



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109962626 B

(45) 授权公告日 2020.12.01

(21) 申请号 201910410567.9

(22) 申请日 2019.05.17

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 109962626 A

(43) 申请公布日 2019.07.02

(66) 本国优先权数据
201811590063.1 2018.12.25 CN

(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 卜庆雷 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 丁浩秋

(51) Int.Cl.

H02M 3/335 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 108039822 A, 2018.05.15

CN 106208718 A, 2016.12.07

US 2017187297 A1, 2017.06.29

Yifan Zhang等.Improved Step Load Response of a Dual-Active-Bridge DC-DC Converter.《electronics》.2018,

审查员 欧阳丽

权利要求书1页 说明书4页 附图4页

(54) 发明名称

双主动全桥直流变换器的优化控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种双主动全桥直流变换器的优化控制方法,包括:当检测到由于负载的变化导致传输功率变化时,在瞬态周期内固定双主动全桥直流变换器的工作状态;控制电感两端的电压差为最大值。基于固定变换器瞬态周期运行模式,用于消除双主动全桥直流变换器中瞬态响应时偏置电感电流,大大提高了双主动全桥变换器的运行效率,大幅简化优化算法分析的复杂度,同时实现最快的瞬态切换。

当检测到由于负载的变化导致传输功率变化时,在瞬态周期内固定双主动全桥直流变换器的工作状态

控制电感两端的电压差为最大值

1. 一种双主动全桥直流变换器的优化控制方法,其特征在于,包括以下步骤:

S01:当检测到由于负载的变化导致传输功率变化时,在瞬态周期内固定双主动全桥直流变换器的工作状态;所述双主动全桥直流变换器包括原边全桥H1和副边全桥H2,所述原边全桥H1由四个开关器件 $S_1\sim S_4$ 组成,其中 S_1 、 S_2 为上桥, S_3 、 S_4 为下桥,副边全桥H2由另外四个开关器件 $S_5\sim S_8$ 组成,其中 S_5 、 S_6 为上桥, S_7 、 S_8 为下桥,原边全桥和副边全桥通过变比为 $n:1$ 的变压器进行电气隔离;

S02:控制电感两端的电压差为最大值,包括:

当由于负载的变化导致传输功率上升时,将开关器件 S_2 、 S_3 、 S_5 和 S_8 导通,将开关器件 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_7 关断;

当由于负载的变化导致传输功率下降时,将开关器件 S_1 、 S_4 、 S_6 和 S_7 导通,将开关器件 S_2 、 S_3 、 S_5 和 S_8 关断。

双主动全桥直流变换器的优化控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于隔离式双向主动全桥直流变换器技术领域,具体地涉及一种基于固定变换器瞬态周期运行模态的消除双主动全桥直流变换器中瞬态响应时偏置电感电流的优化控制方法。

背景技术

[0002] 作为高压变换系统中的重要组成部分,隔离式双向主动全桥直流变换器(Bi-directional Dual-active-bridge,DAB)具有易实现软开关、高功率密度、电气隔离、双向功率传输等优点,广泛运用在分布式发电系统、储能系统、微网系统、可再生能源联合发电系统、电动汽车等领域。图1所示为DAB变换器的拓扑结构,其中原边全桥H1由四个开关器件 $S_1 \sim S_4$ 组成,副边全桥H2由另外四个开关器件 $S_5 \sim S_8$ 组成,原边和副边通过变比为 $n:1$ 的变压器进行电气隔离, L 为高频电感, C_1 和 C_2 为直流滤波电容, V_1 和 V_2 分别对应直流输入端与负载端,由于其结构的对称性,此拓扑结构可以进行反向功率传输。

[0003] 在此双主动全桥变换器中,为了确保输出端电压的可控性以及传输的高效性,其控制方式主要采用三重移相控制策略。图2展示了使用两种三重移相控制策略的双向主动全桥变换器典型波形, V_{ab} 与 V_{cd} 分别对应原边桥臂中点电压和副边桥臂中点电压。电感电流以 i_L 表示,其中 D_1 、 D_2 和 D_3 分别为原边桥臂中点电压的内移相占空比、副边桥臂中点电压的内移相占空比,以及原副边桥臂中点电压上升沿外移相占空比。在变换器运行过程中,由于负载情况的多变性,在两种稳定运行状态切换瞬间,由于电感电流非突变性,将导致直流偏置电流的产生,进而降低双主动全桥变换器的运行效率。

[0004] 目前已有的针对瞬态电感直流偏置的优化控制策略是根据具体移相控制方式确定后,通过比较前后稳态中移相占空比大小,列出优化方程,分别计算瞬态过程每个移相占空比大小,从而进行针对瞬态周期的优化。但此类优化方法不具有普适性,当移相控制方式改变后,优化方程需根据改变情况进行重新调节,导致优化过程计算量大。除此之外,瞬态过渡周期较长且分析过程复杂。

发明内容

[0005] 为了解决上述存在的技术问题,本发明的目的是提出了一种双主动全桥直流变换器的优化控制方法。基于固定变换器瞬态周期运行模态,用于消除双主动全桥直流变换器中瞬态响应时偏置电感电流,大幅简化优化算法分析的复杂度,同时实现最快的瞬态切换。

[0006] 本发明的技术方案是:

[0007] 一种双主动全桥直流变换器的优化控制方法,包括以下步骤:

[0008] S01:当检测到由于负载的变化导致传输功率变化时,在瞬态周期内固定双主动全桥直流变换器的工作状态;

[0009] S02:控制电感两端的电压差为最大值。

[0010] 优选的技术方案中,所述步骤S02中控制电感两端的电压差为最大值的方法包括:

[0011] 当由于负载的变化导致传输功率上升时,将开关管 S_2, S_3, S_5 和 S_8 导通,将开关管 S_1, S_4, S_6 和 S_7 关断;

[0012] 当由于负载的变化导致传输功率下降时,将开关管 S_1, S_4, S_6 和 S_7 导通,将开关管 S_2, S_3, S_5 和 S_8 关断。

[0013] 与现有技术相比,本发明的优点是:

[0014] 固定变换器瞬态周期运行模式,用于消除双主动全桥直流变换器中瞬态响应时偏置电感电流,利用固定变换器的工作状态-瞬态周期运行模式,可以消除双主动全桥直流变换器中瞬态响应时偏置电感电流,可以大幅简化优化算法分析的复杂度,大大提高双主动全桥变换器的运行效率,同时实现最快的瞬态切换,以及对于几乎所有移相控制方式的普适性。

附图说明

[0015] 下面结合附图及实施例对本发明作进一步描述:

[0016] 图1为隔离式双向主动全桥直流变换器的拓扑结构;

[0017] 图2a为隔离式双向主动全桥变换器采用多重移相控制策略在轻载状态下的波形图;

[0018] 图2b为隔离式双向主动全桥变换器采用多重移相控制策略在重载状态下的波形图;

[0019] 图3为双主动全桥直流变换器的优化控制方法流程图;

[0020] 图4a为采用传统优化算法时,瞬态响应时偏置电感电流;

[0021] 图4b为采用本发明的优化控制算法时,当功率增加时的瞬态响应时偏置电感电流;

[0022] 图4c为采用本发明的优化控制算法时,当功率下降时的瞬态响应时偏置电感电流;

[0023] 图5a为没有进行优化控制时实验测试结果;

[0024] 图5b为采用本发明的优化控制方法的实验测试结果。

具体实施方式

[0025] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚明了,下面结合具体实施方式并参照附图,对本发明进一步详细说明。应该理解,这些描述只是示例性的,而并非要限制本发明的范围。此外,在以下说明中,省略了对公知结构和技术的描述,以避免不必要地混淆本发明的概念。

[0026] 实施例:

[0027] 该实施例采用隔离式双主动全桥变换器的拓扑结构如图1所示,此变换器由高频电感 L 和变压器构成,八个开关管 S_1-S_8 组成原副边全桥结构,输入电源 V_1 通过滤波电容 C_1 与原边全桥连接,输出端 V_2 通过直流滤波电容 C_2 与副边全桥相连。

[0028] 该实施例中双向全桥变换器采用的移相控制方式为三重移相控制。八个开关管 S_1-S_8 的栅极驱动信号均为频率相同占空比为0.5的方波,其中 S_1 和 S_3, S_2 和 S_4, S_5 和 S_7, S_6 和 S_8 的驱动信号均为含有固定死区的互补信号。开关管 S_3 和 S_4 之间的驱动脉冲内移相占空比为

D_1, S_7 和 S_8 之间的驱动脉冲内移相占空比为 D_2, S_4 和 S_8 之间的驱动脉冲外移相占空比为 D_3 。其中 D_1, D_2, D_3 的取值范围均为 $[0, 1]$ 。

[0029] 如图3所示,一种双主动全桥直流变换器的优化控制方法,包括以下步骤:

[0030] S01:当检测到由于负载的变化导致传输功率变化时,在瞬态周期内固定双主动全桥直流变换器的工作状态;

[0031] S02:控制电感两端的电压差为最大值。当由于负载的变化导致传输功率上升时,将开关管 S_2, S_3, S_5 和 S_8 导通,将开关管 S_1, S_4, S_6 和 S_7 关断;

[0032] 当由于负载的变化导致传输功率下降时,将开关管 S_1, S_4, S_6 和 S_7 导通,将开关管 S_2, S_3, S_5 和 S_8 关断。

[0033] 隔离式双向主动全桥变换器采用三重相移控制策略的正常工作波形图,如图2a和2b所示。包括两种工作状态,图2a为轻载状态,图2b为重载状态,通过电感电流的伏秒平衡原理,可以推导出电感电流在两种模式下最小值的表达式,图2a的电流表达式如下:

$$[0034] \quad i_{L_min1} = i_L(t_6) = -\frac{V_1 D_1 + n V_2 D_2}{4 f_s L} \quad (1)$$

[0035] 图2b的电流表达式如下:

$$[0036] \quad i_{L_min2} = i_L(t_7) = \frac{-V_1 D_1 + 2n V_2 D_1 - n V_2 D_2 - 2n V_2 D_3}{4 f_s L} \quad (2)$$

[0037] 式中, f_s 表示开关频率, L 表示隔离式双向主动全桥变换器电感, n 表示电压变换比。

[0038] 如图4a、4b、4c所示,当由于负载的变化导致传输功率上升时,为了最快从稳态周期1过渡到稳态周期2,本发明提出在瞬态周期内固定变换器的运行状态,开关管 S_2, S_3, S_5 和 S_8 导通, S_1, S_4, S_6 和 S_7 关断,进而控制电感两端电压差为最大值,电感电流的变化率在此状态下的绝对值达到最大,并可通式(3)表示。

$$[0039] \quad \alpha_1 = \frac{v_{L(rs)}}{L} = \frac{-V_1 - n V_2}{L} \quad (3)$$

[0040] 因此,由于电感电流变化率的固定,瞬态过渡周期的时间将仅由稳态前后电感电流的最小值的差值决定,瞬态周期过渡态的时间在此状态下达到理论最小,并可通式(4)表示。

$$[0041] \quad t_{st_ip} = \left| \frac{\Delta i_L}{\alpha_1} \right| = \frac{i_{L(t_1)} - i_{L(t_2)}}{V_1 + n V_2} L \quad (4)$$

[0042] 当由于负载的变化导致传输功率下降时,同样固定瞬态周期内的变换器运行状态,此时开关管 S_1, S_4, S_6 和 S_7 导通, S_2, S_3, S_5 和 S_8 关断,采用类似的分析过程,瞬态周期过渡态的时间在此状态下也达到理论最小,并可由式(5)表示。

$$[0043] \quad t_{st_dp} = \left| \frac{\Delta i_L}{\alpha_2} \right| = \frac{i_{L(t_2)} - i_{L(t_1)}}{V_1 + n V_2} L \quad (5)$$

[0044] 图4a、4b是本发明提出的针对消除双主动全桥直流变换器中瞬态响应时偏置电感电流的优化方法与无优化方法在三重移相下瞬态过程的比较,其中可以发现在没有优化算法的情况下,直流偏置电感电流在经过若干周期后才降为0,而采用本发明提出的优化算法后,直流偏置电感电流没有出现,从而验证了此优化算法的可行性。

[0045] 由于在两种稳态之间进行切换,并且固定了瞬态周期内的变换器状态,因此瞬态周期将只由两个稳态电感电流最小值的差值以及电感大小决定,而与工作前后的移相占空比 D_1, D_2, D_3 无关,因此,此方案不止适用与三重移相控制,对于双重移相控制或单移相控制均可以起到同样的优化效果,从而提升了本发明的广泛应用性与灵活性。

[0046] 应当理解的是,本发明的上述具体实施方式仅仅用于示例性说明或解释本发明的原理,而不构成对本发明的限制。因此,在不偏离本发明的精神和范围的情况下所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。此外,本发明所附权利要求旨在涵盖落入所附权利要求范围和边界、或者这种范围和边界的等同形式内的全部变化和修改例。

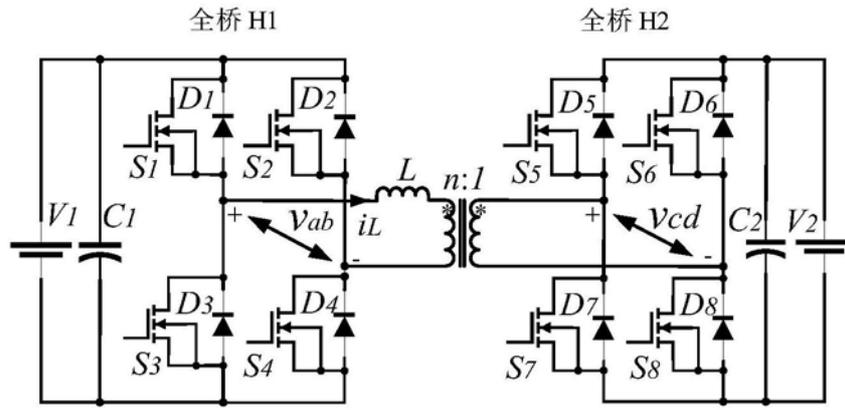


图1

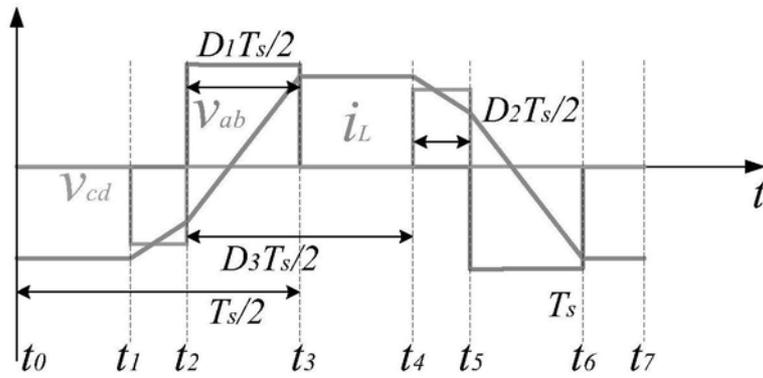


图2a

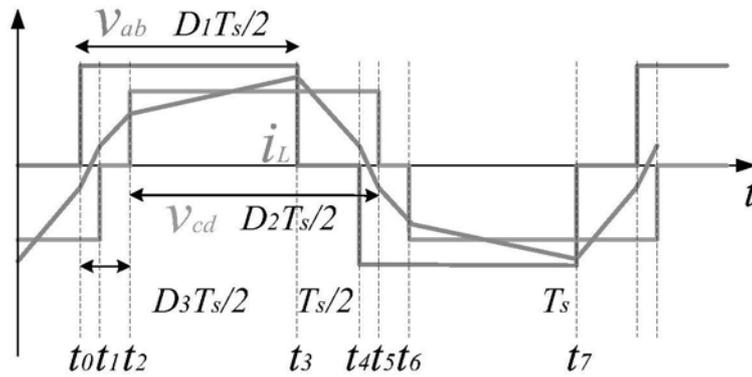


图2b



图3

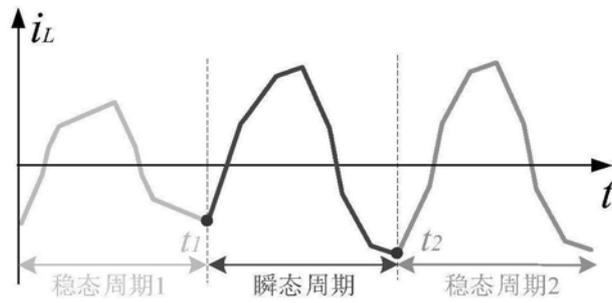


图4a

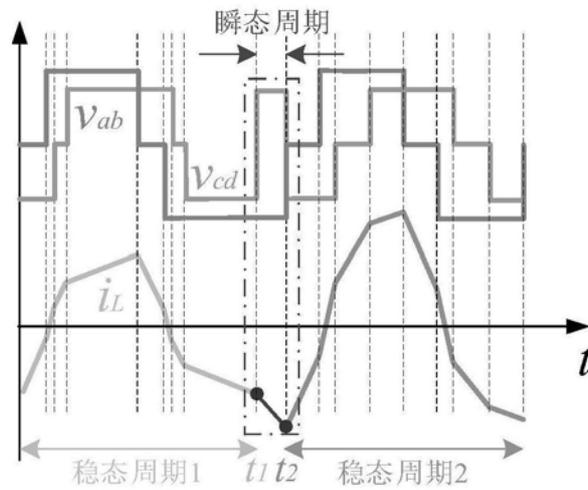


图4b

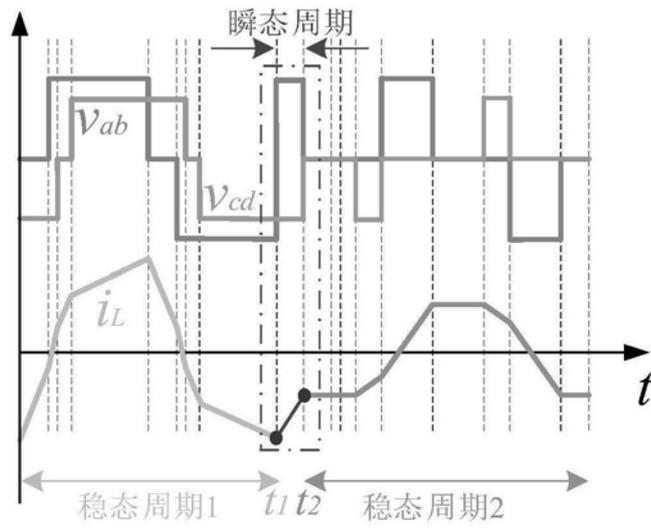


图4c

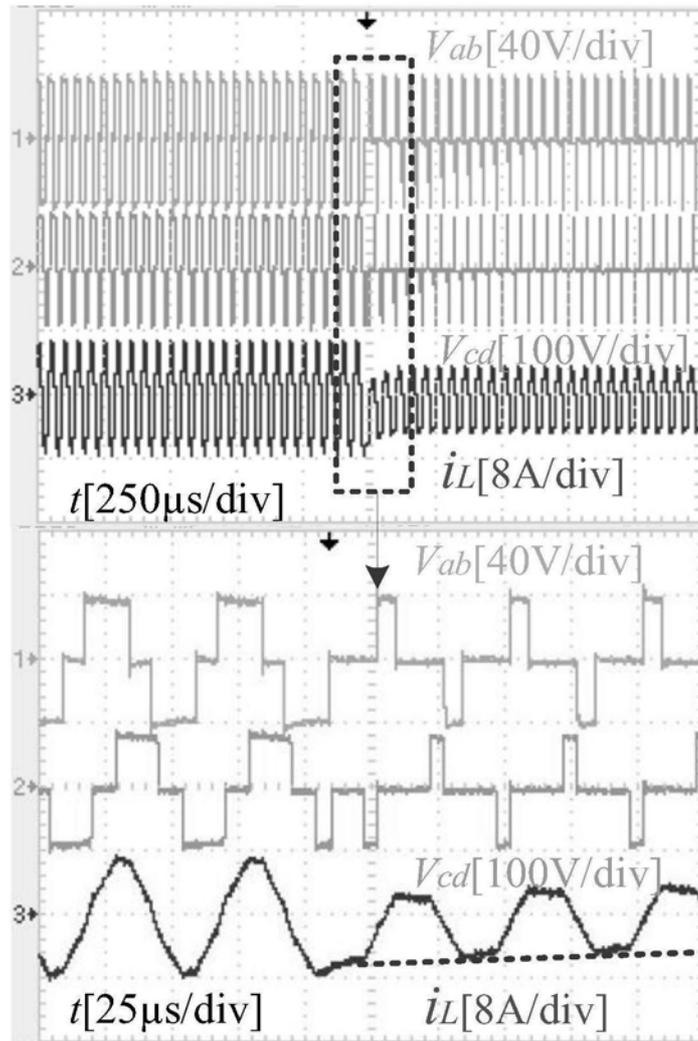


图5a

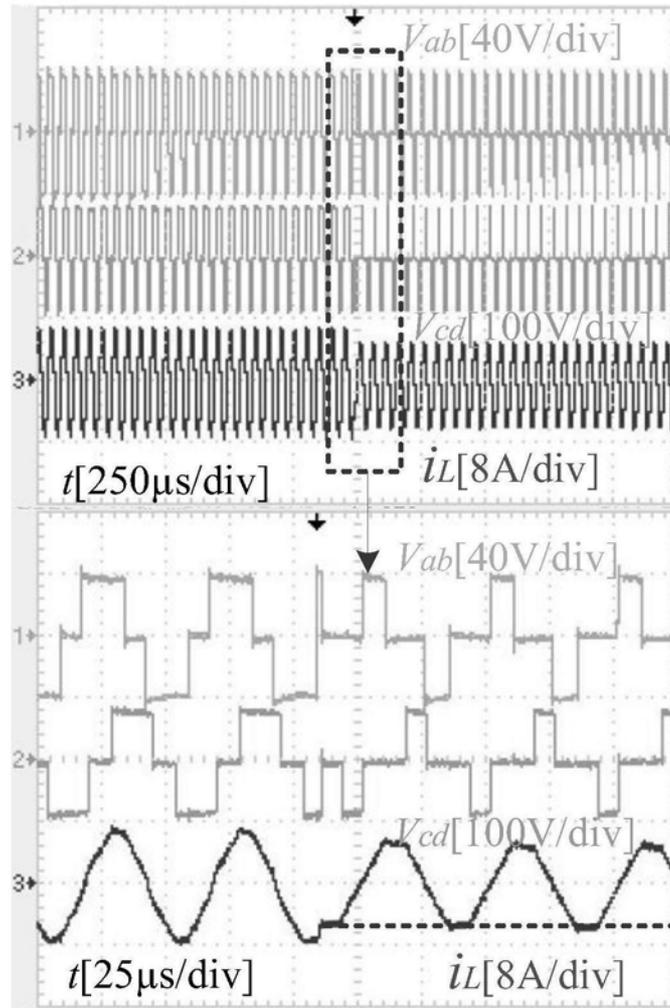


图5b