



福州大学  
FUZHOU UNIVERSITY

# LLC谐振变换器轻载下的电压 增益失真研究

报告人：俞珊

福州大学至诚学院

中国电源学会第二十届学术年会 中国·杭州

2013.11.09



# 主要内容

- 一、研究背景及意义
- 二、LLC轻载运行分析及增益曲线分析
- 三、轻载增益失真的解决对策
- 四、实验验证
- 五、总结



# 一、研究背景及意义

近年来，LLC谐振变换器由于具有电路拓扑结构简单，可以在全负载范围内实现原边开关管的ZVS并可充分利用高频变压器漏感实现磁集成等优点，成为学术界、企业界的研究热点。虽然LLC谐振变换器有诸多优点，它仍存在着一些问题。谐振参数设计较难，而且调频控制较为复杂；在轻载或空载时，输出电压不稳定且转换效率偏低。在这个日益珍视节能环保的时代，如何合理设计电路来改善和提高LLC的轻载性能是一个值得研究的问题点。

## 二、LLC轻载运行分析

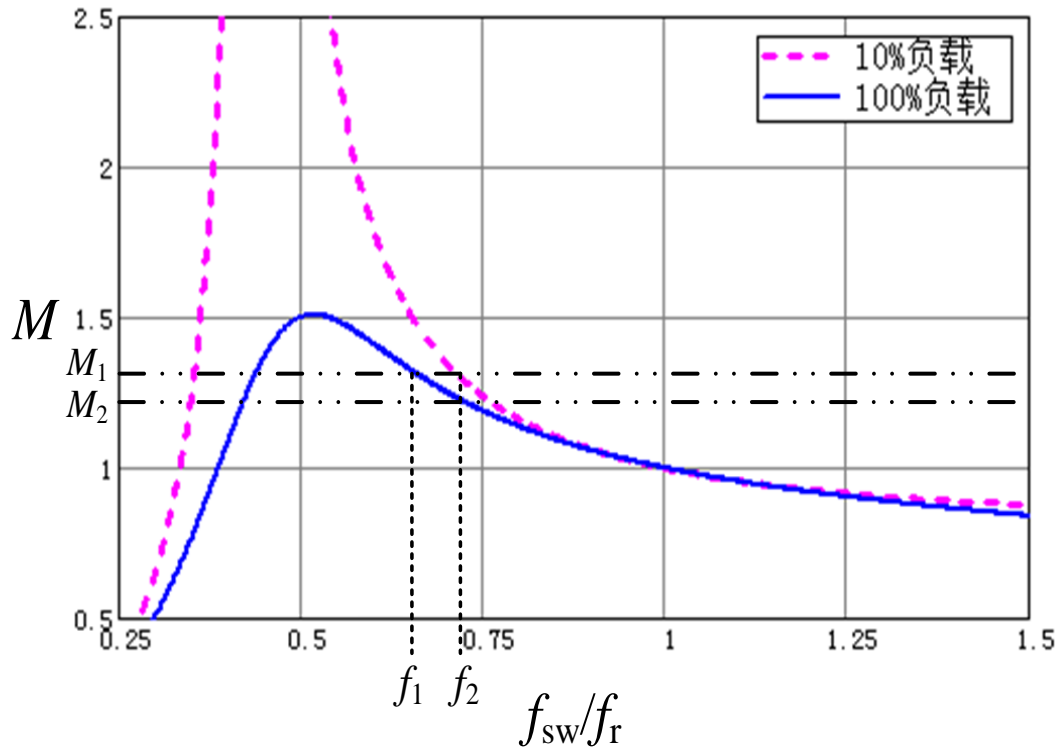
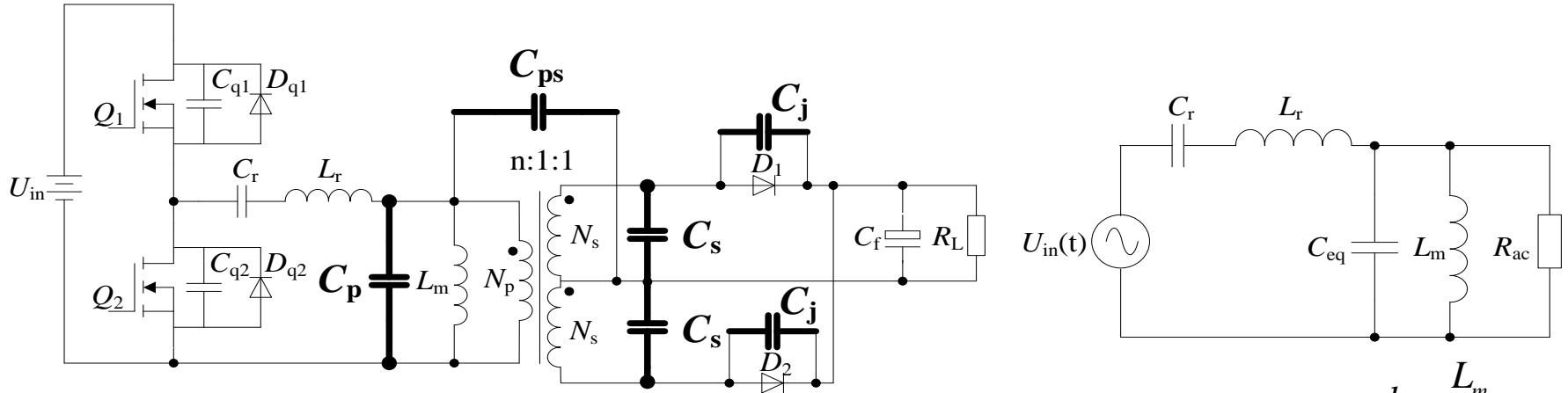


图1 输出电压增益曲线

在某一特定负载下，LLC的输出电压增益曲线在ZVS区域随着工作频率 $f_{sw}$ 的增加而减小，如当电路100%负载工作时，随着工作频率的增加（ $f_1 \rightarrow f_2$ ），电压增益逐渐减小（ $M_1 \rightarrow M_2$ ）。然而，在实际电路中经常会出现，当LLC工作于轻载高频条件时，随着开关频率 $f_{sw}$ 的进一步提高，变换器电压增益反而变大，从而使得输出电压不稳甚至直接导致过压保护的现象。

LLC变换器可以充分利用漏感作为谐振电感。然而，设计者在设计高频变压器时，却往往只重视漏感的存在，而忽视了分布电容的影响。



$$C_{eq} \approx C_p + \frac{2 \times (C_s + C_j)}{n^2}$$

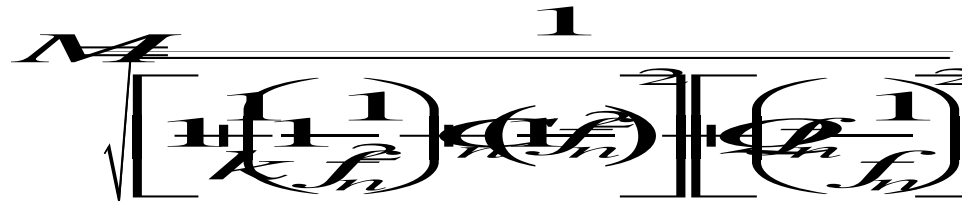
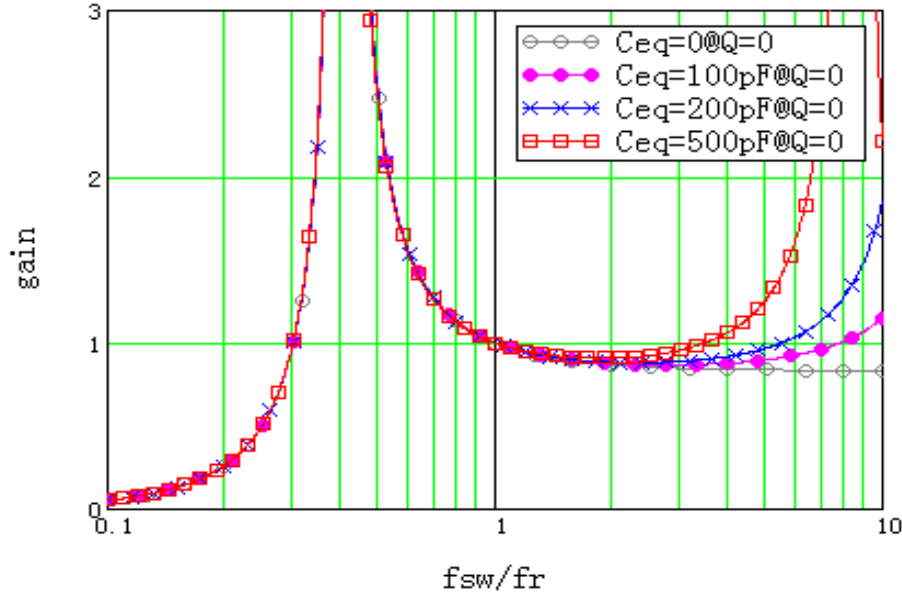
$$M = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right) + C_n (1 - f_n^2)\right]^2 + \left[Q \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right]^2}}$$

$$k = \frac{L_m}{L_r}$$

$$Q = \frac{\omega L_r}{R_{ac}}$$

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r}$$

$$C_n = \frac{C_{eq}}{C_r}$$



左图为：以 $k=5$ 为例，通过Mathcad软件仿真得到不同 $C_{eq}$ 时的空载增益曲线。

理想情况下 ( $C_{eq}=0$ )，当LLC谐振变换器的工作频率增加，其电压增益减小，尤其当工作频率大于谐振频率 $f_r$ 时，电压增益的减小变得缓慢。

实际情况下，由上述分析及上图可知，由于变压器和二极管寄生分布电容的存在，使得输出电压增益曲线新增加了一个谐振点，且随着分布电容 $C_{eq}$ 的增大，LLC在空载下的增益曲线失真现象越为严重。因此，分布电容的存在是LLC变换器工作在轻载或空载时出现电压失控现象的重要因素之一。

## 三、轻载增益失真的解决对策

为了解决LLC变换器在轻载下输出电压增益曲线失真的问题，有以下四种方法加以解决。

### (1) 降低电路中的分布电容

文献[1]给出了针对LLC整流二极管存在寄生电容的解决方案。

高频变压器的分布电容由变压器结构、材料以及绕组布局决定，在高频条件下不容忽视，其主要由匝间电容和层间电容组成。

①对于绕线式的绕组，以双层绕组为例，有四种不同的绕法来验证其绕组分布电容的大小。

②对于条状铜箔的绕组，由于线圈在紧密绕制时，铜箔的宽度比匝间间距要大的多，其分布电容通常可等效为平行极板电容模型。因此，可以通过增加层间绝缘胶带或厚度，或选取较小介电常数的绝缘材料，降低分布电容，但是该方法有绝缘材料和工艺控制的限制。

通过上述方法，在高频变压器设计以及绕制阶段有所注意，可以在一定程度上降低分布电容，但由于其操作复杂，并且也不能完全消除分布电容的影响。因此，需要寻找其他简单易行的方法来解决。



## (2) 增大电感系数 $k$ 值

寄生谐振频率由谐振电感 $L_r$ 和寄生分布电容 $C_{eq}$ 谐振而得。不管是减小 $L_r$ 或 $C_{eq}$ ，均可使寄生谐振频率增大。

以下列举了一个LLC参数设计实例，如表1所示。

表1  $k=4$ 和 $k=10$ 时的LLC关键参数实例

$k$	4	10
谐振频率 $f_{sw}$	100[kHz]	
谐振电感 $L_r$	156.1[ $\mu$ H]	75.36[ $\mu$ H]
谐振电容 $C_r$	16.2[nF]	33.6 [nF]

从表1可以得到，在相同的谐振频率和励磁电感条件下，若增大电感系数 $k$ 值，其对应的谐振电感 $L_r$ 降低，从而使得寄生谐振频率在空载增益曲线上向右移动。即：电路在轻载或空载工作条件下，开关频率与寄生谐振频率之间的范围变宽，从而可有效地抑制LLC谐振变换器在轻载时输出电压增大的现象。





### (3) 增加假负载

增加假负载是抑制LLC在轻载下电压增益曲线失真最简单的方法，因为随着负载的增大，寄生电容的作用将减弱，使LLC谐振变换器在轻载工作条件下所需的开关频率被限制在增益失真的谐振频率之前。然而，这并不适用于一些待机要求严格或者高效率的应用场合，因为额外增加负载，不仅降低变换器的转换效率，也增大了变换器的体积。

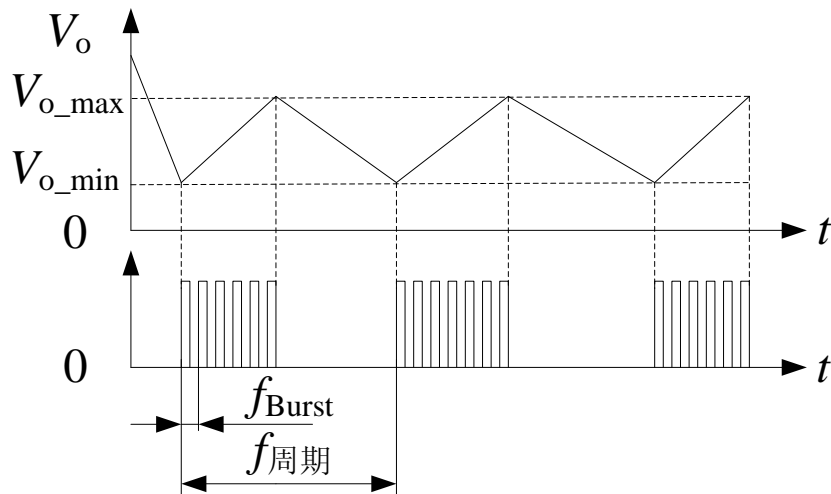


## (4) 间歇式控制模式

对于LLC变换器，Burst控制模式的实现可以通过以下两步来实现。

(1) 电流检测电路采用滞环控制方式，判断电路是否进入轻载。

(2) 确认变换器进入轻载范围后，对输出电压进行检测。当输出电压 $V_o$ 从大变小至 $V_{o\_min}$ 时，则变换器以恒定频率 $f_{Burst}$ 的驱动信号驱动开关管；当输出电压 $V_o$ 上升至 $V_{o\_max}$ 时，关断开关管的驱动信号直到输出电压 $V_o$ 减小至 $V_{o\_min}$ 时，如此反复。





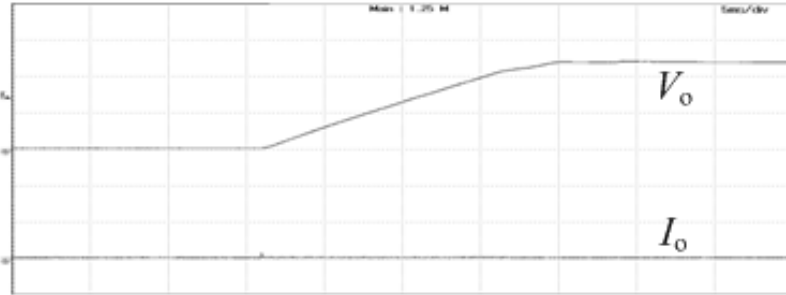
## 四、实验验证

表2 样机参数表

输出电压	12V
输出电流	20A
输入电压	360~420V
谐振频率	105kHz
谐振电感	84 $\mu$ H
谐振电容	30nF
原边开关管	SPP15N60CFD
整流二极管	MBR60L45CTG
控制芯片	dsPIC33FJ16GS502

若不考虑LLC变换器在空载或轻载下的输出电压增益失真问题，则变换器会因为缺少合适的闭环工作频率点，在开机软启阶段接近结束的时候发生输出过压保护的问题。

因此，基于上述分析，在硬件设计上采用较大的电感系数 $k=10$ ，同时考虑到样机生产过程中的器件参数误差，采用“10%载以下Burst控制模式”的控制策略，实现了样机的正常工作，并在一定程度上提高了轻载效率。



$V_o$ : 5V/div  
 $I_o$ : 1A/div  
time: 5ms/div

空载启动过程中， $V_o$ 平稳上升，无明显的过冲现象，也无浪涌电流冲击，具有良好的软启动特性。

$V_{in}=400V$ 时的空载启动波形



$V_o$ : 2V/div  
 $I_o$ : 5A/div  
time: 200ms/div

(a) 采用PI控制策略



$V_o$ : 2V/div  
 $I_o$ : 5A/div  
time: 5ms/div

(b) 采用Burst控制策略

LLC变换器采用PI控制策略以及Burst控制策略的输出电压稳态波形  
( $V_{in}=400V$ , 10%载)



表3  $V_{in}=400V$ ，带10%负载时的转换效率以及纹波系数

控制策略	PI	Burst
效率	86.78%	92.45%
Peak-Peak纹波系数	0.43%	2.21%

实验数据表明，LLC变换器轻载采用Burst控制模式，可显著提高LLC变换器轻载下的转换效率：10%载效率由86.78%上升到92.45%。这是由于对于LLC谐振变换器而言，为了实现全范围的软开关，励磁电感一般都较小，使得在轻载时，该励磁电流在电路中环流，从而大大降低轻载时的转换效率。然而，纹波系数对电源变换器而言，也是一个很重要的电气参数。通过实验数据可得，采用PI控制模式的输出电压纹波系数满足设计要求，但是转换效率较低；而当电路采用Burst控制模式时，可显著提高轻载效率，不过会略微牺牲纹波系数。



(1) 本文通过对LLC变换器工作在轻载状态下的输出电压增益失真现象的分析研究。

(2) 对LLC进行FHA建模，通过Mathcad软件仿真，得到变换器的分布电容影响着LLC的轻载输出性能。

(3) 提供四种方案加以改进：

(a) 降低电路中的分布电容；

(b) 增大电感系数 $k$ 值；

(c) 增加假负载；

(d) 间歇式控制模式。

(4) 通过制作样机验证了分析设计的合理性与可行性。

实验结果表明，采用上述方法可以有效地提高LLC变换器轻载运行的稳定性与可靠性。



福州大学  
FUZHOU UNIVERSITY

---

谢谢!