



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104901542 B

(45)授权公告日 2018.09.21

(21)申请号 201510249008.6

(22)申请日 2015.05.15

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104901542 A

(43)申请公布日 2015.09.09

(73)专利权人 西交利物浦大学
地址 215123 江苏省苏州市工业园区独墅湖高等教育区仁爱路111号

(72)发明人 文辉清

(74)专利代理机构 苏州创元专利商标事务所有
限公司 32103

代理人 范晴

(51)Int.Cl.
H02M 3/28(2006.01)

(56)对比文件

CN 103199707 A,2013.07.10,
CN 104158405 A,2014.11.19,
CN 102710139 A,2012.10.03,
CN 103516224 A,2014.01.15,
CN 203482096 U,2014.03.12,
CN 104485820 A,2015.04.01,

审查员 周容

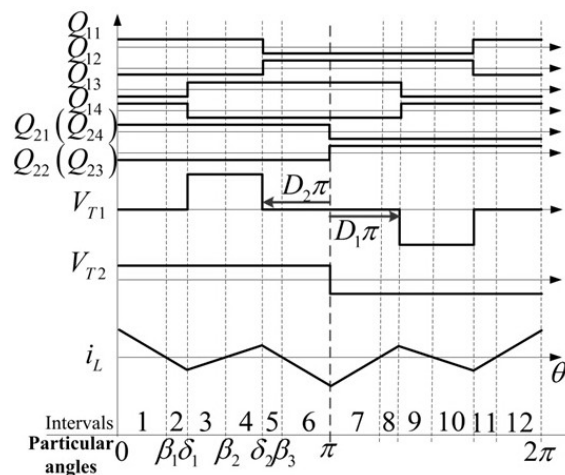
权利要求书1页 说明书3页 附图3页

(54)发明名称

一种适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法,将双向全桥直流变换器的八个开关管的驱动脉冲均设置为频率相同占空比为50%的方波;开关管Q11、Q13、Q21、Q23分别与开关管Q12、Q14、Q22、Q24的驱动脉冲互补;根据功率流方向确定移相参考方波,若功率流方向为VS1到VS2,设置开关管Q21与Q24、Q22与Q23的驱动脉冲分别同相、并设为为移相参考方波;设置Q11相对于Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为滞后移相角D2,设置Q13相对于开关管Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为超前移相角D1,本发明通过调节D2和D1的大小和方向进而调整输出功率范围,使之具有最大输出功率能力,且能明显抑制无功环流,提高全功率范围内变换器的效率。



1. 一种适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法,其特征在于,该控制方法包括以下步骤:

1) 将双向全桥直流变换器的八个开关管Q11、Q12、Q13、Q14、Q21、Q22、Q23、Q24的驱动脉冲均设置为频率相同占空比为50%的方波;

2) 设置变压器原边连接的第一全桥变换器B1中的开关管Q11和开关管Q13的驱动脉冲分别与开关管Q12和开关管Q14的驱动脉冲互补,变压器副边连接的第二全桥变换器B2的开关管Q21和开关管Q23的驱动脉冲分别与开关管Q22和开关管Q24的驱动脉冲互补;

3) 根据功率流方向确定移相参考方波,即若功率流方向为从变压器原边电源VS1到变压器副边电源VS2,设置第二全桥变换器B2的驱动方波为移相参考方波,且开关管Q21与Q24、Q22与Q23的驱动脉冲分别同相;若功率流方向为变压器副边电源VS2到变压器原边电源VS1,设置第一全桥变换器B1的驱动方波为移相参考方波,且开关管Q11与Q14、Q12与Q13的驱动脉冲分别同相;以下为功率流从VS1到VS2的情况,功率流从VS2到VS1的情况与之对称;

4) 设置开关管Q11的驱动方波相对于开关管Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为D2,并定义D2为滞后移相角,设置开关管Q13的驱动方波相对于开关管Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为D1,并定义D1为超前移相角;

5) 根据输出功率范围调整滞后移相角D2和超前移相角D1的大小和方向;定义输出功率参考表达式为: $P_o = d V_s^2 / (4L_s f_s)$, $d = V_{T2} / (N V_{T1})$,满载对应于定义的输出功率为0.5,半载对应与定义的输出功率为0.25; V_{S1} 表示变压器原边电源VS1的电压, V_{T1} 表示变压器原边电压, V_{T2} 表示变压器副边电压, N表示变压器匝数比, f_s 表示开关频率, L_s 表示电感值;

若输入功率范围从空载到半载,滞后移相角D2的范围在[0.4, 0.5],超前移相角D1的范围在[-0.4, 0],若输入功率范围从半载到满载,滞后移相角D2设为0.5,超前移相角D1的范围在[0, 0.5]。

2. 根据权利要求1所述的适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法,其特征在于:所述超前移相角D1的范围是[-1, 1]。

3. 根据权利要求1所述的适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法,其特征在于:所述滞后移相角D2的范围是[-1, 1]。

一种适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及双向直流变换器,特别涉及一种适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法。

背景技术

[0002] 双向直流变换器的效率优化是储能系统、分布式发电及电动汽车的关键技术之一。图1所示的双主动全桥直流变换器具有功率器件的电流和电压应力小,传输功率能力大,开关管和变压器的利用率高,是大功率应用的首选拓扑结构。其具体电路结构包括两个全桥变换器B1和B2、二个直流滤波电容C1和C2,高频电感Ls和变压器Tr。由于其在功能上相当于2个单向直流变换器,所以能大幅度减小系统体积、重量和成本,在直流电机驱动、不间断电源和电动汽车等需要进行能量双向流动的场所应用广泛。考虑到超级电容器和储能电池的放电深度,变流器将工作于较宽的电压和功率范围。实际工作的功率范围极宽,具体为从空载到1.1倍额定负载,因此全桥变换器工作于极宽的电压和功率范围,导致丢失软开关特性、产生明显的无功功率和环流,降低功率变换效率。

[0003] 考虑到传统移相控制只有一个控制变量,无法实现全电压和功率范围内的效率优化,因此必须增加控制变量。根据优化目标,这些策略可以分为扩展软开关型、抑制电感电流型和抑制无功功率型三类。扩展软开关型优化策略包括移相脉宽调制和混合移相调制等,抑制电感电流型策略包括三角波调制和梯形波调制等,抑制无功功率型优化策略目前只报道于少量文献。但研究表明,基于多移相调制的变流器效率提升只作用于特定区间,某些模式的实验测试结果不明显。而且若移相变量过多会时造成计算量大、获取最优移相变量组合复杂,而且考虑死区及电路杂散参数的影响,对变换器效率提升实际效果有限。

发明内容

[0004] 为克服上述现有技术的缺陷,本发明提供一种适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法。

[0005] 本发明的技术方案是:

[0006] 一种适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法,该控制方法包括以下步骤:

[0007] 1) 将双向全桥直流变换器的八个开关管Q11、Q12、Q13、Q14、Q21、Q22、Q23、Q24的驱动脉冲均设置为频率相同占空比为50%的方波;

[0008] 2) 设置变压器原边连接的第一全桥变换器B1中的开关管Q11和开关管Q13的驱动脉冲分别与开关管Q12和开关管Q14的驱动脉冲互补,变压器副边连接的第二全桥变换器B2的开关管Q21和开关管Q23的驱动脉冲分别与开关管Q22和开关管Q24的驱动脉冲互补;

[0009] 3) 根据功率流方向确定移相参考方波,即若功率流方向为从变压器原边电源VS1到变压器副边电源VS2,设置第二全桥变换器B2的驱动方波为移相参考方波,且开关管Q21与Q24、Q22与Q23的驱动脉冲分别同相;若功率流方向为变压器副边电源VS2到变压器原边

电源VS1,设置第一全桥变换器B1的驱动方波为移相参考方波,且开关管Q11与Q14、Q12与Q13的驱动脉冲分别同相;以下为功率流从VS1到VS2的情况,功率流从VS2到VS1的情况与之对称;

[0010] 4) 设置开关管Q11的驱动方波相对于开关管Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为D2,并定义D2为滞后移相角,设置开关管Q13的驱动方波相对于开关管Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为D1,并定义D1为超前移相角;

[0011] 5) 根据输出功率范围调整滞后移相角D2和超前移相角D1的大小和方向。

[0012] 优选的,所述超前移相角D1的范围是 $[-1, 1]$ 。

[0013] 优选的,所述滞后移相角D2的范围是 $[-1, 1]$ 。

[0014] 优选的,定义输出功率参考表达式为: $d = V_{r2} / (NV_{r1})$, $P_o = dV_{r1}^2 / (4L_s f_s)$,满载对应于定义的输出功率为0.5,半载对应与定义的输出功率为0.25。

[0015] 本发明的优点是:

[0016] 本发明所提供的双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法,调节双向全桥直流变换器使之具有最大输出功率能力,且能明显抑制无功环流,提高全功率范围内变换器的效率,同时只需根据输出功率范围调整超前移相角度方向,大大降低了获取最优移相变量组合的难度,实际执行容易,可操作性强。

附图说明

[0017] 下面结合附图及实施例对本发明作进一步描述:

[0018] 图1为本发明方法控制的双向全桥直流变换器的拓扑结构示意图;

[0019] 图2为本发明实施例所述的双向全桥直流变换器轻载时统一双移相调制策略的开关驱动时序图及典型工作波形;

[0020] 图3为本发明实施例所述的双向全桥直流变换器重载时统一双移相调制策略的开关驱动时序图及典型工作波形;

[0021] 图4为本发明所述的移相变量组合(D1, D2)与输出功率的对应关系曲线;

[0022] 图5为实施例中采用传统移相(CPS)与统一双移相调制(UDPS)的电感电流工作波形比较曲线;

[0023] 图6为实施例中采用传统移相(CPS)与统一双移相调制(UDPS)的电感电流有效值在整个输出功率范围内比较曲线。

具体实施方式

[0024] 本发明中的双向全桥直流变换器的拓扑结构如图1所示,该变换器主要由两个全桥变换器B1和B2,两个直流滤波电容C1和C2,一个高频电感 L_s 和一个高频隔离变压器Tr组成;其中,第一全桥变换器B1由4个开关管Q11、Q12、Q13、Q14组成,第一全桥变换器B2由4个开关管Q21、Q22、Q23、Q24组成。第一全桥变换器B1连接电源VS1,第二全桥变换器B2连接电源VS2。

[0025] 本发明的适用双向全桥直流变换器的统一双移相控制方法的实施例如图2和3所示。该控制方法包括以下步骤:

[0026] 1) 将双向全桥直流变换器的八个开关管Q11、Q12、Q13、Q14、Q21、Q22、Q23、Q24的驱

动脉冲均设置为频率相同占空比为50%的方波,本实施例频率设为 $1/2\pi$;

[0027] 2) 设置变压器原边连接的第一全桥变换器B1中的开关管Q11和开关管Q13的驱动脉冲分别与开关管Q12和开关管Q14的驱动脉冲互补,变压器副边连接的第二全桥变换器B2的开关管Q21和开关管Q23的驱动脉冲分别与开关管Q22和开关管Q24的驱动脉冲互补;

[0028] 3) 根据功率流方向确定移相参考方波,即若功率流方向为从变压器原边电源VS1到变压器副边电源VS2,设置第二全桥变换器B2的驱动方波为移相参考方波,且开关管Q21与Q24、Q22与Q23的驱动脉冲分别同相;若功率流方向为变压器副边电源VS2到变压器原边电源VS1,设置第一全桥变换器B1的驱动方波为移相参考方波,且开关管Q11与Q14、Q12与Q13的驱动脉冲分别同相;本实施例以功率流从VS1到VS2的情况进行介绍,功率流从VS2到VS1的情况与之类似;

[0029] 4) 设置开关管Q11的驱动方波相对于开关管Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为D2,并定义D2为滞后移相角,设置开关管Q13的驱动方波相对于开关管Q21的参考驱动方波的移相与半个周期的比例为D1,并定义D1为超前移相角;所述滞后移相角D2和超前移相角D1的范围是 $[-1, 1]$;

[0030] 5) 根据输出功率范围调整滞后移相角D2和超前移相角D1的大小和方向。定义输出功率参考表达式为: $d = V_{r2} / (NV_{r1})$, $P_s = dV_{r1}^2 / (4L_s f_s)$, 满载对应于定义的输出功率为0.5, 半载对应与定义的输出功率为0.25。

[0031] 步骤5所述的根据输出功率范围调整滞后移相角D2和超前移相角D1的大小和方向,具体如图4所示,若输入功率范围从空载到半载,滞后移相角D2的范围在 $[0.4, 0.5]$,超前移相角D1的范围在 $[-0.4, 0]$,图2为本发明实施例所述的双向全桥直流变换器轻载时统一双移相调制策略的开关驱动时序图及典型工作波形。若输入功率范围从半载到满载,滞后移相角D2设为0.5,超前移相角D1的范围在 $[0, 0.5]$,图3为本发明实施例所述的双向全桥直流变换器重载时统一双移相调制策略的开关驱动时序图及典型工作波形。

[0032] 图5为实施例中采用传统移相(CPS)与统一双移相调制(UDPS)的电感电流工作波形比较曲线,从图中可以看出,本方法且能明显抑制无功环流。

[0033] 图6为实施例中采用传统移相(CPS)与统一双移相调制(UDPS)的电感电流有效值在整个输出功率范围内比较曲线,从图中可以看出,本发明显著提高全功率范围内变换器的效率。

[0034] 上述实施例只为说明本发明的技术构思及特点,其目的在于让熟悉此项技术的人能够了解本发明的内容并据以实施,并不能以此限制本发明的保护范围。凡根据本发明主要技术方案的精神实质所做的修饰,都应涵盖在本发明的保护范围之内。

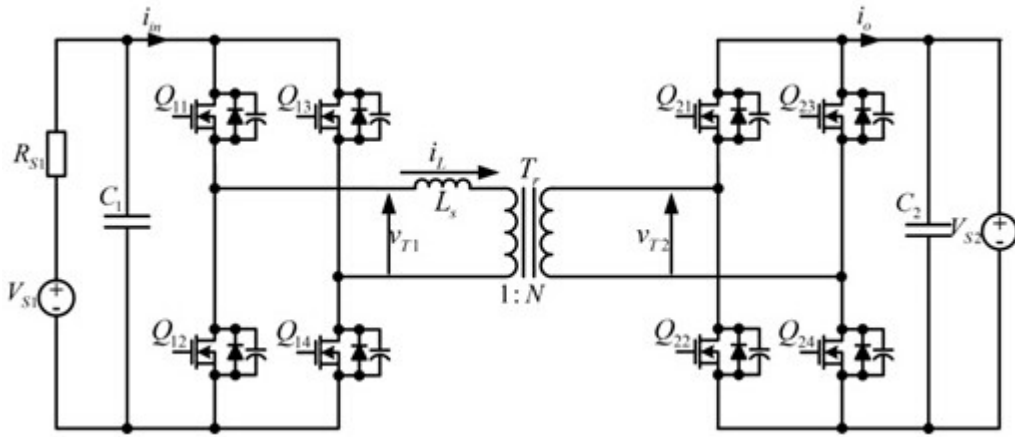


图1

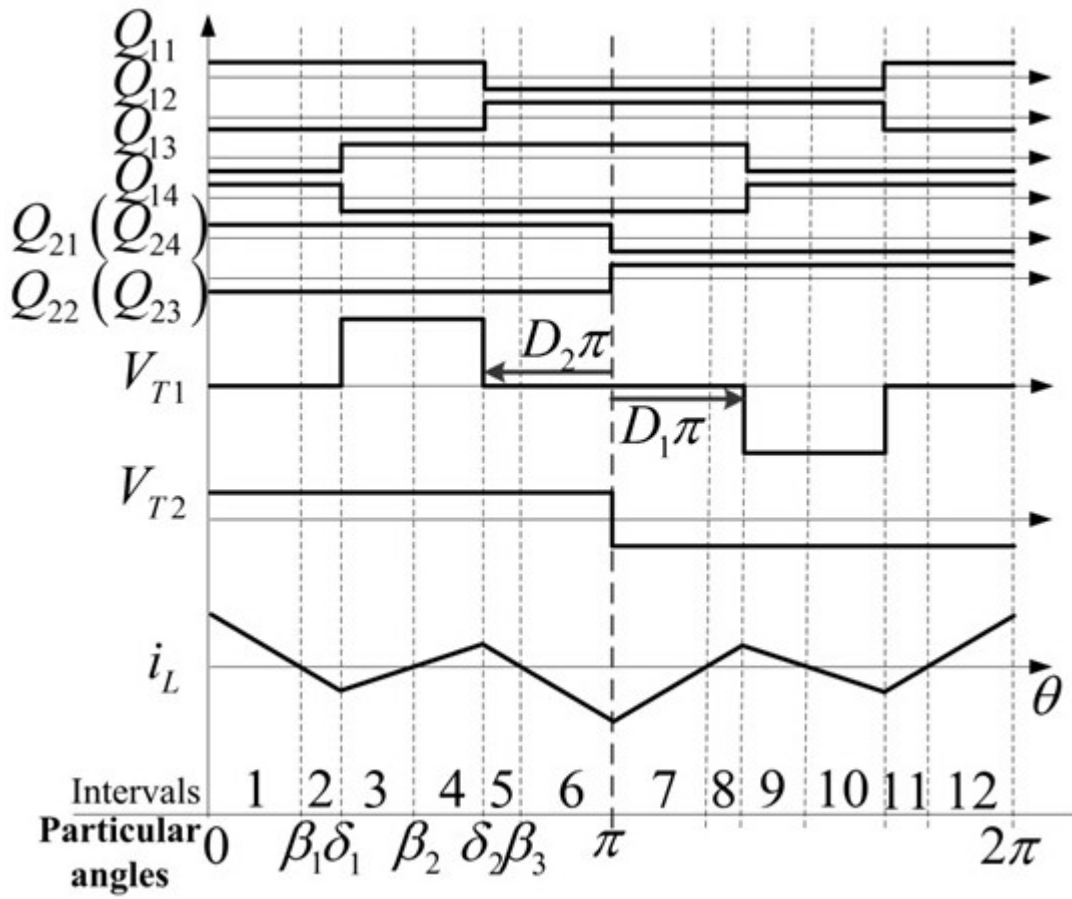


图2

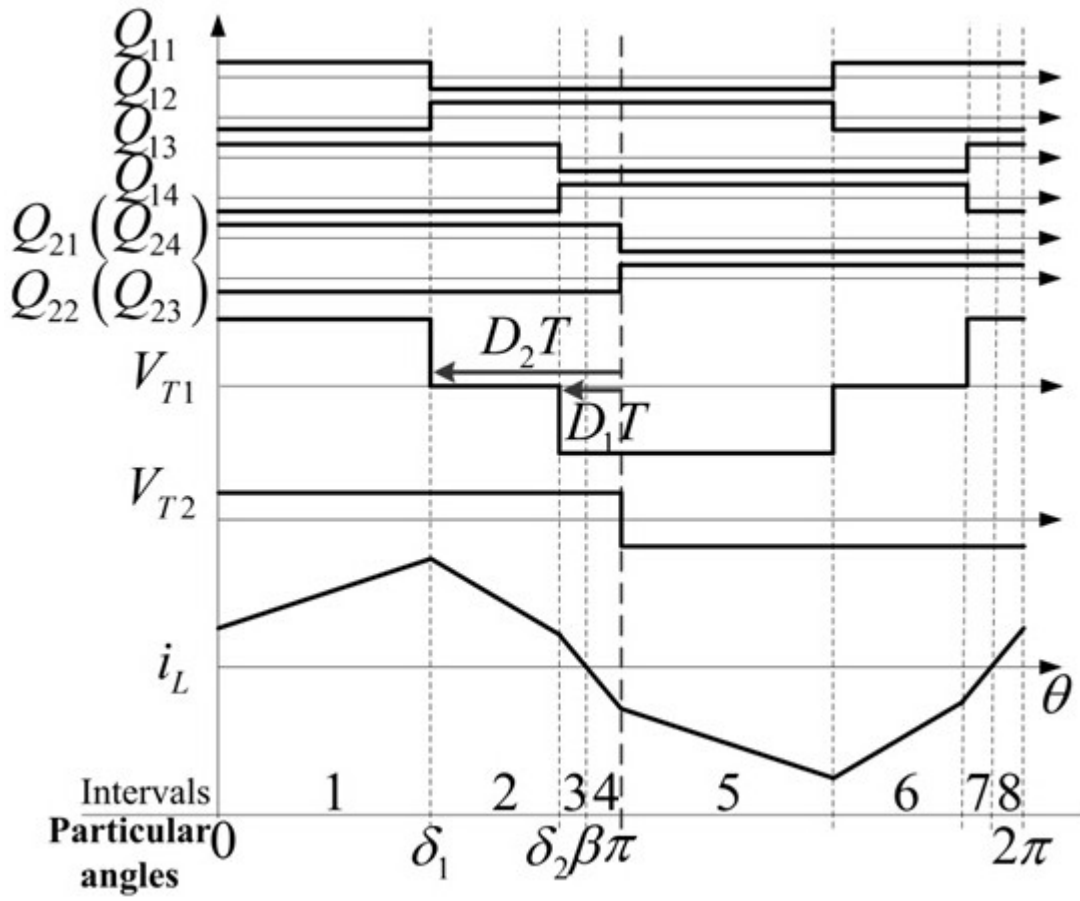


图3

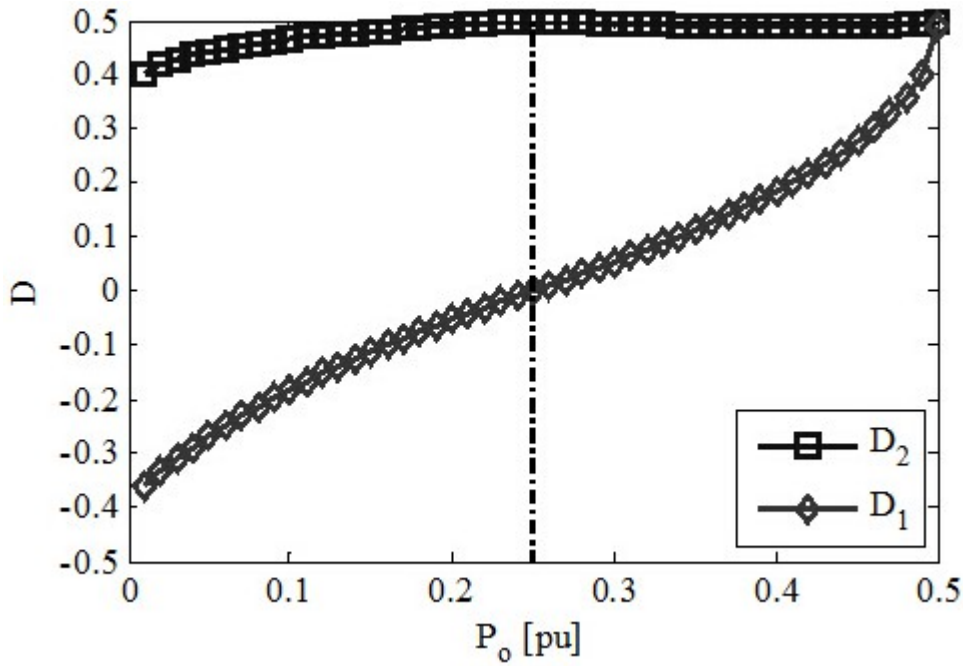


图4

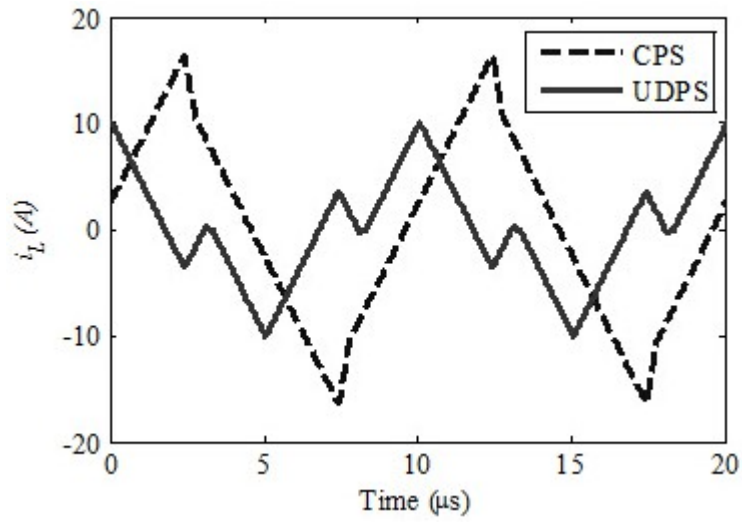


图5

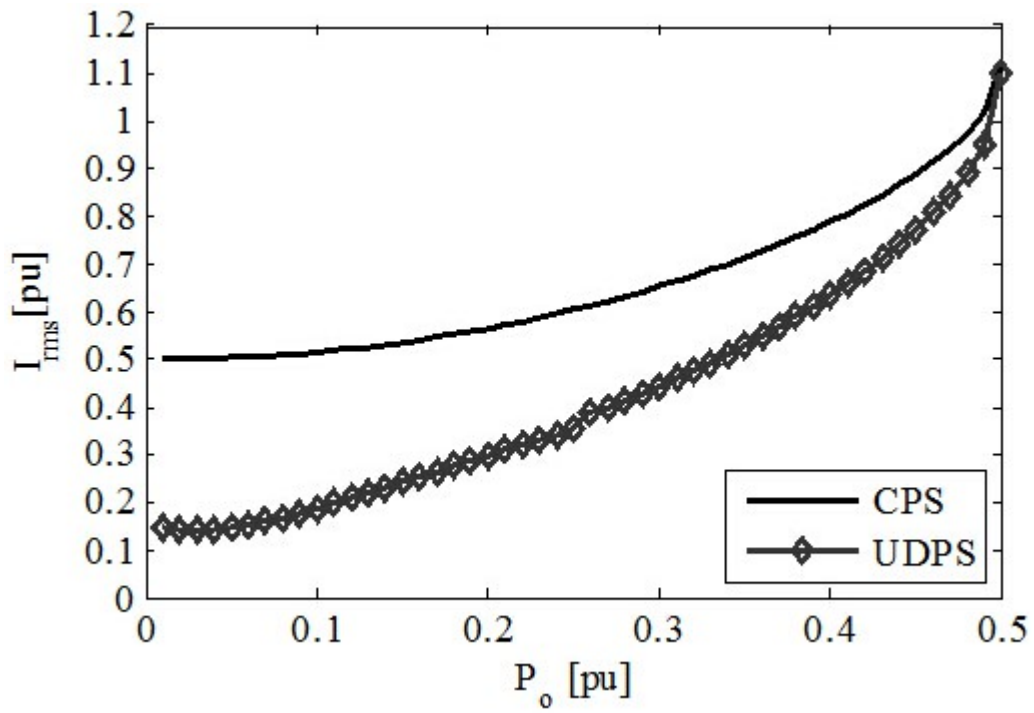


图6