

整流比较器数字仿真研究

重庆电业局调度所 高家志

摘要: 本文采用电感电容的瞬态伴随模型和非线性电阻网络的线性化模型分析法对整流比较器进行数字仿真分析。方法简单,易于实现,且具通用性,可以较全面研究各类整流比较器的工作性能。

关键词: 整流比较器 数字仿真 非线性网络 线性分析法

一 引言

比较器作为阻抗继电器的核心,其性能好坏直接影响阻抗继电器的动作特性。因此,对比较器进行深入研究一直是人们关心的问题。过去对整流比较器的分析多数采用理论分析。分析中通常将二极管视作理想开关,并且不考虑滤波电容和二次谐波滤过器的影响,这样不能真实反映比较器的工作情况。本文采用非线性电阻网络的线性化模型分析法对整流比较器进行数字仿真研究,可以较全面地对比较器的性能进行数值分析。本方法考虑了二极管的非线性特性、滤波电容以及二次谐波滤过器的影响。它不仅可以分析比较器不同输入状态和各元件参数对输出电压的影响,还可以分析比较器输入电压含有各种频率成分和低压输入时的输出特性,这些分析用常规的分析方法是难于实现的。由于采用了非线性网络的分析方法,因此方法简单,具有通用性,适合于各类整流比较器的仿真分析。

二 比较器各元件的模型

各类整流比较器主要由二极管、电容、电感和电阻构成。因为二极管是非线性元件,所以整流比较器实质上是一个非线性动态网络。为了对其进行线性化分析,必须对二极管、电容和电感进行线性化等效,等效的方法是采用电容电感的瞬态伴随模型和二极管的线性化模型。

1. 电感电容的瞬态伴随模型⁽¹⁾

采用向后欧拉法得出的电感电容的瞬态伴随模型如下:

电感:

$$i_L(t_{n+1}) = G_L V_L(t_{n+1}) + i_{sL} \quad (1)$$

式中 $G_L = \frac{h}{L}$, $i_{sL} = i_L(t_n)$

t_n 、 t_{n+1} 为相邻的两个时间离散点

$h = t_{n+1} - t_n$ 为时间步长。

对应式(1)的等值电路为图1。

电容:

$$i_c(t_{n+1}) = G_c V_c(t_{n+1}) - i_{sc} \quad (2)$$

式中 $G_c = \frac{C}{h}$ $i_{sc} = G_c V_c(t_n)$

对应式(2)的等值电路如图2所示。

图1、2即为电感电容的瞬态伴随模型,即将动态元件在每个时间步长h内用线性化模型等效。

2. 二极管的线性化模型

求解非线性电阻网络可采用牛顿—拉夫逊法也可采用将非线性元件线性化后再求解的方法,本文采用的是后者,所以对二极管进行线性化等效。

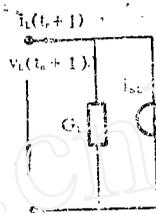


图1 电感伴随模型

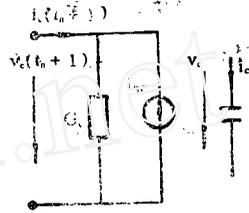


图2 电容伴随模型

二极管的非线性伏安特性可由下式给出:

$$I_d = I_s (e^{\frac{q}{kT} V_d} - 1)$$

式中 V_d 、 I_d 为二极管的压降和电流

q —电子电荷量 (1.602×10^{-19} 库仑)

K —波尔兹曼常数 (1.38×10^{-23} 焦耳/开)

T —PN结绝对温度

I_s —反向饱和电流,硅管的典型值为 $10^{-17} \sim 10^{-9}$ 安培。

将其伏安特性表示于图3中,若将特性曲线在 $(V_d^{(k)}, I_d^{(k)})$ 点处用切线来近似,则该切线方程为:

$$I_d^{(k+1)} - I_d^{(k)} = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \right|_{V_d = V_d^{(k)}} (V_d^{(k+1)} - V_d^{(k)})$$

或

$$I_d^{(k+1)} = I_d^{(k)} + G_d^{(k)} (V_d^{(k+1)} - V_d^{(k)}) = G_d^{(k)} V_d^{(k+1)} + J^{(k)} \quad (3)$$

式中

$$G_d^{(k)} = \left. \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \right|_{V_d = V_d^{(k)}}$$

$$J^{(k)} = I_d^{(k)} - G_d^{(k)} V_d^{(k)}$$

k —非线性迭代次数

式(3)代表一个电导 $G_d^{(k)}$ 和一个电流源 $J^{(k)}$ 的并联,如图4所示,该图即为二极管的线性化模型。上式忽略了二极管的体电阻、漏电阻和结电容。

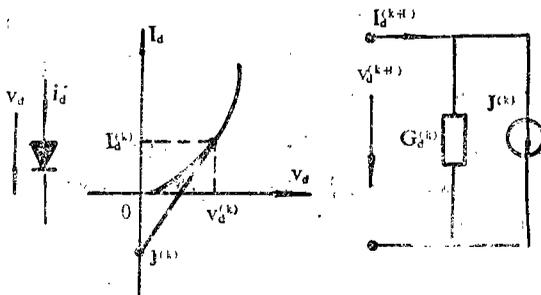


图3 二极管伏安特性 图4 二极管线性化模型

三 比较器输出电压求解

将整流比较器中的电感电容用瞬态伴随模型代替，二极管用线性化模型等效，便可建立比较器的等效电路，然后用节点电压法求出比较器的输出电压。比较器的节点电压方程形式如下：

$$Y\{t\}U\{t\} = I\{t\} \quad (4)$$

式中

$U\{t\}$ —节点电压向量 $I\{t\}$ —节点电流源向量
 $Y\{t\}$ —节点导纳矩阵 k —非线性迭代次数 t —时间迭代值

对式(4)求解要在每个时间迭代值 t 上进行非线性迭代求解节点电压。每进行一次非线性迭代和时间迭代后都要对 $Y\{t\}$ 、 $I\{t\}$ 进行修改以得到下次迭代的 $Y\{t\}$ 、 $I\{t\}$ 。非线性迭代求解式(4)时，实际上是解线性方程组，用高斯消去法可方便地求得共解，当解收敛时，非线性迭代便结束，然后进行下一个时间的非线性迭代直至终止时间，这样就得出不同时刻比较器的输出电压值。

对于不同的比较器只是形成的 $Y\{t\}$ 、 $I\{t\}$ 不同而已，因此本方法具有通用性。

程序流程图如图5所示。程序中建立 $Y\{t\}$ 、 $I\{t\}$ 采用添加支路法^[2]。对于二极管这样的非线性元件，由于它的非线性是指数型的，所以在非线性迭代过程中，结电压的微小偏差会引起电流较大的偏差，从而使计算机数值溢出，为了防止这种情况的出现初始迭代值要恰当，同时非线性迭代过程中要进行结电压增长控制^[3]，限止结电压的增长幅度，采取上面两种措施后一般不会出现数据溢出。本程序非线性迭代的最大次数 $k_{max} = 20$ ，当 $k > k_{max}$ ，就认为发散。实际上最多迭代五到六次便可很好地收敛。

另外，时间迭代步长 h 与输入电压的周期相比不能太大否则误差较大，一般 h 应小于

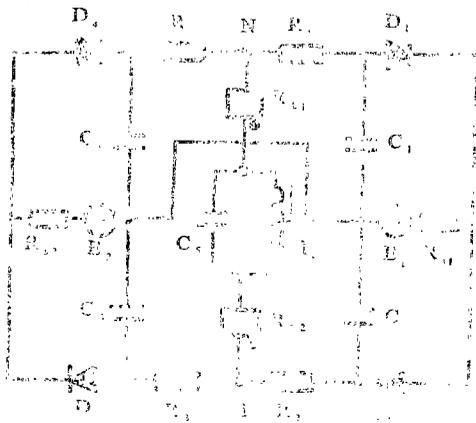


图6 双半波环流比较器

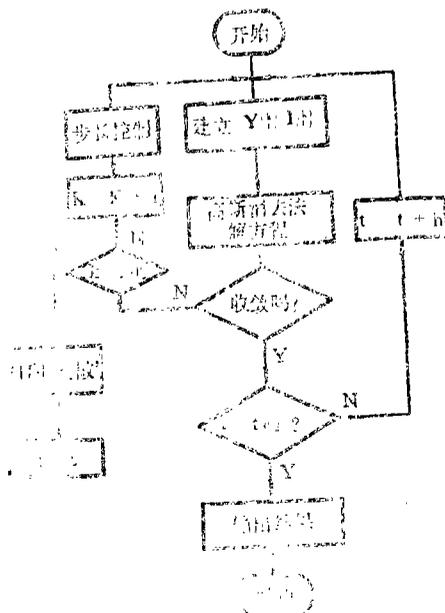


图5 程序流程图

输入电压周期的十分之一。

四 仿真实例

以广泛使用的双半波环流比较器为例，利用本文所述方法对其进行输出电压的仿真分析、仿真电路如图6所示，参数如下：

$$R_1 \sim R_4 = 1.2 \text{ k}\Omega \quad C_1 \sim C_4 = 4 \mu\text{F} \quad C_5 = 1 \mu\text{F}$$

图7为仿真结果。图中 $|\dot{E}_1|$ 、 $|\dot{E}_2|$ 为比较器输入电压的有效值， $\theta = \text{Arg} \frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_2}$ 。曲线1为比较器输出端MN的电压波形，曲线2为继电器两线圈电压的合成波形。由于加入了二次谐波滤波器，MN电压不再与继电器线圈电压相等。曲线3、4分别为曲线1、2的实测曲线。从图中可以看到，用本文所述方法得到的结果与实际是基本相吻合的。

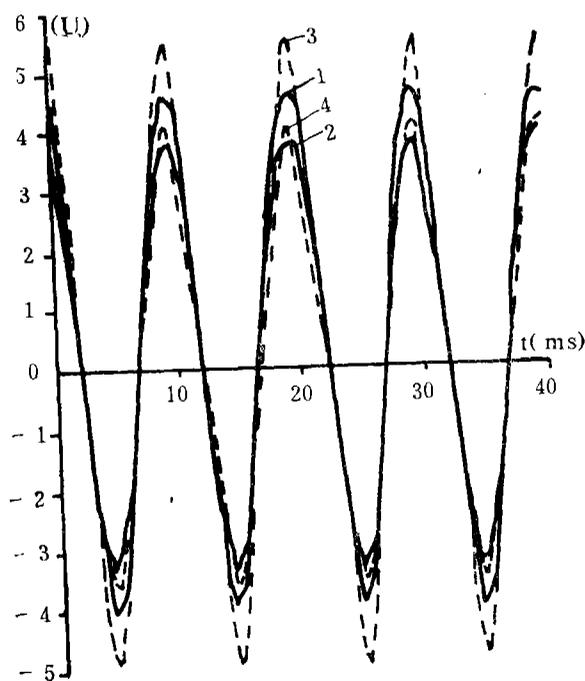


图7 比较器输出电压

五 结 论

1. 采用非线性网络的线性化分析方法对整流型比较器进行仿真，方法简单、易于实现，具有很强的通用性，它可以很方便地考虑各种参数对比较器输出的影响，全面地对比较器的各种性能进行数值分析。

2. 本方法对整流型环流比较器进行输出电压仿真，其结果与实际是基本相吻合的，证明了方法的正确性。

3. 本方法不仅可用于整流比较器的数值分析，还可作为阻抗继电器暂态性能仿真的一个组成部分。

$$|\dot{E}_1| = |\dot{E}_2| = 10 \text{ V} \quad \theta = 90^\circ$$

参考文献

- [1] 毕厚馥. 《电路与系统理论》. 华东师范大学出版社, 1988.4
- [2] 孙树勤. 《电力网络的计算机辅助分析》. 清华大学出版社, 1985.6
- [3] 鲍晒光. 《电子线路的计算机辅助分析》. 黑龙江科技出版社, 1985.12