

利用反激、SEPIC和Ćuk组合为IGBT电机驱动产生多个隔离偏置轨

作者: Bob Zwicker

简介

先进电机驱动应用采用基于三相绝缘栅极双极性晶体管(IGBT)的逆变器,后者由通常在400 V dc到800 V dc范围内的直流母线电压供电。该高压轨可以从三相整流器电桥滤波器组合或功率因数校正的升压整流器直接获得,从三相交流输入产生高压轨(参见图1)。

IGBT是主功率开关,为电机各相提供(通常10 kHz)脉宽调制(PWM)输出。感应和永磁电机一般具有高绕组电感,将其此PWM电压集成到一个近似正弦形状的低频绕组电流波形中。在较小驱动应用中,某些IGBT采用ADuM4223等驱动器提供的单极性(如0 V至15 V)栅极驱动便能很好地工作,但在较大系统中,通常要求双极性栅极驱动电平(如-7.5 V和+15 V),并由ADuM4135等合适的驱动器驱动。负关断电平有助于避免IGBT因杂散电容而导通——集电极到发射极电压(V_{CE})的迅速上升(高正dV/dt)可能会引发这种情况。这种高dV/dt一般是由其他器件的正常导通引起的。(上管导通可能会引起下管在不希望导通时导通,反之亦然。)这6个栅极驱动器需要电源来提供+15 V和-7.5 V偏置电压。

在图1所示范例中,电机三个相位中的两相具有与电机绕组串联的分流电阻,其上连接AD7403隔离式 Σ - Δ 调制器,

用以测量电机相电流。(仅测量两相的电流,第三相电流可由此推导出来。)这两个 Σ - Δ 调制器通常由5 V电源供电。

三个高端(HS) IGBT的驱动器偏置电压各以相应的电机相位为基准,意味着三个高端驱动器(连接到电机三个相位)各有自己的隔离偏置电源域(HS-U、HS-V和HS-W)。此外,三个低端(LS)驱动器全部以负直流母线为基准,因此共用一个偏置电源域(LS)。表1列出了典型电机驱动应用的偏置电源域和相关偏置轨的总体要求。

表1. 电机逆变器电源要求

逆变器电路	域	电压(V)	电压轨
三个低端IGBT	LS	+15, -7.5	2
三个高端IGBT	HS-U, HS-V, HS-W	+15, -7.5	6
两个高端 Σ - Δ 调制器	HS-V, HS-W	+5	2
总计	4		10

虽然表1中的计算得出总共10个电压轨,但确切总数量可能因电机驱动设计不同而异,对本应用笔记而言并不重要。确切数量不会影响提供这些电压轨的技术。技术才是本应用笔记的主题。

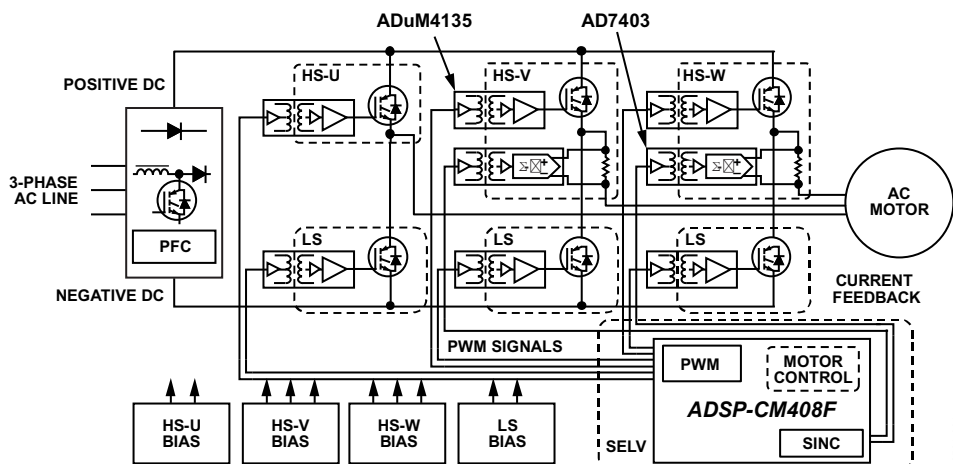


图1. 典型工业电机驱动框图

目录

简介.....	1	应用反激式转换器产生电机驱动偏置电压.....	5
修订历史.....	2	从原边检测反激式转换器输出.....	6
偏置电压的基本约束条件.....	3	反激、SEPIC和Ćuk拓扑组合.....	7
隔离.....	3	电路原理阐释和拓扑比较.....	10
驻留.....	3	反激、SEPIC和Ćuk组合式转换器的设计考虑.....	11
电压调整率.....	3	总结.....	15
偏置电压产生方法.....	4		

修订历史

2015年11月—修订版0：初始版

偏置电压的基本约束条件

任何用来提供这些偏置轨的方法都必须考虑一些基本要求。

隔离

在中高端电机驱动中，处理器一般工作在安全超低压 (SELV) 电源域以便优化性能。与提供给常见音频设备或 PC 端口的电源相似，这些电压和电流电平足够低，不认为其有危险性，无需采取措施防范人员意外接触。因此，处理器与人的接口是很容易触及的，无需安全隔离。然而，IGBT 和电机相位通常工作在数百伏甚至更高的电压(彼此之间及相对于 SELV 电源域)。因此，IGBT 栅极、驱动器输出端以及为其供电的偏置电压全都具有危险性。IGBT 栅极电压域和由其供电的 SELV 电源域之间需要安全隔离，域本身之间需要功能隔离。偏置电源变压器需要一个隔离输出绕组，并且每个隔离电源域至少需要两个连接引脚。

除电压的绝对幅度外，还必须考虑电机相位的共模压摆率 (电压变化率或 dV/dt)。图2是一个演示板的 IGBT 驱动电机相位切换的观测结果。测量显示压摆率为 11 V/ns 。偏置电压必须能驾驭此共模电压变化，并且不受其干扰。

在图2中，通道1是一个高端 IGBT 的发射极，通道2是其栅极；当正负载电流从发射极流出时，通道2导通。根据通道1光标测量， dV/dt 为 11 V/ns 。

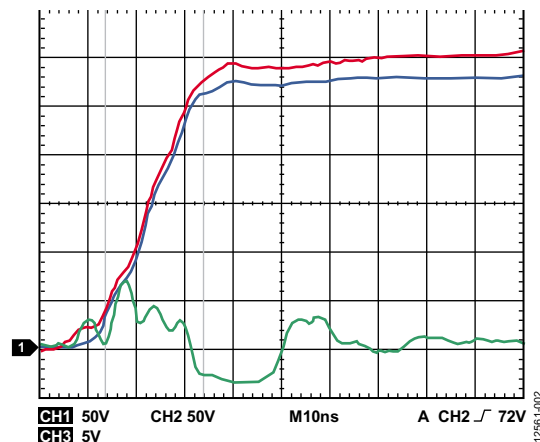


图2. 电机相电压波形

驻留

根据电机驱动算法，电机相位可能需要在相对较长的时间内保持某一状态(如高压输出或低压输出)。具体说来，某些空间矢量调制方案可能会引起电机某一相位切换至高电平并保持数毫秒或更长时间。某些偏置驱动器的方法(如自举)不兼容此类调制方案。

电压调整率

对于隔离式电压转换器，电压调整率是要求不高的性能标准之一。在大约10:1的负载电流范围内，输出到栅极驱动器的电压必须保持在 $\pm 3\%$ 到 $\pm 5\%$ 之间，这是一个相对较低的精度。到 Σ - Δ 调制器的5 V输出需要 $\pm 1\%$ 的电压调整率，这可以由ADP7118、ADP7102或ADP7104等低压差(LDO)稳压器实现。

偏置电压产生方法

电阻供电的电荷泵是产生以电机相位为基准的偏置电压的较廉价方法之一。在图3所示例子中，电荷泵产生单个正轨。这在基本电机驱动中可能是足够的，但这种耗能工作方式的效率非常低。当需要更多供电轨或更高电流时，损耗将变得无法接受。

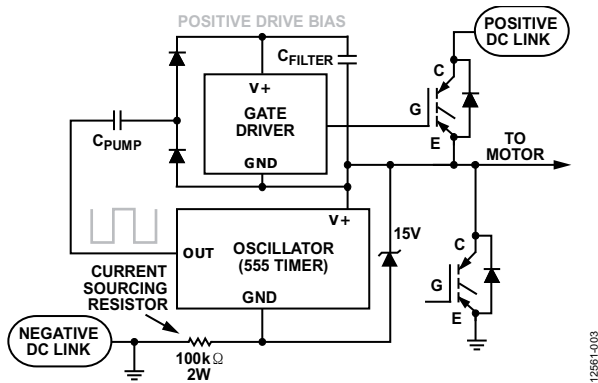


图3. 电阻供电的电荷泵

尽管效率低，电阻供电的电荷泵仍很常用。

电阻供电的电荷泵具有如下优点：

- 两个变压器引脚提供多路输出
- 器件成本低
- 良好的负载调整率
- 灵活的电压设定值
- 避免了自举的占空比限制

电阻供电的电荷泵具有如下缺点：

- 效率非常低
- 输出电流能力较低
- 底部IGBT导通时无功率传输

当仅需要15 V电压时，为低端IGBT提供该电压不是问题，低端IGBT绝不会长时间关断；而对于高端驱动器供电，

使用低端驱动器偏置电源的自举(如图4所示)可能是最好方法。

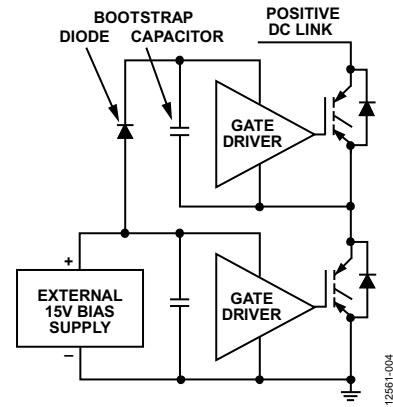


图4. 自举

自举是广泛使用的方法，尤其是在降压DC-DC转换中。对于自举能够令人满意地工作的应用，强烈建议使用这种方法。

自举的优点是：

- 无需多个变压器输出绕组
- 低成本
- 高效率

自举的缺点是：

- 低端IGBT必须频繁导通以给自举电容充电，这可能与空间矢量调制不兼容
- 更难以产生负偏置轨
- 电荷泵方面会限制输出电流

基于变压器的技术是消除电荷泵和自举方法缺点的主要选择。

应用反激式转换器产生电机驱动偏置电压

对于小功率隔离式转换器(其中的变压器可以具有低漏电感),反激式拓扑是最常见和最经济的选择。

然而,许多商用成品反激式电源使用光耦合器提供从副边误差放大器到原边PWM控制器的反馈。这种方法有两个问题。

第一个问题是副边电压检测通常是配合转换器的一路主输出使用。副边电压检测可使此主检测输出实现出色的电压调整率(如1%)。然而,典型电机驱动实例具有10路输出和4个隔离域。当负载电流变化施加于主检测输出时,其他从输出的电压调整率通常会受到不利影响。这种效应通常被称为交叉调节。

也可以利用副边电压检测来调节多路输出的加权组合,但所有这些输出一般必须位于同一隔离域中。

这些检测输出的负载组合的变化同样会对从输出(例如其他

隔离域中的输出)产生不利影响。检测一个域中的多路输出似乎不能改善从属域或未检测域的交叉调节。

第二个问题是,由于光电晶体管基极的电容和高增益,高共模 dV/dt 往往会对光耦合器产生不利影响。图2显示了驱动一个电机相位的IGBT发射极的实际 dV/dt , 11 V/ns很可能会干扰许多光耦合器的正常操作。可以用更好的器件(如ADuM3190)替换光耦合器。ADuM3190可以同时取代隔离式电源常用的光耦合器和副边基准电压源。它利用一个集成微电子变压器实现跨越隔离栅的耦合,并且不受11 V/ns共模压摆率的干扰。

考虑到电机驱动栅极偏置电源转换器有许多隔离输出,副边电压检测并无益处。

从原边检测反激式转换器输出

另一个选择是从原边绕组检测变压器输出电压。原边检测反激式转换器非常简单，并能提供良好的输出电压调整率。在副边检测转换器中，主输出受到严格调节，但从(未检测的)输出会随检测输出端的负载而变化。在原边检测转换器中，检测输出负载是固定的，而且可能非常低，因此从输出不会因为检测输出负载而变化。故而，使用原边电压检测时，所有输出的最差电压调整率可能更好。在合理的宽负载电流范围内， $\pm 3\%$ 左右的负载调整率对许多应用是足够的，包括典型电机控制栅极驱动偏置电源要求。

各路输出电压可通过改变变压器绕组匝数来改变。还可以改变反馈网络或控制绕组匝数，从而以一定的比例改变所有输出电压。

使用原边电压检测时，副边基准电压源和隔离式反馈便不再需要。由此产生的设计更简单、更廉价，器件更少，印刷电路板(PCB)尺寸更小。对于隔离栅上的共模 dV/dt ，该技术已表现出良好的抑制能力。

图5显示了隔离式原边检测反激式电压转换器的拓扑结构。

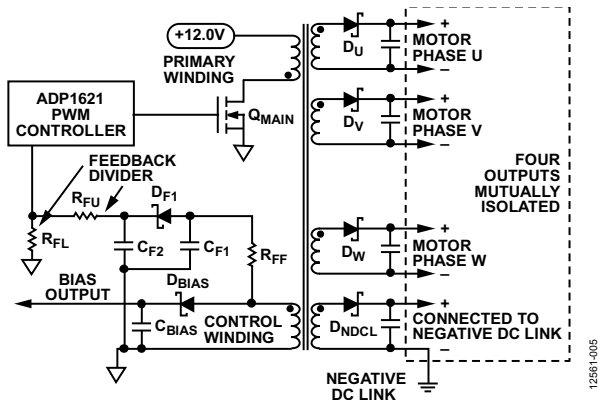


图5. 多路输出、隔离式、原边电压检测、反激式转换器的原理示意图

当 Q_{MAIN} 关断时，控制绕组提供的每匝电压值与隔离输出(图5中变压器右侧)相同。

R_{FF} ($100\ \Omega$ 至 $500\ \Omega$)和 C_{F1} ($50\ \text{pF}$ 至 $300\ \text{pF}$)构成一个低通滤波器，用于抑制 D_{F1} 阳极处交流输入波形的前沿电压尖峰。该尖峰与 Q_{MAIN} 关断同时发生，且与复杂的变压器漏电感具有函数关系。当 D_{F1} 的输出负载尽可能低时，此尖峰由 D_{F1} 整流，若不加以抑制，将会导致转换器电压调节性能显著降低。 D_{F1} 的整流输出由 C_{F2} 进行直流滤波。

C_{F1} 的循环充电是一个损耗项，因此， C_{F1} 的值必须尽可能小。当 C_{F1} 为最小值时，为了获得所需的低通滤波器时间常数， R_{FF} 的值必须最大。(此时间常数的最优值取决于变压器，但通常在 $10\ \text{ns}$ 到 $100\ \text{ns}$ 范围内。)然而， R_{FF} 的作用只是为了与 C_{FF} 一起形成一个交流低通滤波器， R_{FF} 上的直流压降是一个误差项，必须予以最小化。为使此直流压降最小，需选择 R_{FU} 和 R_{FL} 以提供最高的实际阻抗，并且该阻抗与ADP1621 PWM控制器IC的FB引脚输入偏置电流一致。 R_{FU} 和 R_{FL} 形成反馈分压器，配合控制绕组设置输出电压。

D_{F1} 必须是具有足够高电压额定值的小信号($10\ \text{mA}$ 到 $200\ \text{mA}$ 电流额定值)肖特基二极管。

还需要考虑用于直流滤波的 C_{F2} 值。若 C_{F2} 太大，反馈环路会增加一个极点，可能导致电路不稳定。为了避免对反馈环路相位裕量产生不利影响，在完成直流滤波任务的前提下， C_{F2} 必须尽可能小，典型值为 $10\ \text{nF}$ 。

图5所示设计还包括 D_{BIAS} 和 C_{BIAS} (这些是可选器件)，用以向控制器IC提供工作偏置电流，以便在利用 $12\ \text{V}$ 到 $48\ \text{V}$ 输入供电时实现最高效率，但不提供高效 $5\ \text{V}$ 原边偏置轨。注

反激、SEPIC和Ćuk拓扑组合

下面的内容将聚焦于反激式转换器的输出拓扑，然后逐渐过渡到SEPIC和Ćuk输出电路，这才是本应用笔记的主题。

图6显示了从反激式转换器产生两路输出的最常见方法。这种方法简单高效，并根据各绕组的匝数提供独立的输出电压设定值。

每路输出需要一个变压器引脚，另外还要一个公共连接引脚。此方式不利于需要多个输出的应用。

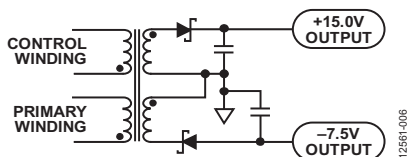


图6. 从反激式变压器产生多个输出电压的简单方法

这种方法的优点是：

- 效率较高
- 器件成本低/数量少
- 良好的负载调整率
- 灵活的电压设定值
- 很容易产生负电压或正电压

这种方法的缺点是每个输出电压需要一个变压器引脚，另外还要一个引脚用于公共点。

图7显示了一种折中方法。一个隔离输出域仅使用两个变压器引脚。它利用线性或耗散方式来实现轨分离。它能够很好地调节电压，但只能应用于低输出电流情况。在本应用笔记讨论的反激输出电路架构中，这种方法效率最低，但能从一个反激式输出绕组产生多个电机驱动偏置电压。

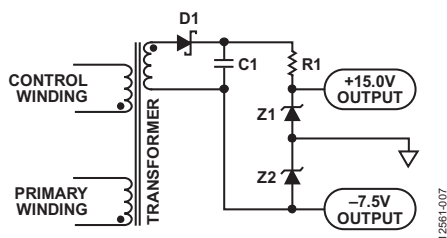


图7. 耗散式轨分离

所需的最大输出电流和最小齐纳偏置电流在所有时候都必须流过D1和R1。

耗散式轨分离的优点是：

- 两个变压器引脚提供多路输出
- 器件成本低
- 良好的负载调整率
- 活的电压设定值

耗散式轨分离的缺点是：

- 低效率
- 输出电流能力较低

在输出绕组之间增加一个耦合电容(如图8所示)，可以改善两路具有相同匝数并产生相同电压幅度的直流输出之间的电压跟踪性能。耦合电容可有效抵消变压器漏电感对输出的影响，从而改善交叉调节。为了说明增加耦合如何有利于反激式输出调节，图9显示了一个36 W离线反激式转换器采用PQ3230铁芯变压器的实验结果。

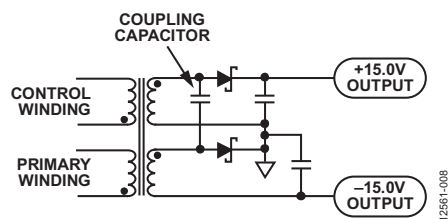


图8. SEPIC和Ćuk反激改进

图8在图6基础上做了改进。两个绕组的两端均连接到变压器引脚，负整流器移动到绕组的相对一端，输出绕组之间增加一个耦合电容。两个输出绕组的匝数必须相同。

图8所示改进的优点是：

- 效率较高
- 器件成本低
- 一个域内的交叉调节最佳

图8所示改进的缺点是：

- 每个域的每路输出需要两个变压器引脚
- 输出电压幅度必须彼此一致

表2. 偏置电源负载测试条件

负载组合	+12 V输出(A)	-12 V输出(A)
1	0.01	0.50
2	0.01	0.02
3	0.10	0.02
4	0.10	0.01
5	0.20	0.01
6	0.50	0.02
7	0.50	0.01
8	1.00	0.01
9	2.00	0.02
10	2.00	0.01
11	3.00	0.02
12	3.00	0.01

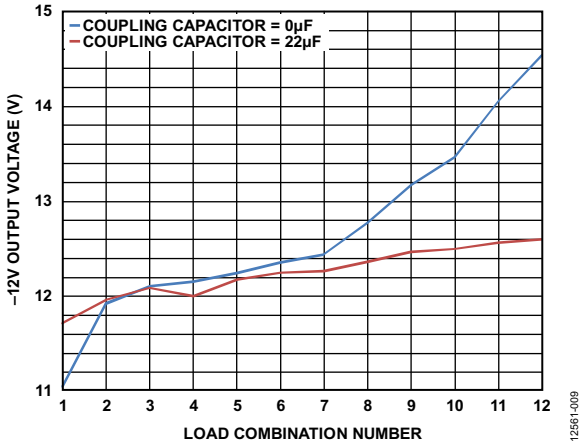


图9. 双路输出反激式电源的测试数据
(输出绕组之间有无耦合电容两种情况)

图9显示了采用36 W ± 12 V输出反激离线电源获得的测试数据。输出整流电路架构与图6相似，因此，其工作方式相似，并有定性值来说明耦合电容的效应。500 mA、-12 V输出的整流器为SS2PH10，3 A、+12 V输出的整流器为SS5P10。在连接和不连接耦合电容两种情况下，输出均利用相同负载电流组合进行测量。在表2和图9中，结果按照无耦合电容情况下负输出从小到大的顺序排列。反馈环路严格调节+12 V输出，因此，其在测试期间的变化可忽略不计。

省去电容时，测得的-12 V调节带为-12.8 V ± 13.7%。

连接电容时，测得的-12 V调节带为-12.2 V ± 3.6%。

设计过程的下一步是用一个或多个外部(分立或耦合)电感替换一个或多个变压器输出绕组，如图10所示。

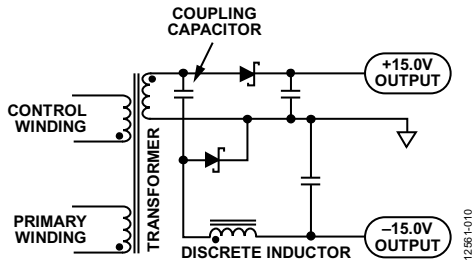


图10. 采用单变压器绕组的双输出反激电源

图10所示的改进基于图8，一个变压器绕组被分立电感取代。-15 V输出为Cuk输出。

图10所示改进的优点是：

- 效率较高
- 器件成本低
- 改进的负载调整率
- 一个变压器引脚提供多路输出，仅使用两个引脚

图10所示改进的缺点是：

- 需要增加分立电感
- 输出必须产生相同的电压幅度

此改进提供与图6所示电路相似的性能，但将一个隔离域提供两路输出所需的变压器引脚数减少至2个。

图11所示为变压器绕组输出7.5 V的电机驱动应用。公共点连接为最低电位点，因此，变压器整流输出为7.5 V和15 V。7.5 V馈入一个LDO稳压器，产生一个5 V电压轨，而15 V为单极性栅极驱动器供电。

2路输出并非上限。图12所示电路采用一个双绕组耦合电感(Coilcraft LPD6235-473)，后者串联三个相同整流输出，产生-7.5 V、+7.5 V和+15 V。这就是图18所示完整的多路输出反激式转换器设计采用的架构。

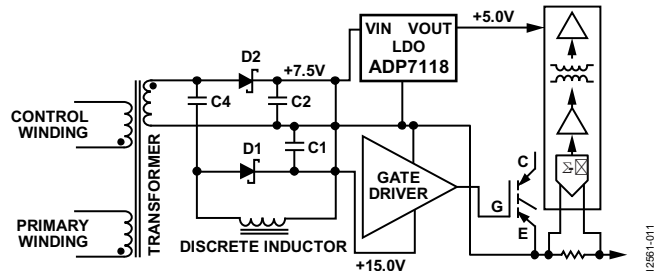


图11. 双输出电源，15 V用于隔离式栅极驱动，5 V用于隔离式调制器

图11所示设计与图9相似，但在一个演示板中产生7.5 V和15 V电压。7.5 V为一个5 V输出LDO稳压器供电，以运行模数转换器(ADC)。

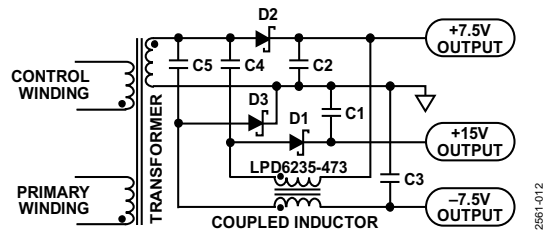


图12. 三输出电源，15 V和7.5 V用于隔离式栅极驱动，7.5 V用于隔离式调制器电路

图12所示设计与图10相似，但使用一个耦合电感来从一个变压器绕组产生三个输出轨。+15 V供电轨用于栅极导通驱动，+7.5 V供电轨为+5 V LDO稳压器供电，-7.5 V供电轨用于栅极关断驱动。

图12中偏置转换器的负载和交叉调整率是在5 mA至200 mA负载范围内，对+15 V和-7.5 V输出进行测量。图13和图14显示了计算的图形化结果，证明此拓扑能够在至少40:1负载电流范围内维持良好的输出电压容差。

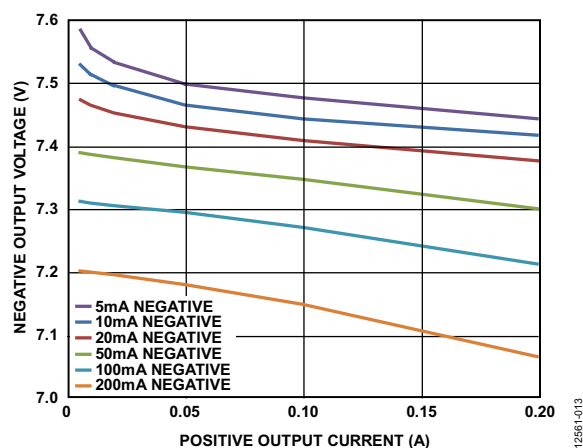


图13. -7.5 V输出的实测输出电压调整率与-7.5 V和+15 V上负载电流变化的关系(图12所示电路)

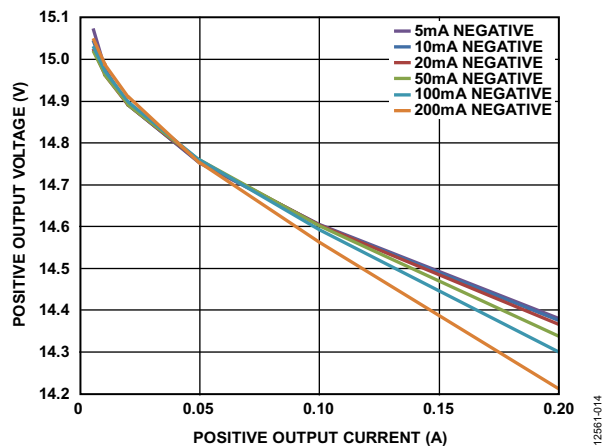


图14. +15 V输出的实测输出电压调整率与-7.5 V和+15 V上负载电流变化的关系(图12所示电路)

表3. 图14所示偏置转换器的实测负载调整率

输出 (V)	测试电流范围 (mA)	中心点 (V)	容差 (%)
+15	5至200	14.64	±3.0
-7.5	5至200	7.326	±3.6

电路原理阐释和拓扑比较

反激、SEPIC和Ćuk转换器都是升压或降压转换器。它们在输入电压上切换一个绕组以转换功率，从而将电能储存在磁芯中，然后在输出上切换同一或另一绕组以提供电能。(降压、升压和其它拓扑有重大差别，一般并非同样适合于多路输出。)它们都有相同的基本工作模式，因此，电压和占空比全都基于电感上的伏秒平衡和电容中的电荷平衡。一旦将匝数比计算在内，其运行方程便是相同的。各种降压或升压拓扑的基本模块可以按照多种方式进行组合，以便产生成比例的输出电压，这些输出电压在很宽的电流范围内具有良好的跟踪性能。

下面是控制降压-升压转换器的连续导通模式(CCM)和断续导通模式的一些相关方程。

CCM电压转换方程：

$$V_{OUT} = \frac{D \times V_{IN}}{1 - D}$$

其中 D 为占空比。

DCM总输出功率(单位为W)方程：

$$P_{OUT} = \frac{(D \times V_{IN})^2}{2 \times L \times f}$$

其中：

f 为频率。

L 为总并联电感，单位为H(亨利)。

DCM阻性负载的电压转换方程：

$$V_{OUT} = \frac{D \times V_{IN} \times R^{0.5}}{(2 \times L \times f)^{0.5}}$$

其中 R 为负载电阻，单位为 Ω (欧姆)。

关于电感，在这些SEPIC和Ćuk相关设计中，耦合电容用于提供开关频率级别交流电流的短路通路。对于上述方程，考虑变压器和输出电感为并联。在电感耦合情况下(一个磁芯上有相同匝数的两个或更多绕组)，任一绕组的电感或两个(或全部)绕组并联(同相连接)的电感相同。这通常是标称的耦合电感值。

当并联多个独立的电感或变压器(直流或交流耦合)时，如图10、图11或图12所示，多个并联电感的有效电感值由下式确定：

$$L_p = \frac{1}{(1/L_1) + (1/L_2) + \dots + (1/L_n)}$$

在反激式变压器中，磁芯通量链接所有绕组，任何时候都会在所有绕组中产生相同的每匝伏特数。利用这一特性，通过监控其中之一所产生的电压，便可调节多路输出。漏电感指与一个绕组串联作用的电感，它不与其他绕组共享。漏电感会使绕组解耦，在反激式变压器设计中通常要使其最小化。相比之下，耦合电感的设计可以实现最小漏电感，或者具有特定漏电感。某些实现了最小漏电感的耦合电感可以很好地配合反激式变压器使用，而其他未按照最小漏电感设计的耦合电感则不能。

一个绕组的总电感 L 等于互感 L_M 与漏电感 L^o 之和：

$$L = L_M + L^o$$

一个绕组的互感 L_M 等于总电感 L 与耦合系数 k 的乘积：

$$L_M = L \times k$$

变压器的原边和副边绕组之间通常有安全隔离，而耦合电感通常没有，不过二者均有例外情况。

SEPIC和Ćuk转换器可以使用具有良好或很少磁耦合的耦合电感，或使用没有磁耦合的分立电感。电能传输主要或完全依赖于耦合电容。绕组漏电感对电容耦合绕组之间的电压缩放的影响不大，但为了确保正常工作，耦合电感必须具有一定的漏电感，以便维持连续或半连续的电流，使得耦合电容能够驱动交流电压波形。为了获得远低于反馈环路单位增益交越的LC谐振频率，需要使用电容；低漏电感可能会增大该电容。使用耦合电感而不是分立电感的主要优势在于元件成本和PCB面积更经济。

在本应用笔记给出的例子中，反激式变压器提供隔离。匝数比为1:1(也可使用其他匝数比)。原边绕组和副边绕组之间需要低漏电感，这对任何反激拓扑都适用。然而，SEPIC或Ćuk耦合会链接一个隔离域中的多路输出，因而一个域内的电流波形和电压交叉调整率准则变得与SEPIC和Ćuk转换器相似。

反激、SEPIC和Ćuk组合式转换器的设计考虑

首先设计反激式转换器。确定绕组输出电压(如7.5 V或15 V)，然后将总输出功率折合到一路输出以计算总功率。

例如，若电流和功率要求为表4所示，则变压器和控制可以像单路输出那样设计： $1.5 \text{ W}/7.5 \text{ V} = 200 \text{ mA}$ 。

表4. 域电源要求

输出轨	V	A	W
V1	+7.5	+0.05	0.375
V2	+15	+0.06	0.9
V3	-7.5	-0.03	0.225
总计	不适用	不适用	1.5

工作频率与变压器、电感和陶瓷电容的大小相关。虽然提高工作频率一般可以降低器件大小，但受变压器漏电感影响，超过200 kHz至400 kHz的频率很可能会提高损耗并降低电压调节性能。

实际最小漏电感不会持续与变压器设计频率成反比。漏电感中储存的电能($L \times I^2/2$)通常会被浪费，因为功率等于电能乘频率，漏电感的功率损耗与频率成正比。

除了功率水平和频率之外，决定变压器最小尺寸的因素常常还有变压器引脚排列和安全间距。选择PQ2625的理由是很容易用Rubadue多层特氟龙安全绝缘线来手工缠绕。设计工作频率为200 kHz。

下面是关于变压器和功率转换器设计的注意事项：

- 对于图13、图14和表3中的波形示例，两个图形中的占空比均为约56%。要在这种较大占空比(接近并超过50%)下实现稳定的CCM操作，必须提高斜率补偿。斜率补偿是将一个电压斜坡增加到电流模式PWM控制器IC所用的电流斜坡上。45%以下的占空比通常不需要或只需要很少的斜率补偿，因而更容易控制。20%到45%范围内的占空比最容易控制。采用12 V输入、7.5 V输出、肖特基二极管和1:1匝数比时，演示电路以大约40%的占空比运行。

- 在一个尺寸和功率得到优化且采用肖特基输出整流器的反激式变压器中，连续导通模式(CCM)通常能提供最佳效率。在峰值负载和最小输入电压下，变压器峰值通量密度必须小于0.2 T到0.22 T，以免变压器变热时磁芯饱和。在容许磁芯损耗限制下，交流峰峰值通量密度必须尽可能高。因此，本应用笔记中的设计从0.05 T到0.07 T (200 kHz、Ferroxcube 3F3铁氧体)的交流峰峰值通量密度限制开始。

本应用笔记中的例子使用PQ2625磁芯，最小尺寸不是一项关键要求。变压器按照以下要求进行设计：易于手工制作、低漏电感、合理的磁芯损耗、足够的爬电距离和间隙。主要折中是相对于功率水平而言，磁芯显著较大。原边、副边和输出绕组全都仅有4匝。匝数如此至少，导致无法获得CCM所需的电感，因此，磁芯组件用一个间隔片(0.001英寸或0.025 mm，从聚酯膜割下来的)隔开。由此得到的所有绕组的电感约为28 μH 。当加载到正常限值时，转换器以断续导通模式(DCM)工作。注意：期望的电感可通过增加匝数来实现，但增加匝数会显著提高漏电感，因此这是一个很糟糕的选择。

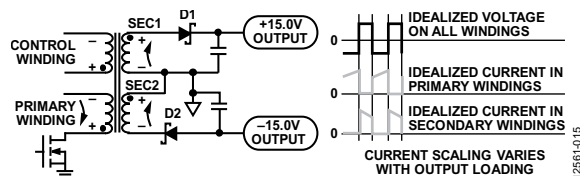


图15. 双输出反激式转换器的变压器绕组电流和电压

在图15所示的多路输出反激式转换器中，变压器中的总安培-匝数可以是连续的，但个别绕组中的电流必须即时改变以维持波形保真度和电压调整率。变压器绕组的漏电感必须很低，这点非常重要。本例的变压器匝数比为1:1:1:1，使用理想化的二极管和12 V直流输入。

在正常反激拓扑中，所有绕组共用一个磁芯，磁芯通量与总安匝匝数乘积成比例，比例系数为磁路磁阻的倒数。使用一个独立电感时，结果将得到一个独立(非共享)磁芯。耦合电容会阻隔变压器绕组与电感之间的任何直流电流，只有交流电流在这两个磁性元件之间通过。电容值足够大，使得交流电流仅在电容上引起很小的纹波电压。该电容用作一个交流短路元件，在简单的电路运行分析中，其纹波电压可以忽略不计。

在图15所示的正常反激例子中，当晶体管导通时，变压器输出绕组不传导任何电流。对于反激和Ćuk组合式转换器(或任意组合拓扑)中的变压器，情况则不是这样，因为输出绕组需要通过耦合电容驱动L1和其他电感。结果便是，变压器输出绕组波形同时包括输出二极管电流和电感磁化电流两个分量。原边绕组电流波形与普通反激情况相似，电感为所有磁性结构的并联组合。在图12所示例子中，变压器电感测量值约为28 μH 。类似地，Coilcraft LPD6235耦合电感具有47 μH ，因此，转换器行为与变压器电感等于17.5 μH 并联等效值的反激式转换器相似。

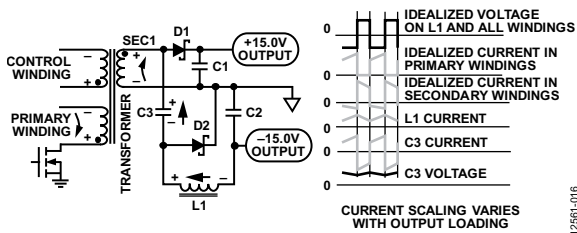


图16. 单副边拓扑的双输出反激式转换器的变压器绕组电流和电压

在图16所示的反激-Ćuk组合式转换器中，变压器低漏电感仍是高效电能传输的关键，但它对一个电压域内两路输出之间的交叉调节的影响极小。二极管D2电流的关键交流分量流过电容C3，而不是电感L1。关键杂散电感是通过D1和C1路径以及C3和D2路径测得电感。必须仔细考虑PCB布局，使此杂散电感远低于最小漏电感，这可以在正常反激式转换器所用的良好变压器中获得。

根据电感、磁芯损耗、直流电阻和饱和电流选择外部电感。通常，在50 kHz到100 kHz范围内的频率，若电感中的峰峰值纹波电流接近饱和电流，磁芯损耗将非常大。可能的话，应使用Coilcraft等电感制造商提供的磁芯损耗计算工具。在既定尺寸内，使用更细的线并绕更多匝数以提供

更大的电感，可减小纹波电流和磁芯损耗，但也会降低饱和电流并提高直流电阻。

在图10中，L1中的直流电流为-15 V输出电流。在图11中，电感的直流电流为+15 V输出电流。

在图12中，耦合电感的一侧传导+15 V输出电流，而另一侧传导-7.5 V输出电流。为了确定直流磁芯激励，应将这两个幅度相加。它不是一个共模扼流圈。

Coilcraft和Cooper提供一些尺寸耦合电感(如Coilcraft LPD6235)，它们往往是单源的。Pulse、Würth、Cooper和Coilcraft等制造商提供尺寸可换用的12平方毫米耦合电感。

耦合电容值必须首先选定，使得平均电荷比循环电荷(等于 $I_{\text{OUT}}/\text{开关频率}$)大。然后计算电荷/电容以求出纹波电压，后者不得超过直流电压的某一较小百分比；5%是一个很好的最大值。注意：陶瓷电容焊接之后，随着电压的施加和时间推移，会有明显的电容量损失；因此，应当非常保守地看待陶瓷电容额定值。(Murata提供了用于描绘这些系数的在线工具。)对于具有高 $C \times V$ 额定值的小封装器件，施加电压后的电容损失尤其明显。为方便起见，输出电容和耦合电容常常使用相同的电容额定值。



图17. 带绕轴扩展器的反激式变压器原型

图17所示为使用PQ2625 3F3的变压器，它带一个绕轴扩展器，提供10 mm爬电距离。图18所示的转换器就是使用这种变压器。

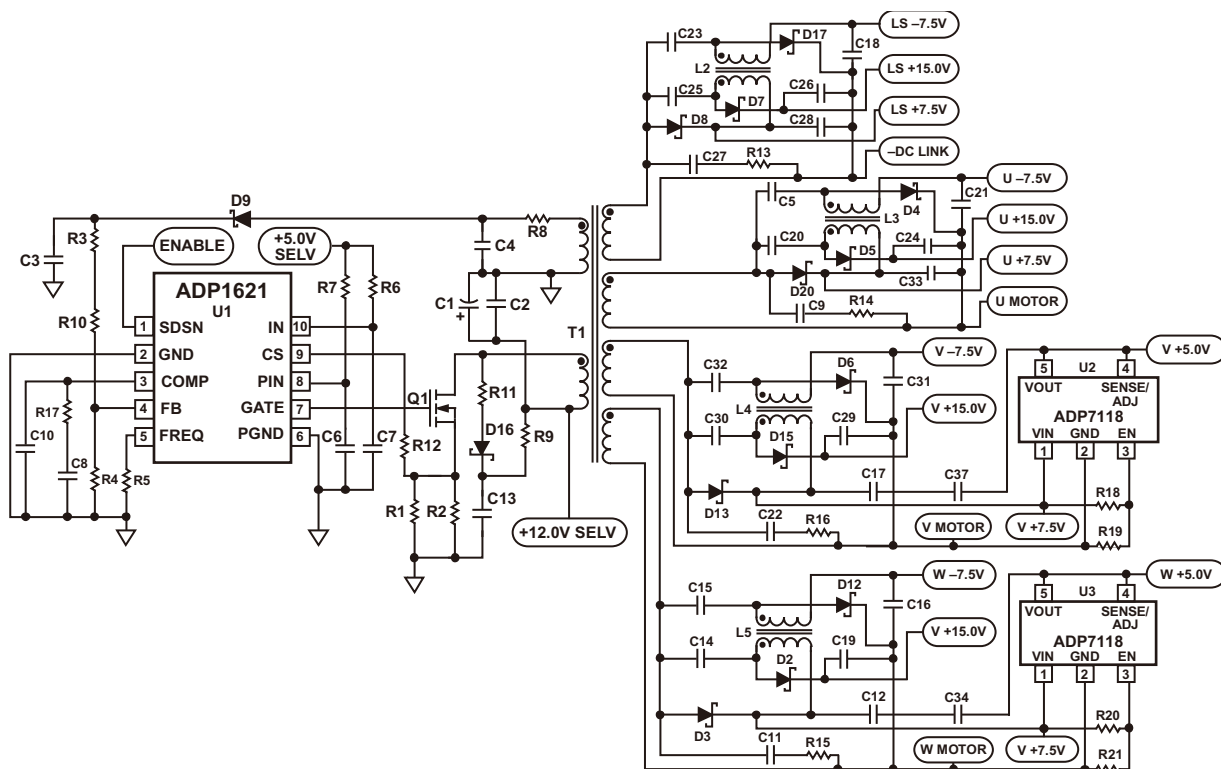


图18. 完整转换器原理图

表5. 完整转换器的物料清单

项目	索引标识符	值	描述
1	C1	100 μ F	Nichicon UCL1C101MCL6GS
2	C2	1.00E-05	16 V, X5R, 1206
3	C3	10 nF	50 V, X7R, 0603
4	C4	100 pF	50 V, NP0, 0603
5	C5	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
6	C6	1.0 μ F	16 V, X5R, 0603
7	C7	1.0 μ F	16 V, X5R, 0603
8	C8	10 nF	50 V, X7R, 0603
9	C9	100 pF	50 V, NP0, 0603
10	C10	不放置	不放置
11	C11	100 pF	50 V, NP0, 0603
12	C12	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
13	C13	100 nF	50 V, X7R, 0603
14	C14	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
15	C15	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
16	C16	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
17	C17	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
18	C18	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
19	C19	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
20	C20	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
21	C21	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
22	C22	100 pF	50 V, NP0, 0603
23	C23	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
24	C24	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
25	C25	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
26	C26	2.2 μ F	0805, X5R, 25 V
27	C27	100 pF	50 V, NP0, 0603

AN-1316

项目	索引标识符	值	描述
28	C28	2.2 μ F	0805、X5R、25 V
29	C29	2.2 μ F	0805、X5R、25 V
30	C30	2.2 μ F	0805、X5R、25 V
31	C31	2.2 μ F	0805、X5R、25 V
32	C32	2.2 μ F	0805、X5R、25V
33	C33	2.2 μ F	0805、X5R、25 V
34	C34	2.2 μ F	0805、X5R、25 V
35	C37	2.2 μ F	0805、X5R、25 V
36	D2	MBR0560	Micro Commercial
37	D3	MBR0560	Micro Commercial
38	D4	MBR0560	Micro Commercial
39	D5	MBR0560	Micro Commercial
40	D6	MBR0560	Micro Commercial
41	D7	MBR0560	Micro Commercial
42	D8	MBR0560	Micro Commercial
43	D9	LL101A	Vishay
44	D12	MBR0560	Micro Commercial
45	D13	MBR0560	Micro Commercial
46	D15	MBR0560	Micro Commercial
47	D16	LL103A	Vishay
48	D17	MBR0560	Micro Commercial
49	D20	MBR0560	Micro Commercial
50	L2	LPD6235-473	Coilcraft
51	L3	LPD6235-473	Coilcraft
52	L4	LPD6235-473	Coilcraft
53	L5	LPD6235-473	Coilcraft
54	Q1	IRLML0060	International rectifier
55	R1	不放置	不放置
56	R2	0.033 Ω , 5%	0805、Susumu
57	R3	499 k Ω , 1%	0603
58	R4	100 k Ω , 1%	0603
59	R5	100 k Ω , 1%	0603
60	R6	10 Ω , 1%	0603
61	R7	10 Ω , 1%	0603
62	R8	357 Ω , 1%	1206
63	R9	619 Ω , 1%	1206
64	R10	2.00E+04	1206
65	R11	8.2 Ω , 5%	1206
66	R12	200 Ω , 1%	0603
67	R13	不放置	1206
68	R14	不放置	1206
69	R15	不放置	1206
70	R16	不放置	1206
71	R17	4.99 k Ω , 1%	0603
72	R18	35.7 k Ω , 1%	0603
73	R19	10 k Ω , 1%	0603
74	R20	35.7 k Ω , 1%	0603
75	R21	10 k Ω , 1%	0603
76	T1	变压器	如文中所述
77	U1	ADP1621ARMZ	10引脚 MSOP
78	U2	ADP7118AUJZ-5.0	5引脚 TSOT
79	U3	ADP7118AUJZ-5.0	5引脚 TSOT

总结

本应用笔记介绍了工业电机驱动中为高端和低端栅极驱动以及隔离式电流检测IC产生偏置电源的不同方法。对电荷泵和自举电源等方法的优缺点进行了分析，并得出结论：变压器隔离式拓扑在效率、灵活性和安全隔离栅等方面具有独特优势。反激式拓扑特别适合此类偏置电源的多路输出特性，但标准反激式转换器解决方案是针对提供多路输出或耗散轨分离的栅极驱动器偏置电源，存在要使用很多变压器引脚或效率很低的缺点。此外，通常的副边检测调节方法存在交叉调整率很差的问题。本文提出了解决上述限制的方案：通过原边检测大大改善整体交叉调整率；在

绕组之间增加副边耦合电容以进一步改善调整率；用分立或耦合电感取代一个变压器绕组，从而降低变压器引脚要求。本文展示了交叉调整率结果，并提供了耦合电感输出版本的完整原理图和物料清单。另外还在一个完整的三相逆变器平台上实现了分立电感版本，其采用最高800 V的直流总线供电。

图19所示为EV-MCS-ISOINV-Z隔离式转换器平台上的偏置电路照片。欲订购此平台，请访问ADI公司网站www.analog.com/EVAL-ISO-INVERTER-MC。

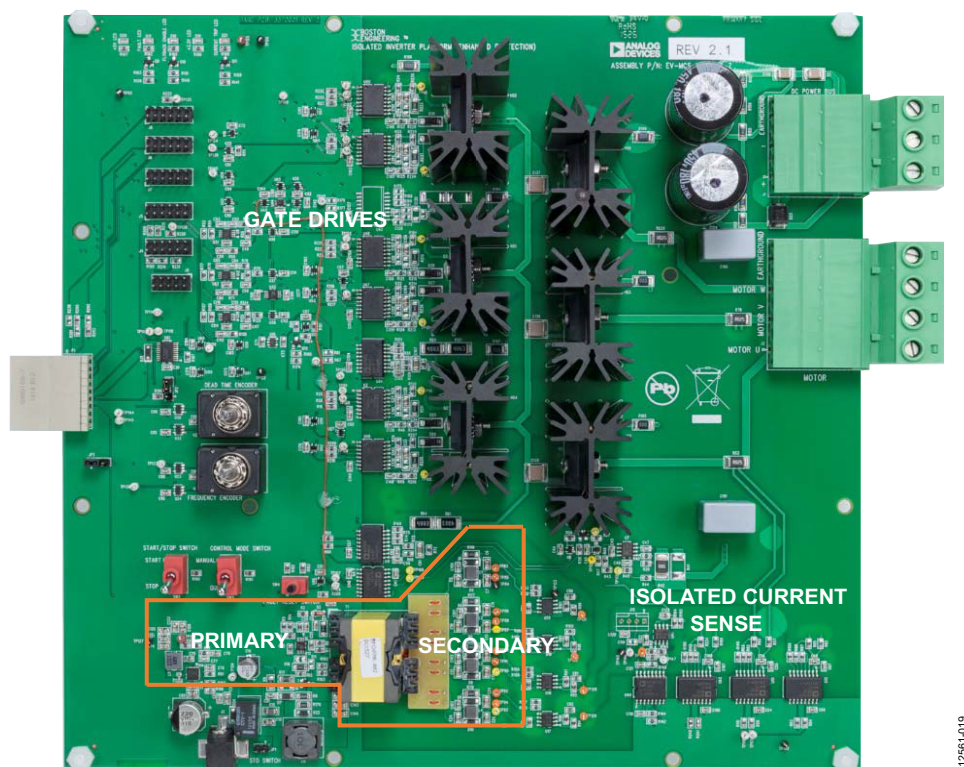


图19. 带偏置电源的三相电机控制逆变器