一种多模式复合调制的L-R型LCC谐振变换器

袁义生,易尘宇,赖 立

(华东交通大学 电气与自动化工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:提出一种多模式复合调制的线性-谐振(L-R)型LCC谐振变换器。该变换器根据Boost调制的思路,结 合传统LCC谐振变换器,实现了电感电流线性-谐振型变化的转换,具有全负载范围的软开关特性。在复合 调制方式下,变换器能实现3种工作模式的互相转换以适应宽输出电压和负载变化范围的应用场合,解决了传 统LCC谐振变换器在轻载条件下难以实现软开关的问题。与已有的Boost调制型谐振变换器相比,所提变换 器通过后置并联谐振电容,在构成LCC谐振腔的同时,配合后级LC滤波结构,解决了Boost调制模式下谐振 电流断续导致输出纹波大的问题。详细描述了各模式工作原理,推导了各变量的时域表达式,得到了比较精 确的电压增益关系式。最后基于恒流-恒压充电模式设计了一台输入电压为110V、输出电压为80~150V、 输出电流为0~3.33 A、最大输出功率为500W的实验样机,给出了各参数以及模式转换的设计方法,实验结 累证明了理论分析的正确性。

关键词:变换器;LCC谐振;多模式复合调制;宽范围输出;恒流-恒压充电 中图分类号:TM 46 文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202111025

0 引言

随着新能源技术研究的不断深入,业界对DC-DC变换器的效率及功率密度要求日益提高。谐振 变换器因其优越的软开关特性以及良好的抗电磁干 扰性能得到了深入研究,其中LCC谐振变换器结合 了传统串联、并联谐振变换器的优点,被广泛应用于 通信设备、工业电源、无线充电等场合^[14]。

传统LCC谐振变换器采用变频控制,为了实现 开关管零电压开通ZVS(Zero Voltage Switching),工 作点设置在略大于串并联谐振频率处,此时变换 器在开关频率变化较小的条件下具有较宽范围的电 压调节能力^[5-6],但其负载特性较软,在需要宽负载 范围内恒流-恒压CC-CV(Constant Current-Constant Voltage)充电^[7-8]等场合应用时,工作频率调节范围 较宽,磁性器件利用率低。采用定频移相控制能够 解决上述问题^[9-12]。但是定频LCC谐振变换器存在 以下缺点:①随着负载减轻或输出电压的降低,极易 失去ZVS条件;②拓宽软开关范围需要设计较大的 工作频率,此时环流损耗较大。为了实现LCC谐振 变换器在宽负载变化场合的应用,学者在调制策略、 拓扑结构等方面进行了深入研究。

在调制策略方面,文献[12]提出了一种非对称 移相控制策略,同时控制移相角与占空比,控制自由 度高,能够在更接近谐振频率的工作点实现更宽的 软开关范围,但控制参数设计比较复杂;文献[13]提

收稿日期:2021-01-20;修回日期:2021-10-08

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52067007)

出了自持移相控制,强制谐振电流滞后于谐振腔电 压,大幅减小了开关频率调整范围,但是调制载波需 要与谐振电流同步,控制系统比较复杂。为了简化 控制系统的设计,文献[14]提出一种脉冲宽度调制--脉冲频率调制 PWM-PFM(Pulse Width Modulation-Pulse Frequency Modulation)的混合控制策略,构建 了移相角与频率的线性关系;文献[15]基于半桥 LCC谐振变换器提出了一种双载波调制策略,构建 了占空比与频率的线性关系。以上2种控制方式在 集合了定频与变频控制优点的同时,简化了控制参 数设计,在较小的频率范围内实现了较宽范围软开 关,但没有解决环流损耗的问题。

在拓扑结构方面,文献[16]引入一个开关控制的辅助谐振电感,以调整轻载时谐振腔参数,减小调频控制的频率范围,但是辅助开关增加了电路成本和导通损耗,且频率调节范围依然可观;文献[17]通过在谐振腔添加无源LC辅助网络,改变流过滞后臂开关管的电流大小,实现ZVS,其设计频率可以接近谐振频率,减小了谐振电流,但是无源网络增加了变换器的无功功率,限制了变换器效率的提升。

上述方法能改善宽范围下LCC谐振变换器的软 开关条件,但是不能提高其电压增益。文献[18]提 出了一种新颖的电流馈能型变换器,在传统LCL谐 振变换器中加入Boost阶段,向谐振腔预注入能量, 使电感电流在一个周期内实现线性与谐振2种状态 的变化,显著提升了电压增益,并能实现开关管全范 围零电流开通ZCS(Zero Current Switching)以及变 换器无环流运行,提升了效率。文献[19]在此基础 上增加了低功率工况的低增益模式,提升了轻载效 率。但这类变换器的缺点如下:①输出电流为断续

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52067007)

状态,当负载较重时关断峰值电流很大,在对输出纹 波要求较高的场合需要在后级增加LC滤波结构,降 低了整体的功率密度;②基于谐振电感前置的LCL 谐振腔结构使得谐振电容存在短路风险,电路的可 靠性不佳。

本文基于传统LCC谐振变换器,结合线性-谐振 L-R(Linear-Resonance)型变换器调制方法,提出了 一种多模式复合调制的L-R型LCC谐振变换器。通 过3种工作模式相互转换来适应宽范围输出要求, 同时在全负载范围内实现了无环流软开关运行,避 免了传统定频LCC谐振变换器轻载下软开关实现困 难、谐振环流大的问题。对比文献[18-19]所提变换 器,本文所提变换器保留了其提高增益、无谐振环流 的特性,同时具有输出电流连续、输出电压纹波小、 谐振电容无短路风险、电路可靠性强的优点。本文 推导了3种工作模式下的电压增益表达式,给出了 各参数设计方法,并设计了一台实验样机,验证了所 提变换器拓扑的可行性。

1 拓扑结构及工作原理

1.1 拓扑结构

本文提出的 L-R 型 LCC 谐振变换器拓扑如图 1 所示,包括原副边匝比为 $N_1:N_2$ 的主变压器 T_1 、辅助变压器 T_2 、4个功率开关管 $Q_1 - Q_4$ 及其体二极管 $D_1 - D_4$ 和寄生电容 $C_1 - C_4$ 、串联谐振电容 C_r 、并联 谐振电容 C_p 、5个整流二极管 $V_{D0} - V_{D4}$ 、滤波电感 L_t 以及滤波电容 C_o 。图中,辅助变压器原边电感复用 作谐振电感 $L_r; N_p N_s$ 分别为辅助变压器一次侧、二 次侧的线圈匝数; i_{Lr} 、 i_{Cr} 、 I_{Lt} 分别为流过 L_r 、 C_r 、 L_r 的电 流; $U_1 \cup O$ 分别为输入电压和输出电压; R_o 为负载电 阻; L_m 为主变压器励磁电感; i_r 为反激电流。变换器 采用脉冲宽度调制(PWM),开关频率 f_s 设定在串联 谐振频率点 f_r 处,通过采用不同的调制策略,变换器 具有 L-R 高电压增益 HG(High voltage Gain)、LCC 谐振中电压增益 MG(Medium voltage Gain)、反激低 电压增益 LG(Low voltage Gain)3种工作模式。



图 1 L-R型LCC谐振变换器拓扑 Fig.1 Topology of L-R LCC resonant converter

分析过程中,假设 L_m 足够大,忽略励磁电流; L_r 折算至一次侧后远大于 L_r ,忽略流过 L_r 电流的波动; 所有器件均为理想器件,开关管寄生参数相等。定

义参数如下:电容比
$$m = \frac{C_p}{N_1^2 C_r}$$
;串联谐振频率 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$;串并联谐振角频率 $\omega_e = \frac{\sqrt{m+1}}{\sqrt{mL_r C_r}}$;开关角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$;归一化角频率 $\omega_n = \omega_s / \omega_e$;特征阻抗 $z_e = \sqrt{\frac{(m+1)L_r}{mC_r}}$;品质因数 $Q = \frac{z_e \sqrt{m}}{N_1^2 R_o \sqrt{m+1}}$ 。
1.2 3种工作模式原理

1.2.1 L-R HG模式

本模式采用移相 PWM 方式, 驱动信号及主要波 形见附录 A图 A1,包括 Boost 电感储能($(t_0, t_1$])、LCC 谐振($(t_1, t_2$])、反激馈能($(t_2, t_3$])3个主要工作阶段。 图中, $u_{gs1} - u_{gs4}$ 分别为 $Q_1 - Q_4$ 的驱动信号。在 Boost 电感储能阶段中,电感电流线性变化,占空比 $D_L = 2f_s(t_1 - t_0)$;LCC 谐振阶段中,电感电流谐振变化,占 空比 $D_R = 2f_s(t_2 - t_1)$;死区占空比 $D_d = 2f_s(t_4 - t_2)$,是一 个常量。调制时固定 Q_1 和 Q_2 驱动信号,通过改变 Q_3 和 Q_4 驱动信号的相位来改变 D_L 和 D_R 以调节电压增 益。各工作阶段等效电路如附录 A图 A2 所示,具体 介绍如下。

工作阶段1((t_0, t_1]):Boost电感储能。 t_0 时刻之 前, i_{Lr} 为0,Q₃处于导通状态。 t_0 时刻Q₁实现ZCS,Q₁、 Q₃导通期间,Q₂、Q₄两端电压箝位至0,V_{D1}—V_{D4}保持 截止。 L_r 在输入电压 U_i 下充能, i_{Lr} 线性上升。 t_1 时刻 Q₃关断, i_{Lr} 上升至 i_b ,此阶段结束。 i_b 表示为:

$$i_{Lr}(t_1) = i_{\rm b} = \frac{D_{\rm L} U_{\rm i}}{2f_{\rm s} L_{\rm r}} \tag{1}$$

工作阶段 2($(t_1, t_2$]): LCC 谐振。 t_1 时刻, Q₃关 断, Q₄实现 ZVS。 i_{Lr} 流入谐振腔, 串联谐振电容电流 $|i_{Cr}|=i_{Lr}$, 主变压器一次侧极性上正下负, 二次侧整 流二极管 V_{D1}、V_{D4}导通, 其流过的电流 $i_{VD1,4}$ 与 i_{Cr} 相 等。 L_r 、 C_r 、 C_p 构成谐振回路, 开始 LCC 谐振过程。此 阶段由谐振电流通过 L_r 将能量传递到输出侧。 i_{Lr} 的 初始值为 i_b , 串联谐振电容电压 u_{Cr} 由 - Δu_{Cr} 上升至 Δu_{Cr} , 并联谐振电容电压 u_{Cp} 由 u_{Cp1} 上升至 u_{Cp2} 。该阶 段 $i_{Lr}(t)$ 、 $u'_{Cp}(t)$ 、 $u_{Cr}(t)$ 分别表示为:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_{i} + \Delta u_{Cr} - u'_{Cp1}}{z_{e}} \sin \left[\omega_{e}(t - t_{1}) \right] + \left(\frac{D_{L}U_{i}\pi}{\omega_{n}z_{e}} - \frac{I'_{Lf}}{m+1} \right) \cos \left[\omega_{e}(t - t_{1}) \right] + \frac{I'_{Lf}}{m+1}$$
(2)
$$u'_{Cp}(t) = \frac{\Delta u_{Cr} + U_{i} + mu'_{Cp1}}{m+1} - \frac{mI'_{Lf}\omega_{e}z_{e}}{(m+1)^{2}} (t - t_{1}) - \frac{1}{m+1} (U_{i} + \Delta u_{Cr} - u'_{Cp1}) \cos \left[\omega_{e}(t - t_{1}) \right] - \left[\frac{I'_{Lf}z_{e}}{(m+1)^{2}} - \frac{D_{L}U_{i}\pi}{(m+1)\omega_{n}} \right] \sin \left[\omega_{e}(t - t_{1}) \right]$$
(3)

$$u_{Cr}(t) = \frac{mU_{i} - mu'_{Cp1} - \Delta u_{Cr}}{m+1} - \frac{mI'_{Ll}\omega_{e}z_{e}}{(m+1)^{2}} (t-t_{1}) - \frac{m}{m+1} (U_{i} + \Delta u_{Cr} - u'_{Cp1}) \cos \left[\omega_{e}(t-t_{1})\right] - \left[\frac{mI'_{Ll}z_{e}}{(m+1)^{2}} - \frac{mD_{L}U_{i}\pi}{2(m+1)\omega_{n}}\right] \sin \left[\omega_{e}(t-t_{1})\right]$$
(4)

式中: $u'_{c_p}(t)=N_1u_{c_p}(t)$; I'_{Lt} 、 $u'_{c_{p1}}$ 为折算至一次侧的等效值, $I'_{Lt}=I_{Lt}/N_1$, $u'_{c_{p1}}=N_1u_{c_{p1}\circ}$

工作阶段3($(t_2, t_3$]):反激馈能。 t_2 时刻, Q_1 关 断, V_{D1} 、 V_{D4} 截止, V_{D0} 导通。 i_{Lr} 在短时间内快速下降, 能量转移到辅助变压器的二次侧, i_f 通过 V_{D0} 向负载 馈能。 C_r 与主变压器原边电感通过 Q_4 、 D_3 构成谐振 回路,但是由于 $L_m \gg L_r$,谐振环流很小。此阶段能量 传递由 i_f 馈送以及 C_p 释放能量两部分构成。该阶段 $i_f(t) 与 u_{C0}(t) 分别表示为:$

$$i_{\rm f}(t) = i'_{\rm Lr}(t_2) - \frac{U_{\rm o}}{L_{\rm r}} (t - t_2)$$
(5)

$$u_{C_{\rm p}}(t) = u_{C_{\rm p2}} - \frac{I_{L}}{C_{\rm p}/N_1^2} (t - t_2)$$
(6)

式中: $i'_{Lr}(t_2)$ 为 i_{Lr} 折算至辅助变压器二次侧的值, $i'_{Lr}(t_2)=N_2i_{Lr}(t_2)_{\circ}$

工作阶段4($(t_3, t_4$]):电流复位。 t_3 时刻, i_f 下降 至0, V_{D0} 截止,为Q₂实现ZCS做准备。流过 C_p 的电 流保持为 I_{LI}, u_{Cp} 继续线性下降。 t_4 时刻,半周期结 束。后半周期工作原理与此相似。 1.2.2 LCC谐振MG模式

LCC谐振 MG模式采用 PWM 控制方式,主要波 形如附录 A图 A3 所示。该模式下 Q₃、Q₄驱动信号固 定占空比为 0.5,通过改变 Q₁、Q₂占空比 $D_{\rm R}$ 来调节电 压增益。 $D_{\rm R} = 2f_{\rm s}(t_1 - t_0)$,为 LCC 谐振占空比。该模 式下谐振电感 $L_{\rm r}$ 不再起 Boost 储能作用。

工作阶段1($(t_0, t_1$]):LCC谐振。 t_0 时刻之前, i_{Lr} 为0。 t_0 时刻, Q_1 、 Q_4 同时实现ZCS, V_{D1} 、 V_{D4} 导通,开 始谐振。谐振过程中 i_{Lr} 、 u_{Cr} 、 u_{Cp} 以正弦规律上升,此 过程与HG模式的工作阶段2相似。

工作阶段2($(t_1, t_2$]):反激馈能。 t_1 时刻 Q_1 关断, V_{D1} 、 V_{D4} 截止, V_{D0} 导通,谐振电流转移到辅助变压器 T_2 二次侧,能量直接馈送至输出端。同时 u_{Cp} 开始线 性下降。

工作阶段3($(t_2, t_3]$):电流复位。 t_2 时刻 i_r 降至 0, V_{10} 截止,谐振电流复位,为 Q_2 、 Q_3 实现ZCS提供条 件。 C_p 继续为输出端提供能量。 t_3 时刻,半周期结 束。后半周期工作原理与此相似。

1.2.3 反激LG模式

调制及工作原理与传统断续模式反激变换器相 似。 $Q_3 和 Q_4$ 始终导通; $Q_1 和 Q_2$ 同时导通、关断,采用 PWM控制方式。 $Q_1 和 Q_2$ 的占空比 $D_t = t_f/T_s$,其中 t_f 为 Q_1 和 Q_2 的导通时间。 Q_1 、 Q_2 导通时, L_r 在输入电压 U_i 下充电; Q_1 、 Q_2 关断时,能量通过辅助变压器T₂馈送 至输出端,谐振环节并不工作,适用于低功率输出时。

2 电压增益分析

2.1 HG与MG模式下的电压增益

HG模式下,能量传输可以分为LCC谐振传递能 量 W_1 和反激馈送能量 W_2 两部分。为了简化分析,设 $N_1=N_2=1,m=1,$ 忽略反激电流对 I_{tt} 的影响,可近似认 为有如下关系:

$$W_{1} = I_{Lt}^{2} R_{o} \frac{T_{s}}{2} = I_{Lt} u_{C_{p} ave} \frac{T_{s}}{2}$$
(7)

$$W_2 = i_{f_{ave}}^2 R_o \frac{T_s}{2}$$
 (8)

式中: u_{Cp_ave} 、 i_{f_ave} 分别为 u_{Cp} 、 i_r 的平均值,表达式分别 见式(9)、(10)。

$$U_{C_{\rm p_ave}} = 2f_{\rm s} \int_{t_{\rm I}}^{t_{\rm 2}} u_{C_{\rm P}}(t) dt + \frac{u_{C_{\rm P}1} + u_{C_{\rm P}2}}{2} \left(D_{\rm L} + D_{\rm d} \right) \quad (9)$$

$$\dot{t}_{f_{ave}} = 2f_s \frac{\dot{t}_{Lr}(t_2)}{2} (t_3 - t_2) = f_s \frac{\dot{t}_{Lr}^2(t_2)L_r}{U_o}$$
(10)

根据能量守恒定律,有:

$$I_{o}^{2}R_{o}\frac{T_{s}}{2} = W_{1} + W_{2}$$
(11)

因此,输出电流 I_{o} 与 I_{Lf} 、 $i_{f_{ave}}$ 的关系为:

$$I_{o} = I_{Lf} + i_{Lave}$$
(12)

进一步得到HG模式下的电压增益G_{HG}为:

$$G_{\rm HG} = (I_{Lf} + i_{f_{ave}}) \frac{R_{\rm o}}{U_{\rm i}}$$
(13)

在半个周期内,有如下时域关系:

$$\begin{cases} 2\Delta u_{cr} = \frac{1}{C_{r}} \int_{\iota_{1}}^{\iota_{2}} i_{Lr}(t) dt \\ u_{cp2} - u_{cp1} = \frac{I_{Ll}}{C_{p}} (t_{5} - t_{2}) \\ I_{Ll} = 2f_{s} \int_{\iota_{1}}^{\iota_{2}} i_{Lr}(t) dt \end{cases}$$
(14)

结合式(7)、(13)、(14)得到 G_{HC} 与 ω_n 、 D_R 、 D_L 、Q之间的关系式,以及 $i_{Lr}(t_2)$ 、 I_{Lr} 的表达式,具体分别见 附录B式(B1)—(B3)。式(B1)中,令 D_L =0,即可得 到MG模式下的电压增益 G_{MC} 与 ω_n 、 D_R 、Q之间的关 系式,具体见附录B式(B4)。根据式(B1)—(B4)可 以绘制出 $N_1 = N_2 = 1$ 、m = 1、 $\omega_n = 0.707$ 时, HG模式与 MG模式下的电压增益曲线,如图3所示。

由图3可见:HG模式下D_d=0.3,随着D_L从0逐 渐增大至0.45,电压增益从1逐渐上升;MG模式下 D_L=0,随着D_R从0逐渐增大至0.7,电压增益从0上 升至1。与传统定频LCC谐振变换器相比,所提变 换器通过复用谐振电感,加入L-R型调制拓宽了软 开关范围;通过反激馈能机制实现无环流工作,避免



Fig.2 Curves of voltage gain under HG and MG modes

了环流损耗。与文献[17]所提电流馈能型LCL谐振 变换器相比,利用输出端的LC滤波结构大幅减小了 由于断续电流产生的纹波。

2.2 LG模式下的电压增益

LG模式下的电压增益 G_{LG} 与传统反激变换器断续模式电压增益相同,表达式为:

$$G_{\rm LG} = D_{\rm f} \sqrt{\frac{T_{\rm s} R_{\rm o}}{2L_{\rm r}}}$$
(15)

3 参数设计

144

本文设计了一台额定输入电压为110V、输出电 压为80~150V、输出电流为0~3.33A、最大输出功率 为500W的具有CC-CV充电功能的变换器样机,其 闭环控制框图如附录C图C1所示。PI控制器输出 控制信号 u_{con} 在限幅后分为3个区间,分别对应3种 工作模式的调节, u_1 、 u_2 为不同模式 u_{con} 的临界值。当 $0 < u_{con} < u_2$ 时,变换器工作在LG模式, D_f 的调节范围 为 $0 ~ D_{f_{cmax}}$ 。当 $u_2 < u_{con} < u_1$ 时,变换器工作在MG模式, $D_L=0$, D_R 的调节范围为 $D_{R_{min}} < D_R < D_{R_{max}}$ 。当 $u_1 < u_{con} < 1$ 时,变换器工作在HG模式, $D_d = D_{d_{min}}$, D_L 在恒流阶段 的调节范围为 $0 < D_L < D_{L_{max}}$,此时当 $D_L < D_{L_{min}}$ 时,变换器将切换 至LG模式进行调节。其中,下标max、min分别表示 相应变量的最大值、最小值。

附录C图C2为样机充电曲线。启动阶段,变换器由LG模式逐步过渡至MG模式以实现软起动;启动完成后进入恒流充电阶段,当电压上升至MG模式的最大增益时切换至HG模式,电压继续上升;电压上升至最大输出电压时进入恒压阶段,随着R。增

大,输出功率P。逐渐降低;当P。下降至临界值时切换 至LG模式工作,变换器工作在反激状态至充电 完成。

3.1 谐振腔参数设计

谐振腔参数应满足输出功率最大时的工作状态。根据最大输出功率P_m、最高电压增益G_m、最大品质因数Q_m,可以得到谐振参数的设计公式为:

$$\begin{cases} L_{r} = \frac{\omega_{n} G_{m}^{2} U_{i}^{2} Q_{m}}{2\pi f_{s} P_{m}} \sqrt{\frac{m+1}{m}} \\ C_{r} = \frac{P_{m} \omega_{n}}{2\pi f_{s} G_{m}^{2} U_{i}^{2} Q_{m}} \sqrt{\frac{m+1}{m}}, \ C_{p} = m N_{1}^{2} C_{r} \end{cases}$$
(16)

取样机参数 $Q_m=0.28$ 、m=1、 $N_1=1$,代人式(16), 得到谐振腔参数为 $L_r=20$ μ H、 $C_r=C_p=125$ nF。

3.2 软开关设计

 D_{L} 、 D_{d} 分别对应 Boost 电感储能、反激馈能阶段的时间,设 $D_{d_{min}}$ =0.3,则 D_{L} 应同时满足增益需求和反激电流 i_{f} 的复位条件。 i_{f} 与其初值 $i_{Lr}(t_{2})$ 、输出电压 U_{a} 有关,由式(5)得复位条件为:

$$i_{Lr}(t_2) - \frac{D_{d_{min}}U_o T_s}{2L_r} \leq 0$$
(17)

计算得到当D_{d_min}=0.3时,满足ZCS条件的最大 Boost占空比为0.45,由增益曲线可知满足最大增益 的Boost占空比D_{L_max}为0.32,满足ZCS实现条件。

3.3 滤波电感设计

将 *u*_{cp} 近似线性分析,设r为滤波电感电流纹波 系数,得到滤波电感的设计公式为:

$$L_{\rm f} = \frac{\pi z_{\rm e}}{32 \, r f_{\rm s} \omega_{\rm n}} \left(D_{\rm d} + D_{\rm L_max} \right) \tag{18}$$

3.4 模式切换设计

在恒流充电阶段,变换器将从MG模式切换至 HG模式,由于从MG模式到HG模式时,增益大小、 开关状态均为连续变化,无需额外设计。在恒压充 电阶段,设置在30%负载时切换至LG模式,可以得 到模式切换条件如下:

$$\begin{cases} G_{\rm LG} = G_{\rm HG} = G_{\rm m} \\ Q_{\rm c} = 0.3 Q_{\rm m} \end{cases}$$
(19)

式中: Q_{e} 为模式切换时的品质因数。根据上述条件 绘制出满足 $G_{LG}=G_{HG}=G_{m}$ 时, D_{L} 与 D_{f} 随Q值变化的曲 线如图3所示,得到 D_{L} min=0.16, D_{f} max=0.225。

4 器件应力分析

当变换器工作在HG模式下,输出功率达到最 大时,各器件将承受最大电压应力。

4.1 谐振电容应力

 u_{Cr} 仅在谐振过程变化,范围在± Δu_{Cr} 之间; C_{p} 在 Boost 电感储能和死区阶段放电至电压 u_{Cp1} ,在LCC



图 3 $G_{LG}=G_{HG}=G_{m}$ 时 D_{L} 与 D_{f} 随Q值变化的关系曲线 Fig.3 Relationship curves of D_{L} and D_{f} vs. Qwhen $G_{LG}=G_{HG}=G_{m}$

谐振阶段充电至 u_{cp2} ,近似认为 C_p 充放电为线性过程,结合式(14)可以得到 Δu_{cr} 与 u_{cp2} 的表达式为:

$$\begin{cases} \Delta u_{Cr} = \frac{I_{Ll} \pi z_{e}}{2\sqrt{2}} \\ u_{Cp2} = U_{o} + \frac{(D_{L} + D_{d})I_{Ll} z_{e} \pi}{2\sqrt{2}} \end{cases}$$
(20)

计算得到*C_r*、*C_p*承受的最大电压应力分别为 64.2、191.5 V。

4.2 开关管应力

当变换器从Boost电感储能阶段切换至LCC谐振阶段时,逆变桥臂下管承受的电压 u_{4s3.4}为:

$$u_{\rm ds3,4} = u_{\rm Cr}(t_2) + u_{\rm Cp}(t_2) \tag{21}$$

$$u_{\rm ds3, 4\,max} = \Delta u_{\rm Cr} + u_{\rm Cp2}$$
(22)

得到逆变桥臂下管承受的最大电压应力为 255.7 V。当变换器从LCC谐振阶段切换至反激馈 能阶段时,上管承受的最大电压应力*u*_{ds1,2max}表示为:

$$u_{\rm ds1,\,2max} = U_{\rm i} (1 + G_{\rm HG} N_2) + u_{Lk}$$
(23)

式中:u_{lk}为开关关断瞬间,由于辅助变压器T₂漏感 影响在开关管两端产生的电压尖峰值。代入样机参 数得到u_{del,2max}=293 V。

一个周期内开关管流过电流的有效值IQ_RMF为:

$$I_{Q_{\rm L}RMF} = \frac{1}{T_{\rm s}} \int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{\sqrt{2} \pi D_{\rm L}^2 U_{\rm i}}{z_{\rm e}} + \frac{I_{\rm Lf}}{2} \qquad (24)$$

结合式(14)求得 I_{Q_RMF}=4.81 A。

5 实验分析

为验证所提变换器拓扑的正确性,根据上文的 参数设计方法,设计了一台实验样机,样机参数如附 录D表D1所示。变换器在HG模式下达到最大输出 功率时的主要波形如图4所示。图中,虚线框①— ③分别对应Boost电感储能、LCC谐振、反激馈能阶 段。输出电压为150 V,输出电流为3.33 A,最大输 出功率为500 W,对应恒流充电与恒压充电的临界 状态,此时 $D_{\rm L}$ =0.36。





Fig.4 Main waveforms under HG mode

图4(a)为谐振元件的主要波形,可以看出在一 个周期内,变换器经过了Boost电感储能、LCC谐振、 反激馈能3个阶段。其中,在LCC谐振阶段,*u*_{Cp}、*u*_{Cr}、 *i*_L呈正弦规律变化;在死区和Boost电感储能阶段,*C*_p 上流过的电流为*I*_L,*u*_{Cp}线性下降。图4(b)为反激馈 能阶段相关波形,可以看出在桥臂上管关断后,谐振 腔电流快速下降,进入反激工作模式。*C*_r与*L*_m谐振, 谐振电流几乎为0,*u*_{Cr}变化较小。图4(c)为变换器 实现软开关的相关波形,可以看出每个桥臂上管均 能实现ZCS,下管均能实现ZVS。

变换器在 MG 模式下的主要波形见附录 D 图 D1。输出电压为 80 V,输出电流为 3.33 A,输出功 率为 266 W,对应恒流模式下的初始充电状态,此时 $D_{\rm R}$ = 0.528。可以看出, MG 模式相比 HG 模式缺少了 Boost 电感储能阶段, MG 模式下 $u_{c_{\rm P}}, u_{c_{\rm T}}, i_{L_{\rm T}}$ 在 LCC 谐振和死区阶段的变化规律与 HG 模式相同;4个开关 管均实现软开通,且在上管关断时,谐振电流已经馈送至输出侧,下管可实现零电流关断。

附录D图D2为变换器在LG模式下的主要波 形,输出电压为150V,输出电流为0.6A,输出功率 为90W,对应恒压模式下的低功率充电状态。此时 桥臂下管保持导通,桥臂上管并联工作,变换器工作 在反激状态。

附录D图D3为变换器动态响应波形。通过软

启动相关波形可以看出,变换器在启动过程中由LG 模式过渡到MG模式,电流平缓上升,进入恒流模 式。通过变换器动态响应波形可以看出:在恒流模 式下,变换器能够在HG模式与MG模式间切换,维 持输出电流为3.33 A;在恒压模式下,变换器在HG 模式与LG模式间切换,维持输出电压为150 V。

图5为实验样机在恒流、恒压模式下的效率曲 线。可以看出,变换器实现了全负载范围内开关管 软开通的无环流运行,有效提升了宽负载范围下的 工作效率,其中恒流模式下整体效率高于92%,最高 效率达93.93%,恒压模式下最高效率达93.18%。



图 5 效率曲线 Fig.5 Efficiency curves

6 结论

本文基于Boost调制思路提出了一种宽范围输出的多模式复合调制L-R型LCC谐振变换器。该变换器具有以下优点:

1)电压调节能力强,增益特性较硬,能够实现全 范围软开关,适用于宽负载变化场合;

2)输出电流连续,干扰小,输出电压纹波较小;

3)采用PWM控制方式,控制简单易于实现。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

 [1] 刘硕,苏建徽,赖纪东,等.LLC谐振变换器PO模式增益公式与模式边界条件分析[J].电力系统自动化,2020,44(6): 164-170.

LIU Shuo, SU Jianhui, LAI Jidong, et al. Analysis on gain formula and mode boundary condition for LLC resonant converter in PO mode[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(6):164-170.

- [2] 夏冰,阮新波,陈武. 高压大功率场合LCC谐振变换器的分析 与设计[J]. 电工技术学报,2009,24(5):60-66.
 XIA Bing,RUAN Xinbo,CHEN Wu. Analysis and design of LCC resonant converter for high voltage and high power applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009,24(5):60-66.
- [3] 袁义生,张钟艺,梅相龙,等. 三电平 LLC 谐振变换器关断损耗的优化设计[J]. 电力自动化设备,2020,40(2):28-34.
 YUAN Yisheng,ZHANG Zhongyi, MEI Xianglong, et al. Optimal design of switching-off loss in three-level LLC resonant converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40 (2):28-34.
- [4] 袁义生,张钟艺,兰梦罗. Boost-LCL型谐振变换器的TDSA仿 真建模及控制[J]. 电力自动化设备,2020,40(8):62-67,75.
 YUAN Yisheng,ZHANG Zhongyi,LAN Mengluo. TDSA simu-

lation modeling and control of Boost-LCL resonant converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(8):62-67,75.

- [5] STEIGERWALD R L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2):174-182.
- [6] YANG R, DING H, XU Y. An analytical steady-state model of LCC type series-parallel resonant converter with capacitive output filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1):328-338.
- [7]张航,赵晋斌,屈克庆,等.高效率LLC谐振变换器的定频混合 控制策略[J].电力自动化设备,2019,39(7):92-98.
 ZHANG Hang,ZHAO Jinbin,QU Keqing, et al. Fixed-frequency hybrid control strategy of high-efficiency LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(7): 92-98.
- [8] 李红梅,张恒果,崔超. 车载充电 PWM 软开关 DC-DC 变换器研究综述[J]. 电工技术学报,2017,32(24):59-70.
 LI Hongmei, ZHANG Hengguo, CUI Chao. Review of PWM soft-switching DC-DC converter for on-board chargers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(24):59-70.
- [9] BHAT A K S. Fixed-frequency PWM series-parallel resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(5):1002-1009.
- [10] CZARKOWSKI D, KAZIMIERCZUK M K. Phase-controlled series-parallel resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(3): 309-319.
- [11] 赵清林,李昆仑,刘威,等.采用移相控制有源整流的全桥变换器[J].电力自动化设备,2019,39(6):27-32,46.
 ZHAO Qinglin,LI Kunlun,LIU Wei, et al. Full bridge converter with phase-shifted control active rectifier [J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(6):27-32,46.
- [12] 高铁峰,张森,赵剑锋,等. LCC谐振变换器非对称移相控制及 效率优化方法[J]. 电工技术学报,2017,32(8):208-219.
 GAO Tiefeng,ZHANG Sen,ZHAO Jianfeng, et al. Asymmetrical phase shift control and efficiency optimization strategy for LCC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(8):208-219.
- [13] 高铁峰,张森,朱朱,等. 自持移相LCC谐振变换器稳态分析及 参数设计[J]. 电力自动化设备,2016,36(8):122-129.
 GAO Tiefeng,ZHANG Sen,ZHU Zhu, et al. Steady-state analysis and parameter design for SSPSM-LCC resonant converter[J].
 Electric Power Automation Equipment,2016,36(8):122-129.
- [14] 曹靖,许建平,陈一鸣,等. PWM-PFM 混合控制 LCC 谐振变换器研究[J]. 中国电机工程学报,2018,38(12):3629-3637.
 CAO Jing, XU Jianping, CHEN Yiming. Study of PWM-PFM hybrid controlled LCC resonant converter [J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(12):3629-3637.
- [15] CHEN Y, XU J, WANG Y. A dual-carrier modulation technique for half-bridge resonant converter with wide soft-switching range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019,66(1):223-232.
- [16] LI Z, ZHAO J, CHEN Z. A design method for LCC resonant converter over wide load range with wide-range input and output [C] //2019 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). Macao, China: IEEE, 2019: 1-6.
- [17] 林磊明,许建平,陈一鸣,等.一种宽范围ZVS定频LCC谐振变换器设计[J].中国电机工程学报,2018,38(16):4846-4854,4990.
 LIN Leiming, XU Jianping, CHEN Yiming, et al. Fixed frequency LCC resonant converter design with wide zero voltage

switching range [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(16): 4846-4854, 4990.

- [18] 袁义生,梅相龙,姬鹏远.一种Boost-LCL谐振变换器[J].中国 电机工程学报,2019,39(7):2166-2175.
 YUAN Yisheng,MEI Xianglong,JI Pengyuan. A Boost-LCL resonant converter [J]. Proceedings of the CSEE,2019,39(7):
- 2166-2175.
 [19] 袁义生,赖立. 一种多模式电流馈LCL谐振变换器[J]. 中国电机工程学报,2020,40(10):3259-3270.
 YUAN Yisheng, LAI Li. A multi-mode current-fed LCL resonant converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3259-3270.

作者简介:



袁义生(1974—),男,江西上高人,教授, 博士,主要研究方向为电力电子系统及其控 制(**E-mail**:cloudstone_yuan@aliyun.com);

易尘宇(1998—),男,江西鹰潭人,硕 士研究生,主要研究方向为电力电子与电力 传动(**E-mail**:yichenyu0218@foxmail.com);

赖 立(1996—),男,江西吉安人,硕 士研究生,主要研究方向为电力电子与电力 传动(**E-mail**:laili9611@foxmail.com)。

(编辑 李莉)

Multi-mode compound modulation L-R LCC resonant converter

YUAN Yisheng, YI Chenyu, LAI Li

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A multi-mode compound modulation L-R (Linear-Resonance) LCC resonant converter is proposed. The proposed converter combines traditional LCC resonant converter with Boost modulation to realize the conversion of inductive current between linear and resonant type, and achieves the soft switching characteristic in full load range. In composite modulation mode, the converter can be converted among three operating modes to adapt to the application with wide output voltage and load range, which solves the problem that it is difficult to realize soft switching in traditional LCC resonant converter under light load. Compared with the existing Boost modulation resonant converter, the proposed converter uses a rear-mounted parallel resonant capacitor to construct the LCC resonant structure and cooperate with the back-end LC filtering structure, which solves the problem of large output ripple caused by discontinuous resonant current under Boost modulation mode. The working principle of each mode is described in detail, the time-domain expressions of each variable are derived, and the voltage gain expression with more accuracy is obtained. Finally, based on the CC-CV(Constant Current and Constant Voltage) charging mode, an experimental prototype with input voltage of 110 V, output voltage of 80~150 V, output current of 0~3.33 A and maximum output power of 500 W is designed. The design method of each parameter and mode conversion is given, and the experimental results prove the correctness of theoretical analysis.

Key words: electric converters; LCC resonance; multi-mode compound modulation; wide-range output; CC-CV charging

附录 A







图 A3 MG 模式下的主要波形 Fig.A3 Main waveforms under MG mode

附录 B

HG 模式下电压增益
$$G_{\text{HG}} = \omega_n$$
、 Q 、 D_L 、 D_R 之间的关系式为:
 $f(G_{\text{HG}}, \omega_n, Q, D_L, D_R) = \{(1 - \cos A)((2 + D_L)4\sqrt{2}Q\omega_n^2 + \pi[(1 + \cos A)(2 - D_R)^2\sqrt{2}\pi^2Q - 8\pi D_L\omega_n) - 4\sqrt{2}(2 - D_R)(1 + D_L)\pi Q\omega_n \sin A]^2\}/\{2\sqrt{2}G_{\text{HG}}\omega_nQ[4\omega_n(\sqrt{2}Q\omega_n + 2\pi)(1 - \cos A) + ((2 - D_R)^2\sqrt{2}\pi^2Q)(1 + \cos A) - 4\sqrt{2}(2 - D_R)\pi Q\omega_n \sin A]^2\} + (B1)$
 $\{4\pi[2\omega_n(1 + D_L)(\cos A - 1) + D_L\pi(2 - D_R)\sin A]\}/\{4\omega_n(\sqrt{2}Q\omega_n + 2\pi)(1 - \cos A) + [(2 - D_R)^2\sqrt{2}\pi^2Q](1 + \cos A) - 4\sqrt{2}(2 - D_R)\pi Q\omega_n \sin A] - G_{\text{HG}}$
HG 模式下 $i_{Lr}(t_2)$ 的表达式为:
 $L(t) = = \{\pi U \{(1 - \cos A)[(2 + D_L)4\sqrt{2}Q\omega_n^2 - 8\pi D_L\omega_L] + (1 + \cos A)(2 - D_L)^2\sqrt{2}\pi^2Q - 2\pi^2Q + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q) + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q + 2\pi^2Q) + 2\pi^2Q + 2\pi^2$

$$I_{Lr}(t_2)_{(U_i,Q,\omega_n,z_e,D_L)} = \{\pi U_i \{(1 - \cos A)[(2 + D_L)4\sqrt{2}Q\omega_n^2 - 8\pi D_L\omega_n] + (1 + \cos A)(2 - D_R)^2\sqrt{2}\pi^2Q - 4\sqrt{2}(2 - D_R)(1 + D_L)\pi Q\sin\omega_n\}\} / \{\omega_n z_e \{4\omega_n(\sqrt{2}Q\omega_n + 2\pi)(1 - \cos A) + [(2 - D_R)^2\sqrt{2}\pi^2Q](1 + \cos A) - 4\sqrt{2}(2 - D_R)\pi Q\omega_n\sin A\}\}$$
(B2)

HG 模式下 ILf 的表达式为:

$$I_{Lf(U_i,Q,\omega_n,D_L,z_e)} = \{-4\pi Q U_i [2\omega_n (1+D_L)(\cos A - 1) + D_L \pi (2 - D_R) \sin A]\} / \{z_e \{4\omega_n (\sqrt{2}Q\omega_n + 2\pi)(1 - \cos A) + [(2 - D_R)^2 \sqrt{2}\pi^2 Q](1 + \cos A) - 4\sqrt{2}(2 - D_R)\pi Q \omega_n \sin A\}\}$$
(B3)

式中: $A = -\pi D_R / \omega_n$ 。

MG 模式下电压增益 G_{MG} 与 ω_n 、Q、 D_R 之间的关系式为:

$$f(G_{MG}, \omega_{n}, Q, D_{R}) = \{\pi[(1+\cos A)(2-D_{R})^{2}\sqrt{2}\pi^{2}Q^{+}(1-\cos A)8\sqrt{2}Q\omega_{n}^{2}-4\sqrt{2}(2-D_{R})\pi Q\omega_{n}\sin A]^{2}\}/$$

$$\{2\sqrt{2}G_{MG}\omega_{n}Q\{4\omega_{n}(\sqrt{2}Q\omega_{n}+2\pi)(1-\cos A)+[(2-D_{R})^{2}\sqrt{2}\pi^{2}Q](1+\cos A)-$$

$$4\sqrt{2}(2-D_{R})\pi Q\omega_{n}\sin A\}^{2}\}+\{4\pi[2\omega_{n}(\cos A-1)]\}/\{4\omega_{n}(\sqrt{2}Q\omega_{n}+2\pi)(1-\cos A)+$$

$$[(2-D_{R})^{2}\sqrt{2}\pi^{2}Q](1+\cos A)-4\sqrt{2}(2-D_{R})\pi Q\omega_{n}\sin A\}-G_{MG}$$
(B4)



附录 C





图 C2 变换器样机充电曲线 Fig.C2 Charging curve of converter prototype

阼	禄	D
	-	

表 D1	样机参数
K DI	们们学致

		11 1/0	~ ~
Table D1	Pro	totype	parameters

参数	数值	
谐振电感 Lr/µH	20	
谐振电容 Cr/μF	0.125	
并联电容 C _p /μF	0.125	
开关频率 f _s /kHz	100	
输出滤波电感 Lt/µH	65	
输出电容 C _o /µF	470	
开关管 Q1-Q4型号	IPW60R120P7	
整流二极管 V _{D0} —V _{D4} 型号	F30S60S	
主变压器 T1型号(原、副边匝比)	EE42(15:15)	
辅助变压器 T2型号(原、副边匝比)	EE30(8:8)	
RCD 箝位电路	R=10 kΩ, C=100 nF, D 型号为 MUR460	



(a) 谐振元件主要波形



(b) 软开关相关波形



(c) 反激馈能阶段相关波形

图 D1 MG 模式下的主要波形

Fig.D1 Main waveforms under MG mode



图 D2 LG 模式下的主要波形 Fig.D2 Main waveforms under LG mode

