

单周期控制三电平 Boost 功率因数校正变换器的慢尺度分岔分析

刘洪臣 管恩慧 王云 赵丹 周祺堃 徐永向

Analysis on the slow-scale bifurcation behaviors of one-cycle-controlled three-level Boost power factor correction converter

Liu Hong-Chen Guan En-Hui Wang Yun Zhao Dan Zhou Qi-Kun Xu Yong-Xiang

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 64, 040502 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.040502

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.040502>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I4>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

脉冲序列控制双断续导电模式 BIFRED 变换器的动力学建模与多周期行为

[Dynamical modeling and multi-periodic behavior analysis on pulse train controlled DCM-DCM BIFRED converter](#)

物理学报.2015, 64(1): 010501 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.010501>

基于一阶广义忆阻器的文氏桥混沌振荡器研究

[Wien-bridge chaotic oscillator based on first-order generalized memristor](#)

物理学报.2014, 63(24): 240505 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.240505>

非线性磁式压电振动能量采集系统建模与分析

[Modeling and analysis of piezoelectric vibration energy harvesting system using permanent magnetics](#)

物理学报.2014, 63(24): 240504 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.240504>

指向 Lyapunov 指数及其在单输入单输出系统故障检测中的应用

[Directional Lyapunov exponent and its application to fault detection of the single input single output system](#)

物理学报.2014, 63(22): 220505 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.220505>

电感电流伪连续模式下分数阶 Boost 变换器的非线性控制

[Non-linear control for the fractional boost converter in pseudo continuous conduction mode](#)

物理学报.2014, 63(20): 200502 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.200502>

单周期控制三电平 Boost 功率因数校正变换器的慢尺度分岔分析*

刘洪臣^{1)†} 管恩慧¹⁾ 王云²⁾ 赵丹¹⁾ 周祺堃¹⁾ 徐永向¹⁾

1) (哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001)

2) (上海电气集团股份有限公司中央研究院, 上海 200070)

(2014年7月4日收到; 2014年9月16日收到修改稿)

对单周期控制三电平 Boost 功率因数校正 (PFC) 变换器中存在的慢尺度分岔现象进行了研究, 基于 Floquet 乘法分析了主要电路参数对系统稳定性的影响. 首先, 分析了该电路的工作原理, 并由输入输出功率平衡推导出电路的简化模型. 然后, 采用谐波平衡法求解出电路的周期解, 根据 Floquet 理论分析周期解的稳定性. 通过计算 Floquet 乘子, 分析了电路中电压反馈电阻 R_{vf} 对系统慢尺度分岔行为的影响. 搭建电路仿真模型, 验证了简化模型及 Floquet 理论分析的正确性. 最后, 计算了电路中其他参数组成的稳定边界. 研究表明, 正确选择三电平 Boost PFC 变换器的电路参数对于其稳定运行, 提高输入侧功率因数具有重要意义.

关键词: 单周期控制, 三电平 Boost 功率因数校正变换器, 慢尺度分岔, Floquet 乘子

PACS: 05.45.-a, 05.45.Pq, 05.45.Ac

DOI: 10.7498/aps.64.040502

1 引言

随着电子信息技术的高速发展, 越来越多的电力电子电路被广泛应用于军事、交通、通信、工农业生产等行业中, 但是电力电子功率器件的使用却造成了电网严重的谐波污染. 近年来, 有源功率因数校正 (APFC) 器已广泛应用于电力电子电路中, 用于解决其对电网日益严重的谐波污染问题.

但是在 APFC 电路实际应用中, 经常会发现一些不规则现象, 电路中参数发生细微的变化都可能会使电路进入不稳定工作状态. 研究表明, 这些不规则现象属于典型的非线性混沌行为, 使得输入电流发生畸变, 降低电路的功率因数, 增加开关管的电流应力, 甚至损毁开关管, 严重影响系统的性能, 也限制了 APFC 技术的进一步发展. 因而, 从混沌的角度来深入研究 APFC 电路的动力学行为, 通过

优化电路参数提高系统的动态性能, 具有重要的理论与工程应用意义.

与电力电子领域非线性研究较多的 DC/DC 变换器^[1,2]不同, APFC 电路不仅要考虑开关频率的变化, 还要考虑输入电压的周期变化, 因而其非线性现象的分析更加复杂. 国内外学者针对 APFC 电路的动力学行为进行了深入的研究, 其中以平均电流控制 Boost 功率因数校正 (PFC) 变换器研究最多. 2002 年 Orabi 和 Ninomiya^[3]发现在平均电流控制 Boost PFC 变换器中存在输入电压频率上的倍周期分岔现象, 并依据功率守恒原则建立了电路简化模型, 通过实验验证了模型的正确性. 2003 年, Tse 等^[4]对平均电流控制的 Boost PFC 变换器进行了仿真分析, 研究了快尺度 (fast-scale) 不稳定现象, 通过对 Jacobian 矩阵特征值的分析, 预测了快尺度不稳定边界区域. 文献^[5—7]建立了平均电流控制 Boost PFC 变换器的双平均模型, 运用谐波

* 国家自然科学基金 (批准号: 51107016)、国家重点基础研究发展计划 (批准号: 2013CB035605) 和黑龙江省博士后科研启动金 (批准号: LHB-Q12086) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: fenmiao@hit.edu.cn

平衡方法求解直流分量与各次谐波分量, 比较电路闭环总增益与1的关系, 判断电路是否发生慢尺度分岔. 国内的马西奎小组和程为彬小组对平均电流控制和峰值电流控制 Boost PFC 变换器进行了全面的研究, 通过建立离散映射模型, 并进行数值仿真和实验验证, 分析了输入电压周期内, 即快尺度意义上的间歇性分岔现象 [8-10]; 通过对 Boost PFC 变换器分岔机理的分析, 得到直流和纹波分量与各参数之间的关系, 进而得到各参数对慢时标分岔行为的影响 [11]. 2011年, 马伟 [12] 采用二次平均的方法, 分析了单周期控制 Boost PFC 变换器的稳定性问题, 但是这种建模方法是一种近似方法, 与仿真实验的结果存在较大误差. 随着 APFC 技术的发展, 新的拓扑结构和控制方法不断出现, 对其他 PFC 电路中的动力学行为的研究也取得了一定的成果, 主要包括单级 PFC 和级联 PFC 变换器等 [13-17].

与平均电流控制相比较, 单周期控制是一种不需要乘法器的新颖控制方法, 具有动态响应快、电路实现简单等优点; 而与传统只有一个开关管的单电平 Boost PFC 变换器相比较, 三电平 Boost PFC 变换器中输出电压由两个开关管共同承受, 开关管耐压可以减少一半, 适用于较大功率场合 [18-20]. 本文以单周期控制三电平 Boost PFC 变换器为研究对象, 首先分析了其工作原理与控制方法, 由功率平衡法推导出其简化模型, 然后采用谐波平衡法求出电路的周期近似解, 根据 Floquet 理论判定周期近似解的稳定性, 最后通过电路仿真验证了理论

分析的正确性. 通过本文的分析, 可以得到各电路参数对三电平 Boost PFC 变换器慢尺度分岔行为的影响, 对于提高电路功率因数, 确保其稳定运行具有指导意义.

2 单周期控制三电平 Boost PFC 变换器的工作原理及非线性模型推导

2.1 单周期控制三电平 Boost PFC 变换器主电路工作模式

单周期控制三电平 Boost PFC 电路的主电路结构如图 1 所示. 假设电容 $C_1 = C_2$ 且足够大, 则电容两端电压平衡, 即 $u_{o1} = u_{o2} = u_o/2$; 由于开关频率 f_s 远大于输入电压频率 f_m , 可以认为一个开关周期 T_s 内, 输入电压保持不变.

当输出电压 $u_o > 2u_{ab}$ 时, 占空比 $d > 0.5$, 电路主要工作波形如图 2(a) 所示, 在一个开关周期 T_s 内, 主电路有如下四种开关模式.

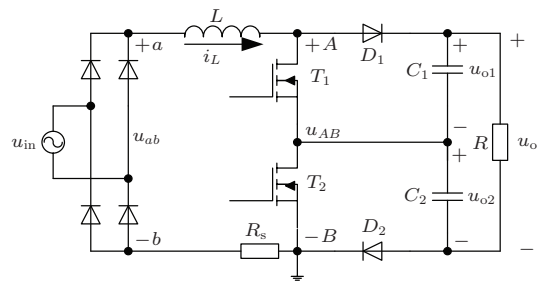


图 1 单周期控制三电平 Boost PFC 电路的主电路

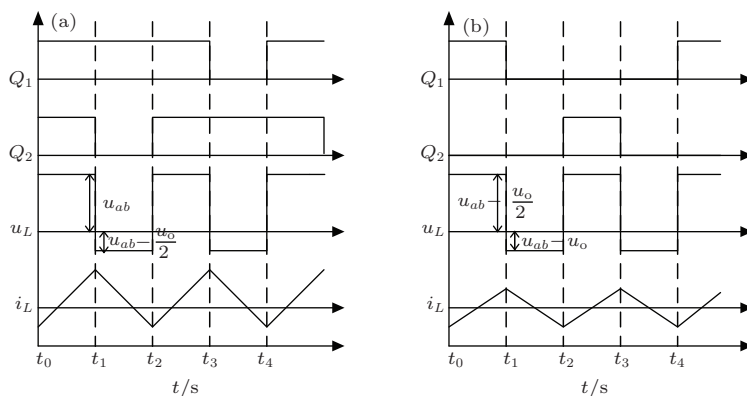


图 2 三电平 Boost PFC 变换器主要电路波形 (a) $d > 0.5$; (b) $d < 0.5$

1) 开关模式 1: 开关管 T_1, T_2 导通, 二极管 D_1, D_2 关断, 电感电流 i_L 线性增大, 电感电能增加, 电容 C_1, C_2 为负载提供能量. 此时直流母线电压 $u_{AB} = 0$, 电感两端电压 $u_L = u_{ab}$.

2) 开关模式 2: 开关管 T_1 导通、 T_2 关断, 二极管 D_2 导通、 D_1 关断, 电感电流 i_L 线性减小. 此时直流母线电压 $u_{AB} = u_o/2$, 电感两端电压 $u_L = u_{ab} - u_o/2$.

3) 开关模态3: 此模态与开关模态1相同, 直流母线电压 $u_{AB} = 0$, 电感两端电压 $u_L = u_{ab}$.

4) 开关模态4: 开关管 T_2 导通、 T_1 关断, 二极管 D_1 导通、 D_2 关断, 此时直流母线电压及电感两端电压均与模态2相同, 分别为 $u_{AB} = u_o/2$ 和 $u_L = u_{ab} - u_o/2$.

在一个开关周期内, 根据电感两端电压伏秒平衡原则, 可以得到 $u_o = u_{ab}/(1-d)$. 同样地, 当 $u_o < 2u_{ab}$, 即占空比 $d < 0.5$ 时, 电路主要工作波形如图2(b)所示, 此时也有 $u_o = u_{ab}/(1-d)$.

从上面四种工作模态可以看出, 直流母线电压 u_{AB} 有三种取值, 分别为0, $u_o/2$ 和 u_o , 这就是三电平 Boost PFC 变换器中“三电平”的含义.

2.2 单周期控制三电平 Boost PFC 变换器控制原理

由前面的分析可知, 不论 $d > 0.5$ 还是 $d < 0.5$, 在一个开关周期 T_s 内都有

$$u_o = \frac{u_{ab}}{1-d} = \frac{|u_{in}|}{1-d}. \quad (1)$$

令输入阻抗为 R_e , 有

$$u_{in} = R_e i_{in}. \quad (2)$$

由(1), (2)式可得

$$i_L = |i_{in}| = \frac{(1-d)u_o}{R_e}. \quad (3)$$

采样电阻为 R_s , 则有

$$i_L R_s = \frac{(1-d)u_o}{R_e} R_s. \quad (4)$$

令

$$u_m = u_o R_s / R_e, \quad (5)$$

合并(1), (4), (5)式, 有

$$i_L R_s = \frac{u_m}{u_o} |u_{in}|. \quad (6)$$

当输出滤波电容 C_1, C_2 足够大时, 输出电压 u_o 基本恒定, 那么由(5)式可知, u_m 也可以看作恒定的, 于是输入电流 i_{in} 跟随输入电压 u_{in} , 可实现 PFC 功能. 将(5)式代入(4)式, 可以得到单周期控制的目标方程为

$$u_m - i_L R_s = d u_m \quad (7)$$

或

$$i_L R_s = (1-d) u_m. \quad (8)$$

这两个控制方程分别对应为后沿调制和前沿调制, 本文采用的是后沿调制方法.

图3所示为单周期控制三电平 Boost PFC 变换器的控制电路, 主要由电压误差放大器和两组可复位积分器、比较器、RS 触发器构成. 时钟信号经过逻辑运算, 产生两组相位差为 180° 的时钟信号; 两组驱动信号 Q_1, Q_2 相位差也为 180° , 可实现对开关管 T_1, T_2 的交错驱动.

假设积分器的时间常数 T_i 与开关周期 T_s 相同, 控制电路的工作过程如下: 时钟脉冲到来时, RS 触发器置位, 开关管导通, 复位开关 S_r 关断, 积分器开始积分, 输出电压 $u_+ = u_m t / T_s$ ($0 < t < T_s$), 而比较器的另一端输入为 $u_- = u_m - i_L R_s$. 当同相输入端信号 u_+ 与反相输入端信号 u_- 相等时, 即 $t = d T_s$ 时, 比较器改变状态, RS 触发器复位, 开关管关断, 复位开关 S_r 导通, 积分器复位停止工作直到下一个时钟脉冲来临. 这样就实现了(7)式的控制方程.

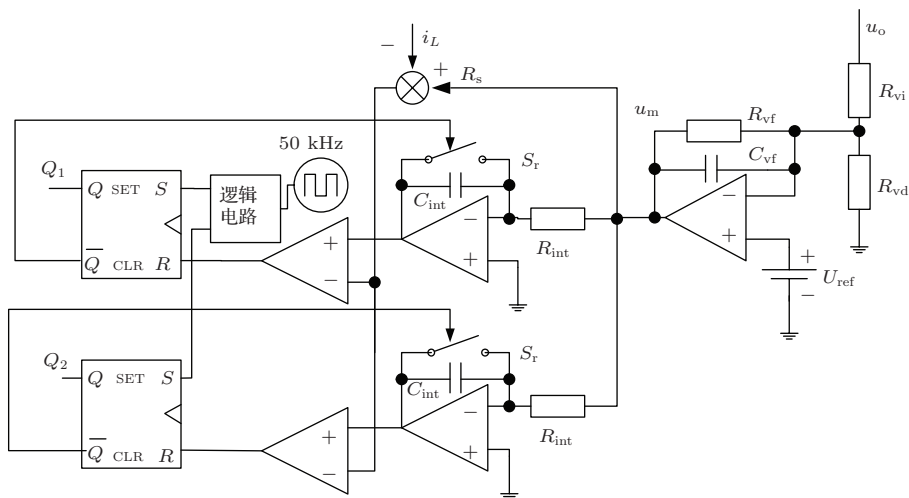


图3 单周期控制三电平 Boost PFC 变换器的控制电路

2.3 基于功率平衡法的简化模型

一方面, 根据文献[5]中的输入输出功率平衡方法或文献[12]中的电路平均方法可得

$$|u_{in}|i_L = \frac{u_o^2}{R} + C_1u_{o1}\frac{du_{o1}}{dt} + C_2u_{o2}\frac{du_{o2}}{dt} + Li_L\frac{di_L}{dt}. \quad (9)$$

在三电平 Boost PFC 变换器中, 取 $C_1 = C_2 = C$, 当 C 足够大时有 $u_{o1} = u_{o2} = u_o/2$; 忽略电感在一个周期内的能量变化, 可得

$$|u_{in}|i_L = \frac{u_o^2}{R} + \frac{C}{2}u_o\frac{du_o}{dt}. \quad (10)$$

再根据电路工作原理, 在参数选择合适情况下, 变换器输入电流:

$$i_L = \frac{|u_{in}|u_m}{R_s u_o}, \quad (11)$$

输入侧电压整流后为

$$|u_{in}| = \sqrt{2}U_{in} |\sin(\omega_m t)|,$$

其中 $\omega_m = 2\pi f_m$, f_m 为输入侧电压基波频率. 由 (10), (11) 式可得

$$\begin{aligned} & \frac{U_{in}^2}{R_s u_o} u_m (1 - \cos(2\omega_m t)) \\ &= \frac{1}{2} C u_o \frac{du_o}{dt} + \frac{u_o^2}{R}. \end{aligned} \quad (12)$$

另一方面, 控制电路中电压补偿器采用单极点型, 即由电阻 R_{vf} 和电容 C_{vf} 并联组成, 设电压补偿器的输出电压为 u_m , 根据运算放大器的工作原理可得

$$\begin{aligned} \frac{du_m}{dt} &= -\frac{u_m}{C_{vf}R_{vf}} + \left(\frac{1}{C_{vf}R_{vf}} + \frac{R_{vi} + R_{vd}}{C_{vf}R_{vi}R_{vd}} \right) U_{ref} \\ &\quad - \frac{u_o}{C_{vf}R_{vi}}, \end{aligned} \quad (13)$$

其中 U_{ref} 为参考电压.

因此, 采用功率平衡法可得到三电平 Boost PFC 变换器的简化模型:

$$\begin{cases} \frac{du_o}{dt} = -\frac{2u_o}{RC} + \frac{2U_{in}^2 u_m (1 - \cos(2\omega_m t))}{R_s C u_o^2}, \\ \frac{du_m}{dt} = -\frac{u_m}{C_{vf}R_{vf}} + \left(\frac{1}{C_{vf}R_{vf}} + \frac{R_{vi} + R_{vd}}{C_{vf}R_{vi}R_{vd}} \right) U_{ref} - \frac{u_o}{C_{vf}R_{vi}}. \end{cases} \quad (14)$$

3 三电平 Boost PFC 变换器稳定性的理论分析

3.1 谐波平衡法求解周期近似解

$$\text{令 } \omega_0 = 2\omega_m, \tau = \omega_0 t, u'_m = \frac{du_m}{d\tau}, u''_m =$$

$$\frac{du'_m}{d\tau} = \frac{d^2 u_m}{d\tau^2}, u'_o = \frac{du_o}{d\tau}, u''_o = \frac{du'_o}{d\tau} = \frac{d^2 u_o}{d\tau^2},$$

$$\alpha = \frac{2}{RC}, \beta = \frac{2U_{in}^2}{R_s C}, \gamma = \frac{1}{C_{vf}R_{vf}}, \rho = \frac{1}{C_{vf}R_{vi}},$$

$$\xi = \left(\frac{1}{C_{vf}R_{vf}} + \frac{R_{vi} + R_{vd}}{C_{vf}R_{vi}R_{vd}} \right) U_{ref}, \text{ 则三电平 Boost}$$

PFC 变换器的简化模型可以进一步简化为

$$\begin{cases} u_o^2 u'_o = -\frac{\alpha u_o^3}{\omega_0} + \frac{\beta u_m (1 - \cos(\tau))}{\omega_0}, \\ u'_m = -\frac{\gamma u_m}{\omega_0} - \frac{\rho u_o}{\omega_0} + \frac{\xi}{\omega_0}. \end{cases} \quad (15)$$

由上式第二个式子可得

$$u_o = -\frac{\omega_0}{\rho} u'_m - \frac{\gamma}{\rho} u_m + \frac{\xi}{\rho}, \quad (16)$$

$$u'_o = -\frac{\omega_0}{\rho} u''_m - \frac{\gamma}{\rho} u'_m. \quad (17)$$

将 u_o 和 u'_o 代入 (15) 式中的第一个式子, 消去 u_o 相关项, 得

$$\begin{aligned} & -\omega_0 \gamma F^2 u'_m + 2\omega_0 \gamma^2 F u_m u'_m - \omega_0 \gamma^3 u_m^2 u'_m \\ & -\omega_0^2 F^2 u''_m + 2\omega_0^2 \gamma F u_m u''_m + 2\omega_0^2 \gamma F u_m u''_m \\ & -2\omega_0^2 \gamma^2 u_m u_m^2 - \omega_0^2 \gamma^2 u_m^2 u''_m + 2\omega_0^3 F u'_m u''_m \\ & -\omega_0^3 \gamma u_m^3 - 2\omega_0^3 \gamma u_m u'_m u''_m - \omega_0^4 u_m^2 u''_m \\ &= -\alpha F^3 + 3\alpha \gamma F^2 u_m - 3\alpha \gamma^2 F u_m^2 + \alpha \gamma^3 u_m^3 \\ & + 3\omega_0 \alpha F^2 u'_m - 6\omega_0 \alpha \gamma F u_m u'_m \\ & + 3\omega_0 \alpha \gamma^2 u_m^2 u'_m - 3\omega_0^2 \alpha F u_m^2 + 3\omega_0^2 \alpha \gamma u_m u_m^2 \\ & + \omega_0^3 \alpha u_m^3 + \beta \rho^3 u_m (1 - \cos(\tau)), \end{aligned} \quad (18)$$

则 u_m 满足以下二阶微分方程:

$$\begin{aligned} & f(u''_m, u'_m, u_m) \\ &= \omega_0^2 u''_m \left(\omega_0^2 u_m^2 + \gamma^2 u_m^2 + 2\omega_0 \gamma u_m u'_m \right. \\ & \quad \left. - 2\omega_0 F u'_m + F^2 \right) + \omega_0^3 u_m^3 (\alpha + \gamma) \\ & \quad + \omega_0^2 \gamma u_m u_m^2 (3\alpha + 2\gamma) - \omega_0^2 F u_m^2 (3\alpha + 2\gamma) \\ & \quad + \omega_0 \gamma^2 u_m^2 u'_m (3\alpha + \gamma) - 2\omega_0 \gamma F u_m u'_m (3\alpha + \gamma) \\ & \quad + \omega_0 F^2 u'_m (3\alpha + \gamma) + \alpha \gamma^3 u_m^3 - 3\alpha \gamma^2 F u_m^2 \\ & \quad + 3\alpha \gamma F^2 u_m - \alpha F^3 + \beta \rho^3 u_m (1 - \cos(\tau)) \\ &= 0. \end{aligned} \quad (19)$$

该系统的输入为正弦半波, 即为周期激励系统, 因而其解也具有周期性. 因此, 可以设电压补偿器的输出电压 u_m 的近似解为

$$u_m = a_0 + \sum_{n=1}^N [a_n \cos(n\tau) + b_n \sin(n\tau)], \quad (20)$$

则

$$u'_m = \sum_{n=1}^N [-a_n n \sin(n\tau) + b_n n \cos(n\tau)], \quad (21)$$

$$u''_m = \sum_{n=1}^N [-a_n n^2 \cos(n\tau) - b_n n^2 \sin(n\tau)]. \quad (22)$$

将(20)和(21)式代入(19)式, 并在一个周期内积分, 即

$$\int_0^{2\pi} f(u''_m, u'_m, u_m) \mathbf{E}^T d\tau = 0, \quad (23)$$

其中

$$\mathbf{E}^T = [\cos(0), \cos(\tau), \cos(2\tau), \dots, \cos(N\tau), \sin(\tau), \sin(2\tau), \dots, \sin(N\tau)]^T.$$

于是得到 $2N + 1$ 个含 a_0, a_n, b_n 的代数方程. 求解这 $2N + 1$ 个方程可以得到电压补偿器输出电压 u_m 的近似解, 代入方程(16), 可得输出电压 u_o 的近似解.

3.2 Floquet 理论分析稳定性

一旦系统的周期解确定, 就可以使用 Floquet 理论来分析其稳定性, 即周期激励系统的稳定性可以通过在周期解上施加微小扰动来判定周期解是否稳定^[21].

设 $u_m = U_m + \Delta u_m, u_o = U_o + \Delta u_o$, 其中 $\Delta u_m, \Delta u_o$ 为微小扰动, U_m, U_o 为上面求出的周期解,

$$U_m = a_0 + \sum_{n=1}^N [a_n \cos(n\tau) + b_n \sin(n\tau)], \quad (24)$$

$$U_o = \sum_{n=1}^N \left[\left(\frac{n\omega_0 a_n}{\rho} - \frac{\gamma b_n}{\rho} \right) \sin(n\tau) - \left(\frac{n\omega_0 b_n}{\rho} + \frac{\gamma a_n}{\rho} \right) \cos(n\tau) \right] + \frac{\xi}{\rho} - \frac{\gamma}{\rho} a_0. \quad (25)$$

在周期解 U_m, U_o 处对(16)和(17)式进行线性化, 得到如下线性时变微分方程:

$$\mathbf{U}' = \mathbf{Y}(\tau) \mathbf{U},$$

$$\mathbf{U} = (\Delta u_o, \Delta u_m)^T \in \mathbf{R}^2, \quad (26)$$

其中

$$\mathbf{Y}(\tau) = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{2\beta U_m (1 - \cos(\tau))}{\omega_0 U_o^3} & \frac{\beta (1 - \cos(\tau))}{\omega_0 U_o^2} \\ -\frac{\rho}{\omega_0} & -\frac{\gamma}{\omega_0} \end{bmatrix}.$$

显然, $\mathbf{Y}(\tau)$ 为周期矩阵, 周期 T 与 U_m, U_o 相同. 根据 Floquet 理论, 需要计算转移矩阵的 Floquet 乘子.

假设 $\mathbf{U}' = \mathbf{Y}(\tau) \mathbf{U}$ 一个基本解矩阵为 $\Phi(\tau)$, 即 $\Phi(\tau)$ 满足 $\frac{d\Phi(\tau)}{d\tau} = \mathbf{Y}(\tau) \Phi(\tau)$. 由于 $\mathbf{Y}(\tau)$ 是周期为 T 的周期矩阵, 即 $\mathbf{Y}(\tau) = \mathbf{Y}(\tau + T)$, 因此 $\Phi(\tau + T)$ 也是 $\mathbf{U}' = \mathbf{Y}(\tau) \mathbf{U}$ 的一个基础解矩阵. 两个基础解矩阵之间存在非奇异矩阵 \mathbf{M} , 使得

$$\Phi(\tau + T) = \mathbf{M} \Phi(\tau), \quad (27)$$

\mathbf{M} 称为状态转移矩阵. 令 $\tau = 0$, 有 $\Phi(0) = \mathbf{I}$, 则 $\mathbf{M} = \Phi(T)$. 矩阵 \mathbf{M} 的特征值称为 Floquet 特征乘子.

根据 Floquet 理论可以对非线性动力系统周期解的稳定性和分岔类型进行分析: 如果所有 Floquet 乘子均位于单位圆内, 则系统的周期解是渐近稳定的; 若至少有一个 Floquet 乘子穿越单位圆, 则系统不稳定. 具体如下^[21]:

- 1) 若有一个实 Floquet 乘子沿负实轴穿越单位圆, 而其余乘子均位于单位圆内, 则系统发生倍周期分岔;
- 2) 若有一个实 Floquet 乘子沿正实轴穿越单位圆, 而其余乘子均位于单位圆内, 则系统发生鞍结分岔;
- 3) 若有一对共轭复数 Floquet 乘子穿越单位圆, 而其余乘子均位于单位圆内, 则系统发生 Hopf 分岔.

下面求解转移矩阵. 将周期 T 分成 N_k 等分, 第 k 个区间长度 $\Delta k = \tau_k - \tau_{k-1}$, 其中 $\tau_k = \frac{Tk}{N_k}$. 当 N_k 取值足够大时, 可认为 $\mathbf{Y}(\tau)$ 在第 k 个区间 $[\tau_{k-1}, \tau_k]$ 内是恒定的, 即

$$\mathbf{Y}_k = \frac{1}{\Delta k} \int_{\tau_{k-1}}^{\tau_k} \mathbf{Y}(\tau) d\tau = \begin{bmatrix} y_{11k} & y_{12k} \\ y_{21k} & y_{22k} \end{bmatrix}, \quad (28)$$

其中,

$$y_{11k} = \frac{1}{\Delta k} \int_{\tau_{k-1}}^{\tau_k} \left[-\frac{\alpha}{\omega_0} - \frac{2\beta U_m (1 - \cos(\tau))}{\omega_0 U_o^3} \right] d\tau,$$

$$y_{12k} = \frac{1}{\Delta k} \int_{\tau_{k-1}}^{\tau_k} \frac{\beta(1 - \cos(\tau))}{\omega_0 U_o} d\tau,$$

$$y_{21k} = -\frac{\rho}{\omega_0}, \quad y_{22k} = -\frac{\gamma}{\omega_0}.$$

周期 T 上的转移矩阵 M 等于每个小区间内转移矩阵的乘积, 即 $M = M_{N_k} M_{N_k-1} \cdots M_1$, 其中

$$M_i = e^{Y_i \Delta_i} = I + \sum_{j=1}^{N_j} \frac{(Y_i \Delta_i)^j}{j!},$$

N_j 的大小取决于对 M_i 的近似程度^[20]. 因此, 转移矩阵 M 为

$$M = \prod_{i=N_k}^1 \left[I + \sum_{j=1}^{N_j} \frac{(Y_i \Delta_i)^j}{j!} \right]. \quad (29)$$

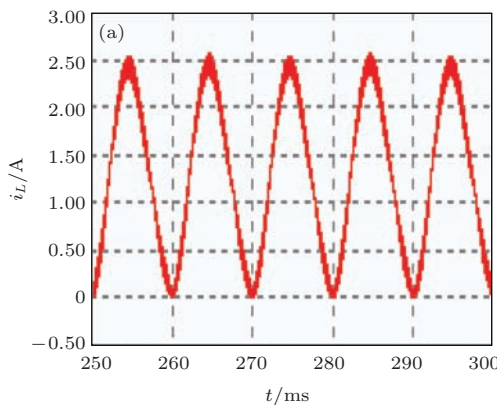
4 三电平 Boost PFC 变换器慢尺度分岔分析与仿真实证

选择主要电路参数为: $U_{in} = 85 \text{ V}$, $f_m = 50 \text{ Hz}$, $L = 2 \text{ mH}$, $R = 180\text{--}250 \text{ }\Omega$, $C = 400\text{--}500 \text{ }\mu\text{F}$, $R_s = 0.5 \text{ }\Omega$, $R_{vi} = 510 \text{ k}\Omega$, $R_{vd} = 27 \text{ k}\Omega$, $R_{vf} = 180\text{--}250 \text{ k}\Omega$, $C_{vf} = 30\text{--}50 \text{ nF}$.

在 PSIM 中搭建单周期控制三电平 Boost PFC 变换器的仿真电路, 固定 $R = 200 \text{ }\Omega$, $C = 470 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{vf} = 47 \text{ nF}$, 取 $R_{vf} = 150 \text{ k}\Omega$, 可以得到如图 4(a) 和 (b) 所示电感电流 i_L 和输出电压 u_o 的仿真波形. 从图 4 可以看出, i_L 和 u_o 纹波的周期为输入交流电压周期的两倍, 变换器处于稳定状态.

同样取 $R_{vf} = 150 \text{ k}\Omega$ 时, 根据上节的推导, 取 $N = 2$, 可得电压补偿器的输出电压 u_m 和 PFC 变换器的输出电压 u_o 的周期近似解分别为

$$u_m = 1.21128 - 0.360381 \cos(\tau)$$



$$+ 0.164502 \sin(\tau)$$

$$+ 0.00899698 \cos(2\tau)$$

$$- 0.0112018 \sin(2\tau), \quad (30)$$

$$u_o = 158.904 - 1.25224 \cos(\tau)$$

$$- 5.98693 \sin(\tau)$$

$$+ 0.306828 \cos(2\tau)$$

$$+ 0.30909 \sin(2\tau). \quad (31)$$

计算转移矩阵的 Floquet 乘子, 得到

$$\lambda_1 = -0.158887079932901,$$

$$\lambda_2 = -0.805605212623421. \quad (32)$$

显然, 此时转移矩阵的 Floquet 乘子均位于单位圆内, 电路处于稳定状态.

当 $R_{vf} = 215 \text{ k}\Omega$ 时, 仿真得到的电感电流 i_L 及输出电压 u_o 的波形如图 5 所示. 从图 5 可以看出, i_L 和 u_o 波形有畸变, 系统周期与输入交流电周期相同, 系统发生慢时标倍周期分岔. 通过理论计算, 得到转移矩阵的 Floquet 乘子为

$$\lambda_1 = -0.195465351618618,$$

$$\lambda_2 = -1.005573030767312. \quad (33)$$

有一个 Floquet 乘子沿负实轴穿越到单位圆外, 说明此时电路发生了倍周期分岔.

为了确定具体的分岔点位置, 改变电路参数 R_{vf} 的值, 计算转移矩阵的 Floquet 乘子如表 1 所列. 可知当 $R_{vf} \leq 212 \text{ k}\Omega$, 转移矩阵的 Floquet 乘子均位于单位圆内; 但当 $R_{vf} = 213 \text{ k}\Omega$ 时, 有一个 Floquet 乘子沿负实轴穿越单位圆, 系统此时发生倍周期分岔.

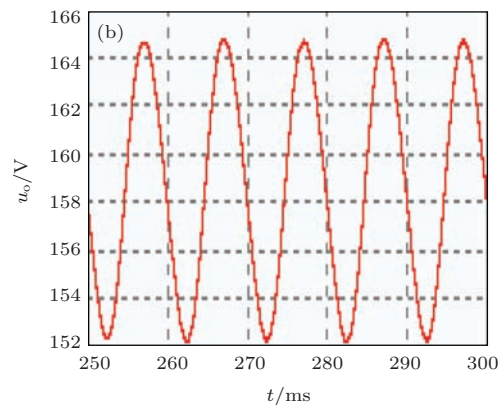


图 4 $R_{vf} = 150 \text{ k}\Omega$ 时, i_L 和 u_o 的电路仿真波形 (a) i_L 波形; (b) u_o 波形

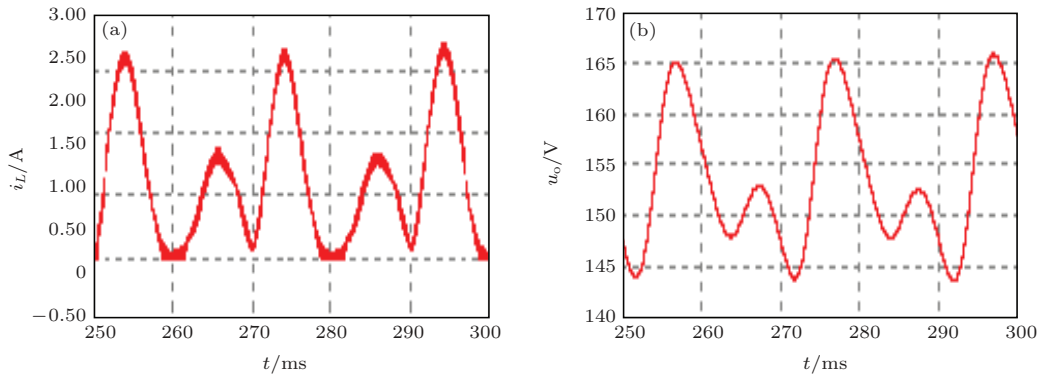


图5 $R_{vf} = 215 \text{ k}\Omega$ 时, i_L 和 u_o 的电路仿真波形 (a) i_L 波形; (b) u_o 波形

表1 R_{vf} 取不同值时转移矩阵的 Floquet 乘子及电路状态

$R_{vf}/\text{k}\Omega$	λ_1	λ_2	电路状态
190	-0.18324865620946	-0.94163116229103	稳定
205	-0.19082417743076	-0.99751345280087	稳定
210	-0.19317582659035	-0.99379253076293	稳定
212	-0.19410041336266	-0.99856049932093	稳定
213	-0.19455701721746	-1.00091425928663	倍周期分岔
215	-0.19546535161861	-1.00557303076731	倍周期分岔

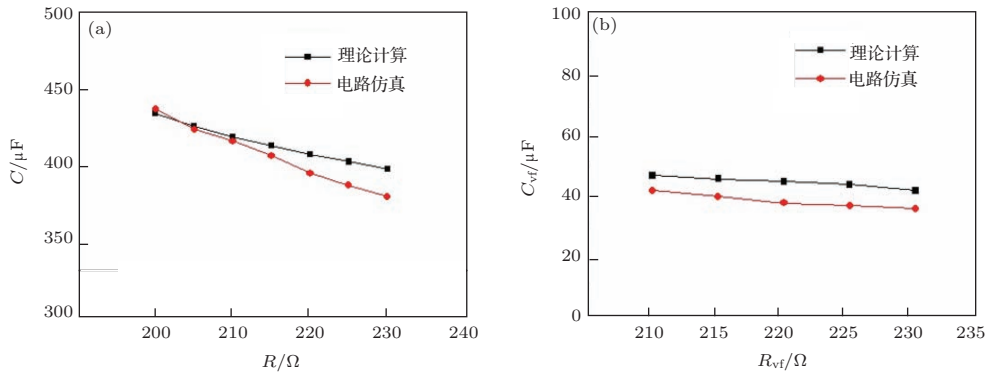


图6 不同参数对组成的稳定边界 (a) R 和 C ; (b) R_{vf} 和 C_{vf}

除了 R_{vf} 外, 其他电路参数也会影响系统的稳定性. 下面主要分析由滤波电容 C 和负载电阻 R 参数对组成的稳定边界以及电压反馈电阻 R_{vf} 和电压反馈电容 C_{vf} 参数对组成的稳定边界.

固定 $R_{vf} = 220 \text{ k}\Omega$, $C_{vf} = 47 \text{ nF}$, 在负载电阻 R 取不同值时, 电路稳定运行所需的最大滤波电容 C 如图 6(a) 所示, 即为了使电路稳定运行, C 需小于图中所给出的值. 从图 6(a) 可以看出, 随着负载电阻 R 增大, 滤波电容 C 的临界稳定值减小. 同时可以看出, 利用 Floquet 乘子法计算得到的值和 PSIM 仿真得到的值基本相符, 说明了简化模型的正确性.

固定 $R = 200 \text{ }\Omega$, $C = 470 \text{ }\mu\text{F}$, 改变反馈电

阻 R_{vf} 时, 电路稳定运行的反馈电容 C_{vf} 最大值如图 6(b) 所示. 从图 6(a) 可以看出, 随着 R_{vf} 的增大, 所需的最大 C_{vf} 的值在减小, 仿真值与计算值存在误差, 但是误差在合理范围内且变化趋势相同.

从图 6 可以看出, 电路仿真结果与理论结果基本相符, 但是由于电路在建模过程中进行了一次平均简化, 因此两者之间存在合理范围内的误差.

5 结 论

单相三电平 Boost PFC 变换器相较于传统的单电平 Boost PFC 变换器, 其开关管电压应力大大减小, 但是依然存在不可忽视的非线性行为, 会降

低输入侧功率因数, 增大开关管电流应力, 对电路的稳定运行产生严重影响. 本文针对单周期控制的三电平 Boost PFC 变换器, 对其慢尺度分岔行为进行了深入的研究, 运用 Floquet 理论分析了电路中主要参数对系统慢尺度分岔行为的影响, 得到了一定条件下滤波电容 C 和负载电阻 R 以及反馈电阻 R_{vf} 和反馈电容 C_{vf} 组成的电路稳定边界. 电路仿真结果与理论分析具有较好的一致性, 进而验证了电路模型的正确性; 同时, 由于电路分析采用的是简化模型, 仿真结果与理论计算存在着合理的误差范围. 研究表明, 单周期控制的三电平 Boost PFC 变换器是一种非线性系统, 在实际应用中应合理选取电路参数, 确保系统工作在稳定状态. 本文的研究结果对于正确设计三电平 Boost PFC 变换器具有重要的理论指导意义和实际应用价值.

参考文献

- [1] Wang F Q, Ma X K 2013 *Chin. Phys. B* **22** 120504
- [2] Yang N N, Liu C X, Wu C J 2012 *Chin. Phys. B* **21** 080503
- [3] Orabi M, Ninomiya T 2002 *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society* **1** 209
- [4] Tse C K, Drange O, Iu H H C 2003 *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems* Bangkok, Thailand, May 25–28, 2003 p312
- [5] Wong S C, Tse C K, Orabi M, Ninomiya T 2006 *IEEE Trans. Circuits Sys. I* **53** 454
- [6] Chu G, Tse C K, Wong S C 2009 *IEEE Trans. Power Electron.* **24** 469
- [7] Aroudi A E, Orabi M, Haroun R, Martínez-Salamero L 2011 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **58** 3448
- [8] Zhang H, Ma X K, Xue B L, Liu W Z 2005 *Chaos Soliton. Fract.* **23** 431
- [9] Zou J L, Ma X K 2008 *Proc. CSEE* **28** 38 (in Chinese) [邹建龙, 马西奎 2008 中国电机工程学报 **28** 38]
- [10] Cheng W B, Kang S M, Wang Y L, Tang N, Guo Y N, Huo A Q 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 020506 (in Chinese) [程为彬, 康思民, 汪跃龙, 汤楠, 郭颖娜, 霍爱清 2011 物理学报 **60** 020506]
- [11] Zou J L, Ma X K, Yang Y 2010 *Proc. CSEE* **30** 1 (in Chinese) [邹建龙, 马西奎, 杨宇 2010 中国电机工程学报 **30** 1]
- [12] Ma W 2011 *Ph. D. Dissertation* (Chongqing: Chongqing University) (in Chinese) [马伟 2011 博士学位论文 (重庆: 重庆大学)]
- [13] Zhang Y, Zhang H, Ma X K 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8432 (in Chinese) [张源, 张浩, 马西奎 2010 物理学报 **59** 8432]
- [14] Wu X Q, Tse C K, Wong S C, Lu J N 2006 *Int. J. Circuit Theory Appl.* **34** 341
- [15] Wu X Q, Tse C K, Dranga O, Lu J N 2006 *IEEE Trans. Circuits Sys. I* **53** 204
- [16] Dai D, Li S N, Ma X K, Tse C K 2007 *IEEE Trans. Circuits Sys. I* **54** 1724
- [17] Zou J L, Ma X K 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3794 (in Chinese) [邹建龙, 马西奎 2010 物理学报 **59** 3794]
- [18] Zhang M T, Jiang Y, Lee F C, Jovanovic M M 1995 *Applied Power Electronics Conference and Exposition* Dallas, USA, March 5–9, 1995 p434
- [19] Wang L B, Zhang C 2006 *Power Electron.* **40** 15 (in Chinese) [王林兵, 张超 2006 电力电子技术 **40** 15]
- [20] Balestero J P R, Tofoli F L, Fernandes R C, Torricobascopé G V, Mendes de Seixas F J 2012 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **59** 1565
- [21] Sun L, Hu G H, Sun D J, Yin X Y 2001 *Acta Mech. Sin.* **33** 309 (in Chinese) [孙亮, 胡国辉, 孙德军, 尹协远 2001 力学学报 **33** 309]

Analysis on the slow-scale bifurcation behaviors of one-cycle-controlled three-level Boost power factor correction converter^{*}

Liu Hong-Chen^{1)†} Guan En-Hui¹⁾ Wang Yun²⁾ Zhao Dan¹⁾
Zhou Qi-Kun¹⁾ Xu Yong-Xiang¹⁾

1) (School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

2) (Central Research Institute of Shanghai Electric Group, Shanghai 200070, China)

(Received 4 July 2014; revised manuscript received 16 September 2014)

Abstract

In this paper, the slow-scale bifurcation phenomenon of the one-cycle-controlled three-level Boost power factor correction (PFC) converter is studied in depth, aiming at analyzing the influence of main circuit parameters on the stability of the system based on Floquet multiplier method. Firstly, the working principle of the circuit is analyzed, and a simplified model is derived according to the power balance principle. The periodic solutions are investigated using the harmonic balance method, and its stability is studied by the Floquet theory. By calculating the Floquet multiplier, the influence of the voltage compensator resistor R_{vf} on the slow-scale behavior of the system is analyzed. The simulation result verifies the correctness of the simplified model and theoretical analysis. Finally, the stability boundary composed of filter capacitor C and load resistor R as well as feedback resistor R_{vf} and capacitor C_{vf} is calculated and simulated under certain conditions. The circuit simulation result is consistent with the theoretical calculation. The results show that the correct choice of circuit parameters of three-level Boost PFC converter is very important for achieving its stable operation and improving the power factor.

Keywords: one-cycle control, three-level Boost power factor correction converter, slow-scale bifurcation, Floquet multiplier

PACS: 05.45.-a, 05.45.Pq, 05.45.Ac

DOI: 10.7498/aps.64.040502

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51107016), the National Basic Research Program of China (Grant No. 2013CB035605), and the Staring Foundation of Scientific Research for the Postdoctoral of Heilongjiang Province, China (Grant No. LHB-Q12086).

† Corresponding author. E-mail: fenmiao@hit.edu.cn