

## 感应加热电源 PDM-PSM 复合功率控制策略研究

马红斌, 沈锦飞

(江南大学, 江苏 无锡 214122)

**摘要:** 提出了一种负载串联谐振感应加热电源的脉冲密度-移相复合调制 (Pulse Density Modulation-Phase Shift Mmodulation, 简称 PDM-PSM) 功率控制策略, 逆变器承担逆变和功率调节两个任务, 并始终工作在负载谐振状态, 开关管工作在零电流或零电压开关状态。采用该控制策略的逆变器, 功率调节范围宽, 与采用脉冲密度调制的逆变器相比, 具有输出电流平稳、电流连续、功率调节连续等优点; 与单独采用移相控制的逆变器相比, 具有移相角小, 输出电流基本无畸变等优点。

**关键词:** 逆变器; 串联; 谐振 / 加热电源

**中图分类号:** TN787

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-100X(2007)05-0070-03

### PDM-PSM Hybrid Power Control of a Series-Resonant Inverter for Induction Heating Applications

MA Hong-bin, SHEN Jin-fei

(Southern Yangtze University, Wuxi 214122, China)

**Abstract:** This paper presents a high-frequency series-resonant inverter for induction heating applications, which is characterized by the Pulse-Density-Modulation (PDM) and Phase-Shift-Modulation (PSM) hybrid power control strategy. The inverter is kept to work at load resonant state for all load conditions and achieves Zero Current Switching (ZCS) or Zero voltage Switching (ZVS) for switches of the inverter, when compared with PDM only schemed inverters, it achieves more steady output current, continuous power regulation, and operating in Continuous Current Mode (CCM). When compared with PSM only schemed inverters, it achieves smaller phase-shift as well as hardly any distortion in output current. Even working under light load status, the inverter can realize quasi-sinusoid output current waveform with less fluctuation in peak value.

**Keywords:** inverter; series; resonant / heating power supply

## 1 引言

感应加热电源已广泛应用于工业生产中。根据负载中电抗性元件的联结形式, 感应加热电源可分为负载串联谐振型和负载并联谐振型。相比于并联谐振感应加热电源, 串联谐振感应加热电源以其启动容易, 可采用不控整流, 不使用体积和损耗大的电感等优点, 广泛应用于透热、淬火、熔炼、焊接等工业生产工艺。由于加热工艺的要求, 感应加热电源应当对输出功率进行控制, 使功率大范围可调。目前串联谐振电源的调功方式有直流侧调压调功和逆变侧调功两类。前者大致有两种, 一是采用晶闸管全控整流, 另一种是不控整流后用斩波器进行调压<sup>[1]</sup>; 后者有多种, 如调频调功 (Pulse Frequency Modulation, 简称 PFM)<sup>[1]</sup>、移相调功 (Phase Shift Modulation, 简称 PSM)<sup>[1,2]</sup>、脉冲密度调功 (Pulse Density Modulation, 简称 PDM)<sup>[1,3]</sup> 及 PWM-PFM 复合调功<sup>[1,4]</sup> 和 PDM-PWM 复合调功<sup>[5]</sup> 等。

直流侧调压调功需要调压电路, 而且输入功率因数低, 电磁干扰大, 开关损耗大, 因此在中高频场合采用逆变侧调功更为适合, 其中的 PSM 调功方式轻载时移相角增大, 输出电压脉冲宽度减小, 电流波形变成近似三角波; PDM 调功方式轻载时, 逆变器输出电流波形峰值波动大, 甚至会出现电流断续, 而且功率调节过程为有级调功。

在分析现有感应加热装置调功方式的基础上, 提出了一种新型的 PDM-PSM 控制策略, 该策略兼有 PDM 和 PSM 的优点, 同时又克服了 PDM 轻载时波形会出现断续的缺点, 规避了 PDM 的有级调功; 相比于 PSM 调功方式, PDM-PSM 调功方式减轻了移相角变大时波形三角畸变严重的问题。

## 2 电路拓扑及工作原理

图 1 示出由全可控开关器件组成的串联谐振变

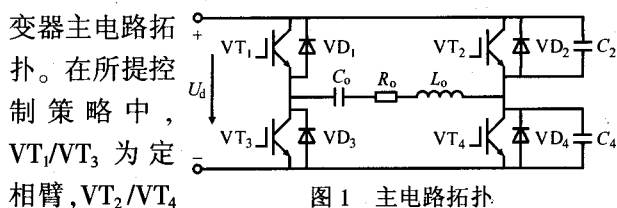


图 1 主电路拓扑

定稿日期: 2007-01-26

作者简介: 马红斌(1980-), 男, 山东无棣县人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术应用。

为移相臂。对 VT<sub>1</sub>, VT<sub>3</sub> 的触发脉冲采用脉冲密度调制,且为了保证输出电压中无直流分量,控制 VT<sub>1</sub>, VT<sub>3</sub> 触发脉冲密度始终保持相等,VT<sub>3</sub> 按常规 PWM 方式控制,VT<sub>4</sub> 按常规 PSM 控制,从而使逆变器输出电压为对称的脉宽相同的脉冲。下面以 VT<sub>1</sub> 和 VT<sub>2</sub> 触发脉冲的脉冲密度同为 8/16,移相角同为 Φ 时的情况为例,分析主电路一个工作周期内的工作情况。图 2 示出开关管 VT<sub>1</sub>~VT<sub>4</sub> 触发脉冲和负载电压、电流波形。

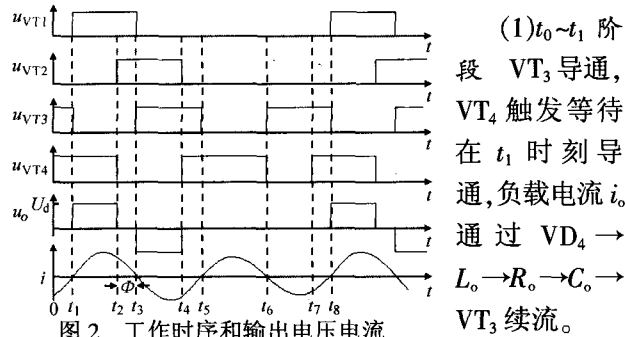


图 2 工作时序和输出电压电流

(2) t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub> 阶段 t<sub>1</sub> 时刻, i<sub>o</sub> 从负过零反向, VT<sub>3</sub> 零电流关断, VT<sub>1</sub> 零电流导通, VT<sub>4</sub> 零电流零电压导通。换流完成后, 负载电压 u<sub>o</sub>=+U<sub>d</sub>, i<sub>o</sub> 沿回路 +U<sub>d</sub>→VT<sub>1</sub>→C<sub>o</sub>→R<sub>o</sub>→L<sub>o</sub>→VT<sub>4</sub>→-U<sub>d</sub> 流通。

(3) t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub> 阶段 t<sub>2</sub> 时刻, VT<sub>4</sub> 零电压关断, VT<sub>4</sub> 中电流向 VD<sub>2</sub> 转移, 以维持 i<sub>o</sub> 连续, VT<sub>2</sub> 触发等待在 t<sub>3</sub> 时刻导通。换流完成后, i<sub>o</sub> 通过 VT<sub>1</sub>→C<sub>o</sub>→R<sub>o</sub>→L<sub>o</sub>→VD<sub>2</sub> 续流, u<sub>o</sub>=0。

(4) t<sub>3</sub>~t<sub>4</sub> 阶段 t<sub>3</sub> 时刻, VT<sub>1</sub> 零电流关断, VT<sub>3</sub> 零电流导通, VT<sub>2</sub> 零电流零电压导通。换流完成后, i<sub>o</sub> 通过 +U<sub>d</sub>→VT<sub>2</sub>→L<sub>o</sub>→R<sub>o</sub>→C<sub>o</sub>→VT<sub>3</sub>→-U<sub>d</sub> 对负载供电, u<sub>o</sub> 由正变负 u<sub>o</sub>=-U<sub>d</sub>。

(5) t<sub>4</sub>~t<sub>5</sub> 阶段 t<sub>4</sub> 时刻, VT<sub>2</sub> 在零电压下关断, VT<sub>4</sub> 触发等待在 t<sub>5</sub> 时刻导通。换流完成后 VT<sub>3</sub>, VD<sub>4</sub> 工作, i<sub>o</sub> 通过 VD<sub>4</sub>→L<sub>o</sub>→R<sub>o</sub>→C<sub>o</sub>→VT<sub>3</sub> 续流, u<sub>o</sub>=0。

(6) t<sub>5</sub>~t<sub>6</sub> 阶段 t<sub>5</sub> 时刻, VT<sub>3</sub> 零电流零电压关断, VT<sub>4</sub> 零电流零电压导通。换流完成后, i<sub>o</sub> 通过 VD<sub>3</sub>→C<sub>o</sub>→R<sub>o</sub>→L<sub>o</sub>→VT<sub>4</sub> 续流, u<sub>o</sub>=0。

(7) t<sub>6</sub>~t<sub>8</sub> 阶段 t<sub>6</sub> 时刻, VT<sub>4</sub> 零电流零电压关断, VT<sub>3</sub> 零电流零电压导通。t<sub>7</sub> 时刻, VT<sub>4</sub> 触发等待在 t<sub>8</sub> 时刻导通。换流完成后, i<sub>o</sub> 通过 VD<sub>4</sub>→L<sub>o</sub>→R<sub>o</sub>→C<sub>o</sub>→VT<sub>3</sub> 续流, u<sub>o</sub>=0。

由上述分析可见, 逆变桥的 4 个开关管都工作在软开关状态, 如表 1 所示。但要保证该电路在软开关状态下工作, 必须使负载电压的正向脉冲波形落在正向电流的正半波内, 且输出电压脉冲上升沿发生在电流过零点时刻, 因此要通过频率跟踪, 严格保

证负载电压和负载电流的波形关系, 使负载电压的基波与负载电流的基波同相位, 电路工作频率等于负载谐振频率。此时, 就可实现软开关, 且在调功过程中, 电路的工作频率始终跟踪负载的谐振频率。

表 1 一个工作周期内各开关管的软开关状态

	t <sub>1</sub>	t <sub>2</sub>	t <sub>3</sub>	t <sub>4</sub>	t <sub>5</sub>	t <sub>6</sub>	t <sub>7</sub>	t <sub>8</sub>
VT <sub>1</sub>	ZCS	ON	ZCS	OFF	OFF	OFF	OFF	ZCS
VT <sub>2</sub>	OFF	OFF	ZCS ZVS	ZVS	OFF	OFF	ZVS	OFF
VT <sub>3</sub>	ZCS	OFF	ZCS	ON	ZCS ZVS	ZCS ZVS	ON	ZCS ZVS
VT <sub>4</sub>	ZCS ZVS	ZVS	OFF	OFF	ZCS ZVS	ZCS ZVS	OFF	ZCS ZVS

### 3 PDM-PSM 的控制策略

上述分析是在 VT<sub>1</sub>, VD<sub>2</sub> 脉冲密度为 8/16, 移相角为 Φ 时进行的, 当加热工艺要求调节输出功率时, 就需改变 VT<sub>1</sub>, VT<sub>2</sub> 脉冲密度或 VT<sub>2</sub>, VT<sub>4</sub> 移相角进行调功。VT<sub>1</sub>, VT<sub>2</sub> 控制信号脉冲密度类型如图 3。

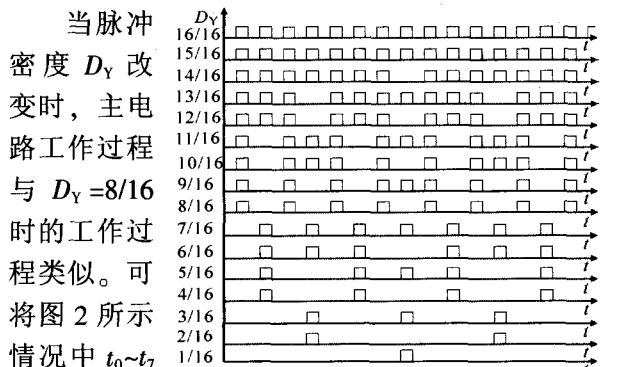


图 3 VT<sub>1</sub>, VT<sub>2</sub> 的控制信号脉冲密度的类型 t<sub>0</sub>~t<sub>4</sub> 和 t<sub>4</sub>~t<sub>7</sub> 两个时段单元, 图 3 中各种不同脉冲密度下的逆变器工作过程都由这两个时段单元组成。如 D<sub>V</sub>=4/16 时, 电路工作过程是一个 t<sub>0</sub>~t<sub>4</sub> 时段单元后紧接 3 个 t<sub>4</sub>~t<sub>7</sub> 时段单元的过程。

逆变器平均输出有功功率可由下式计算出:

$$P_o = I^2 R_o = [\Gamma D_V (\pi - \Phi) / \pi]^2 R_o \quad (1)$$

$$D_V = T_{on} / T \quad (2)$$

式中  $\Gamma$ ——满功率输出状态下输出电流的有效值

$I$ ——输出电流的有效值,

$T, T_{on}$ ——一个 PDM 周期内的脉冲个数和导通脉冲数

一定的输出有功功率  $P_o$  可由不同的  $D_V$  与  $\Phi$  组合来实现, 其组合原则是为了要实现最为接近正弦的输出电流波形。表 2 给出了一种  $D_V$  与  $\Phi$  的组合, 兼顾了减轻电流波动与三角畸变。设计用于不同加热工艺的感应加热电源产品时, 还可根据对电流波形的具体要求来设计不同的  $D_V$  与  $\Phi$  的组合。

表 2 一种合理的脉冲密度  $D_V$  与移相角  $\Phi$  的组合

$D_V$	$\Phi_{\max}$	$(\pi-\Phi)/\pi$	$P_o/P_n(\%)$
32/32	$(1/16)\pi$	0.94~1	87.9~100
30/32	$(1/15)\pi$	0.93~1	76.6~87.9
28/32	$(1/14)\pi$	0.93~1	66.0~76.6
26/32	$(1/13)\pi$	0.92~1	56.3~66.0
24/32	$(1/12)\pi$	0.92~1	47.3~56.3
22/32	$(1/11)\pi$	0.91~1	39.1~47.3
20/32	$(1/10)\pi$	0.90~1	31.6~39.1
18/32	$(1/9)\pi$	0.89~1	25.0~31.6
16/32	$(1/8)\pi$	0.875~1	19.1~25.0
14/32	$(1/7)\pi$	0.86~1	14.1~19.1
12/32	$(1/6)\pi$	0.83~1	9.8~14.1
10/32	$(1/5)\pi$	0.80~1	6.25~9.8
8/32	$(1/4)\pi$	0.75~1	3.5~6.25
6/32	$(1/3)\pi$	0.67~1	1.6~3.5
4/32	$(1/2)\pi$	0.5~1	0.4~1.6

表中  $P_n$ ——满载时额定功率

## 4 仿真与实验

为验证所提出控制策略的实际控制效果,对图 1 的负载串联谐振逆变器主电路进行了仿真,电路参数为: $C_0=0.032\mu\text{F}$ ,感应器折算到变压器初级的等效电感  $L_0=0.32\text{mH}$ ,等效电阻  $R_0=20\Omega$ ,谐振频率  $f_r=50\text{kHz}$ ,品质因数  $Q=5$ 。用 Pspice 软件进行仿真,得到输出电压  $u_o$  和输出电流  $i_o$  仿真波形如图 4 所示。

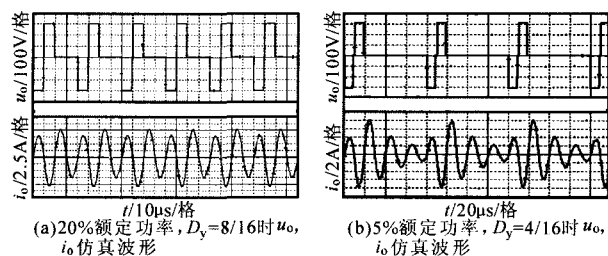


图 4 基于 PDM-PSM 控制策略的 Pspice 仿真波形

由图 4a 可见,在  $D_V=8/16$ ,通过调节  $\Phi$  将输出功率调节到 20% 额定功率时,输出电流峰值波动率约为 20%,有一定程度三角畸变;由图 4b 可见,在  $D_V=4/16$ ,通过调节  $\Phi$  将输出功率调节到 5% 额定功率时,电流依然连续,可通过检测输出电流构成功率闭环,克服了 PDM 调功方式不适用于功率闭环应用的缺陷。对基于新型控制策略的感应加热电源样机进行了实验验证,电路参数与仿真参数一致。图 5 示出  $u_o$  和  $i_o$  实验波形。

由图 5a 可见,在  $D_V=16/16$ ,通过调节  $\Phi$  将输出功率调节到 35% 额定功率时, $i_o$  波形基本平稳,有轻微的三角畸变;由图 5b 可见,在  $D_V=8/16$ ,通过调节  $\Phi$  将输出功率调节到 20% 额定功率时, $i_o$  峰值波动

不明显,有一定程度三角畸变;由图 5c 可见,继续增大  $\Phi$  至输出功率到 9% 额定功率时,电流波动约为 20%,并有一定程度三角畸变。

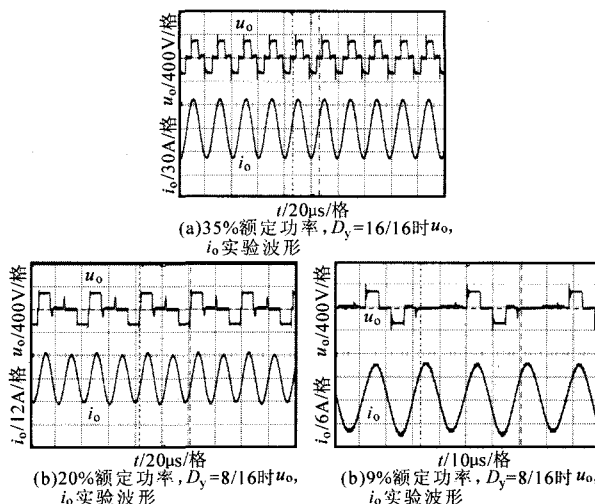


图 5 基于 PDM-PSM 控制策略的样机实验波形

应用新型控制策略的逆变器仿真结果与实验结果基本一致,验证了综合脉冲密度调功方式和移相调功方式的 PDM-PSM 复合功率控制策略具有良好的性能。

## 5 结论

综合脉冲密度调功和移相调功的优点,提出了 PDM-PSM 复合控制策略,克服了采用脉冲密度调制时功率调节不连续、输出电流波动大,以及移相功率控制时,移相角大,输出电流波形畸变等缺点。合理组合脉冲密度  $D_V$  和移相角  $\Phi$  的关系,限制  $D_V$  和  $\Phi$  的最小值,可使逆变器输出电流波形接近正弦波,而且波动小。仿真与实验验证了该策略的优良性能与可行性。

## 参考文献

- [1] 戚宗刚,柳鹏,陈辉明.感应加热调功方式的探讨[J].金属热处理,2003,28(7):54~57.
- [2] 林小娥,吴兆麟.固态高频感应加热装置移相调功方法[J].电工技术杂志,2000,6:7~9.
- [3] Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi. Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Application [J].IEEE Trans.on Industry Applications, 1996, 32(2), :276~286.
- [4] 吕宏,黄玉水,张仲超.感应加热电源的 PWM\_PFM 控制方式[J].电力电子技术,2003,37(2):8~11.
- [5] Shengpei Wang, Mutsuo Nakaoka, PDM and PWM Hybrid Power Control of a Voltage-Source Type High-frequency Inverter for Ozonizer Applications Power Electronics and Variable Speed Drives [A].Conference Publication No.456 [C].21~23 September, 1998:40~45.