SIC MOSFET

800V 三相输出 LLC DC/DC 共振转换器电路

对采用碳化硅(SiC)MOSFET 作为开关元件,且使用绝缘变压器的三相输出的 5kW LLC 谐振类型 DC/DC 转换器进行介绍。 依靠 SiC MOSFET 所具有的 1200V 的耐压特性,输入电压可以提高到 800V,晶体管的开关频率为 600V 时,约为 200kHz, 800V 时,为 160kHz,可以大大降低绝缘变压器和输入输出电容的大小。另一方面,为了改善像硅基(Si) MOSFET 那样不太小的因导 通电阻 *R*_{DS(m)}产生的导通损耗,通过采用三相电路拓扑可降低各相电流,而最大输出功率可提高到 5kW。而且采用了具有三相间 电流平衡功能的变压器,有效地抑制了各相间产生的最大峰值电流的差异,并加入了使输入输出电容的静电容量最小化的技术。对 通过这些技术,从而达到 5kW 时 97.6%转换效率的崭新的 LLC 转换器案例进行介绍。

另外,这种崭新的逆变器电路是与功率辅助技术株式会社 https://www.power-assist-tech.co.jp/)共同开发的。[29]

LLC谐振转换器的特征和三相输出电路拓扑

LLC谐振DC/DC转换器(以后LLC dc/dc)是利用零电压开关(后称ZVS)脉冲宽度调制(后称PWM)技术,为了避免开关 电源特有的开关损耗问题的魅力候选电路设计[1]-[7]。搭载了ZVS的LLC dc/dc利用了电感器和电容器串联连接产生的自发谐 振,通过谐振产生的伪正弦波形的电流可以防止意外的电压尖峰。也就是说,具备ZVS和零电流开关(ZCS)的LLC dc/dc不需要 附加电路,因此可以解决ZVS PWM转换器[8]中存在的整流二极管的逆恢复电流引起的电压尖峰等问题,简化电路设计。

但是,自然产生的电流谐振限制了开关器件的动作范围。LLC dc/dc的晶体管,根据高频的开关动作,能产生高谐振频率,扩 大[9]输出电压的可适应范围,更加能小型化被动零件。因此,诸如SiC MOSFET、GaN器件和Si MOSFET等高频开关器件可以说 是适合LLC dc/dc的[10]。

另外,为了达到高性能的LLC dc/dc,需要尽可能的实现高功率转换效率。低电压且高电流的功率转换一般因焦耳热损失而降低转换效率。因此,输出电路并联化,采用高输入电压,使大电流分散,从而减少了焦耳热损失。根据这次采用的三相输出电路布局,单相电路的电流减少到总电流的1/3。因此,输入和输出的电流纹波可以通过电容器来吸收,ZVS PWM则需要能降低电流纹波的LC过滤器[11]。

另一方面,对于高输入电压,Si MOSFET或GaN装置不适合作为开关器件。虽然开关特性比IGBT优秀,但电压容许范围比 IGBT低。量产化的Si MOSFET和GaN装置的击穿电压(BV)一般不到650V,拥有超过650V BV的这些器件通常具有超过数百毫 欧的R_{DS(on)}[12]-[13]。而且,为了电源系统的安全动作,电源的电压容许范围必须大于输入电压。因此,超过600V的输入电压不 满足Si MOSFET或GaN器件的一般电压容许范围。因此,为了在这些设备中实现高输入电压,需要选择多电平转换器,但是需要 很多开关器件,复杂的控制系统和制造成本会剧增[14]-[18]。

但是,SiC MOSFET可以满足高开关速度和高BV[19]的要求。SiC MOSFET的这些优点的器件特性,由于高开关速度和高BV 实现的高输入电压的应用,结果是通过使用更小功率变压器,可以实现高转换效率的功率LLC dc/dc的小型化。

在本应用笔记中,将说明构成(Figure 1)具备绝缘变压器的三相输出电路LLC dc/dc,且采用具有1200V BV的SiC MOSFET的优点。根据最大超过200kHz的开关频率,一般占电源大容量的绝缘变压器的尺寸被大幅度小型化,高BV可以实现 600V~800V的高输入电压,三相输出电路构成可以减少电路的最大电流,改善功率转换效率。而且,变压器还增加了平衡三相 电路电流的技术,抑制电路的最大峰值电流。通过这个使输入输出电容器小型化。从下一章开始介绍电路动作的详细说明和实机验 证结果。



Figure 1. A view of the 5-kW LLC dc/dc using SiC MOSFETs.



Figure 2. Circuit diagram of LLC dc/dc converter

动作原理与电路结构

图2(a)所示为LLC dc/dc的基本电路。LLC电路基本上由拥有两个开关Q1和Q2的半桥构成。这些开关是谐振电感Lr、绝缘变压器的励磁电感Lm以及谐振电容器Cra联连接的,这些无源部件作为谐振池构成的交错型电路构成图。

Q1和Q2以约50%的占空比交替切换,Q1和Q2双方的关断时的死区时间是为了避免Q1和Q2的短路而设置的,在该死区时间期间进行软开关动作。

在Figure 3中示出了LLC dc/dc的Q1、Q2中的电压和电流波形。表示QK(k=1, 2)中的栅极源电压 Vgk、漏极源极电压 VQk、漏极电流 lok、以及二次侧二极管 Dok的正向电流 look。



Figure 3. Q1,Q2 的电压・电流波形

以下说明电路的动作方法。

Term1 (t0-t1): Q2 OFF后开始的期间。VQ2随着 (Lm+Lr) 和Cr的谐振而增加, 直到 VQ1达到0为止。

Term2 (t1-t2): 当V_{Q1}达到0时,该期间开始。逆电流开始流向Q1的体二极管D₀₁。ZVS是通过在这个逆电流流动的期间,Q1 变为ON来实现的。 (*L*m+*L*_r)和C:的共振是为了使D₀₁按顺方向施加电压而在*L*m产生电压。

Term3 (t2-t3): hont在Li和Ci之间象谐振一样地开始流动。这个共振增加hont,供给电力。

Term4 (t3-t4):期间4是/a1从负值变为正值时开始。在此期间, /bo1由于L-Cr共振而自动减少, 一直持续到/bo1为0。

Term5 (t4-t5):在此期间,谐振在 (Lm+Lr)和Cc之间持续,直到Q1变为OFF为止。

Term6 (t6-t10): Q1和Q2改变电路内的作用, 期间从1开始重复5次。

为了提高效率,采用图2(b)所示的三相LLC结构,各相分别以120度的相位差进行开关[20]-[22]。该三相LLC dc/dc,Qj、D_{oj}、L_{mj} (j = 1-6)以及L_{ri}、C_{ri} (i = 1-3) 与图2 (a) 相同动作。

因为具有完全相同特性的变压器实际上是不可能制造出来的,不平衡的变压器引起的各个相的电流,结果变得不均衡,输出电容器的电流波动变大。减轻这个不平衡问题的方法,例如在[21]和[22]中表示,但是需要追加零件。因此,为了避免追加零件,如图 2 (b)所示,使Lmbi与并联连接的变压器邻接。这些追加了的变压器,以下称为电流平衡变压器,不过,这个电流平衡变压器起到使各相的电流均等化的作用,为输入输出电容器Cink,Cok的小型化做出贡献。另外,峰值电流的抑制提供了避免输出电容器可靠性劣化的方法[23]。



Figure 4. 三相电流平衡拓扑

各相120度的相移表示如图4所示总电流为零,因此Lmbi无法产生有效的磁通量。因此,Lmbi不影响Lmj、Lri和Cri如何共鸣。

图2所示的二极管D_r将输出功率返回输入侧,输入电源只供给相当于系统的功率损失的功率,与功率转换效率的正确测量相关 [24]。

在这次的设计事例中,输出电压V_o和输入电压V_{in}基本相同,因此V_o/V_{in}定义的增益约为1。增益=1时,可根据考虑到二次泄漏 电感和电阻成分的LLC dc/dc增益方程式,通过开关频率(f_{sw})进行调整,以获得期望的输出功率,因此可调整Qj的f_{sw}并设置输 出电压。

变压器的设计

为了尽可能设计小的变压器,需要注意以下几点。

- ·在饱和磁通量密度以下动作
- ·为了将芯损耗Pcore控制在最小限度,尽量降低动作时的最大磁通量密度
- ·为了使电源单元小型化,将一次侧卷数N_p和二次侧卷数N_s和有效核心面积Ae缩小

由于在工作中磁通量密度直接连接到磁芯损耗P_{core},因此为了进行合适的变压器设计,必须缩小磁通量。占空50%的最大磁通 量密度B_m一般用公式(1)表示[25]。

$$B_{\rm m} = \frac{V_{in}}{8f_{sw}N_pA_e} \tag{1}$$

从该式(1)可知,为了在一定的V_{in}下减少B_m,必须至少放大f_{sw}、N_p、Ae中的一个。但是,把N_p或Ae放大的话,会导致变压器的尺寸变大,所以不能说是为了缩小电源的适当选择。也就是说,通过增加f_{sw},变压器的尺寸不会变大,B_m会变小,SiC MOSFET可以满足这个要求。

这次,将Si IGBT未能实现的约200kHz的 f_{sw} 设定为600V时,而800V时设定为160kHz。并且,作为变压器的核心材料,选择了适合电阻率高、涡流损失小的高频 f_{sw} 的功率铁氧体PC40 (TDK制)。该PC40核心材料的饱和磁通密度 B_s 为100°C时为380mT,在200kHz动作时降低 P_{core} ,为了不到达 B_s ,将 B_m 设定为150mT。结果,选择的核心部件PC40EER28L-Z (TDK制)的有效体积 V_e 为6.15cm³。

具体说明600V时的变压器设计。设计所需的参数如下。

1) *V*_n = 600 V 2) *V*_o = 600 V 3) 最大*B*_m=150mT 4) *f*_{sw} = 200 kHz 5) *Ae* = 0.814 cm²

根据这些参数一览,从式(1)得出, N_p求得30.71回合。为了分散芯材的发热,将2个变压器串联连接,将各个N_p设为16个回合。N_s/N_p等于V_o/V_{in}(=1),N_s和N_P一样是16个回合。C_{ri}值小于100nF以保持电容器的尺寸。因此,如果将f_{sw}设定为约200kHz,

则L_r·值为6μH以上就足够了。变压器作成后,测量L_r值约12μH。因此,C_r所需的值被计算为约60nF,以创建200kHz的谐振f_{sw}。 定义为L_r/L_m的S设定为0.1[26]。因此,串联连接的两个L_m值设定为120μH。

表示Si IGBT最多以50kHz动作。在50kHz[27]的fsw中,如果使用之前讨论过的核心材料 (PC40EEE57/47-Z),变压器的Ae 和Ve分别为3.44cm²和35.1cm³,在200kHz的开关频率下可以将Ve缩小82%。

表1总结了600V和800V时的LLC dc/dc的设计规格一览。

Table 1. LLC dc/dc 设计规格一览

ltem	Condition	
Input Voltage	600 V	800 V
(V _{in})		
Input capacitances	2200 µF	150 µF
(C_{in1}, C_{in2})		
Switching transistors	SIC MOSFET (SCT2080KE)	<u>~</u>
(Q _i i=1~6)	(BV=1200 V, Ron=80 mΩ)	
Magnetic	55 6 JH 55 1 JH 64 3 JH	
inductances	51 8 µH 56 2 µH 57 5 µH	94.0 µH 93.1 µH 95.4 µH
(L _{mi} i=1~6)	ο 1.0 μπ, 00.2 μπ, 07.0 μπ	οτιο μι 1, σοι τ μι 1, σοι τ μι 1
Resonant		
inductances	12.0 μH, 11.6 μH, 11.6 μH	19.4 µH, 21.2 µH, 20.2 µH
(L _{ri} i=1~3)		
Resonant		
capacitances	60 nF	30 nF
(C _{ri} i=1~3)		
Secondary diodes	SIC SBD (SCS210KG)	
(D _{oi} <i>i</i> =1~6)	(BV=1200 V)	← (
Output capacitances	270 μF	150 µF
(C _{oi} <i>i</i> =1,2)		
Output Voltage	600 V	800 V
(<i>V</i> _o)		

效率与损耗

图5为600V设计时的LLC dc/dc的各输出功率的功率转换效率。功率转换效率是根据输入电源在运转中供给的能量的量的使用来 计算的,但是这次提案的电路方式是将输出功率直接向输入侧再生(经由图2所示的二极管D_r),所以V_o等于V_{in},其供给的能量的量 可以视为LLC dc/dc的功率损失。

电力转换效率的最大值是达到5kW时97.6%。开关频率fsw由于SiC MOSFET的高速开关特性,达到182kHz-217kHz。



Figure 5. 600V设计时的效率和开关频率

图6(a)和(b)是800V的电路设计在Vin变化时,输出功率与功率损耗(*P*loss)或功率转换效率ηρ的关系。如图6(a)所示,高Vin时Ploss的增加率会变缓,Ploss值在Vin=600V时不能超过3kW以上、Vin=700V时不能超过4kW以上,否则无法供应功率。

如图6(b)所示,转换效率也在600V时难以达到97%,因为最大只能达到3kW;而800V时可达到5kW输出,此时转换效率达到98.1%,这均是现实中的功率损耗。

只不过这里所示的600V时的转换效率所使用的是设计电压800V的变圧器,如果是设计电压600V的变圧器,功率转换效率可达到5kW 97.6%。



Figure 6. 设计电压800V的效率特性

各部分的开关波形

图7所示是SiC MOSFET Q₁的漏-源间电圧V_{Ds}和漏极电流I_D的测定波形。图(a)为设计电压600V, (b)为设计电压800V。开关频率方面, (a)是约200kHz、(b)是约160kHz。此外, V_{Ds}在I_D负侧流动的非常短的时间内变化完成,不管是哪个波形都可以较容易地理解ZVS动作情况。





800V 三相输出 LLC DC/DC 谐振转换电路

图8和图9所示的是有无电流平衡电路两种情况下输出二极管电流的差别,图8是设计电压600V时,(a)、(b)是各相二次侧二极管电流,其中(a)无电流平衡电路,(b)有电流平衡电路。图(c),(d)是各相二极管合计的总电流,即输出电容Co1、Co2中流过的纹波电流。 图9是设计电压800V的波形,内容与图8相同。

不管是哪种情况,只要没有电流平衡电路,每一相电流或小或大,电流都是不均衡供应的。另一方面,加上电流平衡电路后, 各相电流会变得近似均等。纹波电流的peak-to-peak值*Δl*_{ripple}在不均衡的情况为图8(c)的最大6.45Ap-p,和图9(c)的最大6.46Ap-p, 加上电流平衡电路后则为图8(d)的4.31Ap-p,和图9(d)的3.75Ap-p,均降低到3分之2以下。

如式(2)所示, Cm是指输入静电容量Cin或输出静电容量Co的最小值。由此式可知, ΔIripple越小, Cin或Co会跟着变小, 从结果上来 看,这与产品小型化相关联。

$$C_{\rm m} = \frac{\Delta I_{ripple} \times T_{on}}{\Delta V_{ripple}} \tag{2}$$

式(2)中ΔV_{ripple}表示电容电圧peak-to-peak值的最大值, Ton表示Qi的启动时间。将ΔV_{ripple}的数值设定为与通常印加电圧成一定比率,比如0.1%,即设计电压600V时纹波电压0.6V,或设计电压800V时纹波电压0.8V,再根据前面的ΔI_{ripple}值来计算Cm,可得电流不均衡的情况下600V时为29.5µF、800V时为25.5µF,电流均衡的情况下600V时为19.7µF、800V时为14.8µF,各电圧情况下电流均衡后输出电容的静电容量均减半。



Figure 8. 输出纹波电流波形 (600V时)



Figure 9. 输出纹波电流波形 (800V时)

损耗分析

图10所示的是5kW输出功率时使用了SiC MOSFET的LLC dc/dc的损耗详情。图(a)是600V、图(b)是800V时的情况。

首先是晶体管的导通损耗(*I*_D^{2*}*R*_{DS(ON)}),所用的SiC MOSFET的导通电阻*R*_{DS(ON)}随结温*T*_J而变化。这次评价中MOSFET安装了 散热片并使用冷却风扇来增强散热,*T*_J上升到50℃左右就停止上升了。于是,*T*_J=50℃时*R*_{DS(ON)}约90mΩ[28],*V*_{in}=600V情况下SiC MOSFET的漏极电流I_D为4.5A、*V*_{in}=800V时的I_D为3.75A,那么用晶体管的导通损耗(*I*_D^{2*}*R*_{DS(ON}))乘以使用数量(6個),就可求得所 用SiC MOSFET总损耗,结果为600V时10.9W、800V时7.59W。然后是二次侧二极管的导通损耗,平均电流在600V时为2.94A,顺 方向电压为1.1V、而800V时电流为2.62A、电压为1.05V,再乘以使用数量(6個)可求得总损耗,结果为600V时19.4W、800V时16.5W。



Figure 10. 损耗分析 (功率值)

接下来是所用变圧器的导通损耗(铜损),卷线铜的总电阻有着频率特性,600V且开关频率183kHz时电阻为1.66Ω、800V且 160kHz时电阻为1.21Ω。变圧器所流过电流的有效值是600V时6.08Arms、800V时4.83Arms,变圧器的铜损为600V时61.4W、800V 时28.2W。800V时铜损大幅度减少,这是因为相同输出功率的情况下,输出电压为较高的800V时,输出电流会变小所致。

此外,变圧器方面还有另一个较大的损耗,即core损耗是按照下面的方式来计算的。首先,600V时,式(1)A_e=0.814cm³、N_p=16 次、f_{sw}=182.9kHz、以及串联的变圧器的各自输入电圧300V,可算得B_m为157mT。由这个B_m值,和TDK制PC40EER28L-Z的数据 表所记载的B_m-Core损耗特性可求得损耗值为22.2W。 同样,在800V条件下计算,B_m值为181mT,Core损耗为29.5W。

以上损耗值与实测总损耗依然存在差别,差值为600V时3.2W、800V时12.2W,这些损耗主要包含SiC MOSFET开关损耗,以及电流平衡变圧器的core损耗、输入输出电容的ESR损耗等。

最后是600V时与800V时的损耗结构比,如图11所示。由于使用了SiC MOSFET,导通损耗仅占全体的10%左右,变圧器的总损耗(铜损+Core损耗)在600V时占全体的约58%、800V时占约83%,于是如何降低变圧器的损耗就成为了今后的课题。





总结

使用了SiC MOSFET的三相5kW LLC dc/dc转换器,其开关频率在600V时可达约200kHz,于是可以实现绝缘变压器体积的大幅 削减,这是Si IGBT所无法实现的。而且SiC MOSFET的BV较高,可应对800V的高电压 Vin。

另一方面,三相结构的每1相的电流会有所减少,LLC dc/dc可维持较高的功率转换效率,避免高频下开关损耗增加。而且,由于为了维持各相间的相电流平衡而追加了电流平衡变圧器,这也可以抑制电路峰值电流,从而抑制电流纹波、这有助于实现Cn和C。最小化的电路方式。

请在电路设计中灵活参考这些电路事例。

■电路图(Schematics)



(a) Power Switching (SW) PCB





(b) Mother (MB) PCB

No. 64AN0133C Rev.001 2022.3



参考资料:

[1] R. S. Yang, L. K. Chang, and H. C. Chen "An isolated full-bridge dc-dc converter with 1-MHz bidirectional communication channel," IEEE Trans. Power Electron., vol. 58, no. 9, pp. 4407-4413, Sep. 2011.

[2] M. D. Seeman, "GaN devices in resonant LLC converter," IEEE Power Electron. Mag., vol. 2, no. 1, pp. 36-41, Mar. 2015.

[3] J. Y. Lee, Y. S. Jeong, and B. M. Han "An isolated dc/dc converter using high-frequency unregulated LLC resonant converter for fuel cell applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2926–2934, Jul. 2011.

[4] H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Maximum efficiency point tracking technique for LLC-based PEV chargers through variable dc link control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6041–6049, Nov. 2014. [5] S. Zong, H. Luo, W. Li, and C. Xia, "Theoretical evaluation of stability improvement brought by resonant current loop for paralleled LLC

converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 7, pp. 4170-4180, Jul. 2015.

[6] M. H. Ryu, H. S. Kim, J. W. Baek, H. G. Kim, and J. H. Jung, "Effective test bed of 380-V dc distribution system using isolated power converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 7, pp. 4525–4536, Jul. 2015.

[7] Z. Hu, Y. Qiu, L. Wang, and Y. F. Liu, "An interleaved LLC resonant converter operating at constant switching frequency," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 6, pp. 2931-2943, Jun. 2014.

[8] J. R. Pinheiro and I. Barbi, "The three-level ZVS-PWM dc-to-dc converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 4, pp. 486–492, Oct. 1993. [9] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 462–472, Feb. 2011.

[10] M. D. Seeman, S. R. Bahl, D. I. Anderson, and G. A. Shah, "Advantages of GaN in a high-voltage resonant LLC converter," in Proc. 29th Annu. *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Mar. 2014, pp. 476–483. [11] X. Ruan, B. Li, J. Wang, and J. Li, "Zero-voltages-switching PWM three-level converter with current-doubler-rectifier," *IEEE Trans. Power*

Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1523-1532, Nov. 2004.

[12] CoolMOSTM Selection Guide, "Common CoolMOSTM Applications and Topologies," Infineon Technologies Co. [Online]. Available: http://www. infineon.com/dgdl/Infineon+-++Product +Brochures+-+Selection+Guide +-+CoolMOS.pdf?fileId= db3a30432f91014f012f95fc7c24399d

[13] "600-V GaN Devices Are Offered In PQFNs Plus TO-220 s For Low-Power Designs," Transphorm's TPH3002LD, TPH3002LS, TPH3002PD and TPH3002PS, 600-V GaN HEMT devices, How2Power Today, Apr. 2014 [Online] Available: http://www.how2power.com/newsletters/1404/products/ H2PToday 1404 products Transphorm.pdf?NOREDIR=1

[14] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, and G. Huang, "Three-level LLC series resonant dc/dc converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 4, pp. 781-789, Jul. 2005.

[15] I. O. Lee and G. W. Moon, "Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high-and wide-input-voltage applications,"

IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 6, pp. 2966–2979, Jun. 2012. [16] B. M. Song, R. McDowell, and A. Bushnell, "A three-level dc–dc converter with wide-input voltage operations for ship-electric-power distribution systems," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 32, no. 5, pp. 1856-1863, Oct. 2004.

[17] R. T. H. Li, M. Vancu, F. Canales, and D. Aggeler, "High performance dc-dc converter for wide voltage range operation," in *Proc. 7th Int. IEEE Power Electron. Motion Control Conf.*, Jun. 2012, pp. 1151–1158.

[18] S. Saravanan, J. Mohan, and V. Kumar, "Analysis of a three-level LLC series resonant converter for high-and wide-input-voltage applications," J. Eng. Res. Appl., vol. 4, no. 4, pp. 79-84, Apr. 2014.

[19] "SiC power devices and modules Rev.03," Application Note, Rohm Co., Nov. 2020

[Online]. Available: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/discrete/sic/common/sic_appli-e.pdf

[20] M. Kobayashi and M. Yamamoto, "Current balance performance evaluations for transformer-linked three phase dc-dc LLC resonant converter," in Proc. Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. (ICRERA), Nov. 2012, pp. 1-3.

[21] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE'09), Sep. 2009, pp 1145-1152.

[22] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Analysis of multi-phase LLC resonant converters," in Proc. IEEE Power Electron. Conf. (COBEP'09), 2009, pp. 464-471.

[23] "General descriptions of aluminum electrolytic capacitors," Nichicon Co., Tech. Note 8101E [Online].

Available: http://www.nichicon.co.jp/english/products/pdf/aluminum.pdf

[24] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 535–542, Mar. 2007. [25] R. Stuler, J. Uherek, and L. Seifert, "Implementing a 12 V/240 W power supply with the NCP4303B, NCP1605, and NCP1397B," On

Semiconductor Co., AND8460/D, Jun. 2012 [Online]. Available: http://www.onsemi.jp/pub_link/Collateral/AND8460-D.PDF

[26] H. Ding, "Design of resonant half-bridge converter using IRS2795(1,2) control IC," International Rectifier Co., AN-1160 [Online]. Available: http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1160.pdf.

[27] B. Rubino, G. Catalisano, L. Abbatelli, and S. Buonomo, "Comparative analysis of driving approach and performance of 1.2 kV SiC MOSFETs, Si IGBTs, and normally-off SiC JFETs," STMicroelectronics Co., Tech. Art. TA0349

[Online]. Available: http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/technical_article/DM00087447.pdf

[28] Datasheet, SCT2080KE, Rohm Co., Mar. 2021 [Online]. Available: https://www.rohm.co.jp/products/sic-power-devices/sic-mosfet/sct2080ke-product [29] Y. Nakakohara, H. Otake, T. M. Evans, T. Yoshida, M. Tsuruya, and K. Nakahara, "Three phase LLC series resonant DC/DC converter using SiC MOSFETs to realize high-voltage and high-frequency operation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 4, pp. 2103-2110, Apr. 2016.

Notes		
1)	The information contained herein is subject to change without notice.	
2)	Before you use our Products, please contact our sales representative and verify the latest specifica- tions :	
3)	Although ROHM is continuously working to improve product reliability and quality, semicon- ductors can break down and malfunction due to various factors. Therefore, in order to prevent personal injury or fire arising from failure, please take safety measures such as complying with the derating characteristics, implementing redundant and fire prevention designs, and utilizing backups and fail-safe procedures. ROHM shall have no responsibility for any damages arising out of the use of our Poducts beyond the rating specified by ROHM.	
4)	Examples of application circuits, circuit constants and any other information contained herein are provided only to illustrate the standard usage and operations of the Products. The peripheral conditions must be taken into account when designing circuits for mass production.	
5)	The technical information specified herein is intended only to show the typical functions of and examples of application circuits for the Products. ROHM does not grant you, explicitly or implicitly, any license to use or exercise intellectual property or other rights held by ROHM or any other parties. ROHM shall have no responsibility whatsoever for any dispute arising out of the use of such technical information.	
6)	The Products specified in this document are not designed to be radiation tolerant.	
7)	For use of our Products in applications requiring a high degree of reliability (as exemplified below), please contact and consult with a ROHM representative : transportation equipment (i.e. cars, ships, trains), primary communication equipment, traffic lights, fire/crime prevention, safety equipment, medical systems, servers, solar cells, and power transmission systems.	
8)	Do not use our Products in applications requiring extremely high reliability, such as aerospace equipment, nuclear power control systems, and submarine repeaters.	
9)	ROHM shall have no responsibility for any damages or injury arising from non-compliance with the recommended usage conditions and specifications contained herein.	
10)	ROHM has used reasonable care to ensure the accuracy of the information contained in this document. However, ROHM does not warrants that such information is error-free, and ROHM shall have no responsibility for any damages arising from any inaccuracy or misprint of such information.	
11)	Please use the Products in accordance with any applicable environmental laws and regulations, such as the RoHS Directive. For more details, including RoHS compatibility, please contact a ROHM sales office. ROHM shall have no responsibility for any damages or losses resulting non-compliance with any applicable laws or regulations.	
12)	When providing our Products and technologies contained in this document to other countries, you must abide by the procedures and provisions stipulated in all applicable export laws and regulations, including without limitation the US Export Administration Regulations and the Foreign Exchange and Foreign Trade Act.	
13)	This document, in part or in whole, may not be reprinted or reproduced without prior consent of ROHM.	



Thank you for your accessing to ROHM product informations. More detail product informations and catalogs are available, please contact us.

ROHM Customer Support System

https://www.rohm.com.cn/contactus