

一种模块化航空有源滤波器的研究

陈仲*, 陈森, 汪昌友

南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016

摘要: 航空有源滤波器(AAPF)是解决飞机供电系统中电能质量问题的一种先进方案,而模块化设计对航空有源滤波器灵活性、可维护性和可靠性的提升作用巨大。首先提出并研究了一种新型模块化航空有源滤波器,分析了主电路数学模型及其混合载波 PWM(CH-PWM)调制方式;其次基于损耗对比分析进行了主电路拓扑优化,推导了模块均压控制律并给出了系统控制策略;最后进行了仿真和实验验证。结果表明,模块化航空有源滤波器能够有效补偿航空电网中由典型非线性负载产生的谐波和无功电流分量,三相电网电流的总谐波畸变率(THD)均在 5%以下,补偿效果显著。

关键词: 有源滤波器; 飞机供电系统; 模块化; 数学模型; 混合载波 PWM 调制; 损耗

中图分类号: V242; TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-6893(2013)04-0919-09

随着飞机“多电化”进程的发展,机载用电设备的类型和数量也在不断增加^[1-2]。大量非线性电力电子设备的出现,给航空电源系统造成了严重的谐波污染,这些谐波问题如果得不到有效解决,将会给飞机的安全运行带来极大隐患^[3]。

有源滤波器(Active Power Filter, APF)的概念于 20 世纪 70 年代提出,其具有响应速度快、补偿精度高的优点,并能抑制系统中可能出现的串并联谐振,被认为是目前提高低压供电系统电能质量、解决动态补偿问题的最佳途径之一^[4]。近年来,随着研究的深入,有源滤波器已成为电力系统谐波抑制的一种有效手段,而且得到了越来越广泛的应用^[5-8]。将有源滤波器应用到现代航空电力系统中,对于提高发电效率、保证供电品质和提高系统可靠性具有显著效果,因此对航空有源滤波器(Aeronautical Active Power Filter, AAPF)的研究具有重要的理论意义和应用价值^[9-14]。文献[9]提出了一种基于离散 Fourier 变

换的谐波检测算法,可以实时检测飞机交流电源系统中的谐波分量。文献[10]针对应用于 400 Hz 航空电网的有源滤波器提出了一种迭代学习控制算法。此外,单周控制方法也被尝试用于航空有源滤波器^[11]。文献[12]针对传统单级式结构和交-直-交两级式结构的飞机电源系统,以及对并联型有源滤波器进行了仿真研究,满足了相关军标和民用标准。文献[13]进一步建立了某型变速恒频交流电源系统的等效模型,并且将有源滤波器集成于系统中,经仿真验证有源滤波器可以有效消除飞机电网中的电流电压谐波,提高系统的功率因数。文献[14]研究了一种单相混合型航空有源滤波器,补偿效果较好,但其串联型结构使其应用受限。

模块化设计使得系统的灵活性、可靠性和可维护性大幅度提升,是未来飞机的发展方向,并且已在新型飞机中得到应用。因此,机载电子设备包括航空有源滤波器的模块化,符合飞机系统的

收稿日期: 2012-05-16; 退修日期: 2012-07-02; 录用日期: 2012-09-25; 网络出版时间: 2013-01-22 11:11

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.1929.V.20130122.1111.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(51007037); 航空科学基金(2011ZC52041); 南京航空航天大学基本科研业务费专项科研项目(NJ20130011)

* 通讯作者. Tel.: 025-84893500 E-mail: chenz@nuaa.edu.cn

引用格式: Chen Z, Chen M, Wang C Y. Research on a modular aeronautical active power filter. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(4): 919-927. 陈仲, 陈森, 汪昌友. 一种模块化航空有源滤波器的研究. 航空学报, 2013, 34(4): 919-927.

发展趋势。

本文针对航空供电系统,提出并研究一种新型的模块化并联型有源滤波器。首先描述了主电路结构以及调制方式,进而通过损耗对比分析选择最佳的主电路设计方案,寻求并给出其控制策略,最后进行仿真和实验,以验证理论分析的正确性以及模块化航空有源滤波器抑制航空电网谐波的有效性。

1 航空电网谐波特征分析

航空电网中的谐波源一般为非线性整流负载,典型的如三相二极管整流负载以及12脉冲变压整流器。下面对这两类整流装置的输入侧电流进行分析,以明确航空电网中的典型谐波特性。

首先对三相二极管整流负载进行分析,这里以整流桥带感性负载为例。假设输出电感较大,则认为输出电流值恒定。设三相输入电压为

$$\begin{cases} u_{Su} = \sqrt{2}V\sin(\omega t) \\ u_{Sv} = \sqrt{2}V\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_{Sw} = \sqrt{2}V\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

则对 u 相输入电流 i_{Su} 和直流侧输出电流 I_d , 有

$$i_{Su} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin(\omega t) - \frac{1}{5}\sin(5\omega t) - \frac{1}{7}\sin(7\omega t) + \frac{1}{11}\sin(11\omega t) + \frac{1}{13}\sin(13\omega t) - \dots \right) \quad (2)$$

输入电流中含 $6k \pm 1$ 次谐波,理论上输入电流总谐波畸变率(THD)在 30% 左右。

对于12脉冲变压整流器,同样以感性负载为例,对 u 相输入电流 i_{Su} 和直流侧输出电流 I_d , 有

$$i_{Su} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{11}\sin(11\omega t) + \frac{1}{13}\sin(13\omega t) + \dots \right) \quad (3)$$

输入电流中含 $12k \pm 1$ 次谐波,理论上输入电流 THD 为 15% 左右。

从上述分析可知,航空电网中主要含有 5、7、11、13 次谐波。对于 400 Hz 航空电源系统而言,其 11、13 次谐波频率分别为 4.4 kHz、5.2 kHz,因此其谐波频率远高于地面工频电网。

2 拓扑结构及其数学模型

2.1 拓扑结构

并联型有源滤波器,其本质为一个谐波电流发生器。如何产生高频率的谐波电流,是航空有源滤波器的一大挑战。

本文研究的模块化航空有源滤波器结构如图1所示。其中,3个单相模块通过Y型方式连接;每个单相模块有源滤波器由 n 个 H 桥模块(H-Bridge Module, HBM)串联组成链式结构。模块化航空有源滤波器通过接口电感接入电网。

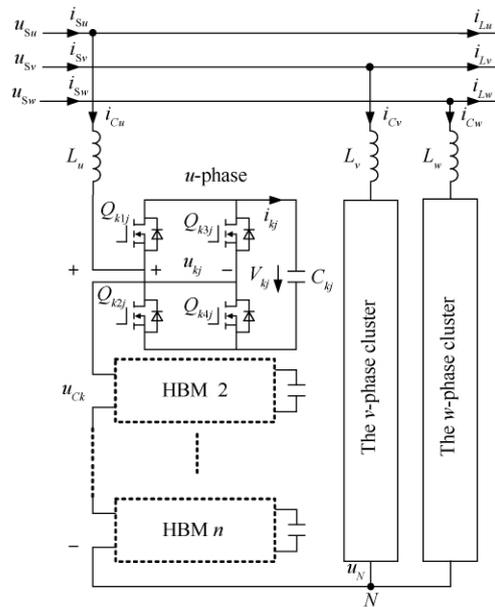


图1 模块化航空有源滤波器结构图

Fig 1 Structure of modular aeronautical active power filter

图中: u_{Sk} ($k = u, v, w$, 下同)、 i_{Sk} 、 i_{Lk} 和 i_{Ck} 分别为三相电网电压、电网电流、负载电流和补偿电流; u_{Ck} 为补偿电压; L_k 为 k 相接口电感; u_{kj} 、 C_{kj} 、 i_{kj} 和 V_{kj} 分别为 k 相 j ($j = 1, 2, \dots, n$, 下同) 单元的输出电压、直流侧电容、电容电流和电容电压,三相模块公共点 N 的电位为 u_N ; Q_{kj} 为 k 相 j 单元的 1 号开关管,其他开关管表示方法类似。

基于 HBM 的模块化主电路有以下优势: 以较低的开关频率满足了航空电网高带宽的要求;

有源滤波器直流侧电容电压显著降低,功率器件可采用低压器件,从而减小开关损耗;多个 HBM 单元实现了能量的分散变换,模块化的设计使得系统内热源分布均匀、变换器设计更简单,系统可靠性大幅度提高。

2.2 数学模型

下面对模块化航空有源滤波器的数学模型进行描述:

设每个 HBM 单元直流侧电容电压平均值相等且均为 V_{dc} 。故每个 HBM 单元输出电压 u_{kj} 有 3 种电平: $0, \pm V_{dc}$ 。当 $u_{kj} = +V_{dc}$ 时,开关管 Q_{k1j} 和 Q_{k4j} 开通;当 $u_{kj} = -V_{dc}$ 时,开关管 Q_{k2j} 和 Q_{k3j} 开通;当 $u_{kj} = 0$ 时,开关管 Q_{k1j} 和 Q_{k3j} 或 Q_{k2j} 和 Q_{k4j} 开通。这里设开关管开通时用数值 1 表示,关断时用数值 0 表示。则 k 相 j 单元的开关函数 S_{kj} 的表达式为

$$S_{kj} = Q_{k1j} - Q_{k3j} \quad (4)$$

那么, k 相每个 HBM 单元的桥臂输出电压可写为

$$u_{kj} = (Q_{k1j} - Q_{k3j}) \times V_{dc} = S_{kj} \times V_{dc} \quad (5)$$

假设 k 相的回路阻抗为 R_k , 根据图 1, 可得到补偿电流 i_{Ck} 的表达式为

$$\begin{cases} \frac{di_{Cu}}{dt} = \frac{1}{L} (u_{Su} - i_{Cu} \times R_u - u_{Cu} - u_N) \\ \frac{di_{Cv}}{dt} = \frac{1}{L} (u_{Sv} - i_{Cv} \times R_v - u_{Cv} - u_N) \\ \frac{di_{Cw}}{dt} = \frac{1}{L} (u_{Sw} - i_{Cw} \times R_w - u_{Cw} - u_N) \end{cases} \quad (6)$$

式中:补偿电压 u_{Ck} 为

$$u_{Ck} = \sum_{j=1}^n u_{kj} \quad (7)$$

将式(5)、式(7)代入式(6),可得模块化航空有源滤波器交流侧电流模型为

$$\begin{cases} \frac{di_{Cu}}{dt} = \frac{1}{L} (u_{Su} - i_{Cu} \times R_u - \sum_{j=1}^n S_{uj} \times V_{dc} - u_N) \\ \frac{di_{Cv}}{dt} = \frac{1}{L} (u_{Sv} - i_{Cv} \times R_v - \sum_{j=1}^n S_{vj} \times V_{dc} - u_N) \\ \frac{di_{Cw}}{dt} = \frac{1}{L} (u_{Sw} - i_{Cw} \times R_w - \sum_{j=1}^n S_{wj} \times V_{dc} - u_N) \end{cases} \quad (8)$$

对于电容电流 i_{kj} 而言,当 $u_{kj} = \pm V_{dc}$ 时, $i_{kj} =$

$\pm i_{Ck}$; 当 $u_{kj} = 0$ 时, $i_{kj} = 0$ 。则有

$$i_{kj} = (Q_{k1j} - Q_{k3j}) \times i_{Ck} = S_{kj} \times i_{Ck} \quad (9)$$

k 相各个 HBM 单元的电容电压与电容电流关系式为

$$\begin{cases} \frac{dV_{uj}}{dt} = \frac{1}{C_{uj}} i_{uj} \\ \frac{dV_{vj}}{dt} = \frac{1}{C_{vj}} i_{vj} \\ \frac{dV_{wj}}{dt} = \frac{1}{C_{wj}} i_{wj} \end{cases} \quad (10)$$

将式(9)代入式(10),得到模块化航空有源滤波器直流侧电压模型如下:

$$\begin{cases} \frac{dV_{uj}}{dt} = \frac{1}{C_{uj}} S_{uj} \times i_{Ck} \\ \frac{dV_{vj}}{dt} = \frac{1}{C_{vj}} S_{vj} \times i_{Ck} \\ \frac{dV_{wj}}{dt} = \frac{1}{C_{wj}} S_{wj} \times i_{Ck} \end{cases} \quad (11)$$

3 主电路调制方式

对于模块化航空有源滤波器主电路,文中采用了混合载波 PWM(Carrier Hybrid PWM, CH-PWM) 调制策略^[15]。以图 2 给出的基于两个 HBM 单元的单元型变流器为例:定义由 Q_{11} 、 Q_{21} 组成的桥臂为桥臂 1, Q_{11} 、 Q_{21} 在 PWM 环节中使用的三角载波为 v_{C1} ;同理 Q_{31} 和 Q_{41} 、 Q_{12} 和 Q_{22} 以及 Q_{32} 和 Q_{42} 组成的桥臂分别为桥臂 2、桥臂 3、桥臂 4, PWM 环节中的三角载波分别为 v_{C2} 、 v_{C3} 、 v_{C4} 。混合载波控制时两 HBM 单元型变流器的调制原理如图 3 所示,图中 m 为调制波。

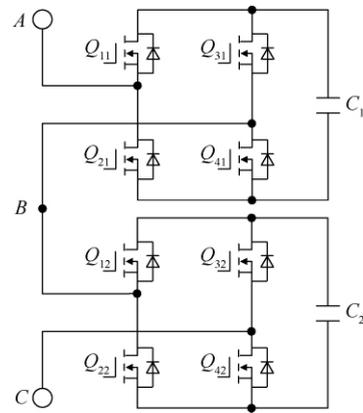


图 2 两 HBM 单元型变流器

Fig 2 Two HBMs based converter

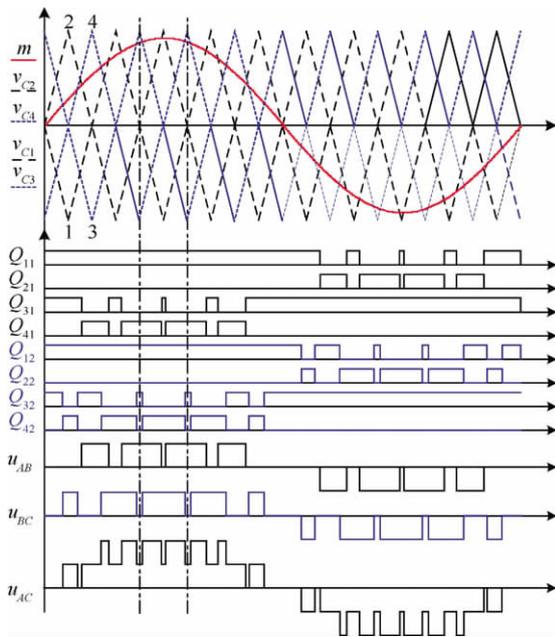


图3 CH-PWM调制原理

Fig. 3 Principle of CH-PWM

适用于两 HBM 单元主电路的 CH-PWM 调制策略,每相有两个三角载波带,分别位于零参考的上部和下部,每个载波带有两个具有相同频率和峰-峰值、而相位相差 180° 的载波。用于同一 HBM 单元两个桥臂的两个载波信号以反向方式层叠。故 CH-PWM 调制实质上是载波层叠 PWM (Carrier Disposition PWM, CD-PWM) 和载波相移 PWM (Carrier Phase Shift PWM, CPS-PWM) 这两种调制方式之结合。具体来说,单个 HBM 单元内部两个桥臂载波层叠,两个 HBM 单元之间对应桥臂载波相移。因此,CH-PWM 也兼具了 CD-PWM 开关次数较少和 CPS-PWM 可提高等效开关频率两大特点。从图 3 中可以看出:当调制波为正时,只有 4 个开关管高频工作,调制波为负时亦然;每个开关周期内,变流器输出电压 u_{AC} 变化了两次,即等效开关频率为两倍载波频率。因此,将 CH-PWM 调制方式用于模块化航空有源滤波器中,既能有效降低开关损耗,又能使得航空有源滤波器具有较高的补偿性能。

由上述的 CH-PWM 原理分析可以很明显地推得:对于单相具有 n 个 HBM 单元的模块化主电路,其两个载波带中,每个载波带有 n 个单极性三角载波,载波间的相位差为 $360^\circ/n$,等效开关频率为 n 倍的载波频率。特别的,当 $n=1$ 时,主

电路的调制方式就是 CD-PWM。

4 模块化主电路优化设计

HBM 模块个数的增加,对应用于 400 Hz 航空电源的航空有源滤波器系统补偿带宽有着重要影响。由于 CH-PWM 的等效开关频率提升作用,HBM 模块越多,系统带宽越大;在获得相同带宽的前提下,实际的开关频率越低,开关损耗越小;同时开关管电压应力越小,而更低电压等级的开关管带来的则是更快的开关速度以及更高的性能。

但另一方面,随着 HBM 模块的增加,系统的硬件成本和体积重量也随之增加;同时意味着电流必须流过更多开关管,通态损耗必然增大。因此,HBM 模块个数需综合各方面的因素考虑。

为了选择最适合的模块化航空有源滤波器主电路,本文针对 4 种基于不同 HBM 单元个数的解决方案,从主电路损耗的角度入手进行优化。分析的条件为模块化航空有源滤波器设计补偿容量单相为 1 kVA,满负荷运行。不同情况下主电路损耗情况如表 1 所示。其中,单 HBM 单元的主电路开关管选用 IRFP23N50,双 HBM 单元、三 HBM 单元和四 HBM 单元的主电路开关管分别选用 IRFP254N、IRFB23N20D 和 IRFB23N15D。在等效开关频率为 30 kHz、60 kHz 和 120 kHz 时,对不同解决方案的主电路损耗进行对比分析。表中, P_{sw} 为开关管开关损耗; P_{con} 为通态损耗; P_{loss} 为前两者之和,即开关管总损耗。

从表 1 中可知,在任一种主电路中,随着等效开关频率的增加,器件开关损耗也随之变大,而通态损耗没有变化。另外,随着主电路中 HBM 单元个数的增加,开关损耗随之降低,其中从单 HBM 单元拓扑到双 HBM 单元拓扑时,开关损耗降低最为显著,单元数再向上增加时的损耗降低较为有限。这是因为在功率器件开关时间这个技术指标上,IRFP254N 相对于 IRFP23N50 的性能提高幅度较大,相对于 IRFB23N20D 和 IRFB23N15D 则较为接近。同时还可以发现,随着 HBM 单元数的增加,主电路的导通损耗增幅较大,其原因在于,虽然低电压等级的开关管的单位导通电阻更低,但是这种微弱的优势在开关管导通个数成倍增加时不值一提。另外,在 HBM 单元数超过 2 的拓扑中,导通损耗占据了主要地位,并且随 HBM 单元个数增加,其比例越来越高。

表 1 不同情况下主电路损耗情况
Table 1 Power loss of the main circuit under different conditions

| Solution | Voltage stress/V | Switch type | Switching frequency/kHz | P_{sw}/W | P_{con}/W | P_{loss}/W |
|------------|------------------|-------------|-------------------------|------------|-------------|--------------|
| Single HBM | 300 | IRFP23N50 | 30 | 15.993 | 30.78 | 46.773 |
| | | | 60 | 31.986 | 30.78 | 62.766 |
| | | | 120 | 63.972 | 30.78 | 94.752 |
| Two HBMs | 150 | IRFP254N | 15 | 4.178 25 | 40.5 | 44.678 25 |
| | | | 30 | 8.356 5 | 40.5 | 48.856 5 |
| | | | 60 | 16.713 | 40.5 | 57.213 |
| Three HBMs | 100 | IRFB23N20D | 10 | 2.864 | 64.8 | 67.664 |
| | | | 20 | 5.728 | 64.8 | 70.528 |
| | | | 40 | 11.456 | 64.8 | 76.256 |
| Four HBMs | 75 | IRFB23N15D | 7.5 | 1.877 18 | 87.48 | 89.357 175 |
| | | | 15 | 3.754 35 | 87.48 | 91.234 35 |
| | | | 30 | 7.508 7 | 87.48 | 94.988 7 |

从对比结果可以得出,在不同的等效开关频率下,基于两 HBM 单元的拓扑方案损耗最低。同时,结合系统成本、体积重量、性能以及散热等因素考虑,两 HBM 单元的主电路拓扑也是一个较为折中的方案。因此,本文最终选择了这种拓扑。此外,可预见的是,将来随着飞机供电体制的变化,多模块组合方案也可以灵活地调整应对,在航空领域具有非常好的应用前景。

5 系统控制策略

针对飞机供电系统,本文选择对电网电流直接进行控制,以提高模块化航空有源滤波器的补偿精度。由于控制对象为电网电流,因此本质上属于闭环控制范畴^[16]。下面对该控制策略作具体阐述。

以 u 相为例,本文采用的航空有源滤波器控制策略包括:电网电流闭环控制、HBM 模块直流侧总电压控制和 HBM 模块直流侧电压均衡控制,其整体控制框图如图 4 所示。

对于电网电流控制,电网电流基准 i_{Su}^* 的相位通过对电网电压进行锁相获得。电网电流基准的幅值包含两个分量:负载基波有功电流前馈分量 I_{ffu} 和有源滤波器直流侧电压控制分量 I_{fbu} 。负载基波有功电流前馈分量从负载实时功率提取得到,是电网电流基准幅值的主要部分;有源滤波器直流侧电压控制分量即 HBM 模块直流侧总电压控制环的输出,是一个叠加在电网电流基准幅值

中的微小的有功分量,两者之和构成了电网电流基准的幅值 I_{mu}^* 。电网电流基准 i_{Su}^* 和实际的电网电流 i_{Su} 相减得到电网电流控制量 vmu 。

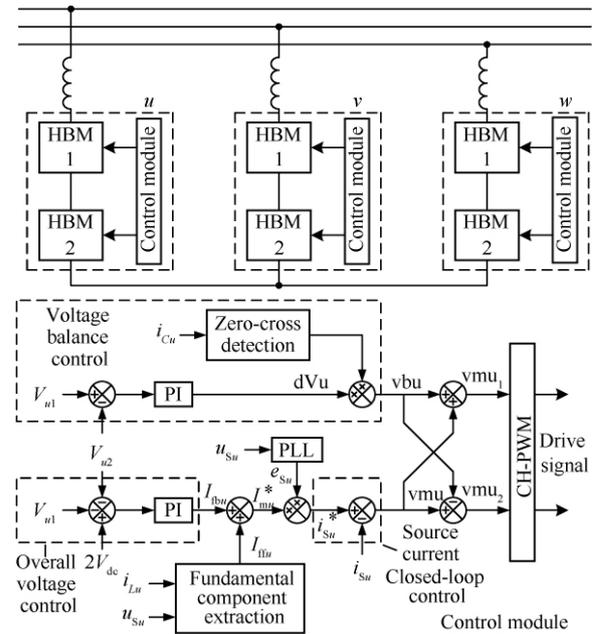


图 4 模块化航空有源滤波器系统控制框图

Fig. 4 System control diagram of modular aeronautical active power filter

为了保证模块化航空有源滤波器的正常工作,HBM 模块直流侧电压均衡控制必不可少。在式(11)提供的模型基础上,本文推导其均压控

制律如下:

由式(11),以 u 相为例,有

$$\frac{dV_{u1}}{dt} = \frac{1}{C_{u1}} S_{u1} \times i_{Cu} \quad (12)$$

$$\frac{dV_{u2}}{dt} = \frac{1}{C_{u2}} S_{u2} \times i_{Cu} \quad (13)$$

式(12)减去式(13),并且 $C_{u1} = C_{u2}$,可得:

$$\frac{d(V_{u1} - V_{u2})}{dt} = \frac{i_{Cu}}{C} (S_{u1} - S_{u2}) \quad (14)$$

当两电容电压在某时刻平衡时: $V_{u1} - V_{u2} = 0$, 则 $S_{u1} - S_{u2} = 0$ 。

当上电容电压大于下电容电压,即 $V_{u1} > V_{u2}$ 时,有

$$i_{Cu} > 0 \quad S_{u1} > S_{u2} \quad (15)$$

或

$$i_{Cu} < 0 \quad S_{u1} < S_{u2} \quad (16)$$

那么,要使电容电压平衡,对应式(15)和式(16)分别有

$$S_{u1} \downarrow \quad S_{u2} \uparrow \quad (17)$$

或

$$S_{u1} \uparrow \quad S_{u2} \downarrow \quad (18)$$

则在原始调制波 v_{mu} 的基础上分别得到上下两个单元的两个调制波为

$$\begin{cases} v_{mu1} = v_{mu} + v_{bu} \\ v_{mu2} = v_{mu} - v_{bu} \end{cases} \quad (19)$$

式中: v_{bu} 为均压控制量,其表示为 $\text{sgn}(i_{Cu}) \times dV_u$, dV_u 为均压误差信号。

同理,当上电容电压小于下电容电压时,即 $V_{u1} < V_{u2}$ 时,也可类似推出式(19)。因此,式(19)即为模块间均压控制律,其实现如图4所示,描述如下:两H桥模块直流侧电容电压之差送入均压调节器得到均压误差信号 dV_u ,与补偿电流的极性信号进行相乘得到均压控制量 v_{bu} 。均压控制的本质是调节不同HBM单元直流侧电容吸收的有功功率来实现电容电压的均衡。对 v_{mu} 和 v_{bu} 两个信号进行加减处理,得到HBM 1单元的调制波 v_{mu1} 和HBM 2单元的调制波 v_{mu2} ,送入调制环节之后即可得到 u 相8个开关管的驱动信号。

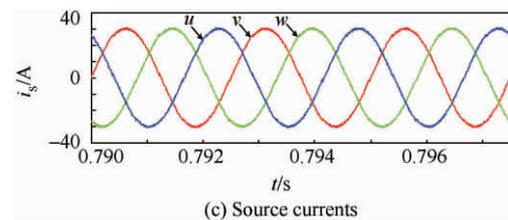
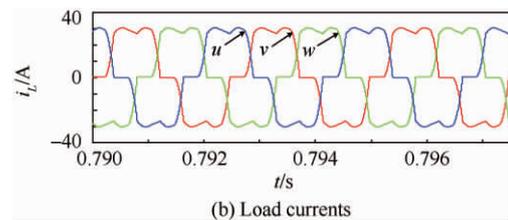
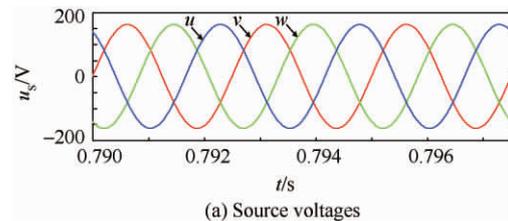
6 仿真与实验研究

6.1 仿真分析

为了验证所提新型有源滤波器对航空电网谐

波抑制的有效性,本节利用 MATLAB/Simulink 软件搭建了一台并联型模块化航空有源滤波器仿真模型进行研究。仿真参数如下:电网电压三相 115 V/400 Hz,负载为三相二极管整流桥带阻感负载,其中电阻为 8.8Ω ,电感为 $500 \mu\text{H}$;每个HBM单元的直流侧电压为 150 V,电容为 $500 \mu\text{F}$,航空有源滤波器交流侧接口电感为 $500 \mu\text{H}$,三角载波频率为 20 kHz。

图5给出了模块化航空有源滤波器仿真结果。其中图5(a)为三相电网电压波形;图5(b)为三相负载电流,可以看到负载电流波形存在畸变,含有较为丰富的谐波;图5(c)为三相电网电流,电网电流波形基本上为正弦波,可知模块化航空有源滤波器起到了应有的谐波抑制作用且补偿性能优良;图5(d)为 u 相补偿电流,其峰值约为 16 A;图5(e)为 u 相补偿电压,显然,其为一个五电平波形;图5(f)和图5(g)为 u 相两个HBM单元的直流侧电容电压波形,可以看出两个电压均基本稳定在 150 V 左右,可见HBM模块直流侧总电压控制和HBM模块直流侧电压均衡控制取得了良好的效果;图5(h)为载波波形,载波峰-峰值为 10 V,频率为 20 kHz。



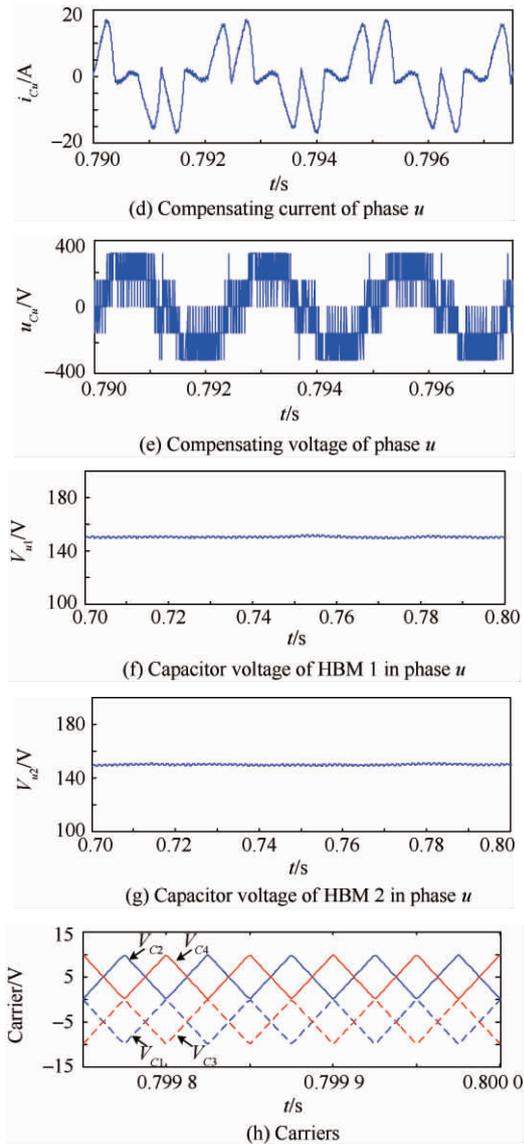


图5 模块化航空有源滤波器仿真结果

Fig 5 Simulation results of modular aeronautical active power filter

6.2 实验验证

本文同步研制了一台新型模块化航空有源滤波器样机系统。开关管选用 IRFP254N, 系统硬件参数与仿真一致。

图6给出了航空有源滤波器在补偿典型阻感性负载时的 u 相稳态实验波形。图中, 从上到下分别为负载电流 i_{Lu} 、补偿电流 i_{Cu} 、电网电流 i_{Su} 、电网电压 u_{Su} 以及补偿电压 u_{Cu} 。由图6中可见, 经过航空有源滤波器的补偿后, 电网电流不再与

原来的负载电流波形相同, 而是改善为正弦度非常良好的波形, 且与电网电压同相。另外, 航空有源滤波器主电路交流侧输出的补偿电压则为明显的五电平波形。

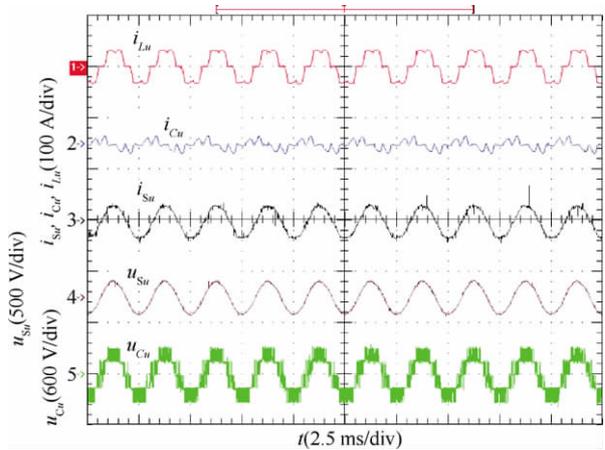
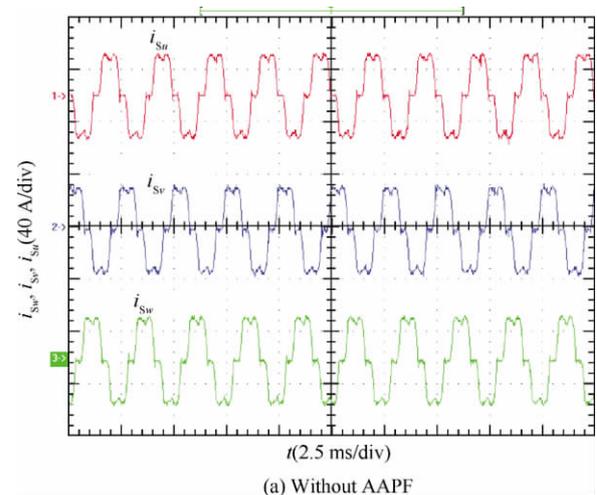


图6 u 相稳态实验波形

Fig 6 Static experimental waveforms of phase u

图7给出了补偿前后三相电网电流实验波形, 可以看到, 补偿前的三相电网电流含有较为丰富的谐波, 波形畸变较为严重。经过航空有源滤波器的补偿, 航空电网中由非线性负载引起的谐波得到了有效的抑制。采用 Voltech 公司的 PM300 三相功率分析仪对有源滤波器补偿前后的三相电网电流谐波含量进行分析, 得到的结果如表2所示。由表2可以看到补偿后的三相电网电流 THD 都在 5% 以下, 符合相关标准的要求。这表明本文提出的模块化航空有源滤波器是非常有效的。以上实验结果进一步验证了理论分析及仿真结果的正确性。



(a) Without AAFP

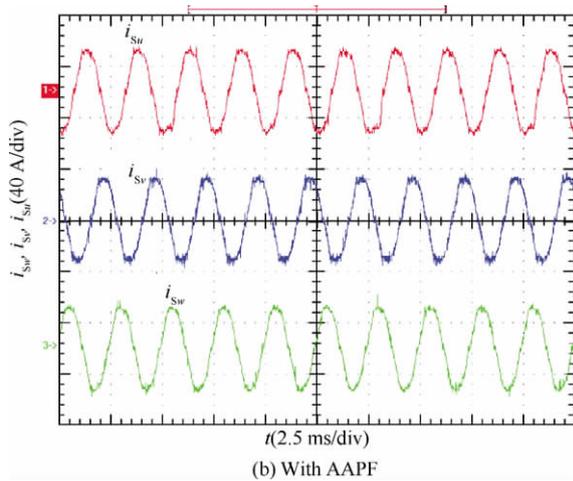


图7 三相电网电流实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms of three-phase source currents

表2 三相电网电流谐波含量对照表

Table 2 Harmonic content comparison table of three-phase source currents

| Order | Without AAPF | | | With AAPF | | |
|-------|--------------|----------|----------|-----------|----------|----------|
| | <i>u</i> | <i>v</i> | <i>w</i> | <i>u</i> | <i>v</i> | <i>w</i> |
| 5 | 15.40 | 15.53 | 14.74 | 3.697 | 3.216 | 3.453 |
| 7 | 8.138 | 9.725 | 7.503 | 2.071 | 2.805 | 2.357 |
| 11 | 3.115 | 3.492 | 2.596 | 1.993 | 1.624 | 2.218 |
| 13 | 1.716 | 2.606 | 1.451 | 0.677 | 0.847 | 0.688 |
| THD/% | 17.85 | 18.90 | 16.84 | 4.496 | 4.794 | 4.936 |

7 结论

1) 提出并研究了一种模块化航空有源滤波器,选择了基于两HBM单元的主电路拓扑方案,并结合损耗对比分析进行了有效论证。该设计对航空有源滤波器系统的灵活性、可维护性和可靠性的提高有着显著作用。

2) 采用了混合载波调制技术,综合了载波层叠调制技术开关次数较少和载波相移调制技术可提高等效开关频率两大特点,在提高系统带宽的同时有效降低了系统的损耗。

3) 结合主电路数学模型推导了模块均压控制律,并给出了系统控制策略。

4) 仿真和实验结果表明,这种新型航空有源

滤波器可以有效补偿由于负载的非线性产生的谐波和无功分量,电网电流THD降到了5%以下,符合相关标准的要求。

参考文献

- [1] Moir I, Seabridge A. Aircraft system: mechanical, electrical, and avionics subsystems integration. 3rd ed. West Sussex, UK: John Wiley & Sons, 2008.
- [2] Rosero J A, Ortega J A, Aldabas E, et al. Moving towards a more electric aircraft. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2007, 22(2): 3-9.
- [3] The People's Republic of China PLA General Armament Department. GJB181A—2003 Aircraft electric power characteristics. Beijing: Standards Press of General Armament Department, 2003: 6-9. (in Chinese)
中华人民共和国解放军总装备部. GJB181A—2003 飞机供电特性. 北京: 总装备部军标出版发行部, 2003: 6-9.
- [4] Gyugyi L, Strycula E C. Active ac power filter. IEEE-IAS Annual Meeting, 1976: 529-535.
- [5] Akagi H, Watanabe E H, Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007.
- [6] Singh B, Al-Haddad K, Chandra A. A review of active filters for power quality improvement. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 960-971.
- [7] Chen Z, Luo Y P, Shi L, et al. Analytic resolution of control mechanism about two typical control schemes of parallel active power filter. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 37-43. (in Chinese)
陈仲, 罗颖鹏, 石磊, 等. 并联型 APF 两种典型控制方式的机制解析. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 37-43.
- [8] Guo W F, Xu D G, Kong J, et al. Novel control method for LCL active power filter. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 42-48. (in Chinese)
郭伟锋, 徐殿国, 孔健, 等. LCL 有源电力滤波器新型控制方法. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 42-48.
- [9] Lavopa E, Zanchetta P, Sumner M, et al. Real-time estimation of fundamental frequency and harmonics for active shunt power filters in aircraft electrical systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 2875-2884.
- [10] Liu J, Zanchetta P, Degano M, et al. High performance iterative learning control for active filters in aircraft power networks. The 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2010: 2055-2060.
- [11] Wang Y, Shen S H. Three-phase aeronautical active power filter based on space vector and one-cycle control. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,

- 2007, 33(1): 90-93. (in Chinese)
- 王永, 沈颂华. 空间矢量和单周控制三相航空有源电力滤波器. 北京航空航天大学学报, 2007, 33(1): 90-93.
- [12] Eid A, Abdel-Salam M, El-Kishky H, et al. Active power filters for harmonic cancellation in conventional and advanced aircraft electric power systems. *Electric Power System Research*, 2009, 79(1): 80-88.
- [13] Eid A, El-Kishky H, Abdel-Salam M, et al. On power quality of variable-speed constant-frequency aircraft electric power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2010, 25(1): 55-65.
- [14] Chen X, Ma H X, Gong C Y. Novel series hybrid active power filter applied to aeronautic variable-frequency power systems. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2009, 30(12): 2428-2434. (in Chinese)
- 陈新, 马海啸, 龚春英. 应用于航空变频电源系统的新型串联混合有源滤波器. 航空学报, 2009, 30(12): 2428-2434.
- [15] Agelidis V G, Calais M. Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1988: 172-178.
- [16] Mattavelli P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001, 37(1): 81-89.
- 作者简介:
陈仲 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 电力电子变换、航空电源和电能质量控制。
Tel: 025-84893500
E-mail: chenz@nuaa.edu.cn
- 陈淼 男, 硕士研究生。主要研究方向: 电力电子与电力传动。
E-mail: chenmiao875@163.com

Research on a Modular Aeronautical Active Power Filter

CHEN Zhong^{*}, CHEN Miao, WANG Changyou

College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China

Abstract: The aeronautical active power filter (AAPF) is an advanced solution in resolving the power quality problems of aircraft electrical power systems, and modular construction design plays an important role in improving the flexibility, maintainability and reliability of the aeronautical active power filter system. First, this paper studies a modular aeronautical active power filter which is based on the H-bridge modular circuit. The main circuit topology of the modular aeronautical active power filter is described in a physical structure and a mathematical model. A carrier hybrid pulse width modulation (CH-PWM) colligating the characteristics of carrier phase shift pulse width modulation and carrier disposition pulse width modulation is analyzed. Second, by comparing the power loss of the different main circuit solutions, a suitable topology is selected and its corresponding control strategy is given. Finally, simulation and experiment are performed to verify the theoretical analysis. The results show that the harmonic and reactive components produced by the typical nonlinear load can be compensated effectively by the modular aeronautical active power filter, and the total harmonic distortions (THD) of three-phase source currents are below 5%. Thus, a good compensation performance is achieved by the proposed scheme.

Key words: active power filter; aircraft electrical power systems; modular construction; mathematical model; carrier hybrid PWM modulation; loss

Received: 2012-05-16; Revised: 2012-07-02; Accepted: 2012-09-25; Published online: 2013-01-22 11:11

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.1929.V.20130122.1111.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51007037); Aeronautical Science Foundation of China (2011ZC52041); NUA A Research Funding (NJ20130011)

* Corresponding author. Tel.: 025-84893500 E-mail: chenz@nuaa.edu.cn