

高效的 LLC 谐振变换器变模式控制策略

潘海燕^{1,2}, 贺超¹, 蒋友明², 陈国柱¹

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027;

2. 台州职业技术学院 电子电气工程系, 浙江 台州 318000)

摘要: 提出了 LLC 谐振变换器采用频率调制(FM)和脉冲宽度调制(PWM)的变模式控制策略。输入额定电压时变换器采用 FM 控制以获得最大性能效率;输入电压降低时,采用非对称占空比 PWM 控制使变换器处于反激变换模式,获得最大电压增益;在输入电压较高或负载较轻时,采用对称占空比 PWM 控制,实现全负载范围内开关管零电压开关(ZVS)和整流二极管零电流开关(ZCS),降低开关损耗。对变模式控制策略工作模式以及特性进行了分析,给出了控制方案电路框图。实验结果验证了变模式控制策略的可行性,变换器获得了更高性能效率和更高功率密度。

关键词: 变模式控制; 脉冲宽度调制; 频率调制; ZVS; ZCS; LLC 谐振变换器; 变换器

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.011

0 引言

随着消费电子产品如 LED 驱动、液晶电视(LCD TV)等设备的迅速增长,要求开关电源具有较高的性能效率和功率密度。与一般软开关变换器相比,LLC 谐振变换器能实现开关管零电压开关(ZVS)和一定条件下整流管的零电流开关(ZCS),拓扑结构元器件数量少,谐振储能元件容易集成到变压器中,具有很高的变换效率,获得了广泛的关注^[1]。

LLC 谐振变换器常规采用可变频率调制(FM)技术,即占空比固定为 1/2 的脉冲宽度调制(PWM)信号对称驱动上下臂开关管,用调节开关频率的方法控制功率流到输出侧。当输入电压在较大范围内变化时,为了使谐振槽电压增益发生变化,获得稳定的输出电压,需调节开关频率偏离谐振点,这将导致 LLC 谐振变换器性能和效率的降低^[2]。为了实现 LLC 谐振变换器在足够电压调整率下更高的负载效率,许多文献提出了各种优化方案,如三电平控制技术^[3]、同步整流技术^[4]和参数优化设计^[1-5]等。在控制策略优化上,文献^[6]添加了由 PWM 控制的辅助电路,获得了轻载效率的改善;文献^[7-8]则提出了采用 FM 和移相 PWM 控制模式的混合式控制策略;文献^[9]采用硬件可变连接操作不同的拓扑结构,以满足不同的应用需要来获得效率的提升。这些控制策略的提出都会带来主电路结构变化,势必对电路的稳定性造成影响。针对这种状况,许多文献对 LLC 谐振槽进行深入分析,提出了参数优

化方案^[1,2,5,10-12]。分析过程表明,变换器品质因数 Q 和变压器励磁电感与谐振电感的比值 K 是直接影响 LLC 谐振变换器变换效率的关键参数,必须谨慎设计。 Q 取决于负载,受所选取的 K 值限制^[10],于是对 LLC 谐振变换器性能影响的关键因素是 K 值的选取,较大 K 值会带来变换器性能优化和效率提高^[1,2,10-11]。

另一方面,负载固定即 Q 值一定时,低 K 值可以获得相同增益范围下更窄的开关频率,这有利于优化变压器尺寸,也便于设计控制电路,于是变换器希望选取较小 K 值和低励磁电感值,折中的结果导致了工业应用中 K 值选取普遍不高^[1]。低 K 值会造成变压器低的励磁电感或高的谐振电感设计,带来更多的导通和开关损耗;并且随着负载减轻,开关频率升高,会带来更大的循环电流。

为解决上述矛盾,本文在不改变主电路结构前提下,提出了 LLC 谐振变换器变模式控制策略:额定输入电压附近采用常规的 FM 控制方式,利用频率改变电路增益,以获得最大的性能效率;输入电压跌落较低时,半桥开关管采用占空比分别为 D 、 $1-D$,频率固定为最小开关频率 f_{\min} 的非对称 PWM 控制方式调节电路增益,避免变换器开关频率低频化;当输入电压升高或负载减轻时,开关管采用占空比为 D 、频率固定为 f_r 的对称 PWM 控制方式调节电路增益,避免变换器开关频率高频化。根据不同输入电压条件切换 3 种工作模式,能有效缩小开关频率工作范围,降低开关损耗和导通损耗,并设计较大的励磁电感,提高 K 值,在全负载范围内,实现效率的全面提升,获得更高的功率密度。

1 3 种控制模式

半桥 LLC 谐振变换器电路如图 1 所示,图中 Q_1 、 Q_2 为开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 的驱动控制信号,常规 FM 控制

收稿日期:2013-11-19;修回日期:2014-11-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177147);浙江省重点科技创新团队项目(2010R50021)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177147) and Zhejiang Key Science and Technology Innovation Group Program(2010R50021)

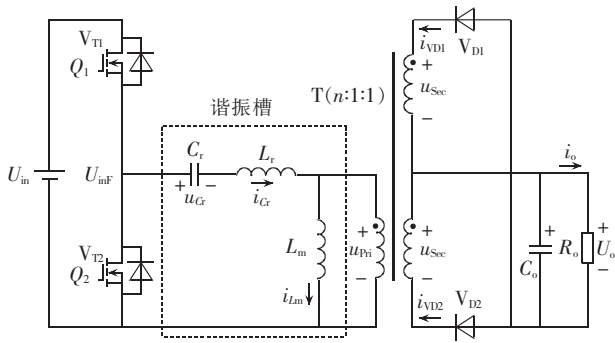


图 1 半桥 LLC 谐振变换器

Fig.1 Half-bridge LLC resonant converter

模式下变换器电压增益如式(1)所示^[13]。

$$G_{dc} = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{2n \sqrt{\left\{ 1 + \frac{1}{K} \left[1 - \left(\frac{f_r}{f} \right)^2 \right] \right\}^2 + Q^2 \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)^2}} \quad (1)$$

其中, $K = \frac{L_m}{L_r}$ 为励磁电感与谐振电感比值, $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 为 L_r 和 C_r 的谐振频率, $Q = \frac{2\pi^3 f L_r}{8n^2 R_o}$ 为

电路品质因数, L_m 为励磁电感, L_r 为谐振电感, C_r 为谐振电容, R_o 为负载电阻。由式(1)得到谐振槽取不同 Q 、 K 值时的归一化增益曲线如图 2 所示, 在相同电压增益范围 ($U_o = GU_{in} (G_{min} \leq G \leq G_{max})$) 下, 频率变化范围 Δf 由 K 、 Q 决定。

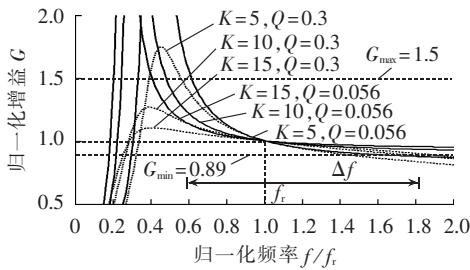


图 2 常规 LLC 谐振变换器归一化增益特性曲线

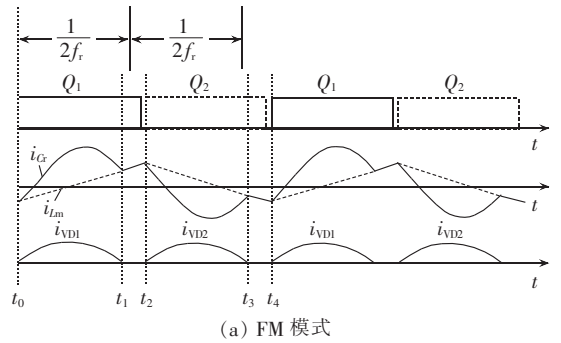
Fig.2 Normalized gain characteristic curves of conventional LLC resonant converter

1.1 FM 控制模式

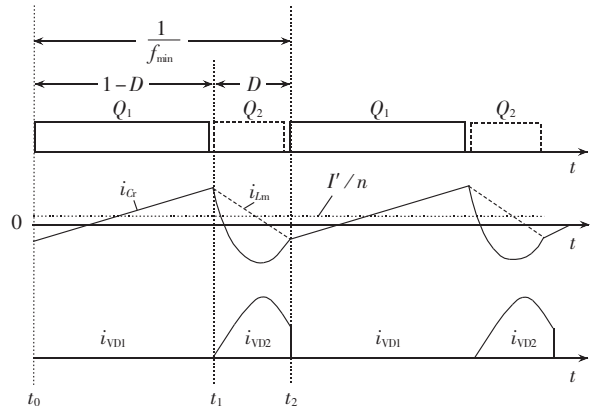
额定输入时采用 FM 控制模式, 其操作策略与常规 FM 控制一样, 即占空比为 1/2 的 PWM 信号对称驱动上下臂开关管, 用调节开关频率的方法控制功率流到输出侧。FM 工作模式较多文献已有介绍, 在此不赘述。其直流电压增益公式由式(1)决定, 控制信号和谐振槽、整流二极管的关键电流波形见图 3(a)。

1.2 非对称 PWM 控制模式

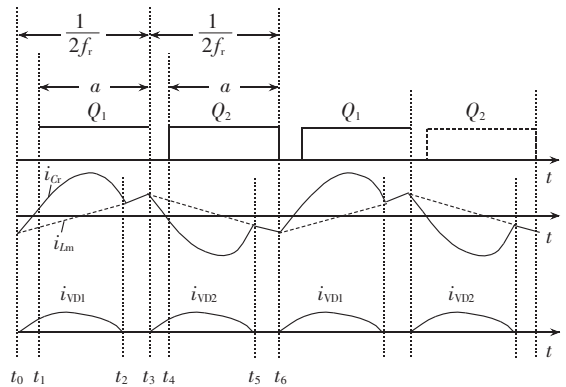
输入电压较低时采用非对称 PWM 控制模式, 开关控制信号、关键电流波形见图 3(b), 图中, I' 为偏置电流, n 为变压器匝比。其工作模态如下。



(a) FM 模式



(b) 非对称 PWM 模式



(c) 对称 PWM 模式

图 3 变模式控制下的关键电流波形

Fig.3 Key current waveforms of variant mode control

设开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 占空比分别为 $1-D$ 、 D , 其中 $0 \leq D \leq 1/2$, K 取值较大后, $L_m \gg L_r$ 。由伏秒平衡知, 谐振电容 C_r 上的电压 u_{Gr} 幅度固定为 $(1-D)U_{in}$, 故当 V_{T1} 导通时, 变压器主边电压 u_{Pn1} 幅度为 $U_{Pn1Q1} = DU_{in}$; 当 V_{T2} 导通时, 变压器主边电压 u_{Pn1} 幅度为 $U_{Pn1Q2} = -(1-D)U_{in}$ 。有功率流到输出侧时, 变压器主边电压会因整流二极管导通被箝位在 $\frac{4n}{\pi}U_o$ ^[10]。因此, 若 D 取值使 $|U_{Pn1Q1}|$ 、 $|U_{Pn1Q2}|$ 均大于 $\frac{4n}{\pi}U_o$, 则变压器主边耦合到副边的电压可使整流二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 均正向导通; 当 D 取值使 $|U_{Pn1Q2}| > \frac{4n}{\pi}U_o$ 而 $|U_{Pn1Q1}| < \frac{4n}{\pi}U_o$ 时, 变压器主边耦合到副边的电压仅使整流二极管

V_{D2} 正向导通, V_{D1} 因为反向偏置而关断。因此,能量仅通过 V_{T2} 和谐振槽、变压器 T、整流二极管 V_{D2} 向后级传输,负载电流仅来自于 V_{D2} 的整流电流。此时,电路的工作状态与半桥反激式变换器一样,因此,可以得到直流电压增益公式为^[14]:

$$G'_{dc} = \frac{U_o}{U_{in}} = D \frac{1 - \cos[\omega_r(1-D)T]}{nZ_r\omega_r} / \left\{ \frac{D}{\omega_r} \left[\frac{1}{n^2R_o} + \frac{(1-D)T}{2L_m} \right] \sin[\omega_r(1-D)T] + \frac{D^2T}{n^2R_o} + \frac{1 - \cos[\omega_r(1-D)T]}{Z_r\omega_r} \right\} \quad (2)$$

其中, $0 \leq D < 1/2$; $T = 1/f$; $\omega_r = 2\pi f_r$; 特性阻抗 $Z_r = 2\pi f_r L_r$ 。

1.3 对称 PWM 控制模式

输入电压较高或负载较轻时采用对称 PWM 控制模式,对称 PWM 具有与 FM 同样的上下臂对称驱动形式,关键电流波形如图 3(c)所示,图 3(c)中, $a = D/f_r$, $D \leq 1/2$ 。当开关频率为 f_r 、占空比为 D 的 PWM 信号控制开关管时,通过傅里叶分解, U_{in} 输入到谐振槽的基波分量幅度为:

$$U_{inf} = \frac{U_{in}[1 - \cos(2\pi D)]}{\pi} \quad (3)$$

而 FM 模式时基波分量幅度为 $U_{inf} = \frac{2}{\pi} U_{in}$ 。于是对称 PWM 模式的直流电压增益为:

$$G''_{dc} = \frac{1 - \cos(2\pi D)}{2} G_{dc}|_{f=f_r} = \frac{1 - \cos(2\pi D)}{2} \quad (4)$$

对称 PWM 工作模式分析如下:

a. t_0 时刻,驱动信号 Q_2 关断,励磁电流 i_{Lm} 反向,开始线性上升,谐振电流 i_{Cr} 按谐振频率 f_r 上升, $i_{Cr} > i_{Lm}$,整流侧二极管 V_{D1} 导通,输出端获得了能量,而由于占空比的存在,此时驱动信号 Q_1 并未到来;

b. 在 i_{Cr} 过零前的 t_1 时刻,施加驱动信号 Q_1 ;

c. 由于 i_{Cr} 相比于额定负载时低, $i_{Cr} = i_{Lm}$ 发生在到达半周期前的 t_2 时刻,此时 V_{D1} 截止,能量从输入级到输出级被隔断, i_{Cr} 和 i_{Lm} 串接,谐振槽按频率 $f_{i2} = 1/[2\pi\sqrt{(L_r+L_m)C_r}]$ 谐振, V_{D1} 实现了 ZCS;

d. t_3 时刻,驱动信号 Q_1 关断, i_{Lm} 反向,开始线性下降, i_{Cr} 按谐振频率 f_r 下降, $i_{Cr} < i_{Lm}$,整流侧二极管 V_{D2} 导通整流;

e. 在 i_{Cr} 过零前的 t_4 时刻,施加驱动信号 Q_2 ;

f. $i_{Cr} = i_{Lm}$ 发生在到达半周期前的 t_5 时刻,此时 V_{D2} 截止,能量从输入级到输出级被隔断, i_{Cr} 和 i_{Lm} 串接,谐振槽按频率 f_{i2} 谐振, V_{D2} 实现了 ZCS;

g. t_6 时刻,驱动信号 Q_2 关断, i_{Lm} 反向,进入下一工作周期。

对称 PWM 实现了整流侧 ZCS,如果驱动信号能确保在谐振电流过零前施加,则开关管 ZVS 也能实

现,对称 PWM 的 ZVS 由占空比 D 取值范围来保证。

如图 4 所示,设输入电压与谐振电流相位差为 $\Delta\theta$ 。 $\Delta\theta > 0$ 才能保证谐振槽输入阻抗呈感性,实现开关管的 ZVS。开关频率为 f_{i2} 时, $\Delta\theta = 0$ 。对称 PWM 模式下,开关频率为 f_r ,调节占空比 D 使开关管开通时间 a 发生变化,必须满足 $\frac{1}{2}T_r - a < \frac{1}{2}T_{i2} - \frac{1}{2}T_r$ 条件,才能实现 ZVS。其中, $T_r = \frac{1}{f_r}$, $T_{i2} = \frac{1}{f_{i2}}$ 。因此, D 应满足下式条件:

$$1 - f_r / (2f_{i2}) < D \leq 1/2 \quad (5)$$

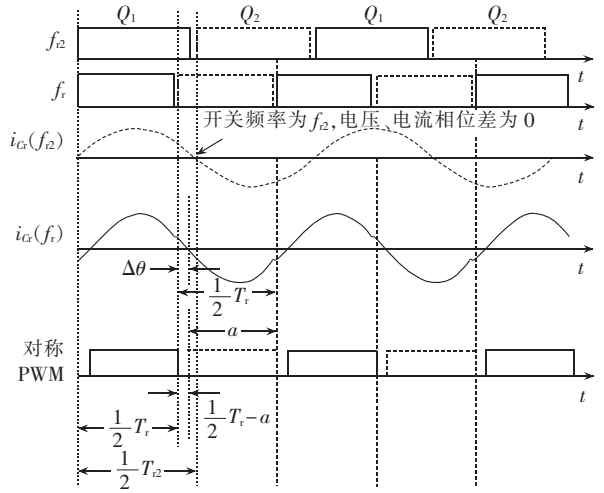


图 4 对称 PWM 模式下占空比 D 的范围

Fig.4 Range of D in symmetric PWM mode

2 变换器增益特性

由式(1)、(2)、(4),图 5 画出了 LLC 谐振变换器 3 种工作模式下的电压增益特性曲线。其中图 5(a)为 FM 模式增益特性曲线,开关频率 $f_{min} \leq f \leq f_r$,电压增益 $1 \leq G \leq G_{maxFM}$, G_{maxFM} 为该模式下设计所要达到的最大增益;图 5(b)为额定负载时非对称 PWM 模式增益特性曲线,开关频率 $f = f_{min}$,电压增益范围为 $G_{maxFM} \leq G \leq G_{max}$,用占空比 D 调节电压增益,可以通过曲线求解满足最小电压增益 G_{maxFM} 和最大电压增益 G_{max} 的 D 值范围,该模式所能达到的最大电压增益随开关频率的升高而变小;图 5(c)为对称 PWM 模式增益特性曲线,开关频率 $f = f_r$,电压增益范围为 $G_{min} \leq G \leq 1$,增益受占空比 D 控制,由占空比最小值 D_{min} 决定最小电压增益 G_{min} 。3 种控制模式下电压增益范围为 $G_{min} \leq G \leq G_{max}$ 。图 5(a)曲线所选的参数与图 2 曲线参数相同,并在 FM 控制模式时给出了相同 Q 值、不同 K 值下的增益特性曲线,表明了 K 变化引起增益、频率变化的一种趋势。变模式控制策略使变换器频率范围缩小到 $f_{min} \leq f \leq f_r$,可实现变压器优化和取更大 K 值,从而改善谐振槽性能和提高效率。

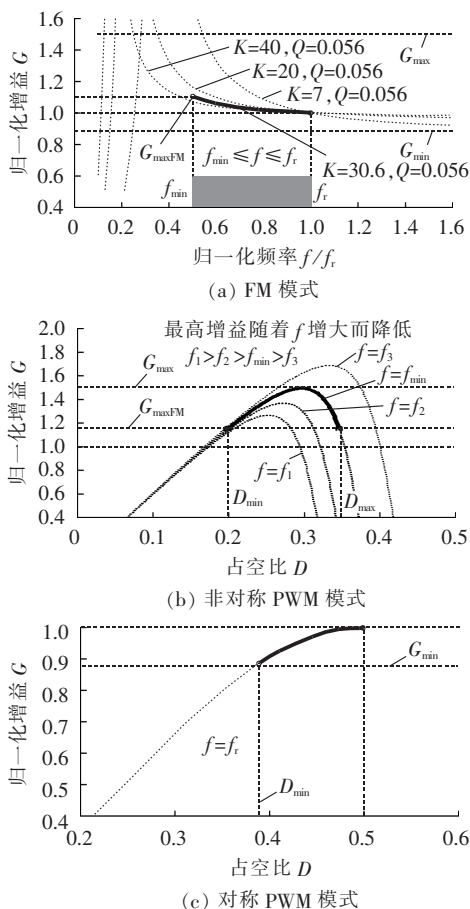


图 5 变模式控制策略增益特性曲线

Fig.5 Gain characteristic curves of variant mode control

当开关频率小于等于谐振频率 f_r 时,变换器初级侧关断电流由励磁电流确定。在 f_r 处,可以实现最低的循环能量,初级侧的关断电流达到最小值,变换器实现最高效率。当开关频率高于 f_r 时,关断电流要高于励磁电流,更大的开关损耗会降低转换器的效率,开关频率应设计为不超过 f_r [2]。另外,更高的母线电压有利于提高变换器效率 [15],应该将最大输入电压设计为额定输入电压,并使变换器在额定负载下增益为 1 [2],因此,FM 模式与对称 PWM 模式切换点发生在额定输入电压、开关频率为 f_r 时。LLC 谐振变换器前级一般采用工作于 Boost 升压模式的功率因数校正 (PFC) 电路,其母线电压能维持在额定输入电压附近,在关机或 PFC 电路失效时,输入电压有明显的下降,此时非对称 PWM 模式比 FM 模式能在较高频率处提供更大电压增益,FM 模式与非对称 PWM 模式切换点由计算得到。设变换器电压增益范围为 $G_{\min} \leq G \leq G_{\max}$,由式(2)可以求出一个使 $G'_{dc}|_{\max}$ 能达到 G_{\max} 的开关频率 f ,即 f_{\min} ,将 f_{\min} 代入式(1),可得到 FM 模式所能达到的最大电压增益 $G_{\max FM}$,由 $G_{\max FM}$ 可以求出 FM 模式与非对称 PWM 模式切换的输入电压值。满足式(2) $G'_{dc}|_{\max} = G_{\max}$ 的 f 值有很多,

为了缩小变换器开关频率变化范围,应该选择使 FM 模式开关频率变化范围最窄的值且满足 $f \leq f_r$ 。

3 方案实现

3.1 控制电路的实现

图 6 为简化后的 LLC 谐振变换器实现变模式控制策略电路框图,谐振槽设计成额定负载下工作于开关频率 $f=f_r$ 。当输入电压低于额定输入电压时,谐振槽采用频率调节增益的 FM 模式,开关管的驱动信号 Q_1, Q_2 占空比固定为 1/2,开关频率在 $f_{\min} \leq f \leq f_r$ 范围内变动以保持输出电压稳定;当输入电压较低,开关频率采用 FM 控制方式降到 f_{\min} 仍不能满足输出稳压要求时,采用非对称 PWM 控制模式,固定开关频率在 $f=f_{\min}$,控制信号的占空比分别为 $1-D, D$,按式(2)调节电压增益;当输入电压升高或负载减轻时,谐振槽从 FM 模式切换到开关频率 $f=f_r$ 的对称 PWM 控制模式,按式(5)由占空比 D 来调节电压增益。判断输入电压高低和负载轻重,是通过对输出端的电压检测来实现的,反馈环路使用比例积分 (PI) 控制算法。FM 模式与对称 PWM 模式、非对称 PWM 模式间的切换是在一个开关周期结束后的死区时间内由多路开关进行的。

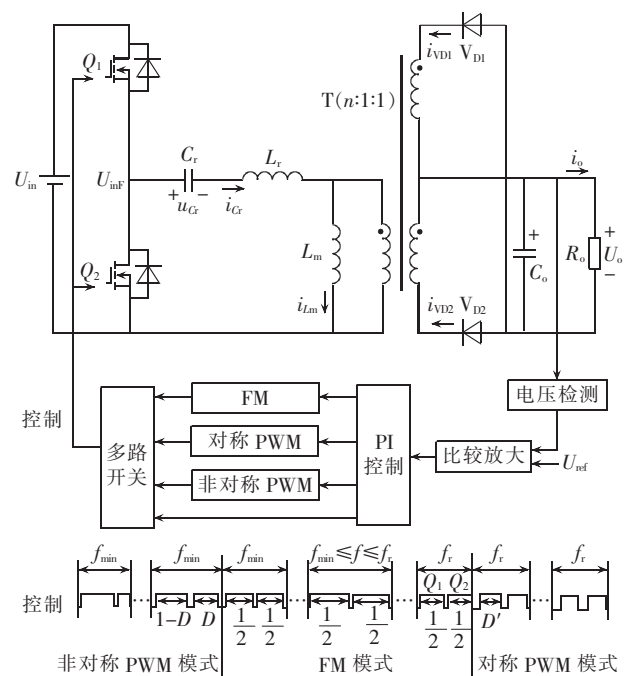


图 6 变模式控制策略电路框图

Fig.6 Block diagram of variant mode control

3.2 变压器优化

LLC 谐振变换器使用变模式控制策略后,开关频率工作在较窄的范围并提升了最低开关频率, K 值可取更大,可使谐振参数按文献 [1-2, 10-11] 的优化设计方案,设计较大励磁电感值,以降低变压器主边励磁电流,并减小谐振电感值,便于与变压器磁集成。

面积积 A_p 能反映需要设计的变压器尺寸大小, A_p 由下式决定^[15]:

$$A_p = \frac{\left(I_{msCr} + \frac{I_{msRo}}{n} \right) U_{in}}{K_f K_j \Delta B f} \quad (6)$$

其中, K_f 为波形系数; K_j 为电流密度; ΔB 为磁通密度; f 为开关频率; I_{msCr} 、 I_{msRo} 分别为变压器初、次级电流有效值, 其值如式(7)、(8)所示^[2]。

$$I_{msCr} = \frac{U_o}{8nR_o} \sqrt{8\pi^2 + \frac{2n^4 R_o^2 T_r^2}{K^2 L_r^2}} \quad (7)$$

$$I_{msRo} = \frac{U_o}{4nR_o} \sqrt{1 + \frac{5\pi^2 - 48n^4 R_o T_r^2}{12\pi^2 K^2 L_r^2}} \quad (8)$$

假设 K_f 、 K_j 、 ΔB 为常数, 谐振电感 L_r 取定值, 由式(6)得到变压器 A_p 值与 K 、 f 的关系见图 7。在 K 取值较大, A_p 受频率影响降低。在更高频率处, A_p 几乎达到最小的常数值而不受 K 、 f 的影响。这意味着变压器的尺寸可以优化设计, 获得更高的功率密度。

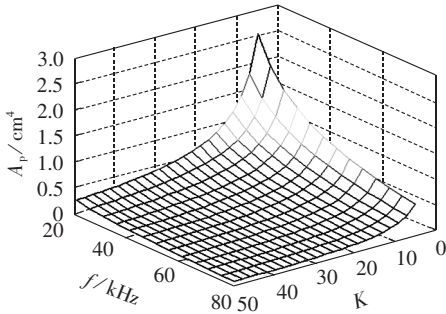


图 7 面积积 A_p 值与 K 、 f 的关系

Fig.7 Relationship among A_p , K and f

非对称 PWM 模式采用与 FM 模式、对称 PWM 模式不同的非对称控制策略, 会造成变压器主边存在偏置电流 I' , 尽管如此, 由于 L_m 取值较大, 偏置电流较小, 对变压器尺寸优化影响不会很大。

4 实验结果

为了验证本文提出的 LLC 谐振变换器变模式优化控制策略, 制作设计了一台 60 W 实验样机, 控制部分使用 Spartan-3E FPGA 开发板, 变换器电路的关键元件参数如表 1 所示。

设计输入电压为 300 V 时, 变换器工作于谐振点 f_r , 电压增益 $G_{dc}=1$, 于是变换器的最大电压增益需达到 $G_{max}=1.87$, 由式(2)得 $f_{min}=52$ kHz 可以满足要求, 代入式(1)可以得到 FM 模式的最大增益值为 1.09, 输入电压低于 275 V 时, FM 模式切换到非对称 PWM 模式。

图 8 为额定负载下, 正常输入电压时 FM 控制模式关键电流波形, 谐振槽工作于开关频率 $f_r=100$ kHz 处, 实现了开关管 ZVS 和整流二极管 ZCS, 谐振电流 i_{Cr} 忽略死区的影响, 接近一个完整的正弦波。

表 1 LLC 谐振变换器元件参数

Table 1 Parameters of LLC resonant converter

元件或参数	型号或取值
输入电压 U_{in}	160~300 V
输出电压 U_o	24 V
谐振频率 f_r	100 kHz
最低开关频率 f_{min}	50 kHz
谐振电容 C_r	99 nF
谐振电感 L_r	26 μ H
励磁电感 L_m	795 μ H
变压器匝数比	6:1:1
开关管	IRFP460 \times 2
整流二极管	MUR410 \times 2
输出电容 C_o	1000 μ F/50 V

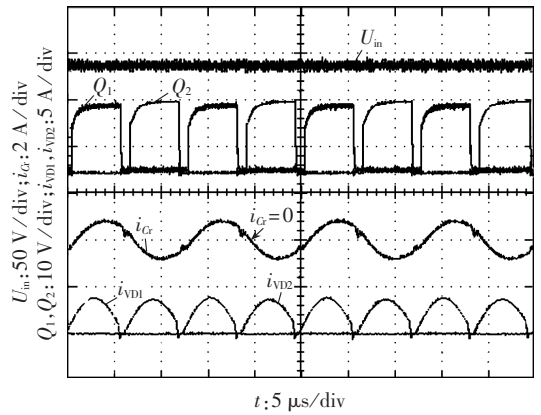


图 8 FM 模式下额定输入时的波形

Fig.8 Waveforms of FM mode for rated input

图 9 为额定负载下, 输入电压较低时 FM 控制模式关键电流波形, 谐振槽开关频率降低, 实现了开关管 ZVS 和整流二极管 ZCS, 电压增益大于 1, 效率较高。

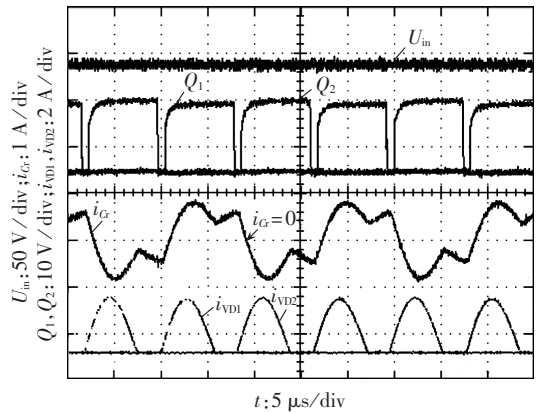


图 9 FM 模式下重负载时的波形

Fig.9 Waveforms of FM mode with heavy load

图 10 为负载较轻时对称 PWM 控制模式关键电流波形。开关频率维持在 $f_r=100$ kHz, 控制信号有一定的占空比。 V_{T1} 驱动信号关断前某时刻, i_{VD1} 到达 0 值实现了 ZCS, 此后 V_{T1} 关断, 谐振电流 i_{Cr} 相位延迟电压后开始反向往下降, i_{VD2} 上升, 在 i_{Cr} 过零前, V_{T2} 驱动信号到来, 实现开关管 ZVS。对称 PWM 控制方式使

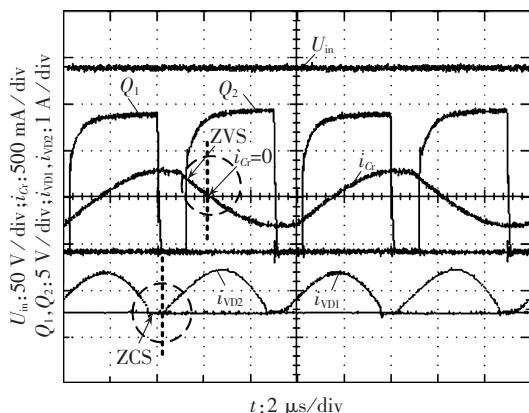


图 10 对称 PWM 模式下轻负载时的波形

Fig.10 Waveforms of symmetric PWM mode with light load

变换器在轻载时仍能实现 ZCS, 克服了常规 FM 控制方式在轻载时 ZCS 丢失的问题, 改善了效率。

图 11 为额定负载下, 极低输入电压时非对称 PWM 控制模式关键电流波形, 谐振槽开关频率最低, V_{T1} 、 V_{T2} 的不对称占空比控制信号使整流侧二极管只有一个能导通进行能量的传递, 变换器工作于反激状态, 电压增益较大, 保证了输出的稳定。

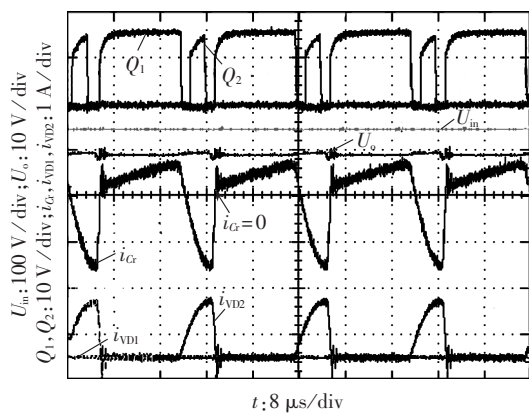


图 11 非对称 PWM 模式下低输入电压时的波形

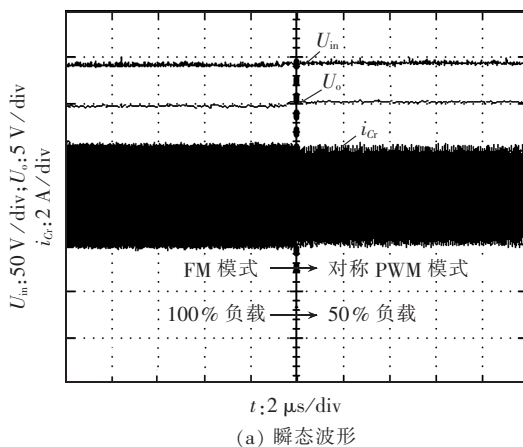
Fig.11 Waveforms of asymmetric PWM mode for low input voltage

图 12(a)为变换器从 100% 负载切换到 50% 负载时的瞬态 i_{Cr} 电流波形, 控制策略也相应从 FM 模式切换到对称 PWM 模式。图 12(b)和 12(c)分别对应了 2 种模式时的控制信号和输出电压、开关管电压应力、谐振电流波形。每半个开关周期, 谐振电流和励磁电流经变压器耦合到副边的负载电流 I_o 为:

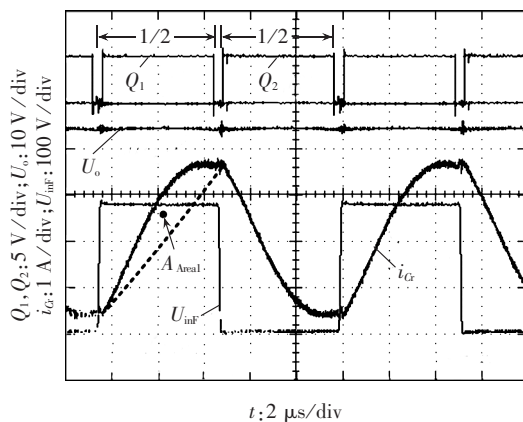
$$I_o = \frac{U_o}{R_o} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} n(i_{Cr} - i_{Lm}) dt \quad (9)$$

相当于 i_{Cr} 和 i_{Lm} 在半个开关周期内围成的面积。由两图可知, 50% 负载时的 I_o 面积 A_{Area2} 要小于 100% 负载时 I_o 面积 A_{Area1} , 适应了负载的减轻。同时, 开关管电压应力、输出电压没有因为模式的切换而产生振荡或跳变现象。

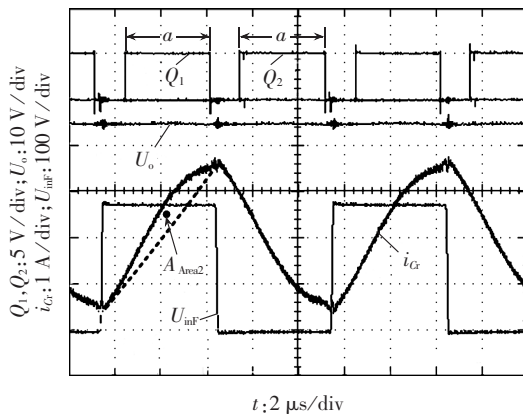
实验表明, 变换器能根据不同的输入电压和负载



(a) 瞬态波形



(b) 瞬态波形 FM 模式波形



(c) 瞬态波形对称 PWM 模式波形

图 12 FM 模式切换到对称 PWM 模式瞬态波形
Fig.12 Transient waveforms during mode changeover from FM to symmetric PWM

条件, 进行控制模式的切换, 保持输出电压的稳定。在重负载时工作于 FM 模式, $f \leq f_r$; 在极低输入电压时, 开关频率固定在最小频率处, 通过非对称 PWM 不对称占空比调节稳定输出电压, 在掉电时可以实现更长时间的输出保持电压; 在轻载时, 开关频率固定在谐振频率 f_r 处, 通过对称 PWM 占空比调节稳定输出电压, 实现了开关管 ZVS 和整流管 ZCS。

作为对比, 保持表 1 参数不变, 谐振参数设计为: $C_r=99 \text{ nF}$, $L_r=26 \mu\text{H}$, $L_m=217 \mu\text{H}$, 仅使用 FM 模式进行控制, 两者的效率对比测试曲线如图 13 所示。采

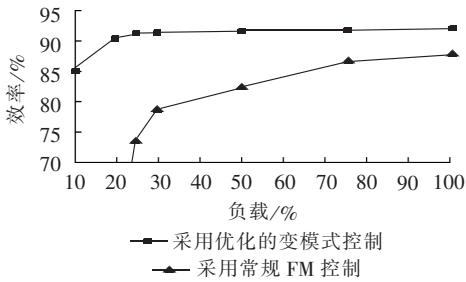


图 13 效率测量

Fig.13 Efficiency-load characteristics

用高 K 值、大励磁电感优化设计后,变换器在额定负载处的效率得到了提升。在轻负载时,对称 PWM 模式因开关频率不升高就能实现整流侧二极管 ZCS,获得了比常规 FM 控制方法更高的效率。在全负载范围内,变换器效率曲线比较平稳。在极轻负载处,由于对称 PWM 模式为保持开关管 ZVS 环境,仍持续地向谐振槽输入能量,影响了系统效率,这是在 10% 负载处效率不高的原因,也是极高输入电压或极轻负载时采用对称 PWM 控制模式的不足之处,可以按有关文献提出的 BURST 控制模式来解决^[16]。对于较低输入电压的非对称 PWM 控制模式,变换器效率有所下降,主要是谐振槽处于反激状态,不是工作于高效的谐振模式。由于常规应用中,PFC 电路能保证输入母线电压较高,非对称 PWM 控制模式不会长时间工作,因此瞬间低效率对变换器总体性能不会产生很大的影响。

5 结论

本文针对 LLC 谐振变换器提出了变模式控制策略,谐振槽无需添加辅助电路,仅进行控制策略的改变,提高了变换器硬件电路的可靠性;有效地降低了轻载时的开关频率,实现了全负载范围内开关管 ZVS 和整流管 ZCS,减少了开关损耗;提升了获得最大增益时的开关频率,从而可以设计更小尺寸的变压器;采用大励磁电感、高 K 值的参数设计,优化了额定负载下采用 FM 模式的谐振槽参数,由此带来磁性元件、开关元件损耗降低,可以优化设计变压器,提高功率密度。实验证明,LLC 谐振变换器可以实现变模式控制策略,变换器能获得更高性能效率和更高功率密度。

参考文献:

- [1] 赵晨,石洋,吴新科,等. 三元件串联 LLC 谐振变流器的优化设计策略[J]. 电工技术学报,2008,23(1):65-71.
ZHAO Chen,SHI Yang,WU Xinke,et al. Optimal design strategy for three components series LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,23(1):65-71.
- [2] LU B,LIU W,LIANG Y,et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition,IEEE APEC 2006. Blacksburg,USA:APEC,2006:533-538.

- [3] 金科,阮新波. 复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报,2006,26(3):53-58.
JIN Ke,RUAN Xinbo. Hybrid full bridge three-level LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(3):53-58.
- [4] FU D,LU B,LEE F C. 1 MHz high efficiency LLC resonant converters with synchronous rectifier [C]//Power Electronics Specialists Conference,PESC 2007. Orlando,Florida,USA:PESC,2007:2404-2410.
- [5] FANG X,HU H,CHEN F,et al. Efficiency-oriented optimal design of the LLC resonant converter based on peak gain placement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(5):2285-2296.
- [6] LEE W,CHOI S,KIM C,et al. A new PWM-controlled quasi-resonant converter for a high efficiency PDP sustaining power module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(4):1782-1790.
- [7] YU W,LAI J,LAI W,et al. Hybrid resonant and PWM converter with high efficiency and full soft-switching range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(12):4925-4933.
- [8] 李菊,阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报,2013,28(4):72-79.
LI Ju,RUAN Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(4):72-79.
- [9] GU Y,HANG L,LU Z. A flexible converter with two selectable topologies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(12):4854-4861.
- [10] LEE I,MOON G. The k - Q analysis for an LLC series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(1):13-16.
- [11] HSIEH G, TSAI C, HSIEH S. Design considerations for LLC series-resonant converter in two-resonant regions [C]//Power Electronics Specialists Conference,PESC 2007. Orlando,Florida,USA:PESC,2007:731-736.
- [12] BEIRANVAND R,RASHIDIAN B,ZOLGHADRI M R,et al. A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(8):3749-3763.
- [13] KIM B,PARK K,MOON G. Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(7):2992-2997.
- [14] LI H,ZHOU W,ZHOU S,et al. Analysis and design of high frequency asymmetrical half bridge flyback converter [C]//Electrical Machines and Systems,ICEMS 2008. Wuhan,China:ICEMS,2008:1902-1904.
- [15] KIM B,PARK K,KIM C,et al. LLC resonant converter with adaptive link-voltage variation for a high-power-density adapter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,25(9):2248-2252.
- [16] FENG W,LEE F C,MATTAVELLI P. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(1):457-466.

作者简介:



潘海燕(1972—),男,浙江温岭人,副教授,主要研究方向为电源变换器的设计和应用(E-mail:panhy@msn.com)。

Efficient variant mode control of LLC resonant converter

PAN Haiyan^{1,2}, HE Chao¹, JIANG Youming², CHEN Guozhu¹

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Department of Electronic and Electrical Engineering, Taizhou Vocational & Technical College, Taizhou 318000, China)

Abstract: A strategy of variant mode control is proposed for LLC resonant converter, which adopts the FM (Frequency Modulation) control, when the rated voltage is inputted, to obtain the maximum performance efficiency; the asymmetric PWM (Pulse Width Modulation) control, when the input voltage is low, to operate in flyback mode for the maximum voltage gain; and the symmetric PWM control, when the input voltage is high or load is light, to realize the ZVS (Zero Voltage Switching) of power switch and the ZCS (Zero Current Switching) of rectifier diode for switching loss reduction covering whole load range. Its operating modes and characteristics are analyzed and the block diagram of control scheme is given. Experimental results show the converter obtains higher performance efficiency and higher power density, verifying the feasibility of the proposed strategy.

Key words: variant mode control; pulse width modulation; frequency modulation; zero voltage switching; zero current switching; LLC resonant converter; electric converters

(上接第 49 页 continued from page 49)

GONG Li. Key technology research of H-bridge based cascade multilevel STATCOM[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2012.

作者简介:

谭树龙(1990—),男,湖南衡阳人,博士研究生,研究方向为电力电子系统和新能源发电技术(E-mail: TanSL_mail@



谭树龙

foxmail.com);

杨耕(1957—),男,四川青川人,教授,博士,主要研究方向为运动控制系统、电力电子系统和新能源发电技术;

耿华(1981—),男,江苏扬州人,副教授,博士,主要研究方向为新能源发电技术和电力电子技术。

Analysis of operating limit for cascaded STATCOM in unbalanced condition

TAN Shulong, YANG Geng, GENG Hua

(Automation Department, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In the operating conditions of unbalanced grid voltage or unbalanced compensating reactive current, it is necessary to maintain the DC-link voltage of cascaded STATCOM by additional control. The widely-used method is to superpose the zero-sequence current to the delta-connected STATCOM or the zero-sequence voltage to the star-connected STATCOM, based on which, the requirements for maintaining the normal operation of cascaded STATCOM in unbalanced operating conditions are analyzed. The relationship between the unbalance factor of grid voltage or compensating reactive current and the rated current or voltage of device is analyzed. Accordingly, the operational limits of delta-connected and star-connected STATCOMs are given quantitatively. Comparison shows that, the delta-connected STATCOM is more suitable for the operating conditions with higher unbalance factor of compensating reactive current while the star-connected STATCOM for those with higher unbalance factor of grid voltage. The results of simulation in MATLAB/Simulink environment demonstrate the correctness and effectiveness of analysis.

Key words: cascaded STATCOM; zero-sequence component; unbalanced operating condition; operating limit analysis; voltage control; compensation