

三电平和两电平逆变器效率分析与比较

Boris L Corral Martinez, 马 柯, 李 睿, 徐德鸿
(浙江大学, 浙江 杭州 310027)

摘要:在分析、计算二极管箝位型三电平逆变器和两电平逆变器的通态损耗、开关损耗以及输出滤波电感损耗的基础上,对这两种逆变器的损耗、效率进行了比较。

关键词:逆变器; 效率; 损耗; 分析

中图分类号:TM464

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2009)07-0001-02

Efficiency Analysis and Comparison of Three-level and Two-level Inverters

Boris L Corral Martinez, MA Ke, LI Rui, XU De-hong
(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract:A computing comparison of conduction losses, switching losses and filter inductor losses between three-level and two-level inverters is proposed with the help of Mathcad software. Comparing the total losses and efficiency of three-level and two-level proves that the three-level inverters has more efficiency advantage at high frequency. It can provide theory for the choice of the topology in the inverter design.

Keywords:inverter; efficiency; loss; analysis

1 引言^[1-2]

逆变器在工业和日常生活中的应用日益广泛,其效率问题也日益受到关注。无论是在 UPS、马达驱动,还是新能源发电等领域,对逆变器效率的期望比以往更高。在市电等级应用领域,通常采用两电平逆变器拓扑结构,而多电平逆变器拓扑的提出,就是为了实现中、高压应用的目标。然而,由于半导体功率器件的价格不断下降,而铜、铁等原材料的价格不断上升,那些采用较多半导体功率器件,而少用铜、铁等原材料的逆变器电路在实际应用中更受欢迎,多电平逆变器就属于具备这种特点的电。另外,输出电压的多电平有利于减小滤波电感的尺寸及损耗。

分析计算了二极管箝位型三电平拓扑与传统两电平拓扑逆变器的损耗,包括功率开关器件导通损耗、开关损耗以及输出滤波电感的损耗。在此基础上以 100 kVA/380 V 输出逆变器的应用为背景,比较了三电平与两电平拓扑的效率、损耗之间的关系。

2 损耗分析^[3-5]

所分析的逆变器损耗基于以下参数和应用条件:输入直流电压 750 V,输出三相交流电压 220 V,频率 50 Hz,输出三相功率 100 kVA,功率因数 0.8,分别运行在 10 kHz, 20 kHz, 50 kHz 开关频率下。三电平和两电平逆变器均采用 SPWM 调制方式。

2.1 三电平逆变器损耗分析

图 1 示出二极管箝位型三电平逆变器拓扑。电路主要损耗为开关器件的导通损耗、开关损耗以及

输出滤波电感损耗。因三相电路 3 个桥臂的损耗相同,为便于计算,基于 A 相单相桥臂进行损耗分析。

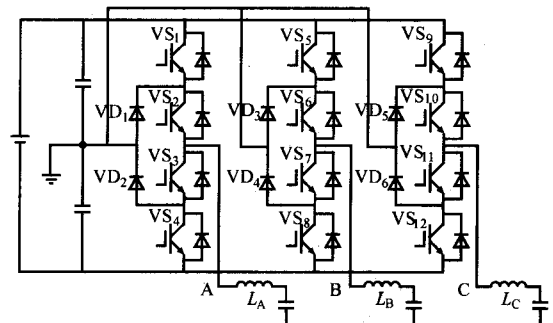


图 1 二极管箝位型三电平逆变器

图 2 示出 A 相桥臂开关 VS₁~VS₄ 的驱动信号 u_gVS₁~u_gVS₄ 与输出电压 u_o、电流 i_o 关系示意图。开关动作情况可根据 u_o、i_o 的方向分为 I, II, III, IV 4 个区域。

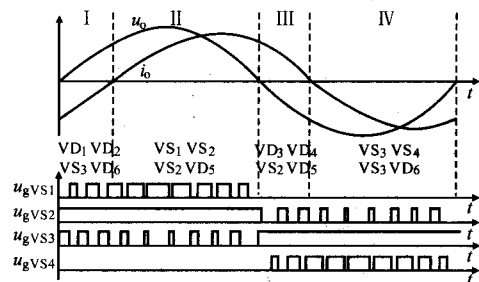


图 2 u_gVS₁~u_gVS₄ 与 u_o、i_o 的关系

由图 2 可见,在 I 区域中,i_o 方向为负,即流入变换器。如图 3 所示,当输出高电平时 VD₁,VD₂ 导通;当输出零电平时 VD₅,VS₃ 导通。忽略 i_o 在一个开关周期中的变化,则 I 区域中逆变器单相半导体器件损耗功率为:

$$P_1 = f(E_{sw1} + E_{con1+} + E_{con10}) \quad (1)$$

式中: E_{sw1} 为 I 区域器件消耗的总开关损耗能量; E_{con1+} 为 I 区域输出高电平时器件消耗的总导通损耗能量; E_{con10} 为 I 区域输出零电平时器件消耗的总导通损耗能量; f 为输出电压频率。

定稿日期:2008-10-31

作者简介: Boris L Corral Martinez (1978-), 男, 博士生, 研究方向为三电平网侧变流器控制技术。

其中:

$$E_{sw I} = \sum_{n=0}^{N_1} E_{on}[i_o(n)] + \sum_{n=0}^{N_1} E_{off}[i_o(n)] + \sum_{n=0}^{N_1} E_{rr}[i_o(n)] \quad (2)$$

$$E_{con I+} = \sum_{n=0}^{N_1} 2U_{VD1}[i_o(n)]i_o(n)D_nT_s \quad (3)$$

$$E_{con I0} = \sum_{n=0}^{N_1} \{U_{VS3}[i_o(n)] + U_{VD5}[i_o(n)]\}i_o(n)(1-D_n)T_s \quad (4)$$

式中: $i_o(n)$ 为第 n 次开关时的输出电流, $i_o(n) = I_{omax} \sin(2\pi nT_s - \arccos 0.8)$; I_{omax} 为输出负载电流最大值; T_s 为开关周期; D_n 为第 n 次开关时的占空比; N_1 为区域 I 的开关次数; U_{VS3} , U_{VD1} , U_{VD5} 为开关器件导通压降; E_{on} , E_{off} , E_{rr} 为器件单次开通、关断和二极管反向恢复损耗能量。

开关器件 Datasheet 上提供的 E_{on} , E_{off} , E_{rr} , U_{VS3} , U_{VD1} , U_{VD5} 均为 $i_o(n)$ 的函数。

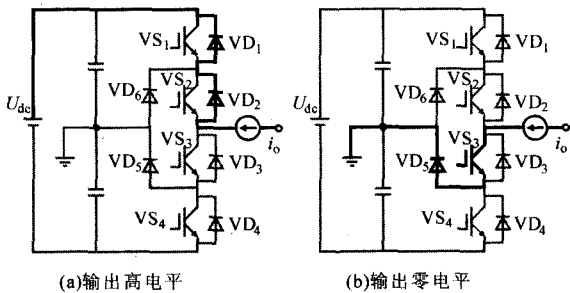


图 3 I 区导通器件示意图

由图 2 可知, 在 II 区域中, i_o 方向为正, 即流出逆变器。如图 4 所示, 当输出高电平时 VS₁, VS₂ 导通, 输出零电平时 VD₆, VS₂ 导通。

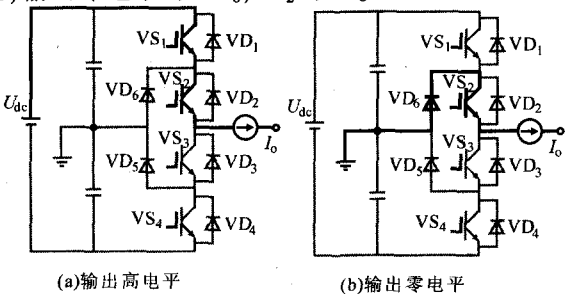


图 4 II 区域导通器件示意图

忽略 i_o 在一个开关周期中的变化, 则 II 区域中逆变器单相半导体器件损耗功率为:

$$P_{II} = f(E_{sw II} + E_{con II+} + E_{con II0}) \quad (5)$$

式中: $E_{sw II}$ 为 II 区域器件消耗的总开关损耗能量; $E_{con II+}$ 为 II 区域输出高电平时器件消耗的总导通损耗能量; $E_{con II0}$ 为 II 区域输出零电平时器件消耗的总导通损耗能量。

其中:

$$E_{sw II} = \sum_{n=N_1}^{N_1+N_2} E_{on}[i_o(n)] + \sum_{n=N_1}^{N_1+N_2} E_{off}[i_o(n)] + \sum_{n=N_1}^{N_1+N_2} E_{rr}[i_o(n)] \quad (6)$$

$$E_{con II+} = \sum_{n=N_1}^{N_1+N_2} 2U_{VS1}[i_o(n)]i_o(n)D_nT_s \quad (7)$$

$$E_{con II0} = \sum_{n=N_1}^{N_1+N_2} \{U_{VS2}[i_o(n)] + U_{VD6}[i_o(n)]\}i_o(n)(1-D_n)T_s \quad (8)$$

式中: N_2 为区域 II 中的开关次数。

Datasheet 提供的开关器件导通压降 U_{VS1} , U_{VD6} ,

U_{VS2} 亦为输出电流 $i_o(n)$ 的函数。

分析可知, III 区域与 I 区域, IV 区域与 II 区域分别为对偶关系, 所以 III 区域的器件损耗与 I 区域相同, IV 区域的器件损耗与 II 区域相同, 故三电平逆变器三相半导体器件总损耗功率为:

$$P_{total} = 3(P_I + P_{II} + P_{III} + P_{IV}) = 6(P_I + P_{II}) \quad (9)$$

2.2 两电平逆变器损耗分析

图 5 示出两电平逆变器拓扑。其损耗计算原理与三电平拓扑类似, 只是每个开关周期中动作的器件不同, 并由负电平取代三电平拓扑输出的零电平。

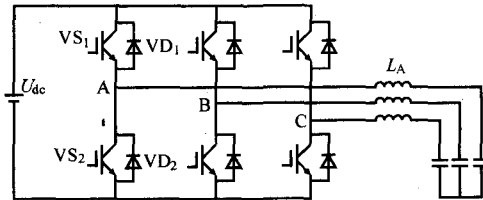


图 5 两电平逆变器

同样根据 u_o 和 i_o 的方向, 将开关动作情况分为 I, II, III, IV 4 个区域, 则两电平逆变器三相半导体总器件损耗功率可表示为:

$$P_{total}^* = 3(P_I^* + P_{II}^* + P_{III}^* + P_{IV}^*) = 6(P_I^* + P_{II}^*) \quad (10)$$

各分量计算与三电平对应, 要计算出两电平逆变器单相半导体总器件损耗功率, 仅需将式(3), (4), (7) (8)修改为:

$$E_{con I+}^* = \sum_{n=0}^{N_1} U_{VD1}[i_o(n)]i_o(n)D_nT_s \quad (11)$$

$$E_{con I}^* = \sum_{n=0}^{N_1} U_{VS2}[i_o(n)]i_o(n)(1-D_n)T_s \quad (12)$$

$$E_{con II+}^* = \sum_{n=N_1}^{N_1+N_2} U_{VS1}[i_o(n)]i_o(n)D_nT_s \quad (13)$$

$$E_{con II}^* = \sum_{n=N_1}^{N_1+N_2} U_{VD2}[i_o(n)]i_o(n)(1-D_n)T_s \quad (14)$$

3 效率比较

根据上述计算公式, 用 Mathcad 软件可算出三电平和两电平逆变器在相同给定应用条件下的损耗和效率。三电平逆变器以 IGBT 为开关器件, 型号为 2MBI300U2B-060(600 V/300 A), 二极管 VD₅ 和 VD₆ 型号为 1FI150B-060(600 V/200 A); 两电平逆变器所用 IGBT 型号为 2MBI300UC-120(1 200 V/300 A); 两种拓扑逆变器驱动电阻 $R_g = 5 \Omega$, 工作温度 $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ 。两电平滤波电感 $L = 0.33 \text{ mH}$, 三电平滤波电感 $L = 0.22 \text{ mH}$, 根据所要求的功率和电感值以及 THD 值, 电感磁芯均采用 CMW2-00270 纳米非晶磁芯, 电感绕组采用 31 mm^2 的铜线。

三电平拓扑中的开关器件电压应力仅为两电平拓扑功率的 1/2, 开关损耗 P_s 也显著减小, 如图 6a 所示; 但电流流过串联功率器件的数目增加, 致其导通损耗 P_{on} 增加, 如图 6b 所示; 由图 6c(下转第 22 页)

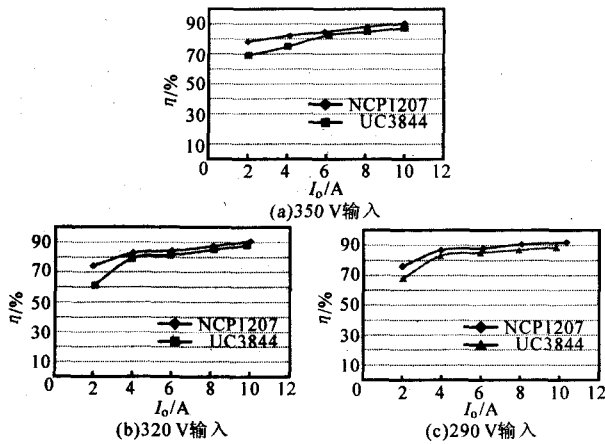


图 5 效率曲线

可以看出,基于 NCP1207 的双管反激电路的效率有了明显的提高,满载情况下,比基于 UC3844 的双管反激电路高出 2%~3%。图 6 示出在 290 V 直流输入,轻载 2 A 和满载 10 A 输出下, MOSFET 的漏源电压 u_{ds} 和驱动电压 u_{gs} 实验波形。

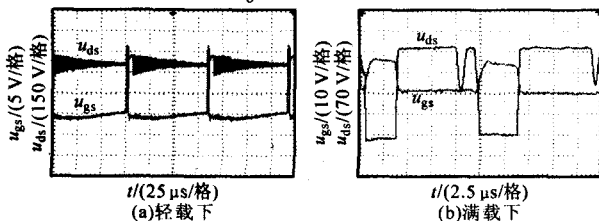


图 6 实验波形

(上接第 2 页)

可见,对相同的输出电能品质要求,三电平拓扑的滤波电感损耗 P_L 比两电平的小;由图 6d 可见,在相同 f_s 下,三电平逆变器的总损耗 P_{total} 比两电平逆变器的小。根据 P_{total} 可得图 7 所示效率 η 与 f_s 的关系。

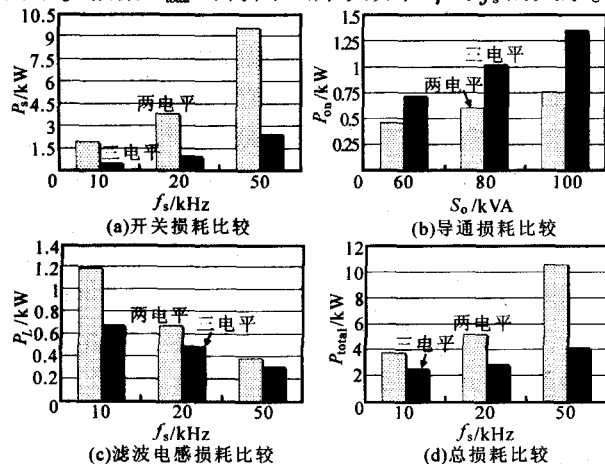


图 6 两电平与三电平的损耗比较

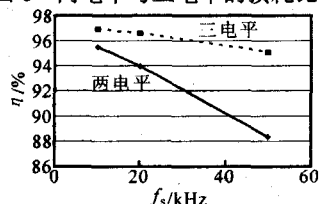


图 7 两电平与三电平效率比较

可以看出,随着 f_s 提高,开关损耗的比例快速增

6 结论

对基于 UC3844 和 NCP1207 的双管反激变换器进行了电路结构、工作原理和性能的比较,并进行了实验验证。经比较, NCP1207 具有以下优点:①因工作在准谐振方式,大大减少了 MOSFET 开关损耗以及 EMI;②控制电路简单,元器件减少;③不同负载下的效率比基于 UC3844 的反激电路要高。

总而言之,基于 NCP1207 的双管反激变换器,克服了以往硬开关变换的缺点,大大改善了开关电源的 EMC 性能。它的零电压工作方式,又使开关电源效率有了较大的提高,是中小功率变换器控制 IC 的最佳选择,有较高的实用价值。

参考文献

- [1] 张兰红,陈道炼,尹春.电流控制型反激变换器分析与研究[J].电力电子技术,2001,35(3):11-13.
- [2] 李秦,王国礼,张晓东.零电压过渡反激式 DC/DC 变换器[J].电力电子技术,2000,34(4):16-18.
- [3] 汪洋,林海青,常越.反激式准谐振开关电源工作频率确定及电源研制[J].电力电子技术,2005,39(3):92-94.
- [4] ON Semiconductor.Implementing NCP1207 in QR 24W AC-DC Converter with Synchronous Rectifier [DB/OL].Http://www.onsemi.com.

加,三电平的效率优势越来越明显。当 $f_s=10$ kHz 时, η 可提高 1.7%;当 $f_s=20$ kHz, η 可提高 2.79%。

4 总结

通过分析二极管箝位型三电平逆变器和两电平逆变器的损耗表明,尽管三电平逆变器比两电平逆变器的导通损耗大,但三电平能显著减少开关损耗和滤波电感损耗。在开关频率大于 10 kHz 的应用场合,三电平逆变器有更高的转换效率。

参考文献

- [1] M H Bierhoff, F W Fuchs.Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters based on Analytical Derivation[A].IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC) [C].2004 (4):2836-2842.
- [2] 王茂海,刘会金.通用瞬时功率定义及广义谱论[J].中国电机工程学报,2001,21(9):68-73.
- [3] J Pou, R Pindado, D Boroyevich, et al.Limits of the Neutral-point Balance in Back-to-back-connected Three-level Converters[J].IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(3): 722-731.
- [4] 王鸿雁,邓焰.飞跨电容多电平逆变器开关损耗最小 PWM 方法[J].中国电机工程学报,2004,24(8):51-55.
- [5] 吴洪洋,何湘宁.多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J].中国电机工程学报,2004,24(8):51-55.