

高效率 LLC 谐振变换器的定频混合控制策略

张航, 赵晋斌, 屈克庆, 毛玲

(上海电力大学 电气工程学院, 上海 200090)

摘要: LLC 谐振变换器为实现输出电压在宽范围内变化, 普遍采用变频控制策略。然而变频控制策略存在谐振参数设计困难、变压器体积较大和电磁兼容等问题。为克服变频控制策略中存在的问题, 提出定频变母线电压和移相混合控制策略。通过增大副边开关管零电流关断范围, 提高变换器的工作效率和功率密度。分析所提控制策略的工作过程和软开关实现条件, 并提出谐振网络参数设计方法。

关键词: LLC 谐振变换器; 软开关; 定频移相控制; 电压自适应控制

中图分类号: TM 46

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2019.07.014

0 引言

随着世界环境问题和能源危机的日益严峻, 各国开始大力推动新能源产业的发展, 电动汽车因具有环境友好型特点而得到大力的发展^[1-2]。因而针对电动汽车充电桩的研究得到广泛关注, 由于车载电池电压变化范围宽, 这对设计一款满足车载电池输入电压范围的变换器提出了挑战。

LLC 谐振变换器因可实现原边开关管零电压开通和副边开关管零电流关断而得到广泛的关注^[3]。LLC 谐振变换器利用磁集成技术将变压器漏感折算到谐振电感, 以提高变换器功率密度^[4-6]。与传统 LC 滤波电路相比, 其输出滤波仅采用电容滤波变换器, 体积大幅缩小。LLC 谐振变换器为满足车载锂电池宽输入电压的要求, 一般采用变频控制策略。为实现宽负载范围输出电压要求^[7-8], 开关频率变化范围很宽, 这将导致变压器设计困难和电磁兼容问题。传统变频控制策略中电感比 (L_m/L_r) 设计得很小, 这将增大谐振网络中的谐振电流, 导致变换器导通损耗和变压器损耗增加^[9], 降低变换器效率。因此, 传统变频控制策略阻碍了变换器向高效率和高功率密度方向发展。

国内外学者为满足车载锂电池宽输入电压的要求, 对进一步地提高变换器工作效率进行了大量研究。文献[10-12]通过改变拓扑结构和控制策略调节输出电压, 实现变换器的效率优化。文献[10-11]提出一种基于 LLC 谐振变换器的混合拓扑结构, 当输入电压值较大时, 将两电平半桥 LLC 谐振变换器调制为三电平结构, 而当输入电压值较小时, 将其调制为两电平结构。文献[12]提出低输入电压时工作于两电平全桥拓扑结构, 在输入电压较高时工作于半桥拓扑结构。但是文献[11-12]所提的方法增

加了变换器控制复杂度, 在拓扑结构切换工作瞬间会导致输出电压的瞬态跳变, 不适合应用于输出电压稳定性要求较高的场合。上述拓扑结构都采用变频控制策略, 增大了谐振网络参数设计难度。文献[13]提出 LLC 谐振变换器在轻载时采用间歇式控制模式, 其基本思想是将开关频率工作在谐振频率处, 通过反复开通和关断功率管来控制负载侧的平均功率从而实现输出电压调节, 但采用这种间歇式控制方式会增大输出电流纹波, 降低系统功率密度, 同时会引进电磁干扰。文献[14-15]虽然采用定频控制方法, 但通过额外增加辅助绕组和辅助开关管来实现输出电压调节。上述方法增加了拓扑结构和控制复杂度, 并且增加的辅助开关管并不能实现软开关, 降低了系统整体效率。

基于全桥 LLC 谐振变换器拓扑, 本文提出了一种定频变模式混合控制策略, 在无需增加任何辅助电路的条件下实现输出电压调节, 且使变换器在全负载时效率得到优化。当谐振变换器电压增益大于 1 时, 通过将开关频率工作在谐振频率处, 改变前级功率因数校正 (PFC) 环节输出母线电压来实现负载电压调节, 减小由变频控制引起的环流损耗; 当谐振变换器电压增益小于 1 时, 采用定频全桥移相控制策略实现降压调节。与传统变频控制策略相比, 其可以扩大整流二极管零电流关断范围, 降低副边二极管关断损耗。本文对所提定频变模式控制策略进行了详细介绍, 并提出谐振网络参数优化设计方法, 最后通过实验验证了该控制策略可提高变换器工作效率和功率密度。

1 LLC 谐振变换器工作原理

全桥 LLC 谐振变换器拓扑如图 1 所示。图中, Q_1 — Q_4 为功率开关管; 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。

在变频模式控制下, LLC 谐振变换器的电压增益如下:

收稿日期: 2018-07-04; 修回日期: 2019-04-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51777120)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51777120)

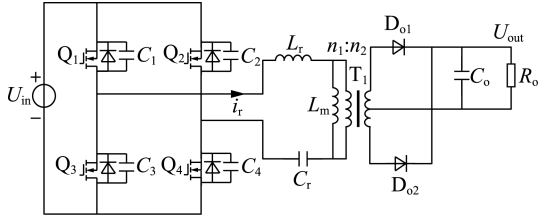


图 1 全桥 LLC 谐振变换器拓扑

Fig.1 Topology of full-bridge LLC resonant converter

$$M_{dc} = \frac{NU_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (1)$$

其中, U_{in} 为母线输入电压; U_{out} 为负载两端电压; $k = \frac{L_m}{L_r}$, 为励磁电感和谐振电感的比值; $f_n = \frac{f}{f_r}$, 为归一化频率, f 为开关频率, $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$, 为谐振频率; $Q = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $R_{eq} = \frac{8N^2}{\pi^2} R_o$, 为副边等效到原边的电阻; $N = \frac{n_1}{n_2}$, 为变压器匝比。由式(1)可得在不同 Q 值下的归一化增益曲线, 如图 2 所示。

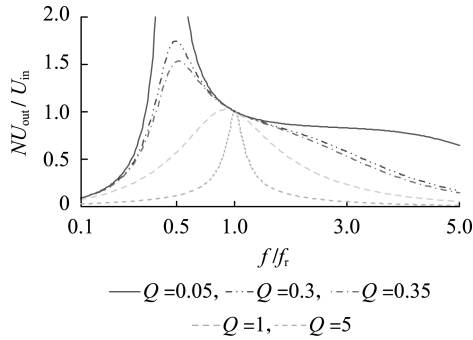


图 2 谐振变换器输入输出电压增益曲线

Fig.2 Input and output voltage gain curves of resonant converter

当充电机给车载电池充电时, 由于车载电池阻抗随电池荷电状态 (SOC) 变化, 电池输入电压将在宽范围内变化。根据图 2 所示的电压增益曲线与开关频率关系可得到, 当开关频率大于谐振频率时, 增益曲线随频率下降趋势平缓。为满足电池输入电压要求, 开关频率将会在很大范围内变化, 开关频率宽范围变化会给谐振网络参数设计带来很大的困难。为解决上述问题, 本文提出了定频变模式混合控制策略及其相应的谐振参数设计方法。

2 定频变模式混合控制策略

传统变频控制策略下 LLC 谐振变换器通过减小电感比满足车载电池宽输入电压要求^[16]。如果增大谐振电感值 L_r , 将会减小变换器的功率密度。谐振网络电流有效值和励磁电感值 L_m 成反比, 如果减小励磁电感值 L_m , 谐振网络电流有效值将会增加, 变换器损耗增大。所以传统变频控制策略与所提倡的高功率密度和高效率变换器背道而驰。

本文提出定频变模式混合控制策略可解决上述变频控制策略存在的问题, 通过判断直流电压增益 $M_{dc} = NU_{oref}/U_{inmin}$ 对 2 种模式进行切换, 其中 U_{oref} 为输出电压参考值, U_{inmin} 为母线电压最小值。 $M_{dc} \geq 1$ 时切换为变母线电压控制策略, $M_{dc} < 1$ 时切换为定频移相控制策略。本文所提定频混合控制框图如图 3 所示。图中 VCO 为压控振荡器。

2.1 母线电压自适应控制策略

本文所提母线电压自适应控制策略工作原理如下: 后级 LLC 谐振变换器工作在谐振频率点, 通过改变前级 PFC 变换器输出母线电压参考值, 可以实现 LLC 谐振变换器工作在最大效率点, 实现输出电压调节, 减小谐振网络环流引起的传导损耗和励磁损耗。

由图 3 可知, 使用隔离电压传感器对电池电压

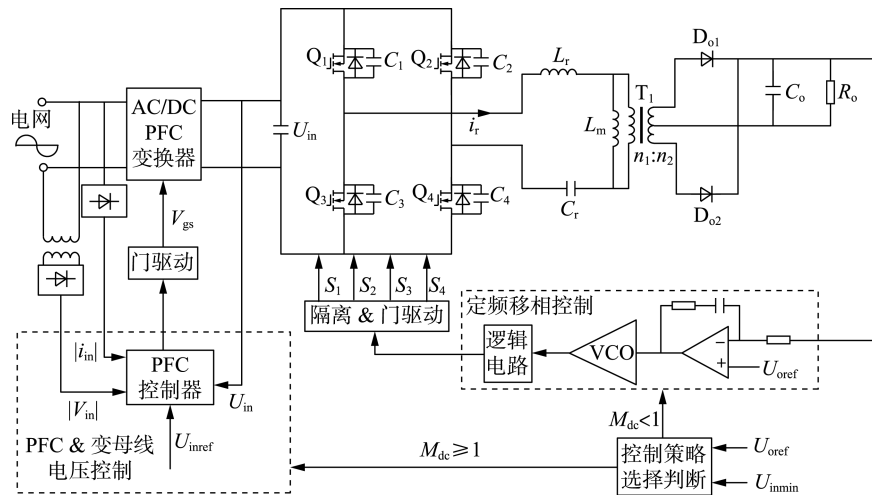


图 3 定频混合控制框图

Fig.3 Block diagram of fixed-frequency hybrid control

进行采样,当电池电压被采样时,根据式(2)计算 PFC 级参考电压,使直流母线电压随电池电压而变化。将后级逆变器开关频率工作在谐振频率处,消除谐振网络环流损耗,实现在最大效率点工作。

$$U_{\text{busref}} = N(U_{\text{oref}} + V_D) \quad (2)$$

其中, V_D 为次级二极管压降; U_{busref} 为母线参考电压; U_{oref} 为负载两端参考电压。

2.2 定频移相控制策略

传统变频 LLC 谐振变换器控制策略下当电压增益小于 1 时,通过增大开关频率来减小输出电压;当开关频率大于谐振频率时,增益曲线下落趋势缓慢,输出电压调节范围有限。为了增加电压增益曲线的下降趋势,通常将谐振网络电感比减小。但会导致谐振变换器功率密度降低,增大变换器损耗,当开关管的开关频率增大时,会产生电磁干扰和谐波问题,不利于变压器的设计,副边整流二极管不能实现零电流关断。

本文提出全桥 LLC 谐振变换器定频移相控制策略,其工作波形如图 4 所示。图中, V_{ab} 为逆变器输出电压; i_r 和 i_m 分别为谐振电流和励磁电流; i_d 为流经 2 个二极管正向电流正负值之和; θ 为移相角。全桥变换器开关管工作在谐振频率 f_r 处, Q_1 与 Q_2 及 Q_3 与 Q_4 相应互补导通,通过改变 Q_1 与 Q_4 之间的移相角来调节输出电压。

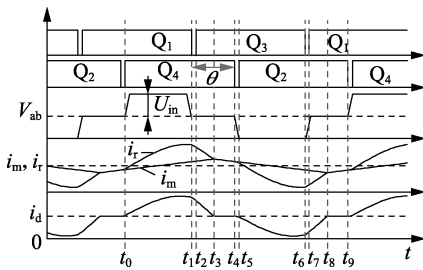


图 4 定频移相控制波形

Fig.4 Waveforms of fixed-frequency phase-shift control

移相定频控制在一个周期内共有 10 个工作模式,下面将对以半个工作周期为例进行分析,各阶段工作电路见附录中图 A1。

(1) 模式 1 (t_0-t_1): 在 t_0 时刻,开关管 Q_1 和 Q_4 导通,谐振电流 i_r 和励磁电流 i_m 的差值向变压器副边供电,励磁电感 L_m 被输出电压箝位到 $N(U_{\text{out}} + V_D)$,励磁电流 i_m 线性增长,次级整流管 D_{ol} 导通,在此阶段 L_m 和 C_r 参与谐振。此阶段下谐振电流 i_r 、励磁电流 i_m 、 C_r 两端电压 V_{C_r} 表达式为:

$$\begin{cases} i_r(t) = i_r(t_0) \cos[\omega_s(t-t_0)] + V_k \sin[\omega_s(t-t_0)]/Z_r \\ i_m(t) = i_r(t_0) + NU_{\text{out}}(t-t_0)/L_m \\ V_{C_r}(t) = U_{\text{in}} - NU_{\text{out}} - V_k \cos[\omega_s(t-t_0)] + \\ i_r(t_0) Z_r \sin[\omega_s(t-t_0)] \end{cases} \quad (3)$$

其中, $V_k = U_{\text{in}} - NU_{\text{out}} - V_{C_r}(t_0)$; $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。

(2) 模式 2 (t_1-t_2): 在 t_1 时刻,开关管 Q_1 关断, V_{ab} 降为 0,谐振电流给开关管 Q_1 和 Q_3 并联电容充放电,充放电结束后通过开关管 Q_3 并联二极管续流,为开关管 Q_3 零电压开通创造条件。

(3) 模式 3 (t_2-t_3): 在 t_2 时刻,开关管 Q_3 零电压开通, V_{ab} 仍为 0,由于没有电源给谐振网络供电,谐振电流 i_r 下降,但 i_r 依然大于 i_m ,继续给副边提供能量。此阶段下谐振电流 i_r 、励磁电流 i_m 、 C_r 两端电压 V_{C_r} 表达式为:

$$\begin{cases} i_r(t) = i_r(t_2) \cos[\omega_s(t-t_2)] - V_p \sin[\omega_s(t-t_2)]/Z_r \\ i_m(t) = i_r(t_2) + NU_{\text{out}}(t-t_2)/L_m \\ V_{C_r}(t) = -NU_{\text{out}} + V_p \cos[\omega_s(t-t_2)] + \\ i_r(t_2) Z_r \sin[\omega_s(t-t_2)] \end{cases} \quad (4)$$

其中, $V_p = NU_{\text{out}} + V_{C_r}(t_2)$ 。

(4) 模式 4 (t_3-t_4): 在 t_3 时刻,励磁电感 L_m 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 参与谐振,由于 L_m 值较大,励磁谐振频率 f_m 较小,谐振电流上升趋势很缓慢,近似常值。谐振网络不再向副边传递能量,滤波电容向负载供电,在 t_3 时刻副边二极管实现零电流关断。此阶段下谐振电流 i_r 、励磁电流 i_m 、 C_r 两端电压 V_{C_r} 表达式为:

$$\begin{cases} i_r(t) = i_m(t) = i_r(t_3) \cos[\omega_m(t-t_3)] - \\ V_{C_r}(t_3) \sin[\omega_m(t-t_3)]/Z_m \\ V_{C_r}(t) = V_{C_r}(t_3) \cos[\omega_m(t-t_3)] + \\ i_r(t_3) Z_m \sin[\omega_m(t-t_3)] \end{cases} \quad (5)$$

其中, $\omega_m = 1/\sqrt{(L_r+L_m)C_r}$; $Z_m = \sqrt{(L_r+L_m)/C_r}$ 。

(5) 模式 5 (t_5-t_6): 在 t_5 时刻,开关管 Q_4 关断, $V_{\text{ab}} = -U_{\text{in}}$,谐振电流给开关管 Q_4 和 Q_2 并联电容充放电,充放电结束后通过开关管 Q_2 并联二极管续流,为开关管 Q_2 零电压开通创造条件。

(6) 模式 6: 从 t_6 时刻开始进入下半个周期工作,其工作原理与上半个周期相似,不再赘述。

3 LLC 谐振变换器损耗分析

提高变换器效率至关重要,一般地,影响 LLC 谐振变换器效率主要有以下 3 个方面:谐振变换器原边侧和副边侧的导通损耗,原边侧功率开关管的关断损耗,磁性元件的磁芯损耗。

3.1 谐振网络参数对传导损耗的影响

LLC 谐振网路输入电压为方波电压,逆变器开关管工作在谐振频率 f_r 处,输入方波电压经傅里叶展开为式(6)。在谐振频率处,谐振网络可以等效为带通滤波器,谐振网络阻抗等于 0,谐振电流为谐振频率 f_r 的正弦波。为便于定量分析谐振电流对变

换器效率的影响,忽略谐振变换器内部的环流,谐振频率处谐振槽电流如图 5 所示。

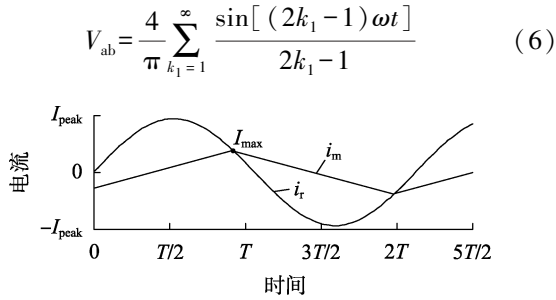


图 5 谐振频率处谐振槽电流

Fig.5 Resonant tank current at resonance frequency

励磁电流 i_m 在 $1/2$ 周期处达到最大值,由于励磁电感一直被输出电压箝位,可计算励磁电流最大值 $I_{\max}$ 为:

$$I_{\max} = \frac{NU_{\text{out}} T}{4L_m} \quad (7)$$

谐振槽中谐振电流按照正弦变化,可得:

$$i_r = \sqrt{2} I_{\text{rms}} \sin(2\pi f t + \varphi) \quad (8)$$

其中, I_{rms} 为谐振电流有效值; φ 为励磁电流与谐振电流之间的相位差。谐振网络在 $1/2$ 周期倍数时,谐振电流值与励磁电流值相等,如式(9)所示。

$$\sqrt{2} I_{\text{rms}} \sin \varphi = \frac{NU_{\text{out}} T}{4L_m} \quad (9)$$

谐振电流 i_r 与励磁电流 i_m 的差值经变压器向负载传递能量,如式(10)所示。

$$\int_0^{T/2} (i_r - i_m) dt = \frac{U_{\text{out}} T}{2NR_o} \quad (10)$$

由式(10)可以求得谐振网络电流值为:

$$I_{\text{rms}} = \frac{1}{8} \frac{U_{\text{out}}}{NR_o} \sqrt{\frac{2N^4 R_o^2 T^2}{L_m^2} + 8\pi^2} \quad (11)$$

其中, R_o 为负载电阻。

根据式(11)可以得到谐振电流值与负载电阻 R_o 、开关频率 f_s 、励磁电感值 L_m 有关。当确定开关变换器参数设计后,谐振电流值仅与励磁电感 L_m 有关,而与谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 值无关。

谐振变换器传导损耗 P_{con} 如式(12)所示。为了减小 P_{con} ,由于变换器的传导电阻值 R_{con} 基本恒定,通过增大励磁电感 L_m ,可以减小谐振电流值。

$$P_{\text{con}} = I_{\text{rms}}^2 R_{\text{con}} \quad (12)$$

磁性元件的铜损耗对变换器效率影响也很关键,铜损耗来自谐振电感和变压器的初级,通过增大励磁电感值可减小谐振变换器环流引起的铜损耗。

变换器次级整流侧传输损耗也是需要考虑的问题,次级整流损耗由电流流经整流管的导通电阻而

引起的。次级电流有效值为:

$$I_{\text{rms}} = \frac{1}{4} \frac{U_{\text{out}}}{NR_o} \sqrt{\frac{5\pi^2 - 48}{12\pi^2} \frac{N^4 R_o^2 T^2}{L_m^2} + 1} \quad (13)$$

为了减小次级导通损耗,在变换器开关频率 f_s 和负载电阻值 R_o 确定的情况下,通过增大谐振网络的励磁电感 L_m 来提高谐振变换器效率。

3.2 谐振网路参数对关断损耗的影响

由于谐振变换器原边开关管可以实现零电压开通,开关管的关断损耗是影响谐振变换器效率的重要因素。原边 4 个开关管的关断损耗如下:

$$P_{\text{off}} = \frac{(I_{\text{off}} t_{\text{fall}})^2 f}{6C_{\text{HB}}} = \frac{N^2 t_{\text{fall}}^2 U_{\text{out}}^2 T}{96L_m^2 C_{\text{HB}}} \quad (14)$$

其中, t_{fall} 为开关管的关断时间; C_{HB} 为半桥的等效电容值; I_{off} 为开关管关断时电流值。从式(14)中可得变换器原边开关损耗与励磁电感值有关,通过增大励磁电感值 L_m 可减小开关管的关断损耗。

3.3 谐振网络参数对磁芯损耗的影响

磁芯损耗是铁磁物质在交流磁化过程中,因消耗能量发热而引起的,谐振变换器的磁芯损耗对效率影响很大。谐振变换器网络铁磁材料包括谐振电感和变压器,磁芯损耗为:

$$P_{\text{fe}} = k^* f^\alpha \Delta B^\beta \quad (15)$$

其中, k^* 、 α 、 β 为由磁芯类型和材料所决定的参数; ΔB 为磁感应强度摆幅。当磁芯材料类型固定且开关频率固定到谐振频率处时,磁芯损耗主要由磁感应强度摆幅 ΔB 决定。下面将对谐振电感和变压器分别进行讨论。

对于谐振电感 L_r ,根据安培准则可得:

$$\Delta B_{L_r} = \frac{L \Delta i}{2n_{L_r} A_e} = \frac{L}{n_{L_r} A_e} \sqrt{\frac{N^2 U_{\text{out}}^2 T^2}{16L_m^2} + \frac{\pi^2 U_{\text{out}}^2 I_{\text{out}}^2}{4U_{\text{in}}^2}} \quad (16)$$

其中, A_e 为谐振电感磁芯有效截面积; n_{L_r} 为磁芯上绕组匝数。由式(16)可得,当变换器输入输出电压电流参数确定时,磁感应强度的摆幅主要由励磁电感值 L_m 决定,所以通过增加励磁电感值的大小可以减小谐振电感的磁芯损耗。

变压器的磁感应强度摆幅为:

$$\Delta B_T = \frac{\lambda_p}{2n_T A_e} = \frac{NU_{\text{out}} T}{4n_T A_e} \quad (17)$$

其中, λ_p 为变压器原边伏秒面积; n_T 为变压器原边绕组匝数。根据式(17)可得,变压器磁芯损耗与谐振网络参数无关。

通过对 LLC 谐振变换器的初次级导通损耗、主功率管关断损耗和磁性元件的磁芯损耗分析可知,在变换器输入输出电压固定的情况下,励磁电感是影响变换器传输效率的主要因素。可以通过增加励

磁电感 L_m 值来减小变换器的损耗,提高谐振变换器转换效率。

4 LLC 谐振变换器参数设计

变频控制策略通过调节开关频率实现输出电压宽范围变化^[17]。当负载较轻时,通过增大开关频率来减小输出电压,这会引起开关管的开关损耗;当负载较重时,减小开关管开关频率会导致谐振网络环流增大而引起导通损耗增加。而本文所提定频混合控制策略通过固定开关频率来解决变频控制策略中存在的问题。

为减小电压增益对频率的敏感程度,通过增大电感比值使电压增益曲线斜率变化缓慢,其可以通过减小谐振电感 L_r 或增大励磁电感 L_m 来实现。减小谐振电感参数设计值,可以使谐振电感完全由变压器漏感来提供,不需要额外的谐振电感元件,可以提高变换器的磁集成度。增大励磁电感 L_m ,可以减小谐振电流,提高变换器传输效率。变压器磁芯窗口有效面积如式(18)所示。可见增大励磁电感值,将减小变压器的体积,提高谐振变换器功率密度。

$$A_p = \frac{\left(I_{rms1} + \frac{I_{rms2}}{N}\right) U_{in}}{K_f K_j \Delta B f} \quad (18)$$

$$I_{rms1} = \frac{U_{out}}{8NR_o} \sqrt{8\pi^2 + \frac{2N^4 R_o^2 T_r^2}{L_m^2}} \quad (19)$$

$$I_{rms2} = \frac{U_{out}}{4R_o} \sqrt{1 + \frac{5\pi^2 - 48N^4 R_o^2 T_r^2}{12\pi^2 L_m^2}} \quad (20)$$

其中, K_f 为波形系数; K_j 为电流密度; I_{rms1} 为变压器初级电流有效值; I_{rms2} 为变压器次级电流有效值; T_r 为谐振频率 f_r 的倒数。

通过上文分析可得,增大励磁电感值将提高变换器的传输效率和功率密度。但是随着励磁电感值的增大,谐振电流值将会逐渐变小,所以励磁电感值上限要求在死区时间内完成开关管寄生电容的充放电。当移相角 θ 最大时谐振电流最小,由图 5 可以发现,在移相控制时,只要保证 Q_2 、 Q_4 实现软开关, Q_1 、 Q_3 就可以实现软开关。励磁电流最大值 I_{max} 为:

$$I_{max} = \frac{NU_{out}(\pi - \theta)T}{4\pi L_m} \quad (21)$$

令每个开关管漏源并联电容为 C_{oss} ,死区时间为 t_{dead} ,开关管寄生电容完成充放电时间为 t_{fall} 。假设在原边谐振网络环流时,谐振电流值等于 I_{max} 并保持不变,可求得开关管寄生电容充放电时间为:

$$t_{fall} = \frac{4U_{in} C_{oss}}{I_{max}} \quad (22)$$

由式(21)和式(22)得:

$$\frac{16\pi L_m U_{in} C_{oss}}{NU_{out}(\pi - \theta)T} = t_{fall} < t_{dead} \quad (23)$$

根据式(23)可得,当移相角逐渐增大时,谐振电流逐渐减小。设定最大移相角为 $3\pi/4$,在死区时间固定的情况下,励磁电感最大值为:

$$L_{mmax} = \frac{NU_{out} T_{dead}}{64U_{in} C_{oss}} \quad (24)$$

为了留有一定裕度,励磁电感值取 $90\%L_{mmax}$,由于本文采取定频控制策略,为减小直流电压增益曲线对频率的敏感度,根据经验电感比 L_m/L_r 取大于 15,然后根据式(25)确定 C_r 的取值。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (25)$$

5 实验验证

为了验证本文所提定频变模式混合控制策略的可行性,搭建了一台 300 W 实验样机,样机实验参数如表 1 所示。定频变模式混合控制采用型号为 TMS320F28335 的 DSP 实现。

表 1 实验参数

Table 1 Experimental parameters

实验参数	数值	实验参数	数值
输入电压 U_{in}/V	200~300	漏感/ μH	2.74
额定功率 P_o/W	300	母线电容 $C_{bus}/\mu F$	50
谐振电感/ μH	15	开关频率 f/kHz	95
励磁电感/ μH	230	变压器变比	8:1:1
谐振电容/nF	210		

图 6 给出了全桥 LLC 谐振变换器工作在定频变母线电压工作模式、输出电压为 30 V、输入电压为 250 V 时的实验波形。图中, i_{D1} 为整流二极管电流。由图 6 可以看出, i_r 滞后于 V_{ab} , 功率开关管实现零电压开通;整流二极管实现零电流关断,减小了二极管反相恢复损耗。

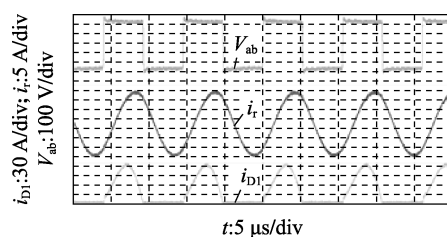
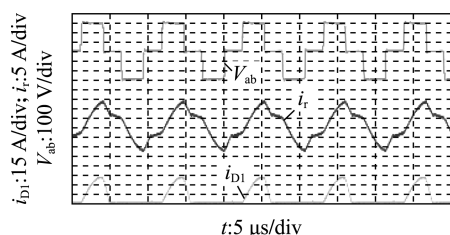
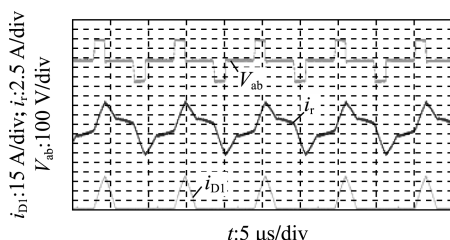


图 6 实验波形

Fig.6 Experimental waveforms

图 7 和图 8 分别为输出电压工作在 20 V 和 12 V 时,即不同移相角 θ 下所对应的实验波形。可见谐振电流滞后于逆变器输出电压,功率开关管实现零电压开通,二次侧整流管在不同输出电压下实现零电流关断。上述实验结果证实了本文控制策略理论分析的正确性。

图7 实验波形 ($\theta=67^\circ$)Fig.7 Experimental waveforms ($\theta=67^\circ$)图8 实验波形 ($\theta=105^\circ$)Fig.8 Experimental waveforms ($\theta=105^\circ$)

本文对定频混合控制策略的动态特性进行实验分析,结果如图9所示。当输入电压 ± 20 V跃变时,输出电压稳定在参考值,这说明该控制策略下输出电压有良好的动态特性。

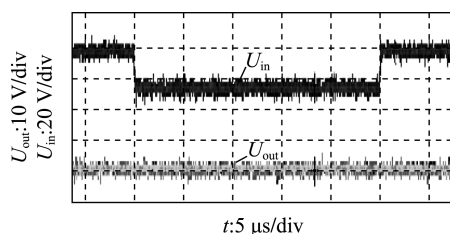


图9 动态实验波形

Fig.9 Dynamic experimental waveforms

本文在相同输入输出条件下,对变频控制模式下设计的谐振网络参数和定频变模式混合控制策略下设计的谐振网络参数工作效率进行对比,如图10所示。根据图10可以得出,在重载时本文提出的母线电压自适应控制策略可将逆变器的开关频率固定在谐振频率处,减少了变频控制模式下的环流。本文提出的谐振网络参数设计方法减少了额定工作时的谐振电流,提高了变换器重载时工作效率。在轻载时,传统变频模式下开关频率大于谐振频率,无法实现副边开关管软开关,而采用本文提出的定频移相控制策略实现了轻载时副边开关管零电流关断。

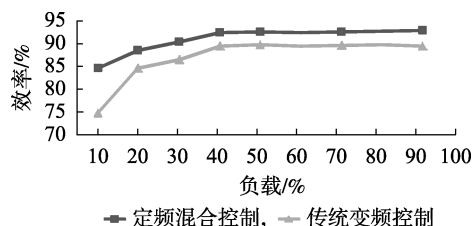


图10 效率曲线

Fig.10 Efficiency curves

因此,本文提出的控制策略和参数设计方法整体提高了变换器的转换效率。

6 结论

本文针对车载锂电池宽电压特性,提出定频变模式混合控制策略。当谐振变换器电压增益大于等于1时,采用母线电压自适应控制策略,母线电压跟随车载锂电池电压的变化;当谐振变换器电压增益小于1时,采用定频移相控制策略,通过改变移相角来调整输出电压的变化。该混合控制策略中逆变器开关频率一直工作在谐振频率处。

通过谐振变换器损耗分析得出传输效率主要受励磁电感参数的影响,并提出谐振网络参数优化设计方法。实验结果表明了定频变模式混合控制策略传输效率高于传统的变频控制策略,解决了变频控制策略中重载时环流和轻载时无法实现整流管零电流关断问题,提高了谐振变换器传输效率和功率密度。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 丁明,王伟胜,王秀丽,等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报,2014,34(1):1-13.
DING Ming, WANG Weisheng, WANG Xiuli, et al. A review on the effect of large-scale PV generation on power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1):1-13.
- [2] 朱国荣,王浩然,肖程元,等. 抑制燃料电池单相逆变系统低频纹波的波形控制方法[J]. 中国电机工程学报,2014,34(18):2936-2943.
ZHU Guorong, WANG Haoran, XIAO Chengyuan, et al. Waveform control method for mitigation the low-frequency current ripple in the fuel cell single phase inverter system[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18):2936-2943.
- [3] 顾亦磊,杭丽君,吕征宇,等. 非对称结构多路输出 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报,2006,26(5):82-87.
GU Yilei, HANG Lijun, LÜ Zhengyu, et al. Multi-ouput LLC resonant converters with asymmetrical structures[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5):82-87.
- [4] STEIGERWALD R L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2):174-182.
- [5] 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.
- [6] 颜湘武,王杨,葛小凤,等. 双管 Buck-Boost 变换器的带输入电压前馈双闭环控制策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(10):65-77.
YAN Xiangwu, WANG Yang, GE Xiaofeng, et al. Dual-loop control with input voltage feedforward for dual-switch Buck-Boost converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10):65-77.
- [7] BHAT A K. Analysis and design of LCL-type series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1994, 41(1):118-124.
- [8] 潘海燕,贺超,蒋友明,等. 高效率 LLC 谐振变换器变模式控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):71-78.

- PAN Haiyan, HE Chao, JIANG Youming, et al. Efficient variant mode control of LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 71-78.
- [9] LEE J Y, JEONG Y S, HAN B M. An isolated DC/DC converter using high-frequency unregulated LLC resonant converter for fuel cell applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1994, 41(1): 118-124.
- [10] 李浩昱, 李振伟, 赵雷, 等. 宽输入 LLC 谐振变换器多电平控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 48-56.
- LI Haoyu, LI Zhenwei, ZHAO Lei, et al. Mult-level control strategy of wide input LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(4): 48-56.
- [11] JIN K, RUAN X. Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter—a novel DC-DC converter suitable for fuel-cell power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1492-1503.
- [12] LIANG Z G, GUO R, WANG G Y, et al. A new wide input range high efficiency photovoltaic inverter[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, USA; IEEE, 2010: 2937-2943.
- [13] 陈东, 梅念, 孙谦浩, 等. 用于 HVDC 系统互联的高频模块化直流变压器优化控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(1): 27-32.
- CHEN Dong, MEI Nian, SUN Qianhao, et al. Optimization control strategy of high-frequency modular DC/DC transformer for HVDC system integration[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(1): 27-32.
- [14] CANALES F, BABOSA P, LEE F C. A wide input voltage and load output variations fixed-frequency ZVS DC/DC LLC resonant converter for high power applications[C]//IEEE Industry Applications Conference. Pittsburgh, USA; IEEE, 2002: 2306-2313.
- [15] KWANG H Y, YOUNG J N, PHUM S, et al. LLC resonant converter with wide input voltage and load range at a fixed switching frequency [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Orlando, USA; IEEE, 2012: 1338-1342.
- [16] 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.
- [17] 王皓, 朱金大, 侯凯, 等. 基于混合控制式交错并联 LLC 谐振变换器的充电模块研制[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(7): 108-113.
- WANG Hao, ZHU Jinda, HOU Kai, et al. Development of charging module based on interleaving parallel LLC resonant converter with hybrid control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(7): 108-113.

作者简介:



张 航

张 航(1992—),男,河北石家庄人,硕士研究生,研究方向为谐振变换器拓扑及其控制策略(E-mail: zhanghang@mail.shiep.edu.cn);

赵晋斌(1972—),男,山西清徐人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为新能源发电技术、现代电力电子技术在电力系统中的应用(E-mail: zhaojinbin@shiep.edu.cn);

屈克庆(1970—),男,河南洛阳人,副教授,博士,研究方向为电力电子技术在新能源发电和电力系统中的应用(E-mail: kqqu@shiep.edu.cn);

毛 玲(1981—),女,黑龙江齐齐哈尔人,讲师,博士,研究方向为直流微电网协调控制(E-mail: maoling2290@126.com)。

Fixed-frequency hybrid control strategy of high-efficiency LLC resonant converter

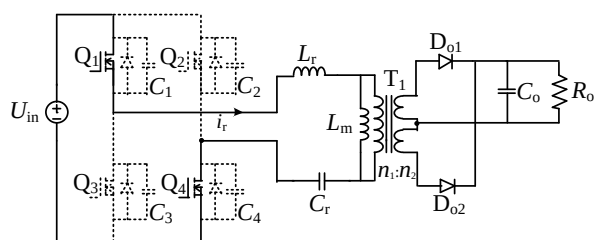
ZHANG Hang, ZHAO Jinbin, QU Keqing, MAO Ling

(College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

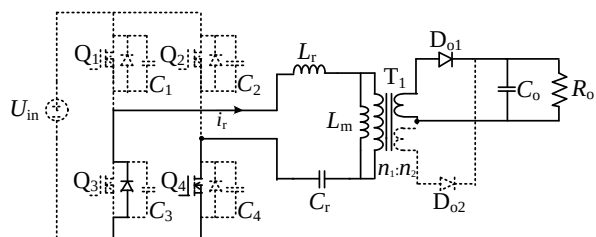
Abstract: LLC resonant converter generally uses variable frequency control strategy in order to achieve a wide range of output voltage variation. However, the variable frequency control strategy has difficulties in designing resonant parameters, large transformer volume and electromagnetic compatibility. To overcome these problems in the frequency conversion control strategy, a hybrid control strategy of fixed-frequency bus voltage variation and phase shifting is proposed. By increasing the zero current turn-off range of the secondary-side switching transistor, the operating efficiency and power density of the converter are improved. The working process of the proposed control strategy and the soft-switching implementation conditions are analyzed, and the design method of resonant network parameters is proposed.

Key words: LLC resonant converter; soft-switching; fixed-frequency phase-shift control; voltage adaptive control

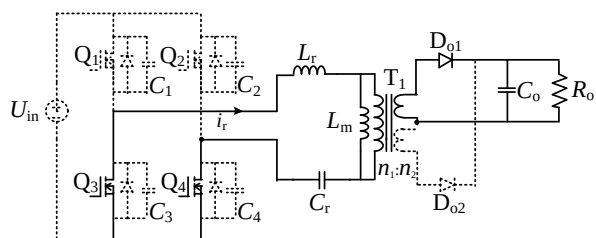
附录



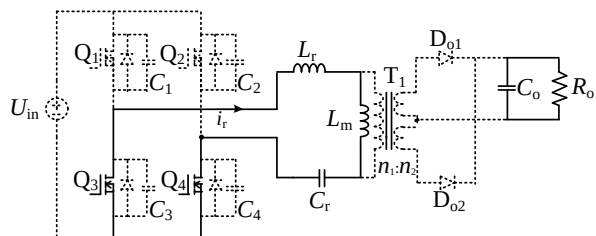
(a) 工作模态 1 (t_0-t_1)



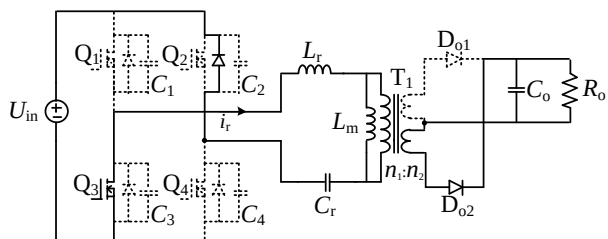
(b) 工作模态 2 (t_1-t_2)



(c) 工作模态 3 (t_2-t_3)



(d) 工作模态 4 (t_3-t_4)



(e) 工作模态 5 (t_4-t_5)

图 A1 谐振变换器各阶段电路

Fig.A1 Operating circuits during half period