

逆变式弧焊电源的功率因数及其提高途径

TG434.1

Power factor and improving ways of inverter arc welding power source

清华大学(100084) 朱志明 张人豪

Qinghua University Zhu Zhiming et al

A [摘要] 本文讨论了脉宽调制(PWM)逆变式弧焊电源的功率因数。输入滤波电容是导致功率因数较低的主要因素,单相电源宜采用 LC 联合滤波,而三相电源则宜用较小的电容,以获得较高的功率因数,且应尽量选用三相电源。并且提出高频开关电路是进一步提高功率因数的有效方法。

关键词: 弧焊电源 逆变式 功率因数

逆变弧焊电源

[Abstract] The power factor of PWM arc welding power source has been discussed in this paper. The main factor of lower power factor has been caused by the input filter capacitor. To use the single-phase power supply for LC combination filter and use the three-phase power supply for smaller capacitor to obtain the higher power factor, so the three-phase power supply should be used as for as possible. The author advances that the high-frequency switched circuit is effective methods of improving power factor.

Key words: power source inverter arc welding power factor

功率因数是影响电源设备输入容量的主要因素,它的提高,不仅可使设备所需无功功率减少,降低电网的容量,而且可提高电网电压的质量,减少对电网造成的公害。近年来,可关断功率电子器件的发展,使得脉宽调制控制式(PWM)逆变弧焊电源得到迅速发展和广泛应用,而其功率因数的大小则成为人们普遍关注的问题之一。下面将对此进行讨论,并提出改善和提高功率因数的措施。

输入的有功功率 P 与视在功率 S 之比来表示。即

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u i d\omega t$$

式中 $u = U_n \sin \omega t$, 而 i 通常不是正弦波,含有基波及大量谐波,故用下式表示:

$$i = I_{1m} \cdot \sin(\omega t - \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nm} \cdot \sin(n\omega t - \varphi_n)$$

于是

$$P = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi} U_n \cdot \sin \omega t \cdot I_{1m} \cdot \sin(\omega t - \varphi_1) d\omega t + \int_0^{2\pi} U_n \cdot \sin \omega t \cdot \sum_{n=2}^{\infty} I_{nm} \sin(n\omega t - \varphi_n) d\omega t \right]$$

式中 φ_1 为电网电压与一次基波正弦电流的相位差。

第一项积分后得 $U I_1 \cos \varphi_1$, 第二项因高次谐波电流与电网电压频率不同,有功功率为零。所以

$$P = U I_1 \cos \varphi_1$$

式中 $\cos \varphi_1$ 称为位移因数。

因为 $S = U \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$, 并用波形畸变因数 γ_d 来表示非正弦周期量与正弦量的差异,即

$$\gamma_d = \frac{\text{非正弦周期量基波有效值}}{\text{非正弦周期量有效值}} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$$

所以 $\frac{P}{S}$ 为:

1 逆变式弧焊电源功率因数的含义

逆变式弧焊电源的主电路按其工作频率分为高频网络和工频网络两部分。高频网络包括逆变、高频降压、输出整流滤波等电路,工频网络即输入整流滤波电路。输出整流滤波电路采用电感续流方式,可以证明:增大输出滤波电感,将提高高频网络的功率因数,但由于高频变压器并非理想,即使滤波电感足够大,其功率因数也不可能达到 1。为便于分析,假设高频变压器为理想变压器,输出滤波电感足够大,则高频网络的功率因数可视为 1,在分析工频网络时可等效为电阻。因此,逆变式弧焊电源的功率因数将取决于工频网络,即输入整流滤波电路,如图 1 所示。输入电路可采用单相整流,也可采用三相整流,为了给高频脉冲提供通路,整流电路必须有滤波电容,而 R_n 则为高频网络的等效负载电阻。

目前,逆变式弧焊电源功率因数的标示值相差极大,从 0.7 到接近于 1。它究竟应该是多少呢?根据功率因数的定义,逆变式弧焊电源的功率因数可用电网每相

$$\lambda = \frac{U_1 \cos \varphi_1}{U \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \gamma_a \cdot \cos \varphi_1 \quad (1)$$

即功率因数是波形畸变因数与位移因数的乘积。用功率因数表测量功率因数时,其读数仅是位移因数 $\cos \varphi_1$,而没有考虑波形畸变因数 γ_a ,不能代表电源的功率因数之比 λ 。只有当 $\gamma_a=1$ 时,才有 $\lambda = \cos \varphi_1$ 。当输入电流 i 为非正弦波时,应用输入有功功率与视在功率的比来求功率因数。

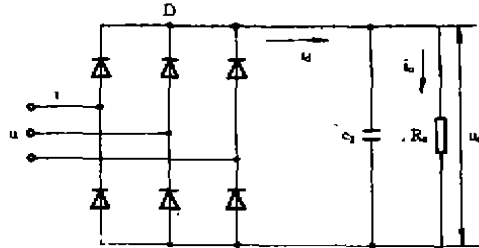
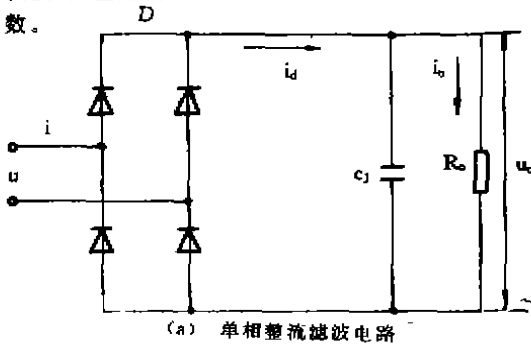


图1 输入整流滤波电路

2 单相输入逆变式弧焊电源的功率因数

小功率的逆变式弧焊电源大多采用单相输入,以充分利用其轻小、便携的优点。

对单相整流滤波电路(图1-a), $u = U_m \sin \omega t$ 。由于电容的存在,在输入电压换向后,整流电路将延迟 α 角才导通,而提前 β 角关闭,从而实际的导通角只有 $\pi - \alpha - \beta$ 。于是整流电流 i_d 和负载电流 i_o 可由下式表示。

$$i_o = \begin{cases} \frac{U_m}{R_o} \sin \omega t & n\pi + \alpha \leq \omega t \leq (n+1)\pi - \beta \\ \frac{U_m}{R_o} n\pi \beta e^{-\frac{1}{R_o C_j} (t - \frac{(n+1)\pi - \beta}{\omega})} & (n+1)\pi - \beta \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha \end{cases}$$

$$i_d = \begin{cases} U_m \cdot \left| \frac{1}{R_o} \sin \omega t + \omega C_j \cos \omega t \right| & n\pi + \alpha \leq \omega t \leq (n+1)\pi - \beta \\ 0 & (n+1)\pi - \beta \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha \end{cases}$$

式中 $n=0, 1, 2, 3, \dots$ 。其波形如图2所示。

$$\text{令 } i_d \left[\frac{(n+1)\pi - \beta}{\omega} \right] = 0, \text{ 可得}$$

$$\sin \beta = \frac{\omega C_j}{\sqrt{\omega^2 C_j^2 + \frac{1}{R_o^2}}} \quad \cos \beta = \frac{\frac{1}{R_o}}{\sqrt{\omega^2 C_j^2 + \frac{1}{R_o^2}}}$$

$$\text{令 } i_d \left[\frac{(n+1)\pi - \beta}{\omega} \right] = i_o \left(\frac{n\pi + \alpha}{\omega} \right),$$

$$\text{可得 } \sin \alpha = \sin \beta \cdot e^{-\frac{\alpha + \beta}{\omega R_o C_j}}$$

整流电路的输入电流 i 可表示为:

$$i = \begin{cases} \frac{U_m}{R_o} \sin \omega t + \omega C_j U_m \cdot \cos \omega t & n\pi + \alpha \leq \omega t \leq (n+1)\pi - \beta \\ 0 & (n+1)\pi - \beta \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha \end{cases}$$

令 $K = \sqrt{\omega^2 C_j^2 + \frac{1}{R_o^2}}$, 并将 $\sin \beta, \cos \beta$ 代入上式, 则

$$i = \begin{cases} K \cdot U_m \cdot \sin(\omega t + \beta) & n\pi + \alpha \leq \omega t \leq (n+1)\pi - \beta \\ 0 & (n+1)\pi - \beta \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha \end{cases} \quad (2)$$

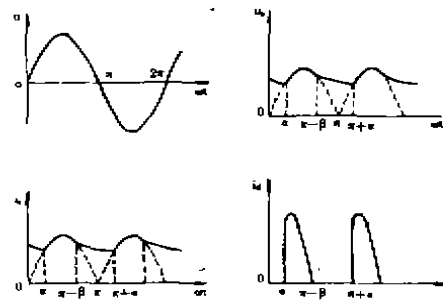


图2 单相输入整流滤波电路的电压与电流

根据(1)式,要得出输入整流滤波的功率因数,必须已知输入电流的有效值和输入有功功率。

输入电流有效值 I 为:

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t} = \frac{K U_m}{2} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha - \beta) + \sin 2(\alpha + \beta)}{\pi}}$$

输入有功功率为:

$$P = \frac{K U_m^2}{2\pi} [(\pi - \alpha - \beta) \cdot \cos \beta + \sin(\alpha + \beta) \cdot \cos \alpha]$$

于是单相输入整流滤波电路,也即单相输入逆变式弧焊电源的功率因数为:

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{(\pi - \alpha - \beta) \cdot \cos \beta + \sin(\alpha + \beta) \cdot \cos \alpha}{\sqrt{2(\pi - \alpha - \beta) + \sin 2(\alpha + \beta)}}} \quad (3)$$

单相输入一次基波电流的有效值为:

$$I_1 = \frac{K U}{\pi}$$

$$\sqrt{(\pi - \alpha - \beta)^2 + \sin^2(\alpha + \beta) + (\pi - \alpha - \beta) \cdot \sin 2(\alpha + \beta)}$$

于是单相输入逆变式弧焊电源的位移因数 $\cos \varphi_1$ 和波形畸变因数 γ_a 为:

$$\cos \varphi_1 =$$

$$\frac{(\pi - \alpha - \beta) \cdot \cos \beta + \sin(\alpha + \beta) \cdot \cos \alpha}{\sqrt{(\pi - \alpha - \beta)^2 + \sin^2(\alpha + \beta) + (\pi - \alpha - \beta) \sin 2(\alpha + \beta)}}$$

$$\gamma_a = \sqrt{\frac{2}{\pi}}$$

$$\sqrt{\frac{(\pi-\alpha-\beta)^2 + \sin^2(\alpha+\beta) + (\pi-\alpha-\beta)\sin 2(\alpha+\beta)}{2(\pi-\alpha-\beta) + \sin 2(\alpha+\beta)}}$$

对于一定的电容 \$C_1\$ 及特定的负载电阻, 可求得功率因数 \$\lambda\$, 位移因数 \$\cos\varphi_1\$, 畸变因数 \$\gamma_q\$ 的值, 如表 1 所示。

表 1 \$\lambda, \cos\varphi_1, \gamma_q\$ 与 \$R_o\$ 的关系 (\$C_1=1000\mu\text{F}\$)

\$R_o\$ (\$\Omega\$)	\$\alpha\$ (rad)	\$\beta\$ (rad)	\$\lambda\$	\$\cos\varphi_1\$	\$\gamma_q\$	\$U=220\text{V}\$	
						\$P(\text{kW})\$	\$I(\text{A})\$
10	0.562	1.263	0.663	0.855	0.776	6.19	42.4
20	0.772	1.413	0.596	0.891	0.669	3.61	27.5

由表 1 可知, 仅采用电容滤波时的单相输入逆变式弧焊电源的功率因数是较低的。实际应用时, 必须采取措施加以改善。

3 三相输入逆变式弧焊电源的功率因数

大、中功率的逆变式弧焊电源, 需采用三相电网输入, 以避免电网负载的不平衡。

对三相输入整流滤波电路(图 1-b), \$u_a = U_m \cdot \sin\omega t\$, \$u_b = U_m \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)\$, \$u_c = U_m \cdot \sin(\omega t + \frac{4}{3}\pi)\$, 图中各点的电压电流波形如图 3 所示。输入电压换相后, 整流电路延迟 \$\alpha\$ 角导通, 而提前 \$\beta\$ 角关闭。

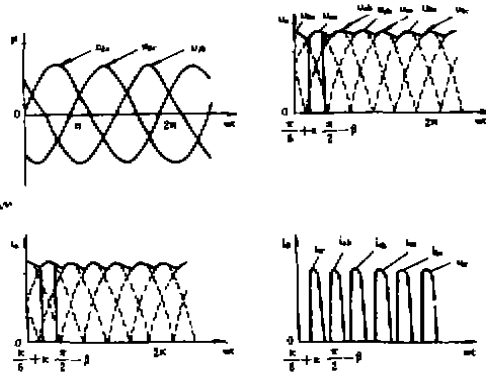


图 3 三相输入整流滤波电路电压电流波形

$$i_a = \begin{cases} \frac{\sqrt{3} U_m}{R_o} \sin(\frac{\pi}{6} + \omega t - \frac{n\pi}{3}) & \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t - \frac{n\pi}{3} \leq \frac{\pi}{2} - \beta \\ \frac{\sqrt{3} U_m}{R_o} \sin(\frac{2\pi}{3} - \beta) \cdot e^{-\frac{1}{\omega C_1}(\omega t - \frac{n\pi}{3} - \frac{\pi}{2} + \beta)} & \frac{\pi}{2} - \beta \leq \omega t - \frac{n\pi}{3} \leq \frac{\pi}{2} + \alpha \end{cases}$$

$$u_d = \begin{cases} \frac{\sqrt{3} U_m}{R_o} \sin(\frac{\pi}{6} + \omega t - \frac{n\pi}{3}) + \sqrt{3} \omega C_1 U_m \cos(\frac{\pi}{6} + \omega t - \frac{n\pi}{3}) & \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t - \frac{n\pi}{3} \leq \frac{\pi}{2} - \beta \\ 0 & \frac{\pi}{2} - \beta \leq \omega t - \frac{n\pi}{3} \leq \frac{\pi}{2} + \alpha \end{cases}$$

式中 \$n=0, 1, 2, 3, \dots\$, 令 \$i_d = (\frac{\frac{n\pi}{3} + \frac{\pi}{2} - \beta}{\omega}) = 0\$, 可求

出:

$$\sin(\frac{2\pi}{3} - \beta) = \frac{\omega C_1}{\sqrt{\omega^2 C_1^2 + \frac{1}{R_o^2}}}$$

$$\cos(\frac{2\pi}{3} - \beta) = \frac{-\frac{1}{R_o}}{\sqrt{\omega^2 C_1^2 + \frac{1}{R_o^2}}}$$

$$\text{令 } i_b(\frac{\frac{n\pi}{3} + \frac{\pi}{6} + \alpha}{\omega}) = i_b(\frac{\frac{n\pi}{3} + \frac{\pi}{2} + \alpha}{\omega}),$$

$$\text{则有 } \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha) = \sin(\frac{2\pi}{3} - \beta) e^{-\frac{1+\beta}{\omega C_1}}$$

令 \$K = \sqrt{\omega^2 C_1^2 + \frac{1}{R_o^2}}\$, 则三相输入的相电流可表示为:

$$i_a = \begin{cases} \sqrt{3} K U_m \cos(\omega t + \beta - \frac{k\pi}{3}) & \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t - n\pi - \frac{k\pi}{3} \leq \frac{\pi}{2} - \beta \\ 0 & \frac{\pi}{2} - \beta \leq \omega t - n\pi - \frac{k\pi}{3} \leq \frac{\pi}{2} - \alpha \end{cases}$$

$$i_b = \begin{cases} \sqrt{3} K U_m \cos(\omega t + \beta - \frac{k\pi}{3}) & \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t - n\pi - \frac{k+2}{3}\pi \leq \frac{\pi}{2} - \beta \\ 0 & \frac{\pi}{2} - \beta \leq \omega t - n\pi - \frac{k+2}{3}\pi \leq \frac{\pi}{2} + \alpha \end{cases}$$

$$i_c = \begin{cases} \sqrt{3} K U_m \cos(\omega t + \beta - \frac{k\pi}{3}) & \frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t - n\pi - \frac{k+4}{3}\pi \leq \frac{\pi}{2} - \beta \\ 0 & \frac{\pi}{2} - \beta \leq \omega t - n\pi - \frac{k+4}{3}\pi \leq \frac{\pi}{2} + \alpha \end{cases}$$

式中 \$n=0, 1, 2, 3, \dots, k=0, 1\$。

由上式可以求出输入相电流的有效值为:

$$I_a = \sqrt{\frac{3}{2\pi}} K U_m \cdot \sqrt{2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) - \sin 2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)}$$

每相的输入功率为:

$$P_a = \frac{3 K U_m^2}{2\pi} [(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \cdot \sin(\frac{\pi}{6} - \beta) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \cdot \sin(\frac{\pi}{6} - \alpha)]$$

于是三相输入整流滤波电路的功率因数为:

$$\lambda = \sqrt{\frac{3}{\pi}} \cdot \frac{(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \cdot \sin(\frac{\pi}{6} - \beta) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \cdot \sin(\frac{\pi}{6} - \alpha)}{\sqrt{2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) - \sin 2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)}} \quad (4)$$

也就是三相输入的逆变式弧焊电源的功率因数。

输入基波电流的有效值为:

$$I_{a1} = \frac{3 K U}{\pi}$$

$$\sqrt{(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)^2 + \sin^2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) - (\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \cdot \sin 2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)}$$

于是三相输入时的位移因数 \$\cos\varphi_1\$ 和波形畸变因数 \$\gamma_q\$

为:

$$\cos\varphi_1 =$$

$$\lambda = \frac{(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \sin(\frac{\pi}{6} - \beta) + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \sin(\frac{\pi}{6} - \alpha)}{\sqrt{(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)^2 + \sin^2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)} - (\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \cdot \sin 2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)}$$

$$\gamma_n = \sqrt{\frac{3}{\pi}}$$

$$\gamma_n = \frac{\sqrt{(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)^2 + \sin^2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)} - (\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) \cdot \sin 2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)}{2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta) - \sin 2(\frac{\pi}{3} - \alpha - \beta)}$$

当电容 C_1 、电阻 R_0 为不同值时的功率因数 λ 、位移因数 $\cos\varphi_1$ 、波形畸变因数 γ_n 如表 2 所示。

表 2 $\lambda, \cos\varphi_1, \gamma_n$ 与 C_1, R_0 的关系

C_1 (μF)	R_0 (Ω)	α (rad)	β (rad)	λ	$\cos\varphi_1$	γ_n	U=220V	
							P(kw)	I(A)
1000	20	0.11	0.366	0.62	0.976	0.637	13.5	33.0
	40	0.198	0.444	0.529	0.983	0.538	6.91	19.8
500	20	0.031	0.215	0.733	0.976	0.752	13.3	27.5
	40	0.11	0.366	0.62	0.976	0.637	6.8	16.5

由表 2 知, 减小 C_1 有利于提高三相输入的逆变式弧焊电源的功率因数。

4 提高逆变式弧焊电源功率因数的措施

以上所述表明:

4.1 功率因数是畸变因数和位移因数的乘积。对逆变式弧焊电源, 输入电流不是正弦量, 存在波形畸变, 因此求功率因数时, 必须同时考虑位移因数和波形畸变因数。实际测量时, 应测出输入有功功率、输入电压有效值和输入电流有效值, 然后由功率因数的基本定义式求出。采用功率因数表测量时, 没有考虑到逆变式弧焊电源输入电流的波形存在畸变, 其值实际上是位移因数 $\cos\varphi_1$, 只有在畸变因数 $\gamma_n=1$ 或者说输入电流为正弦量时, $\lambda=\cos\varphi_1$, 测量结果才是真正的功率因数。

若想改善功率因数, 可增大 $\cos\varphi_1$ 或增大 γ_n , 这意味着要使谐波电流总和量减小, 减小波形畸变, 使 γ_n 值接近于 1。

4.2 具有滤波电容时, 逆变式弧焊电源的输入功率因数较小, 增大电容, 虽可改善滤波效果, 但电流波形畸变严重, 功率因数降低, 而减小滤波电容, 波形畸变减小, 功率因数有所提高, 将使滤波效果变差。

4.3 输入整流管中有较大的电流脉冲幅值, 对整流管的工作不利。电容量大, 则电流脉冲幅值也增大。

因此, 为了使逆变式弧焊电源有较高的功率因数, 宜采取如下措施:

1. 单相输入电路, 应加入适当的滤波电感, 如图 4 所示。这样既有利于提高逆变式弧焊电源的输入功率因数, 也可减小直流电压脉动, 并且其输出特性也较平硬。由于输入滤波电感受重量尺寸所限不能很大, 输入功率因数不可能接近于 1。

2. 图 5 所示电路可减小电流波形畸变, 有效地提高功率因数, 图中功率管 T 工作于开关状态, 当 T 导通时, 电感 L 贮能, T 关闭时, 电感 L 的贮能给电容 C_1 充电。

可使输入电流导通角增大, 波形得以改善, 提高功率因数。

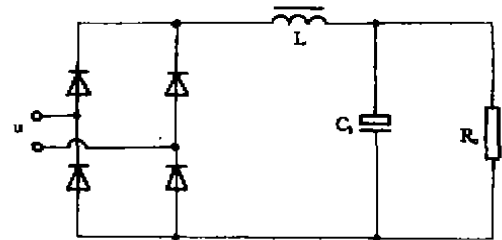


图 4 采用 LC 滤波的输入滤波电路

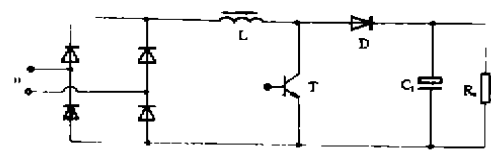


图 5 采用高频开关电路提高功率因数

3. 三相整流电路的电压脉动较小, 电容不宜过大, 应在满足高频脉冲电流需要的情况下, 尽量采用较小的容量。

当电容 C_1 足够小, 满足 $\omega R_0 C_1 = \sqrt{3}$ 时, 将使得 $\alpha = 0, \beta = 0$, 此时功率因数 $\lambda = 0.84$ ($\cos\varphi_1 = 0.99, \gamma_n = 0.85$)。

当电容 $C_1 = 0$ 时, 三相整流电路的功率因数 $\lambda = 0.96$ ($\cos\varphi_1 = 1, \gamma_n = 0.96$)。因此当满足 $\omega R_0 C_1 < \sqrt{3}$ 时, 有 $0.84 < \lambda < 0.96$ 。

5 结论

(1) 逆变式弧焊电源的功率因数取决于位移因数和波形畸变因数的乘积。欲增大功率因数, 需减小位移角和高次谐波分量。

(2) 滤波电容使得输入整流电路的功率因数较低, 且电流脉冲幅值较高, 不利于整流管的工作。

(3) 单相整流电路应采用 LC 联合滤波。高频开关电路是提高输入功率因数的有效方法。

(4) 三相整流电路能够用小的电容来提高功率因数。当 $\omega R_0 C_1 = \sqrt{3}$ 时, $\lambda = 0.84$; 当 $\omega R_0 C_1 < \sqrt{3}$ 时, $0.84 < \lambda < 0.96$ 。因而应尽量采用三相电源。

参考文献

- 1 朱志明, 逆变式 CO_2 焊接电源的研究, 北京: 清华大学工学博士学位论文, 1992. 10
- 2 张永生, 电力半导体电路原理, 北京: 机械工业出版社, 1986. 4. 第一版