

## タイプ1 L-R ミューテータによる シミュレーションインダクタンス回路

丹野頼元\* 三澤貴夫\*\*

(昭和63年10月31日受理)

### Realizations of Simulation Inductors Using Type 1 L-R Mutators

Yorimoto Tanno\* and Takao Misawa\*\*

To meet the need for simulation inductors and capacitors essential to the integration of electronic circuits, a new circuit capable of realizing a type 1 L-R mutator comprising operational amplifiers, resistors, and one capacitor was designed and applied to a construction of both grounded and floating simulation inductors. The present investigation was motivated by the fact that Chua has proposed an excellent active 2-port linear network which is capable of transforming one type of element into another, thus enabling a simple circuit configuration to provide excellent simulation inductors and capacitors. The grounded and floating simulation inductors constructed are characterized in that the inductance is independent of frequency and proportional to load resistance, the quality factor  $Q$  is proportional to frequency and may be varied by use of only one resistor, and that the inductance and  $Q$  may be adjusted independently of each other. Experimental results were in good agreement with theoretical ones. The new circuit can be used as an inductor for integrated circuit and as a variable inductance depending in function on only one resistor.

### 1. ま え が き

電子回路の集積技術は著しい進歩を遂げているが、依然としてインダクタと大容量のキャパシタを IC チップ上に構成することは困難である。そのため、インダクタやキャパシタを IC 化が容易な素子により実現することが要求され、数多くのシミュレーションリアクタンス方法が提案されてきた。これらの方法は、半導体中のキャリア走行時間遅れを利用する方法と、能動素子と受動 RC 素子から構成される回路での位相推移を利用する方法の二種類に大別することができる。前者は、高い周波数での使用が可能であるが素子値が

\* 電子工学科 教授

\*\* 大学院修士課程学生

限定され設計が困難である。また、半導体中のキャリアの移動度が温度に依存しているため温度特性に問題がある。これに対し後者は、使用する能動素子により周波数帯域は制限されてしまうが、設計が容易で一般に簡単な回路構成でリアクタンスが実現できる。

我々は、これらのうち L. O. Chua により提案されたミューテータ<sup>1)</sup>によるシミュレーションリアクタンスについて検討を行ってきた。ミューテータは、インピーダンス変換作用を有する線形な能動二端子対回路で、回路的に位相を推移させることによりリアクタンスシミュレーションを行うものである。シミュレーションインダクタに用いられる L-R ミューテータは、タイプ 1 からタイプ 4 の 4 種類が提案されている。我々は、タイプ 2、タイプ 3 およびタイプ 4 L-R ミューテータについては既に実現回路を提案した<sup>2)3)</sup>。本論文は、未検討であったタイプ 1 L-R ミューテータを実現する新しい回路を提案している。そして、この回路を用いた接地形および非接地形シミュレーションインダクタの構成法と特性について述べている。実験結果は計算値とよく一致し、本回路が良好な電気的特性を有することを示している。

## 2. タイプ 1 L-R ミューテータによる シミュレーションインダクタンス

### 2.1 ミューテータ

ミューテータは、ある素子の特性を他の素子の特性に変換するインピーダンス変換作用を有する能動二端子対回路である。このインピーダンス変換作用を利用することにより、インダクタやキャパシタなどを回路的に実現することができる。ミューテータは、このインピーダンス変換作用からインダクタと抵抗の間の変換を行う L-R ミューテータ、キャパシタと抵抗の間の変換を行う C-R ミューテータおよびインダクタとキャパシタの間の変換を行う L-C ミューテータに分類されている。なお、さらに抵抗を周波数依存形負性インダクタンス (FDNC) に変換する D-R ミューテータや抵抗を周波数依存形負性抵抗 (FDNR) に変換する N-R ミューテータなども提案されている<sup>4)</sup>。これらのミューテータは、変換される素子と素子間の電圧と電流の対応からタイプ 1 からタイプ 4 の 4 種類に分類されている。表 1 はミューテータの種類とそれぞれの伝達マトリックスを示している。ここで、 $K_1$  と  $K_2$  は定数であり、 $s$  は複素周波数である。

Table 1 Transfer matrices of mutators.

	TYPE 1	TYPE 2	TYPE 3	TYPE 4
L-R Mutator	$\begin{bmatrix} K_1 s & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & K_1 s \\ K_2 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2/s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & K_1 \\ K_2/s & 0 \end{bmatrix}$
C-R Mutator	$\begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & K_1 \\ K_2 s & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} K_1/s & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & K_1/s \\ K_2 & 0 \end{bmatrix}$
L-C Mutator	$\begin{bmatrix} 0 & K_1 \\ K_2 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} K_1 s & 0 \\ 0 & K_2/s \end{bmatrix}$		

### 2.2 接地形インダクタ

ミューテータの特性は、入力および出力側における電圧と電流間の一定の微分あるいは積分関係で示される。タイプ 1 L-R ミューテータは、次のような関係を持つ二端子対回路である。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= K_1 \frac{dV_2}{dt} \\ I_1 &= K_2 I_2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

この回路の伝達マトリックスは、周波数領域において次式で示される。

$$T_{LR1(s)} = \begin{bmatrix} K_1 s & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

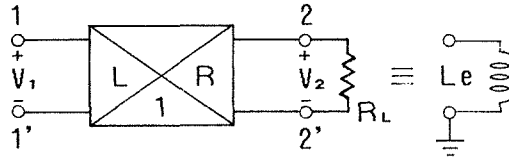


Fig. 1 The schematic circuit of the grounded inductor simulation.

図 1 に示すように、回路の出力側を抵抗  $R_L$  で終端すると

$$V_2 = I_2 R_L \quad (3)$$

の関係が成り立つ。この時の入力側から見たインピーダンス  $Z_i$  は

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = \frac{sK_1 V_2}{K_2 I_2} = s \frac{K_1}{K_2} R_L \quad (4)$$

となる。すなわち、等価インダクタンス  $L_e$  が

$$L_e = \frac{K_1}{K_2} R_L \quad (5)$$

なる接地形インダクタが得られる。

### 2.3 非接地形インダクタ

ミューテータは、接地形インダクタだけでなく非接地形のシミュレーションインダクタを構成することができる<sup>5)</sup>。タイプ 1 L-R ミューテータと抵抗 R およびタイプ 1 L-R ミューテータの入出力端子を逆にした回路を、図 2 のように接続する。この時の回路全体の伝達マトリックスは

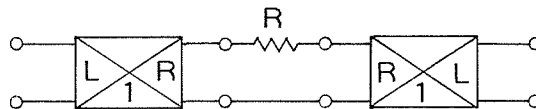


Fig. 2 The schematic circuit of the floating inductor simulation.

$$T_{(s)} = \begin{bmatrix} K_1 s & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{K_1 s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & s \frac{K_1}{K_2} R \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

となる。ここで式(6)の右辺第一項はタイプ1 L-R ミューテータ、第二項は抵抗回路そして第三項はタイプ1 L-R ミューテータの入力と出力を反転した伝達マトリックスである。式(7)から明らかなように、この回路により等価インダクタンスが

$$L_e = \frac{K_1}{K_2} R \quad (8)$$

なる非接地形インダクタが得られる。

### 3. タイプ1 L-R ミューテータによる実現回路

#### 3.1 タイプ1 L-R ミューテータ

ミューテータは、電圧源と電流源を組合せて実現することができる。図3はタイプ1 L

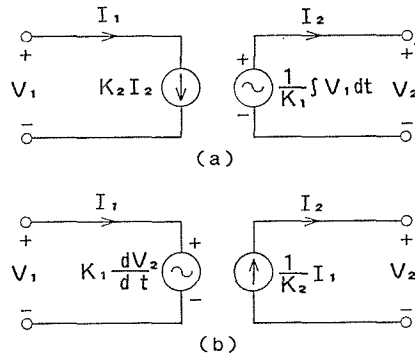


Fig. 3 Type 1 L-R mutator realizations using controlled sources.

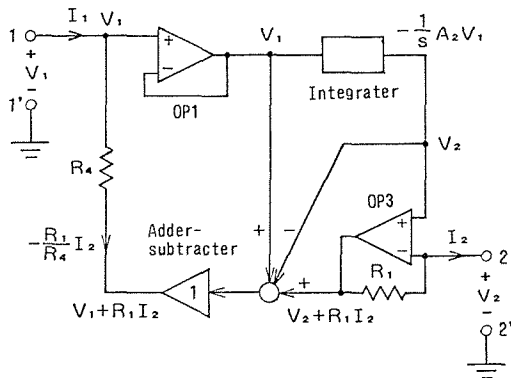


Fig. 4 The schematic circuit of the type 1 L-R mutator.

一R ミューテータの制御源を用いた実現法である。今回は、図 3(a)の実現法によりタイプ 1L-R ミューテータを実現した。これは、入力電流と出力電流が比例関係にあり、出力電圧が入力電圧の積分に比例している回路である。図 4 はタイプ 1L-R ミューテータの実現回路のブロック図である。回路はバッファアンプ OP1、積分器、電流電圧変換を行う演算増幅器 OP3 および利得 1 の加減算器から構成されている。ここで  $A_2$  は積分器の利得である。図 4 の回路において、入出力間の電圧と電流は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= -s \frac{1}{A_2} V_2 \\ I_1 &= -\frac{R_1}{R_4} I_2 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

したがって、伝達マトリックスは

$$T_{LR1(s)} = \begin{bmatrix} -s \frac{1}{A_2} & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{R_4} \end{bmatrix} \quad (10)$$

となる。これは

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= -\frac{1}{A_2} \\ K_2 &= -\frac{R_1}{R_4} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

のタイプ 1L-R ミューテータに対応する。ここで、演算増幅器は利得と入力インピーダンスが十分大きく、出力インピーダンスが零の理想的な状態にあると仮定している。

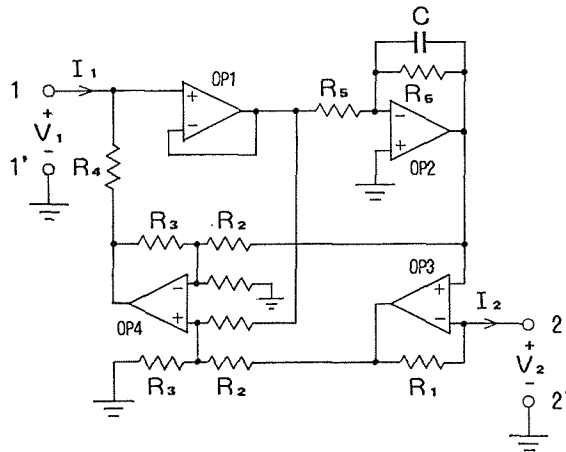


Fig. 5 Circuit of the type 1 L-R mutator.

図5は、演算増幅器と受動RC素子を用いたタイプ1L-Rミューテータの実現回路である。直流分安定化のため抵抗 $R_6$ をキャパシタCに並列に接続しているため、OP2は部分積分器となる。このため、回路の電圧と電流の関係は

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= -\left(sCR_5 + \frac{R_5}{R_6}\right)V_2 \\ I_1 &= -\frac{R_1}{R_4}I_2 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

で与えられ、伝達マトリックスは

$$T_{LR1(s)} = \begin{bmatrix} -sCR_5 - \frac{R_5}{R_6} & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{R_4} \end{bmatrix} \quad (13)$$

となる。

### 3.2 接地形インダクタ

図5の回路の出力を抵抗 $R_L$ で終端すると、入力側から見たインピーダンスは

$$Z_i = \frac{R_4}{R_1} \left( sCR_5 + \frac{R_5}{R_6} \right) R_L \quad (14)$$

で与えられる。これは、等価インダクタンスが

$$L_e = \frac{CR_4R_5}{R_1} R_L \quad (15)$$

なる接地形インダクタである。ここで、インダクタンスは周波数に無関係に一定であり、負荷抵抗 $R_L$ に比例する。また、インダクタの $Q$ は

$$Q = \omega CR_6 \quad (16)$$

となる。 $Q$ の値は $L_e$ に無関係に抵抗 $R_6$ で調整できる。

### 3.3 非接地形インダクタ

タイプ1L-Rミューテータとして図5の回路を用いて、図2の非接地形インダクタを構成する。この時、回路全体での伝達マトリックスは

$$T_{(s)} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{R_4}{R_1} \left( sCR_5 + \frac{R_5}{R_6} \right) R \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

となり、等価インダクタンスと $Q$ が次式で示される非接地形インダクタが得られる。

$$L_e = \frac{CR_4R_5}{R_1} R \quad (18)$$

$$Q = \omega CR_6 \tag{19}$$

非接地形インダクタについても、 $L_e$  は  $R$  で、また  $Q$  は  $R_6$  によってそれぞれ独立に調整できる。

### 4. 実験結果

図5のミューテータ回路を用いて接地形インダクタと非接地形インダクタを構成し、その特性を測定した。各素子値は  $R_1=R_5=1k\Omega$ 、 $R_2=R_3=R_4=10k\Omega$ 、 $R_6=50k\Omega$  および  $C=10nF$  とし、演算増幅器には LF356 を用いた。接地形インダクタの抵抗  $R_L$  に対する負荷特性が図6に、周波数特性が図7に示されている。また、非接地形インダクタの抵抗  $R$  に対する可変特性が図8に、周波数特性が図9に示されている。測定の結果、接地形および非接地形インダクタともに0.001~1Hの範囲では理論値とほぼ一致し、良好な

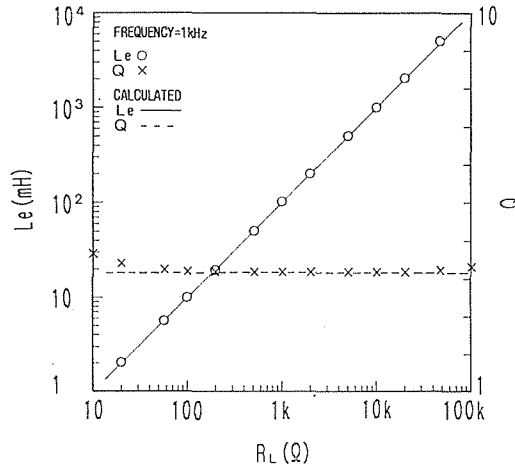


Fig. 6  $L_e$  and  $Q$  versus  $R_L$  characteristics of the grounded inductor.

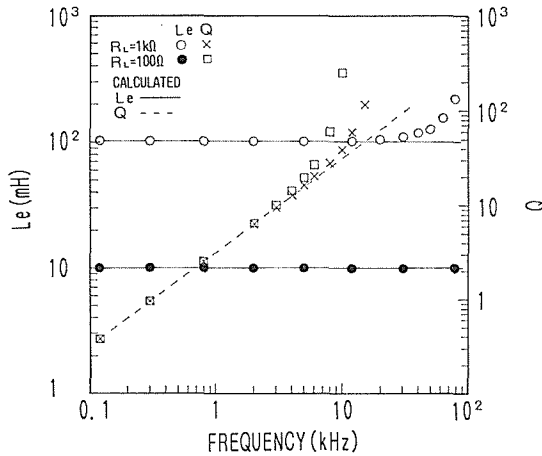


Fig. 7  $L_e$  and  $Q$  versus frequency characteristics of the grounded inductor.

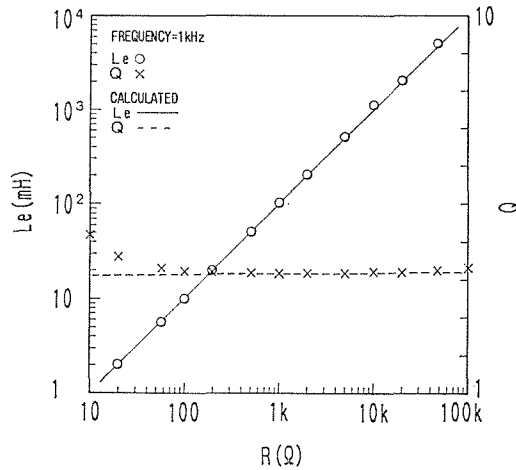


Fig. 8  $L_e$  and  $Q$  versus  $R$  characteristics of the floating inductor.

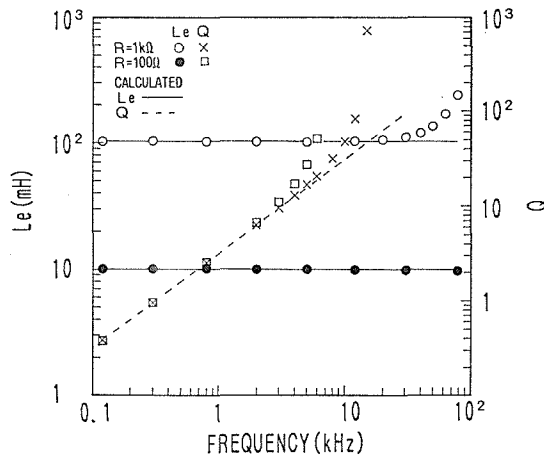


Fig. 9  $L_e$  and  $Q$  versus frequency characteristics of the floating inductor.

抵抗特性を示している。周波数特性については、理論的には  $L_e$  は周波数に無関係に一定となり、 $Q$  は周波数に比例する特性となる。測定結果は、ほぼ理論値と一致している。

以上の測定結果において、測定値が理論値と異なるのは演算増幅器が理想的でないためと考えられる。理論値は、演算増幅器が理想的状態にあるとして計算されている。しかし、実際の演算増幅器は有限の GB 積や有限の入力抵抗値を有し、理想的であると考えすることはできない。ここでは、FET 入力演算増幅器を使用しているため、入力インピーダンスはかなり高い。したがって、実測値と理論値のずれは、主に演算増幅器の有限の GB 積が影響していると思われる。

## 5. む す び

タイプ L1-R ミューテータの新しい実現回路を提案し、これによる接地形および非接地形のシミュレーションインダクタの原理と特性について報告した。実測値は理論値とほ



ば一致し、良好なインダクタが得られた。等価インダクタンスは負荷抵抗に比例し、周波数に無関係にほぼ一定の値となった。また、 $Q$  は負荷抵抗に無関係となり、周波数に比例する特性となった。この等価インダクタンスと  $Q$  は、それぞれ独立に値を調整することができる。

タイプ 1 L-R ミューテータの実現により、L-R ミューテータの総てのタイプについて実現回路が得られた。タイプ 2 とタイプ 4 L-R ミューテータは Inverter type (GI) のミューテータで、微分器を用いた回路である。これらの回路によるシミュレーションインダクタは、インダクタンスが負荷抵抗に反比例する。また、 $Q$  は周波数に反比例する特性を有する。タイプ 1 とタイプ 3 L-R ミューテータは Converter type (GIC) のミューテータで、積分器を用いて実現されている。これらの回路により得られるシミュレーションインダクタは負荷抵抗に比例し、 $Q$  は周波数に比例する特性となる。タイプ 1 L-R ミューテータは入力電流と出力電流が同相で、入力電圧と出力電圧間に位相差が生ずる回路であり、タイプ 3 L-R ミューテータは入出力の電圧が同相で、入力電流と出力電流間に位相差が生ずる回路である。また、タイプ 1 L-R ミューテータは入力電圧と出力電圧および入力電流と出力電流の比を任意に設定することができる。これに対してタイプ 3 L-R ミューテータは、入力電圧と出力電圧が等しい。

以上、本論文において提案したタイプ 1 L-R ミューテータは、IC 化が可能なインダクタとして十分実用的であることが明らかとなった。特に、インダクタンスの値は 1 つの抵抗によって広い範囲で線形に変化することから、可変インダクタとしての利用が期待できる。

## 文 献

- 1) L.O. Chua: "Synthesis of New Nonlinear Network Elements", Proc. IEEE, 56, 8, pp.1325-1340 (Aug. 1968).
- 2) 丹野, 牧野: "ミューテータによるシミュレーションリアクタンス回路の実現について", 信学論(C), J65-C, 6, pp.460-466 (昭57-06).
- 3) 丹野, 渡辺, 磯崎: "微分器によるミューテータを用いたシミュレーションインダクタンス回路", 信学論(C), J68-C, 12, pp.1109-1115 (昭60-12).
- 4) A.M. Soliman: "Realization of ideal FDNC and FDNR element using new types of mutators", Int. J. Electronics, 44, 3, pp.317-323 (1978).
- 5) T. Murata and R.A. Rikoski: "Mutator simulated floating inductors", Int. J. Electronics, 39, 2, pp.229-232 (1975).