

# 平均电流控制型 Boost 功率因数校正变换器中的 中频振荡现象分析<sup>\*</sup>

王发强 张 浩<sup>†</sup> 马西奎 李秀明

(西安交通大学电气工程学院, 电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049)

(2008 年 11 月 24 日收到, 2009 年 2 月 26 日收到修改稿)

基于输入电压可用其有效值代替以及电感电流与输出电压的波动频率远低于变换器开关频率的假设, 建立了用于描述平均电流控制型 Boost PFC 变换器动力学行为的小信号模型, 研究了该变换器中的中频振荡现象问题, 揭示了系统发生中频振荡现象的内在物理机理, 并给出了系统发生中频振荡现象的参数边界. 研究结果表明, 该非线性现象不同于已发现的快尺度不稳定性现象和慢尺度不稳定性现象, 其主要特征是其振荡频率介于交流输入电压线频率和开关频率之间. 最后, 电路实验结果证实了理论分析的正确性.

关键词: 中频振荡, 平均电流控制, Boost 功率因数校正变换器, 小信号模型

PACC: 0547, 4660D

## 1. 引 言

近年来, 在大功率电力电子电路中已广泛地应用有源功率因数校正(APFC)变换器作为抑制谐波污染的有效手段, 用于解决大功率电力电子电路对电网日益严重的谐波污染问题, 使其满足已制定的谐波标准和规范. 众所周知, APFC 变换器除了其固有的二极管、开关器件等非线性环节外, 其输入也是时变的. 因此, 与 DC-DC 变换器相比, 它是一个更为复杂的强非线性系统, 在其中必然会存在着丰富的复杂不稳定性现象. 由于 APFC 变换器中存在着两种不同数量级的频率: 即交流输入电压线频率和开关频率, 所以现有文献[1—6]通常依此将 APFC 变换器中各种各样的复杂不稳定性现象分成两类, 一类是发生在开关频率上的快尺度不稳定性现象(fast-scale instability), 即发生在开关频率上的倍周期分岔现象[1—3]; 另一类是发生在线频率上的慢尺度不稳定性现象(slow-scale instability), 即发生在线频率上的倍周期分岔现象[4—6]. 已有研究表明[2—4], 当系统发生快尺度不稳定现象时, 它会增加开关管电流应力, 严重时甚至会损坏开关管, 导致系统无法

正常工作, 而当系统发生慢尺度不稳定现象时, 则会使输入电流发生畸变, 从而降低了系统的功率因数. 因此, 在实际工程中, 总是期望能预测到这些不稳定现象的发生, 并通过调整电路参数达到减少甚至避免其不利影响的目的. 因此, 深入地研究 APFC 变换器中的复杂非线性现象, 具有重要的理论意义和工程应用价值.

由于中频振荡现象的主要表现特征是其振荡频率介于输入电压线频率和开关频率之间, 所以是一种有别于快尺度不稳定和慢尺度不稳定的非线性现象. 本文以平均电流控制型 Boost PFC 变换器为例, 对其中的中频振荡现象进行了研究, 并推导出了用于描述系统动力学行为的小信号模型. 在此基础上, 分析该中频振荡现象产生的内在物理机理, 并给出系统发生中频振荡现象的参数边界. 最后, 通过电路实验来验证理论分析的结果.

## 2. 电路描述与数值仿真

平均电流控制型 Boost PFC 变换器的电路原理如图 1 所示. 该电路主要实现两个基本功能<sup>[6]</sup>: 1) 获得稳定的直流电压, 实现功率变换的功能; 2) 保

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金(批准号: 50607015)、高等学校博士学科点专项科研基金(批准号: 20050698004)和陕西省自然科学基金(批准号: 2006E113)资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯联系人, E-mail: haozhang@xjtu.edu.cn

持高功率因数,实现功率因数校正功能,即实现交流侧电流与电压同相位,并且波形尽可能相一致。从图 1 可看出,其主电路是由 Boost 变换器组成,而控制电路主要包括电压误差放大器、乘法器和电流误差放大器(注意:在实际工程中,这部分电路通常由集成控制芯片 UC3854 来实现)。其中,电压误差放大器的功能主要是保持系统输出电压基本恒定;乘法器的作用是提供一个与整流输入电压同相位的正弦半波信号,作为参考信号;而电流误差放大器的作用则是使整流输入电流始终跟踪参考电流,从而实现输入侧电流与输入电压同相位,达到功率因数校正的目的。

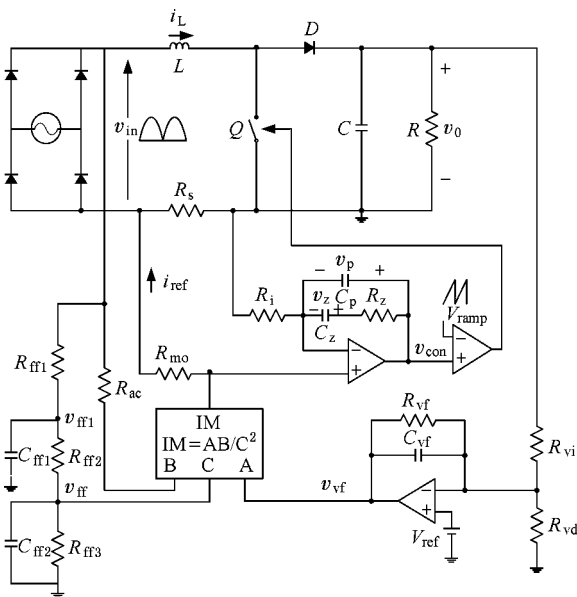


图 1 平均电流控制型 Boost PFC 变换器电路原理图

根据开关  $Q$  和二极管  $D$  的状态,可把主电路的工作状态分为以下三种:

1) 当开关  $Q$  导通、二极管  $D$  关断时,主电路相应的状态模型为

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{in}}{L}, \\ \frac{dv_0}{dt} &= -\frac{v_0}{RC}; \end{aligned} \quad (1)$$

2) 当开关  $Q$  关断、二极管  $D$  导通时,主电路相应的状态模型为

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{v_0}{L} + \frac{v_{in}}{L}, \\ \frac{dv_0}{dt} &= \frac{i_L}{C} - \frac{v_0}{RC}; \end{aligned} \quad (2)$$

3) 当开关  $Q$  关断、二极管  $D$  关断时,主电路相

应的状态模型为

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= 0, \\ \frac{dv_0}{dt} &= -\frac{v_0}{RC}; \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $v_0$  为系统的输出电压,  $i_L$  为流过电感  $L$  的电流,  $v_{in}$  为交流输入电压经过整流桥整流后的电压,即

$$v_{in} = \sqrt{2} V_{in} |\sin(\omega t)|, \quad (4)$$

$V_{in}$  为交流输入电压的有效值。如果系统仅运行于状态 1) 和状态 2), 则称系统运行于电流连续导通模式 (CCM)。否则, 称系统运行于电流不连续导通模式 (DCM)。

电压误差放大器的输出电压  $v_{vf}$  可表示为

$$\begin{aligned} \frac{dv_{vf}}{dt} &= -\frac{v_{vf}}{C_{vf} R_{vf}} \\ &+ \left( \frac{1}{C_{vf} R_{vf}} + \frac{R_{vi} + R_{vd}}{R_{vi} R_{vd} C_{vf}} \right) V_{ref} - \frac{1}{R_{vi} C_{vf}} v_0 \end{aligned} \quad (5)$$

其中  $V_{ref}$  为参考电压。

当取电容  $C_{f2}$  两端的电压  $v_{ff}$  和电容  $C_{f1}$  两端的电压  $v_{fi}$  为状态变量时, 则有

$$\begin{aligned} \frac{dv_{ff}}{dt} &= \frac{v_{fi} - v_{ff}}{R_{f2} C_{f2}} - \frac{v_{ff}}{R_{f3} C_{f2}}, \\ \frac{dv_{fi}}{dt} &= -\frac{v_{fi} - v_{ff}}{R_{f2} C_{f1}} + \frac{v_{in} - v_{fi}}{R_{f1} C_{f1}}. \end{aligned} \quad (6)$$

此外, 若取电容  $C_p$  两端的电压  $v_p$  和电容  $C_z$  两端的电压  $v_z$  为状态变量时, 则电流补偿器可描述为

$$\begin{aligned} \frac{dv_z}{dt} &= \frac{v_p - v_z}{R_z C_z}, \\ \frac{dv_p}{dt} &= -\frac{v_p - v_z}{R_z C_p} - \frac{R_s i_L}{R_i C_p} + \frac{R_{mo} i_{ref}}{R_i C_p}. \end{aligned} \quad (7)$$

根据集成控制芯片 UC3854 使用手册<sup>[7]</sup>, 参考电流  $i_{ref}$  可表示为

$$i_{ref} = \frac{(v_{vf} - 1)v_{in}}{v_{ff}^2 R_{ac}}. \quad (8)$$

从而电流误差放大器的输出电压  $v_{con}$  为

$$v_{con} = i_{ref} R_{mo} - i_L R_s + v_p. \quad (9)$$

输出电压  $v_{con}$  与锯齿波相比较, 产生 PWM 控制信号, 实现对 Boost PFC 变换器的控制。锯齿波信号为

$$V_{ramp} = V_L + (V_U - V_L) \left( \frac{t}{T} \bmod 1 \right), \quad (10)$$

其中  $V_L$  和  $V_U$  分别为锯齿波信号最低电位和最高

电位,  $T$  为载波周期, 当  $v_{con} > V_{ramp}$  时, 开关  $Q$  导通, 否则关断.

为了获得所需要的输出电压以及为了满足采用集成控制芯片 UC3854 实现功率因数校正功能的需要, 我们选取电路仿真参数为:  $V_{in} = 70\text{ V}$ ,  $T = 10\text{ }\mu\text{s}$ ,  $f = 50\text{ Hz}$ ,  $L = 3\text{ mH}$ ,  $C = 570\text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_s = 0.01\text{ }\Omega$ ,  $R_{mo} = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_i = 100\text{ }\Omega$ ,  $R_{ac} = 620\text{ k}\Omega$ ,  $R_{vi} = 511\text{ k}\Omega$ ,  $R_{vd} = 39\text{ k}\Omega$ ,  $R_{vf} = 100\text{ k}\Omega$ ,  $R_{fi} = 910\text{ k}\Omega$ ,  $R_{f2} = 91\text{ k}\Omega$ ,  $R_{f3} = 39\text{ k}\Omega$ ,  $C_{vf} = 1\text{ }\mu\text{F}$ ,  $C_p = 500\text{ pF}$ ,  $C_z = 10\text{ nF}$ ,  $R = 200\text{ }\Omega$ ,  $C_{fi} = 100\text{ nF}$ ,  $C_{f2} = 470\text{ nF}$ . 特别值得说明的是,  $R_{fi}$ ,  $R_{f2}$ ,  $R_{f3}$ ,  $C_{fi}$ ,  $C_{f2}$  电路参数的选取是为了使前馈电压  $v_{ff}$  近似为一个恒定值<sup>[7]</sup>;  $C$ ,  $R_{vf}$ ,  $C_{vf}$  电路参数的选

取是为了使电压误差放大器输出电压  $v_{vf}$  近似为一个恒定值<sup>[8]</sup>.

图 2 给出了当  $R_z = 39\text{ k}\Omega$  时的仿真结果. 其中, 图 2(a) 和 (b) 给出了前馈电压  $v_{ff}$  和电压误差放大器输出电压  $v_{vf}$  的仿真波形; 图 2(c) 和 (d) 给出了系统的输出电压  $v_0$  和电感电流  $i_L$  的仿真波形. 从中可见, 系统处于稳定的工作状态, 且电感电流最大值为  $1.95\text{ A}$ . 此外, 还可知前馈电压  $v_{ff}$  和电压误差放大器输出电压  $v_{vf}$  的波动非常小, 可分别近似为一个恒定值. 而当  $R_z = 10\text{ }\Omega$  时, 仿真结果如图 3 所示. 其中, 前馈电压  $v_{ff}$  和电压误差放大器输出电压  $v_{vf}$  的仿真波形如图 3(a) 和 (b) 所示, 系统的输出电压  $v_0$  和电

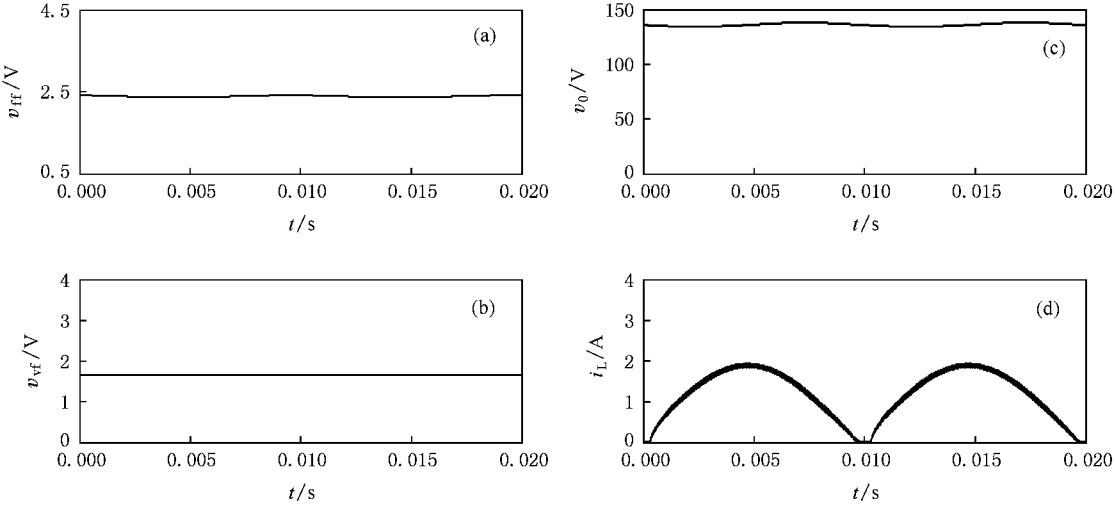


图 2  $R_z = 39\text{ k}\Omega$  时的仿真波形 (a)  $v_{ff}$ , (b)  $v_{vf}$ , (c)  $v_0$ , (d)  $i_L$

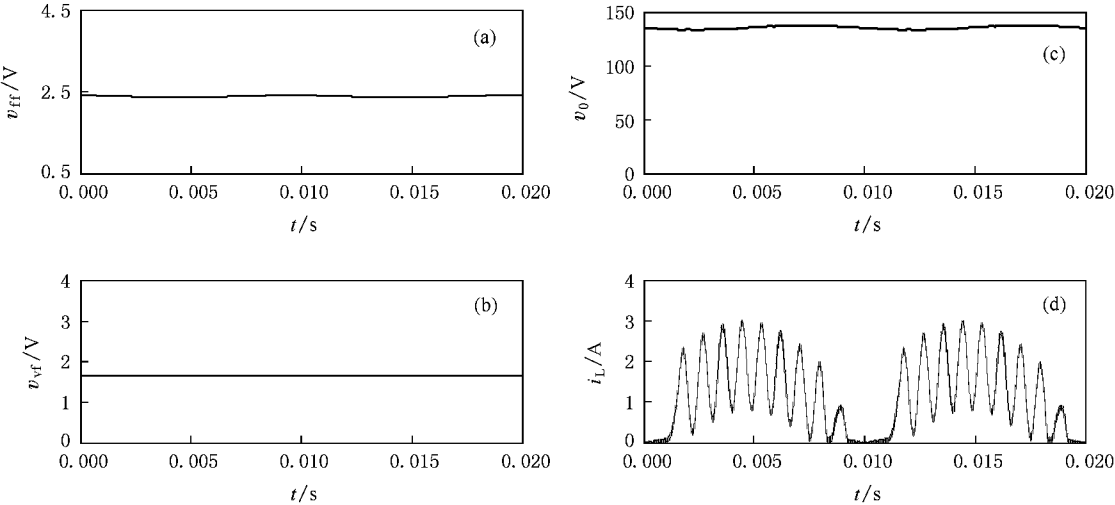


图 3  $R_z = 10\text{ }\Omega$  时的仿真波形 (a)  $v_{ff}$ , (b)  $v_{vf}$ , (c)  $v_0$ , (d)  $i_L$

感电流  $i_L$  的仿真波形如图 3(c) 和 (d) 所示. 很明显, 系统发生了振荡现象, 即处于不稳定工作状态, 且其振荡的频率大约在 1.11 kHz. 但是, 前馈电压  $v_{ff}$  和电压误差放大器输出电压  $v_{vf}$  的波动仍然非常小, 仍可分别近似为一个恒定值. 由前面的仿真参数可知, 系统的交流输入电压频率为 50 Hz, 开关频率为 100 kHz, 故系统所发生的这种振荡现象的频率介于交流输入电压线频率和开关频率之间. 于是, 我们将这种有别于快尺度不稳定和慢尺度不稳定的非线性现象, 称为中频振荡. 值得注意的是, 当系统出现中频振荡现象时, 电感电流最大值达到了 3 A, 即增大了开关管的电流应力.

### 3. 系统的稳定性分析

为了分析系统的稳定性, 下面开始建立用于描述平均电流控制型 Boost PFC 变换器动力学行为的小信号模型. 鉴于平均电流控制型 Boost PFC 变换器是一个高维的强非线性系统, 因此, 为了便于分析, 需对系统进行如下简化.

1) 由仿真结果可知, 系统基本上都运行于电流连续导电模式. 因此, 本文仅考虑系统运行于电流连续状态时的小信号模型. 此外, 由于所关注的中频振荡现象的振荡频率远小于开关频率的一半, 所以根据文献[9, 10]可知, 交流输入电压可用其有效值代替.

2) 由于输出电容  $C$  很大且电压补偿器的截止

频率非常低, 可认为电压误差放大器的输出电压  $v_{vf}$  为一个恒定值  $V_{vf}^{[8]}$  (见图 2(b), 图 3(b)). 因此, 根据 (5) 式得

$$V_{vf} = \left( 1 + \frac{R_{vi} + R_{vd}}{R_{vi} R_{vd}} R_{vf} \right) V_{ref} - \frac{R_{vf}}{R_{vi}} V_0. \quad (11)$$

3) 根据文献[7]可知, 前馈电压  $v_{ff}$  是输入电压通过二阶低通滤波器后得到的有效值, 故可认为是恒定的电压  $V_{ff}$  (见图 2(a), 图 3(a)). 其值为

$$V_{ff} = \frac{0.9 R_{f3}}{R_{f3} + R_{f1} + R_{f2}} V_{in}. \quad (12)$$

因此, 参考电流  $i_{ref}$  可表示为

$$i_{ref} = \frac{(V_{vf} - 1)V_{in}}{V_{ff}^2 R_{ac}}. \quad (13)$$

此外, 根据 (1)(2) 和 (8) 式, 还可得出系统的输出电压的稳态值为

$$V_0 = \frac{-\frac{R_{vf}}{R_{vi}} + \sqrt{\frac{R_{vf}^2}{R_{vi}^2} - 4 \frac{R_s R_{ac}}{R_{mo} R} V_{ff}^2 \left[ 1 - \left( 1 + \frac{R_{vi} + R_{vd}}{R_{vd} R_{vi}} R_{vf} \right) V_{ref} \right]}}{2 \frac{R_s R_{ac} V_{ff}^2}{R_{mo} R}}. \quad (14)$$

#### 3.1. 小信号建模

依据文献[11]所建立的双环 Boost PFC 变换器的小信号模型, 这里给出了仅考虑电流环时的系统小信号模型框图, 如图 4 所示.

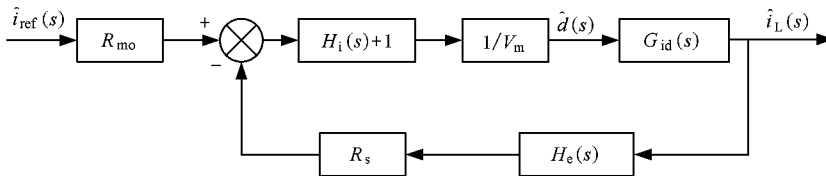


图 4 系统的小信号框图

于是, 系统的闭环传递函数为

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = \frac{R_{mo} (H_i(s) + 1) G_{id}(s)}{V_m + (H_i(s) + 1) G_{id}(s) R_s H_e(s)}, \quad (15)$$

其中  $G_{id}(s)$  为 Boost 变换器的电感电流对占空比的传递函数,  $H_i(s)$  为电流补偿器传递函数,  $H_e(s)$  为电流采样保持器的传递函数,  $V_m$  为锯齿波的峰-峰值, 它们可分别表示为

$$G_{id}(s) = \frac{V_m}{R(1-D)^3} \frac{2 + sRC}{\frac{s^2}{w_0^2} + \frac{s}{w_0 Q_0} + 1}, \quad (16)$$

$$H_i(s) = \frac{sC_z R_z + 1}{R_i(s^2 C_z C_p R_z + s(C_p + C_z))}, \quad (17)$$

$$H_e(s) = \frac{s^2}{w_g^2} + \frac{s}{w_g Q_g} + 1, \quad (18)$$

$$V_m = V_U - V_L, \quad (19)$$

其中  $w_0 = \frac{1-D}{\sqrt{LC}}$ ,  $Q_0 = \frac{R(1-D)^2}{Lw_0}$ ,  $w_g = \frac{\pi}{T_s}$ ,  $Q_g = -\frac{2}{\pi}$ ,  $D = 1 - \frac{V_{in}}{V_0}$ .

由(15)式可得,系统传递函数的特征方程为

$$N(s) = a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + a_5 s + a_6. \quad (20)$$

令  $k = \frac{V_{in} R_s}{R(1-D)^2 V_m R_i}$  则有

$$a_1 = \frac{RCkC_z C_p R_z R_i}{w_g^2}, \quad (21)$$

$$a_2 = \frac{C_z C_p R_z}{w_0^2} + \frac{RCk(C_p R_i + C_z R_i + C_z R_z)}{w_g^2} + \left(\frac{2k}{w_g^2} + \frac{RCk}{w_g Q_g}\right) C_z C_p R_z R_i, \quad (22)$$

$$a_3 = \frac{C_p + C_z}{w_0^2} + \frac{C_z C_p R_z}{w_0 Q_0} + \frac{RCk}{w_g^2} + \left(\frac{2k}{w_g^2} + \frac{RCk}{w_g Q_g}\right)(C_p R_i + C_z R_i + C_z R_z) + \left(\frac{2k}{w_g Q_g} + RCk\right) C_z C_p R_z R_i, \quad (23)$$

$$a_4 = C_z C_p R_z + \frac{C_p + C_z}{w_0 Q_0} + \frac{2k}{w_g^2} + \frac{RCk}{w_g Q_g} + 2kC_z C_p R_z R_i + \left(\frac{2k}{w_g Q_g} + RCk\right) \times (C_p R_i + C_z R_i + C_z R_z), \quad (24)$$

$$a_5 = C_p + C_z + \frac{2k}{w_g Q_g} + RCk + 2k(C_p R_i + C_z R_i + C_z R_z), \quad (25)$$

$$a_6 = 2k. \quad (26)$$

根据劳斯(Routh)判据可知,由系统特征方程(20)的系数所构成的劳斯阵列中第一列各值为正时,系统是稳定的.经过计算,劳斯阵列中第一列各值为  $a_1, a_2, c_{13} = \frac{a_2 a_3 - a_1 a_4}{a_2}$ ,  $c_{14} = \frac{c_{13} a_4 - a_2 a_5 + a_1 a_6}{c_{13}}$ ,

$$c_{15} = \frac{c_{14} a_2 a_5 - c_{14} a_1 a_6 - a_2 c_{13} a_6}{a_2 c_{14}}, c_{16} = a_6. \text{ 因此,要使}$$

系统稳定,必须保证  $a_1 > 0, a_2 > 0, c_{13} > 0, c_{14} > 0, c_{15} > 0, c_{16} > 0$ .

经计算可得,当  $R_z > 425.9 \Omega$ ,系统处于稳定的状态,否则,系统处于不稳定的状态.此外,当  $R_z = 425.9 \Omega$  时,使得  $c_{15} = 0$ ,从而导致在特征方程(20)的特征根中出现一对纯虚根且其余的特征根均为负.因此,根据文献[12]所提出的 Hopf 分岔的劳斯判据可知,系统发生了 Hopf 分岔,即系统处于不稳

定状态.这种系统不稳定状态本应该通过电感电流不断增大,并最终趋于无穷的形式表现出来.但是,由于输入电压随着时间而变化,使得 Boost PFC 变换器在每一时刻总是处在暂态过程中,以及二极管的单向导电作用使得系统的电感电流不能无限增大,从而最终导致出现了振荡频率介于输入电压线频率和开关频率之间的中频振荡现象.

## 4. 电路实验

图 5 给出了基于 UC3854 实现平均电流控制型 Boost PFC 变换器的电路实验图.在实验中,采用电流探头 Tektronix A622 测量电感电流波形,以及采用数字示波器 Agilent DSO-6014A 记录输出电压和电感电流波形.由前面理论分析可知,当  $R_z > 425.9 \Omega$  时,系统是稳定的,否则会发生中频振荡现象.取  $R_z = 39 \text{ k}\Omega$  时,Boost PFC 变换器的电感电流  $i_L(t)$  和输出电压  $v_0(t)$  的实验波形如图 6(a)所示.从图 6(a)可见,电感电流  $i_L(t)$  和输出电压  $v_0(t)$  波形中没有出现中频振荡现象,即系统处于稳定的工作状态,且电感电流最大值约为 2 A.取  $R_z = 10 \Omega$  时,Boost PFC 变换器的电感电流  $i_L(t)$  和输出电压  $v_0(t)$  的电路实验波形如图 6(b)所示.很明显,这时系统发生了振荡行为,其振荡频率确实介于输入电压频率和开关频率之间,即中频振荡现象.此时,系统的电感电流最大值已达到了 2.85 A.这里,将电路实验结果图 6(a)(b)分别与数值仿真结果图 7(c), (d)和图 7(c)(d)相比较,可发现电路实验结果与数值仿真基本符合,但还存在一定误差.其原因主要在于数值仿真中所有器件均采用理想模型,并未考虑非理想因素如寄生参数、开关的导通电阻以及延时时间等.

## 5. 结 论

理论分析、数值仿真及电路实验表明,平均电流控制型 Boost PFC 变换器会发生一种有别于快尺度不稳定和慢尺度不稳定的中频振荡现象,其外在表现特征主要为其振荡频率介于交流输入电压线频率和开关频率之间.究其原因:1)由于电路参数的变化使得系统发生了 Hopf 分岔,从而使系统处于不稳定的状态;2)由于交流输入电压始终随着时间的变化而变化,因而 Boost PFC 变换器在每一时刻总是处

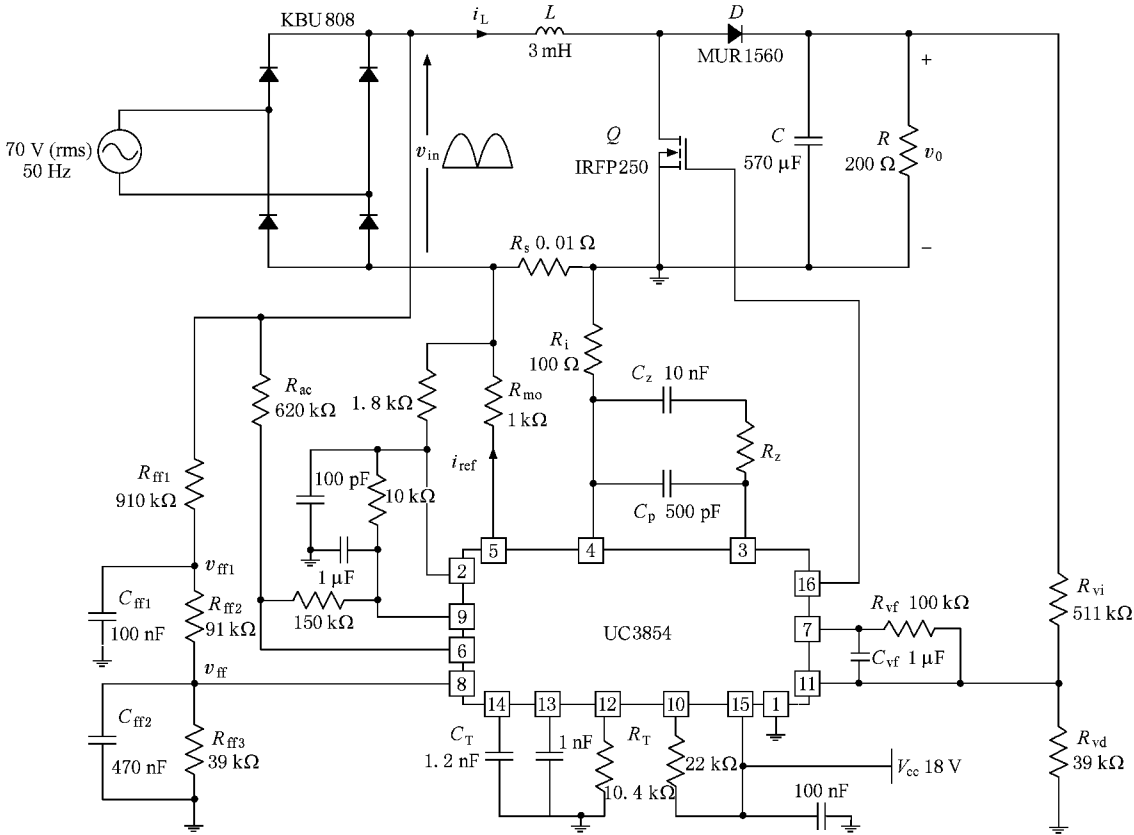


图 5 平均电流控制型 Boost PFC 变换器实验电路图

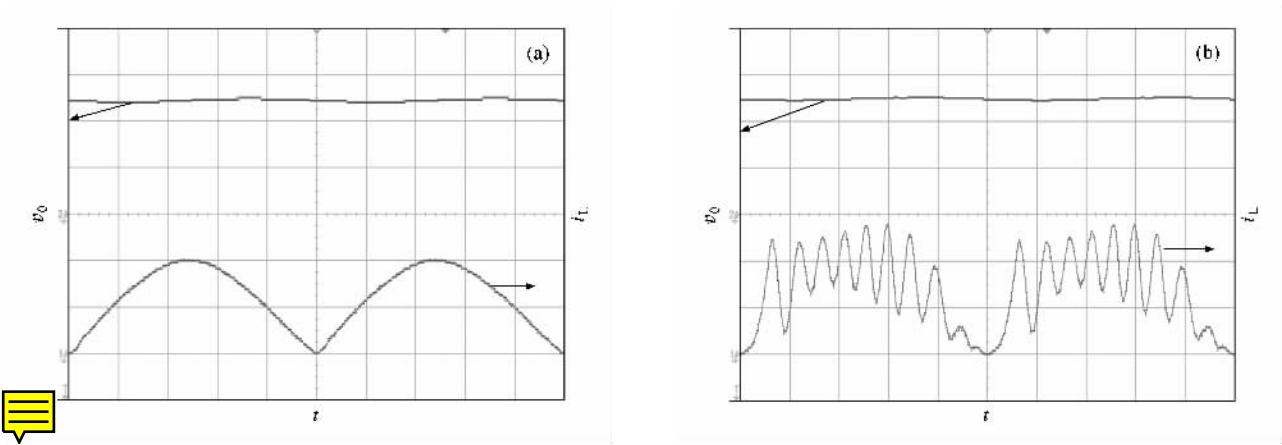


图 6 当  $R_z$  取不同值时的电路实验波形 横坐标 2 ms/div ;纵坐标 50 V/div ( $v_0$ ), 1A/div ( $i_L$ ). (a)  $R_z = 39\text{ k}\Omega$  (b)  $R_z = 10\text{ }\Omega$

在暂态过程中,由于二极管的单向导电作用,从而使得电感电流并不能无限的增大,即起到限幅的作用.此外,还发现当系统发生中频振荡现象时将会导

致开关管电流应力的急剧增加.总而言之,上述研究结果对于优化电路参数设计,提高系统性能都具有重要的指导意义.

[1] Iu H H C, Zhou Y F, Tse C K 2003 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* 31 611

[2] Wu X Q, Tse C K, Dranga O, Lu J A 2006 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* 53 204

- [ 3 ] Zhang H , Ma X K , Xue B L , Liu W Z 2005 *Chaos Soliton . Fract.* **23** 431
- [ 4 ] Orabi M , Ninomiya T 2004 *IEICE Trans . Fundamentals* **E87-A** 2256
- [ 5 ] Ren H P , Liu D 2005 *Chin . Phys.* **14** 1352
- [ 6 ] Zou J L , Ma X K 2008 *Acta Phys . Sin.* **57** 720 ( in Chinese ) [ 邹建龙、马西奎 2008 物理学报 **57** 720 ]
- [ 7 ] Todd P C 1999 *Unitrode Application Note* **U-134** 269
- [ 8 ] Sun J 2005 *IEEE Trans . Power Electron.* **20** 308
- [ 9 ] Huliehel F A , Lee F C , Cho B H 1992 *IEEE Power Electron. Specialists Conf. Rec.* , Toledo , Spain , June 29—July 3 , 1992 p475
- [ 10 ] Choi B , Hong S S , Park H 2001 *IEEE Trans . Ind . Electron.* **48** 136
- [ 11 ] Qu X H 2006 ( M.S. Dissertation ) ( Nanjing : Nanjing University of Aeronautics and Astronautics ) p13 ( in Chinese ) [ 曲小慧 2006 ( 硕士学位论文 ) 南京 南京航空航天大学 第 13 页 ]
- [ 12 ] Zhang Z C , Zhang Y , Zhang J S , Wu Z G 2005 *Relay* **33** 34 ( in Chinese ) [ 张志朝、张尧、张建设、武志刚 2005 继电器 **33** 34 ]

## Analysis of medium-frequency oscillation in the Boost power factor correction converter with average current mode control \*

Wang Fa-Qiang Zhang Hao<sup>†</sup> Ma Xi-Kui Li Xiu-Ming

( State Key Laboratory of Electrical Insulation & Power Equipment , School of Electrical Engineering , Xi 'an Jiaotong University , Xi 'an 710049 , China )

( Received 24 November 2008 ; revised manuscript received 26 February 2009 )

### Abstract

On the assumption that the input voltage can be replaced by its RMS value and the frequencies of the inductor current and the output voltage are much lower than the switching frequency of the converter , the small-signal model of Boost PFC converter is constructed and the medium-frequency oscillation in Boost PFC converter is studied. The underlying mechanism of this nonlinear phenomenon is analyzed and the stability conditions are also given. These obtained results indicate that this type of nonlinear phenomenon is different from the fast- and slow-scale instabilities , and the main characteristic of this type of nonlinear phenomena is that its oscillation frequency lies between the line frequency and the switching frequency. Finally , an experimental circuit is designed , and its experimental results agree very well with the simulation results.

**Keywords :** medium-frequency oscillation , average current mode control , Boost power factor correction converter , small-signal model

**PACC :** 0547 A660D

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 50607015 ) , the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China ( Grant No. 20050698004 ) , and the Natural Science Foundation of Shaanxi Province , China ( Grant No. 2006E<sub>1</sub>13 ) .

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail : haozhang@xjtu.edu.cn