

onsemi™

YOSUN

大联大·芯通路

大联大通

## onsemi 全桥的LLC方案

Orson Chen

应用技术处

友尚集团

# 大纲

1. 摘要
2. 简介
3. 全桥LLC谐振式转换器电路动作原理
4. 转换器参数设计和输出寄生电容对效率的影响
5. 实测结果
6. 结论

# 摘要

1. 使用半桥LLC谐振式控制芯片完成全桥LLC谐振式转换器的制作；
2. 分析初级侧功率晶体管的输出寄生电容对全桥LLC谐振式转换器的效率影响，并予以优化。

# 简介

## 高功率

1. 使用半桥LLC谐振式控制芯片去控制第一臂功率晶体管；
2. 使用耦合变压器输出反向讯号以驱动第二臂功率晶体管。

## 高转换效率

1. 使用同步整流技术控制次级侧开关；
2. 调整第一臂功率开关的输出寄生电容，以平衡双臂开关动作不一致所造成的效率影响。

# 半桥与全桥优缺点比较

半桥LLC谐振式转换器	全桥LLC谐振式转换器
功率晶体管 × 2	功率晶体管 × 4
谐振槽参考点： $+V_{in}$ 和 $0$	谐振槽参考点： $+V_{in}$ 和 $-V_{in}$
控制方式较为简易	控制方式较为困难
应用于小功率	应用于大功率
市面较多为半桥LLC控制芯片	市面目前还未有全桥LLC控制芯片

# 全桥LLC谐振式转换器动作原理

# 零电压切换(ZVS)

1. LLC谐振式转换器最大的一项特性就是在全负载范围下都可以达到零电压切换(ZVS)状态；
2. 使用ZVS可降低切换损失(Switching Loss)；
3. LLC谐振式转换器是利用死区时间，加上转换器处于感性操作下达到ZVS状态。

# 纯L与纯C转换器

操作频率易受到负载变化的影响

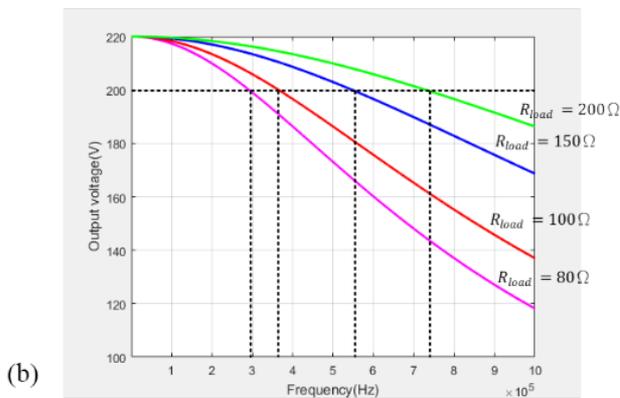
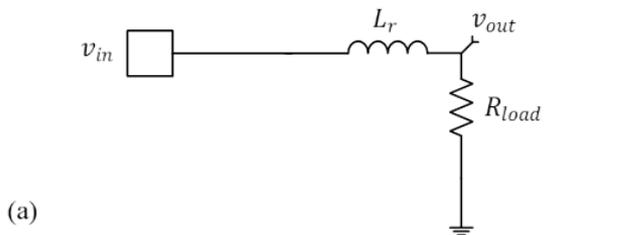


图1 纯L转换器及不同输入频率、不同负载下输出仿真结果

转换器增益易受到负载变化的影响

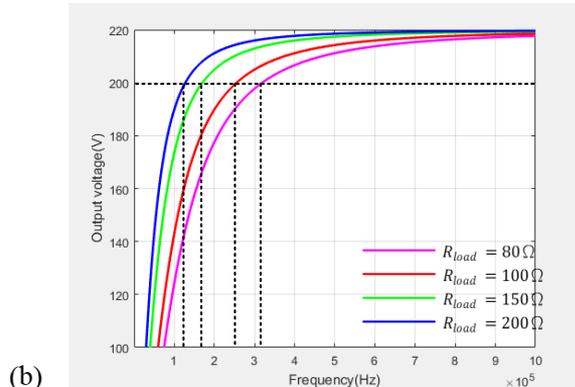
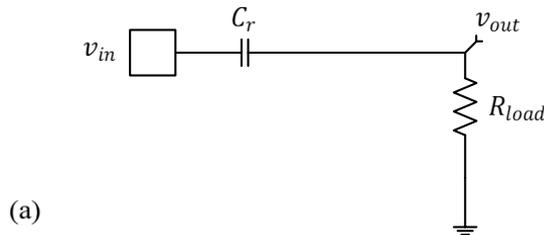


图2 纯C转换器及不同输入频率、不同负载下输出仿真结果

# LC谐振式转换器

此转换器具有上述两种转换器的优缺点

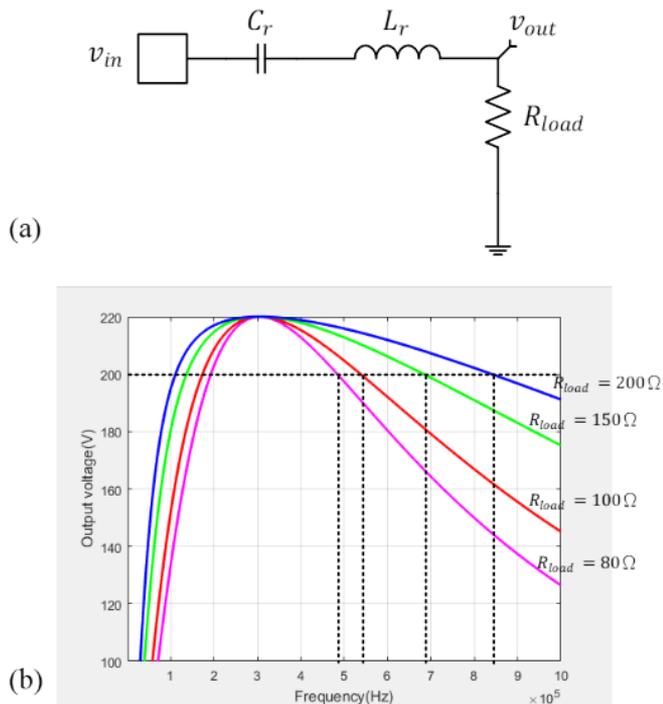


图3 LC谐振式转换器及不同输入频率、不同负载下输出仿真结果

# LLC谐振式转换器

1. 负载变化下操作频率较不会出现剧烈的变化；
2. 转换器增益增加在设计上有更多弹性。

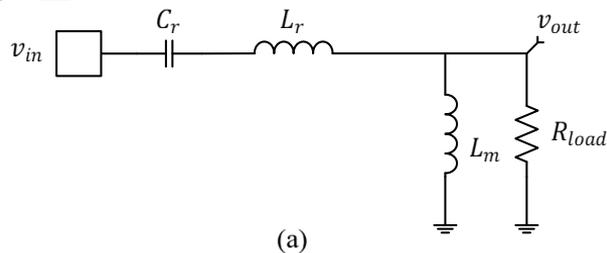
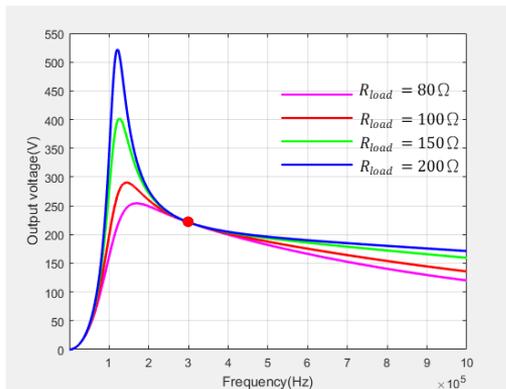
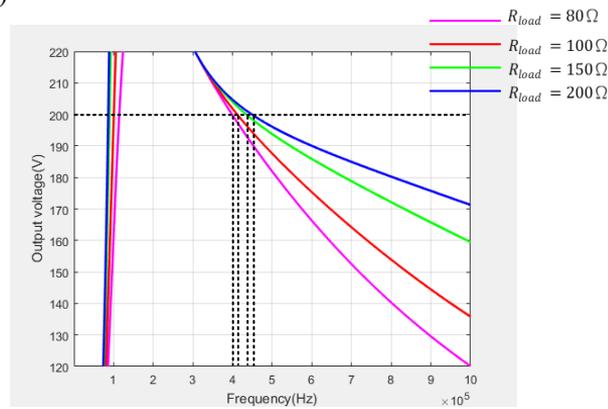


图4 LLC谐振式转换器及不同输入频率、不同负载下输出仿真结果



(b)



(c)

# LLC谐振式转换器

1. Region 1 : 转换器位于电感性区，功率晶体管皆工作于ZVS状态；
2. Region 2 : 转换器处于电阻性区，功率晶体管维持工作于ZVS状态；
3. Region 3 : 转换器位于电容性区，二极管工作于零电流切换(ZCS)状态。

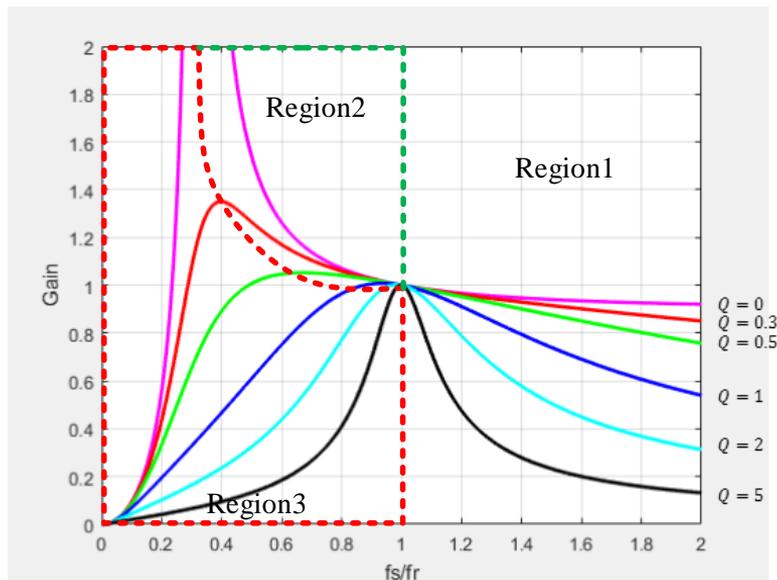


图5 LLC谐振式转换器频率响应

# LLC谐振式转换器

初级侧为全桥电路与LLC谐振槽，次级侧为全波整流电路。

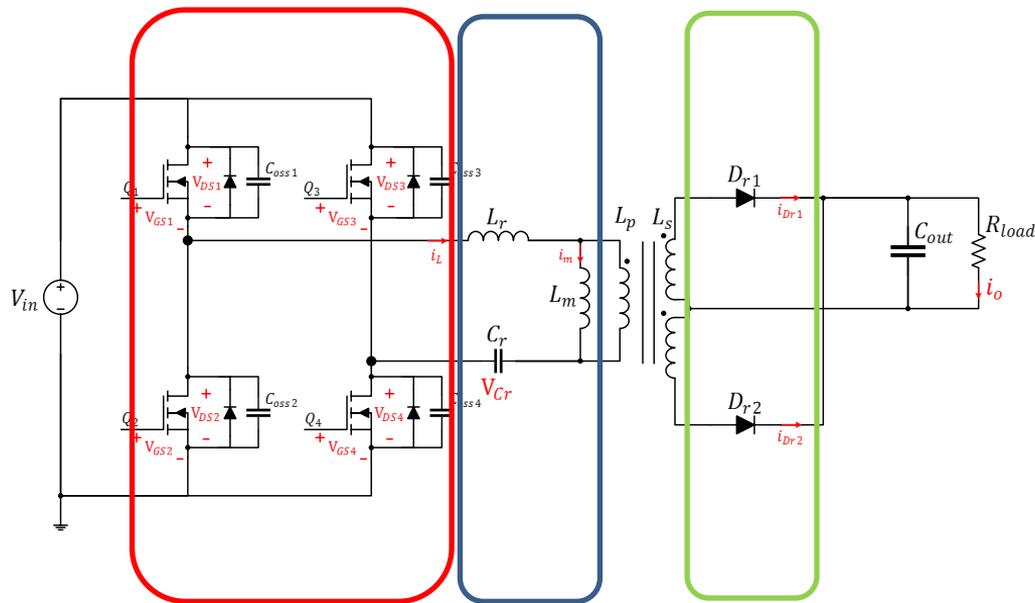


图6 全桥式LLC谐振转换器电路架构

# 工作状态波形

四颗功率晶体管的动作、谐振槽的电流状况与输出二极管电流的波形。

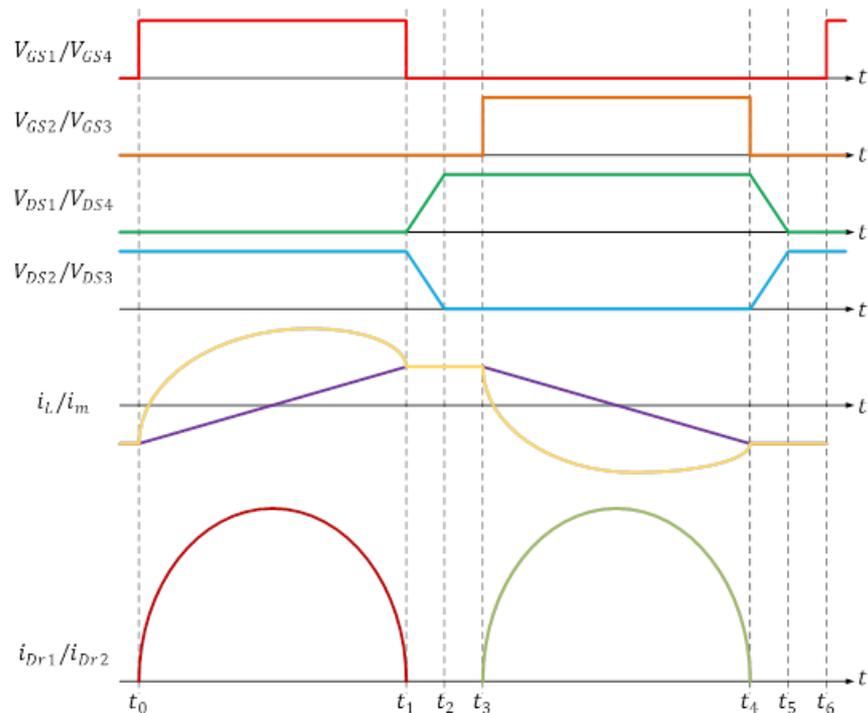


图7 全桥LLC谐振式转换器架构工作状态波形

# 工作原理(模式一, $t_0 \leq t < t_1$ )

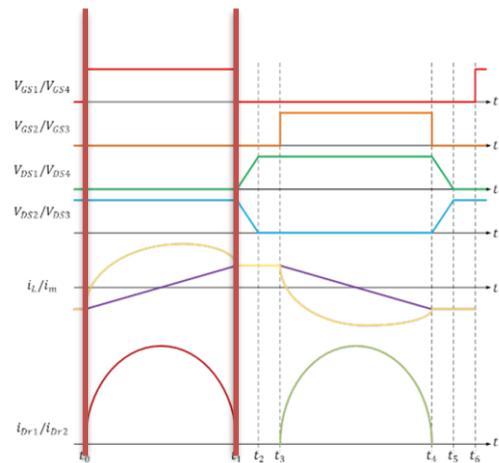
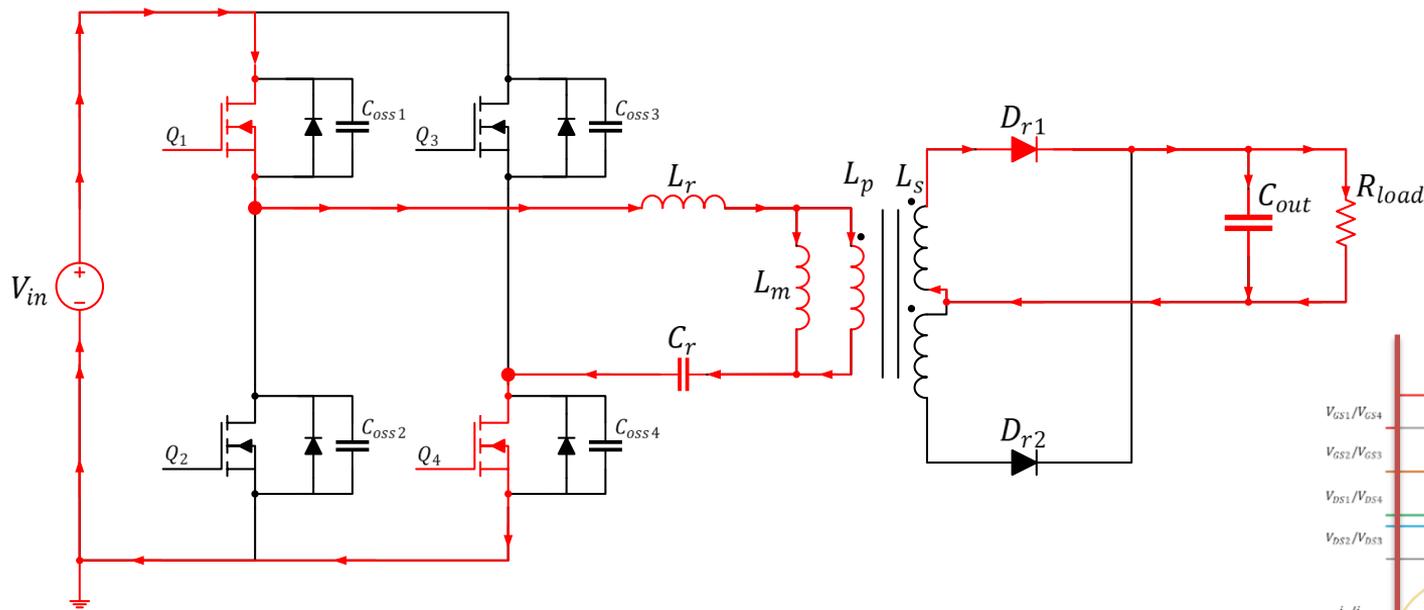


图8全桥LLC谐振式转换器模式一等效电路( $t_0 \leq t < t_1$ )

# 工作原理(模式二, $t_1 \leq t < t_2$ )

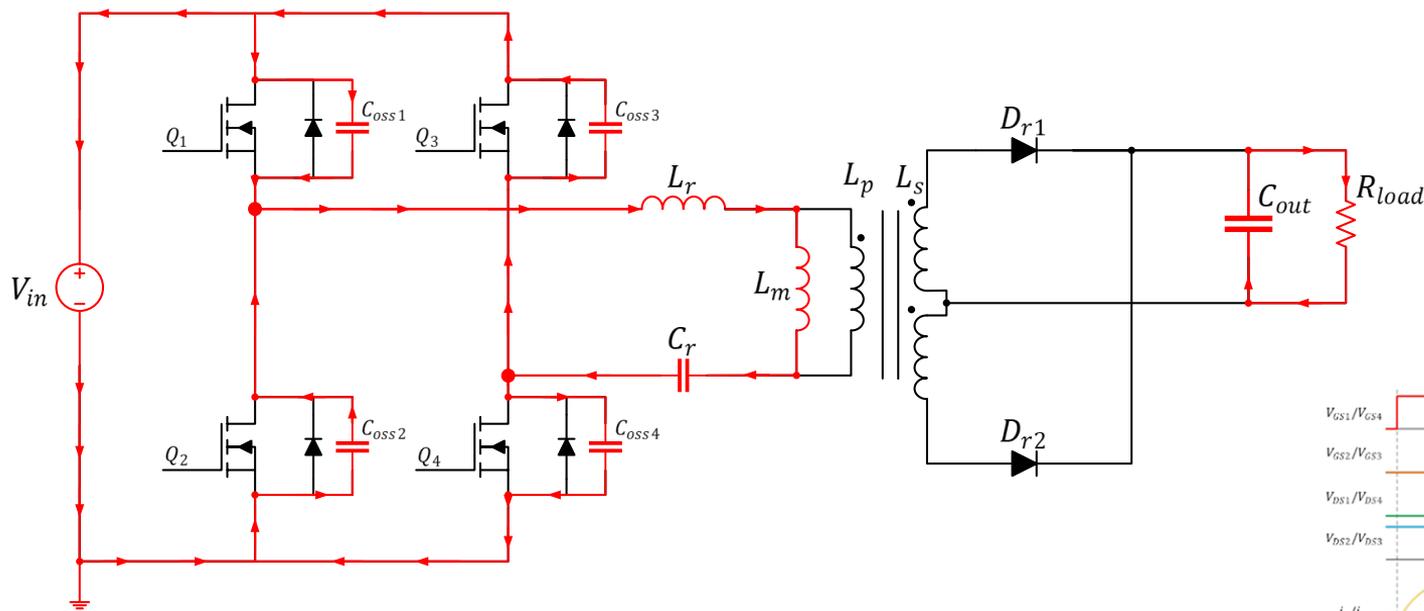
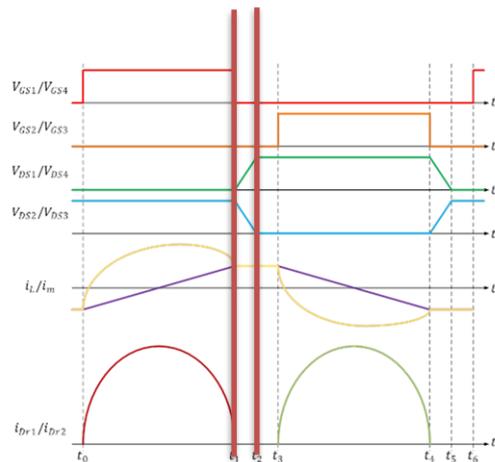


图9 全桥LLC谐振式转换器模式二等效电路( $t_1 \leq t < t_2$ )



# 工作原理(模式三, $t_2 \leq t < t_3$ )

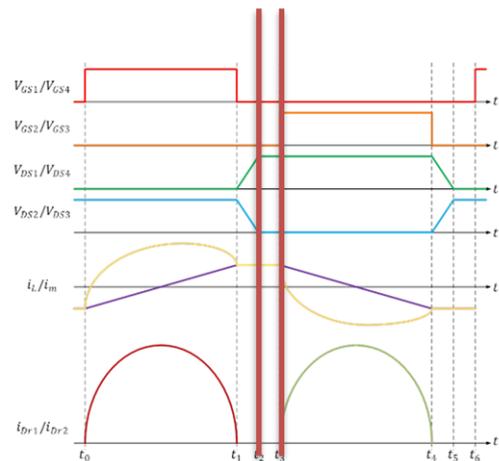
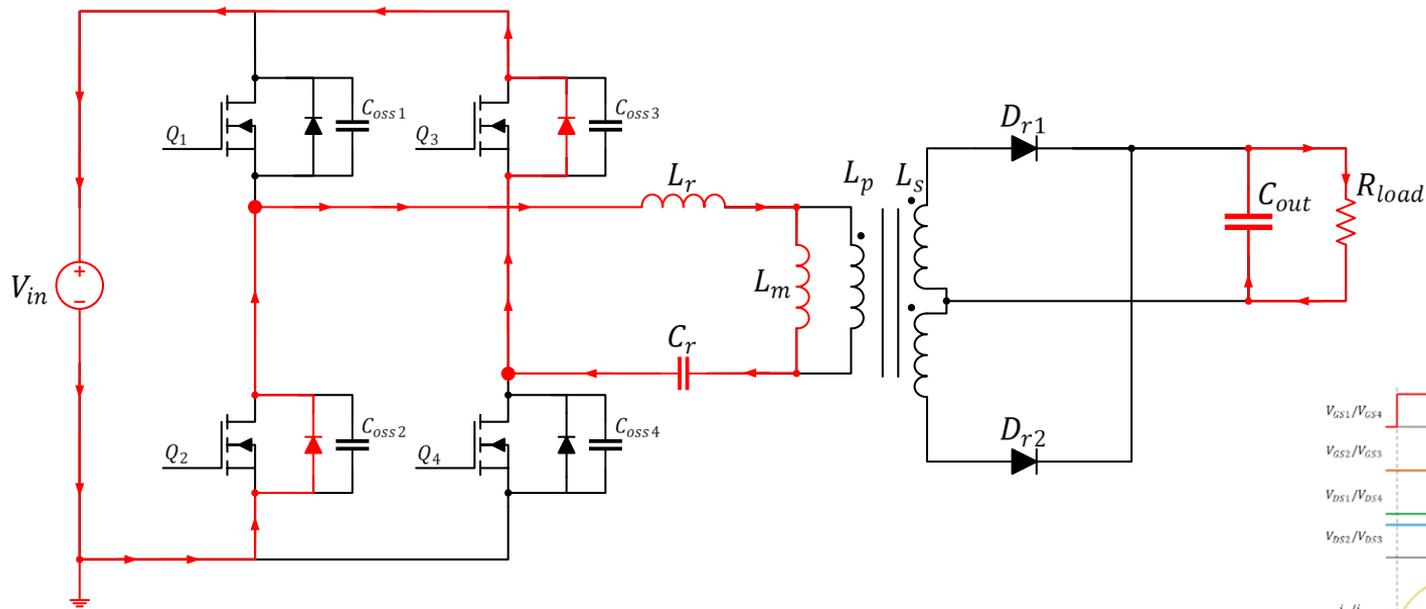


图10 全桥LLC谐振式转换器模式三等效电路( $t_2 \leq t < t_3$ )

# 工作原理(模式四, $t_3 \leq t < t_4$ )

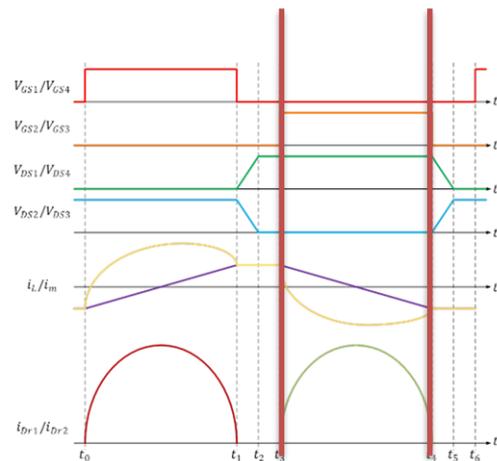
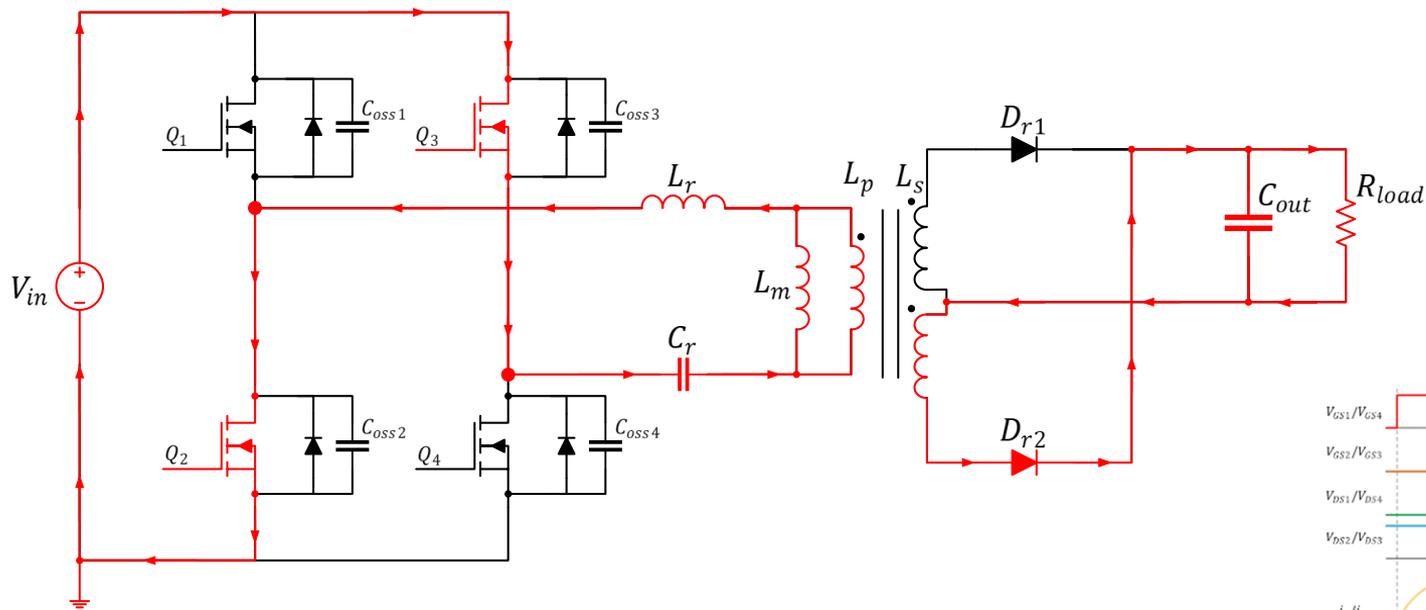


图11 全桥LLC谐振式转换器模式四等效电路( $t_3 \leq t < t_4$ )

# 工作原理(模式五, $t_4 \leq t < t_5$ )

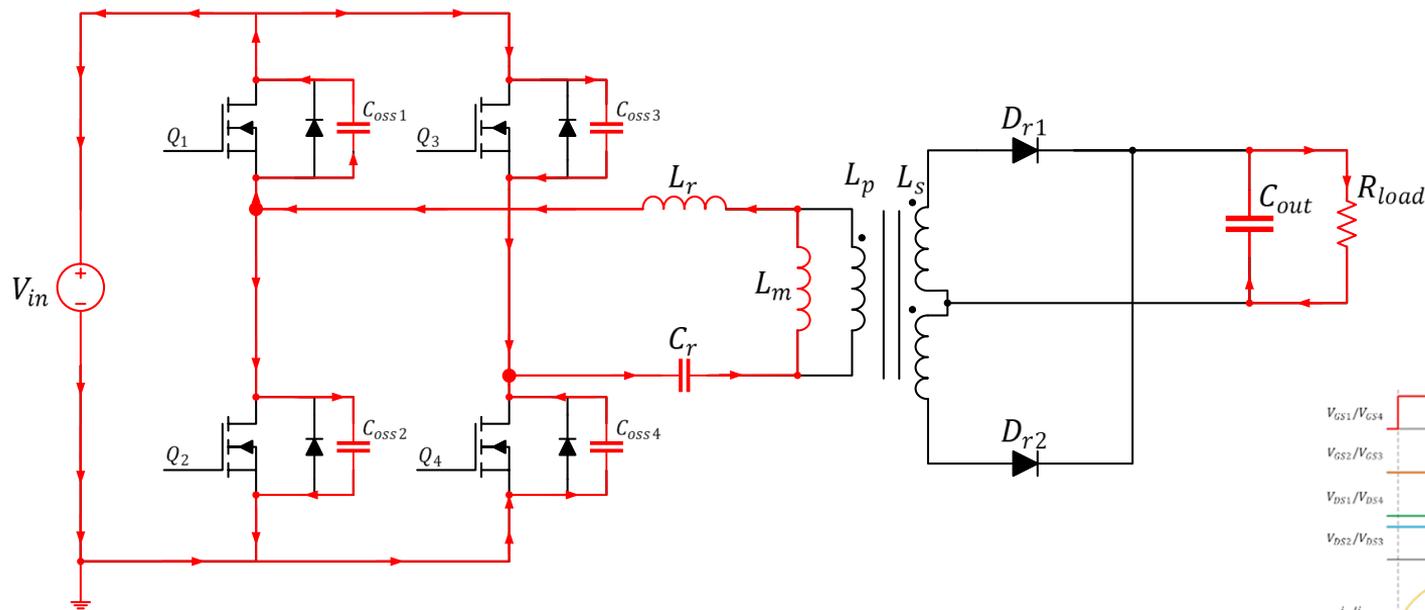
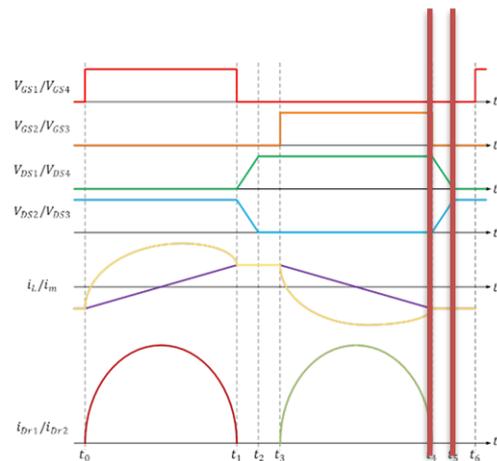


图12 全桥LLC谐振式转换器模式五等效电路( $t_4 \leq t < t_5$ )



# 工作原理(模式六, $t_5 \leq t < t_6$ )

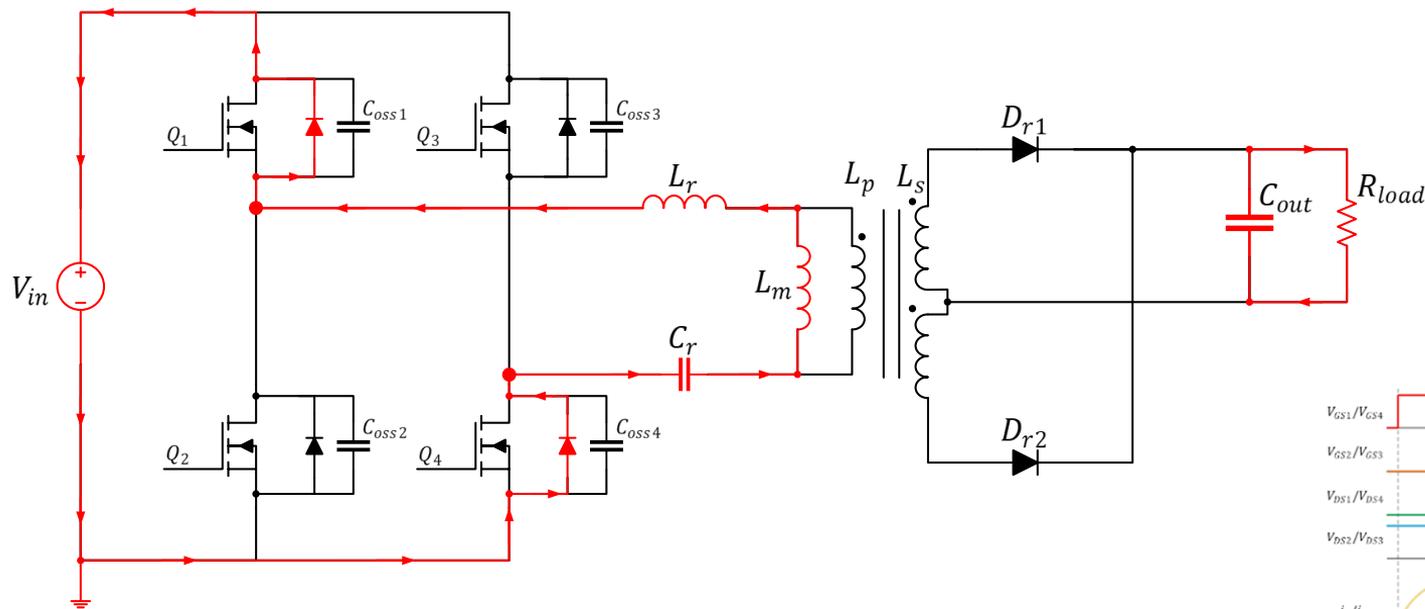
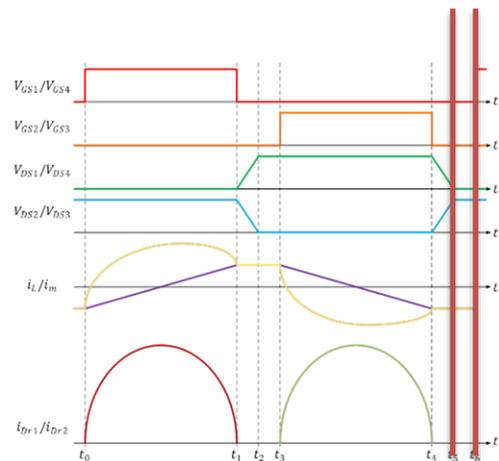


图13 全桥LLC谐振式转换器模式六等效电路( $t_5 \leq t < t_6$ )



# 输出寄生电容对转换器效率分析

# 谐振槽参数设计

半桥与全桥架构差别在转换器的输入状态由0至 $V_{in}$ 变为 $+V_{in}$ 至 $-V_{in}$ ，故计算采用半桥LLC谐振槽方式并以两倍输入电压进行计算。

表1 规格及元器件料号

参数名称 / 组件名称	规格 / 型号
输入电压范围( $V_{in}$ )	350VDC ~ 420VDC
输出电压( $V_{out}$ )	48VDC
满载额定功率( $P_{out}$ )	1800W
谐振频率( $f_r$ )	82kHz
转换器初级侧功率晶体管	STF13N80K5
转换器次级侧整流二极管	P10L150SP

# 变压器匝比

为了让转换器都保持在最佳转换效率，选择当输入电压额定时，转换器增益为1。

$$G_{(nom)} = \frac{n(V_{out}+V_{Dr})}{2DV_{in(nom)}} = 1 \quad (1)$$

$$n = \frac{2DV_{in(nom)}G_{(nom)}}{(V_{out}+V_{Dr})} = \frac{2 \times 400 \times 0.5 \times 1}{(48+2 \times 0.66)} = 8.11 \quad (2)$$

其中

$G_{(nom)}$ ：额定输入电压下的增益；

$V_{in(nom)}$ ：额定输入电压；

$V_{out}$ ：输出电压；

$V_{Dr}$ ：次级侧整流二极管的顺向导通电压。

# 转换器增益范围

由(1)式将额定输入电压设定为最大或最小的输入电压，得到该转换器的增益范围：

$$G_{(min)} = \frac{n(V_{out}+V_{Dr})}{2DV_{in(max)}} = \frac{8.11 \times (48+2 \times 0.66)}{0.5 \times 2 \times 420} = 0.952 \quad (3)$$

$$G_{(max)} = \frac{n(V_{out}+V_{Dr})}{2DV_{in(min)}} = \frac{8.11 \times (48+2 \times 0.66)}{0.5 \times 2 \times 350} = 1.143 \quad (4)$$

其中

$G_{(min)}$  : 转换器的最小增益 ;

$G_{(max)}$  : 转换器的最大增益 ;

$V_{in(max)}$  : 最大输入电压 ;

$V_{in(min)}$  : 最小输入电压。

# 质量因素

不同的质量因素会得到相对应的转换器增益。

$$Q = \frac{0.95}{KG_{(max)}} \times \sqrt{K + \frac{G_{(max)}^2}{G_{(max)}^2 - 1}} = \frac{0.95}{8.6 \times 1.143} \times \sqrt{8.6 + \frac{1.143^2}{1.143^2 - 1}} = 0.328 \quad (5)$$

其中

$K$ ：轉換器中激磁電感與諧振電感的比值。

# 初级侧的等效电阻

求出满载下反射至初级侧的等效电阻:

$$R_{load} = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = \frac{48^2}{1800} = 1.28\Omega \quad (6)$$

$$R_p = 8 \frac{n^2 R_o}{\pi^2} = 8 \times 8.11^2 \times \frac{1.28}{\pi^2} = 68.24\Omega \quad (7)$$

其中

$R_p$  : 满载下负载反射至初级侧的电阻。

# 谐振电容

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Q R_p} = \frac{1}{2 \times \pi \times 82000 \times 0.328 \times 68.24} = 86.715nF \quad (8)$$

$$Q_{(fix)} = \frac{1}{2\pi f_r R_p C_r} = \frac{1}{2 \times \pi \times 82000 \times 68.24 \times 99 \times 10^{-9}} = 0.287 \quad (9)$$

其中

$Q_{(fix)}$ ：修正后的质量因素。

根据(8)式得到理想上谐振电容值为86.715nF，依据实际状况选择谐振电容值为99nF。

# 谐振电感、激磁电感

$$L_r = \frac{Q_{(fix)}R_p}{2\pi f_r} = \frac{0.287 \times 68.24}{2 \times \pi \times 82000} = 38\mu H \quad (10)$$

$$L_m = KL_r = 8.6 \times 35 \times 10^{-6} = 300\mu H \quad (11)$$

可得 $C_r$ 为 $99nF$ 、 $L_r$ 为 $35\mu H$ 与 $L_m$ 为 $300\mu H$ 。

# 变压器匝数

为制作大功率转换器，本案采用两颗变压器并联输出，选用PC47PQ40/40铁芯。

表2 PC47PQ40/40铁芯之规格

铁芯	磁通密度100°C	铁芯有效长度	铁芯有效面积	铁芯有效体积
PQ40/40	4800Gauss	102mm	201mm <sup>2</sup>	20500mm <sup>3</sup>

# 变压器匝数

$$N_P = \frac{V_{in(nom)} D \times 10^8}{4 A_e f r B_{max}} = \frac{400 \times 0.5 \times 10^8}{4 \times 201 \times 10^{-3} \times 2400 \times 82000} = 126.4 \text{ Turn} \quad (12)$$

$$N_S = N_P \frac{1}{n} = 126.4 \times \frac{1}{8.11} = 15.585 \text{ Turn} \quad (13)$$

其中

$N_P$  : 变压器初级侧匝数 ;

$N_S$  : 变压器次级侧匝数 ;

$B_{max}$  : 铁芯饱和磁通密度 ;

$A_e$  : 铁芯有效面积。

选定 $N_P$ 为126匝、 $N_S$ 为16匝。

# 谐振电感匝数

为制作大功率转换器，本案采用谐振电感独立存在，铁芯选用PC47PQ26/20。

表3 PQ26/20铁芯之规格

铁芯	感应系数	铁芯有效长度	铁芯有效面积	铁芯有效体积
PQ26/20	6170nH/N <sup>2</sup>	46.3mm	119mm <sup>2</sup>	5490mm <sup>3</sup>

# 谐振电感匝数

$$N_r = \sqrt{\frac{L_r}{A_L}} = \sqrt{\frac{35 \times 10^{-6}}{6170 \times 10^{-9}}} = 2.382 \text{Turn} \quad (14)$$

其中

$N_r$  : 谐振电感匝数。

本案选择 $N_r$ 为3匝。

# 输出电容设计

$$T_{(min)} = \frac{1}{f_r} (1 - D) = \frac{1}{82000} \times (1 - 0.5) = 6.098\mu S \quad (15)$$

$$V_{out(ripple)} = 0.002V_{out} = 0.002 \times 48 = 0.0096V \quad (16)$$

$$C_{out} \geq \frac{37.5 \times 6.098 \times 10^{-6}}{0.0096} \geq 2382\mu F \quad (17)$$

其中

$T_{(min)}$  : 初级侧功率晶体管最小导通时间 ;

$V_{out(ripple)}$  : 输出电压涟波 ;

$C_{out}$  : 输出滤波电容。

为降低电压涟波，故在转换器输出端加上电解电容，本案选用Nichicon所生产的560 $\mu F$ /100V电解电容五颗并联。

# $C_{OSS}$ 对效率的影响

1. **dead time**过短将导致 $C_{OSS}$ 能量无法完全转移完毕造成切换损耗；
2. **dead time**过长将导致多于能量流经本体二极管造成导通损耗；
3. 本案使用之半桥**LLC**谐振式控制芯片藉由侦测 $C_{OSS}$ 能量是否释放完毕调整**dead time**；
4. 重载下转换器功率损耗以变压器铁损和铜损为主。

# Region 1 模式二

Region 1(轻载)状态下，变压器依旧进行能量传递。

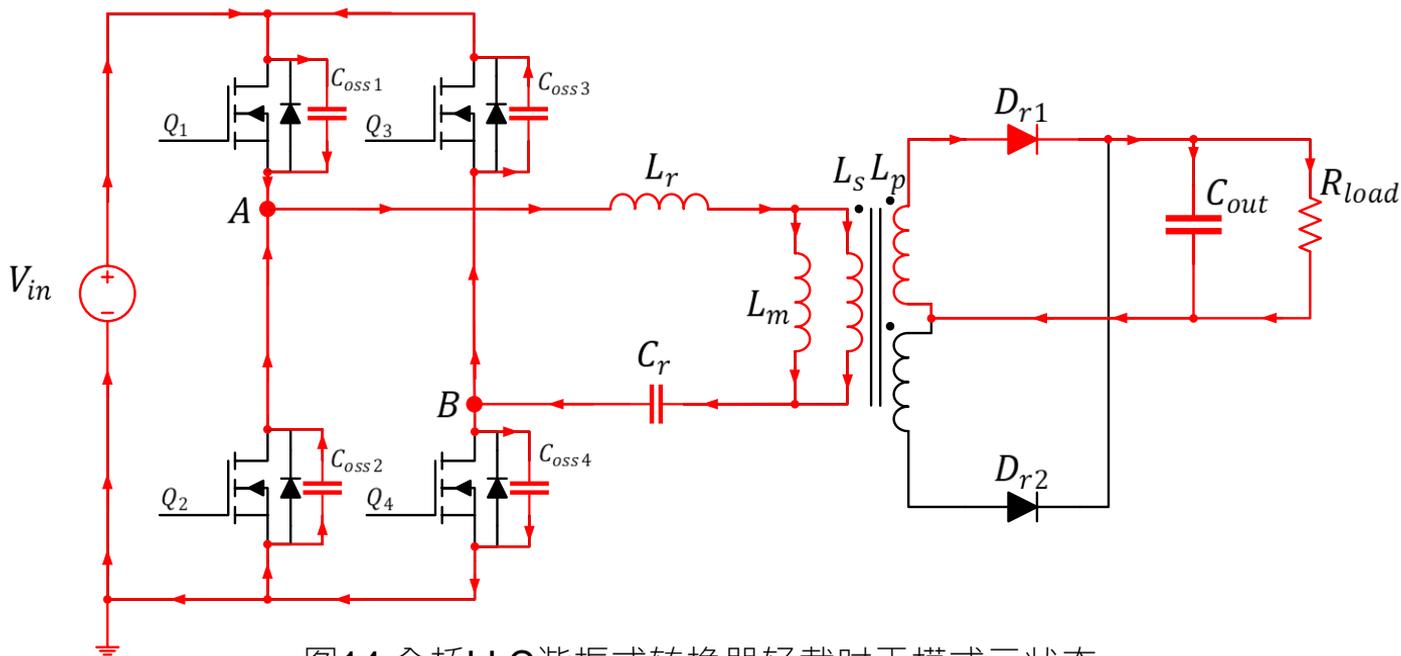


图14 全桥LLC谐振式转换器轻载时于模式二状态

# Region 1 模式二

回路中转移的能量是固定的，每一个状态下只会有一对角输出寄生电容充满电荷。

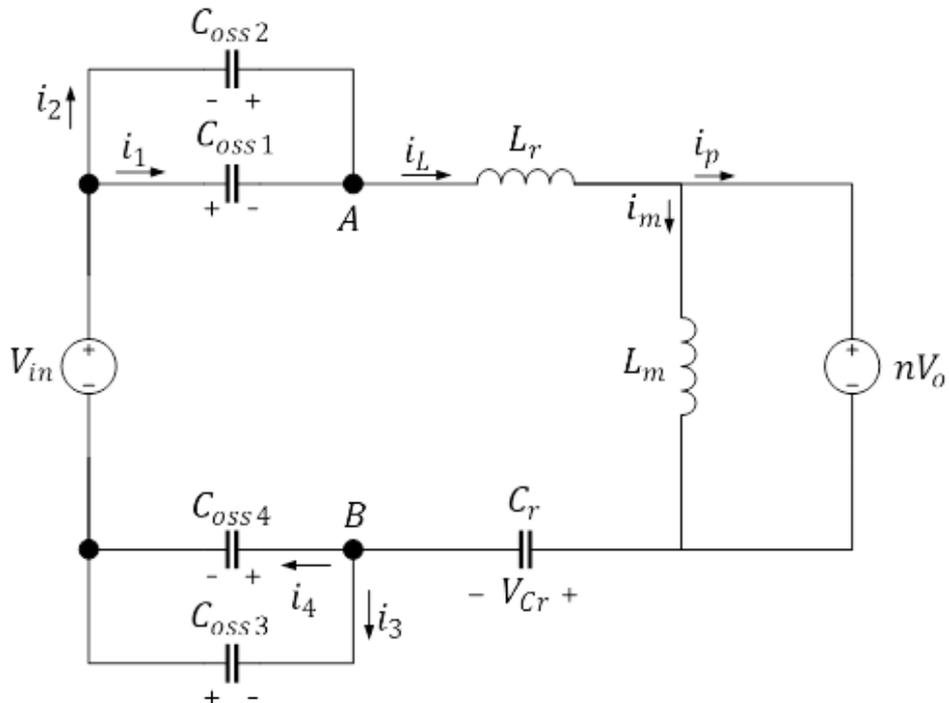


图15 全桥LLC谐振式转换器轻载时于模式二之等效电路图

# 理想ZVS时间计算

输出寄生电容内的能量会等于谐振槽流动的能量。

$$(C_{oss1} // C_{oss4}) V_{AB} = i_L t_{ZVS} \quad (18)$$

$$(C_{oss1} // C_{oss4}) V_{in} = i_L t_{ZVS} \quad (19)$$

$$i_L = i_m + i_p \quad (20)$$

$$i_L = \frac{nV_o}{L_m} t_{ZVS}^2 + \frac{I_o}{n} t_{ZVS} \quad (21)$$

其中

$V_{AB}$  : 谐振槽电压 ;

$Q_{AB}$  : 总电荷量 ;

$t_{ZVS}$  : 达成ZVS所需要的dead time 。

# 理想ZVS时间计算

$$(C_{oss1} // C_{oss4})V_{in} = \frac{nV_o}{L_m} t_{ZVS}^2 + \frac{I_o}{n} t_{ZVS} \quad (22)$$

$$\frac{nV_o}{L_m} t_{ZVS}^2 + \frac{I_o}{n} t_{ZVS} - (C_{oss1} // C_{oss4})V_{in} = 0 \quad (23)$$

$$t_{ZVS} = \frac{\frac{I_o}{n} + \sqrt{\left(\frac{I_o}{n}\right)^2 + 4\left(\frac{nV_o}{L_m}\right) \times (C_{oss1} // C_{oss4})V_{in}}}{2\frac{nV_o}{L_m}} \quad (24)$$

当负载为300W情况下，理想 $t_{ZVS} = 1.2947ns$ 。

# $C_{oss}$ 计算

因控制芯片无法侦测第二臂功率晶体管 $C_{oss}$ 能量是否释放完毕；且耦合变压器回路造成双臂时间差；故需要更多时间让第二臂释放能量；本案采并联第一臂的输出寄生电容以延长 dead time。

# $C_{oss}$ 计算

同一对输出寄生电容储能相同。

$$Q_{Coss1} = Q_{Coss4} \quad (25)$$

$$\frac{i_L}{V_{in}} t_{ZVS1} = \frac{i_L}{V_{in}} t_{ZVS2} \quad (26)$$

因为双臂功率晶体管存在时间差，导致第二臂功率晶体管无法于 **dead time** 时间内释放完所有能量，也代表需要更多时间让第二臂释放能量，故  $t_{ZVS1} < t_{ZVS2}$ 。

# $C_{oss}$ 计算

将 $t_{ZVS2}$ 代入(23)式可得:

$$\frac{nV_o}{L_m} t_{ZVS2}^2 + \frac{I_o}{n} t_{ZVS2} - (C_{oss,New})V_{in} = 0 \quad (27)$$

$$C_{oss,New} = \frac{\frac{nV_o}{L_m} t_{ZVS2}^2 + \frac{I_o}{n} t_{ZVS2}}{V_{in}} \quad (28)$$

$$C_{oss1} + C_{ossX} = C_{oss,New} \quad (29)$$

求得第二臂优化后得 $C_{oss,New}$ 为 $82pF$ ，再由(29)式可得第一臂功率晶体管需并联 $32pF$ 输出电容。

# Dead time过长

继续增加 $C_{OSS}$ 持续延长dead time，将导致第二臂 $C_{OSS}$ 在能量转移完毕后剩余能量流经第二臂开关的自体二极管。

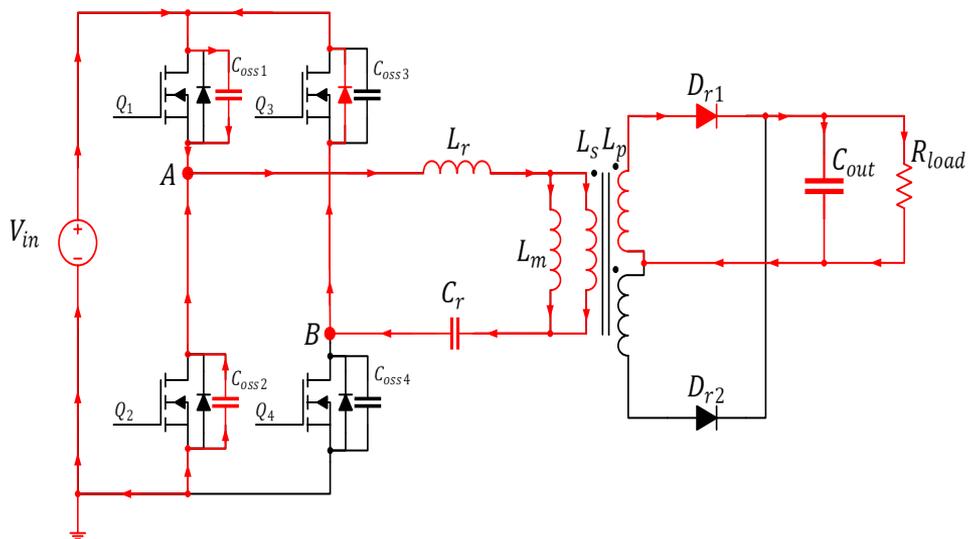


图16 全桥LLC谐振式转换器轻载时于模式二延长dead time

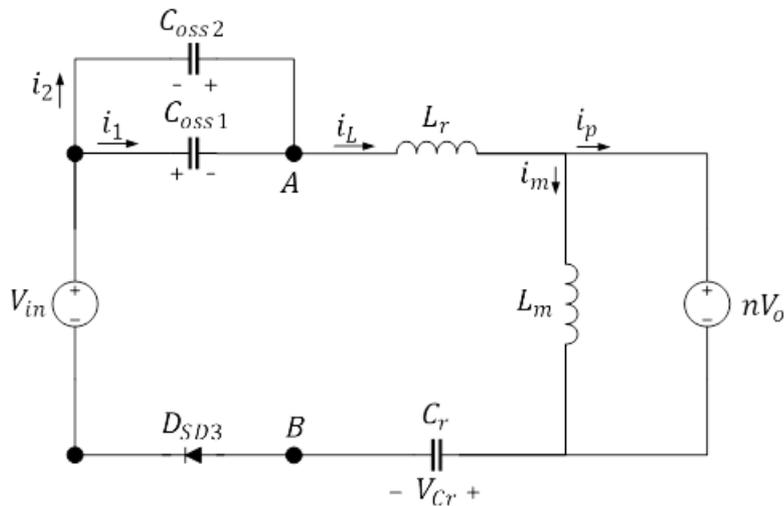


图17 全桥LLC谐振式转换器轻载时于模式二延长dead time之等效电路

# Dead time过长

$$P_{ZVS,Con} = i_L V_{D_{SD3}} (t_{ZVS,exc} - t_{ZVS,mod}) \quad (30)$$

其中

$t_{ZVS,exc}$  : 过长的ZVS时间 ;

$t_{ZVS,mod}$  : 最佳的ZVS时间。

当第一臂  $C_{oss}$  增加超过  $32pF$  之后，每增加  $10pF$ ，便会增加大约  $500pW$  的功率损失。

# 实测结果

# 实体制作

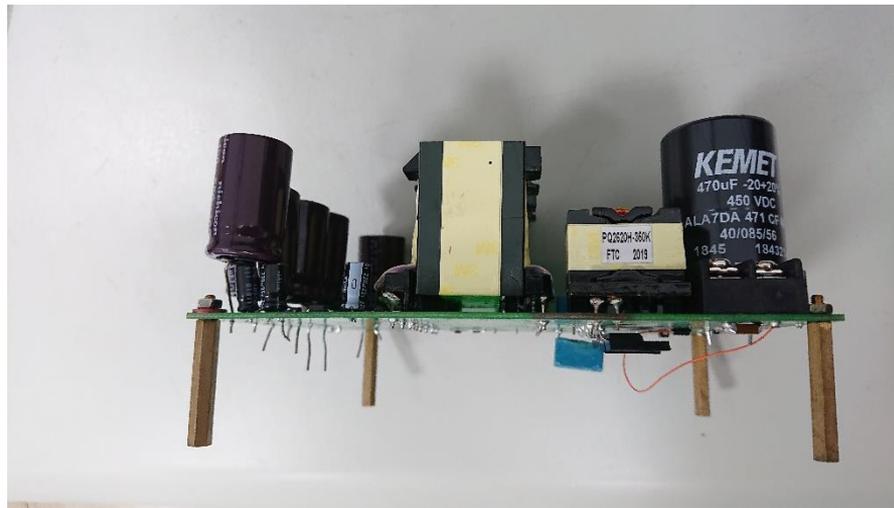
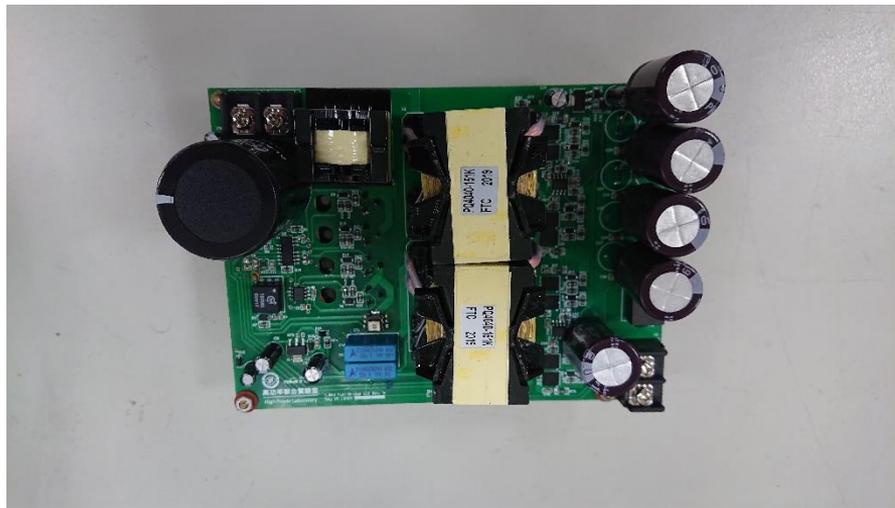


图18 全桥LLC谐振式转换器实体制作

# 转换器架构图

全桥LLC谐振转换器结合次级侧同步整流。

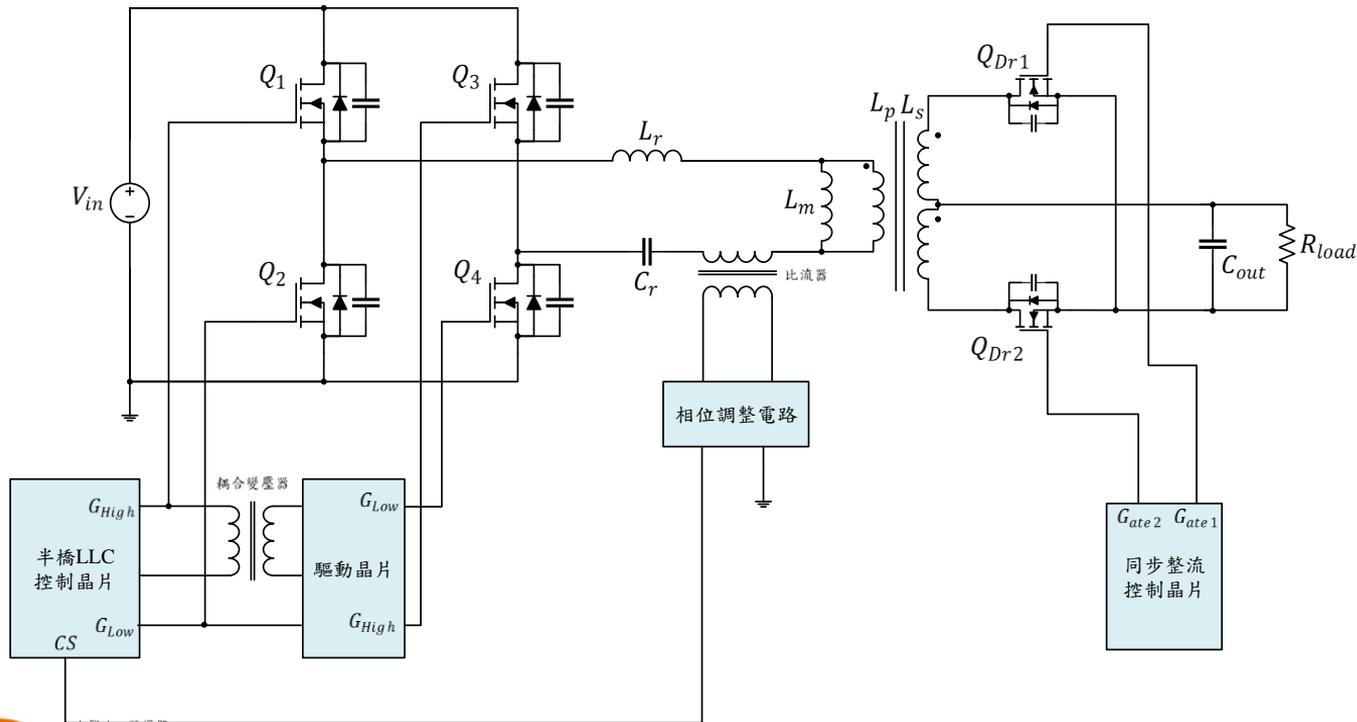


图19 全桥LLC谐振式转换器完整架构

# 转换器规格

表4 转换器规格与数值

规格	数值
输入电压范围( $V_{in}$ Range)	$350V_{dc} \sim 420V_{dc}$
输出电压( $V_{out}$ )	$48V_{dc}$
满载谐振频率( $f_r$ )	82kHz
谐振电容( $C_r$ )	99nF
谐振电感( $L_r$ )	35 $\mu$ H
激磁电感( $L_m$ )	300 $\mu$ H
转换器初级侧LLC谐振式控制芯片	NCP13992
转换器初级侧驱动芯片	NCP5304
转换器次级侧同步整流控制芯片	NCP4318

# 操作频率

LLC谐振式转换器切换方式为脉波频率调变，因此转换器的操作频率会随着负载变化。



图20 全桥LLC谐振式转换器操作频率(输出功率300W)

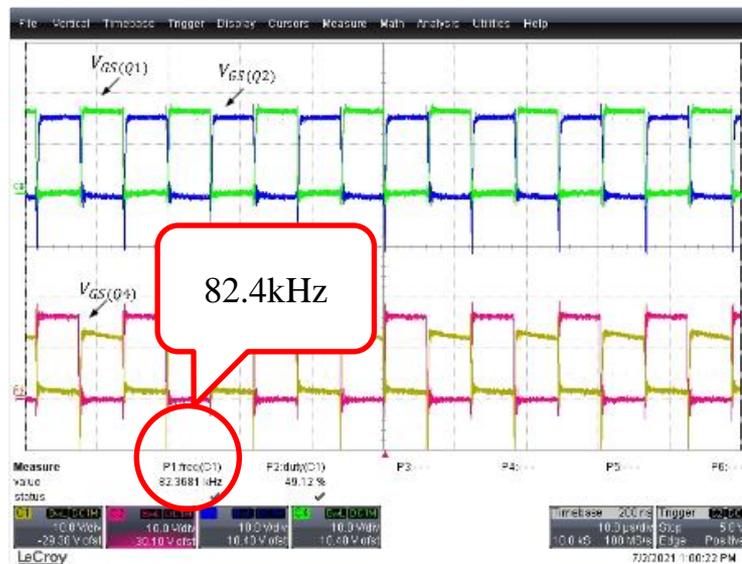


图21 全桥LLC谐振式转换器操作频率(输出功率1200W)

# ZVS状态

本案使用半桥LLC谐振式控制芯片完成全桥LLC谐振式转换器，也导致两臂dead time时间无法一致，因而无法达到初级侧功率晶体管皆进入ZVS状态。

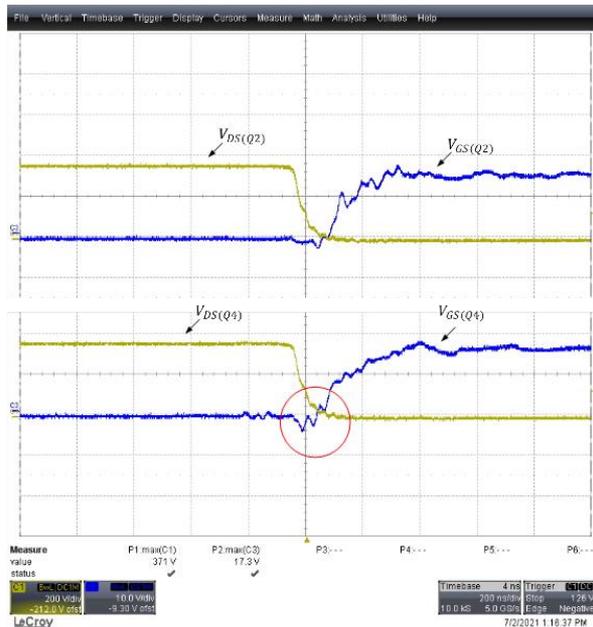


图22 全桥LLC谐振式转换器初级侧下桥功率晶体管ZVS状态

# 初始转换效率

完成1200W的全桥LLC谐振式转换器，重载下转换效率平均为96%。

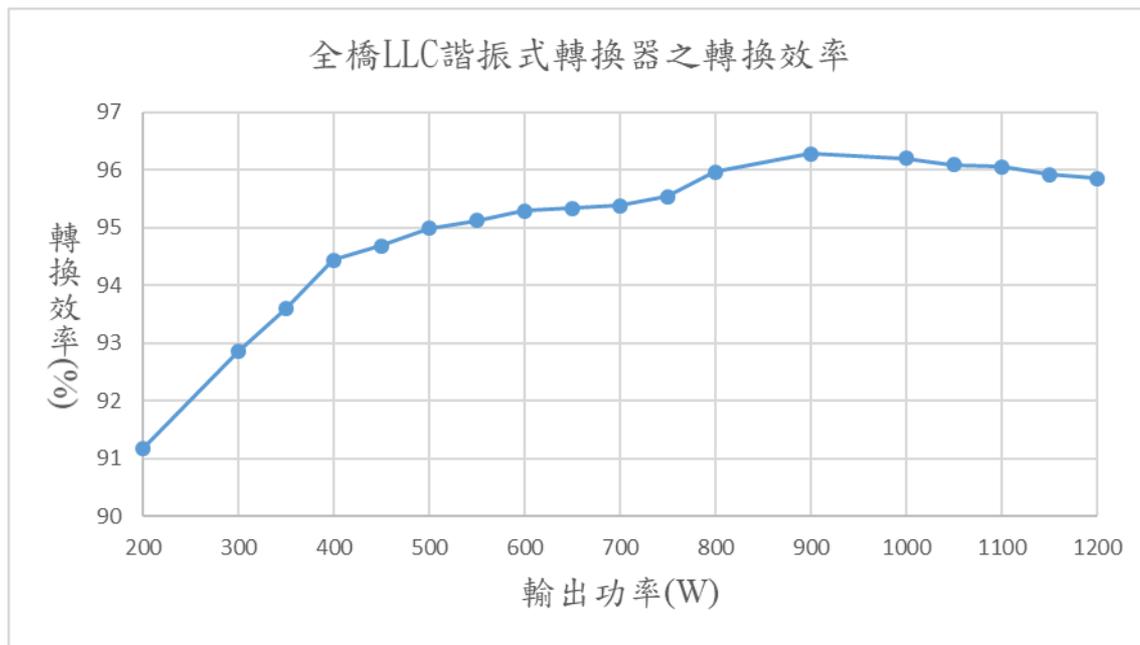


图23 全桥LLC谐振式转换器之转换效率

# 次谐波振荡

转换器制作中发现次谐波振荡现象，导致变压器发出极大噪音。

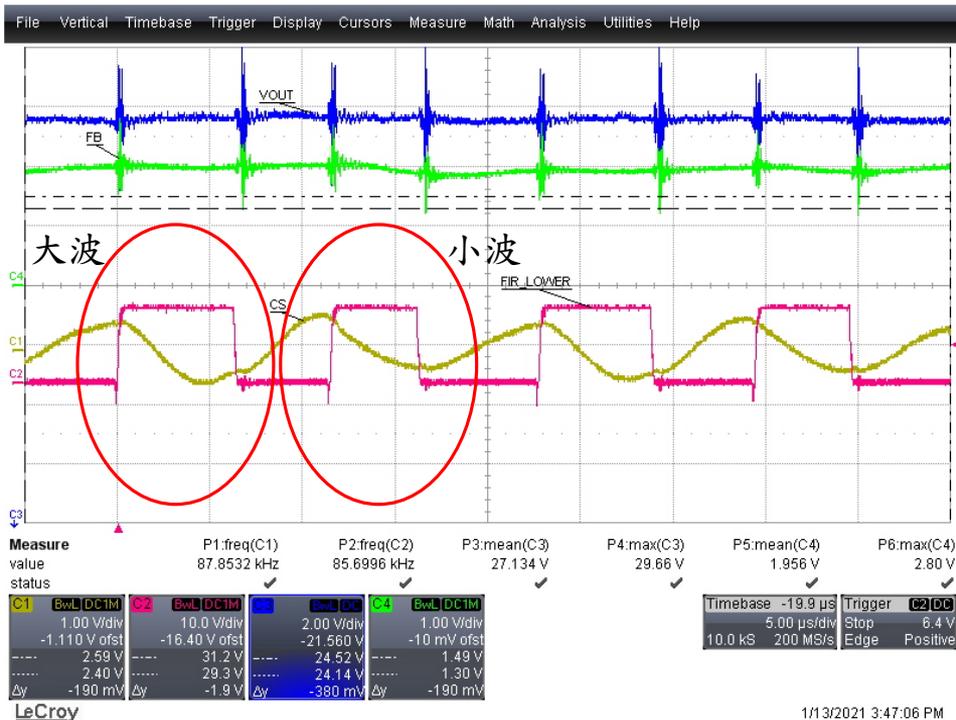


图24 全桥LLC谐振式转换器之比流器无相移回路

# 比流器回路

实际谐振槽电流与比流器取样电流具有相位差，导致最终进入控制器的信号与实际有落差，经相移回路解决次谐波振荡。

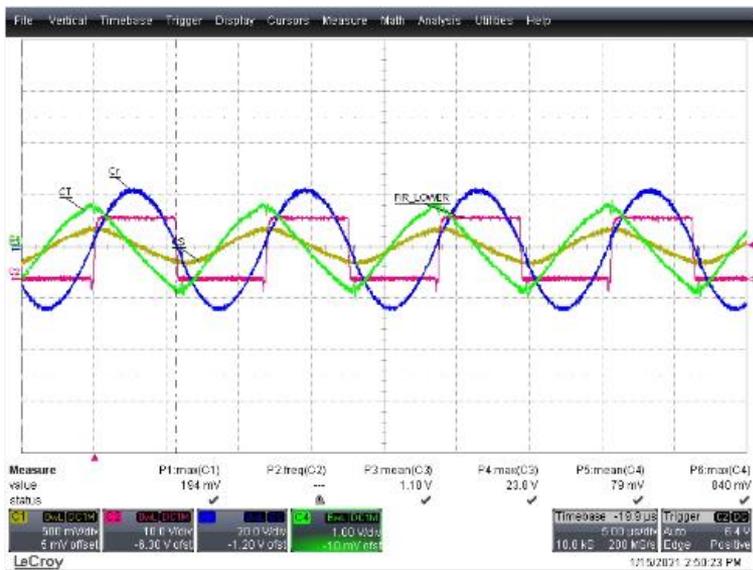


图25 全桥LLC谐振式转换器之比流器回路状态(未调整前)

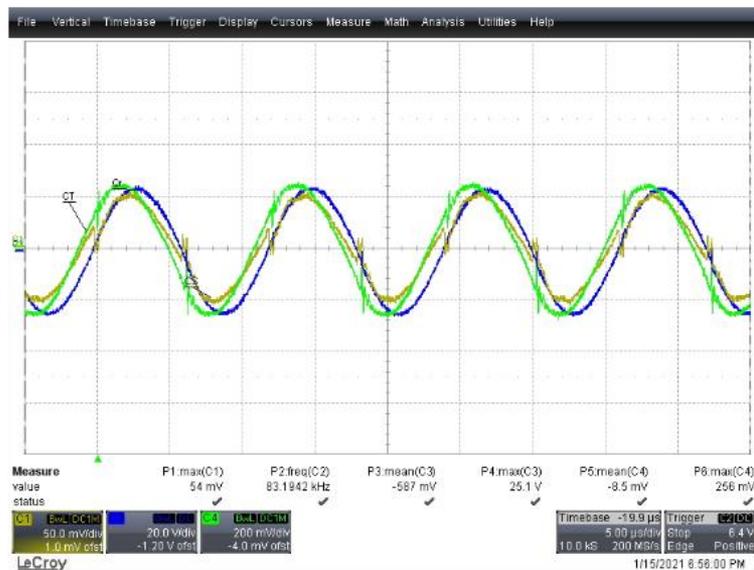
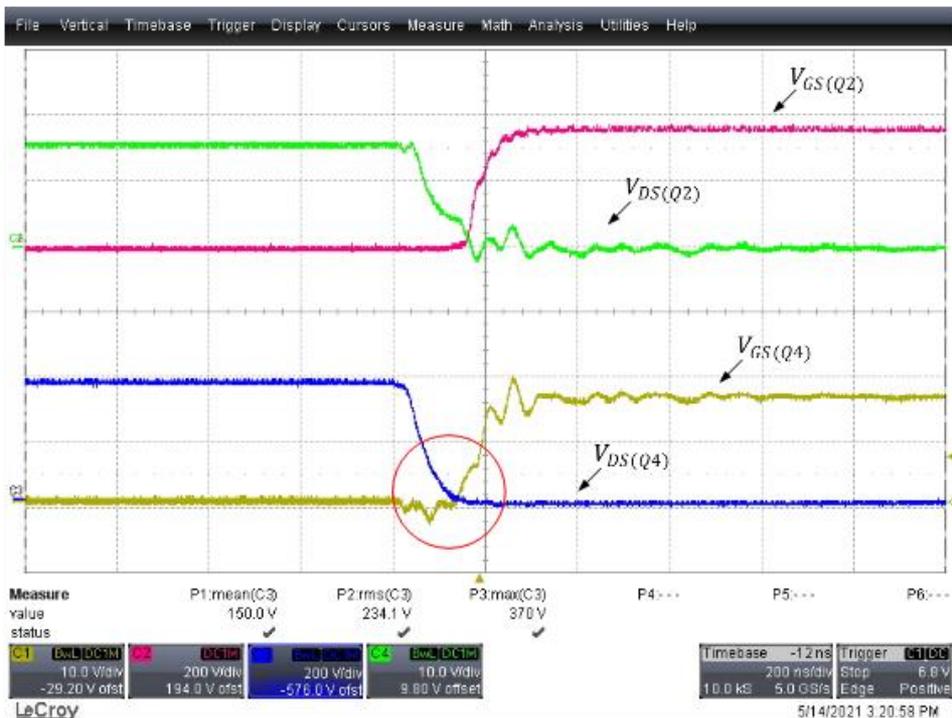


图26 全桥LLC谐振式转换器之比流器有相移回路

# ZVS修正

调整第一臂功率开关的输出寄生电容，达到双臂功率晶体管皆进入ZVS状态。



# Dead time过多

调整第一臂输出寄生电容过多，导致第二臂出现导通损失。

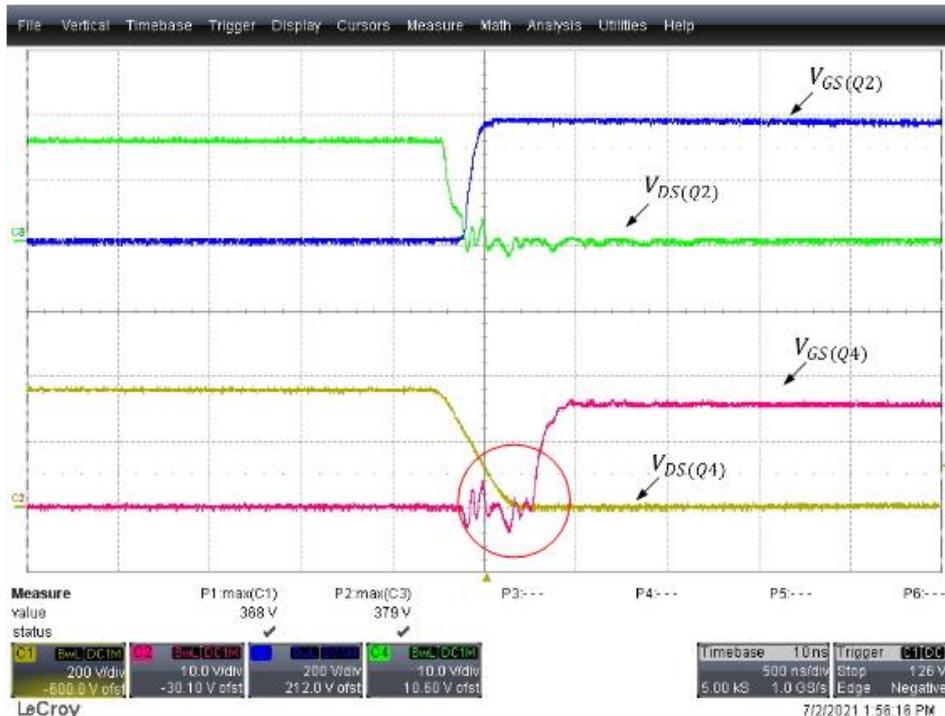
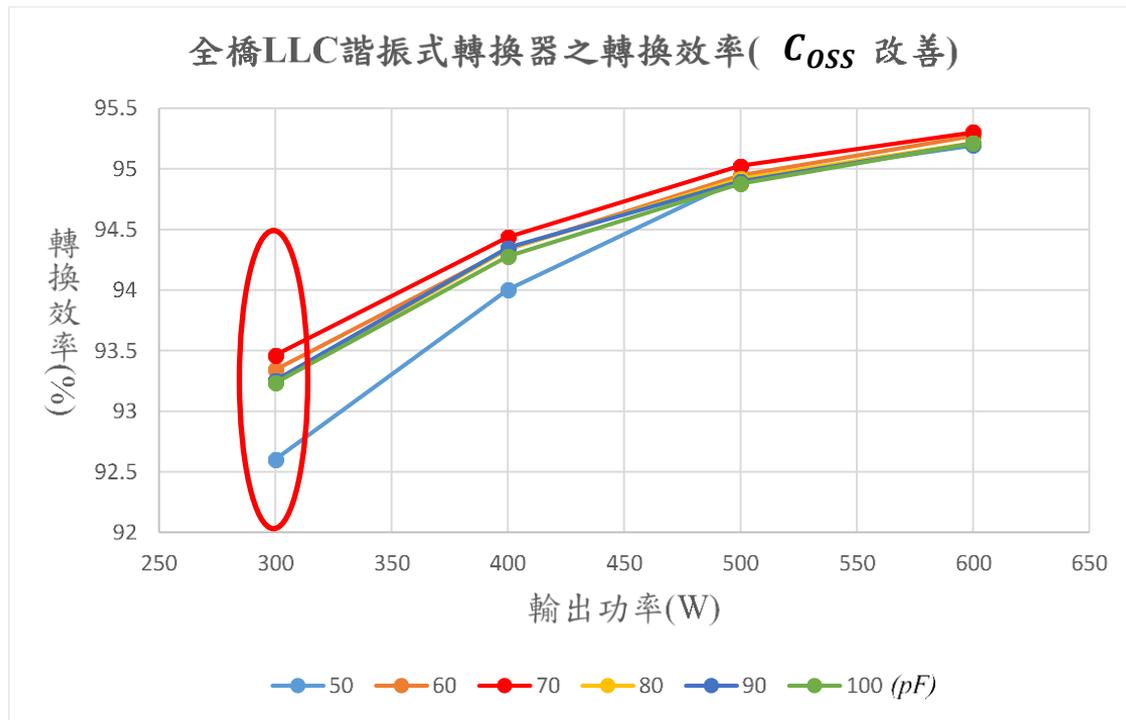


图28 全桥LLC谐振式转换器第一臂并联过多 $C_{oss}$

# 修正后的转换效率

300W时效率由92.603%提升至93.462%。



# 结论

# 结论

1. 采用半桥LLC谐振式控制芯片完成全桥LLC谐振式转换器，在相同的输入电压下，能够输出更高的功率；
2. 使用控制芯片控制第一臂功率晶体管，并调整第一臂功率晶体管的 $C_{oss}$ 以延长转换器dead time，达到四颗功率晶体管进入ZVS状态，以提升转换器轻载效率；
3. 实现1800W全桥LLC谐振式转换器，由实测结果可知转换器在300W输出下效率由92.603%提升至93.462%，转换器电路最高效率可达96.272%。

# Reference

1. Ping Wang, Guodong Cui, Liuye Chen, “Analysis and Design of LLC with new Current Driven Synchronous Rectifiers”, IEEE, 2011
2. onsemi, “FAN7688” , datasheet, 2015
3. Rashid Ali, Adam Noora, Muhammad Mudassir Fareed, Zain-Ul-Abdin Alias Faraz, Shahid Hussain Siyal, “Computational Analysis of PT/CT Contact Behavior for a Heavy Water Reactor at High Temperature and Pressure”, IEEE, 2018
4. Yuequan Hu, Jianwen Shao, Teik Siang Ong, “6.6kW High-Frequency Full-Bridge LLC DC/DC Converter with Sic MOSFETs”, IEEE, 2019
5. Fanghua Zhang, “Novel Forward–Flyback Hybrid Bidirectional DC–DC Converter”, IEEE, 2009
6. XueZhe Wei, Xiaopeng Zhao, Dai Haifeng, “The application of flyback DC/DC converter in Li-ion batteries active balancing”, IEEE, 2009
7. Cheon-Yong Lim, Jung-Kyu Han, Moo-Hyun Park, Keon-Woo Kim, “Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC Converter With High Efficiency and Reduced Output Filter Using Center-Tapped Clamp Circuit”, IEEE, 2019
8. Subhendu Dutta, Dipten Maiti, Arindam K. Sil and Sujit K. Biswas, “A Soft-Switched Flyback Converter with Recovery of Stored Energy in Leakage Inductance”, IEEE, 2012
9. Hai-Nam Vu, Dai-Duong Tran, Woojin Choi, “A Novel Hybrid Soft Switching Full-Bridge PWM and Full-Bridge LLC Converter for On-Board Battery Charger Applications”, IEEE, 2016



# 为您提供在线技术服务体验

一键观看视频介绍: <http://t.cn/AiYVB98S>

设计



1,000+款**系统级解决**  
方案参考设计, 1,200+博  
客文章 覆盖物联网、车  
联网、电源等热门应用  
领域

支持



700+位工程师  
**在线工程答疑与**  
**提供技术支持服务**

购买



系统级方案部份链接  
电商 [wpgdadago.com](http://wpgdadago.com)  
贩卖开发板, 套件, 模块,  
PCBA 板卡

合作



外部方案商与原厂共同  
参与, 取得曝光与媒合  
之机会

大大通注册二维码



微信公众号二维码



THANK YOU