

离散移相控制全桥 DC-DC 变换器的能量迭代建模及多周期态研究

沙金 许建平 陈一鸣

The study of energy model and multi-period of discrete phase shift control technique for full-bridge DC-DC converter

Sha Jin Xu Jian-Ping Chen Yi-Ming

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 64, 108401 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.108401

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.108401>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I10>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于状态关联性的 Boost 变换器混沌与反混沌控制

[Chaos control and anti-control in Boost converter based on altering correlation](#)

物理学报.2015, 64(4): 048401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.048401>

电流型脉冲序列控制 Buck 变换器工作在电感电流连续导电模式时的多周期行为

[Multi-period analysis of current-mode pulse-train controlled continuous conduction mode converter](#)

物理学报.2014, 63(24): 248401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.248401>

脉冲跨周期调制连续导电模式 Buck 变换器低频波动现象研究

[Low-frequency oscillation of continuous conduction mode buck converter with pulse skipped modulation](#)

物理学报.2014, 63(19): 198401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.198401>

谷值电流型脉冲序列控制开关变换器及其能量建模研究

[Valley current mode pulse train control switching converter and its energy model analysis](#)

物理学报.2014, 63(9): 098401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.098401>

基于 CCF-TLS-ESPRIT 算法的低频振荡在线辨识

[On-line identification for low frequency oscillation based on CCF-TLS-ESPRIT algorithm](#)

物理学报.2014, 63(6): 068401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.068401>

离散移相控制全桥DC-DC变换器的能量迭代建模及多周期态研究*

沙金 许建平† 陈一鸣

(西南交通大学电气工程学院, 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 成都 610031)

(2014年8月29日收到; 2014年12月9日收到修改稿)

针对移相全桥DC-DC变换器, 提出一种离散移相控制方法. 通过建立移相全桥DC-DC变换器输出滤波电容能量模型, 分析了离散移相控制全桥DC-DC变换器的能量迭代过程和控制原理. 通过对离散移相控制全桥DC-DC变换器能量迭代过程的研究, 揭示了其多周期态工作特性. 与传统PWM移相全桥DC-DC变换器的仿真对比分析结果表明, 离散移相控制全桥DC-DC变换器具有控制环路简单可靠、瞬态响应速度快等优点.

关键词: 控制技术, DC-DC变换器, 移相全桥, 能量模型

PACS: 84.30.Jc

DOI: 10.7498/aps.64.108401

1 引言

为提高开关变换器的开关频率以提高开关变换器的功率密度, 采用了谐振软开关技术^[1-3]. 谐振软开关技术实现了功率开关管的零电压导通(zero voltage switching, ZVS)或零电流关断(zero current switching, ZCS), 降低了开关损耗. 然而, 谐振软开关变换器一般采用脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)控制方法, 存在控制方式复杂、输出滤波器设计困难等缺点. 针对PFM存在的问题, 人们提出了PWM移相全桥(phase-shift full-bridge, PSFB)DC-DC变换器^[4-10], 通过控制两桥臂驱动脉冲的移相时间, 实现PSFB DC-DC变换器输出电压的控制; 通过利用电路的寄生参数, 合理设置死区时间, 实现功率开关管的软开关, 以降低开关管的开关损耗^[7-10]. PWM PSFB DC-DC变换器具有结构简单、易实现软开关、效率高等优点, 在中大功率DC/DC变换器场合得到了广泛的应用.

但在轻载工作时, PSFB DC-DC变换器存在副边占空比丢失和滞后桥臂不易实现ZVS所带来的轻载效率低问题^[10-12]. 副边占空比丢失的主要原因是: 滞后桥臂开关管关断后, 原边电压反向, 当折算到副边的原边电流小于输出滤波电感电流、原边电流不足以提供负载电流时, 副边整流桥的所有二极管导通, 变压器副边短路, 副边电压为零, 此时, 实现ZVS的能量只来源于变压器漏感. 因此, 与超前桥臂相比, 滞后桥臂实现ZVS的过程中, 电路所能提供的能量小得多. 文献^[11-15]通过改进变换器电路拓扑和增加补偿网络, 实现了轻载工作时滞后桥臂开关管的ZVS. 由于需要外加补偿电路, 这些改进的控制方法增加了系统的复杂度. 解决轻载效率问题的最简单方法是使PSFB DC-DC变换器工作在电感电流断续导电模式(discontinuous conduction mode, DCM)^[13]. 当变换器工作在DCM时, 原边电流从零开始反向上升, 副边电流也从零开始上升, 原边电流足以提供负载电流, 不会出现整流二极管全部导通的情况, 即不会出现副边

* 国家自然科学基金(批准号: 51177140)、中央高校基本科研业务费专项资金(批准号: 2682013ZT20)和2013年西南交通大学优秀博士学位论文培育项目资助的课题.

† 通信作者. E-mail: jpxu-swjtu@163.com

占空比丢失的现象. 因此, 当 PSFB DC-DC 变换器工作在 DCM 时, 无须外加补偿电路, 通过增大滞后桥臂开关管的死区时间即能实现滞后桥臂的 ZVS [13].

在工程应用中, 不但要求 PSFB DC-DC 变换器具有较高的功率变换效率, 还要求其具有快速的瞬态响应速度, 因此研究如何提高 PSFB DC-DC 变换器的动态性能具有十分重要的意义. 目前, 对于 PSFB DC-DC 变换器的瞬态响应速度的研究较少 [16]. 为了提高 PSFB DC-DC 变换器的瞬态响应速度, 针对工作于 DCM 模式的 PSFB DC-DC 变换器, 本文提出了一种离散移相控制 (discrete phase shift, DPS) 技术. 与传统 PWM PSFB DC-DC 变换器相比, DPS PSFB DC-DC 变换器具有控制环路简单可靠、瞬态响应速度快等优点.

目前, PSFB DC-DC 变换器的建模方法主要有小信号建模 [11,12]、大信号离散迭代模型 [17] 和频闪映射模型 [18]. 小信号建模方法忽略了系统的非线性信息, 无法对纹波特性和大信号扰动特性等进行准确分析, 因此, 在分析非线性控制变换器时, 小信号模型的实际意义非常有限. 而现有的大信号分析方法存在建模方法复杂、物理意义不明显的缺点 [19,20]. 开关变换器的本质在于能量的传递, 从能量传递角度进行研究, 更能揭示变换器系统的本质

特性和物理现象 [21]. 基于能量守恒原理建立的能量模型, 具有建模方法简单、物理意义明确等优点, 非常适用于开关变换器控制特性的研究.

采用离散控制开关变换器的能量建模和分析方法, 本文从能量迭代过程解释了 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器的控制原理; 研究了 DPS PSFB DC-DC 变换器的控制特性. 研究表明, 与脉冲序列控制开关 DC-DC 变换器类似, DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器也存在多周期态行为, 其产生多周期态行为的原因与脉冲序列控制开关 DC-DC 变换器产生多周期态行为的原因在本质上是相同的, 都是由于离散能量控制而产生的.

2 PSFB DC-DC 变换器

2.1 PSFB DC-DC 变换器工作原理

图 1 (a) 所示为典型的 PSFB DC-DC 变换器, V_{in} 为输入电压源, 功率开关管 S_1 — S_4 构成前后两个桥臂, D_1 — D_4 和 C_1 — C_4 分别为功率开关管的寄生二极管和寄生电容, 高频变压器的原副边匝比为 N , L_{lk} 为高频变压器漏感, D_{r1} — D_{r4} 构成输出整流桥, L_f 为输出滤波电感, C_f 为输出滤波电容, R 为负载.

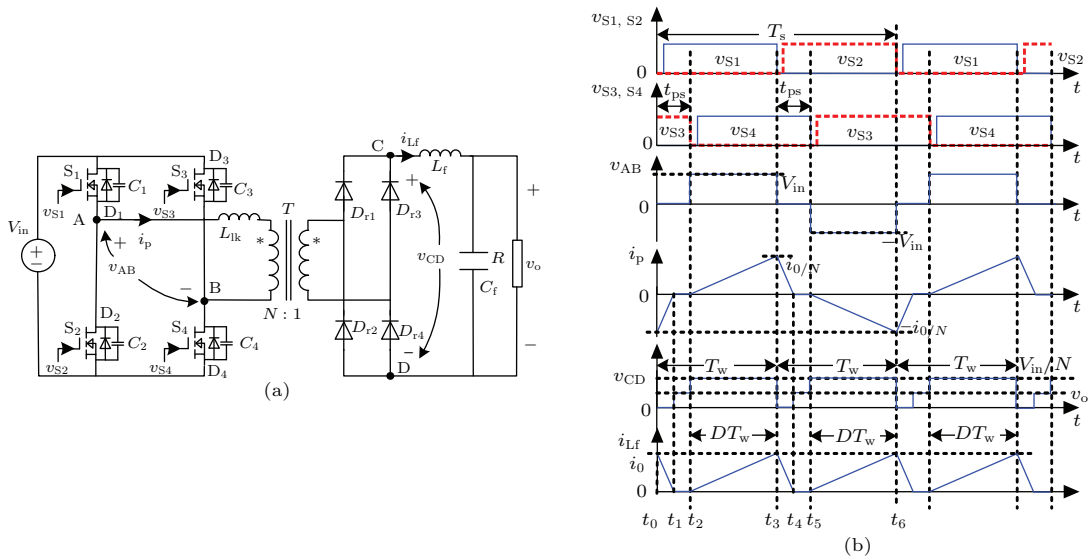


图 1 PSFB DC-DC 变换器 (a) 变换器电路拓扑; (b) 典型波形图

Fig. 1. PSFB DC-DC converter: (a) the converter topology; (b) time-domain waveforms.

图 1 (b) 所示为工作于 DCM 模式的 PSFB DC-DC 变换器关键波形, 开关管 S_1 , S_2 , S_3 和 S_4 的控制脉冲频率均为 $1/T_s$, 其中 T_s 为开关管的一个开

关周期; 同一桥臂的两个功率开关管以 180° 互补导通, S_1 和 S_2 为超前桥臂, S_3 和 S_4 为滞后桥臂, 功率开关管 S_3 和 S_4 分别滞后功率开关管 S_2 和 S_1 移相

时间 t_{ps} . 通过控制功率开关管, 在 A, B 两点间得到一个幅值为 V_{in} 、占空比为 D 的方波电压 v_{AB} ; 经过高频变压器和二极管制整流桥后, 在 C, D 两点间

得到幅值为 V_{in}/N 、频率为 $1/T_w$ 的方波电压 v_{CD} , 其中 $T_w = T_s/2$; v_{CD} 经过 L_f 和 C_f 滤波后得到直流输出电压 v_o .

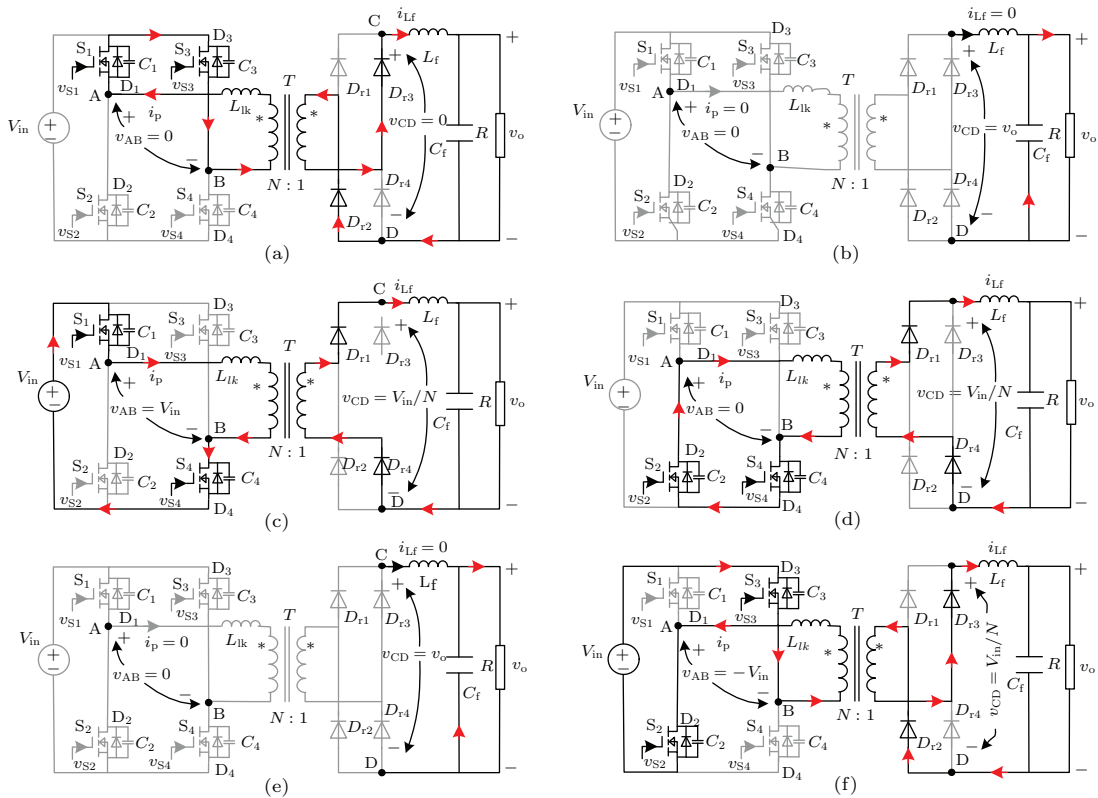


图2 工作于DCM模式的PSFB DC-DC变换器工作状态 (a) 工作状态1; (b) 工作状态2; (c) 工作状态3; (d) 工作状态4; (e) 工作状态5; (f) 工作状态6

Fig. 2. The operating modes of DCM PSFB DC-DC converter: (a) mode 1; (b) mode 2; (c) mode 3; (d) mode 4; (e) mode 5; (f) mode 6.

不考虑死区时间内的谐振过程, 由图1(b)可知, 工作于DCM模式时, 在正向工作周期内, PSFB DC-DC变换器存在三种工作状态.

工作状态1 ($[t_0, t_1]$): 在 t_0 时刻, S_1 和 S_3 导通, 如图2(a)所示, $v_{AB} = v_{CD} = 0$, 电感向负载放电, 副边电感电流 i_{Lf} 以斜率 $-v_o/L_{eq}$ 线性减小, 其中 $L_{eq} = L_f + L_{lk}/N^2$ 为输出滤波电感和原边反射到副边的漏感之和.

工作状态2 ($[t_1, t_2]$): t_1 时刻, 变换器的电感电流 i_{Lf} 减小到零, 如图2(b)所示, 在该时间段内, 电感电流 $i_{Lf} = 0$, $v_{CD} = v_o$.

可见, 在工作状态1和2时, 即 $[t_0, t_2]$ 时间段内, 变压器原边不向副边传递能量, 负载能量分别由输出滤波电感和输出滤波电容提供.

工作状态3 ($[t_2, t_3]$): t_2 时刻, S_3 关断, S_4 导通, 如图2(c)所示, $v_{AB} = V_{in}$, $v_{CD} = V_{in}/N$, 此时, 变压器原边向副边传递能量, i_{Lf} 以斜率 $[(V_{in}/N - v_o)/L_{eq}]$ 线性增大, 输入电压源给负

载提供能量, 此过程持续时间为 $(T_w - t_{ps})$, 设 $DT_w = (T_w - t_{ps})$, D 为占空比. 此过程结束后, PSFB DC-DC变换器的正向工作周期结束. 可见, 通过调整移相时间 t_{ps} , 可以改变占空比 D , 从而实现输出电压的调节.

与上述工作周期类似, 在反向工作周期内, 变换器同样存在三种工作状态:

工作状态4 ($[t_3, t_4]$): 在 t_3 时刻, S_1 关断, S_4 继续导通, 如图2(d)所示, $v_{AB} = v_{CD} = 0$, 电感向负载放电, i_{Lf} 以斜率 $(-v_o/L_{eq})$ 线性减小.

工作状态5 ($[t_4, t_5]$): 如图2(e)所示, 在 t_4 时刻, 电感电流 i_{Lf} 减小到零, $v_{CD} = v_o$.

工作状态6 ($[t_5, t_6]$): 在 t_5 时刻, S_4 关断, S_3 导通, 如图2(f)所示, $v_{AB} = -V_{in}$, $v_{CD} = V_{in}/N$, 此时, 变压器原边向副边传递能量, i_{Lf} 以斜率 $[(V_{in}/N - v_o)/L_{eq}]$ 线性增大, 输入电压源给负载提供能量, 该过程持续时间为 $DT_w = (T_w - t_{ps})$.

2.2 PSFB DC-DC 变换器的能量模型

由前面的分析可知, PSFB DC-DC 变换器的实际工作频率为功率开关管的开关频率的 2 倍. 由图 2 可知, 在一个工作周期内, PSFB DC-DC 变换器从输入传递到负载的能量为

$$E_{in} = \int_0^{T_w} v_{CD}(t) i_{Lf}(t) dt. \quad (1)$$

以 t_0 到 t_3 时刻的工作周期为例, 在 $[t_0, t_1]$ 时间段, $v_{CD} = 0$, i_{Lf} 以斜率 $(-v_o/L_{eq})$ 从初值 i_0 线性减小到 0; 在 $[t_1, t_2]$ 时间段, $v_{CD} = v_o$, $i_{Lf} = 0$; 在 $[t_2, t_3]$ 时间段, $v_{CD} = V_{in}/N$, i_{Lf} 以斜率 $[(V_{in}/N - v_o)/L_{eq}]$ 从 0 线性增大到 i_0 . 因此, 由 (1) 式可以得到

$$E_{in} = \frac{V_{in}}{N} \int_{t_2}^{t_3} i_{Lf}(t) dt = \frac{V_{in}(V_{in} - Nv_o)(2 - D)DT_w^2}{2N^2L_{eq}}. \quad (2)$$

(2) 式中存在对称轴 $D = 1$, 因占空比 $0 \leq D \leq 1$, 因此, 在 $D = [0, 1]$ 范围内, E_{in} 为关于 D 的单调递增函数. 由 $DT_w = (T_w - t_{ps})$ 可知, 随着移相时间 t_{ps} 的减小, PSFB DC-DC 变换器的占空比增大, 在一个工作周期内, 输入能量增加.

在一个工作周期内, 等效电感储能变化量为

$$\Delta E_L = E_{L,n+1} - E_{L,n}. \quad (3)$$

第 n 个工作周期起、止时刻等效电感储存的能量 $E_{L,n}$ 和 $E_{L,n+1}$ 为

$$E_{L,n} = \frac{1}{2} L_{eq} i_{Lf,n}^2, \quad (4a)$$

$$E_{L,n+1} = \frac{1}{2} L_{eq} i_{Lf,n+1}^2, \quad (4b)$$

其中 $i_{Lf,n}$ 和 $i_{Lf,n+1}$ 分别为第 n 个工作周期起、止时刻的电感电流.

当变换器工作于 DCM 模式时, 在每一个工作周期的起、止时刻, $i_{Lf,n} = i_{Lf,n+1} = 0$, 因此, $E_{L,n} = E_{L,n+1}$, 即在一个工作周期内, 等效电感储存的能量变化量 $\Delta E_L = 0$.

在一个工作周期内, 输出滤波电容能量变化量为

$$\Delta E_C = E_{C,n+1} - E_{C,n}. \quad (5a)$$

第 n 个工作周期的起、止时刻输出滤波电容的能量 $E_{C,n}$ 和 $E_{C,n+1}$ 为

$$E_{C,n} = \frac{1}{2} C_f v_{o,n}^2,$$

$$E_{C,n+1} = \frac{1}{2} C_f v_{o,n+1}^2, \quad (5b)$$

其中 $v_{o,n}$ 和 $v_{o,n+1}$ 分别是第 n 个工作周期起、止时刻输出电容电压值.

在一个工作周期内, 负载消耗能量为

$$E_o = \int_{t_1}^{t_2} \frac{v_o^2(t)}{R} dt. \quad (6a)$$

对 (6a) 式做近似计算, 并将 (5b) 式代入, 可得

$$E_o = \frac{T_w}{RC} (E_{C,n} + E_{C,n+1}). \quad (6b)$$

在一个工作周期内, 根据能量守恒有

$$E_{in} = E_o + \Delta E_C + \Delta E_L, \quad (7)$$

将 (2), (5a), (6b) 式以及 $\Delta E_L = 0$ 代入 (7) 式, 可得 PSFB DC-DC 变换器的输出电容储能的迭代关系式为

$$E_{C,n+1} = \alpha E_{C,n} + \beta E_{in}, \quad (8)$$

$$\text{其中 } \alpha = \frac{RC - T_w}{T_w + RC}, \beta = \frac{RC}{T_w + RC}.$$

3 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器

如图 3 所示为 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器原理框图及其相应的波形图. DPS 控制原理为: S_1 的控制脉冲 v_{S1} 为预设的一个频率固定 (为 $1/T_s$)、占空比接近 0.5 的控制脉冲, 对 v_{S1} 移相 180° , 得到 S_2 的控制脉冲 v_{S2} . DPS 控制器分别对 v_{S1} 和 v_{S2} 进行移相, 得到与 v_{S1} 和 v_{S2} 移相时间 t_{psH} 的控制脉冲 v_{S4H} 和 v_{S3H} , 以及移相时间 t_{psL} 的控制脉冲 v_{S4L} 和 v_{S3L} , 其中, $0 < t_{psH} < t_{psL} \leq T_w$.

时钟信号到来时, 输出电压 v_o 与参考电压 V_{ref} 进行比较. 当 $v_o \leq V_{ref}$ 时, 控制器选择 v_{S3H} 和 v_{S4H} 作为 S_3 和 S_4 的控制脉冲, 此时 v_{S1} 和 v_{S4} 以及 v_{S2} 和 v_{S3} 相差一个较小的移相时间 t_{psH} , 方波电压 v_{CD} 的占空比 D_H 较大. 由 (2) 式可知, 此时输入向负载传递较多的能量, 即

$$E_{inH} = \frac{V_{in}(V_{in} - Nv_o)(2 - D_H)D_H T_w^2}{2N^2L_{eq}}, \quad (9)$$

其中 $D_H = (T_w - t_{psH})/T_w$. 因此, 在该工作周期内, PSFB DC-DC 变换器的输出电压升高, 如图 3 (b) 中时间段 $[t_0, t_1]$ 和 $[t_3, t_4]$ 所示.

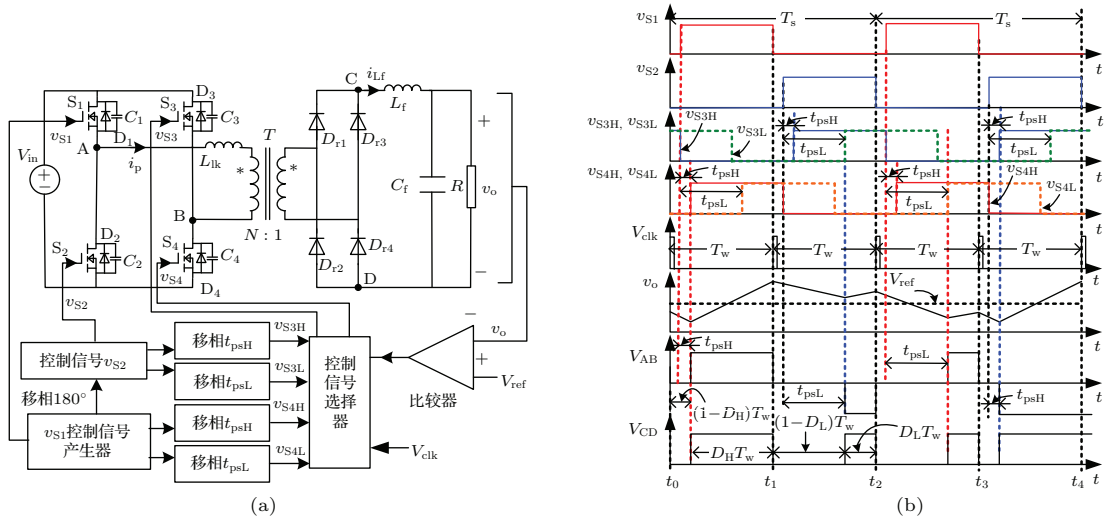


图3 DPS控制PSFB DC-DC变换器 (a) 控制电路框图扑; (b) 典型波形图

Fig. 3. DPS controlled PSFB DC-DC converter: (a) control circuit; (b) time-domain waveforms.

时钟信号到来时, 如果 $v_o > V_{ref}$ 时, 控制器选择 v_{S3L} 和 v_{S4L} 分别作为 S_3 和 S_4 的控制脉冲, 此时 v_{S1} 和 v_{S4} 以及 v_{S2} 和 v_{S3} 相差一个较大的移相时间 t_{psL} , 方波电压 v_{CD} 的占空比 D_L 较小. 由 (2) 式可知, 此时输入向负载传递较少的能量, 即

$$E_{inL} = \frac{V_{in}(V_{in} - Nv_o)(2 - D_L)D_L T_w^2}{2N^2 L_{eq}}, \quad (10)$$

其中 $D_L = (T_w - t_{psL})/T_w$. 因此, 在该工作周期内, PSFB DC-DC 变换器的输出电压降低, 如图 3(b) 中时间段 $[t_1, t_2]$ 和 $[t_2, t_3]$ 所示.

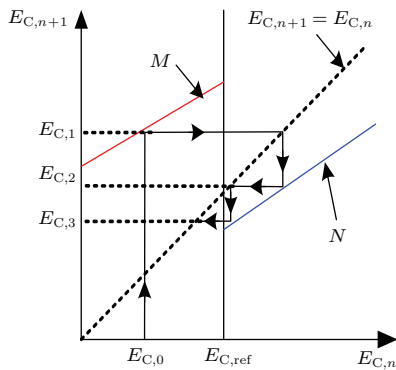


图4 DPS控制PSFB DC-DC变换器的输出滤波电容能量迭代示意图

Fig. 4. The output capacitor energy iterate diagram of DPS controlled PSFB DC-DC converter.

将移相时间为 t_{psH} 的工作周期称为“高功率周期”, 表示为 P_H ; 移相时间为 t_{psL} 的工作周期称为“低功率周期”, 表示为 P_L . 根据 (8) 式, 可得如图 4 所示 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器输出滤波电容能量迭代示意图, 其中 $E_{C,0}$ 表示输出滤波

电容能量的初值, $E_{C,1}$, $E_{C,2}$ 和 $E_{C,3}$ 分别表示后续第 1, 2 和 3 个工作周期输出滤波电容能量的初值, $E_{C,ref}$ 为参考能量值; 直线 M 为 $E_{C,n+1} = \alpha E_{C,n} + \beta E_{inH}$, 表示高功率周期内输出电容能量的迭代关系; 直线 N 为 $E_{C,n+1} = \alpha E_{C,n} + \beta E_{inL}$, 表示低功率周期内输出电容能量的迭代关系. 由 (8) 式可知, 直线 M 和 N 与输入电压和负载电阻有关.

由图 4 可知, $E_{C,n} \leq E_{C,ref}$ 时, 电容能量轨迹将沿纵轴向上运动, 达到直线 M , 表示该工作周期为高功率周期 P_H , 控制器选择移相时间为 t_{psH} 的 v_{S4H} 和 v_{S3H} 作为滞后桥臂上 S_4 和 S_3 两个开关管的有效控制脉冲, 从而使输出电容在该工作周期内的储能增加; $E_{C,n} > E_{C,ref}$ 时, 电容能量轨迹将沿纵轴向下运动达到直线 N , 表示该工作周期为低功率周期 P_L , 控制器选择移相时间为 t_{psL} 的 v_{S4L} 和 v_{S3L} 作为滞后桥臂上 S_4 和 S_3 两个开关管的有效控制脉冲, 从而使输出电容在该工作周期内的储能减少. 可见, 在选择移相时间 t_{psH} 时, 应保证在高功率周期内输出电容的储能增加; 而在选择移相时间 t_{psL} 时, 应保证在低功率周期内输出电容的储能减少. 通过选择高功率周期或低功率周期, DPS 控制器使输出电容的能量迭代曲线在参考能量值 $E_{C,ref}$ 附近波动并形成一个闭合曲线, 该曲线与直线 M 和 N 各存在若干个交点, 表示若干个高功率周期和若干个低功率周期以一定的组合形式组成一个循环周期 T_r . 当变换器电路参数发生变化时, 由 (8) 式可知, 直线 M 和 N 也将相应变化, 电容的能量迭代曲线经过调整后形成一个新的闭合曲线, 表现

为DPS控制通过调整一个循环周期内高、低功率周期的数量和组合形式,实现对PSFB DC-DC变换器的控制.

4 DPS控制PSFB DC-DC变换器的多周期特性及瞬态特性分析

由以上分析可知,与传统PWM控制PSFB DC-DC变换器不同,在每一个工作周期内,DPS控制PSFB DC-DC变换器的移相时间是离散的,因此,DPS控制PSFB DC-DC变换器工作在多周期态,而非周期1态.本节将根据PSFB DC-DC变换器的输出电容储能的迭代模型(8),对稳态工作时DPS控制DC-DC变换器的多周期态特性,以及负载和输入电压突变时的瞬态调整过程进行研究.

4.1 DPS控制PSFB DC-DC变换器的能量迭代关系

PSFB DC-DC变换器的主电路参数为: $V_{in} = 380\text{ V}$, $V_{ref} = 24\text{ V}$, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20\text{ pF}$, $L_{lk} = 5\text{ }\mu\text{H}$, $N = 15$, $L_f = 10\text{ }\mu\text{H}$, $C_f = 470\text{ }\mu\text{F}$, $T_w = 10\text{ }\mu\text{s}$;选择DPS控制器的移相时间为 $t_{psH} = 0.5\text{ }\mu\text{s}$ 和 $t_{psL} = 5\text{ }\mu\text{s}$.根据(8)式所示的能量迭代模型,借助Matlab软件仿真可得如图5所示的DPS控制PSFB DC-DC变换器能量迭代模型.

在该组参数条件时,基准能量 $E_{C,ref} = 135.36\text{ mJ}$.当 $R = 50\text{ }\Omega$ 时,如图5(a)所示,初始时刻,电容能量 $E_{C,0} < E_{C,ref}$,电容能量轨迹将沿纵轴向上运动并与直线 M 相交于 $E_{C,1}$ 点,表示该工作周期为高功率周期.由 $E_{C,1} < E_{C,ref}$,电容能量轨迹将继续沿纵轴向上运动并与直线 M 相交于 $E_{C,2}$ 点,表示该工作周期为高功率周期.这一能量迭代过程与前面的理论分析结果一致.在后续工作周期中,电容能量轨迹形成一个闭合的曲线.该闭合曲线与直线 M 有13个交点,与直线 N 有3个交点,表示13个高功率周期和3个低功率周期组成了一个循环周期,DPS控制PSFB DC-DC变换器工作在周期16态.

如图5(b)所示,当 $R = 80\text{ }\Omega$ 时,电容能量轨迹与直线 M 有3个交点,与直线 N 有8个交点,表示此时3个高功率周期和8个低功率周期组成了一个循环周期,DPS控制PSFB DC-DC变换器工作在周期11态.由图4可知,随着负载减轻,在一

个循环周期内,高功率周期所占的比例减小,即通过改变一个循环周期内高、低功率脉冲的数量,使DPS控制PSFB DC-DC变换器工作在不同的多周期态,实现对输出电压的调节.

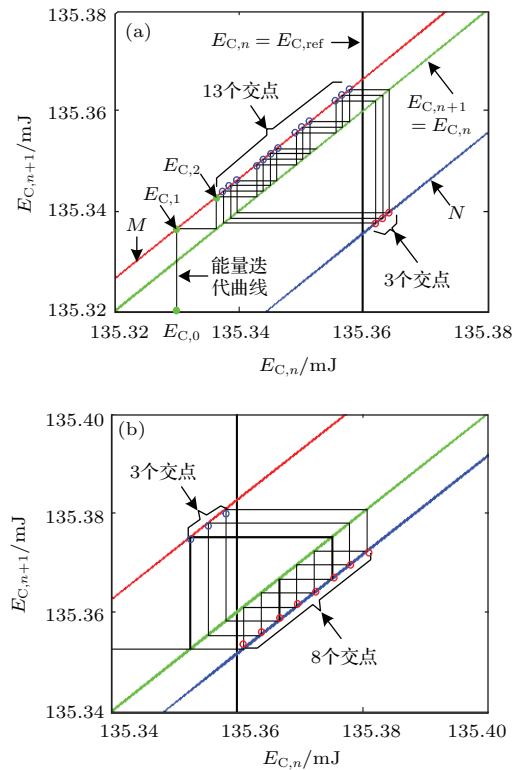


图5 DPS控制PSFB DC-DC变换器的能量轨迹 (a) $R = 50\text{ }\Omega$; (b) $R = 80\text{ }\Omega$

Fig. 5. The energy iterate curves of DPS controlled PSFB DC-DC converter: (a) $R = 50\text{ }\Omega$; (b) $R = 80\text{ }\Omega$.

4.2 DPS控制PSFB DC-DC变换器的瞬态响应能量迭代过程

图6(a)所示为负载电阻 R 由 $80\text{ }\Omega$ 突变到 $50\text{ }\Omega$ 时,DPS控制PSFB DC-DC变换器的能量迭代过程,其中,直线 M 和 N 分别表示 $R = 80\text{ }\Omega$ 时,高、低功率周期内输出电容能量的迭代关系;直线 M' 和 N' 分别表示 $R = 50\text{ }\Omega$ 时,高、低功率周期内输出电容能量的迭代关系.当负载增加后,直线 M' 和 N' 分别由直线 M 和 N 向下移动得到,表示一个高、低功率周期内的输出滤波电容能量变化量均减小.电容能量的迭代关系的变化,引起变换器多周期态的变化.

从图6(a)可见,当负载加重时,一个循环周期内,高功率周期所占的比例增大、低功率周期所占的比例减小.变换器由3个高功率周期和8个低功率周期组成的周期11态,变化为由13个高功率周

期和3个低功率周期组成的周期16态. 同时, 能量迭代曲线也揭示了DPS控制PSFB DC-DC变换器的瞬态调整过程. 如图6(a)所示, 当变换器负载发生突变后, 经过1个高功率周期 P_H 和1个低功率周期 P_L 后, DPS控制PSFB DC-DC变换器立即进入了新的稳态.

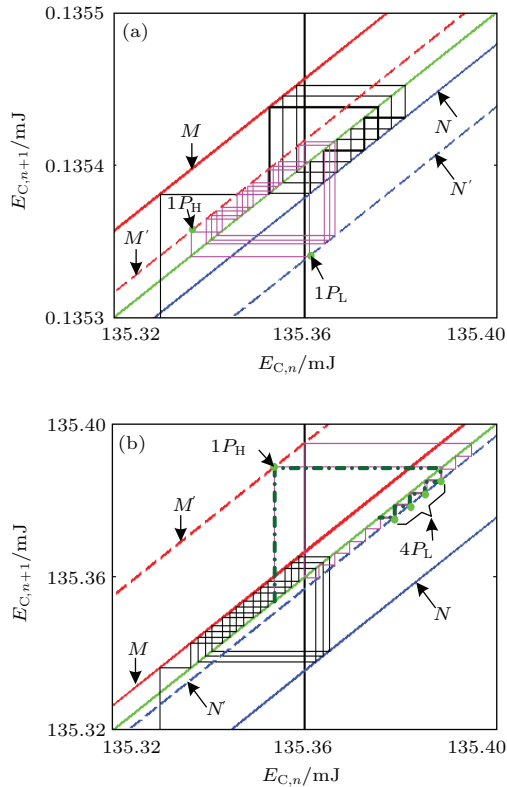


图6 DPS控制PSFB DC-DC变换器的瞬态能量迭代过程 (a) 负载突增; (b) 输入电压突增

Fig. 6. The transient iterating process of DPS controlled PSFB DC-DC converter: (a) load step up; (b) input voltage step up.

图6(b)所示为输入电压 V_{in} 由380 V突变到420 V时, DPS控制PSFB DC-DC变换器的能量迭代过程, 其中, 直线 M , N , M' 和 N' 分别表示 $V_{in} = 380$ V和 $V_{in} = 420$ V时高、低功率周期内输出电容能量的迭代关系. 当输入电压升高后, 直线 M' 和 N' 分别由直线 M 和 N 向上移动得到, 表示一个高、低功率周期内, 输出滤波电容能量变化量均增大. 当输入电压 V_{in} 突增时, 一个循环周期内的高功率周期所占的比例减小、低功率周期所占的比例增大. 变换器由13个高功率周期和3个低功率周期组成的周期16, 变为由1个高功率周期和12个低功率周期组成的周期13. 由图6(b)可知, 经过1个高功率周期 P_H 和4个低功率周期 P_L 后, DPS控制PSFB DC-DC变换器重新进入了新的稳态.

5 仿真分析

下面对DPS控制PSFB DC-DC变换器进行仿真分析, 并与传统PWM PSFB DC-DC变换器进行比较研究.

采用上面所述的电路参数, 由图7(a)可知, DPS控制技术能够实现PSFB DC-DC变换器的控制. 如图7(a)所示, 由于在每一个工作周期内, DPS控制PSFB DC-DC变换器的输出电压不为零, 随着输出电压的降低和升高, 高功率周期和低功率周期交替出现, 表现为输出电压在参考电压附近上下波动. 若干个高功率周期和若干个低功率周期以一定的组合形式组成一个循环周期 T_r . 如图7(a)所示, 循环周期 T_r 由13个高功率周期和3个低功率周期组成, 变换器工作在组合形式为 $2(4P_H - 1P_L) - 5P_H - 1P_L$ 的周期16态, 即 $T_r = 16T_w$, 该仿真结果与图5(a)的结果一致. 由于DPS控制器的控制脉冲是离散的, 控制器通过调整控制脉冲的组合形式实现控制目的, 因此稳态时, DPS控制PSFB DC-DC变换器的输出电压纹波较大, 图7(a)所示输出电压纹波约为11.85 mV.

图7(b)为图7(a)的放大图, 由图7(b)可以观察到一个工作周期内DPS控制器的控制过程. 如图7(b)所示, t_0 时刻, 控制器采样输出电压 v_o 并与参考电压 V_{ref} 比较, $v_o < V_{ref}$, 因此控制器选择移相时间为 t_{psH} 的 v_{S3H} 和 v_{S4H} 分别作为 S_3 和 S_4 的控制脉冲. 在 t_0 到 t_1 时间段内, 开关管 S_1 和 S_3 导通, S_2 和 S_4 关断, $v_{AB} = 0$, 此时输入不向负载传递能量. 经过 t_{psH} , 在 t_1 时刻, S_3 关断 S_4 导通, $v_{AB} = V_{in}$, 此时输入开始向负载传递能量, 使输出电压升高. 直到 t_2 时刻, 一个工作周期结束. 此后, 控制器继续采样输出电压 v_o , 并与参考电压 V_{ref} 比较, $v_o > V_{ref}$, 因此控制器选择移相时间为 t_{psL} 的 v_{S3L} 和 v_{S4L} 分别作为 S_3 和 S_4 的控制脉冲. 在 t_2 到 t_4 时间段内, 开关管 S_1 和 S_3 关断, S_2 和 S_4 导通, $v_{AB} = 0$, 输入不向负载传递能量. 经过 t_{psL} , 在 t_4 时刻, S_4 关断 S_3 导通, $v_{AB} = -V_{in}$, 此时输入开始向负载传递能量, 直到 t_5 时刻, 一个工作周期结束. 在该工作周期内输出电压降低.

图7(c)为PWM PSFB DC-DC变换器的输出电压 v_o 波形, 其输出电压纹波约为1.63 mV. 由图7可知, 与传统的PWM移相控制不同, DPS控制器产生的移相时间是离散的, 变换器工作在多周期态,

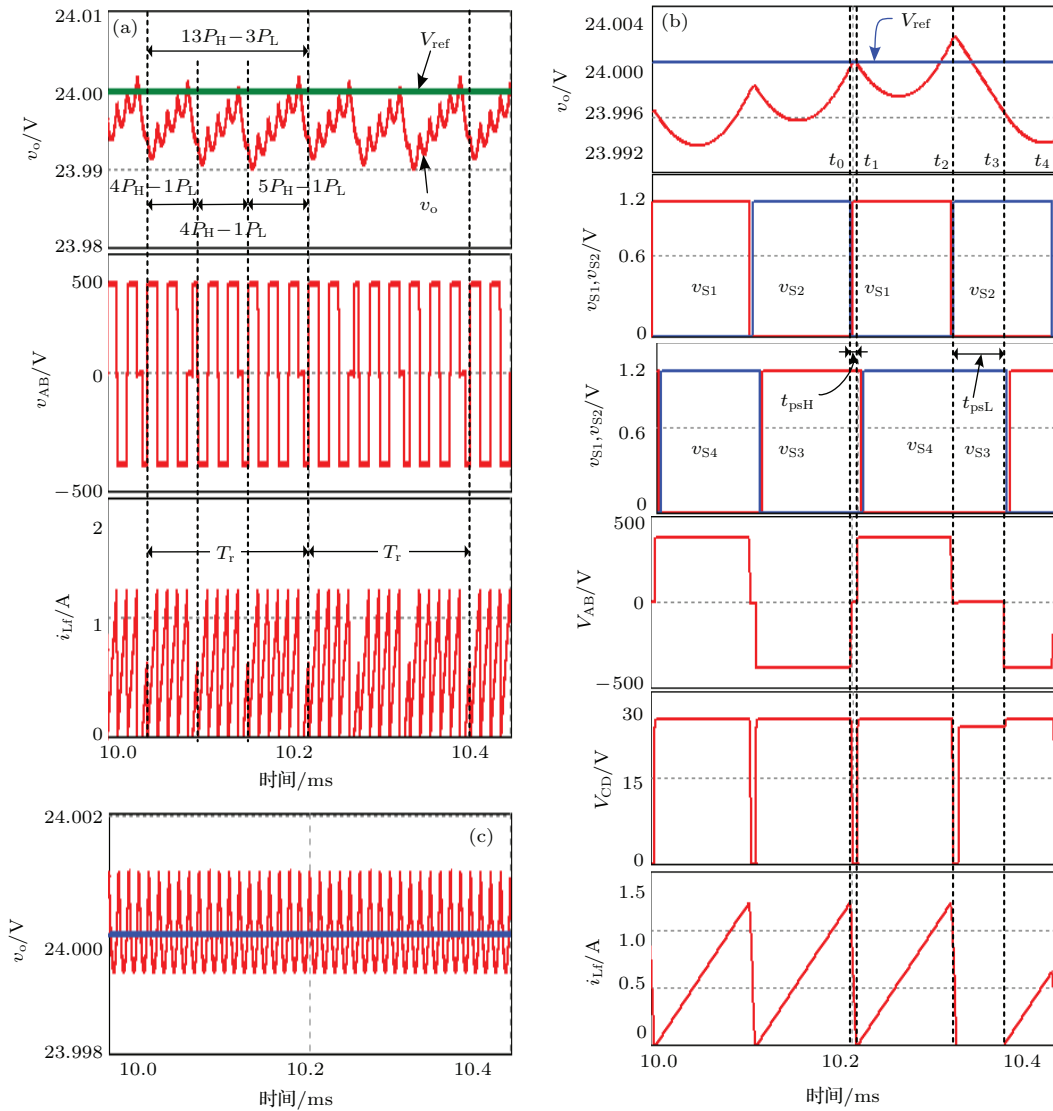


图7 仿真波形图 (a) DPS控制PSFB DC-DC变换器的输出电压 v_o , A, B 两点之间的电压 v_{AB} 和输出滤波电感电流 i_{Lf} 波形; (b) 图(a)的放大图; (c) PWM PSFB DC-DC变换器的输出电压 v_o 波形
 Fig. 7. Simulation results: (a) output voltage v_o , voltage v_{AB} between point A and B, and output inductor current i_{Lf} of DPS controlled PSFB DC-DC converter; (b) zoom in view of (a); (c) output voltage v_o of PWM PSFB DC-DC converter.

功率开关管的控制脉冲占空比不再是固定的50%。

图8所示为DPS控制和传统PWM控制PSFB DC-DC变换器的瞬态仿真波形,其中图8(a)为负载电阻 R 由 80Ω 突变到 50Ω 时变换器的输出电压变化情况。由图8(a)可知,当变换器负载突增后,传统的PWM PSFB DC-DC变换器的输出电压存在明显的跌落,其跌落量约为 30.48 mV ,大约经过 5 ms 后变换器进入新的稳态;而DPS控制PSFB DC-DC变换器可以迅速进入新的稳态。由图8(b)可知,在 $t = 10 \text{ ms}$ 时刻,负载突增,由于此时PSFB DC-DC变换器的输出电压大于参考电压,DPS控制PSFB DC-DC变换器工作在低功率

周期,使输出电压降低。之后,由于变换器的输出电压跌落,DPS控制PSFB DC-DC变换器工作在高功率周期,使输出电压升高。此后变换器进入新的稳态。可见通过选择高或低功率周期,DPS控制器可迅速调整输出电压,使变换器迅速达到新的稳态。

图8(c)为输入电压 V_{in} 由 380 V 突变到 420 V 时输出电压变化情况。由图8(c)可知,当输入电压突增后,传统PWM PSFB DC-DC变换器的输出电压存在明显的过冲,其过冲量约为 56 mV ,大约经过 5.6 ms 后变换器进入新的稳态;而DPS控制PSFB DC-DC变换器可以迅速进入新的稳态。

由图 8(d) 可知, DPS 控制器通过调整高、低功率周期的组合, 使变换器迅速达到新的稳态. 可见, 由于无须误差放大器和相应的补偿网络, DPS 控制技

术可以显著提高变换器的瞬态响应速度. 以上仿真结果均与上一节中的基于输出电容能量迭代模型的理论分析结果符合.

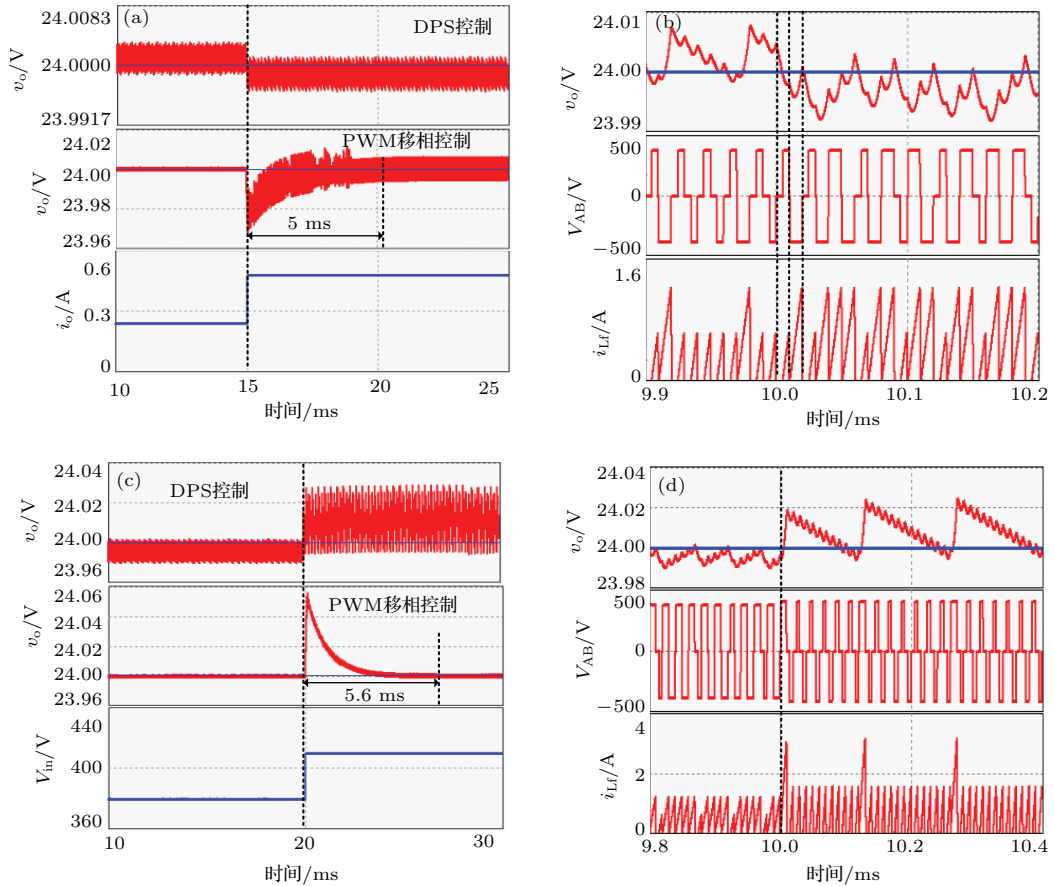


图 8 DPS 控制与 PWM 控制 PSFB DC-DC 变换器瞬态仿真对比波形图 (a) 负载突变时 DPS 控制和传统 PWM 控制 PSFB DC-DC 变换器的输出电压波形; (b) 负载突变时 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器的瞬态响应过程; (c) 输入电压突变时 DPS 控制和传统 PWM 控制 PSFB DC-DC 变换器的输出电压波形; (d) 输入电压突变时 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器的瞬态响应过程

Fig. 8. Transient simulation results between DPS and PWM controlled PSFB DC-DC converter: (a) output voltage waveform of DPS and PWM control when load steps up; (b) the transient process of DPS controlled PSFB DC-DC converter when load steps up; (c) output voltage waveform of DPS and PWM control when input voltage steps up; (d) the transient process of DPS controlled PSFB DC-DC converter when input voltage steps up.

6 结 论

本文提出一种 PSFB DC-DC 变换器的离散移相控制 DPS 方法. DPS 控制方法采用两个带有死区时间且互补的信号 v_{S1} 和 v_{S2} 作为超前桥臂上两个开关管的驱动脉冲信号, 通过 DPS 控制器分别对 v_{S1} 和 v_{S2} 进行移相, 产生两组移相时间不同的信号 v_{S4H} , v_{S3H} 和 v_{S4L} , v_{S3L} . 根据开关变换器的输出状态, DPS 控制器在两组控制信号: v_{S4H} 和 v_{S3H} , 以及 v_{S4L} 和 v_{S3L} 中选用适当的控制信号, 作

为滞后桥臂上两个开关管的有效驱动脉冲信号, 以实现 PSFB DC-DC 变换器的控制.

与传统的 PWM 控制 PSFB DC-DC 变换器不同, 由于 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器在每个工作周期内的移相时间是离散的, 因此变换器工作在多周期态, 而非周期 1. 本文借助输出电容的能量迭代模型, 揭示了 DPS 控制 PSFB DC-DC 变换器工作在稳态时的多周期行为, 以及瞬态的调整过程. 理论分析结果与仿真结果一致. 结果证明, 该 DPS 控制技术具有控制环路简单可靠, 无须补偿网络, 瞬态响应速度快等优点.

参考文献

- [1] Hua G, Lee F C 1995 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **42** 595
- [2] Bellar M D, Wu T S, Tchamdjou A, Mahdavi J, Ehsani M 1998 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **34** 847
- [3] Smith K M, Smedley K M 1997 *IEEE Trans. Power Electron.* **12** 376
- [4] Ming X, Yuancheng R, Zhou J, Lee F C 2005 *IEEE Trans. Power Electron.* **20** 997
- [5] Yungtaek J, Jovanovic M M, Yu M C 2003 *IEEE Trans. Power Electron.* **18** 1122
- [6] Gwan B K, Gun W M, Myung J Y 2005 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **52** 228
- [7] Lin R L, Hong Z C 2012 *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)* Las Vegas, NV, Oct. 7–11, 2012 p1
- [8] Guo Z, Sha D, Liao X, Luo J 2014 *IEEE Trans. Power Electron.* **29** 5081
- [9] Hsieh Y C, Huang C S 2011 *IET Power Electron.* **4** 242
- [10] Yadav G N B, Narasamma N L 2014 *IEEE Trans. Power Electron.* **29** 4538
- [11] Vlatkovic V, Sabate J A, Ridley R B, Lee F C, Cho B H 1992 *IEEE Trans. Power Electron.* **7** 128
- [12] Schutten M J, Torrey D A 2003 *IEEE Trans. Power Electron.* **18** 659
- [13] Yin L L, Chen Q H, Peng B, Wang J, Ruan X B 2007 *Proc. IEEE PESC* Orlando, FL, June 17–21, 2009 p1721
- [14] Young D K, Kyu M C, Duk Y K, Gun W M 2013 *IEEE Trans. Power Electron.* **28** 3308
- [15] Jong W K, Duk Y K, Chong E K, Gun W M 2014 *IEEE Trans. Power Electron.* **29** 1562
- [16] Li X, Li Y 2014 *IEEE Trans. Power Electron.* **29** 2661
- [17] Lei B, Xiao G C, Wu X L, Qi Y R 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 090501 (in Chinese) [雷博, 肖国春, 吴旋律, 齐元瑞 2011 物理学报 **60** 090501]
- [18] Liu H C, Su Z X 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 010505 (in Chinese) [刘洪臣, 苏振霞 2014 物理学报 **63** 010505]
- [19] Lei B, Xiao G C, Wu X L 2013 *Chin. Phys. B* **22** 060509
- [20] Wang F Q, Ma X K 2013 *Chin. Phys. B* **22** 120504
- [21] Sha J, Xu J P, Liu S H, Zhong S 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 098401 (in Chinese) [沙金, 许建平, 刘姝晗, 钟曙 2014 物理学报 **63** 098401]

The study of energy model and multi-period of discrete phase shift control technique for full-bridge DC-DC converter*

Sha Jin Xu Jian-Ping[†] Chen Yi-Ming

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

(Received 29 August 2014; revised manuscript received 9 December 2014)

Abstract

Phase-shift full-bridge (PSFB) DC-DC converter benefits from high efficiency by zero-voltage switching turn-on of all switches without any additional auxiliary circuit, and PSFB DC-DC converter has been widely used in high power applications. In this paper, the operating mode of PSFB DC-DC converter is studied, and the energy iteration model of PSFB DC-DC converter is established. The discrete phase shift (DPS) control technique for PSFB DC-DC converter is proposed and discussed. Unlike the conventional PWM PSFB control technique, the DPS control technique uses two preset phase shift times t_{psH} and t_{psL} as control variables where $0 < t_{psH} < t_{psL} \leq T_w$ with T_w being the switching period. When output voltage is lower than the reference voltage, phase shift time t_{psH} is selected, and a large duty cycle D_H is obtained on the secondary side, which makes output voltage increase. Similarly, when output voltage is higher than the reference voltage, phase shift time t_{psL} is selected, and a small duty cycle D_L is obtained on the secondary side, which makes output voltage decrease. With the energy iteration model, the energy iteration process is clearly revealed, steady-state and transient performances are studied. From the analysis results it can be known that the DPS controlled PSFB DC-DC converter always operates in a multi-periodic state. The simulation results show that the proposed control technique has an advantage over the conventional PWM PSFB control technique in simple design, great robust and excellent transient performance.

Keywords: control technique, DC-DC converter, phase-shift full-bridge, energy model

PACS: 84.30.Jc

DOI: 10.7498/aps.64.108401

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51177140), the Fundamental Research Funds for the Central Universities, China (Grant No. 2682013ZT20) and 2013 Cultivation Program for the Excellent Doctoral Dissertation of Southwest Jiaotong University.

[†] Corresponding author. E-mail: jpxu-swjtu@163.com