

PWM 整流技术在光伏并网发电系统中的应用

禹华军, 潘俊民

(上海交通大学, 上海 200030)

摘要: 基于 PWM 整流技术, 并通过控制逆变器开关的导通顺序调节逆变器直流侧的电容电压。理论分析表明, 利用 d, q 变换生成 PWM 脉冲控制逆变器开关, 可使逆变器和滤波电感工作在 Boost 电路状态。这一方法解决了多功能光伏并网发电系统在光伏电池输出能力降低时的直流侧电压恒定问题, 从而使得系统的无功补偿功能不受影响。仿真和实验结果验证了这一方法的可行性。

关键词: 脉宽调制; 整流技术; 无功功率补偿/光伏发电系统

中图分类号: TM461, TM6

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2005)06-0132-04

Application of PWM Rectifier in Grid-Connected PV System

YU Hua-jun, PAN Jun-min

(Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: Based on the technique of PWM rectifier, the DC voltage of the inverter was adjusted by controlling the switch order of the switching elements. The circuits consisted of the inverter and the filtering impedances can work as the Boost circuits in the conditions that the special PWM driving pulses are generated by the d, q transform. This method keeps the DC voltage of the inverter steady even when the output ability of the PV cells is decreased in the grid-connected PV system, which protects the function of the reactive power compensation from the fluctuate of the DC voltage. The simulative and experimental results validate the feasibility of this method.

Key words: PWM; rectifier; reactive power compensation/PV power system

1 引言

光伏发电技术在近几年得到了飞速的发展, 其中以户用系统为主, 并逐步发展为屋顶发电系统和并网发电系统, 后者可节省直流环节的蓄电池, 既能实现集中供电, 又能实现分布式供电, 对电能的利用更加灵活, 因此具有很好的发展前景^[1], 但是, 光伏和并网系统存在一个缺憾, 即当光伏电池输出能力降低时, 如阴天或晚上, 整个发电系统将停止运行。对此, 已提出了一种多功能并网发电技术, 在不增加硬件设备的前提下, 利用光伏逆变系统实现对电网的无功补偿, 从而大大提高了整个系统的利用率^[2]。然而, 在这样一个多功能并网系统中, 系统的无功补偿功能需要直流侧电压维持恒定, 由于没有蓄电池的储能作用, 当光伏电池输出能力降低时, 直流侧电压将不能维持。

本文引入 PWM 整流技术, 通过对逆变器开关状态的控制实现了电能的双向流动, 从而保证在光伏电池输出能力降低的情况下直流侧电压维持恒定, 且无功补偿功能不受影响。理论分析和仿真实验结果验证了这一技术的可行性。

2 系统结构

在此, 针对 10kW 以下光伏并网系统进行研究, 光伏并网系统与本地负载相连, 再通过投闸开关连接到配电网。这类系统的特点是能直接挂在 380V 配电网, 在满足本地负载需求的基础上同时向电网输送多余的功率。作为分布式供电电源, 如屋顶光伏发电等, 这种并网系统将是未来光伏发电应用的发展趋势。图 1 示出光伏并网发电系统的结构框图。它依次由光伏模块、Boost 电路、逆变器、电网、负载以及控制部分构成。其中, 控制部分又包括电网电压频率与相位检测、最大功率跟踪 (MPPT)、直流侧电压 U_{dc} 控制和无功电流的检测与控制等环节。Boost 电路独立完成对光伏电池的 MPPT, 从而提高光伏电池的转换效率。MPPT 使用导纳增量法, 该法不受后面逆变器工作状态的影响, 因此能单独进行控制。然而, 逆变器不仅要向电网输送有功功率 P_d , 而且还要补偿一定的无功电流 i_w , 因此其控制较为复杂。本文通过 d, q 变换, 实现了对有功电流 i_d 和 i_w 的分离, 利用直流侧检测电压与直流侧参考电压 U_{dc}^* 的误差, 经过 PI 调节后作为 i_d 分量的参考值 i_d^* ; 同时通过检测负载电流的无功分量, 将其作为逆变器补偿 i_w 的参考值, 即可实现并网发电和无功补偿的同步控制。通过理论分析可得, 当逆变器的输出电

定稿日期: 2005-03-01

作者简介: 禹华军 (1977-), 男, 湖南人, 博士, 研究方向为电力电子技术及光伏发电技术。

压 u_o 高于电网电压 U_s 时, 逆变器输出感性的无功功率 P_w ; 当逆变器的 u_o 低于 U_s 时, 逆变器输出容性的 P_w ; 而当逆变器向电网发送 P_d 时, 逆变器的 u_o 相位超前 U_s 相位; 当逆变器从电网吸收 P_d 时, 逆变器的 u_o 相位滞后 U_s 相位。

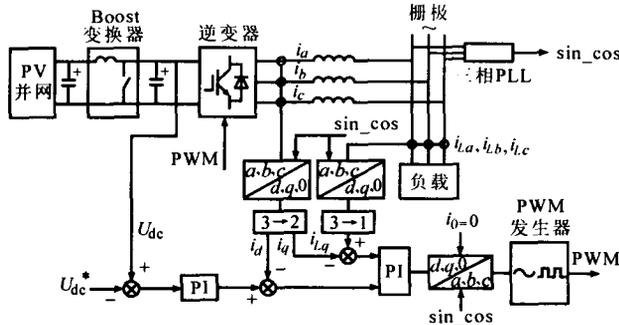


图1 光伏并网发电系统结构框图

考虑到无功补偿的需要, 当 $U_{s,x}=380V$ 时, 设定 $U_{dc}^*=700V$ 。对 U_{dc} 进行控制是必要的, 这样可将 Boost 电路输出的功率尽可能地变送出去, 同时在光伏的输出功率有限, 甚至停止工作时, 能从电网吸收一定的 i_d , 从而维持无功补偿所需的 U_{dc} 。与传统的误差比较不一样, 文中 U_{dc}^* 作为误差比较器的负端输入, 而其正端输入则为 U_{dc} 的反馈信号。当 $U_{dc} > U_{dc}^*$ 时, 误差信号为正, 逆变器输出的 i_d^* 正向增加, 即向电网提供有功能量; 反之, 当 $U_{dc} < U_{dc}^*$ 时, 从电网吸收有功能量以维持 U_{dc} 的恒定。由于直流侧电容 C 本身并不消耗有功能量, 这部分能量只是用来补偿逆变器开关管的损耗, 所以从电网吸收的 i_d 很小。

3 应用 PWM 整流技术调节 U_{dc}

为了解决 U_{dc} 的波动问题, 在该逆变系统控制中引入了 PWM 整流的观念。在图 1 的系统框图中, 若从电网侧向光伏逆变系统侧看去, 此时系统恰好是一个典型的 PWM 整流系统。PWM 整流器的最大优点就是能使整流器的输入电流波形接近正弦, 从而提高系统的功率因数。在此, 对 PWM 整流技术的应用是为了获得一个可控的逆变器输出电流。本文给出的并网发电系统结构中, 逆变器输出端连接的 3 个电感 L_1, L_2, L_3 , 既能起滤波作用, 也能在整个电路中实现对电流流向的控制。由于电感的电网侧电压被 U_s 所箝制, 因此只要调节电感逆变器侧的基波电压即可控制电感中电流的大小和方向, 这也正是 PWM 整流技术的幅相控制原理^[3]。

当逆变器并入电网运行时, 由于开关管旁路二极管的存在, 实际上逆变器运行在整流和逆变双重功能下。当逆变器开关不工作时, 电网将通过旁路二极管对 C 充电, 但这时 C 的最高电压 u_{Cmax} 也只能达

到 540V, 而在感性无功补偿时, 希望 U_{dc} 达到 700V, 显然纯粹利用整流是不行的。若控制逆变器的开关, 使得逆变器工作在 PWM 整流状态, 此时的逆变器和滤波电感将等效成一个 Boost 电路, 从而实现对 U_{dc} 的提升。图 2 示出逆变系统原理图。

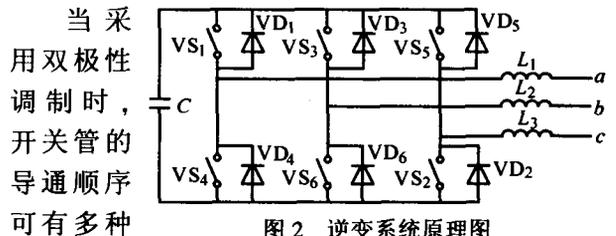


图2 逆变系统原理图

当采用双极性调制时, 开关管的导通顺序可有多种控制方式。表 1 给出了 3 种开关开通和关断的顺序, 这 3 种方式将在不同时段内先后出现。

表1 3种开关方式

序号	方式 1	方式 2	方式 3
1	VS ₄ , VS ₃ , VS ₅ 开 VS ₁ , VS ₂ , VS ₆ 关	VS ₁ , VS ₆ , VS ₂ 开 VS ₃ , VS ₄ , VS ₅ 关	VS ₁ , VS ₃ , VS ₂ 开 VS ₆ , VS ₄ , VS ₅ 关
2	VS ₄ , VS ₆ , VS ₃ 开 VS ₁ , VS ₂ , VS ₅ 关	VS ₁ , VS ₆ , VS ₃ 开 VS ₃ , VS ₄ , VS ₂ 关	VS ₄ , VS ₃ , VS ₂ 开 VS ₆ , VS ₁ , VS ₅ 关
3	VS ₄ , VS ₆ , VS ₂ 开 VS ₁ , VS ₃ , VS ₅ 关	VS ₁ , VS ₃ , VS ₅ 开 VS ₂ , VS ₄ , VS ₆ 关	VS ₄ , VS ₆ , VS ₂ 开 VS ₃ , VS ₁ , VS ₅ 关
4	VS ₄ , VS ₆ , VS ₃ 开 VS ₁ , VS ₂ , VS ₅ 关	VS ₁ , VS ₆ , VS ₃ 开 VS ₃ , VS ₄ , VS ₂ 关	VS ₄ , VS ₃ , VS ₂ 开 VS ₆ , VS ₁ , VS ₅ 关
5	VS ₄ , VS ₃ , VS ₃ 开 VS ₁ , VS ₂ , VS ₆ 关	VS ₁ , VS ₆ , VS ₂ 开 VS ₃ , VS ₄ , VS ₅ 关	VS ₁ , VS ₃ , VS ₂ 开 VS ₆ , VS ₄ , VS ₅ 关
6	VS ₁ , VS ₃ , VS ₅ 开 VS ₄ , VS ₂ , VS ₆ 关	VS ₄ , VS ₆ , VS ₂ 开 VS ₃ , VS ₁ , VS ₅ 关	VS ₁ , VS ₃ , VS ₃ 开 VS ₆ , VS ₄ , VS ₂ 关

鉴于篇幅, 本文只讨论方式 1 工作状态下的电压与电流关系, 其它方式可通过同样的方法进行分析。由于开关频率比较高, 设定为 20kHz, 在一个开关周期内可假定 U_s 不变, 假设此时的三相线电压分别为 $U_{ba}=280V, U_{ca}=540V, U_{cb}=260V$ 。图 3 给出不同开关方式下的电路拓扑结构。

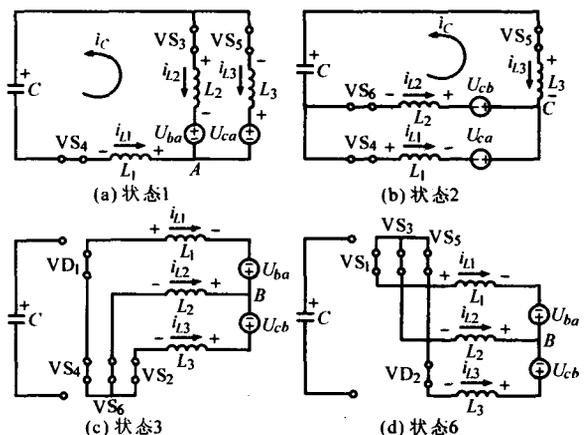


图3 不同开关方式下的电路拓扑结构

(1) 状态 1 (VS₄, VS₃, VS₅ 开; VS₁, VS₂, VS₆ 关)
图 3a 为 VS₄, VS₃, VS₅ 开; VS₁, VS₂, VS₆ 关的开

关状态拓扑结构。在该状态下, VS_4, VS_3 和 VS_5 形成环路。 L_1 和 L_3 的电流 i_{L1} 和 i_{L3} 下降, L_2 的电流 i_{L2} 上升, 此时 C 充电。由图可见, 若向 C 充电, i_{L1} 必须为正值, 此时虽然 VS_4 开通, 但电流方向从开关管的 S 极流向 D 极, 因此实际上是 VD_4 导通。 i_{L2} 和 i_{L3} 中至少一个为负, 由于开关管旁路二极管的存在, 因此无论哪个电流为负, 电流拓扑都不受影响。

(2) 状态 2 (VS_4, VS_6, VS_5 开; VS_1, VS_2, VS_3 关)

图 3b 为 VS_4, VS_6, VS_5 开; VS_1, VS_2, VS_3 关的开关状态拓扑结构。在该状态下, VS_4, VS_6 和 VS_5 形成环路。 i_{L1} 和 i_{L3} 上升, i_{L2} 下降, 此时 C 充电。与状态 1 类似。 i_{L3} 为负值, 电流通过 VD_5 流向 C 。

(3) 状态 3 (VS_4, VS_6, VS_2 开; VS_1, VS_3, VS_5 关)

图 3c 为 VS_4, VS_6, VS_2 开; VS_1, VS_3, VS_5 关的开关状态拓扑结构。在该状态下, VS_2, VS_4, VS_6 和 VD_1 形成环路。 i_{L2} 和 i_{L3} 下降, i_{L1} 上升, C 上的电压 u_C 不变。由于 $U_c = 540V > 0V$, 此时 i_{L1} 为正, i_{L3} 为负。

(4) 状态 4 (VS_4, VS_6, VS_5 开; VS_1, VS_2, VS_3 关)

该工作状态同于状态 2。

(5) 状态 5 (VS_4, VS_3, VS_5 开; VS_1, VS_2, VS_6 关)

该工作状态同于状态 1。

(6) 状态 6 (VS_1, VS_3, VS_5 开; VS_4, VS_2, VS_6 关)

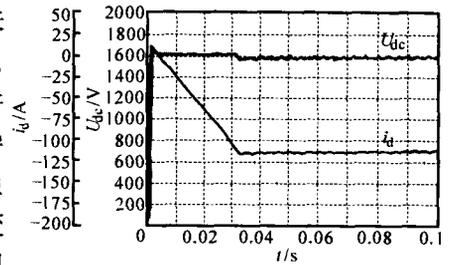
图 3d 为 VS_1, VS_3, VS_5 开; VS_4, VS_2, VS_6 关的工作状态拓扑结构。在该状态下, VS_1, VS_3, VS_5 和 VD_2 形成环路。 i_{L2} 和 i_{L3} 下降, i_{L1} 上升, u_C 不变。由于 $U_c = 540V > 0V$, 此时 i_{L1} 为正, i_{L3} 为负。

由上述分析可见, 在上桥臂或下桥臂同时开通, 即时段 3 和时段 6 时, 电网对电感进行充电, u_C 不变; 而在其它 4 个时段, 电感放电的同时, 对 C 进行充电。这一过程实际上实现了对 u_C 的提升, 符合 Boost 电路特性。由此发现, 只要控制逆变器开关的导通顺序, 就能对输出电感中的电流进行控制, 从而调节 u_C 。

4 仿真与实验结果

基于 Matlab 建立了光伏并网发电系统的仿真模型, 并单独对 U_{dc} 控制进行了仿真分析, 其结果发现, 当不对逆变器开关进行控制时, U_{dc} 在旁路二极管的作用下最终约能稳定在 540V, 当系统引入直流侧的闭环控制, 则将 U_{dc}^* 设定为 700V。图 4 示出 U_{dc} 与逆变器输出 i_d 分量的仿真结果。其中 i_d 是逆变器输出电流经过 d, q 变换后得到的实际输出 i_d 分量。在开关合闸瞬间, 因 $u_C = 0$, 此时出现一个较大的冲击电流, 使 U_{dc} 迅速上升到一个较高值, 即 1.7kV。当 U_{dc} 稳定后, 最终在 700V 附近波动。不考虑有功输出, 即光伏电池无输出, 则在理想情况下, U_{dc} 维持恒

定, 但因开关损耗的存在, U_{dc} 将下降并低于 U_{dc}^* , 导致 i_d^* 变为负值, 此时逆变器将从电网



吸收 i_d , 从而维持 U_{dc} 恒定。当 $U_{dc} > 700V$ 时, i_d^* 变为正, 此时逆变器将输出一部分 i_d , 并使 U_{dc} 下降到 700V。

仿真还发现, 当系统工作在无功补偿状态时, U_{dc}^* 受到无功补偿量的影响, 同时也受到逆变器调制深度及输出电感大小的影响。无功补偿需求量越大, U_{dc}^* 也就越大; 逆变器调制深度越大, 则在一定的 U_{dc}^* 下能补偿更大的无功功率; 输出电感越大, 在一定无功补偿量时 U_{dc}^* 也越大。这是因为逆变器输出的 i_w , 其性质与大小是由逆变器的输出基波幅值和 U_s 幅值决定的。

图 5 示出某一时间段, 即仿真时间为 0.0566s~0.0568s 内 L_1 上的电压 u_{L1} 和电流 i_{L1} 波形以及对应的开关状态。

图 5a 为对应开关状态下 $VS_1 \sim VS_6$ 的触发脉冲 $V_{gvs1} \sim V_{gvs6}$ 波形; 图 5b 为不同开关状态下的 u_{L1} 和 i_{L1} 波形。图 5a 表明, 这一时间段的开关状态正好对应前述的方式 1; 图 5b 验证了方式 1 下 u_{L1} 和 i_{L1} 的变化规律。仿真结果还表明, 该时间段的 i_{L1} 始终为正值; i_{L3} 始终为负值; i_{L2} 在一个较大的范围内正负交替变化。另外, 虽然状态 1 和状态 5 相同, 但因二者持续的时间不一样, 故 L_1 上的电压、电流变化趋势相同, 但幅值却不尽相同。这点, 状态 2 和状态 4 也一样。

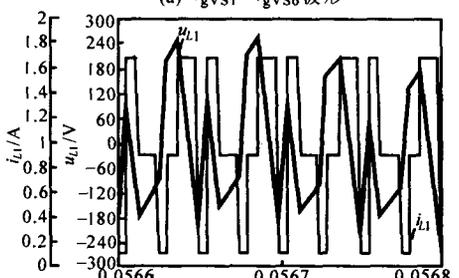
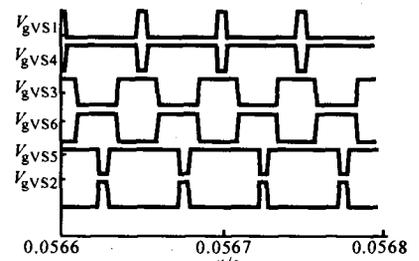


图 5 仿真波形

仿真结果分析表明, 控制 $V_{gvs1} \sim V_{gvs6}$, 可以改变逆变器输出滤波电感上电压、电流的方向和幅值, 从

而实现对 U_{dc} 的调节。由于受开关频率的限制, U_{dc} 出现了一定的波动, 开关频率越大, 电压纹波越小。

针对该设计方案, 以 TMS320F240 型 DSP 和 PM25RSB120 型 IPM 构建了光伏并网发电系统的逆变实验电路。滤波电感设计值为 $450\mu\text{H}$, 磁芯采用铁氧体, 气隙设定为 2.2mm 。逆变器采用 SPWM 控制, 载波频率 $f_c=12\text{kHz}$, 调制深度 $d=0.9$ 。实验电路中, 该系统通过一个 10kVA 的调压器和一个三相隔离变压器连接到电网。为方便起见, 测试时设定调压器的输出电压有效值为 30.8V , 即输出滤波电感电网侧的电压值。图 6 给出分别设定 $i_d=-1\text{A}$ 和 $i_d=-3\text{A}$ 时, 逆变器的输出电流 i_o 、逆变器直流侧电流 I_{dk} 及 U_{dk} 波形。



图 6 实验结果

其中对 i_o 的测量放大倍数为 2.2 ; I_{dk} 的测量放大倍数为 0.27 ; U_{dk} 的测量放大倍数为 0.00225 。由图 6a 可得, U_{dk} 的测量值为 328mV , 对应的 $U_{dk}=145.8\text{V}$; 由图 6b 可得, U_{dk} 的测量值为 516mV , 对应的 $U_{dk}=229.3\text{V}$ 。当逆变器不工作时, 直流侧通过逆变

桥的整流作用得到电压测量值为 84.4mV , 对应的 $U_{dk}=37.5\text{V}$ 。实验结果表明, 当设定的 i_d 为负时, 即逆变器向电网吸收 P_d 时, U_{dk} 得到提升。而且 U_{dk} 的幅值可通过控制 i_d 的设定值进行调节。

5 结束语

提出的多功能光伏并网发电系统很好地解决了光伏电池输出能力降低时, 系统利用率下降的问题。由于直流侧没有蓄电池等储能设备, 光伏源输出有功功率的降低, 导致了直流侧电压不能维持恒定。本文利用 PWM 整流技术中的 Boost 特性, 通过控制逆变器开关导通顺序来控制逆变器输出有功电流的方向和大小, 从而调节直流侧电压。这一方法不仅有效, 而且实现起来简单, 有功电流的方向和大小由直流侧电压与参考电压的偏差决定。在直流侧电压维持恒定的前提下, 系统的无功补偿特性并不受有功电流控制的影响。

参考文献

- [1] 赵玉文. 太阳能利用的发展概况和未来趋势[J]. 中国电力. 2003, 38(9):63~69.
- [2] 禹华军, 潘俊民. 一种同时实现无功补偿的光伏并网发电技术[J]. 上海交通大学学报(2005 年增刊, 待发表).
- [3] 李伟, 张黎. 两种 PWM 整流器控制方法的比较和仿真[J]. 吉林电力. 2001, 5:36~39.

(上接第 115 页) 该图表明, 在 VS_1 开通前, 其 u_{dkVS1} 已下降到零, 从而实现了零电压开通; 通过 C_{VS} , 可实现零电压关断, 这验证了理论分析的正确性。

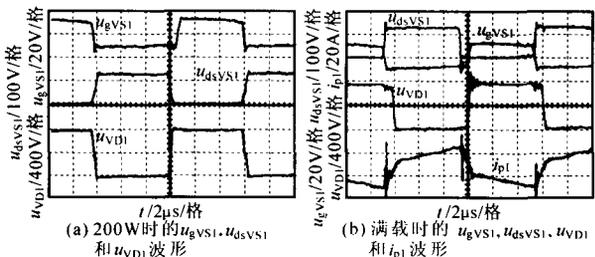


图 3 u_{gVS1} , u_{dkVS1} , u_{VDI} 和 i_{p1} 的实验波形

图 4a 示出不同 P_o 时样机的效率 η 曲线, 其最高时可达 93.5% , 满载时可为 90.5% 。图 4b 示出不同 L_{lk} 下, U_o 随 I_o 变化的外特性曲线。可见, U_o 随 I_o 的增加而下降, L_{lk} 越大, 外特性越软, 实现 ZVS 的范围越宽; L_{lk} 越小, 外特性越硬, 实现 ZVS 的范围越窄。

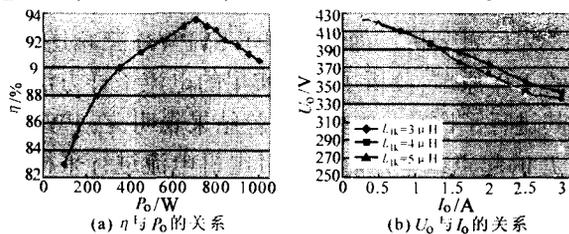


图 4 η 与 P_o 和 U_o 与 I_o 的关系

因此应综合考虑各方面因素, 合理选择 L_{lk} 的大小。对图 4b 轻载时 U_o 高于 $nU_{in}=420\text{V}$ 作以下解释, 即轻载时, 因 I_o 断续, 开关管导通时是励磁电流通过 VD_{VS1} 续流, 变压器初级绕组的电压将是 U_{in} 加上 VD_{VS1} 的压降, 所以 U_o 将会高于 nU_{in} , 即高于 420V 。

6 结论

介绍了一种新颖的零电压开关推挽正激直流变压器, 它通过漏感实现开关管的零电压开关。本文分析了其实现零电压开关的条件和输出电压的外特性, 它将被广泛用于两级结构的系统中。

参考文献

- [1] G Ivensky, A Abramovitz, M Gulko, et al. A Resonant DC-DC Transformer [A]. IEEE APEC '92[C].1992:731~737.
- [2] Jianping Ying, Qihua Zhu, Hua Lin, et al. A Zero-voltage-switching (ZVS) Push-pull DC/DC Converter for UPS[A]. IEEE PEDS '03[C].2003:1495~1499.
- [3] Mweene L H, Otten D M, Schlecht M F. A High-efficiency 1.5kW, 390~50V half-bridge Converter Operated at 100% Duty-ratio[A]. IEEE APEC '92[C].1992:723~730.
- [4] Yuancheng Ren, Ming Xu, Kaiwei Yao, et al. Two-Stage 48V Power Pod Exploration for 64-Bit Microprocessor[A]. IEEE APEC '03[C].2003:426~431.