

功率最优的晶闸管 24 脉波变流器的研制

梁文坤¹, 赖玉斌², 方昌始¹

(1. 华南理工大学 广州学院, 广东 广州 510800; 2. 华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广东 广州 510640)

摘要: 针对晶闸管变流器存在的谐波电流及无功功率问题, 文章提出了具有功率减少的晶闸管 24 脉波变流器的一种电路方案。介绍了变流器的结构组成及工作原理, 分析了常规触发模式和功率最优触发模式的换流过程, 导出了其数学模型及逆变区安全换流的最小逆变角。此外, 对触发角调节器的功能及动作过程进行了论述, 并给出了实测的负载电压波形及实验数据。实验结果表明, 理论分析与实际测量结果相一致。

关键词: 多相变流; 数学模型; 波形分析; 功率减少

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)04-0009-09

Development of 24-pulse Thyristor Converter with Optimal Power

LIANG Wen-kun¹, LAI Yu-bin², FANG Chang-shi¹

(1. Guangzhou Institute, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510800, China;

2. College of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510640, China)

Abstract: In view of these problems on the harmonic current and the reactive power loss in thyristor converter, a new main circuit scheme for 24-pulse thyristor converter with saving of power is presented in this paper. The configuration and operating principle of the converter are introduced. Commutating processes on both the conventional mode and the optimal power mode are analyzed. The mathematics model and the minimum inverting angle of safety commutation on the inverting region are derived too. Moreover, the function and operating process of firing angle regulator are discussed. Finally, the tested load voltage waveforms and experimental data are given. Experimental results agreement with the theoretical analysis.

Key words: multi-phase converting; mathematics model; waveform analysis; decrease in power

0 引言

一直以来, 晶闸管变流器由于其主电路结构简单、控制容易、可靠性高而广泛用于各种工业装备, 尤其是中、大功率的交、直流传动装置, 并且取得很好的节能效果。其主要缺点是运行时会在交流侧产生谐波电流, 导致电网的无功损耗增大、功率因数降低。

为此开发出许多改进措施, 用来改善变流器的性能, 如改进型桥式变流器^[1-2]和串接式多重化变流器^[3-6], 这些方案较好地解决了波形畸变和无功损耗的问题。但对于像不可逆热轧机那样的中压大电流负载, 传统

的脉冲触发方式与串并联接法仍无法满足节能的需要。对此, 笔者开发了一种采用串并接方式的 24 脉波变流器, 同时对主电路进行最优功率触发策略控制, 取得了无功功率减少和功率因数提高的目的。该变流器在实验室的设备上进行了实验, 通过波形及数据测试证明, 该变流器工作正常, 并有一定的节电效果。

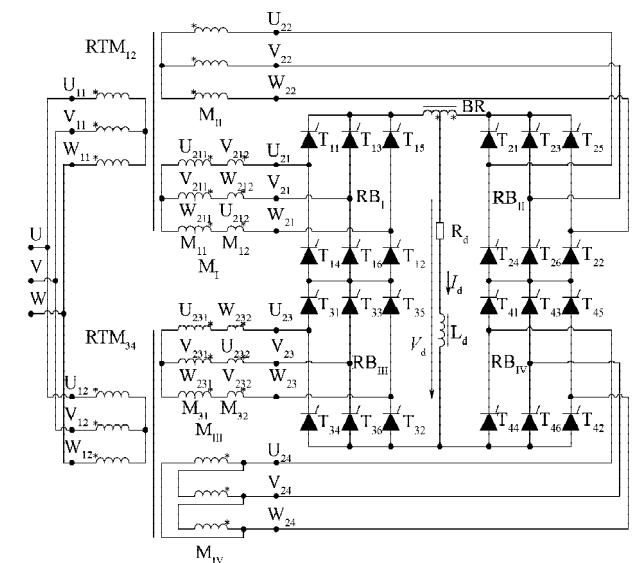
1 结构组成及原理

采用串并接法的晶闸管 24 脉波变流器的结构原理如图 1 所示。由图可见, 该变流器由 4 个 6 脉冲桥、2 台整流变压器及 1 台平衡电抗器与负载构成。其中, 整流桥 $RB_I \sim RB_{IV}$ 均为常规的 6 脉冲桥式全控整流器, 桥 I 与桥 III 相串, 桥 II 与桥 IV 相串, 再通过平衡电抗器 BR 相并联,

收稿日期: 2012-11-21

作者简介: 梁文坤 (1986-), 男, 助理工程师, 研究方向为电力电子、电气传动及 PLC 控制。

于是该变流器能用于高电压负载。



RTM₁₂——RB_I和RB_{II}整流桥的供电变压器；RTM₃₄——RB_{III}和RB_{IV}整流桥的供电变压器

图1 晶闸管 24 脉波变流器原理图

Fig.1 Configuration of 24-pulse thyristor converter

为使负载侧能得到 24 脉波的直流电压，4 个桥的晶闸管应互差 15° 导通。为此，需要 2 台结构特殊的整流变压器 RTM₁₂ 和 RTM₃₄。每台变压器的二次侧有 3 个绕组，绕组的连接见图 1 所示，各绕组的电压矢量关系如图 2 所示。由图可见，以绕组 M_{II} 作为参考量，则绕组 M_I 采用正曲折形，M_{III} 采用负曲折形，而 M_{IV} 则采用三角形。这样，通过各绕组的不同联接，在变压器二次侧生成 4 组互差 15° 的三相交流电源，分别供给对应的整流桥。通过对各个桥的晶闸管进行触发控制，在负载侧得到一周为 24 脉波的直流电压 v_d。为保证直流电压的波头整齐，要求二次侧每组相电压必须相等，这可利用三角函数的正弦定理来求出，即：

$$\left. \begin{aligned} V_{U211} &= V_{U231} = \frac{\sin 45^\circ}{\sin 120^\circ} V_{U22} = 0.82 V_{U22} \\ V_{U212} &= V_{U232} = \frac{\sin 15^\circ}{\sin 120^\circ} V_{U22} = 0.3 V_{U22} \\ V_{U24} &= \sqrt{3} V_{U22} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

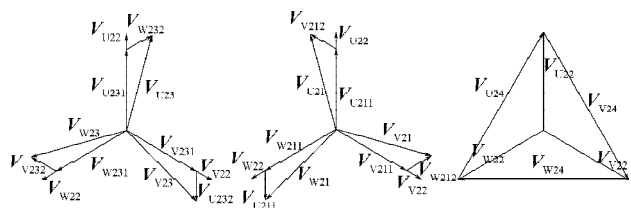
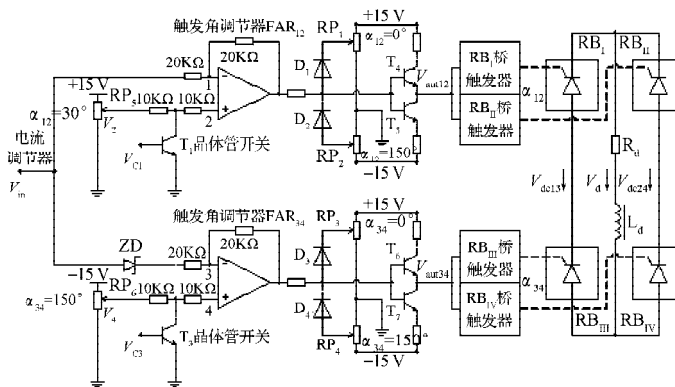


图2 变压器二次侧绕组电压矢量图

Fig.2 Voltage vector diagram of secondary windings

触发角调节器与主电路关系如图 3 所示。从图 3(a) 看出，将 4 个桥的触发角分为 2 种，即桥 I 与桥 II 为 α_{12} 、桥

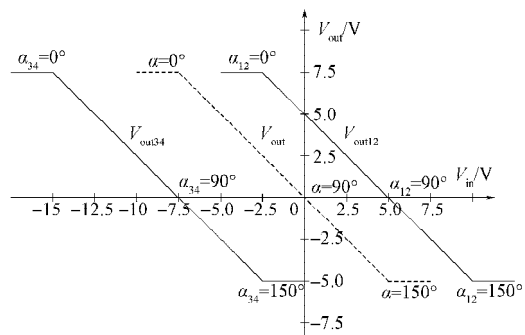
III 与桥 IV 为 α_{34} ，如图 3(a) 所示。根据 α_{12} 与 α_{34} 的不同组合，该变流器的运行状态有 2 种模式：(1) $\alpha_{12} = \alpha_{34}$ 时的常规触发控制；(2) $\alpha_{12} = 0^\circ$ ， α_{34} 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 变化的功率最优触发控制。这两种模式的换流过程不同，负载侧的电压波形亦不同，甚至数量关系也不完全相同。



α ——触发角； α_{12} ——整流器 RB_I和整流器 RB_{II}的触发角； α_{34} ——整流器 RB_{III}和整流器 RB_{IV}的触发角； V_{in} ——触发角调节器的输入电压； V_{out12} ——触发角调节器 FAR₁₂的输出电压； V_{out34} ——触发角调节器 FAR₃₄的输出电压； v_{dc13} ——桥 RB_I与桥 RB_{III}串联时，直流侧电压瞬时值； v_{dc24} ——桥 RB_{II}与桥 RB_{IV}串联时，直流侧电压瞬时值； v_d ——负载侧直流电压瞬时值； V_{c1} 、 V_{c3} ——模式转换开关电压； V_2 、 V_4 ——初始触发角调节电压

(a) 触发角调节器(FAR)原理图

(a) Principle configuration of firing angle regulator (FAR)



(b) FAR 的输入输出特性曲线

(b) Characteristic curves of input and output of FAR

图3 触发角调节器与主电路的关系

Fig.3 Relationship between the firing angle regulator and main circuit

2 常规触发控制模式分析

当 α_{12} 与 α_{34} 同步移相时，该电路处于常规触发控制模式。此时，电路的运行过程与 6 脉波桥相同，触发角 $\alpha_{12} = \alpha_{34}$ 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间变化。根据触发角小于 90° 或大于 90° ，电路分为整流与逆变两个区。为简化分析过程，特作如下假设：

- (1) 输入交流电源波形为正弦形；
- (2) 负载侧的直流电流稳定，且负载电感无穷大；
- (3) 交流电源阻抗接近为零，且忽略换流电感；
- (4) 忽略晶闸管的“通-断”时间及通态压降；

(5) 变压器一二次侧绕组的变比为 1。

2.1 整流区的运行

当 $\alpha_{12} = \alpha_{34}$ 且在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 之间变化时, 该电路处于整流状态, $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 30^\circ$ 时的波形如图 4 所示。设 ωt_1 时刻, 桥 I 的 $\alpha_{12} = 30^\circ$ 处, T_{11} 与 T_{16} 构成通路, 桥 III 的 T_{35} 与 T_{36} 导通, 则串联的电压 $v_{dc13} = v_{UV21} + v_{WV23}$; 桥 II 的 T_{25} 与 T_{26} 导通, 桥 IV 的 T_{45} 与 T_{46} 导通, 其串联电压 $v_{dc24} = v_{WV22} + v_{WV24}$ 。于是负载上的合成电压为:

$$v_{dc} = \frac{v_{UV21} + v_{WV23} + v_{WV22} + v_{WV24}}{2} \quad (2)$$

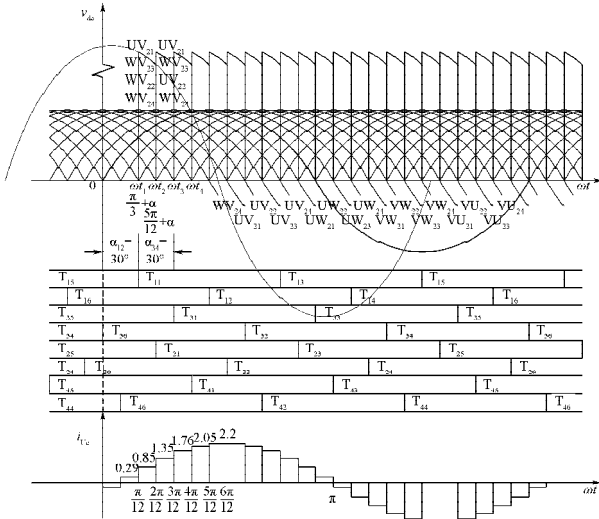


图 4 触发角 $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 30^\circ$ 时的波形

Fig. 4 Waveform of load voltage v_{dc} when firing angle $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 30^\circ$

在相隔 15° 的 ωt_2 处, 桥 I 的 T_{11} 、 T_{16} 导通, 桥 III 的 T_{35} 与 T_{36} 导通, 串联电压 v_{dc13} 不变, 即 $v_{dc13} = v_{UV21} + v_{WV23}$ 。而桥 II 的 T_{21} 的 $\alpha_{12} = 30^\circ$ 处, T_{21} 触发导通, 使 T_{25} 受反压关断, 则 T_{21} 与 T_{26} 构成通路; 而桥 IV 仍为 T_{45} 与 T_{46} 导通, 串联电压 $v_{dc34} = v_{UV22} + v_{WV24}$ 。因此, 负载上的合成电压为:

$$v_{dc} = (v_{UV21} + v_{WV23} + v_{UV22} + v_{WV24})/2 \quad (3)$$

这样, 该电路一周换流 24 次, 负载电压 v_{dc} 为 24 脉波的直流电压。设 $V_{UV21} = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t$ 作为参考量, 则求出对应的负载电压平均值 V_{dc} 如式 (5)。

$$\begin{aligned} V_{WV22} &= \sqrt{2}V_1 \sin\left(\omega t + \frac{3\pi}{12}\right) \\ V_{WV23} &= \sqrt{2}V_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{12}\right) \\ V_{WV24} &= \sqrt{2}V_1 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{12}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

于是, 常规触发控制模式时的直流平均电压 V_{dc} 为:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{6\sqrt{2}V_1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha_{12}}^{\frac{5\pi}{12} + \alpha_{12}} (V_{UV21} + V_{WV23} + V_{WV22} + V_{WV24}) d\omega t \right] = \\ &= \frac{6\sqrt{2}V_1}{\pi} \cos \alpha_{12} \quad (V) \end{aligned} \quad (5)$$

输入的交流线电流有效值 I_{UC} 为:

$$\begin{aligned} I_{UC} &= \left\{ \frac{2I_d^2}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{12}} (0.29)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{12}}^{\frac{2\pi}{12}} (0.85)^2 d\omega t + \right. \right. \\ &\quad \left. \int_{\frac{2\pi}{12}}^{\frac{3\pi}{12}} (1.35)^2 d\omega t + \int_{\frac{3\pi}{12}}^{\frac{4\pi}{12}} (1.76)^2 d\omega t + \right. \\ &\quad \left. \left. \int_{\frac{4\pi}{12}}^{\frac{5\pi}{12}} (2.05)^2 d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{6\pi}{12}} (2.2)^2 d\omega t \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = 1.57I_d \quad (A) \quad (6) \end{aligned}$$

2.2 逆变区的运行

由式 (1) 可知, $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 90^\circ$ 时, 直流电压 $V_{dc} = 0$ V, 因此, 当 $\alpha_{12} = \alpha_{34} > 90^\circ$ 后, 该电路进入逆变区。当 $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 150^\circ$ 时的波形图如图 5 所示。为分析方便, 假设负载侧有一直流电源 $-E_d$ 存在。因此, 在 ωt_1 处, 桥 I 的 T_{11} 的 $\alpha_{12} = 150^\circ$, T_{11} 触发与 T_{16} 构成通路, 桥 III 的 T_{35} 与 T_{36} 导通, 则串联电压 $v_{dc13} = -v_{UV21} + (-v_{WV23})$ 。桥 II 的 T_{25} 与 T_{26} , 桥 IV 的 T_{45} 与 T_{46} 均导通, 串联电压 $v_{dc24} = -v_{WV22} + (-v_{WV24})$ 。因此, 合成电压为:

$$v_{dc} = \frac{-(v_{UV21} + v_{WV23} + v_{WV22} + v_{WV24})}{2} \quad (7)$$

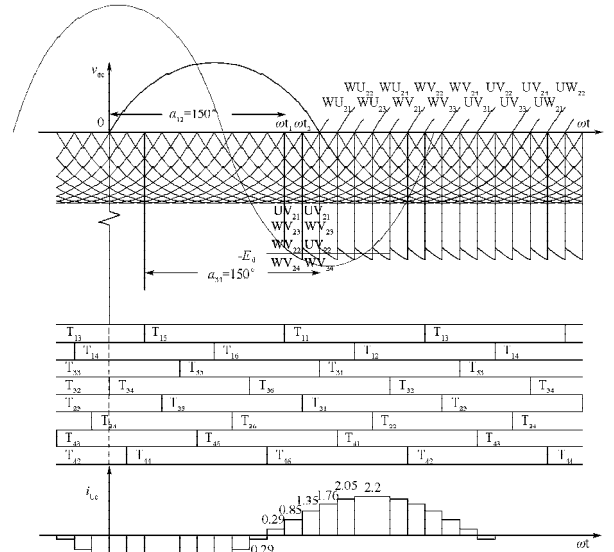


图 5 $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 150^\circ$ 时的波形

Fig. 5 Waveform of the load voltage v_{dc} when firing angle $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 150^\circ$

在相隔 $\pi/2$ 的 ωt_2 处, 桥 I 与桥 III 晶闸管导通情况不变, 串联电压仍为 $v_{dc13} = -(v_{UV21} + v_{WV23})$; 而桥 II 的 T_{21} 的 $\alpha_{12} = 150^\circ$ 处, T_{21} 触发, T_{25} 换流给 T_{21} , 则 T_{21} 与 T_{26} 构成通路, 而桥 IV 仍为 T_{45} 与 T_{46} 导通。于是, 负载侧的合成电压为:

$$v_{dc} = \frac{-(v_{UV21} + v_{WV23} + v_{UV22} + v_{WV24})}{2} \quad (8)$$

这样, 只要逆变电压 $|-v_{dc}| < |-E_d|$, 则电流从负载侧流向电网侧, 实现了电能的回馈。

逆变运行时,由于触发脉冲的不对称度 θ' 、换流重叠角 γ 及晶闸管关断时间 δ 等影响,会发生换流失效,从而导致逆变过程颠覆。为此,须对逆变时的控制角,即逆变角进行限制。

逆变区最小逆变角 $\beta_{\min}$ 应为:

$$\beta_{\min} = \delta + \gamma + \theta' \quad (9)$$

式中: δ 约为 $4^\circ \sim 5^\circ$; θ' 一般为 10° 左右; γ 与触发角 α 、变压器的漏抗 χ_B 和负载电流 I_d 有关,即:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d \chi_B}{\sqrt{2} V_1 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (10)$$

逆变时, $\alpha = \pi - \beta$,并令 $\beta \geq \gamma$,则式(10)经三角函数的和角公式变换,可改写成:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_d \chi_B}{\sqrt{2} V_1 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (11)$$

式中: χ_B ——变压器每相折算到二次侧绕组的漏抗,可由变压器的铭牌数据求出,即:

$$\chi_B = \frac{V_1}{I_{UC}} \frac{u_k \%}{100} \quad (12)$$

式中: u_k ——变压器的短路电压比,可从变压器的手册中查到; m ——变压器的脉波数, $m=24$ 。

将 $I_{UC}=1.57I_d$ 代入式(11)和式(12),得到:

$$\cos \gamma = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} u_k \% \quad (13)$$

于是,最小逆变角为:

$$\beta_{\min} = \delta + \cos \gamma + \theta' \quad (14)$$

本实验的变压器 $V_1=380$ V, $P_N=2.64$ kVA, $u_k=5$,则该变流器的最小逆变角为:

$$\beta_{\min} = 4^\circ + 16.9^\circ + 10^\circ = 30.9^\circ \quad (15)$$

2.3 谐波分析

晶闸管变流器的谐波分为交流侧的电流谐波和直流侧的电压谐波。这里仍沿用上述假设,利用Fourier级数的展开式导出谐波公式。

(1) 交流电流谐波

由图4可知,常规触发控制时,该变流器的交流线电流的瞬时值 i_{UC} 波形对称于坐标原点,为奇函数,无余弦分量。故展开成Fourier级数时,仅需求展开式的系数 b_n 即可。由图4得到系数 b_n 的公式为:

$$b_n = \frac{4I_d}{\pi} \left[0.29 \int_0^{\frac{\pi}{12}} \sin n\omega t d\omega t + 0.85 \int_{\frac{\pi}{12}}^{\frac{2\pi}{12}} \sin n\omega t d\omega t + 1.35 \int_{\frac{2\pi}{12}}^{\frac{3\pi}{12}} \sin n\omega t d\omega t + 1.76 \int_{\frac{3\pi}{12}}^{\frac{4\pi}{12}} \sin n\omega t d\omega t + 2.05 \int_{\frac{4\pi}{12}}^{\frac{5\pi}{12}} \sin n\omega t d\omega t + 2.2 \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{6\pi}{12}} \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (16)$$

求解式(16)并整理后,得到该变流器的交流电流谐波表达式为:

$$i_{UC}(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\cos \omega t + \sum_{K=1}^{\infty} \frac{1}{(24K \pm 1)} \cos(24K \pm 1)\omega t \right] \quad (17)$$

由式(17)可知,输入交流电流中仅含有 $(24K \pm 1)$ 次谐波。电流的畸变率为:

$$\gamma_i = \frac{I_{\Sigma n}}{I_1} = 0.072 \quad (K=1 \sim 100) \quad (18)$$

(2) 直流电压谐波

该变流器的直流电压谐波计算非常复杂,难以直接计算,利用6脉波桥的直流电压谐波公式求得:

$$v_{dc}(t) = \frac{6\sqrt{2}V_1}{\pi} \left\{ \cos \alpha + \sum_{K=1}^{\infty} \left[\frac{1}{(24K-1)^2} + \frac{1}{(24K+1)^2} - \frac{2 \cos 2\alpha}{(24K-1)(24K+1)} \right]^{\frac{1}{2}} \sin(24K\omega t + \phi_{24K}) \right\} \quad (19)$$

由式(19)可知,该变流器的直流电压谐波中仅包含有24、48等24倍次输入频率的谐波分量。

直流电压脉动系数为:

$$S_V = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{24^2 - 1} = 0.35\% \quad (20)$$

可见,该变流器的直流电压脉动较小。

3 功率最优触发控制模式分析

当该变流器的桥 RB_I 与桥 RB_{II} 的触发角 α_{12} 和桥 RB_{III} 与桥 RB_{IV} 的触发角 α_{34} 分别进行移相控制时,该电路的运行过程不同于常规桥,其数学模型也不同。

3.1 整流区

当 $\alpha_{12}=0^\circ$,而 α_{34} 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间变化时,该电路处于功率最优触发控制模式的整流区。 $\alpha_{12}=0^\circ$, $\alpha_{34}=30^\circ$ 时的波形如图6所示。

(1) $0^\circ \sim \omega t_1$ 区间

桥I的 T_{11} 与 T_{16} 导通,桥III的 T_{35} 与 T_{36} 导通,则串接电压 $v_{dM13}=v_{UV21}+v_{WV23}$ 。桥II的 T_{25} 与 T_{26} 导通,桥IV的 T_{44} 与 T_{45} 导通,串接电压 $v_{dM24}=v_{WV22}+v_{WU24}$ 。于是合成电压为:

$$v_{dM} = \frac{(v_{UV21} + v_{WV23} + v_{WV22} + v_{WU24})}{2} \quad (21)$$

(2) $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 区间

桥I与桥III的运行过程不变,串接电压也不变。而桥II中, T_{25} 换流给 T_{21} ,则 T_{21} 与 T_{26} 导通;桥IV的 T_{44} 换流

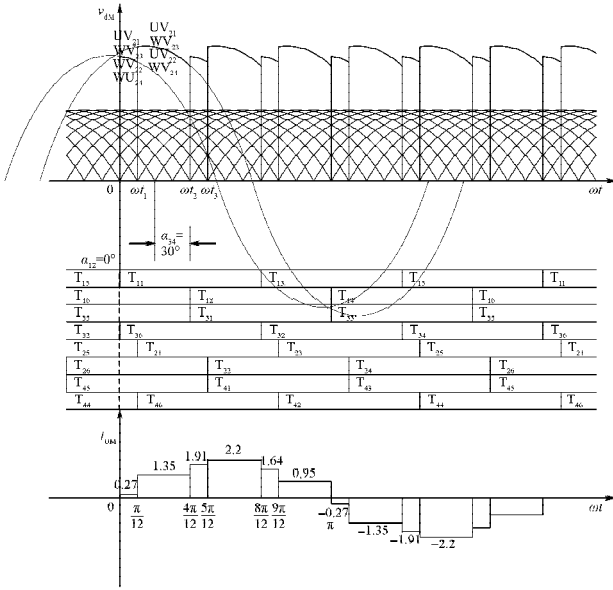
给 T_{46} , 则 T_{45} 与 T_{46} 导通, $v_{dM24}=v_{UV22}+v_{WV24}$ 。因此, 合成电压为:

$$v_{dM} = \frac{(v_{UV21} + v_{WV23} + v_{UV22} + v_{WV24})}{2} \quad (22)$$

(3) ωt_2 时刻

桥 I 的 T_{12} 触发, T_{16} 换流给 T_{12} , T_{12} 与 T_{11} 导通。桥 III 的 T_{31} 触发, T_{35} 换流给 T_{31} , T_{31} 与 T_{36} 导通。串接电压 $v_{dM13}=v_{UW21}+v_{UV23}$ 。反之, 桥 II 与桥 IV 的运行过程不变, 串接电压也不变。因此, 合成电压为:

$$v_{dM} = \frac{(v_{UW21} + v_{UV23} + v_{UV22} + v_{WV24})}{2} \quad (23)$$



v_{dM} ——最优功率触发控制时负载侧直流电压瞬时值; i_{UM} ——最优功率触发控制时交流线电流的瞬时值

图 6 $\alpha_{12}=0^\circ, \alpha_{34}=30^\circ$ 时的波形

Fig.6 Waveforms of v_{dM} and i_{UM} when $\alpha_{12}=0^\circ$ and $\alpha_{34}=30^\circ$

$\alpha_{12}=0^\circ, \alpha_{34}$ 分别为 90° 和 120° 时的波形如图 7、图 8 所示。

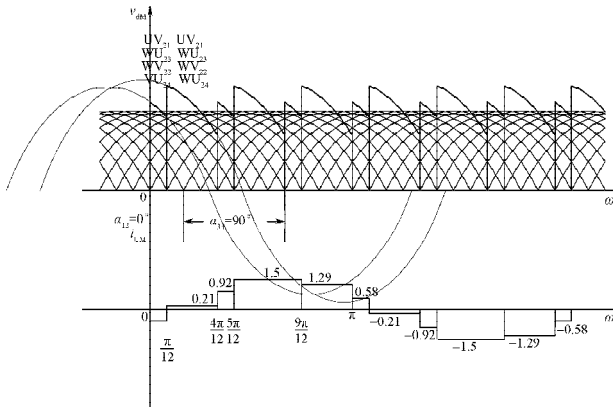


图 7 $\alpha_{12}=0^\circ, \alpha_{34}=90^\circ$ 时 v_{dM} 与 i_{UM} 的波形

Fig.7 Waveforms of v_{dM} and i_{UM} when $\alpha_{12}=0^\circ$ and $\alpha_{34}=90^\circ$

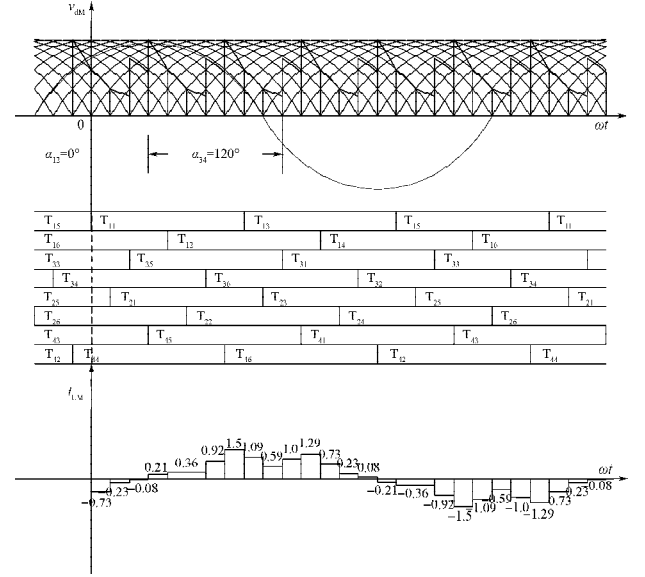


图 8 $\alpha_{12}=0^\circ, \alpha_{34}=120^\circ$ 时 v_{dM} 与 i_{UM} 的波形

Fig.8 Waveforms of v_{dM} and i_{UM} when $\alpha_{12}=0^\circ$ and $\alpha_{34}=120^\circ$

$\alpha_{12}=0^\circ, \alpha_{34}=150^\circ$ 时的波形如图 9 所示。

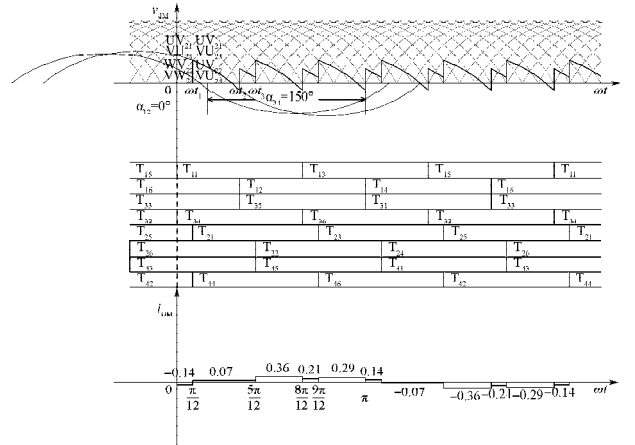


图 9 $\alpha_{12}=0^\circ, \alpha_{34}=150^\circ$ 时 v_{dM} 与 i_{UM} 的波形

Fig.9 Waveforms of v_{dM} and i_{UM} when $\alpha_{12}=0^\circ$ and $\alpha_{34}=150^\circ$

(1) ωt_1 时刻

桥 I 的 T_{11} 与 T_{16} 导通, 桥 III 的 T_{33} 与 T_{34} 导通, 串接电压 $v_{dM24}=v_{WV22}+v_{VW24}$ 。则合成电压为:

$$v_{dM} = \frac{(v_{UV21} + v_{VU23} + v_{WV22} + v_{VW24})}{2} \quad (24)$$

(2) $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 区间

桥 I 与桥 III 的运行过程不变, 串接电压 v_{dM13} 也不变。反之, 桥 II 的 T_{25} 换流给 T_{21} , 则 T_{21} 与 T_{26} 导通; 桥 IV 的 T_{42} 换流给 T_{44} , T_{43} 与 T_{44} 导通。于是合成电压为:

$$v_{dM} = \frac{(v_{UV21} + v_{UV23} + v_{UV22} + v_{UV24})}{2} \quad (25)$$

(3) ωt_2 时刻

桥 I 与桥 III 的运行变化, 则合成电压亦变为:

$$v_{dM} = \frac{(v_{UW21} + v_{WU23} + v_{UV22} + v_{UV24})}{2} \quad (26)$$

直到 $\alpha_{34}=180^\circ$ 时,合成电压才等于零。因此,当 $\alpha_{12}=0^\circ$, α_{34} 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间变化时,合成电压 v_{dM} 在正向最大值与零之间变化。

$\alpha_{12}=0^\circ$, $\alpha_{34}=0^\circ$ 时的 v_{dM} 与 i_{UM} 的波形如图10所示。由上述分析可知,在 2π 区间,虽每隔 $\pi/12$ 换流一次,但每个合成电压的波头形状并不相同,所以必须在 $\pi/3$ 范围内,分别对4个合成电压求积分之和。

由2.1节可知:

$$\begin{aligned} V_{UV21} &= \sqrt{2}V_1 \sin \omega t, V_{UV22} = \sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right), \\ V_{UV23} &= \sqrt{2}V_1 \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{12} \right), V_{UV24} = \sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{3\pi}{12} \right), \\ V_{WV22} &= \sqrt{2}V_1 \sin \left(\omega t + \frac{3\pi}{12} \right), V_{WV23} = \sqrt{2} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{12} \right), \\ V_{WV24} &= \sqrt{2}V_1 \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right). \end{aligned}$$

因此,在图10的 $0 \sim \pi/3$ 区间,令 $\alpha = \alpha_{34}$ 。

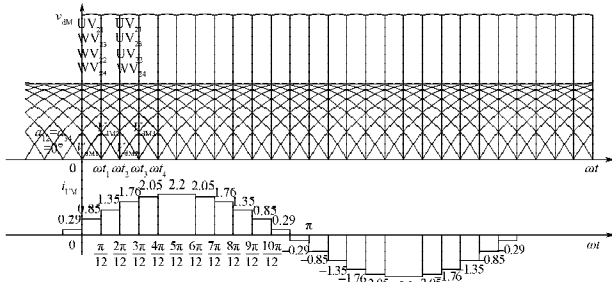


图10 $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 0^\circ$ 时 v_{dM} 与 i_{UM} 波形
Fig.10 Waveforms of v_{dM} and i_{UM} when $\alpha_{12} = \alpha_{34} = 0^\circ$

(1) $0 \sim \omega t_1$ 区间

$$V_{dM1} = \frac{3\sqrt{2}V_1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{12}} V_{UV21} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{5\pi}{12}+\alpha} V_{WV23} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{12}} V_{WV22} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{5\pi}{12}+\alpha} V_{WV24} d\omega t \right] \quad (27)$$

(2) $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 段

$$V_{dM2} = \frac{3\sqrt{2}V_1}{\pi} \left[\int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{6\pi}{12}} V_{UV21} d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{12}+\alpha}^{\frac{6\pi}{12}+\alpha} V_{WV23} d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{6\pi}{12}} V_{UV22} d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{12}+\alpha}^{\frac{6\pi}{12}+\alpha} V_{WV24} d\omega t \right] \quad (28)$$

(3) $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 区间

$$V_{dM3} = \frac{3\sqrt{2}V_1}{\pi} \left[\int_{\frac{6\pi}{12}}^{\frac{7\pi}{12}} V_{UV21} d\omega t + \int_{\frac{6\pi}{12}+\alpha}^{\frac{7\pi}{12}+\alpha} V_{UV23} d\omega t + \int_{\frac{6\pi}{12}}^{\frac{7\pi}{12}} V_{UV22} d\omega t + \int_{\frac{6\pi}{12}+\alpha}^{\frac{7\pi}{12}+\alpha} V_{WV24} d\omega t \right] \quad (29)$$

(4) $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 区间

$$V_{dM4} = \frac{3\sqrt{2}V_1}{\pi} \left[\int_{\frac{7\pi}{12}}^{\frac{8\pi}{12}} V_{UV21} d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{12}+\alpha}^{\frac{8\pi}{12}+\alpha} V_{UV23} d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{12}}^{\frac{8\pi}{12}} V_{UV22} d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{12}+\alpha}^{\frac{8\pi}{12}+\alpha} V_{WV24} d\omega t \right] \quad (30)$$

于是,负载侧直流电压平均值 V_{dMA} 为:

$$V_{dMA} = \frac{1}{2}(V_{dM1} + V_{dM2} + V_{dM3} + V_{dM4}) = \frac{3\sqrt{2}V_1}{\pi} [1 + \cos \alpha] \quad (V) \quad (31)$$

由式(31)可知,当 $\alpha = \alpha_{34} = 180^\circ$ 时,直流平均电压 V_{dMA} 为零。因此,这一触发模式的整流区的运行范围是 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。然而,当直流电压 V_{dMA} 为零时,桥Ⅲ和桥Ⅳ的晶闸管实际上处在逆变区的 $\alpha_{34} = 180^\circ$ 。由2.2节分析可知,逆变区保证安全换流的最小逆变角 $\beta_{\min} = 30^\circ$ 。因此, α_{34} 的实际变化范围应该是 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。但当 $\alpha_{12} = 0^\circ$, $\alpha_{34} = 150^\circ$ 时,直流平均电压 $V_{dMA} \neq 0$ V。于是,为使直流电压 V_{dMA} 能为零,在 $\alpha_{34} = 150^\circ$ 后,必须使 α_{12} 逐渐后移到 30° ,这样 $V_{dMA} = 0$ 。因此,须导出当 $\alpha_{34} = 150^\circ$ 时, α_{12} 在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 之间变化时的直流电压 V_{dMB} 公式,这里,仍采用式(31)的求导过程,求得:

$$V_{dMB} = \frac{3\sqrt{2}V_1}{\pi} \left[1 + \cos \left(\frac{10\pi}{12} + \alpha_{12} \right) \right] \quad (V) \quad (32)$$

交流侧线电流有效值 I_{UM} 的求法十分复杂,需要求出每一段的电流有效值与对应触发角 α_{34} 的关系。这里采用分段法求得:

$$\alpha_{34} = 0^\circ \sim 30^\circ, I_{UM1} = 1.57I_d$$

$$\alpha_{34} = 30^\circ \sim 45^\circ, I_{UM2} = 1.57 \left[1 - \frac{0.764}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{2\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d$$

$$\alpha_{34} = 45^\circ \sim 60^\circ, I_{UM3} = 1.47 \left[1 - \frac{0.816}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{3\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d$$

$$\alpha_{34} = 60^\circ \sim 75^\circ, I_{UM4} = 1.37 \left[1 - \frac{0.864}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{4\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d$$

$$\alpha_{34} = 75^\circ \sim 90^\circ, I_{UM5} = 1.26 \left[1 - \frac{1.24}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{5\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d$$

$$\alpha_{34} = 90^\circ \sim 105^\circ, I_{UM6} = 1.13 \left[1 - \frac{1.6}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{6\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d$$

$$\alpha_{34} = 105^\circ \sim 120^\circ, I_{UM7} = 0.98 \left[1 - \frac{1.9}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{7\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d$$

$$\alpha_{34} = 120^\circ \sim 135^\circ, I_{UM8} = 0.83 \left[1 - \frac{0.9}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{8\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d$$

$$\alpha_{34} = 135^\circ \sim 150^\circ, I_{UM9} = 0.76 \left[1 - \frac{8.4}{\pi} \left(\alpha_{34} - \frac{9\pi}{12} \right) \right]^{\frac{1}{2}} I_d \quad (33)$$

3.2 逆变区

当 $\alpha_{34} = 150^\circ$, α_{12} 在 $30^\circ \sim 150^\circ$ 之间变化时,该变流器

处在功率最优触发控制模式的逆变区。图 11 所示为 $\alpha_{34}=150^\circ$, $\alpha_{12}=90^\circ$ 时的波形。对于桥 III 和桥 IV, 由于 $\alpha_{34}=150^\circ$, 其直流平均电压为负值; 而桥 I 和桥 II, 当 α_{12} 从 30° 往 150° 变化时, 其直流电压亦从正值逐步变为负值。

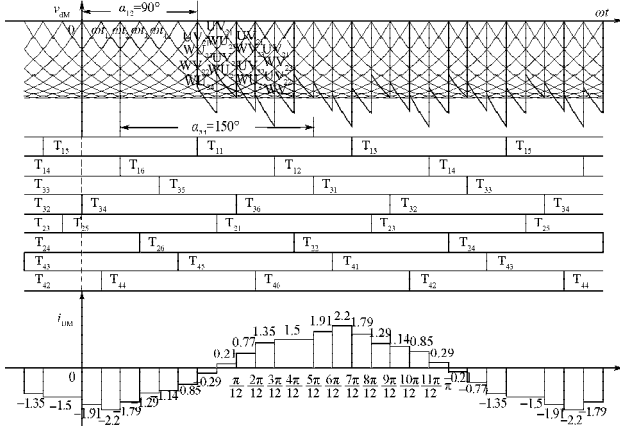


图 11 $\alpha_{34}=150^\circ$, $\alpha_{12}=90^\circ$ 时的 v_{dm} 与 i_{UM} 波形

Fig.11 Waveforms of v_{dm} and i_{UM} when $\alpha_{34}=150^\circ$ and $\alpha_{12}=90^\circ$

于是合成电压 V_{dm} 从 α_{12} 的 30° 开始, 逐渐从零变化到负的最大值。当然, 为防止电路发生逆变失败, α_{12} 与 α_{34} 都必须限制在最大值 150° , 或 $\beta_{min}=30^\circ$ 处。

4 功率关系

由上述分析可知, 该变流器两种触发控制模式下的运行过程不同, 其功率关系也不相同。常规触发控制模式下, 该电路的运行过程与功率关系与常规桥相同; 当处于功率最优触发控制模式时, 电路的交流线电流随触发角 α_{34} 的增大而减小。于是, 电路的功率损耗亦随之减少。因此, 该变流器的功率关系须分成两部分。

4.1 常规模式的功率关系

常规触发控制模式下, 该变流器的交流线电流为 $1.57I_d$, 故视在功率是恒定的。

(1) 功率

$$\left. \begin{aligned} S_C &= \sqrt{3}V_1 I_{UC} = 2.7V_1 I_d \\ Q_C &= \sqrt{3}V_1 I_{UC} \sin \alpha_{12} = 2.7V_1 I_d \sin \alpha_{12} \\ P_C &= \sqrt{3}V_1 I_{UC} \cos \alpha_{12} = 2.7V_1 I_d \cos \alpha_{12} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

(2) 功率因数

$$PF_C = \frac{V_d I_d}{\sqrt{3}V_1 I_{UC}} = 0.993 \cos \alpha_{12} \quad (35)$$

4.2 功率最优触发控制模式下的功率关系

在功率最优触发控制模式下, 变流器的交流线电流随触发角的增大而减小, 故视在功率亦随之减小, 因此须把不同 α_{34} 角度代入式 (33) 中求出对应的 I_{UM} 。

(1) 功率

$$\left. \begin{aligned} S_M &= \sqrt{3}V_1 I_{UM} = (2.7 \sim 0.41)V_1 I_d \\ Q_M &= (2.7 \sim 0.41)V_1 I_d \sin \alpha_{34} \\ P_M &= (2.7 \sim 0.41)V_1 I_d \cos \alpha_{34} \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

(2) 功率因数

$$PF_M = \frac{V_{dm} I_d}{\sqrt{3}V_1 I_{UM}} = \frac{0.78(1 + \cos \alpha_{34})}{(1.57 \sim 0.234)} \quad (37)$$

这里, 需把对应的 α_{34} 值代入式 (33), 求出 I_{UM} , 再将 I_{UM} 和对应的 α_{34} 代入式 (37), 才能求出 PF_M 。

为便于性能比较, 这里以直流端电压作为变量, 则标称的基波视在功率、无功功率及功率因数随直流端电压的改变而变化的曲线如图 12 所示。可见, 采用功率最优触发控制模式时, 该变流器的视在功率和无功功率均随直流电压的减小而减小。

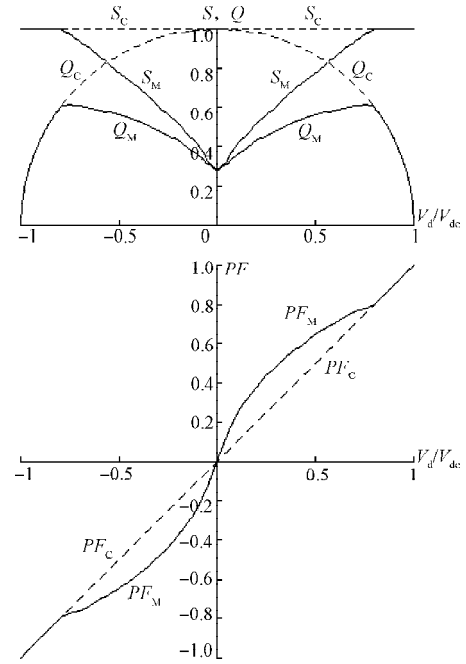


图 12 功率因数与功率关系曲线

Fig.12 Relationship curves of power factor and power

5 触发角调节器

由上述分析可知, 该变流器的运行过程有两种模式, 即常规触发和最优功率触发。在实际系统中, 为保证该变流器能实现两种模式的正常运行和可靠转换, 设计了触发角调节器 FAR 来实现变流器的两种模式的触发控制。

该变流器 4 个整流桥的触发器组的同步信号取自各自的交流侧电源, 而触发角的移相控制信号则由触发角调节器 FAR 提供。

由图 3(a) 知, 该调节器 FAR 位于电流调节器与触发器组之间, 其输入信号为电流调节器的输出电压 V_{in} ,

输出电压 V_{out12} 与 V_{out34} 分别输至触发器 I、II、III 与 IV。调节器由运算放大器的输入和输出与电子开关构成(其中 FAR₁₂ 和 FAR₃₄ 为双输入的比例放大器)。

电位器 RP₅ 用来调节 $\alpha_{12}=30^\circ$, RP₆ 调节 $\alpha_{34}=150^\circ$ 。晶体三极管 T₁ 和 T₂ 作为电子开关进行两种模式的转换。调节器 FAR₁₂ 和 FAR₃₄ 的输出端电压经过限幅和功率放大环节输入触发器组。二极管 D₁ 与电位器 RP₁ 用来限制 $\alpha_{12}=0^\circ$, D₂ 与 RP₂ 限制 $\alpha_{12}=150^\circ$ 。D₃ 与 RP₃ 限制 $\alpha_{34}=0^\circ$, D₄ 与 RP₄ 限制 $\alpha_{34}=150^\circ$ 。

稳压管 ZD 的稳压为 2.5 V, 其作用是当电路处于功率最优触发控制模式时的整流区中, V_{in} 从 0 V $\rightarrow$ -2.5 V 期间, 即 α_{12} 从 $30^\circ \rightarrow 0^\circ$ 期间, 使 α_{34} 一直保持在 150° 。

5.1 功率最优触发控制模式时的动作过程

(1) 负载侧整流电压 V_{dM} 为零

此时电流调节器的输出电压 $V_{in}=0$ V, 调节器 FAR₁₂ 的反向输入端为 0 V, 同相输入端 2 的电子开关 T₁ 因基极电压 V_{b1} 低电位而截止, 调节电位器 RP₅ 使 $V_2=+5$ V, 则 FAR₁₂ 的输出电压 $V_{out12}=+5$ V, 同样触发器组 I 和 II 的触发角 $\alpha_{12}=30^\circ$ 。对于调节器 FAR₃₄, 其同相输入端 4 的电子开关 T₂ 因基极为高电平而截止, 调节电位器 RP₆ 使 $V_4=-5$ V, 则 FAR₃₄ 的输出电压 $V_{out34}=-5$ V, 触发器组 III 和 IV 的触发角 $\alpha_{34}=150^\circ$ 。这样负载电压平均值 $V_{dM}=0$ V。

(2) 整流区

此时, V_{in} 在 0 V ~ -15 V 之间变化。对于 FAR₁₂, 输入端 1 为 $-V_{in}$, 输出端电压 V_{out12} 从 +5 V $\rightarrow$ +7.5 V, 则桥 I、II 的 α_{12} 从 $30^\circ \rightarrow 0^\circ$ 。对于 FAR₃₄, 由于稳压管 ZD 的稳压值为 2.5 V, 当 $-V_{in} < -2.5$ V 时, 输出电压 V_{out34} 保持在 -5 V, 则 $\alpha_{34}=150^\circ$ 。当 $-V_{in} > -2.5$ V 后, 稳压管 ZD 导通, 使 FAR₃₄ 的输出电压 V_{out34} 从 -5 V $\rightarrow$ +7.5 V 变化。于是, 合成电压, 即负载电压 V_{dM} 为正, 变流器处于整流状态。

(3) 逆变区

当 V_{in} 在 0 V ~ +10 V 间变化时, FAR₁₂ 的输出 V_{out12} 在 +5 V ~ -5 V 之间变化, 则 α_{12} 在 $0^\circ \sim 150^\circ$ 间变化。对于 FAR₃₄, 输入端 3 的电压 $V_3=V_{in}-2.5$ V > 0 V, 使输出电压 V_{out34} 仍保持为 -5 V, 则 $\alpha_{34}=150^\circ$ 。因此, 合成电压 V_{dM} 为负压, 主电路处在逆变区。

以上动作过程曲线见图 3(b) 的 V_{out12} 和 V_{out34} 曲线。

5.2 常规模式的动作过程

当该变流器处于常规触发控制模式运行时, 电子开关 T₁ 基极电位 V_{b1} 为高电平而导通, FAR₁₂ 的输入端 2 接地。FAR₃₄ 的电子开关 T₂ 基极电位 V_{b2} 为低电位而导通, 使 FAR₃₄ 的输入端 4 接地。此时, FAR₁₂ 和 FAR₃₄ 成为反相放大器。

(1) 负载侧直流电压为零

此时, 电流调节器输出电压 $V_{in}=0$ V, 调节器 FAR₁₂ 的输入端 1 为零, 输出端电压 $V_{out12}=0$ V, 则 $\alpha_{12}=90^\circ$ 。对于 FAR₃₄, 由于输入端 3 为零, 其输出端电压 $V_{out34}=0$ V, 则 $\alpha_{34}=90^\circ$, 这样, 合成电压 $V_{dc}=0$ V。

(2) 整流区

当 V_{in} 从 0 V $\rightarrow$ -15 V 变化时, FAR₁₂ 的输出电压 V_{out12} 和 FAR₃₄ 的 V_{out34} 均从 0 V $\rightarrow$ +7.5 V, 则变流器运行于整流状态, 合成电压 $V_{dc} > 0$ V。

(3) 逆变区

当 V_{in} 从 0 V $\rightarrow$ +10 V 时, FAR₁₂ 的 V_{out12} 和 FAR₃₄ 的 V_{out34} 从 0 V $\rightarrow$ -5 V 变化, 则 α_{12} 和 α_{34} 均从 $90^\circ \rightarrow 150^\circ$, 变流器处于逆变状态, 合成电压 $V_{dc} < 0$ V。

以上所述的运行过程见图 3(b) 的 V_{out} 曲线。本实验电路采用的调节器为模拟电子电路, 也可采用单片机通过软件编程来实现以上的运行过程。

6 讨论

将 4 个 6 脉波桥通过串、并联接构成 24 脉波的变流器, 在负载侧获得的直流电压 2 倍于 6 脉波桥, 在交流侧获得的交流线电流亦约 2 倍于 6 脉波桥, 即

$$V_d = 2 \times \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_1, I_U = 2 \times \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

这种变流器, 当采用常规触发模式时, 电路的运行与 6 脉波桥相同; 当采用最优触发模式时, 电路处于节能运行状态。

其原理是, 桥 I 与桥 III 的交流侧绕组, 即 2 台变压器的二次侧绕组相串接, 桥 II 与桥 IV 也同样。当桥 I 与桥 II 的 $\alpha_{12}=0^\circ$, 而桥 III 与桥 IV 的 α_{34} 增大时, 桥 III 与桥 IV 的交流电流负值亦随 α_{34} 的增大而增大。于是变压器一次侧, 即电网侧的合成线电流亦随 α_{34} 的增大而减小。因此, 所需的视在功率和无功功率亦随之减小。

该变流器在电力电子实验室的设备上进行了试验。实验设备如图 13 所示。该实验台使用了 24 只 5 A/800 V 的晶闸管构成 4 组 6 脉波桥。两台变压器的容量均为

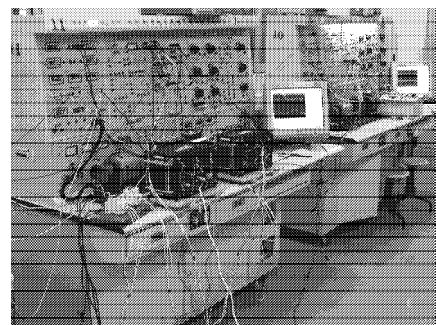


图 13 实验设备

Fig.13 Experimental equipments

2.64 kVA, 一次侧线电压 380 V, 二次侧相电压 50 V, 变比为 4.4:1。负载为直流电动机, 功率 $P_N=900$ W, 电流 $I_N=4.2$ A, 电压 $V_N=220$ V, 转速 $n_N=1\ 500$ r/min。

实验结果: 当电动机运转于 750 r/min 时, 采用常规触发模式, 实测的 $V_{dc}=112$ V, $I_{uc}=1.5$ A, 视在功率 $S_c=998$ W, 无功功率 $Q_c=876$ var, 功率因数 $PF_c=0.42$ 。采用功率最优触发模式时, $V_{dm}=112$ V, $I_{um}=1.06$ A, $S_m=702$ W, $Q_m=620$ var, $PF_m=0.65$ 。显然, 后者的视在功率和无功功率均减少 29%, 而功率因数则提高了 0.23, 节能效果明显。

实测的直流侧电压波形如图 14、图 15 所示, 可见实验结果与理论分析完全一致。

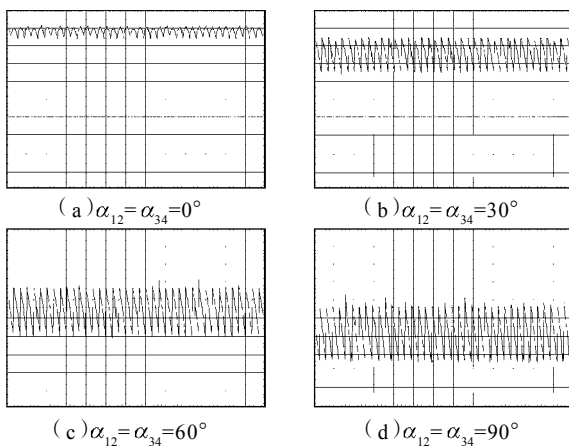


图 14 常规触发模式负载端 V_d 的实测波形图

Fig.14 The practical load waveforms of experimental test under the conventional firing mode

负载电压波形	α_{12}/rad	α_{34}/rad	V_{dm}	PF_m
	0°	0°	234	0.99
	0°	15°	227	0.97
	0°	30°	205	0.88
	0°	60°	170	0.78
	0°	90°	110	0.67
	0°	120°	56	0.41
	0°	135°	31	0.21
	0°	150°	14	0.13

图 15 最优触发模式实测波形

Fig.15 The practical load waveforms of experimental test under the optimal firing mode

7 结语

理论分析和实验结果均表明, 将 4 个 6 脉波桥通过

串、并接能实现 24 脉波的整流, 可满足高电压、大电流负载的需要。当该变流器采用常规触发控制模式时, 其运行过程与常规的 6 脉波桥相同, 谐波及电压脉动减少, 但其功率关系不随控制角而变。

当采用功率最优触发模式时, 该变流器的交流线电流的持续时间能随触发角的增大而减小, 这表明变流器的视在功率与无功功率能随直流电压的降低而减小。因此, 该变流器的功耗比常规的 24 脉波变流器^[7]要小。同样, 在相同的传输功率下, 该变流器的节能效果亦优于改进型桥式变流器。实测的参数证明理论分析是正确的。

从该变流器的分析得出一个定论, 变流器的脉波数的增多, 能有效地改善交流电流的波形, 降低电流的畸变率, 减少谐波电流的影响, 但无法实现节能。只有在增加脉波数的同时, 采用功率最优触发控制, 才能真正实现变流器的节能运行。

本文所介绍的多相变流与功率最优触发方案, 有一定的节能效果, 能为中、大功率变流器的节能改造提供参考。

参考文献:

- [1] Stefanovic V R. Power Factor Improvement with a Modified Phase-Controlled Converter[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1979, 15 (2): 193-201.
- [2] Caldeira P P A, Watanabe E H. Compensation of Power Factor in Rectifier Systems Utilized in Oil Drilling Rigs[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1988, 24(2): 301-307.
- [3] Choi S, Lee B S, Enjeti P N. New 24-pulse Diode Rectifier Systems for Utility Interface of High-Power AC Motor Drives[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1997, 33(2): 531-541.
- [4] Rendusara D A, von Jouanne A, Enjeti P N, et al. Design Considerations for 12-Pulse Diode Rectifier Systems Operating under Voltage Unbalance and Pre-Existing Voltage Distortion with Some Corrective Measures[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1996, 32(6): 1293-1303.
- [5] Zargari N R, Xiao Yuan, Wu Bin. A Multilevel Thyristor Rectifier with Improved Power Factor[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1997, 33(5): 1208-1213.
- [6] Chivite-Zabalza F J, Forsyth A J, Trainer D R. A Simple, Passive 24-Pulse AC-DC Converter with Inherent Load Balancing[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2006, 21(2): 430-439.
- [7] Fang Changshi, Fang Joshua. Study on the Double Connection of Modified Bridge Rectifier with Power Factor Improvement[J]. IEEE Trans. IA, 2007, 126(11): 1479-1485.

