

1 個の演算増幅器を用いた接地形高次 イミタンス・シミュレーション (その 2)

加 藤 芳 信 ・ 山 本 和 輝

Simulation of Grounded Type Higher-order Immittance Using a Single Operational Amplifier (Part I)

Yoshinobu KATO, Kazuki YAMAMOTO

Abstract

Algorithms for the realization of grounded type higher-order immittance elements using a single operational amplifier, which have been proposed by Prof. Noguchi, are unified. The realization of FDNCAP ($Y=s^3E$), FDNR ($Y=1/s^2M$), FDNC ($Y=s^2D$), inductance ($Y=1/sL$) and capacitance-multiplier ($Y=sC$) is digged. By using a computer, new circuits are derived. As the sequel to a recent paper (Part I), this paper (Part II) deals with the realization of FDNC and inductance.

The new proposed circuit of FDNC, which consists of one operational amplifier, three capacitors and four resistors, are applied to the second-order low-pass and band-pass filters. The new proposed circuit of inductance, which possesses a feature that the inductance-value can be varied by a grounded resistor, is applied to the second-order high-pass filter. The experimental values agree fairly with the theoretical values in the low frequency range.

1. ま え が き

本論文 (その 2) では, 前論文 (その 1)²⁶⁾ に引続き, 1 個の演算増幅器を含む 5 節点 (但し, アース点も 1 つの節点と見なす) の回路構造による接地形高次イミタンス素子の実現法について考察する[†]。

ここで, 前論文 (その 1)²⁶⁾ の概要をまとめると次の様である。まず, 第 2 章では, 野口氏の回路構成法^{8-12, 14)} を統一化して, 1 個の演算増幅器を含む 5 節点の基本回路 (図 2) の一般式(6),

† 本論文では, 前論文²⁶⁾で示した式, 回路図, 文献等を引用することが多いので, 式番号, 図番号, 表番号, 文献番号を前論文²⁶⁾のそれらと共通にする。従って, 式(1)~(50), 図 1~9, 表 1~2, 文献1)~25)については, 前論文²⁶⁾を参照されたい。また, 本論文で用いる用語の意味や実験方法などの詳細についても, 前論文²⁶⁾を参照されたい。

(7)を明示し、次章以降で述べる接地形高次イミタンス素子導出のための計算機シミュレーションの準備を行った。次に、第3章では、3次アドミタンス素子 ($Y = s^3 E$) である周波数依存形負性容量 (FDNCAP: Frequency Dependent Negative Capacitance) について考察した。まず、計算機シミュレーションにより導出された接地形FDNCAPの新回路 (図3) を提案し、更に、その回路を3次低域通過フィルタへ応用し、良好な実験結果を得たことを述べた。第4章では、2次インピーダンス素子 ($Z = s^2 M$) である周波数依存形負性抵抗 (FDNR: Frequency Dependent Negative Resistance) について考察した。まず、計算機シミュレーションにより導出された接地形FDNRの新回路 (図6) を提案し、更に、その回路を2次高域通過フィルタへ応用し、良好な実験結果を得たことを述べた。

本論文 (その2) では、第2章において、2次アドミタンス素子 ($Y = s^2 D$) である周波数依存形負性コンダクタンス (FDNC: Frequency Dependent Negative Conductance) について考察し、第3章において、1次インピーダンス素子 ($Z = s L$) であるインダクタンスについて考察する。

なお、紙数の都合上、1次アドミタンス素子 ($Y = s C$) であるキャパシタンス・マルチプライアについては、次回に報告する予定である。

2. 接地形FDNCの実現と応用^{21, 23)}

FDNCは、元々、LC受動フィルタをRC能動回路で模擬する場合に問題となるフローティング・インダクタンスを除去するために、提案された²⁾。

今までに発表されている1個の演算増幅器を用いた接地形FDNCの実現回路には、(1) 文献5)の図1 (但し、本文中に記してある様に、 C_3 を取り除く) の容量3個と抵抗3個から成る回路、(2) 文献4)のTableⅡのNetwork No. 3の容量2個と抵抗5個から成る回路、(3) 文献12)の図2の回路D-5の容量3個と抵抗4個から成る回路、がある。なお、(1)の回路は、受動素子の数が6個で最少であるが、入力側に直流バイアス電流を与えられる様な用途にしか使用できないという弱点を有する。又、文献12)の図2には、(1)~(3)以外の回路も示されているが、それらは全て(1)~(3)の変形回路である。

本章では、計算機シミュレーションの結果、容量3個と抵抗4個から成る新しい接地形FDNC回路を見出し、更に、2次低域通過フィルタと2次帯域通過フィルタへ応用し、良好な実験結果を得たので報告する^{21, 23)}。

2. 1 接地形FDNCの実現

図2の基本回路で接地形FDNCを実現するには、FDNCの入力アドミタンスが

$$Y_{in} = s^2 D \quad (51)$$

であるため、式(6)、(7)で次の条件1及び2を満足する素子の組合せを見出せばよい。

$$〔条件1〕 \quad n_1 = n_0 = d_2 = 0 \quad (52)$$

〔条件 2〕 次の Case 1, 2, 3 の何れかを満足すること。

$$\text{Case 1 : } n_3 = d_1 = 0 \quad \text{かつ} \quad D \triangleq n_2/d_0 > 0 \quad (53)$$

$$\text{Case 2 : } n_2 = d_0 = 0 \quad \text{かつ} \quad D \triangleq n_3/d_1 > 0 \quad (54)$$

$$\text{Case 3 : } D \triangleq n_3/d_1 = n_2/d_0 > 0 \quad (55)$$

計算機を用いて、式(8)の c_{ij} 及び g_{ij} を 0, 1, 2, 3, 4 と変化させて、条件 1 及び 2 を満足する素子値の組合せを求めた。但し、容量の数が多い実現回路は工学的に無意味であるので、容量が 4 個以下の場合について組合せを求めた。その結果、素子数の少ない新回路が見出されたので、それを図 10 に示す。表 3 に、図 10 の回路の素子値の組合せを示す。

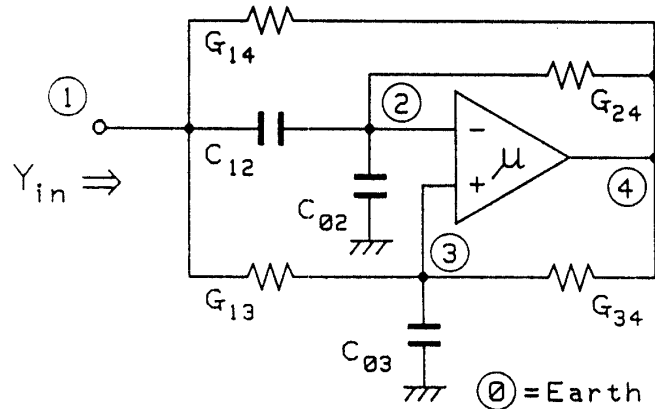


図 10 容量 3 個と抵抗 4 個から構成される
接地形 FDNC 回路 (新回路)

表 3 図 10 の接地形 FDNC 回路の素子値の組合せ
(但し、式(8)の c_{ij} 及び g_{ij} を 0, 1, 2, 3, 4 と変化させた場合)

組合せ	C_{02}	C_{03}	C_{12}	G_{13}	G_{14}	G_{24}	G_{34}	$D \triangleq n_2/d_0$
D-1	1 C	1 C	1 C	2 G	2 G	2 G	1 G	$3 C^2/4 G$
D-2	1 C	1 C	2 C	4 G	4 G	3 G	1 G	$12 C^2/12 G$
D-3	1 C	2 C	1 C	2 G	2 G	1 G	1 G	$5 C^2/2 G$
D-4	1 C	3 C	2 C	4 G	4 G	1 G	1 G	$28 C^2/4 G$
D-5	1 C	4 C	1 C	4 G	4 G	1 G	2 G	$18 C^2/4 G$
D-6	2 C	1 C	1 C	1 G	1 G	3 G	1 G	$2 C^2/3 G$
D-7	2 C	1 C	2 C	2 G	2 G	4 G	1 G	$8 C^2/8 G$
D-8	2 C	2 C	1 C	2 G	2 G	3 G	2 G	$6 C^2/6 G$
D-9	2 C	3 C	1 C	1 G	1 G	1 G	1 G	$4 C^2/1 G$
D-10	2 C	3 C	4 C	4 G	4 G	2 G	1 G	$64 C^2/8 G$
D-11	2 C	4 C	1 C	4 G	4 G	3 G	4 G	$20 C^2/12 G$
D-12	3 C	2 C	1 C	1 G	2 G	4 G	2 G	$6 C^2/4 G$
D-13	3 C	2 C	1 C	2 G	1 G	4 G	2 G	$4 C^2/8 G$
D-14	3 C	2 C	3 C	2 G	2 G	3 G	1 G	$21 C^2/6 G$
D-15	3 C	3 C	1 C	2 G	2 G	4 G	3 G	$9 C^2/8 G$
D-16	3 C	4 C	1 C	1 G	2 G	2 G	2 G	$10 C^2/2 G$
D-17	3 C	4 C	1 C	2 G	1 G	2 G	2 G	$6 C^2/4 G$
D-18	3 C	4 C	1 C	2 G	2 G	3 G	3 G	$11 C^2/6 G$
D-19	3 C	4 C	3 C	4 G	4 G	3 G	2 G	$66 C^2/12 G$
D-20	4 C	3 C	2 C	1 G	1 G	2 G	1 G	$10 C^2/2 G$

組合せD-3の場合、式(7), (6)は次の様になる。

$$\left. \begin{aligned} n_3 &= n_0 = d_2 = 0 \\ n_2 &= (C_{03}G_{24} - C_{02}G_{34})C_{12} + G_{14}C_{03}C_{12} = 5C^2G \\ n_1 &= (C_{03}G_{24} - C_{02}G_{34})(G_{13} + G_{14}) - G_{14}C_{02}G_{13} = 0 \\ d_1 &= G_{24}C_{03} - G_{34}(C_{02} + C_{12}) = 0 \\ d_0 &= G_{24}G_{13} = 2G^2 \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

$$\therefore Y_{in} = s^2 5C^2/2G = s^2 D \quad (57)$$

2. 2 接地形FDNCの2次LPFへの応用

図11に、接地形FDNCを用いた2次LPF(低域通過フィルタ)を示す。但し V_1 は入力電圧、 V_2 は出力電圧である。点線で囲んだ部分を、図10の回路で素子値をずらすことにより実現する。今、表3の組合せD-3で $G_{13} = 1G$ と変更すると、図10の回路の入力アドミタンスは

$$Y_{in} = s^2 5C^2/G + sC = s^2 D_e + sC_e \quad (58)$$

となる。図11で C_a は付加容量であり

$$C_t \triangleq C_e + C_a \quad (59)$$

とおくと、図11の伝達関数は

$$T \triangleq \frac{V_2}{V_1} = \frac{G_x}{s^2 D_e + sC_t + (G_x + G_t)} = \frac{H\omega_0^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2} \quad (60)$$

と表される。但し、

$$\text{遮断角周波数} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{(G_x + G_t)/D_e} \quad [\text{rad/sec}] \quad (61)$$

$$\text{通過域の電圧増幅率} \quad H = G_x/(G_x + G_t) \quad (62)$$

$$\text{電圧拡大率} \quad Q = \sqrt{D_e(G_x + G_t)/C_t} \quad (63)$$

伝送量は、式(60)で $s = j\omega = j2\pi f$ とおいて次式で表される。

$$|T| = \frac{G_x}{\sqrt{(G_x + G_t - \omega^2 D_e)^2 + (\omega C_t)^2}} = \frac{H}{\sqrt{(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + (\omega/Q\omega_0)^2}} \quad (64)$$

〔設計例〕 以上の準備を基に、遮断周波数 $f_0 = 1$ [kHz], $H = 1/1.1$, $Q = 1/\sqrt{2}$ (即ち、パワース特性)の2次LPFを設計する。

まず、 $H = 1/1.1 = G_x/(G_x + G_t)$ より

$$G_x = 2 \times 10^{-4} \text{ [S]}, \quad G_t = 2 \times 10^{-5} \text{ [S]} \quad (65)$$

と選ぶ。 $\omega_0 = 2000\pi = \sqrt{(G_x + G_t)/D_e}$ より

$$D_e \triangleq 5.5726651 \times 10^{-12} \quad (66)$$

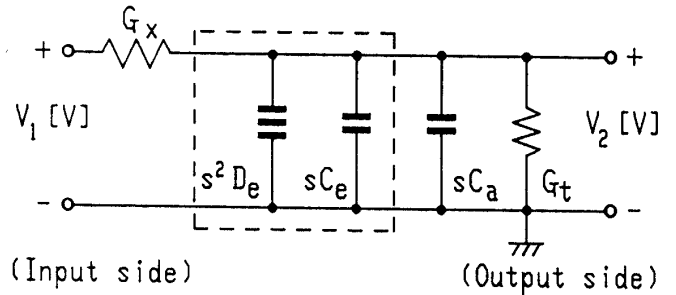


図11 接地形FDNCを用いた2次LPF

と求まり、更に、 $Q = 1/\sqrt{2}$ を式(63)に代入すれば

$$C_t \doteq 4.9517 \times 10^{-8} [\text{F}] = 0.049517 [\mu\text{F}] \quad (67)$$

と求まる。ここで、FDNC回路の基準容量を $C = 10^{-8} [\text{F}] = 0.01 [\mu\text{F}]$ と選べば、式(58)より $C_e = C$ であるから

$$C_a = C_t - C_e \doteq 0.039517 [\mu\text{F}] \quad (68)$$

$$G = 5 C^2 / D_e \doteq 0.89724 \times 10^{-4} [\text{S}] \quad (69)$$

と求まる。

図12に、設計した2次LPFの実験結果を示す。6 [kHz] 以下の周波数では、実測値と理論値はよく一致している。それ以上の周波数では、演算増幅器の周波数特性の影響により実測値と理論値はずれている。

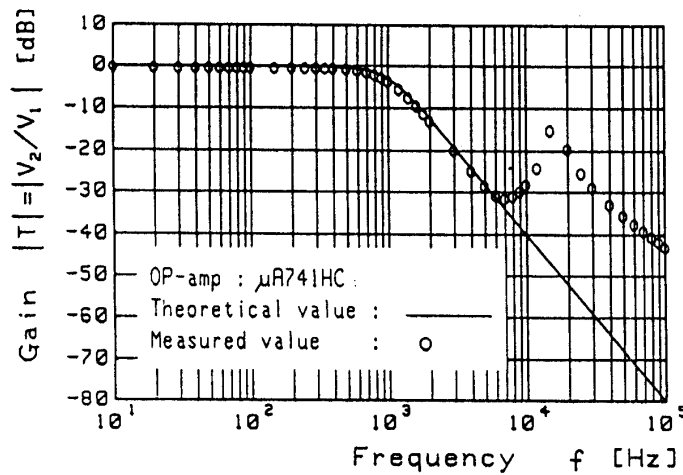


図12 図11の2次LPF ($f_0 = 1$ [kHz]) の実験結果

(但し、電源電圧 $V_s = \pm 15$ [V], 入力電圧 $V_1 = 1$ [V_{rms}], 温度 $T_a = 22.5$ [℃])

2. 3 接地形FDNCの2次BPFへの応用

図13に、接地形FDNCを用いた2次BPF（帯域通過フィルタ）を示す。図13の伝達関数は

$$T \triangleq \frac{V_2}{V_1} = \frac{sC_x}{s^2 D_e + s(C_x + C_t) + G_t} = \frac{sH(\omega_0/Q)}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2} \quad (70)$$

と表される。但し、

$$\text{中心角周波数} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{G_t/D_e} [\text{rad/sec}] \quad (71)$$

$$\text{選択度} \quad Q = \sqrt{D_e G_t} / (C_x + C_t) \quad (72)$$

$$\text{通過域の電圧増幅率} \quad H = C_x / (C_x + C_t) \quad (73)$$

伝送量は、式(70)で $s = j\omega = j2\pi f$ とおいて次式で表される。

$$|T| = \frac{\omega C_x}{\sqrt{(G_t - \omega^2 D_e)^2 + \omega^2 (C_x + C_t)^2}} = \frac{H\omega/\omega_0}{\sqrt{Q^2 (1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + (\omega/\omega_0)^2}} \quad (74)$$

〔設計例〕 中心周波数 $f_0 = 1$ [kHz], $Q = 10$, $H = 1/1.1$ の2次BPFを設計する。図13の

D_e を、図10の回路で、表3の素子値の組合せD-3を用いて実現する。 D_e の値は式(57)で表される。

$$\begin{aligned} \text{まず, } H = 1/1.1 = C_x/(C_x + C_t) \quad & \text{より} \\ C_x = 5 \times 10^{-9} \text{ [F]} = 0.005 \text{ [\mu F]} \\ C_t = 5 \times 10^{-10} \text{ [F]} = 500 \text{ [pF]} \end{aligned} \quad (75)$$

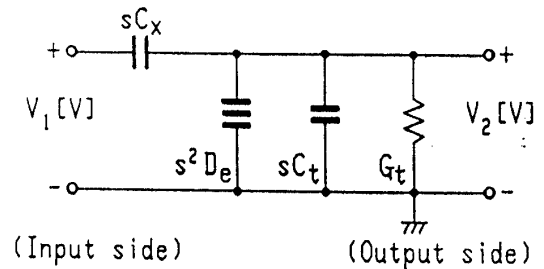


図13 接地形FDNCを用いた2次BPF

と選ぶ。式(72)に $Q=10$ を代入すれば

$$\sqrt{D_e G_t} = 5.5 \times 10^{-8} \text{ であり, 又, } \omega_0 = 2000\pi = \sqrt{G_t/D_e} \text{ であるから}$$

$$G_t \doteq 3.45575 \times 10^{-4} \text{ [S]} \quad (76)$$

$$D_e \doteq 8.75352 \times 10^{-12} \quad (77)$$

と求まる。ここで、基準容量を $C = 1.5 \times 10^{-8} \text{ [F]} = 0.015 \text{ [\mu F]}$ と選べば、基準コンダクタンスは、式(57)より

$$G = 5 C^2 / 2 D_e \doteq 0.642598 \times 10^{-4} \text{ [S]} \quad (78)$$

と求まる。

図14に、設計した2次BPFの実験結果を示す。5 [kHz]以下の周波数では、実測値と理論値はよく一致している。それ以上の周波数では、演算増幅器の周波数特性の影響により、実測値と理論値はかなりずれている。

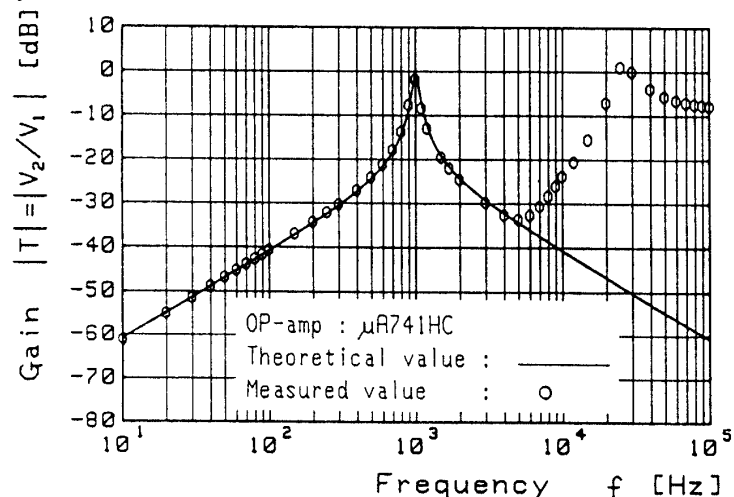


図14 図13の2次BPF ($f_0 = 1 \text{ [kHz]}$)の実験結果
(但し, $V_s = \pm 15 \text{ [V]}$, $V_1 = 1 \text{ [V}_{rms}]$ for $f \leq 10^4 \text{ [Hz]}$, $V_1 = 0.1 \text{ [V}_{rms}]$ for $f > 10^4 \text{ [Hz]}$, $T_a = 22.5 \text{ [}^\circ\text{C]}$)

3. 接地形インダクタンスの実現と応用²¹⁾

受動インダクタンスの欠点として、(1)磁束の漏れ、(2)大型になる、(3)重量が重い(特に低周波において)、などがある。これらの欠点を取除くことを目的として、1960年代より、能動素子

(例えば、演算増幅器)と抵抗と容量とで構成されるインダクタンス・シミュレーション回路が種々提案されてきた^{1),3),4),8)-11)}。今までに発表されている1個の演算増幅器を用いた接地形インダクタンスの実現回路として、(1) 文献3)のFig. 1の容量1個と抵抗6個から成る回路、(2) 文献4)のTable IのNetwork No. 1の容量1個と抵抗6個から成る回路、(3) 文献9)の図4(a)の容量1個と抵抗6個から成る回路、(4) 文献9)の図2の容量2個と抵抗4個から成る回路、(5) 文献1)の容量3個と抵抗4個から成る回路、などがある。(1)~(5)以外の回路も文献8)に示されている。

本章では、図2の基本回路について計算機シミュレーションを行った結果、(4)の変形回路として、1個の接地された抵抗を変化することにより等価インダクタンスを可変できる(この意味で新回路である)、有用な回路(図15に示す容量2個と抵抗5個から成る回路)を見出し、更に、実験を行った結果も良好であったので報告する²¹⁾。

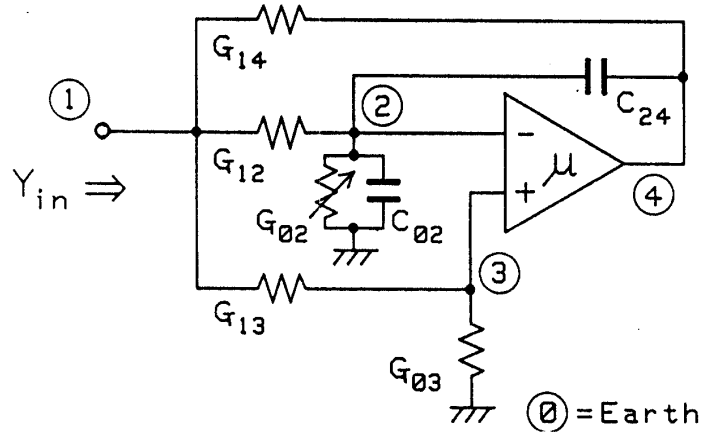


図15 容量2個と抵抗5個から構成される接地形抵抗可変インダクタンス回路

(文献9)の変形回路: G_{02} を変化することにより等価インダクタンスを可変できる新回路)

3. 1 接地形インダクタンスの実現

図2の基本回路で接地形インダクタンスを実現するには、式(6)が

$$Y_{in} = 1/sL_e \quad (79)$$

の形になればよい。即ち、次の条件1及び2を満足すればよい。

$$[\text{条件1}] \quad n_3 = n_2 = d_0 = 0 \quad (80)$$

〔条件2〕 次のCase 1, 2, 3の何れかを満足すること。

$$\text{Case 1} : n_1 = d_2 = 0 \quad \text{かつ} \quad L_e \triangleq d_1/n_0 > 0 \quad (81)$$

$$\text{Case 2} : n_0 = d_1 = 0 \quad \text{かつ} \quad L_e \triangleq d_2/n_1 > 0 \quad (82)$$

$$\text{Case 3} : L_e \triangleq d_2/n_1 = d_1/n_0 > 0 \quad (83)$$

計算機を用いて、式(8)の c_{ij} 及び g_{ij} を 0, 1, 2, 3, 4 と変化させて、条件1及び2を満足する素子値の組合せを求めた。但し、容量の数が多い実現回路は工学的に無意味であるので、容量の数が4個以下の場合について組合せを求めた。その結果、文献9)の図2の回路の変形である、有用な回路を見出したので、それを図15に示す。なお、図15で G_{02} を開放除去した回路が、文献9)の図2の回路である。図15の接地形インダクタンス回路の素子値の組合せは、 G_{02} が零および非零の場合を含めて、117通りもあるので、紙数の都合上、1通りだけを次に示す。

$$[\text{組合せL-1}] \quad C_{02} = 2C, \quad C_{24} = 1C, \quad G_{02} = G_{03} = G_{13} = 1G, \quad G_{12} = 2G, \quad G_{14} = 3G$$

この組合せL-1の場合、式(7)及び(6)は次の様になる。

$$\left. \begin{aligned} n_3 &= n_2 = d_2 = d_0 = 0 \\ n_1 &= G_{03} C_{24} (G_{12} + G_{13} + G_{14}) - G_{14} C_{02} G_{13} = 0 \\ n_0 &= G_{14} (G_{03} G_{12} - G_{02} G_{13}) = 3 G^3 \\ d_1 &= C_{24} (G_{03} + G_{13}) = 2 C G \end{aligned} \right\} \quad (84)$$

$$\therefore Y_{in} = 3 G^2 / s^2 C = 1 / s L_e \quad (85)$$

$$\therefore \text{等価インダクタンス } L_e = 2 C / 3 G^2 \quad (86)$$

式(84)で、 G_{02} が関与するのは n_0 の項だけである。従って、組合せL-1で G_{02} を変化する場合、式(84)で $n_1 = 0$ であるから、等価インダクタンスは

$$L_e = \frac{d_1}{n_0} = \frac{C_{24} (G_{03} + G_{13})}{G_{14} (G_{03} G_{12} - G_{02} G_{13})} = \frac{2 C}{3 G (2 G - G_{02})} \quad (87)$$

と表される。即ち、 G_{02} を

$$0 \leq G_{02} < 2 G \quad (88)$$

の範囲で変化すれば、 L_e は次の様に可変される。

$$C / 3 G^2 \leq L_e < \infty \quad (89)$$

3. 2 接地形インダクタンスの2次HPFへの応用

図16に、接地形インダクタンスを用いた2次HPF（高域通過フィルタ）²⁷⁾を示す。図16の L_e を、図15の回路で素子値の組合せL-1を用いて実現する。 L_e の値は式(86)で表される。

図16の伝達関数は次式で表される。

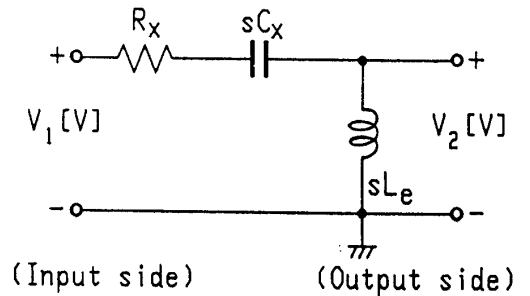


図16 接地形インダクタンスを用いた2次HPF

$$T \triangleq \frac{V_2}{V_1} = \frac{s^2 L_e C_x}{s^2 L_e C_x + s C_x R_x + 1} = \frac{s^2 H}{s^2 + s(\omega_0 / Q) + \omega_0^2} \quad (90)$$

但し、

$$\text{遮断角周波数} \quad \omega_0 = 2 \pi f_0 = 1 / \sqrt{L_e C_x} \text{ [rad/sec]} \quad (91)$$

$$\text{電圧拡大率} \quad Q = \sqrt{L_e / C_x} / R_x \quad (92)$$

$$\text{通過域の電圧増幅率} \quad H = 1 \quad (93)$$

伝送量は、式(90)で $s = j \omega = j 2 \pi f$ とにおいて、次式で表される。

$$|T| = \omega^2 / \sqrt{\left(\frac{1}{L_e C_x} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{\omega R_x}{L_e}\right)^2} \quad (94)$$

〔設計例〕 遮断周波数 $f_0 = 1$ [kHz], $H = 1$, $Q = 0.5, 1, 5$ (外部抵抗 R_x の値により Q を変化させる) の 2 次 HPF を設計する。

Q は式(92)で表されることを考慮して、今、

$$\left. \begin{array}{ll} R_x = 20 \text{ [k}\Omega\text{]} & \text{で } Q = 0.5 \\ R_x = 10 \text{ [k}\Omega\text{]} & \text{で } Q = 1 \\ R_x = 2 \text{ [k}\Omega\text{]} & \text{で } Q = 5 \end{array} \right\} \quad (95)$$

を実現するものとする。このとき、式(92)より $\sqrt{L_e/C_x} = 10^4$ であり、又、 $\omega_0 = 2000\pi = 1/\sqrt{L_e C_x}$ であるから

$$C_x \doteq 0.01591549 \text{ [}\mu\text{F]} \quad (96)$$

$$L_e \doteq 1.591549 \text{ [H]} \quad (97)$$

と求まる。基準容量を $C = 0.01$ [μ F] と選べば、式(86)より基準コンダクタンスは次の様に求まる。

$$G = \sqrt{2C/3L_e} \doteq 0.6472086 \times 10^{-4} \text{ [S]} \quad (98)$$

図17に、設計した 2 次 HPF の実験結果を示す。 R_x が 20 [k Ω], 10 [k Ω], 2 [k Ω] のいずれの場合も、非常に良好な特性を示している。なお、10 [kHz] 以上の周波数で、実測値と理論値がずれていくのは、演算増幅器の周波数特性の影響によるものである。

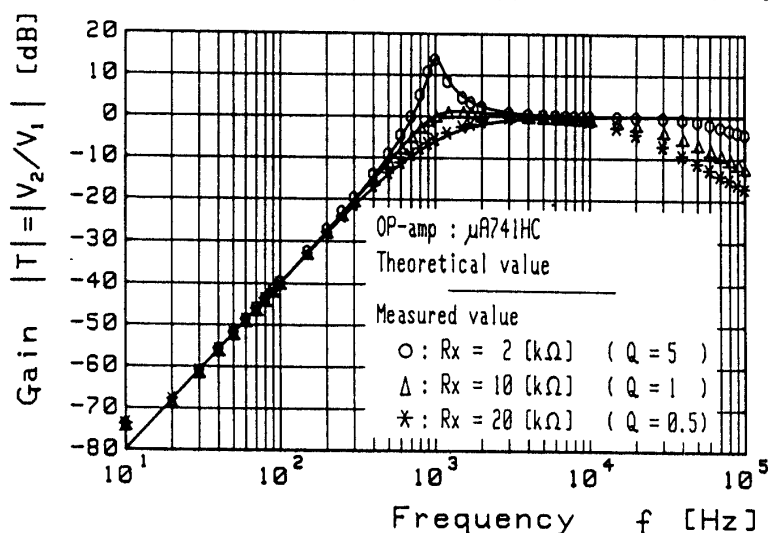


図17 図16の 2 次 HPF ($f_0 = 1$ [kHz]) の実験結果
(但し, $V_s = \pm 15$ [V], $V_1 = 1$ [V_{rms}], $T_a = 20$ [°C])

3. 3 接地形抵抗可変インダクタンスの特性

3. 1 で述べた様に、図15の回路は G_{02} を変化することにより、等価インダクタンス L_e を可変できる。このことを実験的に確認・評価するため、3. 2 の実験に用いた L_e の回路 (即ち、図15の回路で素子値の組合せ L-1 を用い、 $C = 0.01$ [μ F], $G = 0.6472086 \times 10^{-4}$ [S] と選

んだ回路) で G_{02} を変化させる次の2種類の実験を行った。

〔実験1〕 G_{02} 対 L_e および R_e 特性測定

図15の回路の入力インピーダンス Z_{in} が等価インダクタンス L_e と等価抵抗 R_e の直列接続で表される, 即ち

$$Z_{in} \triangleq 1/Y_{in} = j\omega L_e + R_e = j2\pi f L_e + R_e \quad [\Omega] \quad (99)$$

と仮定する。インダクタンスの特性の良さを表す品質係数 Q は次式で定義される。

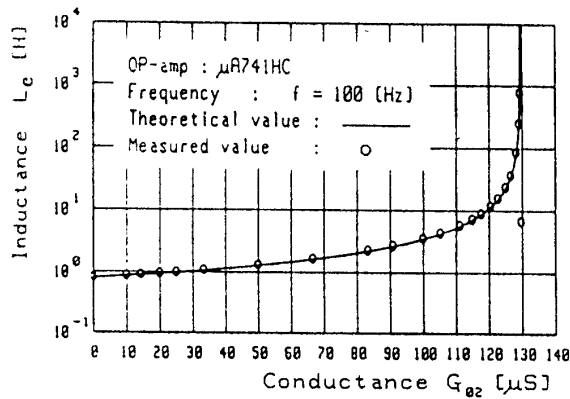


図18(a) $G_{02} - L_e$ 特性

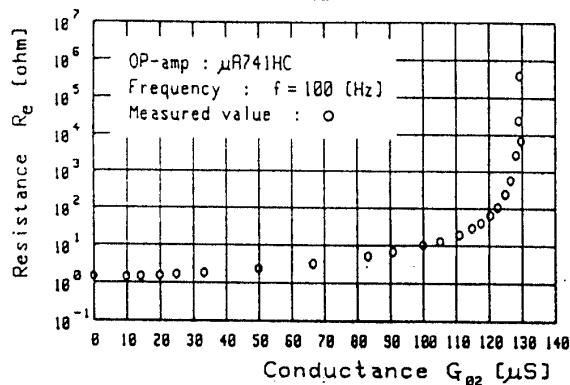


図18(b) $G_{02} - R_e$ 特性

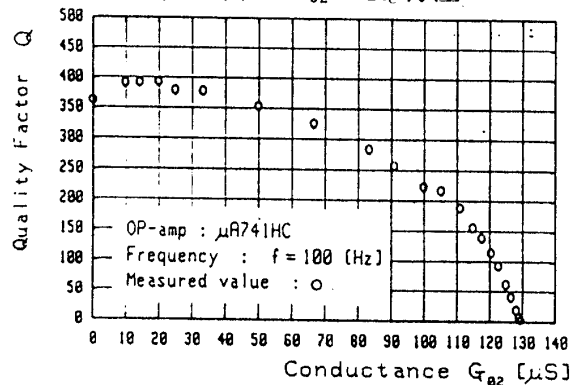


図18(c) $G_{02} - Q$ 特性

図18 図15の接地形抵抗可変インダクタンス回路の G_{02} 変化特性

(但し, 電源電圧 $V_s = \pm 15$ [V], 入力電圧 $V_1 = 0.5$ [V_{rms}], 温度 $T_a = 20$ [$^{\circ}C$])

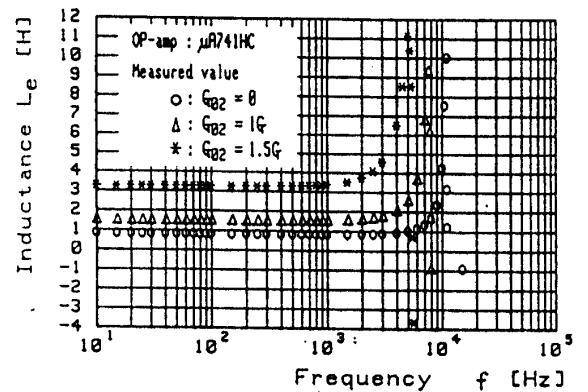


図19(a) $f - L_e$ 特性

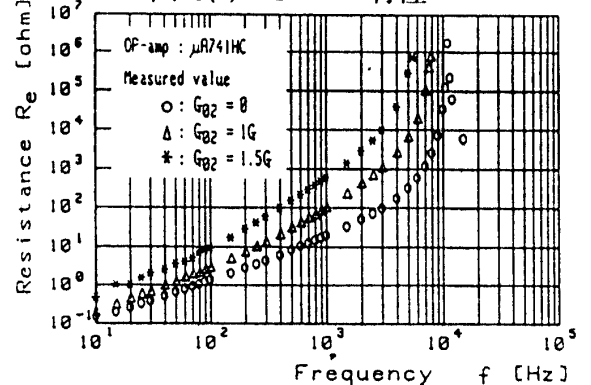


図19(b) $f - R_e$ 特性

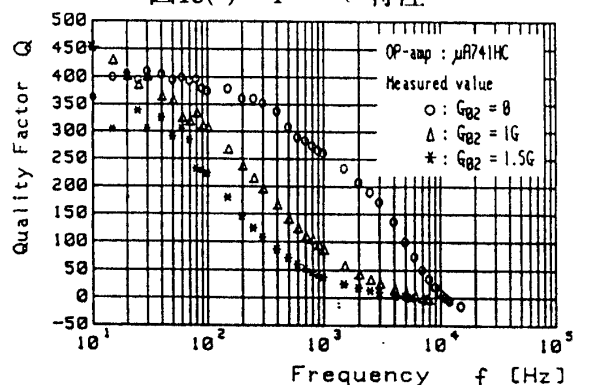


図19(c) $f - Q$ 特性

図19 図15の接地形抵抗可変インダクタンス回路の周波数特性

(但し, $V_s = \pm 15$ [V], $V_1 = 0.1$ [V_{rms}] for $f < 200$ [Hz], $V_1 = 1$ [V_{rms}] for $f \geq 200$ [Hz], $T_a = 20$ [$^{\circ}C$])

$$Q \triangleq \omega L_e / R_e = 2 \pi f L_e / R_e \quad (100)$$

G_{02} を $0 \leq G_{02} < 2 G \doteq 1.2944173 \times 10^{-4} [\text{S}]$ の範囲で変化する場合、式(87), (84), (100)より

$$\left. \begin{aligned} L_e (\text{理論値}) &= 2 \times 10^{-8} / 3 G (2 G - G_{02}) [\text{H}] \\ R_e (\text{理論値}) &\equiv 0 [\Omega] \\ \therefore Q (\text{理論値}) &\equiv \infty \end{aligned} \right\} \quad (101)$$

である。横河ヒューレットパッカード株式会社製のLFインピーダンス・アナライザ4192Aを用いて、 $f = 10, 100, 1000 [\text{Hz}]$ の各場合について、 G_{02} を変化したときの L_e と R_e の値を実測した。図18に $f = 100 [\text{Hz}]$ の場合の実験結果を示す。図18 (a)より次のことが分かる。 L_e の実測値と理論値はよく一致している。又、 $G_{02} = 0 [\text{S}]$ (即ち、開放除去) のとき L_e の実測値 (理論値) は $0.8033 (0.79577) [\text{H}]$ であり、 $G_{02} = 1.293661 \times 10^{-4} [\text{S}]$ のとき L_e の実測値 (理論値) は $760 (1362.1) [\text{H}]$ である。従って、 L_e は実測値で946倍可変できたことになる (但し、理論値では1711.7倍でなければならない)。図18 (b)より次のことが分かる。 G_{02} が小さいときは、 R_e の実測値は理論値の $0 [\Omega]$ に近く、特性が良いが、 G_{02} が $2 G$ に近づくと、 R_e の実測値は急激に大きな値となり、特性が悪化する。図18 (c)は、実測した L_e と R_e の値を式(100)に代入して Q を求めたものである。 $0 \leq G_{02} \leq 120 [\mu \text{S}]$ の広い範囲に渡り、 $Q > 100$ と良好な特性を示している。

〔実験2〕 f 対 L_e および R_e 特性測定

$G_{02} = 0, 1 G, 1.5 G$ の場合について、周波数 f に対する L_e と R_e の値を実測した。なお、

$$\left. \begin{aligned} G_{02} = 0 \quad &\text{のとき, } L_e (\text{理論値}) = C / 3 G^2 \doteq 0.79577 [\text{H}] \\ G_{02} = 1 G \quad &\text{のとき, } L_e (\text{理論値}) = 2 C / 3 G^2 \doteq 1.59155 [\text{H}] \\ G_{02} = 1.5 G \quad &\text{のとき, } L_e (\text{理論値}) = 4 C / 3 G^2 \doteq 3.18310 [\text{H}] \end{aligned} \right\} \quad (102)$$

である。又、 G_{02} の値に関係なく

$$\left. \begin{aligned} R_e (\text{理論値}) &= 0 [\Omega] \\ Q (\text{理論値}) &= \infty \end{aligned} \right\} \quad (103)$$

である。図19に実験結果を示す。図19 (a)より次のことが分かる。 $G_{02} = 0, 1 G, 1.5 G$ の場合、それぞれ、 $3 [\text{kHz}]$ 以下、 $2 [\text{kHz}]$ 以下、 $1 [\text{kHz}]$ 以下において L_e の実測値は理論値とよく一致している。それ以上の周波数になると L_e の実測値は増大していき、 $5 \sim 11 [\text{kHz}]$ の間で最大となる。更に周波数を上げると負のインダクタンス成分 (即ち、正の容量成分) が現われる。これは、演算増幅器の周波数特性の影響によるものである。図19 (b)より次のことが分かる。周波数が低いときは R_e の実測値も小さく、特性も良いが、周波数が高くなるにつれて R_e の実測値も増大していき、特性が悪くなる。図19 (c)は、実測した L_e と R_e を式(100)に代入して Q を求めたものである。 $Q \geq 100$ である周波数範囲は、 $G_{02} = 0$ のとき $f \leq 5 [\text{kHz}]$ とかなり広いが、 $G_{02} = 1 G$ および $1.5 G$ のとき、それぞれ、 $f \leq 800 [\text{Hz}]$ および $f \leq 300 [\text{Hz}]$ と狭い。但し、 $G_{02} = 1.5 G$ で $f = 1 [\text{kHz}]$ のときでも $Q = 36.4$ はある。

以上の実験1及び2より、図15の回路が可変インダクタンスとして十分な性能を発揮できる周波数範囲は、大体300〔Hz〕以下であると言える。

4. む す び

本論文（その2）では、前論文（その1）²⁶⁾の結果をふまえて、第2章において、2次アドミタンス素子（ $Y_{in} = s^2 D$ ）であるFDNCについて考察した。まず、計算機シミュレーションにより導出された接地形FDNCの新回路（図10）を提案した。次に、その回路を2次低域通過フィルタ（図11）と2次帯域通過フィルタ（図13）へ応用し、低周波域において良好な実験結果を得たことを述べた。

第3章では、1次インピーダンス素子（ $Z_{in} = s L$ ）であるインダクタンスについて考察した。まず、計算機シミュレーションにより導出された接地形抵抗可変インダクタンスの新回路（図15）を提案した。次に、その回路を2次高域通過フィルタ（図16）へ応用し、良好な実験結果を得たことを述べた。更に、図15の回路が、1個の接地された抵抗（ G_{02} ）により等価インダクタンスを可変できることを実験的に確認した。

なお、本論文では、前論文²⁶⁾と同様に、提案した回路の素子感度等の計算は行わなかったが、実験結果から評価して、これらの回路は低周波域において実用的であると言える。又、本論文の実験に用いた演算増幅器はFairchild社の $\mu A741HC$ であるが²⁶⁾、より高性能の（即ち、周波数特性の良い）演算増幅器、例えば、NEC社の $\mu p c 4560$ 、National Semiconductor社のLF356など、を用いれば、得られる実験結果はより良くなると期待できる。

参 考 文 献

文献1)～25)は、文献26)の参考文献の項を参照されたい。

26) 加藤, 山本, 藤本: “1個の演算増幅器を用いた接地形高次イミタンス・シミュレーション（その1）”, 福井工業大学研究紀要, 第18号, pp.107-119 (1988-06)

27) 沖根光夫: “能動RCフィルタの一等価回路表現”, 電子通信学会論文誌(A), vol.J66-A, No.10, pp.970-977 (1983-10)