1kW磁集成双管正激变换器的初步研究

Research of 1kW two transistors forward converter with intergrated magnetics

王 健,陈乾宏 ,阮新波

南京航空航天大学航空电源重点实验室(南京210016)

摘 要: 为了减小传统的双管正激变换器中输出的电流脉动,本文将磁集成技术应用于该变换器,将电感和变压器进行集成。通过合理的设计磁件的磁阻,不仅可以减小磁件的体积和重量,还可以减小输出电流的脉动。文中详细分析了集成后变换器的工作原理,给出了设计依据,并以 270V 输入、28.5V/1kw 输出的直流电源为例进行了初步的实验验证。

叙 词: 双管正激变换器;磁件集成技术;电流纹波最小化

中图分类号: TN624 文献标识码: A 文章编号: 1606-7517(2008)05-4-112

1 引言

双管正激变换器由于其结构简单,开关管电压应力低,可靠性高,在中大功率场合的应用非常广泛,许多文献对其进行研究^[1-3]。但变压器单向磁化,磁心利用率较低,使得体积过大,同时由于磁复位的原因使得其占空比不能大于0.5^[3],使得输出电流的脉动较大。为了减小输出电流或者输出电压的脉动通常会增大滤波器,这样就会增加变换器的成本和体积。为了克服上述缺点,本文提出一种采用磁件集成技术^[4-6]的双管正激变换器(TWO Transistors Forward Converter with Intergrated Magnetics,IM-TTFC),将变压器和输出滤波电感集成在一起,不仅可以减小变换器的体积和重量,还可以减小输出电流脉动。为了方便分析,称常规双管正激变换器为DM-TTFC(TwO Transistors Forward Converter with Discrete Magnetics),集成磁件为IM(Intergrated Magnetics)。

2 IM-TTFC 的工作原理及磁件设计

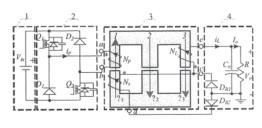
图1 (a) 所示电路为本文提出的采用 IM 的新型双管正激变换器拓扑,其中(1)为输入直流电源、(2)是双管正激原边电路、(3)是 IM 包括变压器的原边绕组 ab 和副边绕组 cd 以及滤波电感绕组 ce、(4)是输出整流滤波电路。这里 IM 中的绕组 ab 和 cd 相当于 DM 的变压器原边绕组和副边绕组、ce 相当于 DM 的电感绕组,匝数分别为 N_P 、 N_S 和 N_L 。

2.1 分析 IM-TTFC 的工作原理

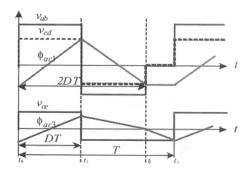
本文提出的 IM-TTFC 和传统的 DM-TTFC 一样,稳态工作时,在一个开关周期内,变换器工作可分为三个阶段,磁件的绕组电压波形和磁柱中的磁通变化趋势如图 1(b) 所示。

(1) 阶段 1[0, DT]

 Q_1 、 Q_2 导通,输入电压加在绕组 ab 两端,IM 各绕组电压 "*"端为正,电源经磁件向副边传输功率。电流 i_1



(a) IM-TTFC



(b) 磁柱 1 和 3 的电压和交变磁通波形

图 1 采用磁性元件集成的双管正激电路

流经负载 R、整流二极管 Dg,、副边绕组 cd 和电感绕组, 磁件的磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 增加。变换器此时工作状态及等效 磁路如图 2(a) 所示, 具体数学关系如公式(1)。

(2) 阶段 2[DT, 2DT]

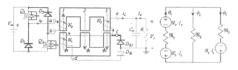
Q1、Q2 关断, IM进 行磁复位, 激磁电感和开关管的结 电容进行谐振, 当结电容上的电压谐振上升到 $V_{\rm in}$ 时, 迫 使二极管 D₁、D₂ 导通,输入电压反向加在绕组 ab 两端, 各绕组电压"*"端为负,电流 i_L 流经负载 R、续流二极 管 D_{R1} 和电感绕组 ce,磁件的磁通 ϕ_1 、 ϕ_3 减小。等效 磁路如图 2(b), 具体数学关系如公式 (2)。

(3) 阶段 3[2DT, T]

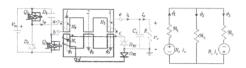
变压器磁复位完成,复位二极管 D₁、D₂ 关断,激磁 电感和开关管的结电容继续进行谐振, 当结电容上的电压 谐振下降到 $V_{\rm in}/2$ 时,副边两个二极管同时导通,IM 绕 组 ab 和 cd 的电压被箝位为零,电感绕组 N_L 的 "*" 端 为负。 ϕ_1 不变、 ϕ_3 继续减小,电流 i_L 流经负载 R、续流 二极管 D_{RI} 、电感绕组 N_L 。等效磁路如图2(c),具体数学 关系如公式(3)。

$$\begin{cases} \phi_2 \cdot R_2 = N_P \cdot i_P - N_s \cdot i_L - \phi_1 \cdot R_1 \\ \phi_2 \cdot R_2 = \phi_3 \cdot R_3 - N_L \cdot i_L \end{cases}$$
 (1)

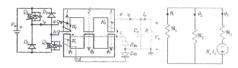
$$\begin{cases} \phi_2 \cdot R_2 = N_P \cdot i_P - \phi_1 \cdot R_1 \\ \phi_2 \cdot R_2 = \phi_3 \cdot R_3 - N_L \cdot i_L \end{cases}$$
 (2)



(a) [0, DT] 变换器工作状态及等效磁路



(b) [DT, 2DT] 变换器工作状态及等效磁路



(c) [2DT, DT] 变换器工作状态及等效磁路 图 2 变换器的工作状态及等效磁路

$$\begin{cases} \phi_2 \cdot R_2 = -\phi_1 \cdot R_1 \\ \phi_2 \cdot R_2 = \phi_3 \cdot R_3 - N_L \cdot i_L \end{cases}$$
(3)

2.2 电感纹波分析

图1(b) 是 IM-TTFC 变换器的主要波形,一部分交变 磁通从变压器绕组侧柱注入到电感绕组侧柱,根据变换器 的电压关系和电磁感应定律,可得到各个磁柱在一个周期 内的交变磁通:

$$\begin{cases}
|\Delta\phi_1| = \frac{V_{\text{in}} \cdot D}{N_{\text{p}} \cdot f_{\text{s}}} = \frac{V_{\text{o}}}{N_{\text{s}} \cdot f_{\text{s}}} \\
|\Delta\phi_2| = \frac{V_{\text{o}}}{f_{\text{s}}} \left| \frac{1}{N_{\text{s}}} - \frac{1 - D}{N_{\text{L}}} \right| \\
|\Delta\phi_3| = \frac{V_{\text{o}} \cdot (1 - D)}{N_{\text{L}} \cdot f_{\text{s}}}
\end{cases} \tag{4}$$

由公式 (4) 可以看出,两侧柱的交变磁通在中柱相 互削减,有利于减小磁心损耗。

根据 IM 的等效磁路, 可知:

$$\Delta \phi_1 = \Delta \phi_2 + \Delta \phi_3 \tag{5}$$

根据 IM-TTFC 的 3 个工作阶段, 在阶段 1 和阶段 2, 我们联立公式(1) 或公式(2) 和公式(5) 可得:

$$\begin{cases}
\Delta\phi_3 = \frac{N_1 \cdot \Delta i_1}{R_3 + R_2} + \Delta\phi_{13} \\
\Delta\phi_{13} = \frac{R_2 \cdot \Delta\phi_1}{R_2 + R_2}
\end{cases} \tag{6}$$

从式 (6) 可以看到磁柱 3 的交变磁通 ΔΦ, 由两部分 组成: 一部分是电感电流 Δi_L引起的交变磁通; 另一部分 是 $\Delta \phi_{13}$, 也就是变压器绕组引起的交变磁通在磁柱 3 中的 分量;因此,对于固定的交变磁通 $\Delta \phi_3$,适当的增加交变磁通 $\Delta \phi_1$ 。的值就可以减小电感电流脉动 Δi_L 。

从公式(1)、(4)和(5),可以求得变换器在阶段1的电感电流脉动:

$$\Delta i_{\rm L} = \frac{V_{\rm o}}{N_{\rm L} \cdot f_{\rm s}} \left\lceil \frac{1-D}{N_{\rm L}} \cdot R_{\rm 3} - \left(\frac{1}{N_{\rm s}} - \frac{1-D}{N_{\rm L}}\right) \cdot R_{\rm 2} \right\rceil \tag{7}$$

同样,从公式(2)、(4)和(5),可以求得变换器在阶段2的电感电流脉动:

$$\Delta i_{12} = -\frac{V_o}{N_1 \cdot f_s} \left[\frac{D}{N_1} \cdot R_3 - \left(\frac{1}{N_s} - \frac{D}{N_1} \right) \cdot R_2 \right] \tag{8}$$

在阶段 3,由于此时副边的两个二极管同时导通,使得 IM 的磁柱 1 上的磁通被**筘**位,只有直流磁通,交流磁通为零,这样,根据公式(3)、(4)和(5)可以求得该段时间内电感电流的脉动:

$$\Delta i_{L3} = -\frac{V_o \cdot (1 - 2D)}{N_L^2 \cdot f_s} [R_3 + R_2]$$
 (9)

根据 IM-TTFC 的工作状态,可知 $\Delta i_{Li} \ge 0$,而 $\Delta i_{Li} \le 0$,而 $\Delta i_{Li} \le 0$,而 $\Delta i_{Li} = 0$,而

$$\begin{cases}
\Delta i_{L} = \Delta i_{L3} & \Delta i_{L2} \geqslant 0 \\
\Delta i_{L} = \Delta i_{L2} + \Delta i_{L3} & \Delta i_{L2} \leqslant 0
\end{cases}$$
(10)

从式(10)可以看出,在同等条件下,要想输出电感电流的脉动最小则需 $\Delta i_{L2} \ge 2$ 。根据公式(8),必须在 IM 中柱加入气隙,使 R_2 增大,使得磁阻 R_2 和 R_3 的关系满足:

$$\frac{D \cdot N_s}{N_L - D \cdot N_s} \cdot R_3 \leqslant R_2 \leqslant \frac{(1 - D) \cdot N_s}{N_L - (1 - D) \cdot N_s} \cdot R_3 \quad (11)$$

由此式可知,当变换器参数一定时,通过合理的设计 磁阻和电感绕组的匝数,使其关系满足公式(11),就可以 获得输出电感电流在稳态工作时的最小脉动,即电感电流 在一个周期内的脉动大小等于电感电流在阶段 3 的脉动:

$$\Delta i_{L_{\text{IM}}} = \frac{V_{\circ} \cdot (1 - 2D)}{N_{\text{L}}^2 \cdot f_*} [R_3 + R_2]$$
 (12)

而对于 DM-TTFC, 电感电流的脉动为:

$$\Delta i_{L_{\rm DM}} = \frac{V_{\rm o} \cdot (1 - D)}{N_{\rm L}^2 \cdot f_{\rm s}} R_{2_{\rm DM}} \tag{13}$$

比较公式 (12) 和公式 (13) 可知,在同等条件下, 当满足 $R_{2_{DM}}=R_2+R_3$,采用IM可以降低输出电感的电流脉动。

2.3 IM设计依据

令 A_1 表示 IM 的 E 型磁心的侧柱 1 和侧柱 3 截面积、 A_2 表示中柱 2 截面积。根据 IM 的等效磁路,可得

三个磁柱的磁通密度的直流分量 B_{dc1} 、 B_{dc2} 和 B_{dc3} 为:

$$\begin{cases} B_{\text{dc1}} = \frac{N_{\text{L}}I_{\text{o}} \cdot R_{2}}{A_{1} \cdot (R_{1}R_{2} + R_{2}R_{3} + R_{3}R_{1})} \\ B_{\text{dc2}} = \frac{-N_{\text{L}}I_{\text{o}} \cdot R_{1}}{A_{2} \cdot (R_{1}R_{2} + R_{2}R_{3} + R_{3}R_{1})} \\ B_{\text{dc3}} = \frac{N_{\text{L}}I_{\text{o}} \cdot (R_{2} \cdot R_{2})}{A_{1} \cdot (R_{1}R_{2} + R_{2}R_{3} + R_{3}R_{1})} \end{cases}$$
(14)

根据公式 (4) 及 IM 的等效磁路,可得三个磁柱的磁通密度的交变分量 ΔB_1 、 ΔB_2 和 ΔB_3 为:

$$\begin{cases}
\Delta B_1 = \frac{V_o}{A_1 \cdot N_s \cdot f_s} \\
\Delta B_2 = \frac{(\Delta B_1 - \Delta B_3) \cdot A_1}{A_2}
\end{cases}$$

$$\Delta B_3 = \frac{V_o \cdot (1 - D)}{A_1 \cdot N_b f_s}$$
(15)

从公式 (15) 可以看出两侧柱的交变磁通在中柱反向 叠加,有利于减小磁心的铁损。

在设计 IM 时,还要保证磁心不能饱和或局部饱和,即:

$$\Delta B_{\rm i(max)}/2 + B_{\rm dci(max)} < B_{\rm s} \tag{16}$$

令 IM 中三个磁柱的气隙为 g_1 、 g_2 、 g_3 ,忽略磁心的磁阻,则各个磁柱的磁阻为式(17), 其中, μ_0 =4 π ×10⁻⁷ H/m。联立式(14)、式(15)、式(16)和式(17),就可以求出各个磁柱气隙的大小。

$$R_1 = \frac{g_1}{\mu_0 \cdot A_1} \quad R_2 \frac{g_2}{\mu_0 \cdot A_2} \quad R_3 \frac{g_3}{\mu_0 \cdot A_3} \tag{17}$$

3 初步实验结果与分析

为了验证所提出的 IM—TTFC 的工作原理,在实验室初步制作了 1kW IM—TTFC 和 DM—TTFC 的原理样机,其具体参数如下:输入电压:240~300V_{DC},输出电压:28.5V_{DC},最大输出电流 35A,开关频率:200kHz。表1 给出了 IM 和 DM 初步设计的结果,根据厂家提供的数据河,可以看出所设计的 DM 和 IM 尺寸相当。表2 给出了铁心工作时具体的磁通密度对比,其中 DM 中的电感铁心的磁密已经很高,但是 IM 磁心利用显然不足,还有很大的体积下降空间。由于 IM 磁心侧柱的利用率较高,所以只能减小中柱的面积。不妨令中柱的最大交变磁密为 0.11T,则中柱面积可减小到原面积的 52.7%,最大磁密为 0.112T。对于 EE55 磁心,中柱的用铁量占总磁心的 30.0%,按照上述方法,IM 的磁心比 DM 可减少约15.8%。如果增加中柱的最大磁密,磁心还能进一步减小。

表 1 磁件设计对比

分立磁件										
	磁心	面积 (mm²)					磁阻(10 ⁶ H-			
		磁柱1	磁	注2	磁柱3	气隙 (mm)0	1)			
变压器	EE42	125	233		135	9	≈0			
电感	EE42	125	233		135		4. 044			
集成磁件										
磁心	磁柱	面积 (mm²)		气隙 (mm)		磁阻(10 ⁶ H-1)				
	leg1	183. 75		0. 7		3. 19				
EE55	leg2	353		0.8		1.80				
	leg3	183. 75		0.7		3. 19				

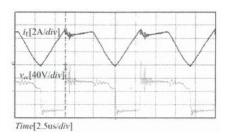
表 2 铁心工作磁密参数对比

磁	件	最大交变磁 密(T)	最大直流磁 密(T)	最大磁密 (T)
分立磁件	变压器	0.19	0	0. 095
	电感	0.052	0. 295	0. 320
集成磁件	磁柱1	0. 183	0.096	0. 186
	磁柱2	磁柱2 0.059		0. 086
	磁柱3	0.068	0. 2	0. 234

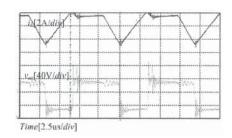
图3 是 IM-TTFC 样机的实验波形, (a)、(b) 分别是 输出负载不同时,IM 绕组 ce 的电压 V_{ec} 和 i_L 的波形。 在图中,电流在开头管开通时先上升,脉动为 Δi_{L1} ,持续 时间 DT, 对应变换器稳定工作时的阶段 1; 关断瞬间, 电流有突然的下降, 这是由于器件不是理想器件, 副边两 个二极管换流引起的,换流结束后,电流基本维持不变, 直到磁复位完成,这个阶段就是变换器稳态工作时的阶段 2, 持续时间 DT, 脉动为 Δi_{L2} ; 磁复位完成后, 电流开始 下降,直到开关管再次开通,持续时间 (1-2D)T,脉动为 Δi_{L3} ,对应变换器稳态工作时的阶段 3。实验波形与理论 分析基本吻合。

4 结语

本文提出了一种 IM-TTFC 变换器,详细分析了它的工 作原理,给出输出纹波最小化的设计思路和具体的磁件设 计公式,并与分立的 TTFC 变换器进行对比,进行了初步 的实验验证。理论分析和实验结果证明了采用磁件集成技



(a) 轻载



(b) 重载

图 3 绕组 ce 的电流与电压波形

术的双管正激变换器不仅可以减小变换器磁件的体积,还 可以减小输出电感电流的脉动。

参考文献

- [1] Ghodke D V, Muralikrikrishnan K. ZVZCS dual two-transistor forward DC-DC converter with peack voltage of Vin/2, high input and high power application. in Proc. of PESC, 2002: 1853-1858.
- [2] Feng Han, Gong Guanghai, Dehong Xu. Two interleaving methods for two-transistor forward converter. Powet Electronics and Motion Control Confernce, The Third International, PIEMC, 2000, 2: 757-762.
- [3] 顾小明, 顾亦磊, 吴燮华. 一种零电压开关有源箝位双管 正激变换器变换器. 浙江大学学报, 2005, 39, 5(9): 1296-1300.
- [4] 蔡宣三,龚邵文. 高频功率电子学. 北京: 科学出版社, 1993年第1版: 271-302.
- [5] 陈乾宏. 开关电源中磁集成技术的应用研究. 南京航空航天 大学博士论文,2001.
- [6]冯阳,陈乾宏.适用于DC-DC模块电源的IM-FAC变换器.南京 航空航天大学硕士论文,2006.
- [7] Philips. Product Selection Guide 2003.