

# 基于氮化镓的高频图腾柱 PFC 优化设计

氮化镓功率晶体管可提高电力电子系统的功率密度和效率。本文针对无桥图腾柱 PFC 提出了开关频率和滤波器相关设计指南，以验证氮化镓功率器件在系统级的优势。

作者：加拿大 GaN Systems 公司  
刘学超 (Jimmy Liu), Paul Wiener,

## 引言

众所周知，氮化镓功率器件为电力电子系统提高频率运行，实现高功率密度和高效率带来可能。然而，在高频下需要对 EMI 性能进行评估以满足 EMC 法规（例如 EN55022 B 类标准）要求。为了达到此目标，本文提出了针对连续电流模式无桥图腾柱功率因数校正电路（PFC）的 EMI 滤波器设计流程。针对功率密度

增加带来的效率影响，将导致功率密度和效率之间的权衡，本文将氮化镓基无桥图腾柱 PFC 与传统硅基 PFC 进行了数据对比，并提出了采用基于氮化镓器件的图腾柱 PFC 最佳范围来权衡功率密度和效率。

## EMI 建模和滤波器设计

如图 1 所示是单相无桥图腾柱 PFC 的基本原理图。为了满足 EMI 标准，在拓扑结构和交流电源之间需要添加 EMI 滤波器，以衰减高速开关过程产生的噪声。文献 [1] 已经对该拓扑进行了详细讨论。与传统的升压 PFC 相比，由于省略了桥式二极管导通损耗，图腾柱 PFC 系统的设计效率非常高。其中蓝色晶体管代表高速桥臂，一般采用宽禁带器件（例如 GaN 功率器件）。主要原因是氮化镓器件具有零反向恢复（ $Q_{rr} = 0$ ），使得在高频换流过程中高频桥臂的开关损耗大大降低，所以可以采用连续电流模式对图腾柱 PFC 进行设计，满足中大功率变换的需求。除了显著降低开关损耗外，氮化镓器件的零反向恢复还大大减少由高频换流  $di/dt$  引起的 EMI 噪声产生，特别是对于辐射噪声，可以参考文献 [2]。本文下一部分将重点讨论高频连续电流模式图腾柱 PFC 传导噪声的 EMI 建模方法。

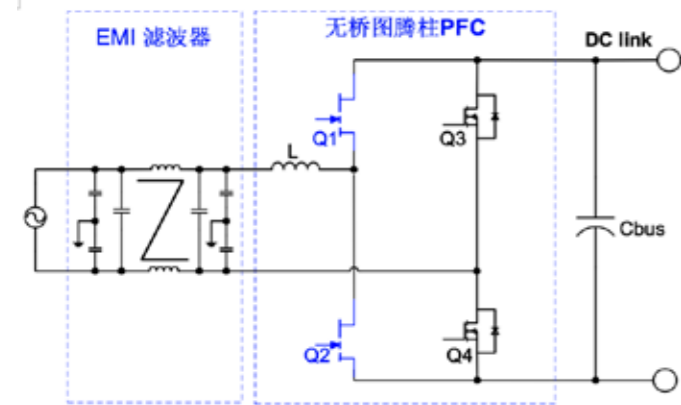


图 1: 单相无桥图腾柱 PFC 的基本原理图

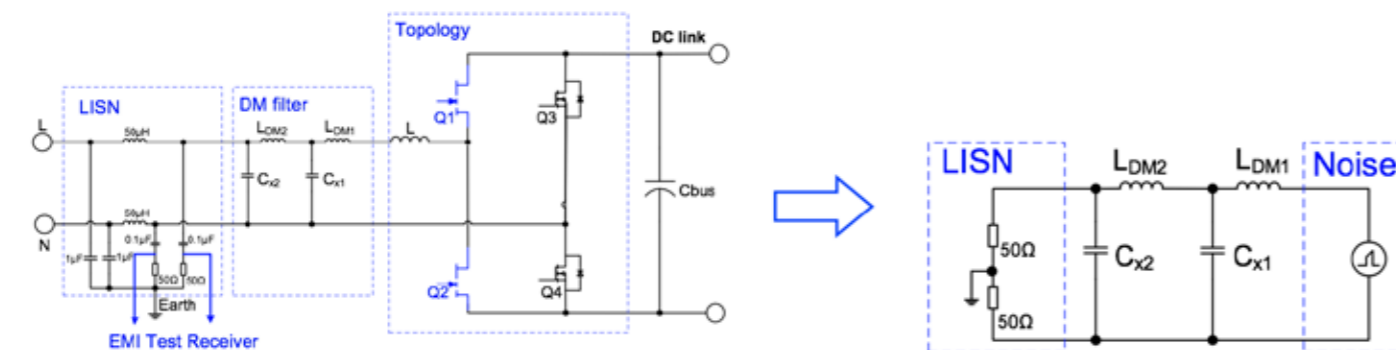


图 2: 连续电流模式图腾柱 PFC 的 EMI 滤波器等效电路

如图 2 所示，EMI 噪声是通过连接在交流电源和被测设备（DUT）之间的线路阻抗稳定网络（LISN）进行测量。EMI 测试接收器连接到 LISN 的输出，以便与标准定义的限值进行比较。该 LISN 实际上相当于一个高通滤波器功能，目的是将高频噪声电流捕获到 RC（ $0.1 \mu F + 50 \Omega$ ）测试路径中被测设备产生的 EMI 噪声可以由 EMI 测试接收器通过  $50 \Omega$  电阻测量。同时，LISN 还阻止了所有来自交流电网的噪声，以确保接收器仅仅从被测设备测得噪声。图 2 给出了连续电流模式图腾柱 PFC 的差模 EMI 滤波器等效电路，其包括两级 LC 差模滤波器（LDM1 + CX1 和 LDM2 + CX2）。

差模噪声是由具有  $dv/dt$  和  $di/dt$  高频开关过程产生，同时需要考虑 PFC 电感上具有纹波电流影响。理论上，对于给定的功率和电感的纹波电流，第一个峰值噪声幅值（ $V_{noise\_pk}$ ）就确定下来。根据傅立叶分析，此  $V_{noise\_pk}$  可以通过以下公式估算：

$$V_{noise\_pk} = 20 \log(FFT(i(t)) \cdot Z_c \cdot 10^6) \quad (1)$$

其中，输入电感电流  $i(t)$  是由纹波电流波形  $\Delta i(t)$  加上工频正弦电流总和得到：

$$i(t) = |i_{pk} \cdot \sin(2\pi f_{line} \cdot t)| + \Delta i(t) \quad (2)$$

$$\Delta i(t) = \begin{cases} \frac{|V_{in}(t)|}{L} \cdot \text{mod}(t, T_s) - \frac{D \lfloor \text{floor}(\frac{t}{T_s}) \rfloor \cdot T_s \cdot |V_{in}(t)|}{2L}, & \text{if } \text{mod}(t, T_s) \leq D \lfloor \text{floor}(\frac{t}{T_s}) \rfloor \cdot T_s \\ \frac{T_s \cdot |V_{in}(t)| - D \lfloor \text{floor}(\frac{t}{T_s}) \rfloor \cdot T_s \cdot |V_{out} - |V_{in}(t)| \rfloor}{2L} - \frac{D \lfloor \text{floor}(\frac{t}{T_s}) \rfloor \cdot T_s \cdot |V_{in}(t)|}{2L}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

$\Delta i(t)$  是电感 L 的纹波电流，由公式 (3) 可以得到，它根据 L 的电感，开关周期  $T_s$ ，占空比 D 和输入 / 输出电压  $V_{in} / V_{out}$  计算得出； $Z_c$  是电路阻抗，对于无桥图腾柱 PFC 电路，可以用等效电阻负载来表示。

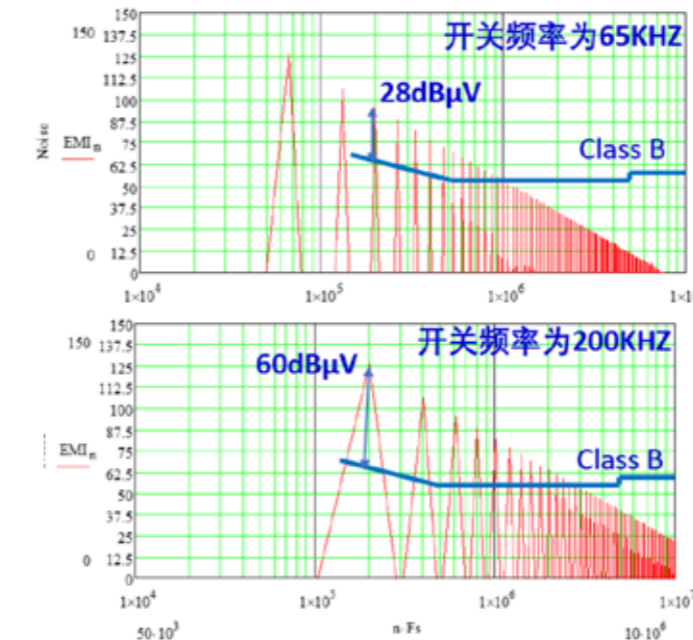


图 3: 频率为 65KHz 和 200KHz 的模拟噪声对比

根据公式 (1) 至 (3)，图 3 给出了具有 230V 交流输入和 400V 直流输出的 1.5KW 连续电流模式图腾柱 PFC 的差模噪声频谱，其中开关频率分别设定为 65KHz 和 200KHz。由此可见，模拟的差模噪声频谱具有以下特性：

- 噪声频谱是离散的，噪声频率是整数乘以开关频率；在两个不同的相邻频率之间不会有开关噪声。当开关频率为 65KHz 时，其低于 150KHz EMI 测试起始频率，因此第一个需要衰减噪声产生在三倍开关频率点即 195KHz，所需要衰减幅值约为 28dB  $\mu V$ 。当开关频率为 200KHz 时，其高于 150KHz EMI 测试起始频率，因此 200KHz 基频即为第一个需要衰减的噪声，所需要衰减幅值约为 60dB  $\mu V$ 。

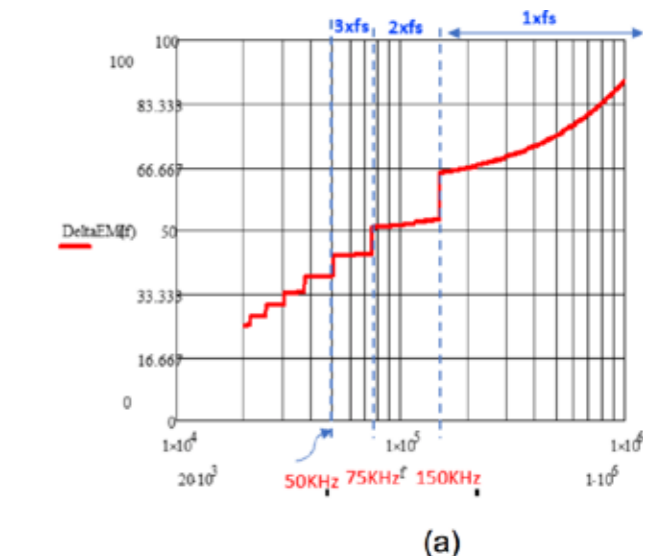
- 噪声频谱幅度保持每格  $-40dB \mu V$  的斜率衰减。它也可以通过上述傅立叶推导得到证实，并且可以由文献 [3] 推论得到。

EMI 滤波器的目的是通过设计并带有足够的设计余量来抑制超出 EMI 标准限制的噪声。因此输入差模滤波器提供的满足 EMI 标准所需的衰减量  $\Delta EMI$  公式可写为 (4)：

$$\Delta EMI = V_{noise\_pk} - V_{limit} + Margin - 40 \log(m) \quad (4)$$

这里：

- 公式 (1) 给出了  $V_{noise\_pk}$  计算，它表示不同频率下第一个峰值噪声幅度；
- $V_{limit}$  是 EMI B 类标准测试限值；
- $Margin$  是 EMI 滤波器的设计余量，这里选择 6dB  $\mu V$  为设计余量；
- $m = \text{ceil}(150\text{KHz} / f_s)$ ，函数  $\text{ceil}$  表示舍入运算，例如，如果开关频率为 65KHz，则  $m = 3$ ；如果  $f_s = 100\text{KHz}$ ， $m = 2$ ；而对于  $f_s > 150\text{KHz}$ ， $m = 0$ ；
- “ $-40 \log(m)$ ” 表示噪声频谱从第一个开关频率到第  $n$  个开关频率保持幅度为每格  $-40dB \mu V$  衰减。



(a)

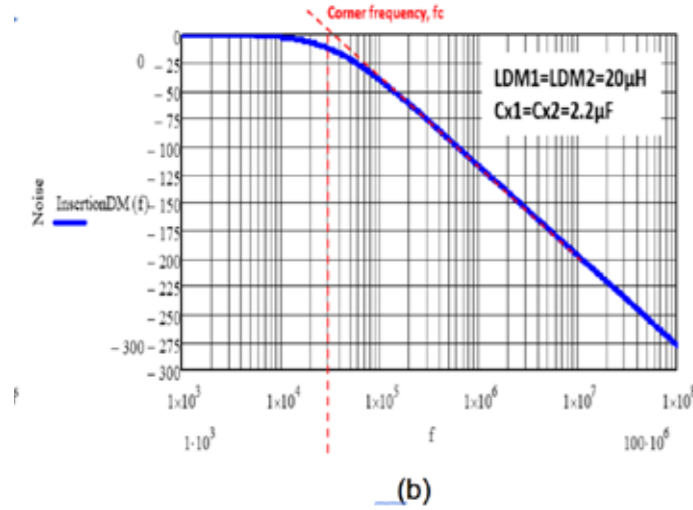


图4 (a) EMI滤波器提供的所需衰减 (DeltaEMI) (b) 差模滤波器在 20 µH + 2.2 µF 数值时两级 LC 滤波器插入阻抗特性

基于上述的差模 EMI 噪声模型，可得到如图 4 (a) 所示的 1.5KW 连续电流模式图腾柱 PFC 电路的输入 EMI 滤波器在不同频率下所需衰减幅值。当开关频率在 50KHz 至 75KHz 的范围内时，最恶劣的 150KHz 以上噪声频率应为三倍开关频率。当开关频率为 75KHz 至 150KHz 时，最恶劣的噪声频率应为二倍开关频率。同时，在 75KHz 和 150KHz 频率处存在衰减幅值的跳变点，即在 75KHz 或 150KHz 附近略微改变开关频率会导致滤波器设计很大差异。因此，当选择 75KHz 和 150KHz 附近的开关频率时，建议将开关频率设置为略低于跳变点频率。高于 150KHz 时，最恶劣的噪声频率是开关频率的基频，并且 150KHz 之后所需衰减噪声幅值不会发生明显跳变。在获得所需的衰减 DeltaEMI 之后，插入两级 LC 低通滤波器以抑制噪声。公式 (5) 给出了其插入阻抗 (InsertionDM)。在得到衰减幅值 (DeltaEMI) 和插入阻抗 (InsertionDM) 之间的关系后，可以在不同的滤波器转折频率 fc 下设计 EMI 滤波器的值。当 InsertionDM 的绝对值等于或大于 DeltaEMI (即 | InsertionDM | ≥ | DeltaEMI |) 时，其可以满足 EMI 标准要求并具有至少 6dB µV 的设计余量。

$$InsertionDM(f) = 20 \log \left[ \frac{\left( \frac{100 \cdot Z_{C22}}{100 + Z_{C22}} + Z_{LDM2} \right) \cdot Z_{C21}}{\left( \frac{100 \cdot Z_{C22}}{100 + Z_{C22}} + Z_{LDM2} + Z_{C21} \right)} \cdot \frac{\left( \frac{100 \cdot Z_{C22}}{100 + Z_{C22}} \right)}{Z_{LDM1} + \left( \frac{100 \cdot Z_{C22}}{100 + Z_{C22}} + Z_{LDM2} + Z_{C21} \right)} \right] \quad (5)$$

图 5 是根据上述推导建模得出的 1.5KW 图腾柱 PFC 在 65KHz 和 200KHz 差模 EMI 滤波器设计。DeltaEMI (红线) 是随频率变化所需的衰减，而蓝线是输入滤波器的频域插入阻抗 (InsertionDM)，用于衰减噪声。当 DeltaEMI 的绝对值等于 InsertionDM 的绝对值时，滤波器设计可以以 6dB µV 的余量通过 EMI 标准。它证明了在 200KHz 的高开关频率下，与 65KHz 的低开关频率相比，输入 EMI 滤波器值 (LDM1, LDM2, Cx1 和 Cx2) 在滤波器的转折频率 fc 较高，滤波器尺寸较小。如上所示，尽管要求的 65KHz 的第一衰减幅度低于 200KHz 的幅度，但要求

的滤波器的转折频率 fc 却不同，这意味着滤波器的转折频率越高，EMI 滤波器的尺寸就越小。这种建模分析方法也可以应用于共模 EMI 滤波器设计，并且可以获得与差模 EMI 设计相似的结论。因此高开关频率并不一定会增加传导 EMI 设计的难度。相反，可以有助于减小 EMI 滤波器的尺寸并提高功率密度。

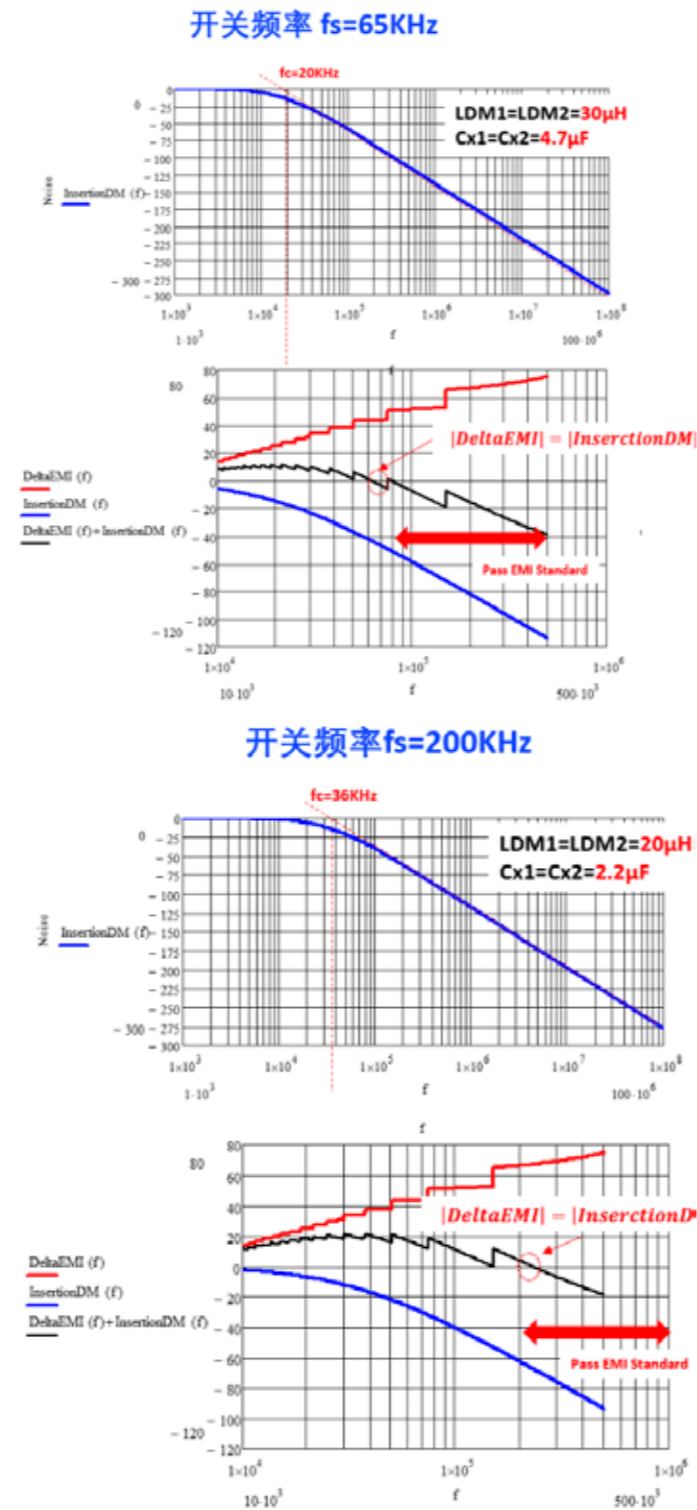


图5: 65KHz 和 200KHz 频率下 1.5KW 连续电流模式图腾柱 PFC EMI 滤波器设计

电感尺寸和最优频率

除了 EMI 滤波器之外，开关频率还影响 PFC 的电感对功率密度影响。理论上，开关频率越高，电感值和尺寸越小。然而，在小尺寸的情况下，电感的散热面积受到限制，因此应将电感的损耗和热设计考虑进去，在体积与热之间做权衡。图 6 是 1.5KW 连续模式图腾柱 PFC 在 65KHz 到 300KHz 下电感参数比较，电感的尺寸从 100KHz 到 200KHz 是得到显著减小，当开关频率高达 300KHz，考虑到由于散热面积的限制而引起的电感温度上升，体积减小的幅度将大大降低。

频率	65KHZ	100KHZ	200KHZ	300KHZ
绕组	85	55	50	40
直流电阻 (mΩ)	44.96	32.99	20.14	18.92
铜损(W)	4.50	3.30	2.01	1.89
铁损(W)	1.46	1.71	2.01	2.48
总损耗(W)	5.96	5.00	4.02	4.37
体积 (dm³)	0.038	0.031	0.019	0.016
规化百分比(%)	100%	83%	50%	42%

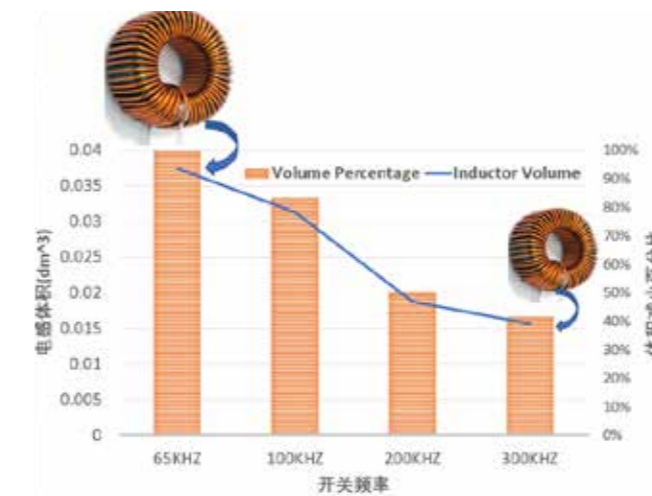


图6: 不同频率下 1.5KW 连续电流模式图腾柱 PFC 电感的尺寸

如引言中所述，功率密度的增加(即体积的减小)会影响效率，这两个指标之间存在折衷。根据应用，对效率和功率密度的目标有不同的权衡。例如，对于数据中心服务器电源，由于节能钛金等 80+ 标准要求，通常优先目标是首先选择目标效率，然后尽可能提高功率密度。然而，对于电动车车载充电机，通常功率密度和重量更为重要，并且优先目标将是实现小体积，然后尽可能地提高效率。



图7: 1.5KW 连续电流模式 PFC 的最高效率和功率密度

图 7 显示了两种配置的 1.5KW PFC 最高效率和功率密度与开关频率的关系曲线。第一种是带硅 MOSFET 和碳化硅肖特基二极管的传统交错式升压 PFC 电路，简称为硅基 PFC，另一种是采用氮化镓 (GS66508B) 的无桥图腾柱 PFC 电路，简称为氮化镓基 PFC。对于硅基 PFC，效率性能受到硅 MOSFET 的品质因数 (FOM) 和桥式二极管的额外导通损耗的限制。因此，硅基 PFC 的开关频率通常会被限制在 100KHz 以下，并且较难实现更高功率密度。氮化镓基 PFC 可以实现相对较高的功率密度。根据上面的 EMI 滤波器和电感器设计分析，我们可以计算出氮化镓基 PFC 随开关频率对功率密度的提升。采用氮化镓基 PFC 可以在 100KHz 到 200KHz 下显著增加功率密度，而超过 300KHz 时，由于热性能的考虑功率密度增加受到限制，随着电感和晶体管损耗的增加，峰值效率会低于 98%。关于效率比较，氮化镓器件具有极低开关损耗的优势，因此，随着开关频率的增加，氮化镓基 PFC 的最高效率曲线相对硅基 PFC 来说平坦得多。

简而言之，氮化镓器件帮助实现了更高的开关频率和更高的功率密度，同时保持相对较高的转换效率。对于这个特定的 1.5KW 设计示例，氮化镓基 PFC 的最佳频率范围是 200KHz 至 250KHz，以达到权衡效率和功率密度的目的。

总结

本文介绍了一种用于高频无桥图腾柱 PFC 的简单 EMI 滤波器建模方法。综上所述，氮化镓功率器件具有更高工作开关频率下的高效率，提升了功率密度，进而得到更小体积的系统优势。文章提供了 1.5KW 氮化镓基无桥图腾柱 PFC 的最佳频率范围，以实现高功率密度和高效率的权衡。

参考文献

- [1] GS1200BTP-EVB, "1.2kW High efficiency GaN E-HEMT Bridgeless Totem Pole PFC Evaluation Kit", GaN Systems Inc. (www.gansystems.com).
- [2] S. Walder; X. Yuan; N. Oswald, "EMI generation characteristics of SiC diodes: Influence of reverse recovery characteristics", 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014).
- [3] B. Lu; W. Dong; S. Wang; F.C. Lee, "High frequency investigation of single-switch CCM power factor correction converter", 19th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04, Volume: 3.