

## 输出滤波器的计算

### 一、滤波器选择的部分指标

(1) 逆变电源的空载损耗是逆变电源的重要指标之一。空载损耗与空载时滤波器的输入电流有关，电流越大，损耗越大，原因有以下两个方面：一方面，滤波器的输入电流越大，逆变开关器件上的电流越大，逆变器的损耗就越大；另一方面，空载时滤波器的输入电流也流过电抗器及电容器，电流增大也会使电抗器及电容器的损耗增大。所以从限制空载电流的角度来讲，空载时滤波器的输入电流不能太大。一般的，空载时滤波器的输入基波电流不能超过逆变电源的额定输出电流的 30%。

设  $I_m$  表示空载时输入滤波器的输入基波电流的有效值， $U_0$  表示输出电压基波的有效值， $\omega_0$  为基波角

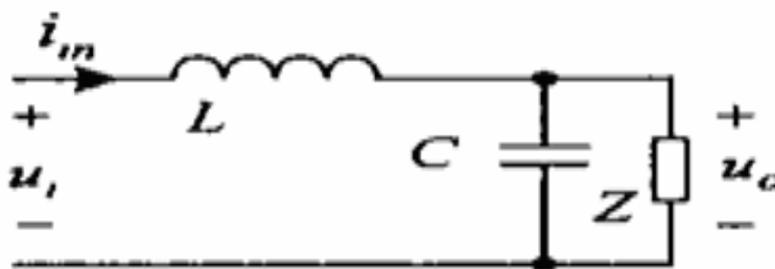


图1 LC滤波器

频率，

则由图 1 可得：

$$I_m = \omega_0 C U_0 \quad (1)$$

由上式可知，空载时滤波器输入基波电流的大小与 C 成正比。所以从限制逆变电源空载损耗的角度来讲，LC 滤波器的电容不能太大。

### (2) 逆变电源对非线性负载的适应性指标

逆变电源对非线性负载的适应性是衡量逆变电源性能优劣的重要指标。非线性负载之所以会引起逆变电源输出电压波形的畸变，是因为非线性负载时一种谐波电流源，它产生的谐波电流在逆变电源输出阻抗上产生谐波压降，从而引起输出电压波形畸变。可见逆变电源的输出阻抗直接关系着逆变电源对非线性负载的适应性，输出阻抗越小，逆变电源的输出阻抗直接关系着逆变电源对非线性负载的适应性，输出阻抗越小，逆变电源对非线性负载适应性越好。

$$Z_0 = \frac{\omega L}{|1 - \omega^2 LC|} \quad (2)$$

开环时逆变电源的输出阻抗就是 LC 滤波器的输出阻抗，根据公式

在 L、C 乘积恒定时，L 越小，则输出阻抗值越小。

当逆变电源采用电容电流及电压瞬时值反馈控制方案时，可以得到和开环时相同的结论。

综上所述可以得到以下两点结论：

- 1) 在 L、C 之积恒定时，L 越小，逆变电源的输出阻抗越小，逆变电源对非线性负载的适应性越好；
- 2) L 越小，越不容易出现过调制，逆变电源对非线性负载的适应性越好。

(3) 在采用同步调制控制方式的逆变电源中，频率为  $(2\omega_s - \omega_0)$  的谐波是逆变器输出 PWM 波中复制最高的谐波，它对输出电压的波形影响最大。输出电压中，只要频率为  $(2\omega_s - \omega_0)$  的谐波符合要求，则其他高次谐波含量均能符合要求。所以在这种情况下设计 LC 滤波器是，只需考虑滤波器对  $(2\omega_s - \omega_0)$  频率谐波的衰减。

## 二、输出 LC 滤波器的计算

### 2.1 综述

一般说来，空载与负载相比，空载时电压中的频率  $(2\omega_s - \omega_0)$  的谐波含量是最大的，根据公式：

$$HF_0(2\omega_s - \omega_0) = \frac{2}{\pi b} * \frac{1}{\sqrt{\frac{N^2}{Q^2} \beta + (1 + N^2 \beta^2)}} * J_1(\alpha\pi) \quad (3)$$

式中  $Q = R_L / \sqrt{L/C}$  ;  $N = (2\omega_s - \omega_0) / \omega_0$  ;  $\beta = \omega_0^2 LC$  ;  $b = \sqrt{2}U_0 / E$  ;  
 $\alpha = b\sqrt{\beta/Q^2 + (1 - \beta)^2}$  ;  $J_1(\alpha\pi)$  为 1 阶的 Bessel 函数，计算比较繁琐。

空载时， $HF_0(2\omega_s - \omega_0)$  可表示为：

$$HF_0(2\omega_s - \omega_0) = \frac{2}{\pi b} * \frac{1}{|N^2 \beta - 1|} * J_1(\alpha\pi) \quad (4)$$

式中：  $N = (2\omega_s - \omega_0) / \omega_0$  ;  $\beta = \omega_0^2 LC$  ;  $b = \sqrt{2}U_0 / E$  ;  $\alpha = b|1 - \beta|$ 。

对式 (4) 进行分析，可得空载时  $HF_0(2\omega_s - \omega_0)$  的特性如下：

- a, 当逆变电源输入电压增大时，输出电压中的频率为  $(2\omega_s - \omega_0)$  的谐波的谐波含量将增大。

b, 当  $\beta$  在  $(0, 1/N^2)$  范围内取值时,  $HF_0(2\omega_s - \omega_0)$  随  $\beta$  的增加而增加, 其中最小值是一个大于 18% 的数。

c, 当  $\beta$  在  $(1/N^2, 1)$  范围内取值时, 随着  $\beta$  的增大,  $HF_0(2\omega_s - \omega_0)$  将减小, 其最小值为 0。

综上所述, 可以得出如下结论:

1) 对于采用瞬时值反馈方式的逆变电源, 在考察输出电压中歌词谐波的谐波含量大小时, 只需考虑特定谐波 ( $\omega_s$  或  $2\omega_s - \omega_0$ ) 的谐波含量即可。只要特定谐波的含量满足要求, 则其他各次谐波的含量均能符合要求。

2) 在输入电压最高并且空载的情况下, 输出电压的谐波含量是最大的。

3) 能够使输出的谐波含量满足要求的  $\beta$  的取值范围为  $(1/N^2, 1)$ , 在此范围内, 谐波含量随  $\beta$  的增加而减小。

## 2.2 LC 滤波器参数设计方法

LC 滤波器参数设计方法是建立在逆变电源的重要技术分析基础上的。设计之前需要知道的基本参数有: 额定输出电压的有效值  $U_0$ 、输出频率  $f_0$ 、开关频率  $f_s$ 、最低感性功率因数  $\cos\theta$ 、负载额定功率  $P$ 、滤波器输入 PWM 波幅值的变化范围  $E_{\min}-E_{\max}$ 。确定 L、C 参数所依据的设计指标有四个: 1) 输出电压谐波含量指标。由用户对输出电压的歌词谐波含量要求来确定该指标, 输出电压波形满足要求。2) 滤波器的基波电压增益指标。使逆变电压在输入电压最低、负载最重、感性负载、功率因数最低的情况下, 输出电压仍能达到额定值, 不发生调制。3) 滤波器的空载输入基波电流指标, 使空载损耗不致过大。4) 负载适应性指标。在满足前三个基本指标的前提下, 使逆变电源对非线性负载的适应性最好。

(1) 由输出电压的谐波含量指标确定 LC 的取值范围

为了使输出电压中歌词谐波的谐波含量满足要求, 只要使空载输入电压最高的情况下特定谐波的含量满足要求即可, 设  $HF_0$  表示特定谐波的谐波含量上限, 该值根据输出电压的单次谐波含量要求确定。

$$\text{令 } HF_0(2\omega_s - \omega_0) = \frac{2}{\pi b} * \frac{1}{(N^2\beta - 1)} * J_1(\alpha\pi) \leq HF_0 \quad (5)$$

式中:  $N = (2f_s - f_0) / f_0$ ;  $\beta = \omega_0^2 LC$ ;  $b = \sqrt{2}U_0 / E_{\max}$ ;  $\alpha = b|1 - \beta|$ 。

当  $\beta$  在  $(1/N^2, 1)$  中取值时, 可以满足式 (5) 的  $\beta$  的范围为  $\beta_0 \leq \beta < 1$ ,  $\beta_0$  时当式 (5) 中取 “=” 时

$\beta$  的取值。

由  $\omega_0 LC = \beta_0$  所确定的曲线如图 2 所示，该曲线定义为临界谐波含量曲线。满足输出电压谐波含量指标的 LC 区域如图 2 中阴影所示。

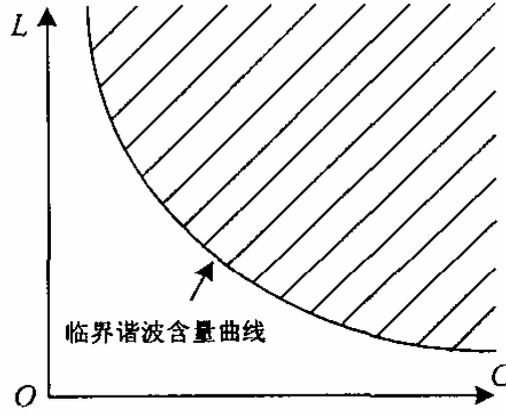


图 2 满足谐波含量指标的 LC 区域

(2) 由滤波器的基波电压增益指标确定 L、C 的取值范围

滤波器的基波电压增益  $g$  为：

$$g = 1 / \sqrt{(1 - \beta^2) + (\omega_0 L / |Z|) + 2\omega_0 L * (1 - \beta) \sin \theta / |Z|} \quad (6)$$

式中： $\beta = \omega_0^2 LC$ ， $\omega_0$  为基波角频率。

为了使基波电压增益指标符合要求，应当使最大功率、最低感性功率因数负载条件下的基波电压增益不小于  $g'$ ，根据式 (6) 可得：

$$1 / \sqrt{(1 - \beta^2) + (\omega_0 L / |Z|) + 2\omega_0 L * (1 - \beta) \sin \theta / |Z|} \geq g' \quad (7)$$

式中： $\beta = \omega_0^2 LC$ ， $\omega_0$  为基波角频率， $|Z|$  为负载功率最大时的负载的阻抗值， $\theta$  为最低感性负载功率因数时负载阻抗角。

当  $\beta$  为小于 1 的某一特定值时，可求得当式 (7) 取 “=” 时的 L、C 值为：

$$C_0 = \frac{\beta}{\omega_0 |Z| \left[ \sqrt{\left(\frac{1}{g'}\right)^2 - (1 - \beta)^2 \cos^2 \theta} - (1 - \beta) \sin \theta \right]}, \quad L_0 = \beta / \omega_0 C_0 \quad (8)$$

满足基波电压增益指标的 L、C 制的范围为：

$$C \geq C_0, L = \beta / \omega_0 C_0 \quad (9)$$

在 C-L 平面上, 当  $\beta$  在 0-1 之间变化时, 由  $(C_0, L_0)$  组成的曲线称为临界电压增益曲线, 其图形如图 3 所示, 满足电压增益指标的区域如图中的阴影所示。

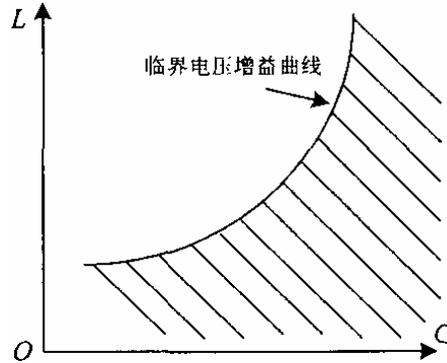


图 3 满足电压增益指标的 LC 区域

(3) 由滤波器的空载输入基波电流指标确定 L、C 的取值范围

1) 确定临界滤波电容值  $C_{\min}$

如图 4 所示, 临界谐波含量曲线与临界电压增益曲线相交于 A 点, 同时满足谐波含量指标及电压增益指标的 L、C 区域如图 4 中阴影所示。A 点对应的 C 值称为临界滤波电容值  $C_{\min}$ , 临界滤波电容值是同时满足谐波含量指标及电压增益指标条件下滤波电容 C 的最小值, 由式 (8) 得:

$$C_{\min} = \frac{\beta_0}{\omega_0 |Z| \left[ \sqrt{\left(\frac{1}{g'}\right)^2 - (1-\beta)^2 \cos^2 \theta} - (1-\beta) \sin \theta \right]} \quad (10)$$

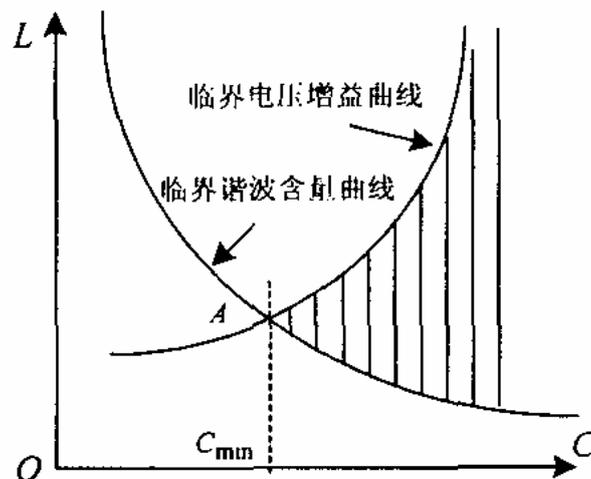


图 4 临界滤波电容

2) 确定空载输入基波电流指标

当滤波电容取临界铝箔电容值  $C_{min}$  时，滤波器的空载输入基波电流的有效值为

$$I_{min} = \omega_0 C_{min} U_0 \quad (11)$$

空载输入基波电流指标  $I_{in}'$  按以下方式确定：

$I_{in}'$  应在满足  $I_{in}' > I_{min}$  的前提下尽可能的大一些，一般不应超过逆变电源额定输出电流的 30%。

3) 确定 LC 的取值范围

$I_{in}'$  对应得电容值为：

$$C_{max} = \frac{I_{in}'}{\omega_0 U_0} \quad (12)$$

$$C \leq C_{max} \quad (13)$$

满足空载输入基波电流指标的 C 值为：

定于曲线  $C=C_{max}$  为临界基波电流曲线，如图 5 所示，，满足空载输入基波电流指标的 LC 区域如图中阴影部分所示。

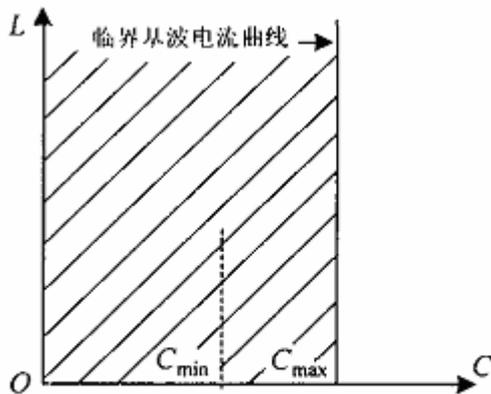


图5 满足基波电流指标的LC区域

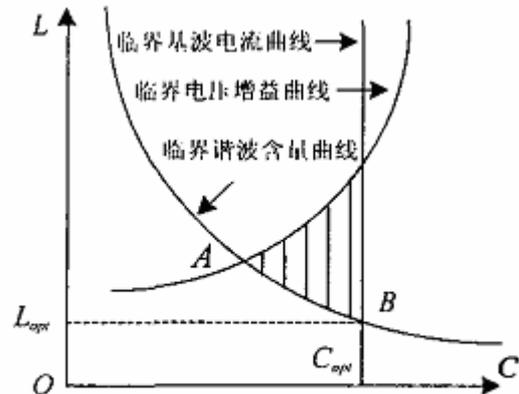


图6 同时满足三个基本指标的LC区域

(4) 根据逆变电源对现行负载适应性指标确定最优的 L、C 值

逆变电源的负载适应性指标可表述如下：在满足谐波含量指标、基波电压增益指标及空载输入基波电流指标的前提下，数逆变电源对线性负载的适应能够性最好。

同时满足谐波含量指标、电压增益指标和空载输入基波电流指标的 LC 区域如图 6 中的阴影所示。由前面的分析可知：1) 在 LC 之积恒定时，L 越小，逆变电源的输出阻抗越小，逆变电源对非线性负载的适应性越好；2) L 越小，越不容易出现过调制，逆变电源对非线性负载的适应性越好。所以图 6 中 B 点对

应的 LC 值时最优值，其值为：

$$C_{opt} = \frac{I'_{in}}{\omega_0 U_0}, L_{opt} = \frac{\beta_0}{\omega_0^2 C_{opt}} \quad (14)$$

### 三、设计实例

#### (1) 设计要求

有一相 30KVA 的逆变电源，输出频率为 400HZ，额定输出电压 115V，最低负载功率因数  $\cos\theta=0.6$ （感性）。三项输入交流电压为 400V（+10%，-20%），输出变压器变比为 2，逆变变电源采用电容电流及电压瞬时值反馈控制方式， $f_s=9.6\text{KHz}$ 。对输出电压波形要求如下：总谐波含量 $<1\%$ ，单次谐波含量 $<0.5\%$ （阻性负载）。设计 LC 滤波器参数。

#### (2) 设计过程

##### 1) 确定临界谐波含量曲线

$$E_{\max}=400*1.1*1.25*0.5=275\text{V}$$

$$N=(2f_s-f_0)/f_0=2*9600/400=0.47$$

$$b=\sqrt{2}U_0/E_{\max}=\sqrt{2}*115/275=0.591$$

$$\omega_0=2\pi f_0=800\pi \text{ (rad/s)}$$

$$\text{HF}'_0=0.5\%$$

有式（5）可求得  $\beta_0=0.0574$ ，临界谐波含量曲线如图 7 中曲线 1 所示。

##### 2) 确定临界电压增益曲线

$$E_{\min}=400*0.8*1.25*0.5=200\text{V}$$

$$\text{基波电压增益指标 } g'=\sqrt{2}U_0/E_{\min}=\sqrt{2}*115/200=0.813$$

$$\text{额定负载阻抗 } |Z|=U_0^2/P=115^2*10^{-3}/30=0.4408\Omega$$

$$\text{最低感性负载功率因数 } \cos\theta=0.6$$

由式（8）可得临界电压增益曲线，如图 7 中曲线 2 所示。

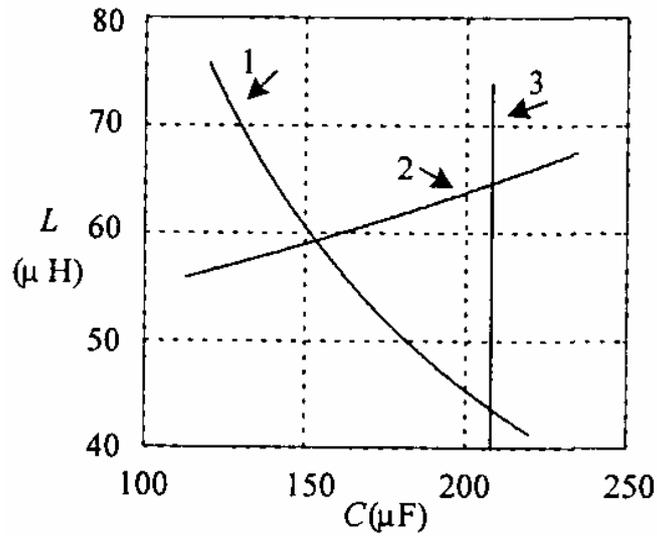


图 7 LC参数设计

3)确定临界基波电流曲线

由式 (10) 可得临界滤波电容值  $C_{\min}=153 \times 10^{-6} \text{F}=163 \mu\text{F}$

由式 (11) 可得,  $I_{\min}=800 \times \pi \times 153 \times 10^{-6} \times 115=44.2 \text{A}$

逆变电源的额定输出电流为

$$I_n = P/U_0 = 30 \times 10^3 / 115 = 260.87 \text{A}$$

取  $I_{\text{in}} = 22\% \times I_n = 57.39 \text{A}$ , 由式 (12) 得

$$C_{\max} = 57.39 / (800 \times 3.14 \times 115) = 198.6 \mu\text{F}$$

可得临界基波电流曲线如图 7 中的曲线 3 所示。

4) 确定最优 L、C 值

由式 (6-62) 得

$$C_{\text{opt}} = 198.6 \mu\text{F}$$

$$L_{\text{opt}} = 45.8 \mu\text{H}$$

取  $L=46 \mu\text{H}$ ,  $C=200 \mu\text{F}$ 。

四、输出滤波电容简单计算方法:

根据变压器厂家的推荐值, 我们可以近似认为滤波器的空载输入基波电流为变频变压器的空载电流,

由公式:  $I_{\min} = W_0 C_{\min} U_0$  可知, 滤波电容的临界电容:

$$C_{\min} = I_{\min} / \omega_0 U_0$$

式中  $I_{\min}$  为变频变压器的空载电流， $\omega_0$  为基波频率， $U_0$  为输出电压的有效值。

空载输入基波电流指标  $I_{in}$  按以下方式确定： $I_{in}$  在满足  $I_{in} > I_{\min}$  的前提下尽可能的大一些，一般不超过逆变电源额定输出电流的 30%。 $I_{in}$  对应的电容值为：

$$C_{\max} = I_{in} / \omega_0 U_0$$

The End。