

航天器用 DC/DC 变换器的建模仿真与研究

雷卫军, 李言俊, 时娇健

(西北工业大学航天学院, 西安 710072)



摘要: 分析了已应用在航天器上采用单端反激拓扑的 DC/DC 变换器基本工作原理, 在此基础上, 根据小信号平均建模的基本方法, 对该 DC/DC 变换器进行小信号建模分析, 得到了电压控制模式和电流控制模式下的传递函数。基于这种平均理论, 通过 Saber 建立的模型, 从电压、峰值电流、平均电流控制模式方面进行了阐述。并根据峰值电流控制模式方式建立了具体的仿真电路, 进行了直流分析、瞬态分析以及交流小信号分析。实际电路的测试结果验证了建模仿真的正确性, 并给出了仿真及实际的波形。

关键词: DC/DC 变换器; 峰值电流模式控制; 小信号建模分析与仿真; 传递函数

中图分类号: TP391.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004-731X (2008) 16-4286-05

Modeling Simulation and Study of DC/DC Converter for Space Applications

LEI Wei-jun, LI Yan-jun, SHI Jiao-jian

(College of Astronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: The basic operation principle of the DC/DC converter with flyback topology was analyzed, which was applied in the spacecrafts. Based on the small-signal ac average model theory, the small-signal model of the DC/DC converter was built and analyzed. And then the output characteristic transfer functions of voltage control mode and current control mode were proposed. Based on this average theory, the voltage control mode, peak current control mode and the average current control mode were studied respectively through the model built in the Saber software. DC analysis, transient analysis and AC small-signal analysis were proposed. Works of this kind were studied from the simulation circuit built on the peak current control mode. The results of the modeling simulation are confirmed experimentally, and the waveforms are also given.

Key words: DC/DC Converter; peak current control mode; small-signal model analysis and simulation; transfer function

引言

对于航天器来讲, 由于受到发射重量和体积的限制, 其平台分系统和有效载荷分系统也要缩小体积和重量以满足航天器总体设计的需要。DC/DC 变换器作为这些分系统使用的关键设备之一, 其多种特性备受关注^[1-4]。本文在基于交流小信号平均模型的基础上, 对具有飞行经历的某型号 DC/DC 变换器进行建模仿真与研究。

由于 DC/DC 变换器是一个非线性断续或时变的电路 (原因是开关器件在一个工作周期中工作在开关状态), 建模时如涉及半导体器件内部的物理过程, 则其内部物理过程的时间常数与外部负载的时间常数相差若干个数量级, 将得到维数高且是病态的微分方程, 求解困难。因此, 变换器电路动态特性的解析解的分析方法比较复杂, 这样就阻碍了变换器系统的动态分析和设计的顺利进行。同时 DC/DC 变换器又是一个反馈系统, 因此能够用闭环增益、带宽、稳定裕量等来表征。在对非线性有源器件进行小信号线性化后, 分析、设计线性化的调节器能够用标准的线性电路来完成。R.D.Middlebrook 和 Slobodan cùk 在前人的基础上提出了状

态空间平均法^[5], 较好的解决了 PWM 型 DC/DC 变换器的稳态和动态低频小信号的分析问题。为了获得小信号模型, 很多的研究者试图找到一种简单的模型, 但又不失分析结果的准确性。1978 年, R.Keller 首次运用 R.D.Middlebrook 的理论进行了开关电源的 SPICE 仿真。很多书籍和文献在此基础上对 DC/DC 变换器的基本拓扑 (BUCK, BOOST, BUCK-BOOST) 进行了建模分析^[6-11], 并得到了相关的传递函数。但对于带隔离变压器的反激变换器的建模和研究甚少。本文应某航天背景型号的需求, 根据交流小信号平均模型的基本原理, 对这种 DC/DC 变换器进行了电压和电流控制模式下的等效模型的建立^[12]。在利用状态空间平均法以及行为描述模型基础上, 通过间接数字仿真 (即从原变换器电路中建立一个专用的数学模型, 如离散时域模型等, 然后用适当的数值分析法求解, 如牛顿-拉夫逊法 (Newton-Raphson) 等), 结合航天器上 DC/DC 变换器的主要参数进行平均模型的构建, 并对利用所建模型构成的 DC/DC 变换器电路在 Synopsys 公司的 Saber 软件平台上进行各种特性的分析^[13]。实际波形验证了模型的正确性。

1 隔离反激的小信号建模

本模型对采用隔离反激拓扑结构的小功率航天器用 DC/DC 变换器进行建模^[14]。该平均模型将电压、电流等变量在一个开关周期内进行平均, 忽略开关过程细节和输出电

收稿日期: 2007-09-28

修回日期: 2008-01-03

作者简介: 雷卫军(1977-), 男, 湖北天门人, 博士生, 研究方向为空间能源控制与变换; 李言俊(1944-), 男, 教授, 博导, 研究方向: 自动控制与模式识别等; 时娇健(1966-), 女, 高级工程师, 研究方向为空间能源分系统仿真。

压纹波的变化, 根据低频小信号平均原理, 对变换器各变量的平均值关系进行分析。

当开关 MOS 管导通时, 电路等效为图(1)b。此时电感电压 V_L 、电容电流 I_C 、输入电流 I 方程为(1)式。

$$V_L = L di/dt = V_s, I_C = -V_o/R, I = i_a \quad (1)$$

当开关 MOS 管截止时, 电路等效为图(1)c。此时电感电压 V_L 、电容电流 I_C 、输入电流 I 方程为(2)式。

$$V_L = -V_o/n, I_C = i_a/n - V_o/R, I = 0 \quad (2)$$

整个工作过程的相关波形如图1(d)所示。电感电压 V_L 、电容电流 I_C 、输入电流 I , 在一个完整的周期内, 用时域表示, 如(3)式所示。

$$\left. \begin{aligned} v_L(t) &= L di/dt = d(t)v_s(t) - d'(t)v_o(t)/n, \\ i_c(t) &= C dv_o(t)/dt \\ &= -d(t)v_o(t)/R + d'(t)(i_a(t)/n - v_o(t)/R) \\ &= d'(t)i_a(t)/n - v_o(t)/R, \\ i(t) &= d(t)/dt \times i_a(t) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 $d(t) = t_{ON}/(t_{ON} + t_{OFF}), d'(t) = 1 - d(t)$ 。

假设变换器的电感电压 V_L 、电容电流 I_C 、输入电流 I 可以表示为一个额定值和一个微小量的和, 如(4)式。即对稳态量进行扰动。

$$\left. \begin{aligned} v_L(t) &= V_L + \hat{v}_L(t), \text{ 其中 } |\hat{v}_L(t)| < |V_L|; \\ D(t) &= D + \hat{d}(t), \text{ 其中 } |\hat{d}(t)| < |D|; \\ i_a(t) &= i_a + \hat{i}_a(t), \text{ 其中 } |\hat{i}_a(t)| < |i_a| \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

将(4)式代入(3)式, 可以得到(5)式、(6)式和(7)式。

$$\begin{aligned} L(dI_L/dt + d\hat{i}_L(t)/dt) &= (DV_s - D'V_o/n) + \\ (D\hat{v}_s(t) - D'\hat{v}_o(t)/n + (V_s + V_o/n)\hat{d}(t)) &+ \\ (\hat{d}(t)\hat{v}_s(t) + \hat{d}'(t)\hat{v}_o(t)/n) \end{aligned} \quad (5)$$

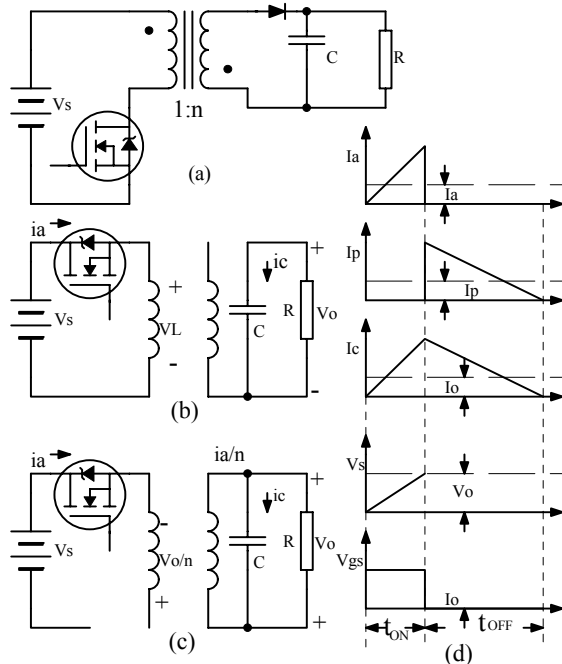


图1 工作在 CCM 下的隔离反激相关工作波形
(a)隔离反激原理图, (b)开关管导通时等效原理图,
(c)二极管导通时等效原理图, (d)工作波形

$$\begin{aligned} C(dV_o/dt + d\hat{v}_o(t)/dt) &= (D'I_L/n - V_o/R) + \\ (D\hat{i}_L(t)/n - \hat{v}_L(t)/R - I_a\hat{d}(t)/n) - \hat{d}(t)\hat{i}_L(t)/n \end{aligned} \quad (6)$$

$$I_L + \hat{i}_L(t) = (DI_L) + (D\hat{i}_L(t) + I_a\hat{d}(t)) + \hat{d}(t)\hat{i}_L(t) \quad (7)$$

(5)式、(6)式、(7)式中第一项为直流项, 第二项为1阶交流线性项。第三项为2阶交流非线性项。按照(4)式的假设, (5)式、(6)式、(7)式中的第三项在幅值上比第二项小的多, 因此可以忽略。等式两边的直流项相等, 1阶交流线性项相等。

图2分别给出了相应的小信号交流等效回路。

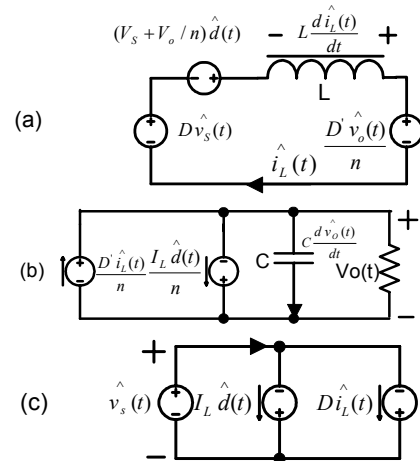


图2 隔离反激交流小信号等效模型
(a)方程(5)的等效电路, (b)方程(6)的等效电路, (c)方程(7)的等效电路

将图2中的等效电路放在一起可以得到图3。由于图3中的独立电压、电流源满足理想变压器的数学关系, 因此可以用一个理想变压器代替, 整个变换器的交流小信号等效电路如图4所示。

1.1 电压控制模式

按照图4, 对各量进行拉普拉斯变换, 再令 $v_s(s) = 0$, 通过对变压器折算, 可以得到电压控制模式下的控制到输出传递函数, 其传递函数如(8)式所示。

$$G = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{DD} \frac{1 - \frac{s}{D^2R}}{1 + \frac{s}{D^2R} + \frac{s^2}{n^2L} + \frac{s^2}{n^2LC}} \quad (8)$$

1.2 电流控制模式

电压控制模式是通过改变占空比 D 的大小来获得输出电压的稳定, 电流控制模式是通过控制电流 i_c 来达到这个目的, 如果能找到控制电流 i_c 和占空比 D 之间的关系, 我们就可以建立电流控制模型。通常情况下, 占空比 D 不仅取决于控制电流 i_c , 还取决于变换器的输入电压和电流。

将(5)式、(6)式、(7)式中的1阶交流线性项经过拉普拉斯变换分别可以得到(9)式、(10)式、(11)式。

$$sL\hat{i}_L(s) = D\hat{v}_s(s) - D'\frac{\hat{v}_o(s)}{n} + (V_s + \frac{V_o}{n})\hat{d}(s) \quad (9)$$

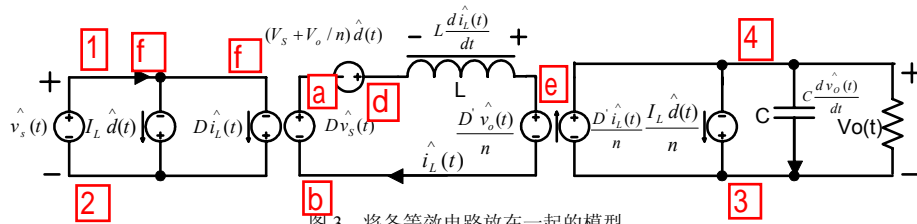


图3 将各等效电路放在一起的模型

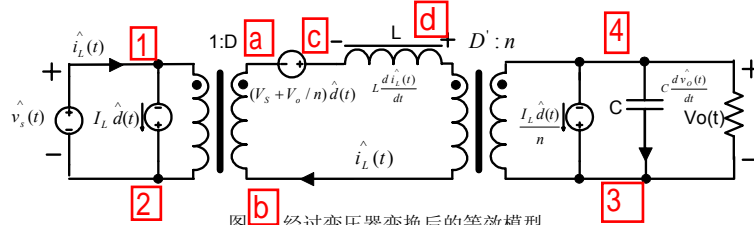


图4 经过变压器变换后的等效模型

$$sC\hat{v}_o(s) = D\hat{i}_L(s)/n - \hat{v}_o(s)/R - I_L\hat{d}(s)/n \quad (10)$$

$$\hat{i}_L(s) = D\hat{i}_L(s) + I_L\hat{d}(s) \quad (11)$$

按照先前建模原理，对隔离反激DC/DC变换器进行1阶简单的电流控制模式的建模。假设变换器工作在理想的电流控制模式下，电感电流的纹波和斜坡补偿的幅值可以忽略，同时控制电流 i_c 可以用电感电流 i_L 代替，即

$$\hat{i}_c(s) = \hat{i}_L(s) = \hat{i}(s) \quad (12)$$

由(5)式和(6)式可以得到(13)式：

$$D\hat{V}_s - D\hat{V}_o/n = 0, D'I_L/n - V_o/R = 0 \quad (13)$$

由(9)可以得到(14)式

$$\hat{d}(s) = \frac{sLi_L(s) - D\hat{V}_s(s) + D\hat{V}_o(s)/n}{V_s + V_o/n} \quad (14)$$

将(13)、(14)式代入(10)、(11)式消除 $\hat{d}(s)$ 可以分别得到(15)、(16)式。

$$sC\hat{v}_o(s) = (D/n - sDnL/D'R)\hat{i}_L(s) - (D^2/D'R + 1/R)\hat{v}_o(s) + (D^2n/D'R)\hat{v}_s(s) \quad (15)$$

$$\hat{i}_L(s) = (sDn^2L/D'R + D)\hat{i}_L(s) + (Dn/R)\hat{v}_o(s) - (D^2n^2/D'R)\hat{v}_s(s) \quad (16)$$

用(15)式和(16)式建立交流小信号等效模型，可以用图5的输入输出二端口表示。图5中 $sC\hat{v}_o(s)$ 是输出电容的电流， $\hat{i}_L(s)$ ， $\hat{v}_s(s)$ 是一个独立的电流源， $\hat{v}_o(s)/R$ 是通过负载的电流， $(D^2/D'R)\hat{v}_o(s)$ 是通过一个阻值为 $D'R/D^2$ 的有效交流电阻的电流。

按照等效模型的建立方法，将图5(a)和5(b)放在一起，通过解这个二端口的电路方程，可以得到电流控制模式下的传递函数。

令 $\hat{v}_g(s) = 0$ ，可以得到控制到输出的传递函数如(17)式，同样令 $\hat{i}_c(s) = 0$ ，以得到线性到输出的传递函数。

$$G_{vc}(s) = f_2(r_2 // R // 1/sC) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}(s)} = \frac{DR}{n(1+D)} \left(\frac{1-s\frac{n^2DL}{D^2R}}{1+s\frac{RC}{1+D}} \right) \quad (17)$$

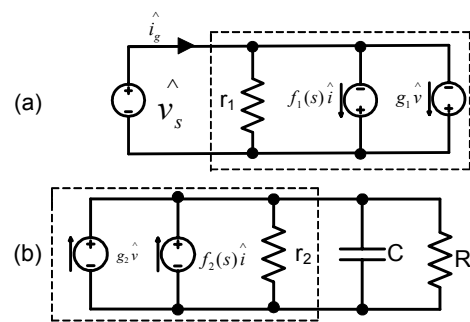


图5 电流控制模式的等效传递函数

(a) 方程(16)等效的输入二端口模型

(b) 方程(15)等效的输出二端口模型

式中 $f_2 = D/n - sDnL/D'R$ ， $r_2 = D'R/D^2$ ，由(8)式和(17)式可以看出电流型控制并没有改变传递函数的右平面零点，改变的是传递函数的极点和直流增益。

2 Saber 建模原理

基于这种平均理论，不考虑器件损耗，在Saber中用MAST语言对变换器进行行为描述。整个模型的建立是在下列假设下进行的。

(1) 与整个变换器的基本时间相比较，开关过程很短，即忽略其开关过程，认为开关动作是瞬时完成的。

(2) 和输出平均电压相比较，输出纹波随开关周期变化的变化很小。

如图6，在开关管开通期间(D_1)，原边电压为 V_{in} ，在此期间通过的原边电流的斜率为 V_{in}/L ，电流为 $\Delta I_p = D_1 TV_{in}/L$ 。当开关管在关断期间(D_2)，副边电流为 $\Delta I = n^2 VoTD_2/L$ ，将原边电流用输出电压表示为： $\Delta I_p = nVoTD_2/L$ 。

如图6给出了一个开关周期内电感电流的波形，由图可见，当开关闭合时电感电流线性增大，当整流二极管导通时电感电流线性减小。

$$L\Delta i_L / L = U_L = U_{ON} \times D_1 + U_{OFF} \times D_2 + O \times D_3 \quad (18)$$

U_{ON} 为开关管闭合时电感两端的电压， U_{OFF} 为开关管断

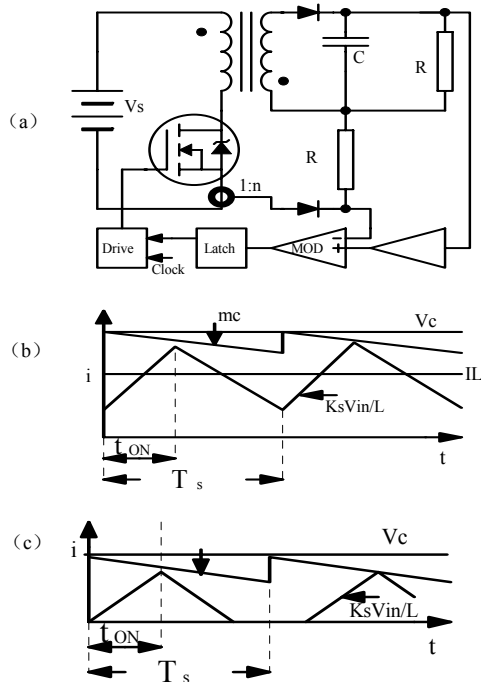


图6 峰值电流控制模式

(a) 峰值电流控制模式电路结构, (b) 电感电流工作在 CCM 时的相关波形, (c) 电感电流工作在 DCM 时的相关波形

开时电感两端的电压, 因此开关管电流断续状态下平均电感电流为:

$$I_L = \frac{I_{PK}}{2} (D_1 + D_2), I_{PK} = \frac{U_{ON} \times D_1}{f_s L} \quad (19)$$

因此电感的平均电流为:

$$I_L = \frac{U_{ON} \times D_1}{2 f_s L} (D_1 + D_2) \quad (20)$$

方程(20)可以在下列条件下工作在DCM和CCM状态。

$$D_1 + D_2 = \left| \frac{2 I_L f_s L}{U_{ON} D_1} \right| \quad (21)$$

式中 $D_2 = D_1 + D_2 - D_1, D_3 = 1 - D_1 - D_2$ 。

当 I_L 达到 $I_{pk}/2$, 电流工作在DCM和CCM的临界状态, 此时 D_3 为零。在条件方程里, 保证 $(D_1 + D_2)$ 都要大于 D_1 。

根据反激的控制方式不同, 调制器的输入信号也不同, 有以下几种工作模式。

2.1 电压控制模式

电压控制模式是一个单环控制模式, 由一个控制电压 V_c (输出电压反馈信号和参考电平经比较器比较得到的误差控制信号) 与一个所希望的开关频率 f_s 一致的锯齿波电压 (斜率为 m_c) 相比较产生输出控制信号, 以控制开关开通、关断时间, 如图6中去掉电流采样后即为电压控制模式。设占空比为 D_1 , 其中占空比 D_1 的表达式如下:

$$D_1 = \frac{U_c}{m_c} f_s \quad (22)$$

2.2 峰值电流控制

图6给出峰值电流控制模式的原理图。峰值电流控制是双环系统, 电感器 L 位于内电流控制环, 这样简化了电压环控制, 提高了变换器的性能, 内环的主要目的是控制状态空间平均电感电流, 但是实际上瞬时电感峰值电流是控制的基础, 如果电感上的纹波电流很小, 峰值电流控制接近于平均电感电流控制。

当变换器工作在电流连续状态 (CCM) 时, 占空比 D_1 可由下式计算, 电流曲线如图6(b)。

$$D_1 = \frac{(U_c - |I_L| \cdot K_s)}{(m_c + \frac{k_s |U_{in}|}{2L})} \quad (23)$$

当变换器工作在电流断续状态 (DCM) 时, 占空比 D_1 可由下式计算, 电流曲线如图6(c)。

$$D_1 = \frac{U_c}{T_s (m_c + \frac{k_s |U_{in}|}{L})} \quad (24)$$

2.3 平均电流控制

如图7是采用电流补偿的平均电流控制模式。对于峰值电流模式控制, 电感电流用外部的一个锯齿波来等效, 直接和控制电压比较。对于平均电流控制模式, 电感电流被电流补偿器平均。和峰值电流模式控制相比, 电流闭环增益的交叉频率基本相同, 只是在低频增益较大。占空比 D_1 可用下式计算:

$$D_1 = \frac{U_c}{m_c} f_s \quad (25)$$

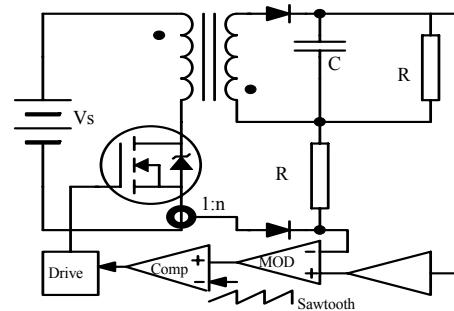


图7 平均电流控制模式

3 仿真与实验验证

图8是峰值电流控制模式进行仿真分析时用的电路, 共6个端口, 分别是输入、输出端口、电压控制环和电流控制环连接端口。为了更好的分析瞬态及交流小信号特性加入了一个开关来切换仿真电路。

用平均模型电路对具有成功飞行经历的宇航级 15W/12VDC/DC 变换器进行直流分析、瞬态分析以及交流小信号分析。电路参数为: $U_{in}=42v, L=62\mu H, f_s=200kHz$, 变压器匝数比为 1.2, 输出电压为 12V。图9分别给出了峰值电

流控制模式下直流分析、瞬态分析以及交流小信号开、闭环传递函数仿真结果。从仿真结果可以看出该变换器相位裕量约 69°, 增益裕量约为 13dB, 其特有的右平面零点也得到了补偿。改变补偿网络的参数可以得到不同的闭环控制特性。由

图 10 可以看出输出的纹波电压和启动特性符合设计要求。

图 11 给出了实际变换器的输出闭环特性曲线。可以看出, 通过理论计算, 仿真出来的结果和实际变换器的特性基本一致。

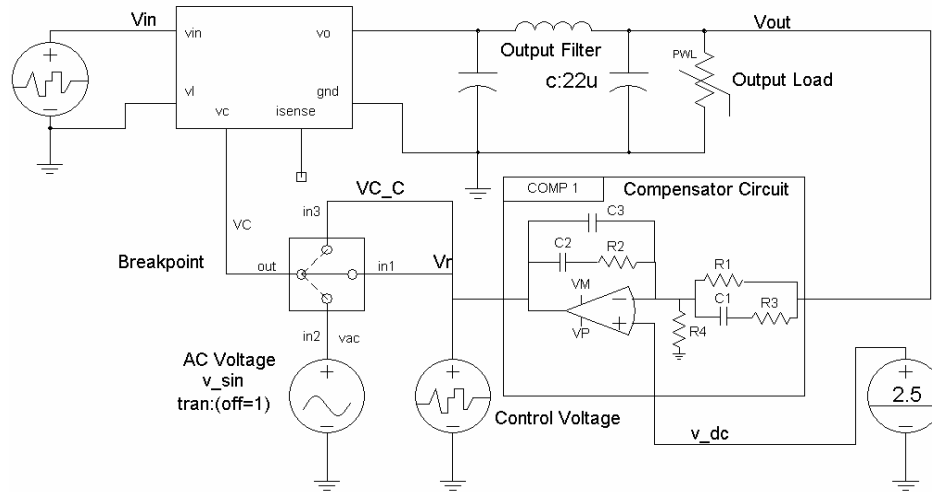
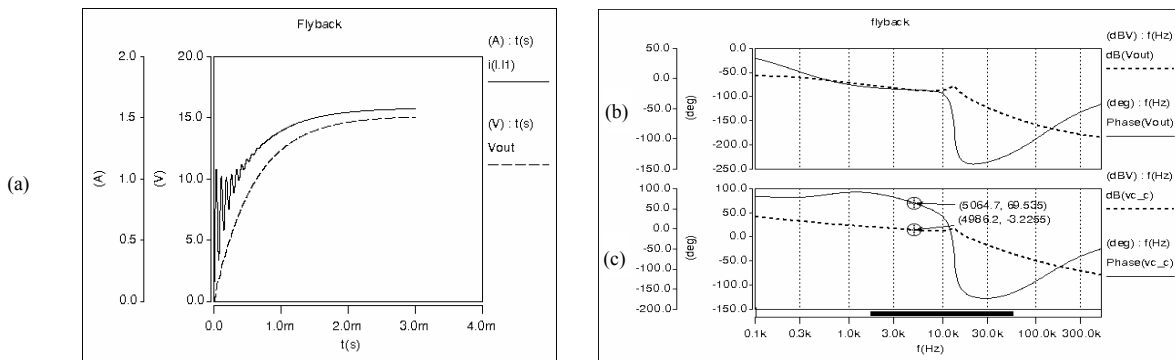
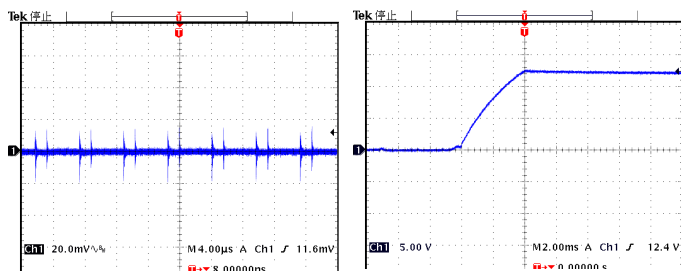


图 8 峰值电流控制模式平均模型仿真电路



(a) 直流分析、瞬态分析仿真结果, (b) 开环传递函数仿真曲线 (c) 闭环传递函数仿真曲线

图 9 峰值电流控制模式下仿真结果



(a) 实际变换器输出的纹波电压波形 (b) 实际变换器启动波形

图 10 实际变换器输出的相关波形

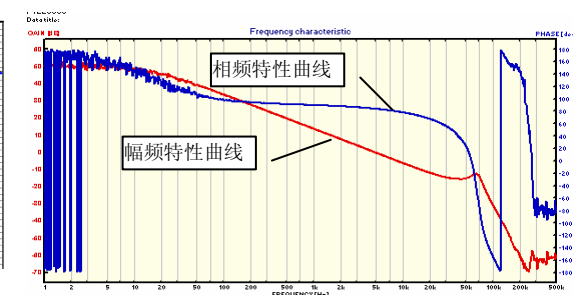


图 11 实际变换器闭环控制特性曲线

4 结论

本文根据交流小信号平均的基本原理, 对采用了磁隔离单端反激峰值电流模式控制的宇航级 15W/12VDC/DC 变换器进行了建模仿真分析和实验验证, 从仿真和实验结果可以看出, 这种模型对于空间应用的 DC/DC 变换器是正确的。同时通过 SABER 的仿真所用的时间是相当有效的, 说明了 Saber 对 DC/DC 变换器仿真是一种高效且适用的仿真工具。

本文提出的模型方法同样也可用于其他的宇航级 DC/DC 变换器仿真和验证。

参考文献:

- [1] 雷卫军, 李言俊. 星上 DC/DC 变换器国内外研究现状 [J]. 宇航学报, 2007, 28(6): 1452-1457.
- [2] Robert M Button, James F Soeder. Future Concepts for Modular, Intelligent Aerospace Power Systems [C]// 2nd International Energy Conversion Engineering Conference 16-19 August 2004, Providence, Rhode Island, USA. 2004: 1-8.

(下转第 4295 页)

步沉降。在盾构切口到达监测位置前,由于刀盘切削对原状土体的扰动以及开挖面泥水压力值偏低,导致大堤监测位置开始沉降。当盾构机逐步越过 Sec-B 位置时,该监测点仍持续沉降。这是由于一方面盾构机机身对土体的剪切扰动,另一方面盾构机机身本身具有的坡度引起机身周围土体向隧道中心轴线的位移。当盾构切口越过 Sec-B 位置约 9m 时,监测点大堤沉降达到最大值 3.6mm。当盾构机切口越过 Sec-B 位置约 14m 的时,大堤沉降出现一定反弹,这是由于此时盾构机盾尾即将越过 Sec-B 位置,盾尾注浆导致一定的反弹。当盾构切口越过 Sec-B 位置约 15m 时,大堤由于盾构机掘进施工导致的沉降开始趋于稳定。由此,可以得出当盾构切口距离大堤约 8m 处时应严格控制开挖面泥水压力;当盾构机过大堤时应合理控制掘进速度,避免机身对土体剪切扰动过大。

4 结论

本文通过建立盾构机、土体、地表建筑物三者相互作用的三维数值模型,利用刚度迁移法及自适应接触算法对盾构机掘进对大堤安全性影响进行仿真模拟分析,得到了以下几点认识:

- 1) 自适应接触算法能够很好的平衡盾构机与土体接触导致的计算精度与计算稳定性问题。
- 2) 基于刚度迁移法,对盾构机掘进这一复杂力学过程进行适当简化的基础上充分考虑盾构施工中对地表沉降有重要影响的开挖面泥水压力、盾构机超挖及机身坡度、注浆的力学时空变化性质、机身与土体相互作用、后方拖车对已铺成衬砌的作用力等因素的盾构机掘进数值模型能够较好的预测地表、大堤的沉降规律,为实际工程提供参考。

3) 盾构机掘进过程中,刀盘对开挖面的掘削扰动,盾构机机身前行对周围土体产生的纵向剪切扰动,注浆材料在液态状态下与土体的相互作用对数值模拟结果与实测数据之间的对比产生了重要影响,因此在考虑本文所提各施工因素的基础上,需要在数值模型中进一步考虑盾构机刀盘掘削作用、盾构机机身前行对土体的纵向剪切扰动、注浆材料在液态状态下对土体的作用,以此来完善盾构机掘进数值模拟方法,提高计算结果精度。

参考文献:

- [1] Huang H, Chen L. Risk Analysis of Building Structure due to Shield Tunneling in Urban Area [C]// Shanghai, China: ASCE, 2006: 150-157.
- [2] H J Burd, M A DPhil, G T Houlsby, et al. Modelling tunneling-induced settlement of masonry buildings [J]. Proc. Instn. Civ. Engrs Geotech. Engng (S1353-2618), 2000, 143(1): 17-29.
- [3] 廖红建, 卿伟宸, 等. 黄土地层盾构隧道开挖对地表沉降影响的有限元分析[J]. 西安交通大学学报, 2006, 40(11): 1343-1347.
- [4] 张学言. 岩土塑性力学[M]. 北京: 人民交通出版社, 1993.
- [5] German Committee for Underground Construction (DAUB). Recommendations for static analysis of shield tunnelling machines [J]. Tunnel (S0722-6241), 2005, (7): 44-59.
- [6] 许寿彭, 马大为, 冯勇, 等. 基于有限元方法的吊环数值仿真[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(12): 3362-3364. (XU Shou-peng, MA Da-wei, Feng Yong, et al. Numerical Simulation of Hoisting Ring based on FEM [J]. Journal of System Simulation, 2006, 18(12): 3362-3364.)
- [7] 谢素明, 兆文忠, 闫雪冬. 关于提高 CAE 性能仿真置信度的思考 [J]. 系统仿真学报, 2003, 15(8): 1061-1065. (XIE Su-ming, ZHAO Wen-zhong, YAN Xue-dong. Thinking of Improving Trustworthiness in CAE Applications [J]. Journal of System Simulation, 2003, 15(8): 1061-1065.)

(上接第4290页)

- [3] Biswajit Ray. High-reliability space power converters design and analysis issues [C]// 37th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference (IECEC) (S0-7803-7296-4). Washington, DC, United States, 2002: 242-247.
- [4] US Department of Defense. Reliability modeling and prediction, MIL-STD-756B, 1981 [S].
- [5] R D Middlebrook, Slobodan Cuk. Modeling and Analysis Methods for DC-to-DC Switching Converter [C]// Proceeding of the IEEE International Semiconductor Power Converter Conference, 1977 Record. USA: IEEE, 1977: 90-111.
- [6] J Mahdavi, A Emaadi, M D Bellar, M Ehsani. Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach [J]. IEEE Trans. On Circuits and System (S1057-7122), 1997, 44(8): 767-770.
- [7] Isaac Zafrany, Sam Ben-Yaakov. Average modeling analysis and simulation of current shared dc/dc converter [J]. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE (S0-7803-4489-8), 1998: 640-646.
- [8] Wei Tang, Fred C Lee, Raymond B. Ridley. Small-signal modeling of

- average current-mode control [J]. IEEE Trans. On Power Electronic (S0885-8993), 1993, 8(2): 112-119.
- [9] Timothy L. Skvarenina. The Power electronics handbook [M]. USA: Purdue University. CRC Press LLC, Washington, D.C, 2002: Chapter 2.6.
- [10] Brian T Irving, Yuri Panov. Small-signal model of variable-frequency flyback converter [J]. IEEE Trans. On Power Electron (S0-7803-7768-0), 2003, 2(2): 977-982.
- [11] Edwin van Dijk, Herman J N Spruijt. PWM-switch modeling of dc/dc converter [J]. IEEE Trans. On Power Electron (S0885-8993), 1995, 10(6): 659-665.
- [12] Robert W Erickson. Fundamentals of Power Electronics 2st Ed [M]. USA: Kluwer Academic Publishers Group, 2002: 213-221.
- [13] Synopsys Inc. SaberDesigner Design Examples [G]. 2003: 13-1-17-3.
- [14] Weijun Lei, Jiaojian Shi and Yanjun Li. Design and Implementation of the Model Simulation of the Second Power Supply in Satellite. [C]// AIAA, 57th International Astronautical Congress, Valencia, Spain 2006. USA: AIAA: 5836-5842.