

基于发展的 PWM Switch 模型的 Buck/Boost 双向直直变换器建模及分析

王建华¹ 张方华² 龚春英²

(1. 东南大学电气工程学院, 南京, 210096; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:提出了双向功率流动场合的 PWM Switch 模型,同时选取典型的 Buck/Boost 双向变换器作为评估平台。小信号分析结果表明,Buck/Boost 双向直直变换器通过仅控制 Buck 模式主控管可以对电池充放电模式进行切换。其提供了对变换器稳态及动态性能研究的一种快速仿真方法。基于改进 PWM Switch 模型及器件级电路的详尽仿真对比验证了模型的精确性。

关键词:电力电子与电力传动;双向直直变换器;PWM 开关模型;Buck/Boost 变换器;电池充放电

中图分类号:TM46 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2615(2014)01-0092-09

Modeling and Analysis of Buck/Boost Bidirectional DC/DC Converter with Developed PWM Switch Model

Wang Jianhua¹, Zhang Fanghua², Gong Chunying²

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, 210096, China;

2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: A developed PWM Switch model is proposed for bidirectional power flow application. A typical Buck/Boost bidirectional converter is chosen as a test bench for evaluation. Small signal analysis results show that the mode transition between battery charging and discharging modes can be achieved with only Buck main switch controlled. It provides a fast simulation tool to investigate steady and transient responses of converters. The accuracy of the modeling technique is verified by a detailed comparison of simulation results of the developed PWM Switch model and the component circuit.

Key words: power electronics and motor control; bidirectional DC/DC converter; PWM Switch model; Buck/Boost converter; battery charging and discharging

双向直直变换器(Bidirectional DC/DC converter, BDC)具有典型“一机两用”功能,能够有效提升系统整体性能,因而在多输入电源系统,如兼容蓄电池备份供电的空间站、电动汽车、多电飞机、UPS、新能源等供电系统中得到广泛应用^[1-3]。

图 1 给出一个典型的 Buck/Boost BDC,在充电 Buck 模式下按限流值恒流充电,充电负载采用电阻模拟实际蓄电池;在放电 Boost 模式下由同样

的电流内环及不饱和的外环双环实现高压端稳压工作,充放电模式切换由高压侧电压决定。图 2 表明为实现主开关及体二极管软开关,Buck/Boost BDC 电感电流,往往不同于传统断续模式(Discontinuous current mode, DCM)下电感电流,其有正有负,类似于同步整流 Buck 工作在轻载强制连续电流模式下(Forced continuous current mode, FCCM)。

基金项目:国家自然科学基金(51207023)资助项目;教育部博士点基金(20120092120051)资助项目;国家重点基础研究发展计划(“九七三”计划)(2007CB210303)资助项目;台达电力电子科教基金(DRE02006007)资助项目。

收稿日期:2013-10-19;**修订日期:**2013-12-18

通信作者:王建华,男,讲师,E-mail:wangjianhua@seu.edu.cn。

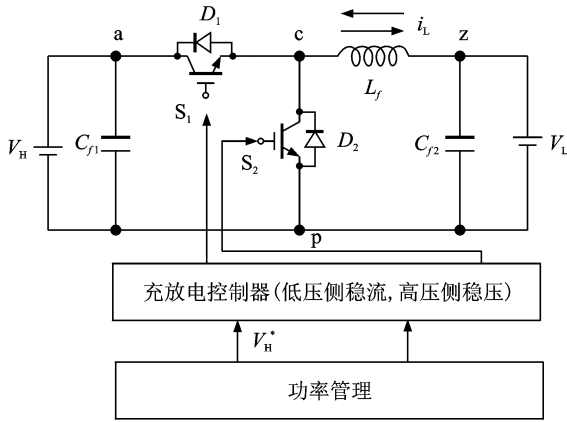


图 1 典型的 Buck/Boost 双向变换器

Fig. 1 Buck/Boost bidirectional converter

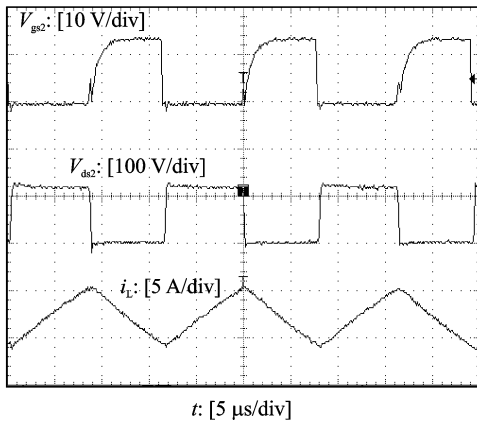


图 2 典型波形

Fig. 2 Typical waveforms

现已有较多的文献详细讨论了 BDC 的电路拓扑、控制方式、软启动模式及参数优化设计^[4-9]。但 BDC 独特的双向功率流动迥异于传统直直变换器单向功率传输特性——其“源”与“负载”随功率传输模式变化角色互换，两个功率流上变换器的主功率级模型并不一定相同。为避免控制器切换影响充放电管理的平滑过渡，客观上需要将功率级模型统一起来，便于统一控制器设计。文献[7]基于状态空间平均法(State space averaging method, SSA), 提出仅需要控制主开关 S_1 并基于占空比互补的实现 Buck 及 Boost 模式统一控制, 无需独立的 Buck 及 Boost 控制器。图 3 表明, 通过占空比即可实现对充放电控制。SSA 方法提供了详尽的数学模型, 有助于控制器设计及实现^[10-13]。然而, 该模型很难在变换器及电源系统仿真中采纳。若采用器件级模型仿真, 不仅费时且往往有收敛性问题^[14]。

本文首先改进了传统单向功率流动场合由全

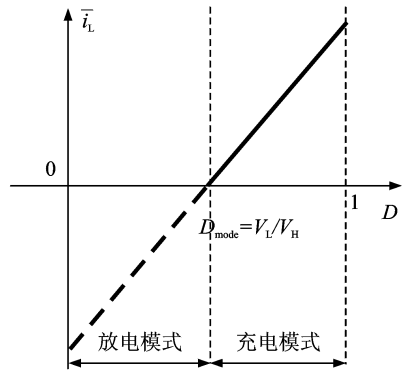


图 3 占空比与充放电模式关系

Fig. 3 Duty cycle of different modes

控型开关及不控开关组合而成的 PWM Switch 模型, 将波形平均的思想推广至电流有正有负场合(传统平均方法含假设直流稳态及小纹波假设前提, 此时不再成立), 以适应功率双向流动。然后展开变换器稳态工作模式下频域小信号分析, 提供相关零极点及环路信息。并在 SABER 仿真环境下, 详尽比较了基于改进 PWM Switch 模型及器件级模型的稳态及动态时域分析。最后, 讨论了不同电池模型对变换器建模的影响。

1 发展的 PWM Switch 模型建模

与 SSA 方法相比, Vorperian 等教授提出的 PWM Switch 模型是电力电子电路分析的一种直观方法^[15-17]。非线性有源及无源器件端电压及电流通过三端口端口电压电流及电感电流平均值表示, 且可以在稳态条件下实现非线性开关单元的线性化处理。此时, 电感电容等线性元件提供了变换器的零极点信息, 其使得对复杂电路的分析无需进行繁琐的符号计算, 尤其适合多变换器系统。同时, 电容等效串联电阻(Equivalent series resistance, ESR)等寄生参数也很容易被考虑在内。

为保持与 Vorperian 经典三端口单元模型一致性, 端口标志如 a(active), p(positive), c(common)在本文中仍继承使用, 但需要注意的是此时 BDC 中所有开关均为有源开关。图 4 给出 Buck/Boost BDC 端口电压电流波形, 相关关键电流及电压关系可有方程(1, 2)表示

$$i_a = \begin{cases} i_L & t \in [0, d_0 T_s] \\ i_L & t \in [d_0 T_s, dT_s] \\ 0 & t \in [dT_s, T_s] \end{cases} \quad (1)$$

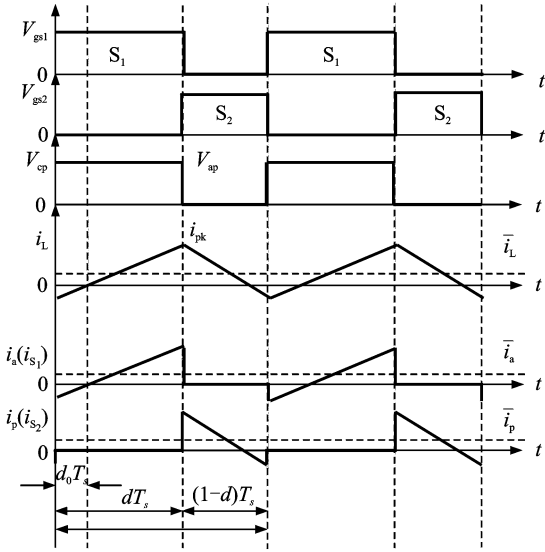


图4 关键原理波形

Fig. 4 Key principle waveforms

$$V_{cp} = \begin{cases} V_{ap} & t \in [0, d_0 T_s] \\ V_{ap} & t \in [d_0 T_s, dT_s] \\ 0 & t \in [dT_s, T_s] \end{cases} \quad (2)$$

整个周期内平均,可得

$$\bar{i}_a = \bar{i}_L \quad (3)$$

$$\bar{V}_{cp} = d\bar{V}_{ap} \quad (4)$$

如图4所示, $d_0 T_s$ 为一个开关周期内电感电流持续为负的时间, dT_s 为 S_1 一个开关周期内开通时间, $(1-d) T_s$ 为 S_1 一个开关周期内关断时间,即 S_2 一个开关周期内开通时间(不考虑死区时间),电感电流正向峰值为 i_{pk} , 令电感电流负向谷值为 i_{vally} , 电感电流上升斜率为 m_1 , 电感电流下降斜率为 m_2 , 此时有

$$m_1 = \frac{\bar{V}_{ap} - \bar{V}_{zp}}{L} \quad (5)$$

$$m_2 = -\frac{\bar{V}_{zp}}{L} \quad (6)$$

$$i_{vally} + m_1 \cdot d_0 \cdot T_s = 0 \quad (7)$$

$$i_{pk} = m_1 \cdot (d - d_0) \cdot T_s \quad (8)$$

整个开关周期内电感电流平均值可按电感电流上升期间平均获得

$$\bar{i}_L = \frac{i_{pk}}{2}(d - d_0) + \frac{i_{vally}}{2}d_0 \quad (9)$$

考虑方程(6~8), 式(9)改写为

$$\begin{aligned} \bar{i}_L &= \frac{m_1 \cdot (d - d_0) \cdot T_s}{2}(d - d_0) - \\ &\frac{m_1 \cdot d_0 \cdot T_s}{2}d_0 = \frac{(\bar{V}_{ap} - \bar{V}_{zp})}{2L}(d - 2d_0) T_s = \\ &\frac{\bar{V}_{az}}{2L}(d - 2d_0) T_s \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中平均电流表明功率流动方向及大小, 其中可以进一步得到 d_0 , 其给出了在一个开关周期内功率反向流动的时间比例

$$d_0 = -\frac{\bar{i}_L}{\bar{V}_{az} T_s} + \frac{d}{2} \quad (11)$$

综上所述, 方程(3, 4, 11)定义了 Buck/Boost BDC 在 FCCM 模式下平均开关单元模型, 其中方程(3, 4)与传统 CCM 模型 PWM Switch 模型相同^[15]。因此, FCCM 模式下 Buck/Boost BDC 小信号模型与 CCM 模式下同步整流 Buck 变换器一致, 因为线性化仅对方程(3, 4)展开。而方程(11)则是 Vorperian 的经典模型在双向功率场合的发展, 其不同于传统 DCM 及 CCM 模式^[15, 16]。

2 发展的 PWM Switch 模型验证

为验证第1节提出的发展的 PWM Switch 模型, 作者在 SABER 及 SIMPLIS 仿真环境下设计了一套 600 W Buck/Boost BDC 电路。在 Boost 模式下, 高压侧稳压点设在 260 VDC(确保主母线掉电后双向变换器稳压供电, 为区别于原主母线 270 V, 其设置低于 270 V, 但仍在后级正常供电范围之内。用于确保掉电及再次得电后, 双向变换器能够自动切入切出, 无需额外管理), 在 Buck 模式下低压限流充电点设在 1 A, 补偿网络均为单零点双极点调节器。相关参数如图 5 及表 1 所示(以 Buck 模式为例)。

表1 Buck/Boost BDC 参数

Tab. 1 Parameters of Buck/Boost BDC	
参数	数值
低压侧电池电压 V_L	100~150 VDC
高压侧电池电压 V_H	270 VDC
开关频率 f_s /kHz	50
输入及输出电容 $C_{in} = C_{out}/\mu F$	940
电容 ESR $R_C/m\Omega$	25
高压端电压采样系数 H_v	0.01

2.1 频域小信号模型

以电感电流对占空比传递函数 $G_{iLd}(s)$ 为例, 图 6 表明 SSA 理论计算、基于提出的改进 PWM Switch SABER 平均模型仿真以及器件级 SIMPLIS 仿真结果在整个频段内基本完全一致, 且 LC 谐振频率 f_0 均如式(12, 13)所预测的那样

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f \cdot C_{f2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{140 \mu H \cdot 940 \mu F}} \approx 438.725 \text{ Hz} \quad (12)$$

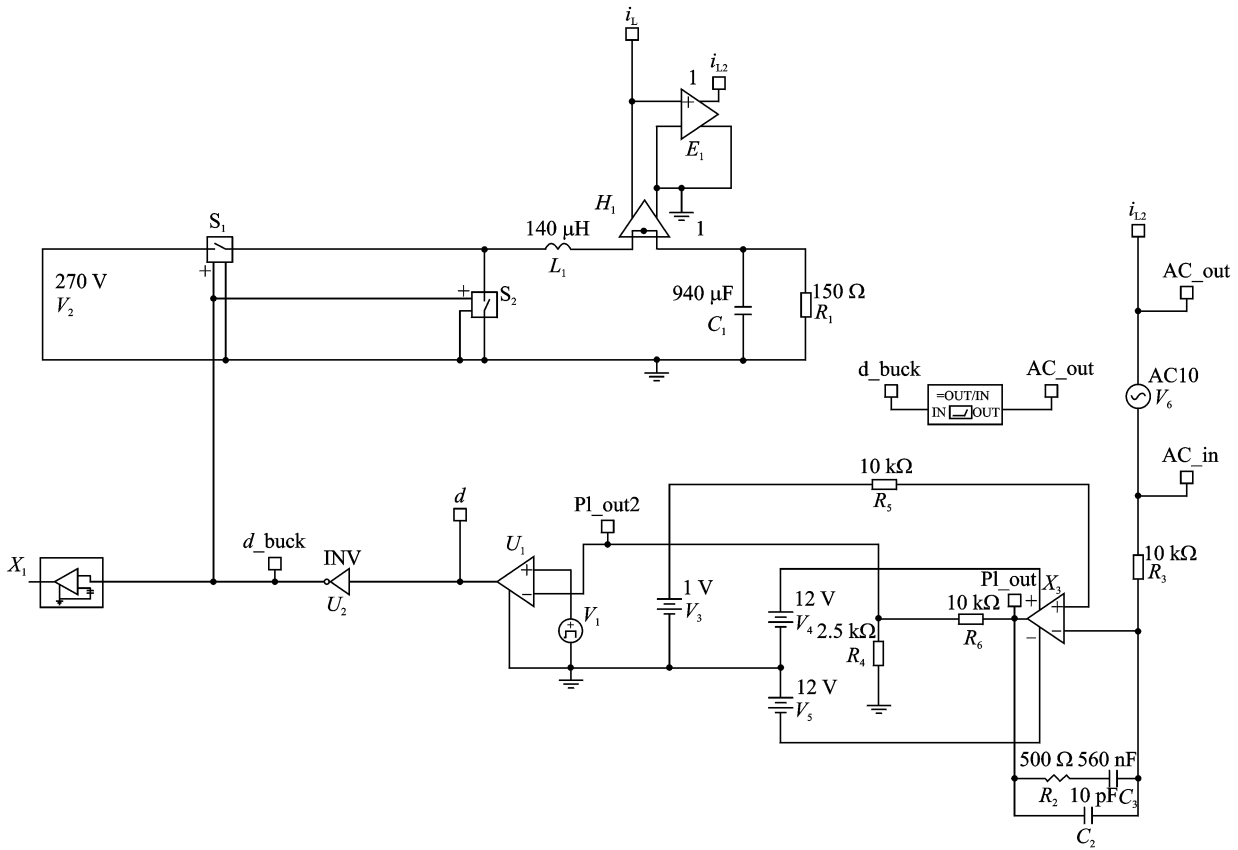


图 5 仿真电路图

Fig. 5 Simulation circuit diagram of Buck/Boost bidirectional converter

$$G_{iLd}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\substack{V_H(s)=0 \\ i_0(s)=0}} = \frac{V_H}{(R_0 + R_L)} \frac{s \cdot (R_0 + R_C)C_{f2} + 1}{s^2 \cdot \frac{L_f C_{f2} (R_0 + R_C)}{(R_0 + R_L)} + s \cdot \left(\frac{R_L R_0 C_{f2} + R_C R_0 C_{f2} + R_L R_C C_{f2} + L_f}{R_0 + R_L} \right) + 1} = \frac{V_H}{R_0} \frac{s \cdot R_0 C_{f2} + 1}{s^2 \cdot L_f C_{f2} + s \cdot \frac{L_f}{R_0} + 1} \quad (13)$$

式中: R_0 为等效负载电阻, 即图 5 中的 R_1 (150 Ω); R_C 为表 1 中的电容 ESR R_C (25 m Ω)。

由图 6 可以看出, 此时补偿前截止频率很高甚至超过开关频率。为确保系统稳定性, 需要在按图 7 控制框图设计时大幅降低环路中频段增益, 具体设计如下:

补偿前环路增益

$$T_{i,ol}(s) = G_{iLd}(s) K_i(s) F_m(s) \quad (14)$$

补偿后环路增益

$$T_{i,cl}(s) = G_{iLd}(s) K_i(s) G_i(s) F_m(s) \quad (15)$$

单零点双极点调节器传递函数

$$G_i(s) = \frac{(R_2 + \frac{1}{C_3 \cdot s}) // \frac{1}{C_2 \cdot s}}{R_3} \quad (16)$$

式中: 电流采样系数 $K_i(s) = 1$; 调制器增益 $F_m(s) = 1/2.4$ 。

设计补偿后截止频率 $f_c = 1.5$ kHz, 并配置补

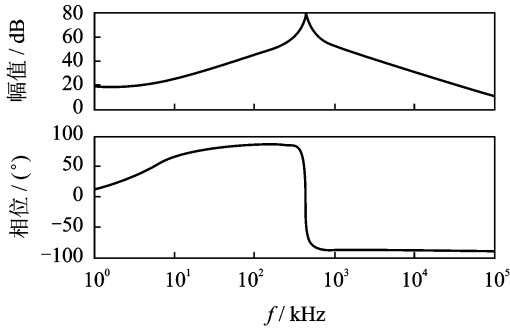
偿器零点 $f_{z1} = LC$ 谐振频率 f_0 (抑制谐振用), 极点 $f_{p1} = f_s/10$ (滤除开关纹波), 此时补偿前截止频率处环路增益幅值 $|T_{i1}(j \cdot 2\pi f_c)| = 39.3$ dB, 意味着此处补偿器增益必须为 $A_v = 10^{-39.3/20} = 0.011$, 方才能确保补偿后增益为 0。进一步, 有

$$R_2 = A_v \cdot R_3 \quad (17)$$

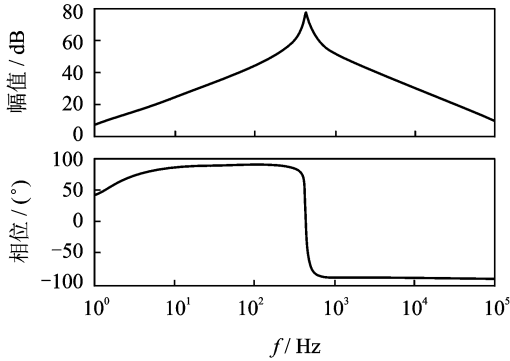
$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{z1}} \quad (18)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{2\pi C_1 R_2 f_{p1} - 1} \approx \frac{1}{2\pi R_2 f_{p1}} \quad (19)$$

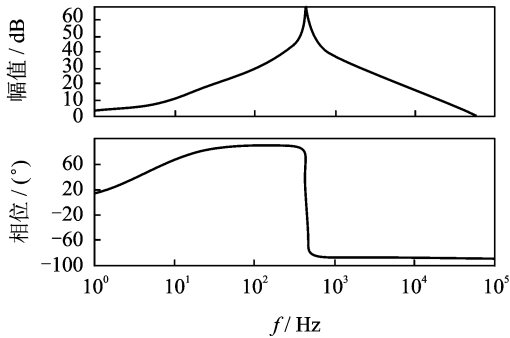
计算可得 $R_2 = 108.4 \Omega$, $C_3 = 3.3 \mu\text{F}$, $C_2 = 294$ nF, 对应闭环后截止频率 $f_c = 1.5$ kHz, 相位裕度为 67.4° , 符合设计需求。考虑到实际电容电阻容差, 可以选取阻值及容值较为接近参数。实际对于如式(13)所示单零点双极点系统 (PI 调节器亦可补偿), 配置参数较为灵活, 可根据实际情况选取元件, 只要能通过式(15)校核即可, 这里选取 $R_2 =$



(a) SSA理论曲线



(b) SABER仿真曲线



(c) SIMPLIS仿真曲线

图6 Buck模式 $G_{ILD}(s)$ 波特图Fig. 6 Bode plots of buck mode $G_{ILD}(s)$

500Ω , $C_3=560 \text{ nF}$, $C_2=10 \text{ pF}$, 单零点双极点调节器已退化为PI调节器(其极点远超开关频率, 已不起作用)。补偿后截止频率 $f_c=1.5 \text{ kHz}$, 相位裕度为 70° , 预示着变换器将有较好的稳定性。

图8进一步给出电流环闭合后SIMPLIS仿真结果, 其与SSA理论计算结果一致性很好。主要区别在于开关频率 f_s 及其倍数次频率附近, 如 kf_s , 其中 k 为整数。这是由于调制器增益在此频率处边带效应引起, 此时其增益不再是常数^[18]。但对通常变换器而言, 该模型已经足够精确, 因为通常补偿后截止频率 f_c 仅为 $1/20f_s \sim 1/5f_s$ 之间^[17]。

将内环等效为功率级后, 可设计 Boost 模式外

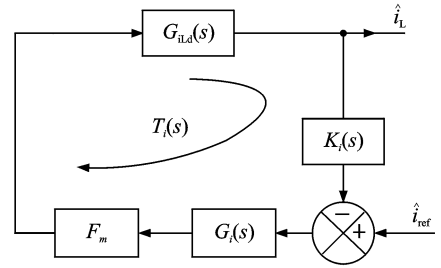
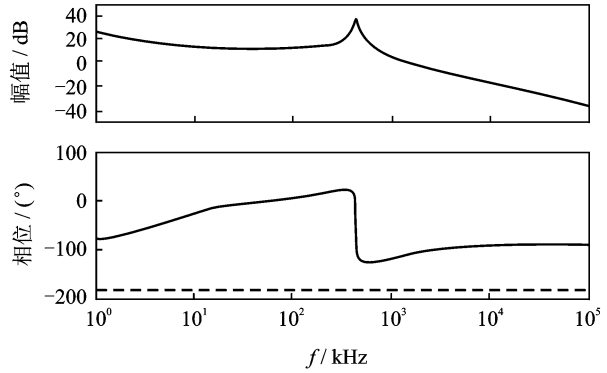
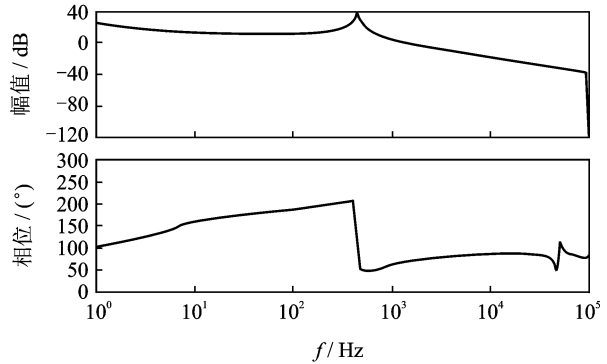


图7 Buck模式电流环控制框图

Fig. 7 Current loop control block diagram of buck mode



(a) SSA理论曲线



(b) SIMPLIS仿真曲线

图8 Buck模式电流环路增益

Fig. 8 Bode plots of buck mode current loop gain

环控制器, 在此不再赘述。图9给出 Boost 模式下, 采用 PWM Switch 平均模型所获得的 $G_{ILD}(s)$, $G_{vd}(s)$ 波特图。 $G_{ILD}(s)$, $G_{vd}(s)$ 中频段谐振频率约 200 Hz , 不同于前面所提到的 Buck 模式谐振频率 438.725 Hz , 恰对应于式(14, 15) 给出的 Boost 变换器理论值 f_0 , 预示此时变换器已转变为 Boost 变换器。

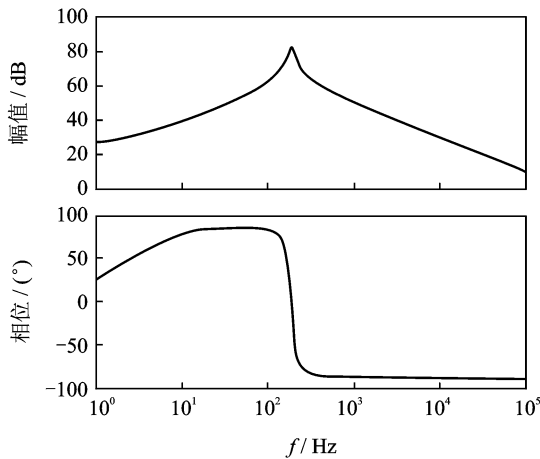
$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{V}_H(s)}{\hat{d}(s)} \approx \frac{V_L}{(1-D)^2} \cdot \frac{1 - s \cdot \frac{L_f}{(1-D)^2 R_0}}{s^2 \cdot \frac{L_f C_f}{(1-D)^2} + s \cdot \frac{L_f}{(1-D)^2 R_0} + 1} \quad (20)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_f \cdot C_{f1}}{(1-D_{\text{boost}})^2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{140 \mu\text{H} \cdot 940 \mu\text{F}}{0.444^2}}} \approx 194.794 \text{ Hz} \quad (21)$$

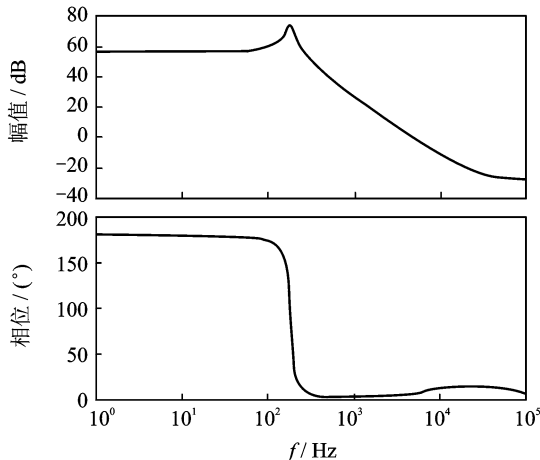
除此以外, $G_{\text{vd}}(s)$ 波特图在中频段 30 kHz 附近出现了幅频曲线斜率增加 20 dB/10 倍频, 相频曲线下降 $90^\circ/10$ 倍频, 这是 Boost 变换器所特有的右半平面零点(Right half-plane zero, RHPZ)现象, 该零点位置与理论值 f_{RHPZ} 吻合得很好^[17]

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{(1-D_{\text{boost}})^2 \cdot R_0}{2\pi \cdot L_f} = \frac{0.444^2 \cdot 150 \Omega}{2\pi \cdot 140 \mu\text{H}} \approx 33.62 \text{ kHz} \quad (22)$$

这些典型的 Boost 电路零极点特性充分证明了 Buck/Boost BDC 通过仅控制 Buck 模式主控管亦可以达成 Boost 工作模式。



(a) $G_{\text{ild}}(s)$



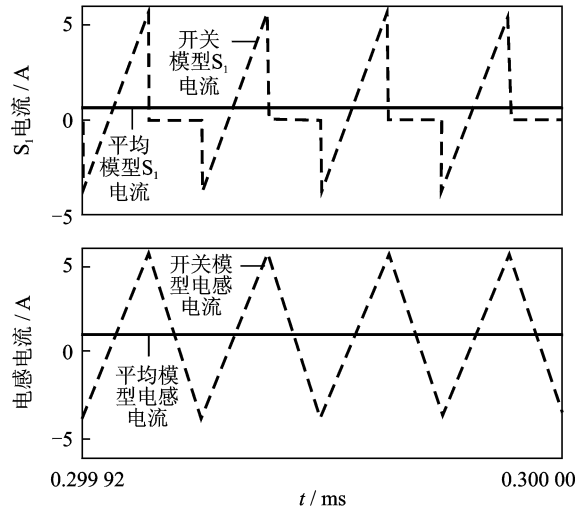
(b) $G_{\text{vd}}(s)$

图 9 基于 PWM Switch 模型的 Boost 模式波特图
Fig. 9 Bode plots of boost mode with PWM Switch model

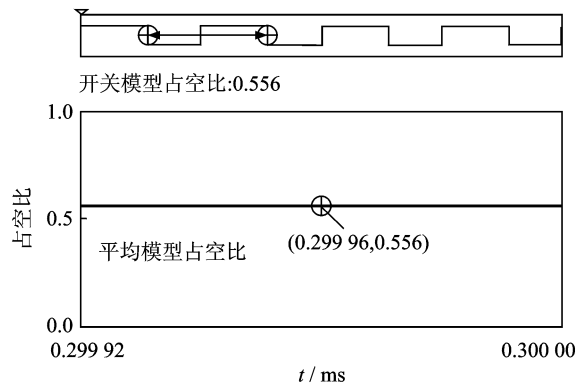
2.2 时域稳态及瞬态响应分析

图 10 给出 Buck/Boost BDC Buck 模式稳态仿真波形, 此时输入电压 270 V, 占空比 0.556, 等效负载 150Ω , 输出电压 150 V, 理论及平均模型电感电流平均值 1 A, 开关器件模型电感电流平均值为 0.997 73 A, 平均模型输入电流 0.556 44 A, 开关器件模型输入电流平均值为 0.559 36 A。可见, 平均模型与开关模型吻合得很好。如图 10 所示, 变换器占空比为 0.556, 由理论计算及平均模型仿真可知, 输入电流中负向电流等效占空比 d_0 为 0.219 56, 另由开关器件仿真获得占空比 d_0 为 $4.351 6 \mu\text{s}/19.997 \mu\text{s} \approx 0.218$ 。由此可见, 可用平均模型内部函数计算获得实际开关器件仿真所期望参数值, 大大简化了仿真后续处理。

图 11 给出 Buck/Boost BDC Boost 模式稳态仿真波形, 此时输入电压 120 V, 占空比 0.444, 负



(a) 开关 S_1 及电感电流



(b) 占空比 d 和 d_0

图 10 Buck 模式稳态仿真结果(输入电压 270 V, 占空比 0.556)

Fig. 10 Steady simulation results of buck mode (input voltage 270 V, duty ratio 0.556)

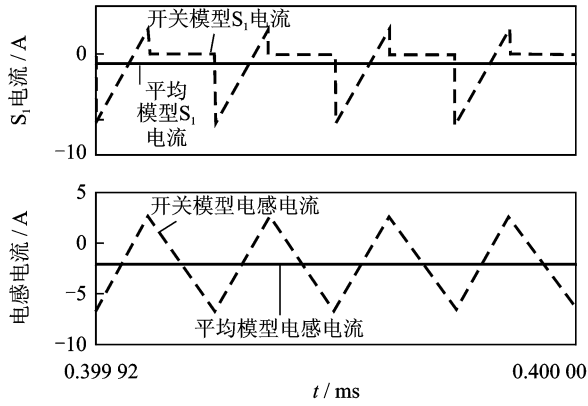
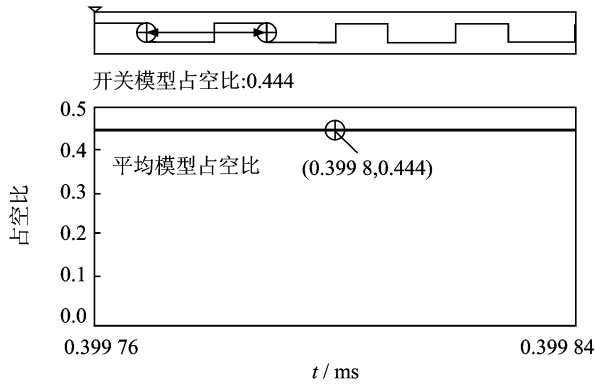
(a) 开关 S_1 及电感电流(b) 占空比 d 和 d_0

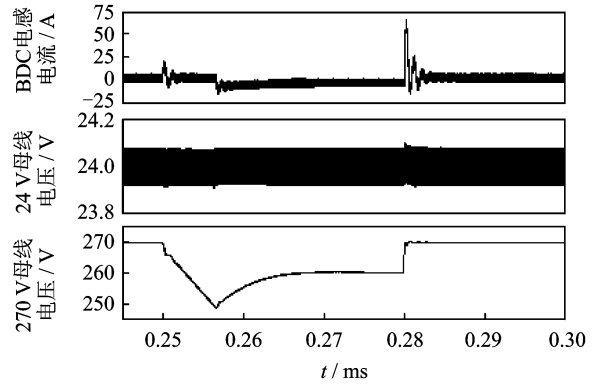
图 11 Boost 模式稳态仿真结果(输入电压 120 V, 占空比 0.444)

Fig. 11 Steady simulation results of boost mode (input voltage 120 V, duty ratio 0.444)

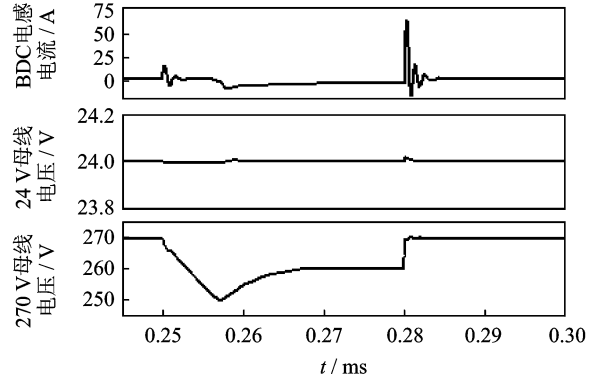
载 $270\ \Omega$, 输出电压稳在 270 V。平均模型电感电流平均值 $-2.254\ \text{A}$, 开关器件模型电感电流平均值 $-2.1709\ \text{A}$; 平均模型输出电流 $-1.0008\ \text{A}$, 开关器件模型输出电流平均值为 $-0.96\ \text{A}$; 由平均模型仿真可知, 输入电流中负向电流等效占空比 $d_0 = 0.32703$, 另由开关器件仿真获得占空比 $d_0 = 6.5216\ \mu\text{s}/19.994\ \mu\text{s} \approx 0.326$ 。可见, 平均模型与开关模型吻合得很好。

为验证该模型在系统级仿真中的应用可行性, 在 SABER 中建立起 Buck/Boost BDC 与双管正激变换器组合供电系统。正常模式下, 270 V 高压直流母线维持双管正激变换器输出 24 V 直流作为后级母线电压, 同时 270 V 高压母线通过 BDC 对蓄电池充电。当 270 V 主电源在 0.25 ms 时刻掉电, BDC 转入放电模式维持高压直流母线至 260 V, 进而保持其对 24 V 直流母线不间断供电。该模式切换取决于主母线电压掉电或恢复供电。

图 12 表明无论 270 V 母线电压正常供电或掉



(a) 器件级模型



(b) 平均模型

图 12 BDC 瞬态切换波形

Fig. 12 BDC transient response waveforms

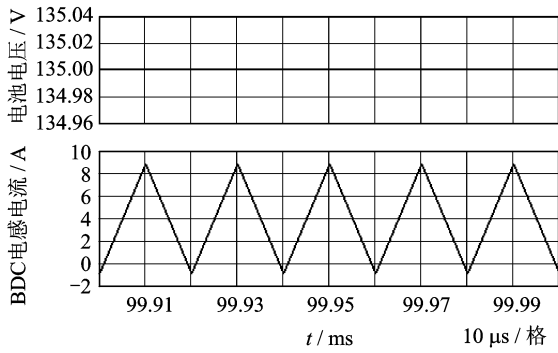
电, 负载侧 24 V 母线均保持稳定供电。该 400 ms 仿真是在一台个人笔记本上完成 (AMD Athlon (tm) 64 X2 1.90 GHz TK-57, 666 MHz DDR2 2 GB), 平均模型仅需要 0.594 s, 而开关器件级模型需要 1 990 s。两者仿真结果一致性很好, 区别仅在于开关器件模型给出了纹波情况, 平均模型没有。BDC 在模式切换时出现的电感电流过冲是由于为了便于充分观察瞬态电压电流情况, 软启动电路没有添加至电路中的缘故。

3 关于电池模型对建模影响的讨论

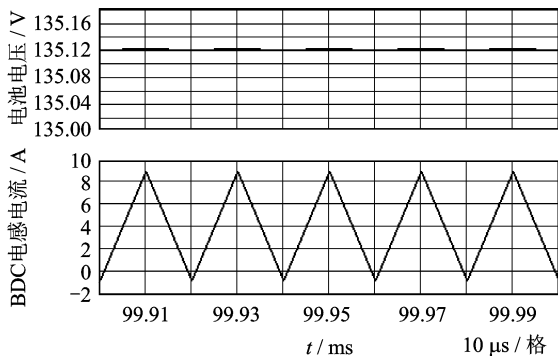
在前文中建模和分析中均假定充电模式时电池模型为等效电阻。亦有文献对电池建模时, 将其视为电压源及其串联电阻^[10]。这两种建模方法在 SIMPLIS 环境下进行仿真对比, 一种视电池等效为 $33.75\ \Omega$ 耗散型电阻, 或 135 V 直流电压源加 $30\ \text{m}\Omega$ 串联电阻。此时, 充电电流设置为 4 A, 其他参数与图 5 一致。

图 13 表明采用相同电流给定下, 两种模型 FCCM 模式下电感电流平均值均能很好地稳定在 4 A。图 14 进一步给出充电模式下 SIMPLIS 小信

号模型:蓄电池采用电压源模拟时,系统为一阶系统;若采用电阻负载,则呈现如第 2 节所示二阶系统特性。这是由于基于电压源模型时,输出电容被旁路导致,该结论与文献[10]中 SSA 模型一致。尽管不同负载模型导致系统模型有区别,但是变换器的高频特性是一致的,如图 14 所示。主要的区别出现在于低频段,但关键参数如截止频率等并未受到影响,因此前文基于电阻模型的分析是可信的。同时需要指出的是,若基于电压源负载,开关管导通电阻及电池内阻等寄生参数对模型将有较大影响,但分析方法不变。



(a) 阻性负载



(b) 电压源负载

图 13 时域波形

Fig. 13 Time domain waveforms

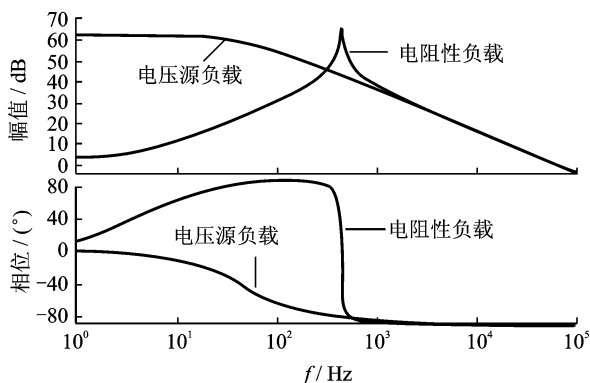


图 14 频域波形

Fig. 14 Frequency domain waveforms

事实上,电池模型受电化学反应影响极为复杂。庆幸的是,基于发展的 PWM Switch 模型的方法可以将负载有效从功率电路中分离出来。这也是发展的 PWM Switch 区别于 SSA 方法的一大特点:电池模型与 BDC 功率级相互独立。这将有助于对时下较为流行的含储能装置的系统进行系统级快速仿真及评估。

4 结 论

(1)本文提出了基于发展的 PWM Switch 模型,将传统三端器件平均法从单向功率流动场合推广至双向功率流场合。提供了一套双向变换器仿真及评估的通用方法,不同负载类型并不影响其通用性。

(2)Buck/Boost BDC 详细器件级 SIMPLIS 模型、基于发展的 PWM Switch SABER 模型与 SSA 频域理论计算结果吻合得很好。不同零点表明了充放电模式的切换,Buck/Boost BDC 通过仅控制 Buck 模式主控管亦可以达成 Boost 工作模式。

(3)基于发展的 PWM Switch 模型在 SABER 中建立的 Buck/Boost BDC 平均模型与器件级模型时域稳态及瞬态对比表明,除去开关纹波影响,两者几乎完全一致。因此,可以通过发展的 PWM Switch 模型对变换器或系统进行精确、快速的仿真及性能评估。

(4)基于发展的 PWM Switch 模型的方法可以将负载有效从功率电路中分离出来,电池模型与 BDC 功率级相互独立,也是所发展的 PWM Switch 区别于 SSA 方法的一大特点,有助于对时下较为流行的含储能装置的系统进行系统级快速仿真及评估。

参考文献:

- [1] 张方华. 双向 DC-DC 变换器的研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2004.
Zhang Fanghua. Research on bi-directional DC-DC converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2004.
- [2] Lai J S, Nelson D J. Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles [J]. IEEE Proceedings, 2007, 95(4): 766-777.
- [3] Inoue S, Akagi H. A bidirectional isolated DC-DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system [J]. IEEE Trans Power Electron, 2007, 22(2): 535-542.
- [4] 朱选才. 燃料电池发电系统功率变换及能量管理

- [D]. 杭州:浙江大学,2009.
- Zhu Xuancai. Research on power conversion and energy management in fuel cell generating system[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2009.
- [5] Xu D, Zhao C, Fan H. A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter [J]. IEEE Trans Power Electron, 2004,19(3):666-675.
- [6] Yoo C, Lee W C, Lee K C, et al. Transient current suppression scheme for bidirectional DC-DC converters in 42 V automotive power systems[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Piscataway: IEEE, 2005.
- [7] Zhang J, Lai J S, Kim R Y, et al. High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Trans Power Electron, 2007,22(4):1145-1153.
- [8] 朱成花,张方华,严仰光. 两端稳压软开关双向 Buck/Boost 变换器研究[J]. 南京航空航天大学学报,2004,36(2):226-230.
- Zhu Chenghua, Zhang Fanghua, Yan Yangguang. Development of dual voltage control soft-switching bi-directional Buck/Boost converter[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2004,36(2):226-230.
- [9] Zhang Fanghua, Yan Yangguang. Novel forward-fly-back hybrid bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2009,56(5):1578-1584.
- [10] Zhang J, Lai J S, Yu W. Bidirectional DC-DC converter modeling and unified controller with digital implementation[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Piscataway: IEEE, 2008.
- [11] Li H, Peng F. Modeling of a new ZVS bi-directional DC-DC converter[J]. IEEE Trans Aero Elec Sys, 2004,40(1):272-283.
- [12] Sun L, Xu D, Chen M, et al. Dynamic model of PWM plus phase-shift (PPS) control bidirectional DC-DC converters[C]//IEEE Industry Applications Society 40th Annual Meeting. Piscataway: IEEE, 2005:614-619.
- [13] Krismer F, Kolar J W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge[J]. IEEE Trans Power Electron, 2009,24(12):2756-2768.
- [14] Sun Jian. Unified averaged switch models for stability analysis of large distributed power systems[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Piscataway: IEEE, 2000:249-255.
- [15] Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch-part I: Continuous conduction mode[J]. IEEE Trans Aero Elec Sys, 1990,26(3):490-496.
- [16] Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch-part II: Discontinuous conduction mode[J]. IEEE Trans Aero Elec Sys, 1990,26(3):497-505.
- [17] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics [M]. 2nd Edition. New York: Springer, 2001.
- [18] Holmes D G, Lipo T A. Pulse width modulation for power converters: Principles and practice[M]. [S. l.]: IEEE Press, 2003.