

LLC 谐振变换器的设计要素

Hangseok Choi

飞兆半导体

82-3, Dodang-dong, Wonmi-gu

Bucheon-si, Gyeonggi-do, 韩国

摘要: 最近 LLC 谐振变换器备受关注, 因为它优于常规串联谐振变换器和并联谐振变换器: 在负载和输入变化较大时, 频率变化仍很小, 且全负载范围内切换可实现零电压转换 (ZVS)。本文介绍了 LLC 型谐振变换器的分析方法, 回顾了 LLC 型谐振变换器的实际设计要素。其中包括设计变压器和选择元器件。采用一设计实例, 逐步说明设计流程, 有助于工程师更加轻松地设计 LLC 谐振器。

I. 引言

功率变换器设计中, 对增大功率密度, 缩小设计尺寸的要求越来越高, 迫切需要设计师提高开关频率。采用高频工作将大大降低无源器件的尺寸, 如变压器和滤波器。但存在的开关损耗却对高频工作带来不利影响。为减少开关损耗, 使高频工作正常, 故提出谐振切换技术 [1-7]。这些技术按正弦波处理功率, 并且开关器件可以很方便地软换向。因此, 开关损耗和噪声可大幅度减少。常规谐振器使用串联的电感作为谐振网络。负载连接有两种基本结构, 串联和并联。

对于串联谐振变换器 (SRC), 整流负载网络与一个 LC 谐振网络串联, 如图 1 所示 [2-4]。从这个结构看来, 谐振网络与负载作为一个分压器。通过改变驱动电压 V_d 的频率, 改变谐振网络的阻抗。输入电压将分配到这部分阻抗和反射负载上。因为, 它是一个分压器, SRC 直流增益始终小于 1。在小负载条件下, 负载阻抗相对于与谐振网络的阻抗非常大; 全部输入电压落在负载上。这使得人们很难在小负载条件下调节输出。理论上, 在没有负载的情况下调节输出, 频率会变为无限大。

对于并联谐振变换器, 整流负载网络与谐振电容是并联的, 如图 [5-7] 所示。由于负载同谐振网络是并联的, 因此不可避免地存在着大量的循环电流。这使得人们难以在大功率场合下使用并联谐振电路。

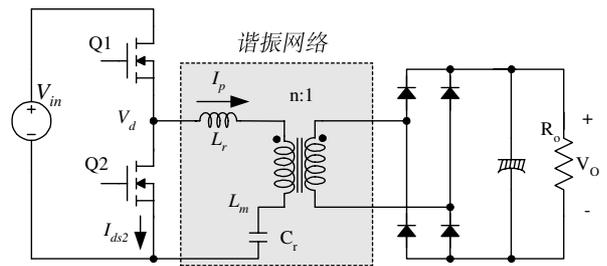


图 1 半桥串联谐振变换器

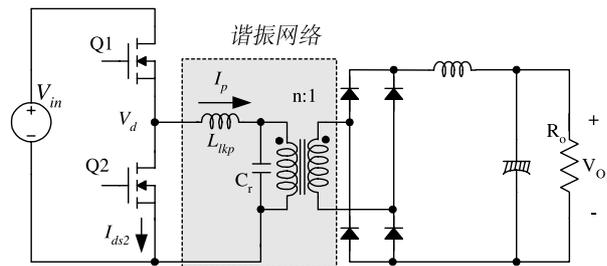


图 2 半桥并联谐振变换器

为了解决传统谐振变换器的局限性, 提出了 LLC 谐振变换器 [8-12]。对比常规谐振器, LLC 型谐振变换器具有许多优点。首先, 它可以在输入和负载大范围变化的情况下调节输出, 同时开关频率变化相对很小。第二, 它可以在整个运行范围内, 实现零电压切换 (ZVS)。最后, 所有寄生元件, 包括所有半导体器件的结电容和变压器的漏磁电感和激磁电感, 都是用来实现 ZVS 的。

本文讲述了一种半桥 LLC 谐振器的分析和设计要素。利用基波近似法分析了电压和电流波形, 并得到了系统增益方程。选择一个输出为 120W/24V 直流/直流转换器的设计作为典型的例子, 来说明设计流程。

II. 工作原理和基波近似

图 3 为半桥 LLC 谐振变换器简化示意图，图 4 是它的典型波形。图 3 中， L_m 是变压器激磁电感， L_{lkp} 和 L_{lks} 分别表示变压器初级和次级的漏磁电感。LLC 谐振变换器的工作原理和传统 LC 串联谐振变换器是类似的。唯一不同的是，激磁电感相对较小，因此 L_m+L_{lkp} 和 C_r 之间的谐振会影响变换器的工作。由于激磁电感较小，存在着相当大的磁化电流 (I_m)，如图 4 示。

一般来说，LLC 谐振拓扑包括三部分，如图 3 所示：方波发生器，谐振网络和整流器网络。

- 方波发生器，通过每次切换以 50% 占空比交替驱动开关 Q1 和 Q2 产生方波电压 V_d 。方波发生器级可设计成一个全桥或半桥型。
- 谐振网络包括一个电容器，变压器的漏磁电感和激磁电感。谐振网络可以过滤掉高次谐波电流。因此，即使方波电压应用于谐振网络，基本上只有正弦电流允许流经谐振网络。电流 (I_p) 滞后于施加于谐振网络的电压（也就是说，方波电压 (V_d) 的基波施加到半桥上），这允许零电压开启 MOSFET。从图 4 可以看到，当电流流经反向并联二极管时，MOSFET 开启电压为零。
- 整流网络通过整流二极管和电容器调整交流电，输出直流电压。整流网络可设计成一个带有电容输出滤波器的全波桥或中心抽头结构。

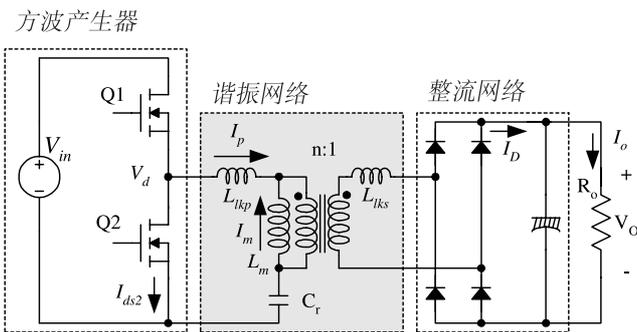


图 3 半桥 LLC 谐振变换器的示意图

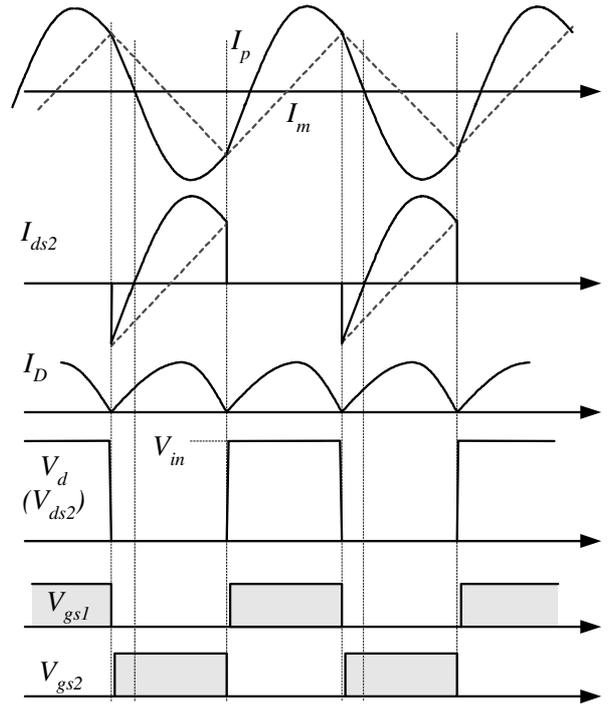


图 4 半桥 LLC 谐振变换器的典型波形

谐振网络的滤波功能可以让我们用经典的基波近似原理获得谐振器的电压增益，假定只有输入到谐振网络的方波电压的基波有助于功率传递到输出。由于次级整流器电路起到一个阻抗变压器的作用，等效负载电阻与实际负载电阻是不同的。图 5 显示了如何得到等效负载电阻。初级电路被替换成一个正弦电流源 I_{ac} 和方波电压 V_{RI} ，作为整流器输入电压。因为 I_{ac} 的平均值是输出电流 I_o ，可得到

$$I_{ac} = \frac{\pi \cdot I_o}{2} \sin(\omega t) \quad (1)$$

然后

$$\begin{aligned} V_{RI} &= +V_o & \text{if } \sin(\omega t) > 0 \\ V_{RI} &= -V_o & \text{if } \sin(\omega t) < 0 \end{aligned} \quad (2)$$

其中， V_o 是输出电压

然后，计算 V_{RI} 的基波

$$V_{RI}^F = \frac{4V_o}{\pi} \sin(\omega t) \quad (3)$$

因为功率转换没有包含 V_{RI} 的谐波， V_{RI}^F 除以 I_{ac} 即得到 AC 等效阻抗

$$R_{ac} = \frac{V_{RI}^F}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (4)$$

考虑变压器圈数比 ($n=N_p/N_s$)，变压器初级的等效负载阻抗为：

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (5)$$

利用等效负载阻抗，得到 AC 等效电路，如图 6 所示， V_d^F 和 V_{RO}^F 分别表示驱动电压 V_d 和反射输出电压 V_{RO} (nV_{RI}) 的基波。

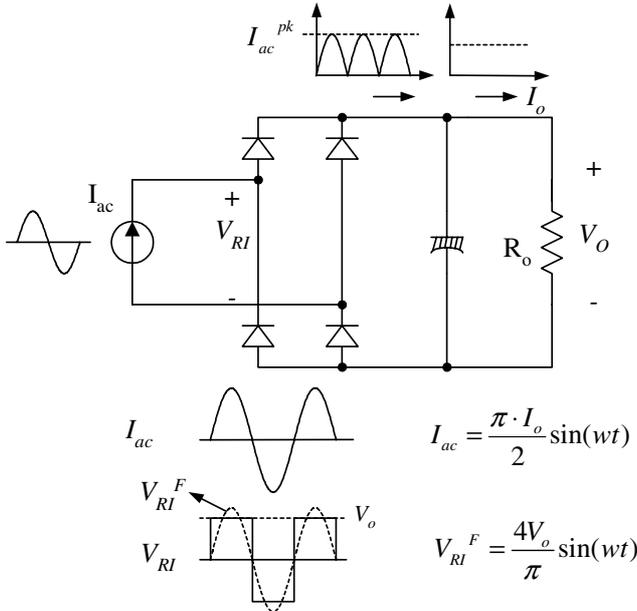


图 5 等效负载阻抗 R_{ac} 的推导

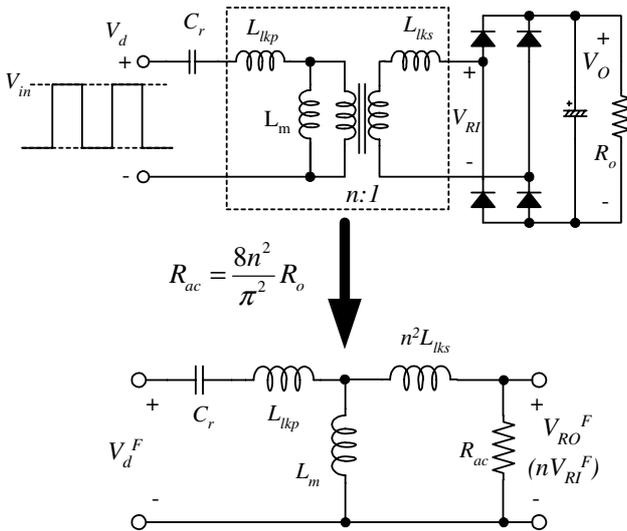


图 6 LLC 谐振变换器的 AC 等效电路

利用等式 (5) 的等效负载阻抗，得到 LLC 谐振变换器特性。利用图 6 示 AC 等效电路，计算电压增益 M

$$M = \frac{V_{RO}^F}{V_d^F} = \frac{n \cdot V_{RI}^F}{V_d^F} = \frac{4n \cdot V_o \sin(\omega t)}{\pi \cdot \frac{4 V_{in}}{\pi} \sin(\omega t)} = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} \quad (6)$$

$$= \left| \frac{\omega^2 L_m R_{ac} C_r}{j\omega \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right) \cdot (L_m + n^2 L_{lks}) + R_{ac} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)} \right|$$

其中

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}}$$

$$L_p = L_m + L_{lkp}, L_r = L_{lkp} + L_m // (n^2 L_{lks})$$

从等式 (6) 可以看出，电路有两个谐振频率。一个由 L_r 和 C_r 确定，另一个由 L_p 和 C_r 决定。在实际变压器中，分别利用次级线圈开路和短路在初级测得 L_p 和 L_r 。

等式 (6) 需要关注的是，在谐振频率 (ω_o) 处，不管负载怎么变化增益都是固定的。

$$M_{@ \omega=\omega_o} = \frac{L_m}{L_p - L_r} = \frac{L_m + n^2 L_{lks}}{L_m} \quad (7)$$

不考虑变压器次级的漏磁电感，等式 (7) 的增益变成 1。在以前的研究中，变压器次级的漏磁电感常被忽略，以简化增益方程 [8-12]。然而，可以看到，如果忽略变压器次级漏磁电感，计算的增益会存在相当大的误差，导致设计结果不正确。

假定 $L_{lkp} = n^2 L_{lks}$ ，等式 (6) 的增益可简化为

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} = \left| \frac{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right) \frac{k}{k+1}}{j\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right) \cdot Q \frac{(k+1)^2}{2k+1} + \left(a - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)} \right| \quad (8)$$

其中

$$k = \frac{L_m}{L_{lkp}} \quad (9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}} \quad (10)$$

等式 (7) 中谐振频率 (ω_o) 下的增益也可以简化成用 K 表示的等式

$$M_{@ \omega=\omega_o} = \frac{L_m + n^2 L_{lks}}{L_m} = \frac{L_m + L_{lkp}}{L_m} = \frac{k+1}{k} \quad (11)$$

尽管增益表示成等式(8)，当操作一个实际的变压器时，增益最好表示成 L_p 和 L_r 的函数。因为这两个量是很容易测量的。把 L_p 和 L_r 用 K 表示，我们可以得到：

$$L_p = L_m + L_{lkp} = (k+1)L_{lkp} \quad (12)$$

$$L_r = L_{lkp} + L_m // L_{lkp} = L_{lkp} \left(1 + \frac{k}{k+1}\right) \quad (13)$$

利用等式(12)和(13)，等式(8)变成

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} = \left| \frac{\left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right) \sqrt{\frac{L_p - L_r}{L_p}}}{j\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right) \cdot Q \frac{L_p}{L_r} + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)} \right| \quad (14)$$

等式(11)同时也可以用 L_p 和 L_r 表示

$$M_{@ \omega=\omega_o} = \frac{k+1}{k} = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} \quad (15)$$

利用等式(15)计算的谐振频率增益作为变压器的一个虚拟增益，图6所示的 LLC 谐振变换器的 AC 等效电路可以简化只含有 L_p 和 L_r 的形式，如图7示

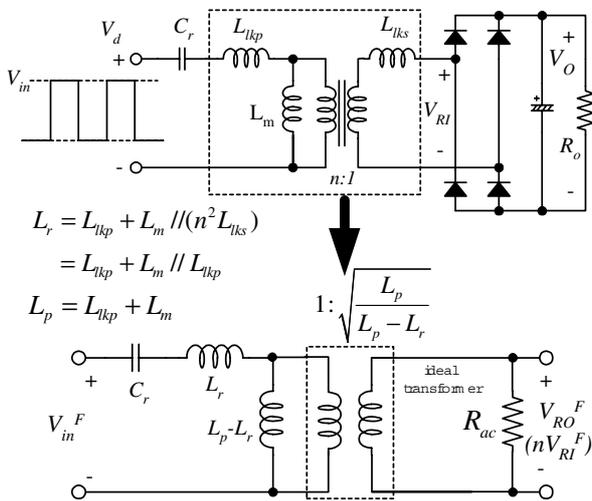


图7 LLC 谐振变换器简化 AC 等效电路

图(8)给出了不同 Q 值下等式(8)的增益，其中 $k=5$ ， $f_o=100\text{kHz}$ 和 $f_p=55\text{kHz}$ 。从图8可以看出，当开关频率约等于谐振频率 f_o 时，LLC 谐振器的特性几乎与负荷无关。这是 LLC 型谐振变换器一个独特的优势，与常规串联谐振变换器相比。因此，最好让变换器工作在谐振频率周围，以减少小负载情况下开关频率的变化。

LLC 谐振变换器的工作范围受到峰值增益（可达到的最大增益）的限制，即图8中‘*’表示的位置。需要注意到，峰值电压增益不发生在 f_o 也不是 f_p 。峰值增益对应的峰值增益频率在 f_p 和 f_o 之间，如图8示。随 Q 值降低（负载减少），峰值增益频率向 f_p 移动，并且峰值增益较高。随 Q 值上升（负载增加），峰值增益频率偏向 f_o ，峰值增益下降。因此，满负载状态应该是谐振网络设计要考虑的最坏情况。

另一个决定峰值增益的重要因素是 L_m 和 L_{lkp} 之间的比值，即等式(9)中定义的 K 值。即使通过等式(8)能够获得某一特定条件下的峰值增益，但是要用很简洁的形式表达峰值增益是很困难的。此外，对于谐振频率 (f_o) 以下的频率，从等式(8)求得的增益，因为基本近似，存在一定的频率误差。为了简化分析和设计，通过使用模拟工具可以获得峰值增益。图9说明了对于不同的 k 值，峰值增益（可达到最大增益）是怎样随 Q 变化的。由此看来，降低 K 或 Q 值能够获得较高的峰值增益。对于给定的谐振频率 (f_o) 和 Q 值，降低 K 意味着减少激磁电感，导致循环电流增加。因此，需要在可用增益范围和传导损失之间作一个折中。

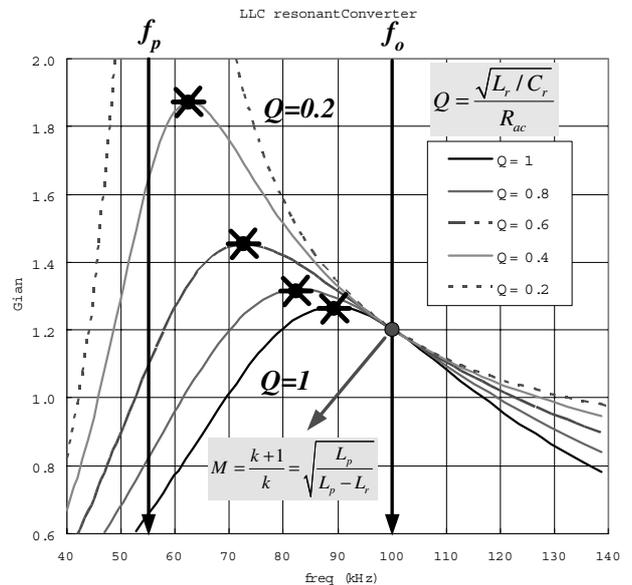


图8 LLC 谐振变换器的典型增益曲线 ($k=5$, $f_o=100\text{kHz}$)

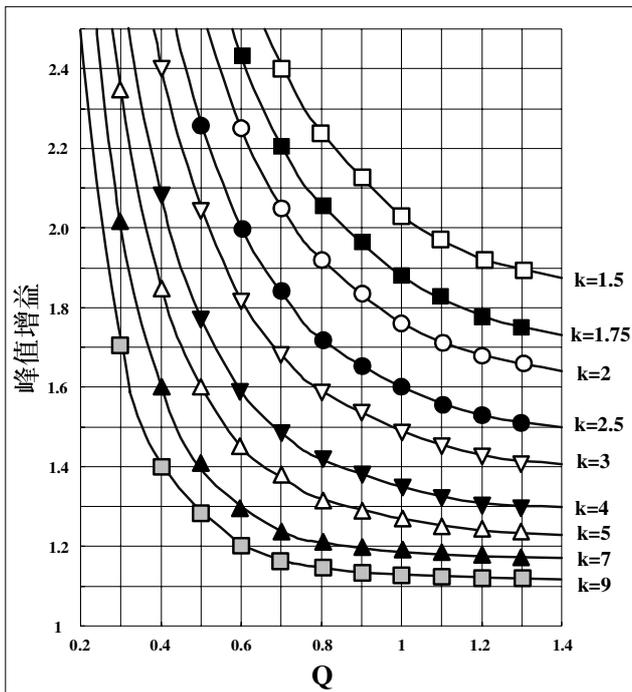


图9 不同k值下，峰值增益（可达到最大增益）随Q变化曲线

III. 设计流程

在本节中，使用图 10 的示意图作为参考，来讲述设计流程。选择一个输出 125W/24V 的直流/直流变换器作为设计实例。设计规格如下：

- 输入电压：380Vdc (PFC 级输出)
- 输出：24V/5A (120W)
- 保持时间要求：17ms
- PFC 输出端的直流环节电容：100uf

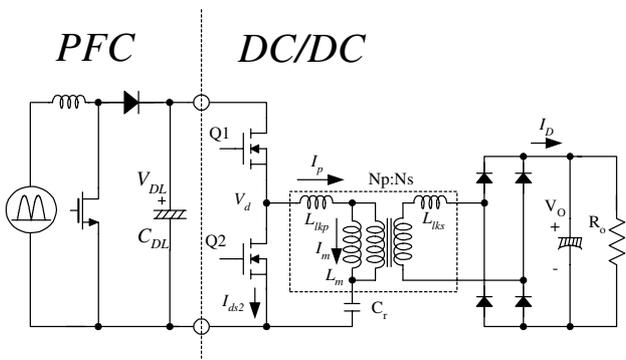


图 10 带有功率因数预调节器的半桥 LLC 谐振变换器的示意图

[第一步] 定义系统参数

第一步必须定义以下参数。

- **预估效率 (E_{ff})**：估计电源转换效率主要用来计算某一最大输出功率下的最大输入功率。如果没有可用的参考值，对于低压输出应用场合， E_{ff} 一般取 0.88~0.92；对于高压输出应用场合， E_{ff} 一般取 0.92~0.96。有了预估效率，可以计算最高输入功率

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (16)$$

- **输入电压范围 (V_{in}^{\min} 和 V_{in}^{\max})**：通常情况下，假定输入电压由功率因数校正 (PFC) 预调节器输出提供。当 PFC 输出提供输入电压，考虑到保持时间的要求，最小输入电压为

$$V_{in}^{\min} = \sqrt{V_{O.PFC}^2 - \frac{2P_m T_{HU}}{C_{DL}}} \quad (17)$$

其中 $V_{O.PFC}$ 是 PFC 额定输出电压， T_{HU} 是保持时间， C_{DL} 是直流环节 (DC link) 大电容。

最大输入电压是：

$$V_{in}^{\max} = V_{O.PFC} \quad (18)$$

(设计实例) 假设效率为 95%

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} = \frac{120}{0.95} = 126W$$

$$V_{in}^{\min} = \sqrt{V_{O.PFC}^2 - \frac{2P_m T_{HU}}{C_{DL}}} = \sqrt{380^2 - \frac{2 \cdot 126 \cdot 17 \times 10^{-3}}{100 \times 10^{-6}}} = 319V$$

$$V_{in}^{\max} = V_{O.PFC} = 380V$$

[第二步] 确定谐振网络的最大和最小电压增益

在上一节讨论中，为了最大限度地降低开关频率变化，LLC 谐振变换器一般运行在谐振频率 (f_o) 附近。当输入电压由 PFC 输入提供时，输入电压在正常运行时拥有最大值 (PFC 额定输出电压)。把变换器最大输入电压情况下的工作频率设计为谐振频率 (f_o)，最小增益应该发生在谐振频率 (f_o)。从等式 (11) 看出， f_o 增益是激磁电感和初级漏磁电感之间比值 ($k=L_m/L_{lkp}$) 的函数。因此，必须选择合适的 k 值以获得最小增益。然而，一个小的 k 值仍可获得较

高的峰值增益，太小的 k 值会使得变压器耦合性差，效率低。一般，k 取 5~10，此时谐振频率(f_o)下的增益为 1.1~1.2。当确定 k 值后，就可以确定最大输入电压(V_{in}^{min})情况下的最小电压增益

$$M^{min} = \frac{V_{RO}}{\frac{V_{in}^{max}}{2}} = \frac{L_m + n^2 L_{lks}}{L_m} = \frac{L_m + L_{lkp}}{L_m} = \frac{k+1}{k} \quad (19)$$

然后，最大电压增益为：

$$M^{max} = \frac{V_{in}^{max}}{V_{in}^{min}} M^{min} \quad (20)$$

(设计实例) L_m 和 L_{lkp} 之间的比值 K 设为 7，最小和最大增益为：

$$M^{min} = \frac{V_{RO}}{\frac{V_{in}^{max}}{2}} = \frac{k+1}{k} = \frac{7+1}{7} = 1.14$$

$$M^{max} = \frac{V_{in}^{max}}{V_{in}^{min}} M^{min} = \frac{380}{319} \cdot 1.14 = 1.36$$

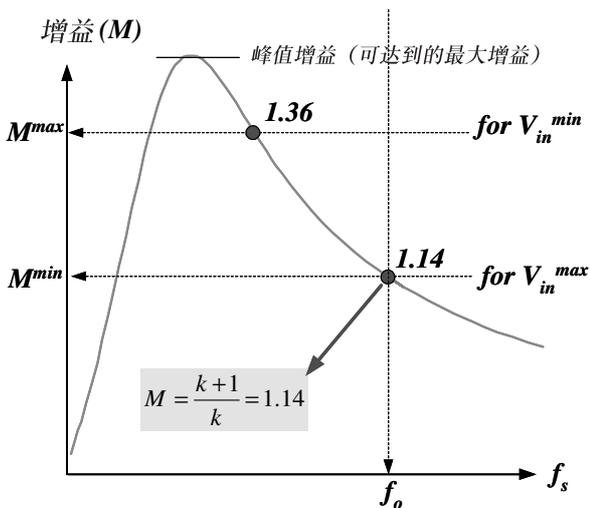


图 11 最大增益和最小增益

[第三步] 确定变压器圈数比 ($n=N_p/N_s$)

因为整流网络使用全波桥式整流器，变压器圈数比为：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{max}}{2(V_o + 2V_F)} \cdot M^{min} \quad (21)$$

其中， V_F 是次级整流二极管的压降。

(设计实例)

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{max}}{2(V_o + 2V_F)} \cdot M^{min} = \frac{380}{2(24 + 2 \cdot 0.6)} \cdot 1.14 = 8.6$$

[第四步] 计算等效负载阻抗 (R_{ac})

等式 21 求得变压器的圈数比，计算等效负载阻抗

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o} E_{ff} \quad (22)$$

(设计实例)

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o} = \frac{8 \cdot 8.6^2 \cdot 24^2}{\pi^2 \cdot 120} = 288\Omega$$

[第五步] 设计谐振网络

利用第二步选择的 K 值，从图 9 的峰值增益曲线中读取合适的 Q 值，以确保足够的峰值增益。一般，在峰值增益上要有 10~15% 余量。然后，可以计算谐振参数

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} \quad (23)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} \quad (24)$$

$$L_p = \frac{(k+1)^2}{(2k+1)} L_r \quad (25)$$

(设计实例)

在第二步的计算中，最小输入电压(V_{in}^{min})下的最大电压增益(M^{max})是 1.36。考虑 10% 余量，峰值增益至少是 1.5。在第二步中 K 值设定为 7，从图 12 的峰值增益曲线上得到 Q 为 0.43。选择谐振频率为 85kHz，可以确定谐振参数为

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.43 \cdot 85 \times 10^3 \cdot 288} = 15nF$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 85 \times 10^3)^2 \cdot 15 \times 10^{-9}} = 234\mu H$$

$$L_p = \frac{(k+1)^2}{(2k+1)} L_r = 998\mu H$$

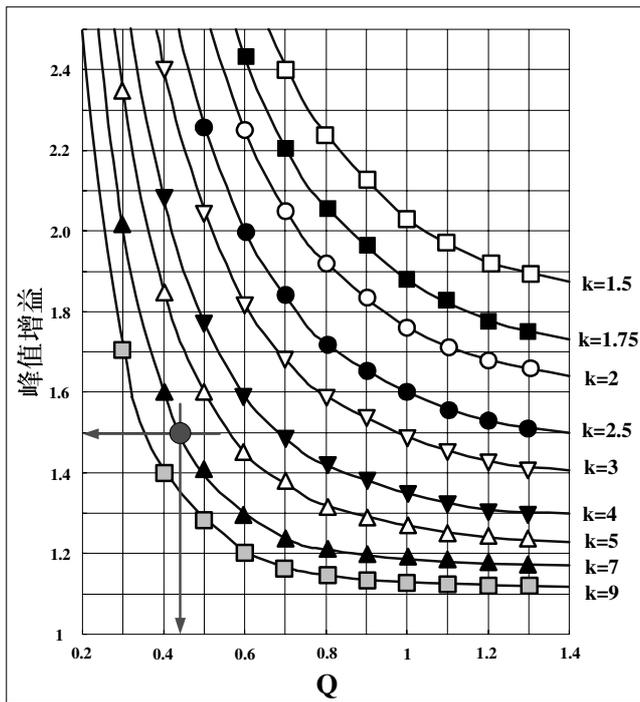


图 12 使用 k=7 的峰值增益（可达到的最大增益）曲线设计谐振网络

[第六步] 设计变压器

变压器设计的最坏情况是最低开关频率条件，发生在最低输入电压和满负载情况下。为了计算最低开关频率，利用等式 (8) 画出增益曲线，读取最小开关频率。然后，利用下面的等式计算变压器的初级最小线圈数

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_o + 2V_F)}{2f_s^{\min} \cdot \Delta B \cdot A_e} \quad (26)$$

其中， A_e 是变压器芯的横截面积，单位 m^2 ， ΔB 是磁通密度的最大摆幅，单位特。如果没有参考数据， ΔB 可以取 0.25~0.3T

然后，选择次级线圈数，保证初级线圈数大于 N_p^{\min}

$$N_p = n \cdot N_s > N_p^{\min} \quad (27)$$

（设计实例）变压器选择 EER3541 芯 ($A_e = 107mm^2$)。从图 13 所示的增益曲线得到最小开关频率为 66kHz。然后，变压器初级的最小线圈数为

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_o + 2V_F) \times 10^6}{2f_s^{\min} \Delta B \cdot A_e} = \frac{8.6 \times 25.2}{2 \cdot 66 \times 10^3 \cdot 0.3 \cdot 107 \times 10^{-6}} = 51.1 \text{ turns}$$

$$\therefore N_p = n \cdot N_s = 8.6 \times 6 = 51.6 > N_p^{\min}$$

选择 N_s 为 6 圈，计算 N_p

$$N_p = n \cdot N_s = 8.6 \times 6 = 51.6 \Rightarrow 52 > N_p^{\min}$$

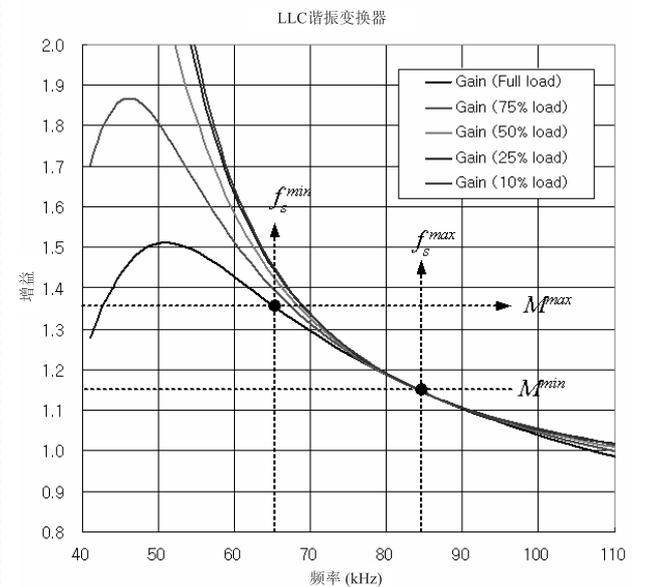


图 13 增益曲线

[第七步] 变压器构造

在第五步中，确定了变压器的参数 L_p 和 L_r 。 L_p 和 L_r 是可以分别利用次级线圈开路和短路，在初级测量的。由于 LLC 变换器设计需要一个相对大的 L_r ，一般采用一种可组合线轴，如图 14 所示，以获得理想的 L_r 值。对于这种可组合线轴，线圈数和绕线结构是决定 L_r 大小的主要因素，而变压器芯的气隙长度不会影响 L_r 太多。但是，通过调整气隙长度却可以轻松控制 L_p 。表 1 显示了不同气隙长度下测得的 L_p 和 L_r 值。假设气隙长度为 0.15mm，可以获得 L_p 和 L_r 值。

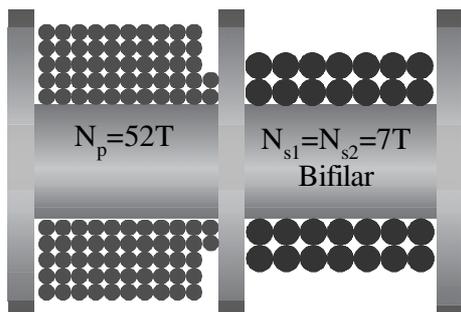


图 14 可组合线轴

表 1 不同气隙长度下，测得的 L_p 和 L_r 值

气隙长度	L_p	L_r
0.0 mm	5,669 μH	237 μH
0.05 mm	2,105 μH	235 μH
0.10 mm	1,401 μH	233 μH
0.15 mm	1,065 μH	230 μH
0.20 mm	890 μH	225 μH
0.25 mm	788 μH	224 μH
0.30 mm	665 μH	223 μH
0.35 mm	623 μH	222 μH

即使在 LLC 谐振变换器设计中，这种整合变压器的办法，能够将磁性元件集中到一个单独的芯中，从而节省了一个磁性元件，但是 L_r 在实际变压器设计中是不容易控制的。因此，设计谐振网络有时需要利用变压器制造后实际测得的 L_r 值。或者增加一个谐振电感，和谐振电容串联，获得理想的 L_r 值。

【第八步】选择谐振电容

选择谐振电容时，必须考虑额定电流，因为会有相当数量的电流流经电容。通过谐振电容器均方根电流为

$$I_{C_r}^{RMS} \cong \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + 2 \cdot V_F)}{4\sqrt{2}f_o L_m}\right]^2} \quad (28)$$

然后，正常工作中谐振电容的最大电压为

$$V_{C_r}^{\max} \cong \frac{V_{in}^{\max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \quad (29)$$

(设计实例)

$$\begin{aligned} I_{C_r}^{RMS} &\cong \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + 2 \cdot V_F)}{4\sqrt{2}f_o L_m}\right]^2} \\ &= \left[\frac{\pi \cdot 5}{2\sqrt{2} \cdot 8.6}\right]^2 + \left[\frac{8.6 \cdot (24 + 1.2)}{4\sqrt{2} \cdot 873 \times 10^{-6} \cdot 85 \times 10^3}\right]^2 \\ &= 0.87 A \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{C_r}^{\max} &\cong \frac{V_{in}^{\max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \\ &= \frac{380}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot 0.916}{2 \cdot \pi \cdot 85 \times 10^3 \cdot 15 \times 10^{-9}} = 343 V \end{aligned}$$

IV. 结论

本文讲述了一种利用变压器的激磁电感和漏磁电感作为谐振元件的 LLC 谐振变换器的设计过程。在计算增益时，同时考虑了变压器次级的漏磁电感。

V. 参考文献

- [1] Robert L. Steigerwald, "A Comparison of Half-bridge resonant converter topologies," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, April 1988.
- [2] A. F. Witulski and R. W. Erickson, "Design of the series resonant converter for minimum stress," IEEE Transactions on Aerosp. Electron. Syst., Vol. AES-22, pp. 356-363, July 1986
- [3] R. Oruganti, J. Yang, and F.C. Lee, "Implementation of Optimal Trajectory Control of Series Resonant Converters," Proc. IEEE PESC '87, 1987.
- [4] V. Vorperian and S. Cuk, "A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter," Proc. IEEE PESC'82, 1982.
- [5] Y. G. Kang, A. K. Upadhyay, D. L. Stephens, "Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter operating above resonance," IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 27, March-April 1991 pp. 386 - 395
- [6] R. Oruganti, J. Yang, and F.C. Lee, "State Plane Analysis of Parallel Resonant Converters," Proc. IEEE PESC '85, 1985.
- [7] M. Emsermann, "An Approximate Steady State and Small Signal Analysis of the Parallel Resonant Converter Running Above Resonance," Proc. Power Electronics and Variable Speed Drives '91, 1991, pp. 9-14.
- [8] Yan Liang, Wenduo Liu, Bing Lu, van Wyk, J.D, "Design of integrated passive component for a 1 MHz 1 kW half-bridge LLC resonant converter", IAS 2005, pp. 2223-2228
- [9] B. Yang, F.C. Lee, M. Concannon, "Over current protection methods for LLC resonant converter" APEC 2003, pp. 605 - 609

- [10] Yilei Gu, Zhengyu Lu, Lijun Hang, Zhaoming Qian, Guisong Huang, "Three-level LLC series resonant DC/DC converter" IEEE Transactions on Power Electronics Vol.20, July 2005, pp.781 - 789
- [11] Bo Yang, Lee, F.C, A.J Zhang, Guisong Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion" APEC 2002. pp.1108 – 1112
- [12] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Fred C. Lee, Jacobus D. Van Wyk, "Optimal design methodology for LLC Resonant Converter," APEC 2006. pp.533-538

Hang-Seok Choi

分别于 1996、1999 和 2002，获得首尔国立大学电气工程学士、硕士和博士学位。目前，他是飞兆半导体韩国公司的系统和应用工程师。他的研究兴趣包括软开关技术和变换器的建模和控制。他在 IEEE 会议和学报上发表了近 15 篇文章，在飞兆半导体发表了 10 篇应用说明。



本页空白