

柔性多层带材集成滤波器在逆变器中的运用

马杰, 谌平平, 邓成, 徐德鸿

浙江大学电气工程学院, 浙江杭州 310027

中图分类号: TN86 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517 (2016) 11-4-140

摘要: 逆变器输出滤波器的电感和电容占用较大的体积和重量。本文将柔性多层带材集成滤波器用于逆变器, 分析了柔性多层带材集成滤波器不同端口接法对性能的影响。最后选择了一种集成结构, 在 3kW 的逆变器实验平台进行了初步的实验研究。

关键词: FMLF 电磁集成, 集成逆变器滤波器

Application of FMLF Technique in Integration of Full Bridge Inverter Output Filter

Ma Jie, Chen Pingping, Deng Cheng, Xu Dehong

College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China

1 引言

无源元件集成技术是提高功率变换器的重要途径。无源元件集成方法主要可以分为 PCB 集成和柔性多层带材 (FMLF: Flexible Multi-Layer Foil) 集成, 基本概念是将电能和磁能共用同一个空间并以此提高功率密度。将多个分立无源元件集成一个集成元件中, 在满足电学功能和安全性的前提下, 无源元件可以减小传统连线方式引起的寄生参数对性能的负面影响, 同时可以提高功率密度 [1]。

FMLF 集成技术, 将电介质薄膜介于柔性导体之间作为电容, 而导体本身又作为电感或者变压器绕组。文献 [1][2] 将 FMLF 集成技术应用于 EMI 滤波器, 使滤波器体积显著减小。文献 [3][4][5][6][7] 将 FMLF 集成应用于 BOOST 电路中 EMI 滤波器与输入电感的集成, 显著提高了整机的功率密度。

逆变器的无源元件主要包含直流侧滤波电容、交流侧输出滤波电感和滤波电容, 无源元件通常占据了整机较大的体积。本文将柔性多层带材集成滤波器用于逆变器, 分析了柔性多层带材集成滤波器不同端口接法对性能的影响。最后选择了一种集成结构, 在 3kW 的逆变器实验平台进行了初步的实验研究。

2 集成逆变器滤波器结构及其等效电路

文献 [2] 中研究的集成 EMI 滤波器, 在一个 UU/UI 磁芯柱上集成了共模电感、共模电容和差模电感, 其滤波器结构如图 1 所示, 相应的集总参数等效电路如图 2 所示, 其中差模电容 C_{DM} 为外接电容。由图 1 和图 2 可知, a_1-c_1 电感绕组以及 a_2-c_2 绕组串联构成了 EMI 滤波器的共模电感, 并绕的 a_1-c_1 绕组与 b_1-d_1 绕组通过介质层形成电容, 同理并绕的 a_2-c_2 绕组与 b_2-d_2 绕组之间也通过介质层形成电容, 这两个电容通过图 1 所示接地形成共模电容 C_{CM} , 最后形成图 2 所示的集总参数等效电路。

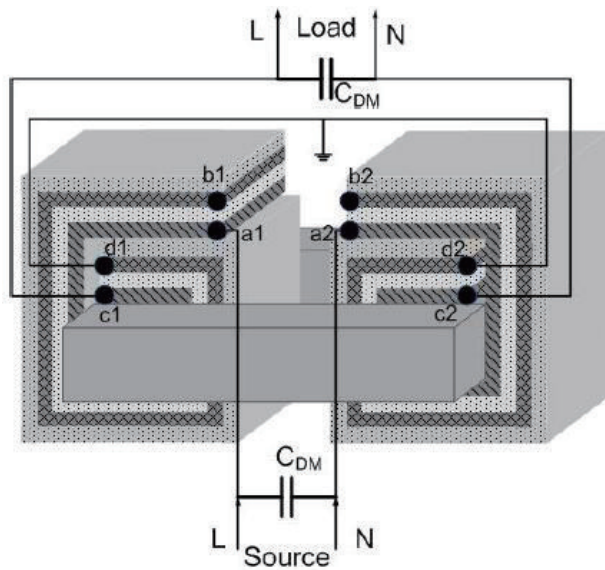


图 1 集成 EMI 滤波器结构图

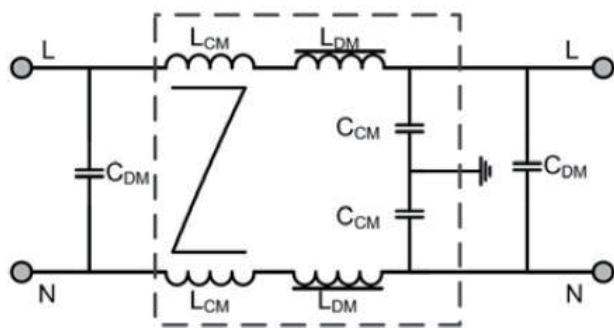


图2 集成 EMI 滤波器结构

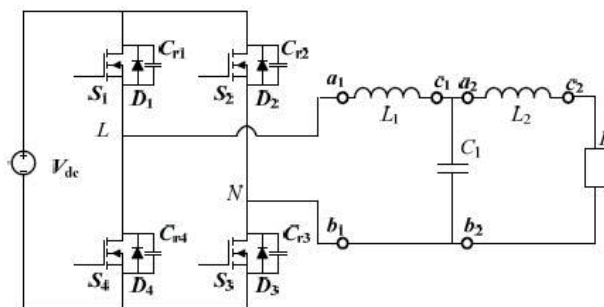


图4 集成逆变器滤波器集总参数等效电路

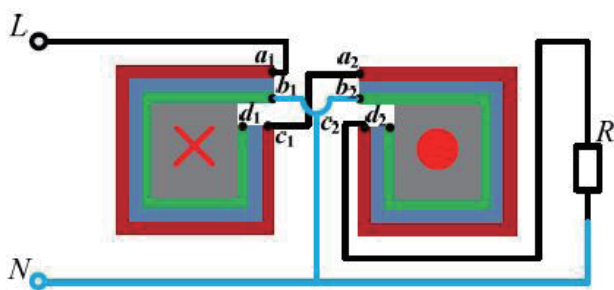


图3 两电感串联的集成逆变器滤波器结构

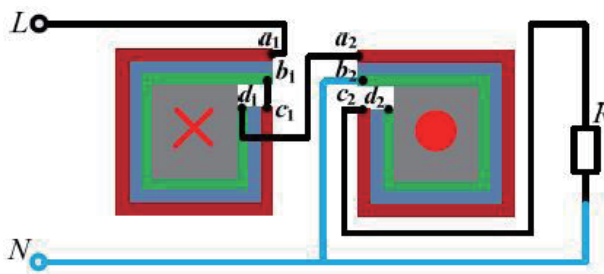


图5 集成逆变器滤波器三个电感串联接法

依照文献 [2] 中提出的这一工作原理，如果其余接法不变，仅仅改变图 1 中两个电容的接法，即 d_1 和 d_2 端不是接地而是接在 N 线上，就能形成 LCL 滤波器，如图 3 所示。图 3 中，L、N 分别为全桥逆变器两个桥臂的中点。灰色部分为 UU 型磁芯的两条磁柱。由图 1 和图 3 所示，绕组 a_1-c_1 与绕组 b_1-d_1 并绕在左边的磁柱上，绕组 a_2-c_2 与绕组 b_2-d_2 并绕在右边的磁柱上。图 3 中桥臂中点 L 与绕组 a_1-c_1 的 c_1 端连接后通过 c_1 端与绕组 a_2-c_2 串联，且 c_2 端接负载 R 的一端，这两个绕组的磁通互相加强，因而形成的电感为 a_1-c_1 绕组和 a_2-c_2 绕组串联，构成了逆变器滤波器中的滤波电感 L_1 和 L_2 ，如图 4 所示。而图 1 中 a_1-c_1 绕组和 a_2-c_2 绕组串联形成了共模电感 L_{CM} ，如图 2 所示。绕组 b_1-d_1 的 b_1 端与绕组 b_2-d_2 的 b_2 端相连并与另一桥臂中点 N 以及负载 R 的另一端相连，形成容性通路， b_2 端和 d_2 端悬空。图 3 的等效集总参数电路如图 4 所示， a_1-c_1 绕组形成电感 L_1 ， a_2-c_2 绕组形成电感 L_2 ，并绕的 a_1-c_1 绕组与 b_1-d_1 绕组与并绕的 a_2-c_2 绕组与 b_2-d_2 绕组之间通过介质层形成总电容 C_1 。

图 3 所示的两个电感串联的接法中，由于 a_1 与 b_1 的电压差为 L、N 两点的电压差，因此并绕的两个绕组之间的电压差最大，理论上集成的寄生电容是最大的，总电感

量是两个绕组电感量的串联。

此外，图 3 可以衍生多达 2^8 种接法，从总电感量大小来分，可以分为两个绕组串联、三个绕组串联和四个绕组串联三大类。然而一旦并绕的两个绕组串联，匝间电容就不可忽略，其大小为结构电容的 $1/4$ ，具体计算方法可以参阅文献 [1] 中的公式 (2-5) 或者文献 [8]。匝间电容并联在绕组两端，桥臂电压将不断的对匝间电容充放电。虽然各匝间的匝间电容是串联的，总的匝间电容并不大，但是由于桥臂电压的变化率很大，会造成较大的充放电电流毛刺。

图 5 为三个电感串联，其中靠近桥臂中点 L、N 侧的绕组 a_1-c_1 与绕组 b_1-d_1 串联后再与 a_2-c_2 绕组串联，匝间电容 C_1 、 C_2 分别与绕组 a_1-c_1 与 b_1-d_1 并联，并绕的 a_2-c_2 与 b_2-d_2 绕组之间通过介质层形成电容 C_1 ，其等效集总参数如图 6 所示，其中 a_1-c_1 绕组形成电感 L_1 ， b_1-d_1 绕组形成电感 L_3 ， a_1-c_1 绕组形成电感 L_2 。由于该接法匝间电容与桥臂侧绕组 a_1-c_1 与 b_1-d_1 两端并联，该匝间电容引起的毛刺电流将由集成滤波器 b_2-d_2 与 a_2-c_2 之间的寄生电容 C_1 滤除，无须外加滤波电容。

如果图 5 集成逆变器滤波器中负载侧的两个绕组电感 b_2-d_2 与 a_2-c_2 串联后再和桥臂侧的 a_1-c_1 电感串联，由于 b_2-d_2 与 a_2-c_2 串联后形成的匝间电容将与负载侧电感两端并联，必须外加滤波电容将它滤除，否则负载电流将会有

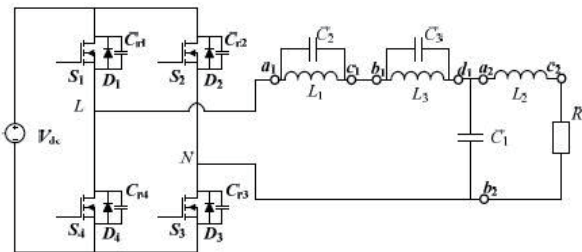


图6 集成滤波器三个电感串联的等效集总参数电路

很大的毛刺。

四个绕组串联的接法虽然能够获得最大电感量，但是匝间电容不仅存在于桥臂侧还存在于负载侧，负载侧和桥臂侧的电流毛刺都会很大，因此这种接法也必须在负载侧加滤波电容。

在集成滤波器接法中，不同的接线方式，除了总电感量会不一样，滤波器拓扑结构也将不一样。例如如果图5中的 b_2 端接桥臂中点 N 端，改为 d_2 端接 N 端，则由于 b_2-d_2 与 a_2-c_2 形成的电容将与负载 R 并联，滤波效果将降低。如果将能够四个绕组串联，磁通互相加强，所有的寄生电容都能够合理利用，显然可以大大减小集成滤波器的体积。但是大量实验和分析证明，同样的结构，总电感量和总容量总是互相矛盾的，获得了最大电感量，寄生电容将全部是有害的匝间电容；想获得最大的有效滤波电容，所能得到的最大电感量为两个电感串联。三个电感串联比两个电感串联其电感量要大 9/4，但是有效滤波容量也降低了一半。

3 滤波器电感设计与集成电容的分析和计算

3.1 电感取值计算与磁芯的选取

电感的取值仍然按照电流纹波与开关频率以及电压关系的计算公式：

$$15\% \leq \frac{\Delta I_{ref}}{I_{ref}} = \frac{U_{dc}}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot I_{ref}} \leq 40\% \quad (1)$$

上式中， I_{ref} 为实际额定功率下的经过电感的电流值， ΔI_{ref} 为电流纹波值， f_s 为逆变桥开关频率， U_{dc} 为直流母线电压，通过上式最后选取的滤波电感值为 1.1mH。

根据所得电感值与运用逆变器功率等级来选取磁芯，选择磁芯时需考虑柔性带材的几个绕组在磁芯中磁通叠加的关系，因此，选择磁芯首要需考虑其最大饱和磁通是否满足要求，其次考虑在选定磁芯下具备适当的气隙以免损

耗增加。考核最大磁通满足要求与否可以通过下公式判定：

$$B_{max} = \frac{N \cdot I}{R \cdot A_e} \quad (2)$$

上式中，R 代表磁芯的等效磁阻，将磁路分解后可以将每一条磁路等效成一个磁阻，并且根据磁路的走向关系，两个及以上的等效磁阻在上式中可能是串联或者并联关系，因此 R 是磁芯中所有关联磁路简化后得到的总的等效磁阻。 A_e 为绕组所在磁柱截面积。I 为设计额定功率下的负载电流有效值，N 为所设计电感匝数。

选定磁芯后根据磁芯特性和所绕制匝数以及所开气隙大小可以得到实际电感量的大小：

$$L = N^2 \cdot \left[\frac{l_a}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e} + \frac{l_{air}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_s} \right]^{-1} \quad (3)$$

上式中，N 与上一个公式的定义完全相同，而 μ_0 与 μ_r 分别为真空的绝对磁导率和磁芯的相对磁导率。 A_e 、 A_s 为绕制电感所在磁芯柱的磁柱截面积（本文中所绕制电感的两个磁芯边柱截面积完全相同，所以公式中 $A_e=A_s$ ）。 l_a 为磁芯等效磁路长度， l_{air} 为气隙有效长度。

根据上面两个公式可通过适当调整气隙、改变绕组接法或者电感匝数得到本文中所需电感值，而磁芯最终选择飞磁磁芯 UII26/90/20，磁芯材质为 3C90。

4 集成滤波器样机与实验验证

为了验证本文中柔性带材作为逆变器输出滤波器的可行性，制作了一台额定功率为 3kW 的单相全桥逆变电路，开关频率 10kHz（电感电流纹波为 20KHZ），直流母线电压 370V。样机的具体参数如下表：

实际集成滤波器样机如下图所示：

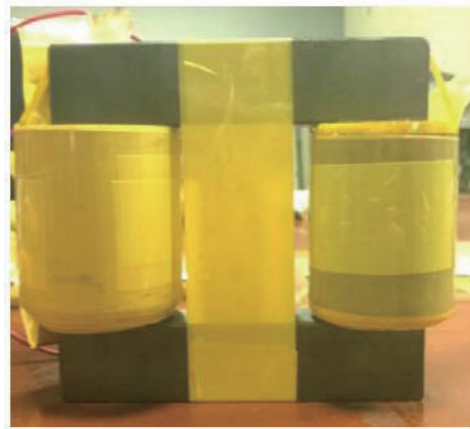


图7 集成逆变器滤波器样机

额定功率 3kW, 在负载为 16 欧姆电阻的情况下, 图 3 接法中实验波形如图 8 所示, a_1-c_1 绕组电感 L_1 的电感量为 166 μ H, a_2-c_2 绕组电感 L_2 的电感量为 112 μ H, 电容 C_1 为 382nF, 其中黄色波形图为负载电压, 绿色波形图为负载电流:

从图 8 可以看出, 由于集成滤波器电感量比 1.1mH 小很多, 因此滤波效果不佳, 电流纹波偏大。

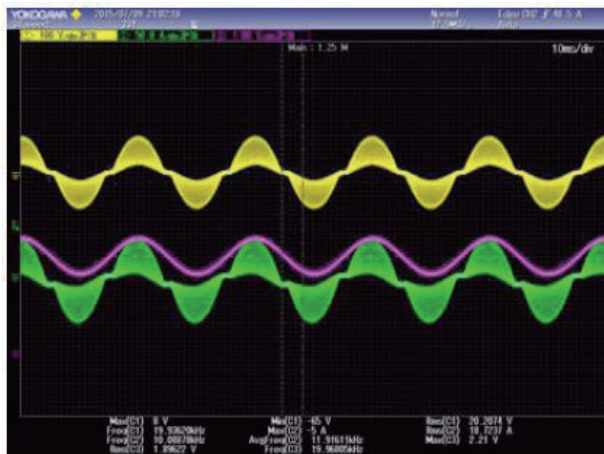


图 8 两绕组串联时负载电流和负载电压波形

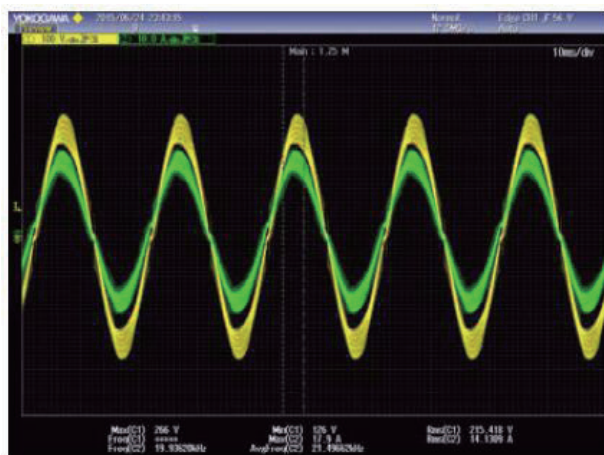


图 9 三绕组串联时负载电流和负载电压波形

图 9 为图 5 中三个绕组电感量串联的滤波器结构的实验波形, 此时滤波器电感量为 1.3mH, 电容量为 220nF, 该接法获得了较好的滤波效果。在实际应用中, 图 5 所示的接法其滤波效果最好。

5 结论和展望

本文采用 FMLF 技术集成了逆变器输出滤波器, 分析

了集成滤波接法对滤波性能的影响, 并进行了初步实验。目前集成电容电容值较小, 下一步将使用多层带材以提高可集成滤波电容值。另外需减小匝间寄生电容的影响。

参考文献

- [1] 伍晓峰, “基于柔性多层带材的集成 EMI 滤波器” [D], 浙江大学博士学位论文, 2010。
- [2] Xiaofeng Wu; Zhiwei Wen; Dehong Xu; Okuma, Y.; Mino, Kazuaki, “An integrating structure of EMI filter based on interleaved flexible multi-layer (FML) foils,” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, vol., no., pp. 491, 497, 15-19 Feb. 2009
- [3] 邓成, “面向高功率密度开关电源的柔性多层带材技术若干应用” [D], 浙江大学博士学位论文, 2014。
- [4] Cheng Deng; Dehong Xu; Changsheng Hu; Zhiwei Wen, “PFC converter with novel integration of both EMI filter and Boost inductors,” Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, vol., no., pp. 3390, 3397, 15-19 Sept. 2013
- [5] Cheng Deng; Zhiwei Wen; Changsheng Hu; Dehong Xu, “Integration of both EMI filter and Boost inductor for 1 kW PFC converter,” Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, vol., no., pp. 4600, 4607, 15-20 Sept. 2012
- [6] Biela, J.; Wirthmueller, A.; Waespe, R.; Heldwein, M.L.; Kolar, J.W.; Waffenschmidt, E., “Passive and active hybrid integrated EMI filters,” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, vol., no., pp. 7 pp., 19-23 March 2006
- [7] 徐德鸿, 邓成, 温志伟, “一种功率因数校正电路的无源元件集成装置”, 中国发明专利, 2012。
- [8] 陈为. 功率变换器磁元件技术系列讲座. 2015. 3。

作者简介

马杰 (1982 -), 浙江大学博士研究生, 从事光伏发电系统、为电力电子逆变器和电力电子中无源元件集成。
trumanmar@zju.edu.cn