

# RC 文氏桥振荡器振荡条件的仿真研究

邹学玉, 覃洪英

(长江大学 电子信息学院, 湖北 荆州 434023)

摘要: 运用电路的基本分析方法导出了理想运放条件下 RC 文氏桥正弦波振荡电路的起振条件和振荡频率, 并利用 Multisim 对非对称的 RC 文氏桥正弦波振荡电路振荡条件进行了仿真研究。仿真结果表明: 振荡频率计算方法能够较好地估算出电路的振荡频率, 可为 RC 文氏桥正弦波振荡电路的设计提供理论参考。

关键词: 文氏桥振荡器; 振荡频率; 仿真分析

中图分类号: TP391.9

文献标识码: A

文章编号: 1672-7800(2011)011-0035-02

## 0 引言

文氏桥正弦波振荡电路结构简单, 加上适当的稳幅措施即可获得频率幅度比较稳定的低频正弦波输出, 在自动控制、测量、电子技术等领域有着广泛的应用。

在“模拟电子技术”课程中, RC 文氏桥振荡电路(如图 1 所示)可以划分为放大、选频、稳幅等几个基本环节, 据此来分析振荡电路的振荡频率、起振条件, 已被证明为较为简单实用的分析方法。但是, 该分析方法均是基于放大器为理想放大器, 其振荡频率表达为  $1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$ , 为便于设计振荡电路稳幅环节, 通常令 RC 串并联网络中的 R、C 对称相等, 但这实际应用中, 在当调节 R 改变频率时往往难以满足这一条件, 尤其是在 R 逐渐变小时, 易于导致振荡器电路振荡条件被破坏而停振; 另外, 当 R 减小时, 该式计算振荡频率与实测振荡频率误差很大, 从该式也无法确定电路能够达到的最高振荡频率。为此, 一些学者对此展开了不同类型的研究, 但基本上是基于对称性结构条件下的振荡条件的研究。本文将采用电路的基本分析方法导出了由运算放大器构成的 RC 文氏桥振荡电路的起振条件和振荡频率, 并且用 Multisim 进行仿真研究与分析。

## 1 振荡频率与起振条件

设运算放大器的  $A_d$ 、 $r_{id}$  为有限值、 $r_o$  不为 0, 则 RC 文氏桥振荡电路等效电路图如图 1 所示。由节点电压法可以列出关于节点电压  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_o$  的方程为:

其中,  $Z_1 = R_1 + 1/sC_1$ ,  $Z_2 = R_2 \parallel (1/sC_2)$ ,  $u_i = u_2 - u_1$ ,

则由式(1)可得如下矩阵方程:

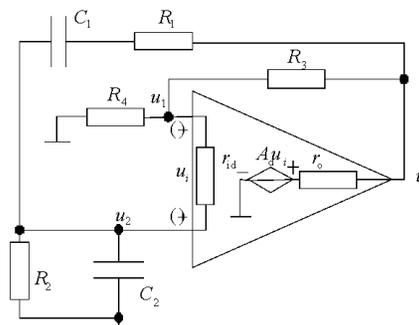


图 1 RC 文氏桥振荡电路等效电路

$$\begin{cases} \frac{u_1 - u_o}{R_3} + \frac{u_2 - u_o}{Z_1} + \frac{A_d u_i - u_o}{r_o} = 0 \\ \frac{u_1}{R_4} + \frac{u_1 - u_o}{R_3} + \frac{u_1 - u_2}{r_{id}} = 0 \\ \frac{u_2}{Z_2} + \frac{u_2 - u_o}{1} + \frac{u_2 - u_1}{r_{id}} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$G(u_1, u_2, u_o)^T = (0, 0, 0)^T \quad (2)$$

其中,

$$G = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_3} - \frac{A_d}{r_o} & \frac{1}{Z_1} + \frac{A_d}{r_o} & -\frac{1}{r_o} - \frac{1}{R_3} - \frac{1}{Z_1} \\ \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{id}} & -\frac{1}{r_{id}} & -\frac{1}{R_3} \\ -\frac{1}{r_{id}} & \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{r_{id}} & -\frac{1}{Z_1} \end{pmatrix} \quad (3)$$

由 G 可得该电路系统的特征方程为:

$$as^2 + bs + d = 0 \quad (4)$$

若定义:

作者简介: 邹学玉(1965—), 男, 湖北云梦人, 博士, 长江大学电子信息学院副教授, 研究方向为无线通信技术、电子技术教学; 覃洪英(1979—), 湖北来凤人, 硕士, 长江大学电子信息学院讲师, 研究方向为多媒体通信、电子技术。

$$\begin{cases} K_1 = \frac{1}{r_o} \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{id}} \right) + \frac{1}{R_4} \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{id}} - \frac{A_d}{r_o} \right) \\ K_2 = \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{r_{id}} - \frac{A_d}{r_o} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{r_o} \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{id}} \right) \\ K_3 = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{id}} \\ K_4 = \frac{1}{r_{id}} \left( \frac{1}{R_3} \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_4} \frac{1}{r_o} \right) \end{cases} \quad (5)$$

则式(4)中的系数  $a, b, d$  分别为:

$$\begin{cases} a = K_2 R_1 R_2 + K_3 R_2 \\ b = \frac{K_2 R_2}{C_1} + \frac{K_1 R_2 + K_2 R_1 + K_2 R_1 + K_2 + K_4 R_1 R_2}{C_2} \\ d = \frac{K_2 + K_4 R_2}{C_1 C_2} \end{cases} \quad (6)$$

由于  $K_2, K_3, K_4$  均大于 0, 显然有  $a > 0, d > 0$ ; 若方程(4)的特征根为

$$S_{1,2} = \delta \pm j\omega \quad (7)$$

则实部  $\delta = -b/(2a)$  为电路振荡衰减因子, 当  $\delta > 0$  时电路将产生振荡, 虚部  $\omega$  为振荡频率, 表示为:

$$\omega_{01} = \sqrt{d/a - b^2/(4a^2)} \quad (8)$$

当  $\delta = 0$  时, 电路将产生稳幅振荡。

由式(5)(6)(8)可知, 当运放的  $A_d, r_{id}$  为有限值、 $r_o$  不为 0 时, 振荡频率  $\omega_{01}$  的计算较为复杂。为了简化计算, 将运放部分参数理想化处理, 即假设  $r_{id} \rightarrow \infty, A_d \rightarrow \infty$  时, 对起振平衡条件  $\delta \geq 0$  求极限, 即由

$$\lim_{\substack{A_d \rightarrow \infty \\ r_{id} \rightarrow \infty}} \geq C_2/C_1 + R_1/R_2$$

可得运放理想化后的电路的起振平衡条件为:

$$R_3/R_4 \geq C_2/C_1 + R_1/R_2 \quad (9)$$

同理, 对  $\omega_{01}$  求极限可得理想化后振荡频率为:

$$\omega_{02} = \lim_{\substack{A_d \rightarrow \infty \\ r_{id} \rightarrow \infty}} = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} - \frac{1}{4} \left[ \frac{1}{R_1} \left( \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2} \frac{R_3}{R_4} \right) + \frac{1}{R_2 C_2} \right]^2} \quad (10)$$

可以看出: 当运放的,  $r_{id} \rightarrow \infty, A_d \rightarrow \infty$  时, 运放的输出电阻  $r_o$  对起振条件和振荡频率没有影响。与经典方法得到的频率表达式  $1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$  相比, 式(10)更能准确地估算出电路的振荡频率, 同时也  $R_3, R_4$  对频率的影响。

## 2 仿真与分析

通常, 文氏桥振荡电路通过调节双联电位器细调频率。本文将只通过调节电阻  $R_1$  来调节振荡频率, 为此要满足起振条件  $\delta > 0$ , 考虑到实践应用中在调节频率时无需同时调节放大环节的增益, 而是采用自动稳幅环节来实现。因此, 在参数  $C_1, C_2, R_2, R_4$  恒定时, 要在整个频率调节范围内满足运放理想化后的起振平衡条件(9)式,  $R_3$  可采用如下方式确定:

为便于放大稳幅环节的在频率调节时均有较好的稳

幅效果, 设计电路参数时, 令

$$C_2/C_1 \gg 1, R_1/R_2 < 1$$

则在调节频率时, 放大稳幅环节中  $R_3/R_4$  受  $R_1$  变化的影响较小。因此, 电路参数  $R_3$  取值为

$$R_3 = (C_2/C_1 + R_{1max}/R_2) R_4 \quad (11)$$

式中,  $R_{1max}$  为可变电位器  $R_1$  的最大值, 则起振平衡条件式(9)在调节  $R_1$  时始终满足。将(11)式代入(9)式得:

$$\omega_{03} = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} - \frac{1}{4} \left[ \left( 1 - \frac{R_{1max}}{R_1} \right) \frac{1}{R_2 C_2} \right]^2} \quad (12)$$

显然,  $\omega_{03}$  是关于  $R_1$  的极值函数, 随着  $R_1$  的减小, 振荡频率的上升, 若  $R_1$  继续减小频率反而下降, 说明频率计算公式(10)(12)不再适用, 为保证随  $R_1$  的减小使得  $\omega_{03}$  单调递增, 可求得  $R_1$  的极值点为:

$$R_{1min} = R_{1max} / \left( \frac{2C_2 R_2}{C_1 R_{1max}} + 1 \right) \quad (13)$$

$R_1$  的取值必须满足  $R_1 > R_{1min}$ 。

若取  $C_1 = 3.3nF, C_2 = 33nF, R_2 = 33k\Omega, R_4 = 500\Omega, R_1$  为  $20k\Omega$  的电位器, 则  $R_3 = 5.3k\Omega, R_{1min} = 588\Omega$ 。运放参照 UA741 数据手册, 取  $A_d = 2 \times 10^5, r_{id} = 2M\Omega, r_o = 75\Omega$ 。表 1 给出了  $R_1$  逐渐减小时的数值计算频率  $\omega_{03}$  计算, 可以看到在  $R_1 < 600\Omega$  后出现频率  $\omega_{03}$  计算下降。参照以上参数设置, 在 Multisim10 中建立如图 2 所示的仿真电路图( $R_1$  分为  $R_{11}$  和  $R_{12}, R_3$  分为  $R_{31}$  和  $R_{32}$ ), 参照表 1 中的  $R_1$  参数值, 得到了不同  $R_1$  时的频率  $\omega_{03}$  仿真和总谐波失真(THD; Total Harmonic Distortion)。结果表明: 在  $R_{1min} < R_1 < R_{1max}$  时, 总谐波失真小于  $-21.9dB$ , 谐振频率相对误差不超过  $8.43\%$ 。

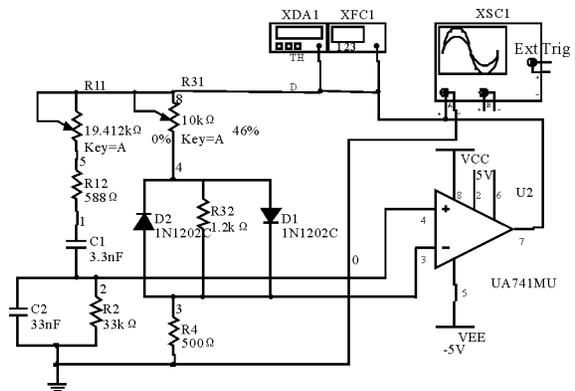


图 2 Multisim 仿真电路

表 1 不同  $R_1$  的频率及其相对误差

$R_1 (\Omega)$	$\omega_{03}$ 计算 (Hz)	$\omega_{03}$ 仿真 (Hz)	总谐波失真 (dB)	$(\omega_{03} \text{ 计算} - \omega_{03} \text{ 仿真}) / \omega_{03} \text{ 计算}$
20000	5.936E+02	5.839E+02	-38.7	0.0164
16000	6.635E+02	6.503E+02	-35.3	0.0198
12000	7.649E+02	7.461E+02	-32.8	0.0246
9000	8.805E+02	8.542E+02	-31.2	0.0298
5000	1.167E+03	1.117E+03	-28.7	0.0428
1000	2.264E+03	2.073E+03	-23.1	0.0843
800	2.396E+03	2.212E+03	-22.6	0.0769
600	2.486E+03	2.393E+03	-21.9	0.0373

# “江苏旅游人才资源调查统计系统”的设计与实现

王新宇

(南京旅游职业学院 工程技术系,江苏 南京 211100)

**摘要:**通过分析“中国旅游人才资源调查统计系统”软件的优点和不足,结合江苏省旅游人才资源的特点,定义了新的业务流程,设计并实现了3个不同的接口软件,以达到旅游人才资源数据采集、上报工作的正确高效。

**关键词:**旅游人才资源;旅游人才资源系统;接口软件

中图分类号:TP311.52

文献标识码:A

文章编号:1672-7800(2011)10-0037-03

## 1 系统分析与设计

### 1.1 “中国旅游人才资源调查统计系统”分析

按“中国旅游人才资源调查统计系统”的业务设计,基层单位手工填写纸质的调查统计表(如表1所示),将表格上交至区(县)旅游局,由专门的录入员录入基层单位的数据,最后数据导出上报到市旅游局,市旅游局将全部区(县)的数据收齐后,上交到省旅游局。根据该表数据可以画出其业务流程图(如图1所示),整个录入过程全部在区(县)旅游局进行,便于检查和控制,只要对区(县)进行软件使用的培训即可。其数据库采用单机版的ACCESS,无需进行复杂的数据库安装和配置(其它一些中小型数据库,如SQL Server、MySQL均需要进行安装和配置)。

整个系统的优点是:①数据以代码录入为主,快速、准

确;②数据录入与校验同步,提高数据的准确性;③软件设计为单机版,方便、灵活,不受网络环境等因素影响;④可定制数据指标,满足不同地区实际需要。

缺点是:①对于某些旅游企业多的区(县)来说,录入的工作量太大,许多区(县)旅游局工作人员不多,平时工作任务就多,现在要在短时间内录入数万条数据,时间太紧,任务太重。软件采用了单机版的ACCESS数据库,虽然无需进行安装和配置,但造成一次只能一个人录入,不能多人同时进行录入,就是想增加人手分担任务也不行;②“中国旅游人才资源调查统计系统”只能上报数据,不能导入下一级单位的数据。换句话说,就是区(县)上报到市后,市旅游局无法看到本市的数据,只是负责把数据拷贝一下,交到省里,同样,省里也无法看到全省的数据,也只是把区(县)一级的数据交到国家旅游局。只有区(县)才能看到自己的数据;③基层单位上交的是手工填写纸质

## 3 结束语

在实际应用电路中,一般是在 $R_3$ 支路采用二极管来实现振荡稳幅环节,为了较好地利用二极管的非线性特性, $R_3 + R_4$ 的阻值应该以能够保证二极管工作非线性区为原则。仿真结果表明,理想化后的频率公式(10)和(12)在 $R_1$ 满足条件 $R_{1min} < R_1 < R_{1max}$ 的条件下,可以较为准确地估算出振荡电路的工作频率,这为文氏桥式正弦波信号发生器的一般化设计提供了较好的参考。

### 参考文献:

[1] A. G. ABDELLAH, etc. Experimental observation of chaotic properties in a system of two coupled Wien-Bridge oscillators[J]. Chaos, Solitons and Fractals, 2007(32).

[2] 华成英. 模拟电子技术基本教程[M]. 北京:清华大学出版社, 2006.  
[3] 徐文锦. RC文氏桥式振荡器分析[J]. 电子学报, 1980(3).  
[4] 田社平. 文氏桥式振荡电路特性及数值仿真分析[J]. 电气电子教学学报, 2007(3).  
[5] A. S. ELWAKIL. Explaining and eliminating latchup in a classical Wien oscillator via nonlinear design[J]. Analog Integr. Circ. Sig. Process. 2006(48).  
[6] 李永安. 文氏桥振荡器实验中两个现象的分析[J]. 大学物理实验, 2005(2).  
[7] 陈宇宇. RC桥式振荡器起振条件的研究及其仿真[J]. 玉林师范学院学报(自然科学), 2004(5).  
[8] ALAN V. Oppenheim, etc. Signals and Systems (2rd Edition)[M]. 北京:电子工业出版社, 2009.  
[9] 邹学玉. RC文氏桥振荡器振荡条件的研究[J]. 长江大学学报:自然科学版, 2011(6).

(责任编辑:王 钊)

基金项目:国家旅游局全国旅游人才资源调查统计重大项目江苏子项目(国统制[2009]116号)

作者简介:王新宇(1976-),男,江苏姜堰人,硕士,南京旅游职业学院讲师,研究方向为旅游电子商务。