

宽输入 Boost 电路的参数正弦微扰调整与镇定*

程为彬[†] 郭颖娜 汤楠 霍爱清 汪跃龙 康思民

(西安石油大学陕西省钻机控制技术重点实验室, 西安 710065)

(2009 年 7 月 21 日收到; 2009 年 9 月 2 日收到修改稿)

宽输入范围的 Boost 电路会跨越稳定和不稳定工作区, 产生的混沌现象导致电路工作异常. 以连续电流传导模式为基础, 讨论 Boost 电路的参数正弦扰动调整与镇定过程, 分析稳定状态和不稳定状态在不同正弦扰动幅度下的相互转化过程, 推导电路工作状态转化的临界条件, 研究宽输入范围时电路的可稳定条件. 数字仿真说明参数正弦扰动不仅可以抑制不稳定电路的混沌现象, 也可以使本身稳定的电路进入不稳定状态. 对宽输入电压范围的 Boost 电路, 可在一定区域内选择合适的扰动幅度, 保证电路稳定可靠地起动、调整和镇定.

关键词: Boost 电路, 混沌, 镇定控制, 参数扰动

PACC: 0545

1. 引 言

峰值电流型 Boost 电路的非线性很强, 存在分岔和混沌现象^[1-3]. 参数微扰共振作为一种无反馈的混沌控制方法, 在 Boost 电路中的应用研究成果颇多^[4-9], 但仍有需要完善和补充之处: 一是参数微扰共振均是在假设电路稳定的基础上进行的, 实际上却必须经过起动和调整, 才可能进入稳定状态. 满足 $V_i > 0.5V_o$ 的 Boost 电路本身具有一定镇定能力, 无需参数共振就能自身进入稳定. 满足 $V_i \leq 0.5V_o$ 的 Boost 电路本身没有足够的镇定能力, 必须外加合适的参数共振, 并通过调整后才进入稳定状态. 稳定后的电路对外界扰动才具有一定的镇定能力^[10-12]. 二是实际调整过程中, 占空比 D_n 是在较大范围内变化的, 而不是微小扰动, 不能简单近似等于稳态占空比 D_s , 以稳态占空比 D_s 作为参数进行镇定控制研究并不合适, 同时也需要对采用参数正弦微扰调整进行深入的理论分析和过程推导. 三是在宽输入电压 Boost 电路中, 输入电压会跨越稳定和不稳定工作区, 如何采用合适的参数正弦扰动, 保证电路在稳定和不稳定工作区均能稳定工作是个值得深入研究的问题.

本文以连续传导电流模式为基础, 研究参数正

弦微扰的调整与镇定, 对不同工作区域内的动态调整过程进行分析, 并试图在较宽的输入电压范围内寻找一个合适的参数带, 以保证宽输入范围内 Boost 电路稳定可靠工作.

2. 参数微扰共振

将峰值电流控制模式 Boost 电路简化为一阶系统后, 可得系统的离散迭代映射方程^[13]

$$i_{n+1} = \frac{V_i - V_o}{V_i} i_n + \frac{V_o}{V_i} I_{ref} + \frac{V_i - V_o}{L} T. \quad (1)$$

在 $V_i > 0.5V_o$ 时, Boost 电路本身可以进入稳定状态; 在 $V_i \leq 0.5V_o$ 时, Boost 电路本身无法进入稳定状态, 存在混沌和分岔现象, 必须加以控制. 在宽输入电压的 Boost 电路中, 输入电压往往会跨越这两个工作区. 在应用参数正弦微扰共振控制混沌和分岔的研究中, 发现某些幅值的参数扰动在不稳定区域内能抑制其中的混沌和分岔现象, 当电路工作于稳定区域时, 这些参数扰动反而使本身稳定的电路失稳, 进入混沌和分岔状态.

混沌奇怪吸引子内同时存在许多不同的运动形态, 对于其中的不稳定状态, 可以通过无反馈的参数共振微扰法, 设法把混沌奇怪吸引子极其稠密的不稳定周期轨迹中任一条所需的周期轨迹挑选

* 国家高技术研究发展计划(批准号:2003AA602013), 陕西省自然科学基金研究计划(批准号: SJ08E₂16) 和陕西省教育厅科研专项(批准号: 08JK410, 09JK687) 资助的课题.

[†] E-mail: wbcheng@xysu.edu.cn

出来,并通过适当频率或者适当幅度的参数共振扰动,迫使不稳定的混沌状态转变为稳定的周期运动状态,减弱甚至消除系统中的混沌运动^[5].

峰值电流型 Boost 电路的混沌行为对电路参数具有不同的敏感特征^[13],均可以作为扰动的参数.对于宽输入电压的 Boost 电路,可以选择易于控制电感电流参考值 I_{ref} 作为共振参数,并假定其他参数恒定,则(1)式可简化为二维的离散系统

$$i_{n+1} = F(i_n, I_{ref}). \quad (2)$$

设 $i_{n+1}^* = F(i_n^*, I_{ref}^*)$ 为 Poincaré 映射中的一个不稳定不动点,对应着不稳定周期轨迹;设 (i_n^*, I_{ref}^*) 邻域附近的稳定不动点为 $i_F = F(i_F, I_{ref})$,并将 Poincaré 映射在不动点 i_F 和参数 I_{ref} 附近进行一阶线性展开

$$i_{n+1} = i_F + \frac{\partial F(i_F, I_{ref})}{\partial i_n} \cdot (i_n^* - i_F) + \frac{\partial F(i_F, I_{ref})}{\partial I_{ref}} \cdot (I_{ref}^* - I_{ref}) \quad (3)$$

则可得可稳定 Boost 电路调整过程中,电感电流的变化量为

$$\Delta i_{n+1} = \frac{\partial F(i_F, I_{ref})}{\partial i_n} \cdot \Delta i_n + \frac{\partial F(i_F, I_{ref})}{\partial I_{ref}} \cdot \Delta I_{ref} = \left(\frac{V_i - V_o}{V_i} \right) \cdot \Delta i_n + \frac{V_o}{V_i} \cdot \Delta I_{ref}. \quad (4)$$

当 $V_i \leq 0.5V_o$ 时,不稳定系统的占空比是混沌变化的,稳态关系式 $D_s = (V_i - V_o)/V_o$ 并不满足,存在 $D < 0.5$ 和 $D \geq 0.5$ 的占空比,则相应存在 i_n 的 Jacobi 矩阵的稳定特征值 λ_s 和不稳定特征值 λ_u , 并存在 $|\lambda_s| < 1 < |\lambda_u|$, 设二者对应的特征矢量分别是 e_s 和 e_u , 它们的正交反变基矢量是 f_s 和 f_u .

对本身稳定或通过控制可最终稳定的电路,假设经过 n 次调整过程的迭代,系统状态 i_F 位于 i_n^*

的邻域内,希望再经过一次迭代, i_{n+1} 恰好位于系统在 i_n^* 处稳定流形上,则系统可稳定控制条件为

$$\Delta I_{ref} = -\lambda_u \frac{f_u \cdot \Delta i_n}{f_u \cdot \frac{\partial F(i_F, I_{ref})}{\partial I_{ref}}}. \quad (5)$$

Boost 电路调整过程中,当 $\Delta I_{ref} = C\Delta i_n < |\Delta I_{ref, max}|$ (C 为常数),控制就会起作用,此时电感电流变化量为

$$\begin{aligned} \Delta i_{n+1} &= \left(\frac{V_i - V_o}{V_i} \right) \cdot \Delta i_n + \frac{V_o}{V_i} \cdot C\Delta i_n \\ &= \frac{V_i - V_o + C \cdot V_o}{V_i} \Delta i_n \\ &= \lambda' \cdot \Delta i_n. \end{aligned} \quad (6)$$

那么可得系统的可稳定条件

$$2D_s - 1 < C < 1. \quad (7)$$

(7)式说明:1)对于本身不稳定的可稳定电路,在适当幅度的参数扰动下,系统可以进入稳定状态.2)对于本身稳定的电路,在适当幅度的参数扰动下,系统能继续保持稳定;当超过一定幅度的参数扰动下,系统就会由稳定状态变为不稳定状态.这就导致了稳定状态和不稳定状态在一定条件下相互转化.

Boost 电路的参数正弦扰动调整和镇定与参数斜坡共振控制过程是完全不同的,为保证宽输入范围的 Boost 电路的稳定工作,需要详细讨论参数正弦微扰调整和镇定过程.

3. 正弦微扰调整与镇定过程分析

用 $I_{ref}[1 + A\sin(2\pi t/T)]$ 来代替 I_{ref} ,就可实现对参考电流 I_{ref} 的小幅度扰动,取 $A > 0, A$ 远小于 1,参数正弦扰动的电感电流波形如图 1 所示.

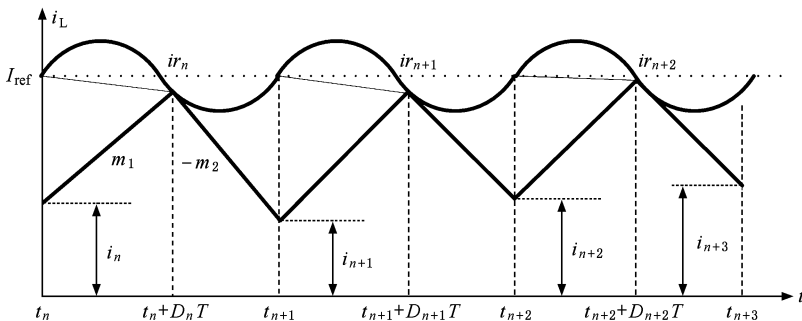


图 1 参数正弦扰动的电感电流曲线

设 i_n 为首次进入调整过程的初值, 即第 n 次取样时刻的电感电流值, ir_n 为第 n 个周期内参考电流曲线与电感电流曲线的交点, 此时电路中的触发器复位, 也称为复位时刻的电感电流值. 依据理想电路的平衡条件, 可得电路的离散方程

$$\begin{aligned} i_r &= i_n + m_1 D_n T, \\ i_r &= I_{\text{ref}}(1 + A \sin(2\pi D_n)), \\ i_{n+1} &= i_r - m_2(1 - D_n)T; \\ i_{r_{n+1}} &= i_{n+1} + m_1 D_{n+1} T, \\ i_{r_{n+1}} &= I_{\text{ref}}(1 + A \sin(2\pi D_{n+1})), \\ i_{n+2} &= i_{r_{n+1}} - m_2(1 - D_{n+1})T. \end{aligned} \quad (8)$$

令 $M = I_{\text{ref}}A(\sin(2\pi D_{n+1}) - \sin(2\pi D_n))$, 整理 (8) 和 (9) 式, 可得

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{ref}} &= \Delta i_r = i_{r_{n+1}} - i_r \\ &= \frac{M \cdot \Delta i_n}{M - m_1(D_{n+1} - D_n)T} \end{aligned} \quad (10)$$

当该电路在参数正弦扰动下经过调整可以逐渐稳定下来时, $\Delta D_n = (D_{n+1} - D_n)$ 也逐渐减小, 直到等于 0, 在调整过程中有

$$\begin{aligned} M &= I_{\text{ref}}A(\sin(2\pi D_{n+1}) - \sin(2\pi D_n)) \\ &= 2\pi I_{\text{ref}}A \Delta D_n \cos(\pi(D_{n+1} + D_n)). \end{aligned} \quad (11)$$

再令 $2\pi I_{\text{ref}}A \cos(\pi(D_{n+1} + D_n)) \Delta D_n = -m_n \Delta D_n T$, 并设 $V_{mn} = m_n L$, 可定义 V_{mn} 为参数正弦共振的电压幅值, 代入 (10) 式, 可得

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{ref}} &= \frac{m_n}{m_1 + m_n} \Delta i_n \\ &= \frac{V_{mn}}{V_i + V_{mn}} \Delta i_n, \end{aligned} \quad (12)$$

即得到 (5) 式的电路可稳定条件, 再代入 (6) 式, 可得

$$\begin{aligned} \Delta i_{n+1} &= \left(\frac{V_i - V_o}{V_i} \right) \cdot \Delta i_n + \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_{mn}}{V_i + V_{mn}} \Delta i_n \\ &= \frac{V_i + V_{mn} - V_o}{V_i + V_{mn}} \Delta i_n \\ &= \frac{m_n - m_2}{m_n + m_1} \Delta i_n. \end{aligned} \quad (13)$$

定义可稳定电路调整过程中的特征系数 λ_n 等

于 $\frac{m_n - m_2}{m_n + m_1}$, 则可得

$$\Delta i_{n+k} = \prod_{j=0}^k \left(\frac{m_{n+j} - m_2}{m_{n+j} + m_1} \right) \cdot \Delta i_n. \quad (14)$$

在可稳定电路调整过程的各周期内取样时刻, 电感电流是逐步稳定的, 则 Δi_{n+k} 应趋近于 0, 即保

证 Boost 电路不进入混沌和分岔状态的可稳定条件为 $-1 < \lambda_n < 1$.

当 $|\lambda_n|$ 越接近于 0 时, Δi_{n+k} 就衰减的越快, 趋近于 0 的速度越快, 电路达到稳定的调整过程越短, 动态响应性能就越好, 镇定能力就越强. $V_i > 0.5V_o$. 电路本身具有一定的控制力, 即使没有外加共振扰动电压也可达到稳定. 对 $V_i \leq 0.5V_o$. 电路, 当施加了足够的共振幅值时, 在经历 k 次调整后, Δi_{n+k} 趋近于 0, 电路进入稳定状态; 当共振幅值不足时, 电路进入混沌或分岔状态^[14].

电路达到稳定后又受到外界微扰, 再经过调整和镇定时, 占空比 D_n 才是在较小范围内变化的, 才可以近似等于稳态占空比 D_s , (11) 式可简化为 $M = 2\pi I_{\text{ref}}A \Delta D_n \cos(2\pi D_s)$, (14) 式就退化为 $\Delta i_{n+k} = \lambda^k \cdot \Delta i_n$, 其中 $\lambda = (m - m_2)/(m + m_1)$, 这才与诸多文献中所定义的电路特征系数是一致的, 相应的镇定过程分析就不再赘述.

4. 镇定能力分析

经过变换可得可稳定调整过程中特征值为

$$\lambda_n = 1 - \frac{V_o}{V_i - 2\pi I_{\text{ref}}AL \cos(\pi(D_{n+1} + D_n))T} \quad (15)$$

对于 $V_i > 0.5V_o$ 和 $V_i \leq 0.5V_o$ 两个区域, 参数正弦镇定控制关键就在于扰动幅值 A 的选取. 以下通过讨论和数值仿真来具体研究 Boost 电路参数正弦扰动幅值选择与电路镇定能力的关系. 给定电路参数如下: $T = 0.0001$ s, $V_o = 65$ V, $I_{\text{ref}} = 12$ A, $i_1 = 0$ A, $L = 0.006$ H.

4.1. $V_i \in (0.75V_o, V_o)$ 时控制性能

此时电路的稳定性条件满足, 无须外加控制本身就可以稳定下来, 稳态占空比 $D_s \in (0, 0.25)$, $\cos(2\pi D_s) > 0$. 设未施加扰动的特征值为 λ_0 , 则有 $\lambda_0 = 1 - V_o/V_i$, 并满足 $-1/3 < \lambda_0 < 0$. 当 V_i 一定时, 随着扰动幅值 A 的增大, λ_n 逐渐减小, 直到 $\lambda_c = -1$, 电路进入分岔, 失去稳定. 在 $\lambda_c = -1$ 时, 调整占空比 D_n 是在稳定占空比 D_s 上下波动的^[14], 存在等式 $D_s = (D_{n+1} + D_n)/2$, 则可得进入分岔的临界正弦扰动共振幅值 A_{crl} 为

$$\begin{aligned} A_{\text{crl}} &= \frac{0.5V_o - V_i}{-2\pi I_{\text{ref}}L \cos(2\pi D_s)T} \\ &= \frac{V_o T}{2\pi I_{\text{ref}}L} \cdot \frac{(0.5 - D_s)}{\cos(2\pi D_s)} \end{aligned}$$

$$= K \cdot AD_1, \tag{16}$$

其中, $K = \frac{V_o T}{2\pi I_{ref} L}, AD_1 = \frac{(0.5 - D_s)}{\cos(2\pi D_s)}$.

占空比作为控制电路的最终输出信号,充分反映了动态调整过程;可稳定电路调整过程中,占空比是逐渐振荡衰减到稳态值的,即 $-1 < \lambda_n < 0$, $(D_{n+1} + D_n)/2$ 逐渐逼近 D_s . 为简化分析,可取稳态占空比来近似计算共振幅值,并作为实际调整过程中的共振幅值取值的参考. 实际的共振调整能力应综合考虑动态响应速度和镇定能力,以 $\lambda = -0.7$ 作为可稳定电路的特征系数,不同特征值时所需的

扰动幅值如表 1 所示,其中无扰动和额定特征值扰动时的部分 D 调整曲线如图 2 所示.

表 1 $V_i \in (0.75V_o, V_o)$ 时正弦扰动幅值与特征值

V_i/V	D_s	λ_0	不同 λ 时的扰动幅值 A	
			$\lambda = -0.7$	$\lambda = -1$
61.75	0.05	-0.0526	0.005465	0.006798
58.50	0.10	-0.1111	0.005537	0.007104
55.25	0.15	-0.1765	0.006399	0.008556
52.00	0.20	-0.2500	0.009846	0.013949

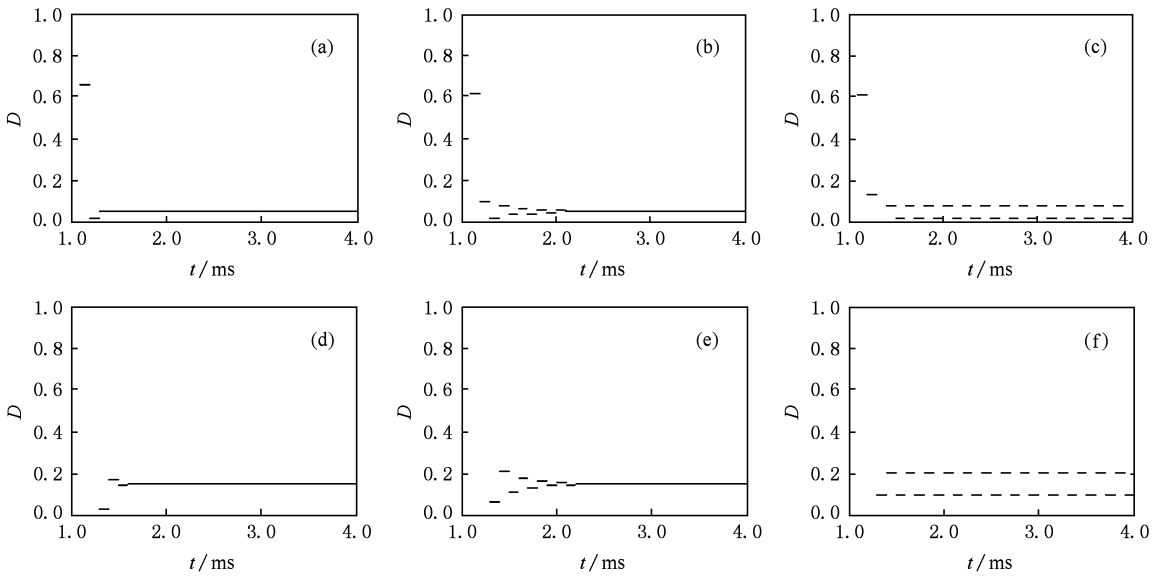


图 2 $V_i \in (0.75V_o, V_o)$ 时不同扰动幅值的占空比调整过程 (a) $V_i = 61.75 \text{ V}$; 无扰动; (b) $V_i = 61.75 \text{ V}, A = 0.005465$; (c) $V_i = 61.75 \text{ V}, A = 0.006798$; (d) $V_i = 55.25 \text{ V}$, 无扰动; (e) $V_i = 55.25 \text{ V}, A = 0.006399$; (f) $V_i = 55.25 \text{ V}, A = 0.008556$

从表 1 和图 2 可以看出:1) $V_i \in (0.75V_o, V_o)$ 区间内,Boost 电路本身具有较强的镇定能力,在没有外加扰动时,电路经过调整自身可以很快稳定下来;其镇定能力随着输入的增大而增大,调整周期随输入的增大而减少,稳态关系式 $D_s = (V_i - V_o)/V_o$ 满足. 2) V_i 一定时,随着正弦扰动幅值的增加,本身稳定的电路将进入分岔状态,即电路失去稳定,其特征值 λ 逐渐逼近 -1 . 3) 在 $\lambda = -1$ 分岔处,调整占空比 D_n 是在稳定占空比 D_s 上下波动的,等式 $D_s = (D_{n+1} + D_n)/2$ 成立. 4) 当要求的动态响应速度相同时,即特征值相同时,输入电压值越大,电路稳定所需的正弦扰动幅值越小.

该区间内的稳态占空比 D_s 与 AD_1 曲线如图 3 所示,区域 1 中曲线以下的区域为保持电路稳定的正弦扰动参数可选择区域.

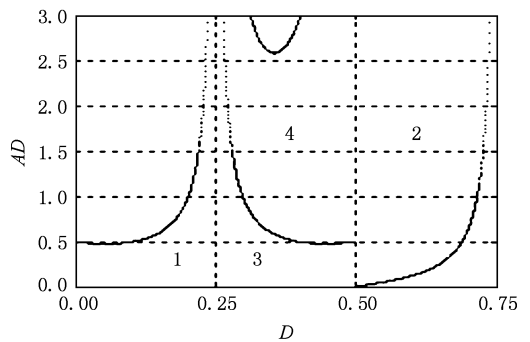


图 3 稳态占空比与临界参数关系曲线

4.2. $V_i \in (0.5V_o, 0.75V_o)$ 时控制性能

该区间内电路的稳定性条件满足,电路具有一定的镇定能力, $-1 < \lambda_0 < -1/3, D_s \in (0.25, 0.5)$,

$\cos(2\pi D_s) < 0$, 当 V_i 一定时, 随着扰动幅值 A 的增大, λ_n 逐渐增大, 首先由负值增大到 $\lambda = 0$, 再变为正值, 直到 $\lambda_c = 1$, 电路才可能进入分岔, 失去稳定, 这与 $V_i \in (0.75V_o, V_o)$ 时电路失稳过程是完全不同的. 在 $0 < \lambda < 1$ 单调衰减稳定过程中, $(D_{n+1} + D_n)/2$ 单调递减逐渐逼近并大于 D_s , 则其临界 ($\lambda_c = 1$) 关系式近似为

$$\frac{V_o}{V_i - 2\pi I_{ref} L A_{cr2} \cos(2\pi D_s) / T} = 0. \quad (17)$$

则临界共振幅值 A_{cr2} 理论上可取为无穷大, 表示此时即使施加参数扰动, 也不会导致电路失稳.

由(6)式可知, λ 和 $-\lambda$ 对电感电流和占空比可稳定调整过程的衰减能力是一致的, 即区间 $\lambda_0 < \lambda_n < 0$ 内与区间 $0 < \lambda_n < -\lambda_0$ 内绝对值相等的特征值的镇定能力是相同的, 但在区间 $0 < \lambda_n < -\lambda_0$ 内所需的扰动幅值却比区间 $\lambda_0 < \lambda_n < 0$ 内所需的扰动幅值大得多, 而 $\lambda = 0$ 时电路的镇定能力最强^[14]. 在 $\lambda_0 < \lambda < 0$ 振荡衰减镇定过程中, $(D_{n+1} + D_n)/2$ 振荡衰减逐渐逼近 D_s , 因而 $\lambda = 0$ 时所需的扰动幅值近似为

$$\begin{aligned} A &= \frac{V_o - V_i}{-2\pi I_{ref} L \cos(2\pi D_s) / T} \\ &= \frac{V_o T}{2\pi I_{ref} L} \cdot \frac{-D_s}{\cos(2\pi D_s)} \\ &= K \cdot AD_2. \end{aligned} \quad (18)$$

该区间内的占空比 D_s 与 AD_2 曲线如图 3 所示, 曲线以下的区域 3 是保证电路稳定的正弦扰动参数实际可选择区域. 图 3 中也画出了区间 $V_i \in (0.5V_o, 0.75V_o)$ 内 $\lambda_n = -\lambda_0$ 时的曲线, 相应的扰动幅值选择区域为该区间内区域 3 和区域 4, 此时参数选择区域就非常宽.

无扰动时的特征值和特征值为 0 时所需的扰动幅值如表 2 所示, 部分 D 调整曲线如图 4 所示.

表 2 $V_i \in (0.5V_o, 0.75V_o)$ 时正弦扰动幅值与特征值

V_i/V	D_s	λ_0	$\lambda = 0$ 时扰动幅值 A
45.50	0.30	-0.4286	0.013949
42.25	0.35	-0.5385	0.008556
39.00	0.40	-0.6667	0.007104
35.75	0.45	-0.8182	0.006798

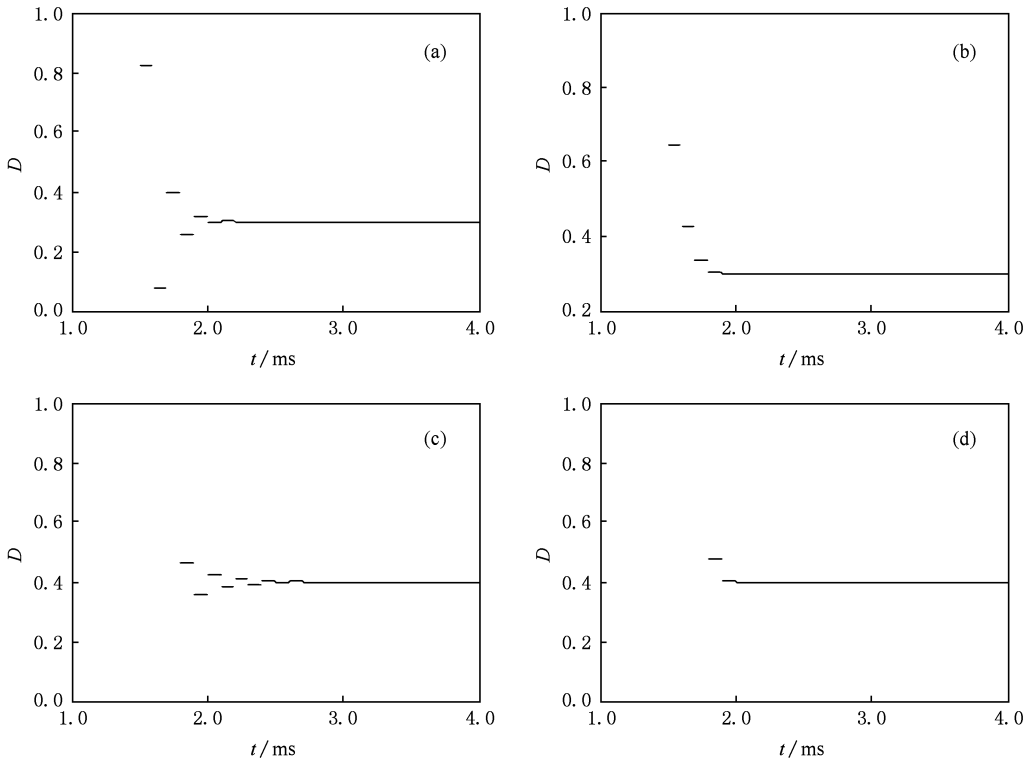


图 4 $V_i \in (0.5V_o, 0.75V_o)$ 时不同扰动幅值的占空比调整过程曲线 (a) $V_i = 45.50$ V, 无扰动; (b) $V_i = 45.50$ V, $A = 0.013949$; (c) $V_i = 39.00$ V, 无扰动; (d) $V_i = 39.00$ V, $A = 0.007104$

从表 2 和图 4 可以看出: 1) $V_i \in (0.5V_o, 0.75V_o)$ 区间内, Boost 电路本身也具有较弱的镇定能力, 电路经过衰减振荡可以很快稳定下来; 其镇定能力也同样随着输入的增大而增大, 调整周期随输入的增大而减少, 稳态关系式 $D_s = (V_i - V_o)/V_o$ 满足. 2) V_i 一定时, 随着扰动幅值的增加, 本身稳定的电路也将进入混沌不稳定状态; 但不同的是其特征值 λ 是先从负值增大到 0, 再由 0 逐渐增大到 1. 3) 在 $-1 < \lambda < 0$ 区间内, 当要求的动态响应速度相同时, 输入电压值越大, 所需的扰动幅值反而越大, 这与 $V_i \in (0.75V_o, V_o)$ 区间内的扰动特点是不同的. 4) 该区间内进入分岔的条件是 $\lambda_c = 1$, 所需的正弦扰动幅值很大, 因此电路自身的镇定能力很强, 是最佳工作区.

4.3. $V_i \in (0.25V_o, 0.5V_o]$ 时控制性能

电路的稳定性条件不满足, 电路本身不稳定, $-3 < \lambda_0 \leq -1$. 当 V_i 一定时, 随着扰动幅值 A 的增

大, λ_n 也逐渐增大, 直到 $\lambda_c = -1$ 时电路分岔, 然后再进入稳定状态. 在 $\lambda_0 = -1$ 时, D_n 也是振荡的, 则可得临界扰动幅值 A_{cr3} 为

$$\begin{aligned} A_{cr3} &= \frac{0.5V_o - V_i}{-2\pi I_{ref} L \cos(2\pi D_s) / T} \\ &= \frac{V_o T}{2\pi I_{ref} L} \cdot \frac{(0.5 - D_s)}{\cos(2\pi D_s)} \\ &= K \cdot AD_1. \end{aligned} \quad (19)$$

说明本身不稳定的系统在逐渐增大的参数扰动下, 将逐渐进入稳定状态. 该区间内的稳态占空比 D_s 与 AD_1 曲线如图 3 所示, 区域 2 中曲线以上的区域是使得不稳定电路可以进入稳定的正弦扰动参数可选择区域. 不同特征值时所需的扰动幅值如表 3 所示, 部分 D 调整曲线如图 5 所示.

从表 3 和图 5 可以看出: 1) $V_i \in (0.25V_o, 0.5V_o]$ 区间的 Boost 电路本身没有足够的镇定能力, 无法自身进入稳定; 合适的参数正弦扰动可以使电路进入稳定. 2) 当 V_i 一定时, 随着正弦扰动幅

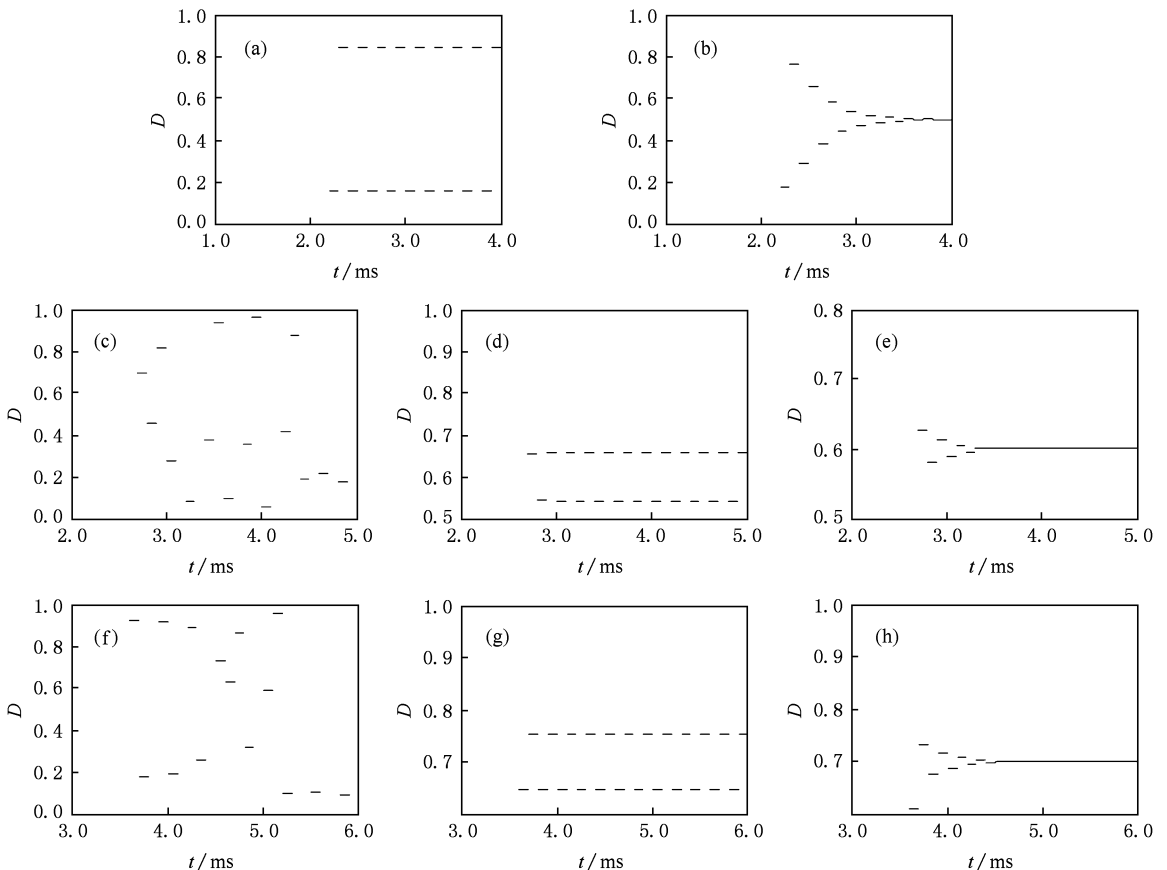


图 5 $V_i \in (0.25V_o, 0.5V_o]$ 时不同扰动幅值的占空比调整过程曲线 (a) $V_i = 32.50$ V, 无扰动; (b) $V_i = 32.50$ V, $A = 0.001268$; (c) $V_i = 26.00$ V, 无扰动; (d) $V_i = 26.00$ V, $A = 0.001776$; (e) $V_i = 26.00$ V, $A = 0.003343$; (f) $V_i = 19.50$ V, 无扰动; (g) $V_i = 19.50$ V, $A = 0.009299$; (h) $V_i = 19.50$ V, $A = 0.013402$

表3 $V_i \in (0.25V_o, 0.5V_o]$ 时正弦扰动参数与特征值

V_i/V_o	D_s	λ_0	不同 λ 时所需的扰动幅值 A	
			$\lambda = -1$	$\lambda = -0.7$
32.50	0.50	-1.0000	0.000000	0.001268
29.25	0.55	-1.2222	0.000755	0.002088
26.00	0.60	-1.5000	0.001776	0.003343
22.75	0.65	-1.8571	0.003667	0.005824
19.50	0.70	-2.3333	0.009929	0.013402

值的增加,本身不稳定的电路可以达到稳定,其特征值 λ 是逐渐逼近并大于 -1 的。3) 在 $\lambda = -1$ 分岔处,调整占空比 D_n 也是在稳定占空比 D_s 上下波动的,等式 $D_s = (D_{n+1} + D_n)/2$ 同样成立。4) 对可稳定的电路,当要求的动态响应速度相同时,即特征值相同,输入电压越高,所需的扰动幅值越小。5) $\lambda_0 < -1$ 只在调整过程有意义,一旦进入混沌状态,即失去意义。

4.4. $V_i \in (0, 0.25V_o)$ 时控制性能

电路稳定性条件不满足,本身的镇定能力很

弱, $\lambda_0 < -3$. V_i 一定时,随着共振幅值 A 的增大, λ 逐渐减小,根本无法增大而到达 $\lambda_c = -1$,更无法达到稳定. 说明参数正弦扰动对这种工况完全无法适用,而实际电路中一般取 $V_i > 0.3V_o$,因此本文不再讨论这种工况。

5. 结 论

Boost 电路在参数正弦微扰共振时,本身不稳定的电路可以在适当幅值的扰动下,转化为稳定状态;本身稳定的电路也会在一定幅值的扰动下,进入不稳定状态,这说明电路的稳定和不稳定状态在确定的参数正弦扰动下可以相互转化. 参数正弦微扰共振可以应用于宽输入电压范围的 Boost 电路,关键是要选择一个合适的正弦扰动参数区域,以保证全输入范围内 Boost 电路能够稳定. 可以选择全范围一致的参数正弦扰动幅值,也可以选择幅值随输入电压线性递减变化的正弦扰动;具体参数扰动幅值可根据不同电压区间的临界条件和动态响应速度的要求选取。

- [1] Tse C K 1994 *IEEE Transactions on Circuits and Systems* **41** 16
- [2] Chan William C Y, Tse C K 1997 *IEEE Transactions on Circuits and Systems* **44** 1129
- [3] Tse C K, Lai Y M, Chow M H L 2000 *International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation* **2** 413
- [4] Zhou Y F, Chen J N, Ke D M 2005 *Acta Electronica Sinica* **33** 915 (in Chinese) [周宇飞、陈军宁、柯导明 2005 电子学报 **33** 915]
- [5] Zhou Y F, Chen J N, Xie Z G, 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、柯导明、时龙兴、孙伟锋 2004 物理学报 **53** 3676]
- [6] Zhu N, Wu W L, Shao J A 2004 *Journal of Circuits and Systems* **9** 79 (in Chinese) [朱宁、吴为麟、邵建昂 2004 电路与系统学报 **9** 79]
- [7] Ott E, Grebogi C, Yorke J A 1990 *Physics Rev Lett.* **64** 1196
- [8] Ditto W L, Raueo S N, Spano M L 1990 *Physics Rev Letter* **65** 3211
- [9] Shinbrot T, Grebogi C, Ott E, Yorke J A 1993 *Nature* **363** 411
- [10] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Du X 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 6275 (in Chinese) [卢伟国、周维维、罗全明、杜雄 2007 物理学报 **56** 6275]
- [11] Ren H P, Liu D 2005 *Chin. Phys.* **14** 1352
- [12] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys.* **16** 933
- [13] Cheng W B, Fu Z W, Zhong Y R 2008 *Chinese Journal of Mechanical Engineering* **44** 246 (in Chinese) [程为彬、傅钟炜、钟彦儒 2008 机械工程学报 **44** 246]
- [14] Cheng W B, Guo Y N, Kang S M, Tang N, Huo A Q, Wang Y L 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 4439 (in Chinese) [程为彬、郭颖娜、康思民、汤楠、霍爱清、汪跃龙 2009 物理学报 **58** 4439]

Adjustment and stability control for wide range input voltage Boost converter with small sinusoidal perturbation^{*}

Cheng Wei-Bin[†] Guo Ying-Na Tang Nan Huo Ai-Qing Wang Yue-Long Kang Si-Min

(*Shaanxi Key Laboratory of Drilling Rigs Control Technique, Xi'an Shiyou University, Xi'an 710065, China*)

(Received 21 July 2009; revised manuscript received 2 September 2009)

Abstract

The Boost converter with wide range input voltage, operating at both stable section and unstable section, the chaos phenomenon makes the system work unsteadily. Based on continuous current conduction mode, the adjustment and stability control with small sinusoidal parameter perturbation for Boost converter are discussed. The transition process between stable state and unstable state for different perturbation amplitudes are analyzed in detail, the critical transition conditions between stable state and unstable state are deduced, and the stability conditions are also determined. It is shown by digital simulation that sinusoidal parameter perturbation can not only suppress the chaos phenomenon, but also cause the converter originally in steady state to turn into unsteady chaos state. The consistent and appropriate perturbation amplitude range can be selected for the wide range input voltage, so as to ensure the Boost converter to start, be adjusted and operate steadily and reliably.

Keywords: Boost converter, chaos, stability control, parameter perturbation

PACC: 0545

^{*} Project supported by National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2003AA602013) and Natural Science Foundation of Shaanxi Province (Grant No. SJ08E₂16) and Specialized Research Fund for Shaanxi Province Education Department (Grant Nos. 08JK410 and 09JK687).

[†] E-mail: wbcheng@xsyu.edu.cn