

# 400 Hz 逆变电源新型多环控制系统

李琛<sup>1</sup>, 李敏远<sup>2</sup>, 计时鸣<sup>1</sup>, 谭大鹏<sup>1</sup>

- (1. 特种装备制造与先进加工技术教育部/浙江省重点实验室(浙江工业大学), 浙江省 杭州市 310014;
2. 西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西省 西安市 710048)

## Novel Multiple-loop Control System for 400 Hz Inverter

LI Chen<sup>1</sup>, LI Minyuan<sup>2</sup>, JI shiming<sup>1</sup>, TAN Dapeng<sup>1</sup>

- (1. Key Laboratory of E&M (Zhejiang University of Technology), Ministry of Education & Zhejiang Province, Hangzhou 310014, Zhejiang Province, China;
2. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi Province, China)

**ABSTRACT:** A novel multiple-loop control system in 400 Hz inverter of power supply based on unipolar sine pulse width modulation (SPWM) was proposed. The reasons of imbalance in three-phase combined inverter power system were analyzed, and a new control strategy was presented. In order to reduce the THD of high power inverter system output voltage, unipolar SPWM modulation was added with this new control strategy. Above-mentioned inverter power system controller was realized with DSP. The inverter system has a lot of merit characteristics such as phase self regulation and low output harmonic contents. The simulation and experimental results indicate the advantages and the correctness of this novel inverter power system were proved.

**KEY WORDS:** inverter source; phase feedback; multiple-control; unipolar; SPWM modulation

**摘要:** 提出一种基于单极性倍频正弦脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)调制方式的新型多环控制逆变电源控制系统。通过对组合式 400 Hz 三相逆变电源系统中相位不平衡的分析, 提出一种基于相位反馈的多环控制策略; 针对大功率逆变电源系统输出电压谐波含量较高的问题, 将新型多环控制策略与单极性倍频 SPWM 调制方式相结合, 并给出上述控制系统在 DSP 中的实现方法。该控制系统能够实现相位自动调整, 并将输出电压谐波含量控制在 2%之内。最后通过系统仿真对比实验证明该控制系统的先进性, 并通过实验验证该系统的正确性。

**基金项目:** 国家自然科学基金项目(50875242); 浙江省自然科学基金项目(Y1090836)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50875242); Project Supported by Natural Science Foundation of Zhejiang Province (Y1090836)。

**关键词:** 逆变电源; 相位反馈; 多环控制; 单极性倍频; SPWM 调制

## 0 引言

随着电力电子技术的发展, 电源质量的指标要求也不断提高。衡量电压质量优劣的主要标准是三相逆变电源的相位是否能够达到平衡, 以及输出电压谐波含量能否达到指标要求。现在国内外针对相位控制的方法多集中于 UPS 的应用中<sup>[1-2]</sup>, 但对 400 Hz 逆变电源相位控制还没有有效方案。而对于输出电压波形及谐波含量的控制, 大都集中在对主电路参数进行调整, 并未从根本上解决此问题<sup>[3-4]</sup>。

本文针对以上问题, 在采用单极性倍频正弦脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)调制方式的基础上, 提出一种新型多环控制策略, 即在传统三环控制上, 增加相位反馈控制环节, 构成多环控制结构, 即可使输出电压相位严格跟踪基准正弦信号, 同时谐波含量也能达到指标要求。

## 1 主电路三环控制系统分析

逆变器主电路结构如图 1 所示, 主电路采用全桥结构, 输出端连接 LC 滤波器滤除高次谐波。开关管的驱动信号由三角波和正弦波比较匹配得到。

图 2 为多环控制框图, 虚线部分为常规三环控制系统, 由内到外分别为瞬时值电容电流环、瞬时值电压环和电压有效值环。其中瞬时值电流环的主要作用是校正输出电压波形, 瞬时值电压环主要作用是校正输出电压的相位和提高系统的动态性能, 电压有效值环的主要作用是使输出电压稳定在所需要的电压幅值。

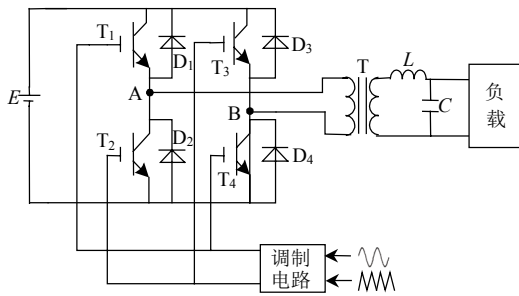


图1 逆变器主电路拓扑

Fig. 1 Topology of inverter main circuit

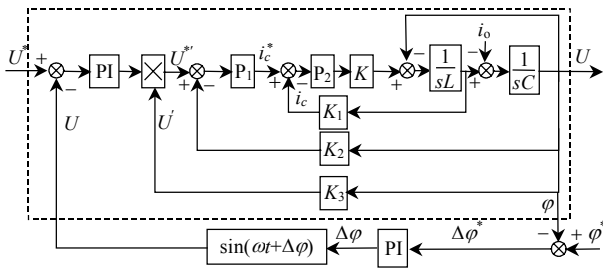


图2 多环控制框图

Fig. 2 Block diagram of multiple-loop control

输出电压相位的控制主要取决于瞬时值电压内环，工程中瞬时值电压内环一般用比例控制器。理论上在逆变器主电路不变的情况下，电压环比例调节器系数 $K_p$ 越大，输出电压相位与给定基准正弦信号的相位越接近，但在实际构成数字控制系统时， $K_p$ 不能太大，否则就会造成振荡。原因主要是：1) 采样信号干扰；2) 计算误差；3) 中性点偏移。所以，瞬时值电压控制并不能完全消除相位误差。

同时，主电路参数的选取对控制效果也有影响，主要表现在相位跟踪特性与波形正弦度控制上的矛盾。一般工程中对输出波形的谐波总畸变率(total harmonic distortin, THD)有着严格的要求。输出波形THD主要受到主电路中LC滤波器参数的影响。滤波电感 $L$ 和滤波电容 $C$ 的取值越大，输出波形的THD含量越低，但是增大电感的同时会导致输出波形相位的变化。这是因为加大电感会改变滤波器的相频特性，会影响到输出波形相位。

在组合式三相逆变电源中，每相都会存在个体差异，即每相主电路参数都不会完全相同，当3个单相组成组合式三相逆变电源时，会因为个体差异导致每相输出电压和参考正弦信号的相位差不同，所以三相星形连接后每两相的相位差不为 $120^\circ$ 。

## 2 逆变电源的相位反馈控制

### 2.1 相位反馈控制原理

本文提出一种基于相位反馈控制的多环控制结

构，如图2所示。多环控制思想如下：输出电压采样后与标准正弦比较得到相位差信息，对此相位差进行PI调节，调节后的相位补偿至标准正弦中；输出电压幅值信号经过电压有效值环控制后，与已补偿正弦信号相乘，得到的信号经过电压瞬时值环电流瞬时值环调节后，送入逆变器中进行调制。其相位反馈调节环节如图3所示。

图3中： $K_p + \frac{K_1}{S}$ 为相位控制环节；输入信号

为 $\varphi^*$ ，是标准正弦的相位；输出信号为 $\varphi$ ，是输出电压相位； $\Delta\varphi$ 为相减后所得的相位差； $f_1$ 为标准正弦信号的频率 $400\text{ Hz}$ <sup>[5-6]</sup>。

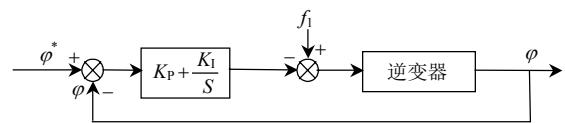


图3 相位反馈控制框图

Fig. 3 Block of phase feedback control

### 2.2 相位反馈控制器设计

输出正弦信号包含输出电压的相位和幅值信息。将其经过相位检测、整流滤波等环节调理，得到的直流信号只包含输出电压相位信息。由于是直流信号，可以利用PI调节器的无差调节作用使输出电压的相位最终与标准正弦的相位达到无差。

PI调节器采用积分分离PI控制，既可提高控制速度，又可提高控制精度。其思想为：设定一阈值 $\alpha = 5^\circ$ ，当 $|\Delta\varphi| > \alpha$ 时，采用P控制；当 $|\Delta\varphi| \leq \alpha$ 时，此时误差在较小的范围内，采用PI控制。

## 3 单极性倍频 SPWM 调制

### 3.1 单极性倍频 SPWM 调制原理

单极性倍频 SPWM 调制方式的实质是采用一组极性相反的参考正弦波与双向三角形载波交截产生功率开关驱动信号，原理如图4所示<sup>[7-8]</sup>。

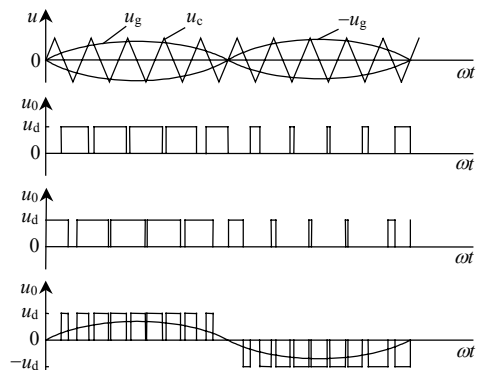


图4 单极性倍频 SPWM 调制原理

Fig. 4 Principle of unipolar SPWM

### 3.2 单极性倍频 SPWM 调制下滤波参数设计

单极性倍频 SPWM 调制下输出滤波电感的值一般是由电感电流的最大纹波所决定, 取该值为满载输出电流峰值的 15%<sup>[9]</sup>。本文设计逆变器输出功率单相 10 kVA, 输出电压 115 V, 频率 400 Hz, 根据以上参数可得:

$$\Delta I_L = 15\% \times \sqrt{2} \frac{P_o}{U_o} = 15\% \times \sqrt{2} \times \frac{10 \times 10^3}{115} = 18.44 \text{ A} \quad (1)$$

设逆变桥输出脉冲  $U_{AB}$ ,  $U_d$  为直流侧母线电压, 所以占空比为  $d = \frac{U_{AB}}{U_d}$ , 根据  $\Delta i = \frac{U}{L} \Delta t$ , 可得电感电流纹波表达式为

$$\Delta I_L = \frac{U_d - U_{AB}}{L} \times \frac{d}{2f} = \frac{(U_d - U_{AB})U_{AB}}{2LU_d f} \quad (2)$$

由式(2), 当  $U_{AB} = \frac{U_d}{2}$  时, 电感电流纹波最大:

$$\Delta I_L = \frac{U_d}{8Lf} \Rightarrow L = \frac{U_d}{8f \times \Delta I_L} = \frac{380}{8 \times 26400 \times 18.44} \approx 100 \mu\text{H} = 0.1 \text{ mH} \quad (3)$$

电感值计算确定后, 根据 LC 滤波器的截止频率可得电容的值。在单极性倍频调制方式下, 输出谐波为开关频率两倍以上偶次倍的高次谐波, 所以滤波器的截止频率可以取最低次输出谐波的 1/10, 即:  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{2f}{10} \Rightarrow C \geq \frac{100}{4 \times f^2 \times 4\pi^2 \times L}$ 。

将计算得到的电感值带入可得电容值:

$$C \geq \frac{100}{4 \times f^2 \times 4\pi^2 \times L} = \frac{100}{4 \times 26400^2 \times 4\pi^2 \times 1 \times 10^{-4}} \approx 10 \mu\text{F} \quad (4)$$

在实际电路中, 由于各个器件的非理想特性, 基准正弦也非标准正弦信号, 再加上死区对输出波形的影响, 所以输出波形会含有低次谐波, 可以将电容值适当取大, 即能够有效抑制低次谐波。所以在进行系统实验时, 对滤波参数的选取应适当增大。

在多环控制下, 采用单极性倍频 SPWM 调制方法, 数字控制系统中的比例控制器参数不需要很大, 就可以保证输出电压波形的质量较好, 而且输出电压信号的相位、幅值都能达到指标要求。

## 4 系统的 DSP 实现

### 4.1 相位反馈控制在 DSP 中的实现

本设计中主控芯片采用德州仪器公司最新推出

的数字信号处理器 DSP, 其型号为 TMS320F2812, 采用 DSP 产生控制开关管通断的 SPWM 波由周期寄存器 TxPR 与比较寄存器 TxCMPR 匹配实现。TxPR 设定为增减计数, TxCMPR 中存放比较值。定时器开始计数, 当计数值达到 TxCMPR 中的值时, 发生比较匹配, 定时器继续计数直至达到 TxPR 的值, 发生周期匹配, 上述两次匹配时, 电平都发生跳转, 即产生输出宽度不等的 SPWM 波。若要改变载波频率, 只需要改变 TxPR 值即可。

在逆变电源系统中, 载波比  $N = \frac{f_c}{f}$  固定, 改变载波频率  $f_c$ , 则可以改变逆变器输出电压的频率。设逆变器输出电压幅值为  $U$ , 频率为  $f$ ; 基准正弦幅值为  $U^*$ , 频率为  $f^*$ , 相位差为  $\Delta\varphi$ <sup>[10-11]</sup>。即

$$U^* \sin 2\pi f^* t = U \sin(2\pi f t + \Delta\varphi) \quad (5)$$

若两者相位无差, 即:

$$2\pi f^* t = 2\pi f t + \Delta\varphi \quad (6)$$

$$f - f^* = \frac{\Delta\varphi}{2\pi t} \quad (7)$$

由式(7)可以得出,  $\Delta\varphi > 0$ , 输出电压相位超前于基准正弦, 需要增加 TxPR 的值, 即输出电压频率相应减小;  $\Delta\varphi < 0$ , 输出电压相位滞后于基准正弦, 需要减小 TxPR 的值, 即输出电压频率相应提高。最终可以使  $\Delta\varphi = 0$ , 实现输出电压相位与基准正弦无相位差。

当输出电压信号与标准 400 Hz 正弦信号有相位差时, 电压霍尔传感器将输出电压信号采集, 并通过控制板上的调理电路将此信号进行滤波、限幅等处理之后送入 DSP 中进行数据运算。同时 DSP 事件管理器计数器从 0 开始增计数, 当计数至输出正弦信号下降过零点时, 将此数值存入寄存器中, 并与标准 400 Hz 正弦信号下降过零点时所读取的数值做差, 所得的计数值差即可认为是输出信号与基准信号的相位差  $\Delta\varphi$ , 如图 5 所示。将  $\Delta\varphi$  作为被控量, 对其进行相位反馈控制, 可使输出电压波形与标准正弦信号相位同步<sup>[12-13]</sup>。

当输出电压信号与标准正弦信号相位不同步时, 通过 DSP 计数器可计算得每个周期的相位差  $\Delta\varphi$ 。对得到的相位差  $\Delta\varphi$  进行 PI 调节后, 与 400 Hz 比较, 再将频率积分后得到相位信息, 补偿到给定正弦信号中。经过相位反馈控制的正弦信号与电压有效值环输出的直流信号相乘, 再经过瞬时值电压环和瞬时值电流环, 最终送入逆变器中进行调制。

上述过程是一个动态循环的过程,所以只要输出电压与标准正弦信号存在相位差,相位反馈控制就一直循环运行。当经过一段时间调整后,两者相位同步,相位差为0,系统保持此时状态继续运行<sup>[14-15]</sup>。

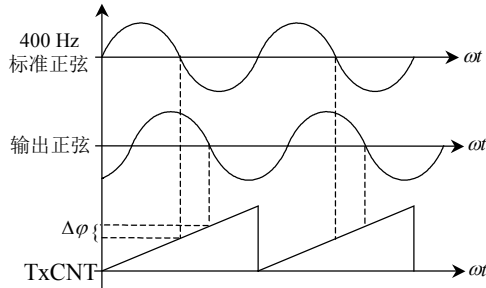


图5 DSP中相位差检测原理图

Fig. 5 Principle of phase difference in DSP

#### 4.2 SPWM调制信号在DSP中的产生

在DSP中实现常规双极性调制法的通常做法是:定义正弦表,根据载波频率(三角波的频率)计算出正弦表中每点的数值以及在一个正弦周期内共需要多少个点,点数即为载波比。将DSP中TxPR的数值设定为程序运行一个周期所需要的脉冲数值,TxCMPR中的值为比较跳变时的脉冲数值。将计数器设定为增减计数方式,计数器计数至TxCMPR设定值时就发生跳变,即产生一系列等幅不等宽的脉冲信号。而单极性倍频SPWM可看作是两路极性相反的正弦信号与三角波交截产生的脉冲信号,所以需要在DSP中定义一对互补的正弦表,并设置相应的比较寄存器TxCMPR中的比较值。在正半周时,当交截产生的信号同为高电平时,输出脉冲信号为高电平;当交截产生的信号为不同电平时,输出脉冲信号为0;在负半周的输出脉冲同理可得,这样就可以产生单极性倍频SPWM调制信号。需要注意的是,在常规双极性SPWM调制中,4只开关管的驱动信号一致,所以DSP中只需要设置一路SPWM波的输出口,而在单极性倍频SPWM调制方式中,1、4开关管的驱动信号一致,并与2、3开关管的驱动脉冲信号互补,所以DSP中需要设置两路SPWM波的输出口,分别驱动1、4和2、3开关管。

#### 4.3 DSP中可实现的其他功能

DSP除了可以实现上述主要功能以外,还可实现其他所必须的功能,如各种保护功能等。

图6为DSP中可实现的其他检测、保护等功能框图。为了降低系统电压突增突减所带来的系统损耗,本系统采用了数字软启动的方法,即将正弦信

号的调制度缓慢增加,最终达到所设定的幅值。这种数字软启动的方法可有效降低电压冲击对系统的伤害。除此之外,还可在中断程序中对采样得到的电流、电压、相位等需要进行运算的信号进行简单的数字滤波。本系统中采用奇异值数字滤波法。

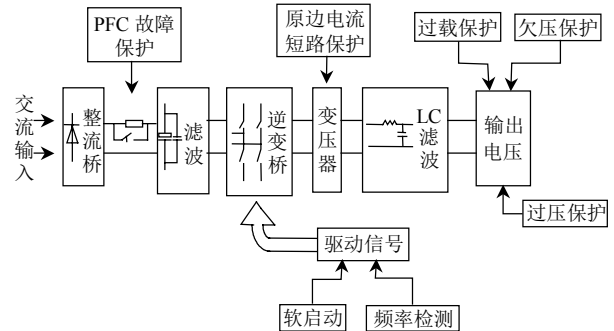


图6 DSP其他功能示意图

Fig. 6 Function of DSP in inverter system

## 5 系统仿真研究

### 5.1 相位自动补偿控制系统仿真参数

本文采用相同的多环控制参数对不同主电路参数的逆变电源系统进行仿真研究。对于不同主电路参数的逆变电源系统来说,达到相位同步所消耗时间也不同,说明主电路参数对系统相位有着显著的影响。采用Matlab/Simulink软件对系统进行仿真。在仿真模型中其中变压器变比为1:1,LC滤波器参数分别为:电感 $L=0.7\text{ mH}$ ,电容 $C=20\text{ }\mu\text{F}$ 。

### 5.2 不同负载仿真结果

图7为 $1\text{ }\Omega$ 电阻负载时仿真结果。其中图7(a)为三环控制结果,输出电压信号滞后标准正弦信号 $19^\circ$ ;图7(b)为采用相位反馈控制后的结果,可以看出经过 $0.06\text{ s}$ 调整,输出电压与标准正弦相位达到同步。图7(c)为图7(b)中起始、终止时放大图。

图8为 $6\text{ }\Omega$ 阻性负载时仿真结果。其中图8(a)为三环控制结果。输出电压信号滞后标准正弦信号 $5^\circ$ 。对比图7(a)可以看出,当负载变轻时,相位差也变小。图8(b)为采用相位反馈控制后的结果,可以看出经过 $0.08\text{ s}$ 调整,输出电压与标准正弦相位达到同步。图8(c)为图8(b)中起始、终止时放大图。

图9为 $1\text{ }\Omega$ 阻性负载和 $1\text{ mH}$ 感性负载组成的阻感负载仿真结果。其中图9(a)为三环控制结果。输出电压信号滞后标准正弦信号 $14^\circ$ 。图9(b)为采用相位反馈控制后的结果,可以看出经过 $0.055\text{ s}$ 调整,输出电压与标准正弦相位达到同步。图9(c)为图9(b)中起始、终止时放大图。

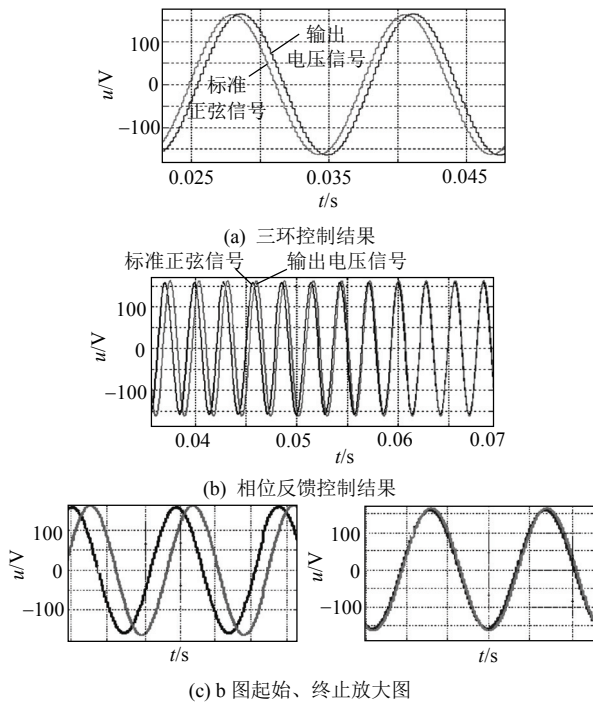


图 7 1 Ω 阻性负载仿真结果

Fig. 7 Simulation result with 1 Ω resistance load

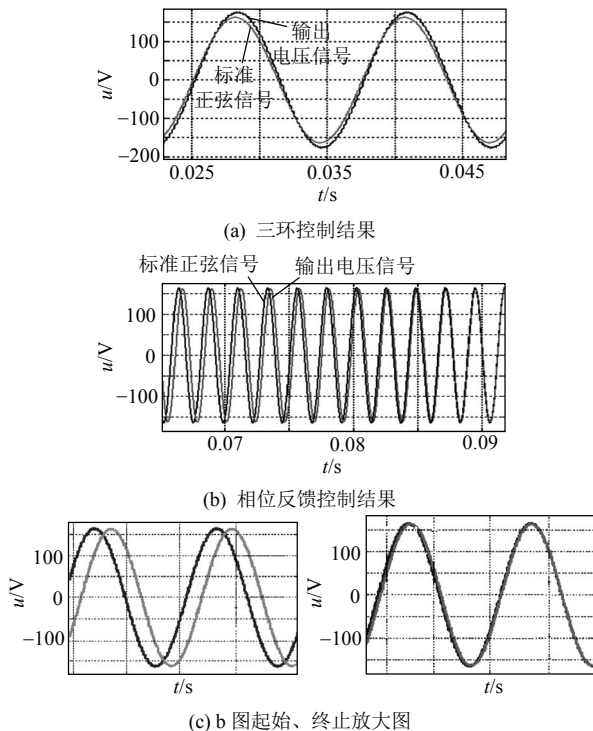


图 8 6 Ω 阻性负载仿真结果

Fig. 8 Simulation result with 6 Ω resistance load

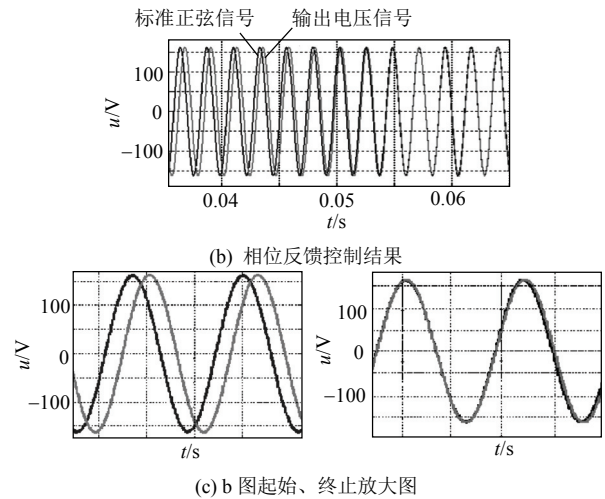
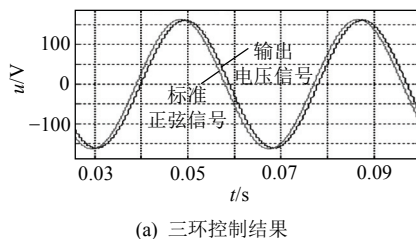


图 9 阻感负载仿真结果

Fig. 9 Simulation result with resistance and inductive loads

5.3 改变滤波参数仿真结果

图 10 为滤波电感  $L=0.4$  mH, 电容  $C=20$  μF 时仿真结果。其中图 10(a)为三环控制结果, 与图 7(a)对比可以看出, 两者除滤波电感外其他参数均相同, 当电感减小时, 两者相位差也相应变小, 相位差为  $13^\circ$ 。图 10(b)为采用相位反馈控制后的结果, 可以看出经过 0.06 s 调整, 输出电压与标准正弦相位达到同步。图 10(c)为图 10(b)中起始、终止时放大图。

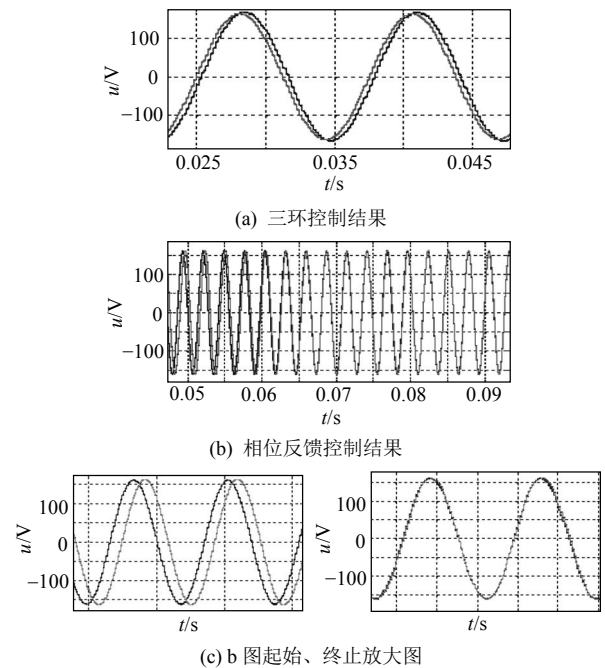


图 10 不同滤波参数仿真结果

Fig. 10 Simulation result with different filter parameter

5.4 相位控制仿真结果分析

由以上仿真结果可以看出, 相位调节要经过较长时间才能达到两者相位同步, 这是因为积分分离

式 PI 调节器对相位进行控制,在起始时刻两者相位差较大,采用 P 调节器使输出电压相位能够快速接近给定正弦信号。P 调节器的系数越大,跟踪速度越快,但是容易产生较大的超调,反应在相位控制上表现为过调节,即输出电压相位超前于基准正弦,这样会导致 PI 调节器误认为两者相位差非常大而继续采用 P 调节,使得跟踪效果越来越差,所以需要选取较小的 P 调节系数。当输出电压与标准正弦信号相位差较小时引入积分控制,经过几个周期的积分调节作用,最终可以使得输出电压与标准正弦信号达到相位同步。

### 5.5 FFT 系统输出谐波分析

采用常规 SPWM 调制,在多环控制下的输出波形及波形 THD 分析结果如图 11 所示。其中:开关频率为 26.4 kHz,输出功率为 10 kVA。由 Simulink 自带的 FFT 分析可知,在此控制下的 THD 含量为 1.23%,其中三次谐波含量较大,高次谐波已被 LC 滤波器滤掉。

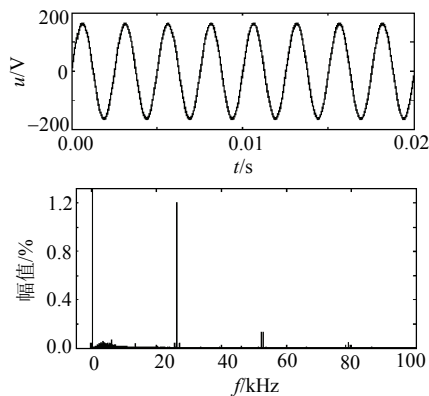


图 11 常规 SPWM 调制三环控制下波形及 THD 分析

Fig. 11 Simulation wave and THD of multiple-loop control with SPWM

采用单极性倍频 SPWM 调制,多环控制下的输出波形及波形总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)分析结果如图 12 所示,其中,开关频率为 10 kHz;输出功率为 10 kVA。由 Simulink 自带的 FFT 分析可看到,在此控制下的 THD 含量为 0.75%,其中偶次谐波含量较大,高次谐波已被 LC 滤波器滤掉。

经过以上结果对比可知,采用单极性倍频 SPWM 调制方法时,开关频率仅为 10 kHz,但是输出电压的 THD 值小于 1%,而采用常规双极性 SPWM 调制方法时,开关频率达到 26.4 kHz,THD 值也只有 1.23%。开关频率 10 kHz 经过倍频后得到输出电压脉冲频率为 20 kHz,其 THD 值与开关频

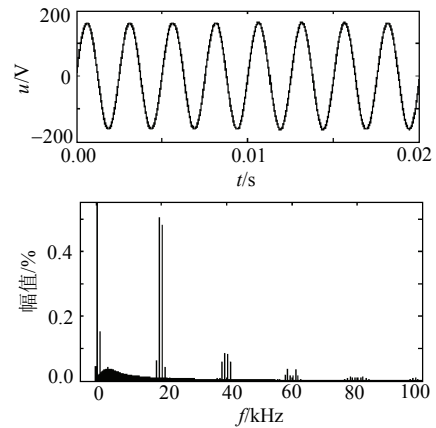


图 12 单极性倍频 SPWM 调制三环控制下波形及 THD 分析

Fig. 12 Simulation wave form and THD of multiple-loop control with unipolar SPWM

率 26.4 kHz 时相差不多,说明单极性倍频调制方法是有效的。

### 5.6 组合式三相逆变电源仿真结果

图 13 为组合式三相逆变电源输出电压波形仿真图,可以看出采用多环控制后的三相输出电压的相位可保持在 120°。图 14 为组合式三相逆变电源带不平衡负载的输出电压波形仿真图,可以看到输出三相电压在幅值相位上都满足要求。说明这种多环控制策略的应用在组合式三相逆变电源中有着很好的效果。

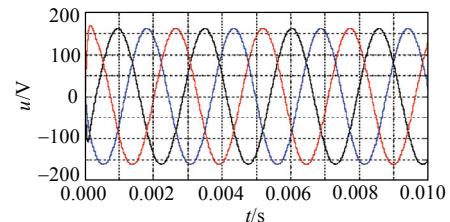


图 13 组合式三相多环控制输出波形仿真图

Fig. 13 Output voltage of three-phase combined inverter

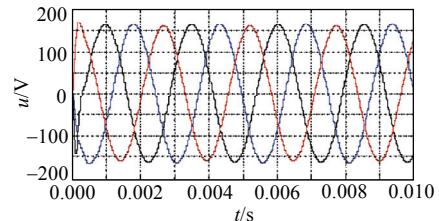


图 14 三相带不平衡负载输出波形仿真图

Fig. 14 Output voltage of three-phase combined inverter with imbalance loads

## 6 系统实验研究

本文在上述仿真实验的基础上进行了实验验证。单相实验采用市电 220 V 交流电供电,其中开关频率为 26.4 kHz,变压器变比为 1:1,滤波电感值

为 0.4mH，滤波电容值为 40 $\mu$ F，负载为 1 $\Omega$ 。工程指标要求为：输出电压频率 400 Hz，电压有效值为 115V，输出功率 10kVA，输出电压 THD 低于 3%。首先得到单极性倍频 SPWM 信号。如图 15 所示。

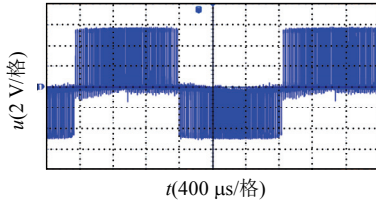
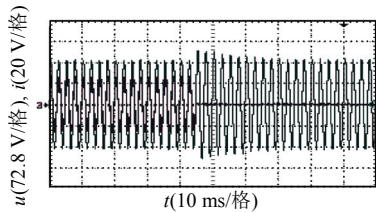


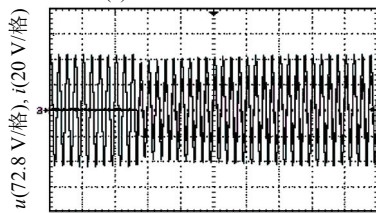
图 15 单极性倍频调制下 SPWM 波形

Fig. 15 Pulse of unipolar SPWM modulation

系统切换负载时的输出电压和输出电流波形如图 16 所示。由图 16 可知，系统在负载切换时经过几个周期的调节就可恢复电压幅值，说明系统在多环控制下具有较好的动态性能，与仿真结果相符。



(a) 系统突卸载波形

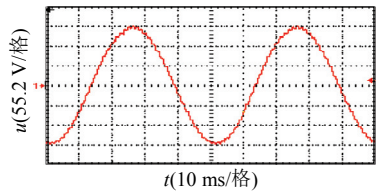


(b) 系统突加载波形

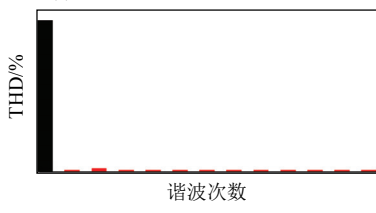
图 16 多环控制系统切换负载波形

Fig. 16 Result of multiple-loop system step loads

在常规双极性 SPWM 调制下的波形及谐波畸变率如图 17 所示。图中输出电压的 THD 为 2.52%。



(a) 双极性 SPWM 调制输出波形

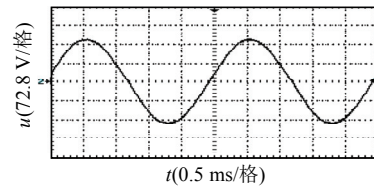


(b) 谐波畸变率

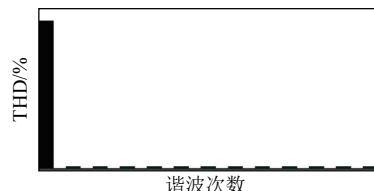
图 17 双极性 SPWM 调制下输出波形及谐波分析

Fig. 17 Output of inverter system with bipolar SPWM

单极性倍频 SPWM 调制下的输出电压波形及谐波畸变率如图 18 所示。其中图 18(a)为输出电压波形，图 18(b)为输出电压的谐波畸变率。可以看到系统输出电压的 THD 仅为 1.53%。



(a) 单极性倍频 SPWM 调制输出波形



(b) 谐波畸变率

图 18 单极性倍频 SPWM 调制下输出波形及谐波分析

Fig. 18 Output of inverter system with unipolar SPWM

在三环控制下的电压输出波形相位如图 19 所示。由图 19 可以看出，三环控制下的三相逆变电源相位差并不是稳定在 120°左右，效果不能令人满意。

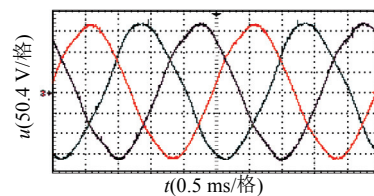


图 19 三环控制下输出波形及相位

Fig. 19 Output and phase of inverter with three-loop control

在增加相位反馈控制环后的三相逆变电源输出电压波形如图 20 所示。可以看出，增加相位反馈控制后的输出电压相位控制较为理想。

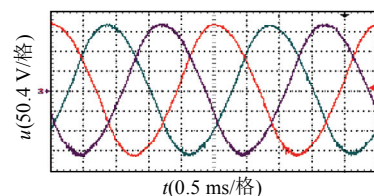


图 20 多环控制下输出波形及相位

Fig. 20 Output and phase of inverter with multiple-loop control

图 21 为基于单极性倍频 SPWM 调制，采用多环控制的逆变电源系统输出波形，可以看出输出波形较为平滑，谐波含量较小，且相位差控制在可以接受的范围内。

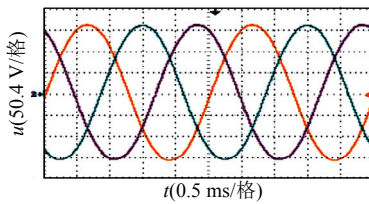


图 21 基于单极性倍频 SPWM 调制多环系统输出波形及相位

Fig. 21 Output and phase of inverter with multiple-loop control based on unipolar SPWM modulation

## 7 结论

综合以上分析以及仿真和实验研究可以得出以下结论:

1) 在大功率场合下, 与常规双极性 SPWM 调制相比, 采用单极性倍频 SPWM 调制可以有效降低输出电压的谐波畸变率。

2) 基于相位反馈的多环控制策略可以对组合式三相逆变电源的相位进行实时跟踪控制, 有效解决组合式三相逆变电源中相位不平衡问题。

3) 将单极性倍频 SPWM 调制方式与多环控制策略相结合的 400 Hz 逆变电源系统, 其输出电压相位稳定, 并且可将输出电压谐波含量控制在 2% 之内。

本文所设计的逆变电源系统可用于多种场合, 如可作为大功率航空特种电源, 可作为机器人柔性气囊抛光的供电系统等。

## 参考文献

- [1] Naser M A, John E Q. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 532-541.
- [2] Rahman M A. Analysis of current controllers for voltage-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(4): 477-485.
- [3] Schibli N P, Tung N, Rufer A C. A three-phase multilevel converter for high-power induction motors[J]. IEEE Trans. on PE, 1998, 13(5): 78-98.
- [4] 谢运祥, 周炼, 彭宏. 逆变器消谐 PWM 模型的同伦算法研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(10): 23-26.  
Xie Yunxiang, Zhou Lian, Peng Hong. Homopoty algorithm research of the inverter harmonic elimination PWM model[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(10): 23-26 (in Chinese).
- [5] Chung S K, Shin H B, Lee H W. Precision control of single-phase PWM inverter using PLL compensation[J]. IEEE Proceedings: Electric Power Applications, 2005, 152(2): 429-436.
- [6] 王建元, 纪延超, 赵般多. 一种新的单相逆变电源及其调制方式的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 62-66.  
Wang Jianyuan, Ji Yanchao, Zhao Banduo. Research on a novel single phase inverter source and its modulation technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 62-66(in Chinese).
- [7] 易小强, 裴雪军, 侯婷, 等. 基于 DSP 组合式三相逆变电源单极性倍频 SPWM 研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(6): 77-79.  
Yi Xiaoqiang, Pei Xuejun, Hou Ting, et al. Study of single pole double frequency SPWM of combinatorial three phase inverter on DSP[J]. Power Electronics, 2007, 41(6): 77-79(in Chinese).
- [8] 王树文, 纪延超, 马文川. 新型单相逆变电源及其调制方式的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(17): 62-66.  
Wang Shuwen, Ji Yanchao, Ma Wenchuan. Research on a novel single phase inverter source and its modulation technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(17): 62-66(in Chinese).
- [9] 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(in Chinese).
- [10] 廖慧, 丘水生, 张隽, 等. 基于 F2812 的 UPS 软件锁相技术[J]. 电气应用, 2008, 27(5): 68-71.  
Liao Hui, Qiu Shuisheng, Zhang Juan, et al. The technology of software phase-locked for UPS based on F2812[J]. Electrotechnical Application, 2008, 27(5): 68-71(in Chinese).
- [11] 朱晓琴. 基于 TMS320F240 的 UPS 数字化控制设计[J]. 电力电子技术, 2005, 39(6): 116-119.  
Zhu Xiaoqin. Research on digital control of UPS based on TMS320F240[J]. Power Electronics, 2005, 39(6): 116-119(in Chinese).
- [12] 庞浩, 祖云霄, 王赞基. 一种新型的全数字锁相环[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 37-41.  
Pang Hao, Zu Yunxiao, Wang Zanji. A new design of all digital phase-locked loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 37-41 (in Chinese).
- [13] Shayan Y R, Le-Ngoc T. All digital phase-locked loop: concepts design and applications[J]. IEE Proceedings of Radar and Signal Processing, 1989, 136(1): 53-56.
- [14] 段善旭, 刘邦银, 康勇, 等. UPS 并联系统的 SPWM 再调制控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 81-86.  
Duan Shanxu, Liu Bangyin, Kang Yong, et al. The techniques of SPWM re-modulation of UPS in parallel operation[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 81-86(in Chinese).
- [15] Jung S L, Tzou Y Y. Discrete sliding mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 567-576.



李琛

收稿日期: 2010-11-04.

作者简介:

李琛(1984), 男, 博士研究生, 主要研究方向为现代电力电子系统与技术, 计算机控制与智能化, honey7@163.com;

李敏远(1957), 男, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为现代电源技术与智能测控系统;

计时鸣(1957), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为机电系统设计与控制技术;

谭大鹏(1980), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为嵌入式系统工程。

(责任编辑 吕鲜艳)