

# 功率半导体应用手册



# 功率半导体应用手册

阿伦特.文特里希博士  
乌里希.尼古莱博士  
文纳.图斯基博士  
托比亚斯.莱曼博士教授  
著

任庚  
译

赛米控国际公司

**Bibliographic information published by the Deutsche Nationalbibliothek  
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliografie;  
detailed bibliographic data is available on the Internet under <http://dnb.d-nb.de>**

**The use of registered names, trade names, trademarks etc. in this publication does not imply, even in the absence of a specific statement, that such names are exempt from the relevant protective laws and regulations and therefore free for general use.**

This manual has been developed and drawn up to the best of our knowledge. However, all information and data provided is considered non-binding and shall not create liability for us. Publication of this manual is done without consideration of other patents or printed publications and patent rights of any third party. All component data referred to in this manual is subject to further research and development and, therefore, is to be considered exemplary only. Binding specifications are provided exclusively in the actual product-related datasheets.

The publisher reserves the right not to be responsible for the accuracy, completeness or topicality of any direct or indirect references to or citations from laws, regulations or directives (e.g. DIN, VDI, VDE) in this publication. We recommend obtaining the respectively valid versions of the complete regulations or directives for your own work.

ISLE Verlag 2015

© SEMIKRON International 2015

This manual is protected by copyright. All rights reserved including the right of reprinting, reproduction, distribution, microfilming, storage in data processing equipment and translation in whole or in part in any form.

Published by: ISLE Verlag, a commercial unit of the ISLE Association  
Werner-von-Siemens-Strasse 16, D-98693 Ilmenau, Germany

Edited by: SEMIKRON International GmbH  
Sigmundstrasse 200, D-90431 Nuremberg, Germany

# 前言

自从IGBT和MOSFET功率模块应用手册首次出版以来，功率模块的应用发生了巨大的变化。这种变化，源于人类更有效利用石油，减少污染，广泛使用再生新能源的愿望。从一般的发展更新(比如在体积，成本和转换效率上的发展)到应用领域的扩展(例如在恶劣环境条件下分散使用)对功率半导体器件生产提出更高的要求。为了使读者有一个更全面的了解，本书增加了赛米控公司三十多年前在应用手册中对功率二极管和晶闸管(可控硅)的描述和实际的应用。

本书主要针对的是半导体使用客户，并把以前各种单独的解释进行了归纳总结。为了让读者更好的理解，我们对一些基础理论作了简单的阐述。如果读者想进一步加深理论了解，我们在书后列出的参考资料中给出了多种高等学校的教科书目录，可供大家参考。

建立在德国赛米控公司专业知识的基础和经验上，我们向您推荐这本技术先进的应用手册。它站在用户的角度上，去了解IGBT、MOSFET功率模块以及零散或集成的二极管和晶闸管(可控硅)。详细介绍了它们的基本数据，参数性能和实际应用，比如冷却，布线，控制，保护，并联和串联连接和使用拓扑技术的晶体管模块作为软开关的应用。

本书使用了1998年出版的，由尤瑟夫.路茨博士教授和约根.培卓特合著的“IGBT和MOSFET功率模块”以及由汉斯比特.汉培博士著的“赛米控功率半导体手册”的部分内容。我们在此向著者表示感谢。

我们在此还要感谢莱纳.威斯和乌威.绍也曼博士无私的专业帮助和支持。同样我们还要感谢托马斯.斯托克马亚博士，比特.贝克达，托马斯.格拉斯霍夫和艾克.逊那以及格林娣.斯达克在编辑校正所做的贡献。

我们的期望这本书对您是有趣的和有用的，如果本书能对您从元件选用到实际设计起到帮助作用，我们将深感安慰。欢迎批评指正。

2010年11月 纽伦堡，德累斯顿，意曼瑙

著者：

阿伦特.文特里希博士

乌里希.尼古莱博士

托比亚斯.莱曼博士教授

文纳.图斯基博士





---

## 目录内容

<b>1 功率半导体的工作原理</b> .....	<b>1</b>
1.1 功率半导体的基础知识 .....	1
1.2 电力电子开关 .....	5
<b>2 基本理论</b> .....	<b>13</b>
2.1 功率半导体的应用及目前的局限 .....	13
2.2 电源整流器 .....	17
2.2.1 二极管 .....	17
2.2.1.1 一般定义 .....	17
2.2.1.2 基本原理 .....	18
2.2.1.3 静态特性 .....	20
2.2.1.4 动态特性 .....	20
2.2.2 晶闸管 .....	22
2.2.2.1 一般定义 .....	22
2.2.2.2 基本原理 .....	23
2.2.2.3 静态特性 .....	25
2.2.2.4 动态特性 .....	26
2.3 续流二极管和缓冲二极管 .....	28
2.3.1 结构和原理 .....	28
2.3.1.1 肖特基二极管 .....	29
2.3.1.2 PIN二极管 .....	30
2.3.2 静态特性 .....	32
2.3.2.1 导通特性 .....	32
2.3.2.2 关断特性 .....	33
2.3.3 动态特性 .....	34
2.3.3.1 开通特性 .....	34
2.3.3.2 关断特性 .....	35
2.3.3.3 动态坚固性 .....	43
2.4 功率MOSFET和IGBT .....	43
2.4.1 结构和原理 .....	43
2.4.2 IGBT模块 .....	46
2.4.2.1 静态特性 .....	48
2.4.2.2 开关特性 .....	49
2.4.2.3 IGBT发展动向 .....	54
2.4.3 MOSFET 功率模块 .....	61
2.4.3.1 静态特性 .....	63
2.4.3.2 开关特性 .....	66
2.4.3.3 MOSFET现状和发展 .....	69
2.5 连接和封装技术 (AVT) .....	72
2.5.1 封装技术 .....	73
2.5.1.1 焊接 .....	73
2.5.1.2 扩散烧结 (NTV, 低温连接技术) .....	73
2.5.1.3 焊线 .....	75
2.5.1.4 压力连接 .....	75
2.5.1.5 安装和端口技术 .....	76
2.5.1.6 有底板和无底板模块 .....	78
2.5.2 任务和特性 .....	80
2.5.2.1 绝缘性 .....	80
2.5.2.2 散热传导和热阻 .....	82
2.5.2.3 抗负载变化能力 .....	91
2.5.2.4 主要接口的电流 .....	91
2.5.2.5 低电感内部结构 .....	92
2.5.2.6 耦合电容 .....	93
2.5.2.7 电路的复杂性 .....	94

2.5.2.8	在模块发生故障时安全行为的定义.....	96
2.5.2.9	环境无害的再循环.....	96
2.5.3	分立元件.....	97
2.5.3.1	小型整流元件.....	97
2.5.3.2	螺丝状二极管和晶闸管.....	98
2.5.3.3	插片元件(单元).....	98
2.5.3.4	SEMiSTART®.....	99
2.5.4	功率模块.....	100
2.5.4.1	基础知识.....	100
2.5.4.2	与二极管和晶闸管模块系列.....	101
2.5.4.3	IGBT和续流二极管模块系列.....	104
2.6	传感器、安全装置和驱动器的集成.....	110
2.6.1	集成电流测量模块.....	110
2.6.2	集成了温度测量模块.....	111
2.6.3	IPM(智能功率模块).....	114
2.7	可靠性.....	115
2.7.1	MTBF(平均故障间隔), MTTF(平均工作时间)和FIT(故障率).....	115
2.7.2	按Arrhenius方法的加速测试.....	116
2.7.3	测试产品合格标准.....	117
2.7.3.1	热锁定时间测试(HTRB), 栅极疲劳测试(HTGB), 湿热测试(THB).....	118
2.7.3.2	高低温存储试验(HTS, LTS).....	118
2.7.3.3	温度循环变化试验(TC).....	118
2.7.3.4	负载循环变化试验(PC).....	119
2.7.3.5	振动试验.....	120
2.7.4	弹簧连接的附加试验.....	120
2.7.4.1	微振动(颤动).....	120
2.7.4.2	腐蚀性气体(有毒气体实验).....	121
2.7.4.3	热变化中的电路板连接.....	121
2.7.5	负荷变化时的失效机理.....	122
2.7.6	温度变化对寿命的影响.....	126
<b>3</b>	<b>MOSFET, IGBT, 二极管和晶闸管的数据文件.....</b>	<b>131</b>
3.1	标准, 符号和术语.....	131
3.1.1	标准.....	131
3.1.2	符号和概念.....	131
3.1.3	极限值, 额定值.....	133
3.1.4	元器件(类型)标号.....	133
3.2	电力二极管和晶闸管.....	134
3.2.1	温度.....	134
3.2.2	热阻抗和热阻.....	136
3.2.3	机械数据.....	138
3.2.4	功率二极管.....	138
3.2.4.1	极限值.....	138
3.2.4.2	额定值.....	141
3.2.4.3	曲线图.....	145
3.2.5	晶闸管.....	146
3.2.5.1	极限值.....	146
3.2.5.2	额定值.....	148
3.2.5.3	曲线图.....	156
3.2.6	二极管和晶闸管模块.....	157
3.2.6.1	极限值, 额定值.....	157
3.2.6.2	曲线图.....	157
3.3	IGBT 模块.....	158
3.3.1	极限值.....	160
3.3.1.1	IGBT 的极限值.....	160
3.3.1.2	集成反向二极管(续流二极管)的极限值.....	162

3.3.1.3	模块结构的极限值 .....	163
3.3.2	额定值 .....	163
3.3.2.1	IGBT的额定值 .....	164
3.3.2.2	混合集成反向二极管 (续流二极管) 额定值 .....	170
3.3.2.3	模块结构的额定值 .....	172
3.3.3	曲线图 .....	173
3.3.4	开关的安全工作区 .....	181
3.3.4.1	单脉冲式和周期开通的最大安全工作区 (SOA) .....	181
3.3.4.2	周期关断的最大安全工作区 (RBSOA) .....	182
3.3.4.3	短路时的最大安全工作区 .....	183
3.4	MOSFET 功率模块 .....	184
3.4.1	极限值 .....	184
3.4.1.1	功率模块MOSFET 的正向极限值 .....	184
3.4.1.2	反向二极管的极限值 (MOSFET功率模块在反向工作状态) .....	185
3.4.1.3	模块结构的极限值 .....	185
3.4.2	额定值 .....	186
3.4.2.1	MOSFET 功率模块的额定值 .....	186
3.4.2.2	反向二极管额定值 (反向功率MOSFET) .....	189
3.4.2.3	模块的机械额定值 .....	190
3.4.3	曲线图 .....	190
3.5	功率模块的CI, CB和CIB .....	196
3.6	智能集成功率模块的额外的数据文件 .....	198
3.6.1	SKiiP .....	198
3.6.1.1	功率的极限值 .....	201
3.6.1.2	SKiiP驱动的极限值 .....	201
3.6.1.3	SKiiP的额定值 .....	203
3.6.1.4	SKiiP控制驱动的额定值 .....	205
<b>4</b>	<b>晶闸管和功率二极管的应用 .....</b>	<b>209</b>
4.1	晶闸管和整流二极管的设计选择 .....	209
4.1.1	反向截止电压 .....	209
4.1.2	整流二极管 .....	210
4.1.2.1	连续运行的热负荷 .....	210
4.1.2.2	短期和间歇性负载 .....	211
4.1.2.3	在更高频率时的负载 .....	212
4.1.2.4	在10毫秒左右的冲击(浪涌)电流的极限值 .....	212
4.1.3	晶闸管 .....	213
4.1.3.1	连续运行负载 .....	213
4.1.3.2	短期和间歇性负载 .....	215
4.1.3.3	在10毫秒左右的冲击(浪涌)电流的极限值 .....	216
4.1.3.4	临界的电流和电压变化梯度 .....	216
4.1.3.5	激发特性 .....	217
4.1.4	晶闸管-二极管模块 .....	217
4.1.5	桥式整流器 .....	219
4.1.6	SemiSel软件 .....	219
4.2	整流元件的散热 .....	222
4.2.1	小功率器件的散热 .....	222
4.2.2	散热片 .....	222
4.2.3	散热器 .....	225
4.2.4	强制空气冷却 .....	227
4.2.5	插件元件的水冷却 .....	230
4.3	晶闸管控制装置 .....	230
4.3.1	驱动脉冲的形式 .....	230
4.3.2	六脉冲桥电路的控制器 .....	233
4.3.3	控制转换器 .....	233
4.3.4	脉冲生成 .....	234

4.4	二极管和晶闸管的错误处理和保护	234
4.4.1	过载电压的一般保护	234
4.4.2	电阻和电容器组成的过电压保护电路	235
4.4.2.1	对单一整流管保护电路	235
4.4.2.2	交流一侧的保护电路	240
4.4.2.3	直流一侧的保护电路	244
4.4.3	利用压敏电阻的过电压保护	245
4.4.4	利用硅雪崩二极管的过电压保护电路	246
4.4.4.1	带自我保护的雪崩整流二极管	246
4.4.4.2	雪崩二极管保护其他元件	247
4.4.4.3	应用范围的限制	247
4.4.4.4	外壳	248
4.4.5	二极管和晶闸管的过电流保	248
4.4.5.1	用于过电流保护的前置装置	248
4.4.5.2	对冷却装置故障的保护装置	249
4.4.5.3	同时对过电流以及冷却装置故障提供保护的前置装置	249
4.4.6	短路时二极管和晶闸管的保护	250
4.4.6.1	半导体熔断器定义和解释	251
4.4.6.2	半导体熔断器设计	254
4.5	二极管和晶闸管并联的串联和并联电路	260
4.5.1	晶闸管并联电路	260
4.5.2	晶闸管串联电路	260
4.5.3	整流二极管并联电路	260
4.5.4	整流二极管串联电路	260
<b>5</b>	<b>IGBT和MOSFET模块的应用</b>	<b>261</b>
5.1	IGBT和MOSFET模块的选择	261
5.1.1	工作电压	261
5.1.1.1	截止电压(耐压)	261
5.1.1.2	绝缘配置	265
5.1.2	正向电流	268
5.1.3	对在整流器和逆变器中续流二极管的要求	269
5.1.4	开关频率	271
5.2	功率晶体管的热力学分析	273
5.2.1	单独损耗和总损耗	274
5.2.1.1	直流电压调节器	275
5.2.1.2	PWM电压逆变器	277
5.2.2	结层温度的计算	279
5.2.2.1	热等效电路	279
5.2.2.2	在稳定运行时的结层温度(平均值分析)	282
5.2.2.3	短时间工作的结层温度	283
5.2.2.4	基频时的结层温度	285
5.2.3	利用SemiSel计算功耗和温度	287
5.2.3.1	温度和功耗的的计算的应用公式	287
5.2.3.2	选择电路	288
5.2.3.3	电气条件	288
5.2.3.4	元件选择	289
5.2.3.5	热力条件	290
5.2.3.6	结果	292
5.3	功率模块的冷却	294
5.3.1	热模型的冷却装置	294
5.3.2	影响热阻的因素	295
5.3.2.1	热源数	295
5.3.2.2	热扩散	296
5.3.2.3	热源在冷却器的位置	297
5.3.2.4	确定 Rth 的测量点	297



---

5.3.3	自然空气冷却 (自由对流).....	298
5.3.4	强制空气冷却 .....	298
5.3.4.1	冷却概况 .....	299
5.3.4.2	压降和风量.....	300
5.3.4.3	风机 (风扇, 鼓风机).....	301
5.3.4.4	高原应用 .....	302
5.3.5	水冷却 .....	303
5.3.5.1	压力和水量, 试验压力 .....	305
5.3.5.2	冷却液,冷却系统和化学要求 .....	306
5.3.5.3	安装和放气.....	308
5.3.5.4	其他的液体冷却方法.....	309
5.3.6	热管 .....	312
5.3.7	热串联 (热堆) .....	313
5.3.7.1	确定额外的热阻抗 .....	313
5.3.7.2	空气冷却预热的计算.....	314
5.3.7.3	冷却水预热的计算 .....	315
5.4	布线, 寄生元件, 电磁感应.....	316
5.4.1	寄生电感和电容.....	316
5.4.2	电磁干扰和对电网的反馈.....	318
5.4.2.1	转换器的能量转换过程 .....	318
5.4.2.2	干扰的原因.....	319
5.4.2.3	传播途径 .....	321
5.4.2.4	电磁干扰的其他原因.....	323
5.4.2.5	保护措施 .....	323
5.5	组件.....	325
5.5.1	组件的定义.....	325
5.5.2	平板式组件.....	325
5.5.2.1	带标准IGBT模块的平板组件 .....	326
5.5.2.2	SKiiP STACK平板 .....	327
5.5.2.3	用晶闸管, 二极管网络电路构成的平板组件例子.....	330
5.5.3	SKAI: 车辆使用的元件组件系统.....	332
5.6	控制驱动器 .....	333
5.6.1	栅级电流和栅极电压.....	333
5.6.2	访问参数和开关特性.....	337
5.6.3	驱动电路的结构.....	340
5.6.4	保护和监视功能.....	342
5.6.5	时间常数和互锁功能.....	343
5.6.6	控制信号和驱动能量的传输 .....	345
5.6.6.1	控制数据及其反馈 .....	346
5.6.6.2	驱动功率 .....	347
5.6.7	单片和混合集成电路的驱动电路 .....	348
5.6.8	SEMIDRIVER .....	349
5.7	故障处理和防护 .....	352
5.7.1	故障类型 .....	352
5.7.2	过载及短路特性.....	355
5.7.3	故障检测与防护.....	359
5.7.3.1	故障电流的检测和降低 .....	360
5.7.3.2	过电压的限制 .....	362
5.7.3.3	过热检测 .....	370
5.8	并联和串联 .....	370
5.8.1	并联 .....	370
5.8.1.1	均流问题 .....	370
5.8.1.2	改善对称性的措施 .....	378
5.8.1.3	减额 .....	380

5.8.1.4 SKiiP并联特点.....	381
5.8.2 串联.....	382
5.8.2.1 电压均衡问题.....	383
5.8.2.2 改善电压均衡性的措施.....	384
5.8.2.3 结论.....	389
5.9 ZVS或ZCS软开关与开关缓冲网络.....	389
5.9.1 目标和应用.....	389
5.9.2 开关缓冲网络.....	389
5.9.3 软性开关(软开关).....	391
5.9.3.1 功率半导体要求.....	391
5.9.3.2 对半导体开关和驱动器的要求.....	395
5.9.3.3 开关特性.....	397
5.9.3.4 结论.....	402
<b>6 注意事项和环境条件.....</b>	<b>403</b>
6.1 静电敏感度和保护措施.....	403
6.2 存贮、运输和工作的环境条件.....	403
6.2.1 气候环境条件.....	405
6.2.2 机械环境条件.....	405
6.2.3 生物环境条件.....	407
6.2.4 化学活腐蚀性物质对环境的影响.....	407
6.2.5 物理活性物质对环境的影响.....	407
6.2.6 高海拔地区工作的特殊性.....	408
6.2.7 对湿度的限制和避免出现冷凝.....	410
6.2.8 结构设计总结.....	411
6.3 电源模块的安装.....	413
6.3.1 散热器安装表面.....	413
6.3.2 热耦合模块-使用导热介质的散热器.....	414
6.3.3 把模块安装到散热器表面.....	419
6.3.4 电气连接.....	420
6.4 安装插件模块.....	421
<b>7 辅助软件.....</b>	<b>425</b>
7.1 SemiSel 软件.....	425
7.1.1 程序的组合.....	426
7.1.2 操作.....	426
7.2 半导体模型.....	427
7.2.1 静态模型.....	427
7.2.2 状态模型.....	428
7.2.3 物理基础和工作模型.....	429
<b>参考文献.....</b>	<b>431</b>
<b>赛米控公司数据文件缩写表.....</b>	<b>436</b>

## 2 基本理论

### 2.1 功率半导体的应用及目前的局限

随着大功率半导体的发展和完善，已经使它在电子工程的各项领域得到广泛的应用。在日益增长的对资源保护需求(例如能源节约问题)，在新能源(如风力和光伏发电)和在洁净的化石燃料方面(如在纯电动和混合动力汽车中所使用的)，这种发展表现出强劲增长的活力。

这种发展也明显改善了系统成本和使用范围，提高了能源生产和降低了能耗。“低材料消耗/低成本”和“高效率”的部件对未来发展带来十分重要的意义。

图2.1.1显示目前市场上提供的可控的功率半导体产品最高电压和电流值。通过对功率半导体和半导体器件并联和串联的连接，现在可以转换几乎所有的电能源的形式，通过这种方式不但使我们能把电能转换成其他能源形式，而且可以从别的能源形式获得电能。

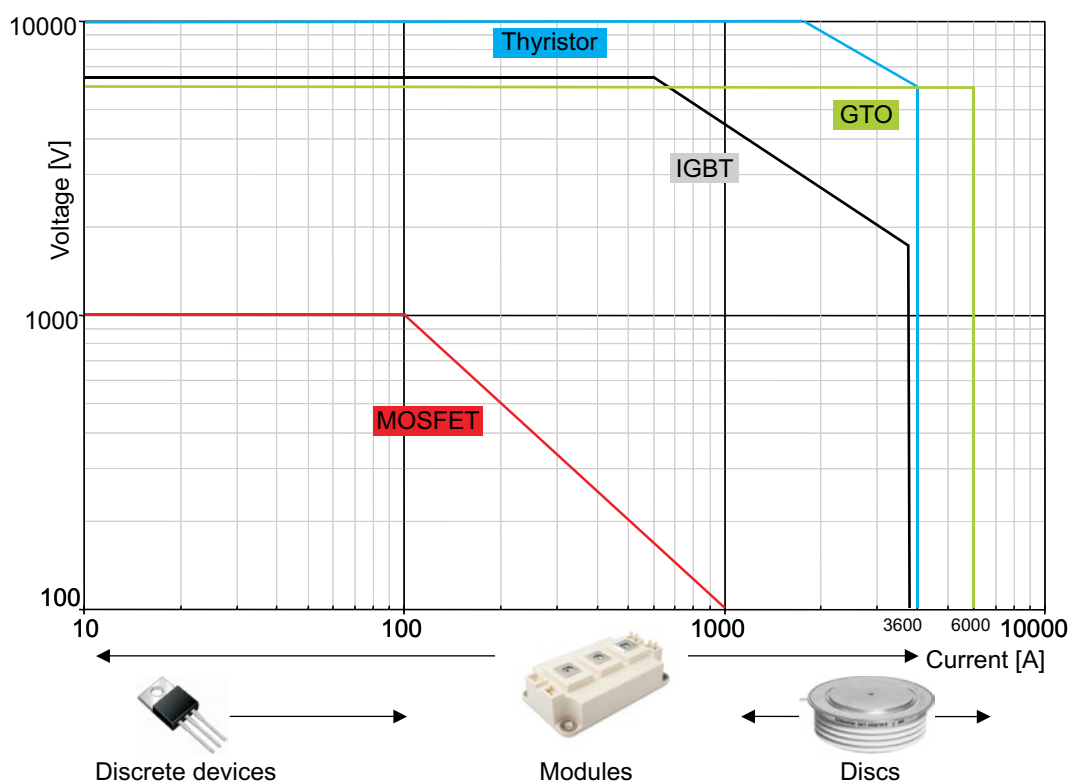


图 2.1.1 目前可控制功率半导体电流电压和电流局限

在图2.1.2a) 显示了传统不同功率半导体开关频率范围。

图2.1.2b)显示了其最重要的用途和局限性。

IGBT(绝缘栅双极晶体管)作为无源模块在从几千瓦的中功率到几兆瓦的大功率网络设备制造有很重要的意义，特别是对“大众市场”。

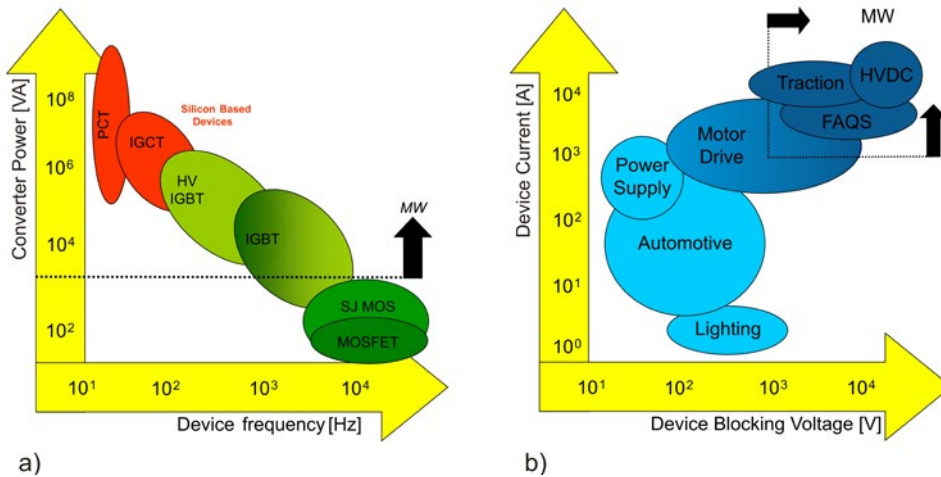


图 2.1.1 a) 不同功率半导体开关频率;  
b) 目前使用的范围 [1]

从80年代中期开始，这些和其他一些有主动开关功能的大功率半导体器件，如大功率MOSFET(金属氧化物半导体场效应晶体管)，GTO晶闸管(开关效应)和集成模块IGCT(集成晶闸管)，在实际应用中已完全取代了传统的晶闸管。而IGBT和MOSFET相对于其他大功率开关半导体，如传统的IGCT和GTO晶闸管，显示出其一系列的优势，比如可应用于从主动的开关控制到被动的短路关闭的任何情况，无须关闭整个网络，同时它还具有操作简单，开关时间短和相对较低的开关损耗。微电子技术使生产这些大功率半导体器件变得相对更容易和成本更低廉。

1975年赛米控公司首先在市场推出了采用硅芯片制造的无源模块，现在这些模块被广泛地应用在电流超过几十安培的网络中。这些模块通常包含了一定数量相同或不同的元器件(如IGBT，二极管，晶体管和功率二极管)和配件(如温度或电流传感器)及开关控制和保护部件(智能功率半导体/ IPM)。

大功率无源模块在使用时需要表面冷却来解决散热问题，但它对比传统的插片模块有很多优势：传统的插片模块比无源模块多产生大约30%的热损失，而且必须双面冷却。并且无源模块比传统的插片模块更适合串联连接。除了安装便捷以外，无源模块的“集成化”也是一大优势，根据不同要求可随意把不同的元器件组合到一个模块集成中并在模块表面贴上经过绝缘检验的散热片。这样在大批量的生产时可降低生产成本。

现在大功率MOSFET被广泛的应用到供电系统(开关部件)、汽车电器的低压开关设备和在非常高开关频率(50到500千赫)的实际应用中，因为在这种高频率的场合，标准的电源模块无法使用。

下面的章节将详细介绍功率二极管、晶闸管、大功率MOSFET和IGBT的结构、功能、特性和应用以及发展趋势。作为章节的结束我们把大功率半导体发展总体目标和方向做如下简单归纳：

半导体发展总体目标:

- 提高功率(电流, 电压)
- 降低半导体控制和开关时损耗
- 扩展工作温度的范围
- 提高使用寿命, 稳定性和可靠性
- 在降低失误率的同时简化控制和保护电路
- 降低成本

发展的方向大致可分为:

**半导体材料**

- 新型的半导体材料(如宽带材料)

**芯片技术**

- 提高芯片可靠工作的温度和电流密度(减少面积)
- 更精细结构(减少面积)
- 新型的结构(性能改进)
- 芯片上集成性能(例如, 栅极电阻, 温度测量, 单片系统集成)
- 根据功能组合新的单片器件(RC - IGBT, ESBT)
- 提高芯片在气候影响下的性能稳定性

**组合装配和连接技术 (AVT)**

- 提高抗温度和负载变化的可靠性
- 改善散热效果(绝缘基板, 基板, 散热器)
- 通过改善外壳和灌注材料和配方来提高抗气候变化的适应性
- 优化内部连接和外部配件布线
- 优化外形使安装更简便
- 降低成型成本, 提高环保意识, 提高回收再利用的可能性

**集成化程度**

- 提高功率模块的集成规模以降低系统成本
- 提高控制、监测和保护功能的集成
- 提高整个系统的集成

图 2.1.3 显示了功率模块的不同集成层次

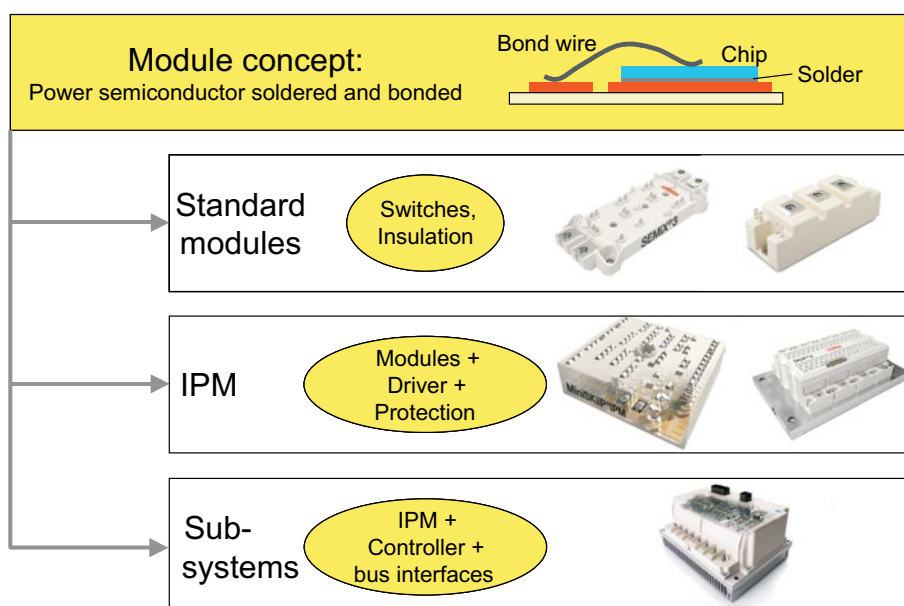


图 2.1.1 功率模块的不同集成层次

通过增加集成度, 缩小结构和更精确控制使现在功率半导体的特性逐步接近半导体硅材料的物理极限值。因此, 从50年代已经开始寻找新的替代材料, 现在已有一大批新材料被使用。



其中发展的重点是“宽能隙材料”，碳化硅(SiC)以及氮化镓(GaN)，这些材料比硅材料有更好的性能，比如更低的传导和开关损耗，更高耐热温度和更好的导热性。

表2.1.1提供了主要材料的参数[文献2]，图2.1.4显示了材料性质。

参数			Si	4H-SiC	GaN
带隙能量	$E_g$	eV	1.12	3.26	3.39
内在密度	$n_i$	$\text{cm}^{-3}$	$1.4 \times 10^{-10}$	$8.2 \times 10^{-9}$	$1.9 \times 10^{-10}$
击穿场强	$E_c$	MV/cm	0.23	2.2	3.3
电子迁移率	$\mu_n$	$\text{cm}^2/\text{Vs}$	1,400	950	1,500
漂移速度	$v_{\text{sat}}$	cm/s	$10^7$	$2.7 \times 10^7$	$2.5 \times 10^7$
介电常数	$\epsilon_r$	-	11.8	9.7	9.0
热传导率	$\lambda$	W/cmK	1.5	3.8	1.3

表 2.1.1 提供了主要材料同硅材料的对比参数

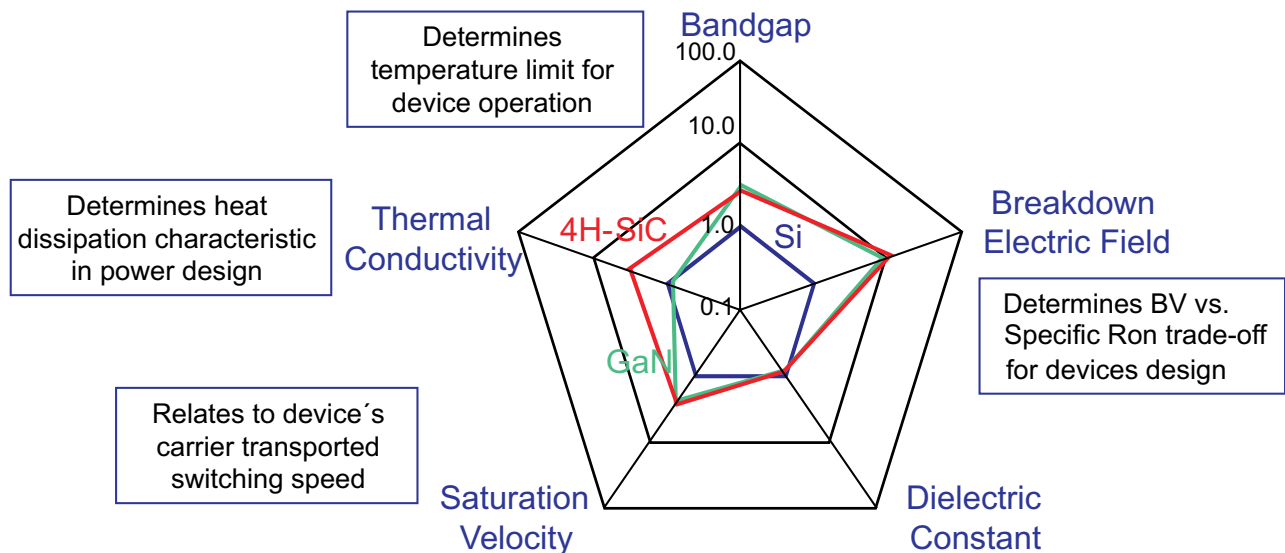


图 2.1.1 不同的半导体材料物理参数[文献3]

影响碳化硅推广的关键因素是生产成本，还有单晶片的质量和稳定性以及为半导体生产所要求的最佳硅片的尺寸。质量上乘的直径8英寸硅晶片生产成本只有0.10€/平方厘米，而4英寸碳化硅晶片存在很高的质量缺陷，并在大量订货时的价格是硅晶片的数倍。氮化镓在性能方面比碳化硅略差，它主要是在光电设备中被使用。作为载体氮化镓(石英玻璃，蓝宝石材料)不是导电体，它的元器件必须是一种平面结构。现在碳化硅在肖基二极管中被广泛使用。

在电压<1000 V范围MOSFET和IGBT由于硅高功率半导体的发展水平不需要引进其他半导体材料。宽能隙半导体材料在此电压范围相比结型半导体材料，如JFET(结型场效应晶体管)、双极晶体管和晶闸管缺少竞争力，而在更高电压时MOS控制晶体管等硅晶元器件显然更胜一筹。

使用宽能隙半导体材料主要是由于材料成本过高。只有在要求特别高的功率和极小的损耗以及在特定温度、电压和频率等要求下，这时硅晶半导体材料不能满足要求，才考虑使用宽能隙半导体材料的元器件。

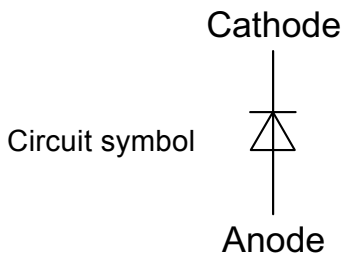
SiC和GaN半导体相比传统的组件有下面主要优点，如

- 很低的控制和开关损耗
- 更高的阻断电压
- 更高的功率密度
- 更高的可靠工作温度
- 更短的响应时间，更高的开关频率

为了达到这样的效果，在组装和连接技术必须将有相应的改进。

## 2.2 电源整流器

### 2.2.1 二极管



#### 2.2.1.1 一般定义

正向导通（正向）

当电流的流动方向为正向时，整流二极管具有较低的电阻。

反向截止（反向）

当电流的流动方向为反向时，整流二极管具有较高的电阻。

阳极（正极）

正向电流的流入的端口。

阴极（负极）

正向电流的流出的端口。

导通电流（正向电流）

正向流过的电流。

正向通态压降（正向电压）

二极管在正向导通时的电压差。

## 截止电流（反向电流，漏电流）

二极管在截止电压下反向流动的电流。当用示波器或者其他屏幕显示的测试仪器来测量截止电流时，在外加反向直流电压时，它表示为一个曲线。但在外加交流电压时，因为PN结的电容效应会对曲线产生影响，随着电压的上升或下降，会产生一个正向的或者反向的延迟电流，特性曲线就表现出分开的两支。但其最大值是不会受影响。见图2.2.1。

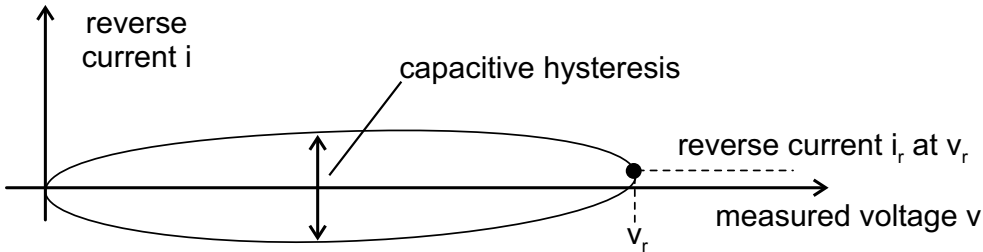


图 2.2.1 在交流的反向电压测量的截止曲线

## 截止电压(反向电压)

在二极管两极反向连接的电压。

## 2.2.1.2 基本原理

整流二极管是一种两极元件，一般作为交流变直流的整流器件。它有不对称的电压电流曲线，见图 2.2.2。

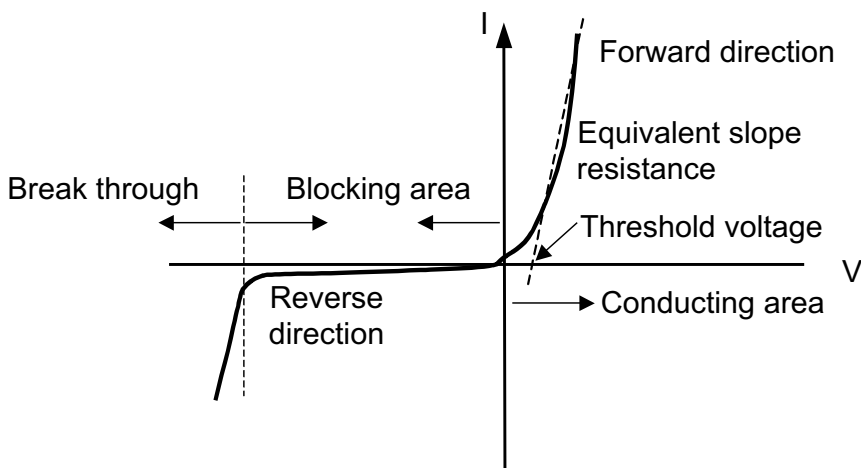


图 2.2.2 二极管的电压电流曲线

现在电力网络整流使用的半导体二极管绝大部分是用单晶硅制造。整流二极管可分为PN结二极管和肖特基二极管。通过掺杂可在半导体形成n型半导体和p型半导体，它们的结合部就形成pn结。pn结具有单向导通性，这时的二极管就是PN结二极管。由金属和半导体形成结而具有单向导电性的二极管是肖特基二极管。

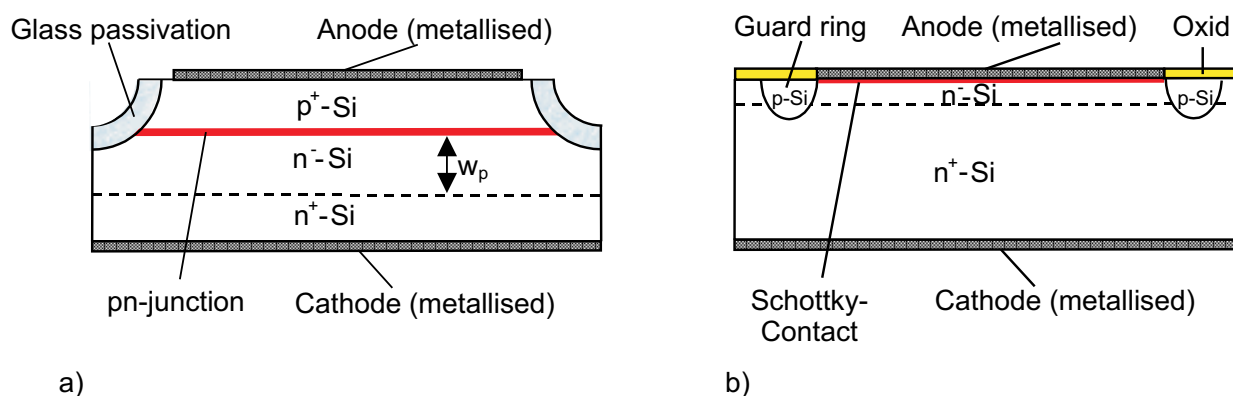


图 2.2.1 pn结二极管 (a) 和肖特基二极管 (b) 示意图

### PN结二极管

一个PN结二极管是由拥有很多自由空穴载子的高掺杂p型半导体(p<sup>+</sup>层), 同拥有很多自由电子的高掺杂n型半导体(n<sup>+</sup>层)及低掺杂n型半导体(n-层) (也可能是本征半导体层i)组成的, 其宽度 $w_p$ 和掺杂度决定了最大截止电压。在PN结两边因为电子和空穴的再结合而形成不带电的离子, 这样就会在PN结附近形成一个很薄的层, 就是隔离层, 在其中没有自由移动的带电离子。这些离子会在p-和n-半导体之间在没有任何外加电压时就形成一个电位差。我们称这个区间为空间电荷区。

当在p-硅半导体接负电压和在n-硅半导体上接正电压时, 在n-硅半导体中自由电子就会被吸到负极, 而p-硅半导体中空穴载子流到正极。空间电荷区就会被加宽, pn结的电场被增强。二极管被反向连接, 这时几乎没有电流流过二极管。

当二极管被反向连接时二极管会有一个很小的反向截止电流。它是因为在空间电荷区的带电离子, 通过温度和辐射得到能量, 挣脱了空间电荷区, 流到两极而形成的电流。

当在p-硅半导体接正电压和在n-硅半导体上接负电压时, 在n-硅半导体中自由电子就会被压到空间电荷区, 而p-硅半导体的空穴载子同样被压到空间电荷区。空间电荷区就会压缩最后消失。外接的电流源会不断提供带电离子, 这时就有电流流过二极管。二极管在导通时被正向连接。(见图2.2.2)

### 肖特基二极管

在肖特基二极管中, 金属半导体结合层接替PN结二极管中PN结的作用。二者的重要区别就是PN结二极管中的导电离子是带负电的自由电子和带正电的空穴载子, 我们称之为双极器件。在肖特基二极管中只有带负电的自由电子, 我们称之为单极器件。这种区别会对他们在动态特性带来很大不同。(见第2.2.1.4章节 和第2.3.1.1章节)

### 2.2.1.3 静态特性

#### 导通特性

当电压超过门限电压(硅材料是0.7伏)时,随着正向电压增加,电流很陡上升(见图2.2.2)。当电流很大,其值远远超过容许的正向电流值时,才变得平坦。在中小电流时正向导通电压同温度系数成反比,即在电流为常数时,温度越高正向导通电压就越低。在大电流时情况正相反。电流流过二极管会产生损耗(等于电流乘以电压),会使二极管变热,这个热量就限制二极管的允许正向电流值,因为过大会烧坏二极管。

#### 截止特性

当二极管被电压源反向连接时,在开始的几伏的范围内,截止电流缓慢上升然后基本不变。截止电流受温度影响很大并随着温度的升高而提高,特别是肖特基二极管。这时出现的损耗(等于截止电流乘以截止电压)在实际应用中很小,以致可以忽略(肖特基二极管列外)。

当提高外接电压就会进入穿透区,(见图2.2.2),截止电流上升很陡。这时就会出现齐纳效应和雪崩效应。

#### 齐纳效应

在二极管中掺杂度很高的n-半导体构成空间电荷区中,当其电场很高时,以致是能把硅原子的电子拽掉,成为自由带电离子,这时电流上升很陡,这就是齐纳效应。这时的电压被称为齐纳电压,它同温度成反比。只有当空间电荷区的电场很高时才出现齐纳效应。它反映在二极管上就是相对较低的反向击穿电压。一般为5.7V。对再高的反向击穿电压就会出现雪崩效应。

#### 雪崩效应

通过加温和辐射可在空间电荷区产生带电离子(电子和空穴)。当它们在空间电荷区被很强大的电场加速,并同其他原子碰撞而产生新的带电离子。这时带电离子的数量如同雪崩一样增加,同样反向截止电流也快速上升。这就是雪崩效应。这时的电压同温度成正比,既随着温度的升高而升高。当反向击穿电压大于5.7V时,都应看成是雪崩效应。但在实际中常常把雪崩二极管错看成是齐纳二极管。它一定要按照给出的参数数据,并在规定的条件范围内使用。

### 2.2.1.4 动态特性

#### 开通特性

在二极管进入开通状态时,两端的电压会上升到开启峰值 $V_{FRM}$ 。当n-型半导体内被带电离子充满时,电压开始回落到静态导通电压 $V_F$ (见图2.2.4)。开启时间(正向恢复时间)一般在100ns。当电流上升的越陡和n-型半导体的宽度越宽,开启峰值 $V_{FRM}$ 就越高,它有时会超过300V。



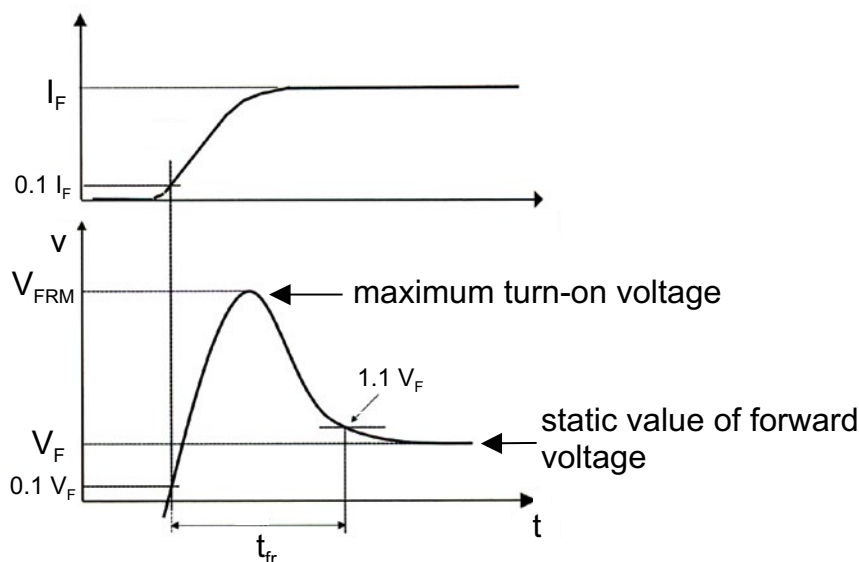


图 2.2.1 二极管的开通特性

关断特性

**PN结二极管**

在导通状态下，二极管内充满了电子和带电空穴。当电源反接时，在没有达到反向截止电压前，二极管反向导通。通过反向电流和电子与空穴的再结合，带电离子不断减少。当所有的在pn结的自由带电离子全部消失，二极管就进入截止状态和承受反向截止电压，反向电流达到反向峰值 $I_{RRM}$ ，并随后开始降低。见图2.2.5。

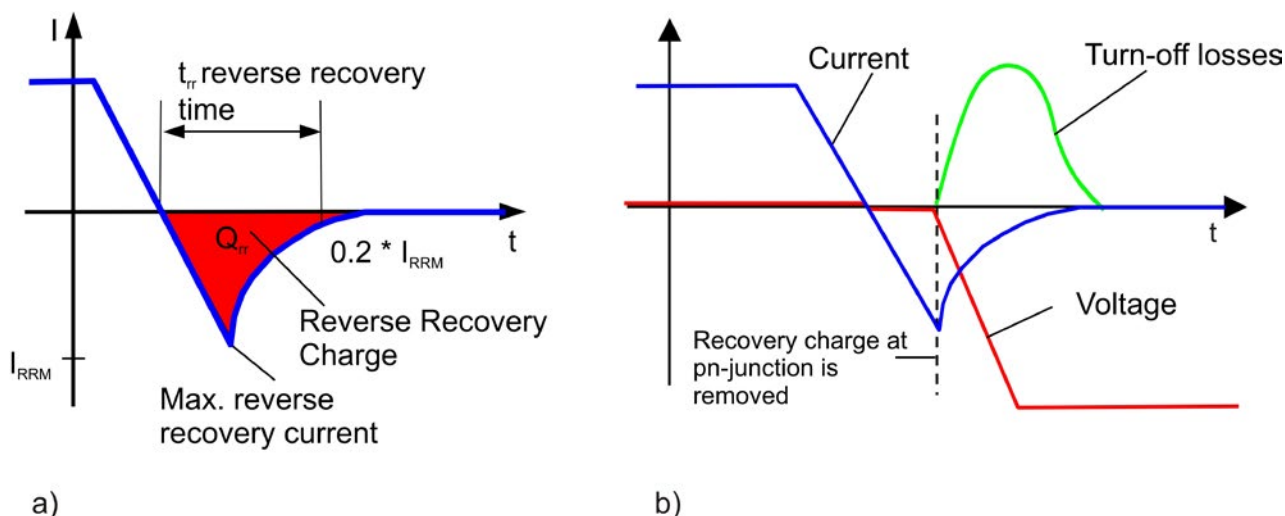


图 2.2.5 pn结二极管的关断特性

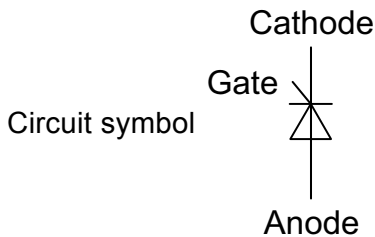
红色的三角面积 $Q_{rr}$ 就是存贮的电荷量。经过反向电流的峰值 $I_{RRM}$ ，在二极管上就有一个电压并有电流，这时就会产生损耗。在高的开关频率时这种损耗会很高，在计算功耗时必须加以考虑。开关关断时间 $t_{rr}$ ，存贮的电荷 $Q_{rr}$ 和反向电流的峰值 $I_{RRM}$ 都会随着温度的升高而增加。当二极管有短的开关关断时间 $t_{rr}$ ，小的存贮的电荷 $Q_{rr}$ 和低的反向电流的峰值 $I_{RRM}$ 时，我们称之为快速二极管(参考第2.3章)，快速二极管可以通过降低带电离子的寿命来制造。

### 肖特基二极管

肖特基二极管是一种单极元器件，它只有电子作为导电离子。在导通时在结面不会滞留电子，当关断时(电源反接)时，就会出现存储电荷。肖特基二极管没有反向电流，当然截止层的感应电容放电会产生一个很小的电流。关断时间是不确定的。

肖特基二极管因为很小的损耗所以常常用于较高的开关频率中。因为截止电流随着温度会很快的增加和单极导通特性限制了其反向截止电压。在市场上用硅做成的肖特基二极管其反向截止电压一般到200V，而用锗(GaAs)可到300V，碳化硅(SiC)则可达1200V。用碳化硅制成的肖特基二极管其击穿场强是一般的硅二极管的九倍。

### 2.2.2 晶闸管（可控硅）



#### 2.2.2.1 一般定义

正向，开关方向

当晶闸管在两个稳定的状态，既截止和导通状态时，电流流入的方向。

反向

与正向相反的方向。

导通状态

是晶闸管的一个工作状态，这时直流阻抗在一个工作点或工作点范围内最小。

截止状态

是晶闸管的一个工作状态，这时直流阻抗在一个工作点或工作点范围内最大。

阳极（正极）

正向电流的流入的主要端口。

阴极（负极）

正向电流的流出的主要端口。

控制极，栅极

控制电流流入的端口。外部控制设备一般连接栅极和阴极，所以一些较大的晶闸管有两个阴极接口。

正向电流

通过主要端口正向流过的电流

### 反向电流

通过主要端口反向流过的电流。

### 导通电流

在导通工作状态下在主要端口间流通的电流。

### 截止电流

在截止工作状态下在主要端口间流通的电流。当用示波器或者其他屏幕显示的测试仪器来测量截止电流时，在接反向直流电压时，它表示为一个曲线。但在交流电压条件下，因为PN结的电容效应会对曲线产生影响，随着电压的上升或下降，会产生一个正向的或者反向的延迟电流，特性曲线就表现出分开的两支。但其最大值是不会受到影响。见图2.2.1。

### 正向电压

在主要端口间的正向电压差。

### 反向电压

在主要端口间的反向电压差。

### 导通电压

在导通的工作状态下，在主要端口间的正向电压差

### 截止电压

在截止的工作状态下，在主要端口间的正向电压差。

### 激发电压

在没有控制电流时，加在主要端口间的正向电压能使晶闸管进入导通工作状态的电压值。

### 控制电流

从控制栅极流入的电流。流入时电流为正值。

### 控制电压

控制栅极和阴极的电压差。当栅极电位高于阴极时，电压为正值。

#### 2.2.2.2 基本原理

晶闸管是一个至少含有三个PN结，并能从截止工作状态到导通工作状态转换的半导体元器件。有时它也会被称为反向截止晶闸管，它反向是不能被开通而只是在截止状态下。相对二极管晶闸管还多一个可使晶闸管进入导通状态的控制栅极(栅极) (见图2.2.6)。

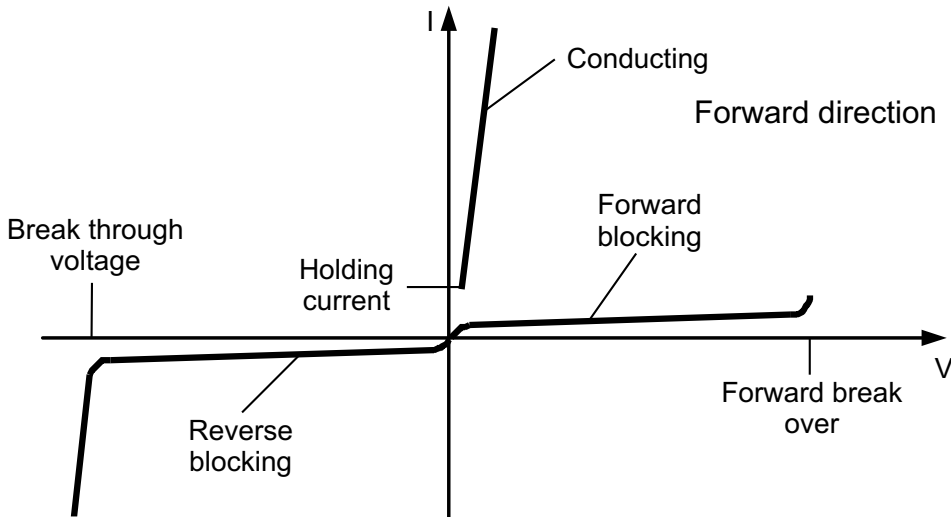


图 2.2.6 晶闸管电流电压曲线

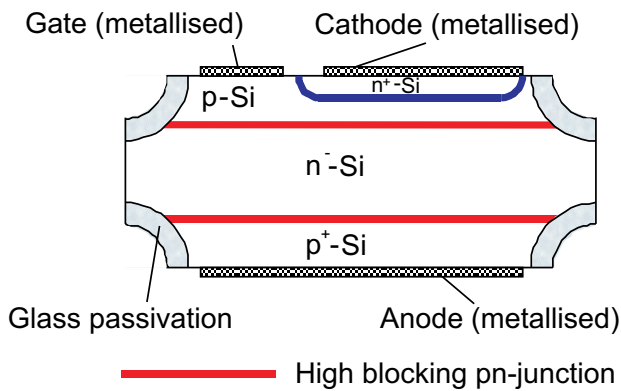


图2.2.7 晶闸管内部示意图

晶闸管是由四个交替n型和p型半导体组成的(见图2.2.7)。中间的n型和p型半导体构成正向和反向的高截止PN结。钝化环(在这里是石英钝化环)必须固定两个PN结。我们可以把晶闸管分解成一个NPN晶体管和一个PNP晶体管来理解，如图2.2.8。

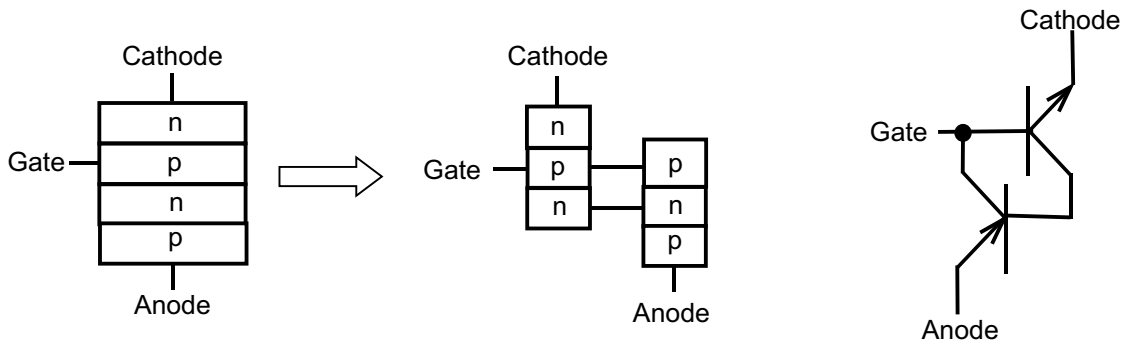


图 2.2.8 把晶闸管分解成两个连接的NPN和PNP晶体管

当阴极接负电压，阳极接正电压，并有一个控制电流从栅极流向阴极时，电子就注入阴极，也就是NPN晶体管的发射极。栅极电流被NPN晶体管放大。一部分电子会流到低掺杂度的n-区，它同样是NPN晶体管的收集极和PNP晶体管的基极。这个电流在PNP晶体管中再次被放大并传送到NPN晶体管的基极。这种内部的紧密耦合决定了晶闸管的功能特性。

晶体管的电流放大倍数是同电流有关系。当基极电流正好是使放大倍数大于1时，即 $\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} \geq 1$ ，晶闸管被激发，也就是说晶闸管进入导通工作状态。在基极的一个很小的电流脉冲（比如 $10^{-6}$  μs的脉冲）就能使晶闸管激发导通。当脉冲结束时，流过晶闸管的电流大于闭锁电流 $I_L$ 时，晶闸管保持导通状态。当电流低于保持电流 $I_H$ 时，晶闸管进入正向截止状态(见2.2.2.3章)。下面的所有通过PN结，从栅极流到阴极的电流形式，当它足够大时，都可是激发电流：

- 外部的电流源
- 当截至电流产生的电压超过翻转电压时（翻转）
- 通过光照射时，空间电荷区产生的电流（光激发）
- 过高的温度（热效应产生的截止电流造成）
- 因快速上升的阳极电压所产生的存贮电荷延迟放电电流（dv/dt）

### 2.2.2.3 静态特性

#### 导通特性

晶闸管的导通特性相似二极管。当正向电压超过门限电压时，导通电流随着正向电压的升高而增加(见图2.2.6)。当电流很大，远远超过允许的导通电流时，才变得比较平坦。在中小电流区域，导通电压同温度成反比，既在一定的导通电流时，导通电压随着温度的升高而降低。在较大的电流区域正相反。导通时的电流产生损耗(导通电流乘以导通电压)，这种损耗使晶闸管发热。这个发热会限制正向电流，当它过大会损坏晶闸管。

#### 截止特性

当晶闸管的电压源反向连接时，在开始的几伏的范围内，截止电流缓慢上升然后基本不变。截止电流受温度影响很大，并随着温度的升高而提高。当提高外接电压就会进入穿透区，(见图2.2.6)，截止电流上升很陡。这时就会出现雪崩效应(见第2.2.1.3章节)。

当在晶闸管上加一个正向的电压时，在开始阶段晶闸管不导通，如同截止状态。当电压上升到超过开启电压，晶闸管就进入导通状态，晶闸管会保持这种状态，直到流过晶闸管的电流小于保持电流时。截止电流在正向的外接电压时，随着温度而变化，不同的晶闸管有完全不同的温度变化。大多数的晶闸管在较高温度时的截止电流大于反向截止电流。基本的原因是它作为基极电流被npn晶体管所放大。较大的正向截止电流不会影响晶闸管的性能和可靠性，它不是一种质量缺陷。这时产生的功耗很小，在计算整体损耗时可以忽略不计。



### 2.2.2.4 动态特性

#### 开通特性

##### 基极电流导致开通导通

基极电流首先导致晶闸管导通，它发生在基极电流密度最高的截面上，然后再以相对较慢的速度的向外扩展(每微秒传播30到100微米)。既当晶闸管的直径在100mm时，需要大概1千微秒才能全部导通。

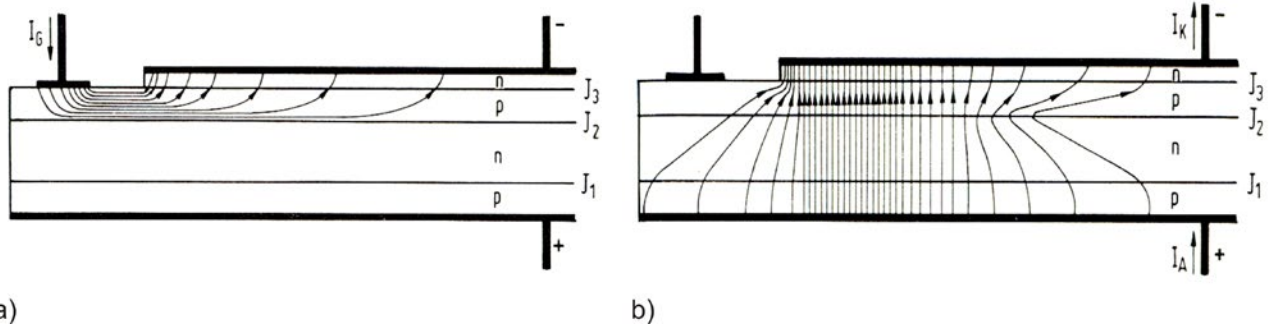


图 2.2.1 电流分布图 a) 基极开通电流分布 b) 开通后导通电流的分布

在导通后正向电压会缓慢回落到静态电压 $V_F$ 。图2.2.10 展示了电压电流和损耗功率的图形。

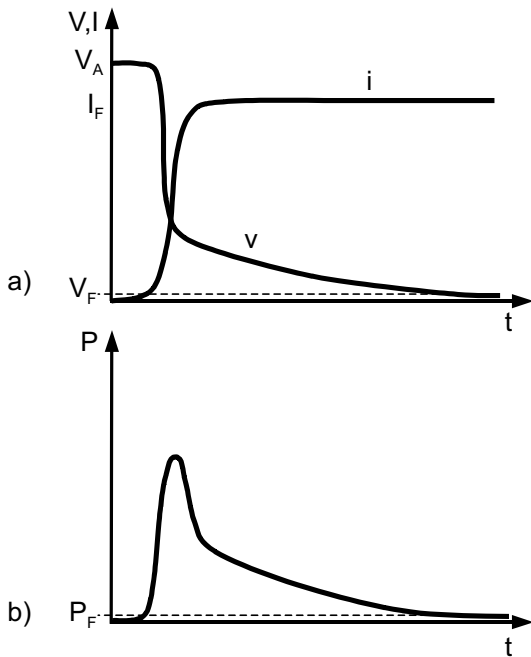


图 2.2.10 晶闸管开通电压电流和损耗功率曲线

当晶闸管刚被激发导通时，导通面积很小，电压在全部导通时在才会回落到静态值 $V_F$ ，所以在刚开通时，开通损耗集中在很小的面积内，这就会使硅片发热。为了保护晶闸管不被烧坏，必须把电流上升的速度限制在允许的规定范围 $(di/dt)_{cr}$ 内。

在对一些大型的晶闸管，允许的电流上升速度 $(di/dt)_{cr}$ 可以通过辅助晶闸管(导向晶闸管)来提高。利用一个较小的晶闸管，其阴极同主要晶闸管的栅极相连，所以主要晶闸管的激发电流就会被放大(见图2.2.11)。主要晶闸管的激发的能量是从主要电流环路中得到，我们称之为内部放大晶闸管。

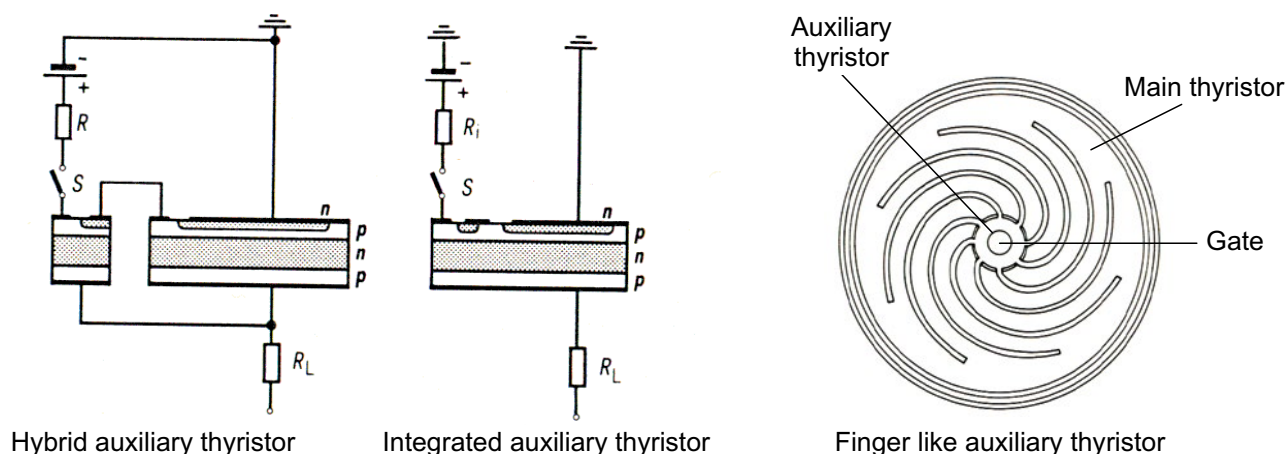


图 2.2.11 通过辅助晶闸管放大激发能量

另一种提高允许上升速度 $(di/dt)_cr$ 的方法是把栅极设计成指状，这样可以加长辅助晶闸管和主要晶闸管的接触边长。但这样将损失发射极的有效面积，减少抗负载性。

### 晶闸管被存储的延迟电流激发

每个PN结都会有感应电容，它们同电压值有关，没加电压时它们是最大值，随着电压的升高而降低。当电压变化时(在大的 $dv/dt$ )，电容放电会使PN结流过一个延迟电流。当这个电流达到一定数量值时，如同任何一个基极-发射极电流一样，就会激发晶闸管。

### 外加电压超过翻转电压时晶闸管被激发（从头部激发）

当外加电压超过一定值时，晶闸管被激发并导通（见图2.2.12）。因为截止电流随着温度的升高而增加，所以所需的激发电流就会随着温度升高而变小。这样翻转电压的门限就随着温度的升高而降低。

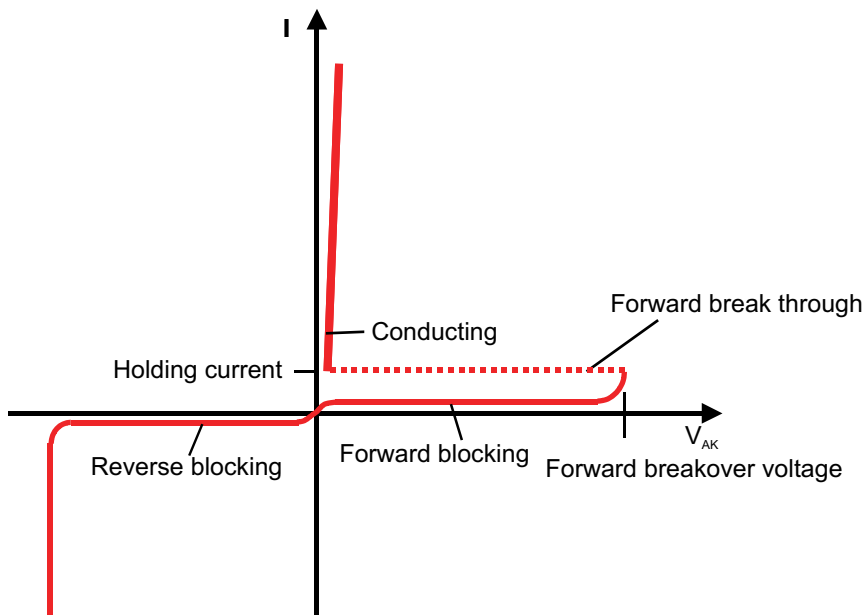


图 2.2.12 晶闸管通过电流电压曲线

### 晶闸管通过光辐射和加热激发

光辐射可以是空间电荷区的带电载子离开空间电荷区，流向阴极。这就形成了激发电流。当晶闸管被加热时也会出现同样的现象。

### 关断特性

同功率二极管相似(第2.2.1.4章节)，当晶闸管导通时，半导体充满了带电离子。当外接电源反接时，这些带电离子必须被释放掉才能使晶闸管承受反向电压。所以当晶闸管接一个正向电压时，在半导体内的剩余带电离子就能形成激发电流，而激发晶闸管。

自由转换时间是指当晶闸管没有被激发时，从电流到零时到电压上升通过零时的时间段(见图2.2.13)。晶闸管典型的自由转换时间是100到500 $\mu\text{s}$ 。快速晶闸管(高频晶闸管)是指通过降低载子寿命，而使自由转换时间降到10到100 $\mu\text{s}$ 的晶闸管。更多的讨论将在第3.2.5.2章节进行。第三章将作为数据文件介绍。

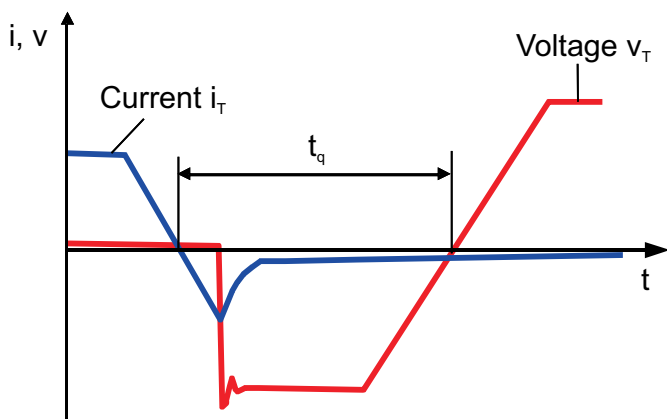


图 2.2.13 关断时的电流电压曲线和自由转换时间的定义

## 2.3 续流二极管和缓冲二极管

### 2.3.1 结构和原理

现代的快速半导体开关需要续流二极管。在许多有电感负载的实际应用中，在每次关断时，存储能量就通过续流二极管换流释放掉。为了不产生感应的电压上升峰值和高频率的震荡，这种放电应该是平滑和柔软的。我们把这种二极管称为软性恢复二极管。续流二极管会影响到半导体开关的性能。在设计开关时必须统筹考虑。快速功率二极管一般分为两种：肖特基二极管和pin二极管，其中pin二极管有分为外延生长型或扩散型。

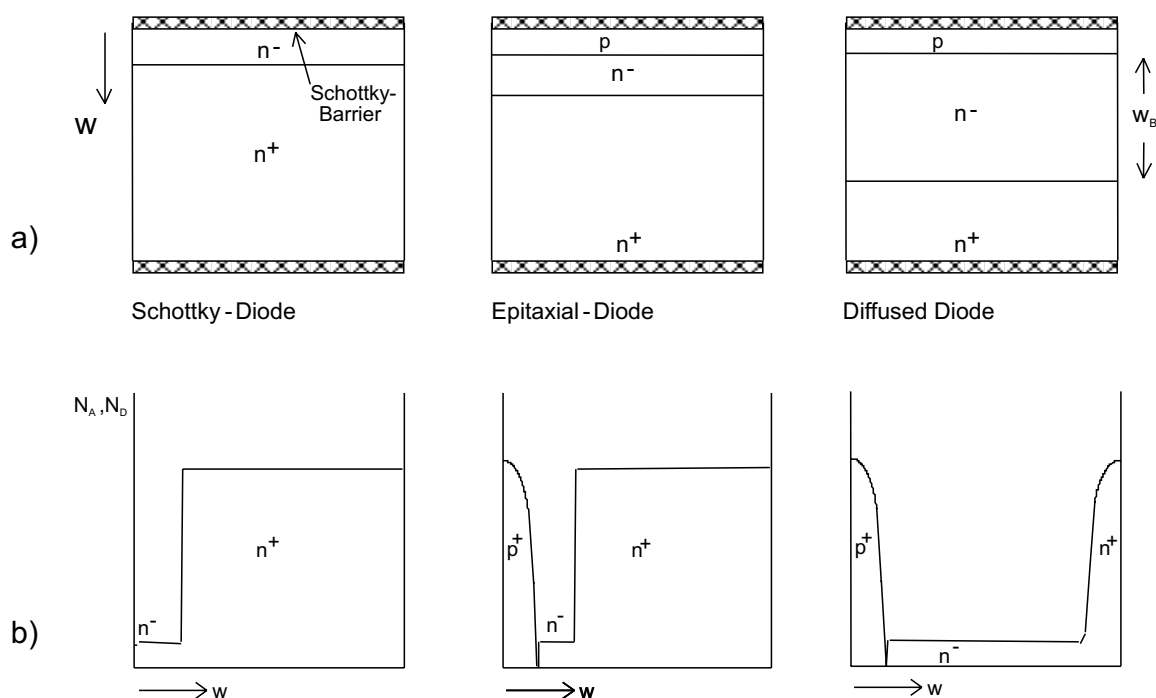


图 2.3.1 肖特基二极管和pin外延生长型二极管和pin扩散型二极管 a) 结构 b) 掺杂度

### 2.3.1.1 肖特基二极管

肖特基二极管有一层金属-半导体过渡截止层。在导通时只要一个很小的电位差(硅材料大约0.3V)就能突破。它相对pin二极管中因为扩散而出现在pn结的电压(硅材料大约0.7V)要小,所以对薄的n-型半导体层,肖特基二极管的通态压降要低于pin二极管。在n型掺杂的半导体中只有电子流动形成电流(单极性)。在实际中当接近这个截止电压时,电流增加很快。这就必须考虑它的瞬间功耗,否则就谈不上热稳定性。

当开关从导通到关断的过程中,最理想的是在空间电荷区只有一个很小存储能量。肖特基二极管的存储电荷能量只有pin二极管的大约百分之十,所以产生很小的功耗。它很接近理想的二极管,所以常常作为开关二极管被用于较高的开关频率和作为缓冲二极管用于较低的通态压降的实际应用中。

对于硅材料这种优势仅限于在电压低于100V时。对于更高的电压必须增加n-型半导体的厚度,同时就会使通态压降增高很多。在这种电压范围内将采用一些能耐高场强的材料,比如砷化镓(GaAs,  $\leq 600$  V)和碳化硅(SiC,  $\leq 1700$  V)。它们有同pin二极管相似的导通特性,所以保持了半导体开关的优势。但它们的基本材料和制造费用相当高昂,往往被用在一些特殊的场合,比如要求很高的效率,很高的开关频率和很高的温度的场合。

### 2.3.1.2 Pin二极管

#### 外延结晶型

在电压超过100V时，pin二极管就有明显优势。在现在的二极管制造技术中，中间的半导体层不再是本征半导体，而是相对外部半导体掺杂度很低的n-型半导体。二极管的外延技术是在高掺杂的n+型半导体基板上外延结晶一层n半导体(见图2.3.1)，然后再扩散到p型半导体区。用这种方法可以获得很薄的厚度 $w_B$ ，大约在几微米的数量级。通过引进再结合(中心)层(大部分采用金属金)能制造出很快的二极管。因为厚度 $w_B$ 很薄，虽然增加了再结合层，但通态压降仍然很低。当然，通态压降总是大于pn结的扩散势垒(0.6到0.8V)。外延型二极管主要应用在电压范围在100V到600V之间。有些制造商造出了耐压在1200V的外延型二极管。

#### 轴向寿命控制方案

当耐压超过1000V时，n-区的宽度就很大，它只能用扩散性PIN二极管(图2.3.1,右)来实现。它是在n-性材料的基板上(晶片)，扩散形成p-区和n+区。同样引进再结合(中心)层，通过移植质子或 $He^{++}$ 离子会形成同图2.3.2相类似的再结合曲线。在移植加工时需要使用在10 MeV范围的粒子加速器。

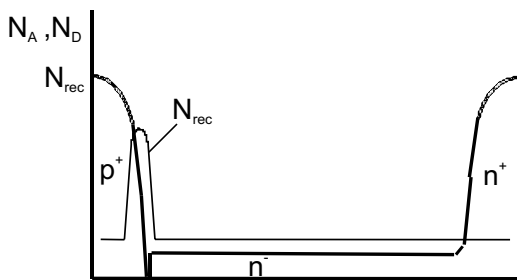


图 2.3.2 通过照射形成再结合层的密度曲线

[文献4]和 [文献5]给出了，当再结合层的密度峰值在pn结上是最佳选择。[文献6]中指出了，当再结合层越靠近pn结，反向电流的峰值和 通态压降的关系越好。在导通时的n-n+过渡层，我们可以得到一个反向的高密度的电荷分布图。在图2.3.3表示了再结合层的峰值是在p区靠近pn结的一侧，这样可以降低截止电流。 $He^{++}$ 离子的移植可以与基本电荷载子的寿命调节相结合，通过电子辐射来实现。

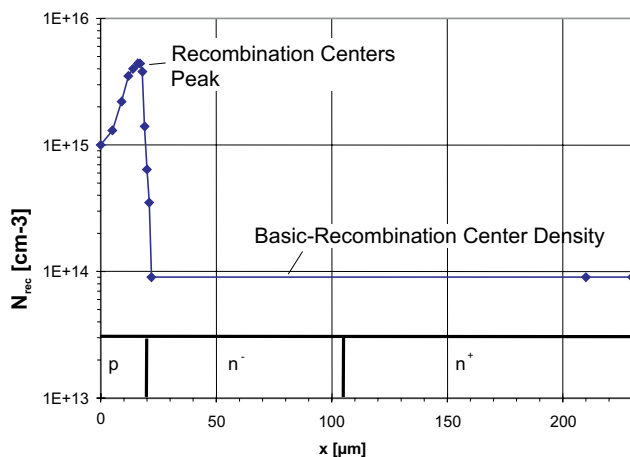


图 2.3.3 CAL二极管的再结合层的分布

可以通过改变移植 $\text{He}^{++}$ 离子的浓度控制再结合层的峰值，再结合层的峰值越高反向电流的峰值就越低。CAL二极管的主要电荷出现在拖尾电流中，而拖尾电流本身可以通过控制再结合层的基本密度来调节。缩短载流离子的寿命可以使拖尾电流变短，但却增加了二极管的通态压降。通过控制载流离子的寿命和 $\text{He}^{++}$ 离子的注入浓度这两个参数，可以大幅度的调节恢复特性。我们可以实现一种在所有条件下，特别是在小电流时，具备软恢复特性的二极管。这样的CAL二极管具有很好的动态坚固性。在实验室的条件下，设计耐压为1200V和1700V的CAL二极管承受住了 $15 \text{ kA/cm}^2\mu\text{s}$ 冲击，二极管没有被损坏。

在CAL二极管中，基极的宽度 $w_B$ 可以设计的相对较小，接近在第2.3.2.2章节所描述的穿透方案。因此，得到相对较低的通态压降，并达到在通态压降和开关特性之间较好折衷结果。 $w_B$ 还对二极管的开通特性有重要影响，开通过电压VFR随着 $w_B$ 的增加而增加。同传统的二极管相比较，耐压1700V的CAL二极管的VFR可以降低一半以上[文献7]。

用于IGCT的高截止续流二极管和缓冲二极管也采用了CAL的方案，一个主要原因是它的动态坚固性。尽可能优化的穿透式设计还会具有更好的防辐射性。它还能容易的权衡和调节二极管通态压降和开关特性之间的取舍。作为缓冲二极管它具有最低的开通过电压VFR。另外，与传统的金扩散方法线比较，它可实现较低的截止电流。

#### 发射极方案

在通常的pin二极管中，在pn结的载流子的密度大于 $n^-n^+$ -结(图2.3.11)。而发射极方案就是改变这种分布：在 $n^-n^+$ -结的载流子的密度大于pn结。这可以通过降低p发射极的注入浓度来实现。

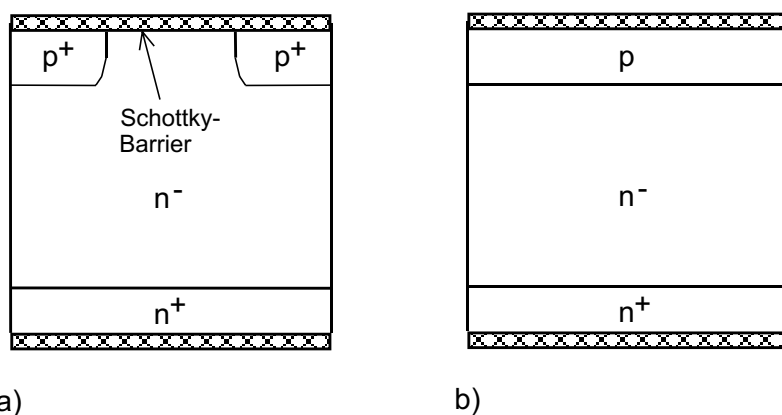


图 2.3.4 改善软恢复特性的p发射极方案:  
a) 发射极结构，比如组合pin / 肖特基二极管  
b) 减弱了p浓度

有一系列的发射极结构，它们可以达到此效果。一个例子是组合的pin/肖特基二极管，它由一系列的 $p^+$ 区和肖特基区组成[文献9] (图 2.3.4a)。还有一批类似的结构，多由扩散形成的p区和n区结构组成。

采用肖特基区域或类似的结构，其优点仅限于耐压效应600V时。当截止电压超过1000V时，电阻部分的电压降就越来越突出。剩下的办法就是减少p区的注入区域。类似于发射极结构方案的效果还可以通过逐步降低p区掺杂浓度来实现(图2.3.4b)。

### 2.3.2 静态特性

实际上2.2.1.3章所描述的功率二极管的静态特性同样适用于快速二极管。

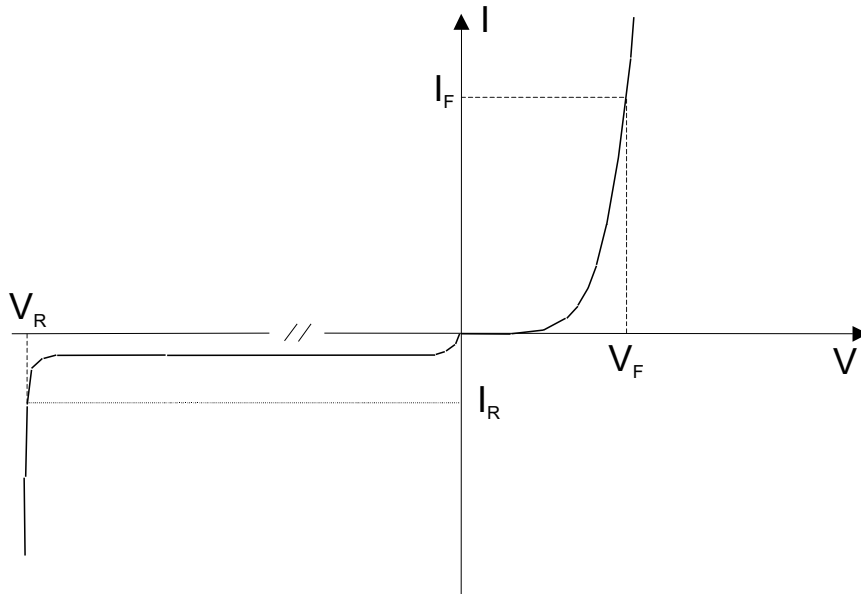


图 2.3.5 二极管的特性曲线

#### 2.3.2.1 导通特性

最大正向通态压降 $V_F$ 是在给定的电流情况下，二极管在导通的状态下，电压降一定小于给定的临界值。这个临界值是在室内温度和最高温度，既原则上工作的最高许可温度下，给出的。在正向流通时，电流必须冲过pn结的扩散电压和n-区的阻抗。所以电压差是：

$$V_F = V_{diff} + V_{ohm}$$

pn结的扩散电压同两边的掺杂浓度有关，在大约0.6V到0.8V之间。阻抗产生的压降同基极宽度 $w_B$  (同截止电压成正比)和载流子的密度有关。对于耐压超过600V的快速二极管，阻抗引起的压降占主要部分。续流二极管的载流子寿命必须选的足够小：

古典近似值由Hall给出[文献10]， $V_{drift}$ 由以下公式得出：

$$V_{drift} = \frac{w_B^2}{(\mu_n + \mu_p) \cdot \tau_{HL}}$$

导通电压取决于基区宽度 $w_B$ 的平方且与寿命 $\tau_{HL}$ 不太短的大注入载流子的寿命 $\tau_{HL}$ 成反比。由于存在指数关系，所以选择最小的 $w_B$ 非常重要。此外，如果n-区域充满了自由电子和空穴， $\mu_n$ 和 $\mu_p$ 就代表了电子和空穴的迁移率。然而，在此公式中没有电流和 $V_{drift}$ 之间直接的依赖关系。这显然是和测量相矛盾的。正向通态压降的实验值明显更高并且与给出的公式相比，电流增加的更多。原因在于内置反向恢复二极管的现代功率器件的特性主要取决于射极复合。

在某种意义上来说，这也可以用有效的载流子寿命 $\tau_{\text{eff}}$  [文献11]来表达：

$$V_{\text{drift}} = \frac{w_B^2}{(\mu_n + \mu_p) \cdot \tau_{\text{eff}}}$$

$\tau_{\text{eff}}$  包括射极复合，因为射极效率伴随电流的增加而减小所以发射极取决于电流并且伴随电流的密度增加而减小。它也可以表述为：

$$V_{\text{drift}} = \frac{w_B^2}{(\mu_n + \mu_p) \tau_{\text{HL}}} \cdot \left( \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{H}{q} \cdot \frac{\tau_{\text{HL}}^2}{w_B^2} j} \right)$$

这里，对比图2.3.4b,  $j$ 是电流密度并且 $H$ 代表了二极管的 $p$ 射极和 $n^+$ 射极的射极影响。 $H$ 值比较小时射极效率较强，并且当 $H$ 值非常小时，这个方程接近古典的Hall近似值。上一个方程对于反向恢复二极管的正向特性测量非常有用。在大多数情况下， $V_F$ 取决于电流密度的平方根。具体细节请参考[文献17]。

扩散电压同温度有反比关系，而阻抗电压降成正比。根据主要的一个或者多个因素，我们可以在不同电流情况下，找出冷的和热的导通曲线的相交点。一般测试的电流范围从额定电流到额定电流的3到4倍。

### 2.3.2.2 关断特性

在反向击穿电压 $V_R$ 是指截止电流在该电压下不应超过给定的临界值 $I_R$ 。参数表的数值是在温度为 $25^\circ\text{C}$ 时的测量值。当温度下降时，反向阻断的能力也会下降。例如，一个耐压1200V的二极管温度变化率为 $1.5 \text{ V/K}$ 。如果元件在低于室温的条件下运行，这种影响必须引起注意。当温度提高时，阻断能力相应提高，但同时截止电流也增大，大约每上升 $10\text{K}$ 截止电流增加一倍。参数表还会给出较高温度( $125^\circ\text{C}$ 或 $150^\circ\text{C}$ 时)的截止电流。使用金扩散工艺的元器件这种上升速度很快，有时会因为温度过高而引起不稳定。

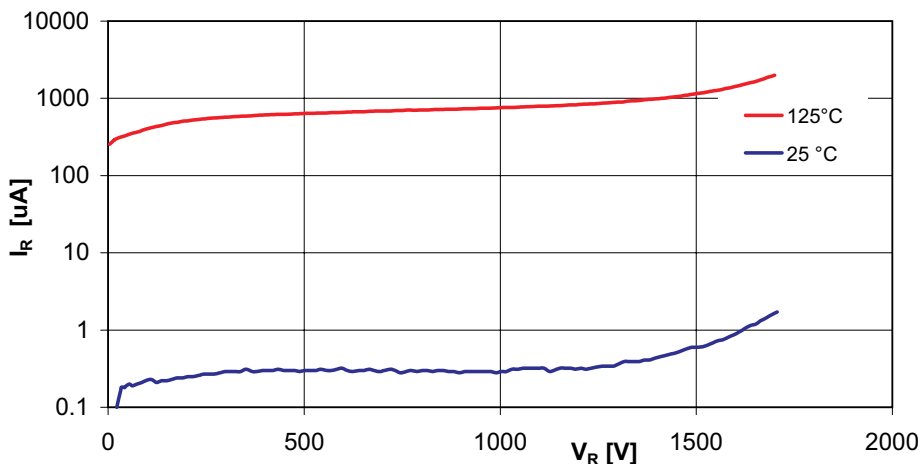


图 2.3.6 1700V CAL二极管的截止电流曲线，参数  $T_j$

基极宽度 $w_B$ 不光影响通态压降而且还会对截止电压产生影响。它有两种不同的形式(图2.3.7)：当选择 $w_B$ 使空间电荷区不能够进入 $n^+$ 区(三角形的电场)我们称之为非穿透(NPT)结构[文献12]。当选择 $w_B$ 使空间电荷区能够进入 $n^+$ 区，这时的场强是梯形形状，我们称之为穿透(PT)二极管。当然，一个真正的穿透，既空间电荷区延伸到另一种导通机制中是不现实的。但这种叫法还是被广泛应用。





在开通过程中，电压首先上冲到开通峰值电压 $V_{FRM}$ ，然后回落到导通压降(图2.2.4)。在主动开通时，开通电流的上升率 $di/dt$ 会很大，以致使开通电压的峰值 $V_{FRM}$ 很大，甚至是通态压降的上百倍。例如，耐压1700V的二极管 $V_{FRM}$ 会达到200V到300V。从反向截止状态进入导通状态的二极管所需要的开通峰值电压 $V_{FRM}$ 要比从零状态开通峰值电压大的多。要求低开通峰值电压 $V_{FRM}$ 对缓冲二极管是一个重要指标，因为只有二极管开通后才发挥作用。

对在IGBT中的续流二极管，当反向截止电压大于1200V时，导通电压峰值也有重要的意义。当IGBT关断时，感应电感会产生一个电压峰值，这个峰值连同开通峰值电压 $V_{FRM}$ 一起加在续流二极管上，这样会超出二极管能够承受的电压。这个电压的测量是非常繁琐的，因为我们无法分清在实际应用斩波电路中的电压是感应电感产生的峰值电压，还是开通峰值电压。我们只能对裸露模块上的二极管两端进行测试。对于总的功率损耗，开通时产生的功耗可以忽略，因为它相比关断和导通时所产生的功耗要很小。

### 2.3.3.2 关断特性

在二极管从导通进入截止状态的过程中，它内部所存储的电量必须被释放掉，这个过程导致了二极管的电流反向流动。这一反向电流的波形可以用反向恢复特性来描述。

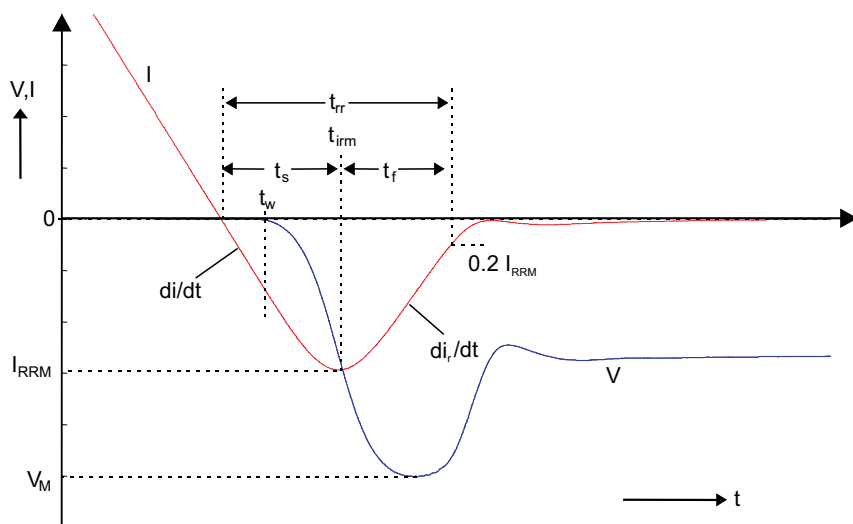


图 2.3.8 软性恢复二极管在图2.3.15电路中软性恢复的电压电流曲线和定义

换流的速度 $di/dt$ (图2.3.8)取决于主动开关(IGBT)的速度或者感应电感。在 $t_0$ 时刻电流达到零值。在 $t_w$ 时刻二极管开始承受反向电压。此刻二极管pn结内所有的载流子都得到清除。对电流曲线我们称之为转折点。在 $t_{irm}$ 时刻反向电流达到最大值。在 $t_{irm}$ 时刻以后，电流逐步衰减至漏电流(截止电流)值。这个过程是由二极管决定的。如果衰减的过程很陡，我们称之为刚性恢复特性。反之，如果衰减缓慢，则被称为软性开关特性。换流的速度 $di_r/dt$ 也决定了过电压，所以软性恢复一直被人们推荐。软性恢复时间 $t_{rr}$ 是指从时刻 $t_0$ 到带电流衰减到峰值电流 $I_{RRM}$ 的20%时的时间段。

## 软性恢复特性和开通的过载电压

根据图2.3.8 所描述的时间定义 $t_{rr}$ ， $t_f$ 和 $t_s$ 首先给出恢复特性的量性定义：

软度系数S:

$$\text{Soft factor } s = \frac{t_f}{t_s}$$

为了使过电压值最小，这个软度系数应该大于1。这个定义并不十分准确，图2.3.9a) 是刚性恢复，而图2.3.9b)则是软性的。虽然，软度系数 $s > 1$ ，但回流的尾部有一个很陡的起伏。另一种定义可能更好一些，就是根据在回流时间 $t_f$ 中的换流速度 $di_f/dt$ 来定义。在软性恢复二极管在 $t_f$ 时间段的换流速度 $di_f/dt$ 应小于在 $t_s$ 时间段的环流速度。

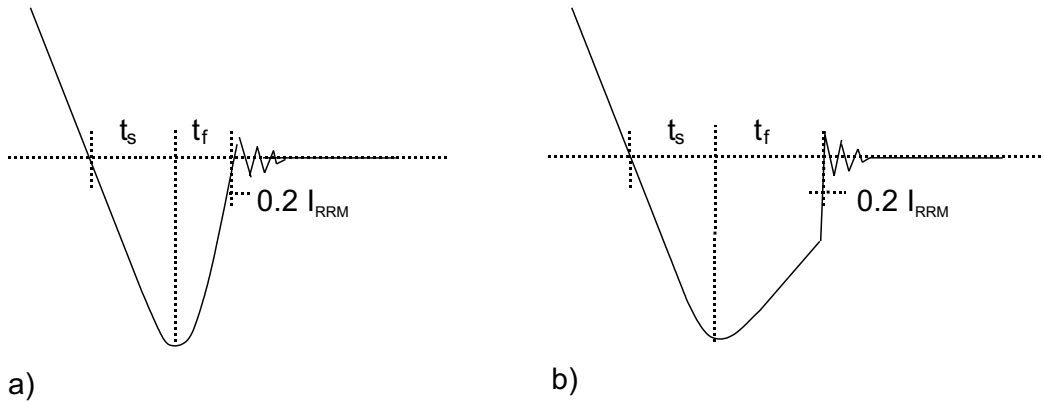


图 2.3.9 刚性恢复两种不同的电流曲线

在指定的工作点给出的二极管恢复特性是没有足够说服力的。因为这种特性会随着电路其他参数的改变而改变。

- 电流：电流的测量必须在给定值的10 %和 200 % 处测量。我们可以观察到，小电流对反向恢复特性有更大的影响。
- 温度：大多数情况下，温度升高对恢复特性有不利影响。有一些快速二极管在室温或以下温度时，具有较差的恢复特性。
- 外加电压：电压越高，恢复特性越差。
- 换流电流的变化率 $di/dt$ : 对于不同制造商生产的二极管的特性与换流变化率的联系是不相同的。基本上说，二极管的变化率 $di/dt$ 越高，就越软，反之则是刚性越大。

最好的解释软性恢复特性的办法是，在不同的工作条件下( $I_F$ ,  $T_j$ ,  $V_{CC}$ ,  $di/dt$ )，通过测量关断过电压来解释。一个典型的实际例子就是用半导体模块做成的直流分流器，它内部的寄生感应电感 $L_{sges}$ 大约在几十个纳亨(nH)。这个感应电感降低了出现的过电压。因为任何元件都不是理想的，所以在二极管反向恢复期间，IGBT的电压会有所下降。实际测量的电压为

$$-V(t) = -V - L_{sges} \cdot \frac{di_R}{dt} + V_{CE}(t)$$

这里， $V_{CE}(t)$ 是加在IGBT上瞬时电压值。对于一个典型的软性恢复二极管来说有下面特性：一个100A的二极管，电流的上升率不会高于1500A/ $\mu$ s。在寄生电感很小时，电压 $V(t)$ 在任何时刻都小于 $V_{CC}$ ，并不出现峰值电压。

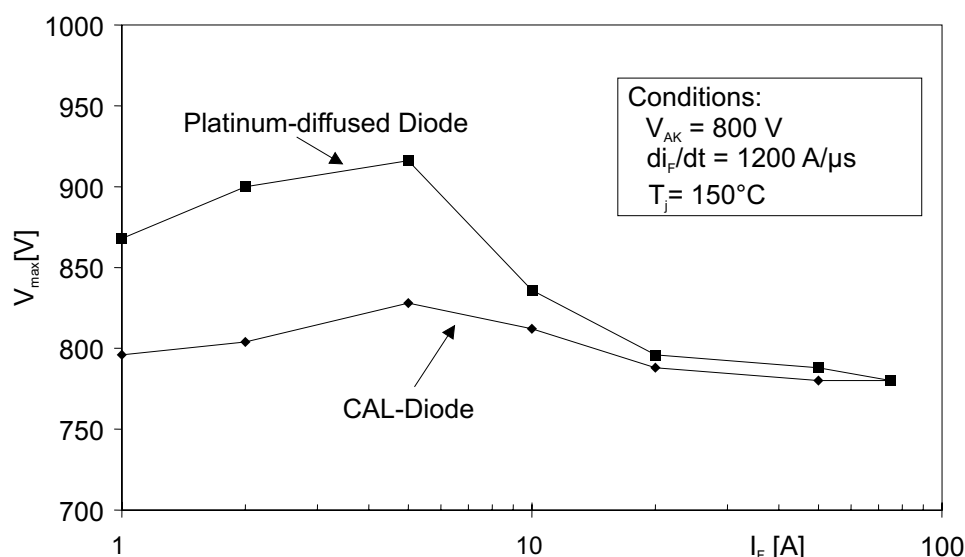


图 2.3.10 不同开关特性二极管的峰值电压和正向电流的关系

在图2.3.10中把CAL二极管出现的过载电压同铂金扩散工艺制造的二极管进行了比较，后者是利用铂金扩散来降低p发射极效率，使二极管呈现软性恢复特性。在75A额定电流时，铂金扩散工艺生产的二极管和CAL二极管有相同的软性。但在小电流时，由于前者的开关特性过于刚性，因而产生了过电压，其最大值在10%的额定电流时可能会超过100V。在更小的电流时，使用的IGBT开关更慢，过电压还会下降。而CAL二极管在所有情况下，不会出现明显的过电压。在半导体物理学中，图2.3.11描述了在刚性关断过程中，半导体内的载流子的浓度。图2.3.12描述了软性恢复二极管的情况。

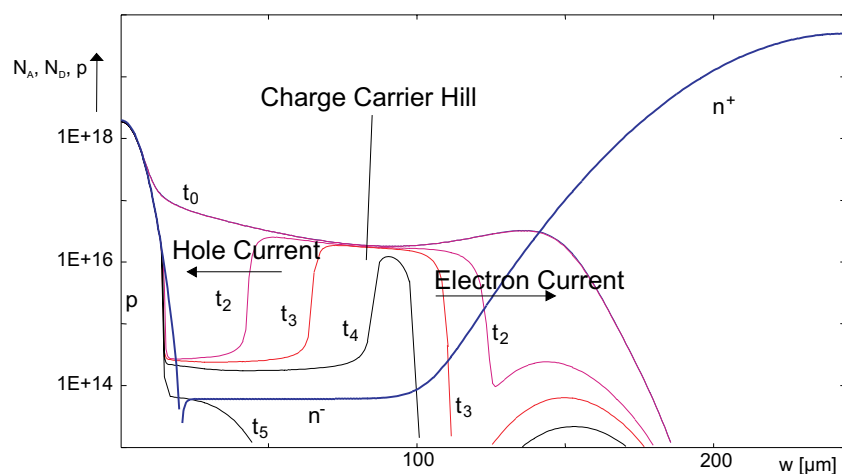


图 2.3.11 刚性恢复二极管的浓度分布与载流子（空穴）的衰减过程

在导通的状态下，二极管的n-区充满浓度大于 $>10^{16}\text{cm}^{-3}$ 的电子和空穴，在这里我们假定电子的浓度 $n$ 和空穴 $p$ 相等。在开关过程中，在 $t_2$ 和 $t_4$ 之间，在n-区存在一个载流子峰值，此时仍假定 $n \approx p$ 。这些载流子的减除就是电子流流向阴极，空穴流流向阳极，在外部电流看来就是反向电流。在图2.3.11描述的刚性二极管在时刻 $t_4$ 以后载流子就被清除完毕。在 $t_4$ 和 $t_5$ 之间，二极管从具有载流子的状态跳跃到没有载流子的状态，反向电流也衰减到零。

图2.3.12描述了一个软性二极管的关断过程。在软性二极管中始终存在载流子的峰值，并不断的提供反向电流。在 $t_5$ 时刻二极管开始承受电压。如图2.3.17所示，这个动态特性导致了拖尾电流的产生。

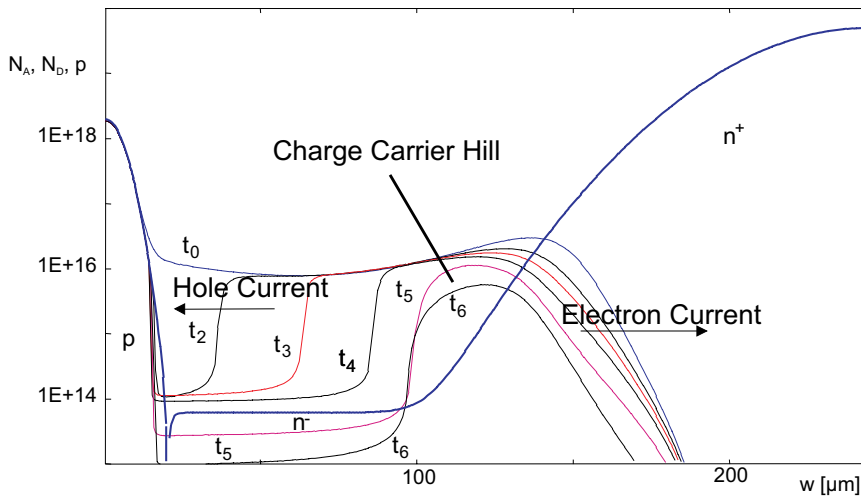


图 2.3.12 软性恢复二极管的浓度分布与载流子（空穴）的衰减过程

一个二极管是否具有软性恢复特性取决于怎样控制载流子的衰减过程。下面的措施可以使恢复特性变得更软：

- 加大n-区的宽度 $w_B$ ，应用NPT设计模式，在二极管中建立一个额外的区域。在额定的电压下电场达不到这个区域。但这导致了通态压降和 $V_F/Q_{RR}$ 比例的急剧上升。
- 为了中和 $w_B$ 的增加部分，可以把n-区分为两层[文献13]。靠近n-n<sup>+</sup>-结的区域掺杂浓度较高。如图2.3.11和图2.3.12所示，类似的效果是通过一个在n-n<sup>+</sup>-结的平滑过渡来实现的。但是仅有这项措施对取得足够的软性恢复特性还是不够的。
- 采用低效率的p发射极，从而得到相反的载流子分布（见发射极方案）
- 控制轴向的载流子寿命，使其早pn结处的寿命较低，而在n-n<sup>+</sup>-结处的寿命较高。

为了在所有条件下实现软性恢复特性，一般来说，需要综合使用上述方法，所能改善的很大程度取决于对通态压降的软性程度或接受较高 $Q_{RR}$ 的程度。

#### 最小开通时间

为了实现上面所说的软性恢复特性，必须给载流子足够的时间，达到准静态载流子的分布。这不是一个瞬间的问题。

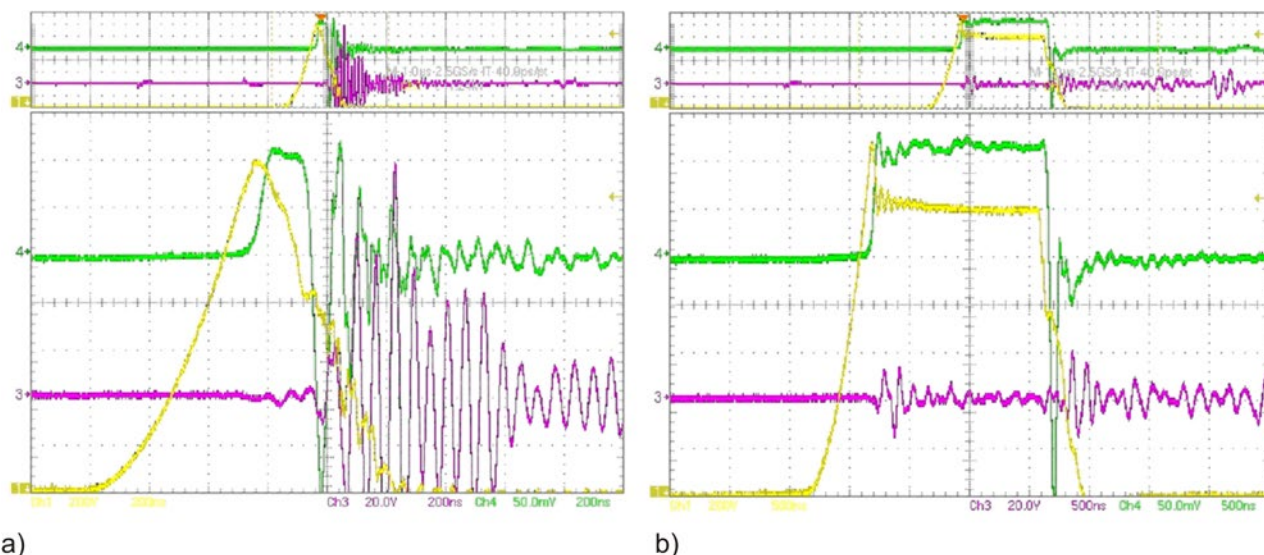


图 2.3.13 a) 在高干扰(紫色)时的关断 $V_{CC}=1200\text{ V}$  ( $V_{AK}$  黄色) 和  $I_F=400\text{ A}$  (绿色) $t_p=0.8\text{ }\mu\text{s}$  (200 ns/Div)  
b) 在一般干扰(紫色)时的关断 $t_p=2\text{ }\mu\text{s}$  (500 ns/Div)

图2.3.13描述了二极管在电感负载时，开通周期很短时的图形。我们必须考虑到，实际二极管的开通时间被缩短了大约 $1\mu\text{s}$ ，它被时间段 $t_{p(\text{off})}$ -IGBT、驱动器短脉冲抑制和IGBT的 $t_{d(\text{off})}$ 所影响。(绿色)电流在开通短周期内有很大幅度的震荡。(紫色)干扰杂波只是一个相对值，它是在模块上方的导线测到的。这种高频率的震荡能影响模块的信号和逻辑功能，使其无法正常工作。我们给出的建议是对1200V的IGBT信号压缩了 $3\mu\text{s}$ ，对1700V的IGBT是 $5\mu\text{s}$ 。

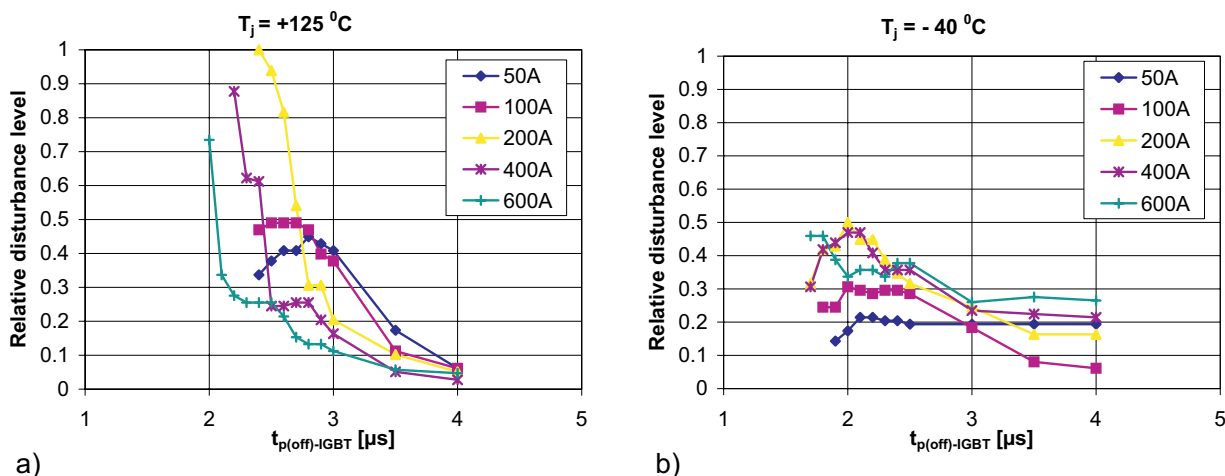


图 2.3.14 干扰信号在IGBT不同开通周期同电流和温度的关系(最高值200A和 $125^{\circ}\text{C}$ )  
a)  $T_j=125^{\circ}\text{C}$ , b)  $T_j=-40^{\circ}\text{C}$

因为载流子较低的活动性，这种效应在高温时表现尤为明显。在 $-40^{\circ}\text{C}$ 时检测到的干扰信号只有在 $125^{\circ}\text{C}$ 时测量值的一半。最大的干扰值是在额定电流一半时(200A)测量得到的(图2.3.14)。在较高的干扰信号和关断信号短于 $2\mu\text{s}$ 时，开关的延迟时间很大，以致二极管不能完全开通。

开关损耗

图2.3.15给出了一个最简单的解释开关特性的实例，它是降压变换器。

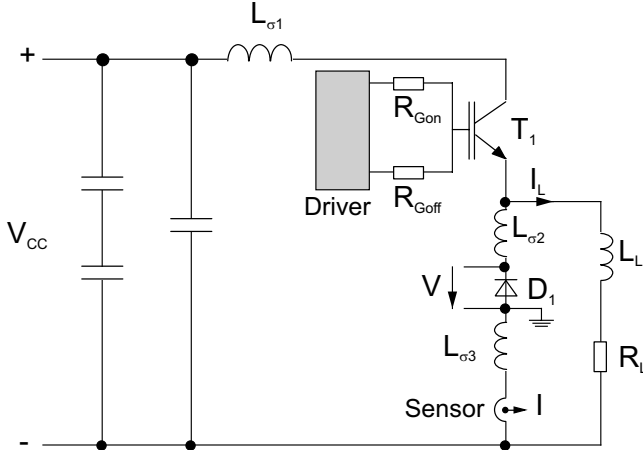


图 2.3.15 确定反向恢复的电路图

IGBT器件 $T_1$ 通过双脉冲信号两次开通和关断。换流的变化率 $di/dt$ 是通过电阻 $R_{Gon}$ 来调节的， $V_{CC}$ 是直流母线电压。在电容器、IGBT和二极之间存在寄生的感应电感 $L_{s1...3}$ 。在图2.3.16中给出了在IGBT(Driver)上的双脉冲控制信号，在IGBT上的电流波形和在二极管上的电流波形。当关断IGBT时，在电感 $L_L$ 上的负载电流将切换至二极管。在IGBT下一次开通时，二极管会关断并在这时表现出恢复特性。IGBT在开通后也额外接纳二极管的反向电流。图2.3.17给出了软性恢复二极管的工作过程。

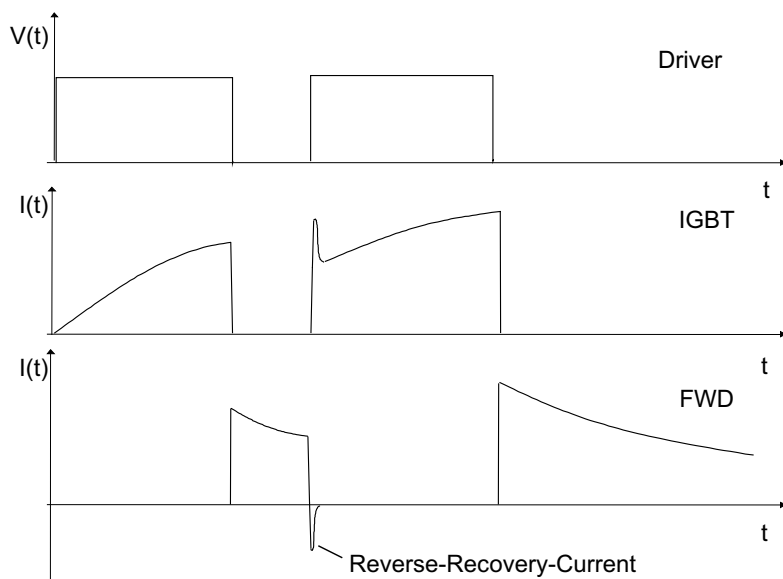


图 2.3.16 驱动的控制信号，在IGBT和二极管上的电流信号

当IGBT接纳反向电流的峰值时，它的电压还处在直流母线的电压范围内(图2.3.17a)。在这时IGBT会产生最大的开通损耗。二极管的反向电流可以被分解成两部分来解释：从开始到反向电流的峰值和从峰值开始以 $di/dt$ 速度的回落。



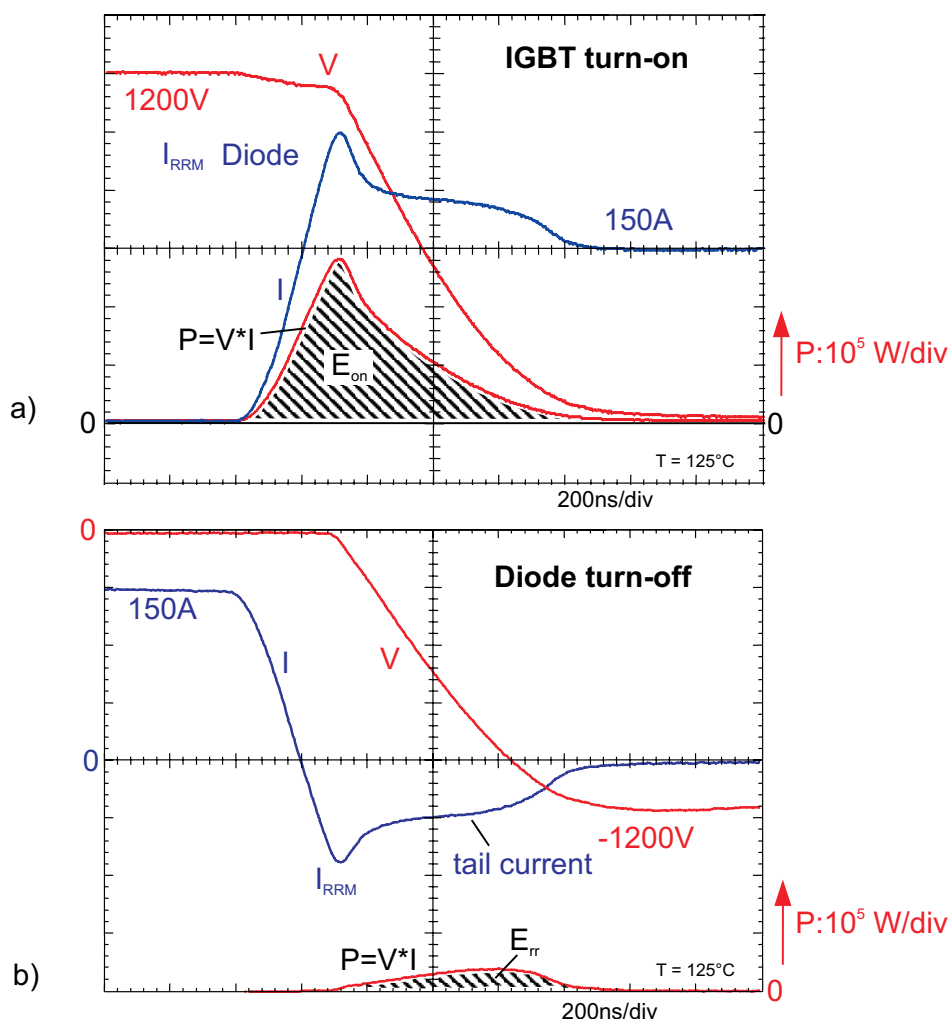


图 2.3.17 150 A/1700 V-IGBT开通时的电流，电压和功耗波形 a) IGBT的开通过程 b) 续流二极管的关断过程

第二部分是拖尾部分，这时反向电流缓慢下降。此时 $t_{rr}$ 不再具有明显意义。因为此时在二极管上还有电压，所以拖尾电流部分产生二极管的主要功耗。一个刚性恢复的二极管没有拖尾，虽然会引起较小的功耗，但它引起的过高的过电压。对于IGBT来说，因为电压在拖尾阶段已经被降到很低，所以对IGBT的功耗影响不大。

图2.3.17 b) 中描述了二极管的功耗，其方式同IGBT在图2.3.17 a) 描述一样。在实际应用中它要比IGBT产生的功耗要小。从IGBT和二极管整体功耗考虑，保证一个小的反向电流峰值和大部分存储电荷保留到拖尾阶段再释放，是十分重要的。对IGBT更快的开关速度和更小的功耗要求导致了对二极管更大的负担。在实际应用中，当只考虑整体的功耗时，选择较慢的开关速度是很有意义的，当然，它必须符合在给定的条件下性能参数的要求。

实际上开关的功耗取决于4个参数：

- 换流变化率 $di/dt$ 或者IGBT的栅极电阻(图2.3.18)：随着电阻的增加功耗趋向减少，在很小的栅极电阻时，感应电感限制了换流变化率 $di/dt$ 。在一般情况下栅极的电阻在0,5 到8,2欧姆之间。
- 截止电压(母线电压 $V_{CC}$ ; 图 2.3.18 b)，它是在关断后加在元器件上：它可用下面近似公式描述：

$$E_{rr}(V_{CC}) = E_{rr}(V_{ref}) \left( \frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{0,6}$$

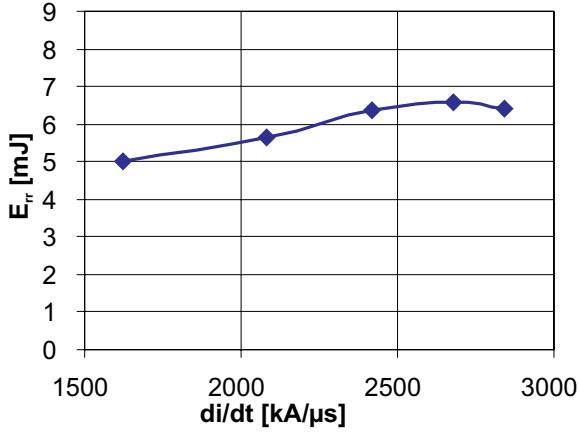


- 正向电流 $I_F$  (图 2.3.19 a): 正向电流越大功耗就越大。但这种关系不是线性的, 可用下面近似公式计算:

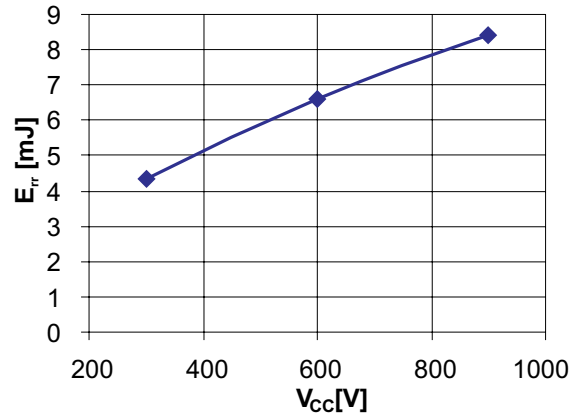
$$E_{rr}(I_F) = E_{rr}(I_{ref}) \left( \frac{I_F}{I_{ref}} \right)^{0.6}$$

- 截止层面温度 $T_j$  (图 2.3.19 a): 功耗在低温时是线性增长, 但在温度超过 $125^\circ\text{C}$ 后, 变得高于正常比例。使用从0.0055到0.0065的温度系数可以计算功耗同温度的关系

$$E_{rr}(T_j) = E_{rr}(T_{ref}) \cdot (1 + TC_{Err} \cdot (T_j - T_{ref}))$$

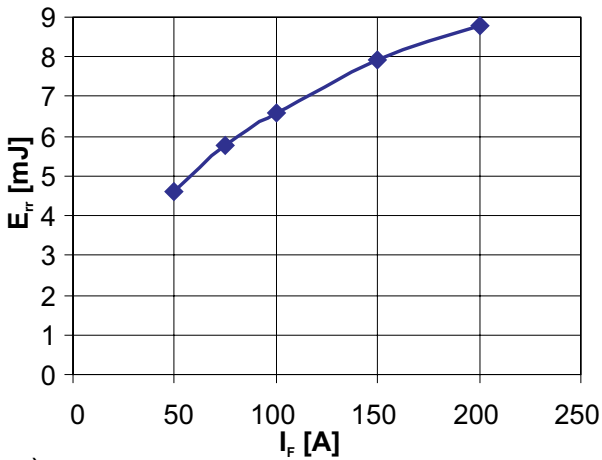


a)

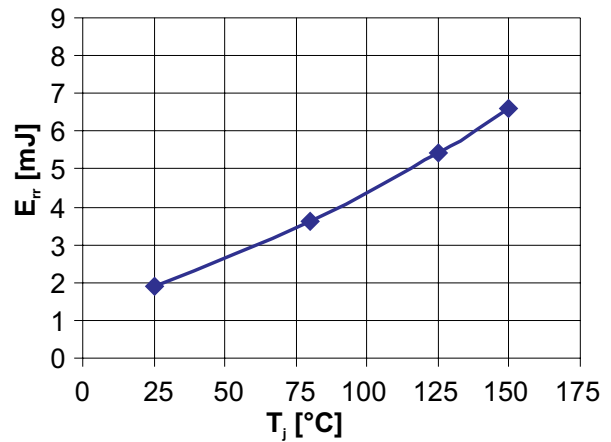


b)

图 2.3.18 100A/1200V CAL二极管的功耗关系;  
a) 同电流变化率 (100 A, 600 V, 150 °C);  
b) 同母线电压 (100 A, R<sub>G</sub>=1欧姆 → 2700 A/μs, 150 °C)



a)



b)

100A/1200V CAL二极管的功耗关系;  
a) 同电流 $I_F$  (R<sub>G</sub>=1 欧姆, 600 V, 150 °C);  
b) 同截止层面温度 (100 A, 600V, R<sub>G</sub>=1欧姆)

### 2.3.3.3 动态坚固性

对耐压高于1000V的续流二极管在软性恢复特性以外，它的动态坚固性也是一个同样重要的指标。二极管在接到直流母线的电压的同时，还有一个明显的拖尾电流，见图2.3.17b。当IGBT很快的开通时(较小的栅极电阻 $R_G$ )，反向电流的峰值和拖尾电流都会上升，同时在IGBT上的电压 $V_{CE}$ 快速下降，使在二极管上的电压变化率 $dv/dt$ 增高。电场范围扩大到更大的范围( $t_2 - t_4$ 在图 2.3.11 和图 2.3.12)，因为强大的电场出现，使在半导体的电压远远低于允许的耐压时，就会发生雪崩(动态雪崩)现象。动态的坚固性是指，在高的换流变化率和高的母线电压时，二极管能稳定的工作。作为另一种指标，IGBT的换流率或者二极管的最大反向电流峰值，对表明动态坚固性有同样的意义。当然，有时为取得更高的动态坚固性，会以牺牲功耗作为代价的。

当空间电荷区扩宽，在n-区自由流动的空穴流成为电流 $I_R$ 。在动态雪崩发生时，在pn结就会产生更多的电子和空穴。空穴运动到高掺杂的p区，而电子移动到n-区，这时实际的掺杂浓度为：

$$N_{\text{eff}} = N_D + p - n_{\text{av}}$$

其中 $n_{\text{av}}$ 是动态雪崩产生的电子，它从pn结穿过空间电荷区。当电子同空穴结合以致减少了雪崩效果。在小的正向电流时反向电流也会减少，同样空穴的密度 $p$ 也会减少。因为在小电流时元器件的 $dv/dt$ 较高，所以动态雪崩在小电流时的危害较高。

## 2.4 功率MOSFET和IGBT

### 2.4.1 结构和原理

功率MOSFET和IGBT是做在0,1到1,5平方厘米的芯片上，它的密度是每平方毫米250.000个单元(50 V功率MOS-FET) 或者 50.000 单元 (1200 V IGBT)。

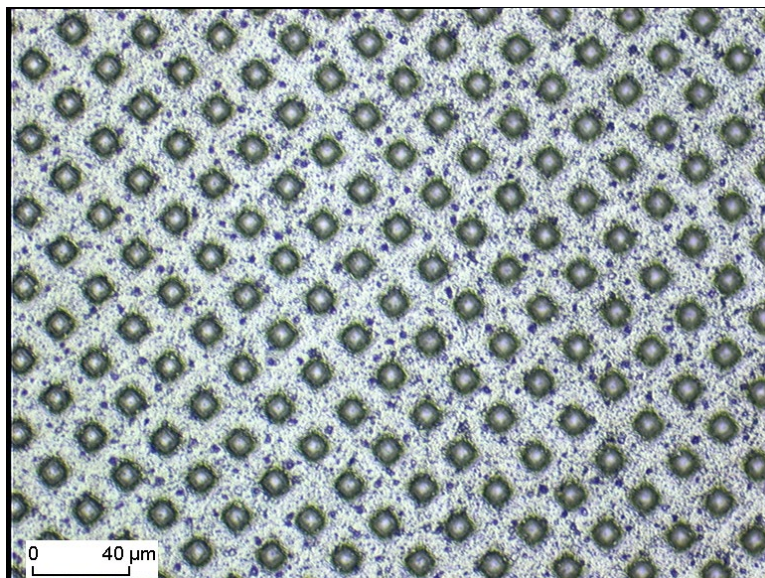


图 2.4.1 IGBT3的结构

于晶体管相同的技术概念，MOSFET和IGBT芯片控制区有相近的结构。如图2.4.2和图2.4.3所示，基板是n型半导体，在截止状态时n区必须接纳空间电荷区。在n型半导体上形成一个p型半导体环形槽，它掺杂浓度是中心高(p<sup>+</sup>)，边缘低(p<sup>-</sup>)。在环形槽上有一层n<sup>+</sup>型硅材料，它同MOSFET的源极或者IGBT的发射极相连接。在n<sup>+</sup>型硅材料上，通过一层薄的二氧化硅(SiO<sub>2</sub>)绝缘层，用n<sup>+</sup>型多晶硅构成控制区(基极)。

在微电子学中，如图2.4.2或图2.4.3所描述的形式，被称为垂直结构，因为外部电流是垂直流过每个单元。在本书除个别例外的晶体管，只讨论n沟道增强型元器件，既在p型导通的硅材料加上一个正的控制电压和在导通沟道中电子作为载子(主要载流子)。在不加控制电压时元器件处于截止状态(自闭晶体管)。另外类型的MOSFET是p沟道增强型(既在p型导通的硅材料加上一个负的控制电压和在导通沟道中正离子作为主要载流子，有同样的自闭晶体管特性)，以及n型和p型耗尽型(耗尽型晶体管)。它们在没有控制电压时是导通状态(自开晶体管)。通过控制电压可在晶体管产生空间电荷区，用它来影响和切断流通沟道。这种半导体元器件在实践中有一些应用，但在这里我们不讨论这些类型。

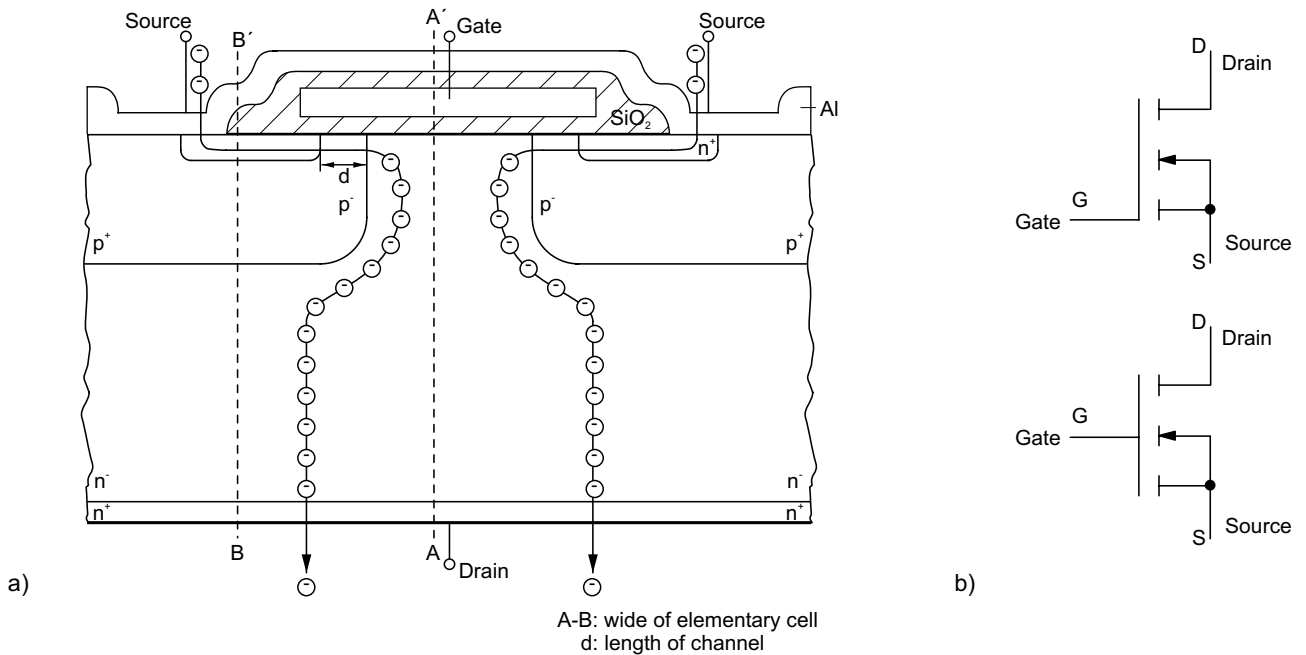


图 2.4.2 功率MOSFET的垂直结构 a)流通图 b)电工符号

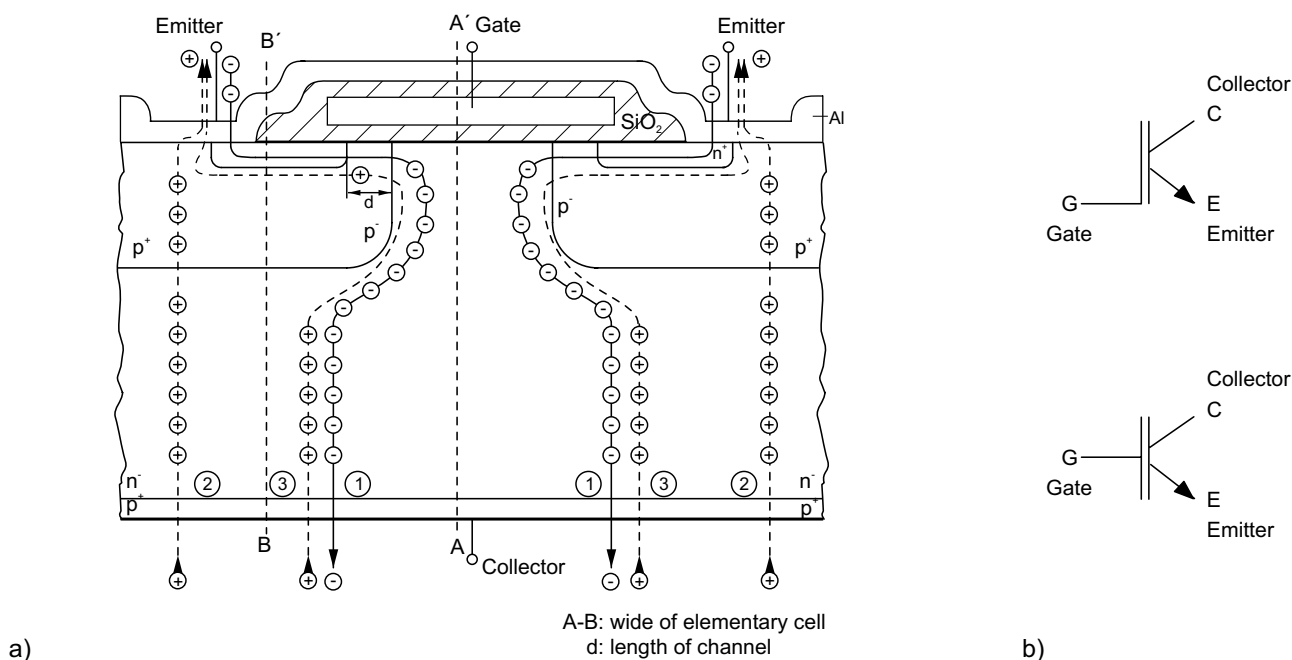


图 2.4.3 功率MOSFET的垂直结构;  
a) 流通图;  
b) 电工符号

功率MOSFET和IGBT在结构上的不同导致了性能上的差异，最大的不同之处就是第三极(MOSFET称漏极，IGBT称收集极)的构造。当在栅极和源极(MOSFET)或发射极(IGBT)加上正向控制电压，就会在栅极下方中p型半导体区内产生一条n导通沟道。通过这条沟道电子流可以从源极或者发射极穿过n型漂移区流向底边的电极，空间电荷区就被减少。MOSFET元器件只有电子作为载流子，形成主要电流(漏电流)。在高阻抗的n型漂移区没有双极的载流子出现，所以MOSFET是一种单极元器件。

直到n-区MOSFET与IGBT有相同的结构，它们的区别在第三极。从而决定了各自不同的性能，IGBT元器件是在底面用p+导通型半导体做收集极。这就形成额外的n-型半导体和p+半导体之间新场阻层，它对IGBT有很大影响，我们在以后会讨论到。

流经n-漂移区的电子在进入p+区时，会导致正电荷的载流子(空穴)由p+区注入n-区。这些被注入的空穴不但从漂移区流向发射极的p区，也经由沟道及n-区横向流入发射极。因此，在n-型漂移区内充满了空穴(少数载流子)，这种增加的载流子构成了主电流(收集极电流)的大部分。主电流又会使空间电荷区减少，从而使集电极和发射极的电压差下降。与MOSFET不同，IGBT是一个双极元器件。

因为高阻抗的n-区充满了少数载流子，这就会导致IGBT的通态压降比MOSFET要低。这样IGBT在同样的面积就能比MOSFET承受更高的电压和电流。但在关断时这些少数载流子必须被从n-漂移区释放掉或者被再结合，这就产生功耗。

### 2.4.2 IGBT模块

当关断时，在n-区存储的并被再结合的p电荷量 $Q_s$ 在小电流时呈线性增长，在额定和过电流范围有下面关系[文献14].

$$\begin{aligned}
 Q_s &\sim I^{0.8...1} && \text{在小于额定电流区域} \\
 Q_s &\sim I^{0.5} && \text{在等于和大于额定电流区域} \\
 Q_s &\sim V_{(BR)CE}^{2...2.7}
 \end{aligned}$$

存储电荷的增加和衰减会引起开关损耗。在关断时会产生存储效应(存储时间)和拖尾电流。在实际应用中，IGBT中感应寄生元素会对IGBT的性能产生影响。为了更好的理解IGBT的特性和开关机理，我们可用下面的等效电路(图2.4.4)来讨论。

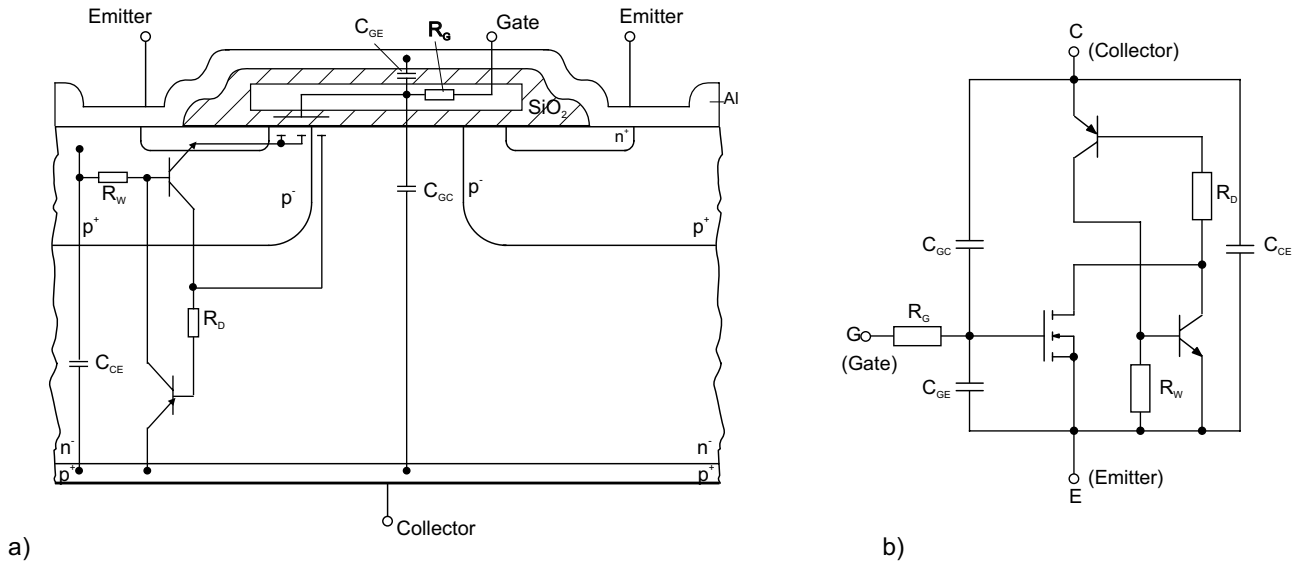


图 2.4.4 IGBT (NPT结构)单元寄生元素;  
a) 单元结构内的寄生元素 ;  
b) 等效电路

表2.4.1给出了在图2.4.4 中寄生电容和电阻的物理原因和名称。

符号	名称	物理解释
$C_{GE}$	基极-发射极-电容	栅极和发射极的金属部分重叠形成。同栅极和发射极的电压差有关，同集电极和发射极的压差无关
$C_{CE}$	集电极-发射极-电容	n-漂移区同p区的结电容。同单元的面积，击穿电压和漏源电压有关。
$C_{GC}$	基极-集电极-电容	米勒电容，由栅极和n-漂移区的重叠形成。
$R_G$	栅极内阻	多晶硅的栅极电阻，在多芯片的模块中经常串联附加的电阻来减弱芯片之间的震荡。
$R_D$	漂移区电阻	n-漂移区的电阻。(PNP晶体管的基极电阻)
$R_W$	P区电阻	寄生在NPN双极晶体管基极同发射极之间的电阻

表 2.4.1 IGBT寄生元素的原因和物理解释

除了IGBT内部的电容和电阻以外，其等效电路含有一个理想的MOSFET，一个NPN晶体管：n<sup>+</sup>发射区(发射极)/p<sup>+</sup>区(基极)/n-漂移区(集电极)以及寄生在NPN双极晶体管基极同发射极之间的电阻 $R_W$ 。此外，下半部分构成了一个PNP晶体管：p<sup>+</sup>型半导体的集电极(发射极)/n-漂移区(基极)/p<sup>+</sup>区(集电极)。这个PNP晶体管同上面的NPN晶体管一起，构成了晶闸管的结构。这种寄生晶闸管锁定效应(latch up)发生的条件为：

$$M \cdot (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) = 1 \quad \text{其中} \quad \alpha_{pnp}, \alpha_{npn} = \alpha_T \cdot \gamma_E$$

M: 为乘机系数;  
 $\alpha_{npn}, \alpha_{pnp}$ : 电流的放大系数;  
 $\alpha_T$ : 基极传输系数;  
 $\gamma_E$ : 发射极效率

晶闸管的锁定效应会给IGBT的控制能力带来损害甚至彻底破坏。它可能出现在稳定的运行中(当电流超过电流密度的临界值时，这个临界值随着温度的升高而降低)或者出现在关断时(动态锁定，是因为这时的空穴电流比在通态运行更高所引起的)。在现代的IGBT生产时，通过相应设计措施，可以在所有允许静态和动态运行条件下，有效的防止锁定效应的出现，并在关断时使IGBT能够承受高出额定电流密度临界值许多倍的电流。

这些措施包括，比如，通过提高在n发射极下的p<sup>+</sup>区掺杂浓度，或者减少n发射极的长度，来降低NPN晶体管的基极发射极电阻 $R_W$ 。以致在任何允许的运行状态下，都达不到该NPN晶体管基极发射极的开启电压。另外，通过调节PNP晶体管的电流放大倍数，使空穴电流(NPN晶体管的基极电流)保持尽可能的小，这需要在开关特性及坚固性同通态特性之间选择一个较好的折衷方案。

### 2.4.2.1 静态特性

图2.4.5 给出了有并联反接续流二极管的IGBT特性曲线和转移曲线。

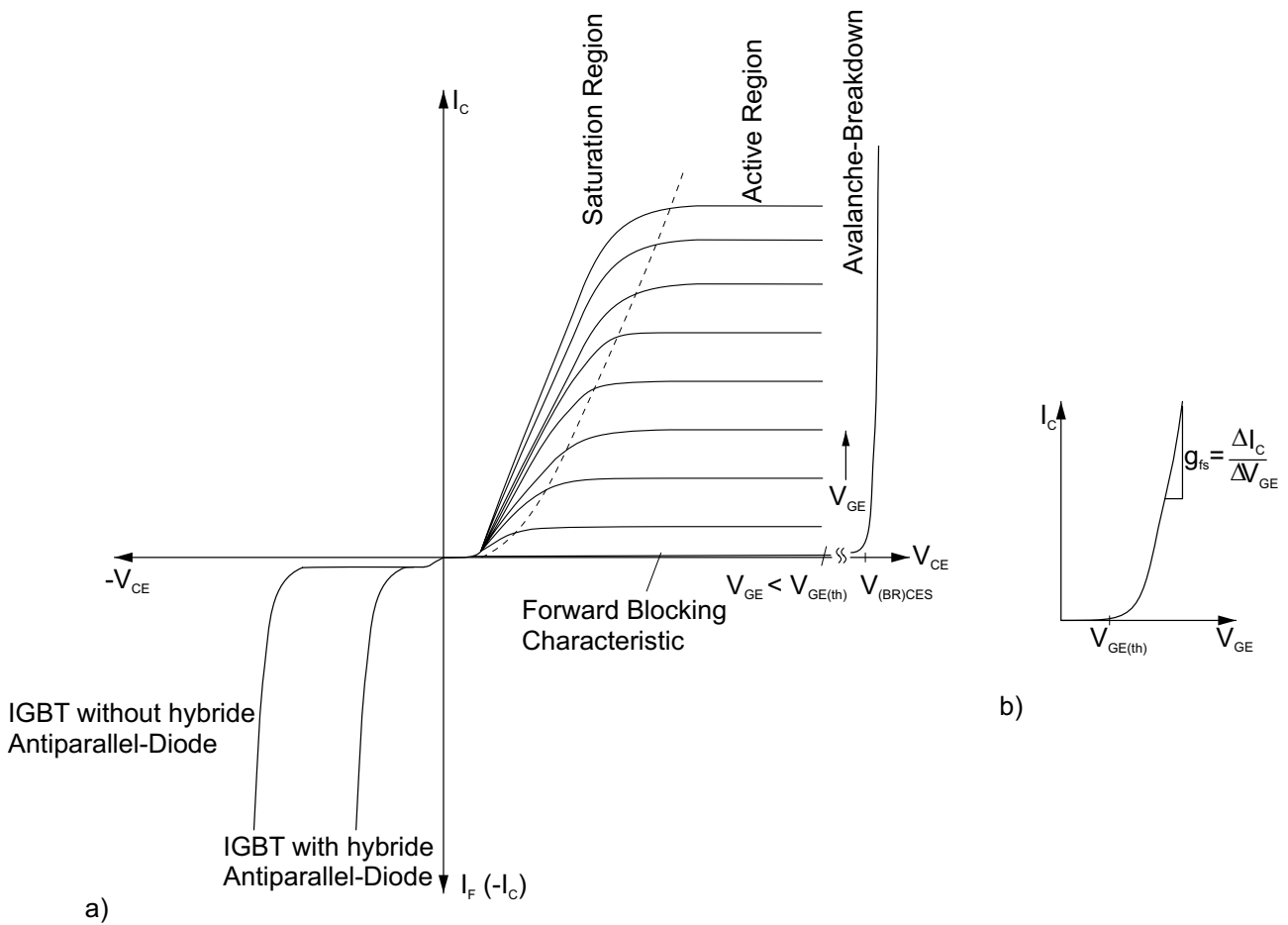


图 2.4.5 a) IGBT特性曲线(n通道增强型);  
b) 转移曲线  $I_C = f(V_{GE})$

稳定的开关状态是:

正向截止状态和雪崩击穿状态

当集电极-发射极的电压  $V_{CE}$  为正, 且栅极-发射极电压  $V_{GE}$  小于栅极-发射极的开启电压  $V_{GE(th)}$  时, 在 IGBT 的集电极和发射极之间仅有一个很小的集电极-发射极残余电流  $I_{CES}$ 。

这个残余电流  $I_{CES}$  随着电压  $V_{CE}$  的上升在开始阶段仅略微增加, 当  $V_{CE}$  大于某一特定的最高许可的集电极-发射极电压  $V_{CES}$  时, IGBT 的 PIN 结 (p<sup>+</sup>区/n 漂移区/n<sup>+</sup>外延生长区) 就会出现雪崩效应 (击穿电压  $V_{(BR)CES}$ )。从物理的角度来解释, IGBT 击穿电压  $V_{(BR)CES}$  对应了 IGBT 结构中 PNP 双极晶体管的击穿电压  $V_{CER}$ 。在雪崩现象时, 由集电极-基极二极管产生的放大电流可以通过开通的双极晶体管, 造成 IGBT 的损坏。基极和发射极因为金属化发射极是几乎被短路, 他们之间只有一个 p<sup>+</sup>区的横向电阻。

导通状态 (第1象限)

在集电极-发射极电压  $V_{CE}$  为正, 并集电极电流  $I_C$  也为正时, IGBT 处于正向导通状态。此时特性曲线包含两个部分:

### - 主动工作区

当栅极-发射极电压 $V_{GE}$ 略大于门限电压 $V_{GE(th)}$ 时,由于沟道电流的饱和效应,沟道会出现一个相对较高的电压(特性曲线的水平线)。此时集电极电流 $I_C$ 会受到电压 $V_{GE}$ 的控制。

我们用正向转移率 $g_{fs}$ 来描述图2.4.5 b)所示的转移特性。它的定义是

$$g_{fs} = \Delta I_C / \Delta V_{GE} = I_C / (V_{GE} - V_{GE(th)}).$$

转移特性在线性放大区域内的转移率随集电极电流 $I_C$ 和集电极-发射极的电压 $V_{CE}$ 增加而增加,并随着芯片的温度上升而减少。在由多个并联IGBT芯片构成的功率模块中,这一区域只是在开关过程中被经过,模块是不会稳定的工作在这个区域的,因为电压 $V_{GE(th)}$ 会随着温度的上升而下降,这样,芯片间的很微小的差异就能造成温度失衡。

### - 饱和区

在开关过程中,一旦电流 $I_C$ 只是由外部电路所决定,便处于所谓的饱和区(特性曲线很陡上升部分),也被称为导通状态。导通特性的主要参数是残余电压 $V_{CE(sat)}$ (集电极-发射极饱和电压降)。这时在IGBT的n-漂移区内充满了少数载子,所以IGBT的饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 相比MOSFET模块的通态压降要明显低的多。对大部分现在使用的IGBT模块饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 随着温度的升高而增加,但根据PT理论设计的IGBT的饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 在额定电流区域内随着温度的升高反而下降。

#### 反向特性(第3象限)

反向运行是指IGBT集电极端的pn结处于截止状态。因为不同的设计理念,在IGBT中的PIN二极管的截止电压仅在数十伏左右。为了提高IGBT的反向截止特性现在常常通过串联二极管构成混合型。在一些标准的应用场合中,反向导通的IGBT经常同并联反向快速二极管(逆向二极管)一起被使用。这样,这时IGBT反向导通特性就取决混合连接的逆向二极管的特性。我们将在2.4.2.3章进一步讨论。

### 2.4.2.2 开关特性

IGBT功率模块的开关特性是由它的内部结构,内部的寄生电容和内部和外接的电阻决定的。在理想状态我们只需要一个零功率的电压信号加在MOS基极,就可以启动开关。但在实际中在元器件内部电容存储的电荷必须释放,所以需要相同开关频率的驱动功率信号。另外,换流过程也受到寄生电感的影响。寄生电感存在于模块的端口回路中以及模块内部,以及连接晶体管芯片的连接线中。寄生电感所感应的瞬间过电压可能会和同晶体管内部的电容产生震荡,请参阅第五章。

IGBT模块的内部电容和电阻对模块开关特性的影响可以用下面说明来定性:

在IGBT被关断时,电容 $C_{GC}$ 很小,约等于电容 $C_{CE}$ 。在导通状态时,一旦栅极-发射极的电压超过集电极-发射极的电压,在栅极下的增强层扩大,电容 $C_{GC}$ 将快速增大。



在大多数的数据文件中给出了关断晶体管的小信号电容值 $C_{ies}$ 、 $C_{res}$ 和 $C_{oes}$  (见表2.4.2)。

	IGBT
输入电容	$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$
反馈电容 (米勒电容)	$C_{res} = C_{GC}$
输出电容	$C_{oes} = C_{GC} + C_{CE}$

表 2.4.2 IGBT的电容定义

然而，这些参数只能有限制的被用来计算IGBT的开关特性。例如，在晶体管开通的状态下 ( $V_{CE} < V_{GE}$ ) 输入和反馈电容增加很大。所以，在数据文件中给出了栅极电量曲线，它可以用来近似计算开关时间和栅极需求。见图2.4.7.。更深的解释请参考第3.3.3章节。

IGBT的开关特性可以被看成只有感性电阻负载的硬性开通和关断。也就是说，负载的时间常数 $L/R$ 远比开关的周期 $1/f$ 要大。

图2.4.6a)描述了集电极电流和集电极-发射极电压同栅极控制电压 $V_{GE}$ 的关系。图2.4.6b)描述了在硬性开通和关断时，工作点的移动， $i_c = f(v_{CE})$ 。因为功率MOSFET同IGBT在这点上只有很小偏差，所以图2.4.6b)是这两种元器件的解释图，关于MOSFET的特殊性将在第2.4.3.2章论述。

硬性开关的特点就是，在开通或关断很短的时间内，晶体管的电流和电压升高，因为在负载回路中，续流二极管阻止了因为电感而产生的电流突变：

- 在晶体管开通时，续流二极管只有在负载电流完全地换流到晶体管后，才能开始承受截止电压(关断)。因此，集电极电流必须先达到负载电流的幅度，然后才是集电极-发射极电压降落到通态压降值。
- 在晶体管关断时，续流二极管只有在它的极性为正扁后，才开始接续负载电流(开通)。这一条件的出现要求在集电极-发射极电压先达到换流电压的水平，然后才是集电极电流降到剩余电流值。

同所有晶闸管不同，晶体管在运行时，原则上不需要被动的缓冲网络，因为在开关过程中，在晶体管漂移区能形成一个动态截止层。

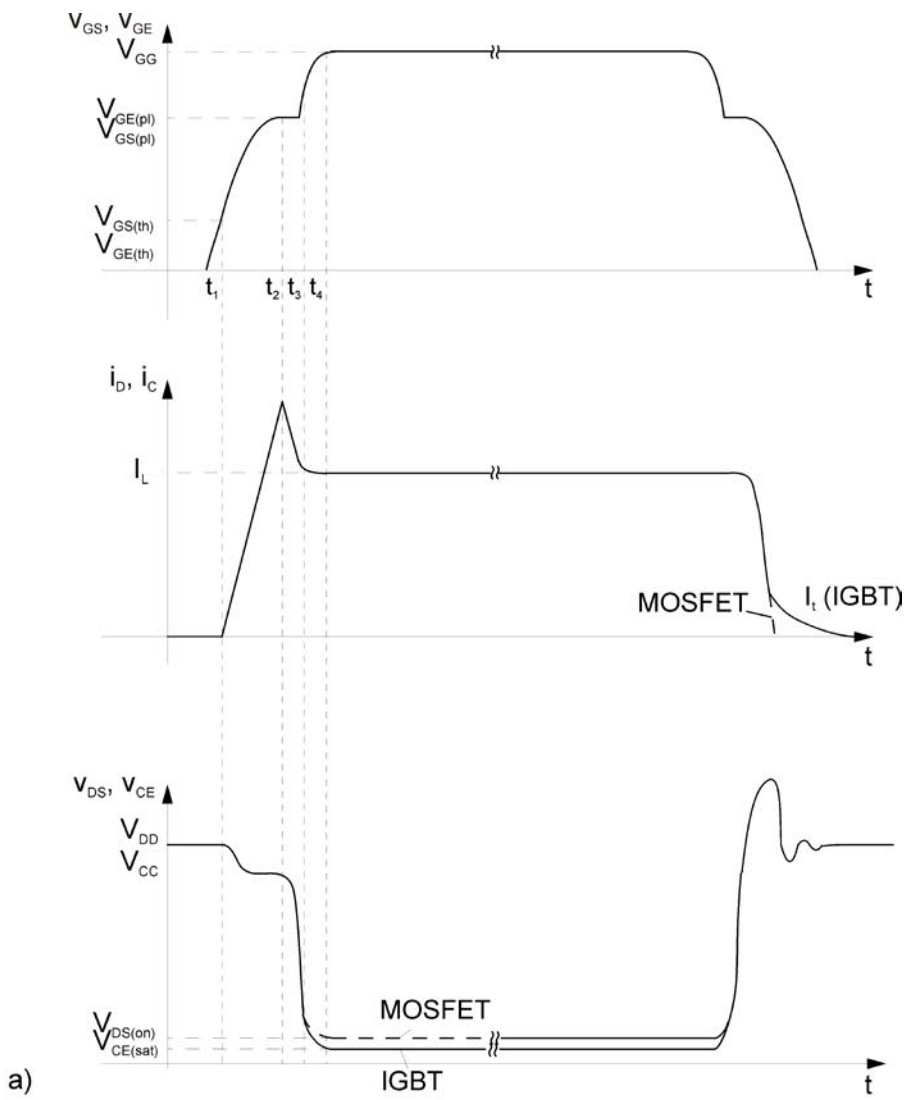
在晶体管产生的功耗为：

$$E_{on}, E_{off} = \int_{t_{on}, t_{off}} u \cdot idt$$

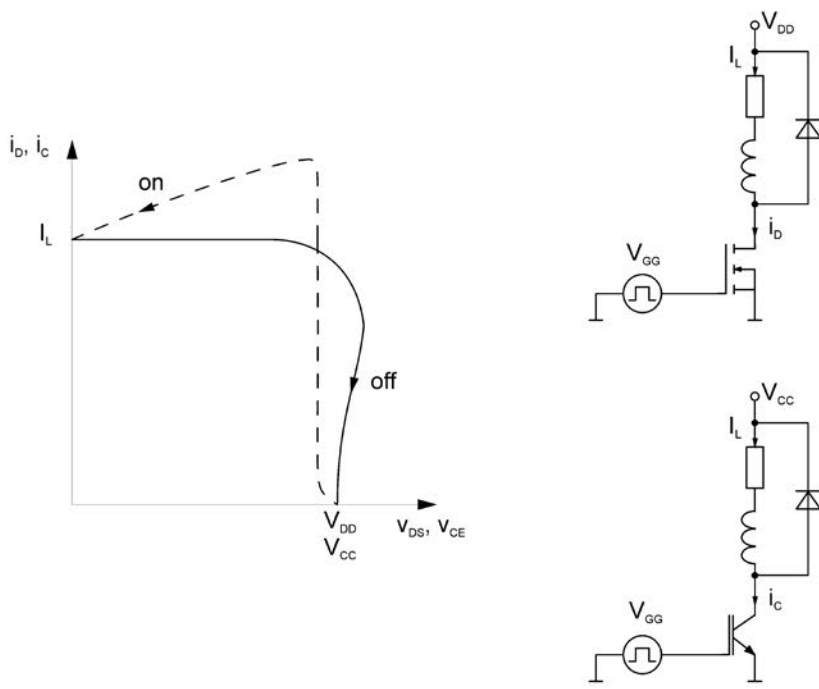
通过被动的缓冲网络(现在很少使用)能使工作点紧靠坐标轴。开关损耗被从晶体管转移到缓冲电路，大部分整体效率会下降。

除了受电流和电压以及开关时间限制外，晶体管的工作点移动还受到其他各种(非理想性的)因素的影响。所以，在数据文件中给出了适用于不同运行状态下安全运行区域(SOA)，见第3.3.4章。

除了晶体管和二极管的非理想性特性的影响，电流回路中一些被动元器件也会对功耗和工作点的移动造成很大影响。这在后面的第五章中讨论。



a)



b)

图 2.4.6 IGBT和MOSEFT在硬开关时的典型特性曲线 a) 电流和电压波形 b) 工作点移动曲线和测量电路

如图2.4.6所示，在IGBT开通后的数十纳秒内，集电极-发射极电压会迅速下降到某一数值，该数值对应了n-区的电压降。最后n-区充满了p集电极的正载流子。经过几百纳秒到几微秒IGBT的动态饱和电压 $V_{CE(sat)dyn}$ 降到通态压降值 $V_{CE(sat)}$ 。

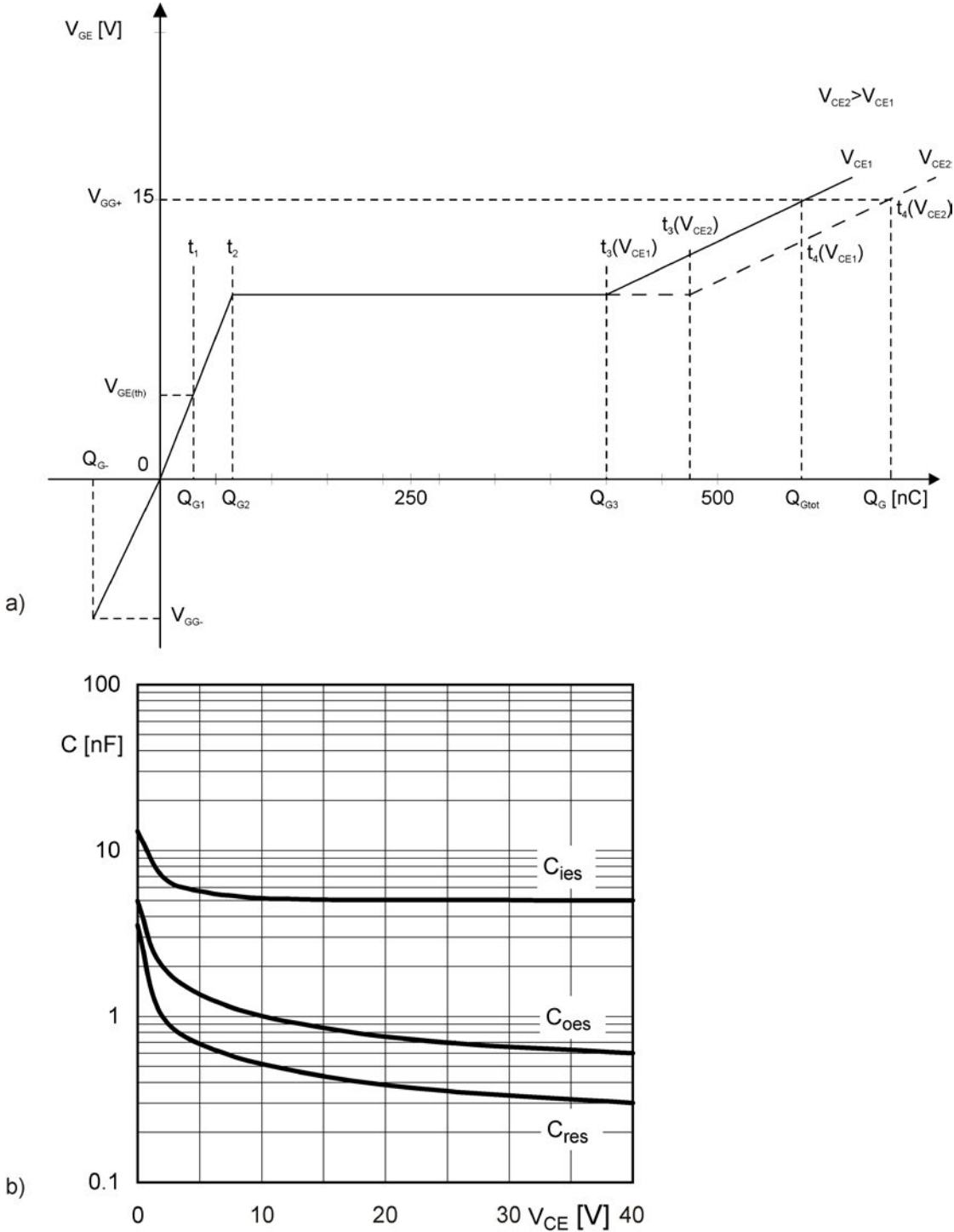


图 2.4.7 a) IGBT栅极电量曲线; b) IGBT小信号电容

开通: 0 到  $t_1$  时间段 (晶体管截止状态)

随着开通栅极电压，栅极电流 $i_G$ 开始流动。

在达到电荷量 $Q_{G1}$ 之前，电流 $i_G$ 对栅极电容 $C_{GE}$ 充电，栅极-发射极电压 $V_{GE}$ 按照一个时间常数上升，这个时间常数由IGBT的输入电容和栅极控制回路的电阻决定的。因为电压 $V_{GE}$ 小于门限电压 $V_{GE(th)}$ ，所以在这个时间段没有集电极电流。

### 开通: $t_1$ 到 $t_2$ 时间段 (集电极电流上升)

在达到门限电压  $V_{GE(th)}(t_1)$  后, 集电极电流开始上升, 同样, IGBT 的电压  $V_{GE}$  也上升, 因为在主动工作区中, 它同电流和电流上升率的关系为  $i_C = g_{fs} * V_{GE}$ 。这种状态一直到  $t_2$  时刻,  $V_{GE1} = i_C / g_{fs}$  (时刻  $t_2$ )。因为直到  $t_2$  时刻续流二极管才关闭, 所以在  $t_2$  时刻以前,  $V_{CE}$  不会降到额定值。在  $t_2$  时刻在基极的存储的电量为电量  $Q_{G2}$ 。

IGBT 所产生的大部分损耗出现在这个时间段中, 因为当电流  $i_C$  小于负载电流  $I_L$  时, 必须有一部分电流流过续流二极管, 而这时的集电极-发射极电压  $v_{CE}$  还没有在驱动电压  $V_{CC}$  的条件下, 下降到额定值。图 2.4.6 给出了电压  $V_{CC}$  和  $V_{CE}$  偏差, 这个偏差主要是由 IGBT 和换流回路中的寄生电感上的压差所引起的。

### 开通: $t_2$ 到 $t_3$ 时间段 (晶体管在主动区域开通, 平坦区)

随着续流二极管的关断, 电压  $V_{CE}$  开始下降。到  $t_3$  时刻已接近通态压降  $V_{CE(sat)}$ 。在  $t_2$  到  $t_3$  时间段中, 集电极电流同栅极控制电压还保持转移率的关系, 所以电压  $v_{CE}$  几乎保持一个固定值。在电压  $v_{GE}$  下降过程中基极电流向米勒电容  $C_{CG}$  充电, 充电量为  $(Q_{G3} - Q_{G2})$ 。在  $t_3$  时刻在基极的电荷量为  $Q_{G3}$ 。

经过换流全部负载电流  $I_L$  流过 IGBT 时, 续流二极管进入截止状态。因为续流二极管的延迟时间, 在续流二极管进入截止时, IGBT 的集电极电流  $i_C$  还会保持上升, 使二极管的反向电流  $I_{RRM}$  超过电流  $I_L$ 。这使二极管中的截止延迟电荷量  $Q_{rr}$  下降。(请参照第 3.3 章节的解释和定义)

### 开通: $t_3$ 到 $t_4$ 时间段 (饱和区)

IGBT 在  $t_3$  时刻被完全开通, 它的工作点通过了主动区开始进入饱和区。电压  $V_{GE}$  同电流  $i_C$  不再通过转移率  $g_{fs}$  有联系。此时, 栅极增加的电荷量  $(Q_{Gtot} - Q_{G3})$  使栅极电压进一步上升, 只至达到  $V_{GG}$ 。集电极-发射极电压  $v_{CE}$  虽然快速上升, 但还没有达到它的稳定导通值  $V_{CEsat}$ 。它根据电压  $V_{GG}$  和电流  $i_C$  的大小, 同  $n$ -漂移区的载流子一起, 一般需要几百纳秒或几微秒时间来调整。这个达到动态饱和和  $V_{CE(sat)dyn} = f(t)$  的时间, 就是(双极的)过溢的载流子(导通离子)通过 IGBT  $n$ -漂移区所必须的时间。

### 关断

我们可以把关断时理解成开通的反向工作流程形式, 在基极的电荷  $Q_{Gtot}$  必须通过控制电流释放掉。首先内部电容释放电荷, 这些电荷在流通区域内被清除。所以, 在这个区域内, 中性干扰会很快被消除, 集电极电流在开始阶段下降很快。当发射极电流在  $n$  区被关断后,  $n$ -漂移区内还有大量由 IGBT 集电极注入的  $p$  载流子。它们必须通过再结合或者反注入的方式被清除。这就产生了集电极的拖尾电流。这个拖尾电流会同加在集电极-发射极电压有几微秒的重合, 它就决定了 IGBT 作为硬性开关的功率损耗的形状和长度。

图 2.4.6 中给出了在关断后电压  $v_{CE}$  产生上冲并超过电压  $V_{CC}$ , 造成的主要原因是换流电路内的寄生感应电感和 IGBT 在关闭时增加的电流变换率  $di_C/dt$ 。当晶体管构成的开关同理想的硬性开关相差越大(比如在换流电路中的感应元素), 基极-发射极电压波形的台阶就越模糊。在用续流二极管构成的硬性开关特性是非常复杂的。

### 2.4.2.3 IGBT发展动向

自从IGBT问世以来，按照它的原理在不同场合被应用。在第2.1章给出了IGBT芯片的发展目标，IGBT的发展是按照不同的路径和芯片技术进行的。不论是通过减少芯片面积来降低成本，还是提高特性使之更接近物理的理想值，IGBT的发展都不外乎通过下面三个基本途径：

- 简化单元结构/减少芯片面积/提高电流密度
- 减少新片厚度
- 提高芯片可靠工作的温度

每一个IGBT的理念是，必须根据主要用途，在各种不同的，而且有时是矛盾的元件特性中选择折衷方案。例如，在图2.4.8所示：

- a) 在通态压降 $V_{CE(sat)}$ 和关断损耗 $E_{off}$ 之间，
- b) 在通态压降 $V_{CE(sat)}$ 和短路特性(SCSOA, 见第 3.3.4章节)之间

对于问题a)，根据最新的设计理念生产的元器件，例如，SPT+(ABB公司)，IGBT4(Infineon公司)和CSTBT(Mitsubishi公司)，可通过提高自由载流子在n发射极区的浓度来协调。缺点是大多数集电极电流在关断时下降太快，以致产生不良后果EMV等。对b)可通过减少芯片厚度或者引入低掺杂浓度截止层来改善。

决定IGBT特性好坏的是单元结构的精密度。它决定了MOS沟道对导通调制的影响。

图2.4.8 [文献15]给出了一个1200V槽沟栅极的IGBT，在温度 $T_j = 125^\circ\text{C}$ 时，电压 $V_{CE(sat)}$ 或者集电极电流密度 $J_{C(sat)}$ 同单元尺寸(相邻两个单元的基极中心的距离)的关系曲线。

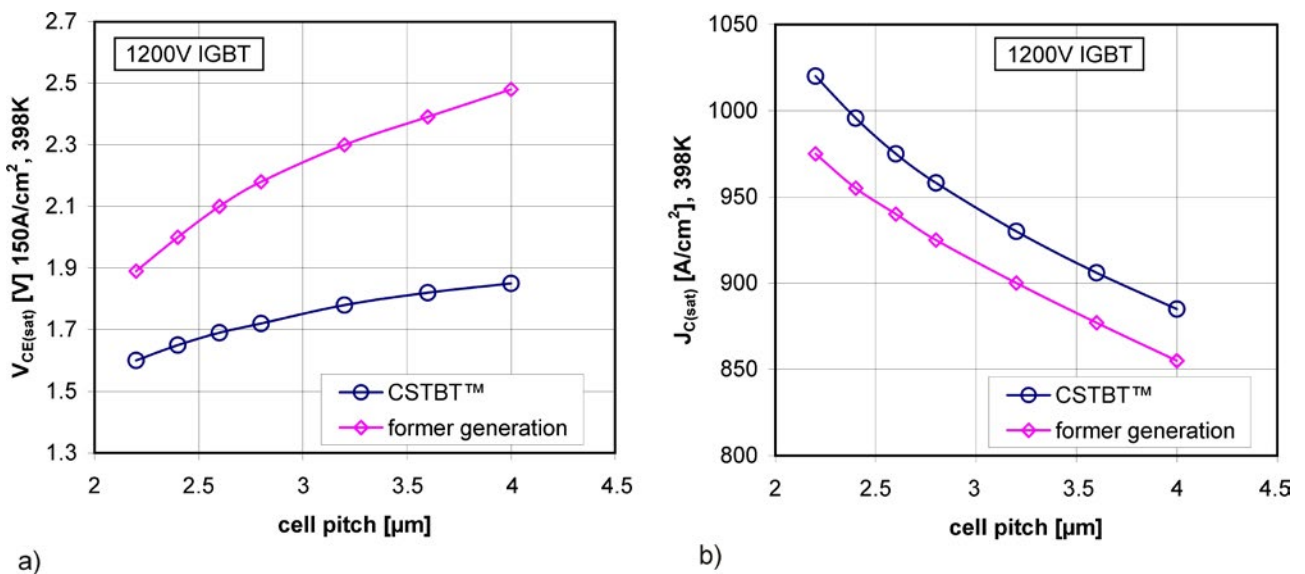


图 2.4.8 1200 V-IGBT在温度 $T_j = 125^\circ\text{C}$ 时 a) 电压 $V_{CE(sat)}$ 同间距关系 b) 电流密度 $J_{C(sat)}$ 同间距关系

图2.4.9给出了Infineon公司生产的1200 V/75 A 的IGBT元器件在不同发展年代的发展。

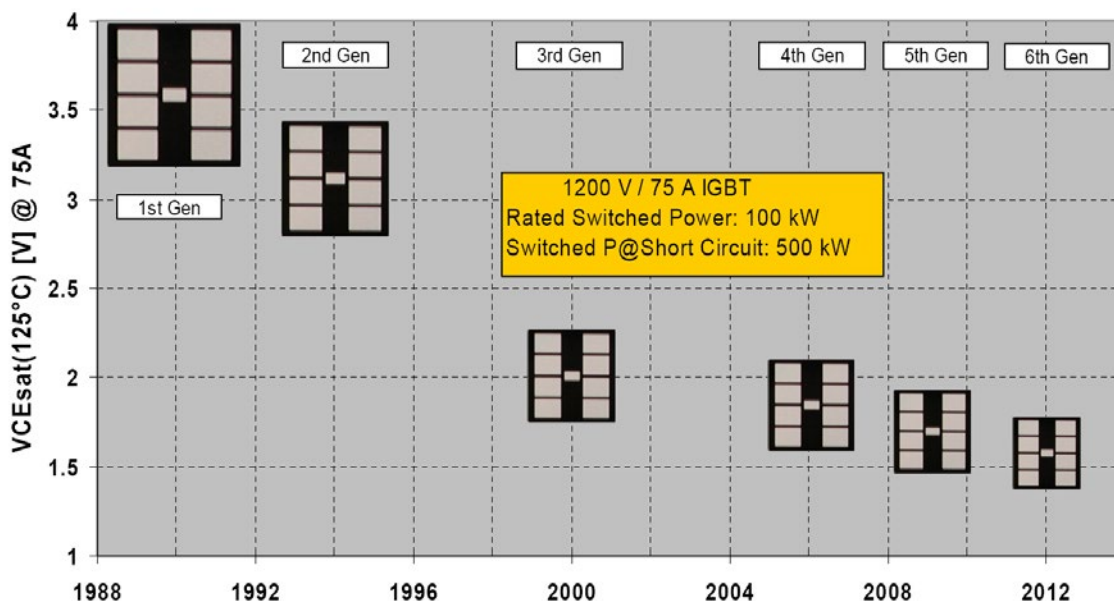


图 2.4.9 Infineon公司的1200V/75A的IGBT芯片的发展[文献16]

为了减低生产成本(冷却, 芯片面积)提高芯片的可靠工作温度是一个发展方向。例如, Infineon公司生产的1700V的IGBT4的可靠工作温度从150°C提高到170°C。下一代的可靠工作温度将会达到200°C。当IGBT的可靠工作温度的提高, 表示续流二极管(逆向二极管)的可靠工作温度也必须提高。它对其他的一些要求, 比如结构和连接等, 也相应的提高。见第2.5章。

下面的图片展示了IGBT的重要设计, 在后面我们会做简单的描述。更详细的解释请参考[文献17]。

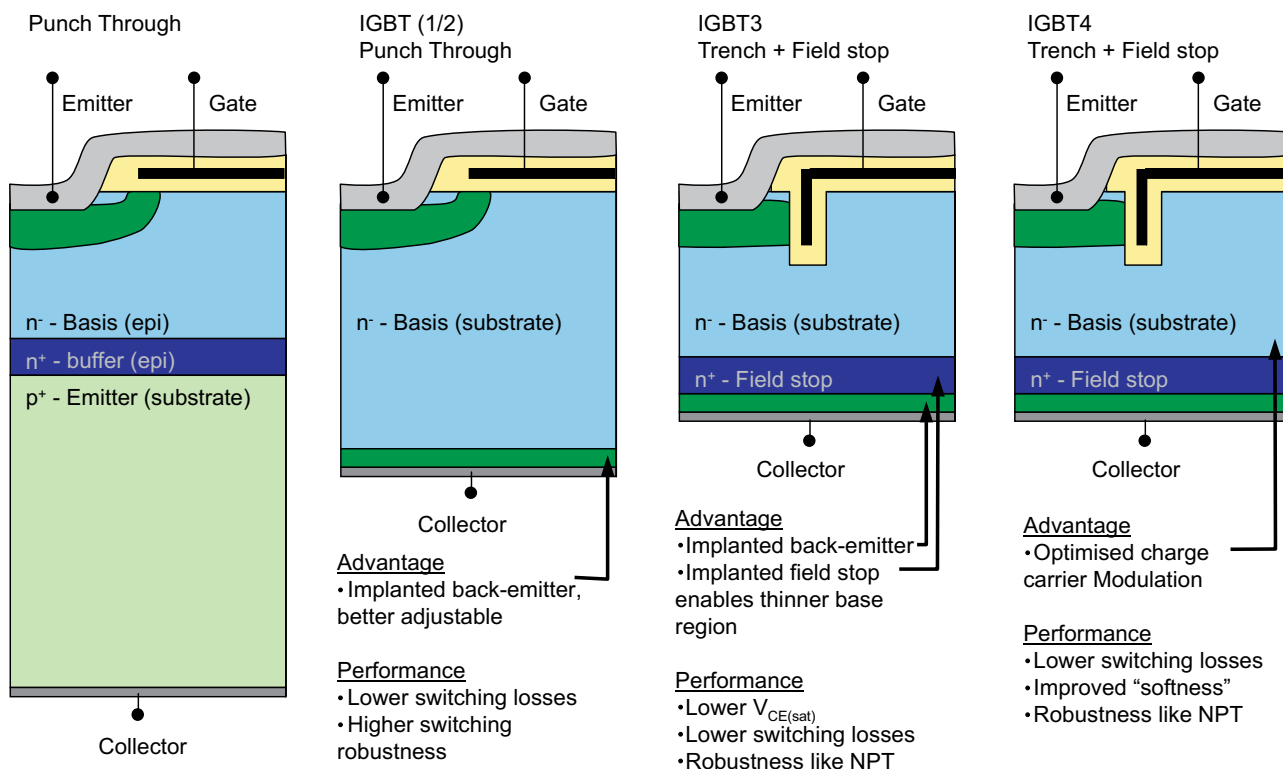


图 2.4.10 IGBT的基本原理结构 (根据[文献18])

### PT-设计(穿透型设计)

最早被开发出来到现在一直被使用的就是穿透型(PT)设计。它是使用 $p^+$ 基片板,通过外延生长技术制造出 $n^+$ 区和 $n^-$ 区。PT-IGBT也可使用沟槽栅极结构,如图2.4.10所示。在正向截止状态空间电荷区充满了整个 $n^-$ 区。为了使外延层相对高的截止电压保持尽可能的薄度,在 $n^-$ 区的边缘,通过高掺杂的 $n^+$ 型缓冲区,使电场降到零。

因为基板较厚和掺杂浓度较低,PT-IGBT在 $n^+$ 漂移区的 $p^+$ 层有很高的发射效率。PNP晶体管的放大倍数通过基极传输系数( $n^-$ 漂移区, $n^+$ 缓冲区)被减小。通过附加的再结合层(例如,通过掺杂金属金或者电子辐射)可以减小在 $n^+$ 区的载流子寿命。空穴电流占总电流的40%到45%。

### NPT-设计(非穿透型设计)

在稍后的时间,很多制造商开始采用了非穿透型设计生产(NPT)IGBT。它的基板是很薄掺杂浓度很低的 $n^-$ 硅片,采用移植技术,在背面形成集电极 $p^+$ 区。 $n^-$ 漂移区做的很宽,以致在最高许可耐压时,电场在 $n^-$ 漂移区被完全削弱到零。相对PT设计,电场不会穿透 $n^-$ 漂移区。

NPT-IGBT模块有一个很薄的集电极 $p^+$ 发射区,使PNP晶体管达到一个较低的发射效率( $\gamma_E = 0.5$ )。通过降低载流子寿命来降低基极传输系数对NPT-IGBT是不必要的。空穴电流占全部电流的20%到25%。NPT-IGBT的饱和电压同PT-IGBT正相反,同温度成正比。这提高了芯片中的单元之间和并联的芯片之间的电流分布平衡。作为硬性开关,它的开关时间相对要小,而且受温度的影响要低,通过内部电流限制可以很好的切断过载电流。现在赛米控(SEMIKRON)公司在老的NPT-IGBT基础上生产新一代IGBT2。

### SPT 和SPT+ 设计(软穿透型设计)

SPT-IGBT(软穿透IGBT)是由ABB公司在NPT设计的基础上开发出来的。它也是以很薄的,掺杂浓度很低的 $n^-$ 硅片作为基板,采用移植技术,在背面形成集电极 $p^+$ 区,在这层的上面额外移植一层 $n^+$ 电场阻止层,如同在PT设计中,利用高掺杂浓度的 $n^+$ 半导体作为缓冲层来减少漂移区的厚度的原理一样,使电场在 $n^-$ 漂移区的边缘被消除。这层不能像PT-IGBT中那样降低发射效率,而只能消除电场,所以它的掺杂浓度没有在PT-IGBT那么高。

在同样的正向截止电流时,SPT-IGBT漂流区的厚度 $w_B$ 相对NPT-IGBT来说要薄,所以通态压降就小。同时它还保留其通态压降同温度的正比的特性和高的坚固性。图2.4.11给出了这三种,既PT-IGBT, NPT-IGBT和SPT-IGBT的结构示意图。



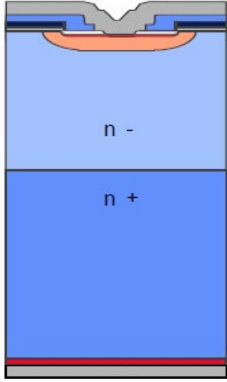
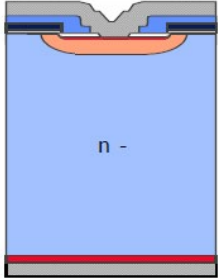
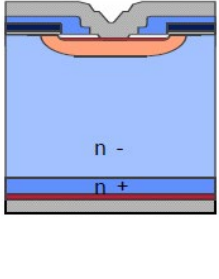
	Punch Through (PT)	Non - Punch Through (NPT)	Soft Punch Through (SPT)
Structure			
Features	Some devices show snappy turn-off at high $V_{DC}$	Positive temperature coefficient of on-state Extremely rugged	Positive temperature coefficient of on-state Extremely rugged Low losses
Material	Epitaxial	Float Zone	Float Zone

图 2.4.11 PT-IGBT, NPT-IGBT和SPT-IGBT的结构示意图

另一个开发出的产品是SPT+结构(图2.4.12)。它是在n-漂移区内p沟槽的外围产生一层n-半导体层,影响少数载流子(空穴)在导通状态时流通。这就使发射极的载流子密度在导通状态时增高,从而在不损失开关特性的情况下,降低了通态压降。在n-半导体区和n-半导体漂移区的n--n结有一个约为0,17V的点压差,这个电压差影响了空穴的移动。为了保持中性电子从沟槽送出,自由载子的浓度升高。

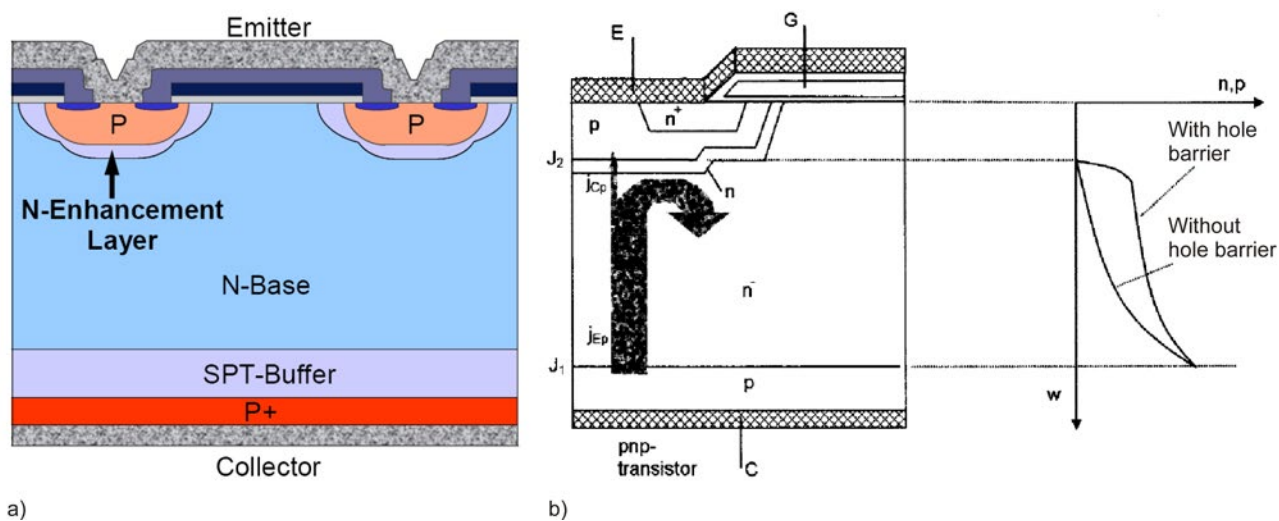


图 2.4.12 a) SPT+ IGBT 的结构 ; b) 载流子示意图[文献17]

带电场阻止层和沟槽栅极结构的**NPT**-设计

当今使用最广的IGBT芯片就是用NPT型, 但通过增加电场阻止层和采用垂直的沟槽设计来完善的(图2.4.10)。

它也是以很薄的、掺杂浓度很低的n-硅片作为基板, 采用移植技术, 在背面形成集电极p+区, 在这层的上面额外移植一层n+电场阻止层。如同在PT设计中, 利用高掺杂浓度的n+半导体作为缓冲层来减少漂移区的厚度的原理一样, 使电场在n+漂移区的边缘被消除。这层不能像PT-IGBT中那样降低发射效率, 而只能消除电场, 所以它的掺杂浓度没有在PT-IGBT那么高。



在同样的正向截止电流时，SPT-IGBT漂移区的厚度 $w_b$ 相对NPT-IGBT来说要薄，所以通态压降就较小。同时它还保留其通态压降同温度的正比的特性和较高的坚固性。在关断时，同没有电场阻止层的IGBT相对比，有阻止层的IGBT拖尾电流开始时较高，但很快会下降。

垂直的栅极沟槽设计是指栅极垂直的立在IGBT内p区的沟道内。因为增大了硅片的有效面积，所以更容易控制沟道的截面面积，并能实现更小的沟道电阻。在给定的硅片面积时，单元的面积可以做的更小，就能进一步使IGBT实现承受更高的电流密度，更小的通态功耗，更好的抗锁定性，更小的整体功耗和承受更高的耐压。

到目前为至，由Infineon公司生产的最新一代的IGBT4比它上一代的IGBT3进一步减小了单元间距(相邻两个单元的基极间距)，也就是芯片“收缩”了。通过芯片的优化和减小厚度，芯片的静态和动态特性都有所提高。较小的芯片也会带来较高的热敏电阻 $R_{th(j-c)}$ 和 $R_{th(j-s)}$ 。在提高元器件功率的同时，元器件可靠工作温度也得到提升，例如IGBT4的可靠工作温度为 $175^{\circ}\text{C}$ ，而IGBT3只有 $150^{\circ}\text{C}$ 。对于不同的要求可以调整到不同的静态和动态特性：

- IGBT4 T4: 在额定电流值从10A到300A时，模块有特别短的开关时间。
- IGBT4 E4: 在额定电流值从150A到1000A时，模块有特别小的导通损耗和开关损耗。
- IGBT4 P4: 在额定电流值超过900A时，大电流IGBT模块有软恢复特性和特别低的导通损耗。

赛米控公司(SEMIKRON)目前生产新一代IGBT4芯片T4和E4，来取代上一代IGBT3的产品。

### CSTBT设计

Mitsubishi公司把在漂移区上部分建立空穴屏障同沟槽栅极结构结合，生产出存储势垒沟槽栅极双极晶体管(Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor, CSTBT)。如图2.4.13。它以前也被称为注入式增强栅极晶体管(Injection Enhanced Gated Transistors, IEGT)。这种IGBT因为空穴屏障，原理如同在SPT+设计中所描述的，提高了在n发射极的载流子注入率。这层n掺杂的半导体层同沟槽结构一起，在p半导体层下面。在屏蔽层的下方，聚集了带正电的载流子，它有效的促使从沟道输出电子，这样就使自由载子的浓度提高。

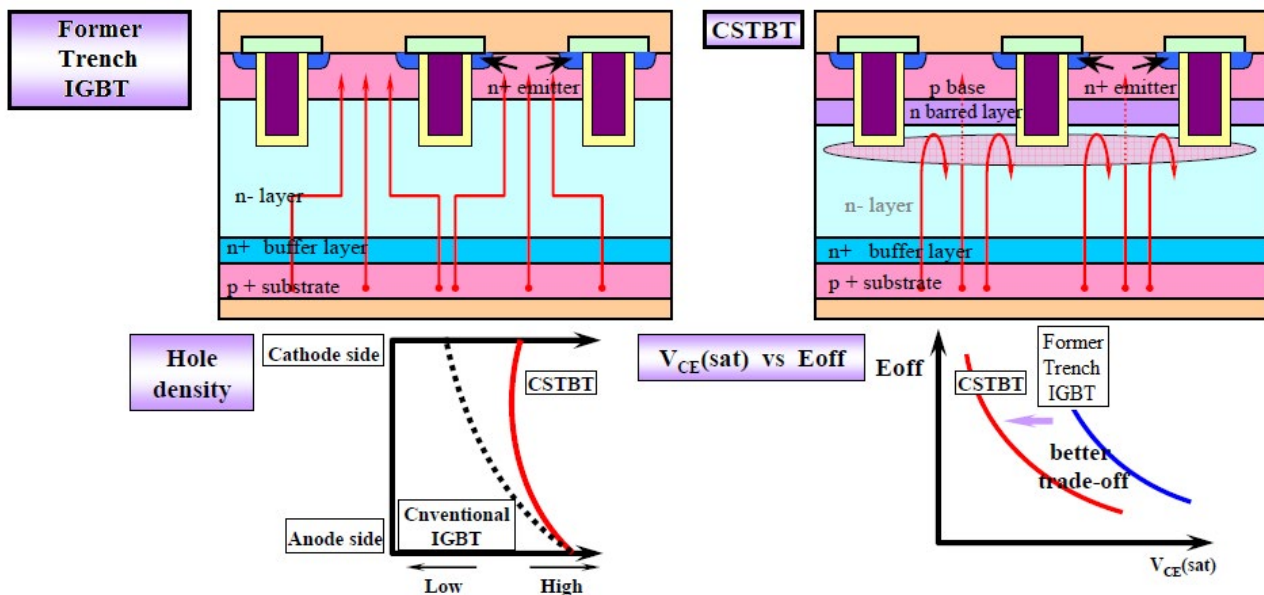


图 2.4.13 沟槽栅极结构IGBT和CSTBT示意图

另外，Mitsubishi公司还把CSTBT同NPT技术结合起来，通过外延生长技术，用廉价的薄硅片替代单晶材料。

### 插入单元(Plugged Cells)

不是每个单元单独的被连接，而是用在栅极部位的多晶硅，经过发射极金属化被短路连接。(plugged cells:插入单元)。这样可使IGBT的特性进一步改善。提高单元间的间距和减小p区域大小，能使发射极的载流子浓度大幅度提高，它对通态压降产生很大影响，通过这些措施而升高的电压差降在沟道区域[文献22]。它带来的另一个好处是相对传统的IGBT降低了短路时的集电极电流。

### RC-IGBT(逆导IGBT)

逆导IGBT(Reverse Conducting IGBT, RC-IGBT)被不同的制造商生产和发展，这时IGBT和二极管模块能承受同样的电流密度的冲击。它发展的目标是取代反向并联的续流二极管，并有下列优势：

- 提高了单位面积的功率
- 改善了并联连接效果
- 加大了二极管和IGBT的电阻比值  $R_{th(j-c)}$
- 减少了芯片的温度脉动
- 提高了对最佳热敏模块设计的自由度

图2.4.14给出了一个ABB公司用SPT设计的RC-IGBT的原理图。IGBT的基本结构是在集电极的p区嵌入一个n型半导体材料。这样就如同增加了反向二极管的功能，MOSFET就增加了反向导通性。

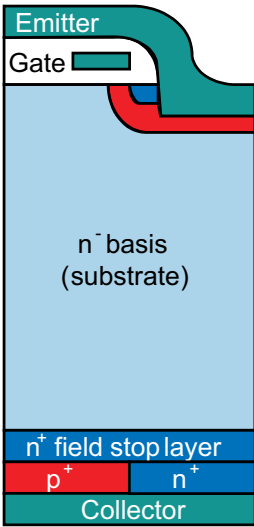


图 2.4.14 RC-IGBT的结构 [文献23]

从IGBT  $p^+$ 集电极区注入的空穴肯定会产生小的电压和电流。通过不同结构形式的措施将在整个工作温度区域达到较小功耗和二极管软性恢复特性，避免锁定效应。这样就需要和准确的调整 $p$ 区以及 $p^+/n^+$ 集电极区的掺杂浓度。为了取得一个较低的注入效果，单元设计的发射极不是高掺杂度的 $p^+$ 半导体，而是具有精巧结构的 $p$ 半导体区。通过移植或者是质子照射来控制 $p$ 载流子，就能在对电压没什么太大的影响下，降低二极管的关断损耗和IGBT的功耗。进一步的降低二极管的关断损耗的可能性是引进MOS控制的二极管(Bimode Insulated Gate Transistor BIGT)。

当今RC-IGBT的耐压在600V到3300V。改进的主要问题是二极管的关断特性。

### ESBTs

在较高开关频率和较高电压使用的发射极开关双极晶体管(Emitter Switched Bipolar Transistor, ESBT)不是IGBT，而是一个npn双极型晶体管和单片功率MOSFET级联电路。图2.4.15 给出了他的结构和等效电路。

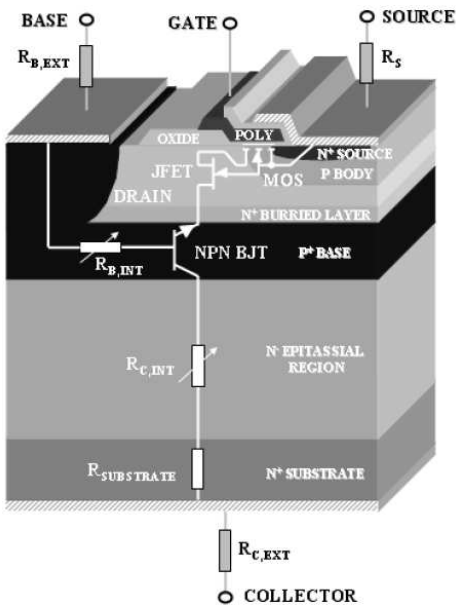


图 2.4.15 ESBT的结构和等效电路[文献24]

在八十年代就有用零散元件和混合集成电路，把一个低压MOSFET和高压的双极晶体管连接，构成共栅共源电路。MOSFET在双极晶体管的发射极回路中(串联结构)。在开通状态时，双极晶体管和MOSFET导通。所以ESBT的通态压降就是低压MOSFET和高压的双极晶体管导通时电压降的总和。

通过MOSFET的栅极来控制ESBT，双极晶体管的基极总是通过一个电阻，与一个电压源相连。在关断时，MOSFET断开了在双极晶体管发射极回路，集电极电流在关断时，经过基极流到驱动电压源，直到所有存储在双极晶体管内的电荷被释放掉或被再结合，集电极电流就停止。因为发射极在MOSFET关断时被断开，所以不会产生对双极结构的二次击穿，RBSOA的极限值范围(见第3.3.4章)相比基极电流控制的开关要大，直到二极管的集电极-基极电压达到极限值 $V_{CB0}$ 才关断。MOSFET的栅极控制信号只需要相对较小的驱动功率。

### 2.4.3 MOSFET功率模块

对低耐压的MOSFET模块来说，5%到30%的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 是由单元电阻构成。对高耐压的MOSFET，在几年前还有超过90%以上的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 来自n<sup>-</sup>外延区的电阻。一个功率MOSFET的 $R_{DS(on)}$ 同通态压降 $V_{(BR)DSS}$ 的关系为：

$$R_{DS(on)} = k \cdot V_{(BR)DSS}^{2.4...2.6}$$

其中k为材料常数，比如，在每平方厘米  $k = 8,3 \cdot 10^{-9} \text{ A}^{-1}$

导通压降为：

$$V_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)} \quad \text{其中 } I_D \text{ 为漏极电流。}$$

这表明对耐压超过400V的晶体管，它的通态压降远远超过同样耐压的IGBT。

从1999年开始利用补偿理论设计的MOSFET(超级注入型MOSFET，参见第2.4.3.3章节)，能使截止电压不在同n<sup>-</sup>区掺杂度有紧密联系，从而使阻抗明显降低。根据[文献25]，这种MOSFET的通态阻抗为：

$$R_{DS(on)} = k \cdot V_{(BR)DSS}^{1.3}$$

从公式可看出，通态压降对电阻的影响明显减小。

对于MOSFET的实际应用中的优势，是因为双极元件的纯电阻和没有门限电压的输出曲线。而单极MOSFET的优势在于，除了在开通时的少数载流子，电荷在移动过程中没有存储效应，所以开关切换迅速。

在实际的应用中，功率MOSFET特性受到现实的感应元素影响，为了更好的理解它的特性，我们给出它的结构原理图和等效电路图(图2.4.16)。

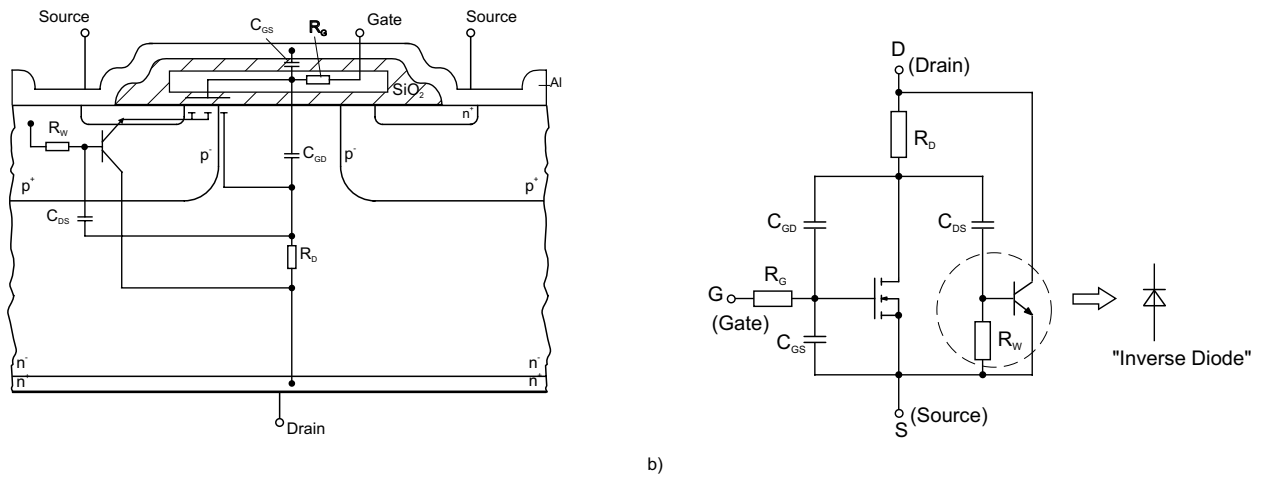


图 2.4.16 a) 功率MOSFET的结构和感应元素图; b) 等效电路图

表2.4.3 列出了图2.4.16中标出的感应电容和电阻的物理解释。

符号	名称	物理说明
$C_{GS}$	栅极-源极电容	栅极和源极的金属化部分的重叠形成。它同栅极电压有关，但同漏源电压无关。
$C_{DS}$	漏极-源极电容	n漂移区和p区之间的结电容。同单元面积、击穿电压和漏源电压有关。
$C_{GD}$	栅极-漏极电容	米勒电容，由栅极和n漂移区重叠形成。
$R_G$	内部栅极电阻	多晶硅栅极电阻。在多芯片并联的模块中，常常还有附加的串联电阻以减弱芯片间的震荡。
$R_D$	漏极电阻	n漂移区的电阻。占MOSFET导通电阻的大部分。
$R_W$	P区横向电阻	寄生NPN双极晶体管基极-发射极之间的电阻。

表 2.4.3 MOSFET内感应的元素

除了内部的电容和电阻，其等效电路含有一个理想的MOSFET，一个NPN晶体管：n<sup>+</sup>源区(发射极)/p<sup>+</sup>区(基极)/n漂移区(集电极)以及寄生NPN双极晶体管基极-发射极之间的电阻 $R_W$ 。电阻 $R_W$ 同寄生的双极晶体管的基极-集电极部分构成了反向二极管，使功率MOSFET的具有反向导通特性。

### 2.4.3.1 静态特性

图2.4.17 描述了有反向导通性(逆向二极管)的MOSFET特性曲线和转移曲线。

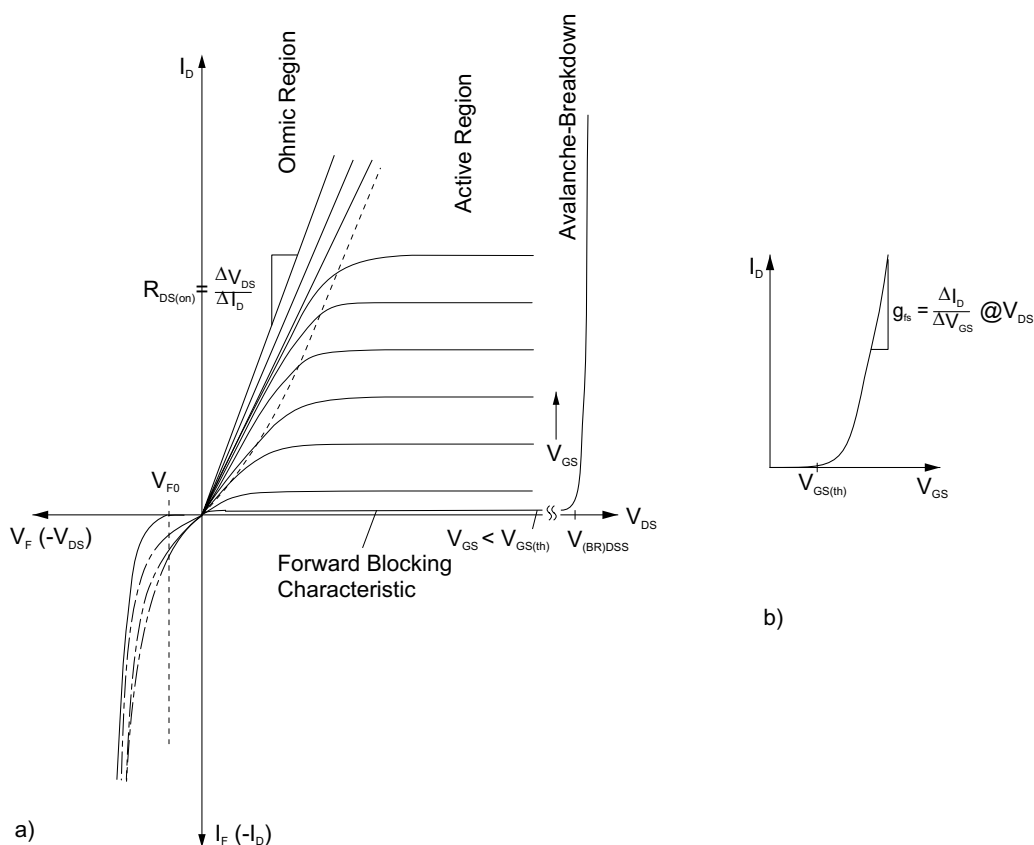


图 2.4.17 a) 功率MOSFET特性曲线 (n通道增强型)  
b) 转移曲线  $I_D = f(V_{GS})$

稳定的开关状态是:

正向截止状态和雪崩击穿状态

当集电极-发射极的电压  $V_{DS}$  为正, 且栅极-源极电压  $V_{GS}$  小于栅极-源极的开启电压  $V_{GS(th)}$  时, 在漏极和源极之间仅有一个很小的漏极-源极残余电流  $I_{DSS}$ 。这个残余电流  $I_{DSS}$  随着电压  $V_{DS}$  的上升在开始阶段仅略微增加, 当  $V_{DS}$  大于某一特定的最高许可的漏极-源极电压  $V_{DSS}$  时, MOSFET的PIN结(p<sup>+</sup>区/n-漂移区/n<sup>+</sup>外延生长区)就会出现雪崩效应(击穿电压  $V_{(BR)DSS}$ )。从物理的角度来解释, 击穿电压  $V_{(BR)DSS}$  对应了MOSFET结构中NPN寄生双极晶体管的击穿电压  $V_{CER}$ 。寄生双极晶体管是由n<sup>+</sup>源区 (发射极)/p<sup>+</sup>区 (基极)/n-漂移区/n<sup>+</sup>外延生长层-漏区(集电极)构成的。

在雪崩现象时, 由集电极-基极二极管产生的放大电流可以通过开通的双极晶体管, 造成MOSFET的损坏。基极和发射极因为金属化发射极几乎被短路, 它们之间只有p<sup>+</sup>区一个横向的电阻。通过各种设计措施, 例如, 减小MOSFET的尺寸, 均质单元阵列, 低阻抗的p区, 优化的边缘结构, 采用高水平的单晶等, 可以实现MOSFET的每个单元的穿透电流很小, 它既满足了材料的要求, 又不会使双极晶体管开通。在数据文件中, 对这种抗雪崩的MOSFET芯片, 给出了单脉冲或者连续周期的雪崩能量  $E_A$  (通过芯片的最高可靠工作温度来限制)。

当几个并联的MOSFET在功率模块中, 绝对的均衡是无法保证的, 它只能对单一芯片工作时, 保证在  $E_A$  能可靠工作。

**导通状态 (第1象限)**

在漏极-源极电压 $V_{DS}$ 为正, 并漏极电流 $I_D$ 也为正时, 此时特性曲线包含两个部分:

**主动工作区**

当栅极-源极电压 $V_{GS}$ 略大于门限电压 $V_{GS(th)}$ 时, 由于沟道电流的饱和效应, 沟道会出现一个相对较高的电压(特性曲线的水平线)。此时漏极电流 $I_D$ 会受到电压 $V_{GS}$ 的控制。我们用正向转移率 $g_{fs}$ 来描述图2.4.5b)所示的转移特性。它的定义是:

$$g_{fs} = \Delta I_D / \Delta V_{GS} = I_D / (V_{GS} - V_{GS(th)}).$$

转移特性在线性放大区域内的转移率随漏极电流 $I_D$ 和漏极-源极的电压 $V_{DS}$ 增加而增加, 并随着芯片的温度上升而减少。在由多个并联MOSFET芯片构成的功率模块中, 这一区域只是在开关过程中被经过。模块是不会稳定工作在这个区域的, 因为电压 $V_{GS(th)}$ 会随着温度的上升而下降, 这样, 芯片间的很微小的差异就能造成温度失衡。

**欧姆曲线区**

在开关的导通状态对应着欧姆曲线区(特性曲线很陡上升部分), 这时电流 $I_D$ 只是由外部电路所决定。导通特性是通过开通电阻 $R_{DS(on)}$ , 既漏极-源极的电压差 $V_{DS}$ 同漏极电流 $I_D$ 的比值, 来确定的。开通电阻 $R_{DS(on)}$ 同栅极-源极电压 $V_{GS}$ 和芯片的温度有关系, 当MOSFET的工作温度在25°C到125°C之间, 它的开通电阻 $R_{DS(on)}$ 会增加一倍。参考第3.4.3章节。

**反向特性 (第3象限)**

MOSFET的反向运行特性是指 $V_{GS} < V_{GS(th)}$ 时, 表现出一个类似二极管的特性曲线(见图2.4.17)。它的特性是由在MOSFET结构中, 在源极和漏极pn结形成的寄生二极管造成的(逆向二极管)。这样, MOSFET就成为一个双向电流的元器件, 当反向时由二极管确定MOSFET的反向导通特性。(图2.4.18)

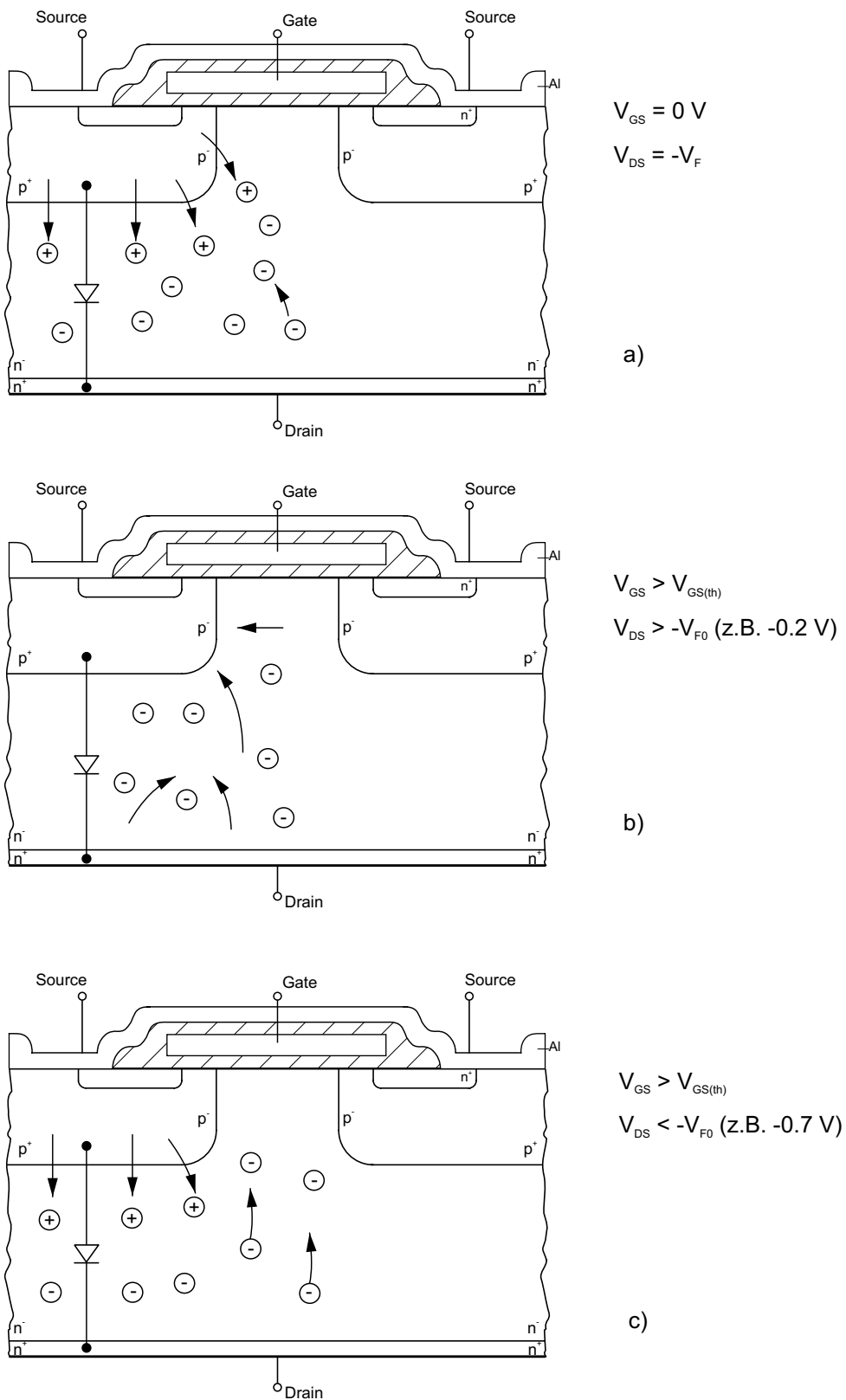


图 2.4.18 MOSFET 反向工作[文献26] ; a) 在关闭通道(双向电流流动); b) 在控制的通道和 $V_{DS}$  在小的负; c) 在控制的通道和 $V_{DS}$  在大的负值



这个双极性反向二极管可以运行到由MOSFET所给定极限值。在实际应用中，这个二极管会：

- 导致较大的通态损耗，这个损耗同MOSFET的损耗一起必须被热散发出去。
- 较差的关断特性和较低的dv/dt极限值。这就限制了它作为硬性开关的应用范围。

如图2.4.8所示，只要栅极-源极大于开启电压，MOSFET的沟道也能在漏极-源极电压为负值时，被控制到导通状态。

如果漏极-源极电压，例如，通过并联一个肖特基二极管，被保持在反向二极管的开启电压以下，则漏极-源极之间的反向电流为单极性的电子流(多数载流子)。它的关断特性相似MOSFET的特性，反向电流同电压 $-V_{DS}$ 和 $V_{GS}$ 有关(图 2.4.18b)。

在图2.4.18c中，当沟道受到导通的双极式反向二极管(漏极-源极电压高压门限电压)控制时，则会出现组合电流运行情况。与简单并联一个二极管的MOSFET相比，因为被注入的载流子还可以横向扩散，从而使得MOSFET的导电能力增加，导致了MOSFET的通态压降降低。

这个特性使MOSFET在低压电力系统被用到，比如用MOSFET制造的同步直流整流器来代替二极管直流整流器。当MOSFET在作为输出电压小于15V的开关部件，在反向二极管导通时，它的通态压降只有几十毫安伏，而相比传统的二极管整流器的几百毫安伏，极大的提高了效率。

### 2.4.3.2 开关特性

MOSFET功率模块的开关特性(开关速度，开关损耗)是由它的内部结构、内部的寄生电容和内部和外接的电阻所决定的。在理想状态我们只需要一个零功率的电压信号加在MOSFET的基极，就可以启动开关。但在实际中在元器件内部电容存储的电荷必须释放，所以需要相同开关频率的驱动功率信号。另外，换流过程也受到寄生电感的影响。寄生电感存在于模块的端口回路中以及模块内部，以及连接晶体管芯片的连接线中。寄生电感所感应的瞬间过电压可能会和同晶体管内部的电容产生震荡，请参阅第五章。

MOSFET模块的内部电容和电阻对模块开关特性的影响可以用下面说明来定性：

在MOSFET被关断时，电容 $C_{GD}$ 很小，约等于电容 $C_{DS}$ 。

在导通状态时，一旦栅极-源极的电压超过漏极-源极的电压，在栅极下的增强层扩大，电容 $C_{GD}$ 将快速增大。

在大多数的数据文件(3.4.3章)中给出了，关断的晶体管的小信号电容 $C_{iss}$ 、 $C_{rss}$ 和 $C_{oss}$ 。(见表2.4.4)。

	功率MOSFET
输入电容	$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$
反向电容(米勒电容)	$C_{rss} = C_{GD}$
输出电容	$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$

表 2.4.4 功率MOSFET内电容的定义

然而，这些参数只能有限的被用来计算开关特性。原因在论述IGBT已经阐述。MOSFET的开关特性可以被看成只有感性电阻负载的硬性开通和关断。也就是说，负载的时间常数 $L/R$ 远比开关的周期 $1/f$ 要大。图2.4.19给出了漏极电流和漏极-源极电压的波形，可以参考前面的关于IGBT的论述。

除了晶体管和二极管的非理想性特性的影响，电流回路中一些被动元器件也会对功耗和工作点的移动造成很大影响。这在后面的第五章中讨论。

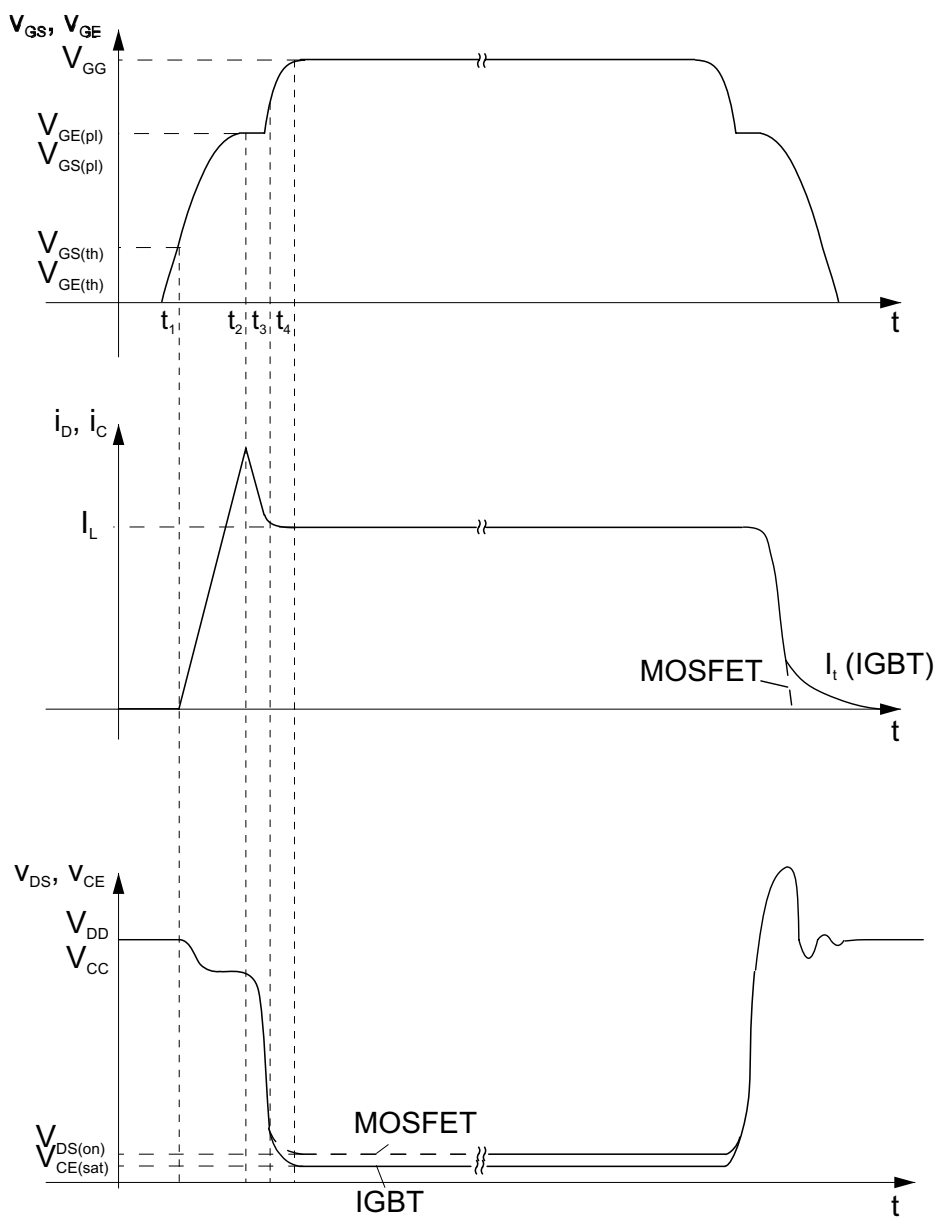


图 2.4.19 IGBT和MOSFET在硬开关时的典型特性曲线(电流和电压波形)

## 开通

如图2.4.19所示，如同IGBT，在MOSFET开通后的数十纳秒内，漏极-源极电压会迅速下降到通态压降值：

$$V_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)}$$

*开通: 0 到  $t_1$  时间段 (晶体管截止状态)*

随着开通栅极电压，栅极电流 $i_G$ 开始流动。在达到电荷量 $Q_{G1}$ 之前，电流 $i_G$ 对栅极电容 $C_{GS}$ 充电，栅极-发射极电压 $V_{GS}$ 按照一个时间常数 $\tau$ 上升，这个时间常数由MOSFET的输入电容和栅极控制回路的电阻决定的。因为电压 $V_{GS}$ 小于门限电压 $V_{GS(th)}$ ，所以在这个时间段没有漏极电流。

*开通:  $t_1$  到  $t_2$  时间段 (漏极电流上升)*

在达到门限电压 $V_{GS(th)}(t_1)$ 后，漏极电流开始上升，同样，MOSFET的电压 $V_{GS}$ 也上升，因为在主动工作区中，它同电流和电流上升率 $g_{fs}$ 的关系为 $I_D = g_{fs} \cdot V_{GS}$ 。这种状态一直到 $t_2$ 时刻， $V_{GS1} = I_D / g_{fs}$  (时刻 $t_2$ )。因为直到 $t_2$ 时刻续流二极管才关闭，所以在 $t_2$ 时刻以前， $V_{DS}$ 不会降到额定值。在 $t_2$ 时刻时在基极存储的电量为电量 $Q_{G2}$ 。

MOSFET所产生的大部分损耗出现在这个时间段中，因为当电流 $i_D$ 小于负载电流 $I_L$ 时，必须有一部分电流流过续流二极管，而这时的集电极-发射极电压 $V_{DS}$ 还没有在驱动电压 $V_{DD}$ 下降，图2.4.19给出了电压 $V_{DD}$ 和 $V_{DS}$ 偏差，这个偏差主要是由MOSFET和换流回路中寄生电感上的电压差所引起的。

*开通:  $t_2$  到  $t_3$  时间段 (开通晶体管在主动区域)*

随着续流二极管的关断，电压 $V_{DS}$ 开始下降。到 $t_3$ 时刻已接近通态压降 $V_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)}$ 。在 $t_2$ 到 $t_3$ 时间段中，漏极电流同栅极控制电压还保持转移率的关系，所以电压 $V_{GS}$ 保持一个固定值。在电压 $V_{DS}$ 下降过程中栅极电流 $i_G$ 向米勒电容 $C_{DG}$ 充电，充电量为 $(Q_{G3} - Q_{G2})$ 。在 $t_3$ 时刻时在基极的电荷量为 $Q_{G3}$ 。

经过换流全部负载电流 $I_L$ 流过MOSFET时，续流二极管进入截止状态。因为续流二极管的延迟时间，在续流二极管进入截止时，MOSFET的漏极电流 $i_D$ 还会保持上升，使二极管的反向电流 $I_{RRM}$ 超过电流 $I_L$ 。这使二极管中的截止延迟电荷量 $Q_{rr}$ 下降。(请参照第3.4.2章节的解释和定义)

*开通:  $t_3$  到  $t_4$  时间段 (欧姆区)*

MOSFET在 $t_3$ 时刻被完全开通，它的工作点通过了主动区开始进入欧姆区。电压 $V_{GS}$ 同电流 $I_D$ 不再通过转移率 $g_{fs}$ 有联系。此时，栅极增加的电荷量 $(Q_{Gtot} - Q_{G3})$ 使栅极电压 $V_{GS}$ 进一步上升，只至达到 $V_{GG}$ 。

## 关断

我们可以把关断时理解成开通的反向工作流程形式，在栅极的电荷 $Q_{Gtot}$ 必须通过控制电流释放掉。与IGBT不同，功率MOSFET模块在原则上不必一定需要一个负的栅极电压，而当电源 $V_{GS}$ 为零时就行。见第五章。

在MOSFET关断时，首先内部电容释放电荷，这些电荷在流通区域内被清除。所以，在这个区域内，中性干扰会很快被消除，漏极电流在开始阶段下降很快。图2.4.19中给出了在关断后电压 $V_{DS}$ 产生上冲，并超过电压 $V_{DD}$ ，造成的主要原因是换流电路内的寄生感应电感和MOSFET在关闭时增加的电流变换率 $di/dt$ 。

同MOSFET一样，当晶体管构成的开关同理想硬性开关相差越大，栅极-源极电压波形的台阶就越模糊。在用续流二极管构成的硬性开关特性是非常复杂的。

### 2.4.3.3 MOSFET现状和发展

在现代功率电子学中，如图2.4.2所示的垂直结构已被广泛使用，栅极和源极接口在芯片的上面，而底面是漏极的接口。负载电流从外部垂直流过芯片。在八十年代初期开始使用的VDMOSFET(垂直双向扩散MOSFET)到现在还在被使用和发展改进，例如，在朝着减小单元尺寸方向改良。根据实际使用的重点在低压或高压，使功率MOSFET朝着两个截然不同的结构方向发展：

#### 沟槽栅极MOSFET

图2.4.20给出了一个典型的沟槽栅极结构的MOSFET，它是1997年问世的。

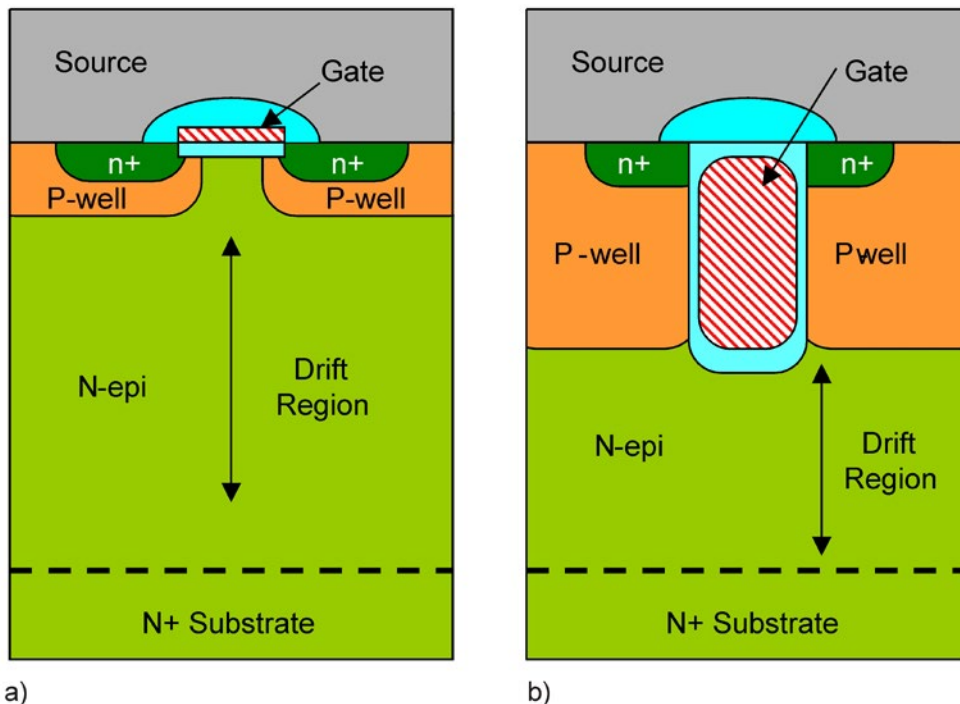


图 2.4.20 a) 传统VDMOSFET ; b) 沟槽栅极MOSFET [文献27]

沟槽技术的发展是为了使电子通过的n型漂移区变小，把绝缘好的栅极板垂直植入芯片。在低压区域这种MOSFET电阻 $R_{DS(on)}$ 比传统结构的MOSFET小很多。

#### 超级注入式MOSFET

在本章开始时提到了在降低电阻 $R_{DS(on)}$ 会引起击穿现象，为了解决这个问题，1999年Infineon公司发明了CoolMOS，它是第一代超级注入式MOSFET。

超级注入式元器件利用补偿原理制成，这个MOSFET一般是在500V到1000V的耐压范围使用。图2.4.21 给出了CoolMOSFET的原理示意图。

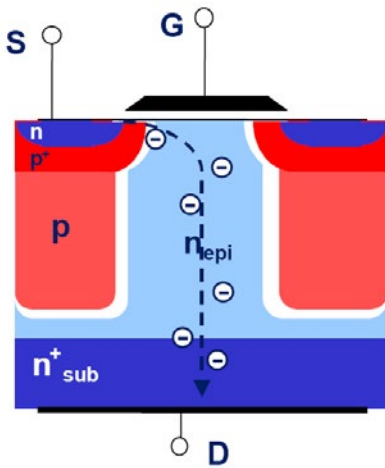


图 2.4.21 超级注入MOSFET的原理示意图(CoolMOSFET)[文献25]

通过多次外延生长步骤或者单面扩散技术，在  $n$ -漂移区中形成高掺杂的  $p$  导通柱，它同  $p$  区相连接。掺杂浓度正好同  $n$  掺杂的漂移区互补，达到一个很低的有效掺杂结果。

在截止状态场强几乎为四方形，它能承受最高的电压，当然也同  $n$ -漂移区的厚度有关。漂移区的掺杂浓度可以以现有的技术尽可能的提高，它将通过高掺杂的  $p$  导通柱中和(补偿原理)。这样就使阻断电压同掺杂密度脱节[文献17]。

在结果上相比传统的MOSFET，这种MOSFET的  $n$ -漂移区的厚度可以做的很薄，它的导电性可以通过提高掺杂浓度来增加。所以，电阻  $R_{DS(on)}$  同通态压降的关系不再是指数2.4到2.6的关系，而几乎是线性关系。通态损耗能减少很多，可达到原来的三分之一和五分之一。同样，对承受同等电流的MOSFET它的芯片面积，开关损耗和感应电容即栅极存储电荷都相应的减少。图2.4.22总结了标准和超级注入式MOSFET的原理和特性以及区别。

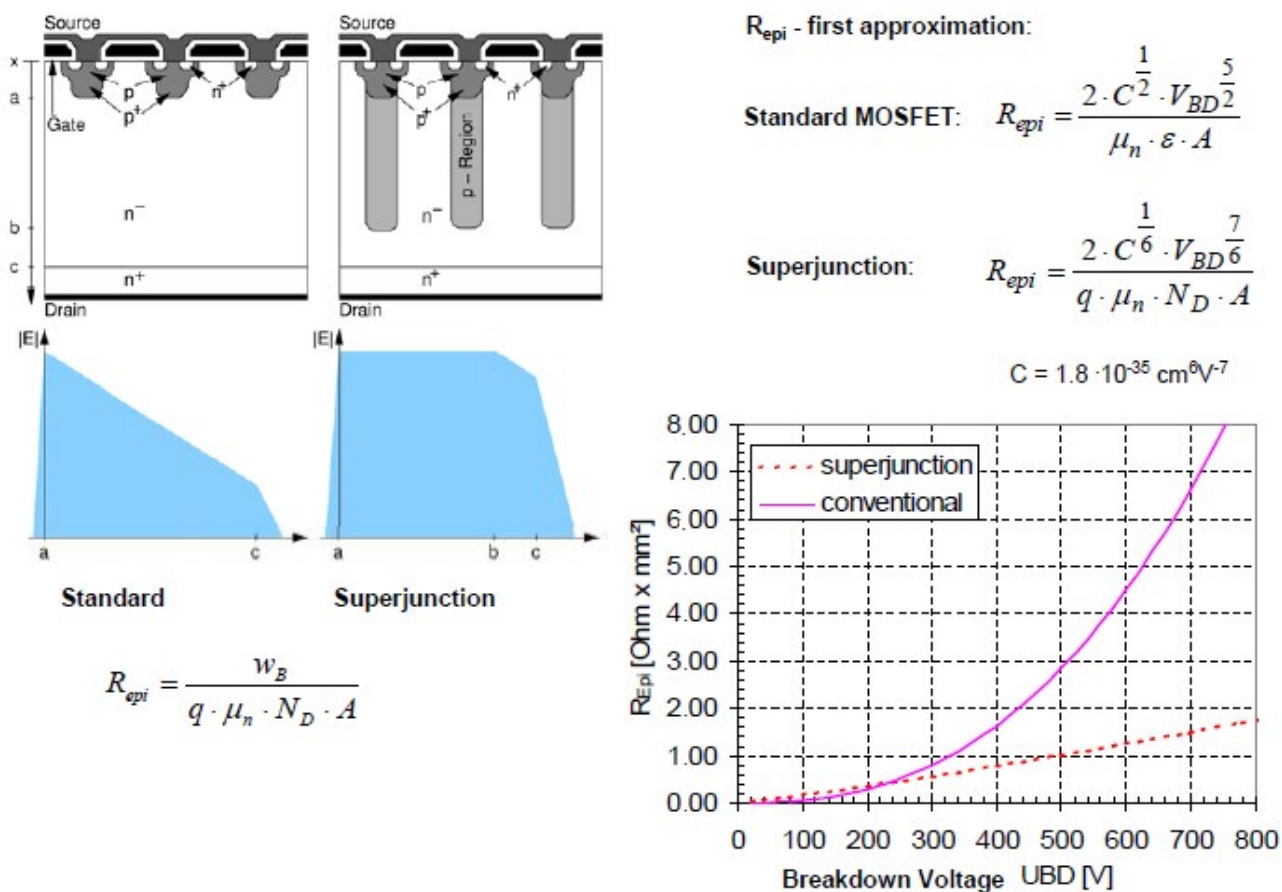


图 2.4.22 标准和超级注入式MOSFET的性能对比[文献28]

引入绝缘的场强板

为了使超级注入式的技术在低电压区域也能使用，必须在技术上进行改进，使其相对高电压元器件更简单和低廉。这类产品有，例如Infineon公司生产的耐压在300V的OptiMOSFET。它不是通过外延生长步骤来形成p型柱，而是OptiMOS晶体管含有绝缘的场强板。它是通过蚀刻到半导体内部n-漂移区并用氧化硅进行绝缘。它同源极区和多晶硅的栅极相连接(图2.4.23)。

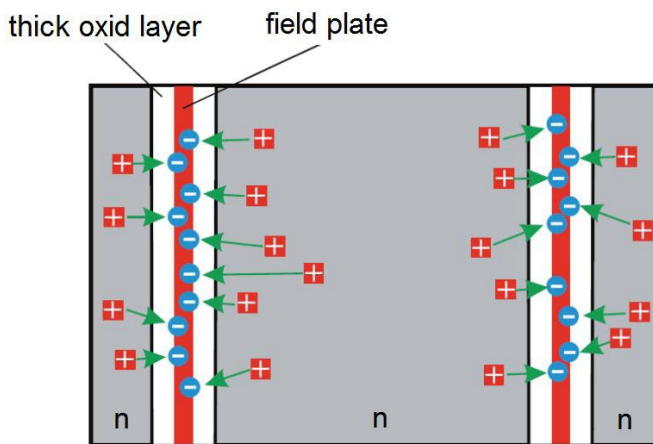


图 2.4.23 OptiMOS[文献29]结构原理图

图2.4.24给出了引入绝缘的场强板和传统的截止pn结的补偿效果图和电场图。在场强板的p电荷中和了n区的掺杂浓度，如上面解释过的，所以它的掺杂浓度可以提高。

在截止状态电场改变了它的形式，几乎变成一个四方形，所以可以减小n-漂移区的厚度。拥有尽可能高的掺杂浓度并尽可能薄的n-漂移区，所以它就拥有上面讲述的超级注入型MOSFET的所有优势。

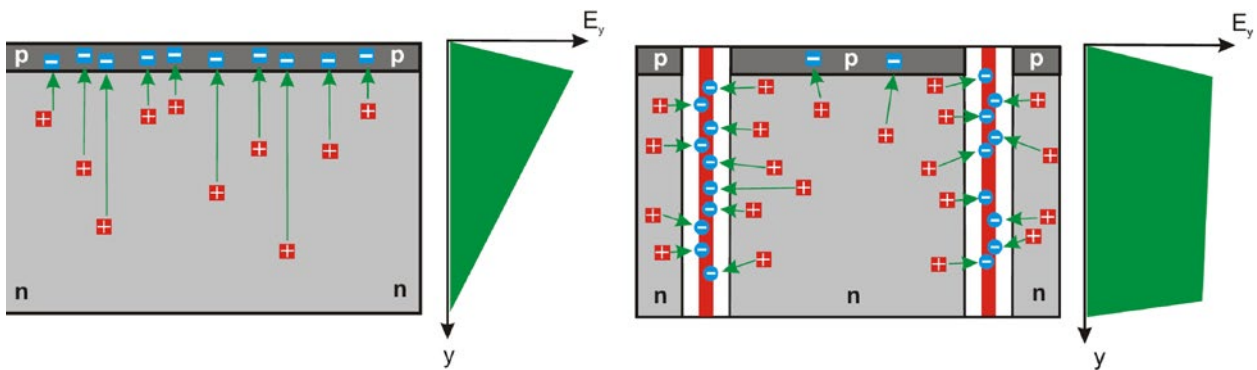


图 2.4.24 传统pn结和引入绝缘的场强板的电场示意图和场强分布图[文献29]

## 2.5 连接和封装技术(AVT)

ATV的主要任务是：

- 一个或多个半导体芯片同换流电路连接
- 半导体器件的散热
- 对元器件的保护
- 对元器件进行标识

根据封装技术可以把功率半导体分为下面几种类型，有些元器件是用烧结代替焊接。

	采用双面焊接的功率半导体	采用焊接/绑定线的功率半导体	采用压接的功率半导体
技术			
功能			
功率半导体分离器件 (非绝缘)			
带铜底板的绝缘模块			
不带铜底板的绝缘模块	-		-
IPM (智能功率模块, 绝缘)	-		-

表 2.5.1 功率半导体根据封装技术的分类



现代封装技术的发展方向是:

- 改善散热
- 优化模块的结构和布线, 减小感应元素
- 更灵活的封装技术, 方便用户安装
- 更高的集成度(换流电路)
- 控制、保护和驱动功能的集成

## 2.5.1 封装技术

### 2.5.1.1 焊接

焊接是利用液态金属或者液态合金来连接两种(金属)物质。在焊接时, 焊剂的原子扩散到被焊接金属的表面, 形成一层很薄的合金层。高质量焊接的前提是被焊接物的表面必须干净, 无氧化物。为了达到这个效果, 所以经常使用液体助焊剂, 它在焊接加热时发生反应, 使表面被清洁, 它还有防氧化功效, 但在焊接结束后, 大多数的助焊剂必须被清除。一些压缩气体, 也可作为清洁剂被使用。最佳的焊接条件是在真空的状态下进行焊接。焊接必须遵守欧共体的相应技术标准。

在焊接工艺中, 使用焊接板来使板上的焊件被加热到不同的焊接温度。这里使用一种焊接膏, 它由球状的焊剂和膏状的助焊剂组成。把这种焊膏用涂抹或者喷刷到一个焊件上, 把另一个焊件压在上面, 然后对整体进行加热, 直到焊剂融化(回流焊接)。

当焊接面很大时, 因为焊接面的温度变形系数不同(见表2.5.4), 所以在温度变化时, 会产生焊接疲劳, 直到脱焊。例如, 不能使用这种焊接方法在铜底板上焊接大面积的陶瓷。

### 2.5.1.2 扩散烧结(NTV, 低温连接技术)

内部扩散烧结是一种很常用、很可靠的焊接技术。它是用很细的银粉做焊剂, 在250°C和高压的作用下, 就会在两个连接件之间烧结成一层多孔的银层(图2.5.1)。

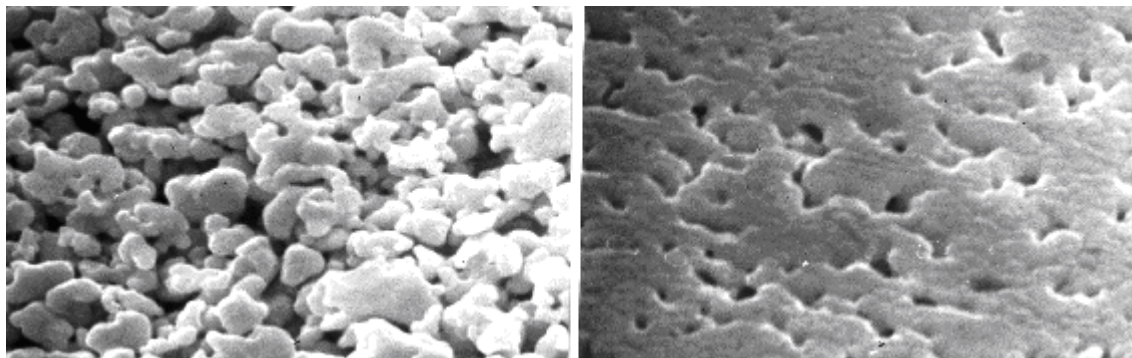


图 2.5.1 银粉在烧结前后

这个烧结层可以保持到银的熔点(962°C), 而且不需要助焊剂, 它比一般的焊接在热敏性、机械性和导电性都好(表 2.5.2)。



特性		SnAg焊接(3)	Ag 烧结层
熔点	°C	221	962
导热率	W/mK	70	240
导电率	MS/m	8	41
典型厚度	μm	90	20
热延伸系数	ppm/K	28	19

表 2.5.2 SnAg焊接(3) 同Ag烧结的比较

同一般的焊接相比较，这种烧结的最大优点就是在温度变化时仍保持它的坚固性。对物质的烧结潜力可以用它的温度变数来确定。温度变数(%)是指物质工作温度同熔点的比值。两者的单位都是卡(Kelvin)。当温度变数小于40%时，说明物质受温度影响小。当变数在40%到60%时，表面物质特性随温度变化，当超过60%时，它的牢固性就会变得很差，就不适用(表2.5.3)。这种内部扩散的烧结方法的缺点是只能用于贵重金属的表面连接。

温度变数	焊剂 SnAg(3)	Ag 烧结层
工作温度100°C (373K)	76 %	30 %
工作温度150°C (423K)	86 %	34 %
熔点温度 (100%)	221°C (494K)	962°C (1235K)

表 2.5.3 温度变数对比

在制造DCB时开始规模使用烧结技术。SKiM63/93模块是第一个无焊接的模块。因为大面积的DCB要同基板焊接[文献30]，这是焊接技术的弱点。为了消除基板连线，所以采用这种技术(见图2.5.2)。

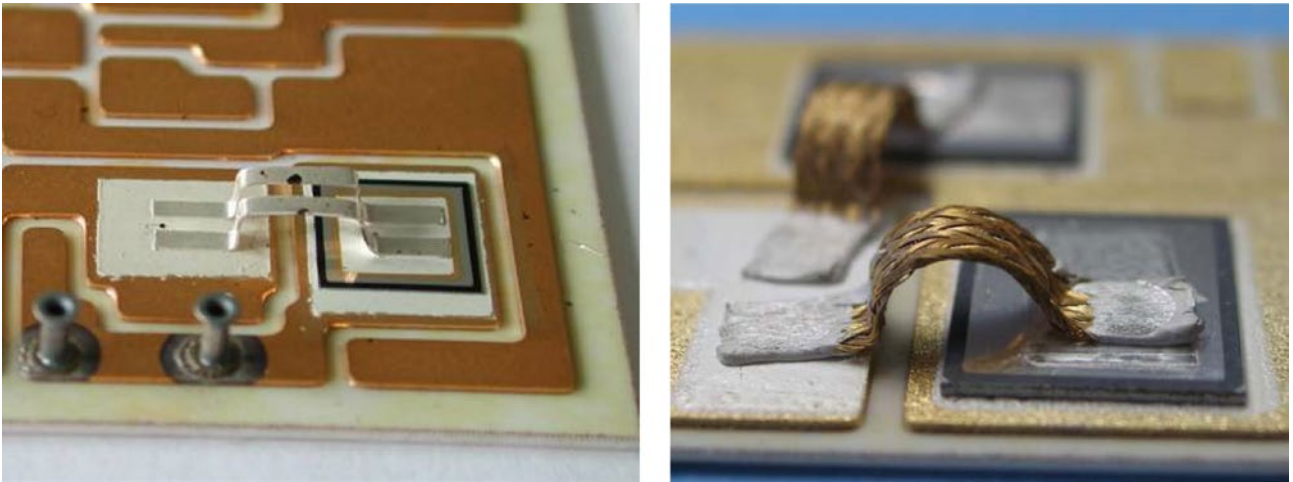


图 2.5.2 烧结的银片和铜线取代传统的连线

### 2.5.1.3 焊线

功率半导体中的连线，比如芯片上方芯片间的连线或者芯片到端口的连线，常常使用粗的连线组。这是一个冷焊接过程，它使用超声波能量，用一根(大约100 $\mu\text{m}$ 到500 $\mu\text{m}$ 粗)铝线，同表面是铝、铜或金的部位连接起来。这个过程可以在室温下进行。因为线的粗细限制了电流强度，所以，对大电流往往是多根导线并联使用。为了使电流更均匀的分布，使用一种拼接连接，既在一个芯片上，一个导线连接多个接点(图2.5.3)。

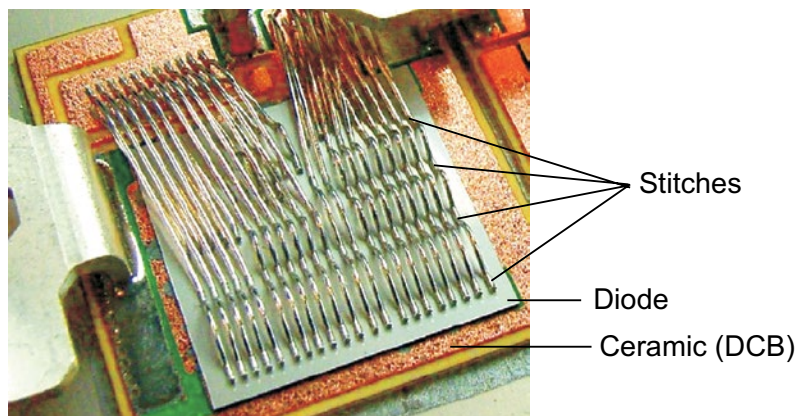


图 2.5.3 在二极管芯片上的多根拼接线 502 mm<sup>2</sup> face.

因为这种连接的灵活性和低廉的成本，在今后的几年内还会使用这种连接方式。

### 2.5.1.4 压力连接

同焊接、扩散烧结和焊线柱不同，压力连接不是靠一种粘合剂连接，而是靠接触连接。通过压力能使双方连接，但它可以消除因温度变化和不同材料热敏效应的不同而产生的脱焊。它也没有在其他连接方式中常出现的，因为温度变化而产生的焊接疲劳。它有很高的可靠性。在适用的形状（插件单元），把半导体夹在两个冷却片中，可以使热阻降低一半。大面积和小面积（点状）压力连接是有相当大的区别。

#### 大面积的压力连接

它要求被连接双方的接触表面干净，然后被大力地挤压在一起。两个被接触的表面不能被冷焊接，否则就会影响滑动。通过设计合适的连接面，可以使它很可靠的工作。例如，它常常被用在插入单元和模块同冷却片的连接上。

#### 小面积的压力连接

这是指线形或者点型的接触面积。对于这么小的接触面积，往往一个小的压力就足够。它的压强如此巨大，以致是使接触面能穿透接触表面的氧化层，使连接更保险和可靠。这种连接被用于弹簧型模块控制接口和MiniSKiiP中。

#### SKiiP® 技术

SKiiP®-技术一种特殊的压力连接技术，它对所有功率模块都会在提高功率、延长使用寿命、提高可靠性和降低成本上带来益处。SKiiP®-技术最关键一点就是消除了到基板技术最关键一点就是消

除了到基板和端口的焊点。所以，基板可以省去2到5毫米的铜板，代替它的是绝缘材料DCB，通过焊接或者烧结制作成为芯片外壳。通过压力连接件或接线端口，直接把模块压在冷却板上。

这种连接方式有一个很大的好处，就是使陶瓷质基板(热伸缩系数为 $4 \sim 7 \cdot 10^{-6}/K$ )同金属铜质的底板(热伸缩系数为 $17.5 \cdot 10^{-6}/K$ )之间没有用焊剂的焊接联系，而且也没有大面积的焊接。这就避免了因为温度变化在不同物质产生不同的张力影响。连接端口也能使用压力连接。在大功率范围有一系列模块是采用SKiiP®-技术制造的，另外，SKiM, MiniSKiiP, SEMITOP和大部分的SEMIPONT都采用了SKiiP®-技术。

### 2.5.1.5 安装和端口技术

如今大部分的功率模块使用封闭外壳，并用螺钉，插头，焊接点和弹簧片来连接(图2.5.4)。

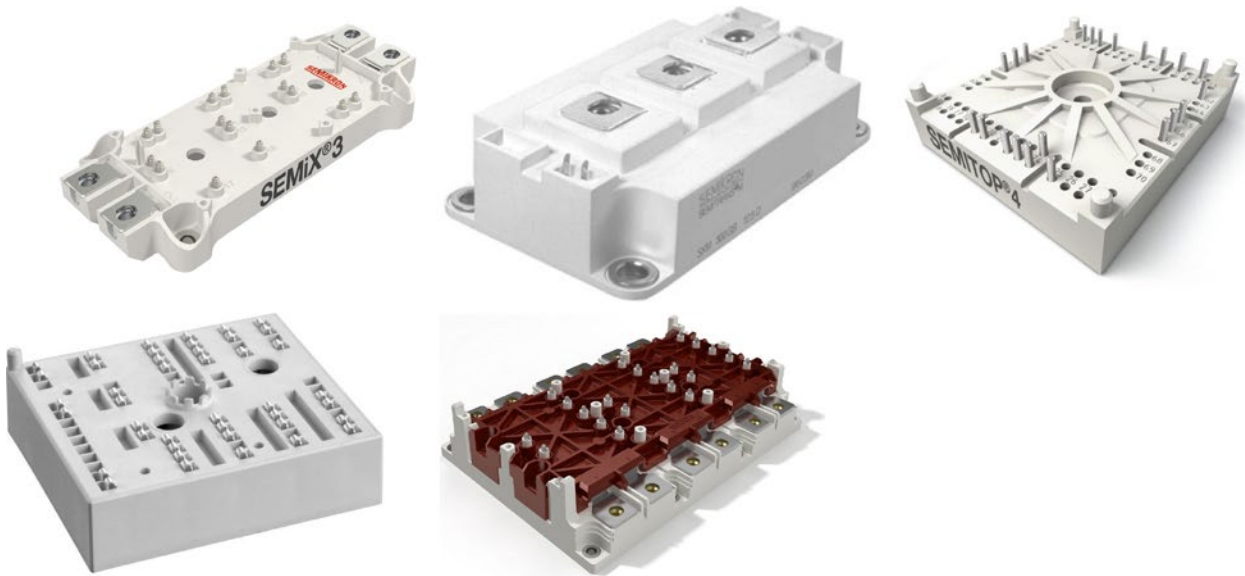


图 2.5.4 晶体管模块

最广泛的使用的是螺丝端口的电源模块类型，主要线路接口可通过电流母线或三明治结构连接。对于控制和检测接口(如发射极控制，集电极检测)经常提供单独的接口，以尽量减少在开关期间，这些电路受主电路影响而感应产生的电压差。辅助端口通常被设计为2.8毫米平板插件连接或者是电路板弹簧片连接。

对于电流小于100A的半导体元器件，直接电路板安装有一个非常重要的意义，因为它们能自动装配生产，因此就降低了成本。优化的线路布局可使感应电感降到最小。连接端口将使用焊接(如SEMITOP, EconoPACK)，压力弹片或弹簧(如MiniSKiiP)。对于更高的负载电流是由几个端口并联来连接。问题是(在特大电流时)要求尽可能高的导线截面和尽可能长的蠕线连接。因此，它能使元器件的最大功率和最高电压提高到另一个档次。

## 弹簧(片)连接

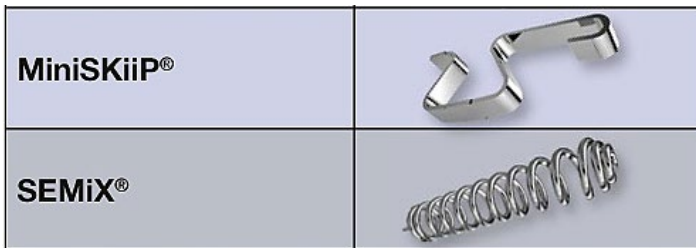


图 2.5.5 弹簧(片)连接件

弹簧触点连接在电路板组装时，比焊接和插头连接多一些优势

- 更好地利用线路板面积和更容易布线，因为不必打孔。
- 更简单，易于实现自动化装配，因为没有大规模和低于一定误差要求的插入焊洞的元器件。
- 在焊接完电路板和初步审查散热器后才开始装配的(重贵)功率半导体。
- 因为接触点能自由滑动，所以具有更高的温度适应度
- 更高的耐冲击和振动性能(无焊点疲劳)
- 准密封接触，抗腐蚀
- 无电子迁移

**Mechanical natural frequencies:** The spring weight is so low that their natural frequencies ( $> 1$  kHz) are far higher the mechanical oscillations produced in "heavy" power modules.

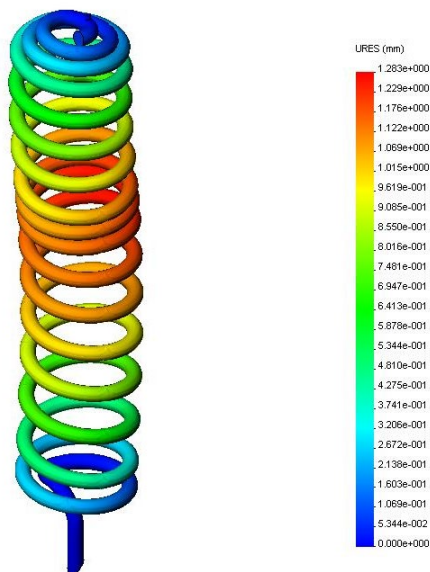


图 2.5.6 弹簧的共振频率分析

接触力: 弹簧的接触力在2到10kN/cm<sup>2</sup>。一个可靠的连接应能承受100 G (SKiM63/93)的冲击载荷。这个标准明显高于插件连接，而在螺丝连接的标准范围内。





图 2.5.7 螺丝，插件和弹簧连接比较

电磁感应：MiniSKiiP中的弹簧（图2.5.5）产生的感应电感仅略高于焊结点。然而在SEMiX，SKiM和SKiiP的控制电路中使用的线圈弹簧，具有较高的电感。它在100 nH的范围内。

$$L = \mu \cdot n^2 \cdot \frac{\pi \cdot D}{4\sqrt{l^2 + D^2}} = 112\text{nH}$$

- μ=μ<sub>0</sub>=1.26 μH/m;
- l=10 mm (在压缩下的长度);
- D=2 mm (内部直径);
- n=17 (圈数);

这相当于常见的在模块辅助端口连接中10厘米连接线产生的电感。如果驱动板是直接连在线圈弹簧的上方，那么内部和外部控制电路的总电感量甚至明显低于标准模块连接线产生的电感量。

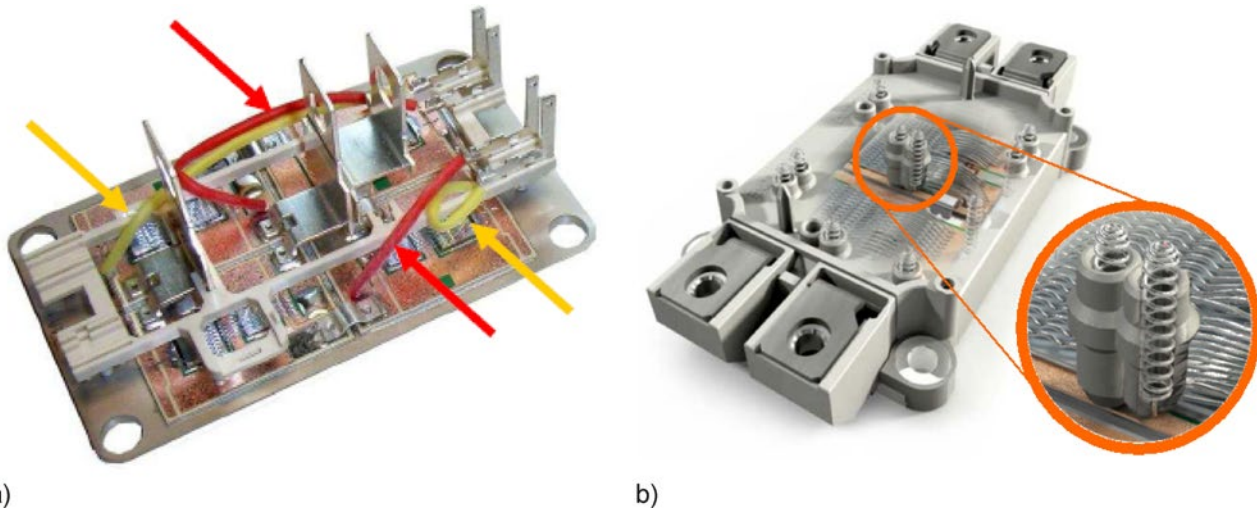


图 2.5.8 SEMITRANS 模块 (a) 和 SEMiX 模块 (b) 的控制连接

有效连接表面(Landing Pad)：弹簧(片)应有一个镀银的表面，电路板的接触面必须镀锡(化学元素 Sn，HAL-Sn Hot Air Leveling)或镍/金表面(大于3微米的镍层，大于20纳米金层)。

### 2.5.1.6 有底板和无底板模块

在不太严格的条件下(例如，[文献33])来比较两种形式，我们检测一个带底板模块输出结果，然后去掉底板，再进行测试来对比测试结果。当然这两个结构的变异，会带来完全不同的观点。赛米控公司提供了两种技术，因为这两种技术各有优点和缺点。

### 带底板模块

这类模块一般是不太大的芯片和具有较好的散热性。

优点:

- 机械牢固性好
- 越大的体积热阻抗越低，大约在1s左右

缺点:

- 有较大的芯片和散热器之间的热阻 $R_{th(j-s)}$ ，底板需要较厚的热导通层
- 较慢的温度适用度，因为底板随温度变化较慢
- 增加了内部电阻( $r_{cc-ee}$ )，因为热敏原因选用了较小的陶瓷基板，它必须增加额外的连接
- 增加了重量

### 不带底板模块

这类模块一般是较小的和热源分布较好的芯片。

优点:

- 因为去掉了底板，所以能更好的同散热器连接，有较低的热阻。
- 因为没有连接底板的焊点，就不会出现温度疲劳，所以有较高的温度适应度
- 小的芯片就会产生小的温度梯度，所以在负载变化条件下，产生的最高温度和疲劳度较小
- 大的陶瓷基板，低连接电阻

缺点:

- 缺乏蓄热
- 限制了处理芯片的尺寸，从而常常被并联使用
- 对导热膏的要求很高

为了减少底板和陶瓷之间热机械疲劳度，可使用面积很大的陶瓷基片来替代几个小基片板，在共同的基片上连接其他元件(图2.5.9)。

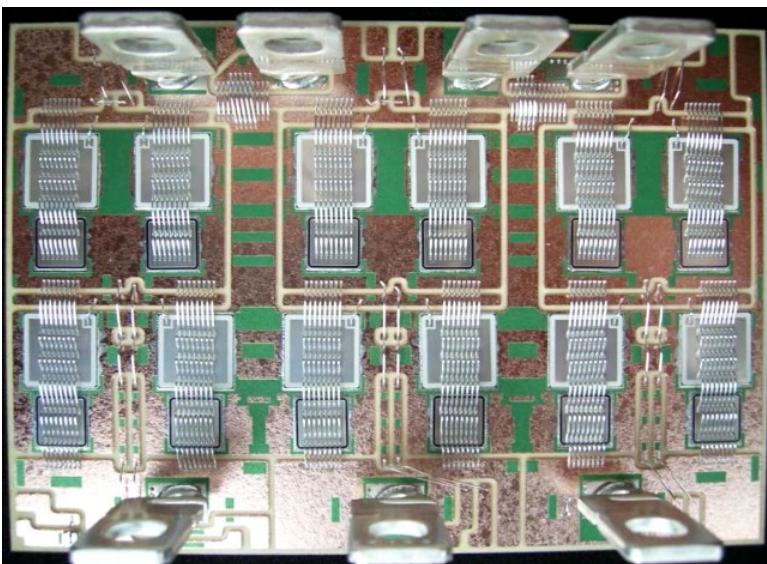


图 2.5.9 利用大的DCB基片完成的350 A / 1200 V IGBT三相整流桥

因为陶瓷基板不是完全刚性的，而是可以在不被破坏的前提下产生弯曲。因此，陶瓷基板在承受压力时，连接平板散热片会不够理想。更重要的是，这可能出现在绝缘衬底任何地方，不仅在角落，也可在中心和沿周边许多地方，包括芯片和散热片之间地方。因此一个配合散热器表面很好的DCB能为可靠工作提供保障。为了使不太理想的模块和冷却器表面结合层中没有气泡，要使用导热膏来提高热传导。因此，这时导热膏的厚度可以比传统的模块要薄(约20...30微米)。而只在边角和两端用螺丝压紧散热器的传统模块，它们导热膏的厚度应为70微米至120微米。它明显减小了静态热阻。SKiiP®-模块的静态热阻相对标准的模块要小，只是在0.1秒到1秒的时间范围内为稍高。

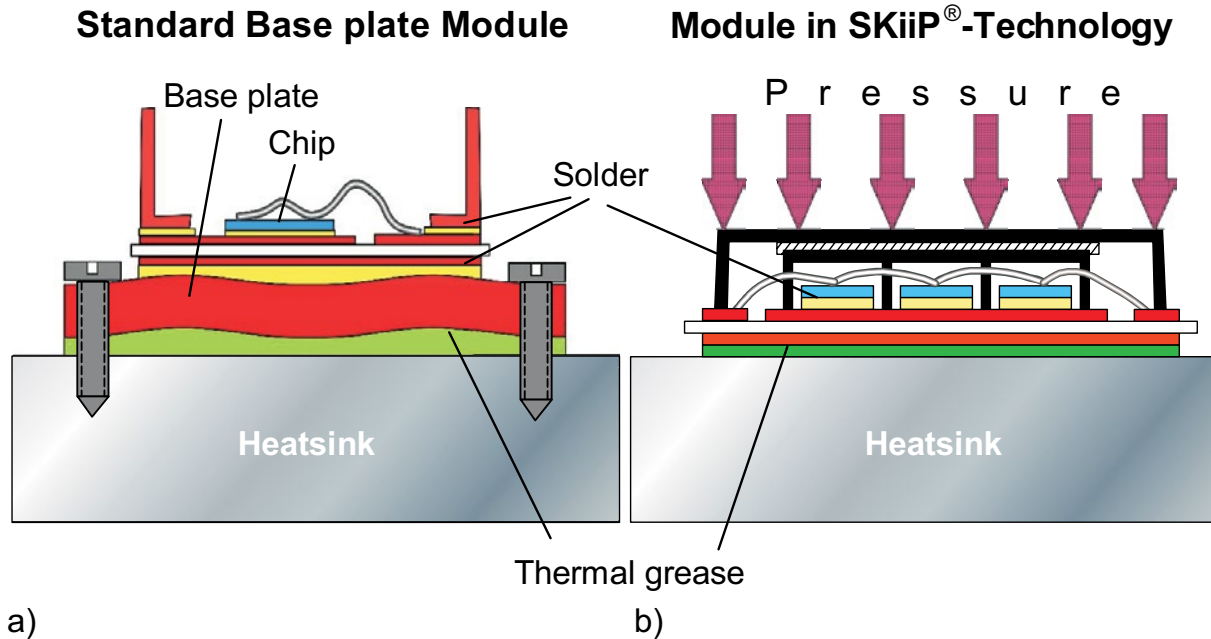


图 2.5.10 传统模块 a)和SKiiP®-技术 b)的比较

## 2.5.2 任务和特性

### 2.5.2.1 绝缘性

电子元器件(半导体模块)中，隔离带电部分和底板的材料，被称作绝缘材料。在大功率半导体元器件中，往往使用陶瓷作为一种高性能绝缘体的底板。这层很薄的绝缘物质，原则上是聚酰亚胺或环氧树脂，它有比陶瓷绝缘子高得多的热阻。例如IMS的基板(绝缘金属基板，图2.5.11)。IMS常常被用在低成本/低功耗应用领域中，绝缘材料直接覆盖在绝缘底座上。铜层的表面被贴上薄膜，然后按照设计好的结构图案进行蚀刻。它的优点是成本低廉，可完成精细的布线(用于控制驱动和安全装置的集成)和机械结构的坚固性。

非常薄的绝缘层也会带来较高的感应电容。当铜层很薄时，它的散热效果也很小。有时要用额外的金属导热层或者铝质部件代替绝缘层，垫在芯片的下面来改善散热效果。

DCB基板(直接铜熔接基板)在陶瓷绝缘体占主要位置。它中间是由三氧化二铝材料，两侧镀铜层构成的。在高于1063度的温度中，使陶瓷表面形成一层薄的氧化铜。与DCB基板同样重要的还有

AMB基板(Active Metal Brazing, Aktivlöten, 主动金属钎焊基板), 它是用含有含钛钎焊材料, 把铜或铝箔焊接在氧化铝或氮化铝(AIN)陶瓷上。在上面的铜层按照要求蚀刻成连接模块的印刷电路板。底面的DCB陶瓷不是同模块底板焊在一起, 就是用设计好的外壳把它紧压在散热板上。

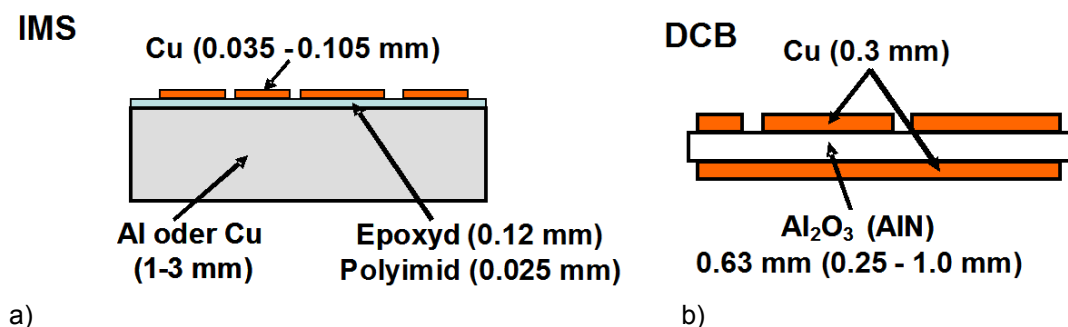


图 2.5.11 IMS基板同DCB基板的比较

陶瓷基板的优势是, 它们的热膨胀系数非常接近硅。与此相反, 在IMS基板(绝缘金属基板)上的金属(铜, 铝)材料的膨胀系数差别很大, 在温度变化时, 基板和焊接硅芯片之间(第2.7章)就会产生应力。连接IGBT模块后就会加剧这种应力, 它就会对隔离材料的绝缘性和耐压性提出更高的要求。绝缘性和耐压性是同很多因素有关系, 比如基板厚度, 材质和材料的均匀性, 同封装外壳及填充物, 甚至同芯片的放置都有关系。现在在模块中使用的材料的绝缘电压一般在2.5 kV<sub>eff</sub>到9 kV<sub>eff</sub>之间。

图2.5.12显示了目前使用的不同材料在标准基板厚度d所能达到的最大绝缘电压。

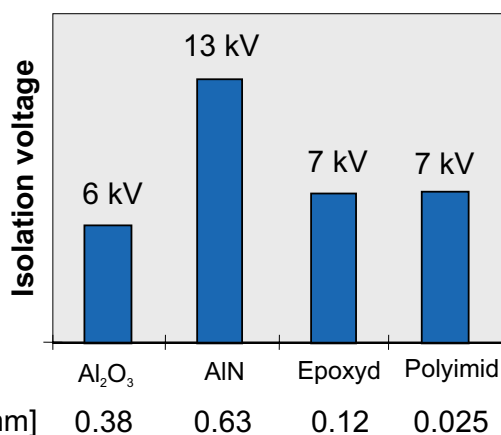


图2.5.12 不同材料在标准基板厚度d所能达到的最大绝缘电压



### 2.5.2.2 散热传导和热阻

为了在理论上尽可能提高芯片的载流能力，必须通过改善结合层和模块同冷却片的接触，使功耗最低。在导通，截止过程中的散热质量和开关的热损耗 $P_{tot}$ ，都可以通过芯片温度( $T_j$ )和冷却片温度( $T_s$ )的温差来表示。

$$\Delta T_{j-s} = T_j - T_s$$

热阻 $R_{th(j-s)}$ (静态)或者热抗 $Z_{th(j-s)}$ (动态)的定义为

$$R_{th(j-s)} = \frac{T_j - T_s}{P_v}$$

以前为了表示截止层的温度还在字母下增加一个v表示。但实际上只是一个测量值。

对含有底板的模块，热阻或者热抗被分为外部部分( $R_{th(c-s)}$ 和 $Z_{th(c-s)}$ ，底板和冷却板间)和内部部分( $R_{th(j-s)}$ 和 $Z_{th(j-s)}$ ，芯片和底板间):

$$R_{th(j-s)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)}$$

$$Z_{th(j-s)} = Z_{th(j-c)} + Z_{th(c-s)}$$

对没有底板模块就不太好分开测量，所以就定义一个总的阻抗。小功率元器件的结果同外部环境温度也有很大关联。图2.5.13给出了一个带底板模块的等效图，这时的热阻是

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda \cdot A}$$

(d: 材料厚度,  $\lambda$ : 热传导率, A: 电流穿过的面积)

一些模块内部的参数会对热传导和 $R_{th(j-s)}$ 及 $R_{th(c-s)}$ 有影响

- 芯片参数(面积, 厚度, 布局和放置)
- DCB基板的构造(材料, 厚度, 基板表面结构)
- 连接芯片和基板的材料和质量(焊接, 粘结等)
- 是否有底板(材料, 形状)
- 基板和底板的焊接(材料, 质量)
- 模块的安装(表面质量/同冷却片的连接效果, 导热膏或导热膜的厚度和质量)

通过联合使用热容量公式:

$$C_{th} = s \cdot V$$

以及热等效模型, 可以按几何形状计算出每层的热量, ( $s$  = 储热系数,  $V$  = 体积)。在计算面积和体积时, 应考虑到热传导, 在复杂的电源模块中, 每层会相互加温(热耦合)。大部分理论上计算的热阻会低于实际的测量值。原因是除了散热的不确定性和相互热耦合性外, 边界层会有干扰出现。这在等效模型中没有被考虑。所以这种等效模型对复杂的电子功率系统是不准确的。通常情况下, 通过对计算值 $R_{th}$ 进行加权处理来得出同实际测量值相近的 $R_{th}$ 值。

材料	热传导率 $\lambda$ [W/(m*K)]	热储存参数 [kJ/(m <sup>3</sup> *K)]	热膨胀参数 $\alpha$ [10 <sup>-6</sup> /K]
硅	148	1650	4.1
铜	394	3400	17.5
铝	230	2480	22.5
银	407	2450	19
钼	145	2575	5
锡	~70	1670	15 – 30
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> -DBC	24	3025	8.3
AlN DBC, AlN-AMB	180	2435	5.7
AlSiC (75% SiC)	180	2223	7

表 2.5.4 在半导体技术中常用材料的技术参数

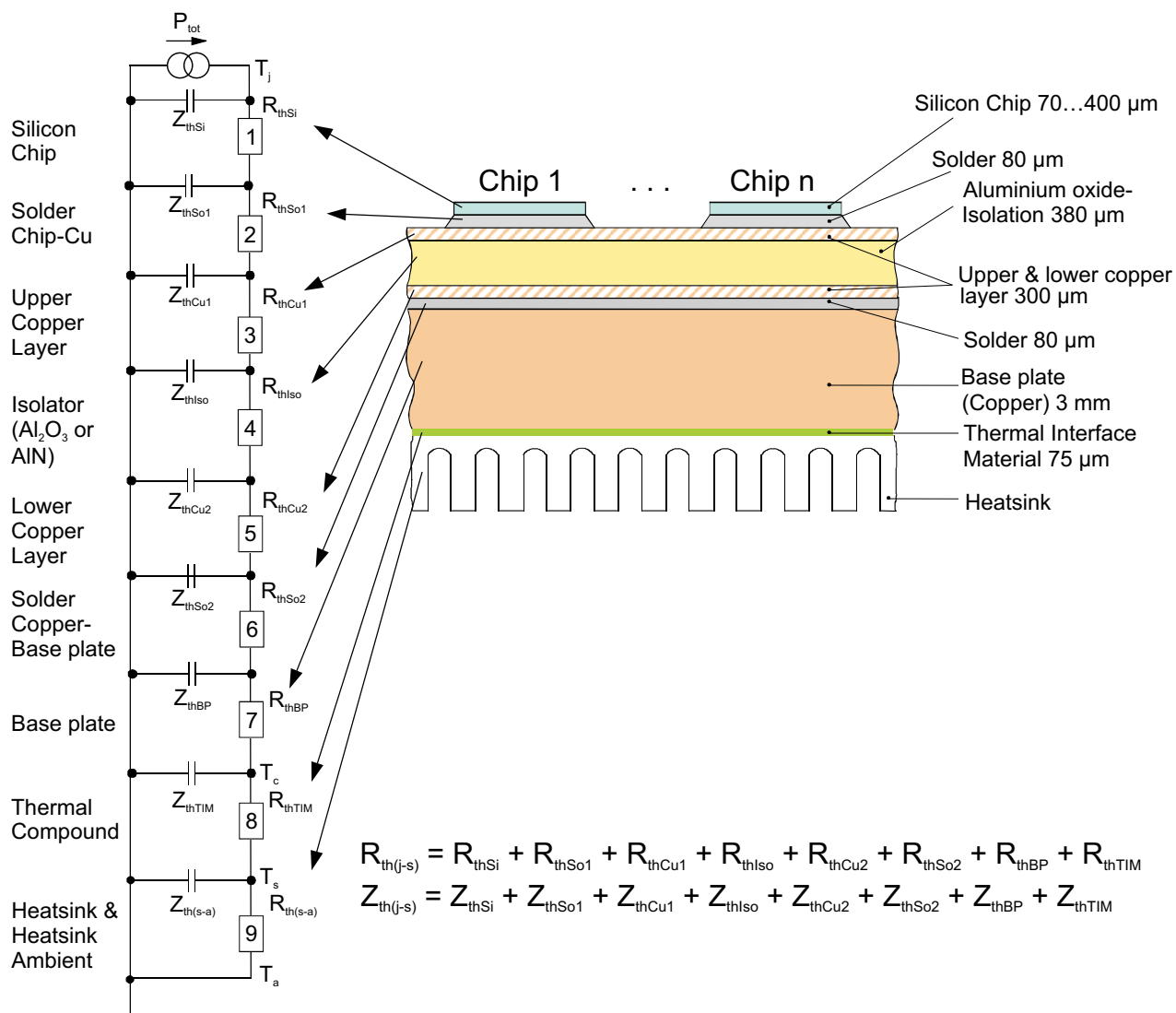


图 2.5.13 模块的结构和热等效模型

$R_{th(j-s)}$  再加上散热条件和环境条件决定了模块的最大允许功率损耗。电力半导体模块的发展方向就是减少层数，减少厚度(0.63毫米→0.38毫米陶瓷)，以及使用热传导性能更好的材料(氮化铝，石墨)。这种发展使电压绝缘性和机械强度几乎接近材料的物理极限值。

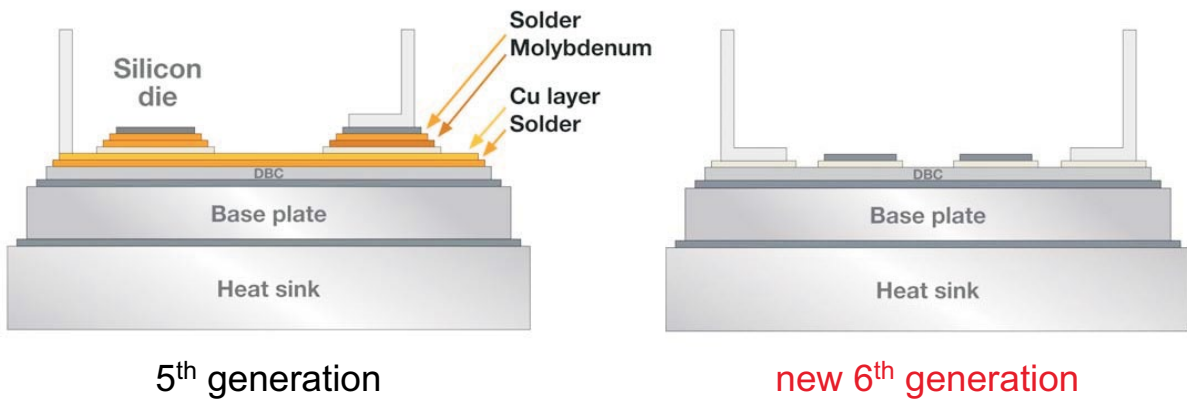


图 2.5.14 Semipack直流整流桥的发展

### 热传导

图2.5.15显示了一个无底板模块的不同层次，在没有热干扰的情况下，散热的温度分布。在这里每层的热传导性和热流的面积都被考虑到。通过增加面积和改善热传导性，可以降低下面一层的热阻。较薄的铜层会在一维模型中好像有一个较小的热阻，但在真实的三维空间，热阻 $R_{th}$ 将随着散热能力的下降而加大。有较厚金属层的DCB基板对散热有好处，但它们却增加了基板的热应力。

热传播并不仅仅取决于该层的材料特性，而且同下面一层的材料特性有关。为了使热流通过导热性不好的层次，必须建立一个相应高的势能差(温差)。这就导致了它上面必须是好的导热层，以增加交叉传导(散热)。

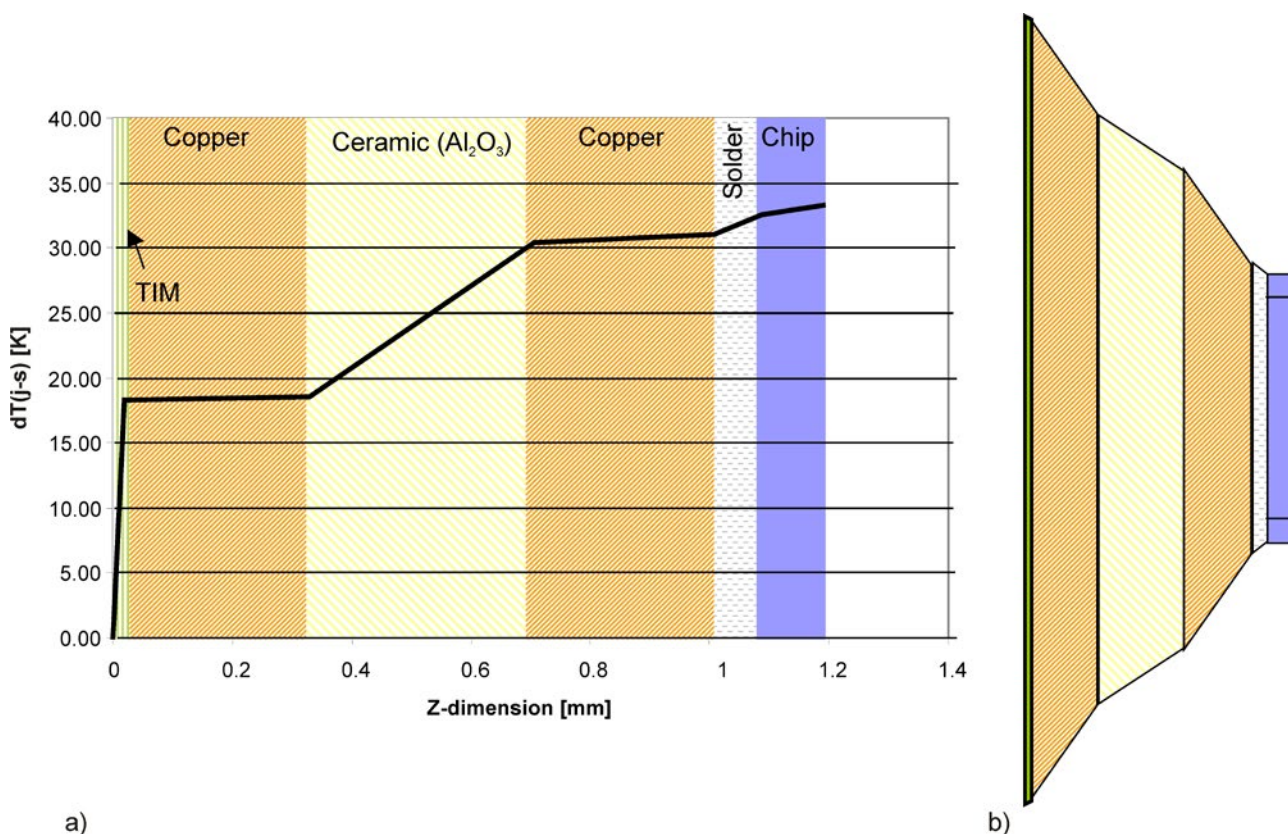


图 2.5.1 无底板模块每层的散热 (a) 和典型的曲线 (0.38 mm Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-陶瓷, 25 μm -导热膏, TIM)

通过使用良好的导电材料，可以减少热阻。例如特殊的氧化硅SOD(Silicon on Diamond SOD)，将会在未来市场上占有一席之地[文献34]。

每层热阻的比例

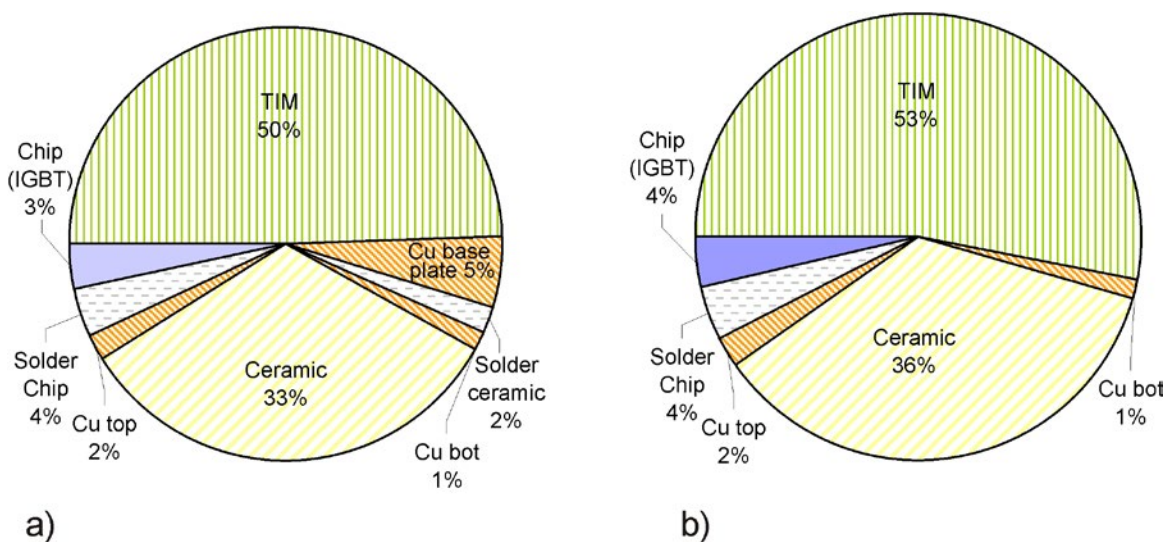


图 2.5.16 1200V, 9 mm x 9 mm 芯片面积的功率模块  
 a) DCB-基板(Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>)带铜底板, 100 μm WLP;  
 b) DCB-基板(Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>)不带铜底板, 25 μm WLP

图2.5.16给出了在目前使用的，带底板或不带底板的，由氧化铝基板制成的模块中，每层对热阻  $R_{th(j-s)}$  的影响，我们将在2.5.4章讨论热阻。

在这两种情况下，从芯片到冷却片的大部分热阻(50%)是在导热膏层上(TIM – thermal interface material)。这开始时很不被理解，因为底板有很好的散热性，而导热膏相比就比较差。底板在焊接时受热产生弯曲，它不可能同冷却片严丝合缝的接触，陶瓷质的底板同金属质的冷却片焊接在一起，它们的热膨胀系数不同，所以它们之间的缝隙不会变小。而且这种缝隙是随时变化的，它同样与工作温度有关，所谓理想的底板形状只是指在某一温度下的平整程度。

这样弯曲的底板只通过边缘的螺丝钉，用不太大的压力把它压紧到散热片上(图2.5.18)。这就构成了较厚的、导热能力不好的层(通常为100微米... 200微米) [文献35]，而且模块越大散热效果越差。在图2.5.17中可以明显看出四个焊接DCB留下的巢状图案。有人也试图通过把底板分成几块，每块单独DCB基板连接底板，用这样的方法来减小大块底板带来的弯曲[文献36]。

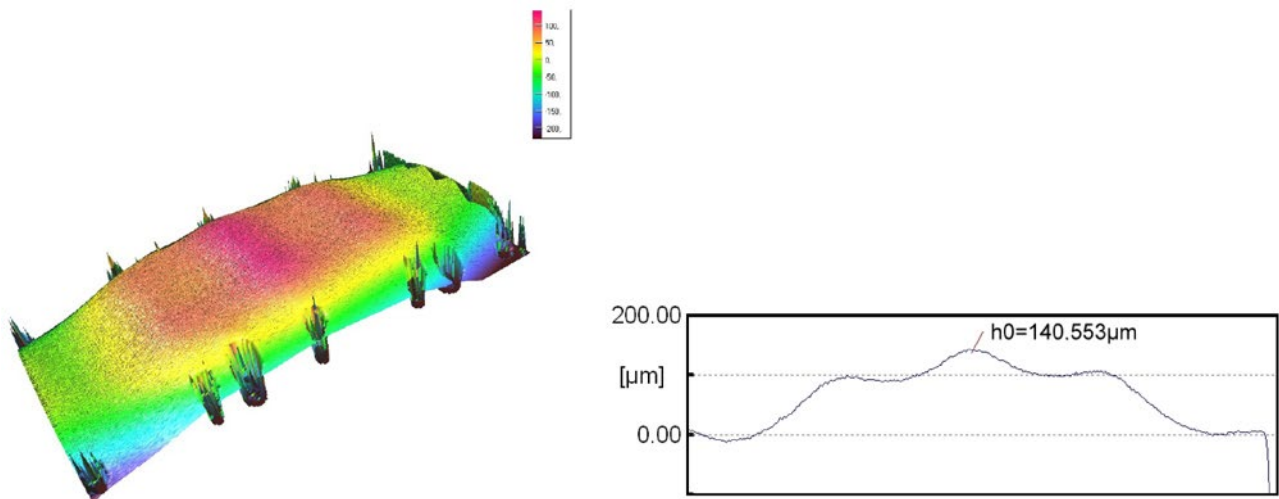


图 2.5.17 Infineon公司的PrimPack FF650R17IE4测试结果

底板本身虽然采用高导热率材料(铜： $\lambda = 393 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ )，但因为它的厚度(2到5毫米)，它在整个模块热阻中占有不可忽视的份额。减薄底板厚度只能有限的减少它的份额，因为在芯片下的底板从芯片吸取热量，它的截面积越大就散热越快，所以减薄也会减少芯片下的传热截面积。大功率的模块(大于1000A)常常使用AlN 陶瓷 和AlSiC 底板。这主要是它们的热膨胀系数相近( $\alpha$ : AlN 5.7 ppm, AlSiC 7 ppm, 铜 17 ppm, 参考第2.7章可靠性)。同铜相比，AlSiC不良的导热性( $\lambda = 180 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ )就提高了热阻，降低了热传导。

正如已经提到的，取消底板是最有效的解决方案，它就删除了底板和陶瓷间机械应力带来的弯曲问题。因为没有铜层的散热而带来的额外热阻，正好平衡了删除底板和反面焊接产生的热阻。实际上这种结构是把芯片直接固定在散热片上，它可使导热膏的厚度减少20到30微米。一般用多个压力连接件，在芯片附近把DCB压紧在散热片上。

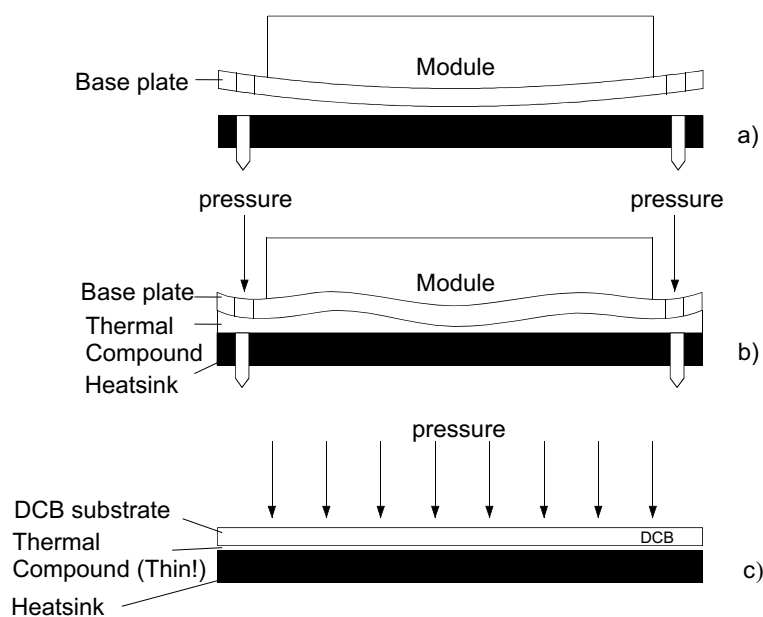


图 2.5.1 功率模块同散热片的示意图  
 a) 带底板模块在安装前(会弯曲)  
 b) 带底板模块在安装后(会变形)  
 c) 不带底板DCB模块(如: SEMITOP, SKiiP, MiniSKiiP)

模块的绝缘占内部热阻的最高份额。一个用薄膜或者相类似的额外绝缘层会更糟糕。相比现在使用标准96%纯度的氧化铝( $\lambda = 24 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ ), 高纯度氧化铝( $\lambda = 28 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ )或氮化铝 (AlN,  $\lambda = 180$ 到 $200 \text{ W/(m}^2\text{K)}$ )可以说是一种改善。导热性明显提高的氮化铝会使热阻明显降低, 允许的电流强度大幅度提高。当然, 它的成本也很高。高导热材料的应用往往是面临着成本问题。因此, 氮化铝AlN主要用于高电压绝缘模块(厚绝缘陶瓷), 因为同时增加了绝缘强度和导热性。

芯片同基板焊接接头和底板(如有的话)带来的热阻只占总热阻的百分之几。去掉底板或者用薄的导热性更好的银烧结层来代替底板, 它还会减半。基板的金属表面比例在很大程度上取决于表面的铜表面, 它用于连接芯片和模块内部的电气系统。因为热流能在散热器侧面的铜层几乎不受阻碍传播, 所以芯片下的铜表面的几何尺寸就会限制散热效果。在[文献37]中发现, 在不受打扰的热量传播时, 如果铜的面积同芯片表面相同的话, 一个在三氧化二铝DCB陶瓷上 $42 \text{ mm}^2$ 的芯片的热阻 $R_{th(j-c)}$ 会增长15%。

硅芯片的热阻比例, 随着芯片厚度而增加, 而芯片的厚度是由正向截止电压和芯片技术所决定的。同时芯片的尺寸决定了芯片与基板或者散热片之间的传热面积。

#### 芯片面积的效果

根据热阻公式, 热阻 $R_{th}$ 一定同芯片的表面积成反比。在实际的系统中, 是随着芯片面积/芯片周长尺寸的比值增加而散热减小, 如果把 $9 \text{ mm} \times 9 \text{ mm}$ 的芯片分成9块, 中间的一块边长 $3 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ 就没有热传导空间。这就导致热阻 $R_{th}$ 的大小取决于芯片面积 $A_{Chip}$ , 如图2.5.19所示。



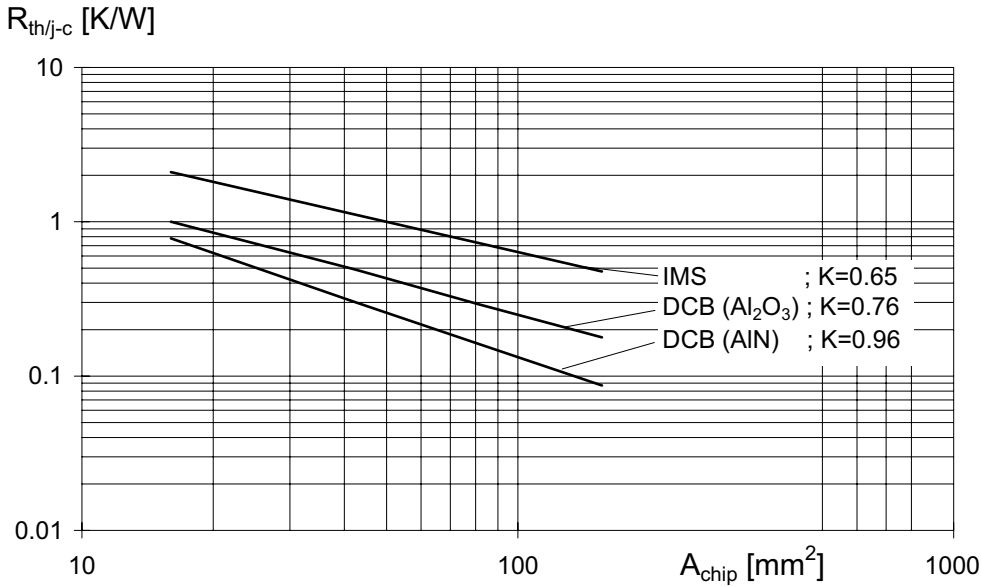


图 2.5.19 热阻 $R_{th(j-c)}$ 同芯片面积 $A_{chip}$  [文献37]的

对于高导热率的基板(例如AlN-DCB), 这种效应很小。当陶瓷的热导率越差, 同热阻 $R_{th(j-c)}$ 的关系就会呈现非线性。这种关系也适用于整体模块系统, 它是把模块通过导热膏或者薄膜组装到散热片上而构成的。在 $\lambda = 0.8 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ (如瓦克P12)时, 它是相对较低的导热材料, 这时这层就会导致模块和散热器之间出现一个热阻 $R_{th(c-s)}$ 。这个热阻 $R_{th(c-s)}$ 占芯片和散热器之间的总体热阻 $R_{th(j-s)}$ 的比例, 不但随着导热膏层的厚度 $d$ 的增加而增加, 而且还会随着芯片的面积增加而增加。

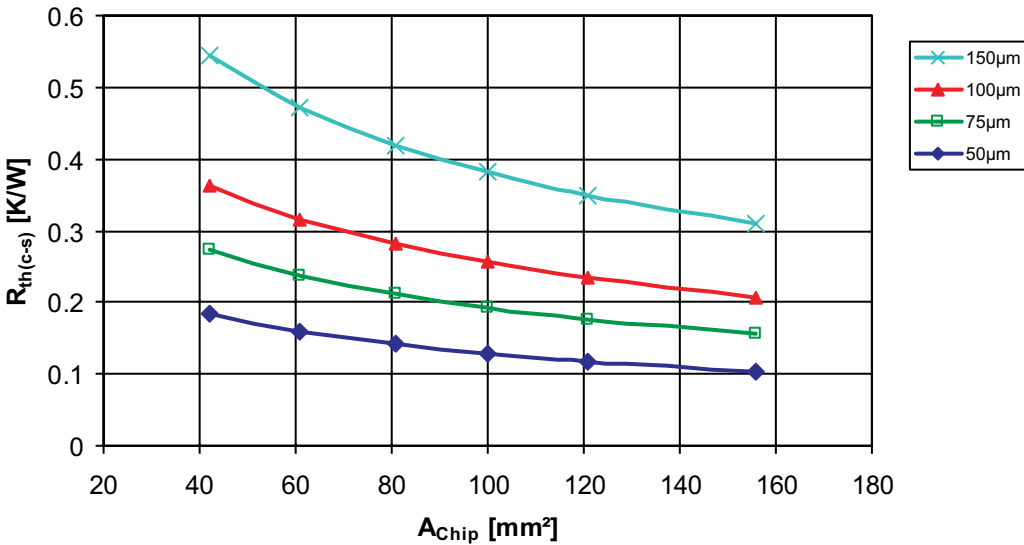


图 2.5.20 在单一芯片模块中, 热阻 $R_{th(c-s)}$ 同芯片面积和导热膏厚度的关系

因为这种效应, 所以芯片面积增加一倍而热电阻只减少了25%(100 μm: 120 mm<sup>2</sup> = 0.235 K/W; 60 mm<sup>2</sup> = 0.315 K/W), 不像我们在以前 $R_{th}$ 公式中所预料的减半效果。图2.5.20 给出了对热性能的优化组装技术(薄层热化合物)所产生的巨大影响。它还表明, 可以通过加大的芯片面积来提高热极限性能。目前功率模块的最大芯片尺寸在30平方毫米(IMS)的和150平方毫米(氧化铝-二氯苯, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-DCB)之间。为了达到更高的功率, 必须要使热源分开(如尽可能的并联芯片)。

## 热耦合

由于小尺寸模块中的晶体管和二极管芯片所以必须考虑它们之间的热耦合问题。根据[文献37]的计算，当芯片间的距离在一定范围内，芯片的温度会因为热耦合而上升。比如对 $\text{Al}_2\text{O}_3$ -DCB陶瓷底板，它的距离范围为

$$a = 0,6 \cdot \sqrt{A_{\text{Ch}}}$$

对 $36 \text{ mm}^2$ 的芯片，见图2.5.21，距离应为3.6mm。这可作为一个经验公式使用，但对每一种情况下都应考虑模块散热层的影响。

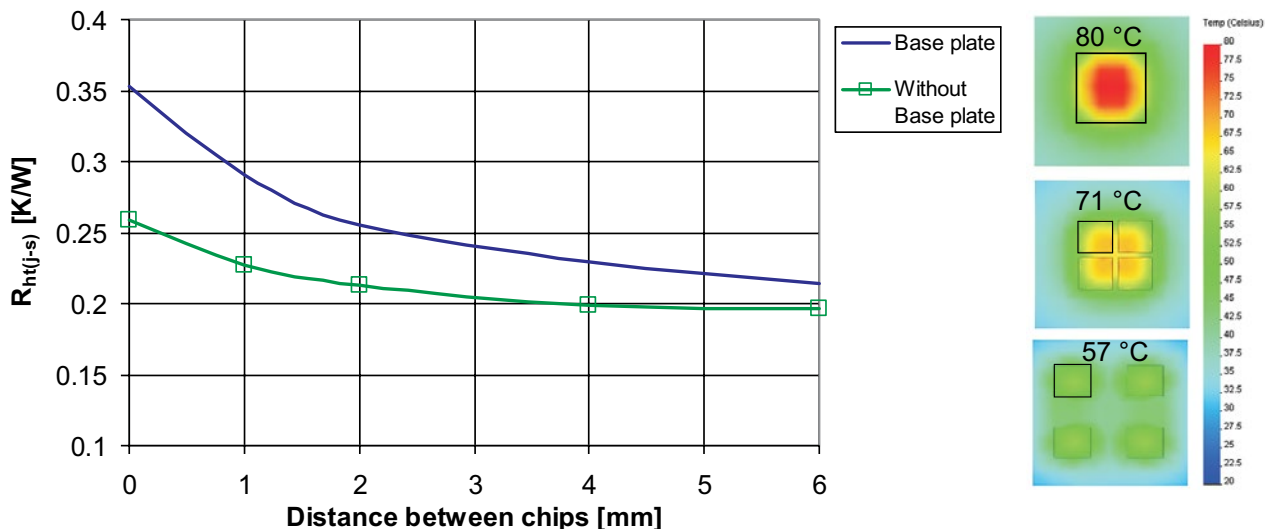


图 2.5.21 一个 $36 \text{ mm}^2$ 的芯片的热阻 $R_{\text{th}(j-s)}$ 同距离的关系; (导热膏厚度: 带底板 $100 \mu\text{m}$ , 不带底板 $25 \mu\text{m}$ ) 右边是芯片温度(间距 0mm, 1mm和6mm)

芯片间的距离越近，热耦合就会

- 在DCB金属化顶部(例如，当模块在封装等级最大的额定电流时)
- 在底板上(例如标准IGBT模块中的IGBT+反向二极管)
- 在散热器

## 热阻抗

如上所述，除了功率模块的静态热特性，它的动态热特性也是重要的，它是通过热阻抗来描述的。图2.5.22给出了不同芯片面积，DBC基板模块的热阻抗 $Z_{\text{th}(j-c)}$ 的时间曲线。



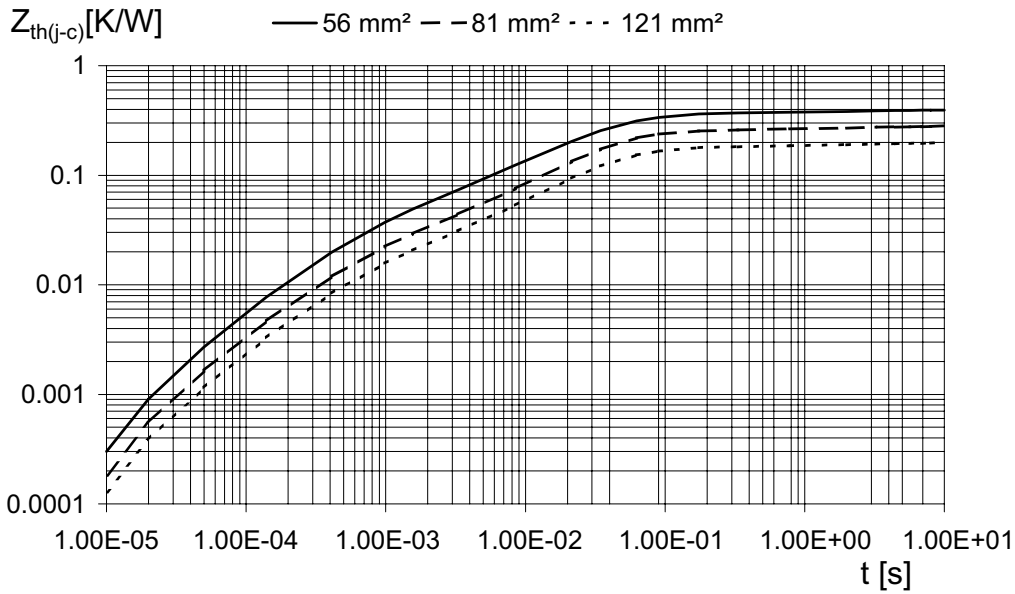


图 2.5.22 不同芯片面积，DBC基板模块的热阻抗  $Z_{th(j-c)}$  的时间曲线

对于一个给定的模块阻抗  $R_{th}$  曲线，它可以随着不同的芯片面积上下移动，即芯片面积可以改变阻抗的绝对值，而不是指数函数的时间常数。同计算热阻相似，对于一个给定结构，针对不同的芯片表面积热阻抗可以如下计算：

$$Z_{th(j-c)2} = Z_{th(j-c)1} \cdot \frac{R_{th(j-c)2}}{R_{th(j-c)1}}$$

带有和没有底板模块的热阻抗最初很接近，当热量还在芯片和DCB基板中扩散（图2.5.23）。当时间超过100毫秒后，两者的差异随着时间的推移而增大。而在1到2秒的时间范围内，因为铜板的热容量，它占有优势。但较长时间，无底板模块因为较小的热阻  $R_{th}$  而占有优势。

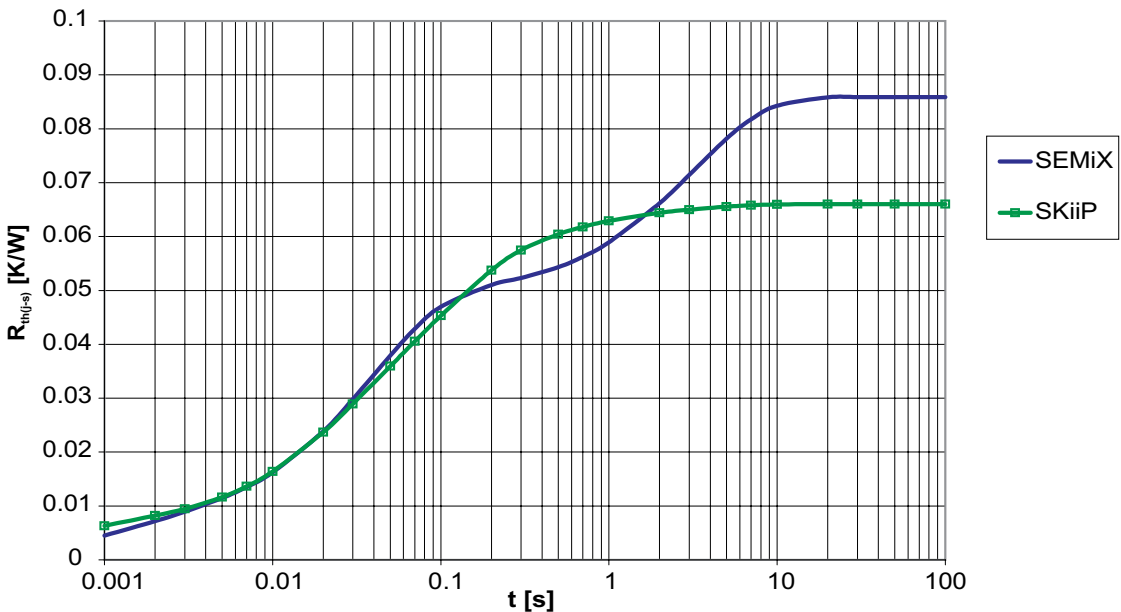


图 2.5.23 600 A/1200 V 有底板模块(SEMiX4)同无底板模块(SKiiP4)的热阻  $R_{th}$  比较

### 2.5.2.3 抗变化负载能力

对于负荷变化，尤其是间歇运行时，比如，牵引拖动、升降机及脉冲技术应用中，负载的变化会带来模块内部连接的温度变化。这种连接包括：

- 导线连接
- 芯片底部的焊接
- DCB基板和底板的焊接
- 金属同陶瓷片的熔接(铜在 $Al_2O_3$ 或者AlN板上)

在制造和工作过程中，不同层受热后的线膨胀系数是不相同的。这就会产生应力，最终导致材料疲劳和脱焊现象。在这种变化过程中，温度变化幅度的增高会降低模块的寿命(可能开关次数)。

更详细的关于使用寿命同温度，负载电流和时间的关系，及改进措施等将在第2.7章节中讨论。

### 2.5.2.4 主要接口的电流

改进的半导体(缩小芯片)带来更高的额定电流和功率密度。特别是旧的IGBT标准外壳连线限制了IGBT的电流容量。这在一定程度上因为接线端口的发热，而限制了电流的极限值(给出它的最大允许电流值 $I_{T(RMS)}$ )。端口产生的损耗可通过参数 $r_{cc'-ee'}$ 来计算。它们是除了芯片损耗以外的损耗，而且在大多数情况下可以忽略不计。例如，对SEMISTRANS 3 ( $r_{cc'-ee'}=0.5\text{ m}\Omega$ )在400A有大约80W的端口损耗。

$$P = I_{rms}^2 \cdot r_{cc'-ee'} = 400A^2 \cdot 0,5m\Omega = 80W$$

高位连接并被浇注在模块外壳的端口(Econopack)有最小的载流能力，因为它只有一个同DCB基板的连接。这项技术的一个优点是可在模块外壳灵活选择的连接口，而且对抗外力表现的更坚固。

端口的焊接连接片或者连接段同DCB有联系，所以可以很好的散热。焊接连接片的缺点是生产过程复杂(预制焊接棒或者按特殊要求进行两次焊接)。对于用户来说，极易受机械和热机械应力的负面影响。很好的例子就是63毫米外壳和34毫米外壳的标准IGBT(SEMISTRANS)模块或者SEMIX IGBT模块系列。

弹性接口因为弹性材料的热阻限制了电流的强度。对大电流的使用场合，需要多个并行连接端口(例如，MiniSKiiP每个端口接线是20 A)。因为几乎密封的金属同金属接触，使弹性接口有良好散热和导电性能。

插接单元实现的大面积压力连接是很理想的连接。这种压力接触通过多触点的接触，能提供有良好散热和导电性能的连接。缺点是它必须借助一个外力，而且这个外力同样会作用在外壳上。所以，它的结构有些复杂，如在SKiiP或SKiM63/93模块。

### 2.5.2.5 低电感内部结构

图2.5.24显示了一个半桥模块内部的寄生电感同芯片和接口连接的例子(连接线, 内部连接电缆等)。

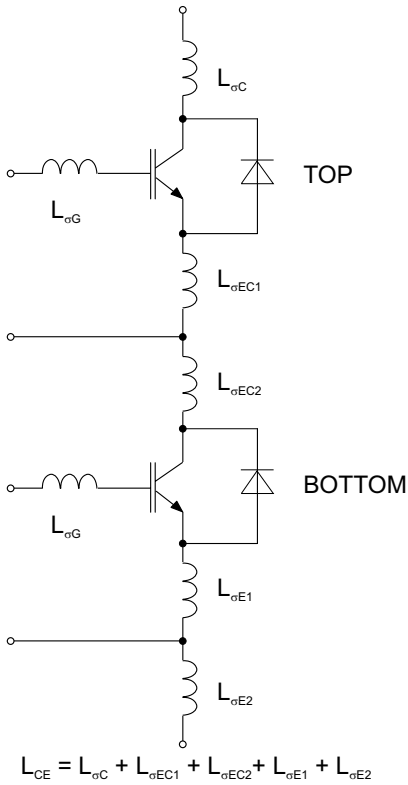


图 2.5.1 IGBT模块中寄生电感

- $L_{\sigma G}$ : 栅极寄生电感
- $L_{\sigma C}$ : 顶部同集电极间的寄生电感
- $L_{\sigma EC}$ : 顶部发射极同底部集电极的寄生电感
- $L_{\sigma E}$ : 底部同发射极的寄生电感
- $L_{CE}$ : 顶部集电极同底部发射极的寄生电感

由于这些寄生电感在关断电源时产生感应过电压, 在开通时减缓控制和换流回路的电流流动, 直接影响了电源模块的使用。它也可能会导致模块内部并联芯片的动态负载失衡和产生芯片和芯片之间的振荡。在第5.4章节将更详细地讨论它对电气性能的影响。

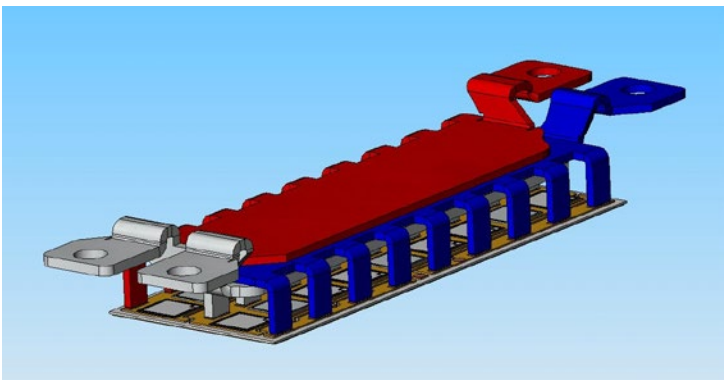


图 2.5.25 SKiM93模块的内部接口 (红色:+DC, 蓝色: -DC, 灰色: AC)

减少内部感应电感的措施是平行的直流正负极端口和负载端口。如图2.5.25所示。

平行的导电片产生的磁耦合构成了主要感应电感 $L_{\sigma C}$ 和 $L_{\sigma E2}$ 。在直流+DC和-DC电路中所产生的电磁场变化不大，所以带来很小的感应电感。很多连接芯片外端口的平行导线会减小端口的电感效应。感应电感的主要部分产生在向外连接的连线中，因为在这里为了方便外部的连接，不得不放弃平行导线的形式。图2.5.26 给出了在开关过程中，在芯片不同位置的电压曲线。内部电压差达到150 V，从测量电流的上升率可以得出，从正极+DC到负极-DC产生一个20 nH感应电感。同时也可以看出，在芯片中的不同位置带来的电压差异不大，这就证明了平行式的导线结构带来极低电感。

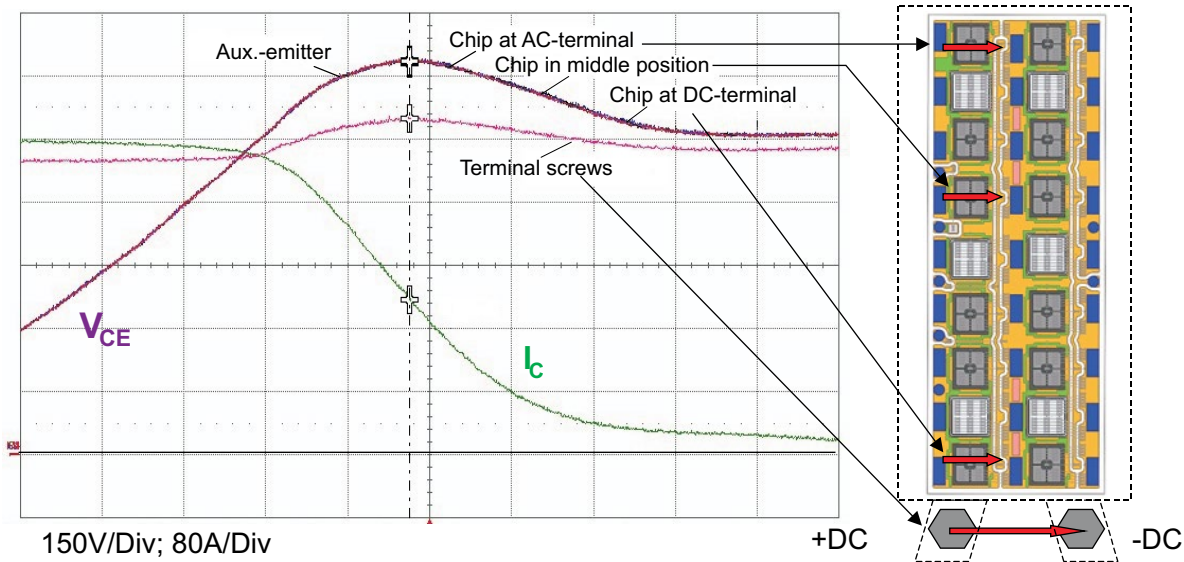


图 2.5.26 模块SKiM93的测试结果 外接条件6.7 kA/ $\mu$ s, 每格时间20 ns/Div

对于用户，内部关断过载过电压影响了最大可用电压。必须确保外部端口所测到的关断电压加上内部电感产生的电压降总是小于半导体的阻断电压。对于“底部”开关，可以使用辅助端口测量电压。它离芯片更近，所以能得到比在主要端口测量更好的关断过电压的图形(参见[AN1])。

### 2.5.2.6 耦合电容

在MOSFET或IGBT模块中，电流和电压的上升时间达到纳秒范围内，它会产生在MHz-范围的干扰电磁波。它会通过自身的寄生元件传播出去，对无线电通讯造成严重干扰。通过适当的绝缘材料，减小耦合或导电表面，如采用不对称型等，可以减少这种干扰[文献38]。此外，模块内部连接结构必须保证它的控制系统不会受到外部杂散磁场或变压器磁场的干扰。

另一个方面是“接地电流”，即流过绝缘基板电容 $C_E$ 到接地的冷却器的保护电流。它是在IGBT内，因为电压的变化 $dv_{CE}/dt$ 而产生的： $i_E = C_E \cdot dv_{CE}/dt$ 。电容的容量可用公式算出：

$$C_E = \frac{\varepsilon \cdot A}{d}$$

其中  $d$  (厚度)  $\text{Al}_2\text{O}_3$ : 0.38 mm or 0.63 mm;  $\text{AlN}$ : 0.63 mm;  
 $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r = 9.1 \cdot 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$  ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ 和 $\text{AlN}$ );

对于半导体模块中基板面积所占的比例可做下面推测:

- 40% "+DC"
- 40% "AC" 和
- 15% "-DC"

具体到那个接口和产生多大感应电压取决于它的接地效果。在整流器中必须采取适当的连接半导体器件的措施(如星形电容连接), 尽量靠近半导体器件, 这时电流  $i_E$  不会流过控制和监控设备。但它会被对地保护装置检测到, 并导致触发这个装置。对于高漏电流系统在相关功能的标识中, 有特殊的标识和保护线路的最低截面积(EN 50178标准, EN61800-5-1)的要求。

图2.5.27给出了最常见标准厚度的基板材料的电容量。由于不同的电介质常数和导热性决定的标准厚度, 最大的是氮化铝( $\text{AlN}$ )基板630微米, IMS基板120微米(环氧树脂)以及最小的25微米(聚酰亚胺), 它们会产生不同的电容量, 从而决定了在最高允许开关速度  $dv_{CE}/dt$  的条件下, 对地漏电流  $i_E$  的最大极限值。

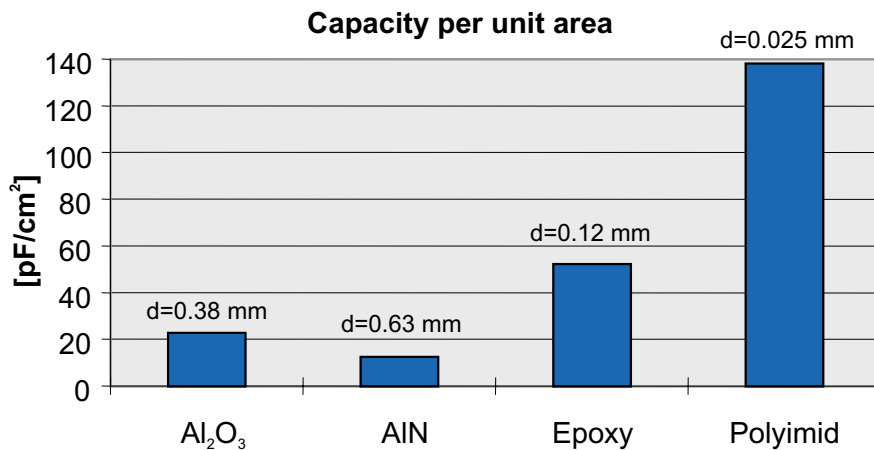


图 2.5.27 不同介质单位面积产生的电容量

### 2.5.2.7 电路的复杂性

我们无法给出最佳复杂性的一般定义。首先, 精减复杂的模块, 能最大限度地减少生产成本和减少不同组件连结中出现的问题(寄生电感, 干扰, 连接故障)。另一方面随着模块越来越复杂, 而它的通用性却越来越小(生产批量降低), 测试范围和生产成本越来越高。在模块中元器件数目和连接点越多, 损坏的概率就越大, 需要更换的部件就越多。模块就会对控制, 测量和保护部分提出更高的热稳定和抗电磁干扰(EMC)要求。

到目前为止, 在驱动器的集成方面还没有形成一个如我们后面提到的“世界标准”配置, 由于驱动功能不断地被集成到模块中, 功率模块的通用性越来越受到限制, 模块正逐步成为子系统。

一方面，智能模块瞄准了那些大批量市场(消费品，汽车制造)，同时另一方面，也涉及这样的市场，用同样的基本元素组成用途相似的新式模块。尽管有时会出现不可避免的重复，但制造者还是可以降低其系统的总成本。

当我们观察在市场上含有IGBT和二极管的电源模块，可以看出图2.5.28所列出的电路被广泛接受，并被大量地应用在功率电子技术和驱动技术中。

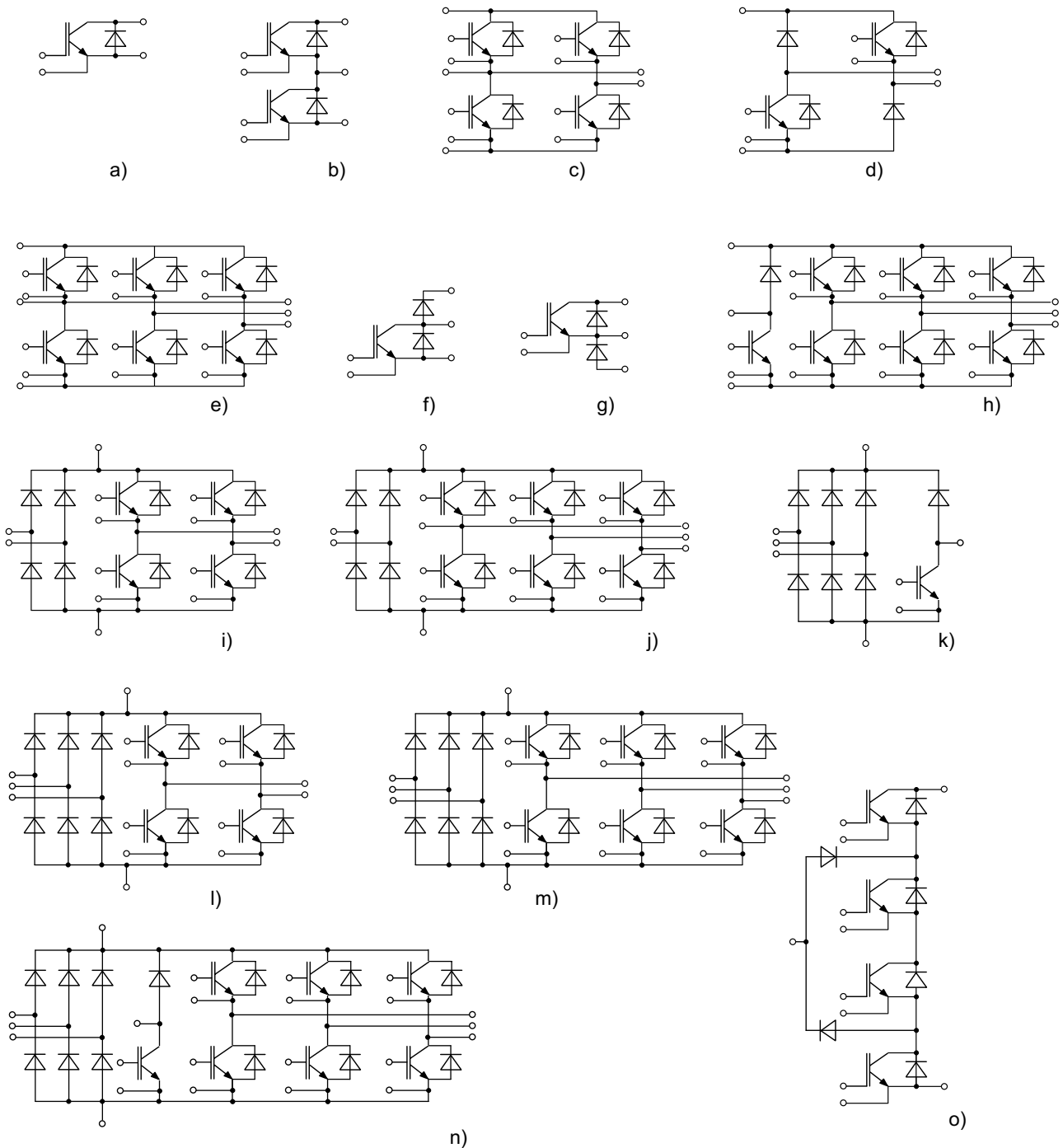


图 2.5.28 含IGBT和二极管功率模块配置单元

在图2.5.28的电路图中，赛米控公司定义了下面字母组合的意义：

- a) GA: 单开关，由IGBT和反向二极管组成(MOSFET模块时，在这里通常只有寄生反向二极管)。对于外电路是桥式电路，则反向二极管变为续流二极管。
- b) GB: 模块分支(相位模块，半桥模块)由两个IGBT和二极管混合组(续流二极管)
- c) GH: H桥，由两个含有IGBT和续流二极管的桥臂构成
- d) GAH: 不对称的H-桥，在一个对角线上有两个IGBT和混合反向二极管(续流二极管)，在另一个对角线上有两个续流二极管
- e) GD: 3相桥(六单元，逆变器)由三个含有IGBT和续流二极管桥臂构成
- f) GAL: 斩波模块，由IGBT和反向二极管加集电极端的续流二极管构成
- g) GAR: 斩波模块，由IGBT和反向二极管加发射极端的续流二极管构成
- h) GDL: 3相桥GD加斩波GAL(制动斩波器)
- i) B2U二极管整流器加IGBT的H桥(为了使电流导通，有时会用两个晶闸管构成的B2H代替纯二极管桥)
- j) B2U二极管整流器加IGBT逆变器(三相桥)
- k) B6U二极管整流器加IGBT斩波器“GAL”(IGBT和集电极端的续流二极管)
- l) B6U二极管整流器加IGBT的H桥(为了使电流导通，有时会用三个晶闸管构成的B6H代替纯二极管桥)
- m) B6U二极管整流器和IGBT逆变器(三相桥)
- n) B6U二极管整流器，IGBT斩波器“GAL”加IGBT逆变器(三相桥)
- o) 三点逆变器相位单元

### 2.5.2.8 在模块发生故障时安全行为的定义

在模块发生故障时(可能是控制失误引起的故障)，例如，在一个有电压存储的电路中，直流母线会将电能以电离子的形式积蓄在模块中，当底板线路被烧断后，这些能量会形成电弧，导致模块爆炸。在传统的晶体管模块中，这一现象会引起电路烧断，主回路短路，甚至绝缘层被烧穿。电离子和模块的残骸会高速的射向周围。通过适当的外壳设计，可以使此类危险降到最低，并使爆发的残物引导向一个固定的方向。

研究表明，在一定的能量水平下，比如15千焦耳没有从粒子溢出模块，甚至在20千焦耳，虽然外壳会裂开，但仍然没有大量的金属残骸喷出[文献39]。按照标准IEC60747 - 15，到目前为止还没有一个对功率半导体模块的明确定义。

### 2.5.2.9 环境无害的再循环

在今天的电源模块中，尽量避免使用有毒材料(如氧化铍)，并且材料种类的数目也在被减少。外壳和其他材料具有阻燃性，并在燃烧时不会产生释放有毒气体(UL认证)。在回收拆解，能方便的把金属和非金属分别零件拆解下来，因此，新的模块只使用永久弹性的灌注密封材料(软灌注密封)。所有赛米控公司制造生产的半导体模块都符合RoHS标准。

## 2.5.3 分立元件

### 2.5.3.1 小型整流元件

小型整流器通常有塑料外壳和金属焊接连接端口。半导体元器件一般是通过两边或者单边焊接端口连接。冷却散热主要是通过连接线或器件表面，在有些情况是通过外壳传播到空气中。我们一般分为连接线元件和SMD(表面贴装器件)元件。

#### 连接线元件

顾名思义，元器件是通过导线电线实现电路连接的。通常还在电流的输入端口连有冷却片来提高冷却效果。它的连接是把引线插入电路板金属化孔，并在背面进行焊接(图2.5.29)。

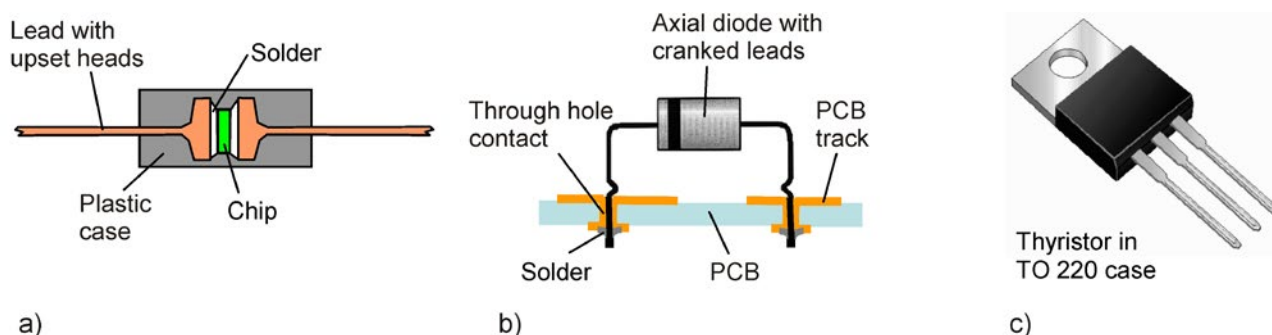


图 2.5.29 a) 二极管 ; b) 二极管焊接在电路板上;  
c) 带冷却片的元件

#### SMDs元件

SMD(表面贴装器件)通常是圆柱形或长方形形状。SMD元件可以非常紧凑固定连接在电路板的正反面。使用SMD元件的电路板通常涂有焊膏，在安装好元件后，再利用回流法(Reflow工艺)进行焊接。在混合组装元件的印刷电路板上，首先将SMD元件粘在被面，然后用波焊或波峰焊(图2.5.30)同常规装配组件连接在一起。

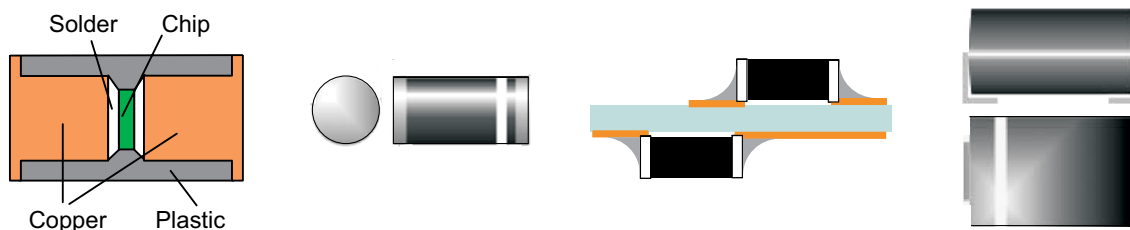


图 2.5.1 金属电极平面二极管(MELF)的构造，MELF二极管，在电路板两边，四方形SMD二极管(从左到右)

因为SMD二极管大面积的接触电路板，所以它的热阻要比连接线元件小的多。





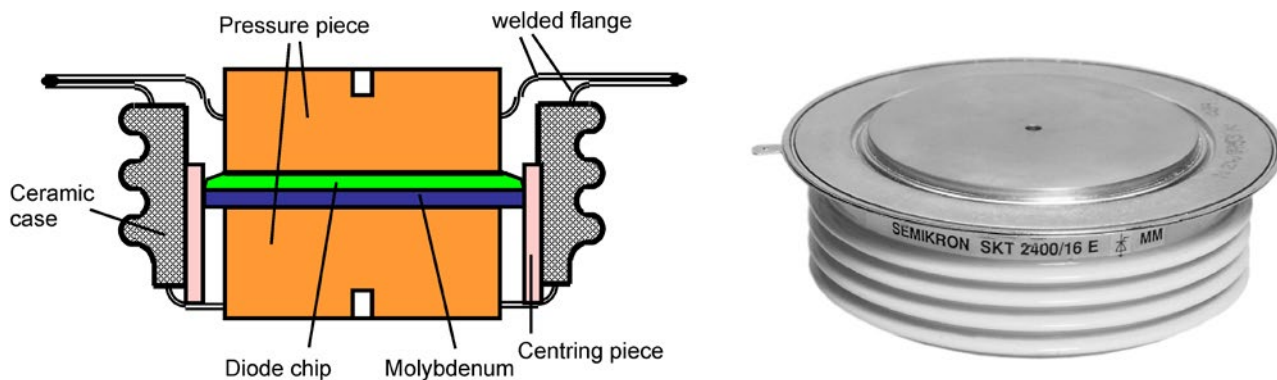


图 2.5.32 圆片状半导体单元

#### 2.5.3.4 SEMiSTART®

SEMiSTART®是由两个反平行连接的独立晶闸管组成。第一个晶闸管的阴极通过一个散热器连接到第二个晶闸管的阳极，第一个晶闸管的阳极通过另一个散热器连接到第二个晶闸管的阴极。所有连接都是压力接触连接，碟形弹簧作为一个压力源。辅助触点是螺旋弹簧形状。晶闸管不是同散热片绝缘，而是通过螺纹连接同负载连接在一起。SEMiSTART®因为它很高的抗瞬时负载性，所以常常被用在软启动装置中。它在20秒内的抗负载性为：在电压1800伏时，电流达到560到3080安培。

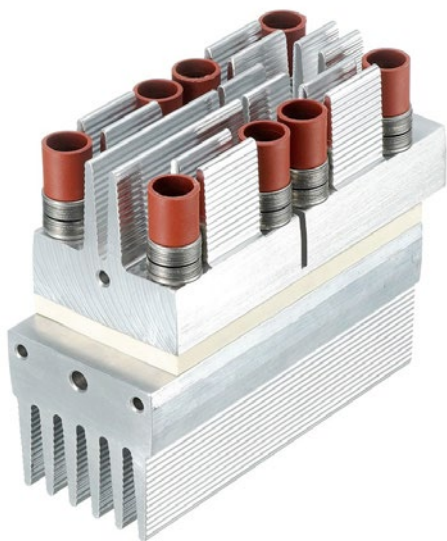


图 2.5.33 SEMiSTART®

## 2.5.4 功率模块

### 2.5.4.1 基础知识

电力电子电路通常包含不止是一个单一的功率半导体器件，而几乎都是由多个半导体元器件组成。使用分立元件构成的单元，必须把它们的散热片集中到一起。因为元件的散热片是同半导体器件的一个主要端口相连接，所以当它们集中在一起时，必须进行相互隔离。连接是通过电缆或导轨形式，这种结构是非常的不经济的，在材料，体积和生产工时等方面都是十分浪费。因此，出现一种新模式，它不在依赖各种分立元器件自己的绝缘隔离，而是把它们的芯片组装在一起，然后注入绝缘隔离物质。这种模块标出了分开的电流和散热接口，具有良好导热能力的绝缘物质既保证了内部电路的相互隔离，由能使内部元器件同外部的散热器有良好的热连接(图2.5.34)。

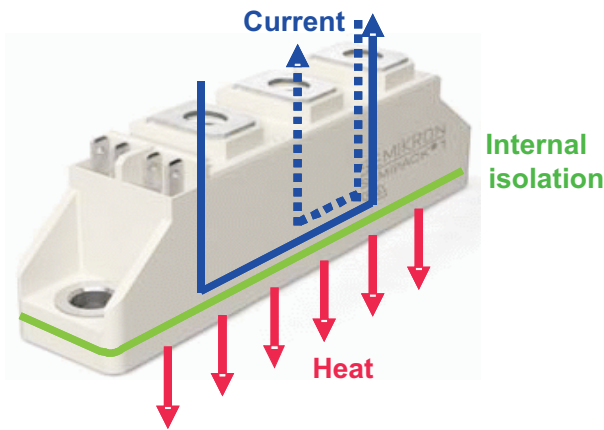


图 2.5.34 功率模块SEMIPACK®示意图

功率半导体模块可以包含功率二极管、快速二极管、晶闸管、MOSFET或IGBT模块。内部布线的复杂程度决定了它可实现从一个单一的半导体功能到多达二十多种功能(第2.5.2.7章节)。此外，有些模块还含有被动元器件，如温度传感器、电阻和电容。它还能把驱动器功能集成到一起，我们称之为智能功率模块(IPM)。

最广泛被使用的是有~ / + / - / 控制连接端口的半桥模块(单臂模块，三相模块)。这种配置使它很容易完成多块模块的连接，以及同其他元器件的连接，来实现一定功能的电路。SEMIPACK® (1975)是世界上第一块半导体功率模块，它就是利用这种结构生产的。图2.5.35作为例子给出了这样一个晶闸管半桥模块的结构图。在这个模块芯片装在一个塑料壳中，并用硅凝胶固定，以保证绝缘。值得小心的是，红外线不能穿透所有外壳材料，这就导致了在明亮的环境，如阳光下，反向截止电流值比在黑暗中更高。它对功能和可靠性没什么影响。

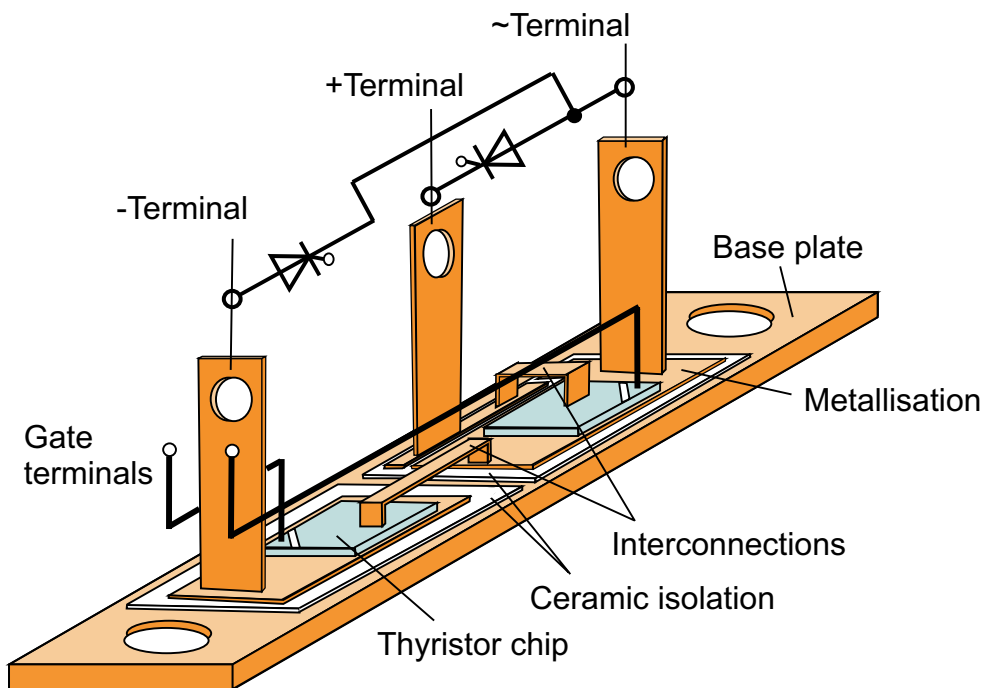


图 2.5.35 晶闸管半桥模块布局示意图

除了半桥电路，模块在单相和三相桥式整流电路，以及整流器和逆变器同样被使用。CIB模块 (Converter-Inverter-Brake)是把整流器，逆变器和隔离器集成在一起。对于一些特殊应用要求，模块会进行其他配置。

#### 2.5.4.2 二极管和晶闸管模块系列

##### SEMIPACK®

SEMIPACK®是所有功率半导体模块鼻祖。它是在1975年由赛米控公司首先研制成功，并从那时开始整个模块系列的生产。它的负载电流从15A到1200A，并根据市场要求生产多个版本。所有SEMIPACK®都有铜质底板。

配置	缩写	描述
SKET	ET	1个晶闸管
SKKD	D	2个串联的二极管半桥
SKKE	E	1个二极管
SKKH	H	二极管和晶闸管半桥 (晶闸管在上)
SKKL	L	二极管和晶闸管半桥 (晶闸管在下)
SKKT	T	2个串联的晶闸管半桥
SKMT	M	2个晶闸管中心连接电路，阴极连接
SKNH	N	晶闸管和二极管中心连接电路，阳极连接

表 2.5.5 SEMIPACK系列

SEMIPACK®	电流极值	截止电压	配置	工艺技术	端口接口
SEMIPACK®0	15 A	600 V – 1600 V	D, E, H, T	芯片双面焊接	插头
SEMIPACK®1	28 A – 119 A	800 V – 2200 V	D, E, H, L, T, M, N	芯片双面焊接	螺丝
SEMIPACK®2	122 A – 212 A	800 V – 2200 V	D, E, H, T	芯片双面焊接	螺丝
SEMIPACK®3	250 A – 380 A	800 V – 2200 V	D, E, H, T	芯片焊接/粘接或压力连接	螺丝
SEMIPACK®4	330 A – 600 A	800 V – 2200 V	E, ET	芯片压力连接	螺丝
SEMIPACK®5	570 A – 701 A	800 V – 2200 V	D, H, T	芯片压力连接	螺丝
SEMIPACK®6	740 A – 1180 A	1400 V – 2200 V	E, ET	芯片压力连接	螺丝

表 2.5.6 SEMIPACK技术参数

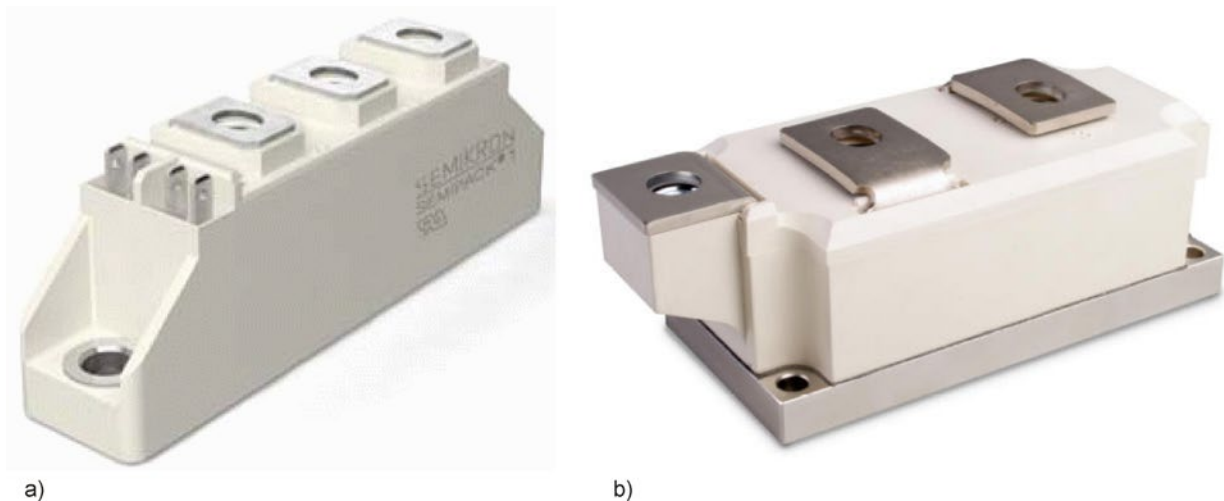


图 2.5.36 a)SEMIPACK® 1(芯片焊接/粘接, 弹簧辅助触头顶部焊接) b)SEMIPACK® 5 (芯片压力连接)

**SEMIPACK®fast**

这一标称表明在SEMIPACK®1和2中的配置D和E, M和N, 还有SEMITRANS®4含有快速二极管。截止电压范围从200 V至1700V。



## SEMIPONT®

SEMIPONT®系列包括输出直流电流从2A至210A，电压从200 V到1800 V之间的单相和三相整流模块系列。它包含除了纯粹的不受控制的二极管整流桥外，也有半受控和全控晶闸管整流器，其中还分为是否带有隔离器或续流二极管。利用三个反并联的晶闸管可以实现电流分流器模块(W3C电路)。

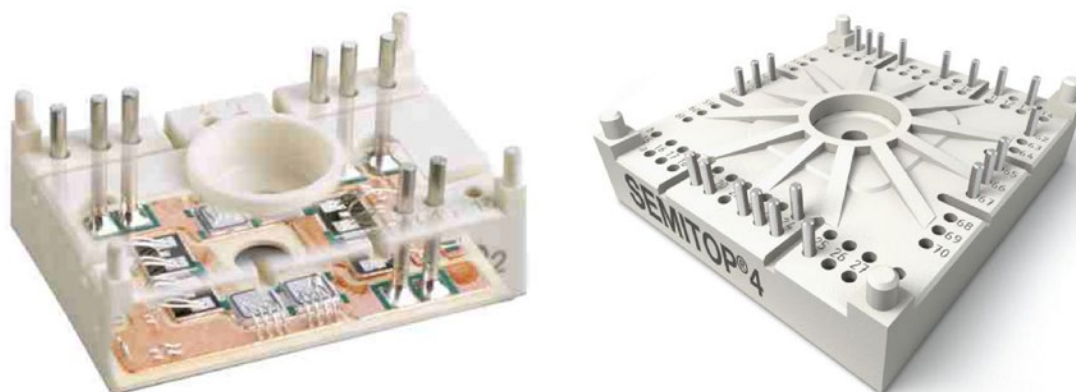
许多模块外壳的连接形式，根据使用的电流强度，可分为插接件，焊接件或螺纹连接件。有一部分模块带有铜质底板。特别是小功率范围，芯片被焊在DCB陶瓷板上，然后利用外壳和固定螺钉把它压紧到冷却片上。



图 2.5.37 SEMIPONT® 设计实例

## SEMITOP®

这个系列中的4种外壳形式的模块没有铜质底板。只有一个螺丝把模块被固定到散热片上。电路和控制端口的连接是焊接头。除了采用IGBT(第2.5.4.3章节)形成的电路，也有一系列用二极管和晶闸管的产品，例如，单相和三相不受控、半受控和全控桥路，单、双和三相交流分流器和其他一些产品。在耐压从600V到1600V之间，有效电流或者直流电流的平均值在25A到210A之间。



a)

b)

图 2.5.38 (a) SEMITOP®4 (b) 带隔离器的半受控三相桥SEMITOP® 4

## SEMiX®

它是为大功率而设计的带铜质底板的模块，它采用二极管和晶闸管制成的半桥和三相交流桥。它高度为17毫米是为了能与SEMiX® IGBT模块一起使用。当耐压在1200V和1600V时，电流强度在170A到340A之间。值得一提的是，从安装电路板到安装晶闸管模块都很简单，它们是通过弹簧触头连接的。



图 2.5.39 SEMIX®模块

### 2.5.4.3 IGBT和续流二极管模块系列

#### SKiiP®

SKiiP(赛米控集成智能电源)在90年代中期开始进入市场，到现在已经是第四代。图2.5.40给出了SKiiP结构示意图。

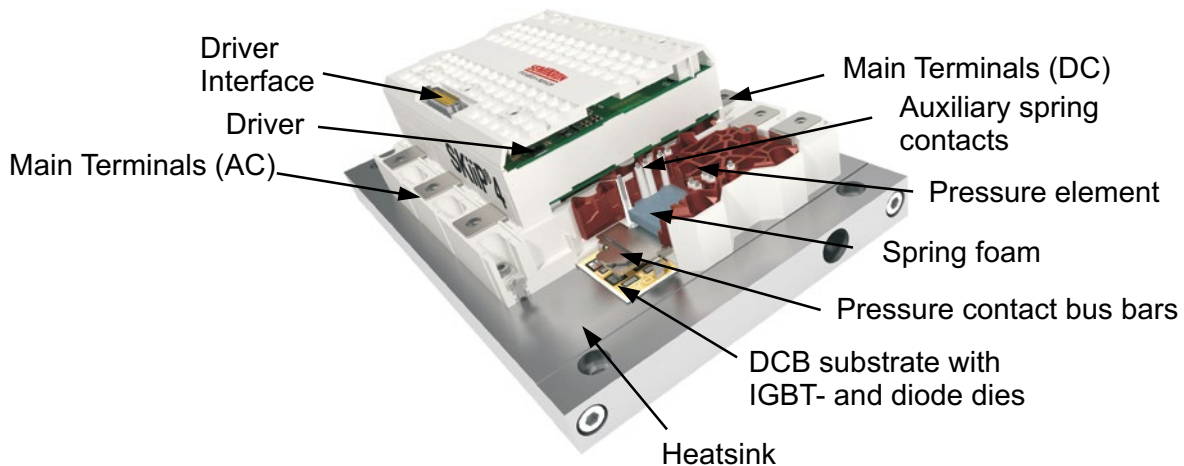


图 2.5.40 SKiiP 第四代的基本结构

同传统的晶体管模块不同，IGBT和二极管芯片的DCB基板不是被焊接在铜底板上，而是由一个弹簧单元直接把它压在散热器上。这样DCB基板通过压力接触连接到端口，而且这种连接的感应电感很小。直流接口为了减少感应效应，它被设计在模块的上半部分同外接端口同层。在塑料外壳中还有一层金属板，来压紧DCB基板和给在SKiiP内的控制电路提供屏蔽保护。

通过对许多相对较小的IGBT芯片并联和更好的连接模块散热片，就会使它的热阻 $R_{th}$ 比标准模块要小很多，因为热量会通过散热片散去。除了晶体管和二极管芯片，在DCB基板上还有温度传感器，其输出信号给控制器(温度极限)，并可通过驱动放大输出到模块外部，供监视监测使用。在SKiiP中的交流端口，有电流传感器测量端口电流，为IGBT元件提供过载电流及短路保护。SKiiP内部的控制部分是在模块隔离金属板上面，它控制处理整个工作过程。零电位的电流信号也被用来作为外部传感元件和控制回路的信号实际值。



它有4种外形大小(IGBT半桥2, 3, 4和6), 再加上相适应的驱动控制模块就能很方便的实现一些电路, 比如, 在1200 V和1700 V系统的H桥或三相桥。该逆变器不需额外并联电路就能在从100千瓦至1.5兆瓦的范围使用。

SKiiP相比传统的模块有以下优点:

- 长期抗温度变化性约是传统模块的2倍
- 热量直接从芯片-DCB-散热片的传递, 降低了热阻抗
- 紧凑电路设计和高功率密度
- 低感应电感的结构带来较小的过载电压, 也就是说, 较高的可靠换压和较小的干扰
- 优化调整内部SKiiP, 智能控制驱动
- 在组装散热器前, 用最佳的丝网印刷工艺涂上导热膏, 保证散热效果
- 通过并行电流路径设计来降低转换器的感应电感(4×600A半桥模块, 而不是2×2400单开关模块)
- 由生产厂家做完整的负载检验

在表2.5.7是第三代和第四代的SKiiP。除了所描述的冷却器, SKiiP也可以用其他方式冷却, 比如空气冷却或水冷却。







SKiiP3 1200 V / 1700 V			
半桥	2	3	4
$I_c$	1000 A	1500 A	2000 A
SKiiP4 1200 A / 1700 V			
并联IGBT半桥	3	4	6
$I_{C@TS=25^{\circ}C}$	1800 A	2400 A	3600 A

表 2.5.7 第三代和第四代的SKiiP

### SKiM

SKiM是在SKiiP和MiniSKiiP之间, 中等功率范围无底板模块。该模块使用了SKiiP技术。SKiM63/93是第一个完全无焊接IGBT模块。同有焊点有底板的传统模块相比, 消除焊点的模块的抗温度变化性提高了5倍。因为它的紧凑结构和在30千瓦到150千瓦的功率范围的适用性, 使它得到汽车工业的青睐。它的主要连接端口是在模块的边部, 所以, 在它上面可放置控制驱动板。安装是通过无焊接弹簧连接。

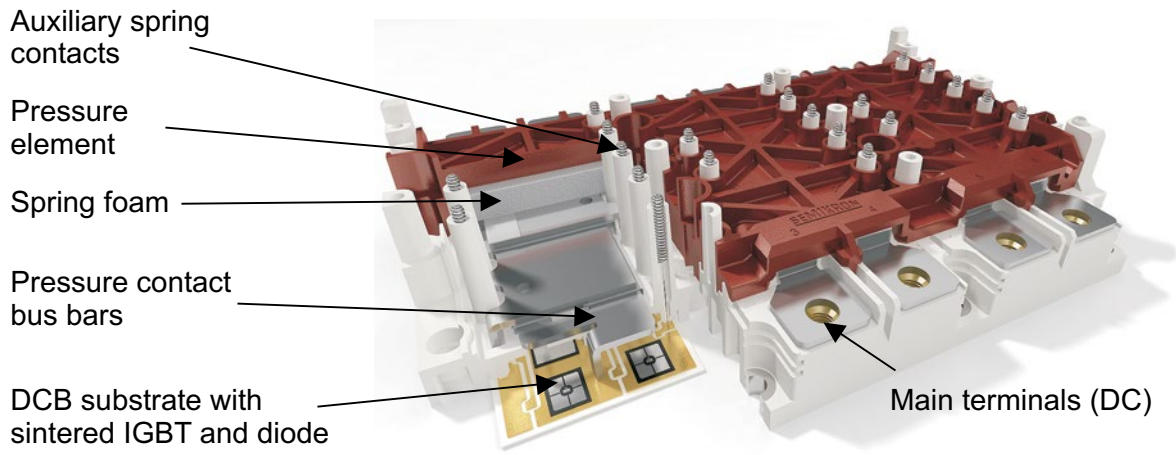


图 2.5.41 模块SKiM63

正如同在前面的模块，SKiM4和SKiM5可以实现三相桥式电路(GD,6-芯)。作为特例的斩波器(3相GAL/GAR非对称H-桥，例如磁阻摩托)，或作为三相逆变器(多电平逆变器，MLI)的组件。SKiM有600伏，1200V和1700年三个电压等级。

**SEMITRANS®**

根据IEC60191-2标准，SEMITRANS®半晶体管模块外壳为34毫米和61毫米宽度的标准外壳。它是有铜质底板的模块，它的连接端口是螺丝连接(SEMITRANS6例外)。直流DC连接端口作为中心，芯片的连接端口是非常对称分布(电流平均的分布在两个平行芯片)。对比17毫米高、有横向引导负荷端口模块(SEMiX)，它拥有很低的欧姆电阻和感应电感。辅助接口通常设计成“快速连接”插件(除了SEMITRANS4)。除了少数的MOSFET模块，IGBT和软恢复二极管分为600V，1200V和1700V三档。模块是在中功率范围，其电流范围是从20A (GD, 6-芯)到800A (GA, 单开关)之间。



SEMITRANS M1



SEMITRANS 2 (34 mm)



SEMITRANS 3 (61 mm)



SEMITRANS 4 (61 mm)



SEMITRANS 5



SEMITRANS 6

图 2.5.42 SEMITRANS 模块系列

## SEMIX®

SEMIX®与SEMISTRANS带底板模块系列应用在相同的功率范围，它的主要区别是它低矮的外壳(17毫米高)，主要连接端口在面上，并且十分容易在模块上方，通过弹簧接触直接安装控制驱动板。

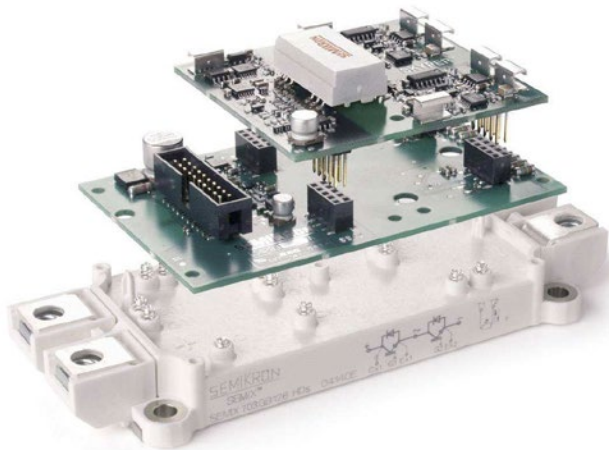


图 2.5.43 SEMIX3模块和控制驱动板 (SKYPER)

这种外壳形式，至少它的主要尺寸和连接端口可作为一种准标准。赛米控公司提供4种外壳尺寸的半桥模块(SEMiX1 bis 4 – 图2.5.44)和2种形式的三相桥模块(GD, 6芯, SEMiX13和SEMiX33)。特别是有不同制造商提供同SEMIX3和SEMIX33类似性能的模块。外壳形式1和4的元件是在低功率和高功率范围内元件的完善提供了补充。用同样尺寸的直流整流桥可以实现一个很矮和节省空间的整流电路。

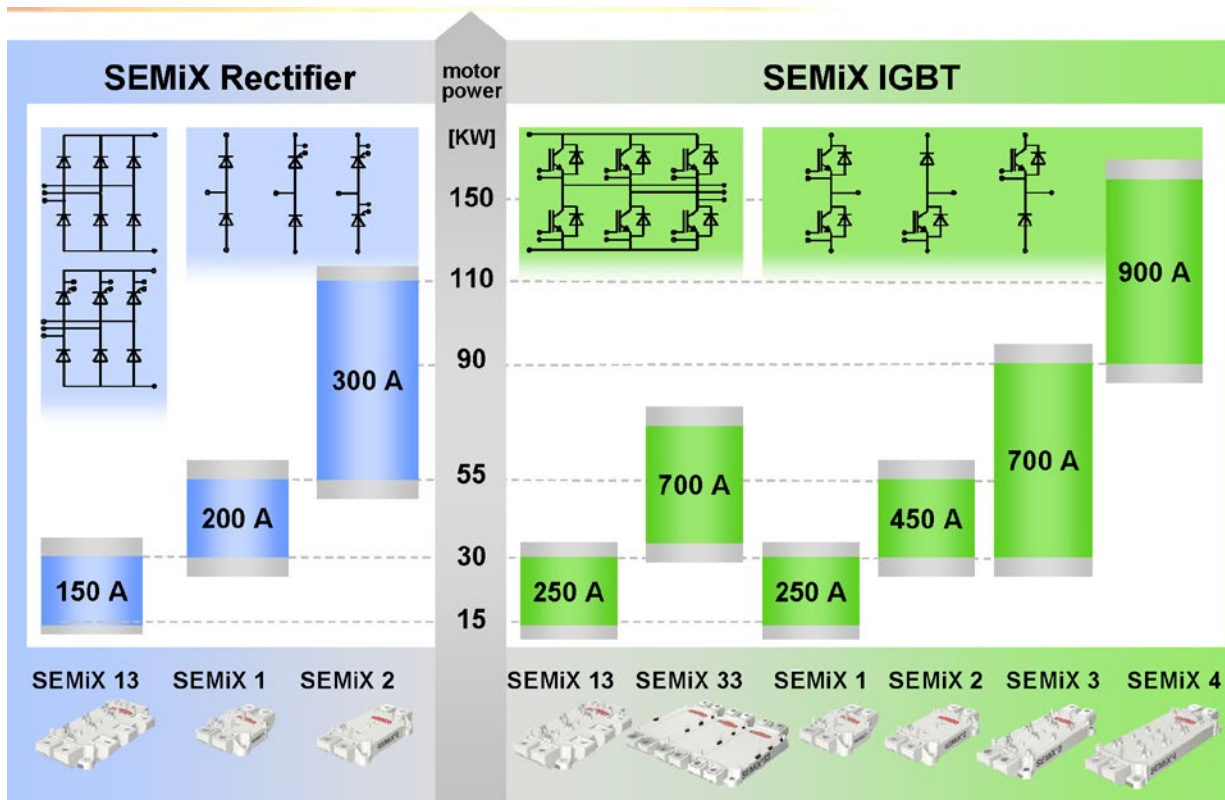


图 2.5.44 SEMIX系列的外壳形式，功率范围和集成电路



SEMiX模块的内部结构如图2.5.45所示。根据尺寸把同类型DCB并联连接。每个DCB包含了一对IGBT和相应的反向二极管。与经典带铜质底板的模块相同，SEMiX模块有钎焊陶瓷基片、焊接和粘接的芯片、焊接的主要端口和焊接的连接器。特殊点是辅助端口和集成的温度传感器(NTC)使用的弹簧接触连接。

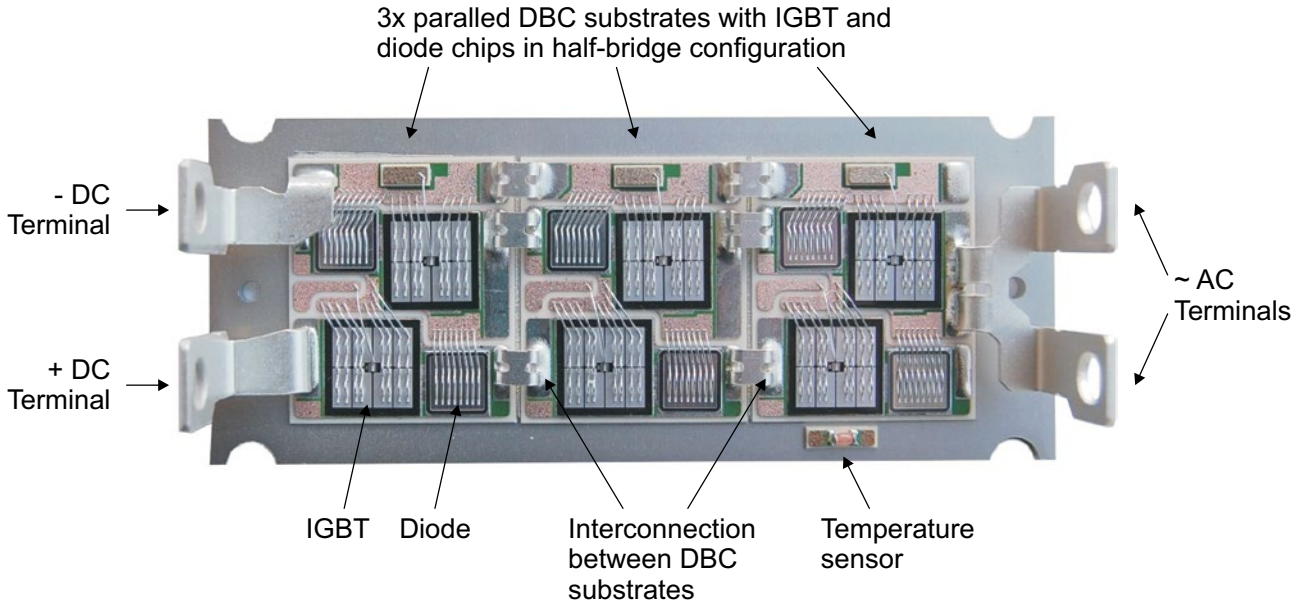


图 2.5.45 SEMiX3模块内部结构

**MiniSKiiP**

在小功率范围使用IGBT模块的SKiiP系列是压力接触连接的MiniSKiiP，它具有出色的灵活性，易于安装，图2.5.46给出其基本设计。

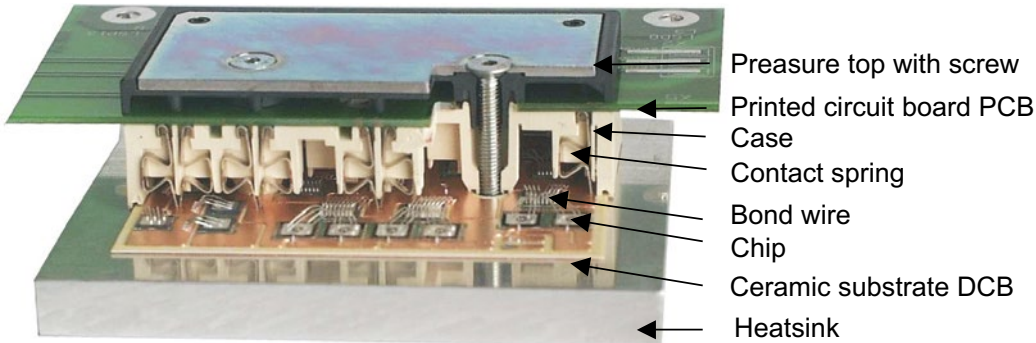


图 2.5.46 MiniSKiiP 模块

在MiniSKiiP中的组件是:

- DCB绝缘基板，在基板上焊接的半导体芯片(如IGBT的，MOS管，二极管，晶闸管)和其他组件，以及如电流和温度传感器
- 弹簧接触的连接件，为密封填充的硅凝胶，固定DCB板的外壳
- 坚固塑料制成有隔离板的封盖

所有电气和散热连接(到散热片)是用一个或两个螺钉固定连接，螺钉把封盖、电路板、MiniSKiiP模块和冷却散热装置固定在一起。在这种情况下，弹簧接触连接件不但提供了DCB板上的半导体同基板的电路连接，而且作为压力源把DCB板和冷却器压紧。

由于在整个表面MiniSKiiP分布了几个弹簧连接件，它就保证了DCB板同散热器的良好接触，从而降低了热阻。对于电流大于20 A是并联的接触。因为有很多种弹簧连接件可以选择，所以我们能针对像电力驱动、电力供应和其他不同的用途，灵活的组成不同的电路。

为了满足不同的功率范围，在第二代产品中有4种外壳尺寸的模块可供选择，它们是从MiniSKiiP0(耐压600 V，额定电流20 A的IGBT)到MiniSKiiP3(耐压600 V和1200 V，额定电流150 A的IGBT)(图2.5.47)。

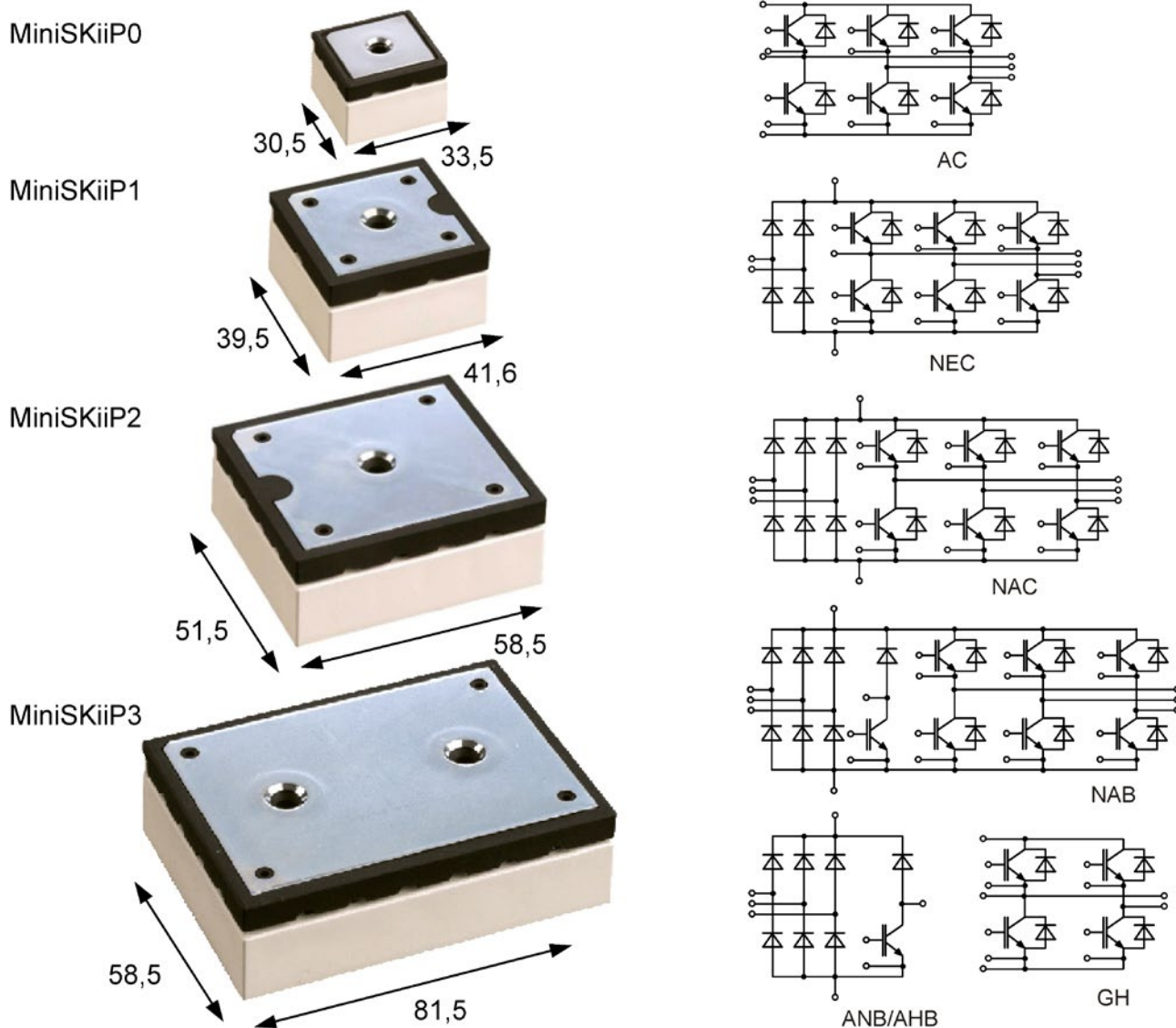


图 2.5.47 MiniSKiiP标准电路和类型(单位:毫米)

### SEMITOP

上述SEMITOP系列包括4种类型(图2.5.38)。SKiiP, SKiM和MiniSKiiP属于无铜质底板的SEMITOP结构,即通过对塑料外壳的特殊设计,使其把DCB基板压紧到散热器上,然后利用一个螺钉把模块同散热器拧紧。不同MiniSKiiP的是在SEMITOP中,使用焊接来连接器件和电路板。

SEMITOP能把最多到12个元器件集成到这么小的模块中，所以在小功率和小的可用面积应用中，它是首选模块。焊结点之间的空间可以不受限制的提供给其他组件。

## 2.6 传感器、安全装置和驱动器的集成

下面我们按照不断增加集成电源模块外围功能的顺序举例说明。

### 2.6.1 集成电流测量模块

模块中的电流测量功能是为了防止功率半导体内出现过载电流，为模块提供保护的功能，另一方面电流信号也可做为电流控制回路信号。对于前者，一个粗略的监测和半导体本身可以作为电流传感器(检测 $V_{CE(sat)}$ )就足够了。但对于控制就需要一个高精度度(精度2%到5%)、高动态范围(响应时间在1微秒左右)和频率范围从直流到大约10千赫的测量值。

#### 电流分流

直接测量电流分流器集成在IGBT模块的发射极端口(-DC直流端口)或者AC输出端口。在图2.6.13中的三个深色方形器件就是IGBT三相逆变器模块中三个发射极电流测量芯片。它的输出信号必须通过差分放大器传给驱动部分。经过横向分流的端口能保证对主电流路径的耦合的低感应效应。

使用电流分流的问题是在干扰环境下，电压值的评估同分流损耗之间的矛盾。例如，当分流器内阻是 $5m\Omega$ ，在20A时产生100mV的电压降，但却有2瓦的损耗。这个功率损耗达到限制了印刷电路板极限值。把电流分流集成在DCB板有一个很大的优势，它能把损耗产生的热能直接散发到散热器上。这就使原来的20A的极限值提高到50A，缺点是必须占用DCB板上宝贵的面积。

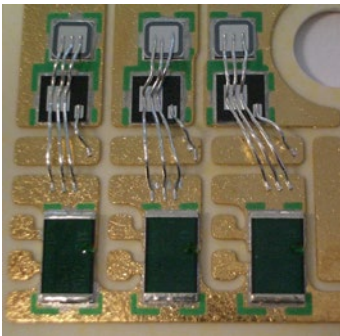


图 2.6.1 IGBT模块MiniSKiiP发射极上电流分流器 (Isabellenhütte公司)

#### 电流传感器

对于电流大于50A时，常常使用一个根据不同原理(电磁变压器，霍尔效应，磁阻效应)制成的隔离变压器。在SKiiP中使用补偿传感器(图2.6.2)，它具有高精度，宽频率范围和高抗过载性。该传感器的输出值满足大规模集成电路和电路保护的要求。它的原理是：当主电流通过一个传感器环的中心时，就会在传感器磁芯中产生磁场，通过一个辅助绕组，可以使磁芯中的磁场强度补偿为零，这个电流经过一个放大器，并把磁场补偿为零的电流就是补偿电流，补偿电流是同主电流有直接关系。利用这种方法可以测量直流电流的大小和方向。

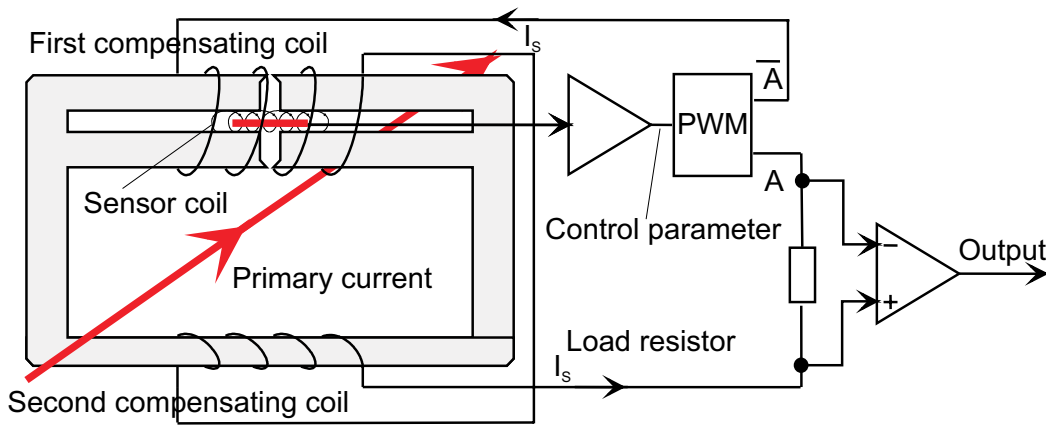


图 2.6.2 SKiiP IGBT模块中的补偿传感器的工作原理

### 传感IGBT模块

它们包含特殊的类型的芯片，在芯片中有一分立的单元可把测量电流分流出来，这个测量电流是同主要电流的大小成一定比例。这种IGBT芯片需要特殊芯片连接和输出信号，但赛米控公司产生的模块没有这些连接。对发射极分流测量方案应选择较高的电阻值。相对于通过检测电压 $V_{CE}$ 来监控过载电流，从而给模块提供保护，这种检测必须是实时和快速的。因为测量的精度不高和温度的影响，它只能用于防护目的。

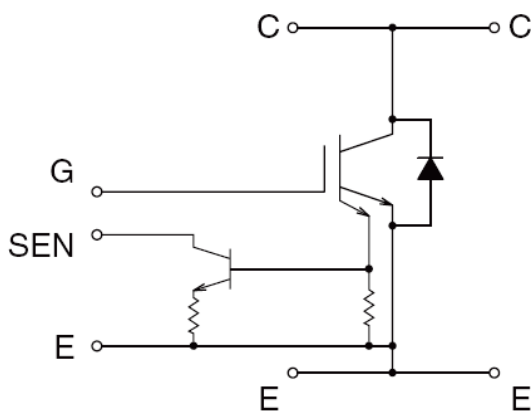


图 2.6.3 传感IGBT模块 [41]

### 2.6.2 集成温度测量模块

在更高集成度的模块是PTC-(Positive Temperature Coefficient, 正温度系数)或者 NTC-温度传感器 (Negative Temperature Coefficient, 负温度系数)的贴片设计或作为传感器芯片。在模块MiniSKiiP, 部分SEMITRANS, SEMITOP和SKiM4/ 5及SKiiP2/ 3中都使用了 SKCS2型号100的传感芯片。在温度为25°C时, 该传感器的电阻为1000  $\Omega$ , 它的典型温度系数为0.76%/K。

$$R(T) = 1000\Omega \cdot (1 + A \cdot (T - 25^\circ\text{C}) + B \cdot (T - 25^\circ\text{C})^2)$$

$$\text{其中 } A = 7,635 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \text{ and } B = 1,731 \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$$

传感器测量电流范围在1mA到3mA时, 最大的允许误差在温度为25度时是 $\pm 3\%$ , 在温度为100度时是 $\pm 2\%$ 。



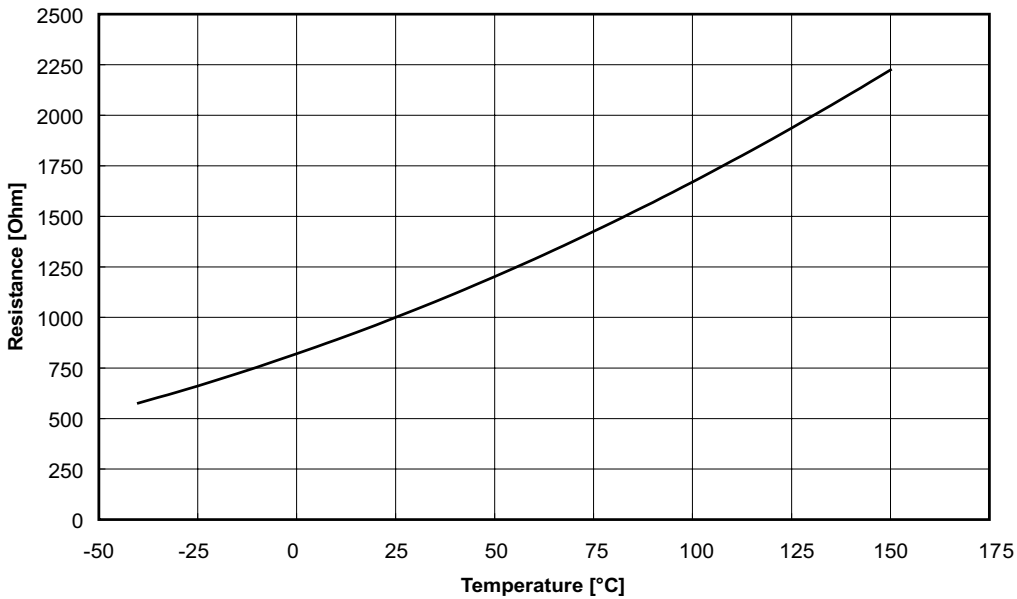


图 2.6.4 PTC温度传感器SKCS2Typ100的特征曲线

在模块SEMiX，部分SEMITOP和SKiM63/93及SKiiP4中都使用了KG3B-35-5型号的NTC传感芯片。在个别产品系列中传感器的特征曲线也不同。特征参数的详细信息可以在数据文件表中查到。例如，在SEMiX IGBT模块的传感器，在温度25度时，电阻是5kΩ，而在100度时电阻是493 Ω。传感器测量电流范围在1mA到3mA时，最大的允许误差在温度为100°C时是±5%。由于传感器的特征曲线是指数形式，所以它作为模块保护比作为温度测量更适宜。

$$R(T) = R_{100} \cdot e^{B_{100/125} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_{100}} \right)}$$

其中  $R_{100} = 0.493 \text{ k}\Omega (\pm 5\%)$

$B_{100/125} = 3550 \text{ K} (\pm 2\%)$

$T_{100} = 373.15 \text{ K [T -in Kelvin]}$

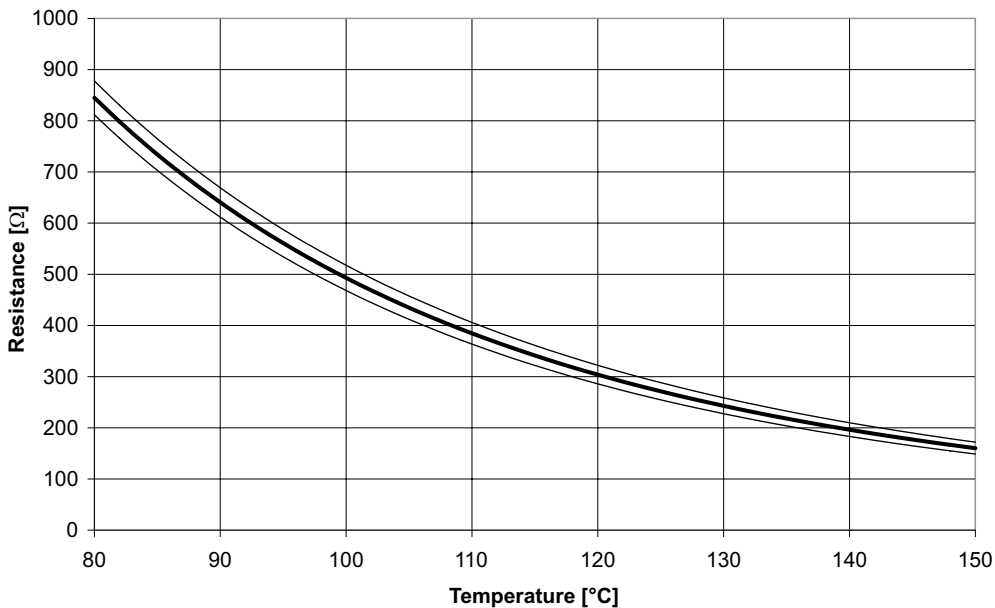


图 2.6.5 NTC感应器的特征曲线

在模块中，传感器被隔离焊在DCB板上。对于带底板模块，传感器提供大约底板的温度，不带底板的模块，传感器提供大约模块散热器的温度。测量点和芯片下散热器之间的垂直热流量，在理想的稳定状态下可以忽略不计。传感器的输出值可以作为是否通过控制来提供过热保护的依据。在动态方面，它有一个不小的滞后，例如，在模块SKiiP3的热阻抗 $Z_{th(j-r)}$ 有一个很大的时间常数(当使用空气冷却系统时大于200s，使用水冷却系统时大于50s)。一个绝缘温度传感器不能提供对瞬时过载的保护。

只有IPM(智能功率模块)才能提供一个动态保护(见后面的章节中的SKiiP4)。保护功能被提到仅次于控制驱动的高度，传感器如同芯片被固定在铜板上，直接放在热源的旁边，测量结果非常接近的芯片温度，但仍然不相等。另一个优势是热阻抗 $Z_{th(j-r)}$ 最大的时间常数是1秒，从而实现了短时间的过载更好的保护。在SKiiP4中虽然传感器到控制驱动端口的温度信号是模拟信号，但通过加强隔离，使它可以提供了一个数字信号的传输。

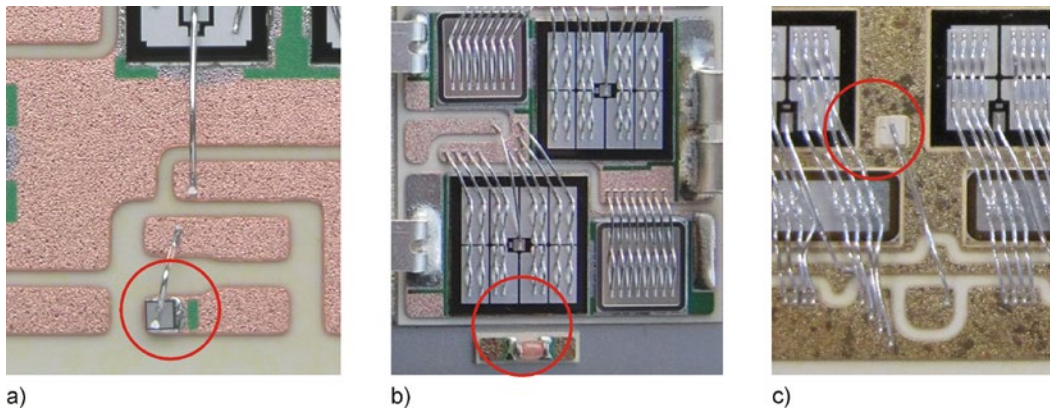


图 2.6.6 电力半导体模块中的温度传感器 a) MiniSKiiP中隔离PTC芯片(0.7毫米间距) b) SEMiX中隔离NTC元件(1.6 mm间距) c) SKiiP4中非绝缘集电极电位传感器芯片

上面描述的SKiiP4有一个例外，它的温度传感器有一个满足基本要求的隔离，但不是高绝缘条件下的隔离。隔离距离为0.7毫米和1.6毫米，所需的隔离电压是由填充硅凝胶封装来实现。由于隔离距离太近(图2.6.6中MiniSKiiP的例子)，出错时会产生电弧，以致使传感器上产生高压。因此，根据EN50178的标准，温度传感器隔离只符合一个基板隔离。为达到“安全电子隔离”的要求，附加的电路措施是必要的，这些在标准中都详细写明了。

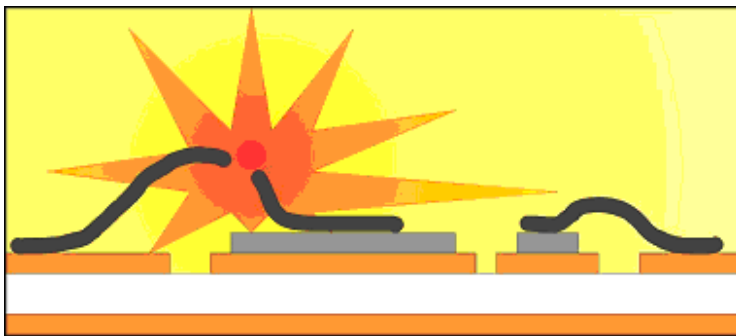
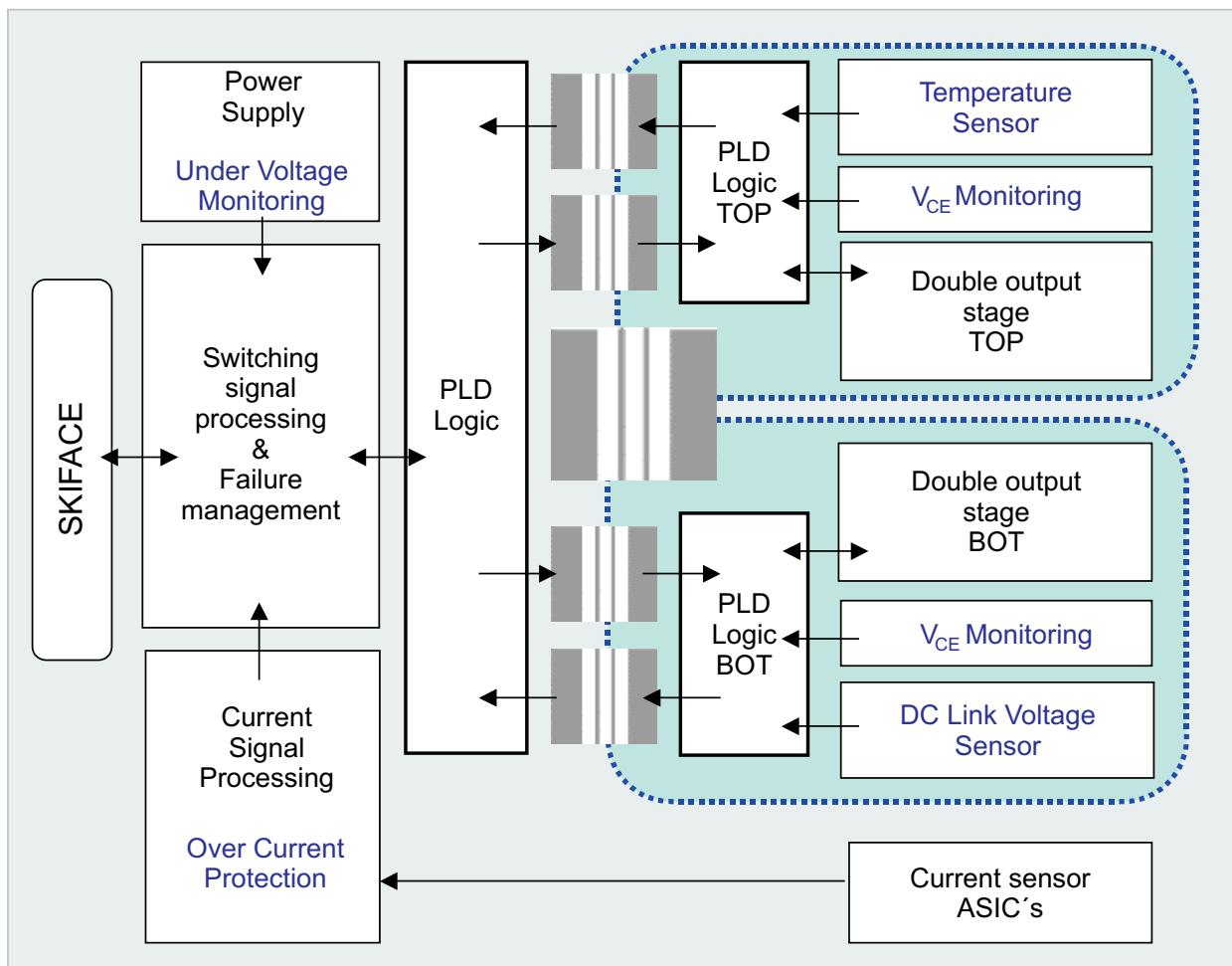


图 2.6.7 温度传感器在出错时会产生电弧并使导线熔化

### 2.6.3 IPM (智能功率模块)

在IPM中除了IGBT和续流二极管还集成了驱动和保护单元(IPM的最低配置),以致完整的逆变器控制。它的优点是除了极高的一体化和ASIC解决方案,还有比的离散元件更高的可靠性。它的缺点是用户在原则上无法改变集成电路的特性和逻辑功能。所以IPM往往是根据用途固定设计好的(ASIPM=专用IPM)。

已经在第2.5章节中所描述过的, SKiiP含有一个控制单元, 它有所有必要的保护和监控功能, 这是一个安装在模块上方SMD电路板。控制和电流源可以根据控制的过载电位来调节。SKiiP含有所以必要的电位隔离, 一个开关部分和功率驱动器。SKiiP的电流传感器在交流输出端口, 并有温度传感器和一个直流电压监控功能(SKiiP3可选)。控制器检测处理包括了过流保护或短路保护, 过热保护和过载电压保护中所有感应器的信号以及低自供电电压情况下的故障信号。一个检测错误信号和规范化的交流输出电流的实际值, 还有温度传感器和直流母线电压信号都被接到控制驱动接口, 提供给进一步的控制。通过电流传感器来达到过载电流保护以及通过监测电压 $V_{CE}$ 来达到短路保护。控制信号的逻辑有一个短脉冲抑制和对桥支路的控制信号锁定。



## 2.7 可靠性

- 可靠性是电源模块最重要的品质特性之一，可靠性即是在一定的时间内保证能满足工作要求的特性。一边是电源模块满足要求正常工作，另一边是早期故障的危害，它直接和间接带来的损害和导致高成本。因为使用元件的长寿命(10到30年)和检测过程十分复杂，所以对于小生产批量的模块的可靠性给出准确的数据是很困难的。但可以通过以下方法改善可靠性
- 准确控制生产全过程
- 模拟实际情况进行可靠性检测，解决典型故障
- 在整个系统中测试并观测元件的重要参数特性

在可靠性方面提出的口号是“可靠性的设计”[文献42]，这就意味着在一个功率模块设计时，就应考虑到组件(在功率半导体的情况下)老化问题。它应该采取尽可能多的安全措施，使元器件的寿命满足整个系统的寿命要求。所以我们应了解元器件的老化问题[文献43]。

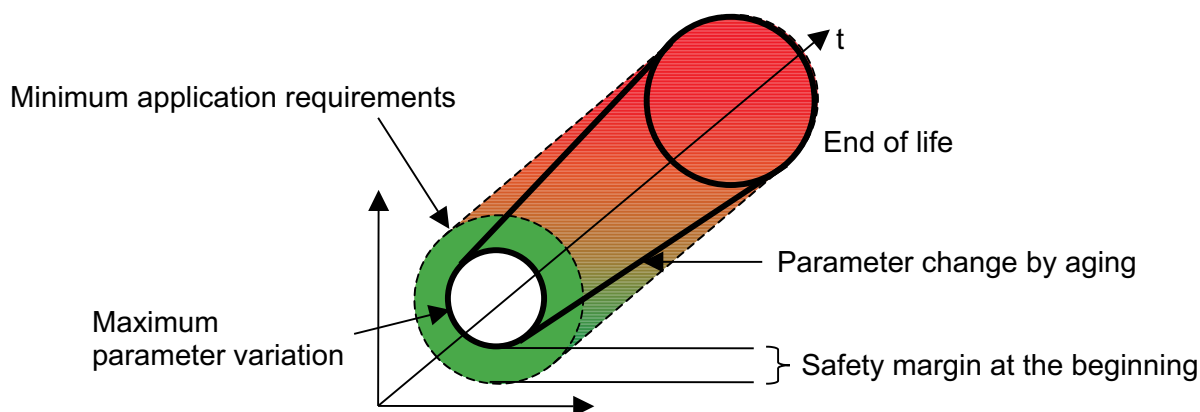


图 2.7.1 可靠性设计过程，考虑足够长的使用寿命保证在使用寿命结束时仍满足要求

下面一些章节通过实例论述了功率模块的检测。但它不是ISO 9001质量管理体系和DVA认证体系的一部分，赛米控公司遵守和使用ISO 9001质量管理体系和DVA6-1部分认证体系。

### 2.7.1 MTBF (平均故障间隔), MTTF (平均工作时间) 和 FIT (故障率)

故障率(故障时间)是指每运行小时的故障次数。通常这个值是标准化为 $10^{-9}$ 小时

$$FIT = \lambda = \frac{n_f}{N \cdot t}$$

$n_f$  = 错误的数量,  $N$  = 元件的数量,  $t$  = 观察周期

在评估过程中，必须去除早期失效的元器件和寿命到期的元器件，因为错误率呈现像是“浴缸曲线”，但平坦部分是故障率，在理想状态下应是一个常数。MTBF(平均故障时间)是故障间隔的平均值。而MTBF值是故障率的倒数。

$$MTBF = MTTF = \frac{1}{\lambda}$$

其实，在功率半导体应用方面更好的参数是MTTF(平均工作时间)，而MTBF值指的是需要维修时间间隔，由于维修时间间隔同可靠工作时间间隔是相同的概念，所以二者是相同的。同信号处理元器件不同，功率半导体100万次使用只是一个很小的实验数据量，再加上生产的数量有限，所以，实际使用时很少给出这些指标参数。维基百科网站([de.wikipedia.org/wiki/Failure\\_In\\_Time](http://de.wikipedia.org/wiki/Failure_In_Time))上给出了功率晶体管和二极管的故障率为50到60\*10<sup>-9</sup>小时，相当于平均工作时间达到2\*10<sup>7</sup>小时。这个值主要适用于分立元件和集成组件不超过两个的模块(SEMIPACK, SEMITRANS)。更集成度更高的器件会有更高的故障率。

根据同故障率有很大关系的阿列纽斯效应可以看到，故障率随温度上升呈指数增加(见下一节)。这个说法只是部分正确，因为它仅考虑了同温度相关的失效机理。

### 2.7.2 按Arrhenius方法的加速测试

根据Arrhenius公式元器件的寿命同温度有指数关系，所以，我们可以通过加热能量来加速完成寿命试验。在后面图中所示，Y轴代表在负载变化实验ΔT所需的测试时间周期。在缓慢的负载变化ΔT=30K时，需要30到100年的测试。我们可以利用提高温度加来这个过程，然后再按照正常的工作条件推算出结果。

$$N = B \cdot e^{\frac{-E_A}{k_b \cdot T}}$$

$E_A$  = 注入的能量， $k_b$  = 波尔兹曼常数， $T$  = 绝对温度

如果我们知道一个错误率N的同温度相关的失效机理，那么我们就可以通过调节因子B和注入的能量推算出整个温度范围的特性曲线。

### 2.7.3 测试产品合格标准

该可靠性测试的目的是:

- 确保产品的整体质量和可靠性
- 通过在不同的测试条件下确定产品的极限值
- 检查生产工艺过程的稳定性和可重复性
- 评价工艺变化对产品的可靠性影响

下面的测试是批准生产电源模块产品的最低要求测试。对于新产品和进一步开发以及重新获得合格的产品将使用下列测试标准，个别产品还得增加其他的可靠性测试。可靠性试验是破坏性试验，并应选取一定数量的生产样品进行实验。

可靠性	测试标准	
	MOS / IGBT 产品	二极管 / 晶闸管产品
High Temperature Reverse Bias (HTRB) <i>IEC 60747</i>	1,000 h, 95% $V_{DC(max)}/V_{CE(max)}$ , $125^{\circ}C \leq T_c \leq 145^{\circ}C$	1,000 h, DC, 66% of voltage class, $105^{\circ}C \leq T_c \leq 120^{\circ}C$
High Temperature Gate Bias (HTGB) <i>IEC 60747</i>	1,000 h, $\pm V_{GS(max)}/V_{GE(max)}$ , $T_{j(max)}$	not applicable
High Humidity High Temperature Reverse Bias (THB) <i>IEC 60068-2-67</i>	1,000 h, 85°C, 85% RH, $V_{DS}/V_{CE} = 80\%$ , $V_{DC(max)}/V_{CE(max)}$ , max. 80 V, $V_{GE} = 0 V$	1,000 h, 85°C, 85% RH, $V_D/V_R = 80\% V_{Dmax}/V_{Rmax}$ , max. 80 V
High Temperature Storage (HTS) <i>IEC 60068-2-2</i>	1,000 h, $T_{stg(max)}$	1,000 h, $T_{stg(max)}$
Low Temperature Storage (LTS) <i>IEC 60068-2-1</i>	1,000 h, $T_{stg(min)}$	1,000 h, $T_{stg(min)}$
Thermal Cycling (TC) <i>IEC 60068-2-14 Test Na</i>	100 cycles, $T_{stg(max)} - T_{stg(min)}$	25 cycles $T_{stg(max)} - T_{stg(min)}$
Power Cycling (PC) <i>IEC 60749-34</i>	20,000 load cycles, $\Delta T_j = 100 K$	10,000 load cycles, $\Delta T_j = 100 K$
Vibration <i>IEC 60068-2-6 Test Fc</i>	Sinusoidal sweep, 5 g, 2 h per axis (x, y, z)	Sinusoidal sweep, 5g, 2 h per axis (x, y, z)
Mechanical Shock <i>IEC 60068-2-27 Test Ea</i>	Half sine pulse, 30 g, 3 times each direction ( $\pm X, \pm Y, \pm Z$ )	Half sine pulse, 30g, 3 times each direction ( $\pm X, \pm Y, \pm Z$ )

表 2.7.1 赛米控公司可靠性试验的试验条件和基础规范概况

为了估计使用寿命，必须在实验前，实验中和试验后都应对元器件参数进行测量。当以下一个组件的参数有变化时，就可认为出现失效:

#### 晶闸管/二极管

反向截止电流/封闭电流 $I_{RD}/I_{DD}$ :	超过上限 + 100%
门限触发电压/电流 $V_{GT}/I_{GT}$ :	超过上限 + 10%
通态压降 $V_T/V_F$ :	超过上限 + 10%

#### IGBT / MOS

开启电阻/正向电压 $R_{DS(on)}/V_{CEsat}$ :	初始值的 + 20%
门限电压值 $V_{GS(th)}/V_{GE(th)}$ 的最大变化:	限制在 $\pm 20\%$ 以内
栅极漏电流 $I_{GSS}/I_{GES}$ :	超过上限 + 100%
截止电流 $I_{DSS}/I_{CES}$ :	超过上限 + 100%

所有模块

内部热阻  $R_{th(j-c)}$ :

超过初始值的 + 20%

介质绝缘电压  $V_{isol}$ :

超过指定的限制

产品在交付客户时会给出数据文件。在这里不讨论这些参数在使用中的变化。与某些符合IEC 60747标准的半导体的规范性文件不同，它们要求在寿命试验后元器件的参数都应该保证在合格范围。

### 2.7.3.1 热锁定时间测试 (HTRB), 栅极疲劳测试 (HTGB), 湿热测试 (THB)

这三种试验主要检测芯片的阻断能力，了解栅极氧化层钝化环的质量。试验是在加压舱进行的。在试验过程中，要监测泄漏和反向截止电流。在结束后还要经过有关静态电气参数测试。

### 2.7.3.2 高低温存储试验 (HTS, LTS)

试验在极端温度环境下的高安全品质。在测试时外壳不允许有损害(如裂纹)。

### 2.7.3.3 温度循环变化试验 (TC)

在这个测试试验中的元器件放在一个升降机吊笼中，被定时上下移动到高温和低温区中(图2.7.2)。该元器件被被动加热和冷却。为了使元器件的温度同所在环境的稳定相同，所以测试过程的时间相对比较长。通过这个试验，要检验因温度变化而在各层产生的张力，以及这种张力带来的变化，特别是DCB和铜底板大面积的焊接。它模拟了日常白天和黑夜的情况。对于工业应用中，通常要求是至少100次在最低和最高温度(-40°C/+125°C)之间试验，而现在用烧结芯片生产的不带底板的元器件可达到1500次，甚至更多。



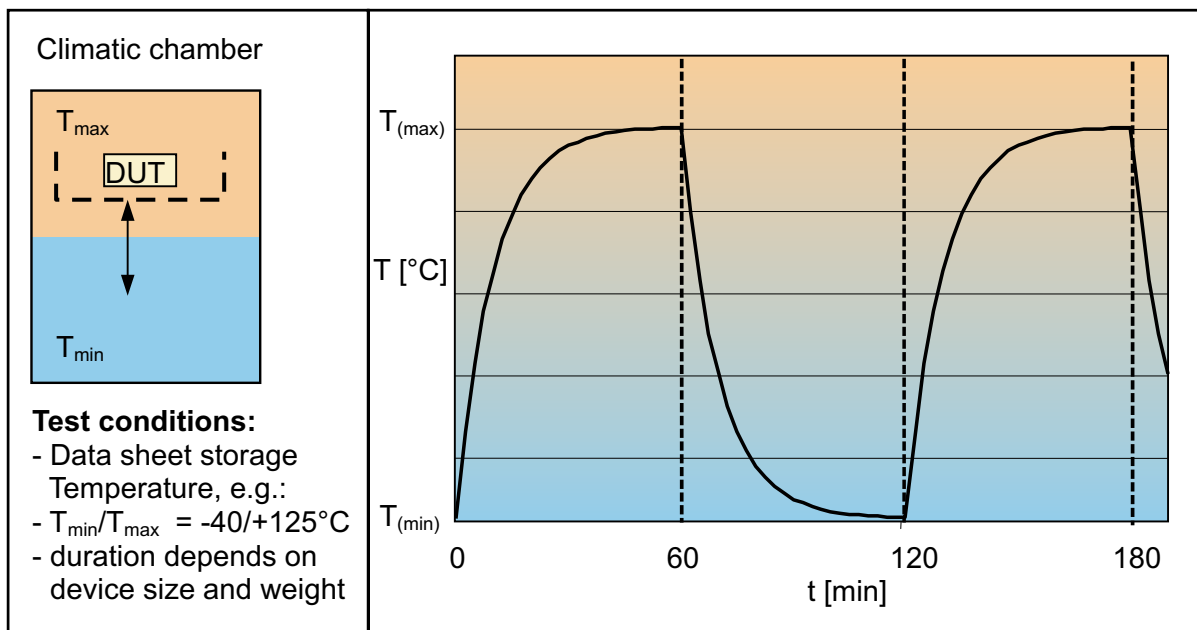


图 2.7.2 温度循环试验：测试装置和测量程序

### 2.7.3.4 负载循环变化试验 (PC)

在负载循环试验中，温度的变化是周期性的，升温由元器件因内部损耗而产生温度升高，而冷却是使用外部冷却装置再使半导体冷却(图2.7.3)。

为了加热必须给元器件加上一个恒定的，大小等于额定电流值的直流电流。变化周期为1秒到数10秒的时间。主动加热会产生一个从芯片经过外壳直到冷却片的温度梯度下降的变化。

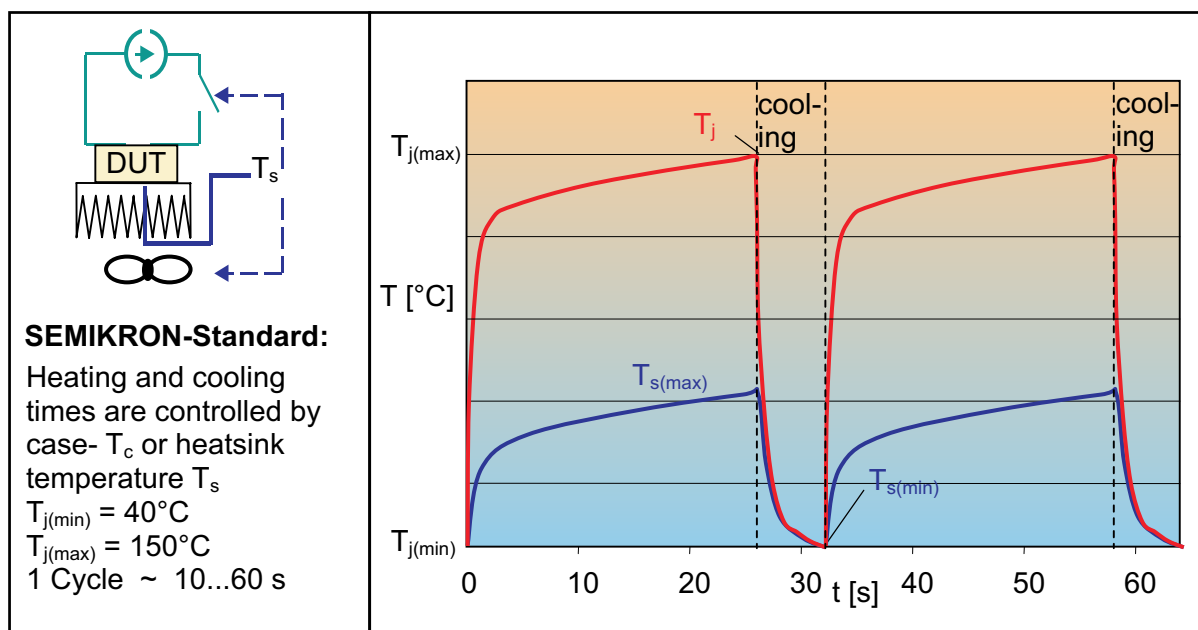


图 2.7.3 负载循环试验：测试装置和测量程序

通过这个试验可以检查不同层次的热机械应力的影响。特别是芯片和DCB及连接导线之间的疲劳问题，因为这些部位是最热的。它模拟了半导体在实际工作过程中的负载情况。会得出同温度相关的

循环特性曲线，最后会简化成在全部温度范围的失效曲线。为了加速试验，我们选取了温度变化较高的 $\Delta T$ 值(例如， $\Delta T = 80\text{ K}$ 和 $\Delta T = 110\text{ K}$ )，然后推算出在实际应用时，温度变化较小的情况。

### 2.7.3.5 振动试验

振动试验是在频率范围从10到至少1000赫兹和一个5g加速度条件下进行的。有时会加大加速度的数值。根据不同的检测设备一般是把最低频率同最高的重力加速度放置在同一时间里。试验的主要任务是找到在机械结构上的漏洞，包括：

- 机械老化弹簧触头
- 焊接焊点的抗振动强度
- 外壳和结构部分的损坏和裂缝

在试验过程中对所有辅助和主要端口都接同一个小电流来检测连接情况。模块在振动试验中，不像在实际应用的情况中，它没有连接(电缆，中间电路电容)额外元器件。根据不同用途的结构形式会得出不同的测试建议，并可能导致不同的最大加速度。



图 2.7.4 在震动试验板上的SKiiP系统

## 2.7.4 弹簧连接的附加试验

对于弹簧触点连接的质量要经过在极端条件下进行的连接可靠性试验 [文献44]。

### 2.7.4.1 微振动 (颤动)

当接触头在电流负荷和轻微振动的影响下，会在接触表面产生腐蚀，它会形成一层物质而导致接触不良。本试验的任务是检查弹簧材料和接触表面是否能在整个使用寿命期间，保证一个良好的连接。试验使用压电驱动器(图2.7.5)来进行(频率：1赫兹，振幅50微米)。在实验过程中监测连接点的接触。为了避免“自燃现象”，电流被限制在20毫安，电压为20毫伏。

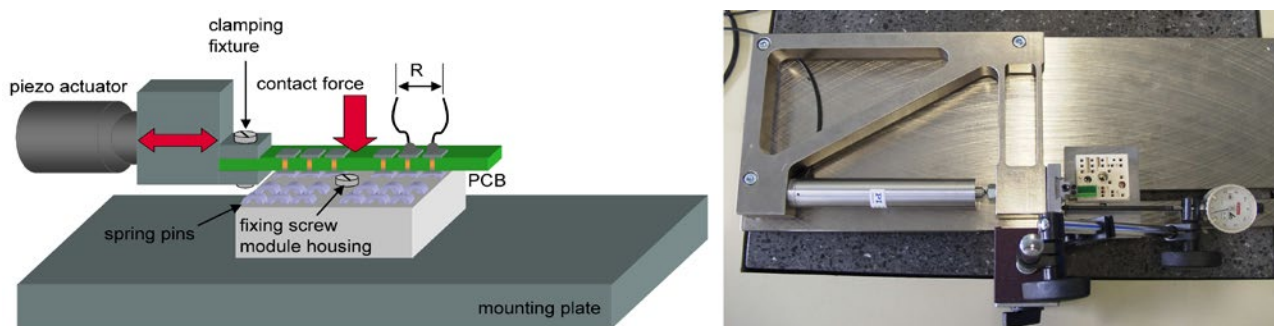


图 2.7.5 微振动试验原理图和试验照片，例如：MiniSKiiP弹簧试验

根据 [文献45]，如果经过弹簧接触10万的震动后，它的连接阻抗小于 $10\text{m}\Omega$ ，那它被列为优质品。第二代的MiniSKiiP能达到和超过450万次的震动。

#### 2.7.4.2 腐蚀性气体 (有毒气体试验)

试验是把元器件方在一个封闭的并注入腐蚀性气体的罐内100小时。这也是一个加速试验模，模拟在极端条件下，腐蚀环境产生的影响。

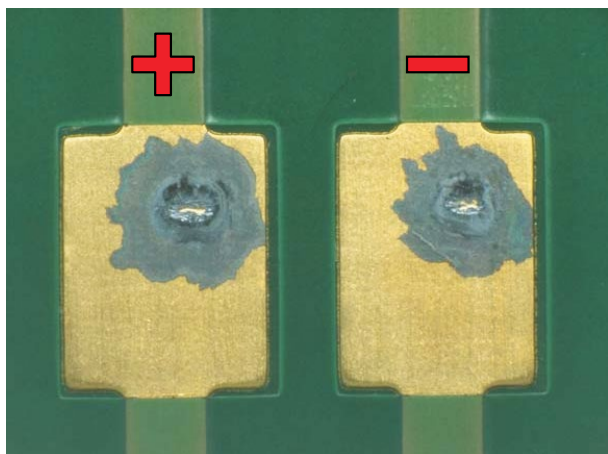


图 2.7.6 MiniSKiiP的印刷电路板试验 (条件：3 ppm的硫化氢， $40^{\circ}\text{C}$ ，相对湿度80%，2000小时，15 V)

图2.7.6显示了MiniSKiiP接触面的试验后的图像。同时，元器件被加上一定的电压，来测试这种金属组合(印刷电路板/弹簧触点)是否对电子迁移率带来影响，结果是不会对电子迁移率(离子迁移的电场方向)产生影响。可见的后果是腐蚀性气体对镍/黄金表面腐蚀痕迹，原因是弹簧片的保护层和黑色氧化造成的污渍。这些都是左右对称的接触点，但金属与金属接触点是在中间清晰可见。当弹簧的压力很大时，接触层面几乎是密封的。测试后得出的结论是，这种连接是可靠的 [文献46]。

#### 2.7.4.3 热变化中的电路板连接

在这个试验中，是把组装和焊接好功率半导体模块的电路板放置到极端温度变化的环境中。焊接连接在实验周期的一半就开始出现脱焊，而可自由移动弹簧连接能通过整个2000次温度循环的试验。循环温度是从 $40^{\circ}\text{C}$ 度到 $125^{\circ}\text{C}$ 。

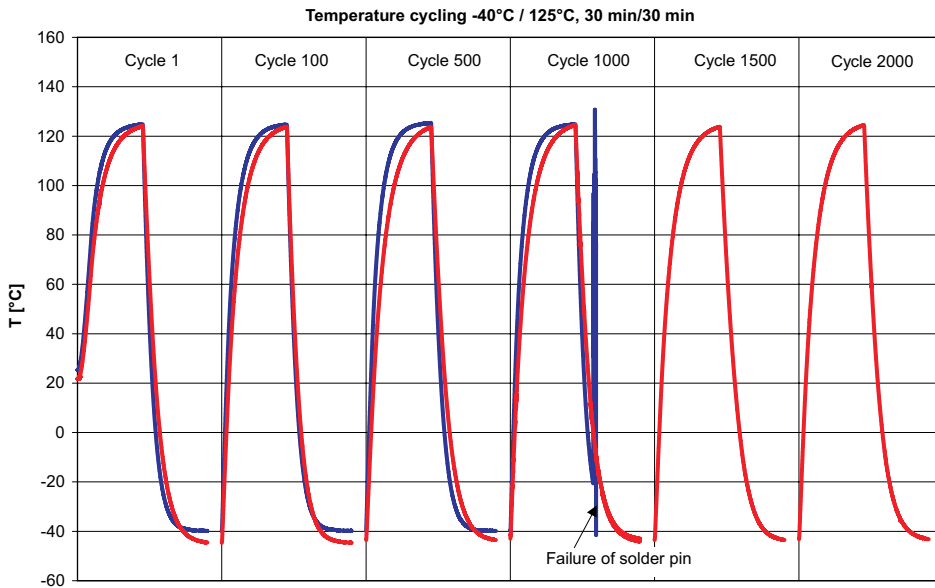


图 2.7.7 弹簧接触同焊接在温度变化时的可靠性比较 (HAL-Sn PCB, 银质弹簧销, 镍/金DCB)

### 2.7.5 负荷变化时的失效机理

热膨胀系数不同的材料在温度时会产生连接老化, 何时元器件彻底失效取决于负载和冷却条件。连接点离芯片的距离越远就受热越慢。半导体散热冷却的效果越差就会使越多的层温度升高。为了提高功率模块抗负载的可靠性, 应该在尽量靠近错误的源头(最接近热源)的地方作出改善。温度的增加 $\Delta T$ 会引起所有连接点膨胀最后导致脱焊。在九十年代开发出来的无底板模块就是减少了一个容易出错的焊接连接层。芯片连接使用烧结技术, 明显的提高了失效的界限, 但底板连接仍然是这个连接链中最薄弱的环节。底板连接技术在最近几年得到改进, 现在已能够使寿命周期达到10到15年。

图2.7.8显示了IGBT模块的结构图。其中红色是影响模块寿命的连接。

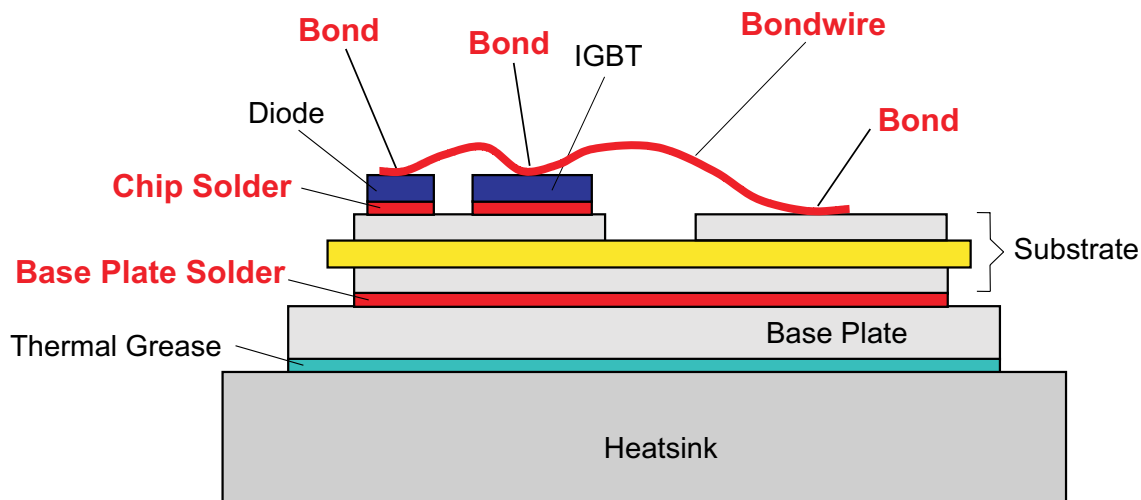


图 2.7.8 IGBT模块结构层序图

从图2.7.9和图2.7.8可以看出，最关键的环节是铜底板同基板的焊接，因为它们两层材料的膨胀系数的差异和是在模块中最大的连接面积。因此，在这里必须使用非常高质量的钎料和钎焊工艺技术，这样可以保证在大的温度变化时，连接层不会变形和脱落。此外，还经常使用分成小块的DCB板来取代整个大板，这样可以减小中间部位产生的热膨胀应力，从而提高连接的可靠性。另一个发展方向是用小的膨胀系数材料(如AlSiC)取代铜作为底板材料或者彻底放弃底板。

图片2.7.9给出了边长1厘米的不同层次理论上的热线性膨胀。从图上看出它们的差异。长度大表明带来高的热应力。左边是一个典型的实际应用的条件 $T_c=80^\circ\text{C}$ 和 $T_i=125^\circ\text{C}$ 。模块中的温度梯度导致了铜底板热膨胀度只有芯片的两倍多，尽管它的热膨胀系数是芯片的四倍。右边是被动被加热时的情况，如通过汽车冷却水带来的不同热膨胀系数材料的不同膨胀延伸。该表还显示了氮化铝(AIN)陶瓷更为适应硅材料，但增加了氮化铝陶瓷与铜质底板之间的热机械应力，使这种组合很少或者在一定的限制条件下被使用。从使用寿命的角度去看，一个更好的结合是氮化铝陶瓷同AlSiC底板的结合。氧化铝陶瓷的热膨胀介于硅和铜之间，因此也就构成了理想的中间层。底板的导线不是大面积的连接，它的热膨胀表现在导线的弯曲度。同样，因为材料的热膨胀系数的差别，硅芯片同铝质导线也会产生应力。

Material	CTE $10^{-6}/\text{K}$	T [°C]	$\Delta T$ [K]	$\Delta l$ Power Cycling	T [°C]	$\Delta T$ [K]	$\Delta l$ Temperature Cycling
Chip (IGBT) Si	3,5	125	100	3.5 $\mu\text{m}$	125	100	3.5 $\mu\text{m}$
AlN -DCB	8,2	105	80	6.6 $\mu\text{m}$	125	100	8.2 $\mu\text{m}$
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> - DCB	10,7	105	80	8.6 $\mu\text{m}$	125	100	10.7 $\mu\text{m}$
AlSiC base plate	7	80	55	3.8 $\mu\text{m}$	125	100	7 $\mu\text{m}$
Cu base plate	17	80	55	9.4 $\mu\text{m}$	125	100	17 $\mu\text{m}$
Bond wire Al	23	100	75	17.2 $\mu\text{m}$	125	100	23 $\mu\text{m}$

图 2.7.9 功率半导体模块中不同材料的热延伸率，假设一个边长1厘米左边：典型的负载变化引起的温度梯度。右边：被动加热情况

### 底板的焊接疲劳

模块底板大面积的焊接疲劳是一个速度较慢的过程和在较强的热应力中才发生的。首先，从一个角落开始焊锡撕裂，这就增加了热阻，从而导致芯片温度上升，这也会加速热应力，直至烧毁芯片。所以底板的焊接必须经过温度变化试验。



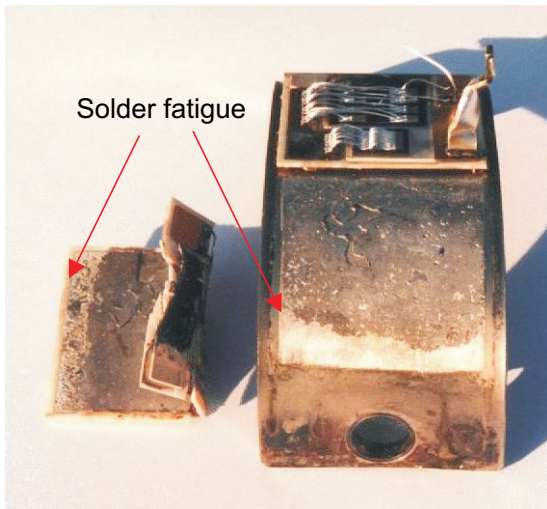


图 2.7.10 34毫米模块被撕裂的DCB (明亮的区域是焊结疲劳)

很明显，只要芯片能够通过基板到冷却器的散热足够好，我们就能通过取消底板来减少一个造成损坏的环节。这项技术在SKiiP, SKiM, MiniSKiiP 和 SEMITOP模块中被使用(见第2.5章节)。

#### 芯片的焊接疲劳

芯片焊料疲劳通常同连线损坏同时发生。整个模块发热越多，就会导致越多的焊点疲劳。焊点疲劳是导致热阻 $R_{th}$ 和芯片温度的增加，从而导致IGBT更高的损失，同时也会产生更高的温度差 $\Delta T$ ，最后加速了老化进程。

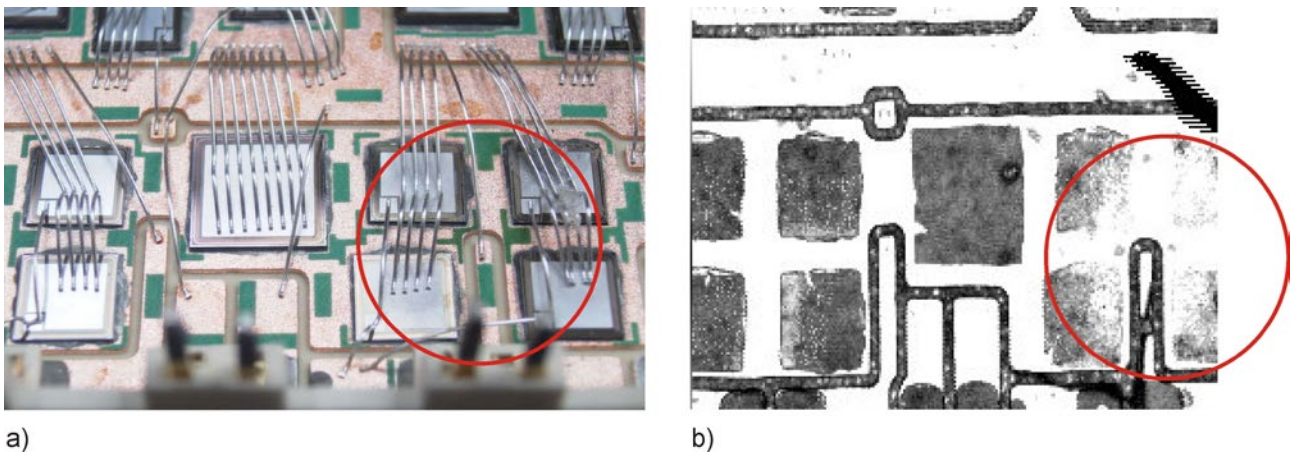


图 2.7.11 芯片焊接疲劳试验， a) 照片， b) 超声波显微镜照片

在DCB板上右边四个IGBT芯片上(图2.7.11)有变化负载，而其他的IGBT和CAL二极管芯片没有变化负荷。在超声波显微镜下可以观测到这个负载造成的剥离分层。一个电流流过这4个平行的芯片，芯片的中心点是温度最高点。它可以清楚地看出，分层是从内角开始的，当芯片面积较大，所以芯片的温度梯度也就较大，这时这种剥离分层不是从内角而是从温度变化 $\Delta T$ 最大的中心点开始[文献47]。这种效应会对提高允许芯片温度(如提高到175度)和温度变化 $\Delta T$ 有重大的影响。连接芯片反面到基板的焊接，可以通过下面措施得以改善其耐温度变化

- 选择膨胀系数比氧化铝( $Al_2O_3$ )更接近硅的氮化铝( $AlN$ )做衬底

- 用NVT技术(低温接合技术)替代一般的焊接，通过烧结使银粉粘合芯片和基板，这个烧程需要较低温度和较高压力，这样可以减小在在烧结过程中连接材料之间的热应力。

#### 接线的脱离或断裂

同铜和硅相比，铝具有较高的热膨胀系数。所以在温度变化时，在焊接的底部(“Lift-off”)和导线的拐弯处(“Heel crack”)容易出现损坏。同时，由于温度变化会引起模块底板的弯曲，以及热应力(例如，大电流冲击)产生其他的结构变形。电源模块中使用硅凝胶填充物能减轻这些机械变动。

当模块的额定电流大于10A时，每个芯片都使用多根连接线平行连接，所以，当一根导线断裂时，不会使整个模块失效。在负荷试验时可以看到，导线的断裂会使通态压降产生一个突然的上跳。其他没有断裂的导线必须承受更高的电流强度，因此在焊点也就会更热，这进一步加速了老化过程。当其他导线中的电流密度高到使金属熔化时，就会产生电火花，导致芯片的彻底损毁。在实践中仅电路焊点被烧断开(“offene Klemmen”)是极为罕见的。

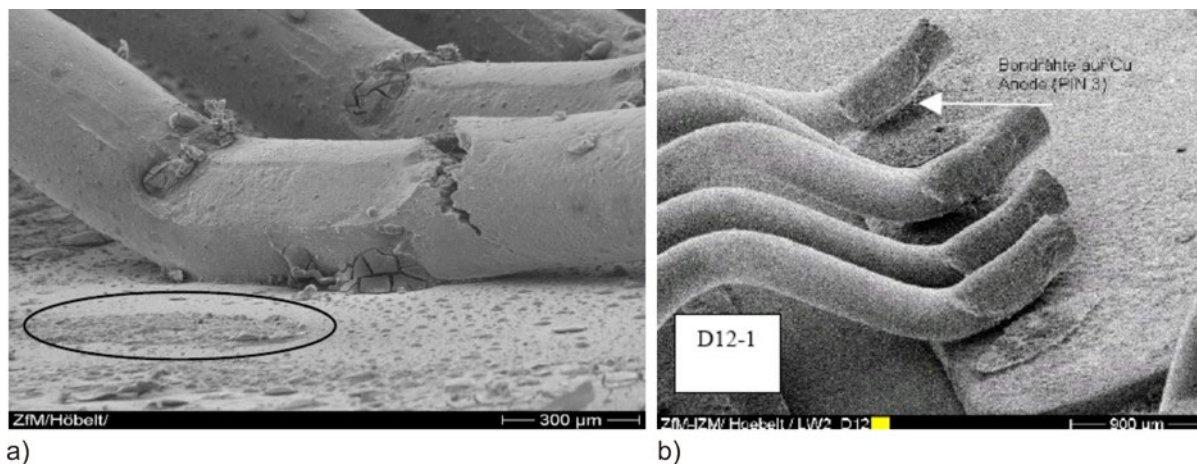


图 2.7.12 导线的损坏 a) 断裂(在画出的标志区)  
b) 脱焊[文献48]

铝质导线的弱点是导线材料的晶体结构，在受到超红外波段攻击时的不坚固。通过新型合金丝，改良的操作工具和焊接连接工艺流程精确的时间控制，使连接线的寿命在最近几年增加一倍。在[文献49]中详细的讨论了连线上升角同负载变化周期的关系。连线上升角同回路高度和宽度比值成正比。



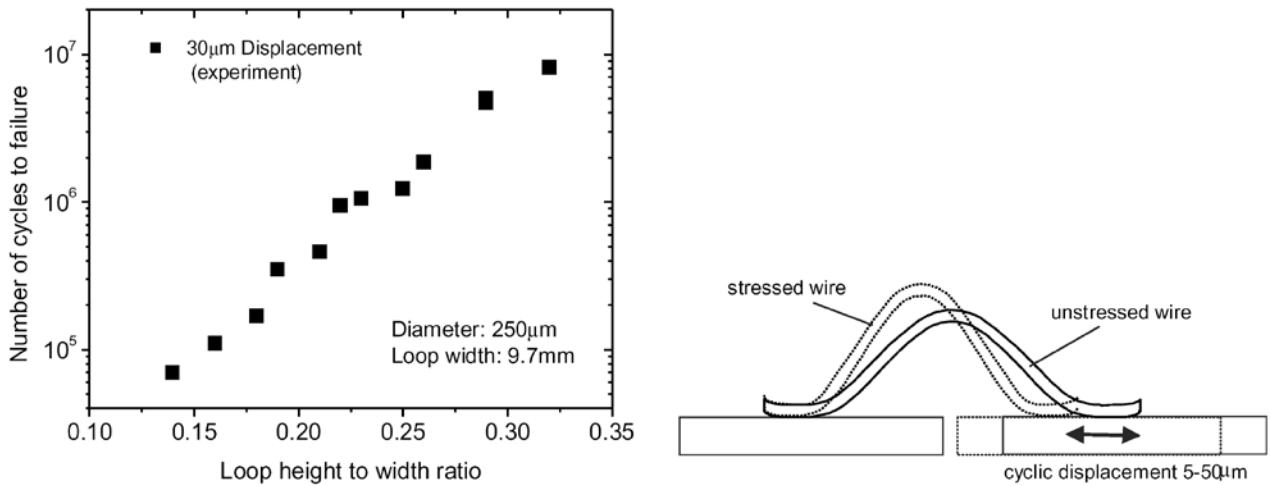


图 2.7.13 焊线的高度和宽度的比值同负载变化周期关系 [文献49]

还有一种可减少因导线脱焊致使芯片失效的办法，它就是双面连接，例如，像插片连接件。在 IGBT 和二极管插片单元中，同底部的连接可使用受温度影响不大的压力连接件代替 [文献50]。

### 芯片的金属化

芯片的金属化是作为除了负载变化导致芯片老化以外的另一个因素。大的电流幅度会加速这个过程。芯片的金属化会引起芯片电阻的升高，损耗加大，芯片温度变化  $\Delta T$  升高和连接到线脱落。总之，它加速了模块失效的过程。所以，对反向电流 ( $I_{CRM}$ ) 必须加以限制。

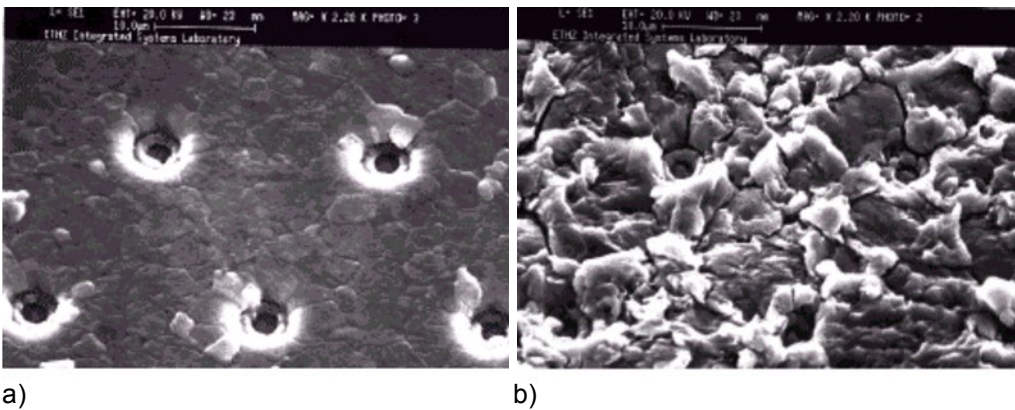


图 2.7.14 芯片的金属化 a) 前 b) 后 [文献51]

### 2.7.6 温度变化对寿命的影响

在第2.5章节(AVT)已经描述过，所有功率模块内部的热循环变化都会导致模块老化。原因是使用材料的热膨胀性不同，所以它们之间热应力是连接疲劳甚至是断裂。模块的使用寿命和承受温度变化的周期数就会随着温度变化的幅度  $\Delta T$  增加而降低。

在几赫兹到几百赫兹的频率范围内，功耗的变化不是由芯片的瞬态热阻抗产生，它只导致模块芯片一个很小的温度波动(第5.2节的功率损耗列表)。虽然在这个频率下， $\Delta T$  不是那么小和低能量，它会被弹性充填物吸收，对模块的老化没有什么影响，它对使用寿命不产生影响。工作在几赫兹，而负荷变化在几秒的范围并会产生高温时，比如，牵引驱动，升降机及间歇脉冲应用等，就会在模块内部产生温度变化负载效应，就会对模块内部的连接带来考验，这些连接是：

- 导线连接
- 芯片底部的焊接
- DBC基板和底板的焊接
- 金属同陶瓷片的熔接 (铜在 $\text{Al}_2\text{O}_3$ 或者 $\text{AlN}$ 板上)

在热力学计算中必须进行研究, 看看 $\Delta T_j$ 是否足够大, 以致使我们达不到设计要求。这时, 在观察负载周期内, 温差 $\Delta T_j = T_{j(\max)} - T_{j(\min)}$ , 我们这时使用的不是模块的最大温度  $T_{j(\max)}$ 。

负载周期数 $n$ 和温度的变化幅度 $\Delta T_j$ 的关系取决于很多因素, 测量极其困难。在90年代末, LESIT研究机构给出了第一个研究结果[文献52], 它揭示了平均温度 $T_{jm}$ 对温度变化的依赖性。利用一个参数整合调整对参数 $A$ 、 $\alpha$ 以及注入能量 $E_a$ , 得出结果是使用寿命满足下列公式:

$$N_f = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot e^{\left(\frac{E_a}{k_b \cdot T_{jm}}\right)}$$

调整参数在图2.7.15:  $A=3.025 \cdot 10^5$ ,  $\alpha = -5,039$  和  $E_a=9.891 \cdot 10^{-20}$  J,  
 $k_b$  是玻尔兹曼常数,  $\Delta T_j$  和  $T_{jm}$  [K]

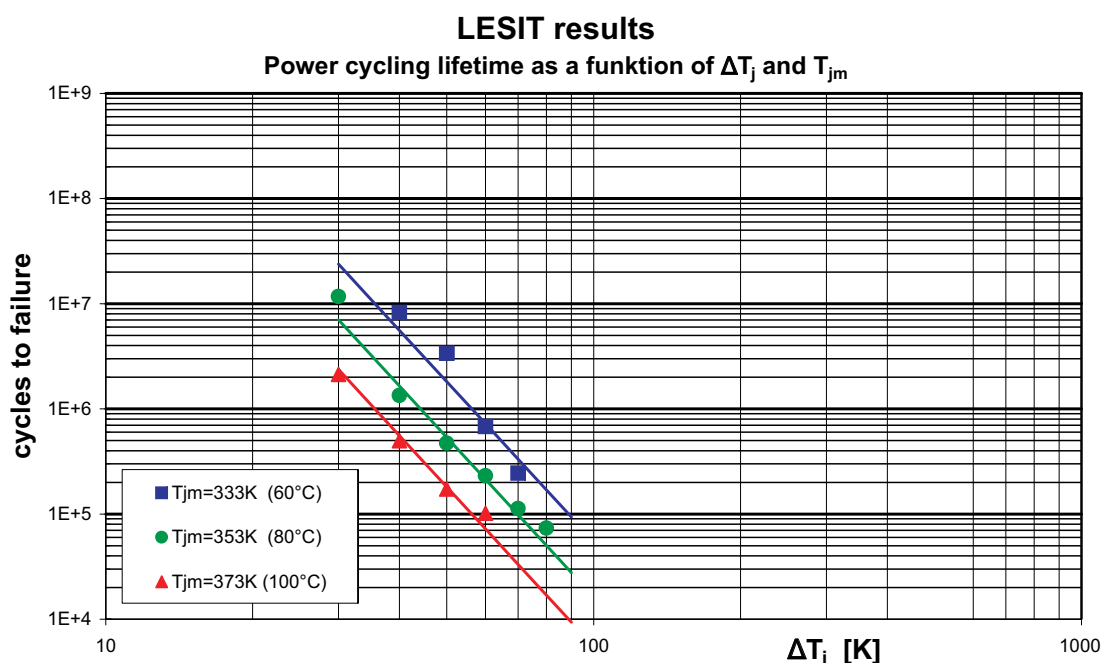


图 2.7.15 根据LESIT研究[52] 模块在不同温度下的负荷变化曲线

如图2.7.15所示, 当 $\Delta T_j$ 大于30K时, 负载变化的周期数随着温度变化幅度每上升20到30K而下降百分之十。当变化周期在几秒到几分钟的范围时, 需要考虑低于30K这些温度振幅变化曲线。这些曲线是测试了由不同制造商生产的模块得到的, 并作为技术标准给出。现在结构设计和制造工艺得到改善, 所以现在的半导体模块能达到更高的负载周期。这在下一节IGBT模块中讨论。

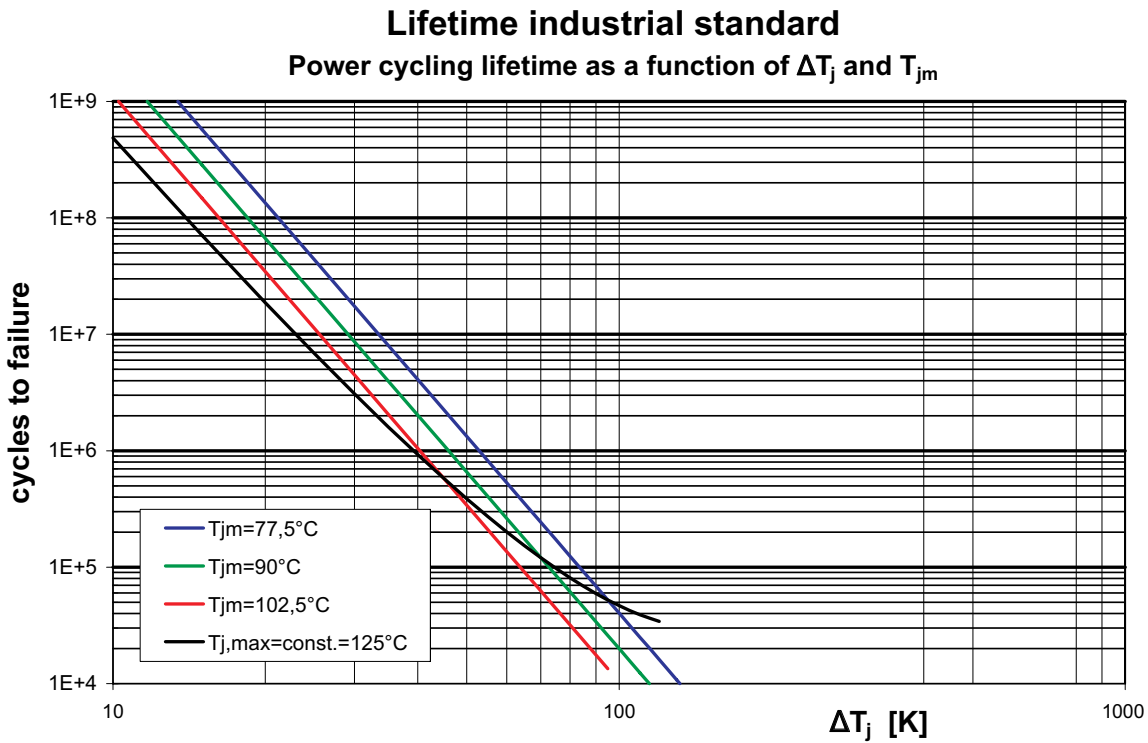


图 2.7.16 IGBT模块负载变化数n同温度变化幅度 $\Delta T_j$ 以及 $T_{jm}$ 的关系 (2009年)

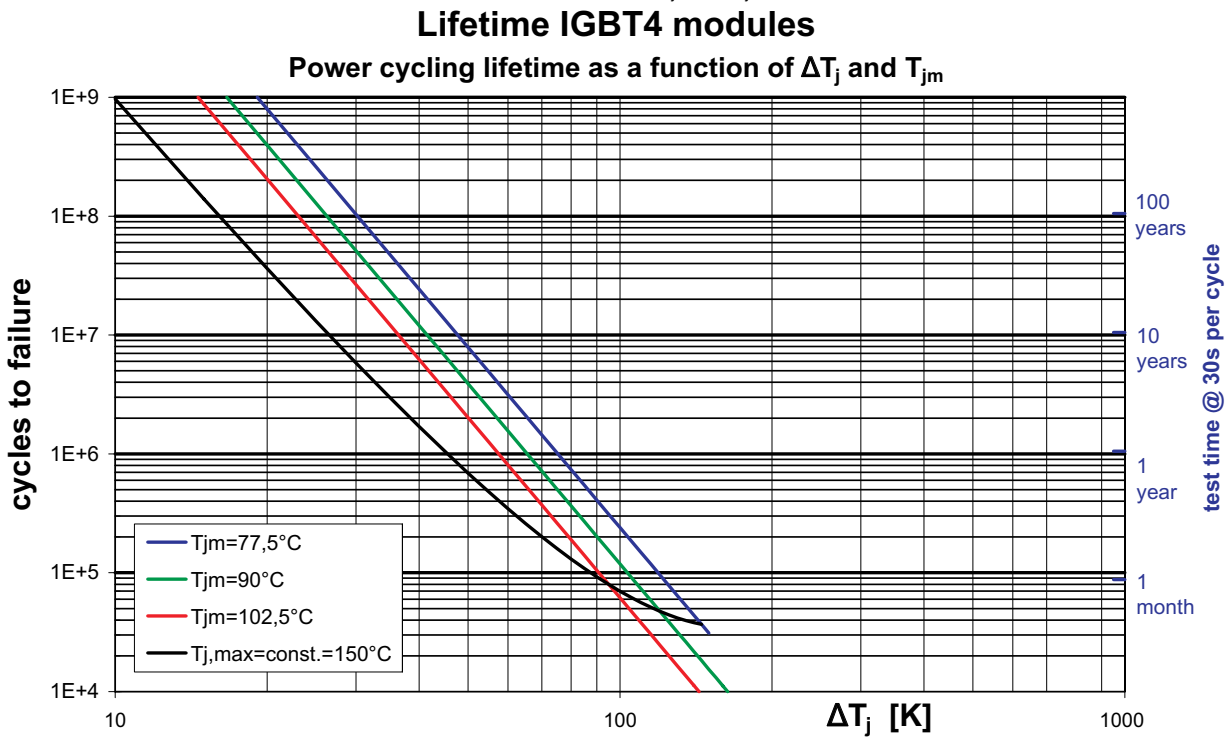


图 2.7.17 IGBT4负载周期数n同温度变化幅度 $\Delta T_j$ 以及 $T_{jm}$ 的关系 (2009年)

LESIT曲线考虑到了平均温度或在那一级温度变化的影响。但是许多测试结果表明，如脉冲宽度 $t_{on}$ 和电流幅度 $I_B$ 等参数都对测试结果有影响，同样，在AVT中的参数，如导线的强度和导线的角度以

及芯片和焊接层的厚度也会产生影响。在[文献53]中，经过在各种测试评价，已经提出一个扩展模式。它的参数和有效限制和常数在下表中列出：

$$N_f = A \cdot \Delta T_j^{\beta_1} \cdot \exp\left(\frac{\beta_2}{(T_{j,\min} + 273)}\right) \cdot t_{\text{on}}^{\beta_3} \cdot I_B^{\beta_4} \cdot V_C^{\beta_5} \cdot D^{\beta_6}$$

参数	符号	单位	界限	常数	数值	评价
技术参数	A				2.03E+14	标准
技术参数	A				9.34E+14	IGBT4
温差	$\Delta T$	K	45...150	$\beta_1$	-4.416	
最低芯片温度	$T_{j(\min)}$	°C	20...120	$\beta_2$	1285	
脉冲宽度	$t_{\text{on}}$	s	1...15	$\beta_3$	-0.463	
电流强度	$I_B$	A	3...23	$\beta_4$	-0.716	
电压等级/100	$V_C$	V	6...33	$\beta_5$	-0.761	
导线直径	D	$\mu\text{m}$	75...500	$\beta_6$	-0.5	

表 2.7.2 以上计算公式的参数和负载周期限制

例如：如果一个元器件的负载周期数 $N_f$ ，测试试验周期 $t_{\text{on}(\text{test})}$ ，脉冲宽度为 $t_{\text{on}(\text{application})}$ ，结果是

$$N_{\text{application}} = N_{\text{test}} \cdot \left(\frac{t_{\text{on}(\text{application})}}{t_{\text{on}(\text{test})}}\right)^{\beta_3}$$

也就是说，当应用的脉冲宽度为1/10的测试周期时，使用寿命大约提高三倍。该模型给出了一个关于各种参数对负荷变化数影响的思考方法，因为物理参数的限制，使它对精确计算使用寿命的作用毕竟有限，因为不是所有的参数都是独立的。例如，在大电流中产生一个小的 $\Delta T_j$ 和宽脉冲是不可能的。或者，如当脉冲宽度一定时，对同样的 $\Delta T_j$ ，不同的实验周期 $t_{\text{on}}$ 需要不同的大电流。



## 3 MOSFET, IGBT, 二极管和晶闸管的数据文件

### 3.1 标准，符号和术语

#### 3.1.1 标准

在IEC60747“分立半导体”中已经描述了符号的概念含义和使用要求。但下面的标准给出了每个半导体结构的详细参数解释，数据参数的最低要求，以及检验和测试方法

- IEC 60747-1 一般概论 (符号和术语)
- IEC 60747-2 二极管
- IEC 60747-6 晶闸管
- IEC 60747-8 场效应晶体管
- IEC 60747-9 IGBT
- IEC 60747-15 隔离电源模块

电力半导体的其他重要的标准是:

- IEC 60191-2 半导体器件的机械标准化,  
第2部分测量尺寸 (标准封装外形图)
- DIN EN 50178 电力系统的电子设备  
(绝缘隔离的检测工艺, 局部放电)
- IEC 60664 低压电气设备的绝缘  
(间隙和隔离距离)
- IEC 60721 环境条件的分类
- IEC 60068 环境试验 (测试条件定义)
- IEC 60749 机械和气候环境试验方法

还有一些不是国际公认的标准和法规, 但在某些场合被应用:

- UL94 试验塑料材料易燃性 (对设备和器件中塑料材料可燃性试验)
- UL508C 能源转换设施 (电源转换设备)
- MIL-STD-750E 半导体元器件的测试方法 (半导体器件测试方法)

#### 3.1.2 符号和概念

电压: 它使用两个极性来描述这之间的电压。当正电极端口到负极端口的电压为正, 例如: 的 $V_{CE}$ 。

- C 集电极
- E 发射极
- G 栅极
- D 漏极
- S 源极
- K 阴极
- A 阳极

对于二极管不是用“AK”, 而是用“F”代表正向(“正向”是从阳极电位同阴极电位的差)和“R”的表示反向电压(“反向”, 阴极电位和阳极电位的差)。对于晶体管的下标, 除了两个字母外还可以用第三个字母表示连接状态, 例如:  $V_{CES}$ 是指IGBT的“栅极和发射极之间短路”。以下缩写字母允许被使用:

- S: 短路
- R: 指定电阻电路;
- V: 指定的外部电压;
- X: 指定电阻和外部电压

在字母下标的前面或后面还可以使用另外的字母来表示元器件的参数(如 $V_{(BR)DS}$ 或 $V_{GE(th)}$ 或 $V_{CEsat}$ ), 有无括号和大小写均可, 例如:

- (BR): 击穿电压("Break");
- sat: 饱和电压("saturation");
- (th): 门限电压或开启电压("threshold");
- clamp: 外部钳位电路限制电压。

电源电压下标符号表示电源连接端口, 它用两个双写字母表示例如: $V_{GG}$ (栅极-发射极电流回路的电源电压),  $V_{CC}$ ,  $V_{DD}$ 。

电流: 它的下标字母是使用流入元器件端口的一个缩写字母(例如,  $I_G$ 是栅极电流, G 代表栅极, C 代表集电极)。从端口流入的电流为正电流。在二极管中是用“F”表示正向电流(从阳极到阴极)和“R”表示反向电流(从阴极到阳极)。但截止电流和漏电流例外, 它们用二个下标字母表述了截止电压加在元器件的两个端口。这里同电压一样, 还可以用第三个字母表示连接状态, 例如:  $I_{GES}$ 。在这些字母下标的前面或后面还可以使用另外的字母来表示元器件的参数, 有无括号和大小写均可, 例如:

- av: 平均值 (average value);
- rms: 有效值 (root mean square);
- M: 峰值 (maximum);
- R: 周期 (repetitive);
- S: 非周期 (spike);
- puls: 脉冲调制 (Gleichstrom).

热量参数: 温度总是用大写的T表示。最常用的下标有:

- j 截止层(结), 老的参考书用“vj”表示
- c 外壳, 这里是指散热底座
- s 散热板(片), 老的参考书用“h”表示散热器
- r 参考点, 通常指集成温度传感器
- a 环境, 这里通常是指冷却液(水)的温度

温差以及热阻( $R_{th}$ )或热阻抗( $Z_{th}$ )使用由连字符隔开的两个字母, 表示在这两点之间的值, 例如,  $\Delta T_{(j-a)}$ 和 $R_{th(c-s)}$ 。

机械参数: 这些参数主要涉及元器件的组装。关键变量M是螺钉连接和散热器安装时的扭矩, 还有变量F是连接端口同安装表面的作用力。

其他符号: 对于一些在其他专业使用的术语和符号都可以被使用。有些使用括号表示开关状态(on, 开通)(off, 关闭)。



### 3.1.3 极限值, 额定值

极限值、额定值通常以表格形式给出, 有时也会以曲线图的形式。

#### 极限值 (Ratings)

在模块的数据文件中给出的极限值是在模块不会被彻底破坏时, 电子, 热力和机械方面允许的边界值。“正常”的元件老化会发生在这些极限值内。每个极限值都是在特定的、不可忽视的限制条件下得出的。在不同的环境条件下, 可能会得出不同的极限值, 因为它同环境条件有很紧密的联系。极限值是绝对的, 在给出元器件的一组极限值中, 即使超出其中的某一个极限值就会导致元器件的损坏。除了“静态”的极限值以外, 还存在“动态”极限值, 即限制了开关过程中工作点的移动(电流/电压)。除非另有说明, 否则, 在数据表中列出的极限值都是在芯片或者外壳温度为25°C时得出的, 所以在较高的环境温度时, 极限值有可能会被降低。

#### 额定值 (特征值)

额定值就是在一定的环境条件(通常是实际应用条件下)测试确定的元器件特征值。同样, 每个额定值都是在一定的, 不可忽视的环境条件下得出的。因为这些环境条件的不规范, 额定值常常以典型参数值给出。它通常是在参考温度(芯片或外壳温度)为25°C时给出的, 有时也会在温度为125°C或150°C时给出参数。在不同温度时, 必须考虑额定值参数数值的变化, 这种变化是同温度有关(见第二章)。

### 3.1.4 元器件(类型)标号

名称	电流等级 (或外壳尺寸)	电路缩写	封闭电压 (*100V)	芯片
SKM	200	GB	12	6
(Mini)SKiiP	39	AC	12	T4
SK	30	GD	06	5
SEMiX	453	GAL	12	E4
SKiM	606	GD	06	6
SKiiP	1814	GB	17	E4

通常在一定的壳体温度或冷却器温度下, 电流的等级是(除MiniSKiiP外)额定电流A等级。电流等级最后一位数字是作为外壳注解使用。例如: SEMiX453...是一个450A额定电流, 封装在SEMiX3外壳中的器件。

在IGBT模块中常用的(见第2.5.2.7章节)电路标号:

- GB 半桥分支
- GA 单独开关
- GD/AC 交流三相桥
- GAL/GAR 斩波器(直流/直流转换器)中带续流二极管的单开关
- MLI 带中性点钳位二极管的三电平逆变器的桥臂
- T-MLI 带中性点钳位的双向开关的三电平逆变器的桥臂

在每种模块的“技术解释”中提供更多详细的解释。

## 3.2 电力二极管和晶闸管

在这一章中所讲解的数据参数不是每个元器件都能够提供的参数。

### 3.2.1 温度

结层温度  $T_j$

它是半导体内部的一个温度值。在半导体器件内部，因为电能损耗而产生热量，这个热量会集结在结层上，从而使温度升高。这个温度就被定义成结层温度  $T_j$ 。这个结层温度  $T_j$  是一个虚拟的参数，它无法被直接测量得出。它可表示为理论的平均值，它同同一个芯片PN结的实际温度可能有不小的出入，随着芯片尺寸的加大这种出入还会增加。

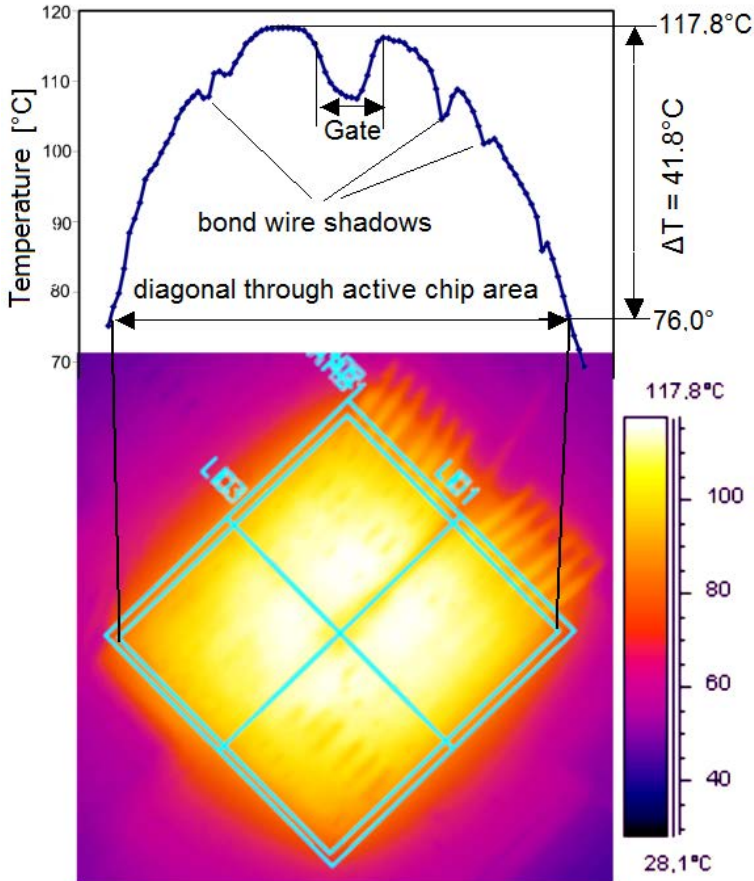


图 3.2.1 下半部分是一个12x12毫米芯片的红外图像，右边是温度比对，上部是温度曲线。

图3.2.1显示了载流芯片温度分布的测量红外图。我们可以看到，芯片边角同芯片的最热的中心点有较大的温度差异( $\Delta T = 41.8^\circ\text{C}$ )。同时还清晰看到，没有栅极电流，所以在栅极出现导线留下的阴影。通过一般的测温方法，即通过测量具有负温度效应的正向通态压降的办法，所测出的温度同使用红外测量或通过模拟芯片温度计算出来的温度平均值大致吻合。

图3.2.2描述的结层温度  $T_j$  测量方法可用于所有双极型元器件。在低电流时，正向通态压降的温度系数为负。右边是在恒定电流时，正向通态压降  $V_F$  和温度的线性关系。例如，当我们知道在  $25^\circ\text{C}$  时的正向通态压降  $V_F(1)$  和  $150^\circ\text{C}$  时的  $V_F(3)$ ，那么，我们可以计算出芯片在温度  $X$  时的正向通态压降  $V_F(2)$  (条件是测量电流相同)。

$$T_{j(x)} = 25^{\circ}\text{C} + \frac{V_F(2) - V_F(1)}{V_F(3) - V_F(1)} \cdot (150^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C})$$

最大允许结层温度是功率半导体最重要的温度极限参数和额定温度的参考值。结层温度 $T_j$ 可以从壳体温度(可测量的)、半导体功耗和(在数据表给出的)热阻计算出来, 它可以用来检查是否超出极限值(见4.1节)。

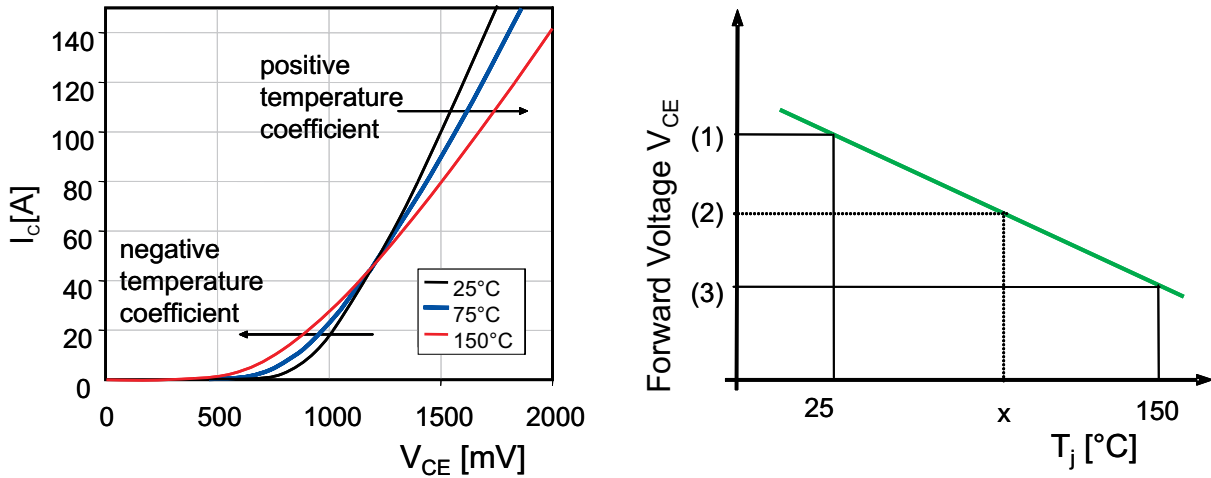


图 3.2.2 双极元件通态压降 $V_{ce}$ 同温度的关系

壳体温度 $T_c$ , 参考温度 $T_r$

壳体温度是指在壳体上一个固定点的温度。在塑料包装的小功率元器件中, 我们区分为壳体温度(在塑料封装表面测得的)和参考点温度 $T_r$  (在某一个金属连接端口点来衡量)。对于金属外壳的元件, 两者是相同的。对于含有温度传感器的集成模块 $T_r$ 为传感器的温度。

散热器温度 $T_s$

$T_s$ 是散热器(散热片)上的温度。它应是散热器表面上一个固定点或在功率半导体旁边的一个固定点的测量温度。

环境温度 $T_a$

$T_a$ 是对半导体元件实施冷却的冷却介质的温度, 如空气。这种冷却系统可以是被动的自然冷却, 也可以是主动的, 比如利用一个风扇/一个液体泵强制冷却。如果使用液体冷却, 环境温度 $T_a$ 就是冷却液的温度, 有时也被写成 $T_w$ 。

工作温度范围

壳体温度, 环境温度, 冷却介质温度或热导体以及半导体内部的温度都应有一个温度范围。工作温度范围的上限是同最高允许的结层温度相同。它的电力负载应为零, 所有上述各种温度的极值都等于最高结层温度。

存储温度范围 $T_{stg}$

半导体器件在不工作时, 保存储存或运输的温度范围。

### 3.2.2 热阻抗和热阻

热阻抗定义为两个不同时间的温度差除以外加功率损耗的商。它在数据表中为一个时间函数曲线图。

$$Z_{th}(t) = \frac{T_1(t) - T_2(t)}{P}$$

它的静态最终值是热阻。这是在数据文件表中给出的一个参数。在选择不同的两个温度测量点会得出不同的含义结果，例如：

- $Z_{th(j-c)} / R_{th(j-c)}$       截止层-壳体
- $Z_{th(c-s)} / R_{th(c-s)}$       壳体-冷却器
- $Z_{th(s-a)} / R_{th(s-a)}$       冷却器-环境
- $Z_{th(j-a)} / R_{th(j-a)}$       截止层-环境

因为 $T_c$ 和 $T_s$ 的结果取决于测量点的位置，所以它们在模块的总热阻中所占比例会发生变动。但总的热阻结果是一定的(同样适用热阻抗 $Z_{th}$ ):

$$R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)} = R_{th(j-a)}$$

计算热阻使用测定温度的纯数值和周期函数平均值。然而，在通常情况下流过半导体元件的电流是一个同时间有关的变量，所以热损耗也是同时间有关。在功率整流器中损耗和温度随着电源频率在平均值上下变化。在最大负载时结层温度 $T_j$ 达到较高值，它比产生平均功率损耗 $P_{FAV}/P_{TAV}$ 和 $R_{th}$ 时要高。温度变化幅度取决于电流的形式和导通的周期。利用热阻抗对照功率损耗的时间曲线 $P(t)$ ，我们可以计算出任何时间的结层温度 $T_j(t)$ 。在较老的元器件数据文件中，由于当时计算能力有限，还给出了辅助变量。它将帮助用户在已知工作频率的情况下，更好的了解功率损耗和温度波动。在物理学上似乎解释不通，但在实用上我们把静态热阻乘以一个校正因子，来计算最高温度时的热阻(图3.2.3)。它只是在频率40到60赫兹的正弦电流工作形式下，热阻同导通角的关系曲线。另一条“Rec120”时，表示“矩形电流形式，导通宽度120度”。

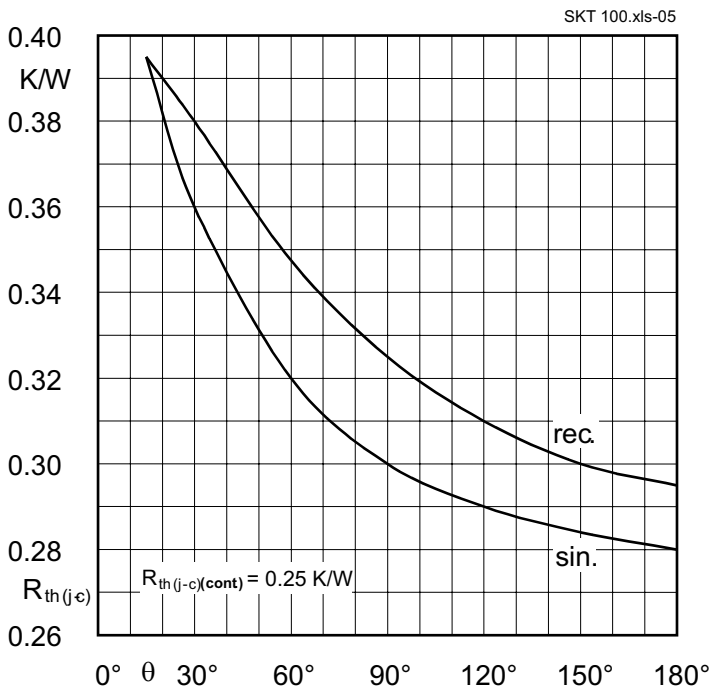
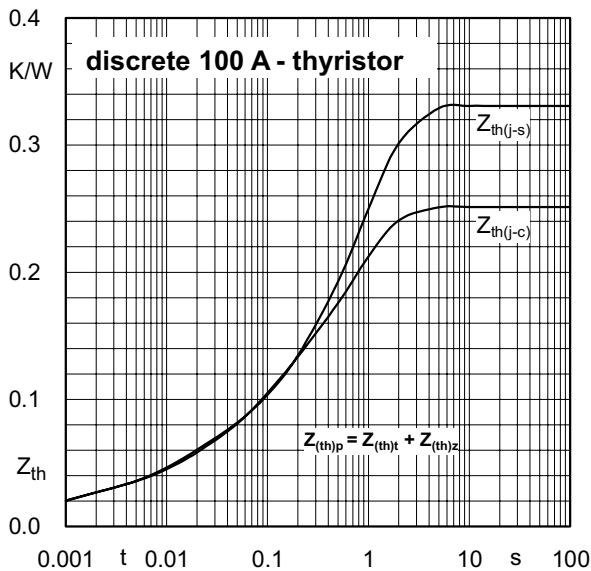


图 3.2.3 100A晶闸管经过加权的热阻 $R_{th(j-c)}$ 同电流形式和导通角的关系

这些辅助变量是脉冲热阻抗 $Z_{th(p)}$ 和辅助热阻抗 $Z_{th(z)}$ 。

$$Z_{th(p)} = Z_{th} + Z_{th(z)}$$

使用热阻抗可以在产生一定的功率损耗后，计算温度的变化。因此通常使用在频率周期内的平均功率损耗PTAV。温度的上升也是随着工作频率浮动。这种浮动变化可以用单脉冲和脉冲串的热阻抗计算(第5.2.2.3章节，“短时间运行结层温度”)。在物理学上似乎解释不通，但在实际上一些老的数据文件给出了一个热阻抗辅助值，用来限制平均功率产生的热量，避免超过最大温度限制。图3.2.4给出了不同电流导通角和形式的辅助热阻抗值。



⊕	$Z_{(th)z}$ (K/W)	
	sin.	rec.
360°	-	0
180°	0.03	0.04
120°	0.04	0.06
90°	0.05	0.075
60°	0.07	0.10
30°	0.11	0.13
15°	0.145	0.145

Figure 3.2.1 100 A 晶闸管热阻抗  $Z_{th}$  曲线，到外壳热阻抗( $Z_{th(j-c)}$ )和到冷却器的热阻抗 $Z_{th(j-s)}$ 以及辅助热阻抗 $Z_{th(z)}$ 同电流导通角和形式的关系

### 3.2.3 机械数据

模块的数据文件也包括机械数据，在图中有外形尺寸，有时也会给出标准的数据和内部情况的说明，往往还附带有元器件照片。数据文件还给出其他一些信息，包括重量、散热片安装时最大和最小扭矩值、以及最大允许加速度 $a$ 等。

### 3.2.4 功率二极管

#### 3.2.4.1 极限值

反向冲击电压的峰值  $V_{RSM}$

最高的非周期脉冲瞬时值小于1毫秒左右的电压 (图 3.2.5).

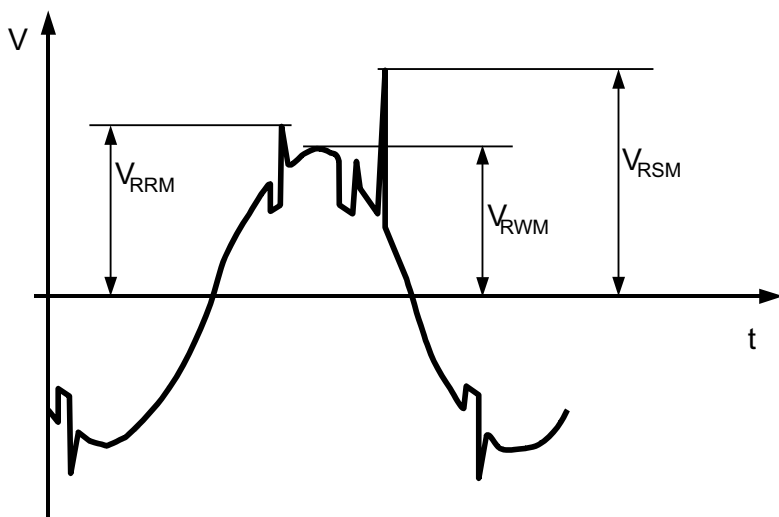


图 3.2.5 反向截止电压 $V_{RWM}$ ，周期性反向截止峰值电压 $V_{RRM}$ ，反向冲击电压峰值 $V_{RSM}$ 。

周期反向电压的峰值  $V_{RRM}$

瞬时值最高的、周期性的、宽度小于1毫秒(图3.2.5)的反向电压脉冲。所有反向截止电压的极限值参数适用于温度范围从25°C至最高结层温度 $T_j$ 。

持续电流的极限值  $I_{FAV}$

它是最大允许正向电流的平均值。它取决于电流波形，电流导通角和冷却条件。因此，通常按壳体温度(小功率二极管也可在室温下)给出一组函数曲线(图3.2.6)。作为平均正向电流的指导值，它是在壳体温度80°C至100°C (小功率二极管45°C的环境温度)时，计算正弦波电流半个周期得出来的。

当电流达到最大平均电流时，结层温度就达到最大允许结层温度的极限值。因此，无论如何不允许超过这个工作状态。只有在发生故障时(在使用整流二极管时很少出现)，才会超出这个电流限制值。在考虑到冷却条件的变化(比如灰尘覆盖导致散热下降)，和环境温度的升高，以及相邻元件发热等，建议使用电流不要超过最大平均电流值的80%。壳体温度下降可以提高正向最大平均电流，但这种关系在电流达到最大导通电流的有效值(150A)后就不能使用，因为即使是在较低壳体温度 $T_c$ 下工作，也不允许超过这个最大导通电流的有效值。例如：在半正弦电流是：

$$I_{FAV} = \frac{I_{FRMS}}{\pi/2} = \frac{150 \text{ A}}{1,57} = 95,5 \text{ A}$$

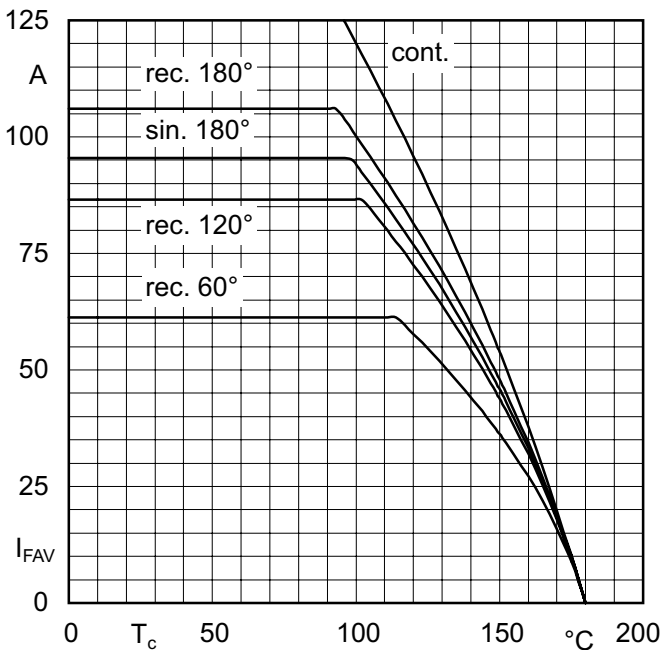


图 3.2.6 70A直流整流二极管的极限电流 $I_{FAV}$ 同壳体温度 $T_c$ 的关系 (条件: cont是纯直流, sin正弦半周期180, 矩形脉冲180°、120°和60°)

#### 正向电流的有效值 $I_{FRMS}$

正向电流在整个周期的均方根值。它是对任意的电流波形、导通角度和冷却条件下的最大限制值。它是经过二极管内部和外部连接的最大负载电流容量。

#### 冲击电流的极限值 $I_{FSM}$

当二极管在发生故障(短路)时,它是保证二极管不会被损坏,周期为10毫秒或8,3毫秒(50或60赫兹)正弦半波形式电流的最高电流峰值,当然这种现象是很少见的。它在周期8.3毫秒的数值约比10毫秒高10%。这个电流极限值是通过一组元件试验得出的元件能够承受的最高电流峰值。对于周期小于8.3毫秒的各种不同的电流,它是曲线形式(图3.2.7, 极限电流曲线)给出。

当整流二极管在冲击电流的工作状态下,它的结层温度可达400°C,这时马上会在负载端口出现截止电压,因此,在没有改变电压负载的情况下,降低了冲击电流(短路自愈现象)。

对于周期超过10毫秒的极限值可以理解成正弦半波的周期为10毫秒,但出现间隔为20毫秒。



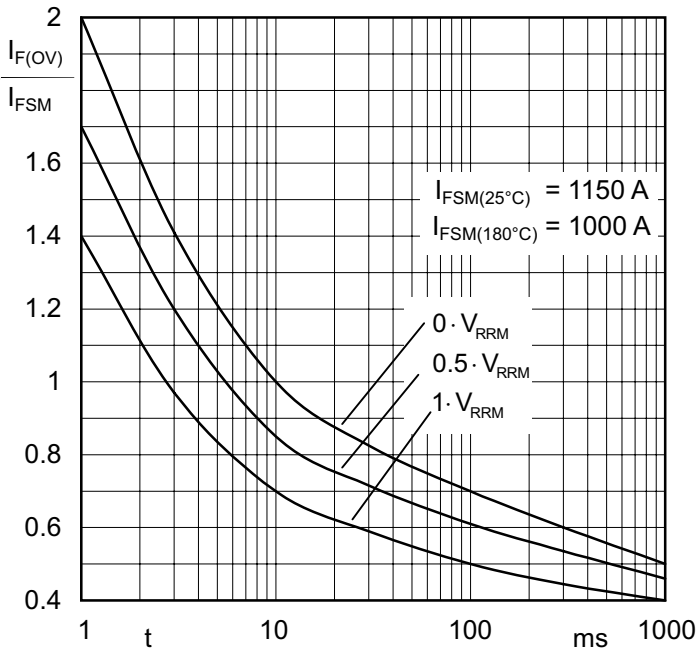


图 3.2.7 70A二极管在不同反向截止电压时的电流 $I_{F(OV)}$ 同电流 $I_{FSM}$ (10 ms)的关系曲线

- $0 \cdot V_{RRM}$ : 无电压负载,
- $1/2 \cdot V_{RRM}$ : 半电压负载,
- $1 \cdot V_{RRM}$ : 全电压负载

**极限负载积和  $i^2t$**

它是选择短路保护必要的保险措施(见4.4节)的参数。通过冲击电流 $I_{FSM}$ 和下面的公式可以计算极限负载积和:

$$\int_0^{t_{hw}} i_{FS}^2 dt = I_{FSM}^2 \cdot \frac{t_{hw}}{2}$$

其中,  $t_{hw}$ 是正弦电流 $I_{FSM}$ 半波长, 50赫兹是 $t_{hw}/2 = 0.005$ 秒,  $i^2t$ 在50赫兹和60赫兹是几乎相等, 因为 $t_{hw}$ 很小, 所以 $I_{FSM}$ 高出的10%几乎被抵消:  $1.1^2 \cdot 8.3 \approx 10$ 。

**冲击反向功耗的峰值  $P_{RSM}$  (雪崩整流二极管)**

它是由非周期反向脉冲电流峰值引起的功率损耗的最高瞬时值。它作为一个脉冲宽度的函数, 在一定的冷却工作条件下: 允许达到80%的平均正向电流极限值, 它给出曲线图(图3.2.8)。

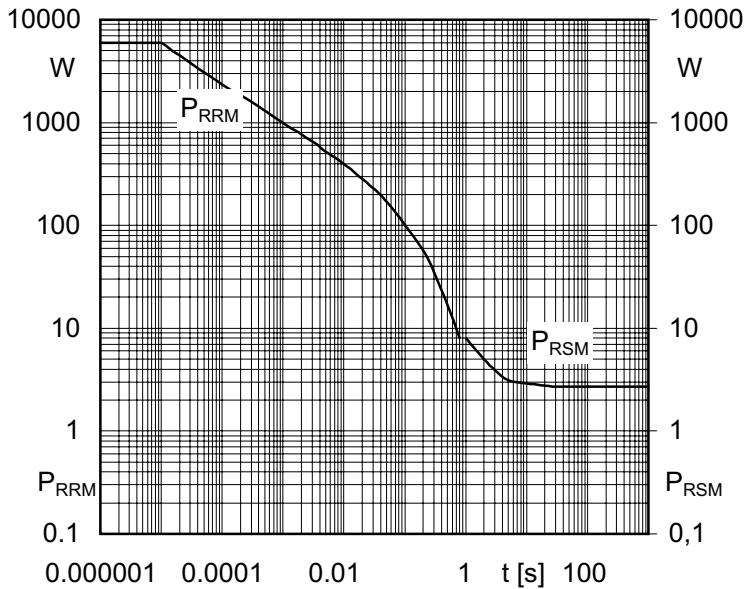


图 3.2.8 20A雪崩整流二极管的反向功耗的峰值 $P_{RSM}$  ( $t$ 小于1秒, 正向电流负载  $0.8 \cdot I_{FAV}$ ) 和重复反向功耗峰值  $P_{RRM}$  ( $t$ 大于1秒, 没有正向电流负载) 时间函数曲线

### 3.2.4.2 额定值

#### 通态压降 $V_F$

在电流 $I_F$ 流入二极管时在终端形成的电压。作为一个控制测量值, 它是在结层温度是 $25^\circ\text{C}$ 和一个给定的电流 $I_F$ 时测量的电压 $V_F$ 最大值。此外, 它作为二极管的正向导通特性, 用曲线的形式给出电流 $I_F$ 和电压 $V_F$ 的瞬时函数值(图3.2.9)。

#### 门限电压 $V_{(T0)}$

它是在二极管正向特性曲线图中, 电压上升曲线的直线延伸线同电压轴交点对应的电压值(图3.2.9)。

#### 等效电阻 $r_f$

它是利用正向特性曲线近似直线的斜率计算出的电阻值。我们可以用近似直线代替正向特性的上升曲线, 当要计算导通时功率损耗时, 我们可以利用公式 $v_F = V_{(T0)} + r_f \cdot i_F$ 计算(图3.2.9)。当然, 这里给出的 $V_{(T0)}$ 和 $r_f$ 的数值, 都是对那些在最高工作温度和 $25^\circ\text{C}$ 时性能变化不大的二极管。正向特性曲线的近似直线也被称为等效电阻(线), 它在 $1 \times I_{FAV}$ 和更热的 $3 \times I_{FAV}$ 相近似(图3.2.9蓝点)。

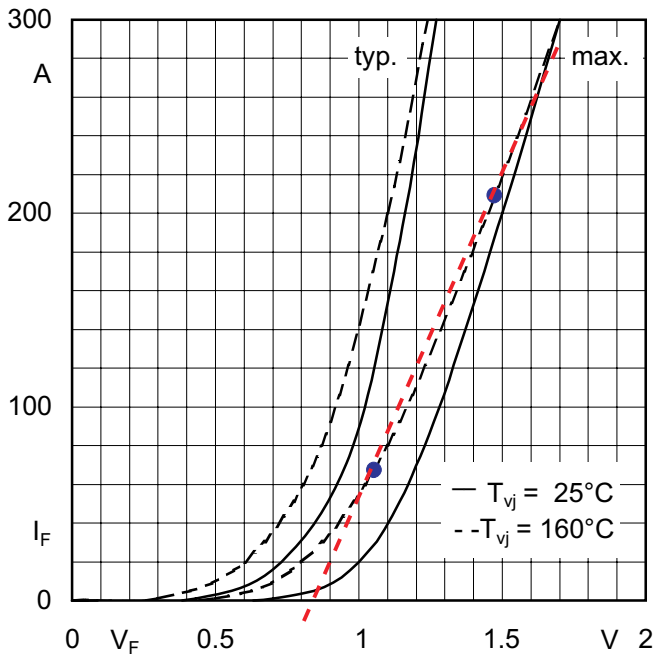


图 3.2.9 整流二极管正向特性在两个不同的结层温度 $T_{vj}$  (典型值和最大值)红点线: 等效电阻线, 从而确定 $V_{(T0)}$ 和 $r_f$  (直线斜率)

**导通功耗  $P_F$**

它是由于正向电流引起的功率损耗。一般而言, 我们经常使用的是它的平均值 $P_{FAV}$ , 它取决于正向电流的平均值 $I_{FAV}$ , 对于不同的导通角和电流形式给出一组曲线(图3.2.10)。导通功率的瞬时值 $P_F$ 和平均值 $P_{FAV}$ 可以利用门限电压 $V_{(T0)}$ 和等效电阻 $r_f$ 以及下列公式计算:

$$P_F = V_{(T0)} \cdot i_f + r_f \cdot i_F^2$$

$$P_{FAV} = V_{(T0)} \cdot I_{FAV} + r_f \cdot I_{FRMS}^2$$

$$\frac{I_{FRMS}^2}{I_{FAV}^2} = \frac{360^\circ}{\Theta} \quad \text{方形脉冲型电流}$$

$$\frac{I_{FRMS}^2}{I_{FAV}^2} = \frac{\pi^2}{4} \quad \text{正弦型电流}$$

在此 $\theta$ 是电流导通角,  $i_f$ ,  $I_{FAV}$ 和 $I_{FRMS}$ 是电流的瞬时值, 平均值和有效值。

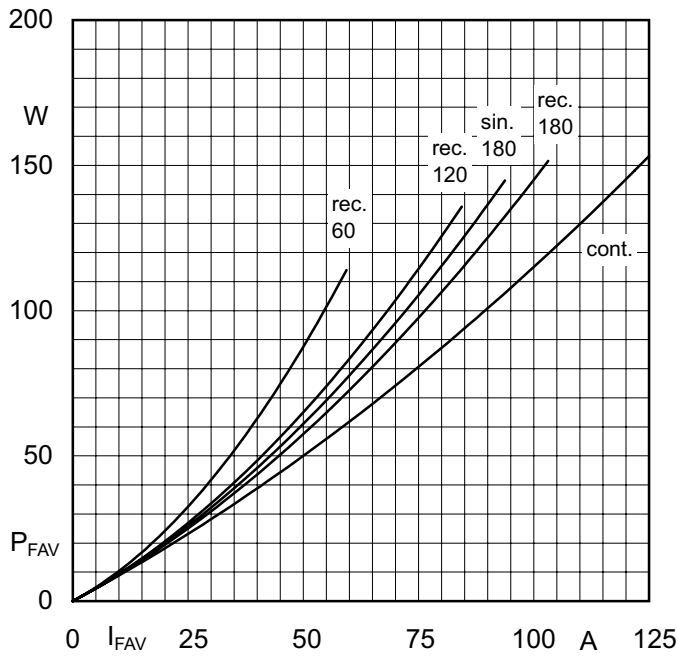


图 3.2.10 70A二极管的导通功耗 $P_{FAV}$ 同电流平均值 $I_{FAV}$ 的关系直流(cont.), 半正弦导通 180°(sin. 180)和方波脉冲60°(rec. 60)到180°(rec. 180)

#### 结层延迟电荷 $Q_{rr}$

当二极管从导通转换到截止时，二极管的电流回路也发生改变，所以，二极管结层的电荷也会从二极管流出到外围回路。这个流出的电荷总量就是结层延迟电荷 $Q_{rr}$ 。它同电流的变化  $-di_F/dt$  陡度和结层温度有关，而同导通电流 $I_{FM}$ 无关(图3.2.11)。

#### 反向电流峰值 $I_{RRM}$

当二极管从导通转换到截止状态时，二极管的反向电流的峰值(电路中的自由放电)(图3.2.11)。它可使用结层延迟电荷 $Q_{rr}$ 和电流的变化梯度 $-di_F/dt$ 并通过下列公式计算( $Q_f \rightarrow 0$ ):

$$I_{RRM} \leq \sqrt{2 \cdot Q_{rr} \cdot \left( -\frac{di_F}{dt} \right)}$$

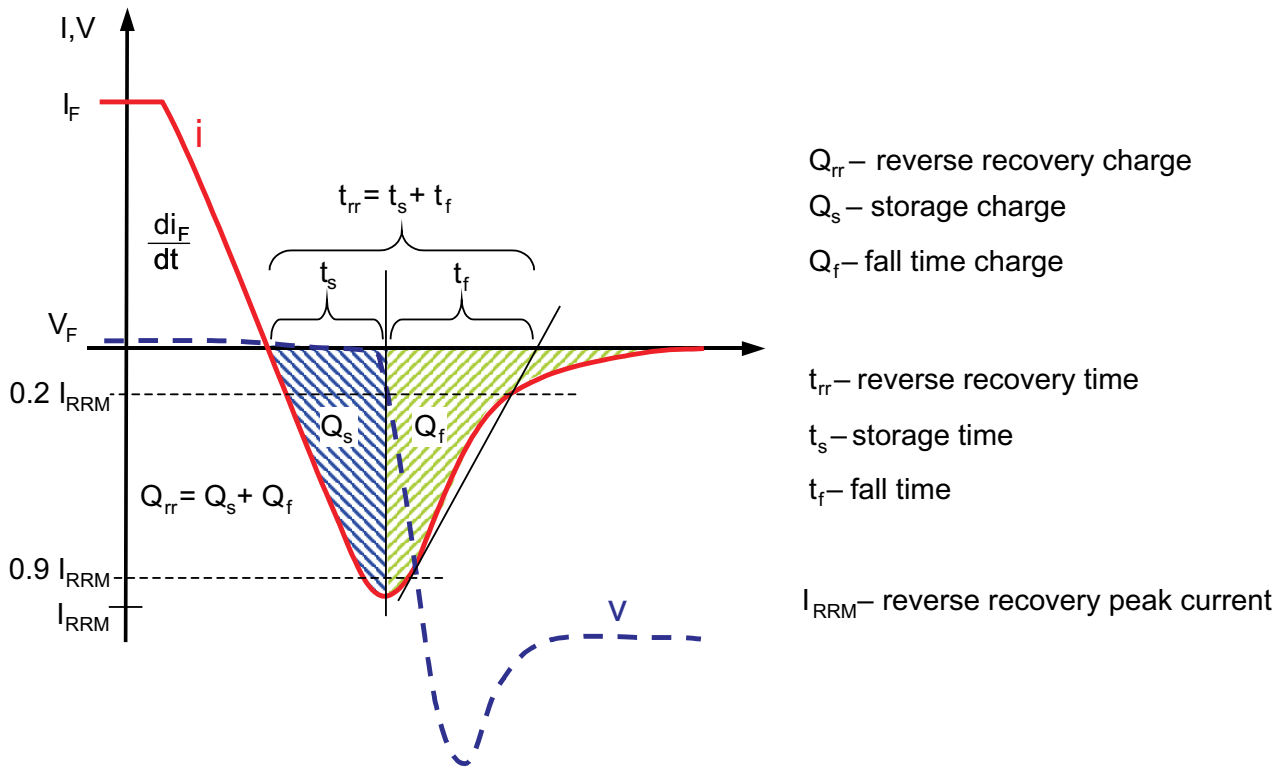


图 3.2.11 整流二极管从导通到截止时的电流和电压过程

反向恢复时间  $t_{rr}$

当二极管从导通转换到截止的稳定状态过程中，二极管反向截止电流所需的时间(图3.2.11)。  $t_{rr}$  可以用  $Q_{rr}$  和  $I_{RRM}$  根据公式计算：

$$t_{rr} \approx \frac{2 \cdot Q_{rr}}{I_{RRM}}$$

反向电流下降时间  $t_f$

反向电流从最大峰值  $I_{RRM}$  到达稳定值的时间段。

$$t_f \approx \frac{2 \cdot Q_{rr}}{I_{RRM}} - \frac{I_{RRM}}{\left(-\frac{di_F}{dt}\right)}$$

存储时间  $t_s$

反向电流从过零到达最大峰值  $I_{RRM}$  的时间段。

$$t_s \approx \frac{I_{RRM}}{\frac{di_F}{dt}}$$

导通延迟时间  $t_{fr}$

当二极管从截止转换到导通的稳定状态过程中，二极管正向导通电流所需的时间。

整流二极管的雪崩击穿电压  $V_{(BR)}$

当二极管的反向电压达到一定值时，由于雪崩效应反向电流开始陡峭的上升(图2.2.2)。这时的反向电压值就是雪崩击穿电压。它一般是在25°C时测量的，击穿电压随着温度的升高而增加。

截止电流(漏电流)  $I_R$

当二极管在25°C时和外加一个最大值等于反向最大峰值电压 $V_{RRM}$ 的交流电压时，测量到的反向电流值。

### 3.2.4.3 曲线图

数据文件中包含一些数据曲线图，本章只做简要说明，以后章节会详细说明。

功耗  $P_{FAV}$  和壳体温度  $T_c$

图3.2.12显示了元器件中的功率损耗 $P_{FAV}$ 同各种电流的导通平均值 $I_{FAV}$ (见第3.2.4.2章节)的关系。图中左边是功耗 $P_{FAV}$ ，右边是允许的壳体温度 $T_c$ 。导通电流的平均值应为 $0.8 \cdot I_{FAV}$ 。

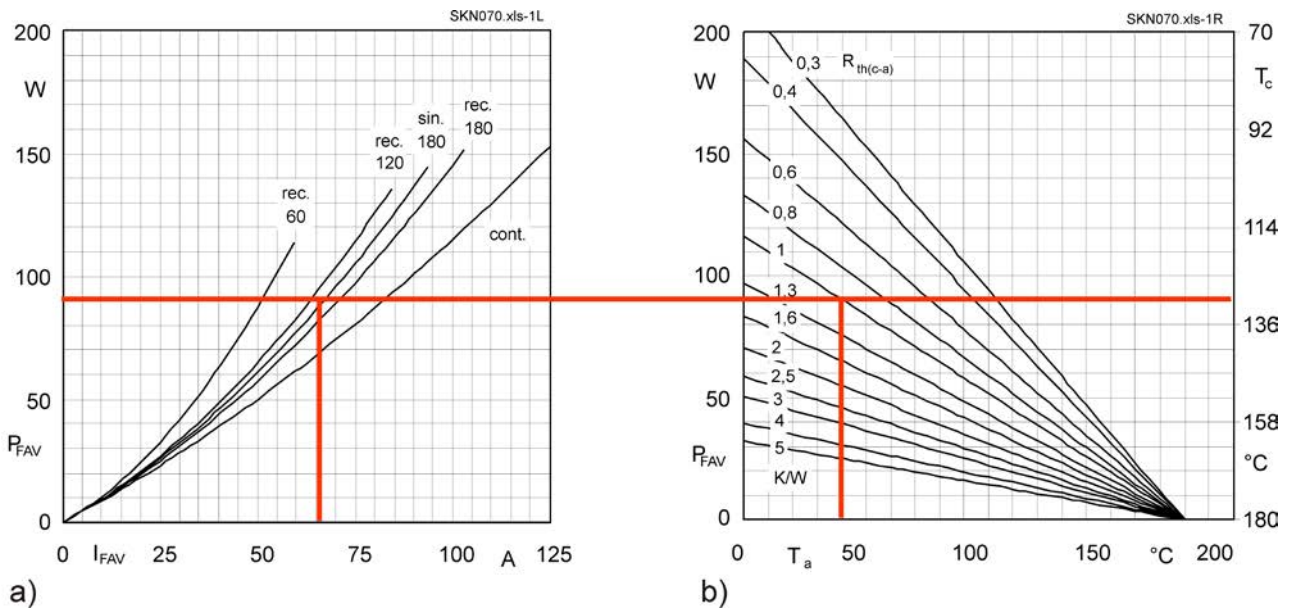


图 3.2.12 70A二极管，其总热阻为  $R_{th(c-a)}$  a) 功耗 $P_{FAV}$ 同导通电流 $I_{FAV}$ 的关系，b) 壳体温度 $T_c$ 及环境温度 $T_a$ 同总热阻的关系

从图3.2.12中红线可以看出：在环境温度 $T_a$ 为40°C，壳体的热阻为1 K/W时，壳体的温度不得超过130.5°C。当元器件的功耗为90瓦时，二极管pn结的最大允许温度为180°C。功率损耗是由67 A的半正弦波电流产生的。

电流极限值  $I_{FAV}$  同壳体温度  $T_c$  的关系

见第3.2.4.1章节的图3.2.6。它强调 $I_{FAV}$ 和有效值 $I_{FRMS}$ 同电流的波形、导通角及冷却条件无关，无论如何都不允许被超过。

导通曲线

见第3.2.4.2章节的图3.2.9中给出了在室温(25°C)和较高的温度时的典型值和最大值。

## 电流极限曲线

参见图3.2.7：该图显示了过载电流 $I_{F(OV)}$  (峰值)除以10毫秒的冲击电流极限值 $I_{FSM}$ 的商随时间变化的关系。参数：外加50赫兹正弦半波电压。

### 3.2.5 晶闸管

#### 3.2.5.1 极限值

非重复反向电压峰值  $V_{RSM}$

它是非周期反向脉冲电压的最高瞬时值，其脉冲宽度小于1毫秒 (图 3.2.5)。

周期正向电压的峰值  $V_{DRM}$

周期反向电压的峰值  $V_{RRM}$

它是周期的正向或反向脉冲电压的最高瞬时值，其脉冲宽度小于1毫秒 (图 3.2.5)。

持续电流的极限值  $I_{TAV}$

它是最大允许正向电流的平均值。它取决于电流波形，电流导通角和冷却条件。因此，通常按壳体温度(小功率二极管也可在室温下)给出一组函数曲线(图3.2.13)。作为平均正向电流的指导值，它是在壳体温度大约85°C 时，计算正弦波电流半个周期得出来的。

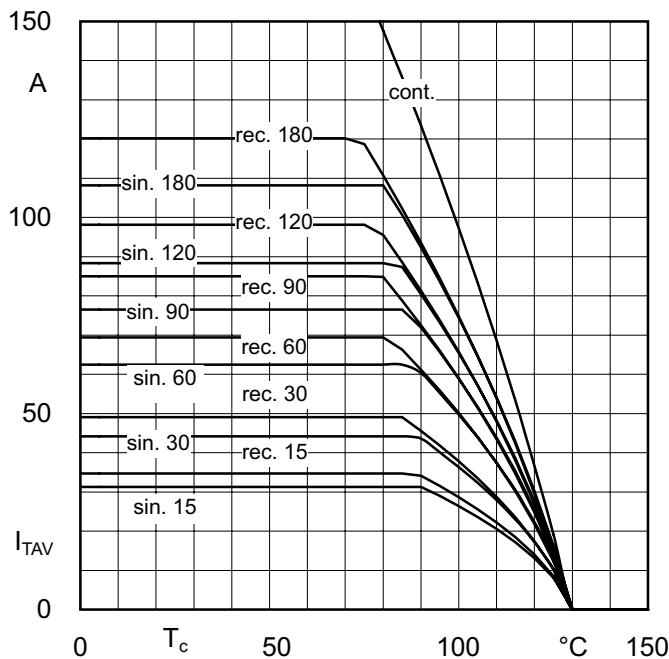


图 3.2.13 100 A 晶闸管的极限电流 $I_{FAV}$ 同壳体温度 $T_c$ 的关系 (条件: cont是纯直流, sin正弦半周期180°, 矩形脉冲180°、120°和60°)

当电流达到最大平均电流时，结层温度就达到最大允许结层温度的极限值。因此，无论如何不允许超过这个工作状态。只有在发生故障时(在使用晶闸管时很少出现)，才会超出这个电流限制值。在考虑到冷却条件的变化(比如灰尘覆盖导致散热下降)，和环境温度的升高，以及相邻元件发热等，建议使用电流不要超过最大平均电流值的80%。壳体温度下降可以提高正向最大平均电流，但这种关系在电流达到最大导通电流的有效值(150A)后就不能使用，因为即使是在较低壳体温度 $T_c$ 下工作，也不允许超过这个最大导通电流的有效值。



### 正向电流的有效值 $I_{TRMS}$

正向电流在整个周期的均方根值。它是对任意的电流波形，导通角度和冷却条件下的最大限制值。它是经过二极管内部和外部连接的最大负载电流容量。

### 冲击电流的极限值 $I_{TSM}$

当二极管在发生故障(短路)时，它是保证二极管不会被损坏，周期为10毫秒或8,3毫秒(50或60赫兹)正弦半波形式电流的最高电流峰值，当然这种现象是很少见的。它在周期8.3毫秒的数值约比10毫秒高10%。这个电流极限值是通过一组元件试验得出的元件能够承受的最高电流峰值。

对于周期小于8.3毫秒的各种不同的电流，它是以曲线形式(图3.2.7，极限电流曲线)给出。对于周期超过10毫秒的极限值可以理解成是正弦半波的周期为10毫秒，但出现间隔为20毫秒。当晶闸管在冲击电流的工作状态下，它的结层温度可达400°C。然后晶闸管就失去了正向截止的能力。这时马上会在负载端口出现截止电压，因此，在没有改变电压负载的情况下，降低了冲击电流(短路自愈现象，图3.2.14):

- $0 \cdot V_{RRM}$ : 无电压负载
- $\frac{1}{2} \cdot V_{RRM}$ : 半电压负载
- $1 \cdot V_{RRM}$ : 全电压负载

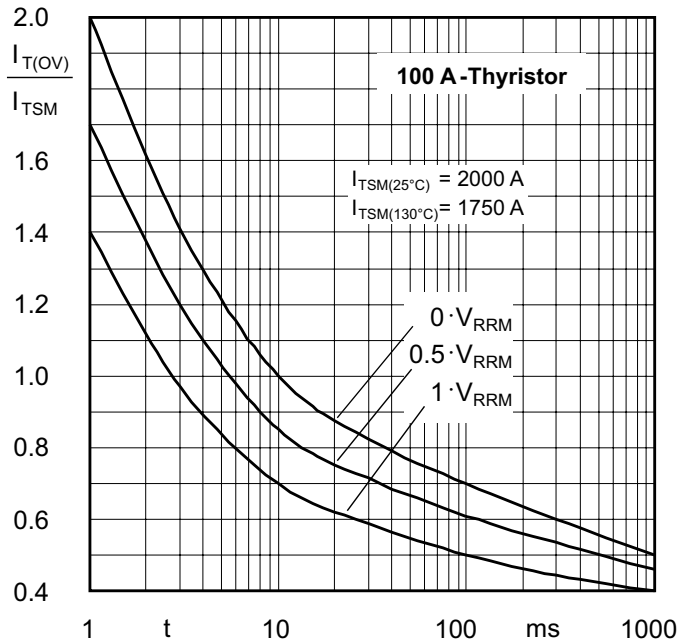


图 3.2.7 100A晶闸管在不同反向截止电压时的电流 $I_{T(OV)}$ 同电流 $I_{TSM}$ (10 ms)的关系曲线

### 极限负载积和 $i^2t$

它是选择短路保护必要的保险措施(见4.4节)的参数。通过冲击电流 $I_{TSM}$ 和下面的公式可以计算极限负载积和:

$$\int_0^{t_{hw}} i_{TS}^2 dt = I_{TSM}^2 \cdot \frac{t_{hw}}{2}$$

其中,  $t_{hw}$  是正弦电流  $I_{TSM}$  半波长, 50赫兹是  $t_{hw}/2 = 0.005$  秒,  $i^2t$  在50赫兹和60赫兹是几乎相等, 因为  $t_{hw}$  很小, 所以  $I_{TSM}$  高出的10%几乎被抵消:  $1.1^2 \cdot 8.3 \approx 10$ 。

#### 临界电流斜率 $(di/dt)_{cr}$

它是晶闸管能承受的最高正向电流上升率。它取决于工作频率、导通电流的峰值、激发前晶闸管上的正向电压和控制电流脉冲的强度和陡度。还要注意的, 并联在晶闸管的RC保护电路会在激发晶闸管时提供一个很陡的放电电流。

该规范只适用于工作频率在50至60赫兹, 电流幅值是持续电流极限值的三倍(正弦半波, 外壳温度  $85^\circ\text{C}$ ), 以及控制电流脉冲的强度是激发脉冲的五倍, 并且上升速度至少为  $1\text{A}/\mu\text{s}$  以上, 而且没有RC保护电路。当电流幅度降低和温度降低时, 临界电流斜率会增加。而小的和平坦的激发脉冲以及较高的频率会使临界电流斜率下降。当晶闸管有内部激发放大器时(放大栅极晶闸管), 临界电流斜率  $(di/dt)_{cr}$  可以达到特别高。

#### 控制功耗的峰值 $P_{GM}$

它是晶闸管允许的控制电流造成的最大功耗峰值。它取决于控制电流脉冲的宽度(图3.2.21)。

#### 控制功耗的平均值 $P_{GAV}$

它是晶闸管允许的控制电流造成的最大功耗平均值。这个平均值是在一个工作频率周期计算出来的。

温度的极限值参见第3.2.1章节。

### 3.2.5.2 额定值

#### 通态压降 $V_T$

在电流  $I_T$  流入晶闸管时在终端形成的电压。作为一个控制测量值, 它是在结层温度  $25^\circ\text{C}$  和一个给定的电流  $I_T$  时测量的电压值。此外, 它的正向导通特性曲线给出电流  $I_T$  和电压  $V_T$  的瞬时函数值(图3.2.15)。

#### 门限电压 $V_{T(T0)}$

它是在正向特性曲线图中, 电压上升曲线的直线延伸线同电压轴线相交点所对应的电压值(图3.2.15)。

#### 等效电阻 $r_T$

它是利用正向特性曲线的近似直线的斜率计算出的电阻值。我们可以用近似直线代替正向特性的上升曲线, 计算导通时功耗时, 我们可以利用公式  $v_T = V_{T(T0)} + r_T \cdot i_T$  计算(图3.2.15)。当然, 这里给出的  $V_{T(T0)}$  和  $r_T$  的数值, 都是对那些在最高工作温度和  $25^\circ\text{C}$  时性能变化不大的晶闸管。正向特性曲线的近似直线也被称为等效电阻(线), 它在  $1 \times I_{FAV}$  和更热的  $3 \times I_{FAV}$  相近似(图3.2.15中的蓝点)。

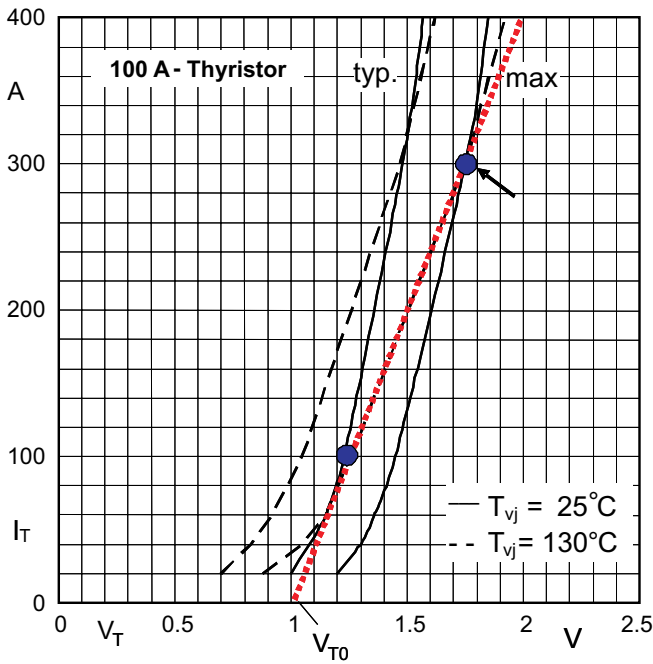


图 3.2.15 晶闸管正向特性在两个不同的结层温度 $T_{vj}$ (典型值和最大值)红点线: 等效电阻线, 从而确定 $V_{T(0)}$ 和 $r_T$ (直线斜率)

导通功耗  $P_T$

它是由于正向电流引起的功率损耗。一般而言, 我们经常使用的是它的平均值 $P_{TAV}$ , 它取决于正向电流的平均值 $I_{TAV}$ , 对于不同的导通角和电流形式给出一组曲线(图3.2.16)。

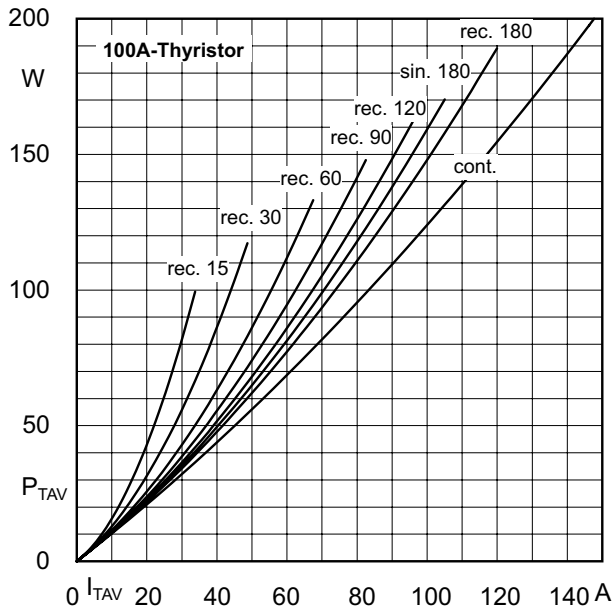


图 3.2.10 7导通功耗 $P_{TAV}$ 同电流平均值 $I_{TAV}$ 的关系直流(cont), 半正弦导通180°(sin.180)和方波脉冲15°(rec.15)到180°(rec.180)

导通功率的瞬时值 $P_T$ 和平均值 $P_{TAV}$ 可以利用门限电压 $V_{T(T0)}$ 和等效电阻 $r_T$ 以及下列公式计算:

$$P_T = V_{T(T0)} \cdot i_T + r_T \cdot i_T^2$$

$$P_{TAV} = V_{T(T0)} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot I_{TRMS}^2$$

$$\frac{I_{TRMS}^2}{I_{TAV}^2} = \frac{360^\circ}{\Theta} \quad \text{方形脉冲电流}$$

$$\frac{I_{TRMS}^2}{I_{TAV}^2} \approx 2.5 \cdot \frac{180^\circ}{\Theta} \quad \text{正弦半波电流}$$

在此 $\Theta$ 是电流导通角， $I_T$ ， $I_{TAV}$ 和 $I_{TRMS}$ 是电流的瞬时值，平均值和有效值。

对正弦半波电流的功耗值:

$\Theta$	180°	120°	90°	60°	30°	15°
$\frac{I_{TRMS}^2}{I_{TAV}^2}$	2.47	3.5	4.93	7.7	15.9	31.8

反向电截止电流  $I_{RD}$ ，封闭电流  $I_{DD}$

在125°C时和有一个等于周期反向电压最大峰值 $V_{RRM}$ 的电压情况下，晶闸管电流的最大值。封闭电流具有很强的温度依赖性，它在每增高10 K时，会增加2至2.5倍。

$$I_{DD}(T_j) = I_{DD_{25^\circ C}} \cdot 2 \dots 2.5^{\left(\frac{T_j - 25^\circ C}{10K}\right)}$$

截止电流随芯片温度呈线性增长。

Reverse Current vs. chip temperature

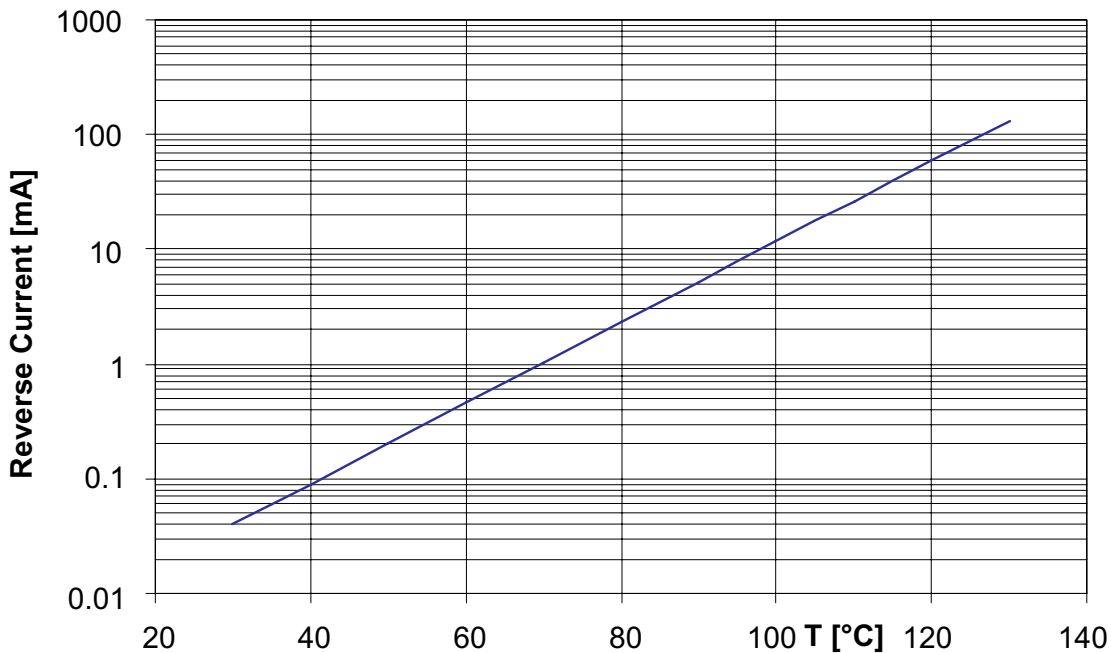


图 3.2.17 晶闸管反向截止电流同结层温度 $T_j$ 的关系

保持电流  $I_H$

保证晶闸管处于导通状态的最小电流值。它是在下列条件按照98%的典型分布值给出的:

- 6 V 的主电路驱动电源
- 纯电阻主电路
- 结层温度在 25°C (在较高的温度时  $I_H$  下降).

#### 锁定电流 $I_L$

它是保持晶闸管在激发脉冲开通结束后，保证晶闸管处于开通状态的最低电流值。当激发脉冲结束后，电流达不到  $I_L$  值，晶闸管就有可能会关闭。它也是按照下列条件和98%的典型值分布给出：

- 6 V 的主电路驱动电源
- 纯电阻主电路
- 矩形控制脉冲电流，宽度为10微秒，幅度是激发电流的五倍。当激发电流减小，锁定电流  $I_L$  上升。
- 控制回路电阻  $R_G = 33 \Omega$ ，结层温度为25°C。当温度升高， $I_L$  降低。

#### 激发时间 $t_{gt}$

它是当控制端口有一个激发脉冲时，晶闸管从关断状态到开通状态所需要的时间。它是从激发脉冲开始到正向通态压降下降到6 V的时间(图3.2.18)。

#### 激发延迟时间 $t_{gd}$

它是从激发脉冲开始到正向通态压降下降到90%的电源电压的时间间隔(图3.2.18)。在满足下列条件下，最高值和典型的控制区将被看做控制脉冲幅度的函数曲线(图3.2.19)：

- 矩形控制电流脉冲宽度为10微秒
- 正向电压的初始值  $V_D$  等于周期正向电压峰值  $V_{DRM}$  的一半
- 在外壳温度为85°C，在激发后在主回路中仍然有一个电流，其强度为持续电流极限值的十分之一
- 结层温度为25°C。

#### 开通时间 $t_{gr}$

激发时间  $t_{gt}$  同激发延迟时间  $t_{gd}$  的差:  $t_{gt} = t_{gd} + t_{gr}$

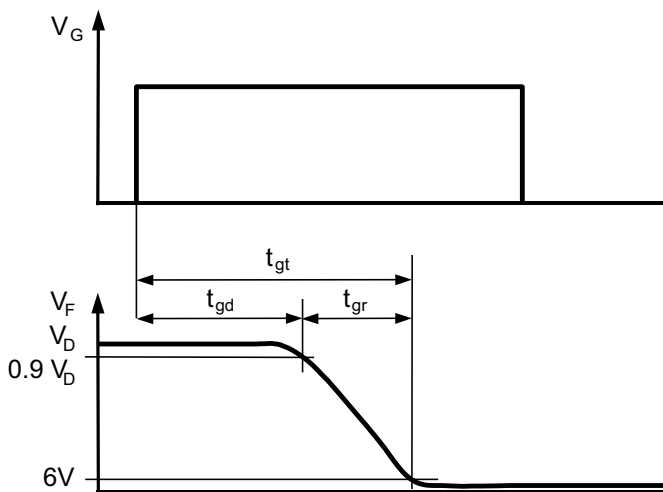


图 3.2.18 晶闸管激发过程的定义

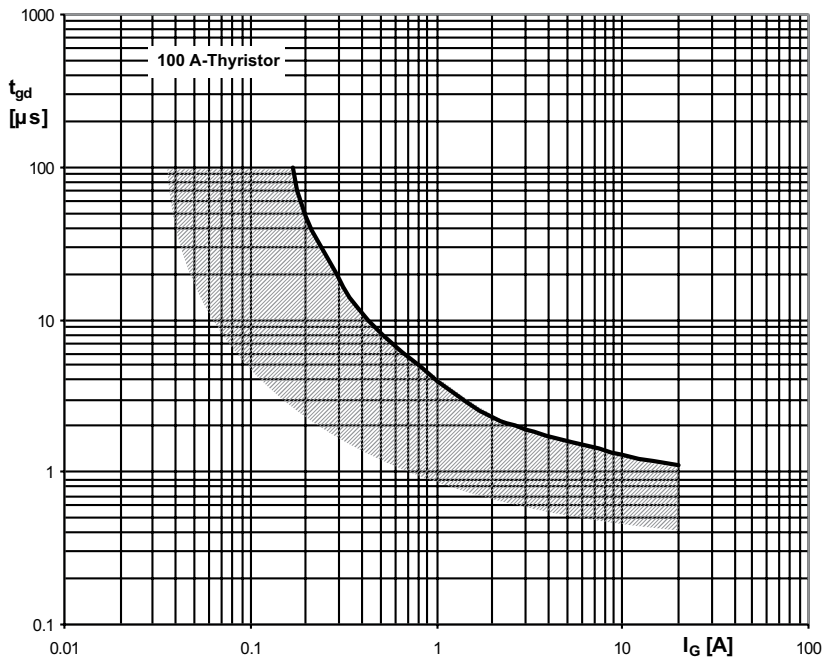


图 3.2.19 晶闸管激发延迟时间 $t_{gd}$ 同控制电流 $I_G$ 的关系，图中阴影区是控制范围

结层延迟电荷  $Q_{rr}$  和  
反向电流峰值  $I_{RRM}$  和  
反向恢复时间  $t_{rr}$  和  
反向电流下降时间  $t_f$

参看第3.2.4.2章节(整流二极管)和  
图3.2.11

周期正向阻断电流的峰值  $I_{DRM}$

在25°C时晶闸管允许的周期阻断电流的最大值。

激发电压  $V_{GT}$  和激发电流  $I_{GT}$

指定类型晶闸管激发所需要的控制电压和控制电流的最小值(图3.2.21)。它们还必须满足:

- 6 V的主电路驱动电源
- 纯电阻主电路
- 矩形控制脉冲电流，宽度至少为100微秒
- 结层温度为 25°C.

当控制脉冲宽度小于100微秒，激发电压和激发电流增加大约1.4至2倍。控制装置的设计应使电压和电流为数据文件提供的激发电压和激发电流的四到五倍。

对有内部激发放大器的晶闸管，电流急剧上升，引起晶闸管控制极结层的电压分布变化，会暂时出现一个反向电压，在没有足够强大的正电压或者很大的输出电阻时，这个电压就会压制控制电流，甚至出现反向电流(图3.2.20)。这会使晶闸管损坏。因此设计控制部分必须保证有足够的富裕量。

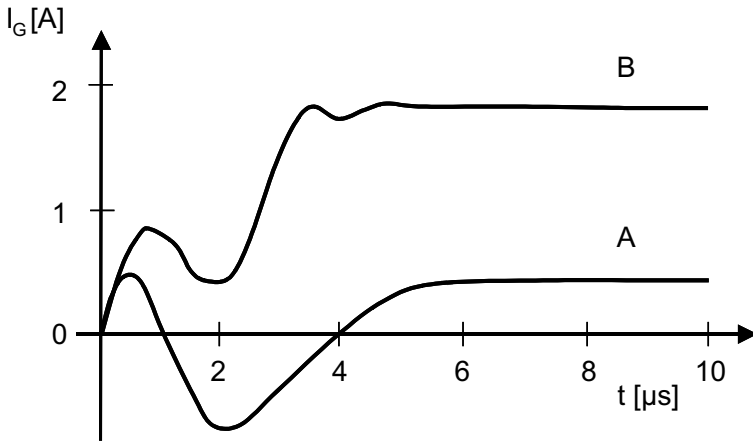


图 3.2.20 控制电流 $I_G$ 的时间过程，没有激发(曲线a)和激发(曲线b)

最高未激发控制电流  $I_{GD}$ ，最高未激发控制电压  $V_{GD}$

在给定类型的晶闸管，它是没有激发晶闸管的最高控制电流值和控制电压值（图3.2.21），并满足下列条件：

- 小于或等于6 V的主电路驱动电压
- 矩形栅极电流脉冲，脉冲宽度至少100微秒
- 允许的最大结层温度

在正向阻断电压高压100V时，最高未激发控制电流如图3.2.22所示

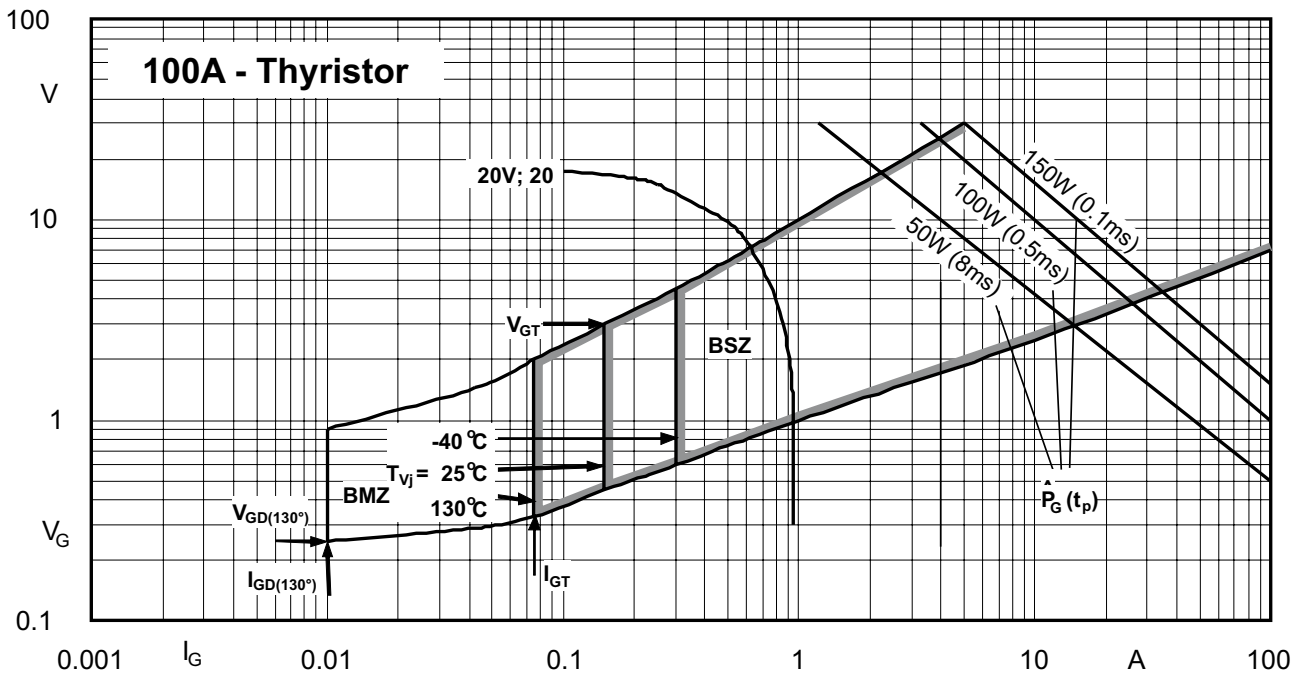


图 3.2.21 100A晶闸管的激发电流 ( $I_G$ ) 激发电压 ( $V_G$ ) 曲线，控制区分可能激发区(BMZ)和安全激发区 (BSZ)。  $\hat{P}_G(t_p)$  是最大控制功耗值，控制脉冲宽度 $t_p$ 。图中所标20V和20  $\Omega$ 是指激发装置有空载电压20V和内阻20  $\Omega$ 。



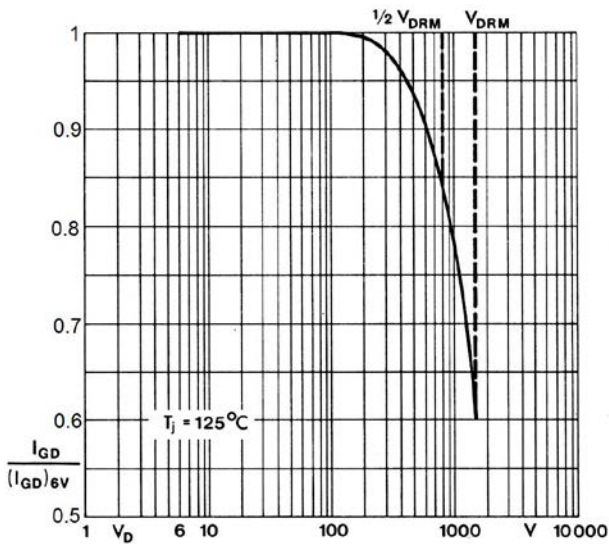


图 3.2.22 特定晶闸管的最高未激发控制电流比值  $I_{GD}/(I_{GD})_{6V}$  同正向阻断电压  $V_D$  的关系，特定晶闸管具有最大允许周期反向电压峰值  $V_{DRM} = 1600\text{ V}$

### 断态电压临界上升率 $(dv/dt)_{cr}$

晶闸管不被激发的最大正向电压上升速率。它通常是在以下条件下：

- 电压  $V_D$  指数上升到最大可重复反向电压峰值  $V_{DRM}$  的  $\frac{2}{3}$
- 控制电路开路
- 最大允许的结层温度  $T_j$

当  $T_j$  降低，断态电压临界上升率增加。

### 自由恢复时间 $t_q$

它是在主电路的切换过程中，导通电流衰减过零同阻断电压上升过零的时间间隔(图3.2.23)，这时，晶闸管不一定被激发。在功率晶闸管的数据文件中，它经常作为典型值给出，在快速晶闸管它总是作为最大值。

自由恢复时间  $t_q$  依赖如下条件：

- $t_q$  在切换前随着导通电流  $I_{TM}$  的增加而增加
- $t_q$  随着临界电流斜率  $-\frac{di_T}{dt}$  增加而增加
- $t_q$  随着结层温度  $T_{vj}$  的增加而增加 (图 3.2.24),
- $t_q$  随着电压下降的速率  $\frac{dv_D}{dt}$  的下降而增加 (图 3.2.25)
- $t_q$  随着反向电压  $V_{RM}$  的下降而增加 (图 3.2.26).

在电路中，当晶闸管有并联连接的续流二极管时，反向截止电压就只有几伏，所以，相比图3.2.26，自由恢复时间提高1.8倍。这个差距仍然是可以接受的。

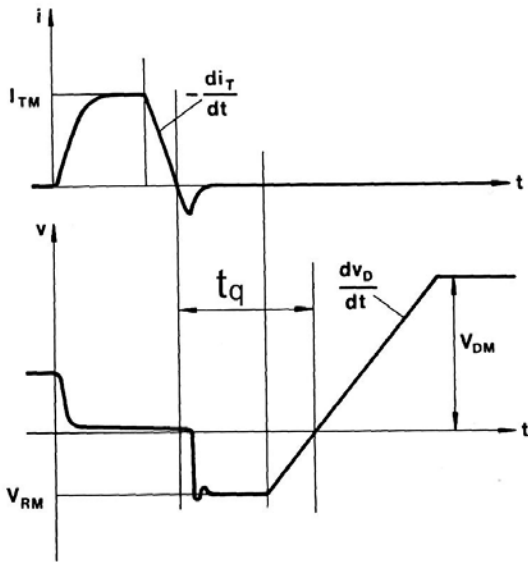


图 3.2.23 晶闸管从导通到关断切换时电流和电压的过程最短的自由恢复时间 $t_q$ 不会导致激发晶闸管

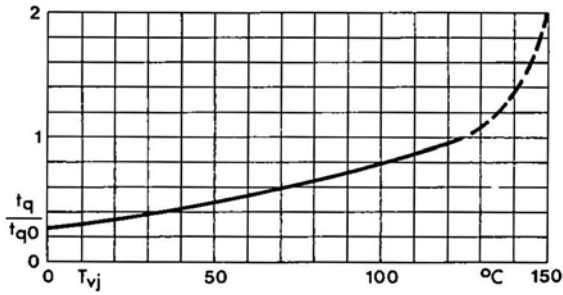


图 3.2.24 典型的自由恢复时间 $t_q$ 同结层温度 $T_j$ 的关系( $t_{q0}$ 的自由恢复时间  $t_q$ 是在温度 $T_j = 125^\circ\text{C}$ )

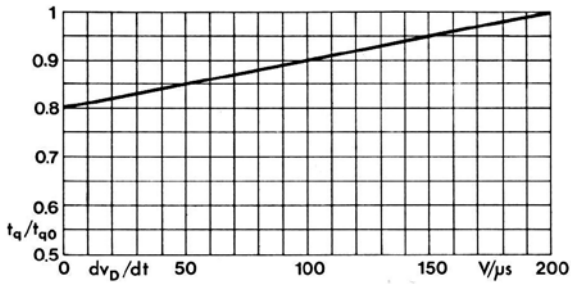


图 3.2.25 典型的自由恢复时间 $t_q$ 同电压变化率 $dv_D/dt$ 的关系( $t_{q0}$ 的自由恢复时间 $t_q$ 是在 $dv_D/dt = 200 \text{ V}/\mu\text{s}$ )

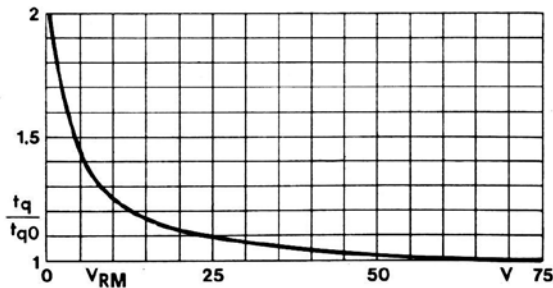


图 3.2.26 典型的自由恢复时间 $t_q$ 同反向电压 $V_{RM}$ 的关系( $t_{q0}$ 的自由恢复时间 $t_q$ 是在 $V_{RM} \geq 75 \text{ V}$ )

### 3.2.5.3 曲线图

数据文件中包含一些数据曲线图，本章只做简要说明，以后章节会详细说明。

功耗  $P_{TAV}$ ，环境温度  $T_a$  和导通电流的平均值  $I_{TAV}$

图3.2.27显示了元器件中的功率损耗  $P_{TAV}$  同各种电流的导通平均值  $I_{TAV}$  的关系。

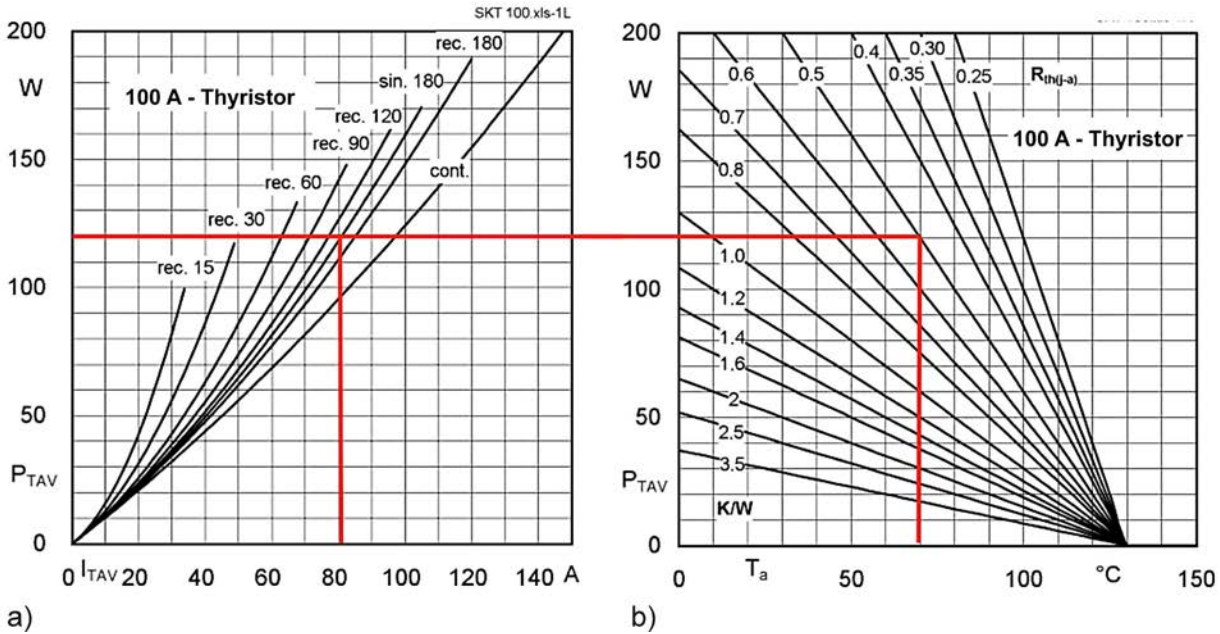


Figure 3.2.2 总热阻为  $R_{th(j-a)}$  的晶闸管 a) 功耗  $P_{TAV}$  同导通电流  $I_{TAV}$  的关系, b) 环境温度  $T_a$  同总热阻的关系

从图3.2.27中红线可以看出：在环境温度  $T_a$  为  $70^{\circ}\text{C}$ ，壳体的热阻为  $0,5\text{K} / \text{W}$  时，功耗最大  $120\text{W}$ 。这时晶闸管pn结的最大允许温度为  $130^{\circ}\text{C}$ 。这个功率损耗是由一个平均值为  $I_{TAV} = 80$  A 的正弦半波电流产生的(比较第3.2.5.2章节)同样，我们建议导通电流的平均值不要超过  $0.8 \cdot I_{TAV}$ 。

电流极限值  $I_{TAV}$  同壳体温度  $T_c$  的关系

见第3.2.5.2章节的图3.2.13。它强调  $I_{TAV}$  和有效值  $I_{FRMS}$  同电流的波形、导通角及冷却条件无关，无论如何都不允许被超过。

存储电荷

在图3.2.28中给出了，在不同的电流形式下，存储电荷  $Q_{rr}$  同换流速率  $-di/dt$  的关系。这些数据常常是用于设计放电回路电路。

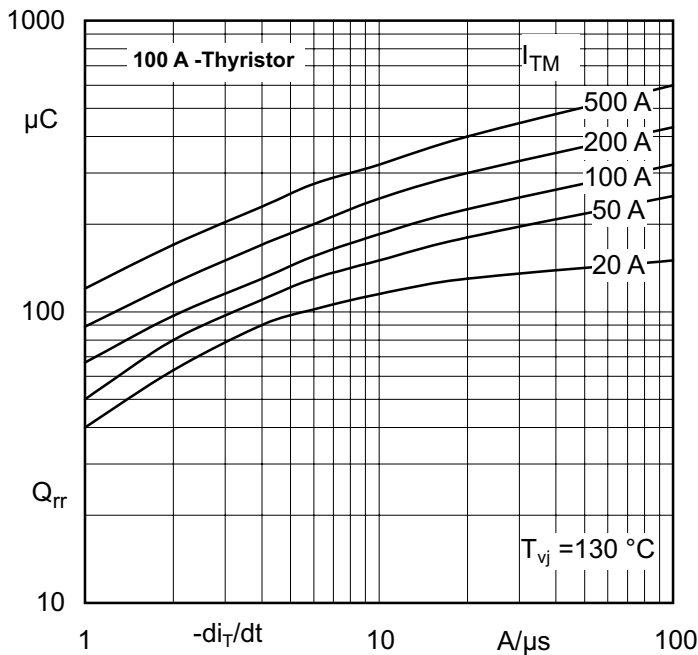


图 3.2.28 存储电荷 $Q_{rr}$ 同换流速率 $-di/dt$ 的关系

### 3.2.6 二极管和晶闸管模块

#### 3.2.6.1 极限值，额定值

大部分的数据文件只给出分立二极管和晶闸管的参数。对于模块包含一个晶闸管和二极管，往往只给出了通态压降和晶闸管允许的电流，因为一般二极管承受能力更好。此外，还给出：

隔离电压  $V_{iso}$

$V_{ISO}$ 是50赫兹交流电的有效值，100%的模块都进行了测试。测试周期时间为1分钟。在1秒的测试期间，测试电压提高20%。我们观测在交流电压下，会有一个流过绝缘子的电流，这个电流往往被误认为是漏电流。当加直流电压测量时，测不到这个电流。

热阻  $R_{th(j-c)}$

它是从芯片到外壳的热阻，它是根据不同的电流波形(cont为直流，sin.180°为正弦半波电流和rec.120°为具有120°导角的矩形电流)给出的，它可以被视为整个模块或一个单一芯片的热阻。

热阻  $R_{th(c-s)}$

它是从壳体到冷却器的热阻，同样也被指定为模块和芯片的热阻。它常常用于计算导热膏的厚度。

#### 3.2.6.2 曲线图

电流的功耗和环境温度的关系，以及涉及到结层热电阻和壳体到散热器之间的热阻，可以在双图中给出：

**1/2** 模块 (单芯片)，在不同的电流波形，功率损耗 $P_{TAV}$ 作为正向电流平均值 $I_{TAV}$ 的函数给出。

**1** 模块，总功耗 $P_{Vtot}$ 作为正向电流有效值 $I_{RMS}$ 的函数给出。

**2** 模块是在双脉冲桥电路 (B2)，在电阻 (R) 和电感 (L) 的全控制时，总功耗 $P_{V_{tot}}$ 作为直流电流 $I_D$ 的函数给出。

**3** 模块是六脉桥电路 (B6) 和三相双向控制元件 (W3)，总功率 $P_{V_{tot}}$ 作为整流电流 $I_D$ 以及工作电流(有效值) $I_{RMS}$ 的函数给出。

在1, 2和3个模块的图表是：左边是功耗 $P_{V_{tot}}$ 而右边是壳体温度 $T_c$ 。它同样适用于分立的二极管和晶闸管。

### 3.3 IGBT模块

通过数据文件给出的参数和规格来选择或比较IGBT模块的特性时，我们必须考虑到，各个半导体制造商给出的文件数据往往是在不同的技术条件下，因此，利用这些信息往往很难进行直接比较。由于模块的复杂性、模块组件之间的相互依赖性和相互作用性等因素，所以，在许多情况下需要通过必要的测试来决定。

因为历史的原因，赛米控公司给出的数据文件也是根据不同的IGBT模块类型、结构形式、使用要求和条件给出了不同的数据文件表。为了使产品参数统一化，在2010年1月使用了新的数据文件标准，即在最新一代IGBT模块，IGBT4中使用，见图3.3.1。在必要时，它还给出了相对旧模块数据用来比较。

最重要的是对所有赛米控公司IGBT模块类型的极限值、额定值和使用要求进行了统一归纳，它不是在各种模块类型的数据文件中，而是在“技术说明”中描述，比如第3.3.4节中所述的最大限度安全工作区。



在数据文件左边的阴影区，主要特性和使用的范围都列在“功能”和“典型应用”的标题下。在“备注”中提供了使用条件和测试条件的重要信息，其中包括内部的等效电路(如，半桥GB，斩波器模块GAL，见第2.5.2.7章节)的示意图。在底部灰色的区域给出数据文件的发行日期。

在数据参数表格的后面是图表，通常在第二页。这些图表是按照通用编号[图1图2 ...]给出的，但不一定所有模块的数据文件都包含全部的图表。该数据文件表的最后一页是模块的外形尺寸和接线的示意图。

反向二极管被平行的标在IGBT的旁边。而续流二极管被作为IGBT的分支部分。在半桥模块中二者没有区别，因为IGBT反向二极管起的作用，同在其他IGBT模块中续流二极管的作用相同。在斩波器模块(GAL/GAR)中二极管作为续流二极管的作用要比反向二极管的作用大。

### 3.3.1 极限值

在文件数据表中，按照IGBT模块(IGBT，二极管，壳体，温度传感器等)的各个组成部分给出它们的极限值。所有IGBT和二极管的极限值都是在一个电路(分支)中给出的，它同电路(分支)含有多少晶体管模块以及是否并连接IGBT和二极管芯片的数量无关。

Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
<b>IGBT</b>				
$V_{CES}$			1200	V
$I_C$	$T_j = 175\text{ °C}$	$T_c = 25\text{ °C}$	463	A
		$T_c = 80\text{ °C}$	356	A
$I_{Cnom}$			300	A
$I_{CRM}$	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$		900	A
$V_{GES}$			-20 ... 20	V
$t_{psc}$	$V_{CC} = 800\text{ V}$ $V_{GE} \leq 20\text{ V}$ $V_{CES} \leq 1200\text{ V}$	$T_j = 150\text{ °C}$	10	$\mu\text{s}$
$T_j$			-40 ... 175	$^{\circ}\text{C}$
<b>Inverse diode</b>				
$I_F$	$T_j = 175\text{ °C}$	$T_c = 25\text{ °C}$	356	A
		$T_c = 80\text{ °C}$	266	A
$I_{Fnom}$			300	A
$I_{FRM}$	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$		900	A
$I_{FSM}$	$t_p = 10\text{ ms}$ , $\sin 180^{\circ}$ , $T_j = 25\text{ °C}$		1620	A
$T_j$			-40 ... 175	$^{\circ}\text{C}$
<b>Module</b>				
$I_{(RMS)}$			600	A
$T_{stg}$			-40 ... 125	$^{\circ}\text{C}$
$V_{isol}$	AC sinus 50Hz, $t = 1\text{ min}$		4000	V

图 3.3.2 IGBT 模块的极限值

#### 3.3.1.1 IGBT 的极限值

##### 集电极-发射极电压 $V_{CES}$

它是当栅极和发射极短路和芯片温度  $T_j = 25\text{ °C}$  时，IGBT 芯片允许的最大集电极和发射极之间的电压。由于击穿电压与温度的关系，所以，最大集电极-发射极电压随温度升高而上升。在任何情况下，工作电源电压  $V_{CC}$  和开关过载电压  $\Delta V_{CE} = L_{\sigma} \cdot di_C/dt$  的电压的总和都不允许超过  $V_{CES}$  ( $L_{\sigma}$ : 换流电路中的寄生电感总和)，见第5.1章节。



**集电极直流电流  $I_C$** 

它是芯片温度达到最高允许温度时，集电极允许的最大直流电流。条件参数：对无底板模块，壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C} / 80^\circ\text{C}$ 。对可焊接在PCB板上的模块(SEMITOP)并在PCB最高温度时，散热片温度  $T_s = 25^\circ\text{C} / 70^\circ\text{C}$ 。芯片温度  $T_j = T_{j(\max)}$ 。

对有底板的IGBT模块  $I_C$  是

$$I_C = P_{\text{tot}(\max)} / V_{\text{CE}(\text{sat})} \quad \text{where } P_{\text{tot}(\max)} = (T_{j(\max)} - T_c) / R_{\text{th}(j-c)},$$

对于无底板的模块是

$$I_C = P_{\text{tot}(\max)} / V_{\text{CE}(\text{sat})} \quad \text{where } P_{\text{tot}(\max)} = (T_{j(\max)} - T_s) / R_{\text{th}(j-s)}.$$

因为  $I_C$  是静态最大值，所以在实际应用中不应该达到这个参数值。

**芯片电流  $I_{\text{Cnom}}$** 

它是IGBT芯片制造商给出的，该类型模块的典型数据（集电极-直流电流，最大温度限制在  $T_{j(\max)}$ ），对于多个芯片并联的IGBT模块必须乘上一个芯片数量系数。

**周期集电极电流的峰值  $I_{\text{CRM}}$** 

它是集电极终端允许的脉冲电流峰值。IGBT生产商在数据文件上给出的  $I_{\text{CRM}}$  是集电极电流的峰值(集电极脉冲电流，被  $T_{j(\max)}$  限制)，它们在电路的总和要乘以并联的IGBT芯片数。此峰值同脉冲的宽度无关，即使芯片的温度没有达到极限，这个电流的峰值也必须遵守，因为超过这个峰值会使芯片产生金属化和过早老化。在许多数据文件表将  $I_{\text{CRM}}$  写成  $2 \cdot I_{\text{Cnom}}$ ，因此，它相当于以前的  $I_{\text{CRM}}$  极限值。

对于目前使用的赛米控公司生产的IGBT4 (T4, E4)模块芯片， $I_{\text{CRM}} = 3 \times I_{\text{Cnom}}$ 。在给定工作点的高栅极电阻和较高的母线的电压，关断这么大的电流会产生过电压，并超过  $V_{\text{CES}}$ 。研究表明，当在芯片最热时周期关断这么大电流，会使芯片提前退出饱和区，而产生很大的功耗。正是因为这个原因，赛米控公司推荐，除了特殊情况和采取了特殊措施(如减少母线电压，主动钳位，很慢的关断过程)，这个峰值同它的前一代模块在RBSOA中一样，为  $2 \cdot I_{\text{Cnom}}$  值。在有些措施必须考虑到更高的功耗，这尤其是在半导体设计时要注意的。

**栅极-发射极电压  $V_{\text{GES}}$** 

它是在壳体温度为  $25^\circ\text{C}$  时，栅极和发射极之间允许的最大电压。

**在短路时允许的开通时间间隔  $t_{\text{psc}}$** 

它是在一定的工作电压、集电极-发射极电压和芯片温度下，当过载或短路时，模块允许的退出饱和最大持续时间间隔。相关参数：工作电压  $V_{\text{CC}}$ ，允许的最大栅极-发射极电压  $V_{\text{GE}}$ ，最大允许集电极-发射极电压  $V_{\text{CES}}$ ，芯片温度  $T_j$  (按目前Infineon公司的芯片  $< T_{j(\max)}$ )。

**工作温度  $T_j$  和区域  $T_{j(\min)}$  到  $T_{j(\max)}$** 

它是IGBT芯片允许的工作温度范围。特别是对连续运行，芯片的温度应与给出的最高温度  $T_{j(\max)}$  保持最小25K的温差。

### 3.3.1.2 集成反向二极管(续流二极管)的极限值

反向二极管的正向导通电流  $I_F$

它是晶闸管集电极反向流出电流的最大允许值。相关参数：壳体温度  $T_c$  为  $25^\circ\text{C} / 80^\circ\text{C}$ ，对无底板模块冷却器的温度  $T_s$  为  $25^\circ\text{C} / 70^\circ\text{C}$ 。对可焊接在PCB板上的模块(SEMITOP)PCB板的温度可按端口温度的最大值， $T_j = T_{j(\max)}$ 。

二极管芯片电流  $I_{Fnom}$

它是芯片数据手册上给出指定类型二极管的典型电流值(二极管在  $T_{j(\max)}$  时的直流电流)，乘以在模块中并联的芯片数。

反向二极管正向导通电流的周期性峰值  $I_{FRM}$

它是晶闸管在脉冲工作状态下，集电极反向流出电流的最大允许峰值。对于目前使用的赛米控公司生产的IGBT模块， $I_{FRM} = 3 \cdot I_{Fnom}$ 。其中  $I_{Fnom}$  是在数据文件中典型值(由温度  $T_{j(\max)}$  限制的正向导通电流)再乘以每个模块并联二极管芯片的数量。

冲击电流的极限值  $I_{FSM}$

如果CAL反向二极管作为电源整流器部件，选择对抗非周期、瞬态电流的防护措施是至关重要的。冲击电流的极限值  $I_{FSM}$  类似在传统功率二极管中，在50赫兹正弦半波电流工作和在出现故障(短路)时，二极管能承受不损坏的、允许电流的峰值，当然这种事故在二极管使用时很少发生。当整流二极管在冲击电流极限值工作时，芯片温度可达到  $400^\circ\text{C}$ 。这时马上会在负载端口出现截止电压，因此，在没有改变电压负载的情况下，降低了冲击电流。因此，如同给定的常规二极管，利用冲击电流特性图(图3.3.3)，我们能够给出不同的半波周期已经更多半波电流的冲击极限值，给定参数：芯片温度  $T_j$

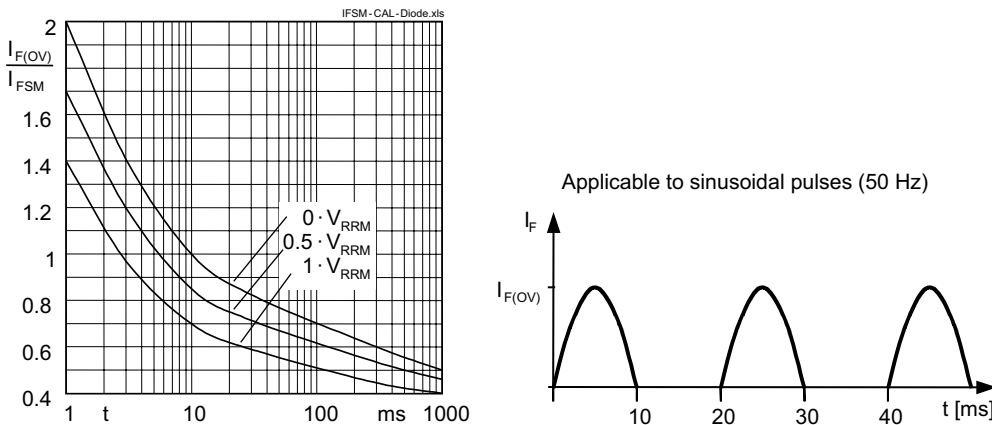


图 3.3.3 冲击电流特性图：在发生故障时，允许的过载电流  $I_{F(OV)}$  同冲击电流的极限值  $I_{FSM}$  的比值的时间曲线。冲击电流的间隔为10毫秒，如右图所示

通过  $I_{FSM}$  我们可以为了更保险，利用下面公式选择极限负载积和，见第3.2.4.1章节或第4.4.6章节。

$$\int_0^{t_{hw}} i_{FS}^2 dt = I_{FSM}^2 \cdot \frac{t_{hw}}{2}$$

其中,  $t_{hw}$ :  $I_{FSM}$  正弦半波间隔(如对50赫兹为10毫秒)

工作温度  $T_j$  及范围  $T_{j(min)}$ ,  $T_{j(max)}$

它是在IGBT模块中工作的反向二极管芯片允许的温度范围。对连续运行应该保持低于  $T_{j(max)}$  25K的安全范围。

### 3.3.1.3 模块结构的极限值

正向导通电流有效值  $I_{t(RMS)}$

它是允许的正向电流在整个周期的均方根值。它是对任意的电流波形、导通角度和冷却条件下的最大限制值, 它是受模块内部连接和外部端口连接的承受电流能力的限制。

存储温度及范围  $T_{stg}$ ;  $T_{stg(min)}$ ,  $T_{stg(max)}$

在该模块在没加电时的存储或运输温度及温度范围。赛米控公司生产的模块的  $T_{stg(max)}$  对应于工作时的最高外壳温度。

终端端口的焊接温度  $T_{sol}$  (用于终端需要焊接的模块)

它是模块焊接到PCB板时允许的最高温度。相应参数: 焊接时间, 见第6.3.4章节的安装说明。

绝缘电压  $V_{isol}$

它是允许的短路端口和绝缘底板的测试电压(50赫兹交流电)。相关参数: 测试时间(1分钟或1秒), 详细情况参见第5.1.1.2章节。

### 3.3.2 额定值

数据文件表给出了IGBT模块的各个组件的额定值。所有的参数是在一个开关中, 同模块的晶体管数量以及是否并联了其他IGBT或二极管芯片无关。

## 3.3.2.1 IGBT 的额定值

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
<b>IGBT</b>						
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 150\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chipllevel	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.8	2.05	V
		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		2.2	2.4	V
$V_{CE0}$		$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.8	0.9	V
		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		0.7	0.8	V
$r_{CE}$	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		3.3	3.8	m $\Omega$
		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		5.0	5.3	m $\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE}=V_{CE}, I_C = 12\text{ mA}$		5	5.8	6.5	V
$I_{CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1200\text{ V}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.1	0.3	mA
		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$				mA
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25\text{ V}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		18.6		nF
$C_{oes}$		$f = 1\text{ MHz}$		1.16		nF
$C_{res}$		$f = 1\text{ MHz}$		1.02		nF
$Q_G$	$V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$			1700		nC
$R_{Gint}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$			2.50		$\Omega$
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$ $I_C = 300\text{ A}$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		282		ns
$t_r$		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		60		ns
$E_{on}$	$R_{G\ on} = 1.9\text{ }^\circ\Omega$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		30		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{G\ off} = 1.9\text{ }^\circ\Omega$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		564		ns
$t_f$	$di/dt_{on} = 5000\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		117		ns
$E_{off}$	$di/dt_{off} = 2800\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		44		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT				0.096	K/W

图 3.3.4 IGBT 数据文件

集电极-发射极饱和电压的  $V_{CE(sat)}$ 

它是在一定的集电极电流 $I_C$ (大部分是 $I_{Cnom}$ )时, 集电极-发射极电压的饱和值(IGBT模块的通态压降)。相关参数: 集电极电流 $I_C$ , 栅极-发射极电压 $V_{GE}$ , 芯片温度, 如温度 $T_j = 25^\circ\text{C}/150^\circ\text{C}$ 。

赛米控公司生产的IGBT模块在稳定范围内, 它的 $V_{CE(sat)}$ 随着温度上升而增高。在新的数据文件中 $V_{CE(sat)}$ 往往以芯片的饱和电压给出(见“细则”的说明)。在计算模块主要端口的饱和电压时, 可以看成是模块内部(连接线, 端口, ...)线路的电阻 $R_{CC+EE}$ (根据模块额定值)上的压降。但当计算芯片的功耗时, 不能这么理解。

门限电压  $V_{CE0}$  门限电压  $r_{CE}$ 

为了计算导通功耗, 在数据文件表中给出了

$$V_{CE(sat)} = f(I_C) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot I_C$$

这就是说, 在对于饱和电压曲线的计算近似为二极管的导通曲线。图片3.3.5显示 $V_{CE0}$ 和 $r_{CE}$ 的定义:  $r_{CE}$ 的就是连接两点直线的斜率, 这两点是在电流为25%  $I_{Cnom}$ 和 $I_{Cnom}$ 时的 $V_{CE(sat)}$ 。  $V_{CE0}$ 是这条线与轴线相交时的电压值。相关参数: 集电极电流 $I_C$ , 栅极-发射极电压 $V_{GE}$ , 芯片的温度, 如温度 $T_j = 25^\circ\text{C}/150^\circ\text{C}$ 。

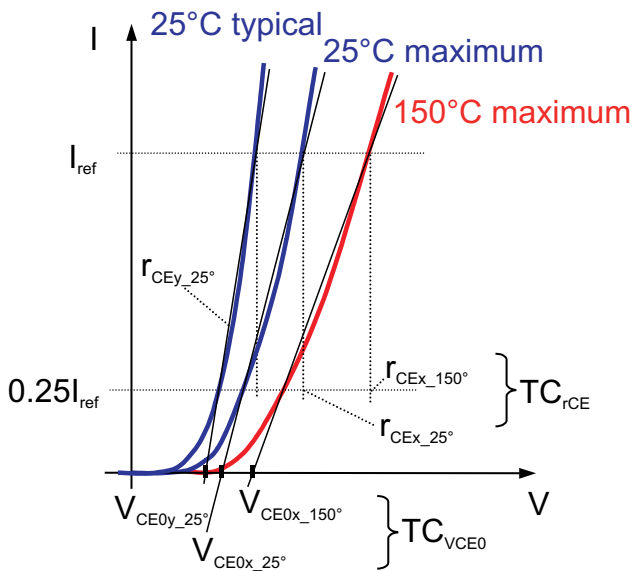


图 3.3.5 IGBT的正向导通特性

#### 栅极-发射极门限电压 $V_{GE(th)}$

当电压高于栅极-发射极电压时，集电极电流可以流通。相关参数：集电极-发射极电压  $V_{CE} = V_{GE}$ ，集电极电流  $I_C$ ，壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

#### 集电极漏电流 $I_{CES}$

它是在栅极-发射极短路 ( $V_{GE} = 0$ ) 和集电极-发射极的电压  $V_{CE} = V_{CES}$  时，在集电极和发射极之间的截止电流。相关参数：芯片温度，如温度  $T_j = 25^\circ\text{C}/150^\circ\text{C}$ 。当温度提高10K时， $V_{CES}$ 增高1.5至2倍。在集成了反向二极管的模块的数据文件中，二者的漏电流作为一个参数  $I_{CES}$  给出。

#### 输入电容 $C_{ies}$

在集电极-发射极交流短路时，栅极和发射极之间的电容。相关参数：集电极-发射极电压  $V_{CE}$ ，测量频率  $f = 1\text{ MHz}$ ，壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

#### 输出电容 $C_{oes}$

在栅极-发射极交流短路时，集电极和发射极之间的电容。相关参数：集电极-发射极电压  $V_{CE}$ ，测量频率  $f = 1\text{ MHz}$ ，壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

#### 反馈电容 (米勒电容) $C_{res}$

集电极和栅极之间的电容。相关参数：集电极-发射极电压  $V_{CE}$ ，测量频率  $f = 1\text{ MHz}$ ，壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

#### 门限电荷 $Q_G$

门限电荷  $Q_G$  是IGBT从截止状态(栅极-发射极电压  $V_{GE} = V_{GE(off)}$ )到饱和状态( $V_{GE} = V_{GE(on)}$ )所需的总的控制电荷量。参见图3.3.6。相关参数：壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}$ ，工作电压  $V_{CC}$ ，栅极-发射极电压  $V_{GE(off)}$  和  $V_{GE(on)}$ 。门限电荷同芯片温度无关，但同工作的电压略有关系。

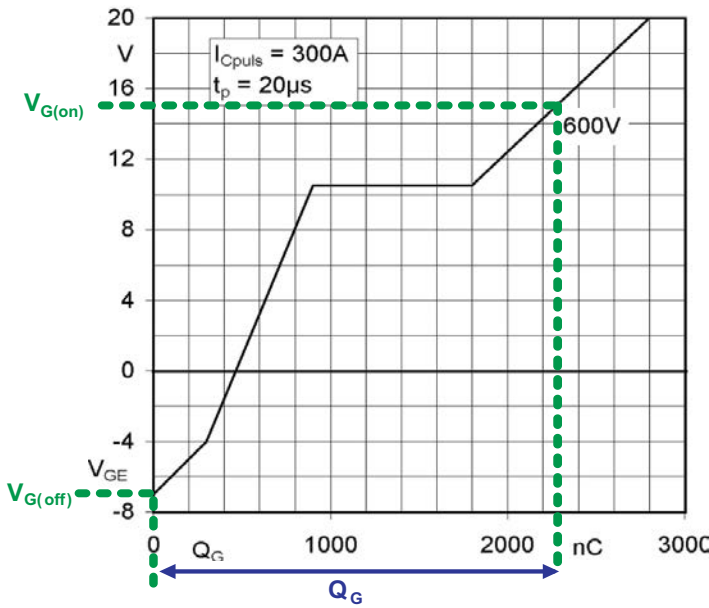


图 3.3.6 IGBT限电荷曲线

电流  $I_{G(AV)} = Q_G \cdot f_s$  ( $f_s$ : 开关频率), 通过  $Q_G$  和控制信号可以确定输出电流平均值  $I_{G(AV)}$ 。

内部栅极电阻  $R_{Gint}$

相关参数: 芯片温度  $T_j = 25^\circ\text{C}$  ( $R_{Gint}$  是同温度有关。)

为了防止并联芯片之间的振荡, 现在许多IGBT集成芯片包含了栅极电阻。表3.3.1给出了IGBT4芯片的电阻值。

芯片电流 $I_{Cnom}$	栅极电阻 $R_{Gint}$
75 A	10.0 $\Omega$
100 A	7.5 $\Omega$
150 A	5.0 $\Omega$

表 3.3.1 在IGBT4芯片上的栅极电阻 (Infineon)

IGBT芯片并联构成的IGBT模块的总内阻也是由各个芯片内部栅极电阻  $R_{Gint}$  并联构成的。当选择一个较低的栅极电阻也就是较大的栅极峰值电流的开关时, 必须要考虑数据文件给出的外部栅极电阻  $R_{Gon}$ ,  $R_{Goff}$  和  $R_{Gint}$  的总和。

开关时间  $t_{d(on)}$ ,  $t_r$ ,  $t_{d(off)}$ ,  $t_f$  和开关损耗  $E_{on}$ ,  $E_{off}$

相关参数: 工作电压  $V_{CC}$ , 集电极电流  $I_C$ , 控制电压  $V_{GG+}$ ,  $V_{GG-}$  (或  $V_{GE}$ ), 外部栅极电阻  $R_{Gon}$ ,  $R_{Goff}$ , 集电极电流上升率开通时:  $di/dt_{on}$ , 关断时:  $di/dt_{off}$ , 芯片温度  $T_j$  (开关时间和开关损耗随温度升高而增加)。

值得注意的是, 在实际工作中开关时间、电流及电压波形和开关损耗都受到模块内部的感应电容、感应电感和栅极和集电极电阻的影响。在实际应用中, 因为实际条件明显偏离测量条件(例如, 马达线路的容性负载, 在  $V_{GG(off)} = 0$ ), 所以, 数据文件只能作为一个粗略的选择。在最后的电路环境中的测量, 对保证电路安全可靠时至关重要的。

Switching times indicated in IGBT datasheets are determined from a measuring circuit under ohmic-inductive load in accordance with Figure 3.2.14a. The load time constant  $L/R$  is high compared to the switching frequency cycle duration  $T = 1/f$ , meaning that the load inductance generates a continuous current. When the IGBT is in blocking state, this will flow through the freewheeling diode, commutate to the IGBT during turn-on and back to the freewheeling diode on turn-off (hard switching). Switching times refer to the gate-emitter voltage and collector current characteristics during turn-on and turn-off; cf. explanations on the physical background of current and voltage characteristics in chapter 2.4.2.2.

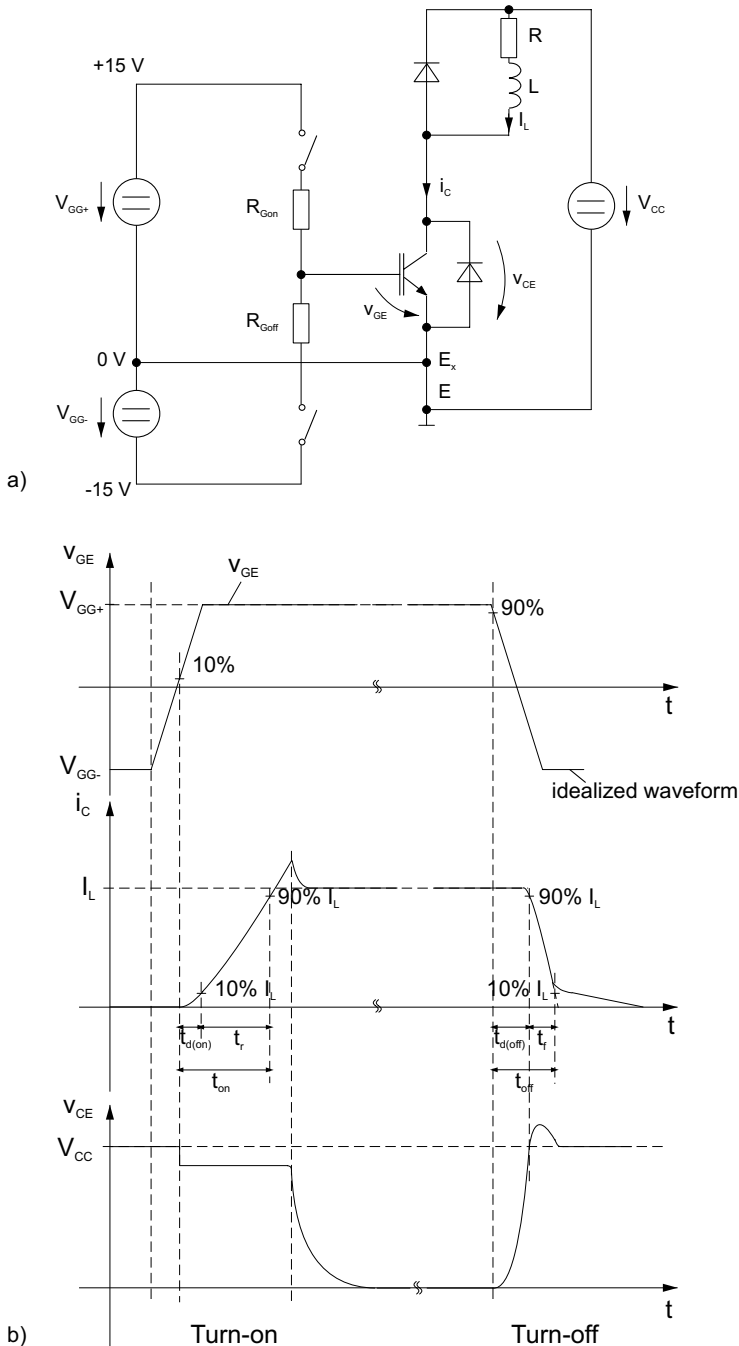


图 3.3.7 IGBT开关时间: a) 测试电路, b) 在感性负载下开关时间的定义

开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 是从10%栅极-发射极电压最终值 $v_{GE}$ 时刻到集电极电流到10%的负载电流 $I_L$ 的时间间隔。在随后的上升时间 $t_r$ 是指集电极电流 $i_C$ 从10%至90%的负载电流所用的时间。它们的时间总和为开通时间 $t_{on}$ 。



在数据文件中给出了“典型的开通、关断能耗作 $E_{on}$ ,  $E_{off}$ ,  $E_r$ 为集电极电流 $I_C$ 的函数曲线图表”，并给出了在典型工作点下开通能耗 $E_{on}$ 的额定值。它乘以频率 $f$ 就是开通功耗:  $P_{on} = f \cdot E_{on}$ 。

赛米控公司在IGBT数据文件给出的模块能耗 $E_{on}$ 包括反向电流峰值(集电极电流 $I_{RRM}$ 峰值)流过集成在模块中的续流二极管的能耗。此外, 这个能耗过程以及功耗 $P_{on}$ 是到工作电压达到3%的电源电压 $V_{CE}$ 的时刻, 这包括了在第2.4.2.2章节描述的IGBT动态饱和阶段的能耗。图3.3.8显示了在实际开通时, 在同续流二极管换流时 $i_C$ 和 $v_{CE}$ 的时间曲线图。

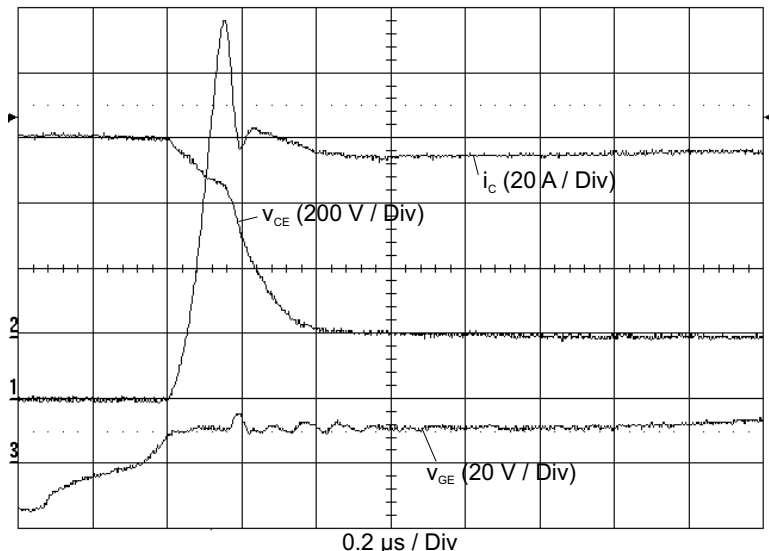


图 3.3.8 IGBT开通时的电流电压波形 (续流二极管换流)

关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 是从90%栅极-发射极电压最终值 $v_{GE}$ 时刻到集电极电流到90%的负载电流 $I_L$ 的时间间隔。

在随后的下降时间 $t_f$ 是指集电极电流 $i_C$ 从90%下降至10%的负载电流所用的时间。在图3.3.9可以看到, 因为在换流回路中寄生的感应电感会使 $v_{CE}$ 产生震荡, 并超过 $V_{CC}$ , 它的幅度随着IGBT的关断速度 $-di_C/dt$ 增加而增高。

关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 同下降时间 $t_f$ 的总和为关断时间 $t_{off}$ 。因为定义的关断时刻, 电流 $i_C$ 并没有完全为零, 而是仍有10%的负载电流, 所以在 $t_{off}$ 仍然会产生损耗。在 $t_{off}$ 后的集电极电流称为拖尾电流 $I_t$ , 它的大小取决于在n区的少数载流子再结合的强度, 见第2.4.2.2章节。现在的数据文件通常不明确给出拖尾电流 $I_t$ 和拖尾时间 $t_t$ 。拖尾时间也不包含在关断时间 $t_{off}$ 内, 但它因为工作电压 $V_{CC}$ 而产生一部分损耗。图3.3.9是IGBT一个典型的关断时间过程。

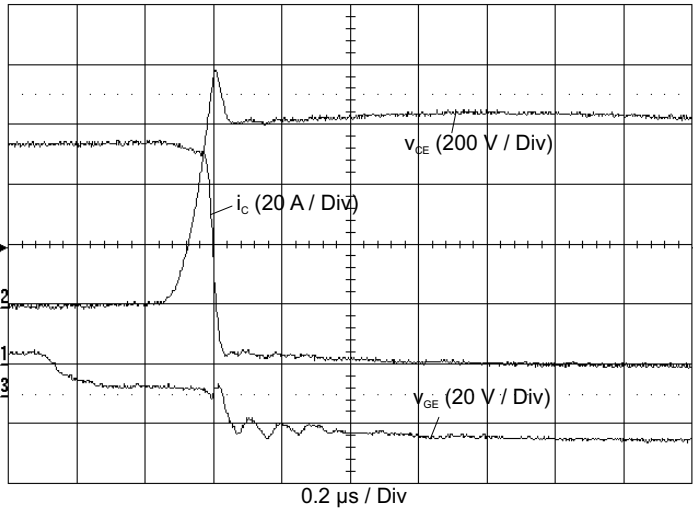


图 3.3.9 IGBT的关断过程 (换流从IGBT到二极管)

在数据文件中给出了“典型的开通、关断能耗作 $E_{on}$ ,  $E_{off}$ ,  $E_{rr}$ 为集电极电流 $I_C$ 的函数曲线图表”，并给出了在典型工作点下关断能耗 $E_{off}$ 的额定值。它乘以频率 $f$ 就是关断功耗  $P_{off} = f \cdot E_{off}$ 。赛米控公司在IGBT数据文件给出的模块能耗 $E_{off}$ 不但包括在关断时间 $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ 内产生的能耗，同时也包括拖尾电流到 $t_f$ 时间内产生的能耗， $t_f$ 时刻就是拖尾电流降到1%负载电流时刻。

**IGBT 的热阻 $R_{th(j-c)}$  和  $R_{th(j-s)}$**

热电阻在模块中描述了IGBT开关静态散热能力，它同开关并联的IGBT芯片的数量无关。通常情况下，多个IGBT开关和续流二极管排列在一个模块中，在这里讨论整个模块。图3.3.10显示了带底板模块(Case rated devices)和不带底板模块(Heatsink rated devices)的不同模式。IGBT和二极管理产生的功率损耗导致模块发热 $T_j = T_a + P_v \cdot \Sigma R_{th}$

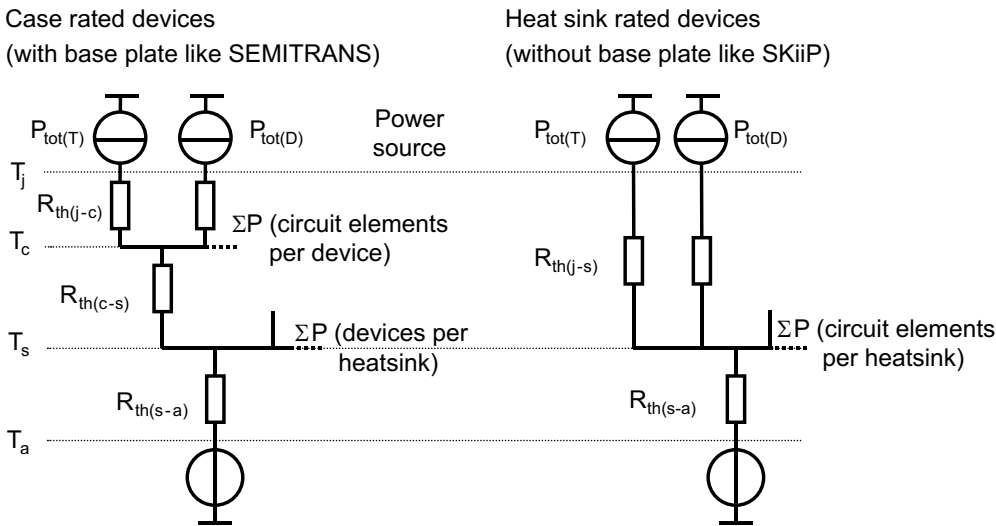


图 3.3.10 带与不带底板模块热阻模型(静态)

在带底板模块中， $R_{th(j-c)}$ 表示开关从IGBT芯片(下标j)到模块底板(下标c)的热传导阻力。至于不带底板的模块(SEMITOP, SKiiP, SKiM, MiniSKiiP)只有一个 $R_{th(j-c)}$ 是不可能的，在这里对所有IGBT开关给出芯片到散热器的热阻 $R_{th(j-s)}$ 。

热阻 $R_{th(j-c)}$ 和 $R_{th(j-s)}$ 是取决于每个开关芯片面积和DCB陶瓷板导热特性。除此之外 $R_{th(j-s)}$ 还取决于模块和散热器之间导热层的厚度和导热性能、散热器的体面积和压紧螺钉的扭矩。对于一个固定功耗 $P_T$ 的IGBT模块(不管并联的芯片数量), 它的热阻温差 $\Delta T$ 可以表示为:

芯片 - 底板 (带底板模块):  $\Delta T_{(j-c)} = T_j - T_c = P_T \cdot R_{th(j-c)}$  / IGBT 开关

芯片 - 散热器 (不含底座模块):  $\Delta T_{(j-s)} = T_j - T_s = P_T \cdot R_{th(j-s)}$  / IGBT 开关

当数据文件是建立在一个内部有温度传感器模块测量的温度基础上, 必须考虑到它同芯片温度 $T_j$ 和外壳温度 $T_c$ (带底板模块)以及或散热片温度 $T_s$ (无底板模块)的温差。热模型可参看第3.6.1.3章节中的图3.6.9。

### 3.3.2.2 混合集成反向二极管 (续流二极管) 额定值

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
<b>Inverse diode</b>						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 300\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chip	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		2.1	2.46	V
		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		2.1	2.4	V
$V_{F0}$		$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1.1	1.3	1.5	V
		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	0.7	0.9	1.1	V
$r_F$		$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	2.2	2.8	3.2	m $\Omega$
		$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	3.3	3.9	4.3	m $\Omega$
$I_{RRM}$	$I_F = 300\text{ A}$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		230		A
$Q_{rr}$	$di/dt_{off} = 4300\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		50		$\mu\text{C}$
$E_{rr}$	$V_{GE} = -15\text{ V}$ $V_{CC} = 600\text{ V}$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		19		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.17	K/W

图 3.3.11 混合集成反向二极管 (续流二极管) 额定值

反向二极管的正向通态压降  $V_F = V_{EC}$

它是集电极-发射极的反向压降, 相关参数:  $V_{GE} = 0\text{ V}$ 时的正向电流 $I_F$ , 芯片温度 $T_j$ , 在芯片或终端层面测量。在图3.3.12给出了导通曲线。在额定电流范围, 随着温度的变化, 引起电压 $V_F$ 的变量从负到正的变化。

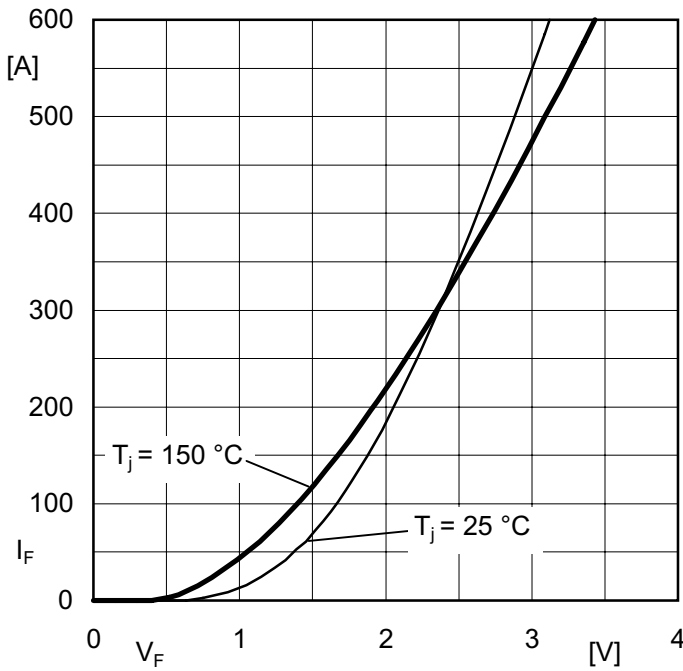


图 3.3.12 反向二极管正向导通特性 (CAL 二极管)

反向二极管的门限电压  $V_{F0}$ ，等效电阻  $r_F$

为了计算反向二极管的导通功耗，数据文件给出了等效直线，它利用  $V_{CE0}$  和  $r_{CE}$  定义了“IGBT 的特征曲线”。

$$V_F = f(I_F) = V_{F0} + r_F \cdot I_F$$

其中:  $V_{GE} = 0 \text{ V}$ ，导通电流  $I_F$ ，芯片温度  $T_j$ ，在芯片和端口测试。

反向二极管的反向电流峰值  $I_{RRM}$

它是在二极管从导通状态(参数  $I_F$ )到反向截止状态电流的峰值，见图 2.3.8 及相关解释。对二极管的动态值  $I_{RRM}$ ， $Q_{rr}$  和  $E_{rr}$  的相关参数：工作电压  $V_{CC}$ ，二极管电流  $I_F$ ，控制电压  $V_{GG}$  (或  $V_{GE}$ )，在开通时二极管电流的变化率  $-di_F/dt =$  集电极电流上升率  $di_C/dt$ ，芯片温度  $T_j$ 。

反向二极管结层延迟电荷  $Q_{rr}$

当二极管从导通转换到截止时，二极管的电流回路也发生改变，所以，二极管结层的电荷也会从二极管流出到外围回路。这个流出的电荷总量就是结层延迟电荷  $Q_{rr}$ 。它同切换前的电流  $I_F$  以及切换后的电流的变化  $-di_F/dt$  陡度和结层温度有关， $Q_{rr}$  受温度影响很大(参看第 2.3 章节的图 2.3.9)。

反向二极管的关断能耗  $E_{rr}$

在数据文件中给出了“典型的开通、关断能耗作  $E_{on}$ ， $E_{off}$ ， $E_{rr}$  为集电极电流  $I_C$  的函数曲线图表”，并给出了在典型工作点下关断能耗  $E_{rr}$  的额定值。它乘以频率  $f$  就是反向二极管或者续流二极管的关断功耗： $P_{off} = f \cdot E_{rr}$ 。

反向二极管的热阻  $R_{th(j-c)}$  和  $R_{th(j-s)}$

这里可以引用 IGBT 的热阻  $R_{th(j-c)}$  和  $R_{th(j-s)}$  的内容，只要用  $P_D$  代替  $P_T$  即可。当数据文件是建立在一个内

部有温度传感器模块测量的温度基础上，必须考虑到它同芯片温度 $T_j$ 和外壳温度 $T_c$ (带底板模块)以及或散热片温度 $T_s$ (无底板模块)的温差。热模型可参看第3.6.1.3章节中的图3.6.9。

### 3.3.2.3 模块结构的额定值

#### 集电极-发射极寄生电感 $L_{CE}$

它是从顶部的集电极到底部的发射极的电感总和，它是通过一个开关过程电压降测量出来的。图3.3.13上寄生电感 $L_C$ 和 $L_E$ 已经表示出它们的连接端口。

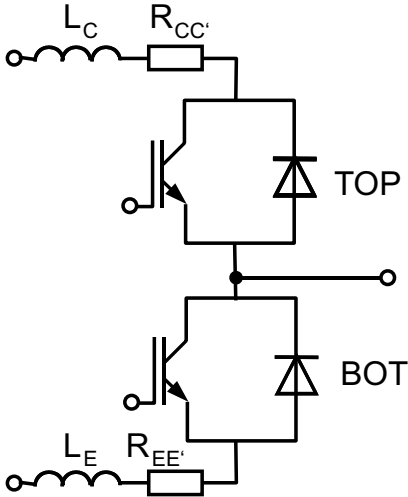


图 3.3.13 IGBT 模块等效电路示意图  $L_C + L_E = L_{CE}$ ，和  $R_{CC'} + R_{EE'} = R_{CC'+EE'}$

#### 寄生终端欧姆电阻 $R_{CC'+EE'}$

因为数据文件给出的饱和电压 $V_{CE(sat)}$ 都是指芯片的技术值(见条件说明)，所以要计算模块的饱和电压必须要分别计算内部模块(连接线，端子，...)的电压降，也就是电阻上的压降。半桥式模块所有的分电阻在数据文件上被归纳成端口电阻 $R_{CC'+EE'}$ 。在图3.3.13的寄生电阻同样被归纳为端口电阻。

#### IGBT 模块的热阻 $R_{th(c-s)}$

对于带底板模块的热阻 $R_{th(c-s)}$ ，它描述了从模块底板(下标c)到散热器(下标s，参见图3.3.10)的热传导过程。IGBT模块不论是单个还是多组带续流二极管的IGBT开关，它标出了静态散热特性，这个热阻的大小同散热器和底板的表面积、模块连接散热器的导热层的特性和厚度、冷却器的散热表面积和固定螺钉的力矩都有关系。壳体温度 $T_c$ 和冷却器温度 $T_s$ 的温差为 $\Delta T_{c-s}$ ，当模块中的IGBT和二极管在给定的功耗时，可以得出： $\Delta T_{c-s} = T_c - T_s = \Sigma P_V \cdot R_{th(c-s)}$

至于不带底板的模块(SEMITOP, SKiiP, SKiM, MiniSKiiP)，我们不能区分 $R_{th(j-c)}$ 和 $R_{th(c-s)}$ ，在这里只能对IGBT开关以及续流二极管(所有芯片的并联组合)给出了热阻 $R_{th(j-s)}$ (参见图3.3.10)。当数据文件是建立在一个内部有温度传感器模块测量的温度基础上，必须考虑到它同芯片温度 $T_j$ 和外壳温度 $T_c$ (带底板模块)以及或散热片温度 $T_s$ (无底板模块)的温差。热模型可参看第3.6.1.3章节中的图3.6.9。

IGBT 的热阻抗  $Z_{th(j-c)}$  和  $Z_{th(j-c)l}$  和反向二极管的热阻抗  $Z_{th(j-c)D}$

除了热阻我们还通过等效电路(图3.3.14)来了解动态传热特性的热阻抗。在数据文件中可能给出热阻抗  $Z_{th}$  关于参数  $R_{th}$  和  $\tau_i$  以及到3或4个时间常数的数值, 或给出图表曲线[图9](见图3.3.23)。

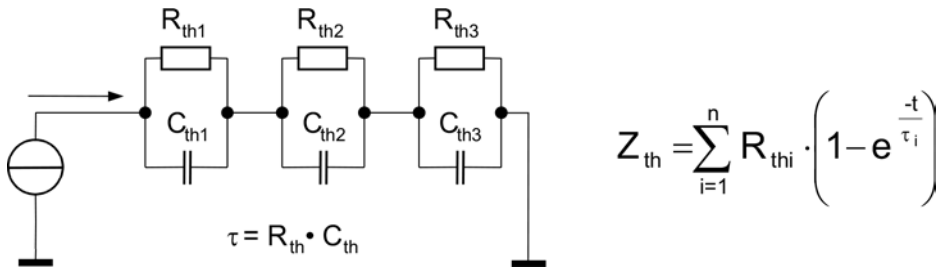


图 3.3.14 动态热等效电路  $\tau_i = R_{thi} \cdot C_{thi}$

并联的IGBT或二极管芯片被认为是一个元器件。对无底板模块必须给出每个IGBT的特征值  $Z_{th(j-c)}$ ,  $Z_{th(j-s)l}$  和每个二极管的  $Z_{th(j-s)D}$ 。当数据文件是建立在一个内部有温度传感器模块测量的温度基础上, 必须考虑到它同芯片温度  $T_j$  和外壳温度  $T_c$  (带底板模块) 以及或散热片温度  $T_s$  (无底板模块) 的温差。热模型可参看第3.6.1.3章节中的图3.6.9。

机械额定值  $M_s$ ,  $M_t$ ,  $w$

在数据文件中给出:

扭矩  $M_s$ , 固定螺钉的扭矩 (最小和最大值)

扭矩  $M_t$  固定端口的扭矩 (最小和最大值)

重量  $w$ , 模块的重量。

内部温度传感器的额定值  $R_{ts}$ ,  $R_{100}$ ,  $B_{100/125}$  和允许误差

赛米控公司生产的不同产品系列都含有温度传感器(SEMiX, MiniSKiiP, SKiiP, SEMITOP, SKiM), 它是被安置在芯片附近的DCB基板上。这些传感器根据它们不同的位置, 给出不同结果, 比如, 温度接近基板温度(含底座板模块), 以及接近散热器温度(不含底座板模块)等。不同的产品系列使用了不同的材料, 根据材料的温度系数是PT(正温度系数)或NTC(负温度系数)来决定热阻是随着温度的上升而上升还是下降。在数据文件中温度传感器给出的热阻  $R_{ts}$  或  $R_{100}$  是在温度为  $25^\circ\text{C}$  和  $100^\circ\text{C}$  的条件下, 在  $100^\circ\text{C}$  时的测量误差通过系数  $B_{100/125}$  来确定。详细的论述见第2.6章节。

### 3.3.3 曲线图

在数据文件会出现一些曲线图, 本章将给出一些IGBT资料图表, 通常它会在一般的IGBT开关或续流二极管电路中用到。并不是这里讨论的所有图表都会在数据文件中给出。如果一个图表会在其他章节中被详细讨论, 我们会给出提示。

**[图 1] 带  $R_{CC'+EE'}$  的典型的正向输出特性曲线  $I_C = f(V_{CE})$**

在温度  $T_j = 25^\circ\text{C}$  和  $125^\circ\text{C} / 150^\circ\text{C}$  时，饱和区输出特性曲线， $V_{GE}$  作为一个参数(图3.3.15)。我们可以明显看出，集电极-发射极饱和电压  $V_{CE(sat)}$  的正向温度系数并随着发射极电压  $V_{GE}$  的升高而减少。与表格数据不同的是这里的电压差是模块连接端口的值，即  $V_{CE(sat)}$  的值包括寄生电阻  $R_{CC'+EE'}$  的电压差。

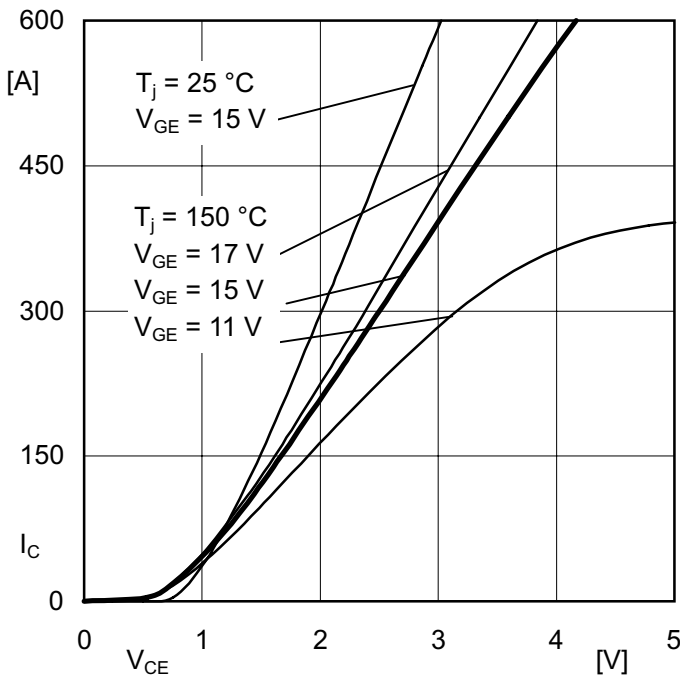


图 3.3.15 典型IGBT的输出特性

正向电压的  $V_{CE(sat)}$  在从小电流开始一直是正温度系数。

**[图 2] 集电极电流同外壳温度的关系**

当壳体温度同数据文件要求的不同时，图3.3.16给出了集电极直流电流的降幅(没有额外的开关损耗)。在数据文件上给出在壳体温度  $25^\circ\text{C}$  或  $80^\circ\text{C}$  时，集电极电流  $I_C$ 。当  $T_c$  大于  $25^\circ\text{C}$  时， $I_C = (T_{j(max)} - T_c) / R_{th(j-c)} \cdot V_{CE(sat)}$ ，当  $T_c$  小于  $25^\circ\text{C}$  时，它保持数据文件给出的集电极电流的极限值。



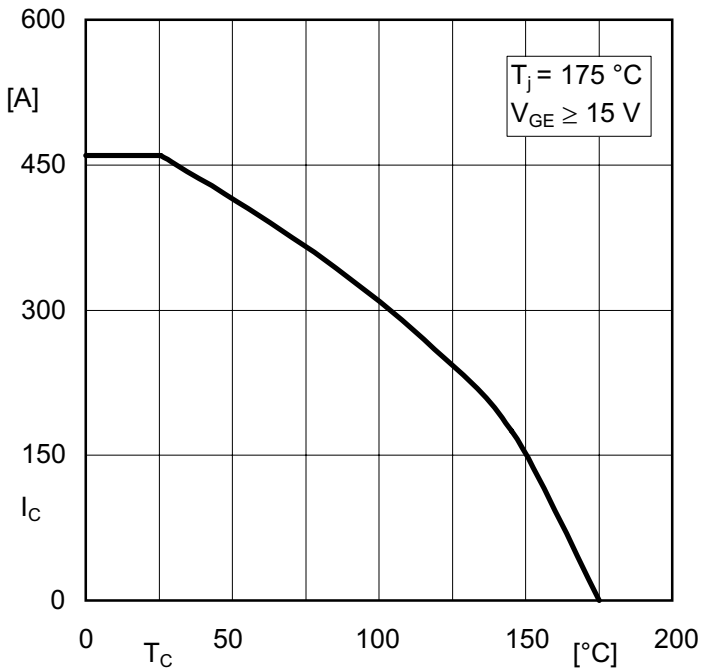


图 3.3.16 集电极电流同外壳温度的关系

**[图 3]** 典型的开通或关断能耗  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  和  $E_{rr}$  同集电极电流  $I_c$  的关系

当IGBT在典型的高负载工作点并测试电路加载欧姆感应负载时，图3.3.17 给出了IGBT开通和关断的能耗 $E_{on}$ ,  $E_{off}$ 和反向二极管作为续流二极管的能耗 $E_{rr}$ 同集电极电流 $I_c$ 的关系。通过乘以开关频率 $f$ 就能得到开关的功耗值。

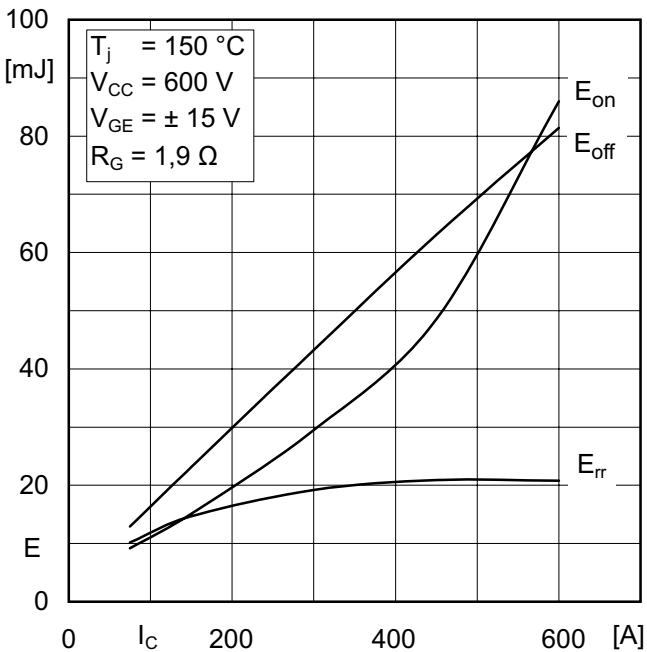


图 3.3.17 开通或关断能耗 $E_{on}$ ,  $E_{off}$ 和  $E_{rr}$  同集电极电流 $I_c$ 的关系

**[图 4]** 典型的开通或关断能耗  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  和  $E_{rr}$  同外接栅极电阻  $R_G$  ( $R_{Gon}$ ,  $R_{Goff}$ ) 的关系

当IGBT在典型的高负载工作点并测试电路加载欧姆感应负载时，对于不同的栅极电阻 $R_G$ ，图3.3.18 给出了IGBT开通和关断的能耗 $E_{on}$ ,  $E_{off}$ 和反向二极管作为续流二极管的能耗 $E_{rr}$ 同栅极电阻的关系。

通过乘以开关频率f就能得到开关的功耗值。

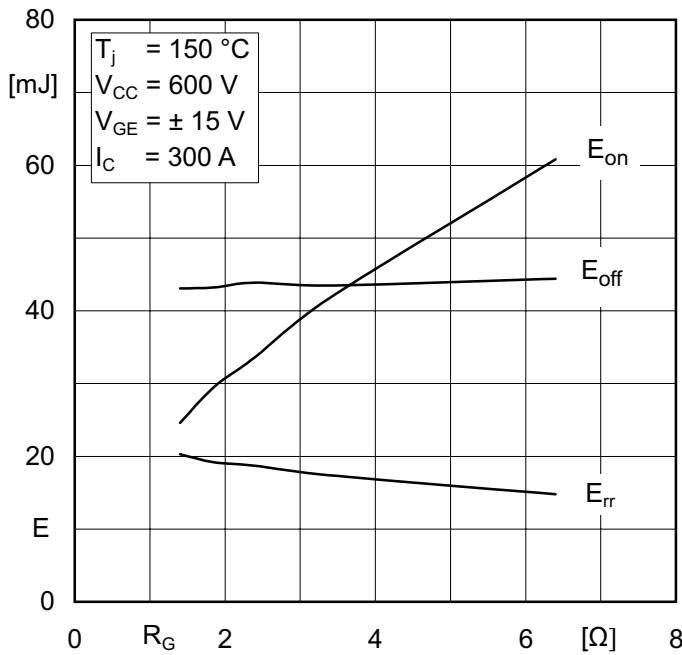


图 3.3.18 IGBT和续流二极管的开通和关断能耗同栅极电阻的关系

**[图 5] 典型的传输特性曲线  $I_C = f(V_{GE})$**

图3.3.19描述了IGBT在主动区, 在 $V_{CE} = 20\text{ V}$ (线性工作区)时的传输特性。集电极电流同栅极电压有关:

$$I_C = g_{fs} \cdot (V_{GE} - V_{GE(th)})$$

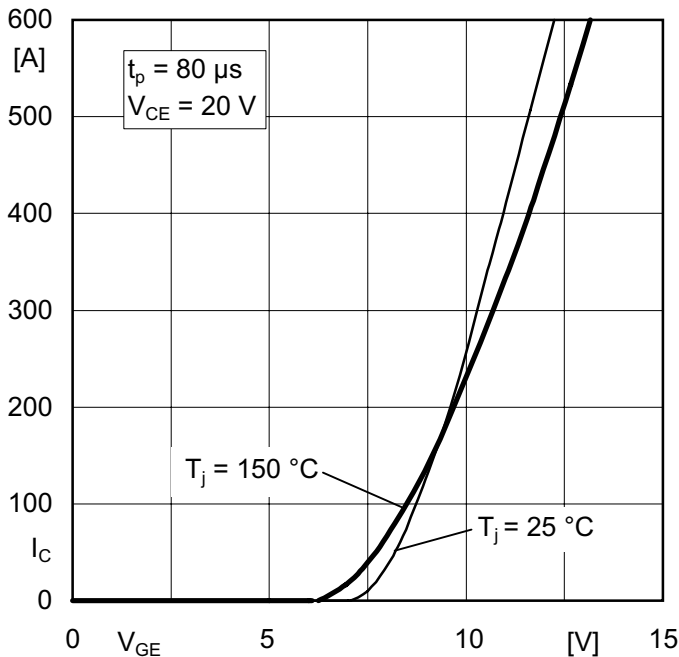
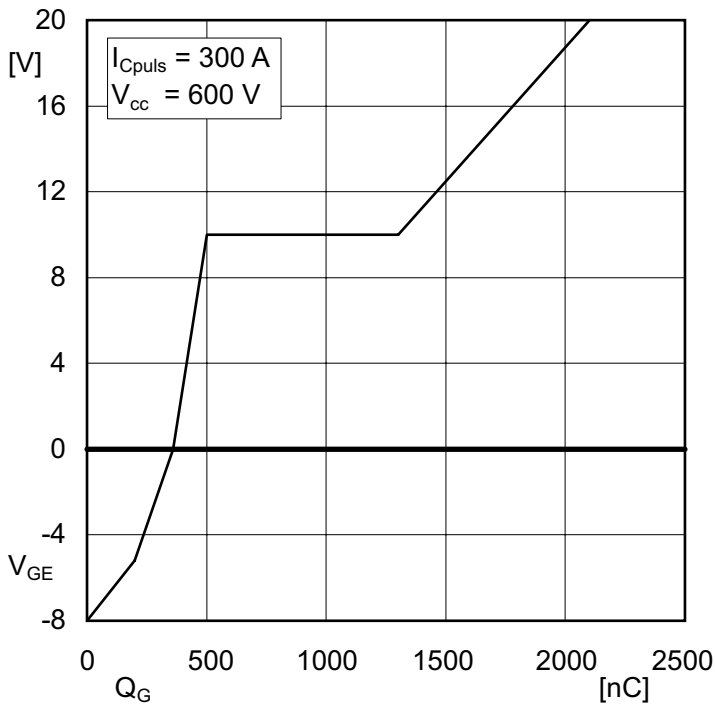


图 3.3.19 IGBT的转移特性

**[图 6] 典型栅极电荷曲线  $V_{GE} = f(Q_G)$**

图3.3.20显示了当集电极-发射极电压 $V_{CE}$ 为最大极限值的50%时, 栅极-发射极电压 $V_{GE}$ 作为栅极电荷 $Q_G$ 的函数曲线。栅极电荷曲线包含了栅极-发射极电压 $V_{GE}$ 从关断状态的负电压值(比如, -8V)到完全开通的最大极限值的全部范围。通过这个曲线图我们可以了解到, 为了使IGBT从截至状态到饱和状态需要的控制电荷量(参见图3.3.6)。



3.3.20 IGBT的栅极电荷曲线图

**[图 7]** 典型的开关时间同集电极电流的关系

当IGBT在典型的工作点，并测试电路加载欧姆感应负载时，图3.3.21给出了开关时间 $t_{d(on)}$  (开通延迟时间),  $t_r$  (上升时间),  $t_{d(off)}$  (关断延迟时间)和 $t_f$  (下降时间)和集电极电流 $I_C$ 的关系。

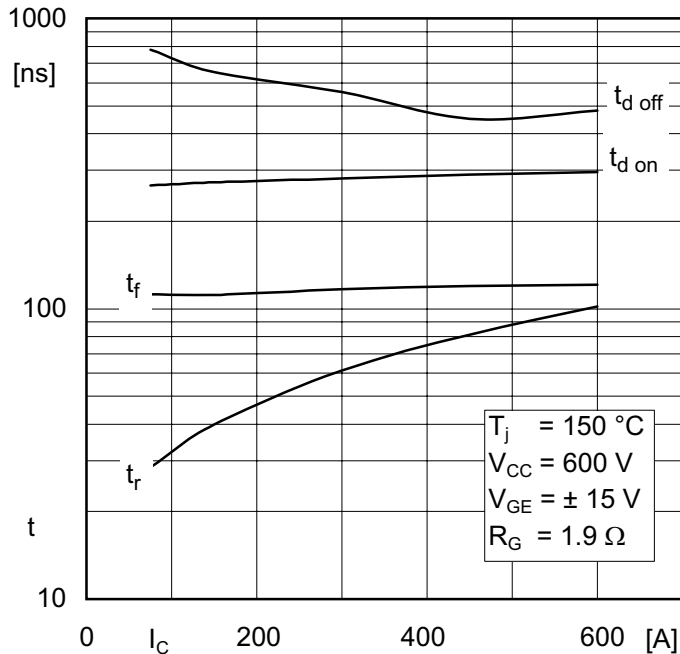


图 3.3.21 IGBT的开关时间同集电极电流的关系

**[图 8]** 典型的开关时间同栅极串联电阻  $R_G$  ( $R_{Gon}$ ,  $R_{Goff}$ ) 的关系

当IGBT在典型的工作点并测试电路加载欧姆感应负载时，对于不同的栅极电阻 $R_G$ ，图3.3.22给出了IGBT开关时间， $t_{d(on)}$  (开通延迟时间),  $t_r$  (上升时间),  $t_{d(off)}$  (关断延迟时间)和 $t_f$  (下降时间)和集电极电流 $I_C$ 的关系。

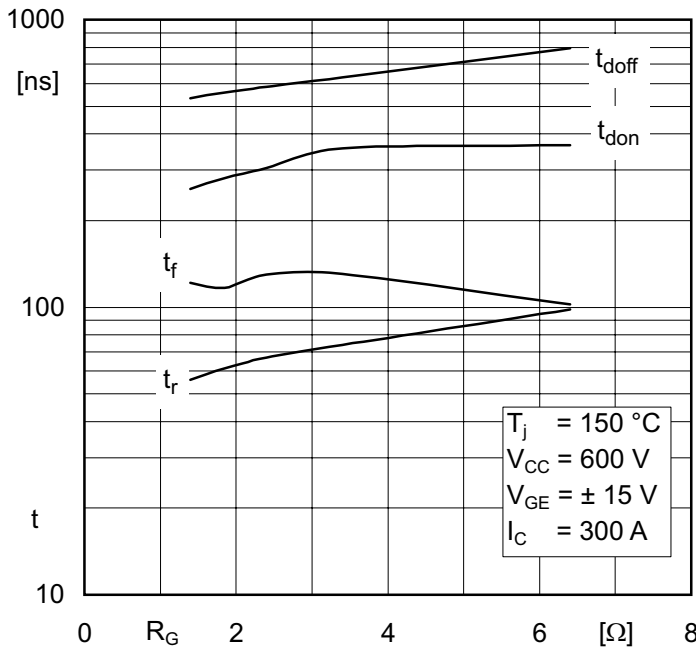


图 3.3.22 IGBT和续流二极管的开关时间同栅极电阻的关系

**[图 9] 典型的IGBT和反向二极管的热阻抗  $Z_{th(j-c)}$  or  $Z_{th(j-s)}$**

在脉冲工作状态时，IGBT和反向二极管芯片到壳体的热阻抗 $Z_{th(j-c)}$ 随着工作脉冲的宽度 $t_p$ 成对数增长，图3.3.23给出了一对图形。热阻抗 $Z_{th}$ 也相同。

对于没有底板的模块(比如SEMITOP, SKiM, MiniSKiiP)要单独确定 $Z_{th(j-c)}$ 是不可能的，在这里给出了每一个IGBT和反向二极管(每个并联的芯片)的 $Z_{th(j-s)}$ 。在单一脉冲工作状态，当底板( $Z_{th(j-c)}$ )或冷却板( $Z_{th(j-s)}$ )温度一定时，芯片温度会随着功耗的增加而上升，当达到平衡时，热阻抗 $Z_{th(j-c)}$ 或 $Z_{th(j-s)}$ 就达到静态的热阻值 $R_{th(j-c)}$ 或 $R_{th(j-s)}$ 。见图3.3.23。

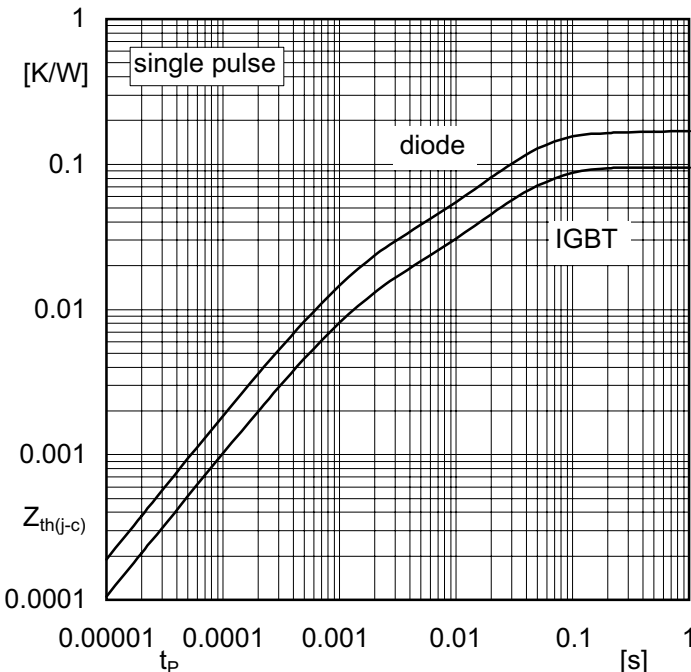


图 3.3.23 带底板的IGBT和反向二极管的热阻抗

**[图 10] 带 $R_{CC+EE}$ 的典型的反向二极管正向输出特性曲线  $I_F = -I_C = f(V_F)$**

图3.3.24给出了反向二极管在温度 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 和 $125 / 150^\circ\text{C}$ (典型值)时的输出曲线。与表格数据不同的是这里的电压差是模块连接端口的值，即 $V_F$ 的值包括寄生电阻 $R_{CC+EE}$ 的电压差。从图中可看出，

通态压降 $V_F$ 有不同温度系数，在小电流时为负，大电流时为正。

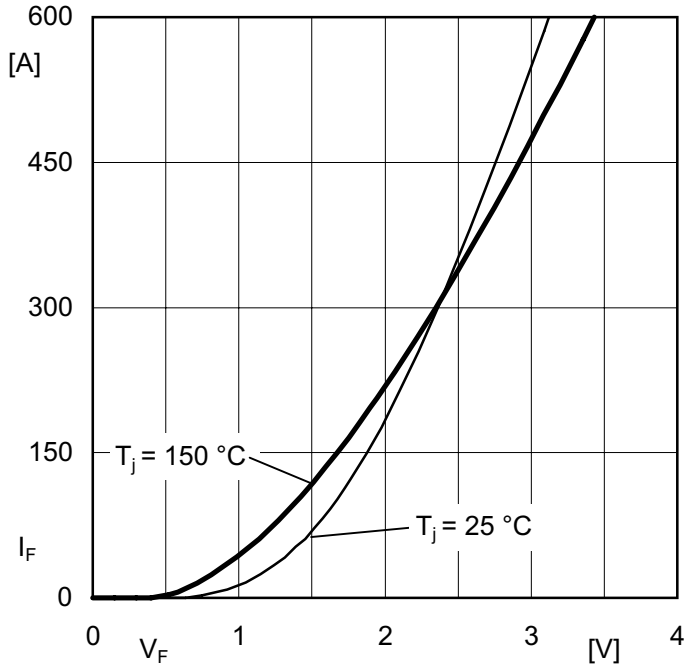


图 3.3.24 反向二极管正向导通特性 (CAL 二极管)

**[图 11]** 反向二极管典型截止电流峰值  $I_{RRM}$  同换流电流  $I_F$  变化率  $-di_F/dt$  的关系

在一个典型的高负载的工作点，图3.3.25给出了二极管截止电流峰值 $I_{RRM}$ 同换流电流变化率 $-di_F/dt$ 在关断时的关系。外接栅极电阻 $R_g=R_{gon}$ 影响IGBT的开通速度，而这个开通速度决定了二极管的电流变化率 $-di_F/dt$ 。为了简化所以曲线都是在 $R_g=R_{gon}$ 给出的。续流二极管的截止电流峰值随着集电极电流和换流速率的增加而上升。

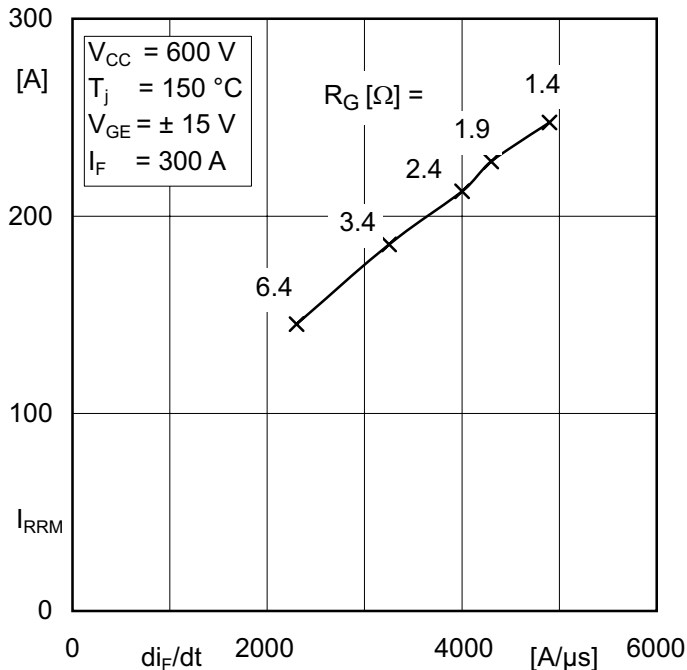


图 3.3.25 IGBT模块中续流二极管 (CAL 二极管) 反向截止电流峰值

**[图 12]** 典型的反向二极管结层延迟电荷  $Q_{rr}$  在关断前同换流速率  $-di_F/dt$  和导通电流  $I_F$  的关系

在一个典型的高负载的工作点，图3.3.26给出了二极管结层延迟电荷 $Q_{rr}$ 在关断时同换流速率 $-di_F/dt$ 以及导通电流 $I_F$ 的关系。换流速率 $-di_F/dt$ 由接受电流的IGBT的开通速度决定，而这个速度受到栅极外接电阻 $R_G=R_{Gon}$ 的影响。为了简化所有曲线都是在特定的控制电压对应的 $di_F/dt$ 值以及 $R_G=R_{Gon}$ 时给出的。续流二极管的结层延迟电荷随着集电极电流增加而增加，但对换流速率只是略有变化。

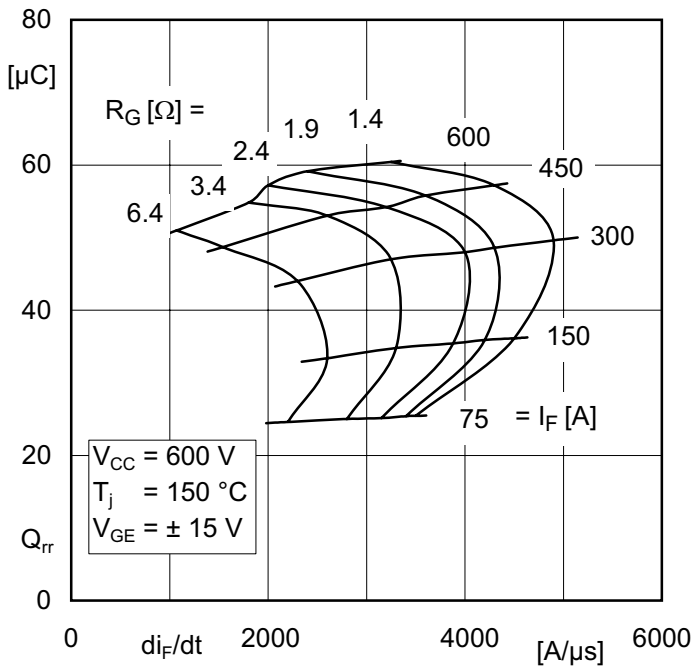


图 3.3.26 IGBT模块中反向二极管 (CAL 二极管) 的结层延迟电荷

### 3.3.4 开关的安全工作区

赛米控公司在产品说明或者在公司网页上, [www.semikron.com](http://www.semikron.com), 为本公司生产的IGBT模块提供了产品安全工作范围。正如在2.4章节所示, IGBT作为硬性开关, 要使其工作点尽可能的接近长方形的工作曲线,  $i = f(v)$ 。这个工作点所达到的范围, 在这个范围内不会造成损坏, 就被称为安全工作区(SOA), 图中所述:

**SOA** 对应单开关和单脉冲操作

**RBSOA** (Reverse Biased SOA) 对应周期性的关断

**SCSOA** (Short Circuit SOA) 的非周期性的短路关断

大多数SOA-曲线图是对应芯片, 这意味着在关闭时, 模块端口规定的最高电压 $V_{CES}$ 必须要保留一定的富裕量, 因为模块中寄生电感 $L_{CE}$ 也会产生电压差。(RBSOA, SCSOA同样)。另外, 相比较芯片的信息, 对RBSOA和SCSOA模块连接的限制也取决于控制条件。

#### 3.3.4.1 单脉冲式和周期开通的最大安全工作区 (SOA)

图3.3.27显示了单脉冲操作时, 工作点在对数刻度图表上的移动过程图 $I_C = f(V_{CE})$ 。见第3.3.1章节, 图3.3.27显示了电压和电流被限制在极限值 $V_{CES}$ 和 $I_{CRM}$ 之内。

SOA的范围是:

- 最大允许集电极电流 (水平边界);
- 最大集电极-发射极电压 (垂直边界);

重要的是, 限制在极限值内的电流不会使IGBT模块超过它的最高允许温度 $T = 150^{\circ}\text{C}$ 或 $175^{\circ}\text{C}$ 。这时的IGBT模块只能用作开关。只有在切换是通过线性放大区时, 放大功能 $I_C = f(V_{GE})$ 是允许的, 但长时间的这种工作模式, 会因为放大特性使IGBT或并联的芯片过载而损坏。因此, 过去使用的, 采取最大脉冲宽度的对角线曲线演示和直流工作状态到功耗最大值的安全区, 都是不正确的。

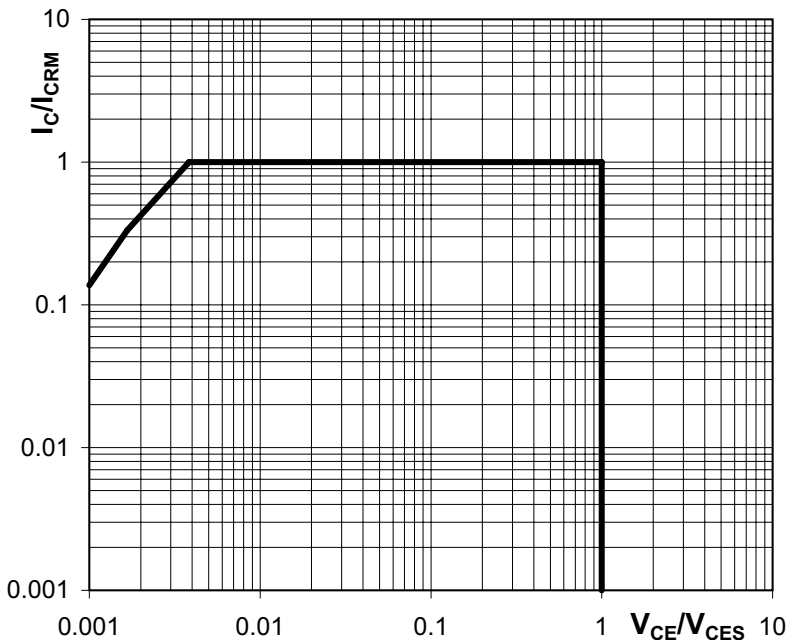


图 3.3.27 单脉冲式和周期开通的最大安全工作区,  $I_C = f(V_{CE})$   $V_{CES}$  和  $I_{CRM}$  是极限值

### 3.3.4.2 周期关断的最大安全工作区 (RBSOA)

在周期关闭的IGBT能够在模块温度达到 $T_{j(max)}$ 之前，在一定的控制信号下及 $V_{CES}$  (在芯片上)达到 $V_{CES}$ 的高度值(寄生电感和控制条件的影响，见第5.4章节及第5.6章节)时，硬性地关断电流 $I_{Cpuls} = I_{CRM}$ 。在许多数据文件中给出 $I_{CRM} = 2 \cdot I_{Cnom}$ ，它是对应以前的极限值 $I_{CM}$ 。

对于目前使用的赛米控公司生产的IGBT4模块芯片(T4, E4类)，电流可以达到3倍， $I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$ 。在给定的工作点和较高的换流电压时，并不是所有关断都是不会超过开关过载电压 $V_{CES}$ 。研究表明，在周期关断如此大的电流时，它在进入饱和区之前，随着电流的快速上升就会带来功耗，使芯片变热。基于这些原因，赛米控公司建议仅在特殊情况下和采取了特殊措施下，例如，降低了换流电压，主动电压钳位，很慢的关断等，否则，保持同前一代的模块的同样的最大允许电流：2倍的 $I_{Cnom}$ 。在半导体设计中必须考虑到，在周期重复时功耗还会提高。IGBT在周期关断的最大安全工作范围如图3.3.28所示。

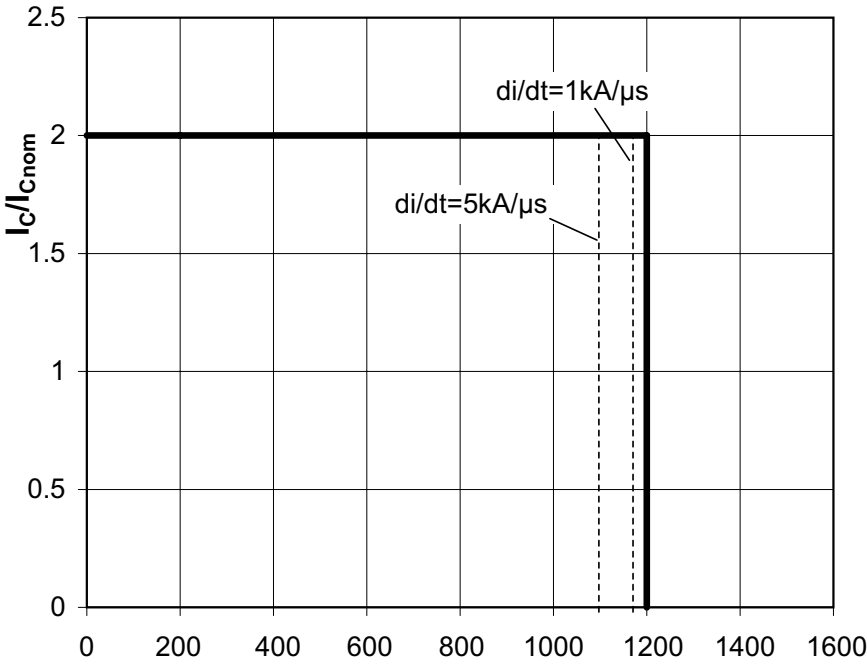


图 3.3.28 200V的IGBT在周期关断的最大安全工作范围;  $T_j < T_{j(max)}$ ;  $V_{GE} = \pm 15 V$ ;  $R_G = R_{G(nom)}$

图3.3.28中的实线显示了芯片的允许工作区。关断过程中的模块的寄生电感 $L_{CE}$ 会产生感应电压，感应电压同集电极电流和降低的安全工作区的条件有关，可用下面公式粗略计算：

$$V_{CEmaxT} = V_{CES} - L_{CE} \cdot \frac{I_C \cdot 0,8}{t_f(I_C)}$$

其中： $V_{CEmaxT}$ 为模块端口集电极-发射极的最高电压

图中的虚线给出了模块感应电感为20nH时，在端口的最高允许电压。



### 3.3.4.3 短路时的最大安全工作区

在某些情况下，IGBT能够在短路时主动关断。由于这时工作在主动区，会产生很大功耗，使芯片的温度迅速升高并远远超过极限值 $T_{j(max)}$ 。通过一个正温度系数的传输特性来取得稳定的效果，在实践中限制了短路电流在4到16倍的 $I_{Cnom}$ 。

当在换流回路中很大的短路电流被关断时，感应电感产生的感应电压会超过 $V_{CES}$ ，这是在短路关断必须注意避免的。为了限制IGBT芯片吸收的能量，必须满足下面一些允许条件：

- 短路必须在10微秒(在600伏沟道IGBT 6微秒)内确定和IGBT关闭。
- 两个短路之间的时间必须在1秒钟以上。
- 在IGBT的寿命中，出现不到1000次的短路。
- 短路前IGBT4芯片的最高温度被限制在( $T_{j(max)} = 175^{\circ}C$ )  $150^{\circ}C$ 。
- 最大允许电压 $V_{CC}$ 被降低，例如1200V的IGBT4被降低到800V。
- 给出 $-di_c/dt$ 的限制值，在实际中通过控制来实现，在极端情况下可以通过多层次的关闭手段(“软关闭”，见第5.1.1章节)来实现。
- 如果有必要，利用钳位技术保证栅极-发射极电压在短路时不会上升。

图3.3.29给出了在关断时，在给定的 $di/dt$ 情况下，最大短路电流 $I_{SC}$ (同 $I_{Cnom}$ )同比值 $V_{CE}/V_{CES}$ 的关系。在这里也必须考虑到，在芯片上 $L_S \cdot di/dt$ 的数值大于它在连接端口的数值，从而提高外加的最大电压，以减少这个值。

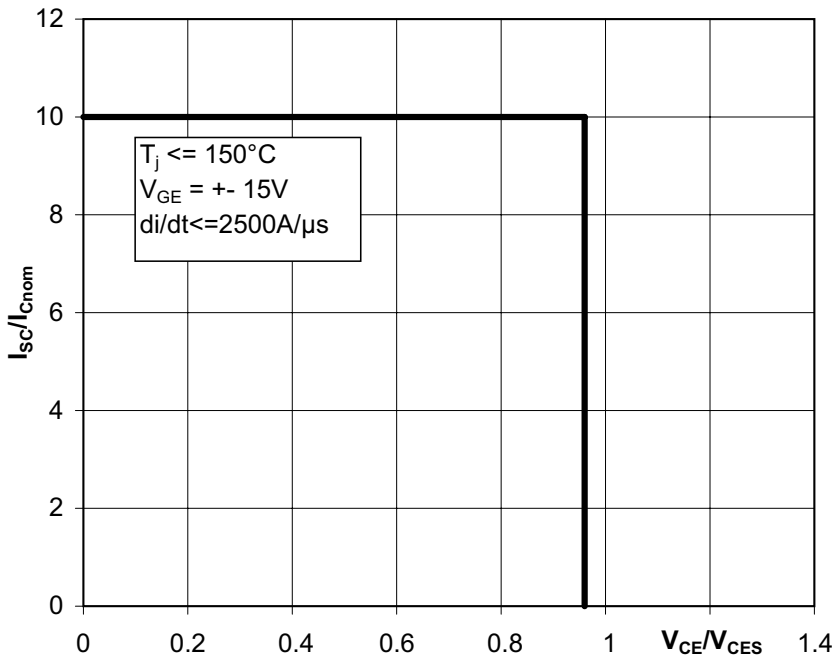


图 3.3.29 短路时的最大安全工作区 (SCSOA)

### 3.4 MOSFET 功率模块

通过数据文件给出的参数及规格来选择或比较MOSFET功率模块的特性时，我们必须考虑到，各个半导体制造商给出的文件数据往往是在不同的技术条件下，因此，利用这些信息往往很难进行直接的比较。由于模块的复杂性、模块组件之间的相互依赖性和相互作用性等因素，所以，在许多情况下需要通过必要的测试来决定。

因为历史的原因，赛米控公司给出的数据文件也是根据不同的MOSFET功率模块类型、结构形式、使用要求和条件给出了不同的数据文件表。为了使产品参数统一化，在2010年1月使用了新的数据文件标准，在必要时，它还给出了相对旧模块数据用来比较。这些情况类似在第3.3章节对IGBT模块的描述。

最重要的是对所有赛米控公司MOSFET功率模块类型的极限值、额定值和使用要求的统一归纳，不是在每种类型的数据文件中，而是在“技术说明”中描述。

#### 3.4.1 极限值

在文件数据表中，按照模块的各个组成部(或者功能，比如正向导通保持和反向导通性)分别给出它们的极限值。所有的极限值都是在一个电路(分支)中给出的，它同电路含有多少晶体管模块以及是否并连接MOSFET芯片的数量无关。

Absolute Maximum Ratings		$T_s = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
<b>MOSFET</b>			
$V_{DSS}$		100	V
$V_{GSS}$		$\pm 20$	V
$I_D$	$T_s = 25\text{ (80) }^\circ\text{C}; 1$	80 (60)	A
$I_{DM}$	$t_p < 1\text{ ms}; T_s = (80)^\circ\text{C}; 1$	(120)	A
$T_j$		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
<b>Inverse diode</b>			
$I_F = -I_D$	$T_s = 25\text{ (80) }^\circ\text{C};$	80 (60)	A
$I_{FM} = -I_{DM}$	$t_p < 1\text{ ms}; T_s = (80)^\circ\text{C};$	(120)	A
$T_j$		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$		-40 ... +125	$^\circ\text{C}$
$T_{sol}$	Terminals, 10 s	260	$^\circ\text{C}$
$V_{isol}$	AC, 1 min (1s)	2500 / 3000	V

图 3.4.1 OSFET功率模块极限值

##### 3.4.1.1 功率模块MOSFET的正向极限值

漏极-源极电压  $V_{DSS}$

当栅极-源极回路短路时，MOSFET功率模块允许的最大漏极和源极之间的电压。相关参数：壳体温度， $T_c = 25^\circ\text{C}$ ，对无地板模块，散热片温度 $T_s = 25^\circ\text{C}$ 。

由于雪崩击穿电压与温度的关系，最大漏源电压随温度升高而降低。但在所有情况下，工作电压 $V_{DD}$ 和开关的过载电压 $\Delta V_{DS} = L_\sigma \cdot di_D/dt$ 的总和不能超过电压 $V_{DSS}$ 的值( $L_\sigma$ : 在换流电路中的寄生电感的总和)，参见第5.1章节。

**栅极-源极电压  $V_{GSS}$** 

它是MOSFET功率模块允许的最高栅极-源极电压值。相关参数：壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

**漏极电流  $I_D$** 

当该芯片达到最大允许温度时，通过漏极允许的最大连续直流电流。相关参数：壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}/80^\circ\text{C}$ ，对无底板模块，散热片温度  $T_s = 25^\circ\text{C}/80^\circ\text{C}$ ，对焊接在PCB板上的模块(SEMITOP)还有连接端口的PCB板最大温度，芯片温度  $T_j = T_{j(max)}$

带底板模块的  $I_D$  为

$$I_D^2 = P_{tot(max)} / R_{DS(on)} \quad \text{mit } P_{tot(max)} = (T_{j(max)} - T_c) / R_{th(j-c)}$$

不带底板模块的  $I_D$  为

$$I_D^2 = P_{tot(max)} / R_{DS(on)} \quad \text{mit } P_{tot(max)} = (T_{j(max)} - T_s) / R_{th(j-s)}$$

由于  $I_D$  是一个纯粹的静态的最高值，所以在开关操作很少使用。

**周期漏极电流的峰值  $I_{DM}$** 

它是在脉冲工作模式时，最大允许的漏极电流峰值。相关参数：脉冲宽度  $t_p$ ，壳体温度  $T_c = 25^\circ\text{C}$  或  $80^\circ\text{C}$  以及脉冲工作比率。

**工作温度  $T_j$  和范围  $T_{j(min)} \dots T_{j(max)}$** 

它给出了MOSFET芯片工作允许的温度范围。在持续工作时，建议芯片温度要保持低  $T_{j(max)}$  最小25K的安全范围。

**3.4.1.2 反向二极管的极限值 (MOSFET功率模块在反向工作状态)**

反向二极管的正向导通电流 (反向的漏极直流电流)  $I_F = -I_D$

它是通过漏极反向直流电流最大的允许值，它的极限值和相关参数同正向工作时完全相同。

$I_{FM}$  的周期峰值正向电流=反向二极管的导通电流  $-I_{DM}$

它是在脉冲工作模式时，最大允许的漏极电流峰值。相关参数：与正向的数据完全相同。

**工作温度  $T_j$  和范围  $T_{j(min)} \dots T_{j(max)}$** 

它给出了反向二极管工作允许的温度范围。在持续工作时，建议芯片温度要保持低于  $T_{j(max)}$  最小25K的安全范围。它是极限值和相关参数与正向工作的数据完全相同。

**3.4.1.3 模块结构的极限值****存储温度及范围  $T_{stg}$ ;  $T_{stg(min)}$  和  $T_{stg(max)}$** 

它是模块没加电的情况下，存储和运输的温度范围。

**连接终端的焊接温度  $T_{sol}$  (用于需焊接连接的终端模块)**

模块焊接到PCB板上允许的最高焊接温度。相关参数：焊接时间，见第6.3.4章节的安装说明。

**绝缘层测试电压  $V_{isol}$** 

它是测试绝缘层性能时，允许交流电压的有效值(交流50赫兹)。相关参数：测试周期(1分钟或1秒)，详细情况见第5.1.1.2章节。

### 3.4.2 额定值

在数据文件中模块的数据是按照不同的组成部分(或者按照MOSFET的功能,如正向导通保持和反向导通性)给出技术数值。所有的数值都是在一个电路(分支)中给出的,它同电路含有多少晶体管模块以及是否并连接MOSFET芯片的数量无关。

#### 3.4.2.1 MOSFET 功率模块的额定值

Characteristics		$T_s = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>MOSFET</b>					
$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$ ; $I_D = 5,6\text{ mA}$	100			V
$V_{GS(th)}$	$V_{GS} = V_{DS}$ ; $I_D = 5,6\text{ mA}$	2,5	3,3		V
$I_{DSS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$ ; $V_{DS} = V_{DSS}$ ; $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$			100	$\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$ ; $V_{DS} = 0\text{ V}$			100	nA
$R_{DS(on)}$	$I_D = 80\text{ A}$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$ ; $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$			7,5	m $\Omega$
$R_{DS(on)}$	$I_D = 80\text{ A}$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$ ; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$			13,5	m $\Omega$
$C_{CHC}$	per MOSFET				pF
$C_{iss}$	under following conditions: $V_{GS} = 0\text{ V}$ ; $V_{DS} = 25\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$		9,1		nF
$C_{oss}$			1,8		nF
$C_{rss}$			1,6		nF
$L_{DS}$					nH
$t_{d(on)}$	under following conditions:		300		ns
$t_r$	$V_{DD} = 50\text{ V}$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$ ; $I_D = 50\text{ A}$		150		ns
$t_{d(off)}$	$R_G = 56\text{ }\Omega$		1600		ns
$t_f$			160		ns
$R_{th(j-s)}$	per MOSFET (per module)			1,1	K/W
<b>Inverse diode</b>					
$V_{SD}$	$I_F = 50\text{ A}$ ; $V_{GS} = 0\text{ V}$ ; $T_j = 50\text{ }^\circ\text{C}$		0,9		V
$I_{RRM}$	under following conditions:		24		A
$Q_{rr}$	$I_F = 50\text{ A}$ ; $T_{vj} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_G = 56\text{ }\Omega$		0,9		$\mu\text{C}$
$t_{rr}$	$V_R = 65\text{ A}$ ; $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$		70		ns
<b>Free-wheeling diode</b>					
$V_F$	$I_F = \text{A}$ ; $V_{GS} = \text{V}$				V
$I_{RRM}$	under following conditions:				A
$Q_{rr}$	$I_F = \text{A}$ ; $T_{vj} = \text{ }^\circ\text{C}$				$\mu\text{C}$
$t_{rr}$	$V_r = \text{A}$ ; $di/dt = \text{A}/\mu\text{s}$				ns
<b>Mechanical data</b>					
M1	mounting torque			2,5	Nm
w			20		g
Case	SEMISTOP <sup>®</sup> 3		T 16		

图 3.4.2 MOSFET功率模块的参数

漏极-源极击穿的电压  $V_{(BR)DSS}$  值

当栅极-源极回路短路时( $V_{GS} = 0\text{ V}$ ), MOSFET功率模块漏极和源极之间的击穿电压值。相关参数:漏极截止电流 $I_{DSS}$ , 壳体体温,  $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 。

栅极-源极门限电压值  $V_{GS(th)}$

它是栅极-源极之间的电压值,可以超过这个电压值开关导通。相关参数:漏极-源极电压 $V_{DS} = V_{GS}$ ,漏(截止)电流 $I_D$ , 壳体体温,  $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 。

**零栅压漏极电流  $I_{DSS}$** 

它是当栅源间的电压为零( $V_{GS} = 0 \text{ V}$ )以及漏源电压为最大值 $V_{DS}$ 时,漏极源极间的截止电流。相关参数:芯片温度,例如 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 和 $125^\circ\text{C}$ 。当温度从 $25^\circ\text{C}$ 上升到 $125^\circ\text{C}$ 时, $I_{DSS}$ 增加3到6倍。

**栅源漏电流  $I_{GSS}$** 

它是当漏源电压为零( $V_{DS} = 0$ )以及栅源电压为最大值 $V_{GS}$ 时,栅极源极间的漏电流。相参数:栅源电压 $V_{GS} = \pm 20 \text{ V}$ 。

**漏源通态电阻  $R_{DS(on)}$** 

在确定的栅极电压 $V_{GS}$ 和漏极电流 $I_D$ (额定值)下,一个完全由栅极控制的MOSFET的通态电阻为漏源电压 $V_{DS}$ 的增量与漏极电流 $I_D$ 的增量之比。在这一导通状态下, $V_{DS}$ 与 $I_D$ 成比例关系。大信号的通态电压特性适用于 $V_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_D$ 。相关参数:栅源电压 $V_{GS} = 20 \text{ V}$ ,漏电流 $I_D$ (额定值),芯片温度 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 和( $R_{DS(on)}$ 随温度增加很快!)

**芯片和壳体之间的电容  $C_{CHC}$** 

它是在小信号及栅源短路时,MOSFET芯片和壳体底板之间感应电容。相关参数:漏源电压 $V_{DS}$ ,测量频率 $f = 1 \text{ MHz}$ 以及壳体温度 $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

**输入电容  $C_{iss}$ , 输出电容  $C_{oss}$ , 反馈电容(米勒电容)  $C_{rss}$** 

同IGBT的定义相同,参见第3.3.2章节。

**漏源极寄生电感  $L_{DS}$** 

漏极和源极之间的感应电感,参见第3.3.2章节。相关参数:漏源直流电压 $V_{DS}$ ,壳体温度 $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

**开关时间  $t_{d(on)}$ ,  $t_r$ ,  $t_{d(off)}$ ,  $t_f$** 

在数据文件中给出的MOSFET功率开关时间参数,不同于IGBT的是在纯电阻负载的测试电路,如图3.4.3,测试的结果。开关时间的定义,参见图3.4.3b)和第2.4.3.2章节中的图2.4.19,按照栅源电压以及开关中电流电压的物理过程来定义的。相关参数:工作电压 $V_{DD}$ ,漏电流 $I_D$ ,控制电压 $V_{GG+}$ ,  $V_{GG-}$ (以及 $V_{GS}$ ),栅极外部电阻 $R_{Gon}$ ,  $R_{Goff}$ ,在关断时漏电流变化斜率 $+di_D/dt$ 及 $-di_D/dt$ 和芯片温度 $T_j$ (开关时间和开关损耗随温度而增加)

考虑的是,在实际工作中开关时间、电流及电压波形和开关损耗都受到模块内部的感应电容、感应电感和栅极和集电极电阻的影响。在实际应用中,因为实际条件明显偏离测量条件(例如,马达线路的容性负载,在 $V_{GG(off)} = 0$ ),所以,数据文件只能作为一个粗略的选择。在最后的电路环境中的测量,对保证电路安全可靠时至关重要的。

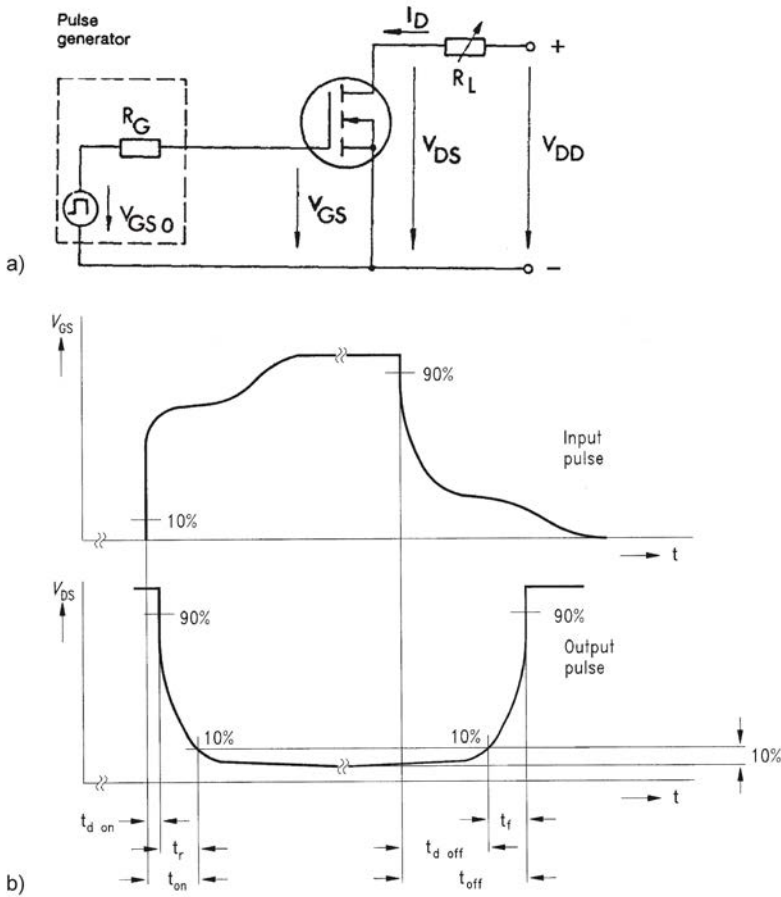


图 3.4.3 MOSFET; a) 测试电路; b) 时间定义

开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 是从10%栅源电压最终值 $v_{GS}$ 时刻到漏源电压 $V_{DS}$ 下降到90%的工作电压 $V_{DD}$ 的时间间隔。在随后的上升时间 $t_r$ 是指漏源电压 $V_{DS}$ 从90%至10%的工作电压 $V_{DD}$ 的时间间隔。它们的时间总和为开通时间 $t_{on}$ 。关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 是从90%栅源电压的最终值 $v_{GS}$ 时刻到漏源电压 $V_{DS}$ 到10%的工作电压 $V_{DD}$ 的时间间隔。

下降时间 $t_f$ 是指漏源电压 $V_{DS}$ 从10%上升至90%的工作电压 $V_{DD}$ 所用的时间。关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 同下降时间 $t_f$ 的总和为关断时间 $t_{off}$ 。

**MOSFET 的热阻  $R_{th(j-c)}$  和  $R_{th(j-s)}$  以及模块的热阻  $R_{th(c-s)}$**

热电阻在模块中描述了MOSFET开关静态散热能力，它同开关并联的芯片的数量无关。通常情况下，多个MOSFET开关排列在一个模块中，在这里讨论整个模块。图3.3.10显示了带底板模块 (Case rated devices) 和不带底板模块 (Heatsink rated devices) 的不同模式。模块产生的功率损耗导致模块发热  $T_j = T_a + P_v \cdot \Sigma R_{th}$ 。

$R_{th(j-c)}$  表示从MOSFET开关(下标j)到模块底板(下标c)的热传导阻力。在带底板模块中， $R_{th(c-s)}$  表示从MOSFET开关的底板到散热器(下标s)的热传导阻力。至于不带底板的模块 (SEMISTOP) 只有一个热阻是不可能的，在这里对MOSFET开关分别给出开关芯片和散热器的热阻 $R_{th(j-s)}$ 。

热阻 $R_{th(j-c)}$ 和 $R_{th(j-s)}$ 是取决于每个开关芯片面积和DCB陶瓷板导热特性。除此之外 $R_{th(j-s)}$ 及 $R_{th(c-s)}$ 还取决于模块和散热器之间导热层的厚度和导热性能、散热器的体面积和压紧螺钉的扭矩。

对于一个固定功耗 $P_V$ 的MOSFET模块(不管并联的芯片数量), 它的热阻温差 $\Delta T$ 可以表示为:

- 芯片 - 底板 (带底板模块):  $\Delta T_{(j-c)} = T_j - T_c = P_V \cdot R_{th(j-c)}$  /每个MOSFET开关
- 芯片 - 散热器 (带底板模块):  $\Delta T_{(c-s)} = T_c - T_s = \Sigma P_V \cdot R_{th(c-s)}$  /每个模块
- 芯片 - 散热器 (不含底座模块):  $\Delta T_{(j-s)} = T_j - T_s = P_V \cdot R_{th(j-s)}$  /每个MOSFET开关

### 3.4.2.2 反向二极管额定值 (反向功率 MOSFET)

二极管的导通和开关特性对换流过程, 例如, 在桥电路中的续流二极管, 有很重要的意义。正如在第2.4章节所解释的, 换流是双向的, 始终通过开通或关断在回路中的MOSFET和二极管(续流二极管)来进行, 这个二极管可能是另一个MOSFET的反向二极管。

基本参数为: 短路栅源路径(电压 $V_{GS}=0V$ )时, 反向二极管的导通电流 $I_F$ , 芯片温度 $T_j$ , 以及动态的反向截止电压 $V_R$ (=MOSFET的工作电压 $V_{DD}$ ), 二极管电流的衰减速率 $-di_F/dt$ (开通MOSFET的变化率)和外接的MOSFET栅极电阻 $R_G$ 。

反向二极管的正向导通电压  $V_F = V_{SD}$

在终端端口测量到的反向漏源电压降。

反向二极管的反向电流峰值  $I_{RRM}$

它是在二极管从导通状态(参数 $I_F$ )到反向截止状态电流的峰值, 见图2.3.8及相关解释。

对二极管的动态值 $I_{RRM}$ ,  $Q_{rr}$ 和 $E_{rr}$ 的相关参数: 工作电压 $V_{DD}$ , 二极管电流 $I_F$ , 控制电压 $V_{GS}$ , 在开通时二极管电流的变化率 $-di_F/dt =$ 集电极电流上升率 $di_D/dt$ , 芯片温度 $T_j$ 。

反向二极管结层延迟电荷  $Q_{rr}$

当二极管从导通转换到截止时, 二极管的电流回路也发生改变, 所以, 二极管结层的电荷也会从二极管流出到外围回路。这个流出的电荷总量就是结层延迟电荷 $Q_{rr}$ 。它同切换前的电流 $I_F$ 以及切换后电流的变化 $-di_F/dt$ 陡度和结层温度有关, 详细解释参看第2.3章节的图2.3.8。 $Q_{rr}$ 受温度影响很大(从25°C到150°C电荷从加倍到翻8倍)。

反向恢复时间  $t_{rr}$

它是反向二极管再切换后, 通过电流的变化 $-di_F/dt$ , 从导通到截止稳定值所需的时间。详细解释参看第2.3章节的图2.3.8。 $t_{rr}$ 同 $Q_{rr}$ 和 $I_{RRM}$ 的关系如下:

$$t_{rr} \approx 2 \cdot Q_{rr} / I_{RRM}$$

$t_{rr}$  受温度影响很大 (从25°C到150°C恢复 $t_{rr}$ 时间加倍)。

### 3.4.2.3 模块的机械额定值

在数据文件中给出:

扭矩  $M_1$ ,  $M_s$  固定螺钉的扭矩 (最小和最大值),  
 扭矩  $M_2$ ,  $M_t$  固定端口的扭矩 (最小和最大值),  
 重量  $w$ , 模块的重量。

### 3.4.3 曲线图

在数据文件会出现一些曲线图, 本章将给出一些MOSFET模块资料图表, 通常它会在一般的MOSFET部件或续流二极管电路中用到。并不是这里讨论的所有图表都会在数据文件中给出。如果一个图表会在其他章节中被详细讨论, 我们会给出提示。

[图 1] 最大总功耗  $P_D$  同外壳温度  $T_c$  的关系

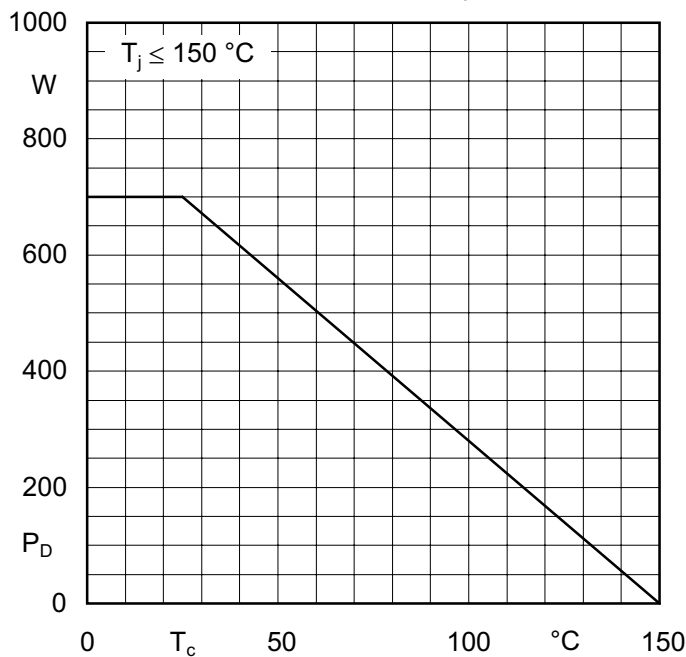


图 3.4.4 最大总功耗  $P_D$  同壳体温度  $T_c$  的关系

图3.4.4显示了功耗同壳体温度的关系, 把壳体温度在  $T_c = 25^\circ\text{C}$  时的功耗定义成最大极限值,  
 $P_{D(25^\circ\text{C})} = (T_{j(\text{max})} - 25\text{K})/R_{\text{th(j-c)}}$ 。



[图 2] 单脉冲工作的最大安全区 (SOA)

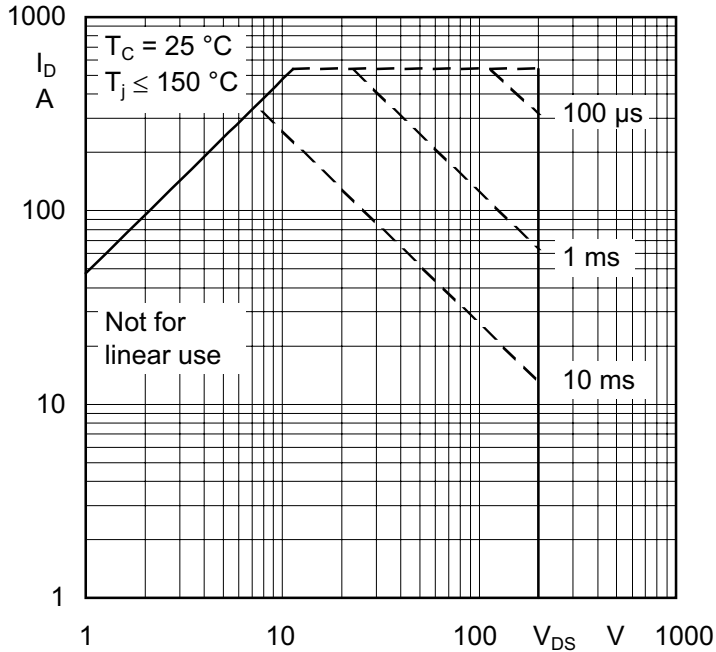
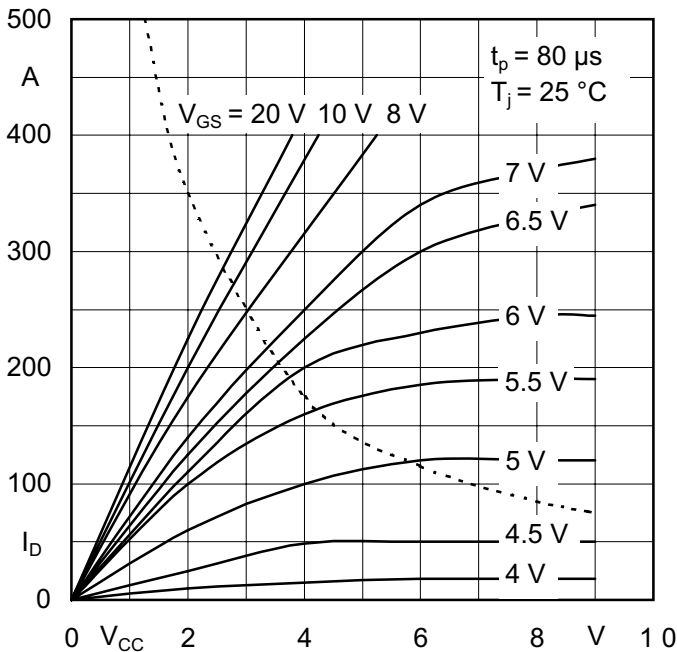


图 3.4.5 单脉冲工作的最大安全区 (SCSOA)

在硬开关工作状态下，MOSFET有一个在 $V_{DD}$ 和 $I_L$ 之间的，近似长方形的工作点移动曲线， $i=f(v)$ 。安全工作区(SOA)就是在MOSFET模块不被损坏的前提下，描述了工作点可以到达的范围。在第3.3.4章节中对图表的局限性做了解释。MOSFET模块可能在线性范围内工作。长时间在安全区边缘工作是不允许的，因为芯片的不完全对称性和和热敏芯片负温度系数，会导致门限电压的不稳定。

[图 3] 正向时典型输出特性  $I_D = f(V_{DS})$ .

图3.4.6给出了一个典型输出特性曲线 (参见第2.4.3章节)。

图 3.4.6 MOSFET典型的输出特性曲线  $I_D = f(V_{DS})$

[图 4] 典型转移特性曲线  $I_D = f(V_{GS})$

图3.4.7给出了MOSFET在 $V_{DS}=25V$ (线性状态)的传输特性曲线。漏极电流同栅源电压的关系为： $I_D = g_{fs} * (V_{GS} - V_{GS(th)})$ 。

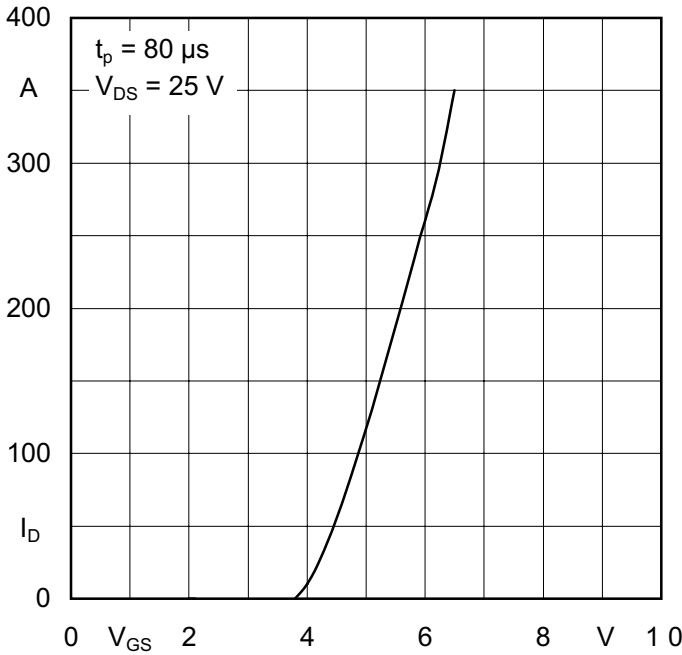


图 3.4.7 典型的转移特性曲线  $I_D = f(V_{GS})$

[图 5] 开通电阻同芯片温度的关系

图3.4.8给出了电阻 $R_{DS(on)}$ 随温度的上升而增加。

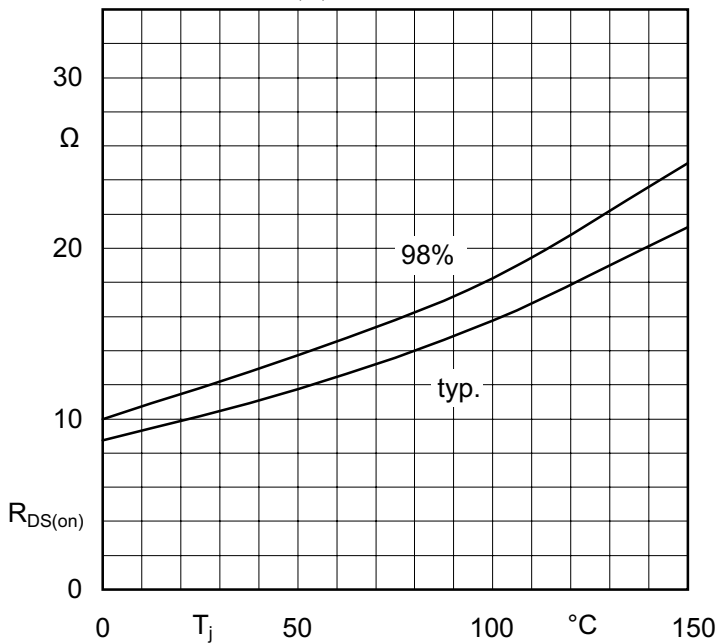


图 3.4.8 典型的电阻同芯片温度的关系

当温度从 $25^{\circ}C$ 上升到 $150^{\circ}C$ 时，电阻 $R_{DS(on)}$ 约增加一倍。因为通态压降正的温度系数，所以可以简单的并联，并得到较好的牢固性。

**[图 6]** 漏电流随壳体温度的衰减

在数据文件中给出了在 $T_c = 25^\circ\text{C}$ 或 $80^\circ\text{C}$ 时，直流漏电流 $I_D$ 的极限值，图3.4.9显示了直流漏电流随温度升高而产生的降幅(无额外的开关损耗)。当温度超过 $25^\circ\text{C}$ 时，电流 $I_D$ 同温度的关系为

$$I_D = \frac{T_{j(\max)} - T_c}{R_{th(j-c)} \cdot V_{DS(on)}} = \sqrt{\frac{T_{j(\max)} - T_c}{R_{th(j-c)} \cdot R_{DS(on)}}}$$

对于外壳温度 $T_c < 25^\circ\text{C}$ 时，直流漏电流仍按数据文件上的 $I_D$ 的极限值。

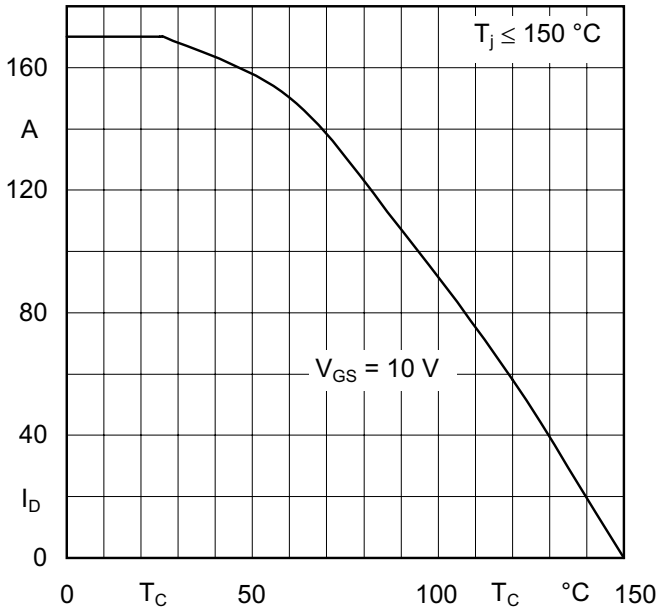


图 3.4.9 直流漏电流同温度的关系

**[图 7]** 典型的漏源击穿电压同温度的关系

在图3.4.10中，MOSFET模块的漏源击穿电压 $V_{(BR)DSS}$ 同温度呈现线性增长。由于在数据文件中给出的极限值是在温度 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 时的值，所以当温度低于 $25^\circ\text{C}$ 时，必须考虑到漏源击穿电压的下降。

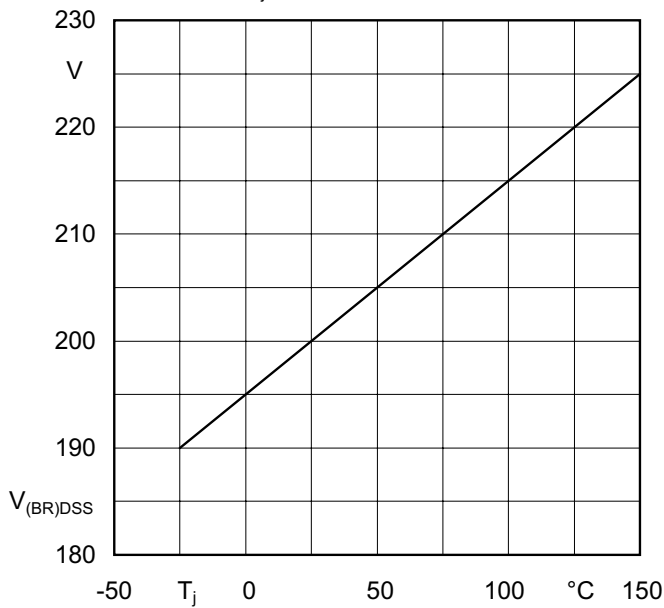


图 3.4.10 漏源击穿电压同温度的关系

[图 8] 漏源电压的允许降幅同漏极电流下降率的关系

缩短关断时间(通过增加 $-i_D/dt$ )会使模块内部的感应电感(端口, 连接处, ...)产生的电压浪涌幅度增高, 它可能会超过工作电压 $V_{DD}$ , MOSFET模块必须保证减少浪涌幅度(参见第5.1.1章节)。图3.4.11给出了它们的关系:  $V_{DS} = f(-di_D/dt \approx I_D/t_f)$ 。

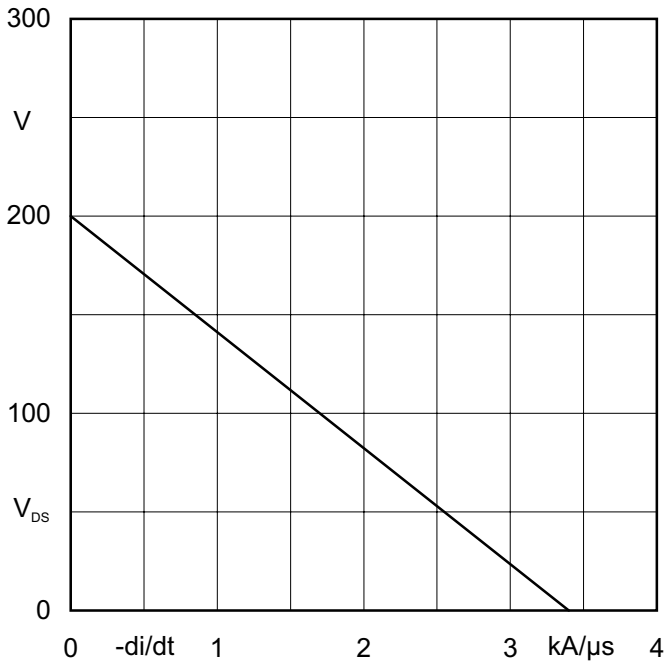


图 3.4.11 漏源电压的允许降幅同漏极电流下降率的关系

[图 9] 内部电容同漏源电压的关系

在第2.4章节中我们详细讨论了MOSFET模块内部的感应电容。在数据文件(参见参数/测量条件)和图3.4.12给出了关断的MOSFET的电容和电压关系, 它对功率开关的影响不大, 后面的图3.4.13能做进一步的解释。

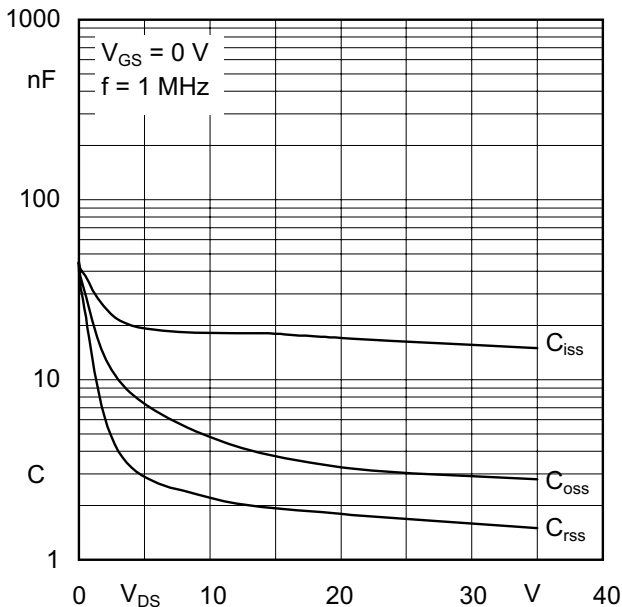
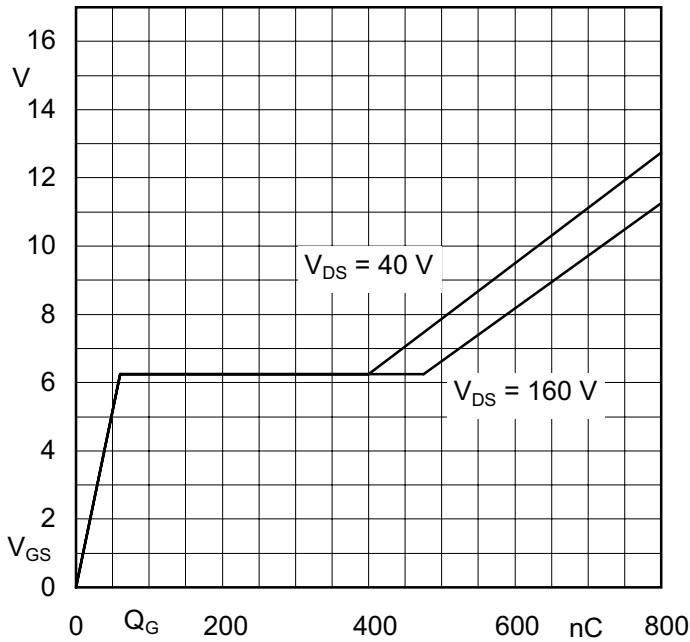


图 3.4.12 内部电容同漏源电压的关系

[图 10] 典型栅极电荷曲线图  $V_{GS} = f(Q_G)$ 

图3.3.20显示了在工作电压 $V_{DS}$ 时，栅源电压 $V_{GS}$ 作为栅极电荷 $Q_G$ 的函数曲线。栅极电荷曲线包含了从关断状态， $V_{GS}=0$  V，到完全开通， $V_{GS}$ 为最大极限值的全部范围。通过这个曲线图我们可以了解到，为了使MOSFET从截至状态到饱和状态需要的电荷量。

图 3.4.13 典型栅极电荷曲线  $V_{GS} = f(Q_G)$ 

[图 14] 门限电压同温度的关系

图3.4.14给出了MOSFET的门限电压 $V_{GS}$ 同芯片温度 $T_j$ 的关系和基本参数。

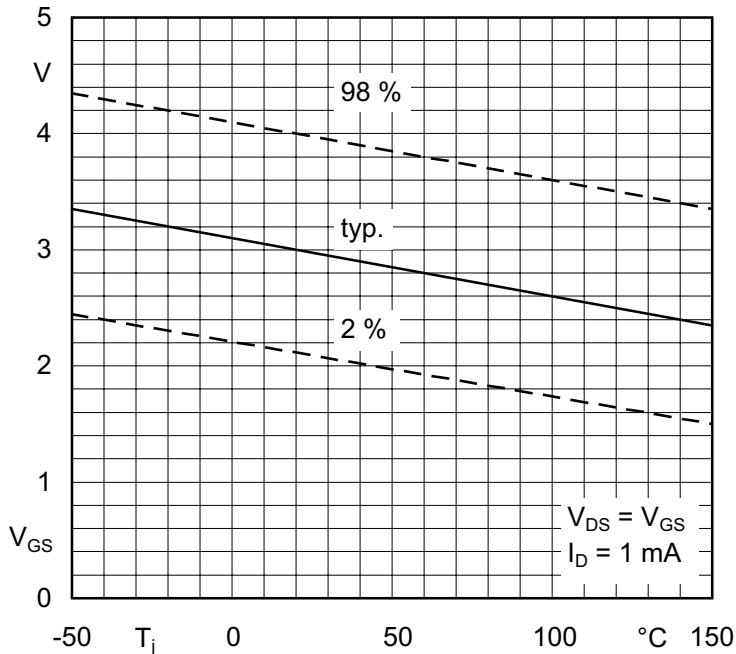


图 3.4.14 门限电压同温度的关系

门限电压 $V_{GS(th)}$ 随着温度 $T_j$ 的增加线性下降。门限电压在 $-50^{\circ}\text{C}$ 到 $+150^{\circ}\text{C}$ 的范围内，温度系数约为 $-10\text{mV/K}$ 。这是因为MOSFET功率模块(平行连接的芯片，每个芯片由多个单元组成)不允许在主

动区工作，这样就抵消了因为 $V_{GS(th)}$ 负温度系数而带来的芯片之间的不均衡的电流分布的影响。

### 3.5 功率模块的 CI, CB 和 CIB

MiniSKiiP和SEMITOP系列实现了更为方便客户的，更高度集成CI(逆变器)和CIB(转换器逆变器制动)模块结构。这些模块包括一个不受控或半受控制的单相或三相电源整流器(C)，一个三相逆变器(I)，以及对CIB模块还有一个带续流二极管的IGBT来充当制动斩波器(B)。另一种拓扑结构，它被应用在MiniSKiiP，SEMITOP和SEMIPONT产品系列中，包括单相或三相整流器(C)和一个电流斩波器(B)，形成CB模块。这些拓扑结构如图3.5.1。

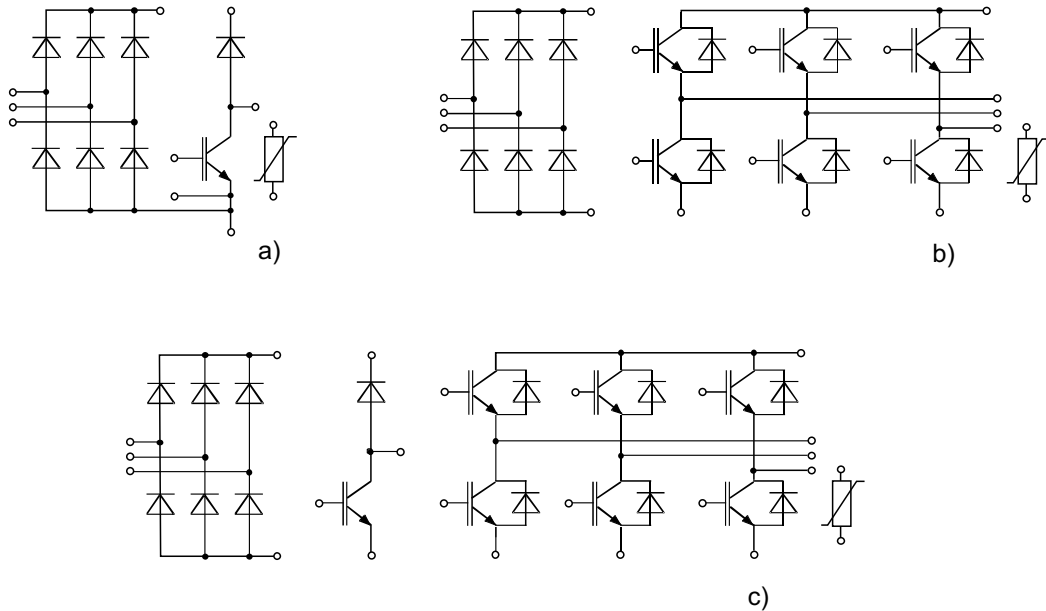


图 3.5.1 功率模块的拓扑结构 a) CB, b) CI, c) CIB

模块内部的拓扑结构根据它内部的电路以及是否集成温度和电流测量传感器而不同。最相近的是用于PFC(功率因数校正)，带反向连接二极管的升压转换器模块。制动斩波器的IGBT模块，因为开关频率较高所以经常会使用MOSFET模块代替。表3.5.1给出了赛米控公司的CI，CIB和CB功率模块。

名称	转换器		逆变器	制动器	温度 传感器
	1-p	3-p			
<b>MiniSKiiP</b>					
SKiiPxxNABxxx		X	X	X	X
SKiiPxxNEBxxx	X		X	X	X
SKiiPxxNECxxx	X		X		X
SKiiPxxAHBxxx		X*		X	X
SKiiPxxANBxxx		X		X	X
<b>SEMITOP</b>					
SKxxBGDxxx	X		X		
SKxxBGDxxxT	X		X		
SKxxDGDxxxT		X	X		X

名称	转换器		逆变器	制动器	温度 传感器
	1-p	3-p			
SKxxDGDLxxxT		X	X	X	X
SKxxDGLxxx	X	X		X	
SKxxDHLxxx	X*			X	
<b>SEMIPONT</b>					
SKDxxx/xxLxx		X		X	X
SKDHxxx/xxLxx	X*				

\* 半受控整流桥

表 3.5.1 赛米控公司生产的CI, CIB和CB功率模块

在CI, CIB和CB功率模块的数据文件中, 对逆变器和斩波器中的IGBT和二极管, 温度传感器以及它们的特性描述, 类似于第3.3章节中对IGBT模块的描述。在制动斩波器和逆变器使用相同的续流二极管, 在一些CIB模块中, 制动斩波器的IGBT模块是小于IGBT逆变器, 因此有关数据文件可以参考不同的类型(图3.5.2)。

Absolute Maximum Ratings				Ts = 25 °C, unless otherwise specified					
Symbol	Conditions	Values	Units	Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>IGBT - Inverter.</b> For IGBT chopper maximum ratings, please refer to SK35DGDL12T4T									
V <sub>CEsat</sub>	I <sub>C</sub> = 50 A, T <sub>J</sub> = 25 (150) °C	1200	V	V <sub>GE(th)</sub>	V <sub>GE</sub> = V <sub>CE</sub> , I <sub>C</sub> = 1,7 mA	5	1,85 (2,2)	2,05 (2,45)	V
I <sub>C</sub>	T <sub>s</sub> = 25 (70) °C	75 (60)	A	V <sub>CE(TO)</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C (150) °C		1,1 (1)	1,3 (1,2)	V
I <sub>CRM</sub>	I <sub>CRM</sub> = 3 x I <sub>Cnom</sub> , t <sub>p</sub> = 1 ms	150	A	r <sub>T</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C (150) °C		15 (24)		mΩ
V <sub>GES</sub>		± 20	V	C <sub>ies</sub>	V <sub>CE</sub> = 25 V, V <sub>GE</sub> = 0 V, f = 1 MHz		2,77		nF
T <sub>J</sub>		-40 ... +175	°C	C <sub>oes</sub>	V <sub>CE</sub> = 25 V, V <sub>GE</sub> = 0 V, f = 1 MHz		0,2		nF
<b>Diode - Inverter,Chopper</b>				<b>Diode - Inverter,Chopper</b>					
I <sub>F</sub>	T <sub>s</sub> = 25 (70) °C	60 (45)	A	I <sub>RRM</sub>	under following conditions		63		ns
I <sub>FRM</sub>	I <sub>FRM</sub> = 2xI <sub>Fnom</sub> , t <sub>p</sub> = 1 ms	150	A	Q <sub>rr</sub>	I <sub>F</sub> = 50 A, V <sub>R</sub> = 300 V		7,2		μC
T <sub>J</sub>		-40 ... +150	°C	E <sub>rr</sub>	V <sub>GE</sub> = 0 V, T <sub>J</sub> = 150 °C		2,15		mJ
<b>Rectifier</b>				<b>Diode - Rectifier</b>					
V <sub>RRM</sub>	T <sub>s</sub> = 70 °C	1600	V	V <sub>F</sub>	I <sub>F</sub> = 50 A, T <sub>J</sub> = 25(150) °C		1,1		V
I <sub>F</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms, sin 180 °, T <sub>J</sub> = 25 °C	61	A	V <sub>(TO)</sub>	T <sub>J</sub> = 150 °C		0,8		V
I <sub>FSM</sub> / I <sub>TSM</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms, sin 180 °, T <sub>J</sub> = 25 °C	700	A	r <sub>T</sub>	T <sub>J</sub> = 150 °C		6		mΩ
F <sub>t</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms, sin 180 °, T <sub>J</sub> = 25 °C	2400	A²s	R <sub>th(j-s)</sub>	per diode		0,9		K/W
T <sub>J</sub>		-40 ... +175	°C	<b>Temperatur sensor</b>					
T <sub>sol</sub>	Terminals, 10 s	260	°C	R <sub>ts</sub>	5 %, T <sub>r</sub> = 25 (100) °C		5000(493)		Ω
T <sub>sig</sub>		-40 ... +125	°C	<b>Mechanical data</b>					
V <sub>isol</sub>	AC, 1 min. / 1 s	2500 / 3000	V	w			60		g
				M <sub>s</sub>	Mounting torque		3,5		Nm

图 3.5.2 CIB模块SK50DGDL12T4的数据参数

此外, 在图表中给出了整流二极管或晶闸管的特性参数, 极限值, 额定值以及曲线图表的解释在第3.1和第3.4章节中。

### 3.6 智能集成功率模块的额外的数据文件

在智能集成功率模块(IPM)中，除了集成了功率半导体器件的控制部分(驱动程序或大部分驱动)外，还集成了保护功能和传感器(MiniSKiiP IPM)。作为大功率IPM 模块SKiiP还集成了冷却器，即IGBT模块和控制系统不可分离地集成在散热器上。因此，相比一般的功率模块的数据文件，IPM的参数要有些省略，因为它在模块的内部参数用户已经无法获得。

#### 3.6.1 SKiiP

SKiiP作为大功率的IPM模块，它有相位模块，H桥模块，逆变器模块和带制动斩波逆变器模块。图片3.6.1显示了SKiiP模块的基本结构，图3.6.2给出了带驱动控制和保护的相位模块框架图。

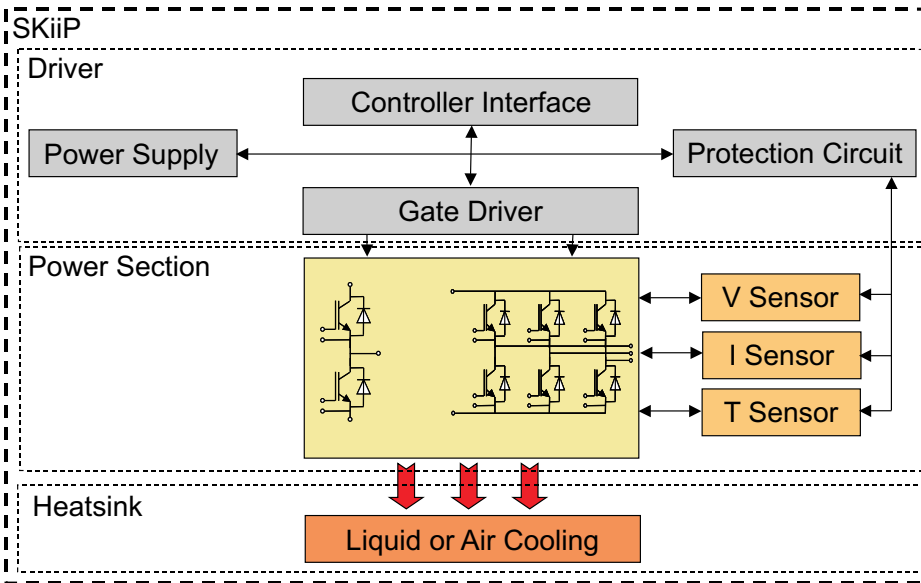


图 3.6.1 SKiiP模块的基本结构

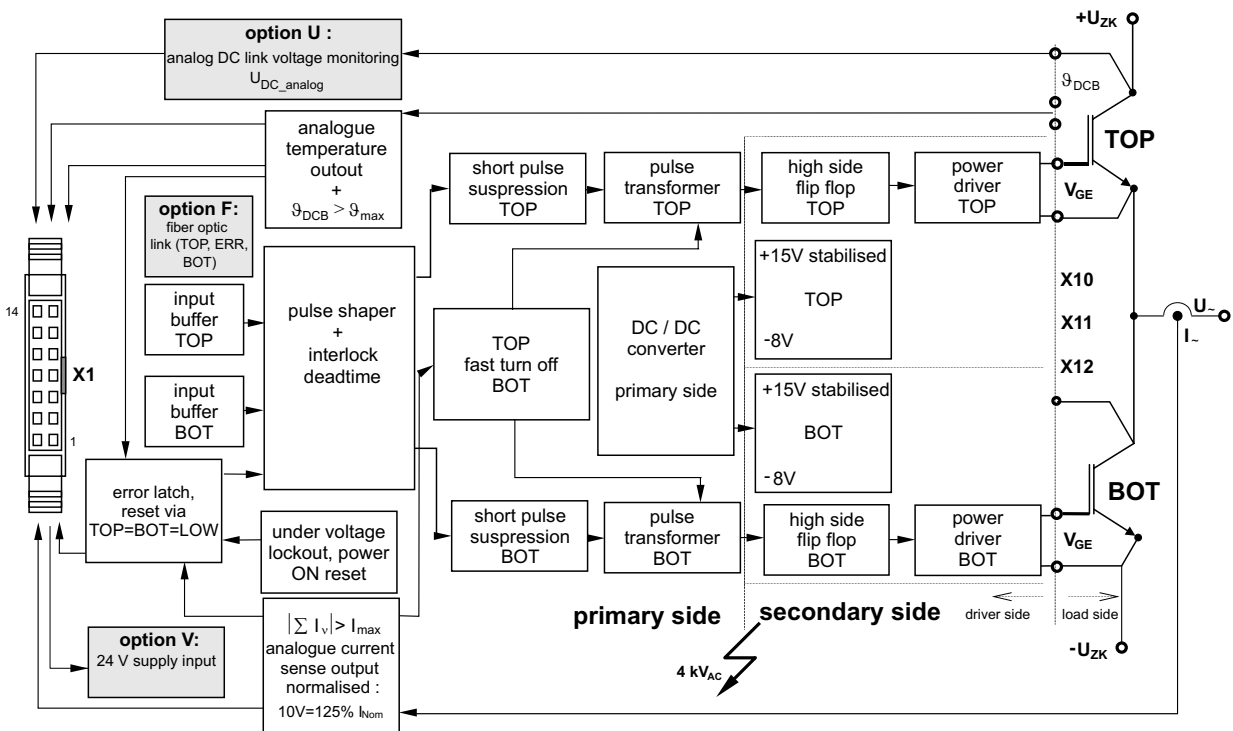
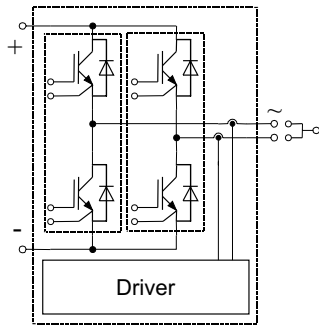


图 3.6.2 带驱动控制和保护的SKiiP相位模块框架图

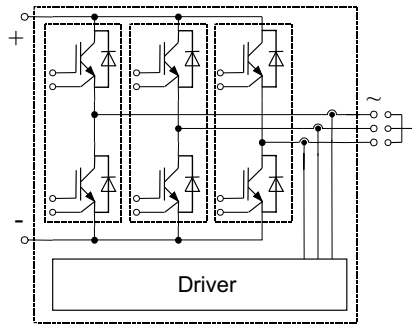


目前，SKiiP第三代产品有非穿透型IGBT的SKiiP2，沟槽型IGBT3的SKiiP3和沟槽型IGBT4的SKiiP4。所有SKiiP含有2个到4个(SKiiP4达到6个)耐压1200V或1700V的由IGBT和二极管制成的半桥(folds)，它们并排的排列在散热器上。图3.6.3给出了GB(半桥)，GH(双相H桥)，GD(3相逆变器)和GDL(3相带制动斩波的逆变器)不同的电路结构(拓扑图)。

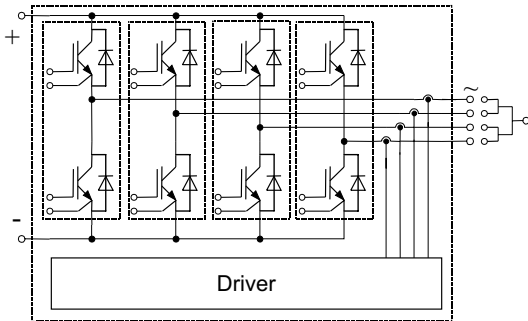
SKiiP: 2-fold "GB" (Case S2; S23)



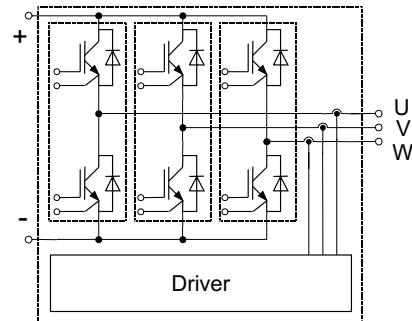
SKiiP: 3-fold "GB" (Case S3; S33)



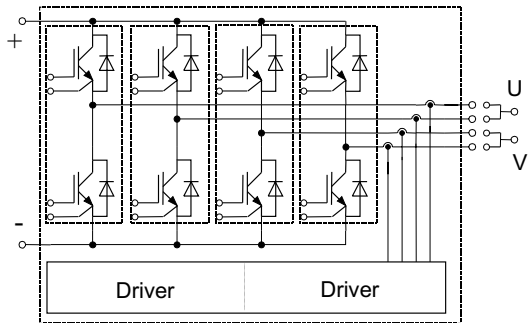
SKiiP: 4-fold "GB" (Case S4; S43)



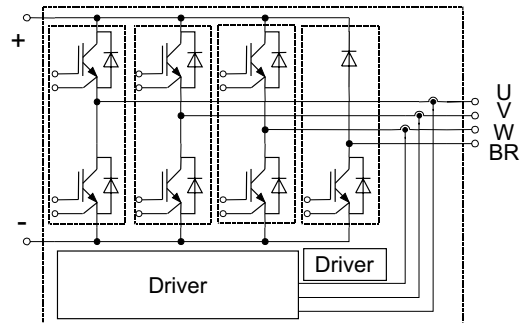
SKiiP: 3-fold "GD" (Case S3; S33)



only SKiiP2: 4-fold "GH" (Case S5GH)



only SKiiP2: 4-fold "GDL" (Case S5GDL)



only SKiiP4: 6-fold "GB"

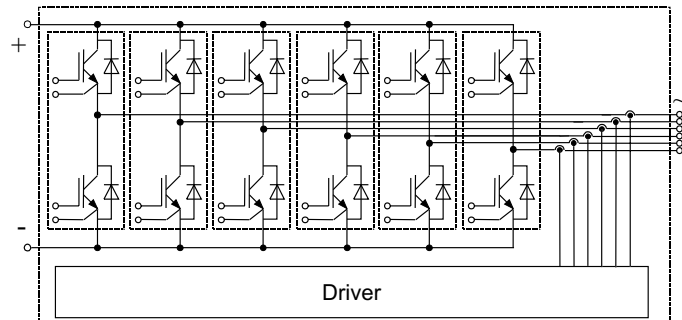


图 3.6.3 SKiiP结构等效电路图 (拓扑图)

半桥是由相同的驱动程序控制，但使用客户来说，它们有不同的电源端口（DC+，AC，DC-），见图3.6.4。

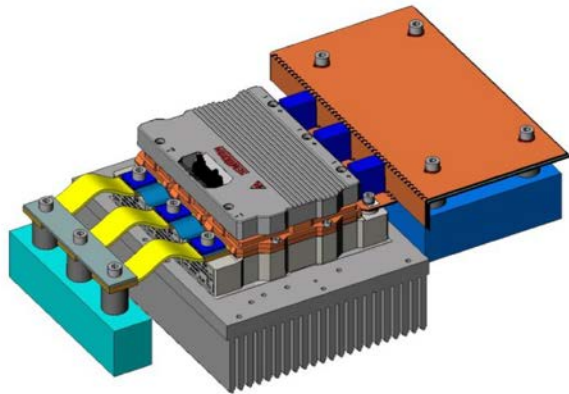
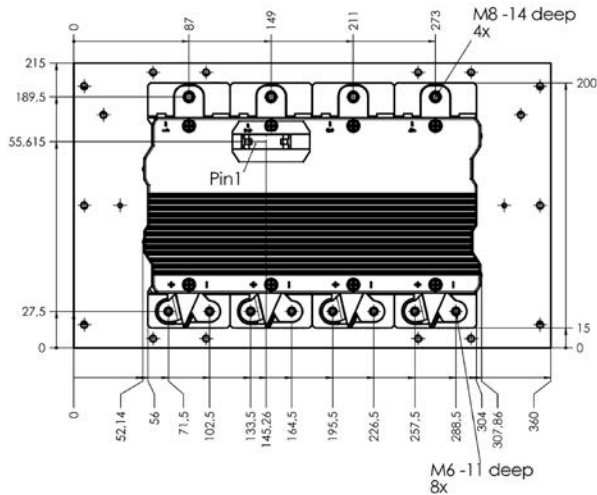
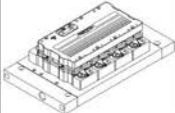


图 3.6.4 SKiiP3 模块电路和实物图

为了正确使用SKiiP模块，除了通过数据文件了解所有类型的技术参数外，还必须了解产品SKiiP系列的“技术解释”。这些技术资料可以在网页：[www.semikron.com](http://www.semikron.com)上查到。图3.6.5显示了SKiiP模块的基本数据表结构图。

**SKiiP 2403GB172-4DWV3**



**Absolute Maximum Ratings**  $T_a = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

Symbol	Conditions	Values	Units
$V_{CE}$		1700	V
$V_{CE(s)}$	Operating DC link voltage	1200	V
$V_{CES}$		$\pm 20$	V
$I_C$	$T_a = 25 (70)^\circ\text{C}$	2400 (1800)	A

**Inverse diode**

Symbol	Conditions	Values	Units
$I_{VS} = -I_C$	$T_a = 25 (70)^\circ\text{C}$	1800 (1400)	A
$I_{RMS}$	$T_a = 150^\circ\text{C}$ , $t_p = 10$ ms, sin.	13500	A
$I_H$ (Diode)	Diode, $T_a = 150^\circ\text{C}$ , 10 ms	911	kA/s

**Thermal**

Symbol	Conditions	Values	Units
$T_j$ (max)		-40 ... +150 (125)	$^\circ\text{C}$
$T_{jAC}$ terminal	rms, AC, 1 min, main terminals to heat sink per AC terminal, rms, $T_a = 70^\circ\text{C}$ .	4000	$^\circ\text{C}$
$T_{jterminal}$		400	A

**Characteristics**  $T_a = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 1200$ A, $T_a = 25 (125)^\circ\text{C}$ ; measured at terminal	1.9 (2.2)	2.4		V
$V_{CE0}$	$T_a = 25 (125)^\circ\text{C}$ at terminal	1 (0.9)	1.2 (1.1)		V
$r_{CE}$	$T_a = 25 (125)^\circ\text{C}$ at terminal	0.8 (1)	1 (1.3)		m $\Omega$
$V_{CE(s)}$	$V_{CE} = 0$ V, $V_{CE} = V_{CE(s)}$ , $T_a = 25 (125)^\circ\text{C}$	4.8 (286)			mA
$E_{on} + E_{off}$	$I_C = 1200$ A, $V_{CC} = 900$ V	780			mJ
$R_{th(j-c)}$	terminal chip, $T_a = 25^\circ\text{C}$	0.13			m $\Omega$
$R_{th(j-c)}$	top, bottom	3			m $\Omega$
$R_{th(j-c)}$	per phase, AC-side	4			m $\Omega$

**Inverse diode**

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
$V_{VS}$	$I_C = 1200$ A, $T_a = 25 (125)^\circ\text{C}$ measured at terminal	2 (1.8)	2.15		V

**Thermal**

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
$V_{TD}$	$T_a = 25 (125)^\circ\text{C}$	1.1 (0.8)	1.2 (0.9)		V
$r_{TD}$	$T_a = 25 (125)^\circ\text{C}$	0.8 (0.8)	0.8 (0.9)		m $\Omega$
$E_{TD}$	$I_C = 1200$ A, $V_{CC} = 900$ V	144			mJ
$r_{TD}$	$T_a = 125^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = 1200$ V	171			mJ

**Mechanical data**

Symbol	Units	min.	typ.	max.	Units
$M_{DC}$	DC terminals, SI Units	6		8	Nm
$M_{AC}$	AC terminals, SI Units	13		15	Nm
$w$	SKiiP <sup>3</sup> System w/o heat sink	3.1			kg
$w$	heat sink	6.2			kg

**Thermal characteristics (NWK 40; 80/min; 50%/gpc); "r" reference to heat sink; "r" reference to built-in temperature sensor (acc. IEC 60747-15)**

Symbol	per IGBT	per diode	Units
$R_{th(j-c)}$			0.013
$R_{th(j-c)}$			0.025

**Thermal**

Symbol	max. values	max. (n)	Units
$Z_{th(j-c)}$	1 2 3 4	1 2 3 4	
$Z_{th(j-c)}$	1.2 5 5.8 0	69 0.35 0.02 1	
$Z_{th(j-c)}$	2 3 13.5 13.5	50 5 0.25 0.04	
$Z_{th(j-c)}$	2.7 4.6 1.1 0.6	48 15 2.8 0.4	

**Power section**  
SKiiP 2403GB172-4DW V3  
Preliminary Data

**Power section features**

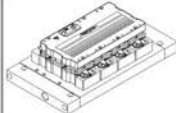
- SKiiP technology inside
- Trench IGBTs
- CAL diode technology
- Integrated current sensor
- Integrated temperature sensor
- Integrated heat sink
- IEC 60721-3-3 (humidity) class 3K3/IE32 (SKiiP<sup>3</sup> System)
- IEC 60068-1 (climate) 40/125/56
- UL recognized file no. E83532

1) with assembly of suitable MKP capacitor per terminal  
2) AC connection busbars must be connected by the user; copper busbars available on request

**Case 343**

11-08-2009 HER © by SEMIKRON

**SKiiP 2403GB172-4DW V3**



**Absolute Maximum Ratings**  $T_a = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

Symbol	Conditions	Values	Units
$V_{CE}$	unstabilized 24 V power supply	15 + 0.3	V
$V_i$	input signal voltage (high)	15	V
$dV/dt$	secondary to primary side	75	kV/ $\mu\text{s}$
$V_{in(1)}$	input / output (AC, rms, 2s)	4000	V
$V_{in(2)}$	partial discharge extinction voltage, rms, $Q_{10} = 110$ $\mu\text{C}$	1500	V
$V_{out(1)}$	output 1 / output 2 (AC, rms, 2s)	1500	V
$f_{sw}$	switching frequency	7	kHz
$f_{out}$	output frequency for $I_{load(1)}$	7	kHz
$T_{op}$ ( $T_{stg}$ )	operating / storage temperature	-40 ... +85	$^\circ\text{C}$

**Characteristics** ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
$V_{CE}$	supply voltage non stabilized	13	24	30	V
$I_{D2}$	$V_{CE} = 13$ V - 30V	298+58* $\sqrt{\text{Hz}+0.000105^2}$ ( $I_{D2}/A$ ) <sup>2</sup>			mA
$V_{TH}$	input threshold voltage (High)			12.3	V
$V_{TL}$	input threshold voltage (Low)	4.6			V
$R_{in}$	input resistance		10		k $\Omega$
$C_{in}$	input capacitance		1		nF
$t_{in(1)out}$	input-output turn-on propagation time		1.4		$\mu\text{s}$
$t_{in(2)out}$	input-output turn-off propagation time		1.4		$\mu\text{s}$
$t_{EMEMRESET}$	error memory reset time		12.2		$\mu\text{s}$
$t_{TD}$	top / bottom switch interlock time		3.3		$\mu\text{s}$
$I_{in(1)out}$	max. 5mA; 8 V corresponds to 15 V supply voltage for external components		2000		A
$I_{load}$	max. load current		50		mA
$I_{TRIP}$	over current trip level ( $I_{load(OUT)} = 10$ V)		2500		A
$T_{OP}$	over temperature protection	110	120		$^\circ\text{C}$
$U_{OC}$	over voltage protection ( $U_{load(OUT)} = 9$ V); ( $U_{OC}$ protection (option for GB types))		not implemented		V

**Gate driver features**

- CMOS compatible inputs
- Wide range power supply
- Integrated circuitry to sense phase current, heat sink temperature and DC-bus voltage (option)
- Short circuit protection
- Over current protection
- Over voltage protection (option)
- Power supply protected against under voltage
- Interlock of top/bottom switch
- Isolation by transformers
- Fibre optic interface (option for GB-types only)
- IEC 60068-1 (climate) 40/85/56

For electrical and thermal design support please use SEMISEL. Access to SEMISEL is via SEMIKRON website <http://www.semikron.com>.

\* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.

**Case 343**

11-08-2009 HER © by SEMIKRON

图 3.6.5 SKiiP 模块的基本数据表结构图

同传统的功率模块数据文件不同的是SKiiP数据文件没有曲线图表。第1页介绍了电功率模块外形，等效电路和模块的极限值以及额定值的参数表格。额定参数分为最低、典型和最高三档给出。在页面左边的阴影中，给出了模块的基本使用信息和列出了集成组件。此外，在这还给出了气候级别，UL列表，以及SKiiP模块数据文件中的脚注解信息。在数据文件底部的阴影是文件的签发日

期。第二页给出了控制驱动电路的极限值和额定值。在底部的阴影区也给出了驱动程序特定的功能和可能的选择项。

### 3.6.1.1 功率的极限值

在SKiiP的数据文件中，按照功率和驱动分别给出极限值。对于功率部分的极限值是按照开关(支路)给出的，它同每个开关并联IGBT或二极管芯片的数量无关。IGBT和二极管的极限值参看第3.3章节。

#### DC 直流母线电压 $V_{CC}$

相关参数:散热片温度 $T_s=25^{\circ}\text{C}$ ，它是SKiiP直流端口允许的最大的工作电压。在并联高频过滤电容时，此极限值同样适用(见选型技术说明和[AN1])。

在给定的工作电压内，在电压没有超过芯片电压 $V_{CES}$ 时，SKiiP也会因为直流和交流母线中大量的感应电感而短路关断。对母线的特性和结构的解释在相关的技术说明以及应用说明中，还可以通过访问网页www.semikron.com得到。在截止状态下，电压 $V_{CC}$ 只能短时间的被超过，最大不能超过 $V_{CES}$ 。

#### 导通电流的有效值 $I_{AC\ terminal}^*$ $I_{t(RMS)}$

它是一个半桥(fold)功率端口的最大负载电流值 $I_{AC-terminal}$ 。相当于IGBT模块的 $I_{t(RMS)}$ (参见第3.3.1章节)。相关参数:散热片温度 $T_s = 70^{\circ}\text{C}$ 。由于端口温度对SKiiP驱动器工作温度的影响，这里给出最高端口温度 $T_{terminal} (< 115^{\circ}\text{C})$ 。

### 3.6.1.2 SKiiP 驱动的极限值

Absolute Maximum Ratings		$T_a = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
$V_{S2}$	unstabilized 24 V power supply	30	V
$V_i$	input signal voltage (high)	15 + 0,3	V
$dv/dt$	secondary to primary side	75	kV/ $\mu\text{s}$
$V_{isolIO}$	input / output (AC, rms, 2s)	4000	V
$V_{isolPD}$	partial discharge extinction voltage, rms, $Q_{PD} \leq 10\text{ pC}$ ;	1500	V
$V_{isol12}$	output 1 / output 2 (AC, rms, 2s)	1500	V
$f_{sw}$	switching frequency	7	kHz
$f_{out}$	output frequency for $I_{peak(1)}=I_C$	7	kHz
$T_{op} (T_{stg})$	operating / storage temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}\text{C}$

图 3.6.6 SKiiP 驱动器的极限值

#### 驱动器工作电压 $V_{s2}$

它是SKiiP驱动器不稳定的电源电压最大值。

#### 输入控制电压 (高端电位) $V_i$

驱动器中的输入信号调解模块输出的高电位决定了输入电压的极限值。

#### 次极电压转换率 $dv/dt$

在驱动器没有故障的情况下，在IGBT开关过程中次极(输出端)电压允许的最大转换率。

**绝缘检测电压  $V_{isolIO}$** 

它是最大允许加在输入和输出端口检测电压(交流50赫兹)的有效值。相关参数:测试时间,例如: $t = 2s$ 。

**局部放电间歇电压  $V_{isolPD}$** 

它是最大允许加在输入和输出端口局部放电间歇电压(交流50赫兹)的有效值。相关参数:电荷极限值,例如: $Q_{pD} \leq 10 \text{ pC}$

**绝缘检测电压  $V_{isol12}$** 

它是最大允许加在输出端口的顶部和底部检测电压(交流50赫兹)的有效值。相关参数:测试时间,例如: $t = 2s$ 。

**开关频率  $f_{sw}$** 

它是允许的脉宽调制信号的最高脉冲频率,控制驱动的最大输出电流 $I_{G(AV)}$ 限制了它的上限。相关参数:环境温度(数据文件上为 $T_a = 25^\circ\text{C}$ ),在“技术解释”(图3.6.7)中,给出了它在较高的环境温度时的下降率。

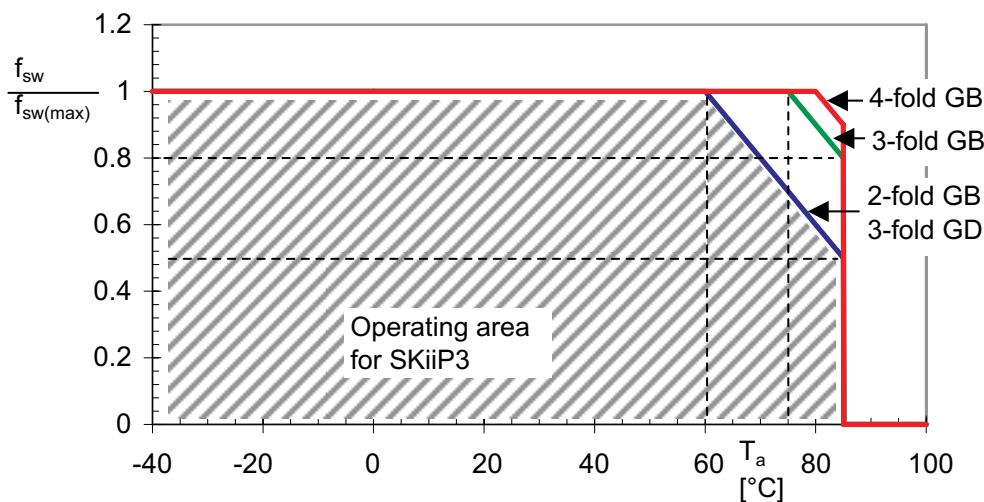


图 3.6.7 SKiiP3的随温度升高的变化,  $T_a > 25^\circ\text{C}$

工作温度范围  $T_{op}$  和储存温度范围  $T_{stg}$

见第3.3.1章节和第6.2章节。最大工作和存储温度为 $85^\circ\text{C}$ , 低于SKiiP模块的最高温度 $T_{jmax}$ 。

输出电流的基本频率  $f_{out}$

它是最大输出电流基本频率的最高值,它受到SKiiP内部电流传感器及其相应的电路的限制。

对SKiiP3和PWM(脉冲宽度调制频率),当第一次谐波电流 $I_{peak(1)}$ 的峰值幅度达到电流传感器的最大额定电流 $I_C$ 时,它会对 $f_{sw}$ 产生影响。对于方波信号,可以计算如下:

$$I_{peak(1)} = \frac{\pi}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} \cdot I_{rms}$$

同时我们还需要考虑到,半桥 $I_{ACterminal}$ 的最大值为400A和最大集电极电流 $I_C$ 受温度影响的变化。它还受到SKiiP电流传感器输出的电流上升率 $di/dt$ 的影响(表3.6.1)。

SKiiP 类型	di/dt [A/μs] 每个 AC terminal	di/dt [A/μs] 连接的 AC terminals
GD	150	----
2-fold	150	300
3-fold	150	450
4-fold	150	600

表 3.6.1 SKiiP电流传感器输出的电流上升率的极限值

对于老型号SKiiP2系列 $f_{out} \leq 1$  kHz千赫，因为它的电流传感器不适合更高频率。

### 3.6.1.3 SKiiP的额定值

对于额定值也是按照功率部分和控制驱动部分分别给出。数据文件的范围和列表同IGBT模块的数据相类似，有一些SKiiP参数和以及一些“系统参数”没有给出。

Characteristics		$T_s = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>IGBT</b>					
$V_{CEsat}$	$I_C = 1200\text{ A}$ , $T_j = 25$ (125) $^\circ\text{C}$ ; measured at terminal		1,9 (2,2)	2,4	V
$V_{CEO}$	$T_j = 25$ (125) $^\circ\text{C}$ ; at terminal		1 (0,9)	1,2 (1,1)	V
$r_{CE}$	$T_j = 25$ (125) $^\circ\text{C}$ ; at terminal		0,8 (1)	1 (1,3)	mΩ
$I_{CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$ , $V_{CE} = V_{CES}$ , $T_j = 25$ (125) $^\circ\text{C}$		4,8 (288)		mA
$E_{on} + E_{off}$	$I_C = 1200\text{ A}$ , $V_{CC} = 900\text{ V}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = 1200\text{ V}$		780		mJ
$R_{CC+EE}$	terminal chip, $T_j = 25^\circ\text{C}$		0,13		mΩ
$L_{CE}$	top, bottom		3		nH
$C_{CHC}$	per phase, AC-side		4		nF
<b>Inverse diode</b>					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 1200\text{ A}$ , $T_j = 25$ (125) $^\circ\text{C}$ measured at terminal		2 (1,8)	2,15	V
$V_{TO}$	$T_j = 25$ (125) $^\circ\text{C}$		1,1 (0,8)	1,2 (0,9)	V
$r_r$	$T_j = 25$ (125) $^\circ\text{C}$		0,8 (0,8)	0,8 (0,9)	mΩ
$E_{rr}$	$I_C = 1200\text{ A}$ , $V_{CC} = 900\text{ V}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = 1200\text{ V}$		144		mJ
			171		mJ
<b>Mechanical data</b>					
$M_{dc}$	DC terminals, SI Units	6		8	Nm
$M_{ac}$	AC terminals, SI Units	13		15	Nm
w	SKiiP <sup>®</sup> 3 System w/o heat sink		3,1		kg
w	heat sink		6,2		kg
<b>Thermal characteristics (NWK 40; 8l/min; 50%glyc.); "s" reference to heat sink; "r" reference to built-in temperature sensor (acc. IEC 60747-15)</b>					
$R_{th(j-s)I}$	per IGBT			0,013	K/W
$R_{th(j-s)D}$	per diode			0,025	K/W
$Z_{th}$	$R_i$ (mK/W) (max. values)	tau <sub>i</sub> (s)			
		1	2	3	4
$Z_{th(j-r)I}$		1,2	5	5,8	0
$Z_{th(j-r)D}$		2	3	13,5	13,5
$Z_{th(r-a)}$		2,7	4,6	1,1	0,6
		48	15	2,8	0,4

图 3.6.8 SKiiP 的额定值

集电极-发射极饱和电压  $V_{CE(sat)}$

见第3.3.2.1章节

它是在SKiiP电源端口上饱和电压测量值，即在内阻 $R_{CC'+EE'}$ 两端的电压降(连接线，端子，...)为 $V_{CE(sat)}$ 。相关参数： $I_C$ ，温度 $T_j=25^\circ\text{C}/125^\circ\text{C}$ 。

门限电压值  $V_{CE0}$  和正向特性的近似等效电阻  $r_{CE}$

见第3.3.2章节

它是在SKiiP电源端口上饱和电压测量值，即在内阻 $R_{CC'+EE'}$ 两端的电压降(连接线，端子，...)为 $V_{CE(sat)}$ 。相关参数： $I_C$ ，温度 $T_j=25^\circ\text{C}/125^\circ\text{C}$ 。

SKiiP 和散热片之间电容  $C_{CHC}$

Capacitance between a SKiiP phase and the heatsink, measured between AC output and heatsink potential; parameter: case temperature  $T_c = 25^\circ\text{C}$ 。

它是SKiiP和散热器之间的电容值，它是在交流输出端口和散热器之间测量到的。相关参数： $T_c=25^\circ\text{C}$ 。

反向二极管的正向通态压降  $V_F = V_{EC}$

它是集电极发射极电压，见第3.3.2章节

机械特性值， $M_{dc}$ ， $M_{ac}$ ， $w$

$M_{dc}$ : 直流连接终端的拧紧力矩 (最小和最大值)

$M_{ac}$ : AC连接终端的拧紧力矩 (最小和最大值)

$w$ : 单独SKiiP的重量加上赛米控标准散热器的重量

IGBT的热阻抗  $Z_{th(j-r)}$ ，反向二极管的  $Z_{th(j-r)D}$  和  $Z_{th(r-a)}$

在SKiiP数据文件中参数热阻抗是按照参数 $R_{\theta}$ 和4个时间常数 $\tau_i$ 给出的(见第3.3.2章节)。作为温度和热流量的参考点是在SKiiP模块中集成的温度传感器给出的温度，用“r”表示，它是在芯片温度和冷却器温度之间(图3.6.9)的温度。 $Z_{th(j-r)}$ 和 $Z_{th(j-r)D}$ 是IGBT及二极管芯片到温度传感器之间的热阻抗， $Z_{th(r-a)}$ 表示冷却介质和温度传感器的之间的热阻抗。

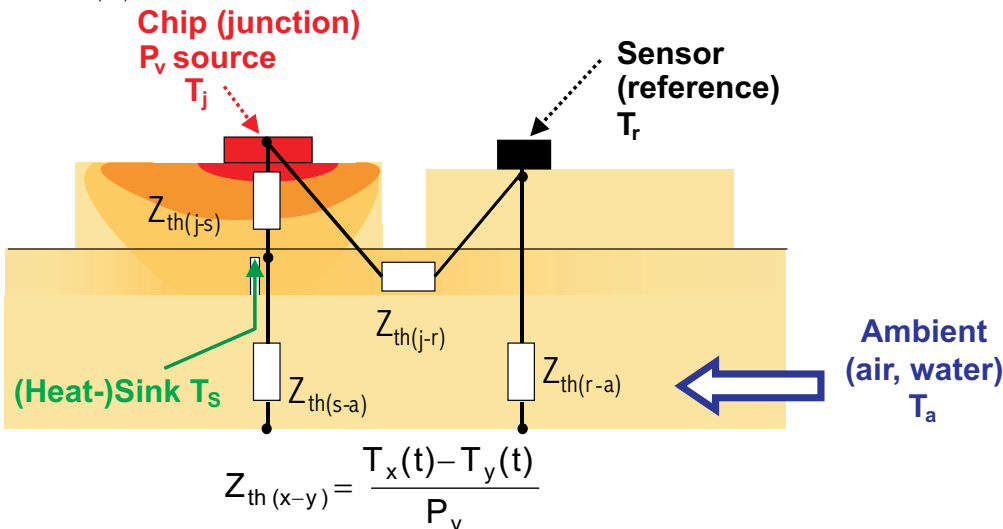


图 3.6.9 带温度传感器的SKiiP热模型

## 3.6.1.4 SKiiP控制驱动的额定值

Characteristics		(T <sub>a</sub> = 25°C)				
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units	
V <sub>S2</sub>	supply voltage non stabilized	13	24	30	V	
I <sub>S2</sub>	V <sub>S2</sub> = 13V - 30V	298+58*f/kHz+0,000105*(I <sub>AC</sub> /A) <sup>2</sup>			mA	
V <sub>IT+</sub>	input threshold voltage (High)				12,3	V
V <sub>IT-</sub>	input threshold voltage (Low)	4,6				V
R <sub>IN</sub>	input resistance	10				kΩ
C <sub>IN</sub>	input capacitance	1				nF
t <sub>d(on)IO</sub>	input-output turn-on propagation time	1,4				μs
t <sub>d(off)IO</sub>	input-output turn-off propagation time	1,4				μs
t <sub>pERRRESET</sub>	error memory reset time	12,2				μs
t <sub>TD</sub>	top / bottom switch interlock time	3,3				μs
I <sub>analogOUT</sub>	max. 5mA; 8 V corresponds to 15 V supply voltage for external components	2000				A
I <sub>s1out</sub>	max. load current	50				mA
I <sub>TRIPSC</sub>	over current trip level (I <sub>analog OUT</sub> = 10 V)	2500				A
T <sub>tp</sub>	over temperature protection	110		120		°C
U <sub>DCTRIP</sub>	U <sub>DC</sub> -protection ( U <sub>analog OUT</sub> = 9 V); (option for GB types)	not implemented				V

图 3.6.10 SKiiP 控制驱动数据

允许的控制驱动电源电压范围 V<sub>S2</sub>

在当前使用的SKiiP开关可以工作在一个不稳定的电源电压下，在这里给出它的范围。如果电源电压值低于下限，就会记录错误，并错误报警信号的输出为高电位，同时关断IGBT。重新恢复必须首先保证内部没有错误，然后至少在t<sub>pERRRESET</sub>期间内，两个控制信号为低电位，或者使用重新开通电源。控制部分的 24 V电源必须能提供一个最小峰值为1.5 A的电流额定值，在开通时，电源电压必须保证上冲电压小于2秒(对SKiiP3模块，对SKiiP2模块≤50毫秒)。当利用重新开启电源复位时，SKiiP3模块的上冲电压时间最大150毫秒，在此期间，在SKiiP输入端口必须无开关信号。相关参数：环境温度T<sub>a</sub> = 25°C。

允许的控制驱动电源电压范围 V<sub>S1</sub> (只用于SKiiP2)

老式的SKiiP2模块可另外通过另外的输入端口连接15V稳定电压源供电。类似于24V电源同样这里有低电压保护。控制部分的15V电源必须能提供一个最小峰值为1.5 A的电流额定值，在开通时，电源电压必须保证上冲电压小于50毫秒。当利用重新开启电源复位时，SKiiP3模块的上冲电压时间最大130毫秒，在此期间，在SKiiP输入端口必须无开关信号。相关参数：环境温度T<sub>a</sub> = 25°C。

控制驱动的电流消耗 I<sub>S2</sub> 和 I<sub>S1</sub> (I<sub>S1</sub>只对SKiiP2)

SKiiP控制驱动的电流消耗取决于电源电压幅度值、开关频率、IGBT的栅极电容和补偿电流传感器检测消耗的交流电流。因此，该数据文件中给出了一个以开关频率和交流电流为变量的计算方程。该电源的选取应至少比计算数值高20%来作为确定值。相关参数：环境温度 T<sub>a</sub> = 25°C。

输入饱和电压的高电位 V<sub>it+</sub> 和低电位 V<sub>it-</sub>

它是输入控制信号高电压时允许的最低电位以及低压时允许的最高电位。相关参数：环境温度T<sub>a</sub>=25°C



输入电阻  $R_{IN}$  和输入电容  $C_{IN}$

它是驱动器的输入特性，相关参数: 环境温度  $T_a = 25^\circ\text{C}$ 。

开通和关断时的延迟时间  $t_{d(on)IO}$ ,  $t_{d(off)IO}$

它是IGBT模块在开通和关断切换转换时所造成的开关延迟时间。这个延迟时间能够抑制SKiiP输入端的小的干扰脉冲的影响。开通或者关断的脉冲宽度 $<625\text{ ns}$ 时，就会被可靠抑制，当脉冲宽度 $>750\text{ns}$ 时，它就可以可靠地工作(图3.6.11)。相关参数: 环境温度  $T_a = 25^\circ\text{C}$ 。

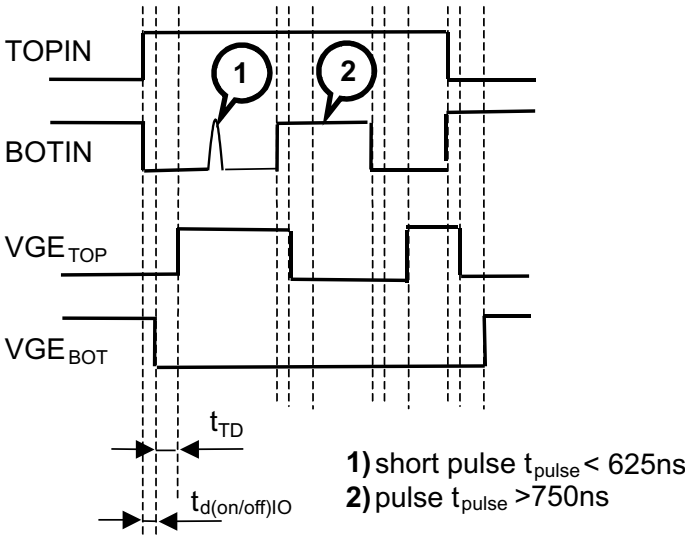


图 3.6.11 SKiiP小脉冲抑制功能

错误内存的复位时间  $t_{\text{PERRRESET}}$

SKiiP错误信息寄存器可以被不同的错误信号(如过载电流，温度过热，驱动部分过压或欠压)激活，详见SKiiP技术说明部分。在激活后IGBT被控制系统关断。重新恢复必须首先保证内部没有错误，然后至少在 $t_{\text{PERRRESET}}$ 期间内，两个控制信号为低电位，或者使用重新开通电源。相关参数: 环境温度  $T_a = 25^\circ\text{C}$ 。

IGBT 开关开通的死区时间  $t_{\text{TD}}$  (顶/底联锁)

在开通和关断时，由于它们不同的过渡过程，总会产生一个几微秒的时间差，在这个时间差中两个输出都被关断。这个时间差就是死区时间，它在SKiiP数据文件中给出。相关参数: 环境温度  $T_a = 25^\circ\text{C}$ 。

当IGBT开关关断时开始计算死区时间时，它不会叠加到一个由控制器产生的死区时间上，如图3.6.12所示，开通时IGBT模块总的延迟时间是切换时的死区时间 $t_{\text{TD}}$ 和驱动控制延迟时间 $t_{d(on)IO}/t_{d(off)IO}$ 的和。



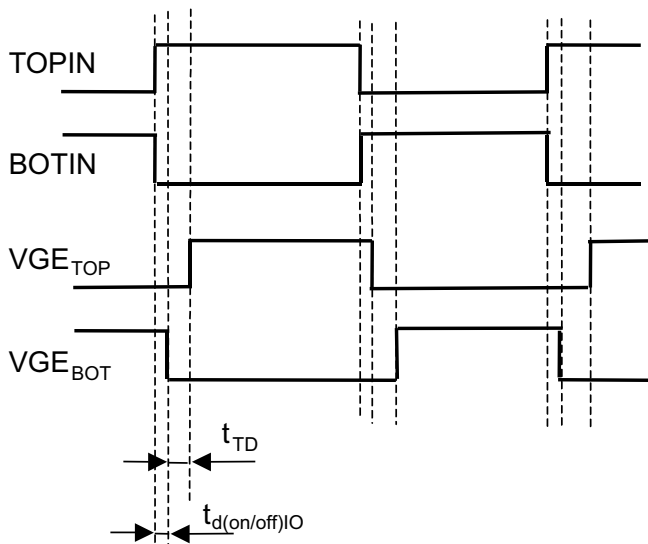


图 3.6.12 SKiiP形象的控制信号延迟时间

### SKiiP 模块8V输出信号的交流电流 $I_{\text{analogOUT}}$

集成在SKiiP模块中的电流传感器是通过交流输出端口送出测量信号。每个半桥(fold)有自己单独的电流传感器。这些电流传感器的输出信号在控制驱动器中连接到输出信号 $I_{\text{analogOUT}}$ 。在所有数据文件 $I_{\text{analogOUT}}$ 的电流值都是在8V的输出电压下给出的。在SKiiP3中有不同的DCB底板(氧化铝: SKiiP xx1x..., 氮化铝: SKiiP xx0x...)但有相同的芯片组合, 所以,  $I_{\text{analogOUT}}$ 交流输出电流的标准化是相同的, 但同电流的极限值 $I_c$ 的关系是不相同的。相关参数:环境温度 $T_a=25^\circ\text{C}$ , 最大输出负载电流为5mA。

### 15 V 输出信号的最大允许电流值 $I_{s1out}$

SKiiP2和SKiiP3模块为了方便辅助电源连接外部元件有一个15 V的输出端口, 在SKiiP2模块它就是15 V电源 $V_{s1}$ 的连接端口。 $I_{s1out}$ 是最大允许的电流值, 它在24V的电源电压( $V_{s2}$ )时可以被删除。相关参数:环境温度 $T_a = 25^\circ\text{C}$ 。

### OCP跳闸电流 $I_{\text{TRIPSC}}$

SKiiP模块的过流保护(OCP)是通过内部集成的电流传感器, 当传感器测量的交流输出电流达到 $I_{\text{analogOUT}}$ 电流的125%值时, 启动过流保护。过流保护只由在10V电压下的输出电流 $I_{\text{analogOUT}}$ 决定, 不论SKiiP类型, 以及不同的DCB底板(氧化铝和氮化铝)和上面的芯片。这里使用不同的DCB底板会影响保护跳闸电流 $I_{\text{TRIPSC}}$ 和电流极限值 $I_c$ 的关系, 所以启用了错误储存器, 当其显示有误时, 输出信号为高电位并关断IGBT。

重新恢复必须首先保证内部没有错误, 然后至少在 $t_{\text{pERRRESET}}$ 期间内, 两个控制信号为低电位, 或者使用重新开通电源。相关参数: 环境温度 $T_a=25^\circ\text{C}$ 。

### 接地保护跳闸电流 $I_{\text{TRIPSLG}}$

此功能仅适用于SKiiP2系列中GD和GDL类型的模块。如果一交流输出的电流值, 超过电流 $I_c$ 的30%时, 启动跳闸保护。数据文件给出, 启动了错误储存器, 当其显示有误时, 输出信号为高电位并关断IGBT。重新恢复必须首先保证内部没有错误, 然后至少在 $t_{\text{pERRRESET}}$ 期间内, 两个控制信号为低电位, 或者使用重新开通电源。

### 过热保护门限值 $T_{tp}$

在SKiiP2和SKiiP3模块内置的温度传感器给出测量温度 $T_r$ ，它是对应散热器的温度。当温度传感器给出测量温度达到数据文件上的 $T_{tp}$ 值时，启动了错误储存器，当其显示有误时，温度输出信号和错误输出信号都为高电位并关断IGBT。重新恢复必须首先保证内部没有错误，然后至少在 $t_{pERRRESET}$ 期间内，两个控制信号为低电位，或者使用重新开通电源。

由于 $T_{tp}$ 同芯片的最大允许工作温度相差不大(110 ... 115 ... 120°C)，所以有些情况下，为了达到一个高效率的冷却系统，不会单独使用过热关机保护，因为它不是一个安全的过热保护。

### 直流母线电压检测值 $U_{analogOUT}$ 和直流母线电压断路电平(过压保护) $U_{DCTRIP}$

除了SKiiP3 2GB意外，直流母线电压检测是所有SKiiP的可选参数。实际的直流母线电压通过在低电压水平下的高电阻差分测量法(根据EN50178标准， $\geq 5M\Omega$ )获得。对于 $V_{CES}=1200V$ 的SKiiP，对应 $U_{analogOUT}=9V\pm 2\%$ 的直流母线电压为900V。一旦直流母线电压超过额定极限值 $930V\pm 4\%$ ，错误内存启动，ERROR OUT输出信号转变为高电平并且IGBT关断。只有当内部错误信号不再出现并且控制信号在时间 $t_{pERRRESET}$ 期间内设置为低电平或者直到重新上电，错误内存将被重置。

低通滤波器实现一个时间常数为 $500\mu s$ 的干扰抑制。因此该检测功能不适用于检测陡峭的电压突变。

## 4 晶闸管和功率二极管的应用

### 4.1 晶闸管和整流二极管的设计选择

在第5.1章节给出了选择晶闸管，功率二极管和模块的一般准则。当它们在50/60赫兹的频率工作时，它们的开关损耗可以被忽略。对于特定的要求选择一个功率元件需要考虑下列方面：

- 电压负载能力,
- 在实现的冷却条件下，电流负载能力
- 工作的环境

这些问题在稳定和瞬间状态(瞬间过载)上可能的变化。

在任何情况下，不论是静态或者动态的情况下，都不得超过数据文件中所给出的极限值，例如，截止电压，峰值电流和结层温度的上限等。同样不得超过模块外壳和使用安装的极限值，例如抗振动和抗冲击性，适应的环境性，隔离绝缘性等。唯一的例外是雪崩二极管，因为反向截止电压导致它在雪崩效应下产生的最大功率损耗 $P_{RSM}$ ，结层温度形成了电流负载。为了提高可靠性和寿命，模块的选用应留有一定的余量，因为必须要考虑负载的变化，特别是温度发生变化时(第2.7章节)带来的影响。还要进一步考虑到有一些一般理论解释不清的，半导体发热到极限值 $T_{j(max)}$ 时的热负载问题，以便保证模块安全可靠的工作。

#### 4.1.1 反向截止电压

二极管和晶闸管的导通损耗受电压负载的影响比MOSFET和IGBT模块要小。在选择元器件时要注意留有一定的安全系数，特别是在受控工作和元器件的耐压参数。在额定网络电压 $V_N$ 时，二极管和晶闸管的截止电压按照下表给出的推荐值选择：

电网电压 $V_N$	整流类型	空载直流电压 $V_{di}$	截止电压 $V_{RRM}$
110 – 125 V	B2	97 - 110 V	600 V
200 – 240 V	B2	180 – 220 V	800 V
400 – 460 V	B6	540 – 621 V	1200 – 1400 V
575 – 690 V	B6	770 – 932 V	1800 – 2200 V

表 4.1.1 根据网络电压推荐选择二极管和晶闸管的截止电压等级

首先必须确保最高电网电压不会超过模块的最大耐压值。它不但是在稳定状态时的最高输入电压(额定值+容差，如+10%)不能超过，而且在输入瞬时过压值也不能超过，比如不经过线路滤波器时的值，以及刨去因为内部电容器和直流端接线电路(抑制器，缓冲器，压敏电阻)降低的电压值。对于瞬态电压尖峰，它往往比峰值电压( $V_{RSM}$ )稍高，这是允许的。应当指出，所以参数都是在温度为25°C时给出的，截止电压是受温度影响，并具有正温度系数。该组件的截止电压依赖自身，并可能会比给出的温度系数(V/K)略小一些。

## 4.1.2 整流二极管

### 4.1.2.1 连续运行的热负荷

在连续运行时，对正向导通电流负载的解释参数是平均功耗 $P_{FAV}$ 乘以总热阻 $R_{th(j-a)}$ 。这个乘积不允许大于环境温度 $T_a$ 和最大允许结层温度 $T_j$ 之间的差：

$$P_{FAV} \cdot R_{th(j-a)} \leq T_j - T_a$$

对于计算功耗可用下面公式：

$$P_{FAV} = V_{F0}(T_j) \cdot I_{FAV} + r_F(T_j) \cdot I_{FRMS}^2$$

对于典型的二极管的电流形式(180° 正弦波，120°方波)可以简单计算出电流形状系数：

$$F_1 = \frac{I_{FRMS}}{I_{FAV}}$$

其中， $P_{FAV}$  是一个变量，通常以电流  $I_{FAV}$  的函数形式给出：

$$P_{FAV} = V_{F0}(T_j) \cdot I_{FAV} + r_F(T_j) \cdot F_1^2 \cdot I_{FAV}^2$$

这些计算公式构成了后面提到的(见第4.1.6章节)设计软件的理论基础。在数据文件中还有一些图表和曲线，它能帮助用户选择产品。在下面的章节就围绕这些参数进行讨论和阐述。

#### 小型整流二极管

这些元件的数据表通常包含图表，它们给出了在环境温度 $T_a$ 条件下，允许的导通电流占最大导通电流 $I_{FAV}$ 的百分比(图4.1.1)。

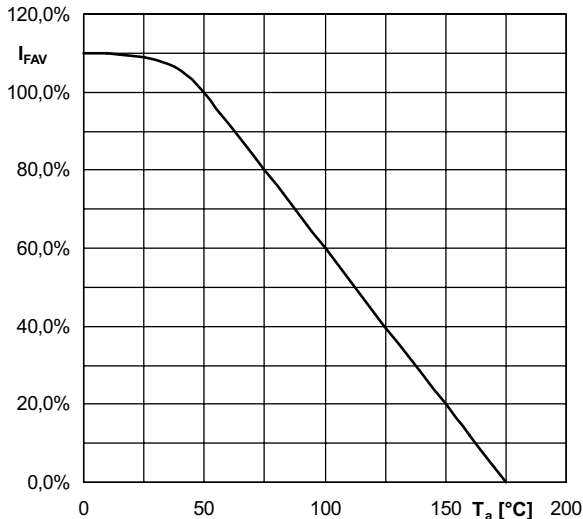


图 4.1.1 在环境温度 $T_a$ 时，允许正向导通电流占最大导通电流 $I_{FAV}$ 的百分比( $I_{FAV}$  为在  $T_a = 50^\circ\text{C}$  的值)

#### 功率二极管

图4.1.2用来了解确定在特定的冷却条件下，允许的最大连续正向电流值，反之亦然，在给定电流的情况下，确定所需的冷却条件。图4.1.2左边部分给出了电流强度，它对应最大正向电流有效值 $I_{FRMS}$ ，它就是在最佳冷却条件下的电流限制。

举例说明，使用图4.1.2:一个130A的二极管在六脉冲桥式电路(B6)的使用。要求是连续运行的直流整流，直流电流为300A，这相当于每一个二极管上的 $I_{FAV}=100A$ 。每个分支电路中的电流为导通角为 $120^\circ$ (rec.120)的矩形电流。对于 $I_{FAV}=100A$ ，我们可以查到 $P_{FAV}=122W$ 和最高允许温度 $T_c=137^\circ C$ (见蓝线)。

为了保证更好的运行，我们设定25%的保险系数(既 $I_{FAV}=125A$ ，图中的红线)，我们得到最高允许温度 $T_c=120^\circ C$ 和 $P_{FAV}=170 W$ 。如果空气冷却温度 $T_a=35^\circ C$ 时，二极管从壳体到外部空间的最大热阻 $R_{th(c-a)}=0.50 K/W$ 。其中，散热器可以减少热阻 $R_{th(c-s)}=0.08 K/W$ 。仍然有热阻 $R_{th(s-a)}=0.42 K/W$ 。

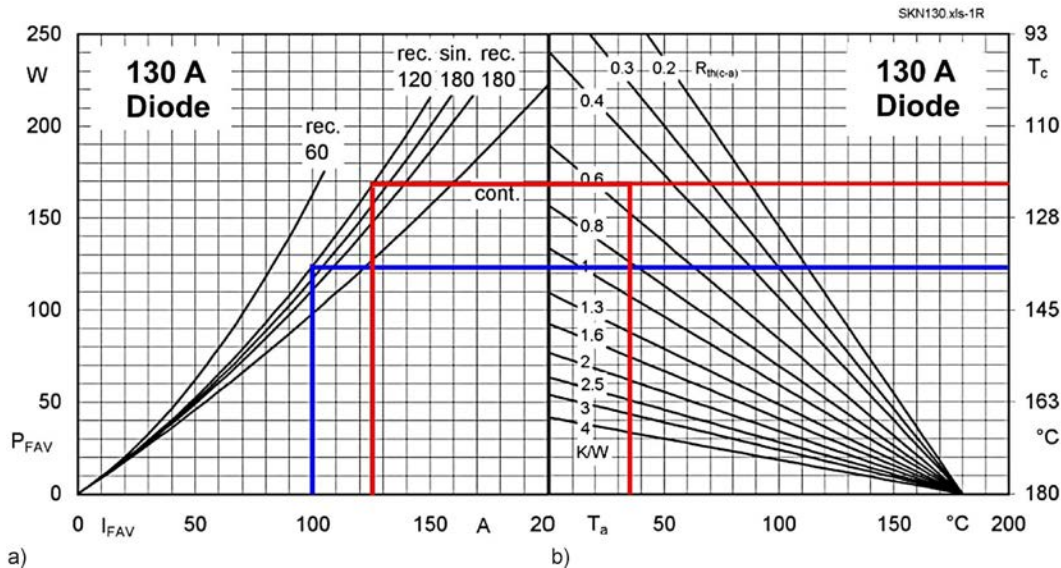


图 4.1.2 a) 功耗  $P_{FAV}$  同电流  $I_{FAV}$  的关系; b) 壳体温度  $T_c$  同环境温度  $T_a$  的关系以及热阻  $R_{th(c-a)}$

#### 4.1.2.2 短期和间歇性负载

为了计算短期和间歇性电流允许的负载，我们必须使用为时间函数的热阻抗曲线，既二极管的热阻抗( $Z_{th(j-c)} + Z_{th(c-s)}$ )和散热器的热阻抗( $Z_{th(s-a)}$ )。把二极管和散热器的热阻抗值相加就可以获得总的瞬态热阻抗 $Z_{th(j-a)}$ 值。

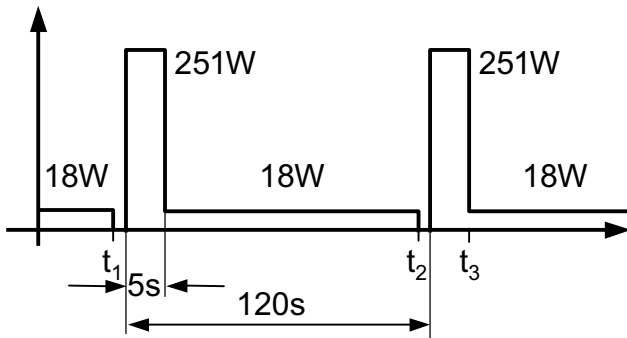


图 4.1.3 功耗  $P_{FAV}$  的时间过程。在时间 $t_1$ 关断和 $t_2$ 开通

我们通过一个例子解释计算脉冲工作时的结层温度：同样一个二极管六脉冲桥式电路，二极管型号为SKN130，散热器为K0.55。它在开通后的5秒中有500A的电流通过，然后电流降低到连续运行的允许值60A。

这是典型的脉冲工作状态，因为在5秒内二极管的温度不会达到最后的稳定温度值。它的工作状态可能是在关断后很快再开通，同样出现持续5秒的大电流。两个开关过程之间的最短时间为2分钟。对60A直流电流每个二极管分到直流电流20A。这产生功耗18W(见图4.1.2a)。对500A电流每个二极管分流167A。对120°方波电流在167A产生的功耗从图4.1.2中无法读取。我们需要使用数据文件(见第3.2.2章节)给出的公式计算：

$$P_{FAV} = V_{F0} \cdot I_{FAV} + r_f \cdot \frac{360^\circ}{120^\circ} \cdot I_{FAV}^2$$

在数据文件中给出了  $V_{F0} = 0.85 \text{ V}$  和  $r_f = 1.3 \text{ m}$ ，所以

$$P_{FAV} = 0,85\text{V} \cdot 167\text{A} + 0,0013\Omega \cdot 3 \cdot 167\text{A}^2 = 251\text{W}$$

在图4.1.3中给出了功耗的图形。对散热器的受热可以通过功耗来确定。当环境温度的最大值为45°C时，计算为：

$$T_s = T_a + R_{th(s-a)} \cdot \left( P_{FAV1} \cdot \frac{t_{p1}}{T} + P_{FAV2} \cdot \frac{t_{p2}}{T} \right)$$

$$T_s = 45^\circ\text{C} + 0,55 \frac{\text{K}}{\text{W}} \cdot \left( 251\text{W} \cdot \frac{5\text{s}}{120\text{s}} + 18\text{W} \cdot \frac{115\text{s}}{120\text{s}} \right) = 60^\circ\text{C}$$

如同在第5.2章节所描述的，我们得到计算最高结层温度  $T_{JM}$  (在时间  $t_3$ ) 的方程式。如果开关关断的时间很短，我们可以附加上18W的功耗，这时脉冲的功耗为251W同18W的叠加值。

$$T_{JM} = T_s + P_{AV1} \cdot R_{th(j-s)} + (P_{AV2} - P_{AV1}) \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( \frac{1 - e^{-\frac{t_{p1}}{\tau_{thv}}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_{thv}}}} \right)$$

为了精确计算，必须考虑热阻抗  $Z_{th(j-a)}$  值和额外热阻抗  $Z_{th(z)}$  相加，考虑到随着工作频率和时间结层温度的起伏脉动。由于在给定的40至60赫兹的工作频率下，额外热阻抗相比总的热阻值是一个很小的数值(在更高的频率它的影响更小，在较低的频率它不能被忽视)，所以往往被省略。所以，在许多功率二极管的数据文件中，没有给出额外热阻抗数据表。但如前所述，对晶闸管的额外热阻抗  $Z_{th(z)}$  在计算中必须考虑。

#### 4.1.2.3 更高频率时的负载

对整流器往往忽略它的开关损耗。在50赫兹的工作频率开关损耗占总损耗的1%到2%，因此在设计时，它被设计容差所覆盖，所以可以被忽略。当工作频率到200赫兹时，在上一节中给出的功耗曲线仍然适用，因为开关损耗的上升和因为较高网络工作频率而带来温度纹波下降，它们部分相抵消。对于更高的频率，降低电流值是必要的。例如，在500赫兹时，必须考虑到开关损耗会增加15%到20%。

#### 4.1.2.4 在10毫秒左右的冲击(浪涌)电流的极限值

二极管必须能承受短时间的短路负载，这时的电流是通过网络电压和阻抗来计算冲击(浪涌)电流的大小。它可用一个没被充电的电容负载来模拟短路情况。图4.1.4给出了在故障(短路)的情况下和各种不同的反向电压下，允许电流  $I_{F(OV)}$  同电流的极限值  $I_{FSM}$  的比值曲线图。通常，人们在短路或者很高过载时提起保险丝或其他保护装置，在短路时，二极管没有反向截止电压 ( $V_R = 0 \cdot V_{RRM}$ )，然后短路电流导致二极管关断。在一些特殊情况下，我们可以限制短路电流，使其在一定的短时间内流过二

极管和其他元器件，但不会给二极管和其他元器件造成损坏，过了这段时间短路现象消失。那么，过载电流就会在二极管的端口产生反向电压 $V_R$ 。根据这一电压升高我们给出三个曲线( $0 \cdot V_{RRM}$ :没有反向截止电压,  $0.5 \cdot V_{RRM}$ : 反向截止电压值时极限值的一半,  $1 \cdot V_{RRM}$ : 最大周期性反向截止电压的峰值)。当然电压 $V_R$ 不允许超过 $V_{RRM}$ 。上面给出的10毫秒值是指10毫秒宽的半正弦形, 间隔时间为20毫秒的连续半正弦波的脉宽时间。

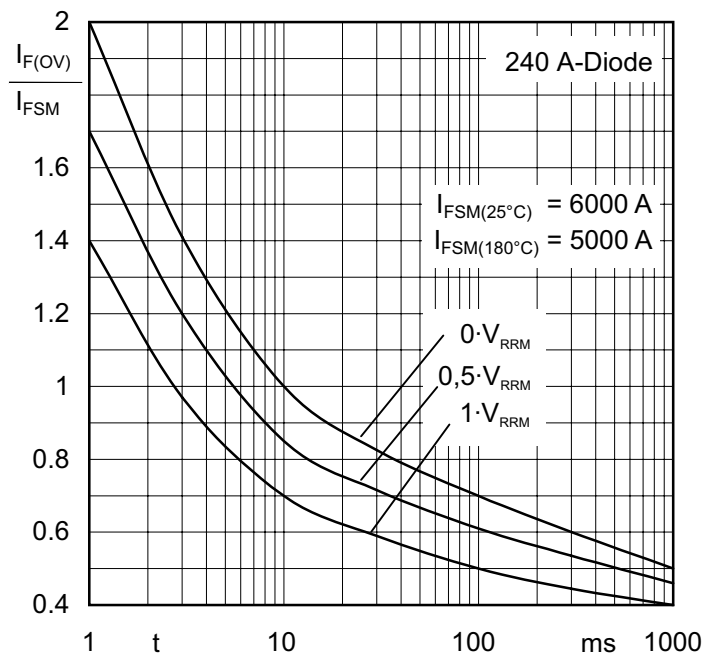


图 4.1.4 在短路时电流 $I_{F(OV)}$ 同电流 $I_{FSM}$ 在不同情况下的时间函数曲线

### 4.1.3 晶闸管

#### 4.1.3.1 连续运行负载

正如上文所述，在持续工作状态时，必须考虑晶闸管结层温度随着工作频率产生的脉动问题。在晶闸管，通过改变电流的相位角度来调节输出电压，对于感性负载使用减弱导通角的矩形脉冲，对欧姆负载使用“切割”过的正弦半波。

晶闸管的 $I_{TAV}$ - $P_{TAV}$ - $R_{th}$ 曲线图(图4.1.5)是同整流二极管(图4.1.2)相似，它们的使用方法也类似。所不同的是，晶闸管散热器热阻 $R_{th(c-a)}$ 是在环境温度 $T_a$ 下，晶闸管热阻和散热器热阻的和，而不是散热器的热阻 $R_{th(j-a)}$ 。此外，在图中右边的计量不是允许的最高温度，因为它同电流导通角有关，所以按每个角度给出不同的曲线。为了计算最大允许温度而需要的热阻 $R_{th(j-c)}$ 可以从特定的图形(图4.1.6)中直接读取。这里 $R_{th(j-c)}$ 是受导通角影响。当热阻值一定大时，就会产生温度的起伏波动，因此，在计算功耗 $P_{TAV}$ 和结层温度 $T_{j(av)}$ 时，必须考虑到。 $R_{th(j-c)(cont.)}$ 是只适用纯直流。下表给出了晶闸管带合适的散热器时，从壳体到外部环境的热阻 $R_{th(c-a)}$ 。当晶闸管控制部分的功耗不可忽略时，计算总功耗时都必须考虑到。

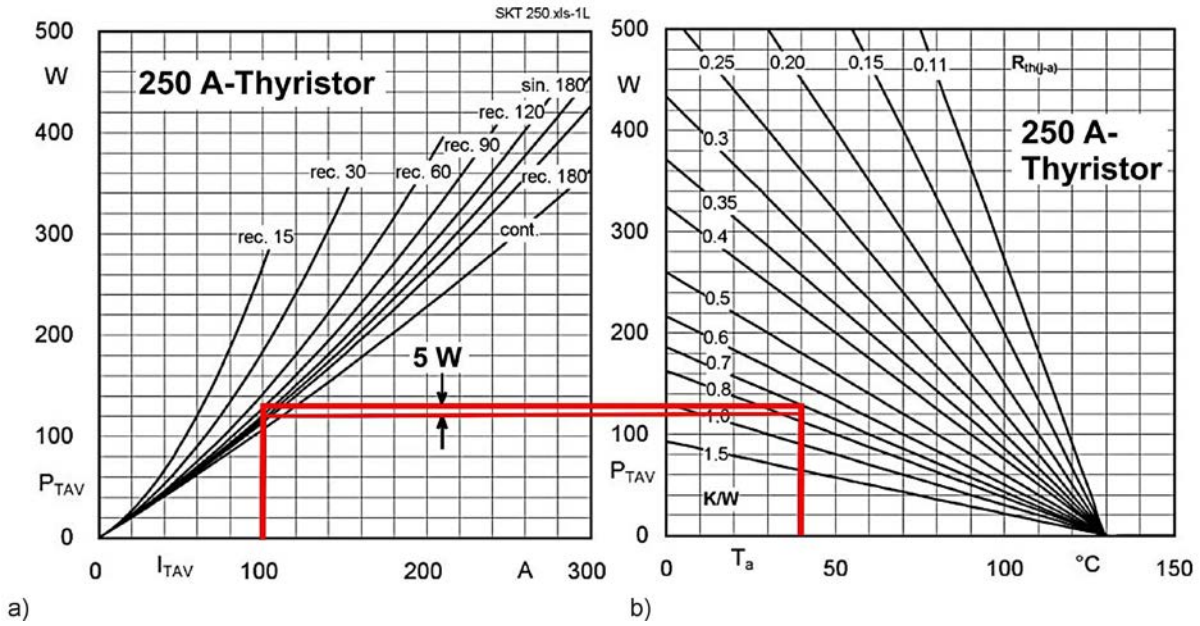


图 4.1.5 a) 在不同导通角时  $P_{TAV}$  同  $I_{TAV}$  的关系。b) 功耗  $P_{TAV}$  同环境温度  $T_a$  和热阻  $R_{th(j-a)}$  的关系。

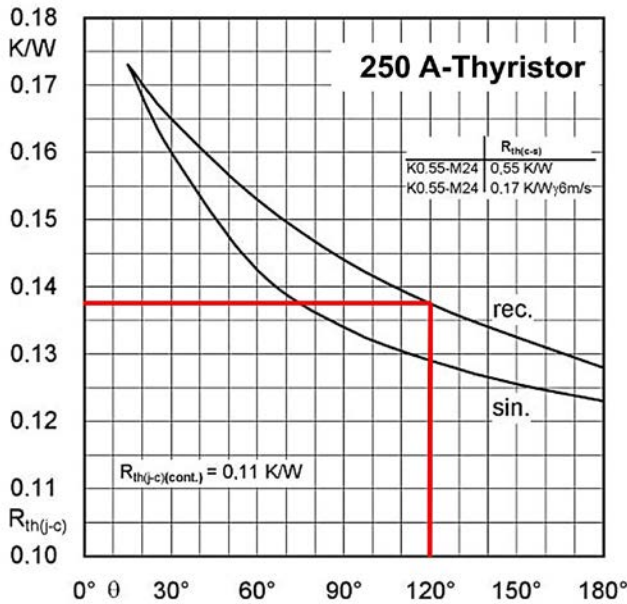


图 4.1.6 热阻  $R_{th(j-c)}$  同正弦半波(sin.)和矩形波(rec.)导通角的关系

下面用一个例子解释图4.1.5的使用。六脉冲桥式电路在负荷时为300A。它是强制空气冷却。在100W功耗时散热器的热阻  $R_{th(s-a)} = 0.5 \text{ K/W}$ 。哪种晶闸管最合适？假设300A的电流值已经包含了足够的安全系数，不必额外再考虑的话，那么每个晶闸管的连续电流的最大值为100A。根据图4.1.5a对矩形电流在导通角 = 120°时，在电流  $I_{TAV} = 100\text{A}$  的情况下，功率损耗预计最大为110W。在这最好加上控制部分的功耗5W。



总共115W的功耗，我们可以在右边的图上找到。在 $T_a=45^\circ\text{C}$ 的环境温度下，总热阻最高为 $R_{th(j-a)}=0.70\text{ K/W}$  (图中红线)。从图4.1.6中得出导通角 $=120^\circ$ 的矩形电流的热阻 $R_{th(j-c)}=0.137\text{ K/W}$ 。另外加上过渡热阻 $R_{th(c-s)}=0.015\text{ K/W}$ 和散热片的热阻 $R_{th(s-a)}=0.5\text{ K/W}$ 。所以总热阻 $R_{th(j-a)}=0.652\text{ K/W}$ ，低于 $0.70\text{K/W}$ 。

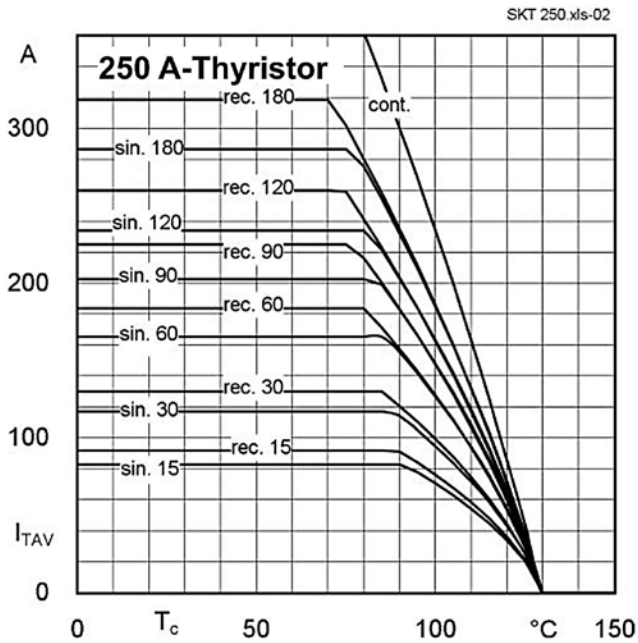


图 4.1.7 电流极限值 $I_{TAV}$ 同外壳温度 $T_c$ 在直流电流(cont.)、正弦(sin.)和矩形脉冲电流(rec.)的关系。相关参数：导通角

插片式晶闸管可以是一面或两面冷却。因此，这些晶闸管的热阻同导通角关系的曲线图(类似图4.1.6)有两组曲线：单面冷却(SSC)和双面冷却(DSS)的曲线组。不同的冷却散热可以用不同的热阻 $R_{th(j-a)}$ 来描述，它可以从热阻曲线图中查到，但是图4.1.5不变。

#### 4.1.3.2 短期和间歇性负载

对于晶闸管短期或间歇性负载，如同整流二极管，必须精确计算(见4.1.2节)。脉冲瞬态热阻抗 $Z_{th(p)}$ 可以用从曲线查出(图4.1.8中的例子)的热阻 $Z_{th}(t)$ 加上列表给出的额外热阻抗 $Z_{th(z)}$ 而得到。另外，额外热阻应考虑工作频率引起的结层温度的脉动起伏。

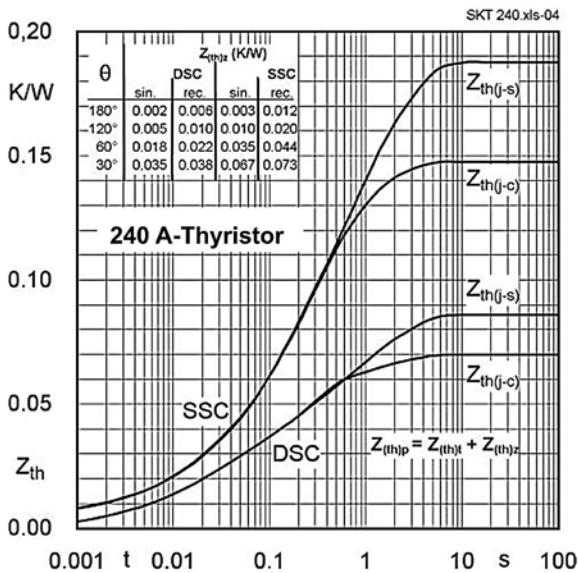


图 4.1.8 单面冷却(SSC)和双面冷却(DSC)的晶闸管的热阻抗 $Z_{th}$

#### 4.1.3.3 在10毫秒左右的冲击(浪涌)电流的极限值

晶闸管同二极管相同(见第4.1.2.4章节)。还有一点必须指出的,当冲击电流出现会使晶闸管产生很高的结层温度,这时的晶闸管会暂时失去可控性。它就像一个整流二极管,即在正向电压下,立即进入导通状态。

#### 4.1.3.4 临界的电流和电压变化梯度

晶闸管除了单纯的热力学测量外,还必须注意遵守临界电流上升率 $(di/dt)_{cr}$ 和临界的电压上升率 $(dv/dt)_{cr}$ 。在大多数情况下,并联在晶闸管的RC网络会产生相当大的 $di/dt$ 变量。因此,必须保证由其他电路产生的电流上升速率远低于临界值。对于整流器,通过相对选择较小的RC元件,已经使电压上升率降到非常低的水平,但这对于晶闸管仍然无法承受,这对于变流器和变流开关是同样适用。对于逆变器,特别是四相限电流转换器,在一个晶闸管被触发时,出现电压击穿,所以就会使在另一分支的晶闸管出现很陡的正向电压峰值。它不会被RC电路滤除,因为在正向电阻是感性负载。对这类场合,必须使用高临界电压变化梯度(1000 V/ $\mu$ s)的晶闸管。

### 4.1.3.5 激发特性

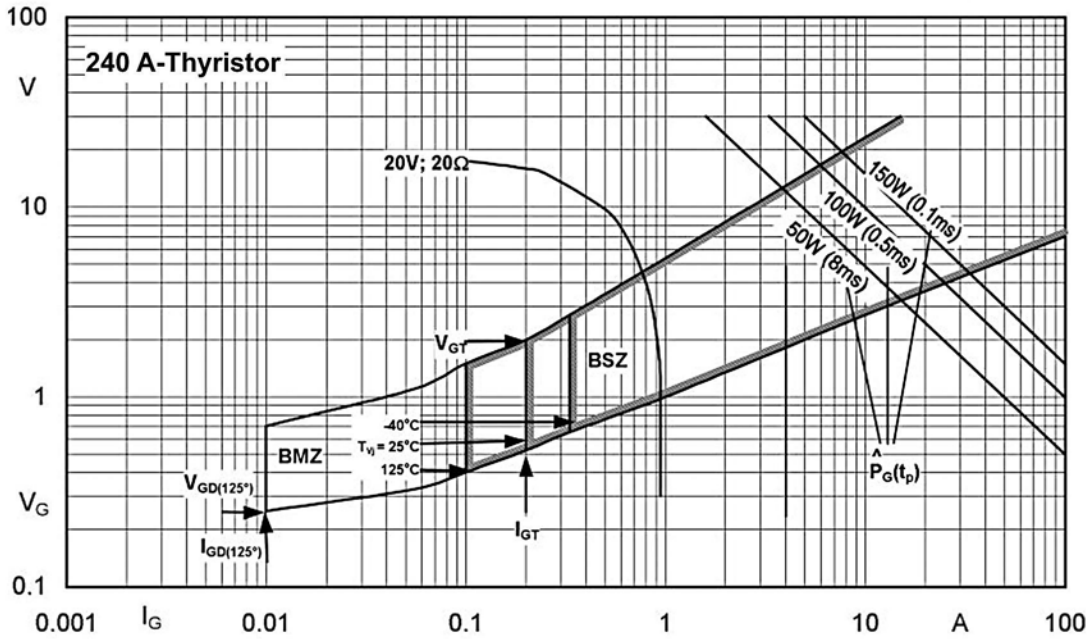


图 4.1.9 在不同的结层温度 $T_J$ 下控制电压作为控制电流 $I_G$ 的函数在可能触发(BMZ)和安全触发(BSZ)区域  
图4.1.9给出由晶闸管控制端口和集电极端口之间的电压电流曲线包围的范围。激发脉冲必须是在安全激发区(BSZ)中，对给定的不同脉宽值 $t_p$ ，它的功率不得超过允许的功率 $P_{GM}$ 值。此外，还给出了在 $-40^\circ\text{C}$ ， $+25^\circ\text{C}$ 和允许的最高结层温度时的激发电流和激发电压，以及在允许的最高控制功耗 $P_{GM}$ 时，脉宽为0.1毫秒，0.5毫秒和8毫秒的激发脉冲。

在实际应用中激发电流应尽可能的接近给出的 $I_{GT}$ 值，这样可以保证在低温下也安全激发，当然 $P_{GM}$ 值是无论如何不可超过的。此外，激发脉冲电流应有尽可能陡的上升前沿，我们建议使用5倍的 $I_{GT}$ 值和至少 $1\text{ A}/\mu\text{s}$ 的上升率。当激发脉冲低于这些值时，临界电流上升率 $(di/dt)_{cr}$ 下降的很快！

激发脉冲的宽度取决于主电路的负载。对欧姆负载，一个宽度时间至少10微秒的短小脉冲就足够激发，使主电路回路的电流迅速上升。对于感性负载，电流增加缓慢。但是，在晶闸管旁通常有一个并联的RC电路，它的放电电流帮助了晶闸管的激发。如果不是这种情况，那就必须使用更宽的激发脉冲或更好的脉冲串。更详细的对激发电路的讨论和建议在第4.3章节中。

### 4.1.4 晶闸管-二极管模块

第4.1.1章节(反向电压)，第4.1.2章节(整流二极管)和第4.1.3章节(SCR)的描述对晶闸管-二极管模块(SEMIPACK®元件)同样适用。几乎所有的目录中包含的数据和曲线对晶闸管或整流二极管都适用。它们的差异只是在所需要的散热器上，因为不同于单个元器件，它们至少是两个晶闸管和/或二极管被集成在一个壳体中，通常很多模块有更多的元器件，四个，六个甚至更多，它们都被装配在一个共同的散热器上。为确定所需散热器我们给出以下两个例子来解释。

例1，交流电源控制器

一个SEMIPACK SKKT 72能作为交流电压控制器，在全控制时能提供120A的电流。计算如下， $I_{TAV} = 120A \times \sqrt{2}/\pi = 52A$ ，每个晶闸管分流52A。加上至少10%(=60A)安全系数。从图4.1.10 (红色线)对 $I_{TAV} = 60A$ 得到晶闸管的功率损耗为 $P_{TAV} = 85W$ (半正弦波180°)。对于假设的最高环境温度 $T_a = 40^\circ C$ 和允许结层温度为 $125^\circ C$ 得出最大允许的热阻 $R_{th(j-a)} = (125^\circ C - 40^\circ C) / 85 W = 1.0 K/W$ 。

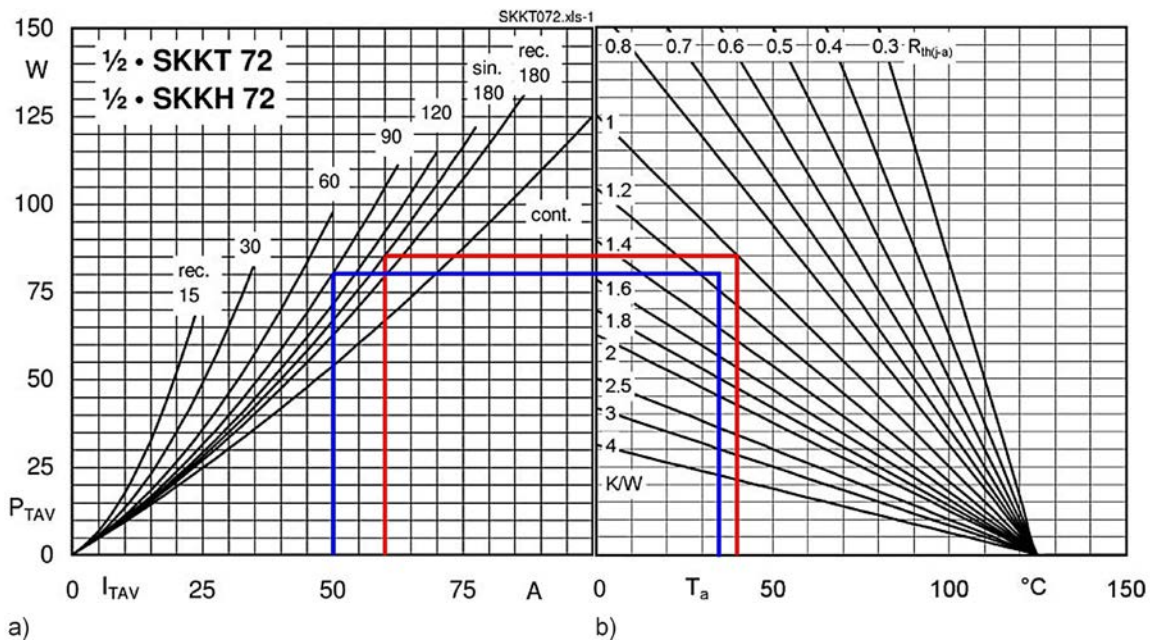


图 4.1.10 a)  $P_{TAV}$ 同半正弦波(sin. 180)，纯直流(cont.)和矩形方波(rec.15到180)的 $I_{TAV}$ 的关系， b) 在不同的 $R_{th(j-a)}$ 下， $P_{TAV}$ 同环境温度 $T_a$ 的关系，所有数据仅适用于晶闸管

根据数据文件晶闸管在正弦电流和  $= 180^\circ$ 时热阻为  $R_{th(j-s)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} = 0.37 K/W + 0.20 K/W = 0.57 K/W$ 。对散热片每个晶闸管为 $R_{th(s-a)} = 1.0 K/W - 0.57 K/W = 0.43 K/W$ 。对于2个晶闸管热阻就减半为 $0.215K/W$ 。所以需要安装一个安装在散热器上的SEMIPACK ( $n = 1$ )以及 $P_{tot} = 2 \cdot 85 W = 170 W$ 并有热阻 $\leq 0.215 K/W$ 。即使它的热阻 $R_{th(s-a)}$ 很小，但SEMIPACK同整流桥一样，是一个热源(见第5.3.2.1热源数)，即使它包含多个二极管或晶闸管。每个元器件那么紧密排列在壳体中，我们不能把热损耗按照平均分摊到整个散热器上来考虑。

例2，全控制六脉冲桥式电路

三个SKKT72在B6C电路中，当导通角为 $90^\circ$ 时提供135A的电流。每个晶闸管45A。为了更安全我们选取50A。从图4.1.10(蓝线)中得出在50 A，导通角  $= 90^\circ$ 的矩形电流的 $P_{TAV} = 80 W$ 。在环境温度 $T_a = 35^\circ C$ 时，晶闸管所必需的热阻 $R_{th(j-a)} = 1.15 K/W$ 。其中还应扣除 $R_{th} = 0.41^\circ K/W$ 和 $R_{th(c-s)} = 0.2 K/W$ 。所以，剩下的散热器热阻 $R_{th(s-a)} = (1.15 - 0.41 - 0.20) / 6 = 0.09 K/W$ 。适用的元器件是有一个散热片、 $n = 3$ 个热源并有热阻 $R_{th(s-a)} = 0.09 K/W$ 元件，这在强制空气冷却下很容易完成。可考虑带一个风扇的P3/300 F，它能达到120立方米/小时空气流量。

### 4.1.5 桥式整流器

桥式整流器中的整流桥是指所有分支的整流电路的元器件都被集成在一个壳体中。它的使用范围从几个安培到几百安培。

除了少数例外情况，整流桥的散热是通过底板或把DCB板固定在散热板或散热器上解决的。所需的散热器的热阻 $R_{th(s-a)}$ 加上热阻 $R_{th(c-s)}$ 作为热阻参数 $R_{th(c-a)}$ ，它如图4.1.11。当给出输出电流 $I_D$ 和特定的环境温度 $T_a$ 时，此值可通过图4.1.11直接确定。图4.1.11a给出了一个整流桥的总功率损耗 $P_{Vtot}$ （平均值）同输出直流电流 $I_D$ 的关系。在数据文件给出的最大电容 $C_{max}$ 情况下，曲线R是电阻负载，L为感性负载和C为容性负载曲线。这个过程同在第4.1.2.1章节描述的功率二极管相同，只是所有的曲线值仅适用整个整流器。

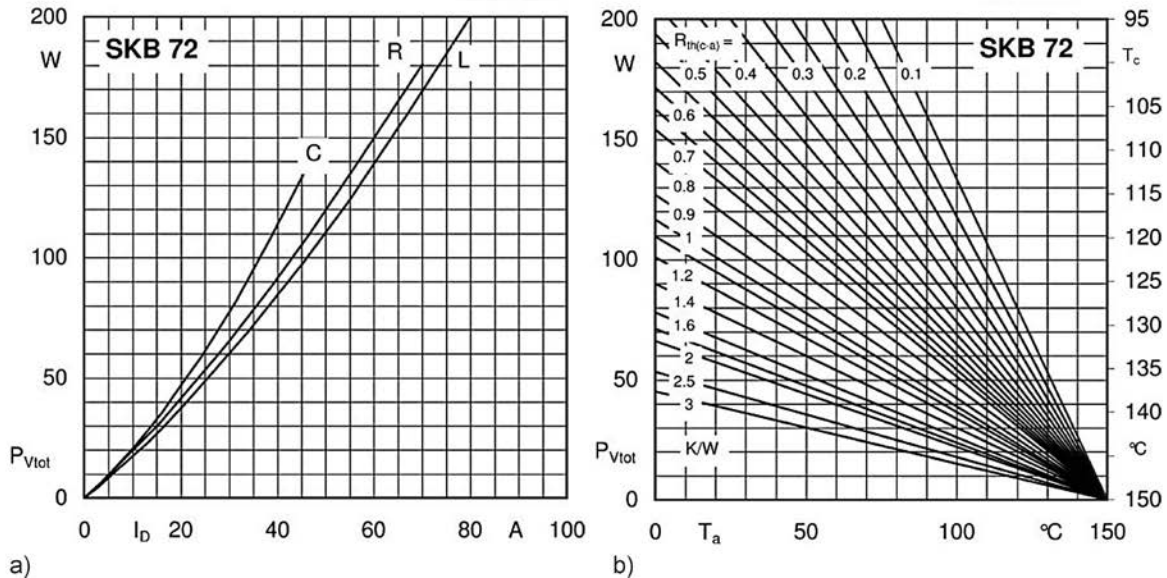


图 4.1.11 a) 在不同负载时，硅整流桥的功耗 $P_V$ 同输出电流 $I_D$ 的关系; b) 对不同的热阻 $R_{th(c-a)}$ 壳体温度 $T_c$ 同环境温度 $T_a$ 的关系

在左边垂直刻度是功率损耗 $P_{Vtot}$ ，右边垂直刻度是允许的壳体温度 $T_c$ 。为了保险我们建议使用选择直流电流  $I_N = 0.8 \cdot I_D$ 。

### 4.1.6 SemiSel软件

软件的使用条件将在第5.2.3章节中解释描述。SemiSel软件使用了第4.1.2章节中的公式计算二极管和晶闸管的功率损耗。元器件的正向导通特性曲线用近似直线代替。对整流装置中的元器件的特性计算，给出了从1倍额定电流到3倍额定电流的不同结果值。不同于IGBT的是，在整流桥中的二极管和晶闸管的DC额定电流( $I_{TAV}/I_{FAV}$ )被提高许多，这样在这个区域范围模拟出一些有趣的结果。对于计算我们建议采用最大值。其结果就是元器件的平均功耗(用下标“T”表示晶闸管)。

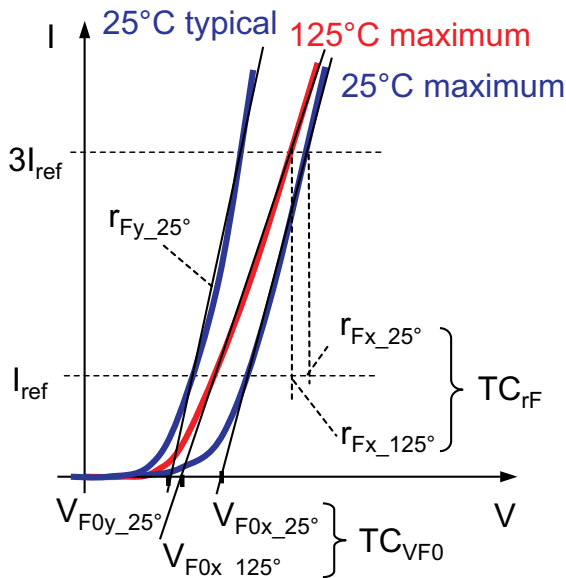


图 4.1.12 用直线模拟的导通特性曲线图，典型值曲线 (y) 和最大值曲线 (x)

当给出整流电路的输出电流( $I_{out}$ ，见图4.1.13)，软件程序能自动换算到每个元器件上。通常情况下，软件假定整流器为理想元器件，输出电流很平滑，但这些都提高电流的有效值或波形系数。波形系数是指元器件的电流形式，它被用来计算功耗，受温度的影响，所以软件将反复迭代模拟实际损失的功耗，并考虑到自身发热。

circuit parameter			
input voltage	$V_{in}$	400	V
output current	$I_{out\ av}$	200	A
	$I_{out\ rms}$	200	A
form factor of device current $F_I$		1.7321	
input frequency	$f_{in}$	50	Hz
overload parameter			
overload factor		1.5	
duration		10	s
user defined load cycle		<input type="checkbox"/>	

图 4.1.13 使用SemiSel计算整流桥的例子

利用热阻可以计算结层温度  $T_j$ :

$$T_j = P_{FAV} \cdot R_{th(j-s)} + R_{th(s-a)} \cdot \sum_n P_n + T_a$$

在此， $P_n$ 是在一个共同的散热片上某一元件的损耗。电网频率产生的温度波动不被计算在内。这是对二极管整流器，在保留了一定的安全富裕量，考虑到在结层温度 $T = T_{j(max)} - 10K$ 时的结果。对于晶闸管电路，它的脉宽很短但脉冲幅度很大，应该额外考虑到，无论如何不能超过温度 $T_{j(max)}$ 值。

另外令人感兴趣的是计算在一定时间内，发生过流(相对额定电流值)时的功耗和最高温度。当然，负载提高会带来功耗的增加，也就会产生更高的结层温度。在计算时只是根据情况用热阻抗代替热阻:

$$T_j(t) = P_v(t) \cdot Z_{th(j-s)}(t) + Z_{th(s-a)}(t) \cdot \sum_n P_{v\_n}(t) + T_a$$







软件程序先把过载脉冲按照时间分成许多离散点的值，第二步就是用迭代法，从时间t为0时开始，逐次计算温度，直到n次，形成完整的温度曲线。温度是随着时间而变化的。对于更复杂的加载条件，也可以按照负载周期(用户定义的负载周期)，用表格的方式给出。

AC/DC Converter

Voltage range

minimum voltage	1000	V
recommended voltage	1400	V

Select your package and device  Add former generation

					
<input checked="" type="radio"/> SEMIPACK	<input type="radio"/> single rectifiers	<input type="radio"/> SEMIPONT	<input type="radio"/> MiniSKiiP	<input type="radio"/> SEMITOP	<input type="radio"/> SEMIX
SKKD162	SKN400	SKD210	SKiiP39ANB16V1	SK95D	SEMIX302KD16s

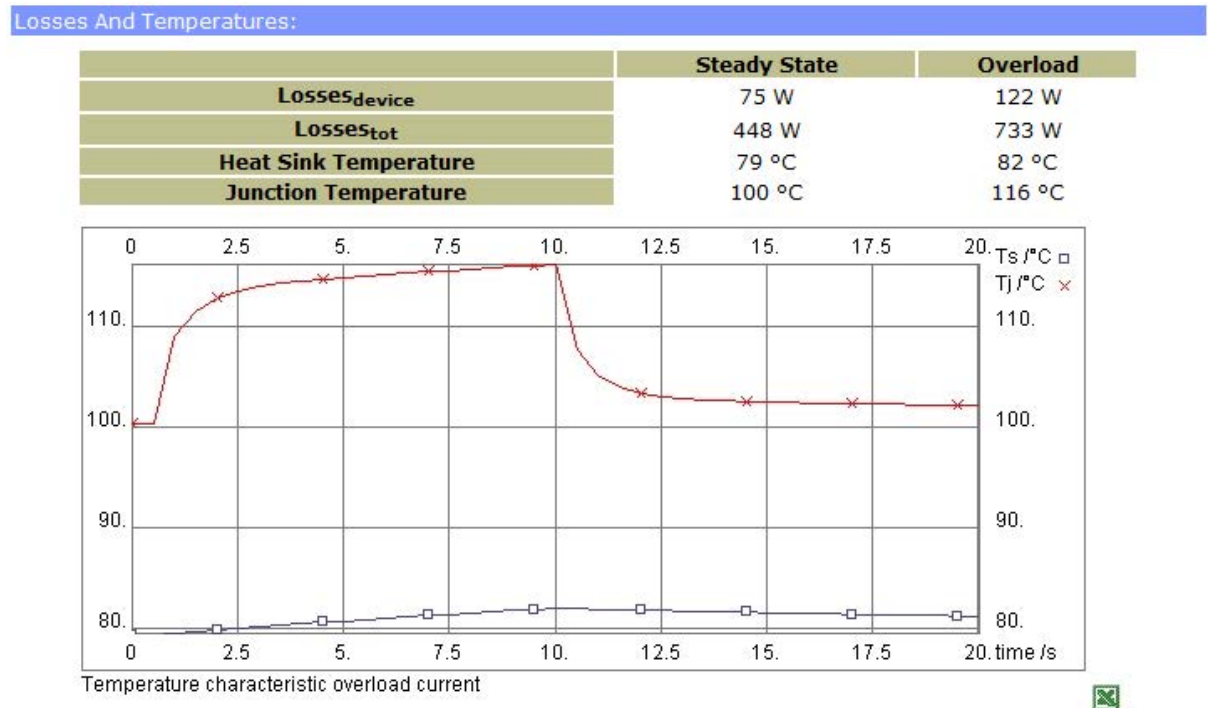
Select the calculation range

use typical values

use maximum values

图片 4.1.14 各种不同外形和电流等级的元器件 (过滤器：电压等级)

经过选择一个合适的元件和散热器及冷却条件，用户就可得出每个元件的损耗和所有安装在散热片上元件的总损耗，以及芯片和散热片的温度。



Evaluation:

This configuration works fine.

图 4.1.15 功率损耗和温度的计算结果



## 4.2 整流元件的散热

本节将讨论由整流元器件的散热冷却问题。这首先涉及孤立的分立元件。对于整流模块带强制空气冷却或水冷却，可比照第5.3章节中讨论的IGBT模块冷却问题。

### 4.2.1 小功率器件的散热

在小功率半导体器件，特别是那些直接焊接在电路板上的元件类型，它们的散热一般是通过壳体表面积和连接线就足够了。小功率器件数据文件上给出的从结层到外部环境的热阻 $R_{th(j-a)}$ 必须满足一个条件，就是焊接元件的金属导板应该2到3毫米宽，并在整个表面积上镀锡。对用导线连接的元件，它同电路板有3至25毫米的安装间距。热阻 $R_{th}$ 随着电线长度的增加而增加。但另一方面，通过使用更宽的导线以及表面全部镀锡，可使热阻 $R_{th}$ 减少25%至30%。在这种情况下，元件应该贴紧连接在导通板上。

长方形的塑料外壳的小功率半导体器件通常有一个冷却板或金属箱。在它的文件数据中给出了在这种散热条件下的最大电流负载。有时也会给出从结层到某一个端口参照点r的热电阻 $R_{th(j-r)}$ 。这样，我们可以在运行时测量r点的温度 $T_r$ ，通过检查这个温度以及在元件中转换功率消耗P，运用公式 $T_j - T_r = P \cdot R_{th(j-r)}$ ，就可得出结层温度 $T_j$ 是否超过最大允许值。我们也可以用在第4.2.2章节计算出的散热铜片，把单个或两个端口焊接上散热片(必须保证隔离绝缘)，从而达到特别有效的散热，当然它通常是用金属部件才行。最后还有一些小功率器件，有固定安装支架或金属片(如TO220)，它同一个连接端口相连或与内部绝缘。对这样元件在它的文件数据上给出从结层到“外壳”的热阻 $R_{th(j-c)}$ ，“外壳”这里就是指这种安装支架或金属片。这种元件如同金属外壳的元件，通常被安装在散热片、散热器或强制制冷的金属片上(见第4.2.2章节至第4.2.4章节)。

### 4.2.2 散热片

较小的功率半导体(在15A电流以下)可以通过安装散热片，把功耗产生的热量散发掉。当元件的连接端口同金属外壳相连，散热片的安装必须注意隔离绝缘问题。但如果元件的端口同金属外壳没有相连(如带金属基板或的安装板的塑料外壳)，散热片可以作成外壳的一部分。图4.2.1和图4.2.2给出了不同种材料和厚度制成散热片的热阻。数据给出的前提条件是该冷却片是由裸金属和在大约正方形(两个边长的比例不得低于2:3)的情况下，该元件作为一个点源在散热板的中间，元件的表面积相对散热片的表面积非常小。在图4.2.2a中已经考虑到由于形状的偏差所带来的误差。当只是通过空气流通来达到散热时，散热片的安装位置起的作用不大，一般原理为垂直安装散热片的热阻 $R_{th}$ 要低，水平安装的散热片阻碍空气流动，因此它的热阻就高。当散热片表面被涂成黑色，这样加大了散热片的热辐射，从而使散热片热阻减少了约15%。

为了了解元件的最大允许功耗P，我们把散热片的热阻 $R_{th(s-a)}$ 同从元件到散热片的热阻 $R_{th(c-s)}$ 以及元件内部热阻 $R_{th(j-c)}$ 相加，然后：



$$P = \frac{T_{vj} - T_a}{R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(s-a)}}$$

其中:  $T_{vj}$  是最大允许结层温度,  
 $T_a$  是散热片最大温度的期望值。

这个结果的前提是, 散热片没有连接其他的发热元件(如果有则功耗P要升高), 而且散热片不会被附近的热源热辐射。

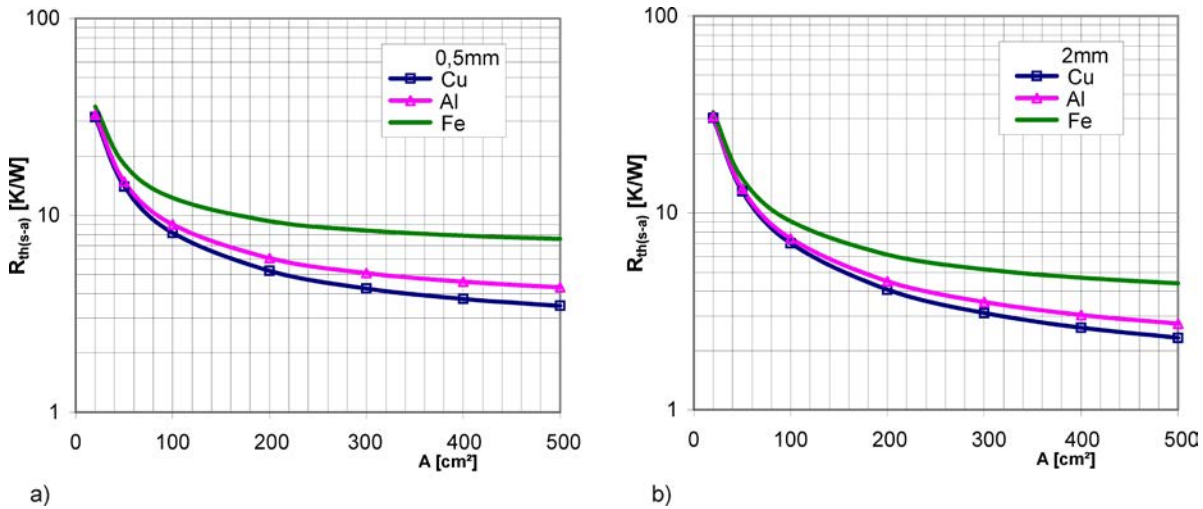


图 4.2.1 铁(Fe), 铝(Al)和铜(Cu)的热阻 $R_{th(s-a)}$  a) 厚度0.5mm ; b) 厚度2mm。测试条件: 空气冷却, 温差 $T_{(s-a)}$ 为40K

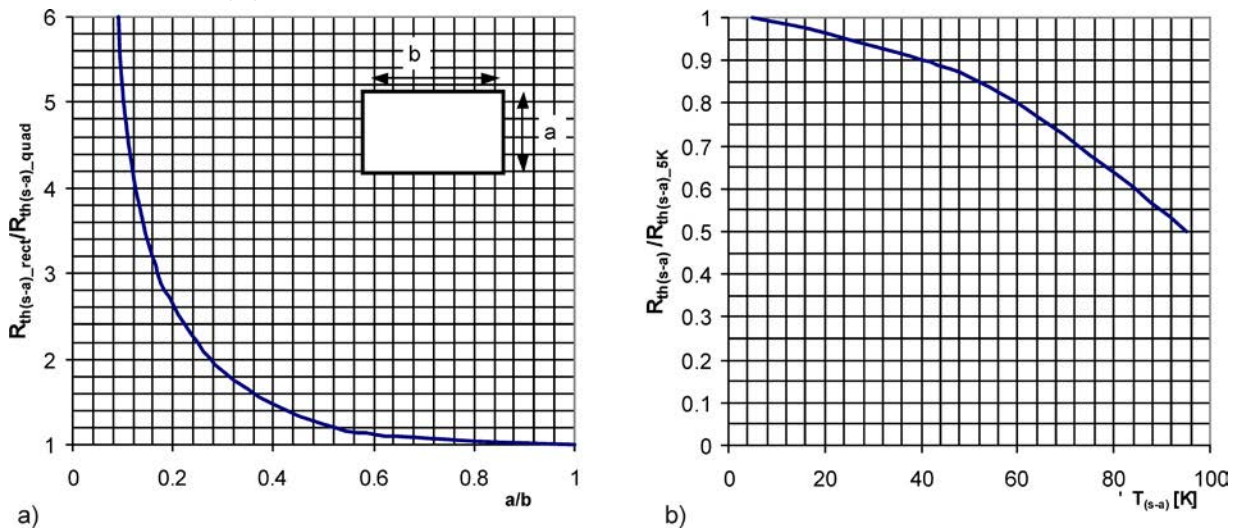


图 4.2.2 a) 热阻 $R_{th(s-a)}$ 随双边比例 $a/b$ 的变化曲线; b) 热阻 $R_{th(s-a)}$ 同散热片温度( $T_s$ )与空气温度( $T_a$ )的温差的关系,  $T_s - T_a = 5\text{ K}$ 为基础值1。

图4.2.2b给出了散热器热阻受散热片与空气的温差的影响。随着温差加大, 散热片散热效果越好, 也就是说散热器的热阻 $R_{th(s-a)}$ 越低。

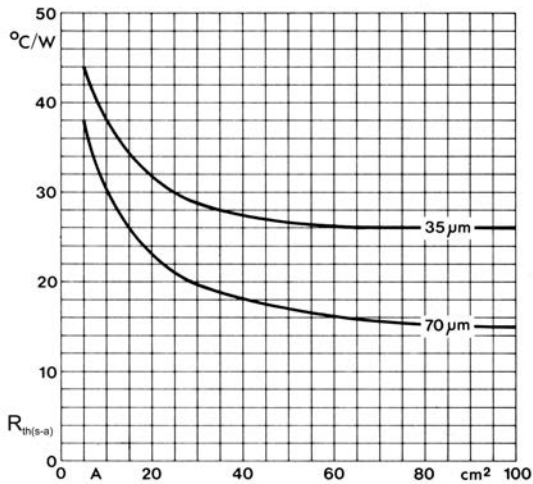


图 4.2.3 1.5mm宽35 μm 和 70 μm厚的铜质电路板的热阻 $R_{th(s-a)}$ 同面积的关系

一个散热片的特殊形式是印刷电路板的铜层。当它的面积和厚度足够大时，散热效果很可观。图4.2.3给出了铜质印刷电路板的热阻同面积的关系，条件为长方形和较小的空气温差，它完全适用自然空气流的散热冷却。使用风扇可以显著提高冷却效果。但因为很多未知因素我们无法给出影响的数据曲线。我们只能通过实际工作中的测试得到给定散热片热阻的准确数据。

图4.2.1到图4.2.3的曲线是在元件面积(近似点状)小于散热片面积的前提下给出的，但很多元件有相对较大的表面积。当我们使用导电膏来装配散热片，这样不但会使过渡层的热阻 $R_{th(c-s)}$ 减小，而且同样还会使散热片的热阻 $R_{th}$ 变小。但当散热片的厚度相对较薄，导致热传导到散热片外边缘效率低下。当较大接触面积的元件可以改善热传导的效率，这种影响见图4.2.4。

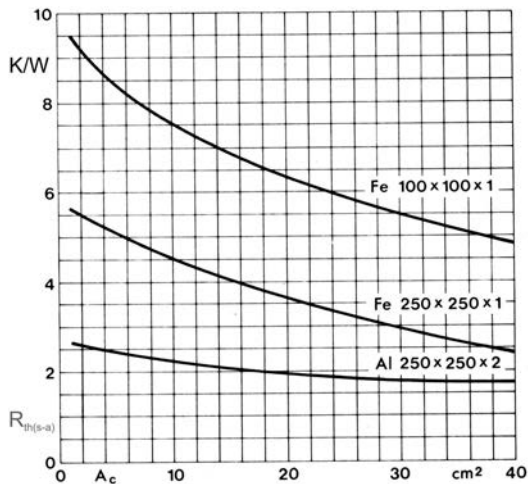


图 4.2.4 给定材料和尺寸散热片的热阻 $R_{th(s-a)}$ 同元件表面积 $A_c$ 的关系

### 4.2.3 散热器

对大功率半导体器件(15A以上)工作在全额负载时,仅靠散热片冷却是不够的。在这里我们使用铝制(很少用铜质)的,带排状散热片的散热器(图4.2.5),它排型散热片增加了热对流和热辐射的面积,提高了热流扩散的效果。

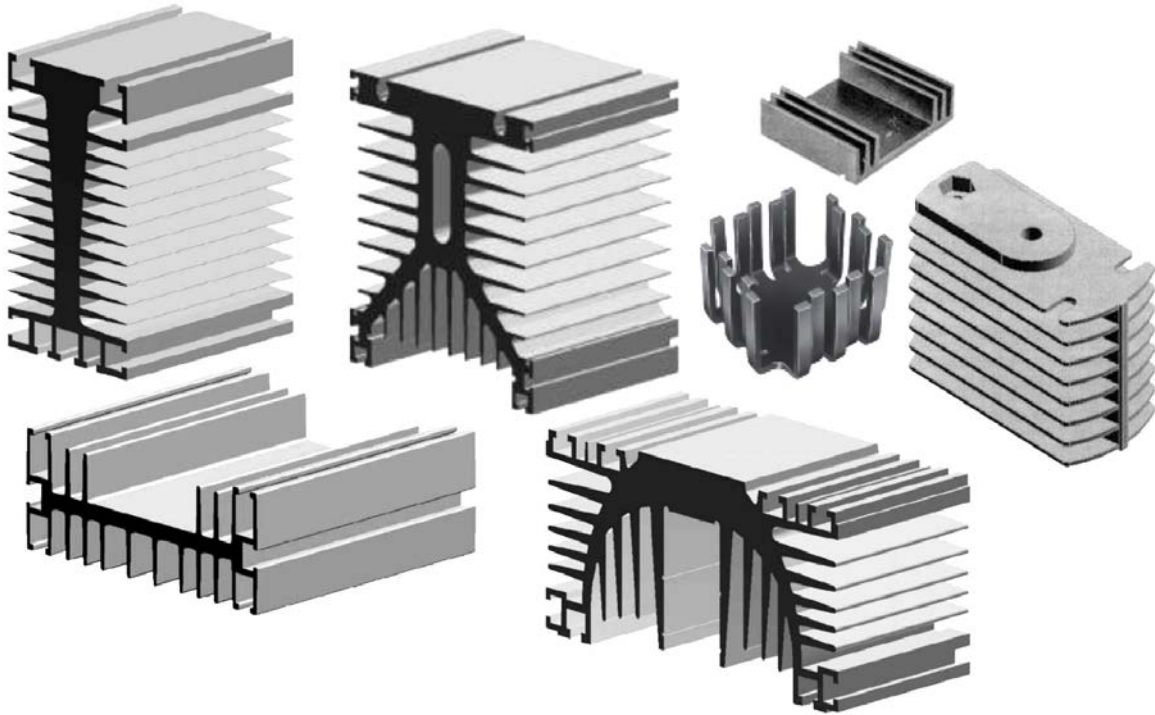


图 4.2.5 功率半导体元件和模块使用的散热器

这些散热器适用于空气自然对流冷却(功耗产生的热通过空气自然通风,热空气上升而带走热量)和增强(强制)空气冷却(风扇冷却),有些还是优化设计的。热传导蔓延对散热器的效率有很大的影响。因此,它根部厚度的优化和排型翅片数量,以及高度和厚度的比值等都有很重要的意义:

- 散热器的根部是没有排型翅片,功率元件就安装在他的表面。
- 散热器的排型翅片是使热量通过辐射和对流释放到周围的环境中。

尽可能地扩大表面积对于对流散热有重要的意义,要使热流量尽可能加大,保证使热流速度和热传导系数不会降低。平行排列的散热面阻碍了热辐射,这些表面对于辐射散热几乎无效,所以对辐射散热设备使用的是星型或放射形的散热片排列。

散热器的热阻不是一个固定值。空气冷却散热器的散热效果和散热功率取决于散热片同周围环境的温差。随着功耗的增加,散热片的温度上升,即有效散热面积被扩大(图4.2.6)。当我们因为位置原因,把几个散热器叠加安装在一起,那我们就可以观察到,上面的散热器散发的热量比下面散热器的多(见第5.3.7章节热串联)。在强制空气冷却时,空气流受到散热器热流交换变热幅度不大(空气流动速度快),所以,可以使用多个散热器叠加来加大散热效果。应该指出的是,这样会增加流动阻力,从而降低风扇的送风量。

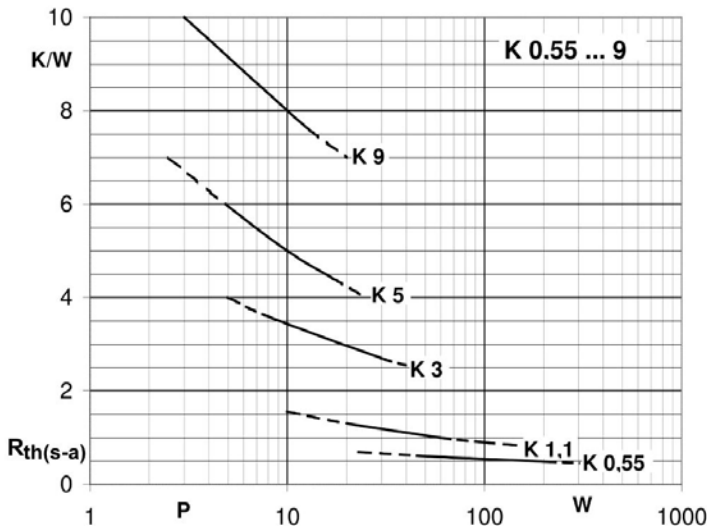


图 4.2.6 散热器热阻 $R_{th(s-a)}$ 同散热功率的关系

如果半导体元件的外壳与元件的电气端口相连接，就造成散热器是电路中导体。它安装时必须绝缘，而且必须保证良好的电气接触。为此，我们把半导体元件同铝制散热器之间垫上镀镍铜片，它保证了良好的电气连接。如果使用散热器本身为连接导体，我们必须要在铝表面镀镍或防止接触腐蚀钝化处理。当然，在组装前必须去除铝表面的氧化铝层。

除了浇铸制成的散热器外，还有使用合金AlMgSi材料挤压成型的功率半导体散热器。不但有制作技术方面的优势，而且可以把它制成一个长条，根据热阻和散热要求，任意切割成不同的长度。图 4.2.7显示了这种散热长条的热阻 $R_{th}$ 同长度的关系，当然，热源是安置在散热器的中心点上。在一个较长的散热器上可以装置多个半导体器件。对于没有绝缘元件，可以通过给定的电路确定它们是否在同一电位上，同样电位的元件可以共同使用一个散热器，例如，在桥型整流器的直流输出的阴极和DC的正极(+DC)。

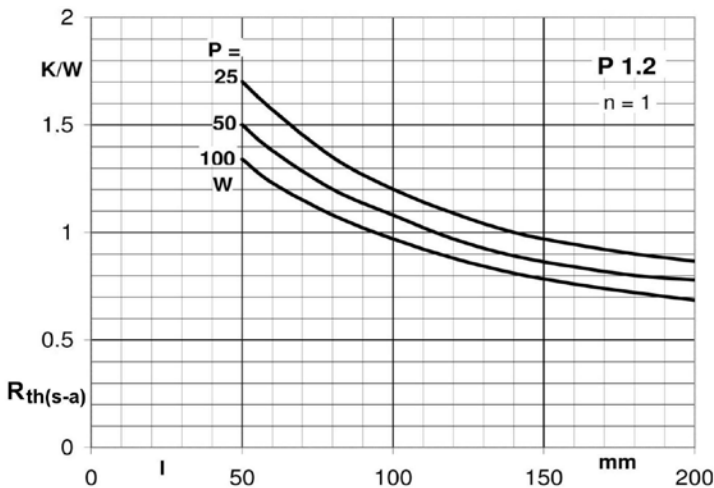


图 4.2.7 长条散热器P1,2的热阻 $R_{th(s-a)}$ 在不同的功耗P时同长度的关系

为了确定装配多个元件的散热器的热阻，我们可以把散热器分成几块来确定每块的热阻。如果元件是均匀地装配在整个长度上，因为它的热分布均匀，它的热阻 $R_{th(s-a)}$ 比相对集中装配元件的热阻

低。而集中装配元件的散热器产生的功耗值，被看成是单一热源产生的。我们给出一个例子，见图 4.2.7，两个 50W 的元件装在 200mm 长散热器上：

$$R_{th(s-a)} = \frac{R_{th(s-a)}(100\text{ mm}, 50\text{ W})}{2} = \frac{1,1\text{ K/W}}{2} = 0,55\text{ K/W}$$

但当一个 100W 的元件装配在 200 毫米散热器上时，它的热阻为  $R_{th(s-a)} = 0.7\text{ K/W}$ 。这种效应在较长的散热器和强制空气冷却时尤其明显。在许多散热器的数据文件中有曲线表，它给出了热阻  $R_{th(s-a)}$  同散热器长度和  $n$  个装配在散热器上元件的功耗的关系。

插片元件可以通过双面连接散热器能达到热阻  $R_{th(j-s)}$  减半的结果。当两个散热器夹紧插片元件时，至少应有一个散热器是活动的，这样可以保证有一个均匀的压力把散热器同元件表面压紧在一起(图 4.2.8)。有关详细信息见第 6.4 章节的安装说明。

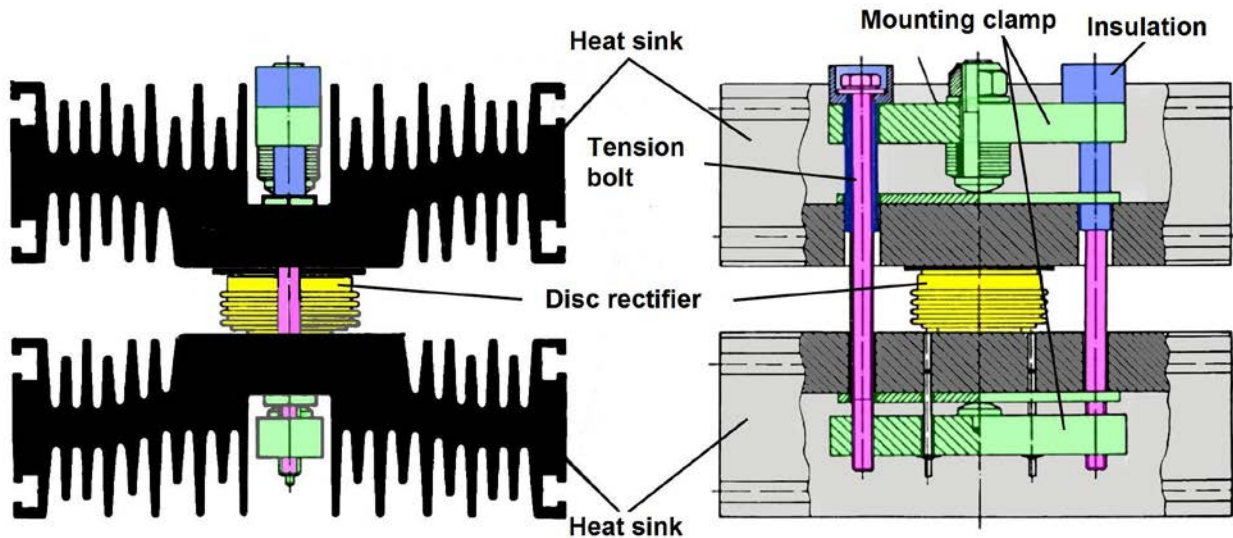


图 4.2.8 插片元件的双面冷却器

#### 4.2.4 强制空气冷却

对更高的功耗元件(超过 50W)时，往往使用强制空气冷却，用一个风扇对散热器鼓风。这时在实际应用上，根据鼓风不同的空气量和元件不同的功耗，散热器的热阻可以降低到三分之一或五分之一。在强制冷却时，通过涂黑不会改善散热效果。它的热阻  $R_{th(s-a)}$  主要受到单位时间内通过散热器的空气量  $V_{air}/t$  的影响，也就是说，它主要受空气流速  $v_{air}$  的影响(图 4.2.9)。

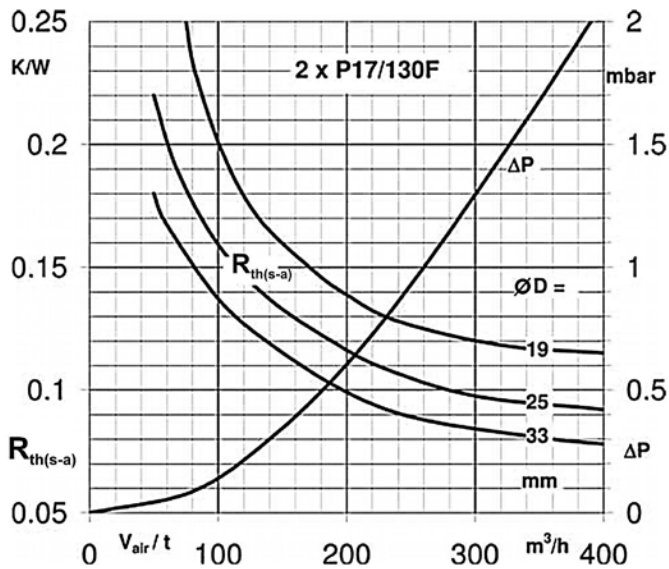


图 4.2.9 插件元件130mm长双面P17散热器的热阻 $R_{th(s-a)}$ 以及空气流入和流出的压差 $\Delta P$ 同空气流量 $V_{air}/t$ 的关系， $\varnothing D$ 是插件元件的直径

冷却空气的平均流速乘以截面积就是单位时间内流入的冷却风量：

$$V_{air} \cdot A = \frac{V_{air}}{t} \left[ \frac{m^3}{h} \right]$$

我们假设空气是平行流动的。实际上在散热片之间通常会有湍流。它对散热是有利的，因为它能改善散热器同空气的换热。但我们无法精确测量在有湍流时的风速，所以给出它的大小是没有多大用处。为了确定在给定的风扇和冷却器组的热阻 $R_{th}$ ，首先要画出单独冷却器压差 $p$ 随空气流速 $V_{air}/t$ 的曲线图(图4.2.9)，然后再组合成一个整体的曲线，其他更多的压力下降，例如通过一个过滤器，也必须要考虑到。在同一张图中我们再画上风机的曲线。两者相交点就是压力差和空气流量，这将在设计时被考虑设置(图4.2.10)的工作点。相应的热阻 $R_{th(s-a)}$ 可以从散热器的曲线图中读出。

如果多个元件装配在一个共同的冷却器(散热片)上，我们可以通过分成 $n$ 个部分，分别单独计算热阻 $R_{th}$ ，如上所述，用风扇曲线同冷却器曲线相交的办法(图4.2.10)然后再整合出所有元件的总功耗和整个冷却器的热阻。



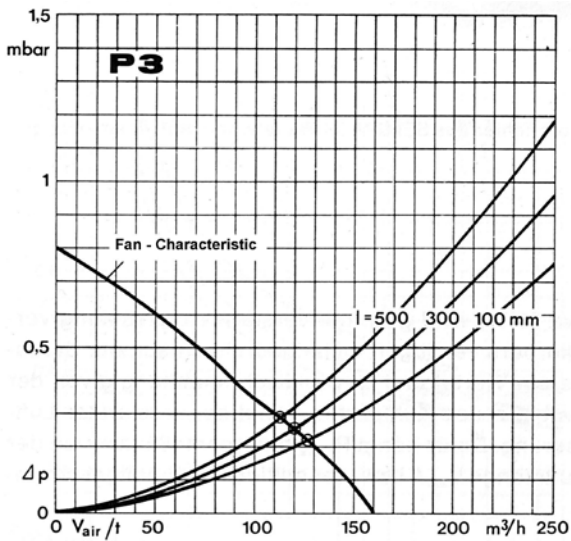


图 4.2.10 P3冷却器不同长度的压差 $\rho$ 同风量流速 $V_{air}/t$ 的关系，以及风扇风量同压力的关系(风扇曲线)

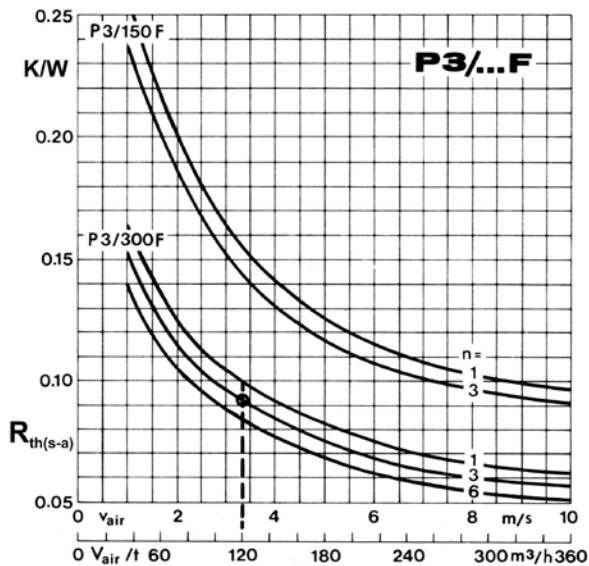


图 4.2.11 不同长度的P3冷却器的热阻 $R_{th(s-a)}$ 同风量 $V_{air}/t$ 以及风速 $V_{air}$ 的关系冷却器上装配了1至6元件

从图4.2.10中，当带风扇的冷却器为300mm，空气流量为120m<sup>3</sup>/h，n=3时的热阻 $R_{th(s-a)}=0.093K/W$ 。

对强制冷却很重要，风扇提供鼓风空气要吹到散热排片之间的空隙中。因为绝缘所保留的较大的其他间隙，应填充或覆盖住，这样可以保证效率。

### 4.2.5 插件元件的水冷却

作为传热介质的冷却液通常是水或水和防冻剂的混合物，很少使用绝缘油。水可以形成一个闭合电路，并通过与空气换热器来达到冷却，或者是使用新鲜水，经过冷却装置流掉。在封闭电路可用蒸馏水，它具有低的电导率(见第5.3.5.2章节)。新鲜水有明显的传导性。因此，新鲜水的冷却器用于没有绝缘的元件冷却时，它的进水和出水都必须在接地的电位上。并且在产生电压的水箱以及水箱之间，要有足够长的水流，以保持小的漏电流。虽然如此，仍然无法避免电解侵蚀和积垢现象。也可以在冷却水箱中使用一个“牺牲电极”来减少离子，它必须定期更换。

## 4.3 晶闸管控制装置

在整流器和晶闸管之间的电子控制环节是控制装置(驱动电路装置)。它的任务是产生用于驱动控制晶闸管的脉冲信号，包括它的频率、相位、次序等，这些都是受控制信号的控制或影响。因为晶闸管作为一个转换器时的种类不同，通常工作在不同的电位上(有数百伏的差异)，所以控制装置或单元的输出端口大多是相互隔离的。我们可以用一个小的变压器来实现，它的工作原理如图4.3.1a，图4.3.1b是等效电路和图4.3.1c给出了一个典型驱动脉冲。

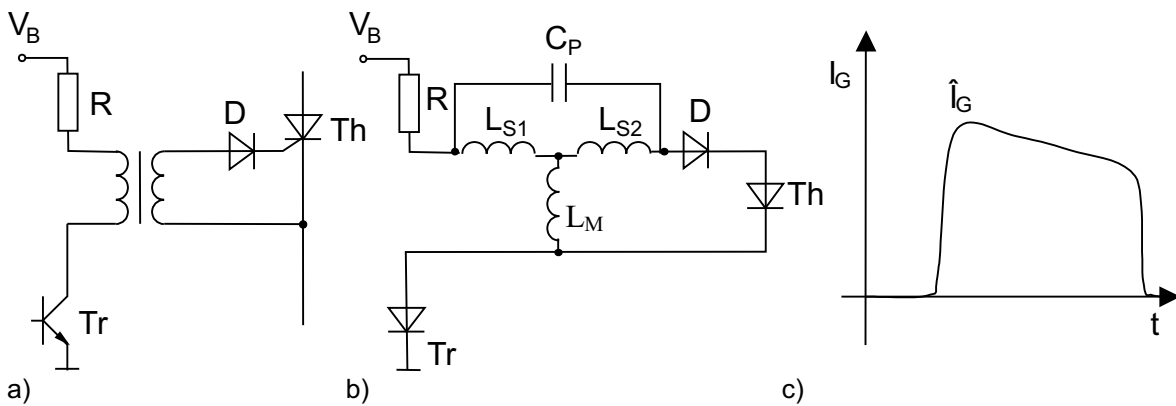


Figure 4.3.1 a) 控制电路原理图, b) 等效电路图, c) 典型控制驱动脉冲

重要的是激发脉冲不能反向加到晶闸管的两端(阴极电位高于阳极电位)。这种脉冲会提高反向电流  $i_R$ ，从而提高晶闸管阻断功耗，并可能导致元件过热损坏。

### 4.3.1 驱动脉冲的形式

要想可靠的激发晶闸管，必须保证激发脉冲的快速上升(见第3.2.5章节，临界电流上升率)，所以，要求控制脉冲有足够的电流幅度(大于5倍的  $I_{GT}$ )和上升的速率(大于  $1A/\mu s$ )。虽然在主换流回路中换流电流上升的相对缓慢，但为了防止过压而并联连接的RC电路在激发时，能提供一个很陡的通过晶闸管的放电电流。我们推荐尽量在具有足够高和陡的驱动脉冲条件下工作。特别是在晶闸管并联或串联工作时尤为重要，这样大大提高了多个晶闸管同时被激发的可靠性。电流的上升是指数上升，它由控制电路中的电感  $L_S$  决定。



$$\frac{di}{dt_0} = \frac{V_B}{L_{S1} + L_{S2}}$$

其中： $V_B$ 是驱动器的电源电压。

为了要利用已知的短路电流( $I_K \sim V_B/R$ )和开路电压( $V_0 \sim V_B$ )来确定控制装置的峰值电流，我们要把这些已知的值在给定的晶闸管的激发电流和电压曲线图上画出(例如，图3.2.21)。图4.3.2因为更清晰的线性比例刻度，我们可以看的更清楚。

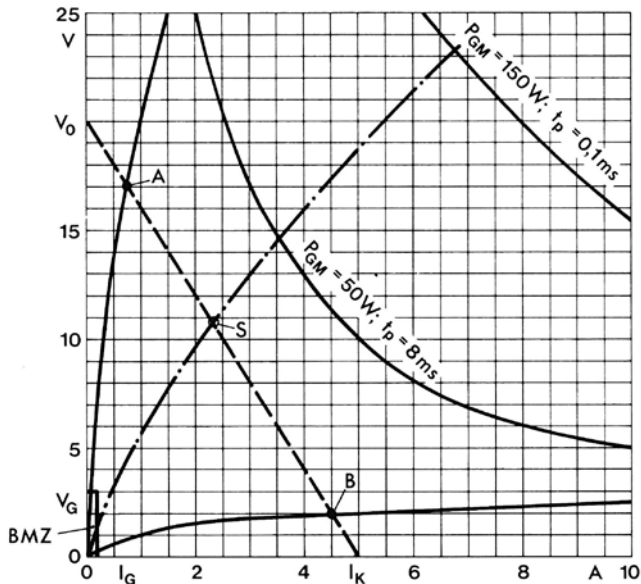


图 4.3.2 激发电流( $I_G$ )激发电压( $V_G$ )曲线图。虚线是输出曲线，点划线是输入曲线， $V_0$ 是开路电压和 $I_K$ 是短路电流

实际上使用的晶闸管的输入曲线在两个极限值曲线的中间(虚线)。它同相应的控制装置的输出曲线的交汇点是在A点和B点之间，比如S点就是相交点，它给出了控制装置激发脉冲的数据，在这个例子中：2.3A和10.7V。激发脉冲的最短期限为10微秒。在数据文件中给出的闭锁脉冲持续时间也是指脉冲的最小宽度。对于较宽的激发脉冲降低了激发电流和闭锁电流的强度。

对于有反向电压晶闸管整流器，只有当端口电压的瞬时值大于反向电压时，晶闸管才被激发。为了实现安全换流，相对较宽的控制脉冲是必要的。一个极端的例子是感性负载交流分流器。由于这时的电压和电流的相位差是 $180^\circ$ ，所以要求脉宽为 $180^\circ - \alpha$ ，既在50赫兹时最大为10毫秒。当然，我们不必把驱动器脉冲宽度过分加大，因为加上必须的脉冲幅度，会使晶闸管的控制功耗增加，它在总功耗所占的比例就会增加，因此必须要考虑。此外，在任何情况下都不能超过在图3.2.22和图4.3.2给出的功耗极限值，否则会烧毁晶闸管。但是，对于远远低于这些最大值的功率，必须在设计使用晶闸管时认真考虑，见第4.1.3.1章节的解释。在上面的例子中的功率  $P_V = 2.3 A \cdot 10.7 V = 24.6 W$ 。

此外，随着功能的增加，控制设备越来越复杂。较长脉冲宽度对控制变压器来说，是指较大的激发电压和时间构成的面积，即较大(且较大代价)控制装置。有效控制信号的脉冲宽度由转换器的电感决定。

$$i = \hat{I}_G \cdot e^{-\frac{t}{L_H/R}}$$

变压器的电感主要是由核心材料磁导率和温度决定的。我们可以计算出在最宽脉冲信号时的电压时间面积Vdt[μVs]。在图4.3.3中给出了一个典型的传输电压。直到饱和点时的电压时间面积为  $Vdt = t_p * V_{p(av)}$ ，在这个例子中为  $16 \text{ V} \cdot 20 \mu\text{s} = 320 \mu\text{Vs}$ 。

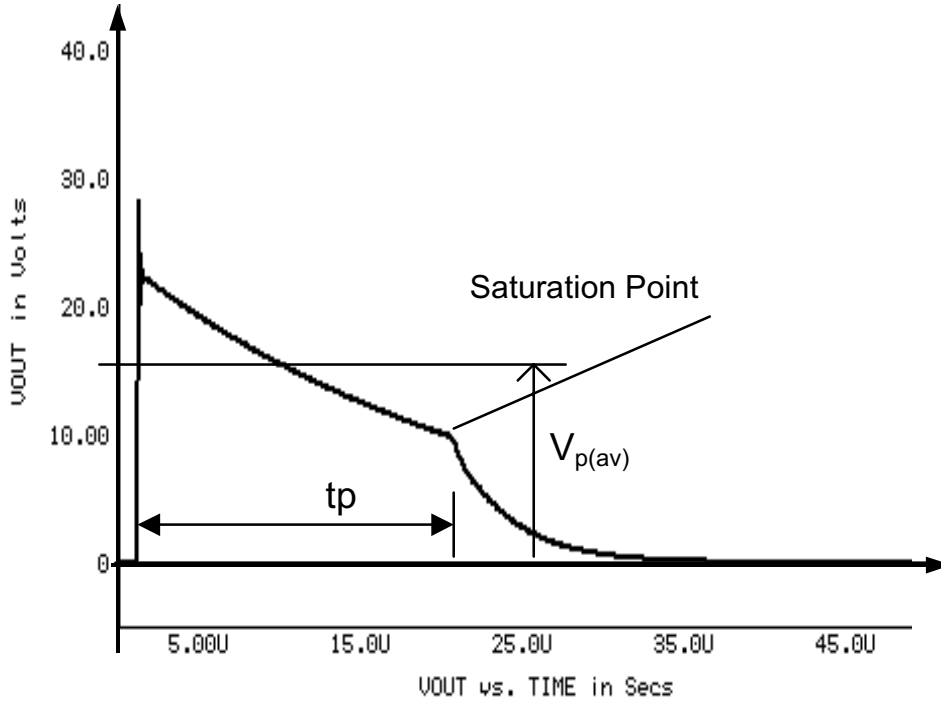


图 4.3.3 典型的输出脉冲电压波形 (24 V电源电压)

驱动脉冲大于1秒在实际上是很难实现的。基于这些原因，我们不是选择一个单一的长脉冲而是一个(5到10千赫频率)短脉冲列。如果脉冲之间有间距干扰，可以叠加的第二个脉冲列，使它达到一个不间断的长脉冲的结果。在任何情况下，变压器只需要为一列脉冲中的一个脉冲(例如在7千赫时约70微秒)工作。

图4.3.4显示了控制装置终端(末级)的电路和脉冲形式。我们可以看到，在变压器和晶闸管之间连接着一个二极管，它可以在震荡时抑制负脉冲，否则会影响晶闸管的正常工作。

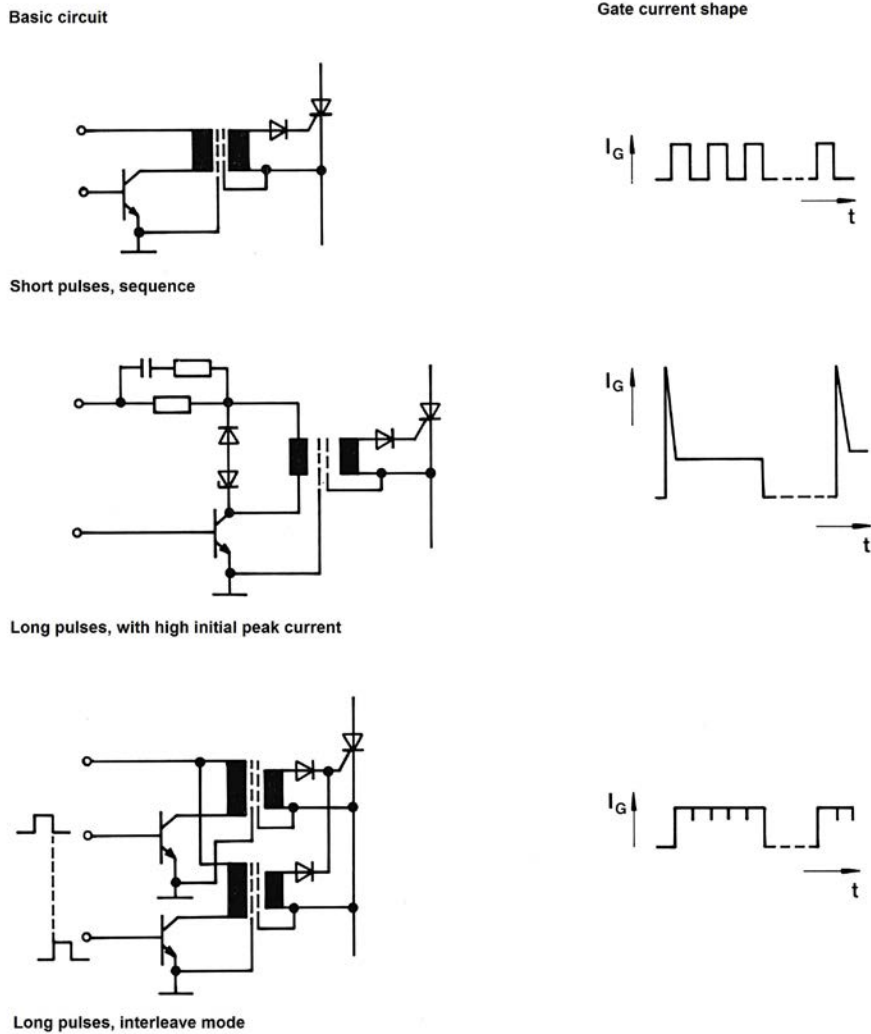


图 4.3.4 控制装置末级电路和脉冲形式

### 4.3.2 六脉冲桥电路的控制器

晶闸管在(完全控制)六脉冲桥电路中不间断连续电流的导通角是 $120^\circ$ 。在间歇电流或通过整流二极管把间歇的换流电流块分为两大块,相互间隔 $60^\circ$ 的相位差距。另外,每次开通时,都是两个分支的晶闸管同时被激发。由于这些原因,完全控制六脉冲桥电路控制装置的双脉冲相互间隔 $60^\circ$ 。

### 4.3.3 控制转换器

除了在第4.3.1章节讨论的关于脉冲宽度和幅度外,对驱动变换器还有一些额外的要求。特别是对桥电路,晶闸管的阴极电位不仅是不相同,而且它们随着工作频率的节奏跳跃变化。通过变压器绕组的电容就会产生放电电流,而且流过控制电路中的晶闸管,这样就会在错误的时候激发晶闸管,这对逆变器是特别危险的。为了避免这种情况的出现,驱动变压器设计制造时必须尽量减少其电容量,并使用双重的屏蔽。一个是连接控制装置的地电位,另一个是连接晶闸管的阴极(见图4.3.4)。

脉冲变压器在一定的工作电压必须有相应的绝缘耐压电压值。对于400V网络是2.5千伏和690伏的网络是4千伏(参见EN50178)。在相应的隔离绝缘电压下, 变压器必须有相应空隙和爬电距离(符合IEC60664)。

关于其他不是1:1的比例时的匹配问题, 可调整源极和次级得到。其他常见的比例是2:1或3:1。

#### 4.3.4 脉冲生成

驱动脉冲必须同电源电压相位相比较, 保持同步等, 驱动脉冲的生成是利用集成电路, 它能很容易的建成控制装置。因为功耗的关系, 一个集成电路不可能产生这么大功率的驱动脉冲。多数情况下是在IC输出端和控制变压器之间插入一个末级放大器。

一个重要的要求是控制脉冲的对称性。任何不对称的脉冲都会产生额外的谐波和直流分量。另一方面, 由电流转换器本身产生的谐波和电压尖峰(换流电流的急落和关断时产生的过压)不能影响控制设备的功能。因此, 它是提供良好的去耦连接。

### 4.4 二极管和晶闸管的错误处理和保护

#### 4.4.1 过载电压的一般保护

半导体器件对过载电压非常敏感。任何超过数据文件给出的电压值都会导致元件的损坏。因此, 在换流回路中必须对这些元件提供过载电压保护, 即元器件承受的电压必须低于该元器件的耐压极限值。为此, 常常使用电阻和电容器组合电路(RC网络), 以及诸如压敏电阻和硅雪崩二极管等特殊半导体器件来作为保护电路。

由于增加了RC保护电路, 它同原来在换流电路中的电感构成了串联谐振电路, 这样就使原来陡峭的冲击电压峰值转化成幅度较小的阻尼振荡, 冲击过载电压的能量就从很短时间很高的峰值被转换成幅度较低但持续较长的能量形式

所有提到的元器件都有阻抗的非线性特性。其内部电阻值随电压的增加而下降, 所以在换流回路中, 它们与其他电阻和电感构成的分压也不是线性的, 造成低电压几乎不受到阻碍就穿过回路, 而较高的电压受到一定的抑制, 在一定电压上这种抑制会很强烈。它的能量也就会被分布在一个较长时间段内, 并几乎完全被阻尼元件所消耗。

过载电压保护元器件在交流回路中被成组的使用, 而在直流回路只是单独的出现。电路中过载电压保护元件的使用设计是同回路中其它元件有关, 所以过载电压保护元器件的优势和劣势必须按照实际使用情况得出。

## 4.4.2 电阻和电容器组成的过电压保护电路

### 4.4.2.1 对单一整流管保护电路

半导体器件的过载电压保护最常用的方法就是直接在整流管的两侧并联电阻电容电路(图4.4.1)。这样就可以保证整流管在任何情况下,无论从何处来的过电压,都会被保护。虽然这种电路并不总是最佳的选择,在某些情况下,它的保护作用还不够。

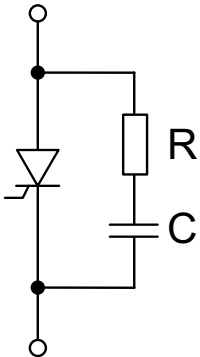


图 4.4.1 晶闸管的保护电路

### 对非受控整流电路

单个整流管的非控制整流电路是不经济的。我们一般选择多个整流管的电路,它有时是在交流电路一侧(图4.4.2a),或者如果有必要的,可在直流一侧连接额外电路的电路(图4.4.2b),它的优点是减少了元件的数量。即使仅在直流侧的保护电路通常对非受控的整流桥电路就足够了,因为在直流侧总是只有两个分支导通,连接着交流和直流两侧。

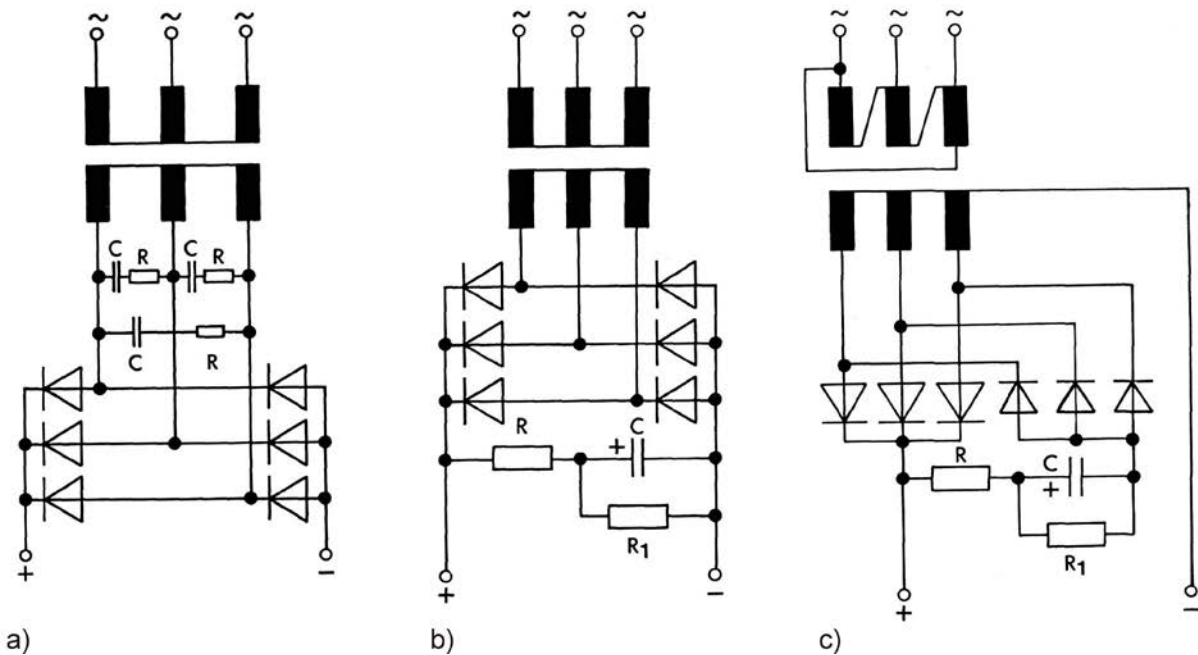


图 4.4.2 整流电路中的保护电路, a) 在交流侧, b) 在直流侧, c) 完成对中心的辅助二极管桥式电路是指电路

在单一电路(星形电路)往往是借助一个二极管做成同样的电路,把它同主电路连接起来,保护作用就足够了,它可以放置在直流一侧(图4.4.2c)。

### 对可控整流管(晶闸管)电路

虽然对不受控整流电路,单一整流管的保护电路是一种例外,但对受控整流电路却是常用模式。原因是不但必须保护晶闸管不会受到过电压的冲击峰值影响,而且还有防止很陡的干扰脉冲,因为很陡的冲击电压可以激发晶闸管。

此外，对晶闸管来说，一个保护电路是十分必要的，它能在感性负载和间隙工作时，更容易地激发晶闸管。这个任务可以交给在直流一侧的电路来完成。晶闸管作为单一整流管的电路有一定的局限性，因为电容在晶闸管被激发时会放电，会带来不希望的急剧上升的电流( $di/dt$ )，产生有害影响。在使用晶闸管组时，在较小的电流强度和较高的电压以及回路中较小的电容和较大欧姆负载时，对电流变化率 $di/dt$ 的要求相对较小，所以使用简单的RC保护电路就足够。这如同交流一侧的电路(见第4.4.2.2章节)。

在使用晶闸管组时，在较大电流强度情况下，为保护元件承受过载电压高能量的冲击，必须要求很大的电容器和最佳的欧姆负载，这样电容器在晶闸管激发时放电，会产生超出晶闸管承受能力的冲击电流。所以使用单一的简单保护电路是不够的，我们必须在交流一侧配置保护电路(有时额外直流一侧也接保护电路)。

在这种情况下一个在这里讨论的简单保护电路是否能胜任，取决电路和使用晶闸管的特性。如果晶闸管的电压临界上升率很大时，当在交流一侧或直流一侧有保护电路的情况下，我们可以省去这个额外的保护电路。

对功率非常高的功率模块，特别是对并联的晶闸管电路，RC的保护电路连接一个辅助桥，能带来一定的优势(图4.4.3)。这个辅助桥的额外花费可以通过使用更经济的电解电容和更小负荷的阻尼电阻来平衡。请注意，因为使用了辅助桥，在另一侧的上，在感性负载时为了安全激发晶闸管的电流冲击就消失了。对简单保护电路推荐使用的电阻和电容值可以在元件目录中查到，也可以根据设计标准计算得出。

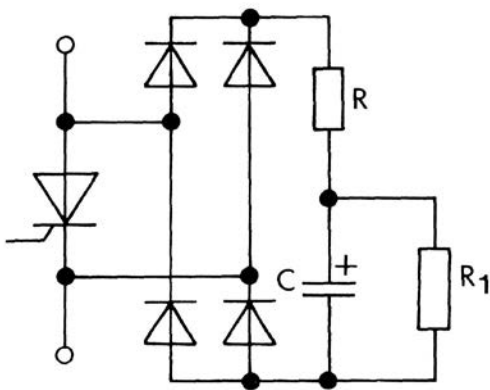


图 4.4.3 晶闸管带辅助桥的保护电路

#### 并联的晶闸管

由于激发延迟时间的不同，即使是很大的脉冲及很陡的上升前沿，并联的晶闸管不可能同时被激发。对于并联的晶闸管，我们必须采取一些合适的措施，阻止所有的并联电容同时向最先被激发的晶闸管放电，否则会导致晶闸管烧毁。具体的讨论在后面章节，“带辅助二极管的整流电路”部分和“带整流扼流圈的整流电路”部分。

#### 半控整流管电路

在半控制整流电路采用同全控制整流电路相同的措施，特别是，连接在二极管的电容和电阻同在晶闸管电路的相同。但是对纯二极管上述元器件构成的电路是不够的。

## 续流分支

在可控的整流器中的续流二极管或硅二极管如同主要分支中的晶闸管一样工作。

### 单一电路的设计准则

下面给出的设计准则的前提是，保护电路只对电荷存储效应(HSE)而产生的过电压提供保护。如果必须对高能量的过电压，例如，在关断时空载的变压器产生的冲击电压，这时的电阻和电容器的值应按照第4.4.2.2章节的“交流一侧/电路设计指南”的规定计算。

假设有一半的结层延迟电荷 $Q_{rr}$ 变成一个过电压形式释放出来，电容和阻尼电阻的最佳值为

$$C = \frac{Q_{rr}}{V_v \cdot \sqrt{2}} \quad R = \sqrt{\frac{L_s}{C}}$$

C: 电容 (in  $\mu\text{F}$ );                       $L_s$ : 换流回路的总电感 (in  $\mu\text{H}$ );  
 R: 电阻 (in  $\Omega$ );                          $V_v$ : 电源电压的有效值 (in V);  
 $Q_{rr}$ : 结层延迟电荷 (in  $\mu\text{C}$ ).

此外，还应该注意的是电容在电阻和晶闸管上放电的电流幅度，它是晶闸管激发时刻的电压和电阻值R所决定的，这个电流幅度不应该超过50A。必要时R选择的要比计算值大，但这时过压的阻尼衰减并不是最佳的衰减。对于阻尼电阻R产生的功耗P为：

$$P_R = \sqrt{2} \cdot V_v \cdot Q_{rr} \cdot f + k_1 \cdot C \cdot V_v^2 \cdot f$$

$k_1 = 0$                       对不受控整流电路的整流管  
 $k_1 = 2 \cdot 10^{-6}$             对受控整流管在单或双脉冲的星形电路以及半受控双脉冲桥式电路和双向电路  
 $k_1 = 3 \cdot 10^{-6}$             对受控整流管在三脉冲或六脉冲的星形电路以及全受控双脉冲桥式电路和双向电路  
 $k_1 = 4 \cdot 10^{-6}$             对受控整流管在六脉冲桥式电路  
 $Q_{rr}$ : 结层延迟电荷 (单位是C, 不是 $\mu\text{C}$ )  
 $V_v$ : 电源电压的有效值 (in V)  
 f: 工作频率 (in Hz)  
 C: 电容 (in  $\mu\text{F}$ )

值得注意的是电阻的选择，制造商给出了在最大负荷时会产生不同的表面温度。明智的做法是假定表面温度不超过200 °C。

### 带辅助二极管的整流管电路

在某些情况下，晶闸管电路有可能甚至是必须使用带辅助二极管的RC电路。例如，在图4.4.4左边所示的电路，正向阻断电压的上升率被R和C网络最佳阻尼抑制，而在晶闸管被激发，电容C放电期间，通过增加了额外电阻 $R_z$ ，使冲击电流被限制在一个安全的范围内。该电路的缺点时：在反向电压时 $R_z$ 也起作用，使在这个方向过电压衰减不是最佳的。

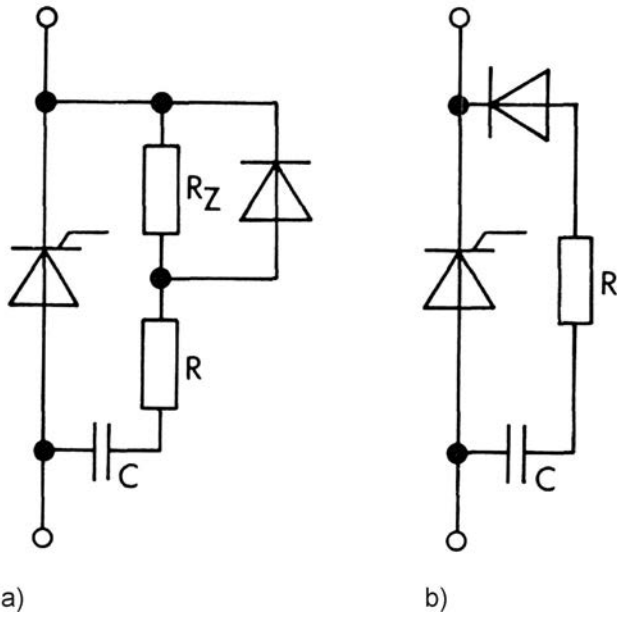


图 4.4.4 带辅助二极管的晶闸管保护电路

在有些整流转换器通常不要求有一个反向过压的抑制衰减，因为它们被反向支路抑制掉了。在这种情况下，可采用如图4.4.4b的电路，这种电路是只在正向进行了有效的和最佳化的设计。在晶闸管被激发时，电容器不会放电。

由于激发延迟时间的不同，并联的晶闸管不可能同时被激发。这时所有并联的电容同时向最先被激发的晶闸管放电，这是必须要避免的。因此，在晶闸管的并联使用有时甚至是单独的大功率晶闸管电路中，往往采用如图4.4.3所示带辅助桥的保护电路。虽然它相对比较昂贵，但它提供了双向电压的最佳保护，同时避免了简单的RC电路的缺点。辅助桥中单个元件的电路设计标准见第4.4.2.2章节“辅助桥电路”。



## 带扼流圈的整流管电路

在并联晶闸管电路中，常常使用扼流圈来保证不论是在稳态还是在瞬间过载和短路时的电流均匀分配(图4.4.5)。这种扼流圈同时联合RC电路，它们能抑制过电压的峰值和过电压的上升率。这在六脉桥电路逆变器中是非常重要的。同时，该串联的扼流圈也能防止所有电容向第一个被激发的晶闸管放电。因此，当使用扼流圈时，通常不必再有辅助桥电路。为了增加震荡阻尼往往并联一个电阻。

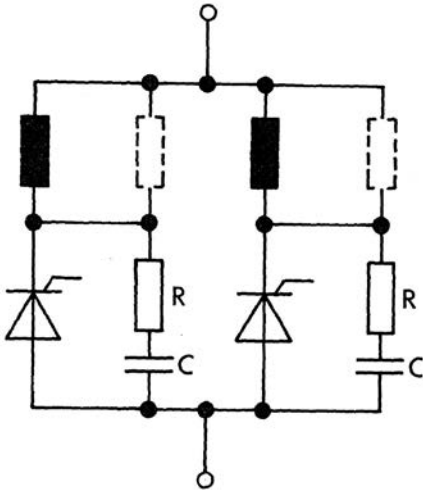


图 4.4.5 带扼流圈的并联晶闸管电路

## 晶闸管和整流二极管的串联

对于硅整流二极管和晶闸管的串联构成的带RC保护网络单一整流管电路，除了前面描述的功能外，还有一个特别的特性。因为元件关断的时间不相同，所以就会出现最先关断的元件必须承受很高的反向电压，有时它会超过元件的极限值。对于晶闸管串联还有一种风险，即转化成导通状态的最后一个晶闸管，在被激发前，必须承受超出极限值的正向电压，它会导致不受控的开通甚至会损坏晶闸管。

以上两者都必须由RC保护网络来保护元件。这些RC元件的数值可以使用上面提到的设计标准计算出来。为了保险一般建议电容器的容量比计算出的数值增加一倍。当然，除了这些所谓的“动态电压分布”也需要通过并联电阻改善静态电压分布。它们可以这样来选择，就是每个电阻流过的电流同晶闸管或二极管数据文件给出的最大截止电流相当。图4.4.6给出了在最后激发的晶闸管以及最先关断的整流管上的过电压。

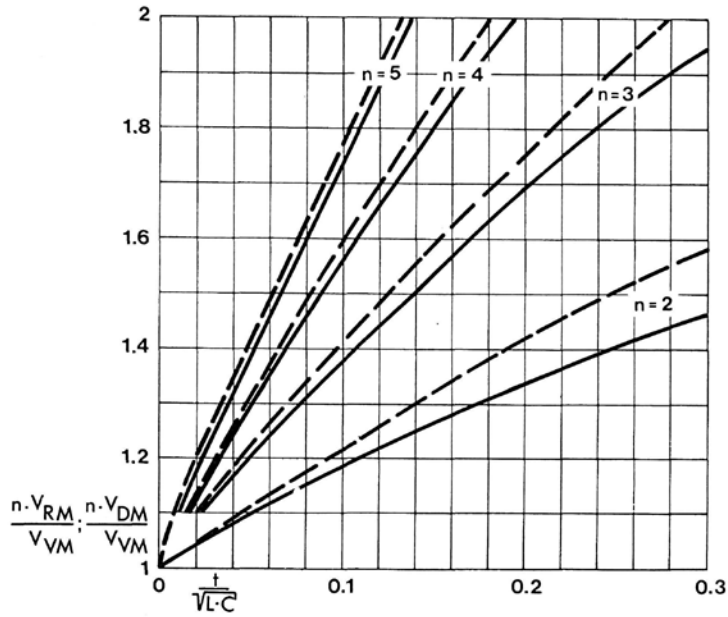


图 4.4.6 在最后激发的晶闸管(——)以及首先激发的晶闸管(----)上的电压 $V_{DM}$ 以及 $V_{RM}$ 曲线,条件是 $n$ 个串联( $V_{VM}$ :总电源电压的峰值, $L$ :换流回路的电感, $C$ :晶闸管连接的电容)

#### 4.4.2.2 交流一侧的保护电路

当变压器在低负载或者空载时,开通或关断能产生能量非常高的过电压。这时对于可控电流转换装置在晶闸管周期性被激发开关时,会叠加出现非周期的开关过程。它特别是在使用二极管组时,当它们同初级整流变压器的分流器相连接时。所以基于这些原因,在交流一侧的电路有很特别之处(图4.4.2a)。

如4.4.2.1所述,有时晶闸管组电路的电流强度小和电压较高,所以单一的保护电路必须能够提供对付高能量的过电压保护,这些能量是从变压器的电感或者扼流圈产生的。在一般情况下,对晶闸管组除此之外,还需要在交流一侧额外的保护电路。

单一电路的数值可按第4.4.2.1章节中所述的方法计算,前提是在晶闸管之间和在交流一侧没有电感。当使用二极管组时,保护电路更多的时候连接在直流一侧。

##### 高压变压器初级的电路

为了产生整流器的高电压,在交流一侧的保护电路往往是连接在变压器初级端(图4.4.7)。在这种情况下,根据下面的设计准则计算的电容和电阻值应按照变压器转换比率换算一下。

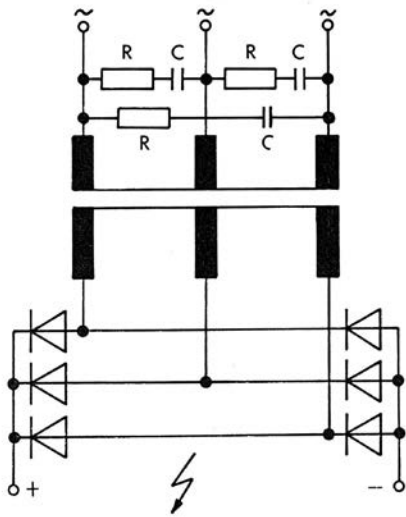


图 4.4.7 高压变压器初级端连接保护线路图

交流一侧电路设计准则

可以使用下列公式计算出电容C和阻尼电阻R的数值:

$$C = 170 \cdot \frac{\varepsilon \cdot P_T}{k_2 \cdot f \cdot V_V^2}$$

$$R = \frac{k_3}{C \cdot f} \cdot 10^3$$

在电阻上的功耗近似为

$$P_V = 1,2 \cdot k_2 \cdot V_V^2 \cdot f^2 \cdot C^2 \cdot R \cdot 10^{-10} \text{ [W]}$$

$P_T$  [VA]:  $R$  []: Resistance; 变压器的功率,  $\varepsilon$  [%]: 变压器的相对电磁流,  $V_V$  [V]: RC网络的交流电压有效值,  $C$  [ $\mu\text{F}$ ]: 电容,  $R$  []: 电阻。

$f$  [Hz]: 频率,  $k_2$  是:

$k_2 = 1$  单项电路

$k_2 = 2$  三相交流电路并且电路在直流一侧或者通过辅助桥

$k_2 = 3$  三相交流电路和保护电路在交流一侧

系数 $k_3$ 是作为电力变压器功率 $P_T$ 的系数, 图4.4.8a。如果变压器的电磁流系数 $\varepsilon$ 不是已知的, 我们可以从图4.4.8b中得出一个为功率 $P_T$ 函数的近似值。

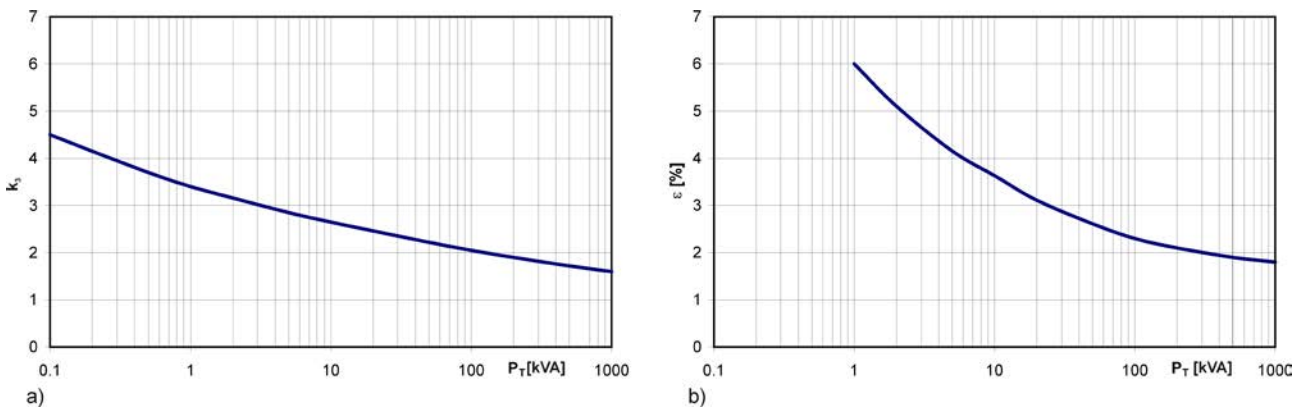


图 4.4.8 a)以变压器功率 $P_T$ 为函数的 $k_3$  b)电磁流系数 $\varepsilon$  (以百分数表示, 相对额定电流)同典型功率 $P_T$ 的关系

## 借助辅助桥电路

特别是在三相交流电路中，辅助桥电路是很方便和经济的，因为它不需要三个RC网络来提供足够的保护，只需要一个辅助桥就够了。电路如图4.4.9。

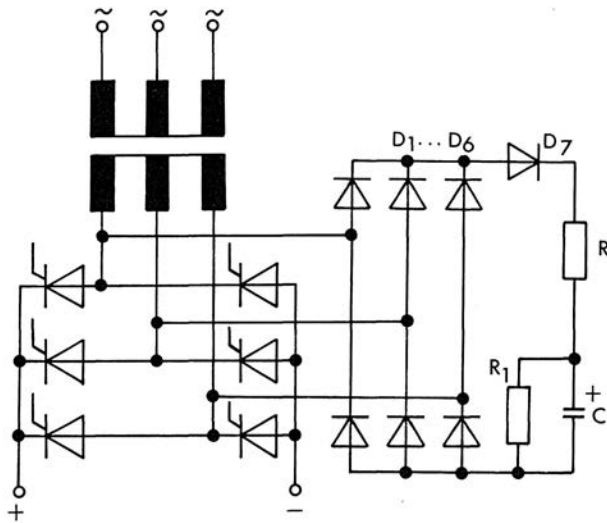


图 4.4.9 交流一侧的辅助桥和辅助二极管电路

电容C和电阻R的值可以按照初级端的公式计算，电阻R要至少承受2W的负载功率。额外的二极管D<sub>7</sub>不是在所有情况下都必须具备的，它的作用是在震荡时，减少R和C的负载(特别是在相位控制电路中)。放电电阻R<sub>1</sub>确保电容器在管断后，迅速放电。它的值约为

$$R_1 \approx \frac{1}{C \cdot f} \cdot 10^7$$

它的功耗  $P_{V(R_1)}$  是

$$P_{V(R_1)} = \frac{2 \cdot V_V^2}{R_1}$$

电容C时在  $\mu\text{F}$ 数量级

辅助二极管D<sub>1</sub>到D<sub>6</sub>是选择冲击电流极限值(相关流程时间 $t \approx R \cdot C$ )是电流峰值 $I_{LM}$ 的两倍的二极管，电流 $I_{LM}$ 是在开通时电容放电流过二极管的电流。我们考虑它在最大情况时(在电压峰值时刻开通)，为

$$I_{LM} = \frac{V_V \cdot \sqrt{2}}{R}$$

实际上，因为在电路中有被忽略的其他欧姆和感性电阻，所以实际的电流值要比计算值要小。电流极限值在150A到300A的( $t=10$ 毫秒)整流二极管以及整流模块应足以应对几乎所有情况。因为辅助二极管的工作周期时间非常短，没有必要装配散热片或散热器。

无交流电气隔离的整流电路

通常整流电路被设计成在二极管或晶闸管组同交流母线之间插入一个变压器和/或扼流圈。变压器提供了网络的隔离和工作电压的变化，扼流圈的作用为：

- 限制在保险关断时的短路电流
- 避免在换流过程中电压击穿
- 同冲击浪涌保护装置一起，抑制减少网络过电压的峰值和上升变化率

为了保证完成这些任务，扼流圈的电感L就要选择很大，使它能在电压短路时，至少能承受电源电压的4%的电压值。既为：

$$L \geq \frac{4}{100} \cdot \frac{V_V}{2\pi f \cdot I_V}$$

$I_V$ 是绕组电流的有效值。在三相电路中，自然是每相都需要一个扼流圈(镇流器)。但在自耦变压器电路中可以省略扼流圈，应为变压器的线圈一定留有余量，这样在交流与直流母线就有一个足够大的线圈存在。

在无变压器整流器交流一侧的保护电路可按照有变压器的规则计算。典型功率 $P_T$ 时利用变压器绕组的分支电压 $V_V$ 和电流 $I_V$ 计算出来的。利用同样的方法我们也可以计算 $\epsilon$ 的值。

#### 交流电压控制器的保护电路 (W1C)

W1C电路是由两个反向并联的晶闸管组成的，后来发展成一个晶闸管同一个反向并联的二极管电路。它同样含有一个单一的RC网络保护电路(图4.4.10)。如果每个反向并联的元件都有一个保护电路，那就是每个元件都并联一个RC电路(图4.4.10b)，即通过下面公式计算根据RC网络元件值。当RC网络中的电容器值大于1  $\mu\text{F}$ 时，必须使用一个辅助桥连接。

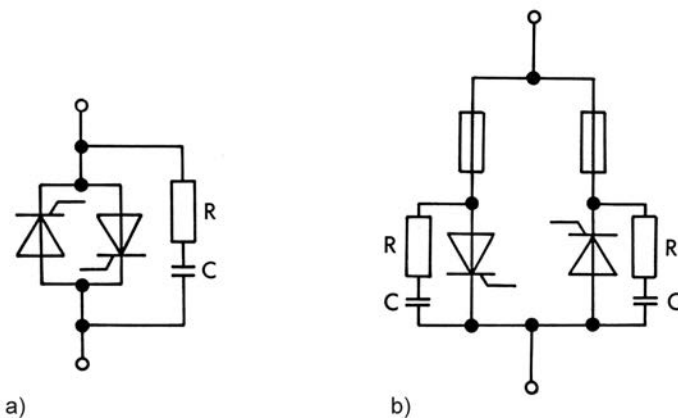


图 4.4.10 连接电路图

电容和电阻值为：

$$C \approx 700 \cdot \frac{I_V}{V_V^2} \quad R \approx \frac{9000}{C \cdot V_V}$$

在电阻R上的功耗为：

$$P_R \approx 3 \cdot 10^{-6} \cdot C \cdot V_V^2 \cdot f$$

### 4.4.2.3 直流一侧的保护电路

#### 二极管组件

正如已经提到过的，对二极管组件构成的桥电路，如果不是连接到一个低电感的直流母线上，在直流一侧的保护电路就足够了。根据它对过电压的抑制是在交流一侧还是在直流一侧来决定它的计算方法，电阻和电容值可按照在第4.4.2.2章节中的设计准则计算，或者在这一章中描述的方法计算。有时整流器在关断时，甚至断开时都会有负载电流，所以必须连接一个放电电阻。

对于经常连接容性负载的整流器，这个电阻还可以起到保护过载电压的作用，因此没有必要的再采取额外的保护措施。但是，如果在整流器和容性负载之间有一个扼流圈（镇流器）或其他保险装置时，整流器必须安装一个额外的过电压保护电路。

对于二极管组件（星状连接）构成的支路电路，使用如同交流一侧安装的辅助桥电路是很合适的，辅助桥的一半是由整流器的主路径构成的，它的另一半则由增添辅助二极管完成。该电阻和电容设计计算以及选择辅助二极管如同交流一侧的电路相同。但是请注意，这种电路不能防止从直流一侧对整流器产生的过电压。

#### 晶闸管组件

一般来讲，对晶闸管组件保护电路连接在交流一侧，使用单一的保护电路，而且常常省略在直流一侧的保护电路，但在个别情况下，有时也会需要它。也有时候必须在交流和直流一侧都加保护电路，这样能保证在容性负载时，安全激发晶闸管，即使是在最坏的工作条件下。电容和电阻值可以安装设计准则进行计算。

#### 逆变器

对逆变器经常在直流一侧连接有电池或一个缓冲电容器，所以直流一侧的保护电路是不必要的。

#### 设计计算标准

当保证：

$$R + R_L = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_L}{C}}$$

时，能达到最佳效果(见图4.4.2b)。如果

$$R = R_L$$

，就有

$$C = \frac{L_L}{R_L^2}$$

其中  $L_L$ : 负载电感 (in  $\mu\text{H}$ );  
 $R_L$ : 欧姆电阻 (in  $\Omega$ );  
 $C$ : 电容 (in  $\mu\text{F}$ );  
 $R$ : 阻尼电阻 (in  $\Omega$ ).

在许多情况下，一个较小的电容就足够了。所以电阻的选择就必须满足上面公式要求。

在阻尼电阻 $R$ 上的功耗 $P_V$ 为

$$P_V = \frac{V_{ALT}^2 \cdot R}{R^2 + \left( \frac{10^6}{2\pi \cdot f_{ALT} \cdot C} \right)^2}$$

其中  $V_{ALT}$ : 在交流电压上叠加的输出直流电压的有效值 [V]  
 $f_{ALT}$ : 交流电压的频率[Hz], 其余的数值如上。

如果需要放电电阻  $R_1$  (图4.4.10) 时,

$$R_1 \approx \frac{1}{C \cdot f} \cdot 10^7 \quad \Omega$$

$f$  工作电压频率 [Hz], 它的最小负载功耗为

$$P_{V(R_1)} = \frac{V_D^2}{R_1}$$

$V_D$  [V] 为直流电压。

#### 4.4.3 利用压敏电阻的过电压保护

压敏电阻的阻值是随着电压而改变。它们是由一种半导体材料, 它类似于陶瓷粉末, 然后通过加热和烧结成固定的磁片而制成的。它们的特性来源于其内部的、在晶粒之间的众多无序的pn结。压敏电阻主要由氧化锌ZnO材料制造, 有时也被称为MOV(金属氧化物压敏电阻)。

一个压敏电阻的阻值随电压的增加而减小。它同一个一般电阻串联构成一个分压器, 其分压比(衰减系数)随着输入电压的增加而增加。很显然, 这样的效果能抑制过电压浪涌。对于电压瞬态尖峰可以用一个电感取而代串联电阻。对于一个使用变压器的整流器, 它相当变压器绕组电感的一部分, 当直接连接到换流网络时, 如同第4.4.2.2章节所述, 串联一个扼流圈是必需的。压敏电阻器可用于交流一侧或直流一侧以及在单一电路中使用。

在图4.4.11中制造商给出了一个氧化锌压敏电阻的典型特征曲线。当给出一个尖峰电流, 从图中可以读出相应的尖峰电压。此外, 制造商给出了最大尖峰电流承载能力的限制, 任何一种即使是极短的脉冲宽度, 它的尖峰电流都不能超过给定的限制。设计工作是按照以下步骤进行:

- 选择一个适合工作电压(生产厂家给出的有效值)压敏电阻。对于非正弦电压, 它的峰值不能超过给定有效值对应的正弦电压的峰值。这也适用于脉动直流电压。对于平滑直流电压应注意数据文件规定的最大电压值。
- 从氧化锌压敏电阻的电流电压曲线中确定选择电压的极限值。这时对最大尖峰电流必须考虑到冲击电流的影响。对于变压器在突然中断时, 通过线圈圈数比例可换算出电磁流, 然后利用电感得出峰值电流。半导体器件对重复的电压峰值的保护, 必须大于所给定的电压限制值。
- 计算平均总功耗, 并与在数据文件上给出的最大值相比较(在一定的温度下)。

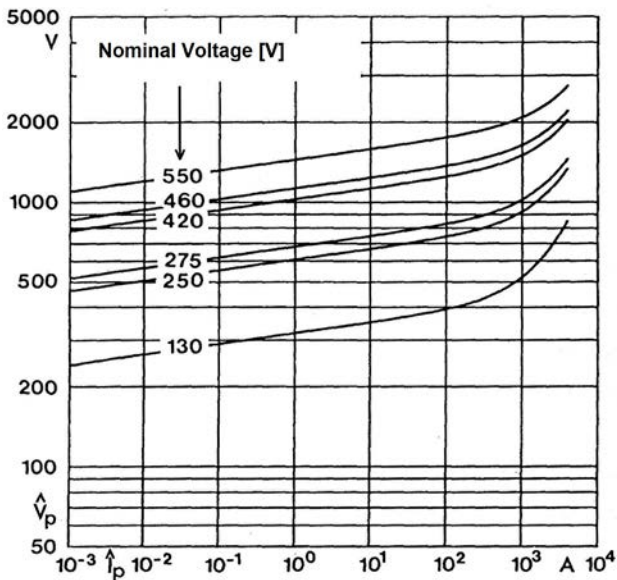


图 4.4.11 压敏电阻的电流电压曲线 (脉冲)

震荡功耗通常对氧化锌压敏电阻可忽略不计。

压敏电阻器的缺点是它们不会抑制电压上升梯度。对晶闸管电路在较低的 $dv/dt$ 值时, 需要一个额外的RC保护电路。

#### 4.4.4 利用硅雪崩二极管的过电压保护电路

硅雪崩二极管(图4.4.12)是从普通硅整流二极管不同的是, 当超过特定的电压(击穿电压)时, 反向电流不是穿过上升到的硅元件表面, 而是因为载流子的快速增加(雪崩效应), 击穿整个PN结的电荷区。一般的整流二极管, 其反向电流集中在元件表面的一个点上, 所以电流强度很小和持续时间很短的反向脉冲电流也会摧毁整流二极管, 但对于雪崩二极管, 它能承受很高的反向电流脉冲, 其功率在千瓦数量级



a) b)

图 4.4.12 (a) 硅雪崩二极管的符号, (b) 双向抑制二极管

##### 4.4.4.1 带自我保护的雪崩整流二极管

雪崩整流二极管能像一般的整流二极管在各种电路被使用, 在许多情况下, 因为它对反向截止方向的不敏感, 所以常常不加反向浪涌保护电路。特别是雪崩整流二极管在高压串联应用时, 不需要增加任何保护电路来分配静态和动态电压。

制造商给出击穿电压 $V_{(BR)}$ 和最大反向功耗峰值 $P_{RSM}$ , 它通常是作为一个脉冲宽度的函数。应当这样设计, 使击穿电压明显高于工作电压的峰值加上周期性电压的最高峰值。对于非周期出现的过电压脉冲功率, 当超过击穿电压时, 它必须低于允许的反向功耗的峰值。击穿电压同结层温度 $T_j$ 的关系为:

$$V_{(BR)1} = V_{(BR)0} \cdot [1 + 1.2 \cdot 10^{-3} \cdot (T_1 - T_0)]$$



其中 $V_{(BR)0}$ 是在温度 $T_0$ 时的击穿电压， $V_{(BR)1}$ 是在温度 $T_1$ 时的击穿电压。

#### 4.4.4.2 雪崩二极管保护其他元件

当雪崩二极管用于保护其他半导体器件，特别是普通整流二极管、晶闸管、IGBT和MOSFET模块时，不仅要有击穿电压的最低值，也要有最高的保持值。另外，在击穿区域的特性曲线也要有一定的上升率。这种二极管被称为控制雪崩二极管，它们常常被错误地称为高压齐纳二极管。

控制雪崩二极管根据用途有不同的版本，即可控雪崩整流二极管，也有控制雪崩限幅二极管，或(瞬态电压)抑制二极管。第一种二极管除了拥有保护其他元件的功能外，还能作为一般的二极管。限幅二极管只能作为保护其他组件的元件，在正向不能有什么要求。对于在交流电路中的使用的双极抑制器(图4.4.12)，像相互对立串联的二极管，它两边的极性相同。当可控雪崩整流二极管在正向导通方向起一定作用时，必须注意，允许的周期截止功耗的有效值降低到因为导通电流负载引起的通态功耗值上。可控雪崩二极管作为保护电路实例如图4.4.13所示

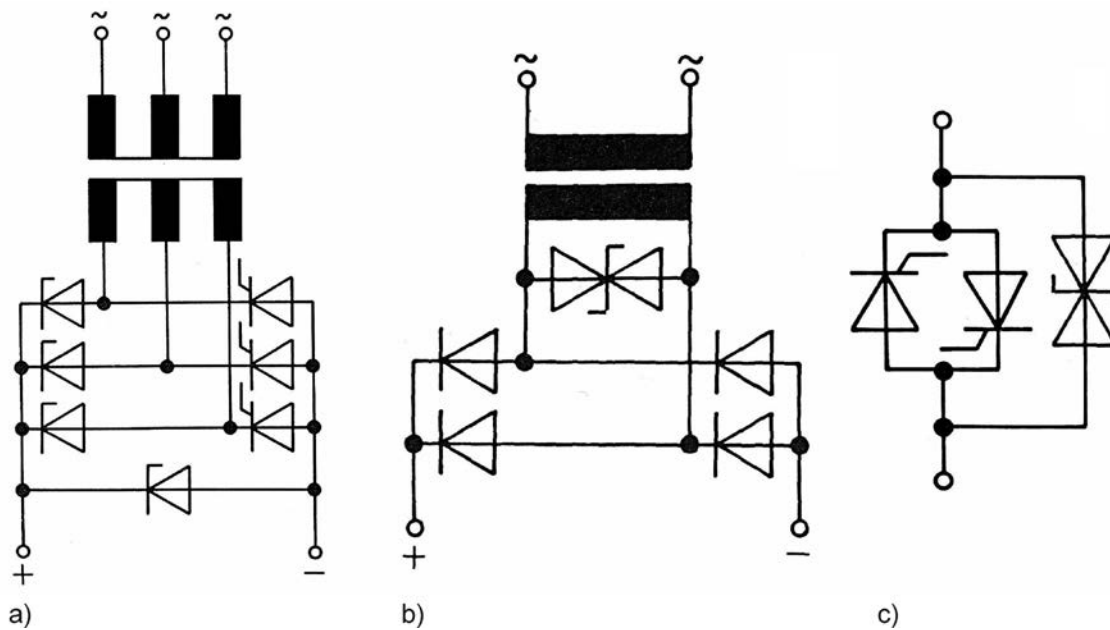


图 4.4.13 a) 带可控雪崩整流二极管的半控六脉冲桥式电路，它为晶闸管提供过电压保护 b) 交流一侧带双极抑制二极管的双脉冲桥式电路 c) 带双极抑制二极管的交流电压调节器

限幅二极管(瞬态电压抑制器)主要用于对晶闸管和IGBT模块的保护，特别是在高电压和大功率的情况下，同RC保护电路相比，它有尺寸小能耗低的优点。特别是在元件串联时，它可以代替RC电路完成动态电压分布。应该指出的是，雪崩二极管不会对电压上升梯度产生影响。所以，在晶闸管电路中，根据第4.4.2.1章节的设计标准，可能还需要一个额外的RC网络。

#### 4.4.4.3 应用范围的限制

对能量非常高的过电压，例如在变压器空载时突然关断产生的过电压，这时往往硅雪崩二极管不能处理。在这种情况下必须除了雪崩二极管还要额外使用RC保护电路。

#### 4.4.4.4 外壳

小的硅雪崩二极管具有连接导线，或为安装印刷电路板设计的形状(SMD)。较大的二极管的外壳带有螺纹。它也可作为桥电路。限幅二极管的外壳是对称的类似保险丝座，它含有两个相对极性串联的pn结。这种双向抑制二极管有对称的特性曲线，只需一个二极管就能给晶闸管提供保护。

#### 4.4.5 二极管和晶闸管的过电流保护

过电流是一个对功率半导体电流负载的解释，在给定的冷却下，如果这个电流不通过适当的装置及时切断，会给半导体元件造成的损坏。对于短路时电流不应该在几毫秒内急剧上升，这将在下一章进行讨论。

这种过载，不仅是在正常工作中没有预料到的电流过载(过电流)，也可能因为不可预见的冷却条件的变化而产生，其后果就是在冷却条件良好时元件上的允许电流，这时也成为了过载电流，例如，冷却器散热通风口被阻塞，一个风扇电机失灵或强制水冷时循环泵失灵等。下面介绍了一些针对这种过载情况的保护装置。我们一般把它们分为两种保护装置，一种是针对不可预见的电流突然增大的保护装置，另一种是针对冷却装置或前置装置的故障时提供的保护装置。

##### 4.4.5.1 用于过电流保护的前置装置

###### 断路器

断路器可能是最常用的过载保护装置。它有热敏激发，电磁激发和热敏电磁激发的开关。它们的响应时间约1秒以下，类似一般的保险丝，同过电流的强度有关：电流越大，响应时间越短。一般半导体制造商会利用曲线给出这种关系，以便对半导体的抗过载电流特性进行比较。应当指出，激发断路器的电流，如同保险装置的电流时间曲线中的电流值一样，是有效值。半导体器件冲击电流的极限值是正弦半波电流的峰值，在元件比较时应该被转换为有效值。

在一般情况下，断路器跳闸的激发电流必须小于半导体器件在受到干扰时的允许过载电流。如果这个条件在整个时间范围内不可行，就必须增加额外的保护装置，一般为半导体保险丝，来保证半导体器件在任何时间都得到了保护。

###### 保险丝

保险丝主要是用来防止短路(第4.4.6章节)。在某些情况下，保险丝也可以用来保护过载电流带来的损坏。通过使用保险丝的电流时间曲线，我们可以确定当出现故障时，半导体元件受到保护的时间段，对于不在这个时间内的保护，必须利用额外的保护装置来完成。

###### 受控断路器

它是一种能提供过流保护的控制电路。在实际工作中，为了防止出现过流，我们可以抑制导致过电流的脉冲电流，或者通过控制装置把它的电流强度限制在允许值以下。使用这种控制装置的前提是晶闸管可以承受一定时间（比如在这个时内最高结温度不超过极限值），直到控制装置开始发生作用。对于在半个正弦周期内就能快速升高并超过电流极限值的短路电流，这种控制装置不起作用。

#### 4.4.5.2 对冷却装置故障的保护装置

##### 风向标继电器

在强制空气冷却装置中可以使用风向标继电器来帮助防止功率半导体在风扇失灵或通风槽阻塞时出现过载。

##### 流量开关

在强制水冷却装置中，可使用流量开关或流量计监测冷却水的流量。

#### 4.4.5.3 同时对过电流以及冷却装置故障提供保护的前置装置

功率半导体元件是因为温度过高而被损坏，导致温度过高的原因无非是过载电流或者冷却设备故障造成的。因此，很自然想到可以利用半导体器件保护装置，直接的针对这一温度上升问题。

##### 双金属温控器

双金属温控器内有一个双金属片，制造商把它设计成在一定的温度下，因为双金属片的形状变化，导致触点开关打开或关闭一个接触(图4.4.14)。它们通常有螺纹接口，能很紧密的旋进同被保护的半导体元件散热片中，保证良好的接触。在某些情况下，如果有多个单独的半导体器件需要保护，那么每个散热器都需要安装一个双金属温控器。具体是打开还是关闭操作，要看它们的连接方式是串联还是并联。

双金属温控器当然也可以在自然或强制风冷却和水冷却中被使用。在后一种情况时，应该增加一个恒温计，当冷却器温度低于一定的温度下，延缓冷却水的摄入量或完全关闭。这样可以防止在半导体元件绝缘部分上的结露现象。

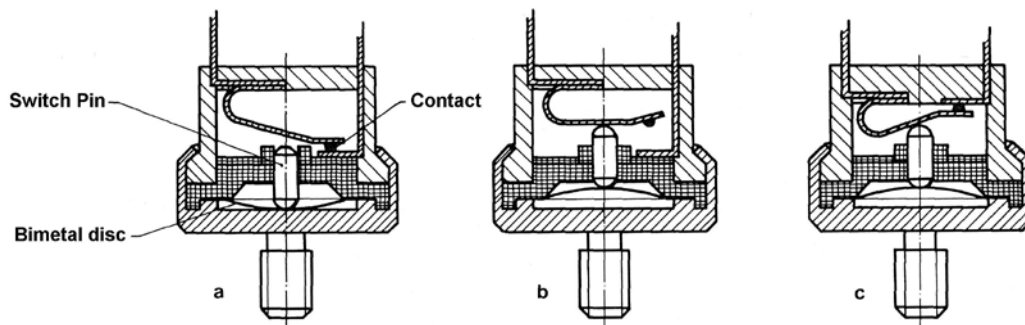


图 4.4.14 可拧到半导体散热片上的双金属温控器，a) 稳定时的接通状态，b) 过热连接点被断开，c) 受热接通型的双金属温控器

##### 热敏电阻

热敏电阻对双金属温控器的优点是，它们对温度变化反应更迅速，所以在正常工作电流和触发安全装置的最小电流之间的安全差距可以设计的更小。要把电阻的变化转换成一个电信号，必须一个额外的电路装置，例如，信号触发器。

热敏电阻也可集成到模块中，例如，可以焊接在绝缘基板上。这种集成在模块中的温度传感器的反应时间明显比在散热器中的传感器要快，但它仍然对很陡的过电流产生过热以致烧毁芯片的响应时间不够快。在以硅材料为基础的正温度系数(PTC)元件中，使用正温度系数的热敏电阻，既电阻值

随温度升高而增加。但在负温度系数(NTC)的元件中,使用负温度系数的热敏电阻,既电阻值随温度升高而降低。

#### 4.4.6 短路时二极管和晶闸管的保护

IGBT和MOSFET模块把短路电流限制在额定电流值的6 - 8倍上,当模块能在6至10微秒内关断,短路电流不会损坏模块。与此相反,二极管和晶闸管没有限制短路电流。因此,它们需要一个额外的保护装置来提供短路保护。

在晶闸管或者整流二极管内的硅片具有非常低的热容量,因此很强的及快速冲击的过电流,比如在短路时的电流,能在几毫秒之内损坏元件。一些标准的低电压保险装置,有些甚至是快速反应的装置,但还是不能保护整流二极管和晶闸管在短路时不受到破坏。所以,在这里必须使用了一些相当特殊的保险装置,高速的、超高速的、超级超高速的保险装置或干脆是半导体的保护装置。

在电流换流器中最常见的短路原因是:

- 负载短路或转换器设备和负载的相互联系短路
- 整流二极管或晶闸管阻断能力(随机故障)损坏造成的短路
- 在逆变器或转换器中的激发错误而产生的短路

如果对主要支路中的每个整流二极管和每个晶闸管都连接上一个半导体保险装置,这时构成的半导体元件对任何上述的短路情况都不会被损坏。同时,所有在该系统的主换流回路的其他部件也受到保护,比如扼流圈、变压器、电阻等对过电流的敏感性远小于半导体器件。

在桥型电路中每支有两个功率半导体元件和一个共同的交流电源连接端口。因此,可以在交流电路中使用一个共同保险装置来保护(图4.4.15b),它被称为主杆保险。它的优点是需要较少的保险丝,该保险丝融化时出现的关断电压,不会对半导体元件产生影响。晶闸管和整流二极管通过增强的冷却效果能承受更高的电流负载,同时当工作电压也很高时,就有可能找不到保险丝,它一方面有这么高的额定电流(主路电流的有效值时支路电流的 $\sqrt{2}$ 倍)和另一方面它的负载积合 $i^2t$ 值比两个半导体元件的任何一个都低。所以必须对每个支桥都增加保险丝:分支保险(图4.4.15a)。此外,在双向控制元件通常可以使用一个共同的保险丝(图4.4.15b2)。

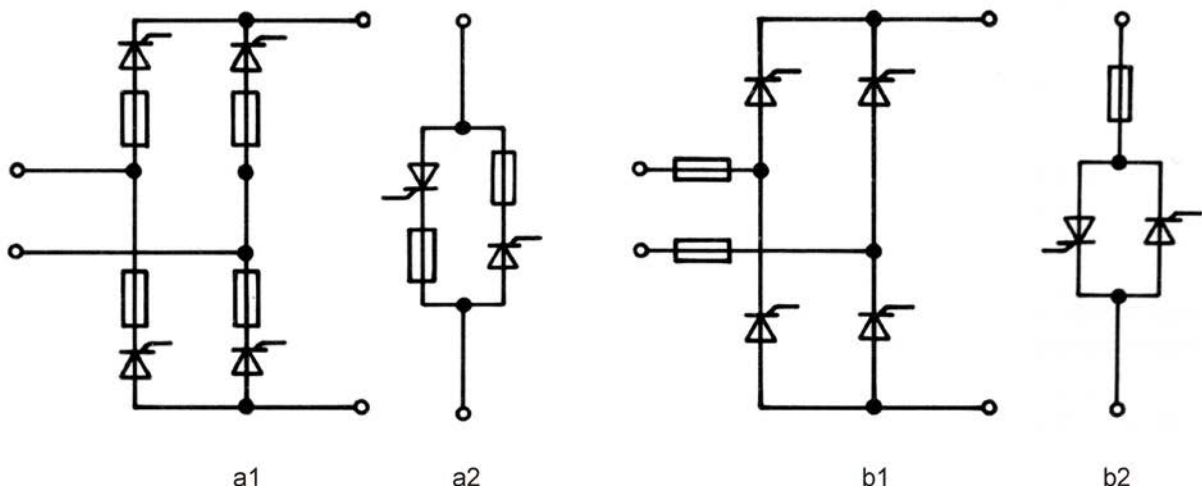


图 4.4.15 桥式电路可能安排的半导体熔断器(a1和b1)及双向控制电路的保险丝(a2和b2), a) 为分支保险 b)为主杆保险

如果在装置中的高功率整流二极管和晶闸管是并联连接的,所以每个半导体器件都要有保险装置。它的优点是,当设备中的一个元件或保险装置失灵 - 功率相应减少 - 但仍然可以运行。因为保险丝

的内部电阻能使半导体元件特性的差异部分被抵消，这样电流分布 - 即使在短路的情况下 - 会更均匀。

使用熔断保险丝作为短路保护的前提是短路很少发生。但是也有时候，比如在a)时，负载短路发生较频繁。对情况b)和c)，除了使用熔断保险丝还需要在负载一侧一个额外的直流高速开关，一个功率开关或一个装置，它能及时发出关断晶闸管的脉冲信号(控制关断)。当然，电流转换器电路在负载短路时，半导体流过的过载电流不能超过最大允许电流。在关断阶段使脉冲足够长，直到电流通过零，晶闸管恢复控制能力。更进一步说，在负载侧的保护装置的响应应比晶闸管和整流二极管的保险丝更快。这就是所谓的多重保险。

#### 4.4.6.1 半导体熔断器定义和解释

保险丝保险

当电流在一定的时间内超过一个确定电流值时，保护装置中的保险丝熔断，这样就断开电路。

熔断器底座

它是熔断器的一部分，它被固定到设备上，接触头可安装保险丝。

保险丝

它是熔断器的另一部分，它包含保险丝和关闭重新启用需要更换部分（图4.4.16）。对于半导体熔断器往往省去了熔断器的底座。在这种情况下，就只有保险丝。

指示器

设备指示保险丝状态的标识。

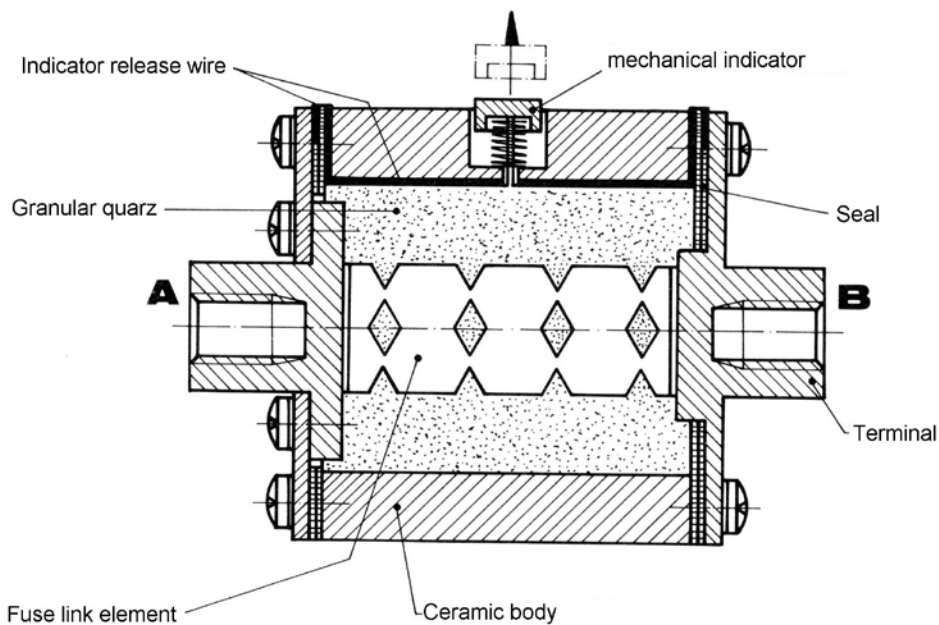


图 4.4.16 半导体保险装置截面图

### 连接装置

它是在保险丝熔化时，发出信号的装置。它也可以同时被用作指示器。对并联的整流二极管或晶闸管，它的输出响应电压应低于1V。

### 额定电压 $V_N$

它是最大工作电压，短期内允许超出10%。如果额定电压是交流电压，那么它给出的是有效值。它适用于50至60赫兹的正弦电压，对于非正弦电压，额定电压以及它的 $\sqrt{2}$ 值既不超过工作电压的有效值也不超过峰值。

### 额定电流 $I_N$

它是最大允许工作电流，在这个电流下保险丝不会发生变化。

### 额定关断电流 $I_{PM}$

保险允许通过的最大电流值，在一定条件下(例如，恢复电压)可能被关断。

### 导通正向电流 (保险装置) $I_{(LT)}$

保险关断电流的最高瞬时值，为了避免保险丝关断，电流就应该在额定关断电流值以下。这个电流值与整流二极管或晶闸管的正向导通电流无关！

### 预期电流 $I_p$

它是当保险装置被没有阻抗的导体代替时出现的电流(在图4.4.17中的虚线)。

### 预期短路电流 $I_{ps}$

它是预期电流在短路时的有效值。这个值可以被用来确定负载积和 $i^2t$ 值。

### 熔化时间(Melting time) $t_{pa}$

它是当电流开始到大到足以融化保险丝之间的时间，当保险丝熔化时会产生电弧(图4.4.17)。

### 电弧时间(Arcing time) $t_a$

它是从产生电弧到电流到零(彻底关断)之间的时间。

### 关闭时间 $t_{op}$

熔化时间和电弧时间的和。

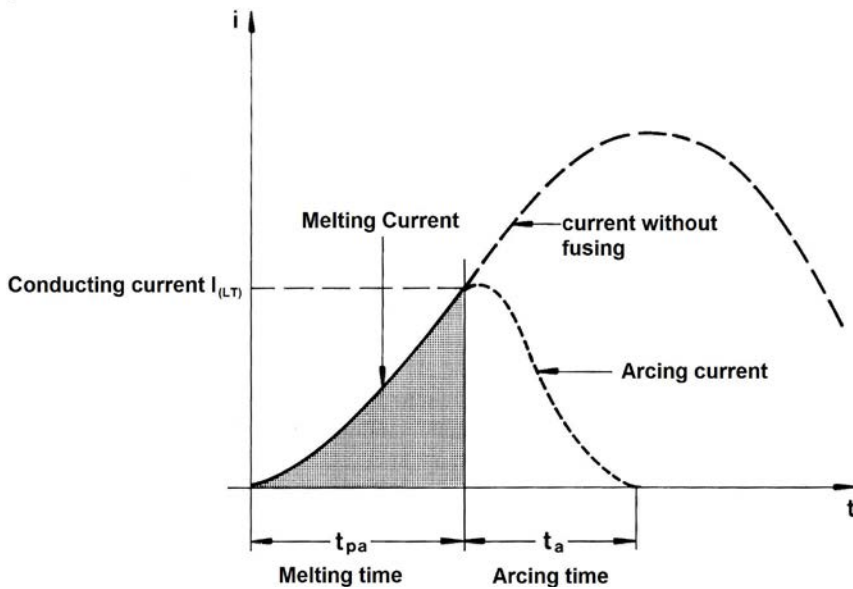


图 4.4.17 半导体保险丝的电曲线及定义

时间电流特性

它是熔断时间或关闭时间同预期电流的关系曲线。它通常在温度为 $20^{\circ}\text{C}$ 时给出的。

熔化积和值  $(i^2t)_{pa}$

预期电流的平方在熔化时间内的积分:

$$(i^2t)_{pa} = \int_{t_0}^{t_{pa}} I_p^2 dt$$

它取决于输出温度和预期短路电流。在熔化时间小于10毫秒时，它同时间有关。

归零积和值  $(i^2t)_a$

预期电流的平方在电弧时间内的积分:

$$(i^2t)_a = \int_{t_{pa}}^{t_a} I_p^2 dt$$

它取决恢复电压，预期电路电流和功率系数。

关闭积和值  $(i^2t)_{op}$

它是熔化积和值(v)PA同归零积和值 $(i^2t)_a$ 的和。

虚拟时间  $t_{vpa}$ ,  $t_{va}$ ,  $t_{vop}$

它是积和值除以预期电流的平方得出的时间，例如:

$$t_{va} = \frac{(i^2t)_a}{I_p^2}$$

根据不同的积合值得出不同的熔化时间，电弧时间(归零时间)和关闭时间。

**开关电压  $V_{am}$** 

它是关断时在的保险丝两端电压的峰值。这取决于工作电压和电路的功率因数。关闭的速度越快，开关电压就越高。

**恢复电压  $V_{WRMS}$** 

它是关断后在的保险丝两端的电压值。

**电流限制**

在正向导通电流比短路时的预期电流峰值低时，保险丝切断了短路电流(例如图4.4.17)。是否出现一个电流界限，不仅取决于保险丝的特性，而且还取决预期的短路电流 $I_{PS}$ 和工作频率。对较低的 $I_{PS}$ ，熔化时间超过四分之一的震荡周期，即使工作在100赫兹以上也是如此，所以这时不会出现任何电流限制。

**4.4.6.2 半导体熔断器设计**

正确选择半导体保险丝需要考虑保险丝以下几个数据:

- 额定电流
- 额定电压
- 关闭积和 $i^2t$ 值
- 开关电压

对于这些数据对挑选保险丝的影响，我们将在下面讨论。

**根据额定电流设计**

根据额定电流可以在一定条件下，比如在20°C的环境温度，空气对流畅通的情况下，选择一个最高位1.6A/mm<sup>2</sup>电流密度的保险装置。当较高温度和较小的横截面就会降低导通的电流强度，这在电工设备中是类似的。一个减少到90%额定电流保险装置仍能满足几乎所有情况。在强制风冷却的保险可以提高额定电流值。制造商通常会给出转换公式或图表。

要检查保险装置在目前负荷和冷却条件下是否过载，制造商建议在满负荷时测量保险装置两侧的电压，在开通后5秒测量一次( $V_{5s}$ )，再在接通后2小时测量一次( $V_{2h}$ )，当然，两次都是在完全相同的电流条件下测量的。因为保险丝电阻同温度有关，所以这两个电压值给出了关于温度的信息。如果满足:

$$\frac{V_{2h}}{V_{5h}} \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot T_a}{1,14} \leq N$$

保险丝就是不过载。这是 $T_a$ 是送风温度，单位为°C，N是一个保险丝的常数，制造商在文件中给出。不同的制造商会给出略有不同的公式。

额定电流是对正弦交流电中的有效值。即使对非正弦电流，因为它经常存在在半导体保险装置中，通常会被认为是有效值。当半导体保险装置被迫被使用在全额定电流的情况下，而且电流的形式不是标准的正弦形状，这时最好向制造商咨询作为预防措施。

半导体保险装置的额定电流高达约630A，在特殊情况下高达约1600A。在较高的工作电流情况下一般使用两个平行连接的保险装置，在这种情况下，必须选择有较小电阻容差的熔断体，或着使用80%额定电流的保险丝。另外，要注意均衡布线，因为即使在输入端口和电缆长度上很小的差异，就可能导致电流分布不均匀。有疑问请向制造商咨询。



当然，当保险丝并联不仅额定电流增加了一倍，而且正向导通电流也增加一倍，在指定期限内关闭所需的电流同样增加一倍。这将使 $i^2t$ 积和值扩大四倍，这同样适用融化积和值和关闭积和值。

此外，额定电流一般是指从40至60赫兹频率的工作频率，对低于这个频率可能会降低额定电流值，这应该询问厂家。一个棘手的问题是对带短期或间歇性负载的(带或不带基本负荷)熔断器的选择设计。如果持续时间 $t_s$ (所有电流时间 $t_1 + t_2 + \dots$ 加上间隙时间的总和)不超过一分钟，最大过电流不大于额定电流的2.5倍，利用如下公式可以计算平均负载电流 $I_{RMS}$ ：

$$I_{RMS} = \frac{I_{RMS1} \cdot t_1 + I_{RMS2} \cdot t_2 + \dots}{t_s}$$

其中， $I_{RMS1}$ 是在时间 $t_1$ 时的电流有效值，以此类推。

如果持续时间超过1分钟，就接近了经常出现的电流可被看成连续电流的区域。它是根据保险丝的大小，来决定电流的持续时间10至20分钟的情况。图4.4.18是诺模图，它能图解计算在间歇状态负载时允许的过电流。

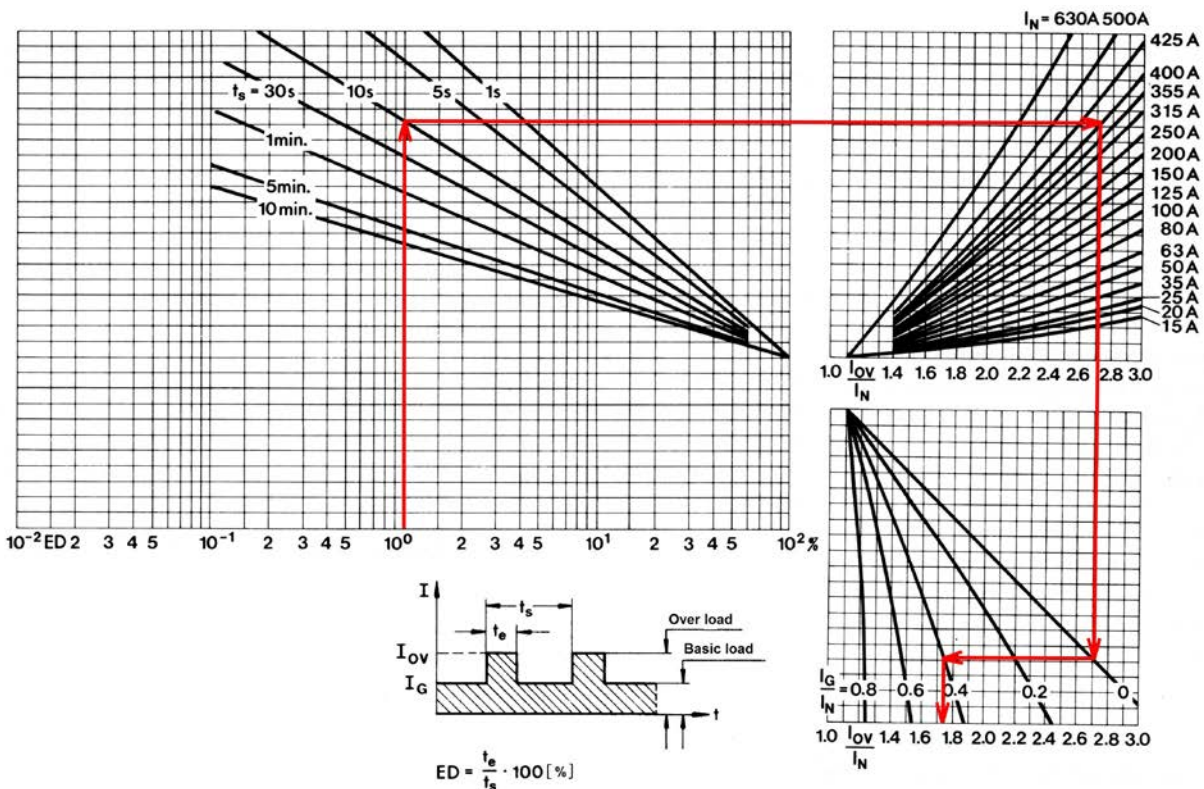


图 4.4.18 图解计算过电流的诺模图

举例:假设占空比 $ED = 10\%$ ，持续时间 $t_s = 10$ 秒，保险丝额定电流 $I = 400A$ ，基本负载电流 $I_G = 0.4 \cdot I_N$ 。在左图中，从 $t_s = 10$ 秒的曲线在 $ED = 10\%$ 时的交点，平移到右图中并与 $I_N = 400A$ 的曲线相交，然后垂直而下，同 $I_G / I_N = 0$ 的曲线相交，从那里再横向平移同 $I_G / I_N = 0.4$ 的曲线相交。这个相交对应的横坐标值就是所期望的结果： $T_{OV} = 1.75 \cdot I_N$ 。这就是最大允许过电流。

当过电流超过额定电流的2.5倍，就必须分清这种过电流是偶尔出现（很少）还是定期或至少频繁的出现。对于偶尔出现的过电流，就要根据保险丝熔融特征曲线，看看是否过电流加上一定的保险系数会不会导致保险丝融化。应该指出，保险丝的熔融特征曲线是在温度为20°C时给出的。当环境温度和基本负载增加时，会反映到过电流之中，因此它必须在适当情况下考虑。当多电流经常或定期的超过额定电流2.5倍时，我们必须对保险丝进行疲劳试验。在有疑问的情况下，请咨询制造商。

根据额定电压设计

半导体保险丝一般用在为交流电中。额定电压是指在50至60赫兹的一个正弦交流电压的有效值。当一个为交流点选定的保险丝用于直流电路中时，根据不同的保险丝类型，只能在工作电压为额定电压的0.5到0.8倍时才允许使用。有任何疑问请咨询制造商。半导体熔断器额定电压有时可高达2000伏至3000伏。但无论如何不能避免，两个或多个保险丝串联使用，所以要注意以下几点：

- 短路电流必须很高，熔化时间小于10毫秒。
- 额定电压应仅用到所有熔丝的额定电压之和的90%
- 串联的保险熔丝必须是同厂家和同型号的。
- 当一个保险丝需要更换时，必须把全部串联的保险丝都得更换，虽然它们还是好的。

根据积和  $i^2t$  值设计

保险丝的开关积和值  $i^2t$  是由生产厂家在输出端口20°C时给出的，它是在一定的预期短路电流值和给定的功率因数时，作为恢复电压的函数形式给出的(图4.4.19)。当恢复电压等于额定电压时，它达到最大值。对直流电流关断时间同短路回路的时间常数 =  $L/R$  有关。

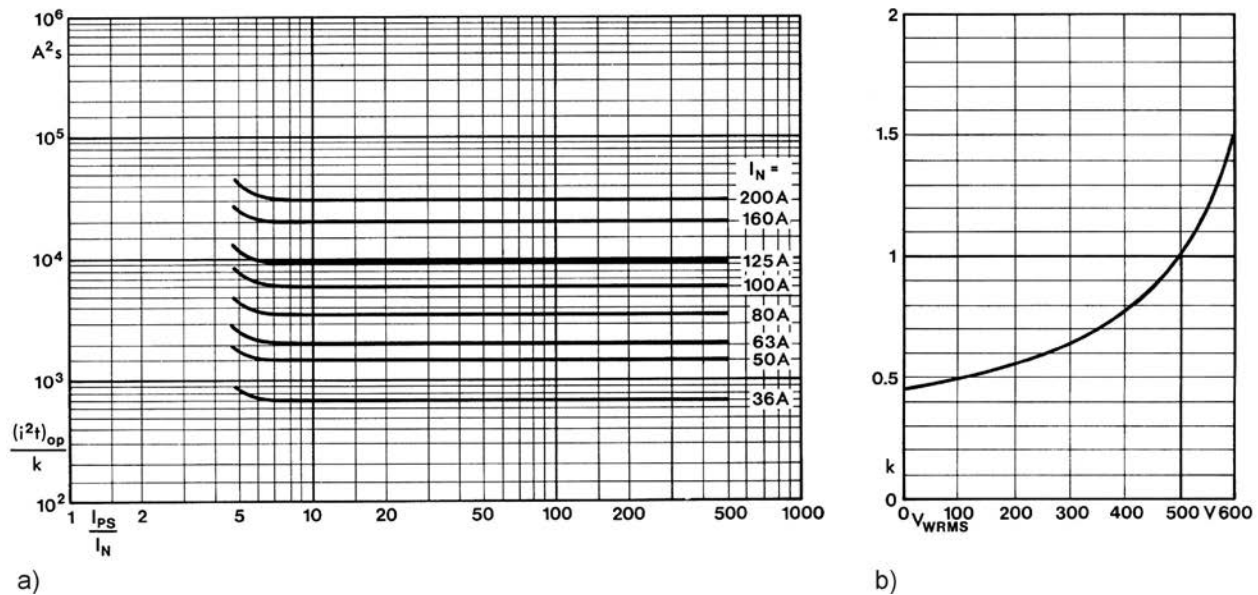


图 4.4.19 a) 关闭积和值  $(i^2t)_{op}$  除以  $k$ ，作为电流  $I_{PS}$  的函数曲线，给定的额定电流  $I_N$  从35A到200A。b) 系数  $k$  作为恢复电压  $V_{WRMS}$  的函数曲线

图4.4.19曲线的功率因数 = 0.15。举例：保险丝额定电流  $I_N = 125 A$ ，预期短路电流  $I_{PS} = 20 I$ ，恢复电压  $V_{WRMS} = 410 V$ 。从图a)得出

$$\frac{(i^2t)_{OP}}{k} = 1 \cdot 10^4 A^2s$$

图 b)给出 $k = 0.8$ 。所以结果是:  $(i^2t)_{OP} = 0.8 \cdot 10^4 A^2s = 8000 A^2s$ , 这就是要找的保险丝的关闭积和值。

关闭积和 $i^2t$ 值加上额定电流和额定电压是选择半导体保险装置最重要的标准。在一定的条件下, 为了保险起见使用的积和值一定要小于半导体元件文件给出的积和值。一般情况下, 文件中给出的“冷”保险装置(输出温度 $20^\circ C$ )的积和值就足够, 如果把保险装置同“冷”半导体元件(结层温度为 $T_j = 25^\circ C$ )相比, 随着负载的增加, 保险装置的积和值 $i^2t$ 减小的速度比半导体元件更快。

在短路区域, 即这时的电流至少是额定电流十倍以上时, 半导体保险丝的关闭时间为5到10ms。整流二极管和晶闸管的积和值 $i^2t$ 在8到10ms内计算。如果保险装置关闭很快, 关闭时间低于8ms, 可选择积和值减少10%到20%的半导体器件。保险装置在这个时间范围内的积和值同时间无关。还要注意的, 保险装置的 $i^2t$ 值同短路回路的功率因数有很强的依赖性。图4.4.20给出了一个典型的例子。在电源转换电路中的短路回路中的功率因数通常为大约0.3至0.35。而保险装置的关闭积和值为 $os \geq 0.2$ , 所以就包括了所有的实际应用。

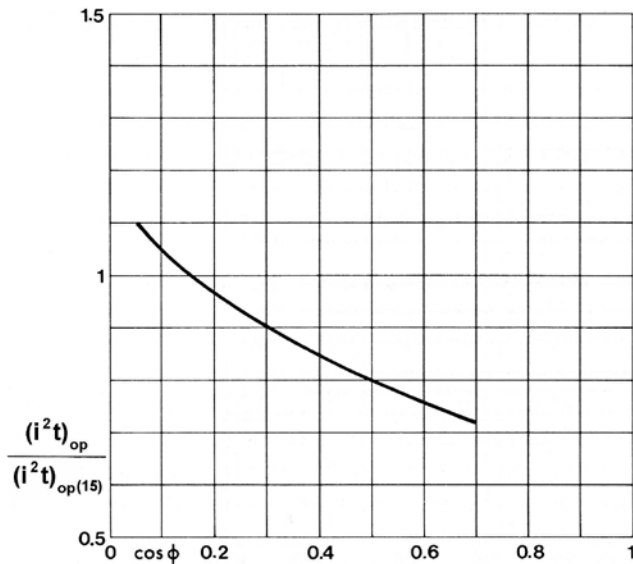


图 4.4.20 半导体保险丝的关闭积和值( $i^2t$ )同功率因数 $\cos$ 的关系

如前所述, 关闭积和 $i^2t$ 值是恢复电压的函数(图4.4.19)。应当指出, 在电源转换电路的短路回路中往往两个保险丝串联使用(图4.4.21)。恢复电压只有短路驱动电压的一半大小。由于电压分布可能不均匀, 所以最好是按照每个保险装置时60%的电压来设计选取。

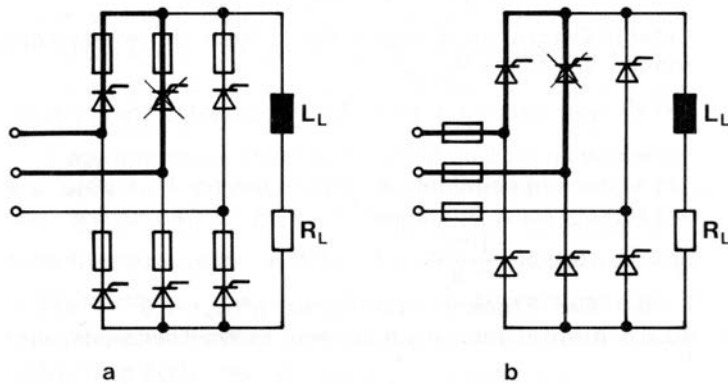


图 4.4.21 在六脉冲桥式电路中的晶闸管短路故障，(a) 分支保险丝，(b) 主干保险

由于积和 $i^2t$ 值取决于恢复电压值，而恢复电压由同额定电压有一定的关系，所以当保险装置选择远远高于需要的额定电压时，在给定的电流情况下，就会得到一个非常低的 $i^2t$ 值。恢复电压只是额定电压的一小部分，关闭积和值 $i^2t$ 值相对较低。应该指出的是，保险丝额定电压增加也会带来开关电压增加。在某些情况，半导体器件的开关电压在截止方向(见“根据开关电压设计”，这时就是极限情况了。

在逆变器中，当激发错误会使输入和输出电压相叠加，这时短路驱动电压是电源电压的1.8倍。保险装置必须选择更高的电压，对升高恢复电压应考虑对保险装置的积和值的影响。

如果保险装置用在并行连接的整流二极管或晶闸管的电路中，当一个半导体元件突然断开，可能它的积和值比电路中的半导体器件要大，但它已经没用了。因此，为了防止短路电流过大烧坏元件，以及短路产生的电火花烧到其他部件，要尽可能选择积和值的较小的保险装置。

#### 根据开关电压设计

当保险装置关断时会产生一个过电压就是开关电压。它取决于恢复电压值与功率因数(图4.4.23)。如图4.4.22所示的两个例子，电路中每个二极管或晶闸管的保险装置关断会产生关闭电压，但有些是例外。如果两个保险丝在短路电路中是串联关系，那么它们的开关电压可能在最坏的情况下会叠加。因此，必须首先核实半导体元件是否能承受开关电压，有时甚至是双倍的双开关电压。例如在图4.4.22中晶闸管2损坏了，在短路的瞬间，晶闸管1和5导通，在分支保险丝(a)中，晶闸管4承受保险丝1和2的关闭电压，晶闸管3和6只承受保险丝2的关闭电压。对主干保险丝(b)中，保险丝的关闭电压通过导通的晶闸管1和短路的晶闸管2被短路。

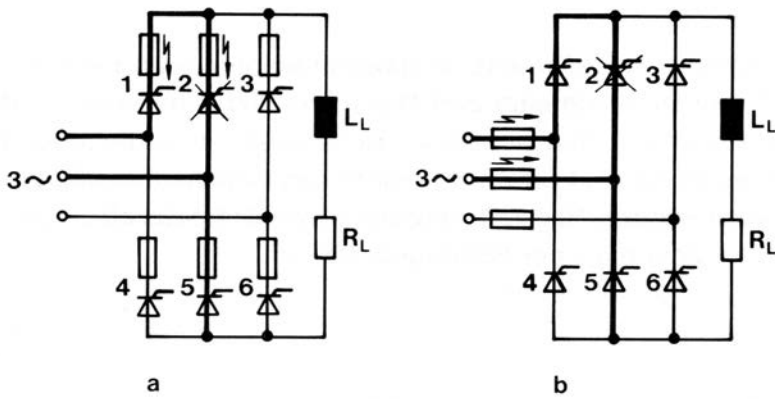


图 4.4.22 晶闸管2损坏后保险装置的关闭电压

对桥式电路被普遍认为，在使用主干保险装置时，不会出现半导体关闭电压。在分支保险装置时，未损坏的晶闸管或二极管承受两个串联的保险装置的关闭电压。所以在这种情况下，必须考虑元件的抗冲击电压是否足够大，同时，也应考虑过电压保护电路。

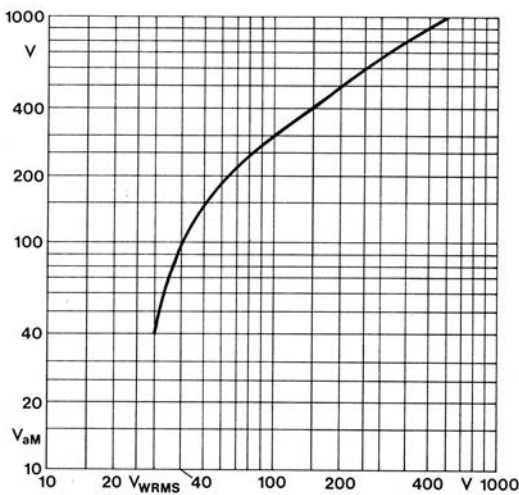


图 4.4.23 500V保险丝的关闭电压峰值 $V_{aM}$ 同恢复电压(有效值) $V_{WRMS}$ 的关系

#### 直流高速开关

当整流器因为负载经常短路(情况a)，所以在负载一侧使用直流高速开关，因为频繁更换保险丝很费时和费钱，而且必须经常保证正确类型保险丝的备件。当然为了保护半导体设备，我们可以在一边使用半导体保险装置，而在另一边使用直流高速开关，这样在负载短路时，在保险丝被熔化前高速开关就关断。这就是所谓的不同短路保护设备的选择性。在这种情况下，直流高速开关的时间电流曲线在适用范围内应低于保险丝的熔化时间电流曲线(而不是关闭时间电流曲线!)

## 4.5 二极管和晶闸管并联的串联和并联电路

### 4.5.1 晶闸管并联电路

对并联连接晶闸管，从它被激发到整个导通过程中，电流的均匀分布是必要的。在这很陡而且足够高的脉冲幅度(见“临界电流斜坡”)以及主电路阻抗的对称均衡起到很重要的作用。并行排列的晶闸管应选用尽量相同的通态压降的元件。为了减少不平衡带来的影响，因此建议并连的晶闸管只使用到80%的最大导通电流的状态，为了限制电流的快速上升率，可以考虑使用扼流圈。

### 4.5.2 晶闸管串联电路

晶闸管的串联有可能提高了锁定或截止电压。在这里可以通过使用并联电阻以及在换流过程中并联RC网络(见第4.4.2章节)，来保证电压的均匀分布。平行并联的电阻必须这样选择，通过电阻的电流应该是在晶闸管最热时流过电流的5到10倍。为了确保同时激发晶闸管，必须要有具有足够高和陡的激发脉冲。每个晶闸管电压应比单独使用时至少减少10%。

### 4.5.3 整流二极管并联电路

为了使电流均匀分布，对于并联的二极管尽可能的保证对称均衡(连接点，电缆布线和长度)，并避免元件阻抗的不一致。并行排列的晶闸管应选用尽量相同的通态压降的元件。为了减少不平衡带来的影响，因此建议并连的晶闸管只使用到80%的最大导通电流的状态。

### 4.5.4 整流二极管串联电路

二极管的串联有可能提高截止电压。尤其是对许多二极管串联使用，在这里可以通过使用并联电阻以及在换流过程中并联RC网络(见第4.4.2章节)，来保证截止电压的均匀分布。平行并联的电阻必须这样选择，通过电阻的电流应该是在二极管最热时截止电流的5到10倍。这些措施在串联连接雪崩二极管时经常被忽略。每个二极管的电压应比单独使用时至少减少10%。

## 5 IGBT和MOSFET模块的应用

### 5.1 IGBT和MOSFET模块的选择

在下面章节里我们讨论如何正确的选择IGBT和MOSFET功率模块。我们在4.1和4.2章里已经对二极管和晶闸管做了同样的讨论。在实际应用中，针对不同的应用目的，在静态和短期动态工作状态下(比如，过载)，对功率模块的挑选必须考虑下面因素：

- 电压的负载承受能力
- 在实际的冷却条件和开关频率下，晶体管和整流二极管的电流负载能力
- 按照标准给出的各项要求，比如模块底板同接线的绝缘性及对内部集成传感器(如果有的话)的要求(电流，电压，温度等)

在任何静态或者动态的情况下，模块的使用都不得超过数据文件给出的极限值，比如截止电压，电流尖峰值，芯片温度和可靠工作范围的上限(参考第3.3.4章结的“SOA”)。对于模块的外壳也必须做同样的考虑(比如绝缘电压，抗疲劳强度，环境的适应度和安装要求等)，为了保证模块长时间更可靠的工作，必须多考虑一些来作为模块的保险，因为温度变化也会影响模块的参数(参考5.2和2.7章)。

在前面进行的讨论中，我们可以看到功率半导体的性能会随着温度的升高产生很大变化。为了保证半导体不发生因温度过高而过载和数据文件在温度 $T_{j(max)} - 25K$ 给出数据的准确性，我们设定半导体“正常工作”时温度不会超出它的极限温度值 $T_{j(max)}$ 。

#### 5.1.1 工作电压

##### 5.1.1.1 截止电压(耐压)

由于大部分功率模块被使用在直流母线电路中，这种直流母线是交流电网通过单相或三相整流桥而获得的。所以交流网络的电压决定了可使用的IGBT和MOSFET模块耐压(如600伏，1200伏，1700V)。

第一步我们根据网络电压 $V_N$ (在可调的整流器中控制角度为 $0^\circ$ )和空载时的直流电压 $V_{CC}$ ( $V_{DD}$ )，对照表5.1.1得出一个初选结果：

$V_N/V$	整流器	$V_{CC}, V_{DD}/V$	$V_{DSS}, V_{CES}/V$
24	B2	22	50
48	B2	44	100
125	B2	110	200
200...246	B2	180...221	500, 600
400...480	B6	540...648	1200
575...690	B6	777...932	1700

表 5.1.1 根据网络电压和理想的直流输出电压推荐使用的IGBT或MOSFET模块

接下来我们必须考虑在下面一些情况中对功率模块最高电压的要求

- 整流器输入电压的最高值(额定电压+电压公差)或主动式电网整流器输出电压(见5.1.3) 或PFC升压转换器输出电压。
- 瞬态电源电压上跳, 当这种电压上跳不能被过滤器, 电容器和直流侧接线上的辅助线路和部件(如抑制器, 缓冲器, 压敏电阻)给过滤或抑制掉的情况下。
- 在一定的工作情况下, 直流母线电压尖峰值和随后产生的电压振荡, 这种震荡是由于电源中的电容和电感(比如过滤器, 线圈, 感应电容等)所引起的。
- 如果有的话, 直流斩波器的限制电压。
- 关闭时的过载电压(对IGBT)  $V_{CC} + \Delta V$  不能超过截止电压

$$\Delta V \approx L_{\sigma} \cdot 0.8 I_{\max} / t_f(I_{C\max})$$

其中

$L_{\sigma}$ : 换流回路中感应电感的总和

$I_{\max}$ : 最高集电极电流(大多是在短路关闭时)

$t_f(I_{C\max})$ : 集电极电流下降到  $I_{C\max}$  的时间

在很多技术文件中, 电压值  $V_{CES}$  或者  $V_{DSS}$  是作为芯片而不是模块的极限值给出的。同样, 内部的电感值  $L_{CE}$  或  $L_{DS}$  (比如, 20...30 nH) 只是总电感量  $L_{\sigma}$  的一部分。所以接在模块接口的电压必须限制在最高许可电压值  $V_{CE\max,T}$  或  $V_{CE\max,T}$  以下

$$V_{CE\max,T} \leq V_{CES} - L_{CE} \cdot 0.8 I_{C\max} / t_f(I_{C\max})$$

这就意味着不论静态还是动态的过载电压必须限制在  $V_{CE\max,T}$  以内(参考3.3和3.4章):

$$V_{CC\max} \leq V_{CES} - L_{\sigma} \cdot 0.8 I_{C\max} / t_f(I_{C\max})$$

对IGBT模块可以通过触点接口  $C_x$  和  $E_x$  测量检查芯片上的电压。

图5.1.1展示了主动过载电流导致短路关闭的测量结果, IGBT4芯片在较高的直流母线电压(比如在制动转换或用脉冲整流器/升压转换器)和较小的外接栅极电阻  $R_{Goff}$  的情况下, 只要一个相对低的过载电流就能完成切换关断, 承受的电压不会超过  $V_{CE\max}$  值。对于短路关断(比如当  $I_C \geq 2 \cdot I_{Cnom}$ ), 要想使IGBT4达到“软关断”, 推荐选择较大的  $R_{Goff}$ , 比如对于300A的模块  $R_{Goff}$  要大于 20 欧姆。当切换短路电流明显高于模块  $I_{Cnom}$  值时, 在3.3.1章有详细的论述。



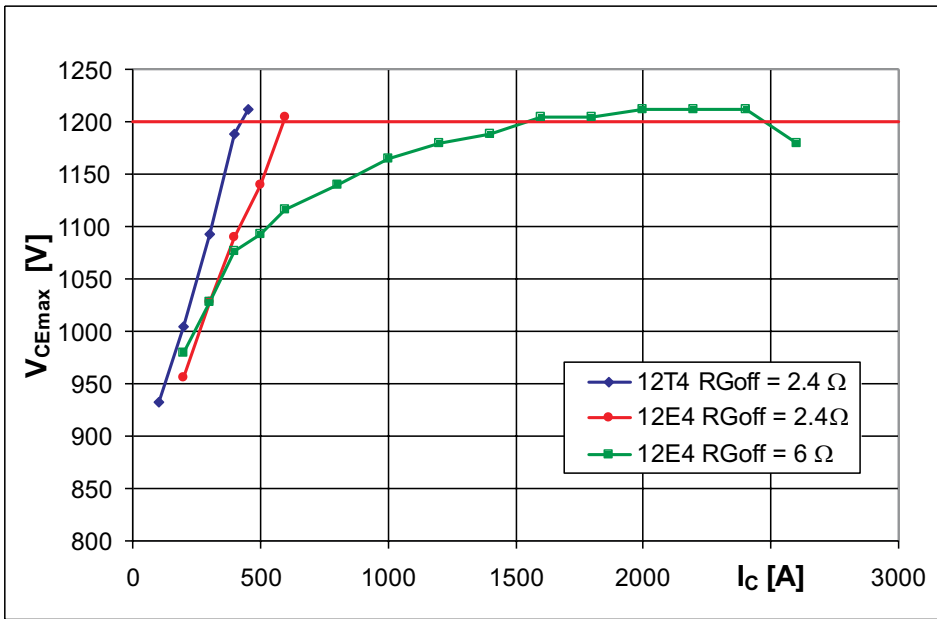


图 5.1.1 50A的IGBT模块芯片级芯片电压负载,  $V_{CC} = 800 \text{ V}$ ,  $T_C = 25^\circ\text{C}$

应该指出, 对于IGBT4模块, 经外接栅极电阻 $R_{Goff}$ 适度放大的关断过电压, 不像前几代IGBT以及在数据文件上介绍的下降, 而是开始时升高, 虽然 $t_f$ 实际上并没有增加。只有在非常大的 $R_{Goff}$  (“软关闭”, 如上)改变了这一趋势。图5.1.2显示了在1200 V/400A的IGBT4中芯片的电压 $V_{CEmax}$ , 它是在短路关断时并在2个不同的外壳温度下, 同栅极电阻的关系。

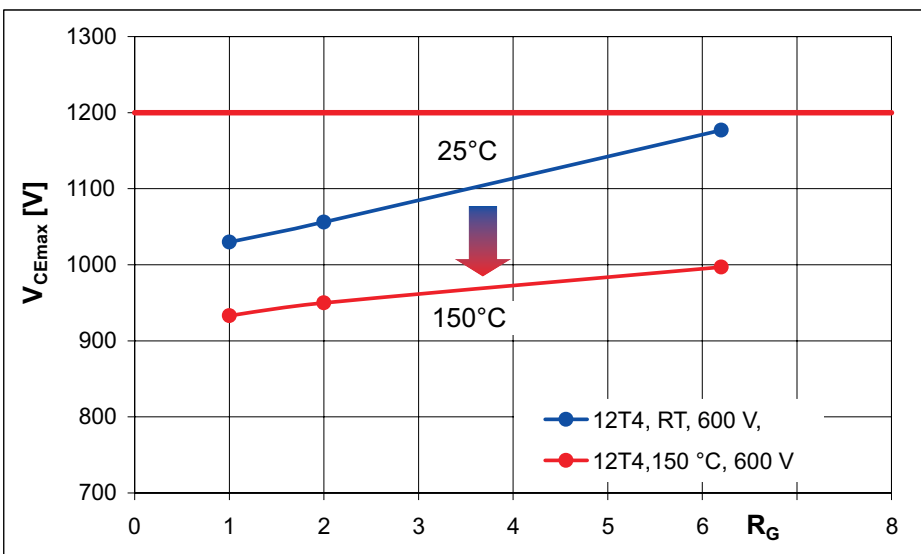


图 5.1.2 1200 V/400 A IGBT中芯片电压 $V_{CEmax}$ 同外部栅极电阻和温度的关系, 条件在 $V_{CC} = 600 \text{ V}$ 和关断电流 $I_C = 2 \cdot I_{Cnom} = 800 \text{ A}$

随着温度的增加晶体管和二极管的开关时间也增加, 而随着温度的降低 $di/dt$ 和在所有寄生电感上的过电压也增加。此外, 因为雪崩击穿电压受温度的影响, 所以IGBT, MOSFET和续流二极管的截止电压(耐压)随着温度的上升而下降。由于电压 $V_{CES}$ 和 $V_{DSS}$ 值是在温度 $T_C = 25^\circ\text{C}$ 时给出的, 所以在较低实际温度使用时, 必须考虑额外影响。

目前的IGBT4的另一个特点是过电压 $dV_{CE}$ 受直流母线电压 $V_{CC}$ 的影响。如图5.1.3所示，过电压 $dV_{CE}$ 随着 $V_{CC}$ 增加而增加，所以当IGBT4在很高的直流母线电压应用时，有必要做进一步的测量检查。

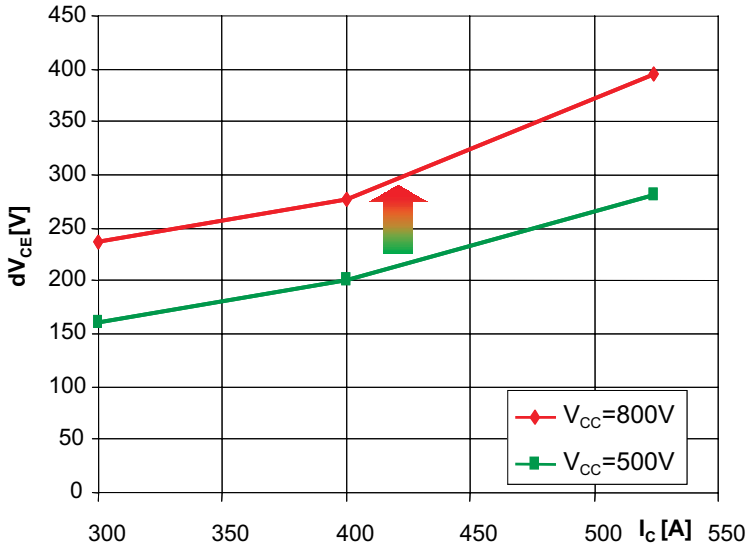


图 5.1.3 直流母线电压对关断过电压的影响，1200 V/450A的IGBT， $T_c = 25^\circ C$

如果IGBT—例如在短路状态—在达到静态饱和状态前关断时，集电极电流下降很陡，因为不需要少数载流子再结合。这就导致了很高的关断过电压，尤其是沟道IGBT模块。举例如图5.1.4，一个1200V的IGBT4模块，在极端情况下(高直流母线电压，低温度，短路关断)，当开通很短时( $t_p < 5 \mu s$ )，可能产生电流降额。

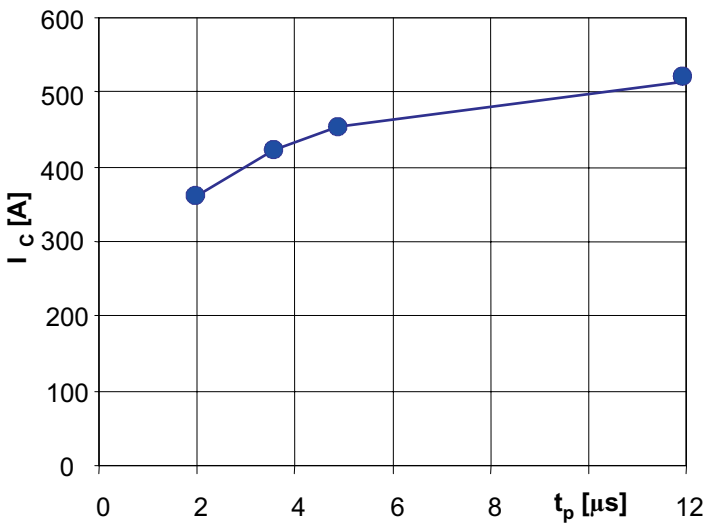


图 5.1.4 保证电压 $V_{CE(max)}$ 在很短导通时间 $t_p$ 产生的电流降幅，1200 V的IGBT4， $V_{CC} = 800V$ ， $T_c = 25^\circ C$

如上所示，从IGBT4开始被使用的，通过测量来确定的一些元件特性的要求，被提高了许多，因为IGBT模块在使用中受到外界条件的影响，它会产生特性的变化，尤其是现在模块的要求要比老几代模块复杂许多。

作为一项减轻过电压的额外措施，尤其是对母线电压超过700 V (1200 V IGBT)和集电极电流在几百安培时，可使用合适的薄膜电容器作为直流端口的缓冲器(+DC: 集电极TOP IGBT，-DC: 发射极BOT IGBT)。其影响和电容值请参阅[AN1]。

### 5.1.1.2 绝缘配置

绝缘配置的方式是同元件的电气绝缘能力协调一致的。一些经验值被作为执行标准固定下来，并在设备结构装配时被使用。

为此，首先是区分高电压(大于1000 V)和低电压(小于1000V) 系统。对于小于1000伏电压的系统，首先是(接地)标准EN60664(低压系统的绝缘配置)，同时还要求有产品类标准，如EN50178(大电流电力装置设备) 或如EN61800-5-1(可调转速的电力驱动系统的安全要求) 产品标准。其他的标准，例如EN50124-1(铁路应用的绝缘要求) 是作为在特定的场合时更严格的要求。除了欧洲的标准要求还有一些UL标准，比如UL508C(电源转换设备)。

对于绝缘配置可分为三级不同的要求:

- 在电路回路中只考虑电位隔离，而对安全方面没有要求。被称为功能性隔离。
- 把网络电流母线同接地的部分部分隔离开来，这是安全的关键。被称为基本隔离。
- 增强或加倍(2倍)的把网络电流母线同没接地的电路部分以及信息传输部分隔离开来，因为没有其他的保护，所以对隔离绝缘要求更严格。被称为增强或加倍隔离。

对于电力电子元件，如功率模块，可分成:

- 模块端口之间的相互绝缘
- 模块底座和模块端口之间的基本绝缘(散热器接地)
- 增强或加倍模块端口同模块内部的绝缘，隔离传感器(如电流传感器，电压传感器或温度传感器)，它的输出不需要任何措施就可连接到信息传输母线上。

当选择好一个模块后，即在设计初期就应准备，必须对用户明确给出有关电气和环境条件，参见第6.2章节，这也关系到绝缘问题。

因此，可根据出现的最高电压峰值来选择IGBT和MOSFET模块的截止电压等级，分析如下:

根据**EN60664**标准确定网络过电压等级

- 确定电压等级和使用范围，见图5.1.5
- 标准：等级为3，对电源电路
- 功率模块的损毁等级按照标准EN60664和EN50178
- 同外界的关系，例如操作条件和装置的冷却
- 标准：如果只在没有电流时才可能结露时，等级为2，否则等级为3

最高工作海拔高度

- 随高度增加(压力减少)，空气击穿强度降低，参见第6.2.6章节的模块中空气绝缘能力
- 标准: 最高2000米

#### 供电网络的接地

- 供电网络接地端口同大地电位连接
- 标准:星型电路接地的TN-网络

#### 最高线到线电压或最高直流电源电压

- 取决有关的额定电压
- 参照图5.1.5

#### 最大直流母线电压

- 注意,当直流母线电压能够超过从交流整流成直流的电压或直流电源电压,例如,由于反馈、脉冲整流器或控制模式(如4Q换流器)

#### 传感器和控制电路电位隔离的绝缘要求

- 取决于连接传感器电流回路的要求
- 当传感器连接到交流网络电路,功能隔离就足够了。
- 当端口连接到SELV或PELV电流回路时,模块负载终端和传感器之间的隔离必须
- 是增强或加倍隔离

#### 最大控制电压

- 最大的控制电路对地电位的电压
- 标准: <50伏

对空间绝缘,爬电距离和固体绝缘的需求必须分开考虑。空间绝缘必须保持一定的距离避免产生放电电弧,最关键的是出现的最高峰值电压,因此在这里必须考虑电流回路中有可能产生的过电压和它的幅度。如果在海拔超过2000米的地区,必须考虑利用高度修正系数来提高间隙,见第6.2.6章节中的表6.2.1。空间绝缘对于更高的电压等级需要增强或加倍绝缘。

使用材料的清洁度和受表面电流影响的抗压稳定度决定了爬电距离,它是用CTI数值(Comparative Tracking Index)来表示的。使用的材料越坚固,爬电距离应该越小。在这里起决定作用的是电压的有效值而不是峰值。爬电距离始终至少应同空气绝缘的间隙一样大。在标准中的最低爬电距离一般是通过经验来决定的,只有稳定地达到1000伏和清洁度为1度和2度的电路板经过了试验,并接受试验结果。因此,在这所需爬电距离比通过CTI数值得出的距离要小。对于增强和加倍绝缘表示与电压相关的爬电距离应增加一倍。

当绝缘物之间通过物质隔离就是固体绝缘。固体物质绝缘的承受能力可以通过电压测试,通过冲击电压和加高压来得到测试结果。理想情况下,加高压被击穿放电时的电压应大于预期的峰值电压(否则它不会放电),并也大于材料能承受的电压值(如果y只超过最大峰值电压一次,那局部放电就会停止)。在一些标准中,抗压试验只是为了增强或加倍绝缘。

为了确保安全保险地安装设备和模块,许多产品或产品系列给出了必须强制进行绝缘测试的规范,但这个测试不是证明该绝缘设计是适当的。

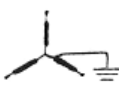
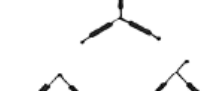

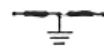
Maximum value of rated operational voltage to earth(V)a.c. r.m.s. or d.c.	Nominal voltage of the supply system (≤ rated insulation voltage of the equipment)				Preferred values of rated impulse withstand voltages, kV (1.2/50) at 2000 m			
	 a.c. r.m.s. (V)	 a.c. r.m.s. (V)	 a.c. r.m.s. or d.c. (V)	 a.c. r.m.s. or d.c. (V)	Overvoltage Category			
					IV Origin of installation (service entrance) level	III Distribution circuit level	II Load (appliance, equipment) level	I Specially protected level
50	---	---	12.5, 24, 25, 30, 42, 48	60-30	1.5	0.8	0.5	0.33
100	66/115	66	60	---	2.5	1.5	0.8	0.5
150	120/208 127/220	115, 120, 127	110, 120	220-110, 240-120	4	2.5	1.5	0.8
300	220/380, 230/400, 240/415, 260/440, 277/480	220, 230, 240, 260, 277	220	440-220	6	4	2.5	1.5
600	347/600, 380/660 400/690, 415/720, 480/830	347, 380, 400, 415, 440, 480, 500, 577, 600	480	960-480	8	6	4	2.5
1000	---	660, 690, 720, 830, 1000	1000	---	12	8	6	4

图 5.1.5 各种不同的网络的绝缘测试电压[文献54]

上面给出的标准包含了对于不同绝缘测试电压必要的设计准则。例如：根据各种标准，基本绝缘的绝缘测试电压为690 V的交流或直流的检测电压。

#### 根据标准 EN 50178

测试时间: 整体测试 5 s, 单独测试 1 s

a) 星式电路中心接地

外线对地电压:  $690 \text{ V} / \sqrt{3} = 398 \text{ V}$ :

$$V_{\text{isol}} = 398 \text{ V} \cdot 1.5 + 750 \text{ V} = 1.35 \text{ kV}_{\text{rms}}$$

b) 三角型电路接地

外线对地电压: 690 V

$$V_{\text{isol}} = 690 \text{ V} \cdot 1.5 + 750 \text{ V} = 1.79 \text{ kV}_{\text{rms}}$$

#### 根据标准 EN 61800-5-1

测试时间: 整体测试 5 s, 单独测试: 1 s

a) 星式电路中心接地

外线对地电压:  $690 \text{ V} / \sqrt{3} = 398 \text{ V}$

$$V_{\text{isol}} = 398 \text{ V} + 1200 \text{ V} = 1.6 \text{ kV}_{\text{rms}}$$

b) 三角型电路接地

外线对地电压: 690 V

$$V_{\text{isol}} = 690 \text{ V} + 1200 \text{ V} = 1.89 \text{ kV}_{\text{rms}}$$

#### 根据标准 UL 508C

测试时间: 1 min

$$V_{\text{isol}} = 2 \cdot V_{\text{nominal}} + 1000 \text{ V}$$

$$V_{\text{isol}} = 2 \cdot 690 \text{ V} + 1000 \text{ V} = 2.38 \text{ kV}_{\text{rms}}$$

在功率模块的数据文件中(见第3.3.1章节和第3.4.1章节, 模块的极限值), 绝缘测试电压 $V_{\text{isol}}$ 是加在输入端口/控制端口(两个接口相互连接的)和模块的绝缘底板之间的有效电压值(交流50赫兹)。测试时间在1分钟到1秒钟之间。另外, 绝缘测试也可在直流电压下进行,  $V_{\text{isol(DC)}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{isol(AC)}}$ 。模块中传感器同外部环境之间的绝缘测试, 以及电位隔离在后面会提到。

为了使功率模块在各种应用中更普遍的被使用，制造商对模块进行了更高要求的测试(如果技术上允许的话)，例如，对耐压1200V的IGBT模块的进行测试为2.5kVac/1分钟...4kVac/1分钟...4.5 kVac/1秒钟，对1700V的IGBT的模块测试为4 kVac/1分钟... 5.6 kV/1秒，对3300V的模块为6 kV/1分钟，对6500 V的 IGBT模块为10.2kV/1分钟。赛米控公司为满足特殊要求对IGBT模块和二极管模块进行了9.5kV/1分钟的测试检验。

所有的绝缘电压测试允许的环境温度为15...35°C，相对湿度为45...75%以及大气压为860...1060hPa。如果没有发生电击穿，就可以认为绝缘测试(介电强度测试)通过。例如，出现较小的漏电流是没关系的。由于每次绝缘测试可能会发生局部放电导致模块的过早损坏，所以尽量减少测试次数并且测试电压应该不高于相关的国际标准或者应用规格标准。如果无法避免重复测试，两次测试之间的间隔必须不小于10分钟。测试条件必须限制测试持续时间1s并且测试电压为规格书上规定的绝缘测试电压的85%

### 5.1.2 正向电流

在数据文件给出的最大直流正向电流 $I_C$ (集电极电流)或 $I_D$ (漏电流)的极限值是在芯片温度达到最高时给出的，下面公式可以计算在控制晶体管完全导通时的电流值：

$$I_C = \frac{T_{j(max)} - T_c}{V_{CE(sat)} \cdot R_{th(j-c)}} \quad (\text{IGBT 模块})$$

$$I_D = \sqrt{\frac{T_{j(max)} - T_c}{r_{DS(on)} \cdot R_{th(j-c)}}} \quad (\text{MOSFET 模块})$$

条件是对带底板模块外壳温度 $T_c = 25^\circ\text{C}$ 和 $80^\circ\text{C}$ ，对不带底板模块的外壳温度 $T_s = 25^\circ\text{C}$ 和 $70^\circ\text{C}$ ，参考数据文件第3.3.1章节和第3.4章节的说明。对于不带底板的模块使用 $T_s$ 代替 $T_c$ 和 $R_{th(j-s)}$ 代替 $R_{th(j-c)}$ 。 $R_{DS(on)}$ 和 $V_{CE(sat)}$ 是在达到最大芯片温度 $T_{j(max)}$ 时的最大值。这些计算都是一种粗略的估算，在实际运行过程中，除了导通损耗还有开关和截止损耗(较低)，外壳温度的不同和在开通过程中，达不到静态的 $R_{DS(on)}$ 值和 $V_{CE(sat)}$ 值。

同样作为参考值还有在新的数据文件中给出的IGBT芯片电流 $I_{Cnom}$ (由芯片制造商在芯片数据文件给出的典型电流值，然后再乘以在模块中并联的IGBT芯片数量)，它是一个直流电流(见第3.4.1章节)。

周期集电极电流峰值 $I_{CRM}$ 是在脉冲工作模式时，流过集电极终端端口的最大电流峰值，也即是开关工作时电流负载的极限值(见第3.3.1章节)。 $I_{CRM}$ 是受温度影响并被芯片允许的电流密度所限制。在许多数据文件中给出 $I_{CRM}$ 为 $2 \cdot I_{Cnom}$ ，相当于以前的极限值 $I_{CRM}$ 。对于目前使用的赛米控公司的IGBT4模块芯片(T4, E4)， $I_{CRM}$ 允许提高到 $3 \cdot I_{Cnom}$ ，但没有给出允许的最大脉冲宽度。研究表明，周期关断如此高的电流，在最热的芯片提前退出饱和时就已经带来了功耗的快速增加。赛米控公司建议，除了在特殊情况下(如减少中间总线电压，使用有源钳位器，非常缓慢的关断，减轻开关负荷)，按照RBSOA允许的2倍的 $I_{Cnom}$ 工作，并保证以前的 $I_{CRM} = 2 \cdot I_{Cnom}$ 的限制。

另一个正向电流的极限值是模块的最大允许正向电流有效值 $I_{T(RMS)}$ ，它是对一个完整周期的平均值，它对对任意的电流波形、电流导通角和冷却条件都适用。它是被模块内部和外部的连接电流负载所限制，参见第3.3.1章节。

对于晶体管的电流限制有反向二极管正向导通电流 $I_F$ ，二极管芯片电流 $I_{Fnom}$ 和反向二极管的正向周期电流峰值 $I_{FSM}$ 。为了保证运行，在网络直流整流器中反向二极管的挑选中，(非周期的)冲击电流的极限值 $I_{FSM}$ 起着重要的作用。它定义了一个最大允许的正向冲击电流的强度，它是在50赫兹正弦半波电流的高度，在这个不经常发生的(短路)冲击电流下，二极管可以承受而不会损坏。从它的电流曲线中，可以对不同的振荡周期值以及连续出现的脉冲串，确定它的极限值(参见第3.3.1章节)。

在实际应用中，功率电子电路的输出电流基本上被下面两项所限制，一是模块中晶体管和续流二极管的总功耗(正向导通功耗，截止产生的功耗和开关损耗)，另一项是把热量从芯片散热到模块外壳和冷却器的冷却液中的能力：

- 在任何静止或动态运行情况下(允许短路有保护的例外，见第3.3.4章节“SCSOA”)都不允许超过IGBT、二极管或MOSFET的芯片最大允许温度。
- 在预计使用寿命期限内，由于负载和温度变化产生的温度梯度不应该导致模块疲劳磨损以致损坏。见第2.7章节。

还存在其他一些限制，例如：

- 在运行时的晶体管的开关负载和在关断最高电流时带来的过载，即晶体管必须工作在允许的工作范围内，见第3.3.4章节。
- 必要的主动和被动的过流保护的选择限制
- 同关断电流有关的开关过电压的限制(见第5.1.1章节)

### 5.1.3 对在整流器和逆变器中续流二极管的要求

为了从电网中尽可能地获取能源，所以换流器往往是在4象限运行，即它们是由两个拓扑逻辑相同逆变器安置在网络一侧(LSC: Line Side Converter)和负载一侧(MSC: Machine Side Converter)。因为受换流电路(整流器工作或逆变器工作)的不同，两个逆变器的续流二极管在同样的传输功率以及功耗时，要求也不同。

在逆变器工作状态时，能量是以直流形式从直流母线通过换流传输到交流一侧，即交流能量提供给消费者，例如三相机或电网。相反，在整流器操作中，是把从交流一侧的能量通过换流传给直流母线。在这种情况下，换流器作为一个脉冲整流器连接到网络或发电机。对于同样的传输功率，因为不同的工作方式，整流器工作还是逆变器工作，带来对功率半导体元件不同的功耗要求，这种功耗主要是由于电流和电压不同的相位差和交流一侧的震荡引起的。利用图5.1.6做基本说明。

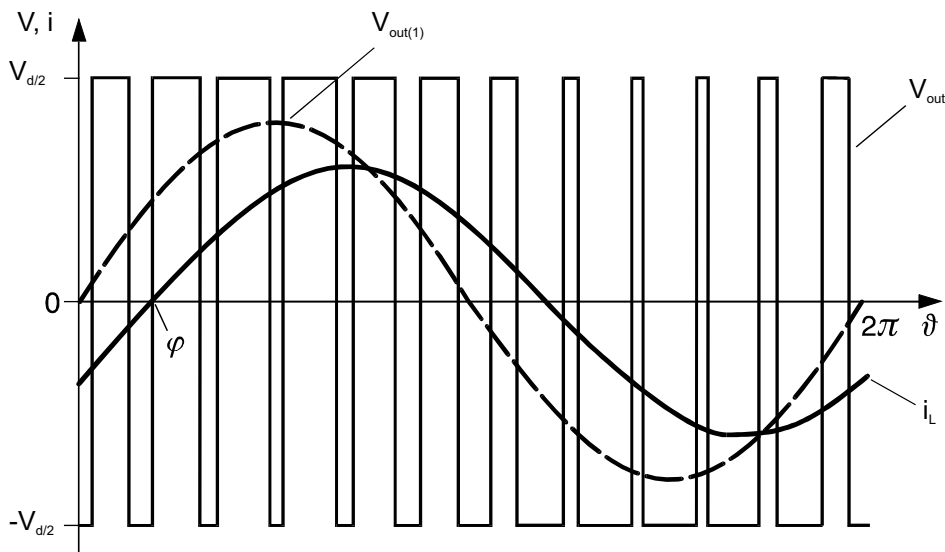
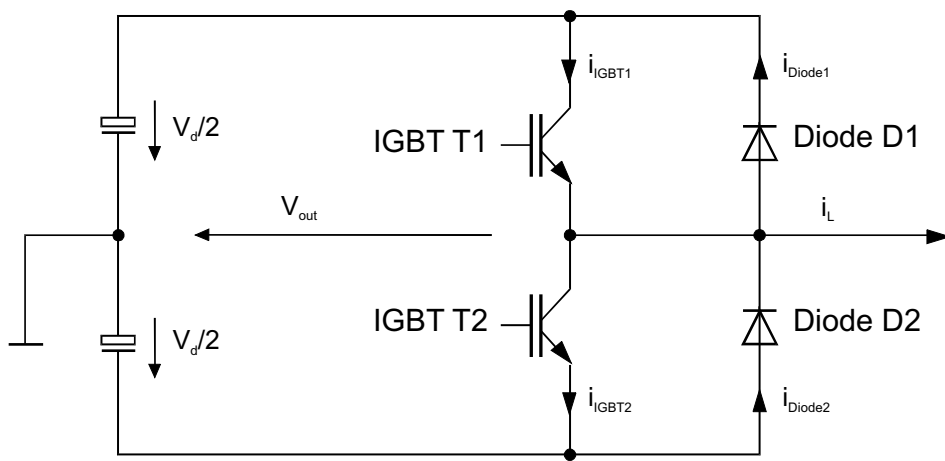


图 5.1.6 IGBT和续流二极管构成的换流器:

- 当  $v_{out} =$  正向和  $i_L > 0$ : 电流流过模块 IGBT 1
- 当  $v_{out} =$  正向和  $i_L < 0$ : 电流流过二极管 2
- 当  $v_{out} =$  负向和  $i_L > 0$ : 电流流过二极管 1
- 当  $v_{out} =$  负向和  $i_L < 0$ : 电流流过模块 2

因此，在给定的电流有效值就会在IGBT模块和续流二极管中所产生功耗，它的大小同电压电流基波的相位差 $\cos \varphi$ ，以及换流器控制系数 $m$ (占空比)有关。

在逆变器工作模式中，一般为 $0 \leq m \cdot \cos \varphi \leq 1$ 。半导体元件功耗的极端情况为 $m \cdot \cos \varphi = 1$ 。在这种情况下，IGBT的导通功耗以及其总功耗达到最大值，而续流二极管则在其最低值。

在整流器工作模式中，一般为 $0 \geq m \cdot \cos \varphi \geq -1$ 。半导体元件功耗的极端情况为 $m \cdot \cos \varphi = -1$ 。在这种情况下，IGBT的导通功耗以及其总功耗达到最小值，而续流二极管则在其最高值。把这种情况转移到图5.1.6上就看到，脉冲整流器 - 基于基波 - 从电网获取纯有用功率和电网的中心点同直流母线的中心点相连接。图5.1.7给出了例子的图像说明。



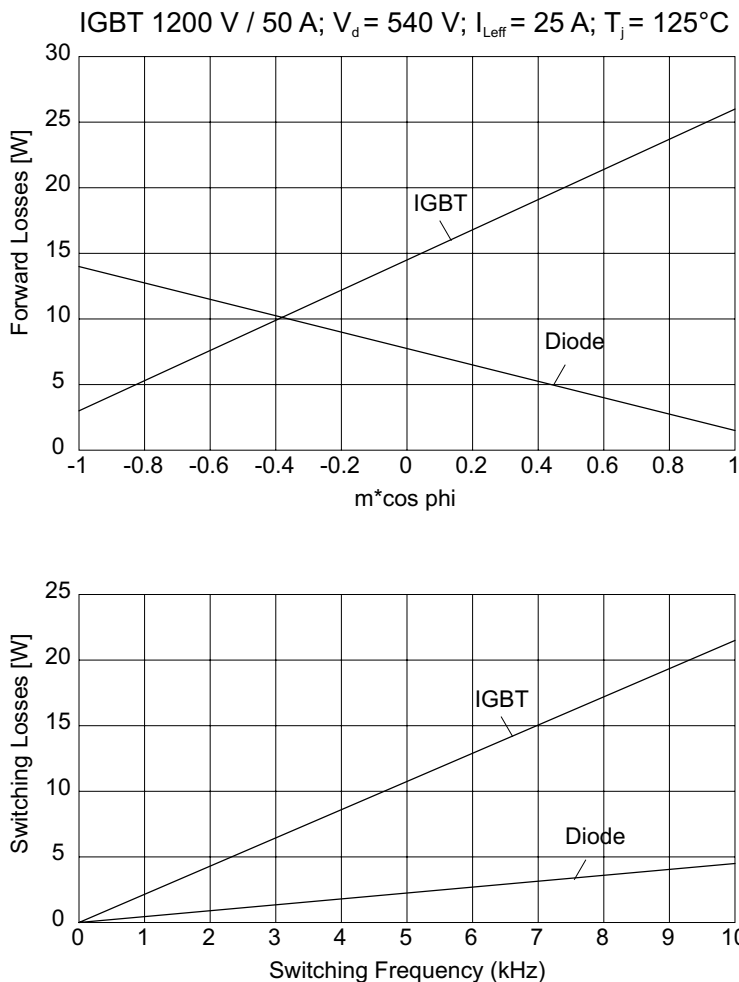


图 5.7 在换频器中IGBT和续流二极管的开关损耗和导通损耗

对于给定的直流母线的电压值和交流电流的有效值，该元件的开关损耗同开关频率成线性关系(图 5.1.7)。目前在市场上大多数的带集成续流二极管的IGBT和MOSFET模块(下称“标准模块”)可根据散除因为功耗而产生的热量的大小，来确定它在逆变器中的使用(例如， $\cos \phi = 0.6 \dots 1$ )。由于二极管的导通损耗和总损耗相对都低，所以二极管设计的散热面积相比IGBT要小(IGBT同二极管的比值: 2..3:1)。当逆变器作为脉冲整流器使用时，必须要特别考虑二极管的负载。

#### 5.1.4 开关频率

图片5.1.8显示了一个MOSFET模块和IGBT模块开关的工作点。除了电压 $v_{DS}$ 以及 $v_{CE}$ 和电流 $i_D$ 和 $i_C$ 的时间曲线，瞬时的电流乘以电压得出的瞬时功耗 $p(t)$ ，它在整个周期内的积分就是MOSFET或IGBT的总损耗。在电源模块的总损耗是由模块内所有晶体管和续流二极管损耗的总和。

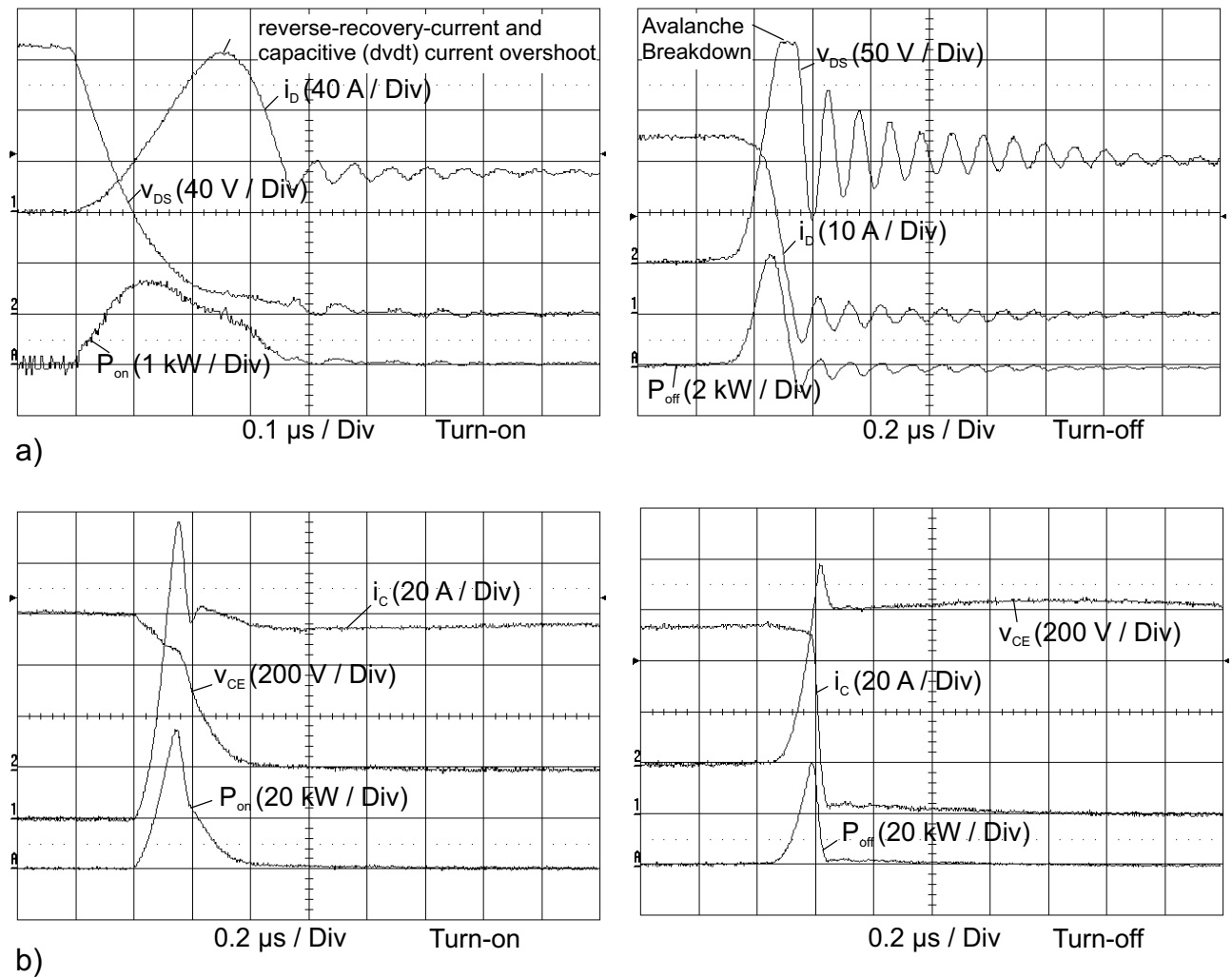


图 5.1.8 切换过程(在欧姆-阻感性负载时的硬性开通和关闭) a) 功率MOSFET模块, b) IGBT模块

电流和电压过程的定性分析解释是在第2.4章节, 第3.3章节和第3.4章节。由于开关损耗随着频率按比例增加, 这就可以确定模块开关频率上限, 它一般为了保险选择高一级的模块。

还有一些其他的限制, 比如晶体管开通和关断的延迟时间 $t_{d(on)}$ ,  $t_{d(off)}$ , 续流二极管的回流时间, 同频率成正比的增加的控制功率或为了控制、锁定、测量、保护以及监视功能所必须的最低开通和关断时间以及死区时间。如果开关损耗在被动网络中(缓冲器)或过电压被缓冲器限幅, 这时充电转换过程中开关释放完电荷的时间被视为死区时间。

MOSFET和IGBT功率模块的开关时间在从几纳秒到几百纳秒的范围。MOSFET和老式的IGBT模块的开关时间受到控制参数的影响而被限制, 而新一代的沟道式IGBT模块对开通只有很小的影响, 并对关断几乎没有影响(见图5.1.9), 所以应采用很大的栅极电阻, 但这时我们必须同时接受, 它会带来很大的开关损耗。

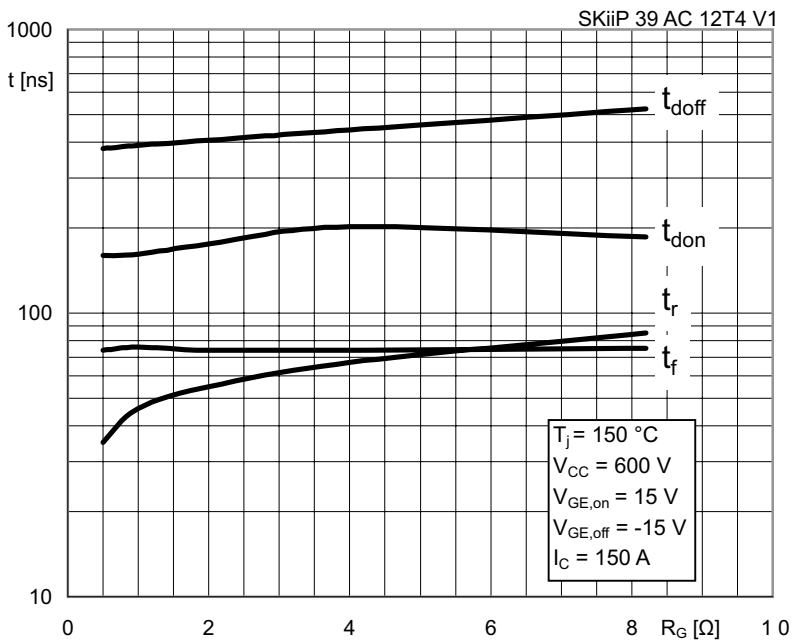


图 5.1.9 IGBT4模块的开关切换时间同外部栅极电阻 $R_G$ 的关系

随着降低的晶体管的开关时间，寄生电感的影响和续流二极管在硬性开关( $t_{rr}$ ,  $Q_{rr}$ )的动态性能以及较高的工作电压等因素都增加了开关切换频率的限制因素，如

- the turn-off velocity, limited by the permissible switching overvoltage, and
- the turn-on velocity, limited by the permissible peak current (load current + reverse recovery current of the freewheeling diode depending on  $di/dt$ )
- 关断速度，受到开关允许的过电压限制
- 开通速度，受到开关允许的峰值电流 (负载电流+受 $di/dt$ 影响的续流二极管的回流 $t$ )
- 这些往往决定了最高开关切换速度。

此外，到目前已经在上述的功率范围内，晶体管过陡的 $di/dt$ 和 $dv/dt$ 会带了EMV故障，以及在一定的负载(机器)时会带来同 $dv/dt$ 相关的载绝缘问题。在选择开关频率和(如果可能)设置开关切换时间时，因此必须考虑在任务要求(如超出音频范围)、开关时间/开关损耗和散热以及EMV特性等矛盾中产生最佳的妥协方案。

目前标准模块的开关频率:

硬性开关:	MOSFET 模块	低截止	up to 250 kHz
		高截止	up to 100 kHz
	IGBT 模块	600 V	up to 30 kHz
		1200 V	up to 20 kHz
		1700 V	up to 10 kHz
软性开关:	MOSFET 模块	低截止	up to 500 kHz
		高截止	up to 250 kHz
	IGBT 模块		up to 150 kHz

## 5.2 功率晶体管的热力学分析

本章中的解释的重点是IGBT模块。对于挑选考虑和计算，可采用相应的MOSFET模块中使用的类似方式。MOSFET的没有正向门限电压值，所以去掉公式中电压项( $V_{CE0} \rightarrow V_{DS0} = 0$ )。在反向运行

时(续流二极管)必须区分是否只有二极管导通还是MOSFET模块在反向续流运行也被开通运行。文章集中于硬性开关在直流逆变器。在第4.1章节中已经讨论过整流装置的热力学分析。

### 5.2.1 单独损耗和总损耗

在电力电子电路中IGBT和二极管作为开关工作，不断地转换各种静态和动态循环的状态。在这种情况下就会产生功耗或者能量成分的损失，它们构成了半导体元件的总损耗，并使功率半导体元件升温。通过适当功率半导体的设计以及增加冷却装置，就能使半导体换流器在它最高允许的结层温度内安全运行。短路断开和冲击电流负载时一种例外情况，这时一般会超过结层温度 $T_{j(max)}$ 。这种现象在元件的寿命期间很少发生，这时元器件必须使用冷却装置。

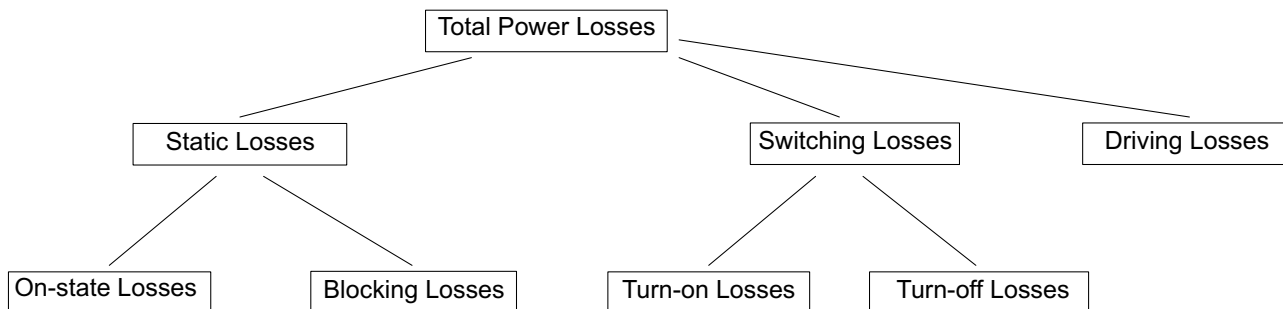


Figure 5.2.1 Individual power losses of power modules used as switches

#### IGBT 模块

正向截止损耗和控制损耗只占总损耗的一小部分，所以通常被忽略。在高截止电压(大于1千伏)和/或高的结层温度(大于150°C)时，截止电流成指数曲线增加，它带来的截止损耗变得越来越大，甚至会导致热失控。控制损耗通常只时在高频低压MOSFET模块的应用中才给予考虑。

导通功耗 ( $P_{cond(T)}$ ) 取决于:

- 负载电流 (输出特性曲线  $V_{CE(sat)} = f(I_C, V_{GE})$ )
- 结层温度
- 占空比

对于给定的控制参数( $R_G, V_{GG}$ )和被忽略寄生元素 ( $L_S, C_{load}$ )，开通和关断功耗 ( $P_{on}, P_{off}$ ) 取决于:

- 负载电流与负载电气特性(欧姆, 电感, 电容)
- 直流母线电压
- 结层温度
- 开关频率

总功耗计算公式如下:

$$P_{tot(T)} = P_{cond(T)} + P_{on} + P_{off}$$

#### 续流二极管

由于续流二极管的截止损耗占总损耗的一小部分，所以亦被忽略了。它也有同IGBT模块同样的限制。肖特基二极管因为有很热的截止电流是一个例外。正向恢复过程导致了开通损耗。在快速二极管中这一损耗也是微不足道的，可以被忽略。

导通损耗 ( $P_{cond(D)}$ ) 取决于:

- 负载电流(正向导通特性曲线  $V_F = f(I_F)$ ),
- 结层温度
- 占空比

对于给定的同续流二极管换流的IGBT的参数和省略了寄生元素( $L_S$ ), 关断损耗( $P_{rr}$ )取决于:

- 负载电流
- 直流母线电压
- 结层温度
- 开关频率

总损耗的计算公式如下:

$$P_{\text{tot(D)}} = P_{\text{cond(D)}} + P_{\text{rr}}$$

模块的总损耗  $P_{\text{tot(M)}}$  为单独的损坏乘以开关数量  $n$ , 为:

$$P_{\text{tot(M)}} = n \cdot (P_{\text{tot(T)}} + P_{\text{tot(D)}})$$

### 5.2.1.1 直流电压调节器

在静态条件下, 直流/直流转换器的损耗, 可根据占空比系数相对容易地计算出来。在额定条件下能量损耗值/IGBT和二极管在导通时的相对参考值, 都在数据文件中给出。但这些数据必须对应开关的工作点进行换算。降压转换器和升压转换器是实际应用的许多复杂电路的基础。

降压转换器

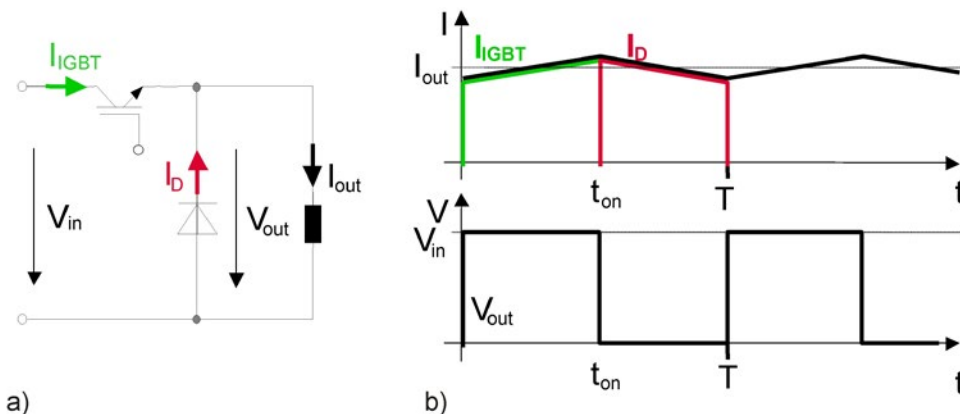


图 5.2.2 欧姆负载的降压转换器 a) 电路 b) 电流电压曲线

图5.2.2显示了降压转换器在欧姆感性负载时的电路(斩波器, 降压转换器)以及工作过程曲线。一个输入的高电压 $V_{in}$ 被转换成为一个较低的输出电压 $V_{out}$ 。在电路在工作点的稳定状态下, IGBT的功耗计算方法如下:

$$\text{导通损耗: } P_{\text{cond(T)}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_C(t) \cdot v_{CE}(t) dt$$

忽略了负载电流纹动和对导通曲线使用 $V_{CE0}$ 和 $r_{CE}$ 做近似直线处理, 得出:

$$P_{\text{cond(T)}} = (I_{\text{out}} \cdot (V_{CE0(25^\circ\text{C})} + TC_V \cdot (T_j - 25^\circ\text{C})) + I_{\text{out}}^2 \cdot (r_{CE(25^\circ\text{C})} + TC_r \cdot (T_j - 25^\circ\text{C}))) DC_{(T)}$$

$$\text{开关损耗: } P_{\text{sw}} = f_{\text{sw}} \cdot (E_{\text{on}}(V_{\text{in}}, I_{\text{out}}, T_j) + E_{\text{off}}(V_{\text{in}}, I_{\text{out}}, T_j))$$

$$P_{sw(T)} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \left(\frac{I_{out}}{I_{ref}}\right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{in}}{V_{ref}}\right)^{K_v} \cdot (1 + TC_{Esw} \cdot (T_j - T_{ref}))$$

其中

- $I_{out}$ : 负载电流的有效值
- $DC_{(T)}$ : 晶体管工作的占空比 (duty cycle =  $t_{on}/T = V_{out}/V_{in}$ );
- $f_{sw}$ : 开关频率
- $TC_v, TC_r$ : 导通特性曲线的温度系数
- $I_{ref}, V_{ref}, T_{ref}$ : 数据文件给出的开关损耗的参考参数
- $K_i$ : 开关损耗随电流变化的指数系数, 在1左右
- $K_v$ : 开关损耗随电压变化的指数系数, 在1.3到1.4左右
- $TC_{Esw}$ : 开关损耗的温度系数, 约0.003 1/K

正向导通曲线的温度系数是从出25°C和最热温度的数据计算出来的, 例如:

$$TC_v = \frac{V_{CE0(125^\circ C)} - V_{CE0(25^\circ C)}}{125^\circ C - 25^\circ C}$$

对二极管为:

导通损耗: 
$$P_{cond(D)} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^T v_F(t) \cdot i_F(t) dt$$

$$P_{cond(D)} = (I_{out} \cdot (V_{F0(25^\circ C)} + TC_v \cdot (T_j - 25^\circ C)) + I_{out}^2 \cdot (r_{F(25^\circ C)} + TC_r \cdot (T_j - 25^\circ C))) DC_{(D)}$$

关断损耗: 
$$P_{rr} = f_{sw} \cdot E_{rr}(V_{in}, I_{out}, T_j)$$

$$P_{sw(D)} = f_{sw} \cdot E_{rr} \cdot \left(\frac{I_{out}}{I_{ref}}\right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{in}}{V_{ref}}\right)^{K_v} \cdot (1 + TC_{Err} \cdot (T_j - T_{ref}))$$

其中

- $DC_{(D)}$ : 二极管工作的占空比 (duty cycle =  $(T-t_{on})/T$ )
- $K_i$ : 开关损耗随电流变化的指数系数, 在□□0.6左右
- $K_v$ : 开关损耗随电压变化的指数系数, 在□□0.6左右
- $TC_{Err}$ : 二极管开关损耗的温度系数, 约0,006 1/K

在计算了IGBT和二极管的导通损耗时采用了假定的理想占空比(忽略了开关动作产生的延迟时间)。

升压转换器

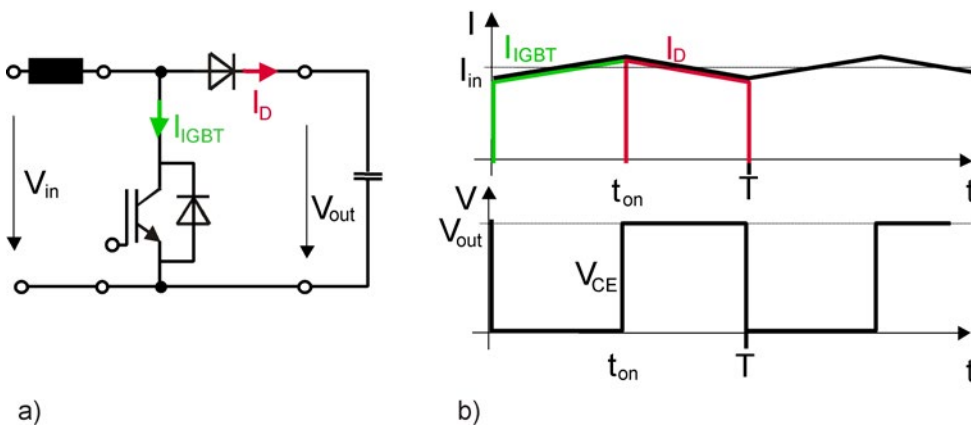


图 5.2.3 Boost converter with capacitive load, a) Circuit; b) Current and voltage curve 欧姆负载的升压转换器 a) 电路 b) 电流电压曲线

升压转换器(图5.2.3, 增压)是把一个输入的低电压 $V_{in}$ 转换成一个输出的高电压 $V_{out}$ 。类似于降压转换器, 我们可计算功率损耗。通过这些元器件的电流是开关的输入电流, 通过开关电路被转换成高的输出电压 $V_{out}$ 。

$$P_{cond(T)} = (I_{in} \cdot (V_{CE0(25^\circ C)} + TC_v \cdot (T_j - 25^\circ C)) + I_{in}^2 \cdot (r_{CE(25^\circ C)} + TC_r \cdot (T_j - 25^\circ C))) DC_{(T)}$$

$$P_{sw(T)} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \left(\frac{I_{in}}{I_{ref}}\right)^{Ki} \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{ref}}\right)^{Kv} \cdot (1 + TC_{Esw} \cdot (T_j - T_{ref}))$$

$$P_{cond(D)} = (I_{in} \cdot (V_{F0(25^\circ C)} + TC_v \cdot (T_j - 25^\circ C)) + I_{on}^2 \cdot (r_{F(25^\circ C)} + TC_r \cdot (T_j - 25^\circ C))) DC_{(D)}$$

$$P_{sw(D)} = f_{sw} \cdot E_{rr} \cdot \left(\frac{I_{in}}{I_{ref}}\right)^{Ki} \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{ref}}\right)^{Kv} \cdot (1 + TC_{Err} \cdot (T_j - T_{ref}))$$

其中

$DC_{(T)}$ : 晶体管的占空比 (duty cycle =  $t_{on}/T = 1 - V_{in}/V_{out}$ );

$DC_{(D)}$ :  $1 - DC_{(T)}$

### 5.2.1.2 PWM电压逆变器

图5.2.4为与正弦脉宽调制 (PWM)电路和理想特性曲线。

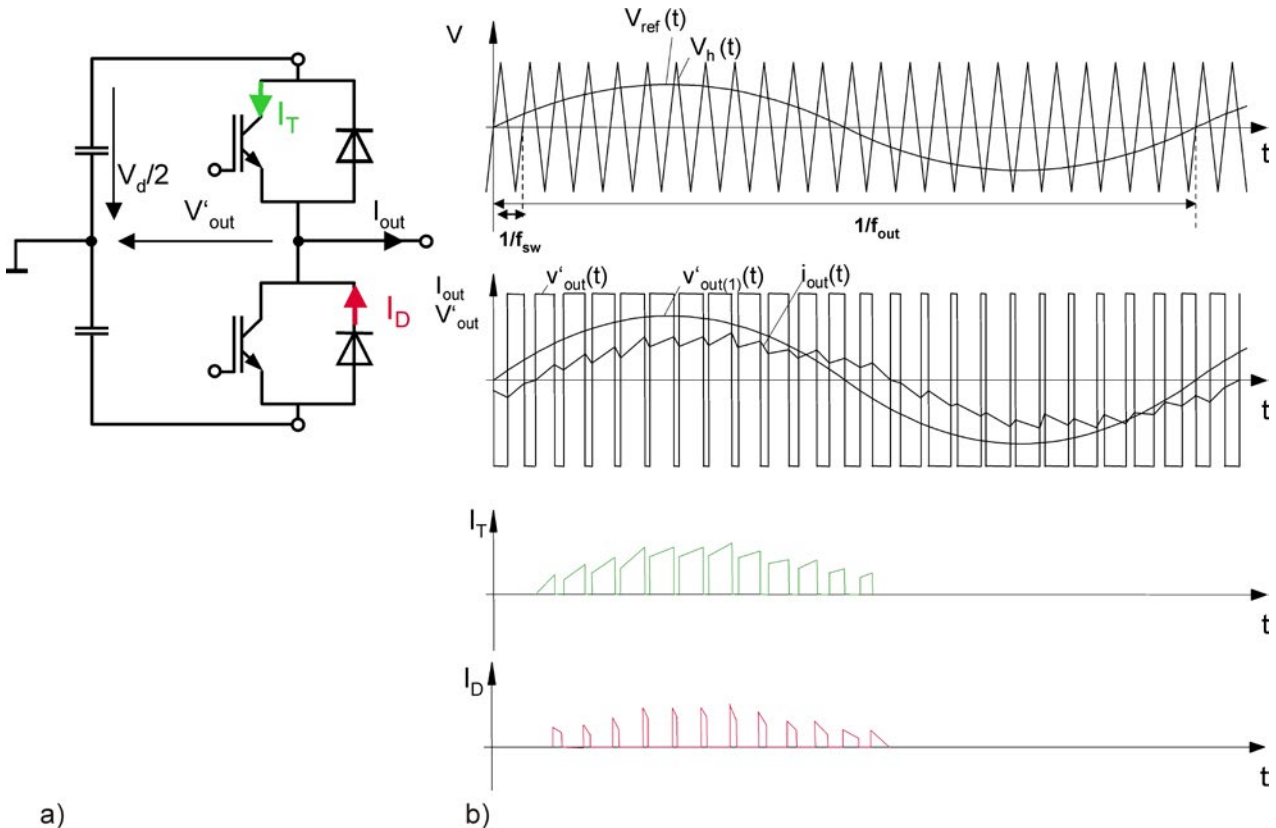


图 5.2.4 a) PWM逆变器相 b) 正弦调制信号的波形

产生的脉冲的方法是一个典型的方法, 它是利用一个正弦参考电压 $V_{ref}$ 同三角型辅助控制电压 $V_h$ 相比较而产生的(图5.2.4)。参考电压决定了交流基频参数 $f_{out}$ , 而辅助控制电压决定了开关以及脉冲的频率 $f_{sw}$ 。参考电压和辅助控制电压的相交点就是转换器切换时间点。电压的幅度 $V_h$ 决定了电

压的利用率和逆变器的调制度。当参考电压最大达到  $V_{ref} = V_h$  时，被为称为最高线性调制，调制度为  $m \leq 1$ ，它是建立在负载虚拟的星点(N相)和直流母线的虚拟中心上，它是交流电压基波幅值对直流母线一半电压的比值。

$$m = \frac{\hat{V}_{out(1)}}{\frac{V_d}{2}}$$

$\hat{V}_{out(1)}$  是对基点N的相电压基波幅值

基波交流电压和电流之间的相位差用相移角 $\varphi$ 来描述，对于变频器操作(能量从直流形式变换到交流形式) $\cos(\varphi) > 0$ ，对于整流器操作(能量从交流形式变换到直流形式)的  $\cos(\varphi) < 0$ ，既为负值。

当换流器使用IGBT和二极管建成对称结构时，把电流和电压的延迟时间调到一致，所以，对功耗问题的考虑就简便成了一个IGBT和一个二极管的功耗问题，其总功耗就可乘以相应的IGBT和二极管的数量(单相为4，三相为6)。同在第5.2.1.1章节中给出的计算方法不同的是，即使是在稳定状态，开关的占空比、负载电流和结层温度不是恒定的，而是随着交流侧的基频(如50/60赫兹)变化。这意味着，IGBT和二极管的开关功耗和导通功耗也在变化，因此需要一个更广泛的功耗思考。经过同十分精确计算的结果相比较，可以上面使用的简化方法可以被接受或者说它带来的偏差是在可接受的范围内 [文献55]。

它是基于以下内容进行简化:

- 忽略了晶体管和二极管的开关时间
- 结层温度在时间上是一个常数 (是在  $f_{out} = \sim 50$ 赫兹时的值)
- 线性调制
- 忽略了在AC一侧开关频率带来的谐波 (正弦电流)
- $f_{sw} \gg f_{out}$

对一个纯正弦波或三角波的比较电压，没有出现开关关闭时间  $t_d f_{sw} \cdot t_d^* V_{CC}/2$  在输出电压时间乘积的面积。一个前置的控制器通过延长控制脉冲对这部分进行了补偿，以便在逆变器的输出端得到电流所需的电压。利用输出电压计算调制度  $m$ ，因为没有考虑  $t_d$ ，会产生误差。

典型的PWM开关在最高换流时可能造成的最大的开关损耗。其他控制方法，例如矢量控制，可以选择开关操作，从而有较低的开关损失，计算公式如下所示。对IGBT的输出特性曲线进行直线近似处理，我们得到饱和电压  $V_{CEsat}$  的时间函数:

$$V_{CEsat}(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot i_C(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot \hat{I}_1 \sin \omega t$$

考虑正弦形的占空比，我们可以得到IGBT的导通损耗

$$P_{cond(T)} = \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{CE0}(T_j) \cdot \hat{I}_1 + \left( \frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_{CE}(T_j) \cdot \hat{I}_1^2$$

我们把开关损耗简化成同集电极电流的线性关系，所以IGBT的总损耗为



$$P_{sw(T)} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{out}}{I_{ref}} \cdot \left( \frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \cdot (1 + TC_{Esw} \cdot (T_j - T_{ref}))$$

其中

- $\hat{I}_1$ : 换流器输出电流的幅度=1.41× $I_{out}$
- $V_{ce0}(T_j)$ : 导通曲线的门限电压, 是温度的函数
- $r_{ce}(T_j)$ : 导通曲线的电阻, 是温度的函数
- $I_{ref}, V_{ref}, T_{ref}$ : 数据文件给出的功耗计算的参考值
- $K_v$ : 开关损耗电压关系的指数参数, 为1,3到1,4
- $TC_{Esw}$ : 开关损耗的温度系数, 为0.003 1/K

在实际应用中, 一般假设IGBT开关在正弦半波的开关损耗大致同一个直流电的损耗相当, 当它的幅度大小对应于正弦半波的平均值时。

对于二极管为:

$$v_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot i_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot \hat{I}_1 \sin \omega t$$

在考虑正弦形的占空比, 我们可以得到二极管D2的导通损耗

$$P_{cond(D)} = \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{F0}(T_j) \cdot \hat{I}_1 + \left( \frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_F(T_j) \cdot \hat{I}_1^2$$

二极管的开关损耗近似为:

$$P_{sw(D)} = f_{sw} \cdot E_{rr} \cdot \left( \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_1}{I_{ref}} \right)^{K_i} \cdot \left( \frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \cdot (1 + TC_{Err} \cdot (T_j - T_{ref}))$$

- $V_{F0}(T_j)$ : 导通曲线的门限电压, 是温度的函数
- $r_F(T_j)$ : 导通曲线的电阻, 是温度的函数
- $K_v$ : 开关损耗电压关系的指数参数, 为0.6
- $K_i$ : 开关损耗电流关系的指数参数, 为0.6
- $TC_{Err}$ : 开关损耗的温度系数, 为0.006 1/K

二极管的开关损耗公式只是近似计算公式, 因为开关损耗不是线性( $K_i \neq 1$ )。因此, 二极管开关在一个正弦半波的损耗不再相同于等效的直流电流带来的损耗。利用这种近似的计算方法, 在实际应用中能够对所有换流器的损耗做出足够准确的估计值, 它的优点是用户可以在模块的数据文件中找到所有必要的参数。

## 5.2.2 结层温度的计算

### 5.2.2.1 热等效电路

关于热阻和热阻抗的概念以及其物理意义, 已经在第2.5.2.2章节中进行了讨论, 这里只给出所有类型的热效应模型。结层温度的计算是建立在简化的热等效电路(图5.2.5)基础上, 把它的三维结构映射成为一维的模型。这就不可避免地导致一些误差, 因为同一壳体内或者同一散热器上不同元件的热耦合是同时间有关, 并同元件的工作点(如二极管和IGBT之间的功耗分布)也有关联。复杂矩阵的耦合模型是十分复杂, 很难参数化[文献37]。为了更准确全面地考虑, 这里提出的有限元模型(FEM)及分析方法是十分是可取的。

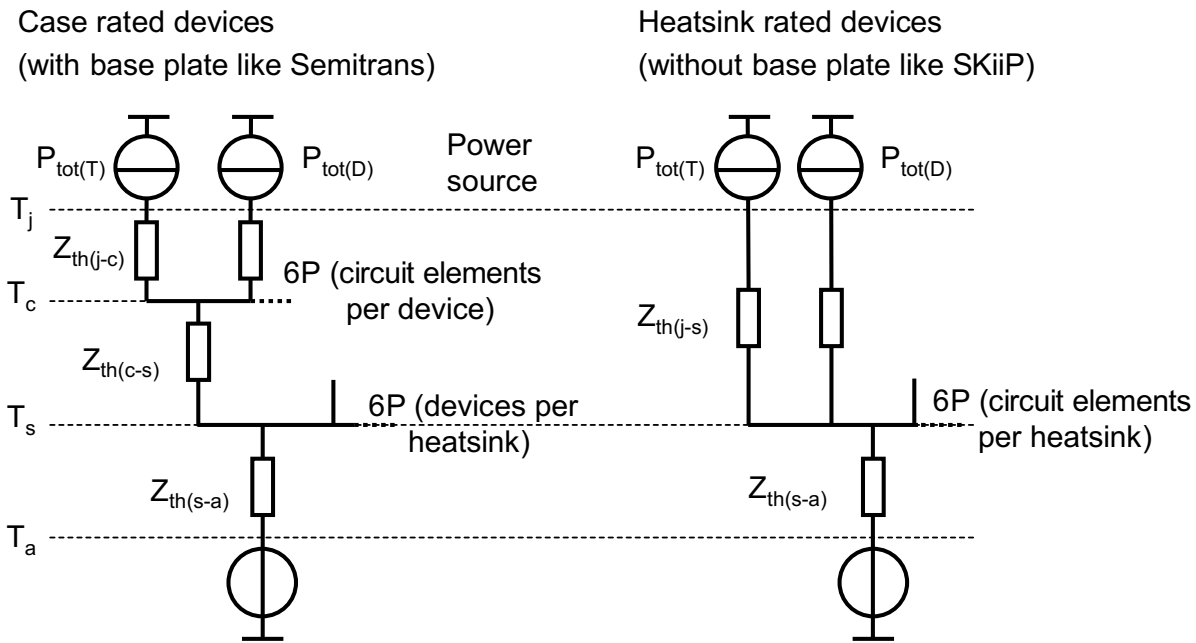


图 5.2.5 功率模块中IGBT和续流二极管的简化热等效电路左边是带底板模块，右边是不带底板模块

热等效电路可以使用电工参数代替热参数。功率损耗源 $P_{tot(T/D)}$ 相当于一个对应的电流源，恒温用一个电压源来表示，而热阻抗 $Z_{th(x-y)}$ 是用RC网络表示。对带底板的功率模块，晶体管和二极管是焊接在一个共同的铜表面上，所以热耦合在一起。为简单起见，我们可以假设一个共同的外壳温度。对模块的热阻抗 $Z_{th(c-s)}$ 必须把模块内部所有部件的能耗罗列出来(图5.2.5，左边)。IGBT能耗使散热基板发热，二极管也是这样，虽然这些不会造成什么损失。当多个模块连接在一个散热片上并使其发热，在这里使用一个统一的散热片温度来表示。

对于没有底板模块，模块中的热耦合很小，仅在离热源非常小的的距离之间。在这里被简化成一个共同的散热器温度(图5.2.5，右边)。个别元件的功耗是直接排放到散热片上，所有的元件集成在一起，使散热器发热。

使用了两种等效电路模拟热阻抗，一种是阶梯型的“物理”等效电路(图5.2.7，左，Cauer网络)和另一种连锁型的“数学”等效电路(图5.2.7，右，foster网络)。两者都可使用，但对于一个黑盒子的阶跃响应，我们无法确定是那种等效电路(图5.2.6)。

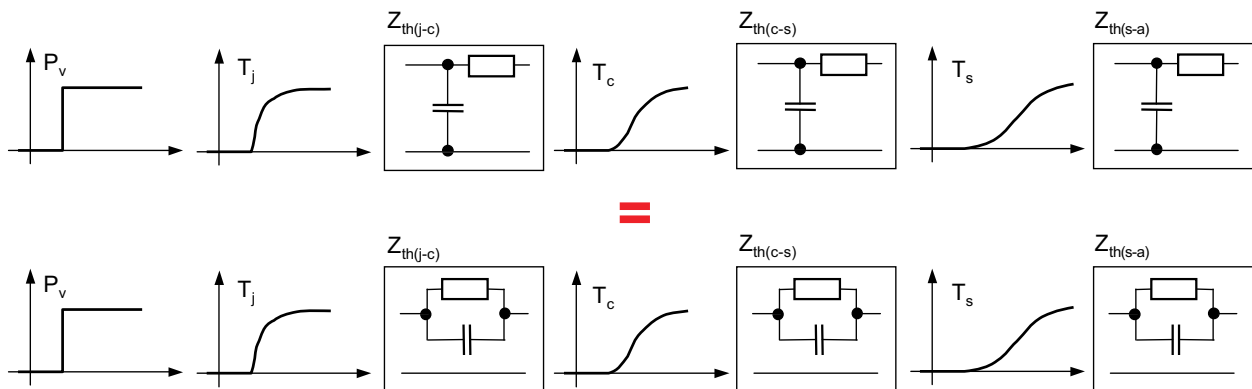


图 5.2.6 热阻抗的等效电路图

当对整个系统进行测量设计时，会产生最小的计算误差。对随时间变化的温度在 $T_j$ 、 $T_c$ 、 $T_s$ 和 $T_a$ 产生的温差，可以被看成是四级网络，每级间的热阻抗分别为 $Z_{th(j-c)}$ 、 $Z_{th(c-s)}$ 和 $Z_{th(s-a)}$ 。在这里使用了阶梯型的电路形式和元件材料的等效电路。在建设每一层至少有一个“梯级”。很多都是需要进行最后必要的调整，以便适应配合计算测量结果，这会丧失部分物理意义。对于连锁型等效电路，我们使用公式和时间常数的指数函数来确定。

$$Z_{th(x-y)} = R_{th1} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th1}}}\right) + R_{th2} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th2}}}\right) + \dots = \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{thv}}}\right)$$

一般叠加2到3项指数函数项就足够了。使用指数函数功能的主要优势是为以后的温度计算提供了方便。对于实时的结层温度可使用计算机的模拟计算，对此，赛米控公司在数据文件中给出了功率模块参数 $Z_{th(j-c)}$ 、 $Z_{th(j-s)}$ 的2到6项RC网络的参数。

一个串联的整体系统可以分成若干个分块，来确定串联系列的中间温度，以上两种等效电路都可使用这种方法。但如果一种等效电路计算出的热阻抗代替另一种等效电路的热阻抗值时，会出现错误。这里有一个热反馈问题。这就好比，当对很好的水冷却器条件下计算出的元件参数，来安装使用在一个糟糕的空气冷却器中。但通常为了简单起见，只有 $Z_{th(s-a)}$ 可以被取代。

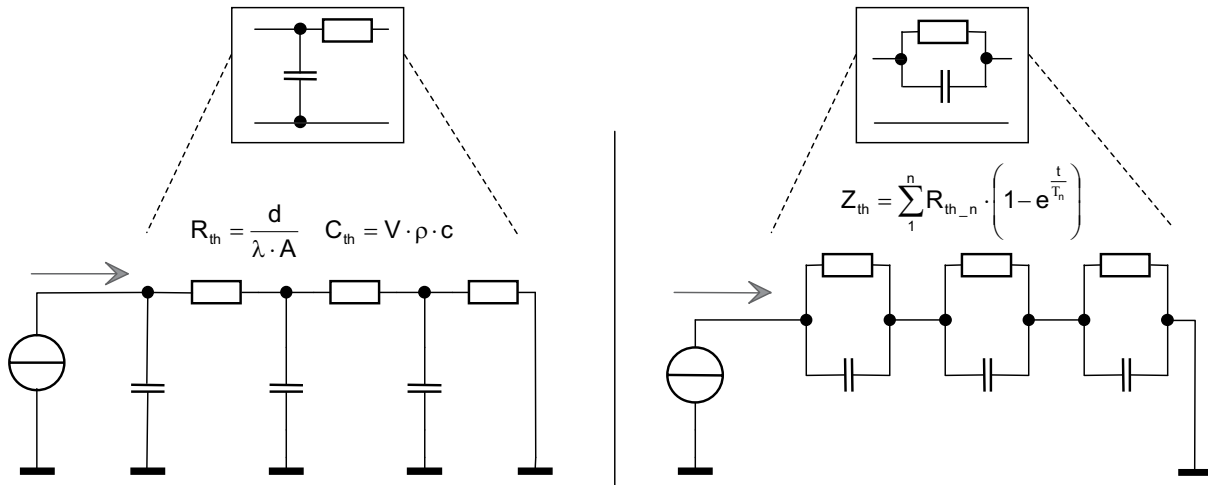


图 5.2.7  $Z_{th}$  四级模拟等效电路，左：阶梯型的“物理”等效电路(Cauer网络) 右：(Foster网络)连锁型“数学”等效电路

福斯特网络(Foster网络)使用说明：

- 在一个分块中的中间点(图5.2.7，右)不代表系统温度。
- R和C元件不是物理组件。
- 对RC-网络块的顺序可以互换。
- 没有一个串联的电阻。

转换器的热设计往往只对平均值和结层温度的波动感兴趣。在下一章中给出典型负载情况的计算实例。

### 5.2.2.2 在稳定运行时的结层温度 (平均值分析)

在计算完功耗以后，可以使用热阻 $R_{th}$  (=  $Z_{th}$  曲线的最终值)计算在稳定运行状态下的温度。温度的计算与环境温度有关，使用时由表及里(见例图5.2.8)。

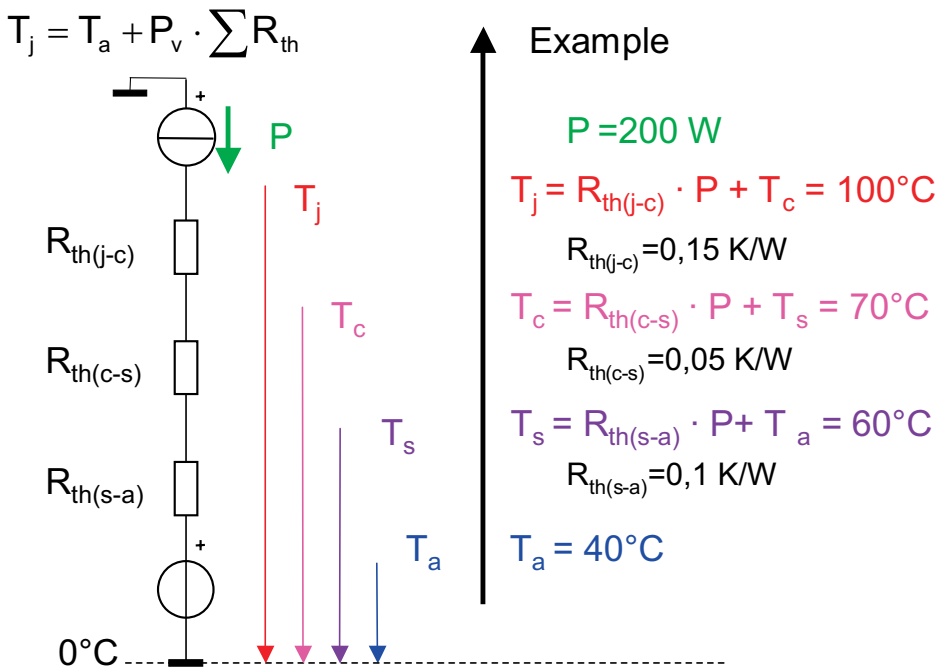


图 5.2.8 稳定状态下的温度计算

对于有多个损耗源在一个散热器上，我们计算每个损耗，然后再把 $n_1$ 个损耗(例如，6个IGBT和6个续流二极管的三相逆变器)相加就是总的功耗，我们就可得出散热器的温度。

$$T_s = n_1 \cdot (P_{tot(T)} + P_{tot(D)}) \cdot R_{th(s-a)} + T_a$$

对于带底板模块，因为在模块元件之间有一个很好的热耦合，给出了整个模块的热阻值 $R_{th(c-s)}$ ，因此，计算所有功耗源加起来导致升高的外壳温度(例如，在2个IGBT和2个续流二极管半桥模块)为：

$$T_c = n_2 \cdot (P_{tot(T)} + P_{tot(D)}) \cdot R_{th(c-s)} + T_s$$

这种模型在某些情况下会导致温度过高的结果，例如，使用一个半桥式IGBT模块，它因为空间问题取消了续流二极管。或者在逆变器工作状态的IGBT和平行连接的反向二极管产生的功耗。当 $R_{th(c-s)}$ 只是由一个单一元件(如IGBT)产生时，铜基板同反向二极管的热耦合可以被忽略。在这时，同时在IGBT和二极管的功耗模型会导致一个小的温度误差。

结层温度，对于带底板模块，将通过单一元件的功耗和它到外壳的热阻计算出来，对不带底板模块，则用它到散热器的热阻来计算。例如，IGBT模块

$$T_{j(T)} = P_{tot(T)} \cdot R_{th(j-c)} + T_c$$

或者

$$T_{j(T)} = P_{tot(T)} \cdot R_{th(j-s)} + T_s$$

半导体功耗都取决于温度，所以这里芯片温度和功耗之间存在相互联系。在最简单的情况下，我们计算功耗使用最高的结层温度。这样会使我们得到更多的安全系数，因为功耗基本上是随温度的增加而增加。在经过反复迭代计算，结层温度的功耗可以精确计算出来，为了尽快得出结果，循环程序使用功耗的初始值是在环境温度下的功耗值(图5.2.9)。从此出发，通过一次近似计算就能得出结层温度，在此温度下，会得出一个新的功耗值，再利用这个功耗值进行下一轮的计算，等经过3至4次迭代计算，就会得到最终值。

For  $k=1$  to 10 ( $T_{j(0)}=T_a$ )

Heatsink temperature

$$T_s = R_{th(s-a)} \cdot \sum_{x=1}^n P_x(T_{j(k-1)}) + T_a$$

$n = \text{number of switches per heatsink}$

Junction temperature

$$T_{j(k)} = R_{th(j-s)} \cdot P(T_{j(k-1)}) + T_s$$

Power dissipation with  $T_{j(k)}$

$$P(T_{j(k)}) = P_{cond}(T_{j(k)}) + P_{sw}(T_{j(k)})$$

$k = k + 1$

图 5.2.9 不带底板模块的功耗计算流程

### 5.2.2.3 短时间工作的结层温度

对于短时间运行的半导体，它所允许的电流负载大于在数据文件中给出的在连续运行时的数值。但是这里必须保证，在给出的条件下，导致结层温度的最高值将不会超过极限值 $T_{j(max)}$ 。可以利用热阻抗 $Z_{th}$ 来计算 $T_j$ 。对于在毫秒数量级的脉冲只需要考虑 $Z_{th(j-c)}$ 和壳体温度常数 $T_c$ 。在脉冲到接近1秒的范围内，我们可以利用模块的阻抗 $Z_{th(j-s)} = Z_{th(j-c)} + Z_{th(c-s)}$ 和散热器温度常数来计算。对于较长的脉冲串，应该使用总阻抗 $Z_{th(j-a)} = Z_{th(j-s)} + Z_{th(s-a)}$ 来计算。

单脉冲

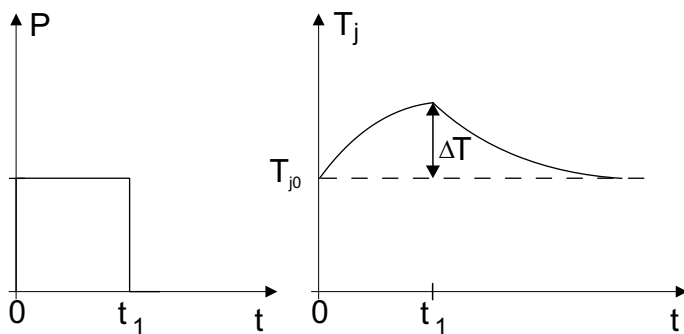


图 5.2.10 单一功耗脉冲导致的结层温度的时间过程

结层温度在单一功耗脉冲的作用下，在时间 $t_1$ 发生温度变化，它的计算方法为：

$$\Delta T_j = P \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_{thv}}} \right)$$

对于结层温度在散热阶段为:

$$\Delta T_j(t > t_1) = P \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{thv}}} \right) - P \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{-(t-t_1)}{\tau_{thv}}} \right)$$

该公式是基于一个固定的参考温度。

### m功耗脉冲串

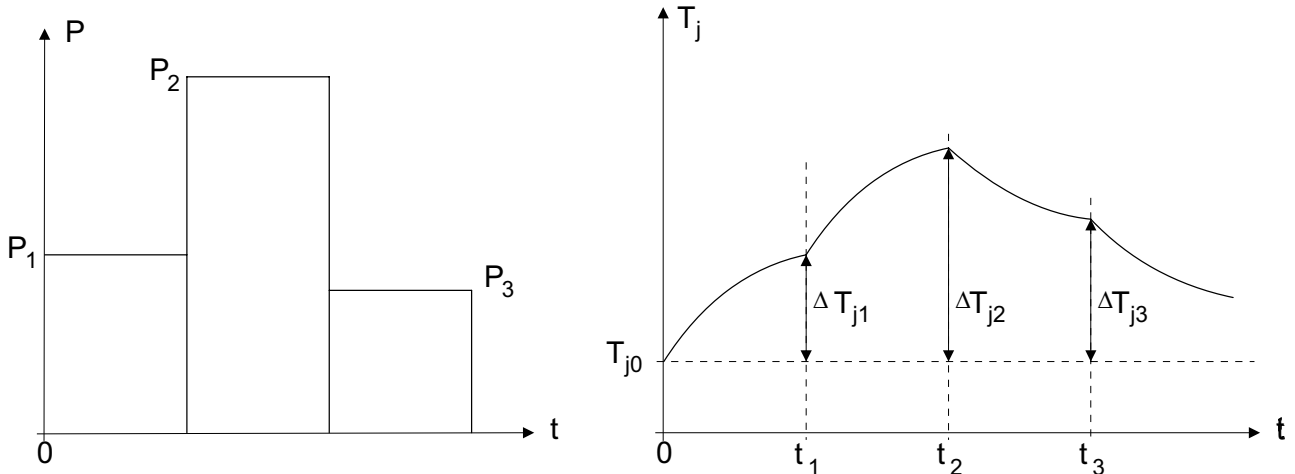


图 5.2.11 m功耗脉冲串导致的结层温度的时间过程

结层温度在m功耗脉冲串的作用下，在时间 $t_1$ 发生温度变化，计算如同单一脉冲。结层温度在 $t_2$ 时刻的计算为:

$$\Delta T_j(t_2) = P_1 \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_{thv}}} \right) + (P_2 - P_1) \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{-(t_2-t_1)}{\tau_{thv}}} \right)$$

在 $t_m$ 时刻的值为:

$$\Delta T_j(t_m) = \sum_{\mu=1}^m (P_{\mu} - P_{\mu-1}) \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{-(t_m-t_{\mu-1})}{\tau_{thv}}} \right)$$

这些公式都是基于一个固定的参考温度。利用这些公式我们可以进行任意时间离散化处理，从而完成了复杂的随时间变化的温度曲线计算程序。

### 重复脉冲的结层温度

为了计算周期反复的功耗脉冲的最高结层温度，可以使用数据文件给出的，晶体管和二极管在周期脉冲工作中的 $Z_{th(j-c)}$ 曲线。

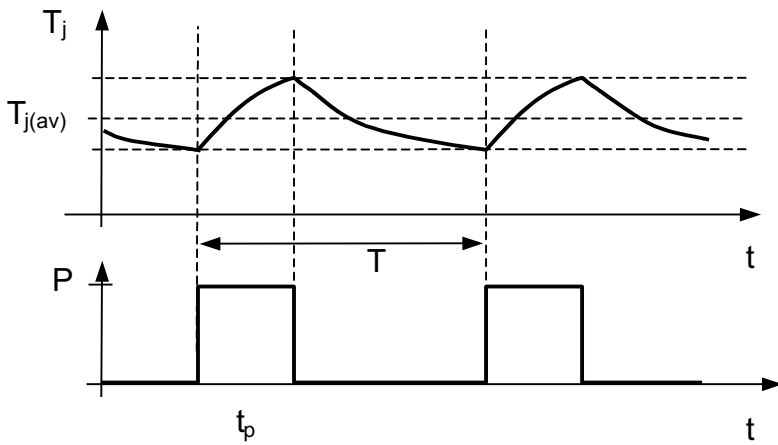


图 5.2.12 负荷温度的周期脉冲序列

平均结层温度 $T_{j(av)}$ 是静态热阻 $R_{th}$ 同平均总功耗平均值 $P_{av}$ 的乘积。这个平均值我们可以通过每个脉冲的能耗除以周期 $T$ 得到。最高结层温度是在功耗脉冲 $P(t_p)$ 结束的时刻，为

$$\Delta T_j(t_p) = P \cdot \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( \frac{1 - e^{-\frac{t_p}{\tau_{thv}}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_{thv}}}} \right)$$

对于脉冲持续时间在毫秒数量级时，温度已经出现明显的变化。当脉冲从几百毫秒开始，就会在芯片和外壳之间产生一个稳定的温差。

#### 5.2.2.4 基频时的结层温度

换流器输出基频影响结层温度随时间的变化，这个过程只能依靠计算机才有可能。为了能把正弦半波在IGBT和续流二极管的结层温度叠加起来，它必须同时在脉冲周期内，计算整个热力系统和电气系统。热力模型在基本上是图5.2.5所示，热阻抗为指数函数。

通过给出的逆变器的一些参数，如母线总线电压和负载电流的瞬时值，我们可以在脉冲周期内，利用存储的曲线对开关损耗的能量进行计算。结层温度的瞬时值可以根据温度系数进行实时计算。图5.2.13显示了在不同的输出基频下，模拟的IGBT模块结层温度的时间过程和功耗的平均值。

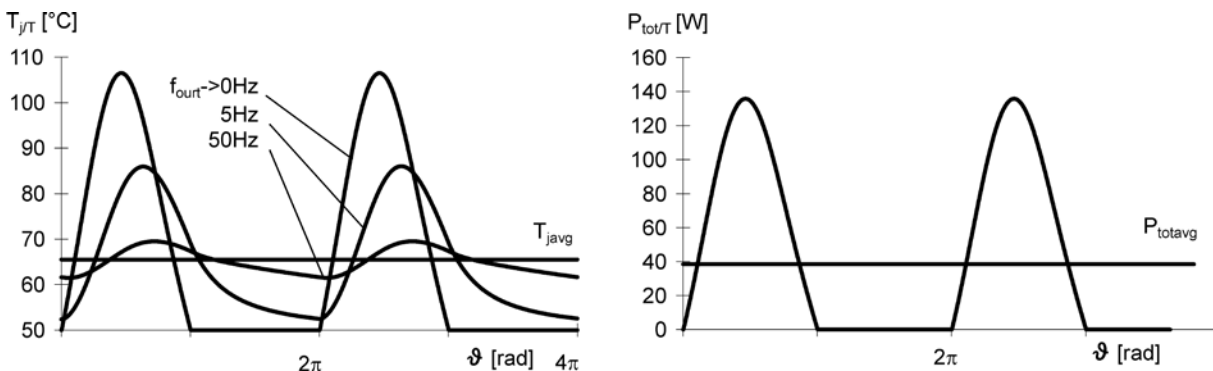


Figure 5.2.2 1200 V/50A的IGBT模块在逆变工作时，不同的基频产生的结层温度和功耗曲线，[文献37]，条件为： $v_d = 540 \text{ V}$ ， $i_{1eff} = 25 \text{ A}$ ， $f_s = 8 \text{ kHz}$ ， $\cos \varphi = 0.8$ ， $m = 0.8$ ， $T_h = 50^\circ \text{C}$

在这个例子中，在50赫兹的频率下，最高结层温度只高于平均值4-5K。在低频率段，因为明显增高的最高结层温度，采用按平均结层温度对系统进行热力设计是不允许的。因此，对逆变器除了过电流参数以外，在额定功率时的最低频率也是一个关键参数。随着频率的降低，虽然功耗的平均值保持一个常数，但结层温度会上升。这可以这样来解释，即功率半导体的热时间常数小于一秒，所以逆变器输出频率在通常的范围内。在高频率段，半导体的热容量(壳体)也影响温度变化。在低频率段(<2到5赫兹)结层温度随着功耗而变化，这导致了在平均温度周围的温度波动。对于给定的散热片温度和开关频率，有些电源模块的允许输出电流有效值下降。

对于功率模块的热力系统设计，一个特别值得注意的情况就是由逆变器供电，由电压和频率控制启动的三相交流电机。图 5.2.14给出了这个例子的模拟图形。

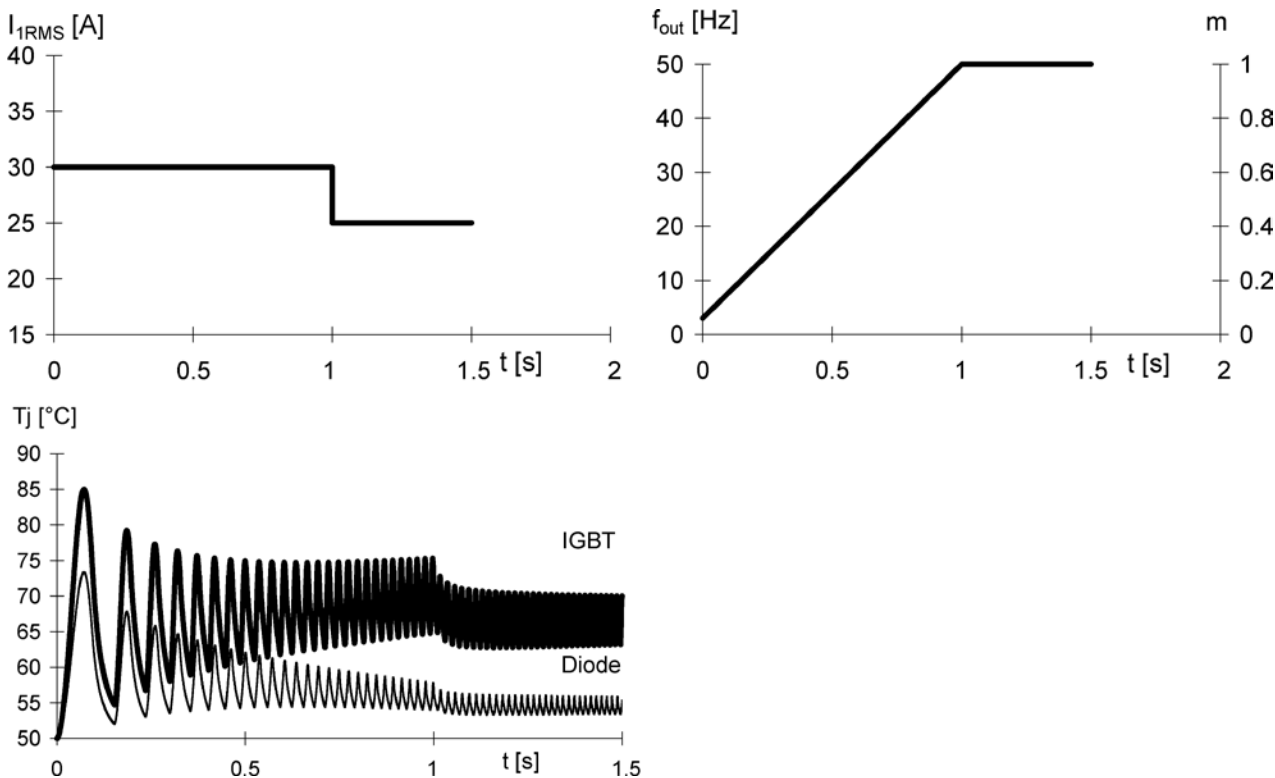


图 5.2.14 三相电机的启动过程(参数如图5.2.13), [文献37]

如果不使用模拟电路，而是使用第5.2.1.2章节中的公式，来描述输出频率 $f_{out} = 0$  Hz时逆变器的极端情况，我们计算平均值必须要有周期长度，但在 $f = 0$  Hz时，它的周期是无限长。“无限长”就表示了，这种状态的保留时间是远远超过了系统的热时间常数。除了该公式定义的极限值问题外，在功耗一般是均匀分布在散热器上的假设下，这时只有6个开关中的一个开关产生主要的损耗。从理论上讲，一个开关是能够在电流和功耗的最高点关断直流电流，因此，更好的计算方法是利用斩波电路(降压转换器)来计算。

在第5.2.1.2章节中给出的公式表示的数学意义上，一个电动马达的启动不是从0赫兹开始。第一个半周期在200ms时结束，如图5.2.15，在计算半导体功耗的意义上，相当于频率为2.5赫兹。



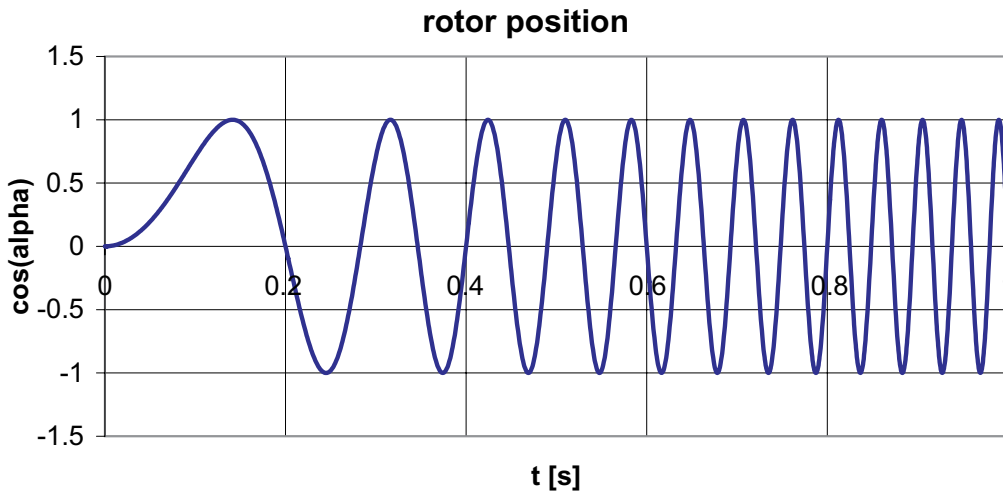


图 5.2.15 马达转子的位置波形

### 5.2.3 利用SemiSel计算功耗和温度

在第7章将介绍SemiSel的应用领域和功能。这本书的内容是建立在Semisoel3.1版本上。

#### 5.2.3.1 温度和功耗的计算的应用公式

使用什么样的工具能迅速取得成果？首先，程序把输入的电路参数转换为对单个元件的参数值。这些元件通过简单的描述来表示，如用一个直线方程来描述导通曲线( $V$ 为零点电压,  $r_f$ 电阻), 或者用指数函数来表示开关损耗。SemiSel利用一个分析方程, 它是对所有元件电压和电流进行积分, 来计算整体的功率损耗。这里我们使用在第5.2.1章节中提到过的公式, 计算结果是元件的平均损耗, 利用热阻在每个参考点的定义( $j$  - 结层,  $c$  - 基板,  $s$  - 外壳或散热器以及 $a$  - 外环境), 得出平均结层温度 $T_j$ 为:

$$T_j = P_{(av)} \cdot R_{th(j-s)} + R_{th(s-a)} \cdot \sum_n P_n + T_a$$

在此,  $P_n$ 是各个元件在一个共同的散热片上损耗。为了计算功耗所用到的元件参数大多是随温度变化而变化的, 所以该软件将考虑到自身发热, 采用反复迭代法来确定实际的功耗值。

更有意思的是最高温度和损耗的计算是在特殊的负载条件下进行的。对于大多数开关电路最重要的过载参数是在一定的时间内的过载电流(相对应额定电流)。较大的负载必然会导致较高功耗, 也就产生较高的结层温度。相对额定条件, 我们只要使用热阻抗来代替热阻, 就能得到预期计算结果:

$$T_j(t) = P_v(t) \cdot Z_{th(j-s)}(t) + Z_{th(s-a)}(t) \cdot \sum_n P_{v\_n}(t) + T_a$$

过载脉冲被程序分解成在离散时刻, 使用第二个外迭代循环程序, 计算从 $t = 0$ 开始直到第 $n$ 个离散点, 从而得到温度曲线。计算结果是元件的温度曲线随时间变化。正如上面已经提到的, 对逆变器除了过电流参数, 最低频率也是一个关键参数(第5.2.2.4章节)。这里SemiSel把功耗平均值换算成正弦半波电压所导致的功耗, 然后利用这个正弦半波源和热阻抗来计算 $T_j$ 的最大值。

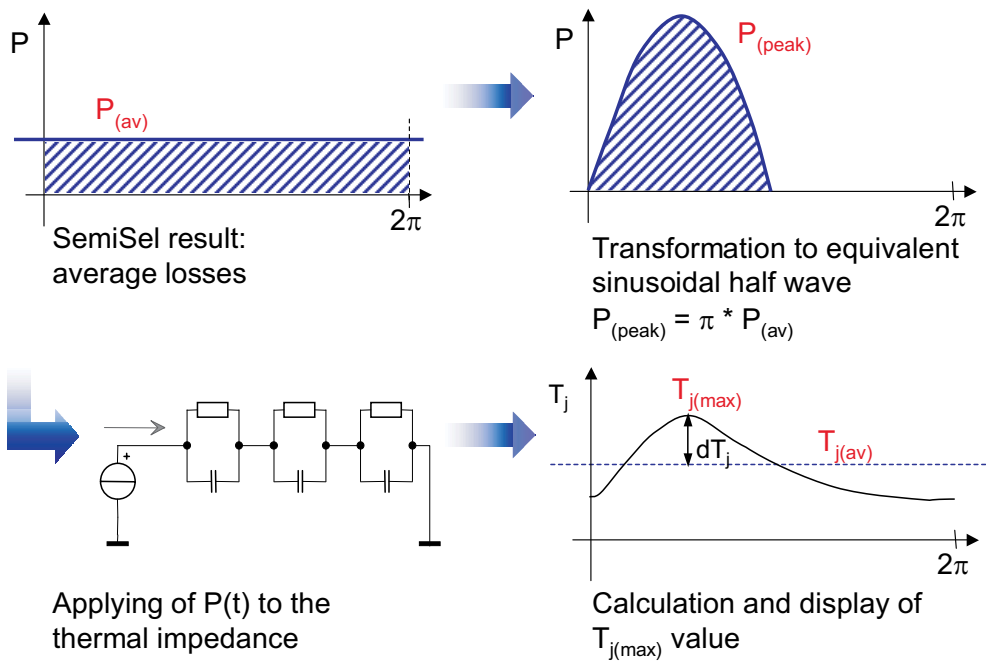


图 5.2.16 利用SemiSel计算结层温度随变频器输出频率变化的情况

### 5.2.3.2 选择电路

下面的解释说明是对程序进行“一步一步”说明。在这里，“设备的建议”是选择电路的第一步。因此，要把电路的具体参数和计算公式输入加载。对晶体管器件可选择直流电压调节器(直流/直流)和逆变器(交流/直流)。

### 5.2.3.3 电气条件

作为计算的第一部分，我们必须给出设定的电气参数。用户除了额定条件以外，还必须考虑在过载情况下元件的特性，比如，这可能是在短时间内过载电流超过允许的极限值，或者逆变器工作在较低的输出频率状态等。被选出的元件必须在这些情况下留有足够的保险系数，以保证不会超出最高温度值 $T_{j(max)}$ 。

circuit parameter			
input voltage	$V_{(d)}$	600	V
output voltage	$V_{out}$	400	V
cosinus phi	$\cos\phi$	0.85	
output power	$P_{out}$	80	kW
output current	$I_{out}$	136	A
switching frequency	$f_{sw}$	8	kHz
output frequency	$f_{out}$	50	Hz

load and overload parameter			
factor		2	
duration		10	s
user defined load cycle		<input checked="" type="checkbox"/>	
min. output frequency	$f_{min\ out}$	2	Hz
min. output voltage	$V_{min\ out}$	54	V

图 5.2.17 输入额定和过载条件

另一个影响使用寿命的因素是负荷变化或温度变化。SemiSel软件提供了适当的选择输入项，来模拟计算典型的负荷变化。对于这个负荷效应，我们更关心全负荷同空载时的温差，而不是最高温

度。这种温差会导致功率半导体模块的老化(见第2.7章节), 因此对换流器有很重要的意义。在图5.2.18中给出了一个驱动电机的例子, 电机具有4个运行期, 它们是: 启动, 匀速, 减速, 停车。负荷循环的参数值在图表中, 在数值之间程序给出了线性插值点, 温度和功耗计算类似于计算过载电流。在加速和制动过程时, 会有过电流和开关频率被降低, 特别是在制动时, 能量流动方向发生改变, 相位夹角 $\cos(\varphi)$ 为负值, 也就是说逆变器的的工作模式变成了整流器, 并产生能量反馈。

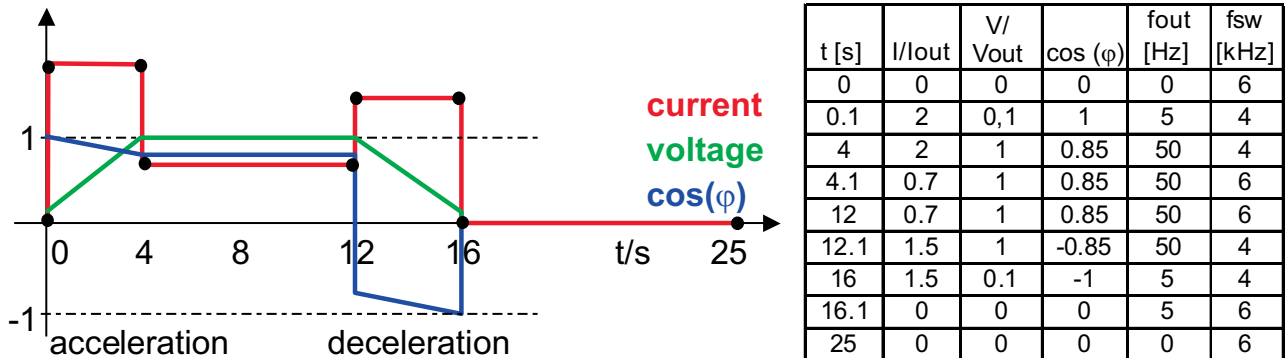


图 5.2.18 SemiSel软件的负载周期定义

### 5.2.3.4 元件选择

第二部分是必要的元件参数输入设置。这些都是从数据文件中(图5.2.19)选择出来的。在这里需要用户了解, 什么产品可以在那种场合使用, 这不仅是外壳形式还有不同的芯片技术。为了减轻用户负担, 这项可以交给软件“设备建议”来处理, 让程序软件给出一个建议。

Voltage range  
recommended voltage 1200 V

Select your package and device  Add former generation

SEMITRANS  SKiiP  MiniSKiiP  SEMITOP  SKiM  SEMiX  
 SKM800GA126D SKiiP3614GB12E4\* SKiiP39AC12T4V1 SK100GD126T SKiM601GD126DM SEMiX604GB12E4s

Enter the calculation methode  
 use typical values  
 use maximum values

Enter the correction factor of the switching losses

transistor   
 diode

图 5.2.19 元件选择

作为对电路参数的影响, 用户可以选择典型的或者最大的导通参数, 此外, 使用校正系数可以对开关损耗加以调整, 这对下面一些情况是十分必要的, 比如, 如果控制条件同数据文件中的额定标称条件有差异, 或发生“软性开关切换”时。校正系数是通过在额定工作点的开关损耗同实际应用时的开关损耗的比值计算出来的(图5.2.20)。为此, 在控制条件改变的情况下, 利用数据文件中的特性曲线 $E_{sw} = f(R_c)$ 进行修订。

$$K_{E_{sw}} = \frac{E_{on+off}(R_g)}{E_{on+off}(R_{g\_ref})}$$

Data sheet value at  $R_{g\_ref} = 7 \Omega$ :

$$E_{on+off} = 33 \text{ mJ}$$

$$E_{rr} = 8 \text{ mJ}$$

Switching losses at  $R_g = 20 \Omega$ :

$$E_{on+off} = 57 \text{ mJ}$$

$$E_{rr} = 5,5 \text{ mJ}$$

Correction factor:

transistor  $K_{E_{sw\_IGBT}} = 1,72$

diode  $K_{E_{sw\_D}} = 0,69$

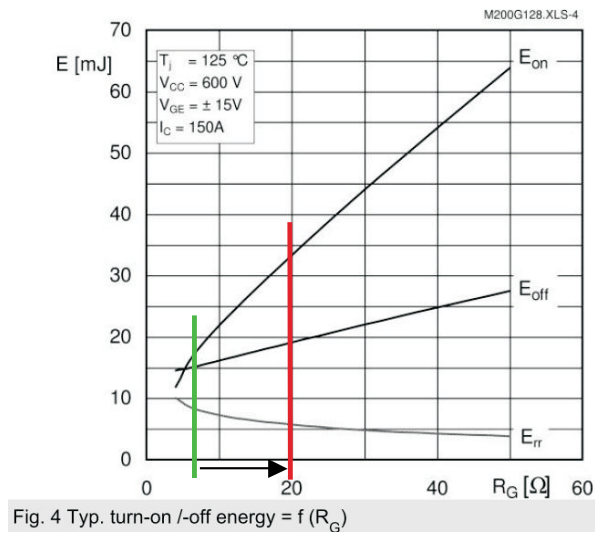


图 5.2.20 在改变控制条件时确定开关损耗的校正系数

### 5.2.3.5 热力条件

作为最后一组的参数是确定冷却条件。在最简单的情况下，可以使用一个恒定的散热片的温度来计算损耗和芯片温度。更进一步，可以使用最高环境温度、给定的散热片温度和计算出的总功耗来计算散热器的热阻

$$R_{th(s-a)} = \frac{T_s - T_a}{P_{tot}}$$

凡在散热器已经被确定的情况下，给出环境温度，环境温度在这里可以理解成冷却剂(水，空气)的温度，这并不一定对应的外壳温度。作为散热器模型，客户可以通过 $\tau_v$ 和 $R_{thv}$ 以及多达6个参数来确定热阻抗。另外，还可以选择赛米控公司的自然对流散热器、强制空气冷却或水冷却。这些散热片按照产品系列(插接片，带底板模块，SKiiP...)分类，但它们没有经过更进一步的审查，如壳体是否配合，模块数量是否合适等。

ambient and heat sink parameter																						
$T_a$	40 °C																					
elements mounted																						
number of switches per heat sink	6																					
number of parallel devices on the same heat sink	1																					
additional power source at this heat sink	0 W																					
cooling																						
<input checked="" type="radio"/> predefined type	cooling method: forced air cooling																					
	SK model: P14_120																					
	correction factor: 1																					
	flow rate: 80 m <sup>3</sup> /h or l/min																					
	$R_{th(s-a)}$ : 0.11 K / W																					
	$R_{th(s-a)}^*$ correction: 0.11 K / W																					
<input type="radio"/> self defined heat sink	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th><math>t_{th}</math></th> <th><math>R_{th}</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>2</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>3</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>4</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>5</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>6</td><td>1</td><td>0</td></tr> </tbody> </table>		$t_{th}$	$R_{th}$	1	1	0	2	1	0	3	1	0	4	1	0	5	1	0	6	1	0
	$t_{th}$	$R_{th}$																				
1	1	0																				
2	1	0																				
3	1	0																				
4	1	0																				
5	1	0																				
6	1	0																				
<input type="radio"/> self defined	fixed heat sink temperature: 0 °C																					

图 5.2.21 在SemiSel软件输入散热器要求

软件提供了对制冷工程所必需的知识规范。对元件值和数量的影响，散热器热阻 $R_{th(s-a)}$ 产生热源分布，都必须被考虑到。通常散热器制造商按照均匀分布的热传导给出的热阻值。在点热源传导到散热器时，热阻较高。在第5.3章节中给出了一些基本准则，对于一些赛米控公司的散热器也会在数据文件中给出相关的元件值和数量。用户可以使用校正系数来改善对热阻 $R_{th(s-a)}$ 的影响，这个校正系数乘以选定的散热器的数值，就能改善上述的影响。校正系数也可以用来调节自身的热阻 $R_{th(s-a)}$ 值，使之与散热器相适应。尺寸和重量也应该考虑相适应。新计算出的值就是 $R_{th(s-a)}$ 值。这个新计算出的 $R_{th(s-a)}$ 值会受到冷却介质的流量的影响，这可以使散热器的限制产生变化。

给出的热源数量 $n$ 对计算温度 $T_s$ 十分重要。它一般被定义为一个有效的热电门。一个三相IGBT逆变器有6个电门，1个IGBT和二极管组合成一个电门。此外，一个电门还有可能是从选定的几个并联元件组成。这些都是被指定好。在图5.2.22中上面的图，它是三相逆变器由3个半桥式模块(GB)的组成。在散热器上有6个电门，它没有并联电路。在另外两个例子中有一个并联电路。在中间的例子，每相有2个电门安装在一个散热器上。下面的例子，是所有6个电门都安装在一个总散热器上，每个电门都是由两个模块并联组成。散热器上的总功耗由下式给出

$$P_{tot} = n_s \cdot n_p \cdot (P_{tot(T)} + P_{tot(D)})$$

$n_s$  = 在散热器上电门的数量

$n_p$  = 并联元件的数量，这些元件构成了电门

在并联电路中换流电流是理想的分配到并联元件中。

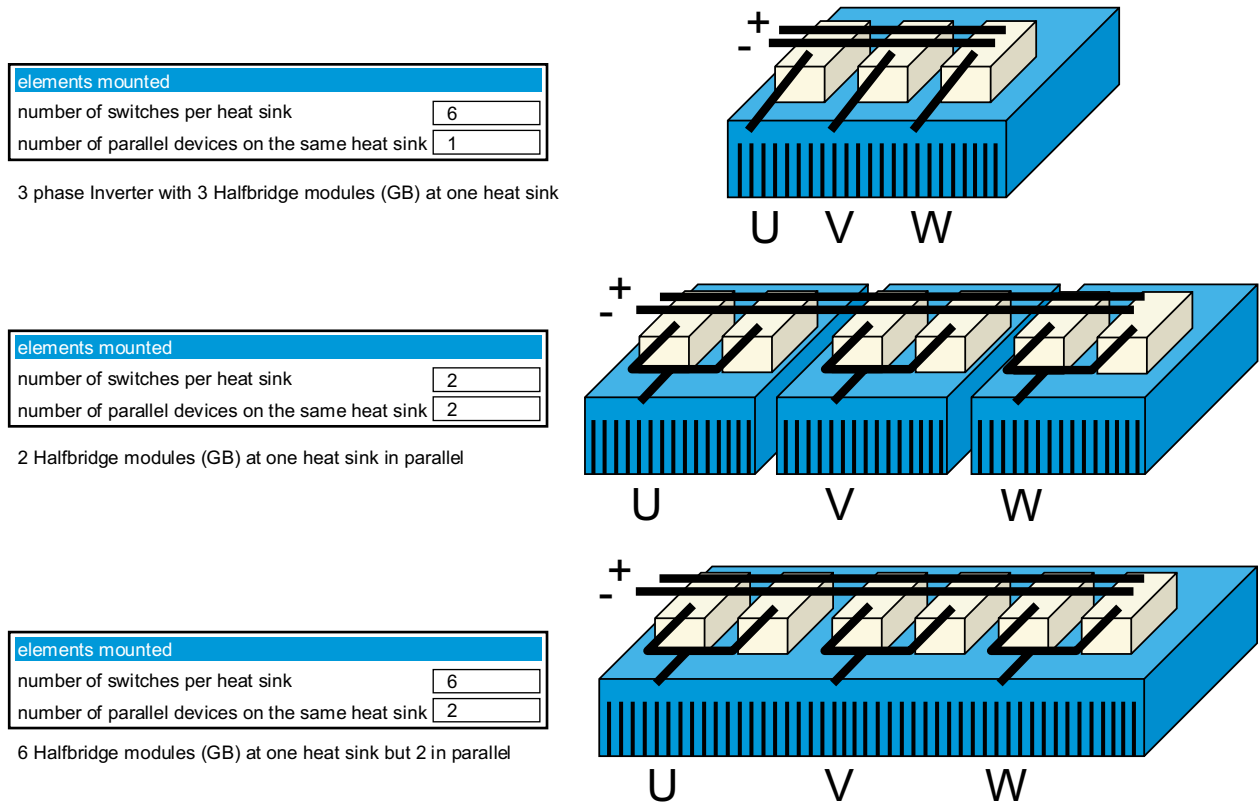


图 5.2.22 散热器电门和并联元件的定义

作为计算结果前最后一个输入条件，它能够提示散热器的额外损耗。这是很有必要的，例如，如果同时输入整流器和逆变器使散热片发热。在这里，我们可以在第二次计算来确定整流器损耗，并把它作为额外的损耗来考虑。

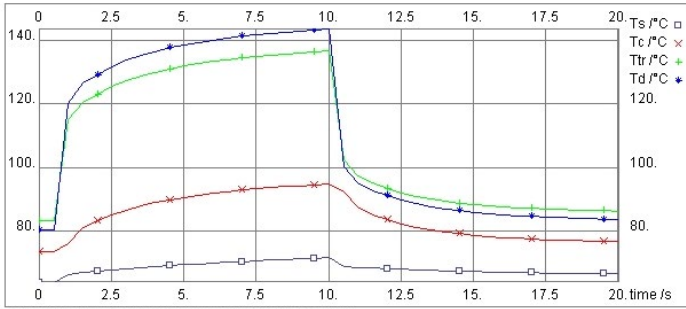
### 5.2.3.6 结果

在结果页面，首先会给出在工作点的参数归纳总结和冷却条件以及在这个范围使用的半导体名单。然后是对IGBT和二极管在额定条件下、在过载条件下以及最低的工作频率下的开关损耗和导通损耗清单。芯片温度 $T_{j(T)}$ 和 $T_{j(D)}$ 和壳体及散热器 $T_c$ 和 $T_s$ 是在额定电流和过载电流时，是以平均值给出。对在工作点“最低频率+过载”是作为峰值给出的。所有损耗和温度都是列表给出，在最高温度工作点给出了温度 $T_{j(T)}$ 和 $T_{j(D)}$ 和壳体及散热器 $T_c$ 和 $T_s$ 的温度变化曲线图(图5.2.23)，以及最后对温度的评估。对IGBT模块，建议同最高温度 $T_{j(max)}$ 保持一个 $25^{\circ}\text{C}$ 安全范围。



Calculated losses and temperatures with rated current, at overload and at  $f_{min}$  out:

	Rated Current	Overload	$f_{min}$ and Overload
$P_{cond\ tr}$	43 W	117 W	73 W
$P_{sw\ tr}$	52 W	118 W	118 W
$P_{tr}$	95 W	234 W	191 W
$P_{cond\ d}$	8.32 W	19 W	66 W
$P_{sw\ d}$	26 W	51 W	55 W
$P_d$	34 W	69 W	122 W
$P_{tot}$	774 W	1824 W	1876 W
	Average Values	Average Values	Maximum Values
$T_s$	64 °C	72 °C	72 °C
$T_c$	74 °C	94 °C	95 °C
$T_{tr}$	81 °C	111 °C	137 °C
$T_d$	79 °C	104 °C	144 °C



Temperature characteristic overload current during  $f_{min}$

Evaluation:

This configuration works fine.

图 5.2.23 SemiSel计算的损耗和温度结果

在成本优化的设计过程中，在考虑过载结果的情况下，可以定义某些限制(如最高环境温度，降低或减少过载)要求，来满足预选的元件系列。简易的操作和快速的计算速度可以让我们进行更多的尝试，来达到设计目标的最佳结果。它可以跳回前一页来改变输入。当一个详细负载周期被定义后，马上会给出损耗和温度的最小和最大值，以及各种参数的时间函数曲线(图5.2.24)。一个更详细的帮助支持请参阅程序操作手册。

Calculated losses and temperatures with user defined load cycle:

Temperatures	
$T_{h\ max}$	82 °C
$T_{h\ min}$	77 °C
$T_{c\ max}$	97 °C
$T_{c\ min}$	86 °C
$T_{tr\ max}$	122 °C
$T_{tr\ min}$	95 °C
$T_{d\ max}$	122 °C
$T_{d\ min}$	91 °C

Power Losses	
$P_{tr\ av}$	113 W
$P_{d\ av}$	38 W
$P_{v\ Tr\ max}$	138 W
$P_{v\ Tr\ min}$	99 W
$P_{v\ D\ max}$	64 W
$P_{v\ D\ min}$	23 W

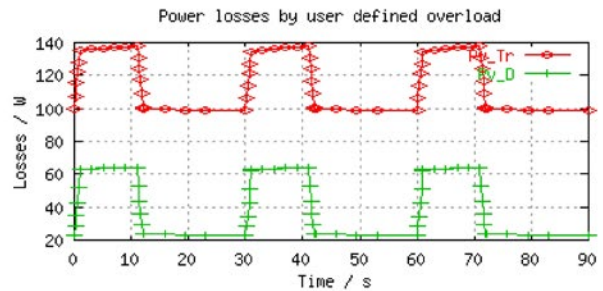
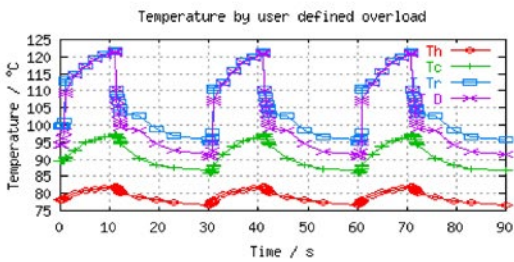


图 5.2.24 客户定义负载周期后得出的功耗和温度结果

## 5.3 功率模块的冷却

在这里，我们主要针对强制空气冷却和水冷却进行讨论，因为95%的电源模块时使用这些冷却装置。其他的冷却方式，如气化冷却降温，喷雾冷却和自然空气冷却的方法，但对IGBT和MOSFET功率模块意义不大。自然空气冷却和散热片已经在第4.2章节(离散)整流器中进行了论述。

电源模块的导通损耗、开关损耗和截止损耗都会产生热量，这些热量传导到散热器或者冷却装置，散热器使用扩大的表面积，来提高对流和辐射效果，以及加速热流的扩散和提高瞬态热过程的衰减。如果内部绝缘隔绝，一个装置的所有模块都可以装配到一个共同的散热器上，它还可以是结构的组件(外壳，底板等)。散热器的散热是通过热传导或者通过热载体同冷却剂进行热交换。作为冷却剂可以是空气、水或含水冷却混合物以及很少使用的绝缘油，它们通过自然重力或使用鼓风机以及循环泵进行循环流动。

### 5.3.1 热模型的冷却装置

从散热器的热传导公式:

$$Q = \alpha \cdot A \cdot \Delta T = P_{\text{tot}}$$

热阻的定义:

$$R_{\text{th(s-a)}} = \frac{\Delta T_{\text{(s-a)}}}{P_{\text{tot}}} = \frac{1}{\alpha \cdot A}$$

(Q - 散热量,  $\alpha$  - 热传导系数, A - 热传导面积)

为了确定 $\Delta T_{\text{(s-a)}}$ 而在某点测量Ts值,所以电阻 $R_{\text{th(s-a)}}$ 值也是相对这个测量点的值(见第5.3.2.4章节),其他的测量点会导致不同的结果。对具有多个模块的结构,一般是简化成对所有元件只有一个冷却器温度。所有热源传输到散热器的功耗将通过总热阻 $R_{\text{th(s-a)}}$ 来计算。

从上述 $R_{\text{th}}$ 公式可以看出,通过增加翼翅来增大表面积是很有用的,如果能保证热传导速度和热传导系数 $\alpha$ 不会降低。这一发现带给对自然散热器和强制风冷却器不同的优化准则。使用能带走更多功耗的散热片,热分布更均匀的散热片和导热性能更好的散热片都会增加热交换面积 $A_{\text{eff}}$ 的实际效果,它会使散热效果增加,也就是热阻降低。通过快速循环的冷却介质,就会使热传导系数 $\alpha$ 值大大增加,这也有助于降低 $R_{\text{th(s-a)}}$ 值。

在第5.2章节中解释模块的热性能时,使用了热等效电路,其中通过一个RC网络( $R_{\text{th(s-a)}}$ ,  $Z_{\text{th(s-a)}}$ )进行了描述。散热器的瞬态热阻抗 $Z_{\text{th(s-a)}}$ 的时间曲线会产生几个跳跃,但在几个时间段内像一个常数,如图5.3.6中的例子。通过叠加功率模块的热阻抗和热量传递到散热片的热阻抗,我们可以得到整体的热阻抗 $Z_{\text{th(j-a)}}$ 。利用下面的公式,可以把 $Z_{\text{th}}$ 曲线解析为n个指数函数之和的函数:

$$\Delta T_{\text{(s-a)}}(t) = P_m \cdot \sum_{v=1}^n R_{\text{thv}} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{thv}}}} \right)$$



$$Z_{th(s-a)}(t) = \frac{\Delta T_{(s-a)}(t)}{P_m}$$

也就是

$$Z_{th(s-a)}(t) = \sum_{v=1}^n R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{thv}}} \right)$$

集合数 $n$ 以及 $R_{thn}$ 和 $\tau_{thv}$ 的值是不受物理结构影响的计算量，我们能够得到很好的近似曲线，计算 $R_{th}$ 和 $\tau_{th}$ 的基础是 $Z_{th}$ 曲线。数学和表格程序，比如Excel (→ Solver)能够解出含有大量未知元素的方程，它在大量的集合数( $n$ )时，近似曲线同实际曲线的误差的平方应为“零”。

$$\left( Z_{th(s-a)}(t_n) - \sum R_{thv} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_{thv}}} \right) \right)^2 = 0$$

为了排除不合理的结果，应该设置一个额外的条件来制约，既 $R_{th}$ 和 $\tau_{th}$ 值大于零。我们可以成对的增加 $R_{th}/\tau_{th}$ 的数量，直到得到所需要的精度。一般情况经过3到5对数据就足够了。

### 5.3.2 影响热阻的因素

#### 5.3.2.1 热源数

在散热器上分布的热源数量会对热阻 $R_{th(s-a)}$ 有决定性的影响。对散热器制造商给出的数据，如果没有明确指定，一般为在整个安装面上的一个大的热源。当多个热源的分布越接近这种理想的热源分布时，它的热阻就更接近热阻 $R_{th}$ 的理论值。热阻的测量是十分繁琐和困难的，而且不同生产厂家的配置规格也很难获得。为了改善这种局面，可以使用有限元(FEM)模拟，如果我们能把它的结果与已知量相比较，我们发现它很具有说服力。在图5.3.1中给出了模拟图[文献56]，在相同的散热片上装配一个IGBT模块(右)同3×62毫米的IGBT模块(左)。对于3个模块，它的热阻为：

$$R_{th(s-a)} = \frac{102^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{1800 \text{ W}} = 0,034 \text{ K/W}$$

在相同的环境下，装配一个模块的热阻为

$$R_{th(s-a)} = \frac{74^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{600 \text{ W}} = 0,0566 \text{ K/W}$$

热阻的增幅达到65%。赛米控公司给出了它生产的一些散热器的热阻 $R_{th}$ 值，以及同模块数量和规格的关系(图5.3.2)。如果热阻抗不是因为不同的结构而给出的话，我们可以利用热阻 $R_{thv}$ 和校正系数来代替。热阻抗的时间常数是相同的。

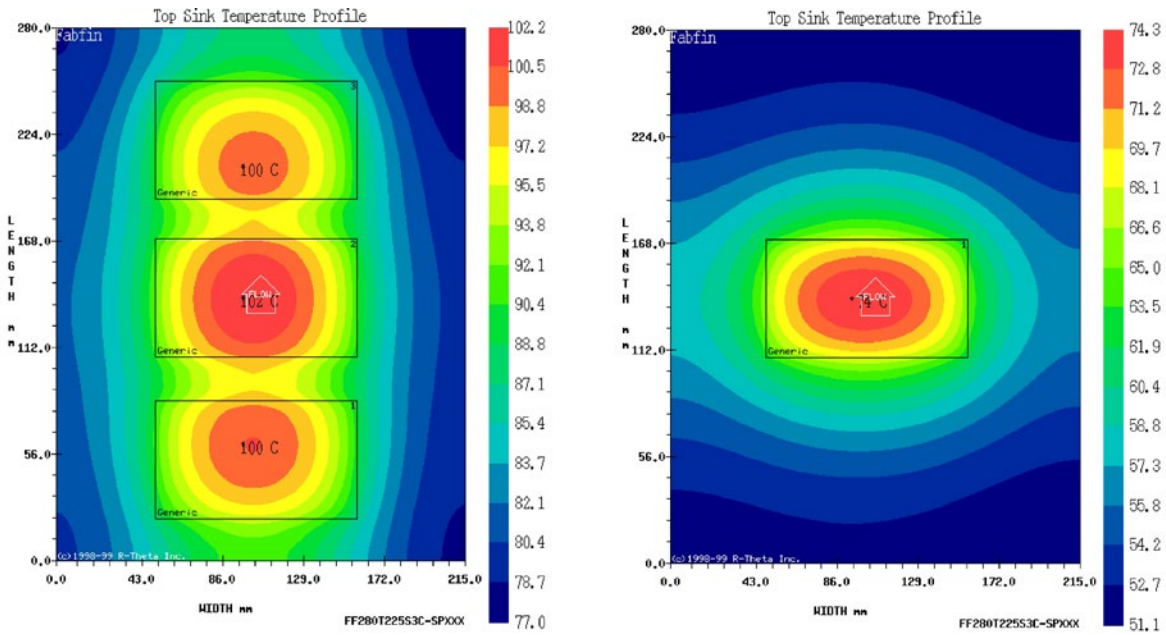
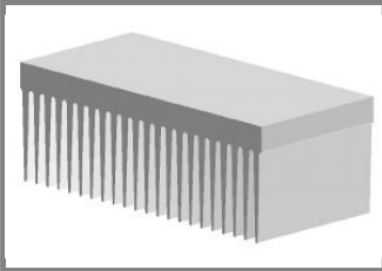


图 5.3.1 不同模块数量散热器模拟图

**P 16**



Standard lengths	n	b / d Ø mm	R <sub>thha</sub> K/W	R <sub>thha</sub> with fan SKF 16B-230-01 K/W	w kg
P 16/170	3	20		0,05	4
P 16/200	3	20		0,046	4,7
	6	20		0,039	
	3	34		0,038	
P 16/300	2	50		0,04	7
	3	50		0,033	
	6	34		0,036	
	6	50		0,024	

图 5.3.2 空气冷却时热阻R<sub>th(s-a)</sub>同热源数量n和规格b的关系

### 5.3.2.2 热扩散

可以通过使用良好的导热材料，增加材料厚度或使用导热管(见第5.3.6章节)来提高散热器的热扩散能力。但它也可以改善的热源的分布，使热源均匀地分布在整个安装表面，来提高热扩散。在这里必须要在一方面结构紧凑，另一方面要良好的热源分布中找到折衷结果。在热模拟过程，如图5.3.3所示，热源的数量和大小是相同的，在加大模块间隙，从0mm增加到18mm时，热阻R<sub>th(s-a)</sub>减少了9%。每个模块的功耗为600W，环境温度T<sub>a</sub> = 40°C。

$$R_{th(s-a)} = \frac{101^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{1800\text{ W}} = 0,034\text{ K/W}$$

$$R_{th(s-a)} = \frac{96^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{1800\text{ W}} = 0,031\text{ K/W}$$

从热力学的角度来看，对空气冷却器间隙接近3厘米的距离是最佳的，但是，这只是一个例子，那样需要更大散热器(→ R<sub>th(s-a)</sub> = 0.266 (-17%))。对一个水冷却器，因为它的散热效果更好，所以间隙影响较小，间隙1到2cm就可达到最佳结果了。

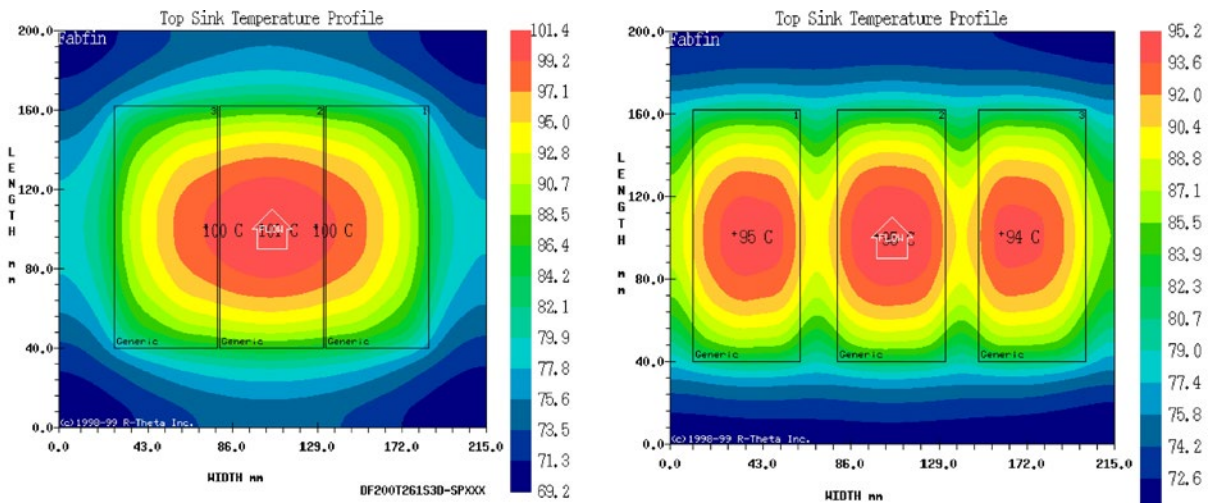
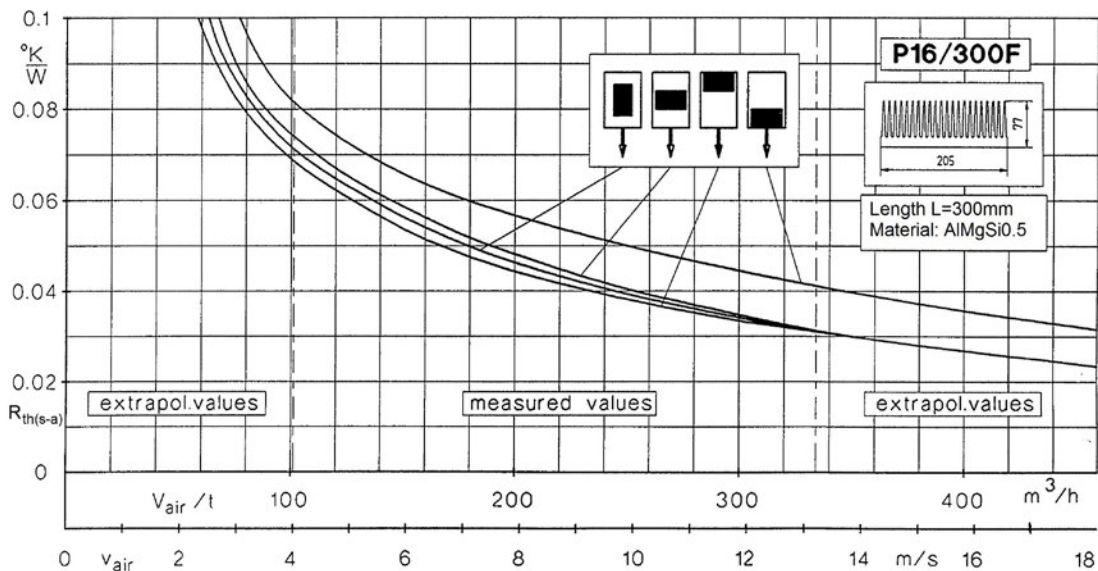


图 5.3.3 热源在散热器表面的温度的模拟

### 5.3.2.3 热源在冷却器的位置

热阻 $R_{th(s-a)}$ 除了受到热源数量和分布的影响外，还受到热源位置以及冷却剂在散热器中的流动方向影响。图5.3.4举例说明这些关系。在散热器的边缘是最没效果的位置，因为热扩散顺着冷却剂流动方向散热要比逆着冷却剂流动方向效果要好。

图 5.3.4 一个SKiiP模块的散热器热阻 $R_{th(s-a)}$ 同空气流通和位置的关系

### 5.3.2.4 确定 $R_{th}$ 的测量点

热阻 $R_{th}$ 除了受前面提到的影响外，还受到对散热器的温度测量点的影响。例如，如图5.3.3所示，在散热器表面很容易就会产生30K的温度差异。原则上测量 $T_s$ 的测量点必须对应半导体模块的热阻 $R_{th(c-s)}$ 或 $R_{th(j-s)}$ 值，否则，热阻从结层到外环境的链接就被破坏。不幸的是，对这个测量点，不同的(半导体)生产厂家有不同的指定，就是赛米控公司对不同的产品系列也给出了不同的参考点(图5.3.5)。最常用的测量点是在模块的侧边同芯片同高的位置，或者在模块的底部，在散热器上钻入一个不到2mm的洞来测量。

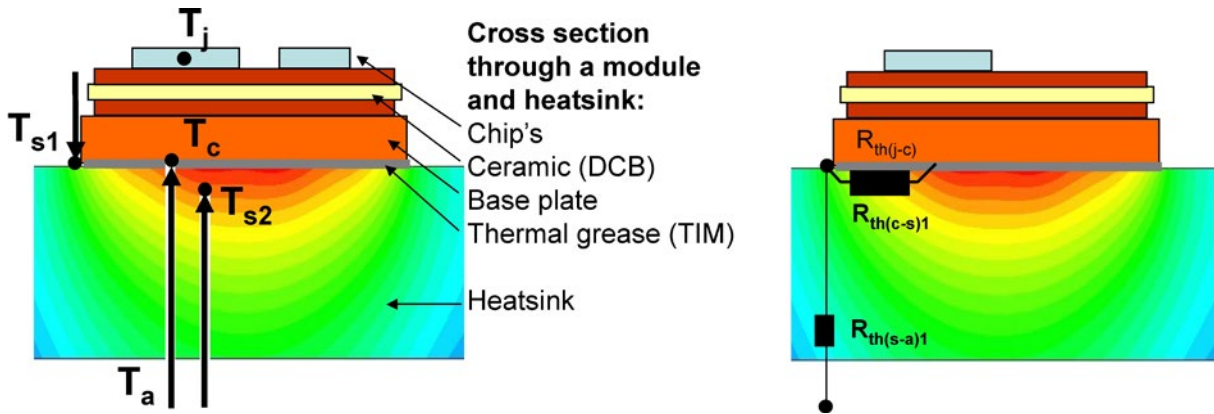


图 5.3.5 确定热阻 $R_{th(c-s)}$ 和 $R_{th(s-a)}$ 的测量点 $T_{s1}$ 和 $T_{s2}$

赛米控公司指定为确定带底板模块的热阻 $R_{th(c-s)}$ ，测量点在模块的侧面长边(约1/3的距离)。散热片在 $T_{s1}$ 点上的温度要比模块底下低，其结果就是温差 $\Delta T_{(c-s)}$ 较大，而 $\Delta T_{(s-a)}$ 较小，所以，相对其他方法，我们得出一个较大的 $R_{th(c-s)1}$ 和一个较小的 $R_{th(c-s)2}$ 。同样，在模块底部测量的散热器温度 $T_{s2}$ ，可以得到热阻值( $R_{th(c-s)2}$ ， $R_{th(s-a)2}$ )。当散热器的散热效果越好时(水冷却↔空气冷却)，这种差异就越大。第一种在模块侧边测量方法的优点是很容易选定测量点进行测量，它不需要对散热器进行加工处理。它的缺点是热阻 $R_{th(c-s)}$ 会受到散热器内热扩散的影响。对不同厂家生产的模块进行比较计算，应始终使用相同的参考点。我们近似假设 $R_{th(c-s)1} \approx 2 \cdot R_{th(c-s)2}$ 。对于不带底板的模块，赛米控公司指定为确定 $R_{th(j-s)}$ ，选择测量点在芯片的底部。所以，对不带底板模块的散热器测量是使用第二种方法。

### 5.3.3 自然空气冷却 (自由对流)

自然空气冷却一般是应用在不到50W的低功率范围，或即使在高功率被使用，是因为这时不可能增加冷却装置，或者设备的侧面有一个能散热的大散热器。由于自由对流散热时，散热器的热阻通常比功率模块内部的热阻要大，所以从芯片温度(125°C)到冷却空气温度(45°C)的温差的很大部分是落在散热器上，比如在模块附近的散热片温度为90到100°C，它一般比带强制空气冷却的散热器温度要高。另外，在典型的低功耗模块，散热器的翼翅都比较薄，因为热传导性对散热性能的影响不大。翼片的间距必须足够大，应足保证热浮力(热气上升)和空气摩擦达到一个有利的比例。涂黑的散热片可以改善辐射特性，因此高达25%热阻 $R_{th(s-a)}$ 值取决于安装表面之间和环境空气的温差(详情见第4.2章节)。

### 5.3.4 强制空气冷却

同自然冷却散热器相比，通过强制通风可使热阻降低到1/5甚至1/15。图5.3.6给出了赛米控公司生产的P16冷却器不同长度的例子，热阻抗 $Z_{th(s-a)}$ 最后达到最终值 $R_{th(s-a)}$ 。



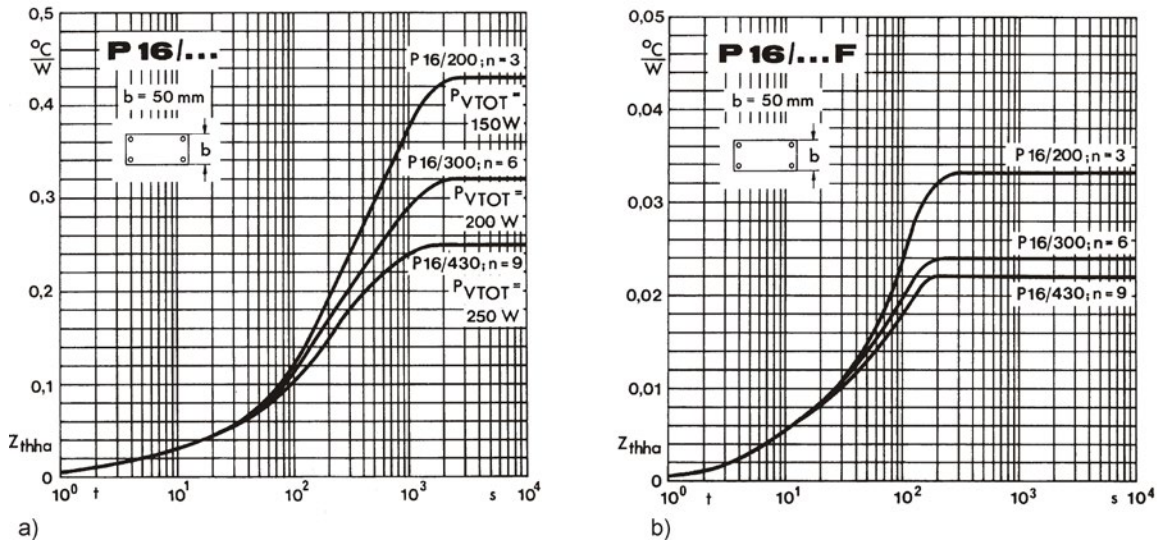


图 5.3.6 对P16散热器热阻抗 $Z_{th(s-a)}(t)$ 同长度的关系,  $n$ 为热源数a)自然对流, b)强制冷却

同对流散热相比强制冷却的热传导系数 $\alpha$ 更大。在强制吹入的空气温度为 $35^{\circ}\text{C}$ 时, 冷却器的表面温度不应超过 $80^{\circ}\text{C}$ 到 $90^{\circ}\text{C}$ 温度(在数据文件规定的额定条件下)。由于在一个具有强制空气冷却的装置中, 热对流交换占绝大部分, 所以冷却器涂黑变得毫无意义。

### 5.3.4.1 冷却概况

散热器的材料必须拥有良好的热传导和热扩散性(高导热系数 $\lambda$ ), 同时也必须是一个价格上可接受的材料及低廉的加工费用。首选材料是铝材( $\lambda = 247 \text{ W/K}\cdot\text{m}$ , 纯铝), 对一些要求特别高场合也可以使用铜材( $\lambda = 398 \text{ W/K}\cdot\text{m}$ )。值得注意的是, 材料的热扩散性受到生产工艺和必要的添加合金的影响, 在实际使用中, 散热器的热传导系数在 $150 \text{ W/K}\cdot\text{m}$ (铝铸合金)到 $220 \text{ W/K}\cdot\text{m}$  (AlMgSi合金材料)之间。材料的热扩散性对散热效率有很大的影响。因此, 外形设计中根部厚度以及优化的翅片高度和翅片厚度比值和数量等都很重要:

- 散热器的根部(Root)是指没有翼翼的部分, 功率元件就安装在这个表面。
- 散热器的翼翼是热能量同环境介质, 经过对流来交换能量的部分。

为了确定强制空气冷却器的优化准则, 我们对鳍片高度的热传导和对流进行了积分集成, 经过一些简化的假设, 从其中得出:

$$R_{th(s-a)} = \frac{1}{n \cdot \sqrt{\alpha \cdot U \cdot \lambda \cdot A} \cdot \left[ \frac{1}{1 + e^{-2\kappa}} - \frac{1}{1 + e^{2\kappa}} \right]}$$

$$\text{其中 } \kappa = h \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot U}{\lambda \cdot A}}$$

( $\alpha$ : 热传导系数,  $U$ : 翼翼的周长,  $\lambda$ : 散热器材料的导热系数,  $A$ : 翼翼截面积,  $h$ : 翼翼的高度)

表5 5.3.1给出了各种散热器特性的一个粗略的描述。



	
薄翅根	厚翅根
翅片多	翅片少
热阻 $R_{th(s-a)}$ 低	热阻 $R_{th(s-a)}$ 高
但是:	
过载能力低(例如: 用于泵)	过载能力高(例如: 用于电梯)
时间常数短	时间常数长
散热慢	散热快
压差大 – 需要的空气少	压差小 – 需要更多的空气
对污染敏感	对污染不敏感

表 5.3.1 不同的散热器型材特性和选择标准

### 5.3.4.2 压降和风量

热阻 $R_{th(s-a)}$ 在很大程度上受到单位时间内流动的空气体积, 即 $V_{air}/t$ 的影响, 它同空气流动的平均值 $v_{air}$ 和流通的横截面积 $A$ 有关:

$$V_{air}/t = v_{air} \cdot A$$

我们假设空气流动时平稳的而不会产生湍流效应, 实际上, 通过适当的翼翅设计, 会增加涡流效应, 改善热量扩散传递到空气的效果。当然, 不光是静态热阻, 而且瞬态的热阻抗 $Z_{th}$ 也会在强制冷却时被降低。在图5.3.6中给出了赛米控公司生产的P16散热器在自然冷却和强制冷却时, 热阻抗 $Z_{th(s-a)}$ , 达到最后稳定值 $Z_{th(s-a)}$ 的曲线, 此外, 时间也降低了10%, 对自然空气冷却达到静态最终值需要2000秒到3000秒, 但带强制冷却完成的过程就只有200秒到300秒。

增加翼翅数量和厚度减低了散热器空气流动的横截面积, 同样, 随着散热器长度的增加, 空气的压力差以及流过的体积也会减少。这是一个扩大散热面积的负面效应, 所以, 对于给定的风扇, 有一个对过流截面积、散热器长度和流量的优化选择。散热是受到风扇特性的影响, 它的特性是由曲线 $\Delta p = f(V_{air}/t)$  (见图5.3.7)所描述的。

从风扇特性曲线和散热器风压下降曲线 $\Delta p = f(V_{air}/t, L)$ 的交点, 我们可以确定工作点, 见图5.3.7所示。对于风扇特性曲线, 我们必须考虑因为工作电压不稳定(如230 V +/- 10%)带来的影响。即使是在最小电压的情况下, 也必须保障有足够的空气流动来保证冷却效果。散热器的热阻 $R_{th}$ 值取决于空气流动量(见图5.3.8)。

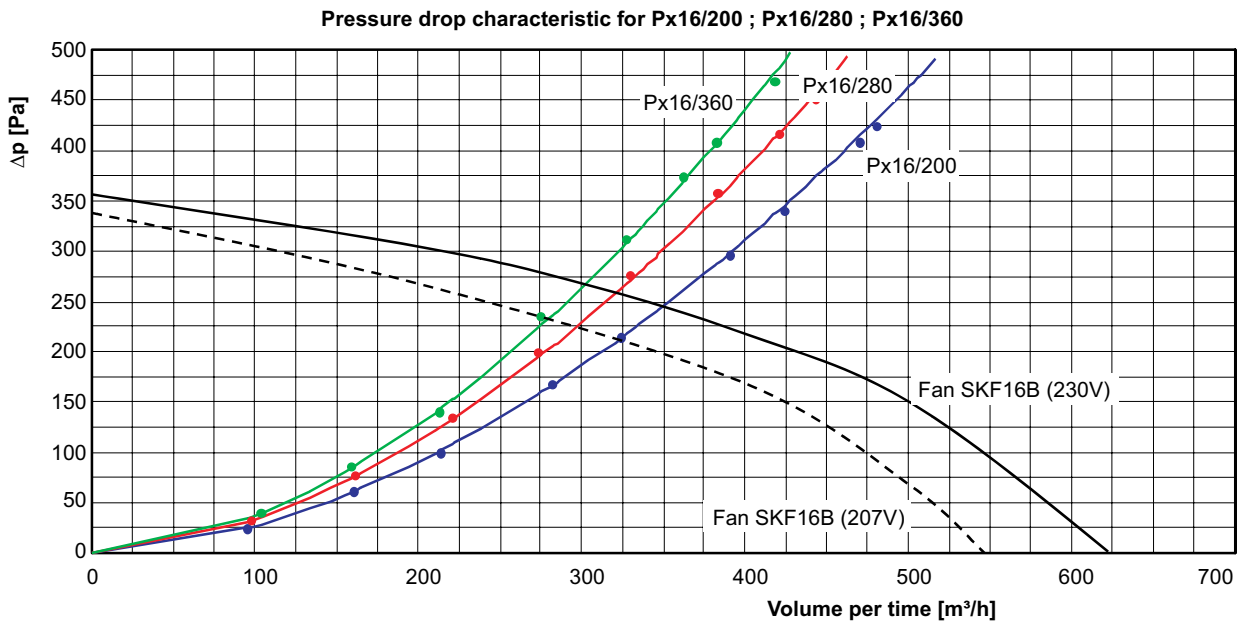


图 5.3.7 散热器PX16的冷却空气流速同散热器长度和风扇特性的关系

在最常用的工作点上，热阻 $R_{th(s-a)}$ 可以按下列公式计算：

$$R_{th(s-a)2} = R_{th(s-a)1} \cdot \left( \frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_2} \right)^K$$

其中  $K = 0.7 \dots 0.9$

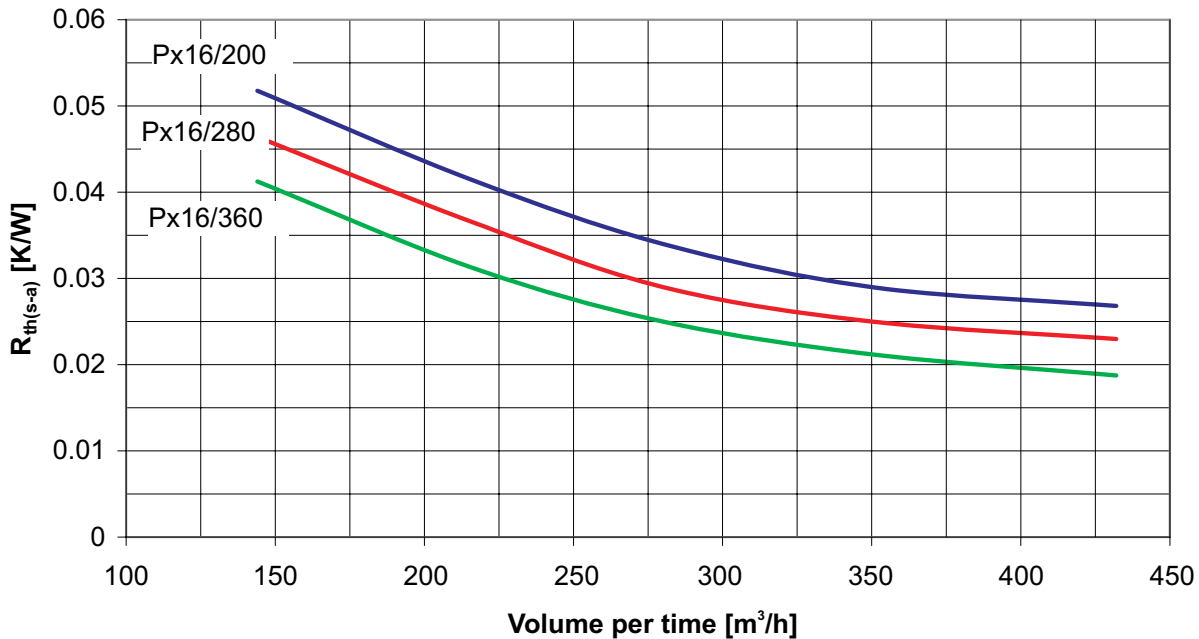


图 5.3.8 PX16散热器以流量为函数的特性曲线

### 5.3.4.3 风机 (风扇, 鼓风机)

风机用于产生强制空气冷却所需的气流。根据不同散热器和使用场合，有不同的风机可供选择(图 5.3.9):

轴向风机

鼓风气流同叶轮轴向平行。叶轮转动鼓风，类似于飞机的螺旋桨。轴向风机的优点是体积小风量。其缺点是风压比离心风机低。

### 径向风机或离心风机

当实际要求风机在同样空气体积但较高的风压时，就选择使用离心式风机(见图5.3.10)。它能比轴向风机提供更高的风压。空气被平行于轴向吸入，通过离心风扇使气流转向90度，沿着径向被吹出来。为了减少因为高速喷出离心风机造成的压力扩散损失，可以设计使用一个径向的风机出口通道，例如喷口。

### 切向或横流风扇

横流风扇有一个吸气和鼓气通道。通过吸气通道气体被吸入风机内部，在这里空气被加速和涡旋，然后很均匀顺着鼓气通道被吹出。即使在低转速它也能提供较高的风量，因此，可以被用在低噪音的场合。叶轮的长度和鼓风口的长度可参照并配合散热器的尺寸。



图 5.3.9 a) 轴向风机, b) 离心风机, c) 横流风扇

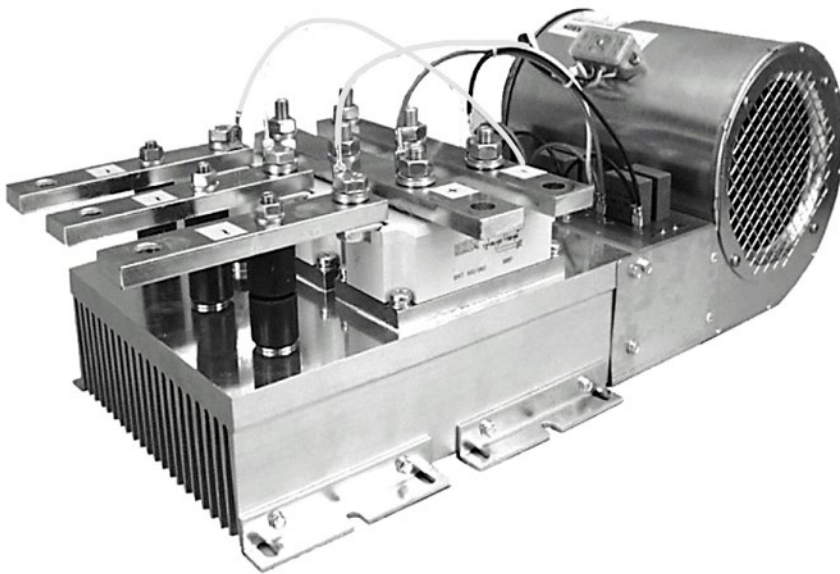


图 5.3.10 带离心风机的3个二极管模块整流半桥结构

#### 5.3.4.4 高原应用

散热量的大小取决于散热器中冷却空气的压力和密度。随着应用地点高度的升高，空气密度降低，从而冷却能力也降低。下降的空气密度差导致了载热能力的下降，所以散热器的效率降低。考虑到



这种情况，我们必须利用校正系数，对换流功率以及热阻 $R_{th}$ 进行必要的修正，如表5.3.2[文献57]。

海拔高度 [m / ft]	功率衰减	热阻 $R_{th(s-a)}$ 校正系数
0 / 海拔面	1	1
1000 / 3000	0.95	1.05
1500 / 5000	0.90	1.11
2000 / 7000	0.86	1.16
3000 / 10000	0.8	1.25
3500 / 12000	0.75	1.33

表 5.3.2 海拔高度对功率以及热阻的影响

在水冷却时，如果冷却水的热量通过空气散热器进行热交换的话，这些限制也同样适用于水冷却装置。

### 5.3.5 水冷却

功率模块的水冷却装置常用于转换器功率非常高的范围(MW范围)，或者在较低功率系统中，当系统中有一个现成的水冷却系统以使用时(如车辆驱动器，镀锌设备，感应加热)。冷却液把热能直接扩散传递到周围的空气中，通常是在温度为50°C到70°C时，经过热交换冷却剂从新回到模块组件的温度在15°C到25°C。同空气冷却相比，散热器表面和冷却液之间的温度差较小，给我们带来两个方向的好处：

- 功率性能更高，因为负载变化会带来芯片的温度上升 $\Delta T_j$ (见第2.7章节)
- 更低的芯片温度，延长使用寿命

图5.3.11给出了一个带水冷却例子，6倍SKiiP水冷却板结构。



图 5.3.11 带水冷却板的SKiiP4

影响液体冷却器热阻的因素为：

- 冷却液的接触表面 (例如，通道数量)
- 流量受到压降的影响 (第5.3.5.1章节)
- 冷却液的吸收热的热存储容量 (第5.3.5.2章节)
- 流动冷却液的湍流
- 散热片的热传导和扩散传播 (散热器材料)
- 冷却液温度 (受粘度和密度影响)

增加散热器的表面积-会改善在空气中热交换。典型的冷却器的冷却通道数量是有限的。在针翅散热器中的小柱子伸到冷却器的冷却液中，这样增加了接触面积，同时也确保有足够的湍流(图5.3.12)。

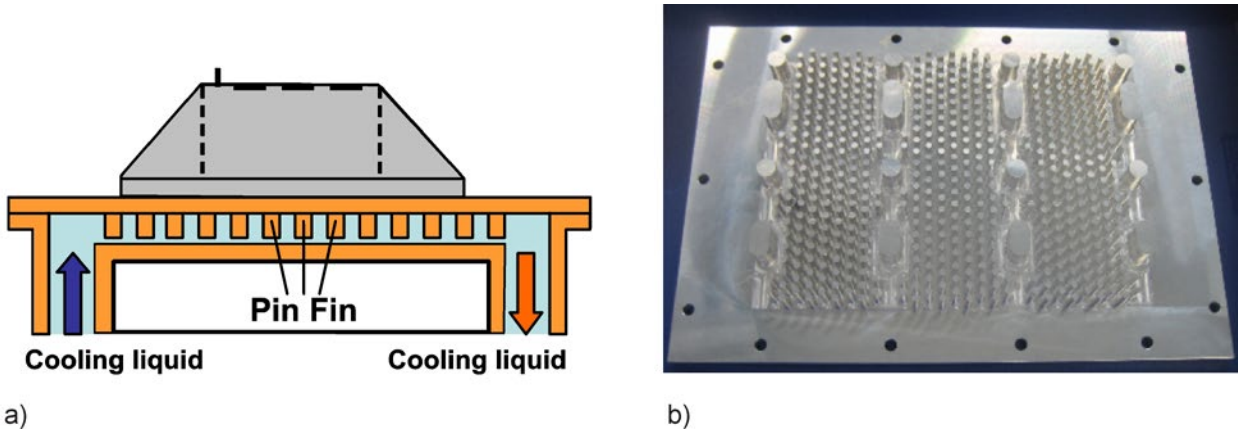


图 5.3.12 增加传热面积的针翅式水冷却, a) 示意图, b) 实物照片

通过特殊形状的液体散热器和足够高的冷却剂流速，就会产生很多液体湍流，从而降低了散热器同冷却剂之间的热阻(如图5.3.16螺旋插入)。如果没有湍流动荡，液体就会在冷却壁表面结层，阻碍热传递。

还有一点同空气冷却器不一样，就是热源在散热器表面的均匀分布决定了低的热阻值。由于在几千瓦/(平方米<sup>2</sup>\*K)的高热流中，大热流几乎不横向扩散，而是通过装配模块所占用的散热器面积，直接与冷却液进行热交换。使用铜材料而不是铝材料能减少穿透阻力，增加了横向导通面积，从而提高散热面的效率。相对一个标准IGBT模块使用铜散热器可使热阻 $R_{th(j-a)}$ 降低约20%。

对使用水/乙二醇的混合物作为冷却剂的冷却系统，因为乙二醇粘度受到温度的影响，所以它的热阻 $R_{th(s-a)}$ 也会受到冷却液的密度变化的影响。所以对50%的乙二醇和50%的水合成的混合冷却液进行了试验，在10°C和70°C之间，热阻的在温度传感器和冷却液之间的热阻 $R_{th(r-a)}$ 降低了约25%(图5.3.13)。

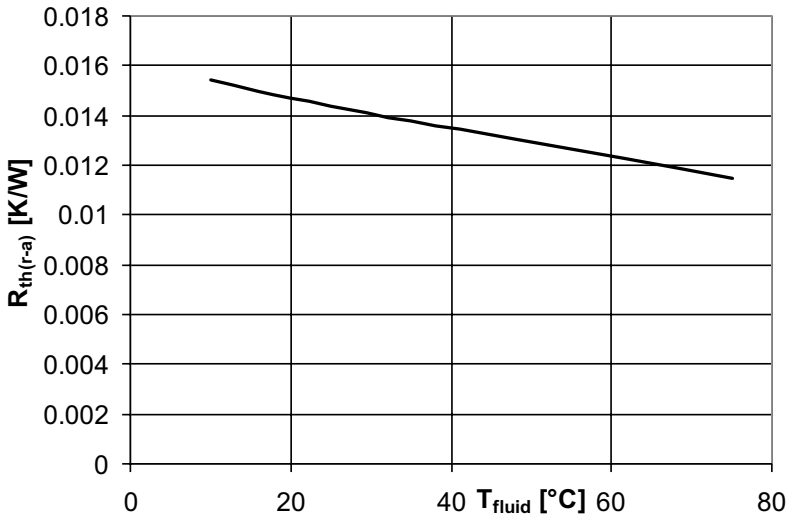


图 5.3.13 冷却器热阻受温度的影响( NHC152 + SKiM459GD12E4 温度传感器)

### 5.3.5.1 压力和水量，试验压力

在一个封闭的回路，冷却液能够从热源流过并带走热量，然后在重力的作用下流回(被加热的冷却液密度较小，因此上升到换热器的顶端，冷却后又流回热源处，热虹吸散热)。但是，一般使用循环泵来使冷却液循环流动。因此，根据现有的循环泵的功率来确定所需的用水量。随着用水量增加，减少了热阻，但同时也增加了整个制冷装置的压力下降。

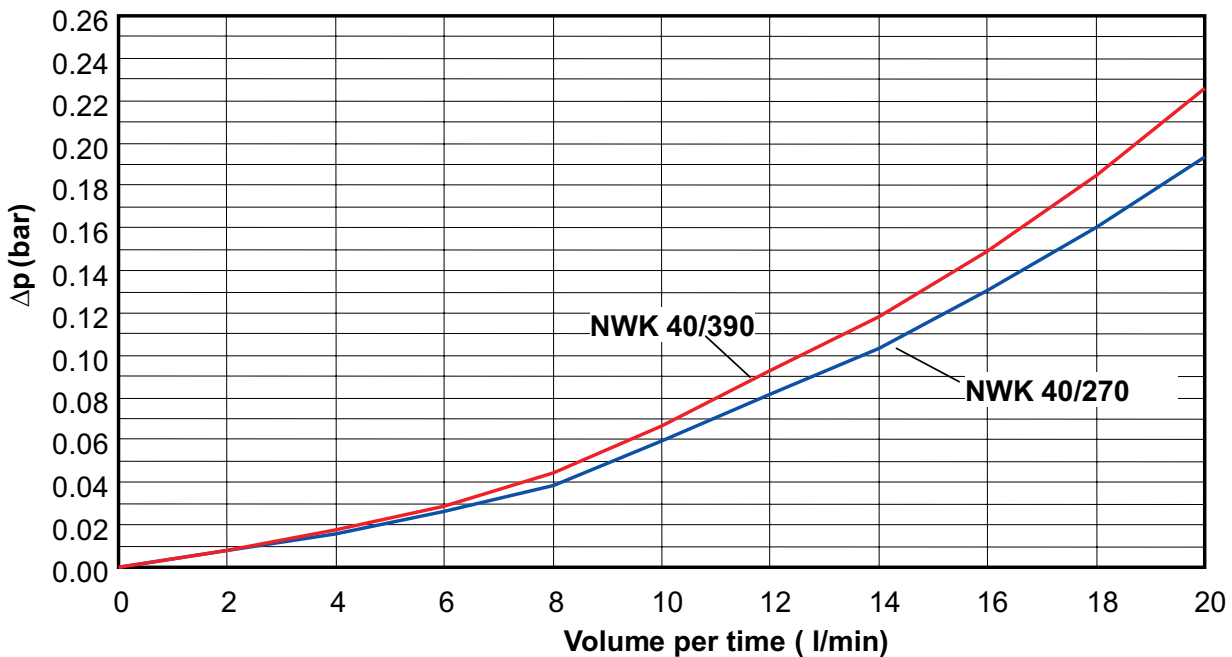


图 5.3.14 赛米控公司生产的水冷却器(SKiiP3-NWK40)的压降，2个不同长度同冷却液的关系(水/乙二醇各半的混合液，斜对对角线安装入口和出口， $T_a = 55^\circ\text{C}$ )

在图5.3.14所示为一水冷却器的测量值，长度包括90毫米长的结束端件，如：.../390指300毫米散热器+90毫米结束端件。这张图片也可以看出，散热器长度从180毫米增加到300毫米，增加量为66%，而压力降幅只有15%左右。反过来可以推断，造成压力降低的主要部件是结束端件。这并不奇怪，因为在这里的连接器的截面积降低、还有隔离挡板使水流改变成4个方向，这些都会导致压降。如果根据循环泵的功率将尽可能大量的冷却水产生循环流动，除了加大的管径以外，还得尽可能的确保在冷却回路中：

- 没有任何限制或障碍，
- 没有快速释放口，
- 尽可能少的方向变化(角度变化)

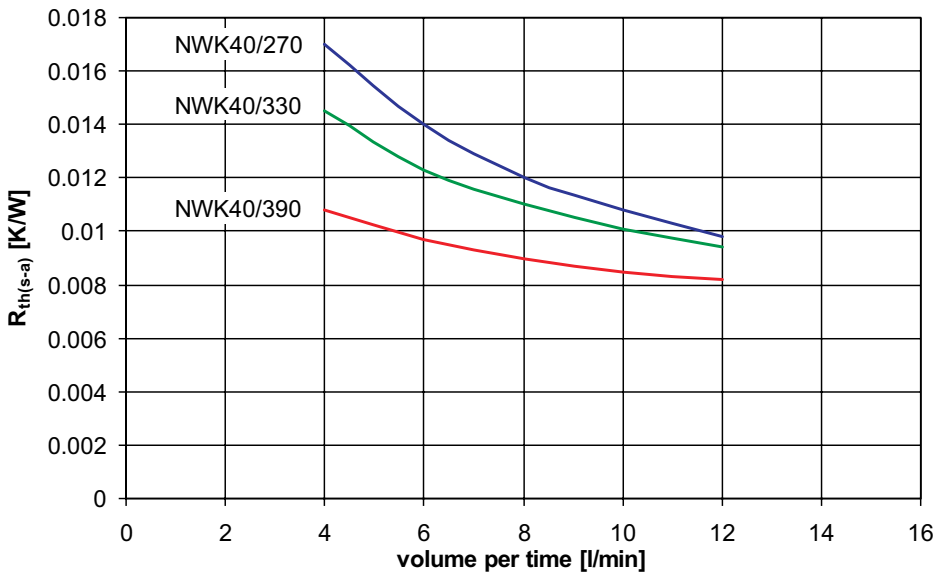


图 5.3.15 不同长度的SKiiP3 NWK40的热阻受流量的影响，水/乙二醇各半的混合液

赛米控公式提供的带水冷却器的SKiiP经过了6个大气压的泄漏检测，但推荐使用的压力为2个大气压。在一个已知的工作点，热阻 $R_{th(s-a)}$ 可以按下列公式计算：

$$R_{th(s-a)2} = R_{th(s-a)1} \cdot \left( \frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_2} \right)^K$$

其中  $K = 0.3 \dots 0.5$

### 5.3.5.2 冷却液，冷却系统和化学要求

冷却液作为热传导介质通常为水或乙二醇/水的混合液(防冻液)。有时也会使用去离子水或绝缘油(碳氟化合物，PAO合成物及碳氢化合物)。因为水的热能存储容量大(热储能量 $c_p = 4.187 \text{ kJ/kg}\cdot\text{K}$ )，所以它比油或乙二醇混合物更适应作为冷却液。例如，水可以构成一个闭合回路，并通过与空气进行热交换来冷却，在这种封闭回路中也可使用去离子水，这是因为它具有低电导率 $c$ (见第5.3.5.2章节)。新鲜水(淡水)从一开始就有明显的导电性，但是，这对用于内部绝缘的半导体器件并没有多大的影响，因为冷却水即使是在非绝缘部件中被使用，它的电位也是零电位。

选择一种冷却液体是很重要的，它不仅要适用于循环回路，而且还要有防腐蚀作用，至少腐蚀风险是最小。赛米控公司生产的铝散热器使用最少10%的乙二醇混合液来提高防腐蚀。各种冷却液的制造商往往要求使用冷却液的最低浓度，这样会使黑色金属防腐蚀保护缓蚀剂的浓度保持在一定的必要浓度。冷却水的硬度不得超过6。当冷却液的温度超过 $60^\circ\text{C}$ 时，建议使用封闭的冷却回路。后面的冷却液的描述和表格部分来自Lytron公司的应用实例。表5.3.3中给出了建议，什么样的金属冷却系统适合使用什么样的冷却液。

	水	乙二醇混合液	去离子水	绝缘油
铜	X	X		X
铝		X		X
不锈钢	X	X	X	X

表 5.3.3 冷却器材料和冷却液的组合[文献58]

## 淡水

由于水拥有较高的热容量，所以它是最有效的冷却液。它非常适用使用在闭合回电路中。淡水或自来水中含有化学物质，会导致金属生锈。例如通常在自来水含有氯化物，它就有腐蚀性。当淡水中含有氯化物或硫酸盐的含量超过25PPM时，它就不适合作为冷却液在循环系统中使用。同样也得注意淡水中含有钙和镁的量值，它们会在金属表面引起钙沉积(积垢)，从而降低少了冷却效率(图 5.3.16)。

物质	推荐值
钙	< 50 ppm
镁	< 50 ppm
氯化物	< 25 ppm
硫酸	< 25 ppm

表 5.3.4 淡水中离子物质含量的最高推荐值[文献58]

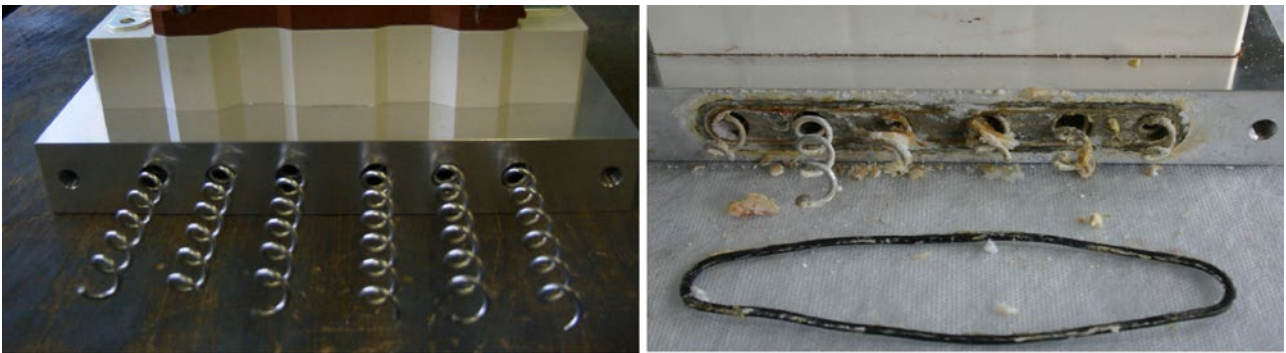


图 5.3.16 冷却管道和散热棒(螺旋), a) 新的图片, b) 经过长时间使用后的图片

## 去离子水

去离子水就是把水中的离子，如钠，钙，铁，铜，氯离子，溴离子等去掉或进行减少处理，这种处理去掉了有害的矿物质、盐和其他能产生腐蚀和结垢的杂质。同自来水和其他大多数液体相比，去离子水有较高的电阻值，是一个很好的绝缘体。但当它与空气接触就会很快变酸，空气中的二氧化碳会溶解在水中，从而导致了水出现酸性，它的pH值约为5.0，因此水压的调压装置必须使用隔膜同空气隔离，这会使冷却液的最大变化温度范围受到限制。使用去离子水时往往需要添加缓蚀剂。连接接口不应有镀层。当使用去离子水作为冷却剂在热交换器和冷却板中使用时，铜导管是不适宜的，建议使用不锈钢管。



## 乙二醇水溶液

由于水的侵蚀性，所以在开放或封闭的系统中很少使用纯淡水，一般使用乙二醇水(EWG)和丙二醇(PWG)作为冷却液体。乙二醇具有正的温度特性，比如，高的沸点和低的凝固点，在很大的温度范围内性能稳定，较高的比热和热导率。除此之外它还具有低粘度，从而减少了对管道的要求。丙二醇(PGW)被应用在不能产生毒素的应用场合。在汽车的冷却系统或换热器中，最好不用乙二醇作为冷却液，因为它含有以硅酸盐为基础的防锈剂，这些保护剂可易结晶在热交换器表面，从而降低了其换热效率。乙二醇溶液还提供了腐蚀的抑制作用。

通过添加乙二醇会减少冷却液的热量存储容量(50%乙二醇添加剂，冷却液温度为40°C时，为3.4kJ/(kg\*K)。随着添加剂量的增加，冷却剂的粘度和比重都会增加，而且随着乙二醇含量的增加，散热器和冷却液之间的热阻 $R_{th(s-a)}$ 也会增加。所以同纯淡水相比较，添加10%的乙二醇的冷却液热阻增加约15%，添加50%的乙二醇的冷却液的热阻增加50%到60%。而添加90%的乙二醇的冷却液热阻会加倍。这些结果还受到在散热器内冷却液温度及流动状况的影响。

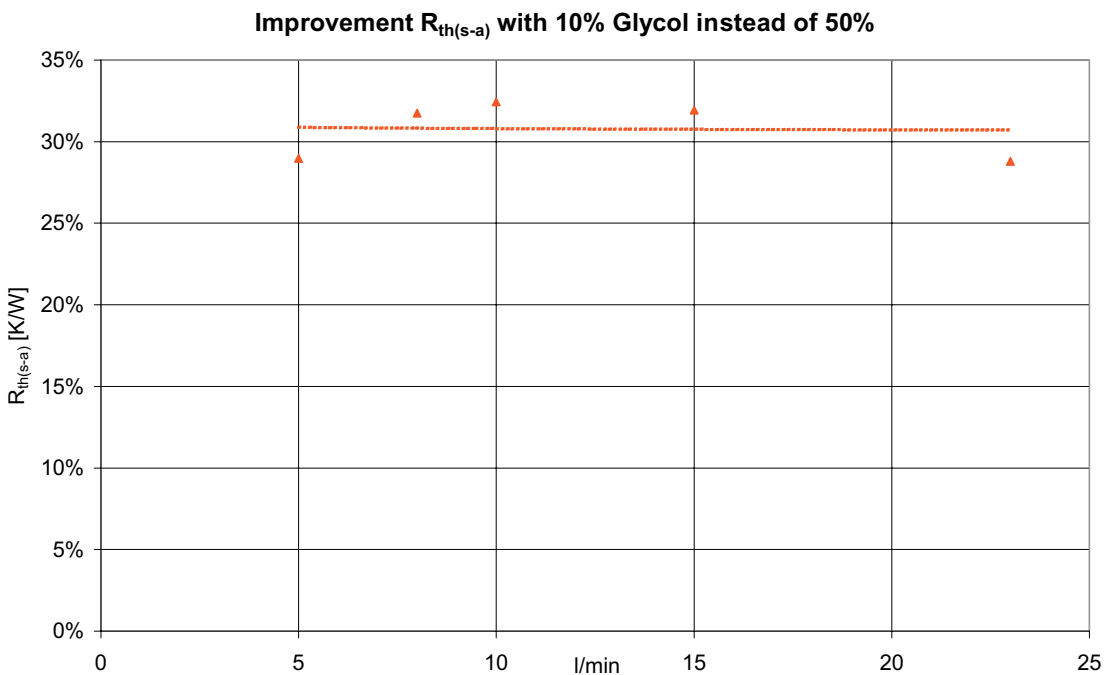


图 5.3.17 在不同流量对添加不同剂量的乙二醇冷却液热阻的影响

### 5.3.5.3 安装和放气

安装冷却系统必须确保没有气泡堆积在循环回路中。因此，最好的设置方向是垂直管道，而水平管道是最糟糕的，因为管道上很容易聚集气泡(图5.3.18)。

首选的冷却液的流动方向是从散热装置的底部流入，然后从机柜的顶部流出。但对水的从下到上的循环流动是不理想的。在这种情况下，就有必要在功率半导体制冷系统的上面部分设置放气阀。当冷却系统加注完冷却液后，应做必要时间(大于0.5h)内的测试，在功率半导体没有导电的情况下，进行最高流量的运行测试。快速流动(升/分)会赶跑管道里的气泡。

在并联冷却回路中的平行管道中，设计的压力差相同(并联的散热器数量和长度以及管道的长度相同，方向改变的阀门数量相同)。必须考虑到，使用分流阀门来保证让水同样地在并联的管道中流动。

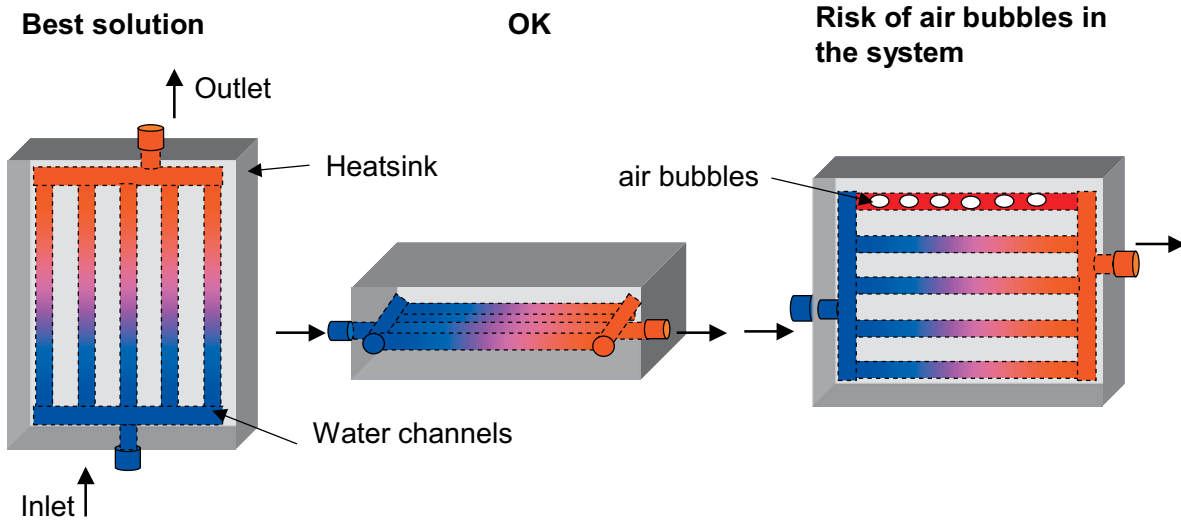


图 5.3.18 水冷却器的设置

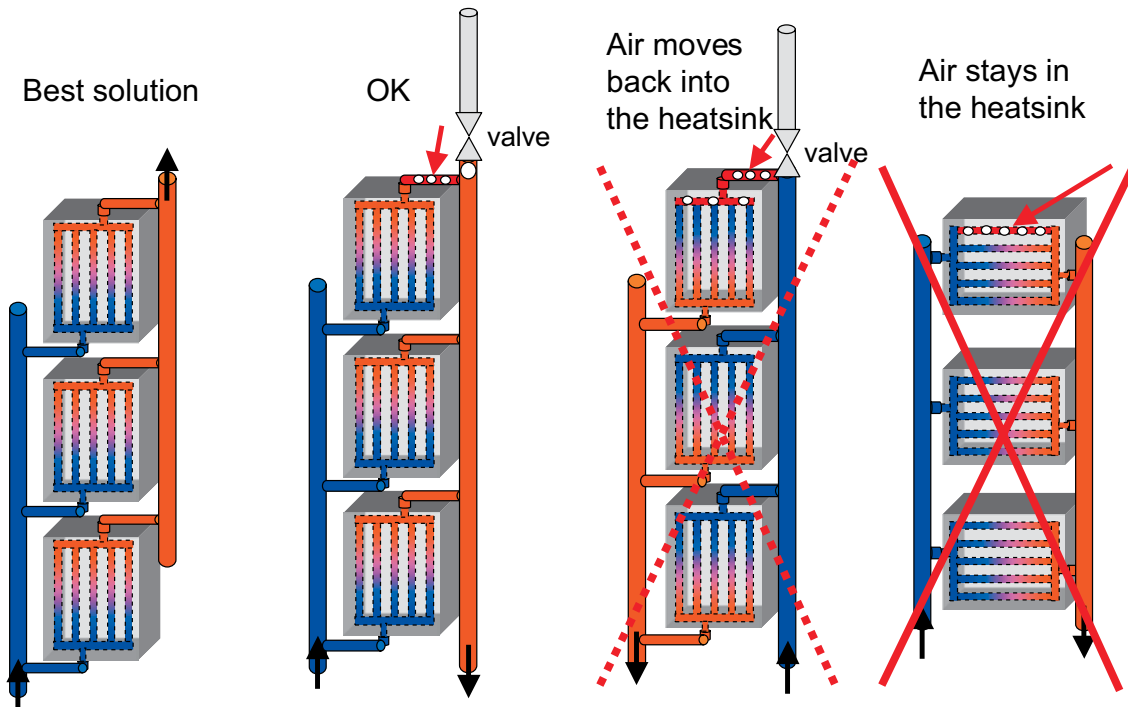


图 5.3.19 水冷却循环装置

#### 5.3.5.4 其他的液体冷却方法

##### 微管

微管冷却器(图5.3.20)是液体冷却的一种特殊形式。在制造DCB基板时，在两层DCB基板之间铺入多层铜箔，这些铜箔被穿成筛孔叠在一起，在陶瓷DCB的底部有一个液体流入和流出孔，这样就在铜箔中构成了一个流通渠道，在流通的同时把热量带走，因此提供了冷却功能。它不需要很大的压

差和相对较少的冷却液就能实现较好的散热效果。其缺点是因为污染或杂物会产生堵塞，以及因为通过模块的冷却液数量较少，从而有较高的温度梯度。

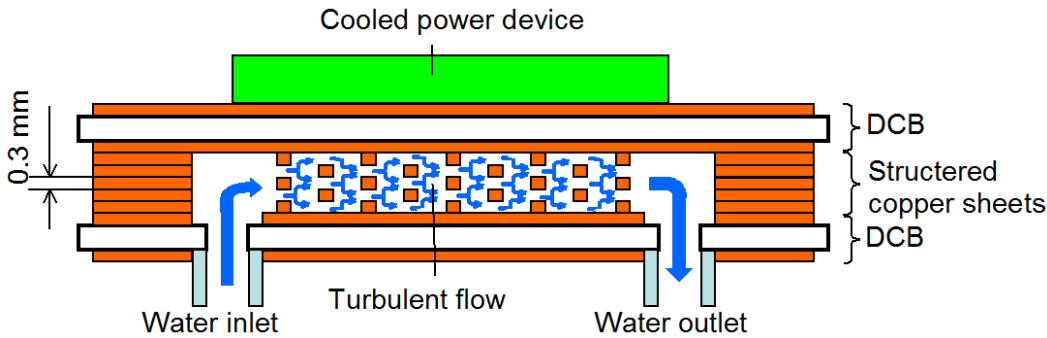


图 5.3.20 微管冷却器示意图

### 气化冷却

气化冷却就是利用一个或多个热源使冷却液被气化(变成蒸汽)，从而带走热量，把被气化的冷却液气体通过一个密闭的冷凝容器进行热交换，还原成液态，再进行循环流动，完成冷却功能。重力和/或毛细管虹吸的力量就足以产生循环的力量，并不一定需要循环泵。其他各种制冷设备也使用气化的形式进行热输送。

### 蒸汽散热

在发热处，如电源模块上，放置蒸发冷却装置，这时的热量使冷却液气化，气泡上升和外壳的冷凝冷却器或在单独的容罐发生热交换(图5.3.21)。

注意：如果热量过高，会在热源同冷却液之间形成一个气泡层，它会降低液体同热源之间的接触，降低了冷却效果(气泡现象)。

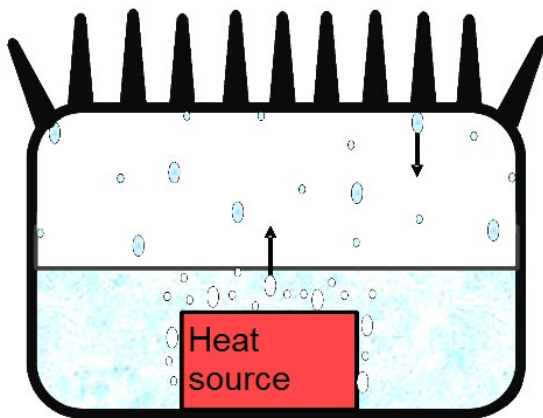


图 5.3.21 蒸汽散热示意图

### 喷雾冷却，射流冷却

在这种冷却类型中，液体冷却液被滴到或喷到被冷却的元件表面(图5.3.22)来降温，有时也使用蒸发散热来带走热量。冷却可以在一面或者两侧来进行。冷却剂在元件表面被蒸发，然后在冷却容器中被重新凝结成液体。冷却液一般使用惰性液体，如氟化烃，它有很广的气化温度范围。淡水不能用于直接喷射的芯片，因为它的导电性会产生边缘短路。

这种冷却方法的好处是冷却液直接对发热的芯片进行冷却，效果很好，而且冷却速度非常快。喷雾射流冷却的缺点是氟化烃汽化热量不高，冷却结构复杂，它需要3到15个大气压的装置，还有整个



冷却系统喷嘴造成堵塞(喷口口径约为0.1毫米)的风险很高。有时因为很密集连接线, 也会阻碍直接对芯片的喷洒。

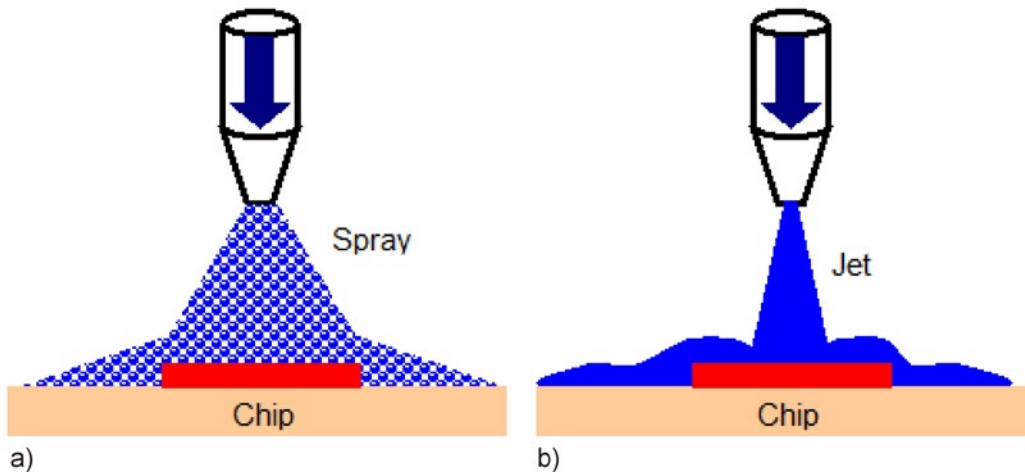


图 5.3.22 (a) 喷雾冷却, (b) 喷射冷却

#### 底板式冷却

在这种散热器中, 它减少了模块和冷却液之间以及导热膏的热阻, 冷却模块直接装配在底座上, 构成一个开放式的散热器, 并使用O形圈保证必要的密封。用这种方法可以降低约25%的热阻 $R_{th(j-a)}$ 。我们可以使用两种不同形式实现这种冷却。第一种方式是模块底板有一个粗糙表面(钉和包), 这个底板浸泡在一个升满冷却液缸体中。第二种方式是丹佛斯公司研发的, 被称为“ShowerPower®”的方式[文献59]。它是通过一个有许多平行孔的塑料插件, 在散热片的冷却液中内产生漩涡和回流, 提供了良好且均匀的冷却效果(图5.3.23)。后者方案的优势是塑料插件生产成本低廉, 缺点是降低了接触面积和需要较高的压力。

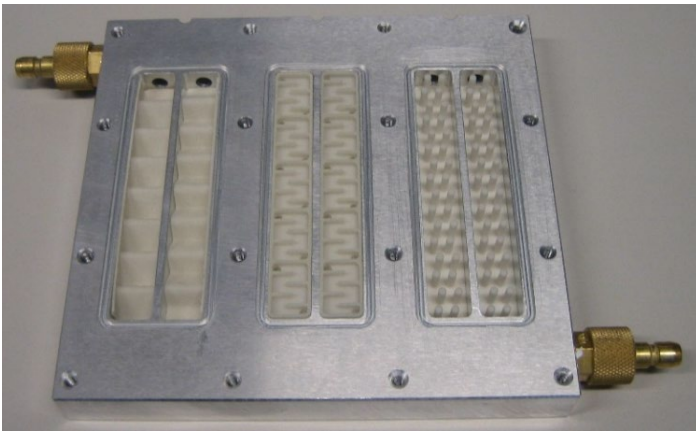


图 5.3.33 底板直接冷却的实例

### 5.3.6 热管

热管的优点是:

- 极高的传热能力 (比铜介质高100倍, 有的文件说比铜高1000倍)和较小的温度梯度
- 无机械运动部件, 所以无需维护
- 几乎可以被生产成任何形状

热管一般用来把热量从热源有效的传输到较远的冷却设备(散热器, 换热器)上。另外, 热管可以被做在散热器内, 以增加散热效率, 降低热阻 $R_{th(s-a)}$ 。

热管一个密封金属管(铜), 在管内充满了液体, 管内的压力低于一个大气压。在热管内壁衬有一个毛细虹吸结构层(芯)。在被加热端, 热源加热液体并使之气化, 热蒸汽被传输到冷却端, 这时热蒸汽通过散热器产生热交换, 被凝结成液体。液体在壁衬毛细虹吸结构的作用下, 流回加热端(图5.3.24)。

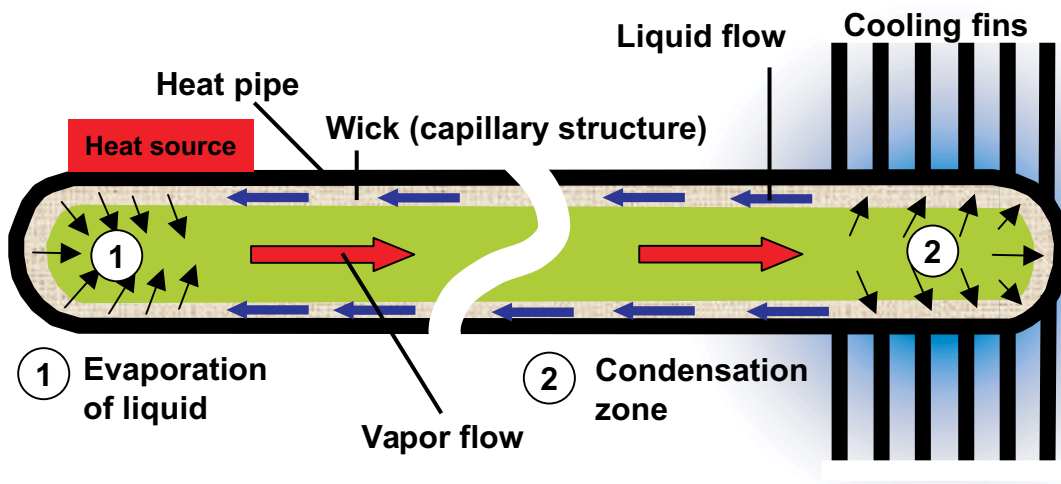


图 5.3.24 热管原理, 如果在(1)及(2)处气体和液体的压力相同, 所以温度也几乎相同

在内壁的毛细虹吸结构层(芯)是一种多孔的毛细管结构, 会产生虹吸现象。它通常是由金属泡沫或碳纤维制造而成。比较常见的制造设计为:

- 粉末烧结 (很高的冷却效率)
- 增加管道内壁的表面积 (对较弱毛细管作用)
- 电网或栅状结构 (最常见)

热管的效果是同放置位置有关。同重力相反的虹吸传送的热管(即被加热端在上端, 冷却端在下端), 只能使用烧结产生毛细管的热管。由于各种不同的热传输介质适和在不同温度范围内工作, 所以热管使用了不同的传热介质。一般传送介质限制了工作的温度范围, 最低温度的下限不能低于传输介质的凝固点, 最高温度的上限不宜超过一个临界温度, 在这个温度介质开始从液态转向气化。热管常用的介质是淡水(不能用于低于 $0^{\circ}\text{C}$ 的场合)、丙酮、酒精、氨和氟化烃。

### 5.3.7 热串联（热堆）

在一些较大功率的场合，会使用一些更高压力的串联冷却器和冷却装置。在设计使用时必须把前级冷却器产生的压力损耗和冷却液被加温的热量计算在内(图5.3.25b)。

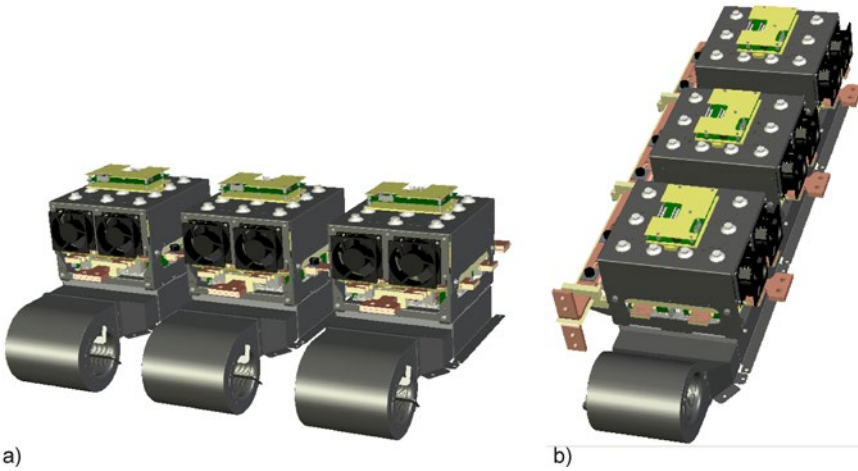


图 5.3.25 a) 单冷却装置, b) 串联的冷却装置“热堆” 3SEMIKUBE

可以用以下两种方法来计算预热问题。

a) 测定测量点1,2,3 之间的热阻抗  $Z_{th(a-a')}$

b) 计算冷却液经过预热的温度，在第一个模块的出口温度是第二模块的入口温度等以此类推。

#### 5.3.7.1 确定额外的热阻抗

预热的过程和结果必须从热源的功耗  $P_{tot(n)}$ ，稳态热阻  $R_{th(a-a')}$  和瞬态热阻抗  $Z_{th(a-a')}$  以及相邻散热器(图5.3.25b)来研究处理。鉴于已知的功耗，温差是由散热器的温度决定的。随着时间第2个散热器和后面的散热器的温度比前面的更高。温差和功耗就会得出热阻抗  $Z_{th(a-a')}$ 。通常这部分的瞬态热阻抗为  $R$  和时间常数  $\tau$  的函数。对于第一个散热器在冷却剂的流动方向有下面关系：

$$Z_{th(s-a)1} = \sum_{v=1}^n R_v \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{thv}}} \right)$$

对于第二个散热器，又增加了一个新的温差元素，既第一个散热器(“a”)和第二个散热器(“a’”)的温差。这个预加热的温度同第一个散热器的功耗有关，所以必须进行必要的加权处理。如果所有来源的功耗都相同，这步就可被省略：

$$Z_{th(s-a)2} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{thv}}} \right) + \frac{P_{tot1}}{P_{tot2}} \cdot R_{th(a-a')} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th(a-a')}}} \right)$$

同理对第三个或更后面的散热器为：

$$Z_{th(s-a)3} = \sum_{v=1}^4 R_v \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{thv}}} \right) + \frac{P_{tot1} + P_{tot2}}{P_{tot3}} \cdot R_{th(a-a'')} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th(a-a'')}}} \right)$$

### 5.3.7.2 空气冷却预热的计算

这种方法的基本思想是保持既定的温度计算基本方程，只是确定“第n”个散热器的冷却介质入口温度。我们假设冷却介质的蓄热能力是均匀的。实际上冷却介质的重量和储热容量是随温度变化的，所以对于预热有一个温度系数。

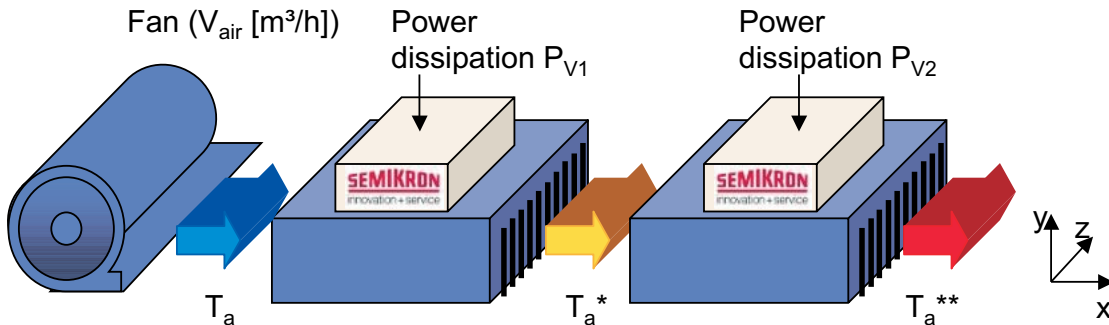


图 5.3.26 空气冷却散热装置

一般公式为:

$$T_a^* = T_a + \left( \frac{1}{c_p \cdot \rho} + TC_c \cdot T_a \right) \cdot \frac{P_{tot1}}{V_{air}}$$

- $c_p$ : 空气的热容指数 [kJ/K/kg]
- $\rho$ : 空气的密度指数 [kg/m<sup>3</sup>]
- $TC_c$ : 热容量的温度系数
- $T_a^*$ : 在第二个散热器的冷却介质温度
- $P_{tot1}$ : 第一个散热器的功耗

如果平均气压为1个大气压，基准温度为0°C 和以[立方米/小时]来计算流量，我们得到:

$$T_a^* = T_a + \left( \frac{3,6}{1,006 \cdot 1,275} + 0,01^\circ\text{C}^{-1} \cdot T_a \right) \frac{^\circ\text{C} \cdot \text{m}^3}{\text{W} \cdot \text{h}} \cdot \frac{P_{tot1}}{V_{air}} \cdot K_{ing}$$

- $P_{tot1}$  [W]: 第一个散热器功耗
- $V_{air}$  [m<sup>3</sup>/h] 通过散热器的容积
- $K_{ing}$ : 在第一个散热器出口不均匀时的修正系数

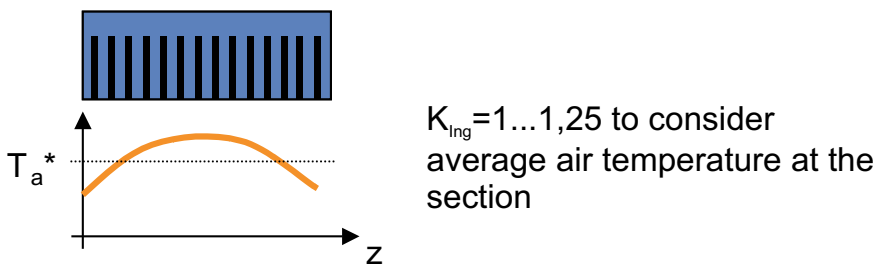


图 5.3.27 散热器不均匀时的温度曲线

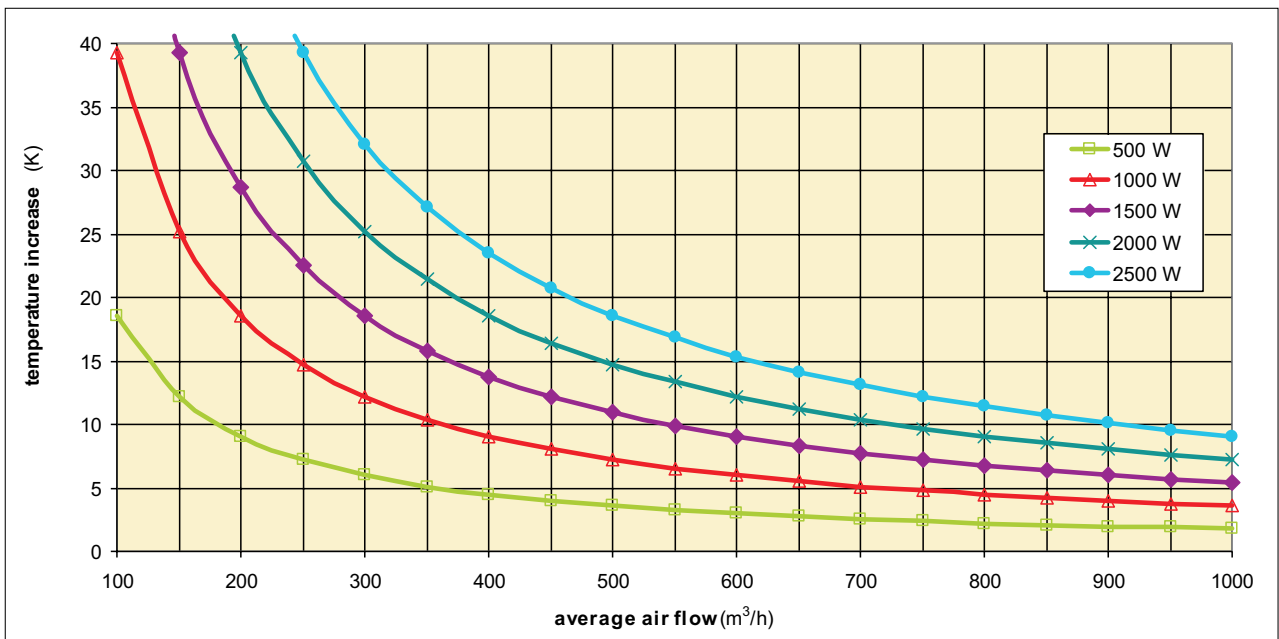


图 5.3.28 输入和流出的空气的温差同功耗 $P_{V1}$  (W)和流量的关系,  $T_a = 40^\circ\text{C}$

### 5.3.7.3 冷却水预热的计算

对于串联的液体冷却装置, 它的原理和计算公式同空气冷却装置基本相同。值得注意的是, 冷却介质的动态粘度随温度而变化。对于50%的水和50%乙二醇的混合冷却介质的热容量以及以[升/分钟]来计算流量, 我们得到:

$$T_a^* = T_a + (0,0174 - 0,000013 \cdot ^\circ\text{C}^{-1} \cdot T_a) \cdot \frac{^\circ\text{C} \cdot l}{\text{W} \cdot \text{min}} \cdot \frac{P_{\text{tot1}}}{V_{\text{H}_2\text{O}}}$$

对纯淡水为:

$$T_a^* = T_a + (0,0133 - 0,000008 \cdot ^\circ\text{C}^{-1} \cdot T_a) \cdot \frac{^\circ\text{C} \cdot l}{\text{W} \cdot \text{min}} \cdot \frac{P_{\text{tot1}}}{V_{\text{H}_2\text{O}}}$$

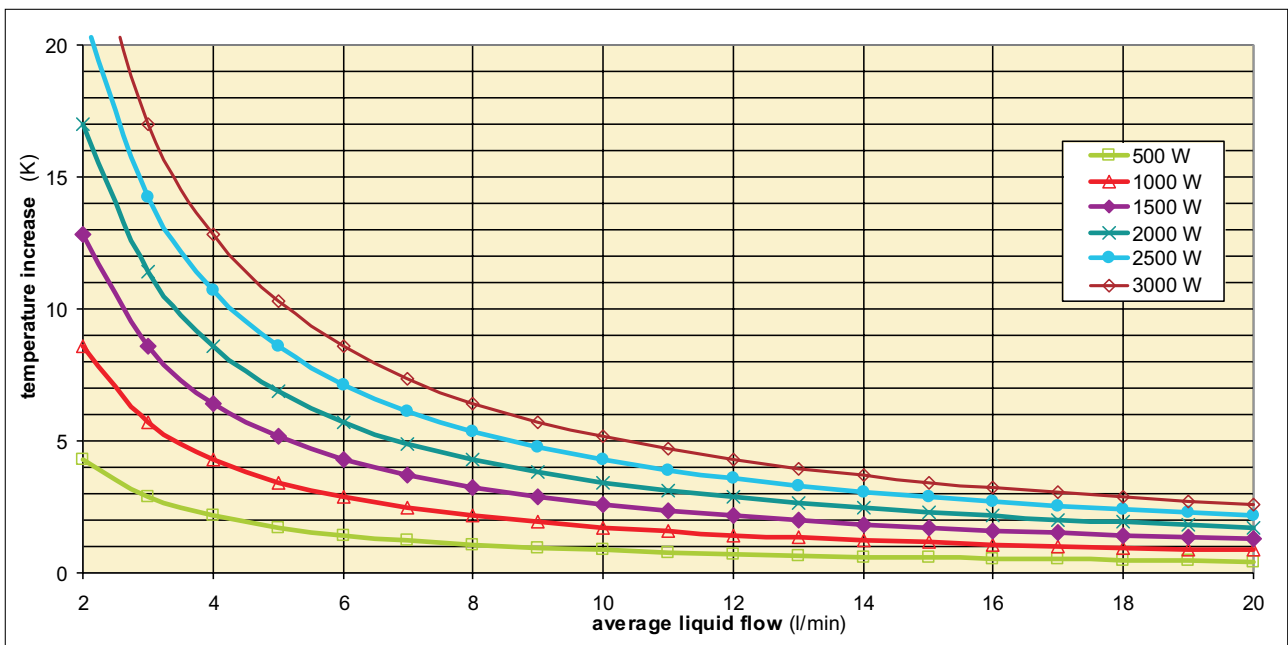


图 5.3.29 输入和流出的淡水/乙二醇的混合冷却介质的温差同功耗和流量的关系,  $T_a = 25^\circ\text{C}$ , 50%的乙二醇添加剂

## 5.4 布线，寄生元件，电磁感应

连接功率半导体器件和被动元件(L, C等)的电气连接, 根据开关电流和电压, 可使用印刷电路板, 使用电线或固体铜或铝的母线连接。

除了一般的连线规则(如空气隔离和爬电距离, 电流密度, 受热因素), 因为开关工作在很短的切换时间内, 比如在纳秒到微秒范围内, 所以必须考虑电连线的布局, 以及在高频率时的要求。特别是在换流母线中的寄生电感和电容, 它们会对整个系统的性能产生决定性的影响。

### 5.4.1 寄生电感和电容

为了分析在换流电路中的寄生电感和电容的作用以及相互影响, 我们必须了解换流回路。

图5.4.1显示了一个具有寄生元件的IGBT逆变整流电路, 它由直流母线电压 $V_d$ (相当于换流电压)和两个带控制与反相并联续流二极管的IGBT开关组成换流电路。换流电压通过母线电容 $C_d$ 稳压耦合, 从换流回路流出的输出电流是 $i_L$ 。

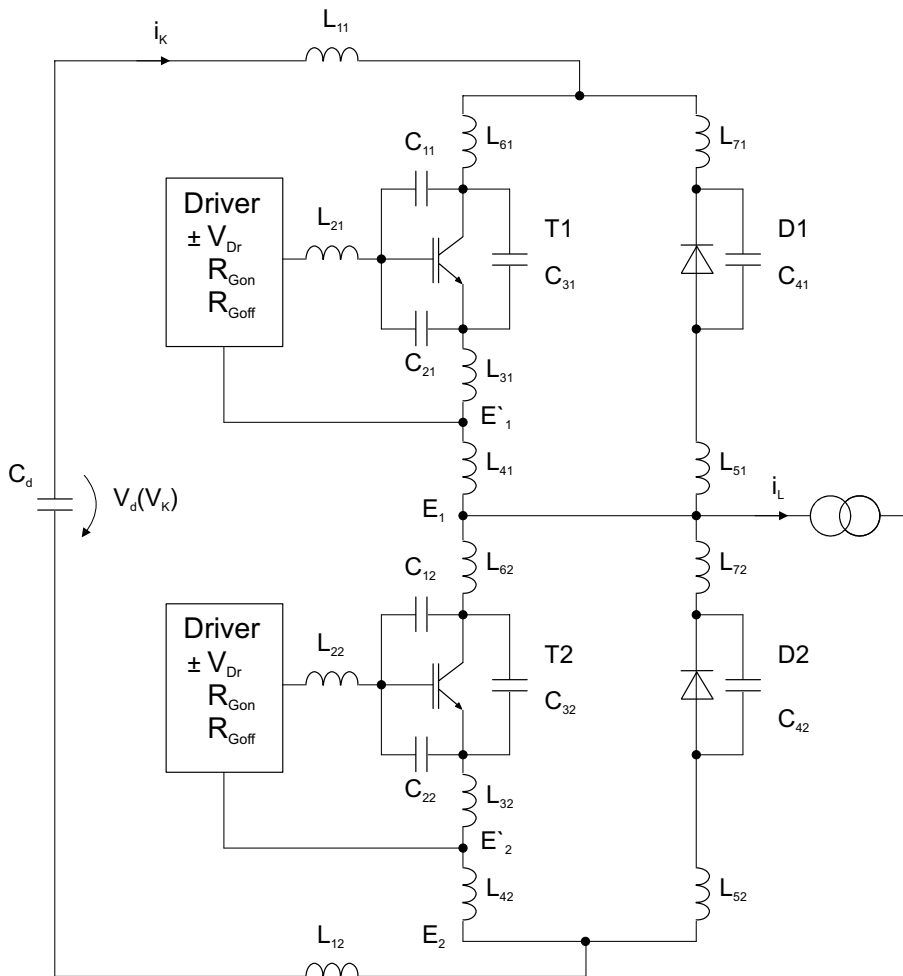


图 5.4.1 带感应电感和电容的换流回路

## 寄生元件的影响/对策

### 换流回路总电感

在由元件T1和D2构成的回路中，总电感是由 $L_{11}$ 、 $L_{61}$ 、 $L_{31}$ 、 $L_{41}$ 、 $L_{72}$ 、 $L_{52}$ 和 $L_{12}$ 的总和组成。同样，在由D1和T2构成的回路中，总电感是由 $L_{11}$ 、 $L_{71}$ 、 $L_{51}$ 、 $L_{62}$ 、 $L_{32}$ 、 $L_{42}$ 和 $L_{12}$ 组成。

在T1或者T2主动开通时，换流回路的总电感作为开通负载，能减少T1或者T2的功耗(见5.9节)。

在T1或者T2主动关断以及反向二极管的回流停止时，因为电流变化很大，换流回路的总电感会在晶体管和二极管上产生开关过电压。这就增加了功率半导体的关断损耗和对耐压的要求。

这种效应在短路和过载的情况下会很危险(见第5.7章节)。另外，换流回路电感同寄生电容一起，会产生不必要的高频振荡，它的频率在几兆赫范围。

因此，对硬性开关转换器一定要尽量减少总电感量。但元件 $L_{11}$ 和 $L_{12}$ 是例外，它们是模块的内部电感，用户无法改变。只有电源模块的制造商，通过不断提高模块制造的工艺技术，才能尽量减少内部电感(见第2.4章节)。

赛米控公司在它的产品数据文件中，给出了电感典型值

(如SKM300GB12T4:  $L_{CE} = \text{typ.} 15 \text{ nH}$ , SEMiX252GB126HDs:  $L_{CE} = \text{typ.} 18 \text{ nH}$ )。

这里给出的数据值是单个开关模块数值(一个IGBT/MOSFET+一个反向二极管)，所以对整个转换器以及换流回路所使用的两个模块，必须尽可能选用感应电感数值小的模块。

尤其重要的是低感应电感的直流母线。这同样适用于母线电容和对电源模块电路的耦合连接。在实际应用中，逆变器的设计制造采用分层叠压母线系统(紧密并行阵列)，这时母线电感可降到20到50 nH的范围内。

其余在半导体内的电感 $L_{11}+L_{12}$ ，可通过在模块的母线端口连接C，RC或RCD电路来降低[文献AN1]。在大多数情况下，只连接一个用0.1到2 $\mu\text{F}$ 的MKP电容构成的RC电路。在低电压高电流的应用中，连接阻尼RC电路往往是最好的解决办法。

### 射极/源极电感

感应电感 $L_{31}$ 和 $L_{32}$ 是半导体晶体管的射极或源极电感，它在换流回路和控制电路中都会出现当晶体管的电流急剧变化时，它会产生感应电压，这个电压会反馈到控制电路(发射极/源极)，这导致了在开通时对栅极发射极电容充电缓慢，以及在关断时，栅极发射极电容放电缓慢，从而增加了切换时间和增加了功耗。

发射极的反馈耦合可以被善加利用，当模块负载短路，它会被用来限制集电极电流上升的速度。

为了尽量减少模块的电感 $L_{31}$ 和 $L_{32}$ ，模块端口设置了控制发射极端口。如果一个转换器的驱动在多级底部的驱动阶段是从一个共同的直流电压源得到负的工作电源电压，那么在驱动端口和电源电压端口之间的寄生电感能产生不必要的震荡，在这一点上，电源在接近末级提供了一个高频抑制或者转换器来提高对驱动部分电源的隔离效率。

### 电感 $L_{21}$ 和 $L_{22}$

电感 $L_{21}$ 以及 $L_{22}$ 是控制驱动和晶体管之间的电感。它除了会增加控制电路中的阻抗以外，还可以同晶体管的输入电容一起，产生不必要的震荡。最有效的补救办法是在驱动和晶体管之间选择低感应

的连接。增加栅极电阻作为振荡阻尼是可能的，但同时它会导致不必要的晶体管开关损耗的增加。欲了解更多信息，请参阅[文献AN3的]。

### 电容

在图5.4.1中标出的电容 $C_{xx}$ 是功率半导体自身的电容(同电压有关，非线性 $c$ ，它不受客户的影响。它们构成了最低换流回路电容值 $C_k$ ，它会影响关断损失(见第1章和第5.9章节)。

在主动开通时，换流回路电容的充放电会导致额外损耗，特别是对MOSFET模块工作在较高的开关频率(大于100千赫)时，应特别注意。

在开关过程中， $C_{11}$ 和 $C_{12}$ 会导致动态 $dv/dt$ 对栅极的反馈变慢，以及米勒效应。

在模块外，在含有感性的栅极与集电极/漏极之间的连接线路以及栅极与发射极/源极之间的连接线路中，它的感应电容是可以通过合适的线路布局措施而被减小，因为它是产生高频振荡的原因之一。这点对高速高压MOSFET功率模块的应用是十分重要。

## 5.4.2 电磁干扰和对电网的反馈

### 5.4.2.1 转换器的能量转换过程

我们观察一个换流器的交换过程，通过半导体的开关工作形式，一方面我们得到不需要的干扰杂波(图5.4.2)，在另一方面得到的是理想的能量传递和必要的信号处理。



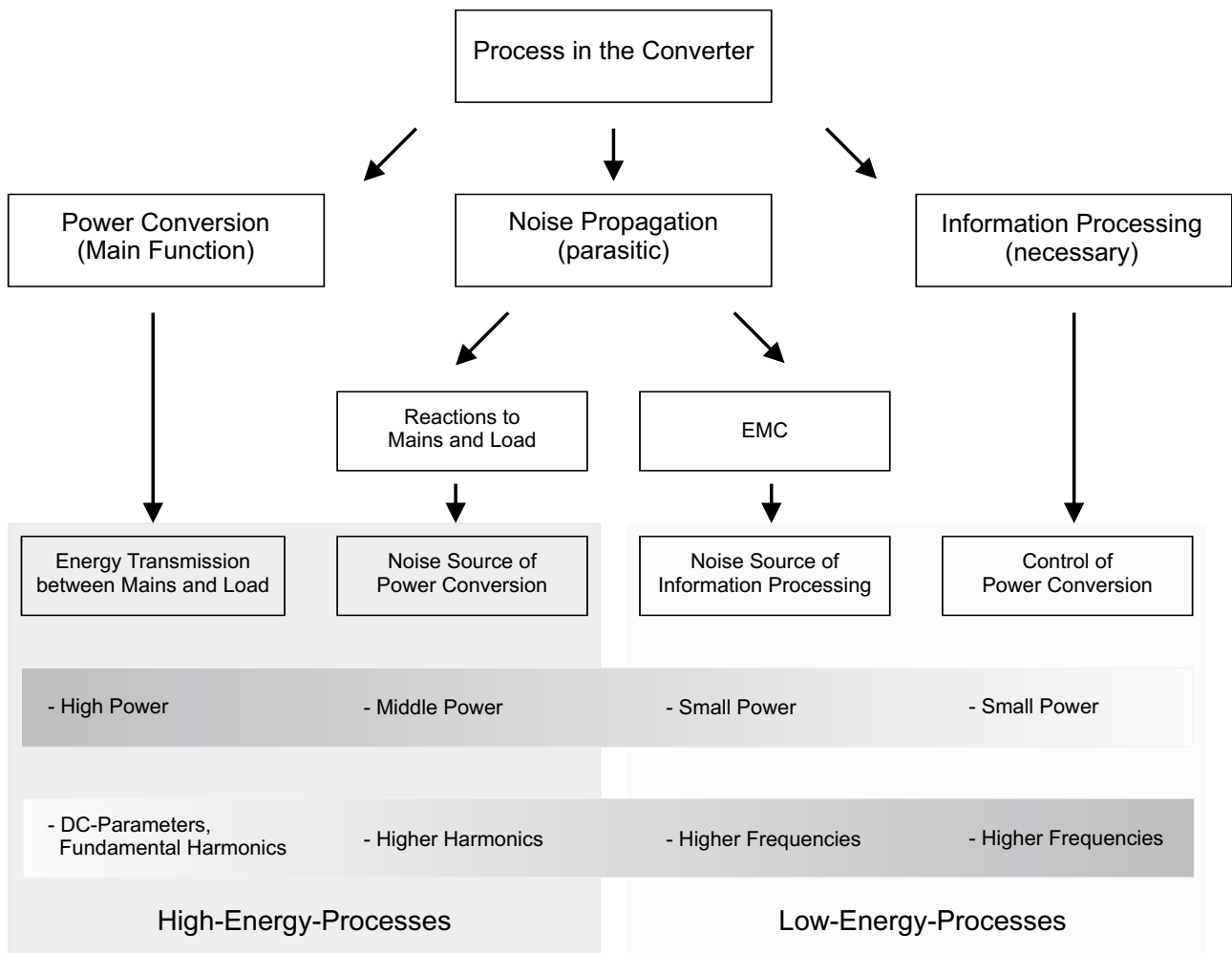


图 5.4.2 转换器的能量转换过程[文献60]

我们所不需要的杂波，它的能量主要集中在低频范围，从基频到大约9kHz的范围。超过9赫兹到约30兆赫的频率范围内能量很小，在高到射频范围的杂波对能量传递影响不大。在较低的频率范围内的杂波被称为转换器对电网的反馈干扰，它用离散频率的电流谐波来描述，谐波直到2kHz的范围。在高频范围内被称为射频干扰或无线电干扰，它采用有选择的干扰频谱测量，用杂波的频谱来定量描述，使用的单位是dB/mV值。对于一些概念，如零电流，对地泄漏电流或不对称的射频干扰电压，它们的区别只是在不同的频率范围，以及所有的参数都同频率相关。这种对频率的依赖性同样存在干扰信号的发射过程中，只不过这个发射频率范围比较宽广。

#### 5.4.2.2 干扰的原因

产生电磁干扰的主要原因是因为功率半导体的开关工作形式。我们利用图5.4.3中的换流回路的等效电路来解释这些干扰的原因。

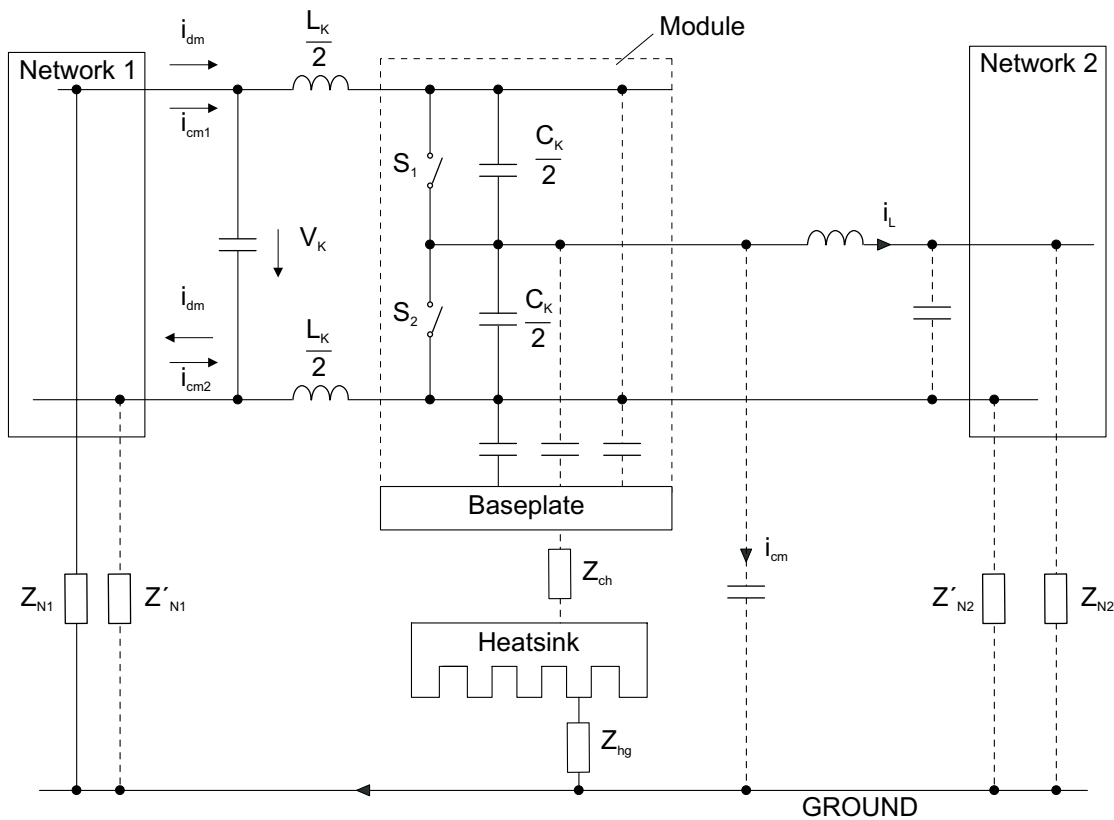


图 5.4.3 含有干扰路径的换流回路等效电路 [文献60]

在硬性开关过程( $L_K = L_{Kmin}$ ,  $C_K = C_{Kmin}$ ), 电流首先以开关1半导体特性给定的换流参数进行换流。换流过程至开关2的电流反向时结束, 该反向恢复电流同回路中的电感以及有效电容 $C_K$ 一起, 决定了电压的换流以及电压的升高。这里的有效电容是指所有对零电位的电容总和 $C_{\Sigma}$ 。它同换流电压端口的阻抗一起, 构成了换流电容并联阻抗电路回路。在换流开始时, 开关1的电流上升导致了在电压换流回路中的电容以及并联网络1中流动对称的电流 $i_{dm}$ 。在换流过程接近结束时, 开关2的反向恢复电流以及通过类似一个电流源的电感 $L$ 的作用, 导致电压上升, 并通过并联在换流电容 $C_K$ 的支路流动一个不对称的电流 $i_{cm}$ 。

通过增大电感 $L_K$ , 就可使开通的开关过程变软(零电流开关, 第5.9章节), 这样就会使电流的上升减小和对称的干扰电流变小, 但较大的 $L_K$ 会引起非对称干扰电流的增加。在换流过程开始时, 电压的上升率是由开关 $S_1$ 所决定的。但在换流过程结束时, 电压会出现跳跃, 它是由开关 $S_2$ 的恢复特性所决定。将开关变软, 直至到零电流开关模式, 可以降低对称的干扰电流并改变非对称干扰电流的频谱, 但不能使其有效的减小, 参见第5.9章节。

一个容性的换流过程则开始于开关 $S_1$ 的主动关断。

在硬开关过程中( $C_K = C_{Kmin}$ ), 并联于换流电容的有效阻抗与开关 $S_1$ 的半导体参数一起决定了不对称电流的大小。电流换流过程出现于电压换流过程之后, 对称的干扰电流由开关 $S_1$ 的关断特性及开关 $S_2$ 的导通特性所决定。

通过增大 $C_K$ 可使关断过程变软(零电压开关, 第5.9章节)。关断过程由电流的换流过程开始, 其 $di/dt$ 由开关 $S_1$ 所决定, 此时的电压较低。延缓了的电压上升可以降低电压换流过程中的非对称干扰电

流。接下来，开关S2被动打开，并决定了电流换流过程的 $di/dt$ 。如果引入零电压开关模式，则该软性开关将降低非对称的干扰电流，但对对称的干扰电流则无明显的作用。而电容 $C_k$ 的增加会扩大其在容性分流器中的分流比例，从而降低了网络1的对称干扰电流。所以，在ZVS模式下，采用相位控制的软性开关变流线路可以降低非对称的干扰电流，而在ZCS模式下则降低对称的干扰电流。但采用辅助的换流回路且交替使用ZVS和ZCS的软性开关变流线路中，同硬性开关线路相比，干扰电流并没有明显的降低，这是因为在整个系统中，在一个开关循环过程中既有高的 $di/dt$ 还有高的 $dv/dt$ 出现，参见第5.9章节。

### 5.4.2.3 传播途径

在测量射频干扰电压时，采用有选择的测量方法来测量换流器的电网节点对地线的电压波动。标准的测量过程是借助一个电网阻抗稳定网络来测量对于参考点地线的电压波动。在研究电磁干扰频率范围内的对称于非对称干扰电流时，所有低频范围内的简单开关元件都可以通过附加的电感，电阻和电容来补充，以加强其对频率的敏感性。

图5.4.4给出了一个简单的降压转换器例子，同图5.4.3相比，阻抗稳定网络替代了网络1，而负载替代了网络2。

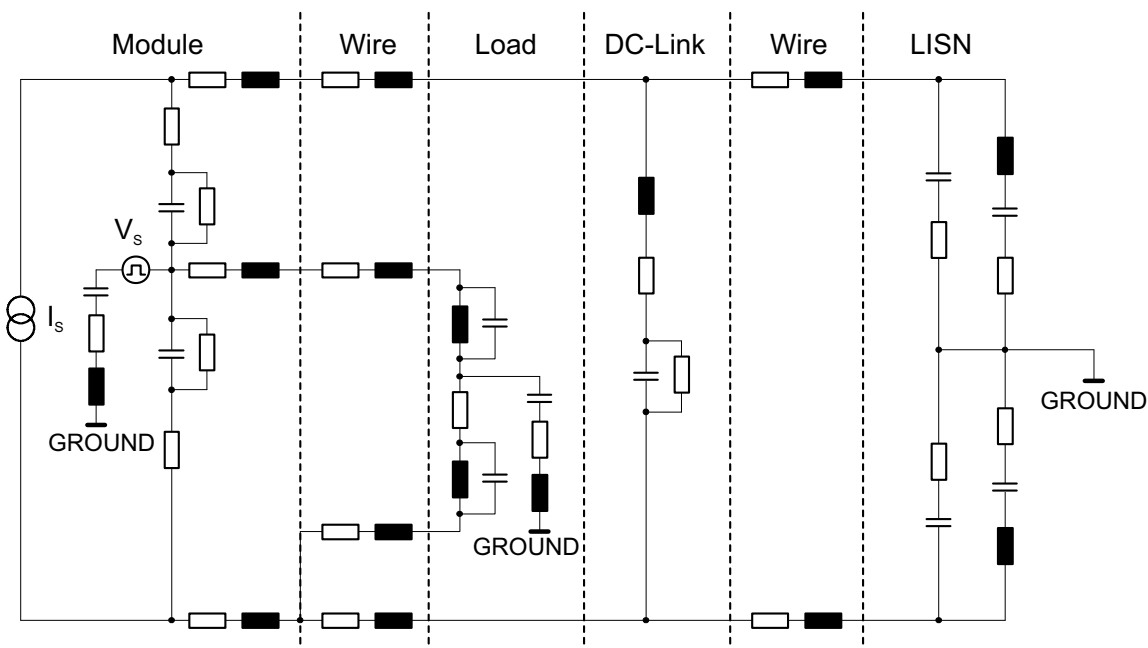


图 5.4.4 降压转换器的电磁干扰等效电路 [文献38]

模块则构成了两个开关S1和S2及其换流电感和电容的等效电路。前面描述的干扰电流在这里被看作一个代表对称干扰电流的电流源 $I_s$ 和一个代表非对称干扰电流的电压源 $V_s$ 。在这两种干扰源中，测量得到的半导体特性可以用时间函数曲线来表示(图5.4.5)。

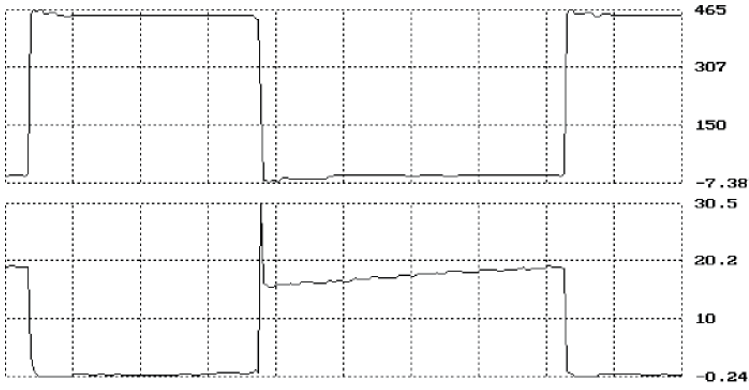


图 5.4.5 IGBT的开关典型电压(上图, 单位V) 电流曲线(下图, 单位A) [文献38]

图5.4.6给出了一个模拟结果, 其基本模型如图5.4.4, 模拟的结果同实际的测量值非常接近[文献38]。

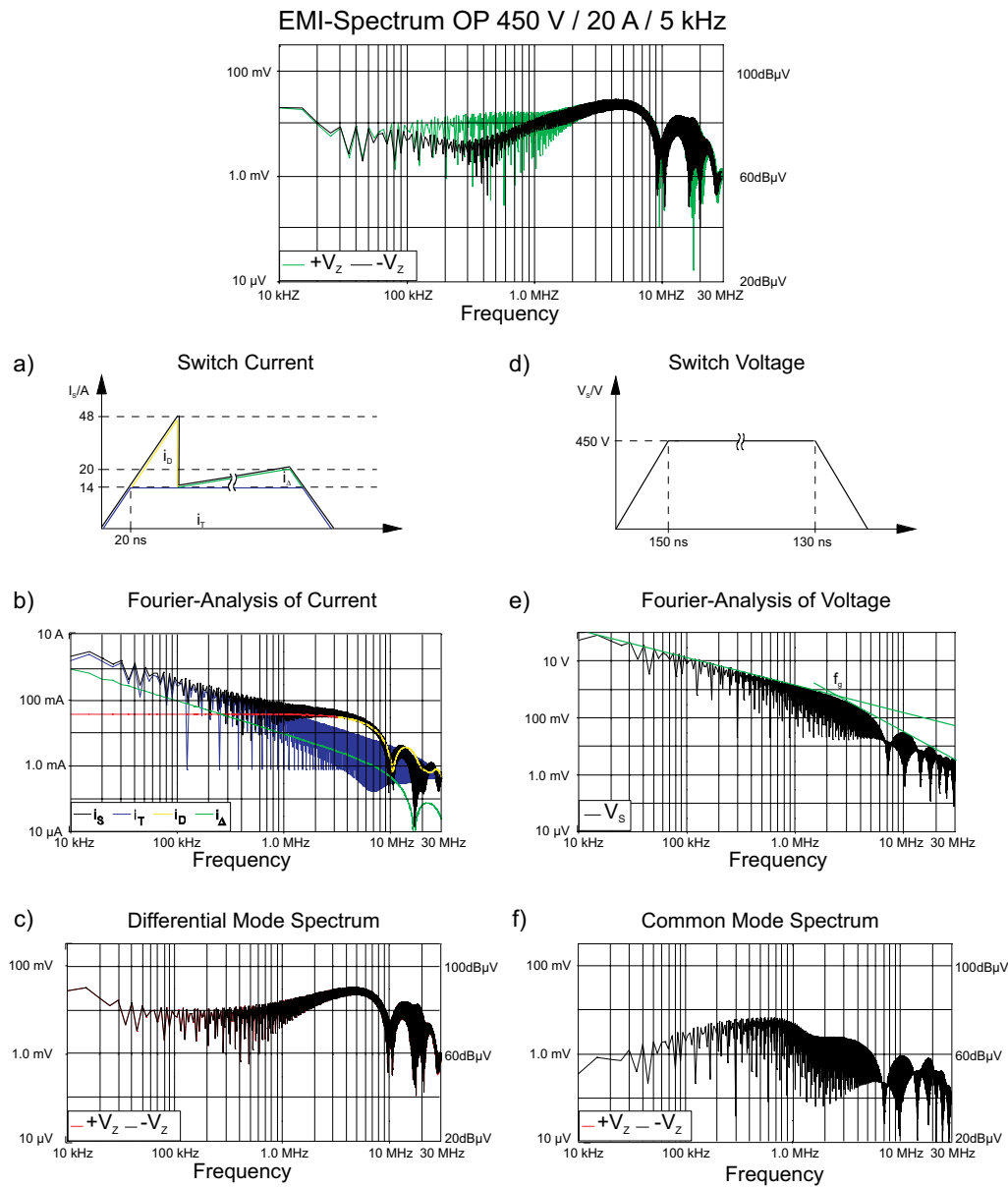


图 5.4.6 1200 V / 50 A NPT IGBT 模块的模拟结果  
 工作点:  
 母线电压  $V_z = 450$  V, 负载电流 = 20 A  
 脉冲频率 = 5 kHz

在[文献60]还研究了其它的传播能量和信息的传播途径的影响。

#### 5.4.2.4 电磁干扰的其他原因

在功率半导体开关电路中，因为边沿陡峭的电流脉冲和电压脉冲造成了电磁干扰的主要原因，在5.4.2.2章节中对这些包括电磁干扰的频率进行了讨论。但这些对于一个电力系统的电磁兼容性能完整的描述是不够的。

除了电路基本条件的原因外(干扰频率在100赫兹到30兆赫范围)，在[文献17]中还对元器件条件方面产生震荡的原因进行了描述，可以概括为如下：

##### LC 震荡

(1) 个别功率半导体(IGBT, MOSFET, 二极管)的开关振荡:

原因: 谐振电路激励, 由功率半导体内和电路环境的非线性电容和寄生元素(L, C)的组成

干扰频率范围: 10 - 100 兆赫

保护措施: 线路优化设计, 降低开关速度

(2) 并联/串联的IGBT / MOSFET的/二极管模块的开关振荡:

原因: 芯片之间误差, 不对称的并联/串联布局, 也适用并联/串联的分立元件和模块

干扰频率范围: 10 - 30 兆赫

保护措施: 线路优化设计(平衡对称), 选择适当的栅极电阻, 芯片优化, 降低开关速度

##### 载流子振荡

(1) PETT 振荡 (Plasma Extraction Transit Time)

原因: 在双极元件(IGBT, 软恢复二极管)关断时, 空间电荷区出现电荷载子过剩(自由载子), 从而形成尾电流。PETT振荡作为电磁干扰辐射出现在200到800兆赫范围

保护措施: 在模块设计时避免LC回路的共振频率在PETT振荡频率范围

(2) IMPATT 振荡 (Impact Ionisation (Avalanche) Transit Time)

原因: 二极管关断前的动态过程, 空间电荷区出现电荷载子过剩(自由载子), 二极管进入雪崩过程(电离子碰撞), IMPATT振荡作为高能量的电磁

干扰辐射在200到900兆赫频率范围

保护措施: 优化芯片设计

#### 5.4.2.5 保护措施

在实际工作中，通常对射频干扰的保护措施是在网络和负载一侧使用滤波器或其他滤波拓扑电路。对应于某一特定装置和应用范围所要求的最大范围(根据国家和国际标准对有线和无线的电磁辐射，以及发射和抗干扰程度的定义)，可以通过建立仿真网络和通过试验来建立各种符合标准的过滤器，直到所有频率范围都在要求范围以内。

这种试验性质的方法是十分繁琐和成本昂贵，而往往得不到最佳的滤波器。为了快速建立模型和简化参数设定，必须使用仿真工具以及分解和优化整个EMV系统，对每部分进行评估和量化。基本目

的就是电路设计以及线路结构设计，从开始阶段就考虑到了可能产生的原因到可能使用的测量点，对传播路径进行优化处理。优化意味着要么通过选择阻断回路，使干扰电流的通路高阻化，或者通过选择建立低阻的受体回路，使干扰电流短路。参照图5.4.3我们可以采取下列保护措施。

对称的干扰电流是通过换流电容构成回路的。如果在开关1和开关2之间连接一个理想的，不受电网内阻影响的电容，则该电容将对干扰电流形成短路。可测得的无线电干扰电压将体现为电容的电压波动，并作用于与电容并联的回路上。由此，所有降低对称干扰电流的方法均表现为在换流电压两端建立并联吸收回路。这些方法的要点是，如何采用尽可能理想的电容（低自感和阻抗元件）或者有源滤波器作为吸收电路，以及在安装时如何尽可能地靠近开关的节点。

非对称的干扰电流原则上是通过地线传播的。因此，相应的抗干扰措施是提高所有电位急剧变化结点的对地阻抗，同时对那些无法避免电位急剧变化节点的电位跳跃进行限制，并将它们限制在一定的范围内。以图5.4.3所示的等效电路为例，抗干扰措施首先是降低驱动级的电容以及模块底板和散热器之间的耦合电容。如果驱动级的开关信号及辅助电源不是经过电位隔离的话，则位移电流不会流经地线。也就是说，在装置内已经形成了电流回路。因此，非对称的干扰电流不再出现。对于通过模块底板的传播途径来说，可以采用屏蔽的方法，以及再用不同的绝缘材料来降低干扰电流[文献38]。实践证明，在半导体芯片附近采用上述措施可使得干扰电流大幅度降低，如图5.4.7中，它是针对IGBT模块所进行的改进示意图。

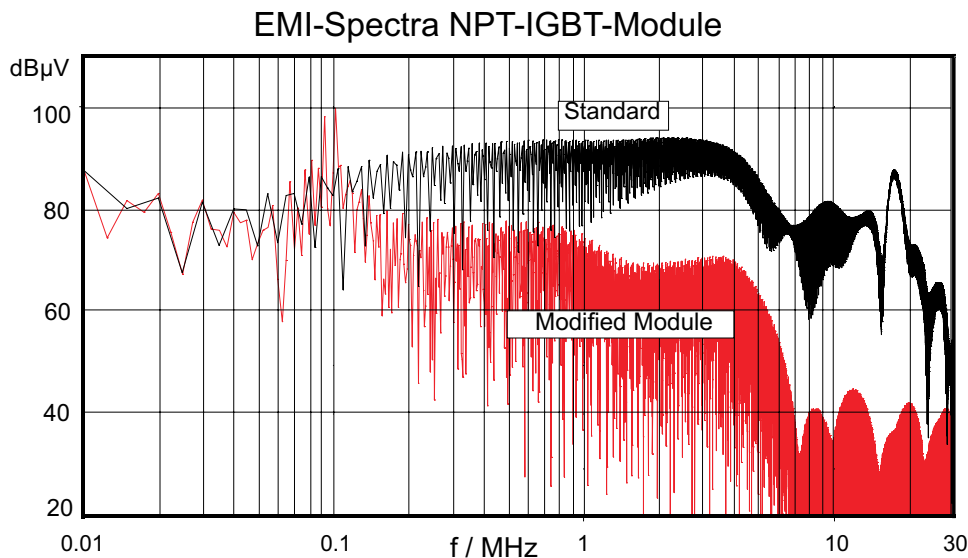


图 5.4.7 标准的IGBT模块和EMI优化的IGBT模块的干扰信号频谱比较 [文献38]  
 工作点: 直流母线电压 = 450 V, 负载电流 = 20 A  
 脉冲频率 = 5 kHz

在图5.4.3中，网络2是通过一个电感来连接的，所以上述措施并没有作用。这一连接的耦合电容只能靠降低引线长度的方法来减少。理想的情况是，在电位跳跃的节点处安装一个LC滤波器，该滤

波器的缓冲作用能使网络2的所有其他耦合电容不再占据非对称电流的主要部分。如果网络2是电网的结点，并且在该处采用了电网阻抗稳定网络进行标准的测量，则上述措施将必不可少。也就是说，该滤波器是抗电磁干扰滤波器的一部分。

除了使用滤波器以及滤波拓扑电路以外，在实际应用中还是用有针对性的接地和屏蔽措施来改善抗电磁干扰。

## 5.5 组件

### 5.5.1 组件的定义

所谓“组件”和“SEMISTACK”是组合的大功率电流转换器，比如

- 电网线路的换向转换器电路，如B2到B6U/HK/C/CF，W1到W3C，EU
- 带IGBT模块的功率末级，例如SEMISTRANS，SEMIx，SKiiP，SKiiP，在“任意”电路结构，如B2CI，B6CI (B6CI) 2，升压和降压的电源转换器以及它的各种组合。

从功能范围上看，组件是安装在一个基本结构或壳体内部的功率半导体，它有散热装置和供用户使用的端口(控制和电源连接)，以及对IGBT堆栈有连接直流母线和缓冲电容，还有各种分离的驱动电路。作为扩展可选加另外的元器件，它可增加安装如风扇，温度和电流传感器，保护电路和半导体熔断器。所有的组件都经过安装后的最终检验，有些还给出测试报告。

### 5.5.2 平台式组件

只有降低生产成本才能提高对客户竞争力。为了实现这一目标，赛米控公司已开发出各种不同的平台式组件，它具有很均匀的分布和很好的组装性。有了这个优势，就可以在很短的时间内，开发扩展出各种不同的形式，达到最佳的使用效果。元器件体积形式为系列成批生产提供了方便，它比按照客户特殊要求生产的组件更有优势，它能很快的提供给用户并保证了备件供应。因此，所有客户项目都应尽可能采用现成的平台式组件。

赛米控公司现在生产的平台式组件：

Platform	Topology	Basic components		
		Power Semiconductors	DC link cap	Cooling
SEMIKUBE	B6CI, B6U+B6CI	SEMISTRANS, SEMIPACK	film, elyt	forced air
SEMISTACK RE	B6CI	SKiiP	film	forced air, water
SKiiPRack	B6CI	SKiiP	film	water
SEMISTACK Classics	B6U, B6C, ...	SEMIPACK, discr. Thyristor, Diode	-	natural & forced air, water
SEMITEACH	B6U+B6CI	SEMISTRANS, SEMIPONT	elyt	natural air

表 5.5.1 赛米控公司生产的平台式组件

在网页www.semikron.com中给出了目前赛米控公司生产的组件/SEMISTACK产品类型以及数据文件。更详细的技术解释，请参阅“技术解释”。



### 5.5.2.1 带标准IGBT模块的SEMIKUBE平台组件

SEMIKUBE B6CI是一个功率从90kW到900kW的逆变电路的平台式组件，它可由B2CI (H桥)或B6CI (三相逆变器)构成，它可选用62毫米的标准IGBT模块构成的输入整流器，达到最佳的组合。图5.5.1给出了功能范围与实际图形。

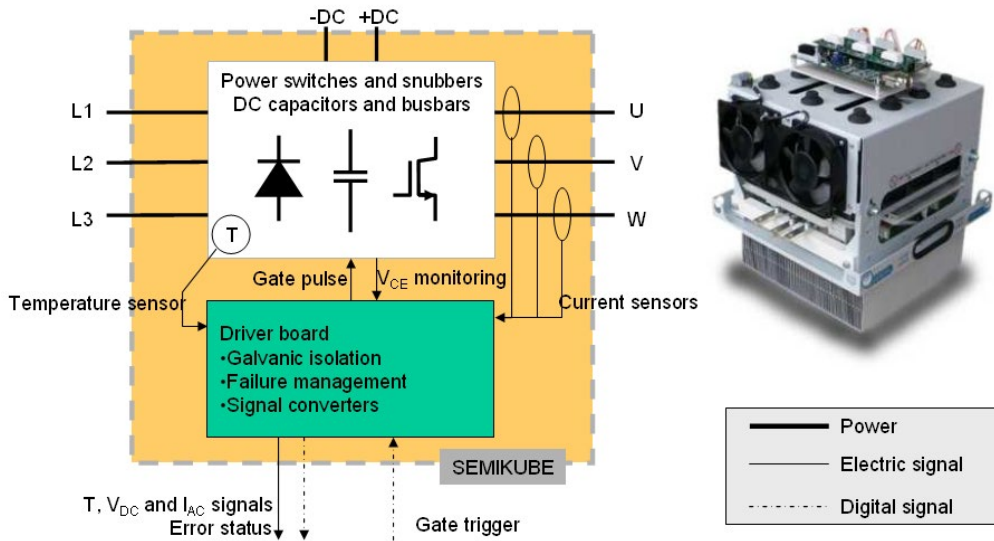


图 5.5.1 SEMIKUBE组件的功能和实际图

结果显示SEMIKUBE可以通过不同的配置(图5.5.2)，被制造成为一个逆变器，成为一个整流器+逆变器并成为逆变器。

	Size ½	Size 1	Size 2V	Size 2H	Size 3V	Size 3H
400 V Ovl 110%, 60s	110 kW 200A	220 kW 385A	375 kW 655A	400 kW 760A	560 kW 1040A	900 kW 1500A
400 V Ovl 150%, 60s	90 kW 160A	160 kW 305A	300 kW 525A	355 kW 600A	500 kW 850A	710 kW 1200A
690 V Ovl 110%, 60s	150 kW 150A	270 kW 270A	450 kW 450A	520 kW 520A	700 kW 700A	1100 kW 1090A
690 V Ovl 150%, 60s	120 kW 120A	220 kW 220 A	370 kW 380 A	400 kW 400A	600 kW 600A	860 kW 860A

图 5.2.2 SEMIKUBE系列

图5.5.3给出了带强制冷却的SEMIKUBE组件。



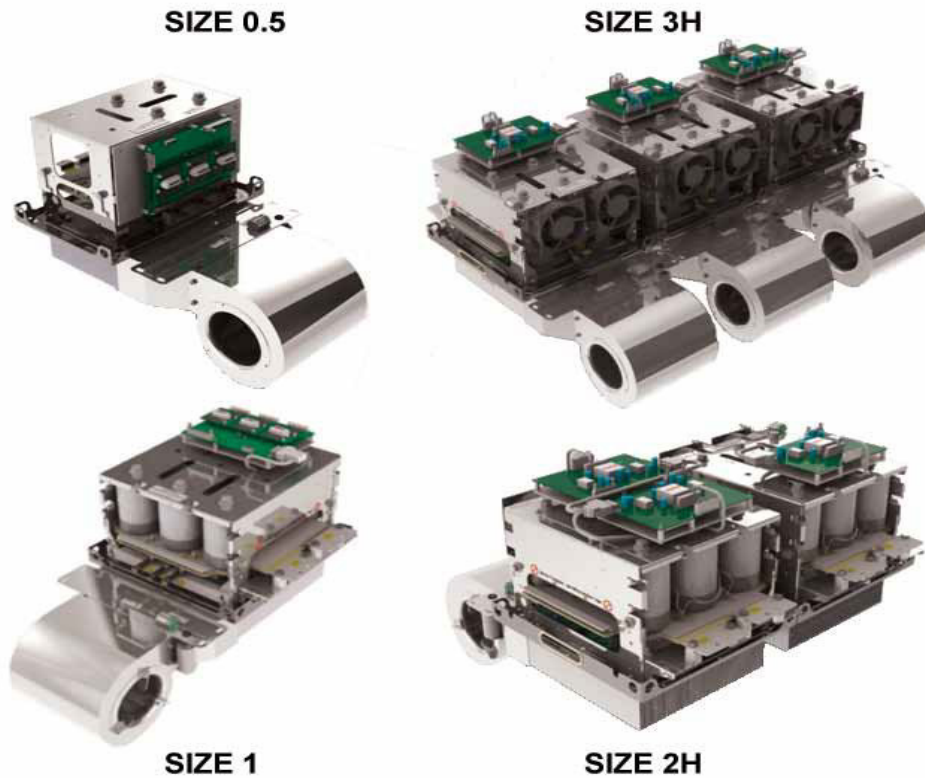


图 5.5.3 带离心风机的SEMIKUBE 1和SEMIKUBE 3H组件

SEMIKUBE更详细的数据和应用信息请参见网页[www.semikron.com/products](http://www.semikron.com/products)，例如[AN2]。

### 5.5.2.2 采用SKiiP IPM的平台式组件

功率最大的IGBTSTACK是建立在SKiiP基础上，它的功率覆盖了从100kW到大约1MW之间，通过并联能够成更大的组件。图5.5.5给出了标准的SKiiPSTACK平台。

特别是在可再生能源的应用中，如风能和太阳能光伏，目前SKiiPSTACK标准平台组件构成了在电网电压范围内的新的结构，400/480V (SKiiP1200 V)和690V (SKiiP1700 V)。同标准平台组件相比较，特别是用于风能和太阳能领域，合适的功率等级能减少成本和提高适用性。

#### SEMISTACK RE

空气和水冷却的SKiiPSTACK组件，它的结构具有相同的基本设计。对SKiiP3目前功率范围可以达到(含并联)450kW到2.5MW。基本单元是B6CI (3相逆变器)拓扑电路和强制空气冷却或水冷却。图5.5.6给出了4Q逆变器带空气冷却的2个基本单元，它适合安装在一个宽600mm和深600毫米的标准机柜中。



图 5.5.4 带水冷的SEMISTACK RE逆变器

配备4倍的SKiiP时，高度为1400毫米。所以，在一个2000毫米高的机柜中还可以装配其他组件，例如，滤波扼流圈。基本单元也可以装配3倍或2倍的SKiiP组件。图5.5.5给出了使用SKiiP3构成的不同配置和并联组件，以及它的电流和功率。

		Air-cooled solution				Water-cooled solution			
		1.5 MW		2.5 MW		1.5 MW		2.5 MW	
Wind generator	DFIG Double-Fed Induction Generator								
		N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)	N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)	N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)	N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)
	Rectifier	1	600	2	1100	1	470	1	950
	Inverter	1	420	1	720	1	525	1	820
	SG Synchronous Generator								
		Rectifier	2	1440	3	2160	1	1350	2
Inverter	2	1500	3	2250	1	1350	2	2400	
$T_s 40^\circ\text{C}, T_w 40^\circ\text{C}$ DFIG 1.5 overload 20 s, Inverter: $1100 V_{oc} / 690 V_{sc} / 2 \text{ kHz} / 50 \text{ Hz} / \cos \phi 1$ , Rectifier: $1100 V_{oc} / 690 V_{sc} / 2 \text{ kHz} / 50 \text{ Hz} / \cos \phi 0,95 f_{m} 3\text{Hz}$									
Solar	Inverter								
		N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)	N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)	N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)	N° SKiiPs in //	$I_{out}$ (A)
	1200 V SKiiP®	1	1100	2	2200	1	1350	2	2700
	1700 V SKiiP®	1	650	2	1300	1	950	2	1900
$T_s 40^\circ\text{C}, T_w 40^\circ\text{C}$ 3 kHz / 50 Hz / $\cos \phi 1$ , 1200 V: $600 V_{oc} / 300 V_{sc}$ , 1700 V: $1100 V_{oc} / 600 V_{sc}$									

图 5.5.5 使用SKiiP3构成的SKiiPSTACK组件的输出电流和功率

**SKiiPRack**

也采用SKiiP技术并且采用模块化设计，基于2个半桥组成的一个立方体单元，参见图5.5.6。

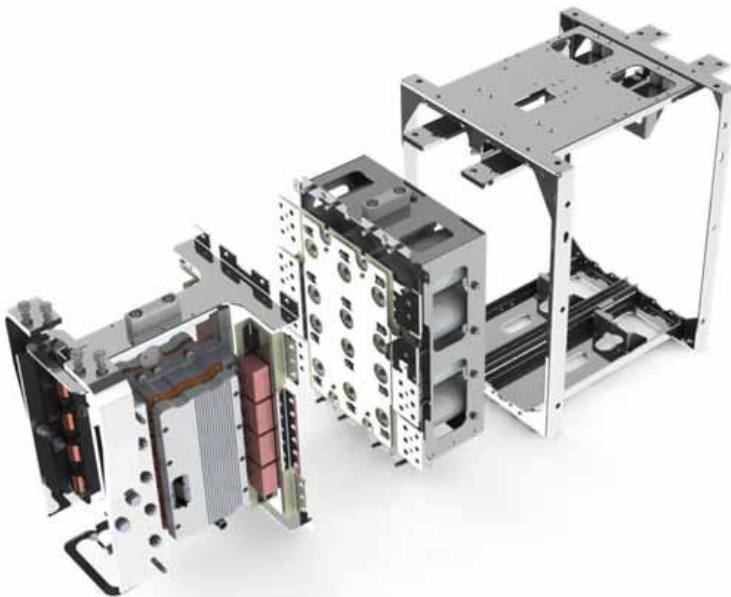


图5.5.6 SKiiPRack单元设计

这样可以组成多种配置，例如B2CI，带刹车的选项或者升压电路。SKiiPRack平台仅有水冷版本。它与SEMISTACK Re的功率范围一致允许并联使用。图5.5.7展示了一台由SKiiPRack单元组成的4象限变流器机柜。



图5.5.7 由SKiiPRack单元组成的4象限变流器机柜

### 5.5.2.3 用晶闸管，二极管网络电路构成的平台组件例子

赛米控公司在它各种的标准空气冷却器的基础上，为晶闸管和二极管模块，以及螺旋晶闸管和二极管设计了各种各样平台组件。这些组件被按照功耗，散热能力(自然对流或强制冷却)，装配模块的数量以及它的几何尺寸分类。图5.5.8给出了各种平台组件的例子。

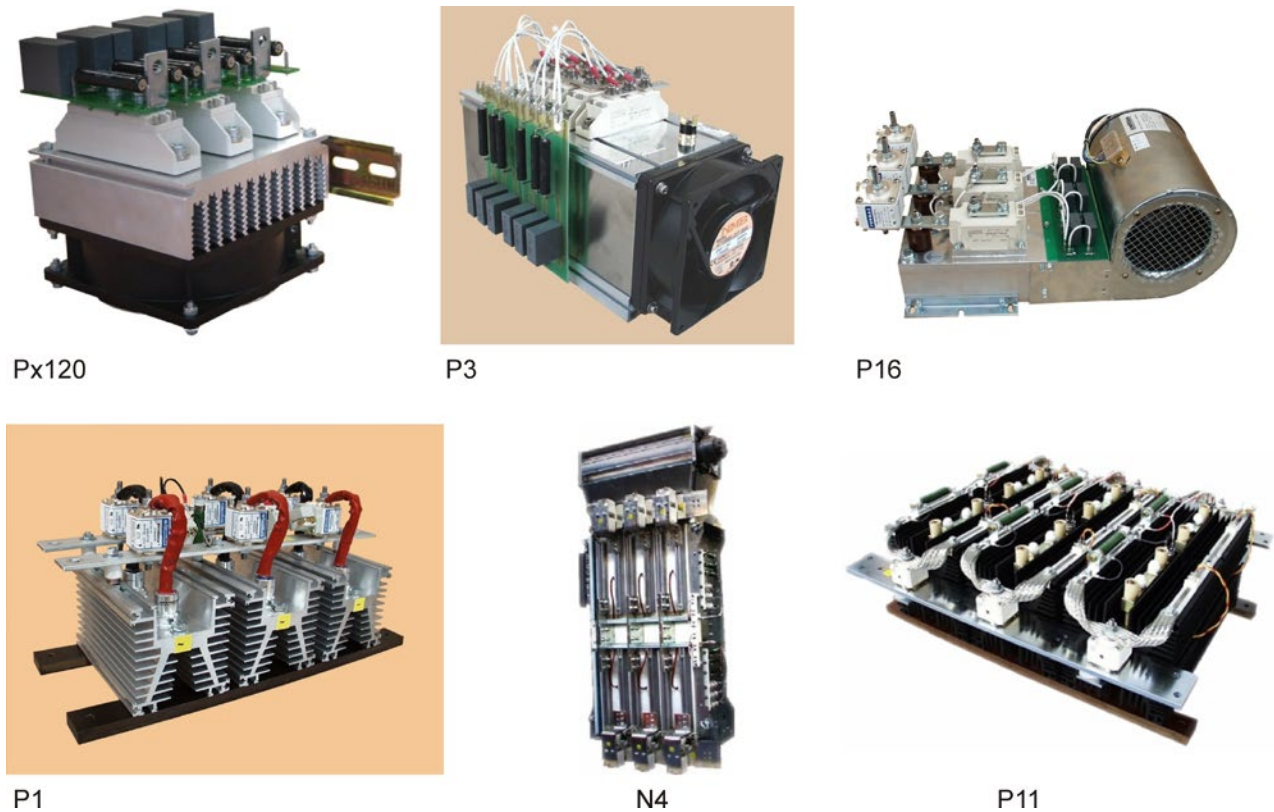


图 5.5.8 网络晶闸管和二极管的平台组件

对于电网线路使用的SEMISTACK标称含义，可以在产品的数据文件/SEMISTACK® DATASHEETS 中获得或者在网页www.semikron.com中，通过提供相应的对组件的要求来查找，要点如下：

- 应用领域，功率流动的方向，电路结构，功能范围
- 内置空间(尺寸大小，重量)，特殊要求(振动和抗冲击负载，...)
- 输入端(电网，发电机，电池,...)，输入的电压范围，功率因数 $\cos\varphi$ ，反馈的特别要求：基本频率，脉冲频率，直流母线电压
- 输出端(电网，变压器，直流电机，交流电机，磁阻电机,...)，输出电压范围，输出电流，功率因数 $\cos\varphi$ ，过载(大小/持续时间/发生频率)，基频(最小/最大值)，在最低基本频率时的电流，脉冲频率，占空比(电流，电压，频率，功率因数 $\cos\varphi$ 为时间的函数)
- 极间耦合(电解电容或聚丙烯电容)，额定电压，最小/最大的电容值，最高的直流母线电压，环境温度
- 绝缘测试电压，保护方式
- 驱动器，驱动控制接口(变压器耦合，光学耦合)，其他指标(功率，温度，直流母线电压的测量)
- 冷却: 最小/最大环境温度或冷却液温度，对自然强制风冷却: 可能的进风量，允许的噪音程度。
- 对液体冷却: 冷却介质(防冻液，用量大小，流动量)
- 储存温度，特定的气候条件，使用的海拔高度限制
- 寿命(功率模块，直流母线电容器)

在公司的网页主页上也提供计算程序SemiSel来帮助选择重要的组件以及附带的标准冷却装置。



### 5.5.2.4 车辆使用的元件组件系统

一个被高度集成的组件是元件组件系统，它是在一个控制器中或一个组件系统内部有扩展插槽，用户能够安装其他元件和组件并带有其原有的控制软件。赛米控公司针对车辆使用的这类组件元件作为模块进行了研发，这就是SKAI (SEMIKRON Advanced Integration)组件系统，它的功能如图5.5.9所示。

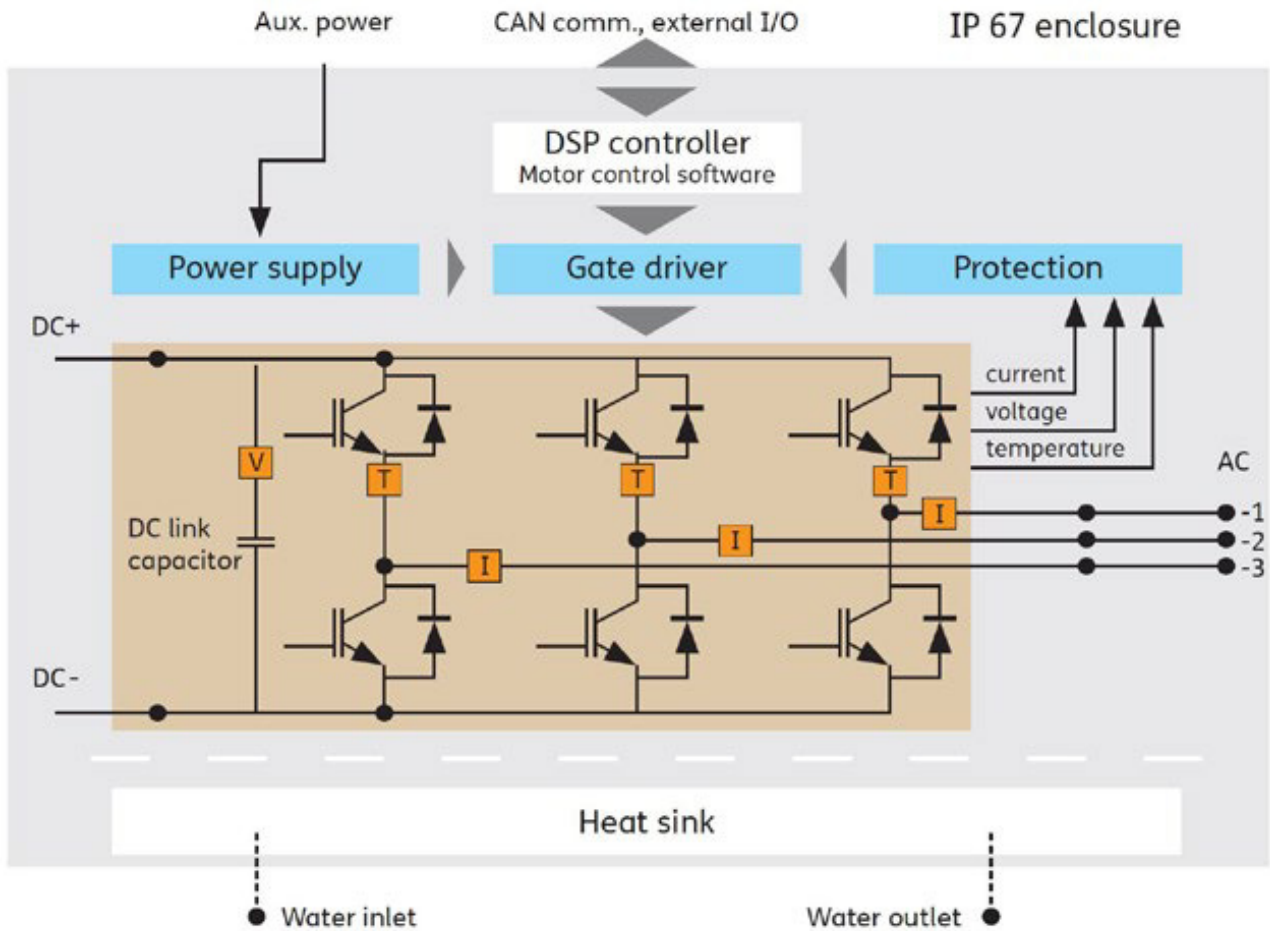


图 5.5.9 SKAI HV高压系统

高压SKAI模块使用了600 V或1200 V的IGBT模块和为100kW以及150kW的电机设计。低压SKAI模块，对于功率直到几十kW的电机，使用了MOSFET模块。它在设计和建造技术以及连接技术上的优势，以及一些特性，比如抗热循环负载性，抗振动性，寿命长，紧凑的结构等，使SKAI组件在电动汽车制造中越来越多的被使用。图5.5.10给出了目前赛米控公司制造元件组件系统的例子。




	MOSFET-System	IGBT - System	Multi-Converter Box
			
Application	Fork lifts, Electric vehicle	Full electric cars, Hybrid cars	Auxiliary drives for Industrial trucks
Typical output power	< 55kVA	< 250kVA	< 40kVA
DC-link voltage	24V - 160V	150V - 850V	450V - 850V
Topology	3-Phase Single/Dual-Inverter	3-Phase-Inverter	Active Front End, Inverter and DC/DC-Converter

图 5.5.10 SKAI组件系统

## 5.6 控制驱动器

### 5.6.1 栅极电流和栅极电压

驱动方法

如同在第2.4.2.2章节和第2.4.3.2章节所描述的，MOSFET和IGBT功率模块的开关过程可以通过栅极电容充放电速度来控制(栅极电容 = 输入总电容量  $C_{GE} + C_{CG}$ )。

在理论上，可以通过电阻，电压或电流控制栅极电容的充放电过程，如图5.6.1所示。

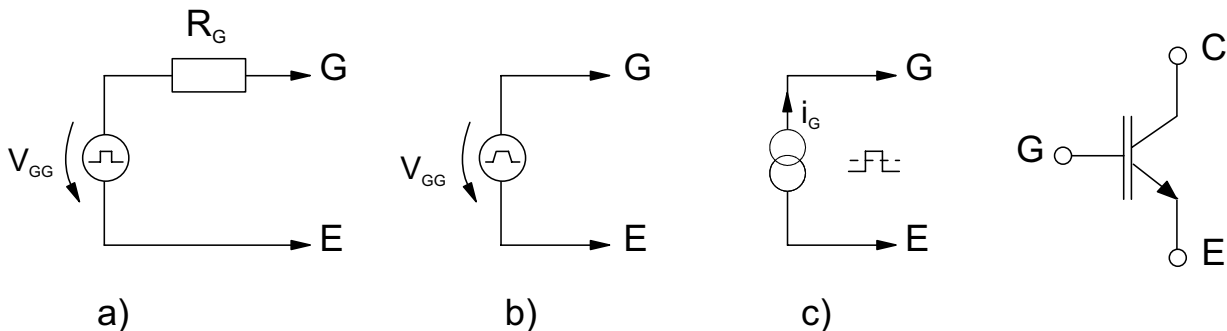


图 5.6.1 MOSFET和IGBT模块的栅极控制 [文献37]  
a) 电阻控制 b) 电压控制 c) 电流控制

通过一个栅极电阻(或两个不同的电阻分别控制开通和关断)进行控制，如图5.6.1a，是最常用的选择，因为它非常容易实现。它的一个典型特征是栅极-源极以及栅极-发射极形成一个米勒高电位(图5.6.2)。在电压 $V_{GG}$ 恒定的情况下，开关的速度和时间可以通过调整电阻 $R_G$ 来控制， $R_G$ 越小，开关时间越短。利用现代IGBT技术(如IGBT4)观察栅极电阻值的范围，我们会发现，随着 $R_G$ 的增加，电流变化率 $di/dt$ 在IGBT关断时反而会上升。这一结果可以用来检查驱动控制的设计([文献AN4])。电阻控制的缺点是MOSFET或IGBT栅极电容的容差会影响切换时间和开关损耗，以及在现代的IGBT技术下，它还会在开关过程中，限制最大的电流变化率 $di/dt$ 和最大的电压变化率 $du/dt$ 。

当电压直接加在晶体管栅极，如图5.6.1b，就可以消除这种影响，晶体管的开关速度就可以通过栅极电压来确定。由于这种直接的栅极电压就会消除或大大减少了栅极电压米勒高电位现象，这就要求驱动器在切换过程的任何时间都能够提供足够的电流和电压。为的实现这种电压驱动，驱动器的拓扑电路相比电阻控制驱动要更加复杂和昂贵。在电阻控制驱动和电压控制驱动两者之间的一个折衷解决办法就是，例如，依赖开关状态的电阻控制或被称为“动态门控”的驱动技术。

使用一个可以“正向”和“反向”输出的电流源，如图5.6.1c所示，来控制栅极电荷的充放特性(见图2.4.7)，这种方法类似栅极电阻控制驱动方法。在实践中，当过载或短路故障时，也有目的地使用电流控制驱动进行一次性的缓慢关断。

### 驱动电压

图5.6.2显示了电阻控制时的栅极电流 $i_G$ 和栅极发射极电压 $v_{GE}$ 曲线。

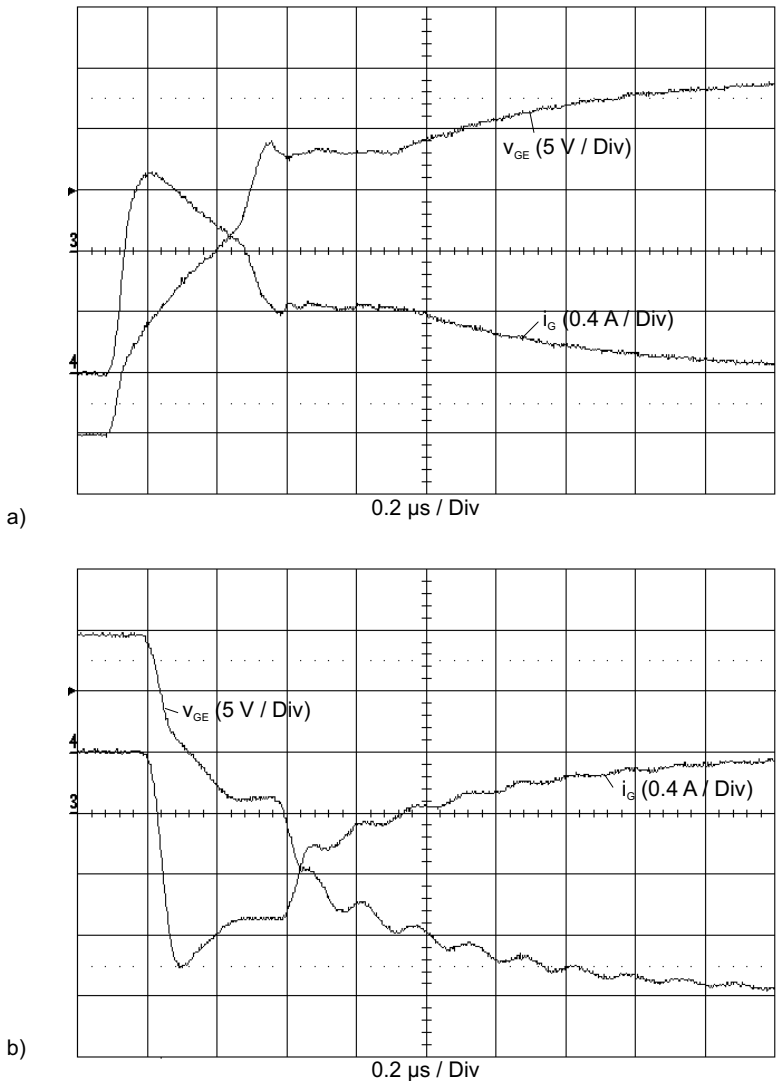


图 5.6.2 在开通和关断时的电流电压曲线  
a) 开通 b) 关断



双极控制电压 $V_{GG}$ 的最大绝对值对应于栅极绝缘电压的承受能力，目前的功率MOSFET和IGBT模块在数据文件给出控制电压 $V_{GG}$ 绝对对最大值一般为20V。这个最大电压值不允许被超过，即使是瞬间也不行，而关断期间以及一些特别要求，见第5.6.2章节和第5.7.3章节。

另一方面因为 $R_{DS(on)}$ 或栅极饱和电压的 $V_{CEsat}$ 随着栅极电压的上升而下降，因此，在饱和导通状态下，建议使用一个正向的控制电压，栅极电压应达到为

$$V_{GS} = +10 \text{ V} \quad \text{功率MOSFET模块}$$

$$V_{GE} = +15 \text{ V} \quad \text{IGBT 模块}$$

参数表中的额定值都是在这一条件下测量的。对低逻辑电压的MOSFET模块，+5 V的控制电压就足够了。

如图5.6.2所示，当IGBT模块在被关断和在关断状态时，应该在栅极有一个负电压，建议值是-5V到-8V甚至-15V。

在整个关闭过程(即使 $V_{GE}$ 接近 $V_{GE(th)}$ )栅极电流应保持一个足够高的反向电流，来保证短暂的切换时间。

若在桥式电路中，采用 $V_{GE} = 0 \text{ V}$ 来关断IGBT时，会产生一个更严重的缺陷，既对于被关断的IGBT反向并联的二极管来说，其反向恢复时会产生一个高的 $dv_{CE}/dt$  (图5.6.3)。

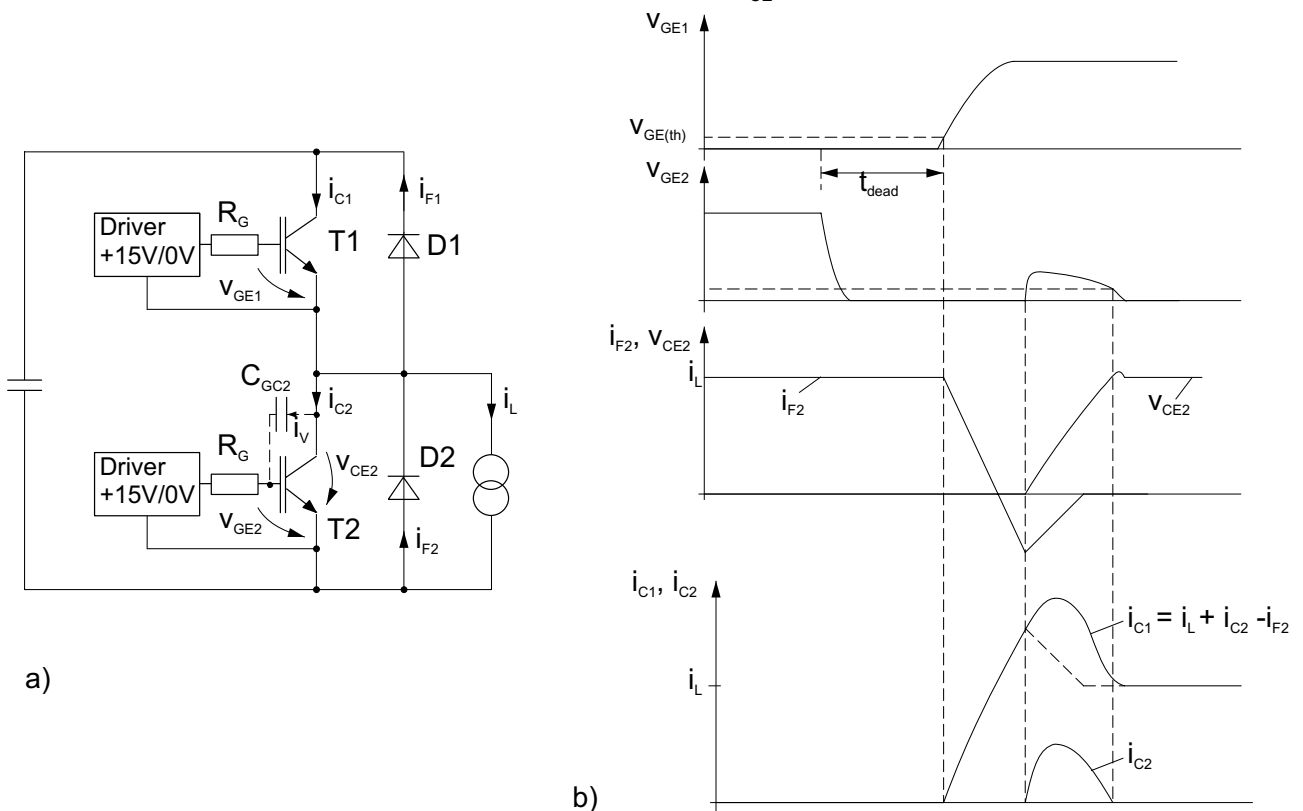


Figure 5.6.1 IGBT桥由T2的 $dv_{CE}/dt$ 引起的穿通电流

a) 基本电路， b) 电流和电压曲线

$D_2$ 的反向电流使集电极-发射极电压 $v_{CE2}$ 急剧增加，通过栅极-集电极电容 $C_{GC2}$ 产生一个位移电流 $i_V$ ，见第2.4.2.2章节，

$$i_V = C_{GC} \cdot dv_{CE}/dt,$$

此位移电流会在电阻 $R_G$ (或 $R_{GE/RG}$ )上产生一个电压降。如果 $v_{GE}$ 因此上升，并且超过开启电压 $V_{GE(th)}$ 时，T2将在二极管的反向恢复期间被驱动至放大区(在T1和T2中引起穿通电流以及额外的损耗)。

与IGBT不同的是，采用负偏的静态栅源电压来维持MOSFET关断状态的方法是不可取的。虽然在MOSFET中，上述的寄生开通过程及所产生的后果也会同样可能发生，但MOSFET的晶体管结构

所能承受的 $dv/dt$ 有限，从而限制了栅源负偏压的应用。由功率MOSFET的等效电路(图2.4.16)可以看到，由于 $C_{DS}$ 的存在， $dv_{DS}/dt$ 引起一个位移电流，并流入寄生npn双极晶体管的基极。如果p井区横向的体电阻 $R_W$ 上的电压降达到开启电压值，则这个双极晶体管将被打开。若这一过程频繁发生的话，则会使MOSFET因过热而被损坏。

在 $V_{GS} = 0$  V时，由于 $C_{GD}$ 引起MOSFET沟道开通，因而将减小在截止状态下的 $dv_{DS}/dt$ ，从而降低双极晶体管开通的危险性(见图5.6.3)。

这反过来，MOSFET沟道的寄生偏压的上升也降低了在关闭期间体二极管反向恢复时间内的 $dv/dt$ ，从而避免了二极管结构的动态坚固性的损失。

众所周知，在实际应用中的MOSFET驱动电路中，在二极管换流时，晶体管栅极在0V时关断，开关在稳定的关断状态下，在栅极有一个负电压。

驱动电流，驱动功耗

由驱动电路驱动总的驱动功率 $P_{Gavg}$ 能够通过注入和释放的总栅极电荷量 $Q_{Gtot}$  (见图2.4.7)计算出来：

$$P_{Gavg} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s \quad \text{where } Q_{Gtot} = C_{ERSATZ} \cdot (V_{GG+} + |V_{GG-}|)$$

栅极电流的峰值为：

$$I_{GMon} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) R_{Gon} \quad (\text{ideal})$$

$$I_{GMOff} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) R_{Goff} \quad (\text{ideal})$$

理想的方法不考虑驱动放大器的内部阻抗，以及在驱动回路中电感和IGBT 模块/ MOSFET模块的输入电容而产生的交流阻抗。栅极外部连接的电阻越小，栅极实际电流峰值同理想峰值的相差就越大。

该驱动功率是：

$$P(V_{GG+}) = V_{GG+} \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s \quad f_s = \text{开关频率}$$

$$P(V_{GG-}) = |V_{GG-}| \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s$$

例子:  $V_{GG+} = 15$  V,  $V_{GG-} = -15$  V,  $R_{Gint} = 2.5$   $\Omega$ ,  $R_{Gon} = R_{Goff} = 1.5$   $\Omega$   
 $Q_{Gtot} = 2.4$   $\mu$ C (SKM300GB12E4)  
 $f_s = 10$  kHz,  $V_{DC} = 600$  V

结果:  $I_{GMon} = |I_{GMOff}| = 7,5$  A (理想状态)

$$P_{Gav} = 0,72$$
 W

$$P(V_{GG+}) = P(V_{GG-}) = 0,36$$
 W

$$I(V_{GG+}) = I(V_{GG-}) = 24$$
 mA (平均值)

### 5.6.2 访问参数和开关特性

如前所述，受控制的功率MOSFET或IGBT模块的主要特性受到 $V_{GG+}$ ， $V_{GG}$ 和 $R_G$ 的影响，下表给出了一个概述(<: 上升, >:下降, -:不受影响):

额定值/特性	$V_{GG+} <$	$ V_{GG}  <$	$R_G <$
$R_{DS(on)}$ , $V_{CEsat}$	>	-	-
$t_{on}$	>	<	<
$E_{on}$	>	-	<
$t_{off}$	<	>	<
$E_{off}$	-	>	<
晶体管开通电流峰值*)	<	-	>
二极管关断电流峰值*)	<	-	>
晶体管开通电压峰值*)	-	<	>
di/dt	<	<	>**)
dv/dt	<	<	>
主动电流极限值 $I_D$ , $I_C$	<	-	-
负载短路时的坚固度	>	-	<

\*) 带欧姆电感负载的硬性开关

\*\*) 关断时不是在整个 $R_G$ 范围平稳变化

#### 导通特性 ( $R_{DS(on)}$ , $V_{CEsat}$ )

功率MOSFET和IGBT模块的导通特性是通过它的输出特性曲线来描述的(见第2.4.2.1章节和第2.4.3.1章节)。图5.6.4给出了两个例子来说明，一个是SEMITRANS MOSFET模块，另一个是IGBT模块。

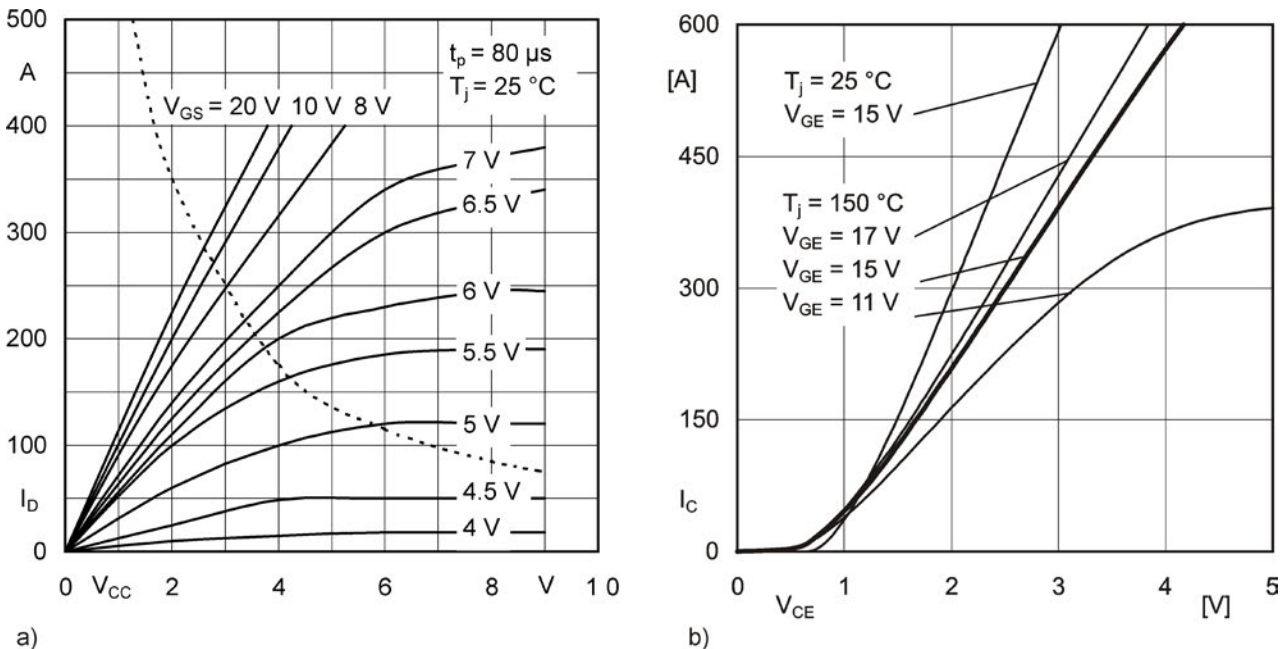


Figure 5.6.4 驱动电压 $V_{GG+}$ 对导通特性的影响  $V_{GG+}$   
a) MOSFET模块, b) IGBT 模块

赛米控功率模块的数据文件是作为建议使用值，在第5.6.1章节中提到，功率MOSFET模块是在 $V_{GG+} = 10 \text{ V}$ ，而IGBT在 $V_{GG+} = 15 \text{ V}$ 时，测量得出的极限值和额定值。在实际的应用中，我们必须在功耗，开通峰值电流和短路特性之间做出合理的折衷选择。

### 开关时间, 开关能耗 ( $t_{on}$ , $t_{off}$ , $E_{on}$ , $E_{off}$ )

控制电压和栅极电阻对IGBT模块的开关时间产生影响, 如开通时间 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ 和关断时间 $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ 以及拖尾电流时间 $t_t$ 。

因为在开关过程开始前, 栅极电容的电压就已经被充电至额定控制电压值 $V_{GG+}$ 和 $V_{GG-}$ 值, 在较小的栅极电阻时, 直到电流和电压发生变化的充放电时间(开通延迟时间 $t_{d(on)}$ , 关断延迟时间 $t_{d(off)}$ )被缩短。

对不同的开关过程控制电压 $V_{GG+}$ ,  $V_{GG-}$ 和栅极电阻 $R_G$ 对于切换时间 $t_r$ 和 $t_f$ 以及开关能耗 $E_{on}$ 和 $E_{off}$ 有决定性的影响。

在IGBT模块的数据文件中, 通常在额定电流和硬性开关以及电阻和感性负载的条件下, 给出了开关时间和开关能耗同栅极电阻 $R_G$ 的关系曲线(图5.6.5)。

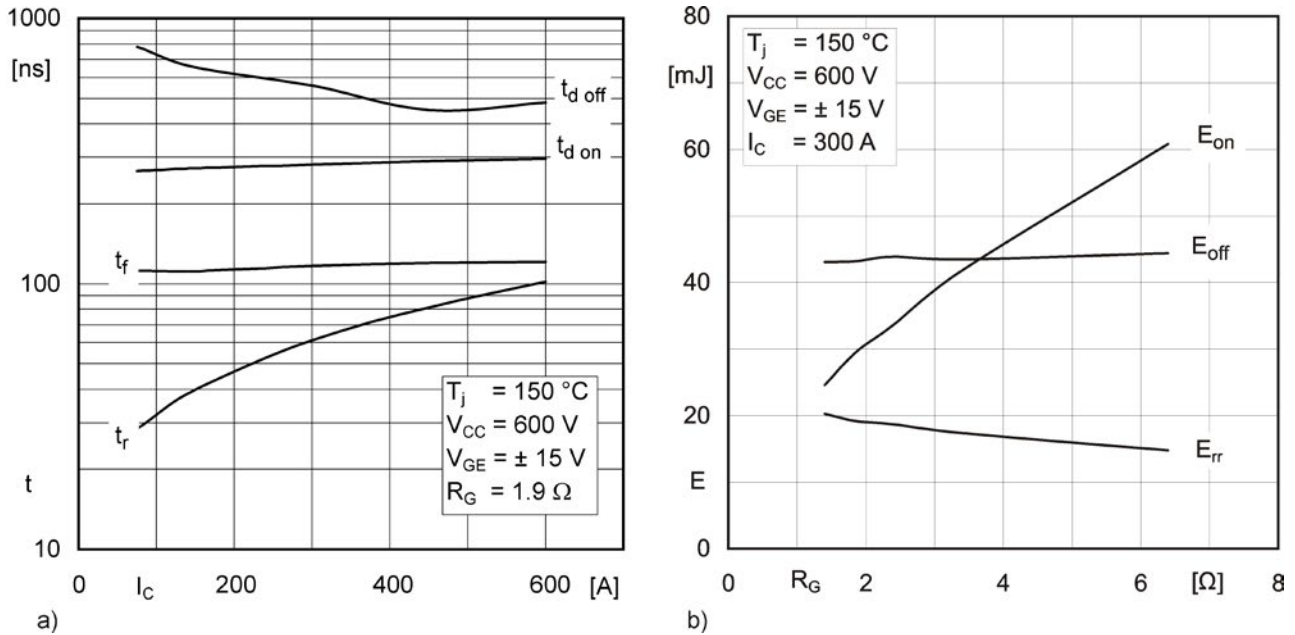


图 5.6.5 IGBT模块开关时间(a)和开关能耗(b)同栅极电阻 $R_G$ 的关系条件:  $T_j = 125\ ^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE} = 600\ \text{V}$ ,  $I_C = 75\ \text{A}$ ,  $V_{GE} = \pm 15\ \text{V}$ 和硬性开关及电阻感性负载

### 续流二极管的动态关断(反向恢复)晶体管的开通冲击电流

在图5.6.5b中给出的IGBT开通损耗中, 也考虑到了其内部续流二极管关断特性对开通峰值电流和开通损耗的影响, 参见第2.3.3.2章节和第3.3.3章节。

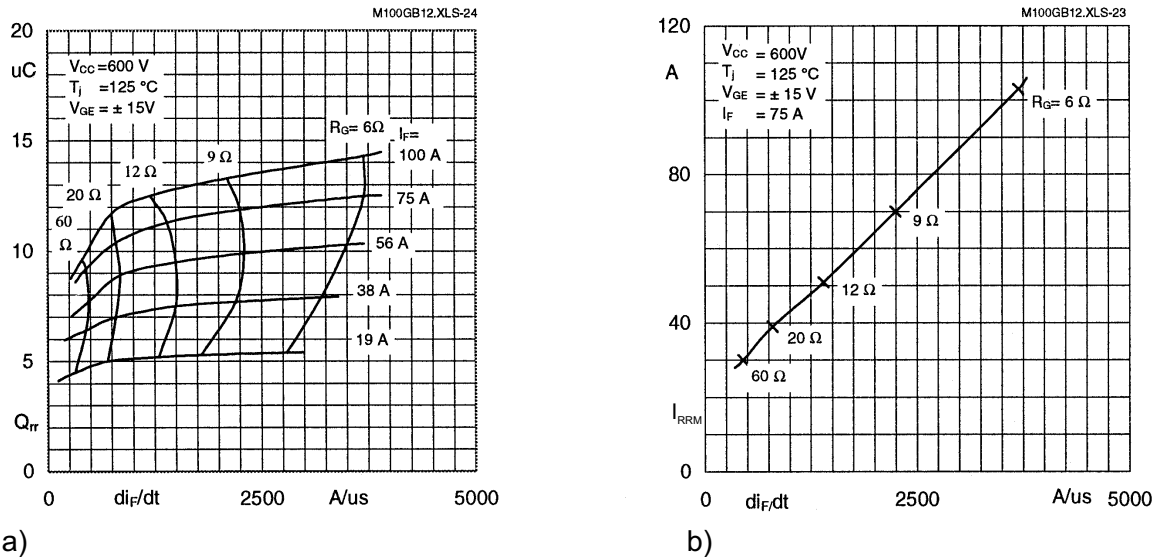


图 5.6.6 IGBT(例如SKM100GB123D) 模块中续流二极管的结层延迟电荷 $Q_{rr}$ (a)和反向电流 $I_{RRM}$ (b)受二极管换流电流速率 $-di_F/dt$ 的影响

漏极或集电极电流 $i_D$ ,  $i_C$ 的上升时间 $t_r$ 随栅极电流的上升(较高的 $V_{GG+}$ 或较低的 $R_G$ )而下降。这将使得续流二极管的电流换流速率 $-di_F/dt$ 增加,从而决定了反向恢复电荷 $Q_{rr}$ 和反向恢复电流 $I_{RRM}$ 的大小。

在IGBT模块中使用的快速恢复二极管,它的这些依赖性在数据文件表中给出(见图5.6.6和图5.6.7)。

由于较高的 $-di_F/dt$ 会导致 $Q_{rr}$ 和 $I_{RRM}$ 的增加,而 $I_{RRM}$ 又构成了开通晶体管的集电极或漏极电流的一部分,并叠加于负载电流之上,所以晶体管的开通峰值电流和开通损耗随着开通速度的上升而增大(图5.6.5)。

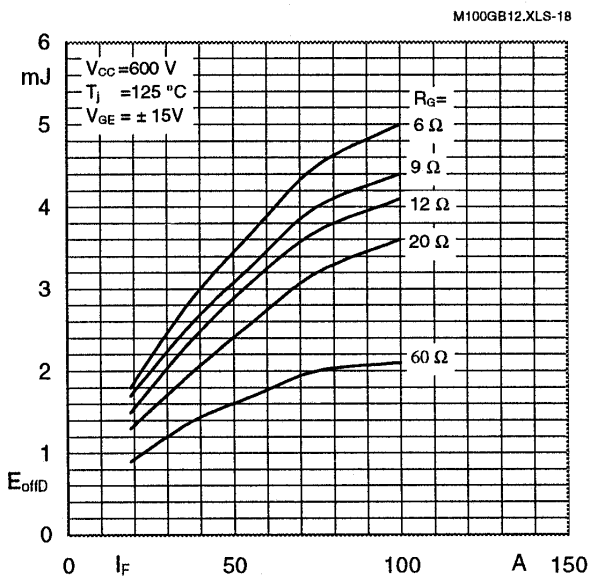


图 5.6.7 续流二极管的关断损耗 $E_{offD}$ 同晶体管 $R_G$ 的关系

### 关断峰值电压

无论 $V_{GG}$ 的增加还是 $R_G$ 的减少,被驱动的晶体管栅极关断电流都会增加,如图所示5.6.5a所示,漏极或集电极电流的下降时间 $t_f$ 将减少,也就是说 $-di_D/dt$ 或 $-di_C/dt$ 将增加。在电流下降期间,通过电路的寄生换流电感 $L_\sigma$ 而感应的电压 $\Delta u = -L_\sigma \cdot di/dt$ 随着关断时间的下降而线性增加。

关于更多的IGBT栅极驱动器和栅极电阻设计技术信息，请参见[文献AN3的]，[文献AN5]和[文献AN6]。

### 5.6.3 驱动电路的结构

图5.6.8显示了一个“高性能”驱动电路的基本结构，它可以用来驱动一个MOSFET或IGBT桥臂(基本功能)，同时还具有上下桥臂的互锁的功能和监视保护功能。

在显示的驱动器中，控制中心(微处理器，DSP，FPGA)通过上下桥电路把控制信号，驱动电源以及状态和报警信号进行了电位隔离。为了降低成本而使用的一些简单的驱动电路中，某些电位隔离被合并使用(电源和信号传输合并)，或者不进行电位隔离(例如，上桥臂中的提高到电源电位的自举电路以及为信号传输的电平移器)，特别是在工作电压较低时，如低电压转换器或低端斩波器(只在低端开关工作)，由于单一功能(例如，锁定和死区时间功能)不再需要复杂的结构或不再需要电位隔离，驱动电路的结构还可以进一步的被简化。

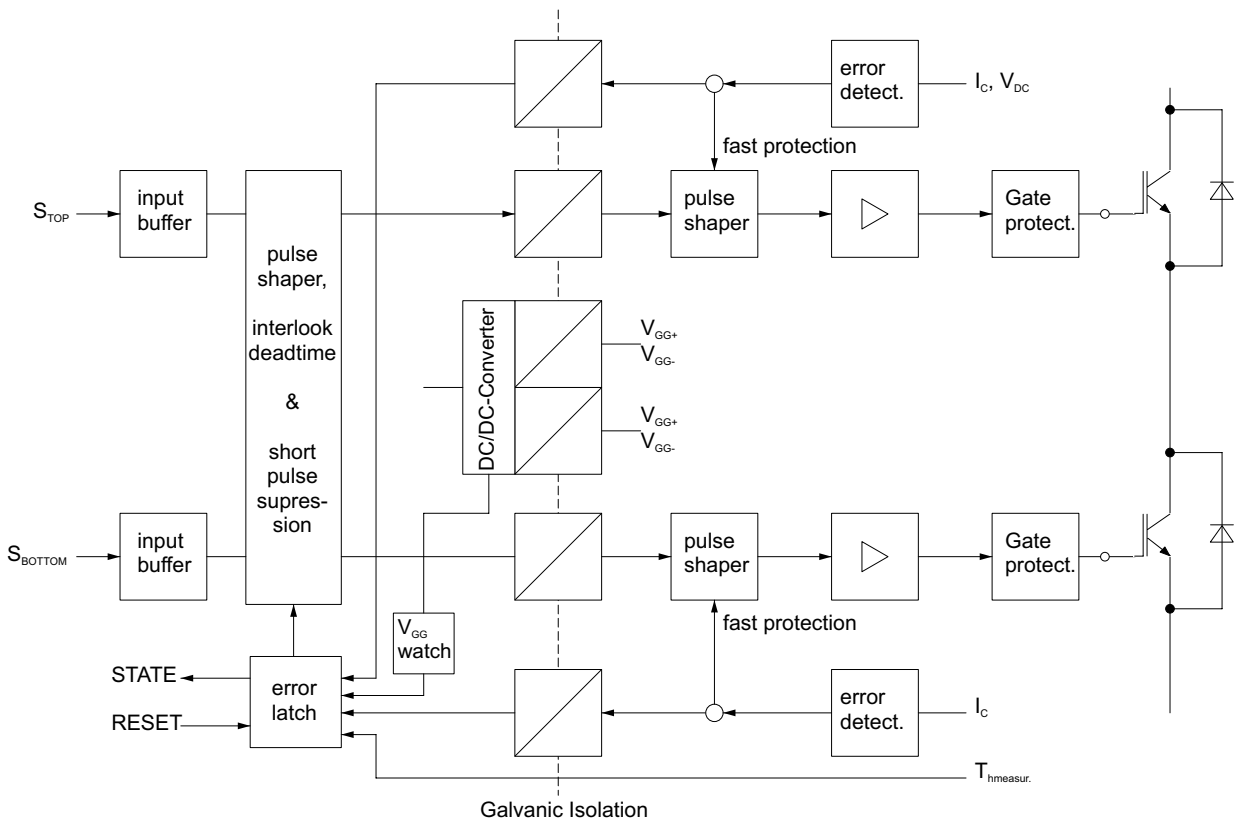


图 5.6.8 使用IGBT桥臂带锁定，保护和监控功能的“高性能”驱动电路框图

栅极驱动单元是驱动电路的核心部分，它包括(在多数情况下)初级一侧的各个控制单元的时间元素，如延迟时间、锁定时间、以及最低的开通和关断时间(见第5.6.4章节)，电位隔离(可能还有脉冲整形)和正/负栅极电压的驱动电源。另外，在靠近功率功率晶体管的栅极，除了栅极过电压保护，还可以为电压  $v_{DS}$  或  $v_{CE}$  连接带有“有源钳位电路”(见第5.7章节)。

图5.6.9给出了一个提供正和负的栅极驱动电压电路的原理图。

除了这里采用的小功率MOSFET来构成互补型源极放大器(也可以使用双极晶体管)以外, 还可以使用MOSFET或双极晶体管构成的推挽放大器(推挽输出级)和射极跟随器。

更多的实际应用将在第5.6.6章节中讨论。

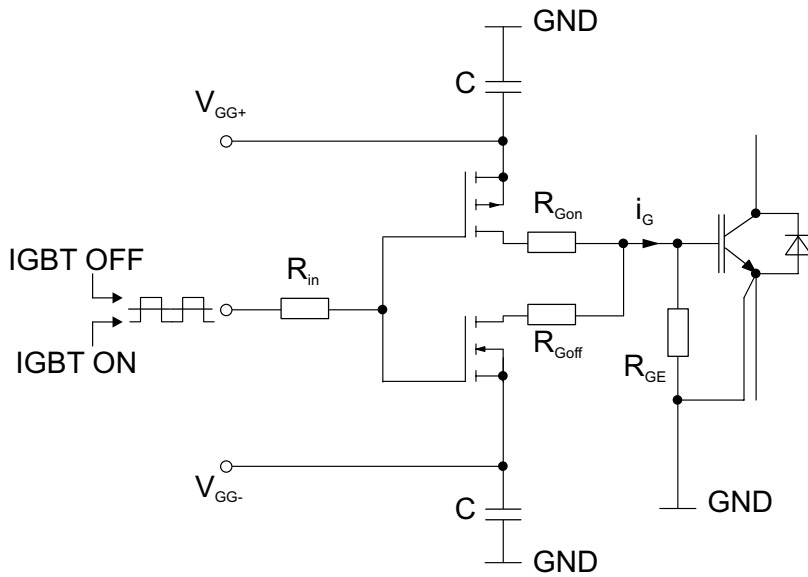


图 5.6.9 栅极电压控制电路

在图5.6.9的电路中, 栅极电阻 $R_G$ 被分为两部分, 分别作用于开通和关断过程。这种方法可以限制从 $V_{GG+}$ 流到 $V_{GG-}$ 的直通电流。这个直通电流产生于驱动器末端的MOSFET开关过程中, 通常是不可避免的。而且, 这种方法的最主要的优点是可以分别优化开通与关断过程中的所有动态参数(见第5.6.2章节)以及在开关发生故障时产生最佳的影响力(第5.7.3章节)。如果线路只有一对可以连接 $R_G$ 的输出端口, 则可以将个串联一个二极管的电阻 $R_{Gon}$ (阴极对IGBT栅极)和串联一个二极管的电阻 $R_{Goff}$ 相并联, 来实现上述功能。或者类似的电路来完成(见[文献AN5])。

在任何情况下都不能省略栅极发射极电阻 $R_{GE}$  (10 $\Omega$ 到100k $\Omega$ ), 它的作用是在驱动器处于高阻输出状态时(关闭状态和驱动器电源电压故障时)防止栅极电容被意外充电。该电阻必须放置在靠近晶体管控制终端处。

在靠近驱动器的输出处, 常用一个低电感的电容器C来缓冲驱动器输出电压 $V_{GG+}$ 和 $V_{GG-}$ 。同低阻的驱动电路一起, 它被用来保证驱动器尽可能小的动态内阻。电容器提供了快速开关所需的峰值电流。它们对使用肖特基二极管构成的栅极电压钳位器(过压门限)有很重要的意义。

除此以外驱动器放大器的布局也应被认真考虑:

- 尽量使栅极回路的寄生电感减小, 例如, 在驱动器-栅极或驱动器-发射极的短连接线( $c < 10$ 厘米)), 减小电路的表面积, 如图5.6.9
- 消除负载电流对栅极电压的反馈, 这个反馈是由模块内部发射极/源极的寄生电感所引起。方法是将驱动器的地线连接到功率模块的控制发射极端口。
- 避免接地回路
- 避免栅极和集电极/源极之间的变压器式或电容式的耦合)会产生振荡趋势)

在信号传输过程中，用于抑制噪音的低通滤波器、脉冲整形器和脉宽发生器都需要考虑其延迟时间对最小驱动脉宽以及故障响应时间的影响。

有关其他信息，请参阅[文献AN3]。

#### 5.6.4 保护和监视功能

为了在发生故障时能够快速有效的保护MOSFET或IGBT模块，需要在驱动器中引入各种保护功能。例如，过流保护和短路保护，漏源或集电极-发射极电压过压保护，栅极过压保护，过热保护以及对栅极控制电压 $V_{GG+}$ 和 $V_{GG-}$ 的监测。

在这一节将对就图5.6.8所示的驱动器中如何引入保护功能进行阐述，其电路的实现和参数的计算将在第5.7章节中讨论。

##### 过流和短路保护

用于保护的电流信号可以是一个模拟信号(如通过分流器，换流器的测量值，在控制功率MOSFET模块连接的电阻 $R_{DS(on)}$ 上的测量值，或源极或发射极的感应值)或超过某个极限值(IGBT饱和)而产生生成的信号。比如利用比较器与一个事先设置好的限制值进行比较来进行故障检测，一旦检测到故障信号，要么已在关断状态，否则采用隔离传感器，使驱动器初级回路中设置的故障存储器发出报警信息(错误报警)，使功率晶体管在没有得到复位信号前，一直保持处于关闭状态。

次级的故障存储器的状态信号是通过电位分离的传感器传递到初级回路中的，如采用高精度的电位隔离的传感器(如在SKiiP)，它的输出信号除了作为上述的作用以外，还可以作为一个控制信号使用。

##### 栅极过压保护

栅极保护与前面所述的过流保护不同。无论是否直接检测到要求关断功率晶体管的故障信号，它必须能够周期性的限制栅极电压。因此，栅极保护并没有故障存储电路，进一步的细节描述请参阅第5.7.3章节。

##### 漏源过电压保护或集电极发射极过电压保护

在功率晶体管的主要端路接口上，电压的限制可以通过晶体管本身(MOSFET的雪崩吸收)、通过无源网络，或有源电路来实现。这些方法的作用是在晶体管出现过压时，会使晶体管按照事先的设定有限的导通(见第5.7.3章节)。

在SKiiP驱动器内有一个选则项(选择项“U”)，它是一个简单的保护装置，可以检测静态直流母线电压，但不能检测开关时的过电压和其他快速过电压的瞬变。在这个装置中，采用了一个“准”隔离式的网络来检测直流母线电压的实际值，并将其传给控制环路，一旦设定的最大值被超过，就触发了故障报警存储装置。对于负载反馈造成的过压可以通过使用一个控制制动斩波器还可以连接缓冲电容器来保护。



## 过温保护

通过在第5.7.3章节所描述的方法能够确定功率晶体管芯片的温度、芯片附近的温度和散热片的温度。如果传感器是隔离式的，则可以将温度信号(如电压信号)传递到控制环路。一旦某个最大额定值被超过，初级回路就会触发故障报警存储装置，把存储器设置成故障状态。

## 栅极控制电压 $V_{GG+}$ 和 $V_{GG-}$ 的欠压保护

如果栅极控制电压有明显的降低，则可能危及到次级回路的控制、保护和传输的正常工作。此外，由功率晶体管不再完全受控导通或截止。

为了及时地监测到此状态，驱动电压或内置的驱动电源将被监测。在发生故障时，故障存储装置将被设置成故障报警状态。

## 5.6.5 时间常数和互锁功能

### 短脉冲抑制

特别是在采用脉冲变压器和光耦来隔离控制信号时，应注意防止驱动器受到很低、很短的干扰脉冲(毛刺干扰信号)而出现误动作。

例如，在电位隔离前串联一个施密特触发器，可以抑制所有的低逻辑电平(CMOS, TTL)或短于0.2到0.5微秒的脉冲信号。同样的方法可以用在光耦合电路的次级一侧。

### 桥臂控制的死区时间和防直通互锁

采用变压型变流电路时，为避免直通短路，位于同一桥臂的两个MOSFET或IGBT不能同时开通。

在静态时，这一状态可通过两个驱动器之间的互锁来避免。即使在驱动器输入信号受到干扰时，这一方法也同样可以使用(因为电流型变流电路要求驱动电路能够重复动作，所以它不适用于电流型变流电路)。

根据不同的晶体管、其应用场合和驱动器，死区时间 $t_{dead}$ 在2到8微秒之间。

### 通过测量漏极或集电极电流以及漏源电压或集电极发射极电压进行短路保护的锁定时间

为了避免晶体管因为以上某个实际测试值超过其额定值而被关断，那么开通时引起峰值电流的时间就必须是在不测量的时间内。在检测IGBT是否进入饱和状态时，还必须考虑其动态的饱和电压特性。在开通过程的最初几个微秒， $V_{CEsatdyn}$ 明显高于其最终值 $V_{CEsat}$ (在静态正向导通特性的稳定值，见图5.6.10)。因此，短路保护电路在晶体管开通开始时，有一个最小时间段 $t_{min}$ 内不工作(也被称为消隐时间 $t_{bl}$ )，见图5.6.10。

为了确保短路保护(SCSOA)的安全，晶体管的消隐时间不得超过允许的短路时间(通常为5到10微秒)。详情参见第5.7章节。

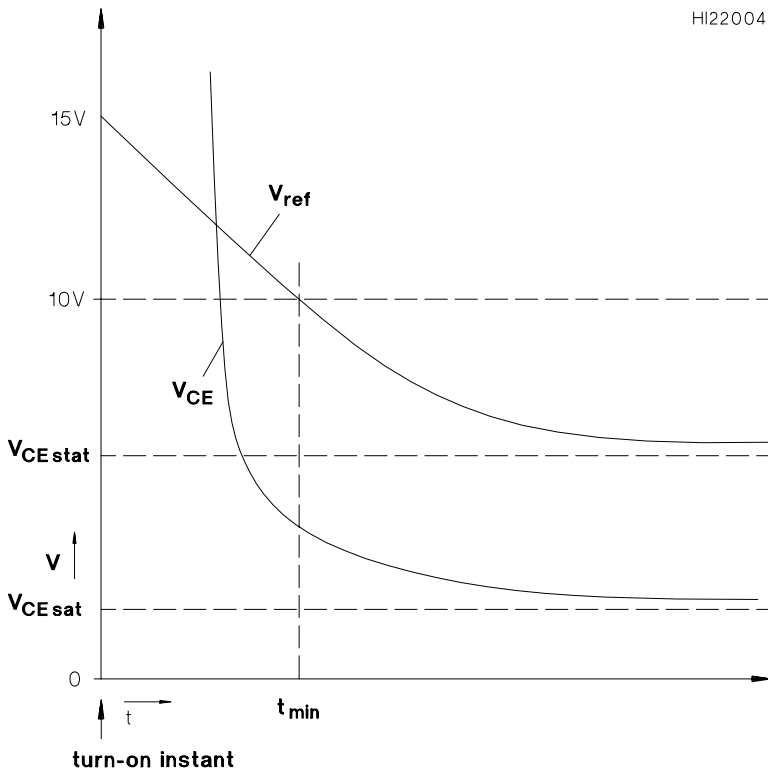
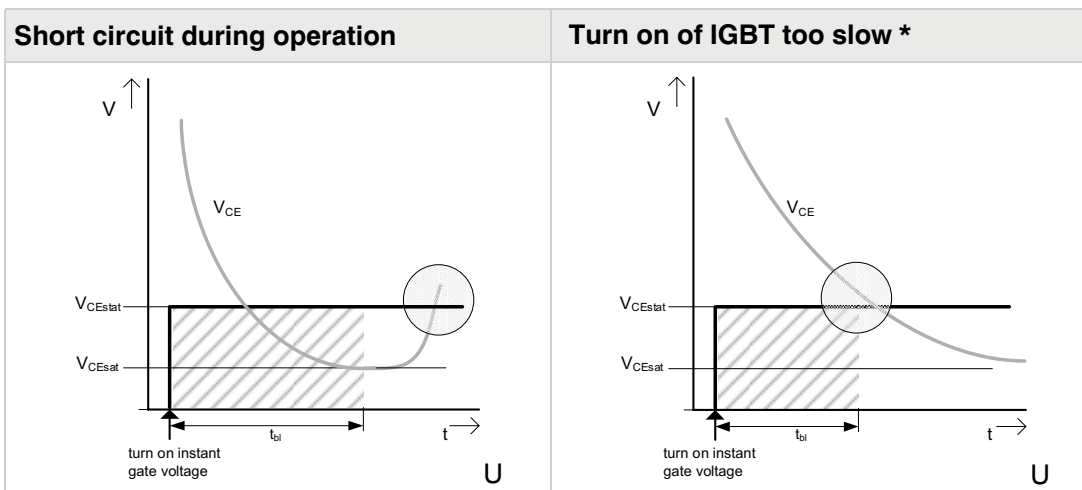


图 5.6.10 IGBT的动态饱和电压曲线和保护门限电平



\* or adjusted blanking time too short

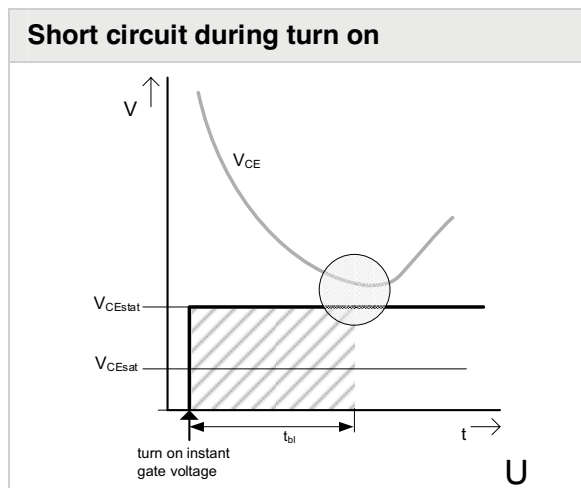


图 5.6.11 各种饱和电压监测的可能性

### 5.6.6 控制信号和驱动能量的传输

控制信号和驱动能量必须从控制单元送到驱动器，同样，驱动的状态信息，如测量值(电流，温度，可能还有直流母线电压)、错误状态的报警信号以及驱动电源信息也必须传送回来。

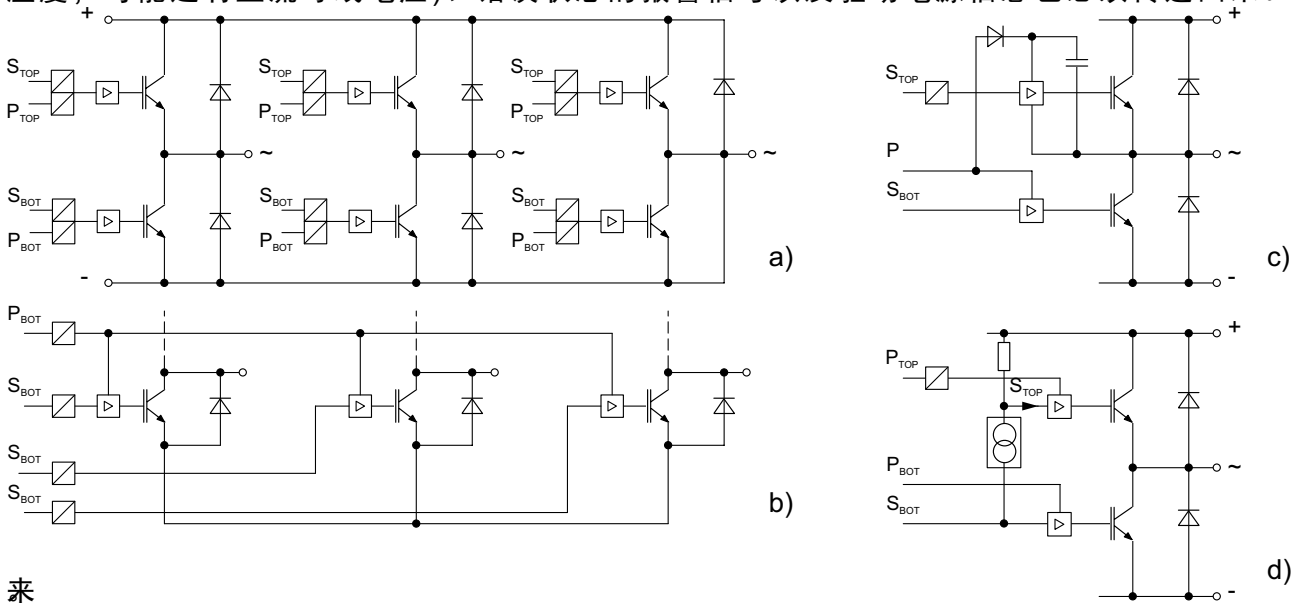


Figure 5.6.2 信号和能量传输原理图（节选）

STOP, SBOT: TOP-/BOTTOM开关所用的控制信号

P<sub>TOP</sub>, P<sub>BOT</sub>: TOP-/BOTTOM开关所用的驱动能量

a) 最大的演变, b) BOTTOM供用电源

c) 自举原理, d) 电位移动原理

来

在大多数应用中，信号是通过光学耦合或变压器(电磁耦合)作为电位隔离器件或“准”隔离器件，如自举电路(用于驱动能量)或电位移动(用于驱动信号)。图5.6.12给出了信号和能量传递最重要的几种基本形式。

图5.6.12a是最为常用的配置，图中每一个驱动电路的控制信号(S)和驱动功率(P)都相互隔离。由于此电路的抗干扰性能强，开关之间的相互影响小，因此它应被优先采用(当要求极低的成本情况时除外)。

图5.6.12b为晶体管底部驱动器的所有控制信号提供单独的电位隔离，但对驱动能量则采用了一个共同的电位隔离。它主要应用于低功率范围，也是IPM常常采用的解决方案。

图5.6.12c给出了可向顶部开关提供驱动能量的自举电路原理图。它不具备“真正的”电位隔离。图5.6.12d则给出了电为移动电路的原理图，其中控制信号STOP没有电位隔离，通过高压电源进行传输。电位移动器常常用在单片集成的驱动器IC中。

对于电位隔离而言，最重要的要求是足够的绝缘耐压(在标准中定义下，局部放电试验，达到2.5到4.5kV<sub>eff</sub>)，以及适合实际的和承受足够高的电压变化dv/dt的能力(15到100千伏/每微秒)。

若在初级和次级的耦合电容都很小(在10 pF的范围内)，则可获得足够高的dv/dt承受能力，因此，因为开关延迟电流而在信号传输中产生的干扰被降低或避免(图5.6.12)。

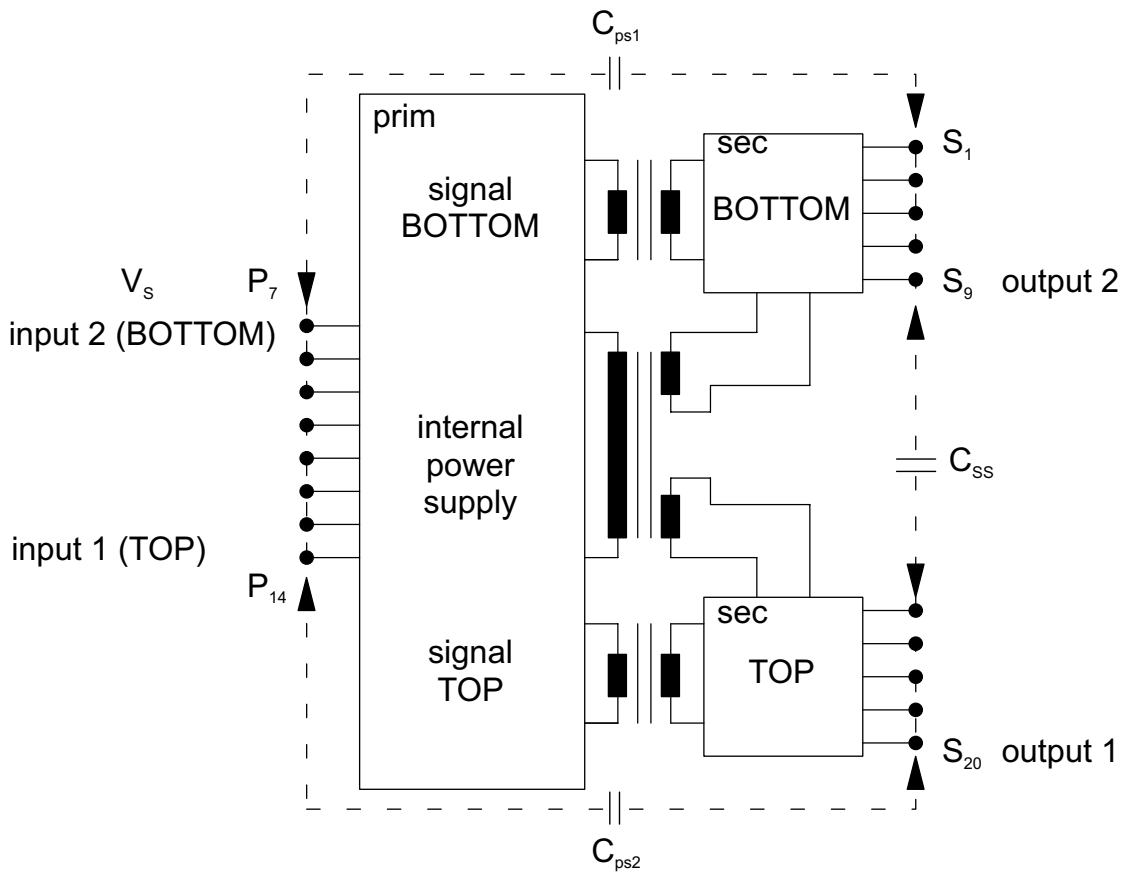


图 5.6.13 带电位隔离的半桥驱动电路中的等效耦合电容(示意图)

- $C_{ps1}$ : 初级和次级BOTTOM之间的电容
- $C_{ps2}$ : 初级和次级TOP之间的电容
- $C_{ss}$ : TOP和次级BOTTOM之间的电容

#### 5.6.6.1 控制数据及其反馈

表5.6.1给出了目前最为常用的带或不带电位隔离的控制数据传输和状态反馈的原理和特性。

工作形式	脉冲传输通过带或不带磁芯耦合	光耦合	光纤
隔离方式	磁场	光/光耦合	光/光纤
电位隔离	是	是	是
传输方向	双向	单向	单向
延迟时间误差	小	大	大
磁场影响	+	-	-
电场影响	-	-	-
<b>dv/dt 承受度</b>	35..50..100 kV/ $\mu$ s	15..25 kV/ $\mu$ s	n/a
工作形式	GMR变压器	电容耦合	电位移动器
隔离方式	磁场	电容	电流源
电位隔离	是	是	不是
传输方向	单向	单向	单向
延迟时间误差	小	小	小
磁场影响	+	-	-
电场影响	-	+	-
<b>dv/dt 承受度</b>	..30.. kV/ $\mu$ s	25..50 kV/ $\mu$ s	35..50 kV/ $\mu$ s

表 5.6.1 驱动和状态反馈信号的传输原理

模拟测量值可采用脉宽调制通过电位隔离从驱动器反馈到控制回路。

### 5.6.6.2 驱动功率

表5.6.2给出了目前经常被使用的驱动能量传输到驱动器的电位隔离传输方法:

工作形式	变压器 50赫兹电源	初级	母线	自举
		网络		
隔离方式	变压器（电磁）			截止的pn结
电位隔离	是	是	是	不是
供电形式	辅助电源或网络	辅助电源	直流母线	BOTTOM电源
交流频率	低	很高	中等	中等 (脉冲频率)
整流成本	高	很低	低	低
输出电压	正和负	正和负		正
占空比限制	没有	没有	没有	有
成本	-	-	+	--

表 5.6.2 驱动能量传递的电位隔离原理图

### 5.6.7 单片和混合集成的驱动电路

现在大部分的驱动电路被集成单片驱动电路，它们可用于单管、半桥和全桥以及三相桥式驱动器，它在现在的市场上有很大的挑选余地。

些电路的功能范围通常包括:

- 栅极电压发生器
- $V_{CEsat}$ -或  $V_{DS(on)}$  的检测输入，以及分流器或发射极传感的输入端
- 欠压监测
- 故障错误内存和报警输出
- 可调的死区时间发生装置
- 控制脉冲整形
- 顶部驱动器的自举电源
- 关断-入口
- 传输TOP控制信号的集成电位移动器

现代的单片集成驱动器采用无闭锁的SOI技术制造和拥有坚固的电位移动器结构。提高了电压变化  $dv / dt$  的承受能力。同时也改善了在顶部和底部驱动器地线输出为瞬间负电压时的稳定性（特别是在顶部的发射极/源极）。

另一种简单实现IGBT / MOSFET驱动器是使用快速光电耦合器，它含有功率驱动部分。直流/直流转换器（或自举电路）以及增加几个被动元件就能构成功率传输的驱动器。

随着驱动电路的功能和范围的增加，例如输入信号的连接，短脉冲抑制，死区时间发生装置，故障存储和检测，直流/直流转换器控制和脉冲传输的控制，在初级一侧使用的元器件也增加许多。

为了实现低成本可靠的驱动电路，赛米控公司开发的ASICs控制系统。

### 5.6.8 SEMIDRIVER

SEMIDRIVER驱动器是简便的，接口现成的IGBT和MOSFET功率模块驱动器，它带有不同数量的驱动通道(1,2,3,6,7通道)。

通过对外部电路的设计，用户可以在驱动参数，信号接口和保护门限按照使用的功率晶体管做相应的调整。

表5.6.3给出了主要驱动参数一览表。

类型	$V_{CE}$ [V]	$V_{G(on)}$ [V]	$V_{G(off)}$ [V]	$I_{outpeak}$ [A]	$Q_{out/pulse}$ [ $\mu$ C]
SKHI10/12 R	1200	15	-8	8	9.6
SKHI10/17 R	1700	15	-8	8	9.6
SKHI21 A R	1200	15	0	8	4
SKHI22 A/B H4 R	1700	15	-7	8	4
SKHI22 A/B R	1200	15	-7	8	4
SKHI23/12 R	1200	15	-8	8	4.8
SKHI23/17 R	1700	15	-8	8	4.8
SKHI24 R	1700	15	-8	15	5
SKYPER 32 PRO R	1700	15	-7	15	6.3
SKYPER 32 R	1700	15	-7	15	2.5
SKYPER 52 R	1700	15	-15	50	100
SKHI61 R	900	14.9	-6.5	2	1
SKHI71 R	900	14.9	-6.5	2	1

类型	$f_{max}$ [kHz]	$V_{iso}$ [V]	$dv/dt$ [kV/ $\mu$ s]	通道数	电源电压 [V]	输入逻辑 电平 [V]
SKHI10/12 R	100	2500	75	1	15	5 或 15
SKHI10/17 R	100	4000	75	1	15	5 或 15
SKHI21 A R	50	2500	50	2	15	15
SKHI22 A/B H4 R	50	4000	50	2	15	15(A), 5(B)
SKHI22 A/B R	50	2500	50	2	15	15(A), 5(B)
SKHI23/12 R	100	2500	75	2	15	5 或 15
SKHI23/17 R	100	4000	75	2	15	5 或 15
SKHI24 R	50	4000	50	2	15	5
SKYPER 32 PRO R	50	4000	50	2	15	15
SKYPER 32 R	50	4000	50	2	15	15
SKYPER 52 R	100	4000	100	2	24	3.3 或 5
SKHI61 R	50	2500	15	6	15	5 或 15
SKHI71 R	50	2500	15	7	15	5 或 15

表 5.6.3 SEMIDRIVER的主要参数

所有SEMIDRIVER有以下特性和功能:

- 在输入控制信号端使用+15 V电源，内部电路采用电气隔离的开关电源
- 输入控制信号与15 V的CMOS和/或与5 V-TTL兼容，内部采用磁脉冲变压器隔离
- 在 $V_{CEsat}$ 监测(参考值在13 V)的基础上实行短路保护
- 监测驱动器电源电压
- 带报警功能的错误存储装置和清零复位功能
- 通过2个或更多通道可调上下驱动器的死区时间
- 短脉冲抑制功能

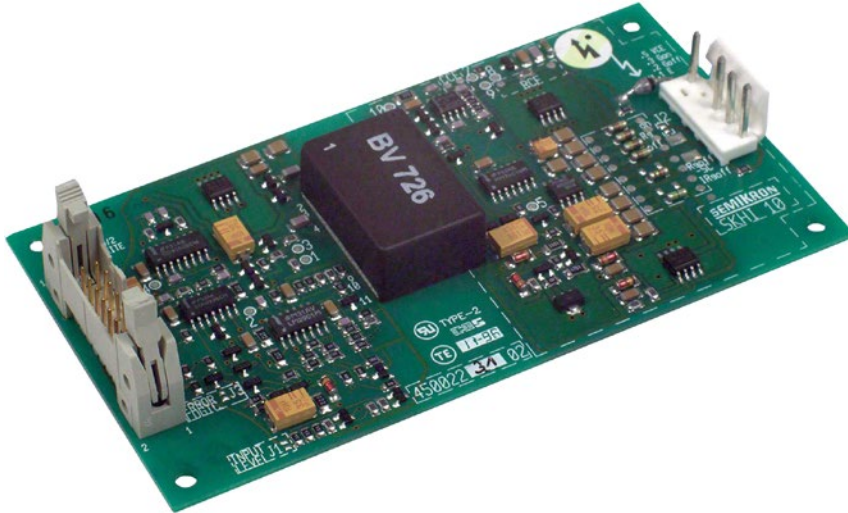


Figure 5.6.3 图5.6.14 SKHI10驱动器电路板

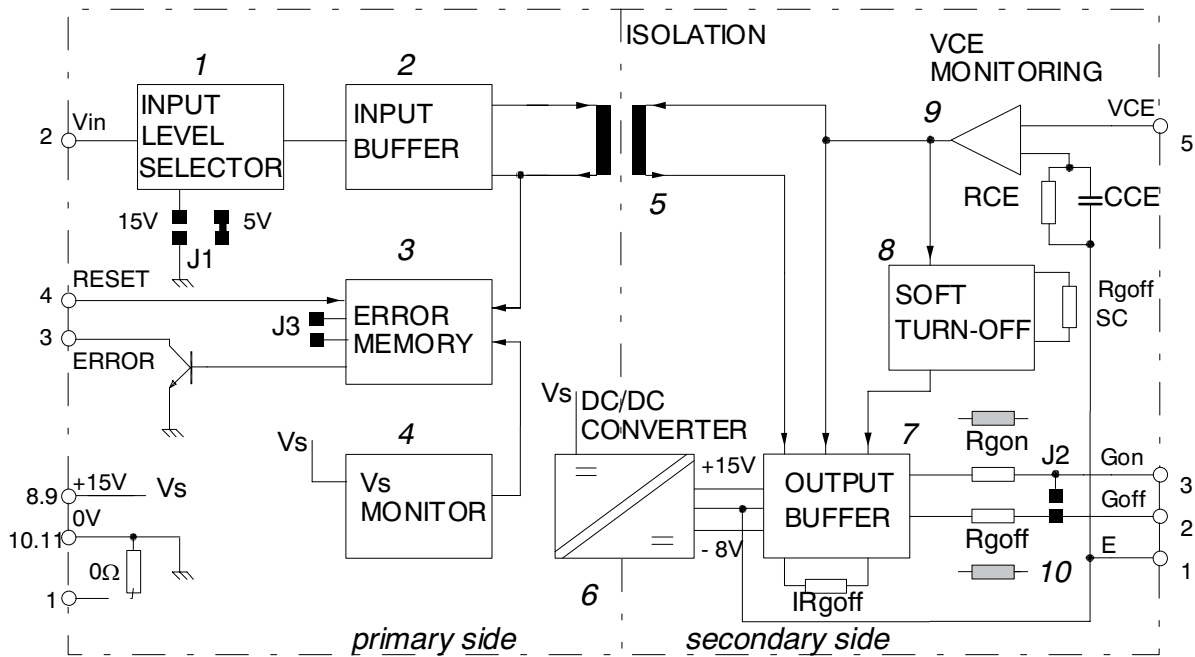


图 5.6.15 SKHI10驱动器电路框图

在IGBT驱动器SKYPER32, SKYPER 32和SKYPER 52中, 集成了以下功能:

- 内部磁脉冲变压器隔离控制和状态信号
- 内部隔离开关隔离驱动器电源
- 在 $V_{CEsat}$ 监测的基础上实行短路保护
- 监测驱动器的电源电压
- 上下的驱动器之间的死区时间(支锁定时间)可调(SKYPER 32 不可改变)
- 短脉冲抑制功能
- 故障信号管理, 故障信号的输入和输出端



对SKYPER 32 PRO的驱动器的特别功能:

- 在初级和次级驱动器欠压监测
- 暂停逻辑信号功能
- 分支锁定的数字时间参数
- 外部故障信号的输入端口
- 在发生故障时配置的软关断
- PCB涂层基板

对SKYPER 52驱动器的特别功能:

- 全数字信号处理
- 在初级和次级驱动器欠压监测
- 暂停逻辑信号功能
- 共同的关断信号
- 温度信号从上部到初级的无电势传输
- 栅极电压钳位
- 抑制高于100千赫频率的输入控制信号
- 多级/连级关断，优化了响应时间和开关过电压
- 在故障时配置的软关断
- 状态指示LED灯
- PCB涂层基板

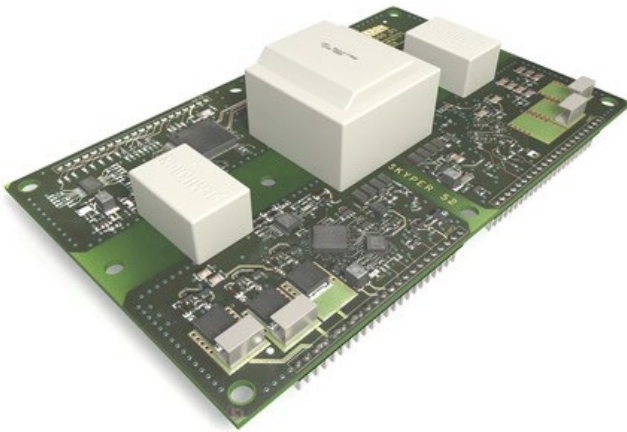


图 5.6.16 SKYPER 52 R驱动器电路板

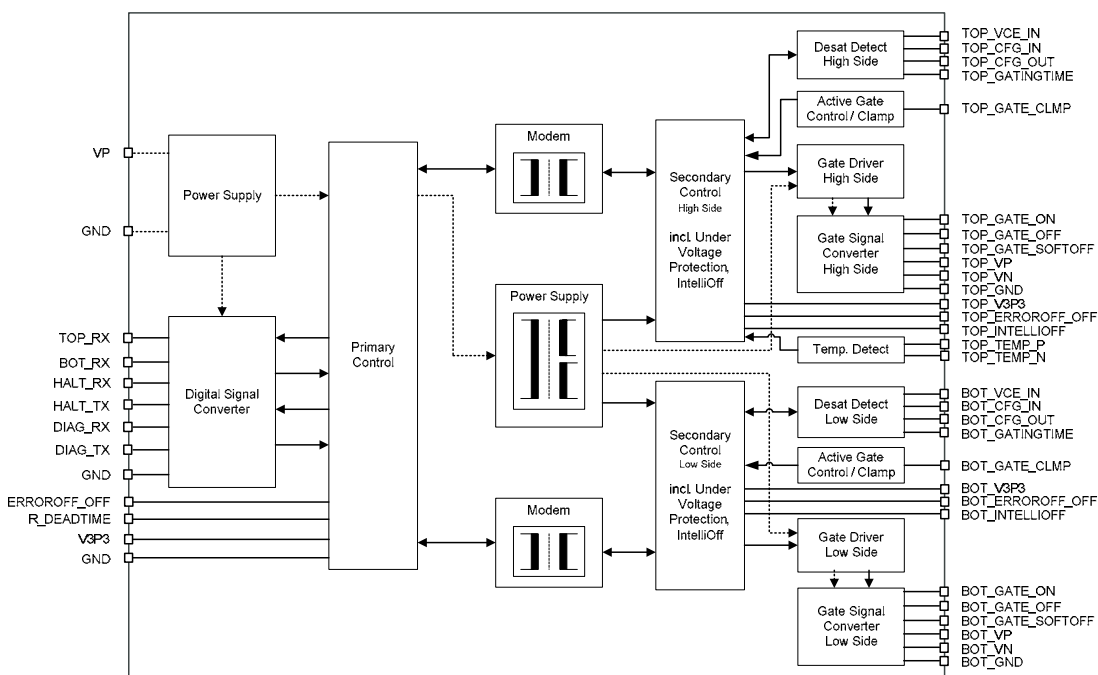


图 5.6.17 SKYPER 52 R驱动器电路框图

通过使用“驱动器选择和设计软件”Semisel ([www.semikron.com](http://www.semikron.com)), 用户可以方便的选择最佳的驱动器。

## 5.7 故障处理和防护

### 5.7.1 故障类型

功率半导体在任何时候, 都必须保证在允许的工作范围内工作, 任何超出允许范围的行为都会造成损害, 从而导致寿命缩短, 有时甚至会立即损毁半导体器件。

因此, 一方面我们必须认清临界状态和出现的故障, 另一方面, 需要采取正确的处理措施。

在本章中我们主要讨论IGBT的应用, 但也可以类似推广应用到功率MOSFET模块, 但也会指出MOSFET模块的特殊要求及特殊性。

#### 故障电流

故障电流是指因为控制错误或者或负载过大, 导致超出其工作点范围的集电极或漏极电流。它可以通过以下机制损坏半导体功率:

- 过高的功耗导致热损坏
- 动态雪崩击穿损坏
- 静态或动态闭锁效应 (Latch-up)
- 由于故障电流导致的过电压

它可分为以下几种故障电流:

#### 过电流

特点:

- 通常比较低的集电极电流变化率 (取决于负载电感, 驱动电压)
- 故障电流流过直流母线
- 晶体管不离开饱和区

原因:

- 负载阻抗的减少
- 换流器中的控制和调节错误

#### 短路电流

特点:

- 非常高的集电极电流上升率
- 故障电流流过直流母线
- 晶体管不离开饱和区

原因:

- 桥臂支路短路 (图5.7.1中的例1)
  - + 由于开关故障引起
  - + 由于开关错误的驱动脉冲引起
- 负载短路 (图5.7.1中的例2)
  - + 由于绝缘失效
  - + “人为” 失误 (不正确的连接布线等)

### 接地故障电流 (图5.7.1中的例3)

特点:

- 集电极电流上升速率取决于接地电感和工作电压
- 接地回路并不经过直流母线
- 故障电流的大小决定了晶体管的去饱和程度

原因:

- 带电导体同地线之间有连接(通过绝缘失效或“人为”失误)

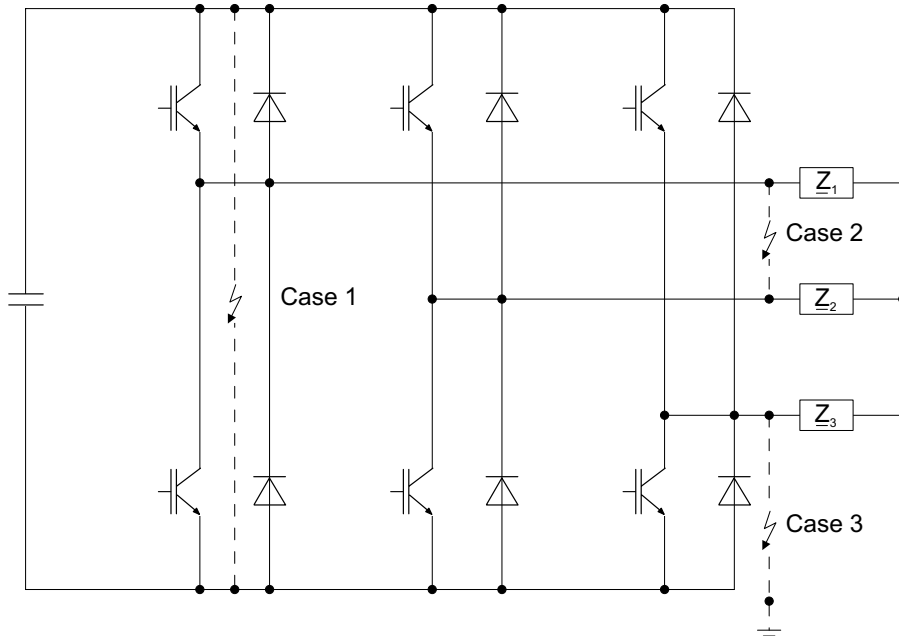


图 5.7.1 故障电流的原因

### 过电压

当功率半导体上的电压因为过电压而总值超过击穿电压值时，就会出现损毁危险。这不仅适用于晶体管，而且对二极管也适用。对IGBT和MOSFET模块，过电压可以出现在集电极和发射极(或漏极和源极)之间，即两个主要端口接口之间，也可以出现在栅极和发射极(或栅极和源极)之间，即控制端口接口之间。

主要端口接口之间过电压的原因

图5.7.2给出了在一个换流电路以及在它的主要端口接口之间产生过电压的基本类型。

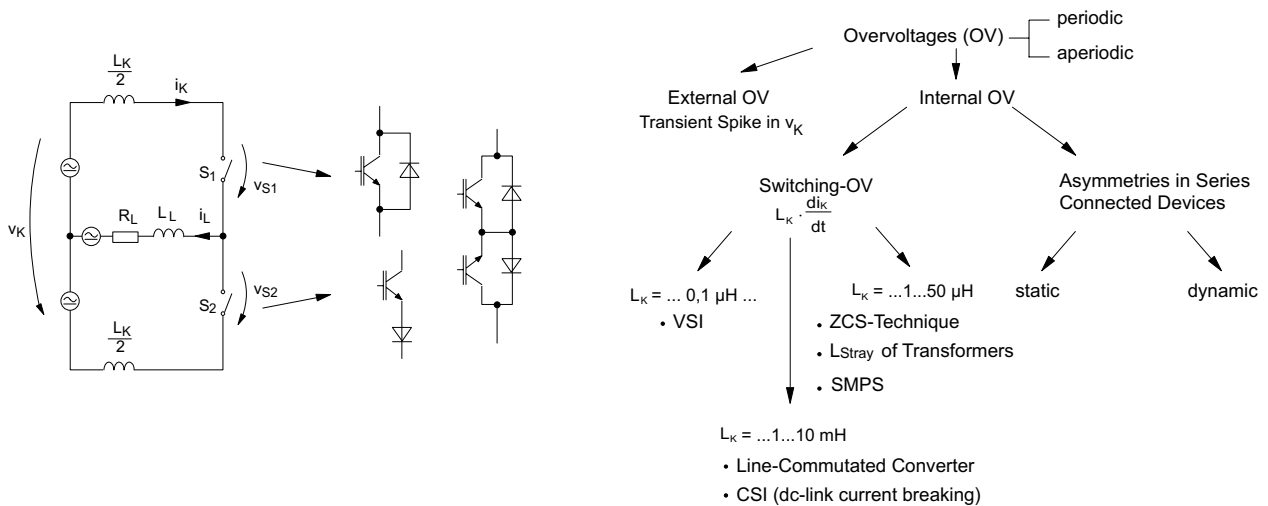


图 5.7.2 过电压的类型

对于换流回路，原则上可以把过电压分为外部和内部过电压。在这里“外部过电压”是指外加的换流电压 $v_K$ ，它瞬态电压上升并超过额定电压。这种情况在实际应用中可能发生，比如在直流电网的电气化铁路系统中以及其他能源供应电网中发生。类似的情况还有直流母线电压瞬间超高(例如，通过反馈型负载的变化或脉冲整流器的控制错误而引起)。

“内部过电压”是因为功率开关关断时换流回路的电感 $L_K$ 造成的( $\Delta v = L_K \cdot di_K/dt$ )，或因为开关过程中引起的震荡而产生的。

以下列举了开关过电压产生的典型情形：

- 在换流器正常工作时，负载电流 $i_L$ 被有源开关 $S_1$ 和 $S_2$ 主动关断：  
在许多实际应用中，如电感 $L_K$ 是由变压器构成的，它在1到100 $\mu$ H数量级之间。
- 在硬性开关换流器或零电流开关(ZCS)换流器中，快速二极管被动关断，产生反向恢复电流(反向恢复)：  
对零电流开关(ZCS)换流器，在原理上是因为有一个被放大的换流电感存在而造成的，它的值在10 $\mu$ H左右(见第5.9章节)。
- 在电压型换流器短路时以及短路电流被关断时，会出现一个冲击大电流变化率(大约每微秒10kA)。
- 电流型换流器出现故障时(故障状态时)，被迫主动关断大电感的感应电流。

另外在电力电子元件中的过电压也可以由串联开关的静态或动态的不均衡而产生(见第5.8章节)。在换流器正常工作和发生故障时，过电压现象可以是重复(Hz到kHz的重复频率)发生，也可以是不定期的出现。

在控制端口也会产生过电压：

在控制端口也会产生过电压，对IGBT和MOSFET模块，下列原因可以造成在模块的控制端口产生过电压：

- 驱动级供电电压故障，
- 米勒电容导致 $dv/dt$ 反馈(见短路2，参见第5.7.2章节)，
- 发射极或源极的 $di/dt$ 反馈(见第5.4.1章节)，
- 在有源钳位期间栅极电压的上升(见第5.7.3.2章节)，
- 在栅极回路形成的寄生振荡(例如，与集电极/漏极之间耦合，栅极回路同并联的晶体管之间的补偿振荡等)。

## 过热

当温度超过制造商给出的最高允许结层温度时(如对硅材料器件,  $T_{jmax}=150^{\circ}\text{C}$ 到 $175^{\circ}\text{C}$ ), 就会出现过热危险。

对换流器会产生过热的原因有:

- 由故障电流引起的耗能增加
- 由驱动故障引起的耗能增加
- 冷却系统的故障

### 5.7.2 过载及短路特性

#### 过载

原则上, 在过载时的关断和导通特性同在额定条件下“正常运行”时的特性没有什么不同, 只是由于较大的负载电流会在器件内部产生较高的损耗, 或者比如二极管通过动态失效而被损坏。所以, 在实际应用时, 为了保证元件的安全运行, 必须保证遵守最高允许结层温度不被超过, 以及保证过载可能发生的范围在安全工作区域内。不仅是结层温度的绝对值, 而且还在过载时出现的温度瞬时变化值都应被限制在一定的安全区域内。

在数据文件中通常给出SOA(安全工作区)数据表图。图5.7.3给出了一个IGBT的例子。

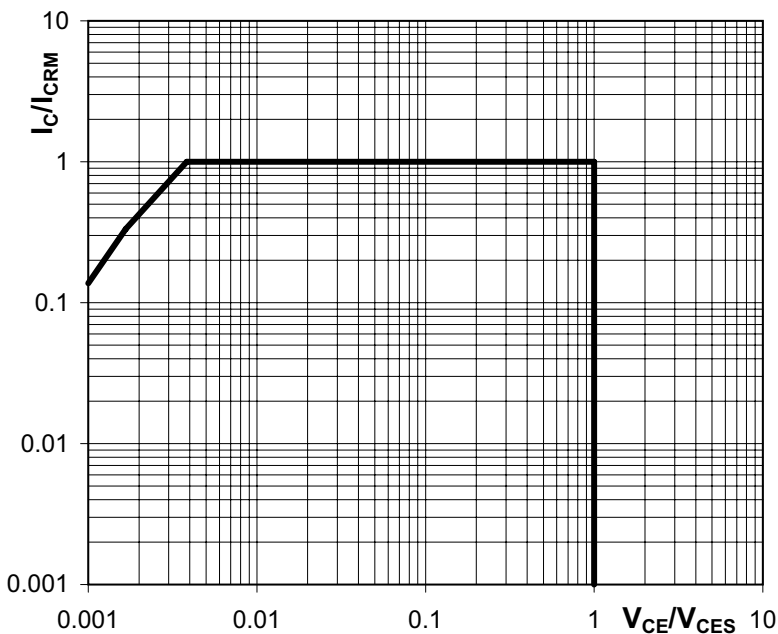


图 5.7.3 IGBT的SOA区域图

#### 短路

一般来说, IGBT和MOSFET都是短路安全的元件, 就是说, 在一定的条件下, 它们可以承受短路带来的伤害, 并及时关断, 从而使功率半导体元件不被损坏。

在考虑短路(以IGBT为例)时, 必须分清以下两种不同的情况。

#### 短路 I (SC I)

短路1的情况是指, 晶体管在负载短路或桥路短路时开通。也就是说, 在晶体管开通工作前所以母线电压全部降落在晶体管上。在短路电流的上升速度是由驱动参数(驱动电压, 栅极电阻)和晶体管

的传输特性所决定的。因为短路回路的感应电感在晶体管电流上升时会产生一个电压差，它表现在集电极-发射极电压特性上电压陡降(图5.7.4)。

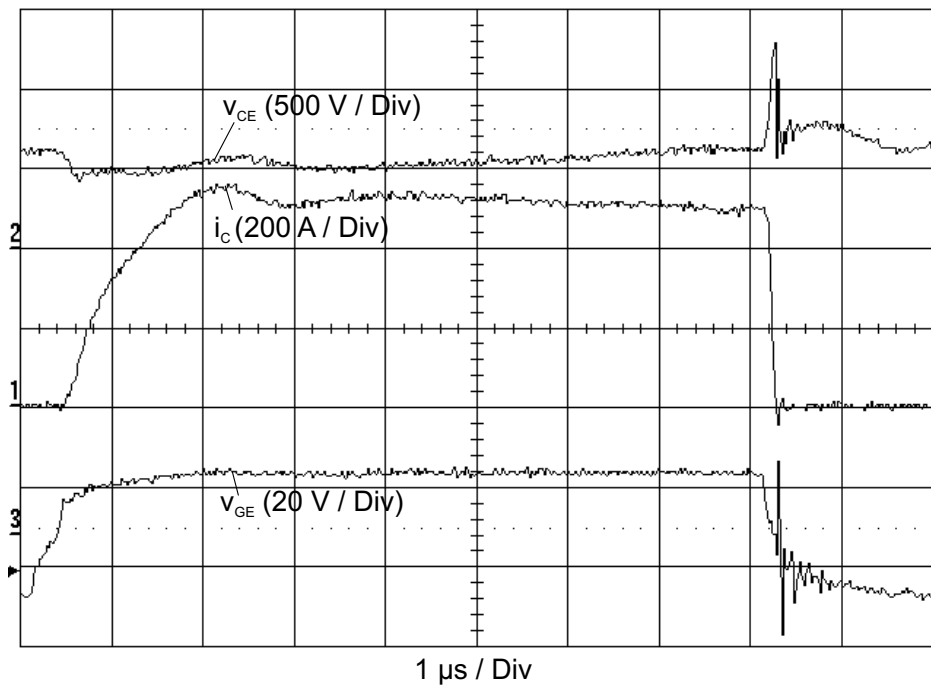


图 5.7.4 IGBT在短路1时的特征

稳态的短路电流提高到一个由晶体管输出特性决定的固定值。根据不同技术的IGBT模块，它典型稳态短路电流值为额定电流的6到10倍(见图5.7.7b)。

#### 短路 II (SC II)

在短路2是在晶体管已经在开通的状态下发生短路。同短路1相比，这时晶体管受到的危害更严重。

图5.7.5给出了出现短路2时的等效电路和各项指标的过程。

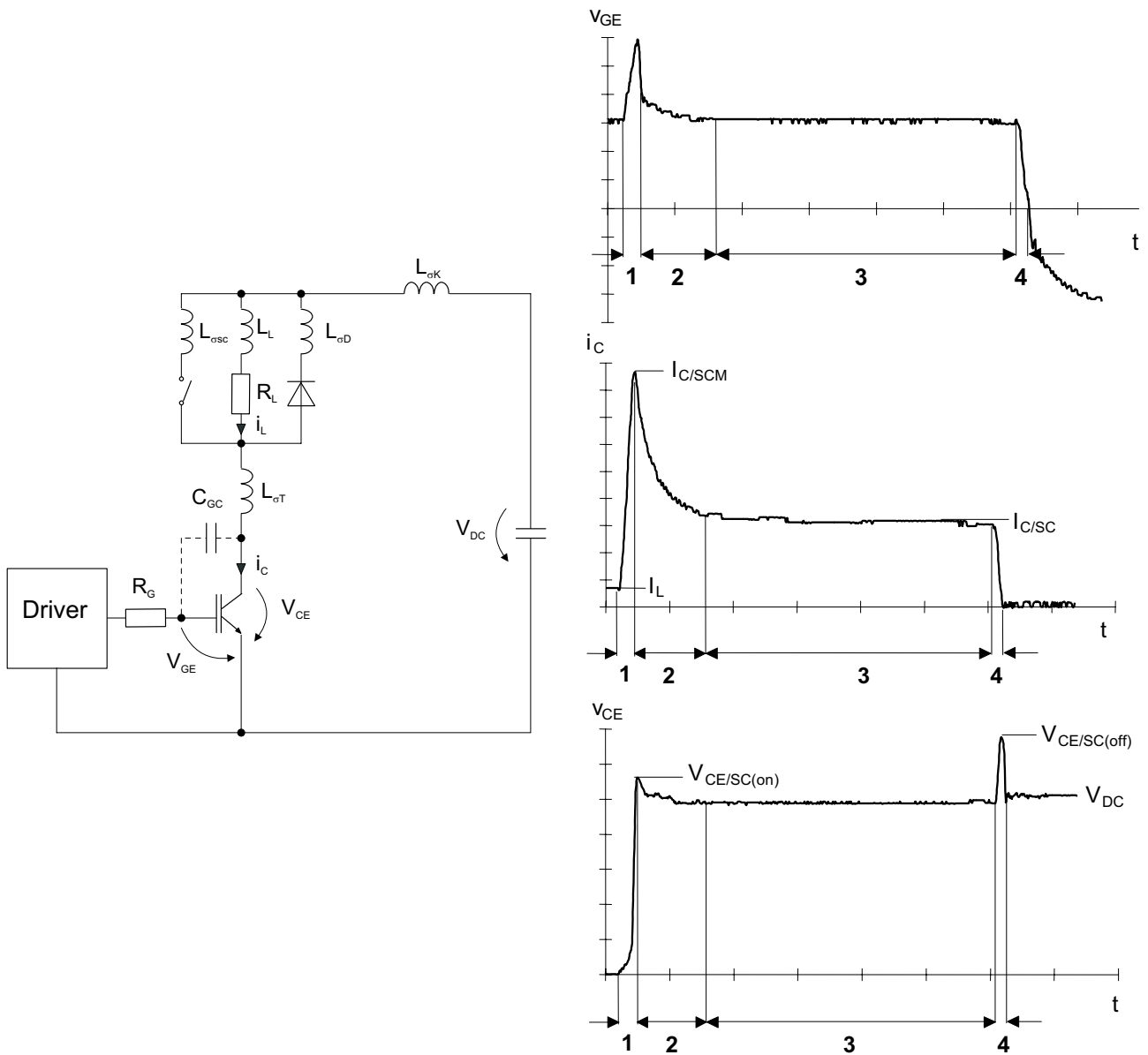


图 5.7.5 短路2的等效电路和时间过程[文献37]

当发生短路时，集电极电流迅速增加，增加的速度主要取决于直流母线电压 $V_{DC}$ 和在在短路回路中的电感。

在第1个时间间隔内，IGBT模块脱离饱和区。集电极-发射极电压的快速变化将通过栅极-集电极电容产生一个位移电流，这个位移电流导致了栅极-发射极电压的升高，其结果是出现一个动态的短路峰值电流 $I_{C/SCM}$ 。

在晶体管脱离了饱和区后，短路电流下降到其稳态值 $I_{C/SC}$ （时间间隔2）。这时短路回路的感应电感感应到一个电压，它表现为IGBT模块的过电压。

在短路现象稳定过后（时间间隔3），短路电流被关断，从而使换流回路的感应电感 $L_K$ 对IGBT产生一个感应的过电压（时间间隔4）。

在晶体管电路短路引起的过电压能够比正常工作时的额定电压高出很多倍。

短路1和短路2在短路现象的稳定过程和关断过程没有区别。

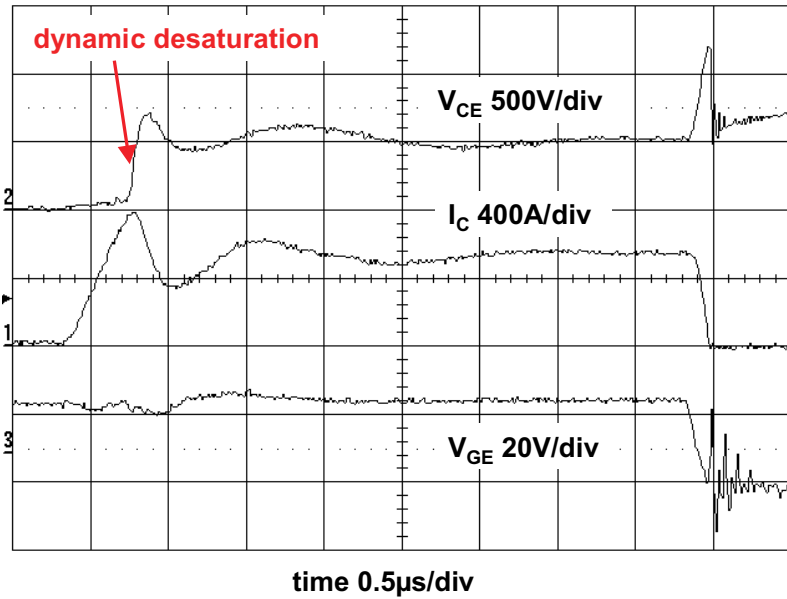


Figure 5.7.1 SC II characteristics of an IGBT with external dynamic gate voltage limitation

The SCSOA diagram (SC = short circuit) for short circuit, as shown in the IGBT datasheets or technical explanations, displays the limits for safe control of a short circuit (Figure 5.7.7a).

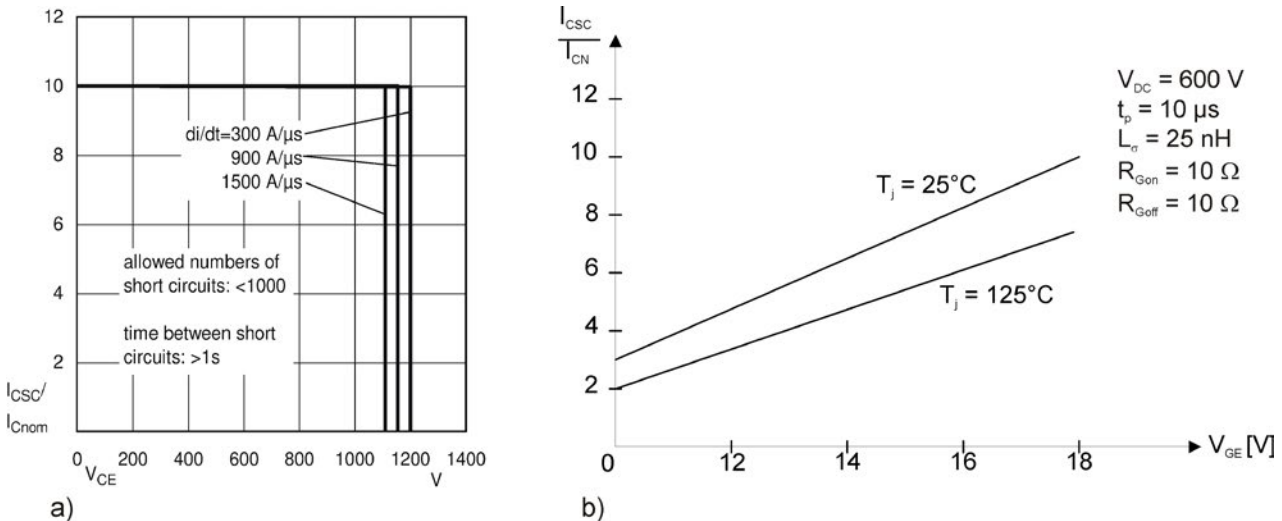


图 5.7.7 IGBT模块短路特性

- a) SCSOA, 非周期, 相关参数:  $t_{sc\_max}$ , 换流电感,  $V_{GE}$ ,  $T_{jmax}$
- b) 短路电流同栅极-发射极电压的关系

为了保证SCSOA, 必须满足下列的重要临界条件:

- 短路在给定的最大时间内(一般为  $t_{sc\_max} = 10$  微秒)的被确定和关断模块。
- 短路的重复发生时间必须小于一个最低时间值(一般为1秒)。
- 在IGBT整个寿命期间, 出现短路的次数不得超过一个给定的最大次数(通常为1000次)。

图5.7.7b给出了栅极发射极电压和结层温度对稳态短路电流的影响。

短路1和短路2均在晶体管产生损耗, 从而使结层温度显著提高。在这一点上, 负温度系数材料的晶体管在短路时就表现有优势(在IGBT和MOSFET的输出特性上), 短路电流会降低(见图5.7.7b)。



对于出现的过电压，在现代IGBT模块技术中，短路并不是最严重的故障。研究表明，IGBT在饱和区中被关断会产生最高的过电压值。在选择驱动和保护措施时，必须要考虑到这种情况。

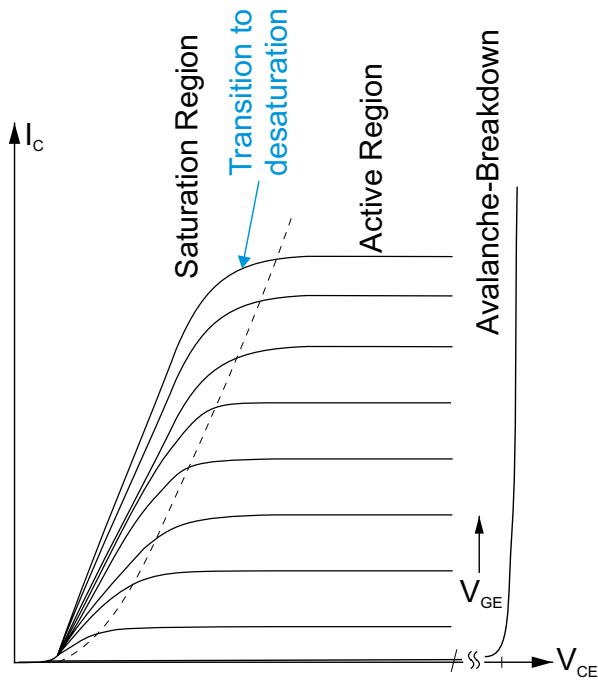


图 5.7.8 IGBT的饱和区

对于故障电流和可能出现的过电压在第5.7.3章节中给予总结论述。

### 5.7.3 故障检测与防护

换流器中的故障可以发生在电路不同结点上，所以采取的措施也是各不相同。

我们这里讨论快速保护，它是指当开关故障或开关动作后不久的故障被检测到，并立即被驱动器关断。开关电路的整个反应时间只有几十纳秒。

如果故障发生在开关以外，首先它必须先发送一个故障信号到换流器的控制部分，然后从控制驱动得到一个保护反应，这通常被称为慢速保护，有时还会通过换流器的工作过程来控制 and 调节处理(例如系统的过载反应)。

在现代电源换流器通常采用慢速和快速保护方法相结合的办法，它根据在应用中的整体保护策略和设计理念而确定。

### 5.7.3.1 故障电流的检测和降低

#### 故障电流的检测

图5.7.9给出了电压型逆变器电路。在电路图中首先标出了基本测量点，在这些测量点有可能检测出故障电流。

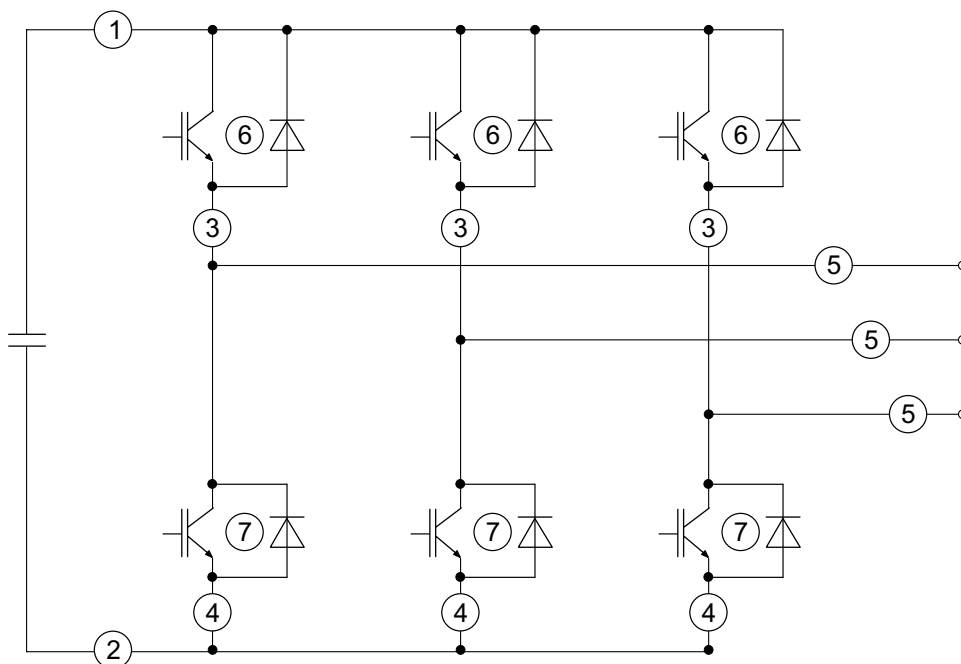


图 5.7.9 电压型逆变器故障电流测试点示意图

故障电流的检测可做如下划分：

- |         |                                    |
|---------|------------------------------------|
| 过电流：    | 在测量检测点 1-7                         |
| 分支短路电流： | 在测量检测点 1-4 和 6-7                   |
| 过载短路电流： | 在测量检测点 1-7                         |
| 接地故障电流： | 在测量检测点 1, 3, 5, 6 或通过计算测试点1和2的差异得出 |

原则上对短路电流要求实行快速的保护措施，要求从驱动输出级直接动作，因为晶体管必须在短路发生后一定时间 $t_{sc\_max}$ （通常为10微秒）内被关断（通过主动控制可降低开关速度）。故障电流可能在测量检测点3, 4, 5, 6, 7被检测到。

在测量检测点1-5可以使用测量分流器或者感应式电流测量器（通常在测量检测点5）进行测量。

测量分流器：

- 测量方法简单
- 需要使用低欧姆（1到100mΩ）、低感应的功率分流器
- 测量信号有较高的抗干扰性
- 测量信号不带电位隔离

感应式电流测量器：

- 比较测量分流器有明显较高的成本（费用）
- 比较测量分流器抗干扰性较低
- 测量值带电位隔离

在测量点6和7，故障电流的检测可以直接在IGBT/MOSFET模块的端口进行。在这里，保护方法可以是 $v_{CEsat}$ 和 $v_{DS(on)}$ 的检测（间接测量法），或者镜像电流检测，它是使用检测IGBT/MOSFET的传感器（直接法）来得出故障电流。图 5.7.10给出了基本原理图。

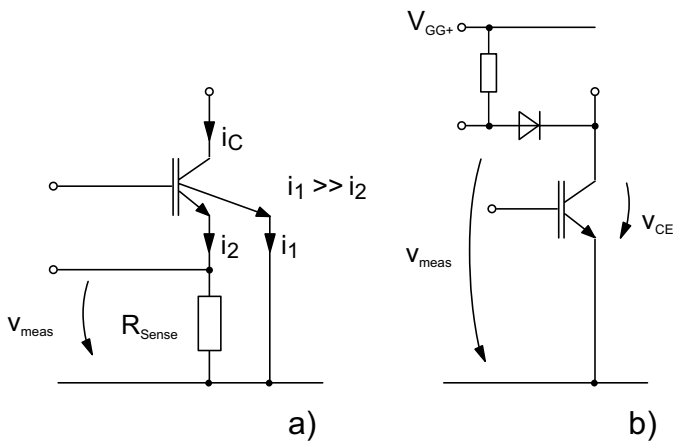


图 5.7.10 故障电流的检测 a) 镜像电流法 b)  $v_{CE(sat)}$  检测

### 利用IGBT传感器电流镜像测到故障电流

在IGBT上的传感器是由在发射极的几个传感单元以及一根平行于电流通路的线路所构成的。通过测量电阻 $R_{Sense}$ 就可以得到集电极电流的信息。在 $R_{Sense}=0$ 时，电流在发射极和感应电路是理想分布，它们之间的电流比值为发射极传感单元数量同总传感单元数量的比值。随着 $R_{Sense}$ 的增加，则测量回路中导电电流将因为测量信号的反馈而减少。

因此，为了精确测量集电极电流，测量电阻 $R_{Sense}$ 应限制在1到5欧姆的范围内。

如果关断的电流门限值只是略高于晶体管的额定电流，那么在开通时出现的通过续流二极管的反向电流峰值会超出门限电流，因此电流检测必须在这段时间内被关闭。

在检测电阻 $R_{Sense}$ 无限大时，器测量电压等于集电极-发射极饱和电压，因此，镜像电流检测转化为 $v_{CE(sat)}$ 检测。

### $v_{CE(sat)}$ 检测

$v_{CE(sat)}$ 检测使用了晶体管数据文件资料给出的集电极电流和集电极-发射极电压的特性(正向导通特性和输出特性)。为此，一个快速高耐压的二极管被用来检测集电极-发射极电压，并与一个参考值进行比较。如果参考值被超过，错误信息存储装置就会被触发并关断晶体管。由于短路时晶体管能快速脱离饱和区，所以， $v_{CE(sat)}$ 检测非常适合用于短路检测，当晶体管因为故障没有退出饱和区时(例如，接地故障电流和过电流增长缓慢)，则其应用受到一定限制。

为了确保IGBT在正常开通， $v_{CE(sat)}$ 检测必须在开通后的一定时间内不工作(被消隐)，直到集电极-发射极电压低于参考电压值(见第5.6.4章节)。因为在这段时间内没有短路保护，所以消隐时间不能超过 $t_{sc\_max}$ 。

输出特性对温度的依赖性以及参数的离散性都对 $v_{CE(sat)}$ 检测有不利的影响。然而同镜像电流法相比， $v_{CE(sat)}$ 检测的主要优点是适用于任何标准的IGBT/MOSFET模块。

### 降低故障电流

通过降低或限制故障电流，特别是在短路和对地连接呈低阻抗状态时，晶体管开关能得到更好的保护。

如在第5.7.2章节中的解释，在短路2时，因为很高的 $dv_{CE}/dt$ 值导致栅极-发射极电压突然升高，从而产生了动态短路电流升高。这可以通过限制栅极发射极电压来降低短路电流的幅度。在第5.7.3.2章节中给出适宜的电路。

除了限制动态短路电流过高以外，稳定的短路电流也可以通过减小栅极-发射极电压的方法来降低(见第5.7.2章节中的图5.7.7)。这一方法将减小短路期间晶体管的损耗，同时由于需要关断的短路电流较低，过电压也随之降低。其原理如图5.7.11所示。

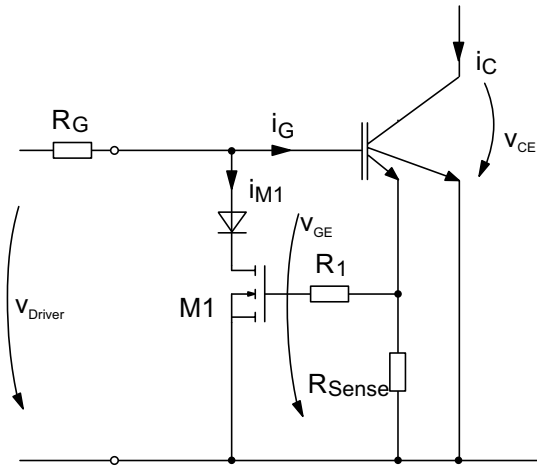


图 5.7.11 通过降低栅极发射极电压来限制短路电流 [文献37]

在实际应用的例子中，通过这种保护技术，稳态的短路电流被限制在额定电流的2.5到3倍的数量值上。

### 5.7.3.2 过电压限制

主要端口的过电压限制[文献72]

在功率模块的主要端口(集电极-发射极电压，直流母线电压)的过电压限制措施可分为无源缓冲网络，有源钳位和动态栅极控制。在各种过电压限制的措施之外，对MOSFET模块还可以利用其雪崩工作的特性，这时请严格遵守数据文件给出的极限值。在应用其雪崩特性时请向生产商咨询。

无源缓冲网络（缓冲器）

无源缓冲网络(缓冲器)是由无源元件构成，如R，L，C，抑制二极管，二极管，压敏电阻等。一些经常使用的简单电路如图5.7.12。

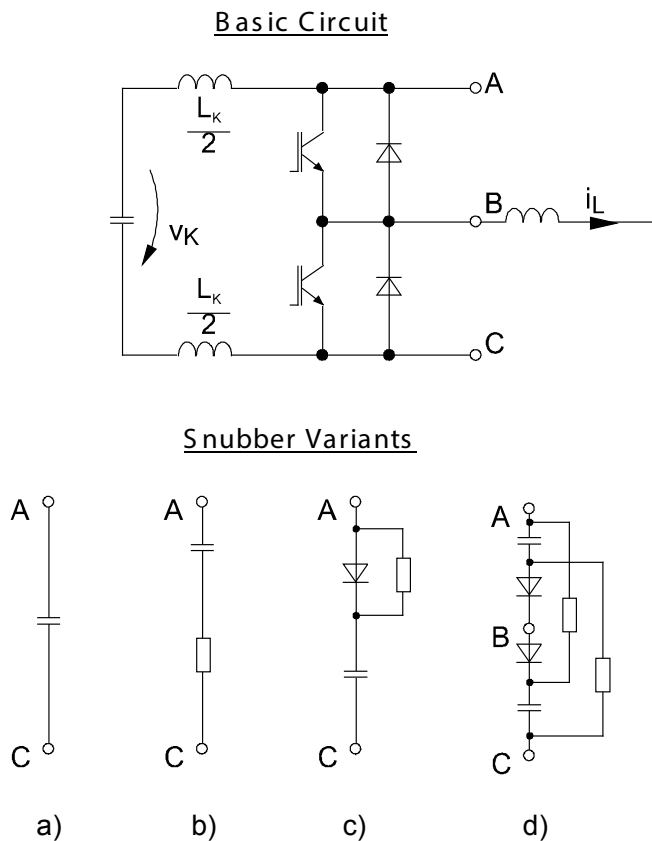


图 5.7.12 无源缓冲网络 (缓冲器)

无源缓冲网络的工作原理是利用一个电容器来吸收换流回路中的电感 $L_k$ 存储的能量，从而避免这个感应能量( $E = L_k/2 \cdot i^2$ )导致的过电压。在两个冲放电过程中，前次的吸收的能量必须要被消耗掉，这样才能保证第二次充电过程的效果。简单的缓冲器通过电阻把能量转换成热能，或者利用直流母线电容器来对母线电压进行缓冲均衡。

最简单的方法是在功率模块的直流母线接口并联一个电容器(MKP电容)，在许多电压型转换器中，这种方法就足够了。一般电容的容值是0.1到2  $\mu\text{F}$  (图5.7.12a)。

在电容的选择时要注意以下参数：

- 电容器的直流电压等级的 (如1000伏，1250伏，1600伏)
- 电容容值和寄生电感值
- 抗脉冲电流冲击能力
- 电容器的有效电压和有效电流值 (功耗!)
- 使用寿命

图5.7.13给出了一个最简单的带典型寄生电感的直流母线等效电路。

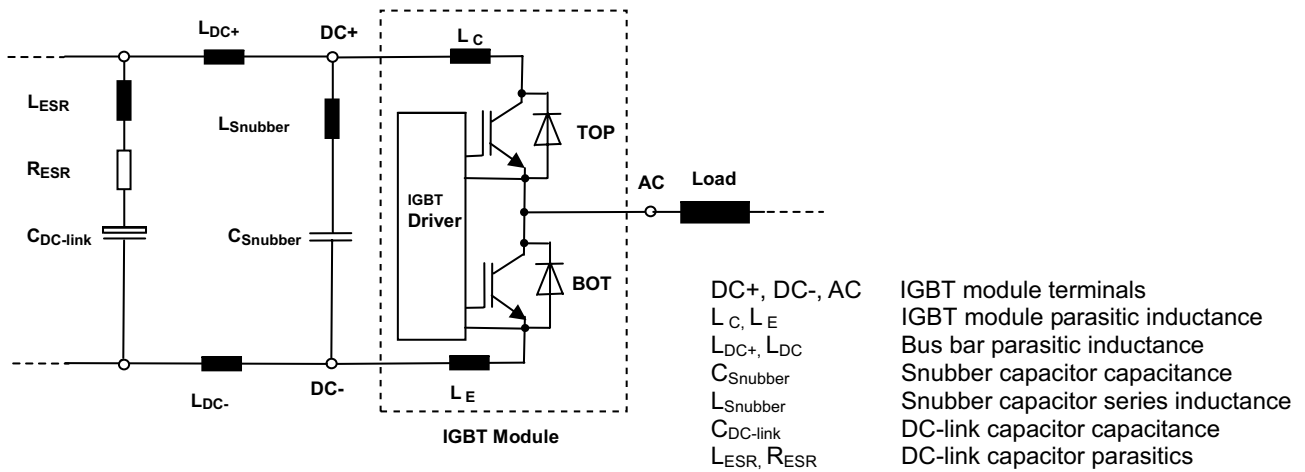
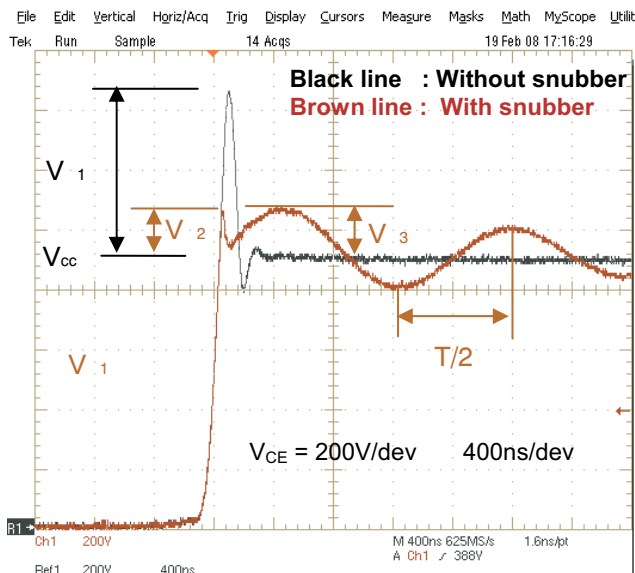


图 5.7.13 简化的带典型寄生电感的等效电路

图5.7.14给出了一个IGBT关断过程中带或者不带缓冲器的电压曲线，并给出了简化的缓冲器的设计公式。



$$\Delta V_1 = \Sigma L \cdot di_c / dt$$

$$\Delta V_2 = (L_C + L_E + L_{Snubber}) \cdot di_c / dt$$

$$\Delta V_3 \leq \sqrt{\frac{L_{DC-Link} \cdot i_c^2}{C_{Snubber}}}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{DC-Link} \cdot C_{Snubber}}}$$

$$\Sigma L = L_C + L_E + L_{DC+} + L_{DC-} + L_{ESR}$$

$$L_{DC-Link} = L_{DC+} + L_{DC-} + L_{ESR}$$

图 5.7.14 IGBT关断过程：带或者不带缓冲器的电压曲线以及简化的设计公式

更多的技术信息请参见[文献AN1]。

为了抑制寄生元素C和L之间产生的寄生震荡，稳压电路可以使用一个RC网络来实现(图5.7.12b)。这种措施经常被使用在低电压大电流的情况中(例如，MOSFET逆变器)，用来避免因为寄生震荡而在模块直流母线端口产生的大电流。

图5.7.12c和d是RCD网络。其中包含了快速二极管，它拥有较低的正向开通过电压和软恢复特性。

缓冲器本身以及连接功率模块(端口A, B, C)都必须考虑到尽可能降低感应电感。

无源网络的优势除了简单的拓扑电路外，它不需要有源元件。

它的缺点是对过电压的限制值受到换流器的工作点的影响，因此，应按照“最坏情况”去设计(考虑到过电流，短路，高的di/dt等)。

## 有源钳位[文献37], [文献73]

MOS控制晶体管的“有源嵌位”将集电极或漏极电位通过一个稳压元件直接反馈到栅极。图5.7.15给出了基本原理和IGBT开关的实际电路形式。

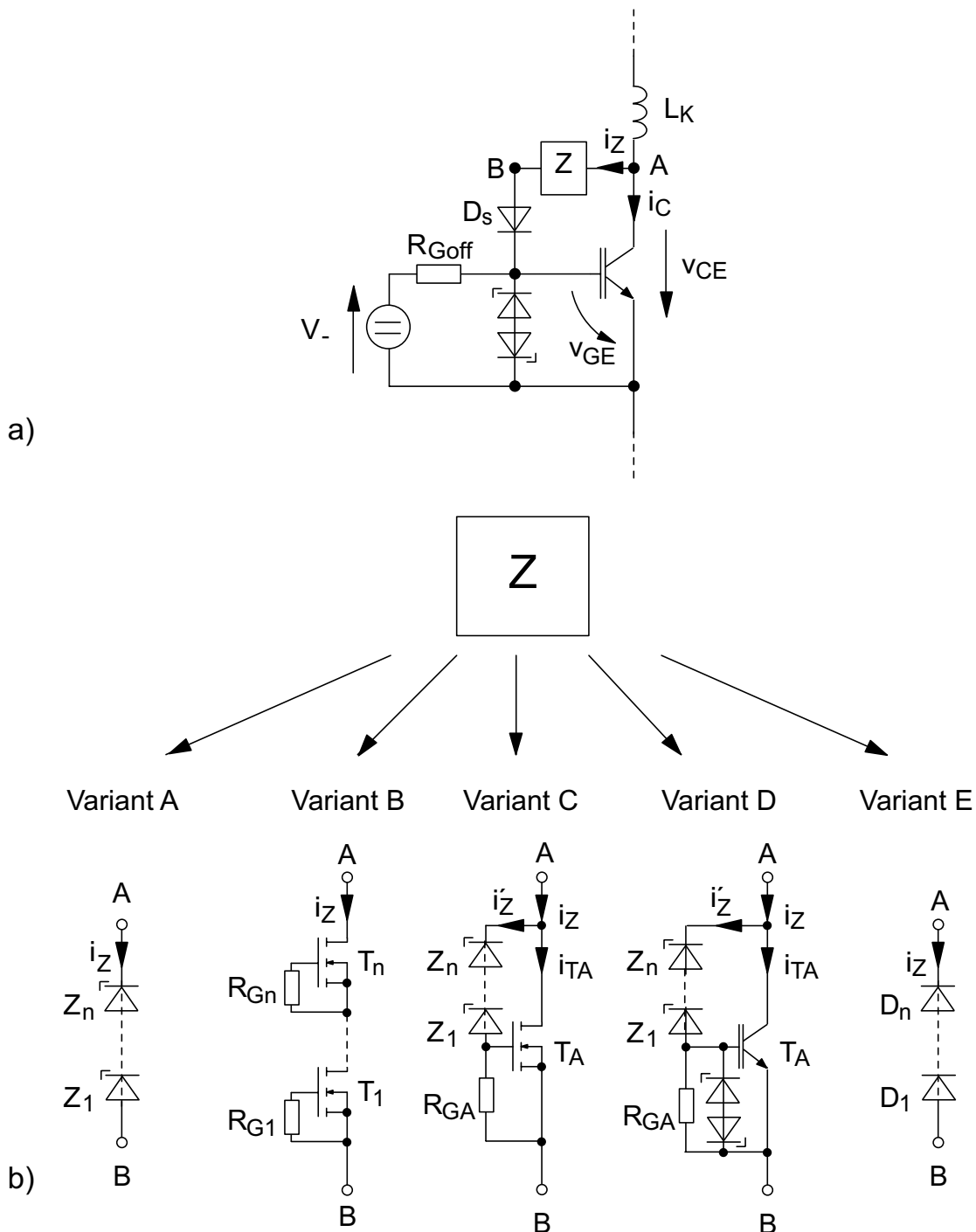


图 5.7.15 有源钳位器的基本原理和演变

反馈支路包括一个稳压元件Z和一个串接的二极管 $D_s$ ，二极管可以防止在IGBT开通期间电流从驱动电路流向集电极。

如果集电极-发射极电压超过了稳压元件的击穿电压时，则电流通过反馈流入IGBT的栅极，从而将栅极电位提升至由IGBT的转移和输出特性( $i_c = f(v_{CE}, v_{GE})$ )所给定的值(图5.7.16)。

只要由串联电感所引起的电流仍在流动，钳位过程将持续下去。位于晶体管两端的电压由稳压元件的电流电压特性所决定。该晶体管工作在其输出特性的放大区域内(注意!!SOA区域!!)，并将存储在

电感 $L_K$  (通常被称为离散电感 $L_S$ )中的能量转换成热能(图5.7.16)。 图5.7.16给出了简化等效电路和典型过程。

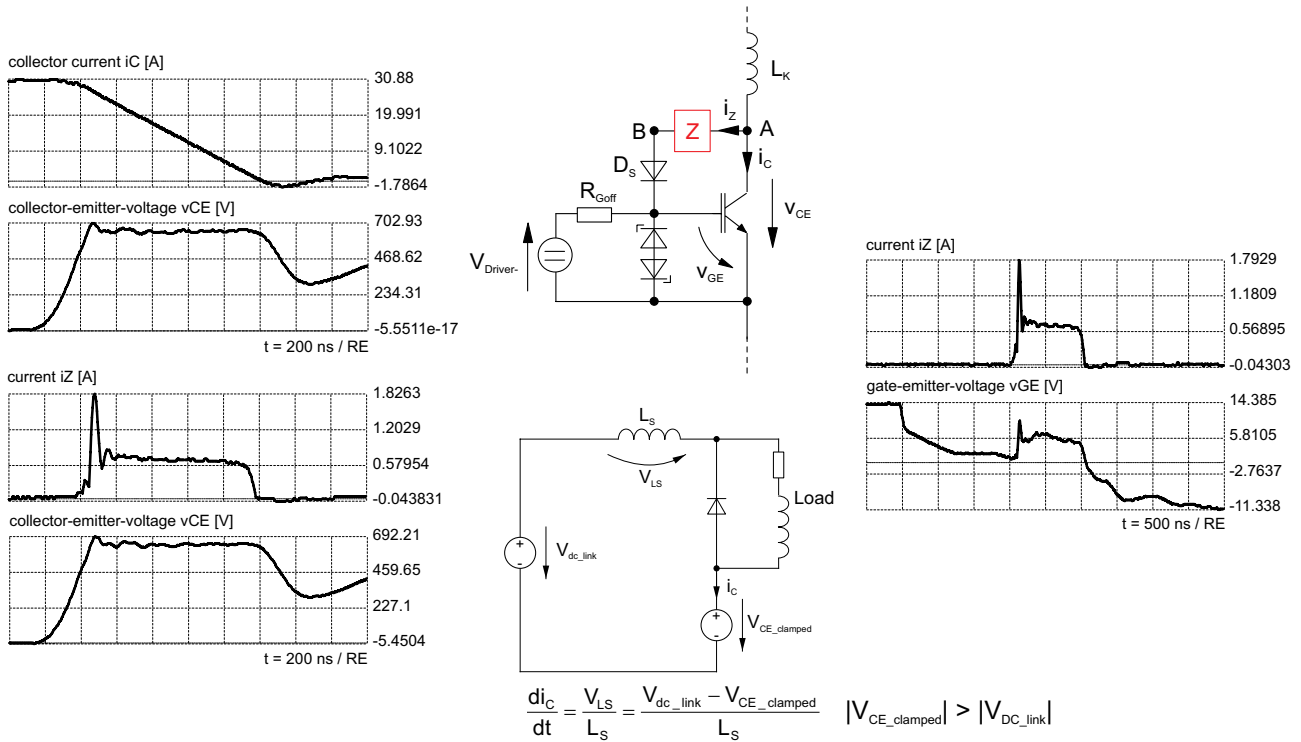


图 5.7.16 IGBT (形式 A) 有源钳位器的简化等效电路和电流和电压曲线，  
例如:  $V_{dc\_link} = 400 \text{ V}$ ,  $V_{CE\_clamped} = 640 \text{ V}$ ,  $i_{C0} = 30 \text{ A}$ ,  $L_S = 10 \text{ mH}$ ,  $T_{j0} = 30^\circ\text{C}$ ,  $V_{GE\_off} = -15 \text{ V}$

晶体管开关在有源钳位期间的转换的开关能量能使用下面方程简化计算:

$$E_{clamp} = \frac{L_S}{2} \cdot i_{C0}^2 \cdot \frac{V_{CE\_clamped}}{V_{CE\_clamped} - V_{DC\_link}}$$

在图5.7.16中可以清楚地看到在钳位开始过程中为了提升栅极-发射极电压而出现的栅极充电电流峰值。

钳位电路可以直接连接到栅极或在驱动电路的末级。

如何选择合适的演变电路取决于稳压元件的平均功耗。原则上是: 换流电压(直流母线电压)和钳位电压的差距越大, 钳位电路中元件的功耗就越小。

另外的选择标准可以是电路的动态响应和稳压特性(齐纳特性)的斜率 (图5.7.17)。



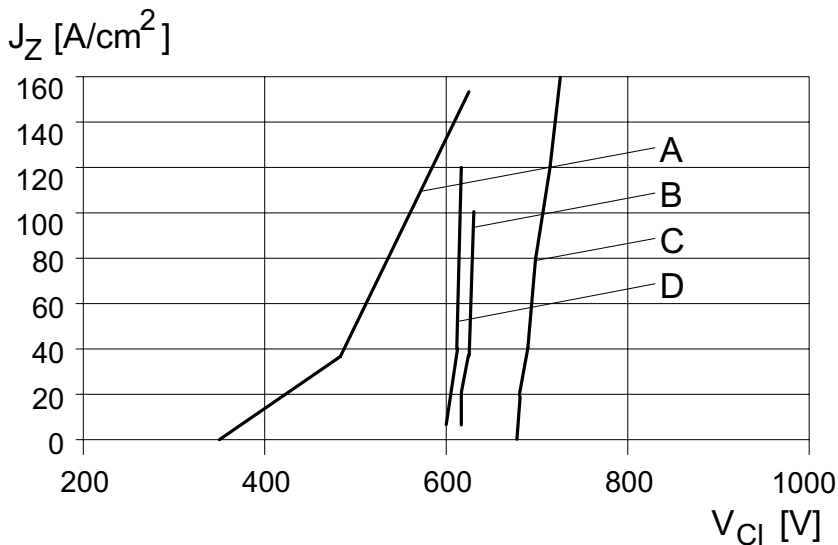
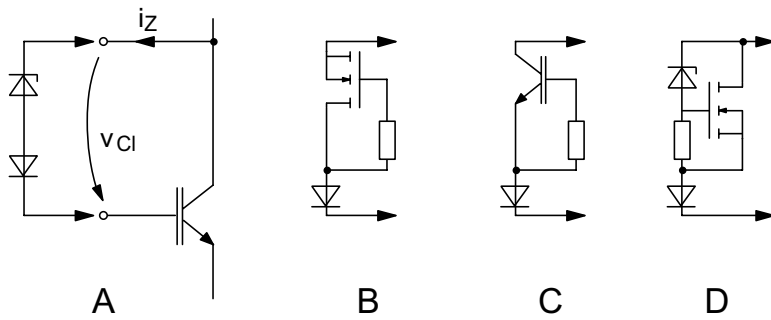


图 5.7.17 稳压（齐纳）元件的静态特性

A: 钳位二极管

B: MOSFET 的雪崩击穿效应

C: IGBT的雪崩击穿效应

D: 钳位二极管加上MOSFET的放大器

图5.7.17中的A形式是一个非常容易实现的并可在低能量转换中被应用(如电压型非周期过程换流器)。B形式和E形式中的 MOSFET和二极工作在雪崩击穿的模式下。这种形式的必须是在数据文件中被明确指示和经过制造商的同意认可。在C形式和D形式中的MOSFET或 IGBT是作为稳压(齐纳)的电流放大器，其中D形式具有很高的坚固性。

有源钳位的特性可以概括如下:

- 电路简单
- 被保护的晶体管是保护电路的一部分，并在钳位过程中，转换存储在电感上的大部分能量
- 不再需要功耗电阻和缓冲电容
- 钳位特性陡峭(反应迅速)
- 被限制的开关电压与换流器的工作点无关
- 理论上不需要隔离电源
- 可以在通用的驱动器中使用
- 同样被限制反向二极管的反向恢复期间的过电压
- 它既可以用在单个晶体管开关的钳位电路中，也可以用于对一组或多组开关的钳位电路中

有源钳位的原理即可以用于在非周期状态(例如，短路保护)也可以用于周期的限压(例如在某些ZCS电路中)保护。

动态栅极控制[文献74][文献75]

在动态栅极控制中，驱动器直接影响控制MOSFET和IGBT的电流和电压变化率以及感应产生的过电压。简单的方法是缓慢关断(软性关断)，即当IGBT和MOSFET出现过电流和短路时，利用较大的栅极电阻(如SKHI23驱动器，SKYPER52驱动器)或通过明确的小栅极电流进行关断(电流源控制，图5.7.18)。

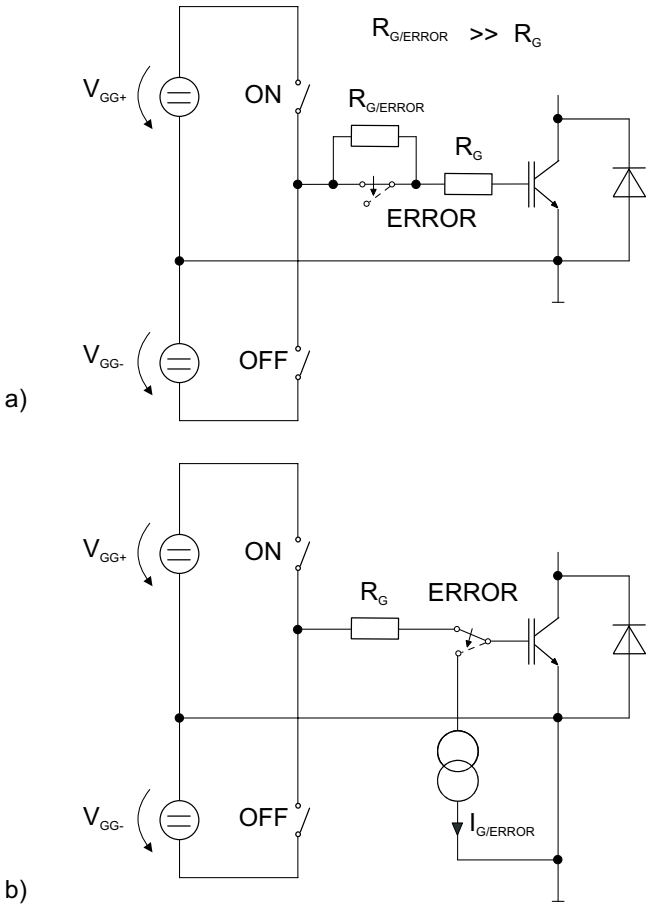


图 5.7.18 故障时IGBT缓慢关断的可能性 (简化示意图)  
a) 增大栅极电阻  $R_{Goff}$  b) 电流源控制

对于一些复杂的驱动器，在换流器正常运行期间，栅极串联电阻按照时间被切换连接，这样可以使开关时间、开关损耗和开关过电压达到最佳效果(如SKYPER52驱动器的“智能关断”)。

从文献和实际应用中已知，驱动器是被动的收集IGBT/ MOSFET电流和电压变化率，但直接主动的反馈到栅极，或者反馈到驱动器(图5.7.19)。

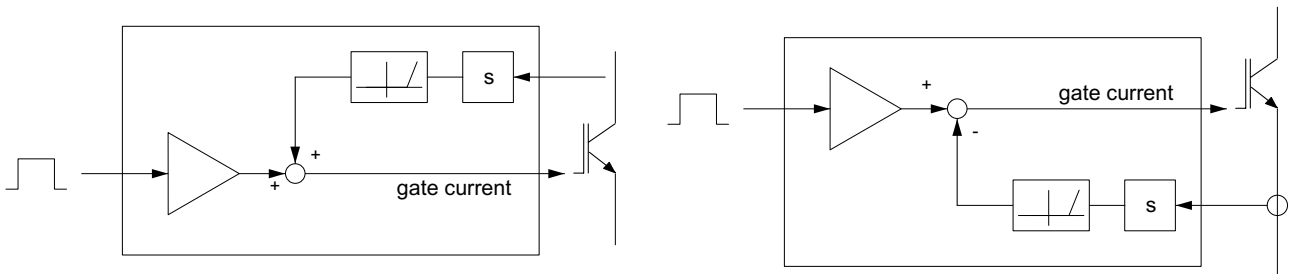


图 5.7.19  $dv/dt$ 和 $di/dt$ 的直接动态反馈

在这里， $di/dt$ 的信息感性反馈到发射极/源极，而 $dv/dt$ 的信息容性耦合到集电极/漏极。

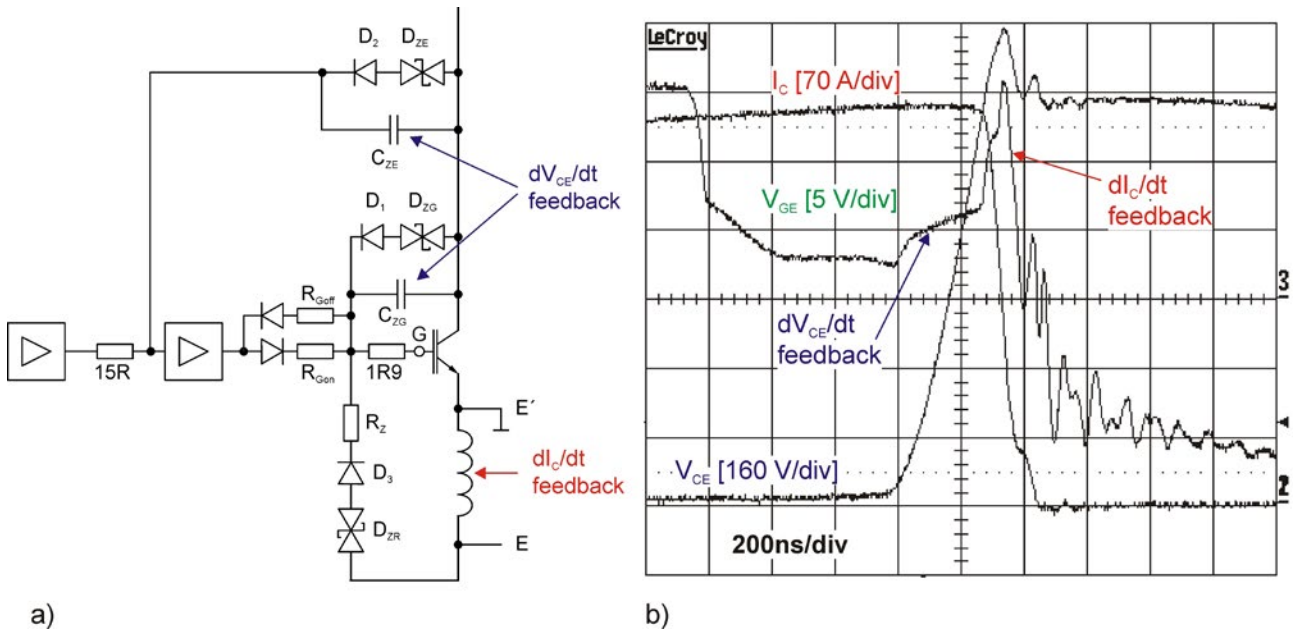


图 5.7.20 a) 一种有源钳位和动态负反馈相结合的过电压保护电路  
b) 1200 V 沟槽型IGBT电流电压曲线图 ( $V_D=900\text{ V}$ ,  $I_C=400\text{ A}$ ,  $V_{CE\_peak}=1100\text{ V}$ )

在如图5.7.20所示的保护电路是一种有源钳位和动态反馈的组合保护电路。主动钳位和 $dv/dt$ 负反馈交错运行，即它们不但直接对栅极而且也对驱动放大器进行控制。通过对参数 $D_{ZE}$ 、 $D_{ZG}$ 、 $C_{ZE}$ 和 $C_{ZG}$ 的设计可以随动态特性进行优化设置。 $di/dt$ 的负反馈通过一个小电感(nH数量级)连接在发射端来实现，它同 $D_{ZR}$ 一起确定了门限参数。

#### 控制端口的过电压限制

功率模块控制端口的过电压限制，一方面保证限制了最大允许的栅极-发射极或栅极-源极的电压，另一方面也限制了动态短路电流的最大幅度。

图5.7.21给出了几种简单的无源电路。为了优化效率，电路应尽量减少电感并靠近栅极连接。

特别是利用快速肖特基二极管的栅极钳位电路来对抗电源电压的变化，在实践中被证明是非常有效的。

## Passive Gate Clamping

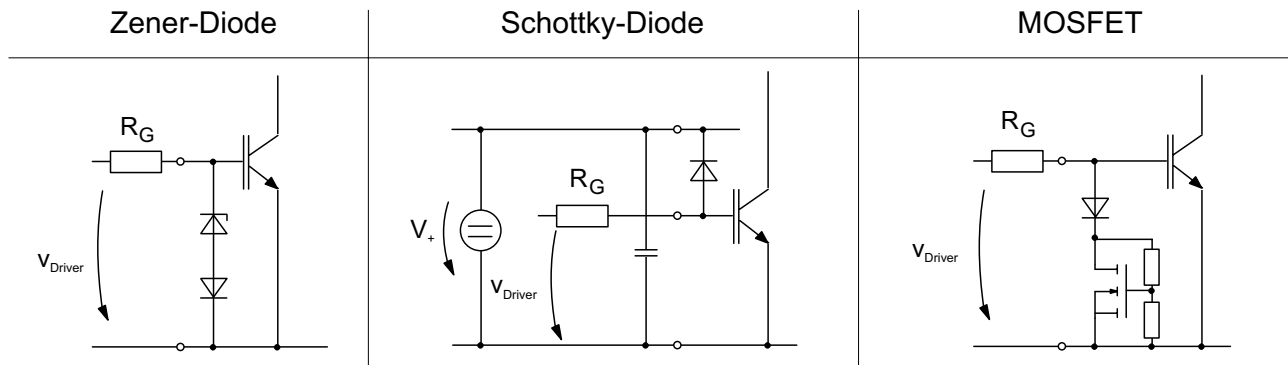


图 5.7.21 被动的栅极电压的限制简单的方式 (被动栅极钳位)

## 5.7.3.2 过热检测

只有当温度传感器紧靠半导体器件时，直接测量温度才有可能。(例如，单芯片集成的温度传感器或把温度传感器粘在芯片上)。

温度传感器通常采用二极管结构，它的截止电流随着温度变化而变化。这种技术应用于智能功率器件中。

在功率半导体模块和晶体管的应用中，温度测量是在模块外部的散热器上或模块内部靠近功率半导体芯片的基板上，通过热敏电阻测量得到。

由于有的热时间常数的关系，所以只能测量有关的平均温度的变化信息(无法进行高动态温度测量)。

## 5.8 并联和串联

以下章节部分主要针对带续流二极管的IGBT模块进行讨论，但做适当改变也可以用于MOSFET模块。

## 5.8.1 并联

如果单个功率元件的性能不能满足要求时，并联使用模块是必要的。这种并联开始于芯片内部阶段，在显微镜下对IGBT芯片中10多万单元进行处理，然后，再在芯片阶段对多个芯片进行并联连接，构成模块。最后是通过模块的并联连接构成整个换流单元(器)。

## 5.8.1.1 均流问题

只有在稳态(既在导通区域)和动态(既在开关切换时刻)电流均衡的分布在并联电路时，由单独元件并联构成的开关才能被最佳利用。分布不均衡的形成原因可能是相互并联的换流支路的输出电压不同，或者支路的阻抗不同。下列特性的不同是造成这种差异的主要原因：

- 功率半导体正向导通电压
- 功率半导体的开关时间和开关速度
- 驱动器输出信号的传输延迟
- 直流电压
- 冷却条件 (如散热器串联使用在空气冷却中)
- 交流阻抗 (电缆长度和尺寸)
- 直流阻抗 (直流母线的连接)

当模块越庞大越复杂，均衡问题就越困难。较大功率和尺寸的并联单元会造成

- 电路路径的不对称
- 产生较大的和不均衡的寄生元素 (感应电感)
- 较大的干扰
- 电流和电压变化陡峭 (特别是di/dt)
- 半导体器件工作在不同的温度下

因此，在模块的并联使用时，必须非常谨慎在对称均衡结构上进行设计和优化处理。

	稳态均衡	动态均衡
半导体		
通态压降 $V_{CEsat} = f(i_C, V_{GE}, T_j)$ ; $V_F = f(i_F, T_j)$ ;	X	
转移特性 $I_C = f(V_{GE}, T_j) g_{fs}; V_{GE(th)}$		X
电流路径		
输出回路阻抗	(X)	X
换流回路感应电感 $L_s$ (模块内外)		X
母线电压 $V_{out} = f(V_{CC})$	(X)	
控制回路		
驱动器输出阻抗 (包括栅极电阻)		X
栅极电压曲线 $i_C = f(V_{GE}(t))$		X
发射极电流流过的控制回路电感 $L_E$		X

表 5.8.1 并联模块对电流分布的影响

静态电流分布: 通态压降的影响

在稳定的开通状态时，并联的半导体元件应该表现出相同的正向导通电压。电流的分布取决于输出特性的公差。图5.8.1给出了一个总电流分布在两个并联的IGBT模块上电流大小，因为输出特性曲线的不同而产生不均衡。

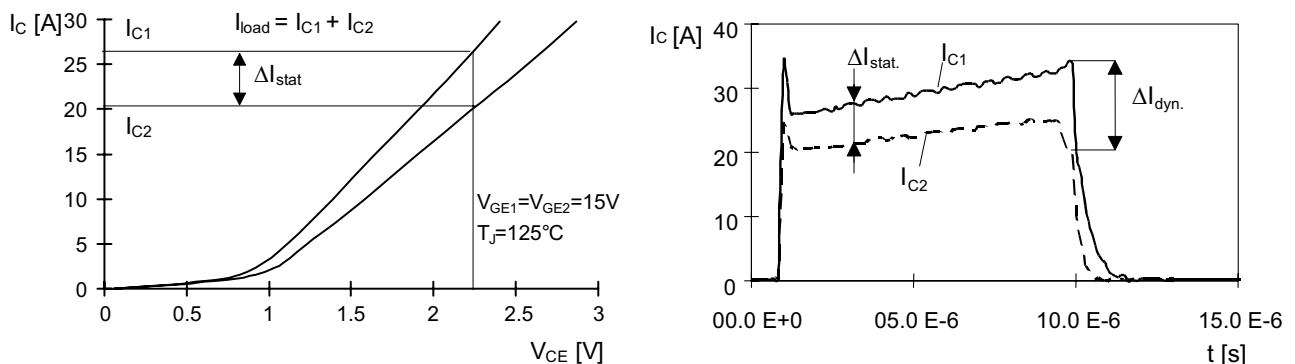


图 5.8.1 两个并联的IGBT因为不同的输出曲线而产生的电流分布不均衡

开始时较大部分的总电流流过具有较低通态压降的晶体管，从而产生较高的损耗，导致结层温度的急剧上升。在这时，饱和电压低的温度系数(TK)起到至关重要的作用。当TK是正数时，即饱和电压随着温度的升高而增加，电流的分布朝着开始时只流过小电流的晶体管移动，因此会在两个并联的晶体管之间产生一个电流平衡(理想状态)，因此通态压降的TK为正数的功率半导体非常适合并行连接。除了少数例外，现在所有的IGBT技术(NPT, SPT, 沟槽技术)在高出额定电流约10%到15%时，TK系数都是正数。同样适用于MOSFET的导通电阻，它一般有很高的正TK值。

与此相反，二极管在达到额定电流的整个使用范围内，TK值都是负数值(图5.8.2)。因为生产条件会带来二极管的通态压降的不相同，所以一个很大负温度系数的并联二极管(大于 $2\text{mV/K}$ )会产生过热的风险。我们必须注意，通态压降的离散性要尽量降低，可以通过挑选来确保所用的二极管有相近的通态压降。对于并联电路不需要复杂的电路。

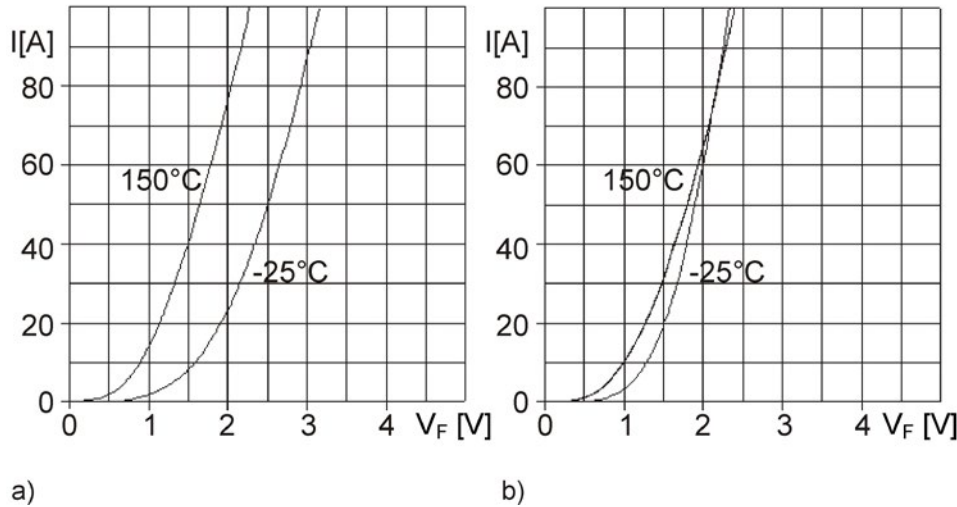


图 5.8.2 不同二极管的通态压降与温度的关系  
a) 很大负温度系数, b) 从额定电流以上为正温度系数 (75 A)

从数据文件中可以看出功率半导体的传输特性有很大的离散性。所以在并联元件电路中应尽量选择使用更多数量的半导体，而对其承受电流的性能尽量使用下限区域(LSL，数据参数的下限)，从而避免超过允许电流的上限(USL，规格上限)。这种组合就是最坏的情况下“好”的二极管将承受大部分的电流，而“坏”的二极管基本上没有负载。

但是可以证明，从统计学的角度上看，这种情况不可能发生[文献61]。并联的元件数量越多，出现一个元件在下限而 $n-1$ 个元件在上限的概率越低。选择典型元件可以缓解这种矛盾，并使元件在较低的导通负载下工作。图5.8.3给出了一个例子，12500个二极管芯片的 $V_F$ 统计分布(a)，并提出一种极端的二极管组合(b)可能性。统计计算在4个元件时概率降低10%到20%，这已经不是一个技术问题。

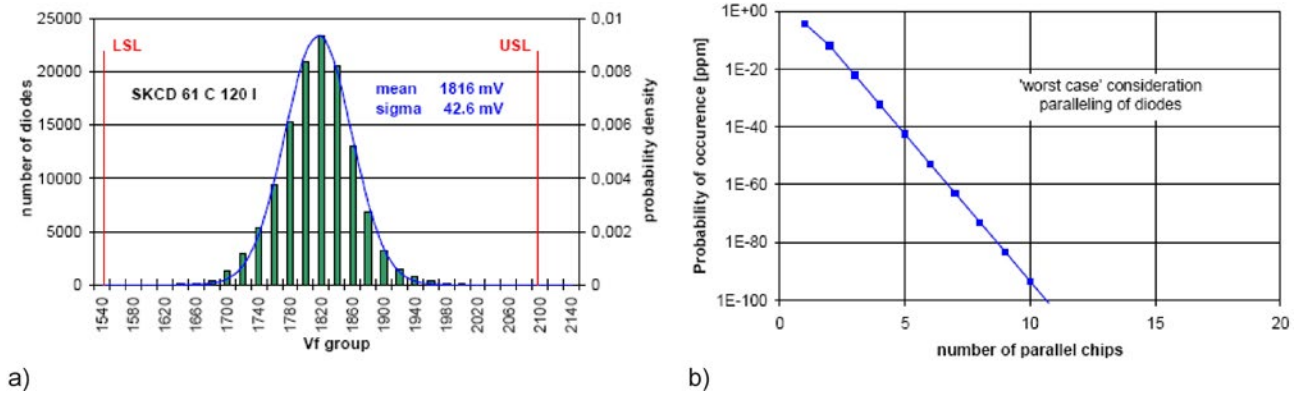


图 5.8.3 a) 50A125000二极管芯片的电压 $V_f$ 分布;  
b)  $n$ 个芯片组合, 1个在LSL( $n-1$ )个在USL的概率

因此, 并联电路不再是一个单纯的技术问题, 而是一个统计问题:“多大错误概率可以接受?” 假设可接受概率为百万分之一(1ppm)来计算 $V_f$ 的边界值: 多少二极管能够完成这样的组合, 其中1个二极管在 $V_f$ 的下限而( $n-1$ )个在上限的概率为1ppm? 当2个二极管达到这种分布时电压分布差为270毫伏, 而5个二极管时电压分布差就只有130毫伏(图5.8.4a)。从这里也可得出, 在考虑到因为半导体元件不平衡导致的最大负载情况, 选择电流值降低10%就足够了(图5.8.4b红色曲线)。从最大电流值出发, 考虑到一个二极管运行时可以承受的USL上限, 尽可能利用更多并联的二极管来得到更大的电流, 因为二极管的数量越多, 它的通态统计值就越靠近平均值。

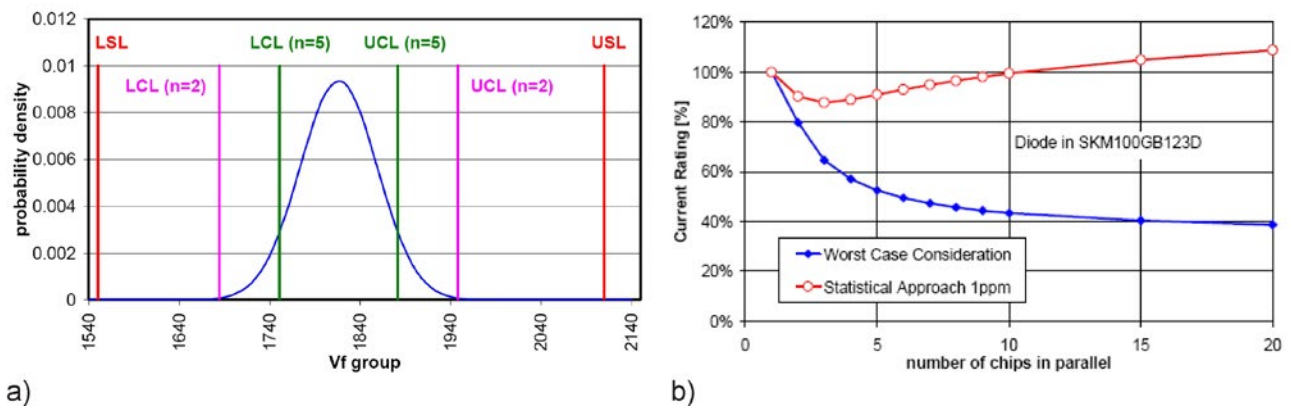


图 5.8.4 a) 一个在低限与 $N-1$ 在上限时出现1 ppm概率的二极管组合; b) “最坏”电流分布下的分析比较  
动态电流分布 1: 容量和传输特性

在一个半导体并联测试过程中, 对半导体内电容的影响进行了研究。图5.8.5a给出了随机选择组件的电离散值。在生产制造过程中没有进行统计分布计算, 最大偏差为 $\pm 5\%$ 左右, 并且无法确定并联元件开关特性的差异, 因此, 在下一步的实验中, 在并联IGBT模块的栅极和发射极之间连接了一个4.7 nF的电容 ( $=C_{GE} + 20\%$ )。然而, 这只带来了很小的差异。这就可以得出结论, 在开关中的小信号电容对电流均衡的影响很有限。



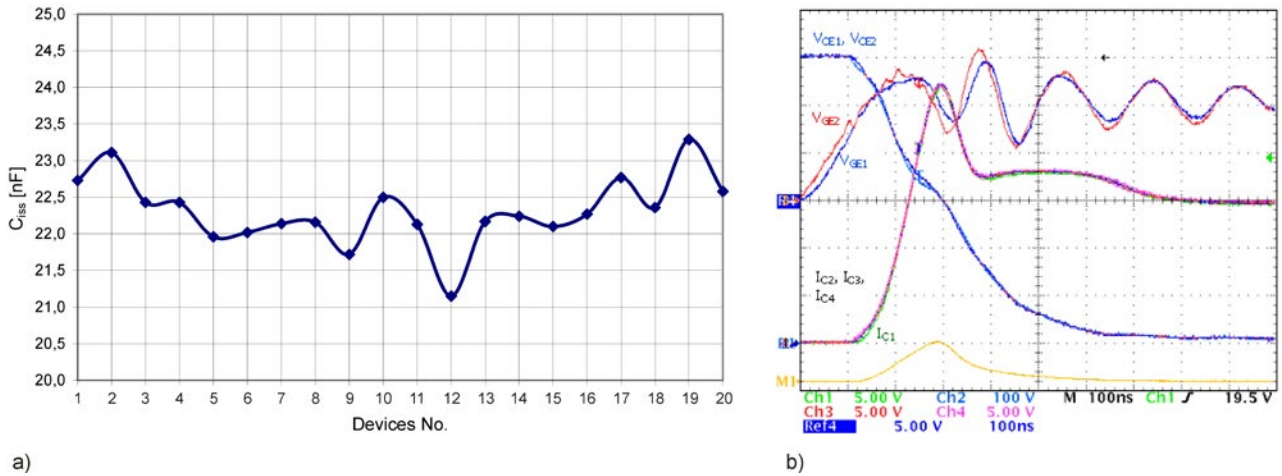


图 5.8.5 a) 450A IGBT模块的输入电容 $C_{ies}$  测试T模块; b) 4个并联模块外接4.7 nF电容的实验

传输特性的差异导致了在开关瞬间动态不对称以及开关损耗的不同。现代IGBT模块有相对较小的传输特性差异(图5.8.6)，在栅极并联以及共同栅极电压时，会产生差异，拥有很陡的转移特性曲线的IGBT模块会承受较大的电流，因此而导致较高的开关损耗。门限电压值 $V_{GE(th)}$ 有一个负温度系数(TK)，而曲线斜率 $g_{fs}$ 具有正的温度系数。根据不同的工作点它在结层温度上会造成正反馈或者负反馈效应。在开关中对电流不均衡起关键作用的是电压 $V_{GE(pl)}$ ，它在开关过程中作为一个水平的栅极电压。

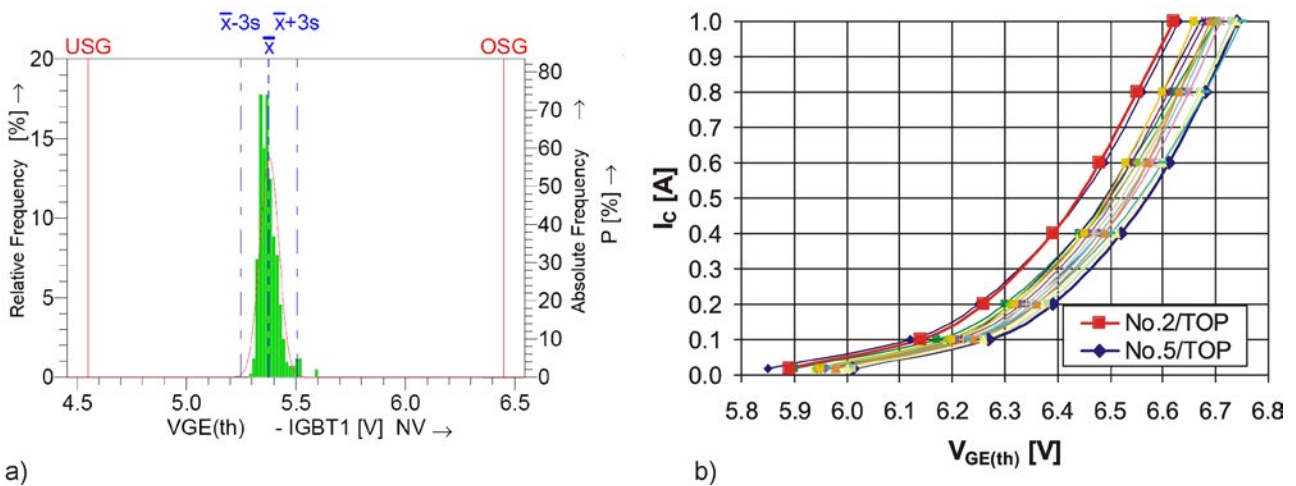


图 5.8.6 a) 800芯片门限电压 (@ 4 mA, 25°C) 的分布; b) 不同模块的传输特性散布

在使用6个并联的SEMIX模块的实验中[文献62]，对模块不同的传输特性的影响进行了研究。放置在两边的元件有较大离散的电压 $V_{GE(pl)}$  (图5.8.7: 位置1+ 6, 电压 $V_{GE(pl)}$  +/- 100 mV)，中间元件为典型元件(位置2-5)。它是由一个共同的驱动器驱动，它在图的右前方。所有的IGBT模块通过本身栅极电阻和辅助的发射极电阻动态耦合在一起，它的作用将在后面章节中解释。这时模块的电压 $V_{GE(pl)}$ 是相互不关联的。在这个实验中，交流部分的连接是对称的，并在线路板的中心，在模块3和4的中间



(绿色箭头), 并把直流回路也安置在中间。我们按照下面步骤对交流连线的不对称所带来的影响进行研究。

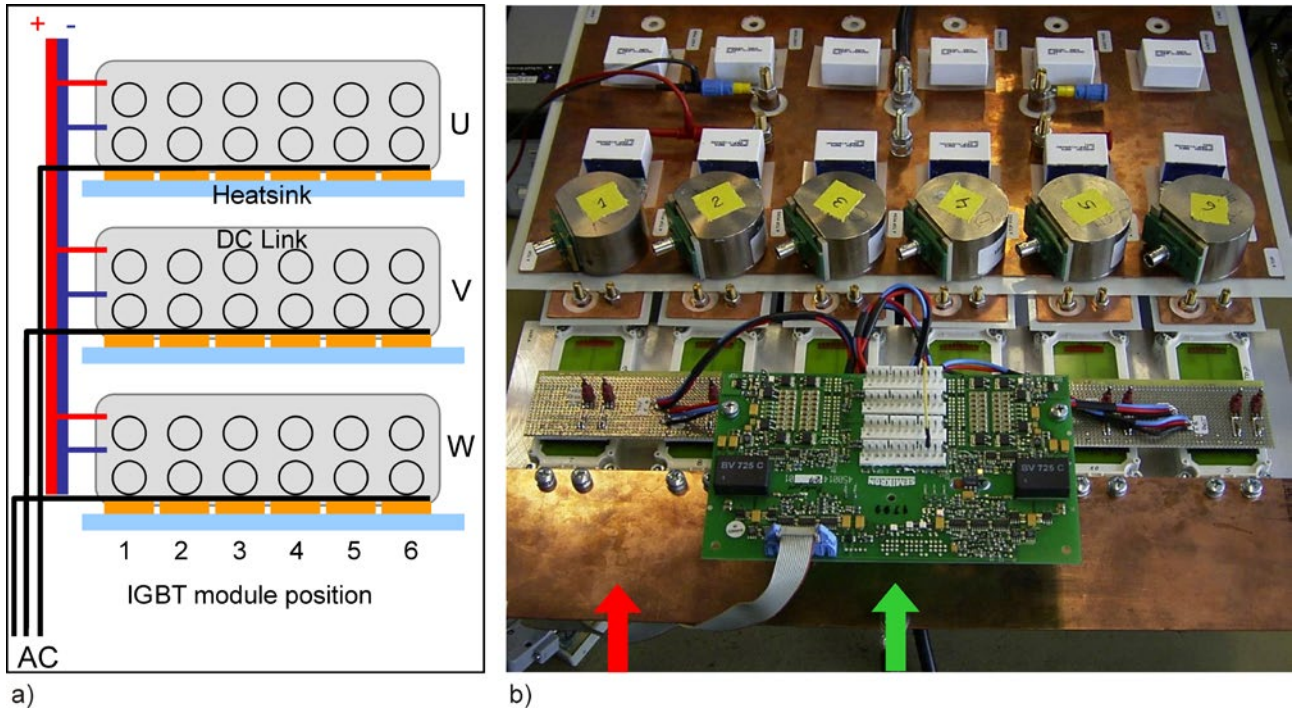


图 5.8.7 a) 6个并联模块交流连线图, b) 6个450A的SEMIX模块实验 (前面驱动装置, 后面换流回路, 带用于测量电流皮尔逊转换器和缓冲电容器)

在实验中对开通损耗进行比较, 采用测量电流峰值作为衡量电流百分比差异的标准。在理论上中间位置的IGBT流过的电流最大, 因为它有最低的交流阻抗 (绿色箭头)。但在位置1的元件, 因为最低的平顶电压而流过最大电流。最大偏差为平均值的10%到12%。在关断时甚至出现了类似的现象, 具有最低平顶电压的元件最后关断, 并承受所有的电流, 也是这个元件有最高的开关损耗。

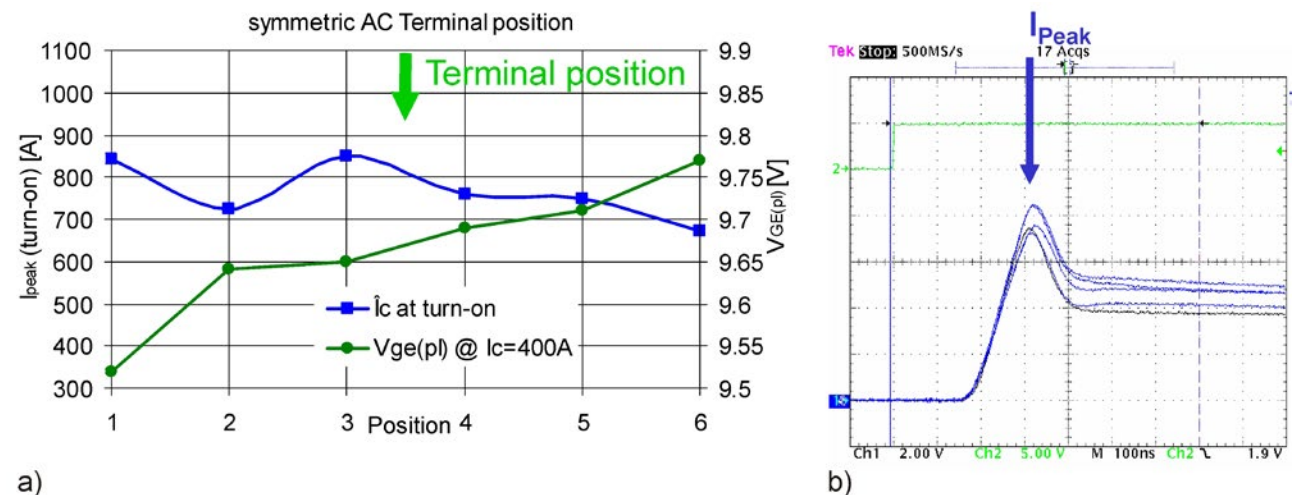


图 5.8.8 a) 不对称交流电峰值 (蓝色, 左边Y轴) 和平顶电压 (绿色, 右边Y轴); b) 开通电流的双脉冲, 感性负载和每个模块400A (200 A/每格)

## 动态电流分布 2: 回路以及分支阻抗

我们把上述研究平顶电压影响的实验做下改动，交流线路不是对称的，而是从旁边接入(图5.8.7红色箭头)。该结构的其余部分保持不变。

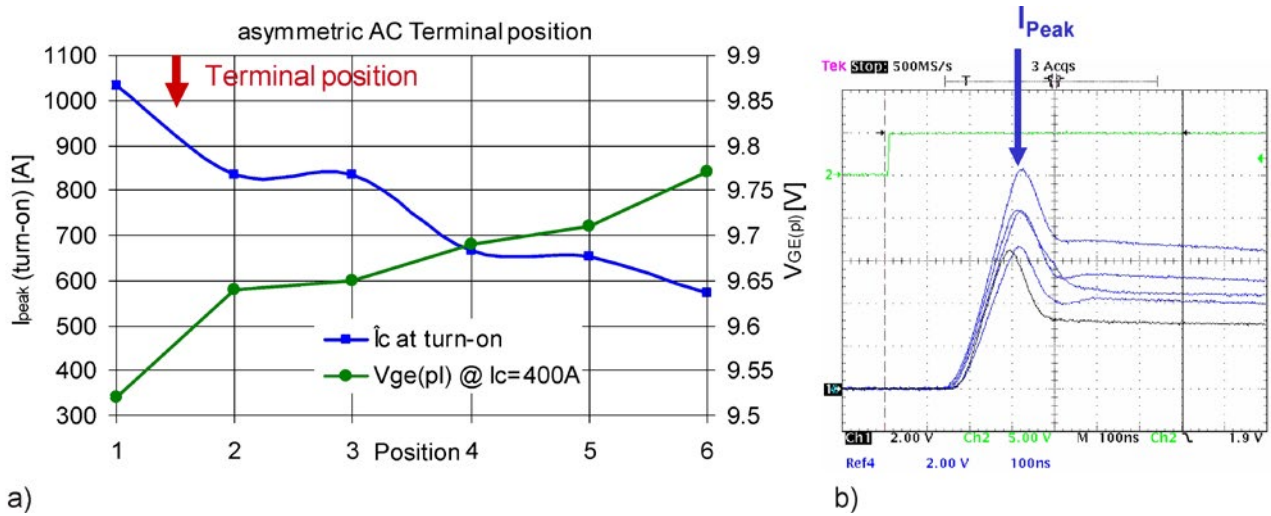


图 5.7.9 a) 不对称交流电峰值 (蓝色, 左边Y轴) 和平顶电压 (绿色, 右边Y轴); b) 开通电流的双脉冲, 感性负载和每个模块400A (200 A/每格)

开通电流峰值的差异变大, 开通电流增加。同平均值的偏差为+34% / - 24%, 传输特性的差异带来了甚至是3倍的差别。连接位置的影响占主导地位。对于用户来说, 即使是中央连接电缆, 当它连接到边侧的模块时, 它与边侧连接线的效果相同。一个中间连接线常常是为了电缆维护和服务。在分支阻抗的差异也会导致准静态输出电流的不同。

## 动态电流分布 3: 驱动回路的阻抗

现存的不一致问题会导致开关时间不同, 从而导致了开关损耗的非均匀分布。驱动回路的感应电感同晶体管输入电容一起, 可以产生震荡并传播到并联的晶体管。在开关切换时, 主电流流过主电路时在驱动电路的电感 $L_{E1}$ 上产生感应电压(发射极电流 $I_c$ 的快速变化), 它可以抵消(发射极负反馈)或放大(正反馈)充放电效应。这是影响动态电流分布最关键的因素之一。在 $1\text{kA}/\mu\text{s}$ 变换率时, 只要 $1\text{nH}$ 的电感就能导致 $1\text{V}$ 的电压差。

对于带辅助发射极的模块,  $L_{E1}$ 在模块内, 用户不能改动, 但有一个可用的从主线路到控制回路的反馈连接。当IGBT在较小的额定电流工作时, 无需额外的辅助发射极, 用户就可以通过改变对称负反馈在发射极的布线, 来取得开关切换速度的一致, 从而改善开关的对称性。在定量设计时必须注意, 它会使得开关速度变慢, 增加开关损耗。在图5.8.10中给出了在开通时不同导线配置的电特性。

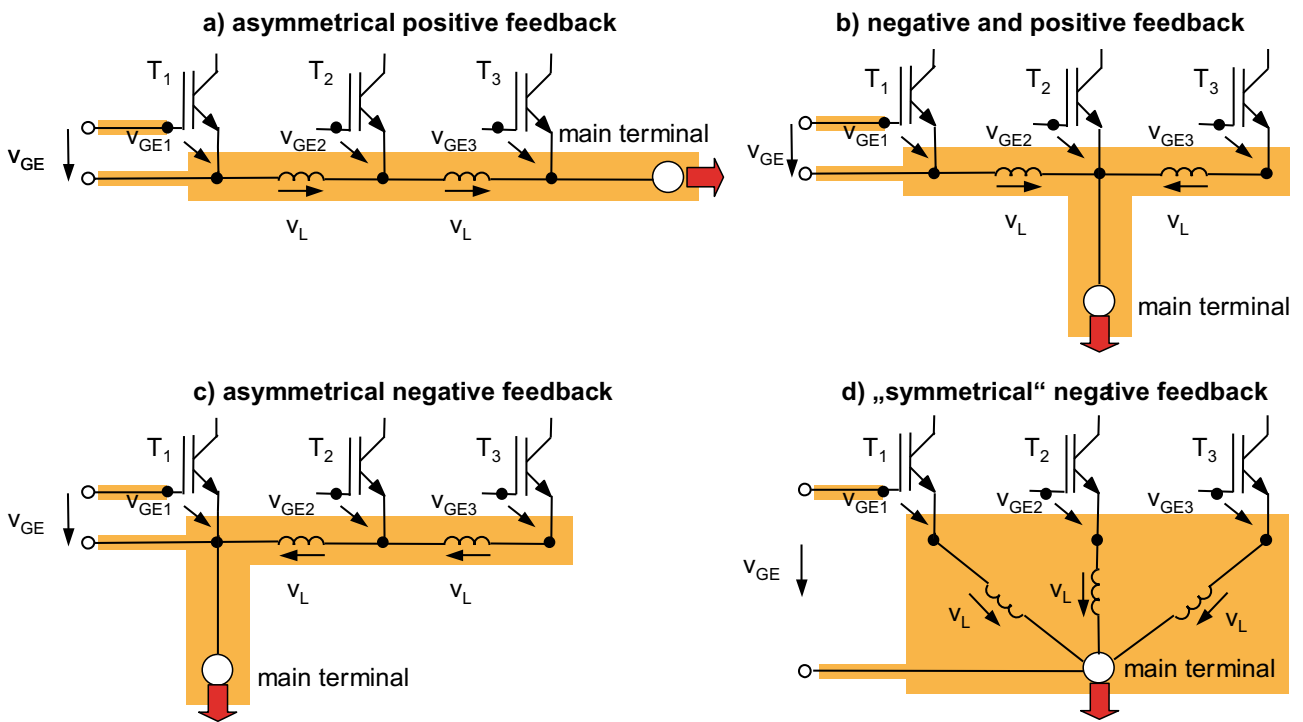


图 5.8.10 控制电路正和负反馈的例子，

- a) 正反馈， $T_3$  最先导通， $T_1 \cdot v_{GE3} = v_{GE} + 2 \cdot v_L > v_{GE1} = v_{GE}$ 。  
 b)  $T_2$  正反馈和  $T_3$  负反馈， $v_{GE2} = v_{GE} + v_L > v_{GE1} = v_{GE} > v_{GE3} = v_{GE} - v_L$ 。  
 c) 负反馈，晶体管  $T_3$  最后导通， $T_1 \cdot v_{GE3} = v_{GE} - 2 \cdot v_L < v_{GE1} = v_{GE}$ 。  
 d) 负反馈，同时开关  $v_{GE1} = v_{GE2} = v_{GE3} = v_{GE} - v_L$ ；as a result, they will switch largely **synchronously**.

#### 动态电流分布 4: 换流电感

如第5.4章节(布线)中所述，换流回路的电感 $L_s$ 会影响功率半导体元件的开通损耗(对放电产生影响)和关断损耗(产生过电压)。换流回路的电感包括半导体和直流母线电容器之间的电感，平行方式换流回路会产生不相同的回路电感，它在快速半导体开关会导致不同的开关速度，因此换流回路的不对称性比半导体参数的离散性所带来的影响更大，即使很小的电感值差别，也会导致不均衡的开关损耗分布和产生半导体之间的震荡。因此，严格对称结构设计是十分必要的(相同的长度，相同的导线面积)。

不同的开关速度会在短路的辅助发射极和主发射极回路中产生电流，它们会导致个别开关发射极电位下降，同时引起辅助发射极过载。

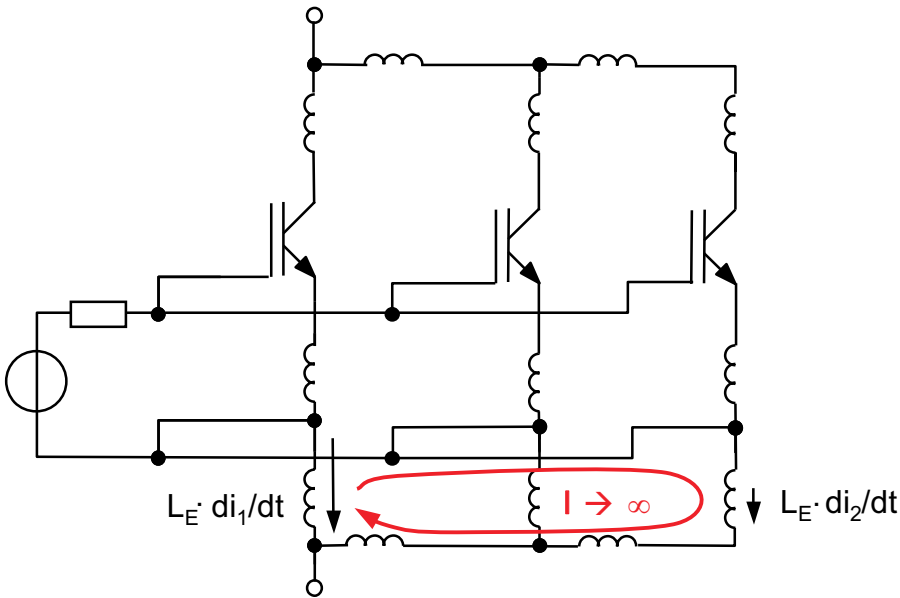


图 5.8.11 不同的换流电感产生不同的 $di/dt$ 并产生一个大的回路电流

### 5.8.1.2 改善对称性的措施

从5.8.1.1节中可以得出对并联IGBT和MOSFET模块的控制和布线的以下结论:

#### 控制驱动

图5.8.12给出了用于并联IGBT模块的控制电路设计方案。它有一个共同的控制驱动末级。它必须使用同等长度的、扭曲在一起的导线和同等长度的印刷电路板上连线，保证给栅极电阻带来的较小的阻抗误差(1%)。

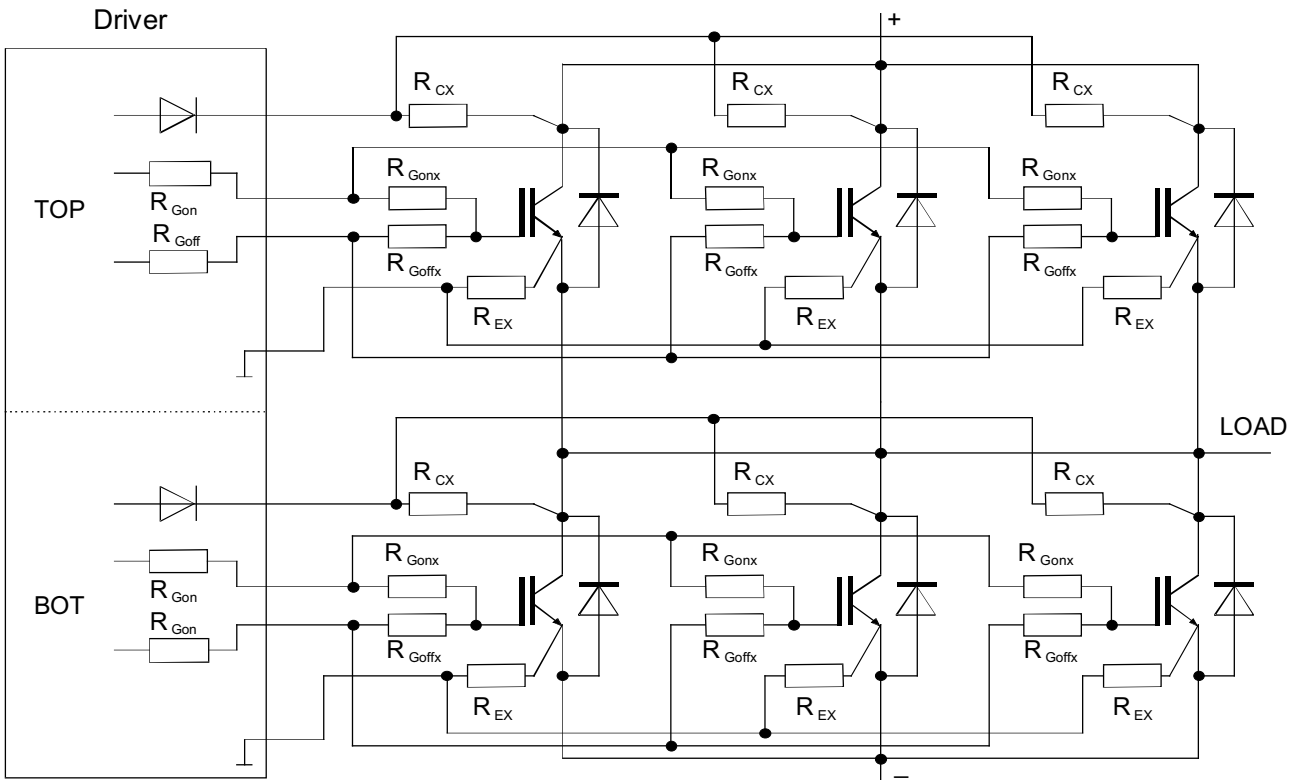


图 5.8.12 并联的IGBT模块

除了通常在驱动末级的栅极电阻 $R_{Gon}$ 和 $R_{Goff}$ 以外,根据不同的晶体管或模块,还有阻尼电阻 $R_{Gonx}$ 和 $R_{Goffx}$ ,它们可以抑制栅极发射极回路中寄生元素导致的振荡。最重要的是它们减少了半导体转移特性中不同斜率带来的影响。通过不同的栅极电阻可在开关切换时刻得到不同的平顶电压(图5.8.13),一个拥有较平坦转移特性的元件只有很短的延迟时间 $\Delta t_1$ 。对于关闭很紧的元件,在较低的 $V_{GE(pl)}$ 就完全开通,但电压继续上升,但有的元件需要较高的开通平顶电压,所以就会产生 $\Delta t_2$ 的延迟。

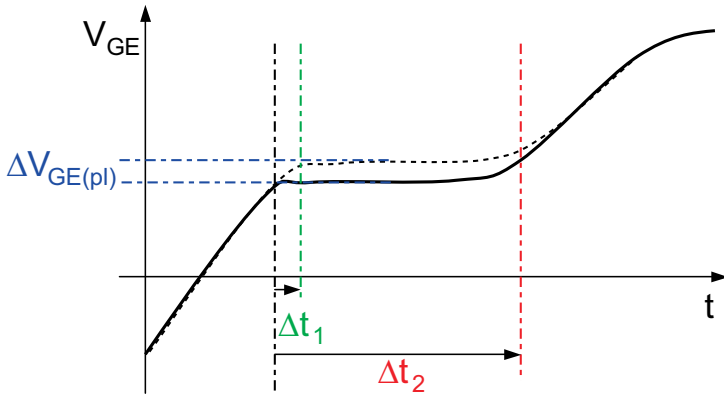


图 5.8.13 带不同栅极电阻的并联元件在开通时栅极电压过程

电阻 $R_{Gonx}$ 和 $R_{Goffx}$ 应至少为50%的栅极电阻值。电阻 $R_{Ex}$ 抑制了辅助发射极的电流,它大约为 $0.5\Omega$ ,在电阻两端的压降有不同的电流变化率(图5.8.14)。在快速IGBT发射极感应电感会产生一个较高的感应电压(黑色),它会产生一个在辅助发射极和主发射极连接之间的环流。电压降 $V_{Rex1}$ (绿色)减小了对最快开通IGBT的开通栅极电压 $V_{GE1} = V_{GE} - V_{Rex1}$ 。对缓慢开通的IGBT栅极电压(蓝色)增加了 $V_{GE2} = V_{GE} + V_{Rex2}$ 。它平衡了这两个IGBT的开关速度。这项措施可以平衡双方的电流上升速度而不是平顶电流的大小。

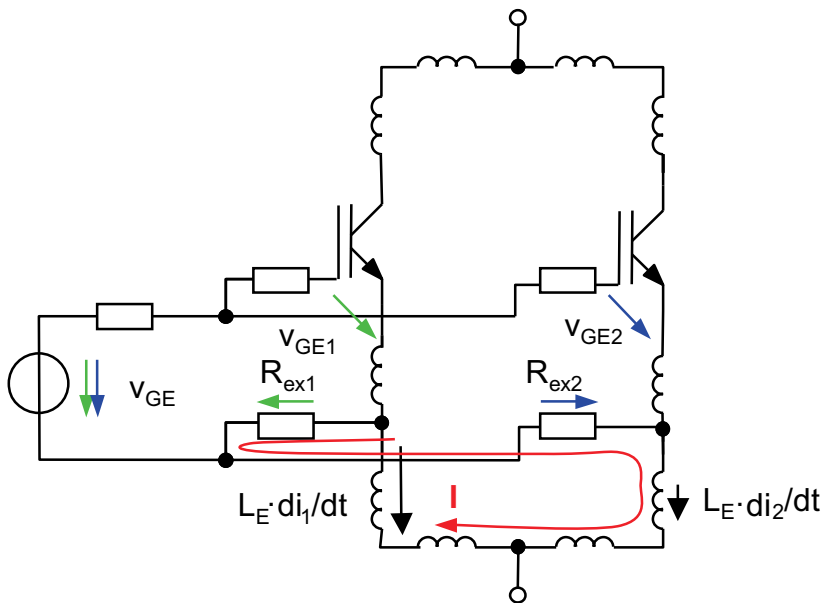


图 5.8.14 电阻  $R_{ex}$  对对称性的影响

我们可以计算每个开关总的有效栅极电阻,比如开通总栅极电阻为:

$$R_G = n \cdot R_{Gon} + R_{Gonx} + R_{Gint} + R_{ex}$$

其中  $n$ : 并联元件数量,  $R_{Gint}$ : 内部栅极电阻



电阻 $R_{cx}$ 在 $V_{CE}$ 为额定值时，当元件进入饱和区后提供过流和短路保护，它通常大小为 $47\Omega$ ，一般测量一个开关就足够了。

使用不同的驱动电路来对并联的晶体管进行控制，因为它们不同的传播延迟时间，所以不值得推荐。不产生抖动的驱动器是不存在的，因为在驱动末级的功率晶体管开关时间的离散度约为 $10ns$ ，另外还有不同的电缆传播延迟和不同的电气隔离电位带来的影响。它的优点是在发射极产生的感应回路被相互分离，所以不再需要电阻 $R_{ex}$ 。如果采用这种方法，它的一些必要措施可参照第5.8.1.4章节对SKiiP所做出的描述。

#### 模块选择

从模块的半导体参数来选择模块是没有必要的。因为越来越多的因素会对半导体的对称性造成影响，并且这种影响相互叠加，因此要尽量减小每个因素。对于一个较大的结构组合，按照导通电压对续流二极管进行筛选是有益的，例如，通过精心挑选的特殊类型二极管，它们的 $V_f$ 离散度只有150到200毫伏范围。

#### 电路布局

并联电路内所有电源功率电路和控制电路的设计都应尽量减少寄生电感和严格按照对称回路接线来进行。对于对称的要求不只是对交流连线要求同等的长度(分支阻抗)，而且对从半导体到直流母线电容器(换流回路电感)的路径也要求同等长度。每个模块配备相同数量的电容器，并且保持相同的装配距离。发射极的感应电感必须保持较小，因为它会使开关在工作时的驱动电压发生变化。

#### 冷却条件

在任何情况下，并联模块良好的散热耦合是很重要的。这种散热耦合是指并联模块同基板或底板以及散热器的连接，所以模块被密集连接在一起来达到较好的热耦合效果(同时也因为反向和续流二极管的对称配置)。对于有多个散热片的并联系统，应尽量避免热串联结构(热堆积，见第5.3章节)，尤其是对空气冷却系统。当温度相差 $10^\circ C$ 时，对同样的二极管，就会带来正向导通电压差20毫伏的差别，越热的二极管承受更多的电流，这就会加剧了温度的变化。

#### 直流母线电压的对称

为了避免直流电压并联电容器组的差异(→尽管相同的开关时间，但不同的输出电压)，它们应该紧密的连接在一起。重要的是要确保在电容器组之间没有震荡(LC电路)出现。对于一些大型系统(兆瓦数量级)，建议在电容器组之间使用直流保险丝，来限制电容器中的能量在短路时产生过大的短路电流。并联系统必须保证在结构上相同，并使用相同类型和容量值的电容器。

#### 5.8.1.3 减额

仅通过优化模块选择、控制设计和导线布局仍不可能完全达到一个理想的静态和动态的平衡，因此，必须根据开关的总额定负载，考虑降低电流(减额)标准使用。从各种实际经验以及上面所做的描述，以及各种半导体静态和动态参数可能带来的影响，建议对模块降额10%使用。比如一种半导体元件单独使用时的额定电流为100A，但在并联使用时只当做90A的元件使用。并联元件的非对称结构会使电流的偏差增加，同时感应电感也会增加(见下面的SKiiP章节)。

### 5.8.1.4 SKiiP并联特点

前面讲述的对称性、冷却条件和降额使用同样适用SKiiP模块。但SKiiP模块是集成功率半导体和控制驱动电路在一起，具有共同控制信号的同步开关，可能由于不同的传播延迟，同步切换时间无法得到保证。为了保证并联开关能同时切换，SKiiP驱动器必须满足以下基本要求：

- 同步的开关信号，包括外部锁定时间。必要时，有针对性的主动拖延时间来保证电流均衡
- 统一的故障管理，对所有系统统一的“关断”信号
- 相互独立的电流和温度传感器信号监测
- 对所有连接的系统有一个统一的辅助电源。

用户可以利用元件配置（电感，冷却系统）产生对均衡条件的影响。此外，主动开关信号电流的对称分布是非常必要的。为了保证并联的SKiiP不会过热，可以在交流端口采用外接足够大的电感，使并联SKiiP的特性差别所带来的影响降到最低限度。尽管采用了所有这些措施，但是电流的不均衡是不可避免的，因此，建议在实际应用中，降低使用换流器的理论参数。降低10%是一个通用方针，这是对电流传感器信号进行评估监测得出的。

传播延迟，开关速度

通过使用外部电感，减少了在切换时刻的浪涌电流以及不同的开关损耗(图5.8.15)。一旦这两个IGBT开关中的一个开通，直流母线电压降落在并联电路上(时间周期中的 $t_1-t_2$ )，直到另一个开关也开通。外接的电感阻碍了总的换流电流 $I_{out}$ 流到“慢开通”的SKiiP中，同时抑制了SKiiP之间的震荡。对于驱动器的抖动可以经过输出频率一个周期后的开关时间均匀分布来校正，这至少不会对输出电流有效值产生影响。换流电流受到延迟的控制信号或半导体开关时间(输出电压基频相位位移)的控制。使用电感来进行限制，比如对50A浪涌电流的限制，最大的抖动为125ns(SKiiP3)和1200V直流母线电压，电感值为：

$$2 \cdot L_{\min} = \frac{1200 \text{ V} \cdot 125 \text{ ns}}{50 \text{ A}} = 3 \mu\text{H},$$

即每个SKiiP需要1.5 $\mu\text{H}$ 的电感。

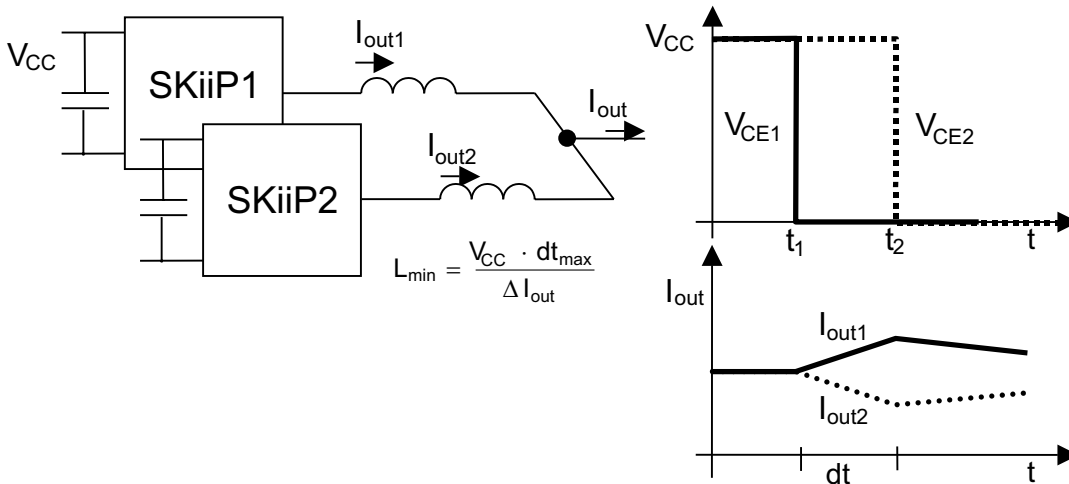


图 5.8.15 并联模块的动态电感耦合

### 半导体的分支阻抗和通态压降

电流有效值的差异主要是由换流器各分支阻抗造成的。对于相同的输出电压(电压时间区域), 电流的分配同分支阻抗成反比(图5.8.16)。对SKiiP-IGBT典型通态电阻值为 $1\text{m}\Omega$ , 而 $100\mu\Omega$ 分支阻抗的差异就表示了10%的电流分配差异。所有SKiiP的IGBT的通态压降都具有正温度系数, 因此通过芯片温度系数的耦合, 电流不平衡将被“自动”的限制。使用的二极管有负温度系数, 但为限制电流不平衡, 产生很小的容差。对于SKiiP3和SKiiP4并不需要选择正向导通压降组。目前的电流平衡可以通过使用一个交流扼流圈(交流阻流器)和它的电阻部分(扼流圈电线和电缆电阻)被降低, 特别是在低频率应用(<5赫兹), 因为这时基本上没有感应。

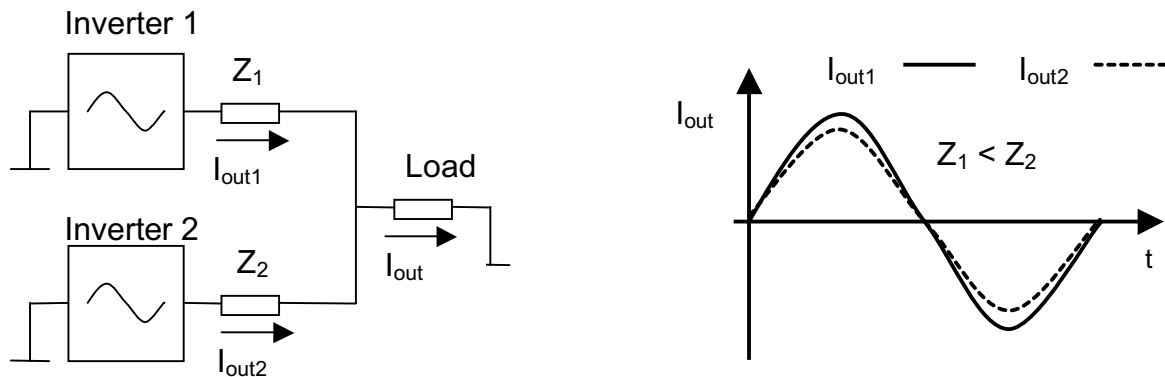


图 5.8.16 两个并联换流支路单相电路曲线

### 5.8.2 串联

没有抗雪崩击穿措施的功率半导体串联连接是罕见的。当有用一个元件可以承受住耐压时, 使用串联半导体元件来提高耐压也是很少见的, 原因是

- 因为 $n$ 倍的扩散电压(正向通态压降)带来的额外损耗
- 增加在并联电阻上损耗
- 增加晶体管在开关切换时的负载
- 电路的复杂程度增加

当有一个元件的耐压达到要求时, 可避免使用半导体串联。但也有例外的情况, 当不在乎导通损耗时, 并且要求采用较低电压等级的半导体元件来保证较低开关切换时间和较低切换损耗时。实际上更常用的电路是其中所有的半导体元件都在一个适当的电压范围内被使用, 每个元件都不应该在临界电压状态下工作。例如, 一个连接直流母线的多级电平逆变器(带钳位二极管)、带缓冲电容的浮动电位器(浮动电容)或者级联逆变器(级联逆变器)。这些应考虑到空气绝缘性和爬电距离以及对地的绝缘性, 要求同单独开关时的情况一样。



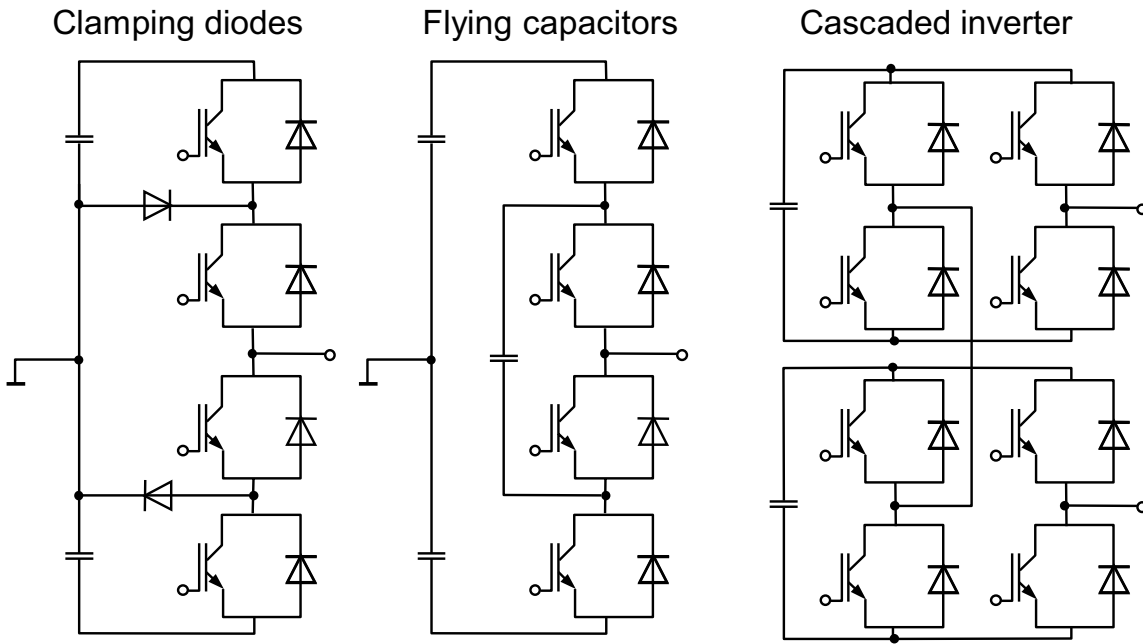


图 5.8.17 IGBT串联电路的例子

### 5.8.2.1 电压均衡问题

为了提高电力电子开关的阻断电压，IGBT模块可以串联连接。串联使用不仅是晶体管模块而且还有其所属的反向二极管和续流二极管。

半导体开关只有在理想的静态(在截止状态)和动态(即切换时刻)电压均衡状态下，串联半导体开关才能最大限度的利用电压。因此在现实的应用中，优化对称均衡关系有十分重要的意义。

	稳态均衡	动态均衡
半导体		
截止电流 $i_{CES} = f(V_{CE}, T_j)$	x	
转移特性 $I_C = f(V_{GE}, T_j) g_{fs}; V_{GE(th)}$		x
电流路径		
整个回路电感		x
控制回路		
驱动器输出阻抗(包括栅极电阻)		x
栅极电压曲线 $V_{CE} = f(V_{GE}(t), T_j)$		x
发射极电流流过的控制回路电感 $L_E$		x

#### 静态不均衡原因

在稳定截止状态下，均衡特性是由串联半导体反向截止特性所决定的。反向截止电流越高，即较低的反向截止电阻，在串联电路中的分压越小。截止电流是随着温度呈指数曲线上升。在稳定的情

况下，由于制造公差，反向截止电流较小的元件会承受巨大的负载甚至被击穿。如果使用抗雪崩的元件，那么电路就不必串联一个电阻来保险。在耐压大于1200V元件构成的电路中，并联电阻是常见的。

#### 动态不平衡原因

表5.8.2给出了影响动态均衡的因素，它们会导致串联电路中半导体元件不同的切换时间。在这里，第一个关断的晶体管 and 最后一个开通的晶体管会承受最高的电压，从而产生最大的开关损耗。任何超过半导体最大允许电压的行为都必须采用在后面章节讨论的措施来抑制。动态电压分布可能同静态不同，如果一个串联的pn结比其他的pn结更早开通，它就会更早的承受电压降。

#### 5.8.2.2 改善电压均衡性的措施

良好的对称性的前提是串联模块参数的离散性较小，对动态平衡则是驱动信号的最小传播延迟变化。不同类型和不同厂家的模块，不能进行串联连接。电流回路和控制回路的布局应保证最小寄生电感和严格对称。

#### 静态均衡

对于静态均衡，截止电流的差异是可以通过并联电阻来减少它的影响。对于电阻的大小，它决定了电压的分布。如果截止电流不受电压的影响，并且忽略电阻的误差，所以就得出确定电阻大小的简化规则，对n个二极管串联电路的并联电阻为：

$$R < \frac{n \cdot V_r - V_m}{(n-1) \cdot \Delta I_r}$$

其中

- $V_m$ : 出现串联电路的最大电压
- $V_r$ : 降落在单一半导体上的最大电压
- $\Delta I_r$ : 截止电流或漏电流的最大离散差

在这里考虑了最高工作温度。 $V_r$ 是最大反向电压，要选择有足够安全余量的元件(例如， $<66\% V_{CES}$ )。对于 $\Delta I_r$ 也要有足够的安全余量：

$$\Delta I_r = 0.85 I_{rm}$$

$I_{rm}$ 是在数据文件中给出的参数值。现在可以对串联电路n和R进行优化处理，根据经验，对于现代功率半导体元件，当在最高电压时，3倍最大截止电流值的电流流过这个电阻，那么这个电阻值就足够了，当然在电阻上功耗也会增加。对于带反向并联二极管的IGBT模块，两个元件总的截止电流作为 $I_{CES}$ 在数据文件中给出。在这里也可以按照3至5倍的晶体管的反向电流值来设置并联电阻。

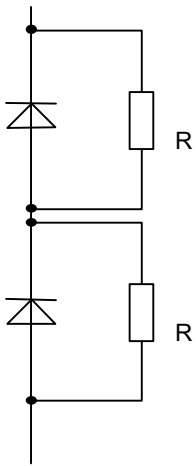


图 5.8.18 串联二极管静态均衡电阻电路

### 冷却条件

半导体元件是密集的安装在一个共同散热器上。对于有多个散热片的大型系统(热堆积, 见第5.3章节), 应尽可能避免热串联, 尤其是对空气冷却系统。10°C的温差对同样的二极管、晶体管或IGBT模块会带来1.5倍到2.5倍的截止电流的差距, 较热的半导体上的分压会减少, 从而会缓解一下温差。

### 通过无源网络改善动平衡

为了保证动态均衡可以使用RC或RCD网络(见图5.8.19)。这些网络能在开通和断开的切换时刻, 减少并且能均衡电压上升的速率(补偿非线性的元件结层电容的影响)。但为了更高的可靠性, 被动功率元件的成本会增加, 因为它们必须能够承受更高电压, 导致电路网络产生额外损耗。另一个缺点是, 准确定量的改善效果是受工作点的影响。它的优势是不用改变控制驱动部分, 标准驱动部件都可以使用。如果忽略电容器的公差, 就得出确定电容大小的简化规则,  $V_r$ 为二极管的截止电压, 对n个二极管串联电路的并联电容为 $V_r$

$$C > \frac{(n-1) \cdot \Delta Q_{RR}}{n \cdot V_r - V_m}$$

这里 $\Delta Q_{RR}$ 是二极管存储电荷最大的离散度。我们可以保守的假设为:

$$\Delta Q_{RR} = 0.3 Q_{RR}$$

如果使用批次生产的二极管, 那么就可以使用半导体制造商给出了 $Q_{RR}$ 。在关断时除了结层存储电荷还要增加从续流二极管释放出来的电荷, 当IGBT开通时, 这些电荷都会流过IGBT开关。一般我们估算电荷量为单独二极管存储电荷的两倍。

如果将无源网络同有源均衡技术相结合, 则其设计选择的参数可以降低。在[文献63]和[文献64]中给出了一个有源和无源网络相结合的例子, 它是一个有四个1200 V/600A的IGBT串联构成的开关, 工作的直流母线电压为2.4 KV, RC电路网络中 $R = 3.3 \Omega$ 和 $C = 15 \text{ nF}$ 。

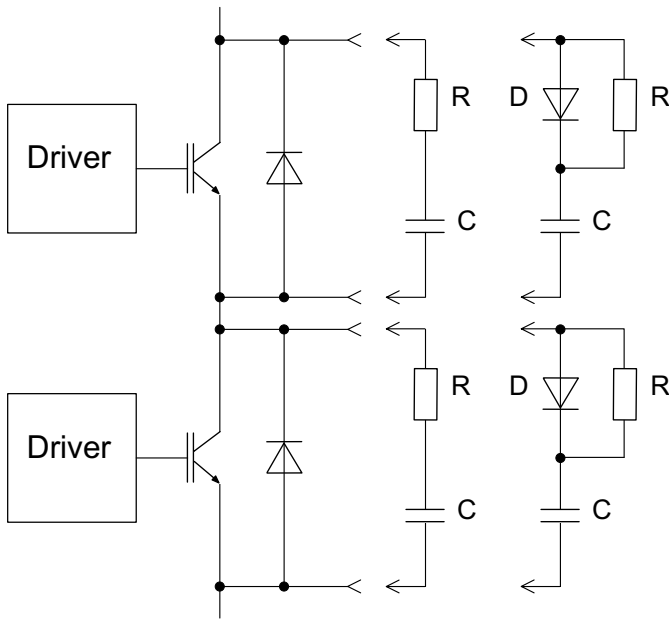


图 5.8.19 改善动态均衡的无源网络

有源技术措施，通过开关时间校正改善动态均衡

图5.8.20给出了一个动态电压均衡的原理图，它是通过调整延迟时间来对开关时间进行校正，从而改善动态电压均衡[文献65]。这种方法不再需要任何额外的无源元件，另外在IGBT和MOSFET中不会产生任何额外的损耗。但是它要求高精度的控制和驱动。

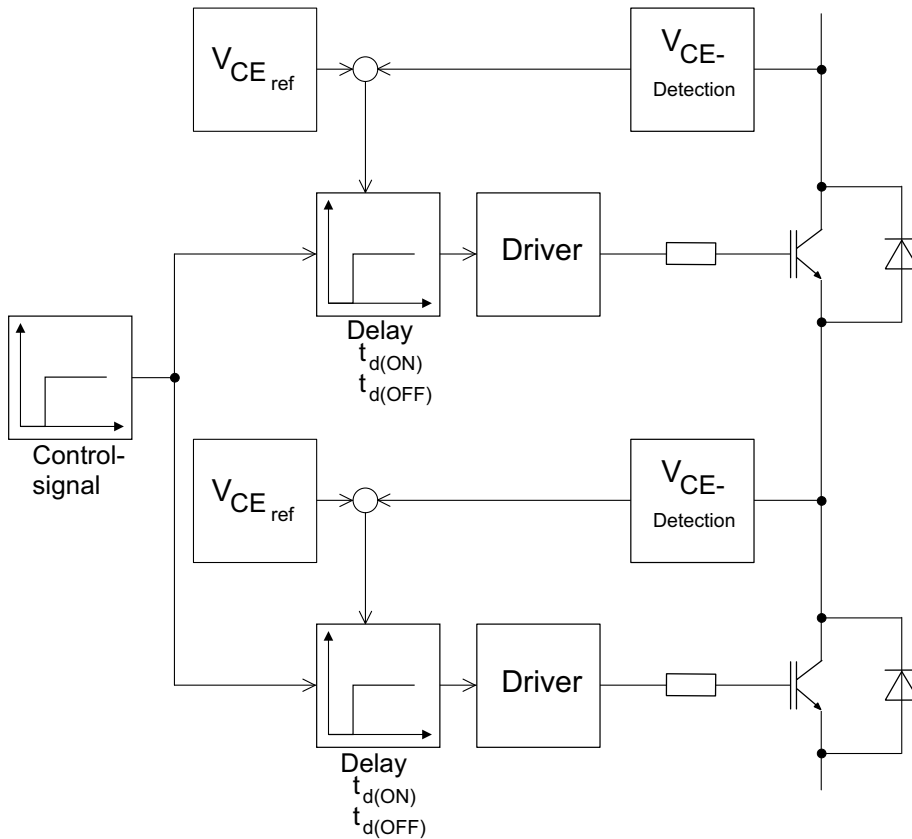


图 5.8.20 开关时间校正原理

有源技术措施，通过控制  $dv/dt$ ,  $di/dt$  改善动态均衡

在 $dv/dt$ 的控制(图5.8.21)中，控制系统设置一个参考值，在模块开通和关断切换时，控制系统把模块电压变化的速率同参考值进行比较，并把差额传给驱动器。准确并可重复的实现并传输 $dv/dt$ 的实

际值是问题的关键。如果在硬性开关中， $dv/dt$ 的参考值比“自然”的电压变化率小，就会在功率晶体管中产生额外的损耗。因此需要提高驱动器的设计精度，这里无法使用一些标准的驱动器。同样的原理，我们也可以通过电感耦合，对IGBT和MOSFET的 $di/dt$ 进行同样的控制处理。参见[文献66]和[文献67]。

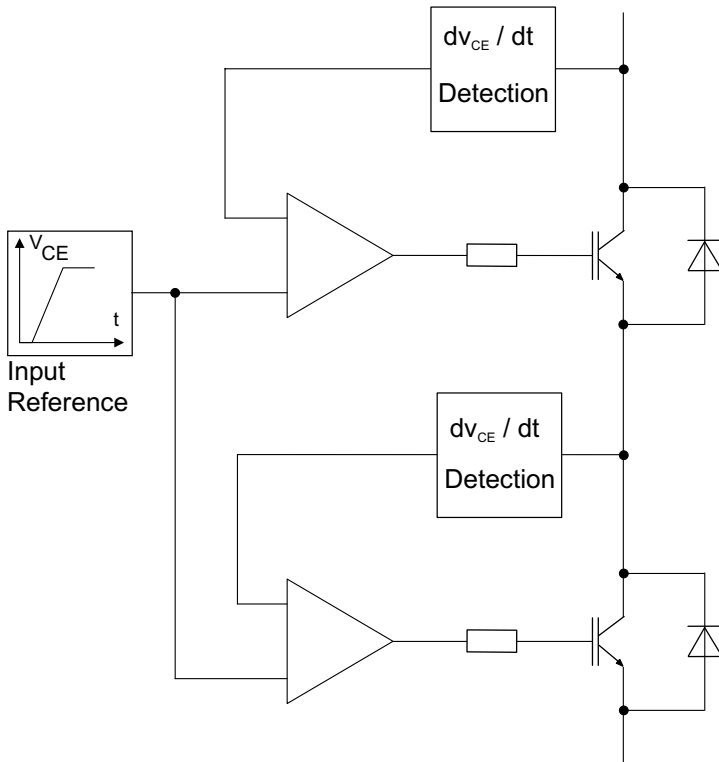


图 5.8.21 使用 $dv/dt$ 控制的动态电压均衡原理图

### 有源电压限制/有源钳位

[文献64][文献68][文献69][文献70] 给出了有源钳位的原理，它是通过测量集电极-发射极电压或漏极-源极电压，并通过一个齐纳稳压元件反馈给栅极(见第5.7章节“有源钳位”，图5.8.22)。如果晶体管的电压值超过所给定的最大电压值，栅极电压被提高，从而使集电极电流或漏极电流相应增加，即在输出特性曲线上对工作点进行调整，所有这些工作点的调整都是在放大区范围内进行的。

它在对晶体管电压限制过程中产生相对较小的额外损耗。这种有源钳位对开关上升或下降波形的边缘没有均衡作用。这种方法没有时间延迟，限制的电压值不受换流器工作点的影响。另外，它几乎可以与所有标准驱动器配合，并且在关断时，反向并联二极管会自动地保持对电压的限制钳位，即使在驱动器电源电压发生故障时，它也能提供有效的保护。

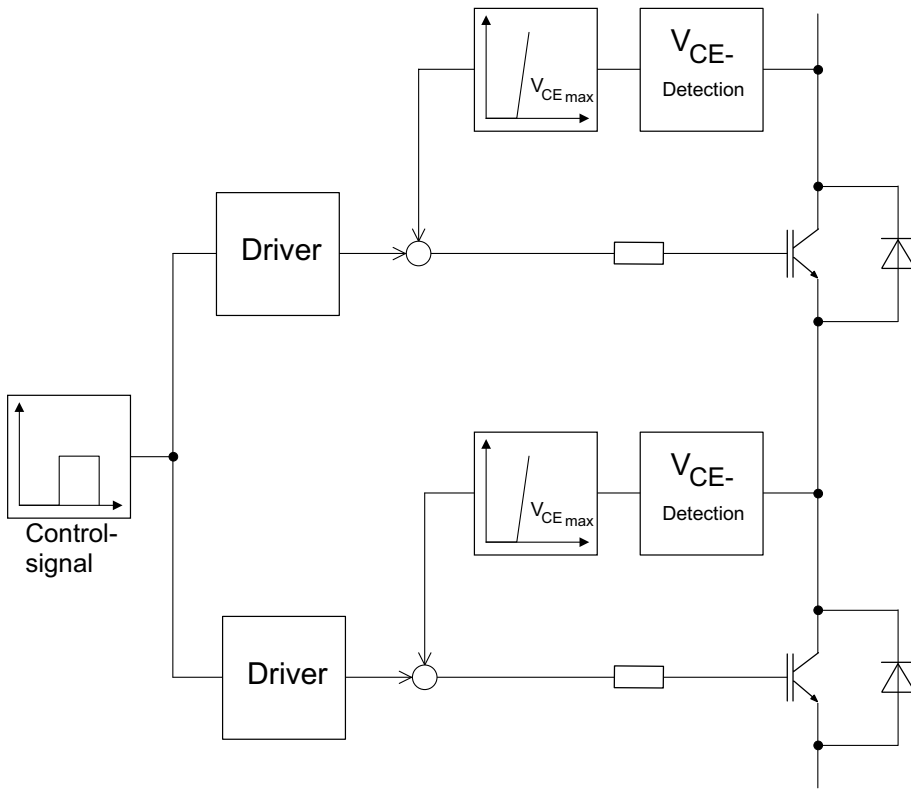


图 5.8.22 有源电压限制/有源钳位原理图

伺服理论

在可控硅技术中常用的伺服控制原理[文献71]，也可用于动态电压均衡(图5.8.23)。它主要优点是，在控制回路末级开关(主开关)带有完整的驱动电路，包括辅助电源和隔离的控制脉冲输入电路。控制回路初级开关(从开关)在原则上只有驱动功率放大器(末级电路)。主从开关之间的相互耦合是由一个高耐压隔离二极管完成，一旦从开关发射极电位下降到耦合二极管的开通门限时，二极管就导通，在此会有一个时间延迟。当耦合二极管截止时，从开关便被关断。在原则上可以多个从开关被串联在一起。利用这个原理，可以很好的保证关断均衡，但开通均衡受到很大的限制。因此，伺服控制同有源钳位结合起来使用是很有意义的。它开通均衡受限的缺点在ZVS应用中往往被忽略。

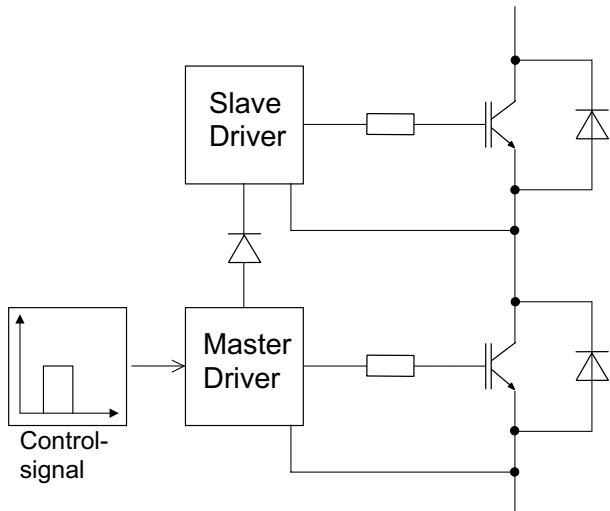


图 5.8.23 伺服理论原理图

### 5.8.2.3 结论

在IGBT和MOSFET模块串联时，除了采用高阻抗并联电阻用于静态均衡以外，还必须采用无源和/或有源方法处理动态均衡问题。除了有源钳位法以外，上面介绍的几种方法只能保护晶体管，所以还需要额外的无源网络来保护二极管。

## 5.9 ZVS或ZCS软开关与开关缓冲网络

### 5.9.1 目标和应用

在当代功率半导体开关应用技术中，在中大功率范围，直流电压的换流拓扑电路占主导地位。在这些开关电路中，IGBT和MOSFET几乎完全工作在硬性开关模式下，即在它们各自典型的开关工作频率范围内，比如，切换频率在1千赫到30千赫(IGBT)和50千赫到100千赫(MOSFET)之间，并承受高的开关损耗和高负荷的功耗峰值。

原则上，开关频率的提高，可以减少系统中各储能元件(电感，电容，变压器，过滤器)的尺寸大小和重量，最后通过变压器连接换流系统。

典型应用:

- 电池充电装置，
- 带有电位隔离DC – DC转换器的USV技术，
- 电力电源供电技术(网络)
- PFC电路
- 电力应用技术(电焊接，电镀，感应加热，X射线，等离子等)。

如果作为一个理想的硬性开关，当开关频率达不到所要求的频率时，则必须采取一些措施，如使用交叉开关技术或减少开关过程中影响速度的负载。

原则上使用两种方法:

1. 保留基本电路并增加开关缓冲网络(缓冲器)
2. 改变开关模式为软开关切换(软切换)模式(零电压开关)和ZCS(零电流开关)

### 5.9.2 开关缓冲网络

传统的晶闸管或GTO作为功率开关工作时，需要缓冲网络来保证这些功率半导体工作在安全区域(SOA)，也就是说，缓冲网络对于半导体元件作为开关是必不可少的，它能保证开关切换的基本功能。但是于此相反的是，现代IGBT和MOSFET模块能够在没有缓冲网络仍然工作在SOA区域。附加网路只是帮助降低开关损耗，或者帮助在串联时达到均衡的目的。

图5.9.1给出了使用IGBT和简单开通或关断缓冲网络的传统降压器(降压转换器)。

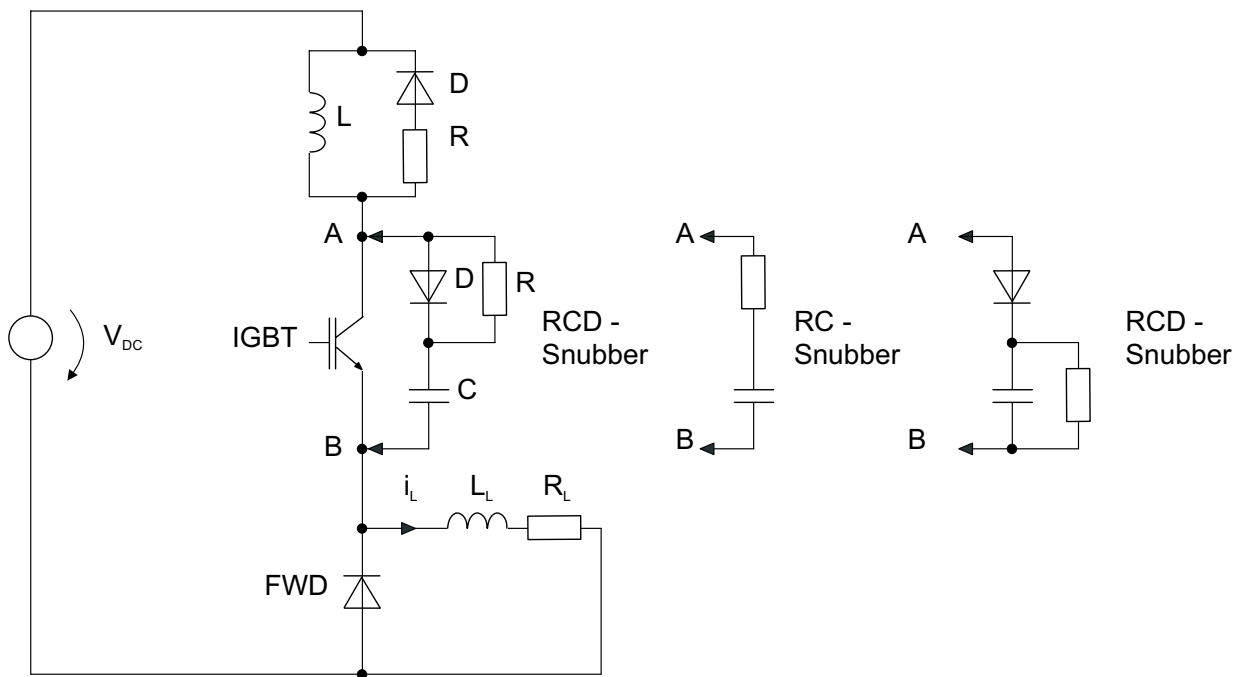


图 5.9.1 利用IGBT和简单缓冲网络构成的传统降压器

### 开通缓冲网络 (RLD 网络)

开始，IGBT是在关机状态( $v_{CE} \approx v_{DC}$ )，负载电流流过续流回路。

当IGBT主动开通时，开始了从续流二极管到IGBT的换流过程。当网络电感L足够大时，它在集电极电流上升过程中几乎承受全部换流电压(对应于输入直流电压)，使集电极发射极电压迅速降低到一个非常低的水平。同时，网络电感将会导致换流电流的变化速率降低。这两点会使IGBT的开通损耗急剧减少。

集电极电流和集电极-发射极电压的时间曲线同在第1章描述的软性开关的特性相似。

在第5.9.3章节将给出，使用一个仅有微亨数量级的小电感，就能十分有效的降低IGBT和MOSFET的损耗。

除了减少IGBT的开通损耗以外，续流二极管在换流结束时的关断损耗也被降低，因为较低的电流感流速率会产生较低的功耗。

缓冲网络中的RD组合会产生续流回路的感应电感，从而限制了在关断过程中在IGBT和续流二极管上产生的过电压。

设计参数提示:

1. 缓冲网络电感不必设计的过大，不要超过降低损耗的必要值，
2. 尽量减少网路电感的本征电容值
3. R和L构成了放电的时间常数( $t = L/R$ )，由此可以推出为保证有效的降低IGBT的开通损耗(L中无残留电流)所需要的IGBT最短关断时间(占空比限制)。随着电阻R的增加，虽然可以缩短IGBT的最短关断时间，但也会导致半导体承受更高的电压负载，从而增加了关断损耗。



## 关断缓冲网络 (RCD 网络)

开始, IGBT是导通状态并承受负载电流。

当IGBT主动关断时, 开始了从IGBT到续流二极管的换流过程。负载电流快速地从IGBT转换到并联的DC支路, 因此, 集电极电流和集电极-发射极电压同时减小, 这导致了IGBT的关断损耗下降。集电极电流和集电极-发射极电压的时间曲线同在第1章描述的软性开关的特性相似。

在第5.9.3章节将给出, 在给定的电容值, 功耗降低的效果很大程度取决于不同的晶体管技术。

在换流过程的末尾, 续流二极管低损耗开通, 同时接续缓冲电容的电流。随着IGBT的再开通, 在缓冲电容中储存的能量通过电阻变成热能被释放出去。

设计参数提示:

1. 缓冲电路的电容不必设计的过大, 不要超过所需要的必要值
2. 使用低过压的快速二极管(正向恢复)
3. 使用低电感的抗脉冲电容(薄膜电容)
4. 尽量减少回路中的电感
5. R和C构成电容放电的时间常数( $t = R \cdot C$ )。由此可以推出为保证有效地降低IGBT的关断损耗(C中无残留电压)所需要的IGBT最短开通时间(占空比限制)。随着电阻R的减小, 虽然可以缩短IGBT的最短开通时间, 但也会导致半导体承受更高的电流负载, 从而增加了开通损耗。

任何增加电感和电容值都会导致换流时间的延长!

在采用上述的简单缓冲电路时, 总的存储能量主要通过电路中的电阻, 被转化成热能释放, 也有一部分能量则被消耗在晶体管中(耗散缓冲器), 这时, 虽然增加了缓冲电路, 但开关电路的整体效率并无提高。这项措施会使功率损耗的位置, 从原来的功率半导体内部被转移到缓冲电路中的电阻上, 从而可以提高开关频率。

此外, 从有关文献中可以查到各种的低损耗缓冲网络(无损耗或低损耗的缓冲器)。在这些网络中, 能量被储存在谐振回路中, 或反馈到直流母线。这类电路往往是非常复杂, 并且实现也是非常困难和昂贵的[文献72]。

## 5.9.3 软性开关(软开关)

### 5.9.3.1 功率半导体要求

软性开关是另一种可以用来减少损耗的电力电子开关。所谓“软切换, 软开关”是指功率电子开关在零电压开关模式(ZVS), 或零电流开关(ZCS)模式, (见第一章)。按照上述原理, 各种转换器电路原理一般分为谐振电路或准谐振电路。

零电压开关(ZVS, 图 5.9.3):

- 换流过程开始于主动关断, 通过并联于开关的换流电容 $C_k$ 来缓冲,
- 换流过程结束于低损耗的被动开通, 此时的开关电压 $v_s \approx 0$ ,
- 在下一个环流过程前, 在开通状态下电流流动的极性随着电流的变化 $di/dt$ 而变化,
- 换流回路的感应电感 $L_k$ 应尽可能的小。

零电流开关(ZCS, 图 5.9.5):

- 换流过程开始于主动开通, 通过串联的换流电感 $L_k$ 来缓冲,
- 换流过程结束于低损耗的被动关断, 此时的开关电流 $i_s \approx 0$ ,
- 在下一个环流过程前, 在开通状态下电压的极性随着电压的变化 $dv/dt$ 而变化,
- 换流回路的电容 $C_k$ 应尽可能的小。

软性开关连续切换的条件是，在变流器换流回路只有一种环流方式，即感性换流/零电流或者容性换流/零电压。这就相比硬性开关，系统失去了一个控制自由度。

只有在两个同样的换流过程之间，驱动的换流电压 $v_k$ 或驱动的换流电流 $i_k$ 的极性不断的变换，才能保证换流电路持续工作。

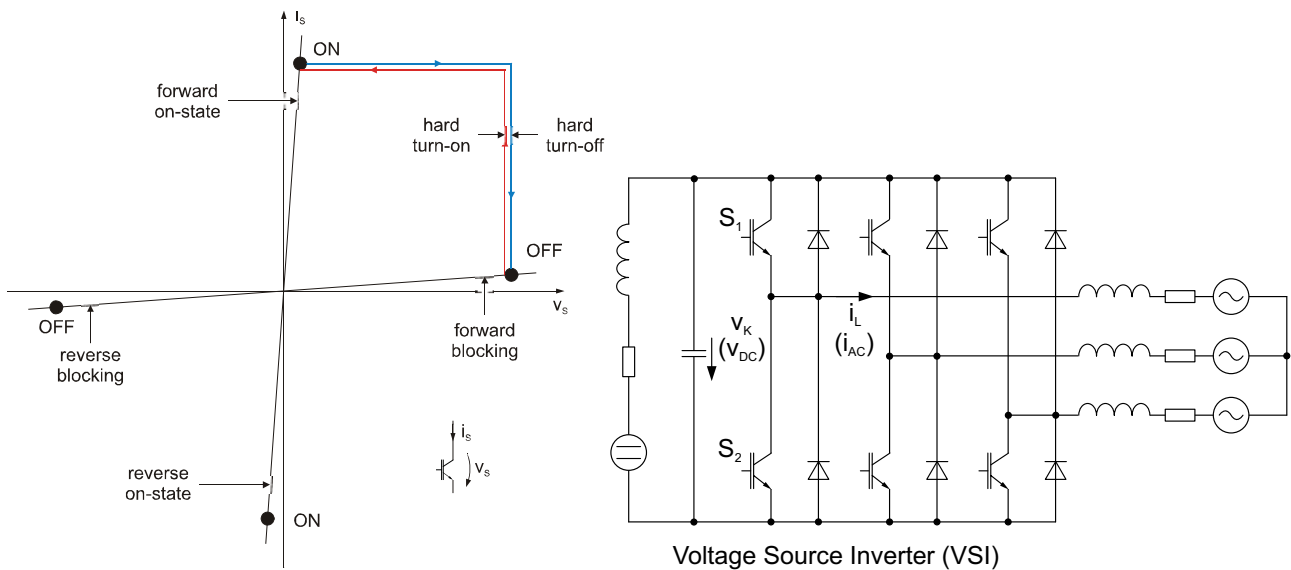


图 5.9.2 硬性开关(IGBT, MOSFET)电流和电压的工作点变化和典型三相电压型逆变器电路例子

现在市场上的IGBT, MOSFET和二极管几乎都是为了硬性开关应用而设计和生产的，并在其数据文件中给出了可相互比较的参数特性(图5.9.2)。

在最近几年发表了很多研究成果([文献74], [文献76], [文献77]), 它们表明在一定条件下，软性开关在元件结构和技术性能上存在着很大的差异(见第5.9.3.3章节)。

但对于用户这些差异并没有在给出的标准数据文件中表现出来，所以用户并不了解这些差异。

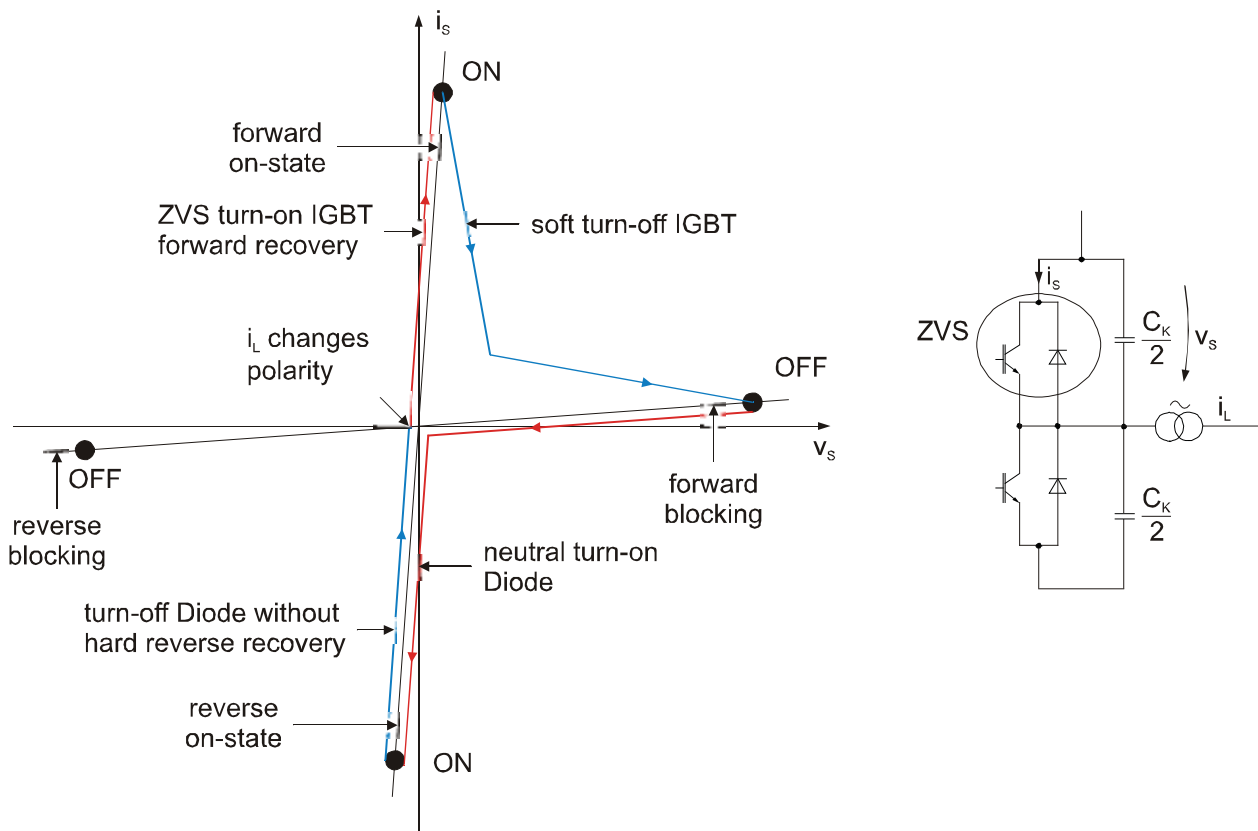


图 5.9.3 ZVS软性开关或谐振开关的电流和电压工作点变化过程

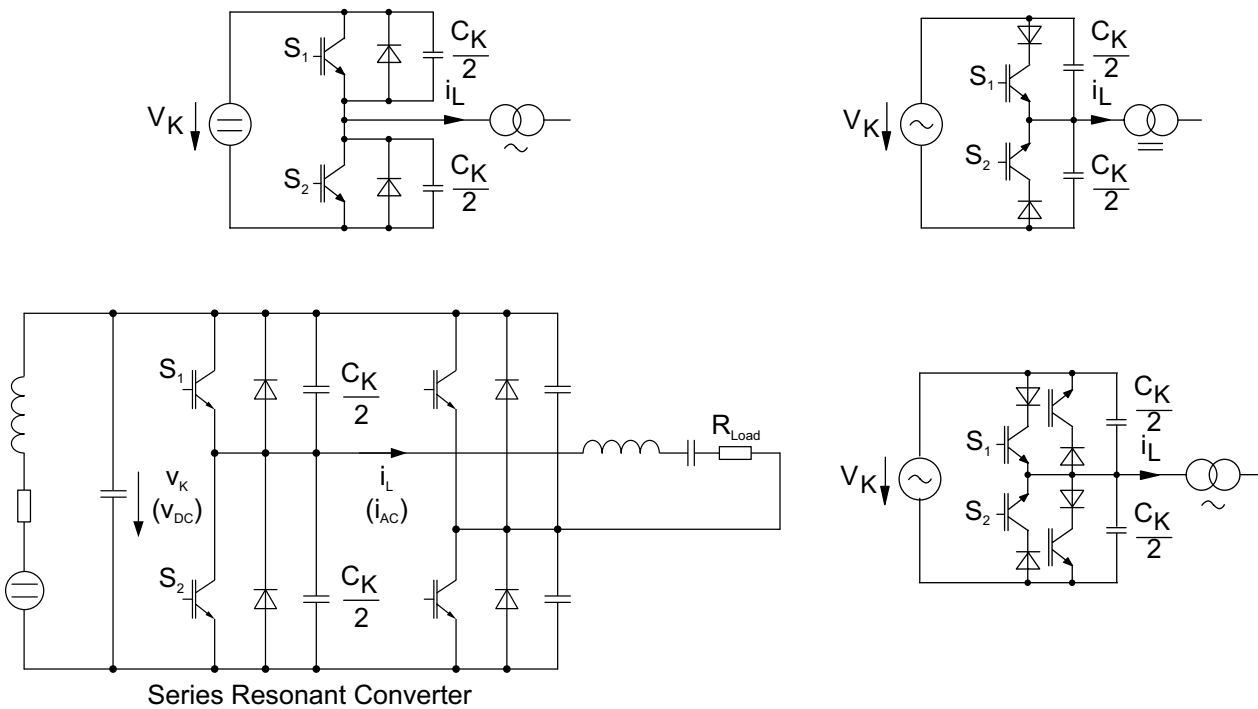


图 5.9.4 ZVS换流回路和串联谐振转换器

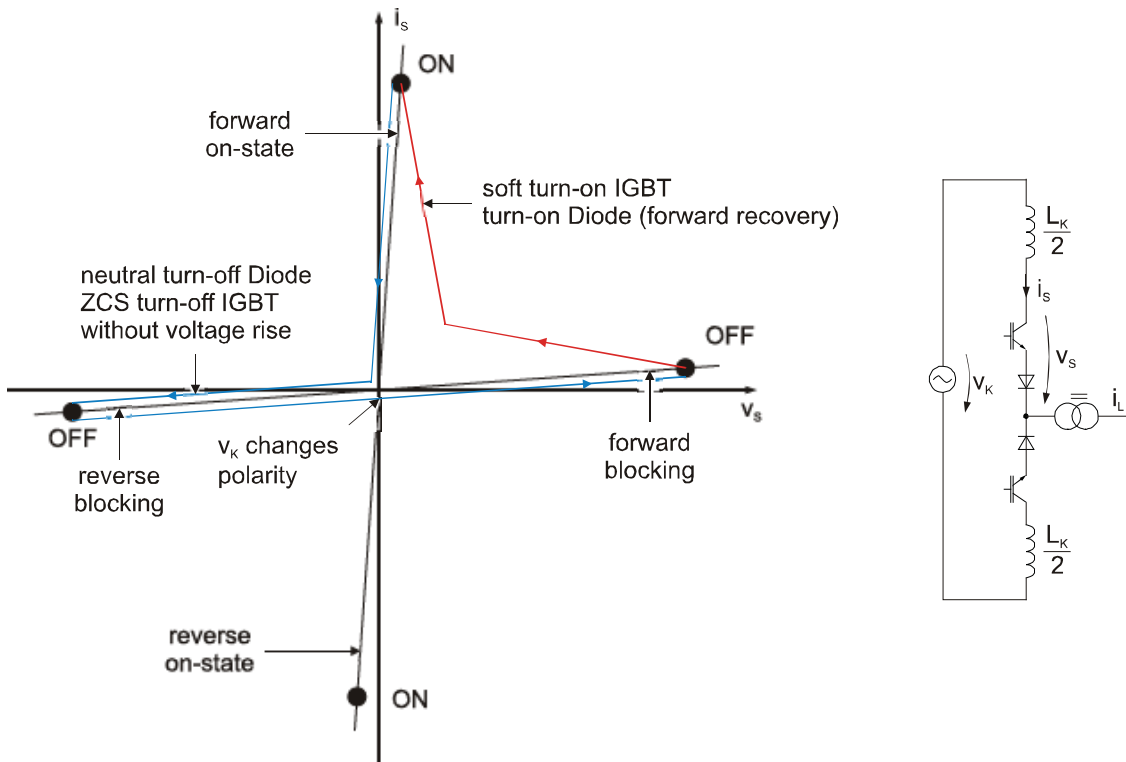


图 5.9.5 ZCS软性开关或谐振开关的电流和电压工作点变化过程

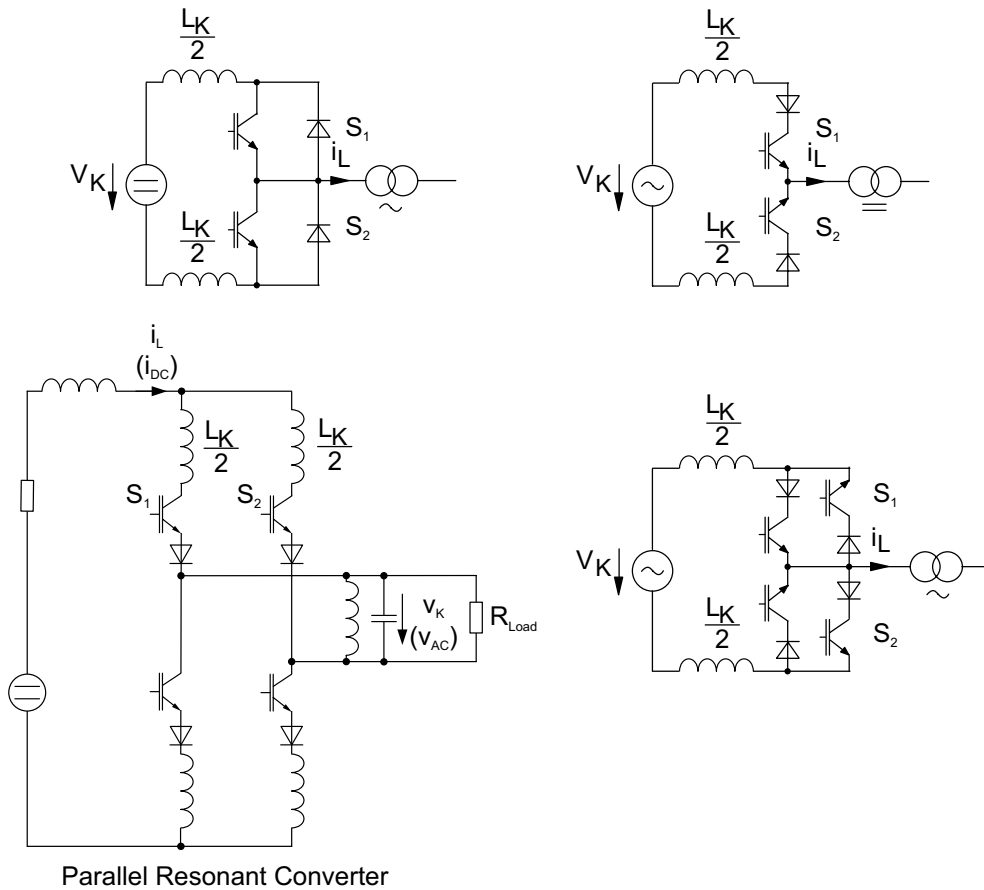


图 5.9.6 ZCS 换流回路和并联谐振转换器

通过比较图5.9.2, 图5.9.3和图5.9.5中的工作点运动轨迹, 可以看出, 轨道曲线包含的面积有很大的不同, 这个面积代表了切换过程中消耗的能量。在硬性开关中(图5.9.2)它的表面积最大。在理想的谐振开关时, 它的曲线应该沿轴线运动, 但在实际的谐振或准谐振开关电路, 它开关和环流的轨道是在两个极限值之间(参见图5.9.3和图5.9.5)。

### 5.9.3.2 对半导体开关和驱动器的要求

#### ZVS 零电压

功率半导体:

- 功率半导体可主动关断和有良好的关断缓冲特性
- 它对IGBT:
  - + 载流子寿命短和低的拖尾电荷
  - + 载流子寿命和拖尾电荷受结层温度的影响小
  - + 在零电压开通和外加 $di/dt$ 的条件下, 在电导调制期间内, 正向开通的过电压小
- 由于ZVS中的二极管在关断于反向恢复期间不需同时承受反向电压, 相对硬性开关来说, 对它们的反向恢复特性要求较低。

驱动电路:

驱动电路必须满足以下最低要求:

- 可主动关断IGBT 和 MOSFET
- 监视开关电压, 在 $v_s \approx 0$ 时, 被动开通ZVS

改进的ZVS模式:

容性换流过程的时间可以近似计算如下:

$$t_{Kc} \approx (C_K \cdot v_K) / i_L$$

其中:  $C_K$ : 换流电容 (缓冲电容)  
 $v_K$ : 换流电压  
 $i_L$ : 被转换的负载电流

在负载电流较低的情况下, 变流器中的换流过程可能会持续相当长的时间, 从而危害到电路的安全运行。为了避免这种情况, 可以采用一个改进的ZVS模式: 当环流过程达到一个可调的最大换流时间后, 通过主动接通还未充电完毕的换流电容, 并利用向这个电容充电的方法来突然中断换流过程。当然这种模式只能在接受更高开关损耗的前提下实现。

图5.9.7给出了改进型ZVS的框图。

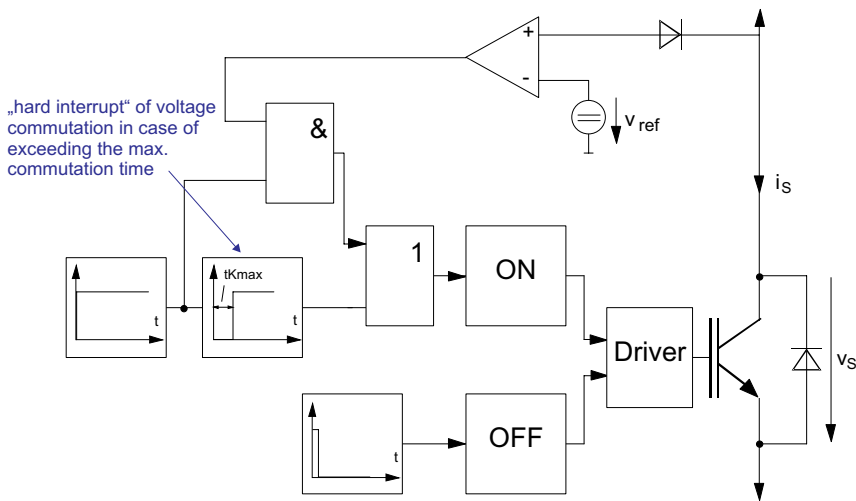


图 5.9.7 改进型ZVS的框图

**ZCS零电流**

功率半导体:

- 功率半导体可主动开通和有良好的开通缓冲特性
- 必须具有低的本征电容
- 对 IGBT:
  - + 低载流子寿命
  - + 存储电荷和载流子寿命受结层温度的影响低
  - + 在开通时短的动态饱和和过渡过程
- 二极管: 小的反向恢复电荷 ( $Q_{RR}$ ,  $t_{RR}$ )

驱动电路:

该驱动电路必须满足以下最低要求:

- 可主动开通IGBT和 MOSFET
- 监视开关电流, 在  $i_s \approx 0$  A时, 被动关断ZCS

改进的ZCS模式:

感性换流过程的时间可以近似计算如下:

$$t_{Ki} \approx (L_K \cdot i_L) / v_K$$

- 其中:
- $L_K$ : 换流电感 (缓冲电感)
  - $v_K$ : 换流电压
  - $i_L$ : 被转换的负载电流

在换流电压较低的情况下, 变流器中的换流过程可能会持续相当长的时间, 从而危害到电路的安全运行。为了避免这种情况, 可以采用一个改进的ZCS模式: 当换流过程达到一个可调的最大换流时间后, 通过主动关断还未降至零的换流电感, 并利用向这个电感放电的方法来突然中断换流过程。当然这种模式只能在接受更高开关损耗的前提下实现。但还必须要注意, 在许多实际应用中, ZCS都必须配置一个过压保护装置。

图5.9.8给出了改进型ZCS的框图。

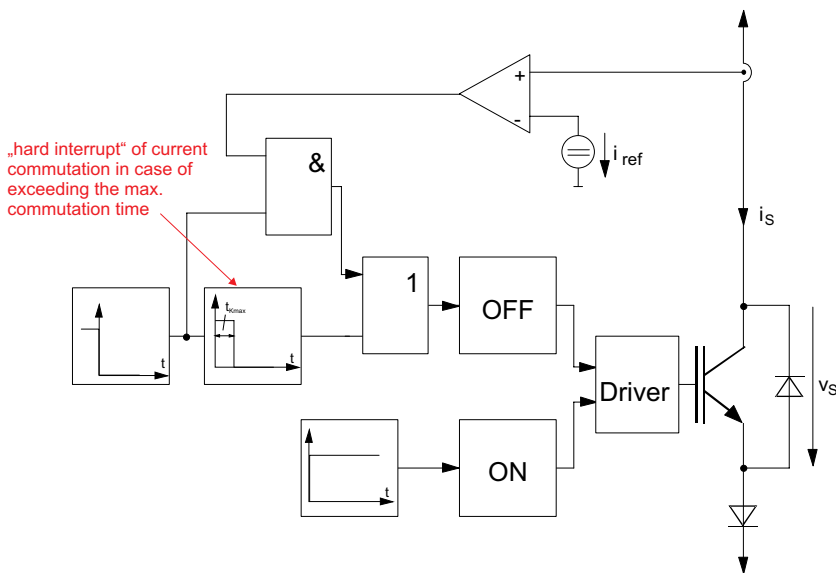


图 5.9.8 改进型ZVS的框图

### 5.9.3.3 开关特性

使用PT和NPT型IGBT的ZVS [文献74][文献76][文献78]

外部电路给定 $di/dt$ 的零电压开通

在IGBT导通前，即在没有电流流过之前，它是处于被控制的状态，这时在IGBT基极的n-区中没有电导调制，所以IGBT对外加 $di/dt$ 的响应是瞬间正向导通电压升高，这就导致了在这个时间范围内损耗升高(正向恢复)。动态过电压、电导调制时间和因此引起的功率损耗都受半导体基极n-区的本征掺杂浓度、发射极效率载流子寿命、电流变化率 $di/dt$ 、开关电流的稳定值(负载电流)和温度的影响。

NPT(非穿透型)的IGBT具有较低的发射效率和较高的载流子寿命，所以它反应引起的正向电压峰值相对较低(图5.9.9a)，然而，这个过程需时超过10微秒。与此相反，PT(穿透型)的IGBT(高发射效率，低载流子寿命)，其响应的瞬态正向电压峰值高达稳态正向导通电压的30到40倍。但这个过程仅需要几百纳秒(图5.9.9b)。通过比较电压峰值幅度和持续时间，可以看出NPT(非穿透型)和PT(穿透型)的IGBT产生的损耗相当，特别是在高开关频率应用时，这些损耗是总损耗中不可忽略的一部分(图5.9.10a和b)。

如果零电压开关(ZVS)的短路保护是建立在对 $v_{CE}$ 的监测基础上，那么它在 $di/dt$ 期间必须被关闭，以防止驱动器会产生误操作。

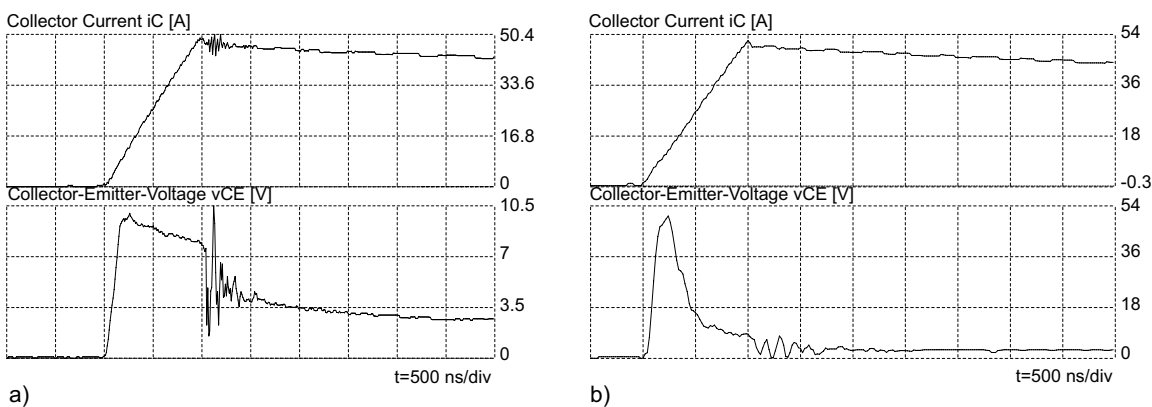


图 5.9.9 a) 一个1200 V/50 A-NPT-IGBT的 $di/dt$ 响应 ( $di/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ ;  $i_L = 50 \text{ A}$ )  
b) 一个1200 V/50 A-PT-IGBT的 $di/dt$ 响应 ( $di/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ ;  $i_L = 50 \text{ A}$ )

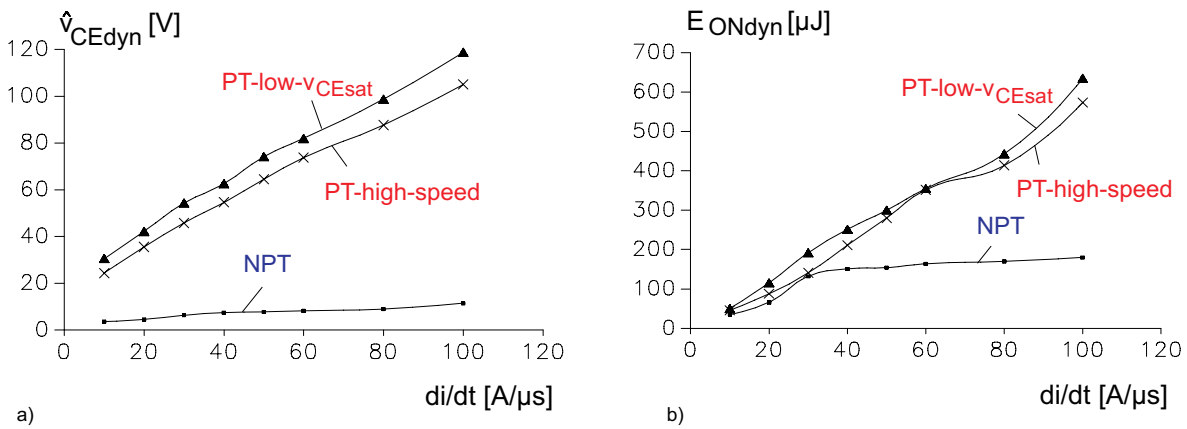


图 5.9.10 a) V/50 A-NPT-IGBT和PT-IGBT动态峰值同 $di/dt$  ( $i_L = 30$  A)的关系  
 b) 1200 V/50 A-NPT-IGBT和PT-IGBT损耗同 $di/dt$  ( $i_L = 30$  A)的关系

主动的缓冲关断 (见第1.1章中图1.1.2)

在主动的缓冲关断期间，IGBT同并联的电容 $C_K$ 进行换流，在此集电极-发射极电压上升被延迟，从而可能减少开关损耗。拖尾电流的过程，即在MOSFET沟道截止后存储在IGBT内的电荷的放电过程，主要受到集电极-发射极电压的上升的影响。增加换流电容值将降低拖尾电流大小(类似于IGBT和电容之间的电流分流器)。同时，拖尾电流的时间将被拉长，从而影响了关断损耗的降低。对于具有较长高载流子寿命的NPT结构来说，这将导致关断缓冲的效果不理想(图5.9.11a和图5.9.12)。但在图5.9.11b中的波形显示出，使用PT结构的拖尾电流在集电极-发射极电压达到外部的换流电压水平之前就已经降到零。试验结果表明，使用1200 V/50A的PT型IGBT模块，关断损耗在换流电容值 $C_K = 30$  nF时就比硬性开关降低了50%(图5.9.12)。而采用NPT型的IGBT则只比硬性开关降低了20%左右。

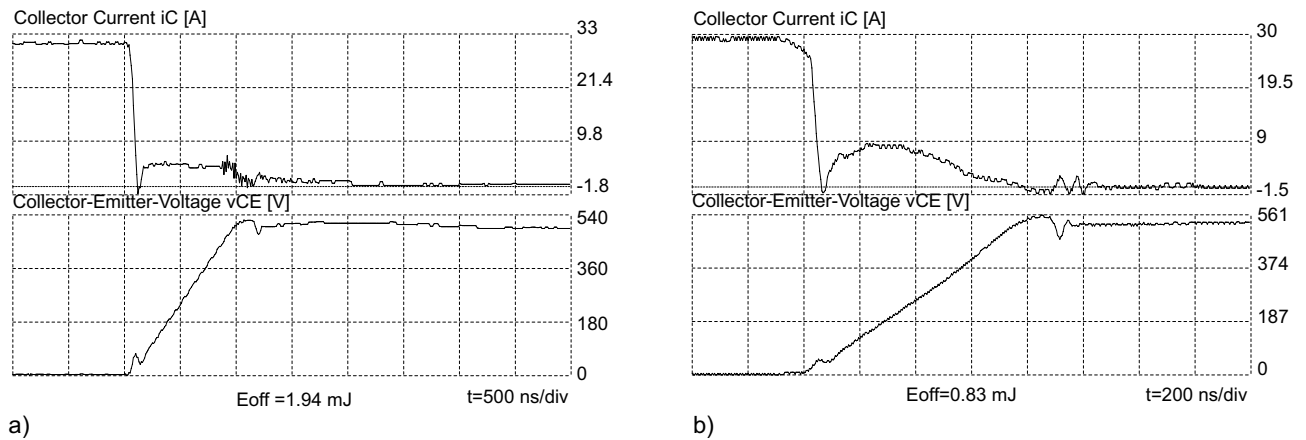


图 5.9.11 a) 1200 V/50 A NPT-IGBT在  $C_K = 47$  nF时的缓冲过程  
 b) 1200 V/50 A PT-IGBT 在  $C_K = 30$  nF时的缓冲过程



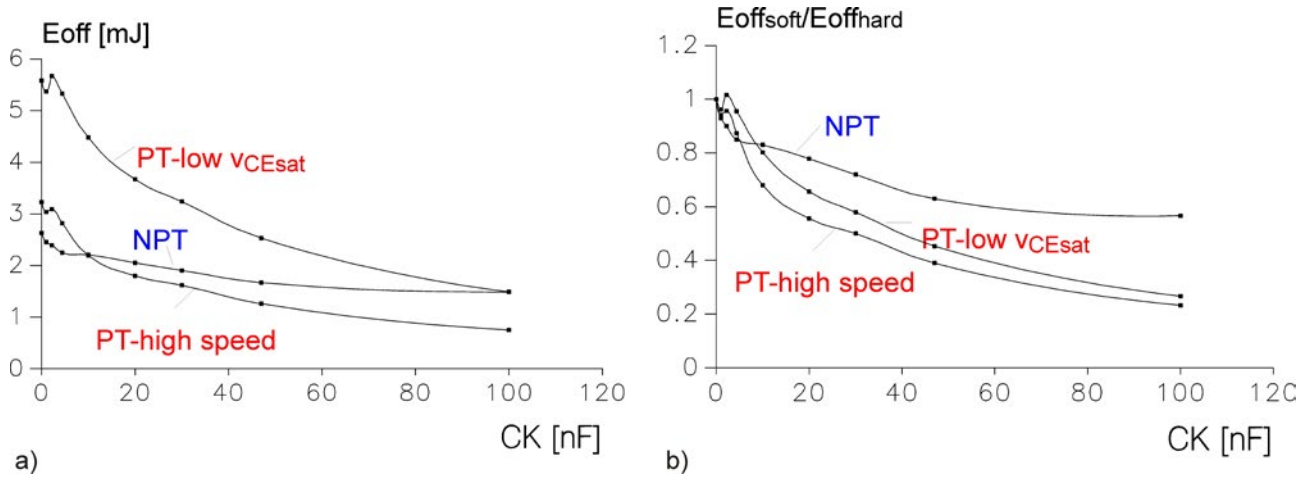


图 5.9.12 a) 1200 V/50 A-IGBT关断损耗同换流电容  $C_K$  的关系 ( $v_K = 500$  V;  $i_L = 50$  A)  
 b) 把图a)的曲线同硬性开关损耗比对(参考)得出的曲线

$$E_{off} = f(C_K) @ V_{DC} = 600V; I_C = 300A; R_{Goff} = 30\Omega$$

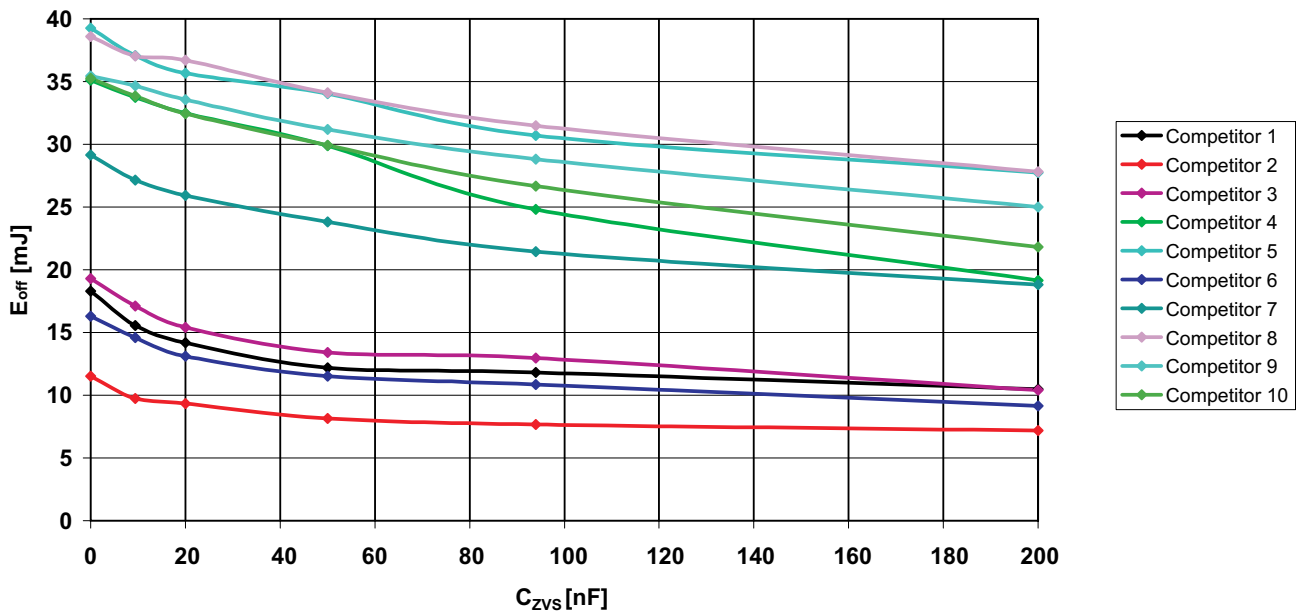


图 5.9.13 目前市场上的IGBT (1200V/300A模块)关断损耗缓冲技术的比较,  $V_{DC} = 600$  V,  $I_C = 300$  A

图5.9.13给出了现有的IGBT技术对高频ZVS开关损耗的比较图, 我们可以看出它们的区别, 因此, 在对任何实际应用, 都必须在优化效率的前提下谨慎选择。

在[文献75]中描述出, 在零电压开关(ZVS)的应用领域中, 现代的场止技术(Field Stop)能同NPT和PT技术进行竞争。

### MOSFET的ZVS [77]

MOSFET是单极元件, 它无需对存储电荷进行冲放电, 所以在作为ZVS有以下特点:

- 在外加 $di/dt$ 无电压开通时, 没有动态正向过电压。
- 与同一级别的IGBT元件相比较可得出: MOSFET仅需要几个nF数量级的换流电容, 便可完成几乎完全的关断。而且, MOSFET的高输出电容可以支持关断缓冲过程。
- 通常MOSFET在关断的状态下不能承受较高的 $ddv_{DS}/dt$ (见第5.6章节), 但这种情况在ZVS模式不存在。因此, 原则上MOSFET可以在负的栅源控制电压下工作。

### 在ZVS中的快速二极管

在ZVS中的二极管在关断和反向恢复时，不会同时承受反向电压。同硬性开关相比较，对它反向恢复特性的要求较低。

但是，在ZVS应用时，要求二极管有良好的动态开通特性，这时CAL二极管就表现出它的优势。

### 使用PT和NPT型IGBT的ZCS[文献75][文献78][文献79]

主动缓冲开通 (见第1.1章节中图1.1.2)

图5.9.14给出了1200 V/50A NPT型IGBT开关开通过程曲线，以及开通损耗在使用不同的工艺时受换流电感 $L_k$ 的影响。

我们可以很明显的看到缓冲效果。当串联一个 $3\mu\text{H}$ 的缓冲电感或换流电感，与同样的IGBT相比较，损耗大约只有硬性开关的15%。

同ZVS模式的关断过程不同，PT型和NPT型的IGBT在开通时均具备良好的可缓冲性。

在[文献75]中通过实验研究证明，使用现代场止(Field-Stop)技术和快速二极管相结合，可以使ZCS产生最小的损耗，对零电流开关中二极管的挑选必须谨慎选择。

在ZCS模式中，当IGBT在开通时，出现的损耗是由动态饱和过程引起的。

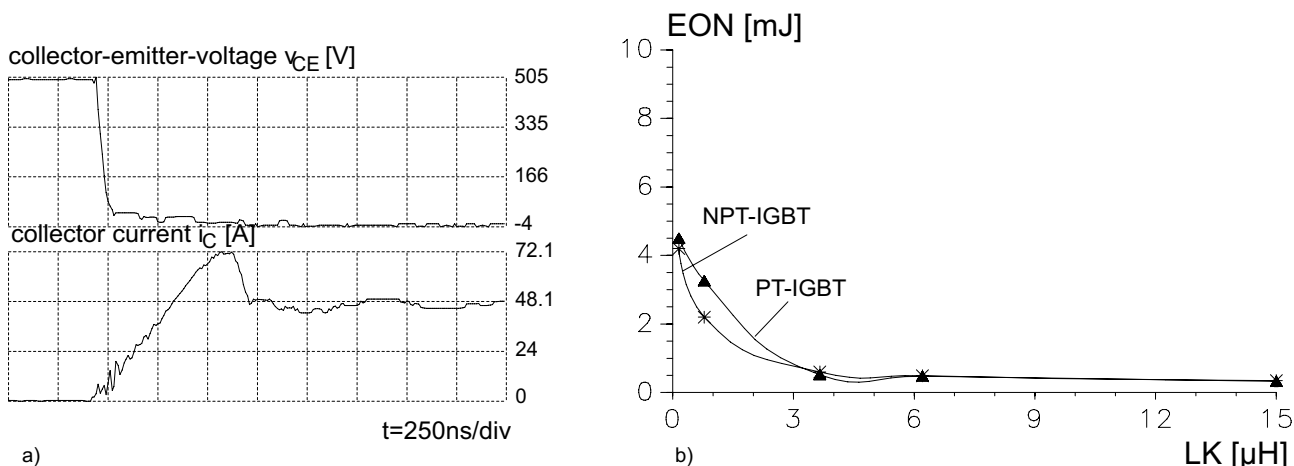


图 5.9.14 a) NPT型IGBT的开通缓冲过程 ( $L_k = 3.6 \mu\text{H}$ )  
b) ZCS的开通损耗同换流电感  $L_k$  的关系 ( $v_k = 500 \text{ V}$ ,  $i_L = 30 \text{ A}$ )

零电流电路在较高的开关频率时，即较短的周期时间，动态饱和阶段的饱和度(电导调制)决定了损耗的大小，因为这时IGBT还没有达到导通状态。

在[文献79]中提出了一个新的控制驱动理念，即在动态饱和阶段中使用一个另外的电流源，对IGBT的栅极进行供流，从而使IGBT更快地进入饱和，这样可以减少了约50%的损耗。给栅极供流的时刻可以通过米勒平顶来控制。

### ZCS关断时通过清除IGBT存储电荷的电压切换

图5.9.15给出了IGBT-ZCS的被动开通过程(IGBT带串联和反向并联的二极管)，以及随后出现的开关电压极性的反转。

很明显看出，在维持导通时间 $t_h$ 后，IGBT必须承受正向截止电压，在使用的PT结构中只有一个较低的残余电荷 $Q_s$ 必须被释放掉(降低载流子寿命)，从而降低产生的动态损耗。

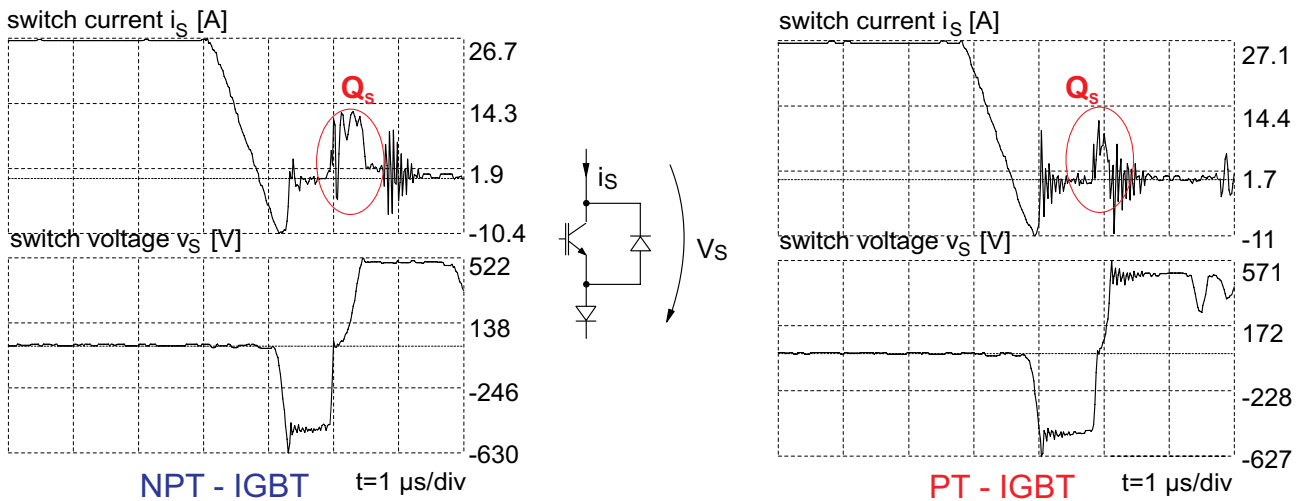


图 5.9.15 1200 V/50A 的NPT型和PT型IGBT的关断特性 ( $t_H = 1.3 \mu\text{s}$ ,  $L_K = 10 \mu\text{H}$ )

残余的存储电荷与维持导通时间的关系见图5.9.16a。在这里PT结构的优势很明显，但它的缺点是，PT结构存储的电荷有很强的温度效应，由此而引发热能正反馈的危险(热失衡)，尤其是在维持导通时间较短的情况下，它会限制最大开关频率(图5.9.16b)。

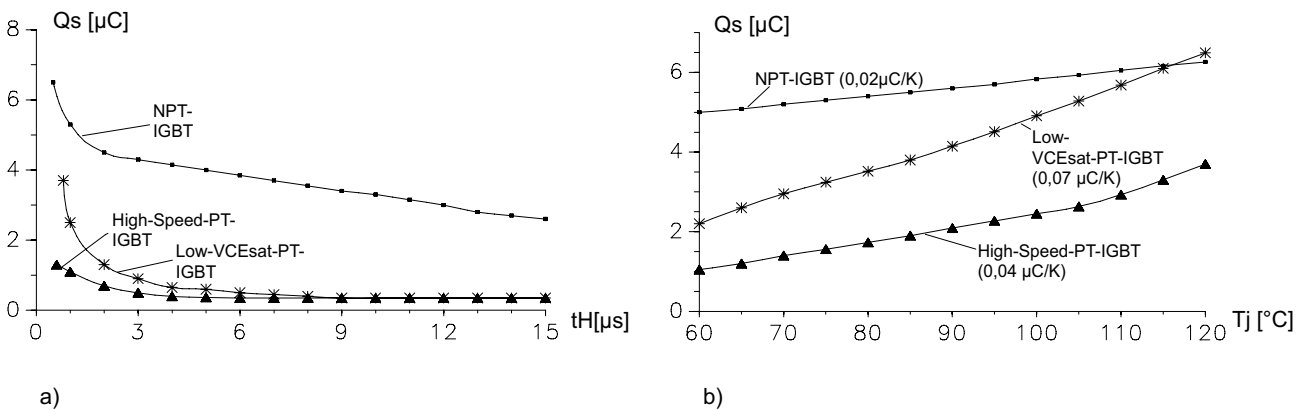


图 5.9.16 a) PT型和NPT型IGBT-ZCS残存电荷同维持导通时间的关系( $v_K = 400 \text{ V}$ ,  $i_L = 30 \text{ A}$ ,  $L_K = 10 \mu\text{H}$ )  
b) PT型和NPT型IGBT-ZCS残存电荷同结层温度的关系( $v_K = 400 \text{ V}$ ,  $i_L = 30 \text{ A}$ ,  $L_K = 10 \mu\text{H}$ ,  $t_H = 1.3 \mu\text{s}$ )

在[文献78]中给出了一个IGBT-ZCS驱动电路，使用该驱动电路可在维持导通时间内，将额外的集电极电流提供给IGBT，以便清除储存的电荷。使用这个方法可以极大的减少在截止阻断期间的损耗，特别是在时间 $t_H$ 大于2微秒时。

### MOSFET的ZCS

因为没有动态饱和阶段，所以 MOSFET通过串联一个非常小缓冲电感(大约1微亨)就能几乎完全被缓解。

MOSFET的高输出电容会对开通损耗带来负面影响。在较高的开关频率(大于50千赫)时，它带来的损耗在总体损耗中占有不可忽视的部分。

由于它的单极化特性，所以在维持导通时间后，即开关的极性被反转后，它没有存储电荷需要去除释放，但是，相对较高的输出电容量需要充放电。

### **ZCS 中的快速二极管**

在ZCS中的二极管在关断与反向恢复时，同时承受反向截止电压。因为存在换流电感，所以换流速度低于硬性开关的转换器(较低的反向电流峰值，较低的关断损耗)。即使如此，它还是在一些要求高动态关断和低关断损耗的场合中被使用。

如果在ZCS中的快速二极管作为IGBT或MOSFET的串联二极管被使用，它会提供很好的动态开通特性(正向恢复)。

#### **5.9.3.4 结论**

功率半导体作为硬性开关元件的评价不能应用到它作为软性开关中。根据软性开关的条件，以及所描述的动态过程，拥有短载流子寿命的元件更适应软性开关工作。现有电力电子器件的数据文件手册中，一般不会对其用在ZVS和ZCS拓扑结构中的动态特性给予评价。

由于低损耗变流技术的多样性以及各自的特殊要求，我们无法对IGBT和MOSFET频率界限给出一个简单的概括解释。

## 6 注意事项和环境条件

下面对一些重要的要求进行总结归纳，其中对功率半导体分立元件和模块的运输、储存、安装和使用注意事项都进行了归纳。为了确保在整个系统设备运行可靠，运输和储存的要求同模块使用的环境要求相似。

### 6.1 静电敏感度和保护措施

所有IGBT或MOSFET功率模块，由于它的栅极绝缘层(栅极氧化层)只有几十纳米的厚度，所以它对静电ESD(Electro Static Discharge)较敏感，因此根据EN61340-5-1和EN61340-2-3的标准被定义成静电敏感器件(ESD) - 即元件可以由静电场或静电放电造成损坏，这些静电场是在元件测试和运输中有可能遇到的。IGBT和MOSFET功率元件的较大的芯片面积，会带来很高的输入电容量，因此根据MIL - STD883C和3015.6方法可以确定，它的敏感性要比小的元件低。

使用IGBT或MOSFET功率模块，必须注意符合上述的MIL- 标准和DIN VDE0843 T2标准，以及IEC801-2标准。验收测试和连接组装必须在经过特殊装备的工作场所，如连接对地导线、采取防静电措施等，操作人员必须穿着适当的工作服(防静电衣服和手套)。运输及装配以及安装电路板必须在工作之前，把所有ESD敏感元件放置到一个相同的电位水平，以避免相互充放电。ESD敏感元件的包装必须有符合IEC60417标准第5134号的警告标签(图6.1.1)。



图 6.1.1 ESD敏感元件的包装的警告标签

电源模块交货时，电源模块的栅极、发射极或者源极是通过一个合适的导电包装，呈现短路连接状态。这种导电包装可以使用导电泡沫或橡胶垫、导电金属箔胶带、连接环紧固件或连接帽等。如果可能的话，应尽量保持这种状态，直到完成栅极电路的装配连接。

### 6.2 存贮、运输和工作的环境条件

本节是按照环境分类分别描述，使用的标准有EN 50178、EN 60721-3(IEC 721-3)以及下列标准的部分EN60721-3-1(储存条件)、EN60721-3-2(运输条件)、EN60721- 3- 3(场地条件，气候条件)。还有一些其他部分，我们将在这里不进行讨论，比如，使用的气候保证条件(EN60721-3-4)，车辆使用(EN60721-3-5)，船舶设备(EN60721-3- 6)和便携式不固定使用的设施。

如图6.2.1所示，半导体元件的使用必须考虑到不同的环境带来的影响，EN60721-3标准对可能带来影响的环境条件进行了归纳分类。在早期的半导体装置或设备结构的设计阶段，就必须对以后使用的环境条件进行考虑，包括功率半导体的选择、冷却问题以及安装工艺等。

这就意味着，为了保证实际应用的实现，必须从设计和元件选择开始，对于元件的环境适应性，可运输性直到系统使用的场地适应性等，进行全面考虑。保证整个系统及所有元件满足环境的要求，并考虑到需要的补救的措施。

在系统设计时，必须在元件、电路形式和结构形式以及花费成本之间，寻找出最佳的组合方案。因为许多元件会受到半导体物理和技术的限制，比如IGBT模块表面会吸收水分而受潮。

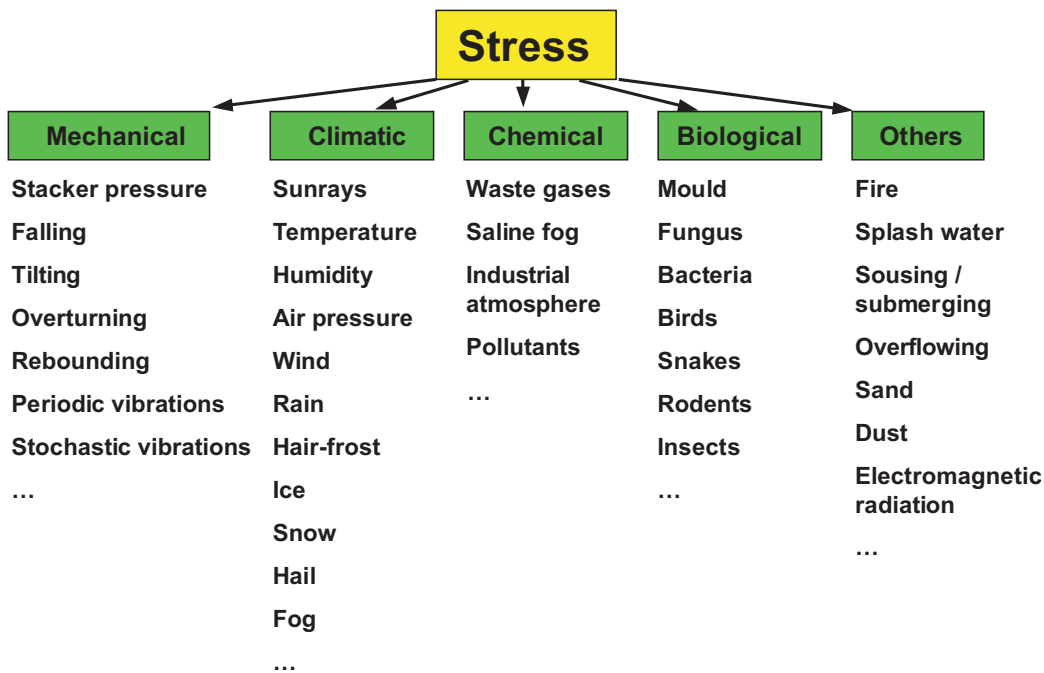


图 6.2.1 根据DIN EN 60721-3标准，恶劣的环境条件对运输、储存和应用的影响

在EN 60721-3中，环境条件是归类 "nAxY"：

第一个数字 (n) 必须是它的使用范围，它们有：

n: 1: 存储 2: 运输 3: 实际应用

第一个字母 (A) 表示环境参数，它们为：

A: K: 气候, M: 机械, B: 生物, C: 化学活性物质,  
S: 机械活性物质, Z: 其他气候环境条件

第三位是数字 (x)，在给定 (A) 的环境参数限制下，它决定了量值的大小，为

x: 数值 (随负荷的增加由低到高)

Y: 额外的字母表示特殊的情况

高级别的指标一般都能覆盖低指标的条件。在安装、保养和维修时，如果它们的环境条件不同于存储和工作时的环境条件，也必须注意。在EN后面加上7位数字组合(有时也用IExx)，来定义环境条件，我们通过4种相应的实际应用例子来解释环境条件。

通过模拟环境条件下检测样本的检验，就能给出表明产品符合规定的环境条件的证明。在这里要注意环境条件下的检测方法，它在IEC 60068 - xx标准或IEC60749标准中做了详细的描述。对于测试方法和深度的选择，可以根据“根据IEC60721 - x标准和IEC 60068标准，对环境条件分类的实施和相关指南”vDIN 40046 - 721 - X环境测试标准草案中的文件，存储为(-1)，运输(-2)，固定位置并防风雨为(-3)，由此类推)来决定。

例如，对于固定位置的电气设备的气候条件，它是最主要的环境条件应用类别，应按照EN60721-3-3标准进行，也就是要完全符合EN60721-3-3中每项的要求。

### 6.2.1 气候环境条件

气候环境条件包括空气温度、绝对和相对湿度、冷凝现象、温度变化速度、大气压力、太阳能辐射和热辐射、空气流动性、低气压，水气(下雨除外)和结冰。

它们被分为11个气候等级分类，随着危害性的增加从3K1到3K11。主要气候类别：

- 3K1: 使用地点装有空调。湿度和空气温度都在控制下。
- 3K2: 封闭的地点有空调，不控制空气湿度，但防止结露。
- 3K3: 封闭的地点有温度调节，不控制空气湿度，但防止结露。
- 3K4: 封闭的地点有温度调节，不控制空气湿度，但相对湿度较高。对产品可结露。
- 3K5: 封闭的地点，没有空气温度和湿度控制，当这类型的环境温度同实际温度相差较大时，可使用加热器。该产品可结冰。
- 3K6, 3K7, 3K8: 气候保护地点，但可能直接连接到室外，即有部分需要封闭空间的地点。

所有产品(除了3K7L以外)，可在不同的太阳辐射强度下工作。它能承受一定程度上的低气压风雨(包括雪)。除了3K1在绝对空气控制之下以外，还可以根据EN60721-2-1标准的气候等级分类：

- 极寒冷的气候 (南极洲除外)
- 寒冷气候
- 温带气候
- 适度干燥的气候
- 暖干气候
- 极干热的气候
- 温暖湿润气候
- 强化温暖湿润的气候

确定使用的气候条件和气候环境类型可以参照EN60721-3-3标准中附件A和EN标准的定义(见第6.2.7章节的举例)。

### 6.2.2 机械环境条件

图6.2.2展示了许多可能机械负荷，这是按照EN60721-3-3的环境条件给出的。



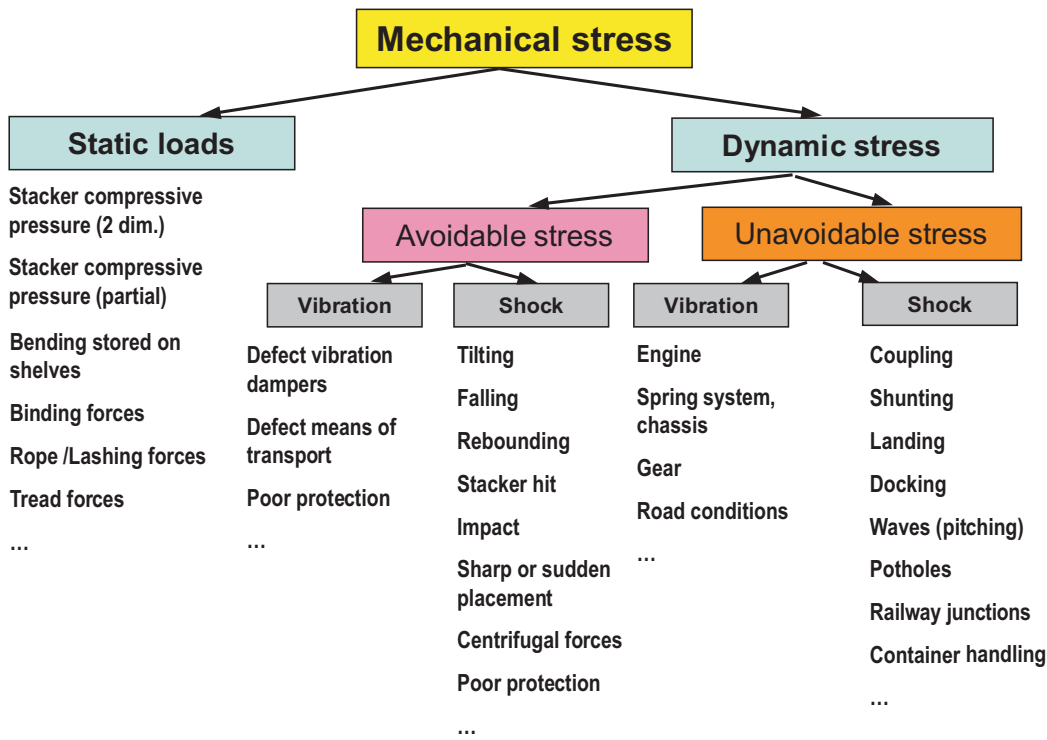


图 6.2.2 根据EN 60721-3-3的环境条件可能的机械负荷

机械环境的描述是通过以下定义来确定机械环境规范:

- 振动: 位移幅度或加速度, 以及正弦形式的频率范围, 加速度谱密度, 随机振动载荷的振幅和频率
- 冲击碰撞: 共振反应谱, 峰值加速度, 持续时间, 冲击方向, 每个方向的冲击次数

机械环境按照8个等级, 随着负荷增大的次序来分类:

- 3M1: 工作区域内没有任何有效的震动和冲击
- 3M2: 工作区域内可能只受到轻微振荡
- 3M3: 工作区域没有或只有轻微的震动, 也可能发生能量很低的碰撞, 如当地有限的爆破或堆放工作引起震动, 摔门震动等
- 3M4: 工作区域内可能会遭受机械震动和冲击, 例如: 因机房内的机器或过往的车辆
- 3M5: 工作区域可能会遭受机械震动和能量较大的冲击, 如由于重型设备工作, 输送带等
- 3M6: 工作区域内振幅较大的振动和能量很高的冲击, 例如: 在重型机械附近
- 3M7: 工作区域内非常高的震动和能量特高的冲击, 如当直接安装在机械产品上
- 3M8: 工作区域内相当高的振动和热能巨大冲击震荡, 如产品在气锤机械上

选择适当的类别-除了振动幅度和冲击能量以外-还得考虑类型和安装条件(硬连接, 垫软性材料连接, 减震连接)。

确定必要的机械应用类别可参考EN 60721-3-3标准中的附件A。



### 6.2.3 生物环境条件

对生物环境的描述，按照发霉生菌，啮齿类动物损坏和其他动物病虫害，造成危害增加的顺序分为的三个等级：

- 3B1: 生物环境无特殊风险的地点，例如不会生长霉菌，动物或害虫无法生存的地区
- 3B2: 可能出现霉菌和害虫的地点 - 白蚁例外
- 3B3: 经常出现霉菌和害虫的地点，包括白蚁

确定生物环境的定义可以根据EN 60721-3-3标准中的附件A。

### 6.2.4 化学活腐蚀性物质的环境影响

化学腐蚀性物质，如海盐/盐碱，二氧化硫，硫化氢，氯气，氯化氢，氟化氢，氨，臭氧和氮氧化物等腐蚀物质，对它们造成的环境影响将按照危害的增加分成了6类。

- 3C1R: 环境被认真监测和调控的地点 (类洁净室)
- 3C1L: 环境被持续调控的地点
- 3C1: 具有适中工业和交通污染的地点，在人口稠密地区，可能由于在冬季取暖，增加了空气污染，在沿海地区，因为海风中的盐份等
- 3C2: 常见的空气污染的地点，如在人口较稠密的地区，在交通较繁忙或工业区等
- 3C3: 在有工厂的化学物质排放口的附近地区
- 3C4: 在工业设施内，可能排放高浓度的化学污染物的地区

这里没有考虑到化学液体，固体和其他化学物质的腐蚀性。确定必要的化学环境的定义可以根据EN 60721-3-3标准中的附件A。

### 6.2.5 物理活性物质环境的影响

在空气中浮砂、悬浮物和沉淀灰尘等活性物质的物理环境，将按照危害的增加分成了4类：

- 3S1: 如果灰尘保持在最小值的地点，比如沙尘无法穿透的空间
- 3S2: 较少灰尘的地点，在附近没有尘埃源或沙源
- 3S3: 有灰尘或沙子的地点，并在没有特别的措施来减少尘埃
- 3S4: 很多灰尘和砂子的地点，或在经常出现砂尘地理区域内

确定必要的物理活性物质环境的定义可以根据EN 60721-3-3标准中的附件A。

### 6.2.6 在高海拔地区工作时的特殊性

当工作的海拔高度超过2000米时，会产生一些必要的限制。

- 在空气冷却时，因为低的气压和低的空气密度会对空气冷却产生影响，因此降低输出功率或降低最大允许工作温度，见第5.3章
- 随着海拔高度的增加(压力降低)，空气的绝缘击穿强度下降

赛米控公司生产的大部分功率模块在隔离距离（爬电距离和间隙）是按照EN50178标准制定的，对于高于海拔2000米的地点，隔离距离相应提高。它可以通过一个校正系数来改变，如果条件不允许，也可以降低元件的使用电压，例如：通过连接变压器。校正系数是根据IEC60664-1标准中表A.2。

使用地区的海拔高度 m	空气压力 kPa	校正系数
2,000	82	1.00
2,500	76	1.075
3,000	70	1.14
4,000	62	1.29
5,000	50	1.48

表 6.2.1 海拔高度的影响

例如 SKiiP3, 1700 V:

对于星状连接、中心点接地、线线电压的有效值 $V_N = 690V_{\text{eff}}$ ，这时在海拔高度2000m以下的空气隔离距离为8毫米(EN50178，表3)。对于海拔高度更高地区的应用必须乘以相应的修正系数。当SKiiP3的隔离间隙为9毫米(=1.125×8毫米)时，所以元件可以直到海拔高度2880m的范围内被允许使用(修正系数在2500米和3000米之间近似相等)。

#### 宇宙辐射对失效率的影响

高空辐射或宇宙辐射(宇宙射线)是一种宇宙太空高能粒子的辐射。辐射主要由质子构成，电子、原子和离子也会掺杂其中。它主要由超新星发出的，但也会从太阳辐射出来。在外层大气层中，每平方米秒约接收到1000颗颗粒，但其中只有很少一部分会到达地球表面，因为大多数的粒子在大气层中同气体分子(氧气，氮气)发生碰撞。而通过大气层中的颗粒会同大气气体分子相碰撞，并分解成许多更小的粒子( $\pi$ 介子， $\mu$ 介子和中子)，它的演变如下图(宇宙线簇射，见图6.2.3)。

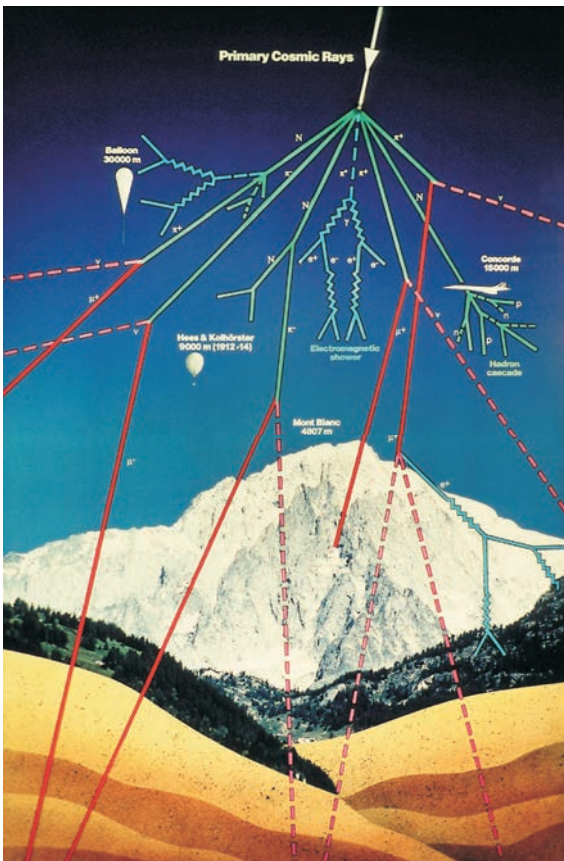


图 6.2.3 宇宙辐射示意图[文献80]

虽然这些大部分粒子对半导体是无害的，但是有一部分- 主要是中子- 会穿透半导体并造成半导体器件的损坏，这种损坏是没有任何痕迹并在纳秒数量级的时间内发生。所以半导体的故障率是受到应有的海拔高度、电压和芯片温度的影响，并可通过使用一些特殊措施来改善功率半导体受到影响，见[文献80]。ABB公司为IGBT功率模块HIPak， $V_{CES} = 1700\text{ V}$ 到 $6500\text{ V}$ ，给出了参数模型方程：

$$\lambda(V_{DC}, T_{vj}, h) = C_3 \cdot \underbrace{\exp\left(\frac{C_2}{C_1 - V_{DC}}\right)}_1 \cdot \underbrace{\exp\left(\frac{25 - T_{vj}}{47.6}\right)}_2 \cdot \underbrace{\exp\left(\frac{1 - \left(1 - \frac{h}{44300}\right)^{5.26}}{0.143}\right)}_3$$

其中

$\lambda$ : 失效率 (FIT,  $10^9$  小时)

$C_1, C_2, C_3$ : 模型参数

$h$ : 应有海拔高度

第一项表达了失效率同电压的关系，

第二项表达了失效率同温度的关系，

第三项表达了失效率同海拔高度的关系

一个经验法则是海拔高度每上升1000米，失效率就会增加一倍。在第一项的电压 $V_{DC}$ 表示集电极和发射极之间的实际电压，即失效率应根据工作运行条件(包括关闭状态)来计算和确定，按照时间分布进行加权，然后再把每个元件的失效率相加。

### 6.2.7 对湿度限制和冷凝保护

由于不同的原因（例如在生产过程中对环境的影响，回收利用，减少热机械应力，减小体积等），现代的包装涂层系统包括了从使用硅凝胶到对DCB基片表面的电气绝缘的全部措施。

在封装系统内水分的差异是在两边进行平衡的。水的离子扩散到硅凝胶的速度在18°C时为0.04毫米/秒，在100°C时为1毫米/秒。当硅层厚度在约5毫米时，经过5个小时就达到饱和。

例如 SKiiP3:

当时间常数 $\tau = 8$ 小时时，经过4小时的不断干燥后，在硅凝胶中仍残留40%的水分。

原则上，储存的水离子会在半导体和固封材料之间的边界带来电磁场的变化，同样也会在芯片表面。电解效应同样也会发生。赛米控公司生产的大部分功率模块是符合EN 50178标准按照气候等级3K3、EN 60721-3-3标准和空气污染程度为2级和符合EN50178以及EN 61800-5-1 2标准设定的爬电隔离距离。

当在模块受到滴水或在电源模块上产生凝结，那么就不能满足半导体元件对环境的要求。如果凝结是偶然发生并在不工作时才发生，那是允许的。从一个偶然产生的冷凝水凝结残留物，不应该得出经常发生凝结和蒸发，以致不允许使用的结论。

为了避免因为水汽凝结导致功率半导体失效的发生，应用时必须考虑到元器件对气候条件的要求。凝结现象必须通过一些额外措施，例如空间加热器、空调、连续不间断运行方式、冷却水温度控制器等来避免。对于气候等级3K3的元件，不能使用在露天的、相对湿度85%、绝对湿度为26克/立方米的场合。图6.2.4给出了它的限制，比如，在40°C的环境温度时，相对湿度要小于50%。

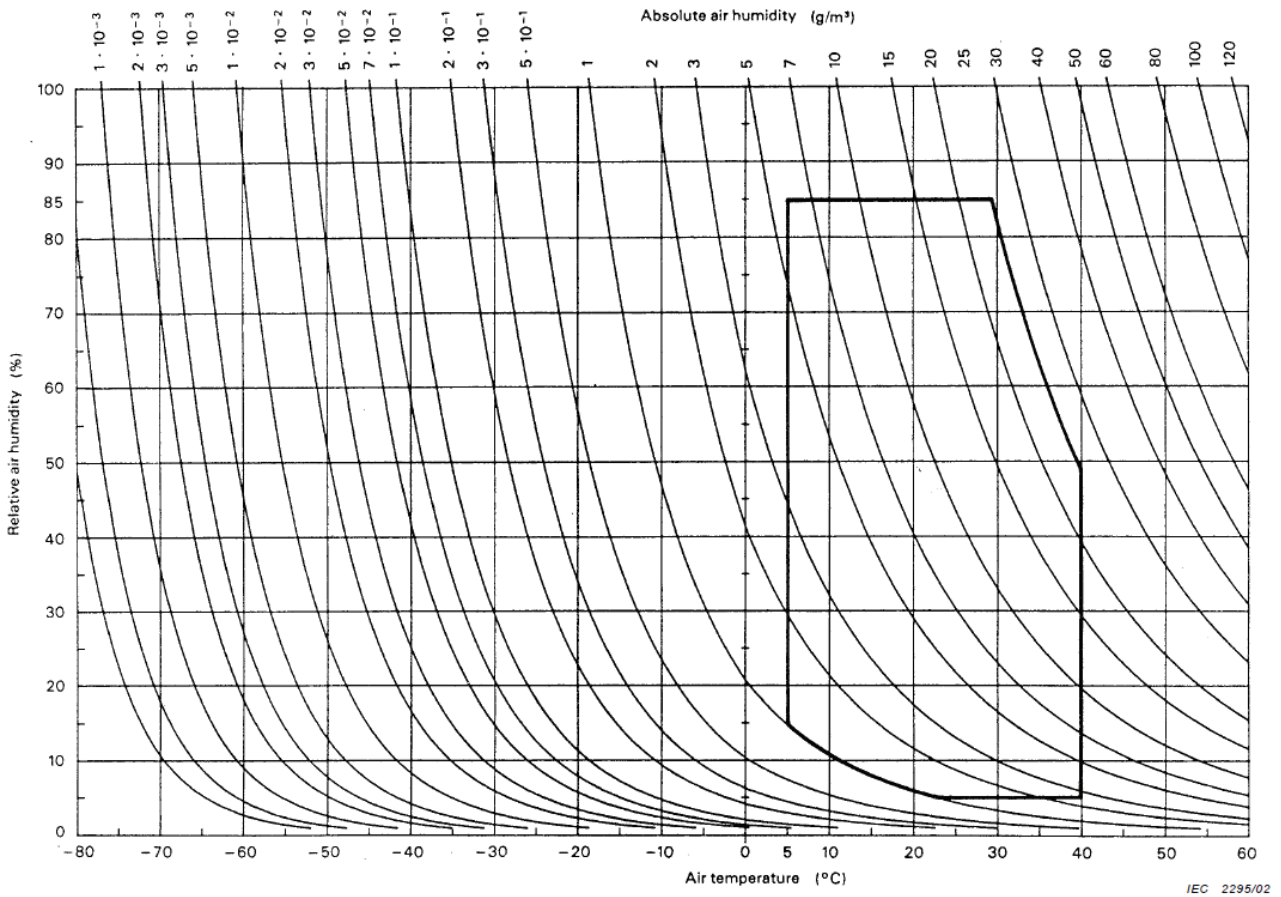


图 6.2.4 使用温度，空气相对和绝对湿度表示的限制曲线厚框区域对应气候等级3K3(EN60721-3-3中的图B3，类似EN50178中的图A.7)

绝对湿度在24小时内的变化不会超过 $1\text{g}/\text{m}^3$ (下雨后除外)。如果设备不密封，那就与外部环境会有空气交流。因此，几乎任何地方都具有相同的绝对湿度。由于不同地方的温度不同，所以相对湿度也不同，温度，绝对湿度和相对湿度这三个变量是相互联系和影响的。

例如：

绝对湿度在 $40^\circ\text{C}$ 的环境温度和20%相对湿度时为 $10\text{g}/\text{m}^3$ (由图点 $40^\circ\text{C}$ 和相对湿度为20%处)。如果空气被冷却到 $20^\circ\text{C}$ 时，所以相对湿度上升到58%( $20^\circ\text{C}$ 刻度线与曲线 $10\text{g}/\text{m}^3$ 相交处)。为了保证模块工作在气候等级3K3的安全区域内，模块的温度不能低于 $13^\circ\text{C}$ (在85%的湿度刻度线同 $10\text{g}/\text{m}^3$ 曲线相交处)。当温度低于 $11^\circ\text{C}$ 时，就会出现凝结(在100%湿度刻度线同 $10\text{g}/\text{m}^3$ 曲线相交处)。

## 6.2.8 结构设计结论

装置内所有元器件都会有一定的温差下，同周围空气产生凝结现象(水分冷凝)，在极端情况下，对一些对湿度敏感的元件，比如，功率半导体元器件，有必要建立凝结水的收集和导流。通过必要的结构设计可以避免潮湿导致的损坏，但它主要取决于使用的气候条件。下面给出一些可能性：



- a) 在外壳是封闭的，内部空气可以流通
- 使用空气/空气或水/空气热交换封闭系统 (最低保护等级IP65)
  - 使用封闭的室内空气控制系统 (控制空气温度和湿度)
  - 开放系统内部并强制通风

在这种系统中功率半导体或者散热器是通过冷却液体冷却，当然它们通过一个隔离片同外部相隔离。

- b) 通过供应冷却空气来控制调节  
(风扇转速或开通的时间)
- c) 通过内部加热来控制内部温度

图6.2.5给出了一个装配SKiiP电源模块开关柜的示意图。

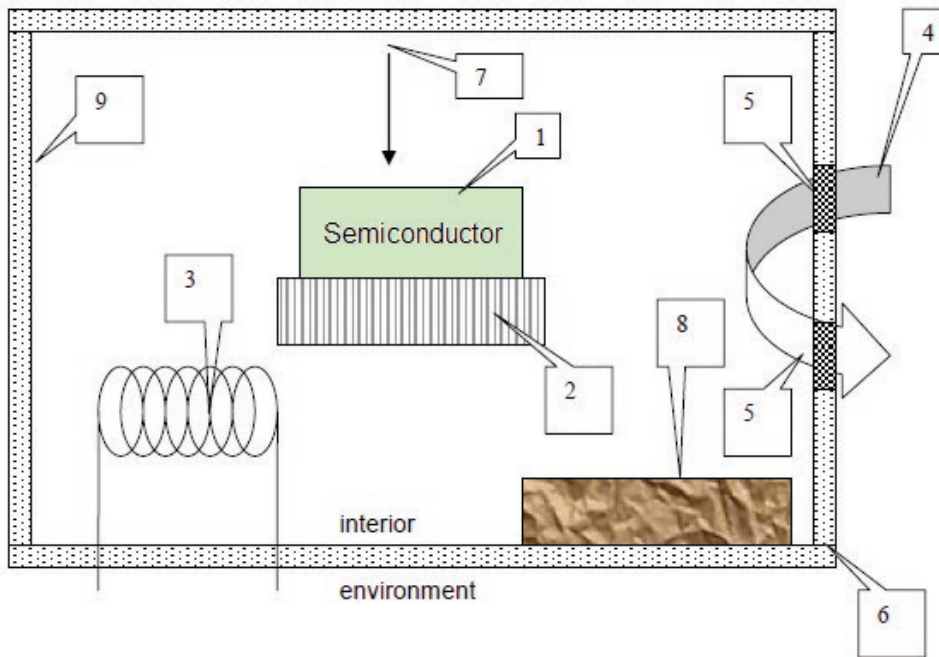


图 6.2.5 电子开关柜设计细节

1. 功率模块受到防湿气保护
2. 关键部位: 散热片, 散热片温度 $T_1$ , 例如, 使用两点控制 $T_1 \geq T_2$ , 当 $T_1 < T_2$ 时, 出现冷凝风险
3. 加热线圈, 保证内部温度 $T_2$ 在允许工作温度范围内
4. 冷却空气 (控制流量和空气湿度)
5. 冷却空气入口和出口: 由于烟囱效应会减弱冷却效果, 所以必须适当加大风量和确保冷却空气的均匀分布
6. 外壳防护, 最小等级为IP54
7. 疏导从外壳顶部凝结的水滴
8. 备用项: 吸潮性物质颗粒, 被动控制湿度
9. 关键部位: 外壳结构

在一个封闭的外壳表面, 因为外部温度低于机壳内的空气温度, 会产生冷凝甚至结冰。一个典型的造成凝结情况就是在机壳内温度下降, 相对湿度在100%时产生。在一个较冷的机壳表面(如空气入口和出口, 机壳壁, 散热片等)湿气会凝结。对于内部通风的标准是根据设备使用的气候条件来制定的。

在一个封闭的没有主动温度和湿度控制系统的内部空间，内部空气能吸收水分达到饱和状态。内部空间有限的空气体积限制了液体的最大吸收量。当温度的变化，这个吸收过程将持续或被逆转 - 从空气中凝结出的水珠。对于此类系统通常采用吸潮物质颗粒，以防止结露。温度变化会引起压力变化，为了避免这一现象，使封闭系统不在进入潮湿空气，可以装配排气阀来保证湿度。

对于封闭的系统，建议使用散热器温度控制。为了防止密封系统故障造成的损坏，可以设置一个室内湿度监控装置。对于在高湿度或其他热带地区使用的系统，建议使用带主动湿度控制的装置。

在没有封闭的机柜中，源源不断的新鲜空气也会在一一定的部位造成冷凝。它们必须在设定好的地方凝结，在那里结冰和滴水都不会造成损坏。一些温度敏感元件(散热片，功率半导体，电路板等)上的温度在工作时总是比环境温度要高，比如可以通过适当的加热措施，或内部空气的定向流动以及控制流动空气的分布来实现。凝结的水珠必须通过管道疏导出去。

在散热片温度控制的过渡状态中，必须考虑到从低负载状态和从待机状态进入工作状态，因为状态变化会导致以上所讨论的要求的变化。在待机状态时，可以通过辅助电源或额外的加热器来保证散热器的温度不会下降的太大。

## 6.3 电源模块的安装

### 6.3.1 散热器安装表面

为了确保良好的热连接，并达到数据文件给出的接触热阻，散热器的安装表面必须清洁，无灰尘，保证满足图6.3.1给出的要求：

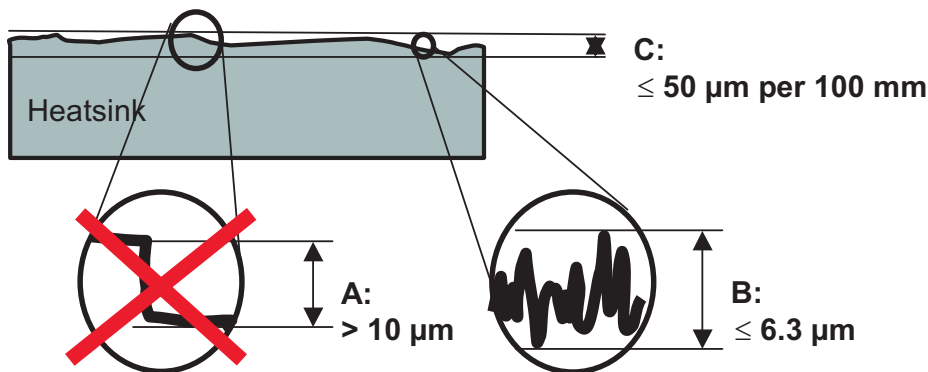


图 6.3.1 安装表面要求示意图

	不平整度 10 cm (DIN EN ISO 1101) A	粗糙度 $R_z$ (DIN EN ISO 4287) B	凹凸间隙 (DIN EN ISO 4287) C
带底板模块			
SEMITRANS	$\leq 50 \mu\text{m}$	$\leq 10 \mu\text{m}$	$\leq 10 \mu\text{m}$
SEMIPACK, SEMiX, SEMIPONT...4	$\leq 50 \mu\text{m}$	$\leq 10 \mu\text{m}$	$\leq 10 \mu\text{m}$
不带底板模块			
MiniSKiiP, SEMIPONT 5/6, SKiM4/5	$\leq 50 \mu\text{m}$	$\leq 6.3 \mu\text{m}$	$\leq 10 \mu\text{m}$
SKiM63/93	$\leq 50 \mu\text{m}$	$\leq 10 \mu\text{m}$	$\leq 10 \mu\text{m}$
SEMITOP	$\leq 50 \mu\text{m}$	$\leq 6.3 \mu\text{m}$	no steps

表 6.3.1 赛米控公司对散热器和元件表面的要求

### 6.3.2 热耦合模块-使用导热介质的散热器

当把电源模块安装在散热器平坦的金属表面上时，因为这两个表面并不绝对的平滑，所以会在模块和散热器之间产生一个间隙。因为空气的热传导率 $\lambda_{\text{air}} \approx 0.03 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ ，是属于不良热传导介质，所以这个间隙必须用更好的导热材料来填充，见图6.3.2。

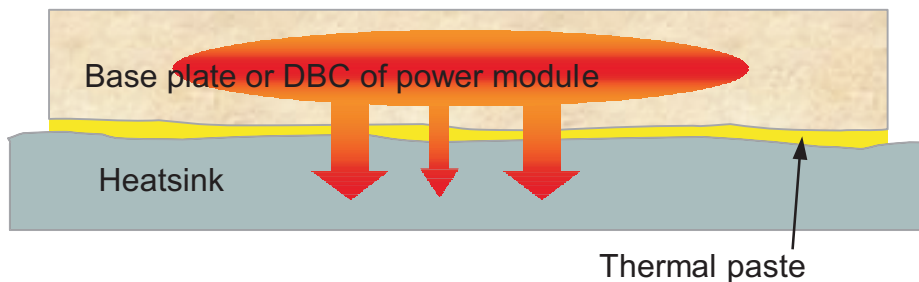


图 6.3.2 模块-散热器连接热传输示意图

在这里可使用不同的耦合材料，它们的导热率应在 $\lambda_{\text{paste}} \approx 0.5 - 6 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ 的范围内(比空气高20倍到200倍)。

这些材料大致可以分为以下几种基本类型:

- 膏状物，例如 $\text{Al}_2\text{O}_3$ 或氮化硼(BN)的导热膏
- 过渡融化粘结系统(状态变化)，使表面的状态发生变化(如低熔金属化合物)或粘结(如HiFlow™)
- 导电薄膜(如Softface™，含增强纤维的石墨板，有石墨涂层的铝箔)和不导电薄膜(如氮化硼填充膜，氧化铝填充膜)
- 综合系统，例如含有蜡涂层的石墨膜或铝箔

应用最广泛的是廉价的膏状物，它们是由液体(如硅油)同导热性能良好而且很细的填充粉混合而成。

对于导热膏在系统中的导热性能分类见下表，它同粘结的材料有关。作为例子给出了瓦克化学公司的P12导热膏。热阻抗同模块的散热形式有关。



材料	导热率 $\lambda$ [W/(m·K)]	厚度 [ $\mu\text{m}$ ]	热阻 $R_{\text{th}}$ 所占的比例
芯片	106	120	2.92%
芯片焊锡	57	70	3.65%
DBC板 (铜)	394	300	1.94%
DBC板 ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )	24	380	32.91%
DBC板 (铜)	394	300	1.31%
导热膏 (P12 from WACKER)	0.81	30	57.26%

表 6.3.2 SKiM模块的材料性能和占总热阻抗的比例

如表6.3.2所示，导热膏的导热率不如电源模块其他部件的导热率，它带来的热阻抗 $R_{\text{th}(j-s)}$ 占总阻抗的比例约为20%到65%，所以导热膏层应根据需要尽可能的薄(图6.3.3)。

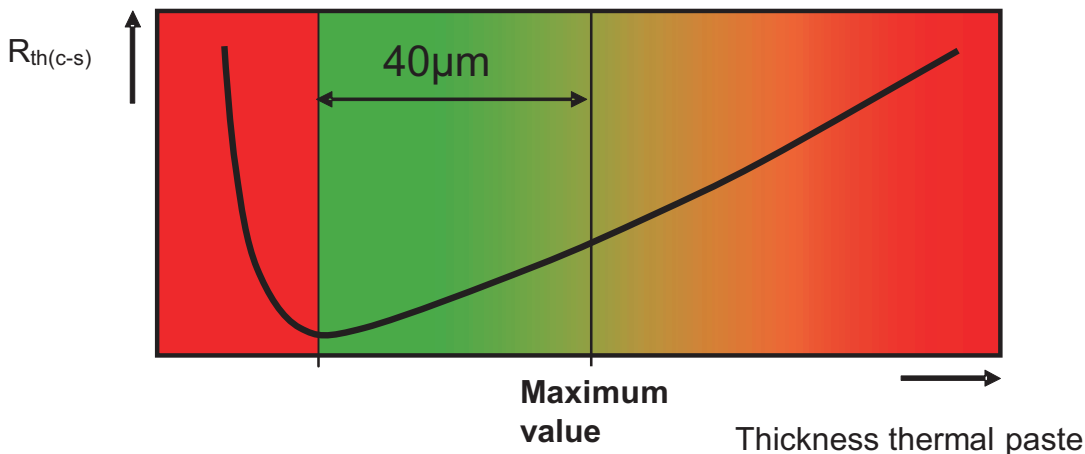


图 6.3.3 导热膏热阻抗同厚度的关系

当导热膏涂得太薄时，在模块和散热片之间会残留有气泡和气隙，从而导致较高的热电阻 $R_{\text{th}(c-s)}$ 和 $R_{\text{th}(j-s)}$ 。当涂层达到最佳的厚度以后，热电阻 $R_{\text{th}(c-s)}$ 和 $R_{\text{th}(j-s)}$ 随着涂层厚度的增加而上升。导热膏的导热率同其他功率半导体模块材料相比是非常低，每一个组合系统(模块和散热器)的最低厚度是不一样的，它必须通过实验测试才能确定。

根据不同类型的模块，在它们各自的“安装说明中”给出了推荐使用导热膏的厚度和质量要求以及涂抹到散热器表面的工艺描述。

对赛米控公司生产的模块推荐使用的导热膏(Wacker化学公司的P12，含硅)和HTC(ELECTROLUBE公司，无硅)：

带底板模块					
SEMIPACK approx. 50 $\mu\text{m}$	SEMITRANS approx. 50 $\mu\text{m}$	SEMiX50... approx. 100 $\mu\text{m}$	SEMIPONT4 approx. 50 $\mu\text{m}$		
不带底板模块					
MiniSKiiP0 25...40 $\mu\text{m}$	MiniSKiiP1 35...50 $\mu\text{m}$	MiniSKiiP2 65...85 $\mu\text{m}$	MiniSKiiP3 45...65 $\mu\text{m}$	SEMIPONT5/6 50...55 $\mu\text{m}$	
SKiM4/5 40...60 $\mu\text{m}$	SKiM63/93 30...50 $\mu\text{m}$	SEMITOP1 20...25 $\mu\text{m}$	SEMITOP1 30...35 $\mu\text{m}$	SEMITOP3 50...55 $\mu\text{m}$	SEMITOP4 50...55 $\mu\text{m}$

表 6.3.3 赛米控模块推荐使用导热膏的厚度

赛米控公司推荐使用P12导热膏，因为它在底部的热导率要好。在使用时要注意以下几个方面：

- 热阻 $R_{th}$ 测试表明，在应用过程中，导热性能的高低不仅取决于导热膏的导热率 $\lambda$ ，而且还受到其内部连接构成的影响。当导热膏中的填充物颗粒较大时，导热率也较高。所以填充料颗粒的大小就决定了最小涂层的厚度，即导热膏涂层厚度不可能小于最大颗粒的直径。使用非常小的颗粒填充物，如P12(颗粒直径为0.04到4微米)，通过高压力的粘贴，在经过几个温度循环后就会达到一个近似“金属同金属连接”的效果，它会使热阻 $R_{th(c-s)}$ 和 $R_{th(j-s)}$ 降低很多。
- 导热膏的物理状态没有什么变化，不会出现“溢出”和“干燥”现象。

下表给出了赛米控公司的实验结果。

生产商	描述	含硅	导电性	涂抹工艺	使用厚度	热阻	导热率 $\lambda$ W/(m*K)
$\lambda$ W/m*K	膏状, 填充物 : $\text{Al}_2\text{O}_3$	是	不	滚刷, 丝网 印刷	10-100	+	0.81
HTC, Elec- trolube	膏状, 填充物 : $\text{Al}_2\text{O}_3$	不	不	滚刷, 丝网 印刷	10-100	+	0.9
PSX-P8, Hala Contec GmbH	融化粘结, 铝粉	不	不	滚刷, 丝网 印刷	10-100	+	3.4
Keratherm 86/50; Kerafoil	薄膜,	是	不	手工	120	-	2.9
Q2 Pad; Bergquist	硼氮化填料	是	不	手工	152	-	2.5
TIC 1000 A, Bergquist	膏状, 填充物	是	是	滚刷, 丝网 印刷	15-100	O	1.5

生产商	描述	含硅	导电性	涂抹工艺	使用厚度	热阻	导热率 $\lambda$ W/(m*K)
TIC 4000, Bergquist	膏状, 填充 物液体金属	是	是	滚刷, 丝网 印刷	approx. 100	+	4.0
KU ALC-5, Kunze	融化粘结, 带蜡涂层的 铝箔	是	是	手工	approx. 76	0	220
KU ALF; Kunze	融化粘结, 带蜡和石墨 涂层的铝箔	不	是	手工	approx. 76	+	220

表 6.3.4 导热介质的类型和性能 (导热膏类)

### 导热膏的使用

除了按照推荐厚度使用导热膏以外，还必须注意导热膏涂抹到模块底部或散热器表面上时，必须保证均匀一致。导热膏涂抹的不均匀(极端情况：出现一个或多个导热膏结块)，在模块底部和散热器表面之间有气泡存在，可能导致DCB陶瓷基板的折断或局部过热。特别是对无底板模块的装配，因为瞬态热应力几乎完全是作用在模块上。

### 胶辊的使用

有经验和认真的员工，遵守操作工艺，使用橡皮辊涂抹导热膏，能保证预想的结果。但这样操作的缺点是，容易带来不均匀性，而且缺乏工作重复结果的一致性以及会产生污染。根据上面给出的赛米控公司产品类别，在安装电源模块之前，使用硬橡胶辊将导热膏均匀地并尽量薄地涂抹到模块底部或散热器表面。

### 钢网和丝网印刷

在模板钢网印刷过程中，通常使用一个不锈钢模板和不锈钢刀片，把导热膏印刷到模块底部或散热器表面上。导热膏“有效”厚度可以通过涂抹和未涂抹面积的比值以及钢网悬空的高度来确定。

在丝网印刷过程中，经常使用的是“monolene-PET”面料和聚氨酯制成的、邵氏硬度为75度的刮刀。丝网的厚度和每单位内的数量确定了导热膏涂抹的厚度。

在钢网模具和丝网印刷可以通过自动操作能得到比胶辊涂抹更好的结果。当生产过程需要经常变化时，也可以执行手动操作。

### 导热膏厚度的测量

导热膏厚度可以直接或间接测量确定。间接方法，例如，通过使用重量仪对导热膏的重量进行计量。直接非接触式的测量可以使用光学轮廓仪，例如，使用“ $\mu$ SCAN”的纳米焦点测量方法。能直接测量导热层厚度的简单测量仪器有涂层厚度测量尺或涂层厚度测量轮，但它们会破坏涂层。

涂层厚度测量尺(如Zehntner公司的ZND2050-2054)在边部有“支撑齿”和“测量齿”，它们代表不同的间距。当拖动梳子在一个水平方向移动时，涂层的表面就会留下梳子牙齿的痕迹(图6.3.4)，每个不同的槽印代表了不同的厚度。

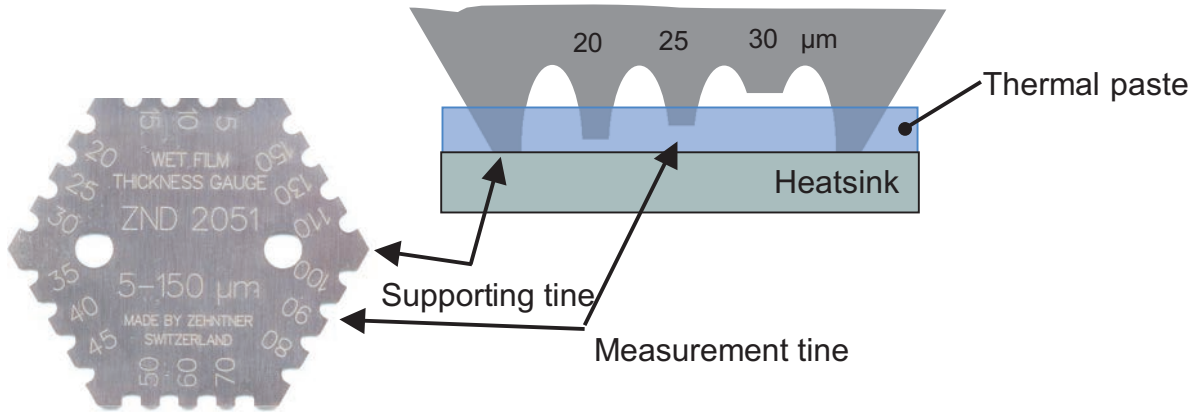


图 6.3.4 检验用厚度测量尺，Zehntner公司的ZND2050-2054

使用涂层厚度测量轮(例如，Zehntner公司的ZWW 2100-2108，见图6.3.5)能得到比使用涂层厚度测量尺更准确的测量结果。该测量轮由外面两个支撑轮片和内部一个测量轮片构成。测量车轮辗过导热膏的印刷表面，从内部测量轮留下的痕迹就可以读出导热膏的厚度



图 6.3.5 测量轮 ZWW 2100-2108

### 预涂好的导热膏涂层

赛米控公司率先在MiniSKiiP模块系列提供涂好导热膏的模块(图6.3.6)。目前，涂层是使用P12导热膏(Wacker化学公司，含硅)和HTC导热膏(ELECTROLUBE公司，无硅)。

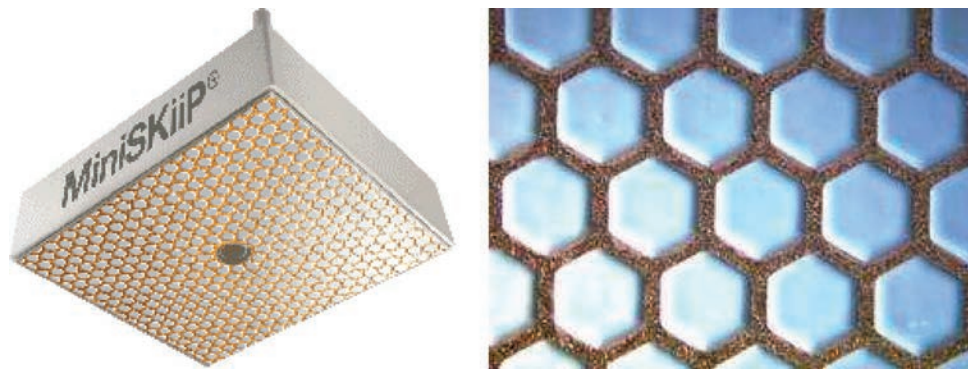


图 6.3.6 涂好导热膏的MiniSKiiP模块

使用专门设计的导热膏泡(图6.3.7), 可以使涂层暴露在外, 并且不会损坏导热膏的性能, 导热膏可以在温度从-25°C到+60°C以及湿度从10%到95%的环境中储存长达18个月, 散热器可直接贴粘MiniSKiiPs。



图 6.3.7 带涂层的MiniSKiiP的运输和储存包装

### 6.3.3 把模块安装到散热器表面

为了保证连接质量, 应使用符合DIN标准钢材制成的螺栓(强度级别4.8)、垫圈和弹簧垫圈或整套的螺栓组件, 并按照产品数据文件规定的力矩范围 $M_s$ 拧紧螺丝。拧紧螺丝的过程必须按对角线螺钉的次序, 通过几步达到规定的扭矩 $M_s$ 。对于有底板模块, 在安装经过几个小时以后, 可以再进行进一步按照指定的扭矩拧紧螺钉, 因为可能会有一部分导热膏渗出导致螺钉松落。

对于所有紧固件, 紧固螺钉的工艺和扭矩等有关详情, 可在不同产品类别的“安装说明”和“技术解释”中找到, 或者按照产品类别上网[www.semikron.com](http://www.semikron.com)查找。

对于无底板模块, 它相对有底板电源模块对安装工艺要求更敏感。对于其中的一些模块在“安装说明”中, 给出拧紧螺丝所需要的2个步骤。当使用电动螺丝刀的时候, 应该把电动螺丝刀的最大转速限制在每分钟250转以内, 并同时限制扭矩(无冲击扭矩, 例如在气动工具中常见的)。因为组装完成后会因为外壳松弛和耦合介质的流失(释放)导致固定扭矩明显下降, 但对无底板模块不允许重复紧固工作。



### 6.3.4 电气连接

对于客户可自己拆装的无底板模块，它是通过压力接触(MiniSKiiP, SKiM)进行电气连接的。如同一些插片模块，它们都是按照规定的力矩确保机械接触的质量。此外，电气连接只能在散热器安装结束(SKiM)或与散热器安装同时进行(MiniSKiiP)。

对于使用螺丝端口的电源模块，在它的文件数据中除了模块型号以外，还给出了拧紧螺丝的最小和最大深度和拧紧螺丝所容许使用的扭矩数据。连接部件的详细资料以及不同产品种类的其他规定在“安装说明”和“散热器安装技术解释”中提到，它在网页www.semikron.com中按照产品分类归纳。在这里作为例子给出一个电气连接和它在三个坐标方向的施加力的极限值(图6.3.8)。

对于压力接触的IGBT模块SKiiP和SKiM，也会因为受到的压力过大而造成损毁。

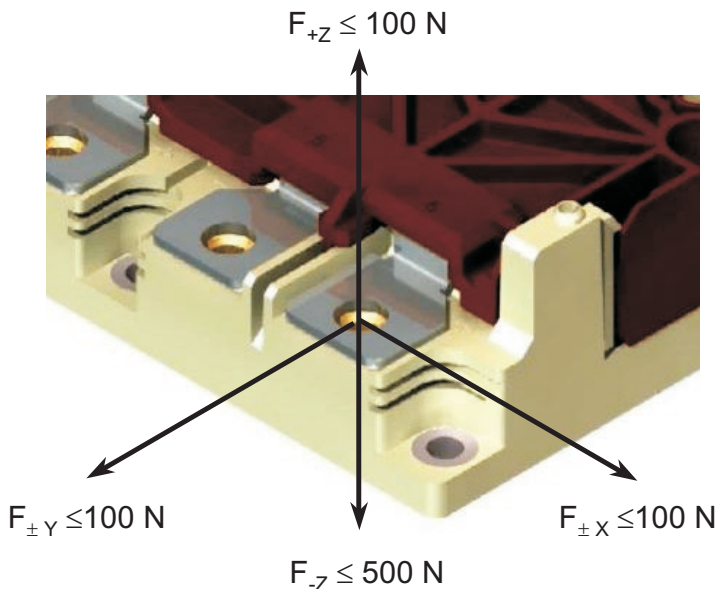


图 6.3.8 SKiM63/93模块的电气连接和允许的受力

IGBT和MOSFET模块的直流侧的电源母线应在换流回路中对称布线(母线)，这样可以确保产生较小的电感，也就保证较少的过电压危害。在大多数应用中，为防止寄生振荡，在直流端口(如TOP-IGBT的集电极/BOT-IGBT的发射极)连接一个低电感的固体薄膜电容器，见第5.4章节。

在原则上，特别是IGBT和MOSFET模块，为了尽量减少和避免杂散电感耦合和电磁振荡，驱动器端口的连线必须是最短的控制电路连线。电缆连接线要可能扭曲在一起(如栅极，发射极连接电缆)，一定要避免控制线和电源母线平行的布线。

#### MiniSKiiP, SEMiX和SKiM的弹簧连接

MiniSKiiP的所有电器连接或SEMiX和SKiM控制终端上的连接是通过弹簧触点连接的。这些电源模块必须在安装到电路板上以后才可以通电(即使是为了测试)。对于这些模块安装要求和安装材料的详细规定，都在“安装说明”中给出，在产品数据文件中还给出了包括螺杆直径，旋入深度和旋入的扭矩。

连接电路板还要有下列要求，也可参见“技术解释”和“安装说明”：

- 板料，例如的FR4
- 电路板厚度满足IEC 326-3标准
- 测试电路板的接触面应该是：比如镀金镍(镍金)有超过5微米的镍层，热镀锡(HAL Sn)，浸锡(化学镀锡)，锡铅合金(锡铅)
- 由于钝化处理的不坚固性，所以使用经过OSP(organic solderability preservatives)钝化处理的电路板来增强连接的可靠性，但赛米控公司不推荐使用这种方法
- 低电感感应的线路布局(+/-导体平面尽量采用最大铜表面积，栅极和发射极的电路尽量平行并靠

近)

- 没有穿透电路板的连接弹片(“VIA”s)
- 没有不允许的镀锌加厚层，它可以影响弹簧动作(在焊接过程中必需烙平)
- 连接弹片不能有焊料，助焊剂，杂物污垢，油或其他物质的残渣(使用免清洗助焊剂助可以省去清洗工作。)
- 满足EN50178-A7.1.8.5的标准规定-例如为了避免电路板材料的氧化，电源连接端口使用连接套管焊接

所有赛米控功率模块焊接端口都可以使用波峰焊接。对于焊接连接的操作必须注意在数据文件中或“安装说明”中给出的注意事项。在人工焊接时(使用一个接地的烙铁!)焊接温度和时间是

$$T_{\text{solder}} = 235 \pm 5^{\circ}\text{C} / \leq 5 \text{ s.}$$

对于焊接电源模块SEMIPONT 5和6以及SEMITOP的焊接端口和SEMiX 33c的辅助端口时，允许最大焊接温度为 $T_{\text{solder}} = 260^{\circ}\text{C} / \leq 10 \text{ s}$ 。赛米控公司给出了机械焊接的温度曲线，如图6.3.9所示。在预热期间内不能超过功率模块允许的最大储存温度。允许最高焊接温度为 $260^{\circ}\text{C}$ ，持续时间不能超过10秒。

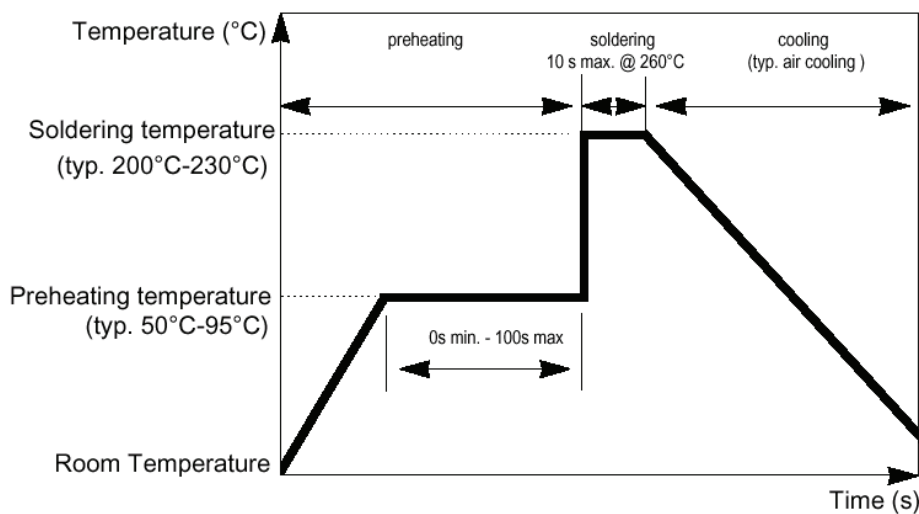


图 6.3.9 赛米控公司功率模块焊接的温度曲线

## 6.4 安装插件模块

插件模块有两个换热表面。为了充分利用半导体模块的能力，一般对它们进行双面冷却。为了达到这个目的，常常使用一种加紧装置，它有两块相同的散热片，并能夹住插片模块。当低负荷时单面冷却也可以。

插件模块-也可以是螺杆式元件组件-的换热面积作为散热器的同时也作为组件的一个电路接口，所以除了散热要求以外，还有对接触面的电气要求。它必须是平整光滑(不平整度最多相差10微米，最大粗糙度深度不超过6.3微米)，有些刻痕或刮伤不是太要紧，只要不伤害到插件模块，表面必须清洁，无灰尘。

铝材料在空气中经过几分钟就会形成氧化层。氧化层使接触电阻增加了许多倍，并且长时间连续导电会导致电偶腐蚀。但我们不能在安装插件模块之前把已经电解形成的保护膜以机械形式除掉，来提高它的导电性能。但是我们可以使用浸满导热膏的细钢丝刷或海绵(例如，3MCompany的“Scotchbrite”)，精心打磨和清理表面，然后立即涂一层很薄的没有填充粉末的导热膏(绝缘)，例如，ELECTROLUBE公司的GX。

夹紧装置的设计应使两个冷却散热片中的一个可以自由移动，两片中的一个作为支点(球面和平面联系)，第二个散热片被压在插片模块上，但保证在拧紧螺钉时，散热片不会弯曲。

有夹紧装置作用的散热器，它的一边必须是可以灵活移动。所以这个散热片不能同其他散热器或其他装置有硬质的接触。作为电气接口它必须使用灵活的电缆线来连接。

图6.4.1显示了夹紧装置的示意图。

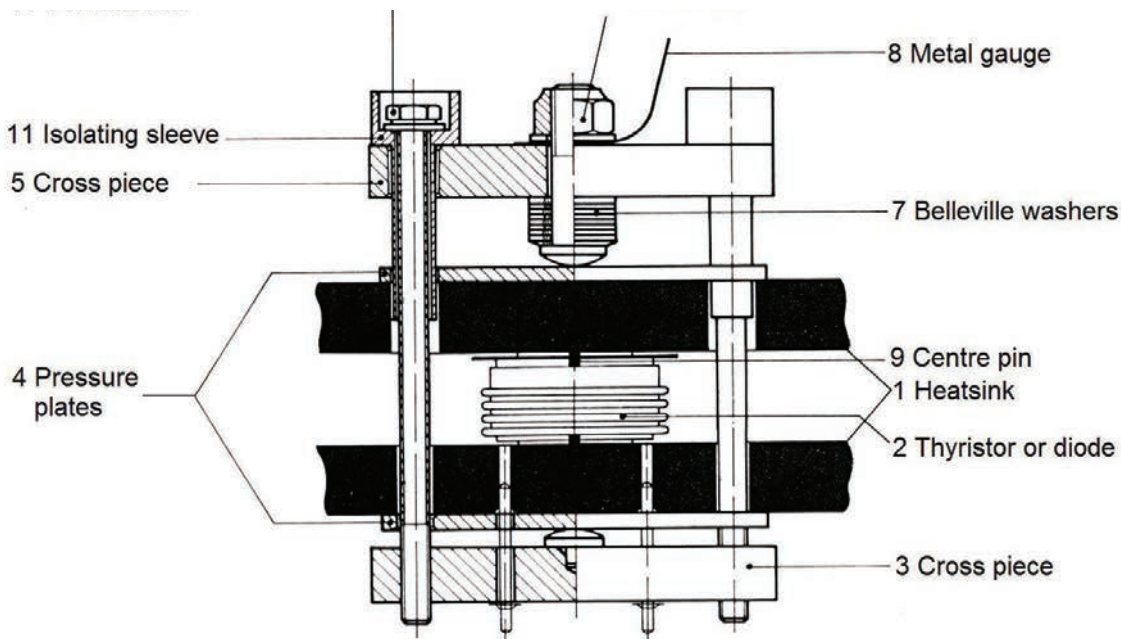


图 6.4.1 插件模块夹紧装置示意图

对于一些作为赛米控公司插件模块的附属部件，插件夹紧装置的安装必须遵守下列要求：

插件模块的夹紧装置是根据插件模块数据文件中所要求的夹紧力量挑选出来的。首先，如前所述，散热器同插件接触的表面会有电流流过，所以要谨慎对待。在金属表面的电解层要用清洁剂彻底地清洗干净。然后在两个散热器的表面使用橡胶辊涂抹一层很薄的导热膏。将插片模块放置在一个散热片上，然后压紧另一个散热片，为了保证中心位置可使用定位销(9)。当上部的散热片拿开时，模块接触表面要均匀地被导热膏覆盖。否则，必须从新抹点导热膏。



---

然后，从顶部安放夹紧装置带压盘(4)的夹紧部件(5)和夹紧螺钉(10)。在底部同样装配带压盘(4)的夹紧部件(3)和两个夹紧螺钉(10)，拧紧螺钉，直至感到遇到轻微阻力。现在来检查两个夹紧部件(3)和(5)是否平行。我们可以通过穿过夹紧部件的螺钉来测量是否具有同样长度来确定，它们必须一样长。这两个夹紧螺钉(10)交替拧紧，直到可以移动的检查垫片(8)轻微移动。螺钉不能很用力拧紧，在任何情况下，压力都不能超过允许的接触压力范围。出于同样原因，碟形弹簧结构(7)中的预紧螺母(6)不能被扭曲，对此，控制面板 (8)提供了保险。

作为这种客户可自行装配夹紧装置的替代品，对SEMISTACK模块系列(见第5.5章节)使用了较简单的机械结构，它必须使用测力计来帮助安装。这种装置不允许用户自行更换插件模块。



## 7 辅助软件

### 7.1 SemiSel软件

赛米控公司在它的网站上提供给用户免费的SEMISEL软件包，它是作为一个帮助选择功率元件产品的辅助工具，它对元件的功率损耗和温度计算提供帮助，利用这个应用程序软件，可以研究在不同环境的条件下，元件在各种电力电子电路中的功能和作用。这个程序自2001年以来一直“在线”使用，并被不断扩大和改善。下面给出的各个功能的描述说明是针对该软件3.1版本。它的计算决策范围很广泛，从对只有一个驱动器和散热器工作点的简单电路给出产品建议，到完整的周期复杂的模拟计算。该程序的发展要求就是完成一个非常简单的用户操作界面，它不需要客户更深的了解和掌握所要使用的元器件。

这个程序适用于：

- 在半导体变流器设计时选择半导体元件；
- 确定必要的冷却装置；
- 效率计算；
- 计算最高温度和评估计算温度变化对使用寿命的影响；
- 对不同世代的半导体技术和产品进行比较；
- 选择最佳的性价比，在系统设计中现有的元件和组件进行评估比较(开关频率，冷却装置，过载能力)；
- 风险估算，对元件参数的离散性和电路参数进行评估。

在下表中给出了这种计算和仿真程序同一些商业电路模拟器相比的优点和缺点。

优点	缺点
可随时通过网络免费使用	限于某些重点应用范围，如在PWM转换器，因此只限适用在电路技术和特殊应用的新发展方面
对全周期过程和对平均值模型进行快速分析计算，计算速度快	无法对电流，电压(切换波形)实时计算，但只有周期函数平均值
及时性和生产厂家提供的数据库	模型简化，比如用直线方程代替导通曲线，或简化的热等效电路
制造商为广大用户提供了应用功率半导体更广泛的范围	用户无法改动所用的算法，但只能判断其是否适合

表 7.1.1 在线的计算模拟程序的优点和缺点

### 7.1.1 程序的组成

围绕着半导体设计用户可以使用4种不同的工具，概述如下表。

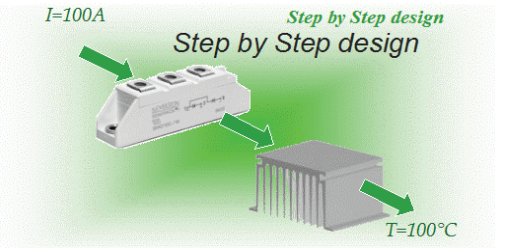
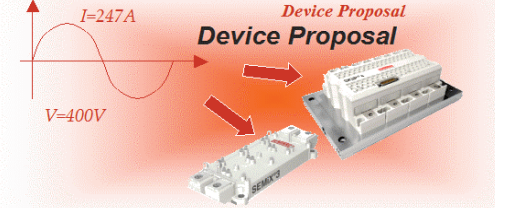


<p>“步进过程”是指用户按要求一步一步的对电路设计和计算热量。这是具有最多自由控制度和最大参与性的计算工具。</p>	 <p><i>Step by Step design</i> <i>Step by Step design</i></p>
<p>在指定的额定工作点上“设备建议”可以给出合适元件的数目。</p>	 <p><i>Device Proposal</i> <i>Device Proposal</i></p>
<p>使用“DriverSel”来选择一个合适的赛米控IGBT驱动器。在选择过程中考虑了开关频率、栅极电荷、驱动电流和IGBT的阻断电压的峰值和平均值。</p>	 <p><i>DriverSel</i> <i>DriverSel</i></p>
<p>使用“StackSel”程序可调查事先从赛米控解决方案中心完成、由功率半导体和冷却装置构成的预制组件的适用性。</p>	 <p><i>StackSel</i></p>

表 7.1.2 SemiSel软件包的程序部分

### 7.1.2 操作

在图7.1.1中给出了最常用的程序的步进次序。

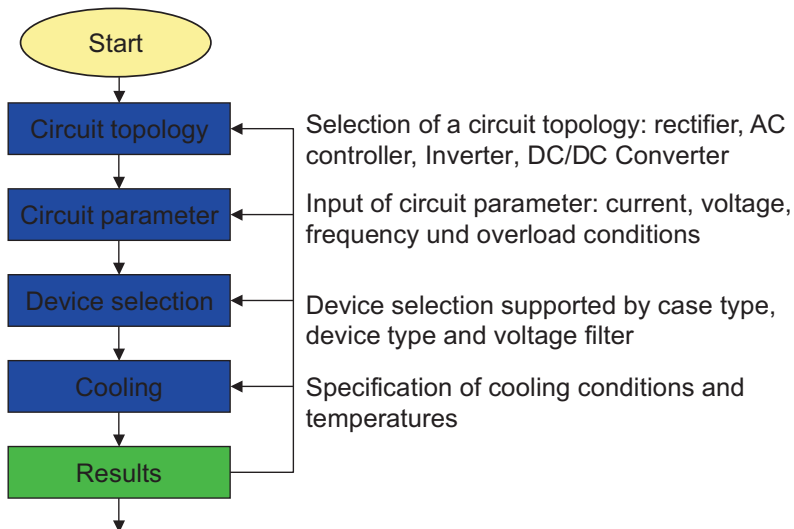


图 7.1.1 “步进过程”方框图

用户可以从14个不同用途的应用拓扑电路中选择出正确电路。拓扑电路的结构草图会对选择提供支持。接下来就要给出该电路的电气参数，输入的参数会产生选择合适的元件组件和必要的冷却条件。在这种条件下，就可以计算出元件的功耗和芯片温度。如果有变更可以返回到开始端，重新输入参数和重新计算。

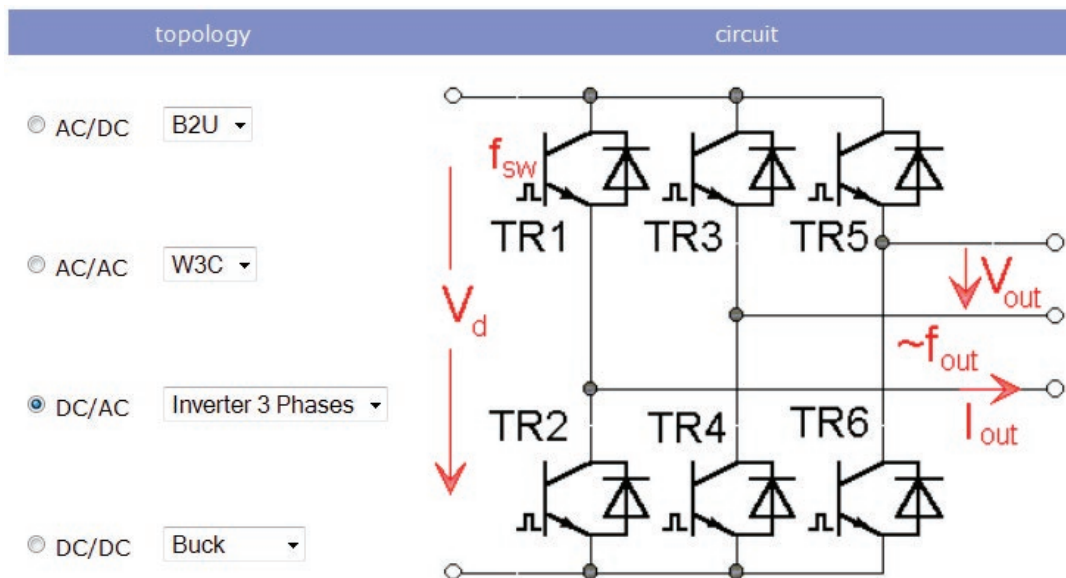


图 7.1.2 拓扑电路的选择-三相逆变器

除了驱动器选择程序以外，其他程序是按照类似的形式建立的，只是取消了预先定义和简化输入过程，它可以马上进行计算。用户可以使用很大的辅助数据来更好描述环境。更多的关于功耗和温度计算的注意事项，请参阅功本书率晶体管设计(第5.2章节)和整流装置元件(第4.1章节)。

## 7.2 半导体模型

本章主要描述在电力电路中的半导体模型。在得到合适的模型之前，必须要先回答：模型具有什么特性才能符合既定仿真任务？

- 分析电路功能：理想模型
- 确定损耗和温度：静态模型和状态模型
- 研究开关切换过程：半导体物理模型和操作模式

### 7.2.1 静态模型

静态模型就是通过静态特性曲线所定义的模型。控制过程受逻辑信号控制。这个模型适合分析低频切换的电路(电源整流器)功能和功耗计算。典型例子是半导体导通曲线，它可被建成下列模型形式：

- 近似成直线形式
- 指数函数 (带串联电阻)
- 二次函数
- 测量点数值表

### 7.2.2 状态模型

对于简单的功耗和温度计算，可以使用在线的仿真工具SemiSel。必要时，也可以直接利用从数据文件中给出的参数创建状态模型。这些模型使用各种静态曲线和公式或开关损耗和开关时间数据表。它们适合所有的模拟器，具体的状态图请参阅[文献81]，[文献82]和[文献83]。根据要求赛米控公司支持用户建立自己的模型。这种模型不适合进行调查开关切换过程，它们把切换过程的边缘变化都理想化了，所以可能无法模拟电路寄生电感的影响。

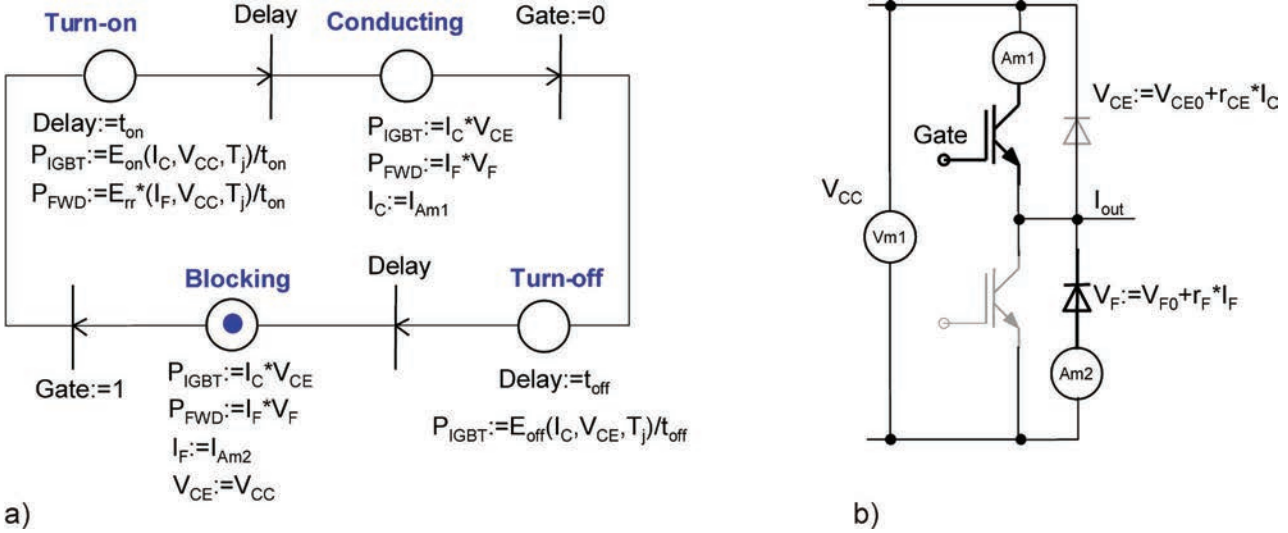


图 7.2.1 半导体状态模型, a) 状态描述; b) 电气等效电路

它在4个不同的状态计算功率损耗。在所示的例子中，IGBT的开关状态被写在图中(圆圈)。如果转移条件(竖立短线)满足(为真)时，例如当“栅极”信号=1时，状态就移动到下一级。在这个例子中，状态标记将从“关断”到“打开”变化。在这种状态下会造成切换损耗，既IGBT的开通损耗和二极管的关断损耗。经过一个延迟时间“ $t_{on}$ ”标记移动到下一状态“Conducting”，在这里出现传导损耗。我们连续计算开关电流和IGBT的正向导通电压。正向导通电压可以是一个曲线或使用被近似的直线，以及按照元件分别给出数值表。如果驱动信号为“0”时，组件进入“关断”状态，在此会产生关断损耗。经过一个延迟时间“ $t_{off}$ ”，IGBT又回到初始状态的“关断”状态，在这里出现二极管的导通损耗，这样开关就经历了一个开关周期。开关的损耗可以作为曲线保存，也可作为当前的电路参数读出。在简单的情况下，计算开关能量是使用第5.2.1章节给出的方程，因为结层温度和直流母线电压对损耗的影响无法在数据文件中用曲线的形式给出。

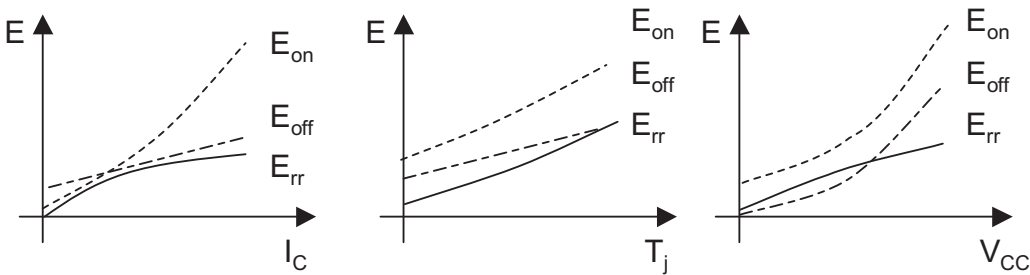


图 7.2.2 能耗同 $I_C$ ,  $T_j$ 和 $V_{CC}$ 的关系



使用计算出的损耗可以将其作为等效电路的热动力源(图7.2.3)。这些电阻对应于热阻抗 $R_{th}$ 值。等效电路的电容 $C_{th} = t/R_{th}$ 。温度效应又被反馈到电路参数中,它影响开关模型的损耗和正向导通电压。对于PWM变换器,因为对称的原因,对一个IGBT和二极管的损耗和温度计算就足够了。

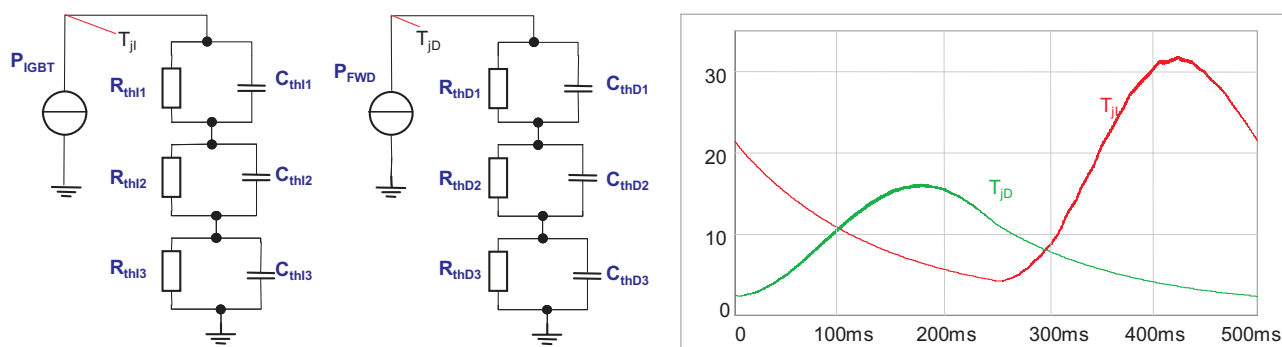


图 7.2.3 热等效电路和2 Hz输出频率的PWM变换器的温度过程曲线

### 7.2.3 物理基础和操作模型

这两种模型很精确地给出了受到控制和负载时的开关特性。它们特别适合用于单独开关过程的研究。由于不同的时间范围(开关切换约在 $10^{-9}$ 秒,而加热操作约100秒),它不适合来模拟被加热的过程。即使逆变器输出的几个周期就已经需要大量的计算时间。

半导体物理模型是建立在物理方程的基础上,而操作模型对半导体特性的描述如同一个黑盒子。两种模型在任何发展阶段都需要现互结合。对于半导体物理模型的主要问题是提取参数,它对于用户来说往往是很困难的,但它的优点是能在很宽的工作范围内提供有效的结果。而操作模型更容易通过数据文件的参数值与实际测量的开关过程来制定模型参数,但通常只在一定的范围内。在这两种模型中,开关特性受到半导体附近的寄生元素( $L_s$ )的影响,所以在建立模型时,能否尽可能详细地描述出各个部件,决定了模型建立的质量。

图7.2.4[文献84]给出了一个例子。静态特性的模型通过两条曲线,饱和特性曲线和传输特性曲线来模拟。饱和特性曲线取决于二极管D1和造成电压下降的 $V_{CE}=f(I_C)$ 。传输特性曲线根据栅极电压控制着与D2并联的电流源。随着通过栅极对栅极-发射极电容 $C_{GE}$ 充电和放电,导致IGBT的电流增加和降低。对于模型动态特性最重要的因素是非线性的米勒电容,它提供了集电极发射极电压对栅极的反馈耦合。

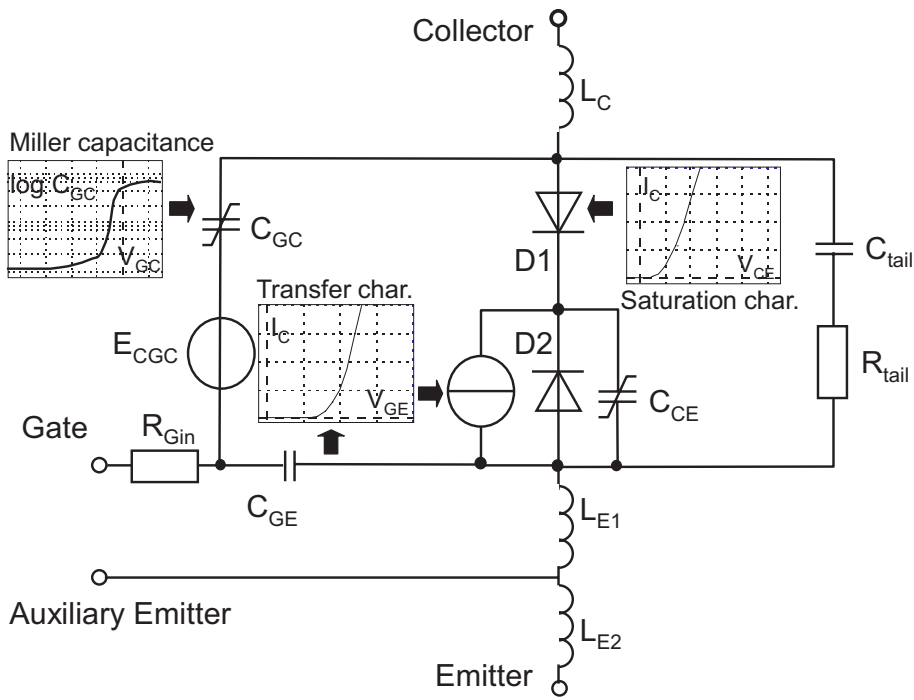


图 7.2.4 带等效电路元件的IGBT操作模型 [文献84]

这种模型总是在具体工作点进行优化，所以，它能准确地给出开关的切换时间和开关损耗。但它不能足够好地描述在任何条件下开关电路的故障过程，因为建立这样的模型很费时费力。此外，对目前这一代的沟槽IGBT模块，还没有特别适合的模型，但它们的开关特性已显现出同上一代NPT-IGBT模块的不同。出于这个原因，赛米控公司目前还没有提供这种半导体模型。



## 参考文献

- [AN1] AN-7006: IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification; [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [AN2] AN-8003: SEMIKUBE B6CI USER MANUAL, SEMIKUBE selection guide; [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [AN3] AN-7002: Connection of Gate Drivers; [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [AN4] AN-9001: IGBT4 and free wheeling diode CAL4 in IGBT modules; [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [AN5] AN-7003: Gate Resistor; [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [AN6] AN-7004: IGBT Driver Calculation; [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [1] Backlund, B.; Rahimo, M.: "High Voltage Bipolar Semiconductor Technologies", Bodo's Power Systems, 12/2009, pp. 34-36
- [2] Kaminski, N.: "State of the Art and the Future of Wide Band-Gap Devices", EPE 2009, Conference Proceedings
- [3] Majumdar, G.; Oomori, T.: "Some key researches on SiC device technologies and their predicted advantages", EPE 2009, Conference Proceedings
- [4] Silber, D.; Novak, W.-D.; Wondrak, W.; Thomas, B.; Berg, H.: "Improved Dynamic Properties of GTO-Thyristors and Diodes by Proton Implantation", Electron Device Meeting, 1985
- [5] Lutz, J.; Scheuermann, U.: "Advantages of the New Controlled Axial Lifetime Diode", PCIM Europe 1994, Conference Proceedings
- [6] Lutz, J.: "Axial Recombination Center Technology for Freewheeling Diodes", EPE 1997, Conference Proceedings
- [7] Lutz, J.: "The Freewheeling Diode - No Longer the Weak Component", PCIM Europe 1997, Conference Proceedings
- [8] Weber, A.; Galsterer, N.; Tsyplakow, E.: "A New Generation of Asymmetric and Reverse Conducting GTOs and Their Snubber Diodes", PCIM Europe 1997, Conference Proceedings
- [9] Baliga, B.J.: "Analysis of a High Voltage Merged p-i-n/Schottky (MPS) Rectifier", IEEE El. Dev. Letters Vol. Edl.-8, No.9 (1987)
- [10] Hall RN, "Power rectifiers and transistors", Proc IRE 40, 1512-1518 (1952)
- [11] Schlangenotto H, Gerlach W: „On the effective carrier lifetime in psn-rectifiers at high injection levels”, Solid-State-Electronics Vol 12, pp 267-275 (1969)
- [12] Baliga, B.J.: "Modern Power Devices", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1987
- [13] Wolley, E.D.; Bevaqua, S.F.: "High speed, soft recovery epitaxial diodes for power inverter circuits", IEEE IAS Meeting Digest; 1981
- [14] Silber, D.: "Leistungsbauelemente: Funktionsprinzipien und Entwicklungstendenzen", ETG-Fachtagung "Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen", Bad Nauheim 1998, Proceedings, pp. 9-25
- [15] Satoh, K.; Takahashi, T.; Fujii, H.; Yoshino, M.; Donlon, J.F.: "New chip design technology for next generation power module", PCIM Europe 2007, Conference Proceedings
- [16] Bayerer, R.: "Higher Junction Temperature in Power Modules – a demand from hybrid cars, a potential for the next step increase in power density for various Variable Speed Drives", PCIM Europe 2008, Conference Proceedings
- [17] Lutz, J.; Schlangenotto, H.; Scheuermann, U.; DeDoncker, R.: „Semiconductor Power Devices“, Springer Verlag Berlin Heidelberg 2011, ISBN 978-3-642-11124-2

- [18] Rusche, W.: "Die vierte IGBT-Generation. Moderne IGBT ermöglichen Energieeinsparungen bei industriellen Anwendungen", [www.elektroniknet.de](http://www.elektroniknet.de)
- [19] Dewar, S.; Linder, S.; von Arx, C.; Mukhitinov, A.; Debled, G.: "Soft Punch Through (SPT) – Setting new Standards in 1200 V IGBT", PCIM Europe 2006, Conference Proceedings
- [20] Cammarata, M.; Kopta, A.; Rahimo, M.; Klaka, S.; Richter, F.; Geissman, S.: "1200 V SPT+ IGBT and Diode Chip-Set for High DC-link Voltage Applications", PCIM Europe 2009, Conference Proceedings
- [21] IGBT Modules Application Note: "The 5th Generation IGBT Chip", Mitsubishi 12/2007
- [22] Takeda, T.; Kuwahara, M.; Kamata, S.; Tsunoda, T.; Imamura, K.; Nakao, S.: "1200 V trench gate NPT-IGBT (IEGT) with excellent low on-state voltage", ISPSD 1998, Conference Proceedings
- [23] Eckel, H.-G.: "Potential of Reverse Conducting IGBT in Voltage Source Inverters", PCIM Europe 2009, Conference Proceedings
- [24] Buonomo, S.; Crisafulli, V.; Vitale, G.; Nania, M.; Scollo, R.: "ESBT® Technology in Industrial Converters: The Best Way to Cut Your Losses", PCIM Europe 2008, Conference Proceedings
- [25] Kapels, H.; Schmitt, M.; Kirchner, U.; Aloise, G.; Bjoerk, F.: "New 900 V Voltage Class for Junction Devices – A New Horizon for SMPS and Renewable Energy Applications", PCIM Europe 2008, Conference Proceedings
- [26] Stengl, J.P.; Tihanyi, J.: "Leistungs-MOSFET-Praxis", Pflaum Verlag Munich, 2nd edition, 1992
- [27] Gillberg, J.: "Mixed Signal and Power Integration Packaging Solutions", Bodo's Power Systems, 10/2009, pp. 32-34
- [28] Lutz, J.; Reimann, T.: "Advanced Design with MOSFET and IGBT Power Modules", Tutorial, PCIM Europe 2007, Conference Proceedings
- [29] Siemieniec, R.; Hirler, F.; Geissler, D.: "Space-saving edge-termination structures for vertical charge compensation devices", EPE 2009, Conference Proceedings
- [30] Eisele, R.; Rudzki, J.; Kock, M.: "Pressure Sintering for Thermal Stack Assembly", PCIM Europe 2007, Conference Proceedings
- [31] Rudzki, J.: "Aufbaukonzepte für die Leistungselektronik mit der Niedertemperatur-Verbindungstechnik", diss., VDI Verlag, Düsseldorf, 2006, ISBN 3-18-337621-0
- [32] Eisele, Migdalek, Rabsch, Rudzki: "Reliable Chip Contact Joining", PCIM Europe 2009, Conference Proceedings
- [33] Slevin, M.; Luniewski, P.: "Wind Turbine Inverter Technology – the Quest for Increased Reliability", Power Systems Design Europe, 09/2009
- [34] Chandler, G.; Zimmer, J.: "SOD Substrates: The next Step in Electronics Thermal Management", Workshop on thermal management, Palo Alto USA, 09/2006
- [35] Mitsubishi IGBT manual 2009, [http://www.mitsubishichips.com/Global/files/manuals/igbt\\_note\\_e.pdf](http://www.mitsubishichips.com/Global/files/manuals/igbt_note_e.pdf)
- [36] Maruta, A.; Tabata, M.: "2500 A / 1200 V Dual IGBT Module", PCIM Europe 2009, Conference Proceedings
- [37] Konrad, S.: "Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeister IGBT-Wechselrichter", diss. TU Ilmenau 1997, ISLE Verlag, ISBN 3-932633-09-1
- [38] Klotz, F.: "Leitungsgebundene elektrische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien", diss. TU Ilmenau 1997; ISLE Verlag, ISBN 3-932633-00-8
- [39] Zeller, H.: "High Power Components", PCIM Europe 1998, Conference Proceedings

- 
- [40] Setz, T.; Lüscher, M.: Application note "Applying IGCT", [www.abb.com/semiconductors](http://www.abb.com/semiconductors)
- [41] Mitsubishi Datasheet MG400V1US51A, <http://www.mitsubishichips.com/Global/>
- [42] Wolfgang, E.: ECPE Workshop "Semiconductor Robustness - What Kills Power Devices", Munich, 06/2009
- [43] ZVEI, Handbook for Robustness Validation of Semiconductor Devices in Automotive Applications, <http://www.zvei.org/>
- [44] Lang, F.; Scheuermann, U.: "Reliability of spring pressure contacts under environmental stress", European Symposium on Reliability of Electronic Devices, Failure Physics and Analysis 2007, Proceedings Microelectronics Reliability
- [45] Slade, P. G.: "Electrical Contacts: Principles and Application", Marcel Dekker Inc. 1999, pp. 343-345
- [46] Lang, F.; Scheuermann, U.: "Spring Pressure Contacts for Flexible Reliable Interconnections in Power Modules", PCIM China 2009, Conference Proceedings
- [47] Lutz, J. et al.: "Power cycling induced failure mechanisms in the viewpoint of rough temperature environment", CIPS 2008, Conference Proceedings
- [48] Amro; Lutz; Lindemann: "Power Cycling with High Temperature Swing of Discrete Components based on Different Technologies", Power Electronics Specialists Conference 2004 (PESC04), Aachen, Conference Proceedings
- [49] Ramminger, S.; Seliger, N.; Wachutka, G.: "Reliability Model for Al Wire Bonds Subjected to Heel Crack Failures", Microelectronics Reliability 40 (2000)
- [50] Eicher, S.; Rahimo, M.; Tsyplakov, E.; Schneider, D.; Kopta, A.; Schlapbach, U.; Carroll, E.: "4.5 kV Press Pack IGBT Designed for Ruggedness and Reliability", IAS Annual Meeting 2004, Seattle, Conference Proceedings
- [51] Hamidi, A.; Kaufmann, S.; Herr, E.: "Increased Lifetime of Wire Bond Connections for IGBT Power Modules", IEEE Applied Power Electronic Conference and Exhibition (APEC), Anaheim, 2001, Conference Proceedings
- [52] Held, M.; Jacob, P.; Nicoletti, G.; Scacco, P.; Poech, M.H.: "Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application", Power Electronics and Drive Systems 1997, Conference Proceedings
- [53] Bayerer, R.; Herrmann, T.; Licht, T.; Lutz, J.; Feller, M.: "Model for Power Cycling Lifetime of IGBT Modules – Various Factors Influencing Lifetime", CIPS 2008, Conference Proceedings
- [54] Pfeiffer, W. (ed.): "Isolationskoordination in Niederspannungsanlagen", VDE 0110, expert-Verlag Böblingen, 1990
- [55] Srajber, D. Lukasch, W.: "The calculation of the power dissipation for the IGBT and the inverse diode in circuits with sinusoidal output voltage", electronica'92, Conference Proceedings
- [56] "Simulation tool R-theta", [www.r-theta.com](http://www.r-theta.com)
- [57] Seri Lee: Electronics Cooling Magazine, Aavid Thermal Technologies
- [58] Lytron: "Die besten Wärmeübertragungsflüssigkeiten für Flüssigkeitskühlung", <http://www.lytron.de/tools-technical/notes/>
- [59] Eisele, R.; Olesen, K.K.; Osterwald, F.: "ShowerPower — Brausestrahl versus traditionelle Flüssigkeitskühlung", Elektronik Praxis 10/2008
- [60] Zverev, I.: "Untersuchungen energiereicher Prozesse in Stromrichtern", diss., University of Rostock, 1999, ISLE Verlag, Ilmenau, 1999, ISBN 3-932633-39-3
-

- [61] Scheuermann, U.: "Paralleling of Chips – From the Classical ‘Worst Case’ Consideration to a Statistical Approach", PCIM Europe 2005, Conference Proceedings
- [62] Wintrich, A.; Nascimento, J.; Leipenat, M.: "Influence of parameter distribution and mechanical construction on switching behaviour of parallel IGBT", PCIM Europe 2006, Conference Proceedings
- [63] Bruckmann, M.; Sigg, J.; Türkes, P.: "Reihenschaltung von IGBT's in Experiment und Simulation", 24. Colloquium "Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium", Freiburg, 1995, Conference Proceedings, Paper no. 6
- [64] Bruckmann, M.: "Einsatz von IGBT für Hochleistungsstromrichter", ETG-Fachtagung "Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen", Bad Nauheim, 1998, Proc. pp. 221-234
- [65] Gerster, Ch.; Hofer, P.; Karrer, N.: "Gate-control Strategies for Snubberless Operation of Series Connected IGBTs", PESC'96, Baveno, Proc. Vol. II, pp. 1739-1742
- [66] Ruedi, H.; Köhli, P.; u.a.: "Dynamic Gate Controller (DGC) – A New IGBT Gate Unit for High Current / High Voltage IGBT Modules", PCIM Europe 1995, Conference Proceedings
- [67] Helsper; Fuchs: "Adaptation of IGBT Switching Behaviour by Means of Active Gate Drive Control for Low and Medium Power", EPE 2003, Conference Proceedings
- [68] Palmer, P.R.; Githiari, A.N.: "The Series Connection of IGBTs with Optimized Voltage Sharing in the Switching Transient", PESC 1995, Atlanta, USA, Proc. Vol. I, pp. 44-49
- [69] Reimann, T.; Krümmer, R.; Petzoldt, J.: "Active Voltage Clamping Techniques for Overvoltage Protection of MOS-Controlled Power Transistors", EPE 1997, Conference Proceedings
- [70] Reimann, T.; Krümmer, R.; Petzoldt, J.: "Experimental and Simulative Investigations of Power Losses in Active Voltage Clamping Circuits", PEMC'98, Prague, Vol. 1, pp. 1-1 – 1-6
- [71] Eckel, H.G.: "Series Connection of IGBTs in Zero Voltage Switching Inverters" PCIM Europe 1997, Conference Proceedings
- [72] Teigelkötter, J.: "Schaltverhalten und Schutzbeschaltungen von Hochleistungshalbleitern", diss., Ruhr-Universität Bochum, 1996, VDI-Verlag, 1996, ISBN 3-18-320621-8
- [73] Krümmer, R.: "Beitrag zur Verbesserung der elektrischen und thermischen Ausnutzung von Leistungshalbleiterschaltern", diss., TU Ilmenau, 2005, ISLE Verlag, Ilmenau, 2005, ISBN 3-938843-04-7
- [74] Helsper, M.: "Analyse und Verbesserung des Verhaltens von Planar- und Trench-IGBT-Modulen in hart bzw. weich schaltenden Applikationen", diss., Christian-Albrechts-Universität Kiel, 2003, Shaker Verlag, Aachen, 2004, ISBN 3-8322-2621-4
- [75] Dörlemann, Ch.: "Geregelte Ansteuerung von Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT)", diss., Ruhr-Universität Bochum, 2002, Shaker Verlag, Aachen, 2002, ISBN 3-8322-0701-5
- [76] Reimann, T.: "Verhalten abschaltbarer Leistungshalbleiterbauelemente im ZVS-Mode", diss., TU Ilmenau, 1994, Verlag Shaker, Aachen, 1995, ISBN 3-8265-0538-7
- [77] Bernet, S.: "Leistungshalbleiter als Nullstromschalter in Stromrichtern mit weichen Schaltvorgängen", diss., TU Ilmenau, 1995, Verlag Shaker, Aachen, 1995, ISBN 3-8265-0762-2
- [78] Dehmlow, M.: "Vergleichende Betrachtung unterschiedlicher resonanter Umrichtertopologien", diss., TU Berlin, 1995

- 
- [79] Hoffmann, K.F.; Kärst, J.P.; Rexhausen, W.: "Reduced IGBT Conducting Power Losses by Miller Effect Triggered Gate Current Injection", PCIM Europe 2006, Conference Proceedings
- [80] "Failure Rates of HiPak Modules Due to Cosmic Rays", Application Note 5SYA 2042-03. Nando Kaminski, Arnost Kopta ABB Switzerland Ltd, Semiconductors, July 2009
- [81] PORTUNUS® [www.adapted-solutions.com](http://www.adapted-solutions.com)
- [82] SIMPLORER® [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com)
- [83] PLECS® [www.plexim.com](http://www.plexim.com)
- [84] Wintrich, A.: "Verhaltensmodellierung von Leistungshalbleitern für den rechnergestützten Entwurf leistungselektronischer Schaltungen", diss., TU Chemnitz, 1996; <http://archiv.tu-chemnitz.de/pub/1998/0023/data/inhalt.htm>

## 赛米控公司数据文件缩写表

缩写	英文	中文
$(di/dt)_{cr}$	Critical rate of rise of on-state current	临界电流变化率
$(dv/dt)_{cr}$	Critical rate of rise of off-state voltage	临界电压变化率
$\int vdt$	Voltage-time integral at no load	电压时间积和
a	Maximum acceleration under vibration	容许的开关加速度
b	Width of the module base	模板宽度
B2	Two-pulse bridge connection	双脉冲桥 (臂)
B25/85	Exponent of temperature sensor equation	温度传感器的方程指数
B6	Six-pulse bridge connection	六脉冲桥 (臂)
$BW_{Ioutsens}$	Bandwith of output current sensing	电流测量宽度
$BW_{TBsens}$	Bandwith of temperatur sensing on driver board	电子温度测量范围
$BW_{TCSsens}$	Bandwith of temperatur sensing on ceramic-substrate	温度传感器的温度范围
$BW_{VDCsens}$	Bandwith of DC-link-voltage sensing	直流母线的电压范围
$C_{CHC}$	Capacitance chip-case (base-plate)	芯片外壳电容 (地板)
$C_{DC}$	Capacitance of DC-link capacitor bank	母线缓冲电容
$C_{eqvl}$	Equivalent capacitance of a DC-link capacitor bank	母线电容组的等效电容
$C_{ies}$	Input capacitance, output short-circuited (IGBT)	输入电容, 输出回路短路 (IGBT)
$C_{IN}$	Input capacitance	输入电容
$C_{iss}$	Input capacitance, output short-circuited (MOS)	输入电容, 输出回路短路 (MOSFET)
$C_j$	Junction capacitance	阻断层 (截止层) 电容
$C_L$	Load capacitor	负载电容
$C_{max}$	Maximum value of reservoir capacitor	最大充电电容 (在最大C时, 电流变小)
$C_{oes}$	Output capacitance, input short-circuited (IGBT)	输出电容, 输入端短路 (IGBT)
$C_{oss}$	Output capacitance, input short-circuited (MOSFET)	输出电容, 输入端短路 (MOSFET)



$C_{ps}$	Coupling capacitance, primary to secondary winding	初级和次级的耦合电容
$C_{res}$	Reverse transfer capacitance (Miller capacitance) (IGBT)	反馈电容 (米勒-电容) (IGBT)
$C_{rss}$	Reverse transfer capacitance (Miller capacitance) (MOSFET)	反馈电容 (米勒-电容) (MOSFET)
D	Duty cycle. $D = f \cdot t_p$	占空比 $D = f \cdot t_p$
di/dt	change of current per time	电流变化率
$di_D/dt$	Rate of fall of the drain current (MOSFET)	漏极电流的下降率(MOSFET)
$di_F/dt$	Rate of rise of the forward current (Diode)	导通电流的上升率 (二极管)
$di_F/dt$	Rate of fall of the forward current (Diode)	导通电流的下降率 (二极管)
$di_G/dt$	Rate of rise of gate current	导通电流的上升率 (晶闸管)
$di_T/dt$	Rate of rise of Thyristor current	控制电流的上升率
$di_T/dt$	Rate of fall of Thyristor current	导通电流的下降率 (晶闸管)
DSC	Double sided cooling	双面冷却
$d_{tp}$	thickness of thermal paste	导热膏厚度
dv/dt	change of voltage per time	电压变化率
dV/dt	Volume flow	体积变化率
$E_{cond}$	Energy dissipation during conduction time	电流的能耗
ED	Intermittend duty	相对开通时间 (关断时间) = $te/tsp$
$E_{off}$	Energy dissipation during turn-off	关断能耗
$E_{on}$	Energy dissipation during turn-on	开通能耗
$E_P$	Maximum permissible non-repetitive peak pulse energy (rectangular pulse 2 ms)	最大允许非周期的脉冲能源峰值 (方形脉冲 2 ms)
$E_{rr}$	Energy dissipation during reverse recovery (diode)	阻断延迟能耗
$E_{RSM}$	Non repetitive peak reverse avalanche energy	一次性的雪崩能量
$E_{tp}$	dielectric strength of thermal paste	导热膏的抗击穿性
f	Operating frequency	工作频率
F	Mounting force	安装力度
$f_{Fan}$	AC voltage frequency for fan operation	通风机电压的频率
$f_{max}$	Maximum frequency	最大频率

$f_{out}$	Output frequency of a circuit	电路的输出频率
$f_{sw}$	Switching frequency	脉冲, 开关频率
Fu	Recommended fuse (fast acting)	推荐的保险 (快速或超快速)
$g_{fs}$	Forward transconductance	传输上升性
$g_{tp} (\gamma)$	specific gravity of thermal paste	导热膏的重量
HIN	PWM signal input high side switch	TOP开关PWM信号输入
l	Length of the heatsink profile	散热片长度
$i^2t$	$i^2t$ value	积和
$I_{AC-terminal}$	AC-Terminal current	交流电流端口电流
$I_{analogOUT}$	Current sensor reference value (SKiiP)	电流传感器的额定电流 (SKiiP)
$I_C$	Continuous collector current	集电极-直流电流
$I_{CES}$	Collector-emitter cut-off current with gate-emitter short-circuited	集电极-发射极-漏电流, 栅极-发射极短路
$I_{Cnom}$	Nominal collector current	集电极额定电流
$I_{CRM}$	Repetitive peak collector current	周期集电极峰值电流
$I_{CSM}$	Non-repetitive peak collector current	非周期集电极峰值电流
$I_D$	Direct output current (of a rectifier connection)	输出直流 (整流电路)
$I_D$	Continuous drain current (MOSFET)	漏极直流电流 (MOSFET)
$I_{D(CL)}$	Direct output current with capacitive load (limiting value)	在电容C负载时输出直流电流 (极限值)
$I_{DD}$	Forward off-state current (Thyristor)	直流截止电流 (正向)
$I_{DM}$	Peak value drain current	漏极电流的峰值
$I_{DR}$	Continuous reverse drain current (inverse diode forward current)	反向漏极直流电流 (反向二极管的导通电流)
$I_{DRM}$	Peak value of reverse drain current, (inverse diode forward current)	反向漏极电流的峰值 (反向二极管的导通电流)
$I_{DSS}$	Drain-Source cut-off current with gate source short-circuited	漏极源极的漏电流, 栅极源极短路
$I_E$	Continuous emitter current	发射极直流电流
$i_F$	Forward current (actual value)	导通电流 (瞬时值)
$I_{F(CL)}$	Mean forward current with capacitive load	在容性负载时连续电流的极限值



$I_{F(OV)}$	Overload forward current	过载导通电流
$I_{Fan}$	Current for fan operation	风扇电流
$I_{FAV}$	Mean forward current	连续电流的极限值
$I_{FM}$	Peak forward current	连续电流的极限值的峰值
$I_{FN}$	Recommended mean forward current	推荐的导通电流中间值
$I_{FRM}$	Repetitive peak forward current	周期的峰值电流
$I_{FRMS}$	RMS forward current	导通电流的有效值
$I_{FSM}$	Surge forward current	冲击电流的极限值
$I_G$	Gate current	栅极电流
$I_{GD}$	Gate non-trigger current	最高不激发栅极电流
$I_{GES}$	Gate-emitter leakage current, collector emitter short-circuited	栅极发射极漏电流, 集电极发射极短路
$I_{Goff}$	max. turn-off output current (driver)	最大关断输出电流 (驱动器)
$I_{Gon}$	max. turn-on output current (driver)	最大开通输出电流 (驱动器)
$I_{GSS}$	Gate-source leakage current, drain-source short-circuited	栅极源极漏电流,集电极发射极短路
$I_{GT}$	Minimum guaranteed gate trigger current	开通的最低激发电流
$I_H$	Hold current	保持电流
$I_{iH}$	Input signal current (High)	输入信号电流(高电位)
$I_L$	Latching current	锁定电流
$I_M$	Highest peak current obtainable at a rise time lower than 1 $\mu$ s (pulse transformers)	在1 $\mu$ s内达到的最高峰值电流 (脉冲变压器)
$I_{max(EO)}$	Maximum Error Output Current	失误报警的最大输出电流
$I_N$	Nominal current	推荐的直流电流
$I_{N(CL)}$	Recommended direct output current with capacitive load	在C负载时, 推荐的直流电流
$I_{nom}$	Nominal current	额定电流
$I_{Omax}$	Max. output current (driver)	最大输出电流 (驱动器)
$I_{out}$	Output current of a circuit	电路的输出电流
$I_{outAV}$	Output average current (driver)	输出电流的中间值 (驱动器)
$I_{outPEAK}$	Output peak current (driver)	输出电流的峰值 (驱动器)
$I_{outsens}$	AC sensing range	交流电流测量范围
$I_{outtrip}$	AC over current trip level	过流的极限值

$I_{\text{overload}}$	Overload current for a specified time	在一定时间内的过流
$I_{\text{peak}(1)}$	magnitude of the first harmonic of a current	谐波电流的振幅
$I_{\text{R}}$	Reverse current	截止电流
$I_{\text{RD}}$	Direct reverse current (Thyristor)	反向截止电流 (晶闸管)
$I_{\text{RMS}}$	Maximum r.m.s current of a complete AC-controller circuit	交流变压器的最大有效电流值
$I_{\text{rr}}$	Reverse recovery current (measuring condition for $t_{\text{r}}$ and $t_{\text{rr}}$ )	截止延迟电流 (测试条件 $t_{\text{r}}$ 和 $t_{\text{rr}}$ )
$I_{\text{RRM}}$	Peak reverse recovery current	反向电流峰值
$I_{\text{RSM}}$	Maximum non-repetitive peak reverse current (avalanche diodes)	允许的最大非周期冲击电流的峰值 (雪崩二极管)
$I_{\text{S}}$	Supply current primary side	初级的电源电流 (驱动器)
$I_{\text{S0}}$	Supply current primary side (driver) at no load	初级空载电源电流 (驱动器)
$i_{\text{T}}$	On-State current (instantaneous value)	导通电流 (瞬时值)
$I_{\text{T}}$	(Direct) on-state current	导通 (直流) 电流
$I_{\text{T(OV)}}$	Overload on-state current	导通过电流
$I_{\text{TAV}}$	Mean on-state current	持续电流的极限值
$I_{\text{TM}}$	Peak on-state current	导通电流的峰值
$I_{\text{TRIP}}$	Comparator input for current measurement	电流检测的输入门限值
$I_{\text{TRIPLG}}$	Ground fault current trip level (SKiiP)	接地故障电流的极限值 (SKiiP)
$I_{\text{TRIPSC}}$	Over current trip level (SKiiP)	过电流故障电流的极限值 (SKiiP)
$I_{\text{TRMS}}$	RMS on-state current	导通电流的有效值
$I_{\text{TSM}}$	Surge on-state current	冲击电流的极限值
$I_{\text{z}}$	Tail current (IGBT)	拖尾电流 (IGBT)
$L$	inductance	电感
$L_{\text{CE}}$	Parasitic collector-emitter inductance	集电极发射极之间的寄生电感
$L_{\text{DS}}$	Parasitic drain-source inductance	漏极源极之间的寄生电感
$L_{\text{ext}}$	External circuit inductance (short circuit)	外部电路电感 (在短路时)
$L_{\text{IN}}$	PWM signal input low side switch	BOTTOM 开关的输入PWM信号
$L_{\text{p}}$	Inductance of the primary winding at 1 kHz	在 1 kHz 时初级线圈的电感

$L_s$	Stray inductance	离散电感
$L_{ss}$	Parasitic stray inductance (Transformer secondary side)	离散电感 (变压器次级)
$I_{tp} (\lambda)$	thermal conductivity of thermal paste	导热膏的导热性
M	Mounting torque	安装时的拧紧力矩
$M_1$	Torque for mounting the semi- conductor to the heatsink	在装配元件和散热器时的拧紧 力矩
$M_2$	Torque for mounting the bus- bars to the semiconductor	在装配元件和电流导线时的拧 紧力矩
$M_{ac}$	Mounting torque for AC termi- nals	在装配交流端口时的拧紧力矩
$M_{dc}$	Mounting torque for DC termi- nals	在装配直流端口时的拧紧力矩
$M_s$	Mounting torque on heat sink	在装配散热器时的拧紧力矩
$M_t$	Mounting torque for terminals	在装配端口时的拧紧力矩
n	specified number	数量
N	Maximum number of serie con- nected silicon elements	最多串联硅元件数量
$N_p/N_s$	Ratio of winding primary to secondary	初级次级转数比
$\varnothing d$	Contact diameter of capsule devices	插件元件的直径
$P_{AV}$	Maximum permissible average power dissipation	最大允许功耗的中间值
$p_{coolant}$	pressure of coolant	冷却剂的压力降幅
$P_D$	Power dissipation of one com- ponent	元件的功耗
$P_{Fan}$	Power consumption of fan	鼓风机吸收的功率
$P_{FAV}$	Mean forward power dissipa- tion	导通损耗的中间值
$P_{FM}$	Peak forward power dissipation	导通损耗的峰值
$P_G$	Peak gate power dissipation	控制损耗的峰值
$P_R$	Reverse power dissipation	阻断 (截止) 损耗
$P_{RAV}$	Mean reverse power dissipa- tion	阻断 (截止) 损耗的中间值
$P_{RRM}$	Peak repetitive reverse power dissipation	阻断 (截止) 损耗的周期峰值
$P_{RSM}$	Non-repetitive peak reverse power dissipation	阻断 (截止) 损耗的冲击峰值

$P_{TAV}$	Mean on-state power dissipation (Thyristor)	导通损耗的中间值 (晶闸管)
$P_{tot}$	Total power dissipation	总功耗
$P_W$	Water pressure	水压力
$P_{ZSM}$	Non repetitive peak power dissipation (Zener diodes)	功耗的冲击值 (齐纳二极管)
$Q_f$	Charge recovered during the reverse current fall time	反向电流下降时流出的电荷
$Q_G$	Gate charge (IGBT; MOSFET)	栅极电荷 (IGBT; MOSFET)
$Q_{out/pulse}$	Output charge per pulse (Driver)	每个脉冲的输出电荷 (驱动器)
$Q_{rr}$	Reverse recovery charge	截止延迟电荷
$R_{CC'+EE'}$	Resistance of the interconnections between terminals and die	所有接口电阻
$r_{CE}$	On-State slope resistance (IGBT)	IGBT电阻
$R_{CE}$	Resistor for $V_{CE}$ monitoring	VCE监视的电阻 (驱动器)
$r_{DS(on)}$	Drain-source on-resistance (MOSFET)	漏极源极开通电阻 (On-Widerstand) MOS-FET
rec.	Rectangular current waveform	方波形电流
rec. 120	Rectangular current pulse, 120° conduction angle	方波形电流, 导通角120°
$R_{EX}$	Auxiliary emitter series resistor (parallel IGBT)	辅助射极的电阻 (对串联的IGBT)
$r_F$	On-state slope resistance, forward slope resistance (Diode)	导通等效电阻 (二极管)
$R_G$	Gate circuit resistance	外界的栅极电阻
$R_{Gint}$	Internal gate resistance	内部栅极电阻
$R_{Goff}$	External gate series resistor at switch-off (MOSFET, IGBT)	为关断连接的栅极电阻
$R_{Goffmin}$	Minimum value of an external switch-off gate resistor (Driver)	外接关断电阻的最小值
$R_{gon}$	External gate series resistor at switch-on (MOSFET, IGBT)	为开通连接的栅极电阻
$R_{Gonmin}$	Minimum value of an external switch-on gate resistor (Driver)	外接开通电阻的最小值
$R_{GS}$	Gate-source resistance (MOSFET)	栅极源极电阻 (MOSFET)
$RH_{storage}$	storage humidity	储存潮湿性
$R_{IN}$	Input resistance	输入电阻
$R_{iso}$	Insulation resistance	隔离电阻
$R_L$	Load resistance	负载电阻

$R_{\min(\text{CL})}$	Minimum series resistor für capacitive load	在C负载时保护电阻的最小值
$R_p$	Recommended parallel resistor for a series connection of demiconductors	串联半导体时推荐的并联电阻
$R_p$	D.C. resistance of the primary winding	初级线圈的直流电阻
$R_s$	D.C. resistance of each secondary winding	每个次级线圈的直流电阻
$R_{\text{softcharge}}$	Recommendet DC-Link charge resistor	对容性回路推荐的充电电阻
$r_T$	On-state slope resistance, forward slope resistance (Thyristor)	导通等效电阻 (晶闸管)
$R_{TD}$	Resistor for interlock dead time (Driver)	控制死区时间的电阻 (驱动器)
$R_{\text{th}(c-a)}$	Thermal resistance case to ambient	外壳到环境的热阻
$R_{\text{th}(c-s)}$	thermal resistance case to heat sink	外壳到散热器的热阻
$R_{\text{th}(j-a)}$	Thermal resistance junction to ambient	从结层到环境的热阻
$R_{\text{th}(j-c)}$	Thermal resistance junction to case	从结层到外壳的热阻
$R_{\text{th}(j-c)D}$	Thermal resistance junction to case inverse diode	反向二极管从结层到外壳的热阻
$R_{\text{th}(j-c)FD}$	Thermal resistance junction to case free wheeling diode	续流二极管从结层到外壳的热阻
$R_{\text{th}(j-r)}$	Thermal resistance junction to reference point (temperature sensor)	从结层到测量点 (温度传感器) 的热阻
$R_{\text{th}(j-s)}$	Thermal resistance junction to sink	从结层到散热器的热阻
$R_{\text{th}(j-s)}^D$	Thermal resistance junction to sink (Diode)	从结层到散热器的热阻 (二极管)
$R_{\text{th}(j-s)}^I$	Thermal resistance junction to sink (IGBT)	从结层到散热器的热阻 (IGBT)
$R_{\text{th}(j-T)}$	Thermal resistance junction to terminal	从结层到接线端口的热阻
$R_{\text{th}(r-w)}$	Thermal resistance thermal trip-cooling water	恒温冷却水的热阻
$R_{\text{th}(s-a)}$	Thermal resistance heat sink to ambient	从散热器到外部环境的热阻
$R_{tp}$	resistivity of thermal paste	导热膏的电阻

$R_{TS}$	resistance of a temperature sensor	温度传感器电阻
sin.	Sinusoidal current waveform	正弦形电流波形
sin. 180	Half sinewaves, 180° conduction angle	半正弦, 导通角180°
SSC	Single sided cooling	单面冷却
$T_a$	Ambient temperature	环境, 冷却介质温度
$T_c$	Case temperature	外壳温度
tcond	Conducting time	开通时间, 电流流通时间
$T_{coolant}$	Coolant temperature	冷却介质的温度
$T_{cop}$	Case operating temperature	工作时外壳温度
$t_d$	Delay time	延迟时间
$t_{d(Err)}$	Propagation delay time on ERROR	故障报警信号延迟时间
$t_{d(Err)io}$	ERROR input-output propagation delay time (driver)	故障信号输入输出延迟时间(驱动器)
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time	关断延迟时间
$t_{d(off)io}$	Input-output turn-off propagation delay time (driver)	输入输出关断延迟时间(驱动器)
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	开通延迟时间
$t_{d(on)io}$	Input-output turn-on propagation delay time (driver)	输入输出开通延迟时间(驱动器)
$T_{err}$	Max. temperature for setting ERROR	故障信号的最高温度
$t_f$	Fall time	下降时间
$t_{fr}$	Forward recovery time	导通延迟时间
$t_{gd}$	Gate controlled delay time	激发延迟时间
$t_{gr}$	Gate controlled rise time	开关时间
$T_j$	Junction temperature	结层温度
$t_{off}$	Turn-off time	关断时间
$t_{on}$	Turn-on time	开通时间
$T_{op}$	Operating temperature range	工作温度范围
$t_p$	Pulse duration	脉冲宽度
$t_{pRESET}$	Min. pulse width ERROR memory RESET time	最低故障存储器归零时间
$t_q$	Circuit commutated turn-off time (thyristor)	恢复时间(晶闸管)
$t_r$	Rise time	上升时间

$t_R$	Reverse blocking time: $t_R = t_c - t_p$	截止电压施加时间: $t_R = t_c - t_p$
$T_r$	Reference point temperature (temperature sensor)	参考点温度 (温度传感器)
$t_{rr}$	Reverse recovery time	截止延迟时间
$T_s$	Heatsink temperature	散热器温度
$t_{SC}$	Short circuit time	短路时间
$T_{sold}$	Solder temperature	焊接温度
$T_{stg}$	Storage temperature	合金温度
$t_{stg}$	storage time	存储时间
$t_{TD}$	Interlock time	控制时间
$T_{Trip}$	Trip level of over temperature protection (SKiiP)	过热保护门限 (SKiiP)
$T_{vj}$	(Virtual) junction temperature	等效结层温度
$T_w$	Water temperature	水温度
$t_z$	Tail time (IGBT)	拖尾时间 (IGBT)
$V_{(BR)}$	Avalanche breakdown voltage	导通电压 (雪崩电压)
$V_{(BR)CES}$	Collector-emitter breakdown voltage, gate-emitter short circuited	集电极发射极击穿电压, 栅极 发射极短路
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage, gate-source short circuited	漏极源极击穿电压, 栅极源极 短路
$V_{(TO)}$	Threshold voltage Thyristor	晶闸管的门限电压
$v_{air}$	Air velocity	空气速度
$V_{air}$	Air volume	空气量
$V_{air}/t$	Air flow	空气流量
$V_{CC}$	Collector-emitter supply volt- age	集电极发射极电源电压
$V_{CE}$	Collector-emitter voltage	集电极发射极电压
$V_{CE(clamp)}$	Collector-emitter clamping volt- age during turn-off	关断时集电极发射极电压限制
$V_{CE0}$	Collector-emitter threshold voltage (static)	集电极发射极门限电压 (稳态)
$V_{CEdyn}$	Dynamic threshold voltage for collector-emitter voltage moni- toring (driver)	动态 $V_{CE}$ 监视电压门限电压
$V_{CES}$	Collector-emitter voltage with gate-emitter short circuited	集电极发射极电压, 栅极发射 极短路
$V_{CEsat}$	Collector-emitter saturation voltage	集电极发射极饱和电压



$V_{CEstat}$	Static threshold voltage for collector-emitter voltage monitoring (driver)	稳态集电极发射极门限电压
$V_{ChopperError}$	Chopper error voltage level	斩波器报警电压
$V_{ChopperOff}$	Chopper deactivation voltage level	斩波器关断电压
$V_{ChopperOn}$	Chopper activation voltage level	斩波器开通电压
$V_D$	Direct output voltage (bridge rectifier)	直流整流器电压 (桥式整流)
$V_{DCTrip}$	Trip level of DC link voltage monitoring (SKiiP)	母线监视门限电压 (SKiiP)
$V_{DD}$	Direct off-state voltage (thyristor)	正向直流截止电压 (晶闸管)
$V_{DD}$	Drain-source supply voltage (MOSFET)	漏极源极电源电压 (MOSFET)
$V_{DGR}$	Drain-gate voltage with specified input resistance	串联输入电阻的漏极栅极电压
$V_{DRM}$	Repetitive peak off-state voltage	(正向) 周期截止电压峰值
$V_{DS}$	Drain-source voltage	漏极源极电压
$V_{DSS}$	Drain-source voltage with gate-source short circuited	在栅极源极短路时的漏极源极电压
$V_{EC}$	Emitter-Collector voltage	发射极集电极电压
$V_{EE}$	Emitter supply voltage	发射极工作电压
$V_F$	Forward voltage (instantaneous value)	导通电压 (瞬时值)
$V_F$	Forward voltage	导通电压
$V_{F0}$	Forward threshold voltage (Diode)	(二极管) 门限电压
$V_{Fan}$	Operating voltage fan	风扇工作电压
$V_G$	Gate voltage	栅极电压
$V_{G(off)}$	Turn-off gate voltage level (driver)	栅极关断电压 (驱动器)
$V_{G(on)}$	Turn-on gate voltage level (driver)	栅极开通电压 (驱动器)
$V_{GD}$	Gate non-trigger voltage	低于激发电压 (最高不激发电压)
$V_{GE}$	Gate-emitter voltage	栅极发射极电压
$V_{GE(th)}$	Gate-emitter threshold voltage	栅极发射极门限电压
$V_{GES}$	Gate-emitter voltage, collector-emitter short-circuited	栅极发射极电压, 集电极发射极短路



$V_{GS}$	Gate-source voltage	栅极源极电压
$V_{GS(th)}$	Gate-source threshold voltage	栅极门限电压
$V_{GSS}$	Gate-source voltage, drain-source short circuited	栅极源极电压, 漏极源极短路
$V_{GT}$	Gate trigger voltage	激发电压
$V_{iH}$	Input signal voltage (HIGH) max.	最大输入信号电压 (HIGH)
$V_{in}$	Input voltage	输入电压
Visol	Insulation test voltage (r.m.s.)	绝缘检测电压 (有效值)
$V_{isol(12)}$	Isolation test voltage (r.m.s. /1 min.) output 1 - output 2 (driver)	绝缘检测电压 (有效值, 1 min.) 输出 1 - 输出 2
$V_{isol(IO)}$	Isolation test voltage (r.m.s. /1 min.) input-output (driver)	绝缘检测电压 (有效值, 1 min.) 输入 - 输出
$V_{isolPD}$	Partial discharge extinction voltage	局部放电熄灭电压 (反向恢复电压)
$V_{iT-}$	Input threshold voltage (LOW) max.	最大输入门限电压 (LOW)
$V_{iT+}$	Input threshold voltage (HIGH) min.	最小输入门限电压 (HIGH)
$V_M$	Peak pulse voltage	脉冲峰值电压
$V_{oH}$	Logic HIGH output voltage (driver)	信号输出电压 (HIGH) (驱动器)
$V_{oL}$	Logic LOW output voltage (driver)	信号输出电压 (LOW) (驱动器)
$V_{out}$	Output voltage	输出电压
$V_R$	(Direct) reverse voltage	截止 (直流) 电压 (正向)
$V_{RD}$	Direct reverse voltage	截止 (直流) 电压 (反向)
$V_{RGM}$	Peak reverse gate voltage	反向尖峰控制电压
$V_{RGO}$	No-load reverse gate voltage	空载时反向控制电压
$V_{RRM}$	Repetitive peak reverse voltage	周期尖峰截止电压 (反向)
$V_{RSM}$	Non-repetitive peak reverse voltage	反向冲击尖峰截止电压
$V_S$	Supply voltage primary (for gate driver)	电源电压
$V_{S1}$	Supply voltage stabilized	稳定的电源电压
$V_{S2}$	Supply voltage non stabilized	未稳定的电源电压
$V_{SD}$	Negative source-drain voltage (inverse diode forward voltage)	反向源极漏极电压

$V_T$	On-state voltage (instantaneous value)	导通电压 (瞬时值)
$V_T$	On-state voltage (Thyristor)	通态压降 (晶闸管)
$V_{VRMS}$	Alternating input voltage (r.m.s. value)	输入交流电压 (有效值)
$V_w$	Water volume per unit time	单位时间内的水量
$V_w$	Water volume	水量 (体积)
$V_{ww}$	Maximum alternating working voltage between windings (r.m.s. value) (pulse transformer)	线圈允许的最高工作交流电压 (有效值)
w	Weight	重量
W1	Single phase a.c. controller connection	单相交流电路 (反并联)
W3	Three phase a.c. controller connection	三相交流电路 (反并联)
$Z_{th}$	Transient thermal impedance	热阻抗
$Z_{th(c-a)}$	Transient thermal impedance case to ambient	从壳体到环境的热阻抗
$Z_{th(j-c)}$	Transient thermal impedance junction to case	从结层到壳体的热阻抗
$Z_{th(j-c)FD}$	Transient thermal impedance junction to case of the free-wheeling diode	续流二极管从结层到壳体的热阻抗
$Z_{th(j-r)D}$	Transient thermal impedance junction to reference (sensor) inverse Diode	续流二极管从结层到温度传感器的热阻抗
$Z_{th(j-r)I}$	Transient thermal impedance junction to reference (sensor) IGBT	IGBT从结层到温度传感器的热阻抗
$Z_{th(j-s)}$	Transient thermal impedance junction to heat sink	从结层到散热器的热阻抗
$Z_{th(r-a)}$	Transient thermal impedance reference (sensor) to ambient	从温度传感器到环境的热阻抗
$Z_{th(s-a)}$	Transient thermal impedance heat sink to ambient	从散热器到环境的热阻抗
$Z_{thp}$	Transient thermal impedance under pulse conditions	脉冲热阻抗
$\Delta p$	Pressure drop	压差
$\Theta$	Conduction angle	导通角

## 功率半导体应用手册

如今，IGBT和功率MOSFET模块在电力电子系统中發揮著重要的作用，并日渐地在新领域获得进展。这正好与使用整流二极管和晶闸管作为一种节约成本的电网连接方式的不断增长的需求齐头并进。本应用手册的目的是协助用户选择组件和应用。本手册包含了半导体物理的基本解释和背景信息，对应用可能性和限制提供更好的理解。手册的主要内容包含了不同封装技术的描述，测试在现场应用中对模块属性和额定值的不同影响。本节最后描述了组件的可靠性和使用寿命，以及相关的测试程序。

本手册还介绍了数据表的结构，并给出如何理解数据表规格的一些有用提示。本手册的一个重点是具体应用方面的测试，这是在组件选型和应用时必须予以考虑的。例如，这包括大多数重要运行情况下的电路、驱动技术和组件保护、热尺寸和散热器解决方案、并联和串联电路的注意事项、针对寄生元件方面优化电源布局的注意事项以及特定环境条件下出现的需求。

赛米控(香港)有限公司  
香港上环德辅道中188号金龙中心4楼403A室  
电话: +852 3426 3366 • 传真: +852 3426 3399

赛米控电子(珠海)有限公司  
中华人民共和国广东省珠海市唐家湾软件园路1号  
生产加工中心2#1层1、3单元 5#1层2、4、5、7单元  
电话: +86 756 3396707 • 传真: +86 756 3396773

sales.zhuhai@semikron.com

[www.semikron.com](http://www.semikron.com)  
[shop.semikron.cn](http://shop.semikron.cn)