

多输出原边反馈反激变换器的 变压器交叉调制分析

张太之, 俞居正

东南大学, 南京 210096

摘要: 高频变压器输出绕组的交叉调制效应会对多输出原边反馈(PSR)反激变换器的输出电压精度产生显著影响。本文基于一种改进的Canteliver模型, 得出一个数学表达式来计算各绕组之间的输出电压关系。在改进型的Canteliver模型中, 不仅考虑了输出绕组之间的有效漏感, 还考虑了堆叠结构的影响。分析结果将允许更迅速和准确地判断变压器各个绕组的交叉调节性能。基于此, 可以优化变压器的绕组方法和结构, 改善PSR反激转换器输出电压的精度与堆叠方法。最后, 搭建10w三输出的PSR反激变换器, 并进行仿真和实验来验证提出的分析。

关键词: 变压器交叉调制, 漏感, 堆叠结构, 原边反馈

1 简介

在各种可以提供不同输出电压的开关电源中, 多输出反激变换器是最常用于低功率电子系统的结构。其中, 原边反馈允许更高的功率密度和更低的成本, 并可以消除寿命较短的光耦^[1-2]。

虽然 PSR 多输出反激变换器广泛使用, 它仍然普遍遭受交叉调制效应的影响。当转换器的输出电压恒定, 交叉调制意味着负载电流的变化在其中一个输出可能会导致输出电压的变化在所有输出。然而, 如果所有的输出绕组完全耦合的, 它们的输出电压将收益率之间的匝数比他们严格的和独特的, 和当前的每个输出是由负载决定的需求。不幸的是, 完美的任何变压器的绕组之间的耦合是在实践中根本不存在, 那么不可避免的出现交叉调制问题。

根据以往论文的分析, 有几个因素影响交叉调制, 包括了整流二极管的传导损失等^[3-4], 钳位电压^[5]和一次绕组和二次绕组之间的漏电感^[6-8]。然而, 输出绕组之间的耦合的影响仍缺乏详细分析与前面的作品在这个因素是基于定性分析使用一个电路模型^[9-11]或^[12]实验结果。为了有一个更全面和准确判断其影响交叉调制效应, 需要做一个全面的分析帮助电力工程师快速估算变压器的调节性能。

本文的目的是给出一个全面的定性和定量分析, 输出绕组耦合对交叉调制的影响, 并得到一个方程可以帮助揭开问题的数值关系。所有的分析都是基于改进的 Canteliver 模型^[9]。此外, 模型扩展到解释为什么堆叠的配置二次可

以提高转换器的交叉调节性能。高频变压器的电路模型及其相关分析模型在第三章中给出, 在这一节中还提供了理论分析。模型计算结果与实验验证在第四章中给出。最后, 第五章给出总结部分。

2 基本的 Canteliver 模型

典型的 PSR 反激转换器原理图与堆叠二次和三个输出图 1 所示。图主要由高频变压器 T_1 、PI 的 LNK626PG 控制 IC 用来提供恒压输出的工作条件和恒定开关频率的 100 kHz, RCD 电路由 R_1, C_1 和 D_1 。 W_1 是变压器的一次绕组, W_2-W_4 输出绕组和 W_5 是用来检测的反馈绕组输出电压。 D_2-D_4 分别为每个输出整流二极管。输出转换器被称为堆叠结构, 这意味着上绕组的底部是直接连接到终端的输出。变换器集成电路使变频器实现恒压输出电压在 feedback 引脚上的, 通过绕组 W_5 直接感知到, 具体的实现方式不是改变工作周

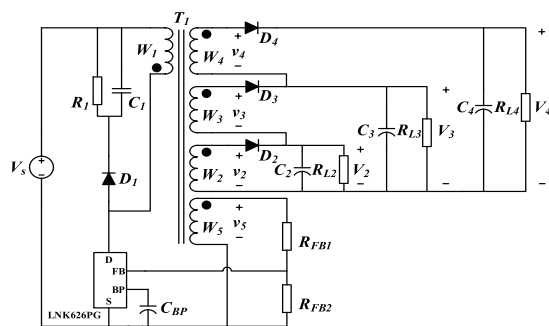


图 1 典型的堆叠结构的变换器

期,而是抛弃一个开关周期。

建模的变压器应用于开关电源,总有几个选项,但对于变压器与相对良好耦合多输出转换器使用像图 1 所示,悬臂模型是最合适的选择^[9],每个参数的模型可以直接测量,只在一个并联电感模型。

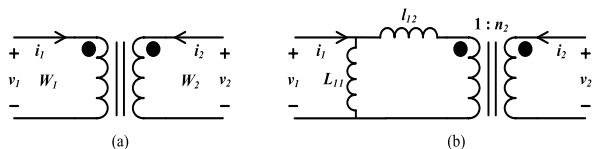


图 2 双绕组的变压器和 Canteliver 模型

3 解析模型

图 3 中建模的五绕组变压器应用于图 1 中所示的悬臂模型转换器,但是需要做一些改进。首先根据变换器的结构,尽管简单的扩展绕组之间的漏电感量和有效的匝比。输出绕组之间的漏电感也应该包含到模型中。它的理论基础是任何带电导体电感线圈附近会产生流量,如果电流通过导体,相互会产生感生电动势和影响通过电感线圈的电压。图 3 显示了改进悬臂模型五绕组。特别是,电路模型还考虑这个转换器的二次配置,这反映在绕组 W_3 和 W_4 。这些线圈的底部连接到地面。虽然这种结构不会有任何影响分析模型的推导过程,然而,它会带来一些不同监管转换器的性能,这将在稍后讨论。顺便说一句,就像基本的悬臂梁模型,在这个模型的参数都是可衡量的。

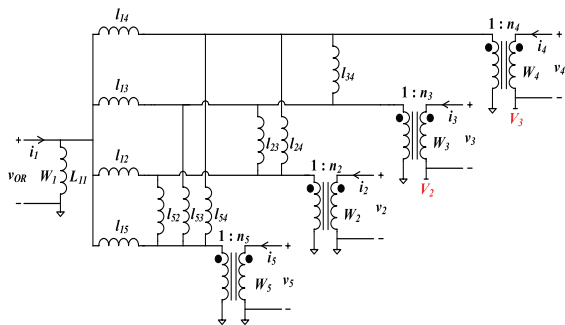


图 3 多绕组变压器的 Canteliver 模型

为了给定量的判断在一个输出负载变化如何影响电压输出,一个分析模型将通过使用提供的等效电路推导出图 3。

当切换器的功率 MOSFET 集成 IC 开启时,切断所有输出整流二极管的反向电压,从变压器输入能量。在此期

间,电压输出和反馈绕组由初级绕组电压决定,以及它们之间的数值关系收益有效匝比。

MOSFET 关闭时,所有的输出整流二极管都打开,然后能量存储在变压器之前交付给次要的。在此期间,电压输出绕组中扮演着重要角色在所有其他绕组的电压值。事实上,这段时间可分为两个截然不同的阶段:一个是阶段当缓冲器二极管 D_1 导通,名叫整流阶段;另一个是当缓冲器二极管关闭阶段,也就是输出二极管传导阶段。

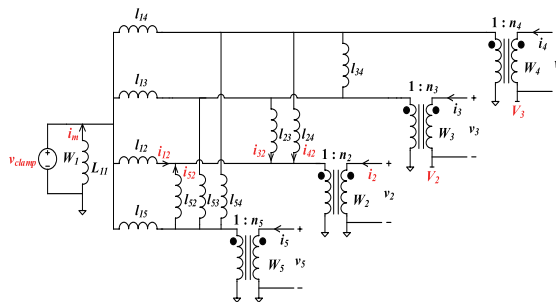


图 4 励磁阶段的等效模型

在整流阶段,所有输出二极管和缓冲器二极管,场效应晶体管的漏极电压在 v_{clamp} 夹,这等于输入电压之和 V_s 和输出电压 v_{OR} 反映出来。能量存储在变压器开始二次分配。更好的与主绕组耦合意味着输出绕组电压相对较高。需要清楚的是,输出绕组电压不会超过了从物理匝比的值,漏电感在实践中永远是零。电流通过每个输出绕组由 v_{clamp} 依赖,有效输出电压和漏电感根据等效电路模型显示在图 4。带绕组 W_2 为例

$$n_2 \frac{di_2}{dt} = \frac{v_{clamp} - V'_2}{l_{12}} + \frac{V'_3 - V'_2}{l_{23}} + \frac{V'_4 - V'_2}{l_{24}} + \frac{V'_5 - V'_2}{l_{52}} \quad (1)$$

其中

$$V' = [V'_2 \quad V'_3 \quad V'_4 \quad V'_5]^T = \begin{bmatrix} \frac{V_2}{n_2} & \frac{V_3}{n_3} & \frac{V_4}{n_4} & \frac{V_5}{n_5} \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

这两个阶段之间的分界线是时刻缓冲器二极管是关闭的,换句话说,当电流 RCD 电路降为零。因此,电流通过一个特定的绕组是决定 i_m, l_{12} 的相对值 l_{13}, l_{14}, l_{15} 。

$$n_k i_k = \frac{L_{o1}}{l_{1k}} i_m \quad (3)$$

其中

$$L_{o1} = l_{12} // l_{13} // l_{14} // l_{15} \quad (4)$$

在输出二极管传导阶段,能量存储在变压器中,指的是能量存储在磁化电感 L_{11} ,继续传递给输出。输出绕组电

压成为其他绕组的电压的关键因素和初级绕组的电压是 v_{OR} 代替 v_{clamp} 。现在每个输出绕组的电流是由 v_{OR} 决定,有效输出电压和漏电感基于图 3,则方程 (1)

$$n_2 \frac{di_2}{dt} = \frac{v_{OR}-V'_2}{l_{12}} + \frac{V'_3-V'_2}{l_{23}} + \frac{V'_4-V'_2}{l_{24}} + \frac{V'_5-V'_2}{l_{52}} \quad (5)$$

式 (5) 可以写为

$$n_2 \frac{di_2}{dt} = \frac{v_{OR}-V'_2}{L_{o2}} - \frac{v_{OR}-V'_3}{l_{23}} - \frac{v_{OR}-V'_4}{l_{24}} - \frac{v_{OR}-V'_5}{l_{52}} \quad (6)$$

假设 $L_{o1} \leq L_{11}$,可以得到下式

$$\Delta V' = -R' \Delta I' = -\frac{2f_s}{(1-D)^2} (L_1^{-1} L_2 - \begin{bmatrix} L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} \\ 2 & 2 & 2 & 2 \\ L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} \\ 2 & 2 & 2 & 2 \\ L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} \\ 2 & 2 & 2 & 2 \\ L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} & L_{o1} \\ 2 & 2 & 2 & 2 \end{bmatrix}) \Delta I' \quad (7)$$

其中, R' 指的是变压器的电阻矩阵。这个矩阵中的所有参数来自于可衡量的改进悬臂模型除了 f 和 D , 这并不意外,因为输出电阻与感抗,线性函数 f , 责任比 D 决定转移到输出的能量在一个开关周期。如果另一个看起来是在 R' 元素 L_{o1} 和 l_2 取决于有效的一次绕组和二次绕组的漏电感,和 l_1 与输出绕组之间的有效的漏电感,它直接反映了它们之间的耦合。对于一个给定的回扫变压器,预测可以决定其交叉调节性能通过使用 (18), 并且很容易发现小 R' 对其他输出意味着更少的影响,因此可以实现更好的交叉调制。

从理论上讲,在 MOSFET 是关闭时,输出绕组耦合绕组电压自电压有不同程度的影响现在不再是决定通过中小学但当前他们也不是零。电流一定绕组的磁链派生不仅连接绕组本身也将连接其他绕组根据法拉利的法律,因此,某一输出绕组的负载变化将影响所有绕组的磁链,然后影响感生电动势输出,它将改变多少输出电压决定绕组之间的耦合。

4 实验验证

图 1 所示是建立反激变换器的实验验证。这个转换器的输出电压分别为 6 v(W_2),13 v(W_3) 和 18 v(W_4), 总输出功率 10 w。

两种变压器的匝数相同,但是不同的绕组的绕法不同,这个测试用来以验证交叉调制对耦合输出的影响。变压器磁芯采用铁氧体 EEL19-PC40,如图 5 所示。需要澄清的是,所有这些变压器的二次绕组输出和反馈绕组是夹在两个初级绕组。它们之间唯一的区别是输出绕组结构,这意味着

W_2 建设, W_3 W_4 。在变压器 1 W_2 W_3 W_4 分为三个不同的层,然而,他们并排放置在同一变压器 2 层,这些带来更好的他们之间的耦合。测量的改进悬臂模型参数是在这部分,表 1 中列出的结果。

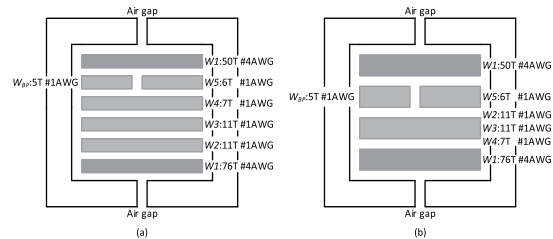


图 5 两种不同绕法的变压器

表 1 两种变压器的参数

Parameter	Transformer 1	Transformer 2	Parameter	Transformer 1	Transformer 2
n_2	0.0838	0.0931	l_{15}	491.75 μ H	251.80 μ H
n_3	0.0811	0.0938	l_{23}	1.89 μ H	1.34 μ H
n_4	0.0503	0.0615	l_{24}	2.96 μ H	2.19 μ H
n_5	0.0397	0.0557	l_{25}	4.22 μ H	3.44 μ H
l_{11}	1.63 mH	1.63 mH	l_{34}	1.50 μ H	1.32 μ H
l_{12}	95.16 μ H	48.01 μ H	l_{35}	4.67 μ H	3.11 μ H
l_{13}	101.56 μ H	44.71 μ H	l_{45}	4.52 μ H	2.88 μ H
l_{14}	108.93 μ H	55.59 μ H			

两个变压器放置在图 1 所示的三输出反激变换器的实验结果见图 6。变压器 2 有更好的输出具有较好的交叉监管之间的耦合。因此,一个良好的耦合是相当必要的,当设计一个多输出反激变换器,它可以通过改变绕组的方式来实现。

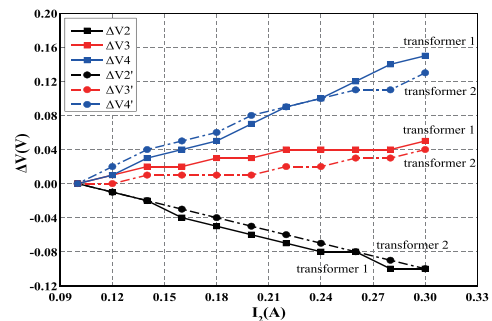


图 6 两个变压器的测试结果

5 结论

非理想输出绕组之间的耦合将产生交叉调制问题,目前任何输出的变化将导致相互感生电动势的变化在其他输出,从而影响他们的输出电压。本文给出一个方程,可以正确和准确地反映它们之间的关系。为了实现这一点,一个电路模型提出了基于基本悬臂模型和分析模型被使用电路模型推导。为了验证这些模型,分析模型的计算结果和实验结果从实际转换器。通过比较这些结果,可以得到一个结论的分析模型能够预测多输出变压器的调节性能,更重要的是,它还能说明叠加结构可以提高转换器调节性能。结果显示,当设计一个多输出反激变换器,通过进行绕组优化和堆叠结构应用,可以产生一个更好的变压器,获得更好的交叉调制效应。

参考文献

- [1] A Ball and K. Valdez, "Circuit and method for a switching power supply with primary side transformer sensing," US Patent 6,333,624, Dec. 25, 2001.
- [2] R. Nalepa, N. Barry, and P. Meaney, "Primary side control circuit of a flyback converter," IEEE APEC Conf. Proc., vol. 1, pp.542-547, 2001.
- [3] M. Goldman and A. Witulski, "Predicting Regulation for a Multiple-Output Current Mode Controlled DC-to-DC Converter," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993 Record, pp.617-623.
- [4] Q. Chen, F. C. Lee, and M. Jovanovic, "Small-Signal Modeling and Analysis of Current-Mode Control for Multiple-Output Forward Converters," IEEE Applied Power Electronics Conference, 1994.
- [5] C. W. Ji, K. M. Smith, K. M. Smedley, and K. King, "Cross regulation in flyback converters: analytic model and solution," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, pp. 231-239, Mar. 2001.
- [6] T. Wilson, Jr., "Cross regulation in an energy-storage DC-to-DC converter with two regulated outputs," IEEE PESC, 1997 Record, pp. 190-199.
- [7] J. Marrero, "Improving cross regulation of multiple output flyback converter," Proc. International Power Conversion 1995, pp. 357-365.
- [8] Mao X, Chen W. Analysis and Design of Transformer for Improving Cross Regulation in Flyback Converter[J]. Low Voltage Apparatus, 2007.
- [9] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters," IEEE PESC 1998, pp. 1472-1478.
- [10] D. Maksimovic, R. W. Erickson, "Modeling of cross-regulation in multiple-output flyback converters." Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual IEEE. Vol.2, pp.1066-1072.
- [11] Saotome, Hideo, et al. "Analysis of Cross-Regulation in Multiple-Output DC/DC Converters." Technical Report of Ieice Energy Engineering in Electronics & Communications 104.8(2004):900-904.
- [12] K. Chalermyanont, P. Sangampai, A. Prasertsit, S. Theinmontri, "High Frequency Transformer Designs for Improving Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters." IEEE PEDS 2007, pp. 53-56.