

# 使用Maxi、Mini和Micro系列DC-DC转换器设计大功率阵列

引言	1
PR总线架构	1
主/从配置	1
多板间的配电	1
缓冲	2
旁路	2
5 kW, 1000 A示例阵列	2
初始系统测试	6
PR信号保真度	6
输入纹波	7
EMI	8
总结	8

## 引言

Vicor的Maxi、Mini和Micro DC-DC转换器设计易于进行并联来增加输出功率。独特的并联方法只需外挂少量组件便可实现数千瓦功率的设计。关于并联多达12个模块的详细信息，请参阅应用笔记 [“转换器PR引脚有助于扩展功率或冗余的并联运行”](#)。对于非常大功率而需要超过12个模块的阵列，由于通信总线达到了扇出限制，需要加入PR信号的缓冲。本笔记介绍了如何使用缓冲电路增加总线能力来驱动转换器的方法，并探讨一个千瓦系统的实例。这特点使得Maxi、Mini和Micro系列可应用于数千瓦输出功率的系统。

## PR总线架构

### 主/从配置

在设计大型阵列时，第一个必须做出的第一个决定是确定主模块的数量。可能的主模块数量越多增加冗余，但PR和+S/-S线路连接（busing）便越复杂。最初，它多以民主阵列配置，但多于三个模块的阵列便变得累赘。对于大型阵列更好的选择是定义最多三个模块作为主模块，加入更多模块增加功率。这为大多数应用提供了足够的冗余。

### 多板间的配电

由于空间和散热要求，往往需要把转换器阵列分布在多个印刷电路板上。由于增加引线/走线长度的关系，板与板之间的分离将在转换器之间引入额外的阻抗。因板与板之间的互连阻抗，而使控制信号不至失真，必须使用Vicor的PR隔离变压器（Vicor P/N 29768）来隔离PR总线。建议所有主模块都放在同一个电路板上。这将使主模块之间的噪声和线路延迟达到最低。对于应用中带高di/dt或dv/dt的非常大的阵列这尤为重要。如果应用中的板之间或超过12个模块之间需要冗余，必须进行双向缓冲。这不在本笔记的讨论范围。

板与板之间的PR信号，应该以低电感性但带损耗的连接起。双绞线运作良好，而同轴电缆则不适用。PR总线源、负载和电缆阻抗不匹配所引起的反射将不会被低损耗同轴电缆衰减的，并可导致PR脉冲质量下降。

## 缓冲

大型阵列或模块之间的距离大于几英寸，就可能需要高速缓冲。这是因为只有一个主模块（talking），而其他所有模块都处在聆听（listening）模式。每一个“听众”所见到都是以500Ω并联30pF而成的主模块（说者）的负载，见图1。长引线会引入损耗和寄生电抗，可衰减和扭曲同步脉冲信号。总线的带宽必须至少为60MHz。

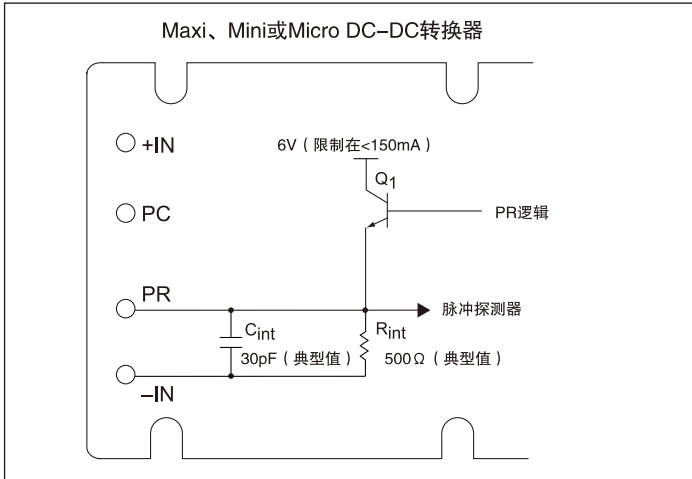


图1：PR引脚等效电路

图2和图3所示是一个简单和可靠的PR缓冲方案。该系统被分成一个主板（图2）和若干从板（图3）。主板由五个模块组成。其中两个模块配置为民主式阵列，而当中又比另一个输出电压低了2%。这些模块驱动两个缓冲电路。第一个缓冲器（ $Q_2$ ）驱动主板上另外三个从模块。第二个缓冲器驱动从板。每个从板包含五个模块，均通过连接其SC引脚至-S脚而配置为从模块。每个从板上都有一个PR隔离变压器，用来隔离传入的PR信号。然后，这个信号被缓冲，并馈送到每个从模块。

缓冲器是基本射极跟随器，它使用了通用NPN晶体管。变压器T1的匝数比为1:1，可以使用Vicor的PR隔离变压器并把其中一线线圈作开路来实现。变压器T2的匝数比为2:1，可以更好地匹配PR分配总线。每个变压器或缓冲器的返回路径必须用开尔文(Kelvin)连接至相应转换器的IN引脚。8V辅助电源可为跟随器提供足够的余量。这是一个低功率轨，可以使用一个线性稳压器从较高电压来转换。每块板上必须有一个独立的辅助电源，以便保持PR总线隔离。直接位于每个缓冲器的高频旁路也是必要的。

由于高速的PR信号，必须仔细注意PR总线的信号保真度。图2和图3所示的布局中包括了串联和并联阻尼电阻器或铁氧体磁珠的位置。可能没有必要对所有阵列使用所有这些元件，这取决于PR总线的保真度。主模块和从模块的PR引脚都应该有反向极性保护二极管（ $D_1$ ）。

## 旁路

旁路元件的选择对大功率阵列的稳定性和EMI性能具有重要的影响。每个转换器的共模旁路应该按照“[Maxi、Mini和Micro系列设计指南和应用手册](#)”所示来实现。差模旁路可以考虑两个部分。低频旁路可保持低源阻抗，并稳定转换器的电压回路而高频旁路是为了降低了从高频开关所引至的EMI。应该根据设计指南设计低频旁路。阵列输入阻抗等于单个转换器输入阻抗除以阵列中的转换器数量。因为这可能对非常大类型低输入电压阵列成为提出了一个挑战，因为必须保持其阻抗非常低。

### 5kW，1000A阵列

下列原型是利用评估板上的示例模块，如图2和图3示出的连接实现的。它使用了25个V300B5C200B模块并联而成。该阵列的输入电压为300V，输出为5V 1000A，以5×5的阵列，输出引线必须有非常大的尺寸，这样才能有足够的载流容量安全地运载高输出电流。为了减少噪声造成的主模块交换控制（swap control）的机会， $R_S$ 的配置是把输出下调2%。当在并联阵列中使用Micro系列转换器时，每个主模块的输出电压必须相隔最少2%。

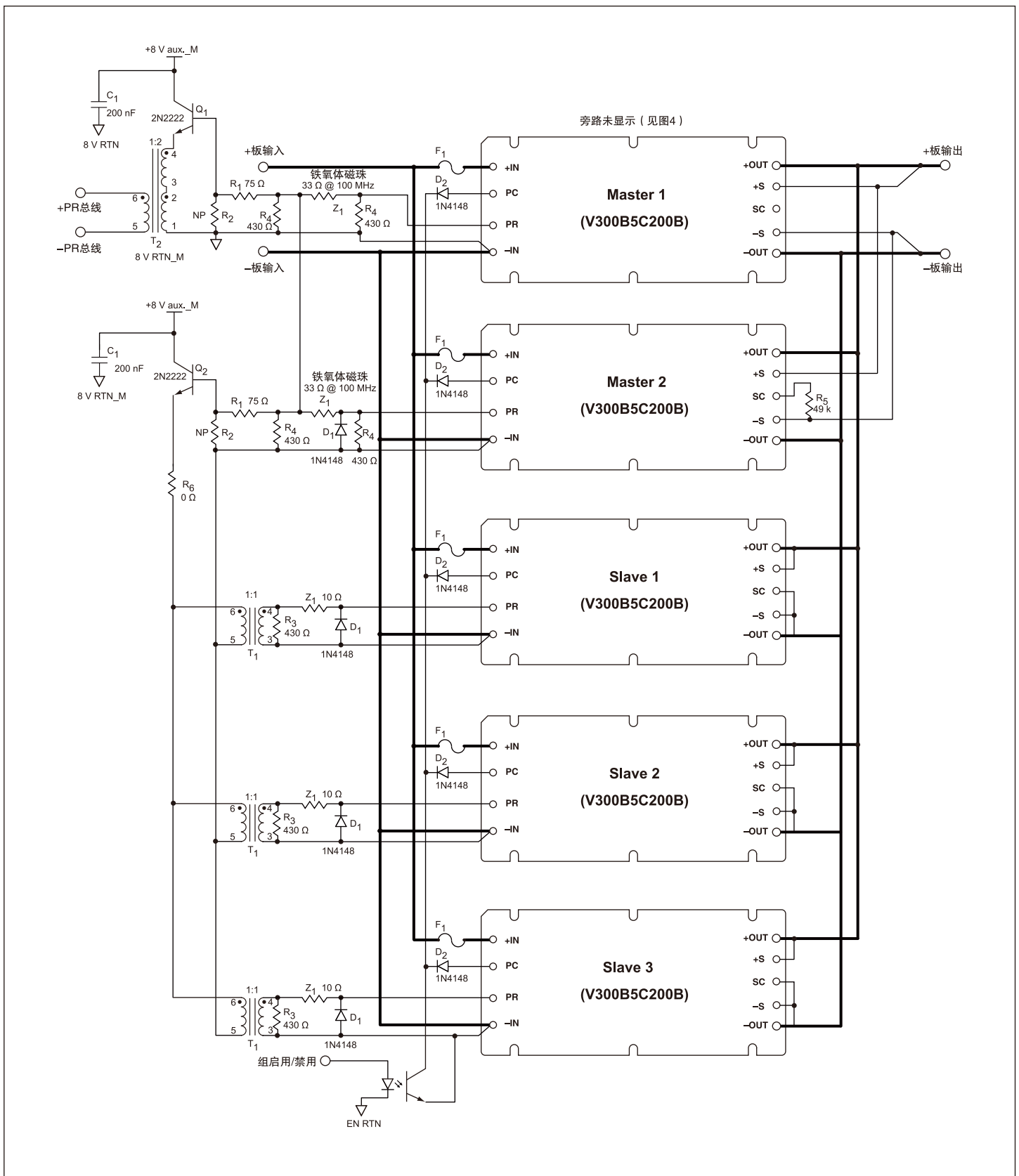


图2: 系统原型主板阵列

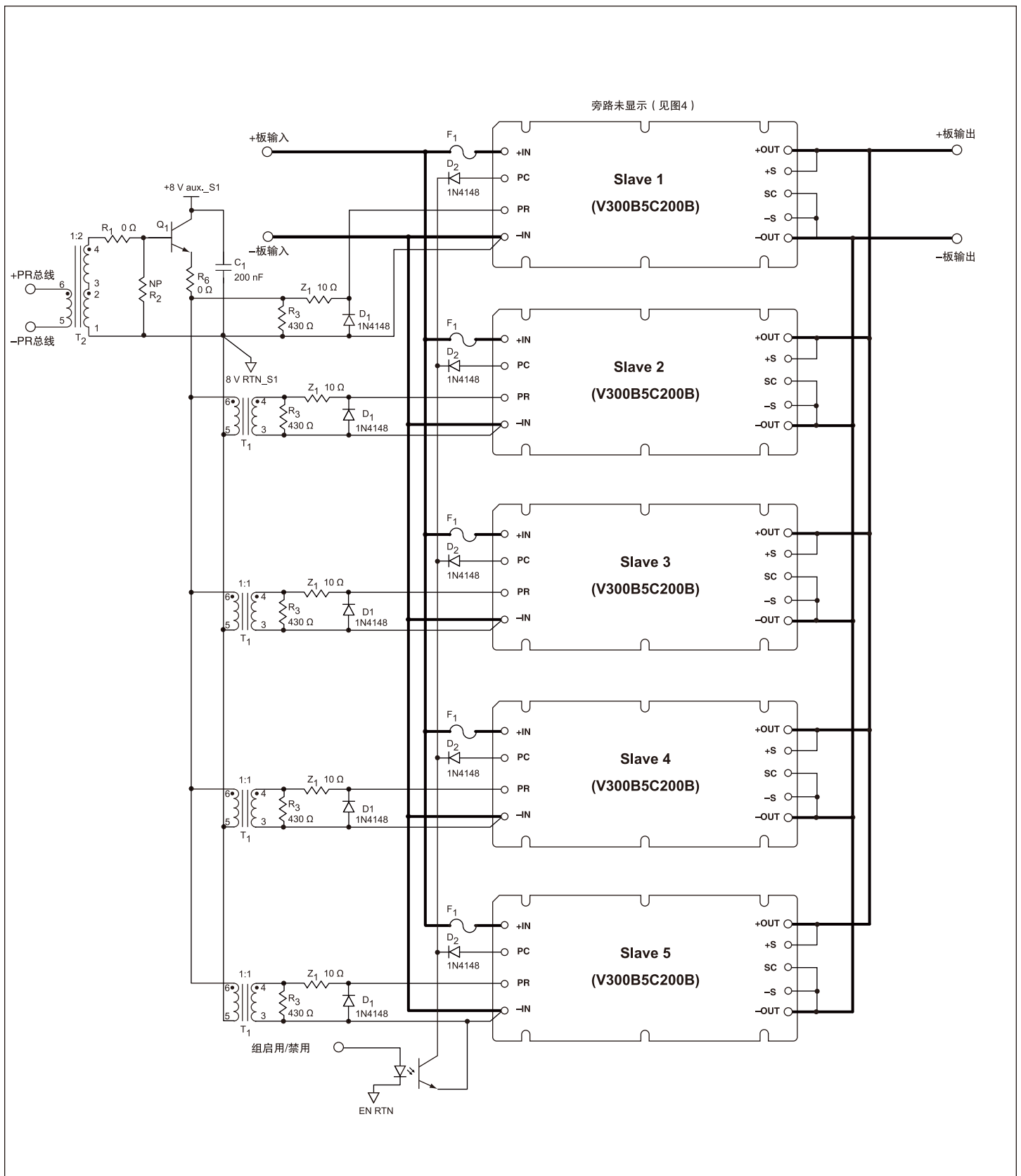


图3: 从板阵列原型

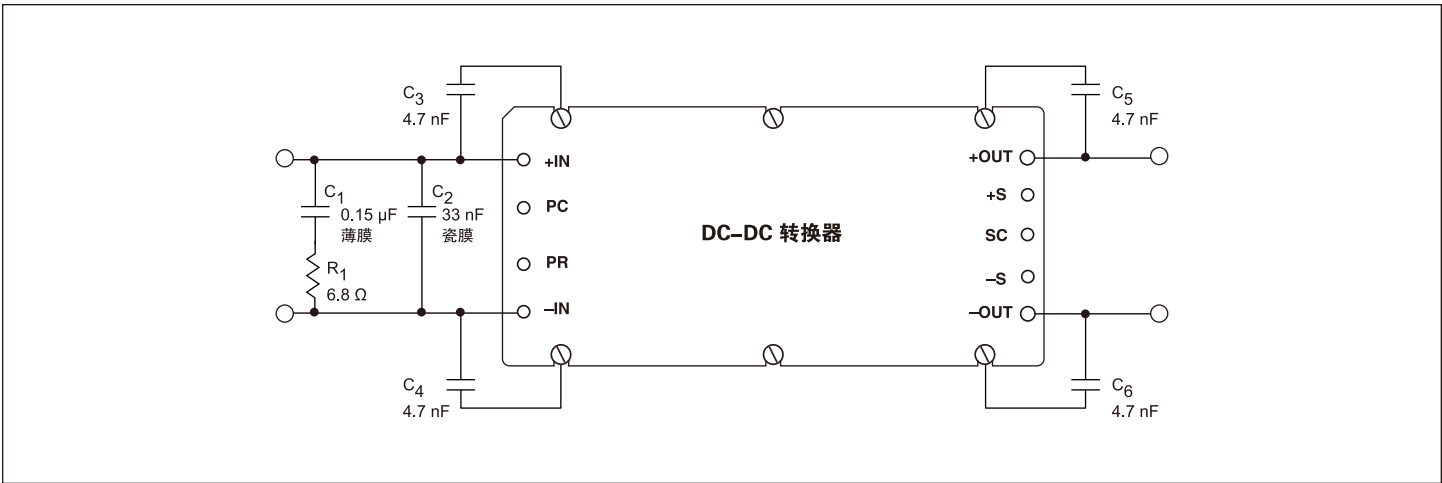


图4：5 kW阵列中每个模块的差模和共模旁路

各转换器的PC引脚经或门二极管连接，以提供全阵列的输出同步起动/关断。组启用/禁用。诸如微处理器可以提供这个信号作为外部控制。至少，需要全阵列欠压/过压锁定，请参阅Vicor应用笔记“[欠压/过压锁定](#)”。而因为板与单板的输入导线之间的电压差，单个板的输入导线之间电压下降，必须使用光电耦合器来正确地驱动PC引脚。

必须加入差模和共模旁路电容靠近每个转换器，如图4所示。还需要一个6.8Ω 阻尼电阻和串联的24 μF 电容，在整个阵列的输入端。如何选择这些值的信息请参阅第7页。

注：阵列的输入源的大功率能力使相应的安全预防措施至关重要。每个转换器都需要独立的保险线保护（fusing），如设计指南和应用手册所示。当进行输入侧测量时，如果阵列是由一个离线式电源提供的，在测量阵列的输入端部份，示波器必须是隔离式的，应使用一个隔离范围。在没有连接主板和所有从板的输出都于同一个点时，绝不能接通阵列的电源。如果不这样做，将造成破坏性的输出过压条件。

## 初始系统测试

即使是最好的阵列设计也将无法预测会影响性能的所有参数。因此，建议在原型阶段进行彻底的测试，以便可以确定最佳元件值并避免潜在的问题。测试可以包括动态加载、检查输入和输出纹波、相位增益分析，以及PR总线信号保真度等。出于安全性和简化测试的考虑，初始上电应该在模块的一个子集上执行。例如，首先要测试阵列的主板正常后才逐一加入从板测试，随后检查系统。

## PR信号保真度

优化阻尼PR总线的元件值是可以测试主板和一个从板（共10个模块）来确定。即使阵列看上去运行正常，PR总线应始终用一台示波器检查。

图5显示了与阻尼电阻器/铁氧体磁珠（ $Z_1$ ）串联并去掉了分流阻尼（ $R_3$ 、 $R_4$ ）的初始PR信号。由于寄生电感及电容L和C，它显示出不良的振铃。此脉冲违反了PR引脚的7V绝对最大额定值。阻尼不足脉冲可能会导致2.5V闭锁阈值时脉冲的多次转换。这可能会导致产生额外的功率脉冲，应该予以避免以防止模块损坏。

图6和图7示出了在增加阻尼后，主模块和距离最远的大多数从模块的PR波形。两个PR脉冲阻尼设定都是很好的实例。这个阻尼值成了很好的起点值,应用到其他阵列配置。

每个模块的PR脉冲应不少于4V，才算是可靠的设计。

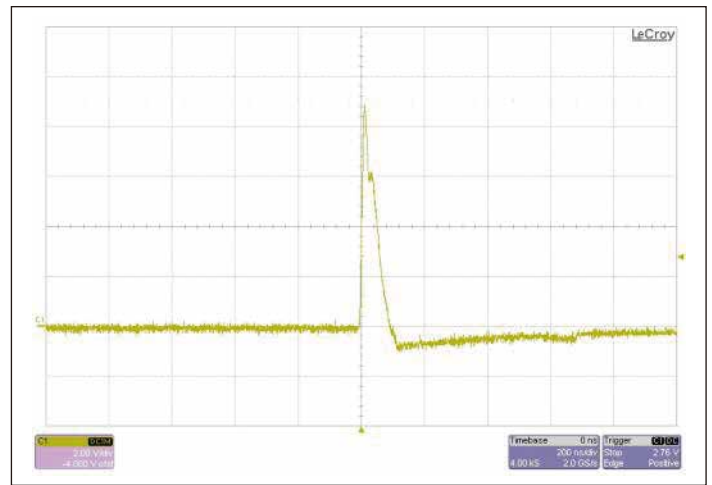


图5：阻尼不足的PR引脚，与主模块最远

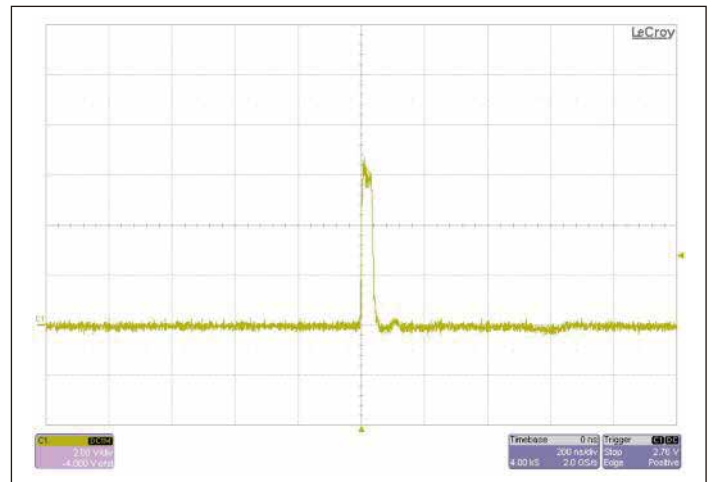


图6：PR引脚，主要主模块

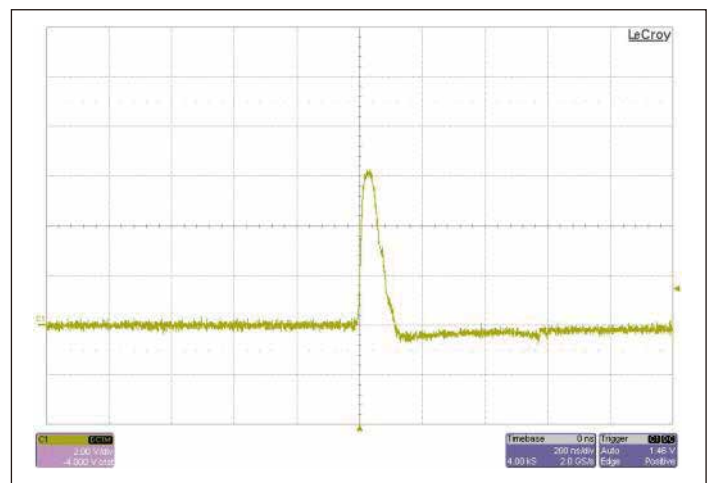


图7：PR引脚，与主模块最远

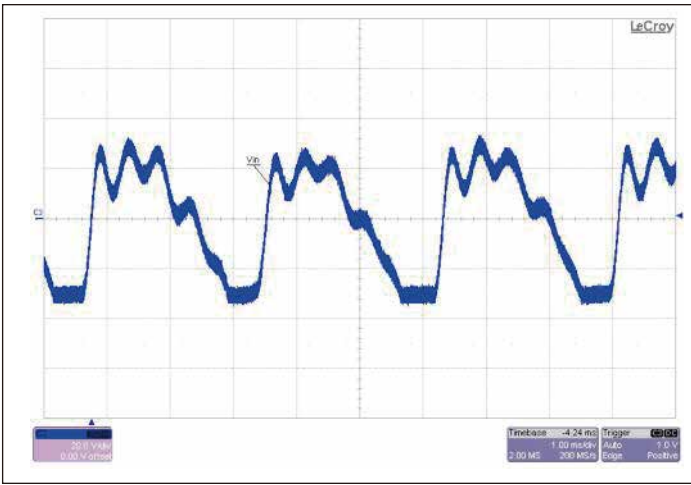


图8：满载条件下5 kW阵列输入

### 输入纹波

对于25个模块原型，使用高输入电压意味着只须有低频旁路。由于用Vicor的5kW三相前端阵列以短引线提供（Vicor P/N VITRY6 ICX），输入阻抗很低。然而，由于分布寄生电感，在满载测试时发现DC输入总线上有一个2kHz的振荡，见图8。这种高频振铃是不能存在的，这将增加DC-DC转换器的输出纹波。360Hz纹波来自于3相60Hz交流线路。

为了抑制这种寄生共振，采取了以下步骤。首先是计算这个阵列的标称线路输入阻抗：

$$Z_{in} = \frac{(V_{NL})^2 \eta}{P_{converter} \times N} = \frac{(300 \text{ V})^2 \times 0.82}{200 \text{ W} \times 25} = 14.8 \Omega$$

其中：

$V_{NL}$ 是阵列的标称输入电压

$P_{converter}$ 是每个转换器的输出功率

$\eta$ 是V300B5C200B模块的最低效率

$N$ 是阵列中的模块数量

2kHz条件下求解有大约有五到十倍低阻抗的电容器，得到约24  $\mu$ F。

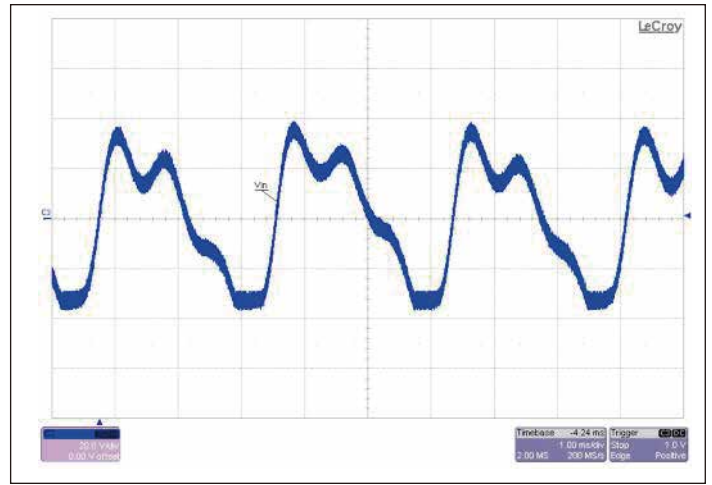


图9：加入24  $\mu$ F旁路,满载条件下5kW阵列输入

由于DC输入总线的高峰-峰值纹波电压，必须使用薄膜或陶瓷电容器。轻滤波总线具有保持提供高功率因数，并最大限度地减少浪涌电流的优点。图9示出了在阵列的输入端增加此电容的效果。

原始振铃已经一去不复返了，而且但是增加的电容却产生低频率振铃。这表明需要加入串联阻尼电阻来减低外加电容器的Q值。用这些电容器串联加入约10  $\Omega$ 的阻尼可实现图10中的输入波形。这个电阻由实验确定，为选择的电容值提供了最佳阻尼。

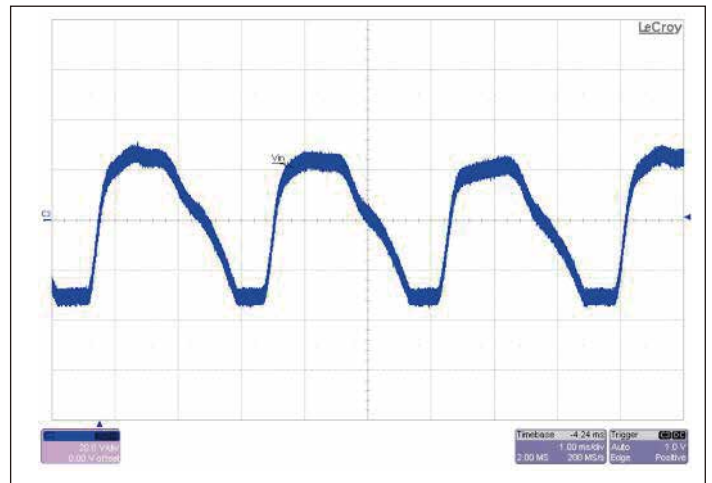


图10：24  $\mu$ F旁路串联，10  $\Omega$ 阻尼,满载条件下5kW阵列输入

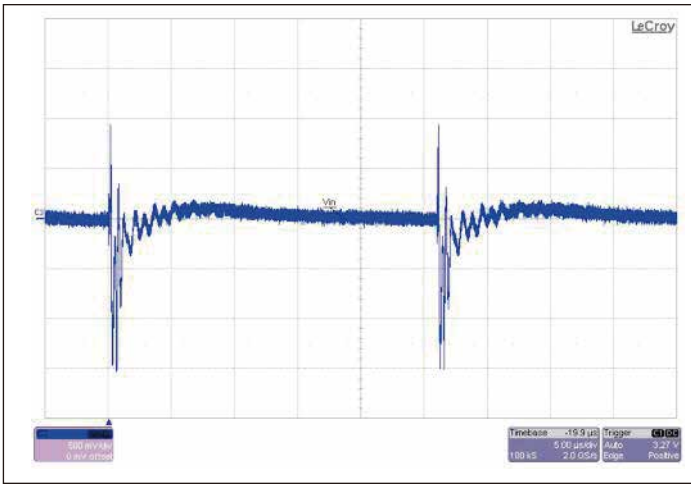


图11：两个没有外加差模旁路电容模块的输入开关噪声

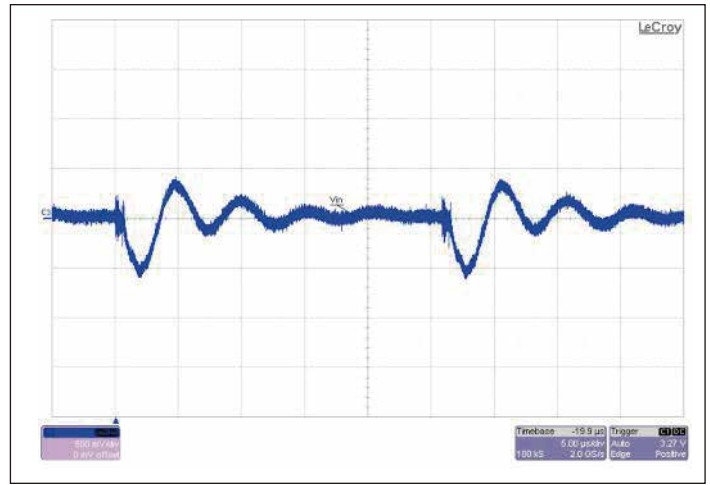


图12：加有0.15 μF薄膜差模旁路的两个模块的输入开关噪声

## EMI

在阵列中每个模块输入端的加入高频旁路使传导噪声逃逸到系统其余部分之前减少，可大大降低EMI滤波需求。用多个模块测试实现获得最佳输入旁路的最简单方法。例如，图11显示了没有旁路的两个模块的输入波形。

这个波形显示了明显的不良开关噪声。为了减少噪声，每个模块的输入端都加了0.15 μF薄膜电容，如图4所示。由此产生的波形如图12所示。使用薄膜电容器是因为其值相对于陶瓷电容器适中。

大部分高频噪声已经消除了，但振铃现象是不希望的。加入的串联阻尼电阻可衰减振铃。阻尼电阻的起始值可以通过计算200kHz振铃波的特性阻抗得出：

$$Z_{char} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi(200 \text{ kHz}) 0.15 \mu\text{F}} = 5.3 \Omega$$

基于此结果，可以6.8 Ω 阻尼电阻串入0.15 μF电容。这包含的一些权衡取舍，因为电阻减少了开关噪声的最高频率分量的衰减。要在高频重新获得低阻抗旁路，可在每个转换器的输入端直接加入一个33nF陶瓷电容器，见图4。这个选择是因为它代表了大电容大约五分之一的值，因此，在低频率可以忽略不计。图13所示为旁路网络的最终效果。

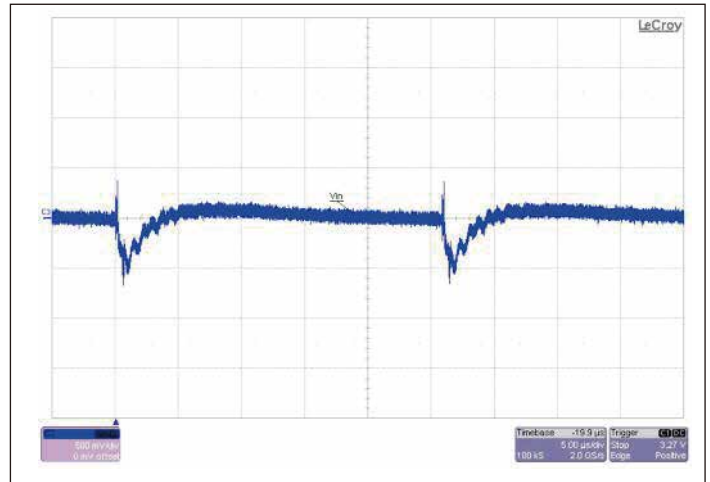


图13：加有0.15 μF薄膜差模旁路、串联6.8 Ω 阻尼电阻和33nF陶瓷差模旁路后，两个模块的输入开关噪声关于高频旁路的更多信息可以在Maxi、Mini和Micro的设计指南和应用手册的设计要求中找到。

## 总结

这个实例中演示的技术可以使用Maxi、Mini和Micro转换器，用最少的设计努力实现大功率阵列。利用从24V到375V的标称输入电压和从2V至52V的输出电压，这个系列转换器可提供卓越的多功能性、可靠性和易用性。Vicor的经验丰富的技术支持可以帮助你在大功率应用中发挥这些转换器的优势。

欲了解更多信息，请联系Vicor的应用工程师电话1-800-927-9474，或访问[www.vicorpower.com/contact-us](http://www.vicorpower.com/contact-us)获得全球支援。