

自持移相 LCC 谐振变换器稳态分析及参数设计

高铁峰,张 森,朱 朱,赵剑锋

(东南大学 电气工程学院,江苏 南京 210096)

摘要: 采用单电容滤波器的自持移相 LCC 谐振变换器能够在全负载范围内实现软开关,但非线性特性显著,增加了分析与设计难度。基于改进基波近似法将高频变压器、副边整流器及输出滤波电容作为一个整体等效为一个复数阻抗的形式,建立了自持移相 LCC 谐振变换器的等效电路模型。分析了电压增益、谐振电流峰值、软开关区域等稳态特性。指出了输入阻抗角、副边整流关断角和谐振电容比等关键电路参数对变换器稳态特性的影响以及设计原则,并提出一种限定输入阻抗角的参数设计方法。实验结果验证了理论分析及参数设计的正确性。

关键词: 自持移相 LCC 谐振变换器;改进基波近似法;等效电路模型;稳态分析;参数设计

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.08.019

0 引言

LCC 串并联谐振变换器兼备串联谐振、并联谐振变换器的特点,具有高功率密度、宽负载适应范围及电磁兼容特性良好等优势,在高压工业电源、通信设备、感应加热等场合得到广泛应用^[1-6]。在输出侧采用单电容滤波器取代传统 LC 滤波器,使 LCC 谐振变换器的性能得到进一步提升^[7-8],但导致变换器的工作过程更加复杂。由于输出滤波器没有电感,当副边整流器导通时,两电容并联;当副边整流器关断时,两电容断开。这一过程在每个开关周期内交替出现,导致变换器具有很强的非线性特性,极大增加了电路建模、稳态分析的复杂度及控制器的设计难度。

一般采用基波近似法 FHA(First Harmonic Approximation)对谐振变换器进行稳态分析,将高频变压器、副边整流器、输出滤波器及负载作为整体等效为一个电阻的形式^[9]。该方法物理意义清晰、简单便捷,但无法精确描述谐振变换器的强非线性特性。文献[10]以副边整流端口为研究对象,提出了一种适用性更强的改进基波近似法,但仍用一个电阻的形式对副边进行等效,对于模型精度没有本质提升。文献[11]针对副边双路输出的串并联谐振变换器提出了一种负载线性化的分析方法,将副边等效为一个电阻和电容并联的形式,并利用傅里叶分析法将负载电流线性化处理,大幅提高了模型的精度。文献[12]分析了并联谐振电容两端电压的非线性特征,并将高频变压器、副边整流器、输出滤波器及负载等效为一个电阻和电容串联的形式,得到了更加精确的等效电路,并基于此对谐振变换器进行了稳态分析。

在谐振变换器众多控制方法中,移相控制通过改

变桥臂驱动信号之间的相位角来控制输出电压,同时在稳态下保持开关频率不变,与频率控制相比具有明显的优势。但在负载变化时,为实现软开关需要调整预设开关频率,甚至在一些特定负载情况下无法实现软开关。文献[13]提出了一种混合控制方法,在负载正常情况下采用变频控制,在轻载情况下切换至移相控制,此方法弥补了 2 种控制方法的不足,发挥了各自的优势,但控制系统过于复杂,在实际应用中不易实施。文献[14]提出了一种谐振变换器的最优换流模式,使谐振回路输入电压和谐振电流过零点之间的相位为零,既能实现软开关又能使谐振回路的能量回流降至最低。但在负载大范围变化时仍要对频率进行较大程度的调整来满足输出电压的需求。文献[15]提出了一种谐振变换器的自持移相模式 SSPSM(Self-Sustained Phase-Shifted Mode),可以保证变换器在大范围负载变化下仍能实现软开关,同时大幅减小了开关频率的调整范围,进一步降低了损耗,提升了谐振变换器的整体效率。

本文利用改进基波近似分析法对 SSPSM-LCC 串并联谐振变换器进行研究,建立了等效电路并分析了谐振变换器的电压增益、谐振电流峰值、软开关区域等稳态特性。基于稳态分析提出了一种限定输入阻抗角的参数设计方法,最后搭建 1.25 kW 的实验平台对理论分析进行了验证。

1 LCC 谐振变换器拓扑结构及 SSPSM 基本原理

LCC 谐振变换器拓扑结构见图 1。图中, $V_{T1}—V_{T4}$ 为开关管; T_r 为高频变压器,匝比为 $1:n$;谐振回路由谐振电感 L_r 、串联谐振电容 C_s 和并联谐振电容 C_p 组成,其中 C_p 包含了变压器的寄生电容; $V_{D1}—V_{D4}$ 为整流二极管; C_f 为输出滤波电容($C_f \gg C_p$); R_L 为负载。

分析前做如下假设:输入电压 U_m 恒定,由于输出

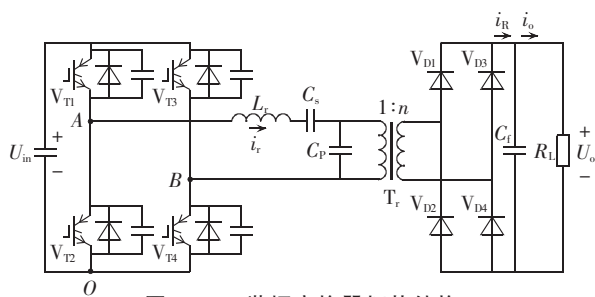


图 1 LCC 谐振变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of LCC resonant converter

滤波电容较大,可忽略输出电压 U_o 的高次纹波,认为其恒定;所有器件为理想器件,同时为简化分析,令变压器匝比为 1:1;开关频率大于谐振频率,因此谐振电流为正弦波;由于谐振回路的低通滤波特性,在分析时可对谐振电路输入电压 U_{AB} 进行基波近似,只考虑其基波分量 U_{AB1} 。

SSPSM 由 M. Youssef 首次提出^[16],其主要稳态波形如图 2 所示。图中, U_{c1} 、 U_{c2} 为控制电压,载波和谐振电流同步,2 个控制电压分别与载波比较产生滞后桥臂和超前桥臂开关管的驱动信号; S_1 — S_4 分别为 V_{T1} — V_{T4} 的驱动信号; U_{AO} 、 U_{BO} 分别为开关管 V_{T2} 、 V_{T4} 两端电压; α_0 为谐振电流过零点和开关管 V_{T4} 两端电压的相位差; α 为谐振电流过零点和开关管 V_{T2} 两端电压的相位差。变换器处于稳态时,控制电

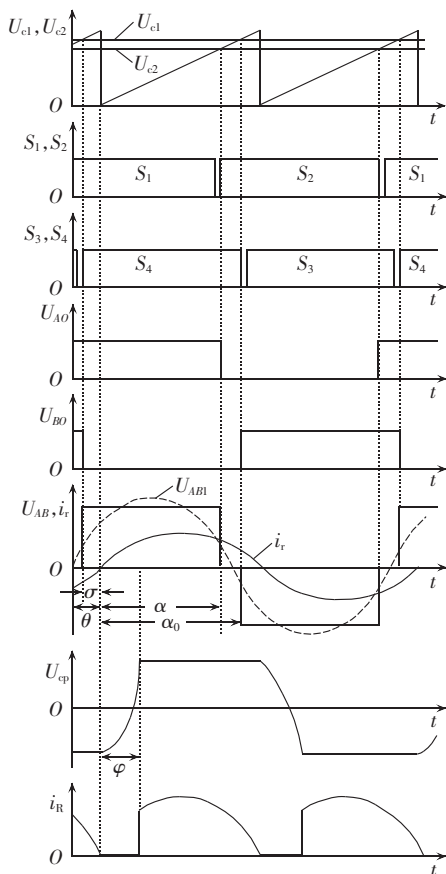


图 2 SSPSM-LCC 变换器主要波形图

Fig.2 Main waveforms of SSPSM-LCC converter

压 U_{c1} 保持不变,从而 α_0 不变,以此来保持开关频率恒定; U_{c2} 为电压外环输出量,控制谐振回路输入电压 U_{AB} 的下降沿滞后于谐振电流过零点角度 α ,既能保证软开关的实现,又能起到调节输出电压的作用。

SSPSM 的优势在于其能够强制谐振电流滞后 U_{AB} 一个相位角(如图 2 所示, $\sigma = \pi - \alpha_0$),因此在不同负载下能够保证 ZVS 软开关的实现,同时以 2 个桥臂之间的移相角 $(\alpha_0 - \alpha)/2$ 作为控制变量来控制输出电压。和传统移相模式相比,SSPSM 在负载变化时能够保证软开关且减小开关频率变化范围,从而降低损耗,提高变换器效率。

如图 1 所示,采用单电容滤波器的 LCC 谐振变换器的非线性特性主要表现为:当副边二极管整流桥导通时,并联谐振电容 C_p 和滤波电容 C_f 并联,并联谐振电容电压 U_{cp} 被箝位至 U_o ,原边向负载传递能量;当整流桥断开时, C_p 和 C_f 断开,谐振回路给 C_p 充电,原边不再为负载传递能量,负载电压由滤波电容提供,在一个开关周期内上述过程交替进行。由于副边整流桥输出电流断续且变压器两端电压和电流存在相位差,采用传统基波分析法对变换器进行分析时模型精确度较低。因此,本文将利用改进基波近似法对 SSPSM-LCC 变换器进行分析。

2 稳态分析及参数设计

2.1 等效电路模型

如前文所述, U_{AB} 基波分量 U_{AB1} 和谐振电流 i_r 为正弦波,表达式为:

$$\begin{cases} U_{AB1} = \frac{4U_{in}}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha_0 - \alpha}{2}\right) \sin(\omega_s t) \\ i_r = I_p \sin(\omega_s t - \theta) \end{cases} \quad (1)$$

其中, I_p 为谐振电流峰值; $\omega_s = 2\pi f_s$ 为开关角频率; θ 为 i_r 与 U_{AB1} 的相位差。由图 2 可知,谐振电流 i_r 过零后方向反转,开始为 C_p 充电(以 i_r 正向为例),在此阶段内整流桥关断,电流 i_R 为 0。当 $U_{cp} = U_o$ 时被箝位,整流桥导通。 C_p 充电时间对应的角度为 φ ,也可将其定义为整流桥关断角。在此阶段中 U_{cp} 可表示为:

$$U_{cp}(\theta + \varphi) = U_{cp}(\theta) + \frac{1}{C_p} \int_{\theta}^{\theta + \varphi} I_p \sin(\omega_s t - \theta) d(\omega_s t) \quad (2)$$

其中, $U_{cp}(\theta) = -U_o$ 。当 $\omega_s t = \theta + \varphi$ 时, U_{cp} 被充电至 U_o ,代入式(2)可以得到关断角为:

$$\varphi = \arccos\left(1 - \frac{2U_o \omega_s C_p}{I_p}\right) \quad (3)$$

至此,可以得到 U_{cp} 在一个开关周期内的表达式:

$$U_{cp}(\omega_s t) = \begin{cases} -U_o + \frac{I_p}{\omega_s C_p} [1 + \cos(\omega_s t)] & 0 \leq \omega_s t \leq \varphi \\ U_o & \varphi \leq \omega_s t \leq \pi \\ U_o - \frac{I_p}{\omega_s C_p} [1 + \cos(\omega_s t)] & \pi \leq \omega_s t \leq \pi + \varphi \\ -U_o & \pi + \varphi \leq \omega_s t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4)$$

利用基波分量的傅里叶级数形式对 U_{cp} 和 i_r 进行近似可以得到:

$$\begin{cases} U_{cpA} = U_{cpA} \sin(\omega_s t) + U_{cpB} \cos(\omega_s t) \\ i_r = I_{rA} \sin(\omega_s t) + I_{rB} \cos(\omega_s t) \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)可以计算得到 U_{cp} 的一次傅里叶系数为:

$$\begin{cases} U_{cpA} = \frac{1}{\pi \omega_s C_p} [I_{rA} \sin^2 \varphi + I_{rB} (\varphi - \sin \varphi \cos \varphi)] \\ U_{cpB} = \frac{1}{\pi \omega_s C_p} [I_{rB} \sin^2 \varphi - I_{rA} (\varphi - \sin \varphi \cos \varphi)] \end{cases} \quad (6)$$

等效复数阻抗可以表示为:

$$Z_{eq} = \frac{U_{cpA} + j U_{cpB}}{I_{rA} + j I_{rB}} = R_{eq} + \frac{1}{j \omega_s C_{eq}} \quad (7)$$

由式(5)~(7)可以得到:

$$\begin{cases} R_{eq} = \frac{\sin^2 \varphi}{\pi \omega_s C_p} \\ C_{eq} = \frac{\pi C_p}{\varphi - \sin \varphi \cos \varphi} \end{cases} \quad (8)$$

由式(1)、(8)可以得到谐振回路的等效电路。稳态情况下输出电流 I_o 等于整流桥电流在一个周期内的平均值:

$$I_o = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{rp} \sin(\omega_s t) d(\omega_s t) = \frac{(1 + \cos \varphi) I_{rp}}{\pi} \quad (9)$$

进而能够得到输出电压 U_o 的表达式:

$$U_o = I_o R_L = \frac{(1 + \cos \varphi) I_{rp} R_L}{\pi} \quad (10)$$

根据式(1)、(8)~(10)可得到 SSPSM-LCC 变换器的等效电路,如图 3 所示。

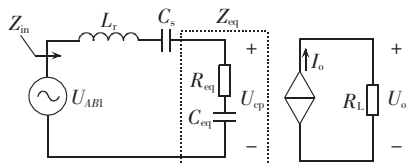


图 3 SSPSM-LCC 变换器等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of SSPSM-LCC converter

由图 3 可知,采用改进基波近似法较传统方法而言能够更加准确地描述单独滤波电容导致的强非线性特性,同时得到的等效谐振回路是一个 LC 串联谐振回路,且由式(8)可知等效复数阻抗求解公式简单,便于在此基础上对 LCC 谐振变换器进行稳态分析及参数设计。

2.2 电压增益

由式(1), U_{ABI} 表达式可以改写为:

$$\begin{aligned} U_{ABI} &= \frac{4 U_{in}}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha_0 - \alpha}{2}\right) \cos \theta \sin(\omega_s t - \theta) + \\ &\quad \frac{4 U_{in}}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha_0 - \alpha}{2}\right) \sin \theta \cos(\omega_s t - \theta) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)可以理解为 U_{ABI} 由 2 个正弦电压叠加而成。其中,等式右侧第一项所描述的正弦电压和谐振电流同相位,定义为 $U_{ABI_inphase}$,其峰值为:

$$U_{ABI_inphase_p} = \frac{4 U_{in}}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha_0 - \alpha}{2}\right) \cos \theta \quad (12)$$

其中, θ 为谐振电流和 U_{ABI} 的相位差,如图 2 所示。 θ 具有重要意义: θ 的取值对谐振变换器的有功功率传输起到决定性作用; θ 是图 3 中等效电路的总输入阻抗角,与副边整流关断角 φ 通过等效阻抗 Z_{eq} 建立一一对应的关系; θ 反映了谐振回路的感性程度,是判断软开关实现与否的标准之一。所以本文以输入阻抗角 θ 和整流关断角 φ 为主要研究对象,分析 SSPSM-LCC 变换器的稳态特性,为主电路参数设计及控制器设计提供理论依据。

由式(3)、(9)可以得到 φ 的另一种表达式:

$$\varphi = \arccos\left(\frac{I_o \pi - 2 U_o \omega_s C_p}{I_o \pi + 2 U_o \omega_s C_p}\right) = \arccos\left(\frac{\pi - 2 R_L \omega_s C_p}{\pi + 2 R_L \omega_s C_p}\right) \quad (13)$$

由式(8)、(13)可以得到 R_{eq} 和 R_L 之间的关系:

$$R_{eq} = \frac{2(1 + \cos \varphi)^2}{\pi^2} R_L \quad (14)$$

根据图 3 所示等效电路,谐振电流峰值 I_{rp} 可表示为:

$$I_{rp} = \frac{U_{ABIp}}{|Z_{in}|} \quad (15)$$

$$Z_{in} = R_{eq} + j\left(\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_t}\right) \quad (16)$$

$$C_t = \frac{C_s C_{eq}}{C_s + C_{eq}} \quad (17)$$

其中, U_{ABIp} 为 U_{AB} 基波分量幅值; Z_{in} 为等效电路总输入阻抗; C_t 为串联谐振电容 C_s 和等效电容 C_{eq} 串联后的电容。

定义等效电路的谐振频率 ω_0 、归一化开关频率 ω_n 、负载品质因数 Q 以及特征阻抗 Z_0 如下:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_t}}, \quad \omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_0}, \quad Q = \frac{\omega_0 L_r}{R_L}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_t}} \quad (18)$$

由式(1)、(15)~(18),可以得到谐振电流峰值:

$$I_{rp} = \frac{4 U_{in} \cos\left(\frac{\alpha_0 - \alpha}{2}\right)}{\pi R_{eq} \sqrt{1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (19)$$

将式(14)、(19)代入式(10),可以得到 SSPSM-LCC 变换器的电压增益:

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{2 \cos\left(\frac{\alpha_0 - \alpha}{2}\right)}{1 + \cos \varphi} \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (20)$$

由式(13)、(18)、(20)可以得到一组电压增益 M 的曲线,如图 4 所示(图中 ω_n 为标么值,后同)。图 4(a)描述了不同负载情况下的电压增益曲线,由于式(18)中的归一化参数定义考虑了负载对谐振频率的影响,所以不同负载时的电压增益都在 $\omega_n = 1$ 处取得最大值。重载时增益曲线变化率更大,当开关频率偏

离谐振频率时,更快进入降压模式,变换器特性更接近于串联谐振变换器;在轻载情况下,变换器在较大频率范围内具有升压特性。图 4(b)所示为整流关断角取值不同时的电压增益曲线,负载不变时整流关断角越大则电压增益越大,且当关断角大于 90° 时电压增益显著增加。其主要原因在于关断角度越大,时间越长,并联谐振电容 C_p 被充电所获得的电压也越高。因此增加整流关断角是提高变换器输出电压的有效方法之一。图 4(c)反映了控制角 α 对电压增益的影响,从图中可以看出 SSPSM-LCC 变换器可以通过控制桥臂之间的移相角来控制输出电压,且电压增益和移相角成正比。为了满足自持移相条件,控制角的范围为 $90^\circ < \alpha < \alpha_0^{[16]}$ 。图 4(d)比较了不同谐振电容比 ($A = C_p/C_s$) 情况下的电压增益曲线。由该曲线可以得到以下结论:电容比越大,即并联谐振电容越大,则电压增益越大;当 C_p 较大时,电压增益变化率较大,曲线更陡。在一些对输入或输出电压范围有特定要求的应用场合,较大的 C_p 值既能够满足电压增益的要求又能在几乎不提高开关频率的情况下实现软开关。但增大并联谐振电容值会导致谐振电流增加,造成更多的导通损耗,使变换器整体效率降低,因此在实际应用中应综合多方面因素折中取值。

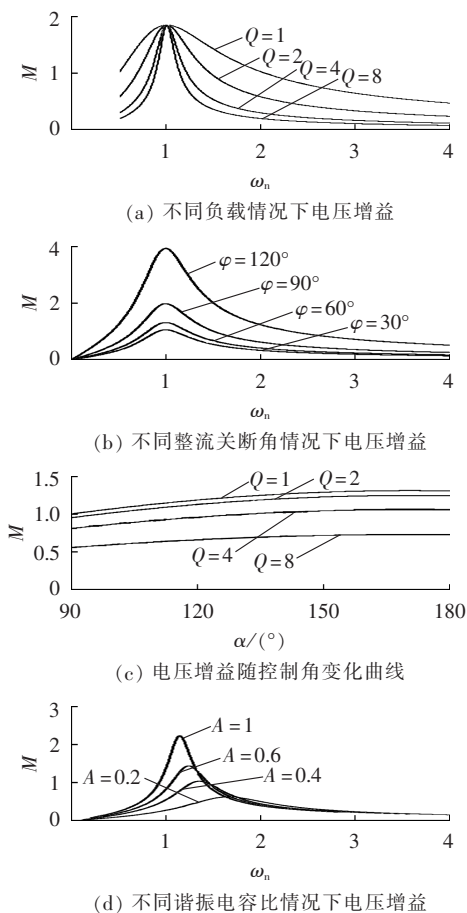


图 4 SSPSM-LCC 变换器稳态电压增益曲线

Fig.4 Steady-state voltage gain curves of SSPSM-LCC converter

2.3 输入阻抗角与整流关断角

根据等效电路输入阻抗公式(16)可以得到阻抗角表达式为:

$$\tan \theta = \frac{\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_i}}{R_{eq}} \quad (21)$$

将式(8)、(17)、(18)代入式(21)可以得到阻抗角和关断角的关系表达式:

$$\tan \theta = \frac{\pi A (\omega_n^2 - 1) + \sin \varphi \cos \varphi - \varphi}{\sin^2 \varphi} \quad (22)$$

由式(22)能够绘制出输入阻抗角和整流关断角的关系曲线,见图 5(a)。将式(13)代入式(22)可以得到在不同负载、不同谐振电容比情况下输入阻抗角的特性曲线,分别如图 5(b)、(c)所示。

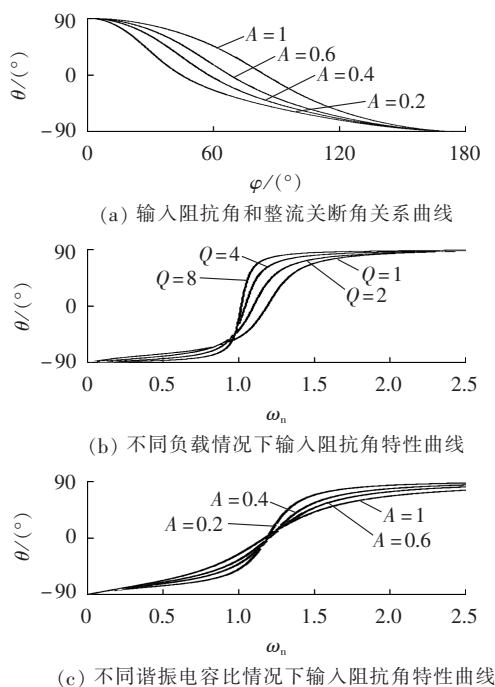


图 5 SSPSM-LCC 变换器稳态阻抗角特性曲线

Fig.5 Steady-state impedance angle curves of SSPSM-LCC converter

如图 5(a)所示,输入阻抗角和整流关断角呈反比例关系。在实际参数设计中,总是希望输入阻抗角尽量大,使谐振回路在不同负载下呈感性,进而保证软开关的实现。而较大的整流关断角能够实现较大的电压增益,因此在设计取值时要综合考虑二者对变换器电压增益和效率的影响。另外,较大的谐振电容比取值能够同时扩大 2 个角度的选取范围,使变换器的参数设计更具灵活性。

图 5(b)、(c)描述了不同电路参数条件下为了达到特定输入阻抗角所需的最小开关频率,以此可以得到实现软开关所需的最小开关频率,从而避免开关频率提升造成附加的开关损耗。通过比较能够发现,当输入阻抗角被设置某一特定值时,负载越轻或谐振电容比取值越大,则所需的开关频率越高。结合

上一节对电压增益的分析,在参数设计时应综合考虑谐振电容比对电压增益、软开关实现及变换器损耗的影响。同时尽量避免或减少变换器工作在轻载下的时间。

2.4 谐振电流峰值

变换器输入有功功率为:

$$P_{in} = \frac{2U_{in}I_{rp}\cos\left(\frac{\alpha_0-\alpha}{2}\right)}{\pi}\cos\theta \tag{23}$$

输出有功功率为:

$$P_{out} = \frac{U_o^2}{R_L} \tag{24}$$

假设 $P_{in}=P_{out}$,结合式(10)、(13)可以得到谐振电流峰值的表达式:

$$I_{rp} = \frac{U_{in}\cos\left(\frac{\alpha_0-\alpha}{2}\right)\cos\theta}{2\pi}\frac{(\pi+2R_LC_p\omega_n)^2}{R_L} \tag{25}$$

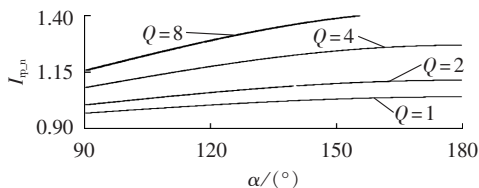
将归一化参数(式(18))代入式(25)能够得到归一化谐振电流 $I_{rp,n}$ 为:

$$I_{rp,n} = \frac{I_{rp}Z_0}{U_{in}} = \frac{\cos\left(\frac{\alpha_0-\alpha}{2}\right)\cos\theta}{2\pi}(\pi Q^2+2AQ\omega_n)^2 \tag{26}$$

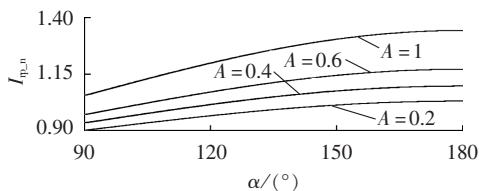
从图 2 可得输入阻抗角和控制角满足如下关系:

$$\theta = \pi - \frac{\alpha_0 + \alpha}{2} \tag{27}$$

通过式(26)、(27)可以得到不同情况下归一化谐振电流峰值曲线,如图 6 所示(图中 $I_{rp,n}$ 为标么值)。



(a) 不同负载情况下



(b) 不同谐振电容比情况下

图 6 归一化谐振电流峰值曲线

Fig.6 Normalized peak resonant current curves

从图中可以看出,归一化谐振电流峰值随控制角增大而增加,尤其当负载较重或谐振电容比取值较大时谐振电流峰值显著增加。结合前文的分析,能够得出以下结论:控制角或谐振电容比取值较大时能够获得较大的电压增益,但会导致输入阻抗角变小,即减小了开关管的软开关范围;同时会使谐振电流峰值显著增加,增加了器件应力和导通损耗,限制了谐振变换器效率的提高。LCC 变换器工作在

SSPSM 下较容易实现软开关,此时由谐振电流增加造成的附加导通损耗在总损耗中占据主导地位,因此在设计时应考虑参数对谐振电流峰值的影响。

2.5 软开关特性分析

实现大范围软开关是提高谐振变换器效率最有效的方法之一。对于传统移相控制,为实现大范围软开关,不仅要满足开关频率大于谐振频率,同时要保证谐振电流过零点滞后于谐振回路输入电压 U_{AB} 。当负载变化时,为了满足特定的输入、输出需求,移相角需要相应改变,因此导致 U_{AB} 的占空比发生变化,很难满足其与谐振电流过零点之间的相位约束条件。而对于 SSPSM,可以通过控制 α_0 来保证 U_{AB} 和谐振电流过零点的相位差 $\sigma>0$ ($\sigma=\pi-\alpha_0$,如图 2 所示),从而确保开关管能够实现大范围软开关。

为了进一步分析 SSPSM 相比于传统移相控制在软开关方面的优越性,将二者在不同负载下为实现软开关所需的最小开关频率进行对比。传统移相控制的主要稳态波形如图 7 所示。

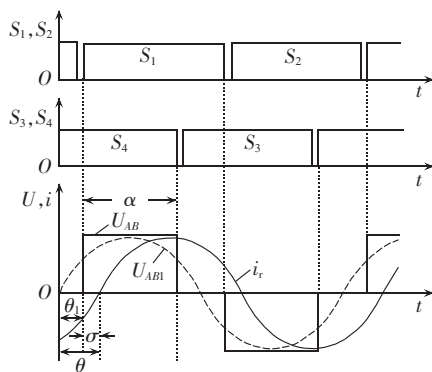


图 7 传统移相控制主要波形图

Fig.7 Main waveforms of conventional phase-shifting control

图中 α 为移相角,其谐振电流过零点和 U_{AB} 的相位差满足:

$$\sigma = \theta - \theta_1 > 0 \tag{28}$$

$$\left\{ \begin{aligned} \theta &= \arctan\left(\frac{\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_l}}{R_{eq}}\right) \\ \theta_1 &= \frac{\pi - \alpha}{2} \end{aligned} \right. \tag{29}$$

其中, θ 为谐振回路输入阻抗角; θ_1 为 U_{AB} 与其基波分量之间的相位角。

对于 SSPSM,由式(13)、(22)和(27)可以得到软开关范围曲线,结合式(28)、(29),能够得到 SSPSM 和传统移相的软开关对比曲线图。

图 8 曲线比较了 SSPSM 和传统移相模式实现软开关所需的最小开关频率。轻载时,为了实现软开关所需的开关频率较大,随着负载加重,所需频率变小,直至接近谐振频率,SSPSM 和传统移相具有相同

的规律。但对于相同负载,两者所需的开关频率不同,在轻载情况下尤为明显,SSPSM-LCC 谐振变换器实现软开关所需开关频率更小,进一步提升了变换器的效率。就 SSPSM 自身而言,不同的谐振电容比也对软开关区域有较大的影响,谐振电容比取值越小,则变换器的软开关范围越大,因此在电路参数设计时要综合考虑谐振电容比对电压增益、谐振电流峰值和软开关区域的影响。

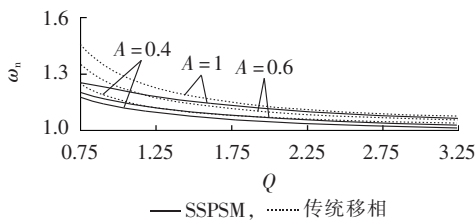


图 8 SSPSM、传统移相软开关对比图
Fig.8 Comparison of ZVS between SSPSM and conventional phase-shifting

2.6 参数设计

为保证变换器实现软开关,兼顾谐振电流对效率的影响,本文在参数设计时以固定输入阻抗角 θ 为限定条件。其他参数还包括:输入电压 U_{in} 、输出功率 P_o 、负载电阻 R_L 、开关频率 ω_s 。设计过程如下。

(1) 忽略所有损耗,则输入、输出功率平衡:

$$P_{in}=P_o=U_o^2/R_L \tag{30}$$

将式(30)、输入电压 U_{in} 和输入阻抗角 θ 代入式(23)可以得到谐振电流峰值 I_{rp} 。

(2) 通过输出电压 U_o 和负载电阻 R_L 可以得到输出电流 I_o ,将输出电流和谐振电流峰值代入式(9)能够计算得到整流关断角 φ 。

(3) 为了减小开关损耗,设定谐振变换器工作于 1.2 倍谐振频率,即 $\omega_n=1.2$ 。将 ω_n 、整流关断角 φ 和输入阻抗角 θ 代入式(22)可以得到满足需求的谐振电容比值 A 。

(4) 将式(3)改写为:

$$C_p=\frac{(1+\cos \varphi) I_{rp}}{2 U_o \omega_s} \tag{31}$$

则根据已知参数及计算得到的参数可求得并联谐振电容 C_p 的值,然后能够得到串联谐振电容 C_s :

$$C_s=C_p/A \tag{32}$$

(5) 将整流关断角、并联谐振电容 C_p 和开关频率代入式(8)通过求解可得到等效电路的 R_{eq} 和 C_{eq} 。

(6) 最后将 C_s 、 C_{eq} 代入式(17)、(18)可求得谐振电感 L_r 。

限定输入阻抗角参数设计方法的优势在于:得到的一组稳态参数能够保证谐振电流最小,从而降低了变换器的导通损耗和器件应力,在实现软开关的基础上进一步提升了变换器的效率,尤其适用于高频应用场合。

3 实验验证

为验证前文所述的理论分析,制作了一台实验样机,主要参数为:输入电压 $U_{in}=40\text{ V}$,额定输出电压 $U_o=208\text{ V}$,变压器匝比为 1:3,谐振频率 $f_s=17\text{ kHz}$,谐振电感 $L_r=42\text{ }\mu\text{H}$,串联谐振电容 $C_s=2\text{ }\mu\text{F}$,并联谐振电容 $C_p=1.6\text{ }\mu\text{F}$,开关频率 $f_r=20\text{ kHz}$,额定负载 $R_L=35\text{ }\Omega$ 。

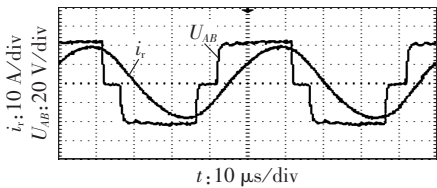
表 1 比较了在不同负载情况下,直流电压增益(开环、不考虑变压器作用)与归一化谐振电流峰值的理论设计值、仿真结果及实验结果的对比。从表中可以看出,直流电压增益与归一化谐振电流值的理论设计值和仿真结果基本一致,实验结果产生的偏差主要是由各种损耗等非理想因素导致的。表 1 中的数据足以证明本文所述参数设计方法的正确性和有效性。

表 1 SSPSM-LCC 变换器稳态数据

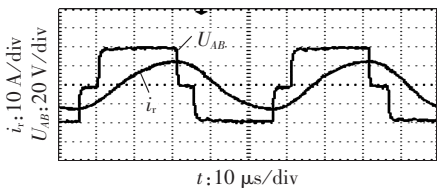
Table 1 Steady-state data of SSPSM-LCC converter

结果	额定负载		50%负载		20%负载	
	M	$I_{rp,n}$	M	$I_{rp,n}$	M	$I_{rp,n}$
理论设计	1.32	1.15	1.45	1.03	1.68	0.85
仿真结果	1.30	1.17	1.43	1.05	1.63	0.88
实验结果	1.25	1.23	1.39	1.10	1.57	0.98

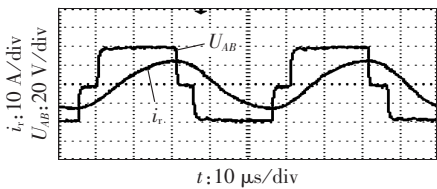
图 9(a)—(c)所示分别为额定负载、50%负载及 20%负载情况下,谐振回路输入电压 U_{AB} 及谐振电流 i_r 的稳态波形。从图中可以看出,对于不同负载情况,谐振电流都滞后于谐振回路输入电压,能够说明 SSPSM-LCC 谐振变换器在宽范围负载变化情况下具



(a) 额定负载



(b) 50% 负载



(c) 20% 负载

图 9 谐振回路输入电压及谐振电流波形图
Fig.9 Waveforms of resonant tank input voltage and resonant current

有较好的软开关特性,同时验证了参数设计的正确性和有效性。

4 结论

本文利用改进基波近似法分析了具有电容滤波的串并联谐振变换器非线性特性,将高频变压器、副边整流器及输出滤波电容作为一个整体等效为一个复数阻抗的形式,并建立了谐振变换器的等效电路模型。在此基础上研究了电压增益、谐振电流峰值、软开关区域等稳态特性。指出了输入阻抗角、副边整流关断角和谐振电容比等关键电路参数对变换器稳态特性的影响以及设计原则,并提出一种限定输入阻抗角的参数设计方法。实验结果表明本文的分析方法能够准确地揭示谐振变换器的本质特性,参数设计方法简单有效。

参考文献:

- [1] 潘海燕,贺超,蒋友明,等. 高效的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.
- [2] BORAGE M, NAGESH K V, BHATIA M S, et al. Design of LCLT resonant converter including the effect of transformer winding capacitance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1420-1427.
- [3] 吴建雪,许建平,陈章勇. CLL谐振变换器谐振电路参数优化设计[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):79-84.
WU Jianxue, XU Jianping, CHEN Zhangyong. Optimal design of resonant circuit parameters for CLL resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 79-84.
- [4] MARTIN-RAMOS J A, PERNIA A M, DIAZ J, et al. Power supply for a high-voltage application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1608-1619.
- [5] 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 LLC resonant converter for high voltage and high power applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 60-66.
- [6] CASANUEVA R, BRAÑAS C, AZCONDO F J, et al. Teaching resonant converters: properties and applications for variable loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3355-3363.
- [7] 刘和平,李金龙,苗轶如,等. 无传感器混合式LLC电路同步整流数字控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):58-64.
LIU Heping, LI Jinlong, MIAO Yiru, et al. Digital synchronous rectification control of sensorless hybrid LLC circuit[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 58-64.
- [8] ALMARDY M S, BHAT A K S. Three-phase (LC)(L)-type series resonant converter with capacitive output filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4): 1172-1183.
- [9] ABOUSHADY A, FINNEY S, WILLIAMS B, et al. Steady state analysis of the phase-controlled LCC type series-parallel resonant converter operating above resonance[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach, California, USA: IEEE, 2013: 2125-2131.
- [10] IVENSKY G, BRONSHTEN S, ABRAMOVITZ A. Approximate analysis of resonant LLC DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3749-3763.
- [11] WILLIAMS D R, BINGHAM C, STONE D A. Analysis of dual-output resonant power converters through use of linear load approximations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4051-4059.
- [12] SHAFIEI N, PAHLEVANINEZHAD M, FARZANEFARD H, et al. Analysis of a fifth-order resonant converter for high-voltage DC power supplies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 85-100.
- [13] HAYES J G, EGAN M G. A comparative study of phase-shift, frequency, and hybrid control of the series resonant converter supplying the electric vehicle inductive charging interface[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, USA: IEEE, 1999: 450-457.
- [14] MARTIN-RAMOS J A, SAIZ P J V, PERNIA A M, et al. Optimal control of a high-voltage power supply based on the PRC-LCC topology with a capacitor as output filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 49(5): 2323-2329.
- [15] YOUSSEF M Z, PINHEIRO H, JAIN P K. Self-sustained phase-shift modulated resonant converters: modeling, design, and performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 401-414.
- [16] SOSA J L, CASTILLA M, MIRET J, et al. Modeling and performance analysis of the DC/DC series-parallel resonant converter operating with discrete self-sustained phase-shift modulation technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 697-705.

作者简介:



高铁峰

高铁峰(1986—),男,江苏南京人,博士研究生,主要研究方向为多电平变换器、谐振变换器建模及控制等(E-mail:gtf-bryant_008@163.com);

张森(1990—),男,江苏徐州人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变换器控制等(E-mail:cumtzhz@126.com);

朱朱(1990—),男,福建莆田人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变换器控制等(E-mail:zhuzhu.ee@gmail.com);

赵剑锋(1972—),男,江苏南京人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力节能技术、新能源并网技术、电能质量分析治理等(E-mail:jianfeng_zh@seu.edu.cn)。

隐极发电机转子匝间短路时转子不平衡磁拉力的解析计算模型

张广韬,吴俊勇,李 扬,郝亮亮

(北京交通大学 电气工程学院,北京 100044)

摘要: 采用多回路法计算发生转子匝间短路故障时隐极发电机的定、转子电流,基于计算结果,按照发生转子匝间短路故障时电机各回路的实际构成方式,对故障时的气隙磁场进行了分析,得出气隙磁动势和磁密的计算模型;通过求解 Maxwell 应力的积分,得到转子不平衡磁拉力。对一台 1 对极隐极模拟样机进行转子匝间短路实验,实验结果验证了计算模型的正确性;将所提计算模型得到的结果与 ANSYS 仿真结果进行对比,结果证明所提计算模型具有耗时短、效率高的优点。

关键词: 发电机; 隐极发电机; 转子匝间短路; 有限元模型; 不平衡磁拉力; 故障诊断

中图分类号: TM 31

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.08.020

0 引言

随着电力系统的不断发展,人们对同步发电机安全稳定运行的要求也越来越高。转子匝间短路是发电机常见的电气故障,小匝数的短路故障可能不会影响发电机的正常运行,但一旦故障发生蔓延,将导致发电机励磁电流增加,输出无功减小,机组振动加剧,烧伤轴颈和轴瓦,严重威胁发电机机组和电力系统的安全稳定运行^[1-2]。

在电机中,机械与电气相互耦合,转子匝间短路故障会造成部分磁极短路,进而引起气隙磁场畸变,

产生不同于正常运行时的气隙电磁力波和不平衡磁拉力,引起电机转子径向振动^[3-4]。因此,不平衡磁拉力的准确计算与分析是实现基于振动或机电特征融合故障诊断的基础。

国外对不平衡磁拉力的研究起步较早,文献[5]认为发电机的气隙磁密和气隙长度成反比,并对不平衡磁拉力进行了讨论,在此基础上推导出了不平衡磁拉力的线性表达式。文献[6]针对磁饱和度对不平衡磁拉力的影响,对计算方程进行了进一步的改进。文献[7]通过实验研究证明了文献[2]计算方程的正确性。文献[8]和[9]用数值方法对电机发生偏心故障时的电磁力进行了计算,得到了与实验值较为吻合的结果。国内对不平衡磁拉力的研究多采用线性解析法和数值法,文献[10]对不同工况下转子偏心以及转子励磁绕组匝间短路造成的不平衡磁拉力进行了分析计算,并对转子偏心程度和励磁电流大小对不平衡磁拉力的影响进行了仿真分析;文献[11]分

收稿日期:2015-05-19;修回日期:2016-06-30

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51307005);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(KEJB15016536,2015YJS149,KERC14003536)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51307005) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(KEJB15016536,2015YJS149,KERC-14003536)

Steady-state analysis and parameter design for SSPSM-LCC resonant converter

GAO Tiefeng,ZHANG Sen,ZHU Zhu,ZHAO Jianfeng

(School of Electrical Engineering,Southeast University,Nanjing 210096,China)

Abstract: The SSPSM(Self-Sustained Phase-Shifted Mode) LCC resonant converter with capacitive output filter guarantees the ZVS(Zero Voltage Switching) in whole load range,but its analysis and design become burdensome due to its nonlinearity. The equivalent circuit of SSPSM-LCC converter is established,which models the high-frequency transformer,secondary-side rectifier and output filter as the complex impedance based on the improved FHA(First Harmonic Approximation). Its steady-state characteristics are analyzed,including voltage conversion ratio,peak resonant current and ZVS features. The influence of key parameters such as input impedance angle,rectifier non-conduction angle and the resonant capacitor ratio,on the steady-state characteristics is explored and their design principles are given. A parameter design method for constraining the input impedance angle is introduced. Experimental results verify the correctness of theoretical analysis and parameter design.

Key words: SSPSM-LCC resonant converter; improved FHA; equivalent circuit model; steady-state analysis; parameter design