

# 设计高性能 65W 双路输出 1/4 砖型模块电源的技术介绍

DENSEI-LAMBDA 电盛兰达公司

摘要：本文介绍了设计 65W 双路输出 1/4 砖型模块电源 PAQ65D48-\* 系列的技术，包括应用有源嵌位软开关单端正激变换技术，双路同步整流技术，第二路输出采用电子模拟磁饱和和放大器（斩波式稳压器）技术以及应用多层印刷电路板制作功率线圈。由于这些技术所拥有的公认的诸多优点，采用后大大降低了初、次级开关元件的电压应力，大大降低了二次侧整流损耗，也同时提高了第二路输出的效率，实现了更好的两路电压交互调节特性（可完全空载），以及更佳动态负载响应特性，达到了小型化、薄型化的要求。最后附有必要的实验测试结果。

关键词：标准 1/4 砖型模块电源、有源嵌位软开关单端正激变换、同步整流、电子模拟磁饱和和放大器（斩波式稳压器）、印刷电路板功率线圈

## 一．前言

当今世界信息技术的高速发展，促使其设备在向大容量，高性能及小型化发展的同时，对所使用的电源模块也提出了更高的要求。即外型尺寸更小，厚度更薄；电气特性方面要求电压控制精度更高，动态响应更快，电磁干扰更低等；可靠性方面要求功耗、发热温升更低等等。

## 二．设计方案的确定：

基本性能指标：(1).  $P_{omax}=65W$ ，(2).  $V_{in} = 36\sim 76VDC$ ，(3).  $V_{o1}/V_{o2} : 5V/3.3V$  等多种组合，输出可调范围： $\pm 10\%$ ，(4).  $I_{o1}+I_{o2}=18A$ ， $I_{o1max}=13A$ ， $I_{o2max}=16A$ ，(5). 效率  $\eta = 90\%$  (5V/3.3V 组合)，(6). 标准 1/4 砖型结构尺寸，(7). 基本模块厚度低于 9mm。

1. 主变换电路选择：经对比单端正激式、准谐振式、ZVS 全桥相移式及有源嵌位单管正激等几种变换方式，采用有源嵌位软开关单管正激方式。其显著特点是功率器件较少，控制相对简便可靠；固定的工作频率有利于输入滤波器的设计；初、次级开关电压应力更低，初级导通损耗低，开关损耗低；变压器利用率更高，变压器波形好，使通过耦合对二次侧同步驱动更易实现。二次侧用同步整流方式，经对比了几种诸如两路单独变换、主输出降压变换、可饱和磁放大器等方式，确定用电子模拟磁放大器（斩波式稳压器）方式做为第二路稳压方式。即用一只 MOS 管替代磁放大器电感，通过模拟磁放大器原理调节此开关管的导通时间实现稳压。实际对变压器次级电压进行了斩波。这样最大限度减少了磁性功率器件的数量，提高了变换效率，充分发挥了线路的效能。这使得二次侧具有一系列优点，如两路输出无需最小负载；因占空比不必变化很大，大范围动态响应同样好；两路输出的交互负载调整率很低等等。

2. 机械结构设计：为实现 1/4 砖标准要求 36.8mm 50.8mm，选用新型小尺寸 SMD 封装功率开关器件，第二路输出滤波电感选用标准 SMD 平面型产品以及采用 PCB 板制作变压器及电感线圈，上层元件高度 3.3mm，下层元件 3.55mm，PCB 板厚度 2.05mm，则总厚度 8.9mm。最终保证了在 1/4 砖小面积上完成设计指标要求。

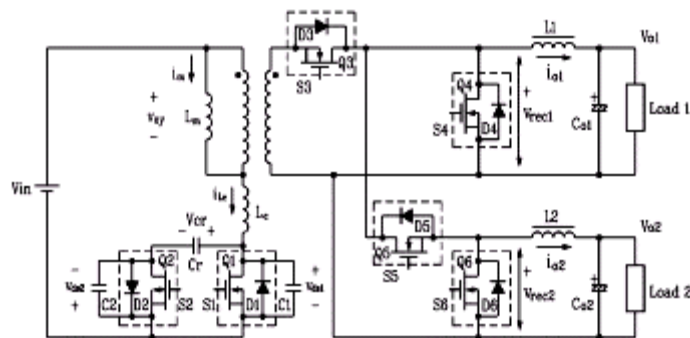


图 1.有源嵌位单端正激变换及电子模拟磁放大器原理

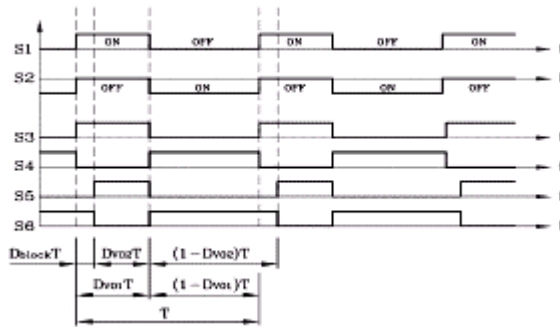


图 2. 开关管 S1, S2, ..., S6 的驱动电压波形

### 三. 工作原理：

#### 1. 线路拓扑结构及简要说明：

如图 1 所示， $L_m$  表示变压器初级励磁电感， $L_e$  表示初级漏感， $C_r$  是变压器复位嵌位电容， $C_1$ 、 $C_2$  分别是 MOS 管 Q1、Q2 的寄生电容， $D_1$ 、 $D_2$  是 Q1、Q2 固有的体二极管，各 MOS 管的沟道与并联的体二极管组成总开关，S3、S4 是二次侧主输出的同步整流续流开关管，S5、S6 是第二路输出的整流续流开关管。其中 S2 选用 P 沟道 MOS 管，便于设计它的驱动电路。另外注意 S5 的体二极管方向。

各开关管 S1, S2, ..., S6 的驱动电压时序波形如图 2 所示，在 S1 与 S2 驱动信号之间设有一定的死区以完成软开关过渡过程。另外，参数设置要保证初级电感  $L_m$  与  $C_r$  的谐振频率小于变换器的工作频率  $f_s$ 。

基本关系式：

$D_{vo1}$ ---主路导通占空比， $D_{vo2}$ ---第二路导通占空比， $n$ ---变压器变比

- (1). 根据变压器等效伏-秒公式， $C_r$  上的电压为  $V_{cr} = V_{in} / (1 - D_{vo1})$
- (2). 根据输出电感的等效伏-秒公式，有  $nV_{o1} / V_{in} = D_{vo1}$
- (3). 对于第二路输出有  $nV_{o2} / V_{in} = D_{vo2}$

S5 的导通量与 S3 的导通量相差： $D_{block} = D_{vo1} - D_{vo2}$ ，因此  $V_{o1} < V_{o2}$ 。

#### 2. 工作过程分析：

(1). 稳态波形如图 3 所示，以一个稳态周期为例，分为从 M1 到 M10 的 10 个阶段进行分析。各阶段的等效电路如图 4 所示。其中 M1 到 M3 阶段是功率由变压器向二次侧传输过程，在 M3 阶段同时又向第二路输出传送功率。M2 阶段是第二通道开关 S5 与 S6 换流过程（即续流转向整流），M4 与 M5 阶段是软开关过渡过程，M5 与 M6 阶段和 M9, M10 阶段同样是由于变压器初级漏感的作用形成的二次侧输出换流阶段。

(2). 以下从 M1 阶段分析，注意开关 S 的导通包括 MOS 管沟道 Q 导通与体二极管 D 导通。

M1 阶段：( S1, S3, S6 导通, S2, S4, S5 关断 )

S1 导通， $V_{in}$  加至变压器初级，功率传至二次侧第一通道。S5 尚未导通，S6 处于续流状态，这阶段到 S5 开始导通结束。

M2 阶段：( S1, S3, S5, S6 导通, S2, S4 关断 )

第二通道开始由变压器供电。在 S5 导通之前，Q6 沟道关断，靠体二极管 D6 续流。S5 一开始导通，S5 与 S6 开始换流。注意在这一换流过程中，变压器次级线圈有一瞬间电压跌落。这一跌落的程度取决于 S5 导通速度，变压器初级漏感以及第二路输出电流的大小。假设 S5 瞬间导通， $V_{in}$  将全部加在初级漏感  $L_e$  上。使二次侧出现电压瞬间跌落至零。这阶段至 S6 关断为止。

M3 阶段：( S1, S3, S5 导通, S2, S4, S6 关断 )

第一、第二路输出完全由变压器供电。

M4 阶段 : ( S3 , S5 导通 , S1 , S2 , S4 , S6 关断 )

Q1 关断的过渡。从 Q1 关断开始,  $i_{Le}$  基本恒定, C1 线性充电, C2 通过  $C_r$  线性放电, 这一阶段至 C1 被充至  $V_{in}$  结束。变压器初级电压降至零。S3 与 S4 换流之前, Q3 沟道应该关断以防止交叉导通。而 Q4、Q6 应在各自换流后导通。Q1 的关断属一定程度的软关断。

M5 阶段 : ( S3 , S4 , S5 , S6 导通 , S1 , S2 关断 )

Q1 关断后初、次级的继续过渡。变压器初、次级电压降为零, 无功率传输。Le 与 C1, C2 谐振, C1 充电上升至  $V_{cr}$ , C2 通过  $C_r$  通路被放电至零, 此时 Le 经 D2 放电, 这时 Q2 实现 ZVS 导通。在二次侧, S3 与 S4, S5 与 S6 继续换流。

M6 阶段 : ( S2 , S3 , S4 , S5 , S6 导通 , S1 关断 )

Q2 导通时初、次级的过渡。变压器初级电压仍被嵌位在零电压。Cr 开始通过 Q2 向 Le 加上电压  $V_{cr}-V_{in}$ , 使  $i_{Le}$  下降, 当  $i_{Le}$  降至与  $i_m$  相等时, 这一阶段结束。在二次侧, S3 与 S4, S5 与 S6 继续换流。

M7 阶段 : ( S2 , S4 , S6 导通 , S1 , S3 , S5 关断 )

Q2 导通后初、次级的继续过渡。Cr 以电压  $V_{cr}-V_{in}$  使变压器复位, 二次侧完全由 S4, S6 续流。

M8 阶段 : ( S4 , S6 导通 , S1 , S2 , S3 , S5 关断 ) S2 关断的过渡。

M9 阶段 : ( S3 , S4 , S6 导通 , S1 , S2 , S5 关断 ) S2 关断后初、次级的继续过渡。

M10 阶段 : ( S1 , S3 , S4 , S6 导通 , S2 , S5 关断 ) S1 导通的过渡。

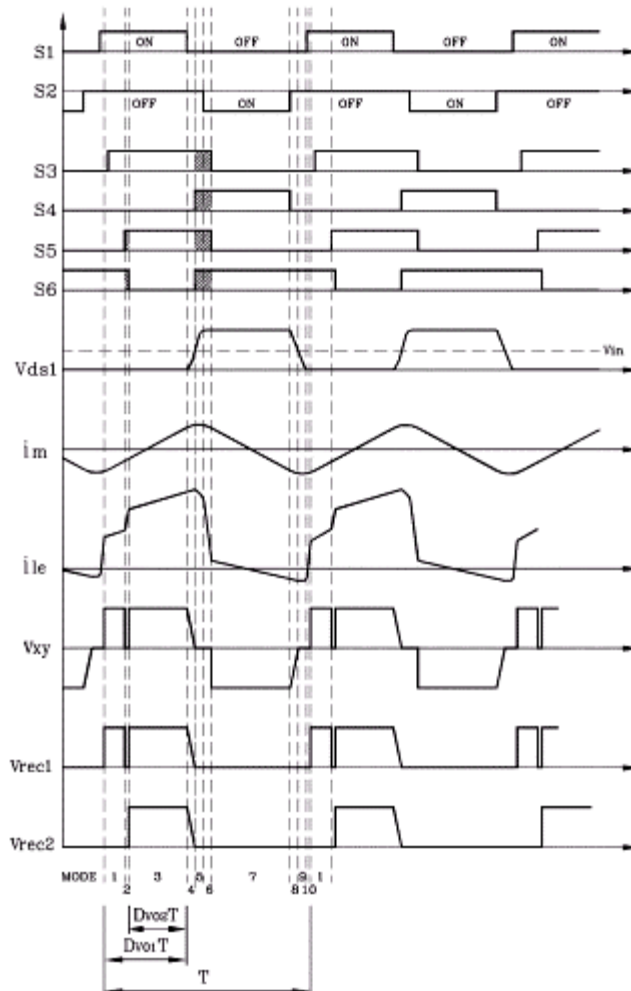


图 3. 稳态时的相关电流电压原理性波形图

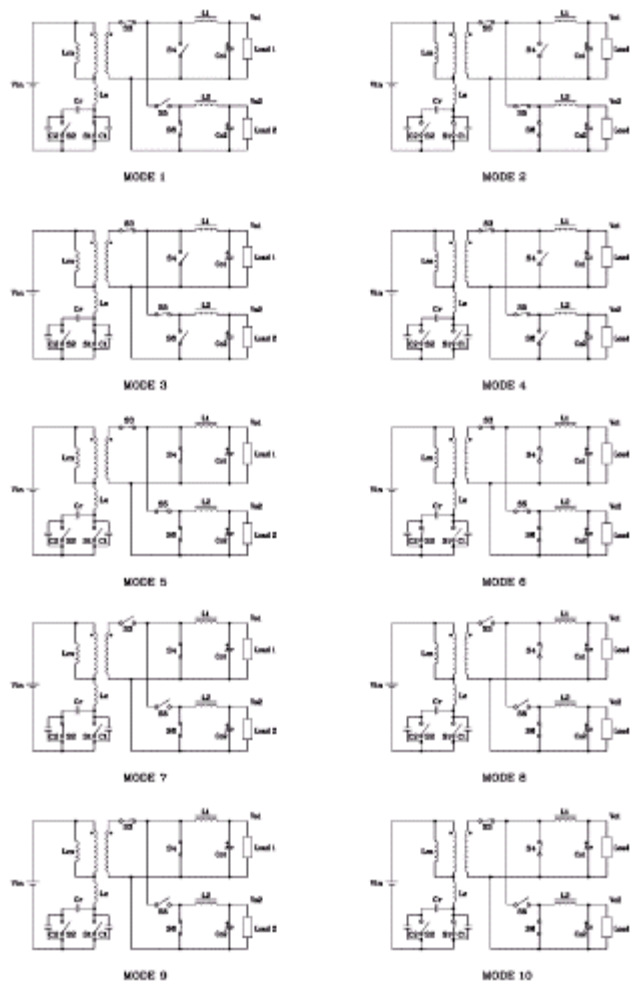


图 4. 各不同阶段的等效电路

这三个阶段相应地分别与 M4, M5, M6 三个阶段的变换过程相似。在 M8 阶段, S1, S2 上的电压开始过渡过程,  $i_m$  使 C1 线性放电, C2 线性充电。M9 阶段,  $L_e$  与 C1, C2 的谐振作用使 C1 放电, C2 充电继续进行。与 M2 和 M3 阶段相比, 使 S1 达到 ZVS 过渡更困难, 因为没有等效负载电流对谐振环进行补充。但在设计上, 如果通过减小励磁电感, 使励磁电流有较大峰-峰值, 可以达到 ZVS 过渡。但是这样在谐振环路中会有较大环流引起较大损耗, 这与主变换器工作频率也有关。然而实际上, S1 的导通过程是 ZCS 过渡。在 M9, M10 阶段, S3 (D3) 和 S4 (D4) 开始换流, 当 S3 完全导通后, 这一阶段结束, 然后回到 M1 阶段, 完成一个完整周期的变换。

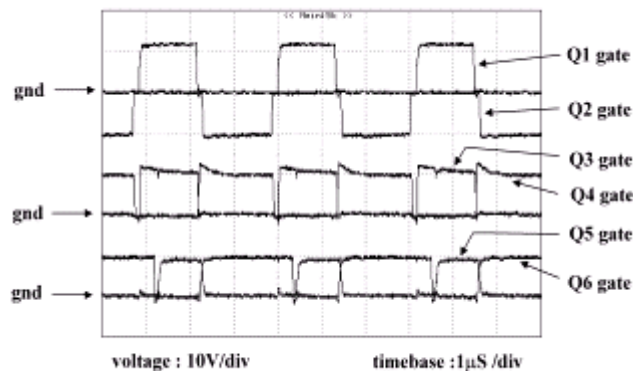


图 5. 开关管驱动电压波形图

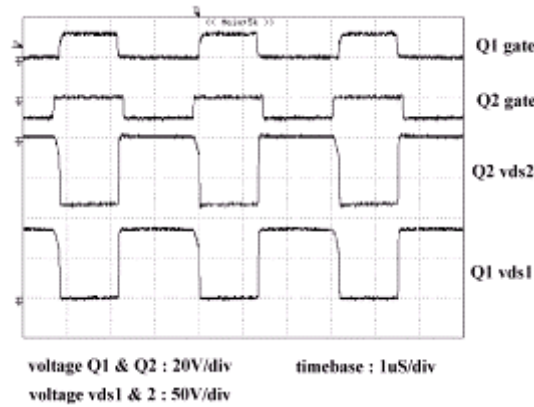


图 6. 开关管 Q1 、 Q2 驱动及漏极电压波形

四. 实验结果：

1. 测试条件： $V_{in}=48V$ ,  $V_{o1}=5V$ ,  $V_{o2}=3.3V$ ,  $I_{o1}=6.5A$ （半载）， $I_{o2}=8A$ （半载）
2. 各开关管驱动电压波形如图 5 所示，Q1 与 Q2 驱动时序有一定死区以完成软开关过渡。Q5、Q6 驱动波形虽有一定交叉，但此刻变压器不传输功率，不会引起交叉导通损耗问题。从放大的图 7(a)中明显看出，在 Q1 关断 Q2 导通的过渡过程中，Q1 实现软关断，Q2 是零电压导通。图 7(b)所示为 Q2 关断 Q1 导通的过渡过程，Q2 是软关断；Q1 如前所述不是零电压导通，但可看出 Q1 实现了零电流导通，而且从总体效率指标比较，这样的结果最好。

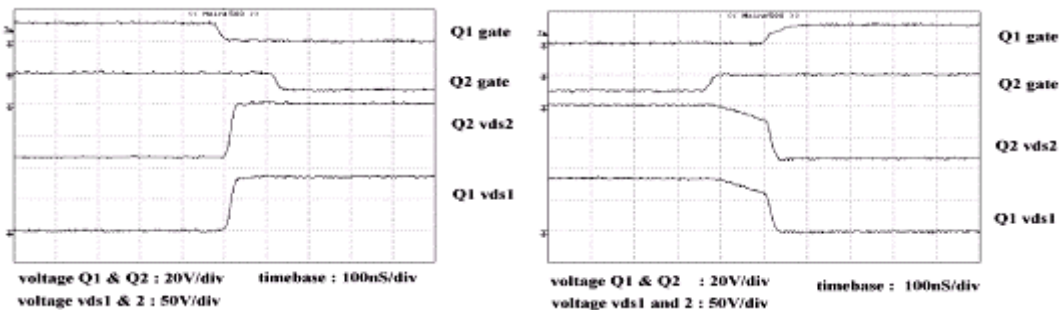


图 7. 放大量程后开关管 Q1 、 Q2 驱动及漏极电压过渡波形

图 8 显示 S5 的调节作用，即对整流前变压器二次侧的输出电压进行了斩波。

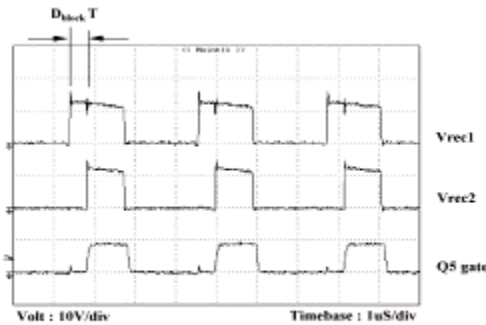


图 8.二次侧第一、第二路输出整流前电压波形

图 9 是实测的效率-负载曲线，在轻载时就有较高的效率，在半载至满载时，效率一直保持在 90%左右。

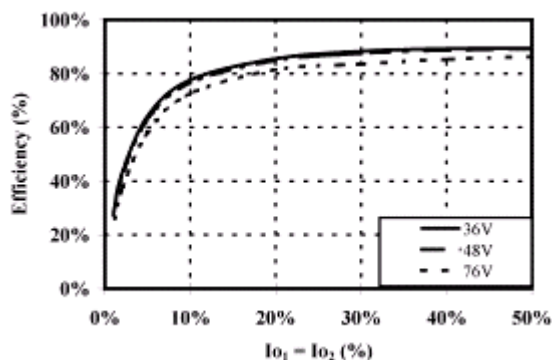
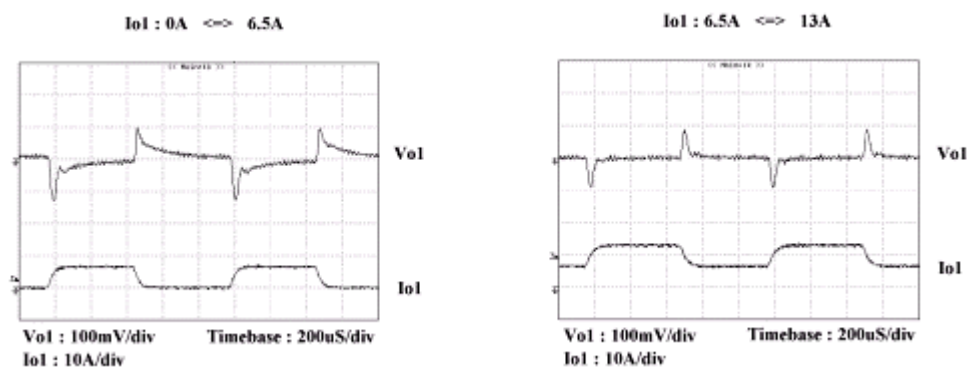


图 9. 实测的效率-负载曲线



(a) 图 10. 动态负载响应特性

(b)

图 10 显示动态负载响应快,电压变动小。如图 10(a)所示,当  $I_{o1}$  从 0->6.5A 变动时,电压变化量只有 120mV,恢复时间小于 250ms。

## 五. 结束语：

以上理论分析及实验数据表明，应用所介绍的技术使这款双路输出 1/4 砖型模块电源表现出优异的特性。其它特性还有诸如双路输出可各自调整；在各种不同负载条件下，输出电压极为稳定；可靠性很高等等，解决了以往其它双路输出电源存在的许多问题。本系列产品现已量产，并广泛应用于通讯等领域。