フィルタを設計し、第5章の補償方法を用いて高周波低域通過フィルタを実現した。計算機解析や実験等の結果から、第3章で提案された構成法が高周波低域通過フィルタ及び高域通過フィルタの実現においても有効であることが確認された。

次章では、本章及び第5章でフィルタの周波数特性を劣化させる一因となった電圧フォロワの出力抵抗の問題の解決を図るために、低出力抵抗広帯域電圧フォロワの構成法を示す。

第7章 高性能電圧フォロワの構成

7.1 まえがき

第5章及び第6章において、利得が1倍の増幅器である電圧フォロワが高周波能動RCフィルタの能動素子として好ましい素子の一つであることが、実験等により示された。しかし第3章で提案された構成法を用いて高周波フィルタを実現する上で、電圧フォロワの入力容量及び出力抵抗がフィルタの周波数特性を劣化させるという問題点も同様に指摘された。入力容量については、第5章及び第6章で提案した方法により、フィルタの構成素子に見込むことができ、その問題は解決している。一方出力抵抗については、入力容量と同様な方法で補償を行うことが非常に困難である。そこで本章では低出力抵抗広帯域電圧フォロワの一構成法を提案し、出力抵抗の問題の解決を図る。

電圧フォロワの構成法は幾つかあるが、その中で高利得増幅器に負帰還をかけて電圧フォロワを構成する方法（例えば、差動増幅器に負帰還をかけて、電圧フォロワを構成する方法等）は、高利得増幅器の位相回りのため発振を起こしやすいという欠点を有している。そこで本章では、高利得増幅器によらず、エミッタフォロワを基本とした電圧フォロワを実現する。まずエミッタフォロワの入出力抵抗を改善することにより、低周波領域ではほぼ理想的な電圧フォロワが得られることを示し、またこの電圧フォロワの周波数特性について検討を行う。次にエミッタフォロワの出力抵抗を改善するために用いる電圧制御電流源の一構成法について述べる。最後に他の電圧フォロワ（差動増幅器に負帰還をかけ、構成された電圧フォロワ）との比較や検討、本章で提案する電圧フォロワのモノリシックICによる実現及び実験を行い、本章で提案された電圧フォロワの有効性を確認する。

7.2 エミッタフォロワを用いた電圧フォロワの構成

本節ではエミッタフォロワの解析を行い、それを電圧フォロワとして用いる場合の問題点について述べ、これらの問題点を改善することによりエミッタフォロワを基本とした電圧フォロワの一構成法を提案する。

図7-1にNPNトランジスタを用いたエミッタフォロワとその低周波等価回路を示す。但し、トランジスタの低周波等価回路として図7-2を用い、また R_L は負荷抵抗である。図7-1のエミッタフォロワの入力抵抗 R_{ei} 、出力抵抗 R_{eo} 及び電圧利得 G_e はそれぞれ

$$R_{ei} = r_b + (r_e + R_L) / (1 - \alpha) \quad (7-1)$$

$$R_{eo} = r_e + (1 - \alpha) r_b \quad (7-2)$$

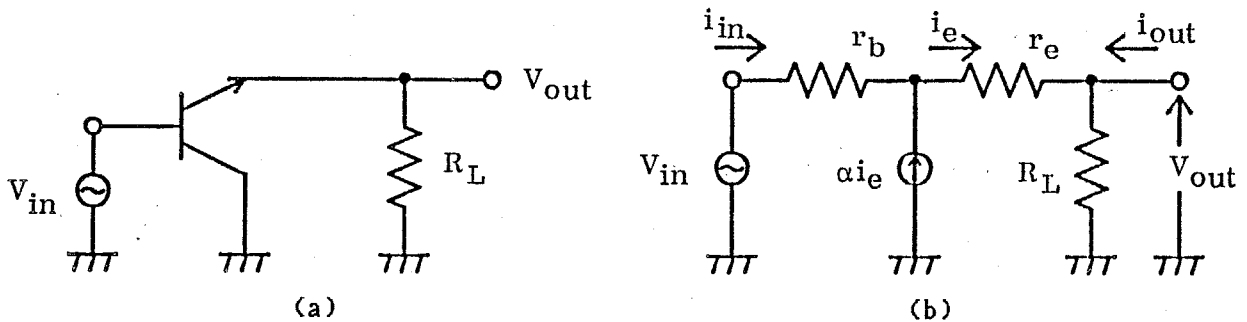


図7-1 エミッタフォロワとその低周波等価回路

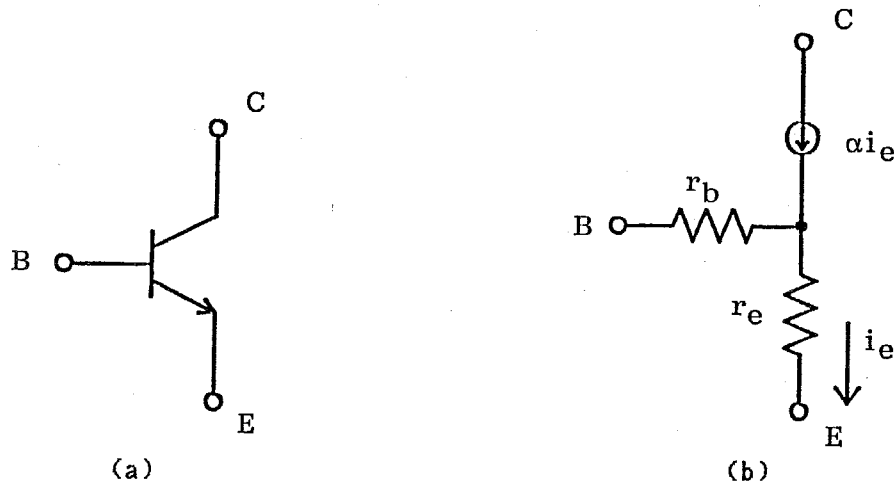


図7-2 低周波トランジスタ等価回路

$$G_e = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_L}{(1-\alpha)r_b + r_e + R_L} = \frac{R_L}{R_{eo} + R_L} \quad (7-3)$$

となる。以下では、入力インピーダンスの大きさが無限大、出力インピーダンスが零、電圧利得が1倍、帯域幅が無限大である増幅器を理想電圧フォロワと呼ぶことにする。式(7-1)において R_L が低抵抗の場合、インピーダンス・レベルにもよるが、 $1/(1-\alpha)$ は通常大きくても数百程度であり、 R_{ei} は無限大とみなせるほど十分大きな値にはならない。また式(7-2)及び(7-3)よりエミッタフォロワの出力抵抗 R_{eo} のため、エミッタフォロワの電圧利得は1倍よりも小さい。これらのことから低周波領域においてさえも、エミッタフォロワの特性は理想電圧フォロワの特性とは大きく異なることがわかる。

入力抵抗に関しては、エミッタフォロワを2段縦続に接続すると、回路全体の入力抵抗を決定する初段のエミッタフォロワの入力抵抗が、式(7-1)の R_L に次段のエミッタフォロワの入力抵抗を代入した値になる。このため回路全体の入力抵抗は、出力端子に接続される負荷抵抗 R_L が約 $1/(1-\alpha)^2$ 倍された値となり、ほぼ無限大とみなすことができる。そこで本節では主に出力抵抗及び電圧利得の改善について考える。

エミッタフォロワの出力に電圧制御電流源（以下VCCSと記す）を接続した図7-3(a)の回路について考える。図7-3(a)の回路の入力抵抗 R_i 、出力抵抗 R_o 、電圧利得 G はそれぞれ図7-3(b)の等価回路より

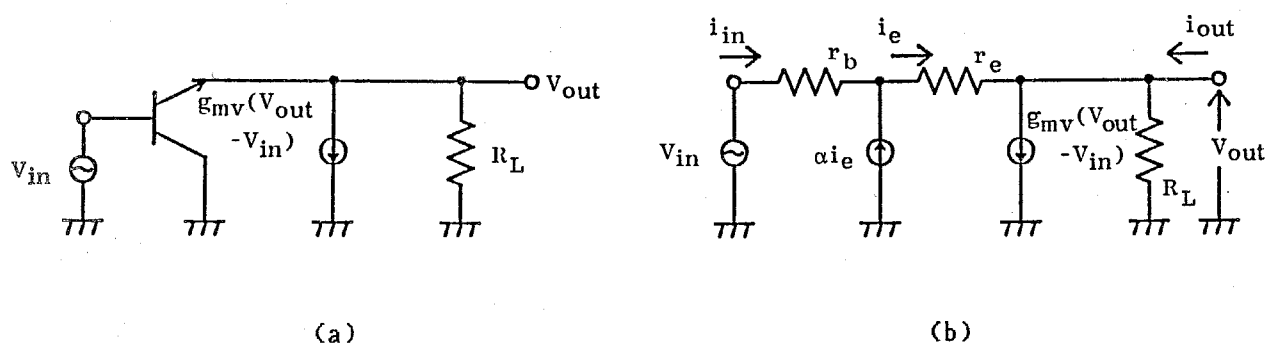


図7-3 VCCSの接続されたエミッタフォロワとその低周波等価回路

$$R_i = (1 + g_{mv} R_L) (r_b + r_e / (1 - \alpha)) + R_L / (1 - \alpha) \quad (7-4)$$

$$R_o = (r_e + (1 - \alpha) r_b) / (g_{mv} (r_e + (1 - \alpha) r_b) + 1) \quad (7-5)$$

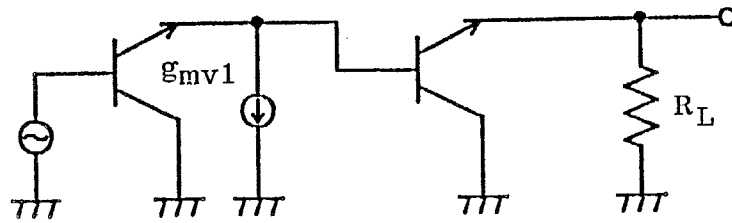
$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mv} R_L (r_b + r_e (1 - \alpha)) + R_L}{(1 + g_{mv} R_L) (r_b + r_e (1 - \alpha)) + R_L} = \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad (7-6)$$

となる。式(7-4)、(7-5)からVCCSを接続することにより入力抵抗、出力抵抗がともに改善され、また電圧利得は1倍に近づく。しかし R_L が低抵抗の場合、改善された入力抵抗の値でもまだ不十分な場合が生じるので、エミッタフォロワを2段縦続接続して用いる。縦続接続された2個のエミッタフォロワに、図7-3に示されるエミッタフォロワの改善方法を適用することにより、図7-4(a)、(b)、(c)の3種類の電圧フォロワの構成が考えられる。

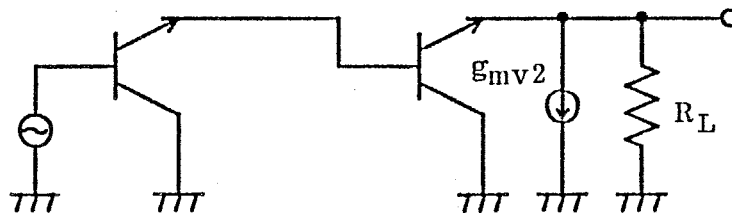
次に3種類の電圧フォロワに関して、入力抵抗の面から、それらの得失について検討を行う。これら3種類の電圧フォロワは図7-4(c)によって代表されるので、以下では図7-4(c)について解析を行う。図7-2のトランジスタ低周波等価回路を用いて、入力と出力の直流電位を等しくするためのレベル・シフト用ダイオードを含む図7-4(c)の電圧フォロワを等価表現すると、図7-5となる。但し r_{d1} 、 r_{d2} はレベル・シフト用ダイオードが有する抵抗分である。またVCCSを制御する電圧を入力電圧と出力電圧との差とすると、VCCSの入力端子が入力段のエミッタフォロワの入力端子に接続されるので、このため入力抵抗が低減する。そこで図7-5では、理想的には入力電圧と等しい r_{d1} と r_{d2} の間の節点の電圧 V_x と出力電圧との差を制御電圧としている。図7-5の入力抵抗 R_{in} を求めると

$$R_{in} = r_{b1} + (r_{e1} + r_{d1}) / (1 - \alpha_1) + \frac{(1 + g_{mv1} r_{d1} + g_{mv2} R_L) (r_{e2} + (1 - \alpha_2) (r_{d2} + r_{b2})) + R_L}{(1 - \alpha_1) \{ (1 - \alpha_2) - g_{mv1} (r_{d2} + r_{b2}) \} (1 - \alpha_2) - g_{mv1} r_{e2}} \quad (7-7)$$

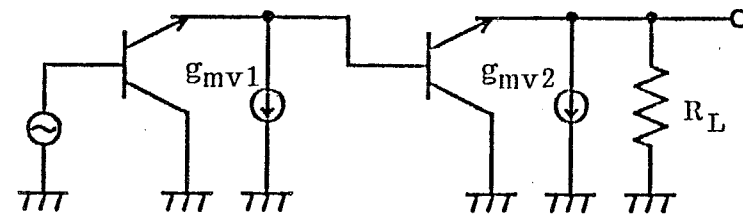
となる。式(7-7)から2段目のエミッタフォロワに接続されているVCCSは負帰還により入力抵抗を正の方向に増大させるが、1段目のエミッタフォロワに接続されているVCCSは正帰還として作用し、入力抵抗を負の値にするこ



(a)



(b)



(c)

図7-4 VCCSとエミッタフォロワによる電圧フォロワの構成

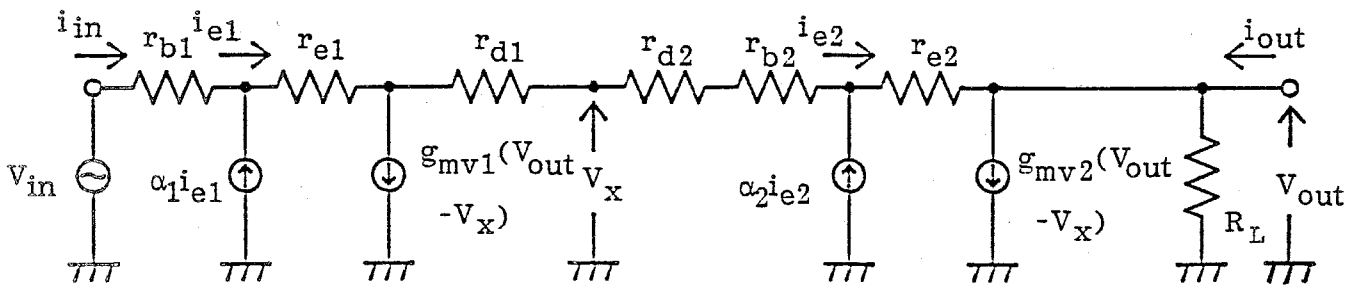


図7-5 電圧フォロワの低周波等価回路

とがある。また入力インピーダンスを高める働きはなく、時には回路を不安定にする恐れがある。入力抵抗の面から図7-4(b)の回路が3種類の回路の中で最も優れている。

図7-4(b)の回路の全体の伝達特性を G_{ALL} とすると、 G_{ALL} は

$$G_{ALL} = N_{G_{all}} / D_{G_{all}} \quad (7-8)$$

となる。但し

$$\left. \begin{aligned} N_{G_{all}} &= R_L (1 + g_{mv2} \{ r_{d2} + r_{e2} + r_{b2} (1 - \alpha_2) \}) \\ D_{G_{all}} &= R_L (1 + g_{mv2} \{ r_{d2} + r_{e2} + r_{b2} (1 - \alpha_2) \}) + r_{e2} \\ &\quad + (1 - \alpha_2) (r_{e1} + r_{d1} + r_{d2} + r_{b2}) + (1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2) r_{b1} \end{aligned} \right\} (7-9)$$

である。式(7-8)から g_{mv2} が十分大きい場合には、図7-4(b)の回路の電圧利得はほぼ1倍であり、図7-4(b)の回路を電圧フォロワとして用いることが可能であることがわかる。

7.3 電圧フォロワの高周波解析

本節では7.2節で提案された電圧フォロワを入力段エミッタフォロワ、VCCSが接続された出力段エミッタフォロワ及びレベル・シフト回路に分け、高周波解析を行う。

入力段及び出力段の2個のエミッタフォロワは、出力にVCCSが接続された図7-3の回路に代表されるので、図7-3の回路について高周波解析を行う。図7-3の回路の高周波等価回路は、図7-6に示すトランジスタの高周波等価回路を用いると、図7-7となる。但し、 g_{mv} はVCCSの伝達コンダクタンスであり、 C_p はVCCS等の接続に伴う寄生容量である。また解析が複雑となるので、負荷インピーダンスは純抵抗 R_L としている。図7-7から電圧利得 $G(s)$ は

$$G(s) = V_{out} / V_{in} = N_G(s) / D_G(s) \quad (7-10)$$

となる。但し

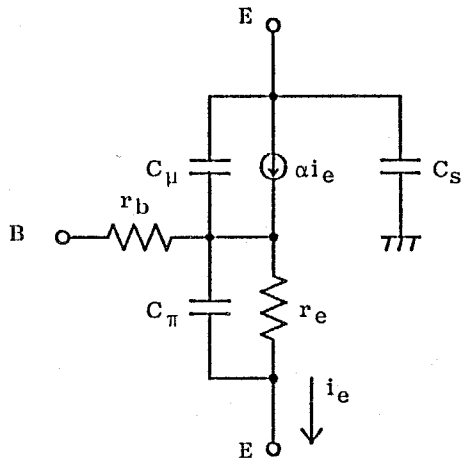


図7-6 高周波トランジスタ等価回路

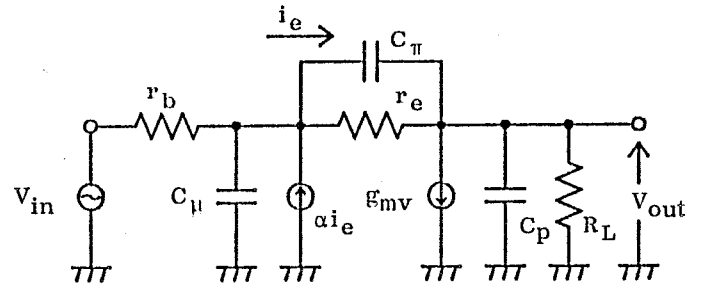


図7-7 図7-3の高周波等価回路

$$\left. \begin{aligned} N_G(s) &= R_L (g_{mv} \{ (s C_\mu r_b + 1) r_e \\ &\quad + (s C_\pi r_e + 1 - \alpha_0) r_b \} + s C_\pi r_e + 1) \\ D_G(s) &= (s C_p R_L + g_{mv} R_L + 1) \{ (s C_\mu r_b + 1) r_e \\ &\quad + (s C_\pi r_e + 1 - \alpha_0) r_b \} + R_L (s C_\mu r_b + 1) (s C_\pi r_e + 1) \end{aligned} \right\} \quad (7-11)$$

であり、また α_0 は直流におけるトランジスタの α である。次に式(7-10)を

$$G(s) = \frac{1}{1 + \varepsilon(s)} \quad (7-12)$$

と変形する。但し、 $\varepsilon(s)$ は

$$\varepsilon(s) = N_\varepsilon(s) / D_\varepsilon(s) \quad (7-13)$$

であり、また

$$\left. \begin{aligned} N_\varepsilon(s) &= (s C_p R_L + 1) \{ (s C_\mu r_b + 1) r_e \\ &\quad + (s C_\pi r_e + 1 - \alpha_0) r_b \} + s C_\mu r_b R_L (s C_\pi r_e + 1) \\ D_\varepsilon(s) &= R_L (g_{mv} \{ (s C_\mu r_b + 1) r_e \\ &\quad + (s C_\pi r_e + 1 - \alpha_0) r_b \} + s C_\pi r_e + 1) \end{aligned} \right\} \quad (7-14)$$

である。式(7-13)の $\varepsilon(s)$ は、電圧利得 1 からの誤差を表わしている。

式(7-10)において $g_{mv} = 0$ とすることにより、入力段のエミッタフォロワの高周波特性が容易に求まる。この場合の $\varepsilon(s)$ を $\varepsilon_{in}(s)$ とし、 $1 - \alpha_B \doteq 0$ 、及び $C_p, C_\mu \ll C_\pi$ 、 $r_e / R_L \ll 1$ と近似すると、式(7-13)から $\varepsilon_{in}(s)$ は

$$\varepsilon_{in}(s) = N \varepsilon_{in}(s) / D \varepsilon_{in}(s) \quad (7-15)$$

となる。但し

$$\left. \begin{aligned} N \varepsilon_{in}(s) &= s^2 C_\pi (C_\mu + C_p) r_b r_e \\ &\quad + s (C_p r_e + C_\mu r_b + C_\pi r_e r_b / R_L) \\ D \varepsilon_{in}(s) &= s C_\pi r_e + 1 \end{aligned} \right\} \quad (7-16)$$

である。次に入力段のエミッタフォロワの振幅が直流での値から 3 dB 低下する周波数の最悪値 f_{cin} を求める。式(7-15)から、 f_{cin} を

$$f_{cin} = \frac{\{C_\pi (1 + r_b / R_L) + C_p\} r_e - C_p r_b}{2 \pi C_\pi r_e (C_p + C_\mu) r_b} \quad (7-17)$$

と求めることができる。通常の場合

$$\frac{\{C_\pi (1 + r_b / R_L) + C_p\} r_e - C_p r_b}{(C_p + C_\mu) r_b} > 1 \quad (7-18)$$

であるため、 f_{cin} はトランジスタの f_T よりも大きな値となる。

次に出力段エミッタフォロワの $\varepsilon(s)$ を $\varepsilon_{out}(s)$ とし、同様の近似を用いて $\varepsilon_{out}(s)$ を求めると

$$\varepsilon_{out}(s) = N \varepsilon_{out}(s) / D \varepsilon_{out}(s) \quad (7-19)$$

となる。但し

$$\left. \begin{aligned} N \varepsilon_{out}(s) &= s^2 C_\pi (C_\mu + C_p) r_b r_e \\ &\quad + s (C_p r_e + C_\mu r_b + C_\pi r_e r_b / R_L) \\ D \varepsilon_{out}(s) &= g_{mv} r_e (s C_\pi r_b + 1) + s C_\pi r_e + 1 \end{aligned} \right\} \quad (7-20)$$

である。一般に式(7-20)の g_{mv} は周波数特性を有するので、式(7-19)から振幅が直流での値から 3 dB 低下する周波数 f_{cout} を C_π や C_μ 等の変数を含む式で表わすと非常に複雑になる。そこで g_{mv} の f_{cout} に及ぼす影響だけについて検討する。一般に g_{mv} の特性は位相遅れを有し、この位相遅れを 1 次と仮定すれ

ば

$$g_{mv} = g_{mv0} / (1 + s \tau_g) \quad (7-21)$$

と表わすことができる。但し、 g_{mv0} は直流での g_{mv} の値を表わしている。式(7-21)を式(7-19)に代入すると

$$\varepsilon_{out}(s) = \frac{(1 + s \tau_g) N \varepsilon_{out}(s)}{g_{mv0} r_e (s C_{\pi} r_b + 1) + s C_{\pi} r_e + 1} \quad (7-22)$$

となり、分子に $(1 + s \tau_g)$ の因数が加わるので、 g_{mv} の位相遅れは電圧フォロワの高周波特性を劣化させる一因となることがわかる。ここでは g_{mv} の位相遅れ特性を1次と仮定したが、高次の場合や有理式で表わされる場合も同様である。また計算機シミュレーションから得た結果では、 g_{mv} の1次の極が約30 MHz程度の場合、 $f_{c_{out}}$ は約500 MHzとなる。

図7-8にレベル・シフト回路とその高周波等価回路を示す。但し、この高周波等価回路では各トランジスタのパラメータの値は等しいと仮定しており、また C_{s2} にはバイアス用の電流源の寄生容量(PNPトランジスタ電流源の出力端子とサブストレートとの間の容量2.2 pF)等を含んでいる。レベル・シフト回路

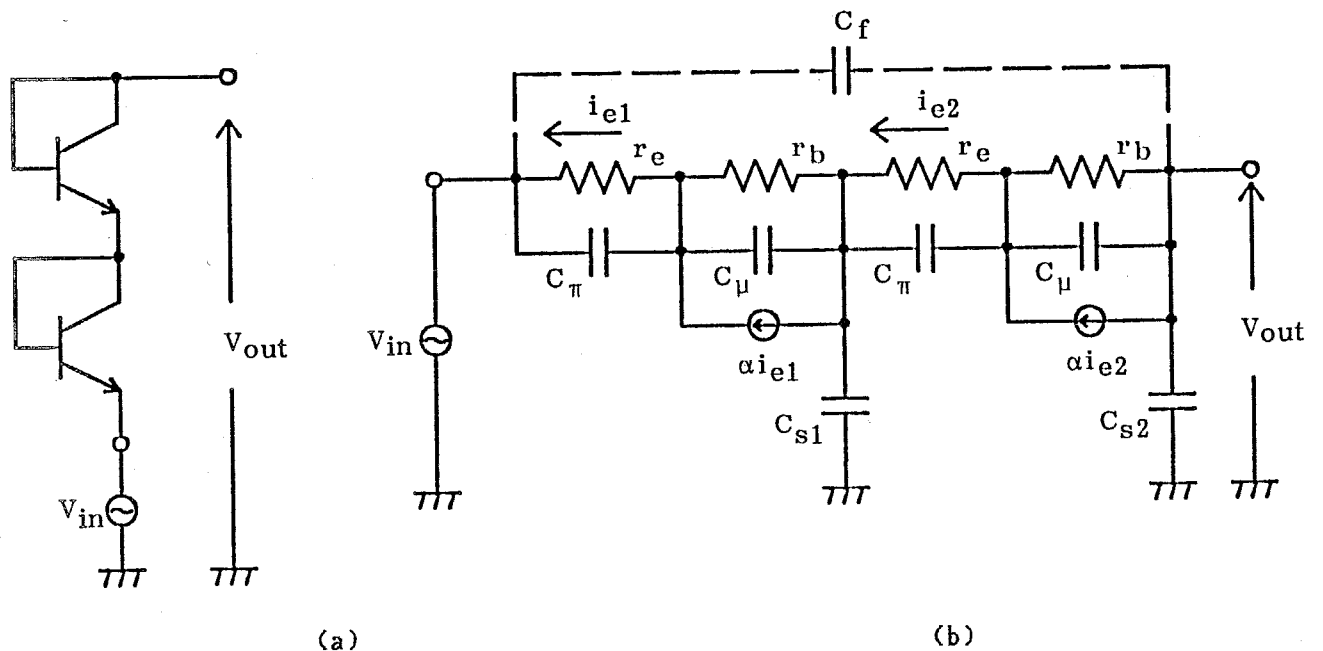


図7-8 レベル・シフト回路とその高周波等価回路

の伝達特性 T_{Ls} は、図 7-8 より

$$T_{Ls} = N_{Ls} / D_{Ls} \quad (7-23)$$

となる。但し

$$\left. \begin{aligned} N_{Ls} &= s^2 (C \mu^2 r_b^2 + 4 C \mu r_b C \pi r_e + C \pi^2 r_e^2) \\ &\quad + 2 s (C \mu r_b + C \pi r_e) + 1 \\ D_{Ls} &= s^2 (C \mu^2 r_b^2 + 4 C \mu r_b C \pi r_e + C \pi^2 r_e^2 \\ &\quad + (C s_1 + C s_2) \{ (C \mu r_b + C \pi r_e) (r_b (1 - \alpha_0) + r_e) \\ &\quad + (C \mu + C \pi) r_b r_e \} + C s_1 C s_2 (r_b (1 - \alpha_0) + r_e^2) \\ &\quad + s \{ (C \mu r_b + C \pi r_e) + (C s_1 + 2 C s_2) (r_b (1 - \alpha_0) + r_e) \} \\ &\quad + 1 \end{aligned} \right\} (7-24)$$

であり、また式 (7-24) では、3 次以上の高次の項の影響は小さいとし、2 次の項までの近似を行っている。式 (7-24) に、付録 7-1 にあげたトランジスタの各パラメータの数値を代入すると、 T_{Ls} の 3 dB 低下する周波数 f_{cLs} は

$$f_{cLs} = 271 \text{ MHz} \quad (7-25)$$

となる。したがってエミッタフォロウの検討結果と考えあわせると、電圧フォロウの高周波特性はレベル・シフト回路の周波数特性で決定されると考えられる。

次に電圧フォロウの周波数特性を劣化させる主な原因となっているレベル・シフト回路に、図 7-8 の破線で示すように容量 C_f を接続する。 C_f を接続した場合のレベル・シフト回路の伝達特性 T_{Ls}' は

$$T_{Ls}' = N_{Ls}' / D_{Ls}' \quad (7-26)$$

となる。但し

$$\left. \begin{aligned} N_{Ls}' &= N_{Ls} + s^2 (2 C_f \{ (C \mu r_b + C \pi r_e) (r_b (1 - \alpha_0) + r_e) \\ &\quad + (C \mu + C \pi) r_b r_e \} + C s_1 C_f (r_b (1 - \alpha_0) + r_e^2) \\ &\quad + 2 s C_f (r_b (1 - \alpha_0) + r_e) \\ D_{Ls}' &= D_{Ls} + s^2 (2 C_f \{ (C \mu r_b + C \pi r_e) (r_b (1 - \alpha_0) + r_e) \\ &\quad + (C \mu + C \pi) r_b r_e \} + C s_1 C_f (r_b (1 - \alpha_0) + r_e^2) \end{aligned} \right\} (7-27)$$

$$+2sC_f(r_b(1-\alpha_0+r_e))$$

である。\$C_f\$ が \$C_\pi\$、\$C_\mu\$、\$C_{si}\$ (\$i=1, 2\$) 等と比較して十分大きいならば、レベル・シフト回路の周波数特性を補償することができる。しかしこの補償方法は大きな値の容量を必要とするので、モノリシック IC 上において容量の占める面積が大きくなるという問題点を有している。

7.4 VCCS の構成

一般に高利得電圧増幅器を用いて電圧を増幅し、それを電流に変換することにより、容易に高い伝達コンダクタンスを有する VCCS を構成することができる。しかしこの方法では、電圧を増幅する回路、電圧を電流に変換する回路等の幾つかの部分に別れ、それぞれの位相回転の和が VCCS の位相回転となる。このため過度の位相回転が生じ、VCCS の帯域が狭まり、電圧フォロワの周波数特性を劣化させると考えられる。また電圧フォロワの安定性についても問題となる（付録 7-2 参照）。そこで本節では電流乗算器を基本として、電圧ではなく、電流自体を増幅する VCCS の一構成法を提案する。

図 7-9 に電流乗算器 [32] を用いた VCCS を示す。まず初めに VCCS の動作原理を説明する。\$Q_1\$、\$Q_2\$ のベース端子に加えられた電圧は \$Q_1\$、\$Q_2\$ によって電流に変換され、この変換された電流が \$Q_3 \sim Q_6\$ から構成される電流乗算器により増幅され、\$Q_3\$ のコレクタから取り出される。

次にこの VCCS の伝達コンダクタンスを求める。VCCS の伝達コンダクタンス \$g_{mv}\$ を

$$g_{mv} = i_{out} / (v_a - v_b) \quad (7-28)$$

と定義する。またトランジスタ \$Q_i\$ (\$i=1 \sim 6\$) のコレクタ電流を \$I_{ci}\$、ベース・エミッタ間電圧を \$V_{BEi}\$、\$\alpha\$ を \$\alpha_i\$、\$g_m\$ を \$g_{mi}\$ とする。\$Q_1\$、\$Q_2\$ によって電圧から変換された電流 \$i_m\$ は

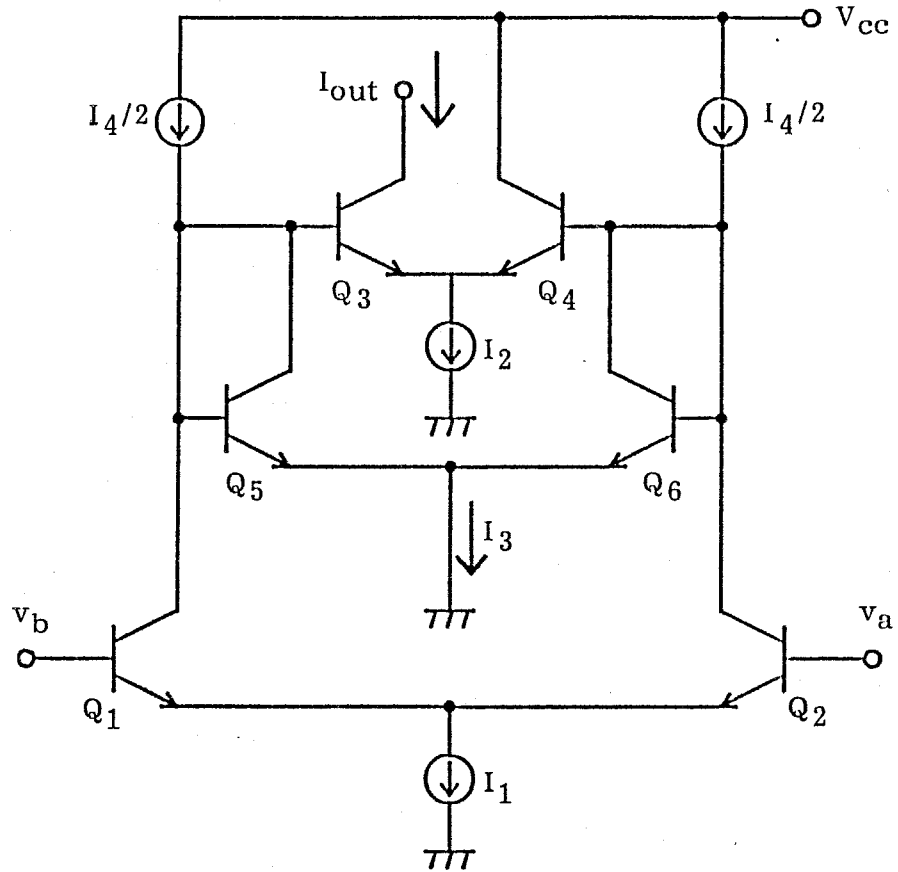


図7-9 電流乗算器を用いたVCCS

$$i_m = g_{m1} g_{m2} (v_a - v_b) / (g_{m1} + g_{m2}) \quad (7-29)$$

と与えられる。またVCCSは左右のバランスがとれているとすると

$$g_{m1} = g_{m2} \quad (7-30)$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 \quad (7-31)$$

$$\alpha_3 = \alpha_4 \quad (7-32)$$

$$\alpha_5 = \alpha_6 \quad (7-33)$$

と考えることができる。式(7-30)を用いると、式(7-29)は

$$i_m = g_{m1} (v_a - v_b) / 2 \quad (7-34)$$

となる。また図7-9からQ3~Q6のベース・エミッタ間電圧には

$$V_{BE3} - V_{BE4} = V_{BE5} - V_{BE6} \quad (7-35)$$

の関係があり、またベース・エミッタ間電圧はコレクタ電流を用いて

$$V_{BEi} = (kT/q) \ln(I_{ci} / I_{si}) \quad (7-36)$$

と表わされる。但し、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 q は電荷、 I_{si} は逆方向飽和電流である。同一チップ上のトランジスタでは各 I_{si} は等しいと仮定することができるので

$$I_{s3} = I_{s4} = I_{s5} = I_{s6} \quad (7-37)$$

であり、式(7-36)、(7-37)を式(7-35)に代入すると

$$I_{c3} / I_{c4} = I_{c5} / I_{c6} \quad (7-38)$$

を得る。また Q_5 、 Q_6 のエミッタを流れる電流の和 I_3 は

$$I_3 = I_4 - \alpha_1 I_1 - (1 - \alpha_3) I_2 \quad (7-39)$$

であり、コレクタ電流 I_{ci} ($i = 3 \sim 6$)、バイアス電流 I_2 及び I_3 との間には

$$\left. \begin{aligned} I_{c3} &= \alpha_3 a I_2 \\ I_{c4} &= \alpha_4 (1 - a) I_2 \\ I_{c5} &= \alpha_5 x I_3 \\ I_{c6} &= \alpha_6 (1 - x) I_3 \end{aligned} \right\} \quad (7-40)$$

の関係が存在する。式(7-38)に式(7-40)を代入すると

$$a = x \quad (7-41)$$

を得る。また式(7-41)の関係を用いると、電流乗算器の入力電流 I_{in} 及び出力電流 I_{out} はそれぞれ

$$I_{in} = a I_3 + (1 - \alpha_3) a I_2 - I_4 / 2 \quad (7-42)$$

$$I_{out} = \alpha_3 a I_2 \quad (7-43)$$

となる。 I_{in} の変化分が i_m であり、また I_{out} の変化分を i_{out} とすると、電流乗算器の交流利得 G_c は

$$G_c = \frac{i_{out}}{i_m} = \frac{d I_{out}}{d I_{in}} = \frac{\alpha_3 I_2}{I_3 + (1 - \alpha_3) I_2} \quad (7-44)$$

となる。式(7-34)、(7-44)から g_{mv} を求めると

$$g_{mv} = \frac{g_{m1}}{2} \cdot \frac{\alpha_3 I_2}{I_3 + (1 - \alpha_3) I_2} \quad (7-45)$$

となる。さらに g_{m1} を Q_1 に流れるバイアス電流 I_1 を用いて表わすと

$$g_{m1} = I_1 q / 2 k T \quad (7-46)$$

であるから、これを式 (7-45) に代入すると

$$g_{mv} = \frac{q I_1}{4 k T} \cdot \frac{\alpha_3 I_2}{I_3 + (1 - \alpha_3) I_2} \quad (7-47)$$

となる。この式から VCCS の伝達コンダクタンス g_{mv} を大きくするためには、 I_1 、 I_2 を大きく、 I_3 を小さくしなければならないことがわかる。また g_{mv} の高周波特性は I_2 と I_3 との比によって決定され、伝達コンダクタンスの値と VCCS の帯域幅との間にはトレード・オフの関係がある。また VCCS の周波数特性は、 I_3 / I_2 の値を零とした最悪の場合においてトランジスタの β の周波数特性と等しくなる。

7.5 シミュレーション及び実験

本節では 7.2 節で提案された図 7-4 (b) の回路を基本とした電圧フォロワをモノシック IC により実現する。さらにモノシック IC 化された電圧フォロワについて計算機解析及び実験を行う。

図 7-10 に電圧フォロワの全体の回路図を示す。但し、図 7-10 の抵抗 R_{ci} ($i = 1 \sim 3$) は、高周波領域において PNP トランジスタから構成される電流源のインピーダンスを高めるために付加した補償用の抵抗であり、破線で示す容量 C_f はレベル・シフト回路の周波数特性を補償するための容量である。また図 7-11 にモノシック IC 化された電圧フォロワのチップ写真を示す。但し、モノシック IC におけるトランジスタの f_T 及び設計上の主なレイアウト・ルールは以下に示す通りである。

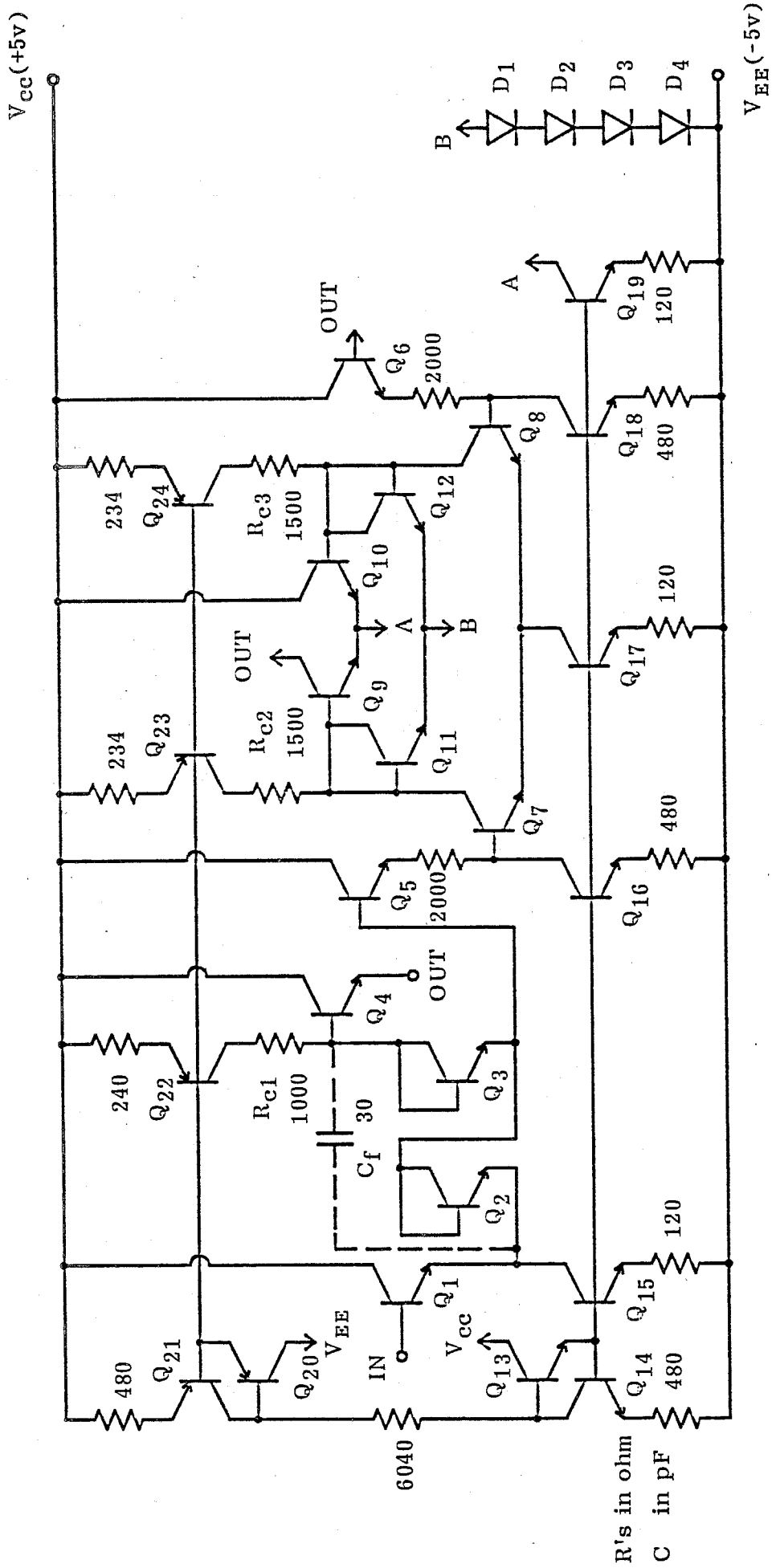


図7-10 電圧フォロワの実現

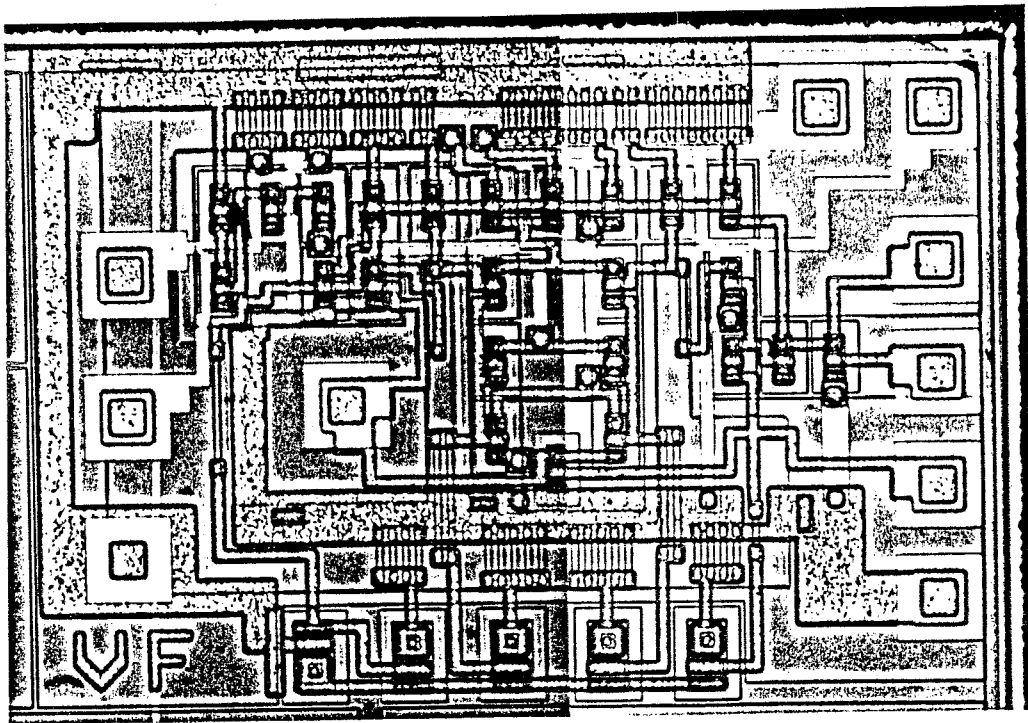


図7-11 電圧フォロワのモノシックICによる実現

NPNトランジスタ	$f_T \doteq 400 \text{ MHz}$	($I_c = 1.0 \text{ mA}$)
	エミッタ・サイズ	$20 \mu\text{m}^2$
PNPトランジスタ	$f_T \doteq 10 \text{ MHz}$	($I_c = 0.1 \text{ mA}$)
	エミッタ・サイズ	$50 \mu\text{m}^2$
拡散抵抗	$200 \Omega / \square$,	$10 \mu\text{m}$ 幅
アルミ配線 (2層配線)	1層 $15 \mu\text{m}$ 幅	2層 $20 \mu\text{m}$ 幅

またレベル・シフト回路の周波数特性を補償するための容量 C_f は外付けとしている。図7-10の電圧フォロワを、回路解析プログラムSPICE2^[33]により解析した結果を図7-12に示す。曲線①が図7-10の電圧フォロワの振幅特性を、曲線②が付録の図A.7-1に示す差動増幅器に電圧帰還をかけ構成した電圧フォロワの振幅特性を表わしている。曲線①と曲線②は、ほぼ同等の特性を示しているが、図7-10の電圧フォロワに、破線で示す容量 C_f ($= 30 \text{ pF}$)を接続する

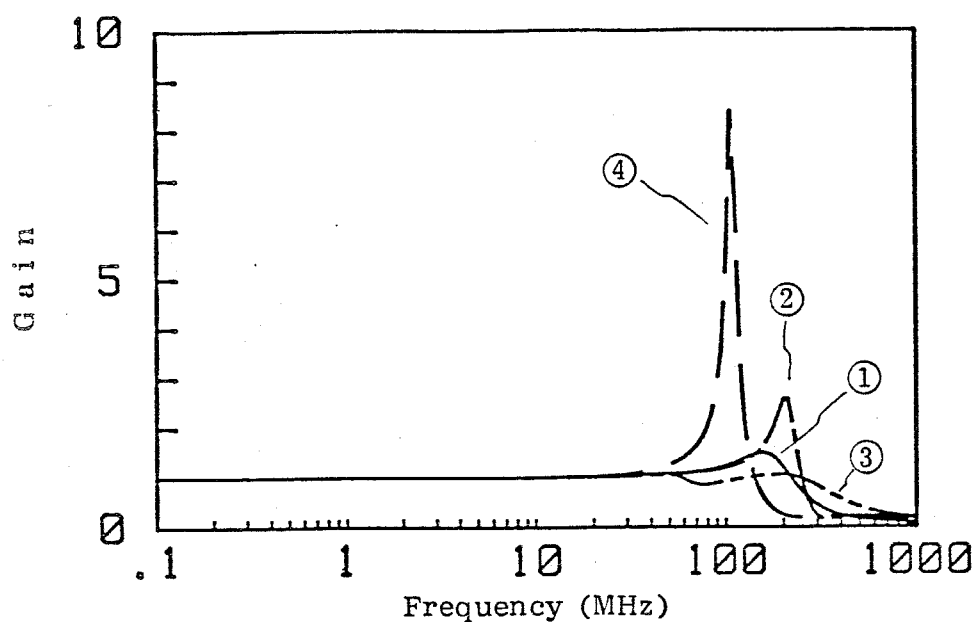


図7-12 SPICE 2による電圧フォロワの計算機解析結果

表7-1 電圧フォロワの特性比較

	帯域幅	入力抵抗	入力容量	出力抵抗
HA5033	250 MHz	1.50 M Ω	1.60 pF	5.0 Ω
本構成法	330 MHz	4.80 M Ω	0.22 pF	2.7 Ω

と、図7-12の曲線③となる。また付録7-2に示すように、図A.7-1の電圧フォロワはこのままでは不安定となるため、PNPトランジスタから構成される電流源と並列に補償用の容量を接続しなければならない。この容量を9 pF（個別部品による実験から求めた安定となるための最小容量値）とした特性を図7-12の曲線④に示す。曲線③と④では周波数特性にかなりの差が認められる。

また表7-1にHARRISのHA5033の特性と比較した結果を示す。本構成法による電圧フォロワの特性は、オーディオ帯域程度の低周波回路用のトランジスタを用いて得られた結果であるにもかかわらず、その特性はHA5033の特性よりも優れている。

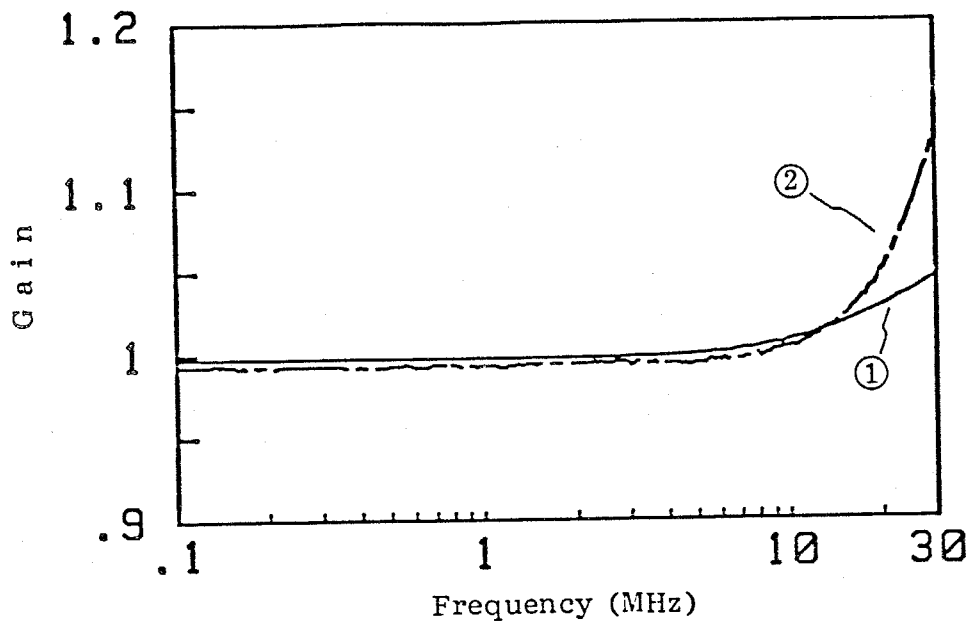


図7-13 電圧フォロワの実験結果

次に図7-13に電圧フォロワの実験結果を示す。図7-13において曲線①はSPICE2による電圧フォロワのシミュレーション結果を、曲線②はモノシックIC化された電圧フォロワの実験結果の一つを表わしている。他のチップの電圧フォロワ（9個）の特性もほとんど同じであるため、図中においては省略した。高域側における曲線①と②との隔たりは、測定用のプローブの容量等の影響と考えられる。この点を除き、実験結果とSPICE2によるシミュレーション結果とはほぼ一致しており、実験結果から本構成法による電圧フォロワの有効性を確認できる。

最後に第3章で提案された構成法の能動素子に、モノシックIC化された電圧フォロワを用い、高周波能動RCフィルタの実験を行う。構成例として、第5章、図5-13の4次M結合形帯域通過LCフィルタのシミュレーション回路を用いる。これを図7-14に示す。仕様を、第5章の構成例と同様に、通過域 0.9 ~ 1.1 rad/sec、通過域内リップル 1.0 dB とする。設計値を表7-2に示す。但し、 ρ や σ の値は、第5章の構成例と同じ値を用い、また実験に用いた素子

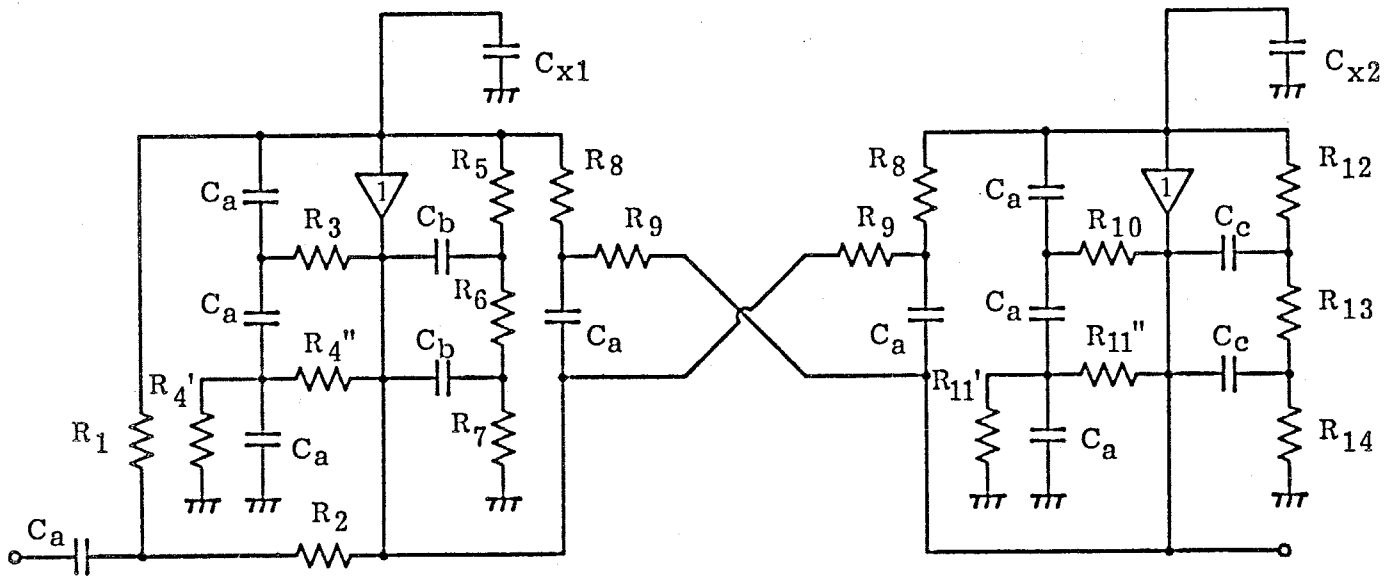


図7-14 高周波能動RCフィルタの実験回路

表5-3 図5-13の回路の設計値

素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値	素子	素子値
R ₁	49.66 kΩ	R ₂	5.870 kΩ	R ₃	2.152 kΩ	R ₄ '	2.117 kΩ
R ₄ "	2.914 kΩ	R ₅	1.613 kΩ	R ₆	1.301 kΩ	R ₇	1.613 kΩ
R ₈	10.50 kΩ	R ₉	10.50 kΩ	R ₁₀	2.383 kΩ	R ₁₁ '	1.190 kΩ
R ₁₁ "	2.076 kΩ	R ₁₂	1.819 kΩ	R ₁₃	0.8882 kΩ	R ₁₄	1.819 kΩ
C _a	43.85 pF	C _b	142.7 pF	C _c	126.6 pF	C _{x1}	14.62 pF
C _{x2}	14.62 pF						

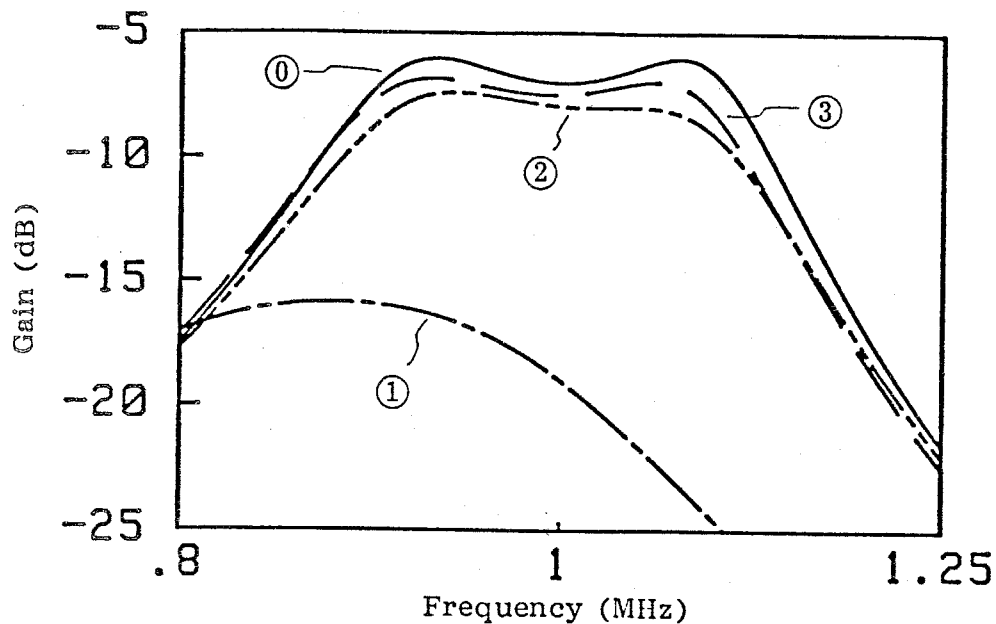


図7-15 実験結果

の精度は設計値の $\pm 0.2\%$ 以内である。

実験結果を図7-15に示す。図7-15において、曲線④は理想振幅特性を、曲線①は、補償前の実験値を表わしている。補償前の実験回路の特性から各電圧フォロワの入力容量を推定すると、入力側の電圧フォロワの入力容量 C_p は

$$C_p = 7.677 \text{ pF} \quad (7-48)$$

であり、出力側の電圧フォロワの入力容量 C_p は

$$C_p = 7.615 \text{ pF} \quad (7-49)$$

となる。これらの値を C_{x1} 及び C_{x2} から差し引き、補償を行なった結果を図7-15の曲線②に示す。曲線④と②とはやや隔たりがあるが、SPICE2によるシミュレーション結果である曲線③とはほぼ一致する。曲線②と③との僅かな偏差は、個別部品を用いて受動素子部分を構成したために生じた配線間容量等が原因と考えられる。

またSPICE2によるシミュレーション結果である曲線③は、曲線④に対して利得方向の偏差が大きく、通過域の高域側が狭まっている。これは電圧フ

フォロワの出力抵抗が原因と考えられる（第4章、図4-15を参照）。仕様によっては曲線③の特性では不十分の場合も想定でき、その場合にはVCCSの電圧-電流変換利得をより高く設計する必要がある。また曲線③は、曲線④に対して、周波数軸方向の偏差は小さい。このことは、本節で用いた構成例の場合には、電圧フォロワの帯域幅が表7-1に示す値で十分であることを示している。

7.6 むすび

本章では、第3章で提案された構成法を用いて高周波領域で能動RCフィルタを実現する際に必要となる低出力抵抗広帯域電圧フォロワの一構成法を示し、さらに提案された電圧フォロワをモノリシックICにより実現した。

まず初めにエミッタフォロワの入出力抵抗等の改善方法について述べ、改善後のエミッタフォロワは、低周波領域において電圧フォロワとしての特性をほぼ満足することを示した。次にエミッタフォロワ及びレベル・シフト回路の高周波解析を行い、レベル・シフト回路が電圧フォロワの周波数特性を劣化させる大きな要因であることを示し、その補償方法について述べた。またエミッタフォロワの特性を改善する際に用いられるVCCSの一構成法も示した。最後にモノリシックICにより実現された電圧フォロワの計算機解析及び実験を行った。計算機による解析結果では、第5章及び第6章で用いられた電圧フォロワであるHA5033の特性よりも、本章で提案した電圧フォロワの特性が優れていることが示された。また実験については、電圧フォロワの実験及び高周波能動RCフィルタに適用した場合の実験をそれぞれ行った。電圧フォロワ自体の特性は計算機によるシミュレーション結果と良く一致した。また高周波能動RCフィルタの実験では、出力抵抗や配線間容量等の影響でフィルタの伝送特性が若干劣化したが、理想の特性に近い周波数特性が得られ、本章で提案した電圧フォロワの有効性を確認することができた。

付録7-1 トランジスタのパラメータ

以下に本節で用いたNPNトランジスタ高周波等価回路のパラメータを示す。

$$\left. \begin{aligned}
 r_e &= kT / q I_E \\
 C_{\pi} r_e &= 0.4 \text{ nsec} \\
 \alpha_0 &= 0.99 \\
 \alpha &= \alpha_0 / (1 + s C_{\pi} r_e) \\
 r_b &= 188 \Omega \\
 C_{\mu} &= 0.2 \text{ pF} \\
 C_s &= 0.77 \text{ pF}
 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A. 7-1})$$

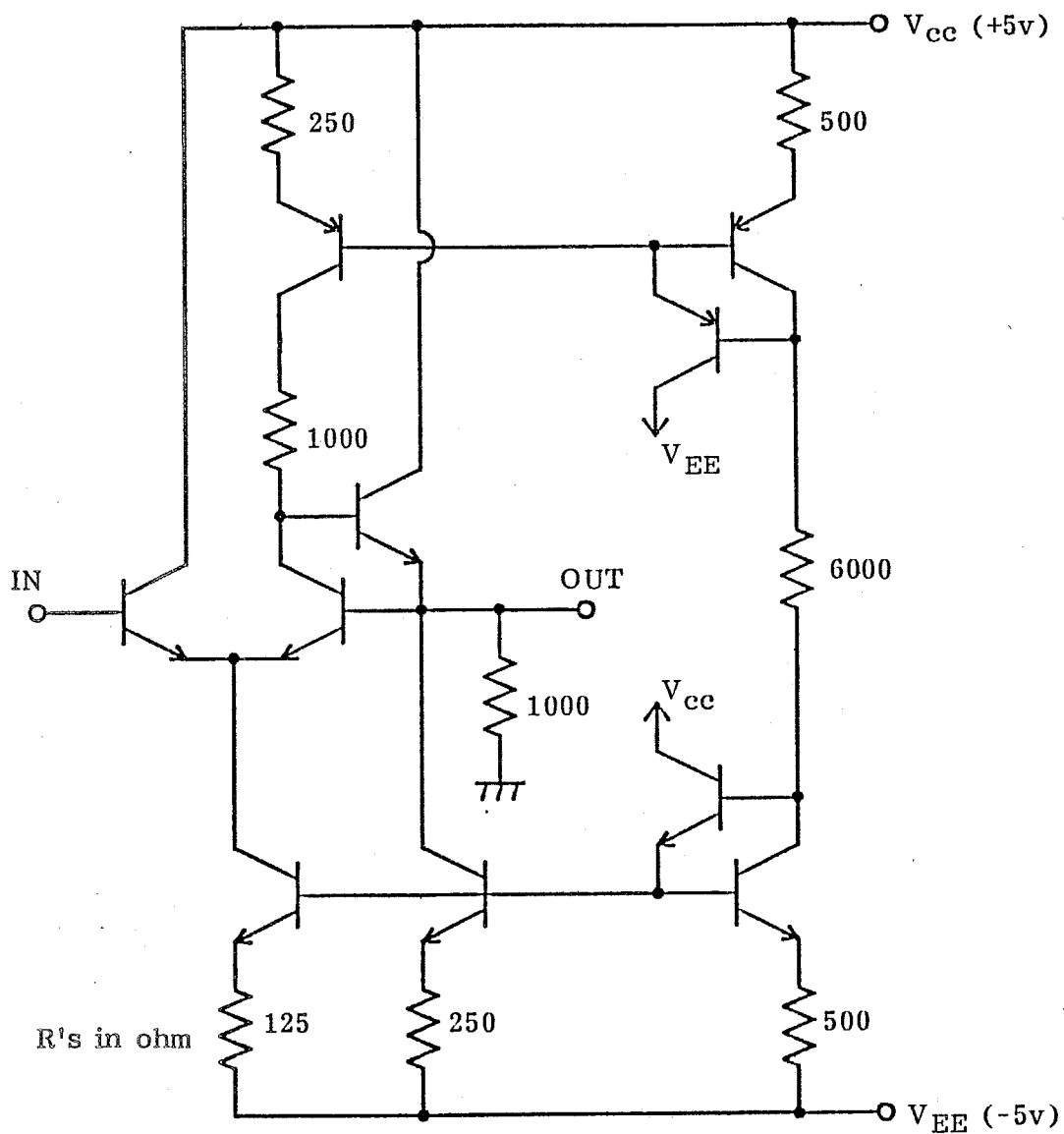
但し、 I_E はエミッタに流れる直流電流であり、また $C_{\pi} r_e$ 及び C_{μ} はトランジスタのバイアス状態でその値は変化する。ここに示した値はその概ねの値である。

付録7-2 差動増幅器を用いて構成した電圧フォロワの安定性

図7-6に示されるトランジスタ高周波等価回路を用いて図A.7-1に示す電圧フォロワの分母多項式 $D(s)$ を求めると、以下のようになる。

$$\begin{aligned}
 D(s) &= s^5 C_{\pi}^2 r_e^2 C_{\mu}^3 r_b^3 \\
 &\quad + s^4 \{ C_{\pi} r_e \{ C_{\mu}^3 r_b^2 (2 r_b + 4 r_e) \} \\
 &\quad \quad + 5 C_{\pi}^2 r_e^2 C_{\mu}^2 r_b^2 \} \\
 &\quad + s^3 \{ C_{\mu}^3 r_b^3 (r_b + 4 r_e) \\
 &\quad \quad + C_{\pi} r_e (C_{\mu}^2 r_b (5 r_b + 6 r_e)) + 4 C_{\pi}^2 r_e^2 r_b \} \\
 &\quad + s^2 \{ 2 C_{\mu}^2 r_b (r_b + 3 r_e) \\
 &\quad \quad + 2 C_{\pi} r_e C_{\mu} (3 r_b + r_e) - C_{\pi}^2 r_e^2 \} \\
 &\quad + s \{ C_{\mu} (r_b + r_e) \} + 1
 \end{aligned} \quad (\text{A. 7-2})$$

但し、電流源のインピーダンス及び負荷抵抗の値は十分高いと近似している。



図A.7-1 差動増幅器を用いた電圧フォロワ

この式に付録7-1 のトランジスタのパラメータの値を代入すると

$$D(s) = 8.505E-51 s^5 + 1.185E-39 s^4 + 2.744E-29 s^3 - 6.175E-20 s^2 + 5.040E-11 s + 1 \quad (\text{A.7-3})$$

となる。この式から図A.7-1 の電圧フォロワは、補償せずに用いると不安定となることがわかる。

第8章 結 論

本論文では、能動RCフィルタの研究及び実用上における残された重要課題である低受動素子感度、少数能動素子のフィルタの実現問題に関し、電圧フォロワを能動素子として用いたLCシミュレーション形構成法を提案することにより問題の解決を図った。さらにこの構成法を用いて、もうひとつの重要課題である高周波フィルタの実現を試み良好な結果を得た。また高周波フィルタを実現する上で必要となる高性能電圧フォロワの構成法も示した。以下に、各章で得られた成果を要約して示す。

第2章では、電圧フォロワを用いてLCRフィルタをシミュレートするための準備として、電圧フォロワとRC回路から構成される回路の諸性質を導き、その結果から電圧フォロワとRC回路から構成される能動RC2端子イミタンスの実現範囲に制限が存在することを示した。

第3章では、第2章の結果を基に、任意のLCRフィルタをシミュレートするためには原LCRフィルタにインピーダンス・スケーリングを行う必要のあることを示し、またインピーダンス・スケーリングの方法を決定した。さらにインピーダンス・スケーリングにより変換された原LCRフィルタの各素子を1個の電圧フォロワと受動RC3端子回路により実現する方法を示し、能動素子が電圧フォロワであることの特徴を生かすことにより能動素子数が削減でき、その結果原LCRフィルタの節点数と同数（またはそれ以下）の能動素子数で任意のLCRフィルタのシミュレーションが可能となった。

第4章では、第3章で提案された構成法が抵抗両終端形LCフィルタの低感度性を受け継ぐための条件を導き、さらに電圧フォロワが非理想の場合の影響について検討を加えた。その結果、第3章で提案された構成法は、低受動素子感度であるばかりでなく、電圧フォロワの有限帯域幅の感度も同様に低いことが導かれた。

第5章では、第3章で提案された構成法を用いて高周波フィルタを実現する場合、主として問題となる電圧フォロワの入力容量の補償方法を示し、さらにこの補償方法が抵抗両終端形LC帯域通過フィルタに適用可能であることを示した。また計算機解析、実験等を試みた結果、実現された高周波フィルタの有用性及び実用性を確認することができた。しかし電圧フォロワの出力抵抗の影響により、周波数特性が若干劣化するという問題点も指摘された。

第6章では、第5章の補償法を適用することが困難な抵抗両終端形LC低域通過フィルタ及び高域通過フィルタに代わり、新たに低素子感度である低域通過及び高域通過LCRフィルタの構成法を提案した。この構成法を用いて実現されたフィルタに第5章の補償方法を適用しシミュレートした結果、第5章と同様に電圧フォロワの出力抵抗による特性の劣化は見られたものの、第3章で提案された構成法が高周波低域通過及び高域通過フィルタを実現する上でも有効であることが確認された。

第7章では、第5章及び第6章において高周波フィルタを実現した際に周波数特性を劣化させる一因となった電圧フォロワの出力抵抗の問題の解決を図るために、低出力抵抗でかつ広帯域である電圧フォロワの構成法を提案し、さらにモノリシックICにより実現した。計算機解析や実験結果から、その有効性を確認することができた。

以上の結果から、本論文で提案した電圧フォロワを能動素子として用いるLCシミュレーション形構成法により実現されたフィルタは、オーディオ帯域以下の低周波領域では十分実用に耐え得ると考える。また数MHz程度の高周波領域においても、ほぼ実用に耐え得る結果が得られた。

従来ハイブリッドICの形で実用されてきた能動RCフィルタにおいても、近年モノリシックIC化の要請が高まっている。特に高周波フィルタのモノリシックIC化は、民生用VTR機器の普及に伴い、工業上重要と考えられる。本論文で提案した構成法により実現されたフィルタを、どのようにモノリシックIC化し、いかにして自動チューニングを行うかが今後の重要な課題である。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、終始御懇篤なる御指導を賜った藤井信生助教授に深甚なる感謝の意を表します。また、有益な御助言ならびに適切な御教示を賜った柳沢健教授、小野田真穂樹教授、西原明法助教授、ならびに國枝博昭助教授に深く感謝致します。

また、モノリシック IC の作製に御協力頂いた日立製作所中央研究所永田穰博士、同高崎工場降籙誠氏を始め、関係諸氏に深く感謝致します。

最後に日頃有意義な御討論を頂いた石川雅之助手をはじめとする柳沢・藤井研究室各位に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) R. P. Sallen and E. L. Key : " A practical method of designing RC active filters ", IRE Trans. Circuit Theory, vol.CT-2, pp.74-85, (Mar. 1955).
- (2) J. J. Friend, C. A. Harris and D. Hilberman : " STAR : An active biquadratic filter section ", IEEE Trans. Circ. Syst., CAS-22(2), pp.115-121 (1975).
- (3) J. Tow : " A state space realization approach ", Proc. IEEE, vol. 56 pp.1137-1139 (June 1968).
- (4) L. T. Quach and T. Yanagisawa : " A unified approach to the derivation of canonical active filters with finite transmission zeros", Trans. IECE of Japan, vol.J65-E pp.87-93 (Feb. 1982).
- (5) A. S. Sedra : " A class of stable active filters using unity-gain voltage followers ", J. Solid State Circuits, vol.SC-7, 4, p.311 (Aug. 1972).
- (6) G. Szentirmai : " Synthesis of multiple-feedback active filters ", Bell. Syst. Tech. J., 52, 4, p.527 (Aug. 1973).
- (7) W. J. Kerwin, L. P. Huelsman and R. W. Newcomb : " State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions", IEEE Solid-State Circuit vol.SC-2 (Sept. 1967).
- (8) K. R. Laker and M. S. Gausi : " Synthesis of a low-sensitivity multiloop feedback active RC filters ", IEEE CAS-21 (Mar. 1974).
- (9) L. T. Quach : " Optimum minimum capacitor minimum opamp topologies for the realization of symmetrical bandpass filters ", Trans. IECE of Japan, vol.J65-E pp.429-436 (Aug. 1982).

- (10) B. D. H. Tellegen : " The synthesis of passive resistanceless four-poles that may violate the reciprocity relation ", Philips Res. Rept., vol.3 pp.321-337 (Oct. 1948).
- (11) A. Antoniou : " Realization of gyrators using operational amplifiers and their use in RC active network synthesis ", Proc. IEEE, No.115, p.1838 (1969).
- (12) L. T. Bruton : " Network transfer functions using the concept of frequency-dependent negative resistance ", IEEE Trans., CT-16, p.406 (Aug. 1969).
- (13) A. Antoniou : " Bandpass transformation and realization using frequency-dependent negative resistance elements ", IEEE Trans., CT-18, pp.297-299 (Mar. 1971).
- (14) P. Horn and G. S. Moshytz : " Active RC single opamp design of driving point impedances ", IEEE Trans., CAS-26, p.22 (1979).
- (15) 石橋幸男 : " 負性素子を用いたLCシミュレーション形RCアクティブフィルタ ", 信学論 (A), J65-A, 4, pp.326-332 (昭57-04).
- (16) N. Fujii : " RC active filters using grounded active immittances based on simulation of LC ladder filters", Trans. IECE of Japan, vol.J65-E, 8, pp.445-450 (Aug. 1982).
- (17) 藤井信生 : " 電圧フォロワを用いて実現される接地形能動2端子イミタンスの制限とそのフィルタ構成への一応用 ", 信学論 (A), J66-A, 10, pp.1008-1014 (昭58-10).
- (18) A. J. Prescott : " Loss-compensated active gyrator using differential-input operational amplifiers ", Electron. Lett., 2, pp.283-284 (1966).

- (19) F. E. J. Giring and E. F. Good : " Active filter : 12, The leapfrog or active-ladder synthesis ", Wireless World, 76, 1417, p.341 (1970).
- (20) 吉弘、西原、柳沢 : " 低感度能動およびデジタルフィルタ-LC はしご形回路の接点電圧シミュレーション ", 信学論 (A), J60-A, 7, pp.661-668 (昭52-07).
- (21) L. T. Quach : " Realization of low sensitivity canonical bandpass filters with a minimum number of opamps ", Trans. IECE of Japan, vol.J65-E, 8, pp.437-444 (Aug. 1982).
- (22) G. S. Moschytz : " MOS switched-capacitor filters : Analysis and design ", IEEE Press (1984).
- (23) A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer : " Digital signal processing ", Prentice-Hall (1975).
- (24) H. J. Orchard : " Inductorless filters ", Electron. Lett., 2, pp.224-225 (June 1966).
- (25) D. Hilberman : " Input and ground as complements in active filters ", IEEE. Trans., CT-20, p.540 (1973).
- (26) J. G. Linvill : " RC active filters ", Proc. IRE, vol.42 pp.555-564 (Mar. 1954).
- (27) A. Fialkow and I. Gerst : " The transfer function of general two terminal pair RC networks ", Quart. Appl. Math., 10, (July 1952).
- (28) E. A. Guillemin : " Synthesis of passive networks ", John Wiley & Sons Inc. (1957).
- (29) M. L. Blostein : " Sensitivity analysis of parasitic effects in resistance-terminated LC two-ports ", IEEE. Trans., CT-14, pp.21-26 (Mar. 1967).

- (30) カク・トウ・レー : "新しい等リップル有理関数" , 信学技報、CAS 81-25 pp.31-38 (1981-06).
- (31) 柳沢、神林 : "フィルタの理論と設計"、産報出版
- (32) B. Gilbert : "A new wide-band amplifier technique", IEEE J. Solid-State Circuits, vol.SC-3, pp.353-365 (Dec. 1968).
- (33) L. W. Nagel : "SPICE2: A computer program to simulate semiconductor Circuits", Electronics Research Laboratory Report No.ERL-M520, University of California, Berkeley, 9 (May 1975).

本研究に関する発表論文

- (1) 高木、藤井 : "インピーダンス・スケーリングされたLCRフィルタの電圧フォロワを用いたシミュレーション", 信学論 (A), J67-A, 11, pp.1060-1067 (Nov. 1984).
- (2) 高木、藤井 : "電圧フォロワを用いた高周波4次帯域通過能動RCフィルタの一構成法", 信学論 (A), J68-A, 9, pp.983-986 (Sept. 1985).
- (3) 高木、藤井 : "電圧フォロワを用いた高周波帯域通過能動RCフィルタの一構成法", 信学論 (A), J69-A, 1, pp.89-97 (Jan. 1986)
- (4) 高木、藤井 : "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", 信学論 (A) 投稿中
- (5) S. Takagi and N. Fujii : "High-frequency active RC simulation of impedance-scaled LC filters using voltage followers", ISCAS '85 Proc. pp.295-298 (1985).
- (6) 高木、藤井 : "インピーダンス・スケーリングされたLCRフィルタの電圧フォロワを用いたシミュレーション", 信学技報 CAS83-154 pp. 31-36 (1983)
- (7) 高木、藤井 : "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LCRフィルタの一構成", 信学技報 CAS85-96 pp.13-20 (1985).