

DOI: 10.7667/PSPC151653

三相四线制 VIENNA 整流器改进单周期控制的仿真研究

王君力, 张安堂, 李彦斌, 倪磊

(空军工程大学防空反导学院, 陕西 西安 710051)

摘要: 三电平 VIENNA 整流器因三相输入不平衡会给输入电流带来谐波污染, 输出电容中点电位也存在波动。针对这一问题提出了采用单周期控制的三相四线制整流器, 并对其工作原理进行深入研究。分析了采用单周期控制单边沿调制方式对输入电流的不利影响, 揭示了整流器输入电流谐波含量与滤波电感、开关频率成反比。在此基础上, 提出了三角载波的双边沿调制方式, 改进的单周期控制可以使电感电流在上升和下降阶段都得到调制, 从而有效抑制单边沿调制带来的低频奇次谐波, 改善了输入电流的质量。仿真实验的结果证明了该理论分析的正确性, 验证了改进单周期控制的可行性。

关键词: VIENNA 整流器; 单周期控制策略; 中点电位平衡; 功率因数校正; 双边沿调制

Simulation study on three-phase four-wire VIENNA rectifier based on advanced one cycle control strategy

WANG Junli, ZHANG Antang, LI Yanbin, NI Lei

(College of Air and Missile Defense, Air force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: On the issues of fluctuation in the neutral-point and harmonic pollution caused by unbalanced input voltage, this paper adopts three-phase four-wire VIENNA rectifier based on one cycle control and analyzes its working principle deeply. Input current characteristic which is controlled by traditional single-edge modulation is discussed. The relation among harmonics in the input current, switch frequency and input inductor is revealed. Based on the analyses, this paper proposes a bi-edge modulation with triangular-wave as carrier. The inductance current could be modulated both at leading-edge and trailing-edge. Consequently, the low-frequency odd harmonics of inductance current is reduced, and the quality of the input current is improved. The validity of the theoretical analysis and feasibility of the advanced one cycle control strategy are verified by simulation results.

Key words: VIENNA rectifier; one cycle control strategy; neutral-point balancing; power factor correction; bi-edge modulation

0 引言

伴随电力电子技术的发展, 电力电子变换装置中的电流波形畸变给电网带来了严重的谐波污染。为解决电网谐波污染, 改善整流器性能, 功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)技术被大量应用。单周期控制 PFC 变换器不需要使用乘法器, 也不需要采样输入电压, 控制电路结构和算法简单, 有利于节约成本, 无论暂态还是稳态, 系统都能使受控量等于或正比于参考信号, 被广泛应用于中小功率场合。对单周期控制方案的改进^[1-5]已经成为单周期控制的一个重要的研究方向。

文献[1]以三相三电平 VIENNA 整流器为研究对象, 提出在三相输入电流中注入三次谐波电流分量, 抑制了整流器输出中点电位的波动。但实际电

路中加入的三次谐波电流生成电路和均压调节器, 增加了电路成本与复杂性。文献[2]为抑制因三相输入不平衡造成的整流器输入电流中较大幅值的三次谐波分量, 在单周期控制策略中引入谐振控制器, 改善了输入电流品质。但引入的谐振控制器和均压环不仅增加了电路成本, 而且使电路结构变得复杂。其实文献[1-2]对单周期控制并没有进行实质性的改进, 只是额外增加了一些辅助电路, 以达到改善传统单周期控制性能的目的, 反而忽略了电路成本以及结构复杂的问题。

针对文献[1-2]中围绕三相三电平 VIENNA 整流器引出的三相输入不平衡以及中点电位波动问题, 本文提出了基于单周期控制的三相四线制 VIENNA 整流器^[6-8], 对其工作原理做了深入研究, 并进一步提出了改进的单周期控制策略。论文具体

安排如下: 第 1 节通过对整流器工作原理的分析, 说明该拓扑结构的物理解耦能有效抑制三相输入不平衡带来的影响, 采用单周期控制可以实现输出电容中点电位的自动平衡, 不需要单独控制, 简化电路设计。第 2 节以传统下降沿调制方式为例进行分析, 将输入电流平均值傅里叶展开, 揭示了传统单边沿调制方式的弊端, 提出双边沿调制的方法, 改进传统单周期控制策略。第 3 节通过仿真实验证明改进的单周期三相四线制 VIENNA 整流器的正确性。第 4 节总结全文, 说明本文的价值。

1 三相四线制 VIENNA 整流器工作原理分析

1.1 三相四线制 VIENNA 整流器解耦分析

单周期控制的三相四线制 VIENNA 整流器电路结构如图 1 所示。

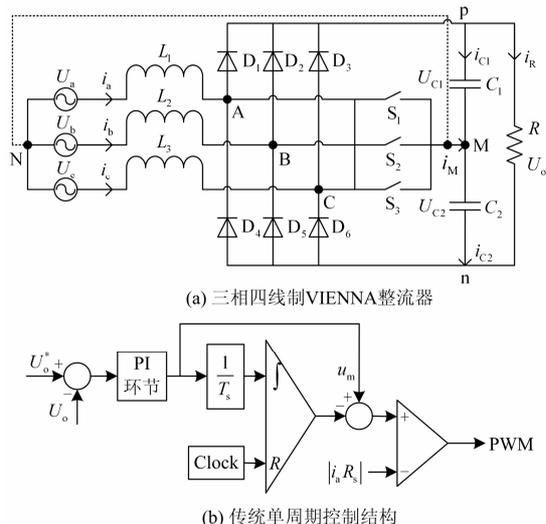


图 1 单周期控制三相四线制 VIENNA 整流器

Fig. 1 VIENNA rectifier in three-phase four-wire mode based on one-cycle control

电路工作在连续电流模式下, 图 1 中, $U_i (i = a, b, c)$ 为三相输入电压, i_a 、 i_b 、 i_c 为三相输入电流, $D_i (i = 1, 2, 3)$ 表示 3 个开关管在一个开关周期内对应的占空比, 则电路中 A、B、C 三点处开关周期内平均电压为

$$\begin{cases} U_{AM} = (1 - D_1) \left(\frac{1 + k_1}{2} U_{C1} + \frac{k_1 - 1}{2} U_{C2} \right) \\ U_{BM} = (1 - D_2) \left(\frac{1 + k_2}{2} U_{C1} + \frac{k_2 - 1}{2} U_{C2} \right) \\ U_{CM} = (1 - D_3) \left(\frac{1 + k_3}{2} U_{C1} + \frac{k_3 - 1}{2} U_{C2} \right) \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中, $k_i (i = 1, 2, 3)$ 表示输入电压状态, 即 $k_i = 1$

表示输入电压为正, $k_i = -1$ 表示输入电压为负。电路稳态时, 输出电容 C_1 、 C_2 上的电压相同, 各为输出电压的一半, 即 $U_{C1} = U_{C2} = 0.5U_o$, 化简式(1)为

$$\begin{cases} U_{AM} = 0.5k_1(1 - D_1)U_o \\ U_{BM} = 0.5k_2(1 - D_2)U_o \\ U_{CM} = 0.5k_3(1 - D_3)U_o \end{cases} \quad (2)$$

由电感电压伏秒平衡, $U_i (i = a, b, c)$ 与 $k_i (i = 1, 2, 3)$ 同号可得

$$\begin{cases} |U_a| = 0.5(1 - D_1)U_o \\ |U_b| = 0.5(1 - D_2)U_o \\ |U_c| = 0.5(1 - D_3)U_o \end{cases} \quad (3)$$

从式(3)可以得出, 某相开关管占空比 $D_i (i = 1, 2, 3)$ 的大小只与该相输入电压 $U_i (i = a, b, c)$ 、输出电压 U_o 有关, 与另外两相不相关, 三相电路之间实现了解耦^[8-9]。图 1 电路可等效为三路单相 VIENNA 整流器的并联, 每一相的控制可以独立进行, 所以三相输入不平衡^[10-12]甚至缺相的情况不会影响电路功率因数校正的实现。

1.2 三相四线制 VIENNA 整流器输出电容中点平衡分析

中点电位波动^[13-14]是三电平 Boost 型中点箝位变换器的一个固有问题, 所以对中点电位的平衡控制是目前研究的热点。为实现三相功率因数校正, 每一相输入阻抗等效为纯电阻 R_c , 即各相电压电流满足式(4)。

$$\begin{cases} U_a = R_c \times i_a \\ U_b = R_c \times i_b \\ U_c = R_c \times i_c \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3), 等式两边同时乘以电流采样电阻 R_s , 记 $u_m = \frac{0.5R_s U_o}{R_c}$, 得

$$\begin{cases} R_s |i_a| = u_m (1 - D_1) \\ R_s |i_b| = u_m (1 - D_2) \\ R_s |i_c| = u_m (1 - D_3) \end{cases} \quad (5)$$

式(5)是单周期控制的核心方程。

结合图 1 所示的电路结构, 在电容 $C_1 = C_2 = C$ 时, 按图中的参考方向可得

$$\Delta U_M = U_{C1} - U_{C2} = -\frac{1}{C} \int i_M dt \quad (6)$$

式中, $i_M = i_{C2} - i_{C1}$ (i_M 表示中点电流)。

由式(6)可见, 中点电流的正负直接影响输出电容中点平衡。

引入开关管占空比函数 d_{ij} ($i=1,2,3; j=p,n,M$), 表示对应开关管的占空比, 即 d_{1p} 代表电网电压正半周期开关管 S_1 关断占空比, d_{1n} 代表电网电压负半周期开关管 S_1 关断占空比, d_{1M} 代表开关管 S_1 导通占空比, 电感与输出电容中点直接相连, 其他类似。可得

$$\begin{cases} i_{C1} = d_{1p}i_a + d_{2p}i_b + d_{3p}i_c - i_R \\ i_{C2} = d_{1n}i_a + d_{2n}i_b + d_{3n}i_c - i_R \end{cases} \quad (7)$$

为便于分析, 将工频电压划分为 6 个区间, 间隔为 60° , 选取 $0\sim 60^\circ$ 区间进行分析。如图 2 所示, 该区间内 $U_a > 0$, $U_b < 0$, $U_c > 0$, 对应的开关管 $d_{1n} = 0$, $d_{2p} = 0$, $d_{3n} = 0$, 则有

$$i_M = i_{C2} - i_{C1} = d_{1p}i_a - d_{2n}i_b + d_{3p}i_c \quad (8)$$

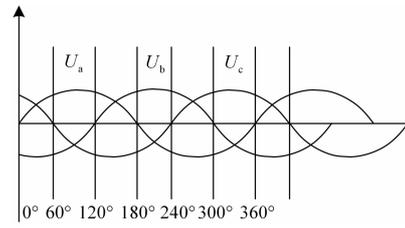


图 2 简化分析的三相电压区间

Fig. 2 Three-phase voltage region for simplified analysis

假定两个输出电容 C_1 、 C_2 上的电压不平衡, 且电压差值为 $2\Delta U$, 令 $E = \frac{U_o}{2}$ 得

$$\begin{cases} U_{C1} = E + \Delta U \\ U_{C2} = E - \Delta U \end{cases} \quad (9)$$

式中, $E > U_{a,b,c} > \Delta U > 0$ 。

在 Boost 工作模式下, 当中点电位不平衡时, 在 $0\sim 60^\circ$ 区间内平均化开关管占空比函数满足如下关系:

$$\begin{cases} d_{1p} = \frac{U_a}{U_{C1}} = \frac{U_a + \Delta U}{E + \Delta U} \\ d_{2n} = \frac{U_b}{U_{C2}} = \frac{U_b - \Delta U}{E - \Delta U} \\ d_{3p} = \frac{U_c}{U_{C1}} = \frac{U_c + \Delta U}{E + \Delta U} \end{cases} \quad (10)$$

根据单周期控制核心方程式(5), 考虑该区间内开关管占空比函数 d_{ij} 与实际占空比 D_i 之间的关系, 改写式(5)如下:

$$\begin{cases} R_s i_a = u_m d_{1p} \\ R_s i_b = u_m d_{2n} \\ R_s i_c = u_m d_{3p} \end{cases} \quad (11)$$

选取的 $0\sim 60^\circ$ 区间内, 各相输入电压 U_i ($i=a,b,c$) 对应输出电压分别为 $U_{a0} = U_{C1} = E + \Delta U$ 、 $U_{b0} = U_{C2} = E - \Delta U$ 、 $U_{c0} = U_{C1} = E + \Delta U$ 。对式(11)做变换, 等式两边分别乘以对应的输出电压, 且代入式(10)得各相电流为

$$\begin{cases} i_a = \frac{u_m}{R_s} \cdot \frac{U_a + \Delta U}{E + \Delta U} \\ i_b = \frac{u_m}{R_s} \cdot \frac{U_b - \Delta U}{E - \Delta U} \\ i_c = \frac{u_m}{R_s} \cdot \frac{U_c + \Delta U}{E + \Delta U} \end{cases} \quad (12)$$

将式(10)、式(12)代入式(8)可得 $0\sim 60^\circ$ 区间内中点电流为

$$i_{M1} = \frac{u_m}{R_s} \left[\frac{(U_a + \Delta U)^2}{(E + \Delta U)^2} - \frac{(U_b - \Delta U)^2}{(E - \Delta U)^2} + \frac{(U_c + \Delta U)^2}{(E + \Delta U)^2} \right] \quad (13)$$

同理可得 $60^\circ \sim 120^\circ$ 区间内中点电流为

$$i_{M2} = \frac{u_m}{R_s} \left[\frac{(U_a + \Delta U)^2}{(E + \Delta U)^2} - \frac{(U_b - \Delta U)^2}{(E - \Delta U)^2} - \frac{(U_c - \Delta U)^2}{(E - \Delta U)^2} \right] \quad (14)$$

由于图 2 中所划分的区间具有对称性, 选取的 $0\sim 120^\circ$ 区间可以代表该划分方式下中点电流的一个最小周期。定义 $0\sim 60^\circ$ 为区间 1, $60^\circ \sim 120^\circ$ 为区间 2, 区间内各相电压为 U_{ij} ($i=a,b,c; j=1,2$), 依此规则, 对式(13)、式(14)中的相电压编号, 得到最小周期内的中点电流为

$$i_M = i_{M1} + i_{M2} = \frac{u_m}{R_s} (k_1 + k_2 + k_3) \quad (15)$$

$$\text{式中, } \begin{cases} k_1 = \left(\frac{U_{a2} + \Delta U}{E + \Delta U} \right)^2 - \left(\frac{U_{b1} - \Delta U}{E - \Delta U} \right)^2 \\ k_2 = \left(\frac{U_{a1} + \Delta U}{E + \Delta U} \right)^2 - \left(\frac{U_{c2} - \Delta U}{E - \Delta U} \right)^2 \\ k_3 = \left(\frac{U_{c1} + \Delta U}{E + \Delta U} \right)^2 - \left(\frac{U_{b2} - \Delta U}{E - \Delta U} \right)^2 \end{cases}$$

结合图 2 区间划分可知, 区间 1、2 内三相电压之间的关系为: $U_{a2}^2 = U_{b1}^2$, $U_{a1}^2 = U_{c2}^2$, $U_{c1}^2 = U_{b2}^2$, $\Delta U < U_{ij} < E$ 。

由式(6)可得:

$$\Delta U_M = U_{C1} - U_{C2} = -\frac{1}{C} \int i_M dt = 2\Delta U \quad (16)$$

可见在 $0\sim 120^\circ$ 区间内, i_M 引起的电压变化对电容电压差 ΔU_M 构成负反馈。

当 $\Delta U > 0$ 时, 即 $U_{C1} > U_{C2}$, 式(15)中 $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $k_3 > 0$, 可推出 $i_M > 0$, 即中点电流正向流入, 给电容 C_2 充电, 使得 U_{C2} 上升, U_{C1} 下降, 直至 $U_{C1} = U_{C2}$, 实现了中点电位负反馈自动平衡。同理, 当 $\Delta U < 0$ 时, 有 $i_M < 0$, 同样可以实现中点电位平衡。

由于图 2 中对三相电压的划分具有对称性, 故 $0 \sim 120^\circ$ 区间内的理论分析在 $0 \sim 360^\circ$ 区间内均成立, 即在全电压区间内都可以实现输出电容中点电位平衡, 不需要对中点电位的单独控制。至此, 本文提出的单周期控制下的三相四线制 VIENNA 整流器可以有效避开文献[1-2]中大费周折所要解决的问题, 体现了该整流器与单周期控制策略相结合所具有的优势。

2 单周期控制策略的改进

2.1 单周期控制单边沿调制的输入电流分析

根据 1.1 小节对三相四线制 VIENNA 整流器的解耦分析可知, 图 1 所示电路结构可以等效为三路单相三电平整流器并联, 各相电路控制独立。解耦后的单相拓扑结构如图 3 所示, 以 A 相为例, 对下降沿调制方式进行分析。由式(5)可知, 单周期控制的核心方程为

$$R_s |i_a| = u_m (1 - D_1) \quad (17)$$

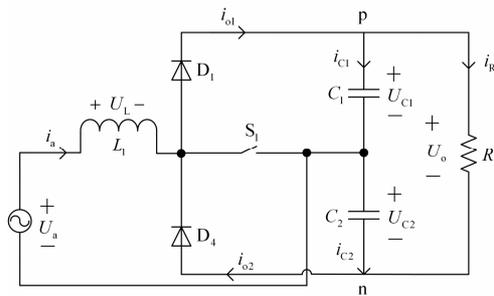


图 3 单相三电平整流电路拓扑

Fig. 3 Topology of single-phase three-level rectifier

结合图 3 和图 1(b)分析, 当时钟脉冲信号到来时, 开关管 S_1 导通, 电感电流 i_a 逐渐上升, 当电流采样的绝对值与载波相等时(电感电流绝对值达到峰值), 开关管关断, 该控制方式是峰值电流控制。整理式(17)为

$$D_1 = 1 - \frac{R_s |i_a|_{\text{peak}}}{u_m} \quad (18)$$

(1) 当输入 A 相电压为正半周期时, 开关周期 T_s 内电感电流峰值、谷值分别为

$$\begin{cases} i'_{a_peak} = \frac{U_a}{R_c} \\ i'_{a_valley} = i'_{a_peak} - m_1 D_1 T_s \end{cases} \quad (19)$$

式(19)中, $m_1 = \frac{|U_a|}{L}$ 表示开关管导通时电感电流上升斜率。

根据式(3)有 $U_a = 0.5(1 - D_1)U_o$, 令 $U_a = U_{am} \sin \theta$, 则开关周期 T_s 内电感电流平均值为

$$i'_{a_average1} = \frac{i'_{a_peak} + i'_{a_valley}}{2} = U_a \left(\frac{1}{R_c} - \frac{T_s}{2L} \right) - \frac{\cos 2\theta \cdot U_{am}^2 T_s}{2LU_o} + \frac{U_{am}^2 T_s}{2LU_o} \quad (20)$$

(2) 当输入 A 相电压为负半周期时, 电感电流反向变为负值, 开关周期 T_s 内电感电流谷值为

$$i'_{a_valley} = \frac{U_a}{R_c}, \text{ 开关周期 } T_s \text{ 内电感电流峰值为}$$

$i'_{a_peak} = i'_{a_valley} + m_1 D_1 T_s$, 可得电感电流在开关周期 T_s 内的平均值为

$$i'_{a_average12} = \frac{i'_{a_peak} + i'_{a_valley}}{2} = U_a \left(\frac{1}{R_c} - \frac{T_s}{2L} \right) + \frac{\cos 2\theta \cdot U_{am}^2 T_s}{2LU_o} - \frac{U_{am}^2 T_s}{2LU_o} \quad (21)$$

则 A 相电压整个输入周期内电感电流的平均值为

$$i_{a_average1} = KU_a + K'f(\theta) \quad (22)$$

式中: $K = \frac{1}{R_c} - \frac{T_s}{2L}$; $K' = \frac{U_{am}^2 T_s}{2LU_o}$; $f(\theta) =$

$$\begin{cases} -(1 - \cos 2\theta), & -\pi \leq \theta < 0 \\ (1 - \cos 2\theta), & 0 \leq \theta < \pi \end{cases}$$

由式(22)可见, 考虑输入电感电流纹波时, 其平均值并不能完全跟随输入电压, 还存在一个分量函数 $f(\theta)$ 。图 4 为分量函数 $f(\theta)$ 与正弦函数的曲线对比, 对该分量函数进行傅里叶变换并代入式(22)得

$$i_{a_average1} = \left(\frac{1}{R_c} - \frac{T_s}{2L} \right) U_{am} \sin \theta + \frac{U_{am}^2 T_s}{2LU_o} \cdot \frac{2}{\pi} \left(\frac{8}{3} \sin \theta - \frac{8}{15} \sin 3\theta - \frac{8}{105} \sin 5\theta + \dots \right) \quad (23)$$

由式(23)可知, 传统的单周期控制下降沿调制, 电感电流平均值必然含有奇次谐波, 且谐波含量与滤波电感、开关频率成反比, 导致输入电流存在严重畸变, 这是传统单周期控制不可忽略的缺点。同理, 传统的单周期控制上升沿调制方式存在与下降

沿调制类似的不足,影响输入电流质量。

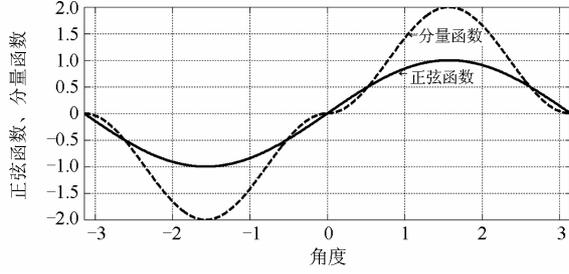
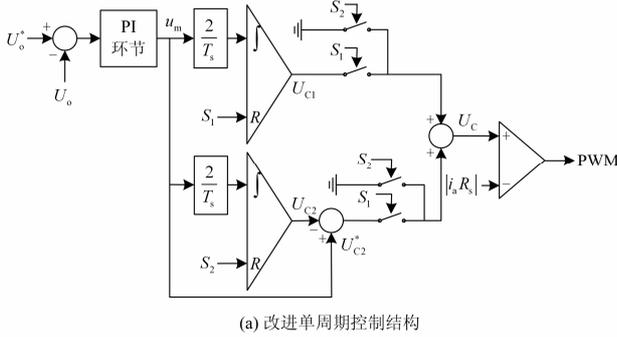


图4 正弦函数 $\sin\theta$ 与分量函数 $f(\theta)$ 曲线

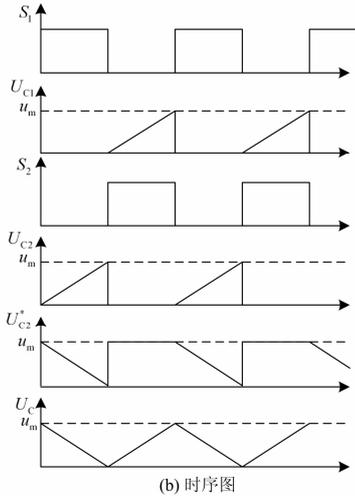
Fig. 4 Curves of $f(\theta)$ and $\sin\theta$

2.2 改进单周期控制双边沿三角载波的实现

单周期控制策略的改进,关键一步是三角载波的产生,图5为改进单周期控制结构以及对应的时序图。



(a) 改进单周期控制结构



(b) 时序图

图5 改进单周期控制结构及时序图

Fig. 5 Advanced structure of one-cycle control and sequence chart

由图5的时序图可见, S_1 、 S_2 是一对互补的方波信号,不仅作为积分复位脉冲信号,同时也保证了三角载波的对称性。改进单周期控制中的积分常数也做了相应的调整,目的是在半个开关周期内产生幅值为 u_m 的锯齿波。

2.3 单周期控制双边沿调制的输入电流分析

根据2.1节分析,传统的单周期控制单边沿调制会使输入电感电流产生奇次谐波分量。为改善输入电流质量,本文提出三角波作为载波的双边沿调制方式。

如图6所示,双边沿载波是幅值为 u_m 的对称三角波, $D_u T_s$ 表示电感电流上升阶段开关管导通时间, $D_d T_s$ 表示电感电流下降阶段开关管导通时间, $D_1 T_s$ 表示开关周期内开关管导通时间。从图中可以看出,开关管导通与关断时间不一致,电感电流在上升沿与下降沿两个过程都得到了调制。在三角波左半斜坡,是电流绝对值谷值调制过程,决定了开关管导通时间;在三角波右半斜坡,是电流绝对值的峰值调制过程,决定了开关管关断时间。

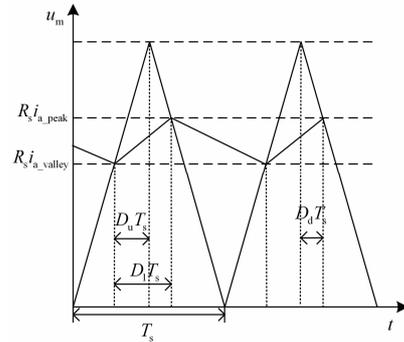


图6 双边沿调制的开关状态

Fig. 6 Situation of PWM under bi-edge modulation

电路工作在连续电流模式下,由图6中的对应关系以及式(18)可以得出:

$$\begin{cases} D_u = 0.5 \left(1 - \frac{R_s |i_a|_{\text{valley}}}{u_m} \right) \\ D_d = 0.5 \left(1 - \frac{R_s |i_a|_{\text{peak}}}{u_m} \right) \end{cases} \quad (24)$$

开关周期内总的占空比为

$$D_1 = D_u + D_d = 1 - \frac{R_s (|i_a|_{\text{peak}} + |i_a|_{\text{valley}})}{2u_m} \quad (25)$$

将式(25)代入式(3),且 $u_m = \frac{0.5R_s U_o}{R_c}$, 整理得

$$i_{a_peak} + i_{a_valley} = \frac{2U_a}{R_c} \quad (26)$$

进一步得出电感电流在开关周期 T_s 内的平均值为

$$i_{a_average2} = \frac{i_{a_peak} + i_{a_valley}}{2} = \frac{U_a}{R_c} \quad (27)$$

将式(27)和式(23)作比较可知,单周期控制双边沿调制下电感电流平均值与输入电压成正比,消除了传统单边沿调制产生的低频奇次谐波。

实际上,文献[1-2]并没有对单周期控制进行实质性的优化,只是针对三相输入不平衡与中点电位波动问题在电路硬件上辅以变化,而本文则是在单周期控制原理上做了改进,将常见的单边沿载波替换为双边沿三角载波,结合三相四线制 VIENNA 整流器的拓扑优势,明显改善了输入电流质量,而且可以简化电路,降低电路设计成本。

3 仿真实验验证

为验证本文所提出理论的正确性,对单周期控制的三相四线制 VIENNA 整流器进行了仿真研究。电路有关的实验参数如下:三相输入电压为 380 V/60 Hz,输出电压为直流 700 V,输出功率为 10 kW,开关频率为 50 kHz,输入电感值为 300 μH ,上下两个输出电容均为 2 000 μF 。

实验过程中,在 0.25 s 时负载突然减半,实验波形如图 7~图 10 所示。

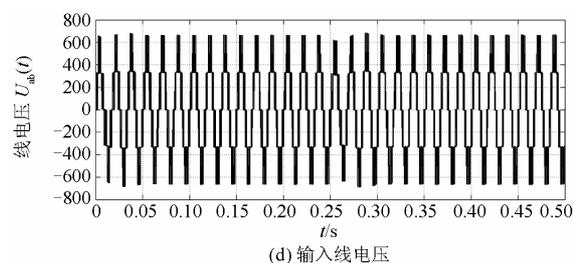
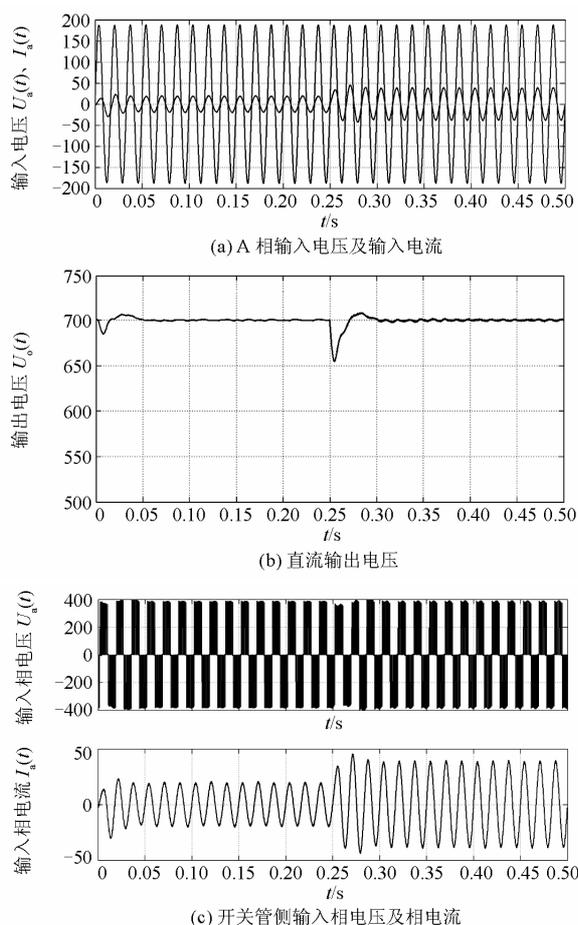


图 7 三相四线制 VIENNA 整流器实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms of three-phase four-wire VIENNA rectifier

图 7(a)为 A 相输入电压电流波形,对输入电压做缩小一倍处理,图 7(b)为整流器直流输出电压。由图中波形可以看出,输入电流为谐波含量较少的正弦波,而且能够很好地对输入电压实现相位跟踪,即网侧功率因数较高,负载突然减小对网侧功率因数影响不大;负载波动,直流输出电压在较短时间内恢复到 700 V,说明系统具有良好的动态性能。图 7(a)、(b)表明系统有优良的输入输出性能。图 7(c)为输入相电压及相电流波形,图 7(d)为输入线电压波形,结合图 7(c)、(d)可知,三相四线制 VIENNA 整流器输入相电压为三电平波形,线电压为五电平波形,表明该整流器具有三电平特性。

从图 8 中可以进一步看出,该整流器不仅实现了三相电路功率因数校正,而且系统稳定性较好,负载变化对电路稳定运行影响不大。

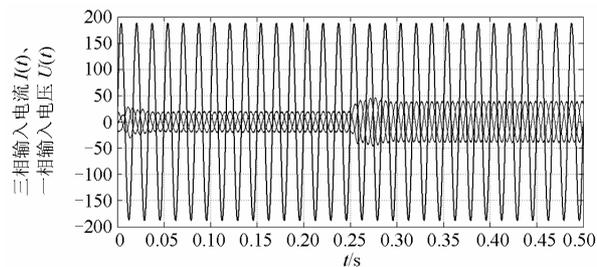


图 8 三相输入电流及一相输入电压

Fig. 8 Three-phase input current and single phase voltage

图 9 为负载突然减小的情况下,三相四线制 VIENNA 整流器直流侧上下两个电容电压波形。从图中可知,该整流器在单周期控制下,可以实现输出电容中点自动平衡,验证了文中理论分析的正确性。

图 10(a)为采用下降沿调制时输入电流及其频谱分析仿真波形,图 10(b)为采用双边沿调制时输入电流及频谱分析仿真波形。对比图 10(a)、(b)可以看出,由于非理想因素的干扰,虽然采用改进的双边沿调制单周期控制策略,输入电流仍然含有低频奇次谐波,但其含量明显减少,电流的正弦度更高,THD 值仅为 3.94%。

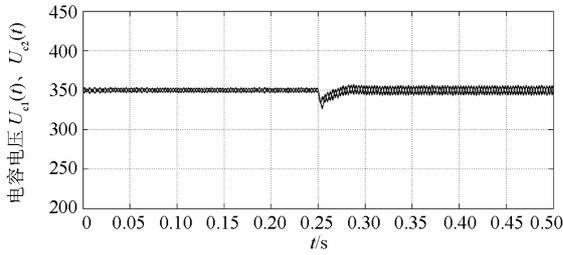


图 9 三相四线制中点平衡仿真波形

Fig. 9 Neutral point balanced simulation waveform under 4-wire mode

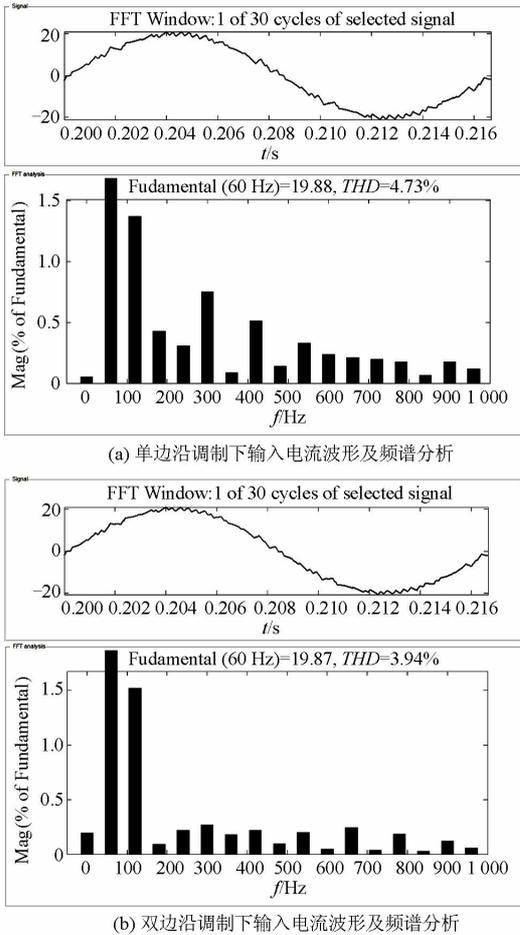


图 10 不同调制方案时的整流器输入电流及频谱仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms under different modulations

4 结论

(1) 对三相四线制 VIENNA 整流器进行了解耦分析,指出了该整流器在拓扑结构方面具有的优势,即可以实现三相电路的物理解耦,抑制三相输入不平衡给输入电流所带来的谐波污染,有利于电路结构的简化。

(2) 对整流器输出电容中点电位进行理论分析,

证明了采用单周期控制的三相四线制 VIENNA 整流器可以实现输出电容中点电位的自动平衡,控制电路简单。

(3) 研究了传统单周期下降沿调制方式下电感电流平均值的数学特征,揭示了采用传统单边沿调制时,输入电流存在低频奇次谐波,影响输入电流质量,且谐波含量与滤波电感、开关频率成反比。提出了改进的三角载波双边沿调制方法,抑制了输入电流的低频奇次谐波,有助于电网谐波污染问题的解决。仿真实验结果验证了文中理论分析的正确性,对实际电路的设计应用具有一定的参考价值。

参考文献

[1] 韦徵, 陈新, 樊轶, 等. 单周期控制的三相三电平 VIENNA 整流器输出中点电位分析及控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 29-37.
WEI Zheng, CHEN Xin, FAN Yi, et al. Study and analysis of neutral-point potential and control methods for one-cycle controlled three-phase three-level VIENNA rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 29-37.

[2] 韦徵, 陈新, 陈杰, 等. 输入电压不平衡时三相 PFC 整流器改进单周期控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 65-72.
WEI Zheng, CHEN Xin, CHEN Jie, et al. Modified one-cycle controlled three-phase PFC rectifier under unbalanced input-voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 65-72.

[3] GHOSH R, NARAYANAN G. Control of three-phase four-wire PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 96-106.

[4] 韦徵, 樊轶, 李臣松, 等. 三相四桥臂整流器的单周期控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 121-129.
WEI Zheng, FAN Yi, LI Chensong, et al. Research of three-phase four legs rectifier based on one-cycle control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 121-129.

[5] 韦徵, 陈新, 陈杰. 基于单周期控制的三相 PFC 整流器输入电流相位滞后及闭环补偿[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 42-49.
WEI Zheng, CHEN Xin, CHEN Jie. Input current phase lag and closed loop compensation for three-phase PFC rectifiers based on one-cycle control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(33): 42-49.

[6] 郑丹, 廖敏, 刘振权. 三相四线有源电力滤波器的三闭环控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(22): 95-99.
ZHENG Dan, LIAO Min, LIU Zhenquan. Three closed loops control strategy of three-phase four-wire active

- power filter[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(22): 95-99.
- [7] 林壮, 姚文熙, 吕征宇. 基于 LCL 滤波的 VIENNA 拓扑三相整流技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(11): 99-104.
LIN Zhuang, YAO Wenxi, LÜ Zhengyu. Research on the three phase rectifier technology of VIENNA topology based on the LCL filter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(11): 99-104.
- [8] 刘璐, 朱国荣, 陈皓. 三相四线制 VIENNA 整流器损耗分析与热设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 282-290.
LIU Lu, ZHU Guorong, CHEN Hao. Power loss analysis and thermal design of three phase four wire VIENNA rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(1): 282-290.
- [9] 严刚, 姚文熙, 李宾, 等. 混合导通模式三相三电平 VIENNA[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 87-93.
YAN Gang, YAO Wenxi, LI Bin, et al. Control strategy of three-phase three-level VIENNA rectifier operating in mixed conduction mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 87-93.
- [10] 谢云至, 汪可友, 李国杰. 不平衡情况下基于新型正负序分量检测的多电平逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(9): 74-80.
XIE Yunzhi, WANG Keyou, LI Guojie. Control strategy of multi-level inverter based on a new method for detecting positive and negative sequence components under unbalanced grid voltage conditions[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(9): 74-80.
- [11] 刘森森. 电网受干扰时 VIENNA 整流器同步与控制方法的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
LIU Sensen. Research on synchronization methods and control schemes for VIENNA rectifiers under grid disturbances[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2012.
- [12] 翦志强, 司徒琴. 三相电压不对称跌落光伏并网逆变器控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(14): 126-130.
JIAN Zhiqiang, SITU Qin. Control method of photovoltaic grid-connected inverter under three-phase voltage unbalanced dips[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(14): 126-130.
- [13] 张伦健, 谭国俊, 陈利萍. 基于双调制波技术的三电平 Z 源逆变器中点电位平衡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(7): 91-96.
ZHANG Lunjian, TAN Guojun, CHEN Liping. Neutral-point potential balance control for three-level Z-source inverters based on double modulation wave technique[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(7): 91-96.
- [14] 宋卫章, 黄骏, 钟彦儒. 带中点电位平衡控制的 Vienna 整流器滞环电流控制方法[J]. 电网技术, 2013, 37(7): 1909-1914.
SONG Weizhang, HUANG Jun, ZHONG Yanru. A hysteresis current control method with neutral point potential balancing control for Vienna rectifier[J]. Power System Technology, 2013, 37(7): 1909-1914.

收稿日期: 2015-09-16; 修回日期: 2015-11-10

作者简介:

王君力(1991-), 男, 硕士研究生, 主要研究领域为开关电源技术; E-mail: 843483638@qq.com

张安堂(1960-), 男, 副教授, 硕士研究生导师, 主要研究领域为电力电子及电力传动、开关电源技术;

李彦斌(1990-), 男, 硕士研究生, 主要研究领域为电力电子及电力传动。

(编辑 魏小丽)