

单相 SPWM 逆变器快标分叉控制及其稳定性分析*

胡乃红 周宇飞[†] 陈军宁

(安徽大学电子信息工程学院, 合肥 230039)

(2011 年 10 月 28 日收到; 2011 年 12 月 8 日收到修改稿)

在电力电子电路中, H 桥逆变器是一类基本的非线性电路拓扑, 在工作过程中, 由于电路属于时变参数系统, 使得其中很容易产生时间域上的快标不稳定现象, 斜坡补偿是一种简单而有效的方法, 可以很好地削弱这种不稳定现象. 在一般电路应用中, 斜坡补偿主要依赖于经验设计, 缺乏必要的设计准则. 本文将从非线性系统的分叉控制理论出发, 对峰值电流模式控制 H 桥逆变器中的斜坡补偿进行详细地分析和研究, 给出了斜坡信号补偿幅度的理论要求. 分析计算结果和大量的精确仿真结果是一致的, 电路在稳定工作的同时, 各项性能指标也获得了极大的改善. 该方法同样适用于其他电力电子电路的稳定性分析.

关键词: H 桥逆变器, 峰值电流模式控制, 斜坡补偿, 分叉控制

PACS: 05.45.-a

1 引言

非线性系统理论是 20 世纪自然科学领域最重要的成果之一, 其相关研究已经扩展到了各个学科与分支, 电力电子电路由于使用了可以切换的开关器件, 因而具有了强非线性因素, 是非线性理论的重要研究对象, 同时, 鉴于电力电子半导体电路在实际中具有广泛的用途, 因而相关研究也具有特别的现实意义. 电力电子电路中的非线性复杂行为研究始于上世纪 80 年代, 其间已经发现了一般非线性系统所具有的各种可能现象, 如多种通向混沌的分叉道路、复杂间歇、多吸引子共存、魔梯、分形吸引子等^[1-4]. 近年来, 由于实际需求, 对此类电路的非线性复杂现象的研究, 已拓展为非线性复杂现象的控制与引导(反控制)研究, 以获得电路的稳定设计结果或性能改善.

过去 20 多年, 人们对电力电子电路中的复杂现象研究, 主要对象是 DC-DC 变换器, 较少涉及其他类型的电路. 近年来, 这种状况有所突破, 文献 [5,6] 首次研究了比例控制的 H 桥逆变器中的分叉与混沌现象, 将电力电子变换器混沌现象拓展到逆变器电路中; 文献 [7] 进一步研究了正弦逆变器中存在的快变和慢变分叉行为, 并指出了快变和慢

变稳定性的特点及相互联系; 文献 [8] 对数字控制的逆变电路中发生振荡的内在机理进行了探索, 通过特征值轨迹证明了系统的 Hopf 分叉行为. H 桥电压电流双闭环反馈控制逆变器, 由于具有过流保护、动态响应快、可并联运行等方面的良好特性, 得到了广泛的应用^[9]. 正弦脉宽调制 (SPWM) 是一种广泛应用的 DC-AC 技术, 采用 PWM 控制方式的 H 桥电路是一种多开关的非线性系统, 它既可工作在直流斩波方式, 也可工作在逆变方式, 随着系统参数的变化, 逆变器将可能出现分叉、直至进入混沌状态, 此时系统的电压和电流开关纹波增大, 逆变器工作性能出现恶化. 因此针对该情况, 进行有效的混沌控制、甚至是分叉控制^[10-13], 使得电路工作于全局稳定、规则的状态, 具有重要的理论和实际意义.

在变换器的分叉与混沌的控制方法中, 斜坡补偿是一种简单而有效的方法, 它对控制对象有很好的适用性, 同样适用于逆变器的快标不稳定分叉控制. 在实际的电路设计中, 经验发挥了主导作用, 缺乏必要的设计准则. 因此, 本文将从非线性系统的分叉控制理论出发, 对单相 SPWM 逆变器(基于峰值电流模式控制)及其中的斜坡补偿方案进行分析和研究, 通过对快标不稳定分叉的控制, 使得电流开关纹波和总谐波失真 (Total Harmonic Distortion,

* 国家自然科学基金(批准号: 60672023, 61071023)资助的课题.

[†] E-mail: zhouyf@ahu.edu.cn

THD) 等系统性能指标得到明显的改善, 为电路的稳定运行提供理论指导作用.

2 峰值电流模式控制 H 桥逆变器工作原理

峰值电流模式控制的电压电流双闭环反馈控制逆变器如图 1 所示. 该电路的闭环控制系统包括外部电压环和内部电流环两部分, 其中电压环为内部的电流环提供参考电流 i_{ref} . 由图 1(a) 可以看出, 当 v_{ref} 为直流量时, 系统工作在 DC-DC 直流变换器状态 (即直流斩波状态), 外部电压环经 PI 调节后, 使输出电压 v_o 更加稳定, 又由于主电路时间常数远大于开关周期 T_s , 因此, 输出电压 v_o 可近似为一常数; 而当参考电压 $v_{\text{ref}} = \hat{V}_{\text{ref}} \sin(\omega_m t) =$

$\hat{V}_{\text{ref}} \sin(\theta_m)$ ($\omega_m = 2\pi f_m$, f_m 为工频, $\theta_m = \omega_m t$ 为相角) 时, 相当于为内部的电流环提供时变的参考电流 i_{ref} , 即 $i_{\text{ref}} = \hat{I}_{\text{ref}} \sin(\omega_m t) = \hat{I}_{\text{ref}} \sin \theta_m$, 系统工作在正弦逆变状态, 这种工作方式又称为正弦脉宽调制, 稳定工作时占空比按正弦规律变化. 当电路没有斜坡补偿, 即 $i_c = 0$ 时, 由于交流参考电压 v_{ref} 波动范围大, 峰值电流模式控制 H 桥逆变器在整个工频周期内会存在占空比 D 较大的情况, 必然产生快标不稳定现象. 为消除这种快标不稳定现象, 可引入斜坡补偿信号 i_c , 即参考电流 i_{ref} 减去 i_c , 得到补偿的参考电流 $\tilde{i}_{\text{ref}} = i_{\text{ref}} - i_c = i_{\text{ref}} - S_{\text{ramp}}(t \bmod T_s)$, 其中 S_{ramp} 为锯齿波斜率、 T_s 为开关周期. 将其与电感电流 i_L 进行比较, 经 RS 触发器和 PWM 驱动电路将驱动信号分别送至 VT₁, VT₃ 或 VT₂, VT₄, 触发四个开关管成对地互补工作.

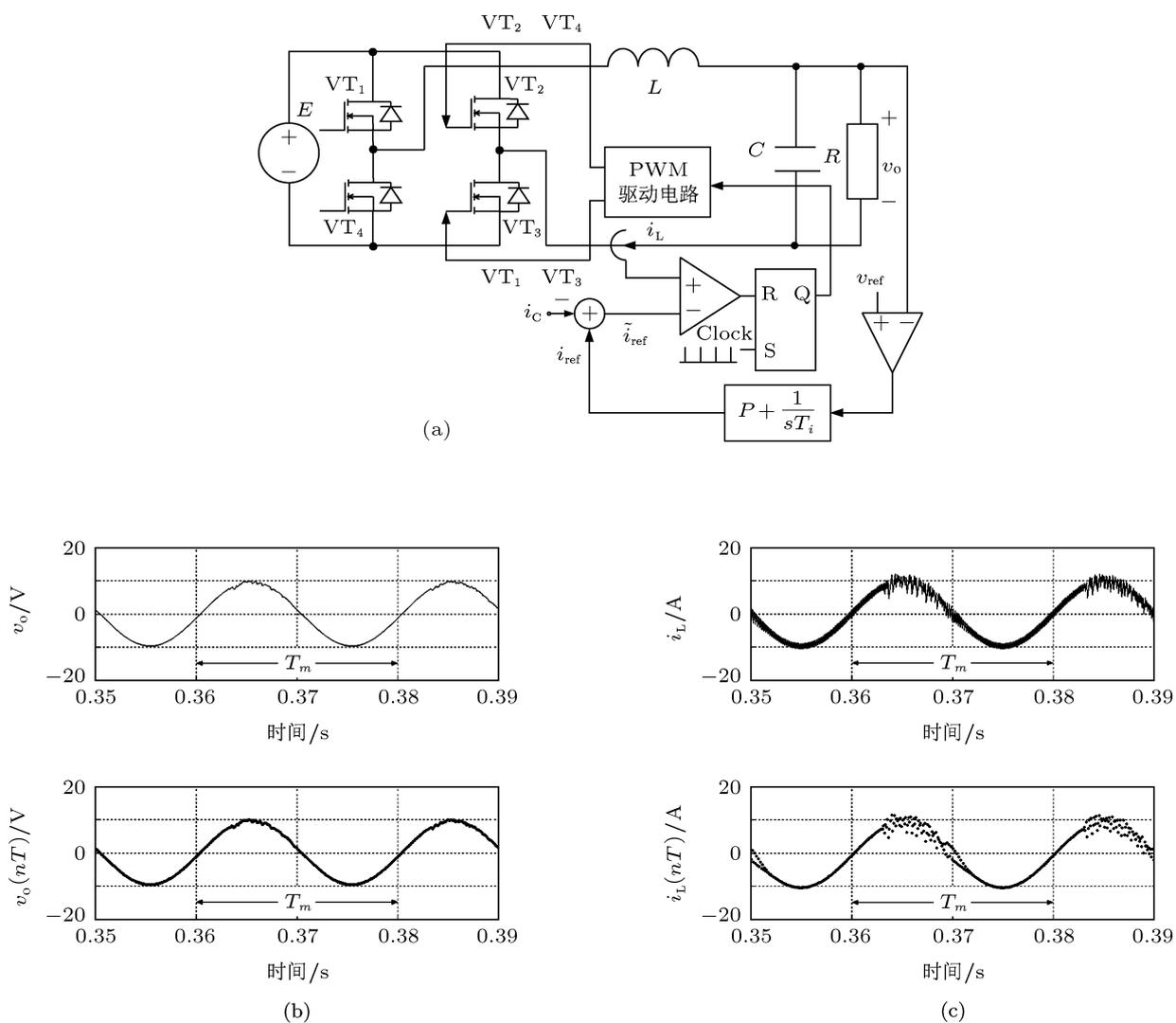


图 1 峰值电流模式控制 H 桥逆变器及数值仿真波形 (a) 电路结构; (b) 输出电压时域 (上)、频闪采样 (下) 波形; (c) 电感电流时域 (上)、频闪采样 (下) 波形

峰值电流模式控制 H 桥逆变器的功率部分包括输入直流电源 E , 开关管 VT_1 — VT_4 (带反并联二极管), 电感 L , 输出电容 C 和负载 R . 该逆变器存在两种工作状态, 其中“状态 1”时, VT_1 和 VT_3 导通, VT_2 和 VT_4 截止, 电感电流上升; “状态 2”时, VT_1 和 VT_3 截止, VT_2 和 VT_4 导通, 电感电流下降. 对应的描述系统运行的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = A_1\boldsymbol{x} + B_1E & \text{状态 1: } VT_1 \text{ 和 } VT_3 \text{ 导通,} \\ & VT_2 \text{ 和 } VT_4 \text{ 截止,} \\ \dot{\boldsymbol{x}} = A_2\boldsymbol{x} + B_2E & \text{状态 2: } VT_1 \text{ 和 } VT_3 \text{ 截止,} \\ & VT_2 \text{ 和 } VT_4 \text{ 导通,} \end{cases} \quad (1)$$

其中 \boldsymbol{x} 为状态矢量, 即 $\boldsymbol{x} = [i_L, v_o]^T$, 系数矩阵分别为:

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} -1/L \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

由方程 (1) 和 (2) 可得该逆变器占空比与输入输出电压的关系为 $D = (E + v_o)/(2E)$. 基于式 (1) 和 (2), 并结合图 1(a) 所示的反馈控制回路, 对该系统进行精确的 Simulink 模型仿真, 仿真时电路参数为: $E = 20 \text{ V}$, $L = 0.5 \text{ mH}$, $C = 470 \text{ }\mu\text{F}$, $R = 1 \text{ }\Omega$, $f_m = 50 \text{ Hz}$, 参考电压峰值 $\hat{V}_{ref} = 10 \text{ V}$, 开关周期 $T_s = 0.1 \text{ ms}$, 比例系数 $P = 2$, 积分时间常数 $T_i = 0.5 \text{ ms}$. 可得输出电压、电感电流的时域及频闪采样波形如图 1(b), (c) 所示. 从图中可以看出, 在逆变器的一个工频周期 $T_m = 1/f_m$ 内, 电路首先工作于稳定的 1 周期状态, 随着时间的演化, 电路将经过多级状态分叉而发展成为混沌状态, 而后又反向分叉, 最终回到规则周期 1 状态.

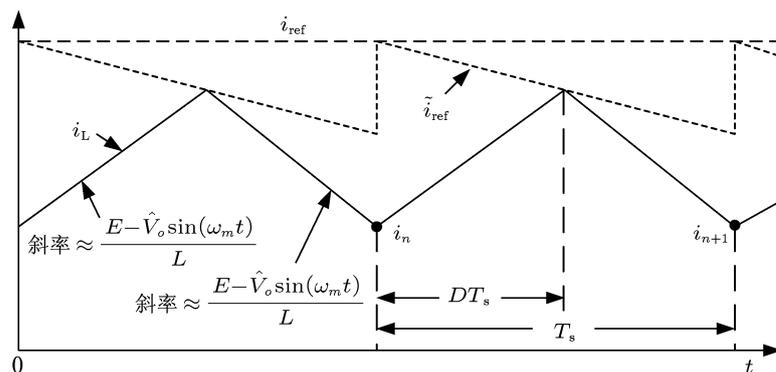


图 2 斜坡补偿下工作波形

3 峰值电流模式控制 H 桥逆变器的斜坡补偿分析与设计

3.1 电路稳定性分析

近年来, 随着人们对 DC-DC 变换器中的非线性现象研究的深入, 发现斜坡补偿可以很好地抑制快标不稳定现象, 这种方法本质上是一种简单而有效的分叉控制方法^[14,15], 同样适用于 H 桥逆变器的情况.

对于峰值电流模式控制 H 桥逆变器来说, 可以把它看成一系列 H 桥直流斩波变换器时间序列的组合, 在每一时刻参考电压 v_{ref} 近似为固定的直流量, 对应的输出电压 $v_o = \hat{V}_o \sin(\omega_m t) = \hat{V}_o \sin \theta_m$. 对其进行稳定性分析时, 我们可以从参考电流补偿的角度去分析, 具有正斜率的补偿信号可用作分叉控制的手段, 从而增强变换器系统的稳定性; 而具有负斜率的补偿信号可起到分叉反控制的作用, 从而降低变换器的稳定性^[14]. 我们将构造出电路的离散迭代映射, 用非线性系统的分叉控制理论来分析, 由此得出用斜坡补偿方法来抑制快标不稳定现象的理论设计依据.

H 桥逆变器工作波形如图 2 所示, 在一个开关周期内, 首先, 时钟脉冲触发, 使得电路处于“状态 1”, 此时电感电流线性上升; 当电感电流到达补偿的参考电流 \tilde{i}_{ref} 时, 电路处于“状态 2”, 则电感电流开始下降. 由此得到频闪采样电感电流的迭代映射函数为:

$$\begin{cases} \frac{\tilde{i}_{ref} - i_n}{DT_s} = \frac{E - \hat{V}_o \sin(\omega_m t)}{L}, \\ \frac{\tilde{i}_{ref} - i_{n+1}}{(1-D)T_s} = \frac{E + \hat{V}_o \sin(\omega_m t)}{L}, \end{cases} \quad (3)$$

代入补偿的参考电流 $\tilde{i}_{ref} = i_{ref} - i_c = \hat{I}_{ref} \sin(\omega_m t) - i_c$, 同时考虑 VT_1, VT_3 截止时刻 $t = nT_s + DT_s$, 得到:

$$\begin{cases} \frac{\hat{I}_{\text{ref}} \sin[\omega_m(nT_s + DT_s)] - i_c(nT_s + DT_s) - i_n}{DT_s} = \frac{E - \hat{V}_o \sin[\omega_m(nT_s + DT_s)]}{L}, \\ \frac{\hat{I}_{\text{ref}} \sin[\omega_m(nT_s + DT_s)] - i_c(nT_s + DT_s) - i_{n+1}}{(1-D)T_s} = \frac{E + \hat{V}_o \sin[\omega_m(nT_s + DT_s)]}{L}, \end{cases} \quad (4)$$

上式的扰动方程为:

$$\begin{cases} \frac{\hat{I}_{\text{ref}} \sin[\omega_m nT_s + \omega_m(D + \delta_D)T_s] - i_c[nT_s + (D + \delta_D)T_s] - (i_n + \delta i_n)}{(D + \delta_D)T_s} \\ = \frac{E - \hat{V}_o \sin[\omega_m nT_s + \omega_m(D + \delta_D)T_s]}{L}, \\ \frac{\hat{I}_{\text{ref}} \sin[\omega_m nT_s + \omega_m(D + \delta_D)T_s] - i_c[nT_s + (D + \delta_D)T_s] - (i_{n+1} + \delta i_{n+1})}{[1 - (D + \delta_D)]T_s} \\ = \frac{E + \hat{V}_o \sin[\omega_m nT_s + \omega_m(D + \delta_D)T_s]}{L}, \end{cases} \quad (5)$$

将上式分解为稳态量和各阶摄动小量之和, 并只考虑电路稳态附近的情况, 整理可得:

$$\begin{cases} \hat{I}_{\text{ref}} \omega_m T_s \cos \theta_m \delta_D - S_{\text{ramp}} T_s \delta_D - \delta i_n = E \frac{\delta_D T_s}{L} - \frac{\hat{V}_o T_s}{L} (\sin \theta_m + \omega_m D T_s \cos \theta_m) \delta_D, \\ \hat{I}_{\text{ref}} \omega_m T_s \cos \theta_m \delta_D - S_{\text{ramp}} T_s \delta_D - \delta i_{n+1} = -E \frac{\delta_D T_s}{L} + \frac{\hat{V}_o T_s}{L} [-\sin \theta_m + \omega_m T_s \cos \theta_m (1 - D)] \delta_D, \end{cases} \quad (6)$$

根据上式可得频闪采样电感电流的摄动量方程为:

$$\delta i_{n+1} = \frac{\hat{I}_{\text{ref}} \omega_m \cos \theta_m - S_{\text{ramp}} + \frac{E}{L} + \frac{\hat{V}_o}{L} [\sin \theta_m + \omega_m (D - 1) T_s \cos \theta_m]}{\hat{I}_{\text{ref}} \omega_m \cos \theta_m - S_{\text{ramp}} - \frac{E}{L} + \frac{\hat{V}_o}{L} (\sin \theta_m + \omega_m D T_s \cos \theta_m)} \delta i_n + O(\delta i_n), \quad (7)$$

由此可得方程的特征根 λ 为:

$$\lambda = \frac{\hat{I}_{\text{ref}} \omega_m \cos \theta_m - S_{\text{ramp}} + \frac{E}{L} + \frac{\hat{V}_o}{L} [\sin \theta_m + \omega_m (D - 1) T_s \cos \theta_m]}{\hat{I}_{\text{ref}} \omega_m \cos \theta_m - S_{\text{ramp}} - \frac{E}{L} + \frac{\hat{V}_o}{L} (\sin \theta_m + \omega_m D T_s \cos \theta_m)}, \quad (8)$$

当逆变器为稳定的周期 1 时, λ 位于区间 $(-1, 1)$ 内; 而当 λ 通过 -1 越出该区间时, 该逆变器将产生倍周期分叉, 成为稳定的周期 2. 因此 $\lambda = -1$ 为倍周期分叉的临界点, 由此可得分叉的临界表达式, 其中代入前述占空比与输入输出电压的关系式, 可得:

$$2\hat{I}_{\text{ref}} \omega_m \cos \theta_m - 2S_{\text{ramp}} + \frac{\hat{V}_o}{L} \left\{ 2\sin \theta_m + \omega_m T_s \left(2\frac{E + v_o}{2E} - 1 \right) \cos \theta_m \right\} = 0, \quad (9)$$

将输入输出功率平衡法则 $E\hat{I}_{\text{ref}} = \frac{\sqrt{2}\hat{V}_{\text{ref}}^2}{2R}$ 代入上式, 得到补偿信号的斜率表达式为:

$$S_{\text{ramp}} = \frac{\sqrt{2}\omega_m \hat{V}_{\text{ref}}^2}{2RE} \cos \theta_m + \frac{\hat{V}_{\text{ref}}}{L} \left[\sin \theta_m$$

$$+ \omega_m T_s \left(\frac{E + \hat{V}_{\text{ref}} \sin \theta_m}{2E} - \frac{1}{2} \right) \cos \theta_m \right], \quad (10)$$

经整理后得:

$$S_{\text{ramp}} = \frac{\sqrt{2}\omega_m \hat{V}_{\text{ref}}^2}{2RE} \cos \theta_m + \frac{\hat{V}_{\text{ref}}}{L} \left(\sin \theta_m + \frac{1}{2E} \omega_m T_s \hat{V}_{\text{ref}} \sin \theta_m \cos \theta_m \right), \quad (11)$$

对于斜坡信号补偿, 我们可以根据斜率要求 (11) 计算出它的幅度要求:

$$A_{\text{ramp}} = S_{\text{ramp}} T_s = \frac{\sqrt{2}\omega_m \hat{V}_{\text{ref}}^2 T_s}{2RE} \cos \theta_m + \frac{\hat{V}_{\text{ref}} T_s \sin \theta_m}{L}$$

$$+ \frac{\omega_m T_s^2 \hat{V}_{ref}^2 \sin \theta_m \cos \theta_m}{2EL}, \quad (12)$$

上式给出了 $\theta_m \in [0, 2\pi]$ 的整个范围内, 所需的不同补偿信号幅度要求. 因此为确保电路在整个工频周期范围内 (即整个相角范围 $\theta_m \in [0, 2\pi]$) 均稳定工作, 最优斜坡补偿应取其中的最大幅度. 对于实际电路参数, 式 (12) 中的第 2 项相对较大, 而第 1 项与第 3 项相对较小, 其典型数值波形如图 3 所示 (电路参数如第 2 节所述), 所以, 在实际的工程估算中, 式 (12) 的最大值可简化为其第 2 项的最大值, 即斜坡补偿的最优幅度设计准则为:

$$A_{ramp,opt} = \frac{\hat{V}_{ref} T_s}{L}. \quad (13)$$

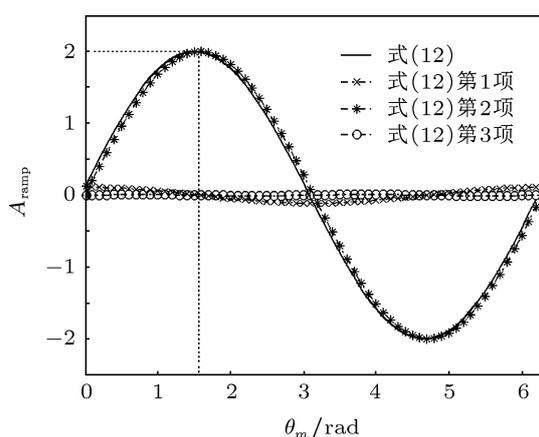


图 3 相位对应的斜坡补偿幅度

3.2 斜坡补偿幅度的影响因素

通过上述分析 (式 (13)) 可见, 3 个电路参数 (参考电压峰值 \hat{V}_{ref} , 电感 L , 开关周期 T_s) 决定了斜坡补偿的最优幅度要求, 本文经过大量的数值仿真和理论计算, 分别给出了这 3 个参数变化与斜坡补偿幅度的关系, 如图 4 所示. 通过观察可知: \hat{V}_{ref} , T_s 增加时, 所需斜坡补偿幅度的数值仿真和理论计算值都增加; 而当电感 L 增加时, 所需斜坡补偿幅度的数值仿真和理论计算值都减小, 且两者的符合程度较好. 因此分析结果对电路的稳定设计与控制具有很好的理论指导作用.

3.3 分叉控制的数值与电路仿真结果

根据分析结果式 (13), 我们对图 1 所示的快标分叉现象进行控制, 最优斜坡补偿幅度为 2 (由式 (13) 或图 3, 4 可得), 由 Matlab 数值仿真可得控制结果如图 5 所示, 其中给出了输出电压、电感电

流时域及频闪采样的数值仿真波形, 从中我们观察不到快标分叉现象, 从而可认为电路工作于全局稳定的规则状态.

同时, 为了验证斜坡补偿控制效果、及上述理论分析与数值仿真的正确性, 我们在 Multisim 软件下搭建逆变器的实际仿真电路 (电路参数如前), 通过虚拟示波器 Agilent54622D 观察输出电容电压和

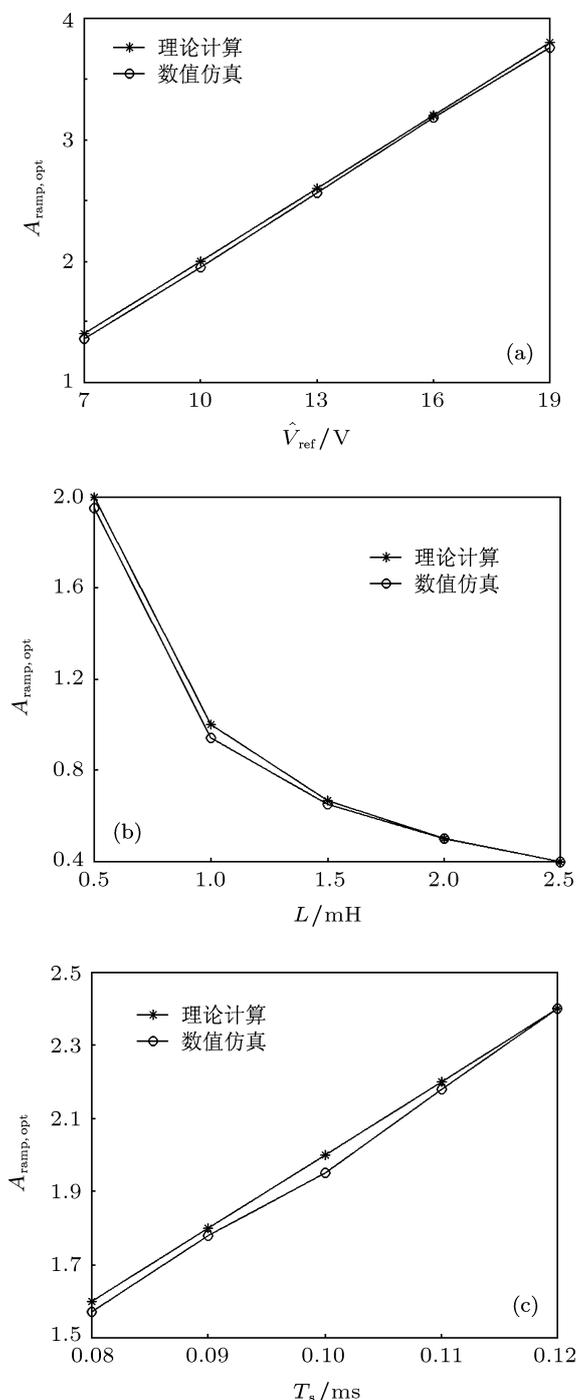


图 4 斜坡补偿幅度设计的数值仿真与理论计算结果对比 (a) 参考电压 \hat{V}_{ref} 变化; (b) 电感 L 变化; (c) 开关周期 T_s 变化

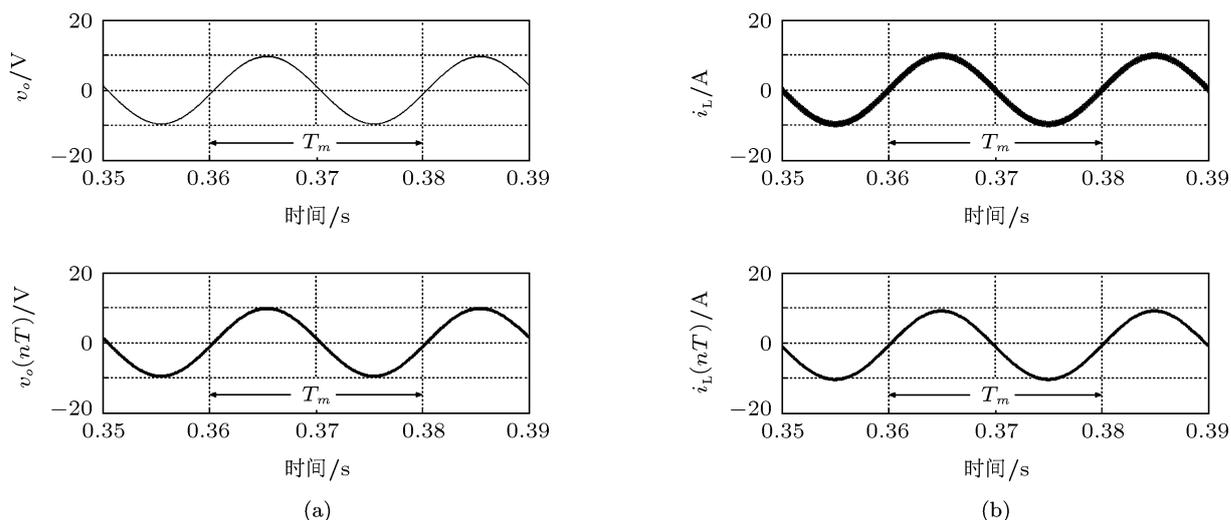


图 5 恰当斜坡补偿下的电路工作波形 (a) 输出电压时域(上)及频闪采样(下)波形; (b) 电感电流时域(上)及频闪采样(下)波形

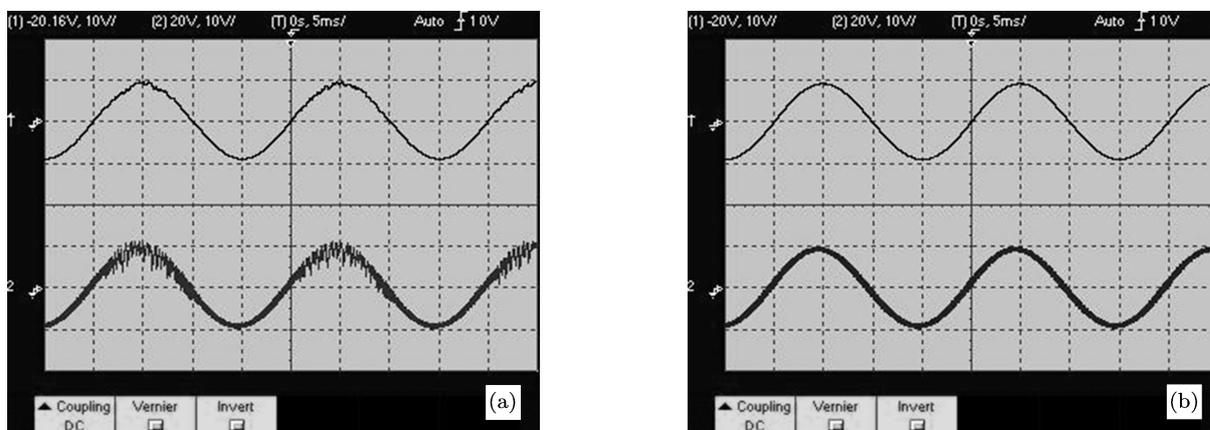


图 6 分叉控制前后的电路仿真波形 (a) 分叉控制前(对应图 1, v_o (上): 10 V/div, i_L (下): 10 A/div); (b) 分叉控制后(对应图 5, v_o (上): 10 V/div, i_L (下): 10 A/div)

电感电流, 斜坡补偿前后的电路波形如图 6, 其结果分别与图 1, 5 所示完全一致, 应用斜坡补偿进行快标分叉控制后, 电路工作稳定、波形为规则的 1 周期状态。

4 分叉控制对系统性能的影响

对比分叉控制实施的前后(图 1 和 5), 电路的工作性能有了较大提升. 图 7 是对输出电容电压进行的功率谱分析. 未控制时, 在一个工频周期内, 部分时间区间存在直至混沌的快标分叉现象(如图 1(c)), 因此, 对应功率谱图 7(a) 在开关频

率(10 kHz)附近存在扩频行为; 与此对应, 当电路应用斜坡补偿进行分叉控制后, 快标分叉得到了抑制, 从图 7(b)可见, 功率谱主要体现了 50 Hz 工频、开关频率及其倍频。

我们取一个工频周期的波形, 通过计算得到电感电流平均开关纹波、最大开关纹波及输出电容电压的总谐波失真, 如表 1 所示, 从中可见应用分叉控制后, 各项指标均有较大程度的改善. 这是因为分叉现象的出现, 使开关切换不规则程度加剧, 从而带来电流开关纹波的增加, 而电流纹波的增加会引起开关器件中的电流应力增加, 若带电动机负载, 还会使其声学噪声和机械振动增加, 从而对系

统运行产生不利影响;分叉控制后,使得系统稳定地工作在开关频率上,时序波形呈现出光滑的正弦波,从而避免了任何分叉和混沌行为的出现,系统工作稳定可靠.另外,从表 1 还可看出系统处于分叉控制前的快标分叉状态时,总谐波失真达 0.024,

各种谐波成份明显较大.由于总谐波失真的增加,使逆变电源的供电质量变差,还会使输出侧滤波器设计变得困难.当系统处于分叉控制后的规则状态时,基波 50 Hz 为频谱主要成份,总谐波失真降为 0.0038,输出电能质量较好.

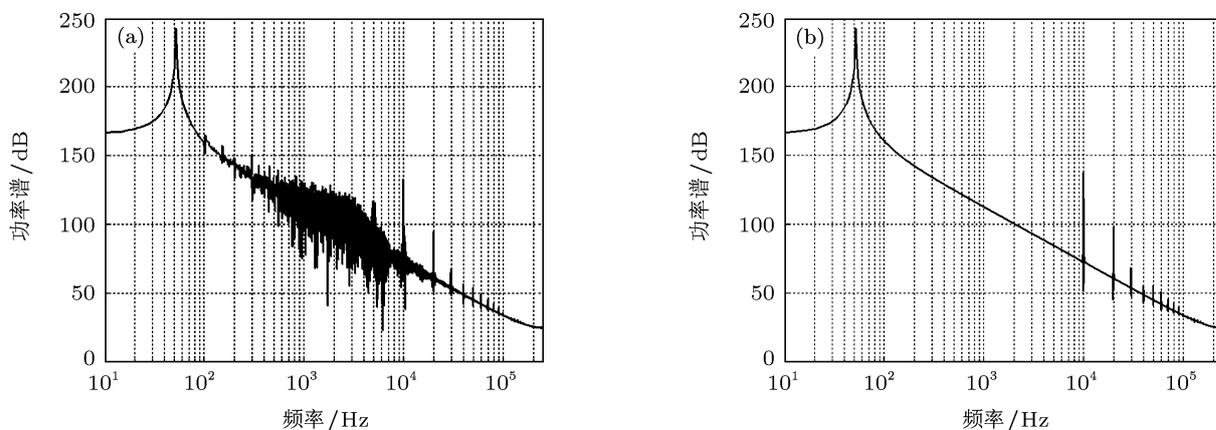


图 7 分叉控制前后的输出电容电压功率谱 (a) 分叉控制前 (对应图 1); (b) 分叉控制后 (对应图 5)

表 1 分叉控制前后的电路性能对比

	平均开关 纹波/A	最大开关 纹波/A	总谐波 失真 THD
分叉控制前 (图 1)	2.3936	6.7517	0.024
分叉控制后 (图 5)	1.8703	2.1665	0.0038

5 结论

单相 SPWM 逆变器在工程实践中得到广泛的应用,随着系统参数随时间的变化,逆变器将出现

分叉直至进入混沌状态,使系统的性能变差.在实际应用中,希望其稳定地工作在开关频率上,避免任何分叉和混沌行为的出现.斜坡补偿是一种简单而有效的快标分叉控制方法,它对控制对象有很好的适用性,同样适用于逆变器的分叉和混沌控制.本文从非线性系统的分叉控制理论出发,对峰值电流模式控制的 H 桥逆变器中的斜坡补偿进行了详细地分析,并得出了优化的补偿结果.精确的仿真结果充分验证了理论分析的有效和正确,电路性能也获得了大幅提高.该方法同样适用于其他的电力电子电路稳定性分析与设计.

- [1] Deane J H B, Hamill D C 1990 *IEEE Trans. Power Electron.* **5** 260
- [2] Wang F Q, Ma X K, Yan Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 060510 (in Chinese) [王发强, 马西奎, 闫晔 2011 物理学报 **60** 060510]
- [3] Zhou Y F, Chen J N, Xu C 2005 *Proc. CSEE* **25** 30 (in Chinese) [周宇飞, 陈军宁, 徐超 2005 中国电机工程学报 **25** 30]
- [4] Ma X K, Liu W Z, Zhang H 2005 *Proc. CSEE* **25** 61 (in Chinese) [马西奎, 刘伟增, 张浩 2005 中国电机工程学报 **25** 61]
- [5] Robert B, Robert C 2002 *Int. J. Contr.* **75** 1356
- [6] Iu H H C, Robert B 2003 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **1** **50** 1125
- [7] Wang X M, Zhang B, Qiu D Y 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 2248 (in Chinese) [王学梅, 张波, 丘东元 2009 物理学报 **58** 2248]
- [8] Lei B, Xiao G C, Wu X L, Qi Y R 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 090501 (in Chinese) [雷博, 肖国春, 吴旋律, 齐元瑞 2011 物理学报 **60** 090501]
- [9] Xu D H, Ma H, Wang Y S 2006 *Power Electronics* (Beijing: Science Press) p180 (in Chinese) [徐德鸿, 马皓, 汪灏生 2006 电力电子技术 (北京: 科学出版社) 第 180 页]
- [10] Zhao Y B, Zhang C J, Zhang D Y 2007 *Chin. Phys.* **16** 933
- [11] Poddar G, Chakrabarty K, Banerjee S 1995 *Electronics Letters* **31** 841
- [12] Zhou Y F, Tse C K, Qiu S S, Chen J N 2005 *Chin. Phys.* **14** 61
- [13] Zhou Y F, Chen J N, Tse C K, Ke D M, Shi L X, Sun W F 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3676 (in Chinese) [周宇飞, 陈军宁, 谢智刚, 柯申明, 时龙兴, 孙伟锋 2004 物理学报 **53** 3676]
- [14] Zhou Y, Jiang X, Chen J 2008 *Sci. China Ser. F-Inf Sci.* **51** 2135
- [15] Tse C K, Lai Y M 2001 *Latin American Applied Research* **31** 177

Control of fast-scale bifurcation in single-phase SPWM inverter and its stability analysis*

Hu Nai-Hong Zhou Yu-Fei[†] Chen Jun-Ning

(School of Electronics and Information Engineering, Anhui University, Hefei 230039, China)

(Received 28 October 2011; revised manuscript received 8 December 2011)

Abstract

H bridge inverter is a basic nonlinear topology in power electronic circuits. However it is prone to the generation of fast-scale instability phenomenon due to the variation of some parameters in the operation process, which can be eliminated with the slope compensation simply and effectively. Experience plays the leading role and common engineering design is lacking in necessary design criteria. According to the bifurcation control theory of nonlinear system, in this paper we analyze the implementation of slope compensation on H bridge inverter under peak current mode control in detail, thereby obtaining the accurate amplitude requirements of the compensated slope signal and realize the optimization. The results of the analysis are consistent with those of simulation experiment, and the inverter circuit under appropriate slope compensation can operate in stable regime especially with the performances being enhanced remarkably. The research method is also applicable for the stability analysis of other power electronic circuits.

Keywords: H bridge inverter, peak current mode control, slope compensation, bifurcation control

PACS: 05.45.-a

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 60672023, 61071023).

[†] E-mail: zhouyf@ahu.edu.cn