

一种新型的 OTA 浮地模拟电感*

尤连荣 杨守义
(郑州大学电子学系, 郑州)

摘要 本文给出的 OTA 浮地模拟电感结构简单容易实现. 最大优点是通过控制 OTA 的偏置电流 I_{ABC} 可以实现浮地电感量的连续调节. 本文给出的电路可以实现浮地电感单片集成电路. 文章最后给出了该电感组成的柯尔型低通滤波器的实例. 理论与实验相一致.

关键词 电路系统; 模拟电感; OTA 浮地模拟电感

1. 引言

随着集成电路的飞速发展, 电路系统的集成化、小型化已成为重要的发展方向, 而电感的集成化、小型化是其中的关键一环. 目前模拟电感的研究十分活跃. 接地模拟电感的研究已日趋成熟, 而浮地模拟电感的研究还有待进一步探讨. 现有的浮地模拟电感有三大类: (1) 由两节 GIC 电路对接实现^[1]; (2) 用两个回转器对接实现^[2]; (3) 用两节 NIC 对接实现^[3]. 这些电路因其复杂, 调整困难, 故有待改进. 本文给出的 OTA 浮地模拟电感可以克服以上缺点, 做到结构简单, 容易实现.

2. 用 OTA 实现浮地电感

OTA (集成运算跨导放大器) 是一种差分电压控制电流源的有源器件. 因此它除了具有较高的输入阻抗外, 还具有很高的输出阻抗. 它的另一突出优点是跨导 g_m 受偏置 I_{ABC} 控制, 适当控制 I_{ABC} 的变化范围, 可以使 I_{ABC} 与 g_m 成线性关系. 毫无疑问, 这一特性可以给电路的设计带来很多方便. 例如, 可以方便地实现信号的调制和信号的相乘等. 本文利用 OTA 的这一独特优点实现了电感量的连续可调.

图 1 是一个实际的浮地电感, 它的 Y 参数矩阵为:

$$Y_L = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega L} & -\frac{1}{j\omega L} \\ -\frac{1}{j\omega L} & \frac{1}{j\omega L} \end{bmatrix} \quad (1)$$

用 OTA 组成的电路可以方便地实现(1)式所示的 Y 参数矩阵. 也就是说, 它可以等效为一个浮地模拟电感. 图 2 给出了一个 OTA 浮地电感的实际电路.

由图 2 及 OTA 的性质可得以下方程:

$$i_3 = G_3(V_2 - V_1) \quad (2)$$

$$V_3 = -\frac{1}{j\omega C} i_3 = -\frac{G_3}{j\omega C} (V_2 - V_1) \quad (3)$$

* 1987 年 4 月 27 日收到, 1987 年 9 月 9 日修改定稿.

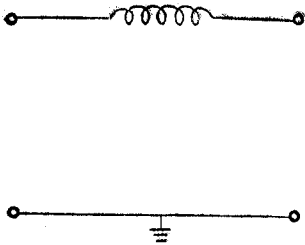


图 1

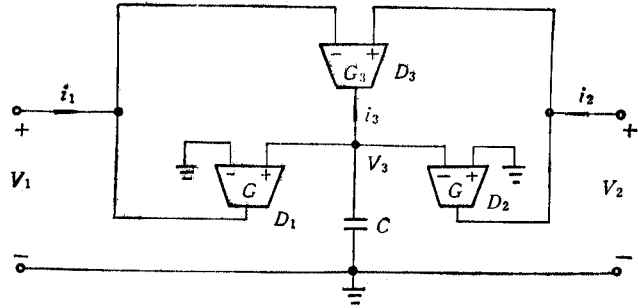


图 2

$$i_1 = G_1 V_3 = -\frac{G_1 G_3}{j\omega C} (V_2 - V_1) \quad (4)$$

$$i_2 = \frac{G_2 G_3}{j\omega C} (V_2 - V_1) \quad (5)$$

由方程(2)–(5)可求得网络的等效 Y 参数如下:

$$Y_{11} = \left. \frac{i_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = \frac{G_1 G_3}{j\omega C} \quad (6)$$

$$Y_{12} = \left. \frac{i_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = -\frac{G_1 G_3}{j\omega C} \quad (7)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{i_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -\frac{G_2 G_3}{j\omega C} \quad (8)$$

$$Y_{22} = \left. \frac{i_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{G_2 G_3}{j\omega C} \quad (9)$$

其 Y 参数矩阵为:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_1 G_3}{j\omega C} & -\frac{G_1 G_3}{j\omega C} \\ -\frac{G_2 G_3}{j\omega C} & \frac{G_2 G_3}{j\omega C} \end{bmatrix} \quad (10)$$

令 $G_1 = G_2 = G$ 则可得:

$$Y = \begin{bmatrix} \frac{GG_3}{j\omega C} & -\frac{GG_3}{j\omega C} \\ -\frac{GG_3}{j\omega C} & \frac{GG_3}{j\omega C} \end{bmatrix} \quad (11)$$

将(10)式与(1)式比较可得:

$$\frac{GG_3}{j\omega C} = \frac{1}{j\omega L} \quad (12)$$

等效电感为

$$L_{eq} = \frac{C}{GG_3} \quad (13)$$

由(1)式、(10)式、(12)式可知图 2 的电特性与图 1 相同, 它的电感量仅与 DTA 的跨导

及外接电容 C 有关。理想状态下图 2 给出的电感为无耗电感, 故其 Q 值在理论上可以做得很高, 并且电感性不受频率的限制。对于常见的由运放组成的模拟电感, 由于运算放大器的频带窄, 即使采用宽带运算放大器也不能使用在几百千赫的频率上。扩大有用频率范围可采用差分放大器, 利用差分放大器可以实现射频模拟电感的制作^[4]。OTA 实质上是一个差分电压控制电流源 (DVCCS) 器件, 因此理想的 OTA 浮地模拟电感具有很宽的频率使用范围是很自然的。这也是它比其它类型的模拟电感优越之处。

众所周知, 在集成电路中实现小电容并不困难, 这就提供了实现单片浮地模拟电感的光明前景。将三个 OTA 和电容 C 集成在一个硅片上目前的工艺水平是完全可以实现的。

3. 非理想条件下的误差分析

OTA 浮地模拟电感当 $G_1 = G_2 = G$ 时是一个理想的无耗浮地电感。实际情况达不到理想状态。因为 G_1 与 G_2 不可能严格相等, OTA 本身也不可能为一理想器件。非理想条件将对 OTA 浮地电感产生两方面的不良影响: (1) 电感不是理想的无耗电感; (2) 在 OTA 的输出端将呈现负阻状态, 这是引起自激的主要因素^[5]。

当 OTA 为非理想时, 其跨导为^[5]:

$$G = G_0(1 - s\gamma), \quad 0 < \omega\gamma < \frac{1}{3} \quad (14)$$

其中 G_0 ——跨导的理想值, γ ——有源元件的延迟特性

由于 G_1, G_2 不严格相等, 将对 Y 参数有影响。设 $G_1 = G + \Delta G_1, G_2 = G + \Delta G_2$, 则:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{G_1 G_3}{j\omega C} \\ &= \frac{G_0(1 - s\gamma_1)G_{30}(1 - s\gamma_3)}{j\omega C} + \frac{\Delta G_1 G_3}{j\omega C} \\ &= \frac{G_0 G_{30}}{j\omega C} - \frac{G_0 G_{30}(s\gamma_1 + s\gamma_3 + s^2\gamma_1\gamma_3)}{j\omega C} + \frac{\Delta G_1 G_3}{j\omega C} \end{aligned} \quad (15)$$

同理可求出

$$Y_{21} = -\frac{G_0 G_{30}}{j\omega C} + \frac{G_0 G_{30}(s\gamma_2 + s\gamma_3 + s^2\gamma_2\gamma_3)}{j\omega C} - \frac{\Delta G_2 G_3}{j\omega C} \quad (16)$$

$$Y_{12} = -\frac{G_0 G_{30}}{j\omega C} + \frac{G_0 G_{30}(s\gamma_1 + s\gamma_3 + s^2\gamma_1\gamma_3)}{j\omega C} - \frac{\Delta G_1 G_3}{j\omega C} \quad (17)$$

$$Y_{22} = \frac{G_0 G_{30}}{j\omega C} - \frac{G_0 G_{30}(s\gamma_2 + s\gamma_3 + s^2\gamma_2\gamma_3)}{j\omega C} + \frac{\Delta G_2 G_3}{j\omega C} \quad (18)$$

设理想情况时的 Y 参数矩阵为:

$$Y_0 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

则非理想时的 Y 参数矩阵为:

$$Y = \begin{bmatrix} A + \Delta A & B + \Delta B \\ C + \Delta C & D + \Delta D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta A & \Delta B \\ \Delta C & \Delta D \end{bmatrix}$$

$$= Y_0 + \Delta Y$$

其中:

$$\Delta A = -\frac{G_0 G_{30}(s\gamma_1 + s\gamma_3 + s^2\gamma_1\gamma_3)}{j\omega C} + \frac{\Delta G_1 G_3}{j\omega C}$$

$$\Delta B = \frac{G_0 G_{30}(s\gamma_1 + s\gamma_3 + s^2\gamma_1\gamma_3)}{j\omega C} - \frac{\Delta G_1 G_3}{j\omega C}$$

$$\Delta C = \frac{G_0 G_{30}(s\gamma_2 + s\gamma_3 + s^2\gamma_2\gamma_3)}{j\omega C} - \frac{\Delta G_2 G_3}{j\omega C}$$

$$\Delta D = -\frac{G_0 G_{30}(s\gamma_2 + s\gamma_3 + s^2\gamma_2\gamma_3)}{j\omega C} + \frac{\Delta G_2 G_3}{j\omega C}$$

误差矩阵为:

$$\Delta X = \begin{bmatrix} \Delta A & \Delta B \\ \Delta C & \Delta D \end{bmatrix}$$

4. OTA 浮地电感性能测试

图 3 为电感量的实际测试电路。F 007 组成的跟随器主要起隔离作用，防止谐振状态下负载对信号源的冲击。以保证测试精度。G₁, G₂, G₃ 输入端的网络用于消除输出端负阻引起的自激振荡。实验证明效果很好。

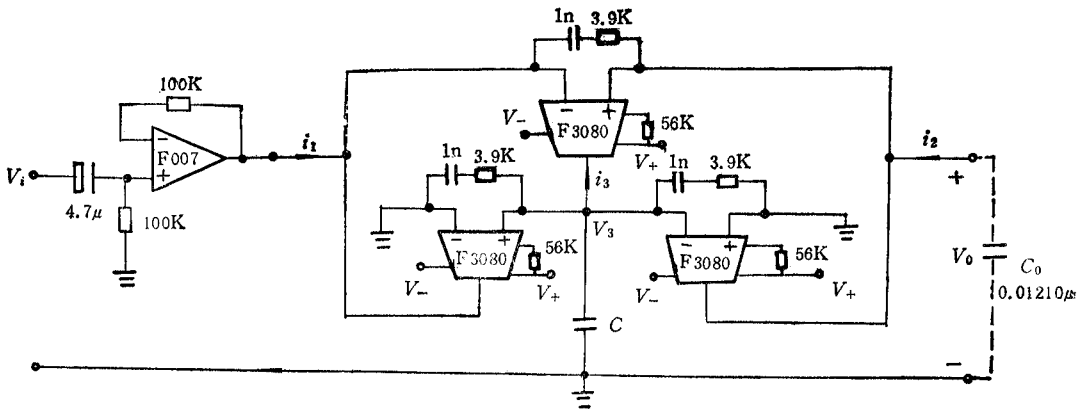


图 3

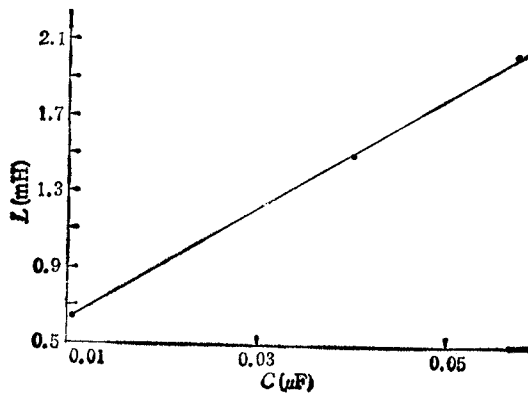


图 4

实验仪器有：XFD-6 低频信号发生器、DA-16 型晶体管毫伏表、JW-2 C 型直流稳压电源、WQ-5 A 万用电桥、COS 5021 型双踪示波器、LDC-824 型率频/周期数字计数器 (Frequency/period digital counter)

(1) L-C 曲线的测试：

测出不同的电容对应的电感量，由(13)式可知：

$$L_{eq} = C / (GG_3) = kC$$

其中

$$k = 1 / (GG_3) \text{ 为常数}$$

模拟电感量 L_{eq} 与外接电容 C 成线性关系。实测 $L-C$ 关系曲线如图 4 所示。由图可看出， L 和 C 较好地满足线性关系，与理论分析相符合。

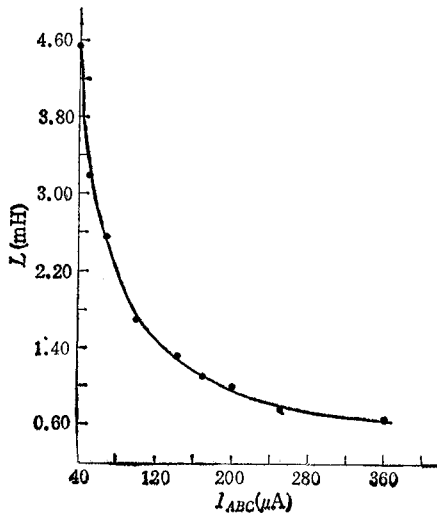


图 5

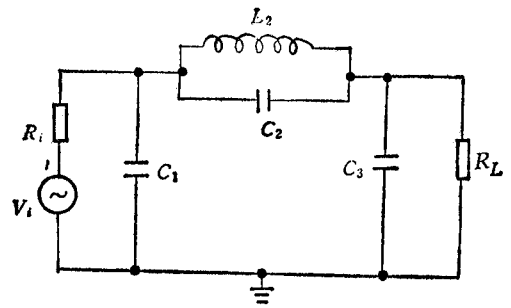


图 6

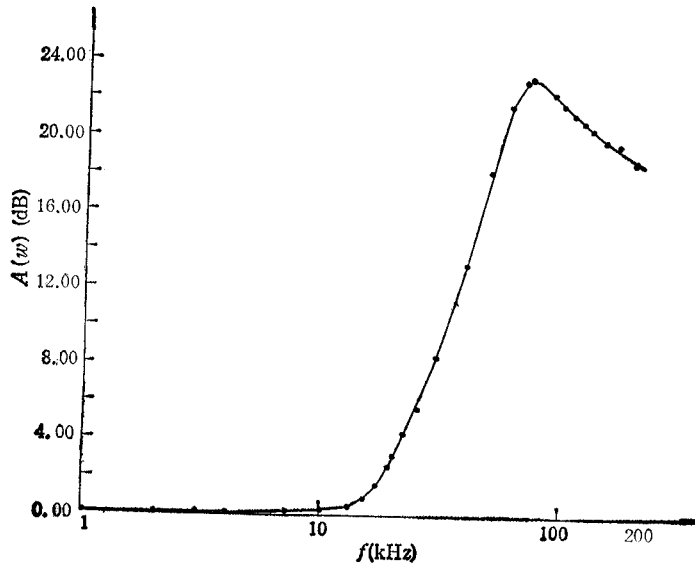


图 7

(2) 模拟电感 L 随偏流变化关系曲线:

由(13)式得出

$$L_{eq} = C / (GG_3) \propto 1/G^2$$

电感量 L_{eq} 与跨导 G 的平方成反比关系, 而跨导在一定的偏流范围内与偏流成线性关系, 故电感与偏流平方成反比关系。

$$L_{eq} \propto 1/I_{ABC}^2$$

图 5 为实测的 $L-I_{ABC}$ 曲线, 与理论分析相一致。

5. 设计实例

用图 2 的浮地模拟电感组成一个柯尔型低通滤波器, 如图 6 所示。设计指标如下:

通带: $0-20 \text{ kHz}$, $\rho \leq 20\%$; 阻带: $55 \text{ kHz} \sim \infty$, $R_i = R_L = 600\Omega$ 。

实验结果绘于图 7 由实验曲线可看出, 它具有较好的低通滤波特性, 完全可以满足设计指标。

参 考 文 献

- [1] 李远文, 新的有源浮地电感的分析方法, 全国滤波器专题论文集, 上海, 1983 年, p45.
- [2] 邱关源, 网络理论分析, 科学出版社, 1982 年, p. 270.
- [3] 夏耶, 浮地电感的负阻抗实现与优化设计, 第二届武汉电工理论学会会议论文, 武汉, 1983 年.
- [4] 横井与次朗著, 陈挺译, 线性集成电路实用电路手册, 国防工业出版社, 1984 年 p. 188.
- [5] R. Nadi, *Electronics Letters*, 16(1980) 17, 666.

A NEW OTA FLOATING INDUCTANCE SIMULATOR

You Lianrong Yang Shouyi

(Zhengzhou University, Zhengzhou)

Abstract The structure of a new OTA floating inductance simulator is given. It is simple and can be realized very easily. Its most advantage is that the volume of the inductor can be adjusted continuously by changing the bias current I_{ABC} . The circuit given in this paper can be made with the monolithic integrated circuit. A kind of Caure low-pass filter is realized by using this kind of floating inductor and it is shown that the experimental results are in good agreement with the theoretical design.

Key words Circuit system; Inductance simulator; OTA floating inductance simulator