

正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器

韦徵^{1,2} □ 李磊²

(1. 国网电力科学研究院电气控制研究所 □ 南京 □ 210061 2. 南京理工大学动力工程学院 □ 南京 □ 210094)

摘要 提出了正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器电路拓扑, 该电路拓扑由三电平变换器、高频变压器、输出周波变换器等构成, 电路拓扑简洁, 两级功率变换 (LFAC/HFAC/LFAC)、双向功率流、高频电气隔离、输出滤波器前端获得三电平低频电压波, 能够将一种不稳定畸变的高压交流电变换成同频率稳定的正弦交流电压, 为实现新型电子变压器、正弦交流稳压器和交流调压器提供了技术基础。本文分析研究了这类变换器的电压瞬时值反馈控制策略、工作模式与稳态原理, 给出了变换器外特性及磁复位所需满足的条件, 并与传统的正激式两电平 AC/AC 变换器进行了比较, 得出可以减小滤波电感并能降低主开关管电压应力等结论。最后通过原理试验波形充分证实了这类变换器的正确性和先进性。

关键词: AC/AC 变换器 □ 三电平 □ 正激式 □ 交-交型 □ 电压瞬时值控制

中图分类号: TM465

Forward-Mode Three-Level AC/AC Converter

Wei Zheng^{1,2} Li Lei²

(1. State Grid Electric Power Research Institute Nanjing 210061 China 2. Nanjing University of Science and Technology Nanjing 210094 China)

Abstract A circuit topology of the forward-mode three-level AC/AC converter is proposed. The kind of circuit topologies are constituted of three-level converter, high frequency transformer, and output cycloconverter. The converter has the advantages such as simple topology, two-stage power conversions, bidirectional power flow, high frequency electrical isolation, three-level voltage across the output filter, and so on. The circuit structure is used for transferring the unstable ac voltage with high THD into a regulated constant frequency sinusoidal voltage. The converters lay the key technical foundation on new-type electronic transformers, regulated sinusoidal ac power supplies and ac regulators. The operation modes, steady principles and control strategy of the proposed converter are investigated in the paper, and the converter is compared with the conventional forward-mode two-level converter. The correction and advance of the kind of converters are verified by principle test.

Keywords: AC/AC converters, three-level, forward-mode, AC-AC mode, transient voltage control

国家自然科学基金 (50607008), 江苏省自然科学基金 (BK2009389), 青蓝工程和“卓越计划”资助项目。
收稿日期 2008-08-21 改稿日期 2009-05-16

1 引言

迄今为止, 国内外电力电子研究人员对于

AC/AC 变换器的研究, 主要集中在非电气隔离式、低频和高频电气隔离式等两电平 AC/AC 变换器^[1-11]; 对于多电平变换器的研究, 主要集中在多电平 DC/DC、DC/AC 和 AC/DC 变换器^[12-13], 而对于多电平 AC/AC 变换器的研究则非常少, 且仅仅局限于非隔离式、低频或中频隔离式交-直-交型多电平 AC/AC 变换器^[14]和 Buck 型非隔离式交-交型

三电平 AC/AC 变换器。

本文提出了一种正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器。与传统的正激式交-直-交型 AC/AC 变换器相比较,该变换器电路拓扑简洁、减少了功率变换级数;与正激式两电平交-交型 AC/AC 变换器相比较,该变换器能在输出滤波器上得到三电平电压波形,减小了输出滤波电感,同时降低了功率开关的电压应力,能够适用于高频电气隔离的高压 AC/AC 电能变换场合,拓宽了三电平 AC/AC 变换器的应用领域。

2 拓扑结构及控制原理

2.1 电路拓扑结构

正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器的电路结构由依次连接的输入高压交流电源、三电平变换器、高频变压器、周波变换器、输出滤波器以及输出交流负载构成,能够将一种不稳定畸变的高压交流电变换成同频率稳定的正弦交流电压。当输入高压交流电源向输出交流负载传递功率时,三电平变换器将低频交流电压调制成三电平、双极性的电压波,经过高频变压器的隔离、传输,再由周波变换器将其解调为三电平、单极性的低频电压波,通过输出滤波器滤波后,在负载端得到稳定或可调的、高质量的低频交流电压。其电路拓扑如图 1 所示。

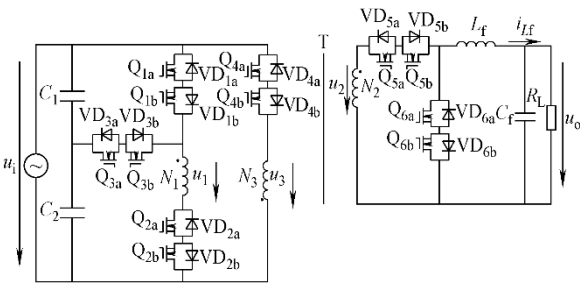
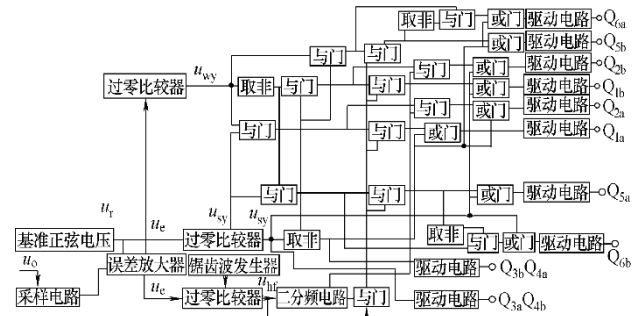


图 1 正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器拓扑
Fig.1 The circuit topology of the three-level forward AC/AC converter

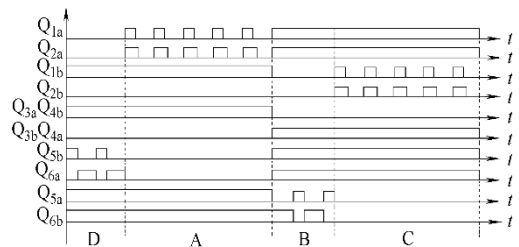
2.2 控制原理

正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器采用电压瞬时值反馈控制方案,感性负载时控制原理波形如图 2 所示。将变换器输出的正弦交流电压 u_o 的采样信号与正弦基准信号 u_r (与输入电网电压同步) 比较,经 PI 调节器后得到误差放大信号 u_e ,该误差放大信号与双极性锯齿波 u_T 比较后得到了

SPWM 信号 u_{hf} , 引入输入电压极性信号 u_{sy} 和误差放大电压极性信号 u_{wy} 后,通过一系列逻辑变换得到了各个功率开关的驱动信号。阻性负载时,变换器工作模式顺序为: A-C;感性负载时,变换器工作模式顺序为: A-B-C-D;容性负载时,变换器工作模式顺序为: D-C-B-A。



(a) 控制框图



(b) 功率开关管控制原理波形

图 2 控制原理

Fig.2 The control principles

3 稳态分析与外特性

3.1 稳态分析

令输入电压 $u_i = \sqrt{2}U_i \sin \omega t$, 输出滤波器前端电压有效值为 U_L , 负载两端电压有效值为 U_o , $N_1/N_2 = K_1$, $N_1/N_3 = K_2$, Q_{1a} 和 Q_{1b} 的占空比为 D_1 , Q_{2a} 和 Q_{2b} 的占空比为 $D_2 (D_1 < D_2)$, C_1 、 C_2 为分压电容。为方便分析,假设 C_1 、 C_2 容量大且相等,其两端电压分别为 $u_i/2$ 。

按照输出电压 u_o 和输出滤波电感电流 i_{Lf} 的基波分量 i_{Lf1} 极性划分,该变换器有四种工作模式 A、B、C、D。下面以模式 A、B 为例来阐述该两种模式下变换器具体工作状态。

当 $u_o > 0$, $i_{Lf1} > 0$ 时,变换器工作于模式 A。 Q_{1a} 、 Q_{2a} 高频斩波, Q_{1b} 、 Q_{2b} 、 Q_{3a} 、 Q_{4b} 、 Q_{5a} 、 Q_{6b} 常通, Q_{3b} 、 Q_{4a} 、 Q_{5b} 、 Q_{6a} 常断。当 Q_{1a} 、 Q_{2a} 同时导通时,此时一次电压有效值 $U_1 = U_i$, 二

次电压有效值 $U_2=U_i/K_1$ ，复磁绕组 N_3 的两端电压 $U_3=-U_i/K_2$ 。当 Q_{1a} 关断， Q_{2a} 继续导通时，一次电压 $U_1=U_i/2$ ，二次电压有效值 $U_2=U_i/K_1$ ，复磁绕组两端电压为 $U_3=-U_i/2K_2$ 。此时，输出滤波电感电流 i_{Lf} 经 Q_{5a} 、 VD_{5b} 流通，电源给负载供电。当 Q_{1a} 、 Q_{2a} 同时关断时，复磁绕组 N_3 开始工作，变压器励磁电流经复磁绕组 N_3 和 Q_{4b} 、 VD_{4a} 流回输入端，变压器磁复位。输出滤波电感电流 i_{Lf} 经负载 R_L 、 Q_{6b} 、 VD_{6a} 续流。此时， $U_1=-U_iK_2$ 、 $U_2=-U_iK_2/K_1$ 、 $U_3=U_i$ 。 Q_{2a} 承受的电压应力为： $U_i(1/2+K_2)$ 。在此模式下，变压器一次绕组 N_1 依次出现 u_i 、 $u_i/2$ 、 $-u_iK_2$ 三个电平，二次绕组 N_2 依次出现 u_i/K_1 、 $u_i/2K$ 、 $-u_iK_2/K_1$ 三个电平。变换器工作状态如图 3 所示。

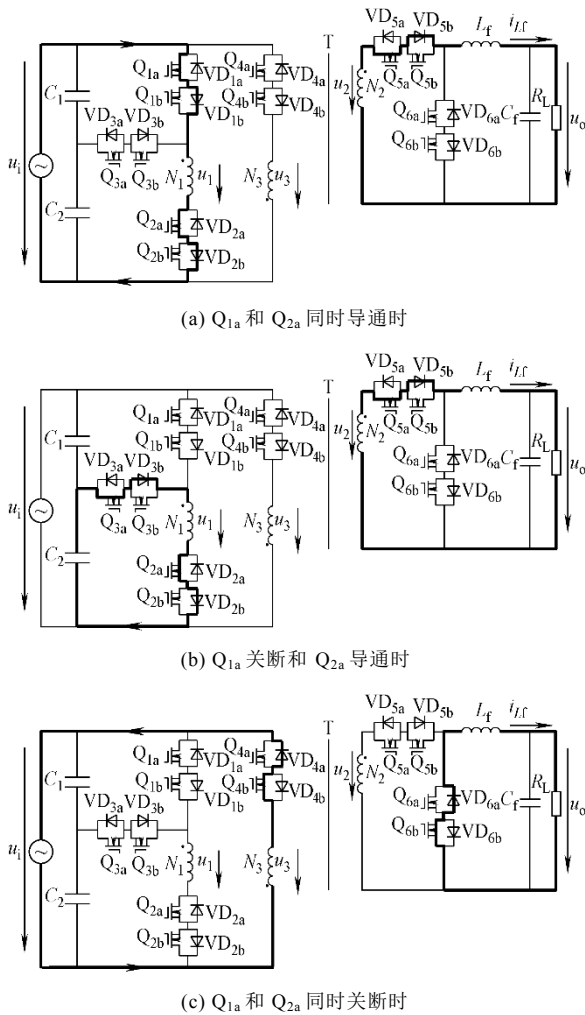


图 3 工作模式 A 下的开关过程等效电路
Fig.3 The switching equivalent circuits during operational mode A

当 $u_o < 0$ ， $i_{Lf} > 0$ 时，变换器工作于模式 B。 Q_{5a} 、 Q_{6b} 高频斩控， Q_{1a} 、 Q_{2a} 、 Q_{3b} 、 Q_{4a} 、 Q_{5b} 、

Q_{6a} 常通， Q_{1b} 、 Q_{2b} 、 Q_{3a} 、 Q_{4b} 常断。当 Q_{5a} 导通、 Q_{6b} 断开时，变压器一次绕组电流 i_{L1} 通过 Q_{2a} 、 VD_{2b} 、 Q_{1a} 、 VD_{1b} 向电源反馈。当 Q_{5a} 断开、 Q_{6b} 导通时，输出滤波电感电流 i_{Lf} 经过负载、 Q_{6b} 、 VD_{6a} 续流。此时一次能量通过复磁绕组、 Q_{4a} 、 VD_{4b} 回馈至电流源。此模式下变换器工作状态如图 4 所示。

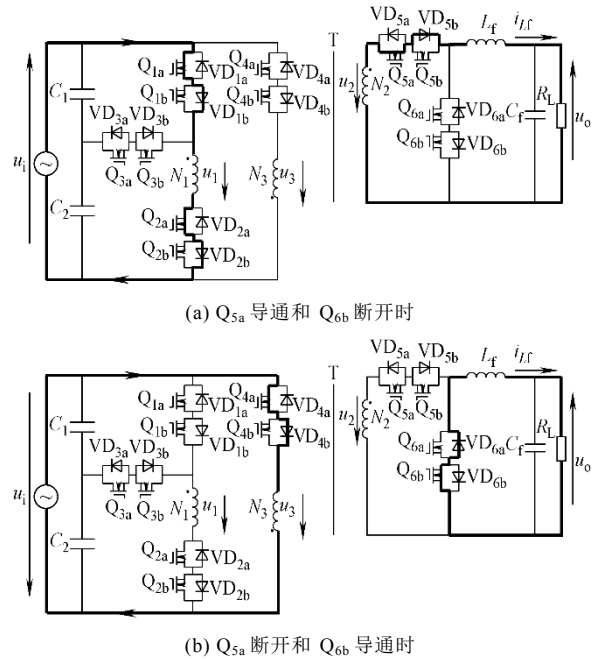
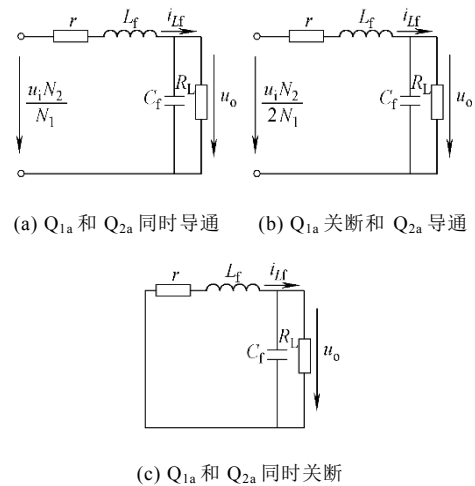


图 4 工作模式 B 下的开关过程等效电路
Fig.4 The switching equivalent circuits during operational mode B

3.2 稳态原理

以 $u_o > 0$ ， $i_{Lf} > 0$ 为例，稳态工作且输出滤波电感电流连续时，阻性负载条件下，一个开关周期内各个开关状态电路的等效电路如图 5 所示，其中 r 为包括变压器绕组的等效电阻、功率开关通态电阻、输出滤波电感寄生电阻等在的等效电阻。



(c) Q_{1a} 和 Q_{2a} 同时关断

图5 一个开关周期内三种等效电路
Fig.5 Three equivalent circuits during one switching period

由于开关频率 f_s 远大于输出 LC 滤波器的截止频率和输出正弦交流电压的频率, 因此在一个开关周期 T_s 内输出电压 u_o 可看成恒定量, 可用状态空间平均法建立输出电压和输入电压之间的关系式。

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -ri_{Lf} + u_i \frac{N_2}{N_1} - u_o \quad (1-1)$$

$$C_f \frac{du_o}{dt} = i_{Lf} - \frac{u_o}{R_L} \quad (1-2)$$

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -ri_{Lf} + \frac{u_i}{2} \frac{N_2}{N_1} - u_o \quad (2-1)$$

$$C_f \frac{du_o}{dt} = i_{Lf} - \frac{u_o}{R_L} \quad (2-2)$$

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -ri_{Lf} - u_o \quad (3-1)$$

$$C_f \frac{du_o}{dt} = i_{Lf} - \frac{u_o}{R_L} \quad (3-2)$$

将式 (1-1) 乘以 D_1 加上式 (2-1) 乘以 D_2-D_1 加上式 (3-1) 乘以 $1-D_2$, 式 (1-2)、式 (2-2)、式 (3-2) 同理。令 $di_{Lf}/dt=0$ 、 $du_o/dt=0$, 可得状态变量的稳态值

$$U_o = U_i \frac{N_2}{N_1} \frac{D_1+D_2}{2} \frac{R_L}{r+R_L} \quad (4)$$

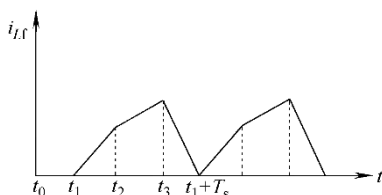
$$I_{Lf} = U_i \frac{N_2}{N_1} \frac{D_1+D_2}{2} \frac{1}{r+R_L} \quad (5)$$

3.3 稳态时外特性分析

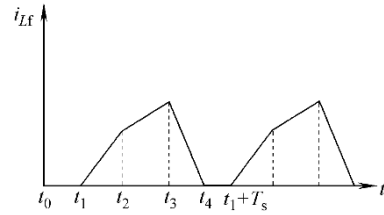
由式 (4) 可知, 阻性负载条件下, 理想情形 ($r=0$) 且输出滤波电感电流连续 (CCM 模式) 时变换器的外特性为

$$U_o = U_i \frac{N_2}{N_1} \frac{D_1+D_2}{2} = \frac{U_i}{K_1} \frac{D_1+D_2}{2} \quad (6)$$

输出滤波电感电流临界连续和断续 (DCM 模式) 时一个开关周期内的原理波形, 如图 6 所示。



(a) 临界 CCM 模式



(b) DCM 模式

图6 临界 CCM 和 DCM 模式时一个开关周期内的输出滤波电感电流的波形

Fig.6 The filter inductive current waveforms in critically CCM and DCM during one switching period

当 $D_2=0.5$ 时, 电感电流临界连续时的负载电流 I_G 为

$$I_G = \frac{1}{2} \frac{U_i}{K_1} \frac{T_s}{L_f} \left(-\frac{1}{2} D_1^2 + \frac{1}{2} D_1 + \frac{1}{8} \right) \quad (7)$$

当 $D_1=0.5$ 时, I_G 取最大值, 即

$$I_{Gmax} = \frac{1}{8} \frac{U_i}{K_1} \frac{T_s}{L_f} \quad (8)$$

故理想情形且滤波电感电流临界连续时变换器的外特性为

$$I_G = 4I_{Gmax} \left(-\frac{1}{2} D_1^2 + \frac{1}{2} D_1 + \frac{1}{8} \right) \quad (9)$$

输出负载电流为

$$I_o = I_{Gmax} \left[\frac{U_i(2D_1+1)^2}{4K_1U_o} - \frac{(4D_1^2+1)}{2} \right] \quad (10)$$

因此理想情形且 DCM 模式时变换器外特性为

$$\frac{U_o}{U_i/K_1} = \frac{(2D_1+1)^2}{4I_o/I_{Gmax} + 2(4D_1^2+1)} \quad (11)$$

由式 (4)、式 (6)、式 (9)、式 (11) 可得变换器的标幺外特性 $U_o/(U_i/K_1)=f(I_o/I_{Gmax})$, 如图 7 所示。曲线 A 为滤波电感电流临界连续时外特性曲线, 由式 (9) 决定; 曲线 A 右边为滤波电感电流连续时外特性曲线, 实线为理想情形时曲线, 由式 (6) 决定, 可见当变换器工作于理想 CCM 模式时, 输出电压与输出电流大小无关, 有类电压源特性。虚线为实际情形时曲线, 由式 (4) 决定, 可见随负载电流增加, 输出电压下降; 曲线 A 左边为滤波电感电流断续时外特性曲线, 由式 (11) 决定, 可见当变换器工作于 DCM 模式时, 变换器存在很高的非线性内阻, 有类电流源特性。

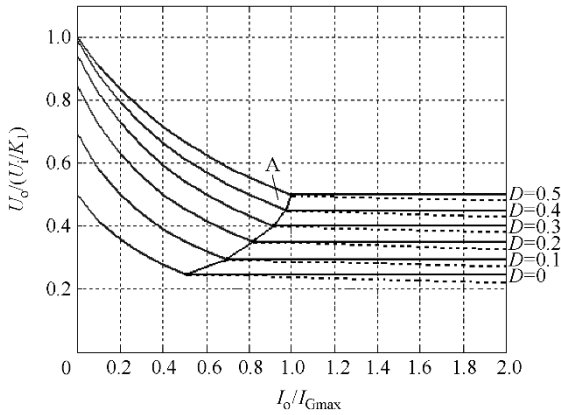


图 7 变换器标么外特性

Fig.7 Normalized output characteristics of the converter

4 磁复位所需满足的条件

在工作模式 A、B、C、D 中，变压器必须在一个开关周期内完成磁复位。以工作模式 A 为例，变换器主功率开关管 Q_{1a} 、 Q_{2a} 一个开关周期内的工作波形如图 8 所示。

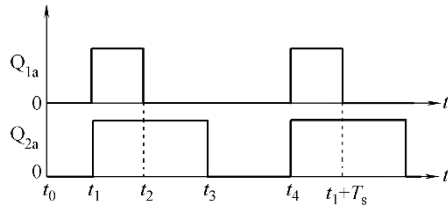


图 8 Q_{1a} 和 Q_{2a} 一个开关周期内的工作波形

Fig.8 The waveforms of Q_{1a} and Q_{2a} during one switching period

$[t_1, t_2]$ 时刻， Q_{1a} 和 Q_{2a} 同时导通： $N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = u_i$ ，

即

$$\Delta\phi_1 = \frac{u_i}{N_1}(t_2 - t_1) \quad (12)$$

$[t_2, t_3]$ 时刻， Q_{1a} 关断、 Q_{2a} 继续导通时：

$N_1 \frac{d\phi_2}{dt} = \frac{u_i}{2}$ ，即

$$\Delta\phi_2 = \frac{u_i}{2N_1}(t_3 - t_2) \quad (13)$$

$[t_3, t_4]$ 时刻， Q_{1a} 、 Q_{2a} 同时关断，复位绕组开始

工作： $N_3 \frac{d\phi_3}{dt} = u_i$ ，即

$$\Delta\phi_3 = \frac{u_i}{N_3}(t_4 - t_3) \quad (14)$$

由 $\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 = \Delta\phi_3$ ，得复磁绕组磁复位所需时间

$$t_4 - t_3 = \frac{N_3}{N_1} \frac{D_1 + D_2}{2} T_s \quad (15)$$

若复磁绕组在功率管下一个开关周期来临之前提前复磁结束，即 $t_4 < t_1 + T_s$ ，得

$$(1 - D_2)T_s > \frac{N_3}{N_1} \frac{D_1 + D_2}{2} T_s \quad (16)$$

令 $D_2 = 0.5$ ，则得

$$D_1 < \frac{N_1}{N_3} - 0.5 \quad (17)$$

此时一次绕组 N_1 会依次出现 u_i 、 $u_i/2$ 、 $-u_i/K_2$ 、 0 四个电平。

若复磁绕组恰好在 $t_1 + T_s$ 处复磁结束，即

$$(1 - D_2)T_s = \frac{N_3}{N_1} \frac{D_1 + D_2}{2} T_s \quad (18)$$

令 $D_2 = 0.5$ ，则得

$$D_1 = \frac{N_1}{N_3} - 0.5 \quad (19)$$

此时一次绕组 N_1 只会依次出现 u_i 、 $u_i/2$ 、 $-u_i/K_2$ 三个电平。

工作模式 C 的复磁绕组复磁过程与工作模式 A 基本相似，在此不赘述。

在工作模式 B 中，此时变换器功率管 Q_{5a} 、 Q_{6b} 高频斩控，一个周期内工作波形如图 9 所示（ Q_{5a} 与 Q_{1a} 占空比相同，同为 D_1 ）。

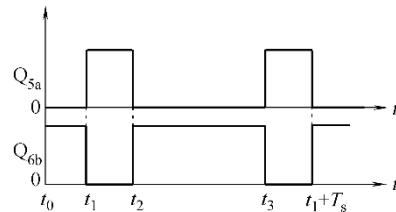


图 9 Q_{5a} 和 Q_{6b} 在一个开关周期内的工作波形

Fig.9 The waveforms of Q_{5a} and Q_{6b} during one switching period

$[t_1, t_2]$ 时刻， Q_{5a} 导通 Q_{6b} 关断时： $N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = u_i$ ，

即

$$\Delta\phi_1 = \frac{u_i}{N_1}(t_2 - t_1) \quad (20)$$

$[t_2, t_3]$ 时刻， Q_{5a} 关断 Q_{6b} 导通时，复位绕组开

始工作： $N_3 \frac{d\phi_2}{dt} = u_i$ ，即

$$\Delta\phi_2 = \frac{u_i}{N_3}(t_3 - t_2) \quad (21)$$

由 $\Delta\phi_1 = \Delta\phi_2$ 、 $t_2 - t_1 = D_1 T_s$ ，得复磁绕组磁复位所需时间

$$t_3 - t_2 = \frac{N_3}{N_1} D_1 T_s \quad (22)$$

当 $t_3 - t_2 = \frac{N_3}{N_1} D_1 T_s < t_1 + T_s - t_2$ 时，磁心才能在功率管下一个开关周期来临之前提前复磁结束，即得

$$D_1 < \frac{N_1}{N_1 + N_3} \quad (23)$$

若复磁绕组恰好在 $t_1 + T_s$ 处复磁结束，即

$$\frac{N_3}{N_1} D_1 T_s = (1 - D_1) T_s$$

得

$$D_1 = \frac{N_1}{N_1 + N_3} \quad (24)$$

工作模式D的复磁绕组复磁过程与工作模式B基本相似，在此不赘述。

综合工作模式A、B、C、D各个磁复位所需满足的时间条件，对要使变换器正常工作时，磁复位所满足的时间条件做以下讨论：

当 $N_3 > N_1$ 时，得出此时要使变换器正常工作，磁复位所满足的时间条件为： $D_1 \leq N_1 / N_3 - 0.5$ ， $D_2 = 0.5$ 。

当 $N_3 < N_1$ 时，得出此时要使变换器正常工作，磁复位所满足的时间条件为： $D_1 \leq N_1 / (N_1 + N_3)$ ， $D_2 = 0.5$ 。

当 $N_3 = N_1$ 时，得出此时要使变换器正常工作，磁复位所满足的时间条件为： $D_1 \leq 0.5$ ， $D_2 = 0.5$ 。

5 正激式交-交型三电平AC/AC变换器与两电平AC/AC变换器的比较

传统的正激式两电平AC/AC变换器在输出滤波器上得到的是两电平电压波形，本节对两种变换器进行比较。在比较之前，对两种变换器做如下假设：①输入电压范围相等；②输出电压相等；③滤波电感电流的脉动频率和脉动值相等；④变压器一、二次侧匝比相等；⑤输出电容的电压纹波相等。

5.1 输出滤波电感的比较

正激式交-交型三电平AC/AC变换器输出滤波

电感 L_f

$$L_f = \frac{U_0(1 - D_2)T_s}{\Delta I_{Lf}} \quad (25)$$

传统的正激式交-交型两电平AC/AC变换器的输出滤波电感 L_{f2}

$$L_{f2} = \frac{\left(\frac{U_i}{K_1} - U_o\right)U_o T_s}{\frac{U_i}{K_1} \Delta I_{Lf}} \quad (26)$$

综合式(6)、式(25)、式(26)以及 $D_1 < D_2$ 、 $D_2 = 0.5$ 得

$$\frac{L_f}{L_{f2}} = \frac{1}{\frac{3}{2} - D_1} < 1 \quad (27)$$

由上式可得出正激式交-交型三电平AC/AC变换器输出滤波电感将小于传统的正激式交-交型两电平AC/AC变换器的输出滤波电感，其最小可取到传统的正激式交-交型两电平AC/AC变换器输出滤波电感的2/3。输出滤波电感的减小对于减小变换器体积和重量是很有意义的。

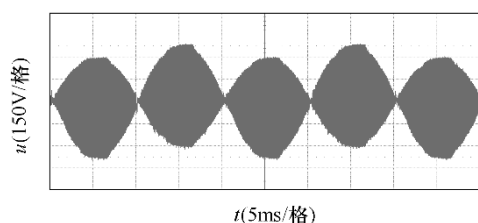
5.2 主开关管电压应力的比较

多电平变换器理论提出的最初出发点是为了降低开关管电压应力，正激式交-交型三电平AC/AC变换器也同时具备了这一特点。根据上面的稳态分析可知主功率开关管 Q_{2a} 和 Q_{2b} 承受的电压应力为 $U_i(1/2 + K_2)$ ， Q_{1a} 和 Q_{1b} 承受的电压应力为 $U_i/2$ 。而传统的正激式交-交型两电平AC/AC变换器的主功率开关管的电压应力为 $U_i(1 + K_2)$ 。把两者比较可看出正激式交-交型三电平AC/AC变换器每个回路所包含的两只主功率开关管（ Q_{1a} 和 Q_{2a} 或 Q_{1b} 和 Q_{2b} ）的电压应力总和刚好为传统的正激式两电平AC/AC变换器主功率开关管的电压应力。这表明正激式交-交型三电平AC/AC变换器提供了用两只低压开关管代替一只高压开关管的一种途径，这对适用于大功率变换场合是有意义的。

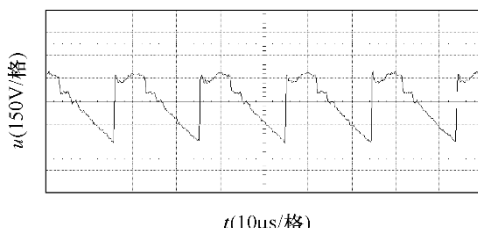
6 原理试验

输入电压 $U_i = 220(1 \pm 10\%)V/50HzAC$ ，输出电压 $U_o = 110V/50HzAC$ ，额定容量为 $S = 1kVA$ ，开关频率 $f_s = 50kHz$ ，变压器匝比为 $N_1 : N_2 : N_3 = 1 : 1.73 : 0.75$ ，输出滤波电感为 $650\mu H$ ，输出滤波电容为 $15\mu F$ 。正激式交-交型三

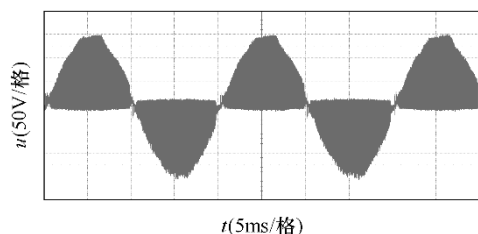
电平 AC/AC 变换器的试验波形如图 10 所示。



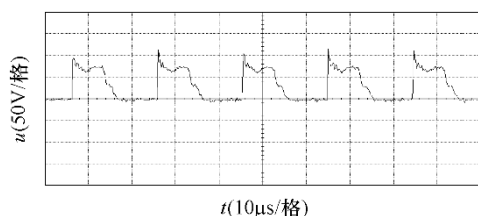
(a) 一次绕组两端电压



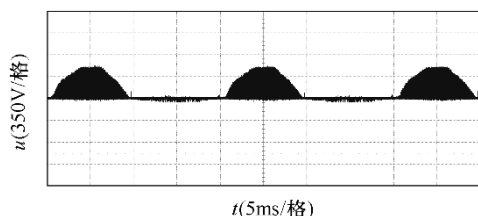
(b) 一次绕组电压局部展开



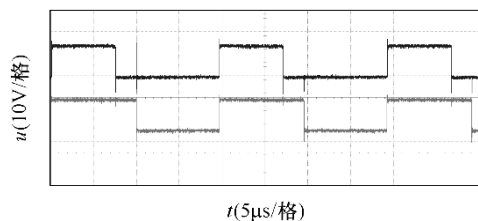
(c) 滤波器前端电压



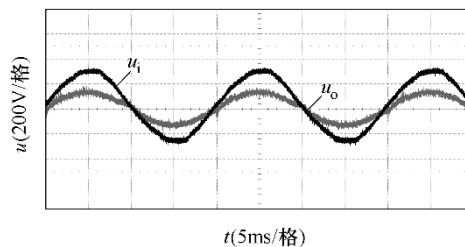
(d) 滤波器前端电压波形局部展开



(e) Q_{2a} 所承受电压



(f) Q_{1a} 和 Q_{2a} 驱动电压



(g) 输入和输出电压

图 10 1kVA 正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器试验波形

Fig.10 Test waveforms of the 1kVA forward-mode three-level AC/AC converter

由试验波形可看出，变压器一次绕组上产生了三电平 (U_i 、 $U_i/2$ 、 $-U_i/K_2$)、双极性 ($+1$ 、 -1) 高频电压波，在输出滤波器前端则获得了很好的三电平 (U_i/K_1 、 $U_i/2K_1$ 、 0)、单极性 ($+1$ 、 0 或 -1 、 0) 电压波形；变换器存在四种工作模式 A、B、C、D；负载适应能力较强；稳压性能好；输出波形质量高；主功率开关管 Q_{2a} 所承受的电压应力与理论分析相一致。

7 结论

(1) 所提出的正激式交-交型三电平 AC/AC 变换器电路拓扑简洁、两级功率变换 (LFAC/HFAC/ LFAC)、双向功率流、高频电气隔离、输出滤波器前端获得三电平低频电压波、负载适应能力较强，并具有降低了主功率开关管电压应力、减小了变换器体积和重量等优点。

(2) 分析了变换器各个工作模式及开关状态，推导出变换器外特性公式，并绘出了外特性曲线。

(3) 分析了变换器正常工作时复磁绕组磁复位所需满足的条件。

(4) 与传统的正激式两电平 AC/AC 变换器进行了比较分析。

参考文献

[1] Bland M J, Empringham L, Clare J, et al. A new resonant soft switching topology for direct AC-AC converters[C]. IEEE PESC, Cairns, 2002, 1: 72-77.
 [2] Joao C de Oliveira, V J Farias, L C de Freitas, et al. Three AC/AC single phase voltage regulators analysed in a comparative way[C]. IEEE APEC, Anaheim, 2001, 2: 887-892.

- [3] Lars Helle, Stig Munk-Nielsen. A novel loss reduced modulation strategy for matrix converters[C]. IEEE PESC, Vancouver, 2001, 2: 1102-1107.
- [4] 陈道炼, 李磊, 张海涛, 等. 单极性移相控制电压源高频交流环节 AC/AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 29-32.
Chen Daolian, Li Lei, Zhang Haitao, et al. Research on the uni-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 29-32.
- [5] 陈道炼, 刘剑, 尹春. 基于双管反激变换器的全桥式高频交流环节 AC-AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 49-53.
Chen Daolian, Liu Jian, Yin Chun. Research on the full-bridge mode AC/AC converters with high frequency AC link based on double-transistor flyback converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 49-53.
- [6] 陈道炼, 李磊. 电压源高频交流环节 AC/AC 变换器原理研究[J]. 电工技术学报, 2001, 16(6): 25-30.
Chen Daolian, Li Lei. Research on principles of the voltage mode AC/AC converters with high frequency ac link[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2001, 16(6): 25-30.
- [7] 李磊, 陈道炼. 两种高频交流环节 AC/AC 变换器比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 74-78.
Li Lei, Chen Daolian. Comparison of two kinds of AC/AC converters with high frequency AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 74-78.
- [8] 张方华, 严仰光. 高频耦合 AC-AC 变压器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 149-153.
Zhang Fanghua, Yan Yangguang. Research on high-frequency-linked AC-AC transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12): 149-153.
- [9] 陈道炼, 李磊, 胡育文. 双极性移相控制电压源高频交流环节 AC/AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 69-73.
Chen Daolian, Li Lei, Hu Yuwen. Research on the bi-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 69-73.
- [10] 李磊, 陈道炼. 优良综合性能的正激式高频环节交-交变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(17): 77-81.
Li Lei, Chen Daolian. Forward-mode high-frequency link AC/AC converter with perfect comprehensive performances[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(17): 77-81.
- [11] 陈道炼, 尹春. 高频交流环节 AC/AC 变频变换系统基准正弦电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 5-8.
Chen Daolian, Yin Chun. Research on the reference sinusoidal circuit of the AC/AC variable frequency conversion system with high frequency ac link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 5-8.
- [12] 阮新波, 李斌, 陈乾宏. 一种适用于高压大功率变换的三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 20-23.
Ruan Xinbo, Li Bin, Chen Qianhong. A new approach for high voltage and high power three-level DC-DC conversion[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 20-23.
- [13] 梁小国, 危建, 阮新波. 一种新颖的交错并联正激三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 139-143.
Liang Xiaoguo, Wei Jian, Ruan Xinbo. A novel interleaved three-level forward converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 139-143.
- [14] Glinka M. A new AC/AC multilevel converter family[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 662-669.
- [15] 李磊, 胡文斌. 两种移相控制全桥式高频环节逆变器比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 100-104.
Li Lei, Hu Wenbin. Comparisons of two kinds of phase-shifted controlled full-bridge mode inverters with high frequency link[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 100-104.
- [16] 俞红祥, 纪延超, 林敏. 交流斩波器的新型谐波抑制脉宽调制技术[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 68-73.
Yu Hongxiang, Ji Yanchao, Lin Min. An advanced harmonic elimination PWM technique implemented in AC choppers[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 68-73.

换技术、风力发电技术。李磊□男，1975 年生，博士，硕士生导师， 主要研究方向为功率电子变换技术。