

第 1 章 DC-DC 变换器模块应用与选型

1.1 Vicor DC-DC 变换器模块应用与选型

1.1.1 概述

零电流开关是 Vicor 模块的核心技术，由于采用了这种技术，Vicor 变换器的工作频率可超过 1MHz，效率高于 80%，功率密度比传统的变换器高出 10 倍以上。

零电流开关变换器基本电路如图 1-1 所示。当 MOSFET 开关管导通时，能量从输入直流电源传输到 LC 谐振电路。该谐振电路由变压器 T1 的固有漏感和 T1 次级的电容 C 组成。MOSFET 导通后，近似半波正弦波的电流会流过开关管，使开关管在零电流状态下导通；当电流下降到零时，开关管便会关断。在该电路中，由于整流管 VD1 只容许单向能量传输，所以不可能产生全波谐振或双向能量传输。接在谐振电容后面的低通滤波器（L0, C0）用于降低输出直流电压的纹波。采用零电流开关技术后，输入能量可以无损耗地传输到输出端，同时，还可大大减小传导噪声和辐射噪声。

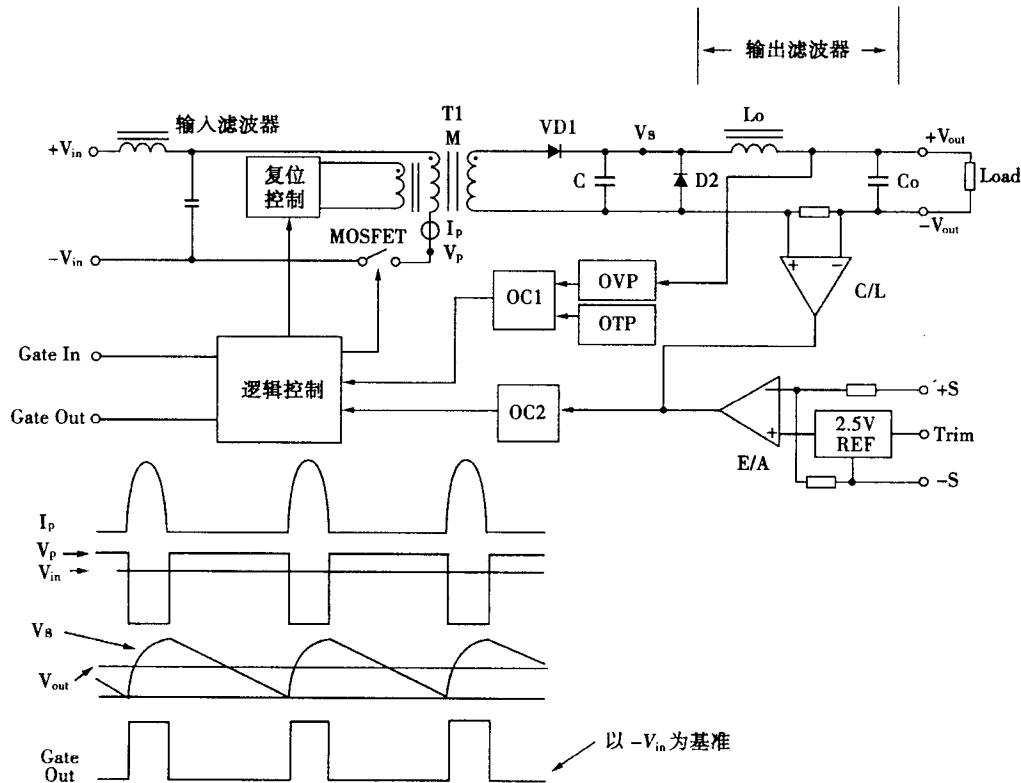


图 1-1 零电流开关 DC-DC 变换器基本电路和波形

1.1.2 引脚说明

VI-200、VI-J00 系列 DC-DC 变换器模块引脚排列如图 1-2 所示。引脚功能如下所述。

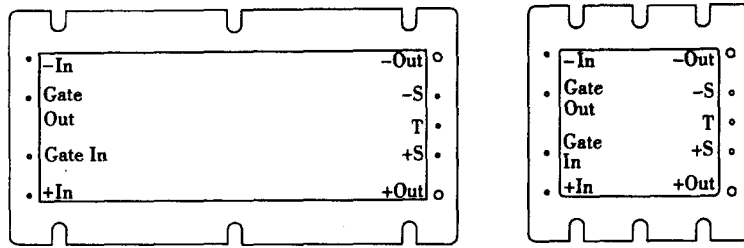


图 1-2 VI-200、VI-J00 系列模块引脚排列

1. -IN, +IN

-IN, +IN 为直流电压输入脚。VI-200、VI-J00、MI-200 和 MI-J00 系列模块的额定输入电压及输入电压范围如表 1-1 (a) 和表 1-1 (b) 所列。

表 1-1 (a) VI-200、VI-J00 模块输入电压范围

代号	最小值/V	额定值/V	最大值/V
0	10	12	20
1	21	24	32
W	18	24	36
2	21	36	56
3	42	48	60
N	36	48	76
4	55	72	100
T	66	110	160
5	100	150	200
6	200	300	400
7	100	150/300	375

表 1-1 (b) MI-200、MI-J00 输入电压范围

代号	最小值/V	额定值/V	最大值/V
2	18	28	50
5	100	155	210
6	125	270	400
7	100	165	310

2. Gate Out, Gate In

Gate Out 为控制信号输出脚。稳压电源驱动模块的 Gate Out 端输出的脉冲信号，用于同步驱动功率倍增模块的 Gate In 端，以便实现驱动器模块和倍增器模块之间的电流均分。在电源系统中，以并联形式接入更多倍增模块（一个模块的 Gate Out 端接到下一个模块的 Gate In 端）可使稳压电源有无限扩充功率的能力。

Gate In 为控制信号输入脚。驱动器模块上的 Gate In 端，可用作逻辑控制（启动/停止）的输入端。当 Gate In 脚的电平拉低时（以 $-V_{in}$ 为参考电位，输出电流为 6mA，电压 $< 0.65V$ ），该模块被关断，当 Gate In 脚悬空时（开路集电极）该模块导通，Gate In 脚的开路电压小于 10V。

3. -Out, +Out

-Out, +Out 为直流电压输出脚。VI-200、VI-J00、MI-200 和 MI-100 系列模块的输出电压和功率如表 1-2 所列。

4. T (Trim)

T (Trim) 为输出电压调整脚，用以固定地调整或可变地调整模块的输出电压。

调低：模块的输出电压可以调整得低于额定输出电压。但是效率降低，且纹波电压（用输出电压的百分数表示）上升，同时由于输入电压下移，所以输入电压的范围增加。

调高：模块的输出电压也可以调整得高于额定输出电压，此时，各参数的变化与电压调低时的相反。

表 1-2 (a) VI-200、VI-J00 模块输出电压和功率

输出电压 (U_{out})	输出功率或电流	
	VI-200	VI-J00
<5	10~40A	5~20A
≥5	50~200W	25~100W

表 1-2 (b) MI-200、MI-J00 模块输出电压和功率

输出电压 (U_{out})	输出功率或电流	
	MI-200	MI-J00
≥5	50~100W	10~50W
<5	10~30A	5~10A

-S +S(-Sense +Sense)

-S +S为输出电压检测脚，可使负载电压维持在规定的输出电压。如果模块的输出电压超过额定值的110%，过压保护电路将动作。-Out端导线的压降不能超过0.25V，否则设定的限流值将增加。如果不需要远距离检测，-S +S脚应分别与模块上的-Out +Out脚相连。

1.1.3 输出电压调整

1. 概述

模块的许多参数（比如效率、纹波电压和输入电压范围等）都与设定的输出电压有关。模块的输出电压调低时，效率下降；同时由于纹波电压是用输出电压 U_{out} 的百分数表示的，所以纹波电压将上升。此外，由于输入电压失脱（稳压失却下移）减少，所以输入电压的范围变宽。当模块的输出电压调高时，对各参数的影响与上述情况相反。

所有模块都有固定的限流值，过压保护设定点也是固定的。输出电压调整后，这些参数均不会改变。当输出电压调低时，限流设定点维持不变，因此，输出电压调低后，模块的输出功率将降低。

Vicor 变换器输出电压的调节范围为额定输出电压的 $\pm 10\%$ ，而部分模块可调低至额定输出电压的50%。

模块的输出电压不可能调到额定输出电压的110%以上，因为此时过压保护可能已生效。当模块的输出电压调高后，输出功率也不能超过额定值。

以下介绍 VI-200、MI-200、VI-J00、MI-J00 模块输出电压的调节方法（额定值的50%~110%）。

3.3V输出电压模块采用2.5V带隙基准（Bandgap Reference）及10kΩ内设电阻。2.0V输出电压模块，应以0.97V带隙基准及3.88kΩ内设电阻来计算微调输出电压的电阻值。

电阻采用1/4W。当任何模块的输出电压调低时，应预先加入一定的负载，使输出功率维持在额定输出功率的1%。当模块的输出电压调整到额定电压的75%以下时，必须预先加入较大的预加载。

2. 可变输出电压调整电路

为了得到可变的输出电压，模块必须外接电阻网络，如图1-3所示。调整10kΩ电位器（R7），输出电压可在额定值的-20%到+10%之间调整。

电阻R6用于限制输出电压调低的范围。对于给定的调整百分数来说，R6的阻值与模块的输出电压值无关。R6的阻值与输出电压调低百分数的关系如表1-3所列。

1) 输出电压调低20%

输出电压需要调低20%时，必须将模块调整脚内的2.5V带隙基准电压降低20%，如图1-4所示。

$$U_1 = 2.5V - 2.5V \times 20\% = 2V$$

因此：

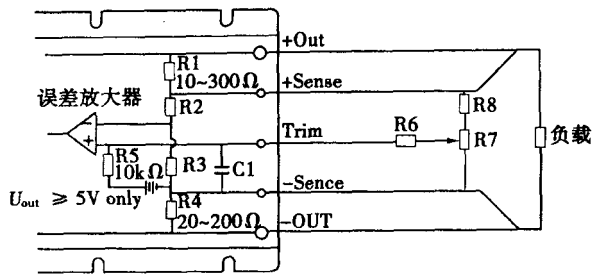


图 1-3 可变输出电压调整电路

表 1-3 R6 的阻值与输出电压调低百分数的关系

百分数/%	阻值/kΩ	百分数/%	阻值/kΩ
-5	190	-55	8.2
-10	90	-60	6.7
-15	56.7	-65	5.4
-20	40	-70	4.3
-25	30	-75	3.3
-30	23.3	-80	2.5
-35	18.6	-85	1.8
-40	15	-90	1.1
-45	12.2	-95	0.526
-50	10		

因为 $I_{R5} = I_{R6}$ ，所以 R6 两端的压降

$$U_{R6} = 40k\Omega \times 25\mu A = 1V$$

因此 $U2 = 2.75V + 1V = 3.75V$ 。流过 10kΩ 电位器 R7 的电流为

$$I_{R7} = \frac{U2}{R7} = \frac{3.75V}{10k\Omega} = 375\mu A$$

根据克希荷夫电流定律，流过 R8 中的电流应为

$$I_{R8} = I_{R7} + I_{R6} = 400\mu A$$

R8 两端的电压应为

$$U_{R8} = (U_{out} + U_{out} \times 10\%) - U2 = 13.2V - 3.75V = 9.45V$$

已知 R8 两端的电压和流过 R8 的电流，所以 R8 的阻值应为

$$R8 = \frac{9.45V}{400\mu A} = 23.63k\Omega$$

采用这样的电阻值，12V 模块的输出电压往上可调至 13.2V，往下可调至 9.6V。对其他额定输出电压的模块，利用同样方法，可计算出调整输出电压所需的电阻阻值。

3. 固定输出电压调整电路

外接一只电阻就可将变换器的输出电压调高或调低，如图 1-6 所示。电阻 R_u 用于调高输出电压，电阻 R_d 用于调低输出电压。

1) 调高固定输出电压（从 12V 调到 12.6V）

R_u 的阻值可按下述方法计算：

$$U1 \cdot 2.5V + 2.5V \times 5\% = 2.625V$$

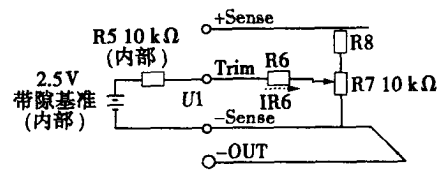


图 1-4 调低输出电压的电路

$$I_{R5} = \frac{(2.5V - 2V)}{10k\Omega} = 50\mu A$$

因为 $I_{R5} = I_{R6} = 50\mu A$

$$\text{所以 } R6 = \frac{2V}{50\mu A} = 40k\Omega$$

这个电阻值将限制输出电压只能向下调整到额定值的 80%。

2) 输出电压调高 10%

为了将输出电压调得比额定值高 +10%，可用下述方法计算 R8 的阻值。R8 阻值与模块的输出电压有关。在图 1-5 所示的实例中，模块输出电压为 12V。为了将输出电压调高 +10%，即达到 13.2V，调整脚的电压应当比 2.5V 带隙基准电压高 10%。

$$U1 \cdot 2.5V + 2.5V \times 10\% = 2.75V$$

$$I_{R5} = \frac{(2.75V - 2.5V)}{10k\Omega} = 25\mu A$$

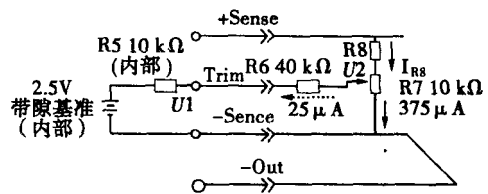


图 1-5 调高输出电压的电路

R5 两端电压等于调整端的电压减去带隙基准电压，即

$$U_{R5} = 2.625V - 2.5V = 0.125V$$

因此，流过 R5 的电流为

$$I_{R5} = \frac{U_{R5}}{R5} = \frac{0.125V}{10k\Omega} = 12.5\mu A$$

R_u 两端的电压等于模块输出电压减去调整脚的电压，即 $U_{R_u} = 12.6V - 2.625V = 9.975V$ ，因此

$$R_u = \frac{9.975V}{12.5\mu A} = 798k\Omega$$

电阻 R_u 应接在调整端 (Trim) 和正取样端 (+Sense) 之间，不能接在调整端与正输出端 (+OUT) 之间，否则正输出线上的压降将作为负载电压的一部分，从而影响负载调整率。输出电压升高到不同数值时，R_u 的阻值如表 1-4 所列。

2 固定输出电压调低 25% (从 24V 调到 18V)

输出电压调低与调高的方法基本相同，要求将 24V 输出电压调低 25% (即调到 18V)。为此，调整脚的电压必须从 2.5V 额定值降低 25%。因此，在调整脚 (Trim) 和负取样脚 (-Sense) 之间应当接入一只电阻 R_d，这样调整脚的电压

$$U1 = 2.5V - 2.5V \times 25\% = 1.875V$$

R5 两端电压等于带隙基准电压与调整脚电压之差，即

$$U_{R5} = 2.5V - 1.875V = 0.625V$$

因此，流过 R₅ 的电流应为

$$I_{R5} = \frac{U_{R5}}{R5} = \frac{0.625V}{10k\Omega} = 62.5\mu A$$

已知电阻 R_d 两端电压和流过它的电流，因此

$$R_d = \frac{(2.5V - 0.625V)}{62.5\mu A} = 30k\Omega$$

电阻 R_d 应接在调整脚 (Trim) 和负取样脚 (-Sense) 之间，不能接在调整脚与负输出脚 (-Out) 之间，否则，负输出线上的压降将作为负载电压的一部分，从而影响负载调整率。各种模块的输出电压要求降低到不同数值时，R_d 的阻值如表 1-5 所列。

表 1-4 固定输出电压升高到不同数值时 R_u 的阻值

固定调高 (R _u)		
额定电压/V	所需电压/V	阻值
5	5.2	261kΩ
	5.5	110kΩ
12	12.5	953kΩ
	13.2	422kΩ
15	15.5	1.62MΩ
	16.5	562kΩ
24	25	2.24MΩ
48	50	4.74MΩ

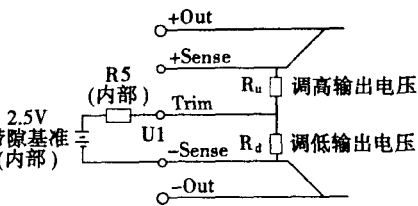


图 1-6 调高固定输出电压的电路

表 1-5 固定输出电压降低到不同数值时 R_d 的阻值

固定调低 (R _d)		
额定电压/V	所需电压/V	阻值/kΩ
5	4.5	90.9
	3.3	19.6
5	2	6.65
	10	49.9
15	13.8	115
24	20	36.5
48	40	49.9
	36	30.1

4. 输出电压动态调整

将电压或电流源加到调整脚，模块的输出电压就可实现动态调整。为此，电压调整脚应由以负取样脚

为基准的电源驱动，以使驱动电压保持在 1.25V~2.75V 之间。调整脚电压从 1.25V 变到 2.5V 时，输出电压将从额定值的 50% 变到 100%。当调整脚电压超过 2.75V（超过额定值的 10%）时，过压保护电路起作用。

说明：输出电压调到低于额定值的 75% 时，必须加入初始负载，该负载的功率应当为额定输出功率的 1%。

1.1.4 用倍增器模块和驱动器模块并联来扩展输出功率

1. 倍增器模块与驱动器模块并联来扩展输出功率

VI-200 和 MI-200 系列 DC-DC 变换器模块分为驱动器和倍增器两种。

驱动器模块可以单独应用，也可与倍增器模块并联，组成数千瓦的电源系统。倍增器模块内没有反馈或控制电路，因此，为了同步工作，必须把倍增器模块的 Gate In 脚接到驱动器模块的 Gate Out 脚。实际应用时，驱动器模块的功率与倍增器模块的功率必须相同。

两种模块的输出端并联时，工作频率相同，各模块的负载电流基本相等。两模块的输出端并联在一起时，模块之间只需要接入一条线；不需要调校输出电压，在不外加元件的情况下，输出均流精度可保持在 5% 以内。

应特别注意：用这种方式扩展输出功率时，倍增器模块的输入电压、输出电压和输出功率都必须与驱动器模块完全相同。

2. 用驱动器模块作倍增器模块扩展输出功率

在某些应用中，需要将驱动器用作倍增器。此时，必须外接电阻，如图 1-7 所示。驱动器通常只作倍增器用，但是，在驱动器发生故障或 Gate Out 信号中断的情况下，用作倍增器的驱动器模块可继续输出已调高的电压。

VI-200、MI-200 驱动器模块均适合用作倍增器。

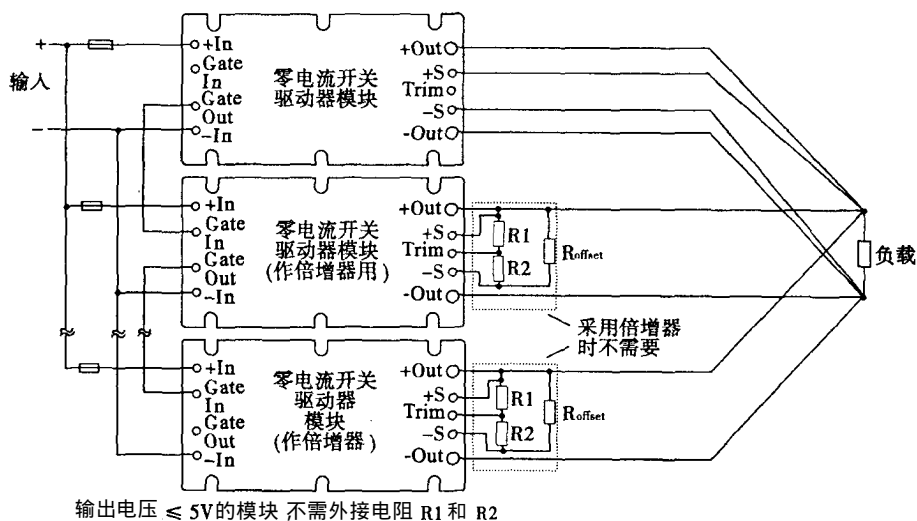


图 1-7 用驱动器模块扩展输出功率

1.1.5 保护特性与保护电路

1. 折返限流特性

所有输出电压等于或小于 5V 的 MI-200 和 VI-200 系列变换器模块，都具有折返限流保护特性（输出电压为 5V 的 VI-100 系列模块采用直线限流保护）。输出电流超过满载电流 ($I_{full\ load}$) 时，输出电压保持恒定不变，直至输出电流达到在极限值 $I_{current\ Limit}$ (I_C)。该极限值比满载额定电流 (I_{max}) 大 5%~25%。输出电流超过极限值 I_C 后，输出电压先沿直线 $I_C - I_b$ 垂直降到 2V 左右。当输出电压等于或小于

2V后,输出电压和电流沿折返线 I_{fb} (图 1-8) 下降到短路电流 $I_{short\ circuit}$ 。短路电流的数值为满载额定电流的 20%~80%。过流状态消失后,模块可自动恢复正常工作。

在实验室测试折返限流保护时,应使用固定电阻负载而不可用恒流负载。因为某些恒流负载有可能把满载电压拉至 0V。

2. 直线限流特性

输出电压高于 5V 的所有 MI-200、VI-200 和 VI-J00 及 MI-J00 变换器模块都具有直线限流特性 (图 1-9)。在输出电流超过满载电流 $I_{full\ Load}$, 但低于限流值 $I_{current\ Limit}$ 时, 输出电压保持恒定不变。该限流值比满载额定电流大 5%~25%。输出电流超过 $I_{current\ Limit}$ 后, 输出电压沿垂直线下降到短路电流 $I_{short\ circuit}$ 。过流状态消失后, 模块可自动恢复正常工作。

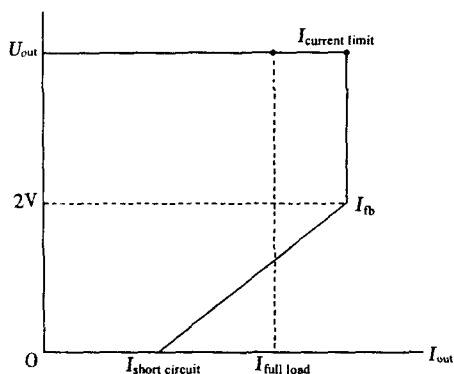


图 1-8 折返限流特性

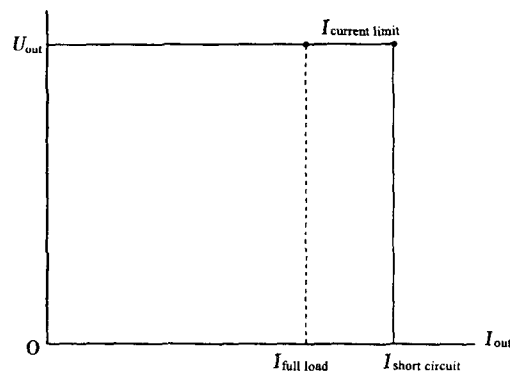


图 1-9 直线限流特性

3. 多个 Gate In 脚接在一起时的保护电路

为了实现遥控关断和逻辑关断功能,多个 Gate In 脚可以接在一起 (图 1-10)。二极管 VD1 和 VD2 可使各模块的 Gate In 脚互相隔离,并且当一个模块的 Gate In 脚与 + Input 脚短路时,可避免发生多种故障。稳压管 VZ1、VZ2 和电容器 C1、C2 可衰减 - Input 脚差动电感产生的瞬变电压尖峰。电容 C1 和 C2 还可略微延长导通时间,SW1 可采用机械开关,也可采用固体开关。它用于关断两个驱动器模块。SW1 采用机械开关时,电容 C3 可减小“开关反弹”产生的影响。

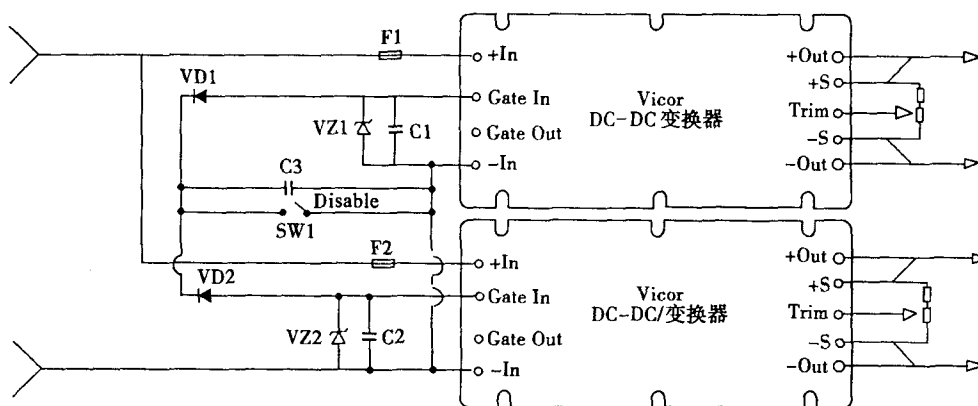


图 1-10 多个 Gate In 脚接在一起时的保护电路

说明:为了保证各模块关断, Gate In 脚到 $-V_{in}$ 脚的电压应低于 0.65V。该电路中,各元件的参数及型号如下:

$C1、C2 = 1\mu F$

VZ1、VZ2 为 15V 稳压管 (1N965A)

$C3 = 1\mu F$

VD1、VD2 为小信号二极管 (1N4148)

母线电压高于 75V 时, VD1 和 VD2 应选用 1N4006。

说明: 为了减小差动电感, -Input 脚引线应当尽可能短。大功率电源需要采用功率接插件, 并应采用适当线径的连接导线。

4. 输出过压保护

除了 VI-J00 和 MI-J00 系列模块外, 每一种模块内部都装有过压保护电路。当输出电压超过额定电压的 115%~135% 时, 过压保护电路关断变换器。过压保护采用的不是急剧短路的保护电路。如果模块的输出电压调整到额定输出电压的 110% 以上时, 过压保护电路可能动作。

5. 输入电压反接保护

模块的正输入端 (+Vin) 串入二极管, 或者当正输入端串有保险丝时, 在正、负输入端反向并联一只二极管, 都可以实现输入电压反接保护。

采用限流元件 (保险丝) 时, 输入衰减模块 (IAM), 也可实现输入电压反接保护。

1.1.6 基本应用电路

1. 逻辑控制电路

模块的控制信号输入脚 (Gate In) 用来控制模块导通和关断。如图 1-11 所示, 当控制信号输入脚为低电平 (电压 < 0.65V, 电流为 6mA) 时, 模块关断; 当 Gate In 脚悬空时, 模块导通。应当注意, Gate In 脚开路电压必须低于 10V。该电路适用于 VI-200、MI-200、VI-J00 和 MI-J00 等系列模块。

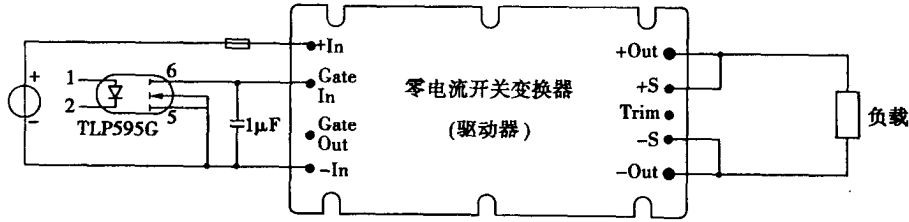


图 1-11 逻辑控制电路

2. 输出电压程控电路

改变输出电压调整脚 Trim 的外加电压 U_{trim} , 如图 1-12 所示, DC-DC 变换器模块的输出电压, 可按下式进行调整:

$$U_{out} = \frac{U_{trim} \times U_{nom}}{2.5V}$$

式中: U_{trim} 为输出电压调整脚外加电压;

U_{nom} 为模块的额定输出电压;

U_{out} 为调整后模块实际输出电压。

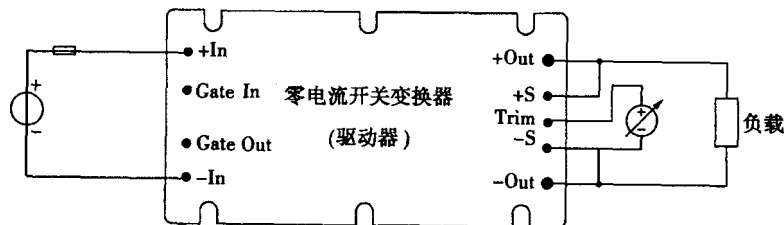


图 1-12 输出电压程控电路

3. 输出电压调整电路

在模块的 +S 和 -S 脚之间接入电阻 R1 和 10kΩ 电位器，并将电位器中心抽头接到输出电压调整脚 Trim，如图 1-13 所示。调整电位器即可调整输出电压，R1 的阻值应按式计算：

$$R1 = \frac{(1.1 \times U_{nom}) - 2.75}{3} \times 10k\Omega$$

式中， U_{nom} 为模块的额定输出电压。

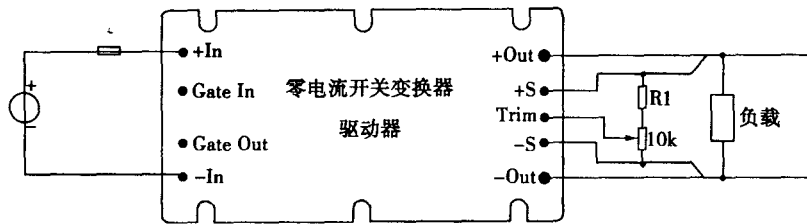


图 1-13 输出电压调整电路

4. 输出电压遥测电路

在实际应用中，当模块的输出端到负载的距离较远时，为了确保模块输出额定电压，应采用图 1-14 所示的输出电压遥测电路。应当说明，模块的 +Out 和 -Out 脚之间的输出电压，必须低于额定输出电压的 110%。模块负极输出线上的压降不能超过 0.25V。因为该输出线上的电压超过 0.25V 后，模块的限流设定将相对地改变。如果不需要远距离检测，必须把检测脚 +S 和 -S 分别与模块上的 +Out 和 -Out 脚相连。

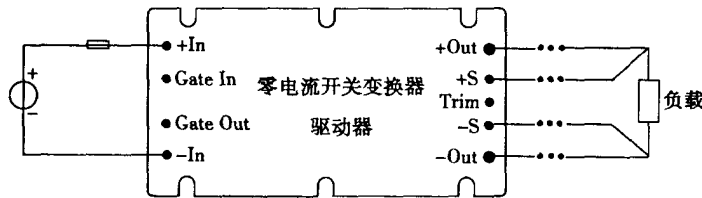


图 1-14 输出电压遥测电路

5. 并联工作电路

在实际应用中，当负载要求的功率超过单个模块的额定功率时，可将多只模块并联使用，如图 1-15 所示。为了保证驱动器模块（Driver）和功率倍增模块（Booster）的输出电流基本相等，并联工作时，输入与输出导线应有足够的截面积。

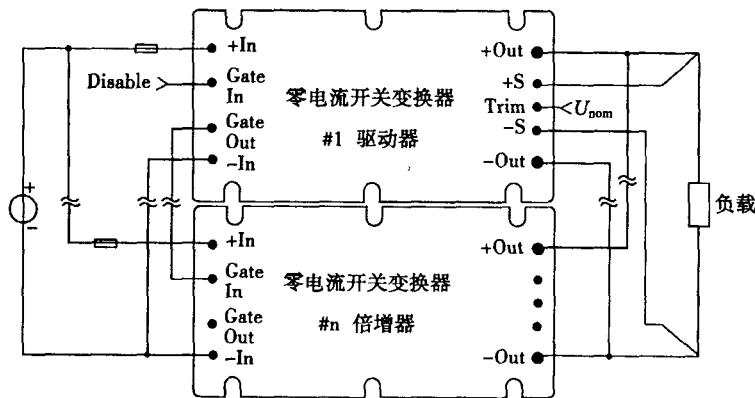


图 1-15 并联工作电路

6. 程控电流源

程控电流源的实际电路如图 1-16 所示。应用中，应当注意模块的额定输出电压 U_{nom} 不能超过运算放大器(OP AMP)的额定电压。

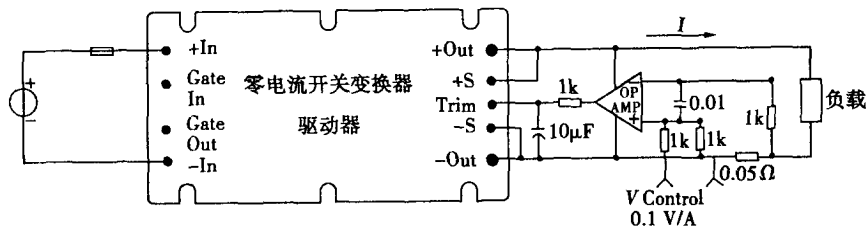


图 1-16 程控电流源实际电路

采用 V1-J00 系列模块时，为了避免模块损坏，调整脚(Trim)的电压应钳位到 2.75V。该电压与模块的最高调整电压相适应。

7. 采用或门二极管的 $N+1$ 冗余供电系统

Vicor DC-DC 变换器模块内采用了先进的并联均流电路。如图 1-17 所示， $N+1$ 只模块并联供电时，只要在模块输出端串入或门二极管，则任何一只模块发生故障，都不影响电源系统的可靠供电。

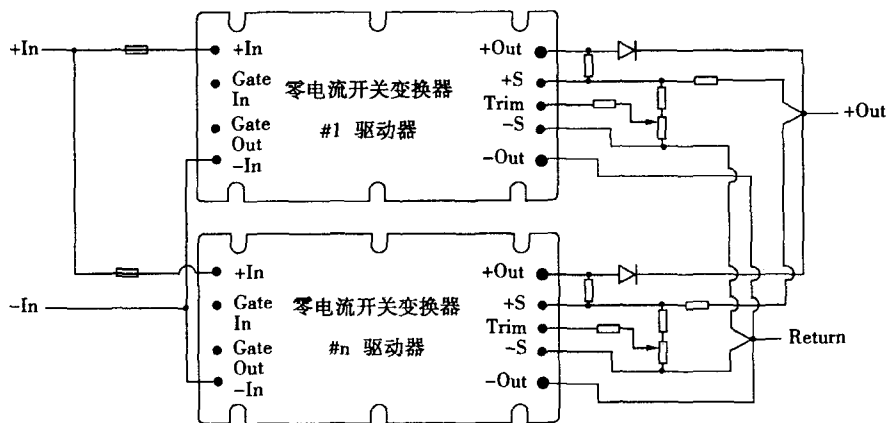


图 1-17 采用或门二极管的 $N+1$ 冗余供电系统

1.1.7 由 Vicor DC-DC 变换器模块组成的高效充电器

1. 概述

利用 Vicor 公司第二代 DC-DC 变换器模块和 UC3906 铅酸电池充电控制器，可以组成结构简单、体积小、效率高的离线式铅酸电池充电器。

铅酸蓄电池通常采用双电平充电法：已放完电的电池，采用大电流恒流充电；已经充足电的电池，则用小电流充电。12V 铅酸电池深放电时，电压可能降到 10.5V，充足电时，电压可能升到 14.4V。因此，充电控制集成电路 UC3906 必须控制 DC-DC 变换器模块的输出电压，使其在 10.5~14.4V 变化。Vicor 第二代 DC-DC 变换器模块的输出电压可在额定值的 10%~110% 之间调整，例如额定输出电压为 15V 的 DC-DC 变换器模块，输出电压可在 10.5~16.5V 调整，完全可以满足 12V 蓄电池的充电要求。

2. 独特的 DC-DC 变换器控制方案

Vicor 公司的第二代 DC-DC 变换器的 SC (次级控制) 引出端，用于调节取样端 +Sense 和 -Sense 之间的受调电压。只需接入一只电阻 R_1 ，如图 1-18 所示，输出电压便可在很宽范围内调整。此外，第二代 DC-DC 变换器的取样端 +Sense 和引出端 +OUT，在模块内部没有连接，因此，也可在这两个引出端

之间加入控制电压来调节输出电压。如果通过 $R1$ 将模块的输出电压调节到 U_{min} ，并在引出端 + Out 和引出端 + Sense 之间加入控制电压 U_c ，那么模块的输出电压即为

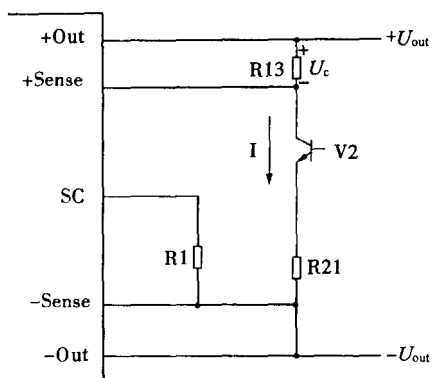


图 1-18 DC-DC 变换器模块输出电压调整电路

$$U_{out} = U_{min} + U_c$$

晶体管 $V2$ 控制模块的输出电压 U_{out} 。 $V2$ 截止时，电阻 $R3$ 两端的电压等于零，输出电压为最小值 U_{min} 。 U_{min} 取决于 $R1$ 的阻值。晶体管 $V2$ 导通时，电阻 $R3$ 两端的电压为

$$U_c = R13 \times I$$

式中， I 为流过 $V2$ 的电流。 I 增大， U_c 增加，模块的输出电压将升高。电阻 $R21$ 起限流作用。晶体管饱和导通时，电阻 $R13$ 两端的电压不会使输出电压超过模块的最大额定值。例如，将 U_{min} 调节为标称输出电压的 50%，如果取 $R13 = R21$ ，忽略 $V2$ 的集电极和发射极之间的饱和电压降 $U_{ce sat}$ ，那么输出电压的调整范围应为变换器标称输出电压的 50%~100%。

3. 密封铅酸电池充电控制器 UC3906

UC3906 是为满足密封铅酸电池“双电平”充电而设计的集成电路。增加几个外部元件，就可以按规定的电压和电流门限值以及温度特性对电池充电。

UC3906 的输出电压控制外部晶体管。该晶体管工作在线性区，通过它可调节充电电流和电压。由于线性调压的损耗很大，在实际应用中，如果充电电源的电压远远高于电池电压，这个方案是不适用的。如果用 Vicor 公司的变换器模块，这个缺点便不存在。采用隔离式 DC-DC 变换器可取代高功耗的调压晶体管，从而大大提高效率。

4. 斩波式开关电源调整元件

带有输入整流滤波电路的开关型 DC-DC 变换器模块可用作斩波式开关电源的调整元件，实现输出电压调整。这种稳压电源的效率比线性稳压电源高得多，而且体积也小得多。

Vicor 公司的 DC-DC 变换器模块采用准谐振技术，功率 MOSFET 实现零电流转换，因而开关损耗大幅度减小，效率显著提高。该模块的效率与输入电压、输出电流的关系如图 1-19 所示。可以看出，在很宽的工作范围内，该模块的效率基本上稳定不变。

采用电源模块制作开关型充电器，不需要选用磁性元件，也不需要调整反馈回路和计算补偿元件，而且根据要求的输入电压、输出电压和额定功率，可以很方便地选用适当的电源模块。利用 Vicor 模块组成开关充电器时，通常只需要几个外部元件。如果需要改变输入电压、输出电压和额定功率，用另一种模块来代替原来的模块即可。

5. 12V/15A 铅酸电池充电器实际电路

12V/15A 铅酸电池充电器实际电路如图 1-20 所示。UC3906 的 15 脚和 16 脚为内部串联调整管的集电极和发射极，该调整管即图 1-18 中的 $V2$ 。电阻 $R13$ 和 $R21$ 组成分压电路，用来控制 DC-DC 变换器模块 + Sense 脚的

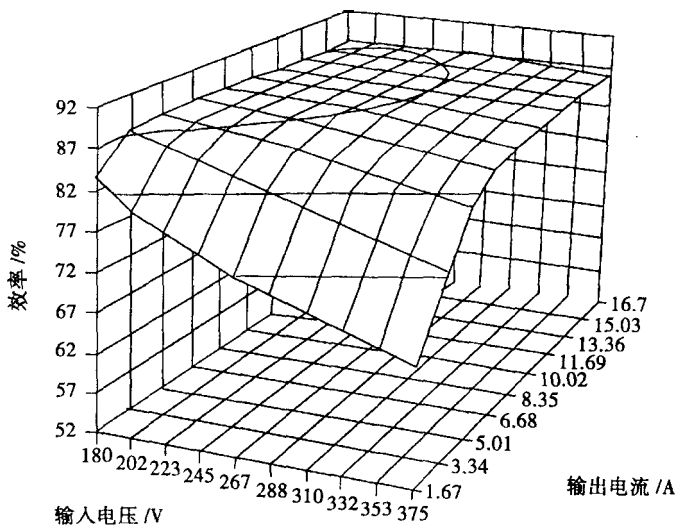


图 1-19 效率与输出电压和负载电流的关系

电压。电阻 R1 将 DC-DC 变换器模块的输出电压设定为额定输出电压 U_{outnom} 的 50%。当调整管饱和导通时，电阻 R13 和 R21 可使模块的输出电压上升到额定值。

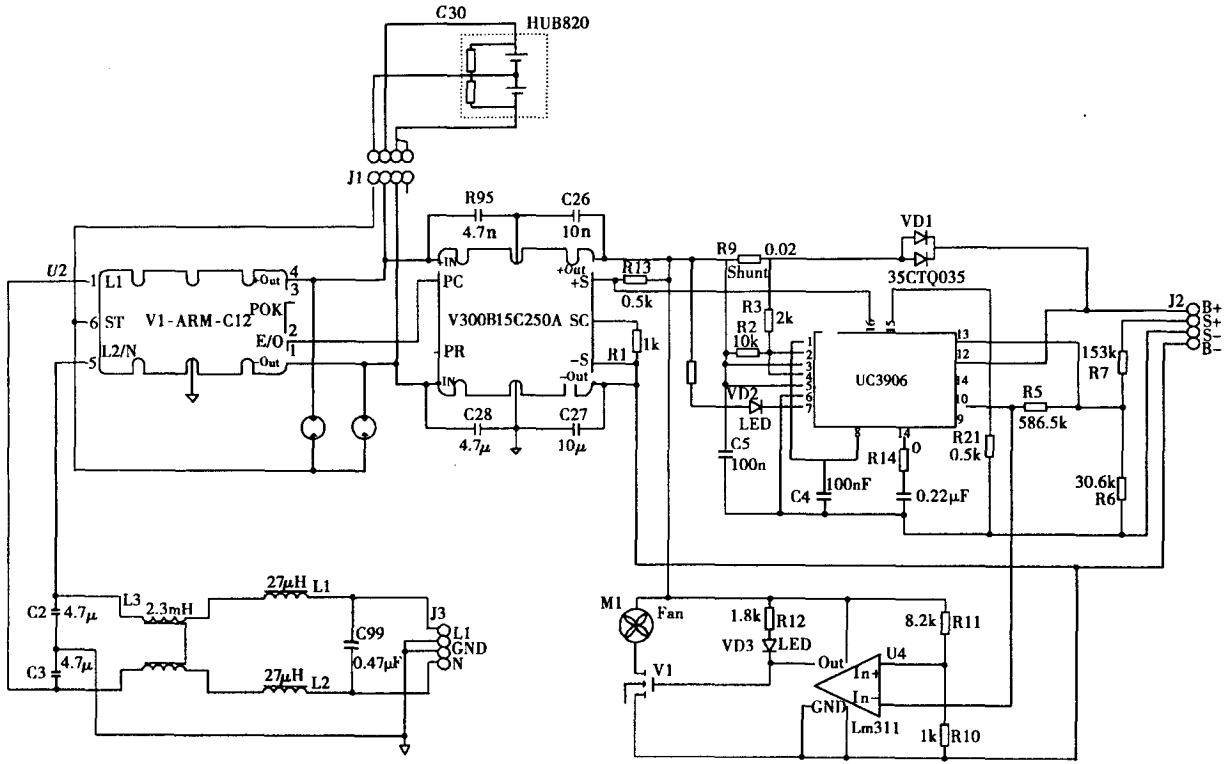


图 1-20 12V/15A 铅酸电池充电器实际电路

DC-DC 变换器选用额定输出电压为 15V 的模块 (V300B 15C 250A)，该模块可以满足过充电阶段所需的充电电压。通常 12V 铅酸电池的均衡充电电压为 14.4V。改变电阻 R1，可将 DC-DC 变换器模块的最低输出电压设定在任一数值。但应当注意，深放电时，12V 铅酸电池的最低电压应限制在 7.5V。充电电流由电流取样电阻 R9 和分压电阻 R2 和 R3 决定。

采用图中给出的 R13 和 R21 的阻值时，流过串联调整管的最大电流为 10mA。因此串联调整管的功耗很小。这样，充电控制集成电路 UC3906 就不会过热。否则，将影响 UC3906 内部基准电压的精度。变换器模块输出电压通过二极管 VD1 加到待充蓄电池和充电控制集成电路，这样在浮充状态下，可以避免蓄电池通过变换器模块放电。

比较器 U4 用于指示蓄电池的充电状态。当 UC3906 转入浮充状态后，它的状态电平控制脚 (10 脚) 变为高电平，因此 U4 输出低电平，发光二极管 VD3 导通，同时，MOSFET V1 关断，风扇停止转动。在浮充状态下，充电电流很小，强制风冷电机停止工作，所以 DC-DC 变换器输出功率很小。

VI-ARM-C12 模块是一种交流市电整流模块，该模块具有浪涌电流限制和 115V 或 230V 交流市电自动转换功能。该模块与 HUB820 电容器 (C30) 组成 AC-DC 变换器。电感 L1、L2、L3 和电容 C2、C3、C99 组成输出电磁干扰滤波器，可减小电源线的传导辐射。

6. 效率计算

该系统中，损耗功率较大的元件是 DC-DC 变换器模块、肖特基二极管 VD1 和电流取样电阻 R9。其他元件的功耗可以忽略不计。

过充电阶段结束时，电池所需的功率为

$$P_{out} = U_{\infty} \times I_m = 14.4 \times 15 = 216W$$

二极管 VD1 的功耗为：

$$P_{VD1} = U_f \times I_m = 0.4 \times 15 = 6W$$

电流取样电阻 R9 损耗的功率为

$$P_{R9} = R \times I_m^2 = 0.02 \times 15^2 = 4.5W$$

因此 DC-DC 变换器模块的输出功率应为

$$P_{out\ DC-DC} = P_{OUT} + P_{VD1} + P_{R9} = 226.5W$$

在最恶劣条件下，DC-DC 变换器模块的效率 η_{DC-DC} 应为 85%，因此 DC-DC 变换器模块的输入功率应为

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta_{DC-DC}} = \frac{226.5}{0.85} = 266.5W$$

忽略输入 EMI 滤波器、VI-ARM 整流模块和 UC3906 的功耗，该电池充电器的总效率应为

$$\eta_{tot} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{216}{266.5} = 81\%$$

电池完全放完后，开始充电时，电池的充电电压很低，输出功率减小，但由于充电电流仍为 15A，所以肖特基二极管 VD1 和电流取样电阻 R9 的损耗功率保持不变，因此，该充电器的效率很低。

电池深放电时，电压可能下降到 7.5V，此时，几个主要参数的变化如下：

$$P_{out} = U_{out} \times I_m = 7.5 \times 15 = 112.5W$$

$$P_{out\ DC-DC} = P_{out} + P_{VD1} + P_{R9} = 123W$$

$$P_{in} = \frac{P_{out\ DC-DC}}{\eta_{DC-DC}} = \frac{123}{0.85} = 144.7W$$

$$\eta_{tot} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{112.5}{144.7} = 77.7\%$$

利用高功率密度的 DC-DC 变换器模块和充电控制集成电路，便可组成体积小、效率高、成本低、工作可靠的充电器。

充电器的设计非常灵活，利用 Vicor 公司的 DC-DC 变换器模块，可以设计出输入电压和充电电压为任何数值的充电器，采用不同的充电控制集成电路，也可以设计出适用于任何类型（铅酸、镍镉、镍氢、锂离子电池等）蓄电池的充电器。设计大型 UPS 和电动车辆所需的大功率充电器时，只要把若干个 DC-DC 变换器模块简单地并联即可。

1.1.8 利用 Vicor DC-DC 变换器模块输出高电压

在实际应用中，要求电源的输出直流电压高于 95V 时，可以采用多只 DC-DC 变换器模块串联，串联模块的总输出电压为各模块输出电压之和。

下面介绍产生高压输出的两种电路。

一是各串联模块输出固定高压的电路；二是各串联模块输出电压可自动调整的电路，利用这两种电路还可产生正或负的输出电压。

1. 输出固定高压的串联模块

多只电源模块串联时，每个模块的正输出端都应串入一只二极管 VD1 和 VD2，如图 1-21 所示，以免模块关断、启动或负载变化时，负载电容反向驱动该模块。串联在正输出端的二极管的额定电压 U_R 应高于模块的输出电压，二极管的额定电流应大于模块的输出电流。与正负输出端反向并联的二极管 VD3 和 VD4，可防止只有单只变换器模块工作时，其他模块的输出端出现负电压。

在实际应用中，串联模块的总输出电压不应超过模块基板与输出端之间的绝缘电压（500V），二极管 VD1、VD2、VD3、VD4 的型号应根据输出电压和电流进行选择。

2. 各串联模块的输出电压可自动调整的串联模块实际电路

各串联模块的输出电压可自动调整的实际电路如图 1-22 所示。该电路只需外接很少的元件，因此电路很简单，成本也较低。

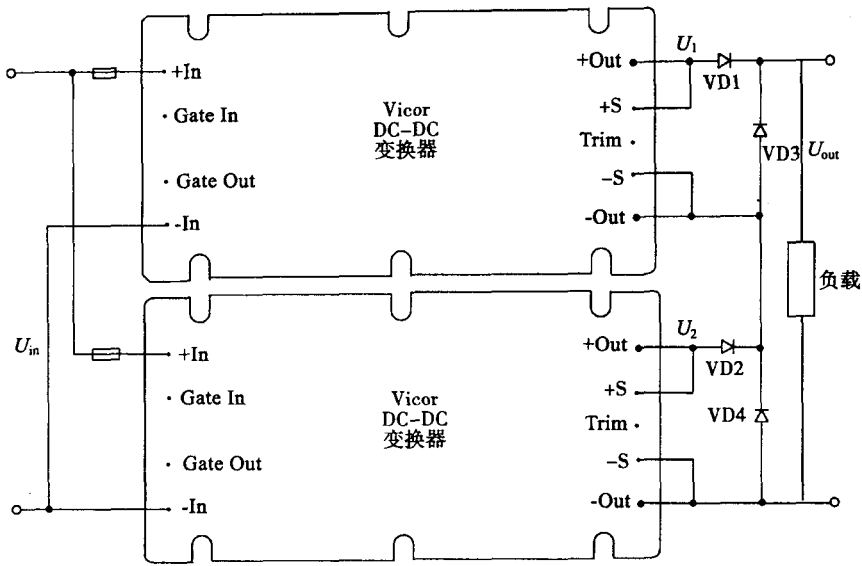


图 1-21 输出固定高电压的串联模块实际电路

在该电路中，当变换器 1 的输出电压调低时，变换器 1 的输出电压 U_1 小于 U_2 ，晶体管 V1 导通，变换器 2 的输出电压降低，从而使 $U_1 = U_2$ 。因此，两只变换器模块的输出电压都等于总输出电压的一半，两只模块的工作温度也基本相同，因此该系统的 MTBF 也可延长。实际应用时，V1 和 V2 可选用 2N2222。

3. 输出正负两路电压可自动调整的串联模块实际电路

输出正、负两路电压可自动调整的串联模块的实际电路如图 1-23 所示。在该电路中，当负压输出变换器模块的输出电压降低时，正压输出变换器模块的输出电压将根据外部负载的要求自动调整，使正、负输出电压相等。

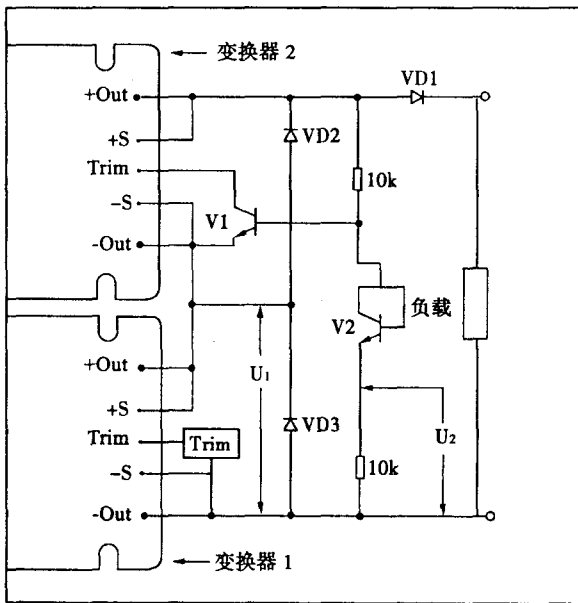


图 1-22 各串联模块的输出电压可自动调整的串联模块实际电路

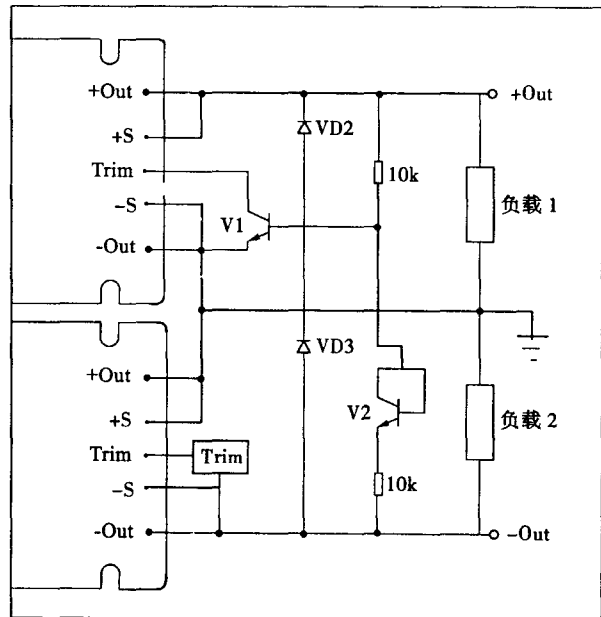


图 1-23 输出正负两路电压可自动调整的串联模块实际电路

1.1.9 噪声抑制电路

1. 输入传导噪声抑制

传导噪声是由流经输入电压源及电源之间的交流电流产生的。它包括共模噪声和差模噪声。Vicor 零电流开关变换器比普通的 PWM 变换器的传导噪声低 20~40dB。但是，如果要求达到专门的 EMI/RFI 规范（如 FCC 或 VDE 等）时，还必须加入滤波器。

因为谐振模块的噪声只有固定频率变换器模块的 $\frac{1}{10} \sim \frac{1}{100}$ ，因此，按模块使用要求加入滤波器，可以产生更好的滤波效果。

1) 共模传导噪声抑制

共模传导噪声是由加于模块正、负输入端上同相位电流分量产生的。该电流从变换器流出，经输入电源线流入直流电源，然后又经接地的模块基板或输出线返回到变换器。该电流可能产生一个面积很大的磁通闭合环路。如果不采取有效的措施，就会产生辐射磁场。共模噪声与变换器主开关元件的电压变化率 du/dt 及变换器输入和输出间的有效电容有关。

减小共模传导噪声的最有效方法是：在正、负输入端引线到模块基板之间接入“Y”型电容（如图 1-24 所示）。同时，为了减小寄生电感，引线应当尽可能短一些。为了满足 FCC/VDE A 或 B 级的要求，模块输入端还应加入共模电感（ $L1$ ），如图 1-25 所示。图中， $C1 = 100\mu\text{F}$ ， $C2 = 4700\text{pF}$ ， $C3 = 0.01\mu\text{F}$ ， $C4 = 2.2\mu\text{F}$ ， $L1 = 3\text{mH}$ 。

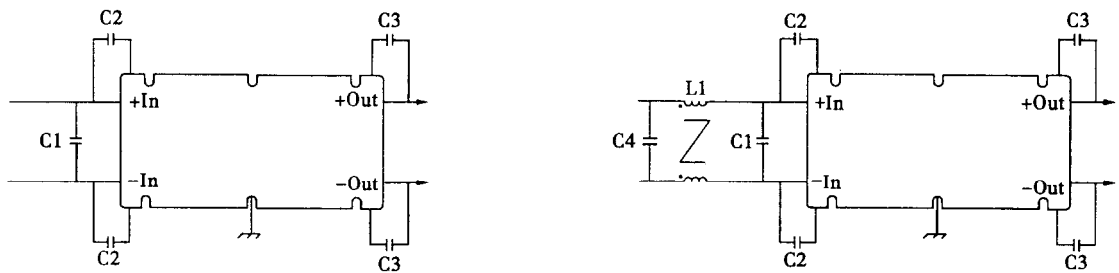


图 1-24 不加滤波电感的传导输入噪声抑制电路 图 1-25 装有共模电感的传导输入噪声抑制电路

两只或多只模块由同一输入电源供电时，对滤波器没有特殊的要求。所需滤波器的特性与单模块滤波器完全相同。但是由于输入电流增加，应该加粗滤波电感的导线直径。两只模块由同一输入电源供电时，输入传导噪声抑制电路如图 1-26 所示。图中 $C1 = 47\mu\text{F}$ ， $C2 = 4700\text{pF}$ ， $C3 = 0.01\mu\text{F}$ ， $C4 = 2.2\mu\text{F}$ ， $L1 = 3\text{mH}$ ， $L2 = 20\mu\text{H}$ 。

使用多只模块时，可以独立使用或共用一个共模滤波器。但当模块的 Gate In 脚互连或 Gate In 脚和 Gate Out 脚互连时，为了实现多只模块的共同逻辑控制，各只驱动器模块的 Gate In 脚需接在一起，共模滤波器只能加到一只模块的输入端。

2) 差模传导噪声抑制

模块输入端的差模传导噪声是由与每个输入端电流方向或相位相反的电流分量产生的。带有差模滤波电感的传导噪声抑制电路如图 1-27 所示。图中， $C1 = 100\mu\text{F}$ ， $C2 = 4700\text{pF}$ ， $C3 = 0.01\mu\text{F}$ ， $C4 = 2.2\mu\text{F}$ ， $L1 = 20\mu\text{H}$ ， $L2 = 20\mu\text{H}$ 。

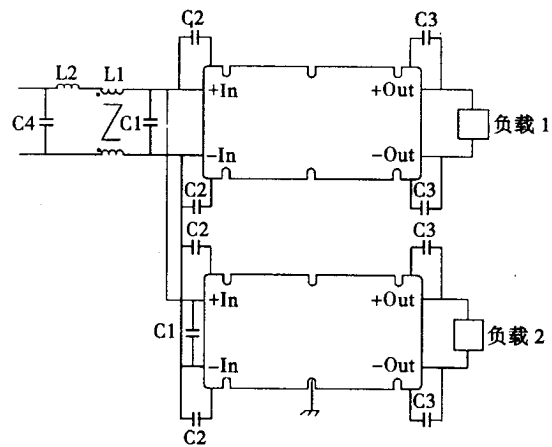


图 1-26 多只模块由同一输入电源供电时，抑制传导噪声的电路

应当说明，所有 Vicor 变换器内都装有差模 LC 滤波器 模块只需外接一个容量较小的电容器 C1 (最小容量为 $400\mu\text{F}$)，便可抑制差模传导噪声。为了减小磁通环路的截面积，外接电容应当尽量靠近模块。

应用中，应当尽量减小电源和 C4 之间差模电流产生的磁通环路的截面积。在两条输入线中，差模输入电流的相位相反，所以采用绞合输入线可以抵消差模噪声。如果，PCB 板背面的布线正好在另一条线的上面，可减小辐射噪声。差模电感可供一个或多个模块共用。

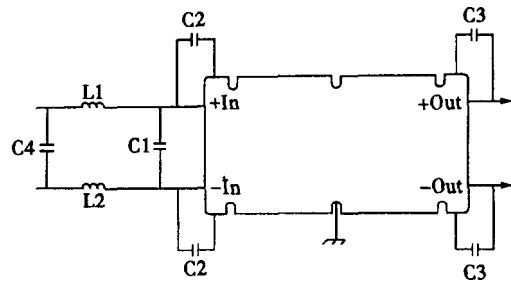


图 1-27 带差模滤波电感的传导噪声抑制电路

2. 辐射噪声抑制

辐射噪声可能是电场辐射噪声，也可能是磁场辐射噪声。磁场辐射噪声是由过高的电流变化率 di/dt 引起的，通常应根据 FCC、VDE 或 MIL-STD-461(美国军用标准-461) 测试。Vicor 变换器采用零电流开关技术，电流变化率 di/dt 很小，因此，磁场辐射噪声比非零电流开关的脉宽调制变换器的辐射噪声低得多。电场辐射噪声(由电压变化率 dv/dt 引起)是一种“近场”噪声，也就是说，该噪声随着离开噪声源距离的增加而迅速衰减，因此，电场辐射噪声通常对辐射噪声的测试没有影响。

正确布置印制电路板上的各种元件，可以减弱辐射噪声。此外，为了减小磁通环路的截面积，所有流过交流电流的导线都应尽可能短，并且最好采用双绞线或屏蔽线，还应当考虑电容耦合的影响。模块印制电路板的背面不能放置无屏蔽的滤波器，否则，传导噪声将沿着滤波器传输。输入输出引线不能扎在一起，否则它们将相互影响。应当特别指出，使用 Vicor 模块不需采取特殊的辐射噪声预防措施，只需进行适当的设计。

3. 差模输出噪声抑制

为了抑制 Vicor DC-DC 变换器模块的差模输出噪声，可在模块的两输出端之间接入滤波电容器，如图 1-28 所示。图中，各外接元件的参数为： $C1=100\mu\text{F}$ ， $C2=4700\text{pF}$ ， $C3=0.01\mu\text{F}$ ， $C4=270\mu\text{F}$ 。应当说明，电容 C4 应选用等效串联电阻较小的电容器，最好选用钽电容。

为了进一步减小小输出噪声，输出端还可以加入滤波电感，如图 1-29 所示。

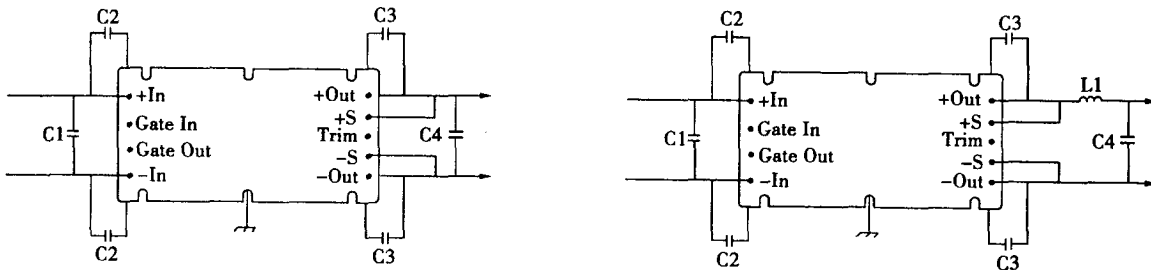


图 1-28 外加输出滤波电容器的差模输出噪声抑制电路图 1-29 外接滤波电感和滤波电容的输出噪声抑制电路

1.1.10 Vicor DC-DC 变换器模块选型

1.VI-200 VI-J00 系列模块选型

(1) VI-200 与 VI-J00 系列 DC-DC 变换器模块型号组成法则

VI-	系列	输入	输出	档次	功率
2	VI-200	0 12V	Z 2V	E-10℃	U 200W
J	VI-J00	1 24V	Y 3.3V	C-25℃	V 150W
B	倍增器	W 24V	0 5V	I-40℃	W 100W
		2 36V	1 12V	M-55℃	X 75W
		3 48V	2 15V		Y 50W
		N 48V	3 24V		Z 25W
		4 72V	L 28V		
		T 110V	4 48V		
		5 150V			
		6 300V			
		7 150/300V			

(2) 主要技术参数

- 输入电压：10~400V
- 输出电压：1~95V
- 输出功率（单个模块）：
 - VI-200：50~200W
 - VI-J00：25~100W
- 效率：高达 90%
- 安全认证：

UL, CSA, TUV, VDE, BABT, BSI,

AUSTEL, CE

(3) 选型方法

■ VI-200 ■ VI-J00

• 封装尺寸：

VI-200: 4.6" × 2.4" × 0.5"

(116.9mm × 61.0mm × 12.7mm)

VI-J00: 2.28" × 2.4" × 0.5"

(57.9mm × 61.0mm × 12.7mm)

• 超过 800 万个模块出厂

• 用户纪录 MTBF: 2000 万 h

• 零电流开关电路

代号	输入电压 标称值 范围)	模块提供的输出功率（电流）																	
		2V或 3.3V 输出						5V 输出				10V, 12V, 15V, 24V, 28V 或 48V 输出							
		5A Z	10A Y	15A X	20A W	30A V	40A U	25W Z	50W Y	75W X	100W W	150W V	200W U	25W Z	50W Y	75W X	100W W	150W V	200W U
0	12V (10~20V)	■	■	■				■	■					■	■				
1	24V (21~32V)	■	■	■	■	■		■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
W	24V wide (18~36V)	■	■	■	■	■		■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
2	36V (21~56V)	■	■		■			■	■	■	■			■	■	■	■		
3	48V (42~60V)	■	■	■	■	■		■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
N	48V wide (36~76V)	■	■	■	■	■		■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
4	72V (55~100V)	■	■	■				■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
T	110V (66~160V)	■	■	■	■			■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
5	150V (100~200V)	■	■	■	■	■		■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
6	300V (200~400V)	■	■	■	■	■		■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■
7	150/300V (100~375V)	■	■	■	■			■	■	■	■	■		■	■	■	■	■	■