

多重化双向 DC-DC 变换器电流纹波分析

陈明¹, 汪光森¹, 马伟明¹, 郭俊华^{1,2}

(1. 海军工程大学电力电子技术研究所, 湖北 武汉 430033; 2. 武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 在电能变换装置中, 通过并联 DC-DC 变换器来增大功率是常见的方法; 而其电流纹波对装置的体积和重量有重大的影响。在时域内依据单个 DC-DC 变换器和多重化双向 DC-DC 变换器电流波形特征, 在单个 DC-DC 变换器电感电流连续状态下导出了多重化双向 DC-DC 变换器与单个 DC-DC 变换器电流的脉动率比与占空比的定量表达式; 在频域内分别对单个 DC-DC 变换器和多重化双向 DC-DC 变换器在单个 DC-DC 电感电流连续、断续状态下的电流利用 Fourier 级数展开, 导出了电流各次谐波幅值与占空比的定量表达式。定量表达式和仿真结果均表明, 多重化双向 DC-DC 变换器与单个 DC-DC 变换器相比, 电流纹波及其谐波明显减小。这些定量表达式为大功率 DC-DC 变换器拓扑结构和工作点的选择提供依据。

关键词: 电力电子; 双向 DC-DC 变换器; 电流纹波; 谐波含量; 多重化结构; 并联

Analysis of the inductor current ripple in interleaved bi-directional DC-DC power converters

CHEN Ming¹, WANG Guang-sen¹, MA Wei-ming¹, GUO Jun-hua^{1,2}

(1. Research Institute of Power Electronic Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: In order to enlarge the capability, the parallelism of DC-DC converters is a commonly used architecture, its inductor currents are critical to the volume and weight of the converters. Two operation conditions includes the Continuous Current Mode (CCM) and Discontinuous Current Mode (DCM). This paper uses the time domain method and frequency domain method to make detailed comparative analysis of the current ripple and its harmonic amplitude of the individual module for Buck, Boost converters and m ($m=3$, as an example) parallelly interleaved modules. The quantitative relationships between the ratio of the current ripple, harmonic amplitude and D are presented. The quantitative formulas show that the significant advantages of multiple structure in reducing inductor current ripple and its harmonic contents if the phase shift among the modules is $2\pi/m$. These quantitative formulas are useful for choose a proper topological structure of high-power DC-DC converters and operation points. Simulation results are presented to validate the performance advantage of the multiple structure.

This project is supported by National Natural Science Foundation of China (No.50421703 and No.50607020).

Key words: power electronics; bi-directional DC-DC converters; multiple structure; current ripple; harmonic content

中图分类号: TM46; TM13

文献标识码: A

文章编号: 1003-4897(2007)04-0053-05

0 引言

为了减小变换器电流纹波及其谐波和滤波器体积, 而利用几个结构相同的基本变换器适当组合 (一般是几个相位错开) 构成另一种复合型 DC-DC 变换器, 称之为多重化 DC-DC 变换器^[1]。

多重化双向 DC-DC 变换器总电流有如下几个重要优势: (1) 在大功率电力电子装置中, 通过并联多个电力电子开关管来承担大电流, 增大其功率

来解决目前单个电力电子器件的电流定额远不能满足大功率 DC-DC 变换器要求的矛盾^[1~8]。(2) 类似电感、变压器、滤波器等组成元件占据电能变换装置很大一部分体积和重量, 而滤波器设计和电流有很大关系, 多重化可减小电流纹波及其谐波, 从而减小滤波器体积和重量^[2~5,7,11,12], 最终达到减小变换装置体积和重量的目的。(3) 多重化变换器的各个单元变换电路还有互为备用的功能, 一个单元电路发生故障后其余单元还可继续工作, 这又提高了变换器总体可靠性^[1]。(4) 提高了等效开关频率, 改善系统的动态性能^[9,10]。

基金项目: 国家自然科学基金委员会创新研究群体科学基金资助项目 (50421703)、国家自然科学基金资助项目 (50607020)

1 三重化双向 DC-DC 变换器

图 1 所示的为三重化双向 DC-DC 变换器, 其电路拓扑结构是在电源 V_{dc} 和 V_{fc} 之间接入三个相同的基本变换电路, 其中 S1~S6 是 IGBT, L_d 是滤波电感, C_d 是滤波电容。S1、S3、S5 工作时作三重化 Boost 电路运行, S2、S4、S6 工作时作三重化 Buck 电路运行。

约定单元变换器开关周期为 T_s , 开关频率为 f_s , 电感电流 i_L 的直流分量为 I_0 。电路采用 PWM 调制方式, 三个臂的开关管开始导通时间互错 $T_s/3$ 。若在一个开关周期 T_s 中, 三组开关器件导通时间 (T_{on}) 相同, 占空比 D 相同, 那么三个单元变换电路电感电流 $i_L^{(1)}(t)$ 、 $i_L^{(2)}(t)$ 、 $i_L^{(3)}(t)$ 是相位相差 $T_s/3$ 、波形完全相同的脉动电流^[1,2]。三重化总电流 i_{Lmul} 为三个单元电感电流的加和。本文举例以三重化 Buck 变换器为主, 兼顾三重化 Boost 变换器, 但只列出与 Buck 变换器结论不同处。

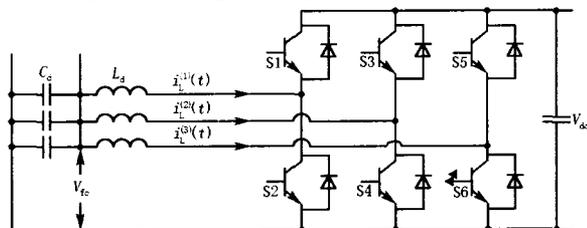


图 1 三重化双向 DC-DC 变换器

Fig.1 Circuit schematic of 3-phase bi-directional DC-DC converter

本文从时域和频域两方面对多重化双向 DC-DC 变换器和单个 DC-DC 变换器电流纹波进行了理论分析, 导出了电流脉动率比、谐波幅值与 D 的定量表达式, 为大功率 DC-DC 变换器拓扑结构和工作点的选择提供依据, 并通过仿真来验证理论分析。

2 理论分析

2.1 单个变换器电感电流连续 CCM 状态

2.1.1 时域分析—电流脉动率分析

为描述电流的品质因数, 引入电流脉动率 r_L ,

定义为电流的脉动量 (即电流纹波峰峰值) ΔI_L 与直流分量 I_0 之比, 即

$$r_L = \frac{\Delta I_L}{I_0} \square 100\% = \frac{i_{Lmax} - i_{Lmin}}{I_0} \square 100\% \quad (1)$$

对于单个 Buck 或 Boost 变换器, 当 V_1 和 V_0 保持一定时, 可得各自电流脉动量

$$\Delta I_L = \frac{V_{dc} (1-D) T_s}{L} \quad (\text{Buck 变换器}) \quad (2)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{fc} D T_s}{L} \quad (\text{Boost 变换器}) \quad (3)$$

按照上面电流脉动率的定义方式, m 重化变换器总电流脉动率 r_{Lmul} 为

$$r_{Lmul} = \frac{i_{Lmulmax} - i_{Lmulmin}}{m I_0} \square 100\% \quad (4)$$

据式(6)知单个变换器电感电流连续时分为斜率为 $\Delta I_L / (DT_s)$ 的上升段和斜率为 $-\Delta I_L / ((1-D)T_s)$ 的下降段。因 m 重化总电流 $i_{Lmul}(t)$ 为 m 个单个变换器电感电流 $i_L(t)$ 的合成, 总电流最大值 $i_{Lmulmax}(t)$ 均出现在 $i_{Lmax}(t)$ 处, 总电流最小值 $i_{Lmulmin}(t)$ 均出现在 $i_{Lmin}(t)$ 处, 将 D 分为 m 段, 即 $D \in [h/m, (h+1)/m]$, 其中: $0 \leq h \leq m-1$ 。于是有 $\Delta I_{Lmul} = i_{Lmulmax}(t) - i_{Lmulmin}(t)$ 为 h 个斜率为 $\Delta I_L / (DT_s)$ 的上升段和 $(m-h)$ 个斜率为 $-\Delta I_L / ((1-D)T_s)$ 的下降段的叠加, 故可得 m 重化 DC-DC 变换器总电流与单个 DC-DC 变换器电流脉动率比 $K_1 = r_L / r_{Lmul}$ 的通式:

$$K_1 = \frac{(mD-h)(h+1-mD)}{m^2 D(1-D)} \quad (5)$$

如式(5)中令 $m=3$, 可得表 1。

表 1 K_1 与 D 的函数关系

Tab.1 Relationship between K_1 and D

D 所属区间	K_1 的表达式
$D \in [0, \frac{1}{3}]$	$\frac{1-3D}{3(1-D)}$
$D \in [\frac{1}{3}, \frac{2}{3}]$	$\frac{(2-3D)(3D-1)}{9D(1-D)}$
$D \in [\frac{2}{3}, 1]$	$\frac{3D-2}{3D}$

当 $m=2,3,4,5,6$ 时, 可得 K_1 与 D 的函数曲线图, 如图 2 所示。

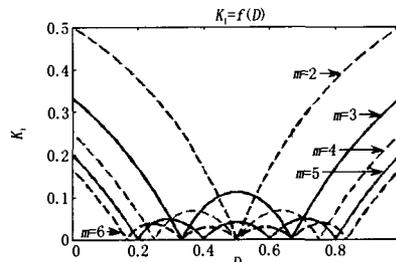


图 2 K_1 与 D 关系曲线 ($m=2, 3, 4, 5, 6$)

Fig.2 Relationship between K_1 and D

2.1.2 频域分析—电流谐波分析

单个 DC-DC 变换器电感电流连续时表达式为:

$$i_L(t) = \begin{cases} I_0 + \frac{\Delta I_L}{DT_s} [t - (j + \frac{D}{2})T_s], t \in [jT_s, (j+D)T_s] \\ I_0 - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} [t - (j + \frac{1+D}{2})T_s], t \in [(j+D)T_s, (j+1)T_s] \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)用 Fourier 级数展开, 可得

$$i_L(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_s t + \theta_n)$$

其中: $\tan \theta_n = \frac{\cos(2nD\pi) - 1}{\sin(2nD\pi)}$, $A_n = \frac{\Delta I_L |\sin(nD\pi)|}{n^2 D(1-D)\pi^2}$ (7)

因为 $i_{L,mul}(t) = i_L^{(1)}(t) + i_L^{(2)}(t) + i_L^{(3)}(t) + \dots + i_L^{(m)}(t)$
于是可得

$$i_{L,mul}(t) = i_{L,n}(t) (1 + e^{-j2n\pi/m} + e^{-j4n\pi/m} + \dots + e^{-j2(m-1)n\pi/m}) = \begin{cases} 0, n = mk + l \\ m i_{L,n}(t), n = mk \end{cases}$$

($k \in N; l = 1, 2, 3, \dots, m-1; n \geq 1$) (8)

即 m 重化变换器总电流只存在 m 的整数倍数次谐波 (指相对以 T_s 为开关周期的单个 DC-DC 变换器而言), 2.2DCM 状态亦然。于是 m 重化变换器等效开关频率 $f_{smul} = m f_s$ 。

以 $m=3$ 即三重化为例, 可得:

$$i_{L,mul}(t) = i_L^{(1)}(t) + i_L^{(2)}(t) + i_L^{(3)}(t)$$

$$i_{L,mul}(t) = i_{L,n}(t) (1 + e^{-j2n\pi/3} + e^{-j4n\pi/3}) = \begin{cases} 0, n = 3k + 1 \\ 3 i_{L,n}(t), n = 3k \end{cases}$$

($k \in N, n \geq 1$) (9)

即三重化总电流谐波次数只存在 3 的整数倍数次, 2.2DCM 状态亦然, 且 $f_{smul} = 3f_s$ 。

令 $P_n = A_n / \Delta I_L$, $P_{muln} = (3A_{3n} / (3\Delta I_L)) = A_{3n} / (\Delta I_L)$, 由式(7)和式(9), 图 3、图 4 分别示出 $P_n (n=1, 2, 3)$ 、 $P_{muln} (n=1, 2, 3)$ 与 D 的函数曲线图。

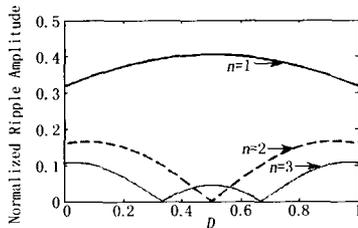


图 3 $P_n (n=1, 2, 3)$ 与 D 关系曲线
Fig.3 Relationship between P_n and D

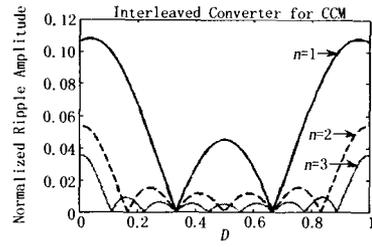


图 4 $P_{muln} (n=1, 2, 3)$ 与 D 的关系曲线
Fig.4 Relationship between P_{muln} and D

2.1.3 小结

综合 2.1.1、2.1.2 的分析, 在 CCM 状态下, 不管 D 取何值, 三重化总电流与单个变换器电感电流脉动率之比 K_i 及三重化总电流与单个变换器电感电流标准化最低次谐波幅值之比 P_{mul1} / P_1 均不大于 33.33%; 限制 D 的取值区间, 相对应的性能指标如表 2 所示。

表 2 单个和三重化变换器电流比较

Tab.2 Comparison of current between individual module and interleaved converter

	$D \in [0.1, 0.9]$	$D \in [0.25, 0.75]$
K_i	0%~25.93%	0%~11.11%
P_1	34.79%~40.53%	38.21%~40.53%
P_{mul1}	0%~10.12%	0%~4.50%

2.2 单个变换器电感电流断续 DCM 状态

2.2.1 频域分析—电流谐波分析

单个 DC-DC 变换器电感电流断续时表达式为 (其中在 IGBT 导通的 $T_{on} = DT_s$ 期间 $i_L(t)$ 从 0 上升到最大值 i_{Lmax} ; 在 IGBT 阻断、二极管续流的 $T_{off} = D_{off} T_s$ 期间 $i_L(t)$ 从最大值 i_{Lmax} 降到 0; 在 IGBT 阻断、二极管截止期间 $i_L(t)$ 保持为 0):

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{\Delta I_L}{DT_s} (t - jT_s), t \in [jT_s, (j+D)T_s] \\ \frac{\Delta I_L}{D_{off} T_s} [(j+D+D_{off})T_s - t], t \in [(j+D)T_s, (j+D+D_{off})T_s] \\ 0, t \in [(j+D+D_{off})T_s, (j+1)T_s] \end{cases} \quad (10)$$

将式(10)用 Fourier 级数展开, 可得

$$i_L(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_s t + \theta_n)$$

其中: $A_n = \frac{\Delta I_L \sqrt{(D \sin nD_{off}\pi - D_{off} \sin nD\pi)^2 + 2DD_{off}(1 - \cos n(D+D_{off})\pi) \sin nD\pi \sin nD_{off}\pi}}{n^2 DD_{off}\pi^2}$ (11)

$$\tan \theta_n = \frac{(D+D_{off}) \cos 2nD\pi - D_{off} - D \cos 2n(D+D_{off})\pi}{(D+D_{off}) \sin 2nD\pi - D \sin 2n(D+D_{off})\pi}, I_0 = \frac{(D+D_{off}) \Delta I_L}{2}, 0 < D+D_{off} < 1$$

m (特例 $m=3$)重化总电流 $i_{L_{mul}}(t)$ 的各次谐波分析类似 2.1CCM 状态, 只存在 $m(3)$ 的整数倍数次谐波。由式(9)和式(11), 图5、图6示出了 $SI_1=A_1/\Delta I_L$ 、 $SI_{mul1}=3 A_3/3\Delta I_L$ 与 D 、 D_{off} 的三维函数曲线图。类似地可作出其它各次谐波幅值与 D 、 D_{off} 的三维函数曲线图, 并得到 $SI_n (n \geq 1)$ 与 SI_{muln} 的对比表格。

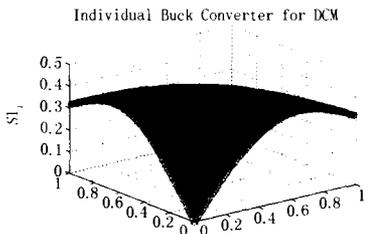


图5 SI_1 与 D 的函数曲线

Fig.5 Relationship between SI_1 and D 、 D_{off}

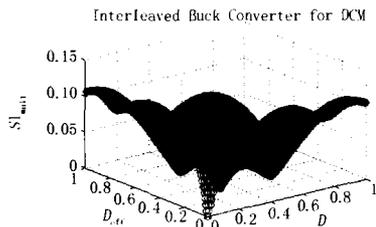


图6 SI_{mul1} 与 D 的函数曲线

Fig.6 Relationship between SI_{mul1} and D 、 D_{off}

3 仿真结果及比较分析

运用 Matlab 对上述理论分析进行仿真研究, 仿真模型如图 1 所示。参数为: $V_i=670$ V, $f_s=3450$ Hz, $L_d=400\mu$ H, $C_d=81$ mF。CCM、DCM 状态仿真结果分别如图 7、8 所示。

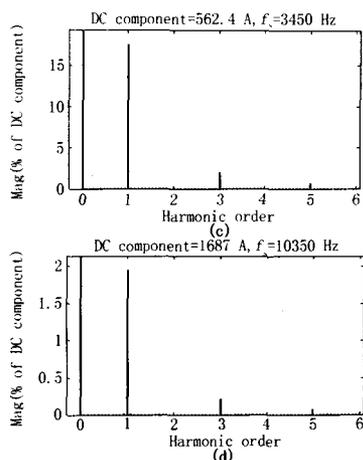
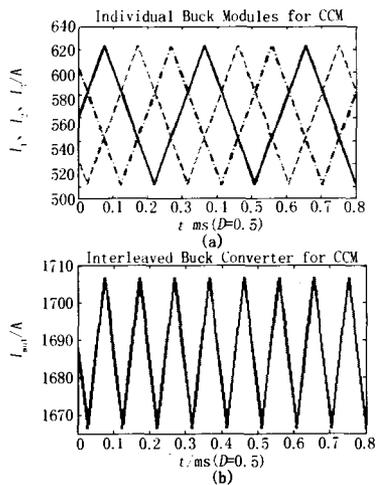


图7 三重化 Buck 电路单元及总电流仿真波形及其频谱分析(CCM 状态)

Fig.7 Current waveform and its harmonic spectrum of individual and interleaved Buck converter

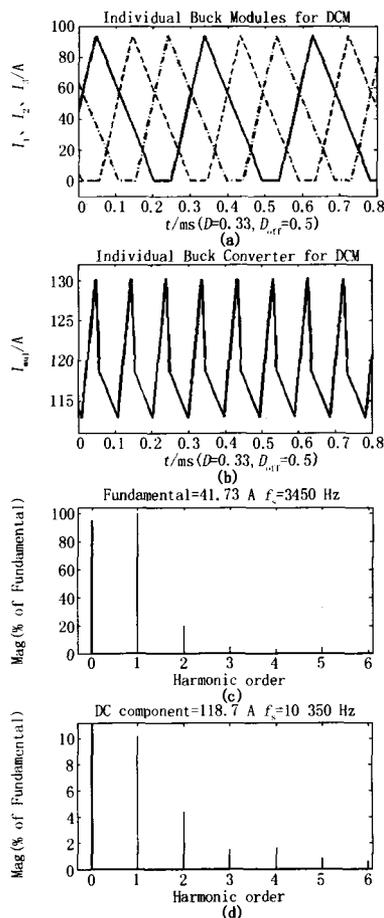


图8 三重化 Buck 电路单元及总电流仿真波形及其频谱分析(DCM 状态)

Fig.6 Current waveform and its harmonic spectrum of individual and interleaved Buck converter

由图 7(a)、7(b)可得, 三重化 Buck 电路单元电

感电流脉动量为 122.5 A,三重化总电流脉动量为 41 A。于是根据指标定义式计算得: K_1 的仿真值为 11.16%, 对应的理论值为 11.11%。由图 7(c)、7(d) 可得: 单元变换器 P_1 仿真值为 40.55%, 对应的理论值为 40.57%; 三重化变换器 P_{mul} 仿真值为 4.46%, 对应的理论值为 4.51%。其它各次谐波理论值与仿真值的比较可类似得到。仿真值考虑了而理论值未考虑电感和 IGBT 的串联电阻是上述误差出现的主要原因。

注: 图 7(c)、7(d)和图 8(d)中仿真电流各次谐波幅值的标准化参考量均是以其各自直流分量(即横轴数字 0 所对应的量)的 50%为参考基准, P_1 、 P_{mul} 是根据定义式计算所得; 图 8(c)中仿真电流各次谐波的标准参考量是与其基波幅值(即横轴数字 1 所对应的量)为参考基准。

类似可得图 8(DCM 状态)电路单元与总电流相应指标的理论值与仿真值。

因三重化 Boost 电路的 CCM、DCM 状态仿真波形类似, 故不再示出。

4 结论

时域和频域内的理论分析及仿真结果均表明, 在相同的调制方式下, 多重化双向 DC-DC 变换器与单个 DC-DC 变换器相比, 不管 D 、 D_{eff} (DCM 状态时) 取何值, 是工作在 CCM 状态还是 DCM 状态下, 电流纹波及其谐波明显减小。

因此, 为减小电流纹波及其谐波, 选择多重化作为大功率 DC-DC 变换器的拓扑结构具有明显优势。

一般地, 对于 m 重化 DC-DC 变换器来说, 最好将 D 设定在 $k/m(k=1, 2, \dots, m-1)$ 处附近, 因为在 $k/m(k=1, 2, \dots, m-1)$ 处, 变换器总电流纹波及其谐波为最小值 0。

参考文献

- [1] 陈坚. 电力电子学—电力电子变换和控制技术[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
CHEN Jian. Power Electronics[M]. Beijing: Higher Education Press, 2002.
- [2] Chang Chin. Current Ripple Bounds in Interleaved DC-DC Power Converters[J]. IEEE T-PE, 1995: 738-743.

- [3] Wong P L, Xu P, Yang B, et al. Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors[J]. IEEE T-PE, 2001, 16(4):499-507.
- [4] Mummadi V, Tomonobu S, Katsumi U. Modeling and Analysis of Interleaved Dual Boost Converter[J]. Proceedings of Industrial Electronics, 2001.
- [5] Jacobs J, Averberg A, de Doncker R. A Novel Three-Phase DC/DC Converter for High-Power Applications[A]. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference[C]. 2004. 1861-1867.
- [6] LI Peng, Lehman B. A Simple Design for Paralleling Current-Mode Controlled DC-DC Converters[J]. IEEE APEC, 2003: 898-904.
- [7] Wong Pit-Leong. Performance Improvements of Multi-Channel Interleaving Voltage Regulator Modules with Integrated Coupling Inductors, Thesis[D]. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.
- [8] WONG Pit-leong, Lee F C, JIA Xiao-chuan, et al. A Novel Modeling Concept for Multi-coupling Core Structures [J]. IEEE APEC, 2001. 102-108.
- [9] Zhang J M, Xie X G, Wu X K, et al. Stability Study for Paralleled DC/DC Converters[J]. IEEE PESC, 2004: 1569-1575.
- [10] ZHOU Xun-wei. Low-voltage High-efficiency Fast-transient Voltage Regulator Module[D]. Virginia(USA): Virginia Polytechnic Technology University, 1999.
- [11] Chandrasekaran S, Gokdere L U. Integrated Magnetics for Interleaved DC/DC Boost Converter for Fuel Cell Powered[J]. IEEE PESC, 2004: 356-361.
- [12] Chandrasekaran S, Mehrotra V. Matrix Integrated Magnetics(MIM) for Low Voltage, Interleaved DC-DC Converters[J]. APEC, 2003.

收稿日期: 2006-09-19; 修回日期: 2006-11-03

作者简介:

陈明(1982-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电能变换技术; E-mail: chmw99@163.com

汪光森(1969-), 男, 博士后, 副教授, 主要从事电力电子与大功率电能变换技术研究;

马伟明(1960-), 男, 教授, 博士生导师, 中国工程院院士, 从事独立电源系统、电力电子及电力系统电磁兼容等方面的研究。