

目录

稀疏矩阵变换器中多种双向双极性开关管的性能比较	207
具有反向耐压的新型 IGBT	215
双极性 MOSFET 在现代雷达天线中的应用	219
DE 系列快速功率 MOSFET™(简介)	225
13.56MHz 拥有 89%效率具有频率捷变限制的 D-型半桥 3kW, 5kW 射频发生器	231
PRF-1150 1 千瓦 13.56MHz 标准 E 射频发生器测试模块	239

稀疏矩阵变换器中多种双向双极性开关管的性能比较

关键词：矩阵变换器；新拓扑；变换器电路；功率因数校正；供电质量；三相系统；驱动；器件应用；测量；器件特性；器件；功率半导体器件；新器件；MOS 器件；双极性器件；分立式功率器件；

摘要：直到现在，在不同的拓扑中，双向双极性器件还是由多个功率半导体开关器件组合而成。比如 IGBT 和二极管并联构成的器件。新型的功率半导体开关器件的产生可以简化这些电路拓扑。比如反向阻断 IGBT 或反向导通 IGBT；本文通过把不同拓扑中的各种半导体器件等效成相同尺寸的器件，来实现它们的一体化，这样才可能对各种双向双极性元件进行比较。文章最后对它们在稀疏矩阵变换器中应用时的特性做了评估。

1 介绍

参考文献[1],[2]介绍了矩阵变换器的知识。如图 1 所示，矩阵变换器的基本功率单元是有公共输入端和输出端的双向双极性开关器件。各个单元间的通讯协议要求每个开关器件必须（至少在特定的时间间隙中）只能单方向导通电流，而阻断反方向的通路。

用参考文献[3]、[4]、[5]提到的变换器代替稀疏矩阵变换器，它们和稀疏矩阵变换器有相同的函数功能，但是每个功率单元的输入和输出是独立的。这些功率单元与没有储能元件的直流环节连接。输入单元通过一个双向双极性开关将单相输入和直流环节连接在一起，通过开关管实现输入和直流环节的加减运算。输出单元和电压型逆变器一样，是一个常见的桥式拓扑。典型的三相供电系统由三个桥臂构成。（两个带反并二极管的 IGBT 构成）通常的采取的控制策略是：当输出端电流通过反并的二极管导通时改变输入端的开关状态。这样可以实现零电流开关，可以更安全的切换工作状态，而且开关损耗更小。在双向双极性开关管导通的状态下，双极性开关管在电流流向不同时不需要独立控制。

2 双向双极性开关管

2.1 双管反向串联的开关单元

通常，在稀疏矩阵变换器中承担主要工作电压的双向双极性开关管是由两个对偶的开关元件构成。每个元件由一个 IGBT 和一个反并二极管构成。如图 2 所示。这种结构使得电流方向分别可控。在共集电极的结构中，只需要一个输入电源就可以实现矩阵变换器的拓扑。但每个 IGBT 都需要独立的驱动电路。相反，在共发射极的结构中，每个 IGBT 都需要有相互隔离的电流源供电。但它在不需要双向电流控制时，只需要一个驱动电路就可以同时驱动两个 IGBT。

当然，也可用一个新型的半导体器件来代替图 2 所示的 IGBT 和快恢复二极管组成的混和电路。这种器件正向导电时具有 IGBT 的特性，而反向导电特性又和 MOSFET 很接近。

图 3 所示为其内部结构图：顶部的发射极结构与 IGBT、MOSFET 相一致。而底部的集电极却不同：它由相互交替的 P 和 N+层构成。P 层和 IGBT 相同，是双电子导电，而 N+层的短接使得器件内部形成了一个 PN 结，和 MOSFET 一样，构成了一个反并的二极管。

2.2 双管反向并联

这里介绍另一种新型半导体器件，它正向导电特性与 IGBT 相同，而当 $V_{ce} < 0$ 时，它又有阻断作用(详见参考文献[6])。它的剖面结构如图 4 所示。图左边没画出来的部分与图中所示的相同，而在图右画的是芯片的边缘部分：在节点终点有几个护圈。它的外形以及正向导电时的电气模型与 NPTIGBT 相同(详见参考文献[7][8])，但它不同于 NPT（非穿透型）结

构的是：在芯片的边缘，P+型集电极从芯片的底部一直扩散到顶部。这样的结构使得芯片中底部的PN结可以在集电极变负时承受反向电压。如果不采取这种措施，边界处的PN结由于没有场终止结构，会被击穿。这也是IGBT不能加反压的原因。图4最右边的图标显示的就是这种结构的符号图：在集电极内部集成了一个二极管。本文中用它来表示反向阻断IGBT。

如图5所示，将两个反向阻断IGBT并联，就构成了一个双向双极性开关。可以单独控制电流的方向。在矩阵变换器中，每个反向阻断IGBT都需要一个驱动。所有器件的驱动器共用一个电源，电源一头接发射极，另一头接在公共输入或输出端。

2.3 稀疏矩阵变换器

图7所示为IMC(间接矩阵变换器)功率电路的基本结构。参见参考文献[5]图1(b)间接矩阵变换器(IMC)的电路的直流部分是由一个电流型整流输入级和电压型逆变器输出级耦合，构成的双向变换器。它和CMC(传统矩阵变换器)比较，结构简单而可靠性高。通过改变输入级的开关状态，由感性负载驱动的输出电流经由输出级的功率半导体器件续流。因此，不需要应用多级换流策略，换流方式与直流母线电流无关，相电压与换向角无关。正如下面将提到的，这一优点使得稀疏矩阵变换器的功率电路拓扑变得容易实现，可以应用到将来的工业应用中去。

3.1 输入端和输出端桥臂的实现。

根据参考文献[5]，IMC中功率场效应管的数量可以减少，而矩阵变换器的函数特性不变。这就导出了图8(1)的稀疏矩阵变换器(SMC)和图8(2)的超稀疏矩阵变换器。进一步推导桥臂拓扑，使用和IMC相同的开关半导体器件(图8(3))将两个分立元件合并成一个器件而功能不变。如图8(4)、8(5)所示。

以下将分析不同拓扑的桥臂拓扑的输入导通损耗。

输出级的桥臂由功率模块FII50-12E构成。FII50-12E内部集成了两个带超快恢复的反并二极管的高速IGBT。输入级也采用和输出级相同性能或型号的功率器件来构成图(1)和图(3)所示的桥臂。也可构成图(2)所示的桥臂，但这时就可以用一个单独封装器件来实现四象限变换器，如同功率器件FIO50-12BD一样的形式。

通过应用反向导通的IGBT器件IXBH15N140可以将图(3)中的功率晶体管和反并二极管合并成一个器件，从而减少分立式元件的数量，并方便实际系统的实现。

最后再说一点，可以用两个反向耐压IGBT：IXRH50120来替代有反并二极管的两个反串的IGBT构成的四象限开关。这样除了可以减少半导体器件数量，还可以降低导通压降，减少导通损耗。

表1给出了几种开关器件参数，这些参数是根据各个器件的数据推导得到的。根据表1的数据可以计算得到开关器件的导通损耗。开关器件和二极管的导通损耗是根据以下公式：

$$P_c = U_{F0} \cdot I_{avg} + r_F \cdot I_{rms}^2 \quad (1)$$

(参考文献[10])器件的电流平均值 I_{avg} 和有效值 I_{rms} 是根据参考文献[5]第六章中推导的调制指数计算得到的近似解析值。

$$M_2 = \frac{\hat{U}_2}{\frac{1}{2} \cdot \bar{U}} \quad (2)$$

在这里，参考[5]中的公式（44），上式中 $\bar{U} = \frac{9}{\pi} \cdot \ln(\sqrt{3}) \cdot U_1$ ，表示直流母线电压的通态

平均值。根据输出电流的相移和输出电压基波值，用 I_{2rms} 表示第二相输出电流有效值。根

据参考文献[5]，由 $M_2 = 1$ 得到 $U_2 \approx 0.787\hat{U}_1$

表 1: SMC 桥臂拓扑中的输出级和不同输入级电路中使用的功率半导体器件的参数:

与电流无关的跌落电压 U_{F0} ，导通阻抗 r_F 是引用的芯片资料。这些参数值与芯片工作电流

在 0-30A 之间时的实际导通参数很接近。测量时的栅极电压为 15V，节温为 125°C

标注: 在多种输入级桥臂拓扑中，直接比较不同的功率模块，在芯片具有相同的硅片面积时，可以采用表 1 的数据。这里也考虑了晶体管和二极管之间的不同分配。在这个例子中，数据是对实际情况的一种近似。更细节的比较，包括开关损耗的比较，将在另一篇论文中讨论。

3.2 SMC 拓扑的导通损耗的比较

图 9 和图 10 分别给出了在输入电压 $M_2 = 0.5$ 以及 $M_2 = 1$, 移相角和电流有效值为

$I_{2rms} = 10A$ 工作时不同输入级和输出级的导通损耗。图中将总体损耗分割成二极管损耗和功率晶体管损耗两部分，分别显示。

当输出相电流有效值增大时，输出端的导通损耗也增大。这是因为当电流增大时，在器件动态电阻上的电压降也比静态值 U_{F0} 大，因此导通损耗是电流有效值的二次方函数。

改变移相角 Φ 对总的导通损耗影响不大。因为导通时二极管的导通特性和功率晶体管的导通特性并没有很大差别，电流从哪个器件流过，并不会对效率有太大的影响。改变 Φ 角，只会影响晶体管和二极管的损耗的比例分配：当 $\Phi = 30^\circ$ 时，损耗主要是在晶体管中，即电流主

要流过晶体管。 $\Phi = 60^\circ$ 时，二极管的导通时间增大，而晶体管的导通时间下降。因为此时部分能量只通过连接输出端桥臂的直流母线端传递。

同样，改变 M_2 的值，对导通损耗也没有太大的影响。因为流过功率半导体器件的电流同样流过器件内部的寄生二极管。

而输入损耗和输出电流有效值有直接的关系。当增大输出电流相移时，输入端的导通损耗随之下降。因为移相角增大，直流母线的电流平均值和有效值随着减小，所以输入端的导通损耗下降。降低输出端的调制比 M_2 ，输入端中功率晶体管流过电流的时间间隔变短，而寄生二极管的导电时间间隔变长。在间隔时间内，直流母线电流为 0) 从而使得输入端导通损耗下降。

下面给出损耗的比较公式：

$$P_{C,r} = \frac{P_{C,abc} + P_{C,ABC}}{S_2} \quad (3)$$

其中， $P_{C,r}$ 是以额定视在功率

$$S_2 = 3 \cdot U_{2rms} \cdot I_{2rms} \quad (4)$$

为基准，得到的标么值

图 11 所示为：

$$U_2 = 0.787 \cdot U_{1rms} (M_2 = 1), U_{1rms} = 203V, I_{2rms} = 20A (S_2 = 10.86KVA)$$

时的损耗分析图。根据图 11 可以用效率来表示 $M_2 = 1, I_{2rms} = 20A, \Phi = 0^\circ$ 时的相对导通损耗，即当有损耗时，效率 η 小于 1。

根据图 11，从效率的角度出发，发现桥臂 (1) 和 (2) 的拓扑结构确实稍有不同。 $\Phi_2 = 30^\circ$ 时，直流母线电流（负载电流的一部分）只是正向流动，当一个桥臂导通时，同时由一个功率晶体管和两个功率二极管导电。参考文献[5]图 17)

在 $\Phi_2 = 60^\circ$ 时，电流可以反向流动，此时只有一个功率晶体管和二个二极管导电。但这样并不会对导通损耗产生很大的影响。因而，拓扑 (1) 应用在负载向输入端回馈能量的场合，才能体现它的优点，比如交流电机的再生制动等等。但本文为更好的分析问题的本质，在这里不对这种情况进行分析。

比较拓扑 (1)、2，拓扑 (3) 的导通损耗确实小很多。因为电流总是只流过一个功率晶体管和二个二极管。

桥臂拓扑 (4) 中，晶体管的耐压值和体二极管的耐压值较高，导通时的瞬态电阻也大。但它具有开关损耗小，耐压值高的优点。同时因为工作电压高，在整个系统中，传输功率时的损耗减小，因而也可以得到较高的整体效率。

使用反向耐压型 IGBT (拓扑 (5))，它的导通损耗比拓扑 (3) 更小。因为实际上它只是通过电流只流过一个 IGBT 和一个二极管，电流通路上只有一个 IGBT 导通压降。总之，SMC、VSMC 等拓扑与 IMC 比较，功率半导体器件的数目减少了，但同时因为导通损耗增大，效率下降了 1%。在输入或输出端应用 FII50-12E 和 FIO50-12BD 模块，实现输出视在功率为 10KVA 的电源系统时，导通损耗的增大，引起效率下降 2% 到 3%。如果选择合适的工作频率，让开关损耗和导通损耗接近，整个系统的效率就可以很高，大约 95%。

3.3 开关损耗

前面已经提到，IMC、SMC 以及 VSMC 输入级的换流时是零电流模式。因此可以假设只有输出级的功率管有开关损耗。但是，如果分析的更细，参考图 12) t_2 时刻，当直流母线电压为正时，电流从电源正端流经 b 相，从 a 相流出，发现因为寄生容的充电电荷的存在，sapa 和 sbpb 上确实有电流尖峰，会在已经关断的 b 相电路中的 IGBT 以及导通的 a 相电路中的器件上引起损耗。这就使得由直流母线上电容冲放电引起的损耗变大。

而且，当输出级电流从续流状态向有源开关状态变化时，由于直流母线上的电流 I 的作用，输入级的二极管会被强迫导通。二极管上确实存在恢复电压，正向的恢复电压会减小功率晶体管的导通电压和对应的二极管关断电压。也就是说输出级的部分损耗反馈到输入级中去了。

因此，输入级的开关损耗主要受功率半导体器件的寄生参数影响。根据芯片参数得到开关损耗的计算公式并不是很准确。所以本文刚开始并没有讨论开关损耗。

以后会有一篇论文专门讨论单个元件在印刷电路板中的开关损耗和导通损耗。

4 结论

将稀疏矩阵变换器和传统的矩阵变换器拓扑比较，前者连接的功率器件更少，确实可以更容

易的实现 AC/AC 变换。根据开关器件导通损耗的分析结果,可以得到这样的结论:这种电源系统效率很高,在工业应用中很有价值。比如:可以用来实现集成电动机变换器。

下一步将分析各种 SMC 拓扑中的开关损耗,计算出硅片的利用率,并确定电源系统的输出功率定额。电源的输入电压为欧洲标准:线电压有效值为 400V。整个系统通过定频工作的电源模块实现。

最后,将通过 SIC 肖特基二极管和 SiC-J-FET/Si-MOSFET-cascode 开关构成一个四象限开关,工作在 200kHz 下,评估其高功率密度的工作特性。

参考文献

[1]R. Cittadini, J. -j. Huselstein, C. Glaize: A Matrix Converter Switching Controller for Low Losses Operation Without Snubber Circuits :EPE conference, Trondheim, 1997

[2]M. Ziegler, W. Hofmann: A new Two Steps Commutation Policy for Low Cost Matrix Converters for AC-Variable - Speed Drivers; PCIM conference Nurnberg, 2000

[3]J. W. Kolar: Dreiphasiger Hybrid Wechselfspannungs Wechselfspannungs Driektumrichter minimater Komplexitnat und hoher Kommutierungssicherheit: patent application Wien 2001

[4]L. Wei, T. A. Lipo: A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation; Record of the IEEE Industry applications Society Annual Meeting, Chicago , 2001

[5]J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, H. Ertl, F. Stoggerer: Novel Three phase ACDC -AC Sparse Matrix Converter; IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, Dallas (Texas), 2002

[6]A. Lindemann: A New IGBT with Reverse Blocking Capability; EPE Conference, Graz , 2001

[7]U. Nicolai, T. Reimann, J. Petzoldt, J. Lutz: Applikationshandbuch IGBT and MOSFET Leistungs module ; Verlag Isle, Nurnberg, 1998

[8]S. Miyashita, S. Yoshiwatari, S. Kobayashi, K. Sakurai: Progress in Development of High Power NPT IGBT module: ISPSD conference , Kyoto, 1998

[9]A. Lindmann: Combining the Features of Modules and Discrete s in a New Power Semiconductor Package; PCIM conference , Nurnberg, 2000

[10] H. Buri: Leistungshalbleiter Eigenschaften und Anwendungen; Girardet Verlag Essen/BBC Mannheim, 1982

[11]Schafmeister, F. Baumann, M. , and Kolar, J. W. : Analytically Closed Calculation of the Conduction and Switching Losses of Three phase AC-AC Sparse Matrix Converters. To be published at the 10th international Power Electronics and Motion Control

Conference, Sept. 9–11, Cavtat&Dubrovnik, croatia (2002)

[12]Kolar, J. W. and Ertl, H. :Status of the Tehniques of Three-phase Rectier Systems with Low Eects of the Mains .21st international Telecommunications Energy Conference, June 6–9 , Copenhagen, Denmark, paper 14–1 (1999)

具有反向耐压的新型 IGBT

关键词：分立式功率器件。器件应用；器件特性；器件；矩阵变换器；MOS 器件；新型器件；功率半导体器件；谐振变换器；谐振式电源；半导体器件；软开关；ZCS 变换器；

摘要：新研制成功一种带反向耐压能力的 IGBT。这种特性用途广泛，比如在电流型逆变器、谐振电路以及双向开关矩阵变换器。本文论述了一种单片集成电路的拓扑以及它的工作特性。

1 介绍：应用场合

具有单向导电，反向耐压特性的可控开关的典型电路可以归结为以下几种：

- 图 1 所示的传统电流型逆变器（参考文献[1][2]）
- 图 2 所示的电流型谐振变换器（参考文献[3][4][5]）
- 实现功率器件软开关的辅助谐振电路
- 图 3 所示的双向开关电路，比如在矩阵变换器。（参考文献[7][8]）

目前为止，所有适用 IGBT 的场合中使用的 IGBT 都是由标准的 IGBT 和一个串联二极管构成，没有反向耐压的功能。用芯片集成的方法替代传统的方法，会有很多好处：导通损耗降低；成本和芯片体积下降。

现在介绍一种新型 IGBT，它具有反向耐压功能：本文第二节将介绍这种芯片的制造技术，之后在第三节将详细介绍该芯片的特性。

2 芯片制造工艺

图 4（右图）显示的是反向耐压型 IGBT 芯片的横截面结构图。芯片的单元结构就如左图所示，在芯片的边界是一层护圈，其几何外形与 NPT 型 IGBT 一致。但 NPT 型 IGBT 不能承受太大的 CE 结反向电压：加反压时，在芯片内部的 P+N 层之间的 PN 结的耗尽层会增大。但是如果反向电压太大时，PN 结边界就会被反向击穿。这一局限可以用隔离扩散的方法克服。隔离扩散技术常用于晶闸管芯片的制造中：在芯片的边界处扩展出一层 P+层，与底部的反向阻断 P+层连接在一起，一直伸到顶部的氧化物绝缘层下，如图 4 右所示。这种方法在芯片内部形成一个 P+N-结。作为 IGBT 的一部分，这个 PN 结使得芯片可以像 PN 型二极管一样可以承受反向电压。这种方法并没有改变芯片内部的结构，因此，除了可以承受反向电压以外，这种芯片和 NPT（非穿透）型 IGBT 具有相同的特性。

图 4 右边为反向耐压型 IGBT 的符号：在集电极上串了一个二极管。下面给出的是 TO-247 封装的 IXRH50N120 芯片的电气特性。它可以承受 1200V 的双向电压。

3 电气特性

3.1 正向特性

这种测量方法确定了反向耐压 IGBT 和 NPT（非穿透）型 IGBT 关于集电极电流 I_c 、集射结电压 V_{ce} 的特性。

图 5 所示为正向特性：在两种温度、不同栅射级电压 U_{ge} 条件下，集电极电流 I_c 随饱和压降 U_{cesat} 变化的曲线。请注意，反向耐压 IGBT 的饱和压降比直接用一个 1200V 的 IGBT 集电极串二极管时的饱和压降要小。饱和压降是正温度系数。图 6 显示了与此相关的转换特性：集电极电流 I_c 随栅射级电压 U_{ge} 变化曲线。

图 7 显示了评估开关特性时采用的带感性负载的拓扑，图 7 右边为开关的关断电压波形。标一总结了实验的特征值。

3.2 反向特性

对第一节提到的需要反向耐压能力的两个典型试验装置进行了测量：图 8 中的可控二极管的

电路特性可以和硬开关的电流型逆变器或矩阵变换器中的开关装置比较。图 9 所示的可控振荡器电路中的双向开关可以代表谐振电路中的开关。

IGBT 内部寄生的二极管引起的反向恢复现象正如图 8 所示: T1 承受 $U_{ge}=15V$ 的正向偏置, 开始时因为电感的续流, T2 关断时 T1 管流过正向电流 I_c 。当再次开通 T2 时, 电感电流在 T2 中换流, 而 T1 承受直流母线上的反向电压 U_{ce} 。正向电压 U_{ge} 仍然加在 T1 管的沟道上, 并不能使 T1 管内的集电极上的 pn 结耗尽, 正如在第二节所示的芯片结构图所示。反向耐压型 IGBT 承受反向电压的特性与普通的 pn 结二极管反向恢复相同。关断时间很短, 导致电压波形上有点小尖。但开关速度较大多数整流二极管要快, 对于上述的应用场合很适用。而且随着芯片发展, 它能进一步得到优化。

图 9 中的振荡器的工作特性可以用下面的公式计算:

$$i_L = U_{co} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sin \frac{t \cdot t_0}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (1)$$

$$u_c(t) = U_{co} \cdot \cos \frac{t \cdot t_0}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2)$$

$t \geq t_0$, 边界条件为:

$$U_c(t) = U_{co} \text{ 和 } i_L(t_0) = 0$$

忽略所有的损耗并假设电流为正向时 T1 开通, 负向时 T2 开通。其中电感 $L=180\mu H$, $C=20\mu F$, U_{co} 初始值为 100V。根据公式 (1) 得到的电流幅值为:

$$i_L = U_{co} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = 33A$$

由公式 (1) 和公式 (2) 得到电压和电流的 1/2 周期为

$$\frac{T}{2} = \pi \cdot \sqrt{L \cdot C} = 190\mu s$$

这和图 9 中测量得到的波形很吻合: T1 开通时间为 $270\mu s > T/2$ 。这使得电容电压首先改变极性。但由于存在阻尼, 正弦电流幅值下降引起电压下降。接着, 电容电压保持恒定而电感电流为 0, 因为关断 T2 时 T1 阻断了反向电压。当开通 T2 而关断 T1 时, 谐振得负半周就开始了。这样就可以通过由带反并二极管的反向耐压型 IGBT 构成双向开关, 控制谐振过程。在这种应用中, IGBT 是零电流软开关的。能够承受反向电压, 却没有反向恢复过程。

4 结论

提出了一种新型 NPT IGBT: 它除了具有普通 IGBT 的特性, 而且由于改进了芯片结构, 还可以承受反向电压。试验结果列出了它在标准条件下的工作特性以及对它反向耐压特性的利用。这种新型元件将应用在电流型逆变器、双极性功率电子开关、矩阵变换器或谐振变换器等电路拓扑中。

参考文献

- [1] A.Rafoth,D.Machost,J.Petzoldt,A.Schlu:Generation of Harmonics in Voltage and Current Source Rectifiers :EPE conference, Lausanne,1999
- [2] P.Puttonen, M.Salo,J.Mokka,H.Tuusa: A Current source PWM Converter for Variable Speed

Wind Energy Drive;PCIM conference ,Nurnberg,1999

[3]M.Lopez,L.Garcia de Vicuna,M,Castilla,J,Matas:An AC-DC Converter with High Quality Input Waveforms and Very Low Switching Losses;EPE Conference,Trondheim,1997

[4] M.Ishibashi,Y.Konishi,S.Mobin,H.Ogiwara,M.nakaoka:Three Phase Current Source soft Switching PWM Converter with a single Resonant DC Link Snubber;EPE conference ,Lausanne,1999

[5] E.J.Dede,J.M.Espi,V.Esteve,j.jord-an,S.Casans: Trends in converters for Induction Heating Applications ; PCIM conference ,Nurnberg,1999

[6]S.P.Wang,M.nakaoka,K.Izaki,I.Hirota,H.Yamashita,H.Omori:Soft Switched PWM High frequency load Resonant Inverter with Power Factor Correction for Induction heating Cooking Appliance;EPE conference,Trondheim,1997

[7] R.Cittadini,j.-j.huseistein,C.Glaize: A Matrix Converter switching controller for Low Losses Operation Without Snubber Circuits:EPE conference ,Trondheim,1997 EPE Conference ,Graz,2001 7

[8] M.Ziegler,W.hofmann: A New Two Steps Commutation Policy for Low Cost Matrix Converters for Ac-Variable –Speed Drives;PCIM conference ,Nurnberg,2000

[9]U.Nicolai,T.Reimann,J.Petzoldt,J.Lutz: Applicationshanbuch IGBT-und MOSFET –Leistungs module ;Verlag Isle,Nurnberg,1998

[10] S.Miyashita,S.Yoshiwatari,S.kobayashi,K.Sakural: Progress in Development of High Power NPT IGBT module :ISPSD conference ,Kyoto,1998

双极性 mosfet 在现代雷达天线中的应用

摘要：在现代电源的应用中，需要利用高效、高可靠性的高压开关器件来提高效率。但是要么是很少可以找到耐压大于 1000V 的 mosfet，要么就是耐压高的 mosfet，其 $R_{DS(on)}$ 也很大，这使得 mosfet 的导通压降也很大，这是我们不希望看到的。双极性 mosfet 是结合了 mosfet 和 igbt 优点的开关元件。本文主要对制造 Bimosfet 的新工艺方法以及它的非外延型结构进行了说明。Bimosfet 的许多特性：比如导通压降、门极充电量和开关时间等等，都有附图进行说明。考虑到 bimosfet 的众多优点，这里列出了它在雷达天线电源以及脉冲调节器中的应用。采用谐振式 ZVS/ZCS 技术，结合电流反馈模式，设计电源给 TWTS、电子调速管、或磁电管供电，具有许多吸引人的特性和好处。同样，这种设计还可用在其他各种高压电源应用场合。

索引词： Bimosfet 模数变换、雷达、ZVS/ZCS

1. 介绍

Mosfet 和 IGBT 的传统结构通常就是参考 DMOS 的架构：在一层较厚的低阻硅层衬底上生长出一层外延层。主要靠这个厚厚的 N 型硅层承受电压。正如图 1 中证明的，当电压高于 1200V 时，使用非外延型架构更吸引人，而且成本更低。这中类型的架构也称为“均匀基底”或 NPT

参照图 1，双极性 mosfet 保留了 IGBT 的 PNP 典型结构，请注意，不同于 IGBT 的是：它在 P+型衬底的集电极中短接了一个 N+型硅层部分。这样可以减少 PNP 晶体管的电流增益，改善它的关断性能。但这样一来就和 mosfet 一样，在集电极和发射极之间就形成了一个固有的体二极管，因此，双极性 mosfet 缩写成 BIMOSFET。双极性 mosfet 的关断特性的好坏直接与集电极短接的 N+层的数量多少有关。为了使体二极管可用，同时为了消除其反向恢复引起的 dv/dt 问题，必须通过照射的方法减少少子的寿命。因此，最终的器件就即可以适应高频又可以适应于低频。只需要在制作过程中改变集电极短接的 N+数量和调节合适的照射量。将 IXBH40N160 BIMOSFET 和一个 1000V 的 MOSFET (IXFH12N100) 和 1200V 的 DMOS 架构的有短路安全工作区的 IGBT (IXSH35N120A) 的电气特性进行比较：这三种器件都是用相同尺寸的硅片制作的 (7.11mm x 8.64mm)。比较的结果是比较客观的，因为所有器件的工作电压都是降额使用的。

1. 三者中 BIMOSFET 的极限电压最高，而它们的 Q_{on} 差不多。这主要因为 BIMOSFET 的栅极电容相对较小，因而它的米勒效应也较小，如图 2 所示。一方面，高极限电压意味这有利于改善电力噪声环境。
2. 它的跨导和导通峰值电流比 IGBT 要小。这使得 IGBT 成为低频应用的首选。为了在高压场合的短路试验中能够幸存，器件的跨导就必须低。因此 BIMOSFET 适于应用在要求可以承受短路故障的场合。
3. BIMOSFET 在 125 摄氏度下的 $V_{ce(sat)}$ 比 IGBT 的要高，但是和 MOSFET 比较，在工作电流为 20A 时，它的导通压降是 1000V MOSFET 的 15%。就目前而言，正如 2.4.4 章节提到的原因，1500V MOSFET 的 V_{ds} 在这种情况下会更高，
4. 图 3 表示的是三种器件的 V_{ces} 、 V_{ge} 、 V_{ce} 随温度变化的曲线。其中电压幅值为它们相对于 25 摄氏度时幅值的标么值。体二极管的导通压降 V_f 也是正温度系数。BIMOSFET 的 V_{ces} 和 IGBT 的 V_{ge} 随温度变化的曲线与一般的 IGBT 相同。但是，因为 BIMOSFET 的 V_{ces} 和 V_f 都是正温度系数，并联时可以保证均流，因此它比 IGBT 更适于并联使用。图 4 是 IXBH40N160 在器件温度为 125 度，输入电压为 1000V，20A 感性负载工作时，关断时的电压、电流波形。由于有一点拖尾电流，关断损耗 E_{off} 为 2.4mJ。而这只是相同情况下 IGBT 的关断损耗的 50%。图 5 给出了在 125 摄氏度情况下，相同定额的 BIMOSFET 与 1200V IGBT 和 1000V MOSFET 的对比。在频率从 5kHz 到 75kHz 变化时，BiMOSFET 的性

能稳定。因为 BiMOSFET 有优良的外特性，用它制作的高压大电流高效电源有很好的调节特性和很小的纹波。这一特性使得 BiMOSFET 很适合用于制作 RADAR 发射机电源，甚至还可以用来制作用于雷达的那些设计要求很高的脉冲调节器。下面将分别对这几种情况进行说明。

II RADAR 发射机

RADAR 是英文 Radio Detection And Ranging 的首字母缩写。它利用向特定方向发射电磁波，并通过接收各种(运动的或静止的)物体反射回来的电磁波信息以及接收到反射的时间信息，来判断反射物体的某些特性：高度、形状、速度和方向。通过发射规则的间歇式短脉冲（实际是连续的波形）有下面 3 种优点：

1. 发射的脉冲的瞬时功率可以提高，平均功率却很低。
2. 通过分析发射脉冲和接收到反射的时间差，可以很容易计算出被探测目标的半径距离（以及它的速度和运动方向）。
3. 同样，它也可以用于传输信息和接收信息。

术语：脉冲雷达就是指这种系统。图（6）为脉冲调节型多普勒雷达结构图。它的探测机理是通过探测由目标发出的多普勒频率来实现的。直脉冲调制装置将探测并显示固定或移动目标。另一类称为“自相关脉冲雷达”。这两者都属于最普遍的雷达类型：M.T.I(动目标显示)雷达系统。

脉冲调节器和发射机都是利用微波功率电子管，如 TWT(行波电子管) 速调管或磁电管等。它们的存在都需要有稳定而且纹波很小的高压大电流电源。BiMOSFET 可以很方便的用于脉冲调制器和超高压电源中。

在世界上雷达的衍生产品有各种各样的用途。不同的应用场合，其电源的最优工作功率水平和工作频率带也不同。以下是不同功率等级和频率带：

1. 应用方向：长距探测（大约 10000 公里）
 - a. 发射功率（平均）：2MW
 - b. 发射功率（峰值）：50MW
 - c. 中频带：特高频带
 - d. 脉冲宽度：2ms
 - e. 重复脉冲频率：20HZ
 - f. 占空比：0.04
2. 应用场合：中距离探测（大约 3000 公里）
 - a. 发射功率（平均）：1MW
 - b. 发射功率（峰值）：100MW
 - c. 中频带：C 带（大约 5GHZ）
 - d. 脉冲宽度：100 微秒
 - e. 重复脉冲频率：100HZ
 - f. 占空比：0.01
3. 应用场合：三维对空监视雷达（范围：大约 400 公里）
 - a. 发射功率（平均）：30KW
 - b. 发射功率（峰值）：30MW
 - c. 中频带：3GHZ
 - d. 脉冲宽度：5 微秒
 - e. 重复脉冲频率：200HZ
4. 应用场合：低空探测（范围大约 100 公里）
 - a. 发射功率（平均）：100W

- b. 发射功率（峰值）：1.3KW
- c. 中频带：1GHZ
- d. 脉冲宽度：10 微秒
- e. 重复脉冲频率：1KHZ

其他形式的雷达：地对空武器系统中的多模式雷达；它工作在 X 频带，多模式。或者作为战斗机的机载雷达工作在 X 或 K 频带。这些各式各样的雷达都有两个潜在要求：

1. 它们都需要高压、大电流电源。这些电源必须满足相应的电压调整率、纹波和过载、短路保护要求。
2. 它们都需要脉冲调节器

III 高压大电流电源

以下将对一种新型设计进行说明。这一设计采用了先进的功率半导体器件、磁性元件，运用谐振式零电压开关控制模式，使得它有电流源的特性。采用这一设计制作的电源具有高效率、结构简单、重量轻的特点。使用零电压开关技术的优点是：

1. 零电压保证了“零开关损耗”
2. 没有电流尖峰
3. 特别适合高压输入场合，有很好的效率曲线。
4. 门极驱动功率较小。（因为没有米勒效应）
5. 包含了短路保护

这里推荐的变换器采用的 ZVS 技术，同时采用电流控制，这样能产生意想不到的好处。图 7 所示为电流反馈图，ZVS 的谐振式逆变器工作在固定频率下，输出谐波很少的正弦波到高压高频变压器原边。全桥架构使得变换器可以输出很高的功率。BiMOSFET 的导通压降和反向二极管的压降都是正温度系数，很容易做到均流，所以将 BiMOSFET 并联使用。逆变器输出固定频率的正弦波，使得高频高压变压器的设计得到优化。采用全桥逆变器结构，其输出也可以是采用桥式晶闸管可控整流电路后接 LC 滤波电路。LC 滤波电路中的电感使得输出具有恒定电流源的特性。在这些变换器中采用霍尔电流感应采样电流，不仅可以监视电流，还可以对电流进行控制。因为逆变器输出谐波很小的正弦波，因此 EMI/RFI 都最小化了，而且有源、无源器件上的电压、电流也最小化了。变换器的数学分析变得容易，而且分析结果和实际也很接近。

采用 ZVS 谐振式控制，使得变换器以压控电流源的方式工作。下面对采用这种方式给微波电子管供电带来的好处进行说明：

1. 采用高频电流源给阳极供电，只需要存贮很少的能量。并且自动限流（即使是在负载短路状态下）。这样当检测到错误信号时，通过关断 BiMOSFET 门极驱动信号，就可以在几微秒内关断微波电子管的电源。
2. 虽然微波电子管能向天线传输千瓦级的功率，它自己却不能一点能量。因此此类设备对供电电源有特殊要求：电源本身只储存很少的能量，这样不至于在电源故障时损坏微波电子管
3. 传统设计中采用调节磁体电流来控制电源，响应速度为秒级，而采用电流源设计，响应速度提高到毫秒级。
4. 通过采用这种方法，即使在微波电子管电弧放电或者跳模时输出电压也不会上升，而且此时电流可以下降到设备可以接受的水平。而不需要像 MCB 一样要另外激活其他的限制保护。
5. 为了更好的控制灯丝电源，额外引入了一种 DC/DC 变换器及其控制特性。这样就可

以实时跟踪与阳极电流相关的灯丝电流。如果不这么做，那么由于跳模或过热，任何灯丝电压源的控制问题都会导致设备损坏或不正确的灯丝发射。同时，灯丝电源也是由相同的附加 DC/DC 变换器电源单元供电。这样供电，可以提高调节灯丝电流的灵活性。如果灯丝电流得到优化，那么微波功率电子管的射频输出将是最干净的，在射频频谱中只有最小的边带。

6. 采用电流型电源供电的另一个好处就是使用者可以探测磁电管的不同工作特性。这样一来，就可以分别独立控制阳极电压、阳极电流、和磁体电流来达到想要的工作点。采用电流源的设计，就可以用永磁体代替电磁体，去掉磁体的供电电源，从而减少整个设备的重量和体积。

下面将用一个具体的例子来讨论多路高压次级变压器的可靠性问题。如图 7 所示，变压器次级接高压整流电路。本文稍后将说明采用单一次级高压输出存在问题。同时也很难找到反向峰值电压定额足够大、恢复速度足够快的快恢复二极管。在这个例子中，采用两个标号为 60DSDI-18A 的快恢复二极管串联，并在每个次级组成了一个全波整流电路。将这些整流器串联就得到了需要的高压。特别要注意每个快恢复二极管的电压应力应不大于它额定电压 1800V 的 75%。吸收网络有助于缓解快恢复二极管的电压尖峰问题和电压变化率太大的问题。在输出整流模块上串联的电感不仅有助于消除纹波，对减小快恢复二极管的电流变化率应力也有帮助。这个电感就是为 50KHZ 的整流输出设计的滤波电路。它和高压滤波电容存储的能量一起向微波电子管供电。

顺便提一下，分压器是由几个串联的电阻构成的。当把高压加在单个大阻值的电阻上时，电阻上电压电流关系的就不再是线性的了。一般在高压情况下不要使用碳膜电阻。实际应用中通常是用合适功率的线绕电阻串联来构成分压器，在每个分压电阻上再并联一个电容，以确保电压均衡（即使在动态时也一样能保持电压均衡）。

IV 脉冲调节器

图 8 是一个雷达脉冲调节器的电路图，BiMOSFET 在调节器中的应用，显示出它除了做高频开关以外还有其他用途。栅极脉冲的上升时间只与 Q1 管（由 BiMOSFET 构成，有很好的开关特性）和用铁氧体磁芯制作的脉冲变压器这两者有关。变压器的设计要保证漏感和分布电容尽量的小。

二极管 D1 到 D8 构成了两个全波整流器，分别输出 +Ve 和 -Ve，变压器的中间抽头为公共地。在整流输出端必须接一个线性稳压器。行波电子管的相位灵敏度很高。脉冲调节器的直流母线的电压调整率低会产生很大的纹波，而这些纹波会产生移相，进而会对在测量移动目标模式下工作的雷达产生干扰。脉冲间隙时，输出电压必须保持稳定，因此脉冲调节器电路需要有稳压器。

脉冲发生器发出的脉冲，它的上升、下降时间都很短。根据设计需要的不同，上升、下降时间从 200 纳秒到 10 毫秒不等。如果重复脉冲频率在 5KHZ 到 20KHZ 之间，那么一个行波电子管发出的栅极脉冲的上升和下降时间就大约只有 100 纳秒。

BiMOSFET 的驱动电路先把脉冲电压升高，再送入设计紧凑的铁氧体磁芯脉冲变压器中去。脉冲变压器的次级将这些驱动脉冲经过电阻 R4 加在 BiMOSFET Q1 管的栅极。R4 的值将决定上升时间的长短。R7 大约是 10K。栅极脉冲一终止，脉冲变压器的第三个绕组就会驱动 Q2 管开通。Q2 管是一个 PNP 的双极性高压晶体管，它开通后会给另一个脉冲变压器的寄生电容充电。这一过程完成后，被充电的变压器漏感会通过二极管 D10、R6、R5 和 C7 放电。就是这个变压器发出驱动栅极的脉冲。Q2 的作用是使脉冲的下降时间缩短，使它与上升时间差不多。

BiMOSFET IXBH9N140 在环境温度为 125 度，Vge15V、Rge 为 10 欧姆，带电感量 L 为 10 微亨的感性负载时的上升时间为 60 纳秒，下降时间是 40 纳秒。如此优良的开关特性有助于

改善最终驱动 TWT（行波电子管）栅极脉冲的上升时间。R9、C8 和 D13 构成的网络可以阻止 TWT 栅极脉冲的回摆。

V 谨慎的处理高压

一个成功的高压工程中必须包含好几项技术。高压设计中，设计目标应该是：

1. 电晕最小化
2. 电晕免疫
3. 防电弧设计

要保证设计的安全性，必须采用不同措施。下面给出推荐的设计向导：

1. 使用那些经过筛选的低电晕的器件和材料
2. 所有的器件连接以及内部连接线间都要避免出现锐角和突点。
3. 在选用绝缘介质时要保证 50%的安全距离(Voltage/mil)裕度。400Volts/mil 换成公制就是 160KV/cm。
4. 如果是交流电，定额只能用到直流时的 30%。举例来说就是：300V 的交流峰峰值要使用直流 1000V 定额的器件。
5. 封装器件和组装器件必须固定的很牢固。这是个经常被忽视的设计缺陷，设计的不好，器件或部件就会被电晕损坏。
6. 在选择高压二极管和电容的定额时，要尽可能的大，甚至是定额的几倍。
7. 为防止高压变压器电压递增，在整流后采用多个低压绕组串联。
8. 使用经特殊处理的绝缘油或采用真空管作为绝缘介质。
9. 在外形、布线以及整体空间设计时，要考虑灭弧设计
10. 在最后安装前要保证器件和零部件有足够的耐压值。
11. 一个非常成功的设计要使用专门为高压设计的元器件。
12. 几何外形的控制，比如环形外形，有助于提高可靠性。
13. 按照上面描述的标准选择合适的空间，能提高可靠性。
14. 不合适的封装或者是浸渍导致的失效会引起电晕，从而导致损坏
15. 选择绝缘介质有必要了解绝缘介质的各种属性。遗憾的是，关于在高压时如何选择绝缘介质这方面的文献很少。可以参考常用材料选择。

VI 结论

BiMOSFET 具有优良的开关特性，尤其在那些对开关耐压要求很高的应用场合，它的优点更突出。它们的性能可靠，所以成为制造高压大电流的现代雷达发射机电源的首选器件。这种器件也很适合用来制造雷达脉冲调制器：它的超快开关特性使它成为制造调制器的理想器件。尤其在高压场合。

说明了高频高压电源的拓扑结构，以及为了减小损耗，详细介绍了谐振式零电压开关的工作模式。图 9 为硬开关模式和谐振模式工作时的开关损耗对比图，更直观的显示出：谐振式工作模式可以减少开关损耗。

以微波电子管为例，列举了采用电流反馈零电压谐振变换器的优点。这种控制模式可以很容易的减小电源的体积和重量。另一个优点就是可以降低电磁干扰。采用谐振式控制微波电子管使得存储在电源中的能量很小，即使是工作在很高的频率(达到 50KHZ 量级)，存储在变换器中的能量也很小，不会因为电弧放电或跳模等故障而损坏微波电子管。

BiMOSFET 甚至可以用于制造微控制器，这种微处理器应用在特殊场合，具有控制和监控算法。

参考文献

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design," New York:Wiley, 1994, pp154-158
- [2] J. V. Yelland, "Inverter power supplies for Travelling Wave Tube Amplifiers", Plessey Radar Ltd, UK, pp. 150-157.
- [3] R. E. Locher, "New 1600V BiMOSFETTM Transistors Open up New Applications", IXYS Corporation, Santa Clara, Ca. 95054, USA
- [4] R. E. Locher and Olaf Zschieschang" IXBH40N160 BiMOSFETTM Developed for High Voltage, High frequency Applications" in PCIM '95 Conference, Long Beach, Ca., USA
- [5] A. D. Pathak "BiMOSFETS can perform creditably in modern radar transmitters" , Application Note, IXYS Corporation, Santa Clara, Ca. 95054, USA
- [6] D. Chambers and C. Scapellati, "New Developments in the Design and Application of Current Source Power Supplies for High Power Magnetrons", Spellman High Voltage Electronics Corporation, UK
- [7] G. Tammaro "A Versatile T.W.T. Grid Modulator", Contraves Italiana, Italy.

Mr. Ralph E. Locher earned his BS (Physics) from Rensselaer, Troy, NY in 1961 and his MS (EE) from Case-Western Reserve University, Cleveland. Ohio, in 1965. He worked for General Electric for many years and was a contributing author of GE "SCR Manual". He has published many papers, while working for Fairchild Electronics, National Semiconductor, Power Integration, and IXYS Corporation. He is Currently the Director of Applications Engineering at IXYS Corporation, Santa Clara, Ca. 95054, USA.

Mr. Abhijit D. Pathak received his B. E. (Electrical Engineering) from M. S. University, Baroda, India in 1966. He obtained his MS (EE) degree from University of Rhode Island, Kingston, R. I., USA in 1971. From 1968 to 1973 he worked in USA in the areas of Development of D.C. Drives, High Frequency High Voltage Inverters, Precision instrumentation and measurement systems and their applications in industry. In 1973, he returned to India and joined Indian Space Research Organisation as a Senior Scientist/Engineer. At I.S.R.O., he Project Engineered development of a number of large electronic systems for the first time in the Country under sponsorship of Dept. of Electronics, Govt. of India. He wrote a number of technical papers, while at I.S.R.O. Subsequently, in 1981, he started working in private sector and developed a number of industrial systems, including AC Variable Frequency Drives, UPS Systems, Inverters, Temperature Controllers, I/P Converters and Float-cum-boost chargers. He also taught Final Year Degree program at the University level for four years as a Visiting Professor in the Department of Instrumentation & Controls in India. In 2000 he joined IXYS Corporation as a Senior

Applications Engineer. He has written a number of Application Reports on the subject of Power Electronics.

DE 系列快速功率 MOSFET™(简介)

George J Krausse, Directed Energy, Inc.

摘要

DE 系列快速功率 MOSFET 是设计独特的高功率器件，其适合在高速、高频、大功率场合应用。本文主要陈述用以优化 DE 系列元器件的电气、热以及机械性能的专利技术。

简介

因为其潜在的速度优势，MOS 管从出现时开始就被寄以厚望。事实上，栅极和源极之间的快速传输时间极短，对于硅裸片理论上的时间只需要 200ps。但是传统的封装技术使得其并不适合在高频快速的应用场合使用。TO-3，一个设计与 20 世纪 50 年代的非常普通的大功率封装，其实是模仿吸尘器真空管的八角形螺钉固定式接口而设计的。随后出现了塑性封装的 TO-220 以及 TO-247,作出了一些改进。再近一些出现了诸如 TO-254 之类的大外形结构的封装。但是这些大功率封装的布局以及材料都是高度感性的，它们的散热性能很糟糕，并且它们的安装结构与低阻抗的布局不一致。即使是射频（RF）类型的封装，当使用较大的裸片是也会遇到相似的问题。简言之，裸片的封装仅仅考虑到了机械加工的便利而忽视了其是一个电路元件。在此期间，由于这些缺点，裸片的化学工艺与结构不断的发展进入一个相对稳定的阶段。

图 1 所示的 DE 系列快速功率™MOSFET 是一种新型独特的适合在高速、高频、大功率场合应用的电路元器件。DEI 的快速功率™技术实现了接触电感（ $\approx 1.5\text{nH}$ ）低、外形小，并且 $R_{\theta JC}$ 只有 0.10°C/W ，正是这些特性使得开关速度以及功率传输能力大大增强。

DE 系列现有 5 种功率等级（DE-150, DE-275, DE-275 $\times 2$, DE-375 以及 DE-475），相比于传统的功率 MOSFET，其速度以及允许功耗分别提高到原来的 10 倍和 3 倍，而体积和重量分别只有原来的 1/2 和 1/3，这样一来就大大减小了裸片的应力。本文主要陈述用以优化 DE 系列元器件的电气、热以及机械性能的专利技术。

标准封装

为了更好地了解 DE 系列种机械结构布局地必要性，我们首先来看一下普通传统功率 MOSFET 使用中回馈的一些问题。

图 2 给出的是传统 MOSFET 的模型。其他双极型的器件的分析也一样。 L_D 的影响主要表现在对输出的影响，但是这种危害并不大。有一些参数则会影响到器件的快速工作。在开通的时候，我们在门极终端接入一个阶跃电压信号，假设其 $T_r=0$ 且 $Z_0=0$,此时寄生元件 L_G 、 R_G 以及 L_S 立刻将内部结构的电容与输入隔开，这样一来门极电容上的电压的上升率就会收到很大的限制，这种限制的时间差不多是 $T_r=1/4F$ ，器件开通就会很慢。再者， L_G 、 R_G 、 L_S 、 C_{iss} 以及 C_{rss} 生成了一个谐振储能网络，其会产生振荡引起器件的误触发。该谐振还会使得器件的最大可用频率降低。

器件开通后，寄生器件会进一步限制器件的快速运行。在栅极电流的上升过程中， L_S 上的压降会引起一个电压负反馈分量，这将进一步影响器件的开通速度。在此同时，由于栅极压降回通过 C_{rss} 耦合到门极，产生一个负反馈（米勒效应）使得原来的情况雪上加霜。很显然，我们亟需要一个新的封装理念、新的手段来尽可能减小寄生器件，尤其是感性器件。从更深层次的研究角度出发，我们必须了解这些感性寄生元件的机械上的特性。

三维空间里的电感

回到上文的关于杂散电感影响的讨论，这对于我们了解物理上一个 26nH 的电感有多大是有帮助的。这以一个现实的例子让我们看到裸片的设计以及封装和电路的设计一样需要高度的重视。

图 3 给出的是一个一匝电感。其宽度 λ 为 0.022 英寸，高度 h 为 0.125 英寸，长度 D 为 0.75 英寸，其电感值如等式 1 所示：

$$L \approx \frac{K\mu_0\mu_r N^2 A}{\lambda} \quad \text{式 1}$$

其中, L: 电感值, 单位 H;

K: 尺寸常数, 校正因数 (10) K=2);

μ_0 : 真空磁导率 ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$);

μ_r : 相对磁导率 ($\mu_r = 1$);

A: 绕组的横截面积 ($A=5.81\text{E-}5 \text{m}^2$);

λ : 电感的宽度 ($\lambda=5.5\text{E-}4 \text{m}$);

将这些值代入到图 5 给出的电路的等式中得到

$$L \approx 26\text{nH} \quad \text{式 2,}$$

这个感值是图 3 中的机械环路电感, 等于图 2 中 MOSFET 的 L_G+L_S 。对于给定小环路, 任何减小电感的尝试都不会有结果。然而如前文所述, 电感的减小可以带来相当大的性能改善, 因此很值得在这方面努力。

回到表达式 1, 简化这个表达式, 从而我们可以看出究竟是哪些参数影响了最终的感值。

令 μ_0 , N 以及 $\mu_r = 1$, 可得:

$$L \propto \frac{A}{\lambda} \quad \text{式 3.}$$

从式 3 中我们可以看出我们只有减小截面积 A (标号见图 3), 或者增大宽度 λ (分布式多重路径)。如果把 A 减小到 1/10, 或者把 λ 增大 10 倍, 电感就会倍减小至 2.6nH。然而实际操作中, 一些因素会限制我们改善这些参数的幅度。这意味着我们必须采用其他一些方式将电感值减得更小。由于电感的值实际反映的是存储在磁场中的能量。如果我们能够减小甚至是消除磁场中的储能 (B), 这样一来感性元件的影响也就相应减小了。我们可以通过磁性元件的耦合, 使得幅值相等场向量移相 180° 以避免 H_0 。这项专利技术我们称之为电磁对称。实际上, 电磁对称中也用到了, 面积最小化以及多相分布路径, 这些都是整个过程的子集。

电气优点

电磁对称

DEI 公司推出了电磁对称的概念(原理如图 4 所示),用以满足电感小、速度高并且功率大的需求。这种封装形式被确切称作分布式共面传输线。

在一个共面传输线结构中, 地线分布在结构的两边。这个结构有这样一些优点: 电场 E 和磁场 B 对称均衡分布, 电流从一个薄片流过, 电压的斜率平滑连续变化。对照图 4, 导线和裸片是一体结构, 在 DE 系列器件中, 其形成一个共面传输线。如上所述, 当 S_{D1} 和 S_{D2} 作为栅极时, S_{G1} 和 S_{G2} 就是门极信号的地线。由电路的结构, 我们确信有:

$$I_G = I_{SG1} + I_{SG2} \text{ 且 } I_{SG1} \approx I_{SG2} \text{ 于是有 } B_{IGS1} + B_{IGS2} \Rightarrow 0 \quad \text{式 4}$$

以及

$$I_D = I_{SD1} + I_{SD2} \text{ 且 } I_{SD1} \approx I_{SD2} \text{ 于是有 } B_{IDS1} + B_{IDS2} \Rightarrow 0 \quad \text{式 5}$$

表达式 4 以及 5 给出的这种对称磁场向量的相互抵消作用, 这样引线电感就得到大大的

减小。进一步提高开关的速度，普遍存在于传统器件中的源极引线电感引起的负反馈 $L_S \frac{di}{dt}$ 现象已通过结合一个 Kelvin 引线以及输入引线的电磁对称而消除了。这样，门极驱动就可以脱离 $L_S \frac{di}{dt}$ 环节的影响，也就是流经 S_{D1} 和 S_{D2} 的栅源极之间的电流，由于结构的改变，不会在流经 S_{G1} 和 S_{G2} 。

一些生产商使用了 Kelvin 结构，却未能减小接触电感。这将对器件的稳定性以及可靠性造成严重的影响。

裸片结构

DE 系列的裸片（模型图如图 5 所示）是采用晶体外延型的材料制造而成的易于控制的器件。其被设计成一个水平面积小、垂直高度低由多个单元的结构，以保证传输的速度与开关频率一致。这些裸片使用了多个门极以及源极联接点与共面传输线机构封装相匹配。而且这些裸片有一个金属的门极用以减小 R_G 。

电气性能

DE 系列代表了现有的高压大功率的 MOSFET 的最高性能水平。

1. $V_{ds}=100V$ to $1000V$
2. $T_{ON} \leq 2ns$
3. $T_{ON DLY} \leq 3ns$
4. $T_{OFF} \leq 2ns$
5. $T_{OFF DLY} \leq 3ns$
6. $F_{MAX} \geq 100MHz$
7. $I_{DS CONT} \geq 44A$
8. $I_{DS MAX} \geq 6 I_{DS CONT}$ 脉冲形式
9. $P_{DIS MAX} \geq 1500W$

目前的性能水平仅仅受到寄生器件 C_{OSS} 、 C_{RSS} 、 C_{ISS} 以及门极驱动的能力影响。DEI 公司已经开发了一大批高性能的门极驱动器，以后也将一如既往的开发更多更好的门极驱动器。

DE 系列 MOSFET 的这种结构还有一个更突出的有点，栅极对的电容大约是 $10pF$ ，而 TO-247 的封装则大概是 $100pF$ ，因为 TO-247 封装裸片与散热单元之间有一个 $2mli(0.002$ 英寸)厚的 Kapton 绝缘体。这个大电容会引起大的对地电流以及 EMI 问题，其直接表现形式就是 C_{oss} 上的损耗。

热性能以及机械性能的优点

基板通常都是含铜的特殊装置，其一个非常大的缺点就是它的导电性能。这就需要一个电气绝缘，这样就大大削弱了其散热的功能。这样一来裸片和基板的热膨胀系数(TCE)的差别就很大，通常都需要缓冲材料，这样散热性能只会进一步被削弱。还有就是散热器与栅极基板之间由螺丝钉固定，由于散热器与基板的材料的不一致，在高功耗工作的情况下，器件的基板就会发生变形，如图 6 中的红色箭头方向所示。直接的后果就是与散热器之间的接触面积减小，从而导致器件的功率传输能力降低，同时也增加了器件的应力。

在大功率场合的应用，DE 系列的器件表现出来的一些特性证明了其良好的散热以及功率传输能力，而且安装上也要比我们提到的传统的器件方便。第一点可以从图 7 看出来。

图 7 给出了 DE 系列器件的横截面，可以看出热量从裸片表面传输到散热器的途径。尽可能小的层厚，与硅热膨胀系数相近的材料，多层的构造带来的有点不仅仅是低热阻抗、低裸片应力，还有允许了门极、源极以及栅极之间的电气隔离。这种结构以及选材用料使得 DE 系列的器件的热阻相当低只有 $0.10^{\circ}C/W$ 。

为了保证有低阻抗，封装的设计必须保证封装的散热外延部分必须和散热器的接触紧密，同时也必须允许器件在 X 方向（散热器的宽度）、Y 方向（散热器的长度）以及 Z 方向（散热器的表面）的膨胀。图 8 给出的是 DE 系列的器件是如何实现这些的。

(A) 引脚向上弯曲固焊在 PCB 的底面，这使得器件可以和 PCB 一起从散热器上移开，简化了安装过程。DE 系列的引脚都是由 99.9% 的纯铜制造的象麦穗结构排列柔性引脚。再加上弓形的应力缓冲结构，为负载提供了一个柔性通道同时也大大降低了器件的安装应力。

(B) 两个螺钉通过 PCB 固定器件，使得器件在 X 和 Y 方向都与散热器贴的很紧密。

(C) 酸模垫圈可以提供垂直方向的紧贴，而且同时保证加在器件上的压力均衡。可以使得 Z 方向的膨胀不会减小散热的接触面积。

(D) DE 系列的封装垂直方向加入了导热填充物，保证了器件与散热器之间的良好接触，同时不管是 X、Y 还是 Z 方向的膨胀，都能够减小器件的机械应力。

这中封装的设计以及安装结构使得 DE 系列的器件在同样有电气隔离时传输功率的能力相对于传统器件大大增强。

对于平均功率不高时的应用，器件安装可以采用图 9 所示的传统的表贴技术（小功率的定义为功率等级产生的热量不超过器件允许的空气自由散热量，即自冷不损坏器件）。MOSFET 应该安装在 PCB 的器件面，同时顶端背对 PCB。

质量和可靠性

DEI/IXYS 正致力于制定功率半导体器件性能的新标准。这反映了我们对于中、大功率器件工业生产领导阶层的接触贡献，原材料的选择以及生产工艺被视为可靠性的保障。可靠性需要从应用研究、工程设计、应用领域分析以及破坏性测试等领域获得一些信息，并且把这些信息应用到器件的优化设计以及生产过程中去。我们在所有可能影响可靠性的领域都投入了足够的重视，我们的目标就是要做第一流可靠性的半导体器件供应商。

我们坚信 DEI/IXYS 的产品将时您的系统中的可靠性最高的器件。我们热衷于投入大量的资源到优化器件设计、生产工艺、安装过程以及测试能力中去。这些投资的结果实现了我们生产线上的所有器件在各种标准的可靠性测试中的情况都有了非常大的改善。杰出的可靠性是不断建立起来的儿不是测试出来的。更重要的是，其需要整个体制的改善包括从设计到原材料的生产的所有环节。除了取得新品上市的资格，对标准品的寿命和环境测试要阶段性进行以维持安装制造性能从而保证可靠性。

最后将做下列一些测试高温反向偏置、高温门极偏置、温度周期湿度测试以及功率周期。更多信息，请浏览 www.directedenergy.com 以及 www.ixys.com。

结论

DE 系列器件是集空前速度、功率以及频率于一体的功率器件，具体的优点如下：

1. 开通速度：≤高频的射频MOS，大概是传统的MOSFET 5-10倍；
2. 频率：与许多高频的射频MOS相等，是传统的MOSFET 5-10倍；
3. 高增益：大概是高频的射频MOS的3倍；
4. 功耗：大概是高频的射频MOS的3倍，比传统的MOSFET 高超过3倍；
5. 大功率表面贴设计：允许和其他器件一起直接安装在PCB上，简化了系统系统的机械安装；
6. 机械应力低：器件通过导热填充物贴到散热器，不会造成其他的机械应力；
7. 低感抗封装：DE系列的接触电感是同等功率的器件中最小的；
8. 经济的大功率安装：安装外形不需要对PCB进行加工或者加其他昂贵的机械固定装置；

DE系列是目前集最先进的电气、机械以及热技术与一体的快速器件。半导体裸片技术和封装技术使得其成为大功率、快速应用场合的最佳选择。

13.56MHz 拥有 89%效率具有频率捷变限制的 D-型半桥 3kW, 5kW 射频发生器

摘要:

DEI/IXYS 基于两只由 DEIC420 集成芯片驱动的 DE375-102N12A MOSFET 构成的具有频率捷变限制功能的 D 型半桥开发出一种适用于高频 13.56MHz 大功率的射频发生器,其在 3kW 输出的时候可以达到 83.5%的效率。使用四只 DE375-102N12A 射频 MOSFET 构成的两个模块可以工作在 89%效率的时候输出 5kW 的功率。本文主要讨论的是射频发生器的设计以及相应的 SPICE 模型。

简介:

许多工业加工需要几个千瓦的工作在上兆赫兹频率且具有频率捷变限制功能的射频发生器。为满足这种需要,DEI/IXYS 开发了适用于多兆赫兹的大功率射频发生器的原理样机。该发生器是由两只用 DEIC420 集成芯片驱动的 DE375-102N12A MOSFET 组成的 D 型半桥拓扑构成,其工作频率是 13.56MHz。每个模块在 3kW 输出的时候可以达到 83.5%的效率,两个模块输出 5kW 功率的时候可以达到 89%的效率。设计包含了三个部分:门极驱动、半桥变换器和输出电容。能量的输出通过高压电源调节,频率的调节通过输入时钟信号实现。本文将详细讨论这三方面以及系统的 PSPICE 模型。同时,在一些应用场合发生器必须可以实现频率捷变。这种功能有助于在调谐操作的时候实现一定的频率调整,这个问题也将在文中讨论。

门极驱动器

和所有的高频拓扑一样,门极驱动问题都是一个至关重要的问题。如果驱动不能够在大电流情况下产生窄脉冲,系统的整体性能就会很糟糕。这里所提出的门极驱动是一个低功耗、耗窄带宽、可够实现频率捷变的能够驱动多个工作在 2kW 到 10kW 以上射频发生器中 MOSFET 的装置。

图 1 给出的是门极驱动器的电路图。这个装置的设计是为了驱动四个上述的 3kW 模块,以允许有 10kW 的输出。信号的流向如下:U2 是一个 27.12MHz 的时钟,这个时钟信号传送到 U1B 实现 2 分频。两路互差 180 度相角的信号分别被送到两个脉冲发生器 U1A 和 U3A。最大系统的最大效率脉宽通过 R6 和 R17 设置。产生的脉冲随后接到 DEIC420 的驱动器,轮流驱动 U4 和 U6。由于 U4 与 U6 电路的功能完全一样,这里我们仅以 U4 为例说明。当 U4 被驱动进入导通状态直至其被关断,电流持续上升。由于电感 L1 储能的作用,栅极电压上升到高电平。这个高电压脉冲通过 C8、C9、C10 和 C16 耦合到门极驱动变压器。

图 2 给出的是整个门极驱动器的模块。原边输出的 SMD 联接件在图的下方。功率器件装置(DEIC420 门极驱动芯片以及 DE150-501N04A MOSFET)安装在 PCB 的背面。

图 3 所示为门极驱动的原边波形。U4 栅极电压的峰值是 300V。门极驱动的所需求的较高电压能量大概是:61VDC@ \approx 8A, 15VDC@ \approx 3A 以及 5VDC@<1A。61V 供电会随着所驱动模块数多少以及装置输出情况所消耗的能量不一样而有所不同。

半桥变换器 (DEI Module #5040-0290C)

图 4 给出的是图 5 中两个驱动变压器 T1 和 T2 副边的波形。这些波形是在 Vds 没有加的时候获取的。这里的驱动变压器是 10:1 的降压式结构。这样使得 MOSFET 门极驱动阻抗很小。正向电压的峰值大概是 18V,负向电压的峰值大概式 12V。驱动的门极脉宽 20ns 左右,两个脉宽之间的间隔为 73.75ns。门极驱动的脉宽和相位将直接影响到系统的效率。这两个参数需要通过多次试验修改以保证获得最佳的性能,功率以及效率。

需要指出的是,门极驱动电路的输出部分的变压器以及联接件都非常重要。例如门极驱动变压器的杂散电感、漏感以及从储能电路到功率器件的输入电容。这些寄生元件的影响可以从图 4 中看出来。当这些寄生器件的谐振频率接近工作频率的时候,功率器件会被误触发造成电路不工作甚至是装置损坏。

图 5 给出的是 3kW 射频发射器输出级。20ns 的驱动脉冲作用到 J1 和 J2。这两个驱动脉冲在时间上错开 73.75ns。U1 和 U2 被 180 度互补驱动导通。D 型半桥变换器的优点在于其允许最大程度利用器件的工作范围，输出也只在+Vds 和地之间切换，过压情况下也有一个比较好的输出。电路的机械制造的布局图如图 6 所示。

图 6 给出的是半桥部分。射频滤波电感在中间位置，高压源分布在其左边。栅极旁路电容在射频滤波电感的右侧排成一列，以使得以 U1 为参考左右对称。安装在 PCB 背面的是两只功率器件 DE375-102N12A MOSFET。

桥的输出节点标号为 E2，其两侧是系统的地端 E1 和 E3。两个驱动变压器地结构简单但是相当重要。因此杂散电感和漏感设计得越小越好。

图 7 给出的是半桥的输出电压。额定 1000V 功率器件的栅极峰值电压为 800V。该测试点是图 5 中所标出的 RF OUTPUT。波形以及其对称性是典型半桥的特性，平顶波的波头以及底部的振荡是由输出节点的电容和开关电路的环路电感谐振造成的。这两个振荡的谐振频率都在 200MHz 左右。从图 6 和图 7 我们可以看出半桥结构的环路电感是相当小的，这和其对称性一样是非常重要的一个特性。

输出网络

图 8 给出的是输出储能部分的电路。此储能部分被设计为一个基于工作频率的串联谐振结构。其有四重目的：串联电容 (C1&C2) 提供了一个隔直环节以阻止直流分量流入负载；为工作频率 f_0 提供了一个低阻抗通路；阻止了谐波电流的通过；以及将图腾柱单极性脉冲转换成正弦输出电压。储能环节的电量 Q 定义了电路的带宽、峰值电压以及损耗。能量储满时 Q 值大概是 10。

另外，由一个串联电感 L1 以及一个并联电容 C (C3&C4) 组成的匹配电感环节来使得图腾柱与 J1 输出端的 50Ω 的阻抗相匹配。

储能器是由空气式可变电容以及固定容量的陶瓷电容并联实现。多只电容的使用以保证均流以及减小 ESR 带来的损耗。电感 L1 是由 9 股外直径为 0.25 英寸的铜线并绕成直径 2.25 英寸长度 4 英寸的空气介质电感。

储能部分在给定的母线电压时追求效率以及功率的折中。对图 8 所示的 3kW 的工作点而言。接到半桥输出的阻抗大概时 $14+j12.6$ 。在半桥中，输出效率最佳的时候要求在图 5 中标出的 RF OUTPUT 点以及图 8 中标出的 BRIDGE INPUT 端的感性成分比较小。感性元件中储存的能量会使得在驱动的死区过程栅极接到地或者+VDS 电源。其中的能量用以给半桥输出点的电容进行充放电，保证功率极工作在一个比较高的效率点。这种影响可以从图 7 所示的输出波形中看出来，波形上升与下降的斜率有稍稍的不连续。

系统性能

图 9 给出了射频负载端的输出。电压的峰峰值为 1.1kV，对应的输出时 3024W。

图 10 所示的为图 8 给出的输出储能电路的频谱特性。如图所示，3 次谐波被衰减了 55db。这表明输出的 3 次谐波功率大概为 9.5mW。这是一个合适的 Q 值以及储能电路对谐波的抑制作用带来的改善。

表 1 列出了从 250W 到 3kW 功率每增加 250W 时系统的工作参数。射频功率由 Giga-Tronics 8651A 功率计测量的。

DE375-102N12A MOSFET 最大额定为 $V_{Bds}=1kV$ ， $I_{dm}=12A$ ，最大可用功耗为 550W。有了这些参数以及上述图表，很明显在 1000W 和 2000W 时功率等级的设计是相当保守的。从上述表格可以看出在 1000W 时发射器有一个充足的裕量。栅极工作在其额定值的 50%，电流工作点是额定的 22%，对 50Ω 负载功耗仅仅是最大允许值的 18%。在 2000W 时发射器有一个充足的裕量。栅极工作在其额定值的 68%，电流工作点是额定的 32%，对 50Ω 负载功耗仅仅是最大允许值的 30%。即便是在 3000W 的时候，栅极也只工作在额定值的 75

%，电流工作点是额定的 37%，对 50Ω 负载功耗仅仅是最大允许值的 54%。这比在 1000W 和 2000W 的时候就要合适一些，但是裕量还是很明显的。

3kW 频率捷变

该 3kW 模块初始设计是一个相当窄带宽的设计，允许的频率变化为±1%。图 1 所示的驱动级的设计也是一个相当窄带宽的设计，调谐到保证基频最佳工作点。在调谐过程中，U4 和 U6 的栅极电压被调整，因此图 5 中所示的适配于 U1 和 U2 的图腾柱的门极会接到 15V_p。除此之外，耦合电容 C8-C10, C16, C28-C30 以及 C36 会被调节以保证 U1 和 U2 门极的驱动脉冲波形最佳，最后，联接驱动和射频模块的同轴电缆的长度也要做些相应的调节。最初设计的输出储能部分（如图 8 所示）只是个窄带宽、中等储量 Q 的结构。因此调谐变化剧烈，而且变频能力受限制。即便频率只是在很小的范围内变化，半桥的晶体管器件也会因为剧烈的开关变化而开通失败。随着频率的上升，虽然模块仍然可以输出一定的功率，但是效率会大幅度下降。

我们做了一些试验来测试模块对于一个给定的中心频率 f_0 其可调频率范围的性能。目标是 13.56±10%。为了实现这样一个目标，上面陈述的一些问题就必须得到解决。反激式驱动级的幅值会随着驱动频率的变化而变化。频率降低，反激变换器的输出会升高。这是由于驱动和功率模块之间的 L/C 网络造成的。

为了能够实现频率捷变并且保持加在图腾柱结构 U1 和 U2 上的电压 V_{gs} 不变，“反激”电压 V_{GDV} 的幅值需要调节。对一个给定的频率进行测试的时候，在 U1 和 U2 门极处的 V_{GDV} 调节到 14V_p。

这样，一个高带宽，低充电量 Q，集总元件的变压器就被用在输出到 50Ω 负载的图腾柱上。这里使用了 5kW 组合器（如图 15 所示）。设计的时候保证在整个工作频率范围都有一个感性负载被加到图腾柱的输出端。设计的范围是在频率在 13.56MHz ±10% 变化时，阻抗从 $9+j10$ 变化到 $16+j10$ 。

频率从 12.2MHz 变化到 14.7MHz 时，3750W 射频功率被输入到 50Ω 负载，此时效率相应地由 81.1% 到 93% 分布。表 2 列出了上述的修改情况以及带来的一些改善。

这种改善是通过一个低充电量合并器将两路 1875W 的图腾柱联接起来。保证门极驱动信号的稳定非常重要，所以需要补偿驱动，避免其随频率变化引起输出的变化。取得改善的关键一点就在于图腾柱输出端的阻抗特性在整个频率变化范围都呈感性。否则，开关就是硬开关，损耗增大甚至导致器件的损坏。当然，还可以做更进一步的改善，但是本文只是提供一个可行的方法解决高功率射频发生器中的频率捷变问题。

3kW SPICE 模型

半桥变换器的 SPICE 模型如图 11 所示。门极驱动加在 TX1 和 TX2 的原边。这些变压器都是耦合佳、杂散电感电容小的元器件。漏感和 ESR（等效串联电阻）分别用 L2、R7 以及 L5、R13 实现。旁路电容 C3 和 C4 的 ESR 由电阻 R3 和 R5 充当。串联谐振储能电路由 C5、C6、L4、C7 以及 C8 构成。

图 12 给出了该模型的一些输出波形。与图 4 的波形相对比，我们发现一些有趣的现象。首先波形的形状一样，其次便是无论是正向或是负向的峰值都很接近，还有受射频功率的影响产生了高频振荡。

图 13 给出的是半桥输出的方波，图中的振荡频比图 7 中小得多，峰值电压则是一样的。

图 14 给出的是射频输出。这里的峰峰值与图 9 给出的一致。

表 3 是 SPICE 输出的数据。把这些数据与表 1 提供的数据相比较，我们会发现这些数据都是一一对应的。

完成了单独的 3kW 模块的设计，下一步的工作就是如何把两个模块联接起来组成 5kW 系统。这里的组合器如图 15 所示。

两路半桥的等效输入为这里的 RF INPUT A 和 RF INPUT B。C1 和 C4 阻止直流分量流经负载，而对于基频 f_0 电流则是以最小损耗方式通过。在 13.56MHz 时，每只 ATC 100E 陶瓷射频电容的 $ESR \leq 7m\Omega$ 。如果电流的有效值为 15A，这些电容绝对是选择的最小值。电感 L1 和 L2 都是空气介质的绕组，其由 10AWG 规格的磁铁线绕制而成。输出 4:1 变压器由八只由“Fair Rite”磁芯组成的不平衡变压器构成，其电缆是两根平行的带聚四氟乙烯绝缘的 RG-142。50 Ω 输出的同轴电缆是 RG-393。

图 15 所示的组合器是由两个的储能量 Q 谐振周期“T”一致的等效电路构成的。如果从 RF INPUT A 和 RF INPUT B 输入的波形一样，那么流经 L1 和 L2 的电流也就一样。假设电流是原来的两倍，那么这两个电感可以用一个电感来代替，感值则变成原来的一半。给出这个推理过程，并假设变压器的漏感是 175nH，每个图腾柱的输出匹配阻抗为 $12+j3$ 。和前面单个 3kW 装置中每个图腾柱一样，为了能够使得输出的效率最高，在图 15 中所示的 RF Input 端应接入一个小感性环节。感性元件中存储的能量使得栅极电压在转换的死区时间充到+VDS 或者放到零（接地）。这个能量的作用就在于给半桥输出端的电容充放电，以允许电路工作在一个较高的效率。

图 16 给出的是 5kW 的试验板。图的左右两侧分别是一个 3kW 的模块。模块的冷却方式都是水冷。两个电感 L1 和 L2（如图 15）形成一个谐振匹配网络。这就相当于一个正弦波发生器接到了 1:4 变压器的输入，然后接到 50 Ω 负载。射频变压器如图中上部所示。整个安装是放置在接地的铝基板上的。从图上可以看出在两个半桥上共有四个门极驱动（图顶部和底部）。整个模块的尺寸为 8 英寸宽，5 英寸高。变压器一共是 5 英寸长，其中有 3.5 英寸没有在图中显示。

图 17 给出的是其中一路半桥的栅极波形。这个信号接到图 15 中标出的 RF INOUT A 和 RF INPUT B 端。从图中我们可以看出，一个峰值 $\approx 750V$ 的电压被加到额定耐压值 1000V 的器件上。高频振荡频率大概为 125MHz。高频振荡的幅值能够这么小，完全在于图 6 中所说明的环路电感小，这也体现了半桥拓扑的优点。

图 18 所示的是峰峰值为 1480V，加到 50 Ω 负载的射频输出。输出的功率大概是 5474W。表 3 中的数据是用 BIRD 43 型功率仪测得的。表 4 给出了 5kW 模块的工作参数。此时的功耗大概是 626W。这些功率近似平均地分到四只功率器件中。我们知道 DE375-102N12A 的栅极最大允许电压为 1000V，节点消耗功率的最大允许值为 550W。这表明，每个功率器件只是工作在最大允许功耗的 28%，以及最大允许电压的 70%。同时，从表中我们还可以看出对每对装置而言，通过的直流电为 7.97A，也就是 3.98A 每只。而器件的电流定额为 12A，也只是用到了定额的 33%。无论从哪个参数看，器件都工作在一个安全的状态。

结论

DE375-102N12A 射频 MOSFET 以及 DEIC420 驱动芯片是设计一个无论从体积、成本还是功率等级考虑都有很好应用前景的射频发生器的主要器件。本文提到的射频发生器系统就是采用这些器件设计而成的。该系统具备以下特性：输出 13.56MHz，允许 $\pm 10\%$ 频率捷变；输出功率 $> 5kW$ ；以及器件应用合适。系统的体积、成本以及功率等级使得其特别适合在 2kW 到 10kW 的 D 型工业系统中应用。

半桥或者全桥的结构，使得器件能够得到充分的应用，从而允许以最少的器件输出需要的功率。通过提高电压至 700 到 800V，大大减小了原边电流值。这就降低了高压电源以及射频储能电路中无源器件的成本。

参考文献

1. Herbert L. Krauss and Charles W. Bostian Solid State Radio Engineering Copyrighted 1980, John Wiley & Sons ISBN 0-471-03018-X
2. Mihai Albulet RF POWER AMPLIFIERS Copyrighted 2001, Noble Publishing ISBN

1-884932-12-6

PRF-1150 1 千瓦 13.56MHz 标准 E 射频发生器测试模块

Matthew.Vania

摘要

PRF-1150 模块是一个独立的 1KW 13.56Hz 射频发生器。该装置能在 13.56 MHz 信号下方便的操作和测试 DEIC420 射频发生器 MOSFET 的驱动芯片和 DE275X2-102N06A 射频发生器的 MOSFET，它包含所有将要测试的项目。

介绍

DEI 已经开发一个射频发生器来演示在 ISM 频率下 DEIC420 射频发生器 MOSFET 栅极驱动芯片和 DE275-102NX2A 1000V6A 射频发生器 MOSFET 的功能。PRF-1150 是一太独立的射频发生器，在输出 13.56MHz 1000W 等波幅射频波的效率是 85%。为了产生 1KW 的射频波需要一台外部的直流电源。这台仪器的尺寸如土所示：6.75*3.1*2.7 包括空气冷却的散热器和铜的导热装置。一个标准的 4.5 风扇提供足够的气流冷却。标准的 0.1 双重的和但重的接口作为直流输入端，单个直角 BNC 连接器作为连接 1KW 50 Ω 射频负载或衰减器。

模块说明

在模块说明中请查阅图 1-6。低压直流电源通过连接器 J1 给模块供电。5V/30mA 和 15V/3A 分别连接到 J1 的 4 叫和 2 脚。当有效的电压供应时，发光二极管 D3、D5 是绿色的。U1 是一个 13.56MHz 时钟提供占空比为 0.5，0-5V 的方波。U2A 提供一个可调整的脉宽波

来驱动 DEIC420 栅极驱动芯片 U4。U4 把栅极驱动脉冲信号转变为 15V 大电流信号驱动 U3，双管 MOSFET (DE275X-102N06A)。R10、R11、R15、R16 和 R27-30 是八个 $2\ \Omega$ 电阻并联用来衰减栅极驱动信号。J3 是为了直接用示波器显示 MOSFET 的栅极驱动信号而设置的检测点。JP1 连接从 0~300V 直流变化的电源输入，为了安全测试，当有高电压输入 JP1 时光二极管 D2 变红。L1 是一个 21uH 的无线电频率阻塞器是用来阻碍射频信号从 JP1 发射出去。C21、25、26、36、37、48、50、51 和 53 构成了 class E 必须的分流电容。C36、37、51 和 53 构成了 11:1 的漏极的采样电压连接到 J4。C5、6、7、9、10、15、16、41、42 和 43 一起构成了震荡电容 C_t 。L2 是主谐振电感和与射频负载匹配的输出震荡容抗。C1、2、35 和 C38-40 构成了输出网络的旁路部分。J2 是一个射频输出信号的 BNC 的接口。

工作原理

参考图 7，重要器件 U3 应具有高速度的开关特性，低导通电阻 R_{DSon} 和低的 C_{oss} 、 C_{rss} 。这样在饱和工作状态它将是一个低损耗开关。设计负载网络用它的暂态反映减小 U3 开关期间的功率损耗。

图 8 给出了理想的 class E 电路的波形。当 U3 关断期间漏极电流保持为 0，漏源极电压 V_{ds} 增加到最大值为 3.5 倍的 V_{dd} (T0-T1)；在 T1 时刻，漏源极电压已降到 0， V_{gs} 变高电平，U3 导通，流过 U3 的电流增加到最大值为 2.86 倍的 I_{ds} ；T2 时刻 V_{gs} 降为 0，电流在 V_{ds} 上升前降为 0。

在原理上。当 U3 的漏极有电压时， I_{ds} 是无法预测的，同理当

U3 有电流流过时，漏极电压也是无法预测的。在开关时刻（T1、T2）电压与电流的相交点都是 0。这种方式下，开关损耗没有了，只有导通损耗。大功率 class E 放大器理想的效率 $\geq 90\%$ 。

图 7 中,谐振负载网络由四个无源元件 C_d, V_t, L_t 和用 J2 BNC 连接器连接的射频负载电阻 R_l 。设计着四个元件应根据谐振频率和 Q 产生如图 8 的理想波形。

图 7 中的射频扼流圈对于工作频率 f_0 来说是高阻,它的值足够大以至对谐振电路来说可以看作恒流源。

Class E 元件参数计算

给出射频发生器输出功率,工作频率和直流供电电压,设定谐振负载网络的 Q 值,我们就可以计算 Class E 电路谐振元件的值。在这个设计中,工作频率是 13.56MHz,输入电压将根据输出功率选择:最大的开关装置的漏极电压是 3.56 倍的 V_{DD} 。有效负载电阻 R 值是射频输出功率和直流供电电压的函数。谐振电路的 Q 值影响下面的要素:

- 1) 传递到有效负载电阻的谐波频率的相对重要性,
- 2) 通过可控器件的电压电流波的暂态反映。如果 Q 太小,可控器件的电压在开通之前还没有放电到 0; 如果 Q 太大,可控器件的电压放电太快,有可能使可控器件的电压谐振到负值。

请注意 U3 的漏源极的分流电容 C_d 是实际外并电容与 U3 的寄生输出电容 C_{oss} 的和, C_{oss} 可以从可控器件给出的参数中查得。

这个模块的初步设计可以用 classE 拓扑的 MathCAD 模型作为指导。一般取谐振负载电阻 R 为 8Ω , Q 约为 2 使谐振电压峰值低于

2KV。下面是初步设计的参数：

$V_{dd} := 300$	$R := 8.0$	tank load R
$f_o := 13.56 \times 10^6$	$Q_1 := 2.0$	tankQ
$R_1 := 50$	RF load R	
$P_o = 1.038 \times 10^3$	Rf output power	
$V_p = 1.068 \times 10^3$	Peak drain voltage	
$I_{dc} = 3.46$	Power supply Current	
$I_{dp} = 9.896$	Peak Drain Current	
$R_{ps} = 86.685$	Equivalent PS resistance (ideal)	
$L_{total} = 5.597 \times 10^{-7}$	Tank L	
$TankC = 7.336 \times 10^{-10}$	Tank C	
$C_{drain} = 2.239 \times 10^{-10}$	Drain shunt C	
$C_{matchshunt} = 5.379 \times 10^{-10}$	Load shunt C	

图 9 给出了模块的阻抗匹配的参数值。匹配电感 L-match 和 C_o 与 BNC 连接器 J2 相连的 8Ω 的负载和 50Ω 的射频负载相匹配。 L_t 和 C_t 形成了串联谐振震荡， C_d 是 class E 电路必须的漏极分流电容。既然谐振电感和匹配电感是直接串联的，那么它们就可以合为一个感值为两电感感值之和的电感。这些 MathCAD 计算的结果给出了初步设计的参数。但是是在假设是理想的情况下得出的，包括元件没有寄生参数，MOSFET 栅极驱动的占空比为 0.5。

实际设计考虑

PRF-1150 射频发生器是用经典的 class E 单边开关模式的拓扑（如图 7）。该模块利用 DEI DEIC420 射频 MOSFET 栅极驱动芯片驱动一个 DEI 双管 MOSFET：DE275X2-102N06A 作为开关器件。L-C 震荡电路提供 MOSFET 高效的谐振式开关。谐振电感 L 和分流电容 C 形成一个与 50 Ω 负载相匹配的匹配网络。

U4是栅极驱动芯片DEIC420，它能够直接驱动U3的栅极，它把TTL电平的可调脉宽的栅极驱动脉冲转变为可以驱动U3的等效电容为3600pF的栅极的15Vp，8Ap的脉冲。虽然Vgs的开启电压范围为2-5V，但为了确保器件饱和来减小导通损耗（ $I_2 * R_{DSon}$ ）栅极驱动为15V。

要使class E电路中的MOSFET 的上升和下降时间在10ns以内需要很大的驱动功率。驱动栅源极电容为3600pF的MOSFET DE275X2-102N06A根据公式 $P=C_{iss} * V^2 * F$ 计算需要11W，另外DEIC420内部的时钟和反交叉导电电路损耗额外的功率，因此总驱动功率为45W（15V/3A）。

DEIC420作为大电流驱动器几个设计的参数是非常重要的。在PCB板上将驱动器和MOSFET放在一起，它可以大量减少驱动器输出终端和MOSFET栅极终端之间的杂散电感，它有可能导致驱动信号产生响声。在这里，用一个0.25 Ω 的电阻减小栅极驱动的振荡。

由于峰值电流能达到20A，VCC旁路，对称布板和地都是很重要的。VCC旁路电容应尽可能地接近DEIC420的VCC和GND 管脚。由于旁路电

容要提供可控器件导通时的瞬间电流，这些电容应选择那些低ERL和ESR的电容特别是在脉冲电路的应用中，SMT电容具有小的ESL和高密度，可以在DEIC420很近的地方并联几个电容从而可以减小布线的杂散电感。图3 给出了这个设计的实际值。最后在可控器件关断期间栅极必须快速地放电，而且从MOSFET 的源极到驱动器的返回路线的地必须是小电感和低阻抗，实际上就是要求在布线时让驱动器和MOSFET尽量接近，返回电路要对称。图9 给出了典型的PRF-1150模块的栅极驱动脉冲。

DE275X2-102N06A MOSFET 是双管器件，它有两个独立的MOSFET。它具有低Rdson($2.0 \Omega / 2 = 1 \Omega$) 12A的额定电流，在 25°C 时热应力为560W，热阻为 0.26°C/W 。；漏源耐压为1000V是因为源极电压要承受3.5倍的VDD。

用MathCAD计算谐振和匹配网络的参数是简单明了的。所有的电容都选择低ESR的陶瓷电容。注意到可控器件的漏极峰值电压有1KV，在L/C谐振网络中一些点能达到 $Q1 * Vp$ (2KV) ,器件要选择合适的额定电压满足要求。几个公司包括ATC (American Technical Ceramics)、Murata Erie和Dielectric Labs都可以提供所要求的电容。为了减小电容的局部生热和留有足够的设计预量，选择几个电容并联。

同样，谐振和匹配网络电流有20Ap谐振电感L2应设计为损耗最小和适合各种PCB封装的电感。

用渡银的3/8 “铜带作为导线。渡银在实际电路中可以减少导通损耗，它的交流电阻比普通的铜带减小3%，从而可以减少3%的导通损耗。选择低磁导率、热稳定性好和高居里温度的铁粉磁芯作为电感的磁

芯。

工作波形

虽然精心的初步设计将减小模块离最佳情况的偏离程度，但是几处从理想情况推出理论值与最佳状态值的偏差是要考虑的。纠正这个拓扑参数偏差的最好的办法是用示波器观察漏极的波形。设计了两个采样连接点用来测试该模块。J4是1:11成比例交流耦合MOSFET漏极电压的采样连接点，对于1KW的输出，监测点将是一个 $800/11=73V$ 的准正弦波。这对没有100:1的探针或对模块进行保护设计是很有用的。图 10 给出了工作正常的漏极波形。

J3是MOSFET的栅极的直接采样点。用 50Ω 的同轴电缆连接，可用示波器直接监测栅极驱动信号，探针输入端要用 50Ω 的终端。当正常工作时你就可看到下面期望的波形：

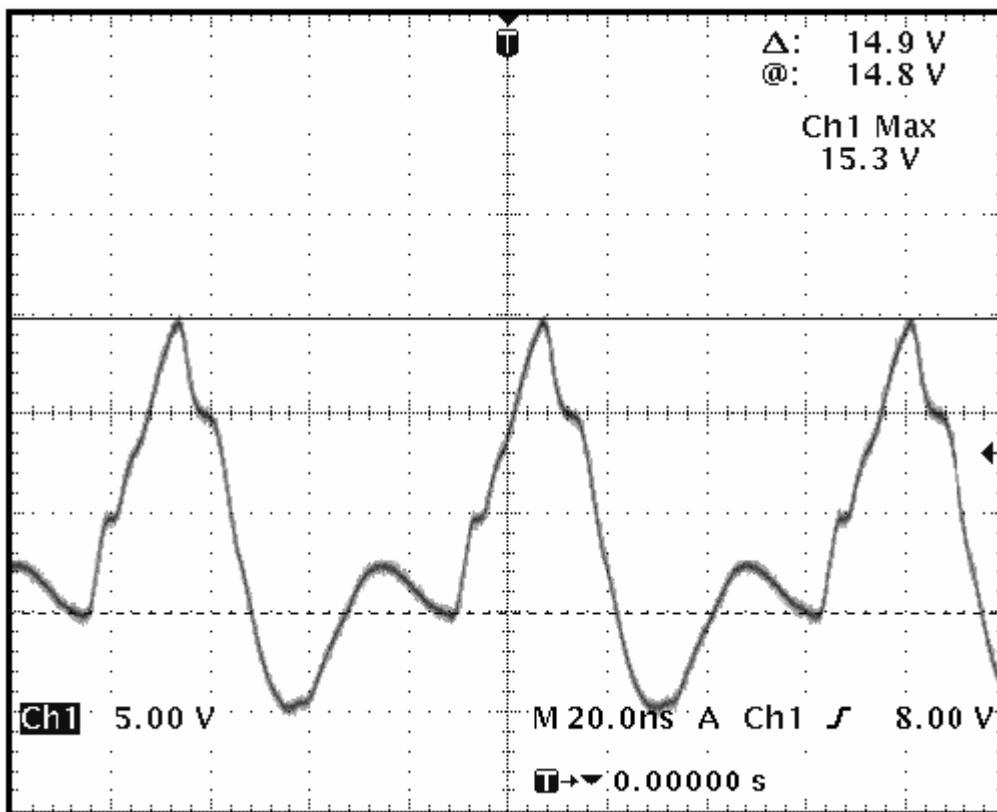


图9 U3的栅极驱动信号

图 10 给出了输出功率为1KW时U3的漏极波形。这种典型的波形具有最高的效率和最小的开关损耗。注意到在开关期间当波形到达参考地时，波形是逐渐转变的，这说明在开关期间MOSFET 的漏源电压Vds是0，确保了高效。

请注意美国专利#5, 187, 580阐述了详细的class E 波形条件，当漏极波形在开通期间不是光滑转变的，包含了直的凸起边或有明显的台阶。读者要熟悉技术说明后的参考资料来获得更多的信息。

U3的漏极的准正弦波通过谐振网络（图7 Ct和Lt）转变为正弦波。谐振的Q值越高，越正弦化，射频发生器输出的谐波含量越小。图11给出了在输出谐振网络和匹配网络之后接50Ω负载的输出波形。图12 是PRF-1150谐波含量的频谱分析。输出功率是1KW（60dB），第二次和所有更高次的谐波比主信号小30dB以上。如果有更高的谐波要求可以在匹配网络中很容易地增加滤波器。

测试数据

表1是一台典型模块射频发生器的数据。每增加100W为一组数据，记录功率输入电压VDS，漏极电流（Id）和U3的漏极峰值电压，第5，第6列分别是效率（Po/VDS*Id）和PS负载值。

VDS	Id	Po	Vdrain	Efficiency	PS load line
V	A	W	Vp	%	Ω
89.7	1.40	100	231	79.6	64.1
128.4	1.86	200	334	83.7	69.0
157.5	2.23	300	411	85.4	70.6
181.7	2.56	400	476	86.0	71.0
203.4	2.86	500	534	85.9	71.1
222.9	3.13	600	588	86.0	71.2
241.1	3.39	700	636	85.6	71.1
257.9	3.63	800	683	85.5	71.0
273.8	3.85	900	723	85.4	71.1
289.1	4.07	1000	763	85.0	71.0

Table 1: PRF-1150 Test Data

表2是U3 (DE275-102N06A) 的参数与实际工作中的关键参数。Pd和Tj的值是在环境温度为25°C, 散热器的温升为30°C计算, 注意到漏极峰值电压、峰值电流、结温和功耗都留有至少20%的余量

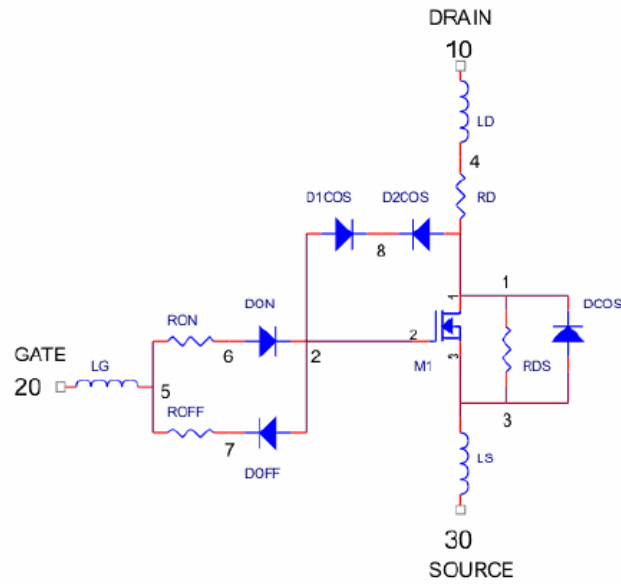
Parameter	Operating (RF)	Device Maximum at 55°C Case Temperature	Margin (%)
VDSmax (Vp)	800	1000	20
IDp (Ap)	9.9	48	79
Pd (W)	177	445	60
Tj (°C)	≤101	175	≥42

Table 2: U3, DEI DE275X2-102N06A MOSFET Design Margins

SPICE 分析

MathCAD初步分析是在假设器件无寄生参数和栅极驱动波形的占空比为50%的条件下分析的, 为了更准确的设计要求有更好的分析方法。PRF-1150的更进一步的分析可以用我们的网页中的SPICE.DEI提供的用ASCII编的 Level 3 models

(<http://www.directedenergy.com/spice.htm>) 图13 是用于PRF-1150模块的102N06A MOSFET 的仿真。



```

*SYM=POWMOSN
.SUBCKT 102N06A 10 20 30
*   TERMINALS:  D  G  S
*   1000 Volt  6 Amp  2.0 Ohm  N-Channel Power MOSFET
M1  1  2  3  3  DMOS L=1U W=1U
RON  5  6  .5
DON  6  2  D1
ROF  5  7  1.0
DOF  2  7  D1
D1CRS  2  8  D2
D2CRS  1  8  D2
CGS  2  3  1.9N
RD  4  1  1.7
DCOS  3  1  D3
RDS  1  3  5.0MEG
LS  3  30  .5N
LD  10  4  1N
LG  20  5  1N
.MODEL DMOS NMOS (LEVEL=3 VTO=4 KP=2.3)
.MODEL D1 D (IS=.5F CJO=10P BV=100 M=.5 VJ=.2 TT=1N)
.MODEL D2 D (IS=.5F CJO=400P BV=1000 M=.6 VJ=.6 TT=1N RS=10M)
.MODEL D3 D (IS=.5F CJO=400P BV=1000 M=.35 VJ=.6 TT=400N RS=10M)
.ENDS

```

Figure 13: DE275X2-102N06A SPICE Model

用ORCAD PSPICE AD version 9.2.1作为仿真平台。图 14给出了仿真的电路示意图和参数值

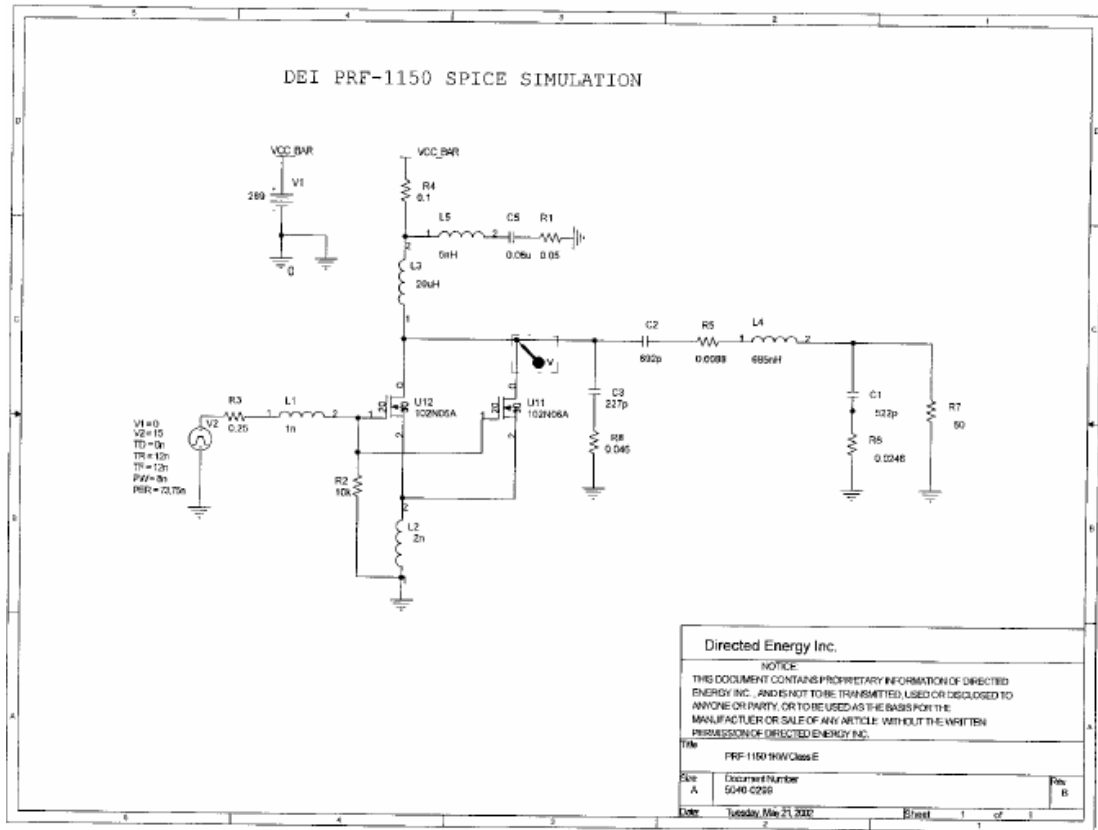


图14 PRF-1150 SPICE Simulation Circuit

以前任何实际电路工作波形都可以用SPICE仿真进行比较。图15 是MOSFET 的栅极驱动信号，图16是射频输出功率是1KW时MOSFET的漏极电压，图17 是射频发生器负载端的输出正弦波。表3是实验实测数据和SPICE的仿真数据的比较。

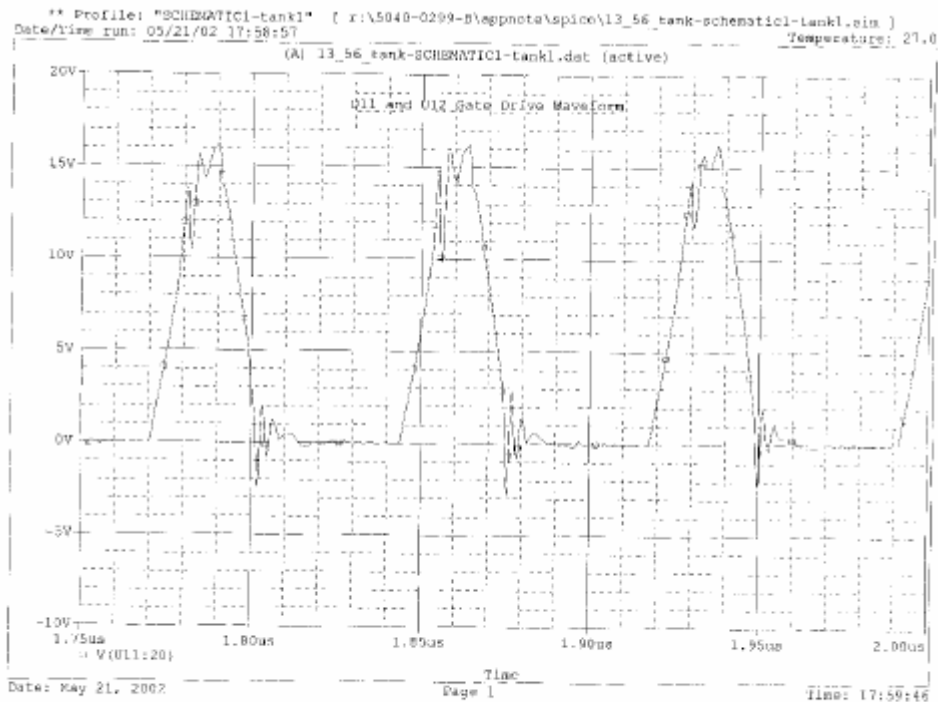


Figure 15: PRF-1150 SPICE Gate Drive Signal

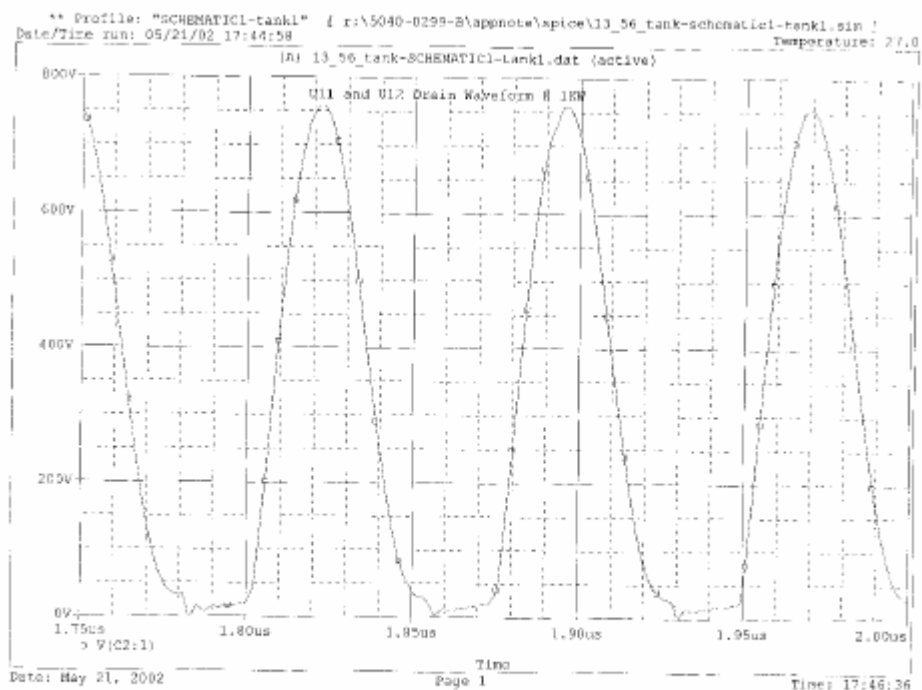


Figure 16: PRF-1150 SPICE Drain Waveform

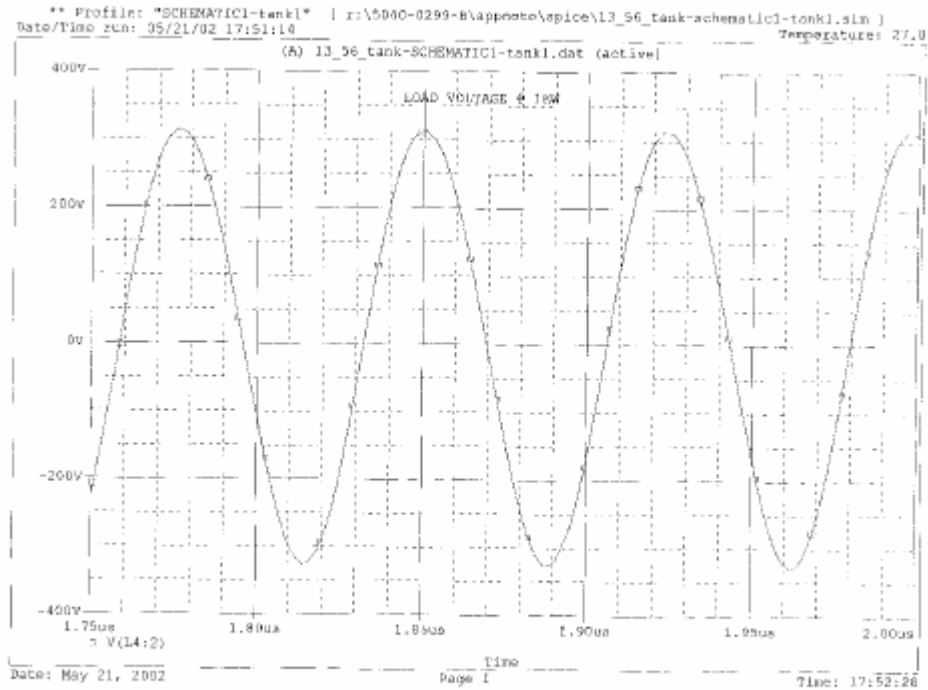


Figure 17: PRF-1150 SPICE RF Output signal @ 1kW and 50Ω

Parameter	SPICE	Bench Data
PinDC (W)	1098	1177
PoutRF (W)	1003	1000
Efficiency (%)	91.4	85.0
PS current (A _{dc})	3.8	4.1
Drain Voltage (V _p)	759	763
PS Voltage @ 1kW (V)	289	289.1

Table 3: SPICE and Test Data Comparison

结论

1KW单MOSFET (DE275X2-102N06A) 的PRF-1150射频发生器模块是从DC到RF的变换器，他的效率大于等于85%。成功设计并

搭了一个基于传统class E 拓扑，1KW、高效、风冷、体积小于57cubic inches的模块，现在可以从DEI公司购买。封装的密度表明当前使用表面封装技术的可能性。栅极驱动芯片DEIC420可靠的驱动MOSFET（DE275X2-102N06X2A）20A的输出能力可以驱动在12.56MHz下输出电容 $C_{iss} > 3600\text{pF}$ 的MOSFET。由于上升时间小于10ns和高峰值电流，在设计布板时考虑了关键的布线。

理想的波形和实测数据可帮助理解class E的工作原理，还提供了模块设计的基本原则。输出L-C谐振网络的正确工作是class E 设计电路高效率的关键。设计低Q值是为了有意的是峰值电压和电路谐振电流尽实际可能的小。还使用低ESR的陶瓷射频电容，使用铁粉芯磁芯设计低损耗电感，使元件发热最小。虽然设计的Q值较低，但是1KW的射频发生器的谐波分析表明所有的谐波低于-30dB。

测试数据显示输出功率范围从300W到1000W的效率 $\geq 85\%$ ，在1000W输出的情况下，比较了MOSFET的 V_{DSmax} 、 I_D 、 P_d 、 T_{jmax} 的参数和实际工作的参数，表明MOSFET留有 $\geq 20\%$ 的余量

虽然有几种设计方法，但是SPICE仿真的结果与实验结果具有很好的一致性，所以建议用SPICE软件设计class E拓扑。DEI公司提供了MOSFET的SPICE 仿真模块，它可以很容易加到SPICE的仿真程序和设计单元中。

PRF-1150是一个实用的、紧凑的测试射频模块。它可以用在射频发生器的应用场合，根据新的设计思想，也可以通过改良来符合使用者的要求。在高密度、低功率和中功率等离子腐蚀和喷镀的场合它是

理想的模块。

可从DEI公司获得PRF-1150模块带有散热器和不带散热器的测试数据。如果想要更多的信息请写信到: deiinfo@directedenergy.com.

参考文献

关于class E拓扑和设计更多的信息可查阅下面的参考文献:

US Patent #3,919,656
HIGH-EFFICIENCY TUNED SWITCHING POWER AMPLIFIER
Nathan O. Sokal; Alan D. Sokal
November 11, 1975

US Patent #4,607,323
CLASS E HIGH-FREQUENCY HIGH-EFFICIENCY DC/DC POWER CONVERTER
Nathan O. Sokal; Richard Redl
August 19, 1986

US Patent #5,187,580
HIGH POWER SWITCH-MODE RADIO FREQUENCY AMPLIFIER METHOD AND APPARATUS
Robert M. Porter; Michael L. Mueller
February 16, 1993

Herbert L. Krauss and Charles W. Bostian
Solid State Radio Engineering
Copyright 1980, John Wiley & Sons
ISBN 0-471-03018-X
pp 448-454

Mihai Albulet
RF POWER AMPLIFIERS
Copyrighted 2001, Noble Publishing
ISBN 1-884932-12-6
pp 215-301

