

# 交错并联磁集成反激变换器小信号建模分析

毛春风, 陈 为, 卢增艺

(福州大学电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

**摘要:** 在大电流的功率变换器中, 普遍采用交错并联技术以降低输出纹波, 改善散热条件和提高动态性能。论文以具有磁耦合集成结构的两路交错并联反激变换器为对象, 通过磁路-电路对偶等效变换推导出变换器的等效电路, 进一步采用状态空间平均法对变换器进行小信号建模分析, 求出变换器的各项传递函数, 并获得变换器闭环传递函数。分析了耦合程度的不同对传递函数的影响。在此基础上对具有集成磁件的反激变换器进行仿真, 最后通过 48V 输入、12V/10A 输出的样机进行了实验验证。

**关键词:** 交错并联; 磁集成; 等效电路; 小信号模型

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1003-3076(2011)04-0026-04

## 1 引言

功率变换器的多模块并联技术由于发热分散, 可模块化, 可热插拔并可实现冗余等优点, 越来越普遍地在大电流电源系统中得到应用<sup>[1-3]</sup>。通过各并联支路模块的相位交错控制, 又可降低输入和输出电流纹波, 提高动态响应和降低 EMI。进一步将多个并联支路的磁性元件耦合集成在一起, 由于耦合关系, 在减小磁性元件体积的同时, 还可降低各个并联支路的电流纹波, 从而降低绕组损耗, 改善电路性能和提升功率密度<sup>[4-6]</sup>。

本文针对新颖的交错并联磁集成反激变换器, 通过状态空间平均法建立小信号模型及各传递函数, 研究其控制特性, 使得对磁集成电路的认识从稳态特性研究深入到动态分析, 并指出集成磁件电路与分离磁件电路在控制特性上的差异, 在理论上阐明了人们对集成磁件电路控制特性的理解, 为控制设计和电路特性分析提供模型基础和设计指导。

## 2 并联磁集成反激变换器的工作过程分析

### 2.1 等效模型分析

图 1 为两路并联磁集成反激变换器电路与集成磁件磁路图<sup>[2]</sup>。通过磁路-电路的对偶变换, 尺度变

换, 及变压器原、副边阻抗变换<sup>[7]</sup>, 获得两路并联磁集成反激变换器的等效电路, 如图 2。

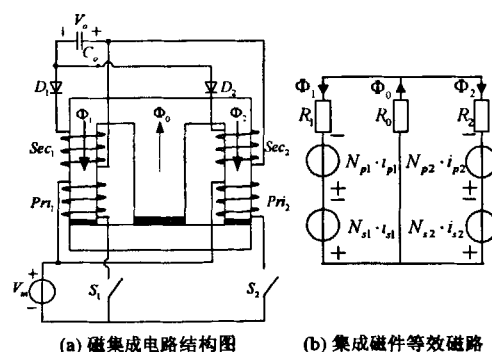


图 1 两路交错并联磁集成反激变换器

Fig. 1 Two-phase interleaved flyback DC/DC converter with magnetic integration

等效电路图中  $L_{m1}$  与  $L_{m2}$  分别为并联支路 1 与支路 2 的激磁电感,  $L_x$  为自由磁柱 (中柱) 等效电感, 与各个磁阻的关系为:

$$\begin{cases} L_{m1} = N_p^2 / R_1 \\ L_{m2} = N_p^2 / R_2 \\ L_x = N_p^2 / R_0 \end{cases} \quad (1)$$

### 2.2 两路并联磁集成反激变换器的工作原理

两路交错并联磁集成反激变换器共有四个工作

收稿日期: 2010-11-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (50877010); 福建省自然科学基金资助项目 (2009J01242)

作者简介: 毛春风 (1987-), 男, 福建籍, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变流技术;

陈 为 (1958-), 男, 福建籍, 教授, 博士, 主攻电力电子功率变换、高频磁技术、电磁兼容诊断与滤波器。

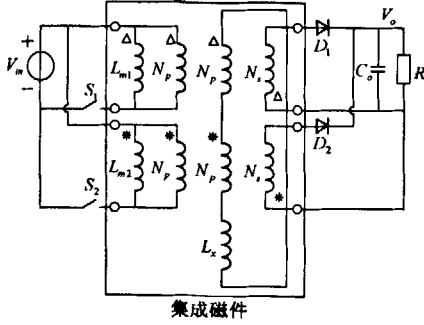


图2 变换器等效电路模型

Fig.2 Equivalent circuit model of converter

状态,开关时序和支路1绕组电流  $i_{d1}$ 、 $i_{D1}$  的波形如图3。支路2绕组电流相对支路1相位错开  $180^\circ$ 。

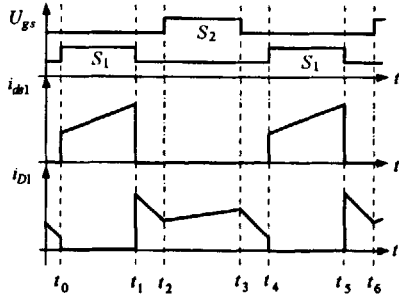


图3 变换器工作波形

Fig.3 Waveforms of converter

阶段1  $[t_0 - t_1]$ :  $S_1$  导通,  $D_1$  关断;  $S_2$  关断,  $D_2$  导通, 两支路通过  $L_x$  耦合, 得各状态变量表达式为:

$$\begin{cases} L_{m1} \cdot \frac{di_{Lm1}}{dt} = u_{in} \\ L_{m2} \cdot \frac{di_{Lm2}}{dt} = -\frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \\ L_x \cdot \frac{di_{Lx}}{dt} = u_{in} - \frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \\ C_o \cdot \frac{du_o}{dt} = \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{Lm2} + \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{Lx} - \frac{u_o}{R} \end{cases} \quad (2)$$

阶段2  $[t_1 - t_2]$ :  $S_1$  关断,  $D_1$  导通;  $S_2$  关断,  $D_2$  导通。两支路通过  $L_x$  耦合, 得各状态变量表达式为:

$$\begin{cases} L_{m1} \cdot \frac{di_{Lm1}}{dt} = -\frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \\ L_{m2} \cdot \frac{di_{Lm2}}{dt} = -\frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \\ L_x \cdot \frac{di_{Lx}}{dt} = -2 \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \\ C_o \cdot \frac{du_o}{dt} = \frac{N_p}{N_s} \cdot (i_{Lm1} + i_{Lm2}) + 2 \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{Lx} - \frac{u_o}{R} \end{cases} \quad (3)$$

阶段3  $[t_2 - t_3]$ :  $S_1$  关断,  $D_1$  导通;  $S_2$  导通,  $D_2$  关断。两支路通过  $L_x$  耦合。得各状态变量表达式为:

$$\begin{cases} L_{m1} \cdot \frac{di_{Lm1}}{dt} = -\frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \\ L_{m2} \cdot \frac{di_{Lm2}}{dt} = u_{in} \\ L_x \cdot \frac{di_{Lx}}{dt} = u_{in} - \frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \\ C_o \cdot \frac{du_o}{dt} = \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{Lm1} + \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{Lx} - \frac{u_o}{R} \end{cases} \quad (4)$$

阶段4  $[t_3 - t_4]$ : 同阶段2。

### 3 小信号方程和等效电路模型

采用状态空间平均法建立小信号模型。在上述等效电路的基础上,把四个阶段的状态方程进行加权平均,得各状态变量的平均表达式为:

$$\begin{cases} L_{m1} \cdot \frac{di_{Lm1}}{dt} = u_{in} \cdot d - \frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \cdot (1-d) \\ L_{m2} \cdot \frac{di_{Lm2}}{dt} = u_{in} \cdot d - \frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \cdot (1-d) \\ L_x \cdot \frac{di_{Lx}}{dt} = 2 \cdot u_{in} \cdot d - 2 \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot u_o \cdot (1-d) \\ C_o \cdot \frac{du_o}{dt} = \frac{N_p}{N_s} \cdot (i_{Lm1} + i_{Lm2} + 2 \cdot i_{Lx}) \cdot (1-d) - \frac{u_o}{R} \end{cases} \quad (5)$$

对参数施加扰动,令瞬时值  $d = D + \hat{d}$ ,  $d' = D' - \hat{d}$ ,  $i_{Lm1} = I_{Lm1} + \hat{i}_{Lm1}$ ,  $i_{Lm2} = I_{Lm2} + \hat{i}_{Lm2}$ ,  $i_{Lx} = I_{Lx} + \hat{i}_{Lx}$ ,  $i_{Lm2} = I_{Lm2} + \hat{i}_{Lm2}$ ,  $i_{Lx} = I_{Lx} + \hat{i}_{Lx}$ ,  $u_o = U_o + \hat{u}_o$ ,  $D' = 1 - D$ 。可以求得电路稳态解为:

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (6)$$

假设动态扰动分量远小于稳态分量,忽略二阶交流项,从而获得变换器的动态低频小信号平均状态方程组为:

$$\begin{cases}
 L_{m1} \cdot \frac{di_{Lm1}}{dt} = \left( U_{in} + \frac{N_p}{N_s} \cdot U_o \right) \cdot \hat{d} + D \cdot \hat{u}_{in} \\
 \quad - \frac{N_p}{N_s} (1-D) \cdot \hat{u}_o \\
 L_{m2} \cdot \frac{di_{Lm2}}{dt} = \left( U_{in} + \frac{N_p}{N_s} \cdot U_o \right) \cdot \hat{d} + D \cdot \hat{u}_{in} \\
 \quad - \frac{N_p}{N_s} (1-D) \cdot \hat{u}_o \\
 L_x \cdot \frac{di_{Lx}}{dt} = 2 \cdot \left[ \left( U_{in} + \frac{N_p}{N_s} \cdot U_o \right) \cdot \hat{d} + D \cdot \hat{u}_{in} \right. \\
 \quad \left. - \frac{N_p}{N_s} (1-D) \cdot \hat{u}_o \right] \\
 C_o \cdot \frac{du_o}{dt} = \frac{N_p}{N_s} \cdot (1-D) \cdot [\hat{i}_{Lm1} + \hat{i}_{Lm2} + \\
 \quad 2 \cdot \hat{i}_{Lx}] - \frac{U_o}{(1-D) \cdot R} \cdot \hat{d} - \frac{\hat{u}}{R}
 \end{cases} \quad (7)$$

根据式(7)可以获得理想情况下两路并联磁集成反激变换器的小信号等效电路模型,如图4。

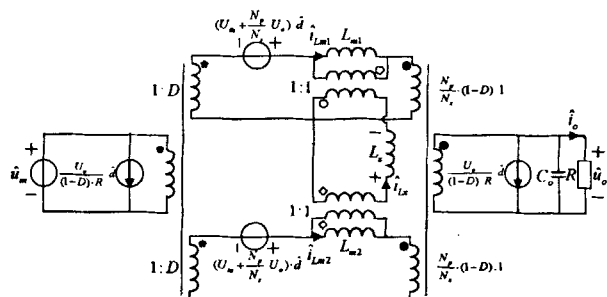


图4 小信号等效电路模型

Fig. 4 Small signal equivalent circuit model

#### 4 并联磁集成变换器的传递函数

由式(7)方程组进行求解,可以获得两路并联磁集成反激变换器的各项传递函数,包括控制-输出的传递函数、输入-输出开环传递函数、开环输入阻抗、开环输出阻抗。其中,控制-输出的传递函数是小信号环路稳定的重要一环,将重点进行分析。

##### 4.1 传递函数 $G_{vd}(s)$ 计算

当输入电压扰动  $\hat{u}_{in} = 0$  时,可求得控制-输出的传递函数为:

$$G_{vd}(s) = \frac{U_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_o \cdot \left[ \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{D'}{D} - \frac{s \cdot L_{equ}}{D' \cdot R} \right]}{L_{equ} \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_{equ}}{R} \cdot s + \frac{N_p^2}{N_s^2} D'^2} \quad (8)$$

其中:

$$\begin{aligned}
 L_{equ} &= \frac{L_x \cdot L_{m1} \cdot L_{m2}}{(L_{m1} + L_{m2}) \cdot (L_x + L_{m1} + L_{m2})} \\
 &= \frac{L_x \cdot (L_{m1} // L_{m2})}{L_x + L_{m1} + L_{m2}} \quad (9)
 \end{aligned}$$

当  $R_x = 0$ , 即  $L_x$  趋于无穷时,磁件结构上可看成:只有边柱上开有气隙,中柱上无气隙,两边柱上的感量分别为  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  (即各支路的电感是无耦合的),等效电感可表示为  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  的并联感量:

$$L_{equ} = L_{m1} // L_{m2} \quad (10)$$

当  $R_{m1} = 0$ 、 $R_{m2} = 0$ , 即  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  趋于无穷时,磁件结构上可看成:只有中柱上开有气隙,边柱上无气隙,中柱上的感量别为  $L_x$ ,而解耦各支路的激磁电感可表示为  $L_x/2$ ,等效电感可表示为  $L_x/2$ 、 $L_x/2$  的并联感量:

$$L_{equ} = L_x/4 = (L_x/2) // (L_x/2) \quad (11)$$

两路并联磁集成反激变换器控制-输出的传递函数存在一对极点及一个右半平面的零点,极、零点分布形式与不耦合的两路并联反激变换器及单路反激变换器均一致,只是等效电感  $L_{equ}$  有所不同。

对控制-输出的传递函数进行仿真,得出幅频与相频特性曲线,如图5所示。其中曲线①为无耦合的控制-输出的传递函数,曲线②~⑤表示耦合的强度逐渐增强(即:  $L_x$  逐渐减小)。可以看出随着耦合程度的增强,谐振频率逐渐变大,并且截止频率也逐渐变大。

##### 4.2 传递函数 $G_{vv}$ 计算

当占空比扰动  $\hat{d} = 0$  时,可求得输入-输出的传递函数为:

$$G_{vv}(s) = \frac{U_o(s)}{U_{in}(s)} = \frac{\frac{N_p}{N_s} \cdot D \cdot D'}{L_{equ} \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_{equ}}{R} \cdot s + \frac{N_p^2}{N_s^2} D'^2} \quad (12)$$

两路并联磁集成反激变换器输入-输出的传递函数存在一对极点,形式与不耦合的两路并联反激变换器及单路反激变换器均一致。

##### 4.3 输入阻抗计算

当占空比扰动  $\hat{d} = 0$  时,可求得输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{u_{in}}{i_{in}} = \frac{s \cdot L_{equ}}{D^2} + \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{D'^2}{D^2} \cdot Z_o \quad (13)$$

(其中  $Z_o = \frac{1}{s \cdot C_o} // R$ )

##### 4.4 输出阻抗计算

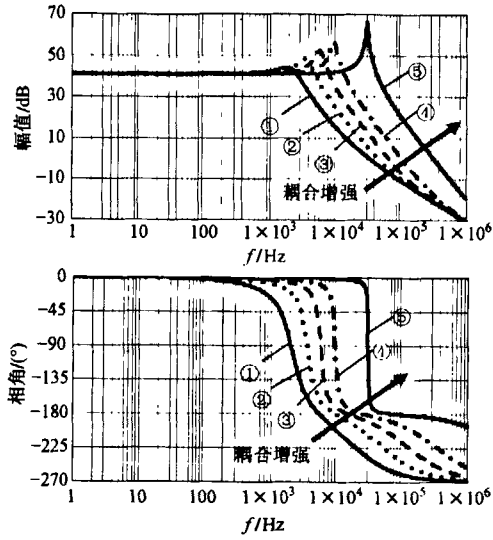


图 5 控制-输出传递函数  $G_d(s)$  幅频与相频特性曲线

Fig. 5 Amplitude-frequency curve of control-output transfer function  $G_d(s)$

当占空比扰动  $\hat{d} = 0$ ,  $\hat{u}_{in} = 0$  时,可求得输出阻抗为:

$$Z_{out} = \frac{u_o}{i_o} = \frac{1}{\frac{1}{s \cdot L_{equ}} \cdot \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot (1-D)^2 + s \cdot C_o + \frac{1}{R}} \quad (14)$$

## 5 并联磁集成变换器的闭环传递函数

变换器闭环传递函数可用来分析其小信号环路稳定性。闭环传递函数为补偿网络传递函数与控制-输出的传递函数的乘积。补偿网络一般采用双极点,双零点的形式,控制电路如图 6。

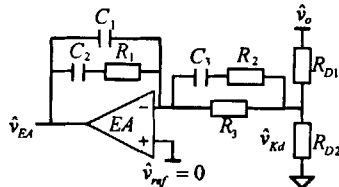


图 6 变换器补偿网络

Fig. 6 Compensating network of converter

补偿网络的传递函数式为:

$$G_{EA}(s) = -K_d \cdot \frac{\omega_1}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (15)$$

闭环传递函数式为:

$$G(s) = G_{EA}(s) \cdot G_d(s) \quad (16)$$

对闭环传递函数  $G(s)$  进行仿真,得出幅频、相频特性曲线如图 7。其中曲线①为无耦合时的控制-输出传递函数,曲线②~⑤表示耦合强度逐渐增强。可以看出随着耦合程度的增强,谐振频率逐渐变大,并且截止频率也逐渐变大。

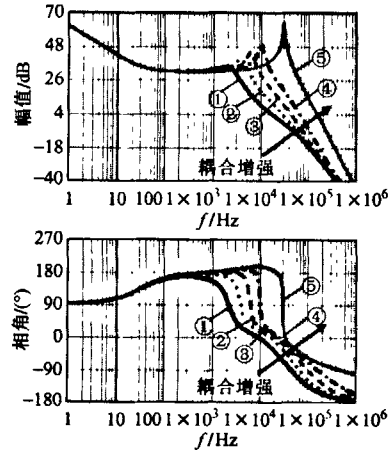


图 7 闭环传递函数  $G(s)$  幅频与相频特性曲线

Fig. 7 Amplitude-frequency curve of closed-loop transfer function  $G(s)$

## 6 电路仿真与实验

样机参数:  $U_i = 48V$ ,  $U_o = 12V$ ,  $I_o = 10A$ , 开关频率  $f_s = 100kHz$ , 占空比  $D = 0.33$ , 变压器匝比  $N_p : N_s = 38 : 17$ , 集成磁件支路间两原边绕组漏感为  $300 \mu H$ 。磁件的集成使变换器不仅在稳态特性与分立磁件有所不同,动态性能也与分立磁件不同,图 8 为变换器负载电流跃变(从 50% ~ 100% ~ 50% 负载跃变)的输出电压  $U_o$  瞬态响应波形,分别描述了分立磁件与新颖的集成磁件变换器的动态性能。

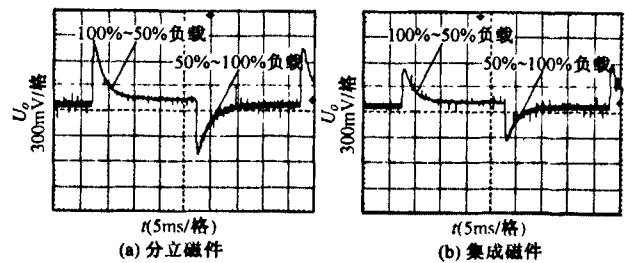


图 8 负载跃变(50%-100%-50%)动态实验波形

Fig. 8 Waveforms of dynamic experiments with load shifting (50% - 100% - 50%)

(下转第 79 页, cont. on p. 79)

line is designed to realize the online battery charging. Discussion is made in details on the key issues related to the optimal design and practical implementation of the self-power supply system, including the induction module, the power conversion module and the logic of power charging and supply. Tests have been carried on to demonstrate the validity and effectiveness of the designing.

**Key words:** self-power supply system; inspection robot; induction

(上接第29页, cont. from p.29)

## 7 结论

通过对交错并联磁集成反激变换器的控制建模、小信号分析以及仿真及样机实验验证,得出:1) 其传递函数的极、零点分布与分立磁件反激变换器形式一致;2) 可以用一个等效电感来表征各支路磁件在磁集成后的耦合效应对控制特性的影响;3) 随着集成磁件耦合程度的增强,变换器闭环传递函数的谐振频率及截止频率逐渐增大。论文表明集成磁件的耦合程度不仅会影响电路的稳态纹波特性,也会影响电路的动态特性,为磁集成电路的稳态和动态兼顾设计提供了理论指导。

## 参考文献 (References):

- [1] 杜磊,钱照明,张帆,等 (Du Lei, Qian Zhaoming, Zhang Fan, et al.). 交错并联双管反激 DC-DC 变流器系统设计与实现 (Design and implementation of an interleaved double-transistor flyback DC/DC converter) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2006, 40(4): 44-47.
- [2] 卢增艺,陈为 (Lu Zengyi, Chen Wei). 多通道交错并联反激变换器磁集成技术研究 (Research on magnetic integration of multi-phase interleaving flyback converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proc. CSEE), 2005, 17(3): 41-46.
- [3] Xu Ming, Lee Fred C, Zhou Jinghai. Multi-phase interleaving isolated DC/DC converter [P]. USA patent: 6, 944, 033, 2005-09-13.
- [4] 陈乾宏 (Chen Qianhong). 开关电源中磁集成技术的应用研究 (Research on application of magnetics-integration techniques in switching power supply) [D]. 南京: 南京航空航天大学 (Nanjing: NUAA), 2001.
- [5] Wei Chen. Low voltage high current power conversion with integrated magnetics [D]. Virginia Tech, Blacksburg, USA, 1998.
- [6] 陈乾宏,阮新波,严仰光 (Chen Qianhong, Ruan Xinbo, Yan Yangguang). 磁集成变换器的推导及磁件等效电路通用模型 (Deriving method of converters with integrated-magnetics and general equivalent circuit model of magnetics) [J]. 电工技术学报 (Trans. China Electrotechnical Society), 2004, 38(5): 48-50.
- [7] 蔡宣三,龚绍文 (Cai Xuansan, Gong Shaowen). 高频功率电子学 (High frequency power electronics) [M]. 北京: 科学出版社 (Beijing: Science Press), 1993.

## Small signal analysis of interleaved flyback converter with magnetic integration

MAO Chun-feng, CHEN Wei, LU Zeng-yi  
(Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** In the application of high current converter, interleaving technique is widely adopted to decrease the output ripple, improve the heat dissipation and enhance transient performance. This paper introduces the two-phase interleaved flyback DC/DC converter with magnetic integration, derivating the equivalent circuit of the converter by building the dual relationship between magnetic circuit and electric circuit, analysing the equivalent circuit with small signal model, and gaining the transfer functions of the converter. Then the prototype with 48V input and 12V/10A output was built for experimental verification.

**Key words:** interleaved; magnetic integration; equivalent circuit; small signal model