

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2107569

直流微电网中 DC-DC 变换器的切换控制方法研究*

卢自宝^{1,2}, 龚莉^{1,2}, 赵传超^{1,2}, 郑睿^{1,2}

(1. 安徽师范大学物理与电子信息学院 芜湖 241002; 2. 安徽省智能机器人信息融合与控制工程实验室 芜湖 241002)

摘要:本文针对直流微电网中的 DC-DC 变换器进行了研究,以变换器的开关动作为切换信号建立线性切换系统模型,基于 PWM 波的特性提出一种新的切换控制方法用于 DC-DC 变换器网络。该切换控制方法既与时间有关又与系统状态有关,首先通过系统状态误差信号来确定每一周期内的切换时间且在周期的端点处必须切换,然后将周期内对应子系统的激活时间累加得到该周期的占空比。通过仿真和实验对比,可以看出该方法限定每个开关周期只进行一次切换,能够降低系统的切换频率,在负载需求波动时能够快速响应并将输出电压稳定在期望值的 $\pm 1\%$ 内,验证了该切换控制方法的优越性。该方法的实施将在一定程度上降低直流微电网的损耗和提高其稳定性。

关键词:直流微电网;DC-DC 变换器;线性切换系统;切换控制方法

中图分类号: TH-3 TM712 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.80

Switching control strategy of DC-DC converter in the DC microgrid

Lu Zibao^{1,2}, Gong Li^{1,2}, Zhao Chuanchao^{1,2}, Zheng Rui^{1,2}

(1. College of Physics and Electronic Information, Anhui Normal University, Wuhu 241002, China;

2. Anhui Provincial Engineering Laboratory on Information Fusion and Control of Intelligent Robot, Wuhu 241002, China)

Abstract: In this paper, the stability of DC-DC converter in the DC microgrid is studied. A linear switching system model is formulated, which is based on the switching action of the converter. A new switching control method based on the characteristics of PWM wave is proposed, which depends both on time and system state. First, the switching time within each period is determined by the system state error. The switching system must be switched at the end of the period. Then, the duty cycle of the period is achieved by summing the activation time of the subsystems within the period. Simulation and experiment comparison show that this method limits each switching cycle to only one switching, which can reduce the switching frequency of the system. It can respond quickly when the load demand fluctuates. The output voltage is stabilized at the desired value within the $\pm 1\%$. The superiority of the switching control method is evaluated. The implementation of this method could reduce the loss of the DC microgrid to a certain extent and improve its stability.

Keywords: DC microgrid; DC-DC converter; linear switching system; switching control method

0 引言

随着节能减排与能源可持续发展的推进,以可再生能源为主的分布式发电技术得到了广泛的应用^[1-2]。微电网作为分布式电源供能的有效途径,将成为未来智能电网的重要组成部分^[3-4]。与传统交流系统相比,直流微电网不需要考虑相位和频率的同步以及线路的涡流损耗问题,具

有更高的可控性与可靠性^[5-6],因此引起了国内外众多学者的广泛关注^[7-8]。直流微电网中各分布式电源、储能单元和用电负荷通过直流传输线进行连接,连接器采用 DC-DC 变换器,避免使用大量的 DC-AC 变换器,减少能量在系统中的传递次数从而提高系统的效率。需要指出的是电力电子接口型微电源具有快速动态响应能力,但是其动态特性很大程度上取决于电力电子变换器的控制策略,因此 DC-DC 变换器的控制策略的研究非常重要^[9-10]。

收稿日期:2021-03-07 Received Date: 2021-03-07

* 基金项目:国家自然科学基金(61503003)、安徽省自然科学基金(2008085MF199,1908085MF216)、安徽省高校协同创新项目(CXXT-2019-031)资助。

一般情况下变换器的控制目标是在负载需求发生变化时,能够将输出电压维持在预定义的范围(例如, $\pm 5\%$)^[11]。DC-DC变换器的建模和控制是该领域的研究热点,文献[12]总结并提出了DC-DC变换器的主要建模分析方法-状态空间平均法。文献[13]在状态空间平均法的基础上对交流小信号分量进行线性化处理,建立交流小信号模型并进行分析,保证系统在平衡点处的小扰动稳定性。但是平均法不适用于大信号分析,因为平均法在时间平均的过程中把时变电路化为非时变电路,从而把纹波信号平均化,不能准确地进行稳定性分析。因此,文献[14]在小信号模型的基础上提出了一种新的大信号建模方式-线性时变不确定模型,确保了DC-DC变换器在输入电压以及负载波动情况下的鲁棒性,但是这一模型不能精确的用来分析系统的动态响应。文献[15]采用传统的PID控制获得期望母线电压,但是在线性化的过程中丢失了一些重要的特性,对系统的动态性能产生影响。文献[16-17]提出了一种boost变换器的鲁棒控制方法,与基于PID控制相比,它在电压调节方面有了显著的改进,但其模型过于复杂,不利于分析。文献[18]针对微电网内储能DC-DC变换器的非线性特性问题,基于精确反馈线性化理论提出了一种新颖的非线性级联控制器,该方法具有良好的动态响应和鲁棒性。

上述方法要么是通过平均化或者小信号线性化等方法得到系统的近似线性模型,要么是通过反馈线性化实现系统的控制器设计问题。此类方法虽然有很强的理论支撑,却忽略了电力电子电路的混杂特性即功率管的开通与断开。DC-DC变换器是一种既含有连续化的线性过程,也包含开关动作离散非线性过程的混杂系统^[19-21]。因此混杂系统的分析方法更适合DC-DC变换器的建模与分析^[22-23]。文献[22]采用了基于状态反馈的混合切换策略分析了系统的稳定性,但给出的切换规则未考虑到PWM波的特性即周期性切换,且切换频率较高,电路的损耗大。

本文在此基础上提出一种新的DC-DC变换器的切换控制方法,以变换器的开关动作作为切换信号,以电路的输出信号与期望值的偏差来确定系统的切换时间,限定每个开关周期内只进行一次切换且每个周期时刻必须进行切换的切换规则。本文所涉及的切换规则既与时间有关又与系统状态有关,系统在每个周期时刻必须进行切换,可被看作时间依赖的切换系统,而在每个周期内又依赖于状态进行切换,所以该切换规则具有混杂特性。需要指出的是本文通过周期内子系统工作时间累加的思想确定变换器每一个周期的占空比,降低了电路的切换频率,减少电路的开关损耗,且系统输出能快速追踪直流母线电压。即使在负载需求波动的条件下,系统也能快速响应并达到稳定。

1 系统模型构建

本文以直流升压变换器为例进行分析,其它类型变换器只需给出对应模型既能得到类似结论。其等效电路如图1所示, i_L 、 i_C 和 i_D 分别为电感 L 、电容 C 和二极管 D 的电流, i_{load} 为负载电阻 R 的电流,变换器的输入电压为 V_g ,输出电压为 V 即负载电压, S 为变换器的开关管可以工作在导通和关断模式。可以根据每个分布式电源的电压大小,给予每个控制器参考输出电压与电感电流参考信号指令。

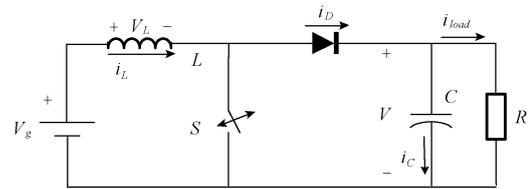


图1 直流升压变换器的等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of DC boost converter

此处假设开关管 S 的工作模式转换可以瞬间完成,其开关状态由脉宽调制器 $s(t)$ 控制。假设脉冲周期为 T ,脉宽调制器 $s(t)$ 的输出如图2所示。

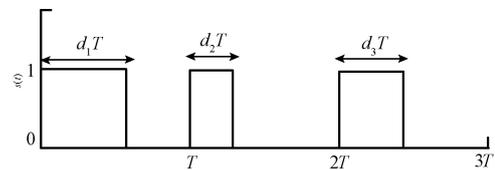


图2 脉宽调制器 $s(t)$ 的输出图

Fig. 2 Output diagram of the pulse width modulator $s(t)$

从图中可以看出 $s(t)$ 只有0和1两个取值,即 $s(t) \in \{0, 1\}$ 。其中 $0 < d_k < 1, k = 1, 2, \dots$,代表第 k 个周期的占空比, $d_k T$ 即第 k 个周期的脉冲宽度。因此,开关管 S 的工作状态可以用 $s(t)$ 表示,当 $s(t) = 1$ 时代表 S 导通, $s(t) = 0$ 时代表 S 断开。当 $s(t) = 1$ 时,即 $kT \leq t < (k + d_k)T$ 时,可得:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_g$$

$$C \frac{dV(t)}{dt} = -\frac{V(t)}{R}$$

当 $s(t) = 0$,即 $(k + d_k)T \leq t \leq (k + 1)T$ 时,可得:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -V(t) + V_g$$

$$C \frac{dV(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V(t)}{R}$$

上面两式可以合并为:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = (s(t) - 1)V(t) + V_g$$

$$C \frac{dV(t)}{dt} = -(s(t) - 1)i_L(t) - \frac{V(t)}{R}$$

令 $x_1(t) = i_L(t)$, $x_2(t) = V(t)$, 可得其状态空间方程为:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{s(t)} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t)]^T$, $u(t) = V_g$

$$\mathbf{A}_{s(t)} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{s(t) - 1}{L} \\ -\frac{(s(t) - 1)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

因此, 可以将变换器建模为以 $s(t)$ 为切换信号且具有两个子系统的线性切换系统。令两个子系统分别为 Σ_0 和 Σ_1 , 对应的特征根分别为 λ_0 和 λ_1 , 有

$$|\lambda_0 I - \mathbf{A}_0| = 0$$

$$|\lambda_1 I - \mathbf{A}_1| = 0$$

$$\text{解得, } \lambda_0 = \frac{-\frac{1}{RC} + \frac{1}{RC} \sqrt{1 - \frac{4R^2 C}{L}}}{2}, \lambda_1 = 0 \text{ 或 } \lambda_1 = -\frac{1}{RC}$$

通过求解子系统的特征根可知子系统 Σ_0 稳定, 子系统 Σ_1 不稳定。根据切换系统理论可知, 对于一个即含有稳定子系统又含有不稳定子系统的切换系统, 只要不稳定子系统的激活频率足够小, 那么整个切换系统仍能稳定^[23]。因此, 只要设计合理的切换规则, 即可使得升压变换器具有较好的性能。根据脉宽调制器 $s(t)$ 的特性可知, $s(t)$ 在 kT 时刻必须进行切换且在每个脉冲周期内最多只能进行一次切换。

2 切换序列的设计

本节的目标是给出使切换系统(1)稳定的切换序列, 当脉冲周期给定后, 切换序列的设计实际就是确定每一个周期的占空比。切换系统是由多个子系统以及协调子系统运行的切换序列构成, 本文所涉及切换系统(1)在每个周期的末端时刻进行切换, 因此其可被看作时间依赖的切换系统, 而在每个周期内又依赖于状态进行切换, 又可以被看作是状态依赖的切换系统, 所以该切换规则具有混杂特性。总体来说, 依据系统状态判断系统切换时间, 使系统从当前运行的子系统切换到另一个子系统, 在下一个时刻再次进行切换恢复到原来的子系统运

行, 如此循环运行使得系统稳定。

因为系统(1)的右边有不等于0的常值函数的输入, 故其切换平衡点不在原点处。因此假设系统的平衡状态即期望输出为 x_{ref} , 引入系统的实时误差函数, 从而把系统的切换平衡点变换到坐标原点处。则线性切换系统(1)转化为以下形式:

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}_{s(t)} \mathbf{e}(t) + \mathbf{b}_{s(t)} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{b}_{s(t)} = \mathbf{B}u(t) + \mathbf{A}_{s(t)} x_{ref}$, 因此:

$$\mathbf{b}_0 = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ -\frac{x_{r2}}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} - \frac{x_{r2}}{L} \\ -\frac{x_{r2}}{RC} + \frac{x_{r1}}{C} \end{bmatrix}.$$

因此只需针对系统(2)设计适当的切换信号 $s(t)$ 使其具有良好的性能。一般线性切换系统的稳定性指的是传统意义上的 Lyapunov 渐进稳定, 目前, Lyapunov 函数方法是研究切换系统稳定性的重要理论基础^[24]。其中多李雅普诺夫函数可以在相应的区域内通过构造各个子系统的 Lyapunov 函数, 使得系统在一定的切换规则下稳定。

假设存在 $\alpha \in (0, 1)$, 使得:

$$\mathbf{A}_{eq} = \mathbf{A}_1 \alpha + \mathbf{A}_0 (1 - \alpha) \text{ 是 Hurwitz 矩阵} \quad (3)$$

$$\mathbf{b}_{eq} = \mathbf{b}_1 \alpha + \mathbf{b}_2 (1 - \alpha) = 0 \quad (4)$$

根据文献[25]中平均系统的定义, 则系统(2)的平均系统为: $\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}_{eq} \mathbf{e}(t) + \mathbf{b}_{eq}$, 其中 α 可看作子系统 Σ_1 运行的时间即对应的平均占空比 d , $(1 - \alpha)$ 看作子系统 Σ_0 运行的时间。基于这个假设, 我们可对 DC-DC 变换器进行切换规则的设计。

首先根据 Lyapunov 方程:

$$\mathbf{A}_{eq}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{eq} = -\mathbf{I}_n \quad (5)$$

获得正定矩阵 \mathbf{P} 的解。定义对称矩阵 $\mathbf{Q}_{s(t)} = \mathbf{A}_{s(t)}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{s(t)}$ 。当子系统激活时, $\dot{\mathbf{V}}(t) = \dot{\mathbf{V}}_{s(t)}(t) = \mathbf{e}^T(t) \mathbf{Q}_{s(t)} \mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t) \mathbf{P} \mathbf{b}_{s(t)}$, 则任意一个子系统稳定运行的区域为:

$$\varphi_{s(t)} = \{ \mathbf{e}(t) \mid \dot{\mathbf{V}}_{s(t)}[\mathbf{e}(t)] + r_{s(t)} \mathbf{e}^T(t) \mathbf{e}(t) < 0 \}$$

且对 $\dot{\mathbf{V}}_{s(t)}[\mathbf{e}(t)]$ 给出一个边界 $r_{s(t)} \mathbf{e}^T(t) \mathbf{e}(t)$ 即确定系统(2)稳定状态的一个小的邻域, 也就是一个子系统切换到另外一个子系统时, 需要花费一定的时间才能到达另外一个子系统的边界, 从而避免了快速切换。假设系统(2)初始切换信号为 $s(t_0)$, 由系统(2)的初始状态 \mathbf{e}_0 , t_0 便可确定初始切换信号 $s(t_0)$, 令

$$s(t_0) = \arg \min \{ \mathbf{e}^T(t_0) \mathbf{Q}_1 \mathbf{e}(t_0) + 2\mathbf{e}^T(t_0) \mathbf{P} \mathbf{b}_1, \mathbf{e}^T(t_0) \mathbf{Q}_0 \mathbf{e}(t_0) + 2\mathbf{e}^T(t_0) \mathbf{P} \mathbf{b}_0 \}$$

$\mathbf{e}_0 = \mathbf{x}(0) - \mathbf{x}_{ref} = \mathbf{e}(0) \in R^2$ 为系统的初始状态的误差, argmin 函数在这里代表在集合中函数值达到最小值时所对应的切换信号大小(即切换信号为0或为1)。系统是动态的, 误差信号跟随状态是实时变化的, 所以可根据系

统的状态误差来判断系统的切换时间。在一个周期内系统可能会发生多次切换,为了方便描述,设 $t_0 = 0$, $t_m, m=1,2,\dots$ 为系统(2)的第 m 次切换时间,且设系统(2)在第 k 个周期内($(k-1)T < t < kT$)的切换时间为 t_{ki} ,其中 $i, i=1,2,\dots,n$ 表示在第 k 个周期内第 i 次切换。

当 $k=1$ 时,若 $t_0 < t_{i1} < T$,则:

$$t_{i1} = \inf\{0 < t < T: (\mathbf{e}^T(t)\mathbf{Q}_1\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_{s(t_{1(i-1)})}) > -\mathbf{r}_{s(t_{1(i-1)})}\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t)\}$$

且需满足 $s(t_{i1}) \neq s(t_{1(i-1)})$,即若 $s(t_{1(i-1)}) = 1$,则 $s(t_{i1}) = 0$;若 $s(t_{1(i-1)}) = 0$,则 $s(t_{i1}) = 1$ 。其中 $s(t_{10}) = s(t_0)$,切换信号满足:

$$s(t_{i1}) = \arg \min\{\mathbf{e}^T(t_{i1})\mathbf{Q}_1\mathbf{e}(t_{i1}) + 2\mathbf{e}^T(t_{i1})\mathbf{P}\mathbf{b}_1, \mathbf{e}^T(t_{i1})\mathbf{Q}_0\mathbf{e}(t_{i1}) + 2\mathbf{e}^T(t_{i1})\mathbf{P}\mathbf{b}_0\}$$

则可确定系统(2)在第一个周期内的切换时间为 t_{i1} 。而实际控制中子系统在一个周期内是连续工作的,因此在 $[0, T]$ 内取系统的工作时间之和即系统处于子系统 Σ_1 的总时间为系统(2)的第一次切换时间 t_{i1} ,则系统(2)在第一个周期 T 内的占空比可确定为 $d_1 = \frac{t_{i1} - t_0}{T}$ 。若 $t_{i1} > T$,即系统(2)在第一个周期内的第一次

切换时间超过了一个周期,相当于脉冲宽度超过 T ,此时可以取一个极大的占空比 β ,满足 $\beta' < \beta < 1$,其中 β' 为接近 1 的一个常数可以根据实际情况确定,即系统(2)在第一个周期内的切换时间为 $t_{i1} = \beta T$ 。

需要指出的是系统(2)是开关型切换系统,满足 PWM 波特性的,即开关信号 $s(t)$ 在周期 kT 必须进行切换,系统(2)的第二次切换时间可确定为 $t_2 = T$,且满足 $s(t_2) \neq s(t_{1n})$ 。

系统(2)在第二个周期内的切换时间为 t_{2i} ,若 $T < t_{2i} < 2T$,则系统(2)在第二个周期内的切换时间为:

$$t_{2i} = \inf\{t_2 < t < 2T: (\mathbf{e}^T(t)\mathbf{Q}_1\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_{s(t_{2(i-1)})}) > -\mathbf{r}_{s(t_{2(i-1)})}\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t)\}$$

且需满足 $s(t_{2i}) \neq s(t_{2(i-1)})$,其中 $s(t_{20}) = s(t_2)$,切换信号 $s(t_{2i})$ 为:

$$s(t_{2i}) = \arg \min\{\mathbf{e}^T(t_{2i})\mathbf{Q}_1\mathbf{e}(t_{2i}) + 2\mathbf{e}^T(t_{2i})\mathbf{P}\mathbf{b}_1, \mathbf{e}^T(t_{2i})\mathbf{Q}_0\mathbf{e}(t_{2i}) + 2\mathbf{e}^T(t_{2i})\mathbf{P}\mathbf{b}_0\}$$

则可确定系统(2)在第二个周期内的切换时间 t_{2i} ,在 $[T, 2T]$ 内取系统的工作时间之和即系统处于子系统 Σ_1 的总时间为系统(2)第三次切换时间 t_3 ,则系统(2)

在第二个周期的占空比为 $d_2 = \frac{t_3 - t_2}{T}$ 。系统(2)第四次

切换时间为 $t_4 = 2T$,且切换信号需满足 $s(t_4) \neq s(t_{3n})$ 。因此依次类推可以递归地得到第 k 个周期内系统(2)的

切换时间序列和切换信号序列:

$$t_{ki} = \inf\{(k-1)T < t < kT: (\mathbf{e}^T(t)\mathbf{Q}_{s(t_{k(i-1)})})\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_{s(t_{k(i-1)})}) > -\mathbf{r}_{s(t_{k(i-1)})}\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t)\}$$

且需满足 $s(t_{ki}) \neq s(t_{k(i-1)})$,其中 $s(t_{k0}) = s(t_{(k-1)n})$,切换信号 $s(t_{ki})$ 为:

$$s(t_{ki}) = \arg \min\{\mathbf{e}^T(t_{ki})\mathbf{Q}_1\mathbf{e}(t_{ki}) + 2\mathbf{e}^T(t_{ki})\mathbf{P}\mathbf{b}_1, \mathbf{e}^T(t_{ki})\mathbf{Q}_0\mathbf{e}(t_{ki}) + 2\mathbf{e}^T(t_{ki})\mathbf{P}\mathbf{b}_0\}$$

在每个周期内取子系统 Σ_1 的工作时间之和为系统(2)的第 $(2k-1)$ 次切换时间。则系统(2)的第 m 次切换时间为:

$$t_m = \begin{cases} \sum_{\Sigma_1} t_{ki}, & m = 2k - 1 \\ \left(\frac{m}{2}\right) T, & m = 2k \end{cases}$$

则系统(2)在每个周期的占空比为 $d_k = \frac{t_m - t_{m-1}}{T}$,其

中 $m = 2k - 1$ 。当系统(2)经过数次切换后达到稳定状态,此时占空比不再发生变化,令 α' 为稳态占空比且 $0 < \alpha' < 1$,则切换时间固定为每个周期的 $\alpha'T$ 。

通过以上切换规则的设计,可以得到系统(2)的切换时间序列以及对应的切换信号,使得系统(2)的状态稳定并达到平衡点 x_{ref} 。可以给出以下定理:

定理 1:切换系统(2)在切换信号 $s(t)$ 的作用下,可描述为一组切换序列 $\{(t_0, s(t_0)), (t_1, s(t_1)), \dots\}$,能够实现 Lyapunov 意义下的渐进稳定性。

证明:设系统(2)的 Lyapunov 函数为:

$$V(\mathbf{e}(t)) = \mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{e}(t) \quad (6)$$

其沿系统状态误差轨迹的导数为:

$$\dot{V}(\mathbf{e}(t)) = \dot{\mathbf{e}}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{e}(t) + \mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{e}^T(t)[\mathbf{A}_{s(t)}^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_{s(t)}]\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_{s(t)} \quad (7)$$

由式(3),(4)和(5)可得:

$$(1 - \alpha)\mathbf{e}^T(t)(\mathbf{A}_0^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_0)\mathbf{e}(t) + \alpha\mathbf{e}^T(t)(\mathbf{A}_1^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_1)\mathbf{e}(t) = -\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t) \quad (8)$$

将式(4)乘以 2 与式(8)相加可得:

$$(1 - \alpha)((\mathbf{e}^T(t)(\mathbf{A}_0^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_0)\mathbf{e}(t)) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_0) + \alpha((\mathbf{e}^T(t)(\mathbf{A}_1^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_1)\mathbf{e}(t)) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_1) = -\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t) < -r\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t) \quad (9)$$

其中 $r \in (0, 1)$,则对于任意 $x(t) \neq x_r$,即 $\mathbf{e}(t) \neq 0$,式(9)可变为:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^T(t)(\mathbf{A}_0^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_0)\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_0 &\leq -r_0\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t) \\ \mathbf{e}^T(t)(\mathbf{A}_1^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_1)\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_1 &\leq -r_1\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t) \end{aligned} \quad (10)$$

即:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^T(t)(\mathbf{A}_{s(t)}^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_{s(t)})\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_{s(t)} &= \\ \mathbf{e}^T(t)\mathbf{Q}_{s(t)}\mathbf{e}(t) + 2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{b}_{s(t)} &\leq \\ -\mathbf{r}_{s(t)}\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t) &\leq -r\mathbf{e}^T(t)\mathbf{e}(t) \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $r = \min\{r_0, r_1\}$,即式(7)中 $\dot{V}(\mathbf{e}(t)) < 0$ 。因此,二次函数 $V(\mathbf{e}(t)) = \mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{e}(t)$ 是线性切换系统(2)

的误差函数的 Lyapunov 函数且定理 1, 得证。

在设计切换律中, r_0, r_1 分别决定了两个子系统的领域区间, 由文中第二部分分析可知, 子系统 Σ_1 是不稳定的, 子系统 Σ_0 是稳定的。在不稳定的子系统中, 我们可以使得邻域小些, 在稳定的子系统中, 我们可以使得邻域大些, 以此确保系统在每个周期内切换次数最小。

3 系统仿真

在这一部分中, 我们通过系统仿真案例来验证所设计的切换律的有效性。开关 S 和二极管 D 均采用理想器件, 在 MATLAB 的 Simulink 模块中进行仿真。选取的电路参数为: 输入电压 $V_g = 12 \text{ V}$, 电感 $L = 10 \text{ mH}$, 电容 $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$, $\alpha = 0.5$, 周期 $T = 0.01 \text{ s}$, 负载电阻 $R = 30 \text{ }\Omega$ 时, 由式(5)可计算出: $x_{ref} = [1.5998 \ 24]^T$ 。由线性切换系统(2)模型, 我们可得以下参数:

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} 0 & -100 \\ 10\ 000 & -333.3 \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -333.3 \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} 100 \\ 0 \end{bmatrix}, Q_0 = \begin{bmatrix} -2 & -0.0333 \\ -0.0333 & -0.99 \end{bmatrix}, \\ Q_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0.0333 \\ 0.0333 & -1.01 \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} 0.1522 & -0.0001 \\ -0.0001 & 0.0015 \end{bmatrix}, \\ b_0 &= \begin{bmatrix} 1\ 200 \\ -8\ 000 \end{bmatrix}, b_1 = \begin{bmatrix} -1\ 200 \\ 8\ 000 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

变换器的初始状态设为 $e_0 = [0 \ 0]^T$, $t_0 = 0$, 取 $r_1 = 0.1, r_0 = 0.4$, 通过计算可得:

$$\begin{aligned} t_1 &= 0.0075 \text{ s}, t_2 = 0.01 \text{ s}, t_3 = 0.015 \text{ s}, \\ t_4 &= 0.02 \text{ s}, t_5 = 0.025 \text{ s}, t_6 = 0.03 \text{ s}, \\ t_7 &= 0.035 \text{ s}, t_8 = 0.04 \text{ s} \end{aligned}$$

对应的占空比为:

$$d_1 = \frac{t_1 - t_0}{T} = \frac{0.0075 - 0}{0.01} = 0.75$$

$$d_2 = \frac{t_3 - t_2}{T} = \frac{0.015 - 0.01}{0.01} = 0.5$$

$$d_3 = \frac{t_5 - t_4}{T} = \frac{0.025 - 0.02}{0.01} = 0.5$$

$$d_4 = \frac{t_7 - t_6}{T} = \frac{0.035 - 0.03}{0.01} = 0.5$$

负载电阻 $R = 50 \text{ }\Omega$ 时, 由式(5)可计算出: $x_{ref} = [0.96 \ 24]^T$, 我们可得以下参数:

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} 0 & -100 \\ 10\ 000 & -200 \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -200 \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} 100 \\ 0 \end{bmatrix}, Q_0 = \begin{bmatrix} -2 & -0.02 \\ -0.02 & -0.99 \end{bmatrix}, \\ Q_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0.02 \\ 0.02 & -1.01 \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} 0.2529 & -0.0001 \\ -0.0001 & 0.0025 \end{bmatrix}, \\ b_0 &= \begin{bmatrix} 1\ 200 \\ -4\ 800 \end{bmatrix}, b_1 = \begin{bmatrix} -1\ 200 \\ 4\ 800 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

变换器的初始状态设为 $e_0 = [0 \ 0]^T$ (即在稳态时刻施加负载扰动, 稳态时刻误差为 0), $t_0 = 0.1$, 取 $r_1 = 0.1, r_0 = 0.4$, 通过计算可得:

$$t_1 = 0.0075 \text{ s}, t_2 = 0.01 \text{ s}, t_3 = 0.015 \text{ s},$$

$$t_4 = 0.02 \text{ s}, t_5 = 0.025 \text{ s}, t_6 = 0.03 \text{ s},$$

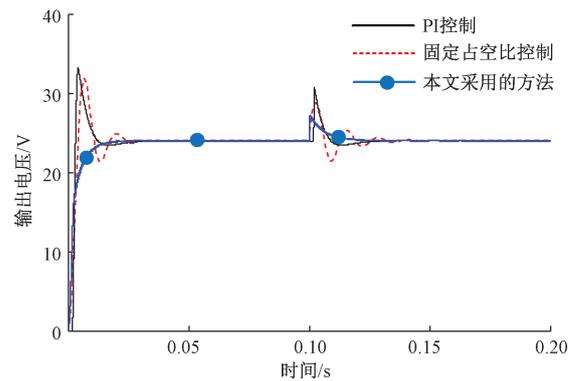
$$t_7 = 0.035 \text{ s}, t_8 = 0.04 \text{ s}$$

对应的占空比为:

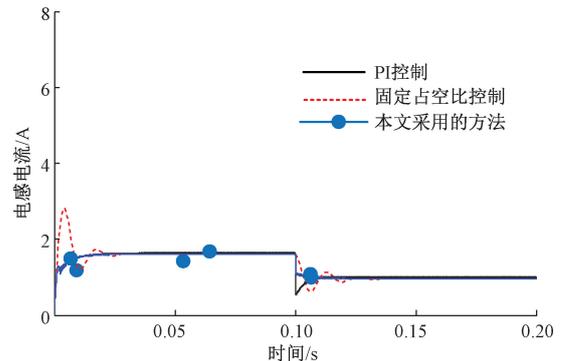
$$d_1 = 0.75, d_2 = 0.5, d_3 = 0.5, d_4 = 0.5$$

从以上数据可以看出 DC-DC 变换器在一定的负载扰动时只需要两个周期即 0.02 s 的时间即可达到稳态, 此时稳态占空比为 0.5。

为了进一步体现上述切换规则的有效性, 将其占空比固定为 0.5 即传统的固定占空比策略以及采用现有的 PI 控制策略, 电路元件参数及周期均与施加切换控制的变换器相同。连续传导模式下对应的变换器的输出特性如图 3 所示, 当系统其他参数不变时, 在 $t = 0.1 \text{ s}$, 负载 R 的阻值从 $R = 30 \text{ }\Omega$ 突增至 $R = 50 \text{ }\Omega$, 其中图 3(a) 描述了变换器输出电压随时间的变化曲线, 图 3(b) 描述了变换器电感电流随时间的变化曲线。



(a) 输出电压曲线
(a) The curves of the output voltage



(b) 电感电流输出曲线
(b) The curves of the output inductor current

图 3 变换器的输出特性曲线

Fig. 3 The output characteristic curves of the converter

由图 3 可知,在本文所提出的控制策略中,输出电压响应时间较短,大约在两个周期内(0.02 s)便可收敛到平衡电压 24 V,且输出电压几乎无超调,稳定在期望值的 $\pm 1\%$ 内,电感电流也经过两个周期的调节便可达到稳定状态。在负载突变情况下,系统能够在切换控制律的作用下迅速作出响应,使得母线电压和电感电流在两个周期内(0.02 s)快速的作出相应的调整,表明该切换策略下的变换器具有良好的输出调节作用。而在传统的固定占空比控制方法中,电感电流与输出电压大约经过 4 个周期(0.04 s)的调节才收敛到平衡状态,且输出超调较大,输出调节作用较差。在现有的 PI 控制方法中,输出曲线超调偏大,鲁棒性较差,且系统调节时间较长(大约 0.04 s),不利于系统的稳定。因此,通过仿真对比分析,结果表明本文所设计的切换律具有较好的动态响应特性,符合控制系统的“稳、快、准”要求。

4 实验验证

在这一部分中,建立了一个 DC-DC 变换器实验测试平台,以验证所提控制策略的有效性。图 4 展示了 DC-DC 变换器的实验测试环境,实验平台主要由直流电压源、微控制器、可变电阻、示波器、直流升压电路以及上位机组成。电路参数同仿真分析部分,负载电阻采用可变电阻,10~100 Ω 可调,开关周期为: $T=0.2$ ms,电路输入电压 12 V,采用本文所设计的控制策略可以将电路输出电压调节到 24 V,实验结果如图 5 所示。



图 4 DC-DC 变换器实验测试平台

Fig. 4 Experimental test platform of DC-DC converter

从图 5 中可以看出对升压变化器采用传统的 PI 控制方法时,大约在 25 ms 左右收敛到平衡点,且超调较大,采用传统方法固定占空比为 0.5 时,输出电压大约在 30 ms 左右收敛到平衡点,响应时间较长,而采用本

文所设计的切换律方法时,大约在 10 ms 左右收敛到平衡点且几乎无电压超调。因此通过实验对比分析可知本文所设计的控制律具有较好的动态响应能力,具有优越性。

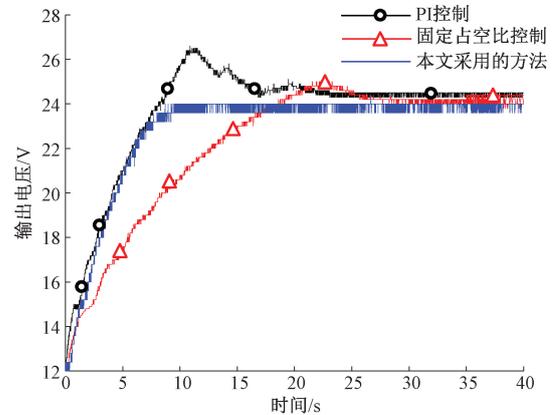


图 5 变换器的输出电压曲线

Fig. 5 The output voltage curves of the converter

5 结 论

本文以开关信号作为切换信号将微电网中的 DC-DC 变换器建模为线性切换系统,提出了一种新的切换控制方法。该切换控制方法能够降低系统的切换频率,减少电路的开关损耗,具有快速响应能力。最后,通过与传统方法进行仿真与实验比较,结果表明:该方法具有较好的动态响应特性和负载波动时的输出调节作用。从而验证了该切换控制方法的有效性 with 优越性。下一步可以从以下两个方面开展研究:1) 以 DC-DC 变换器的开关损耗最低为约束条件,考虑变换器的切换控制稳定性;2) 多变换器并行运行情况下的协同控制问题。

参考文献

- [1] 王欢,徐小力.一种新型光伏阵列在线故障检测方法研究[J].仪器仪表学报,2015,36(12):2765-2772.
WANG H, XU X L. Research on an online fault detection method for photovoltaic array [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36 (12): 2765-2772.
- [2] 金晓航,孙毅,单继宏,等.风力发电机组故障诊断与预测技术研究综述[J].仪器仪表学报,2017,38(5):1041-1053.
JIN X H, SUN Y, SHAN J H, et al. Fault diagnosis and prognosis for wind turbines: An overview [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38 (5): 1041-1053.

- [3] 王成山,李鹏. 分布式发电、微网与智能配电网的发展与挑战[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 10-14,23.
WANG CH SH, LI P. Development and challenges of distributed generation, the microgrid and smart distribution system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 10-14,23.
- [4] 张涛,唐爱博,赵冰洁,等. 光储并网发电系统低电压穿越控制策略[J]. 信息与控制, 2020, 49(4): 444-454.
ZHANG T, TANG AI B, ZHAO B J, et al. Low-voltage ride-through control strategy for grid-connected photovoltaic power generation system [J]. Information and Control, 2020, 49(4): 444-454.
- [5] DONG J, FENG T T, SUN H X, et al. Clean distributed generation in China: Policy options and international experience [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 57:753-764.
- [6] 朱珊珊,汪飞,郭慧,等. 直流微电网下垂控制技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(1): 72-84,344.
ZHU SH SH, WANG F, GUO H, et al. Overview of droop control in DC microgrid [J]. Proceedings of the CSEE, 2018,38(1):72-84,344.
- [7] MAYANK B, ALIREZA A, SRINIVASA S, et al. Distributed architecture for robust and optimal control of DC microgrids [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66: 3082-3092.
- [8] 鲁宗相,王彩霞,闵勇,等. 微电网研究综述[J]. 电力系统自动化, 2007(19): 100-107.
LU Z X, WANG C X, MIN Y, et al. Overview on microgrid research [J]. Automation of Electric Power Systems, 2007(19): 100-107.
- [9] KONSTANTOPOULOS G C, ZHONG Q. Current-limiting DC/DC power converters [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(2): 855-863.
- [10] 张兴,李俊,赵为,等. 一种光伏独立逆变器非线性控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(2): 252-257.
ZHANG X, LI J, ZHAO W, et al. Novel nonlinear control method of photovoltaic stand-alone inverter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015,29(2):252-257.
- [11] ALOBEIDLI K, SYED M, EL MOURSI M, et al. Novel coordinated voltage control for hybrid micro-gride with islanding capability [C]. 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Denver, CO, 2015.
- [12] MIDDLEBROOK R D, CUK S. A general unified approach to modeling switching-converter power stages[J]. International Journal of Electronics, 1997, 42(6): 521-550.
- [13] AGASTHVA A, KAZIMIERCZUK M K. Averaged small-signal model of PWM DC-DC converters in CCM including switching power loss [J]. Circuits and IEEE Transactions on Systems II: Express Briefs, 2019, 66(2): 262-266.
- [14] 吴爱国,李际涛,黄瑞祥,等. DC-DC 变换器的大信号建模及鲁棒控制方法[J]. 电子学报, 2001(5): 649-652.
WU AI G, LI J T, HUANG R X, et al. Large signal modeling and robust control for DC/DC converters [J]. Acta Electronica Sinica, 2001(5): 649-652.
- [15] 施婕,郑漳华,艾芊. 直流微电网建模与稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(2): 86-90.
SHI J, ZHENG Z H, AI Q. Modeling of DC micro-grid and stability analysis [J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(2): 86-90.
- [16] OLALLA C, LEYVA R, AROUDI A E, et al. LMI robust control design for boost PWM converters [J]. IET Power Electronics, 2009, 3(1): 75-85.
- [17] BARANWAL M, ASKARIAN A, SALAPAKA S, et al. A distributed architecture for robust and optimal control of DC microgrids [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4):3082-3092.
- [18] 陈洪涛,胡健,韩小雨,等. 直流微电网内 DC/DC 变换器非线性控制策略研究[J]. 现代电子技术, 2019, 42(4):153-157.
CHEN H T, HU J, HAN X Y, et al. Research on nonlinear control strategy of DC/DC converters in DC microgrid [J]. Modern Electronics Technique, 2019, 42(4):153-157.
- [19] GUPTA P, PATRA A. Hybrid mode-switched control of DC-DC boost converter circuits [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs, 2005, 52(11): 734-738.
- [20] HAJIAHMADI M, DE SCHUTTER B, HELLENDORRN H. Design of stabilizing switching laws for mixed switched affine systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2016, 61(6): 1676-1681.
- [21] ZHAI D, AN L, DONG J, et al. Switched adaptive fuzzy tracking control for a class of switched nonlinear systems under arbitrary switching [J]. IEEE Transactions on

Fuzzy Systems, 2017, 26(2): 585-597.

- [22] BUSADA C, SOLSONA J. Nonlinear dynamic average model of a DC-DC converter [J]. IEEE Latin America Transactions, 2014, 12(5): 904-909.
- [23] JU Y, SUN Y. Stabilization of positive switched linear time-varying systems with delay under state-dependent switching [J]. IEEE Access, 2019, 7: 168649-168654.
- [24] GAVAGSAZ-GHOACHANI R, PHATTANASAK M, MARTIN J, et al. Observer and Lyapunov-based control for switching power converters with LC input filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7053-7066.
- [25] BLANCHINI F, COLANERI P, VALCHER M E. Switched positive linear systems [J]. Foundations & Trends in Systems & Control, 2015, 2(2): 101-273.

作者简介



卢自宝(通信作者),2008年于山东农业大学获得学士学位,2010年于大连海事大学获得硕士学位,2013年于大连海事大学获得博士学位,现为安徽师范大学副教授,主要研究方向为网络控制系统与微电网控制。
E-mail: luzibao@163.com

Lu Zibao (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Shandong Agricultural University in 2008, and received his M. Sc. degree and Ph. D. degree both from Dalian Maritime University in 2010 and 2013, respectively. He is currently an associate professor at Anhui Normal University. His main research interests include network control system and microgrid control.



龚莉,2019年于安徽师范大学皖江学院获得学士学位,现为安徽师范大学研究生,主要研究方向为微电网的稳定性与协调控制。

E-mail: li.gong@ahnu.edu.cn

Gong Li received her B. Sc. degree from Wanjiang College of Anhui Normal University in 2019. She is currently a master student at Anhui Normal University. Her main research interests include stability and coordinated control of microgrids.



赵传超,2018年于安徽师范大学皖江学院获得学士学位,现为安徽师范大学研究生,主要研究方向为智能优化控制。

E-mail: zhao_chuanchao@163.com

Zhao Chuanchao received his B. Sc. degree from Wanjiang College of Anhui Normal University in 2018. He is currently a master student at Anhui Normal University. His main research interest is Intelligent optimization control.



郑睿,2002年于安徽工业大学获得学士学位,2005年于安徽工业大学获得硕士学位,2013年于南京航空航天大学获得博士学位,现为安徽师范大学教授,主要研究方向为机器人控制技术。

E-mail: zrxw0609@ahnu.edu.cn

Zheng Rui received his B. Sc. degree and M. Sc. degree both from Anhui University of Technology in 2002 and 2005, and received his Ph. D. degree from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2013. He is currently a professor at Anhui Normal University. His main research interest is robot control technology.