

表 B-2 常用补偿器相应的优点

补偿器类型	负载调节性能	暂态响应性能
单极点	好	差
具有增益限制的单极点	中	好
单极点、单零点	好	好
双极点、双零点	好	好

B.4.1 单极点补偿器

单极点补偿器用在闭环增益过零点前具有最小相位特性的拓扑，如电压型控制的正激式变换器拓扑。用这种补偿器所需的器件最少，对负载的调节性能良好，但它的闭环带宽小，所以暂态响应较慢。

图 B-16 给出了单极点补偿器的电路图和博德图。在直流时，它的增益就是运算放大器的开环增益，过了直流点后，以 -20dB/dec 下降，相位是固定的 -270° 。控制到输出特性所引起的相位不能使最后总的相位超过原先允许的最大相位 ($-315^\circ \sim -330^\circ$)，也就是控制到输出特性所引起的相位滞后不能超过 $30^\circ \sim 45^\circ$ 。

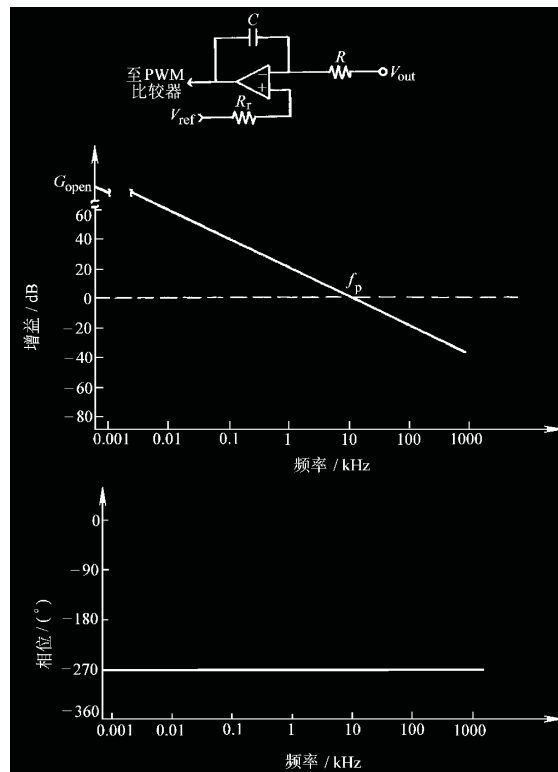


图 B-16 单极点补偿器

设计单极点补偿器参数的第一步是要确定主电路的直流增益。在计算直流增益时,要根据最大的输入电压来计算,这样计算出来的才是系统的最大带宽。系统直流增益可以用式 (B-12) 来计算。

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{\Delta V_e} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (\text{B-12})$$

其他内容可以参见 B.2.1 节。这时先不将这个值转化成 dB 值。

接下来通过确定系统所需的相位裕度来决定闭环增益的穿越频率,相位裕度一般定在 45° 。不考虑 LC 滤波器的 Q 值影响时,增益穿越频率可以根据下式确定:

$$f_{so} = f_{fp} \tan(\varphi_{pm}/2) \quad (\text{B-13})$$

下一步是确定误差放大器的穿越频率:

$$f_{se} = f_{so} \times 10^{-A_{DC}/20} \quad (\text{B-14})$$

接着要确定反馈电容 C 的大小。由于已经知道了输入电阻,也就是给误差放大器提供反馈电压的分压器上端电阻,所以电容可以用式 (B-15) 来确定。

$$C = \frac{A_{DC}}{2\pi R f_{se}} \quad (\text{B-15})$$

单极点补偿器虽然容易设计,但它的暂态响应慢。这是因为它的增益穿越点

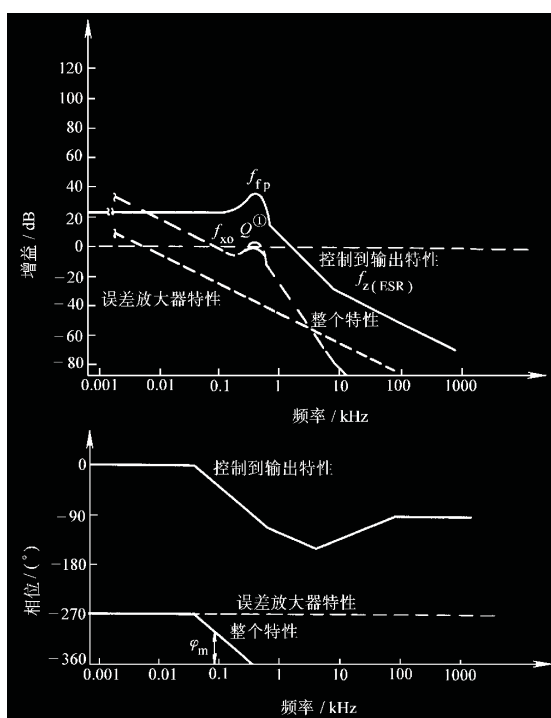


图 B-17 用在电压型控制的正激式变换器中的单极点补偿器
① 可能振荡的区域 (由于品质因数高引起)。

通常比输出滤波器极点低得多的缘故，这也使得其带宽只有 $50 \sim 500\text{Hz}$ 。该电路会使电源输出电压瞬间偏离额定输出电压，从而会给负载电路带来一些影响。图 B-17 给出这种补偿器的一个应用例子，从这里可以看出，如果 LC 滤波器的 Q 值比较大，在滤波器的谐振频率处会引起振荡。这就要求降低闭环增益的穿越频率，以防止振荡，但这会进一步恶化暂态响应特性。

B.4.2 具有带宽增益限制的单极点补偿器

这种补偿器通常只用在具有单极点滤波响应的拓扑中，这些拓扑包括电流型控制的正激式变换器和电流或电压型控制的反激式变换器。用这种方法补偿的带宽可以超过输出滤波器的极点频率，唯一的缺点是其直流增益比其他补偿器要低，这也使电源的负载特性变差。这种单极点补偿器的电路图和博德图见图 B-18。

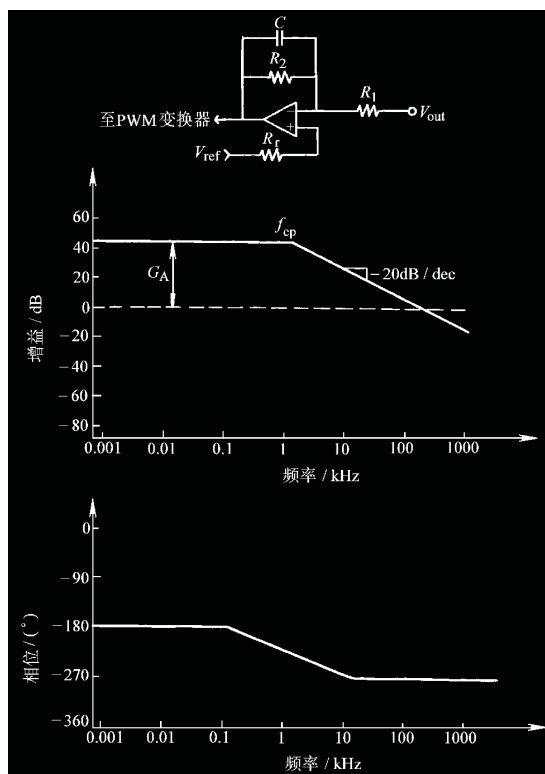


图 B-18 具有带宽增益限制的单极点补偿器

该补偿器在低频时相位滞后 -180° ，从误差放大器滤波极点频率 (f_{cp}) 的 $1/10$ 处相位开始下降，到高频时，相位滞后 -270° 。

在设计补偿器之前，首先要知道电源控制到输出特性上的直流增益 A_{DC} ，在

输入电压最高时，直流增益最小。闭环增益的穿越频率设在开关频率的 1/5 处，这是因为如果闭环增益的穿越频率太高，误差放大器会把开关频率谐波放大，这对电源工作很不利，因而闭环增益的穿越频率选择如下：

$$f_{xo} < 0.2f_{sw} \quad (\text{B-16})$$

式中 f_{sw} ——电源的开关频率。

误差放大器的极点用来抵消输出滤波电容 ESR 引起的零点作用，所以误差放大器的极点位置是

$$f_{ep} \approx f_{z(\text{ESR})} \quad (\text{最低频率}) \quad (\text{B-17})$$

接着要确定在闭环增益的穿越频率处为使控制到输出特性的增益为 0dB，误差放大器所需要提供的增益量 (dB) 为

$$G_{so} = 20\log\left(\frac{f_{xo}}{f_{fp}}\right) - G_{DC} \quad (\text{B-18})$$

误差放大器极点前的增益为

$$G_A = G_{so} + 20\log\left(\frac{f_{xo}}{f_{ep}}\right) \quad (\text{B-19})$$

反馈电容的大小由下式计算得出：

$$A_{vo} = 10^{(G_{so}/20)} \quad (G_{so} \text{ 的绝对增益}) \quad (\text{B-20})$$

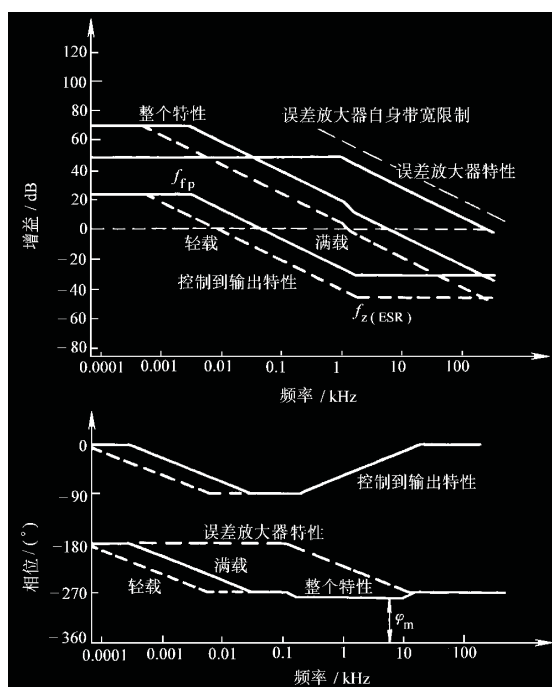


图 B-19 用在电压或电流型控制反激式变换器中的、具有带宽增益限制的单极点补偿器的例子

$$C = \frac{1}{2\pi R_1 A_{xo} f_{ep}} \quad (\text{B-21})$$

反馈电阻值为

$$A_A = 10^{(G_A/20)} \quad (G_A \text{ 的绝对增益}) \quad (\text{B-22})$$

$$R_2 = A_A R_1 \quad (\text{B-23})$$

这样就完成了具有带宽增益限制的单极点补偿器的设计，其博德图见图 B-19。如果用这种方法对电路进行补偿，还须记住这种补偿器有个缺点：由于这种方法的高增益和大带宽，很容易使误差放大器达到其自身的增益带宽，也就是使误差放大器无法满足这种频率的增益要求。要解决这个问题有两种选择：一是降低穿越频率；二是改用更高带宽 (G_{BW}) 的误差放大器。

B.4.3 极点-零点补偿器

这种方法用在具有单极点滤波响应的拓扑中，这些拓扑包括：电压型控制电流断续的反激式变换器和电流型控制正激式变换器与反激变换器。该补偿器有直流增益大、相位超前的特性，这也给设计者提供了对电源补偿器进行修正的可能。补偿器的电路图和博德图见图 B-20。

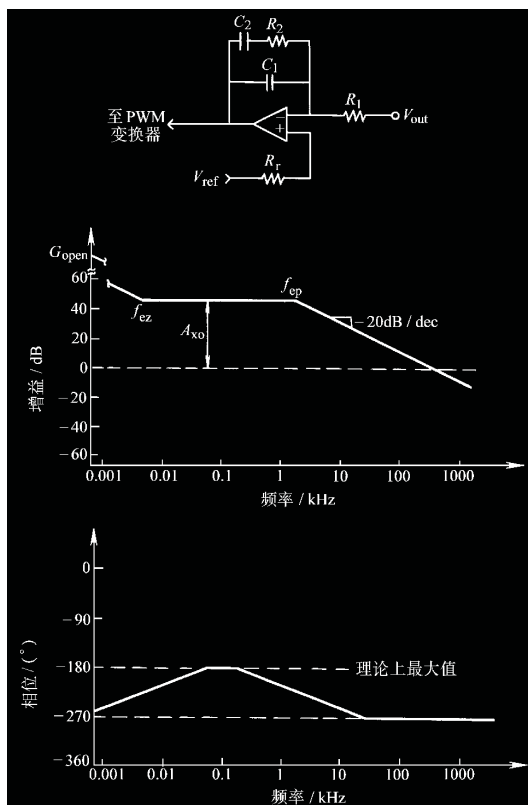


图 B-20 极点-零点补偿方法

这种补偿方法在直流处有一个极点，通过提高误差放大器的开环增益来改善输出调节性能。在输出滤波器最低极点频率或以下引入一个零点，以补偿滤波器极点引起的相位滞后。这实际上是减少误差放大器零点与极点间的相位滞后量。这种补偿器在理论上相位上限为 -180° （也就是使相位增加了 $+90^\circ$ ）。相位增加的地方应设计在控制到输出特性相位滞后最严重处。补偿器的最后一个极点用来衰减高频分量，以抵消输出滤波电容 ESR 引起的零点作用。闭环博德图见图 B-21。

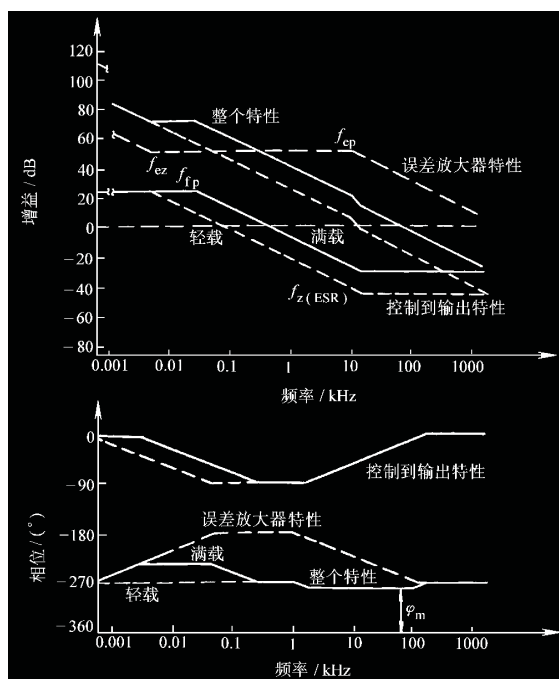


图 B-21 极点-零点补偿器用在电压或电流型控制反激式变换器的例子

在设计补偿器之前，要先确定控制到输出特性的直流增益。对于电流和电压型控制的反激式变换器，可以参考式 (B-10)。电压型控制的正激式变换器可参见式 (B-6)。在计算这些值时，要用最大输入电压来计算，这样计算出来的才是最大直流增益（最坏情况）。

接着确定最大的闭环增益穿越频率，这个频率小于开关电源开关频率的 $1/5$ 比较合理。

$$f_{x0} \leq 0.2f_{sw} \quad (\text{B-24})$$

闭环增益的穿越频率确定后，就要确定在穿越频率处使控制到输出特性增益曲线提升到 0dB 所需要增加的增益量。

$$G_{x0} = 20\log\left(\frac{f_{x0}}{f_{fp}}\right) - G_{DC} \quad (\text{B-25})$$

接下来的工作是确定误差放大器的补偿零点和极点的位置。零点设计在滤波

器呈现出来的最低极点处。这是由于电压型控制反激式变换器和电流型控制反激式与正激式变换器极点的频率位置随负载等效电阻变化而变化。负载最轻时，极点的频率位置也最低。误差放大器的高频补偿极点设计在控制到输出特性曲线上由于滤波电容 ESR 引起的零点频率处。简而言之

$$f_{ez}: \quad f_{ez} = f_{p(\text{high} - \text{load})} \quad (\text{B-26})$$

$$f_{ep}: \quad f_{ep} = f_{z(\text{ESR} - \text{min})} \quad (\text{B-27})$$

这些值确定后，就可以计算各个器件的参数了。由于输入电阻 R_1 就是反馈电压的分压器上端电阻，是已知的。反馈补偿器的参数可以根据下面的一些式子计算：

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{zo} A_{zo} R_1} \quad (\text{B-28})$$

$$R_2 = A_{zo} R_1 \quad (\text{B-29})$$

式中 A_{zo} ——在穿越频率处所需要提供的增益绝对量（不是 dB 值）。

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{ez} R_2} \quad (\text{B-30})$$

误差放大器提升的相位量如下：

$$\varphi_{\text{Boost}} = 2\arctan\left(\frac{\sqrt{f_{ep}}}{\sqrt{f_{ez}}}\right) - 90^\circ \quad (\text{B-31})$$

相位的提升量与误差放大器这一对零点-极点间的距离成比例，但这是次要的，因为误差放大器的极点和零点主要是用来补偿控制到输出特性中最坏情况下的零点和极点。由于 ESR 引起的实际零点位置与电容器厂商和型号有关，如果相位裕度低于 30° （也就是滞后 -330° ），就要改变补偿器极点位置。

B.4.4 双极点-双零点补偿器

这种补偿办法用于输出滤波器具有双重极点特性的电压型控制的正激变换器，包括变频控制、电压型控制的准谐振正激式变换器。这些拓扑的 LC 滤波器相位滞后 180° ，增益以 -40dB/dec 下降。为了使系统获得比较宽的带宽，就要采用这种补偿器。

该补偿器的一对零点用来抵消滤波器双重极点的增益，特别是这双重极点引起的相位滞后（参见图 B-22）。通过这一对零点补偿后，闭环增益在高于滤波极点频率处就以 -20dB/dec 的斜率下降。补偿器在高频处有一个极点用来抵消电容 ESR 引起的零点作用。此外，在更高频率处还有一个极点，以保证闭环增益和相位穿越频率处有良好的相位和增益裕度。

类似这种比较复杂的补偿器，可以使设计者对最后系统的闭环伯德响应进行各种各样的调整。补偿器的极点和零点的位置可以单独进行安排，一旦它们的频率确定后，根据下面逐步设计可以很容易地得到相应器件的参数。补偿器的零点对和极点对可以以成对的形式，也可以以分开的方式进行补偿。高频的两个极点，如果按下面即将介绍的方法分开，补偿效果比较好。补偿器的两个零点最好设计在一起，但也可以把它们分开放在滤波器极点的两边，以减小 LC 滤波器的

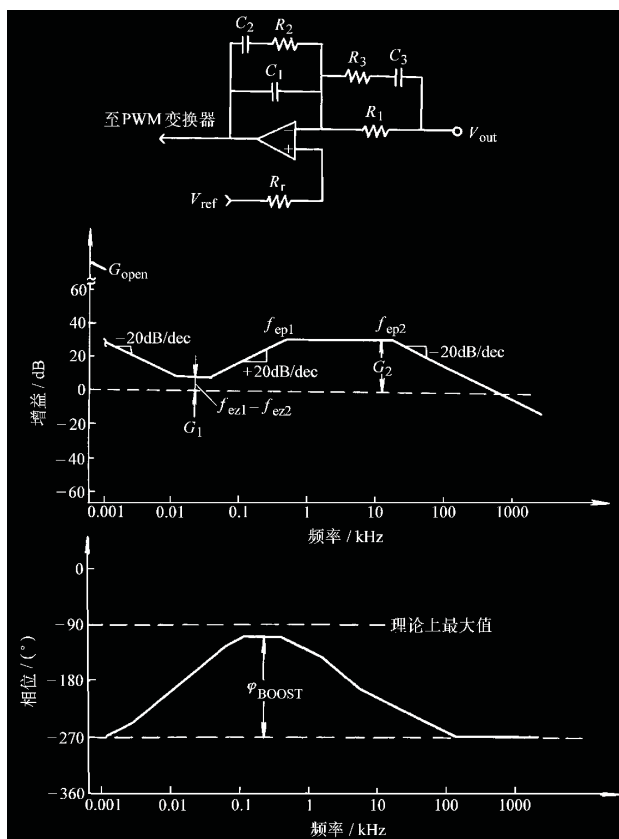


图 B-22 双极点-双零点补偿器

Q 值引起的增益影响 (参见图 B-23)。

在设计补偿器之前, 首先也要确定控制到输出特性的直流增益 (G_{dc} 和 A_{dc}), 这可以根据式 (B-6) 和 (B-7) 计算。

接下来同样是要确定最大的闭环增益穿越频率 (f_{xo}), 这个频率也不要超过电源开关频率的 1/5, 即

$$f_{xo} < 0.2f_{sw} \quad (\text{B-32})$$

闭环增益穿越频率确定后, 就要确定使控制到输出特性增益曲线在穿越频率处提升到 0dB 所需要提供的增益量, 可以用下式近似:

$$G_{xo} = 40\log\left(\frac{f_{xo}}{f_{fp}}\right) - G_{DC} \quad (\text{B-33})$$

接着是确定补偿零点的位置 (f_{ez1} 和 f_{ez2}), 如果把这两个零点放在一起, 就有

$$f_{ez1} = f_{ez2} = f_{fp}/2 \quad (\text{B-34})$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_2} \quad (\text{B-43})$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{\text{cp2}} R_2} \quad (\text{B-44})$$

其中， A_1 和 A_2 是增益绝对值（不是 dB 值）。

用上面的方法设计极点和零点位置，最小相位裕度有 45° ，这是比较理想的。如果要尝试把极点和零点放在别的位置上，使 LC 滤波器最大相位滞后的频率正好在 f_{cz2} 和 f_{cp1} 的几何平均值上。这样得到最佳相位补偿效果。这样设计出来的补偿器可以提高的相位是

$$\phi_{\text{Boost}} = 4\arctan\left(\frac{\sqrt{f_{\text{cp1}}}}{\sqrt{f_{\text{cz2}}}}\right) - 180^\circ \quad (\text{B-45})$$

附录 C 功率因数校正

功率因数校正成为电源领域里非常重要的方面。增加社会的电力供应能力是一件代价很高的事情，并且将增加资源的消耗。一种能够增加大约 30% 额外供电能力的方法是通过功率因数校正的广泛使用来更有效地使用交流电能。电动机、电子电源设备和荧光灯消耗了全世界大约 40% 的电能，所有这些都可以受益于功率因数校正。从 20 世纪 90 年代中期到 2002 年之间，世界上许多国家要求在为其国内市场上流通的新产品具有功率因数校正。附加功率因数校正电路将使电源设备的成本增加约 20% ~ 30%，但是它所能产生的节能效益将显著超过初期投资。

电源领域使用的术语“功率因数”与传统使用意义略有区别。传统“功率因数”术语应用于无源交流负载，如由交流电驱动的电动机等，表示电动机驱动的电相对于电压存在一个相位差。从电网获得电力有一大部分是无功功率，只有一小部分是实功率。因为功率表不能测量相位，所以测得的功率只是电压和电流的乘积。对于电动机负载，可应用电容器组调节功率因数角，使之尽量趋近于零度。

在开关电源中，问题存在于输入整流和滤波器网络。典型的输入电路与其相关波形见图 C-1。从中可以看出，当交流输入电压大于输入滤波电容的电压时，输入整流器才能通过电流。这种情况一般发生在交流电压峰值附近的 15° 以内。于是造成电流脉冲大于预期平均电流的 5 至 10 倍以上。这也会导致交流电压波形的失真以及输入三相供电的不平衡，并产生中线电流，而这是不希望的。另一个缺点就是当整流器不导通时，没有电流流出，因此电源系统的容量不能得到充分的发挥。

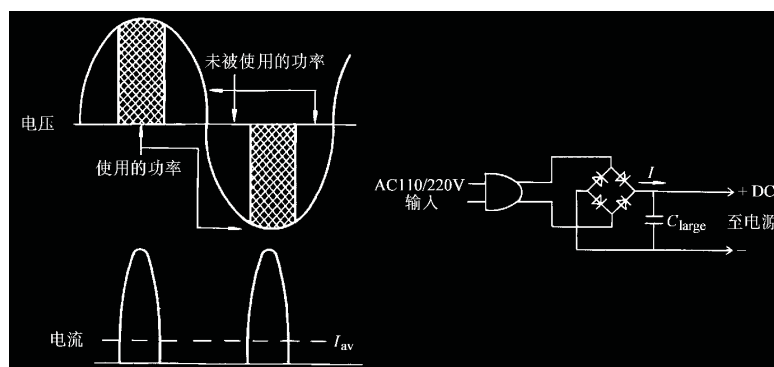


图 C-1 一个电容性输入滤波器的波形

功率因数校正电路被用于提高整流器的导通角，同时使输入交流电流波形正弦化，并与电压波形同相。输入波形可见图 C-2。这意味着所有从电源线引入的功率是有功功率，而不是无功功率。于是功率因数校正电路从电网取用的交流电流的峰值或有效值显著低于传统电容滤波整流电路。

有源功率因数校正电路可采用没有隔离变压器的功率开关变换器拓扑，如 Buck 变换器、Boost 变换器以及 Buck-Boost 变换器。图 C-3 所示的 Buck 电路拓扑作为功率因数校正电路，它的输出直流电压低于输入电压 ($V_{in} > V_{out}$)。该电路输出电压的典型值在 DC 30 ~ 50V 的范围内。因此它不适合于功率较

大的应用场合，因为输出大功率时需从功率因数校正电路抽取很大的电流。Boost 电路和 Buck-Boost 电路的拓扑在电源领域里应用比较广泛，因为它们在输出侧能够产生一个高于输入电压峰值的直流电压，这样就能降低平均输出电流，见图 C-4 和图 C-5。

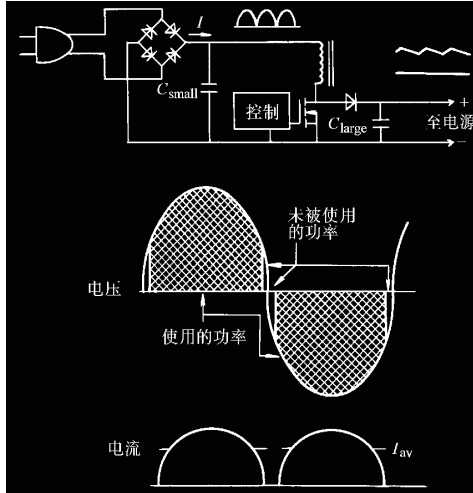


图 C-2 功率因数校正后的输入波形

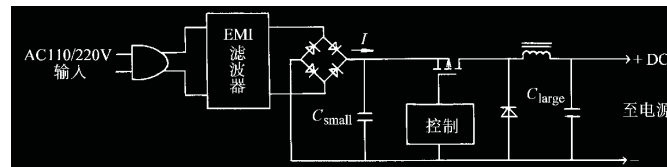


图 C-3 一个降压式功率因数校正电路

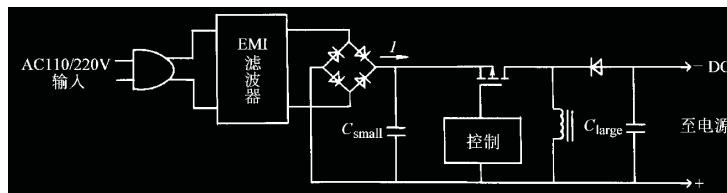


图 C-4 一个升降压式功率因数校正电路

Buck-Boost 电路的输出电压相对于整流器直流侧的参考点来说是反相的。后级的电源变换器和功率因数校正电压检测电路的输入为负电压，但是直流输出电压可以不受输入交流电压的限制而任意调节。Buck-Boost 电路主要的缺点是需要一个浮地驱动功率开关和高击穿电压的半导体器件。Boost 电路的拓扑是目前最流行的拓扑。功率开关可以采用方便的接地驱动。惟一的限制就是直流输出电

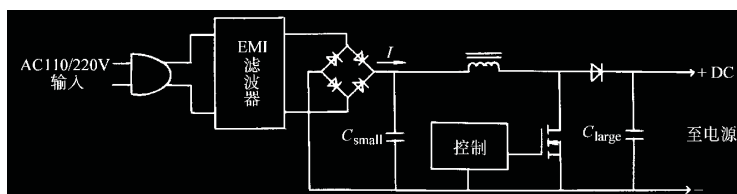


图 C-5 一个升压式功率因数校正电路

压必须高于最大的交流电压峰值。这意味着如果要使功率因数校正电路能在全球电网中正常工作，其输出直流电压必须大于 DC 390V，同时易向负载传递浪涌电压。此外，Boost 变换器需要的器件是最少的，因而成本也是最低的。

功率因数校正电路的控制问题目前是一个热点，各种专利的竞争也很激烈。主要有三种控制方法：固定导通时间、临界导通模式（仅适合不连续模式）和连续模式。固定导通时间方法的电路最简单，但它限制了输入瞬间电流的峰值。临界导通模式没有输出整流器的反向恢复损耗，但是它的输出功率一般限于 300 ~ 600W。连续模式的升压功率因数校正电路能够在较大的输出功率下工作，但是如果采用零转换软开关电路，将产生严重的整流器反向恢复损耗问题。当然采用零转换软开关电路会增加电路成本。

对于消费者来说，功率因数校正产生的效益不是立竿见影的，因此增加成本对他们来说是一件很难接受的事。因为消费者是不愿意购买那些不能直接看到效益的东西。以荧光灯镇流器为例，电子镇流器的价格是磁性镇流器的两倍，但是只有工业用户才会在一年后想到去查看它们电费账单上的巨大差别。

基本的功率因数校正电路采用图 C-6 所示的控制方式，它可以应用于临界模式、不连续模式以及连续模式电路的情况。在控制芯片里有一个乘法器，它将输入的全波整流电压波形瞬时值与误差放大器的输出相乘，作为电流参考信号，这样使输入电流跟随正弦电压波形。交流输入经过输入 EMI 滤波后得到 50 ~ 60Hz 输入电流波形，同时开关纹波得到了抑制。

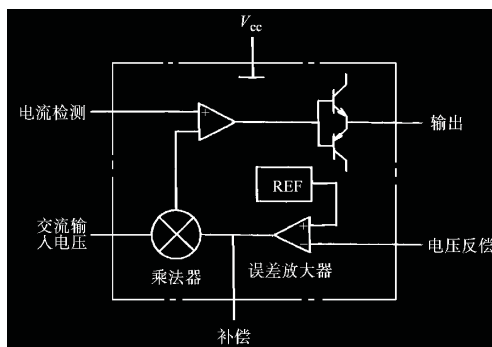


图 C-6 基本的功率因数校正电路

在设计功率因数校正电路时，需要认真考虑电感电流的工作模式。一般采用不连续的工作模式，适合于功率水平 300 ~ 600W 的应用场合。高电流峰值限制了它在更大功率水平场合的应用。当功率大于 300W 时，一般采用连续的工作模式。这样降低了功率开关和整流器的电流峰值，而且由于输入开关电流波形没有

快速的跳变, 输入纹波较易被 EMI 滤波器滤除。唯一的缺点是, 由于功率开关在每次开通初期必须迫使整流器关断, 所引起的二极管反向恢复损耗将明显上升。因此输出整流器 (低 T_n) 的选择对功率因数校正级运行是十分关键的。

如何确定功率因数与谐波大小

建议公司聘请第三方的 EMI 测试单位测试所生产的产品。最普通的 EMI 测试设备也是非常昂贵的, 并且还需要一个长时间的学习过程。

接下来主要讨论基于 EN61000-3-2 标准的工业产品。EN60555 是 IEC555 的更新版本, 它覆盖了家用产品的谐波辐射标准。设计功率因数接口时, 了解产品的等级是非常重要的。如今功率低于 75W, 在不久的将来可能是低于 50W 的产品, 将不必遵从相对的限制标准, 只需遵从规范中列出的绝对限制标准。列于表 C-1 的限制标准范围可能会有所变化, 所以请参照最新发布资料版本。这是一个仍在发展中的领域, 所以在产品发布时最好能够清楚了解最新的规范。

提供给负载的有功功率由下式给出:

$$P_{in} = V_{in} I_{in} \times \text{功率因数} \quad (\text{C-1})$$

式中

$$\text{功率因数} = \frac{\text{有功功率}}{\text{有功功率} + \text{无功功率}} \quad (\text{C-2})$$

对于无源感性负载, 功率因数就是电压和电流波形之间的相位差。在电源设备中, 它是输入整流器工作所引起的波形失真。功率因数的数值范围是 0~1, 这里 1 代表所有的功率都被负载吸收 (纯阻性)。电源设备中, 典型电容滤波整流器的功率因数约为 0.5~0.7。

为了进行测试, 必须使用功率分析仪, 如 Voltech 公司的 PM1000、PM1200 或 PM3000。同时需要一个频谱分析仪, 用于测量交流电流谐波分量的幅值。总的输入电压和电流由下式给出:

$$V_{\text{RMS}(\text{total})} = \sqrt{V_{\text{fund}(\text{RMS})}^2 + V_{1(\text{RMS})}^2 + V_{2(\text{RMS})}^2 \dots} \quad (\text{C-3})$$

和

$$I_{\text{RMS}(\text{total})} = \sqrt{I_{\text{fund}(\text{RMS})}^2 + I_{1(\text{RMS})}^2 + I_{2(\text{RMS})}^2 \dots} \quad (\text{C-4})$$

式中, 下标 1、2... 是 50 或 60Hz 的谐波。在电源设备中三次谐波的幅值最大, 也是问题的关键所在。由于只有基波电流才能产生有功功率。所以, 减少谐波能得到一个较好的功率因数。

一个用于功率因数校正电路的术语是总谐波畸变率, 其定义为

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I_{1(\text{RMS})}^2 + I_{2(\text{RMS})}^2 \dots}}{I_{\text{RMS}(\text{total})}} \quad (\text{C-5})$$

它是功率因数校正电路的一个指标。

从功率分析仪或频谱分析仪上可以测得幅值, 从而来验证是否符合功率因数校正的规范。EN61000-3-2 的范围见表 C-1。将 A 和 D 类列出来是因为它们适用于常用的产品系列。

⊖ 原文误为 $\text{THD} = \frac{I_{1(\text{RMS})} + I_{2(\text{RMS})} + \dots}{I_{\text{RMS}(\text{total})}}$ 。——译者注

这些范围必须由通过管理机构制定的 LISN（电网阻抗稳定网络）来测量，LISN 保证被测设备的输入交流侧阻抗为 50Ω ，这是所有测试的基准输入阻抗。否则测试结果将受输入交流侧线路阻抗很大的影响。

对设计功率因数校正电路的一些说明

首先，EMI 滤波器是功率因数校正电路的一个组成部分。它滤掉输入电流波形中的开关谐波分量。没有 EMI 滤波器，产品将不能通过功率因数测试之外的 EMI/RFI 测试。有关 EMI 滤波器设计的内容请参见附录 E。其次，在测量时使用自耦变压器将会影响输入线路的电阻值，从而影响所测数据的准确性。许多单位在没有使用 LISN 时通过测试，一旦使用 LISN 就不能通过。由 LISN 的阻抗导致的波形失真将大于只有交流线路阻抗时的情况。第三，所有的电压测量都是差分，应使用专用的电流测量设备。

表 C-1 IEC555-2 谐波电流极限

谐波次数	标准 A 有效值/A	标准 B 有效值/A
2	1.08	2.30
3	2.30	—
4	0.43	—
5	1.44	1.14
6	0.30	—
7	0.77	0.77
9	0.40	0.40
11	0.33	0.20
13	0.21	0.33
$8 < n < 40$	$0.23 \times 8/n$	
$11 < n < 39$	$0.15 \times 15/n$	$0.15 \times 15/n$

输入功率为 180W 的有源功率因数校正电路

这个例子演示了一个 180W 不连续模式升压式功率因数校正电路的设计过程。它的最大输出功率为 200W。这里设计的功率因数校正级能够在世界上任何一个住宅的交流供电系统中工作，也就是说，能够在 50 或 60Hz 下的 85 ~ 270V 有效值电压范围内工作，而不需要使用切换跳线。

设计指标要求

交流输入电压范围：	85 ~ 270V（有效值）
交流供电频率：	50 ~ 60Hz
输出电压：	DC 400V \pm 10V
额定负载时的输入功率因数：	大于 98%
总的谐波畸变率（THD）：	低于 EN1000-3-2 数值范围

设计前考虑事项

额定功率低于 200W，对一个功率因数校正级来说，是有很多好处的。主要的好处是它能够在不连续模式下运行。在功率更高的功率因数校正设计中，必须使用连续模式，而这种模式由于二极管反向恢复问题的存在，会在电路中产生明显的损耗。在频率固定的不连续模式功率因数校正控制器中，电路还是会有一段长时间中工作于连续模式 [$V_{in} < 50V$ （大约）]。一旦使用临界连续模式控制器，设

计者能够保证不会出现连续模式。

首先需要考虑的是决定输入交流电压的峰值。

110V 输入时:

$$V_{in(max)} = 1.414 \times 110V = 155.5V$$

$$V_{in(rip)} = 1.414 \times 130V = 183.8V$$

240V 输入 (不列颠最差情况) 时:

$$V_{in(max)} = 1.414 \times 240V = 339.4V$$

$$V_{in(rip)} = 1.414 \times 270V = 381.8V$$

输出电压将高于期望输入的最高电压峰值。这里功率因数校正级输出电压选定为 DC 400V。

电感电流的最大峰值出现在预期输入的最小交流电压峰值时, 即

$$\begin{aligned} I_{pk(max)} &= 1.414 \times 2P_{out(max)} / (\eta V_{in(min)RMS}) \\ &= (1.414 \times 2 \times 180W) / (0.9 \times 85V) \\ &= 6.6A \end{aligned}$$

设计电感

在设计升压式电感时, 必须指定参考点是预期最小交流输入电压的峰值。在这种运行条件 (例如固定负载和输入电压) 下, 导通脉冲宽度在整个半正弦波形期间保持恒定。为了求得最小输入交流电压时的导通脉冲宽度, 需作如下的计算:

$$\begin{aligned} R &= \frac{V_{out(DC)}}{\sqrt{2} V_{in-AC(min)}} = \frac{400V}{1.414 \times 85V} \\ &= 3.3\Omega \end{aligned}$$

最大导通脉冲宽度为

$$T_{on(max)} = \frac{R}{f(1+R)} = \frac{3.3\Omega}{50kHz \times (1+3.3\Omega)} = 15.3\mu s$$

升压式电感的上限近似值为

$$\begin{aligned} L &\approx \frac{T_{on(max)} (\sqrt{2} V_{in-AC(min)})^2 \eta}{2P_{out(max)}} \\ &\approx \frac{(15.3\mu s) \times 1.414 \times 85V \times 0.9}{2 \times 180W} \\ &\approx 552\mu H \end{aligned}$$

电感 (变压器) 绕组不仅要承受最大平均输入电流, 还要承受输出电流。所以, 用于绕制线圈的导线规格应为

$$\begin{aligned} I_{w(max-av)} &= \frac{P_{out}}{\eta V_{in(RMS)}} + \frac{P_{out}}{V_{out}} \\ &= \frac{180W}{0.9 \times 8.5V} + \frac{180W}{400V} \\ &= 2.8A \end{aligned}$$

符合这个平均电流的导线规格是 # 17AMG。这里使用三股 # 22AWG 导线 (加起来等同于导线的截面积), 这种线在绕线圈时更具柔韧性, 而且有助于减少

由于集肤效应引起的绕组交流阻抗。同样，由于在绕组中存在高电压，这里采用4层绝缘的方法，减小匝间击穿的危险。

磁心选择 PQ 类型。主要是考虑到在单级应用中，不同的磁心类型需要气隙长度是不同的。较大的气隙 (> 50mil) 将导致额外的电磁辐射到周围环境中，使得 RFI 滤波的难度加大。为了减小气隙，对于给定的磁心尺寸，需要找到一个具有最大磁心截面积的铁氧体磁心。PQ 磁心具有这种特性。参考由 Magnetics 公司提供的 $W_a A_c$ 与功率的关系图，选择的 PQ 磁心型号是 P-43220-XX (XX 是以 mil 为单位的气隙长度)。

磁心中所需的气隙近似为

$$\begin{aligned} l_{\text{gap}} &\approx \frac{0.4\pi I I_{\text{pk}} \times 10^8}{A_c B_{\text{max}}^2} \\ &\approx \frac{0.4\pi \times 552\mu\text{H} \times 6.6\text{A} \times 10^8}{1.70\text{cm}^2 \times (2000\text{G})^2} \\ &\approx 66\text{mil} \end{aligned}$$

通常假设气隙为 50mil。Magnetics 公司可以提供这种气隙的磁心，而成本仅增加几个百分点。这个气隙条件下，磁心的自感因数 (AL) 估计在 160mH/1000 匝 (可使用线性外推法，求其他气隙长度情况下的 AL)。

电感的匝数是

$$N = 1000 \sqrt{\frac{0.55\text{mH}}{160\text{mH}}} = 59 \text{ 匝}$$

检查磁心是否能绕下这么多匝 (忽略辅助绕组面积):

$$\frac{A_w}{W_A} = \frac{59 \text{ 匝} \times 0.471\text{mm}^2}{47\text{mm}^2} = 59\% \text{ (可以绕下)}$$

设计辅助绕组: 辅助的峰值整流输出电压存在频率为 100 或 120Hz 波动，所以控制器的滤波电容需要足够大，以抑制控制器的 V_{CC} 下降。在低输入电压时，辅助绕组的反激式整流电压达到最大值，其值由下式得到:

$$V_{\text{aux}} = \frac{N_{\text{aux}} (V_{\text{out}} - V_{\text{in}})}{N_{\text{pri}}}$$

交流波形见图 C-7。

MC34262 有 DC 16V 的浮地驱动钳位，所以为了保持浮地驱动耗散最小，辅助绕组整流电压峰值必须在 16V 左右，由下式决定匝数:

$$N_{\text{aux}} = \frac{59 \text{ 匝} \times 16\text{V}}{400\text{V} - 30\text{V}} = 2.5 \text{ 匝}$$

考虑到交流低电压运行情况，这里确定绕组为 3 匝。使用单股 # 28AMG 加强绝缘电磁线。

将电压纹波减小到 2V 时所需的辅助绕组整流输出滤波电容为:

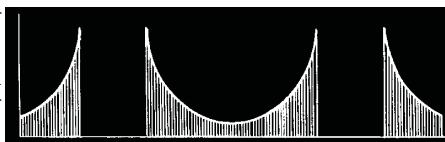


图 C-7 整流后辅助绕组的交流波形

$$C_{\text{aux}} \approx \frac{I_{\text{dl}} T_{\text{off}}}{V_{\text{ripple}}} = \frac{25\text{mA} \times 6\text{ms}}{2.0\text{V}} \\ = 75\mu\text{F} \quad (\text{取 DC20V 时为 } 100\mu\text{F})$$

最终所设计的电感结构见图 C-8。

变压器结构

双绕组变压器首先是在骨架上用三股 #22AMG4 层的电磁线绕 59 匝，再放两层聚酯薄膜带，接着绕 3 匝的辅助绕组，最后放置三层聚酯薄膜带。中间层薄膜带的作用是为了防止由于一次、辅助绕组间的高电压而产生的弧光效应。

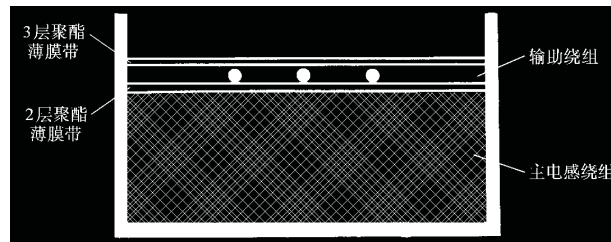


图 C-8 PFC 升压式电感的结构

设计启动电路

这里使用一个无源电阻来启动控制芯片，并提供 MOSFET 的栅极驱动电流。设置两个电阻串联是因为整流输入的 370V 峰值电压接近电阻的击穿电压。启动电阻向 $100\mu\text{F}$ 的旁路电容充电，在辅助绕组的整流峰值电压能够运行控制芯片以前，电容中积累的能量必须能够给芯片提供 6ms 的运行时间。启动滞环电压最小值是 1.75V。检查旁路电容是否足够大，从而在到达关断阈值前启动电路：

$$V_{\text{drop}} = \frac{I_{\text{dl}} T_{\text{off}}}{C} = \frac{25\text{mA} \times 6\text{ms}}{100\mu\text{F}} \\ = 1.5\text{V} \quad (\text{可以})$$

在高压输入线路上保持耗散小于 1W。要达到这个要求，需要确定通过启动电阻的最大电流。

$$I_{\text{start}} < \frac{1.0\text{W}}{270\text{V}} = 3.7\text{mA}$$

总电阻是

$$R_{\text{start}} = \frac{270\text{V} - 16\text{V}}{3.7\text{mA}} = 68\text{k}\Omega \quad (\text{最小})$$

取总电阻大约为 $100\text{k}\Omega$ ，或者是两个 $47\text{k}\Omega$ 、 $1/2\text{W}$ 的电阻。

设计电压乘法器的输入电路

乘法器 (引脚 3) 规定的线性输入范围的最小值是 2.5V。这个值是在最高期望交流输入电压为正弦波峰值 (370V) 时，分压后输入整流波形的峰值。如果选取检测电流为 $200\mu\text{A}$ 、分压电阻为

$$R_{\text{bottom}} = \frac{2.5\text{V}}{200\mu\text{A}} = 12.5\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 12\text{k}\Omega)$$

实际检测电流是 $2.5\text{V}/12\text{k}\Omega = 208\mu\text{A}$

上电阻为

$$R_{\text{up}} = \frac{370\text{V} - 2.5\text{V}}{208\mu\text{A}} = 1.76\text{M}\Omega$$

用两个 $910\text{k}\Omega$ 的电阻串联来实现。

这些电阻的额定功率是 $P = (370\text{V})^2/1.76\text{M}\Omega \approx 0.08\text{W}$ [⊖]。每个电阻具有 $1/2\text{W}$ 的额定功率。

设计电流检测电路

电流检测电阻必须能在低输入交流电压时达到 1.1V 的电流检测极限电压。它的值为

$$R_{\text{CS}} = \frac{1.1\text{V}}{6.6\text{A}} = 0.3\Omega$$

同时在将输入电流信号加到管脚 4 以前加一个 $1\text{k}\Omega$ 电阻和 $470\mu\text{F}$ 电容组成的前沿尖峰滤波器。

设计电压反馈电路

对于输出电压分压检测电阻，选择检测电流为 $200\mu\text{A}$ ，那么下电阻为

$$R_{\text{bottom}} = \frac{V_{\text{ref}}}{I_{\text{sense}}} = \frac{2.5\text{V}}{200\mu\text{A}} = 12.5\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 12\text{k}\Omega)$$

这样实际检测电流为 $2.5\text{V}/12\text{k}\Omega = 208\mu\text{A}$ 。上电阻为

$$R_{\text{upper}} = \frac{400\text{V} - 2.5\text{V}}{208\mu\text{A}} = 1.91\text{M}\Omega$$

取额定功率为 $1/2\text{W}$ 的 $1\text{M}\Omega$ 和 $910\text{k}\Omega$ 两个电阻串联来实现。

电压误差放大器是一个单极点补偿网络，在频率 38Hz 时为单位增益，以抑制电网 50Hz 和 60Hz 的频率。电压误差放大器上的反馈电容为

$$\begin{aligned} C_{\text{fb}} &= \frac{1}{2\pi f R_{\text{upper}}} = \frac{1}{2\pi \times 38\text{Hz} \times 1.82\text{M}\Omega} \\ &= 0.043\mu\text{F} \quad (\text{取 } 0.05\mu\text{F}) \end{aligned}$$

设计输入 EMI 滤波器

这里使用一个二阶共模滤波器。用于功率因数校正电路的 EMI 设计难点在于，它运行时频率是变化的，运行时的最低频率发生在正弦波的峰值时。在这点上，磁心完全释放其能量需要的时间最长。由于期望的运行频率是 50kHz ，这里将它假定为最小频率。

比较合理的初始值是假定在 50kHz 时需要 24dB 的衰减。这样使共模滤波器的转折频率为

$$f_c = f_{\text{sw}} \times 10^{\frac{A_{\text{u}}}{40}}$$

式中 A_{u} ——以负 dB 形式表示的在开关频率处需要的衰减。

$$f_c = 50\text{kHz} \times 10^{\frac{-24}{40}} = 12.5\text{kHz}$$

⊖ 原文误为 $P = (370\text{V})^2/1.76\text{M}\Omega \approx 0.8\text{W}$ 。——译者注