

基于单周期控制的高功率因数整流器在不平衡系统下的特性

雷涛, 林辉, 张晓斌

(西北工业大学自动化学院, 陕西省 西安市 710072)

The Study of Operation for High Power Factor Rectifier in Unbalanced System Based on One-cycle Control

LEI Tao, LIN Hui, ZHANG Xiao-bin

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: The electronic equipment is widely applied to aircraft electric power system, so power quality problems in AC main power supply system cause more and more attention. For three-phase three-switch high power factor rectifier, one-cycle control (OCC) is a kind of simple non-linear large signal control method. The operation of three-phase high power factor rectifier based on OCC was studied in aircraft three-phase unbalanced power supply system. The results of simulation and experiment show that the one-cycle control could achieve low line currents Total Harmonic Distortion (THD) and high power factor in aircraft three-phase balanced and unbalanced power system. This conclusion possesses important value for OCC's application to aircraft electric power system.

KEY WORDS: one-cycle control; power factor correction; aircraft electric power system; three-phase unbalanced system

摘要: 在飞机电气系统中, 随着电力电子装置的广泛应用, 交流供电系统的电能质量问题受到越来越多的关注。对于三相三开关高功率因数整流器来说, 单周期控制是一种可靠简单的非线性大信号控制方式, 该文研究了在飞机三相电源不平衡情况下的单周期控制高功率因数整流器的工作特性。仿真分析和试验结果都表明单周期控制在飞机三相电网平衡与不平衡条件下能够实现输入电流低失真度以及交流侧高功率因数, 这对于单周期控制技术在飞机电气系统中的推广应用具有重要意义。

关键词: 单周期控制; 功率因数校正; 飞机电气系统; 不平衡三相系统

0 引言

近年来, 随着飞机电气系统的发展, 越来越多的机载电子设备装备到飞机上, 这些机载设备多数

都含有电力电子装置, 电力电子负载的显著缺点是这些电力电子设备产生非正弦电流, 这些谐波电流与飞机电源系统阻抗相作用在飞机用电设备端产生谐波电压^[1]。这严重影响了飞机电源系统与机载设备之间、机载设备之间的正常工作, 因此功率因数校正技术在飞机电气系统中的应用成为迫切要求。

机上交流电源系统大多通过整流电路, 将机上三相 115 V/400 Hz 的交流电转化成直流电压提供给机上设备使用。对于三相高功率因数整流电路的研究主要集中在拓扑结构和 PWM 控制方式的研究上, 已有许多带有 PFC 电路的三相整流器的拓扑结构见于各种文献中。最常见拓扑的是三相半桥整流电路, 采用 6 只开关管, 开关器件较多, 导通损耗大, 因此近年来, 又出现了其它一些改进型的拓扑结构分别应用于不同的场合。在文献[2]中提出了一种三相四开关升降压的整流器拓扑, 实现了单位功率因数和电流低失真度。文献[3-4]中采用了三相三开关三电平拓扑结构, 应用空间矢量调制控制方法, 实现了功率因数校正的目的。也有一些学者采用了单开关和两开关的拓扑结构, 但是由于器件的开关应力较大, 只适合于中小功率场合, 在这些拓扑结构中, 三相三开关两电平 PWM 整流器因为开关器件数量少, 不需要像三电平拓扑那样的复杂控制方法去平衡输出滤波电容电压^[5], 并且在任何时刻只有两只开关工作在高频状态下, 因而开关损耗较小。这种拓扑结构受到了越来越多的关注。对于 PWM 控制方式的研究也出现了许多方案, 在文献[6]中将

单周期控制技术应用到六开关桥式整流电路中，达到了单位功率因数，但是需要较多的开关器件，因而提高了成本。文献[7-8]中分析了三相电源电压不平衡时对整流器控制带来的影响，并以正序、负序电流参考坐标轴为基准，采用PI控制方式对二者进行同时控制得到了较好的效果，但是控制方案较复杂。文献[9-10]中对三相PWM整流器在不平衡系统下的特性进行了详细分析，提出了相应的控制方法，利用电压控制外环与电流控制内环，同时结合正序、负序电压分量分别进行控制，在DSP平台上得到了较好的效果，但是控制方式较为复杂，控制算法不易实现。在文献[11-12]中对三相六开关半桥PWM整流电路，采用了状态反馈线性化的非线性控制策略，实现了高功率因数和低输入电流畸变，但是该方法所需的控制环路比较复杂，且数学推导过程较为繁琐，控制方式的可靠性还待进一步提高。文献[13]将滞环控制法应用到三相桥式整流电路中，虽然能够实现高功率因数和输出直流电压的调节，但是开关器件数量多，且变化的开关频率导致EMI设计非常困难。单周期控制方式作为一种新颖控制方式，它具有开关频率恒定，不带乘法器，结构简单，对逻辑电路稍加修改可以适合大多数升压三相整流器应用，因而这种控制技术也受到越来越多的关注。在以上这些研究中，绝大多数都是关注在三相电源平衡情况下的PWM整流器控制问题，而对于航空供电系统条件下电源电压不平衡现象对单周期控制特性的影响研究不多。

在本论文中，将单周期控制技术应用到三相三开关两电平整流器拓扑结构中，在飞机电气系统三相电源不平衡的条件下，分析了系统的数学模型，应用仿真软件建立了系统的仿真模型，在三相电网平衡与不平衡的条件下进行了仿真分析和试验研究，最后得出了结论。该结论证明了分析与仿真的正确性，因此该控制技术在飞机电气系统中具有一定的应用价值。

1 基于单周期控制的三相平衡系统工作原理

图1显示了基于单周期控制的三相三开关两电平整流器的原理图^[14-15]，3个开关为三角形接法，该主电路实际上可以等效为一个并联双升压拓扑结构。在该图中， i_a 、 i_b 、 i_c 分别为三相A、B、C的输入电流。

为了实现单周期控制目标，该变换器工作在电

流连续状态(CCM)。在三相电源电压平衡的情况下，将三相电源电压一个周期划分为6个区间，在每个区间内都有一个开关保持关断，控制器控制另外两个开关的通、断，以使输入电感电流分别跟踪相应电网相电压，这样就可以实现单位功率因数。在 $[0^\circ, 60^\circ]$ 内将图1所示的整流器的主电路结构等效为如图2所示的并联双端升压拓扑结构。

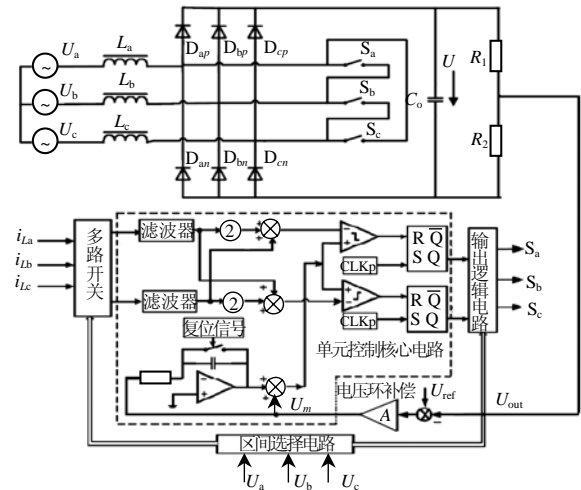


图1 基于单周期控制的三相整流器电路图
Fig. 1 The diagram of three-phase rectifier with OCC controller

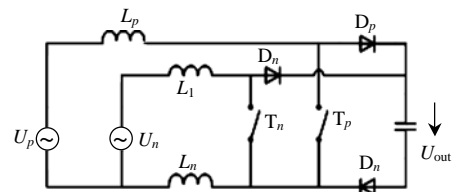


图2 并联双端升压拓扑电路图
Fig. 2 The equivalent parallel-connected dual-boost topology ($[0^\circ, 60^\circ]$)

在每一个 60° 区间内，都有其对应的等效电路结构图，除了对应的电路参数有一些变化以外，电路分析过程基本上相同，上图中 T_p 、 T_n 为不同区间所对应的开关， U_p 、 U_n 为不同区间所对应的等效电压， L_p 、 L_n 、 L_l 为不同区间所对应的电感。根据电感伏秒平衡理论，可以得到电感电流工作在稳态CCM情况下的输出电压 U_{out} 、输入电压组合 U_p^* 、 U_n^* 和等效开关占空比 d_p 、 d_n 之间的矩阵关系式^[12]

$$\begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \frac{1}{E} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_p^* \\ U_n^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中： U_c 为整流器输出电容电压； $U_p^* = 2U_p/3 - U_n/3$ ； $U_n^* = -U_p/3 + 2U_n/3$ 。

对于三相高功率因数整流器来说，控制目标为实现交流侧单位功率因数，所以有

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_e \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 R_e 为反映负载真实功率大小的等效电阻。

通过控制电感电流 i_{Lp} 、 i_{Ln} 分别跟踪电压 U_p^* 、 U_n^* ，即可实现控制的目的。在 $[0^\circ, 60^\circ]$ ，假设 $U_p = u_a - u_b$ ， $U_n = u_c - u_b$ ，可得

$$\begin{cases} U_p^* = 2U_p/3 - U_n/3 = 2(u_a - u_b)/3 - (u_c - u_b)/3 = u_a & \langle i_{Lp} \rangle = \langle i_{La} \rangle = i_a \\ U_n^* = 2U_n/3 - U_p/3 = 2(u_c - u_b)/3 - (u_a - u_b)/3 = u_c & \langle i_{Ln} \rangle = \langle i_{Lc} \rangle = i_c \end{cases} \quad (3)$$

式中符号 $\langle \rangle$ 代表一个开关周期内的平均值。

因此，三相整流器功率因数校正控制的目标能够表示为

$$\begin{cases} U_p^* = R_e \cdot \langle i_{Lp} \rangle \\ U_n^* = R_e \cdot \langle i_{Ln} \rangle \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)代入到式(1)中，可得

$$U_m \cdot \begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle i_{Lp} \rangle \\ \langle i_{Ln} \rangle \end{bmatrix} \quad (5)$$

即有 $U_m(1-d_p) = R_s(2\langle i_{Lp} \rangle + \langle i_{Ln} \rangle)$

$U_m(1-d_n) = R_s(\langle i_{Lp} \rangle + 2\langle i_{Ln} \rangle)$

又可表示为

$$\begin{cases} U_m - \frac{1}{\tau} \int_0^{d_p T} U_m dt = R_s(2\langle i_{Lp} \rangle + \langle i_{Ln} \rangle) \\ U_m - \frac{1}{\tau} \int_0^{d_n T} U_m dt = R_s(\langle i_{Lp} \rangle + 2\langle i_{Ln} \rangle) \end{cases}$$

式中： R_s 为等效的电流检测电阻； τ 为带复位积分器的积分时间常数，通常令其等于开关周期即 $\tau=T$ ； U_m 代表反馈电压环误差补偿器的输出，可表示为

$$U_m = (ER_s) / R_e$$

式(5)即为实现单周期控制的关键方程，表明了通过控制开关 T_p 、 T_n 的占空比，使电感电流的线性组合满足上式，就可以实现三相高功率因数的控制目标。式(5)的实现可以用带复位的积分器和一些线性网络(时钟、比较器、触发器和加法器)来实现。在电源周期的每 60° 区间内，并联双端升压拓扑电路需要改变输入电流检测的对象和控制不同开关，因此需要多路开关转换电路、区间选择电路和输出逻辑控制电路，单周期控制的电路框图如图 1 所示。

为了研究单周期控制的整流器系统在三相不平衡电源下的工作情况，非常有必要了解三相系统平

衡与不平衡情况下的差异。图 3(a)、(b)分别显示出了三相电压在平衡与不平衡电力系统中的矢量图。不平衡输入三相电压可以被解耦成正序分量(u_a^+ 、 u_b^+ 、 u_c^+)、负序分量(u_a^- 、 u_b^- 、 u_c^-)和零序分量(u_a^0 、 u_b^0 、 u_c^0)。正序分量和负序分量矢量之和为零，而零序分量的矢量和却不等于零。基于以上特点，不平衡三相电压可以被解耦成两部分—非零序分量、零序分量。

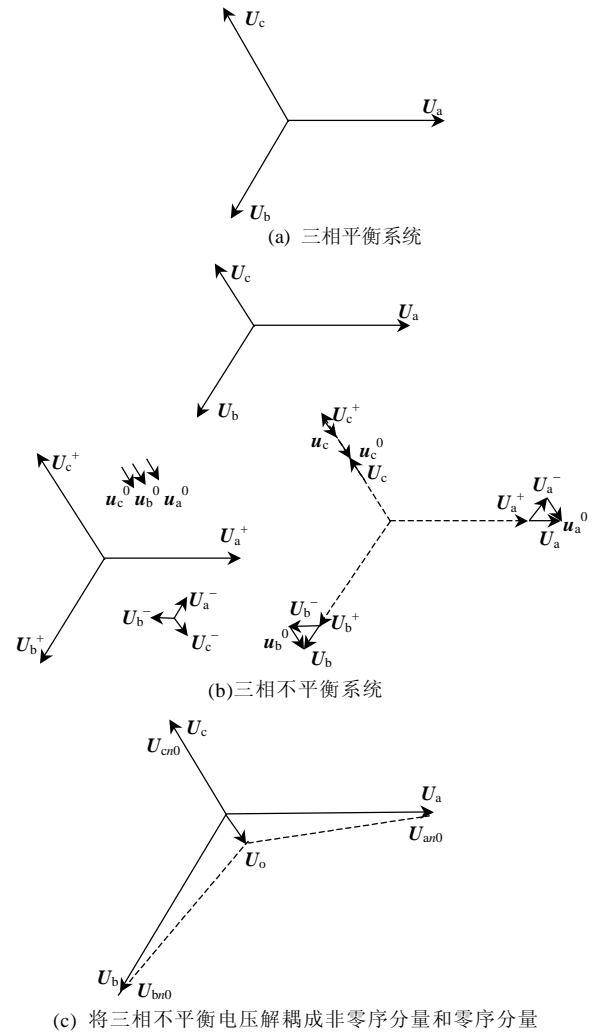


图 3 三相输入电压在平衡与不平衡状态下的矢量图
Fig. 3 The vector diagram of three-phase input voltage in balanced and unbalanced power system

2 单周期控制不平衡条件下的三相整流器工作原理

在前面所讨论的单周期控制的关键方程式(5)，是在假定三相电源电压平衡的情况下推导出来的，此时有 $u_a+u_b+u_c=0$ 关系式成立。在如图 3(b)所示的三相不平衡电压系统时，由于存在零序电压分量有 $u_a+u_b+u_c \neq 0$ 。在三相电源电压不平衡的情况下，需

要对单周期控制下的输入电压、输出电压与占空比之间的关系等式进行分析。

对于三开关两电平三相整流电路,由于3个开关的开关频率远远高于电源电压频率(400 Hz),所以可以认为图2所示的拓扑结构,在一个开关周期内,电感电压的平均值为零。对于固定频率的三相PFC,如果在下降沿调制,每个开关周期只有两种可能的开关次序。在这里先考虑第1种情况($d_p > d_n$),其电感的电压波形和电流波形如图4所示。由电感伏秒平衡公式,有下式成立:

$$\begin{cases} U_p^* d_n + (U_p^* + U_{out}/3)(d_p - d_n) + \\ \quad (U_p^* - U_{out}/3)(1 - d_p) = 0 \\ U_n^* d_n + (U_n^* - 2U_{out}/3)(d_p - d_n) + \\ \quad (U_n^* - U_{out}/3)(1 - d_p) = 0 \\ U_t^* d_n + (U_t^* - U_{out}/3)(d_p - d_n) + \\ \quad (U_t^* - 2U_{out}/3)(1 - d_p) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以得出式(1)的结果,这表明了在三相电源电压平衡与不平衡时,等效开关占空比、输出电压和输入等效电压组合关系式是不变的。但是对于式(5)控制方程的计算就会由于这种三相电压不平衡有所不同,假定在 $[0^\circ, 60^\circ]$ 区间内有 $U_p = u_a - u_b$, $U_n = u_c - u_b$, 所以有

$$\begin{cases} U_p^* = 2U_p/3 - U_n/3 = 2(u_a - u_b)/3 - \\ \quad (u_c - u_b)/3 = 2u_a/3 - u_b/3 - u_c/3 = \\ \quad u_a - (u_a + u_b + u_c)/3 = u_a - u_0 = u_{an0} \\ \langle i_{Lp} \rangle = \langle i_{La} \rangle = i_a \\ U_n^* = 2U_n/3 - U_p/3 = 2(u_c - u_b)/3 - \\ \quad (u_a - u_b)/3 = 2u_c/3 - u_a/3 - u_b/3 = \\ \quad u_c - (u_a + u_b + u_c)/3 = u_c - u_0 = u_{cn0} \\ \langle i_{Ln} \rangle = \langle i_{Lc} \rangle = i_c \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_0 为零序电压分量; u_{an0} 、 u_{cn0} 分别为非零序分量。

在其它几个区间内,推导过程都是类似的,从式(7)可看出,在单周期控制方式下,不存在零序电流,输入电流可以跟踪输入相电压的非零序分量,所以由式(4)可以得到

$$\begin{cases} u_{an0} = R_e \langle i_{Lp} \rangle \\ u_{cn0} = R_e \langle i_{Ln} \rangle \end{cases}$$

此时有

$$\begin{bmatrix} 1 - d_p \\ 1 - d_n \end{bmatrix} = \frac{1}{U_{out}} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{an0} \\ u_{cn0} \end{bmatrix} \quad (8)$$

从式(8)可以看出在三相电源电压不平衡的情况下,等效开关占空比 d_p 、 d_n 仅仅依赖于直流输出电压 U_{out} 和电压非零序分量,电压零序分量并不影响输入电流。将式(8)与控制关键式(5)结合起来得到

$$\frac{U_m}{U_{out}} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{an0} \\ u_{cn0} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(9)表明在三相电源电压不平衡的系统中,三相电流与三相电压的非零序分量 u_{an0} 、 u_{cn0} 成线性比例关系。又因为在三相三线电路中,没有零序电流的存在,因此关系式 $i_a + i_b + i_c = 0$ 仍然成立。所以只要控制两相电流符合关系式(9),三相输入电流可以变为正弦波形,实现高功率因数。

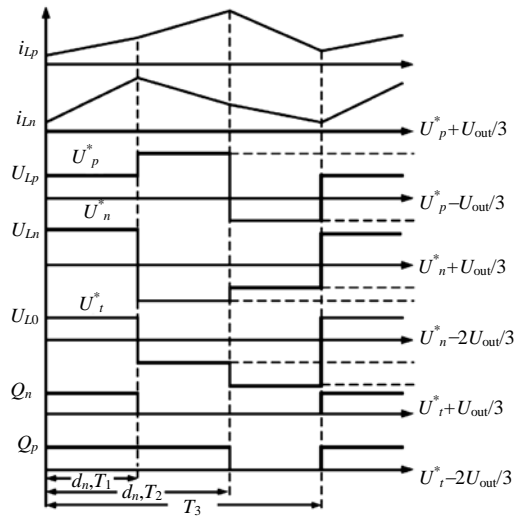


图4 下降沿调制时的电感电压和电流波形

Fig. 4 The inductor voltage and current waveform in trailing-edge modulation

3 系统建模仿真结果与试验结果分析

为了验证前面分析的正确性,应用 Baber 仿真软件建立了整个系统的模型。Saber 软件是一种功能强大的电力电子仿真软件,它可以进行原理图输入和仿真,数据可视化与分析如瞬态分析、DC 分析、AC 小信号分析以及傅立叶分析等。相比较仿真软件 Simulink 下的 PSB(Power system Blockset)工具箱,它拥有数量庞大的通用模型库和较为精确的具体型号的器件模型。这些特点使得 Saber 软件成为在电力电子系统中进行系统与器件级仿真的首选工具。系统仿真的条件与参数如下:

输入交流电压 $u_a=115$ V, $u_b=80$ V; $u_c=115$ V(有效值); 电源频率 $f=400$ Hz。输出直流电压 $U_{out}=420$ V; 输入电感 $L=0.4$ mH。开关频率 $f_s=50$ kHz; 负载阻抗 $R=100$ Ω 。

假定输入电流仅仅跟随输入电压的非零序分

量，那么根据前面的矢量图关系及以上的仿真参数可以得到在 u_a 与 i_a 、 u_{bn} 与 i_b 、 u_c 与 i_c 之间的相位差分别为 -5.29° 、 0° 和 5.29° 。三相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 的非零序分量分别为 109.63, 91.67, 109.63 (均为有效值)。三相不平衡电压的矢量图如图 5 所示。根据前面的分析可以知道，输入电流将跟踪输入电压的非零序分量。

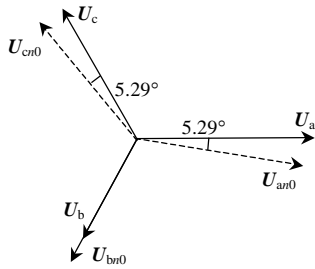


图 5 输入电压与非零序分量之间的矢量关系图

Fig. 5 The vector relationship between input voltage u and its non-zero sequence component u_{n0}

应用系统仿真软件对三相高功率因数整流器在输入电压不平衡条件下的工作情况进行了仿真，仿真结果如图 6、7 所示。通过软件计算图 6 中同相电压、电流的功率因数可以求出波形之间的相位差。根据计算可得 A 相与 C 相的功率因数为 0.996，而同时 B 相的功率因数为 0.999，这样图中显示的电压与电流的相移也基本验证了理论分析的结果。同时从图 7 可以看出在不平衡输入电压、负载动态变化的情况下，单周期控制方式仍然可以实现高功率因数，同时动态响应性能比较好。

在功率因数校正前的三相不平衡输入电压情况下的交流侧输入电压、电流波形的仿真结果图如图 8 所示。对比两图可以看出，单周期控制方式是一

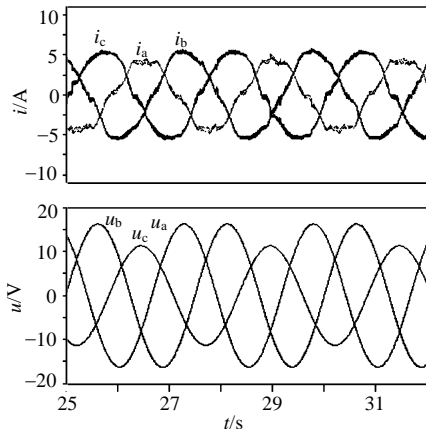


图 6 校正后输入电压不平衡时 A、B、C 相电压、电流仿真结果波形图

Fig. 6 The simulation waveform of A,B,C phase voltage and current in unbalanced conditions after correction

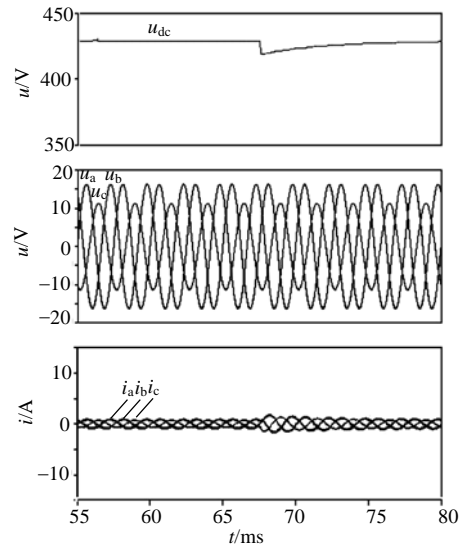


图 7 负载突变情况下不平衡系统的输出电压、三相电压及电流仿真波形图

Fig. 7 The simulation waveform of output DC voltage, three-phase voltage and currents under load changed

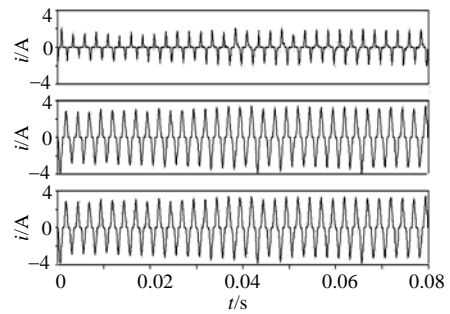


图 8 未校正输入电压不平衡时三相输入电流仿真波形
Fig. 8 The simulation waveform of three-phase input current in unbalanced conditions before correction

种结构简单、响应速度快的非线性控制方式，它在三相电源电压平衡与不平衡的情况下均能实现输入电流对输入电压的跟踪，实现输入电流低失真度。根据对图 6 的电流波形进行失真度分析可以得到输入电流失真度为 7.9%，输入交流侧平均功率因数为 0.998 左右，达到了高功率因数整流的效果，输入电流总谐波含量满足了航空供电系统标准所规定的 10% 的限制要求^[16]。

在上面仿真的基础上，按照图 1 的电路结构进行了试验验证，选择了 VUM85-05A 作为主电路的 3 个双向开关管，应用 TEK 示波器对试验波形进行了获取。在试验条件下的参数选择与仿真参数相同，在三相不平衡条件下进行了稳态试验，三相输入交流电压的波形如图 9 所示。校正后的 B 相电压、电流波形与 C 相电压、电流波形分别如图 10(a)、(b) 所示。从试验结果可以看出 B 相输入电压和电流基本上同相位，而 C 相输入电压与电流存在很小的相

差(如图 11 所示), 经过计算可知二者之间的功率因数大约为 0.995, 这也与前面的分析相吻合。同时 A 相电压与电流的情况与 C 相相同, 只是相差是滞后关系。这样在三相电源电压存在不平衡的情况时, 单周期控制方式仍然可以实现高功率因数和低电流畸变。

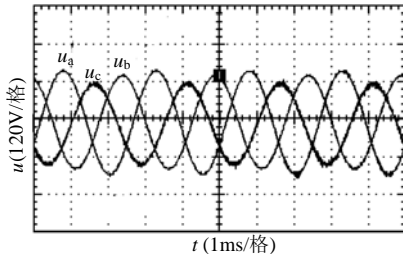


图 9 三相不平衡输入电压波形
Fig. 9 The waveform of three-phase unbalanced input voltage

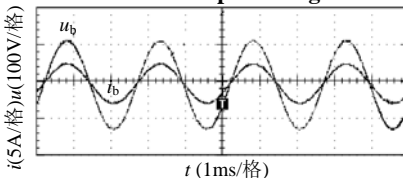


图 10 校正后 B 相输入电压、电流波形
Fig. 10 The waveform of B-phase input voltage and current

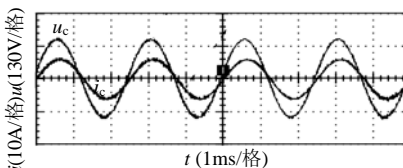


图 11 校正后 C 相输入电压、电流波形
Fig. 11 The waveform of C-phase input voltage and current

4 结论

本文详细研究了基于单周期控制方式的三相三开关高功率因数整流器在飞机电气系统中三相电源电压不平衡情况下的工作情况。理论分析表明, 在三相电源电压不平衡情况下, 三相输入电流将会跟随输入电压的非零序分量变化。在飞机电气系统的条件下, 建立了整个系统的仿真模型。仿真结果与试验结果均表明, 在三相电源电压平衡与不平衡的条件下, 单周期控制技术均能有效消除系统的谐波污染, 提高交流网侧的功率因数, 为单周期控制技术在飞机电气系统中的应用提供了有价值的理论和试验依据。

参考文献

[1] Karimi K J, Mong A C. Modeling non-linear loads for aerospace power systems[C]. 37th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference(IECEC), Washington DC, USA, 2002.

- [2] Vitor Ferao Pires, Jose Fernando Silva. Three-phase single-stage four-switch pfc buck-boost-type rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 444-453.
- [3] Johann Minibock, Johann W Kolar. Novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a vienna rectifier eliminating controller multipliers[C]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 162-170.
- [4] Hadi Youssef Kanaan, Kamal AL-Haddad. A new multiple-loops control scheme for a three-phase/switch/level PWM rectifier based on the input/output feedback linearization technique[C]. IECON 02, Sevilla, Spanish, 2002.
- [5] Devis Borgonovo, Yales Romulo de Novaes, et al. A three-phase three-switch two-level PWM rectifier[C]. PESC'03, Acapulco, Mexico, 2003.
- [6] Qiao Chongming, Smedley K M. Unified constant-frequency integration control of three-phase standard bridge boost rectifiers with power-factor correction[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2003, 50(1): 100-107.
- [7] Hong-seok Song, Kwanghee Nam. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 953-959.
- [8] Cursino Brandao Jacobina, Mauricio Beltrao de rossiter correa. current control of unbalanced electrical systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2001, 48(3): 517-525.
- [9] Ana Vladan Stankovic, Lipo T A. A novel control method for input output harmonic elimination of the PWM boost type rectifier under unbalanced operating conditions[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2001, 16(5): 603-611.
- [10] Liviu Mihalache. A high performance DSP controller for three-phase pwm rectifiers with ultra low input current THD under unbalanced and distorted input voltage[C]. IEEE, IAS, 2005, 1: 138-144.
- [11] Lee D C. Advanced nonlinear control of three-phase PWM rectifiers[J]. IEE Proc-Electr Power Appl, 2000, 147(5): 361-366.
- [12] 邓为华, 张波, 丘东元, 等. 三相电压型 PWM 整流器状态反馈精确线性化解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 97-103.
- Deng Weihua, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. The research of decoupled state variable feedback linearization control method of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 97-103(in Chinese).
- [13] Min B D, Youm J H, Kown B H. SVM-based hysteresis current controller for three-phase PWM rectifier[J]. IEE Proc-Electr Power Appl, 1999, 146(2): 225-230.
- [14] Qiao Chongming, Smedley K M. A general three-phase PFC controller for rectifiers with a parallel-connected dual boost topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(6): 925-934.
- [15] Smedley K M, Jin T. One-cycle control and Its applications in power quality control and renewable power generation[C]. IEEE Power Engineering society General Meeting, 2005.
- [16] 中华人民共和国国家军用标准. 飞机供电特性[S]. GJB181A-2003. 国防科学技术工业委员会. 2003.

收稿日期: 2007-04-20.

作者简介:

雷涛(1974—), 男, 博士研究生, 讲师, 研究方向为非线性控制技术在电力电子中的应用, 检测技术及自动化装置;

林辉(1957—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子与电气传动、非线性控制理论在电力电子中的应用。

(编辑 王彦骏)