

RC 文氏电桥振荡条件的分析

钟德荣

(南京理工大学电光学院, 210094)

摘要 RC 文氏电桥振荡器广泛用于需要信号源的仪器设备中。简介了文氏电桥振荡器的工作原理, 说明了“复数阻抗法”分析振荡器特性的优缺点。建立了文氏电桥的闭环传递电路模型, 运用拉氏变换对电桥电路的传递函数进行了理论推导, 讨论及仿真了 RC 文氏电桥振荡电路的工作及应用条件。

关键词 RC 文氏电桥 振荡器 传递函数 负反馈放大器

文氏电桥振荡器是一种比较常用的 RC 振荡电路。它在电子测量仪表 仪器中作为振荡源得到了广泛的应用。文氏电桥电路的分析通常采用“复数阻抗法”, 它是根据振荡器回路的幅频特性及相频特性, 认为电路存在着某一频率的正弦振荡, 然后求出对应这个振荡的相位条件和幅度条件。而本文从另一角度出发, 运用拉氏变换对电桥电路的闭环传递函数分析, 并根据放大器的增益与电路传递函数进行分析, 说明文氏振荡器所处的几种情形, 且可得到放大器电压增益与振荡频率之间的数量关系。此方法对电路分析达到直观、具体, 与“复数阻抗法”的分析相比, 更便于人家理解, 掌握振荡器电路的振荡过程的全貌。

一、文氏电桥式 RC 正弦波振荡器电路

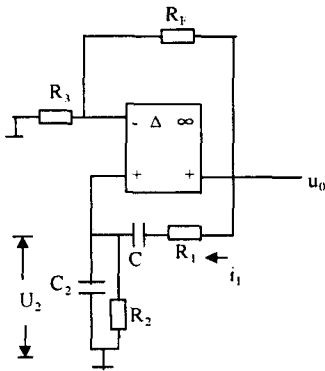


图 1

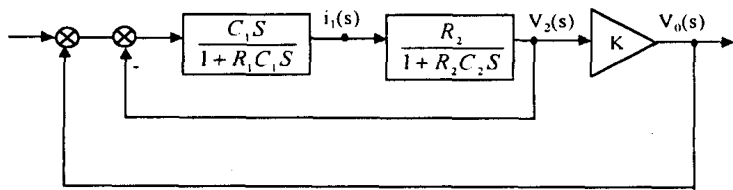


图 2

图 1 中采用集成运算放大器的文氏电桥式 RC 正弦波振荡电路。

图 2 中各阻抗均写成拉氏变换形式, 再借助方块图变换法则进行化简, 最后得出此电路闭环传递函数可用下式表示:

$$W(S) = \frac{KC_1R_2S}{1 + (C_1R_1 + C_2R_2 + C_1R_2 - KC_1R_2)S + C_1C_2R_1R_2S^2} \quad (1)$$

根据劳斯稳定判据, 要使电路处于非稳定状态, (1) 式中分母的 S 项系数必须为零或负值, 即 $C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2 - K C_1 R_2 \leq 0$

若取 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$

则 $K \geq 3$, 且 (1) 式

$$W(S) = \frac{K}{RC} \cdot \frac{S}{S^2 + \frac{3-K}{RC} \cdot S + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad (2)$$

由此可见, 为使文氏电桥处于非稳定状态, 放大器的电压增益应大于等于 3, 而相移为零。此时 (2) 式传递函数的极点可表为:

$$S_{1,2} = \frac{1}{RC} \left[\frac{(K-3) \pm \sqrt{(K-5)(K-1)}}{2} \right] \quad (3)$$

二、振荡条件分析

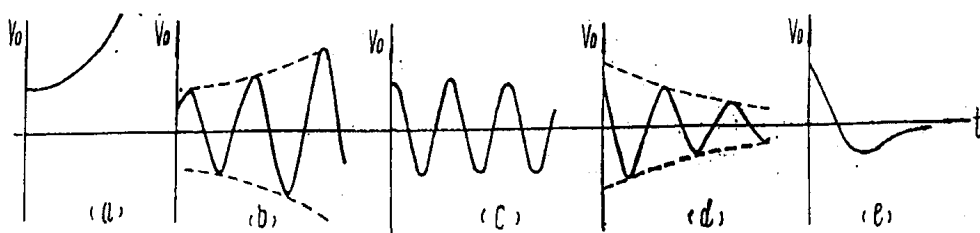
以下设外界为单位冲击信号, 求解 (2) 式拉氏逆变换, 则可得不同放大器增益 K 的电路动态特性。

(1) $K > 5$, 非振荡单调上升过程。

此时极点 S_1 、 S_2 是两个不等的正实数, 对 (2) 式求拉氏逆变换得:

$$V_0(t) = L^{-1}\{W(S)\} = \frac{K}{\sqrt{(K-5)(K-1)}} [S_1 e^{S_1 t} - S_2 e^{S_2 t}]$$

可见 $V_0(t)$ 是由两个单调上升指数函数构成的, 而非往复地增减, 因而非振荡过程



(a) 非振荡单调上升过程 (b) 恒幅振荡过程 (c) 等幅振荡过程 (d) 衰减振荡过程 (e) 非振荡衰减过程

图 3

如图 3(a) 所示。当 $K > 5$, $S_1 \gg S_2$, 故 $V_0(t)$ 将取决于含 $e^{S_1 t}$ 的项。

(2) $K = 5$, 临界非振荡上升过程

由 (3) 式可见:
$$S_1 = S_2 = \frac{1}{RC}$$

$$\text{此时 } V_0(t) = \frac{K}{RC} \left(1 + \frac{1}{RC} t \right) e^{\frac{t}{RC}}$$

这时 $V_0(t)$ 也是随时间增加而单调上升的函数, 由此可见, $K > 3$ 仅是电路处于非稳定状态条件, 而非产生某一频率正弦振荡的充分必要条件。

(3) $3 < K < 5$, 增幅振荡过程

此时 S_1, S_2 是两个实部为正数的共轭极点。

$$S_{1,2} = \frac{1}{RC} \left[\frac{K-3}{2} \pm j \frac{\sqrt{(5-K)(K-1)}}{2} \right] = \delta \pm jW$$

则 (2) 式拉氏反变换为:

$$\begin{aligned} V_0(t) &= \frac{K}{2jwCR} \left[(\delta + jw)e^{(\delta+jw)t} - (\delta - jw)e^{(\delta-jw)t} \right] \\ &= \frac{Ke^{\delta t}}{2jwRC} \left[\delta(e^{jw} - e^{-jw}) + jw(e^{jw} + e^{-jw}) \right] \\ &= \frac{Ke^{\delta t}}{kcw} [\delta \sin wt + w \cos wt] \\ &= \frac{Kw_0}{Rcw} e^{\delta t} \sin(wt + \varphi) \end{aligned}$$

$$\text{式中 } \varphi = \arctg \frac{w}{\delta}, w_0 = \sqrt{\delta^2 + w^2} = \frac{1}{RC}$$

上式说明, $V_0(t)$ 是随时间变化一个振幅按 $e^{\delta t}$ 规律增加的正弦振荡波形, 如图 3 (b) 示。

(4) $K=3$, 等幅振荡过程。

$$\text{由 (3) 式可见此时极点 } S_1, S_2 \text{ 为共轭虚数, } S_{1,2} = \pm j \frac{1}{RC},$$

则 (2) 式拉氏反变换 $V_0(t) = \frac{K}{RC} \cos \frac{t}{RC} = W_0 K \cos w_0 t$, 这时电路作等幅振荡

$$W_0 = \frac{1}{RC}, \text{ 振幅大小与 } K \text{ 成正比。}$$

(5) $1 < K < 3$, 衰减振荡过程。

在这种情况下 S_1, S_2 为一对负实部的共轭极点。

$$S_{1,2} = \frac{1}{RC} \left[\frac{K-3}{2} \pm j \frac{\sqrt{(5-K)(K-1)}}{2} \right] = -\delta \pm jw_0 \text{ 而 (2) 式拉氏反变换}$$

$$V_o(t) = \frac{K}{2j\omega RC} [(-\delta + j\omega)e^{-\alpha + j\omega t} - (-\delta - j\omega)e^{-\alpha - j\omega t}]$$

$$= \frac{KW_0}{RCW} e^{-\alpha} \left[\frac{-\delta}{W_0} \sin \omega t + \frac{W}{W_0} \cos \omega t \right]$$

$$\text{令 } \cos \varphi = -\frac{\delta}{\omega_0}, \quad \sin \varphi = \frac{W}{\omega_0}$$

$$\text{则有 } V_o(t) = \frac{KW_0}{RCW} e^{-\alpha} \sin(\omega t + \varphi)$$

这时 $V_o(t)$ 是一个振幅按指数规律 $e^{-\alpha t}$ 衰减的正弦振荡, 衰减的振幅最后趋于零, 其波形见图 3 (d)。

(6) $K=1$, 临界非振荡衰减过程。

$$K=1 \text{ 时, } S_1=S_2=-\frac{1}{RC}$$

$$\therefore V_o(t) = \frac{K}{RC} \left(1 - \frac{1}{RC} t \right) e^{-\frac{t}{RC}}$$

这时临界情况, 属非振荡性质的过程。 $V_o(t)$ 单调衰减趋于 0。如图 3 (e) 示:

(7) $K < 1$, 非振荡衰减过程。

此时极点 S_1, S_2 是两个不相等的负实数,

$$S_{1,2} = \frac{1}{RC} \left[\frac{K-3}{2} \pm \frac{\sqrt{(K-5)(K-1)}}{2} \right].$$

则 (2) 式的拉氏反变换可写成

$$V_o(t) = \frac{K}{\sqrt{(K-5)(K-1)}} (S_1 e^{s_1 t} - S_2 e^{s_2 t})$$

上式表明, $V_o(t)$ 是由两个单调下降的指数函数构成, 故它是非振荡性质。

三、负反馈放大器分析

据等幅振荡条件, 图 1 中负反馈放大器的闭环电压增益 K 应为 3。即

$$K = \frac{K_0}{1 + FK_0}$$

其中 K_0 为开环电压增益, F 为反馈系数。

在深度负反馈时, $FK_0 \gg 1$, 有 $K = \frac{1}{F}$ 。

则满足等幅振荡条件反馈系数为 $F = \frac{1}{3}$ 。

图 1 中所示反馈电路属电压串联负反馈, 其反馈系数

$$F = \frac{R_e}{R_f + R_e} = \frac{1}{3}$$

则可得 $R_f = 2R_e$ 。

四、结论

(1) $K > 3$ 仅是文氏桥式电路处于非稳定状态的条件, 但并不能保证它能产生单一频率的正弦波, 只有在 $3 \leq K \leq 5$, 文氏振荡器才可以产生等幅或增幅的正弦振荡。

(2) $K = 3$ 是文氏桥式振荡器处于衰减振荡与增幅振荡分界线。考虑外界与温度条件的变化, 从保证振荡可靠性与 f 稳定性出发, 选取 $3 < K < 4$ 为好。

(3) 采用深度电压负反馈, 以提高放大电路的放大倍数稳定性是十分必要的。

(4) 反馈电阻 R_f 采用热敏电阻, 使流经反馈电阻的电流变化时, R_f 阻值亦作相应的反馈, 不断调节反馈强度, 可达到稳幅, 减小波形失真的目的。

参考文献:

- [1] 杨行素 模拟电子技术基础简明教程 北京: 高等教育出版社, 1998;
- [2] 郑君里 杨为理 信号与系统 北京: 高等教育出版社, 1987;

The Analysis of Oscillating Condition of WenShi Electrical Bridge

Zhong De Rong

(Nanjing University of Science And Technology, 210094)

Abstract RC WenShi electrical bridge oscillating device is widely used in measuring instruments. The working principle of WenShi bridge oscillating device is briefly presented. The means of complex impedance is testified. The advantage and disadvantage of oscillating device are analyzed. The closed loop transfer circuit model of the WenShi bridge is made. By means of Laplace transfer, the transfer function of the electrical bridge is theoretically derivated. The working and application condition of WenShi electrical bridge oscillating circuit are discussed and simulated.

Key Words RC Wen Shi electrical bridge Oscillating device Transfer Function The negative feedback amplifier