

非理想SEPIC变换器的建模与仿真分析

在对DC-DC功率变换器进行建模的过程中,若忽视器件的寄生参数,与实际的应用相比会产生一定的误差。考虑其主要的寄生参数,基于状态空间平均法,对非理想的SEPIC变换器建立数学模型,并使用Matlab软件对模型进行仿真,以输出的直流电压为例,仿真结果与理论相符,验证了建模的合理性。此仿真模型可为实际的变换器设计提供一定的参考。

刘 嵘 沈庆河 刘 辉 段玉兵 张 皓/山东电力研究院



刘 嵘/工程师

SEPIC变换器是一种基本的DC-DC功率变换器。在不改变电压极性的情况下,它可实现对输入电压的升降压;由于耦合电容的存在,它也可实现输入与输出之间的隔离。所具备的这些特性使得SEPIC变换器已在锂电池充电电路、功率因数校正电路和光伏发电系统等多种场合中得到广泛应用。但同时SEPIC变换器所具备的非线性、多模态和时变等特点,使得对其的分析存在一定的困难。因此,建立准确有效的仿真模型,对SEPIC变换器的工程设计有着一定的指导意义。

以SEPIC变换器为研究对象,基于状态空间平均法,同时考虑器件的主要寄生参数,包括开关管导通电阻、二极管导通的正向电压降、电感和电容的等效串联电阻,在非理想条件下建立数学模型,使用Matlab软件对其进行验证仿真分析。

SEPIC变换器的工作原理

SEPIC变换器的基本电路由开关管Q、储能电感 L_1 和 L_2 、储能电容 C_1 、滤波电容 C_2 、二极管VD以及负载 R_0 组成^[1],

如图1所示。

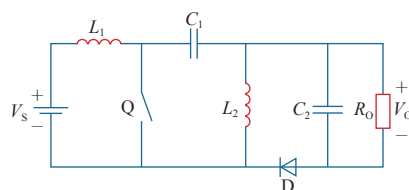


图1 SEPIC变换器电路图

开关管Q处于导通状态时, V_s-L_1-Q 回路和 C_1-Q-L_2 回路同时导通, L_1 和 L_2 储能,电容 C_2 维持着负载 R_0 的电压;开关管Q处于关断状态时, $V_s-L_1-C_1$ -负载(C_2 和 R_0)-VD回路及 L_2 -负载(C_2 和 R_0)-VD回路同时导通。

SEPIC变换器的输入、输出关系为

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_s \quad (1)$$

式中, V_s 、 V_o 分别为输入、输出电压; D 为开关管Q的占空比, $0 < D < 0.5$ 时为降压, $0.5 < D < 1$ 时为升压,调节占空比 D 的数值,即能实现升降压变换器的功能。

SEPIC变换器状态空间平均模型的建立

1. 状态空间平均法

状态空间平均法是一种分析PWM DC-DC开关型变换器的有效方法。它是平均法的一阶近似,实质上是由线性RLC元件、独立电源和周期性开关组成原始网络,以电容电压和电感电流为状态变量,按照功率开关管开通和关断两种状态,利用时间平均,得到一个周期内的平均状态变量,将一个非线性、时

关键词/Keywords

SEPIC变换器·
状态空间平均法·
寄生参数·
仿真分析·

变的开关电路转换为一个等效的线性、时不变的连续电路, 因此可决定其小信号传递函数, 建立状态空间平均模型^[2-3]。

采用状态空间平均法对变换器进行建模时, 需要注意满足以下几个条件: 交流小信号的频率远小于开关频率, 变换器的转折频率远小于开关频率, 电路中各交流分量的幅值远小于相应的直流分量^[4]。在实际的DC-DC开关型PWM功率变换器中, 开关管的工作频率都比较高, 容易满足以上条件。同时, SEPIC变换器包括功率开关管、储能电感、储能电容、滤波电容、二极管和负载, 均属于状态空间平均法适用的类型。

2. 非理想条件下SEPIC变换器的数学建模

在非理想条件下, 影响SEPIC变换器工作状况的器件主要为寄生参数。开关管Q可等效为理想开关和开通电阻 R_{ON} 的串联, 二极管VD可等效为理想开关和正向电压降 V_{VD} 的串联, R_{L1} 、 R_{L2} 、 R_{C1} 、 R_{C2} 分别为电感 L_1 、 L_2 和电容 C_1 、 C_2 的等效串联电阻。

开关管Q导通时, 考虑寄生参数的等效电路如图2所示。

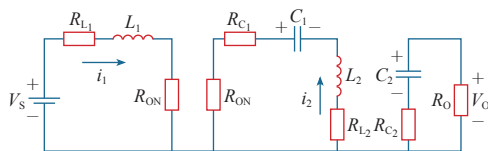


图2 开关管Q导通时的等效电路

等效电路的状态方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_1(t)}{dt} = V_s(t) - i_1(t)(R_{L1} + R_{ON}) \\ L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = V_{C1}(t) - i_2(t)(R_{C1} + R_{L2} + R_{ON}) \\ C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} = -i_2(t) \\ C_2 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} = -\frac{V_O(t)}{R_O} \\ V_{C2}(t) = \frac{R_O + R_{C2}}{R_O} V_O(t) \end{cases} \quad (2)$$

整理为矩阵^[5-6], 即

$$\begin{pmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{di_2(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{L1} + R_{ON}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{C1} + R_{L2} + R_{ON}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R_O + R_{C2})} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_O(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

开关管Q关断时, 考虑寄生参数的等效电路如图3所示。

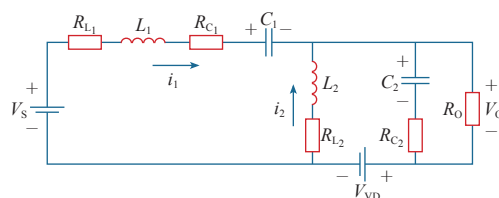


图3 开关管Q关断时的等效电路

等效电路的状态方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_1(t)}{dt} = V_s(t) - i_1(t)(R_{L1} + R_{C1}) - V_{C1}(t) - V_O(t) - V_D(t) \\ L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = -V_O(t) - V_D(t) - i_2(t)R_{L2} \\ C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} = -i_1(t) \\ C_2 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} = i_1(t) + i_2(t) - \frac{V_O(t)}{R_O} \\ V_{C2}(t) + R_{C2} \frac{dV_{C2}(t)}{dt} = V_O(t) \end{cases} \quad (4)$$

整理为矩阵, 即

$$\begin{pmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{di_2(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{L1} + R_{ON}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_{L2}}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_O(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ K_5 \end{pmatrix} V_S(t) + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{L_2} \\ 0 \\ K_6 \end{pmatrix} V_D(t) \quad (5)$$

依据状态空间平均法, 根据占空比 D , 对式(3)、式(5)两组矩阵方程进行状态平均, 得出变换器在一个开关管的工作周期内统一的状态平均方程, 见式(6)。

式(6)中

$$\left\{ \begin{array}{l} D' = 1 - D \\ K_1 = \frac{R_0}{R_0 + R_{C_2}} \left[\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C_2}}{L_1} (R_{L_1} + R_{C_1}) \right] \\ K_2 = \frac{R_0}{R_0 + R_{C_2}} \left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C_2}}{L_2} \right) \\ K_3 = \frac{R_0}{R_0 + R_{C_2}} \left(-\frac{R_{C_2}}{L_1} \right) \\ K_4 = \frac{R_0}{R_0 + R_{C_2}} \left(-\frac{1}{R_0 C_2} - \frac{R_{C_2}}{L_1} - \frac{R_{C_2}}{L_2} \right) \\ K_5 = \frac{R_0}{R_0 + R_{C_2}} \frac{R_{C_2}}{L_1} \\ K_6 = \frac{R_0}{R_0 + R_{C_2}} \left(-\frac{R_{C_2}}{L_1} - \frac{R_{C_2}}{L_2} \right) \end{array} \right. \quad (7)$$

SEPIC变换器的仿真和分析

为验证式(6)所建立的数学模型的准确性, 应用Matlab/Simulink程序搭建可视化仿真模型, 如图4所示^[7-10]。以电压 $V_O(t)$ 为例, 观测其波形。

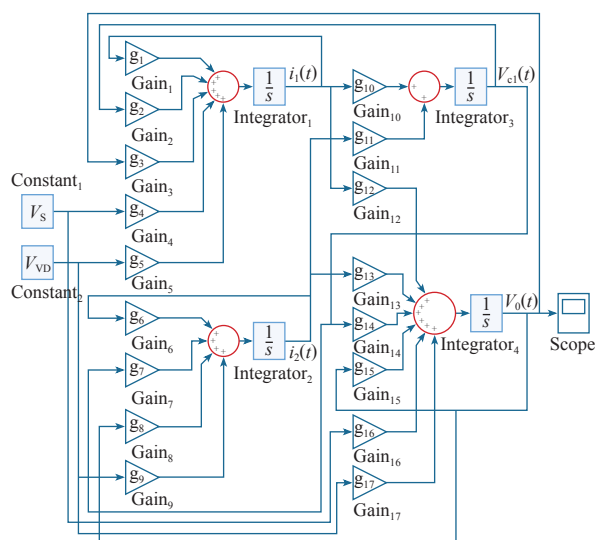
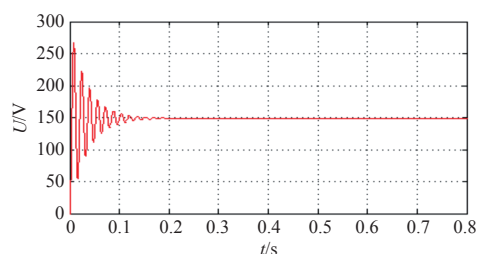
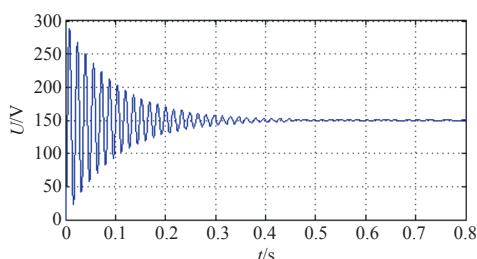


图4 基于状态空间平均法的Matlab仿真模型

设定一组仿真数值: $V_S = 100 \text{ V}$, $R_{ON} = 0.1 \Omega$, $L_1 = L_2 = 10 \text{ mH}$, $R_{L_1} = R_{L_2} = 0.1 \Omega$, $C_1 = 0.2 \mu\text{F}$, $R_{C_1} = 0.1 \Omega$, $C_2 = 200 \mu\text{F}$, $R_{C_2} = 0.2 \Omega$, $R_0 = 250 \Omega$, $V_{VD} = 0.5 \text{ V}$, $D = 0.6$ 。将以上数值代入式(6)、式(7)中, 可得出非理想条件下考虑主要的器件寄生参数 $V_O(t)$ 的仿真波形, 如图5a所示。同时观测在理想条件下 $V_O(t)$ 的仿真波形, 即将相关寄生参数的仿真数值全部取为0, 得到仿真波形如图5b所示。

对比图5a、图5b, 两种条件下仿真得出的输出电压 $V_O(t)$ 波形, 在0.8 s的工作时间内稳态值均在150 V左右, 这也与式(1)的理论计算相符。在非理想条件下, $V_O(t)$ 的稳态值略小于理想条件下 $V_O(t)$ 的稳态值, 且两者在波形峰值、达到稳态值

$$\begin{pmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{di_2(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C_1}(t)}{dt} \\ \frac{dV_O(t)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{L_1} + DR_{ON} + D'R_{C_1}}{L_1} & 0 & -\frac{D'}{L_1} & -\frac{D'}{L_1} \\ 0 & -\frac{D(R_{C_1} + R_{ON}) + R_{L_2}}{L_2} & \frac{D}{L_2} & -\frac{D'}{L_2} \\ \frac{D'}{C_1} & \frac{-D}{C_1} & 0 & 0 \\ D'K_1 & D'K_2 & D'K_3 & D'K_4 - \frac{D}{C_2(R_0 + R_{C_2})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ V_{C_1}(t) \\ V_O(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ D'K_5 \end{pmatrix} V_S(t) + \begin{pmatrix} -\frac{D'}{L_1} \\ -\frac{D'}{L_2} \\ 0 \\ D'K_6 \end{pmatrix} V_{VD}(t) \quad (6)$$

(a) 非理想条件下 $V_o(t)$ 的仿真波形(b) 理想条件下 $V_o(t)$ 的仿真波形图5 $V_o(t)$ 的仿真波形

的时间等参数上存在差异,这也表明了器件的寄生参数对电路工作状况产生了显著影响。考虑了寄生参数的非理想SEPIC变换器模型相比于理想模型误差更小,更接近于实际的电路特性。同时,非理想状态的变换器模型,可以计算器件的功率损耗,进而得出变换器的电路效率,特别是在大电流的工况下,非理想状态模型比理想状态模型更具有指导性。

结束语

基于状态空间平均法,为非理想SEPIC变换器建立数学模型,应用Matlab程序进行仿真,并与理想条件下的变换器进行比较,验证了考虑寄生参数的非理想SEPIC变换器的模型更接近于实际变换器的输出特性。非理想SEPIC变换器的建模具有一定的实用意义,可以直观有效地辅助实际的电路设计。

参考文献

- [1] 蔡宣三. 开关电源主电路基本拓扑的演变(II) DC-DC变换器拓扑的发展概况[J]. 电力电子, 2003, 1(5): 15-17.
- [2] 成燕, 孙勇军. 电力电子变换器建模综述[J]. 电气传动自动化, 2008, 30(6): 4-9.
- [3] 侯文晶. DC-DC开关变换器建模方法的研究与仿真分析[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [4] 尹丽云. DC-DC开关变换器建模及其非线性控制研究[D]. 南宁: 广西大学, 2007.
- [5] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005.
- [6] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [7] 董锋斌, 皇金锋. 基于状态空间法的DC-DC变换器的统一建模研究[J]. 电气技术, 2008(7): 21-23.
- [8] Sun J, Mitchell D M, Greuel M F, et al. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 482-492.
- [9] Mahdavi J, Emaadi A, Bellar M D. Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1997, 44(8): 767-770.
- [10] 林飞, 杜欣. 电力电子应用技术的Matlab仿真[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.

(收稿日期: 2015-04-08) **EA**

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告