

DOI:10.19651/j.cnki.emt.1902903

峰值-谷值电流控制 Buck 变换器输出 电容对称时间常数研究

张秀丽

(国网山西省电力公司电力调度控制中心 太原 030001)

摘要: 峰值-谷值电流控制 Buck 变换器在自身参数变化时对系统稳定性的影响具有对称性。以 Buck 变换器为例,建立了峰值-谷值电流控制的对称分段线性模型,推导了对应的 Jacobi 矩阵,基于此,推导了系统由稳定工作状态过渡到不稳定工作状态时输出电容时间常数的对称临界值。最后通过在 PSIM 软件中搭建仿真电路进行实验验证,研究结果表明,峰值-谷值电流控制 Buck 变换器在参数变化时,系统的工作状态存在对称性,同时所提出的输出电容时间常数临界值对于系统参数设计及其器件选择具有十分重要的指导作用。

关键词: Buck 变换器;峰值电流控制;谷值电流控制;电路稳定性

中图分类号: TM76 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Study on symmetrical time constant of output capacitance of peak and valley current-mode controlled Buck converter

Zhang Xiuli

(State Grid Shanxi Electric Power Company Power Dispatching Control Center, Taiyuan 030001, China)

Abstract: The peak-to-valley current control Buck converter has symmetry for the influence on the stability of the system when its own parameters change. Taking the Buck converter as an example, a symmetric piecewise linear model of peak-to-valley current control is established, and the corresponding Jacobi matrix is derived. Based on this, the symmetrical threshold of the output capacitor time constant is derived when the system is in stable state transition to unstable operation. Finally, the experimental results are verified by constructing the simulation circuit in PSIM software, the results show that the peak-to-valley current control Buck converter has symmetry in the working state of the system when the parameters change, and the output capacitor time constant threshold value proposed is very important for the system parameter design and device selection.

Keywords: Buck converter; peak current control; valley current control; circuit stability

0 引言

随着太阳能、风能等清洁能源并网容量逐渐增加,新能源并网的相关技术已经成为国内外学者研究的热点^[1-7]。其中,开关 DC-DC 变换器是作为并网环节中实现新能源向电能平稳转换并传输的重要环节,它的性能直接关系到并网的电能质量^[7-9]。同时,开关 DC-DC 变换器是一种典型的强非线性系统,由于其自身参数变化,变换器将会由稳定工作状态转变为不稳定工作状态,例如出现倍周期分岔、边界碰撞分岔甚至混沌等复杂工作状态^[7-11],而开关 DC-DC 变换器的控制回路则直接决定了系统响应速度、稳态精度等工作性能,由此,深入分析开关 DC-DC 变换器的控制方

法及其参数变化对稳定工作状态的影响,对于系统参数设计及其器件选择具有至关重要的指导作用。

峰值电流控制通过采样电感电流(或开关管电流)作为反馈控制信号,因其在传统电压型控制策略之后提高了系统的控制性能,同时取得更为快速的输入瞬态响应速度,渐渐在开关变换器的控制策略中取得广泛应用^[8-11]。已有大量文献研究了峰值电流控制的开关 DC-DC 变换器的动力学特性、非线性现象等^[9-12],而谷值电流控制同样通过采样电感电流(或开关管电流)作为反馈控制信号,它同样具有良好的输入瞬态响应速度,但对谷值电流控制的开关 DC-DC 参数变化对系统工作状态的影响的研究较少^[13-14]。本文将峰值电流控制和谷值电流控制进行对比研究,以 Buck

收稿日期:2019-04-03

• 6 •

变换器为例,建立其对称分段线性模型,推导出 Jacobi 矩阵并由此得到了输出电容时间常数的对称临界值,对系统参数设计具有指导作用。

1 峰值-谷值电流控制 Buck 变换器的对称建模

1.1 对称工作原理

如图 1 所示为峰值电流控制 Buck 变换器的电路拓扑及其工作在电感电流连续模式时 (continuous conduction mode, CCM) 的主要工作波形。如图 1(b) 所示,从每个周期 T_s 的时钟脉冲开始,开关管 S 导通,二极管 D 关断,电源 E 供电给负载 R,此时输出电容 C 开始充电,电感电流和输出电压上升。当检测电阻 R_s 上的电压 v_s 上升到误差放大器输出 v_k 时,开关管 S 关断,二极管 D 导通,电感电流和输出电压下降,直到下一个周期。

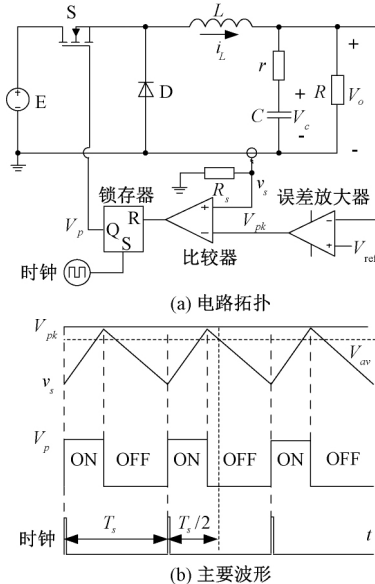


图 1 峰值电流控制 Buck 变换器

如图 2 所示为谷值电流控制 Buck 变换器的电路原理及其工作在电感电流连续模式时的主要工作波形。如图 2(b) 所示,从每个周期 T_s 的时钟脉冲开始,开关管 S 处于“关断”状态,此时的电感电流和输出电压均逐渐减小。当检测电阻 R_s 上的电压 v_s 下降到误差放大器输出 v_k 时,开关管 S 导通,电感电流和输出电压开始上升,一直维持到下一个周期。

对比两种控制的主要工作波形可以得到,每个周期 T_s 内,峰值-谷值电流控制的 v_s 关于点 $(T_s/2, V_{av})$ 对称,其中 V_{av} 是检测电阻 R_s 电压 v_s 的平均值,且满足 $V_{av} = (V_{pk} + V_{vp})/2$ 。所以,峰值电流控制与谷值电流控制是对称的。

1.2 对称模型

开关 DC-DC 变换器中,开关周期 T_s 与输出电容相时间常数 (rC) 比足够小,此时可以忽略纹波对电感电流与输出电压的影响,电感电流上升和下降的斜率被认为是常数,

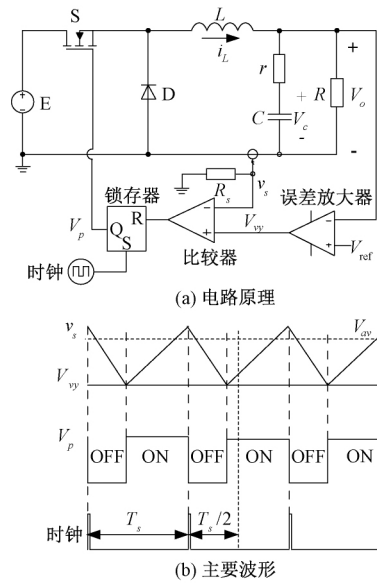


图 2 谷值电流控制 Buck 变换器

同时输出电压被认为是恒定的,即输出电压可以用一个直流电压源 V_o 表示,Buck 变换器在开关周期 T_s 内是分段线性的。如图 3 所示为峰值-谷值电流控制的对称分段模型。

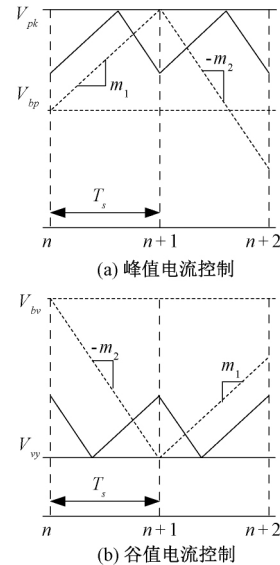


图 3 峰值-谷值电流控制对称分段模型

图 3 中, m_1 、 m_2 分别为电感电流上升和下降的斜率,其表达式为:

$$m_1 = \frac{E - V_o}{L} \quad (1)$$

$$m_2 = \frac{V_o}{L} \quad (2)$$

对于峰值电流控制的 Buck 变换器,从第 n 个周期开始,令 i_n 、 v_n 分别为电感电流和输出电容电压初始值,开关管 S 导通,二极管 D 关断时,电感电流和输出电容电压为^[15]:

$$i_{n+d} = i_n + m_1 t_{on} \quad (3)$$

$$v_{n+d} = v_n + \frac{i_n - I_o}{C} t_{on} + \frac{m_1 t_{on}^2}{2C} \quad (4)$$

式中: I_o 为输出回路电流, t_{on} 为开关管 S 的导通时间。

当开关管 S 关断后, 此时电感电流和输出电容电压为:

$$i_{n+f} = i_{n+d} - m_2 t_{off} \quad (5)$$

$$v_{n+f} = v_{n+d} + \frac{i_{n+d} - I_o}{C} t_{off} - \frac{m_2 t_{off}^2}{2C} \quad (6)$$

式中: t_{off} 为二极管 D 的导通时间。本文讨论 Buck 变换器工作在 CCM 模式, 在第 n 个周期结束时, 此时 $i_{n+1} = i_{n+d}$, $v_{n+1} = v_{n+d}$ 。

Buck 变换器内环检测 R_s 电压为:

$$v_s = R_s i_L \quad (7)$$

由图 1(b) 可得开关管 S 的切换条件为:

$$v_s = V_{pk} = K(V_{ref} - V_o) \quad (8)$$

式中: K 为误差放大器的比例系数。

对于谷值电流控制的 Buck 变换器, 从第 n 个周期开始, 与峰值电流控制类似, 开关管 S 关断时, 电感电流和电容电压为:

$$i_{n+d} = i_n - m_2 t_{off} \quad (9)$$

$$v_{n+d} = v_n + \frac{i_n - I_o}{C} t_{off} - \frac{m_2 t_{off}^2}{2C} \quad (10)$$

当开关管 S 导通, 此时电感电流和输出电容电压为:

$$i_{n+1} = i_{n+d} + m_1 t_{on} \quad (11)$$

$$v_{n+1} = v_{n+d} + \frac{i_{n+d} - I_o}{C} t_{on} + \frac{m_1 t_{on}^2}{2C} \quad (12)$$

由图 2(b) 可得开关管 S 的切换条件为:

$$v_s = V_{vy} = K(V_{ref} - V_o) \quad (13)$$

对比以上峰值电流控制的分段线性模型式(3)~(8)和谷值电流控制的分段线性模型式(9)~(13)可以看出, 两种控制的数学模型存在对称关系。

2 输出电容时间常数对称临界值推导

Buck 变换器对称模型的 Jacobi 矩阵为^[12-14]:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \Big|_{i_s = I_L, v_s = V_c} \quad (14)$$

峰值电流控制时, Buck 变换器的 Jacobi 矩阵元素为:

$$J_{11} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial i_n} = 1 + (m_1 + m_2) \frac{\partial t_{on}}{\partial i_n} \quad (15)$$

$$J_{12} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial v_n} = (m_1 + m_2) \frac{\partial t_{on}}{\partial v_n} \quad (16)$$

$$J_{21} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial i_n} = \frac{T_s}{C} \left(1 + m_1 \frac{\partial t_{on}}{\partial i_n} \right) \quad (17)$$

$$J_{22} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial v_n} = 1 + \frac{(m_1 + m_2) t_{off}}{C} \cdot \frac{\partial t_{on}}{\partial v_n} \quad (18)$$

另由式(8)可得:

$$\frac{\partial t_{on}}{\partial i_n} = \frac{-2rC - 2t_{on} - 2R_s C/K}{2m_1 rC + m_1 t_{on} + 2m_1 R_s C/K} \quad (19)$$

$$\frac{\partial t_{on}}{\partial v_n} = \frac{-2C}{2m_1 rC + m_1 t_{on} + 2m_1 R_s C/K} \quad (20)$$

将式(19)和(20)代入式(15)~(18), 峰值电流控制时的 Jacobi 矩阵为:

$$\begin{cases} J_{11} = \frac{-(M_1 + 2M_2)T_{on} - 2M_2 C(r + R_s/K)}{(2rC + T_{on} + 2R_s C/K)M_1} \\ J_{12} = \frac{-2(M_1 + M_2)C}{(2rC + T_{on} + 2R_s C/K)M_1} \\ J_{21} = \frac{-T_{on} T_s}{(2rC + T_{on} + 2R_s C/K)C} \\ J_{22} = \frac{2M_1 C(r + R_s/K) - (2M_1 + M_2)T_{off}}{(2rC + T_{on} + 2R_s C/K)M_1} \end{cases} \quad (21)$$

谷值电流控制时, Buck 变换器的 Jacobi 矩阵元素为:

$$J_{11} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial i_n} = 1 - (m_1 + m_2) \frac{\partial t_{off}}{\partial i_n} \quad (22)$$

$$J_{12} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial v_n} = -(m_1 + m_2) \frac{\partial t_{off}}{\partial v_n} \quad (23)$$

$$J_{21} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial i_n} = \frac{T_s}{C} \left(1 - m_2 \frac{\partial t_{off}}{\partial i_n} \right) \quad (24)$$

$$J_{22} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial v_n} = 1 - \frac{(m_1 + m_2)t_{on}}{C} \cdot \frac{\partial t_{off}}{\partial v_n} \quad (25)$$

另由式(8)可得:

$$\frac{\partial t_{off}}{\partial i_n} = \frac{2rC + 2t_{off} + 2R_s C/K}{2m_2 rC + m_2 t_{off} + 2m_2 R_s C/K} \quad (26)$$

$$\frac{\partial t_{off}}{\partial v_n} = \frac{2C}{2m_2 rC + m_2 t_{off} + 2m_2 R_s C/K} \quad (27)$$

将式(26)和(27)代入式(22)~(25), 采用谷值电流控制时的 Jacobi 矩阵元素为:

$$\begin{cases} J_{11} = \frac{-(M_2 - 2M_1)T_{off} - 2M_1 C(r + R_s/K)}{(2rC + T_{off} + 2R_s C/K)M_2} \\ J_{12} = \frac{-2(M_1 + M_2)C}{(2rC + T_{off} + 2R_s C/K)M_2} \\ J_{21} = \frac{-T_{off} T_s}{(2rC + T_{off} + 2R_s C/K)C} \\ J_{22} = \frac{2M_2 C(r + R_s/K) - (2M_1 + M_2)T_{on}}{(2rC + T_{off} + 2R_s C/K)M_2} \end{cases} \quad (28)$$

Jacobi 矩阵的特征方程:

$$\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{J}] = 0 \quad (29)$$

由式(29)得到 Jacobi 矩阵特征根 λ_1, λ_2 为^[9,15]:

$$\lambda_{1,2} = 0.5(J_{11} + J_{22}) \pm 0.5 \sqrt{(J_{11} - J_{22})^2 + 4J_{12}J_{21}} \quad (30)$$

而系统工作在稳定状态时, 两个 Jacobi 矩阵特征根均在单位圆内部, 由此可得:

$$|\lambda_{1,2}| < 1 \quad (31)$$

由式(21)、(28)及式(29)~(31)解得峰值-谷值控制 Buck 变换器稳定工作时输出电容时间常数分别为:

$$(rC)_{\text{cri-peak}} = \frac{T_s}{2} + \frac{D^2 T_s}{(1-2D)} - R_s/K, D < 0.5 \quad (32)$$

$$(rC)_{\text{cri}_{\text{xy}}} = \frac{T_s}{2} + \frac{D(1-D)T_s}{(1-2D)} - R_s/K, D > 0.5 \quad (33)$$

对比上式可以得到,采用两种控制的 Buck 变换器由稳态工作状态过渡到不稳定工作状态时输出电容的时间常数存在对称关系。

3 基于 PSIM 的仿真分析

在电力电子仿真软件 PSIM 中搭建电路模型,系统参数为: $E=10\text{ V}$, $V_{\text{ref}}=V_o=3\text{ V}$, $R=1.5\ \Omega$, $L=20\ \mu\text{H}$, $R_s=1\ \Omega$, $\text{ESR}=1.5\ \Omega$, $C=1000\ \mu\text{F}$, $K=100$, $T_s=20\ \mu\text{s}$,得到如图 4 所示电感电流和输出电压时域波形。

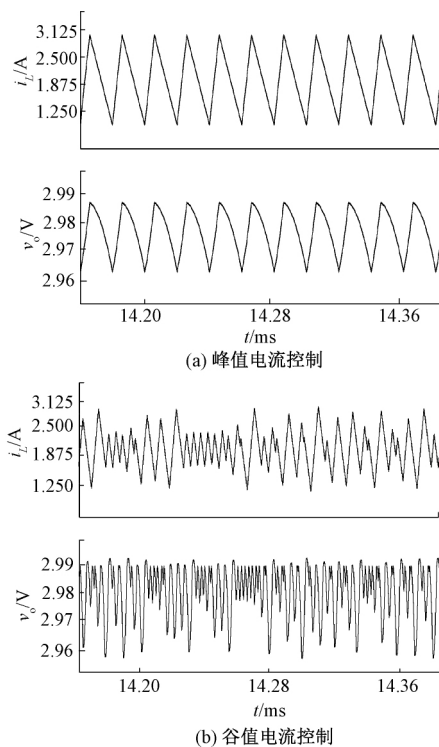


图 4 波形对比

从以上波形对比结果可以得到,采用峰值电流控制时, Buck 变换器工作在稳定的周期 1 态,而采用谷值电流控制时,变换器处于混沌态,即不稳定工作状态;从表 1 不同控制类型下系统稳定性对比可知,峰值电流控制的输出电容时间常数为 9 ms ,大于临界值 4.5 ms ,谷值电流控制时输出电容时间常数 9 ms ,小于临界值 10.4 ms 。仿真结果与上述分析一致,同时两种控制具有对称性;当采用峰值电流时,输出电容时间常数大于式(32)的临界值,系统处于稳定工作状态,但采用谷值电流控制时输出电容时间常数小于式(33)的临界值,系统处于不稳定工作状态,由此可知,由式(32)和(33)得到的峰值-谷值电流控制 Buck 变换器输出电容时间常数临界值对今后开关 DC-DC 变换器的参数设计与器件选型有指导作用。

表 1 不同控制类型系统稳定性对比

控制类型	rC/ms	rC 临界值/ms	工作状态
峰值电流	9	4.5	周期 1 态
谷值电流	9	10.4	混沌态

4 结 论

本文将峰值电流控制和谷值电流控制进行对比研究,以 Buck 变换器为例,分别建立了对称的分段线性模型,推导了对应的 Jacobi 矩阵,并由此给出了输出电容时间常数的对称临界值。结果表明,峰值电流控制处于稳定周期 1 态时,而采用谷值电流控制却变为不稳定的混沌工作状态。同时,两种控制具有对称性,本文提出的输出电容时间常数临界值对于开关 DC-DC 变换器的参数设计及其器件选型起到十分重要的指导。

参考文献

- [1] ABUSORRAH A, AL-HINDAWI M M, AL-TURKI Y, et al. Stability of a boost converter fed from photovoltaic source[J]. Solar Energy, 2013, 98(4): 458-471.
- [2] 袁小明,程时杰,文劲宇. 储能技术在解决大规模风电并网问题中的应用前景分析[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(1):14-18.
- [3] 孙恒. 关于太阳能光伏并网发电量准确评估仿真[J]. 计算机仿真, 2018, 35(10):150-153,181.
- [4] 秦佳妮,陈捷,封杨. 太阳能发电跟踪装置远程测试系统的研究[J]. 机械设计与制造, 2018(1):198-201.
- [5] 于立岩,吴迪迪,满成,等. 光伏并网接入配电网的太阳能发电系统设计[J]. 计算机测量与控制, 2018, 26(3):107-111.
- [6] 周玮,胡妹博,孙辉,等. 考虑大规模风电并网的电力系统区间非线性经济调度研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(37):563.
- [7] LISERRE M, CÁRDENAS R, MOLINAS M, et al. Overview of Multi-MW wind turbines and wind parks [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4):1081-1095.
- [8] 周国华,赵泓博,毛桂华,等. 开关变换器调制技术的分类与综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(21): 6383-6400,6501.
- [9] REDL R, SUN J. Ripple-based control of switching regulators—an overview [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12):2669-2680.
- [10] 杜贵平,黄石生,王振民. 大功率逆变电源峰值电流控制模式的研究[J]. 电力电子技术, 2002, 36(1):19-22.
- [11] 兰森林,朱修敏,马黎,等. 峰值电流控制 Boost 变换器的研究[J]. 电子制作, 2017(Z1):74-75.

- [12] 何亮, 方宇, 李吉, 等. 峰值电流控制 DC/DC 变换器的恒值限流方法[J]. 电工技术学报, 2006, 21(10): 86-89.
- [13] 王影. 一种谷值电流控制的 DC/DC BUCK 变换器的研究与设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [14] 郑连清, 单国栋, 张定宇. 谷值电流控制三电平 Buck 变换器[J]. 电源技术, 2013, 37(9):1628-1631.
- [15] ZHOU G, HE S, ZHANG X, et al. Critical output-capacitor ESR for stability of V^2 , controlled buck converter in CCM and DCM[J]. Electronics Letters, 2014, 50(12):884-886.

作者简介

张秀丽, 本科, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统自动化。

E-mail: zqhjb9@163.com