

一种减小三相级联型 PET 各中间直流侧电容的方法

刘 闯¹, 齐瑞鹏¹, 刘海军², 葛树昆¹, 支月媚¹, 徐鑫哲³

(1. 东北电力大学 电气工程学院, 吉林 吉林 132012;

2. 全球能源互联网研究院, 北京 102211; 3. 国网北京市电力公司, 北京 100031)

摘要: 三相级联型电力电子变压器(PET)因其模块化和可扩展性而得到广泛应用,但其中间直流侧中限制功率波动的大电容会降低其功率密度。为解决这一问题,提出一种基于 DC-DC 谐振变换器的三相级联型 PET 正弦功率传输概念,以减小中间直流侧电容,将交流侧 2 倍频率的功率波动传递到公共直流侧,并保证了恒定的直流电源。当谐振变换器工作在近似谐振模式下时,可以简单有效地实现正弦功率传输概念,并简化 PET 控制结构实现单级控制。虽然 PET 的正弦传输只有较小的功率因数调节能力,但是它可以有效地减小单向功率传输的 PET 的电容和制造成本。研制并测试一台样机,实验结果验证了对于基于 DC-DC 谐振变换器的三相级联型 PET 正弦功率传输的可行性。

关键词: 三相级联型电力电子变压器; 正弦功率传输; 2 倍频率; 中间直流侧电容; 功率密度; DC-DC 谐振变换器; 准谐振模式

中图分类号: TM 761

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.11.008

0 引言

相比于现有交流配电网,直流配电网可以有效地提高供电容量与电能质量,快速独立地控制有功功率,灵活、便捷地接入可再生能源。因此,未来配电网必然要从现有交流配电网转变为一个以传统交流为网络支撑,能够实现交流配电网、直流配电网及交直流混合配电网的不同电压等级互联,且通过直流来实现功率柔性调节的新型配电网^[1-2]。

作为交流配电网的关键组成设备,传统工频变压器利用工频铁芯实现变压、隔离和能量传递等基本功能,其可控性、兼容性较差,已远不能满足新型交直流混合配电网对电气设备智能化水平的要求^[3]。电力电子变压器 PET(Power Electronics Transformer)作为新型配电网的核心部件,又称为固态变压器 SST(Solid-State Transformer),其将电力电子功率变换技术和电磁感应高频隔离技术相结合,实现电能交直流混合柔性控制,是未来能源互联网终端的能源路由器^[3-5]。

目前 PET 普遍采用级联型多电平系统结构,通过星形或三角形搭建三相系统结构。为了能够使得 PET 真正工程化,除了兼顾高效率、高输出性能外,还应提高其整体功率密度,降低空间体积,减少成本。然而对于三相级联型 PET,由于交流侧电流和电压都是基频的正弦波,所以其功率以 2 倍基频频率

波动,同时三相功率波动会分别通过各相 PET 向三相公共直流侧传递。为了保证公共直流侧电源不受 2 倍频率 DLF(Double-Line-Frequency)功率波动的影响,传统做法是在中间直流侧并联大电容来限制功率波动。同时为了增加系统可靠性而采用薄膜电容,更增加了 PET 的体积,降低了功率密度,提高了成本^[5-8]。

本文针对三相级联型 PET 存在的 2 倍频率功率波动引起的中间直流侧大电容问题展开深入研究,提出了一种针对三相级联型系统的正弦功率传输 SPT(Sinusoidal Power Transfer)概念,以减小三相级联型 PET 中各独立中间直流侧大电容,并保证了恒定的直流电源,从而提高系统功率密度,降低成本。

1 三相级联型 PET 的 2 倍频率功率波动问题

三相级联型 PET 采用三相 AC-DC 变换器实现三相交流到各中间独立直流侧的功率变换,并通过高频隔离型 DC-DC 变换器将各独立中间直流电汇集到公共直流侧。本节深入分析了三相级联型 PET 的 2 倍频率功率波动特性,并提出一种针对三相级联型 PET 的正弦功率传输概念。

1.1 三相级联型 PET 中间直流侧 2 倍频率功率波动分析

如图 1 所示,三相级联型 PET 是基于输入串联输出并联的模块化结构,是由 3 个独立的单相系统组成。其中单相 PET 是一种具有高频隔离、高效率、高功率密度等特性的电力电子功率变换器,主要包括 AC-DC 变换器、中间直流侧电容 C_2 和高频隔离型 DC-DC 变换器。其工作过程为:工频交流电功率通过

收稿日期:2016-08-18;修回日期:2017-07-14

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51307021);国家电网公司科技项目(SGRI-DL-71-15-005)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51307021) and the Science and Technology Project of SGCC(SGRI-DL-71-15-005)

AC-DC 变换器从交流侧流入中间直流侧,2 倍频率的功率波动在中间直流侧电容 C_2 中得到缓冲,然后,缓冲后的恒定功率经过高频隔离 DC-DC 变换器传递到公共直流侧^[5-9]。

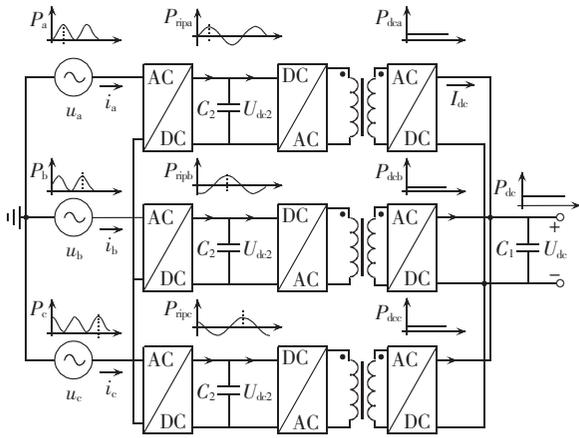


图 1 三相级联型 PET 结构

Fig.1 Structure of three-phase cascaded PET

图 1 中, u_a, u_b, u_c 为交流侧三相电压; i_a, i_b, i_c 为交流侧三相电流; P_a, P_b, P_c 为交流侧三相功率; U_{dk2} 为中间直流侧电压; $P_{ripa}, P_{ripb}, P_{ripc}$ 为中间直流侧三相功率波动变化值; U_{dc} 为公共直流侧电压; $P_{dea}, P_{deb}, P_{dec}$ 为公共直流侧三相功率; P_{dc} 为公共直流侧三相功率之和, $P_{dc} = P_{dea} + P_{deb} + P_{dec}$; I_{dc} 为平均波动直流电流。

为了确保三相级联型 PET 公共直流侧功率稳定,传统方法是在 PET 中间直流侧安装大容量电容 C_2 来抑制功率波动,功率波动由中间直流侧电容承担,电容上的功率波动 P_{rip} 较大,如图 1 所示。一般情况下 PET 中间直流侧要有稳定的直流电压,因此本文要求中间直流侧 C_2 的电压波动在 5% 左右,同时电容 C_2 要满足^[10-11]:

$$C_2 > \frac{u_{ac} i_{ac}}{\omega_0 \Delta U_{dk2} U_{dk2}} \quad (1)$$

其中, u_{ac}, i_{ac} 分别为交流电压、电流; ω_0 为交流频率; ΔU_{dk2} 为中间直流侧电压波动值。由式(1)可知,为了保证 PET 中间直流侧有稳定的直流电压, PET 中间直流侧电容 C_2 会很大。而由于中间直流侧电容 C_2 承担着交流侧传递过来功率波动的缓冲作用,会让电容的使用寿命下降,也会造成三相 PET 的制造成本增加及功率密度下降。基于上述分析,下文提出了三相级联型 PET 的正弦功率传输概念。

1.2 三相级联型 PET 的正弦功率传输概念

正弦功率传输概念是根据 DC-DC 谐振变换器具有灵活的功率传递特性提出的,即 DC-DC 谐振变换器工作在近似谐振模式下,当直流侧电压被控制在期望值时,谐振变换器具备电压箝位功能,保证 PET 中间直流侧的电压不会随着功率而变化,其 2 倍频率的功率波动可以看作是灵活的 2 倍频率的

流波动,同时 DC-DC 谐振变换器内部不会对 2 倍频率的电流波动产生影响。三相级联型 PET 正弦功率传输概念如图 2 所示。当交流侧产生功率波动时,减小中间直流侧电容 C_2 ,电容 C_2 不对功率波动进行缓冲,电容功率波动 P_{rip} 较小,由于 DC-DC 谐振变换器具有灵活的功率传递特性,传递到中间直流侧的传输功率会通过 DC-DC 谐振变换器以 2 倍频率波动向公共直流侧传递,公共直流侧功率波动为 P_{dc} ,其功率波动与交流侧功率波动类似,仍是 2 倍频率的波动,因为三相对称系统功率波动理论上瞬时值为零,所以三相 PET 公共直流侧功率之和的波动会很小。

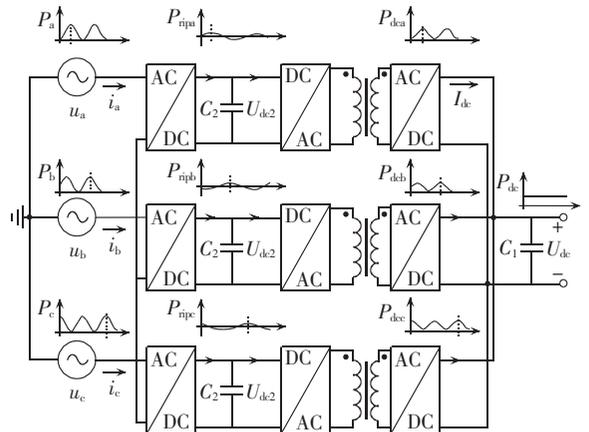


图 2 三相级联型 PET 正弦功率传输概念

Fig.2 SPT concept for three-phase cascaded PET

正弦功率传输概念既不会影响三相级联型 PET 的功率传递,又不会影响公共直流侧电源,同时具有以下优点:增加了三相级联型 PET 的功率密度;降低了三相级联型 PET 的制造成本;延长了中间直流侧电容的使用寿命。

2 基于正弦功率传输概念的 PET 单级控制系统

传统 PET 控制策略分为 3 级,即高压级 AC-DC 控制策略、隔离级 DC-DC 控制策略以及低压级 DC-AC 控制策略^[11-12]。本节所讨论的正弦功率传输概念对低压级并无影响,因此只针对 PET 前两级控制策略进行讨论。

2.1 基于传统 PET 控制的正弦功率传输控制

对于传统 PET 控制策略,一般采取的都是双级控制,即高压级 AC-DC 控制与隔离级 DC-DC 控制。其中高压级的控制目标是将所有 AC-DC 模块的中间直流侧电压均稳定在期望值;隔离级的控制则是以高压级 AC-DC 控制为基础,控制目标是将隔离级输出直流侧电压稳定在期望值^[12]。

文献[11-12]提供了一种典型的传统三相 PET 控制思路。高压级 AC-DC 控制策略是通过基于 dq 解耦的相间直流电压平衡控制策略得到每一相的等

效交流侧电压,即得到等效调制比 d_{ae} 、 d_{be} 、 d_{ce} 。由于传统 PET 在实际运行中,并不能保证每一相内各 AC-DC 模块的直流侧电压完全均衡,因此必须在前述控制策略的基础上进行相内直流电压平衡控制;而隔离级 DC-DC 控制策略则是采用了一种典型的双有源全桥控制策略,由电压外环与电流内环组成,以保证直流变换器输出电压稳定在期望值,并实现直流变换器之间的均流控制。

基于上述传统 PET 控制思路,本节提出一种传统型 PET 正弦功率传输控制策略,是根据正弦功率传输概念减小中间直流侧电容 C_2 ,但不使用 DC-DC 谐振变换器而使用普通 DC-DC 变换器的情况下,即没有电压箝位功能,具体控制策略如图 3(a)所示,其中 e_d 、 e_q 和 i_d 、 i_q 分别为三相交流电压和电流经 dq 变换后的电压和电流; $U_{dcsi}(x=a,b,c;i=1,2,\dots,n)$ 为中间直流侧每一相中每一个模块的电压值; U_{dref} 、 u_{dref} 和 u_{qref} 分别为直流侧和 dq 变换后的电压期望参考值; U_{dcomxi} 和 $U_{dcomref}$ 分别为直流侧每一相中每一个模块的实际电压和参考电压; i_{xi} 为每一相中每一个模块的电流。第一级的控制策略是基于 dq 解耦,采用相间直流电压平衡控制策略和相内直流电压平衡控制策略,分别如图 3(b)和图 3(c)所示,其中 U_{dcave} 为中间直流侧平均电压; i_{dref} 、 i_{qref} 为 dq 变换后电流参考值; d_{xe} 为每一相的调制比; $d_{xi}(x=a,b,c;i=1,2,\dots,n)$ 为每一相中每一个模块的调制比,最终实现各 AC-DC 模块的直流侧电压均稳定在参考值的控制目标。第二级的控制策略则是在传统 PET 隔离级 DC-DC 控制策略基础上的变形。由于没有使用 DC-DC

谐振变换器,即没有电压箝位功能,为了保证功率波动能够在隔离级 DC-DC 正常传输,在不考虑功率损失的情况下,电流内环中加入 2 倍频率波动电流的参考值 I'_{ref} ,如式(2)和图 3(a)中所示。

$$I'_{ref}(t) = U_m \sin(\omega_0 t) I_m \sin(\omega_0 t) / U_{dcom} = \frac{I_m [1 - \cos(2\omega_0 t)]}{2} \quad (2)$$

其中, U_m 为交流侧基频的正弦电压幅值; I_m 为交流侧基频的正弦电流幅值。

式(2)中 2 倍基频频率波动的电流波动等于交流侧的功率波动,因此,交流侧功率波动在向公共直流侧传递的过程中没有储存在中间直流侧电容 C_2 中,电容 C_2 也没有缓冲功率波动。本节式(2)中的波动电流就是正弦传输电流。

上述控制策略在实现传统 PET 控制策略的功能基础上,还能够保证正弦功率传输概念的实现。然而,基于传统 PET 控制的正弦功率传输控制策略(不使用 DC-DC 谐振变换器的控制策略),放大了传统 PET 控制策略冗余复杂的缺点,使得控制难度与控制成本变得更大。

2.2 基于 DC-DC 谐振变换器的正弦功率传输自适应单级控制策略

基于 DC-DC 谐振变换器的 PET 正弦功率传输控制策略,是采取谐振变换器工作在近似谐振模式条件下,当公共直流侧电压被控制在期望值时,各谐振变换器具备独立的直流侧电压箝位功能,其中间直流侧电压不变,因此 PET 控制策略无需对隔离级 DC-DC 进行单独控制,简化控制策略来实现单级控制。

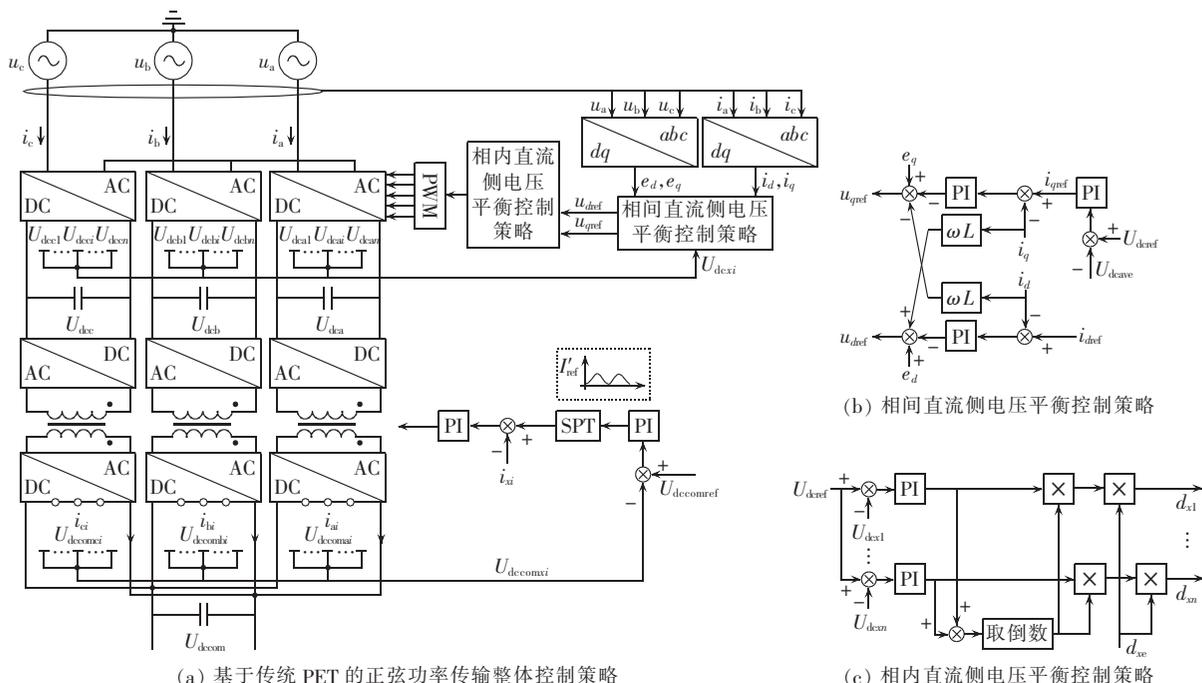


图 3 传统 PET 的正弦功率传输控制策略

Fig.3 SPT control strategy for traditional PET

基于 DC-DC 谐振变换器的正弦功率自适应控制策略很容易实现,只需要利用 DC-DC 谐振变换器工作在近似谐振模式下灵活的功率传输特性。随着 PET 中间直流侧电容 C_2 减小,由于 DC-DC 谐振变换器具有灵活的功率传递特性,各相 2 倍频率功率波动会自然地通过 DC-DC 谐振变换器向公共直流侧传递,同时 PET 中间直流侧电压不会波动,具体控制策略如图 4 所示。因此,基于 DC-DC 谐振变换器的三相 PET,可以使 PET 的正弦功率传输的控制难度与控制成本变小,从而更加简单有效地实现正弦功率传输概念,使其得到更广泛的应用。

3 基于 LLC 谐振变换器的三相级联型 PET 工作特性分析

谐振变换器作为新型的 DC-DC 变换器^[13],可以实现零电压开关 ZVS(Zero Voltage Switching)和零电流开关 ZCS(Zero Current Switching),因此具有高效率和高功率密度的优势。特别是工作在谐振频率条件下,恒电压增益特性能够简化 PET 系统。

3.1 LLC 谐振变换器特性分析

目前应用的谐振变换器有很多种,例如具有单向功率传输的 LLC 谐振变换器^[14-15]。本文主要研究的谐振变换器是全桥 LLC 谐振变换器,如图 5 所示。图中,漏感 L_r 为谐振电感; L_m 为励磁电感; C_r 为谐振电容; U_{dc1} 为输入侧直流电压; I_{dc1} 为输入侧直流电流; i_{pri} 为变压器一次侧电流; i_{sec} 为变压器二次侧电流; U_{ab} 为变压器一次侧电压; n_T 为变压器变比; U_0 为输出侧直流电压; I_{dc2} 为输出侧直流电流; R_0 为负载电阻。

LLC 谐振变换器完全谐振时的交流等效电路如图 6 所示。图中, U_i 为输入电压; R_{eq} 为耦合到一次侧的交流电阻。

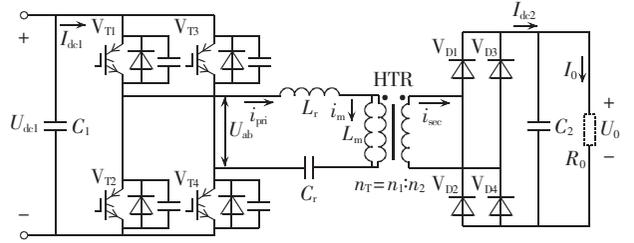


图 5 全桥 LLC 谐振变换器拓扑

Fig.5 Topology of full-bridge LLC resonant converter

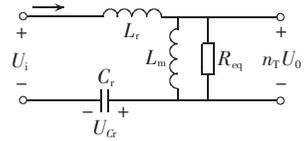


图 6 全桥 LLC 谐振变换器交流等效电路

Fig.6 AC equivalent circuit for full-bridge LLC resonant converter

R_{eq} 、谐振频率 f_r 、品质因数 Q 的计算公式如式(3)~(5)所示。

$$R_{eq} = \frac{8n^2 R_0}{\pi^2} \quad (3)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

$$Q = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5)$$

由等效电路得出变换器电压增益 M 的计算公式为:

$$M = \frac{U_0}{U_i} = \frac{1}{n_T} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{h} - \frac{1}{hk_f^2}\right)^2 + Q^2 \left(k_f - \frac{1}{k_f}\right)^2}} \quad (6)$$

其中, h 为励磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 的比值; k_f 为开关频率 f_s 与谐振频率 f_r 的比值。

LLC 谐振直流变换器的输入侧直流电流 I_{dc} 和输出侧整流电流 I_0 分别如式(7)和式(8)所示^[15-16]。

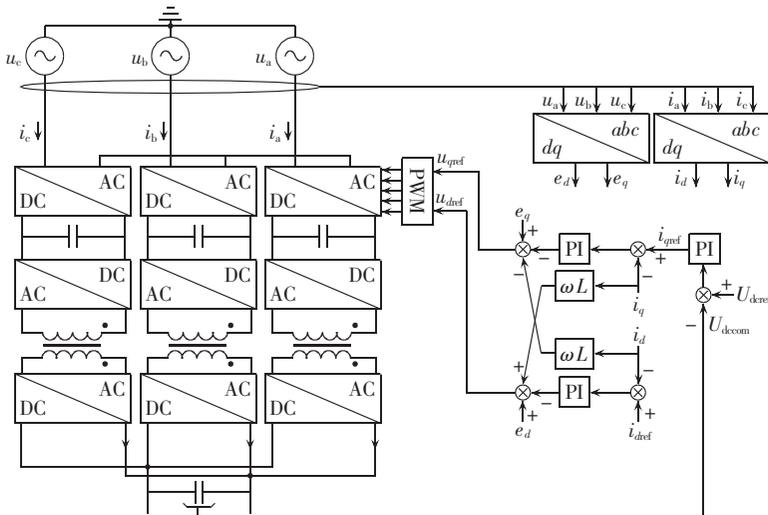


图 4 基于谐振变换器的正弦功率自适应控制策略

Fig.4 SPT self-adaptation control strategy based on resonant converters

$$I_{dc} = \sqrt{\frac{U_0^2}{8} \left[\left(\frac{n_T T_s}{2L_m} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{n_T R_0} \right)^2 \right]} \quad (7)$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{U_0^2}{16} \left[\frac{5\pi^2 - 48}{12\pi^2} \left(\frac{n_T T_s}{L_m} \right)^2 + (n_T R_0)^2 \right]} \quad (8)$$

其中, T_s 为开关周期。

为满足实验要求,通过计算确定参数取值为: $L_r = 7.81 \mu\text{H}$, $L_m = 187 \mu\text{H}$, $C_r = 1 \mu\text{F}$ 。频率响应分析仪扫描出的 LLC 谐振变换器在不同负载条件(负载电阻变化范围为 $16 \sim 160 \Omega$)下的方波激励的幅频特性如图 7 所示。从图 7 可以看出,当开关频率 f_s 工作在谐振频率 f_r 附近时,LLC 谐振变换器电压增益 M 与负载 R_0 几乎是相互独立的^[2,6]。这是 LLC 谐振变换器与其他谐振变换器相比所具有的明显优势,非常适合在 PET 中应用。

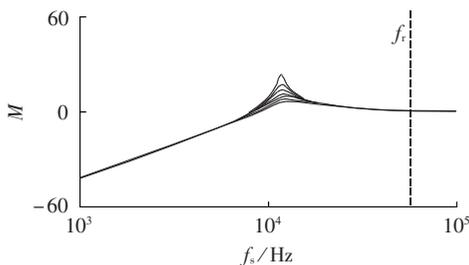


图 7 LLC 谐振变换器增益特性

Fig.7 Gain characteristics of LLC resonant converter

图 8 为 LLC 谐振变换器在开关频率 $f_s = 50 \text{ kHz}$ 时的实验波形。已知变压器变比 $n_T = 1:1$, 输入侧直流电压 $U_{dc1} = 200 \text{ V}$, 从图 8 中得到输出侧电压 $U_0 = 200 \text{ V}$ 。

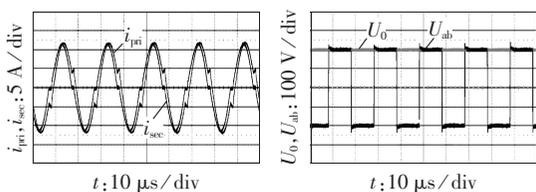


图 8 全桥 LLC 谐振变换器实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of full-bridge LLC resonant converter

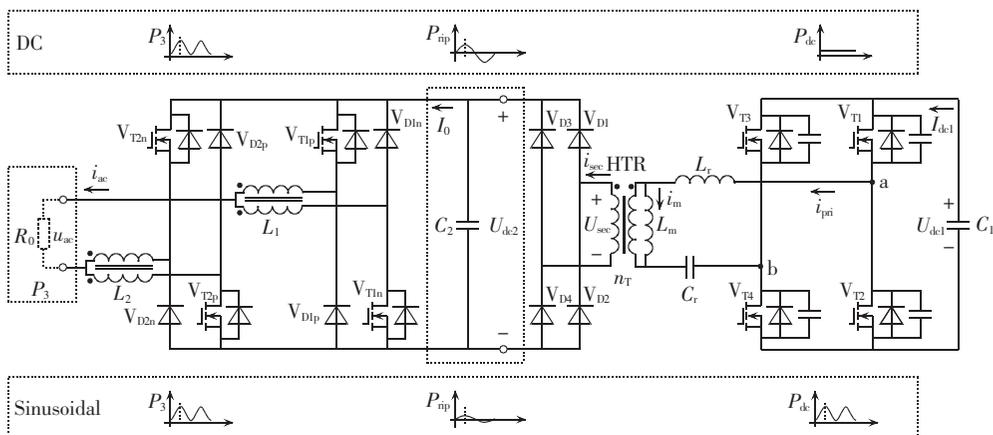


图 9 单相 PET 中间直流侧电容特性分析

Fig.9 Characteristic analysis of intermediate DC-link capacitors in single-phase PET

因此,实验结果证明了 LLC 谐振变换器具有良好的电压箝位功能,它能够使三相 PET 更加简单有效地实现正弦功率传输概念。

3.2 三相级联型 PET 中间直流侧电容分析

本文的三相级联型 PET 模块是基于输入串联输出并联的模块化结构,是由 3 个独立的单相 PET 构成,如图 1 所示。单相 PET 由 AC-DC 变换器、直流侧电容和 DC-DC 谐振变换器组成。其中 AC-DC 变换器可以是全桥变换器,或者是双降压式全桥逆变器^[16]; DC-DC 谐振变换器是全桥 LLC 谐振变换器。

对单相 PET 中间直流侧电容的特性进行分析,如图 9 所示。

为了保证 PET 公共直流侧不受交流侧 2 倍频率功率波动的影响,在不使用正弦功率传输概念的情况下,传统做法是增加直流侧电容 C_2 来缓冲功率波动,由电容 C_2 承担功率波动,根据 LLC 谐振变换器输出侧(PET 中间直流侧)整流电流 I_0 公式(8),则 PET 中间直流侧电容 C_2 要满足如式(9)所示的关系。

$$\begin{cases} R_{dc}(t) = \frac{R_0}{d^2 \sin^2(\omega_0 t)} \\ I_0 = \sqrt{\frac{U_{dc2}^2}{16} \left[\frac{5\pi^2 - 48}{12\pi^2} \left(\frac{n_T T_s}{L_m} \right)^2 + (n_T R_{dc}(t))^2 \right]} \\ P_{np} = U_{dc2} I_0 = C_2 \frac{dU_{dc1}}{dt} U_{dc1} \\ \Delta U_{dc2} = \frac{1}{C_2} \int_0^T I_0 dt \end{cases} \quad (9)$$

其中, d 为全桥逆变器调制比。

对式(9)进行整理可得电容 C_2 的表达式为:

$$C_2 = \frac{\int_0^T \sqrt{\frac{U_{dc2}^2}{16} \left[\frac{5\pi^2 - 48}{12\pi^2} \left(\frac{n_T T_s}{L_m} \right)^2 + \left[\frac{n_T R_0}{d^2 \sin^2(\omega_0 t)} \right]^2 \right]} dt}{\Delta U_{dc2}} \quad (10)$$

设单相 DC 200 V-AC 170 V PET, 电压变比 $n_T = 1:1$, $L_m = 187 \mu\text{H}$, 开关频率 $f_s = 50 \text{ kHz}$, $\Delta U_{dc} = 10 \text{ V}$, 负

载电阻 $R_0=20\ \Omega$, 对式(10)进行最小电容值计算, 计算得最小电容值为 $C_2=71\ \text{mF}$ 。可见使用传统方法限制交流侧传递过来的功率波动, 在满足功率传输和不造成公共直流侧功率波动的条件下, 三相 PET 中间直流侧电容 C_2 会很大。而基于正弦功率传输概念的三相级联型 PET 的中间直流侧电容 C_2 不对功率波动进行缓冲, 且中间直流侧电压由谐振变换器箝住为期望电压, 所以其中间直流侧使用较小的电容即可。

3.3 基于正弦功率传输概念的三相级联型 PET 公共直流侧功率波动分析

虽然基于正弦传输概念的三相级联型 PET 有较小的功率因数调节能力, 但是它对于单向功率传输的 PET 而言可以有效地减小体积和制造成本。因此, 本节对基于正弦功率传输概念的三相级联型 PET 进行了孤岛模式功率分析。具体分析模块由全桥逆变器、小电容 C_2 和 LLC 谐振变换器构成, 如图 9 所示。单相 AC-DC 变换器的功率方程为:

$$P_3(t) = u_{ac} i_{ac} = \frac{U_m^2 \sin^2(\omega_0 t)}{R_0} = \frac{d^2 U_{dk2}^2 \sin^2(\omega_0 t)}{R_0} \quad (11)$$

其中, $\omega_0 = 2\pi f_0$; $u_{ac} = U_m \sin(\omega_0 t)$; $i_{ac} = I_m \sin(\omega_0 t)$; $R_0 = u_{ac}/i_{ac}$; $d = U_m/U_{dk2}$ 。

忽略功率损耗, 且根据正弦功率传输概念, 中间直流侧电容 C_2 很小, 不对功率波动进行缓冲, 因此列写功率守恒方程, 即中间直流侧功率 $P_2(t) = P_3(t)$ 。可以推导出 LLC 谐振变换器整流侧 (PET 中间直流侧) 等效波动负载 $R_{dc}(t)$ 为:

$$R_{dc}(t) = \frac{U_{dk2}^2}{P_2(t)} = \frac{R_0}{d^2 \sin^2(\omega_0 t)} \quad (12)$$

由 LLC 谐振变换器输入侧 (PET 公共直流侧) 直流电流公式(7)和式(12)且 LLC 变换器变比 $n_T=1:1$, 可以推导出三相 PET 公共直流侧三相电流为:

$$\begin{cases} I_{dca}(t) = \sqrt{\frac{U_{dk2}^2}{8} \left\{ \left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 \sin^2(\omega_0 t)}{R_0} \right]^2 \right\}} \\ I_{dcb}(t) = \sqrt{\frac{U_{dk2}^2}{8} \left\{ \left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 \sin^2(\omega_0 t - 120^\circ)}{R_0} \right]^2 \right\}} \\ I_{dcc}(t) = \sqrt{\frac{U_{dk2}^2}{8} \left\{ \left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 \sin^2(\omega_0 t + 120^\circ)}{R_0} \right]^2 \right\}} \end{cases} \quad (13)$$

化简方程如下:

$$\begin{cases} I_{dca}(t) = \left\{ \frac{U_{dk2}^2}{8} \left\{ \left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 [1 - \cos(2\omega_0 t)]}{2R_0} \right]^2 \right\} \right\}^{1/2} \\ I_{dcb}(t) = \left\{ \frac{U_{dk2}^2}{8} \left\{ \left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 [1 - \cos(2\omega_0 t - 240^\circ)]}{2R_0} \right]^2 \right\} \right\}^{1/2} \\ I_{dcc}(t) = \left\{ \frac{U_{dk2}^2}{8} \left\{ \left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 [1 - \cos(2\omega_0 t + 240^\circ)]}{2R_0} \right]^2 \right\} \right\}^{1/2} \end{cases} \quad (14)$$

三相级联型 PET 公共直流侧的总电流 I_{dcl} 为:

$$\begin{aligned} I_{dcl}(t) &= I_{dca}(t) + I_{dcb}(t) + I_{dcc}(t) = \\ &= \frac{U_{dk2}}{2\sqrt{2}} \left\{ \sqrt{\left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 [1 - \cos(2\omega_0 t)]}{2R_0} \right]^2} + \right. \\ &\quad \left. \sqrt{\left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 [1 - \cos(2\omega_0 t - 240^\circ)]}{2R_0} \right]^2} + \right. \\ &\quad \left. \sqrt{\left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left[\frac{\pi d^2 [1 - \cos(2\omega_0 t + 240^\circ)]}{2R_0} \right]^2} \right\} \quad (15) \end{aligned}$$

对于三相级联型 PET, 由于交流侧电流和电压都是基频的正弦波, 所以其功率以 2 倍基频频率波动, 同时根据正弦功率传输概念减小中间直流侧电容 C_2 , 交流侧三相功率波动分别通过各相 PET 传递到公共直流侧。由于 LLC 谐振变换器灵活的功率传输特性, 可以将基于 LLC 谐振变换器的三相级联型 PET 的功率波动看作是灵活的电流波动, 传递到公共直流侧的每相电流波动会很大且频率是交流侧电流频率的 2 倍, 但公共直流侧三相电流之和的波动很小。

根据上文对三相级联型 PET 中间直流侧电容和公共直流侧电流的分析, 基于 LLC 谐振变换器的三相级联型 PET 可以保证正弦功率传输概念的可行性, 即在减小中间直流侧电容的同时, 又保证公共直流侧的稳定性。

4 实验验证

为了验证本文提出的基于 LLC 谐振变换器的三相 PET 正弦功率传输概念的可行性, 设计和制造了一台三相 DC 200 V-AC 170 V PET, 其由 3 个图 9 所示的单相 PET 组合而成, 并在孤岛模式情况下进行了测试。实验参数如下: 开关频率 $f_s=50\ \text{kHz}$; 输入侧直流电压 $U_{dcl}=200\ \text{V}$; 励磁电感 $L_{m1}=187\ \mu\text{H}$, $L_{m2}=189\ \mu\text{H}$, $L_{m3}=188\ \mu\text{H}$; 一次侧漏感 $L_{r1}=7.81\ \mu\text{H}$, $L_{r2}=7.87\ \mu\text{H}$, $L_{r3}=7.92\ \mu\text{H}$; 谐振电容 $C_r=1\ \mu\text{F}$; LLC 谐振变换器稳压电容 C_2 取为 $40\ \mu\text{F}$ 和 $2040\ \mu\text{F}$; 变比 $n_T=16:16$; 输出侧交流电压 $u_{ac}=170\ \cos(\omega t)$; 输出交流电压频率 $f=50\ \text{Hz}$ 。

根据正弦功率传输概念, 当三相 PET 中间直流侧电容较小 ($C_2=40\ \mu\text{F}$) 时, 电容 C_2 不缓冲功率波动。如图 10(a) 和 (b) 所示, 中间直流侧三相电压

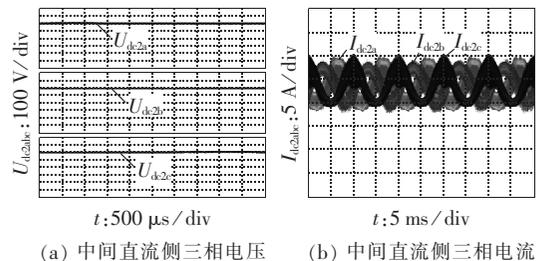


图 10 实验波形

Fig.10 Experimental waveforms

(U_{dc2a} 、 U_{dc2b} 、 U_{dc2c})都稳定在同一数值,而中间直流侧三相电流(i_{dk2a} 、 i_{dk2b} 、 i_{dk2c})以 2 倍基频频率波动,验证了基于 LLC 谐振变换器的三相级联型 PET 具有电压箝位功能,即 LLC 谐振变换器工作在近似谐振模式下,当公共直流侧电压被控制在期望值时,其中间直流侧电压不随功率波动而变化,因此 2 倍频率的功率波动可以看作是灵活的 2 倍频率的电流波动。

如图 11 所示,根据正弦功率传输概念,工作在谐振频率模式下的 LLC 谐振变换器,可以灵活地传递以 2 倍基频频率波动的三相电流。图 11(a)为 LLC 谐振变换器一次侧电流波动(i_{pria} 、 i_{prib} 、 i_{pric}),图 11(b)为 LLC 谐振变换器二次侧电流波动(i_{seca} 、 i_{secb} 、 i_{secc})。图 11 证明了 LLC 谐振变换器内部不会对 2 倍频率的电流波动产生影响。图 10 和图 11 验证了在中间直流侧电容为小电容($C_2=40 \mu\text{F}$)的情况下,功率波动几乎没有被小电容缓冲或限制,LLC 谐振变换器可以根据灵活的功率传递特性对交流侧的功率波动进行传递。

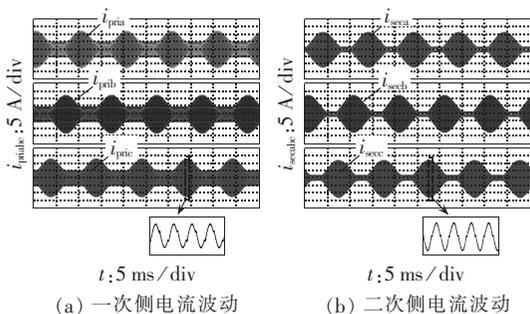


图 11 LLC 谐振变换器一次侧和二次侧电流波动

Fig.11 Primary-side and secondary-side currents of LLC resonant capacitor

图 12(a)和(b)分别为当中间直流侧电容为 $C_2=2040 \mu\text{F}$ 和 $C_2=40 \mu\text{F}$ 时,公共直流侧 b 相电流的峰峰值($I_{dk1b}=8.3 \text{ A}$, $I_{dk1b}=9.6 \text{ A}$),而 2 种情况下的三相电流之和没有变化。通过图 12 可知在减小中间直流侧电容 C_2 时,公共直流侧单相电流的峰峰值会变大,而公共直流侧三相总电流波动不大。

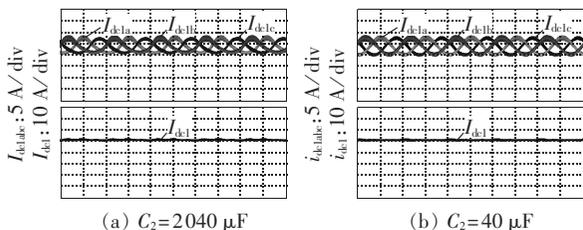


图 12 中间直流侧电容电流波动

Fig.12 Current ripples of intermediate DC-link capacitor

以上实验结果验证了基于 LLC 谐振变换器的三相级联型 PET 的正弦功率传输概念的可行性。正弦功率传输概念可以有效地减小中间直流侧电容,并根据 LLC 谐振变换器具有灵活的功率传输特性,

将交流侧三相功率波动分别传递到公共直流侧,从而降低 2 倍频率功率波动对各独立中间直流侧电容的影响;由于三相对称系统功率波动理论上瞬时值为零,三相功率之和的波动很小,对三相 PET 公共直流侧功率影响也会很小。公共直流侧单相电流和三相电流之和的变化情况与前文数学模型分析的数学关系式一致。

5 结论

本文在基于 DC-DC 谐振变换器的三相级联型 PET 的基础上提出正弦功率传输概念,它能够有效地减小中间直流侧的电容,将交流侧三相功率波动通过 DC-DC 谐振变换器分别传递到公共直流侧,而三相级联型 PET 公共直流侧不受功率波动的影响。此外,由于采取 DC-DC 谐振变换器工作在近似谐振模式下,当公共直流侧电压被控制在期望值时,各谐振变换器具备独立直流侧电压箝位功能,实现中间直流侧电压不变,进而实现单级控制系统概念,降低三相级联型 PET 系统的控制复杂性和控制成本,从而更加简单有效地实现正弦功率传输概念。

参考文献:

- [1] 曹一家,刘易珠,阙凌燕,等. 换电站与电网协调的多目标双层实时充放电调度方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(4):1-7. CAO Yijia, LIU Yizhu, QUE Lingyan, et al. Multi-objective bi-level real-time charging/discharging dispatch with coordination of BSS and grid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(4): 1-7.
- [2] 杜翼,江道灼,尹瑞,等. 直流配电网拓扑结构及控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):139-145. DU Yi, JIANG Daozhuo, YIN Rui, et al. Topological structure and control strategy of DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 139-145.
- [3] WANG J, HUANG A, SUNG W, et al. Smart grid technologies [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2009, 3(2): 16-23.
- [4] RONAN E, SUDHOFF S, GLOVER S, et al. A power electronic-based distribution transformer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 17(2): 537-543.
- [5] ISLAM M R, GUO Y, ZHU J. A high-frequency link multilevel cascaded medium-voltage converter for direct grid integration of renewable energy systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4167-4182.
- [6] HAFEZ B, KRISHNAMOORTHY H S, ENJETI P, et al. Medium voltage power distribution architecture with medium frequency isolation transformer for data centers [C]// 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fort Worth, TX, USA: IEEE, 2014: 3485-3489.
- [7] DONG D, CVETKOVIC I, BORROYEVICH D, et al. Grid-interface bidirectional converter for residential DC distribution systems - part one: high-density two-stage topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1655-1666.
- [8] BLAABJERG F, CONSOLI A, FERREIRA J A, et al. The future of electronic power processing and conversion [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(3): 715-720.

- [9] XUE Lingxiao, SHEN Zhiyu, BOROYEVICH D, et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 1920-1925.
- [10] KREIN P T, BALOG R S, MIRJAFARI M. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4690-4698.
- [11] HWANG S H, LIU X, KIM J M, et al. Distributed digital control of modular-based solid-state transformer using DSP+FPGA [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 670-680.
- [12] SHI J, GOU W, YUAN H, et al. Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4): 1154-1166.
- [13] 陈章勇, 许建平, 王金平, 等. 一种新型非调节隔离 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12): 58-65, 72.
CHEN Zhangyong, XU Jianping, WANG Jinping, et al. A novel unregulated isolated DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(12): 58-65, 72.
- [14] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169.
CHEN Shen, LÜ Zhengyu, YAO Wei. Research and verification on LLC resonant soft switching DC-DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 163-169.
- [15] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56.
HU Haibing, WANG Wanbao, SUN Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56.
- [16] LIU Chuang, SUN Pengwei, LAI J S, et al. Cascade dual-Boost/Buck active-front-end converter for intelligent universal transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4671-4680.

作者简介:



刘 闯

刘 闯(1985—),男,吉林吉林人,教授,博士,主要研究方向为能源互联网柔性功率变换与空间无线电力传输技术(**E-mail**: victorliuchuang@163.com);

齐瑞鹏(1988—),男,黑龙江牡丹江人,硕士研究生,主要研究方向为高频直流功率变换技术(**E-mail**: 731742475@qq.com)。

Method of decreasing intermediate DC-link capacitors for three-phase cascaded power electronics transformers

LIU Chuang¹, QI Ruipeng¹, LIU Haijun², GE Shukun¹, ZHI Yuemei¹, XU Xinzhe³

(1. School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;

2. Global Energy Interconnection Research Institute, Beijing 102211, China;

3. State Grid Beijing Electric Power Company, Beijing 100031, China)

Abstract: The three-phase cascaded PET (Power Electronics Transformer) is widely applied due to its modularity and expandability, but its intermediate bulk DC-link capacitors for limiting power fluctuation may reduce its power density. To solve this problem, the SPT (Sinusoidal Power Transfer) concept is proposed for three-phase cascaded PETs to reduce the intermediate DC-link capacitance, transfer double-frequency AC-side DLF (Double-Line-Frequency) power fluctuation to the common DC side and maintain the constant DC power supply. When the resonant DC-DC converters operate in the quasi-resonant mode, the SPT concept is simply and effectively realized, and the PET control system structure is simplified to a single-stage control system. Although the SPT for PET has small capability of power factor control, it is a new trend for unidirectional PET to effectively reduce the volume and cost. A hardware prototype is designed and tested. The experimental results verify the feasibility of applying the proposed SPT concept to three-phase cascaded PETs with DC-DC resonant converters.

Key words: three-phase cascaded power electronics transformer; sinusoidal power transfer; double-line-frequency; intermediate DC-link capacitor; power density; DC-DC resonant converter; quasi-resonant mode