

# 回转器及其应用

燕奎臣 王晓辉 李 硕

中国科学院沈阳自动化研究所 沈阳市 110015

**【摘要】**叙述了在自动控制、仪器仪表、信号变换以及传感器信号采集与处理等电路中实现大时间常数的一种新方法。根据近代电工理论中的回转器原理,利用运算放大器及电阻、电容器件可以实现模拟电容和模拟电感。给出了理论计算与应用实例。

**关键词:** 回转器 模拟电容 模拟电感 运算放大器

## Gyrator and Its Applications

Yan Kuichen Wang Xiaohui Li Shuo

Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110015

**Abstract:** This paper introduces a new method for implementing the long time constant in the circuits of automation, apparatus, signal conversion, collecting and processing of sensor's signal, etc. It is possible to simulate the capacitance or the inductance utilizing the operational amplifiers, the resistors, and the capacitors based on the principle of gyrator in the theories of neoteric electrotechnics. The theoretical calculations and applied examples are presented simultaneously in this paper.

**Key Words:** Gyrator, Simulative Capacitance, Simulative Inductance, Operational Amplifier

## 1 引言

在工业控制中,常常会遇到一些变化极其缓慢的信号。对这些信号进行收集、处理以及控制时,往往需要极低频率的信号源和时间常数很大的滤波器,也需要超长延时的控制处理电路。根据近代电工理论中的回转器原理,某些场合下的大电容与大电感可以用运算放大器附加较小的电容、电阻来实现。这样既做到了电感、电容器的微型化,又很经济实用,电容、电感量的调整也变得十分方便。

## 2 模拟电容、模拟电感及其应用

### 2.1 模拟电容及其应用

所谓模拟电容,实际上是用较小的电容,通过运算放大器的回馈作用,使其容量增大的一种电容倍增电路。图1a为一种电容倍增电路。假定运算放大器是理

想的,由图1a所设定的电流方向,可列出如下几个方程:

$$I_2 = \frac{V_i}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} \quad (1)$$

$$I_1 = \frac{V_i - V_o}{R_1} = \frac{V_i - I_2 \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_1} \quad (2)$$

$$Z_i = \frac{V_i}{I} = \frac{V_i}{I_1 + I_2} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{j\omega C} \quad (3)$$

式(3)表达了从  $V_i$  端看进去的是一个等值电阻与一个等值电容的串联电路。

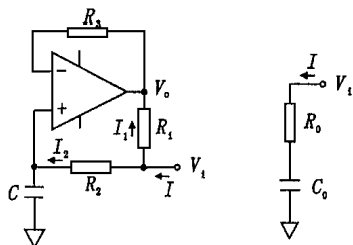
$$\text{令: } R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

$$C_0 = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot C \quad (5)$$

可见,电路中的电容被扩大了  $(1 + R_2/R_1)$  倍,其等值的电阻和电容串联电路如图1b所示。

用模拟电容实现的超低频振荡器如图2所示,既可以当作超低频信号源使用,也可以作为各种时间控制单元使用。图2b中的  $C_0$  是由图2a的电路实现的,当取电容  $C = 1.067 \mu\text{F}$  时,其等值的电容为:

$$C_0 = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot C = \left( 1 + \frac{10^7}{10^3} \right) \times 1.067 = 10670 \mu\text{F} \quad (6)$$



(a) 电容倍增电路 (b) 等值的电阻电容串联电路

图1 模拟电容电路结构

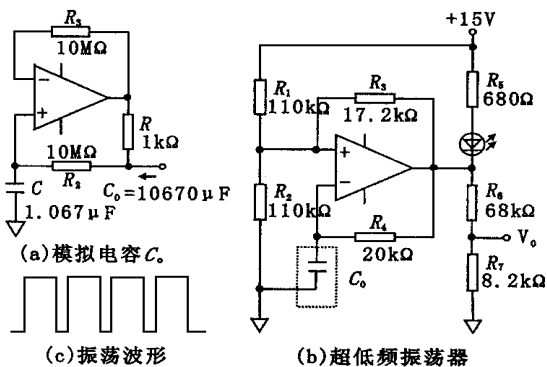


图2 用模拟电容实现的超低频振荡器

该电路的振荡周期,可通过调整图2a中电阻 $R_2$ 与 $R_1$ 的比值,或调整图2b中的电阻 $R_4$ 来改变。只要接线正确,通电即可起振。按图2中给定的参数,该电路的振荡频率为:

$$f = 0.000412 \text{ c/s} \approx 0.4 \times 10^{-3} \text{ c/s}$$

振荡波形如图2c所示。如果需要更低的振荡频率,那么可将图2中的电容 $C$ 换成 $10\mu\text{F}$ 、 $100\mu\text{F}$ 、 $1000\mu\text{F}$ ,则相应的振荡周期将被扩大10、100、1000倍。图2a中,电阻 $R_2$ 与 $R_1$ 的比值越小,模拟电容与实际电容之间的误差也越小,一般当 $R_2/R_1 = 10^3$ 时,模拟电容就相当精确了。由于振荡周期很长,特在输出端加了发光二极管LED,根据LED的ON/OFF,可以方便地知道电路的工作状态。

## 2.2 模拟电感及其应用

所谓模拟电感,实际上是通过运算放大器的反馈作用,将一个电容元件转换为等效的电感元件。图3a为一个模拟电感的电路,它可以在电子合成乐器、谐振电路、带通滤波器中使某一频带的信号得以提升或衰减,也可以在其它电路中作接地电感使用。

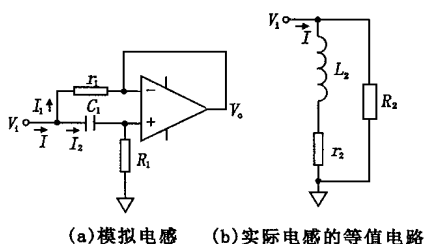


图3 模拟电感电路结构

由图3a可得到如下三个基本方程式:

$$V_o = I_1 R_1 \quad (7)$$

$$V_i - V_o = \frac{I_2}{j\omega C} \quad (8)$$

$$V_i - V_o = I_1 r_1 \quad (9)$$

将式(7)分别代入式(8)、式(9),可得到:

$$I_2 = \frac{V_i}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \quad (10)$$

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1} \left[ 1 - \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \right] \quad (11)$$

因此,该电路的输入阻抗是:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_1 + I_2} = \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega r_1 C_1} \cdot r_1 \quad (12)$$

图3b表示的是一个实际电感的等值电路, $R_2$ 是漏感形成的一个大电阻, $r_2$ 是电感线圈电阻,该电路的输入阻抗是:

$$Z_i = R_2 \parallel (j\omega L_2 + r_2) = \frac{j\omega L_2 + r_2}{1 + j\omega \frac{L_2}{R_2} + \frac{r_2}{R_2}} \quad (13)$$

由于 $r_2 \ll R_2$ ,所以 $r_2/R_2 \approx 0$ ,式(13)可简化为:

$$Z_i = \frac{j\omega L_2 + r_2}{1 + j\omega \frac{L_2}{R_2}} = \frac{1 + j\omega \frac{L_2}{r_2}}{1 + j\omega \frac{L_2}{R_2}} \cdot r_2 \quad (14)$$

比较式(12)和式(14)可得:

$$R_2 = R_1 \quad (15)$$

$$r_2 = r_1 \quad (16)$$

$$L_2 = C_1 R_1 r_1 \quad (17)$$

因此,图3a的模拟电感电路就可以用图3b来表示,相应的模拟参数分别为式(15)、式(16)和式(17)。

下面举一个例子说明这种模拟电感的应用。根据实际要求,当信号频率等于 $f_0$ 时,使电路的增益明显降低,以此来抑制在该频率下输入信号的响应。电路由外接电容 $C_0$ 和模拟电感组成LC串联谐振来实现,由于谐振时感抗与容抗相等,即 $Z_L = Z_C$ ,输入信号被大大衰减,其原理如图4a所示,图4b的虚线框内为模拟电感。图4a串联电路的谐振频率:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_0}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_0 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot r_1}} \quad (18)$$

当选定 $C_0 = 1\mu\text{F}$ ,若使电路在 $f_0 = 1.5924\text{Hz}$ 处谐振,经计算得 $L_0 = 10000\text{H}$ ,如此之大的电感制作起来,是一件十分困难的事情,但是,用模拟电感来实现就会变得十分方便。因为 $L_2 = C_1 R_1 r_1$ ,按照 $R_1 \gg r_1$ 的原则,取模拟电感电路的参数: $R_1 = 2\text{M}\Omega$ 、 $r_1 = 500\Omega$ 、 $C_1 = 10\mu\text{F}$ ,则 $L_2 = C_1 \cdot R_1 \cdot r_1 = 10000\text{H}$ 。

图4c是图4b电路的频率响应。由图4c可知,在 $f_0 = 1.5924\text{Hz}$ 处,电路确实产生了串联谐振,和理论设计值完全一致。电路谐振的 $Q$ 值应为:

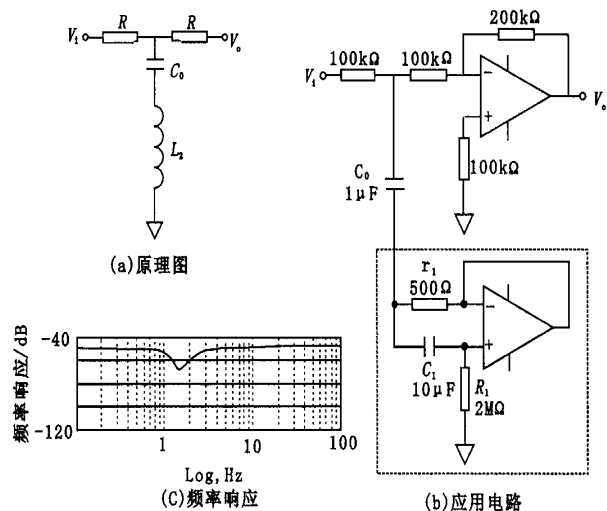


图4 模拟电感的应用

$$Q = \frac{1}{r_1} \sqrt{\frac{L_2}{C_0}} = \sqrt{\frac{C_1}{C_0} \cdot \frac{R_1}{r_1}} = 46\text{dB} \quad (19)$$

观察图 4c, 电路的  $Q$  值比计算值稍小, 这是因为模拟电感中, 受一个并联大电阻  $R_1$  和等值线圈电阻  $r_1$  的影响, 另外, 计算中还忽略了一个高次项。欲使  $Q$  值增大, 可适当调整  $R_1$  与  $r_1$  的比例, 以不破坏电路的正常为准。

### 3 电容、电感模拟器的频变负阻特性及其应用

图 1 和图 3 的电路一般分别被用来模拟电容和电感, 且实验中已经取得了很好的模拟效果。但是, 其模拟的性质具有单一性, 即同一电路只能模拟电容或只能模拟电感。图 5 的电路既能模拟电容也能模拟电感, 有的文献称其为 Bruton 电路。电路所呈现的阻抗性质仅仅由  $Z_1 \sim Z_5$  所选择的电容或电阻来决定, 因此使用起来很方便。

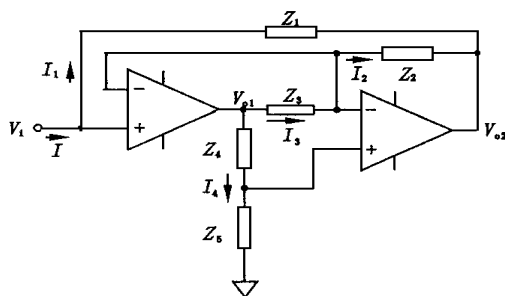


图5 模拟电容、电感电路

由图 5 所示电路可得如下关系式:

$$V_i - V_{o2} = I_1 Z_1 \quad (20)$$

$$V_i - V_{o2} = I_2 Z_2 \quad (21)$$

$$V_{o1} - V_i = I_3 Z_3 \quad (22)$$

$$V_{o1} = I_4 (Z_4 + Z_5) \quad (23)$$

$$I_4 = \frac{V_i}{Z_5} \quad (24)$$

将式(24)代入式(23), 再由式(22)得:

$$I_3 = \frac{V_{o1} - V_i}{Z_3} = V_i \cdot \frac{Z_4}{Z_3 \cdot Z_5} \quad (25)$$

将式(25)代入式(21), 再由式(20), 同时注意到  $I_2 = I_3$ , 得:

$$I_1 = \frac{V_i - V_{o2}}{Z_1} = V_i \cdot \frac{Z_2 \cdot Z_4}{Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5} \quad (26)$$

由式(26)得到图 5 所示电路的输入阻抗形式为:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_1} = \frac{Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5}{Z_2 \cdot Z_4} \quad (27)$$

观察式(27), 该电路的输入阻抗仅取决于  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5$  这 5 个无源元件的比值。当使用一个电容且安放在不同位置时, 可模拟出不同的电容或电感, 如表 1 所示。

表1 同一个电容所模拟出的电容或电感

项目	电 容 位 置				
	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$
等值阻抗	$\frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{R_3 \cdot R_5}{R_2 \cdot R_4}$	$j\omega C_2 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5}{R_4}$	$\frac{1}{j\omega C_3} \cdot \frac{R_1 \cdot R_5}{R_2 \cdot R_4}$	$j\omega C_4 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5}{R_2}$	$\frac{1}{j\omega C_5} \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_4}$
等值电容或电感	$C_0 = C_1 \cdot \frac{R_2 \cdot R_4}{R_3 \cdot R_5}$	$L_0 = C_2 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5}{R_4}$	$C_0 = C_3 \cdot \frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_5}$	$L_0 = C_4 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5}{R_2}$	$C_0 = C_5 \cdot \frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3}$

这里, 只对使用两个电容时所产生的特殊情况进行一下讨论。如果在图 5 所示电路的  $Z_1$  和  $Z_5$  处放置电容,  $Z_2, Z_3, Z_4$  处放置电阻, 并令  $Z_2 = Z_3$ , 那么由式(27), 该电路的等值输入阻抗可写成:

$$Z_i = \frac{Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5}{Z_2 \cdot Z_4} = \frac{\frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1}{j\omega C_5}}{R_4}$$

$$= -\frac{1}{R_4} \cdot \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1 \cdot C_5} \quad (28)$$

由式(28)可知, 这时电路的阻抗是依频率而变化的, 一般称之为频率相关负电阻(FDNR), 当输入信号的频率由 0 逐渐增大时, 该电路的输入阻抗由负值逐渐趋于 0。图 6a 中标有实验中所采用的具体参数, 为了实验方便, 在电路的输入端增加了一个输入电阻  $R_i$ 。

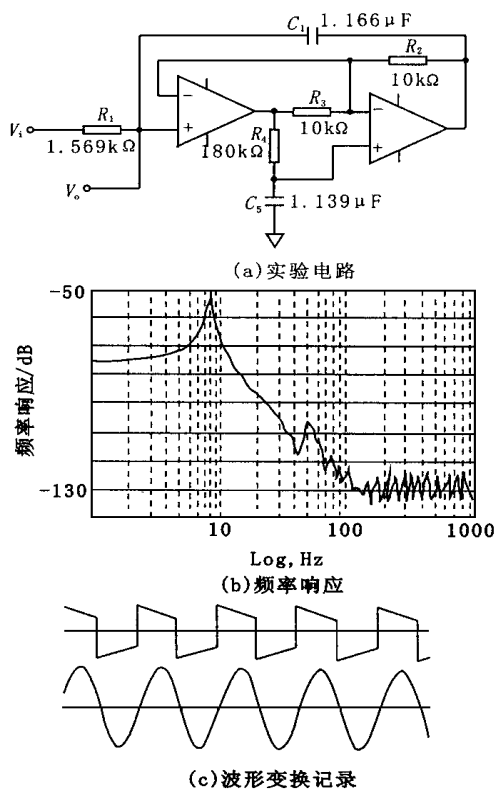


图6 实验电路及结果

对于图 6a 所示的电路, 当输入信号的频率由 0 逐渐增大时, 该电路的输入阻抗将按照负  $\rightarrow 0 \rightarrow$  正的趋势变化, 在某一频率  $f_0$  下, 将会出现  $R_i + Z_i = 0$ , 这时从该电路的输入端看进去, 输入阻抗变为 0, 而外部输入信号  $V_i$  将被短路, 由于此时电路的输入电流很大, 其输出与输入的比值  $V_o/V_i$  将变得非常大, 在幅频特性曲线上,  $f_0$  处会出现一个很高的峰值点。峰点频率  $f_0$  可由下式确定:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_4 C_1 C_5} \cdot \frac{R_3}{R_2}} \quad (29)$$

将图 6a 选定的电路参数代入式(29), 可得到:

$$f_0 = 8.22 \text{ Hz} \quad (30)$$

将式(30)代入式(28), 可求得原电路(不包括  $R_i$ ) 在  $f_0$  时的输入阻抗为:

$$Z_i = -\frac{1}{R_4} \cdot \frac{1}{\omega^2 C_1 C_5} = -1569.8(\Omega) \quad (31)$$

可见在  $f_0$  处,  $R_i$  与  $Z_i$  的大小相等、方向相反。

图 6b 是图 6a 所示电路的频率响应。由图 6b 可知, 在式(30)所确定的频率附近确实出现了  $R_i + Z_i = 0$ , 因此,  $V_o/V_i$  明显增大。为了防止输入信号被短路, 实验中加一级缓冲电路, 如图 7 所示。该电路实际上是一个带有大电流输出的 1:1 放大器, 由于输出端加有限流保护电阻, 即使输出被短路, 也不可能使输出电流为无穷大, 所以图 6b 中  $f_0$  处的峰值受到一定的限制。理想情况下, 若缓冲级的输出限流保护电阻为

无穷小, 那么在  $f_0$  附近, 峰值点的幅值将为无穷大。

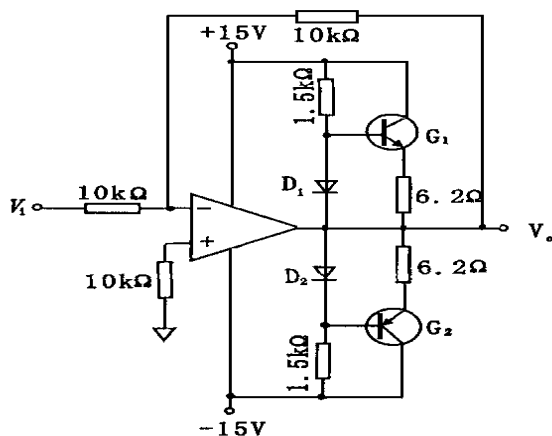


图7 加缓冲的实验电路

图 6a 所示电路还可以被利用来进行波形变换。通常将矩形波变换为正弦波时, 大多采用分段近似的方法, 变换的效果不太理想。如若采用图 6a 所示电路的话, 可收到较好的效果。其变换频率为中心频率  $f_0 \pm 1\text{Hz}$  左右, 频率偏离  $f_0$  太多, 会使变换的波形失真。图 6c 是波形变换记录, 可见, 变换后的波形既圆滑又纯正, 是比较理想的正弦波。

图 6a 所示电路还可以被利用来做多种滤波器的设计, 由于在设计中采用了  $1/s$  算子, 使设计方法简单、实用, 且滤波器设计中避免了使用电感而改由电阻、电容代替。

#### 4 结束语

本文所介绍的几种电路在理论上和实践上都得到了证明, 电路比较简单, 更改设计参数仅仅靠改变电阻的阻值就可以实现, 如果采用电位器的话, 便可制成可变电容和可变电感, 既做到了电容、电感的微型化, 又使实际调试变得十分方便。模拟电路多用电容、电阻来实现, 而不用电感, 这是因为电感的制作比较麻烦,  $Q$  值也比较低的缘故。还有几点应注意的是, 在某些场合下, 除了要考虑模拟电路的幅频特性外, 还要考虑其相频特性。由于实际选用的运算放大器并非理想的, 因此所模拟出来的电容、电感亦受到一定量值及频带的限制, 在采用任何一种模拟电路进行设计时, 都要充分考虑。

尽管具有如上所述的一些限制, 但是, 由于其所模拟的电感、电容的量值很大, 又可实现微型化, 近几年这种技术还是获得了广泛的应用和发展。

#### 参考文献

- 1 邱关源. 网络理论分析. 北京: 科学出版社, 1982: 267~283, 324~330.
- 2 邱东明. 回转器在振荡电路中的应用. 电讯技术, 1987; (10).
- 3 池田哲夫. 高次の  $\mu$  É r 作るのにてきしたFDNR  $\mu$  É N ; つけいとせいさく. É Ó . 8 e D, 1988; (2).
- 4 蒋新松. 机器人学导论. 沈阳: 辽宁科技出版社, 1994.