



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 112986653 B

(45) 授权公告日 2022. 02. 22

(21) 申请号 202110167262.7

G01R 15/16 (2006.01)

(22) 申请日 2021.02.07

(56) 对比文件

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112986653 A

CN 109980931 A, 2019.07.05

US 2017324330 A1, 2017.11.09

CN 110768528 A, 2020.02.07

(43) 申请公布日 2021.06.18

贾磊磊等. 消除非反向Buck-Boost变换器运行死区的充放电控制策略.《中国电机工程学报》.2020, (第10期),

(73) 专利权人 清华大学
地址 100084 北京市海淀区北京市100084-82信箱

xing weng等. "A Nonlinear Control Method for Bumpless Mode Transition in Noninverting Buck-Boost Converter".《 IEEE Transactions on Power Electronics》.2020, 第36卷(第2期),

专利权人 国网湖北省电力有限公司

审查员 苏文君

(72) 发明人 翁幸 赵争鸣 陈凯楠 袁立强

(74) 专利代理机构 北京众合诚成知识产权代理有限公司 11246

代理人 史双元

(51) Int. Cl.

G01R 19/00 (2006.01)

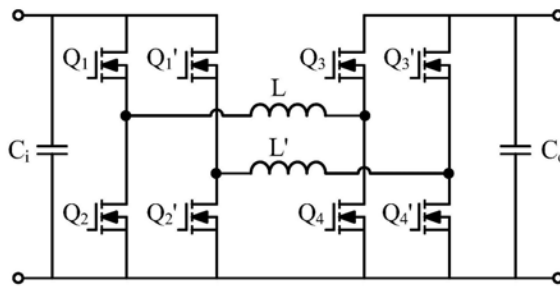
权利要求书2页 说明书7页 附图4页

(54) 发明名称

模块化多级联NIBB的电感电流平均值采样滤波方法

(57) 摘要

本发明公开了属于DC-DC变换器采样滤波技术领域的一种模块化多级联NIBB的电感电流平均值采样滤波方法。包括：通过调制模式判定模块，根据每一个非反向Buck-Boost电路的占空比、移相比判定当前调制模式；根据非反向Buck-Boost电路的数学模型和当前调制模式所设计的电感电流采样时刻精确计算模块；根据非反向Buck-Boost电路当前调制模式所设计的电感电流采样值滤波与坏点剔除模块。由此，通过该控制方法可以提高模块化多并联非反向Buck-Boost电路的电感电流平均值采样精确度，从而提高变换器的控制性能。



1. 一种模块化多级联非反向Buck-Boost变换器的电感电流平均值采样滤波方法,其特征在于,使用非反向Buck-Boost电路的数学模型精确计算各子模块电感电流平均值的采样时刻,并根据该电路的调制模式设计不同的坏点剔除方法,包括以下步骤:

步骤1:通过调制模式判定模块,根据每一个非反向Buck-Boost电路的Buck桥臂上管占空比 d_1 、Boost桥臂上管占空比 d_2 、Buck桥臂上管领先Boost桥臂上管的移相比 d_3 判定非反向Buck-Boost电路当前的调制模式;

所述步骤1中判定非反向Buck-Boost电路当前的调制模式的方法如下:

若 $d_1 < d_2$ 且 $d_3 = 0$,则非反向Buck-Boost电路当前为降压后沿脉冲调制模式;

若 $d_1 \geq d_2$ 且 $d_3 = 0$,则非反向Buck-Boost电路当前为升压后沿脉冲调制模式;

若 $d_1 < d_2$ 且 $d_3 = 1 - d_2 + d_1$,则非反向Buck-Boost电路当前为降压前沿脉冲调制模式;

若 $d_1 \geq d_2$ 且 $d_3 = d_1 - d_2$,则非反向Buck-Boost电路当前为升压前沿脉冲调制模式;

若 d_1 、 d_2 和 d_3 不符合以上任何一种情况,则非反向Buck-Boost电路当前为复杂调制模式;

步骤2:通过采样时刻计算模块,计算每一个非反向Buck-Boost电路子模块的电感电流平均值采样时刻;根据非反向Buck-Boost电路的数学模型和当前调制模式所设计的采样时刻计算模块,基于每一个 d_1 、 d_2 、 d_3 ,依据当前电路所处的调制模式,使用不同的计算方法计算电感电流平均值在一个开关周期内的采样时刻;

所述步骤2中计算电感电流平均值在一个开关周期内的采样时刻的方法如下:

(a) 若当前电路处于降压后沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$\begin{cases} t_{s1} = 0.5d_1d_2T_s \\ t_{s2} = (d_2 - 0.5d_2^2 + 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

(b) 若当前电路处于升压后沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$\begin{cases} t_{s1} = \frac{1}{2}d_1d_2T_s \\ t_{s2} = (d_1 - 0.5d_1^2 + 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

(c) 若当前电路处于降压前沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$\begin{cases} t_{s1} = (1 - d_2 + 0.5d_2^2 - 0.5d_1d_2)T_s \\ t_{s2} = (1 - 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

(d) 若当前电路处于升压前沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$\begin{cases} t_{s1} = (1 - d_1 + 0.5d_1^2 - 0.5d_1d_2)T_s \\ t_{s2} = (1 - 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

(e) 若当前电路处于复杂调制模式,该开关周期内采样5次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$\begin{cases} t_{s1} = 2D_{\min} \\ t_{s2} = 2D_{\min} + 0.2T_s \\ t_{s3} = 2D_{\min} + 0.4T_s \\ t_{s4} = 2D_{\min} + 0.6T_s \\ t_{s5} = 2D_{\min} + 0.8T_s \end{cases}$$

其中, T_s 为开关周期, 采样时刻 t_s 的下标数字代表开关周期内的第几次采样, D_{\min} 为所用功率半导体器件从接收到开关动作的驱动信号到不再产生过大电磁干扰的最短时间; (a) (b) 中采样时刻的起始时间与 Buck 桥臂上管的脉冲上升沿时刻相同, (c) (d) 中采样时刻的起始时间与 Buck 桥臂上管的脉冲下降沿时刻相同, (e) 中采样时刻的起始时间选取任意一个功率半导体器件的脉冲上升沿或下降沿时刻;

步骤3: 通过采样值滤波模块, 计算该周期的电感电流平均值; 根据非反向 Buck-Boost 电路当前调制模式所设计的电感电流采样值滤波模块, 基于每一个开关周期内的所有采样值, 根据当前电路所处的调制模式, 使用不同的滤波和坏点剔除方法计算该周期的电感电流平均值;

所述步骤3中电感电流平均值的计算方法如下:

若当前电路处于降压后沿脉冲调制模式或升压后沿脉冲调制模式, 电感电流平均值 I_L 按照如下表达式进行计算:

$$I_L = \begin{cases} \frac{i_L(t_{s1}) + i_L(t_{s2})}{2} & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| \leq I_{tol} \\ i_L(t_{s1}) & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| > I_{tol} \end{cases}$$

若当前电路处于降压前沿脉冲调制模式或升压前沿脉冲调制模式, 电感电流平均值 I_L 按照如下表达式进行计算:

$$I_L = \begin{cases} \frac{i_L(t_{s1}) + i_L(t_{s2})}{2} & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| \leq I_{tol} \\ i_L(t_{s2}) & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| > I_{tol} \end{cases}$$

若当前电路处于复杂调制模式, 电感电流平均值 I_L 按照如下表达式进行计算:

$$I_L = \frac{i_L(t_{s1}) + i_L(t_{s2}) + i_L(t_{s3}) + i_L(t_{s4}) + i_L(t_{s5}) - i_{L\max} - i_{L\min}}{3}$$

其中 $i_L(t_{s_i})$, $i=1, 2, 3, 4, 5$, 代表本开关周期内第 i 次电感电流采样值, I_{tol} 为可接受的电感电流均值采样误差, $i_{L\max}$ 为本开关周期内所有电感电流采样值中的最大值, $i_{L\min}$ 为本开关周期内所有电感电流采样值中的最小值。

模块化多级联NIBB的电感电流平均值采样滤波方法

技术领域

[0001] 本发明涉及DC-DC变换器采样滤波技术领域,尤其涉及模块化多级联NIBB的电感电流平均值采样滤波方法。

背景技术

[0002] 非反向Buck-Boost变换器(non-inverting Buck-Boost converter,NIBB)是一种可实现直流电升降压变换的非隔离式DC-DC变换器,已被应用于电动汽车充电系统、光伏发电并网系统、不间断供电系统、功率因数校正变换器等场合。图1所示即为NIBB电路拓扑结构示意图。设变换器输入端桥臂(下文称为Buck桥臂)中开关管 Q_1 的占空比为 d_1 ;变换器输出端桥臂(下文称为Boost桥臂)中开关管 Q_3 的占空比为 d_2 ;开关管 Q_1 领先开关管 Q_3 的移相比为 d_3 。随着Buck桥臂和Boost桥臂的占空比组合与移相比的不同,NIBB电路具有多种不同的调制模式,其电感电流也具有不同的波形。在实际应用中,考虑到效率和电应力问题,往往使得NIBB电路工作在开关管 Q_1 的上升沿与 Q_3 的上升沿对齐或开关管 Q_1 的下降沿与 Q_3 的下降沿对齐的调制模式,并使得占空比 d_1 、 d_2 尽可能大,如图2、图3、图4、图5所示。

[0003] 在大容量电能变换系统中,往往采用如图6所示的模块化多并联NIBB变换器的结构;为了减少无源元件体积、提高功率密度,也常同时采用载波层叠或载波移相控制方式降低系统的总输出纹波。这使得其中每一个NIBB电路模块的电感电流纹波相对于其平均值较大,采样得到的电感电流值随采样时刻的变化非常剧烈。而常规的采样方法选取采样时刻较为随意,难以准确地得到各NIBB电路模块的电感电流平均值,不利于各个模块的自身控制与多个级联模块之间的均压、均功率控制。此外,在功率半导体器件开关动作瞬间及开关动作之后的一段时间,其开关过程会对采样电路产生较大的电磁干扰,影响采样精度甚至导致坏点。常规采样方法并不能确保采样点总是避开功率半导体的开关动作时刻,也有可能就会导致电感电流平均值存在严重的采样误差。

[0004] 针对现有技术对模块化多并联非反向Buck-Boost变换器的电感电流平均值进行采样时存在的采样精度差、易受到开关过程电磁干扰等问题,目前尚未提出有效的解决方案。

发明内容

[0005] 本发明的目的是提出一种模块化多级联NIBB的电感电流平均值采样滤波方法,其特征在于,使用非反向Buck-Boost电路的数学模型精确计算各子模块电感电流平均值的采样时刻,并根据该电路的调制模式设计不同的坏点剔除方法,包括以下步骤:

[0006] 步骤1:通过调制模式判定模块,根据每一个非反向Buck-Boost电路的Buck桥臂上管占空比 d_1 、Boost桥臂上管占空比 d_2 、Buck桥臂上管领先Boost桥臂上管的移相比 d_3 判定非反向Buck-Boost电路当前的调制模式;

[0007] 步骤2:通过采样时刻计算模块,计算每一个非反向Buck-Boost电路子模块的电感电流平均值采样时刻;根据非反向Buck-Boost电路的数学模型和当前调制模式所设计的采

样时刻计算模块,基于每一个 d_1 、 d_2 、 d_3 ,依据当前电路所处的调制模式,使用不同的计算方法计算电感电流平均值在一个开关周期内的采样时刻;

[0008] 步骤3:通过采样值滤波模块,计算该周期的电感电流平均值;根据非反向Buck-Boost电路当前调制模式所设计的电感电流采样值滤波模块,基于每一个开关周期内的所有采样值,根据当前电路所处的调制模式,使用不同的滤波和坏点剔除方法计算该周期的电感电流平均值。

[0009] 所述步骤1中判定非反向Buck-Boost电路当前的调制模式的方法如下:

[0010] 若 $d_1 < d_2$ 且 $d_3 = 0$,则非反向Buck-Boost电路当前为降压后沿脉冲调制模式;

[0011] 若 $d_1 \geq d_2$ 且 $d_3 = 0$,则非反向Buck-Boost电路当前为升压后沿脉冲调制模式;

[0012] 若 $d_1 < d_2$ 且 $d_3 = 1 - d_2 + d_1$,则非反向Buck-Boost电路当前为降压前沿脉冲调制模式;

[0013] 若 $d_1 \geq d_2$ 且 $d_3 = d_1 - d_2$,则非反向Buck-Boost电路当前为升压前沿脉冲调制模式;

[0014] 若 d_1 、 d_2 和 d_3 不符合以上任何一种情况,则非反向Buck-Boost电路当前为复杂调制模式。

[0015] 所述步骤2中计算电感电流平均值在一个开关周期内的采样时刻的方法如下:

[0016] (a) 若当前电路处于降压后沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$[0017] \quad \begin{cases} t_{s1} = 0.5d_1d_2T_s \\ t_{s2} = (d_2 - 0.5d_2^2 + 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0018] (b) 若当前电路处于升压后沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$[0019] \quad \begin{cases} t_{s1} = \frac{1}{2}d_1d_2T_s \\ t_{s2} = (d_1 - 0.5d_1^2 + 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0020] (c) 若当前电路处于降压前沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$[0021] \quad \begin{cases} t_{s1} = (1 - d_2 + 0.5d_2^2 - 0.5d_1d_2)T_s \\ t_{s2} = (1 - 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0022] (d) 若当前电路处于升压前沿脉冲调制模式,该开关周期内采样2次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$[0023] \quad \begin{cases} t_{s1} = (1 - d_1 + 0.5d_1^2 - 0.5d_1d_2)T_s \\ t_{s2} = (1 - 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0024] (e) 若当前电路处于复杂调制模式,该开关周期内采样5次,各次采样时刻 t_s 分别按照如下表达式进行计算:

$$[0025] \quad \begin{cases} t_{s1} = 2D_{\min} \\ t_{s2} = 2D_{\min} + 0.2T_s \\ t_{s3} = 2D_{\min} + 0.4T_s \\ t_{s4} = 2D_{\min} + 0.6T_s \\ t_{s5} = 2D_{\min} + 0.8T_s \end{cases}$$

[0026] 其中, T_s 为开关周期, 采样时刻 t_s 的下标数字代表开关周期内的第几次采样, D_{\min} 为所用功率半导体器件从接收到开关动作的驱动信号到不再产生过大电磁干扰的最短时间; (a) (b) 中采样时刻的起始时间与 Buck 桥臂上管的脉冲上升沿时刻相同, (c) (d) 中采样时刻的起始时间与 Buck 桥臂上管的脉冲下降沿时刻相同, (e) 中采样时刻的起始时间选取任意一个功率半导体器件的脉冲上升沿或下降沿时刻。

[0027] 所述步骤3中电感电流平均值的计算方法如下:

[0028] 若当前电路处于降压后沿脉冲调制模式或升压后沿脉冲调制模式, 电感电流平均值 I_L 按照如下表达式进行计算:

$$[0029] \quad I_L = \begin{cases} \frac{i_L(t_{s1}) + i_L(t_{s2})}{2} & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| \leq I_{tol} \\ i_L(t_{s1}) & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| > I_{tol} \end{cases}$$

[0030] 若当前电路处于降压前沿脉冲调制模式或升压前沿脉冲调制模式, 电感电流平均值 I_L 按照如下表达式进行计算:

$$[0031] \quad I_L = \begin{cases} \frac{i_L(t_{s1}) + i_L(t_{s2})}{2} & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| \leq I_{tol} \\ i_L(t_{s2}) & |i_L(t_{s1}) - i_L(t_{s2})| > I_{tol} \end{cases}$$

[0032] 若当前电路处于复杂调制模式, 电感电流平均值 I_L 按照如下表达式进行计算:

$$[0033] \quad I_L = \frac{i_L(t_{s1}) + i_L(t_{s2}) + i_L(t_{s3}) + i_L(t_{s4}) + i_L(t_{s5}) - i_{L\max} - i_{L\min}}{3}$$

[0034] 其中 $i_L(t_{s_i})$, $i=1, 2, 3, 4, 5$, 代表本开关周期内第 i 次电感电流采样值, I_{tol} 为可接受的电感电流均值采样误差, $i_{L\max}$ 为本开关周期内所有电感电流采样值中的最大值, $i_{L\min}$ 为本开关周期内所有电感电流采样值中的最小值。

[0035] 本发明的有益效果在于:

[0036] 1、本发明提出的电感电流采样时刻计算模块是使用非反向 Buck-Boost 电路的数学模型设计的, 精确计算了各子模块电感电流平均值的采样时刻, 在大部分常见的调制模式下减少了每个开关周期内的采样次数;

[0037] 2、本发明提出的电感电流采样值滤波模块是根据非反向 Buck-Boost 电路的调制模式设计的, 不同的调制模式具有不同的坏点剔除方法, 在大部分常见的调制模式下剔除了功率半导体开关动作时刻附近的错误采样数据, 提高了采样准确性。

附图说明

[0038] 图1为本发明实施例的单个 NIBB 电路模块拓扑结构示意图;

[0039] 图2为 NIBB 电路模块工作在降压脉冲后沿调制模式的波形示意图;

- [0040] 图3为NIBB电路模块工作在升压脉冲后沿调制模式的波形示意图；
- [0041] 图4为NIBB电路模块工作在降压脉冲前沿调制模式的波形示意图；
- [0042] 图5为NIBB电路模块工作在升压脉冲前沿调制模式的波形示意图；
- [0043] 图6为本发明实施例的模块化两并联NIBB电路拓扑结构示意图；
- [0044] 图7为采用常规的等间隔4倍过采样求平均值方法时，单个NIBB电路模块的电压、电流波形；
- [0045] 图8为采用本发明所提出的采样滤波方法时，单个NIBB电路模块的电压、电流波形。

具体实施方式

[0046] 本发明提出一种模块化多级联NIBB的电感电流平均值采样滤波方法，下面结合附图和具体实施例对本发明做进一步说明。

[0047] 图1是单个NIBB电路，该电路是如图6所示的两并联NIBB电路中的一个子模块。单个NIBB电路的拓扑结构由输入端的一组Buck桥臂和输出端的一组Boost桥臂经电感L连接而成，并且该电路在输入端和输出端各具有一个滤波电容。下面以该子模块的电感L的平均电流采样方法为例，详细说明本发明的实施例。

[0048] 一、分析NIBB电路的不同调制模式

[0049] 定义NIBB电路Buck桥臂上管占空比为 d_1 ，Boost桥臂上管占空比为 d_2 ，Buck桥臂上管领先Boost桥臂上管的移相比为 d_3 。在稳态状况下，NIBB电路的输出电压、输入电压与两个占空比之间有如下关系：

$$[0050] \quad \frac{u_o}{u_i} = \frac{d_1}{d_2}$$

[0051] 根据占空比与移相比三者之间的关系，可以将NIBB电路的调制模式分为以下几种：

[0052] 1. 降压后沿脉冲调制模式

[0053] 若 $d_1 < d_2$ 且 $d_3 = 0$ ，即 Q_1 管和 Q_3 管的上升沿对齐，通过调制它们的下降沿时刻改变NIBB电路的直流变比与电感电流波形，并且输出电压小于输入电压，则电路当前为降压后沿脉冲调制模式，该模式下的电感电流波形如图2所示。

[0054] 2. 升压后沿脉冲调制模式

[0055] 若 $d_1 \geq d_2$ 且 $d_3 = 0$ ，即 Q_1 管和 Q_3 管的上升沿对齐，通过调制它们的下降沿时刻改变NIBB电路的直流变比与电感电流波形，并且输出电压大于输入电压，则电路当前为升压后沿脉冲调制模式，该模式下的电感电流波形如图3所示。

[0056] 3. 降压前沿脉冲调制模式

[0057] 若 $d_1 < d_2$ 且 $d_3 = 1 - d_2 + d_1$ ，即 Q_1 管和 Q_3 管的下降沿对齐，通过调制它们的上升沿时刻改变NIBB电路的直流变比与电感电流波形，并且输出电压小于输入电压，则电路当前为降压前沿脉冲调制模式，该模式下的电感电流波形如图4所示。

[0058] 4. 升压前沿脉冲调制模式

[0059] 若 $d_1 \geq d_2$ 且 $d_3 = d_1 - d_2$ ，即 Q_1 管和 Q_3 管的下降沿对齐，通过调制它们的上升沿时刻改变NIBB电路的直流变比与电感电流波形，并且输出电压大于输入电压，则非反向Buck-

Boost电路当前为升压前沿脉冲调制模式,该模式下的电感电流波形如图5所示。

[0060] 5.复杂调制模式

[0061] 若 d_1 、 d_2 和 d_3 不符合上述任何一种情况,即 Q_1 管和 Q_3 管的上升沿、下降沿均未对齐,则非反向Buck-Boost电路当前为复杂调制模式。由于损耗、电应力等原因,这种调制模式一般并不常见。

[0062] 二、采样时刻精确计算

[0063] 1.降压后沿脉冲调制模式

[0064] 当NIBB电路处于此模式时,可以根据图2计算出在一个开关周期内电感电流的解析表达式为:

$$[0065] \quad i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{u_i - u_o}{L}(t - t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L(t_1) - \frac{u_o}{L}(t - t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ i_L(t_2) & t_2 \leq t < T_s \end{cases}$$

[0066] 电感电流平均值为:

$$[0067] \quad I_L = i_L(t_0) + \frac{1}{2}d_2u_o(d_2 - d_1)\frac{T_s}{L}$$

[0068] 因此当采样时刻 t_s 恰好能采集到该均值时,可以计算得到存在两个精确采样时刻,其表达式为:

$$[0069] \quad \begin{cases} t_{s1} = 0.5d_1d_2T_s \\ t_{s2} = (d_2 - 0.5d_2^2 + 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0070] 2.升压后沿脉冲调制模式

[0071] 当NIBB电路处于此模式时,可以根据图3计算出在一个开关周期内电感电流的解析表达式为:

$$[0072] \quad i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{u_i - u_o}{L}(t - t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L(t_1) + \frac{u_i}{L}(t - t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ i_L(t_2) & t_2 \leq t < T_s \end{cases}$$

[0073] 电感电流平均值为:

$$[0074] \quad I_L = i_L(t_0) - \frac{1}{2}d_1u_i(d_1 - d_2)\frac{T_s}{L}$$

[0075] 因此当采样时刻 t_s 恰好能采集到该均值时,可以计算得到存在两个精确采样时刻,其表达式为:

$$[0076] \quad \begin{cases} t_{s1} = \frac{1}{2}d_1d_2T_s \\ t_{s2} = (d_1 - 0.5d_1^2 + 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0077] 3. 降压前沿脉冲调制模式

[0078] 当NIBB电路处于此模式时,可以根据图4计算出在一个开关周期内电感电流的解析表达式为:

$$[0079] \quad i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L(t_1) - \frac{u_o}{L}(t-t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ i_L(t_0) + \frac{u_i - u_o}{L}(t-T_s) & t_2 \leq t < T_s \end{cases}$$

[0080] 电感电流平均值为:

$$[0081] \quad I_L = i_L(t_0) - \frac{1}{2}d_2u_o(d_2 - d_1)\frac{T_s}{L}$$

[0082] 因此当采样时刻 t_s 恰好能采集到该均值时,可以计算得到存在两个精确采样时刻,其表达式为:

$$[0083] \quad \begin{cases} t_{s1} = (1 - d_2 + 0.5d_2^2 - 0.5d_1d_2)T_s \\ t_{s2} = (1 - 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0084] 4. 升压前沿脉冲调制模式

[0085] 当NIBB电路处于此模式时,可以根据图5计算出在一个开关周期内电感电流的解析表达式为:

$$[0086] \quad i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L(t_1) + \frac{u_i}{L}(t-t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ i_L(t_0) + \frac{u_i - u_o}{L}(t-T_s) & t_2 \leq t < T_s \end{cases}$$

[0087] 电感电流平均值为:

$$[0088] \quad I_L = i_L(t_0) + \frac{1}{2}d_1u_i(d_1 - d_2)\frac{T_s}{L}$$

[0089] 因此当采样时刻 t_s 恰好能采集到该均值时,可以计算得到存在两个精确采样时刻,其表达式为:

$$[0090] \quad \begin{cases} t_{s1} = (1 - d_1 + 0.5d_1^2 - 0.5d_1d_2)T_s \\ t_{s2} = (1 - 0.5d_1d_2)T_s \end{cases}$$

[0091] 5. 复杂调制模式

[0092] 此时由于调制模式复杂,电感电流平均值的精确采样时刻难以计算,采用5点采样并避开已知开关动作点的方法,5个采样点的时刻为:

$$[0093] \quad \begin{cases} t_{s1} = 2D_{\min} \\ t_{s2} = 2D_{\min} + 0.2T_s \\ t_{s3} = 2D_{\min} + 0.4T_s \\ t_{s4} = 2D_{\min} + 0.6T_s \\ t_{s5} = 2D_{\min} + 0.8T_s \end{cases}$$

[0094] 三、根据电路调制模式设计滤波与非对称坏点剔除方法

[0095] 1. 升压/降压后沿脉冲调制模式

[0096] 此种调制模式下有2个采样点,当二者相差不大时,即取二者的平均值为最终采样结果。当二者相差较大时,由于一般NIBB电路工作在 d_1 、 d_2 较大且二者差别不大的状态,从图2、图3中可以看出, t_0 、 t_1 之间的第一个采样点距离前后两次开关动作均较远,因此使用采样时刻为 t_{s1} 的电感电流采样结果。

[0097] 2. 升压/降压前沿脉冲调制模式

[0098] 类似地,此种调制模式下有2个采样点,当二者相差不大时,即取二者的平均值为最终采样结果。当二者相差较大时,由于一般NIBB电路工作在 d_1 、 d_2 较大且二者差别不大的状态,从图4、图5中可以看出, t_2 、 T_s 之间的第二个采样点距离前后两次开关动作均较远,因此使用采样时刻为 t_{s2} 的电感电流采样结果。

[0099] 3. 复杂调制模式

[0100] 此种调制模式比较复杂,因此将每个开关周期内的5个点去除最大值、最小值以避免干扰,将剩余的3个采样点作算数平均,作为电感电流采样结果。

[0101] 通过上述三个步骤即可获得较为精确的非反向Buck-Boost电路电感电流平均值,将上述步骤重复应用于模块化多并联非反向Buck-Boost电路中的每一个子模块电路,即可实现本发明所提出的用于模块化多并联非反向Buck-Boost电路的电感电流平均值采样滤波方法。

[0102] 图7、图8给出了使用本发明所提出采样滤波方法的一组对比实验结果。当模块化多并联非反向Buck-Boost电路中的一个子模块工作在输入电压350V、输出电压400V、平均电感电流19.1A的工况时,图7为采用常规的等间隔过采样求平均值方法时,该子模块的输入、输出电压与电感电流波形。可以看出,图中的输出电压和电感电流波形都由于采样环节受到干扰发生了严重的畸变。图8为该子模块采用相同的闭环控制策略、工作在同一工况下时,采用本发明所提出的采样时刻计算方法时的实验波形。可以看出其输出电压与电感电流均展现出很好的稳态特性,并且采样点数也大大减少,减轻了控制器的计算压力。

[0103] 此实施例仅为本发明较佳的具体实施方式,但本发明的保护范围并不局限于此,任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内,可轻易想到的变化或替换,都应涵盖在本发明的保护范围之内。因此,本发明的保护范围应该以权利要求的保护范围为准。

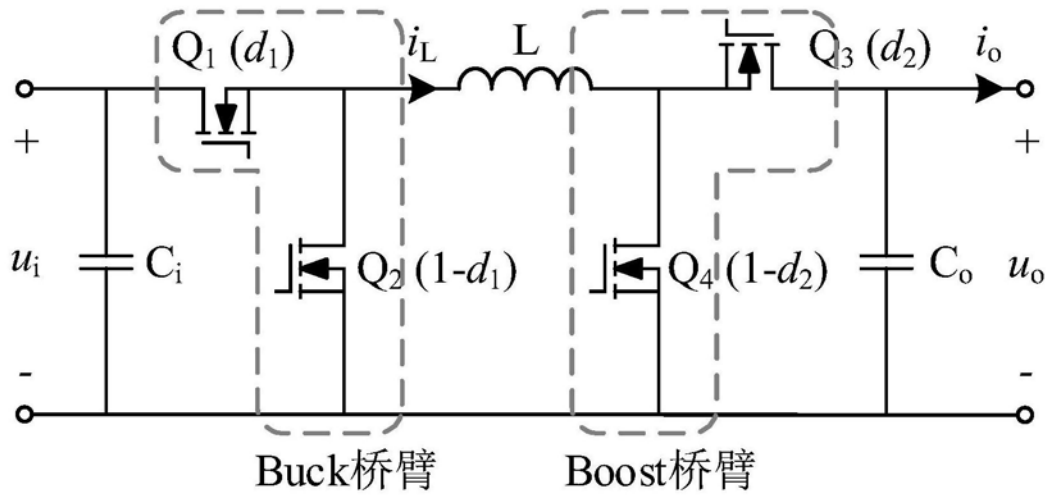


图1

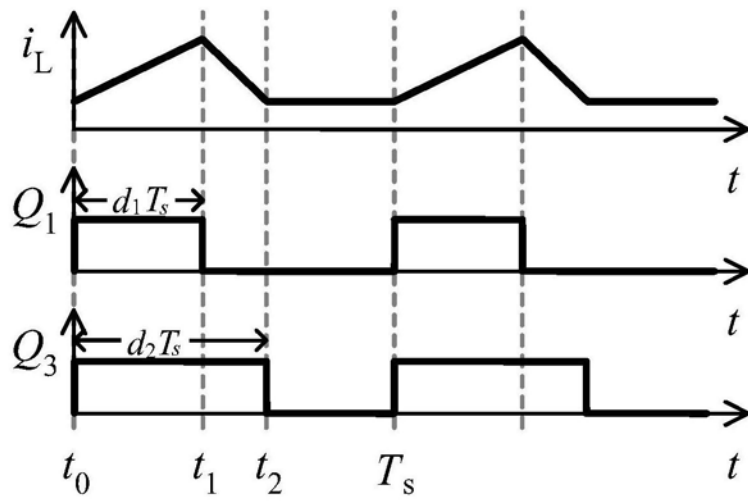


图2

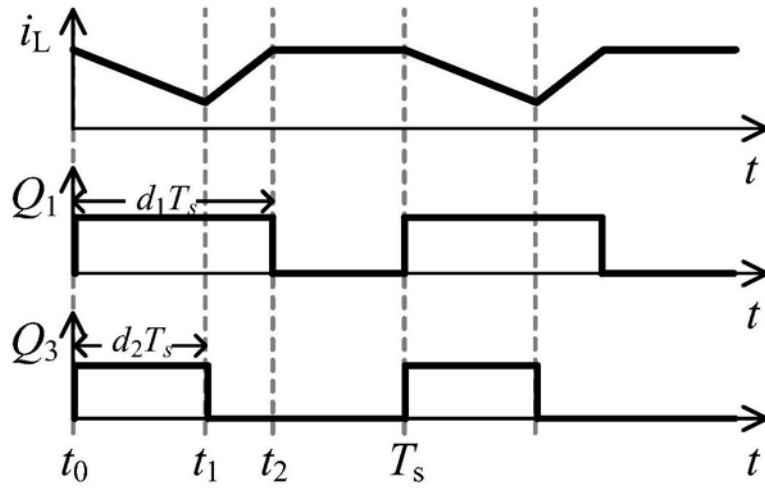


图3

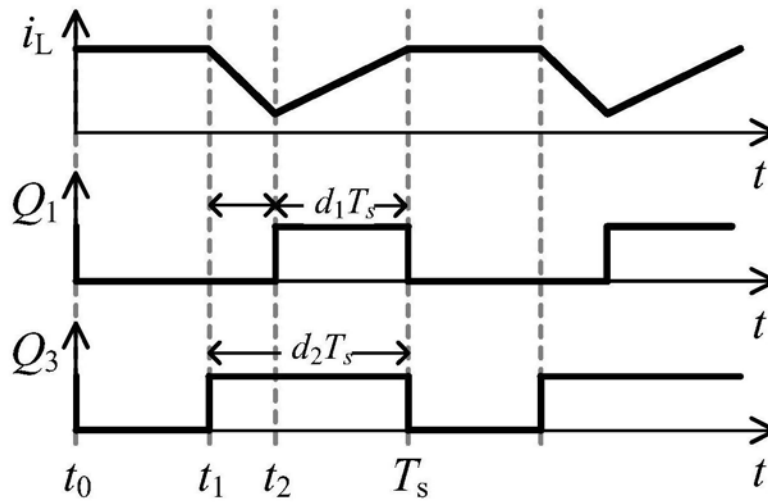


图4

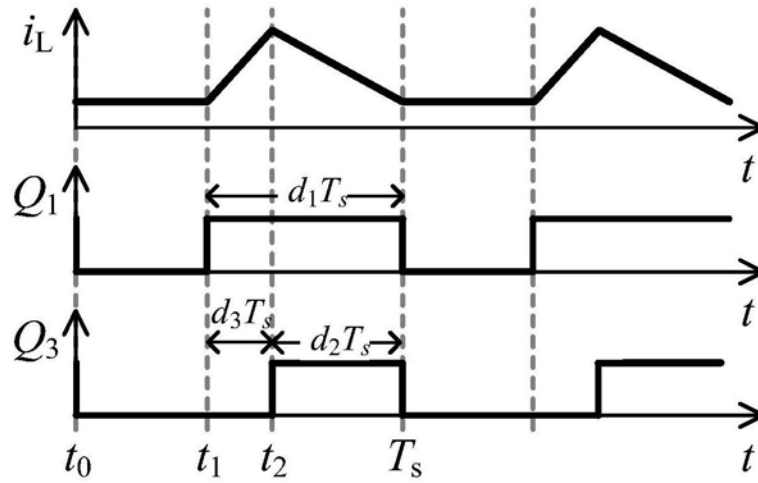


图5

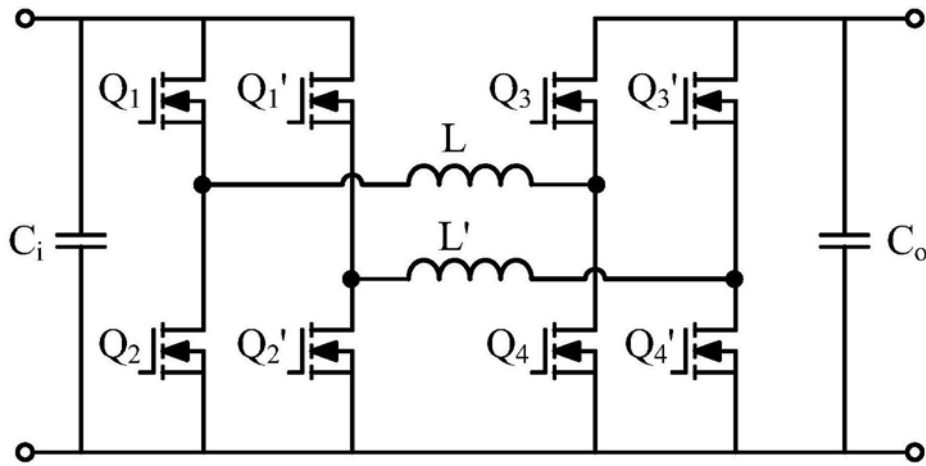


图6

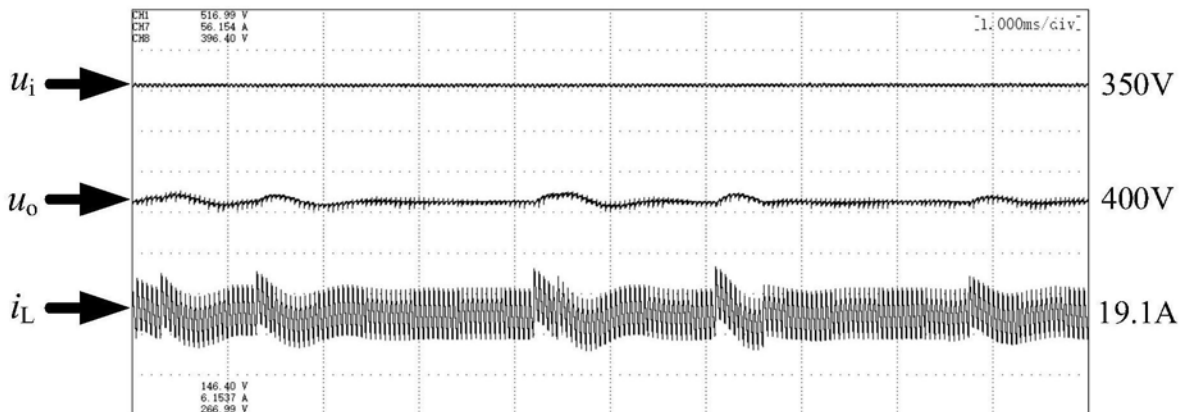


图7

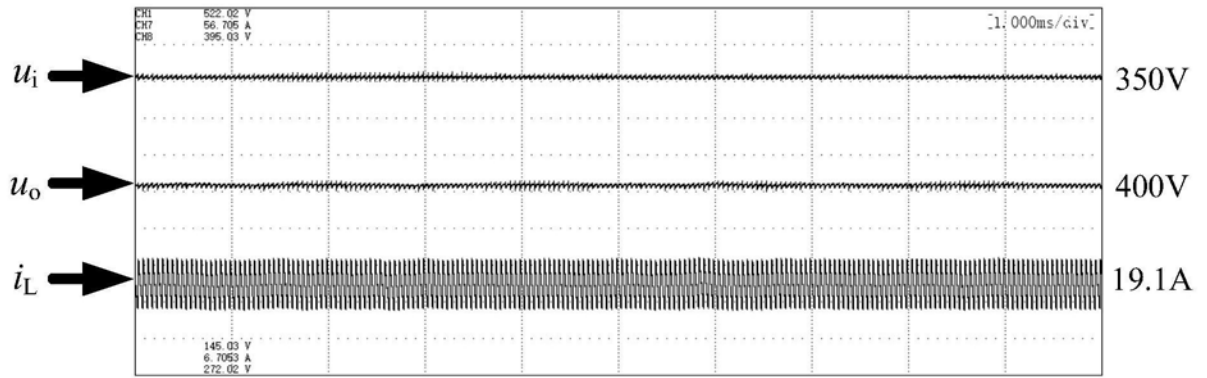


图8