

电压控制正极性输出罗变换器的改进平均模型建模及稳定性分析

王发强 李晶 马西奎

Improved averaged model and stability analysis of voltage-mode controlled positive output super-lift Luo converter

Wang Fa-Qiang Li Jing Ma Xi-Kui

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 64, 210506 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.210506

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.210506>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I21>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

电感电流伪连续导电模式下 Buck 变换器的动力学建模与分析

[Dynamical modeling and analysis of buck converter operating in pseudo-continuous conduction mode](#)

物理学报.2015, 64(18): 180501 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.180501>

基于有源广义忆阻的无感混沌电路研究

[Inductorless chaotic circuit based on active generalized memristors](#)

物理学报.2015, 64(17): 170503 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.170503>

混沌信号的压缩感知去噪

[Chaotic signal denoising in a compressed sensing perspective](#)

物理学报.2015, 64(16): 160502 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.160502>

基于数模混合的混沌映射实现

[Chaotic map implementation based on digital-analog hybrid method](#)

物理学报.2015, 64(16): 160501 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.160501>

基于对偶数理论的资料同化新方法

[A new data assimilation method based on dual-number theory](#)

物理学报.2015, 64(13): 130502 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.130502>

电压控制正极性输出罗变换器的改进平均模型建模及稳定性分析*

王发强^{1)†} 李晶¹⁾²⁾ 马西奎¹⁾

1) (西安交通大学电气工程学院电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049)

2) (西安空间无线电技术研究所, 西安 710100)

(2015年4月28日收到; 2015年6月2日收到修改稿)

基于平均建模法并考虑到正极性输出罗 (positive output super-lift Luo, POSL Luo) 变换器中能量传输电容电压存在突变的事实, 建立了 POSL Luo 变换器的改进平均模型, 推导并分析了 POSL Luo 变换器输出电压对占空比的传递函数. 建立了电压控制 POSL Luo 变换器的输出电压对基准电压的传递函数, 分析了系统的稳定性. 采用 PSIM 软件进行电路仿真以及设计硬件电路进行电路实验, 以 PSIM 仿真结果和电路实验结果验证了模型的有效性和理论分析的正确性. 研究表明: 相比于 POSL Luo 变换器已有的平均模型, 采用本文的改进平均模型可有效的分析 POSL Luo 变换器的特性及电压控制 POSL Luo 变换器的稳定性.

关键词: 正极性输出罗变换器, 改进平均模型, 电压控制

PACS: 05.45.-a, 84.30.Jc, 47.20.Ky

DOI: 10.7498/aps.64.210506

1 引言

DC-DC 变换器是直流开关电源的核心, 作为研究直流开关电源的关键环节, DC-DC 变换器拓扑的设计及其建模一直科学工作者和工程设计人员关注的焦点问题^[1-17]. 目前, 研究人员已提出了多种 DC-DC 变换器拓扑并对其进行了建模分析. 例如, Buck 变换器^[1,2], Boost 变换器^[3,4], Sepic 变换器^[5]、开关电容或开关电感结构的混合升压变换器^[6-8]等. 特别是在 2003 年, 由 Luo 等提出了一类新型 DC-DC 变换器拓扑, 即被称为正极性输出罗 (positive output super-lift Luo, POSL Luo) 变换器^[9]. 与 Buck 变换器相比^[1,2], POSL Luo 变换器的功率开关管源极接地, 从而不需要隔离驱动就能获得高于输入电压的输出电压. 而与 Boost 变换器相比^[3,4], POSL Luo 变换器的电压变比更高,

即在输入电压及占空比相同的情况下能获得更高的输出电压. 因此, POSL Luo 变换器自提出以来就获得了研究人员的广泛关注和深入研究^[10-15]. 例如, Zhu 等采用信号流图法建立了可描述 POSL Luo 变换器稳态及动态特性的平均模型, 并得出了系统的稳态方程和输出电压对占空比的传递函数以及输出电压对输入电压的传递函数^[10]. 然而, 在该平均模型中并没有考虑能量传输电容电压存在突变的事实, 以至于得出的输出电压对占空比的传递函数和输出电压对输入电压的传递函数中均不包括能量传输电容, 因此是不够完整和不够精确的. Ramash Kumar 等在假设输入电源内阻已知的情况下, 建立了 POSL Luo 变换器的三阶平均模型^[11,12]. 但是, 从文献^[11, 12]可知, 若输入电源内阻未知或等于零时, 该平均模型将不能准确描述 POSL Luo 变换器的稳态及动态特性. 因此, 已

* 国家自然科学基金 (批准号: 51377124, 51221005)、高等学校全国优秀博士学位论文作者专项资金 (批准号: 201337)、教育部新世纪优秀人才支持计划 (批准号: NCET-13-0457)、中央高校基本科研业务费专项资金 (批准号: 2012jdgz09) 和电力设备电气绝缘国家重点实验室 (批准号: EIPE15313) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: faqwang@mail.xjtu.edu.cn

有的 POSL Luo 变换器平均模型很难真实准确的描述 POSL Luo 变换器的稳态及动态特性. 换言之, 建立能真实准确的描述 POSL Luo 变换器稳态和动态特性的平均模型将具有重要的理论意义和实际工程价值.

众所周知, 采用平均建模法可建立 DC-DC 变换器的平均模型, 且该方法已备受研究人员和工程设计人员的关注和使用, 并已成功建立了传统 DC-DC 变换器的平均模型 [16,17]. 然而, 相比于传统 DC-DC 变换器, POSL Luo 变换器中能量传输电容电压存在突变, 以至于直接按照文献 [16, 17] 给出的平均建模步骤建立 POSL Luo 变换器的平均模型相当困难.

本文则在充分考虑 POSL Luo 变换器中能量传输电容电压存在突变的事实, 采用几何方法得出能量传输电容电压的平均值, 并最终建立 POSL Luo 变换器的改进平均模型, 推导出能描述 POSL Luo 变换器稳态特性的稳态方程以及能描述 POSL Luo 变换器动态特性的小信号模型. 结合电压控制器, 建立电压控制 POSL Luo 变换器的改进平均模型, 分析系统的稳定性. 最后, 设计硬件电路, 通过电路实验验证理论分析的正确性和改进平均模型的有效性.

2 POSL Luo 变换器的数学模型

POSL Luo 变换器的电路如图 1 所示. 从图 1 可知, POSL Luo 变换器由直流输入电压 v_{in} 、源极接地的功率开关管 S、二极管 (D_1 和 D_2)、能量传输电容 C_b 、输出电容 C_0 、电感 L 和负载 R 组成. 其中, 功率开关管 S 被周期为 T 、占空比为 d 的 PWM (pulse width modulation) 信号驱动. 定义 i_L 为流过电感 L 的电流, i_b 为流过能量传输电容 C_b 的电流, v_b 为能量传输电容 C_b 两端的电压以及 v_0 为输出电容 C_0 两端的电压. 注意, 本文仅考虑 POSL Luo 变换器工作于电感电流连续模式. 依据功率开关管 S 及二极管 (D_1 和 D_2) 的开断状态, 运行于电感电流连续模式下的 POSL Luo 变换器仅有两种工作模式, 其相应的电路分别如图 2 (a) 和 (b) 所示.

当功率开关管 S 导通, 二极管 D_1 承受正向电压而导通, 而二极管 D_2 承受反向电压而关断时, 称为 POSL Luo 变换器工作于模式 1, 其相应的电路

如图 2 (a) 所示. 依据电路理论, 可得其数学模型为

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{in}}{L}, \\ \frac{dv_0}{dt} &= -\frac{v_0}{RC_0}, \\ v_b &= v_{in}. \end{aligned} \quad (1)$$

当功率开关管 S 关断, 二极管 D_1 承受反向电压而关断, 而二极管 D_2 承受正向电压而导通时, 称为 POSL Luo 变换器工作于模式 2, 其相应的电路如图 2 (b) 所示. 依据电路理论, 可得其数学模型为

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{in} + v_b - v_0}{L}, \\ \frac{dv_0}{dt} &= \frac{i_L}{C_0} - \frac{v_0}{RC_0}, \\ \frac{dv_b}{dt} &= -\frac{i_L}{C_b}. \end{aligned} \quad (2)$$

依据 (1) 式和 (2) 式知, 能量传输电容电压 v_b 在模式 1 时为常数且等于输入电压, 而在模式 2 时则下降. 当下一开关周期开始时, 又为常数且等于输入电压. 因此, 在每个开关周期开始时, 能量传输电容电压 v_b 均存在突变.

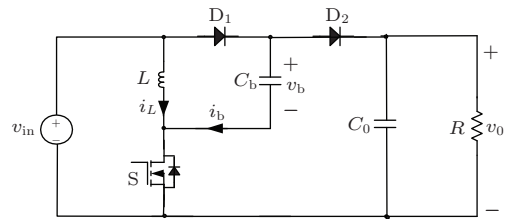


图 1 POSL Luo 变换器的电路原理图

Fig. 1. Circuit schematic of the POSL Luo converter.

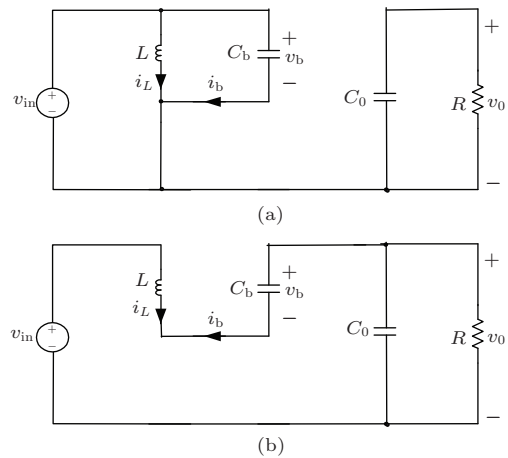


图 2 POSL Luo 变换器的工作模式 (a) 模式 1; (b) 模式 2

Fig. 2. Operational modes for the POSL Luo converter: (a) Mode 1; (b) mode 2.

为初步验证以上数学建模与分析, 基于在电力电子领域以及电机领域已获得广泛应用的PSIM(power electronics simulator)电路仿真软件^[18-20], 据图1设计POSL Luo变换器的PSIM仿真电路并进行电路仿真. 当选择电路参数: $v_{in} = 10\text{ V}$, $L = 1\text{ mH}$, $C_b = 3\text{ }\mu\text{F}$, $C_0 = 4.7\text{ }\mu\text{F}$, $R = 100\text{ }\Omega$, $f = 20\text{ kHz}$ 和 $d = 0.5$ 时, POSL Luo变换器中的能量传输电容电压 v_b 和电感电流 i_L 如图3所示. 从图3可见, 能量传输电容电压 v_b 在每个开关周期开始时确实存在突变.

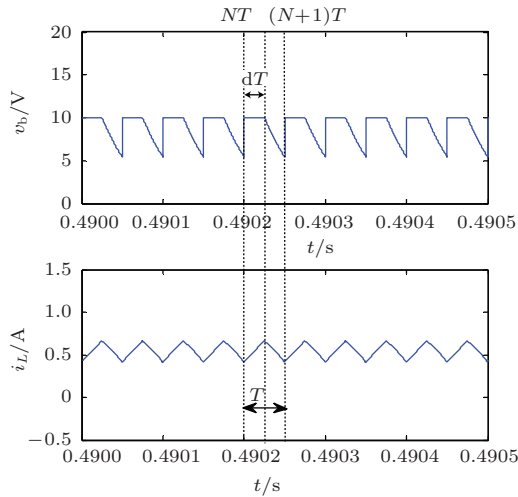


图3 (网刊彩色) POSL Luo变换器的PSIM电路仿真结果

Fig. 3. (color online) PSIM circuit simulations for the POSL Luo converter.

3 POSL Luo变换器的改进平均模型

基于平均建模法^[16-17]以及(1)式和(2)式, 可直接得出POSL Luo变换器的平均模型.

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} &= \frac{\langle v_{in} \rangle + \langle v_b \rangle(1-d) - \langle v_0 \rangle(1-d)}{L}, \\ \frac{d\langle v_0 \rangle}{dt} &= \frac{\langle i_L \rangle(1-d)}{C_0} - \frac{\langle v_0 \rangle}{RC_0}, \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\langle i_L \rangle$, $\langle v_{in} \rangle$, $\langle v_b \rangle$ 和 $\langle v_0 \rangle$ 分别为 i_L , v_{in} , v_b 和 v_0 的平均值. 显然, 该平均模型的变量为 $\langle i_L \rangle$ 和 $\langle v_0 \rangle$. 因此, 需求出电压 $\langle v_b \rangle$ 以完整地得出POSL Luo变换器的平均模型.

依据POSL Luo变换器中能量传输电容电压 v_b 的波形(见图3), $\langle v_b \rangle$ 则可表示为

$$\langle v_b \rangle = \langle v_{in} \rangle - a\langle i_L \rangle(1-d)^2, \quad (4)$$

其中 $a = T/(2C_b)$.

将(4)式代入(3)式中, 可得POSL Luo变换器的改进平均模型.

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} &= \frac{\langle v_{in} \rangle(2-d) - a\langle i_L \rangle(1-d)^3 - \langle v_0 \rangle(1-d)}{L}, \\ \frac{d\langle v_0 \rangle}{dt} &= \frac{\langle i_L \rangle(1-d)}{C_0} - \frac{\langle v_0 \rangle}{RC_0}. \end{aligned} \quad (5)$$

可见, (5)式所示的改进平均模型中包括能量传输电容 C_b , 从而可分析能量传输电容 C_b 对POSL Luo变换器动力学行为的影响.

令 I_L , V_{in} , D 和 V_0 分别为 i_L , v_{in} , d 和 v_0 的稳态值, 而 \hat{i}_L , \hat{v}_{in} , \hat{d} 和 \hat{v}_0 分别为 i_L , v_{in} , d 和 v_0 的交流小信号且有 $\hat{i}_L \ll I_L$, $\hat{v}_{in} \ll V_{in}$, $\hat{d} \ll D$ 和 $\hat{v}_0 \ll V_0$. 定义

$$\begin{aligned} i_L &= I_L + \hat{i}_L, \\ v_{in} &= V_{in} + \hat{v}_{in}, \\ v_0 &= V_0 + \hat{v}_0, \\ d &= D + \hat{d}. \end{aligned} \quad (6)$$

将(6)式代入(5)式中并分离出直流分量, 可得出能描述POSL Luo变换器稳态特性的稳态方程

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{V_{in}(2-D)}{aG(1-D)^2 + (1-D)}, \\ I_L &= \frac{V_{in}(2-D)G}{aG(1-D)^3 + (1-D)^2}, \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $G = 1/R$. 可见, 稳态输出电压和稳态电流不仅与占空比、输入电压、开关周期和负载有关, 而且还与能量传输电容 C_b 有关.

将(6)式代入(5)式中并分离出交流小信号分量, 可得出能描述POSL Luo变换器动态特性的小信号模型

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_L}{dt} &= -\frac{a(1-D)^3}{L}\hat{i}_L - \frac{1-D}{L}\hat{v}_0 \\ &\quad + \frac{aI_L 3(1-D)^2 + V_0 - V_{in}}{L}\hat{d} + \frac{2-D}{L}\hat{v}_{in}, \\ \frac{d\hat{v}_0}{dt} &= \frac{\hat{i}_L(1-D)}{C_0} - \frac{\hat{v}_0}{RC_0} - \frac{I_L\hat{d}}{C_0}. \end{aligned} \quad (8)$$

对(8)式进行拉普拉斯变换后, 可得能描述POSL Luo变换器动态特性的小信号模型的复频域形式

$$\begin{aligned} sL\hat{i}_L(s) &= -a(1-D)^3\hat{i}_L(s) - (1-D)\hat{v}_0(s) \\ &\quad + (aI_L 3(1-D)^2 + V_0 - V_{in})\hat{d}(s) \\ &\quad + (2-D)\hat{v}_{in}(s), \\ sC_0\hat{v}_0(s) &= (1-D)\hat{i}_L(s) - G\hat{v}_0(s) - I_L\hat{d}(s). \end{aligned} \quad (9)$$

根据(9)式,并令输入电压的交流小信号分量为零,即 $\hat{v}_{in}(s) = 0$, POSL Luo变换器中输出电压对占空比的传递函数为

$$\begin{aligned} G_{vd}(s) &= \left. \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}(s)=0} \\ &= [-sI_L L + 2aI_L(1-D)^3 \\ &\quad + (V_0 - V_{in})(1-D)] \times [s^2 LC_0 \\ &\quad + s(LG + a(1-D)^3 C_0) \\ &\quad + a(1-D)^3 G + (1-D)^2]^{-1}. \quad (10) \end{aligned}$$

显然,该传递函数中包含能量传输电容 C_b .

基于系统伯德图的定义,计算并画出 $G_{vd}(s)$ 的伯德图,如图4所示.此外,采用PSIM电路仿真软件仿真得出 $G_{vd}(s)$ 的伯德图也一并画于图4中.注意,由于采用PSIM电路仿真软件画出的伯德图是基于开关功率变换器的开关模型得出的,而不是平均模型[19,20].因此,可用PSIM仿真结果与理论计算结果的比较初步验证 $G_{vd}(s)$ 的有效性.

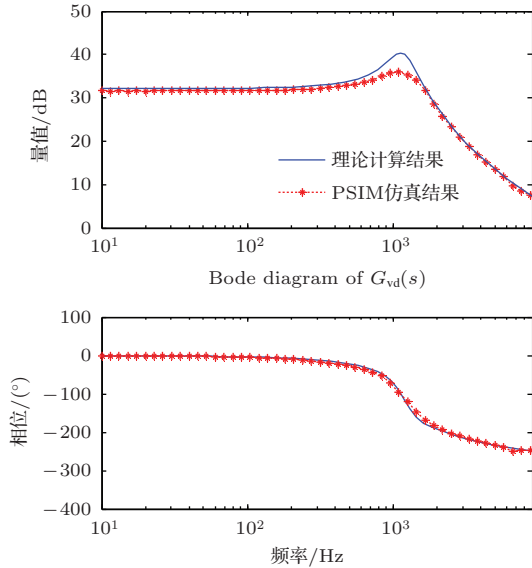


图4 (网刊彩色) $G_{vd}(s)$ 伯德图的理论计算结果与PSIM仿真结果的比较

Fig. 4. (color online) Comparisons about bode diagram of $G_{vd}(s)$ between theoretical calculations and PSIM simulations.

从图4可知,PSIM仿真结果和理论计算结果基本一致,初步证实了用 $G_{vd}(s)$ 可有效的描述POSL Luo变换器的小信号动力学行为,从而也初步验证了POSL Luo变换器的改进平均模型的有效性和理论分析的正确性.

4 电压控制POSL Luo变换器的稳定性分析

基于第3节中已建立的POSL Luo变换器的改进平均模型,建立电压控制POSL Luo变换器的改进平均模型.电压控制器的电路原理图如图5所示.

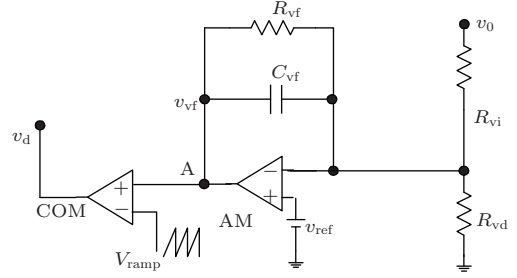


图5 电压控制器的电路原理图

Fig. 5. Circuit schematic of the voltage-mode controller.

基于电路理论,可得电压补偿器的数学模型

$$\begin{aligned} \frac{dv_{vf}}{dt} + \frac{v_{vf}}{R_{vf}C_{vf}} + \frac{v_0}{R_{vi}C_{vf}} \\ - \left(\frac{1}{R_{vi}C_{vf}} + \frac{1}{R_{vd}C_{vf}} + \frac{1}{R_{vf}C_{vf}} \right) v_{ref} = 0, \quad (11) \end{aligned}$$

其中 v_{vf} 为电压补偿器的输出电压, v_{ref} 为参考电压.令 V_{vf} 和 V_{ref} 分别为 v_{vf} 和 v_{ref} 的稳态值, $\langle v_{vf} \rangle$ 和 $\langle v_{ref} \rangle$ 分别为 v_{vf} 和 v_{ref} 的平均值,而 \hat{v}_{vf} 和 \hat{v}_{ref} 分别为 v_{vf} 和 v_{ref} 的交流小信号且有 $\hat{v}_{vf} \ll V_{vf}$ 和 $\hat{v}_{ref} \ll V_{ref}$.令

$$\begin{aligned} v_{vf} &= V_{vf} + \hat{v}_{vf}, \\ v_{ref} &= V_{ref} + \hat{v}_{ref}. \quad (12) \end{aligned}$$

将(12)式代入(11)式中并分别分离出直流分量和交流小信号分量并对交流小信号分量进行拉普拉斯变换,可得

$$\begin{aligned} V_{vf} &= \left(\frac{R_{vf}}{R_{vi}} + \frac{R_{vf}}{R_{vd}} + 1 \right) V_{ref} \\ &\quad - \frac{R_{vf}}{R_{vi}} \frac{V_{in}(2-D)}{aG(1-D)^2 + (1-D)}, \quad (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(s + \frac{1}{R_{vf}C_{vf}} \right) \hat{v}_{vf}(s) + \frac{1}{R_{vi}C_{vf}} \hat{v}_0(s) \\ = \left(\frac{1}{R_{vi}C_{vf}} + \frac{1}{R_{vd}C_{vf}} + \frac{1}{R_{vf}C_{vf}} \right) \\ \times \hat{v}_{ref}(s). \quad (14) \end{aligned}$$

PWM 驱动信号 v_d 由电压补偿器输出电压 v_{vf} 和锯齿波 V_{ramp} 相比较而产生. 锯齿波 V_{ramp} 为

$$V_{ramp} = V_L + (V_U - V_L) \left(\frac{t}{T} \bmod 1 \right), \quad (15)$$

其中, V_L 为锯齿波下限, V_U 为锯齿波上限, T 为锯齿波周期且令 $V_m = V_U - V_L$.

依据文献 [17] 可知,

$$d = \frac{v_{vf}}{V_m}. \quad (16)$$

将 (6) 式和 (12) 式代入 (16) 式, 并分别分离出直流分量和交流小信号分量并对交流小信号分量进行拉普拉斯变换后可得

$$D = \frac{V_{vf}}{V_m}, \quad (17)$$

$$\hat{d}(s) = \frac{\hat{v}_{vf}(s)}{V_m}. \quad (18)$$

联立 (13) 式和 (17) 式, 可得

$$DV_m = \left(\frac{R_{vf}}{R_{vi}} + \frac{R_{vf}}{R_{vd}} + 1 \right) V_{ref} - \frac{R_{vf}}{R_{vi}} \frac{V_{in}(2-D)}{aG(1-D)^2 + (1-D)}. \quad (19)$$

据 (19) 式可求出占空比 D .

联立 (10) 式、(14) 式和 (18) 式可得电压控制 POSL Luo 变换器的闭环传递函数.

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{b_{10}s + b_{11}}{a_{10}s^3 + a_{11}s^2 + a_{12}s + a_{13}}, \quad (20)$$

其中,

$$a_{10} = LC_0V_m, \quad (21)$$

$$a_{11} = \frac{V_m LC_0}{R_{vf}C_{vf}} + V_m(LG + a(1-D)^3C_0), \quad (22)$$

$$a_{12} = \frac{V_m(LG + a(1-D)^3C_0)}{R_{vf}C_{vf}} + V_m(a(1-D)^3G + (1-D)^2) - \frac{I_L L}{R_{vi}C_{vf}}, \quad (23)$$

$$a_{13} = \frac{V_m(a(1-D)^3G + (1-D)^2)}{R_{vf}C_{vf}} + \frac{2aI_L(1-D)^3 + (V_0 - V_{in})(1-D)}{R_{vi}C_{vf}}, \quad (24)$$

$$b_{10} = - \left(\frac{1}{R_{vi}C_{vf}} + \frac{1}{R_{vd}C_{vf}} + \frac{1}{R_{vf}C_{vf}} \right) \times I_L L, \quad (25)$$

$$b_{11} = \left(\frac{1}{R_{vi}} + \frac{1}{R_{vd}} + \frac{1}{R_{vf}} \right)$$

$$\times \frac{2aI_L(1-D)^3 + (V_0 - V_{in})(1-D)}{C_{vf}}. \quad (26)$$

电压控制 POSL Luo 变换器的稳定性条件则可根据 (20) 式的极点来判定, 若所有极点均为 s 平面的左半平面, 系统则是稳定的. 例如, 选择电压控制器参数为 $R_{vi} = 54 \text{ k}\Omega$, $R_{vd} = 2 \text{ k}\Omega$, $R_{vf} = 1 \text{ k}\Omega$, $C_{vf} = 0.4 \text{ }\mu\text{F}$, $V_{ref} = 0.79 \text{ V}$, $V_L = 0 \text{ V}$, $V_U = 1 \text{ V}$ 和 $f = 20 \text{ kHz}$, 而选择 POSL Luo 变换器参数为 $V_{in} = 10 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C_0 = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$ 和 $R = 100 \text{ }\Omega$. 当 C_b 取不同值时, 据 (20) 式计算出系统相应的极点如表 1 所示. 很显然, 当 $C_b \leq 2.2 \text{ }\mu\text{F}$ 时, 系统是稳定的. 而当 $C_b \geq 2.3 \text{ }\mu\text{F}$ 时, 系统中出现了右半 s 平面的极点, 从而导致系统处于不稳定状态. 例如, 当取 $C_b = 2 \text{ }\mu\text{F}$, 系统闭环传递函数 ((20) 式) 的极点分别为 $-23.513 + 6044j$, $-23.513 - 6044j$ 和 -5430.8 , 表明系统处于稳定状态. 而取 $C_b = 65 \text{ }\mu\text{F}$, 则系统闭环传递函数 ((20) 式) 的极点分别为 $226 + 6156j$, $226 - 6156j$ 和 -5109.6 . 因此, 系统有一对共轭极点的实部大于零, 即表明系统已处于不稳定状态.

表 1 电容 C_b 取不同值时, 系统极点的理论计算结果

Table 1. Theoretical calculations about the poles of the system under different the capacitor C_b .

电容 $C_b/\mu\text{F}$	系统极点	系统的状态
1.2	$-157.90 \pm 5968j$, -5639.2	稳定
1.4	$-112.43 \pm 5994j$, -5566.4	稳定
1.6	$-76.972 \pm 6015j$, -5510.1	稳定
1.8	$-47.973 \pm 6031j$, -5466.0	稳定
2.0	$-23.513 \pm 6044j$, -5430.8	稳定
2.2	$-3.3146 \pm 6055j$, -5401.3	稳定
2.3	$6.1712 \pm 6059j$, -5389.1	不稳定

为初步验证以上理论分析的正确性和改进平均模型的有效性, 对电压控制 POSL Luo 变换器进行 PSIM 电路仿真, 其仿真结果如图 6 所示. 当 $C_b = 2 \text{ }\mu\text{F}$ 时, 电感电流 i_L 和输出电压 v_0 的波形 (见图 6 (a)) 表明系统确实处于稳定状态. 而当 $C_b = 65 \text{ }\mu\text{F}$ 时, 系统已处于不稳定状态, 但由于系统中二极管的单向导电作用使得电感电流 i_L 和输出电压 v_0 不能无限增大, 而最终呈现出振荡频率低于开关频率的低频振荡现象 (见图 6 (b)).

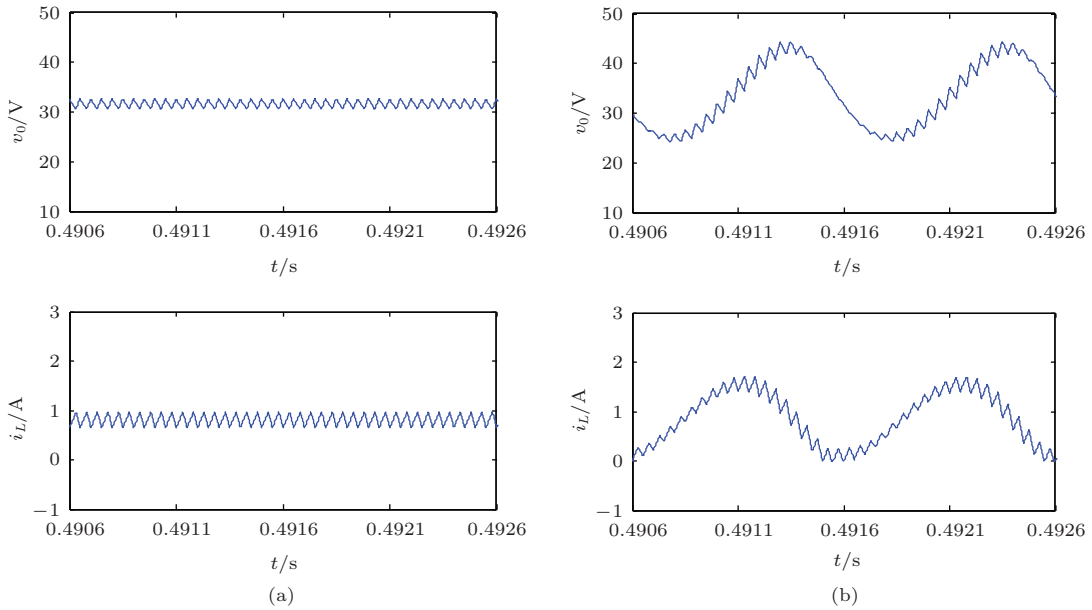


图6 (网刊彩色) 当 C_b 取不同值时, 电压控制 POSL Luo 变换器的 PSIM 仿真结果 (a) $C_b = 2 \mu\text{F}$; (b) $C_b = 65 \mu\text{F}$

Fig. 6. (color online) PSIM simulations for the voltage-mode controlled POSL Luo converter under different the capacitor C_b : (a) $C_b = 2 \mu\text{F}$; (b) $C_b = 65 \mu\text{F}$.

此外, 根据 (20) 式计算当电路参数连续变化时, 系统闭环传递函数极点的变化情况, 然后标记出当系统从稳定状态变为不稳定状态时电路参数的取值, 从而得出系统在相关参数空间中的稳定性边界, 如图 7 所示. 注意, 图 7 中的实线为据 (20) 式得出的理论计算结果, 而虚线加星号为 PSIM 仿真结果.

图 7(a) 表示的是当能量传输电容 $C_b = 4.7 \mu\text{F}$ 且其他电路参数不变, 而考虑电容 C_{vf} 和电容 C_0 变化时, 得出的电压控制 POSL Luo 变换器在电

容 C_{vf} 和电容 C_0 组成的参数空间中的稳定性边界. 很显然, 据 (20) 式得出的理论计算结果与 PSIM 仿真结果基本一致, 均表明了电容 C_0 的增大容易导致电压控制 POSL Luo 变换器处于不稳定状态, 而电容 C_{vf} 的增大则容易使电压控制 POSL Luo 变换器稳定的运行.

图 7(b) 表示的是当 $C_b = 4.7 \mu\text{F}$ 和 $C_{vf} = 0.16 \mu\text{F}$ 且其他电路参数不变, 而考虑参考电压 V_{ref} 和电容 C_0 变化时, 得出的电压控制 POSL Luo 变换器在参考电压 V_{ref} 和电容 C_0 组成的参数空间中的

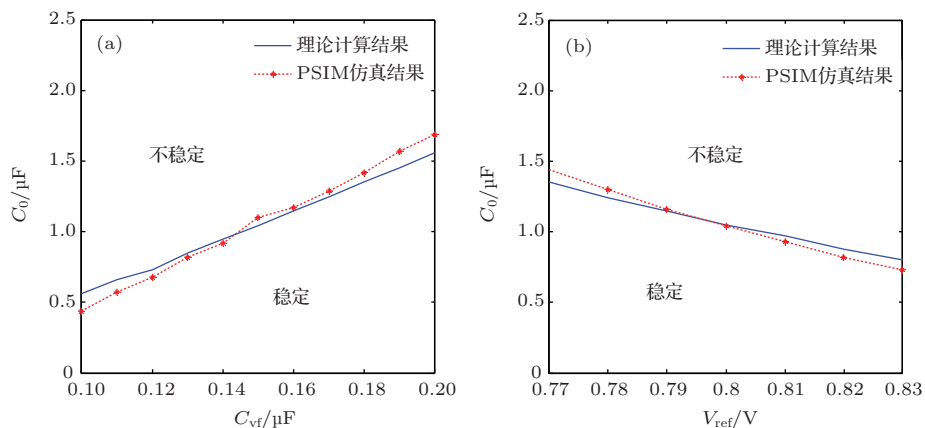


图7 (网刊彩色) 电压控制 POSL Luo 变换器稳定性边界的理论计算结果与 PSIM 仿真结果的比较 (a) 电容 C_{vf} 与电容 C_0 ; (b) 参考电压 V_{ref} 与电容 C_0

Fig. 7. (color online) Comparisons about the stability boundaries for the voltage-mode controlled POSL Luo converter between the theoretical calculations and PSIM simulations: (a) The capacitor C_{vf} versus the capacitor C_0 ; (b) the reference voltage V_{ref} versus the capacitor C_0 .

稳定性边界. 很显然, 据 (20) 式得出的理论计算结果与 PSIM 仿真结果也基本一致, 均表明了参考电压 V_{ref} 的增大容易使电压控制 POSL Luo 变换器处于不稳定状态.

5 电路设计及实验验证

根据图 1 和图 5, 可采用实际的电路元器件设计电压控制 POSL Luo 变换器的硬件电路. 其中, 功率开关管采用 HEXFET 功率 MOSFET IRFP264, 二极管采用 MUR1560, 运算放大器采用 LF356, 比较器采用 LM311. 在实验中, 采用电流探头 Tektronix A622 探测电感电流 i_L , 采用差分探头 P5200 A 探测能量传输电容电压 v_b 和输出电压 v_0 , 采用数字示波器 GDS3254 测量并显示能量传输电容电压 v_b 、输出电压 v_0 和电感电流 i_L 的波形, 而采用阻抗分析仪 HP4194 A 测量和显示 POSL Luo 变换器的输出电压对占空比传递函数的伯德图.

5.1 POSL Luo 变换器的实验验证

将图 1 和图 5 连接, 然后在图 5 中的 A 点断开并对 A 点提供 0.5 V 的直流电压. 选择 POSL Luo 变换器参数如前所示, 得出的电路实验结果如图 8 所示. 将图 8 与图 3 比较, 发现两者结果基本一致. 因此, 能量传输电容电压 v_b 在每个开关周期开始时确实存在突变.

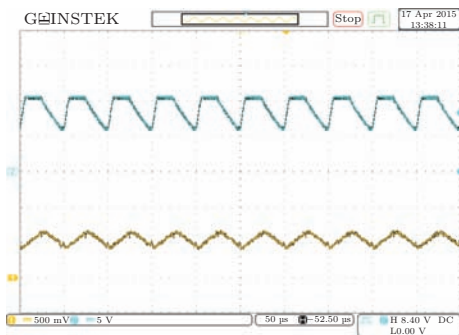


图 8 (网刊彩色) POSL Luo 变换器的电路实验波形 (电压 v_b (上): 5 V/div, 电感电流 i_L (下): 0.5 A/div)
 Fig. 8. (color online) The circuit experimental results for the POSL Luo converter (the voltage v_b (top): 5 V/div, the inductor current i_L (bottom): 0.5 A/div)..

此外, 通过阻抗分析仪 HP4194 A 测量并显示出 POSL Luo 变换器输出电压对占空比传递函数的伯德图, 如图 9 所示. 将图 9 与图 4 相比, 发现两

者结果基本一致. 从而进一步证实了本文所建立的 POSL Luo 变换器的改进平均模型可有效的分析其稳态和动态特性.

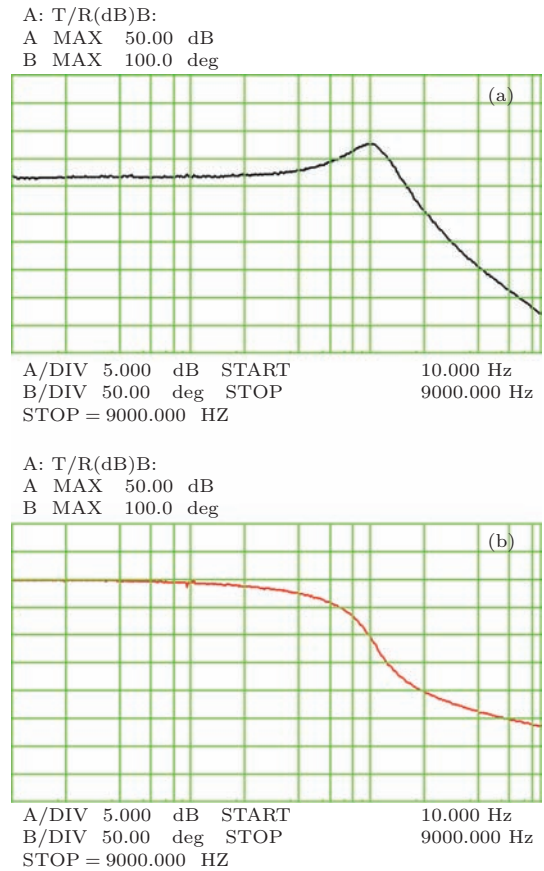


图 9 (网刊彩色) POSL Luo 变换器 $G_{vd}(s)$ 伯德图的电路实验波形 (a) 幅频响应; (b) 相频响应
 Fig. 9. (color online) Bode diagram of $G_{vd}(s)$ for POSL Luo converter from the circuit experiments: (a) Gain; (b) phase.

5.2 电压控制 POSL Luo 变换器的实验验证

据第 4 节给出的电路参数, 当 $C_b = 2 \mu F$ 时, 电路实验结果如图 10 (a) 所示, 输出电压 v_0 和电感电流 i_L 波形表明: 电压控制 POSL Luo 变换器确实是稳定的. 而当 $C_b = 65 \mu F$ 时, 电路实验结果如图 10 (b) 所示, 显然电压控制 POSL Luo 变换器处于低频振荡状态. 将图 10 (a) 和 (b) 分别与图 6 (a) 和 (b) 相比, 可发现电路实验结果与 PSIM 仿真结果基本一致, 从而进一步证实了能量传输电容 C_b 对电压控制 POSL Luo 变换器的稳定性具有重要的影响, 也证实了建立的电压控制 POSL Luo 变换器的改进平均模型是有效的且理论分析是正确的.

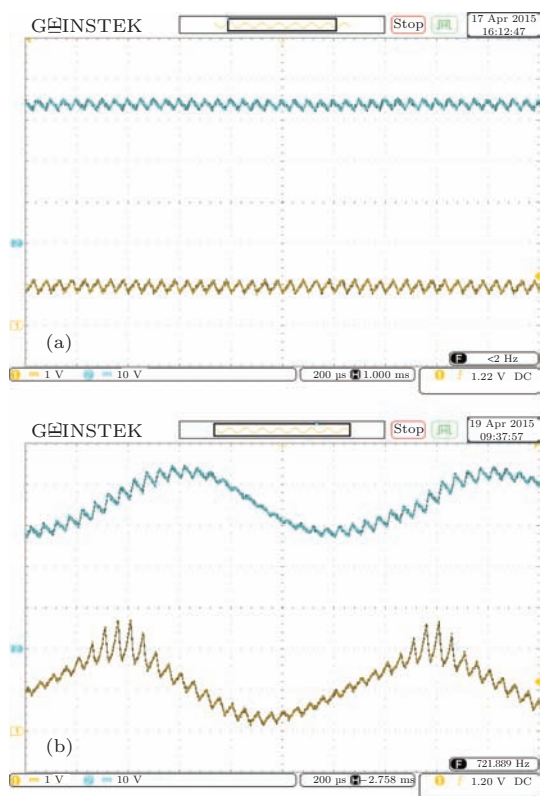


图 10 (网刊彩色) 当 C_b 取不同值时, 电压控制 POSL Luo 变换器中电感电流 i_L (1 A/div) 和输出电压 v_0 (10 V/div) 的实验波形 (a) $C_b = 2 \mu\text{F}$; (b) $C_b = 65 \mu\text{F}$
 Fig. 10. (color online) Experimental waveforms for the inductor current i_L (1 A/div) and the output voltage v_0 (10 V/div) of the voltage-mode controlled POSL Luo converter under different the capacitor C_b : (a) $C_b = 2 \mu\text{F}$; (b) $C_b = 65 \mu\text{F}$.

6 结 论

理论分析、PSIM 仿真及电路实验均表明, 在考虑能量传输电容电压存在突变事实的基础上, 建立 POSL Luo 变换器改进平均模型可有效的分析 POSL Luo 变换器的稳态和动态特性, 即 POSL Luo 变换器的稳态输出电压和稳态电流不仅与占空比、输入电压、开关周期和负载有关, 而且还与能量传输电容有关. 此外, POSL Luo 变换器的小信号模型中也包括能量传输电容. 而建立电压控制 POSL Luo 变换器的改进平均模型可有效的分析系统的稳定性, 得出的稳定性边界将有助于电压控制 POSL Luo 变换器的设计. 若参数的选择处于参数空间中的不稳定区域, 电压控制 POSL Luo 变

换器将处于不稳定状态, 并以低频振荡的形式表现出来.

参考文献

- [1] Zhou G H, Xu J P, Bao B C, Zhang F, Liu X S 2010 *Chin. Phys. Lett.* **27** 090504
- [2] Sha J, Xu J P, Xu L J, Zhong S 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 248401 (in Chinese) [沙金, 许建平, 许丽君, 钟曙 2014 物理学报 **63** 248401]
- [3] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys.* **16** 933
- [4] Wang X M, Zhang B, Qiu D Y 2011 *IEEE Trans. Power Electron.* **26** 2101
- [5] Li G L, Li C Y, Chen X Y, Zhang X W 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 210505 (in Chinese) [李冠林, 李春阳, 陈希有, 张晓伟 2013 物理学报 **62** 210505]
- [6] Axelrod B, Berkovich Y, Ioinovici A 2008 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* **55** 687
- [7] Ismail E H, Al-Saffar M A, Sabzali A J, Fardoun A A 2008 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* **55** 1159
- [8] Liu H C, Yang S, Wang G L, Li F 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 150505 (in Chinese) [刘洪臣, 杨爽, 王国立, 李飞 2013 物理学报 **62** 150505]
- [9] Luo F L, Ye H 2003 *IEEE Trans. Power Electron.* **18** 105
- [10] Zhu M, Luo F L 2009 *J. Power Electron.* **9** 854
- [11] Ramash Kumar K, Jeevananthan S 2011 *J. Power Electron.* **11** 639
- [12] Ramash Kumar K, Jeevananthan S 2010 *World Acad. Sci. Eng. Technol.* **4** 623
- [13] Baghrmian A, Eshyani H G 2013 4th *Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference* Tehran, Iran, February 13–14, 2013 p170
- [14] Kumar Ray S, Paul D, Nur T E, Paul K C 2012 *Int. J. Innovat. Manage. Technol.* **3** 146
- [15] Shan Z L, Liu S, Luo F L 2012 *China International Conference on Electricity Distribution* Shanghai, China, September 5–6, 2012 p1
- [16] Middlebrook R D, Cuk S 1997 *Int. J. Electron.* **42** 521
- [17] Zhang W P 2005 *Modeling and Control of Switching Converter* (Beijing: Chinese Electric Power Press) p15–125 (in Chinese) [张卫平 2005 开关变换器的建模与控制 (北京: 中国电力出版社) 第 15—125 页]
- [18] Onoda S, Emadi A 2004 *IEEE Trans. Vehic. Technol.* **53** 390
- [19] Powersim Inc. (2010). PSIM User's Guide: Version 9.0, Release 3
- [20] Femia N, Fortunato M, Petrone G, Spagnuolo G, Vitelli M 2009 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **37** 661

Improved averaged model and stability analysis of voltage-mode controlled positive output super-lift Luo converter*

Wang Fa-Qiang^{1)†} Li Jing¹⁾²⁾ Ma Xi-Kui¹⁾

1) (State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

2) (Xi'an Institute of Space Radio Technology, Xi'an 710100, China)

(Received 28 April 2015; revised manuscript received 2 June 2015)

Abstract

Positive output super-lift (POSL) Luo converter, which has some particular good features: such as its power switch being grounded, high voltage gain and positive polarity output, is a good topology for overcoming the drawbacks of the conventional Buck and Boost converters to obtain high output voltage and power for satisfying the requirements in practical engineering. In this paper, based on the averaging method and taking into account the abrupt changing of the voltage across the energy-transferring capacitor, the improved reduced order averaged model and the corresponding small signal model of the POSL Luo converter are established, and its transfer function from the duty cycle to the output voltage is derived and analyzed. By combining the derived transfer function from the duty cycle to the output voltage of the POSL Luo converter, with that for the voltage compensator and that for the pulse width modulation (PWM) generator, the transfer function from the reference voltage to the output voltage of the voltage-mode controlled POSL Luo converter is also derived. And then, the stability of the voltage-mode controlled POSL Luo converter is identified by calculating the poles of its transfer function from the reference voltage to the output voltage, so the corresponding stability boundaries are obtained. The power electronic simulator (PSIM) software is applied to simulate the POSL Luo converter in time domain and frequency domain to preliminarily confirm the effectiveness of the established transfer function from the duty cycle to the output voltage of the POSL Luo converter, and to simulate the voltage-mode controlled POSL Luo converter to preliminarily verify the theoretical analysis about its stability. Finally, the hardware circuits for the POSL Luo converter and the voltage-mode controlled POSL Luo converter are designed, and the circuit experimental results in time domain from the digital oscilloscope and in frequency domain from the impedance/gain-phase analyzer are presented for further validation. Theoretical analysis, PSIM simulations and circuit experiments are in basic agreement with one other, and all of them demonstrate that it is effective to use the improved average model to analyze the performance of the POSL Luo converter and the stability of the voltage-mode controlled POSL Luo converter.

Keywords: positive output super-lift Luo converter, improved averaged model, voltage-mode control

PACS: 05.45.-a, 84.30.Jc, 47.20.Ky

DOI: [10.7498/aps.64.210506](https://doi.org/10.7498/aps.64.210506)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51377124, 51221005), the Foundation for the Author of National Excellent Doctoral Dissertation of PR China (Grant No. 201337), the Program for New Century Excellent Talents in University of China (Grant No. NCET-13-0457), the Fundamental Research Funds for the Central Universities, China (Grant No. 2012jdgz09), and the State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment of China (Grant No. EIPE15313).

† Corresponding author. E-mail: faqwang@mail.xjtu.edu.cn