



Switch Mode Power Supply Techniques

开关电源技术

王健强

电气工程学院

第一章 绪论

- 一、什么是开关电源
- 二、线性电源与开关电源
- 三、开关电源分类与拓扑
- 四、课程学习



电气工程学院



WHY

为什么要学习开关电源知识？

——实用、重要

电气工程学院



- **10**天前，**27**岁的汪洋从北京科技大学本科毕业**3**年后，又回到校园里读书。不过这次汪洋的选择几乎让所有人意外，他不是读研，而是花两年时间读中专。他成为了贵州省首位大学本科毕业后又回头读中专的人。
- 大学要增加学生的实践过程，最好也能让学生学到一门比较熟练的技能，特别是工科的学生。现在市场越来越多地需要技能型人才，不管是文科理科，实践的时间都应该多一些，不能从理论到理论，这是我们应该反思的。
- 学技术的人永远都能找到适合自己的工作。



电力电子技术应用的三大领域之一

电源领域——通信电源、计算机电源、网络电源

牵引传动领域——直流传动、交流传动、其他

电力系统领域——无功谐波补偿等，提高电能质量。

所谓灵活输电系统（Flexible AC Transmissions System, FACTS）



WHAT

什么是开关电源?



电源 发出电能的电源；
（发电机、电池）





电源

变换电能的电源。

(线性电源、相控电源、
开关电源)





开关电源就是电路中的电力电子器件工作在开关状态的电源，是电力电子电路的一种。

开关电源包括下列之型式：

- AC-DC-DC：如个人用、家用、办公室用、工业用(电脑、周边、传真机、充电器)
- DC-DC：如可携带式产品(移动电话、笔记本电脑、摄影机，通信交换机二次电源)
- DC-AC：如车用转换器(12V~115/230V)、通信交换机振铃信号电源
- AC-DC-AC：如交流电源变压器、变频器、UPS不间断电源



本课程研究的开关电源：

- 开关**——电力电子器件工作在开关状态非线性
- 高频**——电力电子器件工作在高频而非工频；
- 直流**——电源输出是直流而非交流。

开关电源的用途



开关电源的用途



Equipped with computer, radio, display, etc.



Battery on the back



上海磁浮线上运行的 **Maglev Train**

电气工程学院

常见的开关电源



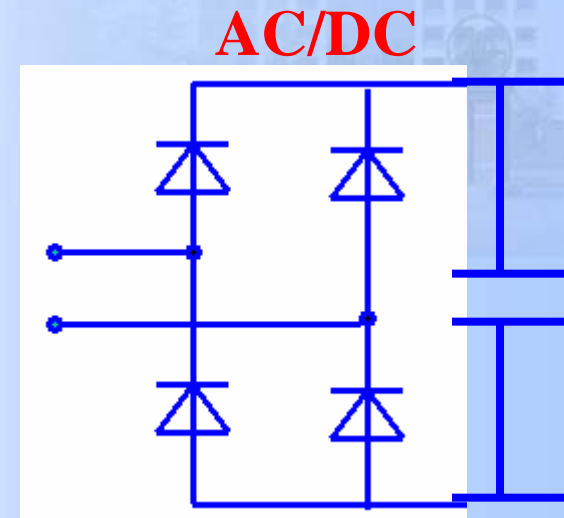
重量轻、体积小、电磁兼容性好、动态响应迅速

电气工程学院

Basic description

开关电源的基本描述、定义

A typical switching power supply starts by directly rectifying the AC power line and filtering it to DC with large electrolytic capacitors.

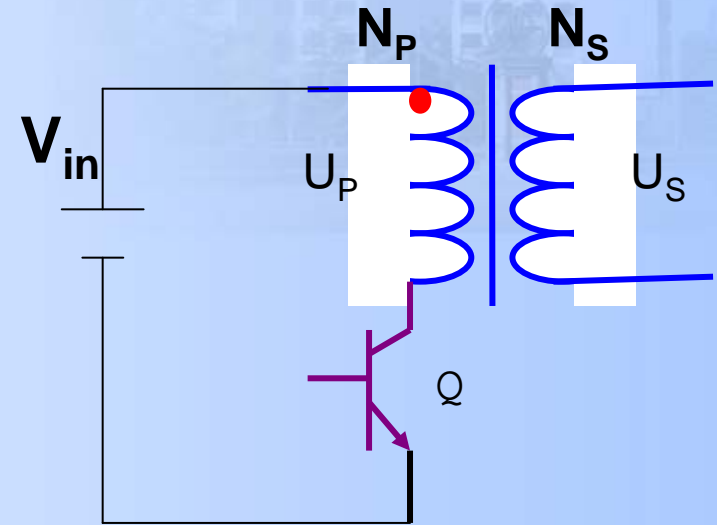


典型的开关电源从交流直接整流开始

2、 Basic description

开关电源的基本描述、定义

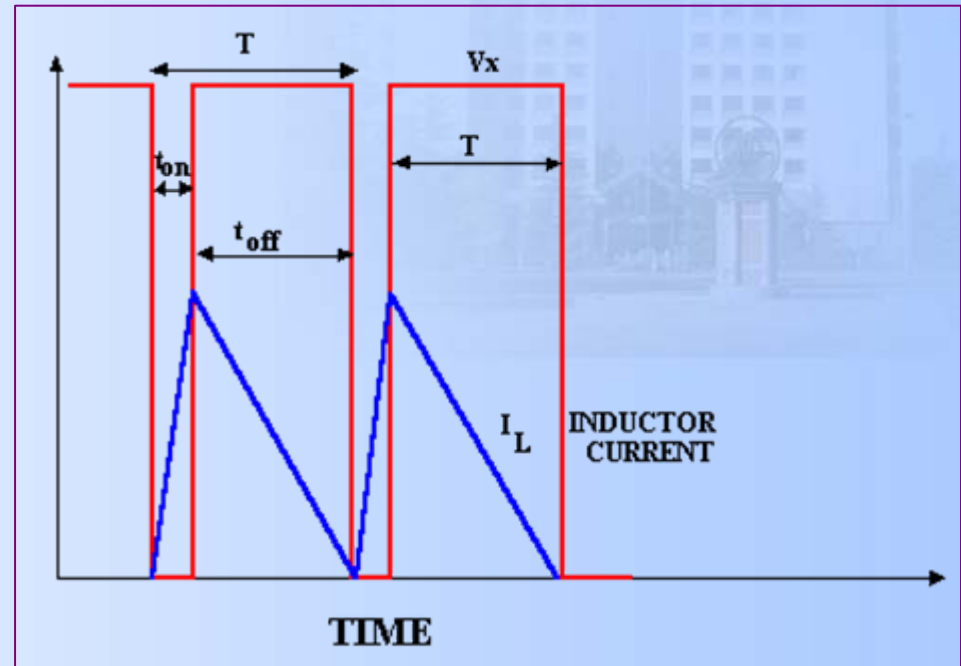
then fed to high frequency
high power switching
transistors that "**chop**" the
DC into high frequency AC,
typically at **tens or hundreds
of kilohertz**, and fed to a
transformer wound to give
the desired voltage at the
output.



2、Basic description

开关电源的基本描述、定义

high frequency high power switching transistors that "chop" the DC into high frequency AC。

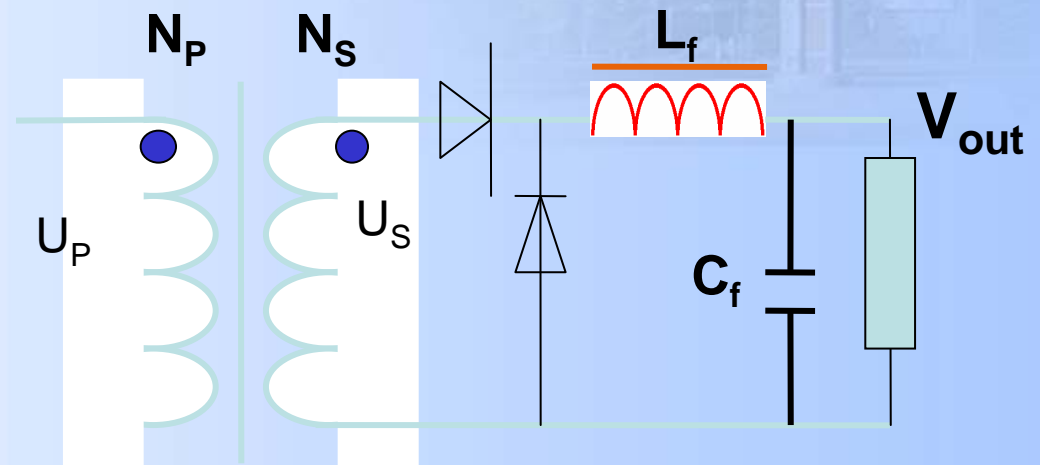




2、 Basic description

开关电源的基本描述、定义

The secondary is then **rectified and filtered again** to produce the desired DC output voltage.

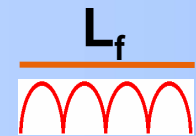
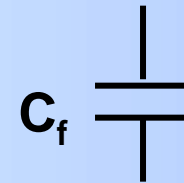
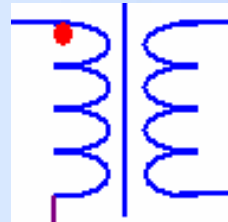




2、 Basic description

开关电源的基本描述、定义

Why use **high frequency**? Because high frequency transformers can carry far more power for a given **weight and size** than those operating at 50 . Also, the filter capacitors at the output of the supply can be much smaller than those operating at 50 Hz.





线性电源

vs.

开关电源



What is the
former power supplier ?

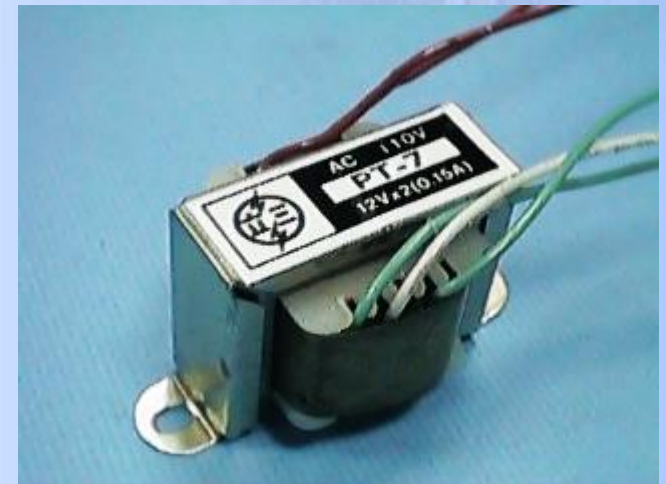
Linear power supplies Description

线性电源的基本描述、定义

Linear power supplies Description

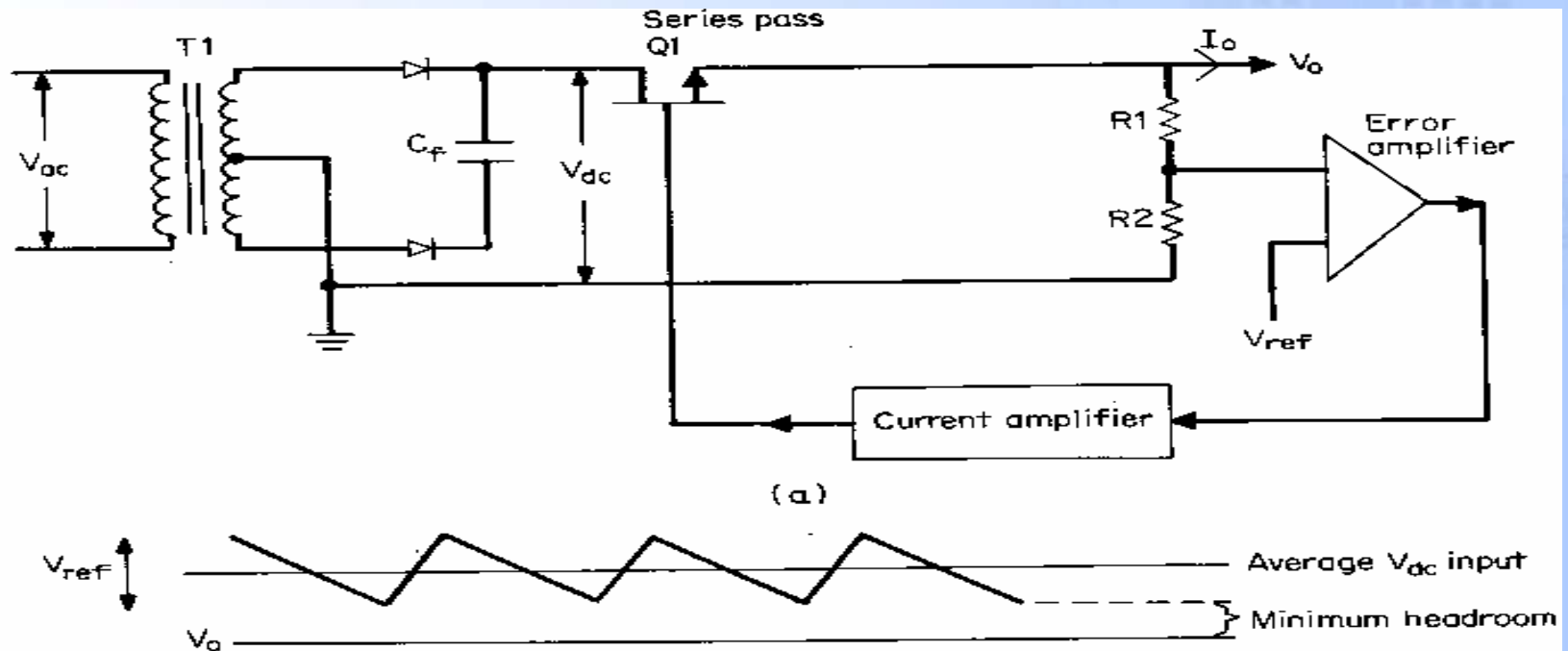
线性电源的基本描述、定义

Big, heavy and expensive **50 Hz power transformer** used in conventional "linear" power supplies.



Linear power supplies Description

线性电源的基本描述、定义





Comparison of “Linear” and “Switching” power supplies

线性电源与开关电源的比较

1、线性电源

Advantages:

电源稳定度及负载稳定度高；
输出电压纹波小；
瞬态响应速度快；
线路结构简单，便于维护；
没有开关干扰；

比如78xx、
79xx就是线性
电源



Comparison of “Linear” and “Switching” power supplies

线性电源与开关电源的比较

1、线性电源

Drawbacks:

功耗大，效率低；
体积大，重量大；

开关频率低，因而需要的电感器大，使得体积变大。
低频谐波损耗大，导致发热大，效率低



Comparison of “Linear” and “Switching” power supplies

线性电源与开关电源的比较

2、开关电源

Advantages:

功耗小，效率高；
体积小，重量轻；
稳压范围宽；
滤波效率高；
线路形式多样；

滤波损耗中L的损耗比C的损耗大得多，滤波器就通过能量的吸放起到移峰填谷的作用，开关电源的工作频率高，同样的幅值，周期越短，需要移的能量就越小，C、L的容量就越小，体积也就越小，损耗也越小

电气工程学院



Comparison of “Linear” and “Switching” power supplies

线性电源与开关电源的比较

2、开关电源

Drawbacks:

电压纹波相对大；

电磁干扰大；

电磁兼容（EMC）问题：一次整流侧、二次整流侧、主电路与控制电路之间



开关电源的拓扑种类

电气工程学院



输入输出
不隔离

- ① 串联型——buck converter
- ② 并联型——boost converter
- ③ 倒极性——buck-boost converter
- ④ Ćuk converter
- ⑤ sepic converter
- ⑥ zeta converter

输入输出
隔离

- ① 正激变换器——forward converter
- ② 反激变换器——fly-back converter
- ③ 推挽变换器——push-pull converter
- ④ 半桥变换器——half-bridge converter
- ⑤ 全桥变换器——full-bridge converter



To all of EE students and engineers

Note:

电气设备容量的决定因素？

发热、热损耗



Specifications

* 功能 (Functions) test:

- 电源调整率 (Line Regulation)
- 负载调整率 (Load Regulation)
- 综合调整率 (Combine Regulation)
- 输出纹波及噪声 (Output Ripple & Noise, RARD)
- 输入功率及效率 (Input Power, Efficiency)
- 动态负载或暂态负载响应时间 (Dynamic or Transient Response Time)
- 电源良好/失效 (Power Good/Fail) 时间 (平均无故障时间 MTBT *mean time between failure*)
- 起动 (Set-Up) 及保持 (Hold-Up) 时间



Specifications

*保护动作(Protections) Test:

- 过电压保护(OVP, Over Voltage Protection)
- 短路保护(Short Circuit Protection)
- 过电流保护(Over Current Protection)
- 过功率保护(Over Power Protection)



Specifications

* 安规(Safety) Test:

- 输入电流、漏电电流等
- 耐压绝缘: 电源输入对地, 电源输出对地; 电路板线路须有安全间距。
- 温度抗燃: 零组件需具备抗燃之安全规格, 工作温度须於安全规格内。
- 机壳接地: 需於**0.1**欧姆以下, 以避免漏电触电之危险。
- 变压输出特性: 开路、短路及最大伏安(VA)输出
- 异常测试: 散热风扇停转、电压选择开关设定错误



Specifications

* 电磁兼容(EMC) Test:

电源供应器需符合相应国际和国家标准要求（如**CISPR 22**、**CLASS B**之传导与辐射的**4dB**裕度）。

电源供应器需在以下三种负载状况下测试：

每个输出为空载、每个输出为**50%**负载、每个输出为**100%**负载。

- 传导干扰/免疫：经由电源线之传导性干扰/免疫
- 辐射干扰/免疫：经由磁场之辐射性干扰/免疫



Specifications

*可靠性(Reliability) Test:

老化寿命测试: 高温(约50-60度)及长时间(约8-24小时)满载测试。

·**Inrush**: 开机输入冲击电流, 开关电源对供电系统的影响。
开、关重复次数试验。



Specifications

*Others Test:

· **ESD: Electrostatic Discharge** 静电放电(人或物体经由直接接触或间隔放电引起)在**2-15KV**之**ESD**脉波下, 待测物之每个表面区域应执行连续**20**次的静电放电测试, 电源供应器之输出需继续工作而不会产生突波(**Glitch**)中断 (**Interrupt**), 直接**ESD**接触时不应造成过激(**Overshoot**)或欠激(**Undershoot**)之超过稳压范围之状况、及过电压保护(**OVP**)、过电流保护(**OCP**)等。另外, 於**ESD**放电电压在高达**25KV**下, 应不致造成元件故障(**Failure**)。



HOW

Course Contents

— Academic calendar

电气工程学院



上课时间		计划教学内容			备注
		授课内容	授课方式	作业(实验)	
第一周	周2 1节	开关稳压电源概述 线性稳压电源概述，开关稳压电源概述，二者的优缺点比较，开关稳压电源基本分类和应用领域。	电子课件与板书结合		
第一周	周5 2节	开关电源基本拓扑结构（上） 开关稳压电源buck and boost converter, buck电路的电感和电容关系，boost电路的PFC作用，buck-boost电路。	电子课件与讨论结合	2	
第二周	周2 1节	开关电源基本拓扑结构（下） Cuk电路, zeta电路, sepic 电路，隔离型开关电源拓扑结构，开关电源基本拓扑结构的特点，电压、电流关系分析和参数选择。	电子课件与讨论结合	2	
第二周	周5 2节	正激变换器工作原理 正激变换器的基本工作原理、电流电压关系、参数选择，变换器的变压器原理和滤波要求。	电子课件与录像结合	1	
第三周	周2 1节	反激变换器工作原理 反激变换器的基本工作原理、电流电压关系、参数选择，变换器的变压器原理和滤波要求。	电子课件与板书结合	1	



上课时间		计划教学内容			备注
		授课内容	授课方式	作业(实验)	
第三周	周五 2节	<p>推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器</p> <p>推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器的基本工作原理、电流电压关系、参数选择，变压器偏磁与直流分量的抑制。</p>	电子课件与板书结合	1	
第四周	周二 1节	<p>开关电源的控制方法</p> <p>开关电源的基本控制方法，两种控制模式：电压型控制的基本原理，电流型控制模式的基本原理，比较优缺点。</p>	电子课件与板书结合	1	
第四周	周五 2节	<p>磁性材料和磁路基本定律</p> <p>通过电路基本定律引出磁路基本定律，磁性材料的分类和特点，软磁材料特点。</p>	电子课件与板书结合		
第六周	周二 1节	<p>变压器及电感设计的共性问题</p> <p>磁芯的磁化方式、材料特性、居里温度等问题，导体的直流电阻和交流电阻，集肤效应和邻近效应。</p> <p style="text-align: center;">电气工程学院</p>	电子课件与讨论结合		



第六周	周5 2节	<h3>高频变压器的设计</h3> <p>高频变压器的设计步骤，包括铁芯选择、原副边匝数、线径等参数的设计，以及变压器的绕制。</p>	电子课件与板书结合	1	
第七周	周2 1节	<h3>电抗器的设计</h3> <p>电抗器的设计步骤，包括线径、匝数、气隙、电感量、电流等参数的设计。</p>	电子课件与实践结合	1	
第七周	周5 2节	<h3>开关损耗和吸收回路</h3> <p>开关损耗的构成，开关动态损耗，常见的开关电源吸收回路，RCD吸收回路。</p>	电子课件与讨论结合		
第八周	周2 1节	<h3>开关电源热设计</h3> <p>热阻的概念，开关损耗的计算。</p>	电子课件与板书结合		
第八周	周5 2节	<h3>开关稳压电源的电磁兼容</h3> <p>噪声的定义与分类，变压器噪声及其抑制措施，开关电源电路的低电磁干扰设计措施。</p>	电子课件与板书结合		
第九周	周2 1节	<h3>DC/DC变换器软开关技术</h3> <p>硬开关的缺点，软开关的基本概念和种类，零电压开关和零电流开关的实现方式。</p>	电子课件与讨论结合	1	



上课时间		计划教学内容			备注
		授课内容	授课方式	作业(实验)	
第九周	周五 2节	<p>开关电源设计实例</p> <p>以一个实际的开关电源为例，介绍应用背景、电路设计、参数设计、研制过程、调试过程、波形分析等。</p>	电子课件与板书结合		11.02

考核形式和成绩评定：

平时成绩占10%，
实验设计报告占30%，
期末考试占60%（开卷）。



References

教材及主要参考资料

1. 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 电子工业出版社, 1999
2. 杨旭 等. 开关电源技术. 北京: 机械工业出版社, 2005
3. Abranham I. Pressman. Switching Power Supply Design, 3rd edition. McGraw-Hill Inc, 2009 (第二版已有汉译本)
4. 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术. 电子工业出版社, 2001
5. 人民邮电出版社. 开关电源系列丛书, 2007
6. 科学出版社 实用电源技术丛书, 2002
7. 赵修科. 开关电源中磁性元器件. (电子版)
8. Marty Brown, 开关电源设计指南, 机械工业出版社, 2005



Thank you !

电气工程学院

第二章 常用元器件



- 一、电阻
- 二、电容
- 三、二极管
- 四、晶体管
- 五、**MOSFET和IGBT**



无源器件

R C L T

有源器件

D Q MOSFET IGBT



WHAT

电阻

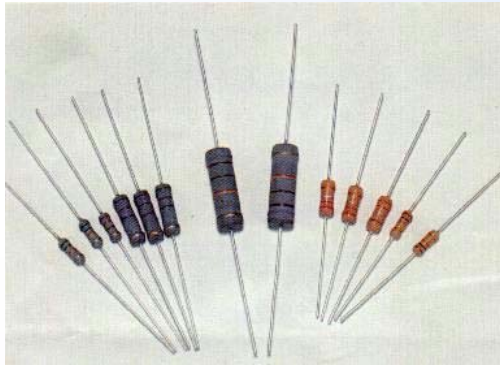
Resistor



表面贴装-SMD

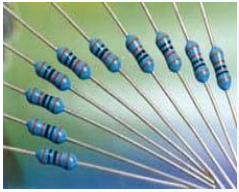


直插型

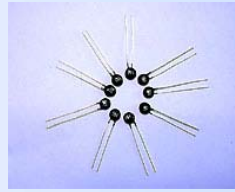




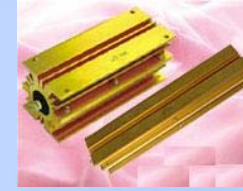
电阻



金属膜电阻



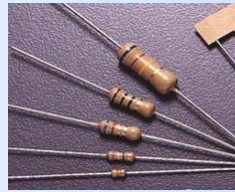
径向
热敏电阻



铝壳电阻



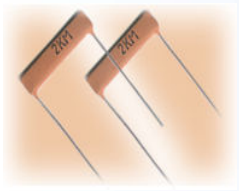
氧化膜电阻



碳膜电阻



可调电阻



高压片状玻璃釉
膜电阻



贴片电阻



陶瓷电阻



玻封热敏电阻



网络电阻



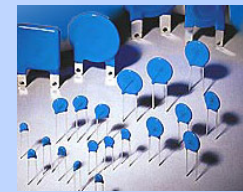
功率
线绕电阻



高压电阻



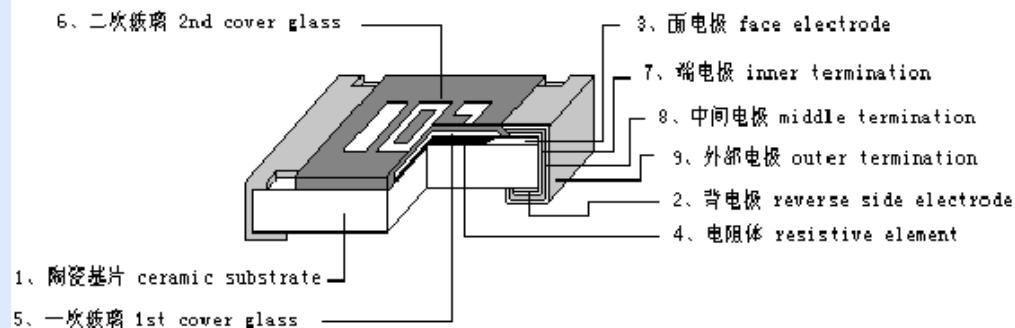
光敏电阻



压敏电阻



贴片电阻



型号	尺寸(mm)					英寸
	L	W	H	M	N	
RR1005	1.00 ± 0.10	0.50 ± 0.05	0.35 ± 0.05	0.20 ± 0.10	0.25 ± 0.10	0402
RR1608	1.60 ± 0.15	1.60 ± 0.15	0.50 ± 0.15	0.30 ± 0.15	0.30 ± 0.15	0603
RR2012	2.00 ± 0.15	1.25 ± 0.15	0.50 ± 0.15	0.40 ± 0.25	0.40 ± 0.25	0805
RR3216	3.20 ± 0.15	1.60 ± 0.15	0.55 ± 0.15	0.50 ± 0.25	0.50 ± 0.25	1206



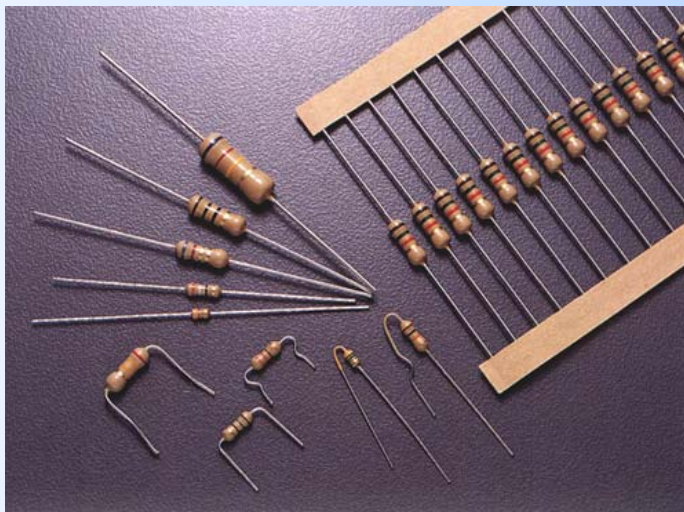
贴片电阻



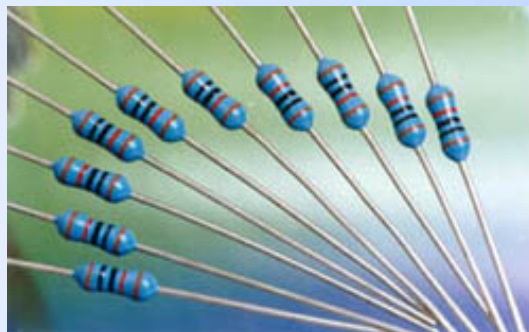
型号	额定功率 (70°C)	使用温度	最大工作电压	最高负荷电压	阻值范围	阻值误差		电阻温度系数
						J	K	
0402	1/32W	-55°C -- +125°C	50V	100V	10 Ω - 1M Ω	± 5 %	±1%	±250ppm/°C
(RR1005)	1/16W		25V	50V	100 Ω - 1M Ω			
0603	1/10W		50V	100V	10 Ω - 10M Ω			±100ppm/°C ±200ppm/°C <10 Ω ±250ppm/°C >1M Ω ±250ppm/°C
(RR1608)	1/16W		100V	200V				
0805	1/10W		200V	400V	100 Ω - 1M			
(RR2012)	1/8W							
1206	1/8W							
(RR3216)	1/4W							



碳膜电阻



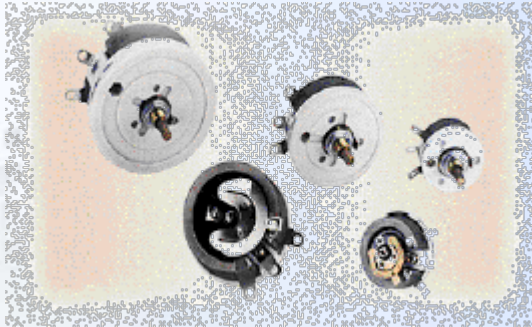
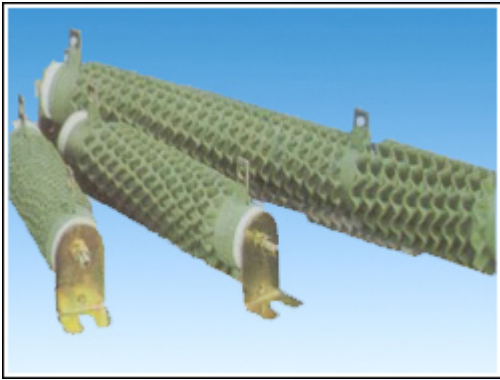
名称	型号	功率 (W)	最高使用电压 (V)	最高过载电压 (V)	阻值误差 (%)	阻值范围 (Ω)	温度系数 (PPm/ $^{\circ}$ C)
碳膜电阻	RT13	0.125	200	400	± 2	$1\ \Omega \sim 1\text{M}\ \Omega$ 全系列	+300/-500
	RT14	0.25	250	500	± 1	$1\ \Omega \sim 1\text{M}\ \Omega$ 全系列	
	RT15	0.5	350	700	± 5	$1\ \Omega \sim 1\text{M}\ \Omega$ 全系列	8



型号	RJ72	RJ73	RJ74	RJ16	RJ17	
DIN-44061	0204	0207	0411	0617	0719	
MIL-R- 1050 9F	RN50	RN55	RN60	RN65	RN70	
阻值范围	0.1 Ω -22M Ω	0.1 Ω -22M Ω	0.1 Ω -22M Ω	0.1 Ω -22M Ω	0.1 Ω -22M Ω	
精度 %	F (± 1) ; D (± 0.5) ; C (± 0.25) ; B (± 0.10) ; J(± 5.0)					
温度系数 ppm/ $^{\circ}$ C	C1 (± 100) C2 (± 50) C3 (± 25) C5 (± 15) C6 (± 10)					
额定功率(W) P 70	1/8W	1/4W	1/2W	1.0W	2.0W	
工作电压	200 V	250V	300V	350V	400V	
尺寸 (mm)	L \pm 0.5 0	3.2	5.9	10.0	12	16
	D \pm 0.3 0	1.8	2.4	3.2	4	5.4
	d \pm 0.0 5	0.45	0.60	0.60	0.70	0.80



绕线电阻





绕线电阻



功率	尺寸(mm)														阻值范围 (Ω)
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	O	
75W	110	25	16	30	8	150	5	18	6	166	58	1.2	6	27	0.1~8 Ω
90W	90	28	18	32	8	130	5	19	6	146	60	1.2	6	27	0.1~9 Ω
120W	110	28	18	32	8	150	5	19	6	166	60	1.2	6	27	0.1~12 Ω
150W	140	28	18	32	8	180	5	19	6	196	60	1.2	6	27	0.1~15 Ω
180W	160	28	18	32	8	200	5	19	6	216	60	1.2	6	27	0.1~18 Ω
225W	195	28	18	32	8	235	5	19	6	251	60	1.2	6	27	0.1~23 Ω
240W	185	35	24	36	10	225	5	19	8	245	76	1.6	6	34	0.1~24 Ω
300W	210	35	24	36	10	250	5	19	8	274	76	1.6	6	34	0.3~30 Ω
375W	210	40	25	38	12	250	5	20	8	274	78	1.6	6	34	0.3~38 Ω
450W	260	40	25	38	12	300	5	20	8	320	78	1.6	6	34	0.3~45 Ω
600W	330	40	25	38	12	370	5	20	8	395	78	1.6	6	34	0.3~60 Ω
750W	330	50	35	50	12	380	6	25	9	400	100	1.6	8	40	0.3~75 Ω
900W	400	50	35	50	12	450	6	25	9	470	100	1.6	8	40	0.3~90 Ω
1000W	460	50	35	50	12	510	6	25	9	530	100	1.6	8	40	0.5~100 Ω
1200W	460	60	40	55	15	515	6	30	10	535	110	1.6	10	50	0.5~120 Ω
1500W	540	60	40	55	15	595	6	30	10	615	110	1.6	10	50	0.5~150 Ω
2000W	650	65	42	62	15	702	6	30	10	722	115	1.6	10	50	0.5~200 Ω



- 温度为**20度**，压敏电阻上流过**1mA**直流电流时，加在该压敏电阻两端的相应电压叫做压敏电压。
- **220V**一般选择**600V**

$$V_N = \frac{0.9V_{acp} \times \sqrt{2}}{0.7} \times 1.2$$



压敏电阻



型号规格	压敏电压	最大允许 使用电压		限制电压 (8/20 μ S)		能量耐量 (J)		通流量 (8/20 μ S)		静态功率	电容量 (参考值)
	V1mA (v)	ACrms (v)	DC (v)	Vc (v)	I _p (A)	10/100 μ S	2ms	1次冲击 (kA)	2次冲击 (kA)	(W)	1kHz(pF)
5D681K	612-748	385	560	1120	5	25	19	800	600	0.1	68
5D621K	558-682	385	505	1025	5	24	18	800	600	0.1	75
5D561K	504-616	350	460	920	5	23	17	800	600	0.1	80
5D511K	459-561	320	418	842	5	22	16	800	600	0.1	85
5D471K	423-517	300	385	810	5	21	15	800	600	0.1	90
5D431K	387-473	275	350	745	5	20	15	800	600	0.1	100
5D391K	351-429	250	320	675	5	17	12	800	600	0.1	105
5D361K	324-396	230	300	620	5	16	11	800	600	0.1	125
5D331K	297-363	210	275	575	5	15	10	800	600	0.1	130
5D301K	270-330	195	250	525	5	13	9	800	600	0.1	135
5D271K	243-297	175	225	475	5	12	8	800	600	0.1	150
5D241K	216-264	150	200	415	5	10.5	7.5	800	600	0.1	165
5D221K	198-242	140	180	380	5	9.0	6.0	800	600	0.1	190
5D201K	185-225	130	170	355	5	9.0	6.0	800	600	0.1	240
5D181K	162-198	115	150	320	5	7.5	5.5	800	600	0.1	330
5D151K	135-165	95	125	260	5	6.5	4.5	800	600	0.1	490
5D121K	108-132	75	100	210	5	4.5	3.5	800	600	0.1	670
5D101K	90-110	60	85	175	5	4.0	3.0	800	600	0.1	1360



- 电阻值 (**E24、E96**)
- 精度 (误差)
(**$\pm 0.01\%$, 0.05% , 0.1% , 0.25% , 0.5% , 1% , 5%**)
- 最大电压 (封装)
- 温度系数
(**5PPM; 10PPM; 15PPM; 25PPM; 50PPM**)
- 额定功率 (封装、降额)

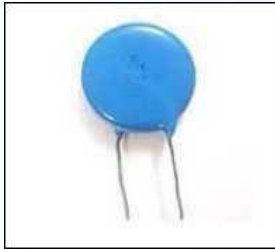


WHAT

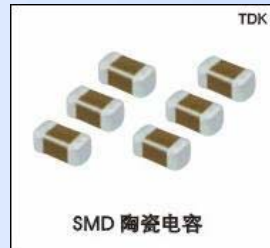
电容

Capacitor

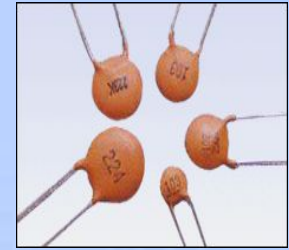
电容



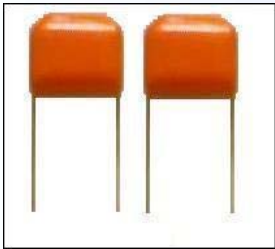
高压陶瓷电容



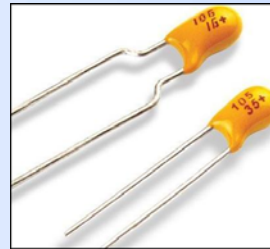
贴片陶瓷电容



瓷片电容



CBB电容



钽电解电容



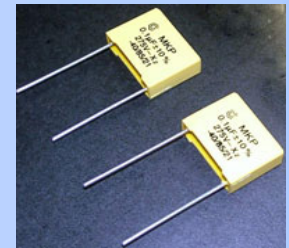
铝电解电容



涤纶电容



独石电容



安规电容



贴片电容



	规定容量									
	额定电压	0603	0805	1206	1210	1808	1812	2225	3012	3035
COG(NPO)	25V	OR5~102	OR5~332	OR5~472	561~103	561~103	102~103	102~473	102~473	102~104
	50V	OR5~102	OR5~222	OR5~392	561~562	561~562	102~103	102~223	100~183	102~473
	100V	OR5~821	OR5~102	OR5~302	100~472	100~472	100~103	100~273	100~183	102~333
	200V	OR5~331	OR5~821	OR5~202	100~332	100~272	100~562	100~123	100~822	100~103
	500V		OR5~561	OR5~102	100~202	100~182	100~392	100~682	100~472	100~822
	1000V			OR5~681	100~821	100~821	100~122	100~222	100~162	100~472
	2000V			OR5~101	100~471	100~221	100~391	100~102	100~681	100~222
	3000V					100~151	100~271	100~681	100~471	100~681
	4000V					100~101	100~221	100~561	100~331	100~471
X7R	25V	101~473	221~105	102~105	102~334	561~335	103~474	103~105	102~155	103~225
	50V	101~273	221~105	102~105	102~224	561~205	103~334	103~105	151~105	103~225
	100V	101~103	151~333	102~683	151~224	151~224	103~224	151~105	151~684	103~105
	200V	101~682	151~223	151~473	151~104	151~104	151~154	151~474	151~394	100~105
	500V		151~103	151~223	151~333	151~393	151~104	151~334	151~274	100~684
	1000V			151~562	151~103	151~103	151~273	151~563	151~393	100~474
	2000V			151~152	151~682	151~682	151~103	151~273	151~223	102~104
	3000V					151~152	151~222	151~392	151~332	151~103
	4000V					151~102	151~152	151~332	151~272	151~822
Y5V(Z5U)	25V	222~334	103~105	103~125	104~155	104~155	154~225	684~475	684~335	105~106
	50V	222~104	103~684	103~105	104~155	104~155	154~225	684~335	684~155	105~685
	100V	222~683	103~104	103~334	104~824	103~824	104~155	103~205	103~155	103~335
	200V		103~563	103~154	104~391	103~394	103~474	103~684	103~564	103~824
	250V		103~563	103~154	103~391	103~394	103~474	103~684	103~564	103~684

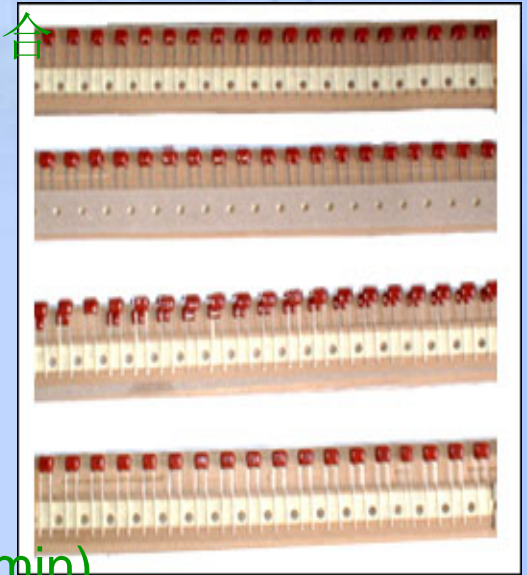


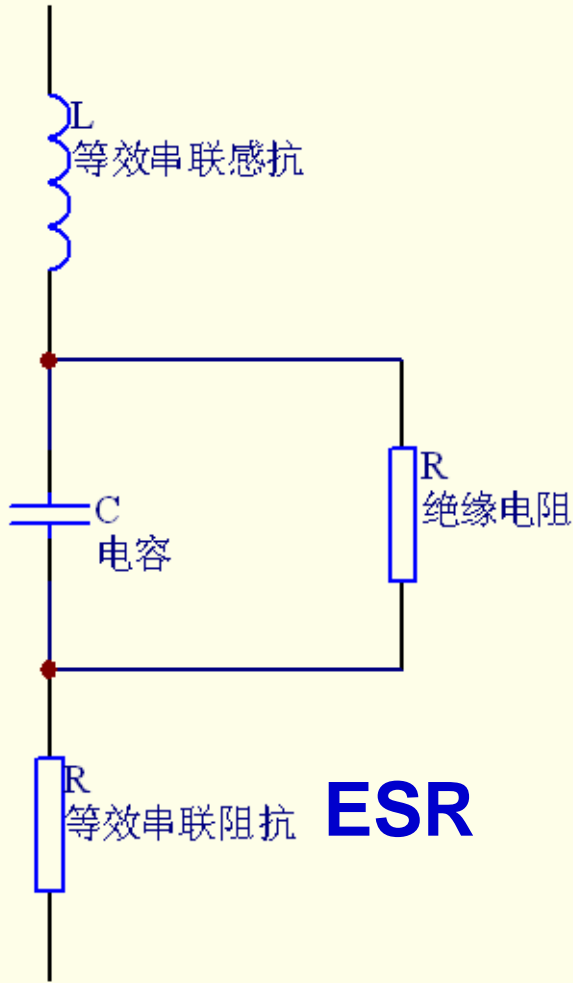
特点及用途:

- ☆ 金属化聚丙烯膜卷绕，无感式结构
- ☆ 环氧树脂包封，CP线单向引出
- ☆ 体积小，适用于对电容器体积有严格要求的场合
- ☆ 自愈性能好，绝缘电阻高，耐高温电容量稳定
- ☆ 适用于直流和低脉动电路，广泛应用于各种电子仪器，电子设备的滤波、隔直、旁路、耦合和降噪等场合
- ☆ 高频损耗极小，内部温升很低

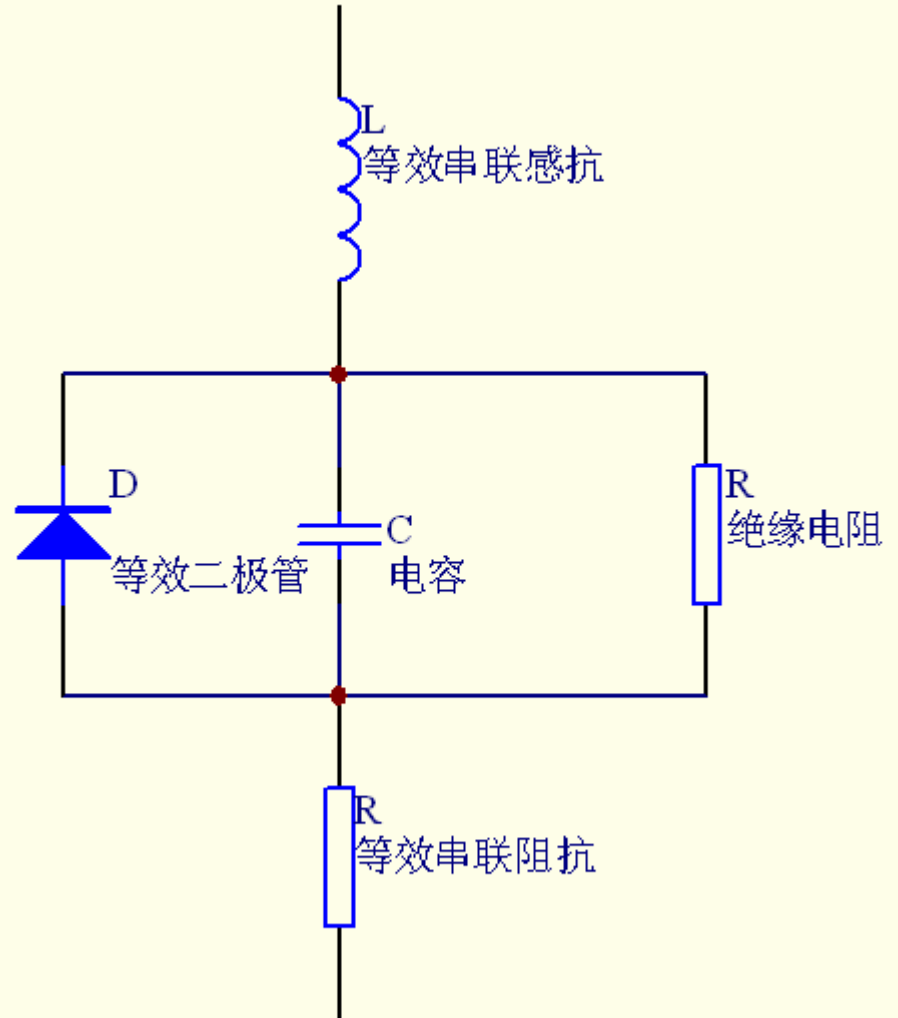
技术要求:

- ☆ 气候类别: 55/085/21
- ☆ 额定电压: 50V、63V
- ☆ 电容量范围: 0.01-1.0 μ F
- ☆ 电容量偏差: J($\pm 5\%$), K($\pm 10\%$)
- ☆ 耐电压: 1.60UR(5s)
- ☆ 绝缘电阻: $\geq 50\ 000M\ \Omega$, $CR \leq 0.33\ \mu F (20^\circ C, 1min)$
 $\geq 15\ 000s$, $CR \leq 0.33\ \mu F (20^\circ C, 1min)$
- ☆ 损耗角正切: $\leq 10 \times 0.0001 (1kHz, 20^\circ C)$

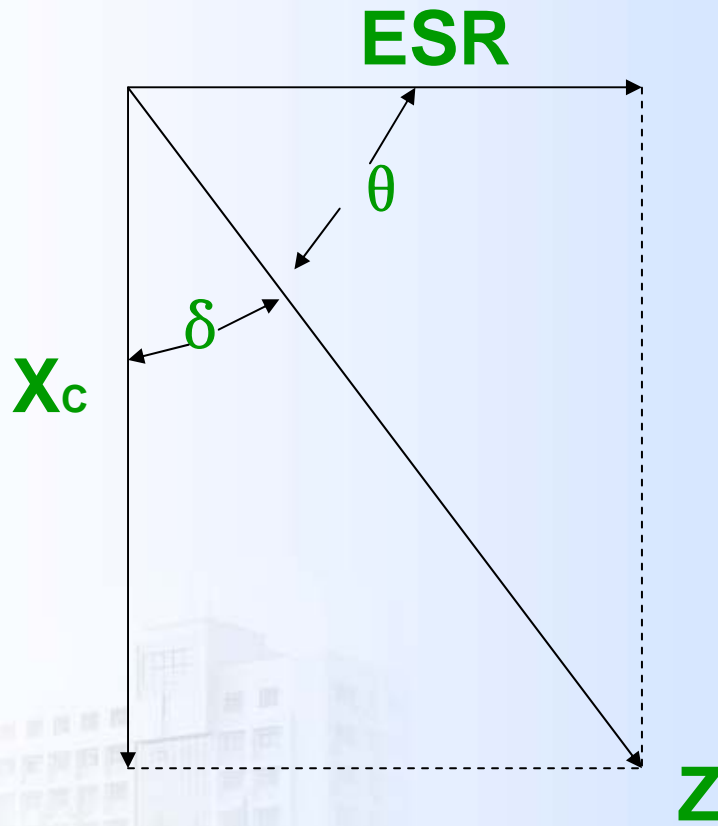




无极性



有极性



损耗因数

$$DF = ESR / X_c$$

损耗正切角 $\tan \delta$

等效串联电阻 **ESR**

功率因数 $\cos \theta$

如果纹波有要求，**DF**
值应大于**67%**



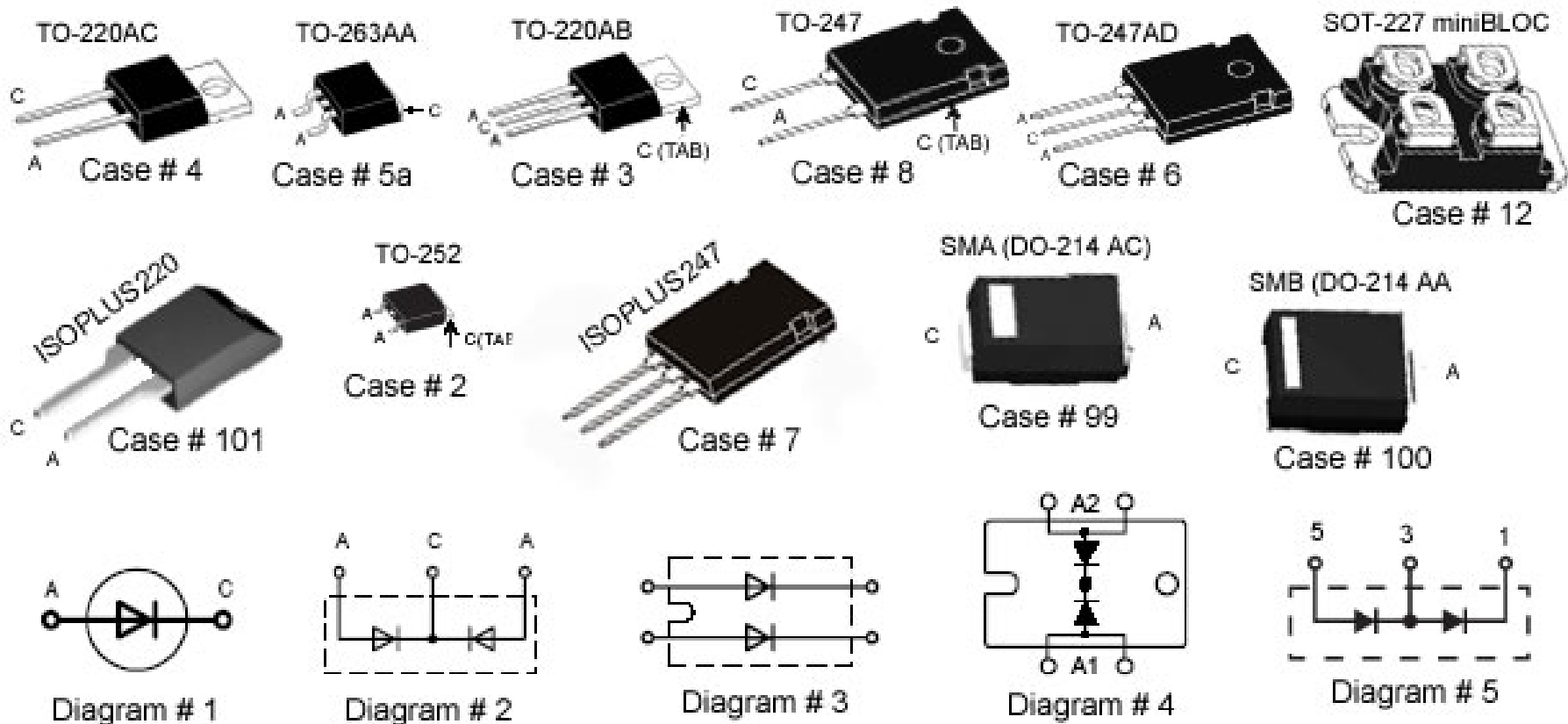
WHAT

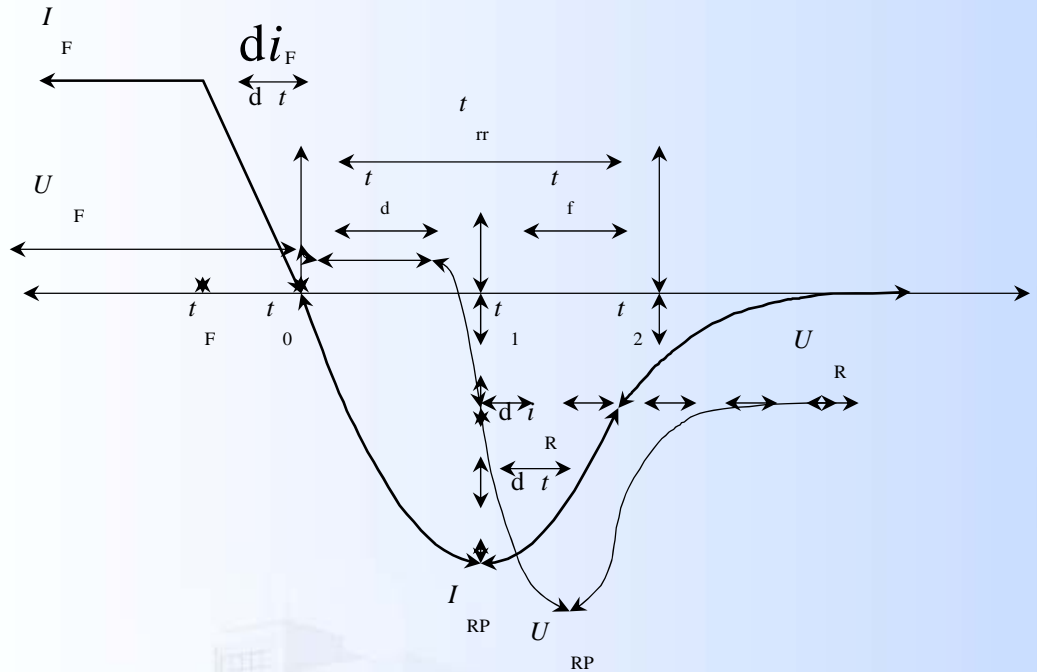
二极管

DIODE



二极管的封装





正向恢复时间: t_{fr}

延迟时间: $t_d = t_1 - t_0$,

电流下降时间: $t_f = t_2 - t_1$

反向恢复时间: $t_{rr} = t_d + t_f$

反向恢复时间: $t_{rr} = t_d + t_f$

恢复特性的软度: 下降时间与延迟时间的比值

t_f / t_d , 或称恢复系数, 用 S_r 表示



二极管的主要类型:

整流二极管 (**Rectifier Diode**):

$t_{rr} > 5\mu s$, 一般用于开关频率**1kHz**以下的整流电路 (低频、大容量)。

——正向电流定额和反向电压定额可以达到很高, 分别可达数千安和数千伏以上。

快恢复二极管 (**FRED**):

t_{rr} 很短的二极管 (**$t_{rr} =$ 几十~几百ns**)。一般用于高频电路。

——性能上可分为快速恢复和超快速恢复两个等级。

肖特基二极管 (**Power Schottky Diode**):

t_{rr} 很短 (**$t_{rr} = 10\sim 40ns$**) 正向压降 较低, 一般用于高频、低电压电路。



二极管的主要参数

正向平均电流 **IF (AV)**：指在规定的管壳温度 (**TC**) 和散热条件下，允许流过的最大工频正弦半波电流的平均值。

正向压降 **UF**：指在规定的温度下流过某一指定的稳态电流时对应的正向压降。

反向重复峰值电压 **URRM**：指电力二极管所能重复施加的反向最高峰值电压。

——通常是其雪崩击穿电压 **UB** 的 2/3

——使用时，往往按照电路中电力二极管可能承受的反向最高峰值电压的两倍来选定。

最高工作结温 **TJM**：指在 **PN** 结不致损坏的前提下，**PN** 结所能承受的最高平均结温。

——通常在 **1250C~1750C** 之间。

浪涌电流 **IFSM**：指电力二极管所能承受的最大的连续一个或几个工频周期的过电流。



WHAT

三极管

Transistor



三极管



参数 型号	极性	极限参数					直流参数							
		Pc mW	Ic mA	BV CBO V	BV CEO V	BV EBO V	ICBO		IEBO		VCE(sat)			
				μ A	Vc V	μ A	Veb V	V	Ic mA	IB mA				
S9012	PNP	625	500	40	20	5	0.1	25	0.1	3	0.6	500	50	60-300
S9013	NPN	625	500	40	20	5	0.1	25	0.1	3	0.6	500	50	60-300
S9014	NPN	450	100	50	45	5	0.05	50	0.05	5	0.3	100	5	60-1000
S9015	PNP	450	100	50	45	5	0.05	50	0.05	5	0.7	100	5	60-600
S8050	NPN	1000	1500	40	25	6	0.1	30	0.1	6	0.5	800	80	85-300
S8550	PNP	1000	1500	40	25	6	0.1	35	0.1	6	0.5	800	80	85-300
E8050	NPN	625	700	25	20	5	1	20	-	-	0.5	500	50	60-300
E8550	PNP	625	700	25	20	5	1	20	-	-	0.5	500	50	60-300



WHAT

电力场效应晶体管

Power MOSFET

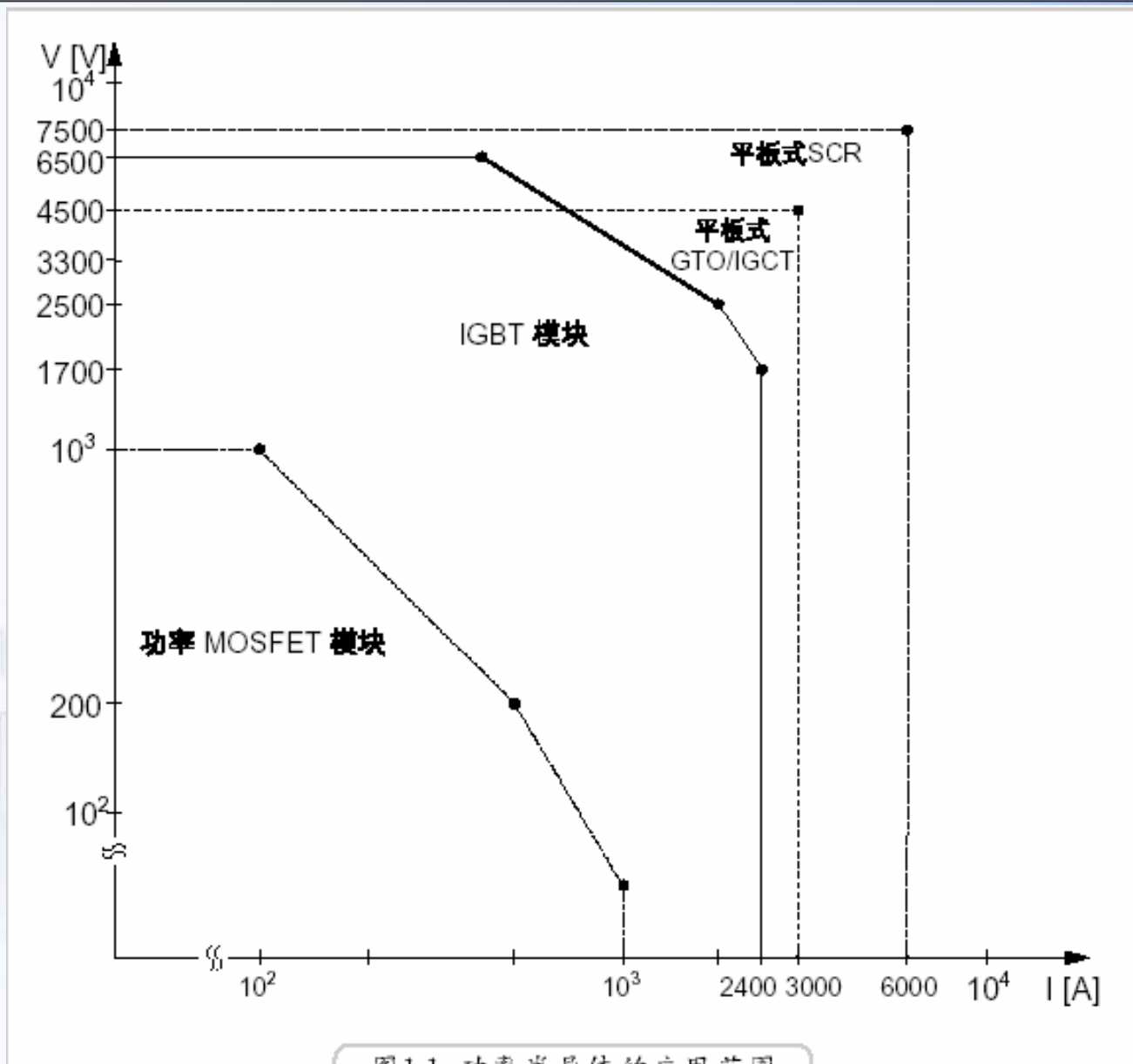
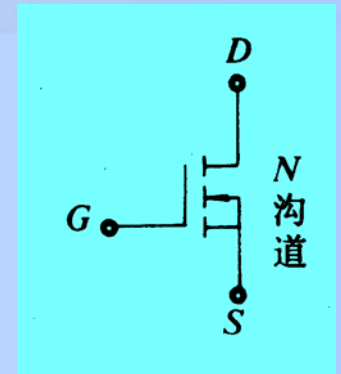
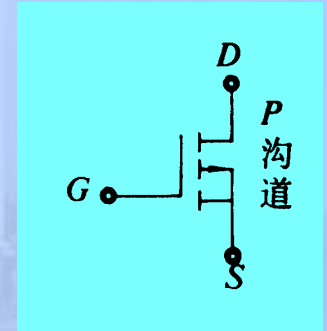
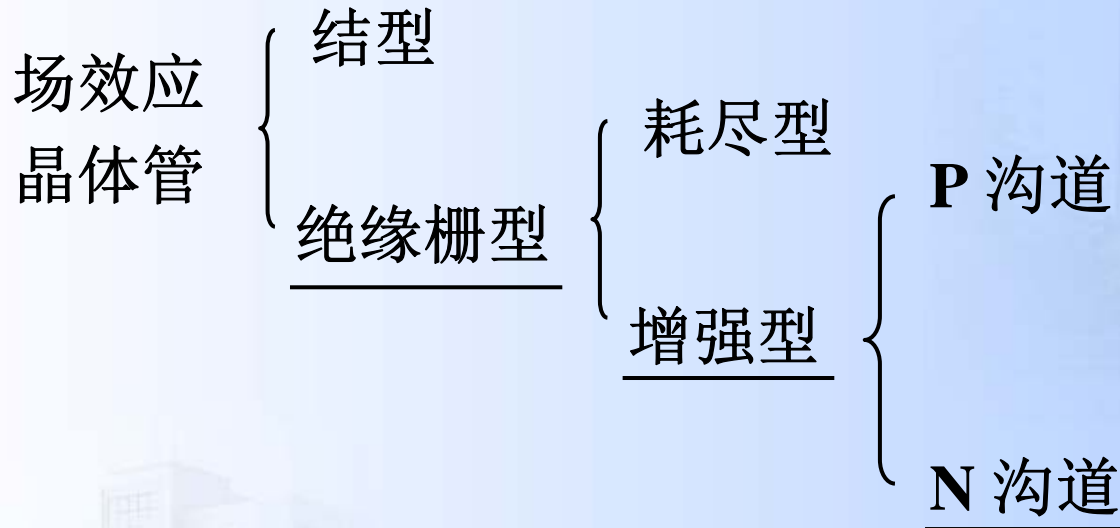
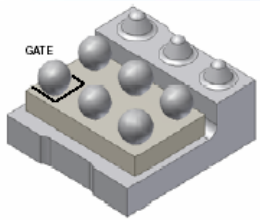


图 1.1 功率半导体的应用范围

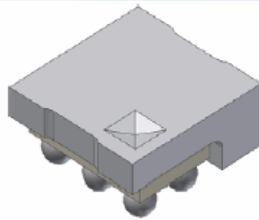




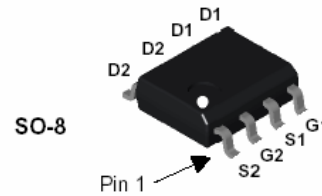
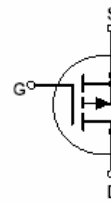
MOSFET的封装形式



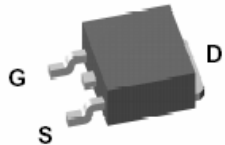
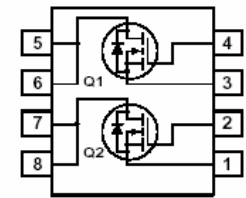
Bottom



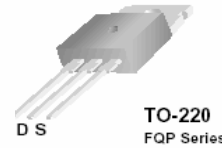
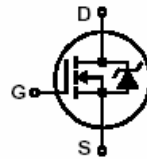
Top



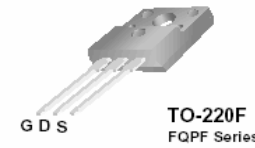
SO-8



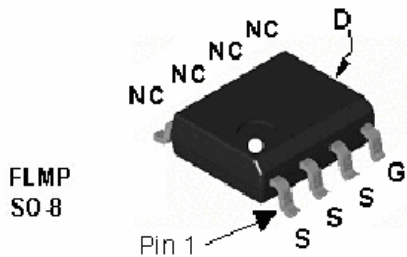
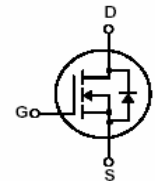
D-PAK
(TO-252)



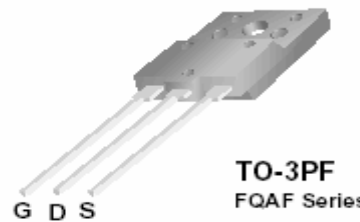
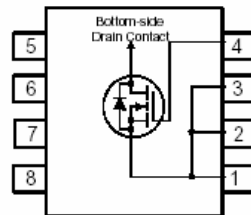
TO-220
FQP Series



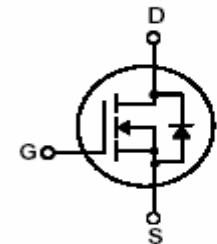
TO-220F
FQPF Series



FLMP
SO-8



TO-3PF
FQAF Series





工作原理:

由栅极(**Gate**)电压来改变导电沟道,从而控制漏极(**Drain**)、源极(**Source**)之间的电流和等效电阻,使场效应管处于截止或导通状态。

导通、关断条件

- 导通条件: 栅极加正电压
- 关断条件: 栅极电压为零或加负电压 (**-5V**)



- 优点

- 电流增益大，驱动功率小，驱动电路简单；
- 开关速度很快，工作频率很高；
- 正的温度电阻特性（负的温度电流特性），易并联均流。

- 缺点

- 通态电阻较大，通态损耗相应也大；
- 单管容量难以提高，只适合小功率（**10KW**以下）。



静态参数

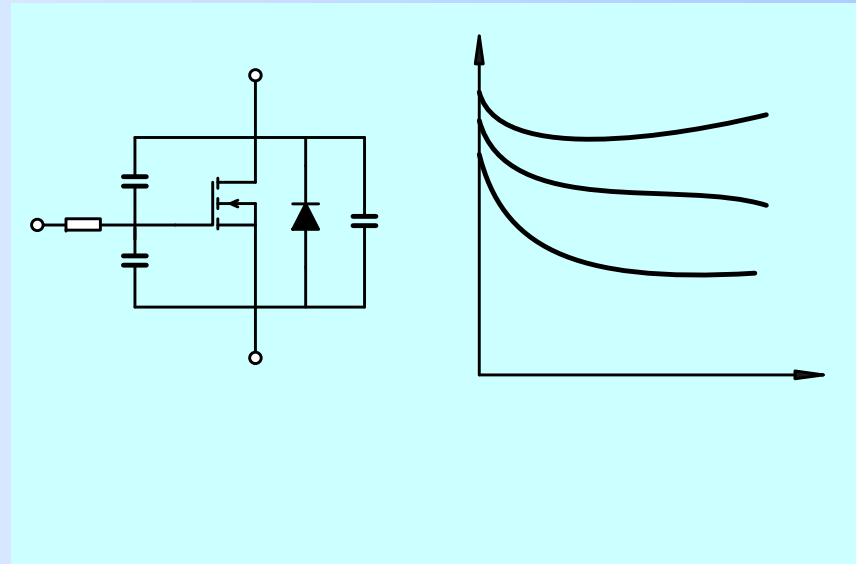
- 正向通态电阻 **R_{on}**
- 漏极电压 **U_{DS}**
- 漏极电流 **I_D** 、最大漏极电流 **I_{DM}**
- 漏极击穿电压 **$U_{BDS} : <1500V$**
- 栅极开启电压 **U_{GSth}**
- 栅源击穿电压 **$U_{BGS} : 一般为 \pm 20V$** 。



动态参数

— 极间电容

- 输入电容: **C_{iss}**
- 输出电容: **C_{oss}**
- 反馈电容: **C_{rss}**



几点说明:

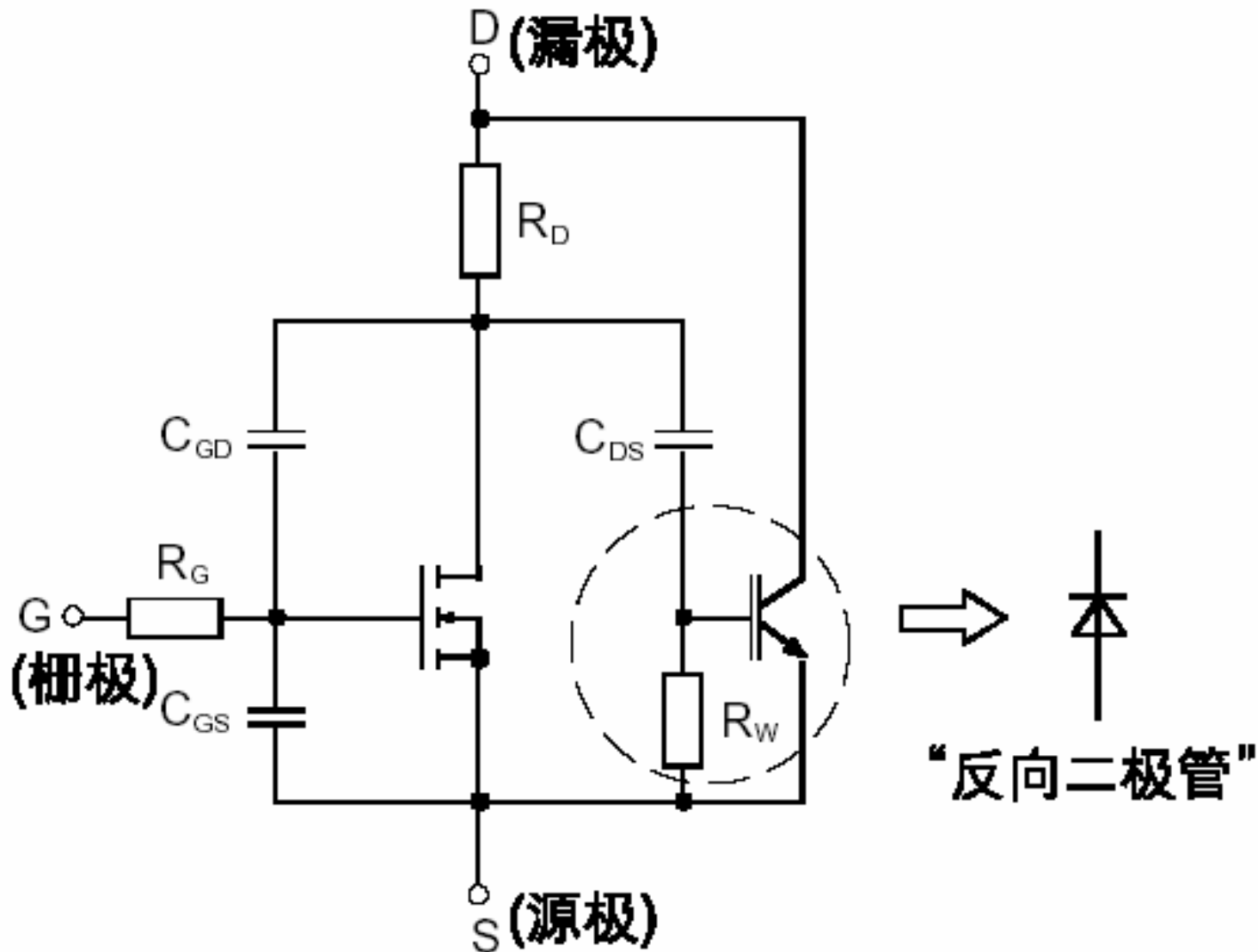
- ① 电力MOSFET开关速度取决于栅极驱动电阻 R_G 与栅极输入电容 C_{iss} 的充放电时间。
- ② 使用时，栅极不能开路。
- ③ 由于存在寄生的反并二极管，因此无反向阻断能力，不能承受反压。

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$$

$$C_{rss} = C_{GD}$$

MOSFET的主要寄生参数



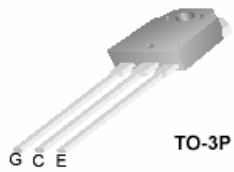


WHAT

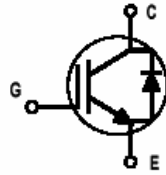
绝缘栅双极晶体管 (IGBT)



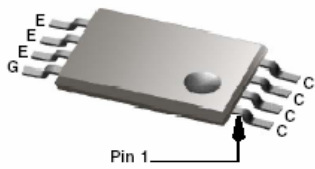
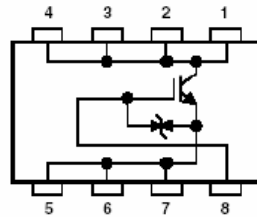
IGBT的封装形式



TO-3P

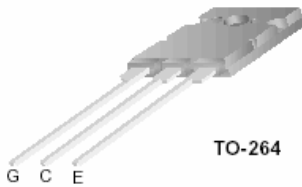


Internal Diagram

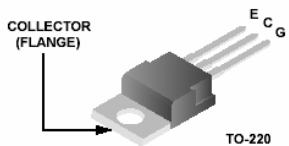
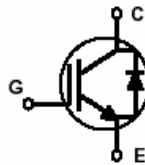


Pin 1

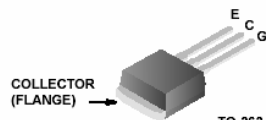
TSSOP-8



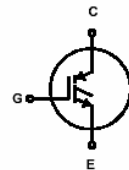
TO-264



TO-220



TO-262

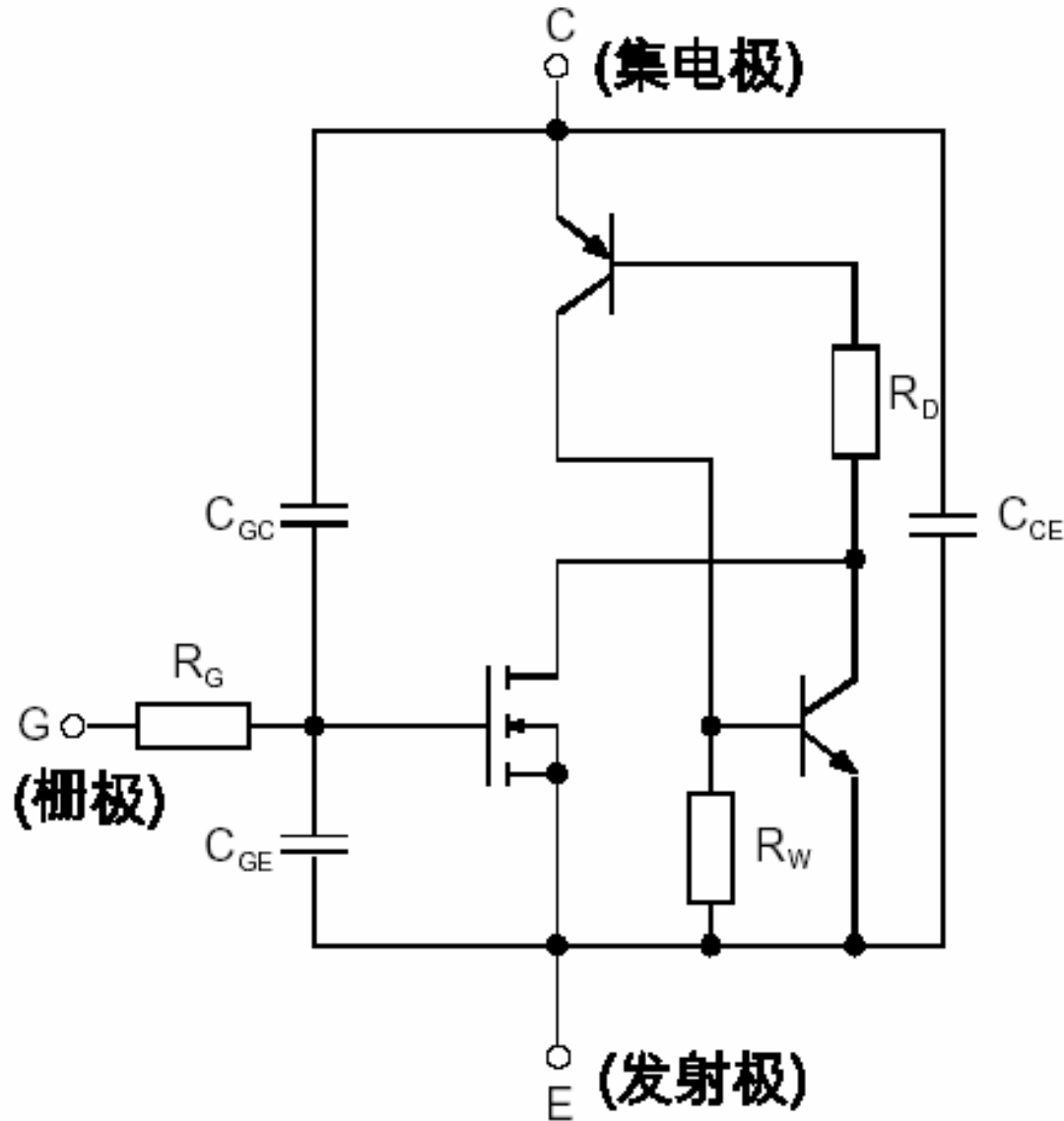




IGBT的主要参数

- 最大集射极间电压 **$UCES$** ——由内部 **PNP** 晶体管的击穿电压确定。
- 最大集电极电流——包括额定直流电流 **I_C** 和 **1ms** 脉宽最大电流 **I_{CP}** 。
- 最大集电极功耗 **PCM** ——正常工作温度下允许的最大功耗 。

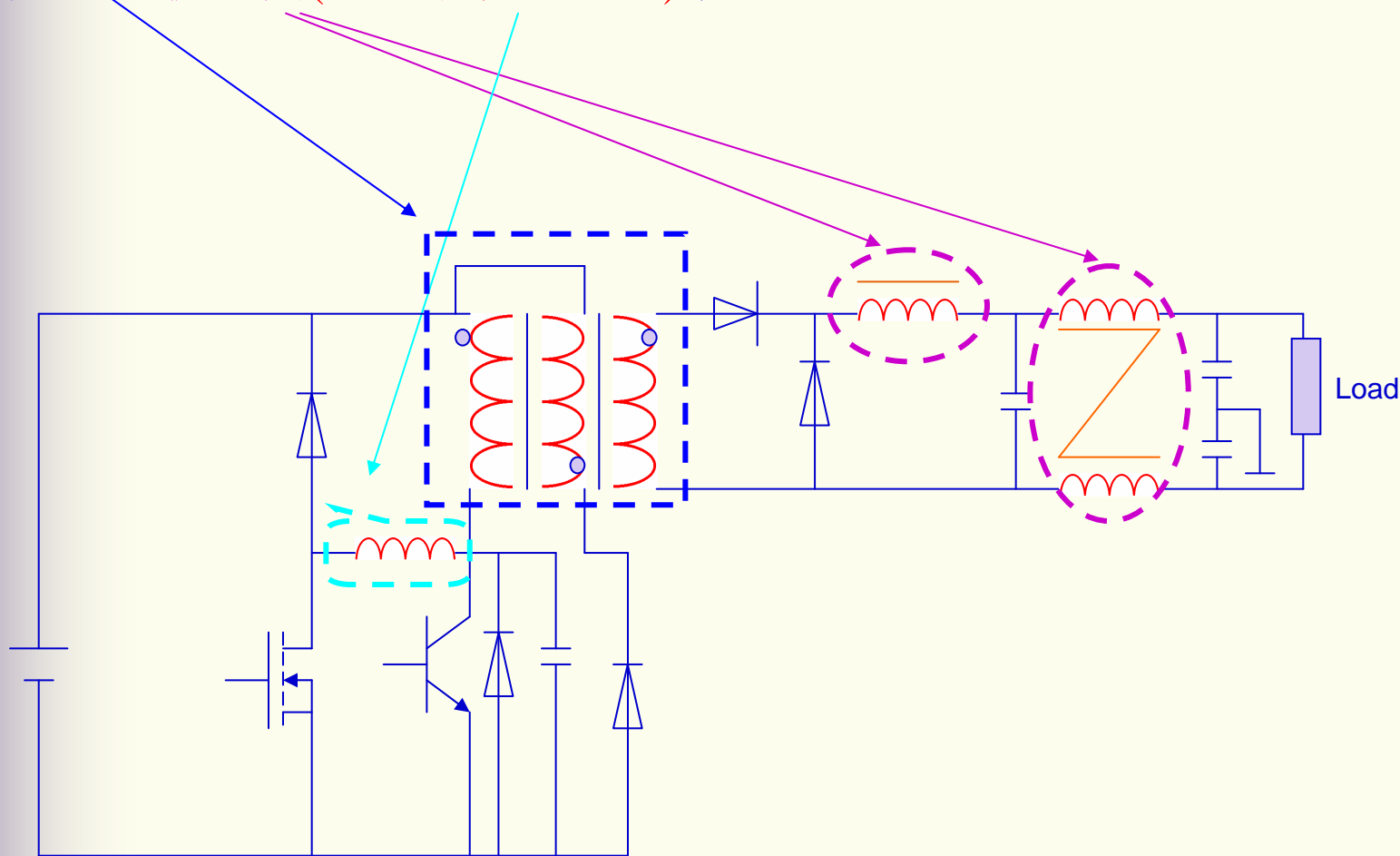
IGBT的主要寄生参数



磁性材料及磁路

重点在于软磁材料

高频功率电子电路中离不开磁性材料。磁性材料主要用于电路中的变压器、扼流圈(包括谐振电感器)中。



本章中两个重要问题

磁性材料(Magnetic materials)有个**磁饱和**问题。如果磁路饱和，会导致变压器电量传递畸变，使得电感器电感量减小等。

对于电源来说，有效电感量的减小，电源输出纹波将增加，并且通过开关管的峰值电流将增加。这样可能使得开关管的工作点超出安全工作区，从而造成开关管寿命的缩短或损坏。

磁性材料的另一个问题就是**居里点温度**(Curie Temperature)。在这一温度下，材料的磁特性会发生急剧变化。特别是该材料会从强磁物质变成顺磁性物质，即磁导率迅速减小几个数量级。实际上，它几乎转变为和空气磁芯等效。一些铁淦氧(ferrites)的居里点可以低到130°C左右。因此一定要注意磁性材料的工作温度。

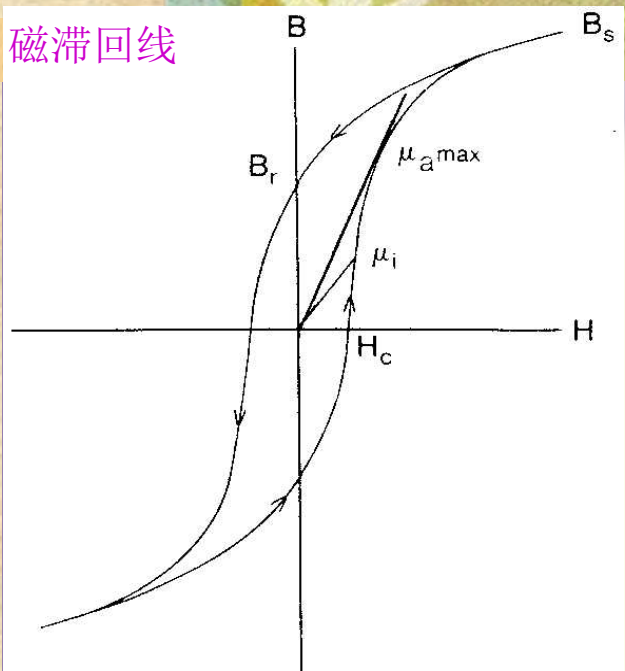
简单的说就是两个问题：

- 1.饱和——引起电感量减小
- 2.居里温度——磁导率减小

磁化曲线

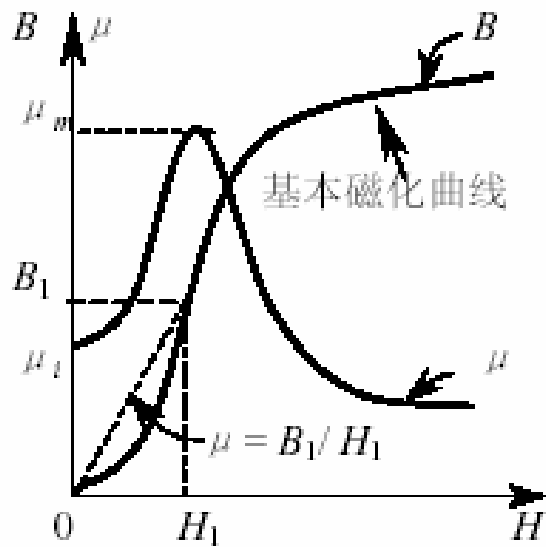


磁滞回线



磁性材料

- B Magnetic Flux Density (磁通密度[磁感应强度])
- B_s Saturation Flux Density (饱和磁密)
- B_r Remanence (剩磁)
- H magnetic Field Strength (磁场强度)
- H_c Coercive Force (矫顽力)
- μ_i Initial Permeability (初始磁导率)
- μ_{a(max)} Maximum Amplitude Permeability



在退磁曲线中, B 与 H 之积, 在某一点处达到最大值, 通常记作(BH)_m, 叫最大磁能积.

量	米-千克-秒制(MKS)	厘米-克-秒制(CGS)	MKS→CGS 转换系数
长度	米	厘米	10^2
质量	千克	克	10^3
时间 t	秒	秒	1
密度 δ	千克/米 ²	克/厘米 ²	10^{-2}
力 F	牛顿(千克·米/秒 ²)	达因(克·厘米/秒 ²)	10^5
功	焦耳或牛顿·米	尔格(达因·厘米)	10^7
功率 P	瓦特(焦耳/秒)	尔格/秒	10^7
电位 V	伏特		
电感 L	亨利(Ω /秒)		
电阻 R	欧姆		
磁通密度 B	韦伯/米 ²	高斯	10^4
磁场强度 H	安/米(10^2 安/厘米)	奥斯特(奥)	$4\pi \times 10^{-3}$ ($4\pi \times 10^{-1}$)
磁势 F	安·匝	奥·厘米	$4\pi \times 10^{-1}$
磁通 ϕ	韦伯(伏·秒)	马克斯威(马)	10^8
相对磁导率 μ_r	比值	比值	1
真空磁导率 μ_0	韦伯/安·米		$10^7/4\pi$
绝对磁导率 μ	韦伯/安·米		$10^7/4\pi$
磁阻 R_m	安/韦伯	奥·厘米/马	$4\pi \times 10^{-9}$
磁导 G_m	韦伯/安(Ω /秒)	马/(奥·厘米)	$10^9/4\pi$

基本定律

- 1、安培环路定律

$$\oint H dl = \Sigma I = IN$$

- 2、电磁感应定律
(法拉第+楞次)

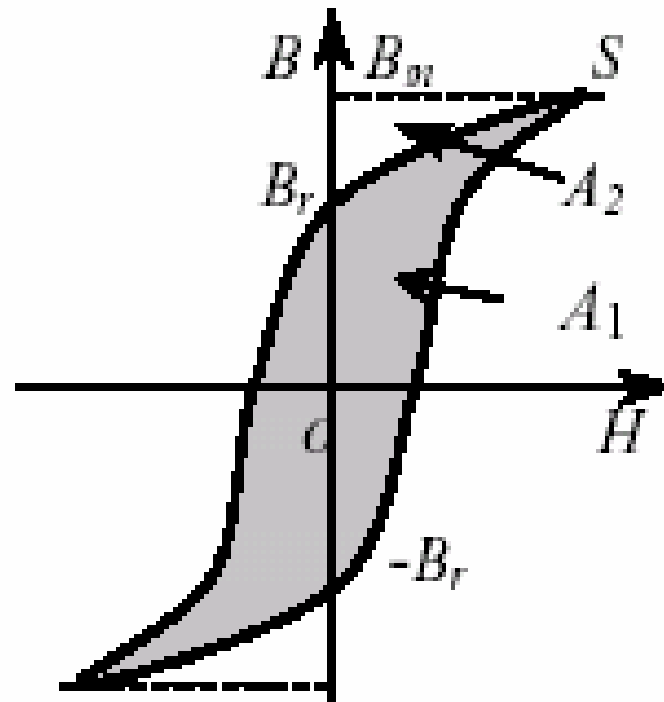
$$e = -N \frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\psi}{dt}$$

磁芯损耗



磁滞损耗、涡流损耗、剩余损耗

磁滞损耗 P_h



The area enclosed by the hysteresis loop is a measure of **hysteresis loss** per cycle.

涡流损耗 P_e

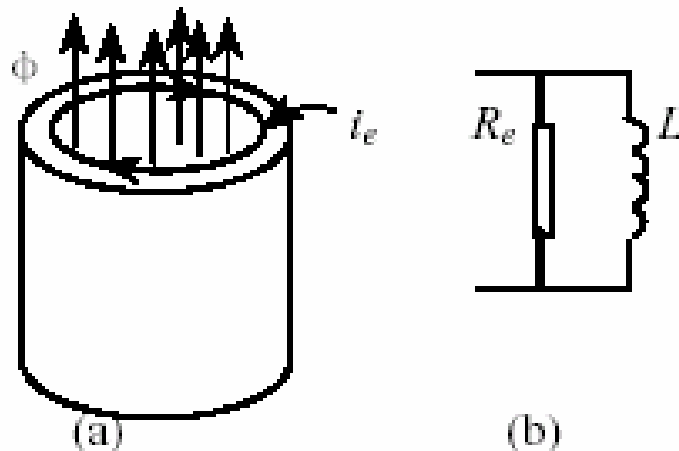


图 4-5 磁芯中的涡流

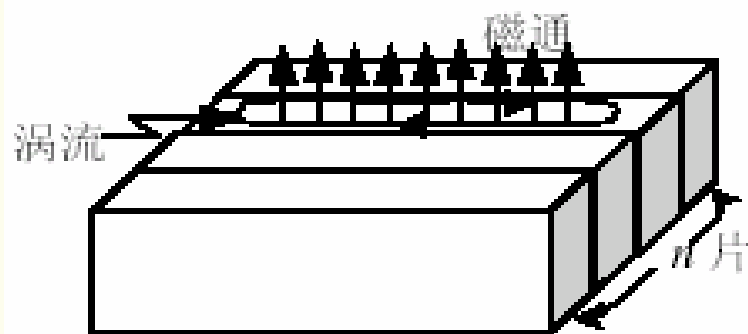


图 4-6 叠片变化磁通产生的涡流

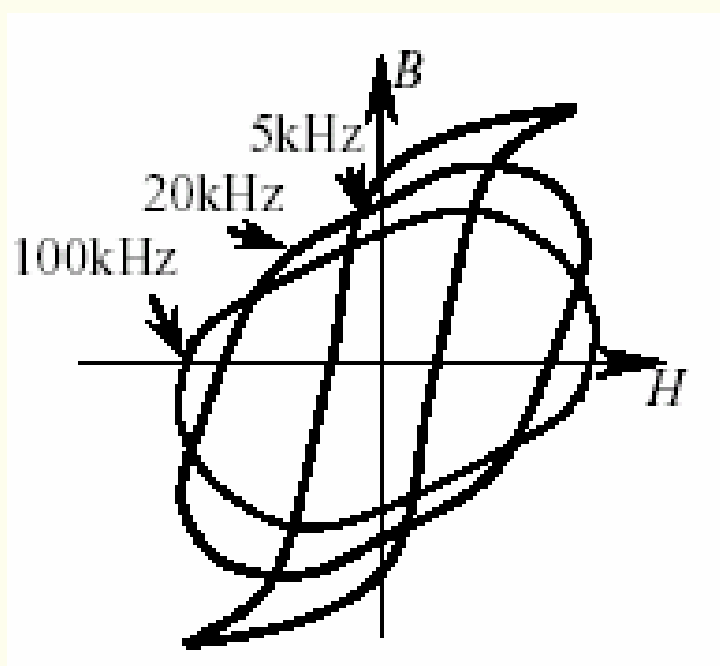
剩余损耗 P_c

- 由于磁化弛豫效应或磁性滞后效应引起的损耗。所谓弛豫是指在磁化或反磁化的过程中，磁化状态并不是随磁化强度的变化而立即变化到它的最终状态，而是需要一个过程，这个‘时间效应’便是引起剩余损耗的原因。

铜损

- 磁性器件绕组的电阻的直流铜耗
- 影响磁性器件的总损耗、温升和效率、体积
- 所以绕组导线的直径不能取得过小

高频下的磁化曲线



B 和 H 之间就存在相位差，即时间效应。交流磁场中曲线面积比直流磁场的曲线面积大，且形状和大小也与磁场的变化频率有关。

磁性材料

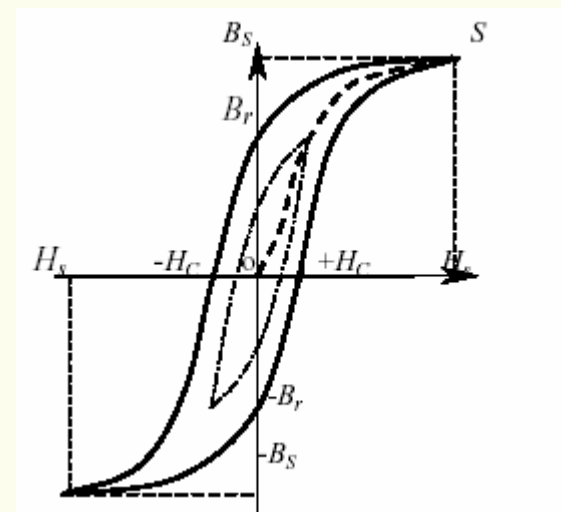


磁性材料

磁性材料的划分(classifications)

$B=0$ 的磁场强度(magnetic field strength)称为矫顽力 H_c (coercive force). 矫顽力是划分软磁, 永磁, 半硬磁材料的一个依据.

磁性材料	软磁性材料	$H_c < 1 - 10 \text{ Oe}$
	永磁性材料	$H_c = 10^2 - 10^4 \text{ Oe}$
	半硬磁材料	$H_c = 20 - 300 \text{ Oe}$



磁性材料

硬磁性材料 (magnetically hard material)

硬磁材料是指那些经过饱和磁化后，即使去掉外部磁化磁场，材料中的剩磁仍能长时间地保持磁化状态，并在周围空间产生长久不变的磁场。

硬磁材料具有强大的矫顽力和宽大的磁滞特性曲线。它的主要性能指标是

剩磁(remance) B_r (T)

矫顽力(coercive force) H_c (A / m)

最大磁能积(BH) $_{max}$ 。

磁性材料

硬磁性材料 (magnetically hard material)

1. 塑性变形硬磁材料 碳钢, 钨钢, 铬钢等永磁钢; 铁钴钢, 铁铬钢等合金钢
用于罗盘仪, 里程表等仪表中.
2. 铸造铝镍钴系硬磁材料 磁电式仪表, 永磁电机, 扬声器中
3. 粉末烧结铝镍钴系硬磁材料 小型仪表, 继电器, 微电机等
4. 稀土钴系硬磁材料 传感器, 助听器, 电子聚焦装置, 磁推轴承, 力矩电机等
5. 钕铁硼合金 $(BH)_{\max}$ 能达到 $248\text{--}288\text{kJ/m}^3$, 但居里温度低(312°C). 主要用于核磁共振, 磁悬浮列车等.
6. 硬磁铁氧体 微波器件, 磁力选矿机, 磁分离器等, 精度不高的场合.

在开关电源中的应用

- 在开关电源中,为减少直流滤波电感的体积,有时用永磁—硬磁材料产生恒定磁场抵消直流偏置。

软磁性材料(magnetically soft material) 剩磁弱、矫顽力小、初始磁导率高

软磁材料是指那些插入通电绕组中，材料被磁化，使绕组周围的磁场大大加强，而一旦去掉外部磁化电流，材料本身的磁性就非常小。

软磁材料具有小的矫顽力(coercive force)和高的初始磁导率(initial permeability)。它在电力电子应用技术中的主要性能指标是

磁导率(permeability) μ ,

饱和磁感应强度(saturation flux density) B_s (T)

铁损(ferrite loss) P (W)

居里温度(curie temperature) C_T ($^{\circ}\text{C}$)

对软磁材料的要求

具有较高的饱和磁感应强度 B_s

磁感应强度高，相同的磁通需要较小磁芯截面积，磁性元件体积小。

磁导率要高

对要求一定磁通量的磁器件，选用 μ 值高的材料，就可以降低外磁场的励磁电流值。（磁感应强度 $B = \mu H$ ）

要求具有很小的矫顽力 H_c 和狭窄的磁滞回线

材料的矫顽力越小，就表示磁化和退磁容易，磁滞回线狭窄，在交变磁场中磁滞损耗就越小

电阻率 ρ 要高

在交变磁场中工作的磁芯具有涡流损耗，电阻率高，涡流损耗小。

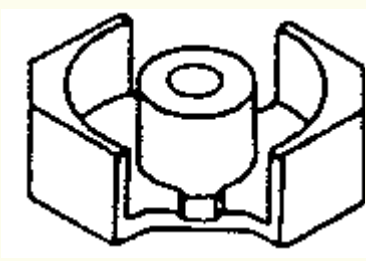
软磁性材料(magnetically soft material)

1. 电工纯铁 含碳量在0.04%以下, B_s 大, H_c 小, μ_r 可达13000以上. 电阻率小, 一般用于直流磁芯或磁屏蔽设施.
2. 硅钢片 在电磁纯铁中加入0.5%到4.5%的硅. 变压器铁芯含硅4.0-4.5%, 厚度0.05-1mm. 一般用于磁场强度较高的场合, 电机, 变压器, 电抗器, 互感器, 等.
3. 铁镍合金 分坡莫合金(含镍量34%--80%)和波明伐合金(镍45%, 铁30%, 钴25%),
4. 软磁铁氧体 $MO \cdot Fe_2O_3$, M代表Cu, Mn, Ni, Mg, Zn, Co等二价金属原子.
5. 非晶态和微晶态材料 分铁基和钴基两种.

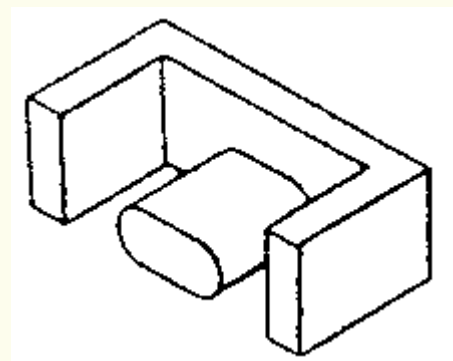
常见软磁材料型材



POT CORE(罐形)

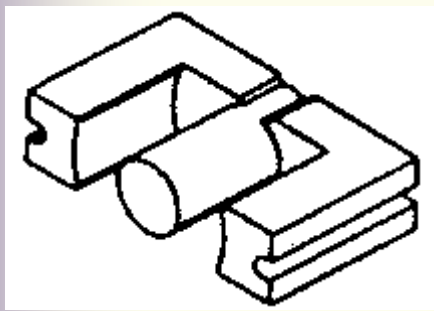


RM CORE

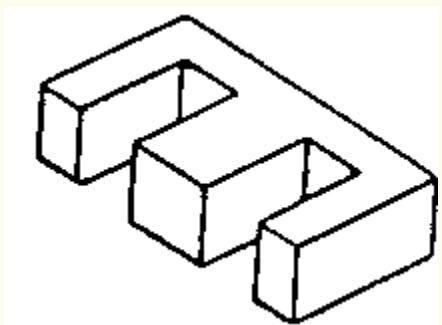


EFD CORE

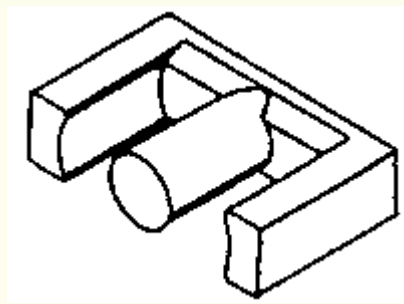
EPC CORE



EC CORE

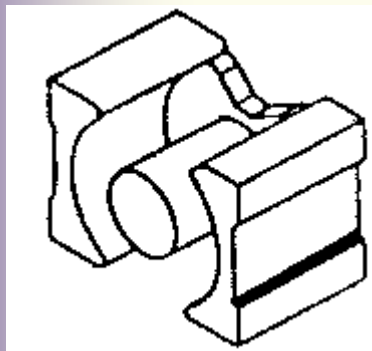


E CORE

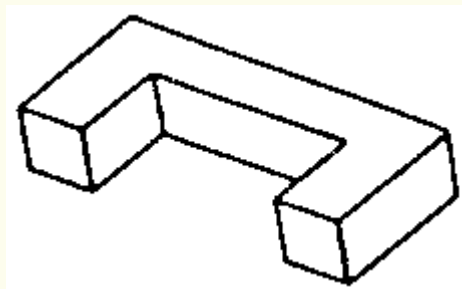


ETD CORE

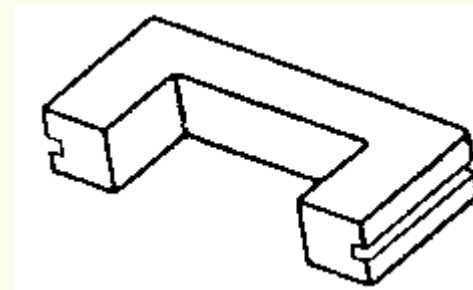
常见软磁材料型材



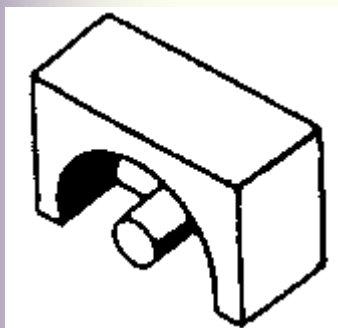
PQ CORE



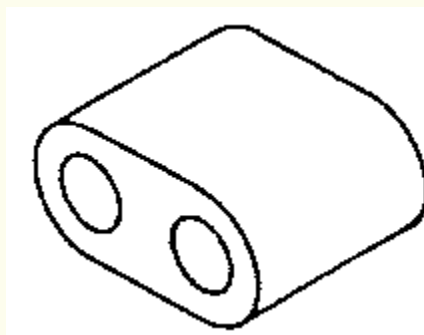
U CORE



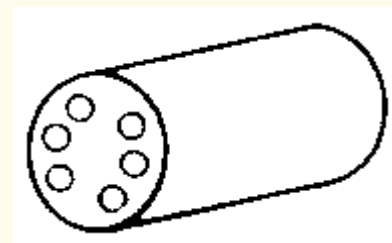
U CORE



EP CORE



BALUM CORE

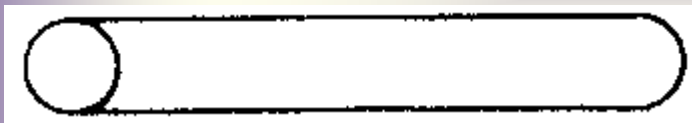


SIX HOLE CORE

MULTI-APERTURE CORES

(多孔)

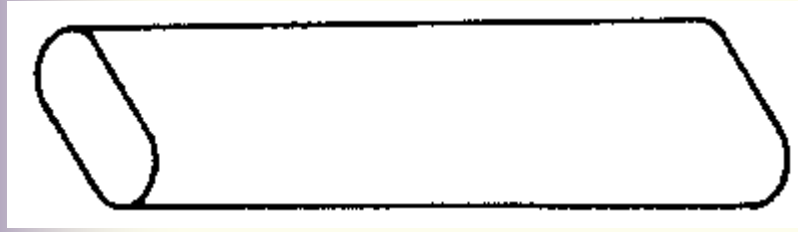
常见软磁材料型材



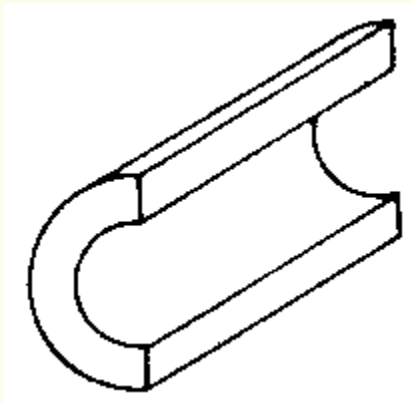
RODS (棒状)



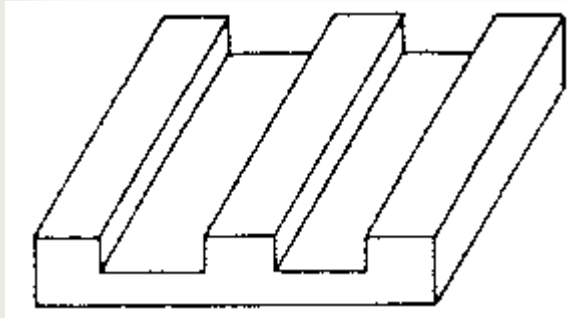
TUBES



STRIPS (条状)



CABLE SUPPRESSION CORE

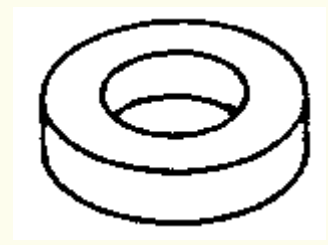


LOW PROFILE CORE

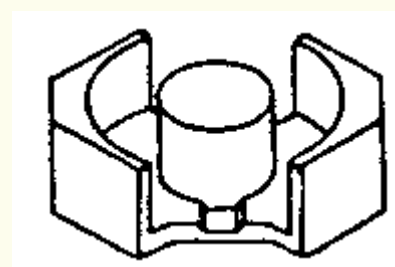
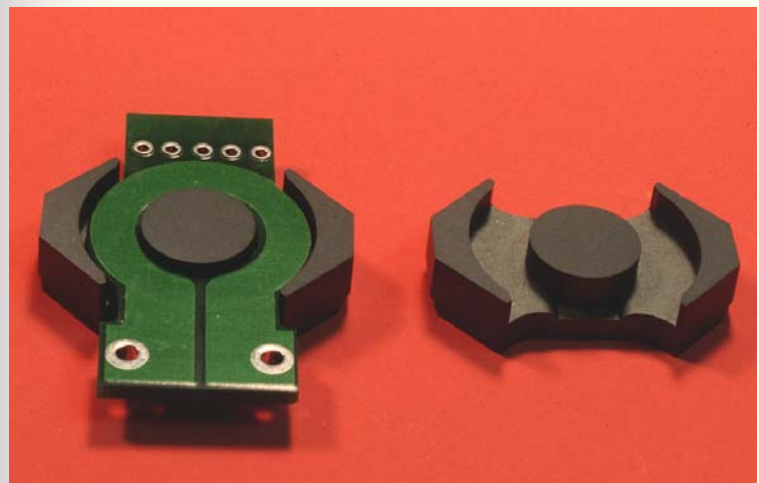


RIBBON CABLE SUPPRESSION CORE (带状)

TOROIDAL Magnetics



TOROID (环形)



SOLID CENTER POST
RM CORE

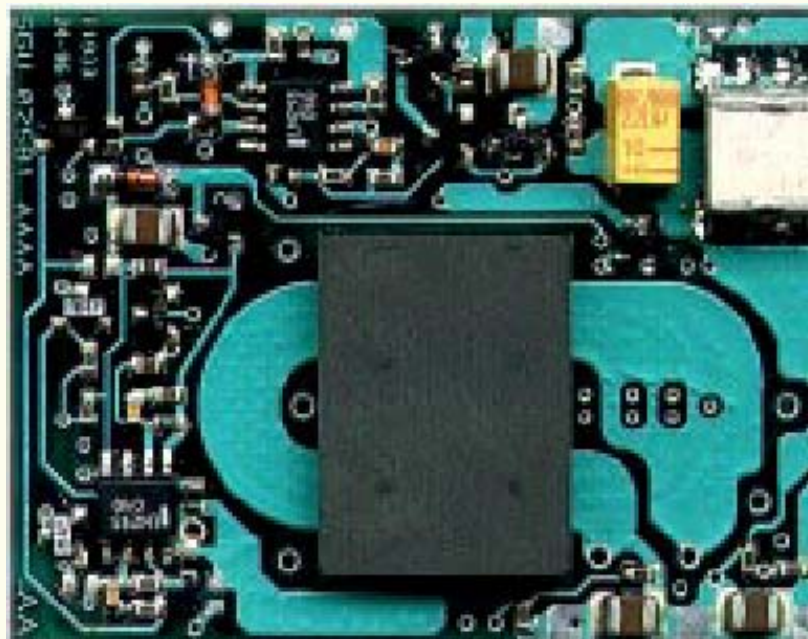
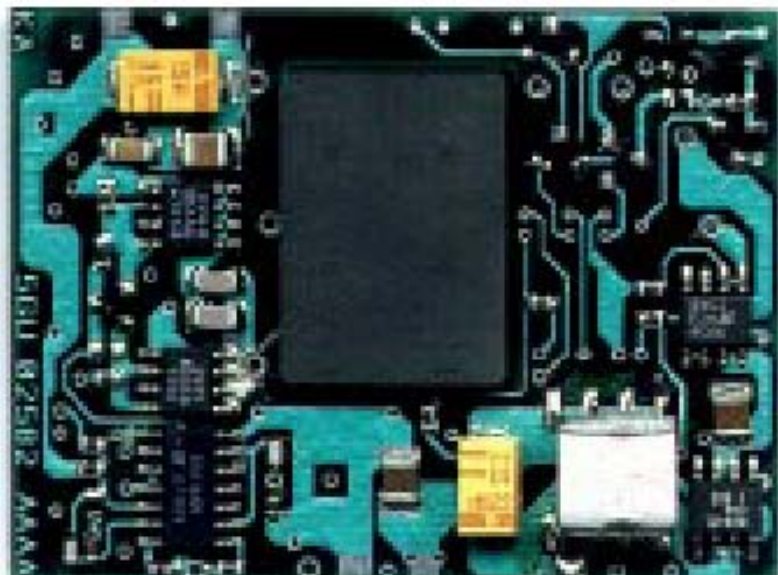
骨架

EL-2501	EP-0701	EP-1001	EP-1301	EP-1302	EP-1304	EP-1304A	EP-1304B	EP-1305
EP-1306	EP-1701	EPC-1901	ER-2301	ER-2801	ER-2802	ER-3501	ER-3502	ER-3503
ER-3801	ER-3901	ER-3902	ER-4201	ER-4901	ER-4902	ERB-2801	ERB-3101	ERB-4201
ERL-2801	ERL-2802	ERL-2803	ERL-2804	ERL-2805	ERL-3501	ERL-3901	ET-2401H	ET-2401V
ET-2401A	ET-2401B	ET-2402	ET-2402H	ET-2402V	ET-2801H	ET-2801V	ET-2801A	ET-2801B
ETD-2901	ETD-3401	ETD-3402V	ETD-3901	ETD-4401	ETD-4901	ETD-5901H	EYB-1201	FEX-1601
PQ-2001	PQ-2002	PQ-2017	PQ-2602	PQ-3201	PQ-3202	RM-0401	RM-0501	RM-0502
RM-0601	RM-0603A	RM-0604	RM-0605	RM-0606	RM-0801	RM-0802	RM-0803	RM-0804

EE-1606	EE-1607	EE-1608	EE-1609	EE-1610	EE-1611	EE-1612	EE-1613	EE-1614
EE-1615	EE-1901	EE-1902	EE-1903	EE-1905	EE-1906	EE-1907	EE-1908	EE-2001
EE-2201	EE-2501	EE-2502A	EE-2502B	EE-2503	EE-2504	EE-2505	EE-2506	EE-2507
EE-2509	EE-2510	EE-2511	EE-2512	EE-2513	EE-3001	EE-3101	EE-4201	EEL-1401
EEL-1902	EEL-1903	EEL-2501	EEL-2502	EF-1201	EF-1202	EF-1601	EF-2001	EF-2502
EF-2504	EF-2505	EF-2506V	EF-2507H	EI-1001	EI-1201	EI-1401	EI-1501	EI-1601
EI-1602	EI-1603A	EI-1801	EI-1901	EI-1903	EI-1904	EI-1905	EI-1906	EI-1907
EI-1908	EI-1912	EI-2101	EI-2201	EI-2202	EI-2203	EI-2204	EI-2205	EI-2501

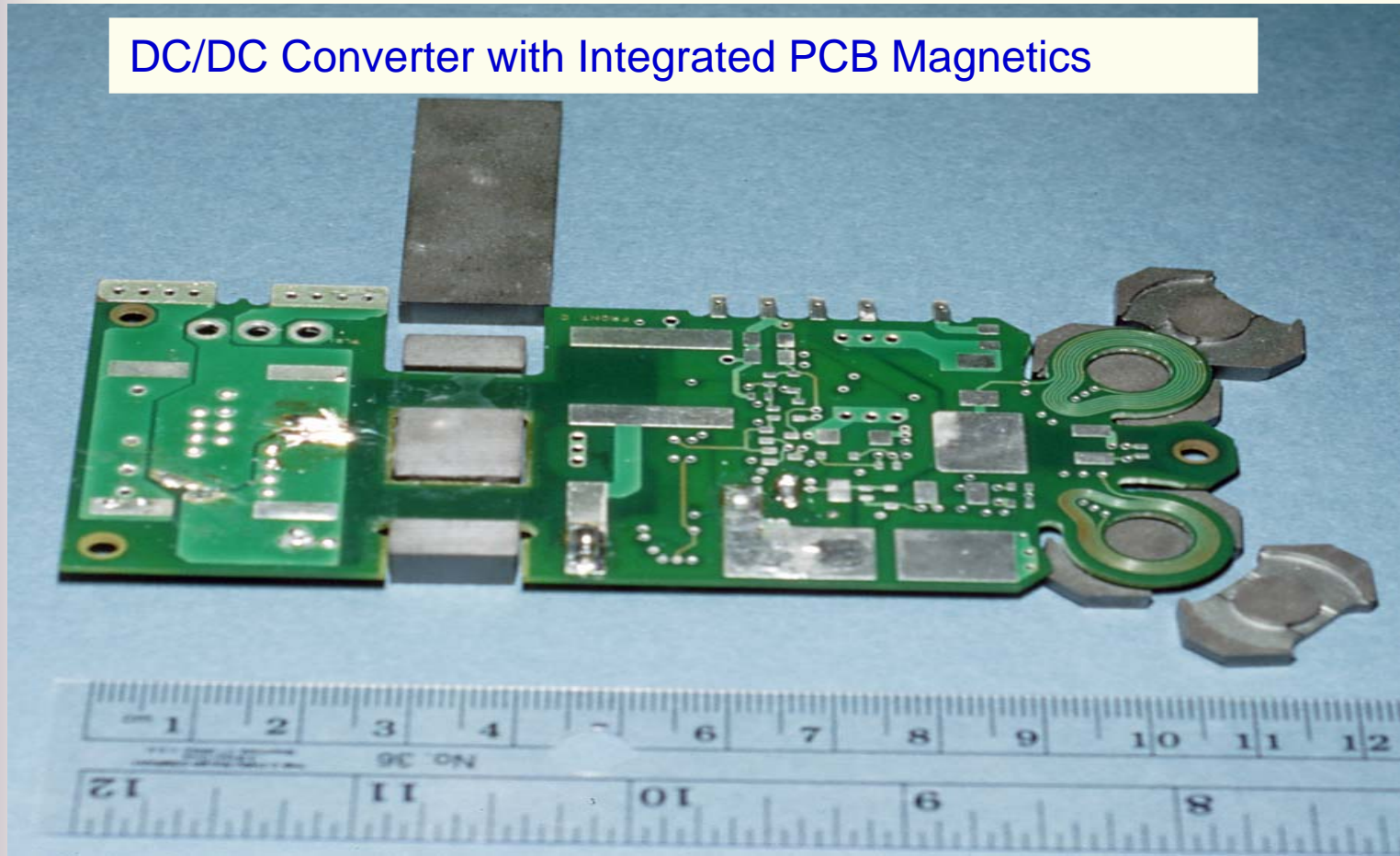
电感和变压器设计

Low profile transformer on PCB(平面变压器)



电感和变压器设计

DC/DC Converter with Integrated PCB Magnetics



磁性材料

常见软磁铁氧体的功率处理能力

功率

GU 14	4-6W
GU 18	10-11W
GU 22	16W
GU 26	24W
GU 30	40W
GU 42	110W
E I 35	36W
E I 41	60W

频率:

锰锌铁氧体 1MHz以下
 镍锌铁氧体 1--200MHz
 镁锌铁氧体 25MHz以下, 高频
 不如镍锌铁氧体,
 低频不如锰锌铁氧
 体.

磁性元件的功率处理能力与温升和热阻、频率有关。

磁性材料

软磁材料应用的几个注意点

(1)电磁纯铁电阻率很小，在交变磁场中涡流损耗很大，不适用于交流场合，通常用作直流磁芯和磁屏蔽设施。

(2)在低频(比如50Hz)应用中，一般铁氧体比不上性能优良的硅钢片。若在低频时采用铁氧体磁芯，变压器的体积就非常大了，因此在低频时，特别是工频时都采用硅钢磁芯。在高频(比如20kHz)时叠层式硅钢片的涡流和磁滞损耗很大，铁氧体则由于其高电阻率磁芯的损耗很低，因此在高频时通常用铁氧体磁芯。

(3)近年来非晶态软磁材料和微晶软磁材料发展很快，由于它们的性能优良，加工成容易而受到人们的青睐。目前在十几千赫至几十千赫的中、大功率电力电子装置中应用较广。在上百千赫领域及十千赫的小功率领域仍以铁氧体磁芯材料为主。

(4)负载电流较大时，磁芯的选择一般不直接选用高磁导率材料，通常选用磁导率较低的材料，在选滤波扼流圈磁芯时更是如此。这是因为磁导率较低可以去掉较大的有效空气隙。

(5)磁性材料在应用中必须注意其居里点温度。一些铁氧体的居里点温度可以低到130°C左右。解决的办法是在居里点和工作温度之间留有一个安全间隔。

相关标准

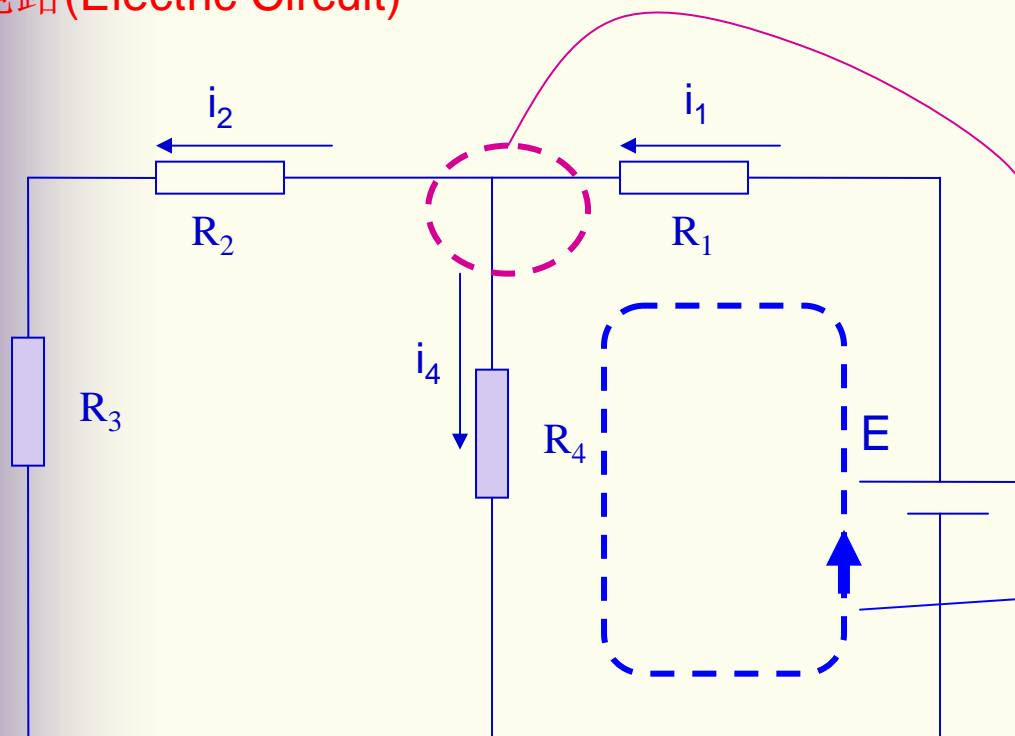
- GJB1435—92 开关电源变压器总规范
- GJB1521—92 小功率脉冲变压器总规范
- GB/T15290-1994 电子设备用电源变压器和滤波扼流圈总技术条件
- GB/T9630—88 磁性氧化物制成的罐形磁芯及其附件尺寸（IEC60133）
- IEC1007 磁性元件和铁氧体材料
- IEC61248:1996 通信和电子设备用变压器和电感器

磁路及磁路基本定律

磁路及磁路基本定律

回顾

电路(Electric Circuit)



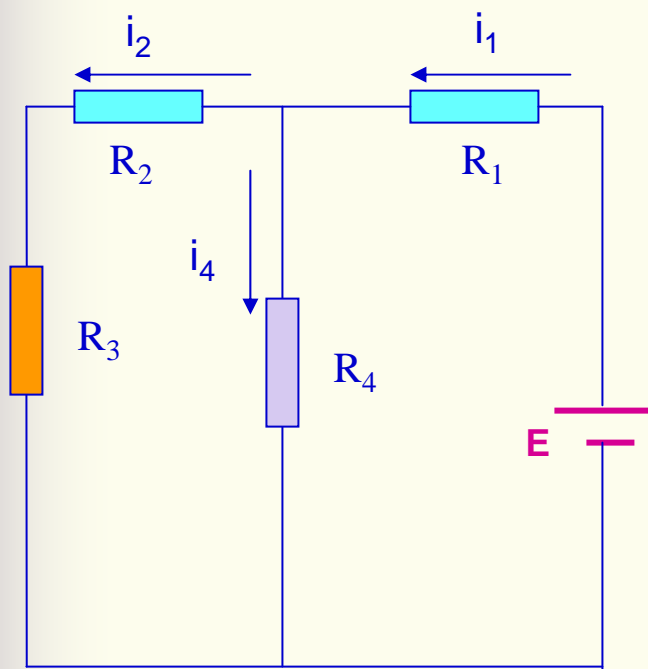
1. 欧姆定律

2. Kirchhoff第一定律
(节点电流方程)3. Kirchhoff第二定律
(回路电压方程)

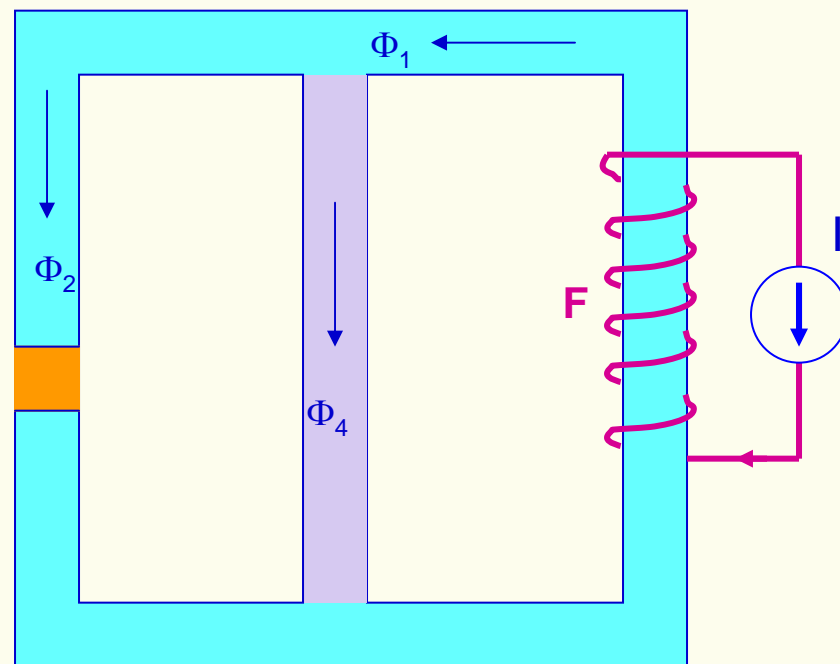
磁路及磁路基本定律

比较

电路(Electric Circuit)

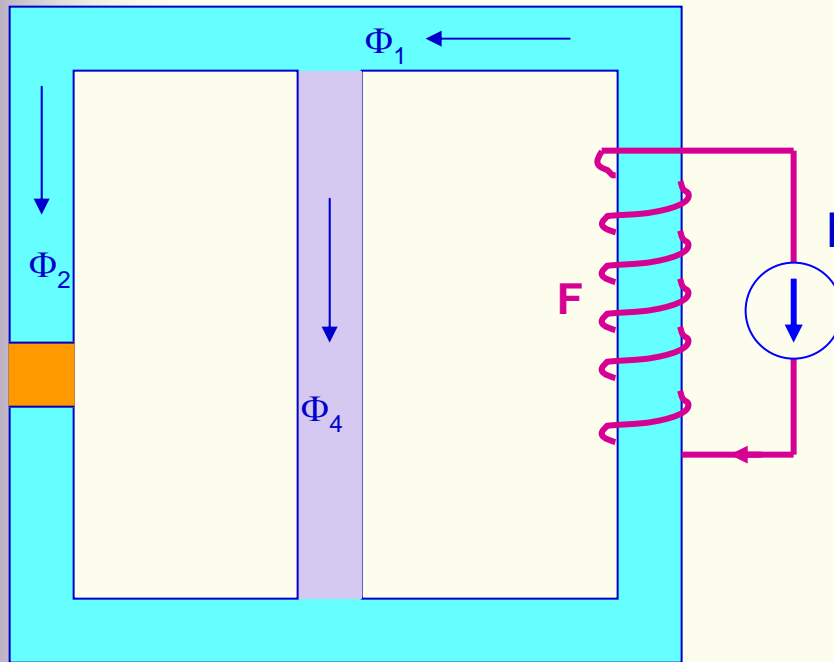


磁路(Magnetic Circuit)



磁路及磁路基本定律

磁路(Magnetic Circuit)基本定律



1. 磁(通)势 F

$$F = N \cdot I \quad (1)$$

2. 磁通量 Φ

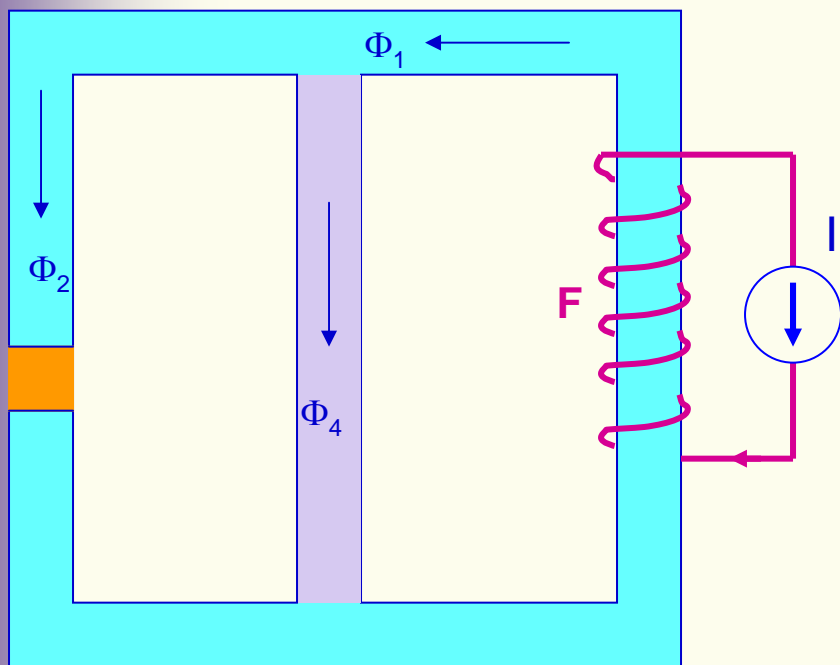
$$\Phi = \int B \cdot dS \quad (2) \quad i = \int j \cdot dS$$

当磁通密度 B 与截面 S 垂直, 且一段磁路上磁密均匀, 截面相同时

$$\Phi = BS \quad (3)$$

磁路及磁路基本定律

磁路(Magnetic Circuit)基本定律(续)

3. 磁压降 U_m

$$U_m = \int H \cdot dl \quad (4) \quad U = \int E \cdot dl$$

当磁路1段上的各点磁场强度相同, 且方向与 dl 一致时

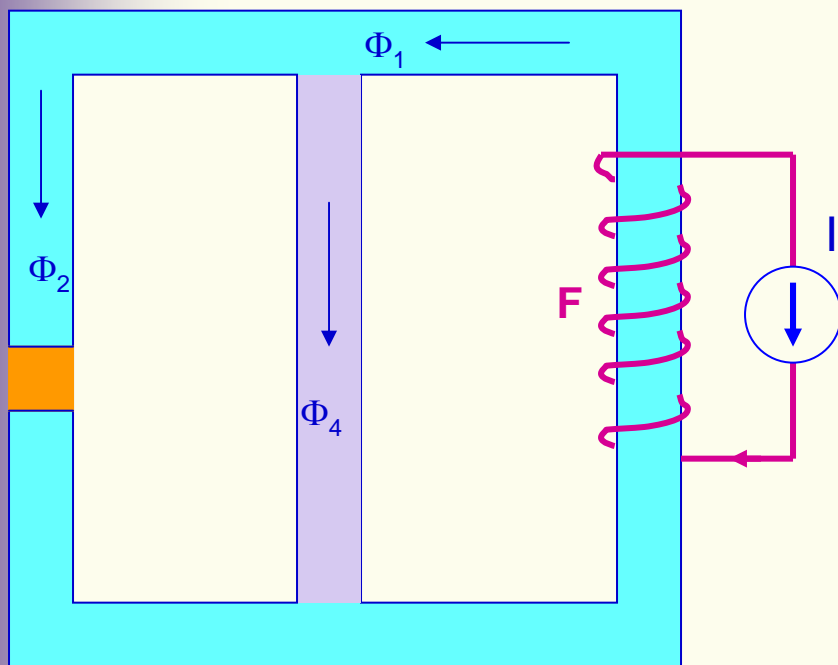
$$U_m = Hl \quad (5)$$

4. 磁阻 R_m (对于截面 S , 长度 l 的均匀磁路)

$$R_m = \frac{1}{\mu} \frac{l}{S} \quad (6) \quad R = \rho \frac{l}{S} = \frac{1}{\gamma} \frac{l}{S}$$

磁路及磁路基本定律

磁路(Magnetic Circuit)基本定律(续)



5. 磁路欧姆定律

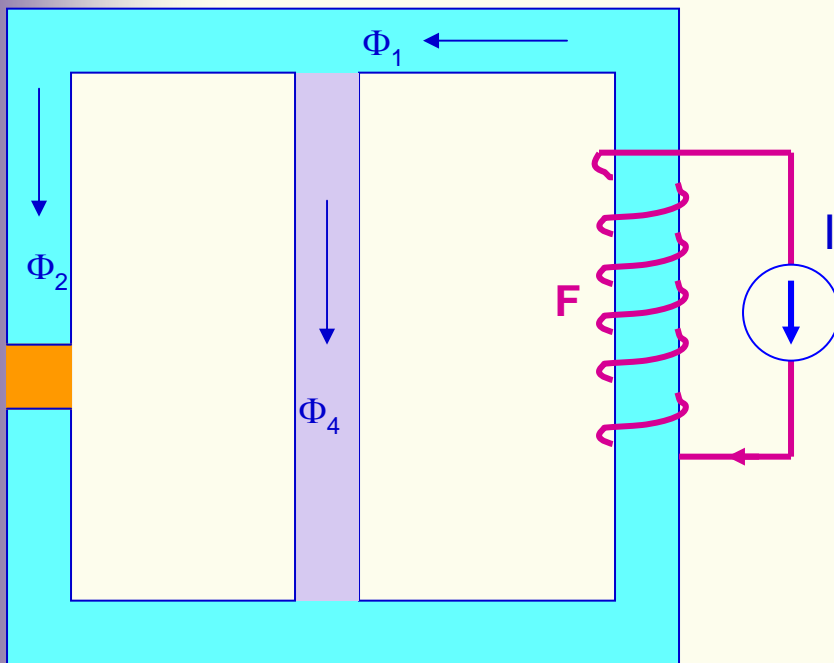
一段均匀磁路的磁压降与磁通的关系

$$U_m = \Phi R_m \quad (7) \quad U = iR$$

依据: 磁路的均匀性

磁路及磁路基本定律

磁路(Magnetic Circuit)基本定律(续)



6. Kirchhoff 磁通定律(第一定律)

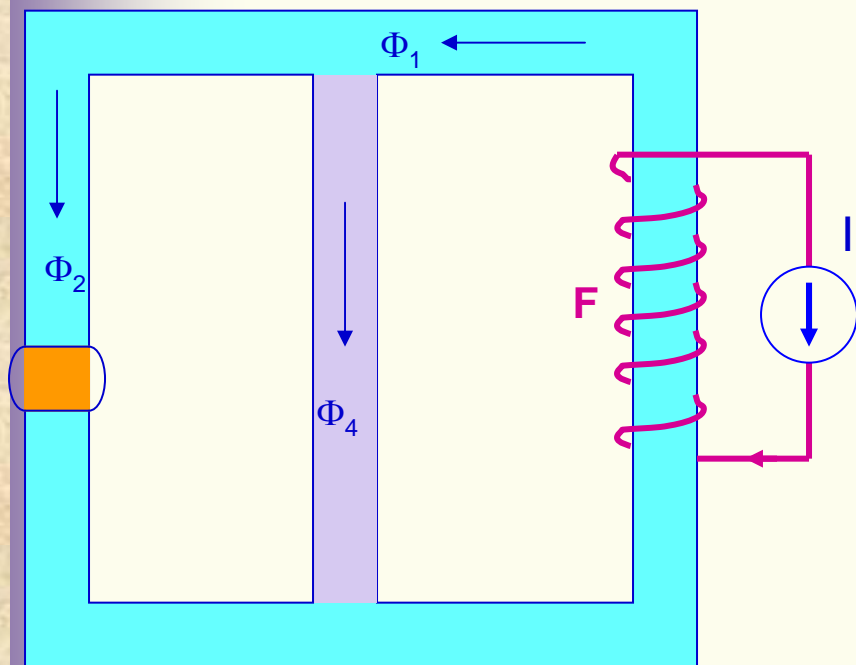
穿出包围磁路分支处的闭合面的磁通代数和为零

$$\sum \Phi = 0 \quad (8) \quad \sum i = 0$$

依据: 磁通连续性原理

磁路及磁路基本定律

磁路(Magnetic Circuit)基本定律(续)



7. Kirchhoff 磁压定律(第二定律)

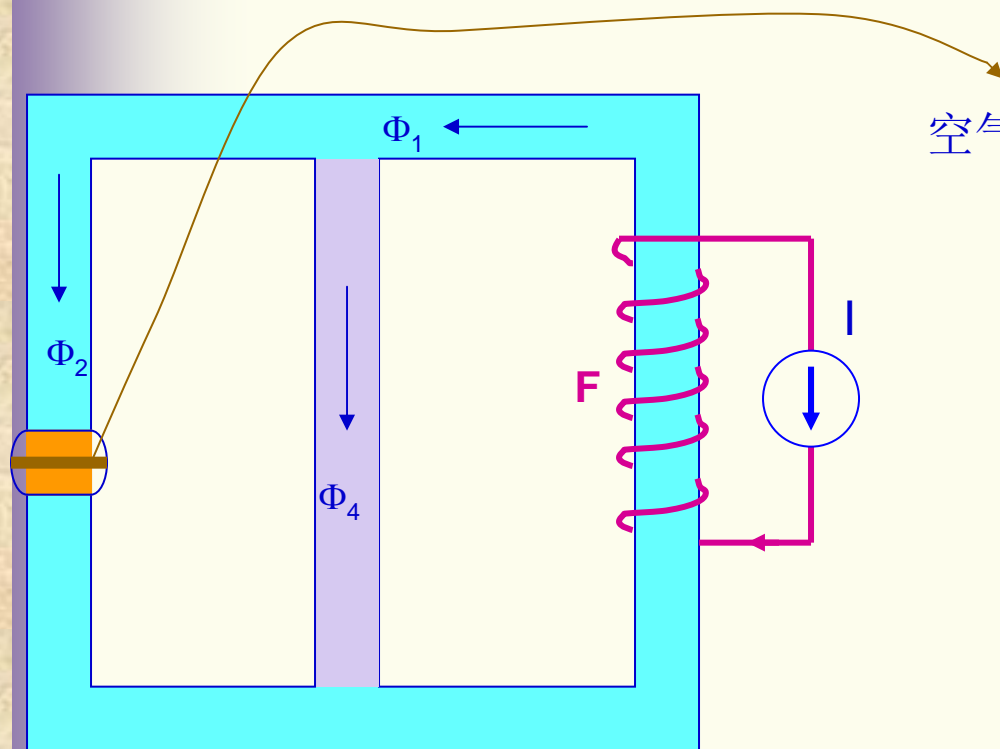
按选定的方向,沿磁路中的任一回路环行一周,各段磁压降的代数和等于磁势的代数和

$$\sum U_m = \sum F \quad (8) \quad \sum U = \sum e$$

依据: 安培环路定律

磁路及磁路基本定律

磁路气隙有效截面的计算



空气隙有效截面积 S 的计算

边长为 a, b 的矩形铁芯

$$S = ab + (a + b)\delta$$

半径为 r 的圆形铁芯

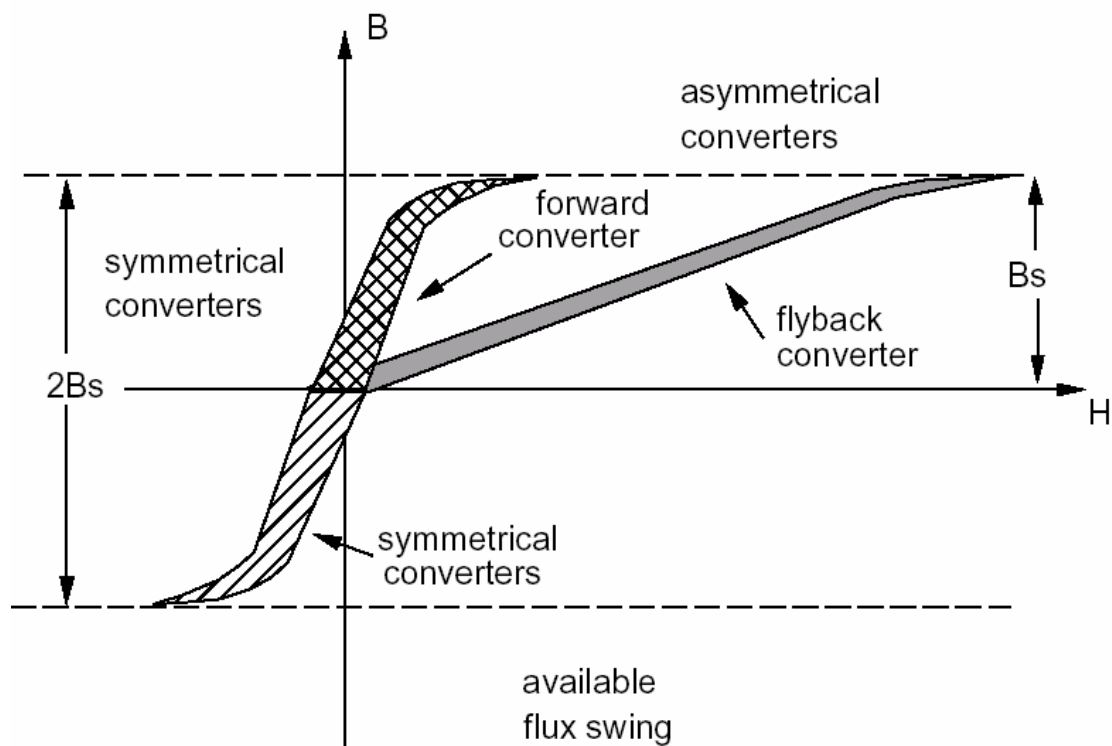
$$S = \pi r^2 + \pi r\delta$$

电感及变压器设计

气隙的作用

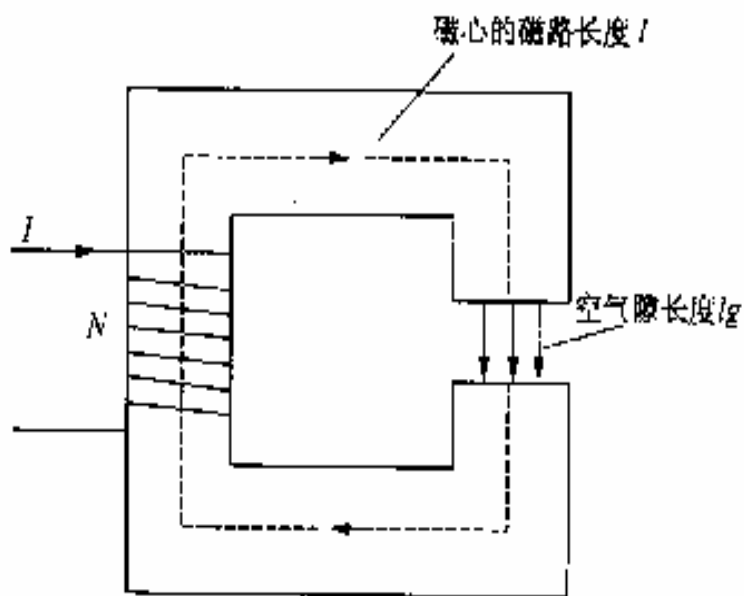


Comparative core usage of asymmetrical and symmetrical converters.



磁芯带有气隙后，等效的磁导率降低了。线性度比原磁化曲线好得多。磁芯的剩磁(B_r)大大下降了。

气隙磁路计算



$$B = \mu_0 H_{air} = \mu_0 \mu_r H_{core}$$

$$NI = H_{air} l_g + H_{core} l$$

$$H_{core} = \frac{NI}{l} \frac{1}{1 + \mu_r l_g / l}$$

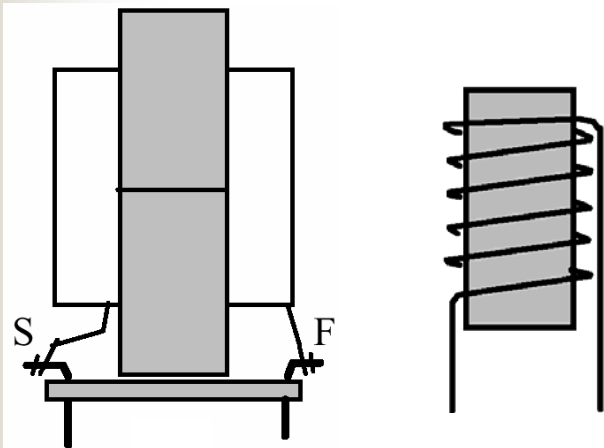
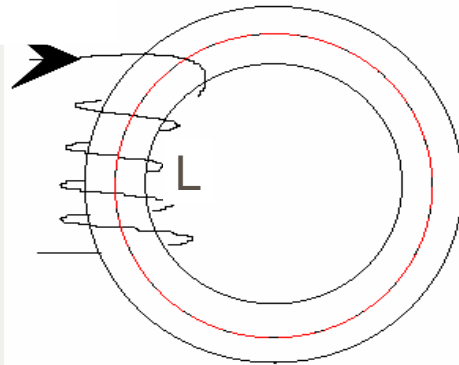
大气隙磁芯会导致边缘效应增大，匝间漏电感和杂散电容增大

电感和变压器设计的共性问题

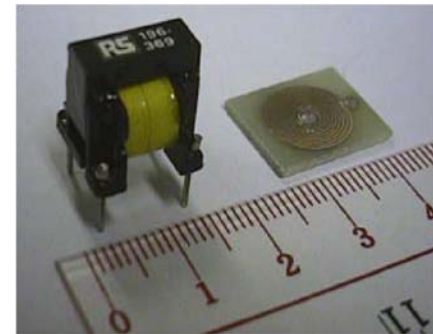
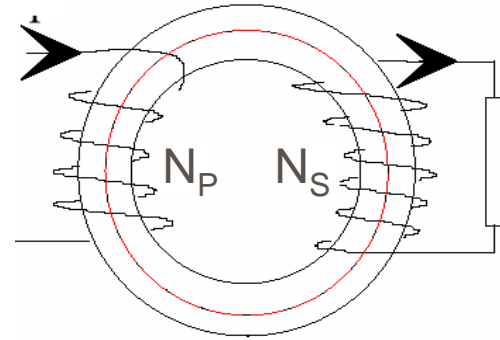


电感和变压器设计

电感器(Inductor)



变压器(Transformer)



电感和变压器设计

我们知道——

电感要求的是：电感量 L

变压器要求的是：原副边匝数比 N_P / N_S



是否算出电感的 L 和变压器的 N_P / N_S 就可以了？



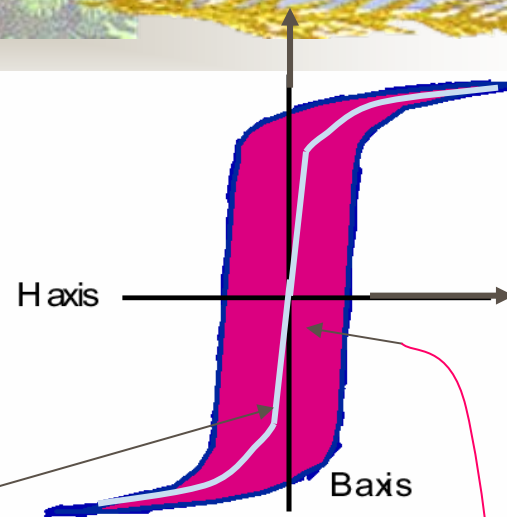
回答三个问题：

1. 对于一个50Hz的工频变压器：220V / 110V, N_P / N_S 等于2是一定的。那么 N_P 取多少合适？2匝？100匝？4000匝？或是其它匝数？为什么？
2. 有两个50Hz的220V / 110V 变压器，一个容量50W，一个是100kW。在工业应用中，它们两个的大小相同吗？为什么？
3. 同样50W的两个变压器，一个是50Hz工作，一个是50kHz工作。两个的大小一样吗？在工业应用中，可以采用相同材料的铁芯吗？

电感和变压器设计

设计电感和变压器要考虑的问题？

1. 铜耗问题(直流电阻和交流电阻)
2. 铁芯饱和问题(基本磁化曲线(B_s 和 μ))
3. 铁芯材料问题(铁耗(体电阻和磁滞回线))
4. 居里温度(curie temperature))



涡流损耗(eddy loss)和磁滞损耗(hysteresis loss)

电导体设计



电感和变压器设计

一. 电导体的设计(直流电阻和交流电阻)

无论变压器还是电感, 导体材料一般采用电工铜, 偶尔也采用铝等材料. 形式为导线或铜箔。

1. 直流电阻(金属, 不接近熔点和0K时)

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha(T - 20)) \quad (\Omega \cdot [\text{mm}]^2/\text{m})$$

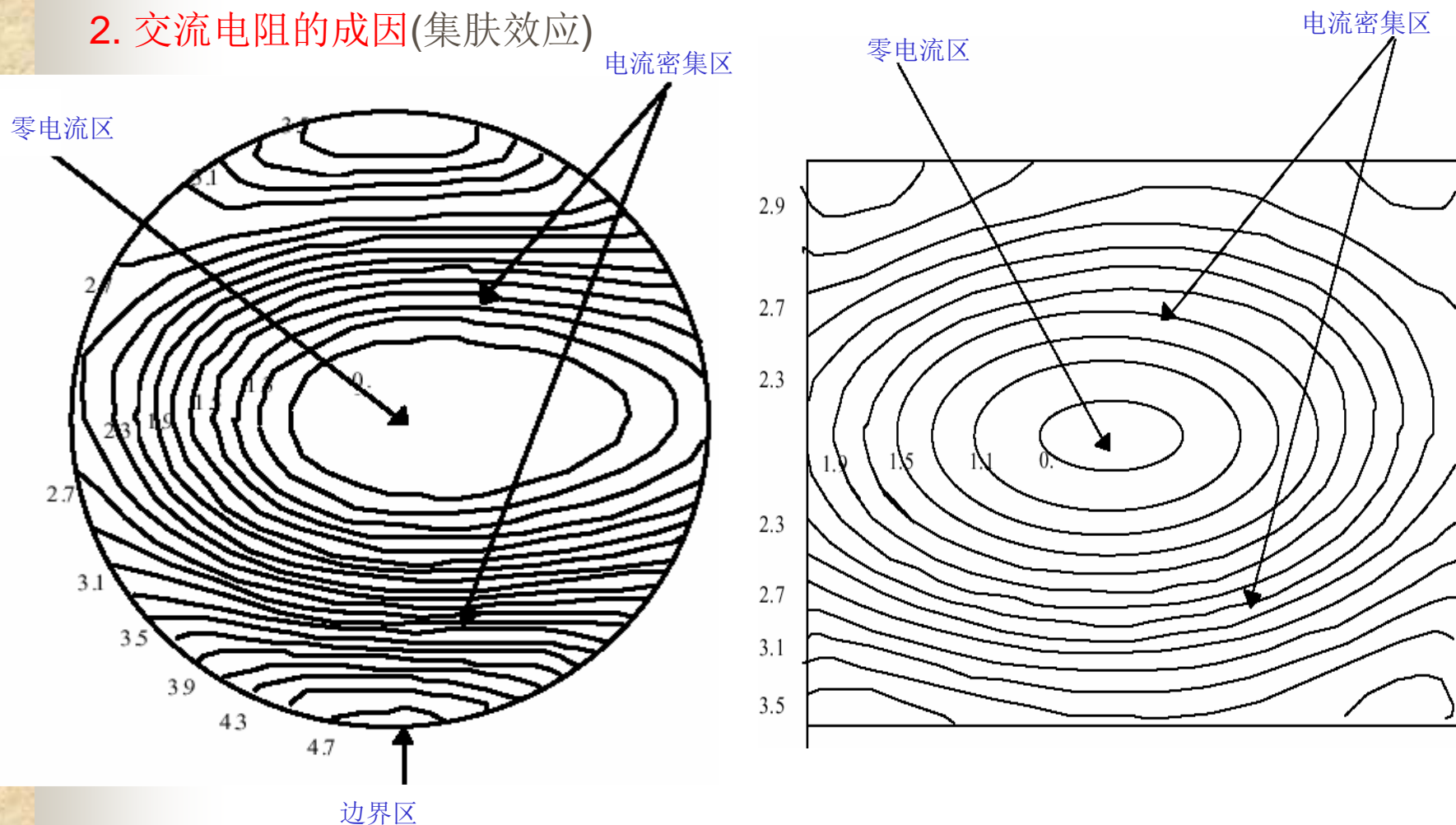
其中 T ——温度, °C

	20°C时的工业纯铜	20°C时的工业纯铝
电阻率 ($\Omega \cdot [\text{mm}]^2/\text{m}$)	$\rho_0 = 0.017241$	$\rho_0 = 0.0282$
温度系数($1/^\circ\text{C}$)	$\alpha = 3.93 \times 10^{-3}$	$\alpha = 3.90 \times 10^{-3}$

电感和变压器设计

一. 电导体的设计(直流电阻和交流电阻)

2. 交流电阻的成因(集肤效应)



集肤效应（也称趋肤效应(**skin effect**)）

- 当导线中通过交流电流时，因导线内部和边缘部分所交链的磁通量不同，致使导线表面上的电流产生不均匀分布，相当于导线有效截面减少，这种现象称为集肤效应。

电感和变压器设计

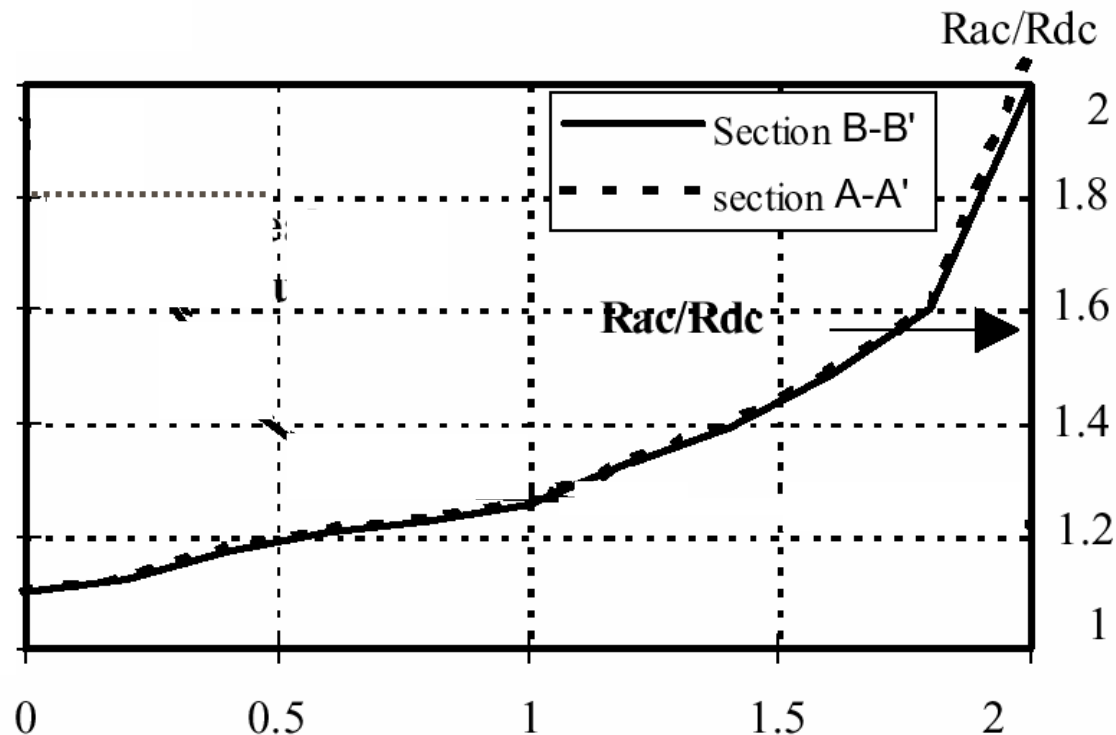
一. 电导体的设计(直流电阻和交流电阻)

3. 交流电阻(由于集肤效应, 交流电阻随频率增长)

$$R_{AC} = k_{AC} R_{DC}$$



频率越高, 集肤效应影响越大。



电阻比与频率归一化曲线

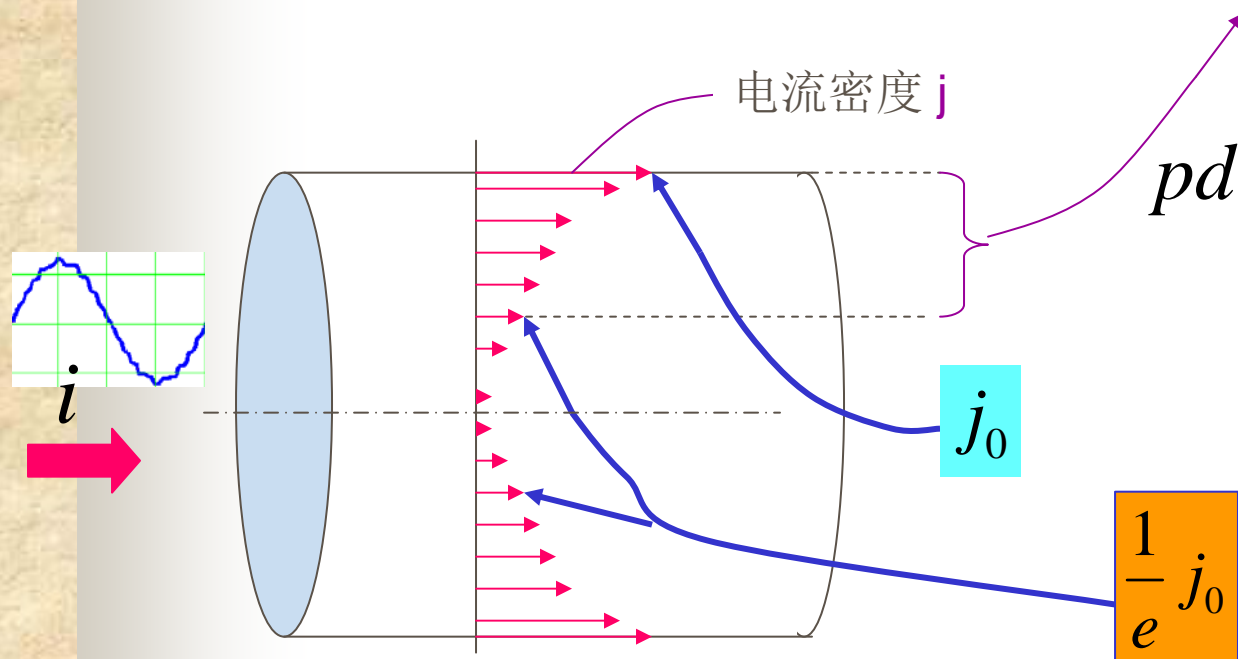
k_{AC} 趋表系数: 与频率、材料的性质、导线形状有关

电感和变压器设计

一. 电导体的设计(直流电阻和交流电阻)

4. 交流电阻分析(集肤效应)

穿透深度(penetration depth): 由于集肤效应, 交变电流沿导线表面开始能达到的径向深度。可以表征导线有效截面的减少。



电流在导体的表面密集分布, 中心部位电流密度很小, 使导体有效导电面积减小, 因而交流电阻要大于直流电阻

电感和变压器设计

一. 电导体的设计(直流电阻和交流电阻)

5. 交流电阻分析(集肤效应的穿透深度pd)

$$pd = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}}$$

Where $\omega = 2\pi f$, $f = \text{Hz}$

μ ——— 导线磁导率. 空气磁导 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$

γ ——— 电导率, 等于 $(1/\rho)$

$$pd_{\text{铜}} = 66.0855 \sqrt{\frac{1 + 3.93 \times 10^{-3} (T - 20)}{f}}$$

$$pd_{\text{铝}} = 84.5172 \sqrt{\frac{1 + 3.90 \times 10^{-3} (T - 20)}{f}}$$

$$\gamma_{\text{Cu}} = 5.8 \times 10^7 \text{ m}/\Omega$$

单位: mm

$$\gamma_{\text{Al}} = 3.546 \times 10^7 \text{ m}/\Omega$$

电感和变压器设计

一. 电导体的设计(直流电阻和交流电阻)

6. 交流电阻分析(铜导体的穿透深度 d 与电流频率 f 的关系)

为了减小交流电阻, 综合考虑集肤效应的电流密度递减性, 以及温度带来的影响, 我们一般取铜导体的厚度或(直径)为 d (mm, 毫米)



$$d = \frac{132}{\sqrt{f}} \quad (mm)$$

Where f — Hz

使得

$$k_{AC} \approx 1$$

f(Hz)	50	60	100	120	300	360	500	1000	2000	3000	5000	7000
d(mm)	18.67	17.04	13.20	10.95	7.62	6.96	5.90	4.17	2.95	2.41	1.87	1.58

f(kHz)	10	15	20	25	30	40	50	100	150	200	300	500	750	1000
d(mm)	1.32	1.077	.933	.835	.762	.66	.59	.417	.341	.295	.241	.1867	.1524	.132

电感和变压器设计

一. 电导体的设计(直流电阻和交流电阻)

7. 电导体的设计——其它因素

邻近效应Proximity effect → 线圈振动

邻近效应随绕组层数增加呈指数规律增加 → 合理布线

8. 电导体的设计——导体截面的选择

导体截面的选择，两个因素：

A. 导体的厚度或(直径)为 d (mm, 毫米)小于2~3倍穿透深度

B. 导体允许的电流密度 j (A/ [mm]², 安培 / 平方毫米) → 多层并绕

英规导线(AWG)

磁性体的选择



电感和变压器设计

二. 铁芯材料的选择(铁耗(涡流损耗和磁滞损耗))

铁芯的选择要考虑三个因素:

- (1) 工作频率,
- (2) 磁化方式(单边磁化还是双边磁化),
- (3) 价格

电感和变压器设计

二. 铁芯材料的选择(铁耗(涡流损耗和磁滞损耗))

1. 根据工作频率高低来确定材料

分类	材料名称	相对导磁率	磁通密度(T)	频率(kHz)
金属铁芯	硅钢片(Si-Fe)	~1800	2.0	<2
	坡莫合金(Ni-Fe)	~20,000	0.75	<10
	钴铁合金(Co-Fe)、	~800	2.45	<10
	非晶或超微晶合金(Fe \ Co)	~100,000	1.5	~100
铁粉磁芯	碳基铁粉芯(C-Fe)	3~20	~0.9	~300,000
	铝硅铁粉芯(Al-Si-Fe)	10~80	~0.9	~1,000
	钼坡莫合金铁粉芯(Mo-Ni-Fe)	14~145	~0.8	~300
铁氧化物磁芯	锰锌铁氧体(Mn-Zn-Fe)	1,000~18,000	~0.5	~1,000
	镍芯铁氧体(Ni-Zn-Fe)	15~500	~0.3	~200,000
	镁芯铁氧体(Mg-Zn-Fe)	300~1,500	~0.3	~25,000

电感和变压器设计

二. 铁芯材料选择(铁耗(涡流损耗和磁滞损耗))

2. 开关电源的磁性材料

变压器和谐振电感: 锰锌铁氧体、非晶磁芯

电感扼流圈: 铁粉芯、锰锌铁氧体、镍芯铁氧体、非晶磁芯

共模抑制器或尖峰抑制器: 高导磁率的锰锌铁氧体、非晶磁芯等

电感和变压器设计

三. 变压器的损耗(铜耗、磁滞损耗和涡流损耗)

Core losses increase roughly as the **1.6th** power of the **frequency** an the **2.7th** power of the **peak flux density**.

Thus at higher frequencies (above 50kHz) peak flux density have to be reduced, by increasing the number of the transformer primary turns to keep the transformer temperature rise acceptably low.

变压器设计



——面积相乘法（AP法）

——几何参数法（ K_G 法）

一、面积相乘法（AP法）

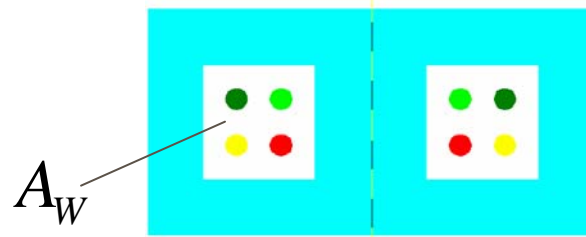
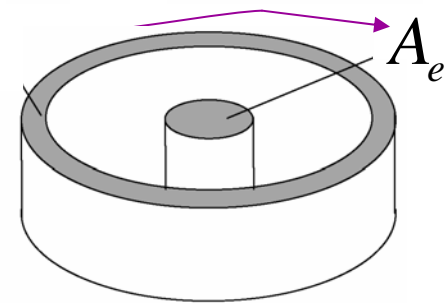
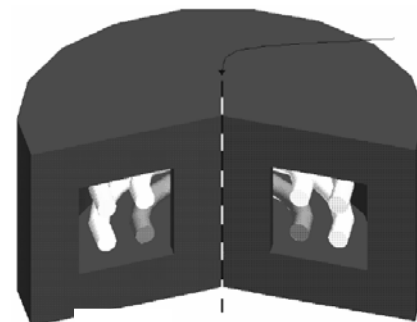
变压器设计

一、面积相乘法设计

$$A_e \bullet A_w$$

A_e :有效铁芯面积

A_w : 窗口面积



相关概念

- 1.功率容量：半个窗口的容量
- 2.有效磁芯面积：截面积
- 3.窗口面积：
- 4.窗口利用系数：铜导线所占面积
- 5.散热面积：磁芯散热面积+线圈散热面积

变压器设计

一、面积相乘法设计

1. 为了保证磁芯不饱和, 必须满足关系式

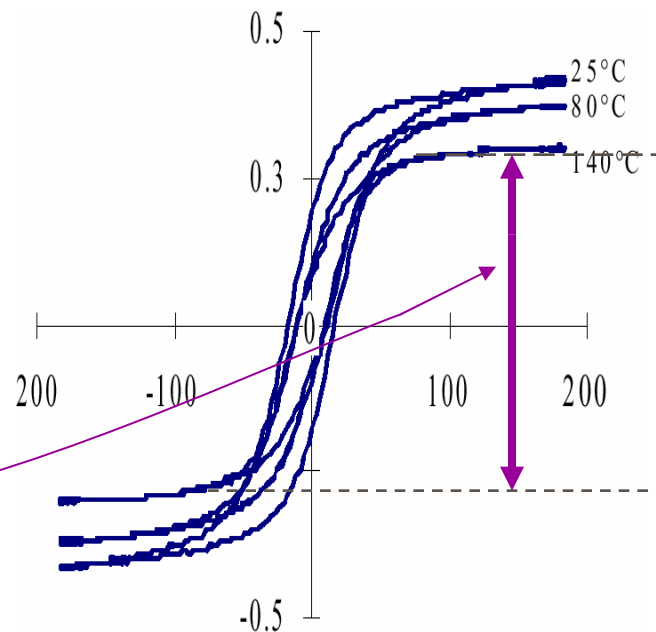
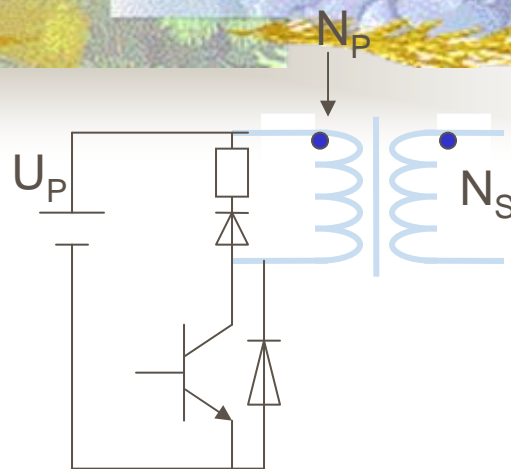
$$U_P = k_f f_s N_P B_m A_e \quad (1)$$

Where k_f —— 波形系数, 正弦波4.44, 方波4.00

f_s —— 开关工作频率(Hz)

B_m —— 最大工作磁通密度(T), 一般取
(1/2) ΔB

可得到 A_e 的表达式!

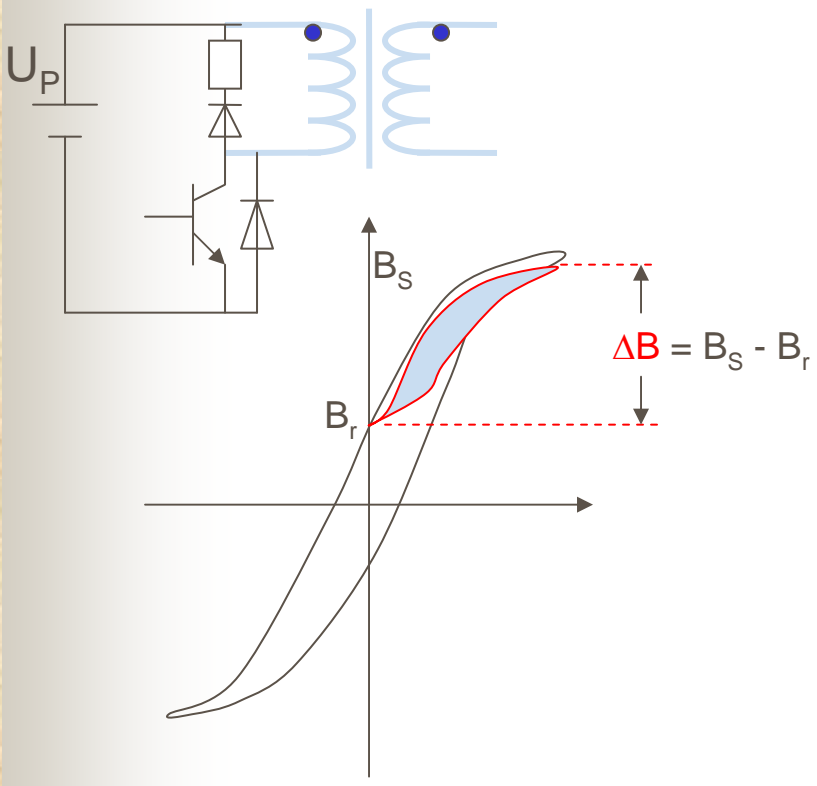


变压器设计

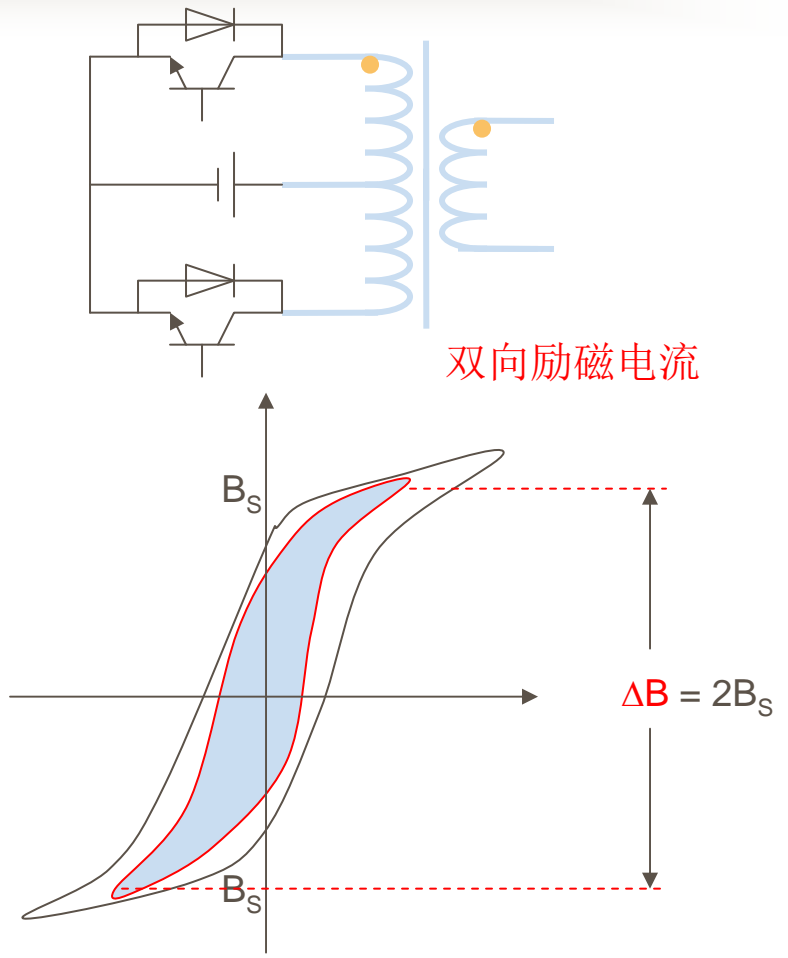
一、面积相乘法设计

ΔB 的计算

单向励磁电流



双向励磁电流



变压器设计

一、面积相乘法设计

得到原边绕组匝数 N_P 的关系式如下:

原边电压允许波动时，取工作电压最大值

$$N_P = \frac{U_P}{2f_s A_e \Delta B} \quad (2)$$

Where f_s —— 开关工作频率(Hz)

ΔB —— 磁通密度(T)变化率, 单边磁化取($B_s - B_r$), 双边磁化取($2B_s$)

变压器设计



一、面积相乘法设计

2. 磁芯窗口面积 A_w 的使用

磁芯的窗口是用来绕制线圈的. 因此窗口面积 A_w 与变压器原副边的绕组关系很大.

事实上, 有

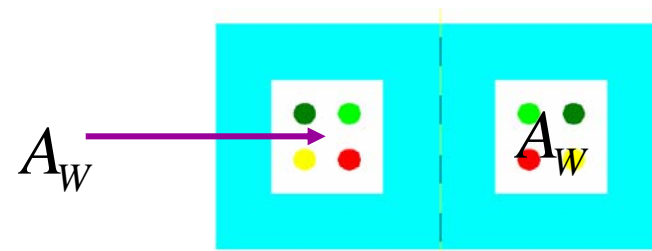
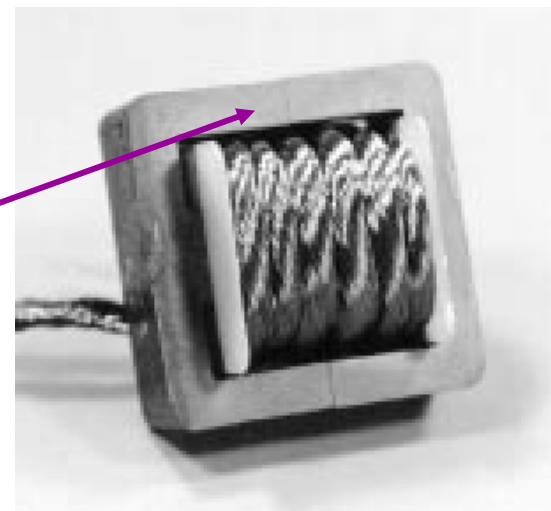
$$k_w A_w = N_p A_{pW} + N_s A_{sW} \quad (3)$$

式中 k_w 窗口利用系数, 一般取0.4

A_{pW} 原边绕组每匝所占窗口面积

A_{sW} 副边绕组每匝所占窗口面积

N_p, N_s 分别为原副边绕组匝数



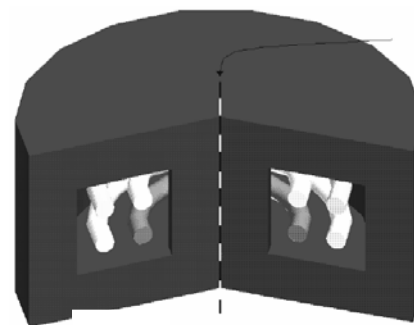
变压器设计

一、面积相乘法设计

2. 磁芯窗口面积 A_w 的使用(续)

$$\left. \begin{aligned} A_{PW} &= \frac{I_P}{j} \\ A_{SW} &= \frac{I_S}{j} \end{aligned} \right\} (4)$$

Where j 电流密度
 I_P 流过原边绕组电流有效值
 I_S 流过副边绕组电流有效值



变压器设计

一、面积相乘法设计

于是由(2)式可得同时, 得到Ae的关系式如下:

$$A_e N_P A_{PW} = \frac{U_P}{2 f_s \Delta B} \frac{I_P}{j} \quad (5)$$

原边电压允许波动时, 取工作电压最大值

副边一般要求稳压

$$A_e N_S A_{SW} = \frac{U_S}{2 f_s \Delta B} \frac{I_S}{j} \quad (6)$$

原(副)边电压允许波动时, 取低电压时的电流有效值!

Where f_s —— 开关工作频率(Hz)

ΔB —— 磁通密度(T)变化率, 单边磁化取($B_S - B_r$), 双边磁化取($2B_S$)

变压器设计

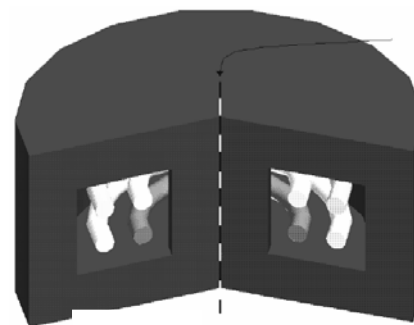
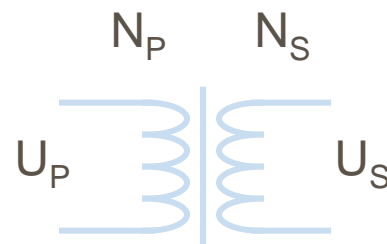
一、面积相乘法设计

3. $A_e \cdot A_w$ 的表达式

由(5) 和 (6) 两式可得

电压允许波动时，取低电压时的电流有效值！

$$A_e \cdot A_w = \frac{U_P I_P + U_S I_S}{2k_w f_s \Delta B j} \quad (7)$$



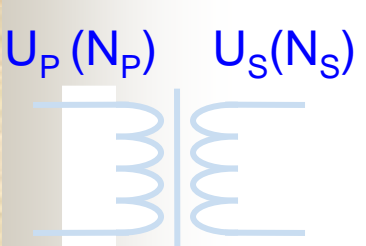
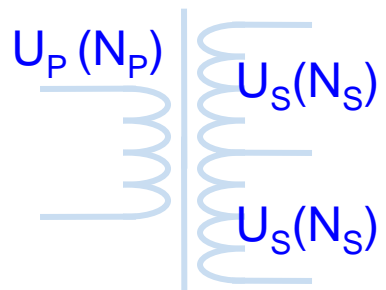
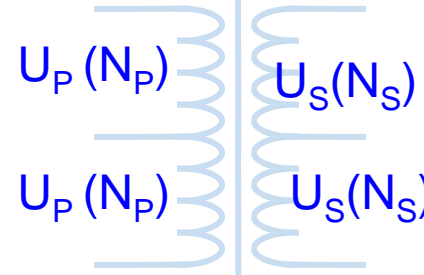
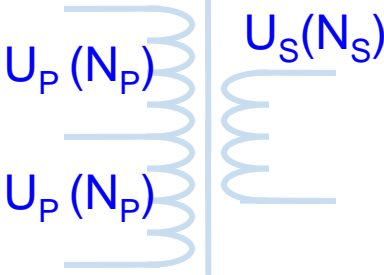
变压器设计

电压允许波动时，取低电压时的电流有效值！

一、面积相乘法设计

4. 电流有效值 I_P 和 I_S 的计算

$$A_e \cdot A_w = \frac{U_P I_P + U_S I_S}{2k_w f_s \Delta B_j} \quad (7)$$

			
<p>单端正激(Forward) 单段反激(Flyback) 半(全)桥式(Bridge Rec.)</p> <p>(I)</p>	<p>半(全)桥式(中抽整流)</p> <p>(II)</p>	<p>推挽式(中抽整流)</p> <p>(III)</p>	<p>推挽式(中抽整流)</p> <p>(IV)</p>

变压器设计

电压允许波动时，取低电压时的电流有效值！

一、面积相乘法设计

4. 电流有效值 I_P 和 I_S 的计算(续)

$$A_e \cdot A_W = \frac{U_P I_P + U_S I_S}{2k_W f_s \Delta B j} \quad (7)$$

A. 对于非中抽线圈绕组

$$I_P = I_{in} \text{ (原边)}$$

$$I_S = I_{out} \text{ (副边)}$$

$$U_P I_P = P_{in}$$

$$U_S I_S = P_{out}$$



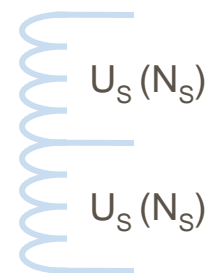
B. 对于中抽线圈绕组

$$I_P = \sqrt{2} I_{in} \text{ (原边)}$$

$$I_S = \sqrt{2} I_{out} \text{ (副边)}$$

$$U_P I_P = \sqrt{2} P_{in}$$

$$U_S I_S = \sqrt{2} P_{out}$$



变压器设计

电压允许波动时，取低电压时的电流有效值！

一、面积相乘法设计

5. $U_P I_P$ 的再研究

如果原边电压允许波动，令高电压为 U_H ，低电压为 U_L 。则有

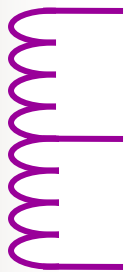
$$A_e \cdot A_w = \frac{U_P I_P + U_S I_S}{2k_w f_s \Delta B j} \quad (7)$$

A. 对于非中抽线圈绕组



$$U_P I_P = P_{in} \frac{U_H}{U_L}$$

B. 对于中抽线圈绕组



$$U_P I_P = \sqrt{2} P_{in} \frac{U_H}{U_L}$$

若副边电压也允许波动，亦然原边处理！

变压器设计

电压允许波动时，取低电压时的电流有效值！

一、面积相乘法设计

6. 电流密度 j 的取值

$$A_e \cdot A_W = \frac{U_P I_P + U_S I_S}{2k_W f_s \Delta B j} \quad (7)$$

● j 一般取 $250 \text{ A/cm}^2 \sim 600 \text{ A/cm}^2$

● j 的准确取法： $j = K_j (A_e A_W)^n$ 单位： $\text{A} / (\text{cm})^2$ $(\text{cm})^4$

型材类别	罐型磁芯	铁粉芯	金属叠片磁芯	C型磁芯	带绕铁芯	单线圈
n值	- 0.17	- 0.12	- 0.12	- 0.14	- 0.13	- 0.14
K_j (允许 25°C 温升)	433	403	366	323	250	395
K_j (允许 50°C 温升)	632	590	534	468	365	569

例题

- 推挽方式工作
- 输入电压：28V
- 输出中间抽头，全波整流
- 输出电压：18V
- 输出电流：5A
- 工作频率：40kHz
- 效率：0.98
- 工作磁密：0.3T

二、几何参数法 (K_G 法)

变压器设计

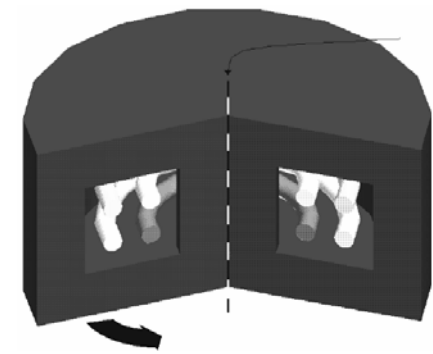
二、变压器的设计方法之二——几何参数法



1. 面积相乘法

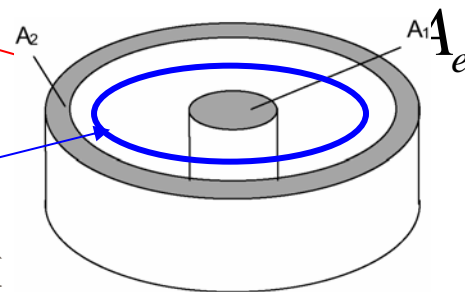
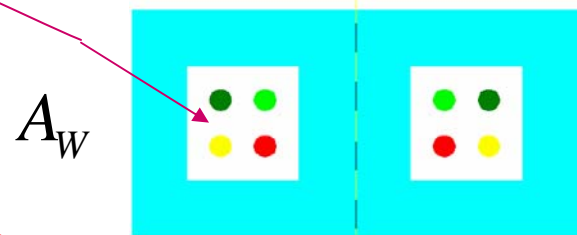
该法以电流密度 j 或温升为设计参数

$$A_W \cdot A_e$$



2. 几何参数法

$$\frac{A_W \cdot A_e^2}{mlt}$$



mlt: 每匝平均长度 该法以电压调整率 α 或铜耗为设计参数

变压器设计

二、变压器的设计方法之二——几何参数法

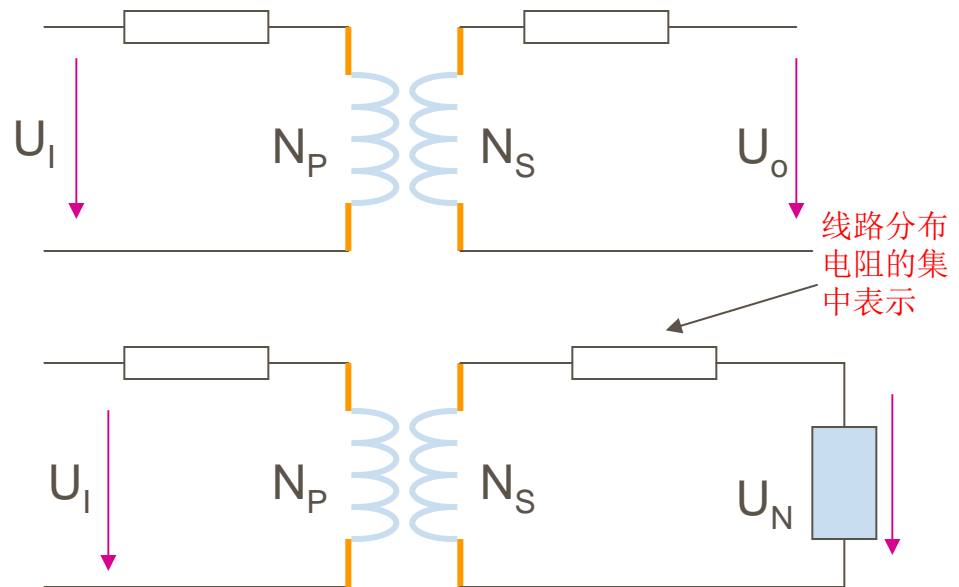
$$U_0 = U_S = \frac{N_S}{N_P} U_P = \frac{N_S}{N_P} U_I$$

1. 电压调整率的概念

$$\alpha = \frac{U_0 - U_N}{U_N} \quad (8)$$

U_0 ——空载电压

U_N ——额定负载电压



$$U_P = U_I - I_P R_P \quad U_S = U_N + I_S R_S$$

变压器设计

二、变压器的设计方法之二——几何参数法

2. 几何参数法公式推导

$$\alpha = \frac{U_0 - U_N}{U_N} = \frac{1}{U_N} \left(\overset{\text{副边压降}}{R_S I_S} + \overset{\text{原边压降折算}}{R_P I_P \frac{N_S}{N_P}} \right)$$

$$= \frac{R_S I_S}{U_N} + \frac{R_P I_P}{U_P} \approx 2R_P \frac{I_P U_P}{U_P^2} \quad (9)$$

$$\text{又 } R_P = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{(mlt)N_P}{S} = \rho(mlt)N_P \frac{N_P}{k_W A_W / 2} \quad (10)$$

线圈平均每匝长度
mean length / turn

变压器设计

二、变压器的设计方法之二——几何参数法

2. 几何参数法公式推导

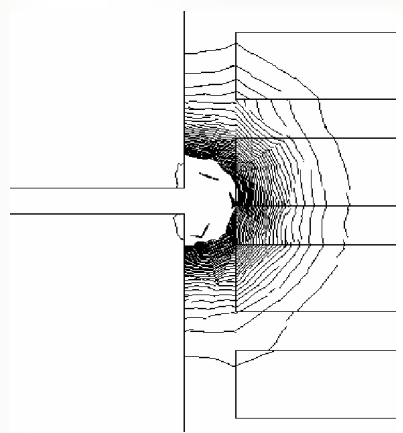
由(9)和(10), 可得到

$$\alpha = \frac{4(I_p U_p)}{U_p^2} \cdot \frac{(mlt)\rho N_p^2}{k_w A_w} \quad (11)$$

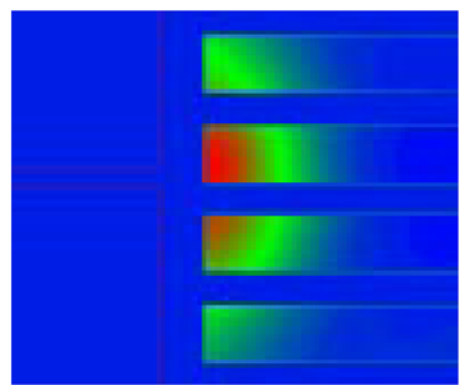
而 $U_p = k_u f N_p A_e B_{\max}$ (12)

于是有 $\alpha = \frac{4(I_p U_p)\rho}{k_u^2 f^2 B_{\max}^2 k_w} \cdot \frac{(mlt)}{A_w A_e^2}$ (13)

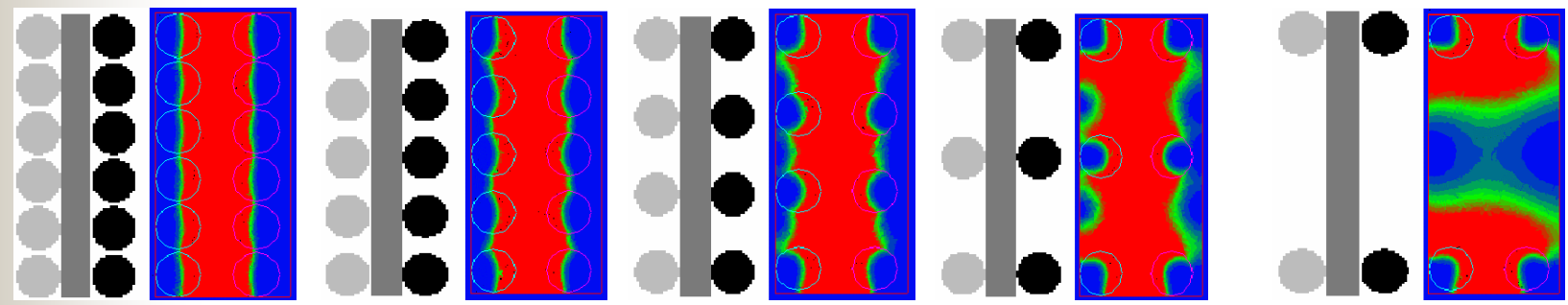
三、变压器绕组的分布



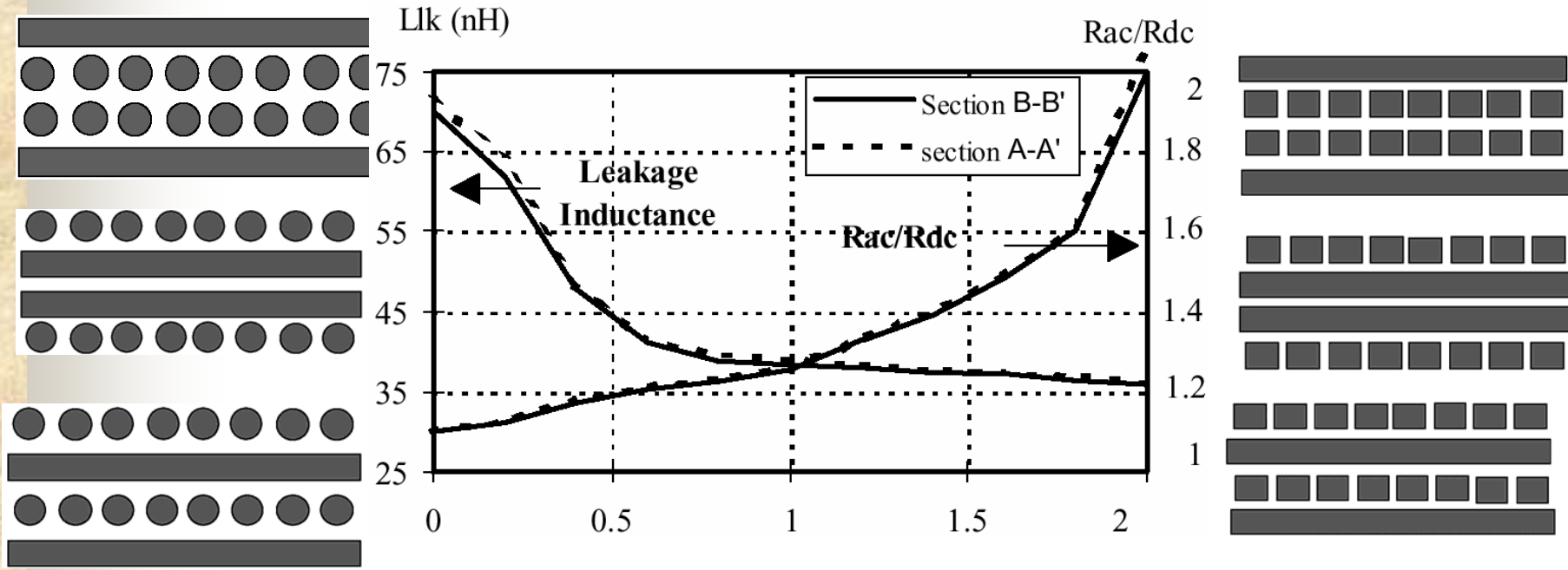
Fringing flux (边缘磁通)



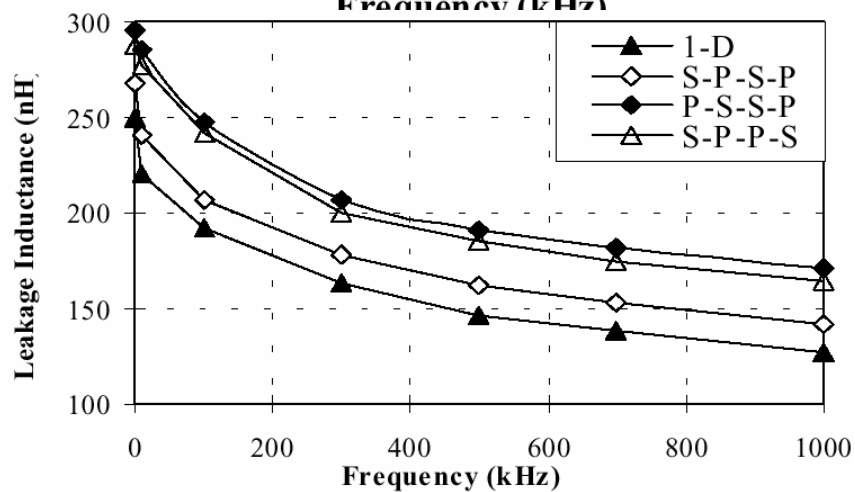
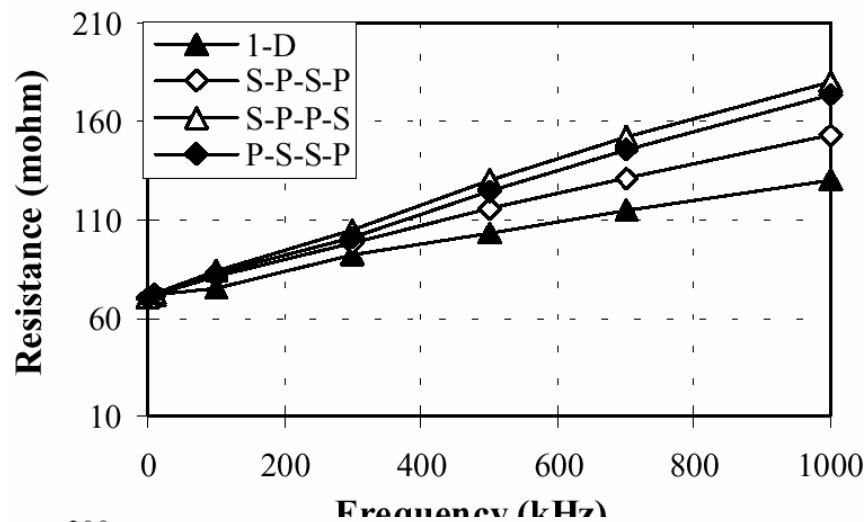
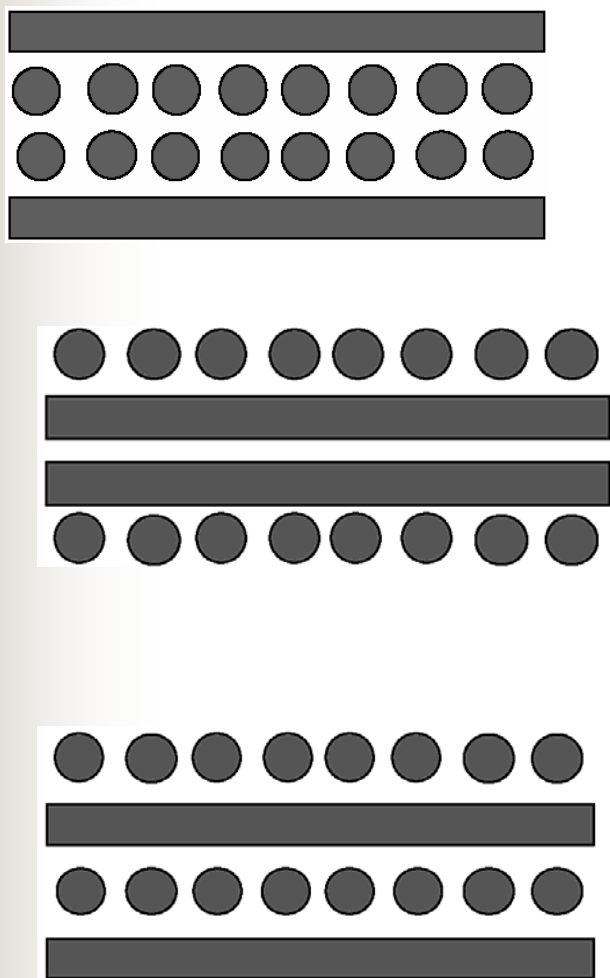
Current density distribution



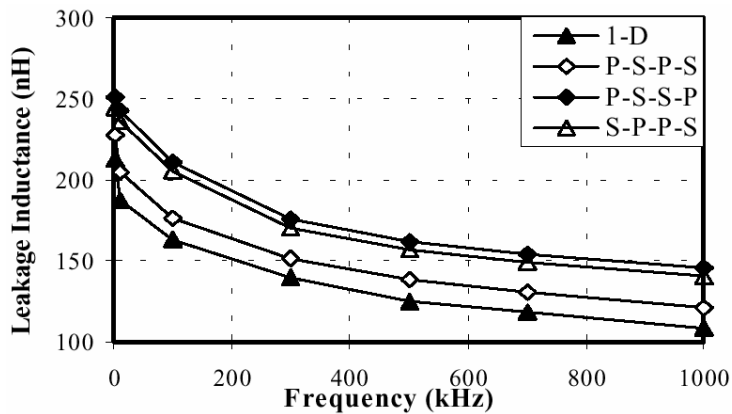
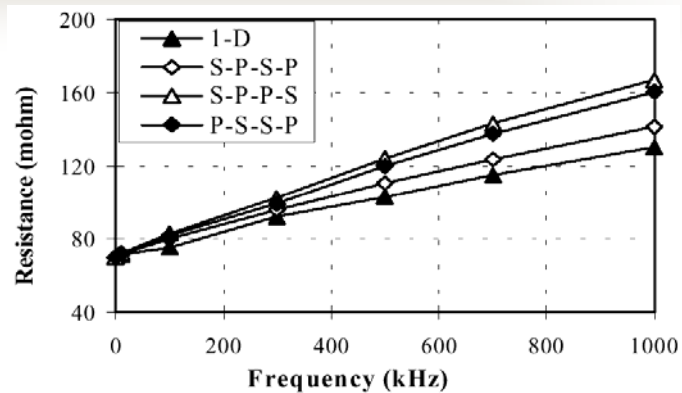
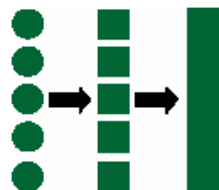
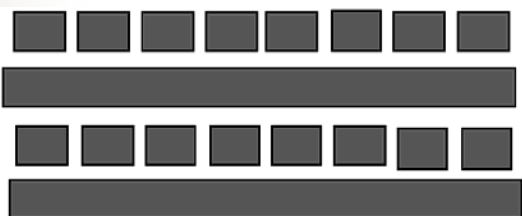
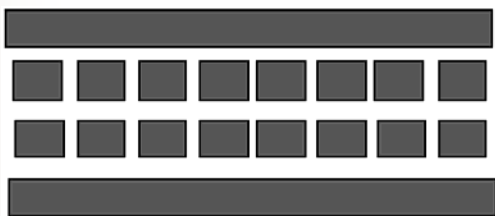
三、变压器绕组的分布



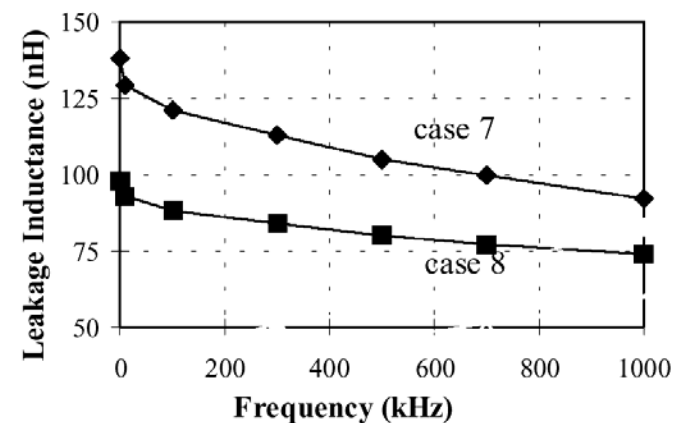
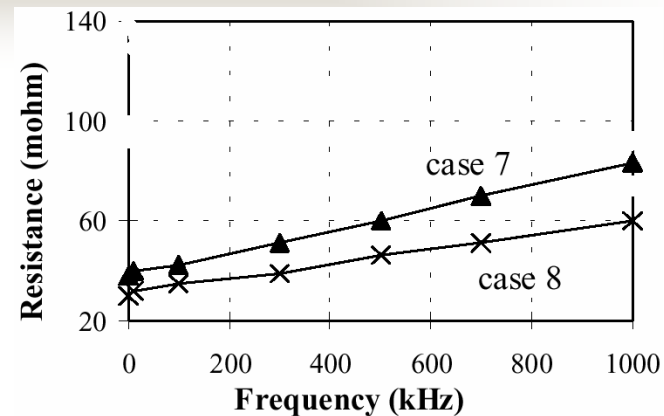
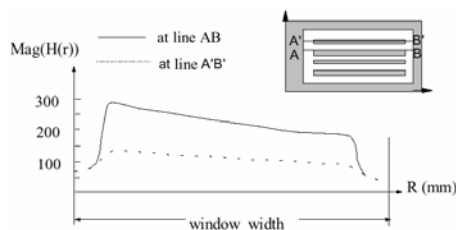
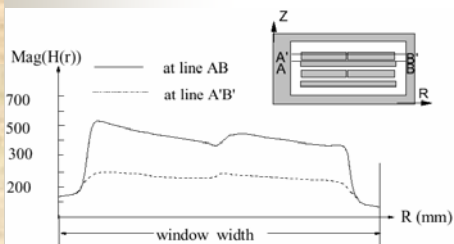
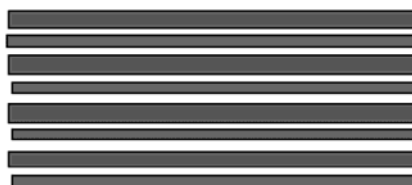
三、变压器绕组的分布



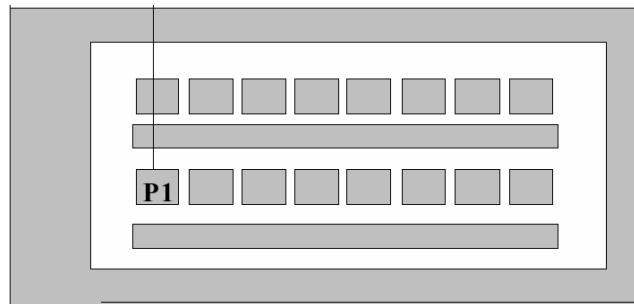
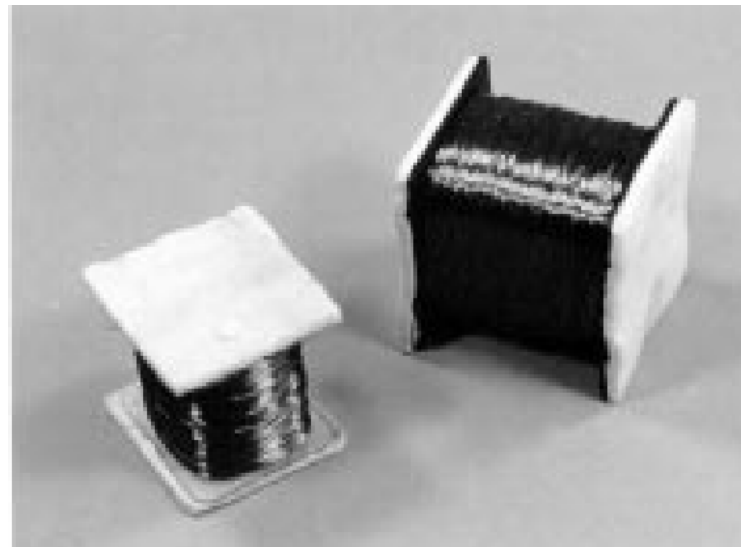
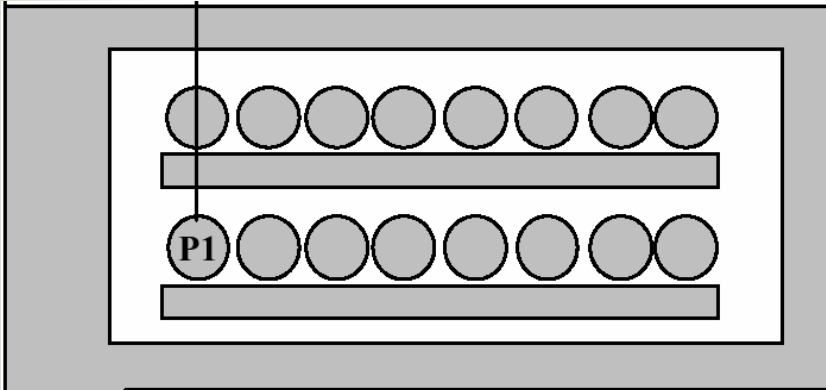
三、变压器绕组的分布



三、变压器绕组的分布



三、变压器绕组的分布



电抗器设计

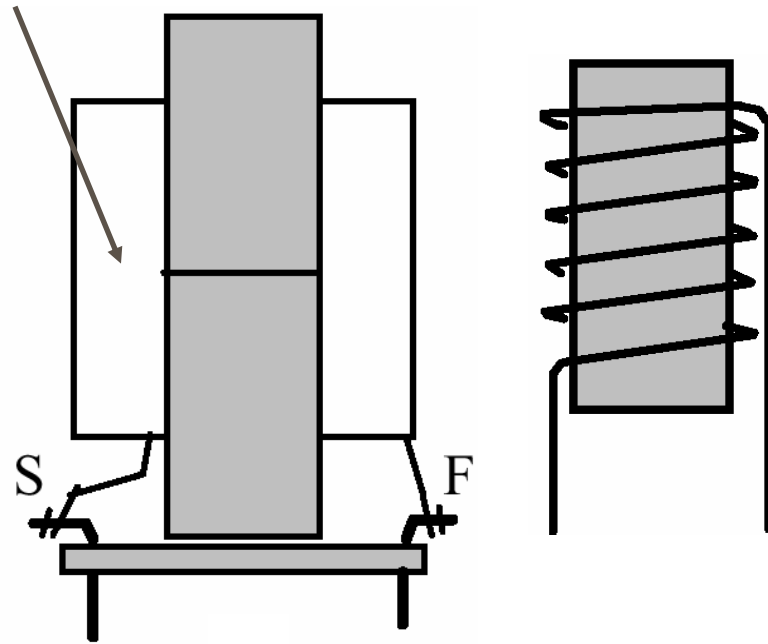
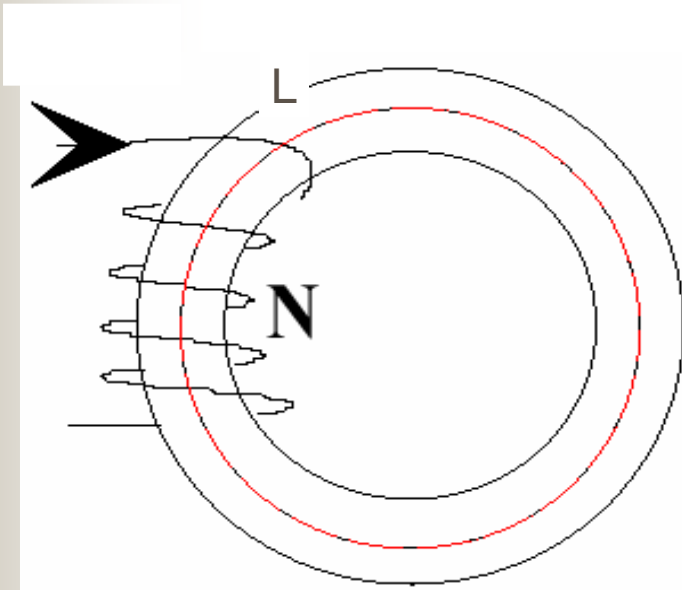


开关电源中的电抗器用作滤波，因此需要考虑直流磁化问题

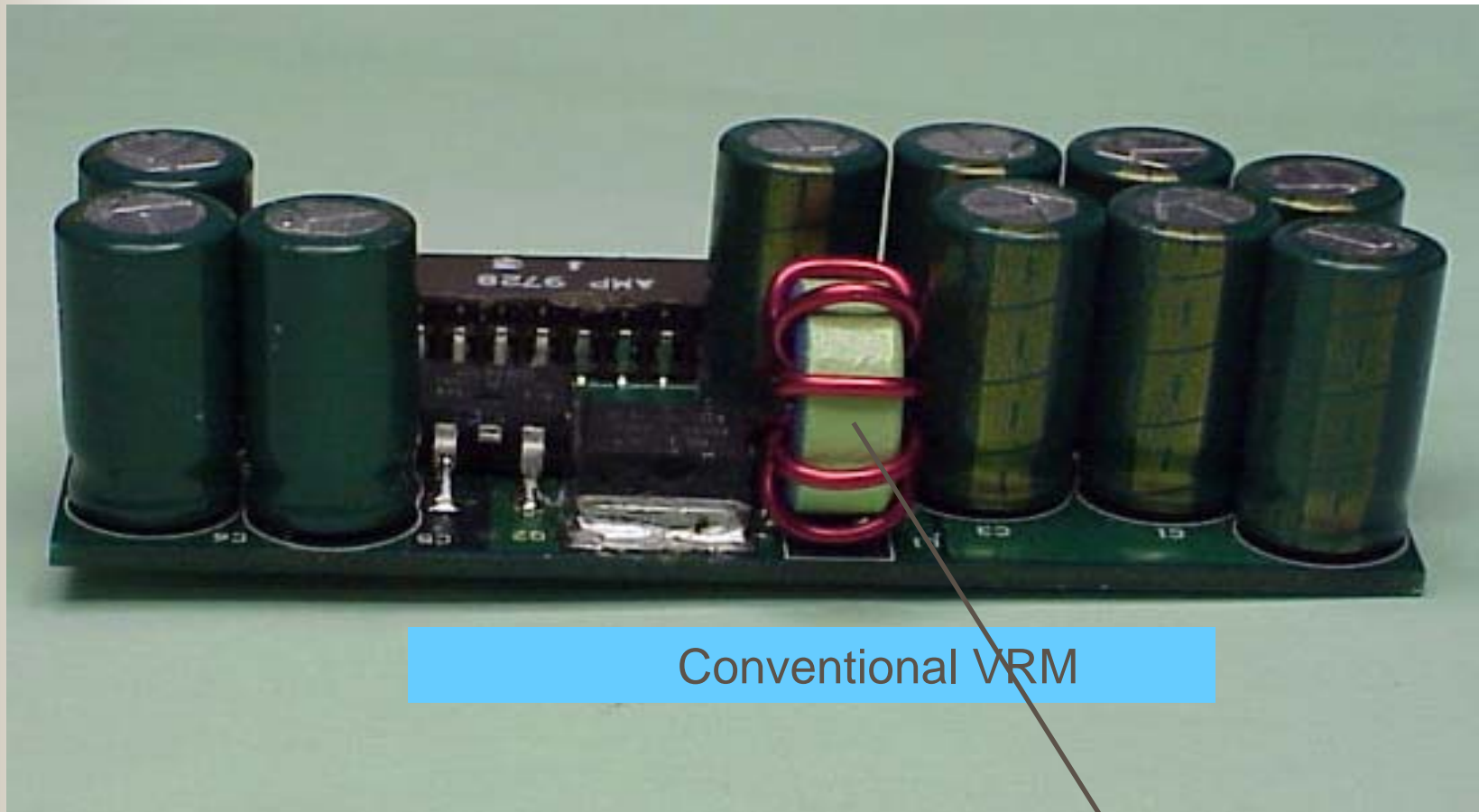
电感器设计

电感器(Inductor)

两段组成，便于通过调整气隙来调节总的磁导率



电感器设计



Conventional VRM

磁环

电感器设计

一、电感器的物理关系

1. 复习几个基本概念

磁场强度	H
磁导率	μ
真空磁导率	μ_0 (非导磁材料均适用)
相对磁导率	μ_r
绝对磁导率	$\mu_a = \mu_r \mu_0$
磁通密度	$B = \mu_a H$
磁路	l_m
磁路截面积	A_e
线圈匝数	N
磁通量	$\Phi = B A_e$
磁链	$\Psi = N\Phi = LI$
磁动势	$F_m = H l_m = NI$

电感器设计

一、电感器的物理关系

2. 电感的定义

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -\frac{d(N\Phi)}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

$$\Psi = N\Phi_{\max} = LI_{\max} \quad (2)$$

电感器设计

一、电感器的物理关系

3. 安培环路定理

$$H = \frac{B}{\mu}$$

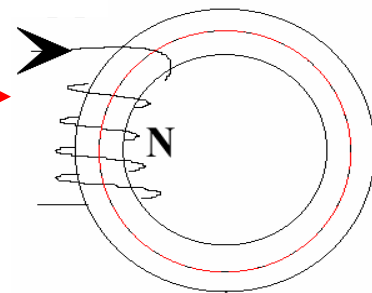
$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N^2 \Phi}{IN}$$

$$F_m = \sum H l_m = I_{\max} N \quad (3)$$

磁动势(磁势)公式

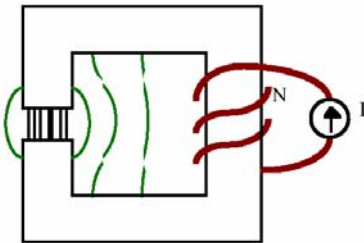
对于均匀场强的磁路, 有

$$L = \frac{N^2 \Phi}{\sum H l_m} = \frac{N^2 \mu A_e}{l_m} \quad (4)$$



对于非均匀场强的磁路, 有

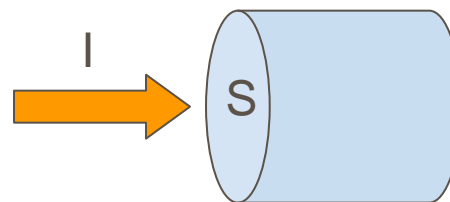
$$L = \frac{N^2 \Phi}{\sum H l_m} \quad (5)$$



二、面积相乘法设计电感

1. 电流密度的概念

面密度 $j = \frac{I}{S}$ (6)



I —— 流过导体的电流

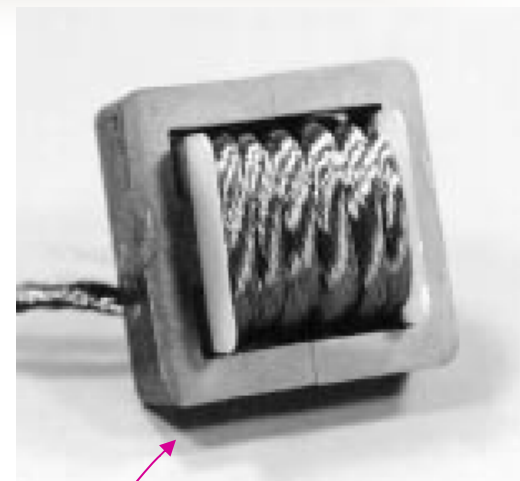
S —— 导体的截面积

电感器设计

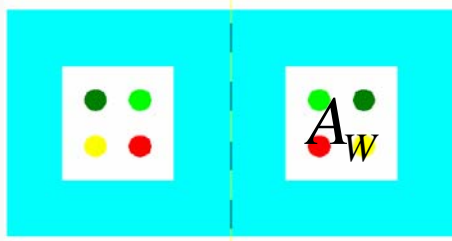
二、面积相乘法设计电感

2. 面积相乘法设计公式推导

$$j = \frac{I_{rms}}{S} = \frac{I_{rms} N}{SN} = \frac{\overset{\text{有效值}}{I_{rms}}}{k_W A_W} \frac{N\Phi}{A_e B_m} \quad (7)$$



因为线圈匝数 N 包含了窗口面积 A_W ，磁通量 Φ 包含了磁芯有效面积 A_e 。



电感器设计

二、面积相乘法设计电感

见了绕组 N , 想起磁芯窗口面积 A_w ;
见了磁通 Φ , 想起磁芯有效面积 A_e

2. 面积相乘法设计公式推导(续)

由公式(7)可得

$$\Psi = N\Phi = LI$$

$$j = \frac{I_{rms}}{k_w A_w A_e B_m} N\Phi_m = \frac{I_{rms}}{k_w A_w A_e B_m} LI_{max} \quad (8)$$

已知电源指标, 从输出电压和纹波 (如5V, 2%) 可以计算出滤波电感的最小值, 实际取最小值的1.1到1.3倍。

电感器设计

二、面积相乘法设计电感

2. 面积相乘法设计公式推导(续)

由公式(8)可得

$$A_e \cdot A_w = \frac{LI_{\max} I_{rms}}{k_w B_m j} \quad (9)$$

可以用直流量代替

k_w 一般取0.4

j 取多少合适？该法以电流密度为设计参数！由j的大小决定磁芯的尺寸。

电感器设计

二、面积相乘法设计电感

3. 电流密度 j 的取值

$$A_e \cdot A_w = \frac{LI_{\max} I_{rms}}{k_w B_m j} \quad (9)$$

○ j 一般取 $250\text{A}/\text{cm}^2 \sim 600\text{A}/\text{cm}^2$

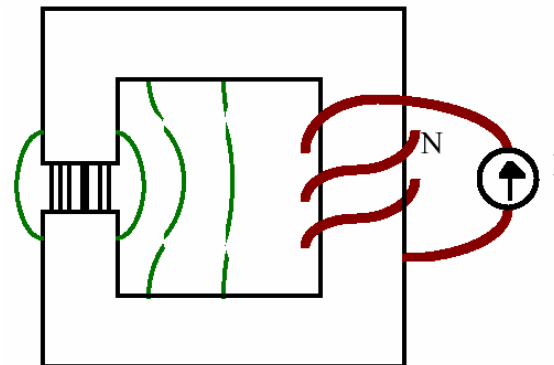
○ j 的准确取法: $j = K_j (A_e A_w)^n$ 单位: $\text{A}/(\text{cm})^2$ $(\text{cm})^4$

型材类别	罐型磁芯	铁粉芯	金属叠片磁芯	C型磁芯	带绕铁芯	单线圈
n值	- 0.17	- 0.12	- 0.12	- 0.14	- 0.13	- 0.14
K_j (允许 25°C 温升)	433	403	366	323	250	395
K_j (允许 50°C 温升)	632	590	534	468	365	569

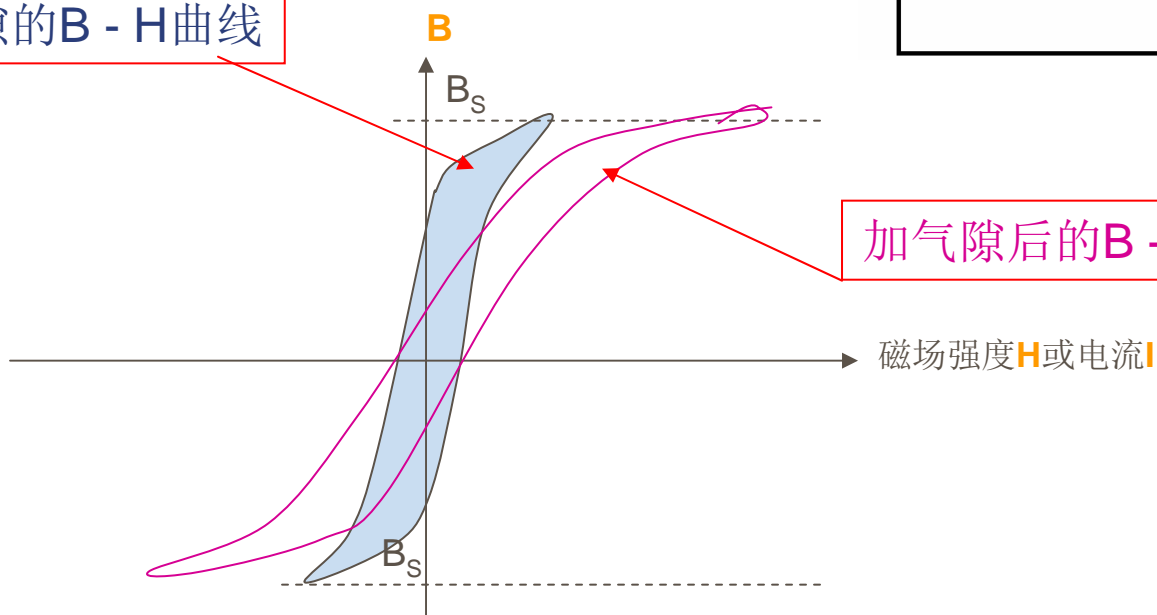
电感器设计

二、面积相乘法设计电感

4. 确定气隙(磁路中非导磁段的长度)



没有加气隙的B - H曲线



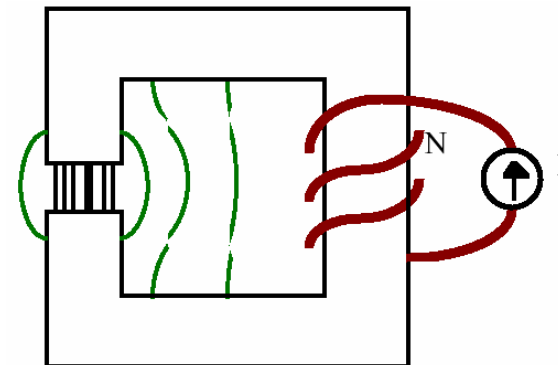
加气隙后的B - H曲线

电感器设计

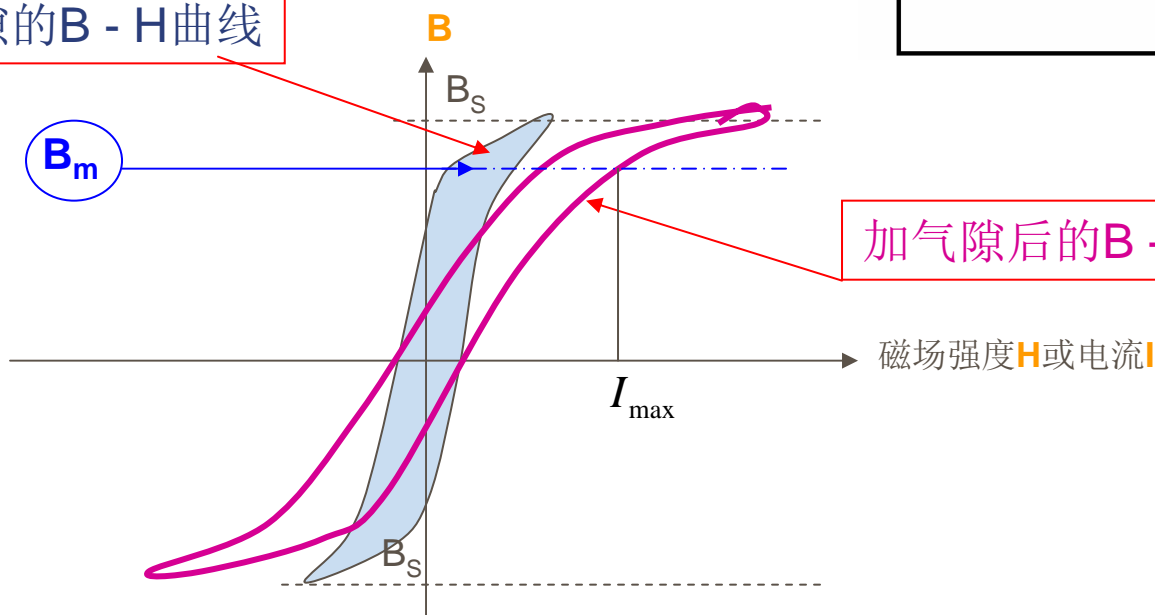
变压器加的是电压
电感器流的是电流

二、面积相乘法设计电感

- 4. 根据电流大小确定气隙长度
(即磁路中非导磁段的长度)



没有加气隙的B - H曲线



加气隙后的B - H曲线

电感器设计

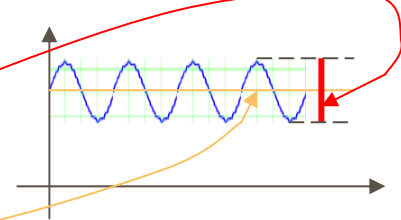
变压器加的是电压
电感器流的是电流

二、面积相乘法设计电感

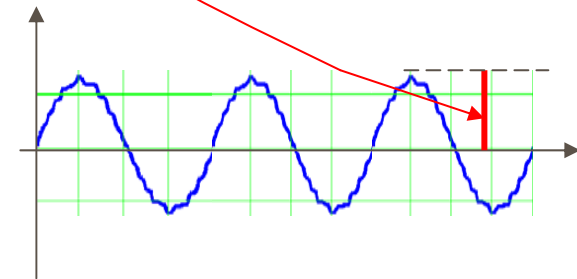
4. 根据电流大小确定气隙长度(续)

流过电感的电流形式有两类: (1) 直流加纹波电流 $I_{DC} + \Delta I_{PP}$
(2) 交流电流 I_{ACm}

交流电流 i 的峰-峰值



交流电流 i 的幅值



第一类电流的最大电流为

$$I_{\max} = I_{DC} + \frac{\Delta I_{PP}}{2}$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_{DC}^2 + \frac{\Delta I_{PP}^2}{8}}$$

第二类电流的最大电流为

$$I_{\max} = I_{ACm}$$

$$I_{rms} = \frac{I_{ACm}}{\sqrt{2}}$$

电感器设计

二、面积相乘法设计电感

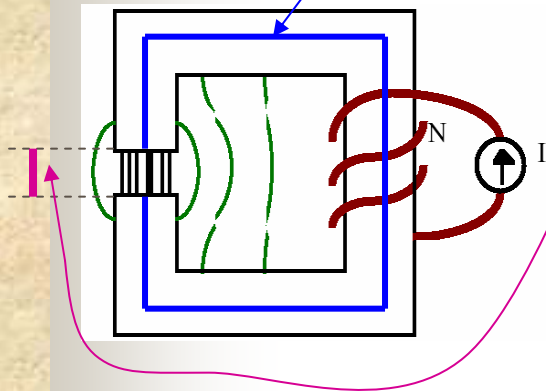
4. 根据电流大小确定气隙长度(续)

$$\ominus \sum F = I_{\max} N$$

气隙长度

铁芯长度

$$\sum U_m = \Phi \sum R_m = \Phi \left(\frac{l_g}{\mu_0 A_e} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} A_e} \right)$$



由kirchhoff 磁压定律: $\sum U_m = \sum F$ 得

$$I_{\max} N = \Phi \left(\frac{l_g}{\mu_0 A_e} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} A_e} \right)$$

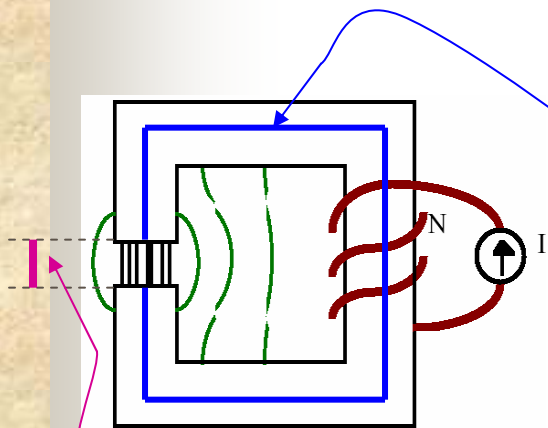
电感器设计

二、面积相乘法设计电感

4. 根据电流大小确定气隙长度(续) 选定气隙长度是为了保证一定电流下B不饱和

由磁链公式 $\Psi = N\Phi = LI_{\max}$ (10-), 可得

$$\frac{I_{\max}}{\Phi} LI_{\max} = \Phi \left(\frac{l_g}{\mu_0 A_e} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} A_e} \right)$$



进而, 有 $\frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}} + l_g = \frac{LI_{\max}^2}{B_m^2 A_e} \mu_0$ (10) 最后可得 l_g

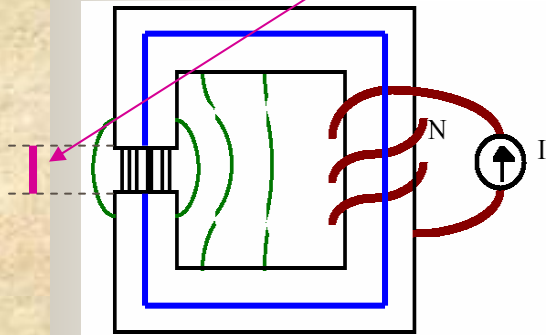
$$\mu_{Fe} = \mu_{Fer} \cdot \mu_0$$

电感器设计

Special page for AC inductor design. It is extraneous from context.

If we have made out an inductance value for AC filter is L_N . In order to keep inductor avoid being saturated for overload. Providing I_m is k times I_N , so we can get I_g from equation (10) as follow

$$I_g = (k^2 - 1) \frac{I_{Fe}}{\mu_{Fer}}$$



And from equation (10-), we get N_2 (after gap introduced) as follow

$$N_2 = kN_1$$

Where N_1 is the inductance turns before gap added

电感器设计

二、面积相乘法设计电感

5. 根据磁链公式计算线圈绕组匝数

磁芯材料和型号确定之后，即可算出磁通 Φ 。

由磁链公式

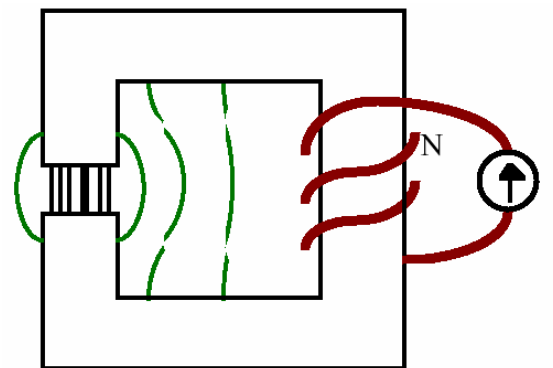
$$\Psi = N\Phi_m = LI_{\max}$$

可得

$$N = \frac{LI_{\max}}{A_e B_m}$$

导线截面积

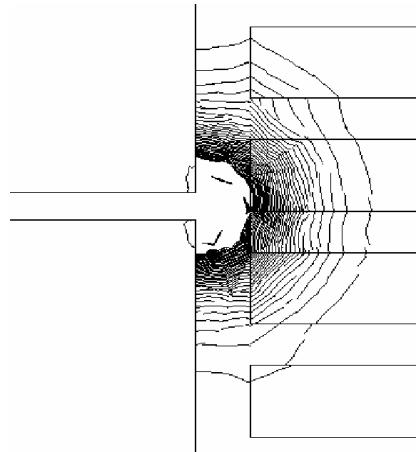
$$A_{cu} = \frac{I_{rms}}{j}$$



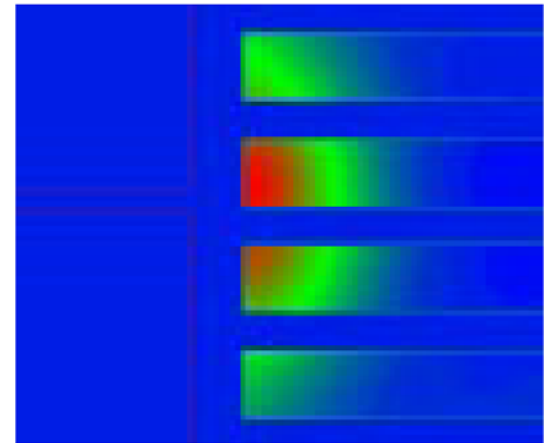
电感器设计

二、面积相乘法设计电感

6. 线圈绕组匝数的修正



Fringing flux



Current density distribution

由于边缘效应，线圈匝数一定时，电感量会有所下降。计算线圈匝数要注意修正。

$$N_e = \frac{N}{F} = \frac{LI_{\max}}{B_m A_e F}$$

$$\text{where } F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} l_n \left(\frac{2G}{l_g} \right)$$

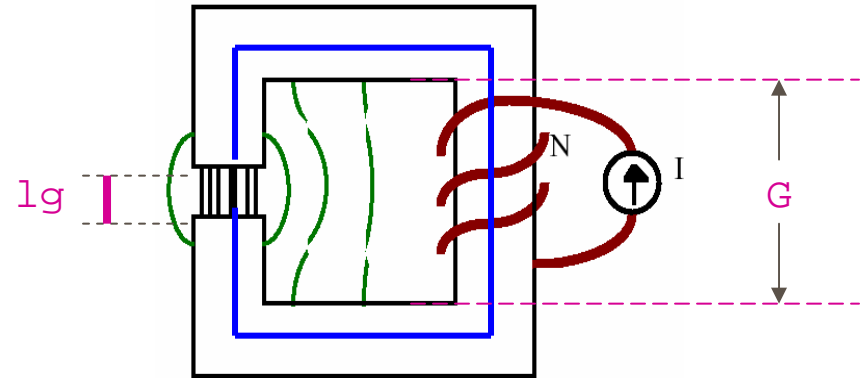
电感器设计

二、面积相乘法设计电感

7. F值的确定

where

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} l_n \left(\frac{2G}{l_g} \right)$$



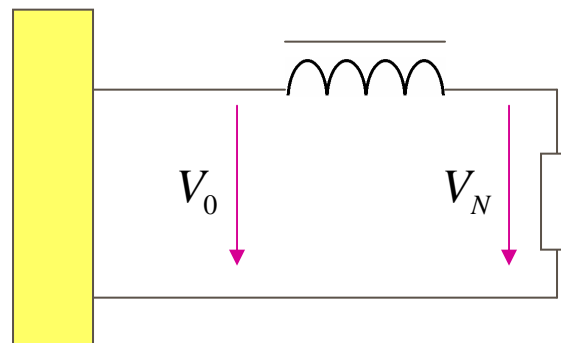
三、几何参数法设计电感(直流偏磁)

1. 电压调整率的概念

$$\alpha = \frac{V_0 - V_N}{V_N} \quad (11)$$

V_0 —— 空载电压

V_N —— 额定负载电压



电感器设计

三、几何参数法设计电感(直流偏磁)

2. 几何参数法公式推导

$$\alpha = \frac{V_0 - V_N}{V_N} = \frac{R_L I_{rms}}{V_N} = \frac{R_L I_{rms}^2}{P_N} \quad (12)$$

$$\text{又 } R_L = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{(mlt)N}{S} = \rho(mlt)N \frac{N}{k_w A_w} \quad (13)$$

线圈平均每匝长度
mean length / turn

电感器设计

三、几何参数法设计电感(直流偏磁)

2. 几何参数法公式推导(续)

$$\alpha = \frac{\rho(mlt)(N I_{rms})^2}{k_W A_W P_N} \quad (14)$$

$$\Psi = N\Phi = LI$$

$$\text{又 } NI_{rms} = \frac{I_{rms}}{\Phi_m} N\Phi_m = \frac{I_{rms}}{\Phi_m} LI_{\max} = \frac{LI_{rms} I_{\max}}{A_e B} \quad (15)$$

把(15)代入(14), 有

$$\alpha = \frac{\rho(mlt)(LI_{rms} I_{\max})^2}{k_W A_W A_e^2 P_N B_m^2} \approx \frac{\rho(mlt)(LI_{\max}^2)^2}{k_W A_W A_e^2 P_N B_m^2} \quad (16)$$

电感器设计

三、几何参数法设计电感(直流偏磁)

2. 几何参数法公式推导(续)

$$\alpha = \frac{\rho(mlt)(LI_{rms}I_{max})^2}{A_W A_e^2 k_W P_N B_m^2}$$

$$\text{令 } K_g = \frac{A_W A_e^2}{(mlt)}$$

$$K_g = \frac{A_W A_e^2}{(mlt)} = \frac{\rho(LI_{rms}I_{max})^2}{k_W P_N B_m^2 \alpha} \quad (17)$$

$$A_e \cdot A_W = \frac{LI_{max}I_{rms}}{k_W B_m j}$$

电感器设计

三、几何参数法设计电感

3. 磁芯材料的型材大小选定

由式(17)确定

$$K_g = \frac{A_w A_e^2}{(mlt)} = \frac{\rho (LI_{rms} I_{max})^2}{k_w P_N B_m^2 \alpha}$$

4. 磁芯材料气隙的确定

由式(10)确定

$$\frac{l_F}{\mu_{Fer}} + l_g = \frac{LI_{max}^2}{B_m^2 A_e} \mu_0$$

最后可得 l_g

三、几何参数法设计电感

5. 线圈匝数的确定

$$\Psi = N\Phi_m = LI_{\max} \quad \longrightarrow \quad N = \frac{LI_{\max}}{A_e B_m}$$

6. 线圈截面积的确定

$$A_{cu} = \frac{k_W A_W}{N}$$

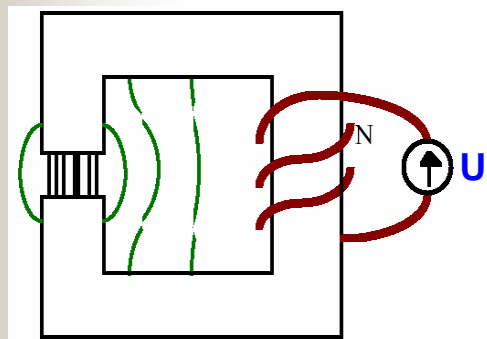
$$(j = \frac{I_{rms}}{A_{cu}} = \frac{I_{rms} N}{k_W A_W})$$

电感器设计

四、不同电压的感生电势公式推导

1. 方波电压波形

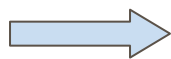
方波电压 U 加在电感两端, 电感流过三角波电流. 三角波电流产生的交变磁场感应出的电势 E . 若电感视为理想, E 等于 U . 于是



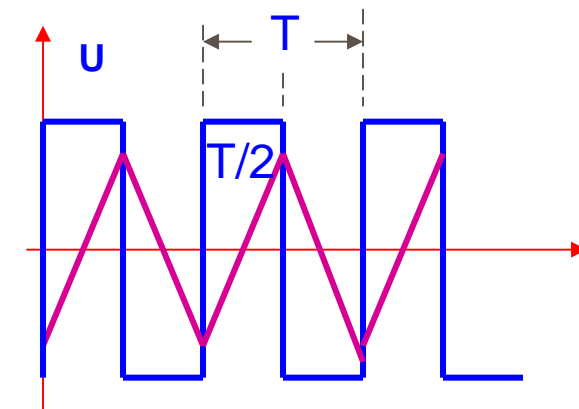
$$\Delta i = 2I_{\max} = \frac{U}{L} \left(\frac{T}{2} \right)$$

另 $LI_{\max} = N\Phi$

于是 $E = U = 4LI_{\max}f = 4N\Phi f$



$$E = U = 4fN\Phi$$



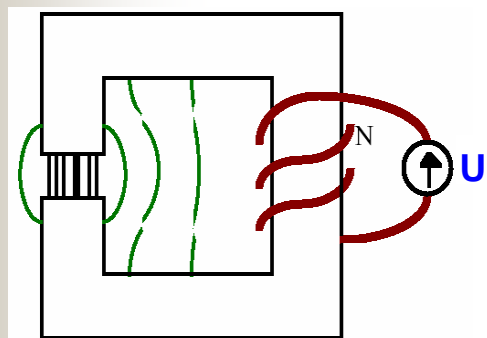
Where $T = \frac{1}{f}$

电感器设计

四、不同电压的感生电势公式推导

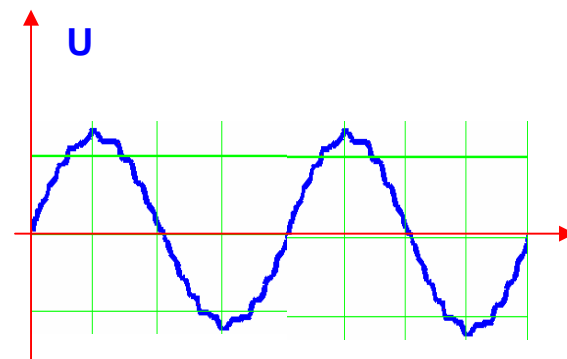
2. 正弦电压波形

正弦电压 U 加在电感两端, 电感流过正弦电流. 正弦电流产生的交变磁场感应出的电势 E . 若电感视为理想, E 等于 U . 于是



$$E = U = \omega L I_{rms}$$

$$\text{另 } LI_{max} = N\Phi$$



$$\text{于是 } E = U = \omega L I_{rms} = \frac{\omega}{\sqrt{2}} N\Phi = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N\Phi$$



$$E = U = 4.44 f N\Phi$$

五、电感器件的降额准则

电感器件包括各类变压器、扼流圈和线圈。

各类电感器当热点温度($TH_s = T_a + \Delta T$)从 25°C 上升到 50°C 时, 其基本失效率增加不多, 一般不大于两倍。但增高到 75°C 以上时, 其基本失效率要增加到9倍以上。

所以降额应使热点温度不高于 75°C , 最好在 50°C 以下。电感器因绝缘材料不同, 其额定工作温度也不同, 最高工作温度不应超过表11—156中给出的额定工作温度。各类电感器件的工作电流降额因子(电应力比)一般取0.6—0.7。在湿热环境中使用电感器件时, 应注意电应力比不能太小。否则, 电感器件发热过少, 不利于驱散器件内的潮气, 对防止潮气侵入不利。一个线圈所承受的最大电压应力应小于正常绝缘能力的50%。所以在绕制电感器时应注意绝缘厚度和各层及层内绕组间隙的等要求的合理性。

开关电源基本拓扑结构

Overview

拓扑种类多

输入输出
不隔离

- ① 串联型——buck converter
- ② 并联型——boost converter
- ③ 倒极性——buck-boost converter
- ④ Ćuk converter
- ⑤ sepic converter
- ⑥ zeta converter

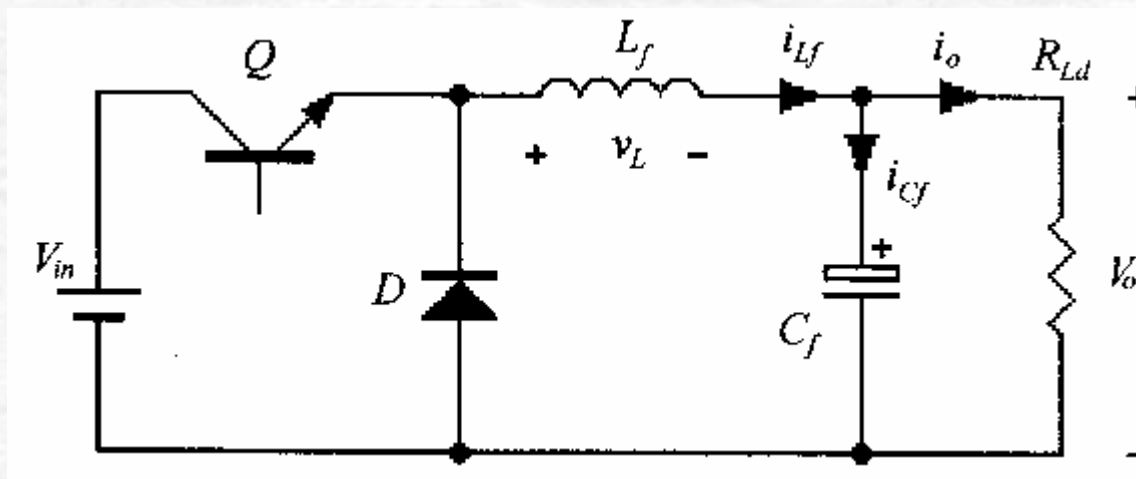
输入输出
隔离

- ① 正激变换器——forward converter
- ② 反激变换器——fly-back converter
- ③ 推挽变换器——push-pull converter
- ④ 半桥变换器——half-bridge converter
- ⑤ 全桥变换器——full-bridge converter

开关电源基本拓扑结构

一、串联型——buck converter

降压式(Buck)变换器是一种输出电压等于或小于输入电压的**单管非隔离直流**变换器。下图给出了它的电路拓扑图。Buck变换器的主电路由开关管Q，二极管D，输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成。



Assumptions:

1. 所用电力电子器件理想，即Q和D的导通和关断时间为0，通态电压为0，断态漏电流为0；
2. 在一个开关周期中，输入电压 V_{in} 保持不变；输出滤波电容电压 V_o 基本不变，即输出电压只有很小的纹波；
3. 电感和电容、二极管均为无损耗的理想元件；
4. 不计线路阻抗。
5. 在 $[0, T_{on}]$ 期间，Q导通；
6. 在 $[T_{on}, T_s]$ 期间，Q截止。
7. 设开关管开关周期为 T_s ，则 $T_s=T_{on}+T_{off}$ ，开关频率 $f_s=1 / T_s$ 。
8. 若设占空比为 D_y ，则 $D_y=T_{on} / T_{on}+T_{off}$ 。
9. 改变占空比 D_y ，即改变了导通时间 T_{on} 的长短，这种控制方式称为脉冲宽度调制控制方式(Pulse width modulation, PWM)

电流连续时的工作模式 (CCM)

注意： 电感中的能量的积累、释放经过一个周期后必须回到原来的状态！

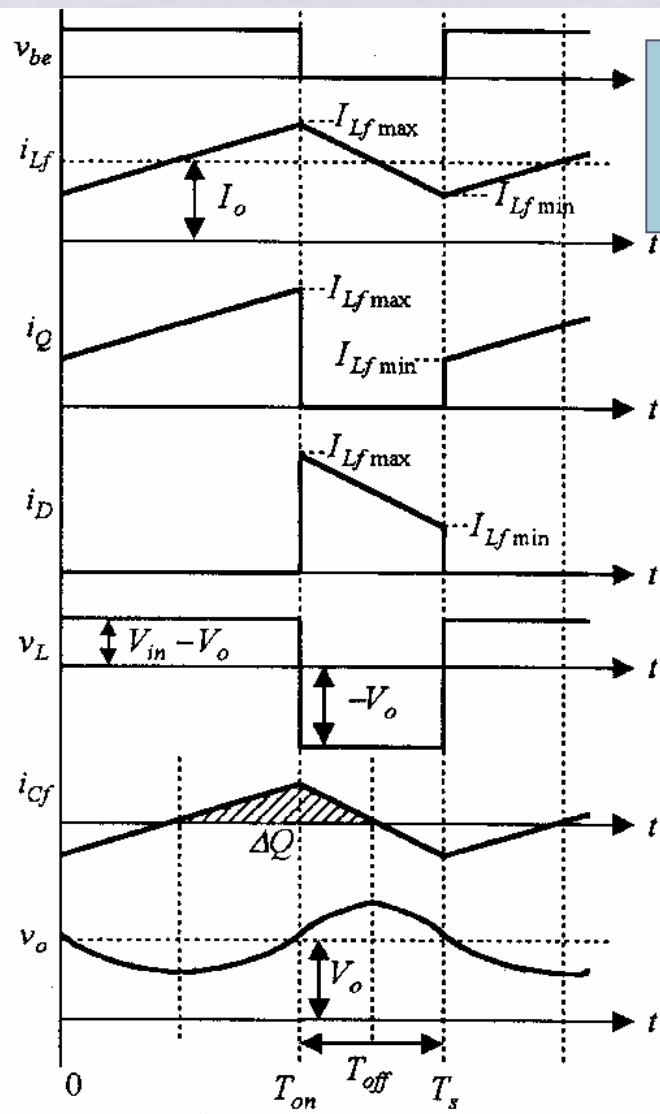
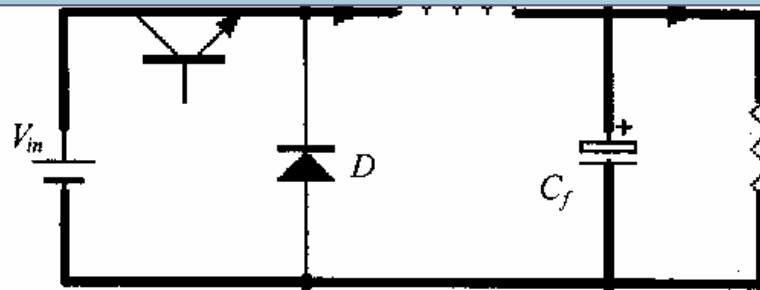
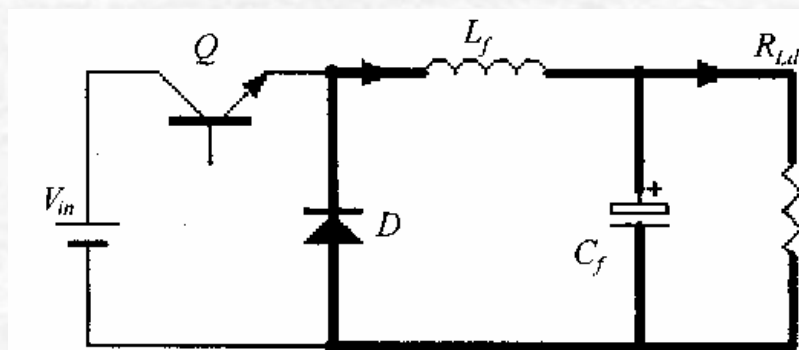


Fig 1.2

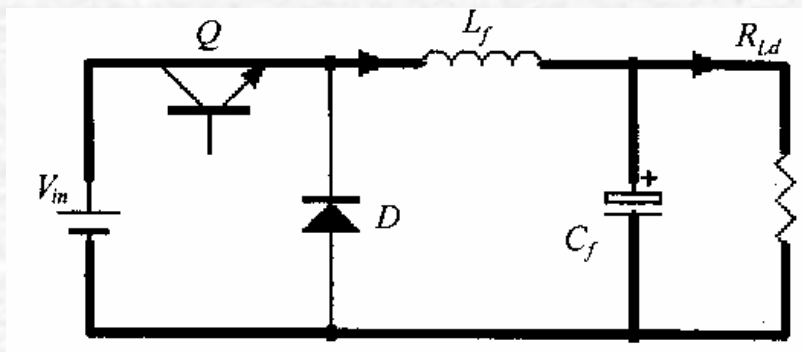


Mode 1



Mode 2

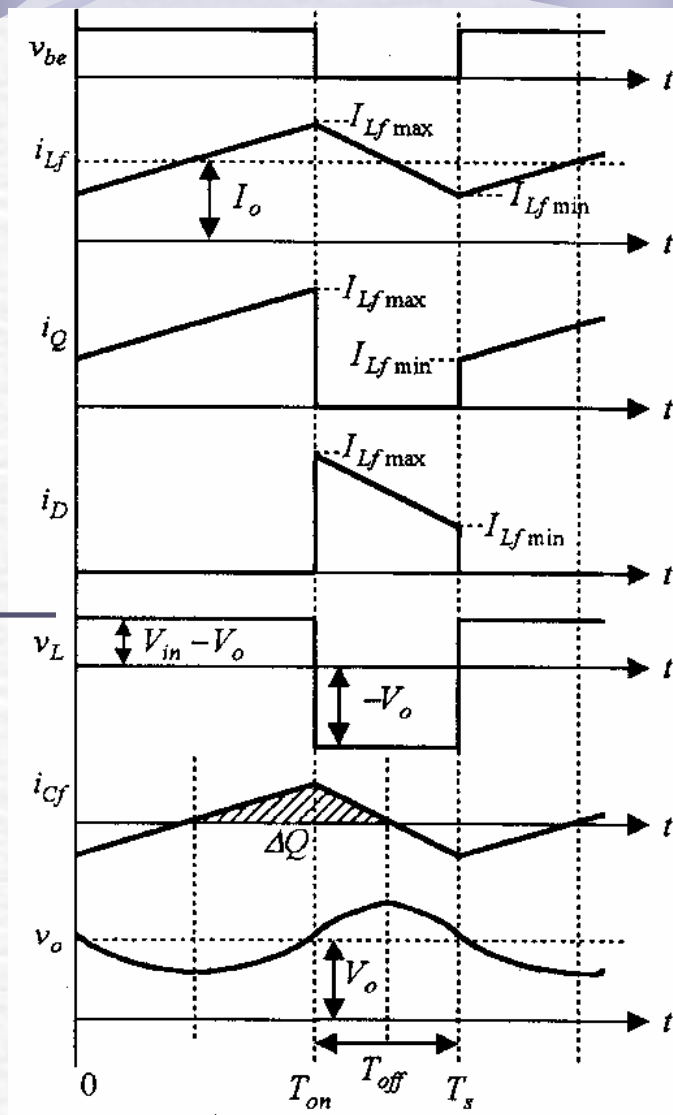
Mode 1 [0, Ton]



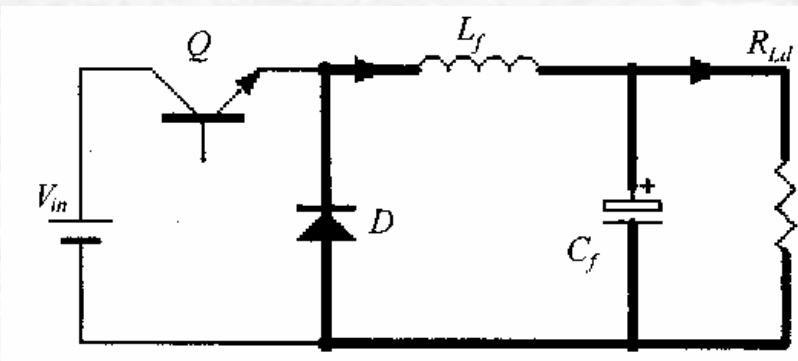
电压与时间的乘积代表了能量

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} - V_{out} \quad (1.1)$$

$$\Delta i_{L_f(+)} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L_f} T_{on} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L_f} T_s D_y \quad (1.2)$$

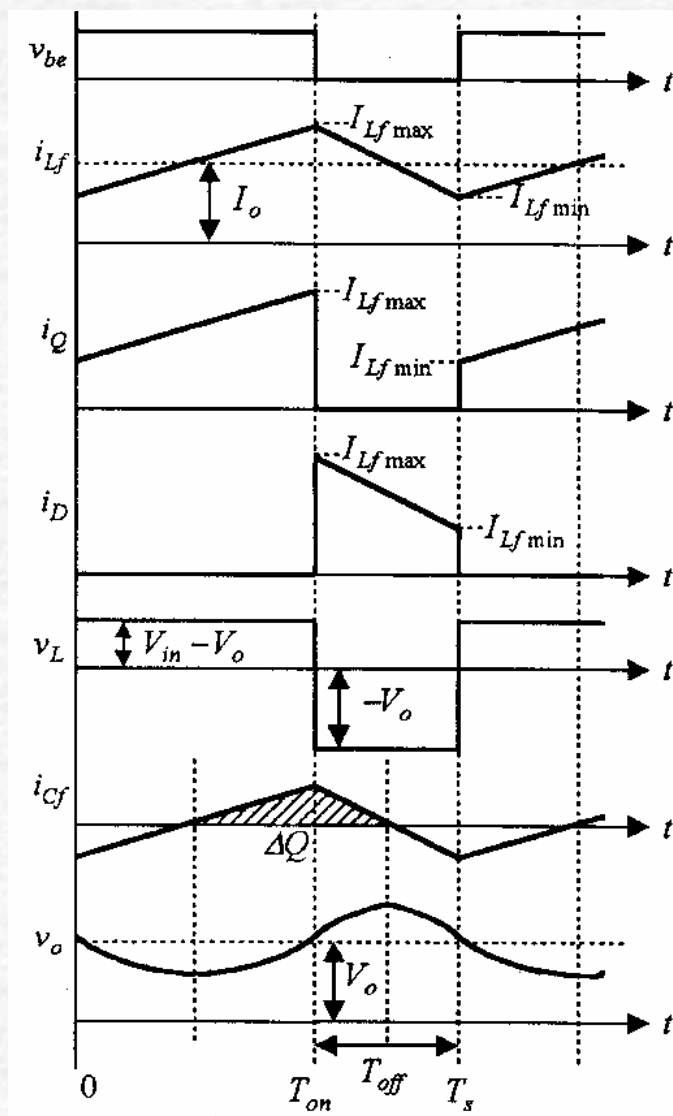


Mode 2 [Ton, Ts]



$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -V_{out} \quad (1.3)$$

$$\Delta i_{L_f(-)} = \frac{V_{out}}{L_f} T_{off} = \frac{V_{out}}{L_f} T_s (1 - D_y) \quad (1.4)$$



Fundamental relationship

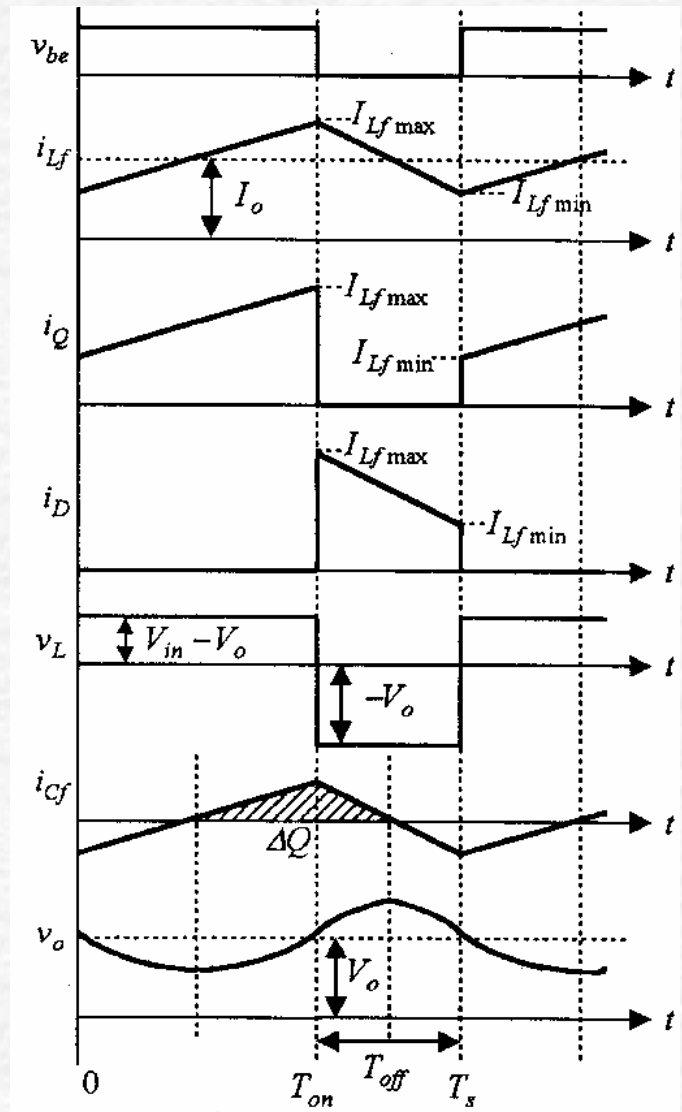
$$\Delta i_{L_f(+)} = \Delta i_{L_f(-)} = \Delta i_{L_f} \quad (1.5)$$

From (1.2) & (1.4) $\frac{V_{out}}{V_{in}} = D_y \quad (1.6)$

$$I_0 = \frac{I_{L_f \min} + I_{L_f \max}}{2} \quad (1.7)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \frac{T_s}{2}$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_f} = \frac{(1-D_y)V_o}{8L_f C_f f_s^2} \quad (1.8)$$



电流断续时的工作模式 (DCM)

电流断续时的工作模式的典型情况：

- ▶ 输入电压 V_{in} 不变，输出电压 V_o 变化；譬如用作电机速度控制、充电器对蓄电池恒流充电。
- ▶ 输入电压 V_{in} 变化，输出电压 V_o 不变，如普通开关电源。

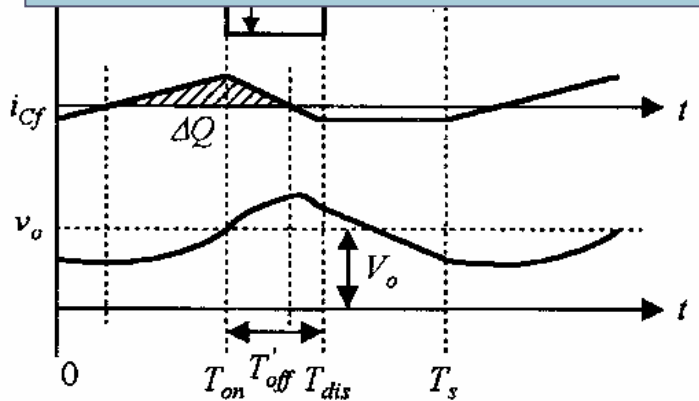
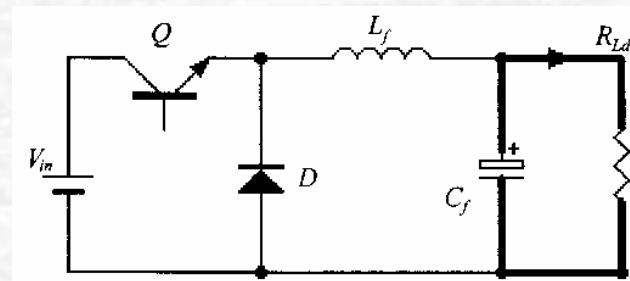


Fig 1.3



Mode 3

电流断续时(DCM)的工作原理(operating principle) 及基本关系

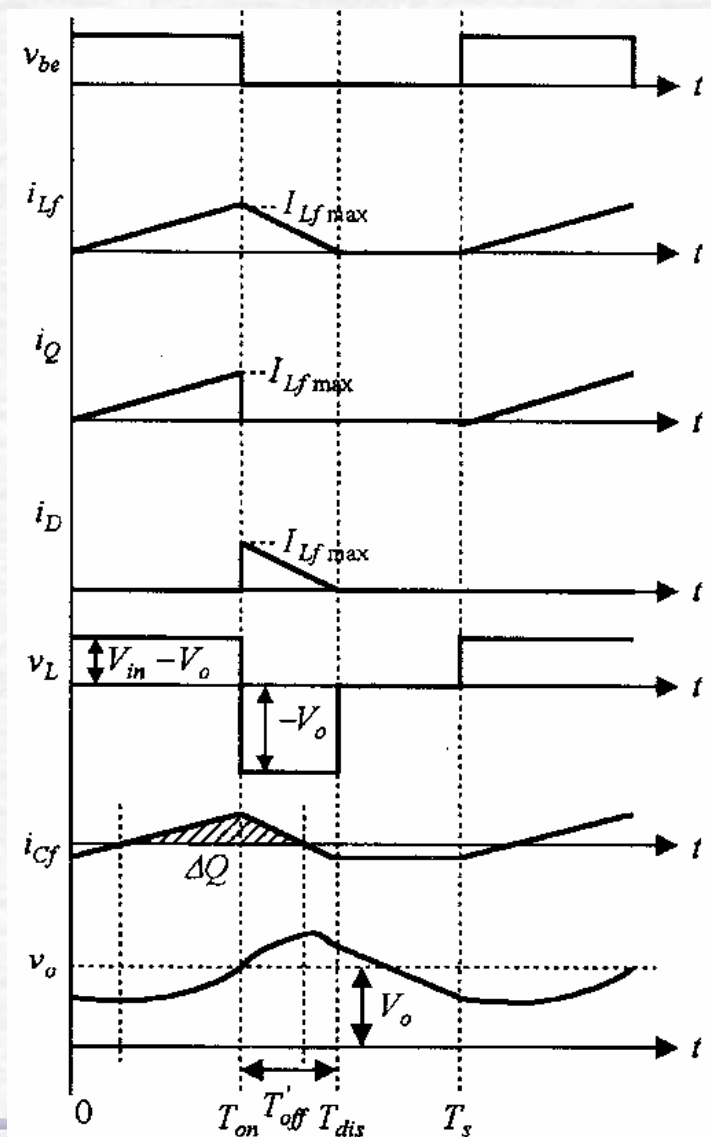
$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L_f} T_{on} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L_f} T_s D_y \quad (1.10)$$

$$\Delta i_{L_f} = \frac{V_{out}}{L_f} T_{off} = \frac{V_{out}}{L_f} T_s \Delta D \quad (1.11)$$

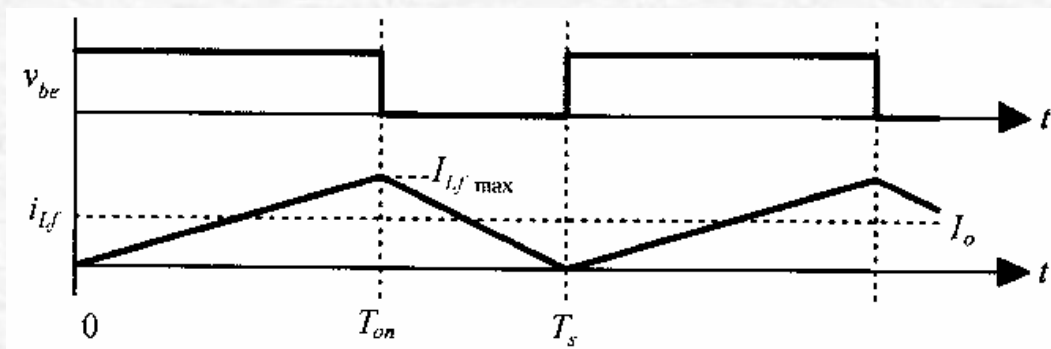
where $\Delta D = \frac{T'_{off}}{T_s} < (1 - D_y)$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_y}{D_y + \Delta D} \quad (1.12)$$

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{1}{T_s} \frac{I_{L_f \max}}{2} (T_{on} + T'_{off}) \\ &= \frac{1}{2} I_{L_f \max} (D_y + \Delta D) \end{aligned} \quad (1.13)$$



电感电流临界连续 (TM)



$$I_o = \frac{1}{2} i_{L_f \max} \quad (1.14)$$

$$i_{L_f \max} = \frac{V_{in} - V_o}{L_f} D_y T_s \quad (1.15)$$

若用 I_{oG} 表示临界电流连续的负载电流, then

$$I_{oG} = I_o = \frac{1}{2} I_{L_f \max} \quad I_{oG} = \frac{V_{in} - V_{out}}{2L_f f_s} D_y \quad (1.16)$$

$V_{in} = \text{constant}$ (输入电压恒定)

For $V_o = V_{in} D_y$, so eq.(1.16) can be reformed as:
$$I_{oG} = \frac{(1 - D_y) D_y}{2L_f f_s} V_{in}$$

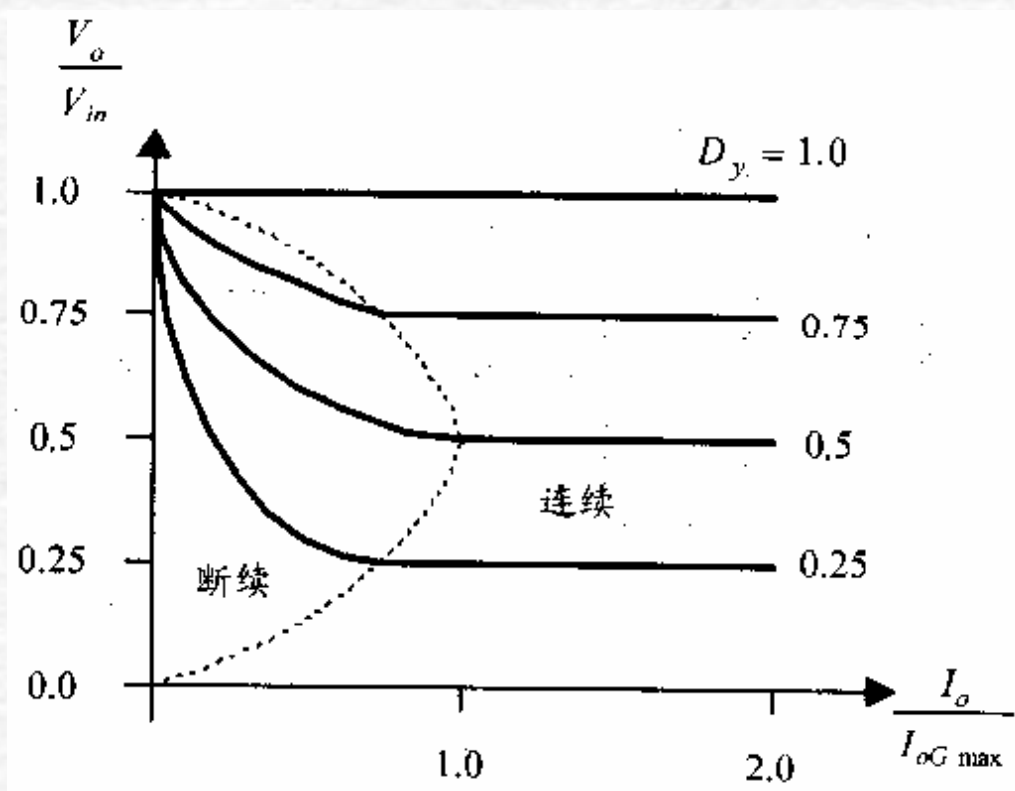


Fig 1.4 $V_{in} = \text{const}$

$V_{out} = \text{constant}$ (输出电压恒定)

For $V_o = V_{in} D_y$, so eq.(1.16) can be reformed as:
$$I_{oG} = \frac{(1 - D_y)}{2L_f f_s} V_{out}$$

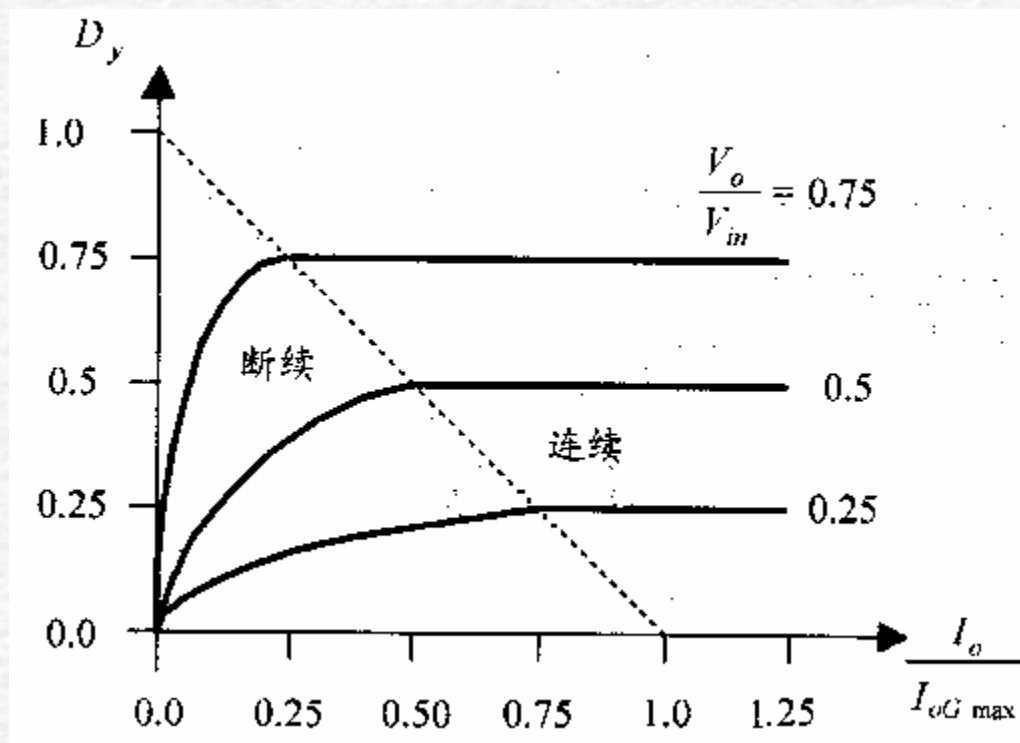
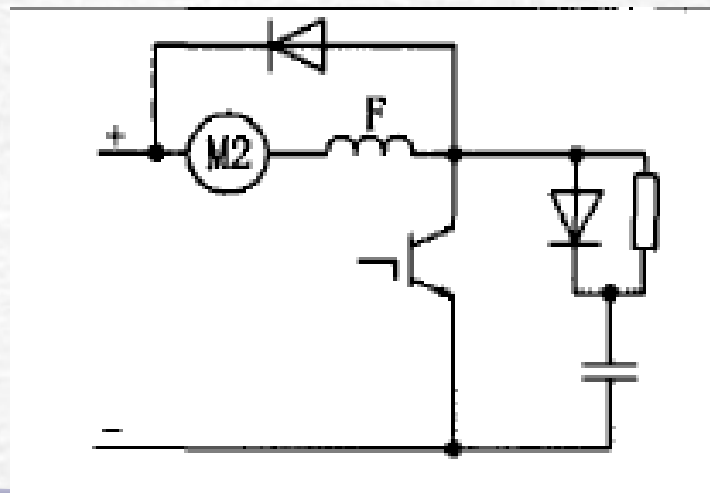


Fig 1.5 $V_{out} = \text{const}$

湘潭电机股份有限公司150t工矿电机车IGBT直流斩波1500V电压等级主要由IGBT功率组件、微机控制盒及PLC控制单元构成。IGBT功率组件采用3 300V、800A 斩波型IGBT模块作为主功率元件，主元件散热器采用新型风冷热管散热器，一个IGBT功率组件单独驱动一台牵引电机。微机控制盒是装置的核心，配备16位单片机80C196KC

$$U_o = U \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = U \frac{T_{on}}{T} = \alpha U$$

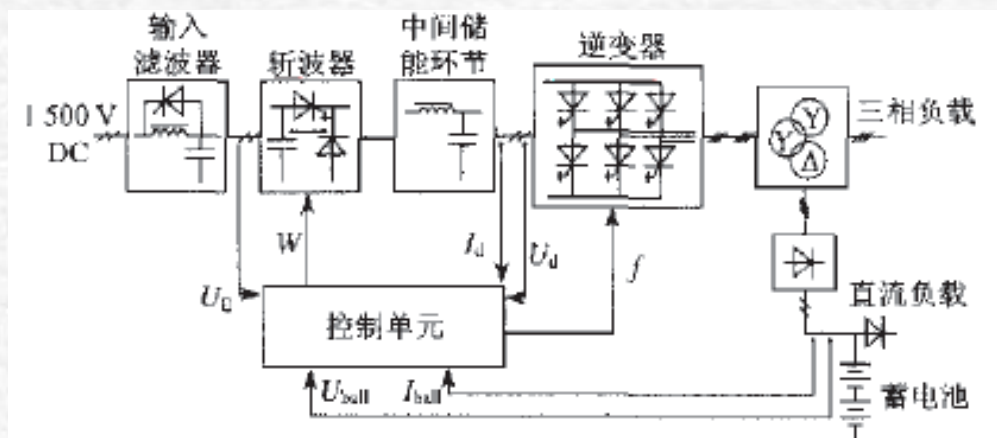


20 世纪 90年代初进口的上海地铁一号线车辆是由德国制造的，采用门极可关断晶闸管(GTO) 斩波

直流调速与GTO静止辅助系统，该技术属于当时世界先进水平.中GTO斩波器是由600- 800 A/4 500 V GTO构成，将一定范围内1000-1800 V(直流)波动的

直流网压进行斩波降压与稳压至775 V(直流).GTO逆变器是由800A /2 500 V GTO组成，将斩波器输

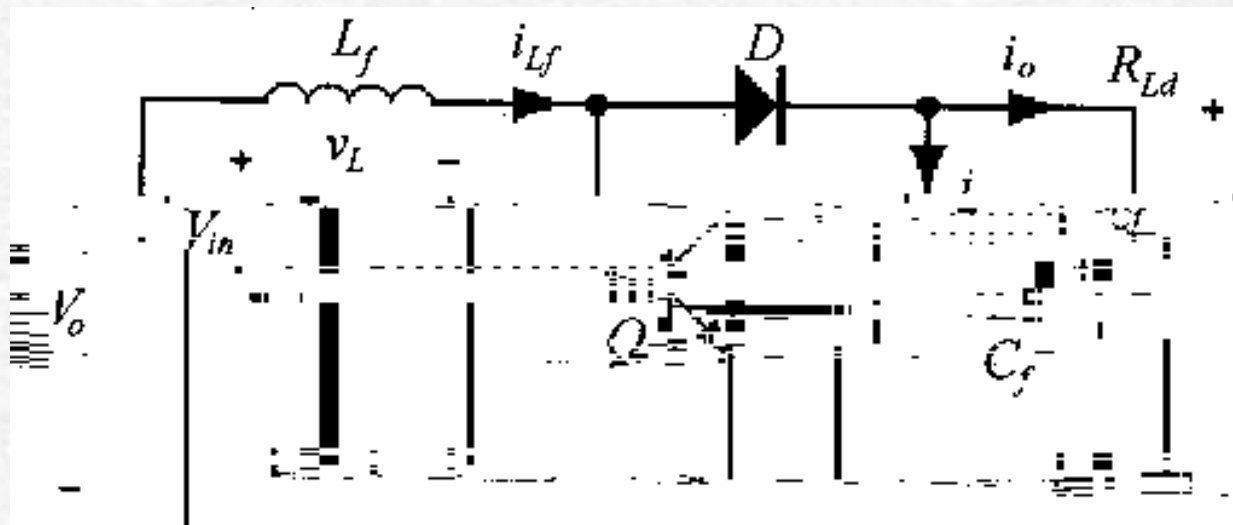
出的稳定直流电逆变为三相对称的50 Hz交流电.变压器起着隔离与降压作用，向辅助用电设备提供380V/220 V三相四线交流电源.



开关电源基本拓扑结构

二、并联型——boost converter

升压式(Boost)变换器是一种输出电压等于或高于输入电压的单管非隔离直流变换器。下图给出了它的电路拓扑图。Boost变换器的主电路由开关管Q，二极管D，输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成。



开关电源基本拓扑结构

三、倒极性——buck-boost converter

主电路拓扑和控制方式(Circuit topology and control mode)

升降压式(Buck/Boost)变换器是由Buck变换器和Boost变换器串联而成. 他将两只开关管合并为一只开关管。图3.1给出了它的电路拓扑图。Buck/Boost变换器的主电路由开关管Q, 二极管D, 输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 构成。

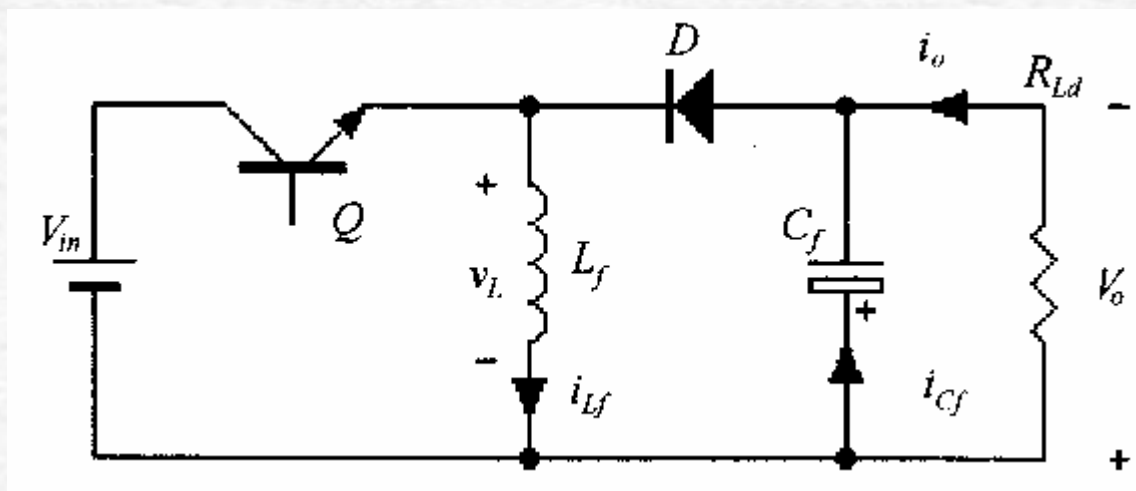


Fig 3.1 Configuration of Buck/Boost converter main circuit

电感电流连续时的工作模式 (CCM)

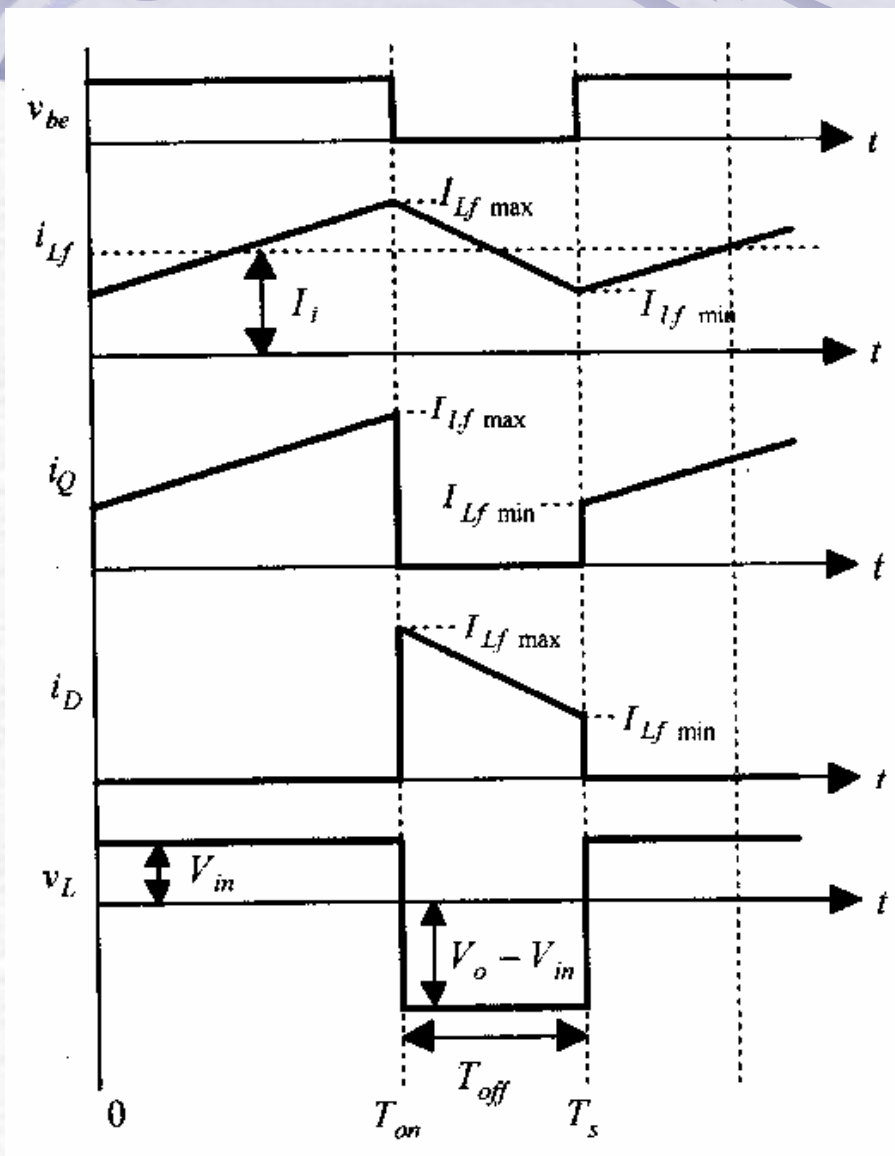
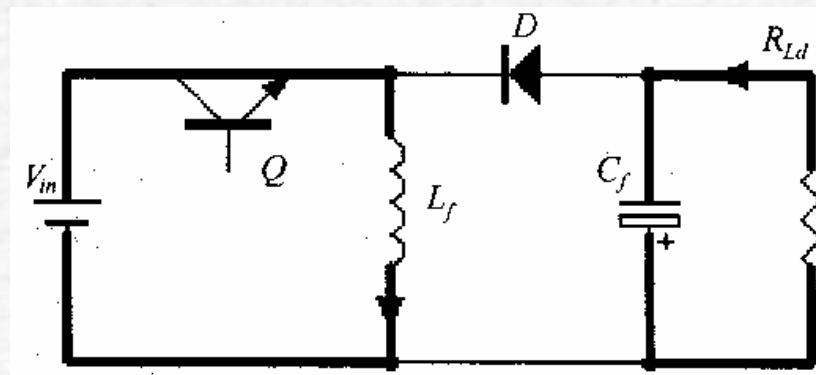
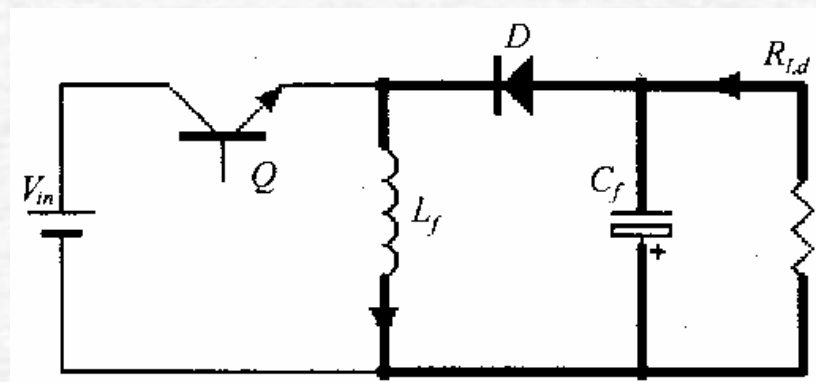


Fig 3.2



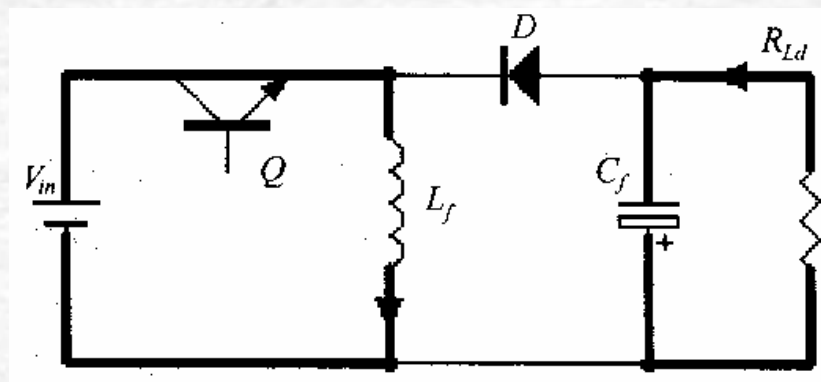
Mode 1



Mode 2

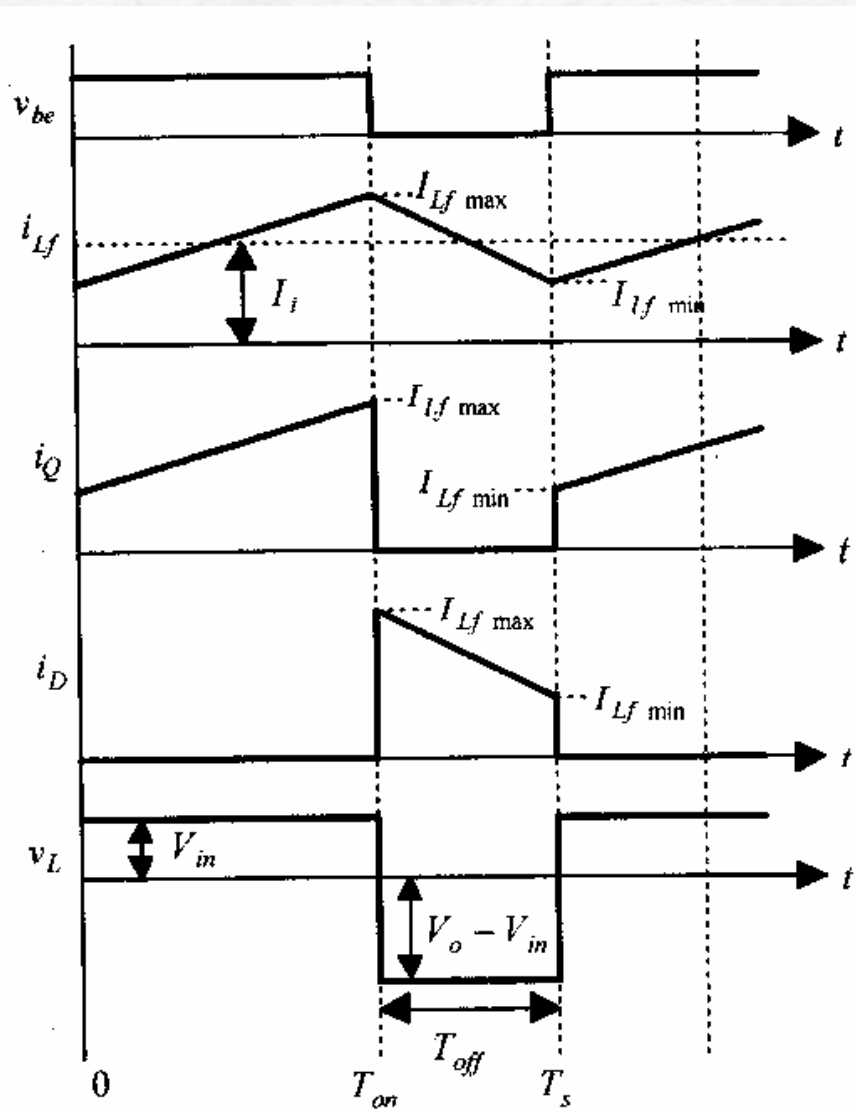
电流连续时(CCM)的工作原理(operating principle)

Mode 1 [0, Ton]

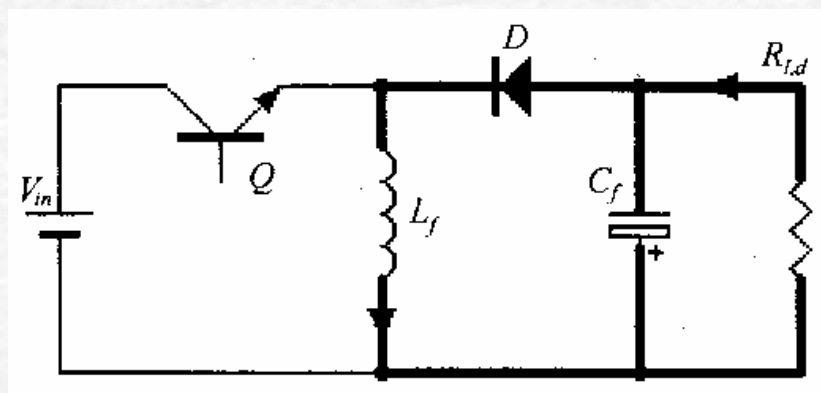


$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = V_{in} \quad (3.1)$$

$$\Delta i_{L_f(+)} = \frac{V_{in}}{L_f} T_{on} = \frac{V_{in}}{L_f} T_s D_y \quad (3.2)$$

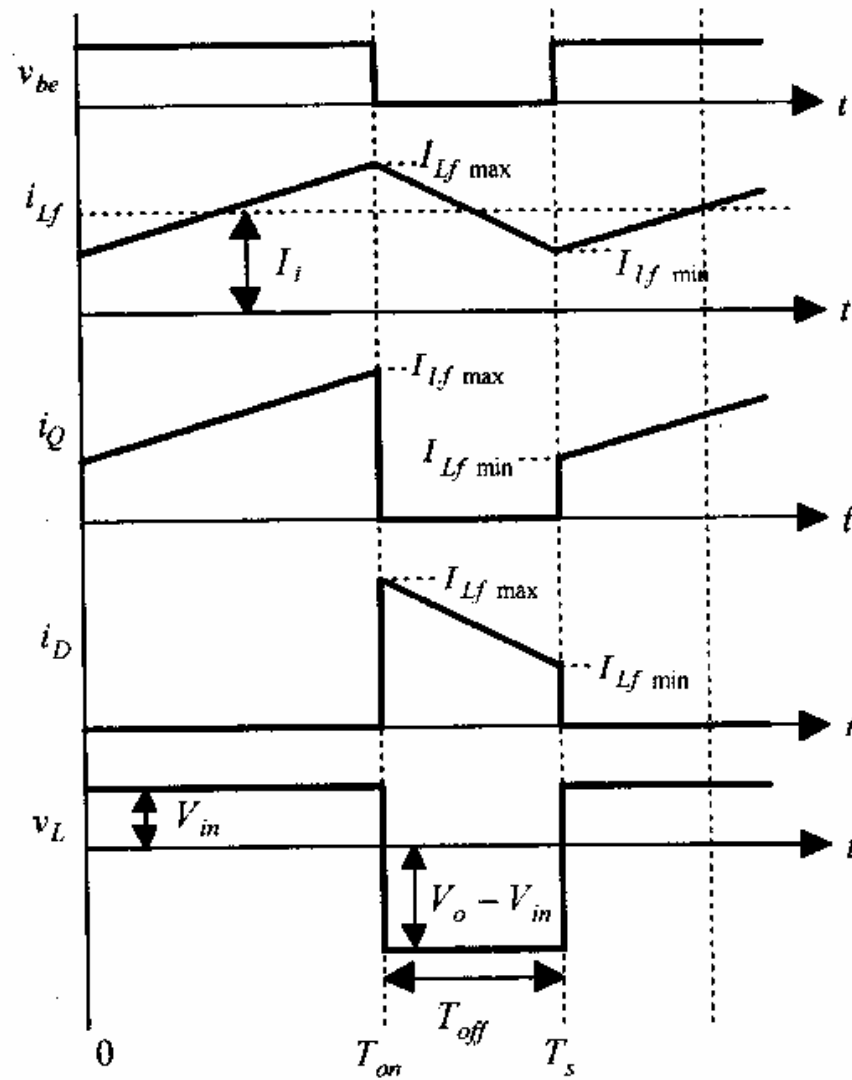


Mode 2 [Ton, Ts]



$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -V_{out} \quad (3.3)$$

$$\Delta i_{L_f(-)} = \frac{V_o}{L_f} T_{off} = \frac{V_o}{L_f} T_s (1 - D_y) \quad (3.4)$$



Fundamental relationship

$$\Delta i_{L_f(+)} = \Delta i_{L_f(-)} = \Delta i_{L_f} \quad (3.5)$$

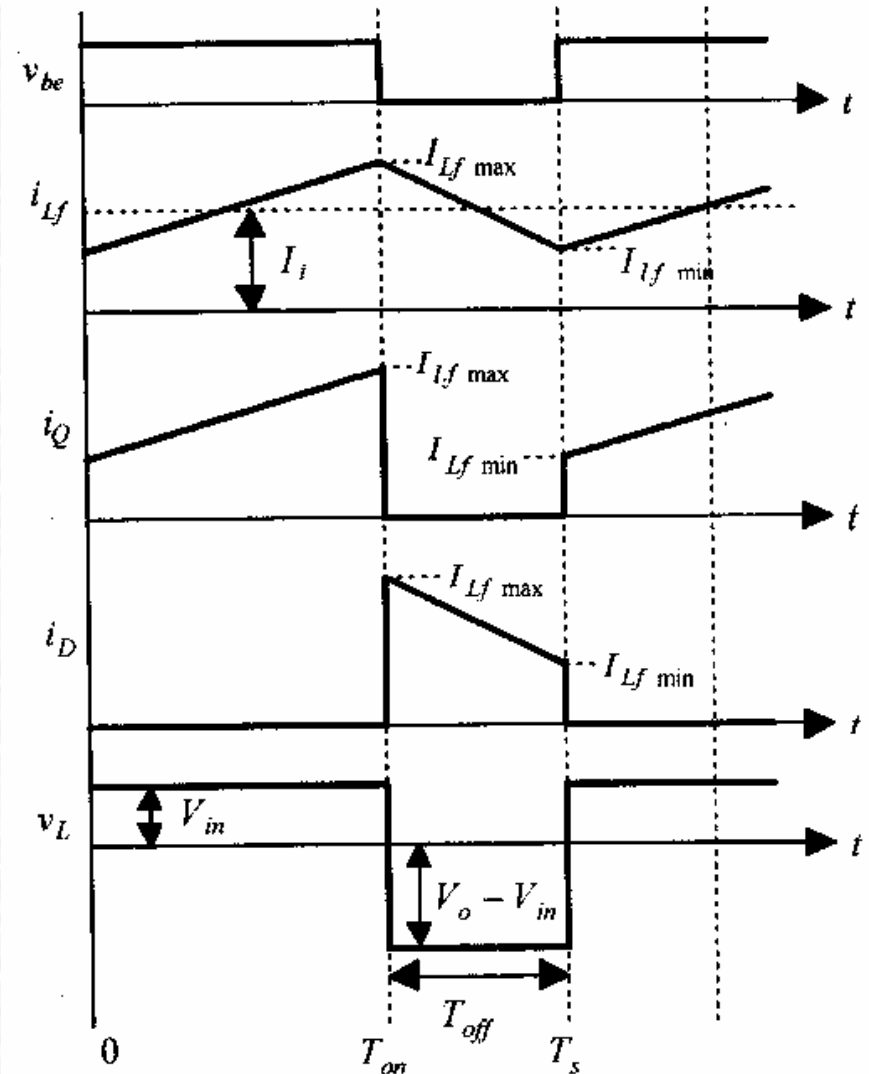
From (3.2) & (3.4)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{1-D_y} \quad (3.6)$$

$$I_{L_f} = \frac{I_o}{1-D_y} \quad (3.7)$$

$$V_Q = V_D = V_{in} + V_o = \frac{V_{in}}{1-D_y} = \frac{V_o}{D_y}$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_f} = \frac{D_y T_s I_o}{C_f} \quad (3.8)$$



电感电流断续时的工作模式 (DCM)

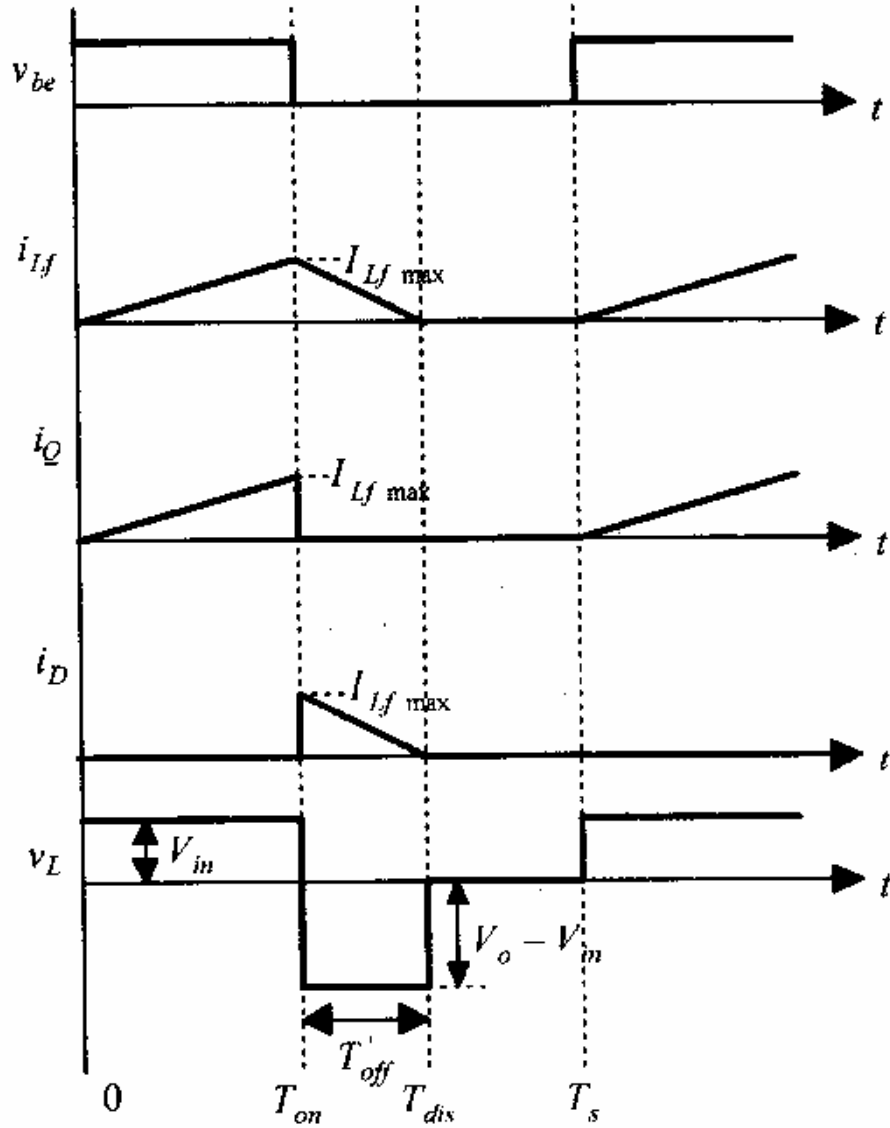
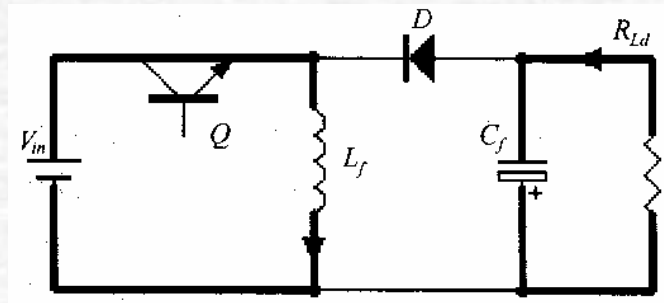
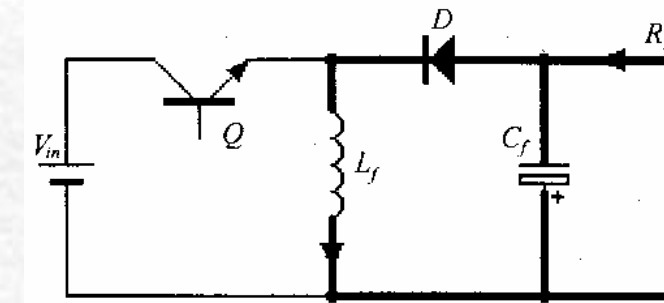


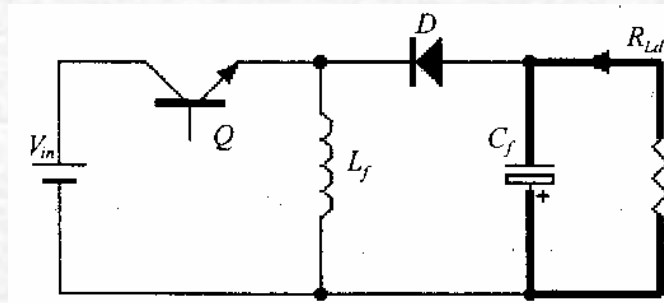
Fig 3.3



Mode 1



Mode 2



Mode 3

电流断续时(DCM)的工作原理(operating principle) 及基本关系

$$\Delta i_{L_f} = I_{L_f \max} = \frac{V_{in}}{L_f} T_{on} = \frac{V_{in}}{L_f} T_s D_y \quad (3.9)$$

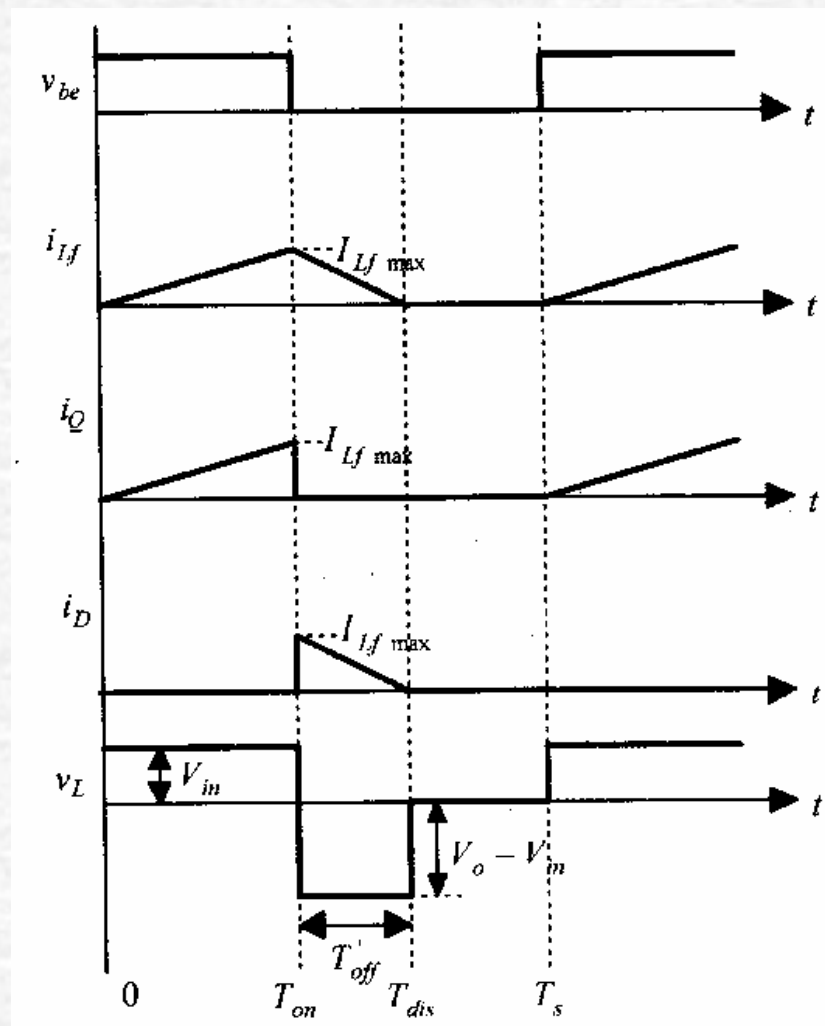
$$\Delta i_{L_f} = I_{L_f \max} = \frac{V_o}{L_f} T_s \Delta D \quad (3.10)$$

$$\text{where } \Delta D = \frac{T'_{off}}{T_s} < (1 - D_y)$$

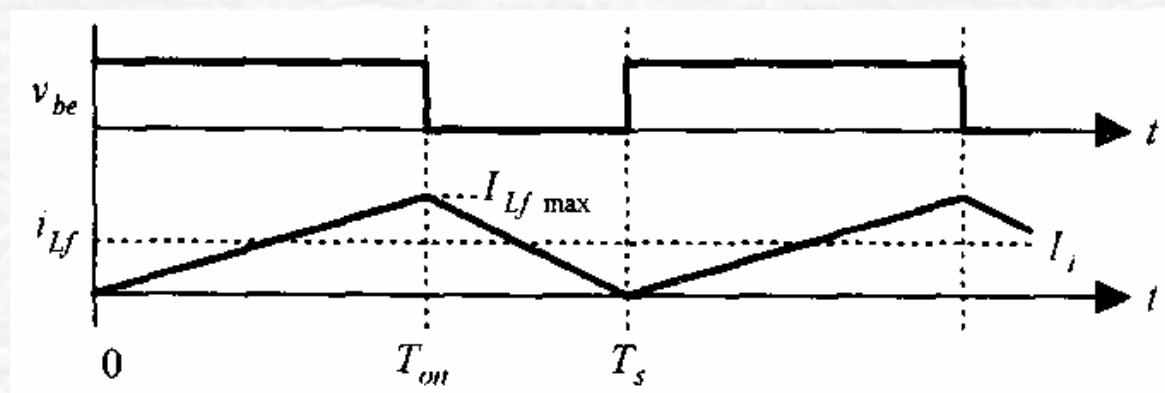
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_y}{\Delta D} \quad (3.11)$$

$$I_{in} = I_{L_f} = \frac{1}{2} I_{L_f \max} (D_y + \Delta D) \quad (3.12)$$

$$I_o = \frac{\Delta D}{D_y + \Delta D} I_i = \frac{V_{in}}{2L_f f_s} \quad (3.13)$$



电感电流临界连续



$$I_{in} = \frac{1}{2} i_{L_f \max} = \frac{V_{in}}{2L_f} D_y T_s \quad (3.14)$$

设 I_{L_fG} 是临界连续电流电感平均值, then

$$I_{L_fG} = I_i = \frac{1}{2} I_{L_f \max} \quad (3.15)$$

若用 I_{oG} 表示临界电流连续的负载电流, then

$$I_{oG} = \frac{1}{2} \Delta i_{L_f} (1 - D_y) = I_{L_f} (1 - D_y) \quad (3.16)$$

$V_{in} = \text{constant}$ (输入电压恒定)

From eq. (2.14), then the eq.(2.16) and eq.(2.15) can be reformed as:

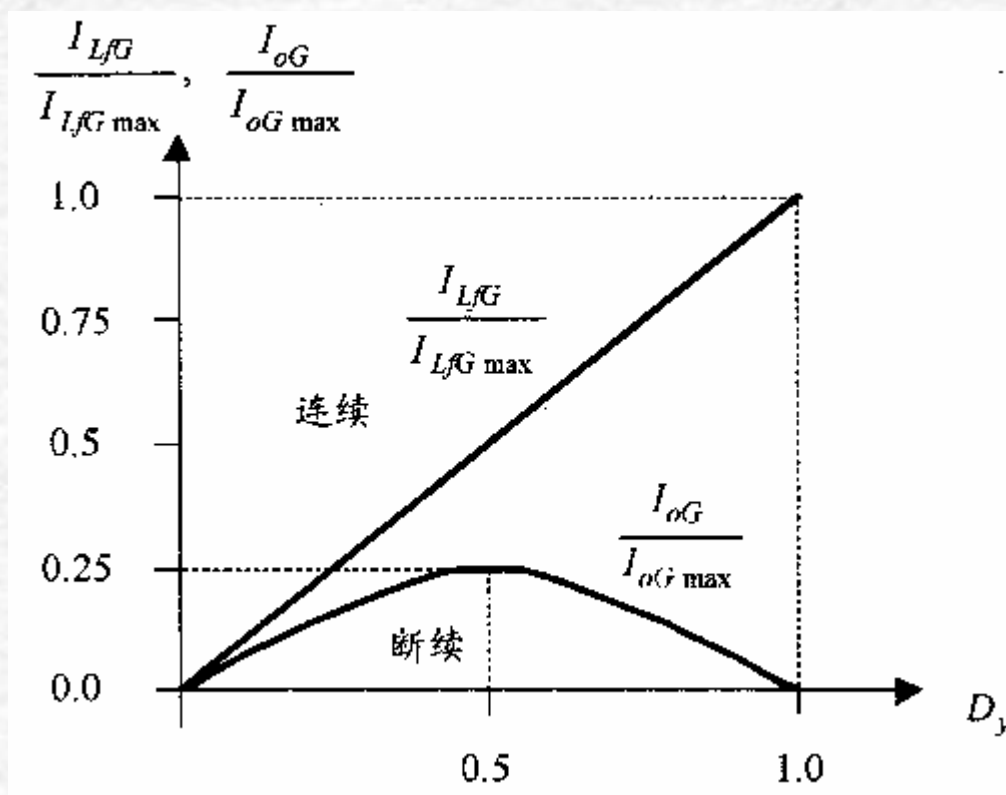


Fig 1.4 $V_{in}=\text{const}$

$$I_{LfG} = \frac{V_{in} D_y}{2L_f f_s}$$

$$I_{oG} = \frac{(1-D_y)D_y}{2L_f f_s} V_{in}$$

$V_{out} = \text{constant}$ (输出电压恒定)

From eq. (2.14), then the eq.(2.16) and eq.(2.15) can be reformed as:

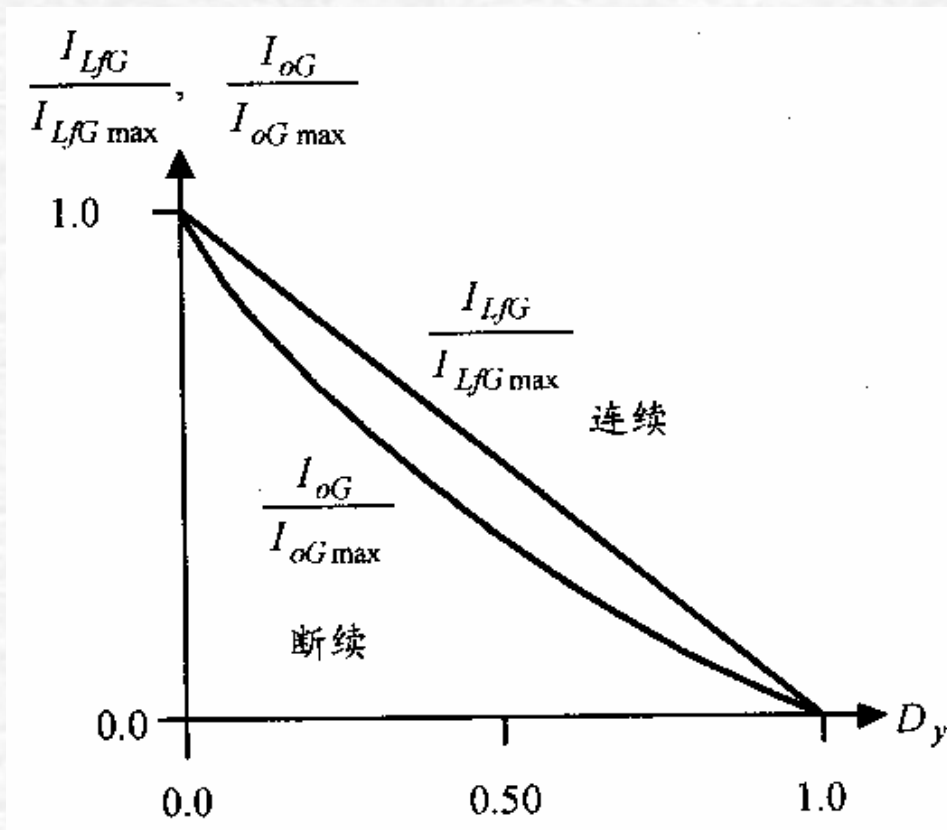


Fig 1.5 $V_{out}=\text{const}$

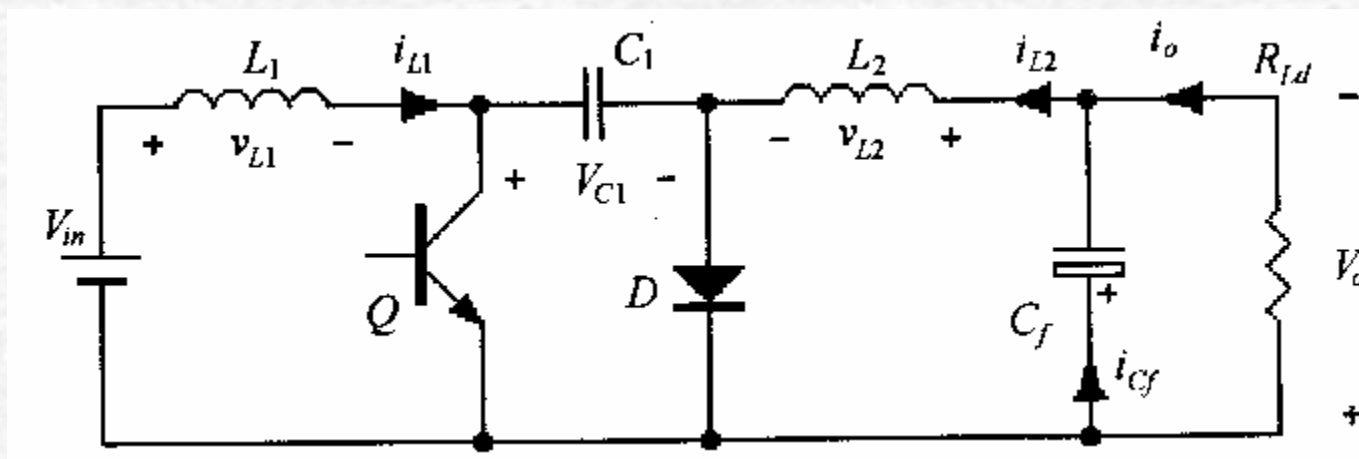
$$I_{oG} = \frac{(1-D_y)^2}{2L_f f_s} V_o$$

$$I_{LfG} = \frac{V_o(1-D_y)}{2L_f f_s}$$

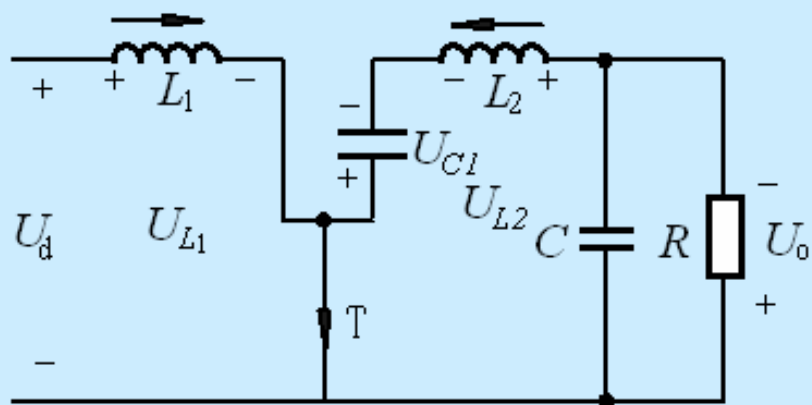
开关电源基本拓扑结构

四、Ćuk converter

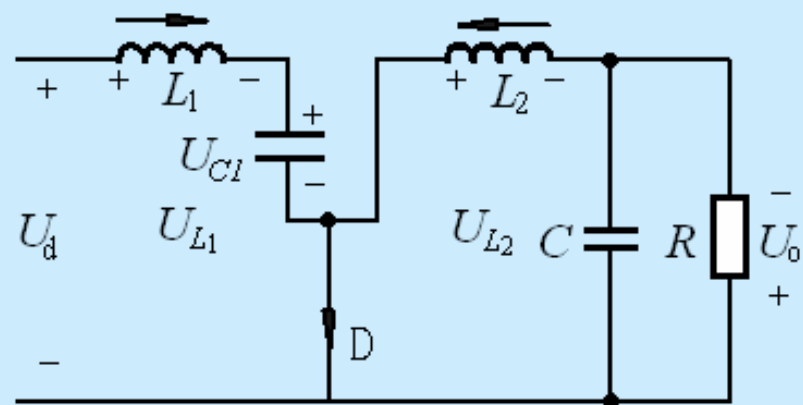
Ćuk变换器是由Boost变换器和Buck变换器串联而成. 他将两只开关管合并为一只开关管。下图中给出了它的电路拓扑图。Ćuk变换器的主电路由开关管Q，二极管D，输出滤波电感L1、L2和输出滤波电容C1、Cf构成。它由加州理工学院（Calitech）的Slobodan Ćuk 教授于1976年提出的。



CCM模式下的Ćuk变换器



(a)



(b)

连续导电模式下丘克变换器等效电路图

(a) T导通； (b) T截止

电量计算

$$U_d D T_s + (U_d - U_{c1})(1 - D) T_s = 0$$

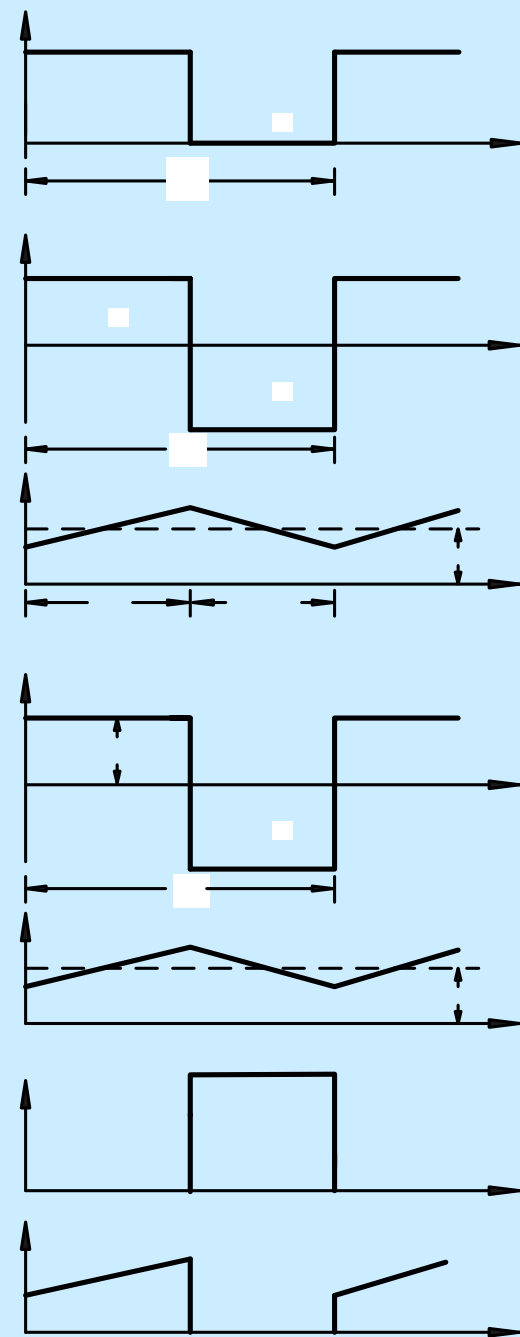
$$U_{c1} = \frac{1}{1 - D} U_d$$

$$(U_{c1} - U_o) D T_s + (-U_o)(1 - D) T_s = 0$$

$$U_{c1} = \frac{1}{D} U_o$$

$$\frac{U_o}{U_d} = \frac{D}{1 - D}$$

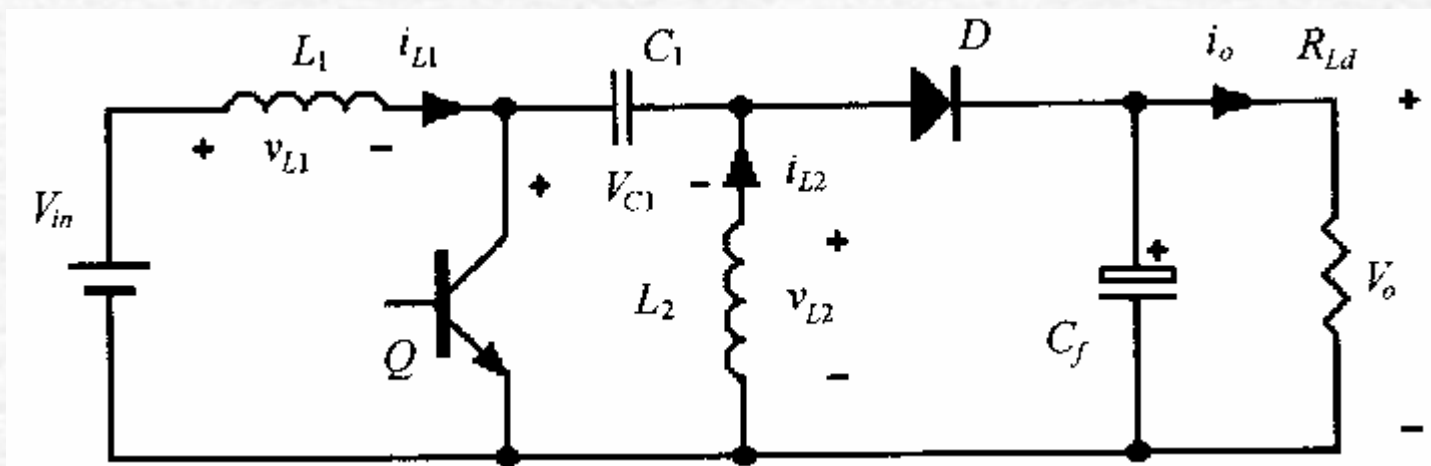
$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D}$$



开关电源基本拓扑结构

五、Sepic converter

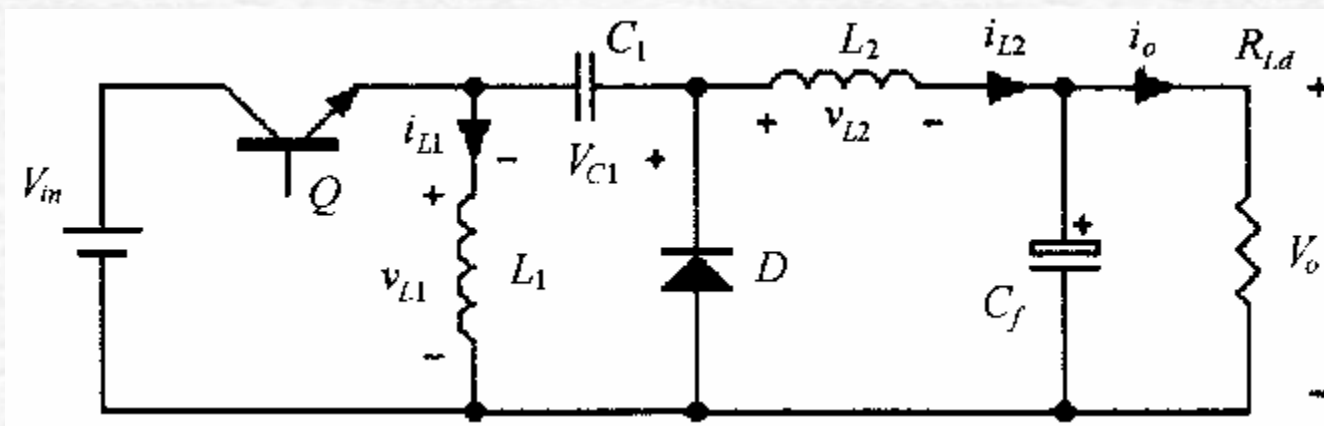
Sepic变换器是由Boost变换器和Buck/Boost变换器串联而成。他将两只开关管合并为一只开关管。下图中给出了它的电路拓扑图。Sepic变换器的主电路由开关管Q，二极管D，输出滤波电感L1、L2和输出滤波电容C1、Cf构成。



开关电源基本拓扑结构

六、Zeta converter

Zeta变换器是由Buck/Boost变换器和Buck变换器串联而成。他将两只开关管合并为一只开关管。下图中给出了它的电路拓扑图。Zeta变换器的主电路由开关管Q，二极管D，输出滤波电感L1、L2和输出滤波电容C1、Cf构成。



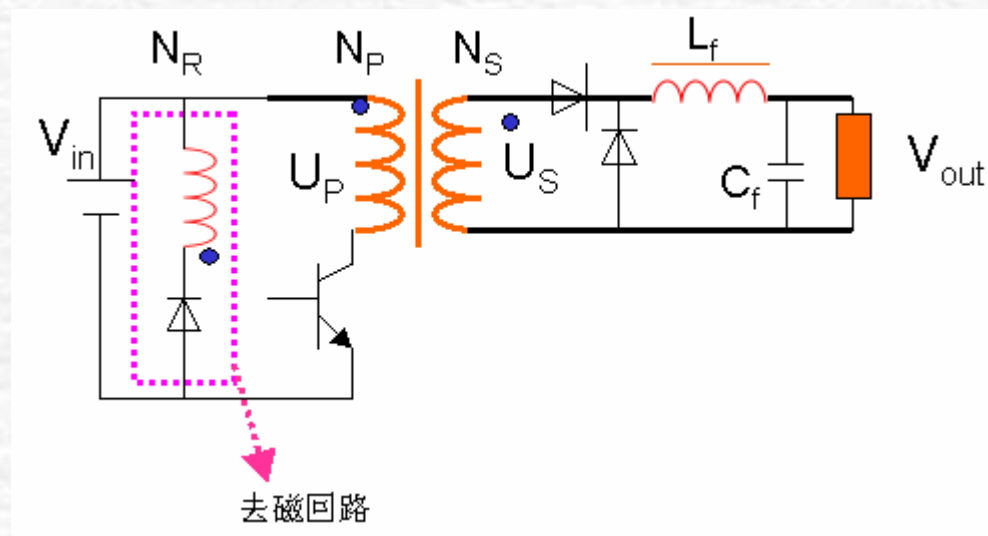
开关电源基本拓扑结构

七、Forward converter

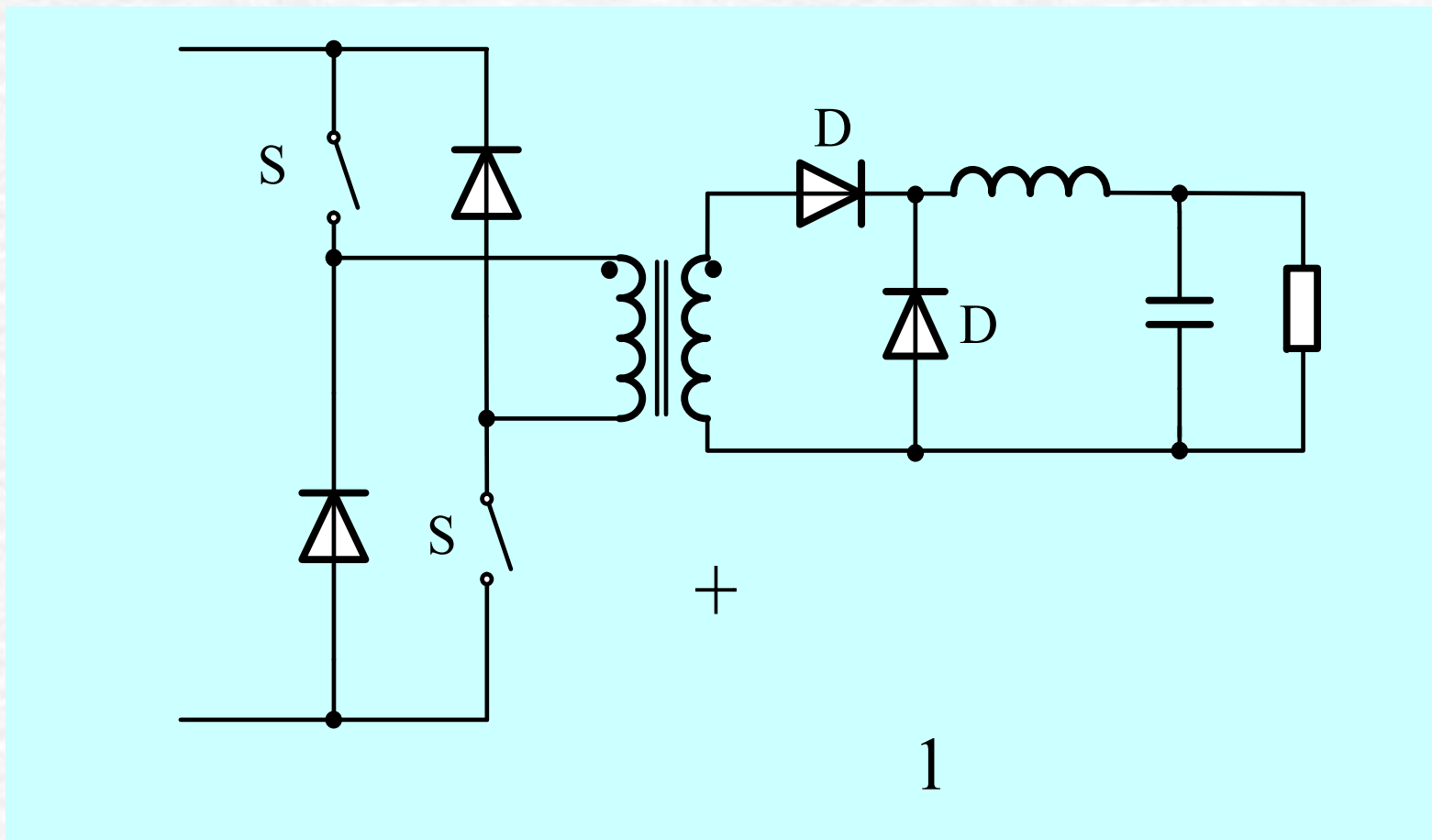
Forward converter 是在**Buck converter** 中插入一个transformer 得到的.

特点：

1. 电路比较简单, 铜耗较低;
2. 输出电压电流纹波较小;
3. 变压器磁芯单边磁化;
4. 开关管峰值电流较低;
5. 变压器是个纯粹的变压器;
6. 变压器铁芯不必加气隙; 但在有的铁芯中为了减少 B_r , 需加很小的气隙.



双管单端正激式变换器



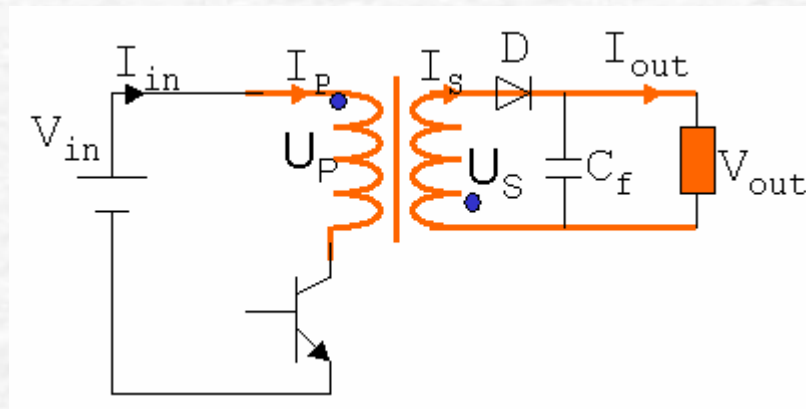
开关电源基本拓扑结构

八、fly-back converter

由**buck-boost**推演而得。

特点：

1. 电路简单,效率高;
2. 输出电压纹波较大;
3. 处理功率在150w以下;
4. 应用于电压和负载调整率要求不高的场合(6-10%);
5. 小功率多组输出特别有效;
6. 变压器工作原理与其他类型的隔离变换器不同;
7. 变压器铁芯**必须加气隙**。

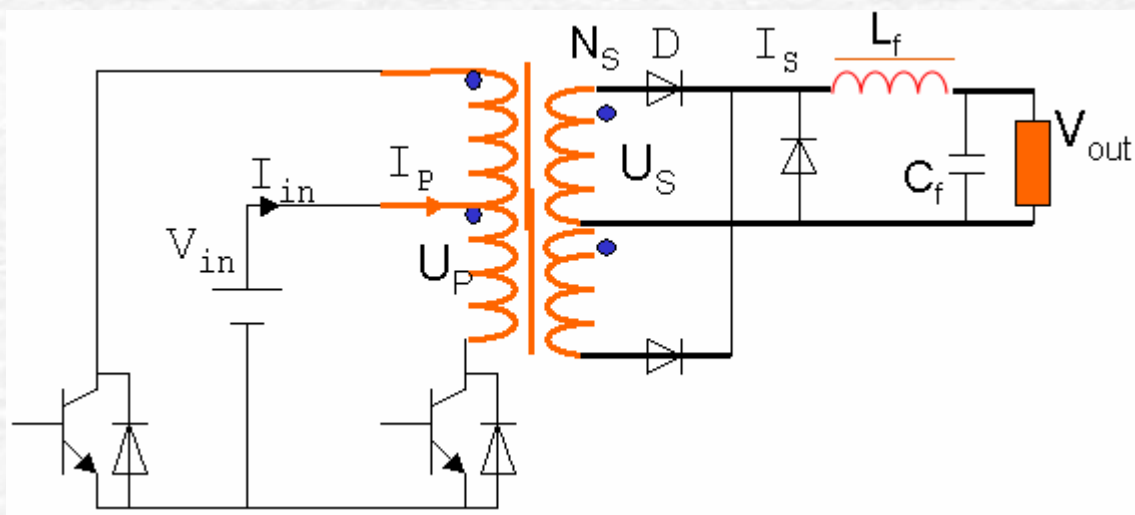


开关电源基本拓扑结构

九、push-pull converter

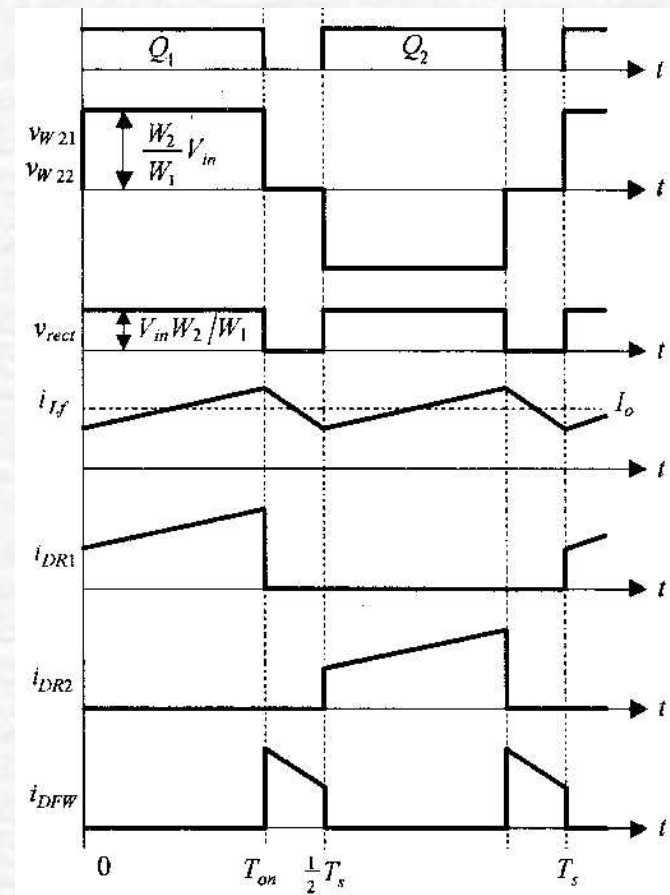
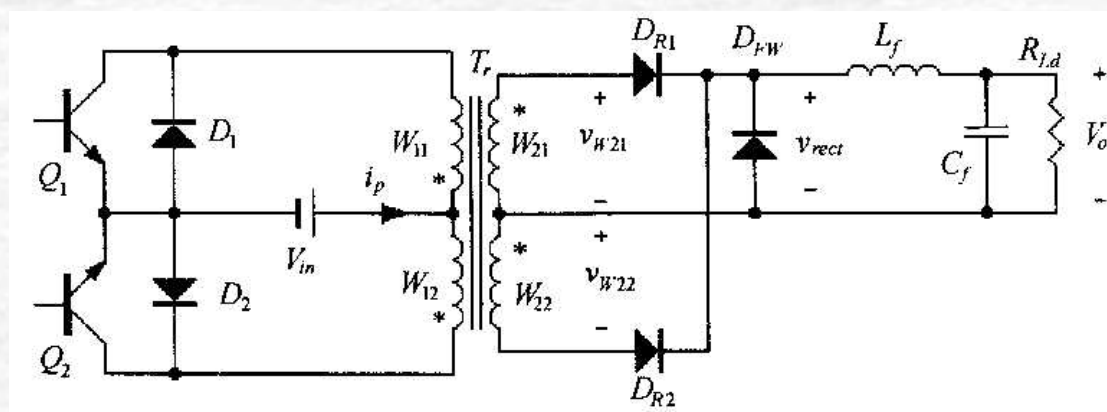
A. 特点:

- 1、磁芯利用率高;
- 2、存在铁芯偏磁;
- 3、器件承受电压高,是2倍的电源电压。



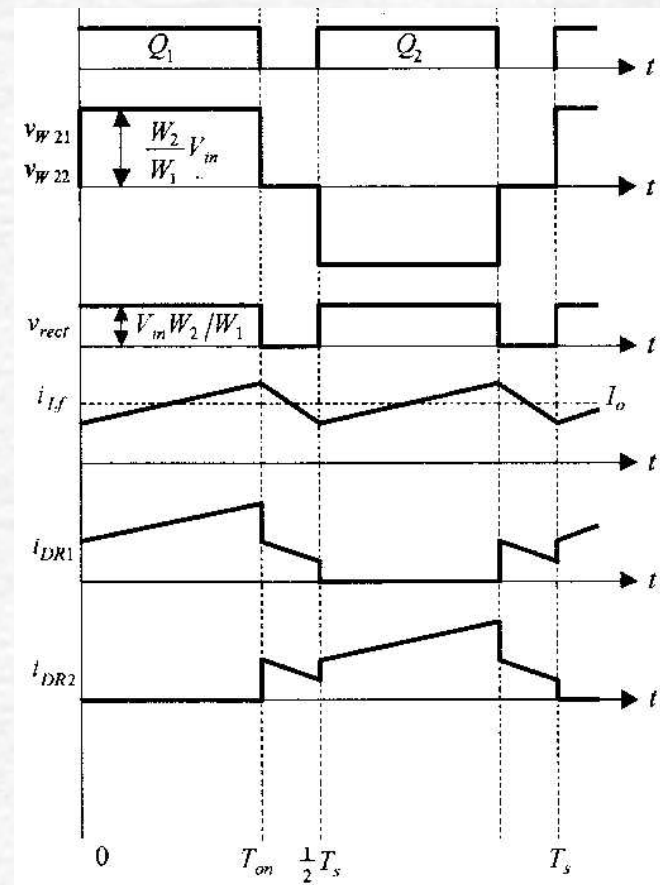
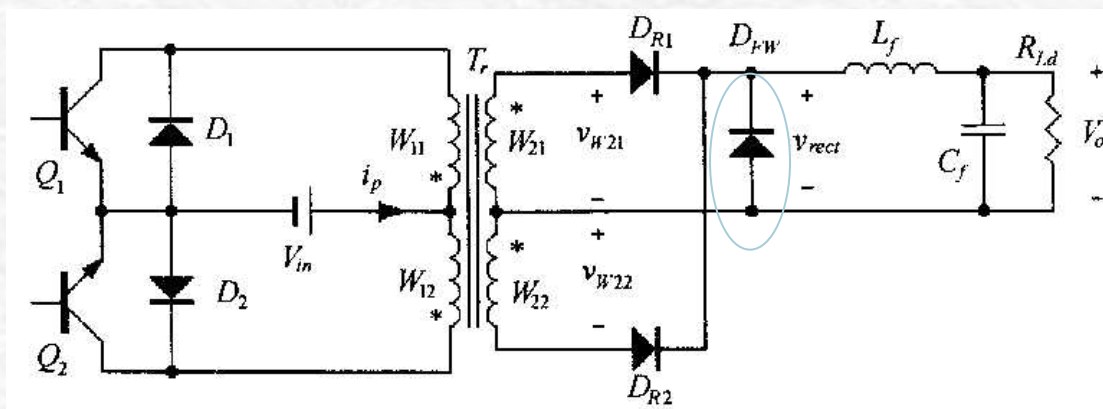
Push-pull converter (推挽变换器)

B. 有续流二极管时的工作原理



Push-pull converter (推挽变换器)

C. 无续流二极管时的工作原理

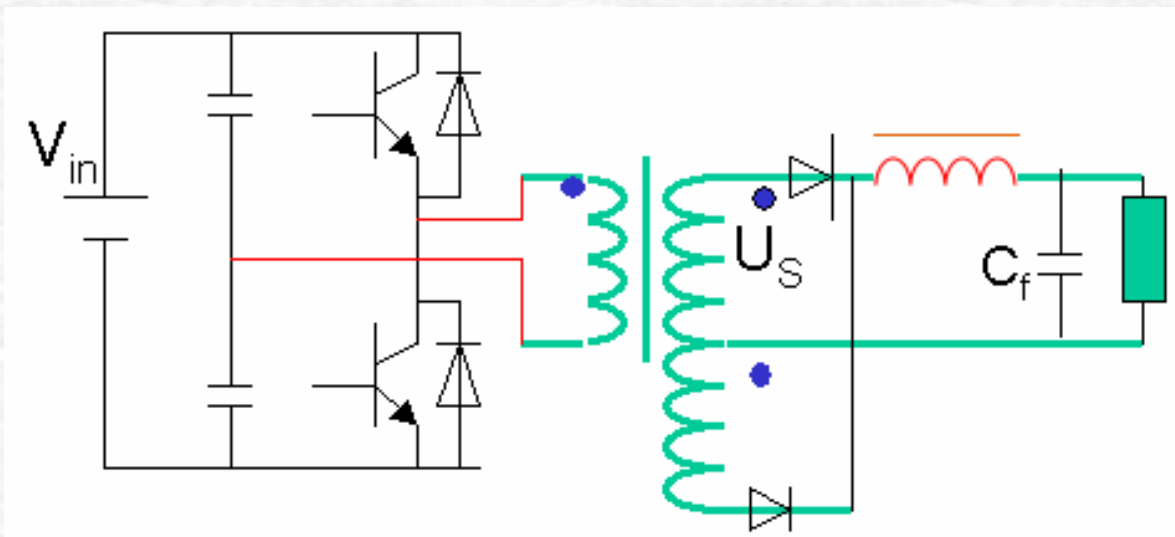


开关电源基本拓扑结构

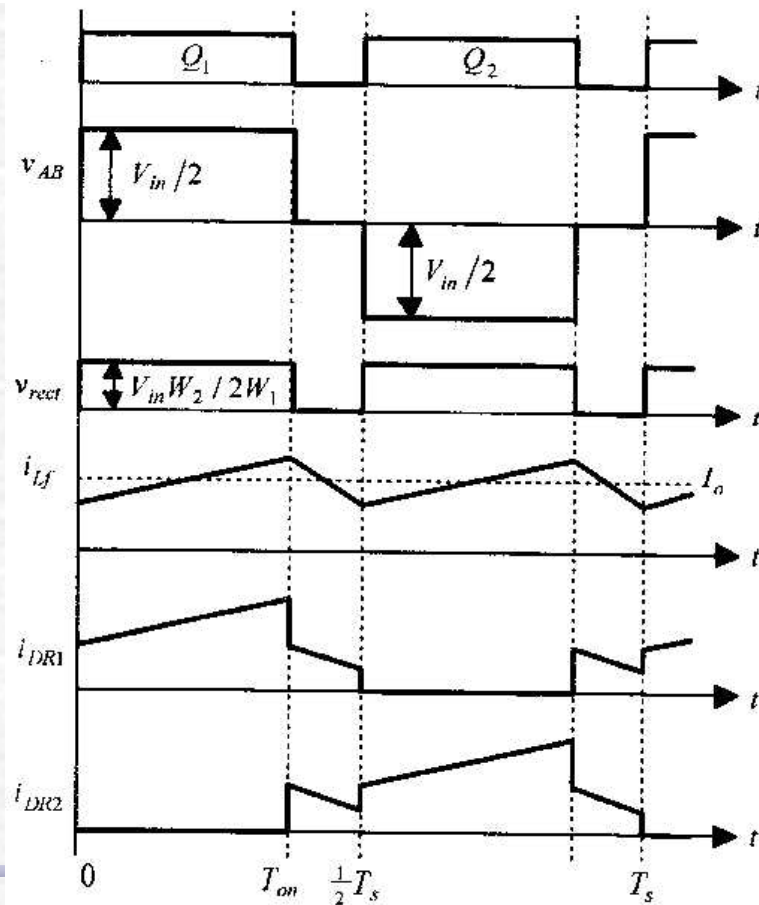
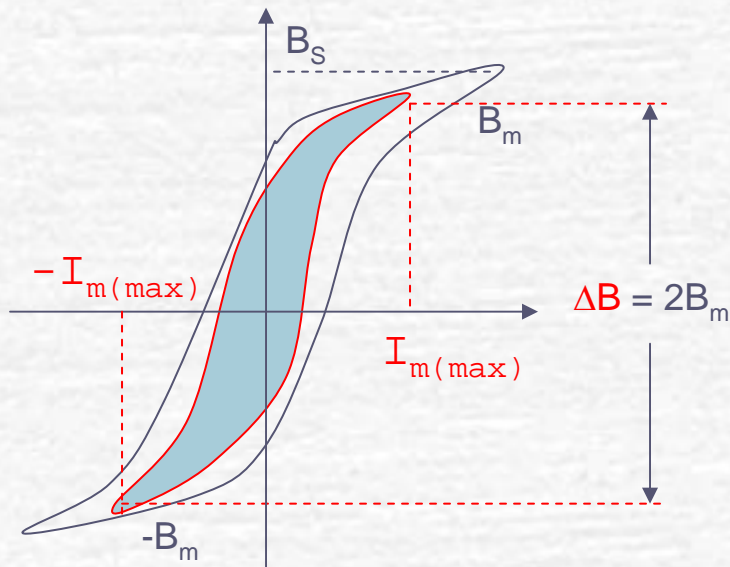
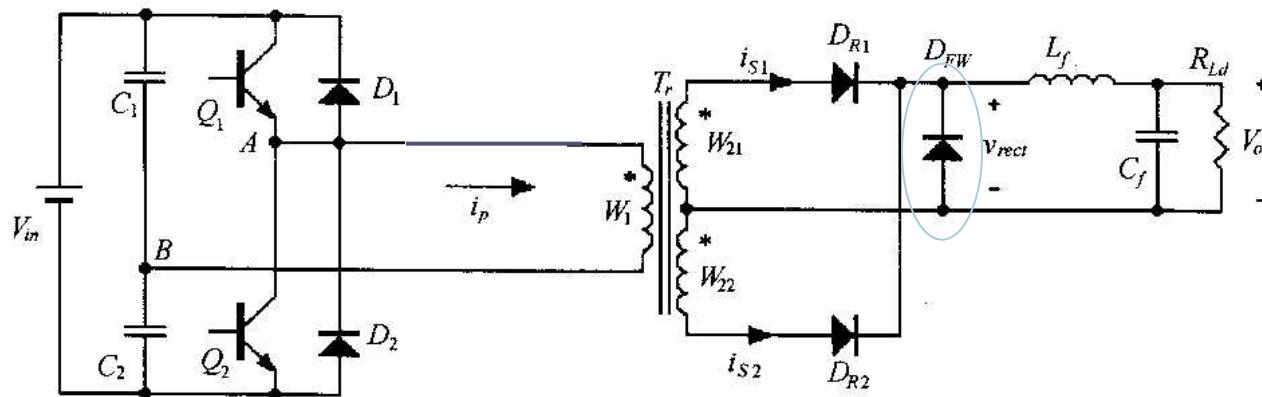
十、half-bridge converter

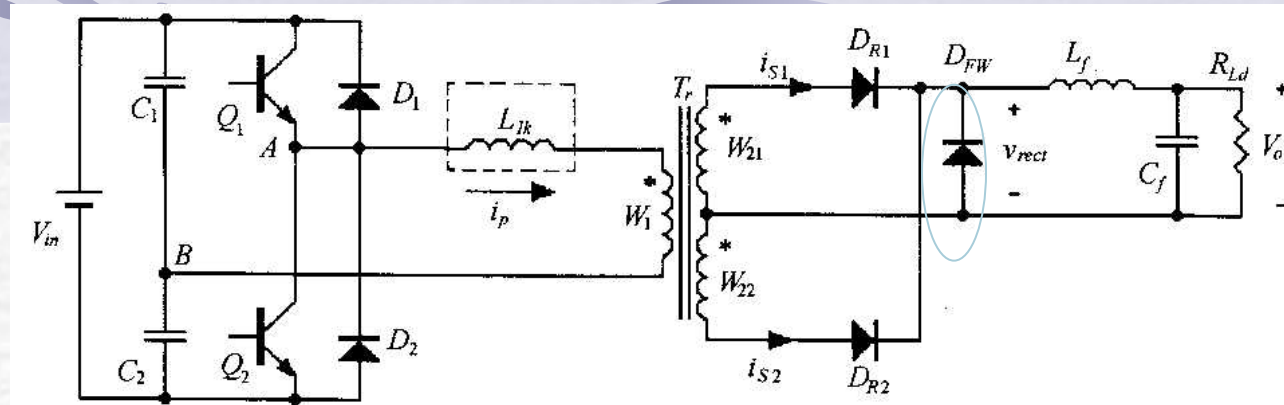
A. 特点:

1. 变压器原边一个线圈,但双边磁化,变压器利用率高;
2. 变压器原边工作电压为输入电源电压的一半;
3. 分压电容 C_1 和 C_2 能自动消除变压器的直流偏磁;
4. 原边存在电压短路的可能性.

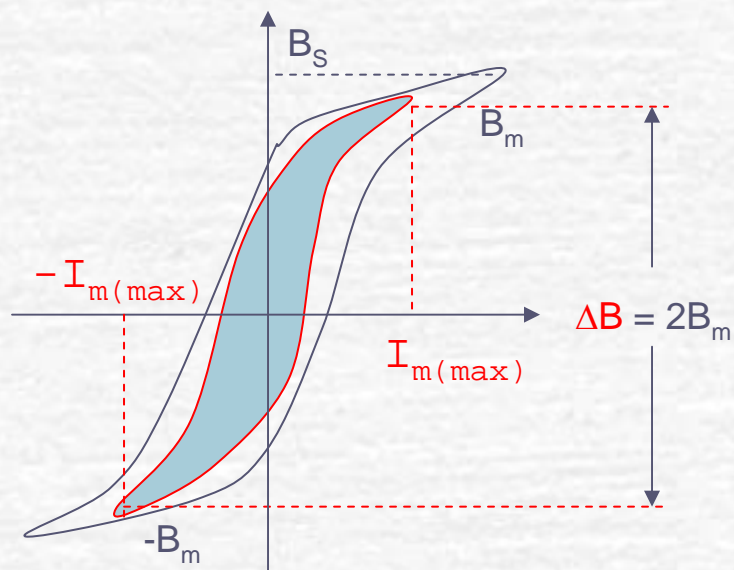


B, 基本工作原理

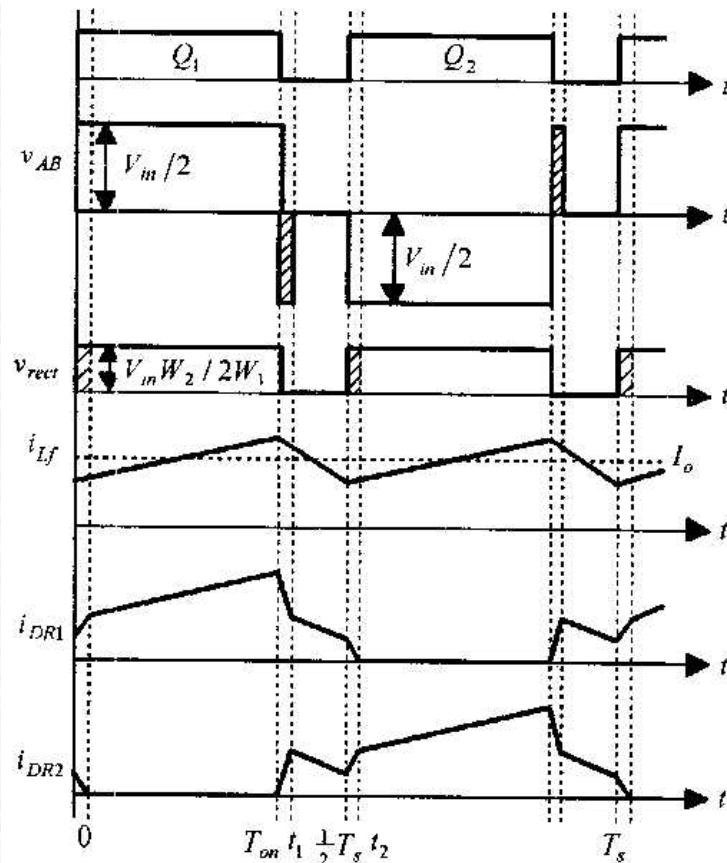


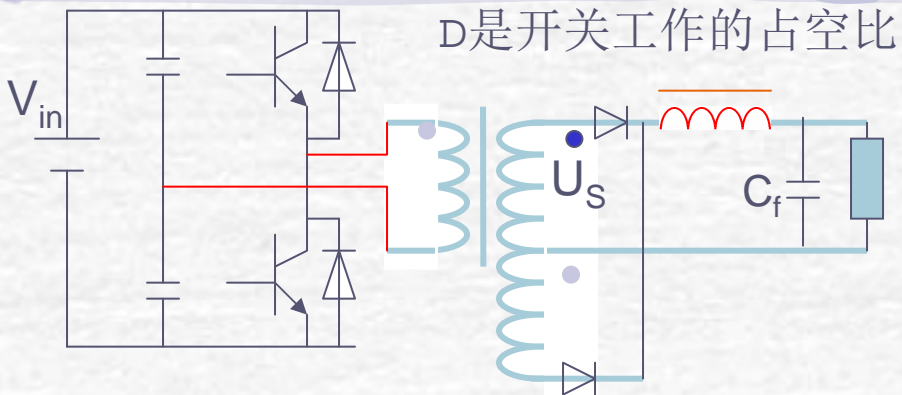


C, 考虑变压器漏感时的工作原理



复位电压和占空比丢失

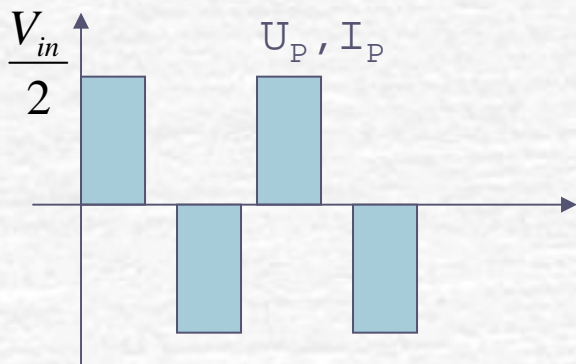




D. 变压器原边线圈与输入端电流电压关系

$$P_{in} = V_{in} I_{in} = U_{P(rms)} I_{P(rms)} \quad (1)$$

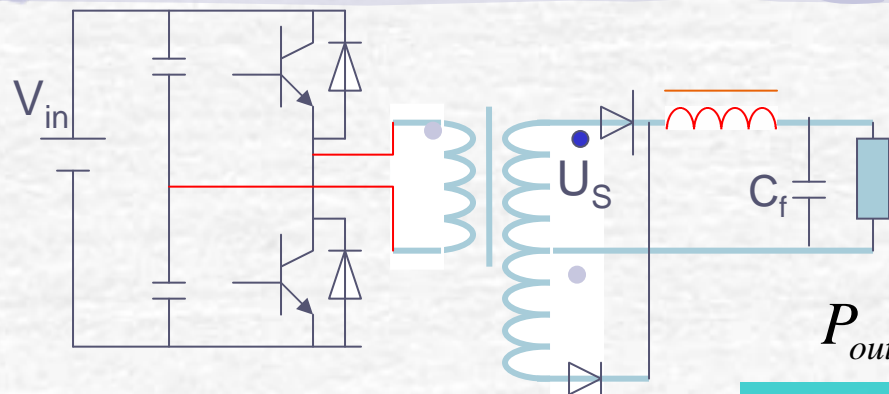
$$\left. \begin{aligned} U_P &= V_{in} / 2 \\ U_{P(rms)} &= \sqrt{2DU} U_P = \sqrt{\frac{D}{2}} V_{in} \\ U_{P(ave)} &= 0 \end{aligned} \right\} (2)$$



$$\begin{aligned} I_{P(rms)} &= \sqrt{2DI} I_P \\ I_{P(ave)} &= 0 \end{aligned}$$

由(1)得

$$\left. \begin{aligned} I_{P(rms)} &= \sqrt{\frac{2}{D}} I_{in} \\ I_{P(ave)} &= 0 \\ I_P &= \frac{1}{D} I_{in} \end{aligned} \right\} (3)$$



E. 变压器副边线圈与输出端 电流电压关系

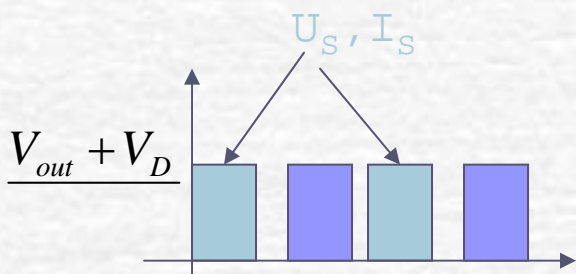
$$P_{out} = V_{out} I_{out} = 2U_{S(rms)} I_{S(rms)} - I_S V_D \quad (4)$$

$$U_s = \frac{(V_{out} + V_D)}{2D}$$

$$U_{S(rms)} = \sqrt{DU_s} = (V_{out} + V_D) / 2\sqrt{D}$$

$$U_{S(ave)} = DU_s = (V_{out} + V_D) / 2$$

(5)



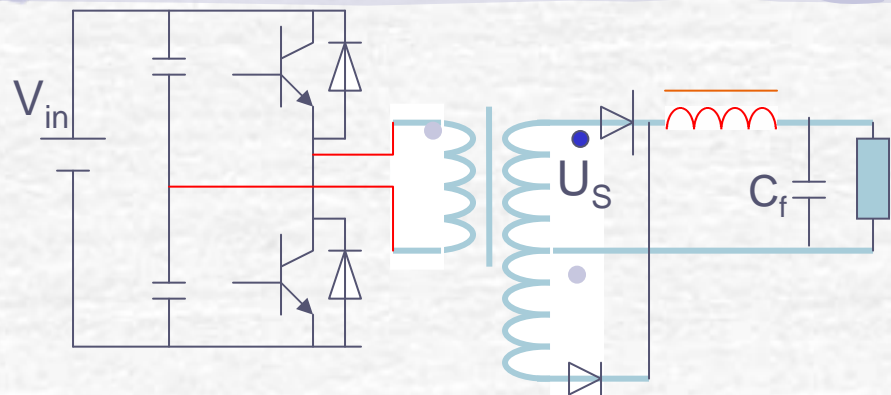
$$I_{S(rms)} = \sqrt{DI_S}, \quad I_{S(ave)} = DI_S$$

由(4)得 $I_{S(rms)} = \sqrt{DI_{out}}$

$$I_S = I_{out}$$

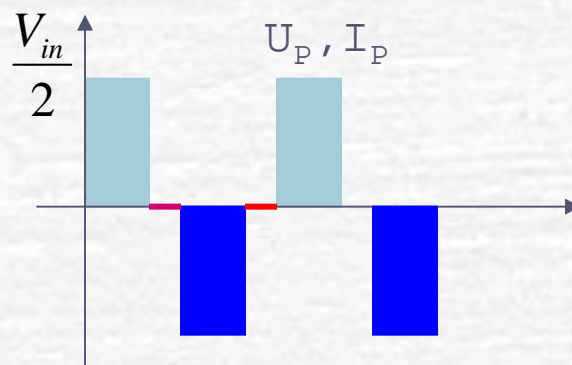
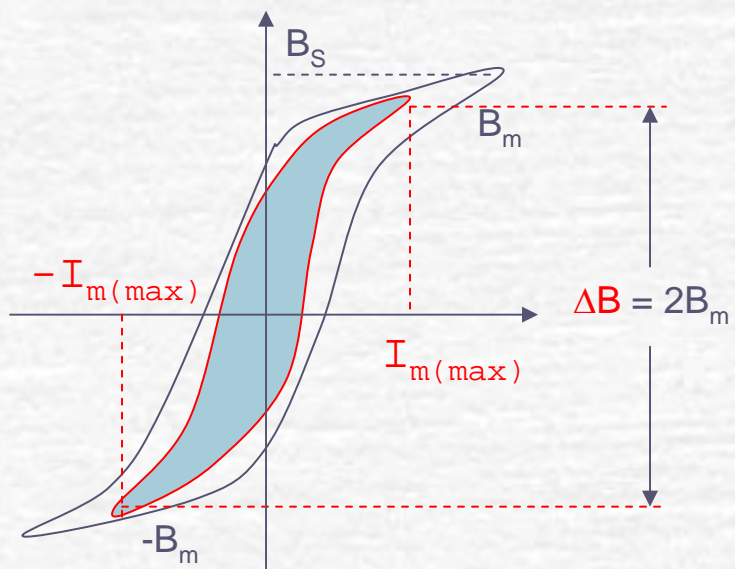
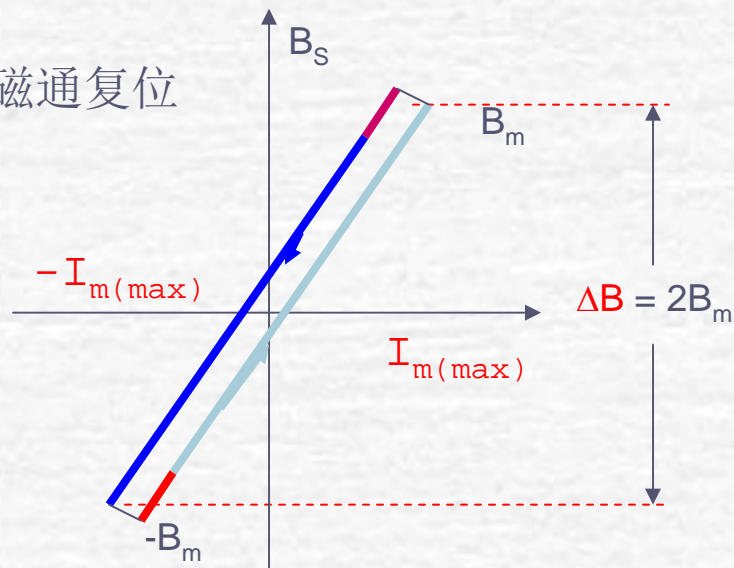
$$I_{S(ave)} = DI_{out}$$

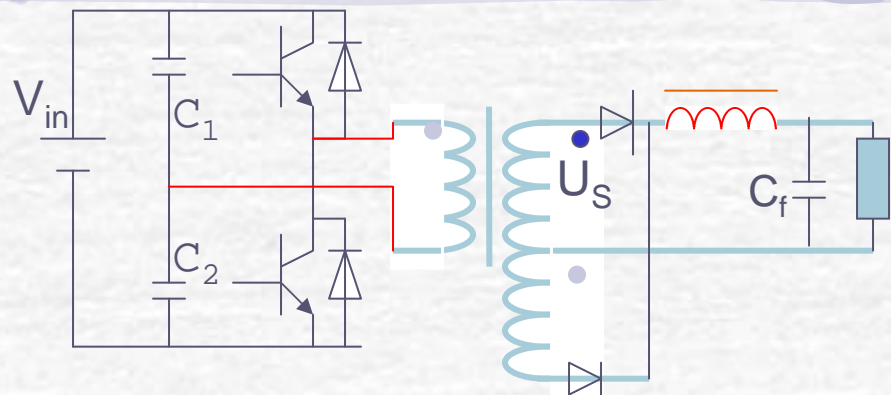
(6)



F. 磁通复位与偏磁

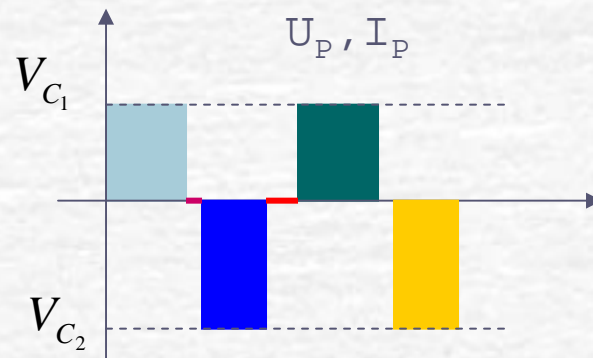
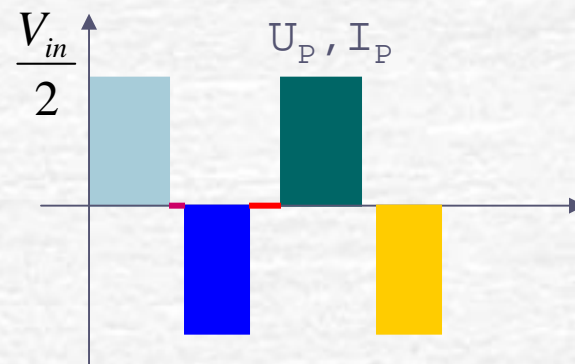
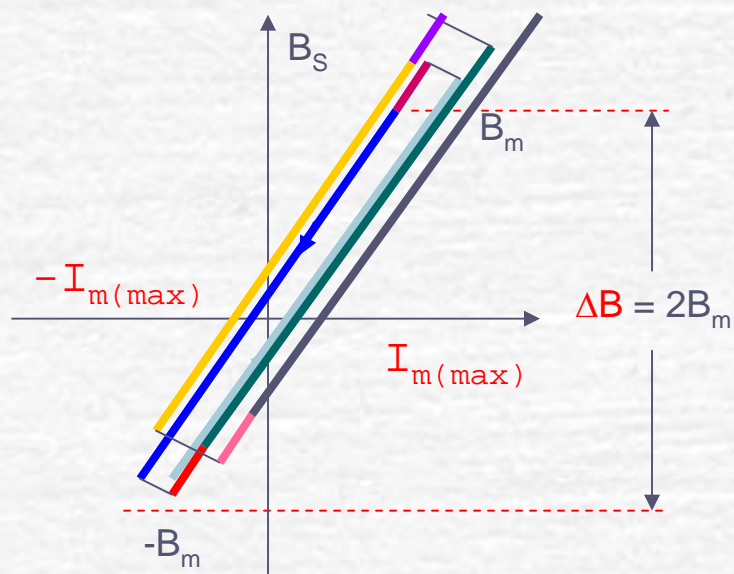
1, 磁通复位





G. 磁通复位与直流偏磁

2, 直流偏磁与防止措施

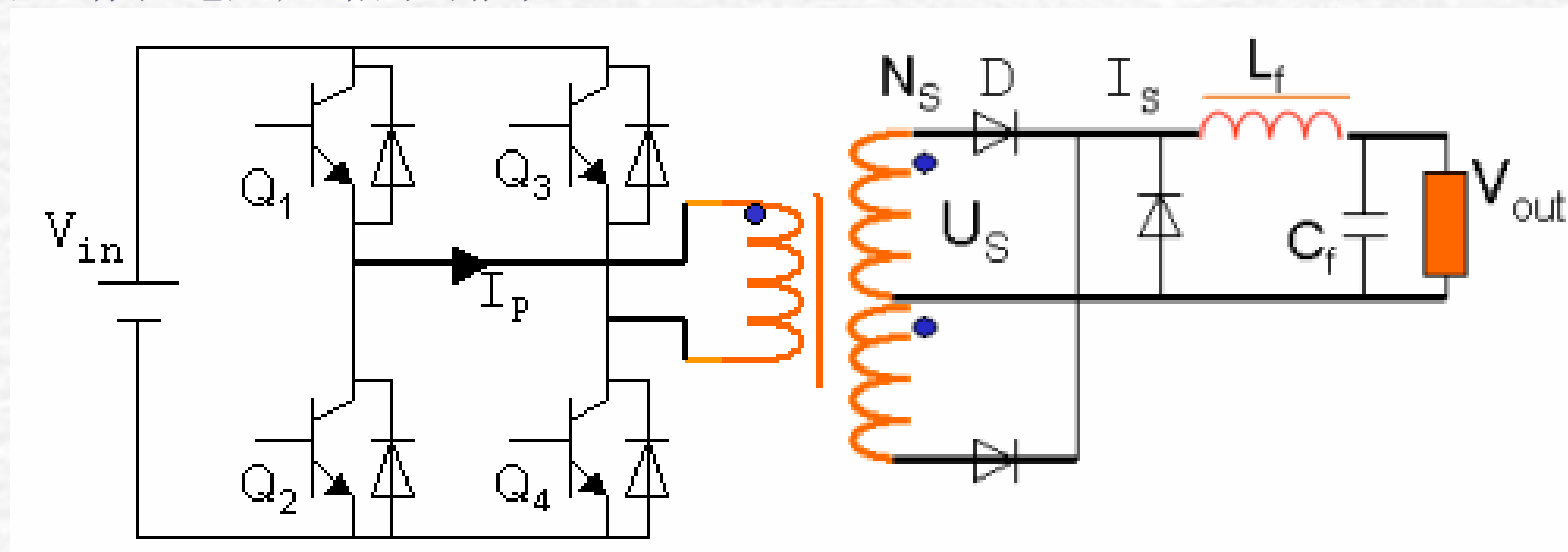


开关电源基本拓扑结构

十一、full-bridge converter

A. 特点:

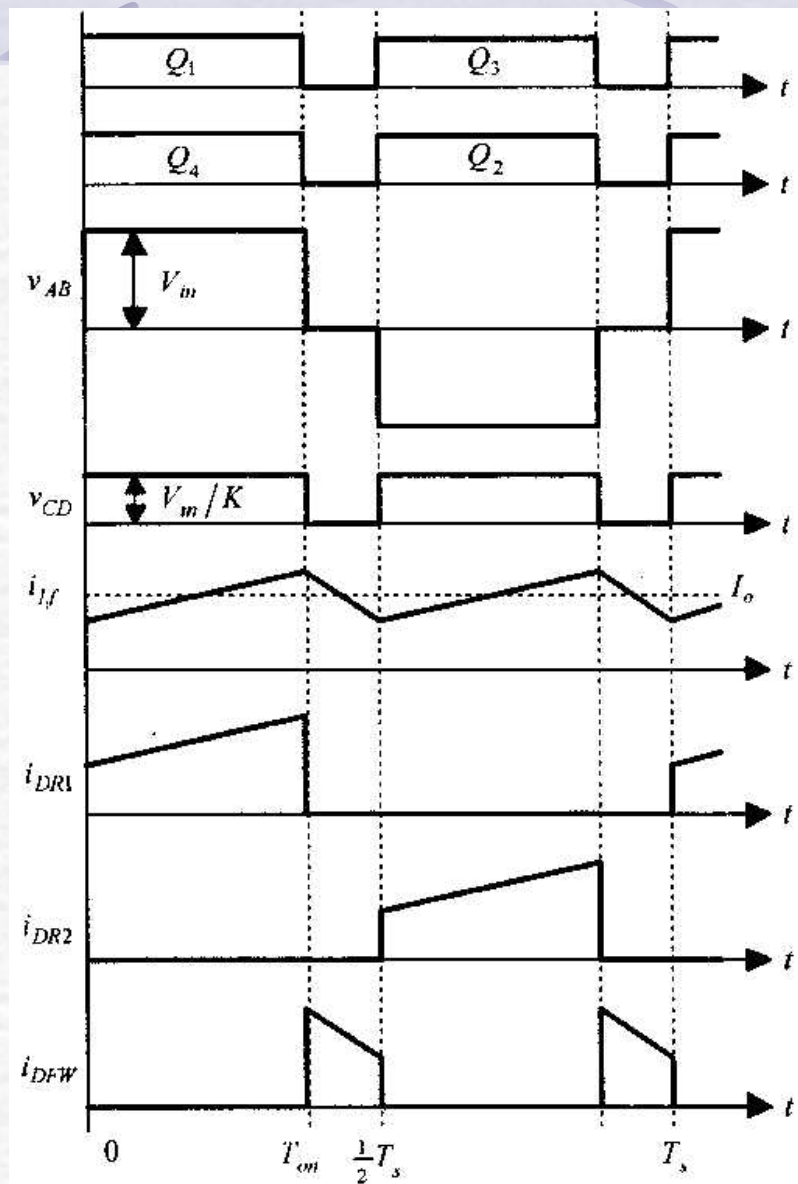
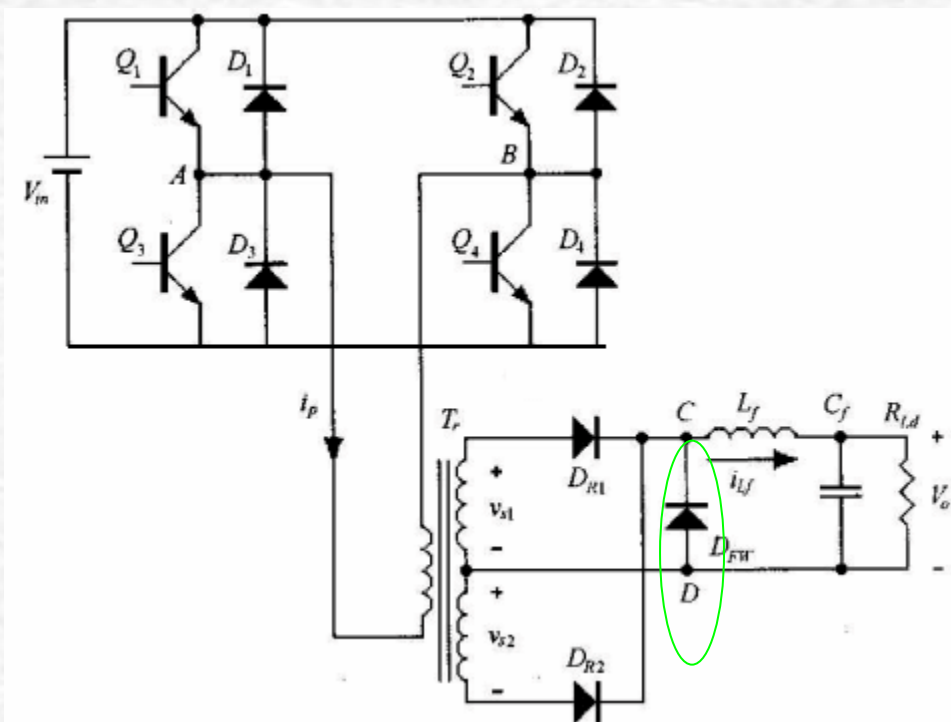
1. 变压器原边一个线圈,但双边磁化,变压器利用率高;
2. 变压器原边工作电压为输入电源电压;
3. 存在直流偏磁问题;
4. 原边存在电压短路的可能性.



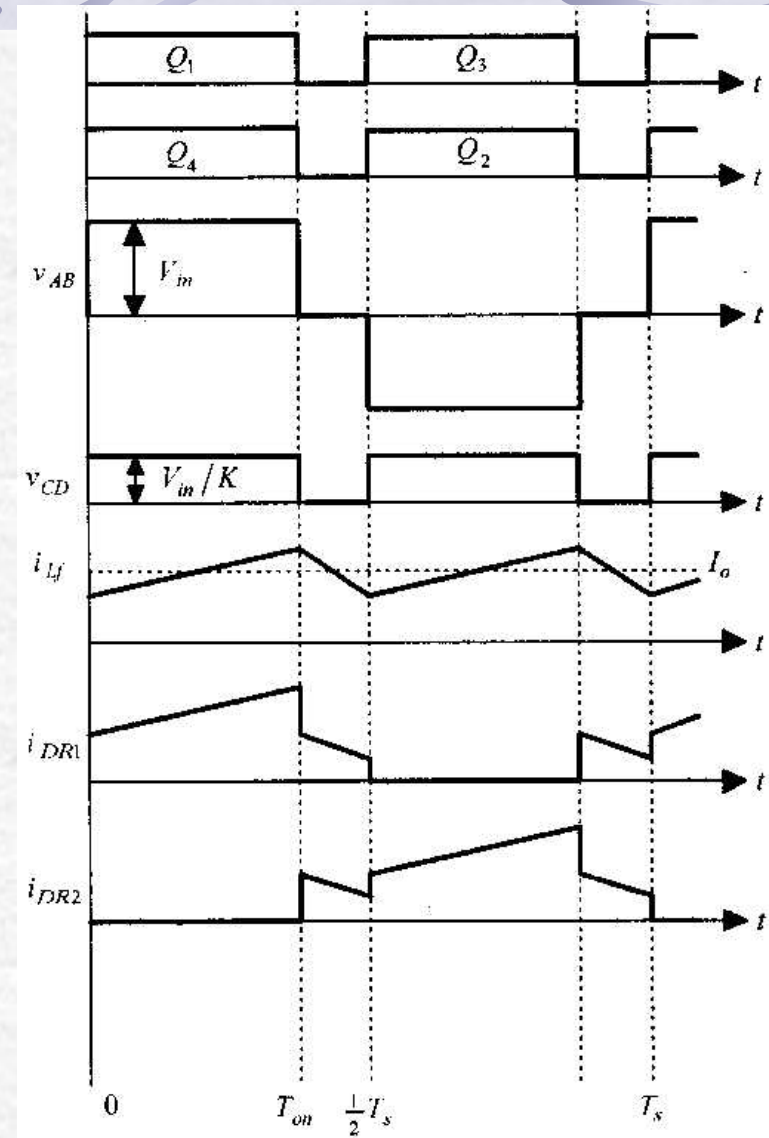
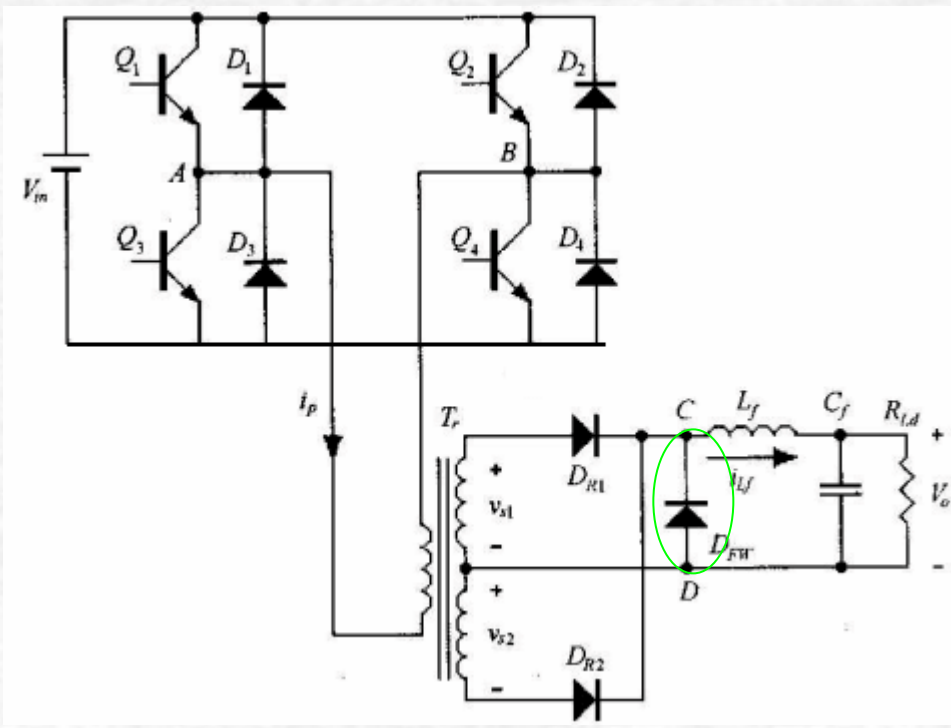
全桥变换器的控制方式

- 1、双极性控制（对管PWM方式导通）
- 2、有限双极性控制（一边桥臂PWM，一边轮流导通半周期）
- 3、移相控制（导通角都是半周期 180° ）

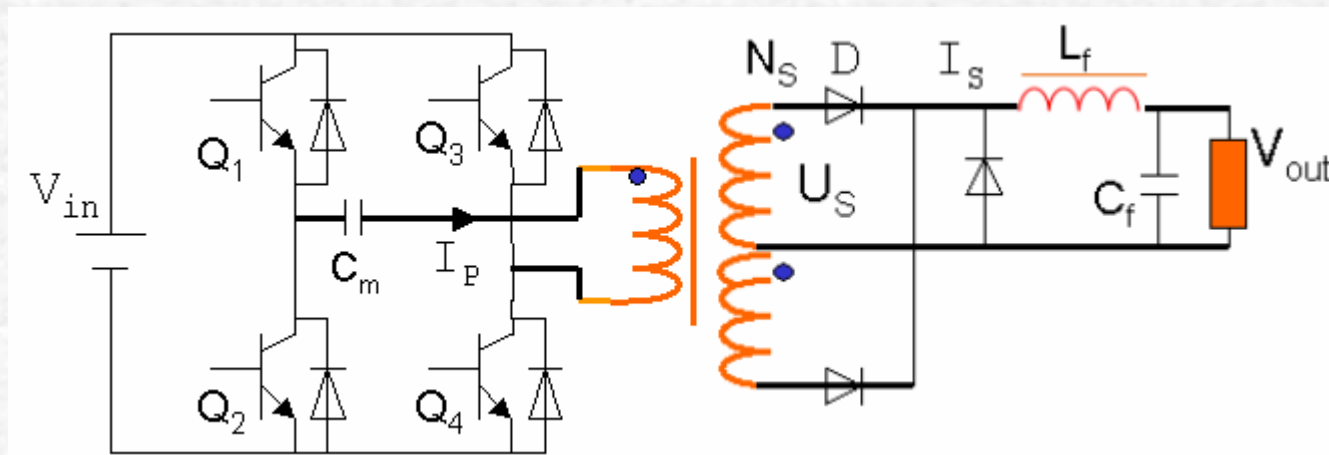
B. 有续流二极管时的工作原理



C. 无续流二极管时的工作原理



D、防止偏磁的一种简单方法



分析电容 C_m 的作用。如果脉冲信号再开关正负半周不相同，察看 C_m 上电压的情况。

总结

Converter Topology	Typical max output power
Flyback	200W
Forward	300W
Two transistor forward / flyback	400W
Push-pull	500W
Half-Bridge	1000W
Full-Bridge	>1000W

实用占空比

Forward converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{R_{ds(125c)}}$$

$$D_{max} = 0.45$$

Flyback Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{3 \times \tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{4 \times R_{ds(125c)}}$$

$$D_{max} = 0.45$$

Push Pull Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{R_{ds(125c)}}$$

$$D_{max} = 0.9$$

Half Bridge Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{4 \times R_{ds(125c)}}$$

$$D_{max} = 0.9$$

Full Bridge Converter.

$$P_{th(max)} = \frac{\tau \times V_{s(min)}^2 \times D_{max}}{2 \times R_{ds(125c)}}$$

$$D_{max} = 0.9$$

正激变换器的工作原理

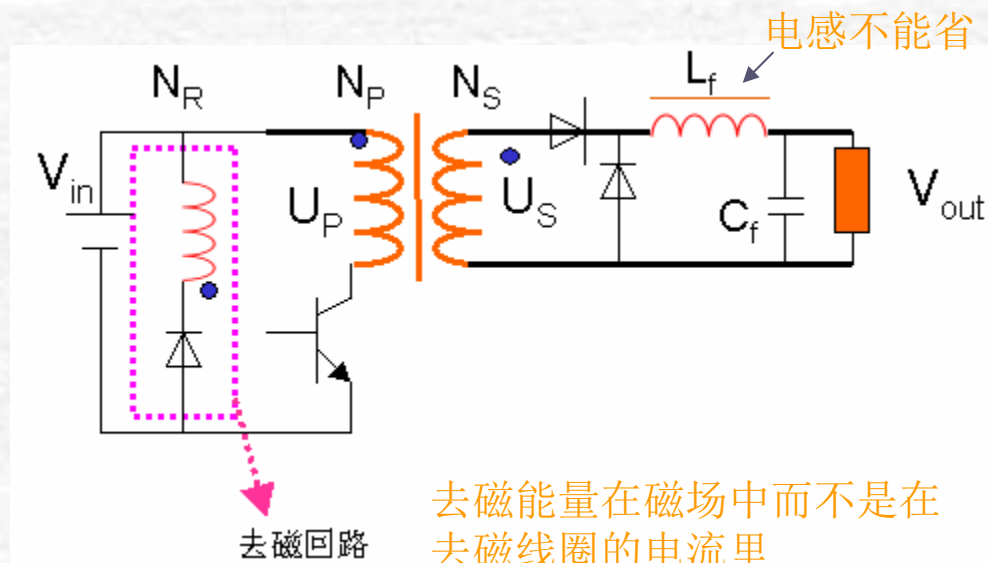
Forward converter (正激变换器)

一, 基本电路

Forward converter 是在Buck converter 中插入一个transformer 得到的.

特点:

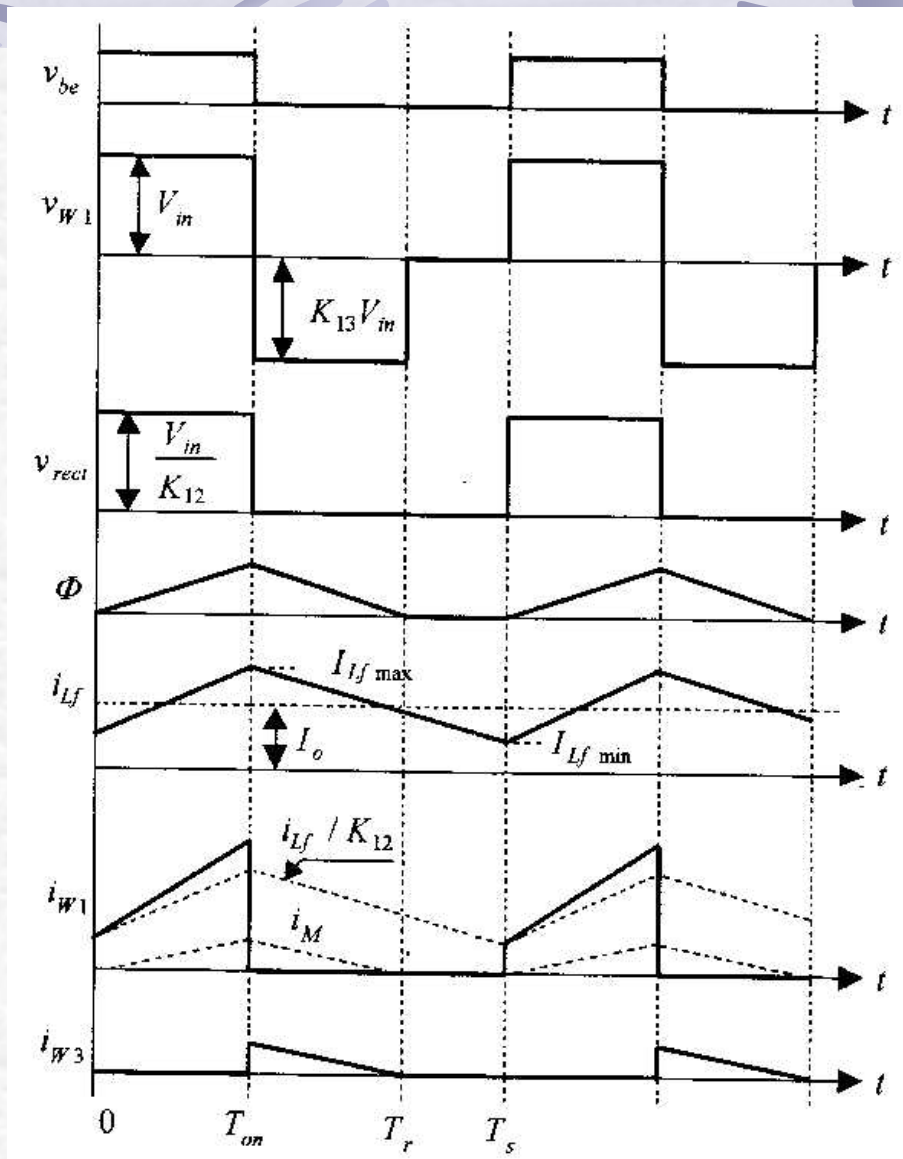
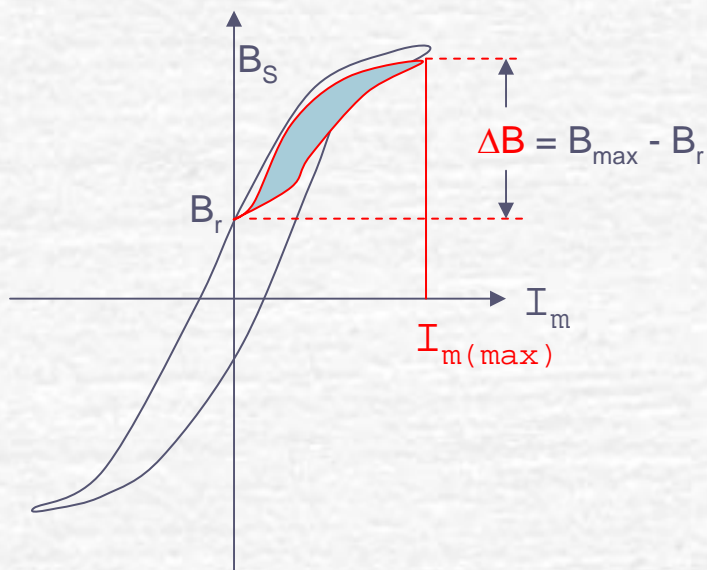
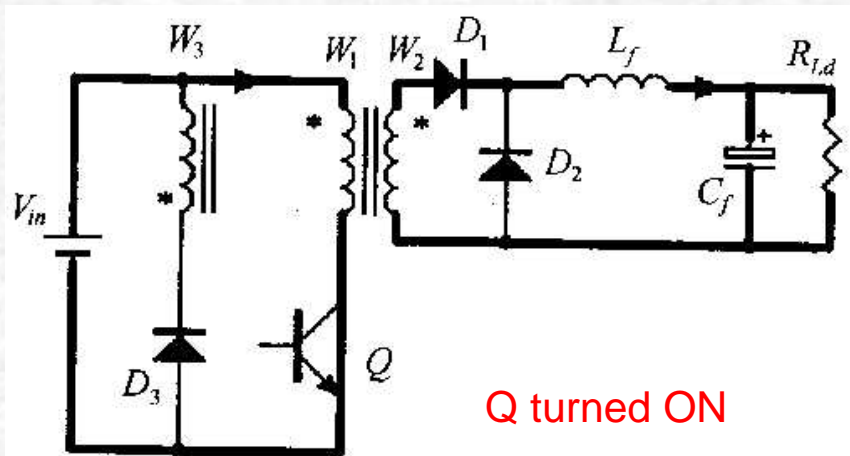
1. 电路比较简单, 铜耗较低;
2. 输出电压电流纹波较小;
3. 变压器磁芯单边磁化;
4. 开关管峰值电流较低;
5. 变压器是个纯粹的变压器;
6. 变压器铁芯不必加气隙; 但在有的铁芯中为了减少 B_r , 需加很小的气隙.



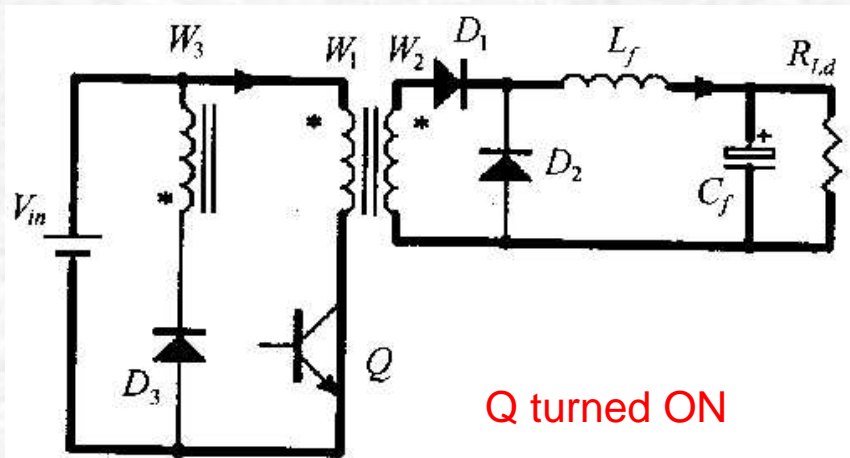
关断时的电流与关断时去磁回路的电流不等, 因为能量相等而匝数不一样

$$E = \frac{1}{2} I^2 L$$

二, 基本工作原理



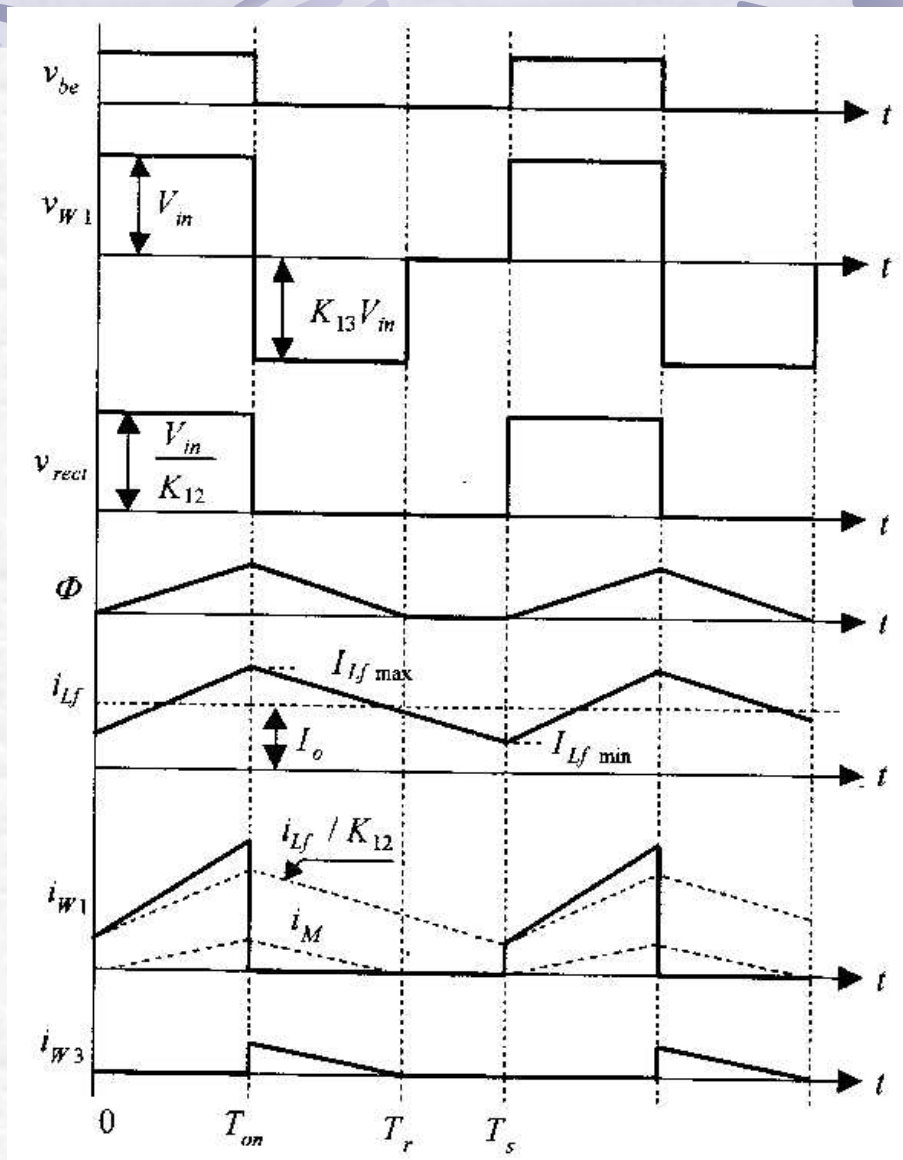
二、基本工作原理(续) [0, T_{on}]



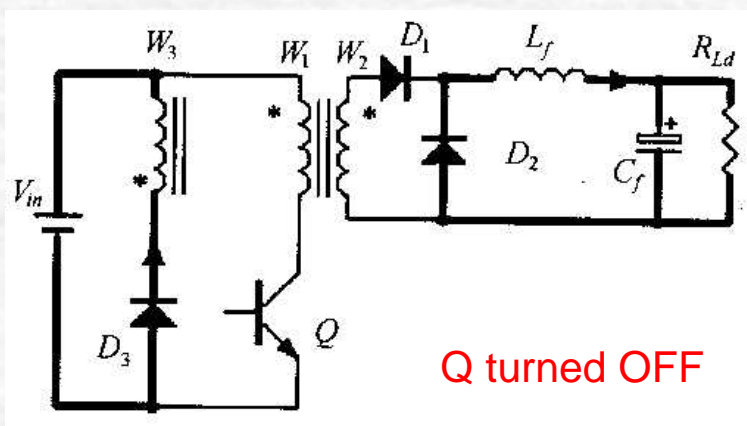
$$W_1 \frac{d\Phi}{dt} = V_{in}$$

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in}}{W_1} D T_s$$

$$i_{MP} = \frac{V_{in}}{L_P} t$$



二、基本工作原理(续) [T_{on} , T_r]



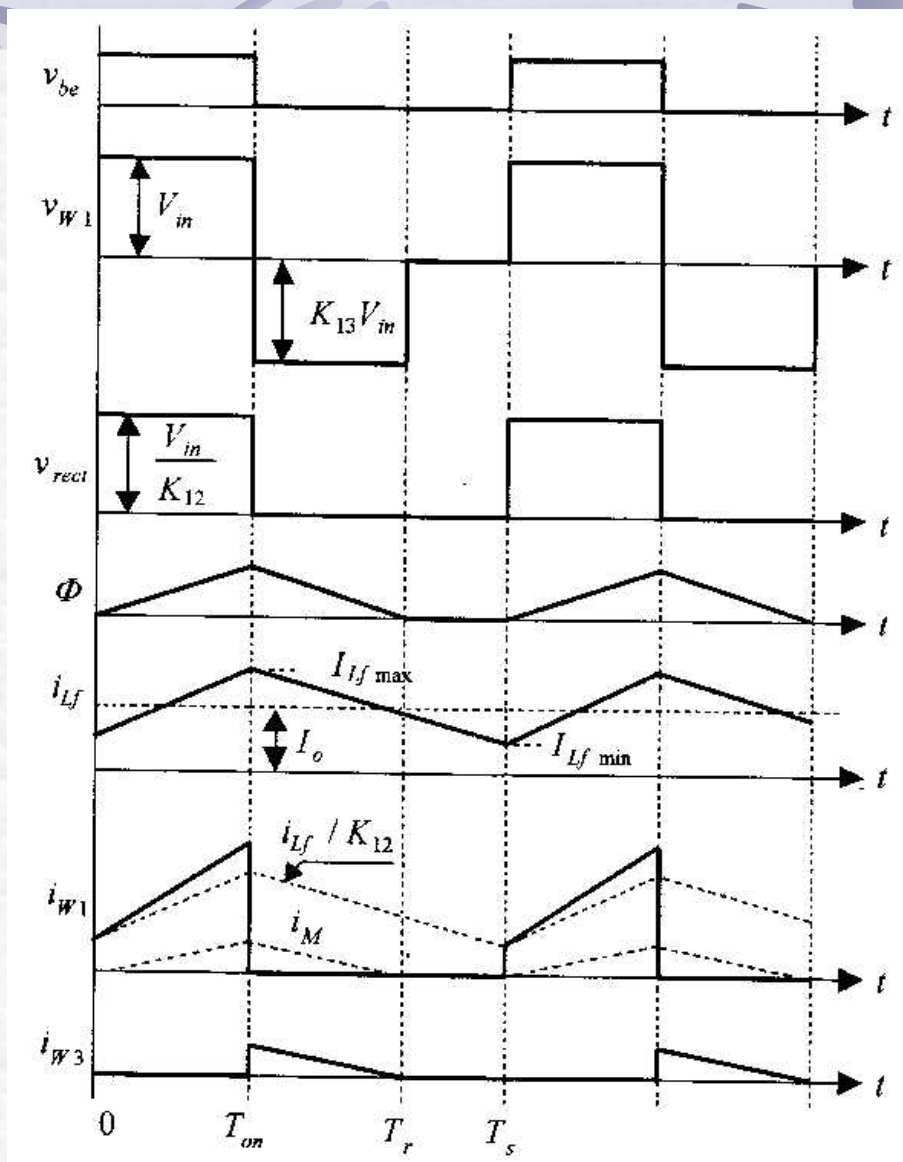
复位绕组的电压为: $V_{W3} = -V_{in}$

原副边绕组上的电压为:

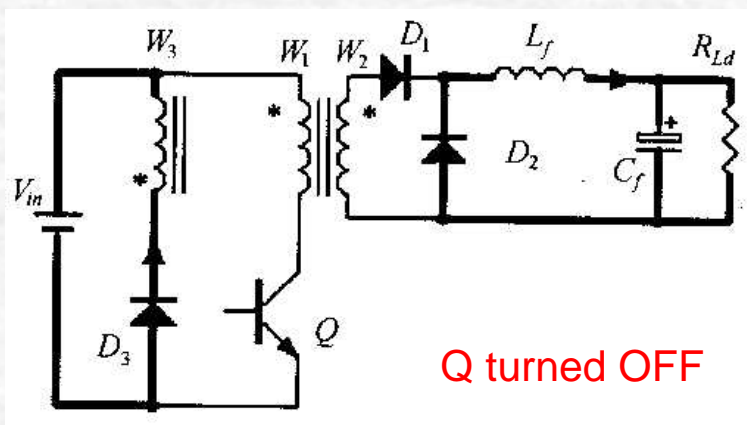
$$V_{W1} = -K_{13}V_{in}$$

$$V_{W2} = -K_{23}V_{in}$$

Where $K_{13} = W_1/W_3$, $K_{23} = W_2/W_3$



二, 基本工作原理(续) [T_{on} , T_r]



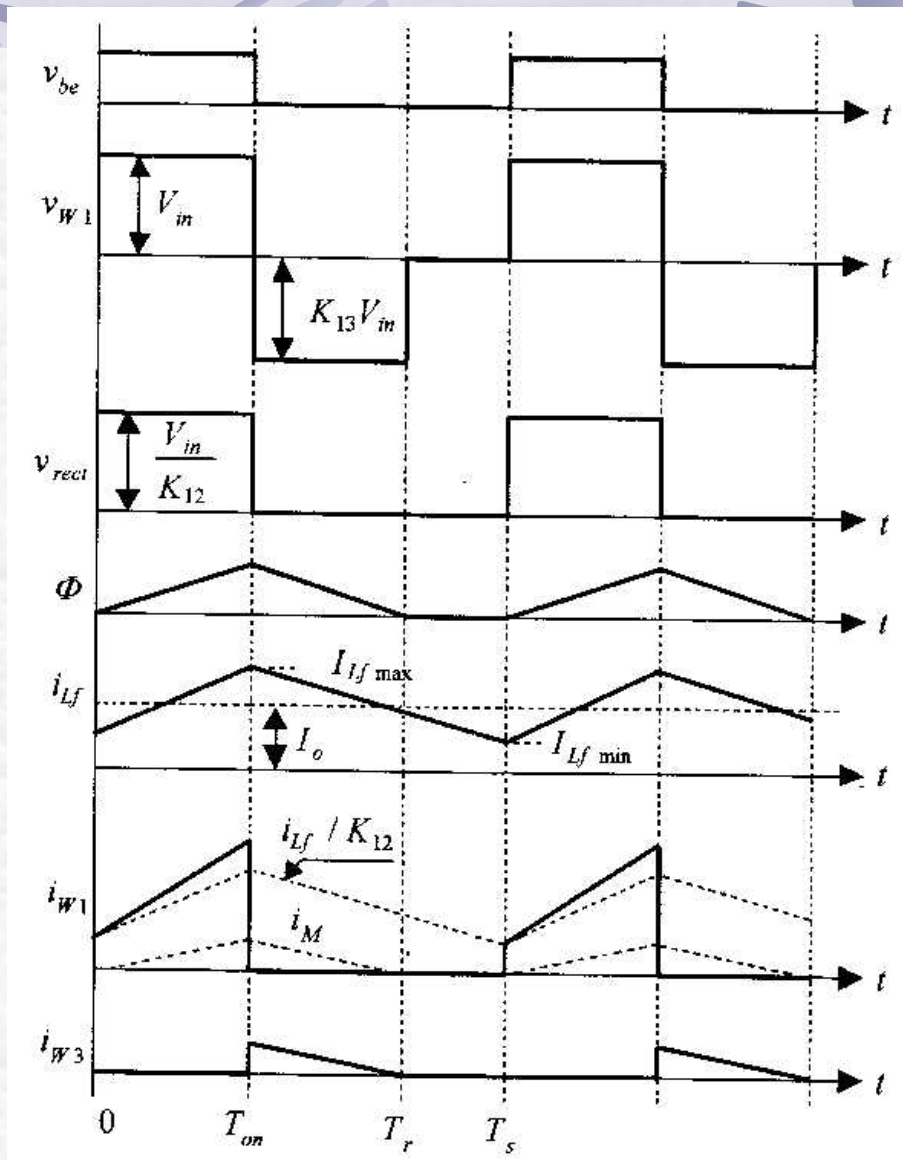
Q上的电压: $V_Q = V_{in} + K_{13}V_{in}$

V_{in} 反向加在复位绕组 W_3 上, 故磁通 Φ 减小:

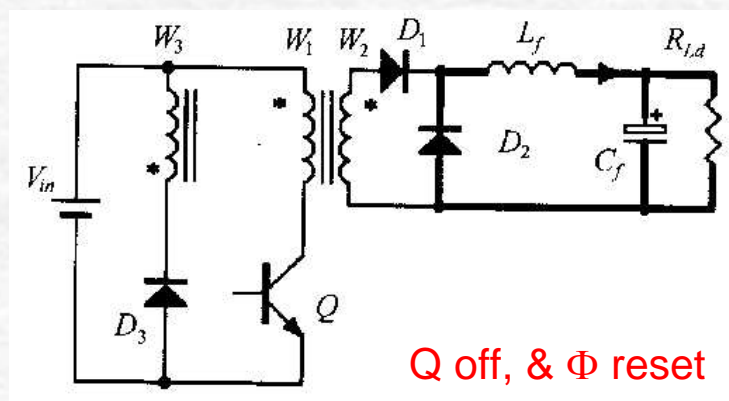
$$W_3 \frac{d\Phi}{dt} = -V_{in}$$

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_{in}}{W_3} D_R T_S$$

Where $D_R = (T_r - T_{on}) / T_s$



二、基本工作原理(续) [Tr, Ts]

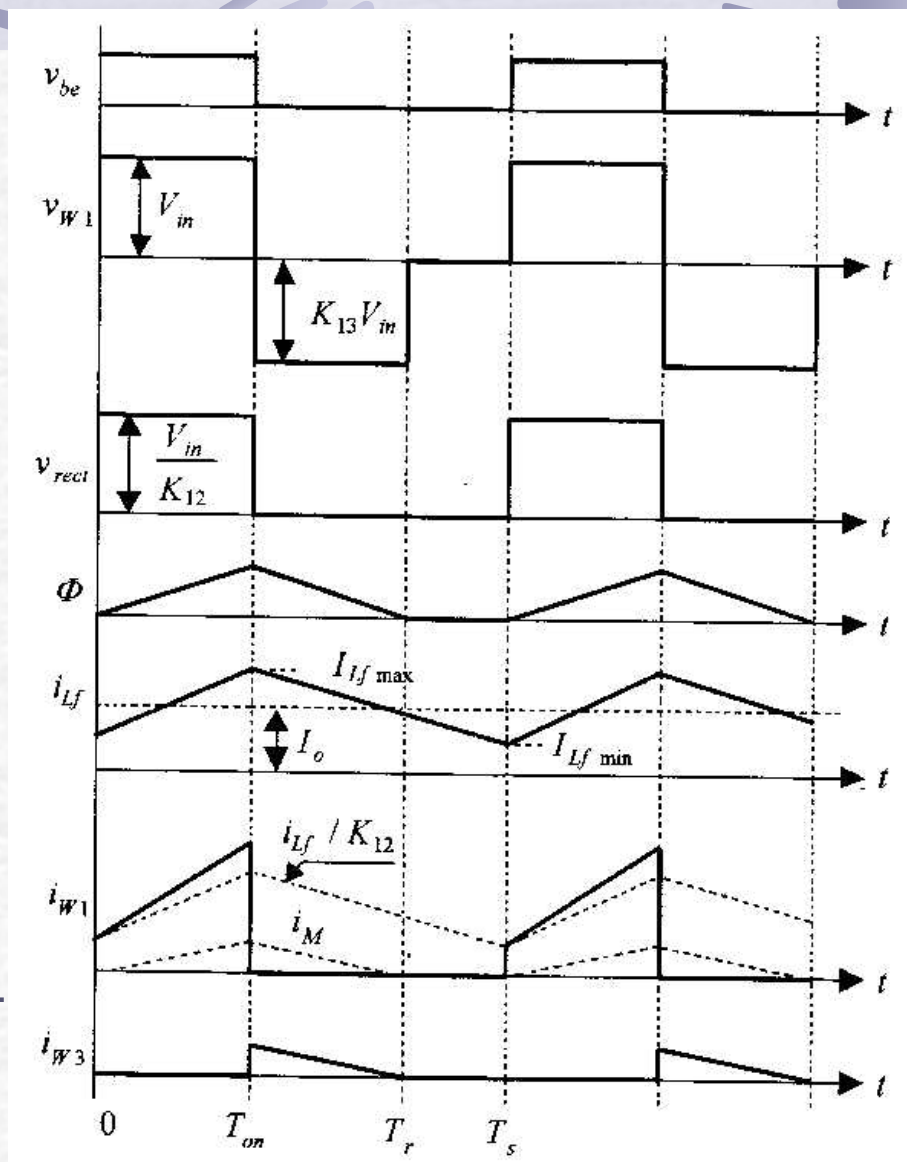


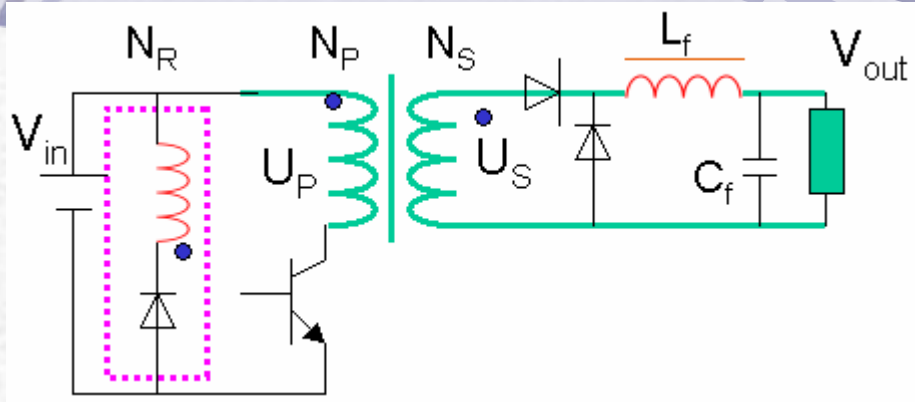
励磁电流 i_M 从 W_1 转移到 W_3 上后, 减小到零:

$$i_{W_3} = K_{13} \left[\frac{V_{in}}{L_p} T_{on} - \frac{V_{in}}{L_p} (t - T_{on}) \right]$$

到 T_r 时刻后, 所有绕组中电流为零, 电压也为零.

Q 上的电压: $V_Q = V_{in}$





三. 输入端电流电压关系

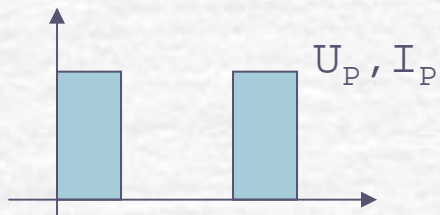
$$P_{in} = V_{in} I_{in} = U_{P(rms)} I_{P(rms)} \quad (1)$$

$$U_P = V_{in}$$

$$U_{P(rms)} = \sqrt{D} U_P = \sqrt{D} V_{in}$$

$$U_{P(ave)} = D U_P = D V_{in}$$

(2)



$$I_{P(rms)} = \sqrt{D} I_P$$

$$I_{P(ave)} = D I_P$$

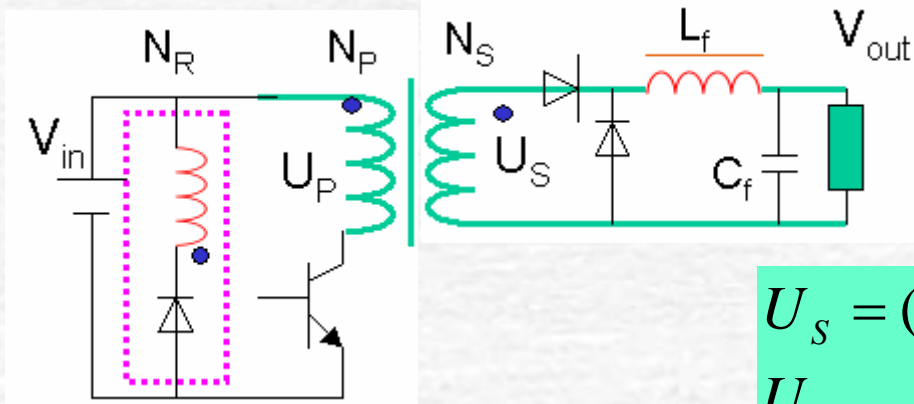
由(1)得

$$I_{P(rms)} = \frac{1}{\sqrt{D}} I_{in}$$

$$I_{P(ave)} = I_{in}$$

$$I_P = \frac{1}{D} I_{in}$$

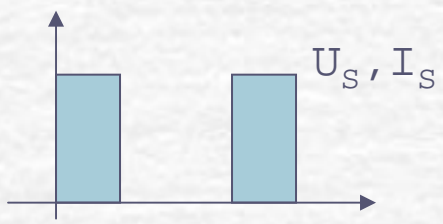
(3)



四. 输出端电流电压关系

$$P_{out} = V_{out} I_{out} = U_{S(rms)} I_{S(rms)} - I_S V_D \quad (4)$$

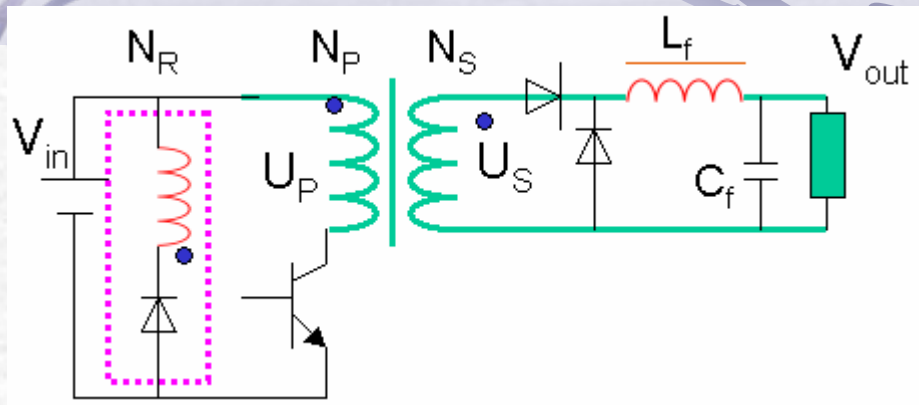
$$\left. \begin{aligned} U_S &= (V_{out} + V_D) / D \\ U_{S(rms)} &= \sqrt{D} U_S = (V_{out} + V_D) / \sqrt{D} \\ U_{S(ave)} &= D U_S = V_{out} + V_D \end{aligned} \right\} (5)$$



$$I_{S(rms)} = \sqrt{D} I_S \quad , \quad I_{S(ave)} = D I_S$$

由(4)得

$$\left. \begin{aligned} I_S &= I_{out} \\ I_{S(ave)} &= D I_{out} \\ I_{S(rms)} &= \sqrt{D} I_{out} \end{aligned} \right\} (6)$$



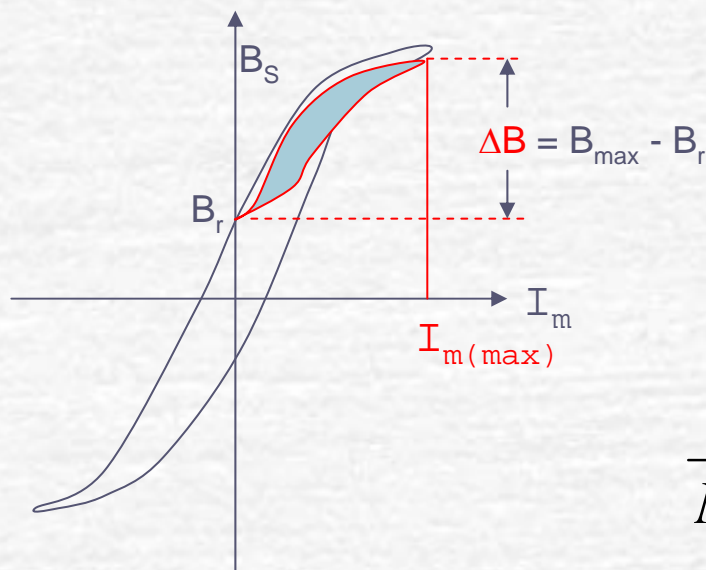
五. 磁通复位的关系

$$\frac{V_{in}}{L_P} DT_s = \Delta i_{MP}$$

$$V_{in} DT_s = \Delta i_{MP} L_P = N_P \Delta \Phi_{(+)} \quad (6')$$

同理，可得

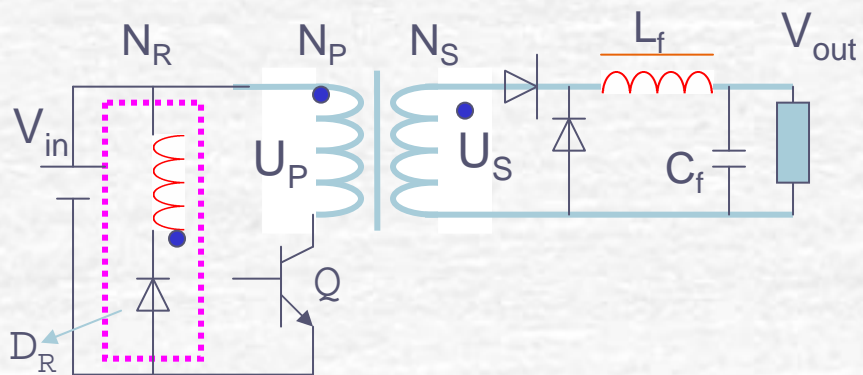
$$V_{in} D_R T_s = \Delta i_{MR} L_R = N_R \Delta \Phi_{(-)} \quad (6'')$$



因为磁通复位，有 $\Delta \Phi_{(+)} = \Delta \Phi_{(-)}$

$$\frac{D}{N_P} = \frac{D_R}{N_R} \quad (7)$$

where $D_R \leq 1 - D$



五. 磁通复位的关系(续)

Q关断时,开关管上的耐压为

$$U_Q = V_{in} - U_P$$

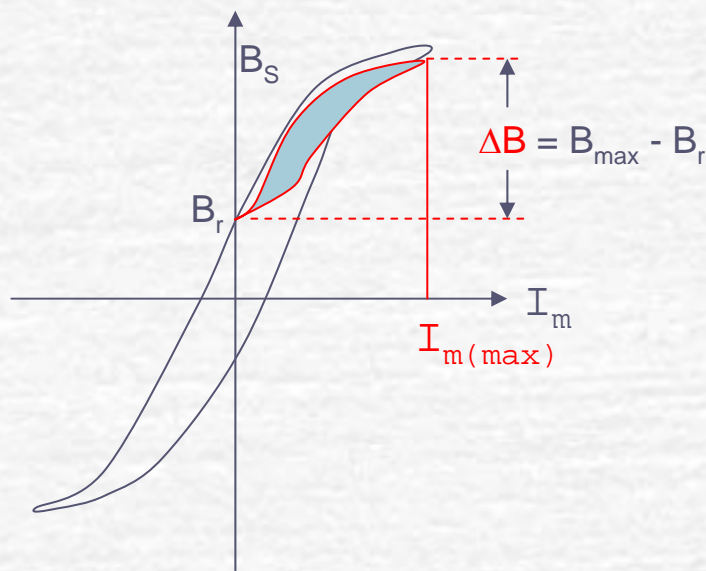
$$= V_{in} + \frac{N_P}{N_R} V_{in}$$

复位线圈箝位二极管的反向承压为

$$U_{DRR} = \frac{N_R}{N_P} V_{in}$$

考虑Q的耐压和变压器窗口的利用率,因此,一般复位绕组 N_R 取 N_P 一样. 即

$$N_P = N_S$$



最大占空比限制

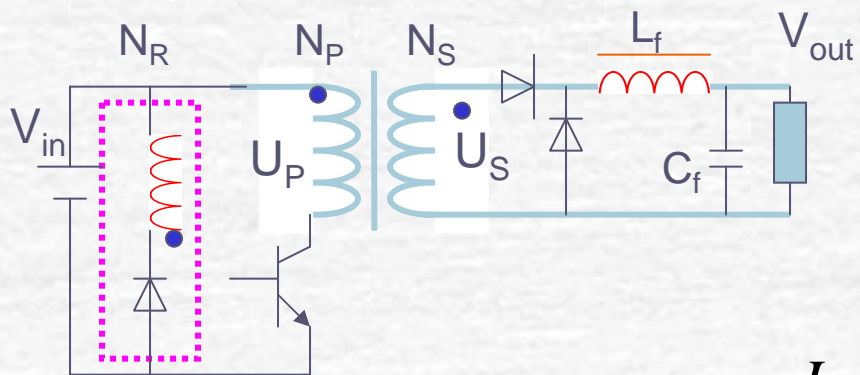
For any $D \leq D_{max}$, complete demagnetisation will take place.

$$\therefore (1 - D_{max}) = \frac{N_3}{N_1} D_{max}$$

$$\therefore D_{max} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}}$$

If $N_3 = N_1$, then $D_{max} = 0.5$. It can be shown that

$$v_T = V_d \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) \text{ for } t_{on} < t < (t_{on} + t_m)$$



六,原副边电流的关系

1,副边电流

电感 L_f 上的电流平均值为输出电流 I_{out} .即

$$I_{L_f} = I_{out} = \frac{i_{S(max)} + i_{S(min)}}{2} \quad (8)$$

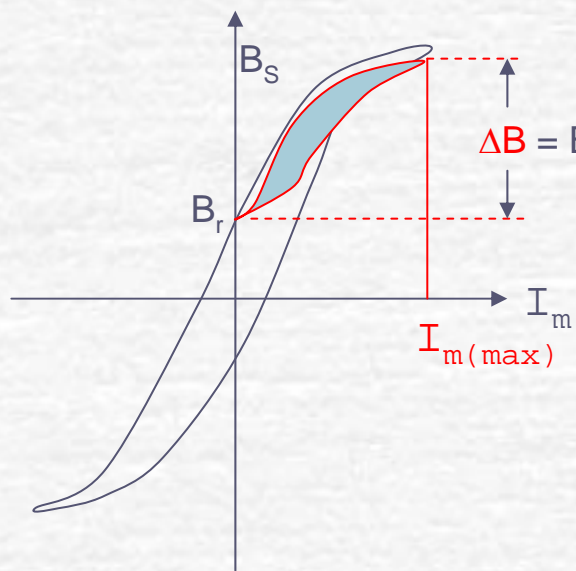
同理,可得

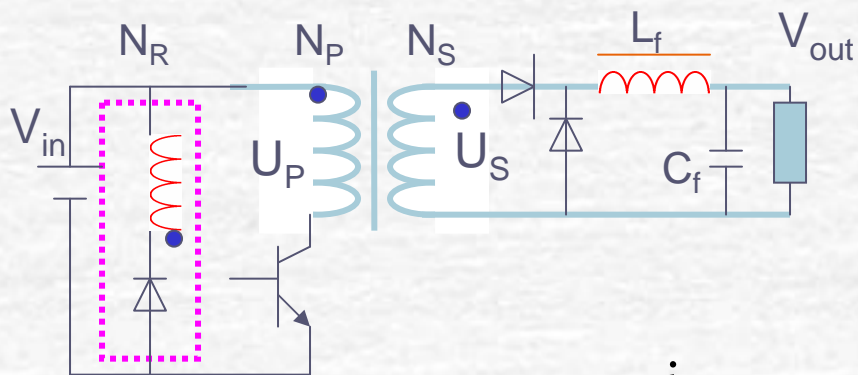
$$\Delta i_S = i_{S(max)} - i_{S(min)} = \frac{(U_S - V_D) - V_{out}}{L_f} DT_s \quad (9)$$

由(8), (9)和(5)可得到

$$i_{S(max)} = I_{out} + \frac{(1-D)(V_{out} + V_D)}{2L_f} T_s \quad (10)$$

$$i_{S(min)} = I_{out} - \frac{(1-D)(V_{out} + V_D)}{2L_f} T_s \quad (11)$$

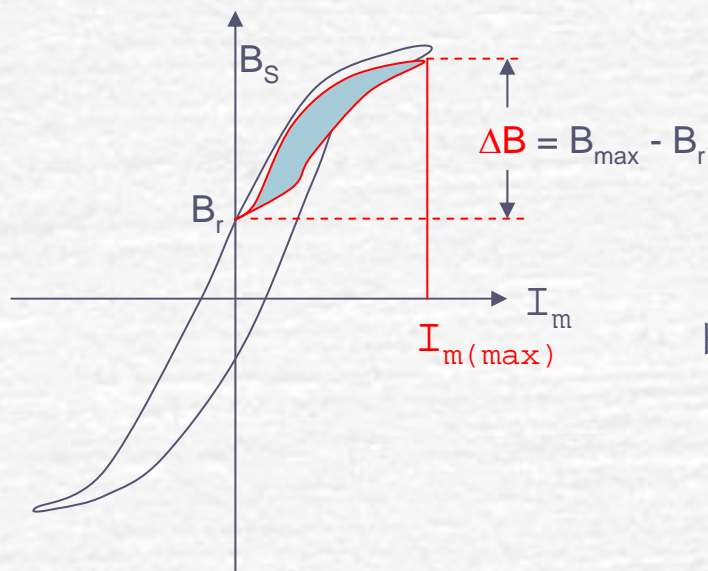




六,原副边电流的关系

2,原边电流

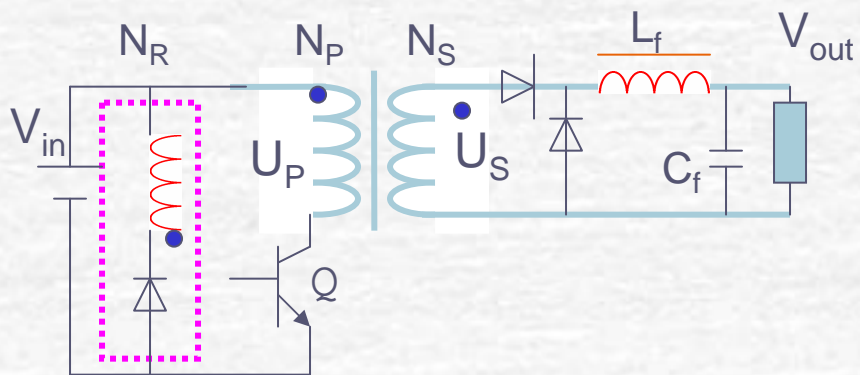
$$i_{PL(max)} = \frac{N_S}{N_P} I_{out} + \frac{(1-D)DT_s V_{in}}{2L_f} \left(\frac{N_S}{N_P} \right)^2 \quad (12)$$



$$i_{PL(min)} = \frac{N_S}{N_P} I_{out} - \frac{(1-D)DT_s V_{in}}{2L_f} \left(\frac{N_S}{N_P} \right)^2 \quad (13)$$

由(6')和(12)可得原边电流最大值

$$i_{P(max)} = i_{PL(max)} + \Delta i_{MP} \quad (14)$$



七. 元器件的选择

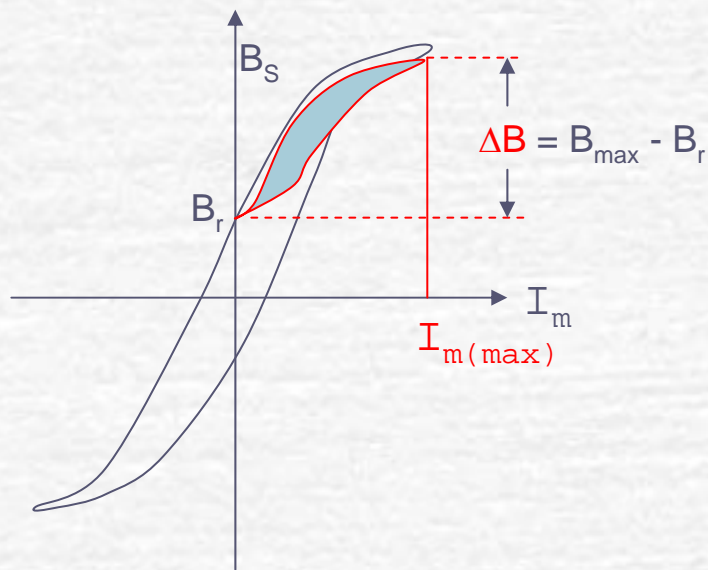
1. 开关器件Q

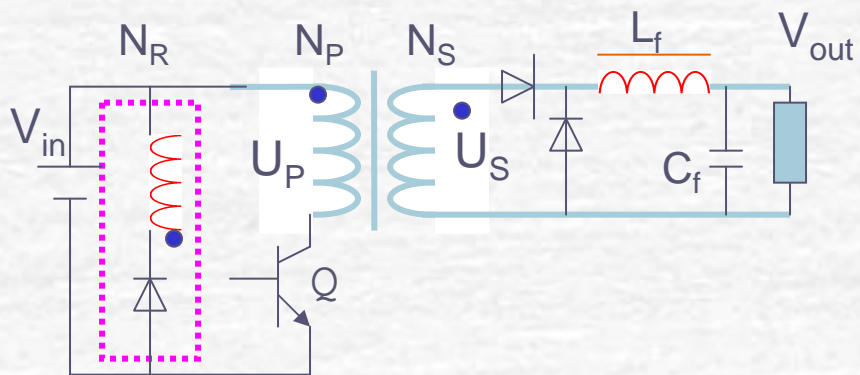
Q所承受的电压为

$$U_Q = V_{in(max)} + \frac{N_P}{N_R} V_{in(max)} \quad (15)$$

Q所流过的最大电流为

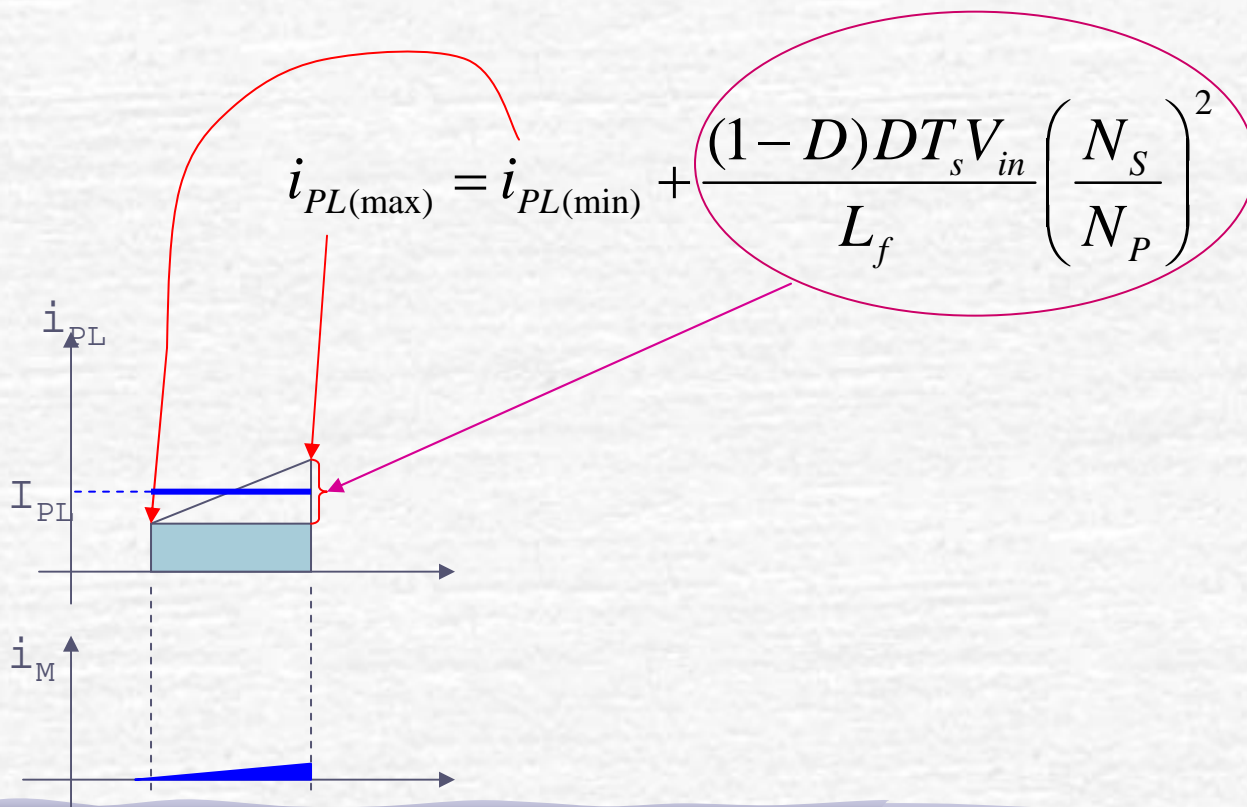
$$\begin{aligned} I_Q &= i_{P(max)} \\ &= i_{PL(max)} + \Delta i_{MP} \end{aligned} \quad (16)$$

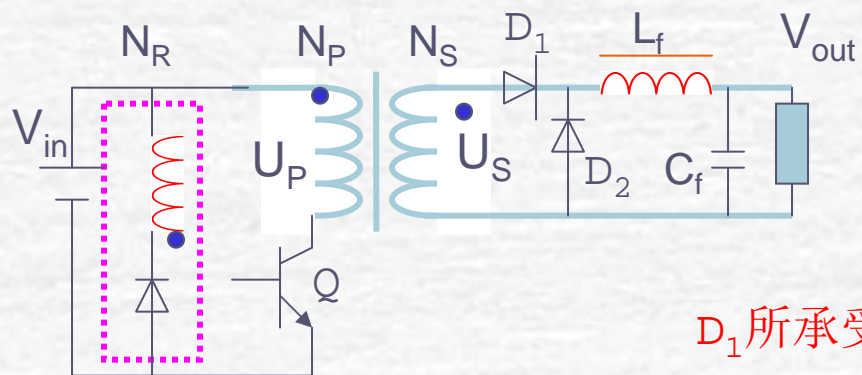




七. 元器件的选择

1. 开关器件Q





七. 元器件的选择

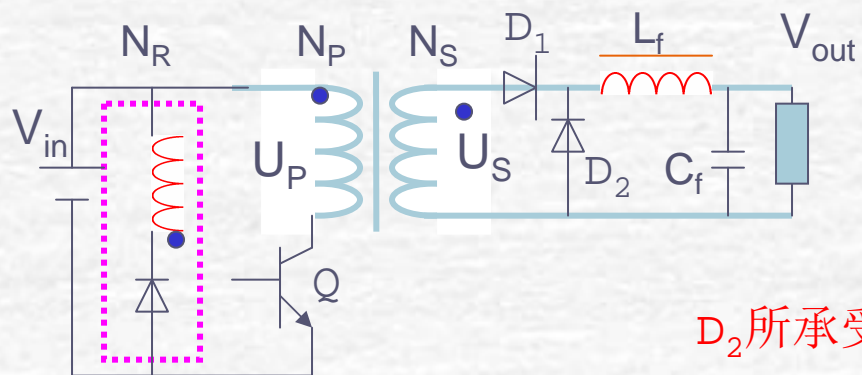
2. 整流二极管 D_1 , D_2 , D_R

D_1 所承受的电压为

$$U_{D1R} = \frac{N_S}{N_R} V_{in(max)} \quad (17)$$

D_1 所流过的最大电流为

$$\begin{aligned} I_{D1} &= i_{S(max)} \\ &= I_{out} + \frac{(1-D)(V_{out} + V_D)}{2L_f} T_s \end{aligned} \quad (18)$$



七. 元器件的选择

2. 二极管 D_1 , D_2 , D_R

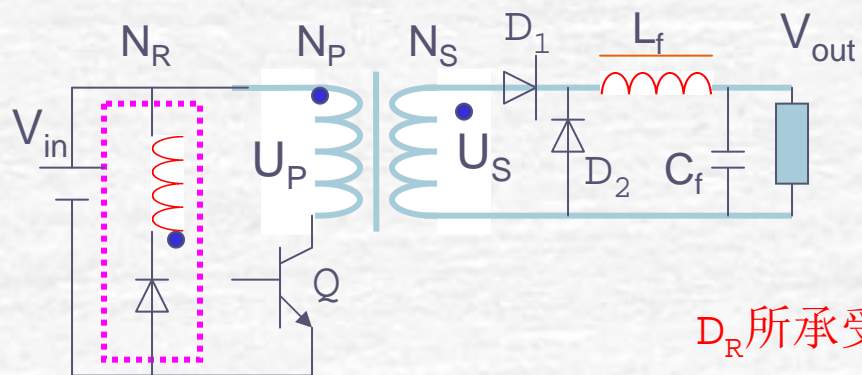
D_2 所承受的电压为

$$U_{D2R} = \frac{N_S}{N_P} V_{in(max)} \quad (19)$$

注意：N的下标

D_2 所流过的最大电流为

$$\begin{aligned} I_{D2} &= i_{S(max)} \\ &= I_{out} + \frac{(1-D)(V_{out} + V_D)}{2L_f} T_s \end{aligned} \quad (20)$$



七. 元器件的选择

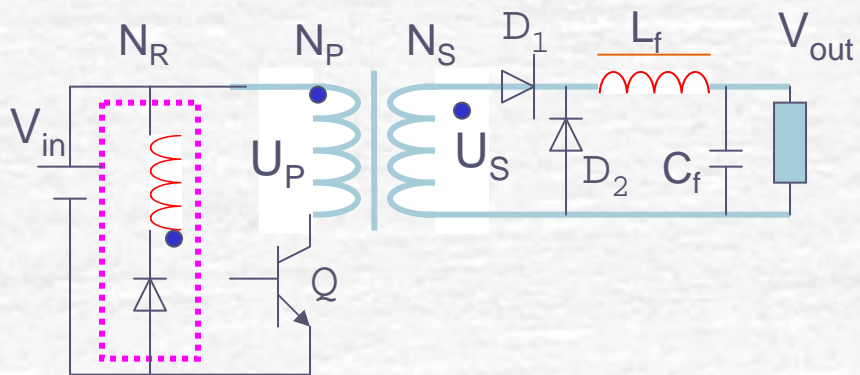
2. 二极管 D_1 , D_2 , D_R

D_R 所承受的电压为

$$U_{DRR} = \frac{N_R}{N_P} V_{in(max)} \quad (21)$$

D_R 所流过的最大电流为

$$I_{DR} = i_{MR(max)} = \frac{N_P}{N_R} \Delta i_{MP} = \frac{N_P}{N_R} \frac{V_{in} DT_s}{L_P} \quad (22)$$



七. 元器件的选择

3. 滤波电容 C_f

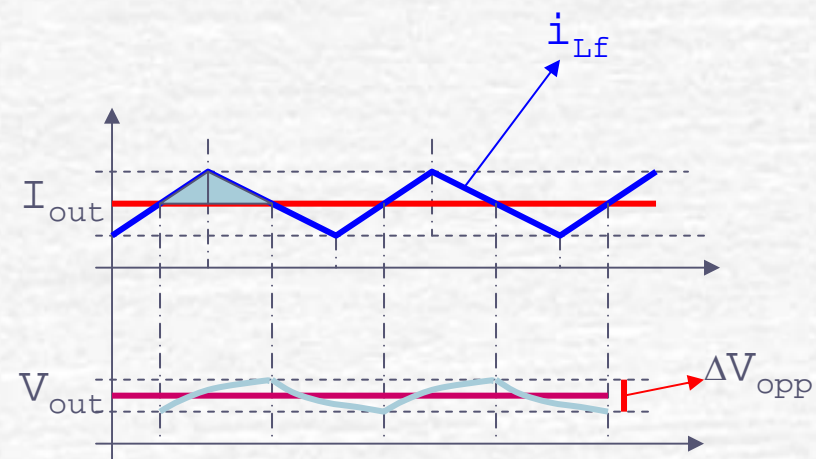
C 所承受的电压为

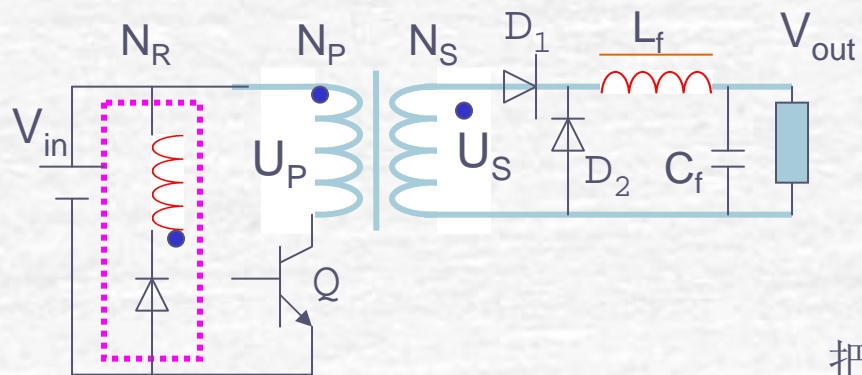
$$U_C = V_{out} + \frac{1}{2} \Delta V_{opp} \quad (23)$$

C_f 的容量

假定电感上的电流连续. 事实上, 在设计电感时必须满足电流连续这一条件.

$$\Delta q = \int idt = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta i_s}{2} = C_f \Delta V_{opp} \quad (24)$$





七. 元器件的选择

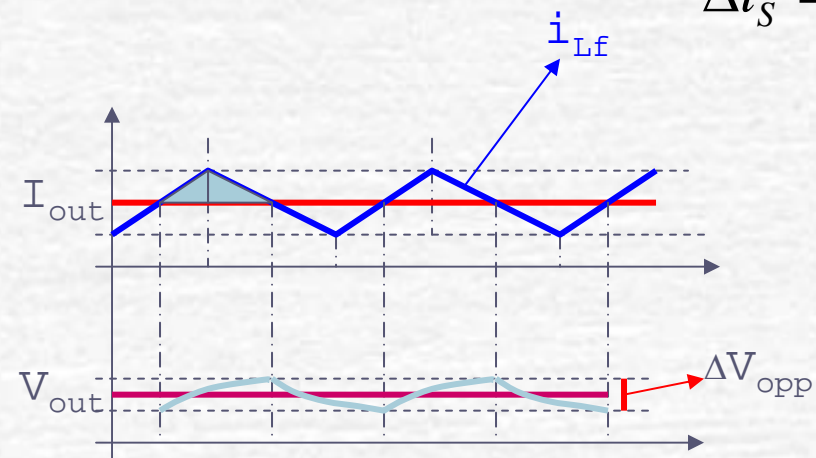
3. 滤波电容 C_f

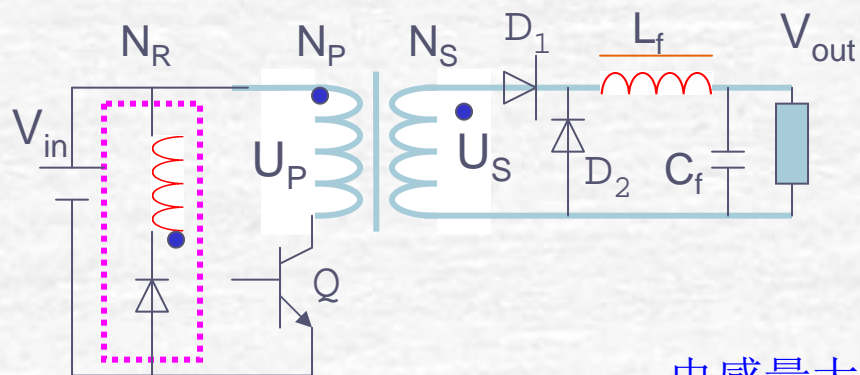
把(9)式

$$\Delta i_s = \frac{(U_s - V_D) - V_{out}}{L_f} DT_s = \frac{(1-D)(V_D + V_{out})}{L_f} T_s$$

代入(24), 有

$$C_f = \frac{(1-D)(V_{out} + V_D)}{8L_f \Delta V_{opp} f_s^2} \quad (25)$$





七. 元器件的选择

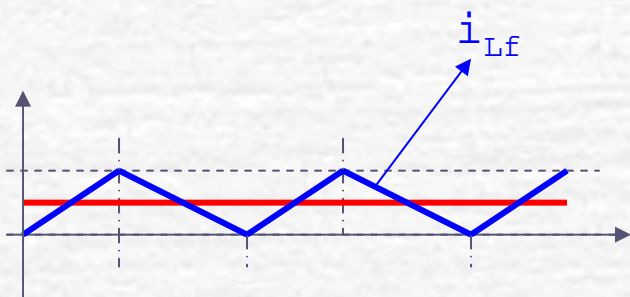
4. 滤波电感 L_f 的设计

A, L_f 电感量的确定

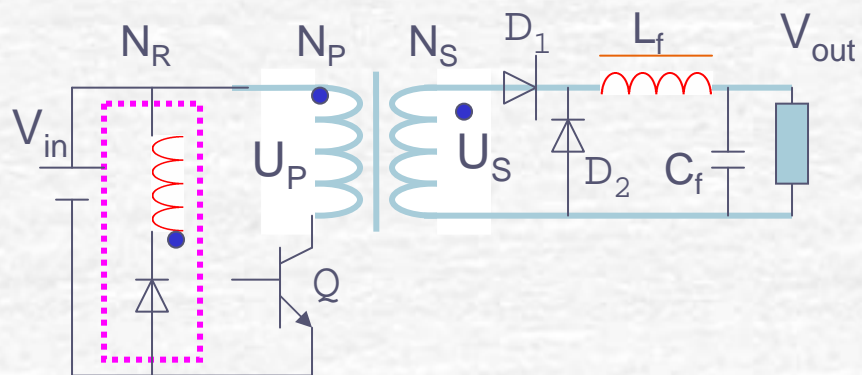
电感量大,对平滑输出电流电压有好处,同时减小了变压器的铜耗;但电感器体积和重量增加,且Q,和 D_1 的开通损耗, D_2 的反向恢复损耗增大.

电感量小,输出电流电压的纹波增加,变压器的铜耗增加些;但电感器体积和重量减小,且Q,和 D_1 的开通损耗, D_2 的反向恢复损耗也降低了.

为此,一般取电感量 L_f 为额定电流临界连续的电感量 L_{fmin} 的1.3倍.



$$\Delta i_s = \frac{(1-D)(V_D + V_{out})}{L_{fmin}} T_s = 2I_{out} \quad (26)$$

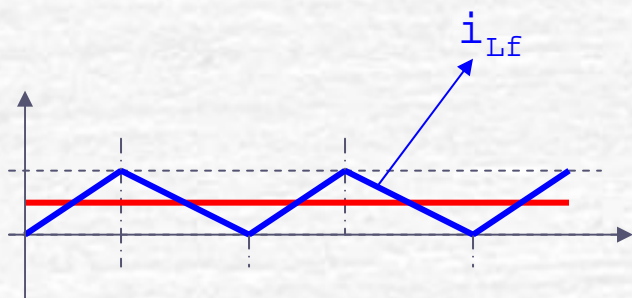


七. 元器件的选择

4. 滤波电感 L_f 的设计

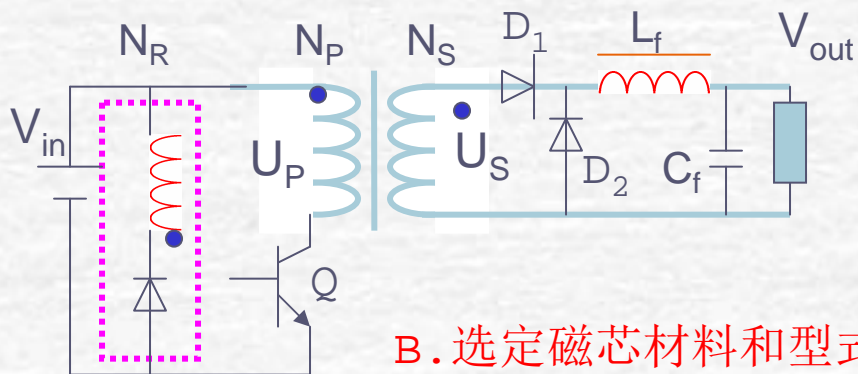
A, L_f 电感量的确定(续)

$$L_{f \min} = \frac{(1-D)(V_D + V_{out})}{2I_{out}f_s} \quad (27)$$



$$L_f = 1.3L_{f \min} = 1.3 \frac{(1-D)(V_D + V_{out})}{2I_{out}f_s} \quad (28)$$

此页之后的内容在讲完变压器电抗器设计之后才细讲。



七. 元器件的选择

4. 滤波电感 L_f 的设计

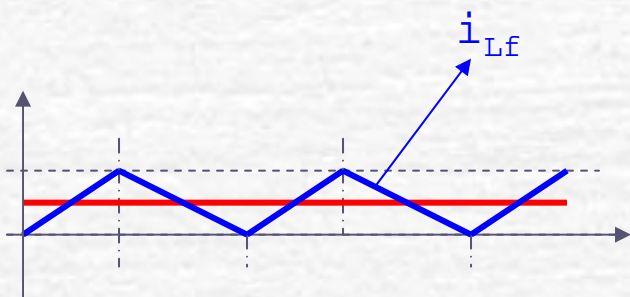
B. 选定磁芯材料和型式--- $\Delta B, B_m$

根据工作频率,磁化形式,传输功率,线圈绕组的绕制等要求,以及磁芯的磁化曲线,供货情况等来确定磁芯材料.

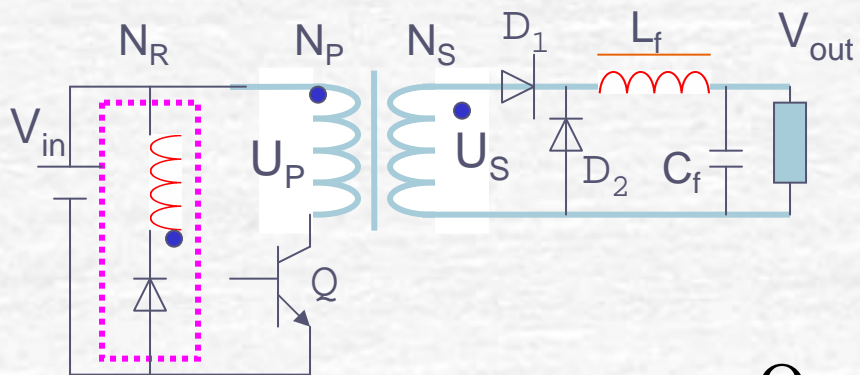
C. 确定磁芯型材的大小--- A_e, A_w, l_m

由电流密度参数法,有

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_f I_{\max} I_{rms}}{k_w B_m j} \quad (29)$$



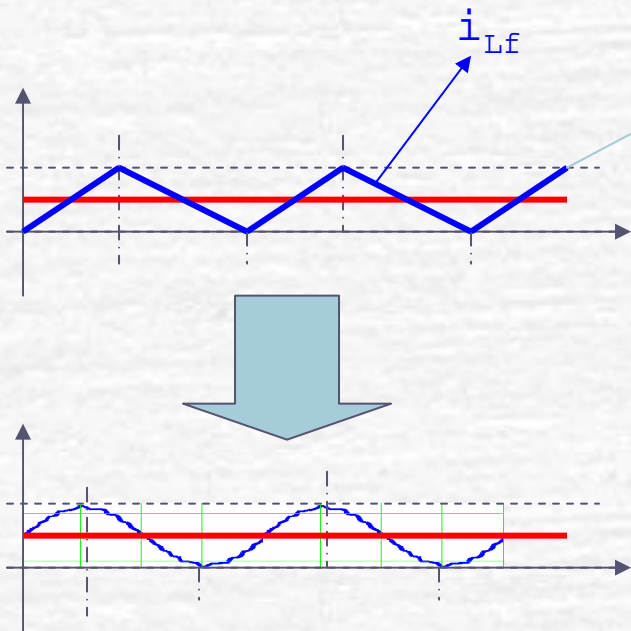
一般取0.4



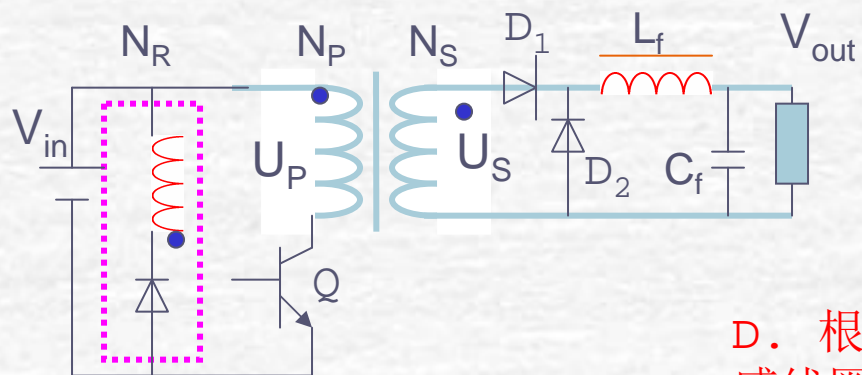
七. 元器件的选择

4. 滤波电感 L_f 的设计

$$\ominus I_{\max} = i_{S(\max)} = 2I_{out}$$



$$A_e \cdot A_w = \frac{\sqrt{6} L_f I_{out}^2}{k_w B_m j} \quad (30)$$



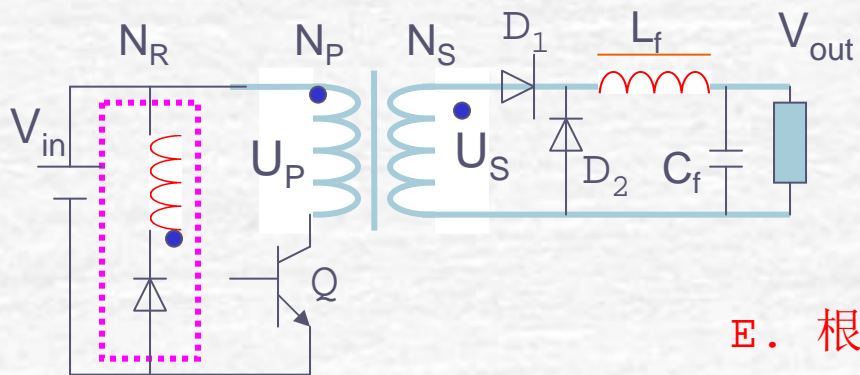
七. 元器件的选择

4. 滤波电感 L_f 的设计

D. 根据电流大小和选定磁芯确定电感线圈匝数 N_L

由磁链公式 $\Psi = N\Phi = LI_{\max}$, 可得

$$N_L = \frac{2L_f I_{out}}{A_e B_m} \quad (31)$$



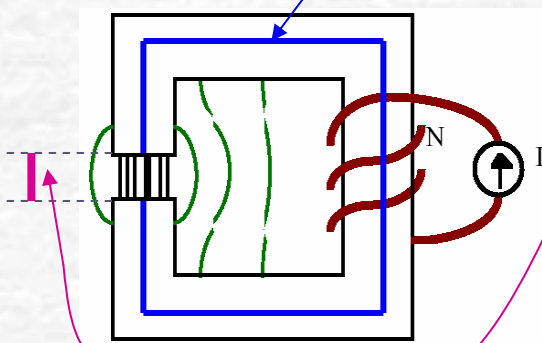
七. 元器件的选择

4. 滤波电感 L_f 的设计

E. 根据电流大小确定气隙长度 l_g

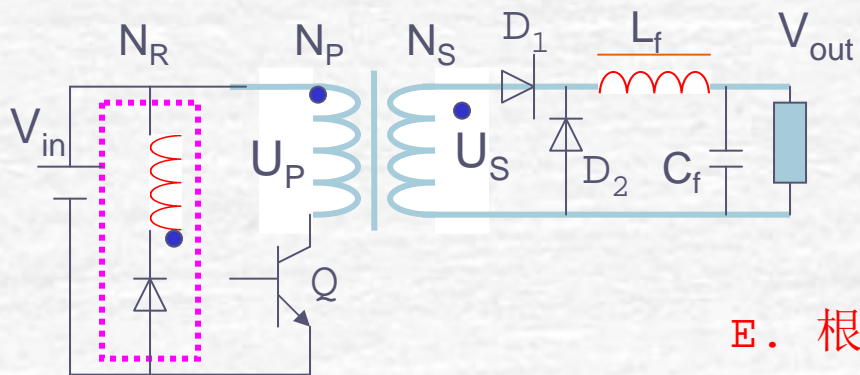
$$\ominus \sum F = I_{\max} N$$

$$\sum U_m = \Phi \sum R_m = \Phi \left(\frac{l_g}{\mu_0 k_l A_e} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} A_e} \right)$$



由kirchhoff 磁压定律: $\sum U_m = \sum F$ 得

$$I_{\max} N = \Phi \left(\frac{l_g}{\mu_0 k_l A_e} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} A_e} \right) \quad (32)$$

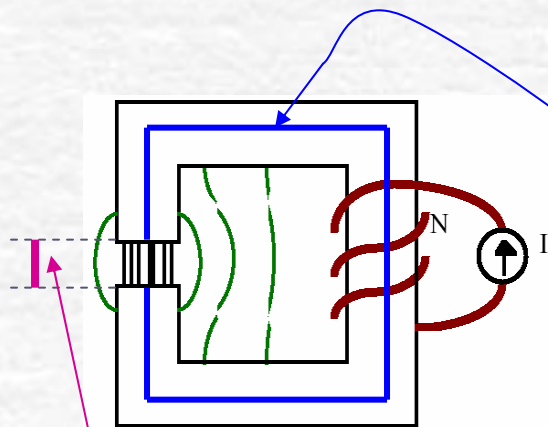


七. 元器件的选择

4. 滤波电感 L_f 的设计

E. 根据电流大小确定气隙长度 l_g (续)

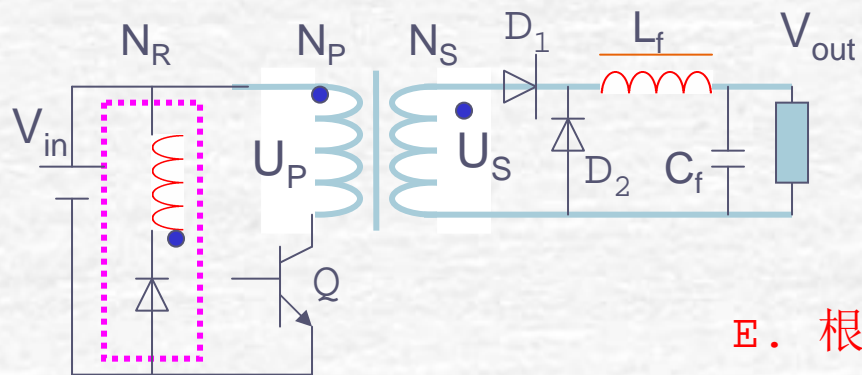
由磁链公式 $\Psi = N\Phi = LI_{\max}$, 可得



$$\frac{I_{\max}}{\Phi} LI_{\max} = \Phi \left(\frac{l_g}{\mu_0 k_l A_e} + \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe} A_e} \right)$$

进而, 有

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}} + \frac{l_g}{k_l \mu_0} = \frac{4L_f I_{out}^2}{B_m^2 A_e} \quad (33) \quad \text{最后可得 } l_g$$

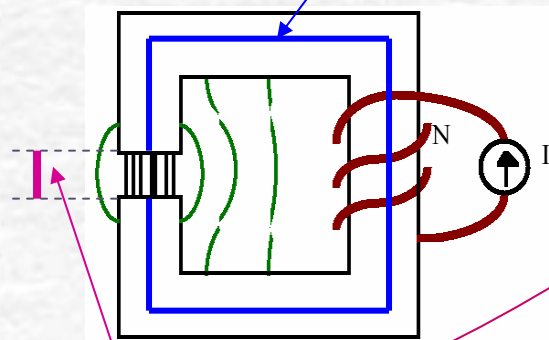


七. 元器件的选择

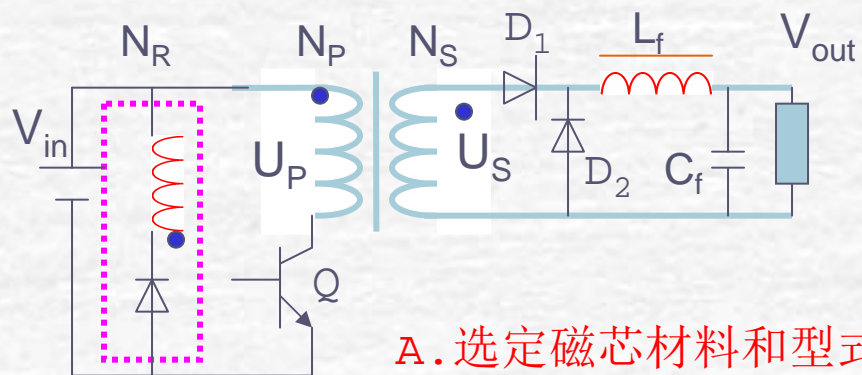
4. 滤波电感 L_f 的设计

E. 根据电流大小确定气隙长度 l_g (续)

或直接由(32)式计算, 可得



$$l_g = \mu_0 k_l \left(\frac{2I_{out} N_L}{B_m} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}} \right) \quad (34)$$



七. 元器件的选择

5. 变压器的设计

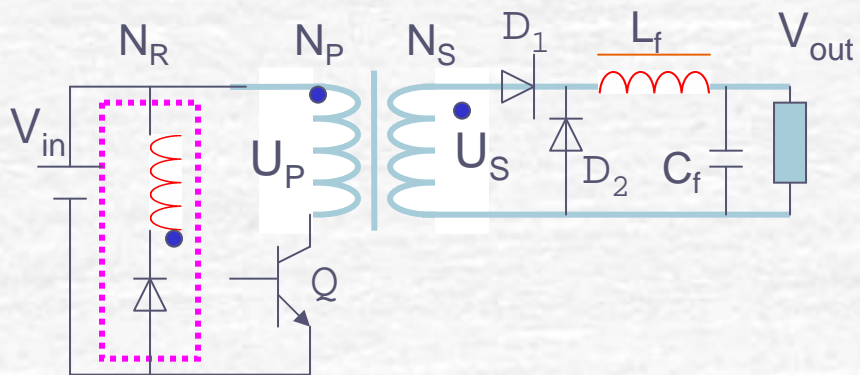
A. 选定磁芯材料和型式--- ΔB

根据工作频率,磁化形式,传输功率,线圈绕组的绕制等要求,以及磁芯的磁化曲线,供货情况等来确定磁芯材料.

B. 确定磁芯型材的大小--- A_e, A_w, l_m

由电流密度参数法,有

$$A_e \cdot A_w = \frac{k_P I_{P(rms)} + k_S I_{S(rms)} + k_R I_{R(rms)}}{k_w j} \quad (35)$$



七. 元器件的选择

5. 变压器的设计

where

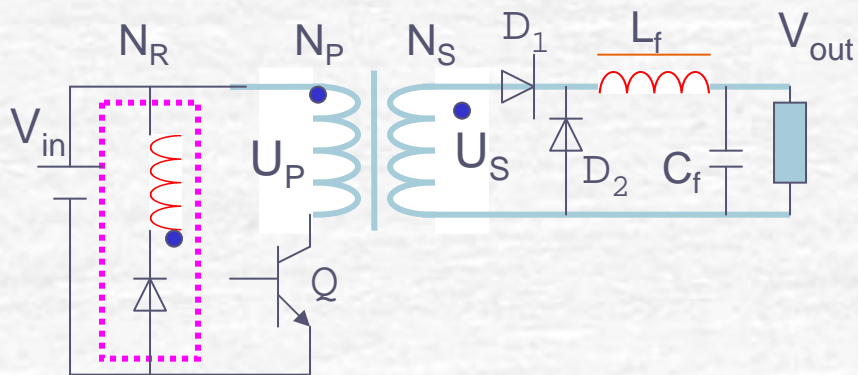
$$k_P = N_P A_e = \frac{U_P D}{f_s \Delta B}$$

$$k_R = N_R A_e = \frac{U_{in} D_R}{f_s \Delta B}$$

$$k_S = N_S A_e = \frac{U_S D}{f_s \Delta B}$$

(36)

取 $N_P = N_R$, 故 $k_P = k_R$



七. 元器件的选择

5. 变压器的设计

$$\text{令 } P_o = \frac{P_{out} (V_{out} + V_D)}{V_{out}} \quad (37)$$

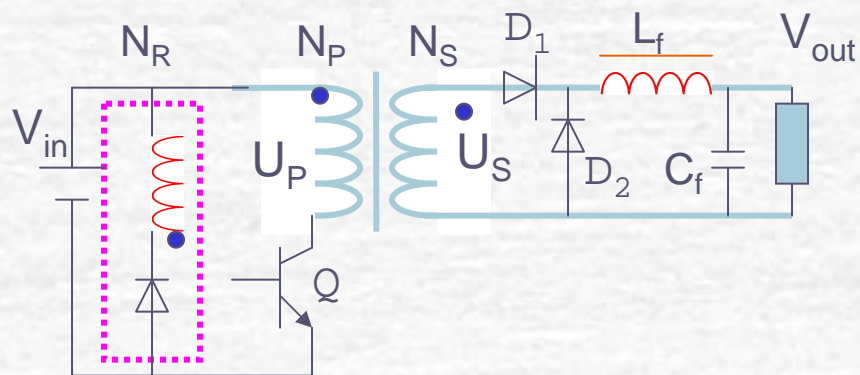
$$P_M = \frac{(V_{in} D)^2}{\sqrt{3} L_P f_s} \quad (38)$$

$$I_{MR(rms)} = \sqrt{\frac{D}{3}} \Delta i_{MP} = \sqrt{\frac{D}{3}} \frac{V_{in} D}{f_s L_P} \quad (38')$$

$$A_e \cdot A_W = \sqrt{D} \frac{P_{in} + P_o + P_M}{k_W j \Delta B f_s} \quad (39)$$

$$\frac{P_M}{P_{in}} = \frac{\sqrt{D} I_{MP(rms)}}{I_{in}} = \frac{D \Delta i_{MP}}{\sqrt{3} I_{in}}$$

(39)中的 P_M 与 P_{in} 相比很小时,为计算方便, P_M 可忽略



七. 元器件的选择

5. 变压器的设计

根据(39), 确定磁芯的大小. 于是得到
 A_e, A_w, l_m

C. 确定原副边绕组和去磁绕组匝数--- N_p, N_s , 和 N_R

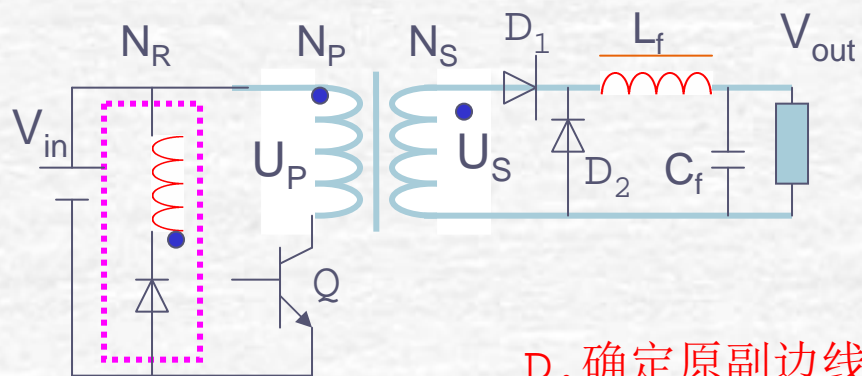
由(2), (5)知,
$$V_{out} + V_D = DU_S = \frac{N_S}{N_P} (DV_{in})$$

所以, 有
$$V_{in(max)} D_{min} = V_{in(min)} D_{max} \quad (40)$$

于是由(36)可得,

$$N_R = N_P = \frac{V_{in} D_{max}}{f_s \Delta B A_e} \quad (41)$$

$$N_S = \frac{V_{out} + V_D}{f_s \Delta B A_e} \quad (42)$$



七. 元器件的选择

5. 变压器的设计

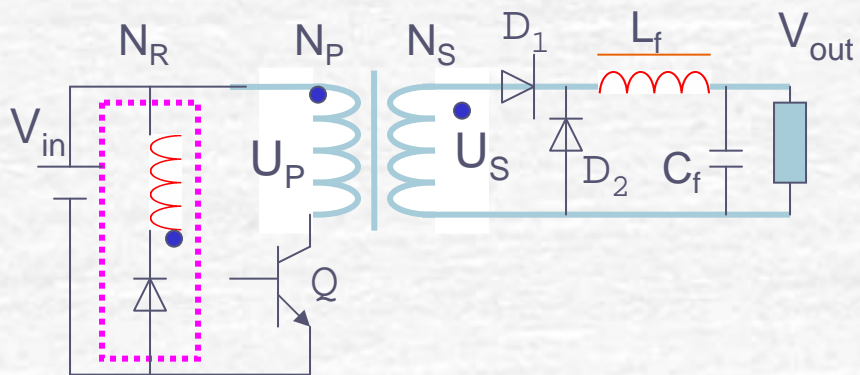
D. 确定原副边线圈导线截面--- A_P, A_S

由(3), (6)和(38'), 可得

$$A_P = \frac{I_{P(rms)}}{j} = \frac{P_{in}}{U_{P(rms)} j} = \frac{P_{in}}{\sqrt{D_{max}} V_{in(min)} j} \quad (43)$$

$$A_S = \frac{I_{S(rms)}}{j} = \frac{\sqrt{D_{max}} I_{out}}{j} \quad (44)$$

$$A_R = \sqrt{\frac{D}{3} \frac{V_{in} D}{f_s L_P j}} = \sqrt{\frac{D_{max}}{3} \frac{V_{in(min)} D_{max}}{f_s L_P j}} \quad (45)$$

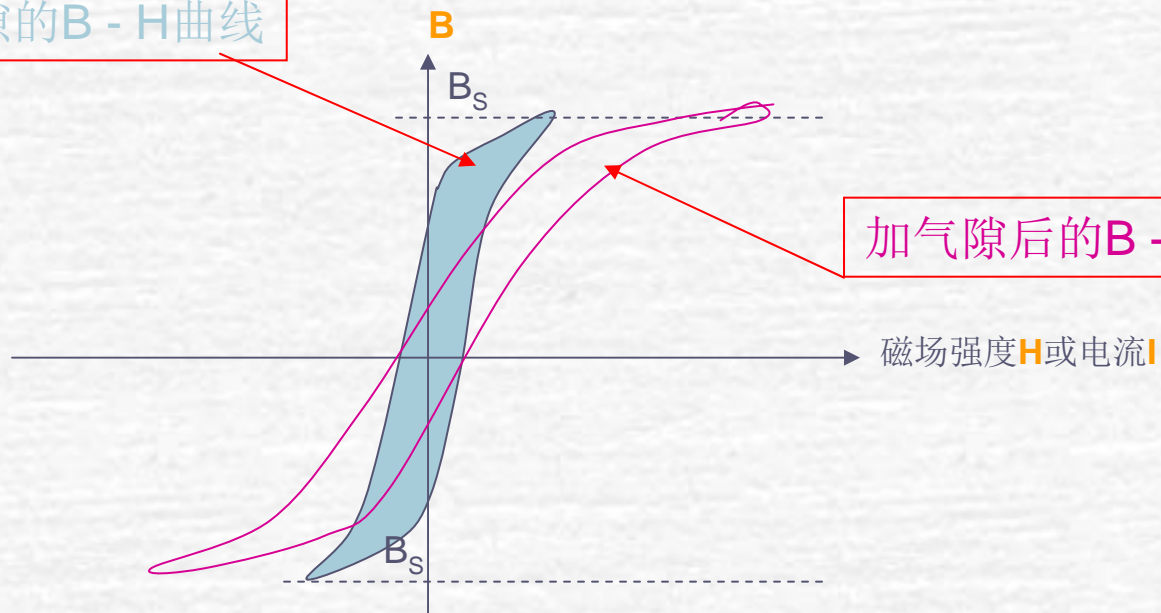
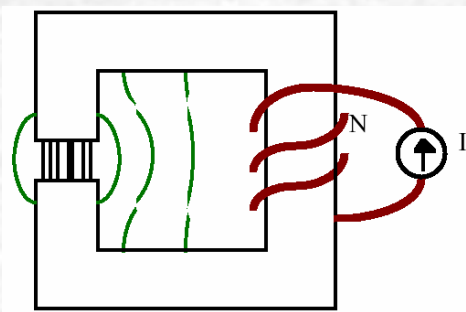


七. 元器件的选择

5. 变压器的设计

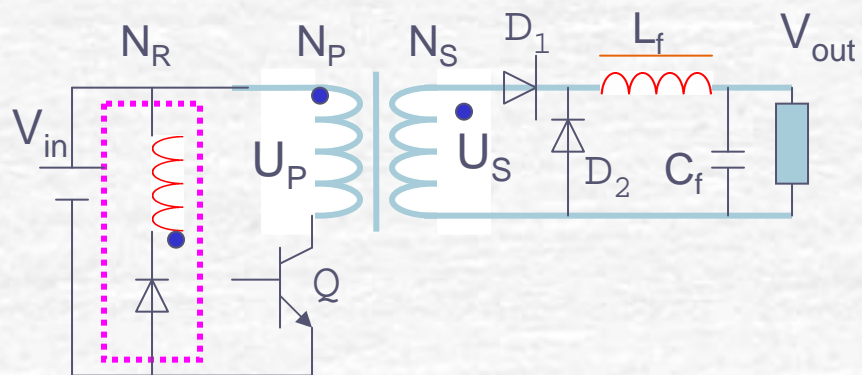
E. 关于变压器磁芯气隙问题

没有加气隙的B - H曲线



加气隙后的B - H曲线

磁场强度H或电流I



E. 关于变压器磁芯气隙问题(续)

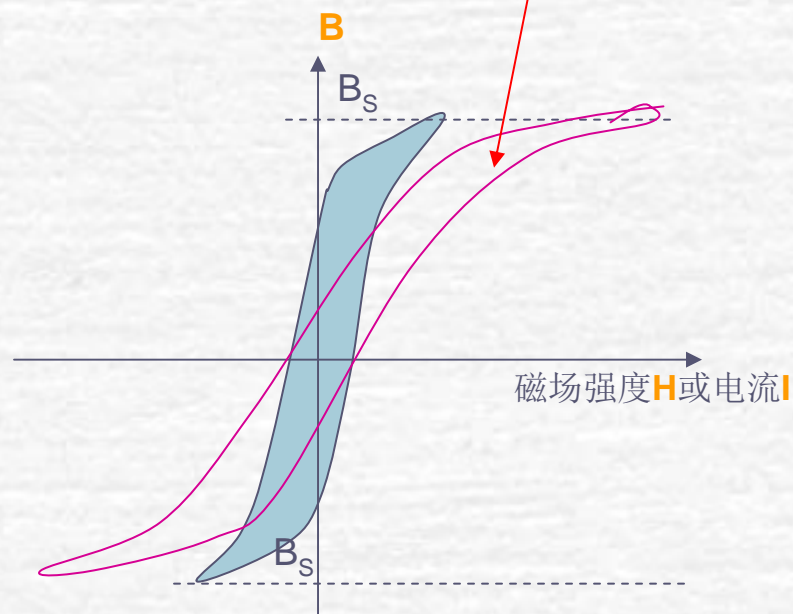
1) 加气隙后, 能减小 B_r , 对增加 ΔB 有好处. 但减小了激磁电感 L_p , 也即增大了激磁电流;

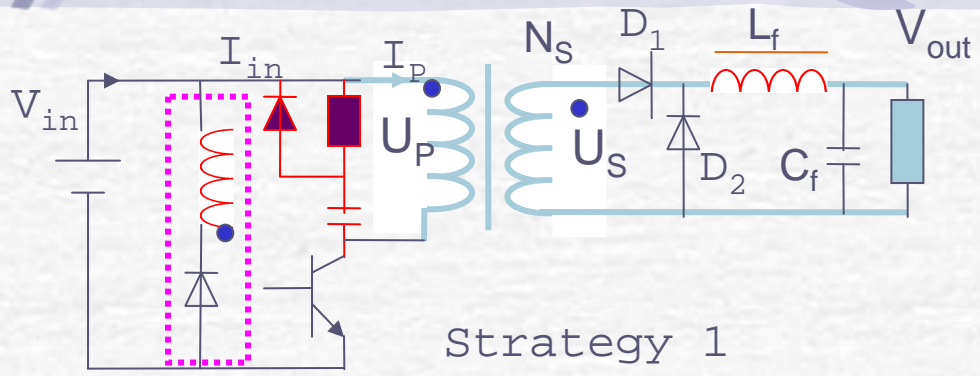
2) 变压器铁芯不必加气隙; 当铁芯的磁滞回线 B_r 较大时, 才考虑加很小的气隙.

七. 元器件的选择

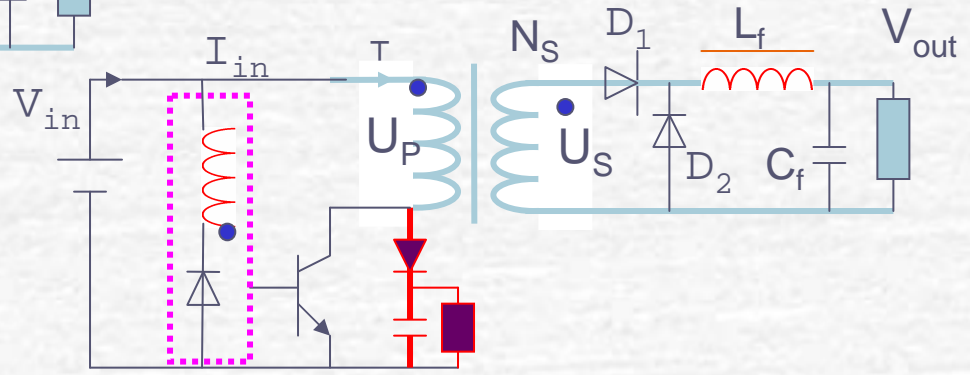
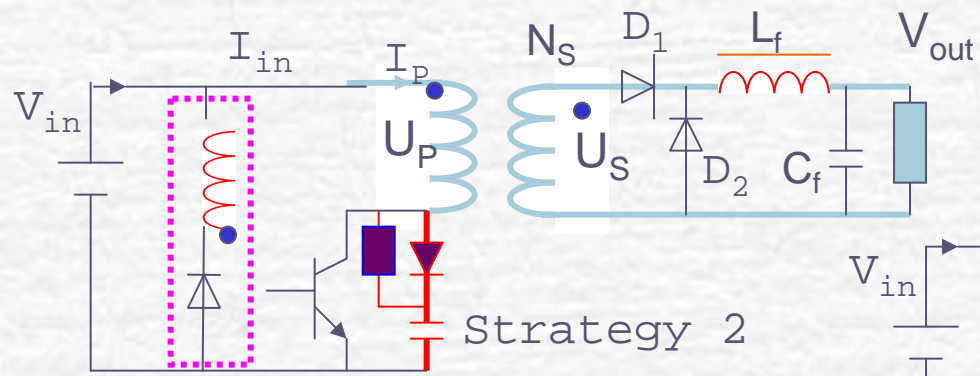
5. 变压器的设计

加气隙后的B - H曲线

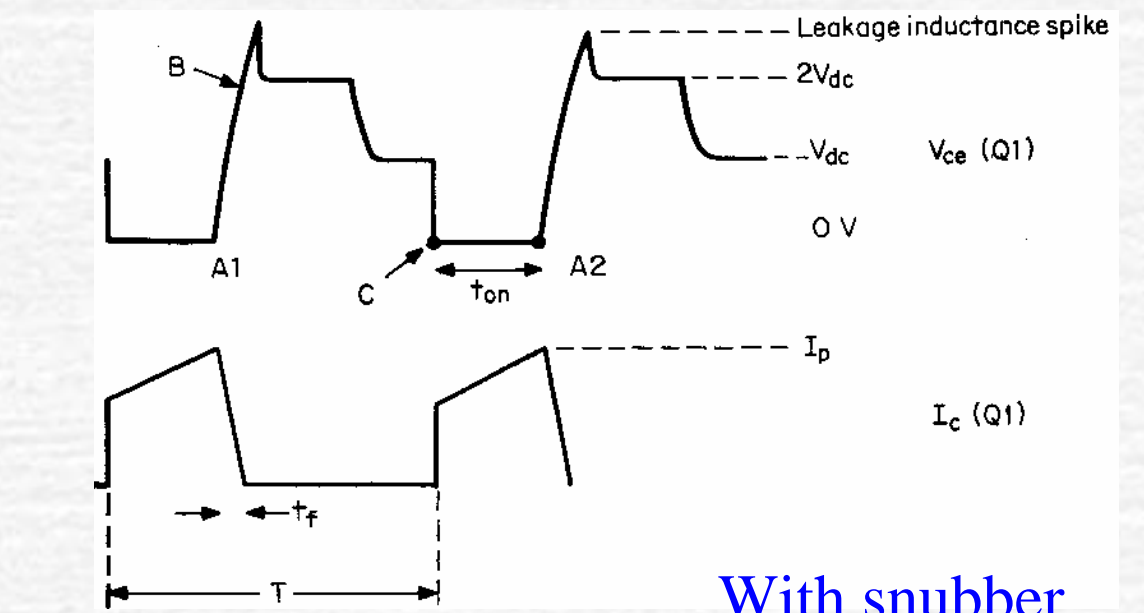
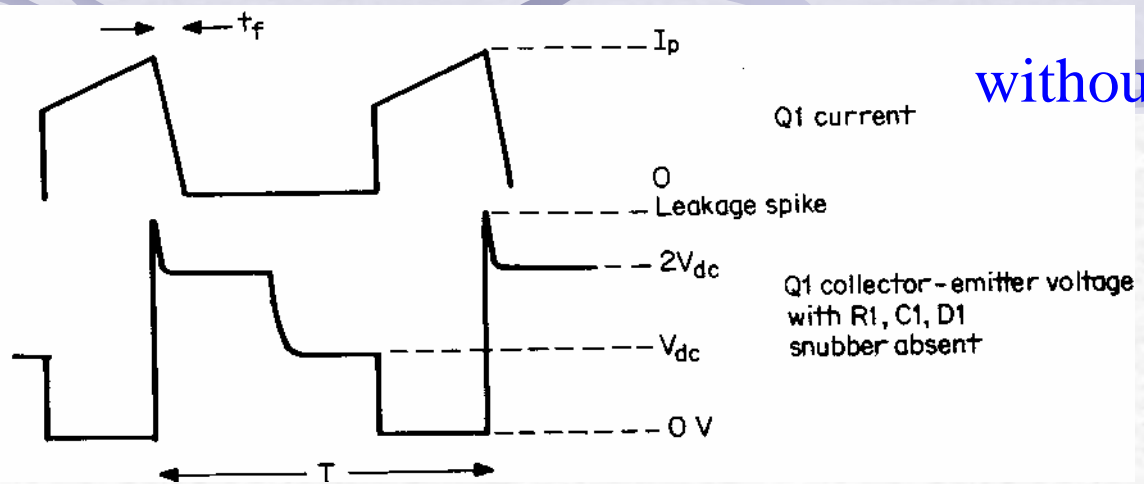
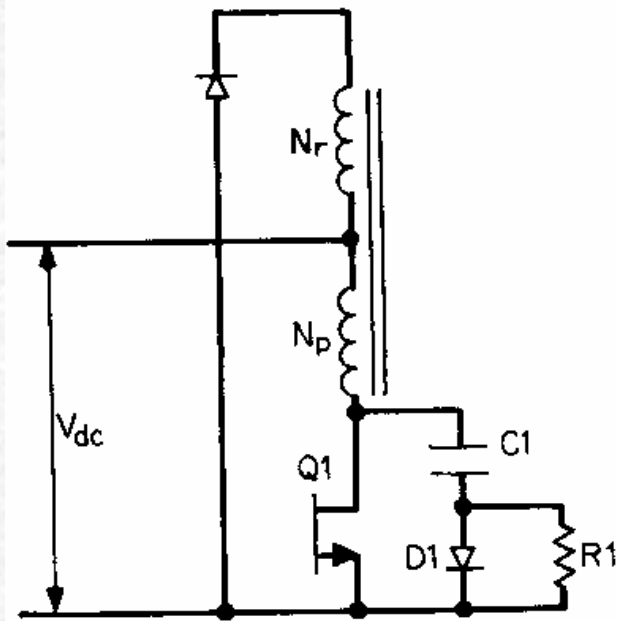




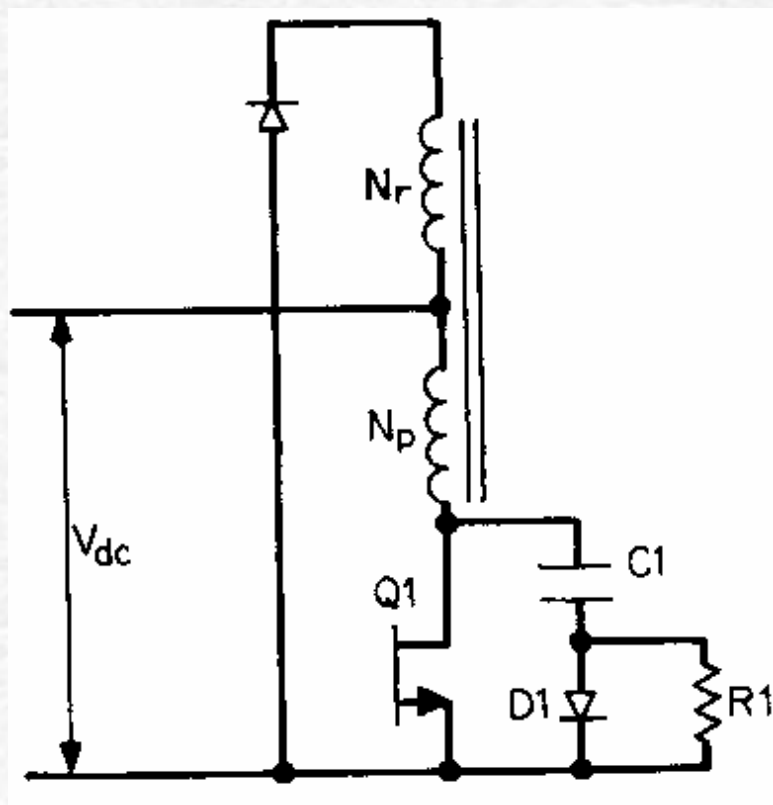
八. 关于缓冲电路



1. RCD snubber



2. 电容 C_1 的计算

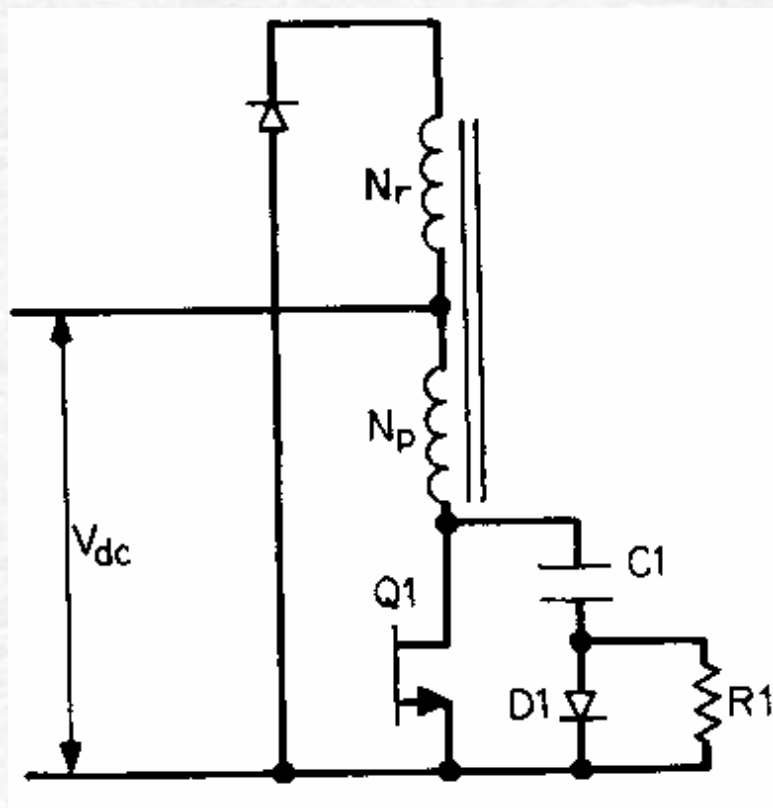


$$C_1 = \frac{I_p}{2} \frac{t_f}{2V_{dc}}$$

关断时间

关断时承受的最大电压

3. 电阻 R_1 的计算



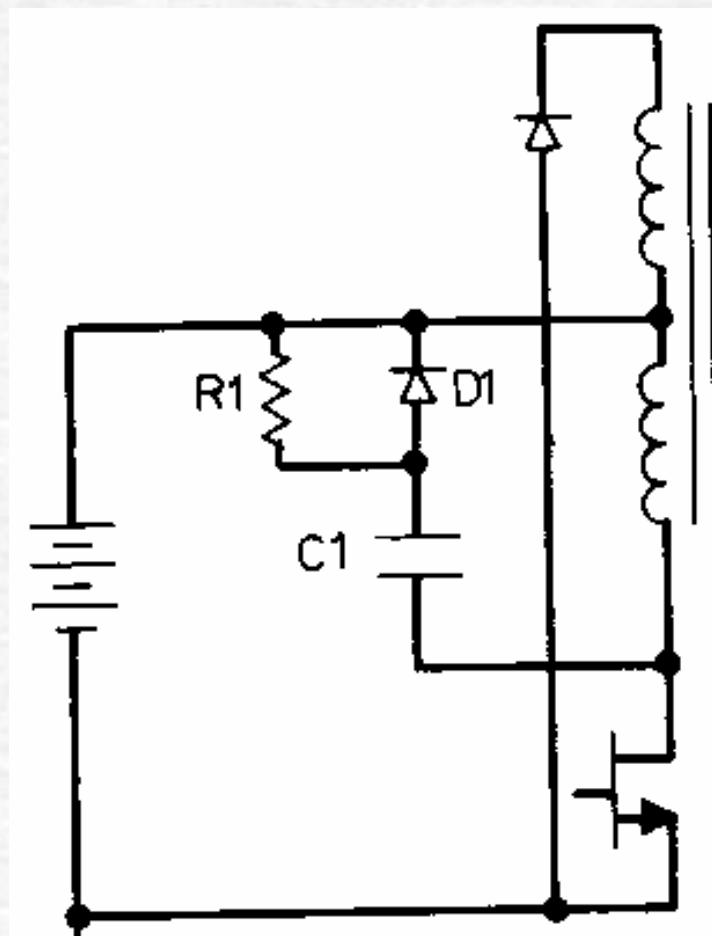
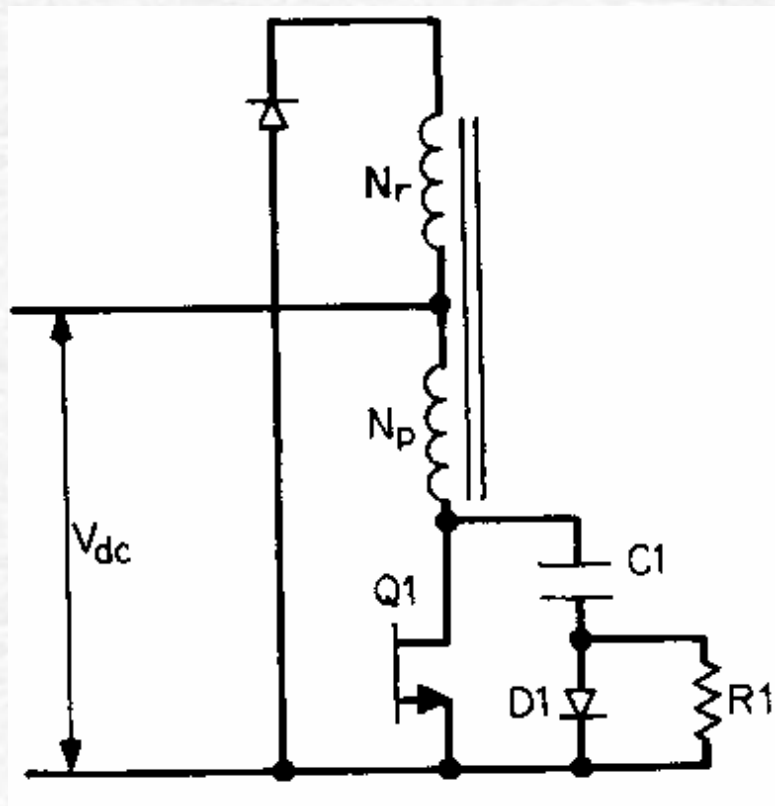
$$3C_1R_1 = t_{ON}$$

通态时间

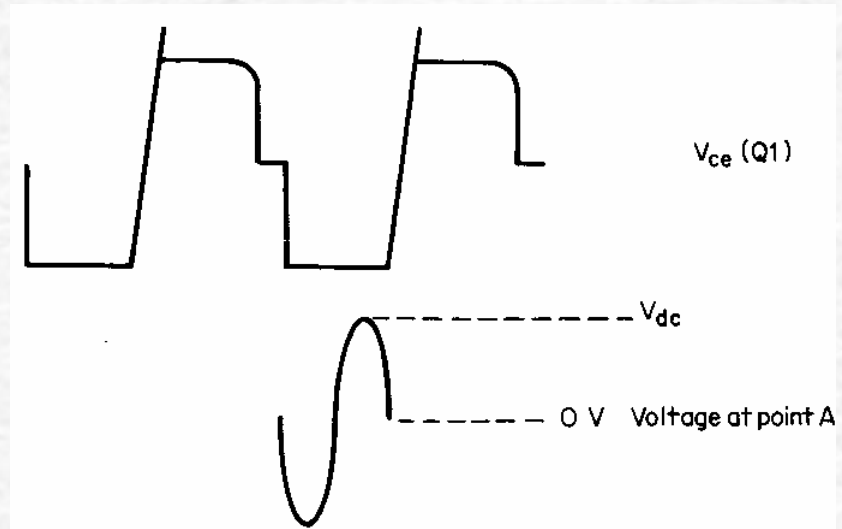
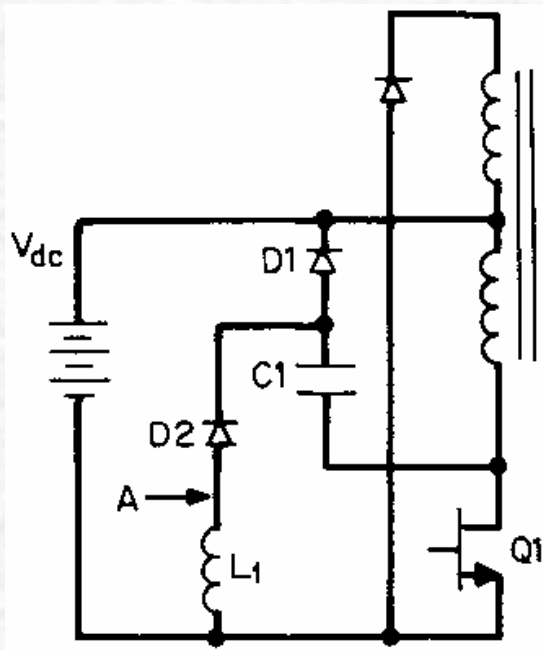
电阻 R_1 上的功耗

$$P_{R_1} = \frac{1}{2} C_1 V^2 f = \frac{C_1 (2V_{dc})^2}{2T}$$

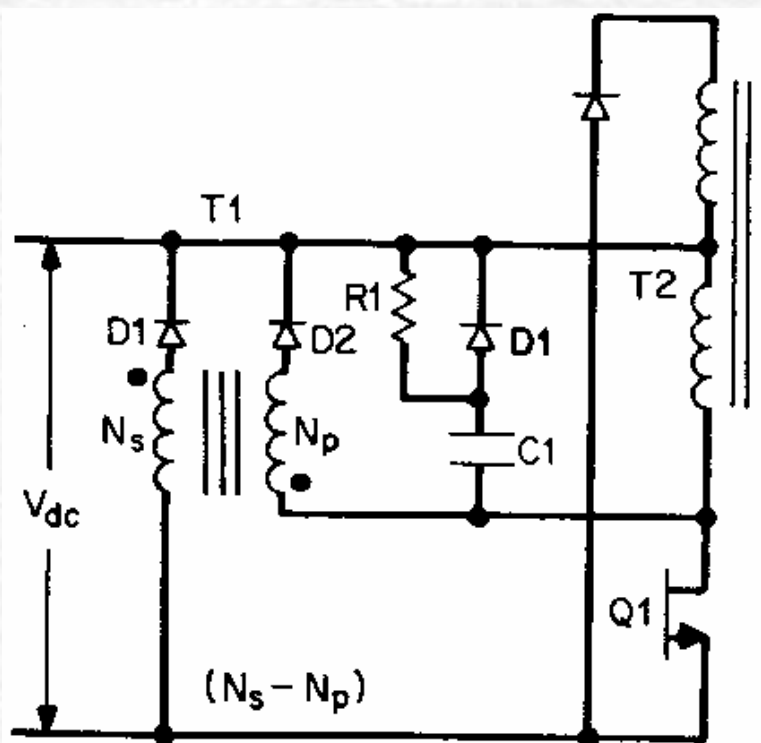
3. RCD snubber 的等效接法



Resonant snubber

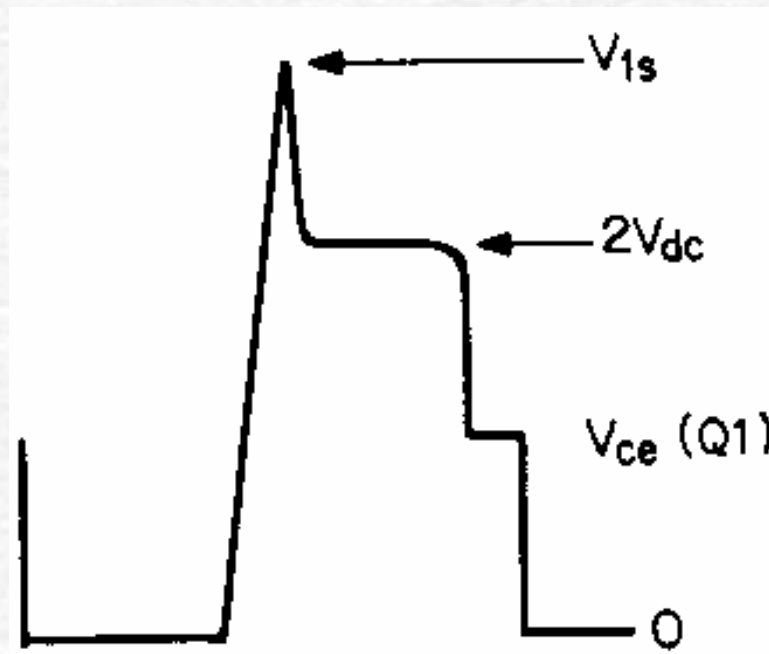
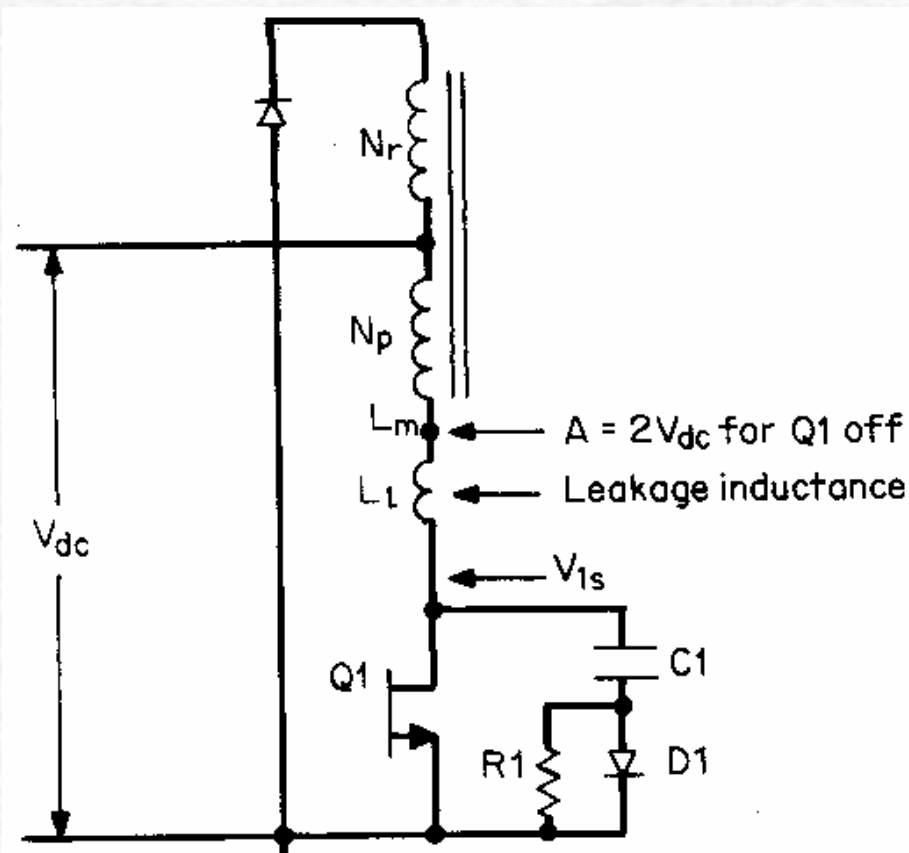


Transformer-aided snubber



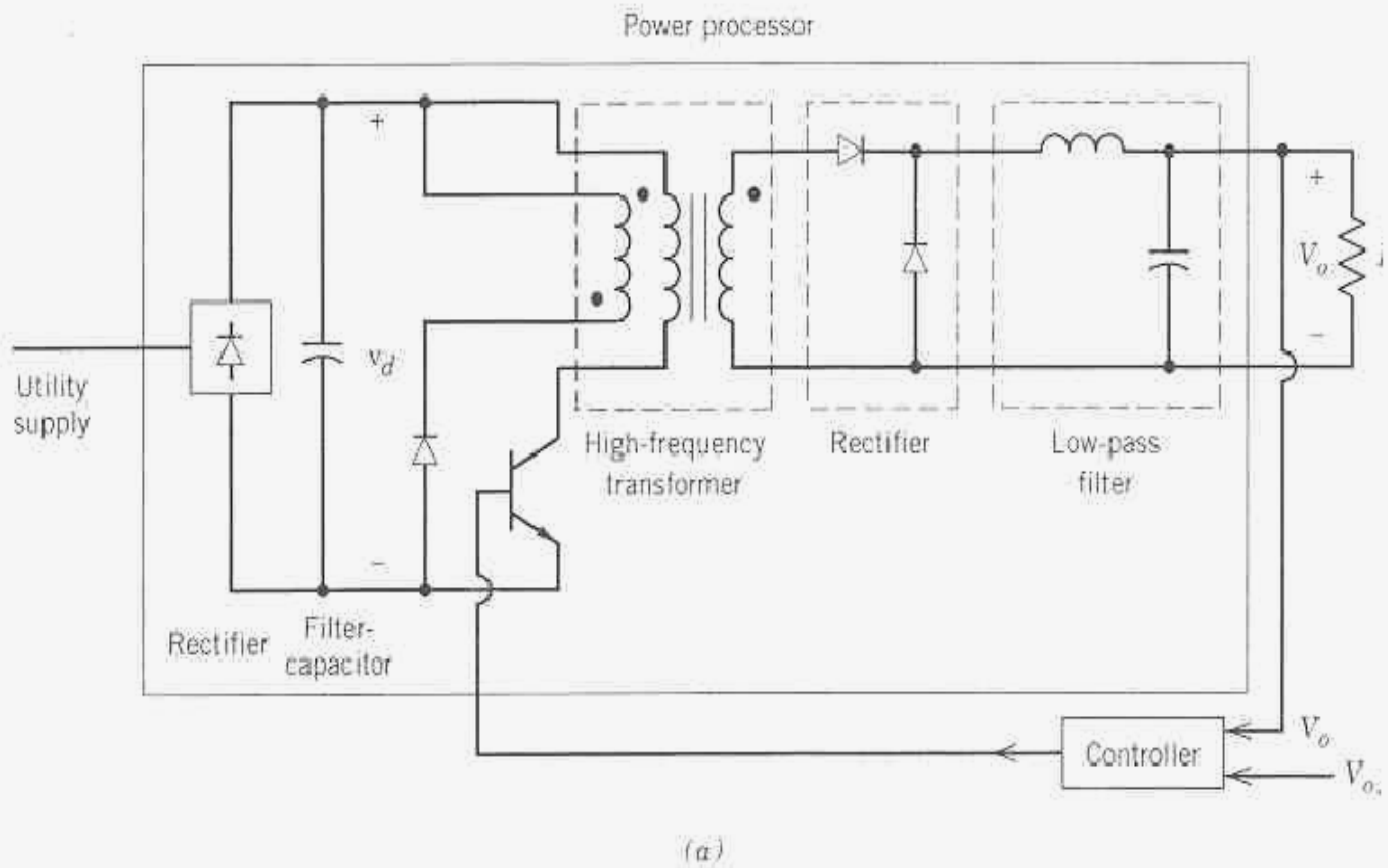
A leakage spike clipping aid to an *RCD* snubber. Transformer *T1* is a small 1/1 transformer. When *Q1* collector voltage reaches $2V_{dc}$, *D2* latches in, forcing *D1* to latch in and clamp $V_{ce(Q1)}$ to $2V_{dc}$. Thus no leakage spike at the *Q1* collector above $2V_{dc}$ if *T1* has very little leakage inductance. This minimizes the size of *C1*.

Snubber reduction of leakage inductance

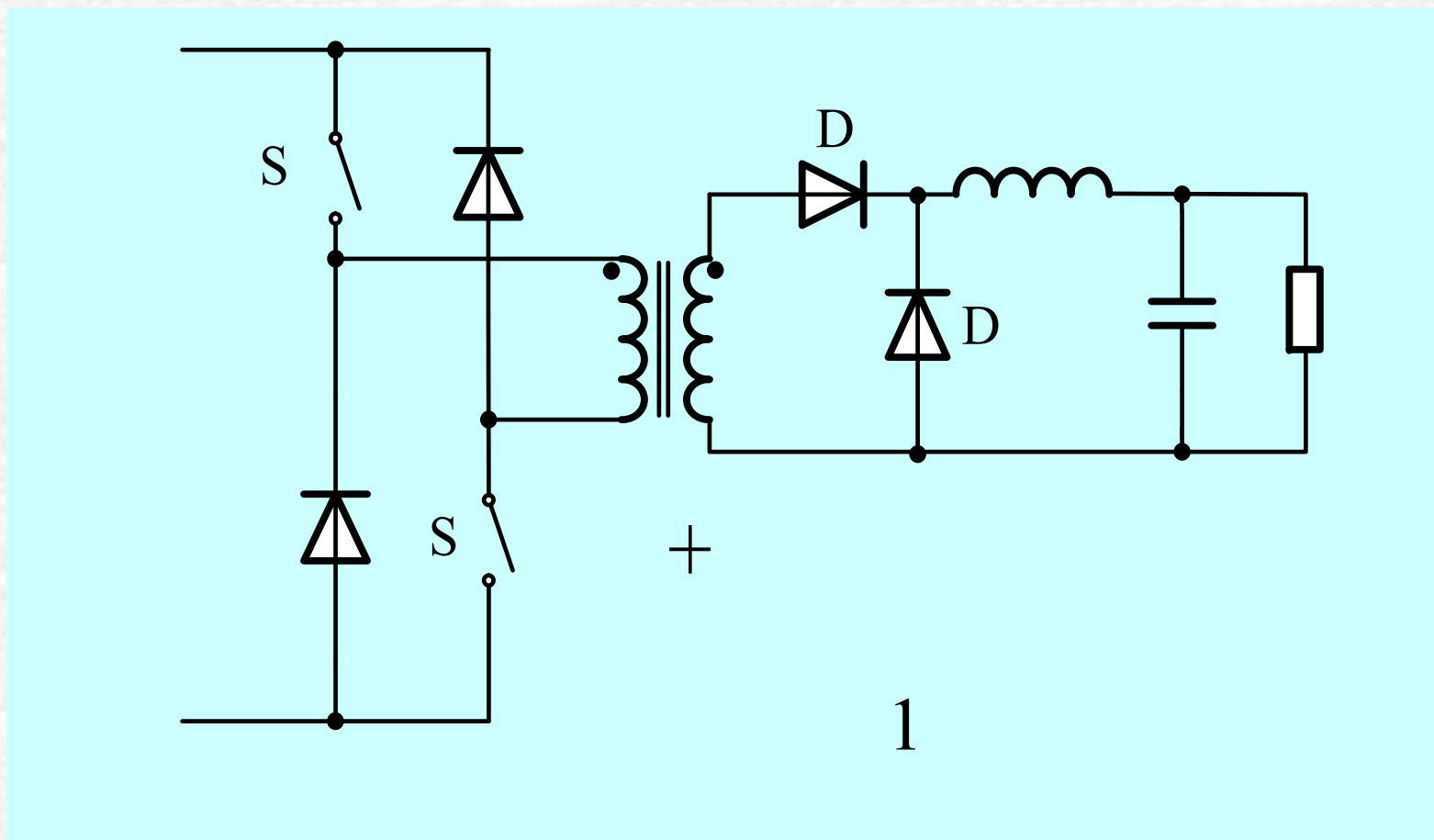


The leakage spike is roughly $(I_p/2)(L_1/C1)$ above $2V_{dc}$.

控制框图



双管单端正激式变换器



反激变换器的工作原理

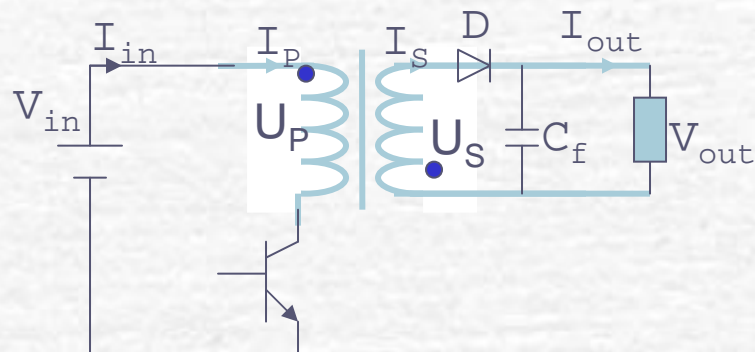
Flyback converter (反激变换器)

一、基本电路

由buck-boost推演而得。

特点：

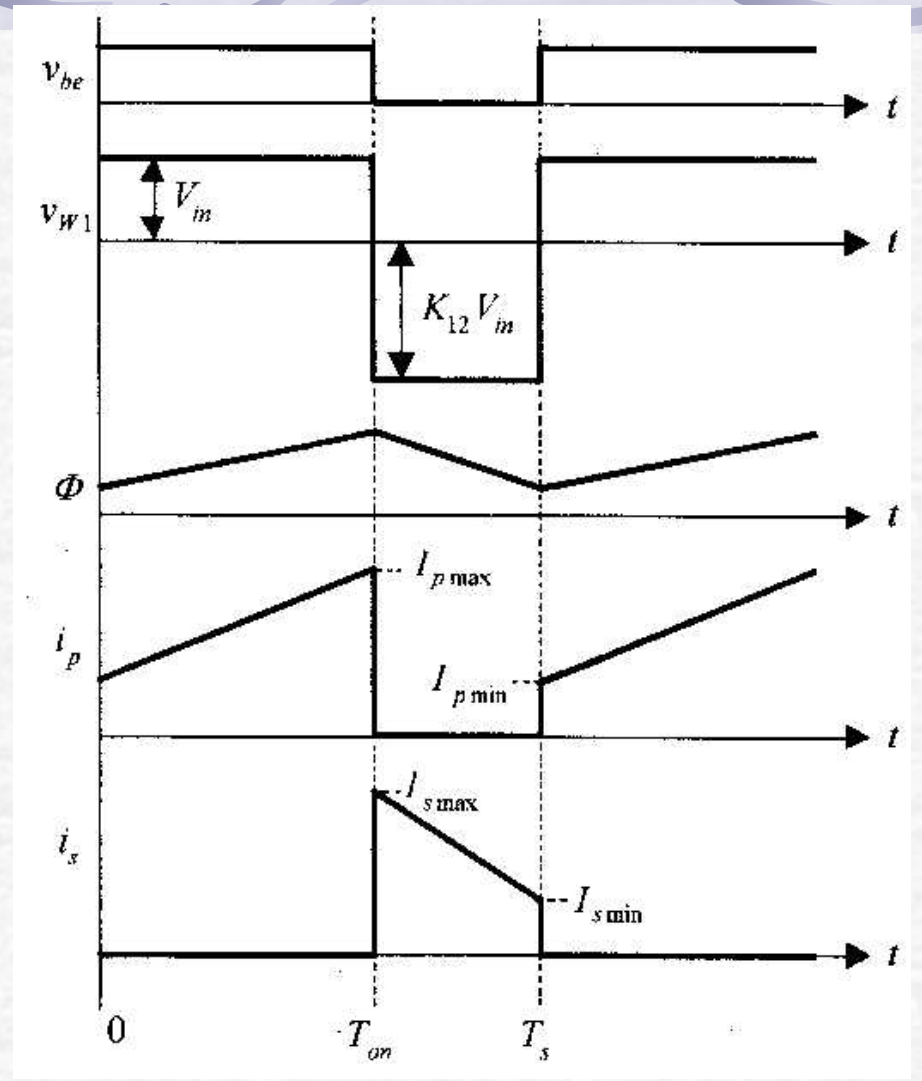
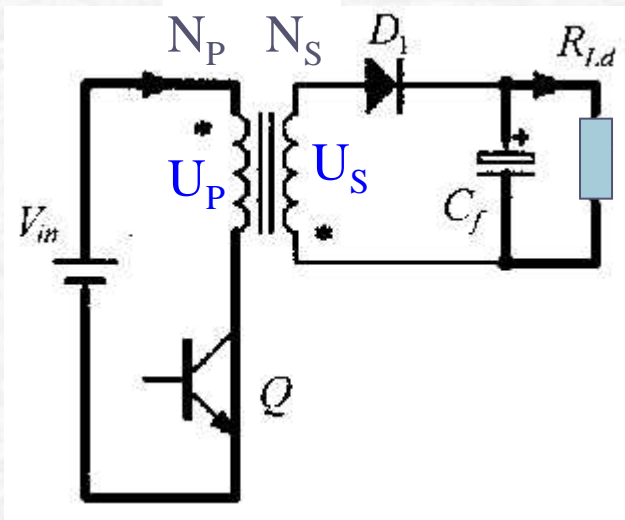
1. 电路简单,效率高;
2. 输出电压纹波较大;
3. 处理功率在150W以下;
4. 应用于电压和负载调整率要求不高的场合(6-10%);
5. 小功率多组输出特别有效;
6. 变压器工作原理与其他类型的隔离变换器不同;
7. 变压器铁芯必须加气隙。



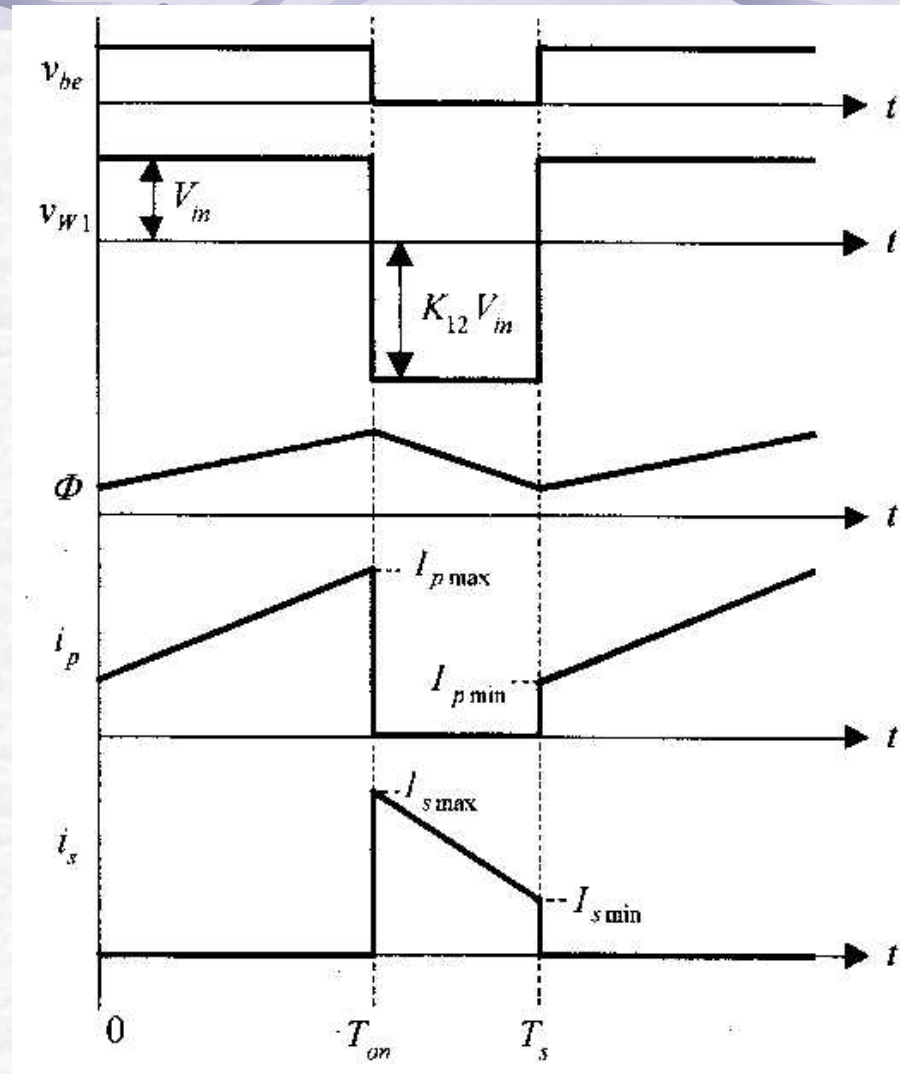
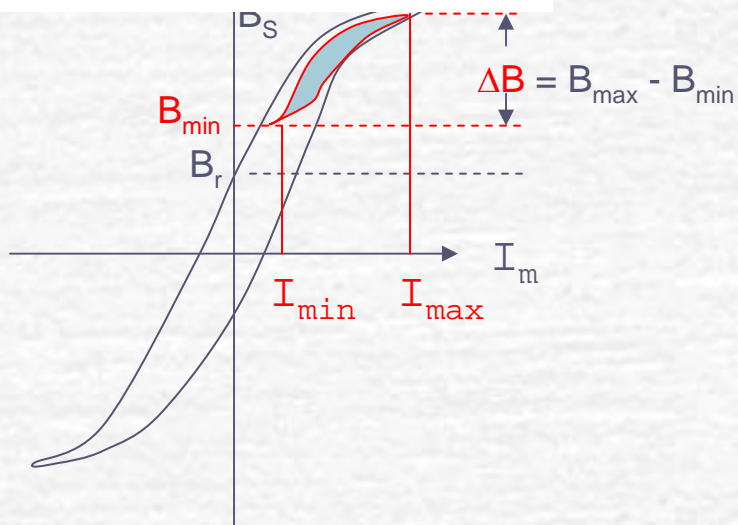
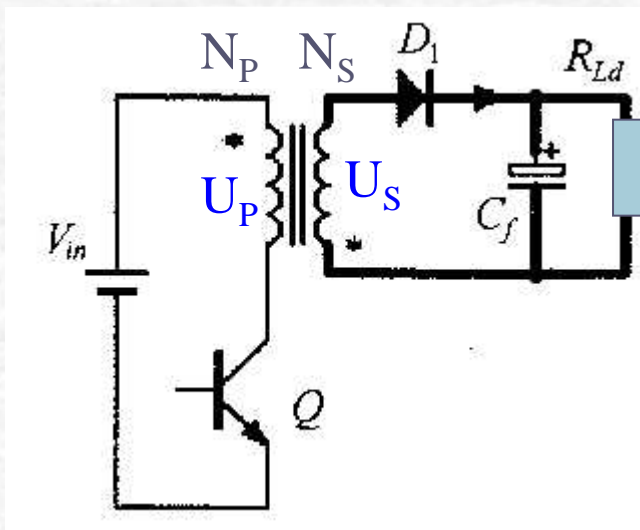
隔离变压器还起到了存储能量的作用

二次侧没有滤波电感器

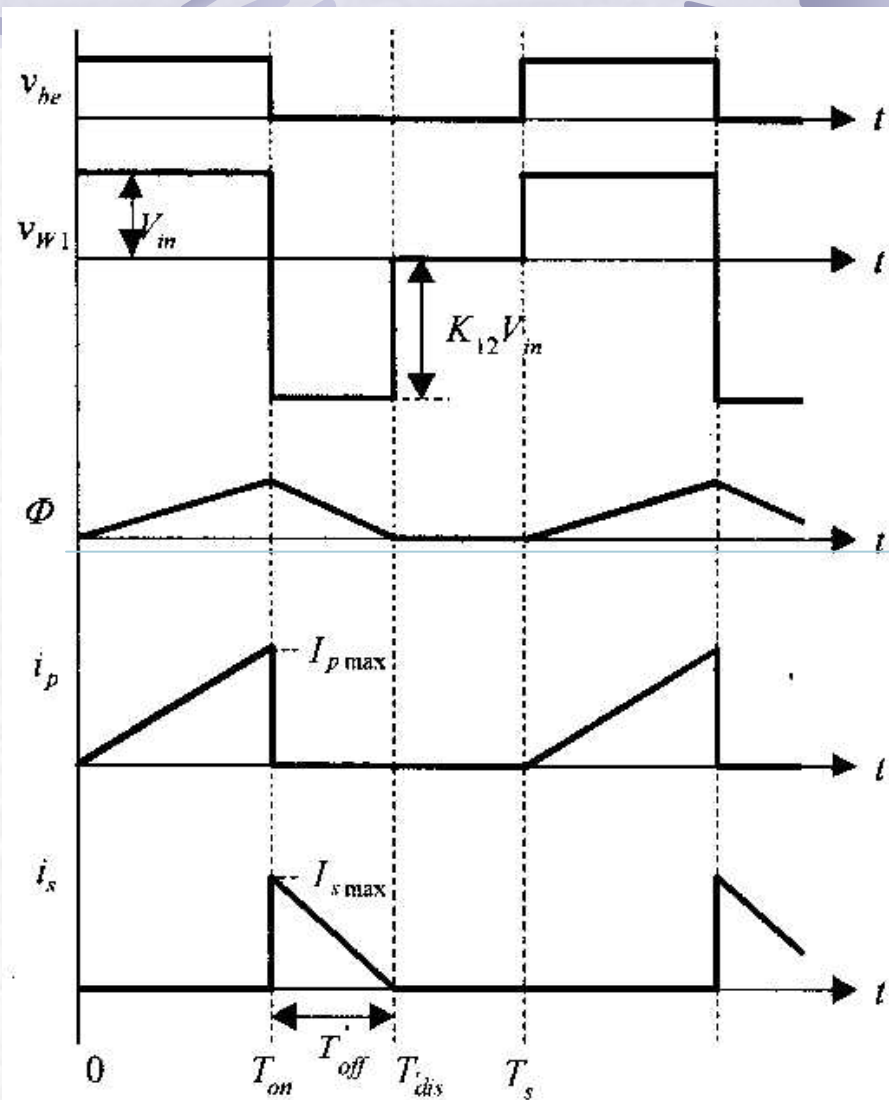
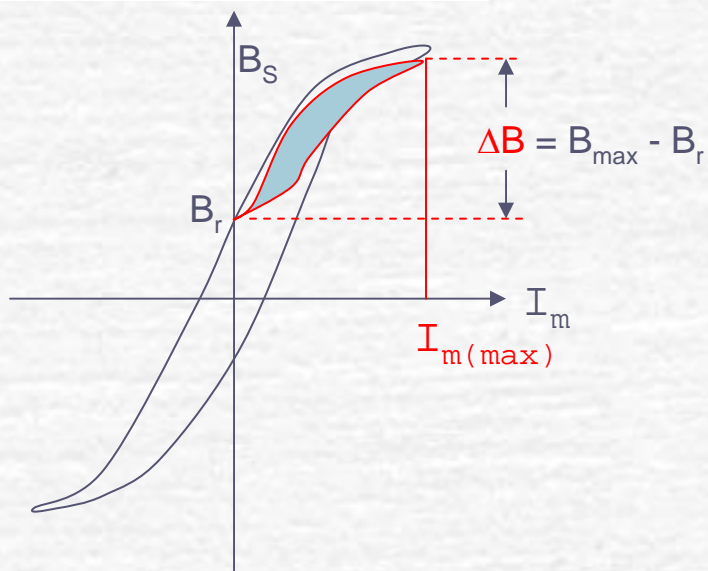
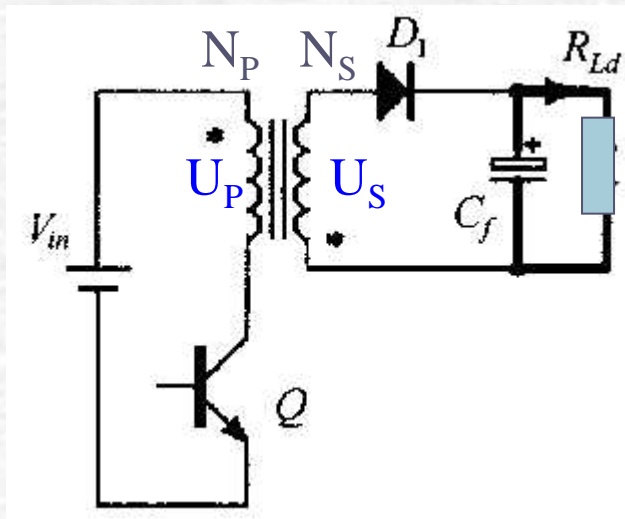
二、开关Q开通工况

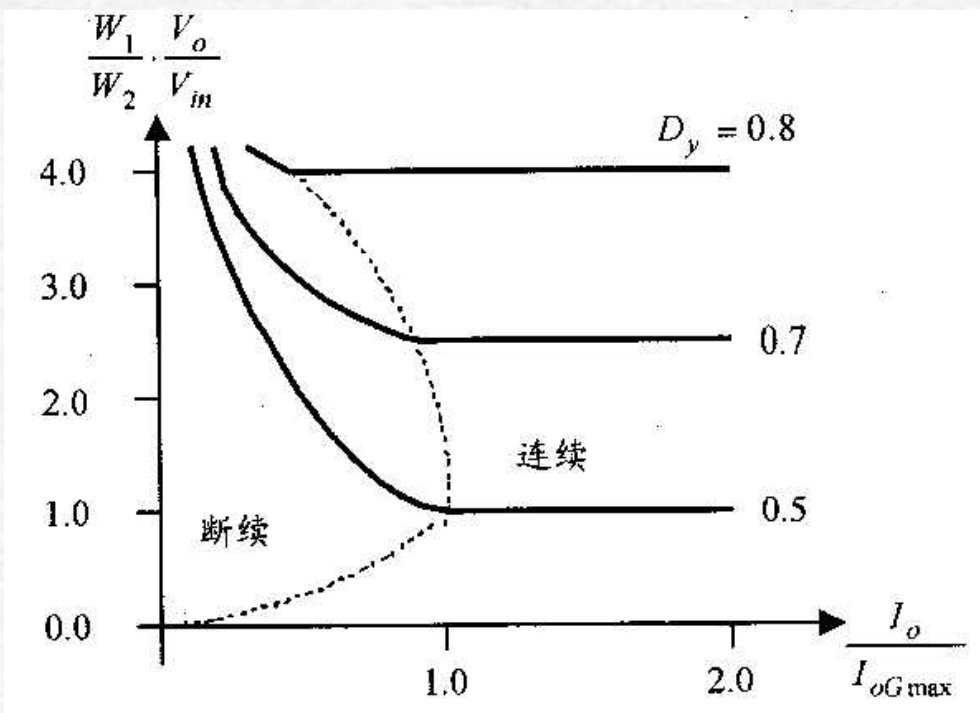


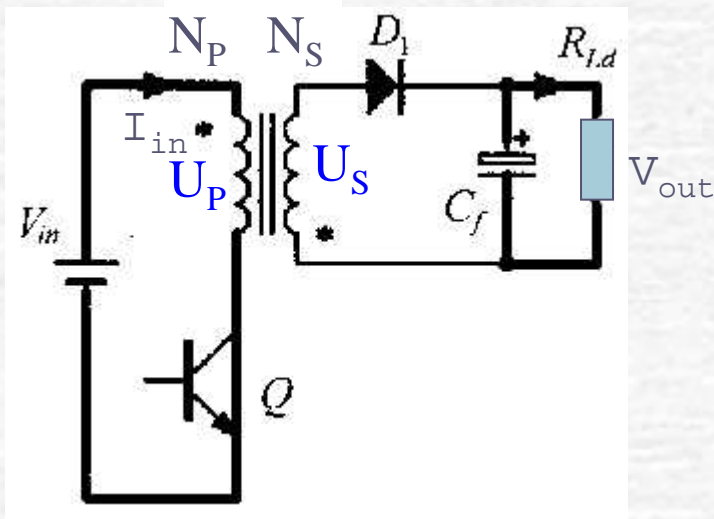
三、开关Q关断工况 (磁通复位不到零)



四、开关Q关断工况 (磁通复位到零)



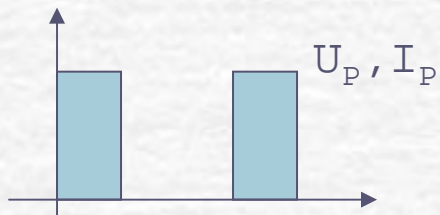




五. 输入端电流电压关系

$$P_{in} = V_{in} I_{in} = U_{P(rms)} I_{P(rms)} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} U_P &= V_{in} \\ U_{P(rms)} &= \sqrt{DU_P} = \sqrt{DV_{in}} \\ U_{P(ave)} &= DU_P = DV_{in} \end{aligned} \right\} (2)$$

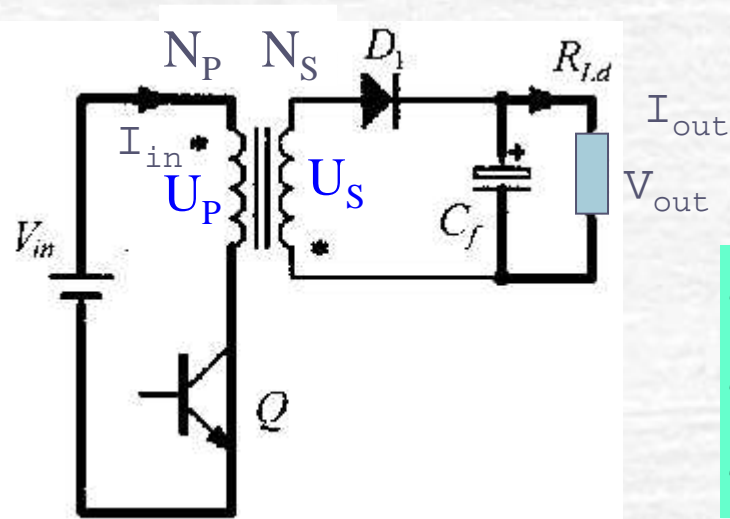


$$I_{P(rms)} = \sqrt{DI_P}$$

$$I_{P(ave)} = DI_P$$

由(1)得

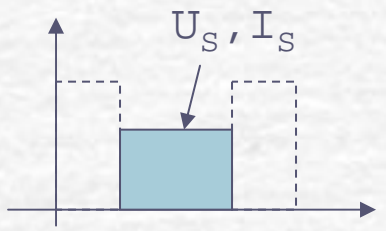
$$\left. \begin{aligned} I_{P(rms)} &= \frac{1}{\sqrt{D}} I_{in} \\ I_{P(ave)} &= I_{in} \\ I_P &= \frac{1}{D} I_{in} \end{aligned} \right\} (3)$$



六. 输出端电流电压关系

$$P_{out} = V_{out} I_{out} = U_{S(rms)} I_{S(rms)} - (1-D) I_S V_D \quad (4)$$

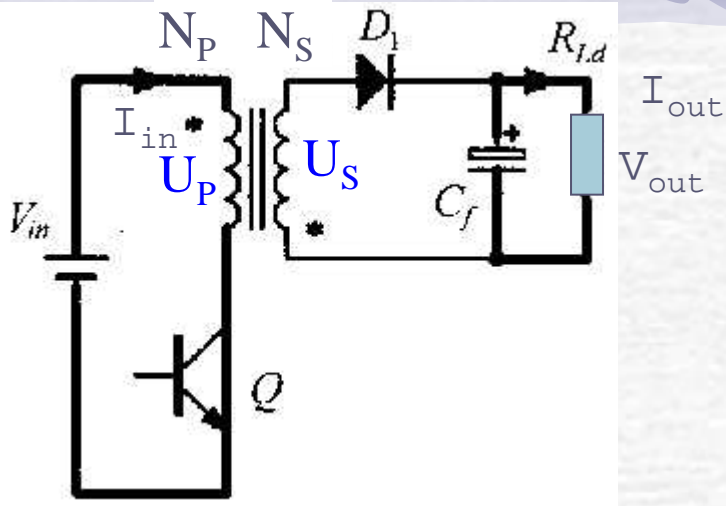
$$\left. \begin{aligned} U_S &= (V_{out} + V_D) \\ U_{S(rms)} &= \sqrt{1-D} U_S = \sqrt{1-D} (V_{out} + V_D) \\ U_{S(ave)} &= (1-D) U_S = (1-D) (V_{out} + V_D) \end{aligned} \right\} (5)$$



$$I_{S(rms)} = \sqrt{1-D} I_S, I_{S(ave)} = (1-D) I_S$$

由(4)得
$$I_S = \frac{V_{out}}{(1-D)V_{out} - [1-2(1-D)]V_D} I_{out}$$

$$\left. \begin{aligned} I_{S(ave)} &= I_{out} \\ I_{S(rms)} &= \frac{1}{\sqrt{1-D}} I_{out} \end{aligned} \right\} , \quad \left. \begin{aligned} I_S &\approx \frac{1}{1-D} I_{out} \end{aligned} \right\} (6)$$



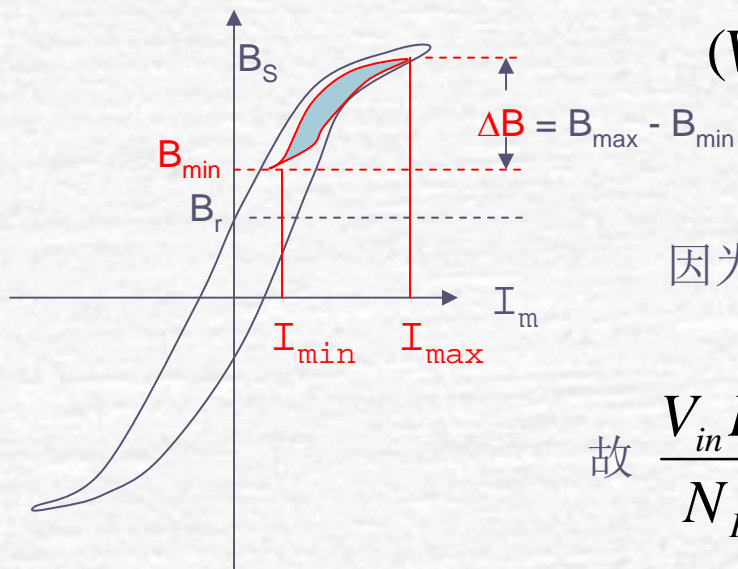
七. 磁通复位的关系

$$\frac{V_{in}}{L_P} DT_s = \Delta i_P$$

$$V_{in} DT_s = \Delta i_P L_P = N_P \Delta \Phi_{(+)} \quad (6')$$

同理，可得

$$(V_{out} + V_D)(1 - D)T_s = \Delta i_S L_S = N_S \Delta \Phi_{(-)} \quad (6'')$$



因为磁通复位，有 $\Delta \Phi_{(+)} = \Delta \Phi_{(-)}$

$$\text{故 } \frac{V_{in} D}{N_P} = \frac{(V_{out} + V_D)(1 - D)}{N_S} \quad (7)$$

八. 元器件的选择

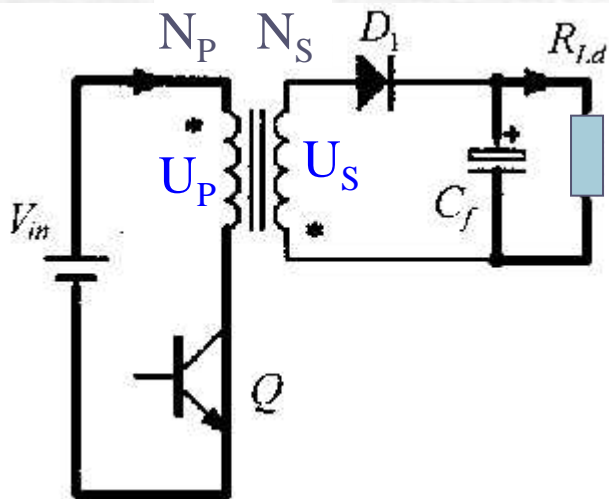
1. 开关器件Q

Q所承受的电压为

$$U_Q = V_{in(max)} + \frac{N_P}{N_S} (V_{out} + V_D) \quad (8)$$

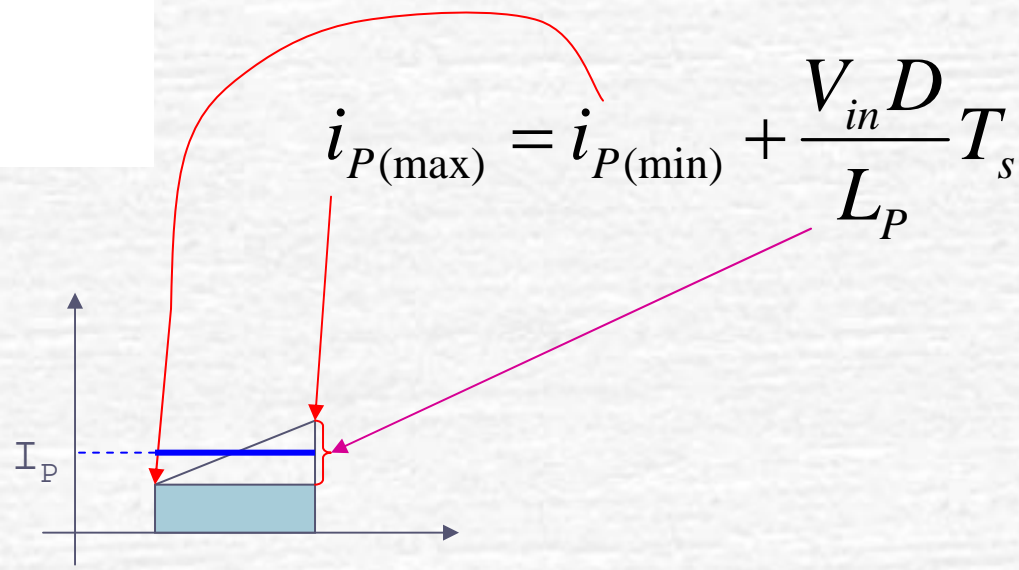
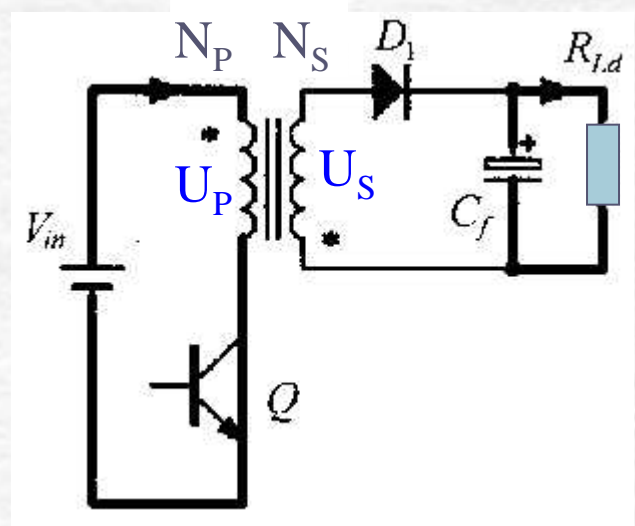
Q所流过的最大电流为

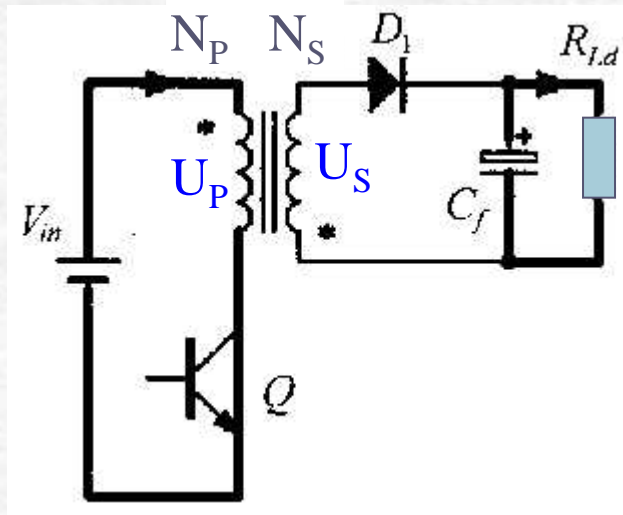
$$\begin{aligned} I_Q &= i_{P(max)} \\ &= \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{out}}{1 - D_{min}} + \frac{1}{2} \frac{V_{in(max)} D_{min}}{f_s L_P} \end{aligned} \quad (9)$$



八. 元器件的选择

1. 开关器件Q

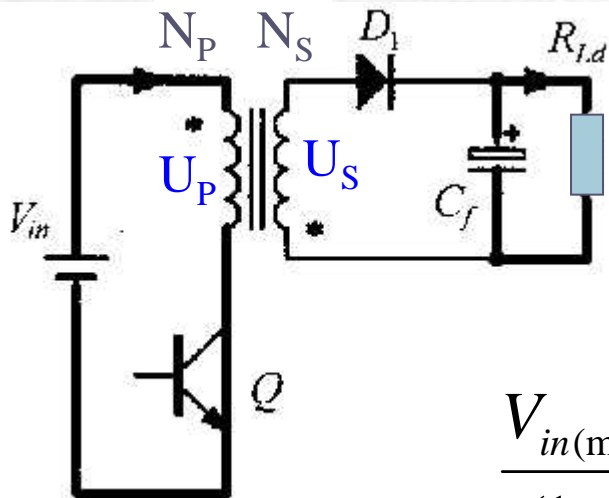




八. 元器件的选择

1. 开关器件Q

$$\begin{aligned}
 i_{P(\max)} &= I_P + \frac{1}{2} \frac{V_{in} D}{L_P} T_s \\
 &= \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} D}{L_P} T_s
 \end{aligned}$$



八. 元器件的选择

根据磁通复位要求, 我们有

$$\frac{V_{in(max)} D_{min}}{(1 - D_{min})} = \frac{V_{in(min)} D_{max}}{(1 - D_{max})} = (V_{out} + V_D) \frac{N_P}{N_S} \quad (10)$$

$$V_{in(max)} D_{min} \geq V_{in(min)} D_{max} \quad (11)$$

$$i_{P(max)} = \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{out}}{1 - D_{min}} + \frac{1}{2} \frac{V_{in(max)} D_{min}}{f_s L_P} \quad (12)$$

八. 元器件的选择

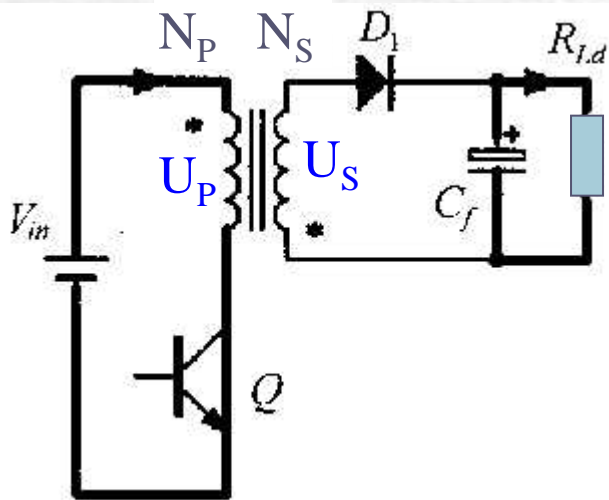
2. 整流二极管D

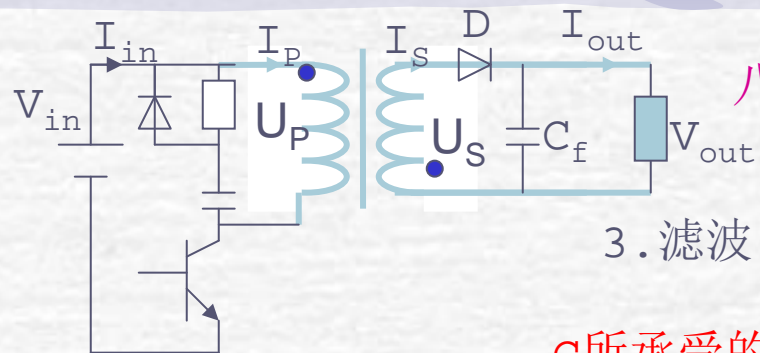
D所承受的电压为

$$U_{DR} = V_{out} + \frac{N_S}{N_P} V_{in(max)} \quad (13)$$

D所流过的最大电流为

$$\begin{aligned} I_D &= i_{S(max)} \\ &= \frac{I_{out}}{1 - D_{min}} + \frac{(V_{out} + V_D)}{2f_s L_S} (1 - D_{min}) \end{aligned} \quad (14)$$





八. 元器件的选择

3. 滤波电容 C_f

C 所承受的电压为

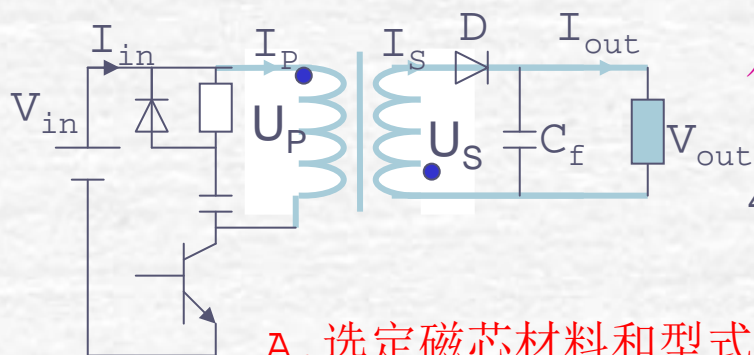
$$U_C = V_{out} \quad (15)$$

C_f 的容量

$$\frac{1}{2} C_f (V_{out(max)}^2 - V_{out(min)}^2) = (I_S - I_{out}) V_{out} (1 - D) T_S$$

$$C_f = \frac{D_{max} I_{out}}{\Delta V_{out} f_s} \quad (16)$$

此页之后的内容在讲完变压器电抗器设计之后才细讲。



八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

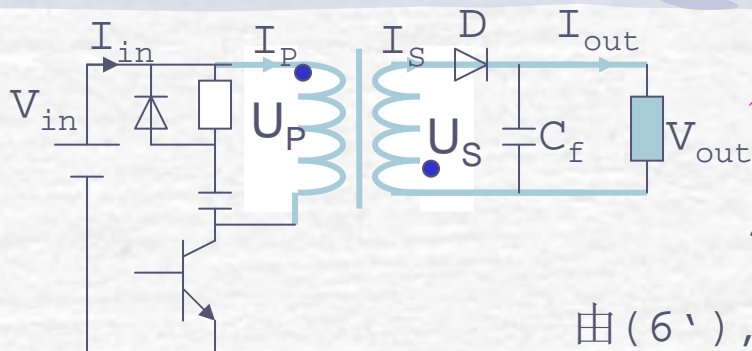
A. 选定磁芯材料和型式--- ΔB

根据工作频率,磁化形式,传输功率,线圈绕组的绕制等要求,以及磁芯的磁化曲线,供货情况等来确定磁芯材料.

B. 确定磁芯型材的大小--- A_e, A_w, l_m

由电流密度参数法,有

$$A_e \cdot A_w = \frac{k_P I_{P(rms)} + k_S I_{S(rms)}}{k_w j} \quad (17)$$



八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

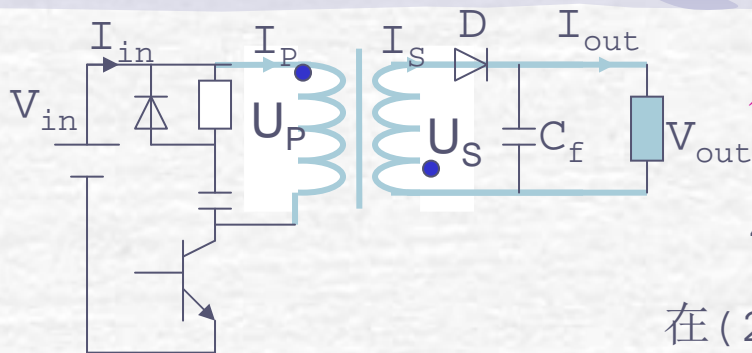
由(6'), (6'')得到

$$k_P = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta B} \quad (18)$$

$$k_S = \frac{(V_{out} + V_D)(1 - D)}{f_s \Delta B} \quad (19)$$

把(3), (5), (18), (19)代入(17), 得

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{in} \sqrt{D} + P_{out} \sqrt{1 - D} [(V_{out} + V_D) / V_D]}{k_w j \Delta B f_s} \quad (20)$$



八. 元器件的选择

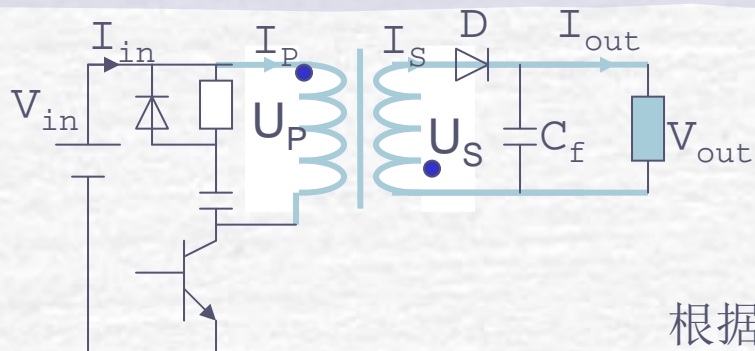
4. 变压器的设计

在(20)中, 令

$$P_o = \frac{P_{out} (V_{out} + V_D)}{V_{out}} \quad (21)$$

显然, 当 $D = \frac{P_{in}^2}{P_{in}^2 + P_o^2}$ 时, $A_e \cdot A_w$ 有极大值。忽略变压器损耗, 取 $D=0.5$, 得

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{in} + P_o}{\sqrt{2k_w j \Delta B f_s}} \quad (22)$$



八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

根据(20), 确定磁芯的大小. 于是得到 A_e, A_w, l_m

C. 确定原副边匝数--- N_p, N_s

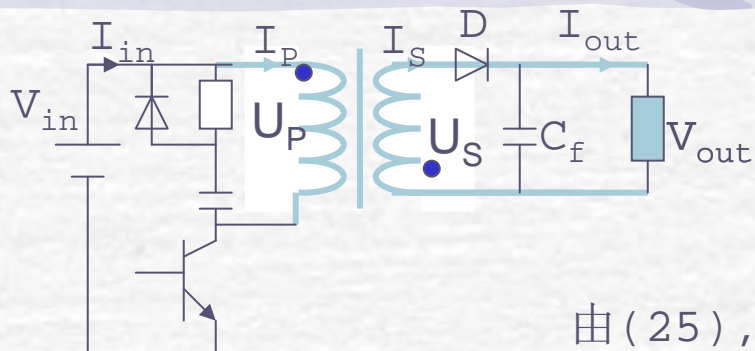
由(6), (6')和(11) 确定

$$N_p = \frac{V_{in(max)} D_{min}}{f_s A_e \Delta B} \quad (23) \quad N_s = \frac{(V_{out(max)} + V_D) \sqrt{1 - D_{min}}}{f_s A_e \Delta B} \quad (24)$$

D. 确定原副边线圈导线截面--- A_p, A_s

由式(11)得到

$$V_{in(max)} \sqrt{D_{min}} \geq V_{in(min)} \sqrt{D_{max}} \quad (25)$$



八. 元器件的选择

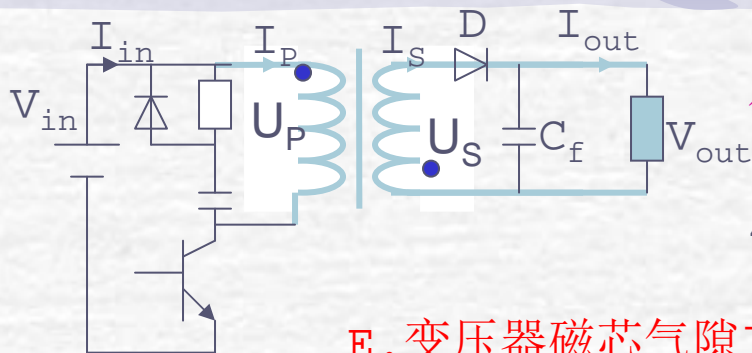
4. 变压器的设计

由(25), 可得

$$A_P = \frac{I_{P(rms)}}{j} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)} \sqrt{D_{max}} j} \quad (26)$$

由(4)和(5), 可得

$$A_S = \frac{I_{S(rms)}}{j} = \frac{I_{out}}{\sqrt{1-D_{max}} j} \quad (27)$$

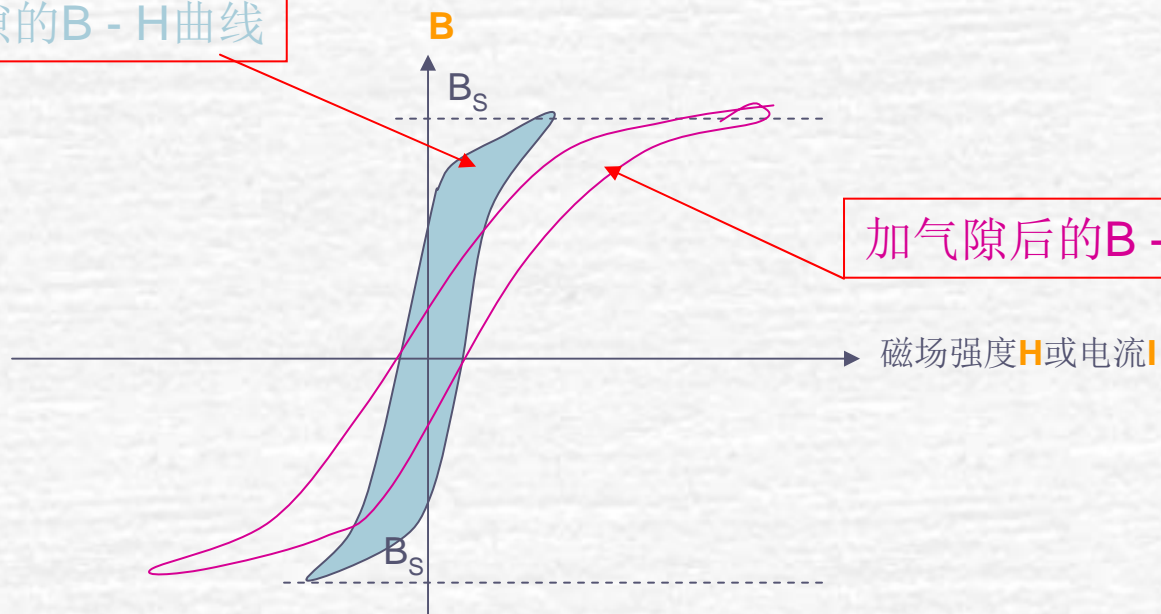
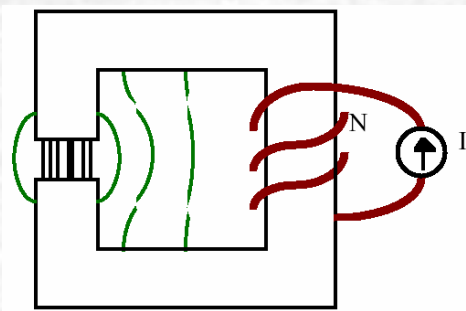


八. 元器件的选择

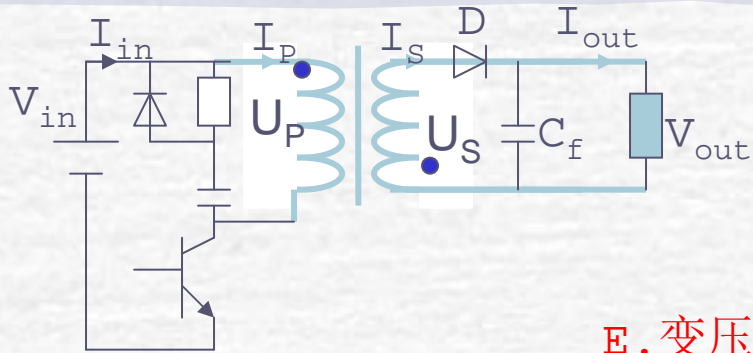
4. 变压器的设计

E. 变压器磁芯气隙 l_g 的确定

没有加气隙的B - H曲线



加气隙后的B - H曲线



八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

E. 变压器磁芯气隙 l_g 的确定

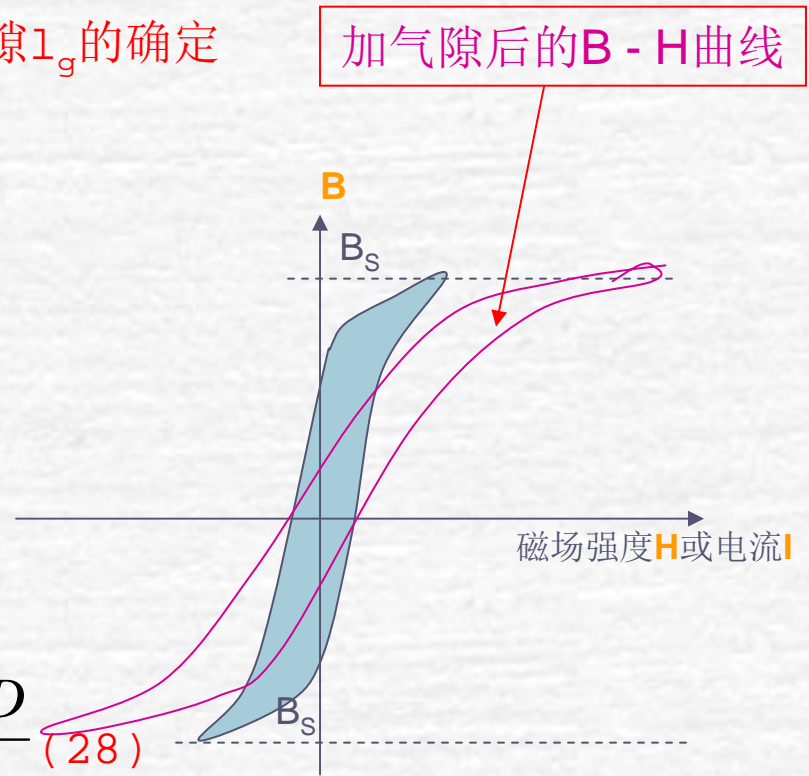
一个开关周期该变压器传送的能量为

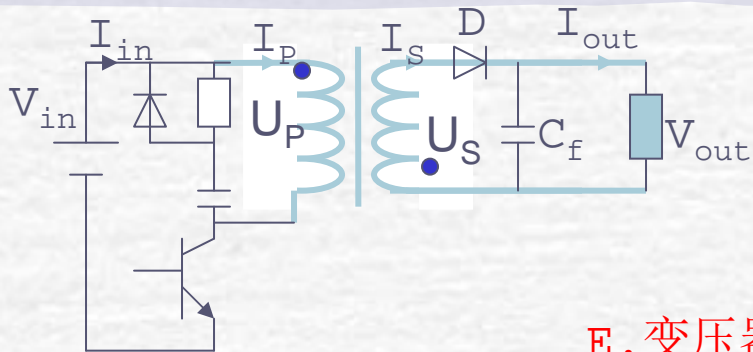
$$E_P = \frac{1}{2} L_P (i_{P(\max)}^2 - i_{P(\min)}^2)$$

$$E_{P(\max)} = \frac{1}{2} L_P i_{P(\max)}^2$$

所以原边能输送到副边的最大功率为

$$P_{in(\max)} = \frac{1}{2} L_P i_{P(\max)}^2 f_s = \frac{N_P \Delta B A_e V_{in} D}{2L_P} \quad (28)$$





八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

E. 变压器磁芯气隙 l_g 的确定

由(28)知, 要提高传输功率, 必须减小 L_p .

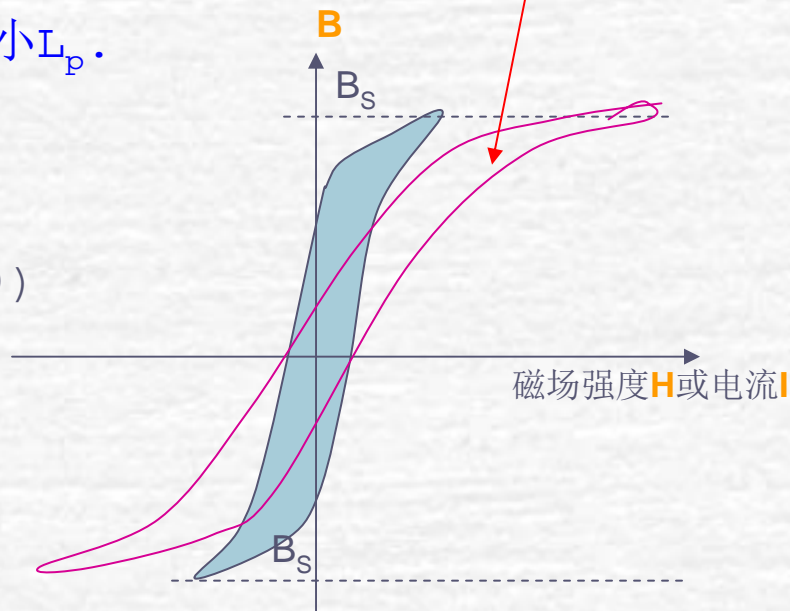
不加气隙时

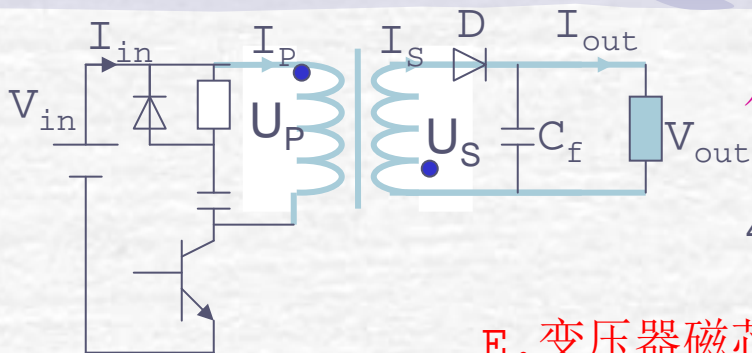
$$L_{P(Fe)} = \frac{N_p^2}{R_{m(Fe)}} = N_p^2 \frac{\mu_{Fe} A_e}{l_e} \quad (29)$$

代入(28)得

$$P_{in(max, Fe)} = \frac{l_e V_{in} D \Delta B}{2 \mu_{Fe} N_p} \quad (30)$$

加气隙后的B - H曲线





八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

E. 变压器磁芯气隙 l_g 的确定

加气隙时，根据所需电感量来调整气隙 l_g

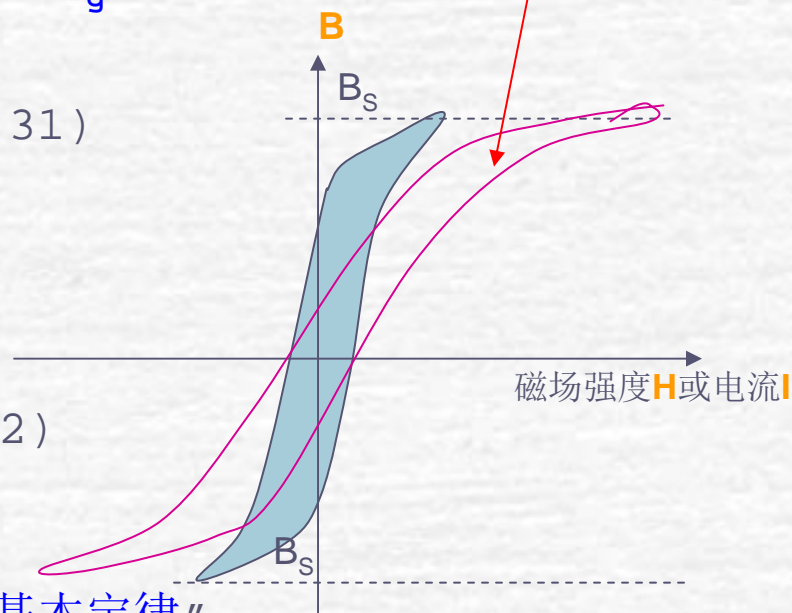
$$R_m = \frac{N_p^2}{L_p} = \left(\frac{l_e}{\mu_{Fe} A_e} + \frac{l_g}{\mu_0 A_e k_l} \right) \quad (31)$$

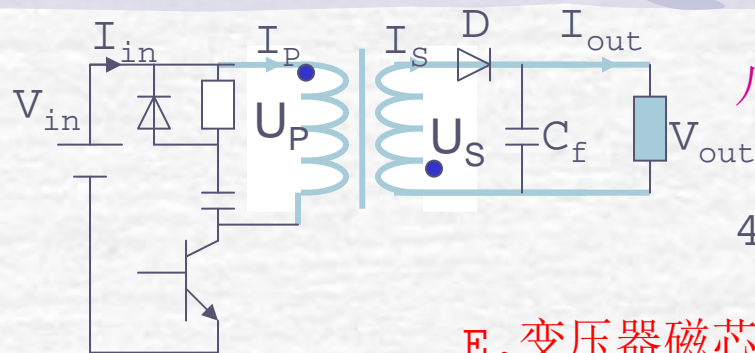
代入(28)得

$$l_g = k_l \mu_0 \left(\frac{2N_p P_{in}}{\Delta B V_{in} D} + \frac{l_e}{\mu_{Fe}} \right) \quad (32)$$

k_l 的计算参见本课程的“磁路与磁路基本定律”

加气隙后的B - H曲线





八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

E. 变压器磁芯气隙 l_g 的确定

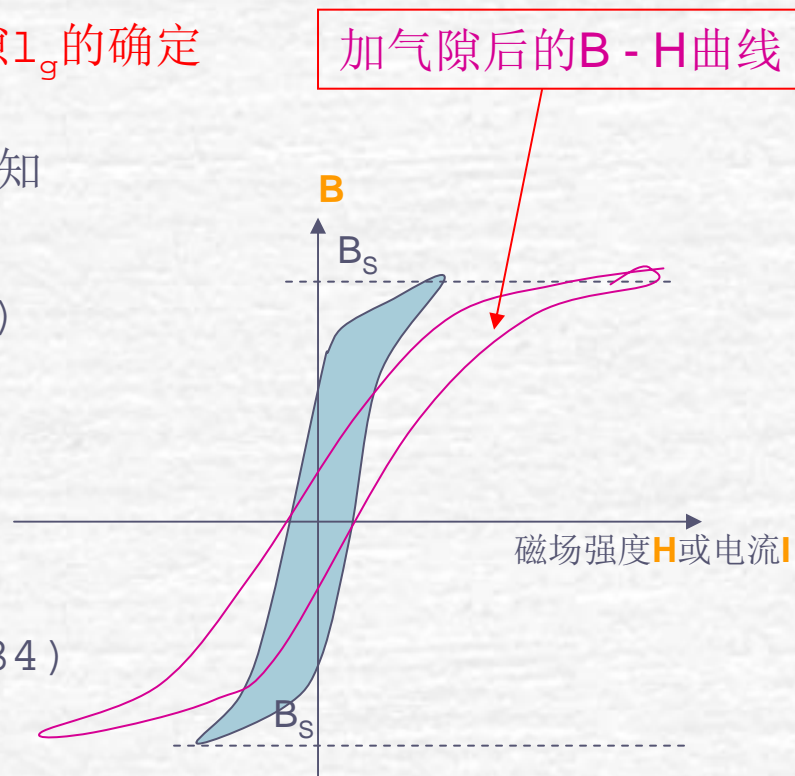
从另一个角度看, 根据磁路欧姆定律可知

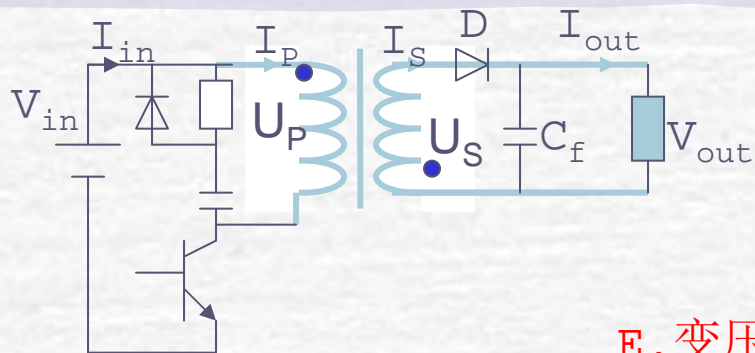
$$I_P N_P = R_m \overline{\Phi} = R_m \frac{A_e \Delta B}{2} \quad (33)$$

从而,

$$\frac{l_e}{\mu_{Fe}} + \frac{l_g}{\mu_0 k_l} = \frac{2N_P I_P}{\Delta B} = \frac{2N_P I_{in}}{D \Delta B} \quad (34)$$

(3)





八. 元器件的选择

4. 变压器的设计

E. 变压器磁芯气隙 l_g 的确定

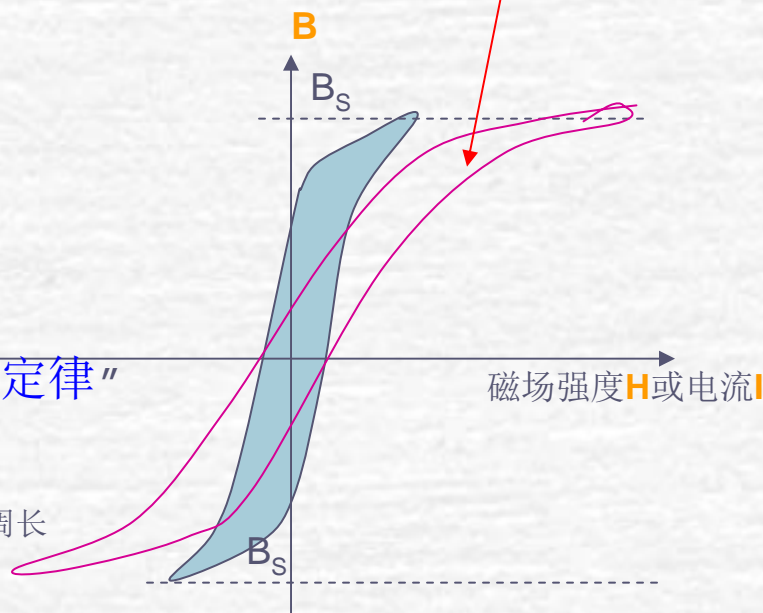
$$l_g = k_l \mu_0 \left(\frac{2N_p I_{in}}{\Delta BD} + \frac{l_e}{\mu_{Fe}} \right) \quad (35)$$

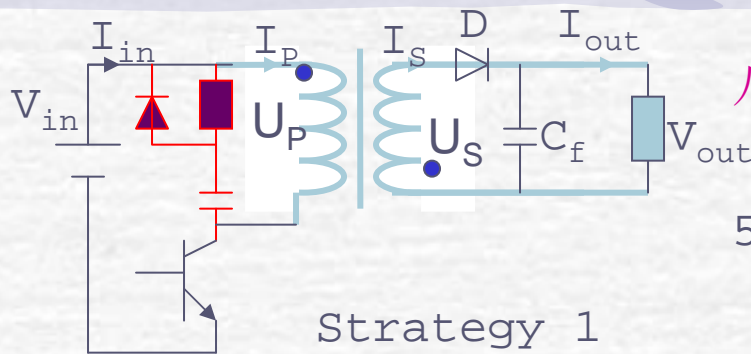
k_l 的计算参见本课程的“磁路与磁路基本定律”

$$k_l = 1 + \frac{l_c}{2A_e} l_g$$

磁路横截面的周长

加气隙后的B - H曲线

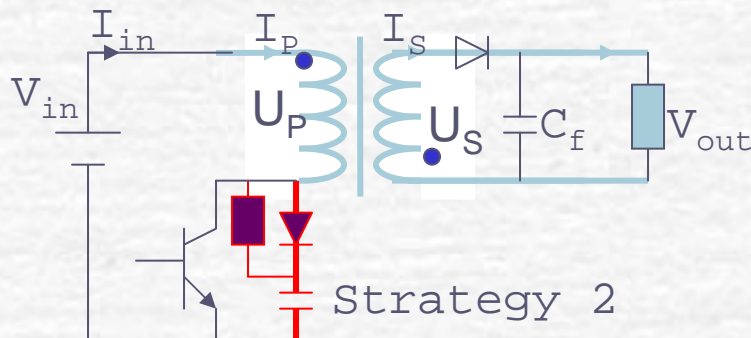




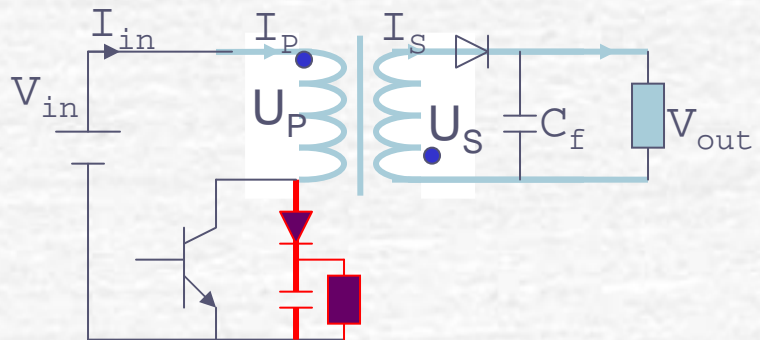
Strategy 1

八. 元器件的选择

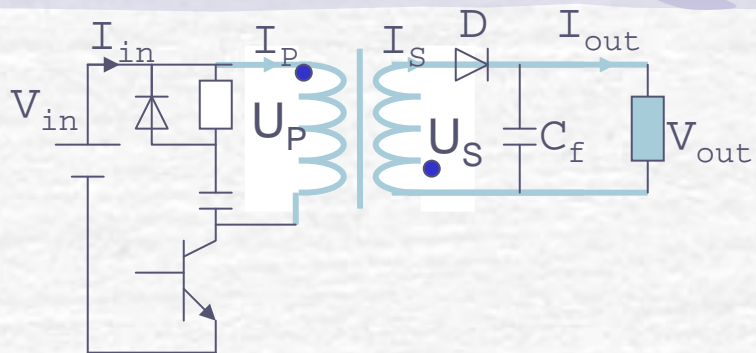
5. 缓冲电路的设计



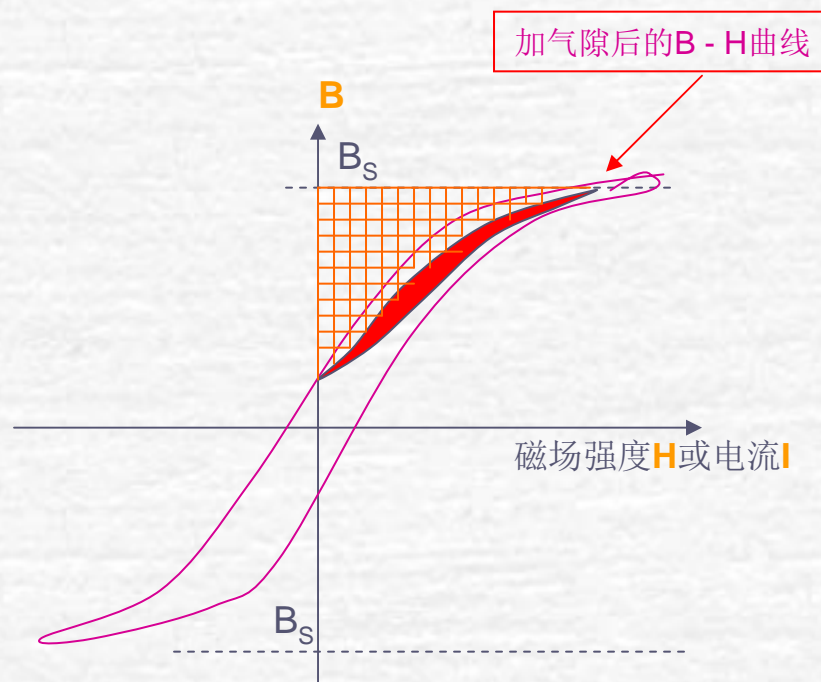
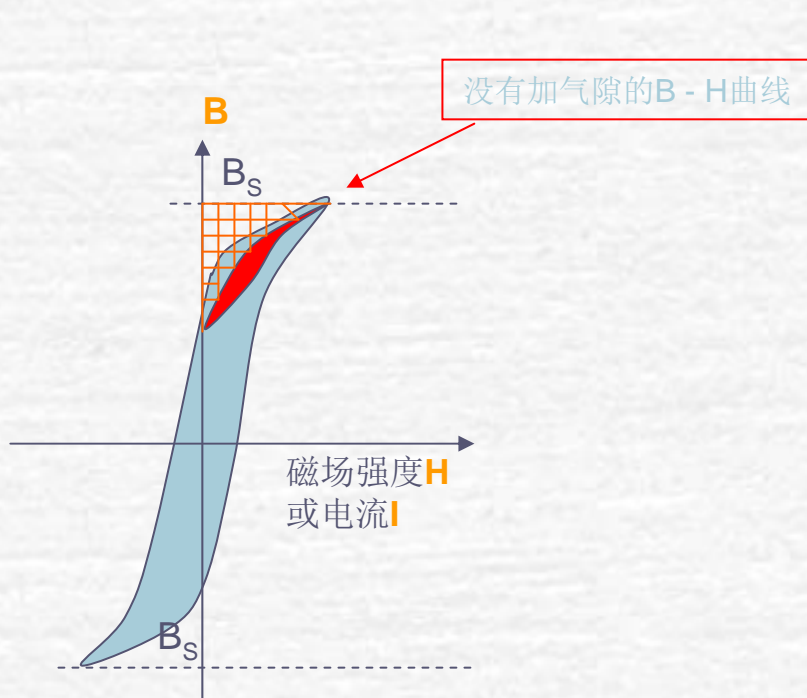
Strategy 2



Strategy 3



九. 变压器的储能与能量传输



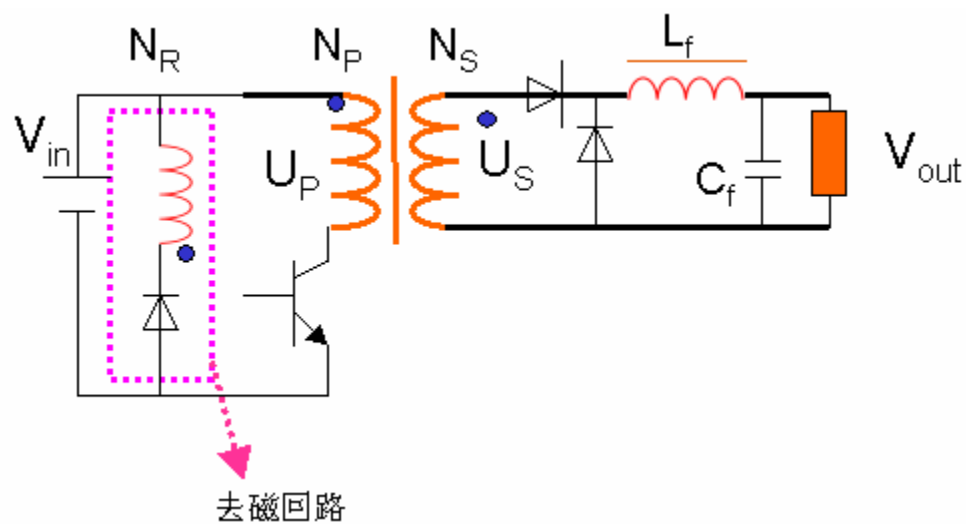
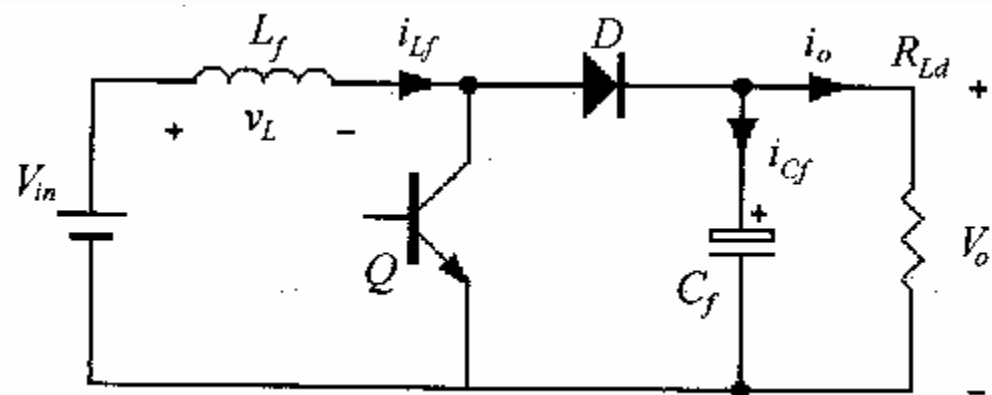
反激变换器设计实例

- 输入电压：110V或220V
- 输出电压：DC+5/+12/-12/+24
- 输出电流：DC-1A/1A/1A/1.5A
- 输出电压纹波：100mV,250mV(+24)
- 输出精度：±5，±10（+24）

开关电源的控制方法 及其控制芯片

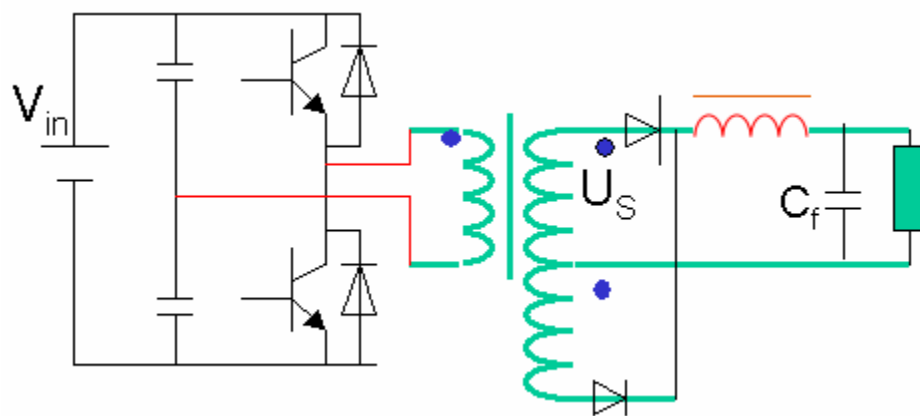
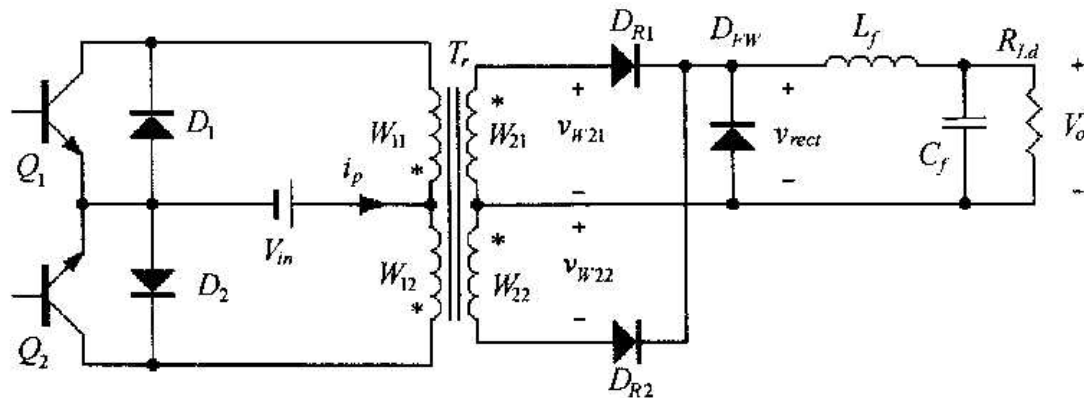
开关电源的控制模式

一、如何实现输出电压
的要求和稳定
——单开关管



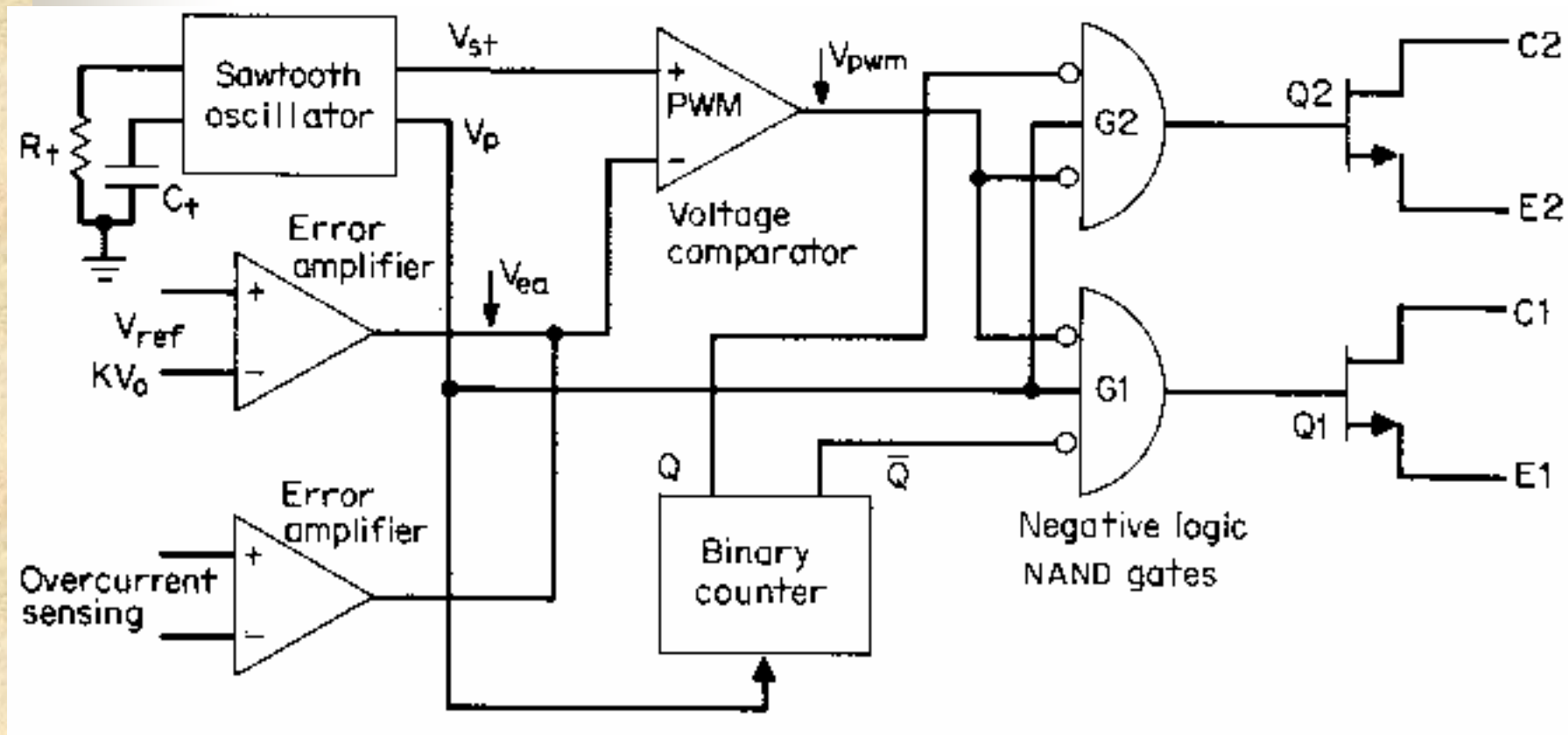
开关电源的控制模式

二、如何实现输出电压的要求和稳定控制
——双开关管



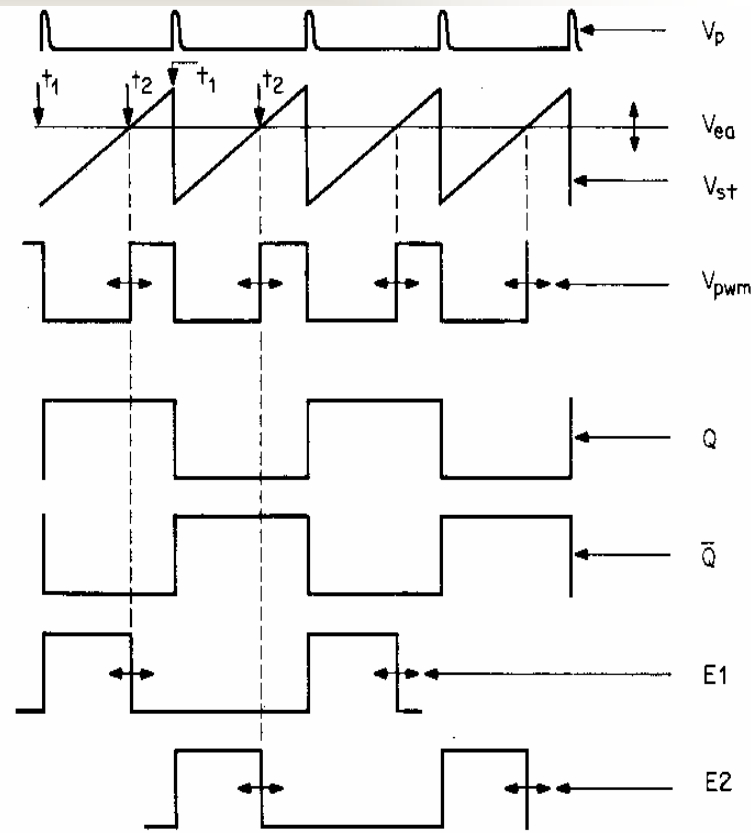
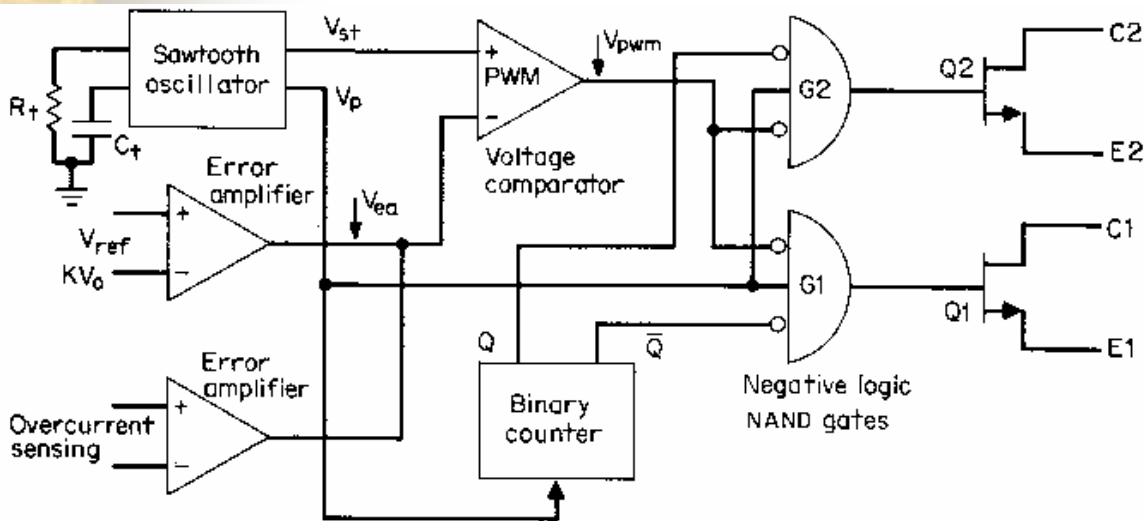
开关电源的控制模式

三、电压模式控制



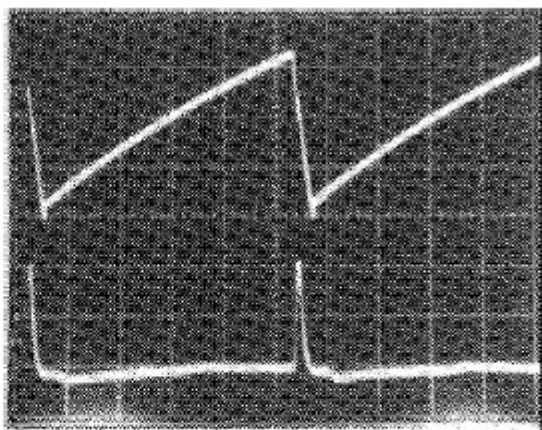
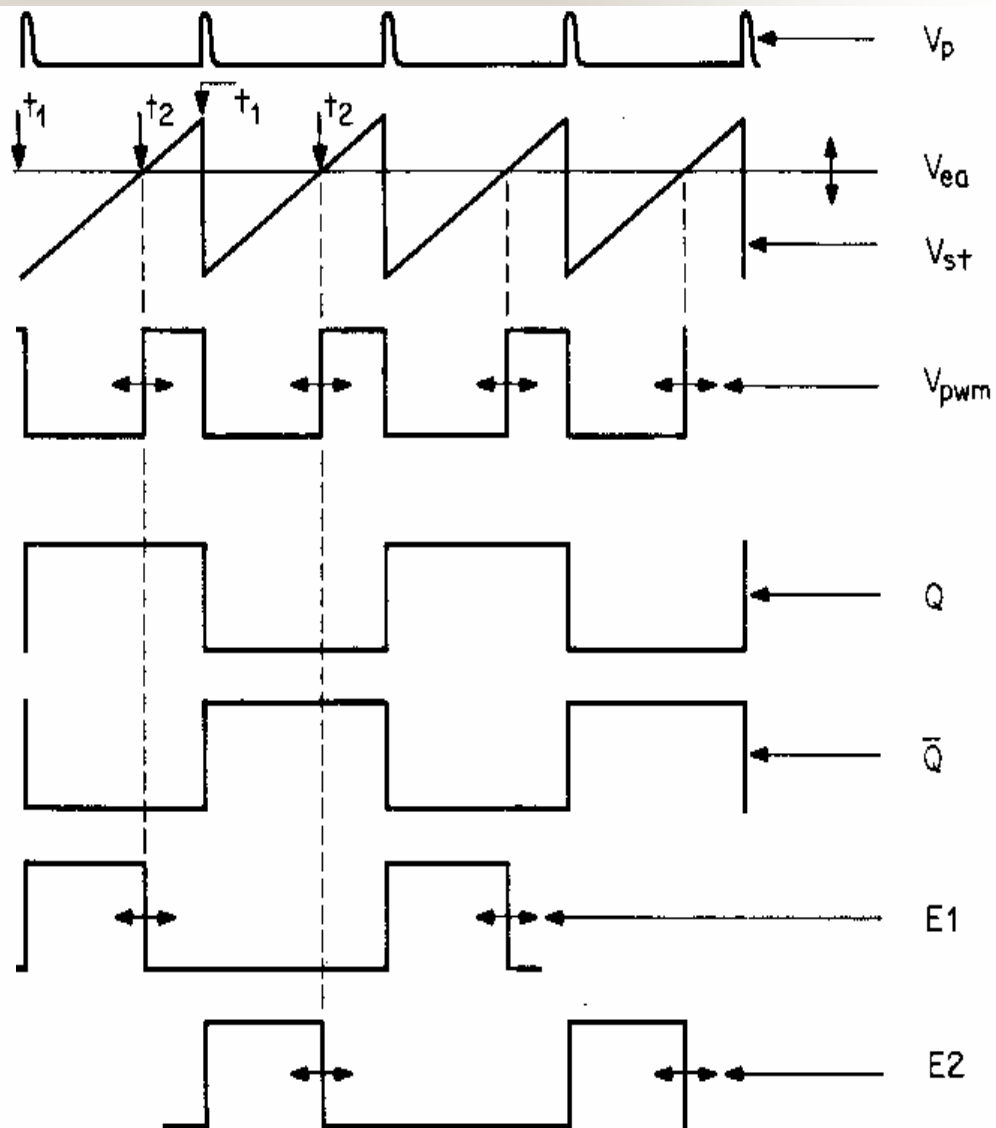
开关电源的控制模式

三、电压模式控制（续）



开关电源的控制模式

三、电压模式控制（续）



Top Trace:
Circuit Input

Bottom Trace:
Circuit Output
Across 24 Ohms

Vertical: 0.5V/CM Both
Horizontal: 0.5μS/CM

001938

0019-38

Figure 26. Operating Waveforms at 500 kHz

电压型控制

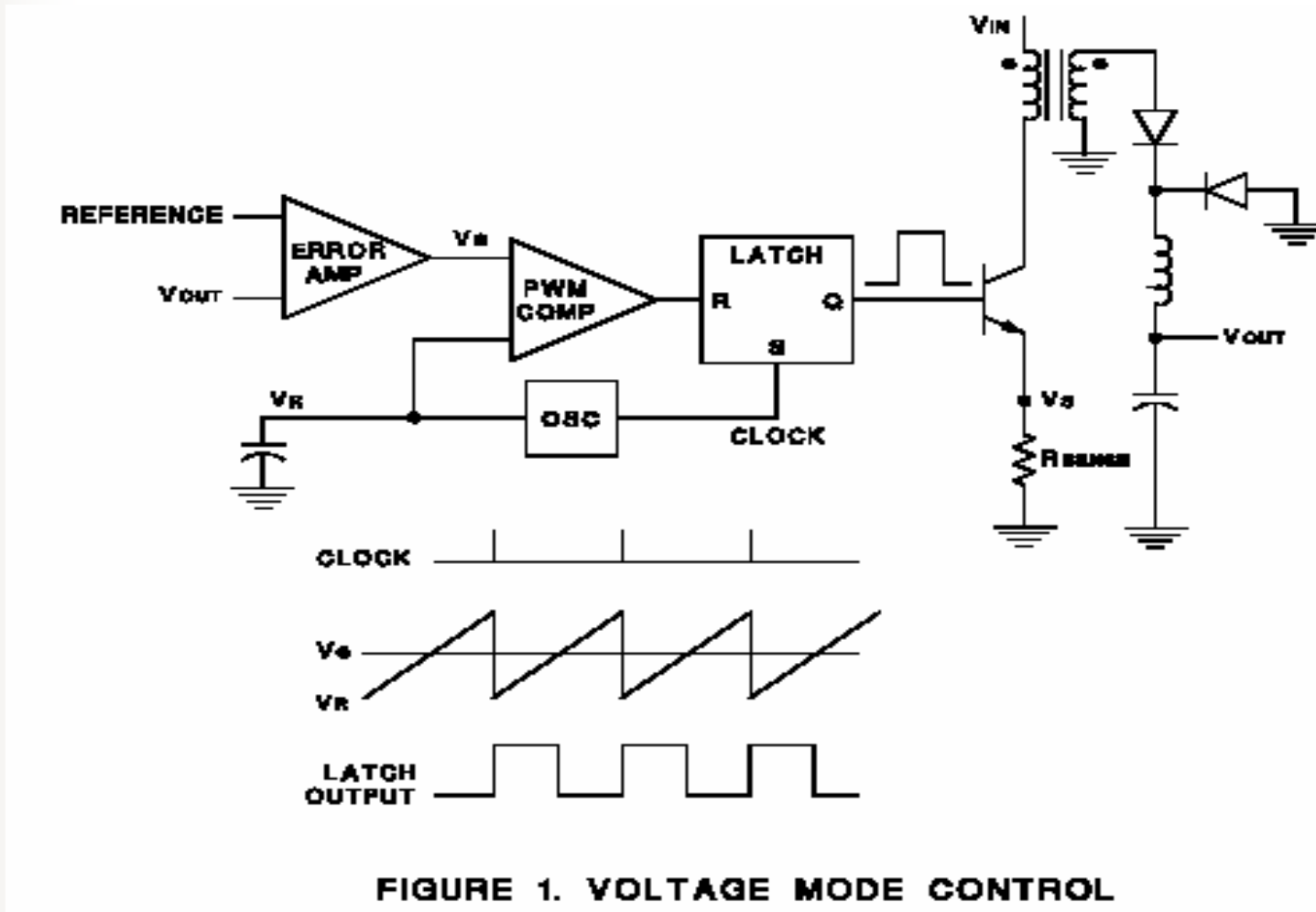


FIGURE 1. VOLTAGE MODE CONTROL

电压型控制特点——优点

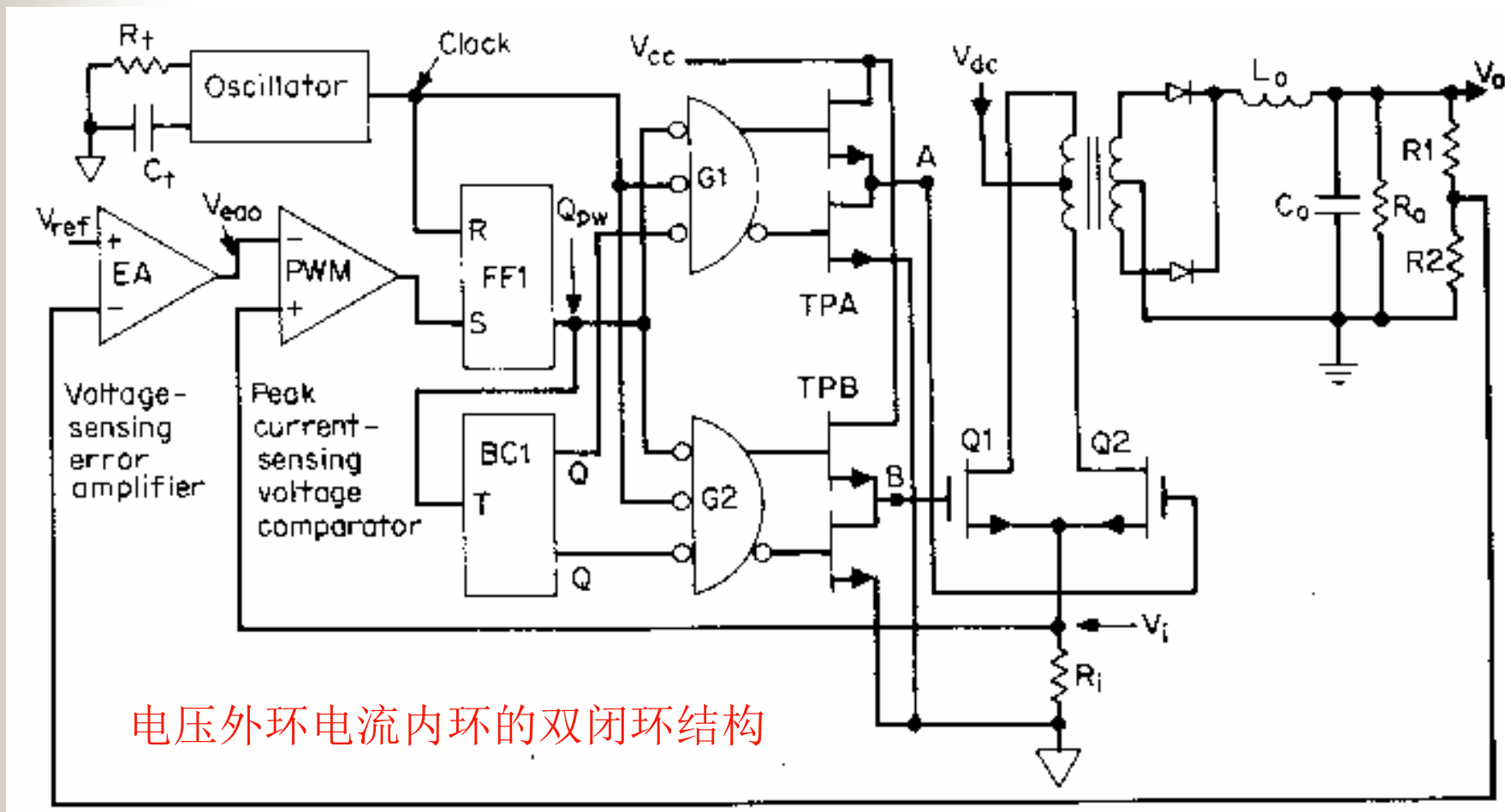
1. A single feedback loop is easier to design and analyze.
2. A large-amplitude ramp waveform provides good noise margin for a stable modulation process.
3. A low-impedance power output provides better cross-regulation for multiple output supplies.

电压型控制——缺点

1. Any change in line or load must first be sensed as an output change and then corrected by the feedback loop. This usually means slow response.
2. The output filter adds two poles to the control loop requiring either a dominant-pole low frequency roll-off at the error amplifier or an added zero in the compensation.
3. Compensation is further complicated by the fact that the loop gain varies with input voltage.

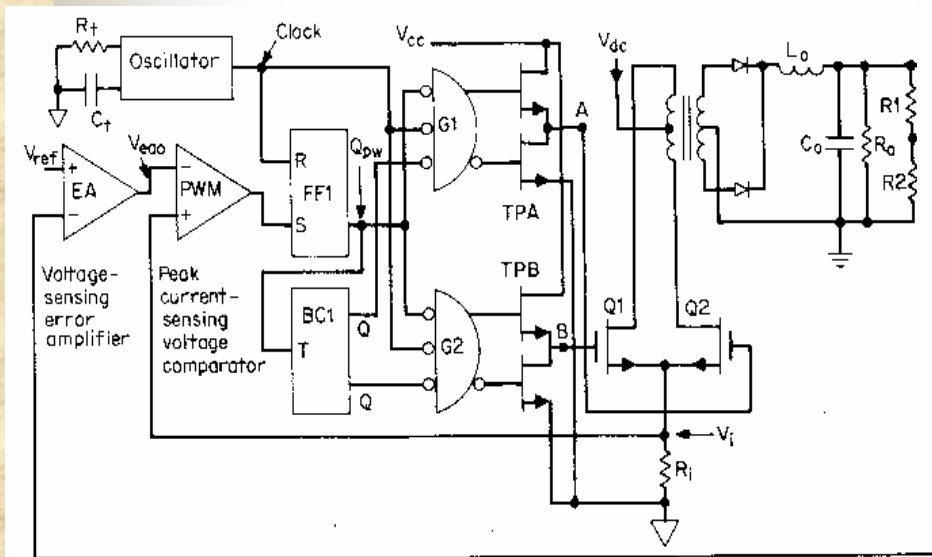
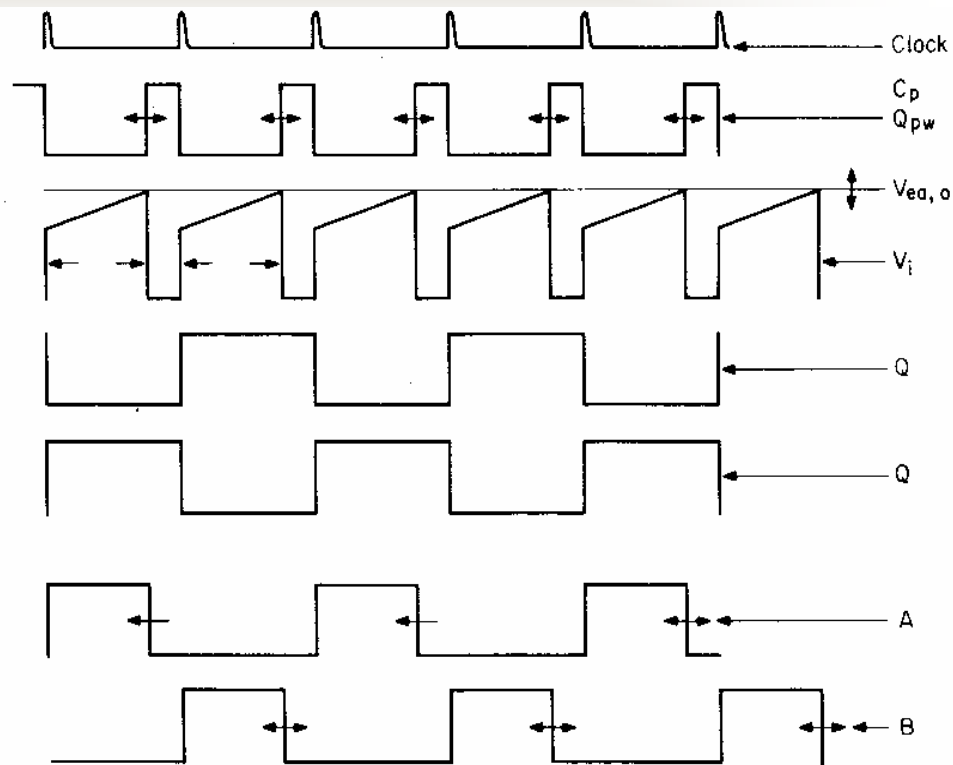
开关电源的控制模式

四、电流模式控制



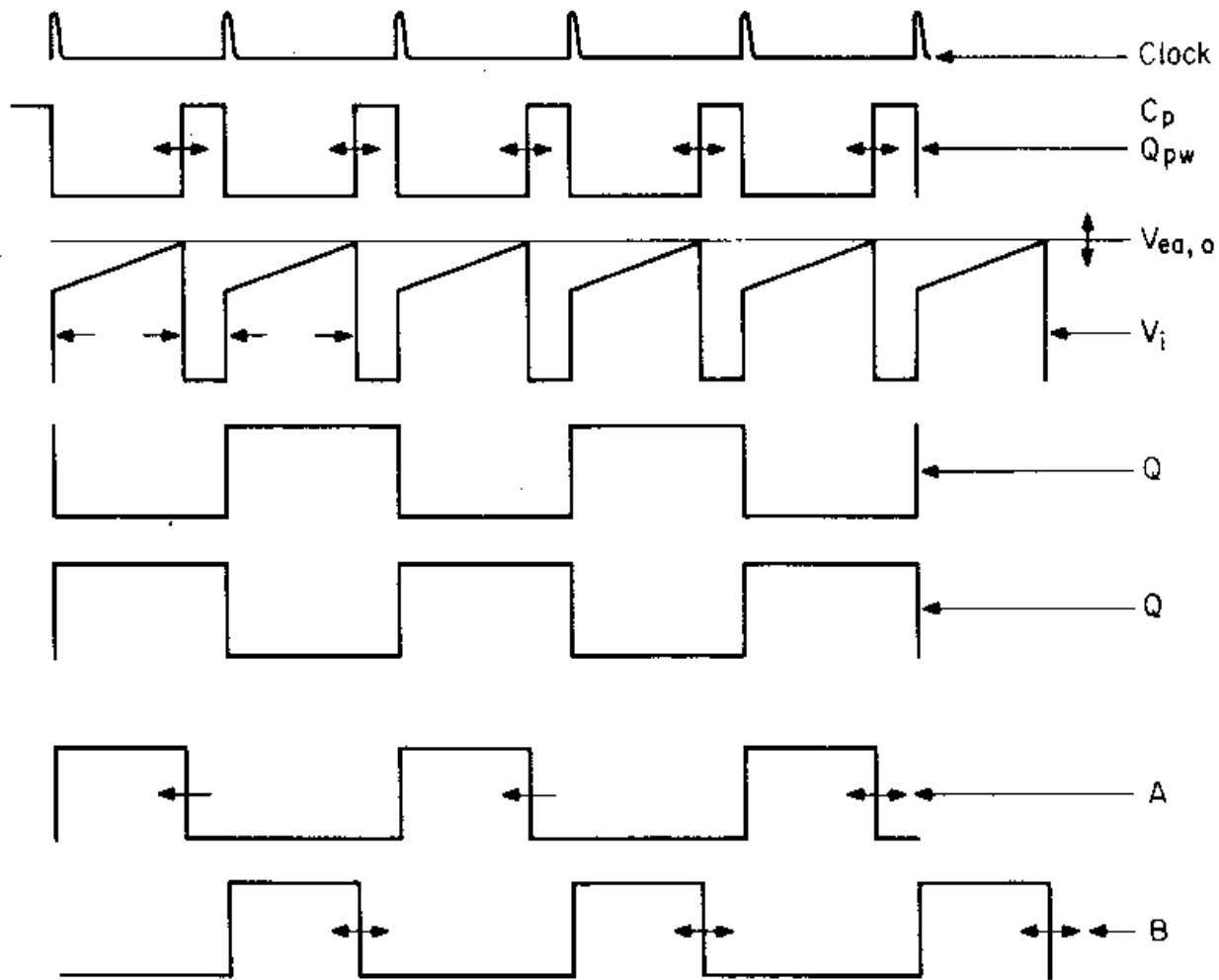
开关电源的控制模式

四、电流模式控制（续）



开关电源的控制模式

四、电流模式控制（续）



电流型控制——优点

1. Since inductor current rises with a slope determined by $V_{in}-V_o$, this waveform will respond immediately to line voltage changes, eliminating both the delayed response and gain variation with changes in input voltage.
2. Since the Error Amplifier is now used to command an output current rather than voltage, the effect of the output inductor is minimized and the filter now offers only a single pole to the feedback loop (at least in the normal region of interest). This allows both simpler compensation and a higher gain bandwidth over a comparable voltage-mode circuit.
3. Additional benefits with current-mode circuits include inherent pulse-by-pulse current limiting by merely clamping the command from the Error Amplifier, and the ease of providing load sharing when multiple power units are paralleled.

Current Mode Advantages

电流控制模式的优点

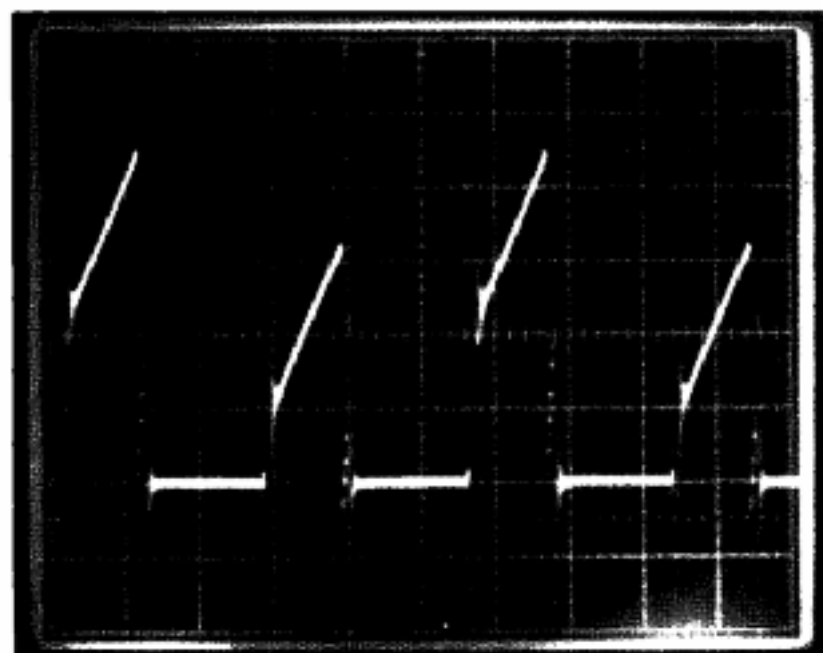
Avoidance of flux imbalance in push-pull converters

避免直流偏磁



(A)

$t = 5\mu\text{s}/\text{DIV}$
SWITCH CURRENTS
(0.2A/DIV)



(B)

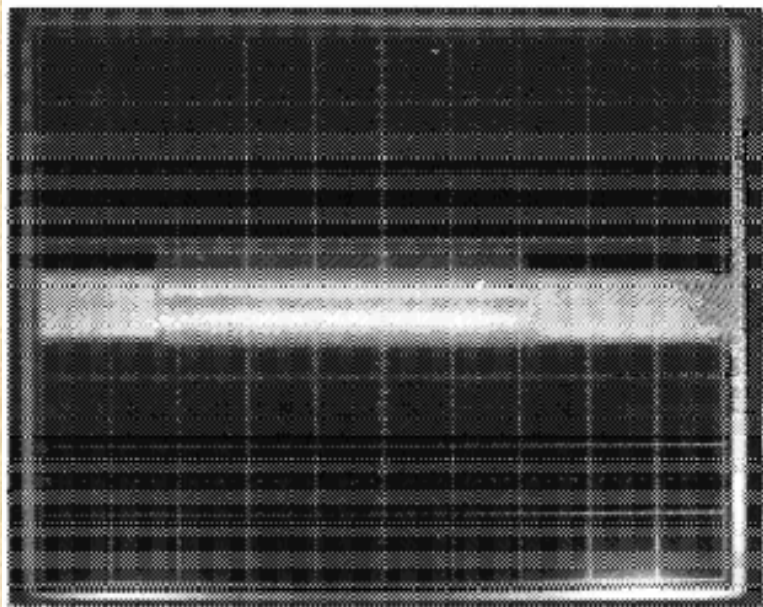
FIGURE 16. SWITCH CURRENTS SHOWING FLUX IMBALANCE IN (A) UC1846 AND (B) UC1525A CONVERTERS

开关电源的控制模式

对于输入电压跳变能够瞬间修正而没有差分放大器的延迟

七. Current Mode Advantages

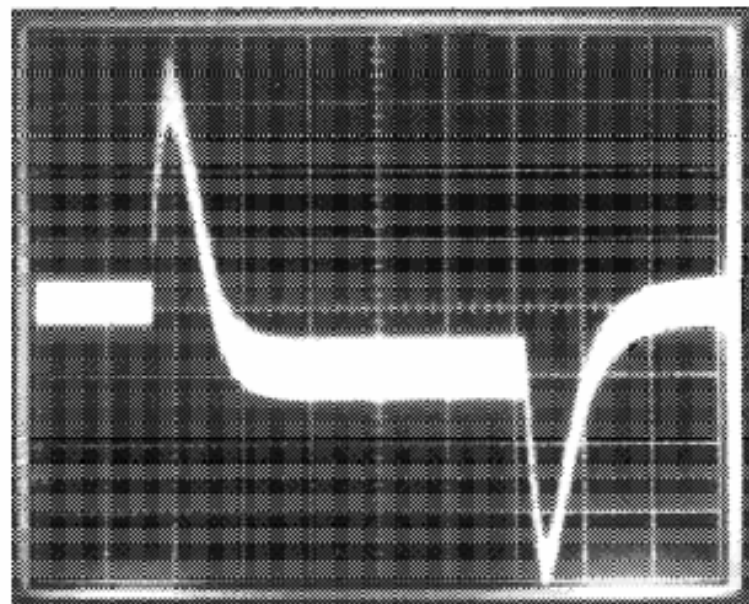
7.2 Instantaneous correction against of line voltage changes without the delay in an error amplifier



电流型

(A)

t = 2ms/DIV
 ← OUTPUT RESPONSE →
 50mV/DIV



(B)

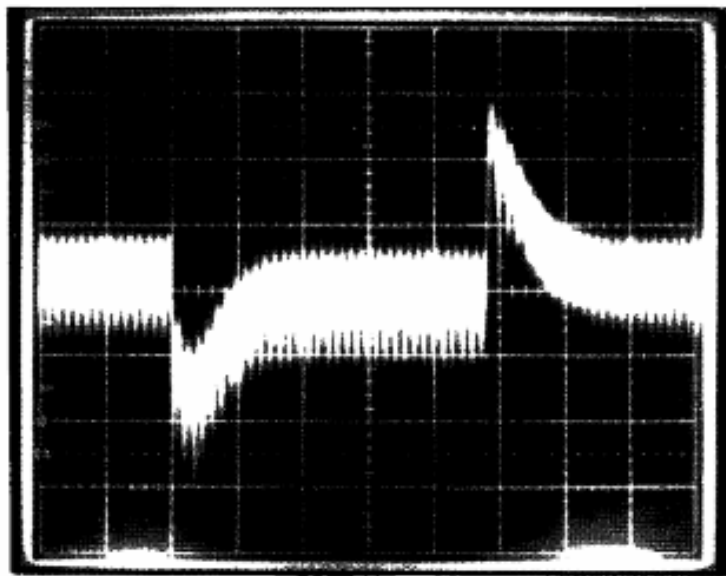
电压型

RESPONSE TO A STEP INPUT CHANGE OF 25 TO 35V BY (A) UC1846 and (B) UC1525A CONVERTERS

开关电源的控制模式

七. Current Mode Advantages

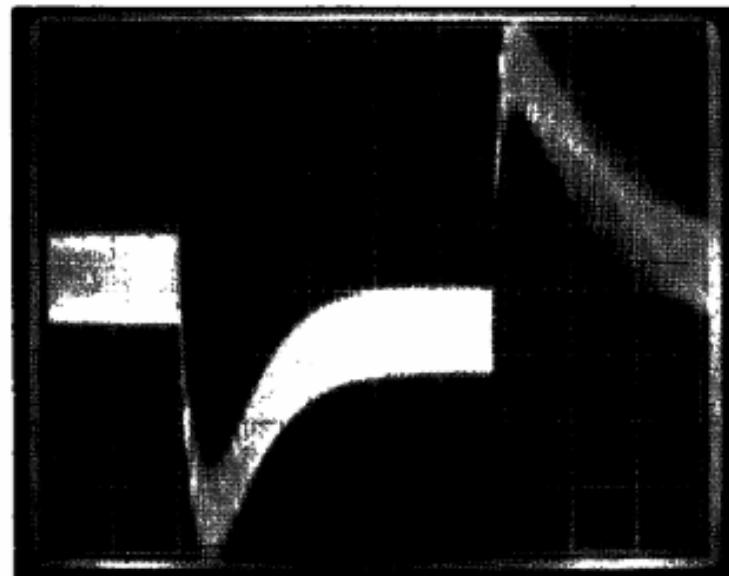
7.5 Improved load current regulation 改善负载电流波形



(A)

电流型

t = 0.2ms/DIV
 ◀ OUTPUT ▶
 RESPONSE
 20mV/DIV



(B)

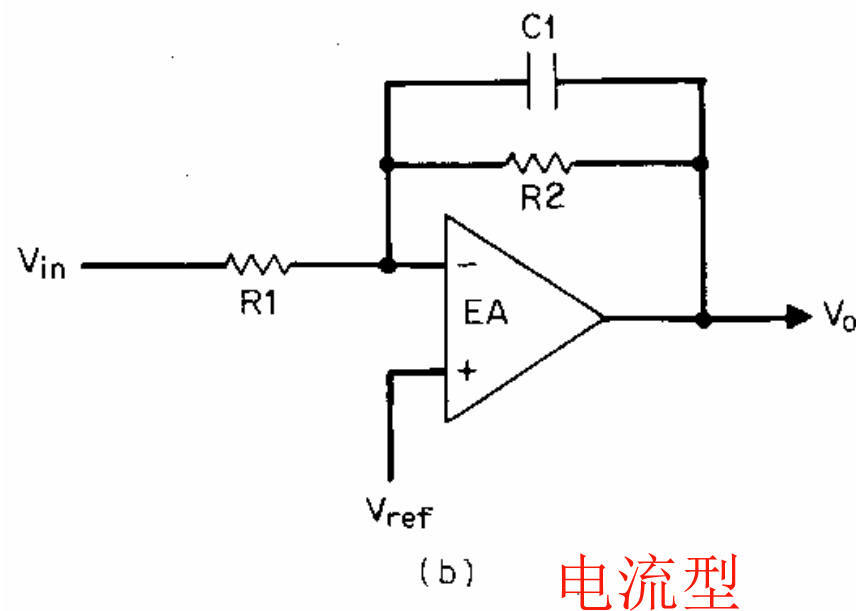
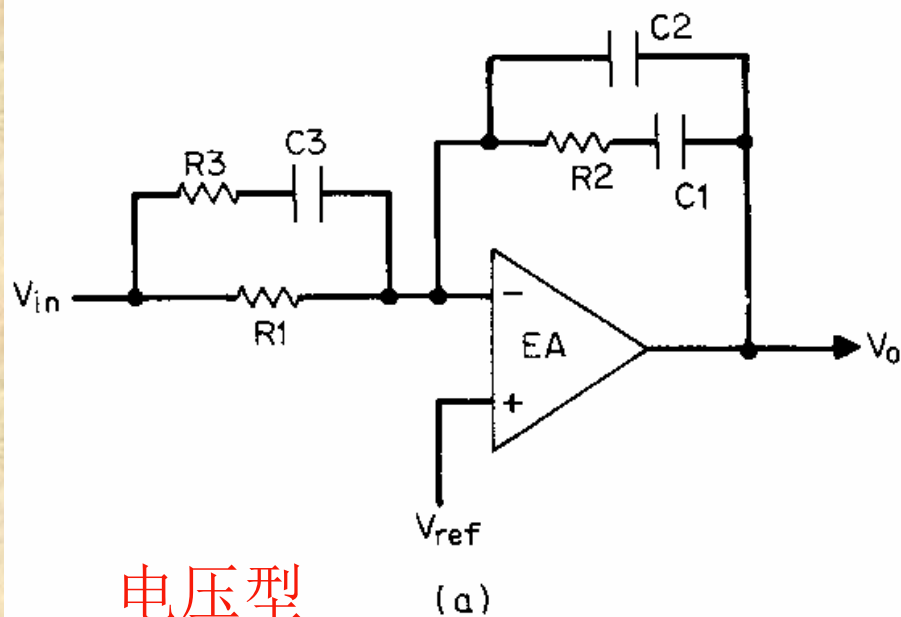
电压型

RESPONSIVE TO A STEP LOAD CHANGE OF 1 AMP BY (A) UC1846 AND (B) UC1525A CONVERTERS

七. Current Mode Advantages

7.3 Ease and simplicity of feedback-loop stabilization

反馈环结构简单



电压型控制——缺点

1. There are now two feedback loops, making circuit analysis more difficult.
2. The control loop becomes unstable at duty cycles above 50% unless slope compensation is added.
3. Since the control modulation is based on a signal derived from output current, resonances in the power stage can insert noise into the control loop.
4. A particularly troublesome noise source is the leading edge current spike typically caused by transformer winding capacitance and output rectifier recovery current.
5. With the control loop forcing a current drive, load regulation is worse and coupled inductors are required to get acceptable cross-regulation with multiple outputs.

电压型模式选择

Consider voltage-mode (with feed-forward) if:

1. There are wide input line and/or output load variations possible.
2. Particularly with low line - light load conditions where the current ramp slope is too shallow for stable PWM operation.
3. High power and/or noisy applications where noise on the current waveform would be difficult to control.
4. Multiple output voltages are needed with relatively good cross-regulation.
5. Saturable reactor controllers are to be used as auxiliary secondary-side regulators.
6. Applications where the complexities of dual feedback loops and/or slope compensation is to be avoided.

电流型模式选择

Consider the use of current-mode if:

1. The power supply output is to be a current source or very high output voltage.
2. The fastest dynamic response is needed with a given switching frequency.
3. The application is for a DC/DC converter where the input voltage variation is relatively constrained.
4. Modular applications where parallelability with load sharing is required.
5. In push-pull circuits where transformer flux balancing is important.
6. In low-cost applications requiring the absolute fewest components.

电流控制模式

- 峰值电流控制
- 平均电流控制(多用于PFC)

开关电源的控制模式

峰值电流控制

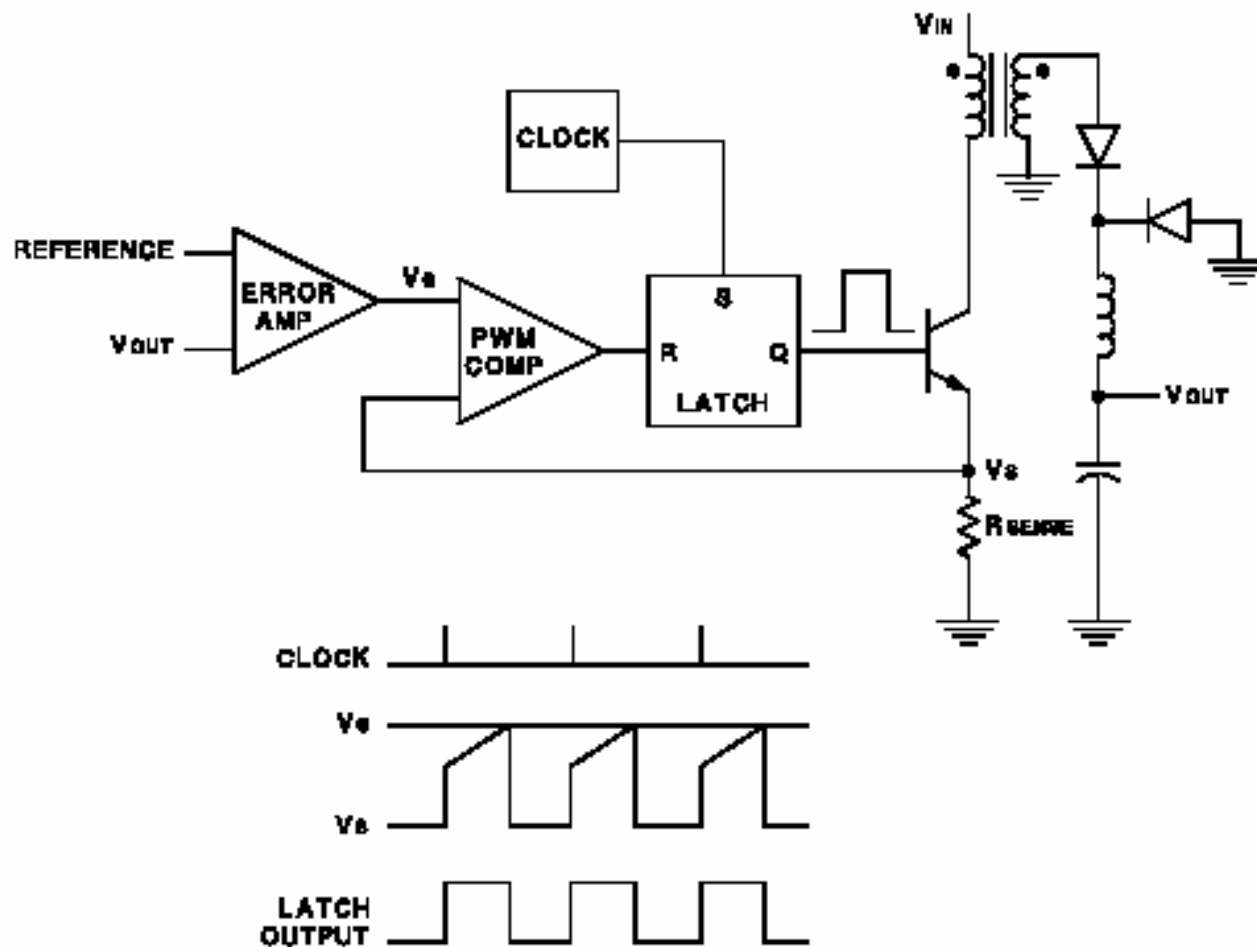


FIGURE 2. CURRENT MODE CONTROL

峰值电流控制

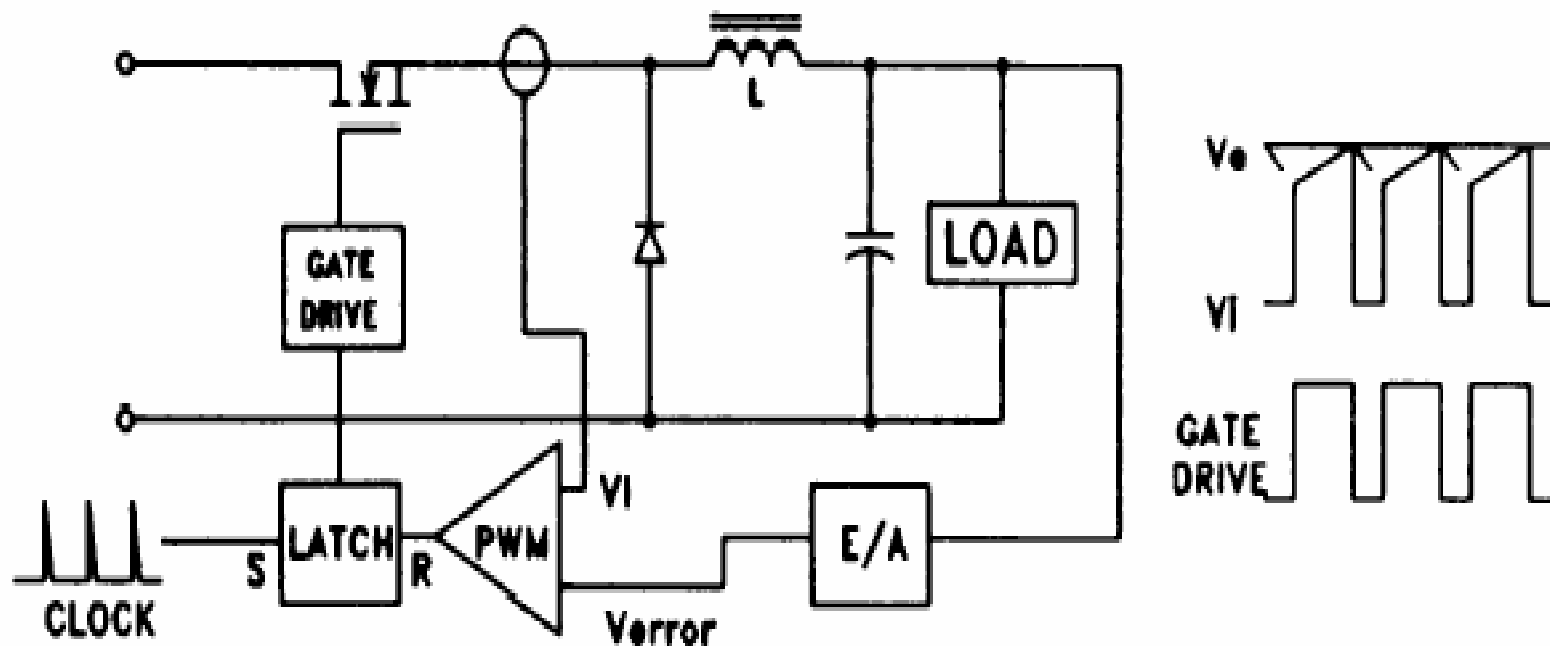


Fig. 1 - Peak Current Mode Control Circuit and Waveforms

平均电流控制

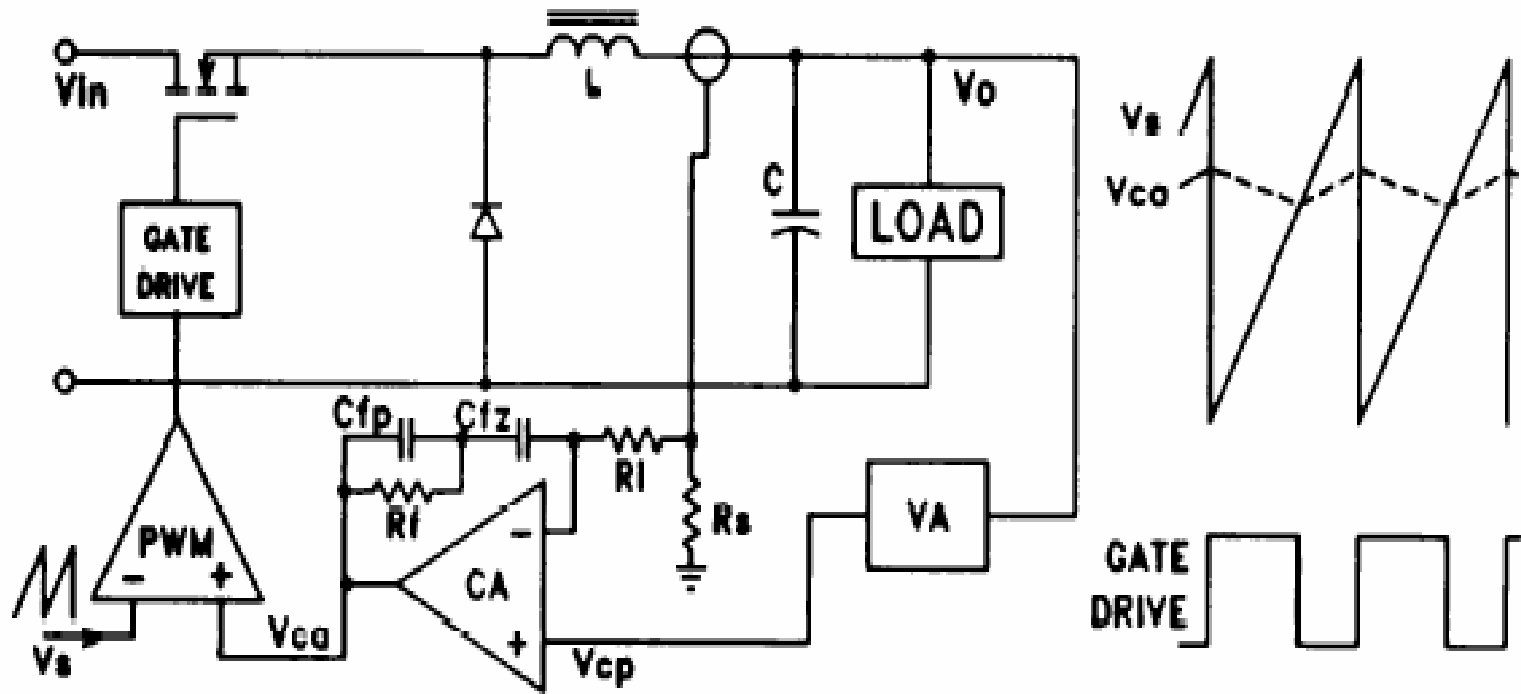


Fig. 2 - Average Current Mode Control Circuit and Waveforms

平均电流控制

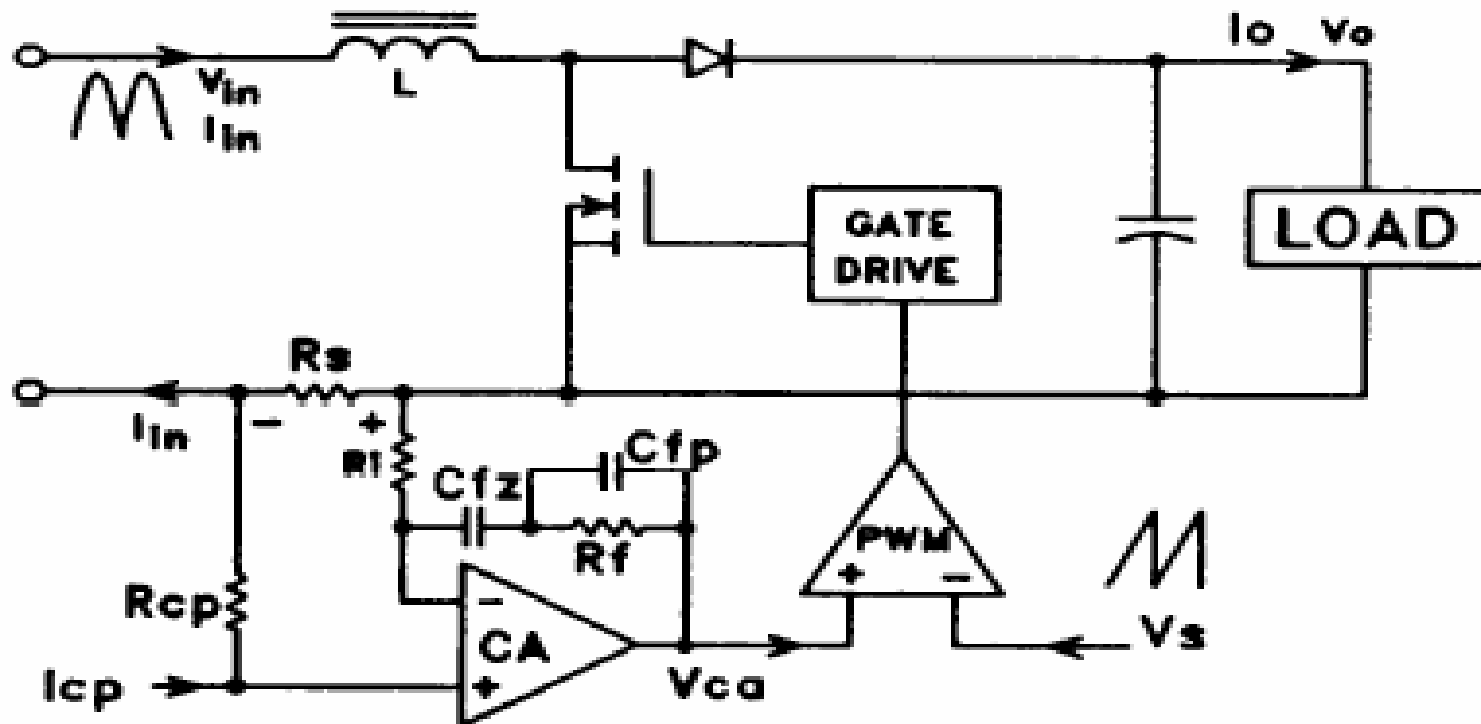


Fig. 6 - Boost Preregulator Circuit

五、一些具体的电压模式和电流模式控制芯片

芯片型号及其含义

商业级芯片工作温度 $0^{\circ}\text{C} - 70^{\circ}\text{C}$ 如**3524**

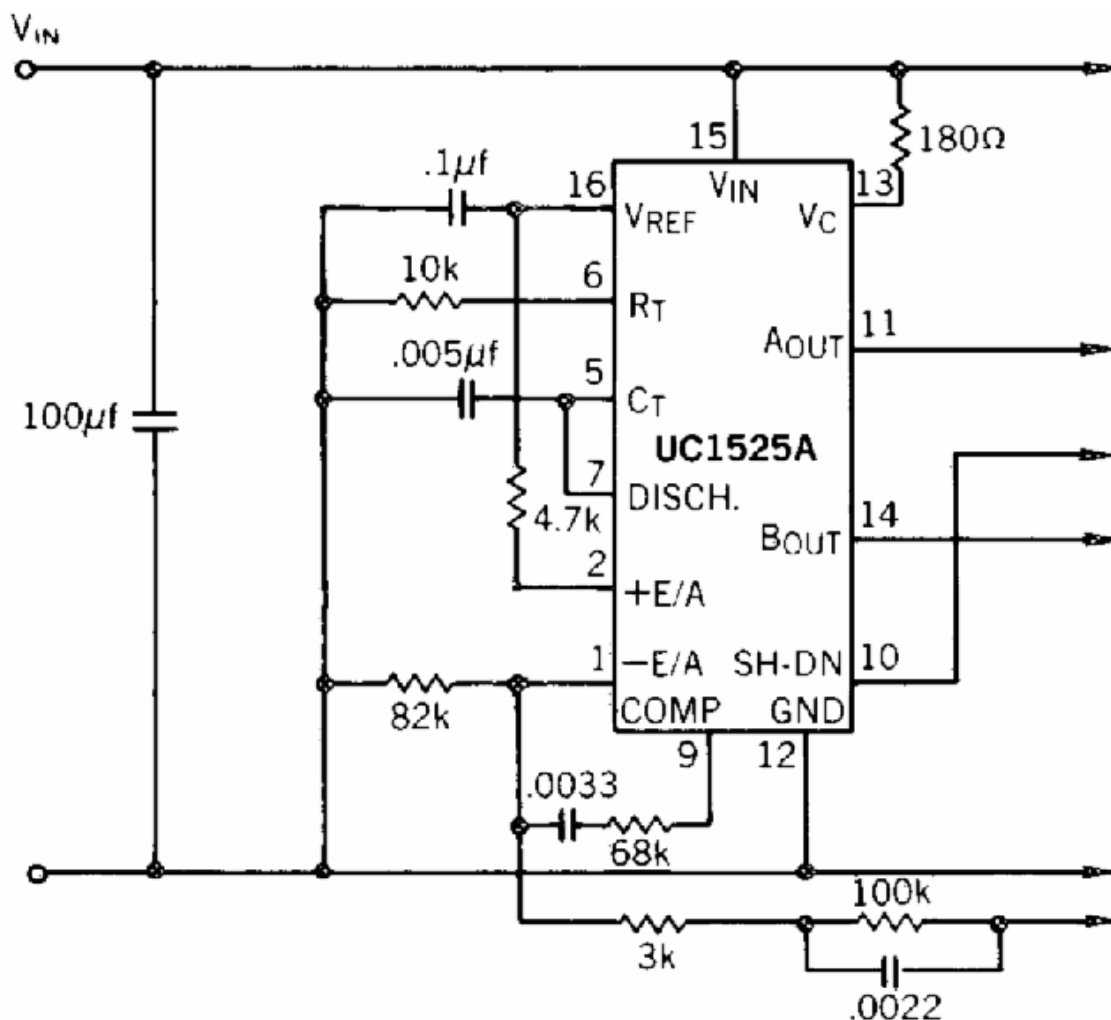
工业级芯片工作温度零下 $25^{\circ}\text{C} - 85^{\circ}\text{C}$ 如**2524**

军用级芯片工作温度零下 $55^{\circ}\text{C} - 125^{\circ}\text{C}$ 如**1524**

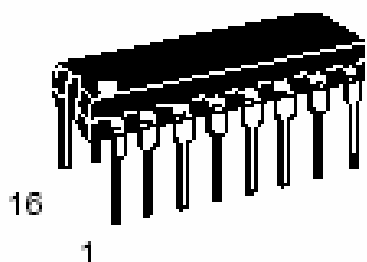
功能相同，封装不同

八. Current-Mode versus Voltage-Mode Control Circuits

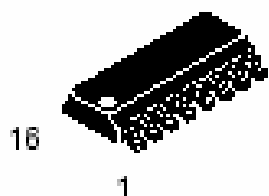
8.1 Voltage-Mode Control Circuits



SG3525

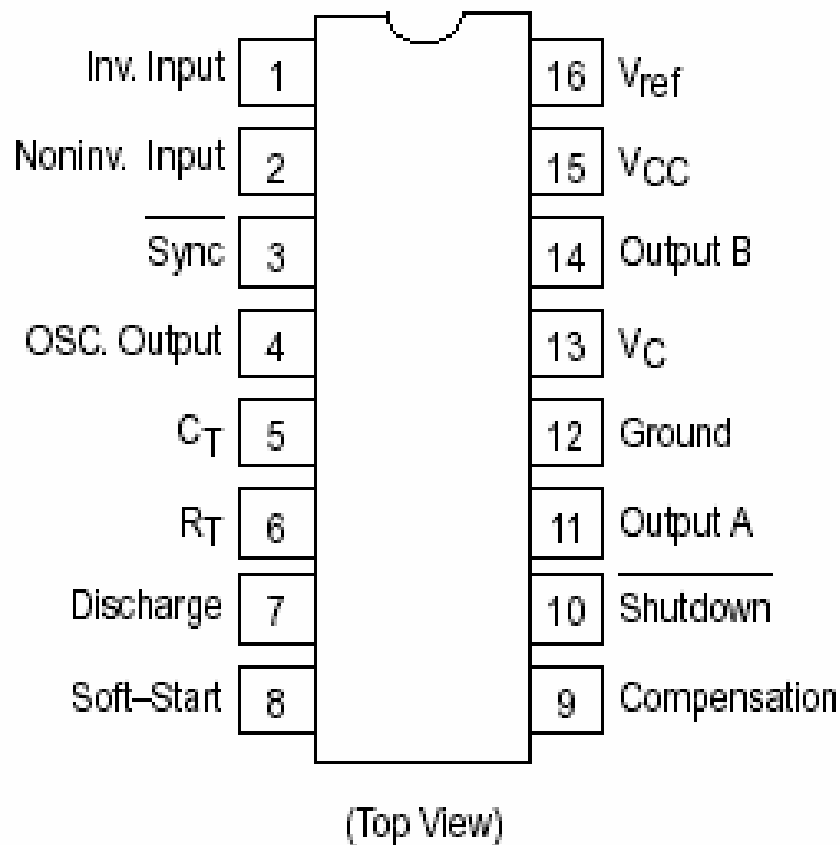


**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648**

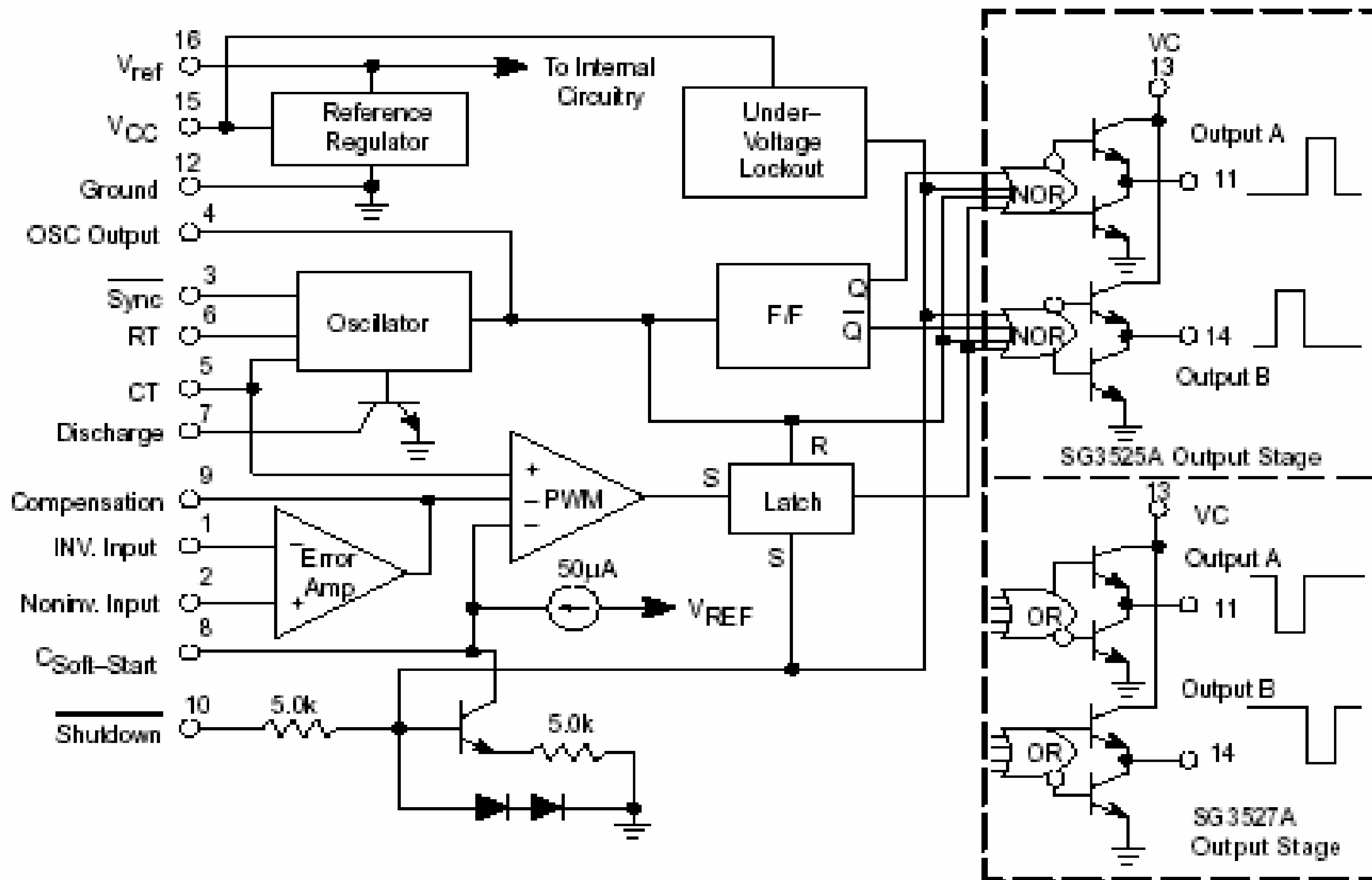


**DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16L)**

PIN CONNECTIONS



Representative Block Diagram



MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V_{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I_O	±500	mA
Reference Output Current	I_{ref}	50	mA
Oscillator Charging Current		5.0	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 2) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 3)	P_D	1000 2000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	60	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	T_{Solder}	+300	$^\circ\text{C}$

NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.

2. Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$ for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$.

3. Derate at 16 mW/ $^\circ\text{C}$ for case temperatures above +25 $^\circ\text{C}$.

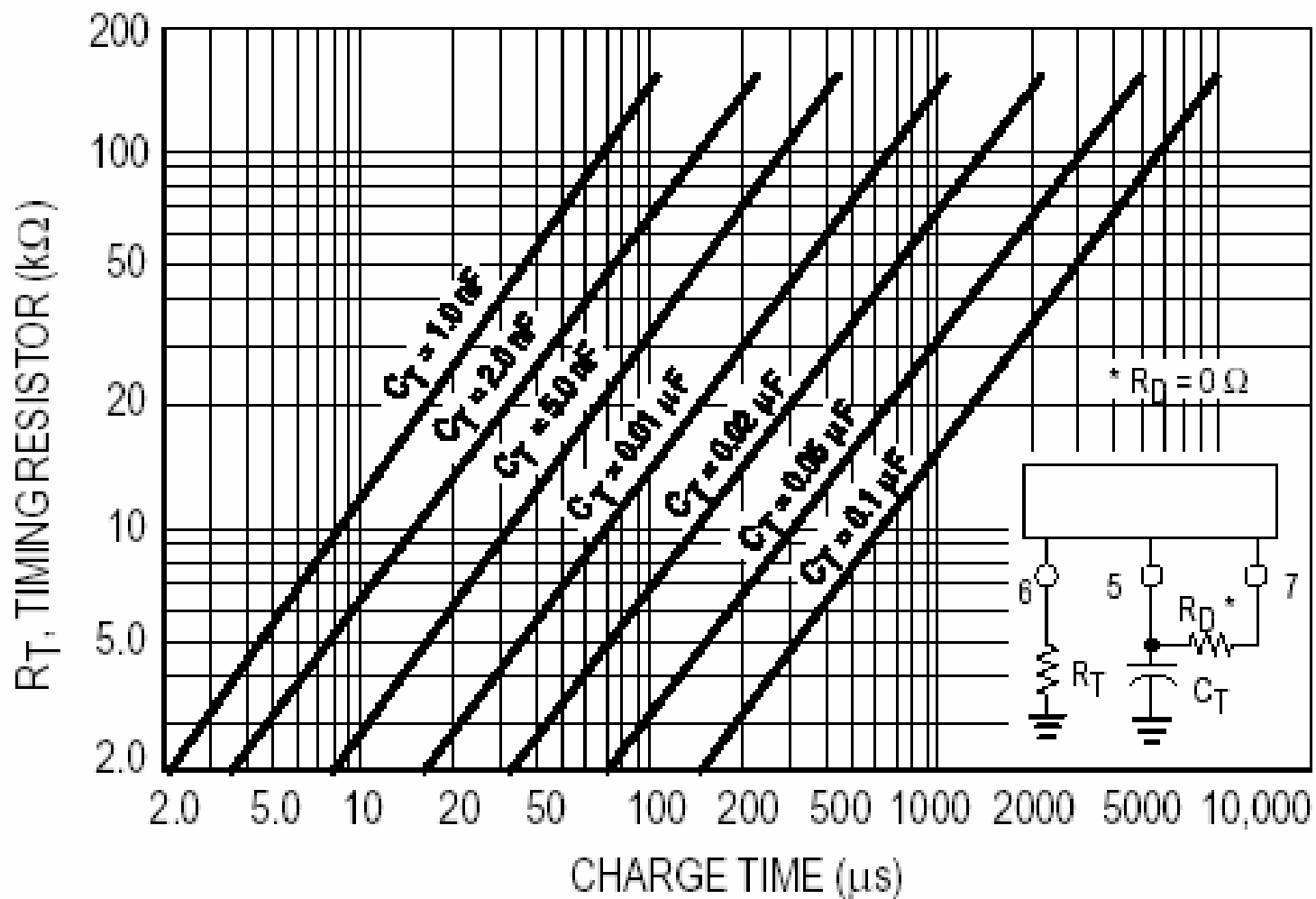
主要设计参数范围

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

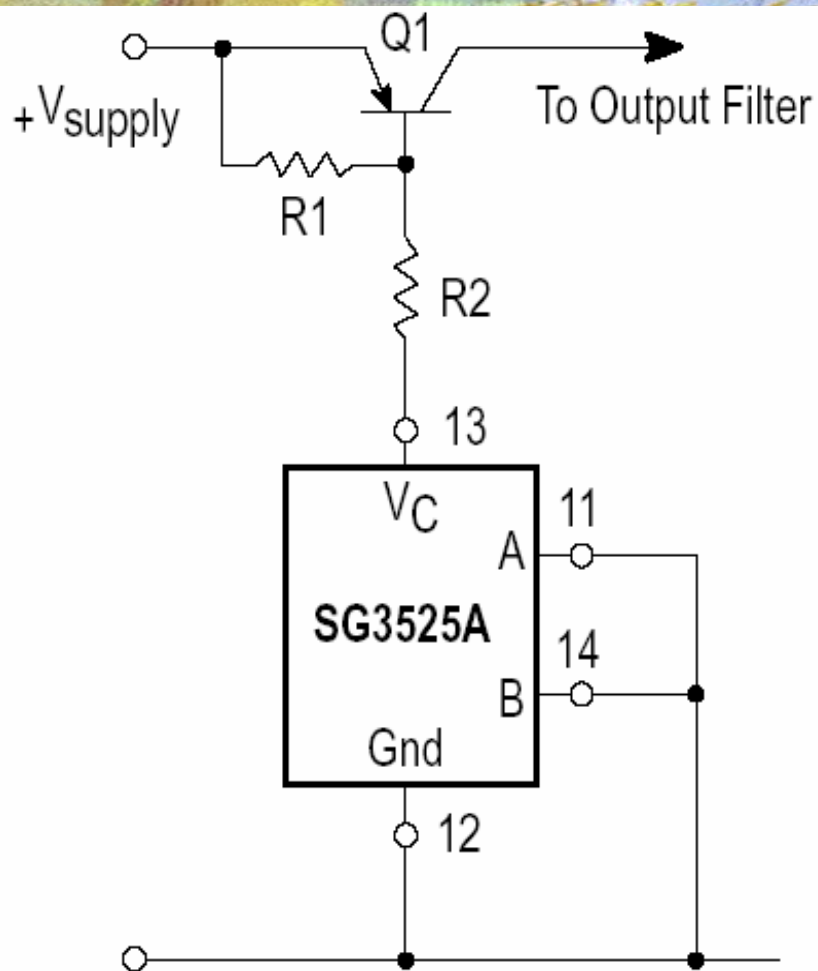
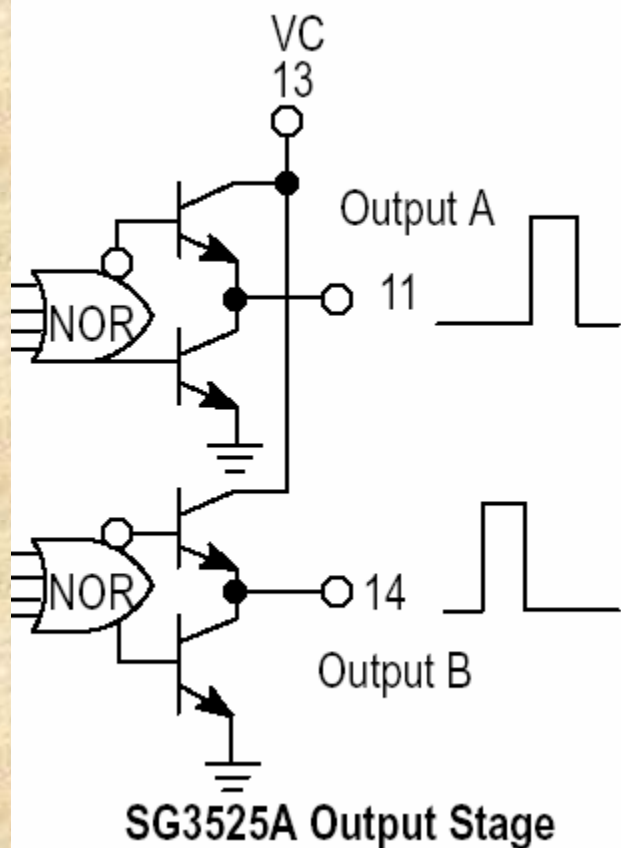
Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Steady State) (Peak)	I_O	0 0	± 100 ± 400	mA
Reference Load Current	I_{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f_{osc}	0.1	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R_T	2.0	150	k Ω
Oscillator Timing Capacitor	C_T	0.001	0.2	μF
Deadtime Resistor Range	R_D	0	500	Ω
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0	+70	$^{\circ}C$

频率选择

Figure 1. Oscillator Charge Time versus R_T

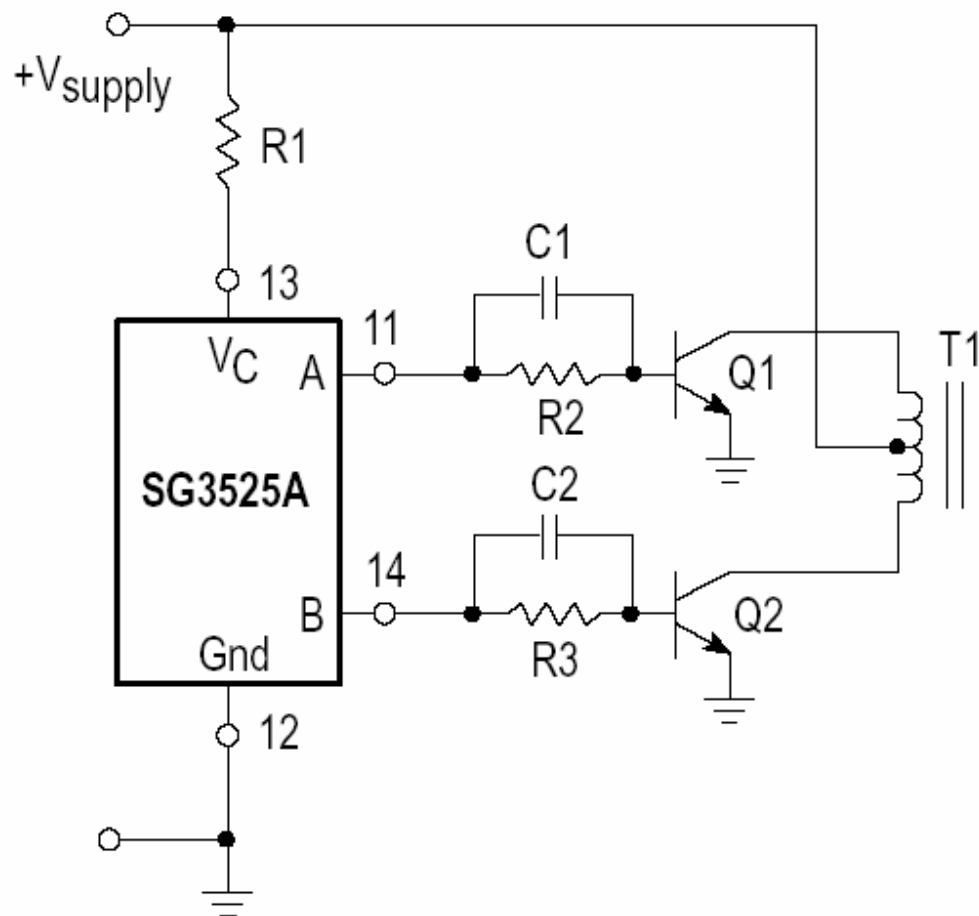
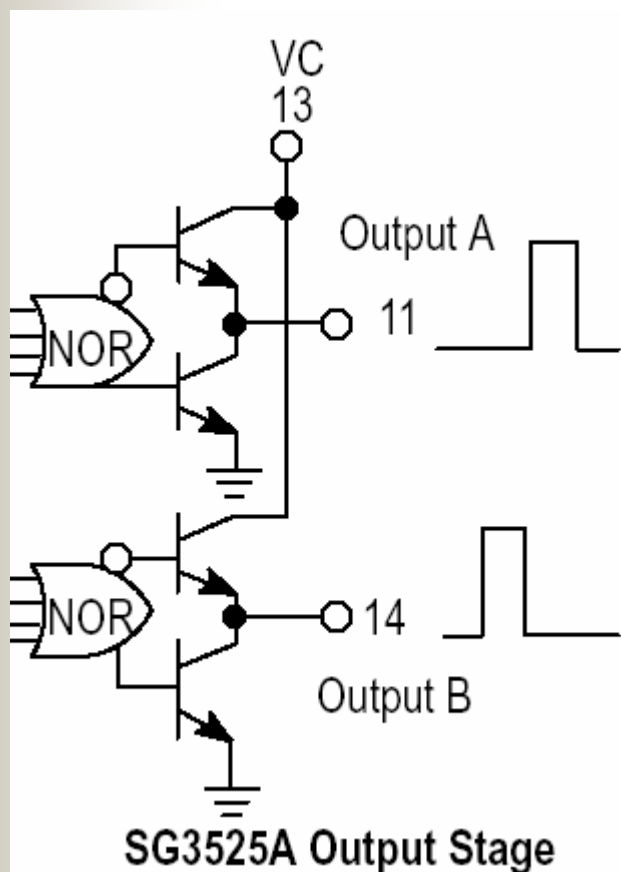


单端驱动



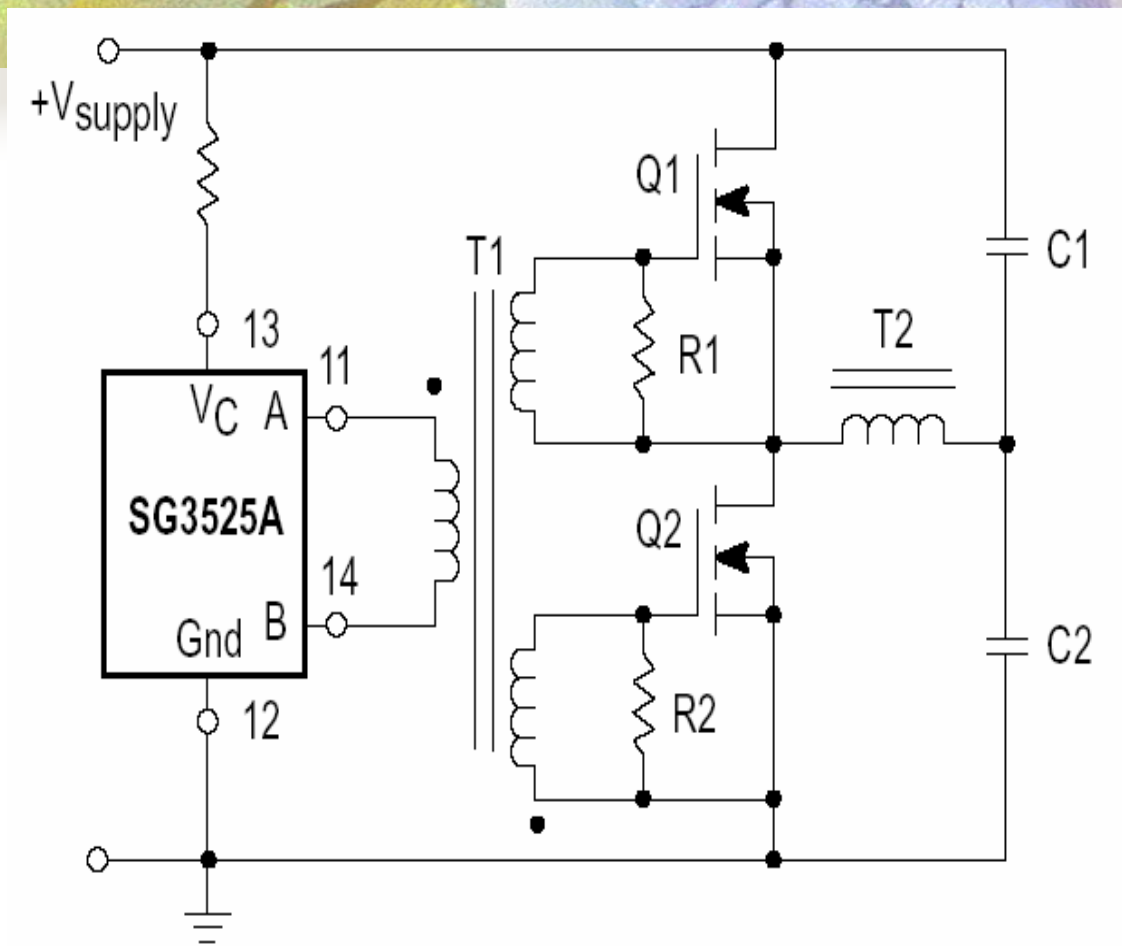
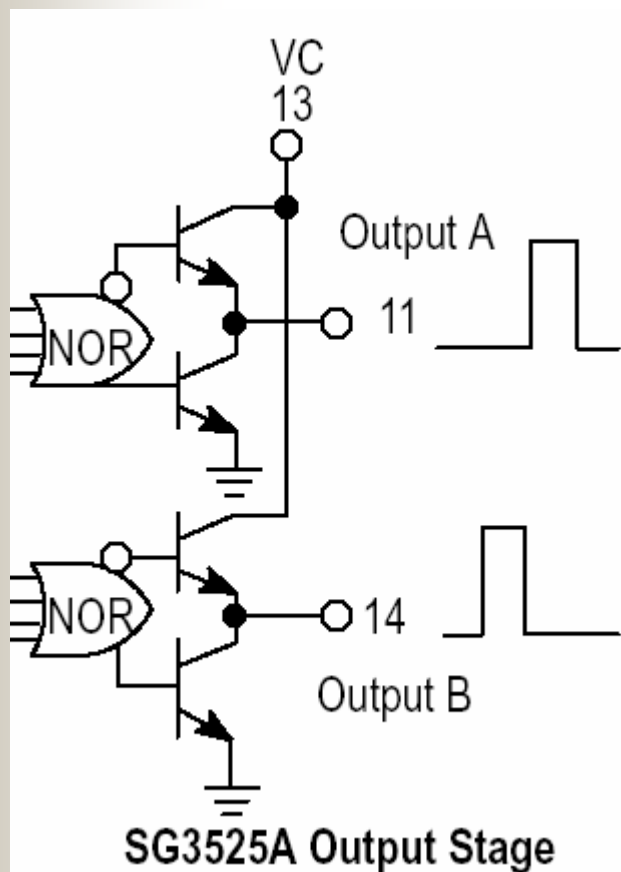
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The VC terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

推挽驱动



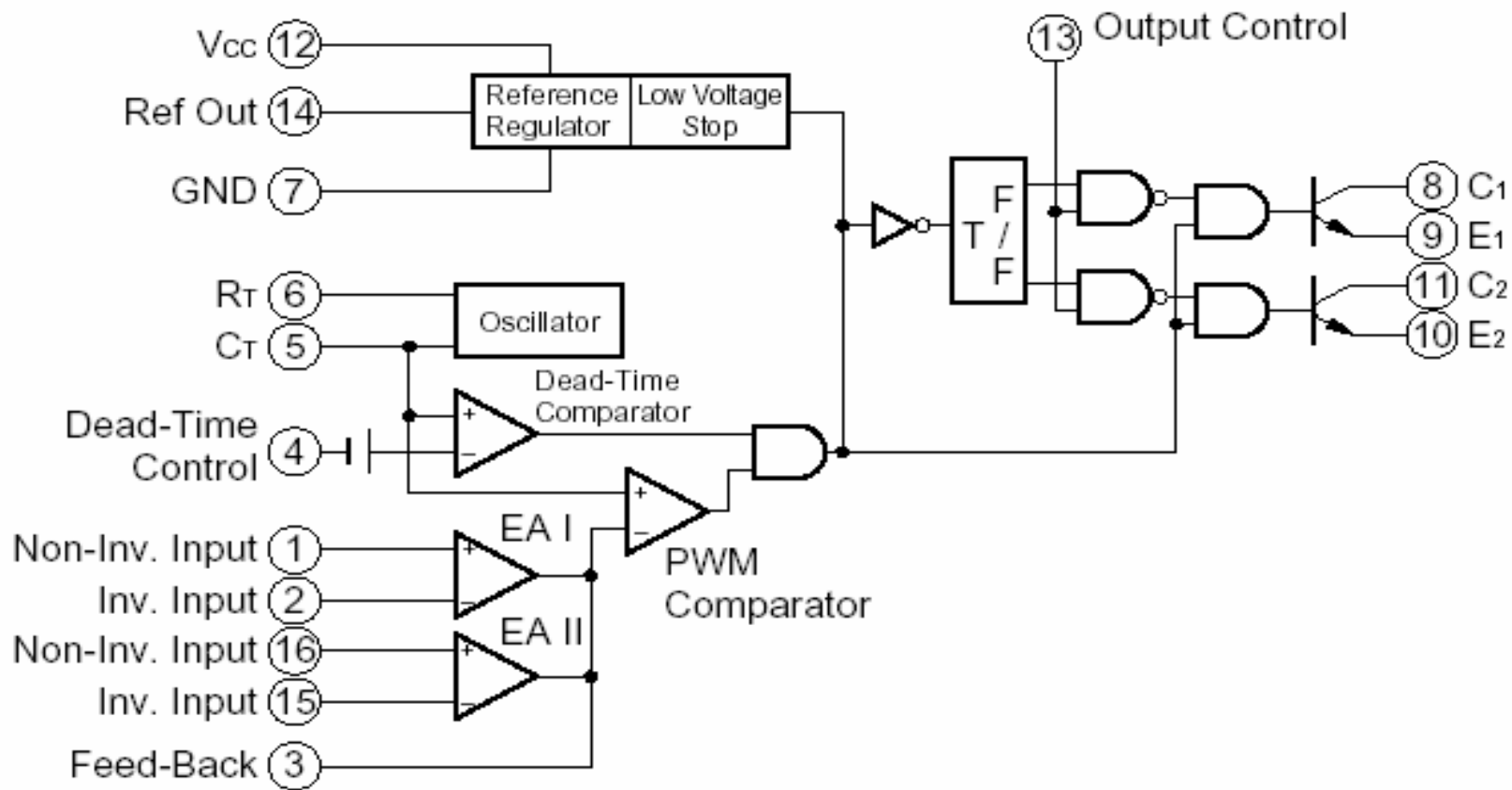
In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by R1-R3. Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors C1 and C2.

半桥驱动



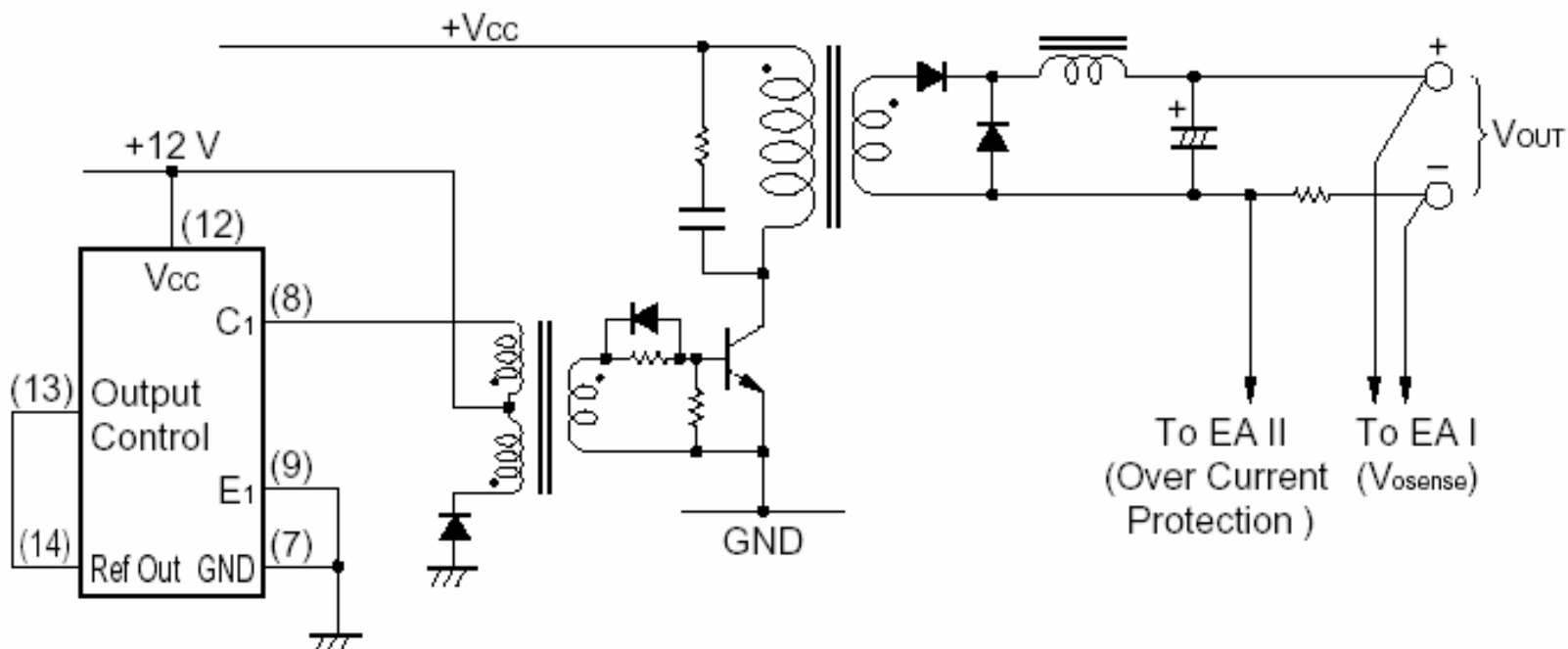
Low power transformers can be driven directly by the SG3525A. Automatic reset occurs during deadtime, when both ends of the primary winding are switched to ground.

uPC494



Example_1

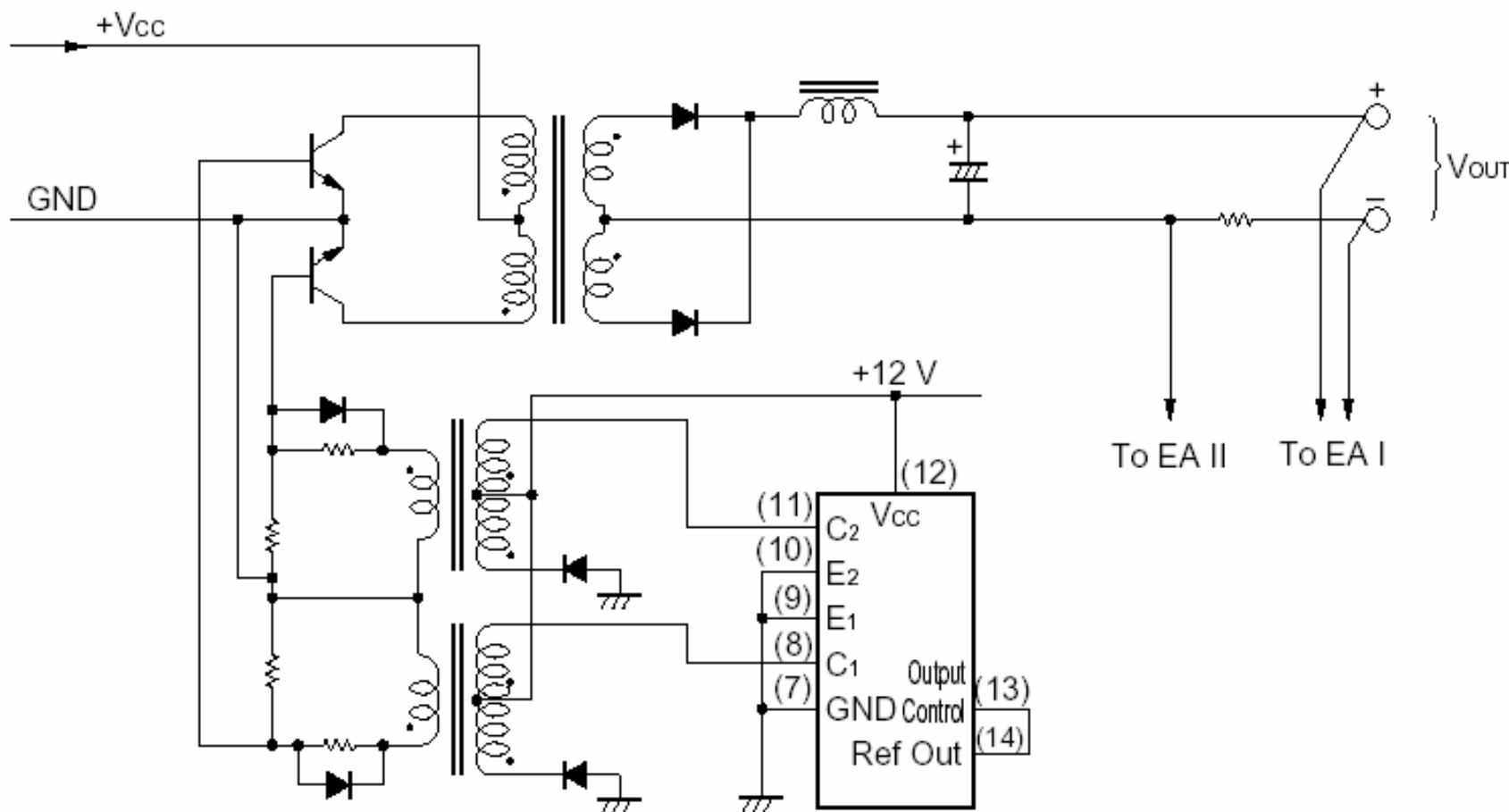
1) Forward Type



Example_2

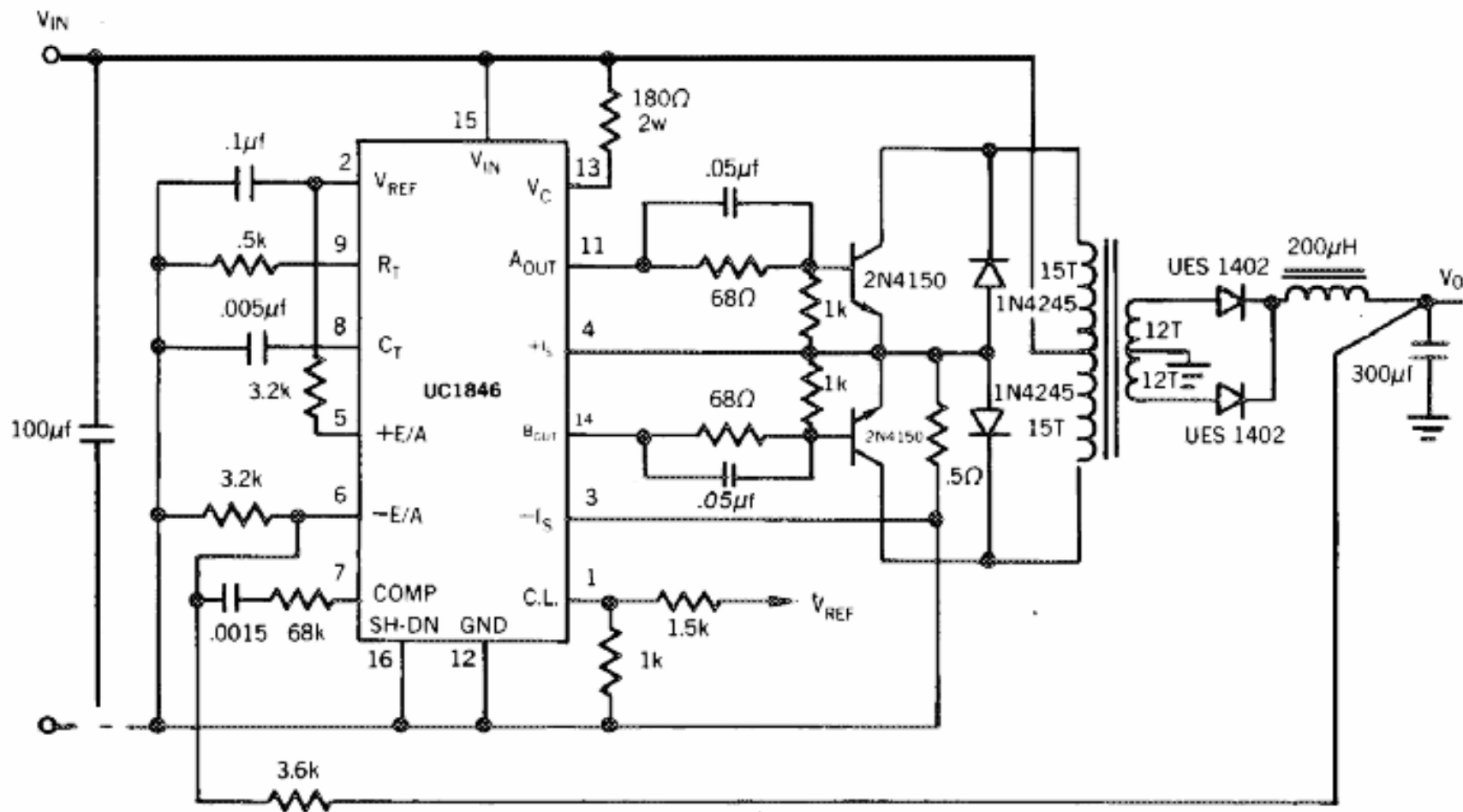
2) Push-pull Type

(Isolated)



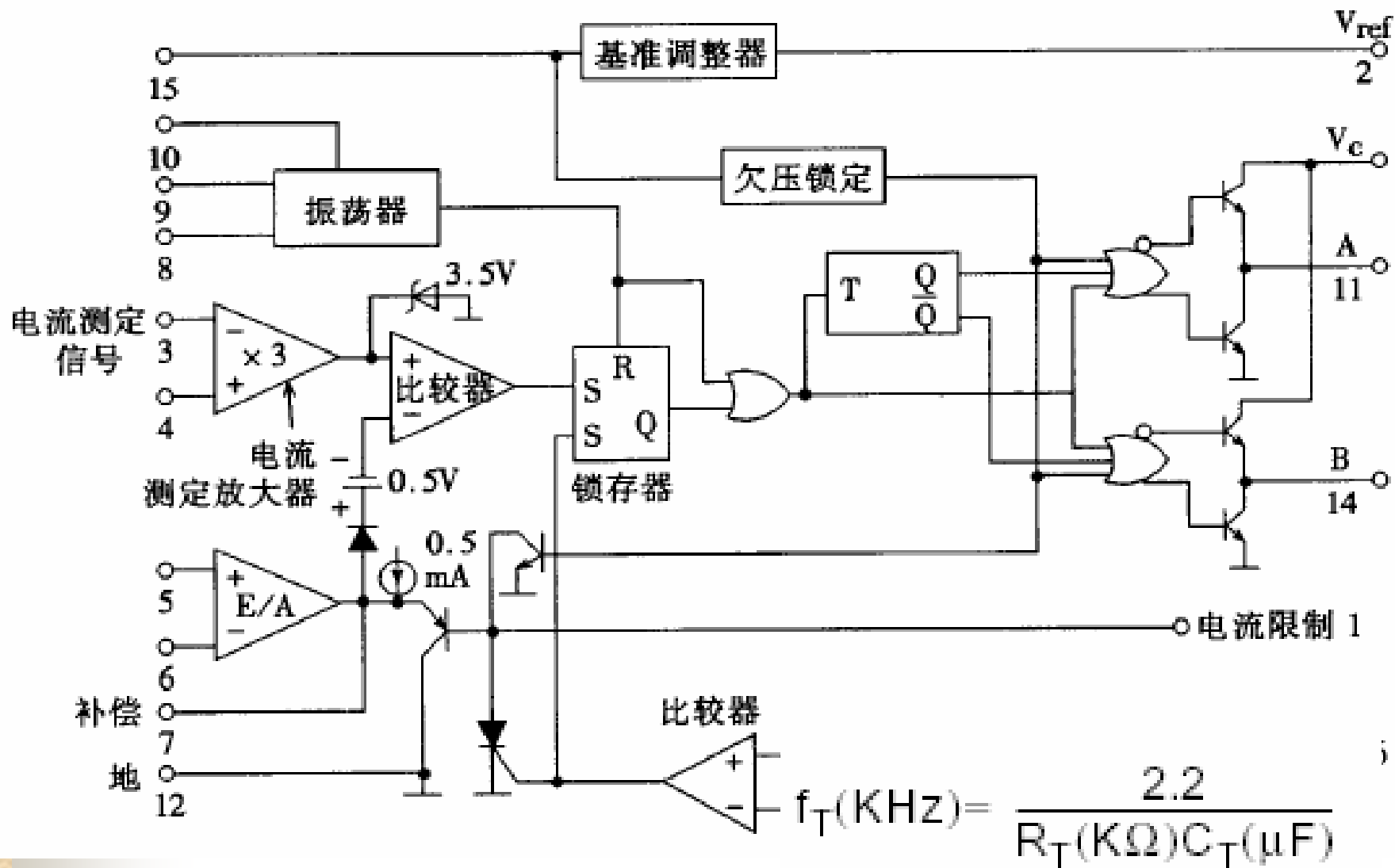
八. Current-Mode versus Voltage-Mode Control Circuits

8.2 Current-Mode Control Circuits

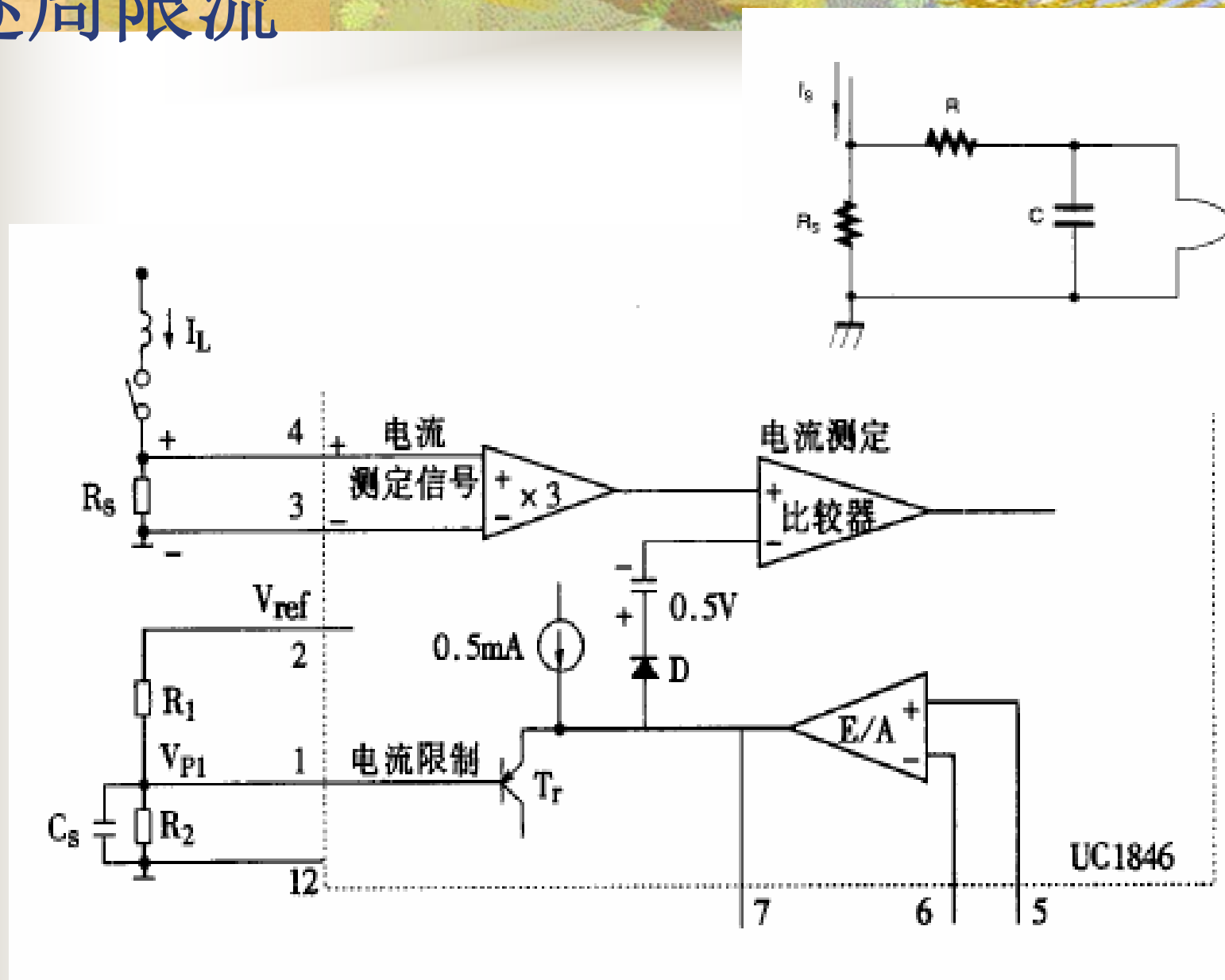


(A) UC1846 CURRENT-MODE CONTROLLED REGULATOR

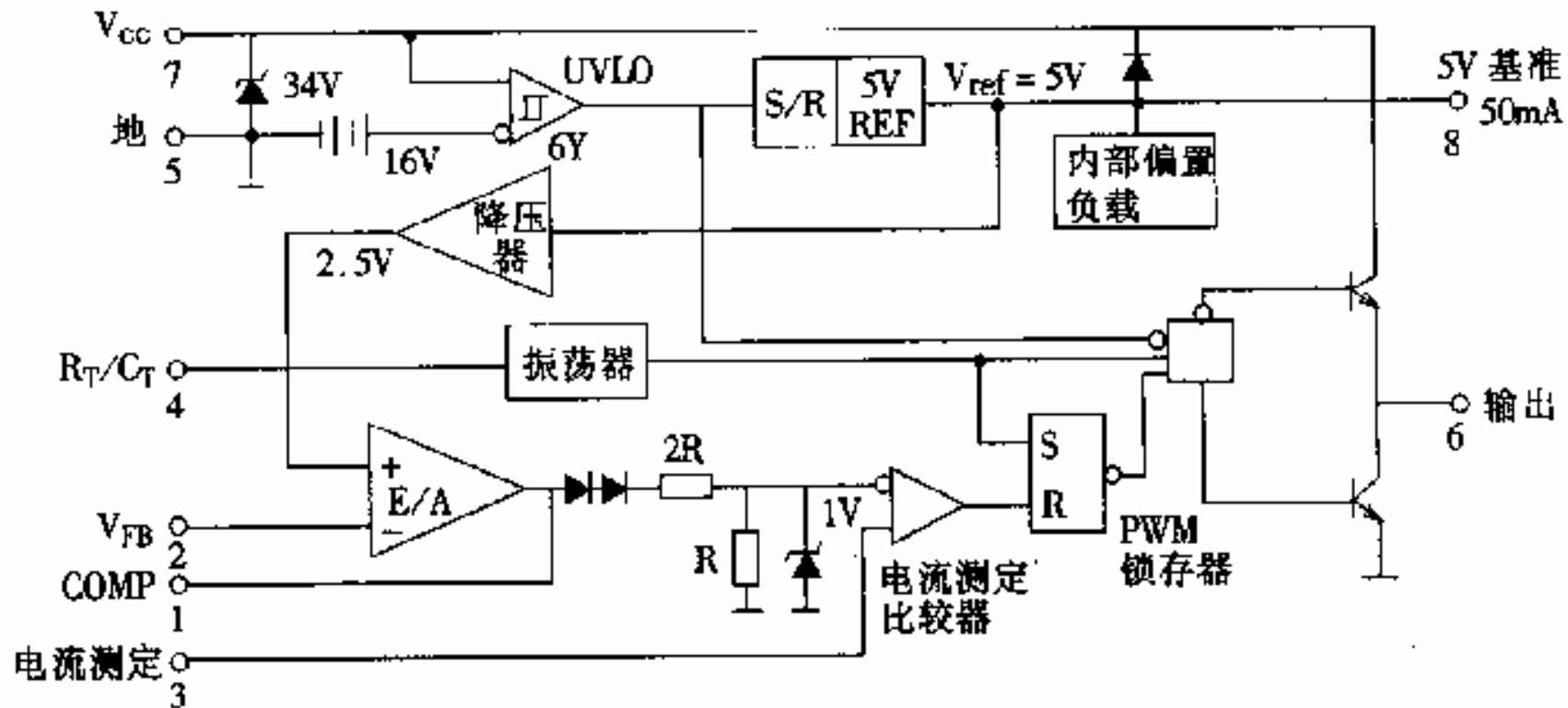
3846



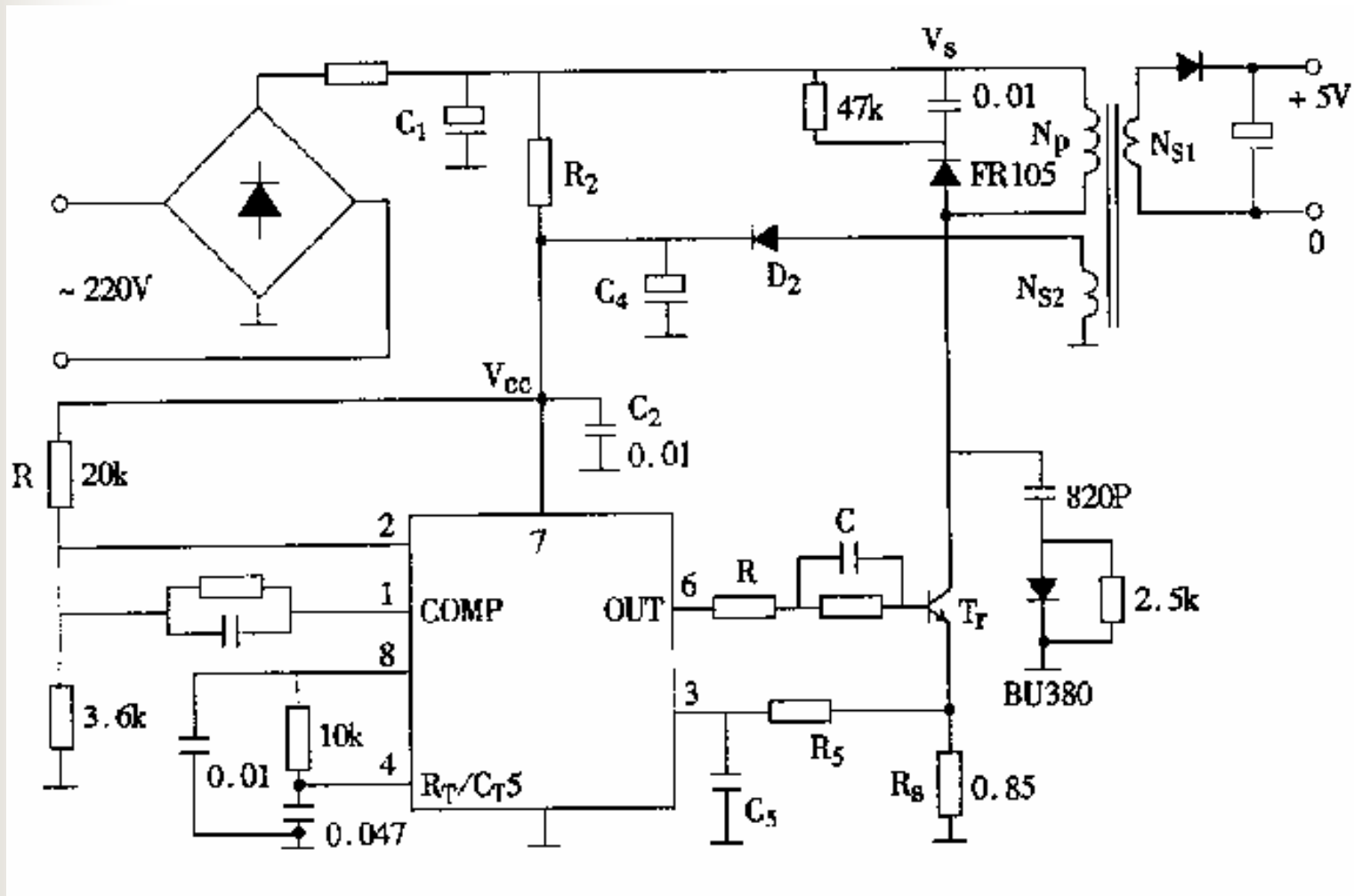
逐周限流



UC3842(dip-8)

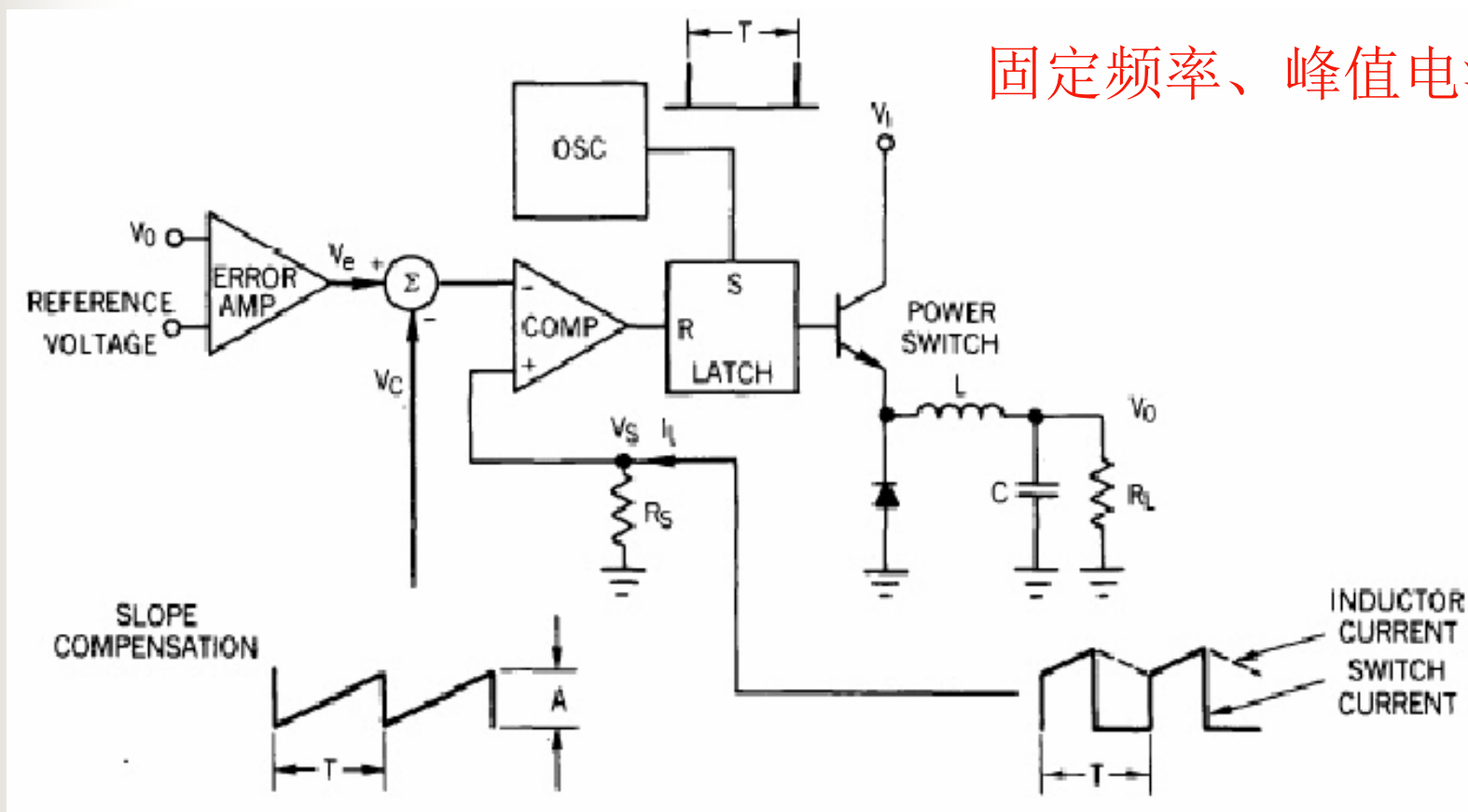


Application



九. 电流控制模式的缺点与斜坡补偿

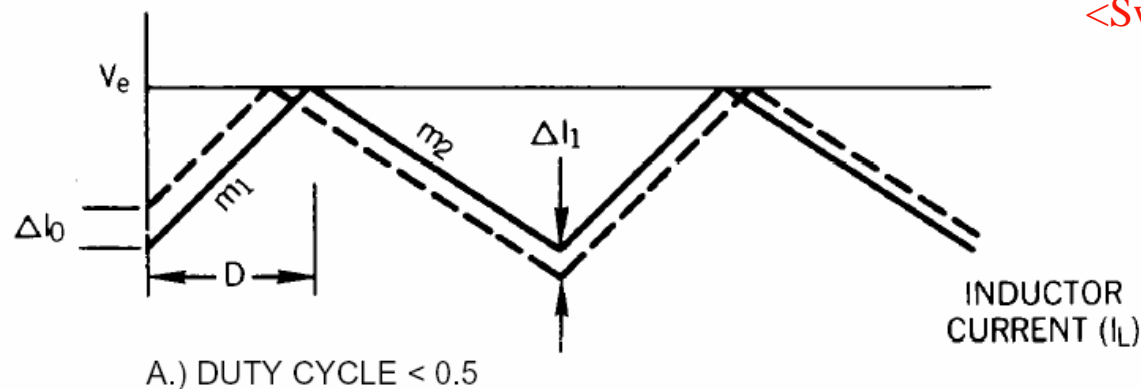
固定频率、峰值电流



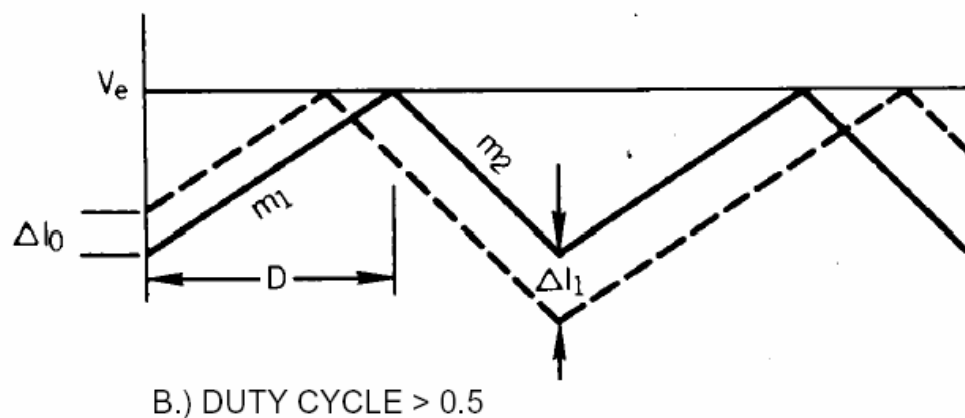
九. 电流控制模式的缺点与斜坡补偿

5.1 Constant peak versus constant average output inductor problems

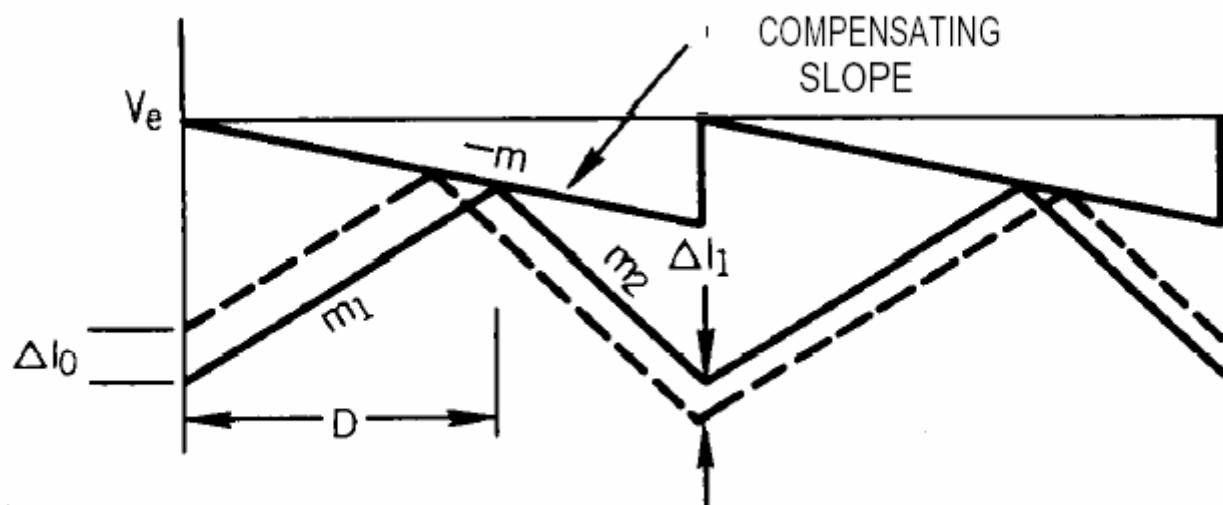
<Switch power supply design>



$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left(\frac{m_2}{m_1} \right)$$



Slope compensation to correct problems in current mode

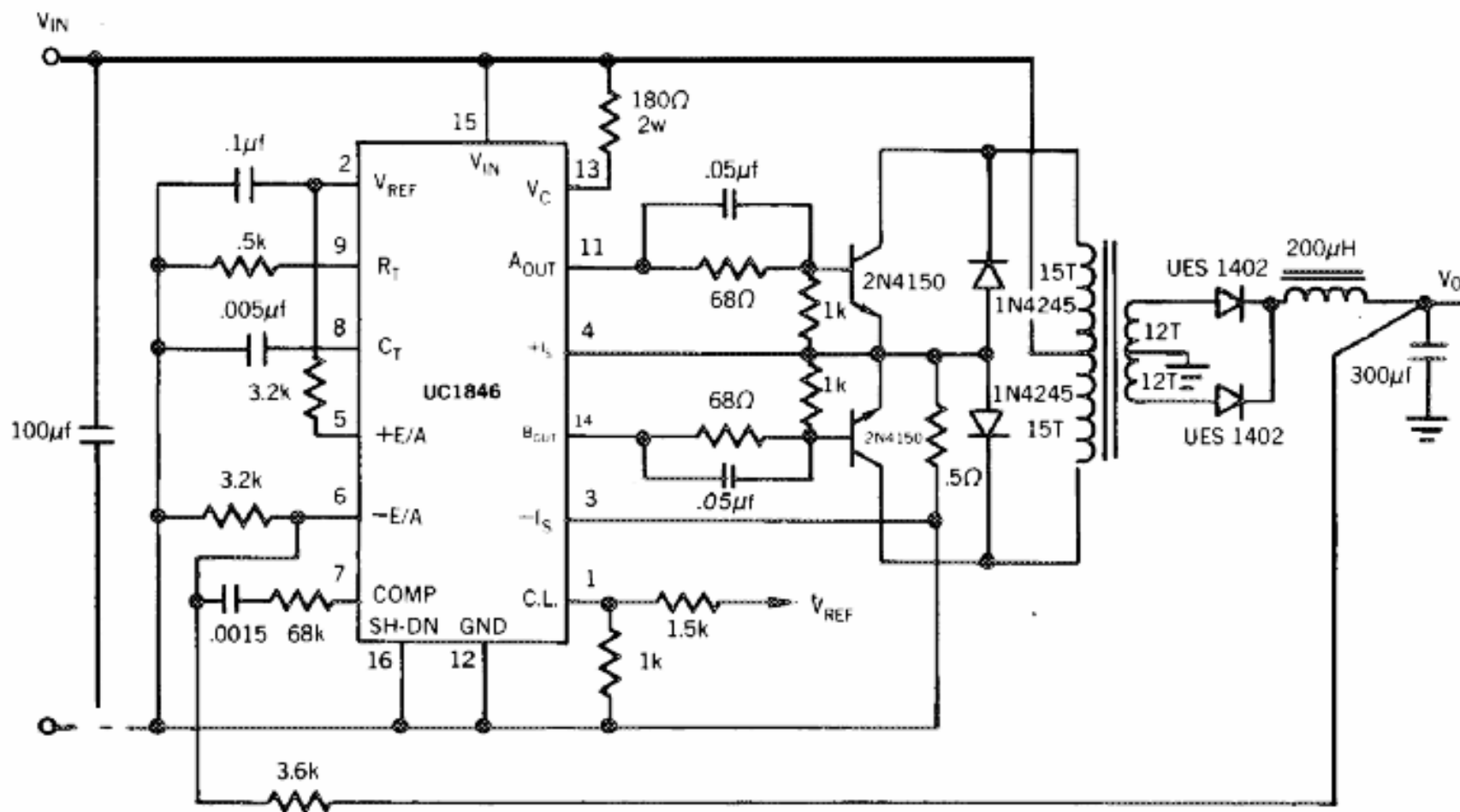


C.) DUTY CYCLE > 0.5 WITH SLOPE COMPENSATION

- 开关电源技术与典型应用 _TN86/90
- 开关电源专用电路设计与应用_TN86/77
- 现代高频开关电源技术及应用 _TN86/89
- 高频开关电源设计与应用实例 _TN86/86
- 精通开关电源设计 _TN86/80
- 高效率开关电源设计与制作 _TN86/75
- 开关电源典型设计实例精选 _TN86/72

九. Current-Mode deficiencies and problems

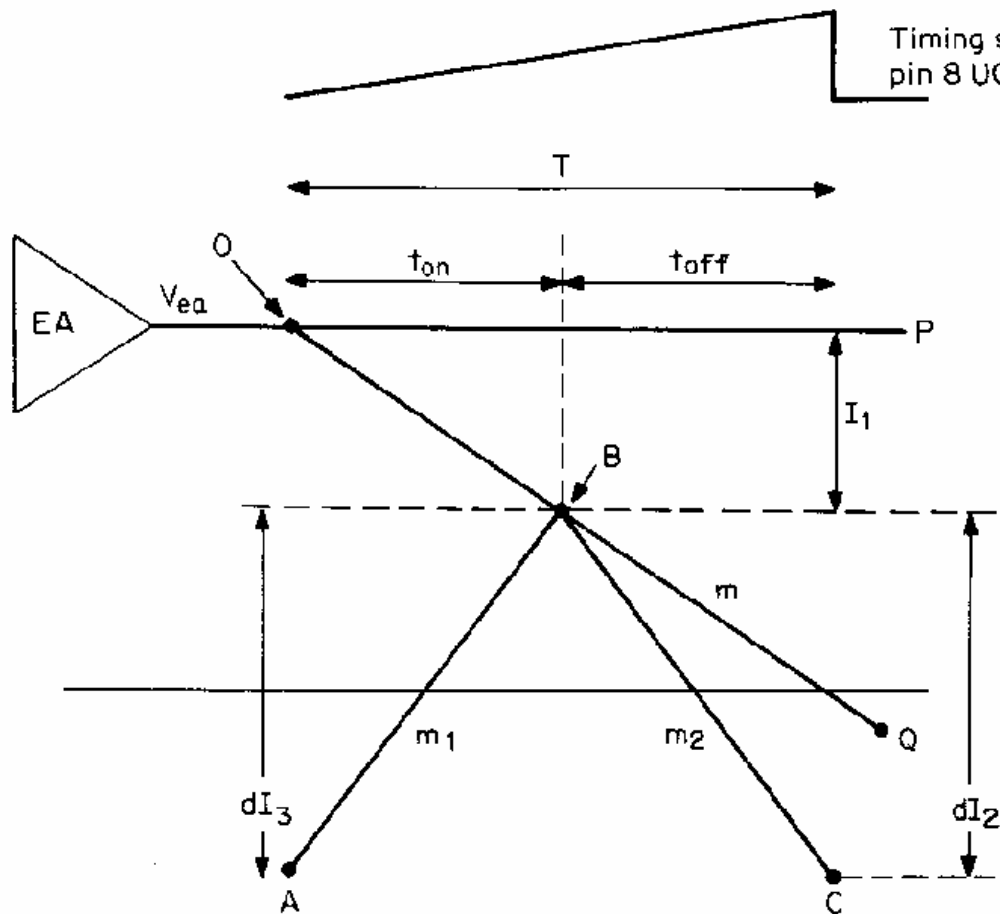
Current-Mode Control Circuits



(A) UC1846 CURRENT-MODE CONTROLLED REGULATOR

九. Current-Mode deficiencies and problems

5.3 Slope compensation to correct problems in current mode



$$V_{ea} = V_{ea0} - mt_{on} \quad (1)$$

$$I_{sp} = I_{sa} + \frac{m_2 t_{off}}{2} \quad (2)$$

$$V_i = I_{pp} R_i = I_{sp} \frac{N_s}{N_p} R_i$$

$$= \frac{N_s}{N_p} R_i \left[I_{sa} + \frac{m_2}{2} (T - t_{on}) \right] \quad (3)$$

九. Current-Mode deficiencies and problems

5.3 Slope compensation to correct problems in current mode

From eqs. (1) and (3), we get

$$V_{ea} = V_i \quad \longrightarrow$$

$$\frac{N_s}{N_p} R_i I_{sa} = V_{ea0} - \frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} T + t_{on} \left(\frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} - m \right) \quad \longrightarrow$$

$$\frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} = m = \frac{dV_{ea}}{dt}$$

$$\text{where } m_2 = \frac{V_0}{L_0}$$

九. Current-Mode deficiencies and problems

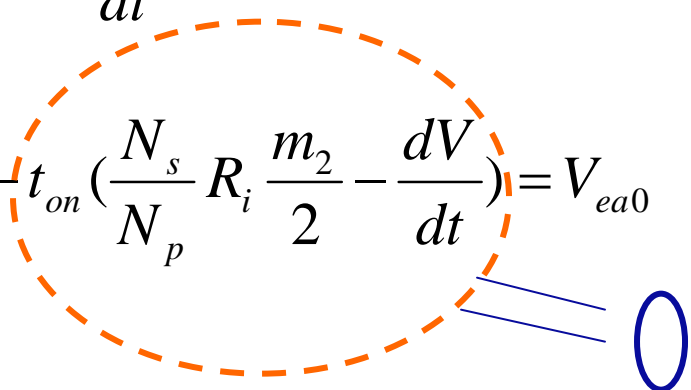
5.4 Slope compensation with a positive-going ramp voltage

$$V_i + \frac{dV}{dt} t_{on} = V_{ea0}$$

From eq. (3), we obtain

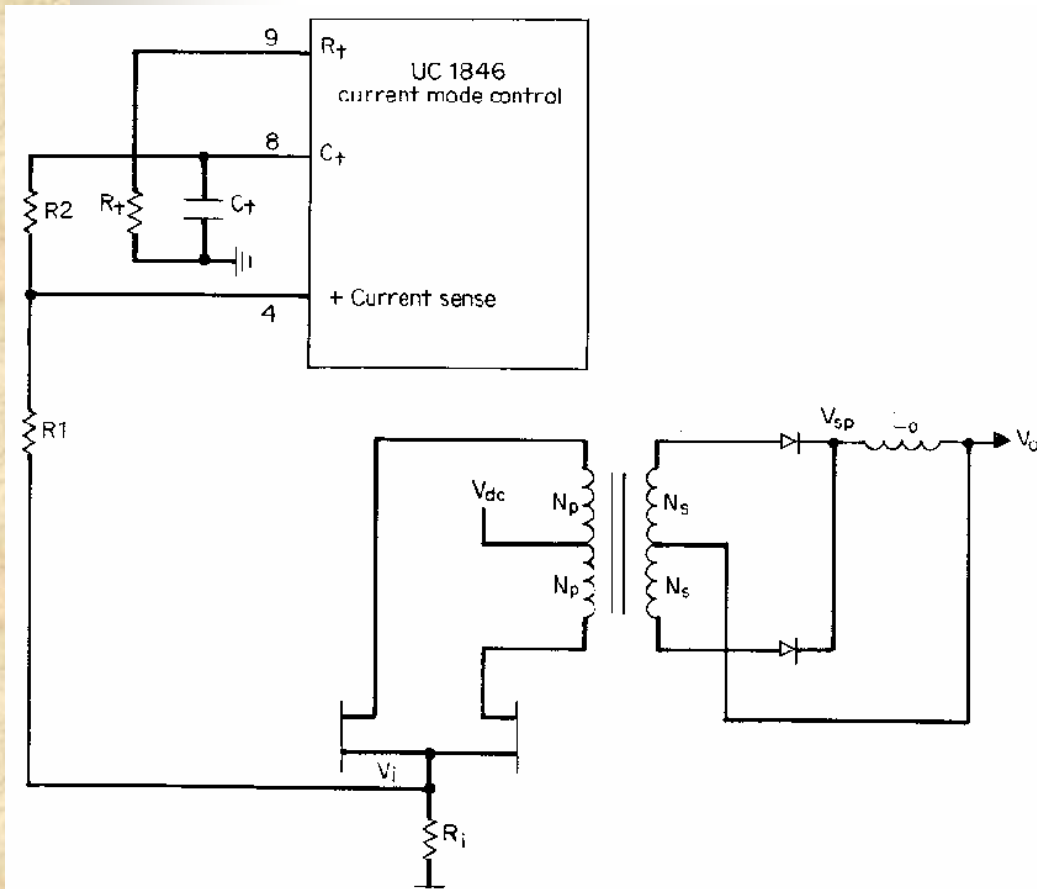
$$\frac{N_s}{N_p} R_i [I_{sa} + \frac{m_2}{2} (T - t_{on})] + \frac{dV}{dt} t_{on} = V_{ea0}$$

$$\frac{N_s}{N_p} R_i I_{sa} + \frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} T - t_{on} \left(\frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} - \frac{dV}{dt} \right) = V_{ea0}$$



九. Current-Mode deficiencies and problems

5.5 Implementing slope compensation



$$V_{osc} = \frac{\Delta V}{\Delta t} t_{on}$$

where $\Delta V = 1.8V$, $\Delta t = 0.45R_t C_t$

for UC1846

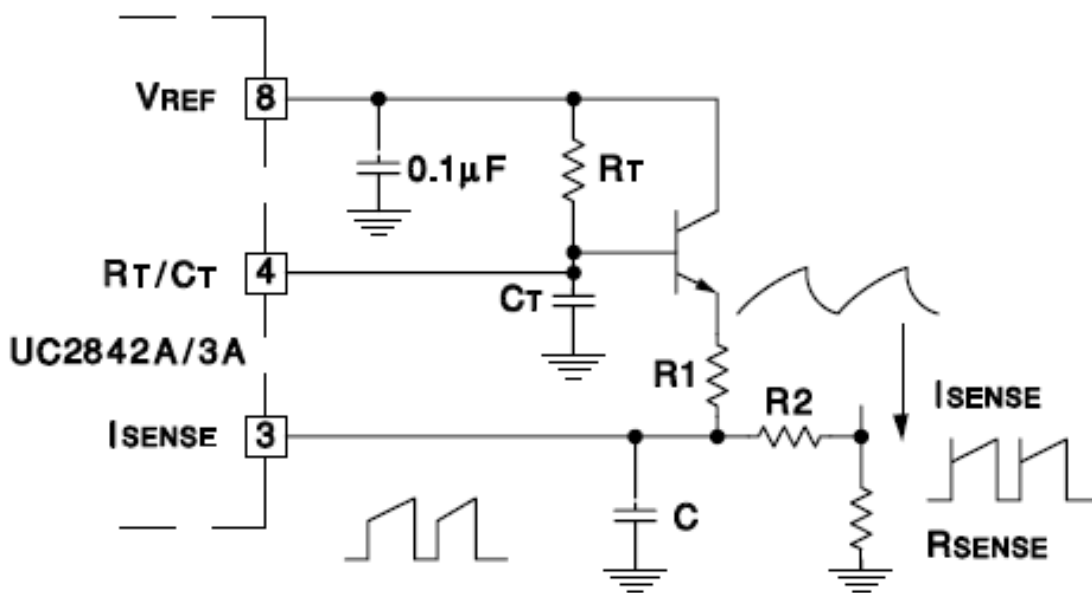
From fig. in left, we get the relationship of V_i

$$V_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{osc} = V_{ea0}$$

then

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2}$$

Slope compensation to correct problems in current mode

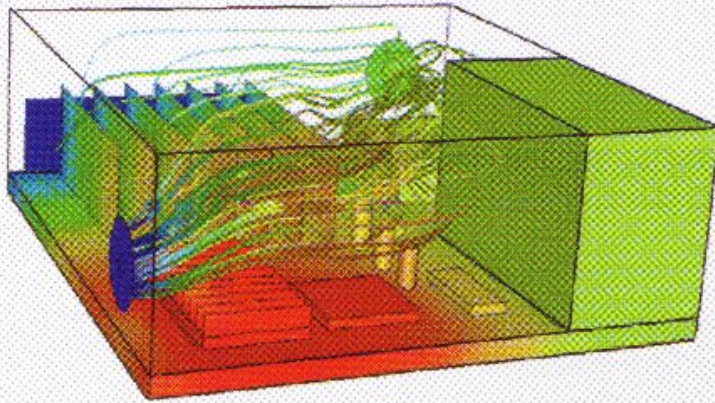


A fraction of the oscillator ramp can be resistively summed with the current sense signal to provide slope compensation for converters requiring duty cycles over 50%. Note that capacitor, C, forms a filter with R2 to suppress the leading edge switch spikes.

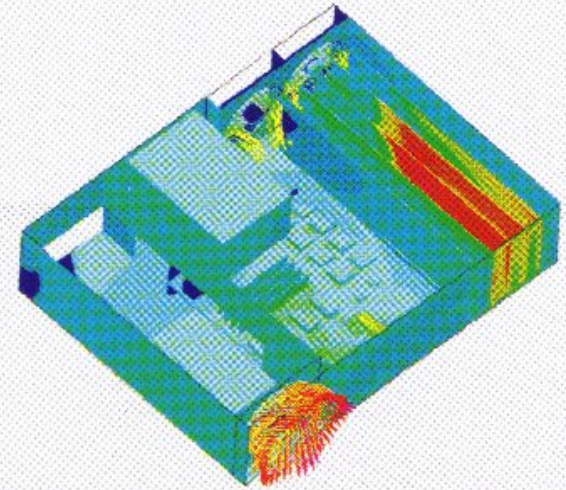
Figure 8. Slope Compression

开关电源的热设计

散热设计



计算机机箱内的热分布及风冷气流



计算机机箱风冷时的热分布

每超过室温10度，元器件的
寿命将下降一半

效率

- 输入输出电压高，容易高效
- 额定功率大，容易高效
- 高效的变压器尺寸较大
- 中小功率范围内，效率很难超越95%
- 2W以下的功率等级，70%已经很高
- CMOS好于TTL

散热途径

传导、对流、辐射。

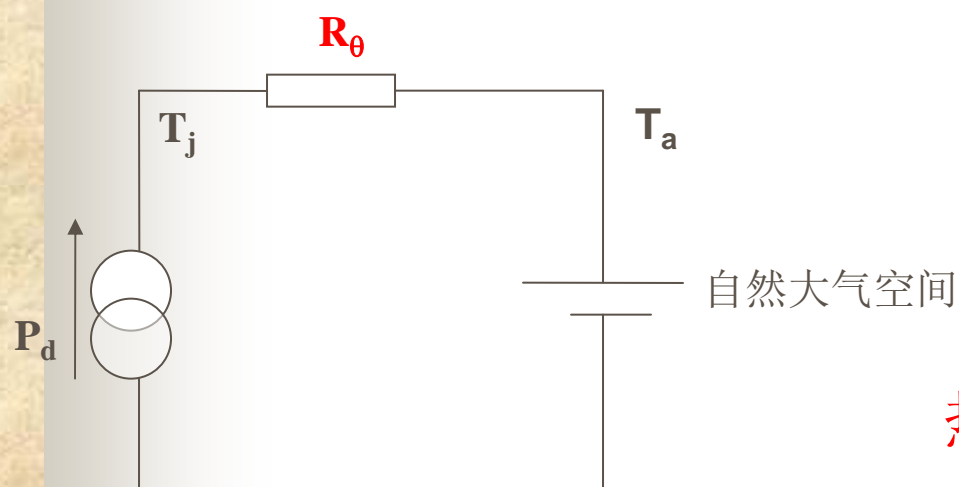
高温 → 低温

热气上行

常用元器件的允许工作温度

元器件名称	表面允许温度	元器件名称	表面允许温度
碳膜电阻	120	瓷介电容	80~85
金属膜电阻	100	玻璃釉电容	100
压制线绕电阻	150	锗晶体管	70~100
涂釉线绕电阻	225	硅晶体管	150~200
纸介电容	75~85	硒整流器	75~85
电解电容	60~85	电子管	15~200
薄膜电容	60~130	变压器、扼流圈	95

热阻概念 R_{θ}



$$R_{\theta} = \frac{\Delta T}{P_d} = \frac{T_j - T_a}{P_d} \quad ^{\circ}\text{C} / \text{W}$$

热阻 = 温度差 / 热源功率

串并联方法与电阻相同

散热设计的要求

(1)选用耐热性和热稳定性好的元器件和材料，以提高其允许的工作温度。如选用耐热性能较好的硅三极管取代热性能较差的锗三极管、触点材料尽量以铂银取代铜。

(2)减小电源内部的发热量。为此，应尽量选用小功率执行元件，如用晶体管代替真空管，选用小功率变压器或者不用变压器，多选用低功耗器件并在电路设计中尽量减少发热元器件的数量，选取热负荷时应留有适当的储备量。

(3)用冷却的方法降低环境温度加快散热速度。

- 在室温下，对热阻的要求不大于 $30^{\circ}\text{C} / \text{W}$ 时，可不考虑散热问题。
- 对热阻的要求在 $5^{\circ}\text{C} / \text{W} - 4^{\circ}\text{C} / \text{W}$ 时，可用叉指形散热器散热。
- 在 $4^{\circ}\text{C} / \text{W} - 0.2^{\circ}\text{C} / \text{W}$ 时，可用型材散热器。
- 在 $1^{\circ}\text{C} / \text{W} - 0.05^{\circ}\text{C} / \text{W}$ 时，可用强制风冷。
- 在 $0.1^{\circ}\text{C} / \text{W} - 0.02^{\circ}\text{C} / \text{W}$ 时，可用水冷。
- 当对热阻的要求低于 $0.02^{\circ}\text{C} / \text{W}$ 时，可考虑用热管。

一般地，三极管的 $P_{C(\max)}$ 是在保持管壳温度 $T_a=25^\circ\text{C}$ 不变， T_j 达到 150°C 条件下确定的功耗值，因此可用下式

$$R_\theta = \frac{T_j - T_a}{P_{c(\max)}} \quad ^\circ\text{C}/\text{W}$$

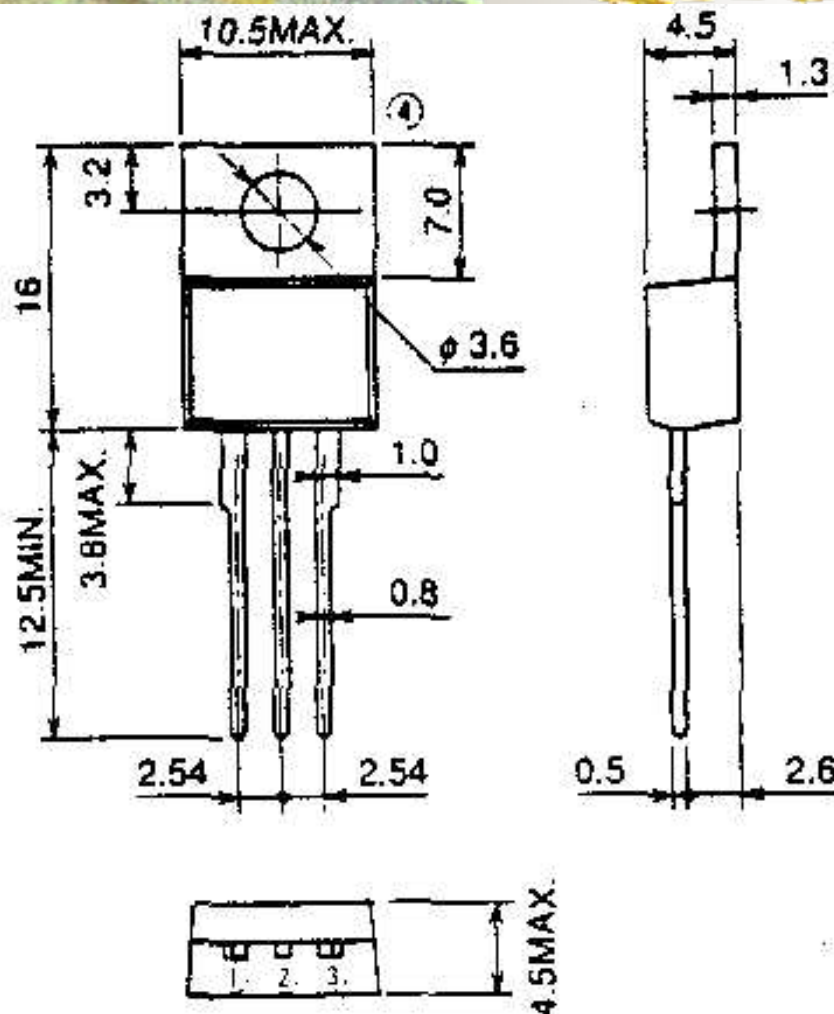
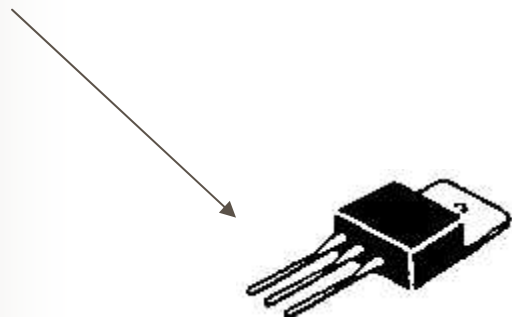
求出 R_θ

R_θ 越大，一定结温下 $P_{c\max}$

常见封装外壳的热阻

元件要向大气散发热量，
其热阻是 R_{c-a} ，

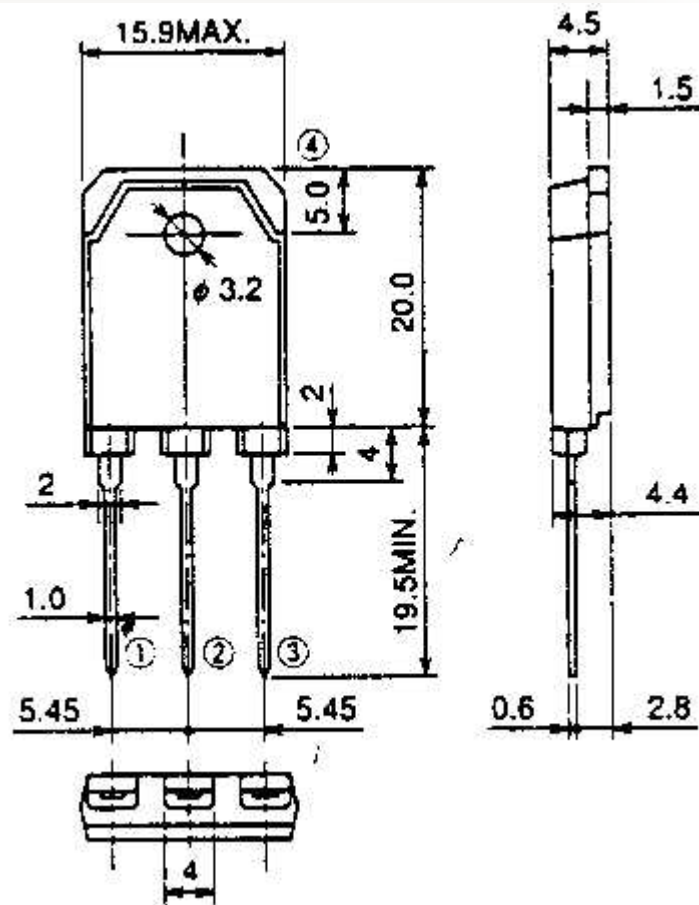
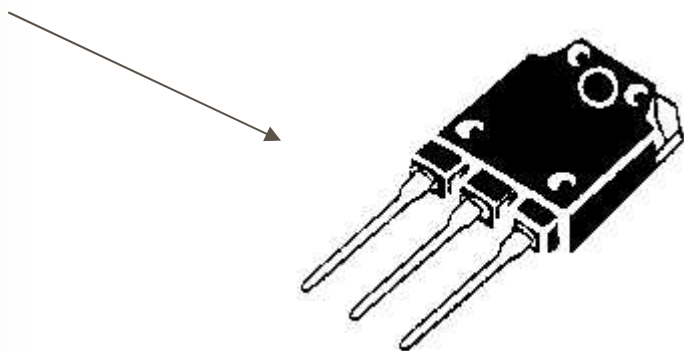
To-220型热阻为 $60^{\circ}\text{C}/\text{w}$ ，



不采用散热器时，功率封装只能耗散最大功率的5%以下，包括表面贴装时以PCB板散热的情况。

常见封装外壳的热阻(续)

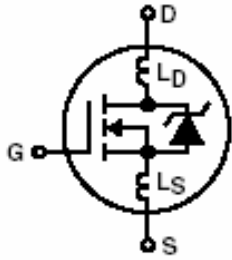
To-3P为 $40^{\circ}\text{C}/\text{w}$,



To-3为 $30^{\circ}\text{C}/\text{w}$,

器件手册里的相关参数

Maximum Power Dissipation	P_D	180	W
Linear Derating Factor		1.44	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	860	mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 150	°C

Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Contact Screw on Header Closer to Source and Gate Pins to Center of Die	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6.0mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad		-	12.5	-	nH
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.70	°C/W	
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	°C/W	

传导散热

■ 1、导热体传导(导热定律)

$$Q = KA \frac{\Delta T_K}{L} \longrightarrow R_{\theta} = \frac{L}{KA}$$

- K-热导率
- A-截面积
- L-导热路径长度

各种材料的热导率(W/cm·°C)

材料	铝	纯铜	铁	三氧化二铝
热导率 K	1.55	3.98	0.59	0.36
材料	塑料	水	空气	硅脂
热导率 K	0.005	0.0067	0.00026	0.002

传导散热

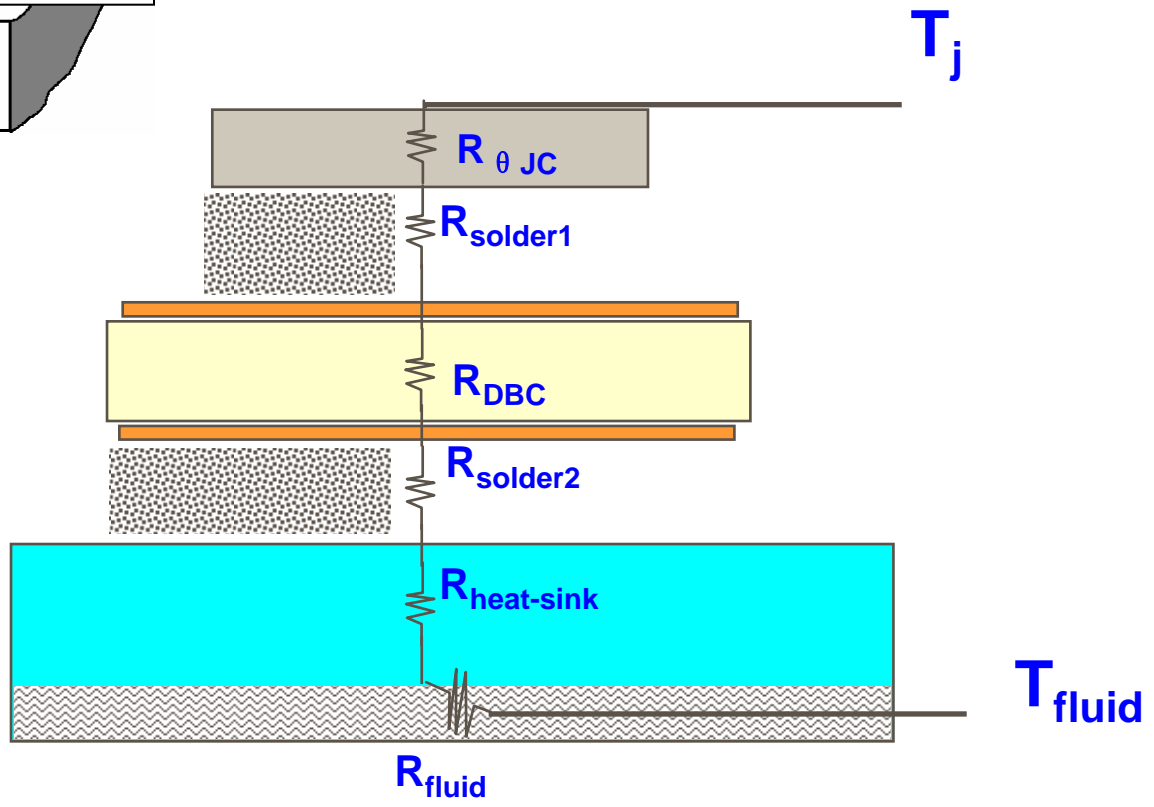
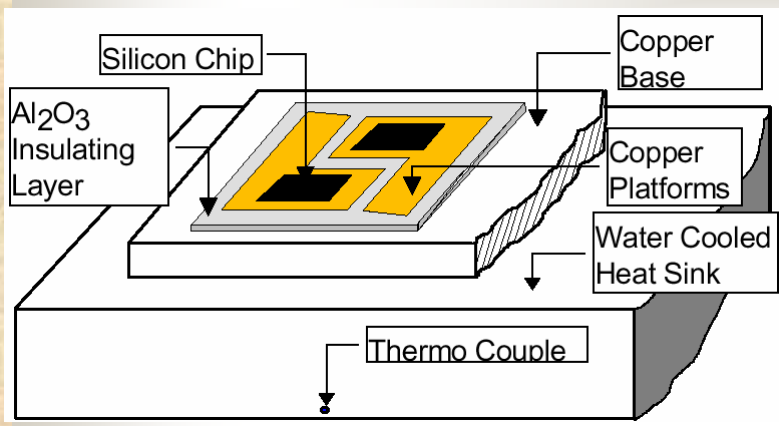
■ 2、界面传导

$$Q = h_i A \Delta T$$

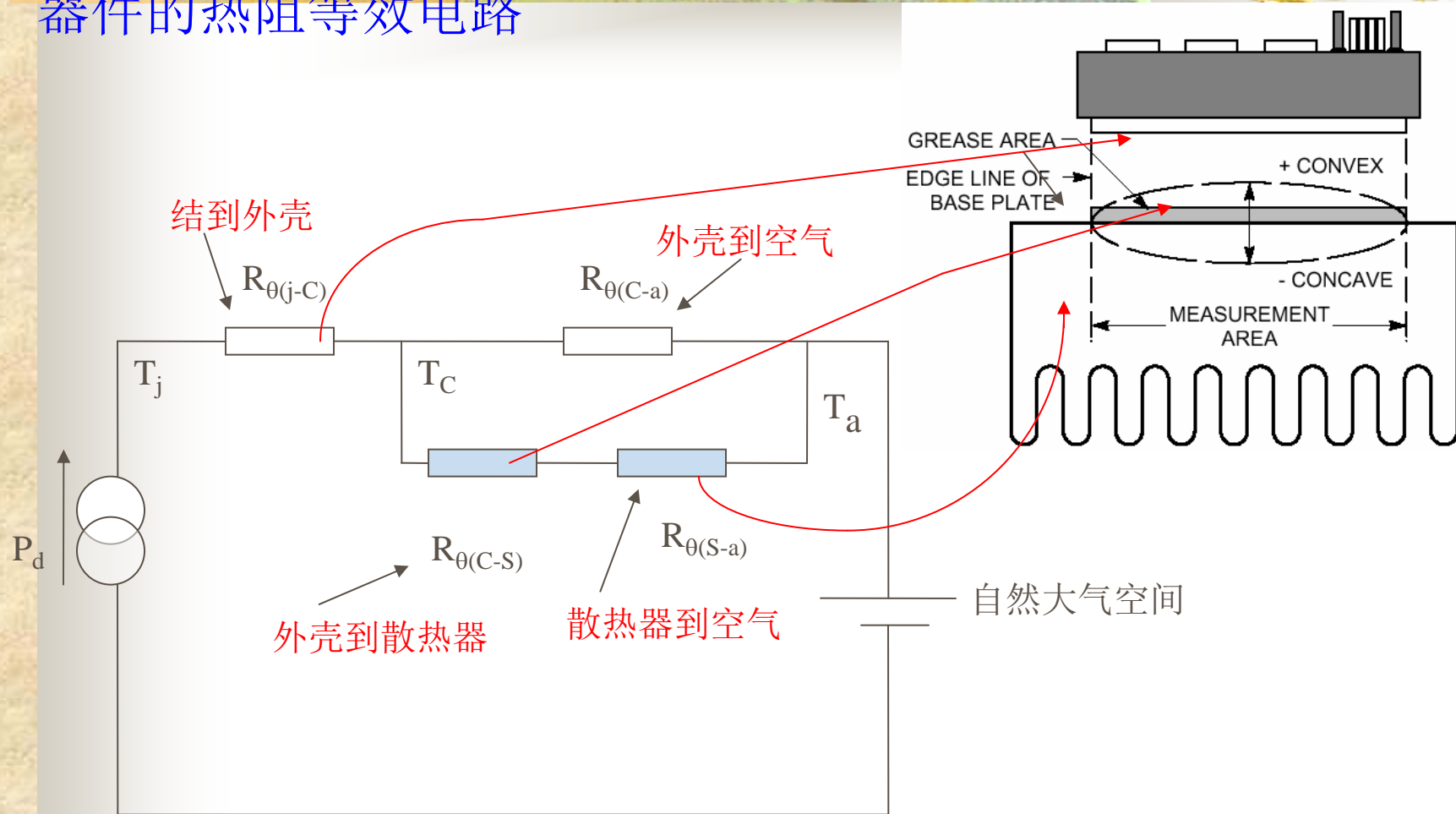
- h_i -界面的热导系数
- 与光洁度、表面受压大小、填充材料有关

接触热阻($R_{\theta(C-S)}$)参考数据

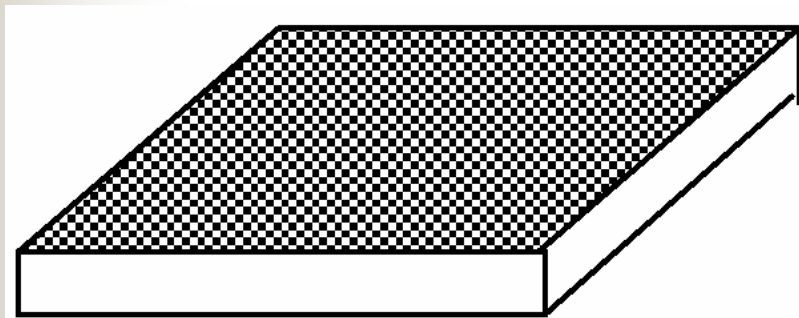
垫片材料	垫片厚度	接触热阻 $R_{\theta(C-S)}$ ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	
		加硅脂	无硅脂
无垫片		0.24	0.33
铝泊	0.02		0.28-0.30
铜泊	0.03		0.30-0.32
云母	0.12	0.4	0.8
聚酯薄膜	0.02	0.60-0.61	0.97-1.04
氧化铍瓷片	4.0	0.30-0.31	0.65-0.68
氧化铝瓷片	1.88	0.5	
氮化硼瓷片	1.5	0.46-0.49	1.00-1.16



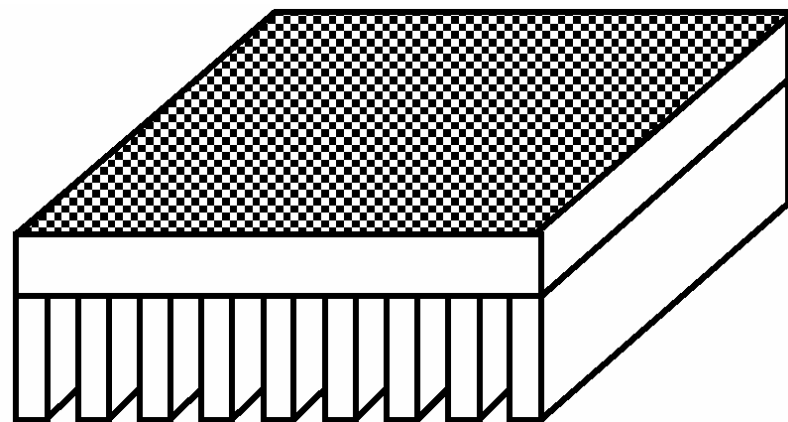
器件的热阻等效电路



常见散热片



平板式



燕翅式



注意放置方式

散热器的散热类型

1. 自冷式散热器

对流换热系数为(6 - 13) $\times 4.18 \times 10^3$ J/h.m².K 常用于额定电流小于20A的器件或简单装置中的大电流器件.

2. 风冷式散热器

对流换热系数为(35 - 62) $\times 4.18 \times 10^3$ J/h.m².K 是自冷式散热器效率的2-4倍. 常用于额定电流在50A-500A的器件中.

3. 水冷式散热器

对流换热系数为(2000) $\times 4.18 \times 10^3$ J/h.m².K 是自冷式散热器效率的150-300倍. 常用于额定电流在500A以上的器件中. 需解决好水质和凝露问题.

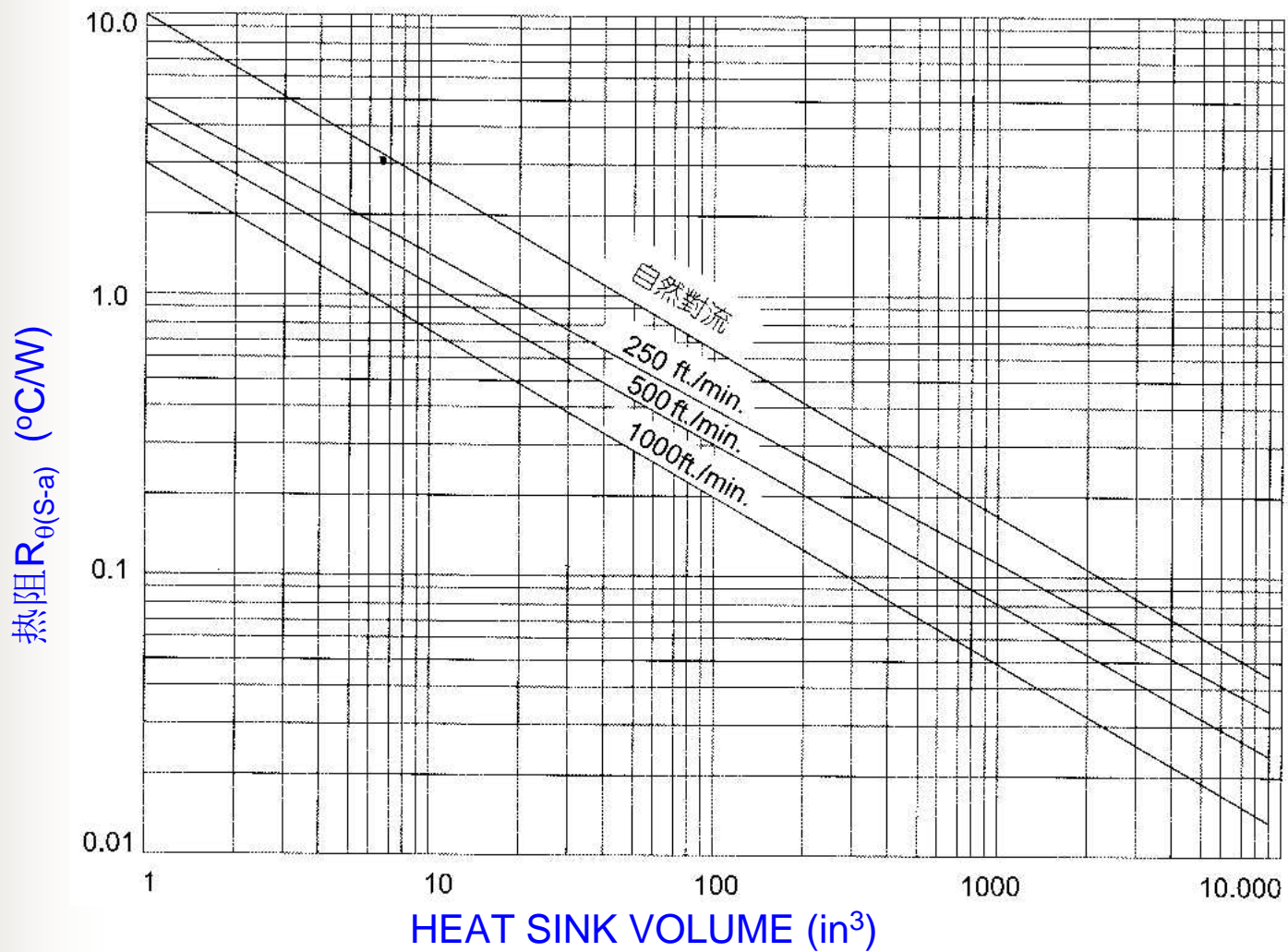
4. 沸腾式散热器

对流换热系数为(3000 - 7000) $\times 4.18 \times 10^3$ J/h.m².K 其等效导热率相当于同几何尺寸实心铜导热率的380倍.

5. 热管散热器

热管是一种新型高效的传热元件, 因它利用了沸腾吸热和凝结放热两种最强烈的传热机理, 因而表现出优异的传热特性. 即传热效率高和沿轴向的等温性好. 其散热效率是\比同质量的铜散热器大2-3个数量级.

热阻与散热器容积的关系, 自然对流和强迫风冷



发热量增大到两倍, 散热器体积要增大到四倍

散热器(Heat Sink)热阻($R_{\theta(S-a)}$)估算公式

$$R_{\theta(S-a)} = \sqrt{\frac{10C^{0.5}}{kd} + \frac{650}{A}C}$$

式中, K为散热器热导率, d 和A 分别是HEAT SINK 的厚度和面积, 分别以cm 和cm²表示. C是修正因子. **此式在空气温度不超过45°C时成立.**

散热器的修正因子取值

安装角度	表面光洁	表面黑化
垂 直	0.85	0.43
水 平	1.0	0.5

散热器的选择方法

1. 器件的损耗功率(P_d)

开关损耗 P_S
 通态损耗 P_{ON}
 断态损耗 P_{OFF}
 驱动损耗 P_{GATE}

2. 最大外壳温度

$$T_{C_{max}} = T_{j_{max}} - P_d R_{\theta(j-c)}$$

3. 散热器热阻计算($R_{\theta(C-S)} + R_{\theta(S-a)}$ = $R_{\theta(C-a)}$)

$$R_{\theta(C-a)} = \frac{T_{C_{max}} - T_a}{P_d}$$

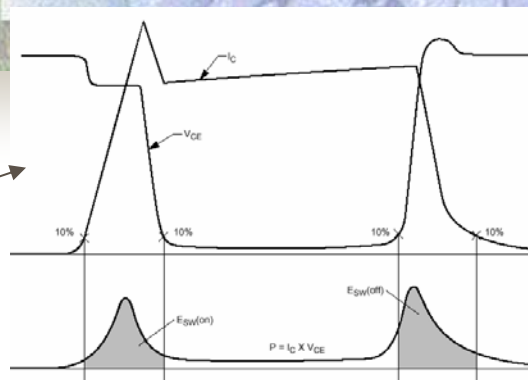
器件损耗功率(Pd)的一般计算

开关功耗 P_S

对感性负载

$$P_S = \frac{U_d I_M}{2} (t_{on} + t_{off}) f_S$$

对阻性负载
$$P_S = \frac{U_d I_M}{6} (t_{on} + t_{off}) f_S$$



通态功耗 P_{ON}

$$P_{ON} = I_C U_{on} D_y$$

$$P_{ON} = I_{DS}^2 R_{DS} D_y \quad \text{for MOSFET}$$

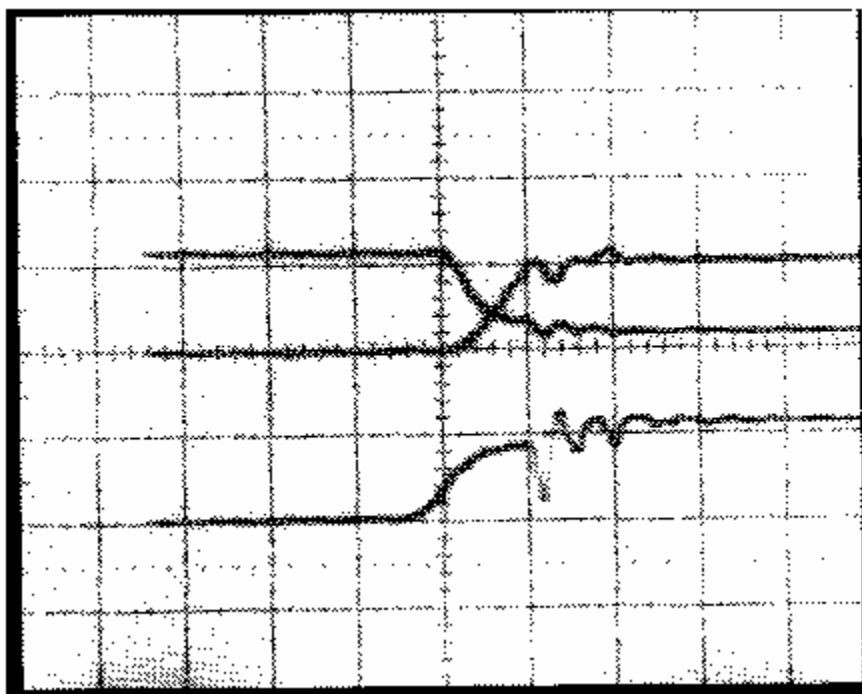
断态损耗 P_{OFF} 一般忽略

驱动损耗 P_{GATE} 根据不同器件确定

MOSFET、IGBT等压控器件的驱动损耗要小于电流型驱动器件

吸收回路的损耗 根据具体的吸收回路及其参数而定

开通损耗

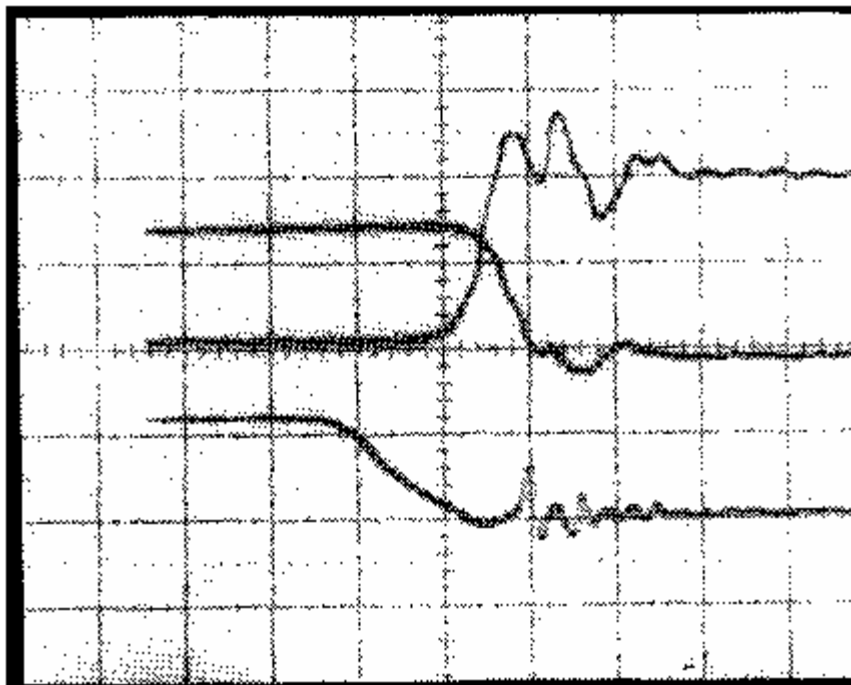


Rising current = 5 A, 0.1 μs/cm
Falling V_{ds} = 50 V, 0.1 μs/cm

V_{gs}

Overlap of rising drain current and falling V_{ds} voltage at turnon
at V_{dc} = 48 Volts, R_S = 0.597, R₁₃ = 5 Ω

关断损耗



Rising V_{ds} = 50 Volts, 0.1 μ s/cm

Falling drain current
5 A., 0.1 μ s/cm

V_{gs} = 10 V, 0.1 μ s/cm

Overlap of falling drain current and rising V_{ds} voltage at turnoff

散热器的选择实例

一DC/DC电源的功率晶体管, 其工作电流20A, 电压100V, 开关频率 f_s 为10kHz, 占空比 D_y 为0.5, $R_{\theta(j-c)}$ 为 $0.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$, 通态管压降为1V, 开和关的时间为 $1\mu\text{s}$ 和 $2\mu\text{s}$, 环境温度 25°C 时, 管的结温不超过 155°C , 直接安装在无硅油的散热器上, 要求选配合适的散热器.

1. 器件功耗

(1) 开关损耗 P_S
$$P_S = \frac{U_d I_M}{2} (t_{on} + t_{off}) f_s = 30 \text{ W}$$

(2) 通态损耗 P_{ON}
$$P_{ON} = I_C U_{on} D_y = 10 \text{ W}$$

(3) 断态损耗 P_{OFF} 忽略

(4) 驱动损耗 P_{GATE} 忽略

(5) 总损耗 P_d
$$\text{TOTAL } P_d = P_S + P_{ON} = 40 \text{ W}$$

散热器的选择实例(续)

2. 最大外壳温度 $T_{C_{\max}} = T_{j_{\max}} - P_d R_{\theta(j-C)} = 155 - 40 \times 0.5 = 135 \text{ } ^\circ\text{C}$

3. 散热器热阻计算($R_{\theta(C-S)} + R_{\theta(S-a)} = R_{\theta(C-a)}$)

$$R_{\theta(C-a)} = \frac{T_{C_{\max}} - T_a}{P_d} = \frac{135 - 25}{40} = 2.75 \text{ } (^\circ\text{C/W})$$

查表得 $R_{\theta(C-S)}$ 为 0.33°C/W , 故 $R_{\theta(S-a)} = 2.42^\circ\text{C/W}$

散热器的选择的注意点

1. 在保证散热要求的前提下,尽量选用体积小、重量轻的散热器。
2. 安装时,尽量增大器件和散热器的接触面积和压力,用硅脂涂在接触面上。注意安装的方式和方向。
3. 散热器表面应粗糙,但与器件接触面要有好的光洁度,涂黑。
4. 管子与机壳绝缘时,应使散热器与机壳绝缘,不仅采用电绝缘片。
5. 密封情况下,要注意没有对流。
6. 风冷时的风道设计。

辐射散热

$$Q = \sigma f e A (T_1^4 - T_2^4)$$

T_1 -高温物体温度

T_2 -低温物体温度

e -辐射率（无量纲）

f -视野系数（无量纲）

A -高温物体表面积

σ -斯特凡一玻尔兹曼常数

几种材料的辐射率（100°C）

- 铝（工业薄板）： **0.09**
- 铝（氧化）： **0.33**
- 铝（喷白漆）： **0.94**
- 铝（喷黑漆）： **0.94**
- 铁（磨光）： **0.14~0.38**
- 铁（喷黑漆）： **0.8**

对流散热

■ 1、自然对流

$$Q = h_c A \Delta T \longrightarrow R_\theta = \frac{1}{h_c A}$$

h_c -对流散热系数

- 1、垂直平板；
- 2、水平平板；
- 3、小间隙；
- 4、涡流。

对流散热

■ 2、强制风冷

$$Q = F\rho C_P \Delta T_A$$

F -空气流量 (cm^3/s) ; 与风速有关

ρ -空气密度 (g/cm^3) ;

C_P -空气比热。

对流散热

■ 3、强制水冷

$$Q = F \rho C_P \Delta T_A$$

F -水流量 (cm³/s) ; 与水速有关

ρ -水密度 (g/cm³) ;

C_P -水比热。

相同体积下,水带走的热量是风的**28**倍

安装方式

- 回路布局
- 功率电阻
- 电解电容
- 变压器和线圈
- 功率半导体（安装力矩）
- 大电流导线

电子元器件的降额处理

- 电子元器件失效取决于电应力和温度！
- 电阻：降功率；
- 电容：降电压；
- 半导体：降功耗。

电阻：

- 30秒平均功率不超过额定的50%；
- 电压不超过额定的80%；
- 对线绕电阻： 30秒平均功率不超过额定的30%；
- 不低于额定的10%；

电容：

- 纸、薄膜、云母：60%；
- 玻璃釉、瓷介：50%；
- 固体钽电容：45%；
- 液体钽电容：70%；
- 铝电解：60%~70%

IRFP450的降额曲线

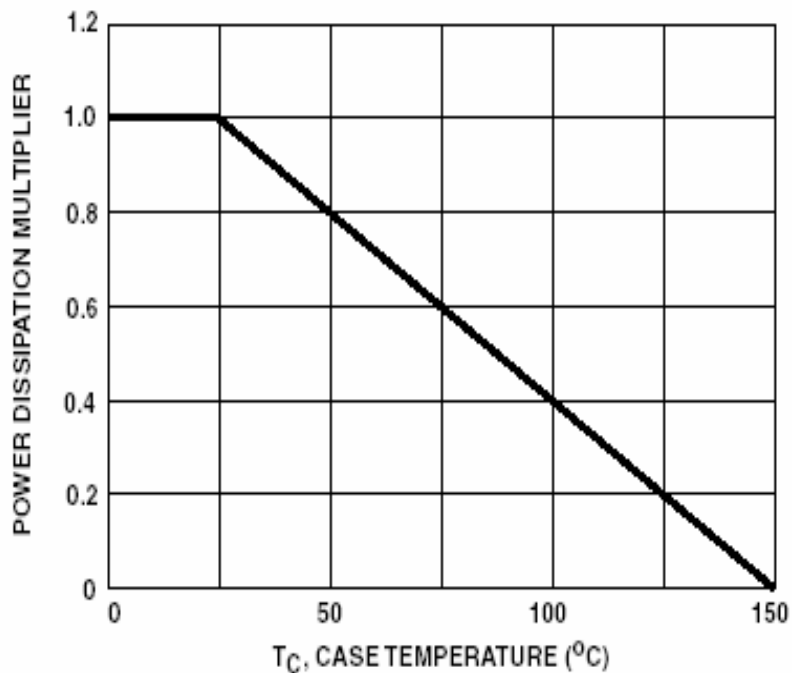


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

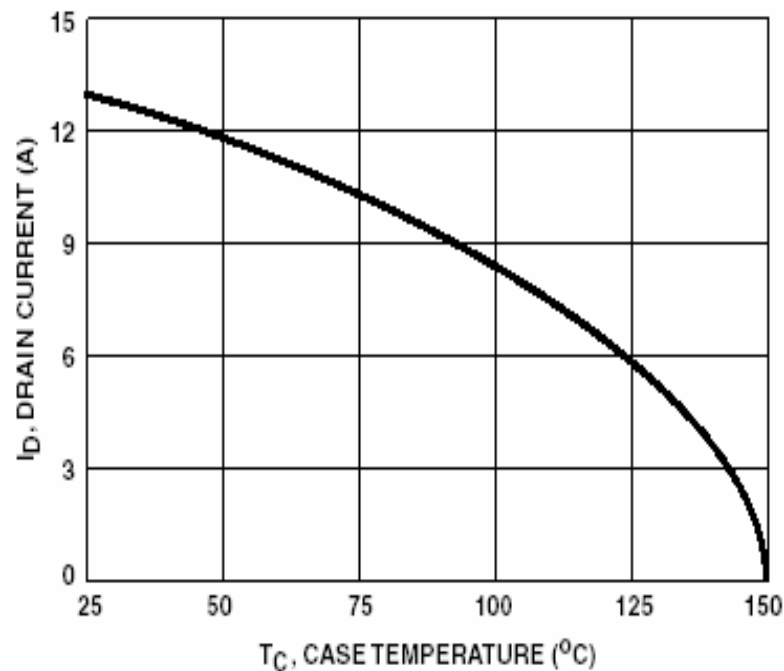
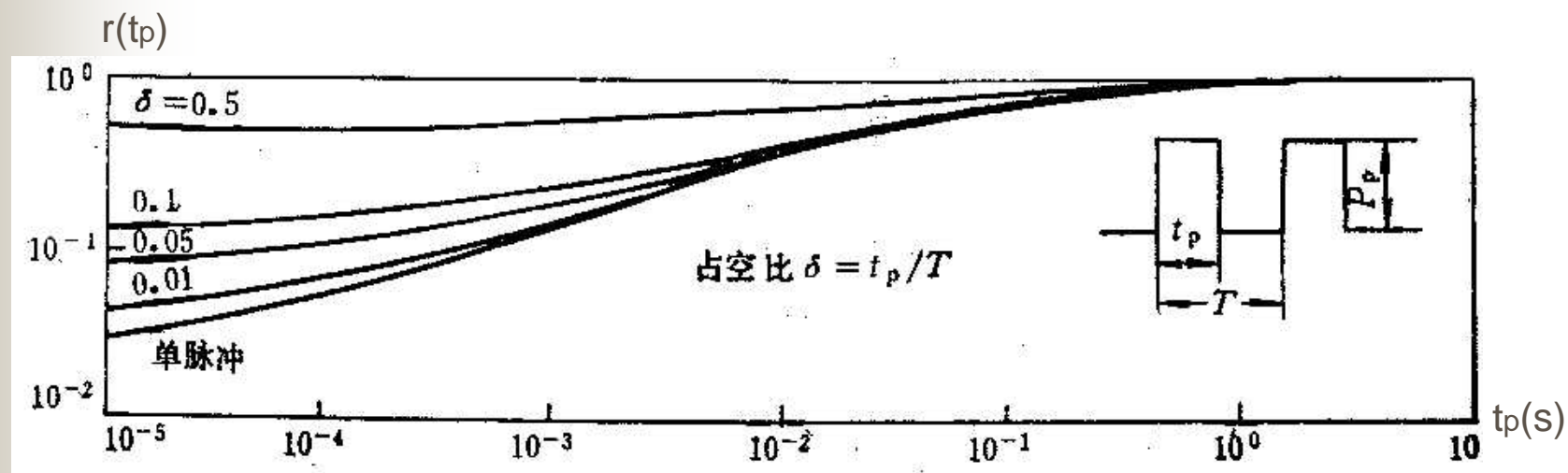


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

瞬态热阻抗

$$Z_{\theta} = r(t_p) R_{\theta}$$

Where Z_{θ} 为瞬态热阻, R_{θ} 为稳态热阻



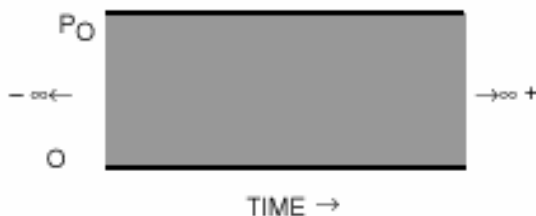
负载电流形式与结温关系

Load Condition

Waveform of Power Loss at Junction

Waveform of Junction Temperature Rise
(T_A = Reference Temp.)

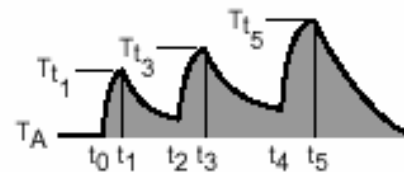
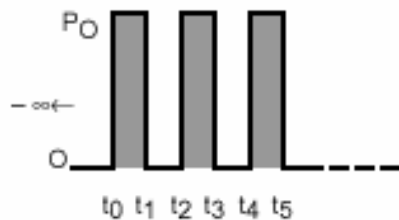
Continuos Load



Single Load Pulse



Short train of Load pulse
(Equal amplitude)



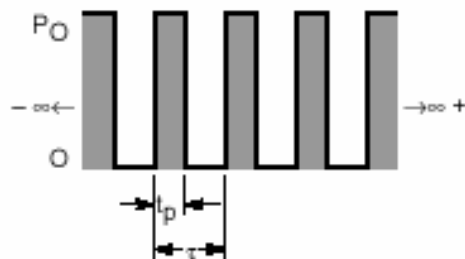
负载电流形式与结温关系(续)

Load Condition

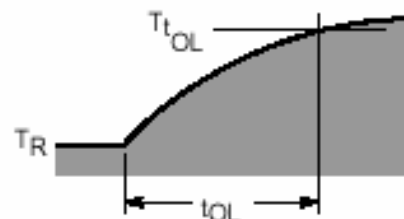
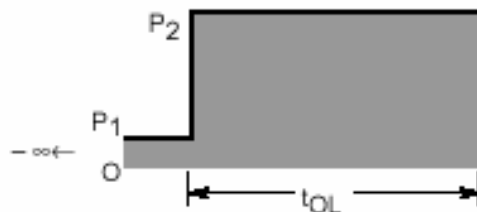
Waveform of Power Loss at Junction

Waveform of Junction Temperature Rise
($T_A = \text{Reference Temp.}$)

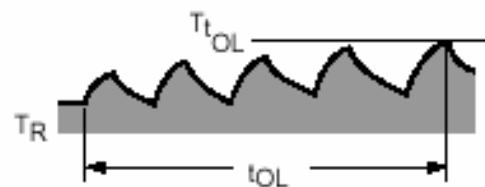
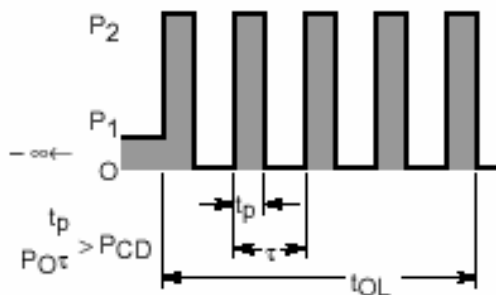
Long train of equal amplitude load pulses
(approx. solution)



Overload following continuous load duty
(non-pulsed)



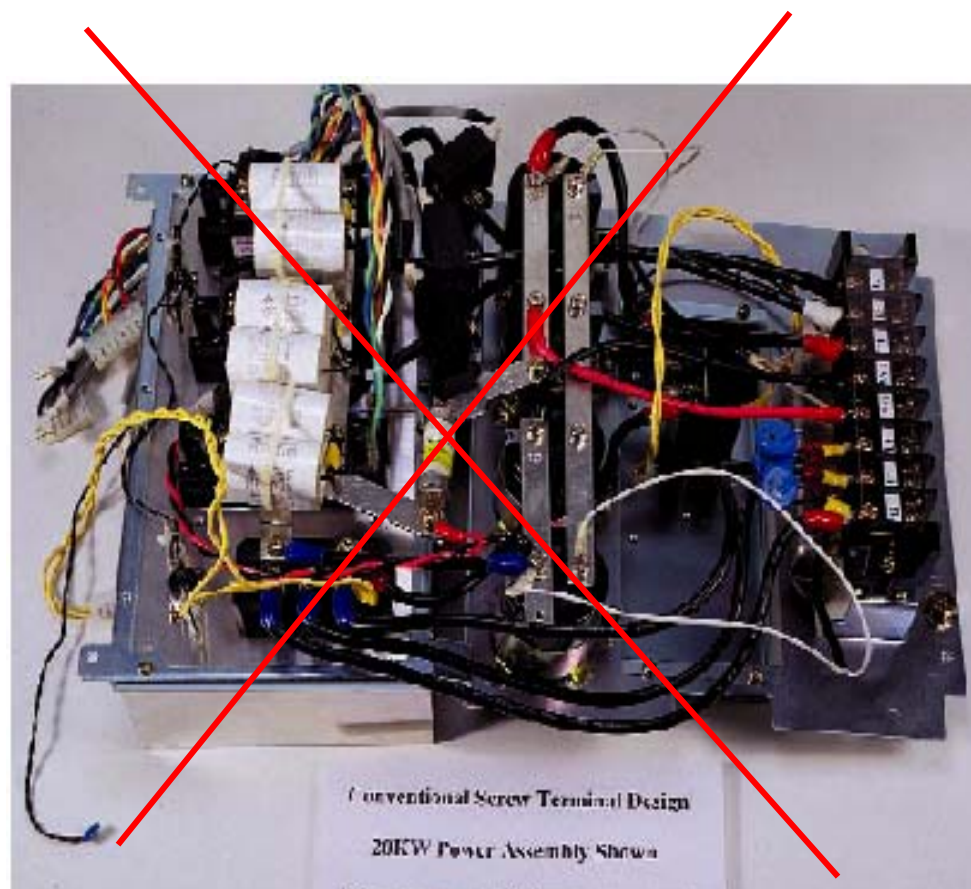
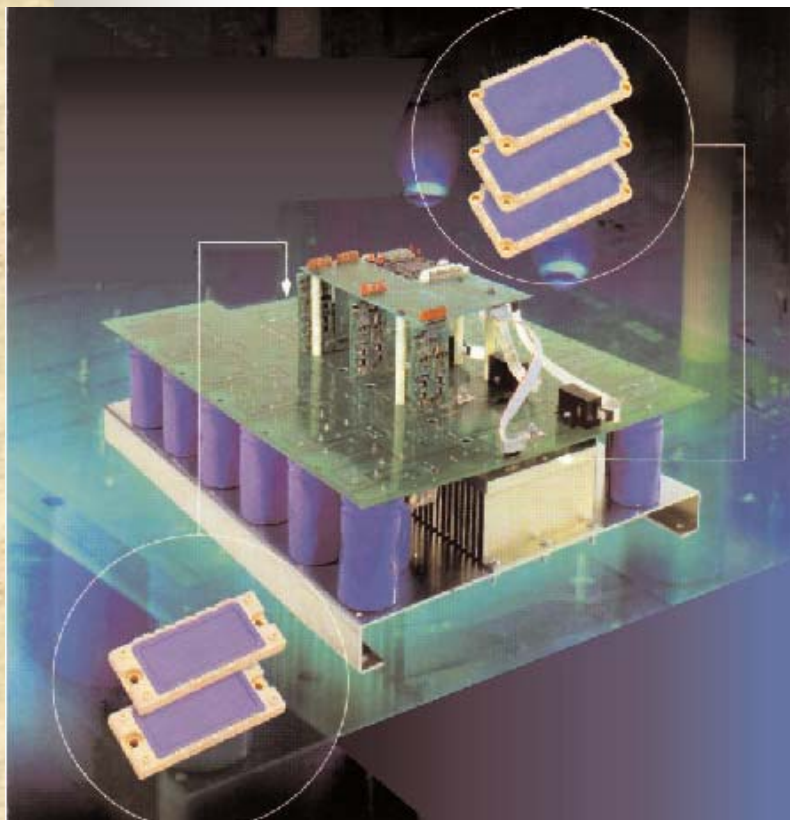
Overload following continuous load duty
(pulsed)
(approx. solution)



开关电源电磁兼容性设计

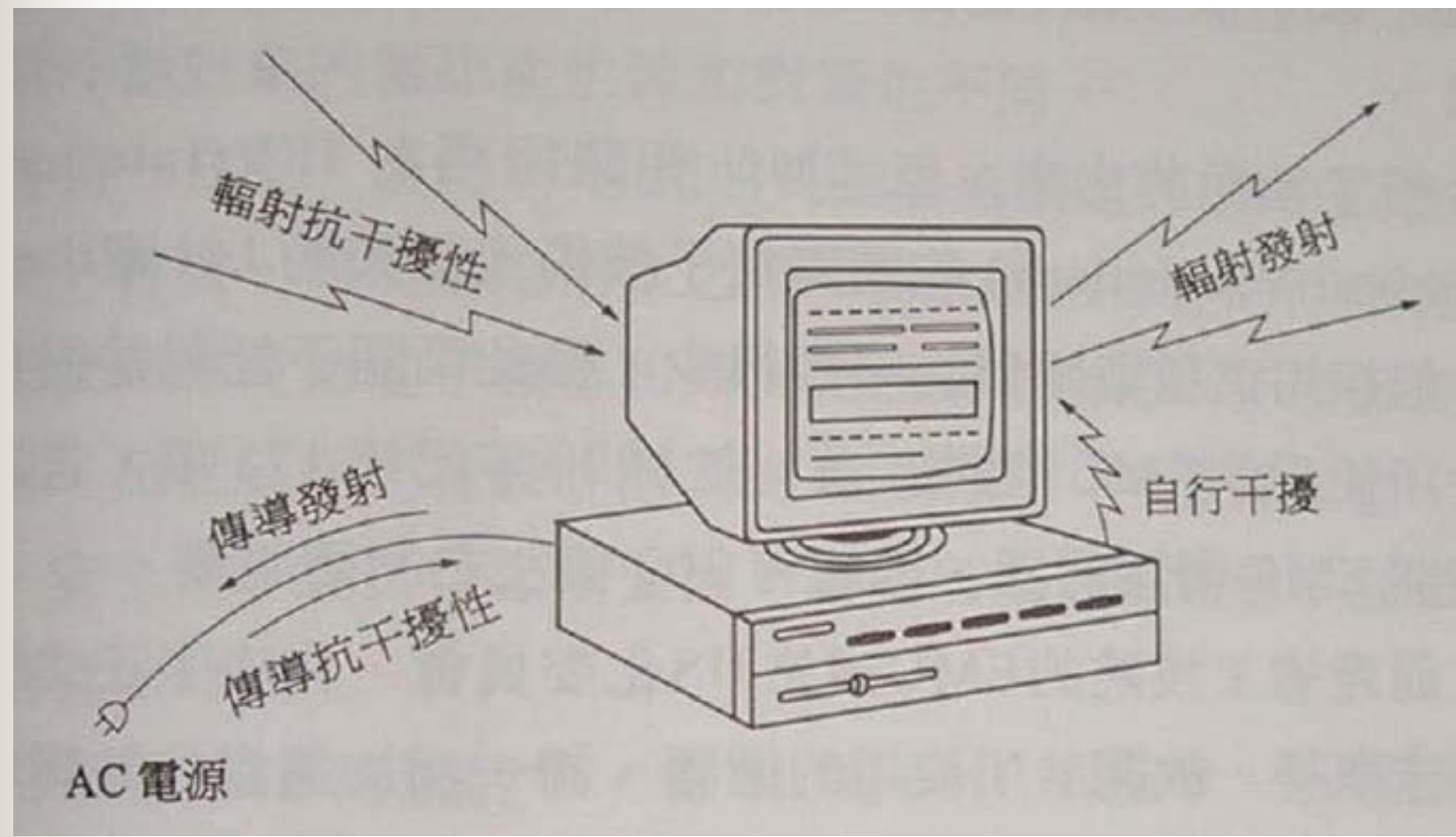
开关电源电磁兼容性设计

结构示例



电磁兼容性成本约占系统总成本的5%~10%

EMC图



电磁兼容的主要国际组织和标准

- **IEC**(国际电工委员会)
- **TC-77**(技术委员会)
- **CISPR**(国际无线电干扰特别委员会)
- **IEEE-EMC**(国际电气电子工程师学会电磁兼容专业委员会)
- **EN**(欧洲标准)
- **ANSI**(美国标准)

电磁兼容认证

- **CE**: 欧盟
- **GS**: 德国
- **UL**: 美国
- **CB(CCEE)**: 中国
- **ISO**: 国际标准化组织质量体系认证
(生产体系认证, 非产品认证)
- **3C**: 中国强制认证

电磁兼容实验室



电磁兼容三要素

- 电磁干扰源；（强度和特性）
- 对干扰源敏感的受扰器；（敏感度）
- 传播媒体。（类型和性质）

研究内容

- 特性；
- 边界条件；
- 抑制方法。

元件级
设备级
系统级

噪声分类

- 辐射噪声

>30MHz; 按照标准测量磁场确定噪声电平。

- 传导噪声

<30MHz。测量线与地之间的产生的非对称电压，常用dB μ V表示。对于电源是重点。

测量一般在屏蔽室内进行。

传导干扰

- 电容耦合（静电耦合）
- 互感耦合（电磁感应耦合）
- 公共阻抗耦合（阻性耦合、电路性耦合）

开关电源电磁兼容性设计

传导干扰

一. 电容性耦合

电容性耦合干扰,是指在干扰源与干扰对象之间存在着耦合的分布电容而产生,干扰量是变化的电场,即变化的电压 du/dt .

两对短传输线平行放置,如图1所示. 导线A接低频正弦交流电压源,未接负载电阻;导线B无屏蔽,接有负载电阻R,未接电压源. 忽略电流所建磁场的感应电场,按电准静态场分析. 与静电场一样,各导体电荷与各导体间电压的关系可用部分电容来表示. C_{A0} 与 C_{B0} 分别为导线A和导线B对地部分的电容, C_{AB} 为导线A对导线B间的部分电容.

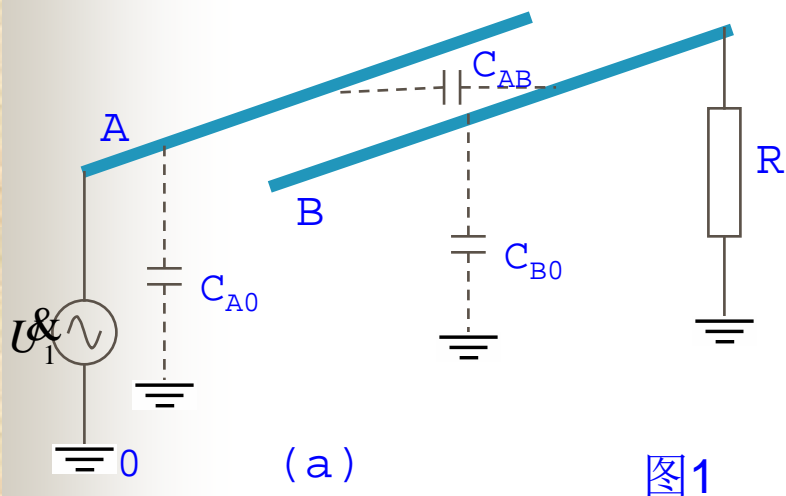
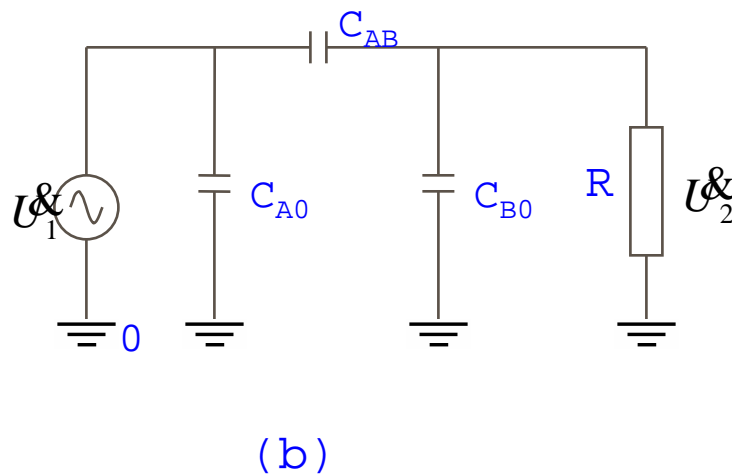


图1



开关电源电磁兼容性设计

传导干扰

一. 电容性耦合

如图1(a)所示,采用向量形式来表示,导线A处电压源为 U_1 .其等效电路如图1(b)所示.于是可得导线A对B的干扰电压为

$$U_2 = \frac{j\omega C_{AB} R}{1 + j\omega R(C_{AB} + C_{B0})} U_1$$

式中 ω 为角频率. 由上式知, R 与 C_{A0} 无关.

若 R 为低电阻值, 即 $R \ll \frac{1}{\omega(C_{A0} + C_{AB})}$, 则

$$U_2 \approx j\omega C_{AB} R U_1$$

开关电源电磁兼容性设计

传导干扰

一. 电容性耦合

若 R 为高电阻值, 即 $R \gg \frac{1}{\omega(C_{A0} + C_{AB})}$, 则

$$U_2 \approx \frac{C_{AB}}{C_{AB} + C_{A0}} U_1$$

此时电压 U_2 与角频率 ω 无关

C_{AB} 为耦合电容. 通过 C_{AB} 将产生干扰, 称为电容性耦合干扰. 减少耦合电容是重要的抑制措施. 常用的措施是电线加电屏蔽, 并将屏蔽体接地. 耦合电容的大小与两根导线的长度成正比, 与导线间距离的平方成反比。

开关电源电磁兼容性设计

抑制原理

若导线B为屏蔽线,并将屏蔽体接地,如图2(a)所示. 由于屏蔽体已经接地,部分电容 C_{S0} 被短路而不起作用, C_{AS} 与 C_{A0} 并联, C_{BS} 与 C_{B0} 并联. C_{AB} 仅为导线A对导线B屏蔽体以外部分之间的电容量,故耦合电容 C_{AB} 显著减少,从而使 U_2 下降. 等效电路如图2(b)所示.

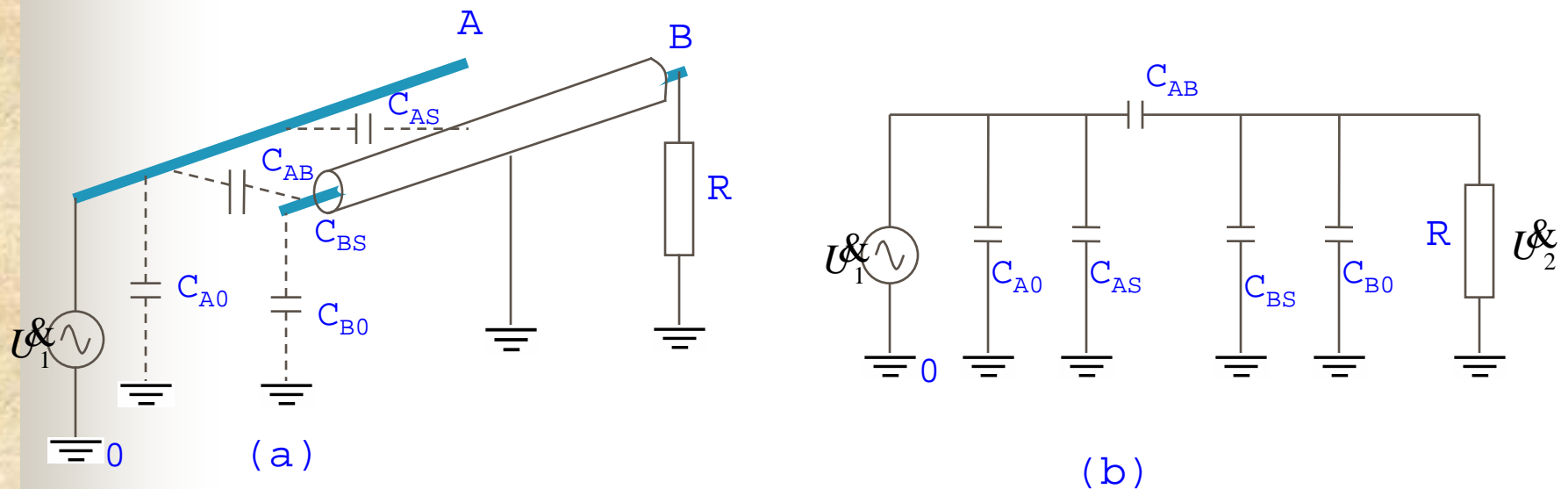


图2

开关电源电磁兼容性设计

抑制原理

一. 电容性耦合

电压 U_2 与 U_1 的关系为

$$U_2 = \frac{j\omega C_{AB} R}{1 + j\omega R(C_{AB} + C_{B0} + C_{BS})} U_1$$

若导线A亦为屏蔽线,且屏蔽体接地,可进一步减少耦合电容 C_{AB} . 达到抑制 U_2 的目的.

开关电源电磁兼容性设计

传导干扰

二. 电感性耦合

两对短传输线相距较近，如图3(a)所示。传导电流分别沿两个导电回路流动。由于两回路间互磁链的存在，将产生干扰电压。分析其等效电路，如图3(b)所示，

$$U_2 = -j\omega M_{AB} I_1 \frac{R_2}{R + R_2}$$

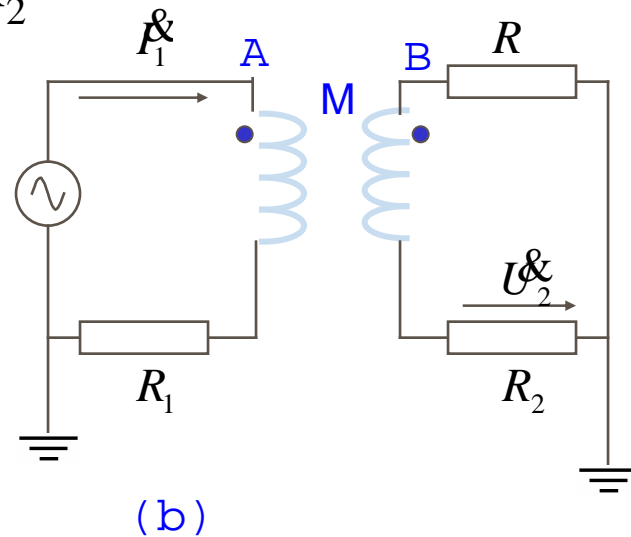
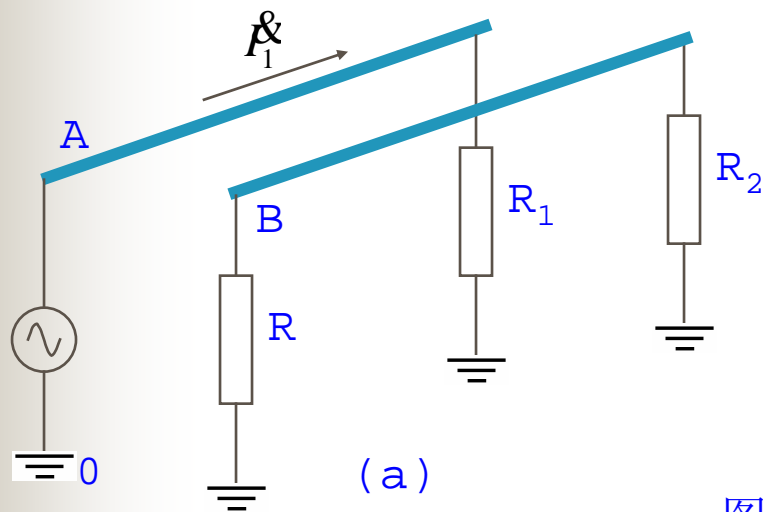


图3

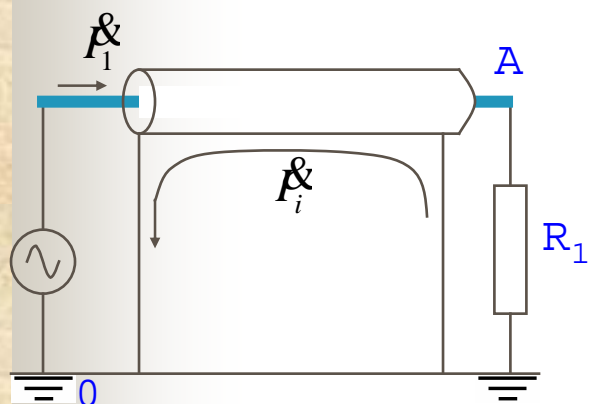
开关电源电磁兼容性设计

抑制原理

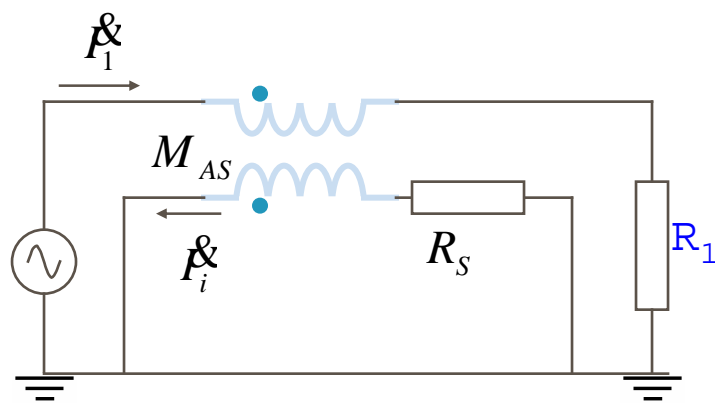
二. 电感性耦合

上式中, M_{AB} 为互感. 通过 M_{AB} 将产生干扰, 称电感性耦合干扰. 减少 M_{AB} 是重要的抑制措施.

现分析导线A采用屏蔽线的情况. 若屏蔽体仅一端接地, 则可抑制电容性耦合, 而对电感性耦合影响不大. 因为屏蔽体外同样存在电流产生的磁场. 若屏蔽体两端皆接地, 则屏蔽体上有感应电流 I_i , 且 I_i 有去磁作用. 如图4(a)所示.



(a)



(b)

图4

开关电源电磁兼容性设计

抑制原理

二. 电感性耦合

这样可以减少短传输线A与B之间的互磁链。根据等效电路4(b),在屏蔽体内列方程,

$$j\omega M_{AS} \dot{I}_1 = (j\omega L_S + R_S) \dot{I}_i$$

考虑到 $L_S = M_{AS}$,

$$\dot{I}_i = \frac{j\omega L_S}{j\omega L_S + R_S} \dot{I}_1$$

当 $\omega L_S \gg R_S$ 时,有 $\dot{I}_i \approx \dot{I}_1$

即 \dot{I}_i 产生的磁场抵消了 \dot{I}_1 产生磁场,使屏蔽体外不存在磁场。这样可以达到抑制 \dot{U}_2 的目的。若将屏蔽体一端不接地而与负载连接,如下图(c)所示,则不管 ω 的大小,皆能保证屏蔽体外磁场被抵消。

开关电源电磁兼容性设计

抑制原理

二. 电感性耦合

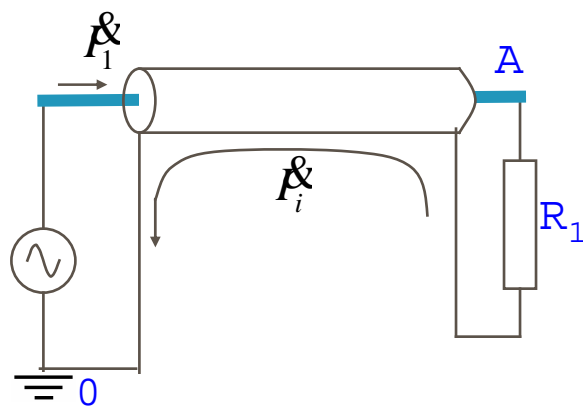


图4 (c)

对干扰对象和干扰源进行屏蔽,也可以减少互磁链和耦合互感,起到抑制干扰的作用. 当电容性耦合和电感性耦合同时存在时,应综合考虑.

开关电源电磁兼容性设计

传导干扰

三. 电路性耦合

电路性干扰由两个回路经公共阻抗耦合而产生, 干扰量是电流 i , 或变化的电流 di/dt .

电路性干扰的产生至少存在两个电流回路的相互耦合, 其电流全部或部分地在公共阻抗中流过. 这种情况很多. 公共电源耦合电路和公共接地阻抗耦合电路是两种常见的电路性耦合干扰情况. 模型如图5和6所示.

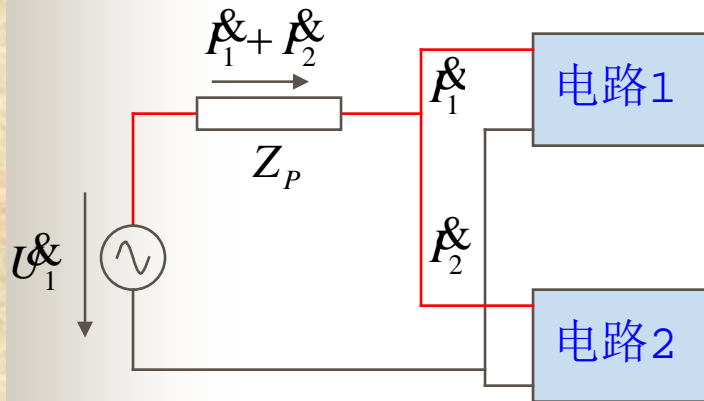


图5

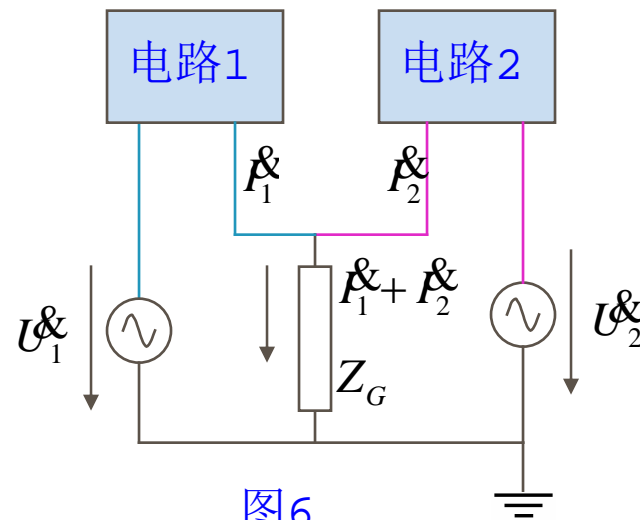


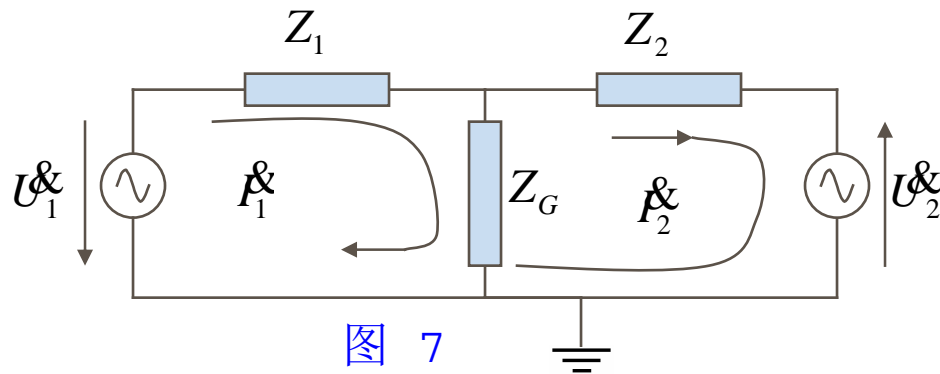
图6

开关电源电磁兼容性设计

传导干扰

三. 电路性耦合

我们来分析图6的情况. 图7是图6的等效电路.



若信号量是电流, 则当干扰电流通过 Z_1 的那部分超过了对象的敏感门限值时, 将产生干扰作用. Z_1 上的干扰电流为.

$$I_{S1} = \frac{U_2 Z_G}{Z_1 Z_2 + Z_G Z_2 + Z_G Z_1}$$

开关电源电磁兼容性设计

传导干扰

三. 电路性耦合

若信号量是电压，则当通过 Z_G 的干扰电压(计有效电压叠加)超过了对象的敏感门限值时，也将产生干扰作用。阻抗 Z_G 上的干扰电压降 U_{SG} 为

$$U_{SG} = I_2 \frac{Z_1 Z_G}{Z_1 + Z_G}$$

显见，当耦合阻抗 Z_G 趋于零时，则通过 Z_1 的干扰电流和 Z_G 上的干扰电压均将消失。此时，在有效电流电路与干扰电流电路间即使存在电气连接，他们彼此也不再相互干扰。这种情况称为电路去耦。

开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

一. 交流电阻与直流电阻的概念

1. 交流电阻

均匀平面波的特点: 其场量随时间变化外, 只与波传播方向的坐标有关. 若电磁波沿直角坐标系的x轴方向传播, 则常量只是t和x的函数, 即在x等于常数的平面上, 各点的电场强度和磁场强度分别相等. 解得

$$E_y^+(x, t) = \sqrt{2} E_y^+ e^{-\alpha x} \sin(\omega t - \beta x + \varphi_E)$$

$$H_z^+(x, t) = \frac{\sqrt{2}}{|z|} E_y^+ e^{-\alpha x} \sin(\omega t - \beta x + \varphi_H)$$

where $z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon(1 + \gamma / j\omega\varepsilon)}}$ 称为波阻抗.

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\gamma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right)}$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\gamma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right)}$$

开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

1. 交流电阻

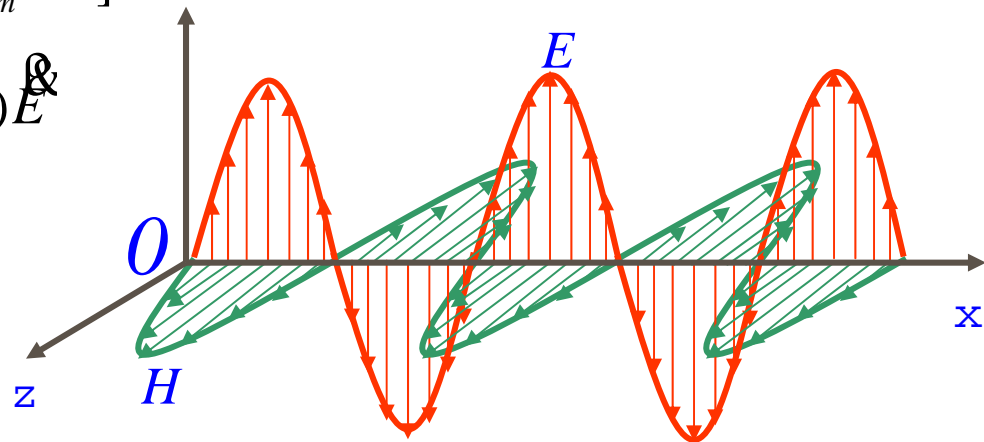
$$\vec{E} = E_y \vec{j} = E_{ym} \sin(\omega t + \varphi_E) \vec{j} = \text{Im}[\vec{E}_{ym} e^{j\omega t}] \vec{j}$$

$$\vec{H} = H_z \vec{k} = H_{zm} \sin(\omega t + \varphi_H) \vec{k} = \text{Im}[\vec{H}_{zm} e^{j\omega t}] \vec{k}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \gamma \vec{E} + j\omega \epsilon \vec{E} = j\omega \epsilon \left(1 + \frac{\gamma}{j\omega \epsilon}\right) \vec{E}$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H}$$

均匀平面波的电场和磁场都和传播方向垂直。



开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

1. 交流电阻

显然,对于良导体, $\left(\frac{\gamma}{\omega\varepsilon}\right)^2 \gg 1$, 有

$$\alpha \approx \beta \approx \sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}}$$

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad \text{波速, 或相速,}$$

$$\lambda = vT \quad \text{波长, 空间中相位差为 } 2\pi \text{ 的两点间距离.}$$

在非导电介质中,

$$\alpha = 0$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$$

根据前面的公式知,波每行进单位长度,其电场强度和磁场强度的有效值就衰减到原来的 $e^{-\alpha}$ 倍. 因此,对于良导体,电场和磁场的传波衰减很大,特别是在铁磁性良导体中.(抑制措施)

开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

1. 交流电阻

由于电流密度与电场强度成比例，其关系式为 $\delta_c = \gamma E$

因此，对于良导体，交流电流密度在导体内也是指数衰减的。这就是为什么交流电阻会增大的原因。

令直流的电流密度为 δ_{DC} ，则交流的电流密度为 $\delta_{AC} = \delta_{DC} e^{-\alpha x}$

电磁波在导体中的衰减特性，通常用“透入深度” d 来表示。它定义为：当波从导体表面向导体内部传播时，经过距离 d 后，其值衰减到表面值的 $1/e$ 。这段距离 d 即为该导体的“透入深度”。（抑制要求）

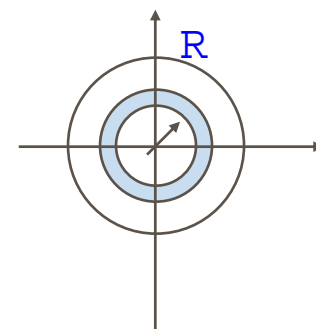
开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

1. 交流电阻

(1) 对于圆截面导体

$$\begin{aligned}
 i_c &= \int_S \delta_{AC}^{\rho} \cdot dS^{\rho} = \int_0^R 2\pi \delta_{DC} e^{-\alpha(R-r)} r dr \\
 &= 2\pi \delta_{DC} e^{-\alpha R} \int_0^R e^{\alpha r} r dr \\
 &= 2\pi \delta_{DC} e^{-\alpha R} \left[\frac{e^{\alpha r}}{\alpha} r \Big|_0^R - \int_0^R \frac{1}{\alpha} e^{\alpha r} dr \right] \\
 &= \frac{2\pi \delta_{DC}}{\alpha^2} \left[(R\alpha - 1) + e^{-R\alpha} \right] \quad (1)
 \end{aligned}$$



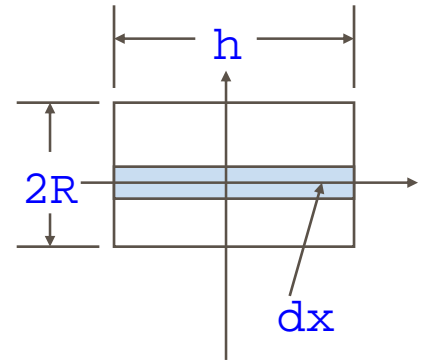
开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

1. 交流电阻

(2) 对于矩形截面导体

$$\begin{aligned}
 i_c &= \int_S \delta_{AC}^{\rho} \cdot dS^{\rho} = \int_0^R 2h \delta_{DC} e^{-\alpha(R-x)} dx \\
 &= 2h \delta_{DC} e^{-\alpha R} \int_0^R e^{\alpha x} dx \\
 &= 2h \delta_{DC} e^{-\alpha R} \int_0^R e^{\alpha x} dx \\
 &= \frac{2h \delta_{DC}}{\alpha} \left[1 - e^{-R\alpha} \right] \quad (2)
 \end{aligned}$$



开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

2. 直流电阻

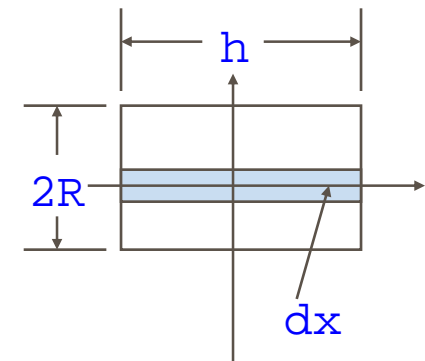
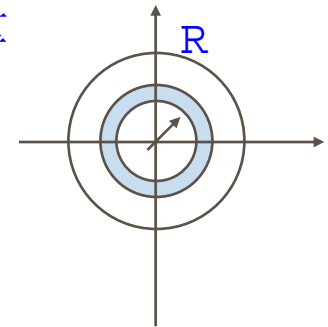
当电流为直流时, $\omega=0, \Rightarrow \alpha=0$. 于是对(1)和(2)以 α 为变量求极限, 可得

(1) 对于圆截面导体

$$I_{DC} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} i_{AC} = \pi R^2 \delta_{DC} \quad (3)$$

(2) 对于矩形截面导体

$$I_{DC} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} i_{AC} = 2hR \delta_{DC} \quad (4)$$



开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

3. 交直流电阻的关系

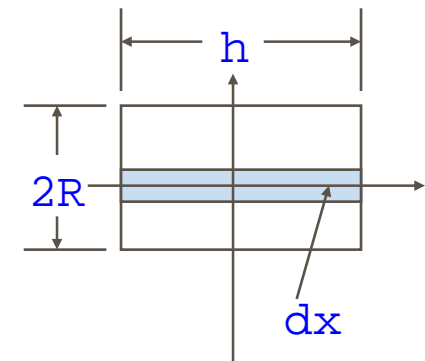
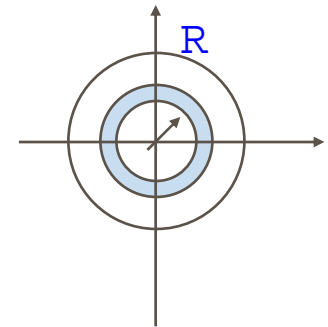
由欧姆定律 $i = \frac{u}{R}$ ，可得交直流电阻的关系

(1) 对于圆截面导体

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{\alpha^2 R^2}{2[R\alpha - 1 + e^{-R\alpha}]} \quad (5)$$

(2) 对于矩形截面导体

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{\alpha R}{1 - e^{-R\alpha}} \quad (6)$$



开关电源电磁兼容性设计

辐射干扰与抑制原理

电磁干扰场划分：

$$r = \frac{2D^2}{\lambda}$$

远区场：

近区场：近区辐射场

近区感应场（传导）

$$r < \frac{\lambda}{2\pi}$$

λ 为波长； D 为天线长度

开关电源的噪声源

- 开关切换时的浪涌电压（通-断）、浪涌电流（断-通）、高次谐波干扰
- 整流二极管的反向恢复造成的反向尖峰电流，与其结电容阻尼振荡

分解为共模噪声和差模噪声

抑制干扰的三大措施

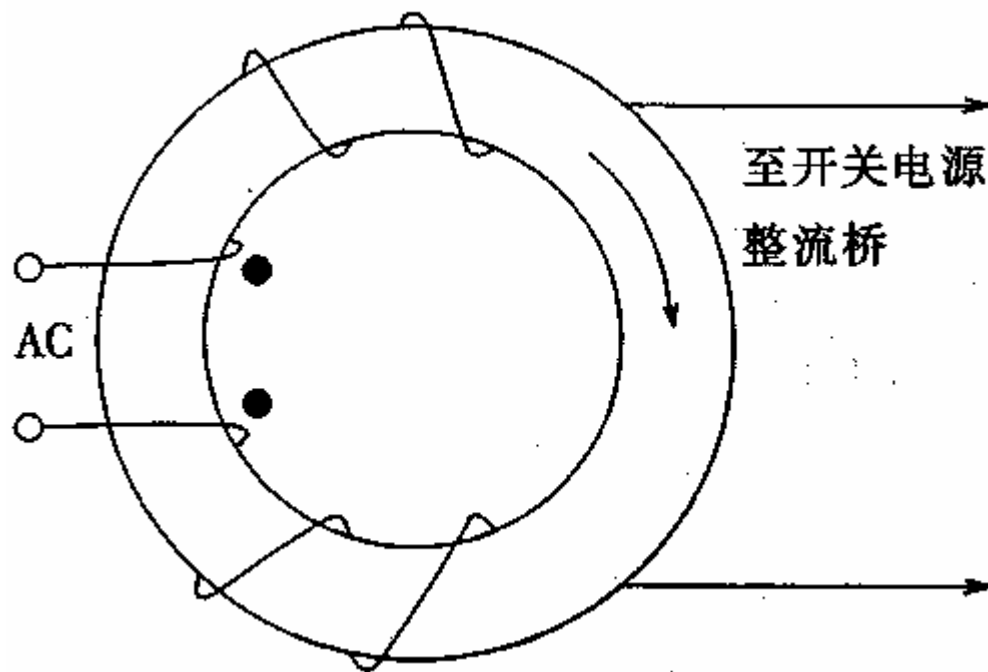
- 接地：
- 滤波： 共模、 差模
- 屏蔽： 电场、 磁场

防雷

开关电源电磁兼容性设计

1、抑制共模干扰

滤波



共模电流的特征是以相同的幅度、相位往返与任意电源线与地线之间的噪声电流。

开关电源电磁兼容性设计

滤波

2、抑制差模干扰

差模电流的特征是往返与相线与中线之间且相位相反的噪声电流。

开关管的浪涌电流

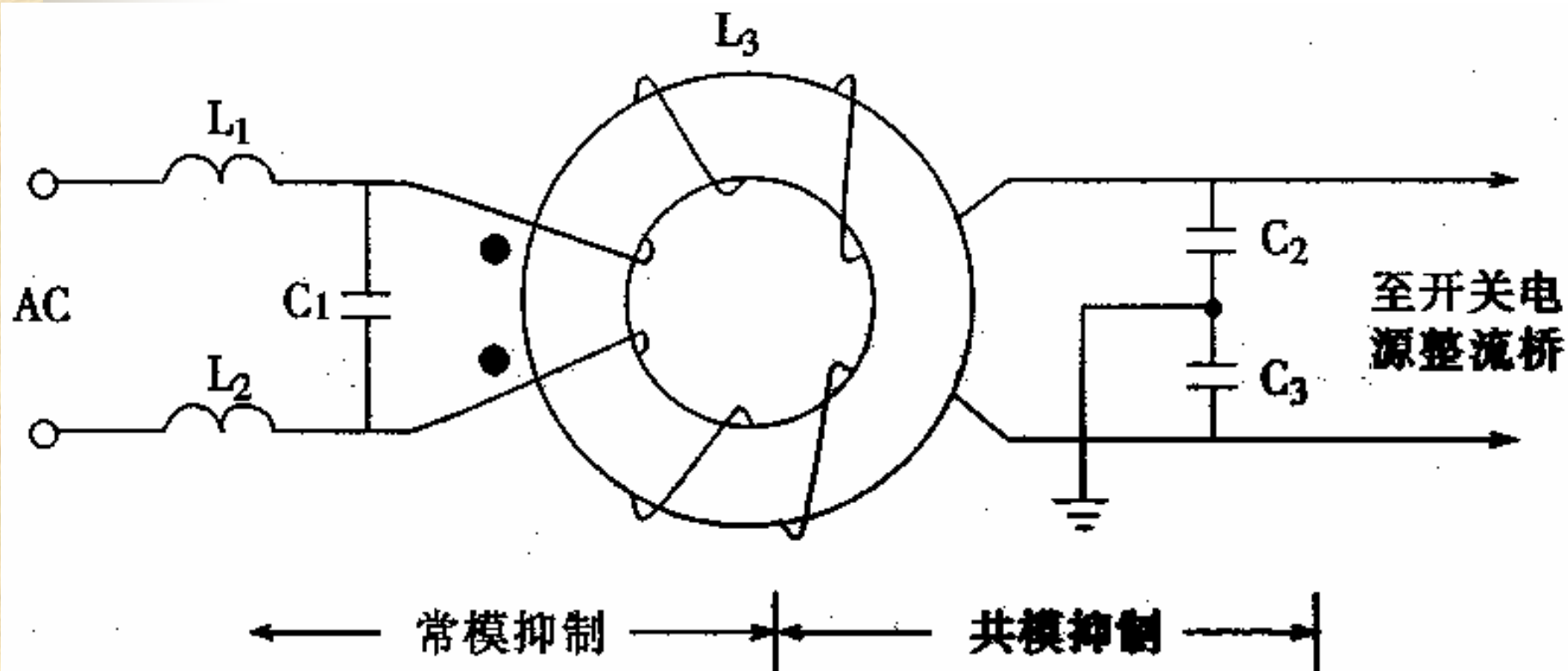
滤波电容的输入传导噪声或输入反馈噪声

二极管反向恢复的输出传导噪声

开关电源电磁兼容性设计

滤波

3、实际解决方案——共模核差模一起滤除



泄漏电流

注意：

- 共模噪声和差模噪声的瞬时值不能叠加，因为它们产生的时域不同：

共模噪声产生在开关管的关断状态

差模噪声产生在开关管的导通状态

安全

电源 EMI 滤波器的耐压、泄露电流与安全:

耐压与安全

- 1、滤波器中的 Cx 电容若被击穿，相当于 AC 电网短路，至少造成设备停止工作；若 Cy 电容被击穿，相当于将 AC 电网的电压加到设备的外壳，直接威胁人身安全，并波及所有以金属外壳为参考地的电路或设备安全，往往导致某些电路或设备的烧毁。
- 2、国际上的一些耐压的安全规范如下：

德国	VDE0565.2	高压测试(AC)	P、N 对 E	1.5kV/50Hz	1 分钟
瑞士	SEV1055	高压测试(AC)	P、N 对 E	$2*U_n+1.5kV/50Hz$	1 分钟
美国	UL1283	高压测试(AC)	P、N 对 E	1.0kV/60Hz	1 分钟
德国	VDE0565.2	高压测试(DC)	P 对 N	$4.3*U_n$	1 分钟
瑞士	SEV1055	高压测试(DC)	P 对 N	$4.3*U_n$	1 分钟
美国	UL1283	高压测试(DC)	P 对 N	1.414kV	1 分钟

插入损耗

- **EMI**电源滤波器对干扰噪声的抑制能力用插入损耗（**Insertion Loss**）来衡量。
- 定义为没有滤波器接入时，从噪声源传输到负载的功率**P1**和接入滤波器后，噪声源传输到负载的功率**P2**之比。
- 用分贝（**dB**）表示。

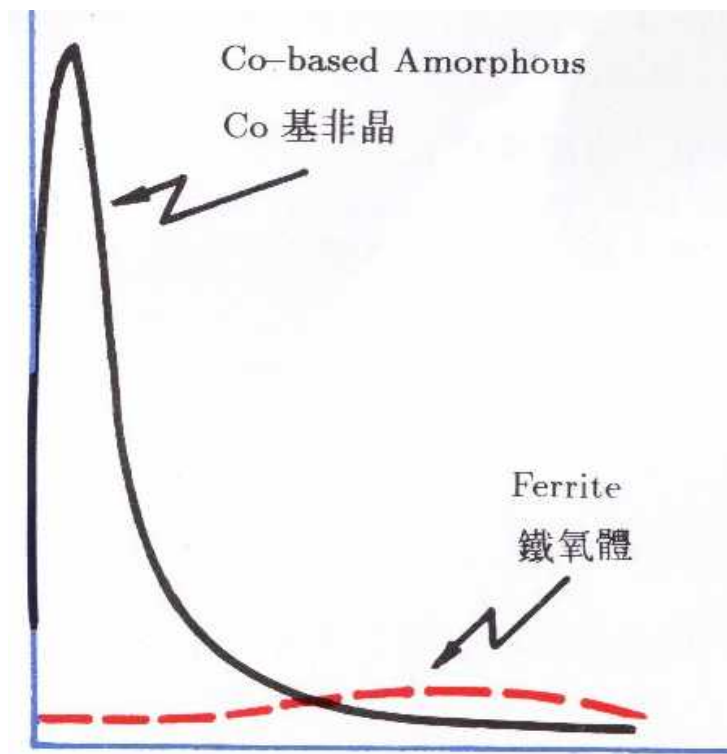
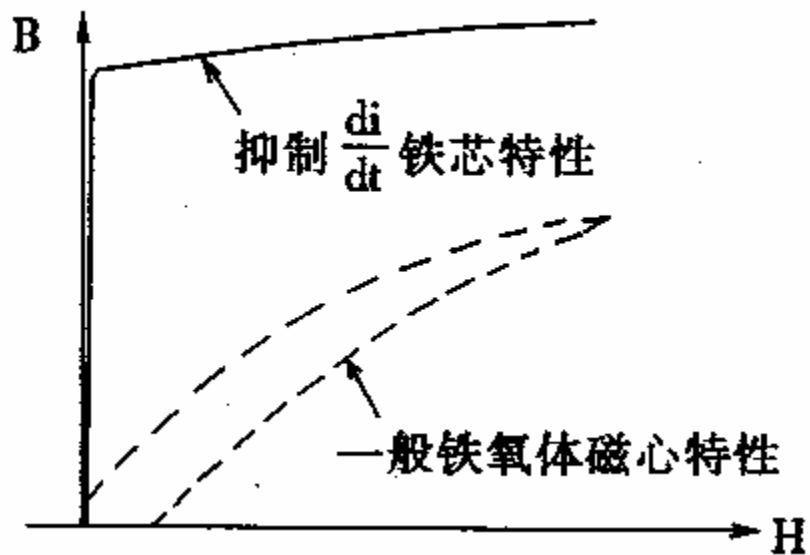
$$I.L. = 10 \lg\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

开关电源电磁兼容性设计

滤波

1、噪声抑制

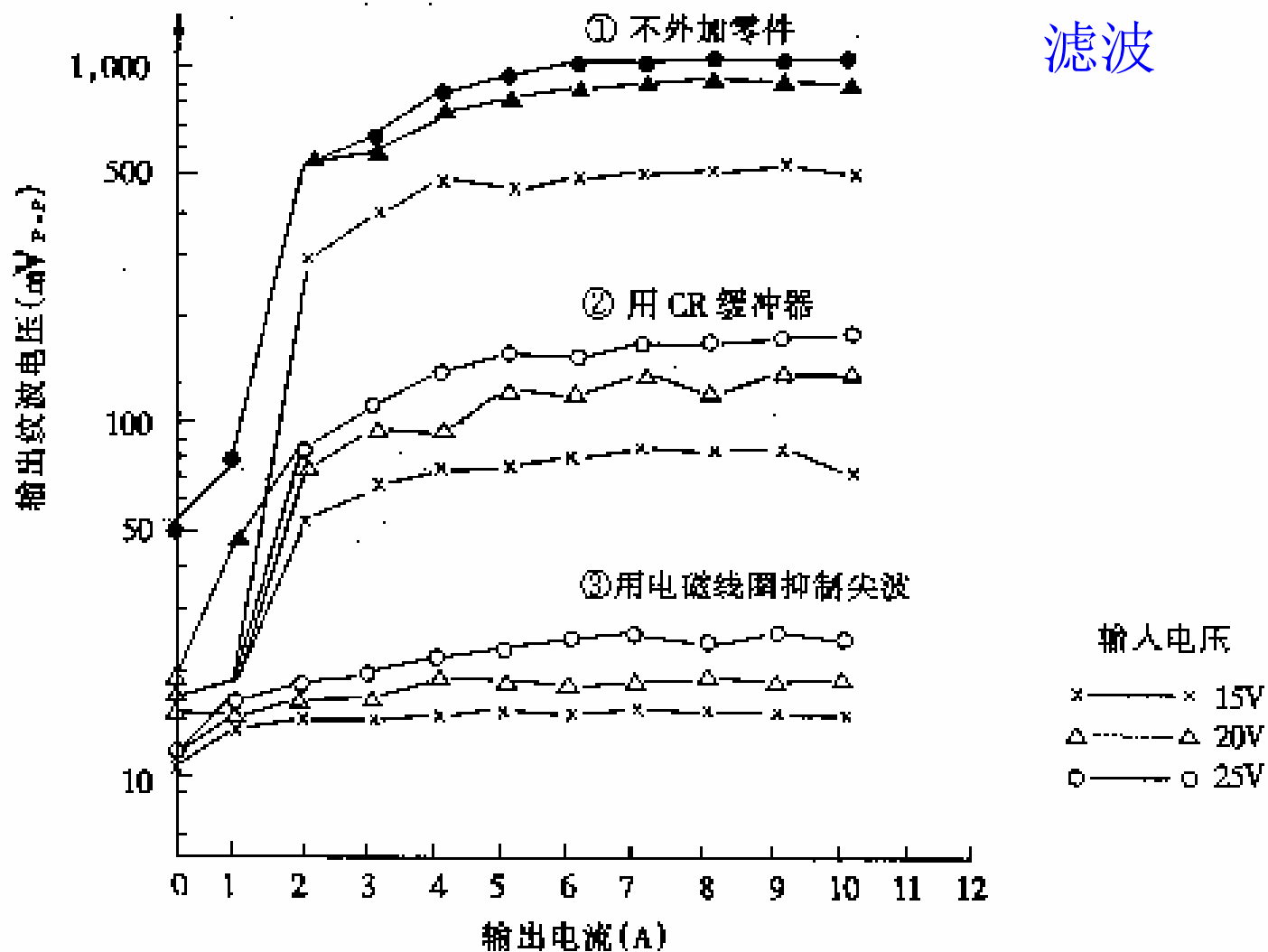
1、抑制尖峰干扰的措施



多采用非晶、矩形磁滞回线的磁性材料的扼流圈来抑制噪声。

开关电源电磁兼容性设计

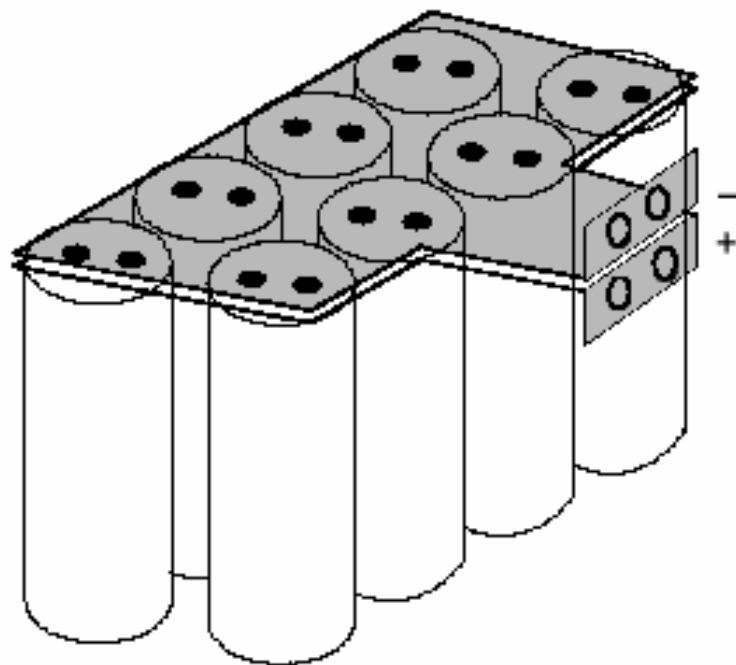
2、比较



开关电源电磁兼容性设计

3. 直流支撑电容的连接

Capacitor



开关电源电磁兼容性设计

4. IGBT主电路和吸收电路的设计要求

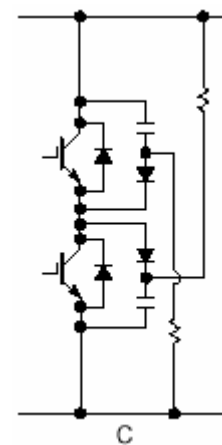
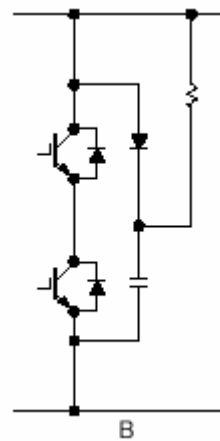
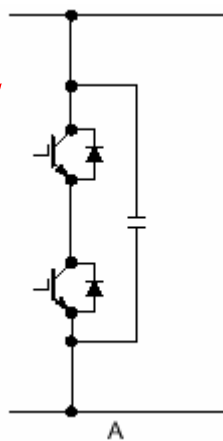
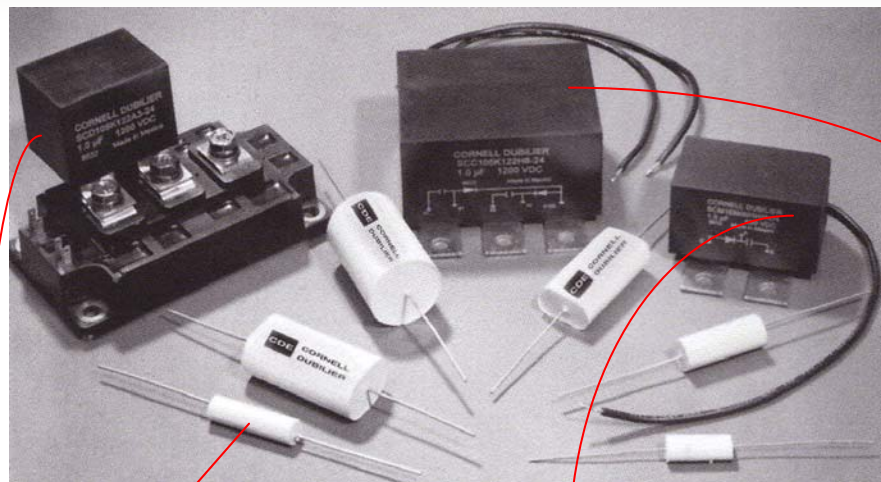
为了使IGBT器件工作时开关过程的瞬变尖峰电压不超过100V，可以按下表要求设计主电路和吸收电路参数。

主电路和吸收电路参数推荐表

IGBT额定 电流 I_c	吸收电路 电容 C_s	主电路直流环节滤 波电容至IGBT之 间的引线电感 L_1	吸收电路各 元器件引线 电感 L_2
15-- 75A	$>0.2\mu\text{F}$	$<200\text{nH}$	$<70\text{nH}$
100-- 200A	$>0.8\mu\text{F}$	$<100\text{nH}$	$<20\text{nH}$
300-- 400A	$>1.6\mu\text{F}$	$<50\text{nH}$	$<10\text{nH}$
600--1000A	$>3.6\mu\text{F}$	$<50\text{nH}$	$<7\text{nH}$

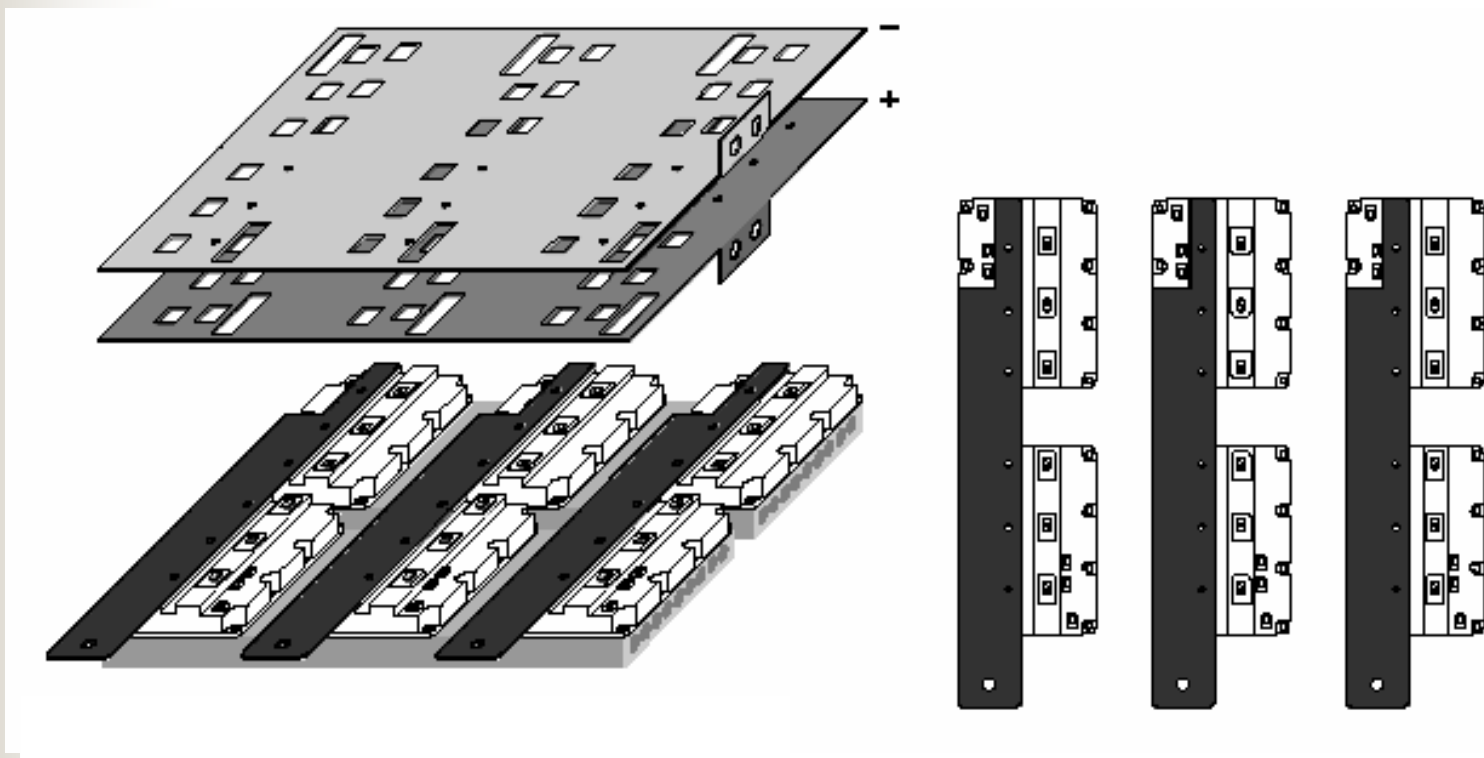
开关电源电磁兼容性设计

吸收电路模块



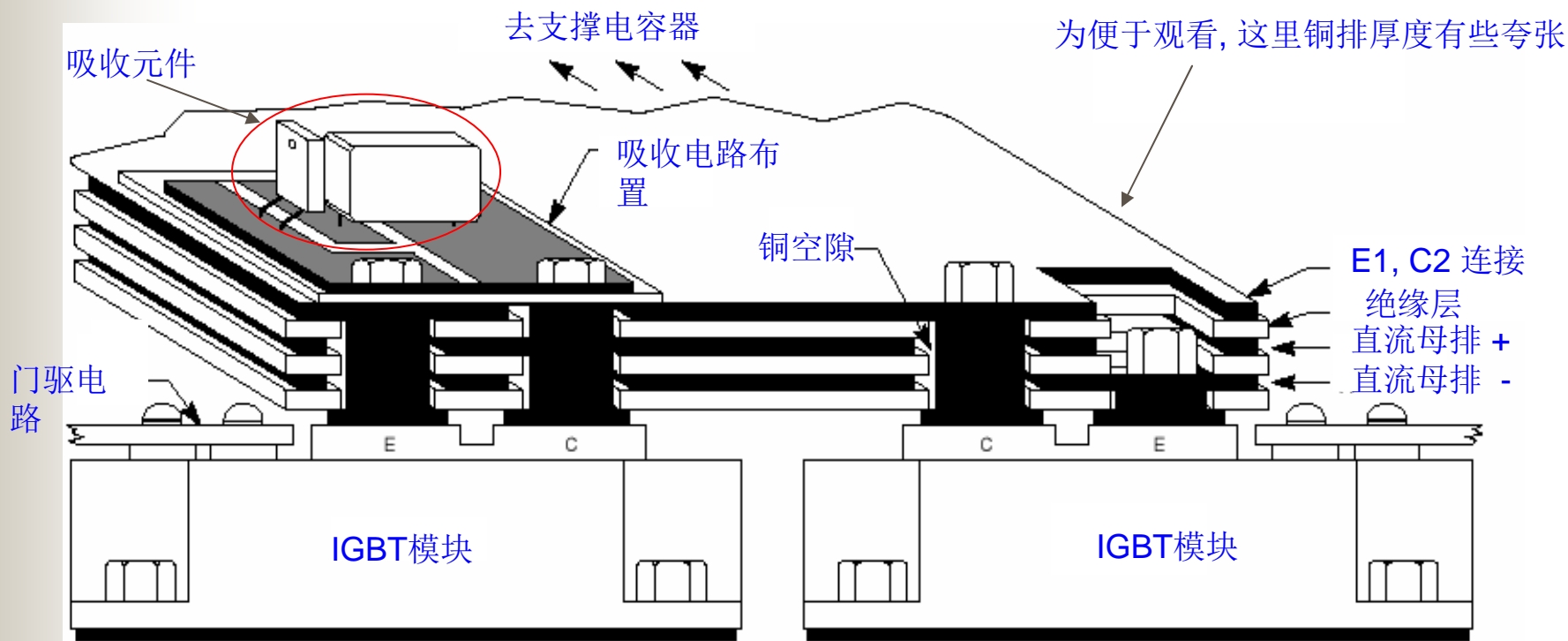
开关电源电磁兼容性设计

IGBT模块的连接



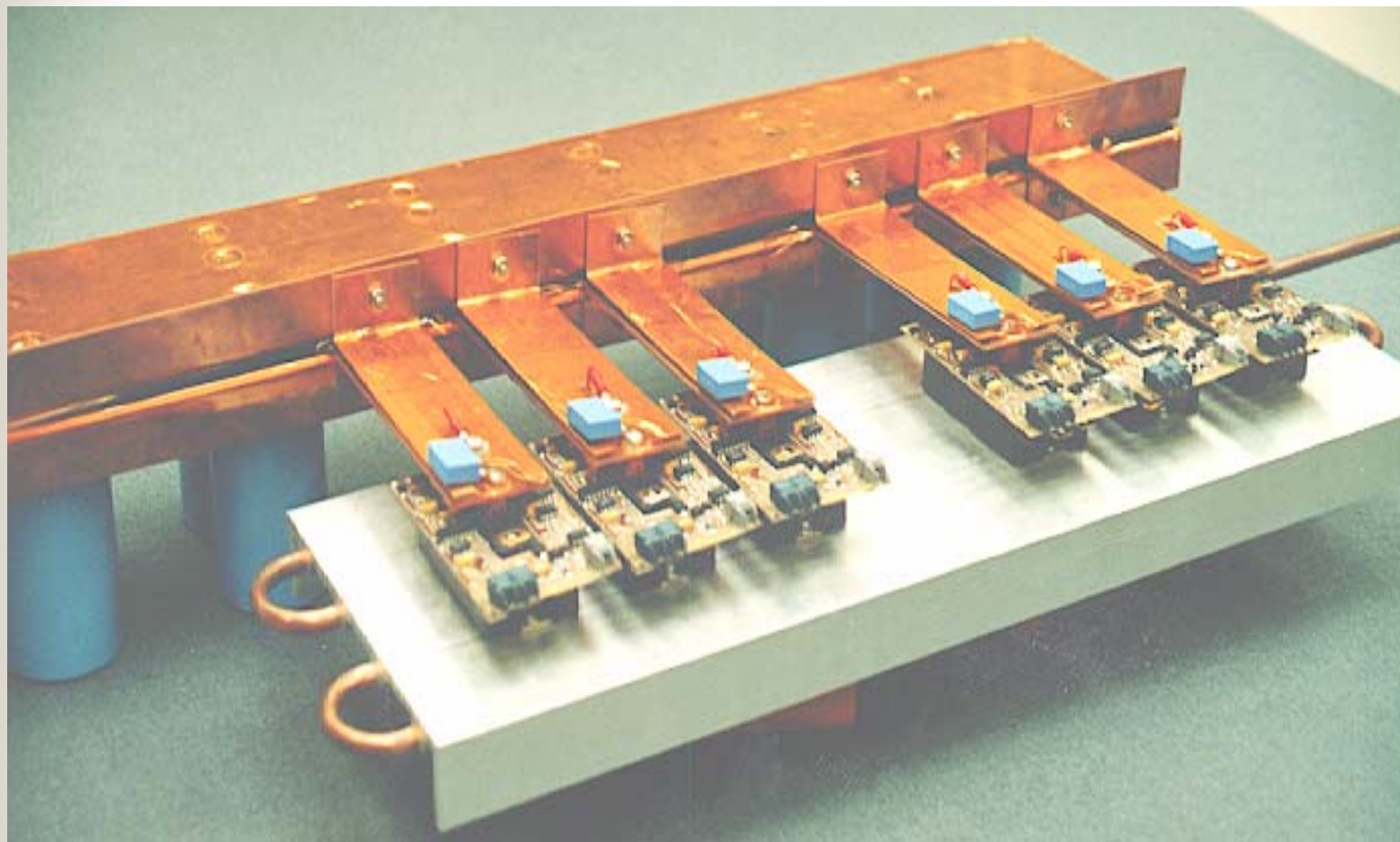
开关电源电磁兼容性设计

IGBT模块与吸收电路的连接



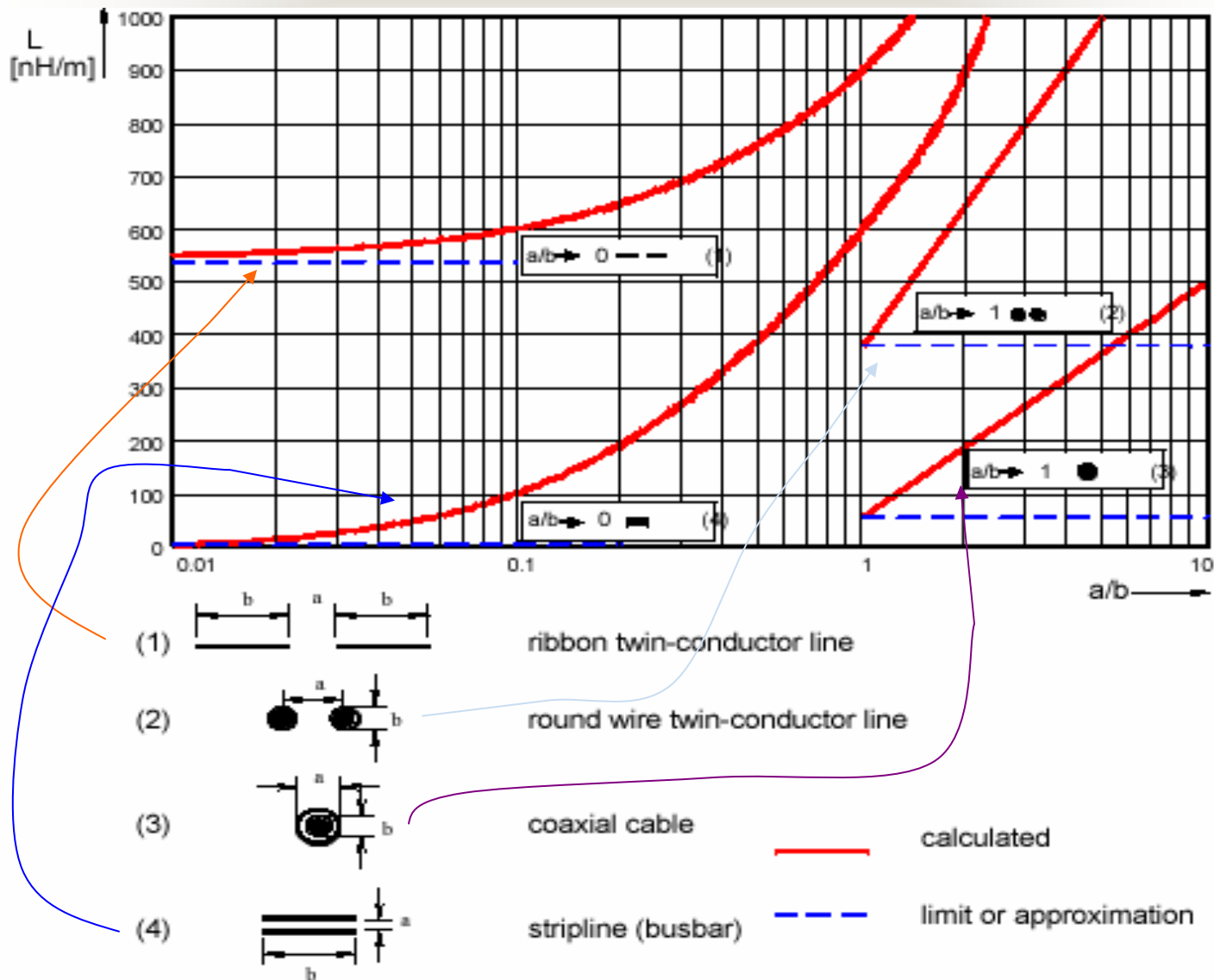
开关电源电磁兼容性设计

连接示例: 直流电容、IGBT模块、吸收电路、驱动电路



开关电源电磁兼容性设计

5. 导体形状及布局与电感之间的关系



Inductance referred to length of different line types

开关电源电磁兼容性设计

分布电感的作用

A. 吸收回路电感的作用

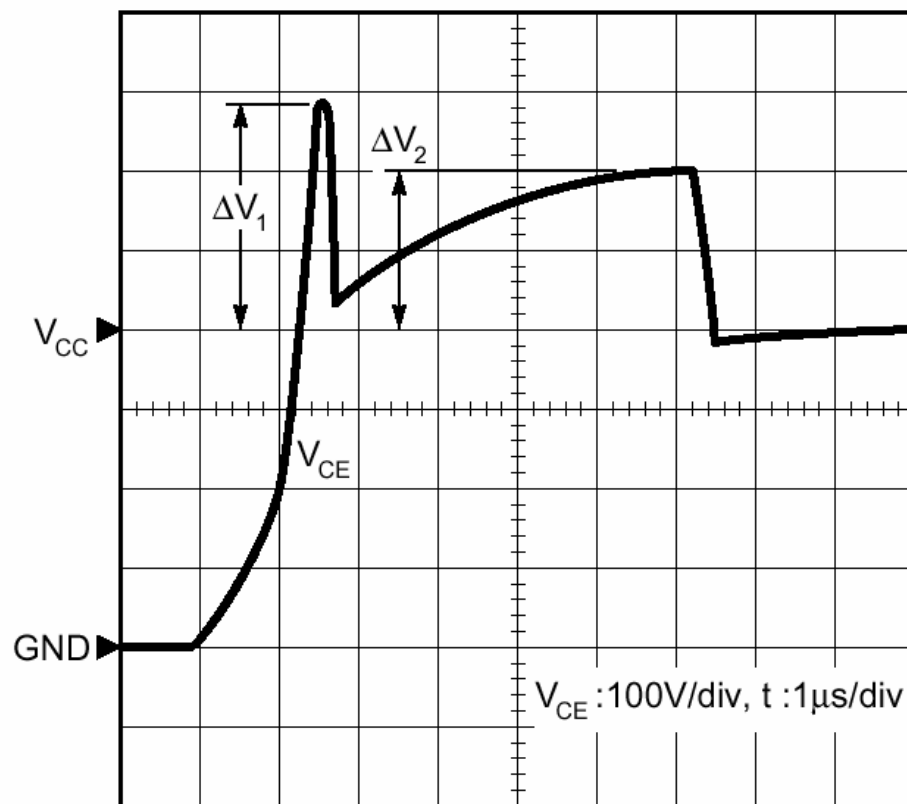
右图为“C”型吸收电路关断时电压的典型波形。

$$\Delta V_1 = L_s \times di/dt$$

其中：

L_s = 引线电感

di/dt = IGBT关断或反并联二极管恢复 di/dt



开关电源电磁兼容性设计

分布电感的作用之二

B. 直流母排电感的作用

$$\frac{1}{2} L_B i^2 = \frac{1}{2} C \Delta V_2^2$$

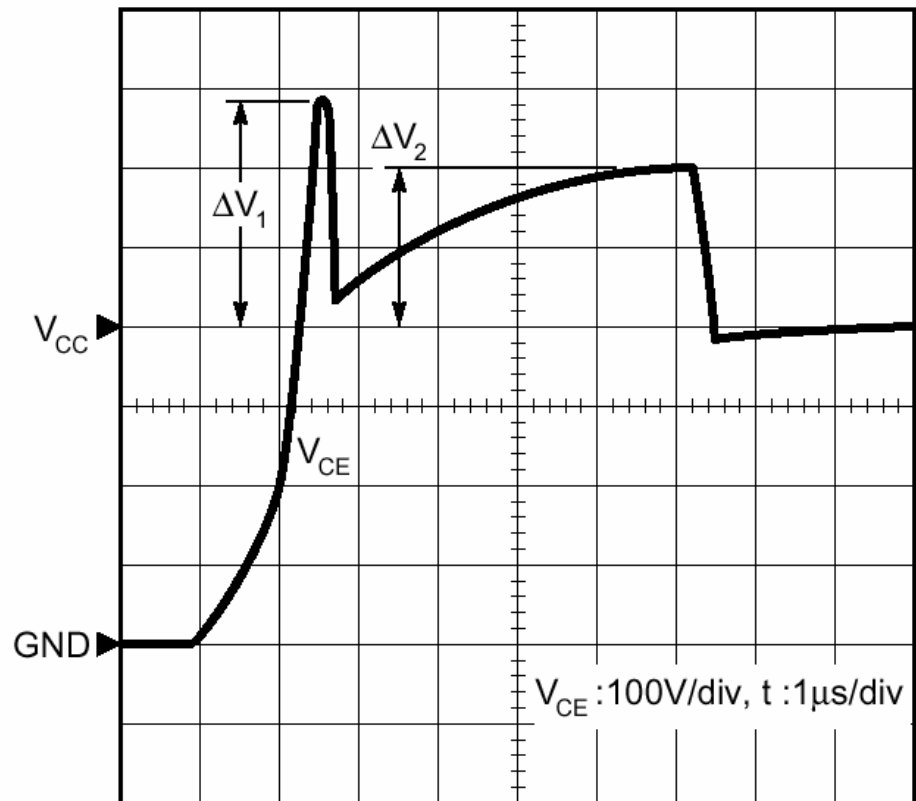
其中:

L_B = 直流母排寄生电感量

i = 工作电流

C = 吸收电容量

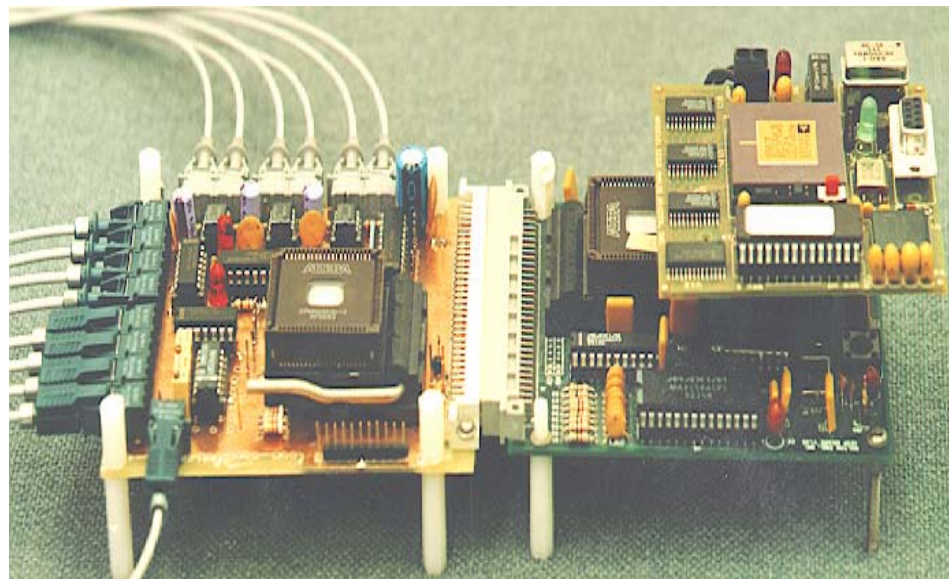
ΔV_2 = 吸收回路电压幅值



开关电源电磁兼容性设计

控制电路与主电路的电气隔离

1. 电磁耦合隔离;
2. 光耦隔离; 光纤隔离

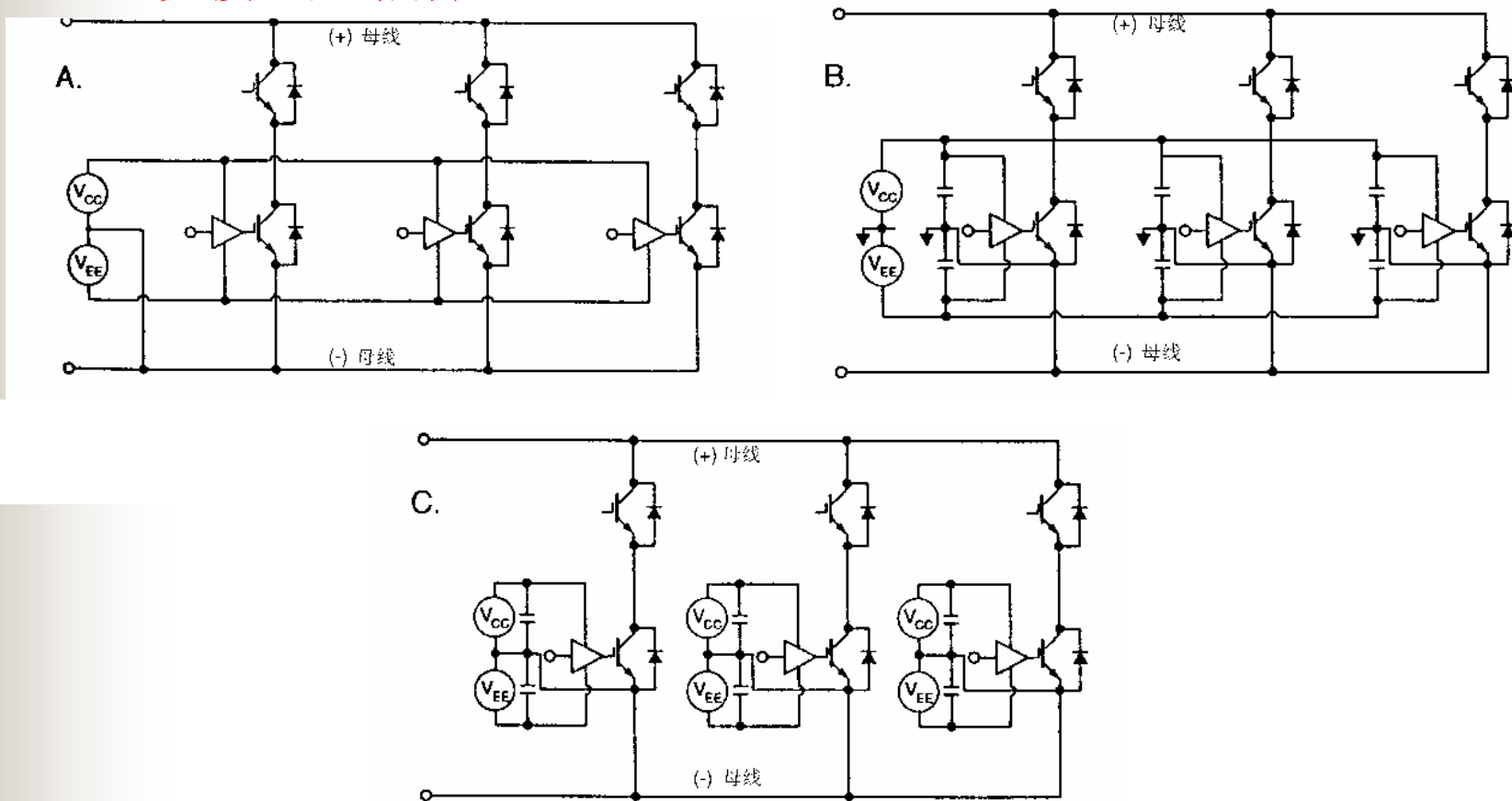


采用光耦时, 其最小共模抑制比不小于 $10,000\text{V}/\mu\text{S}$

开关电源电磁兼容性设计

驱动信号的电磁兼容性设计

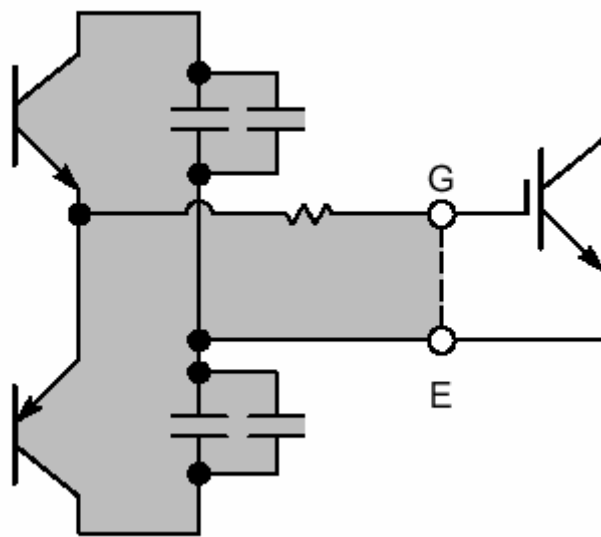
1. 避免接地回路噪声



开关电源电磁兼容性设计

驱动信号的电磁兼容性设计

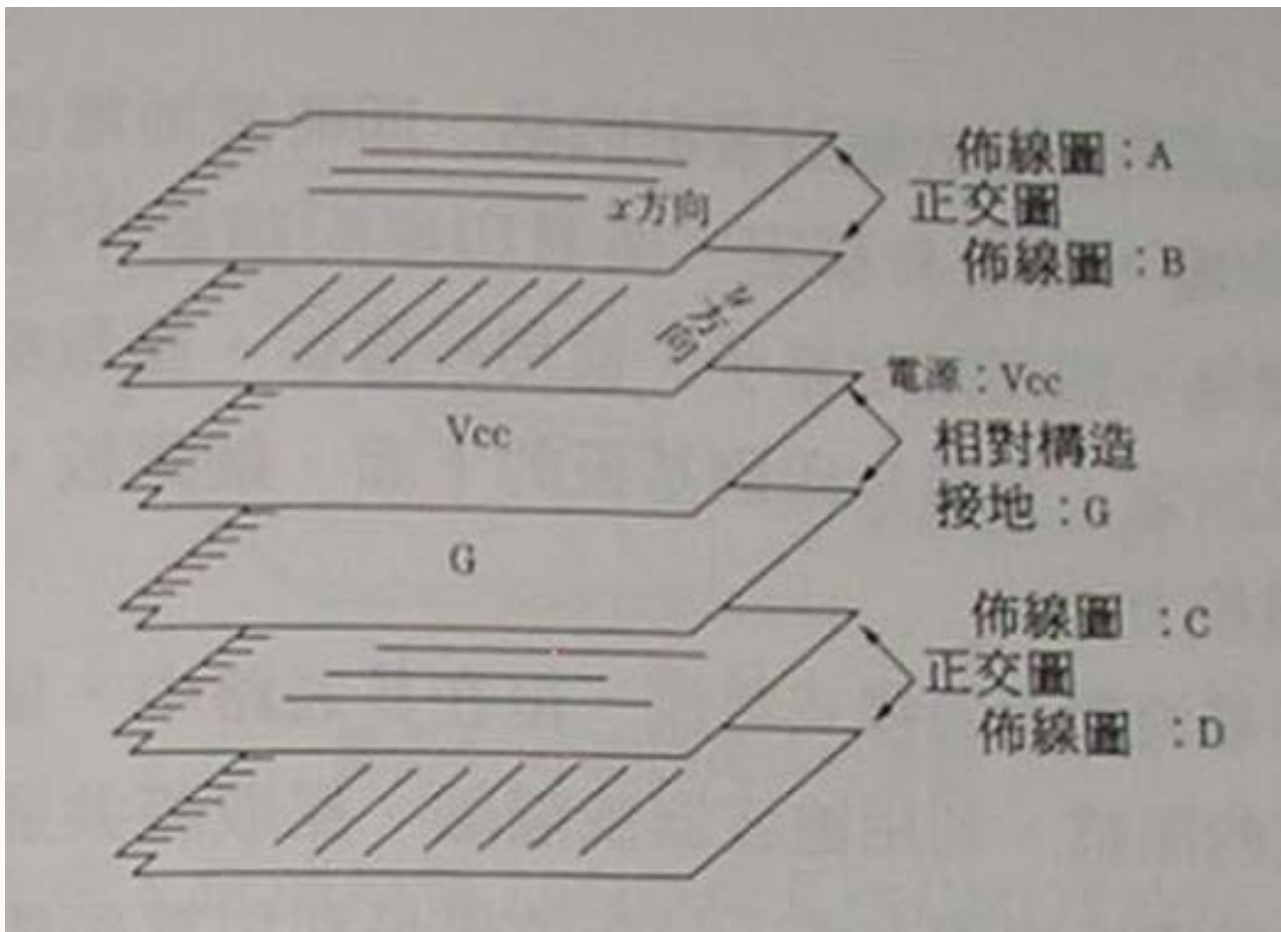
2. 驱动信号线路面积的最小化



PCB的电磁兼容设计

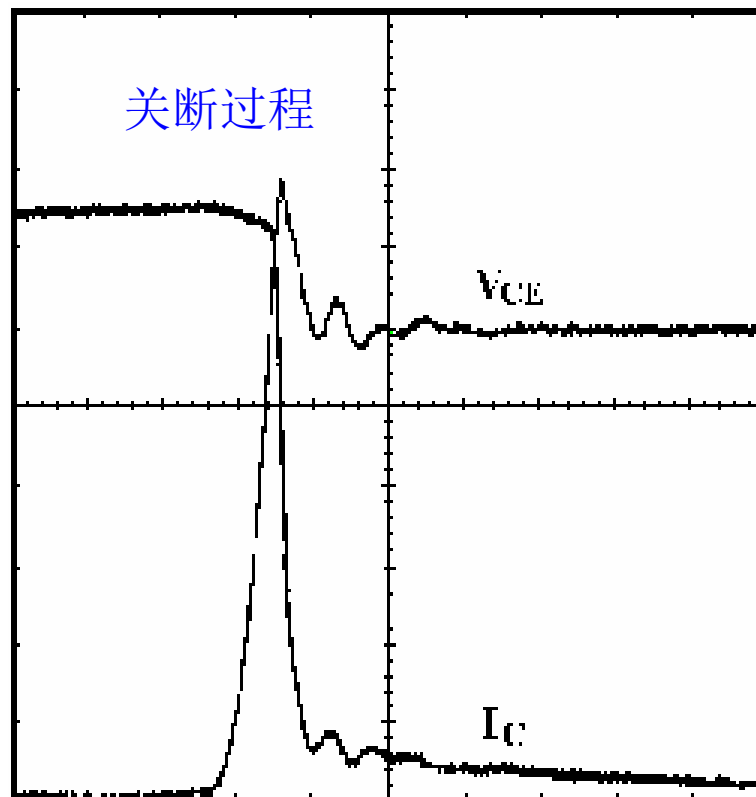
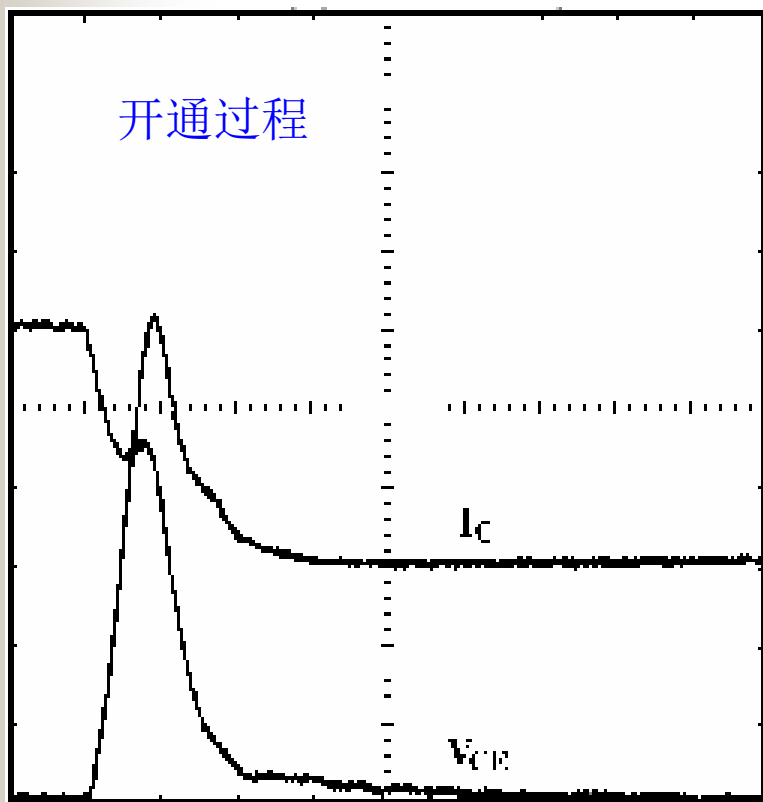
- 电源回路布局（功能区）
- 模数混合
- 电源去耦电容
- 平行高速信号线、时钟
- 印制线条的波阻抗
- 接地（一点）

六层电路板构成



开关电源的软开关技术初步

Hard-switching (硬开关) process



Time curves of BSM75GD120DN2 modules at 600V, 150A, 125°C, $R_g = 3.3 \Omega$, 200 ns/ div.

实际电路中器件的Hard-switching (硬开关)

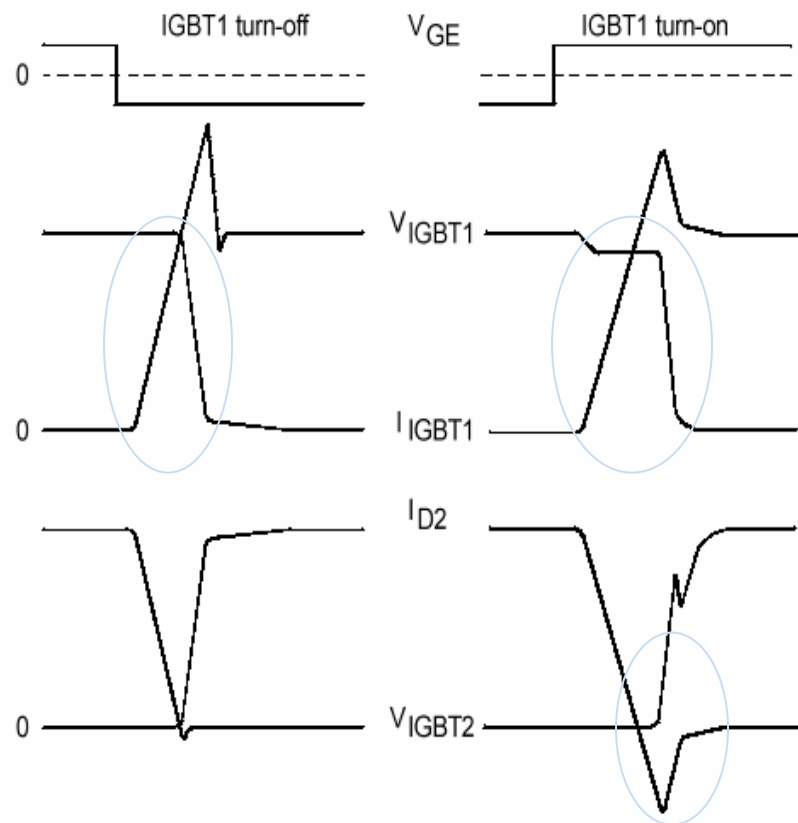
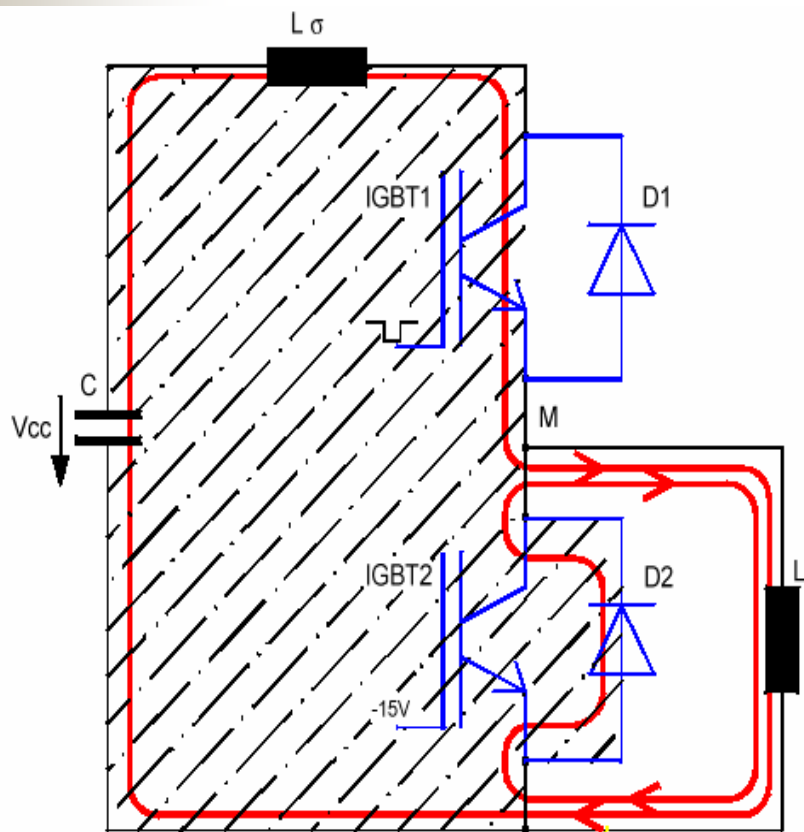
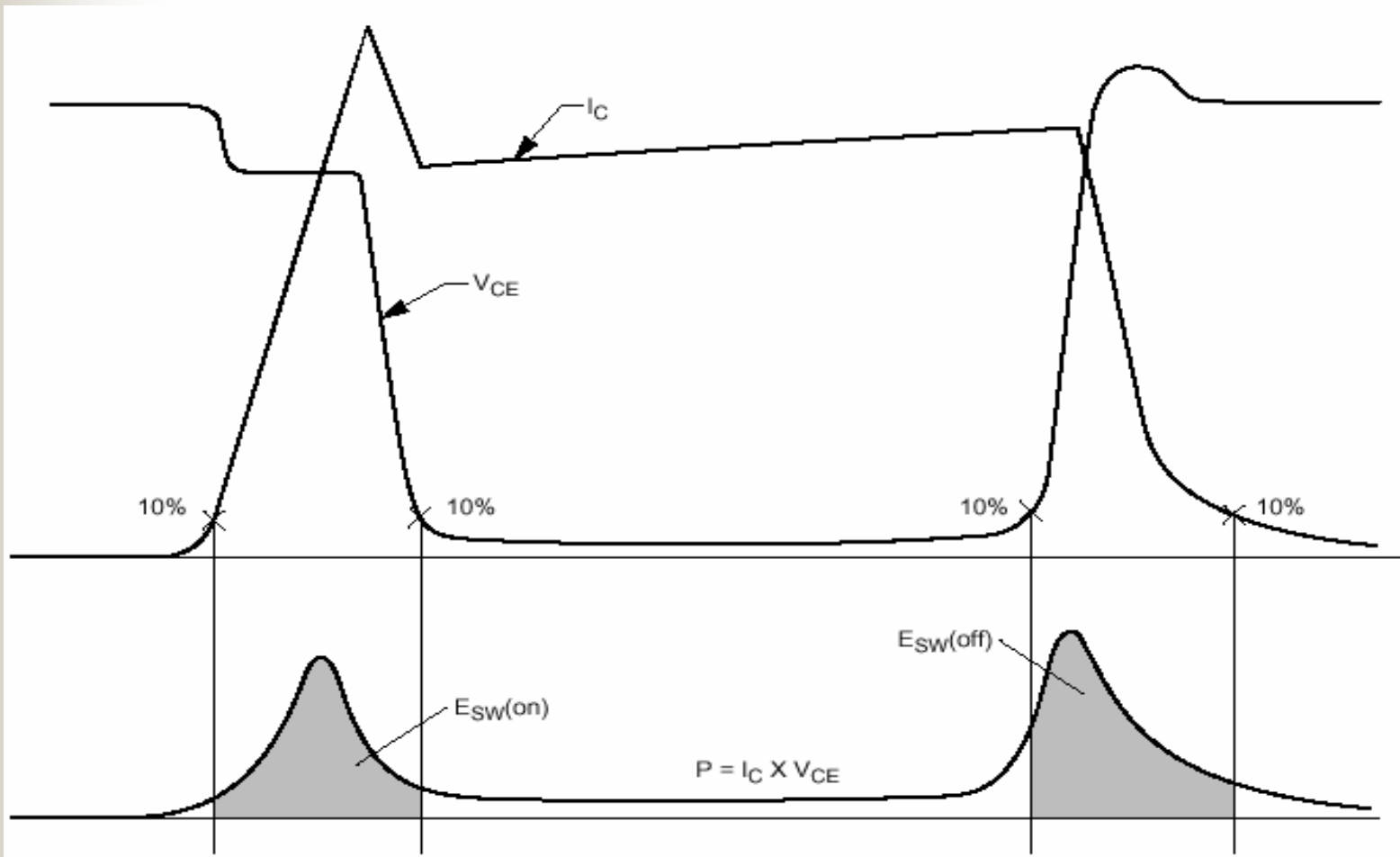


Fig.1: Half-bridge circuit with current and voltage waveforms when switching IGBT1

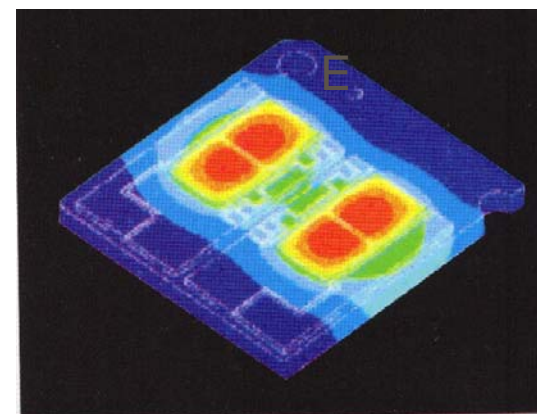
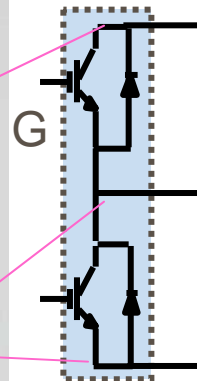
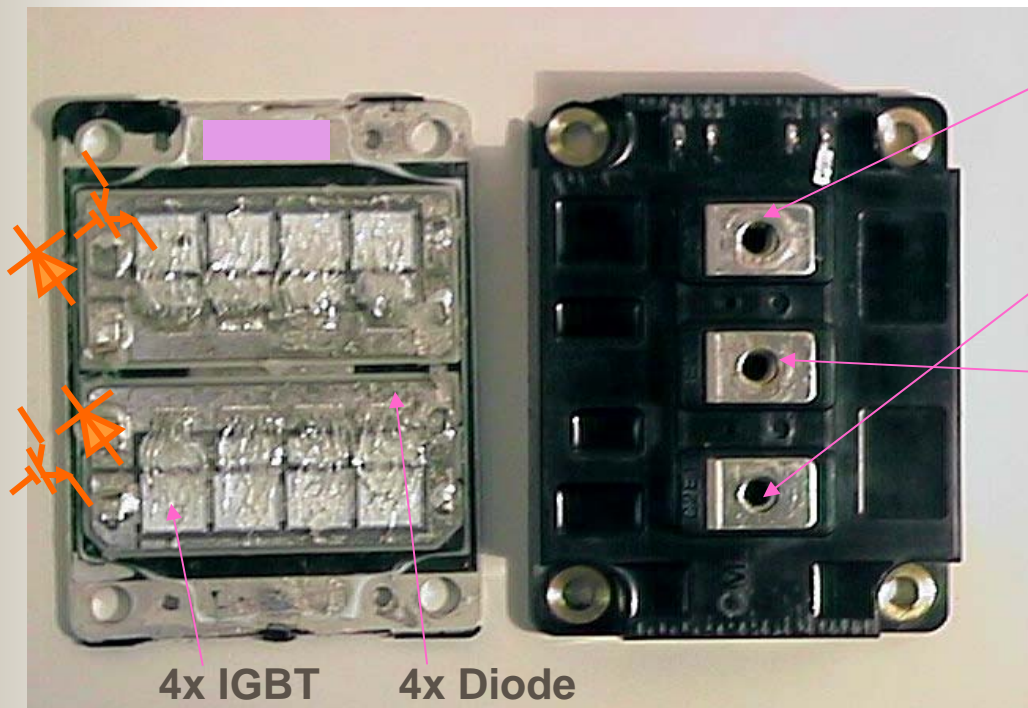
功率开关管的开关损耗(阴影部分)



硬开关的缺点 (Disadvantage)

1. 损耗大, 高频工作效率低; (发热)
2. 器件允许的电流电压不能充分利用;
(安全工作区)
3. 电磁干扰大. (di/dt 和 dv/dt)

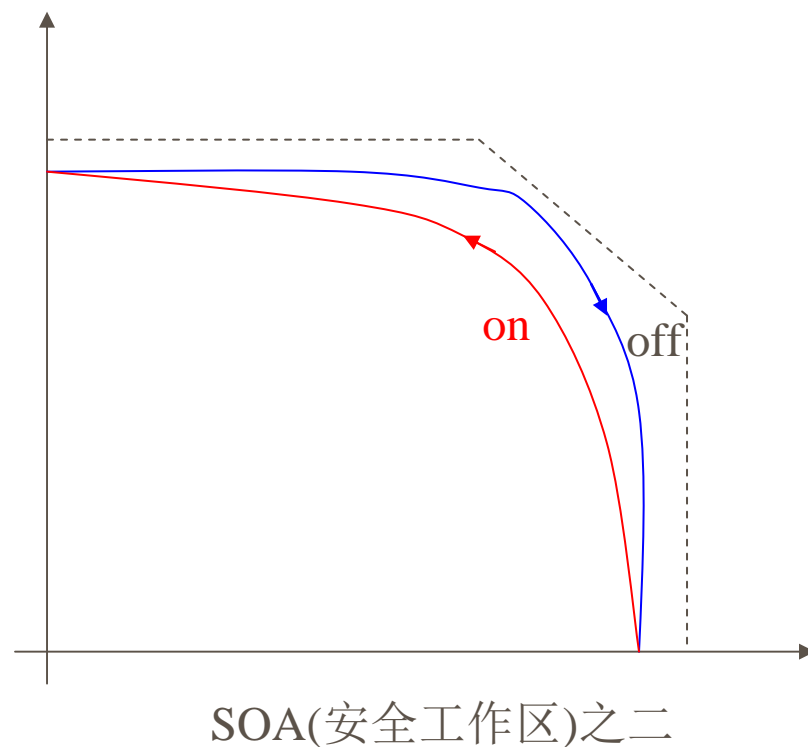
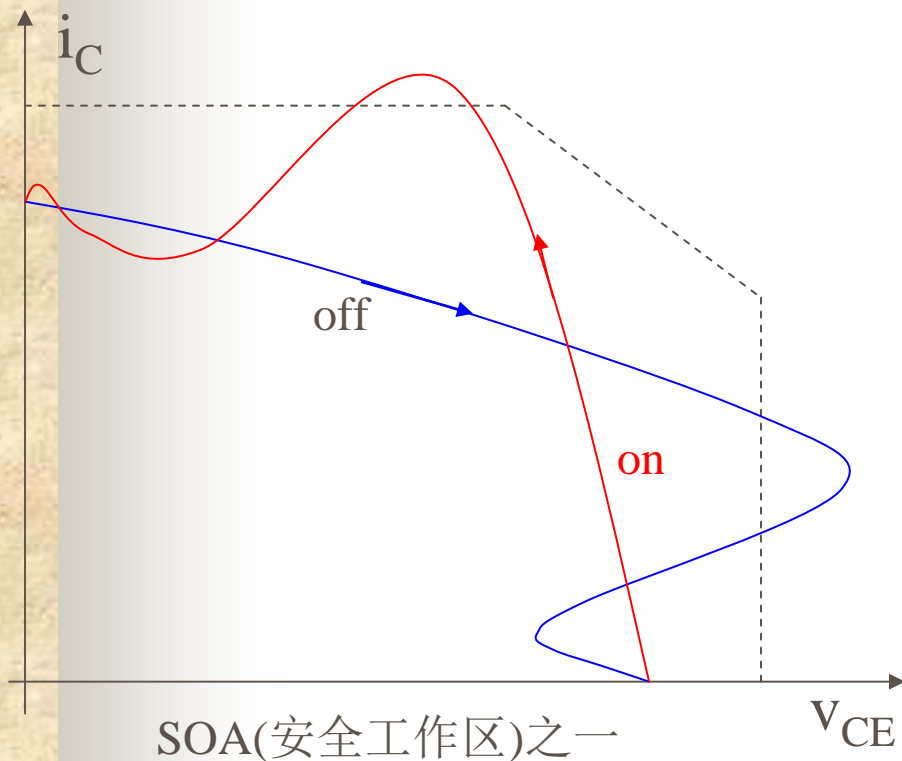
硬开关的缺点 1. 损耗大, 高频工作效率低; (发热)



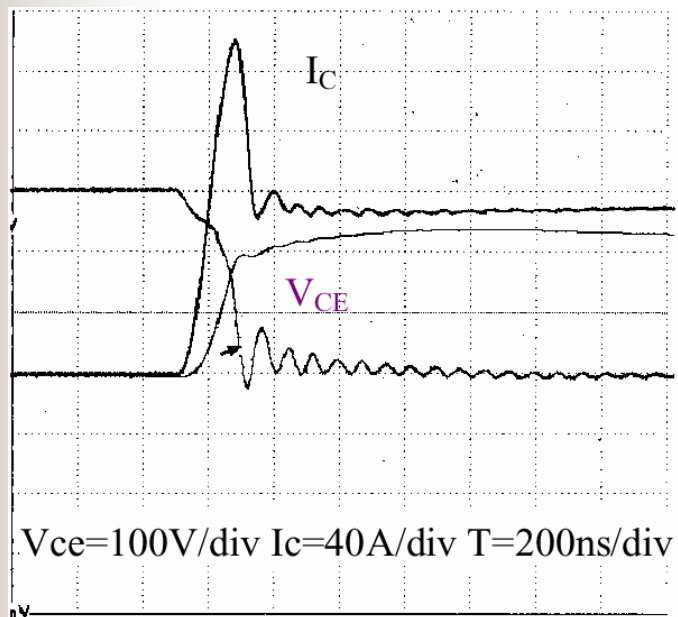
IGBT模块工作时内部热分布

硬开关的缺点

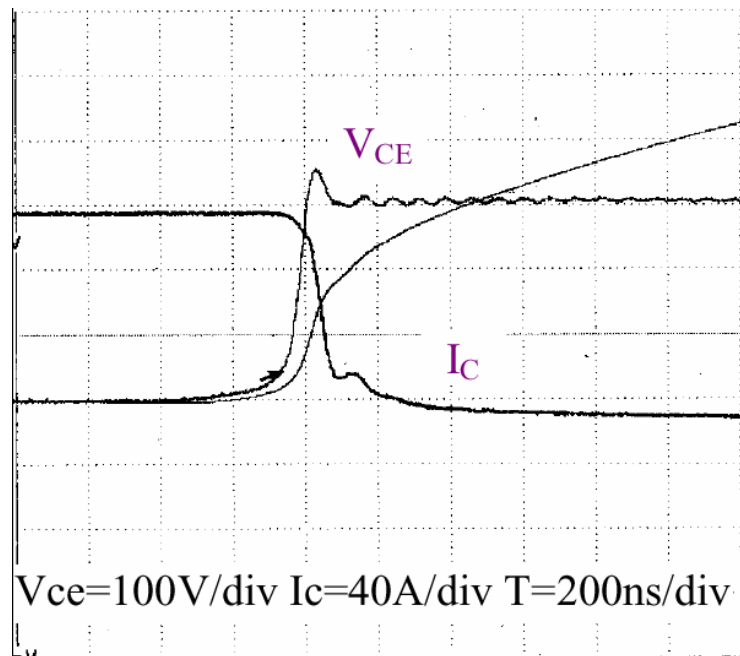
2. 器件允许的电流电压不能充分利用; (安全工作区)



硬开关的缺点 3. 电磁干扰大. (di/dt 和 dv/dt)



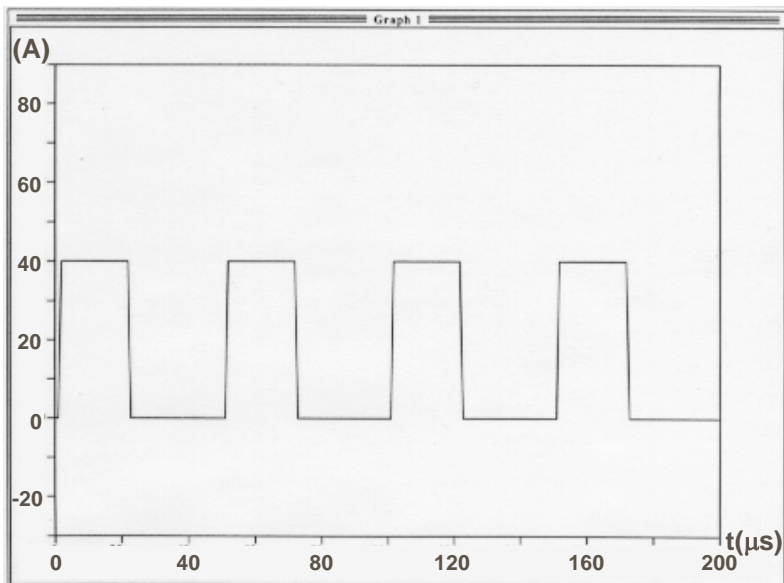
开通 di/dt



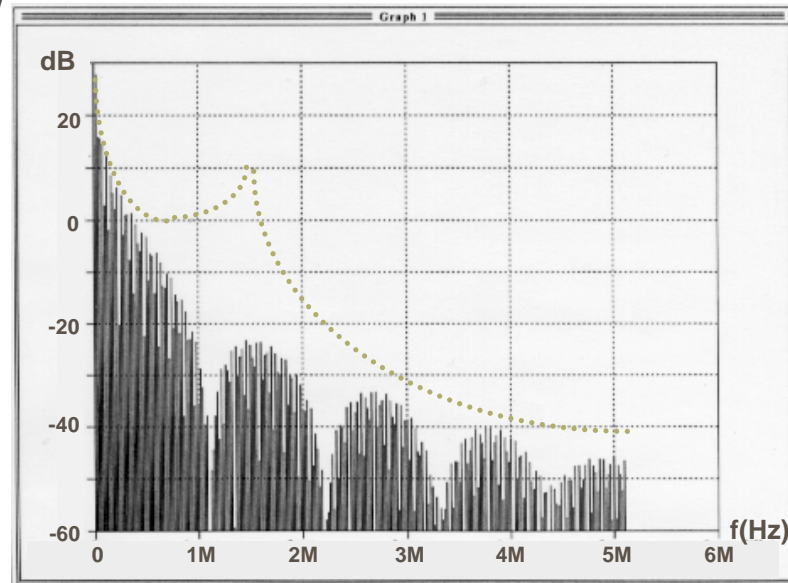
关断 dv/dt

软开关的波形 电磁干扰很小. (di/dt 和 dv/dt)

Soft Switching Waveforms

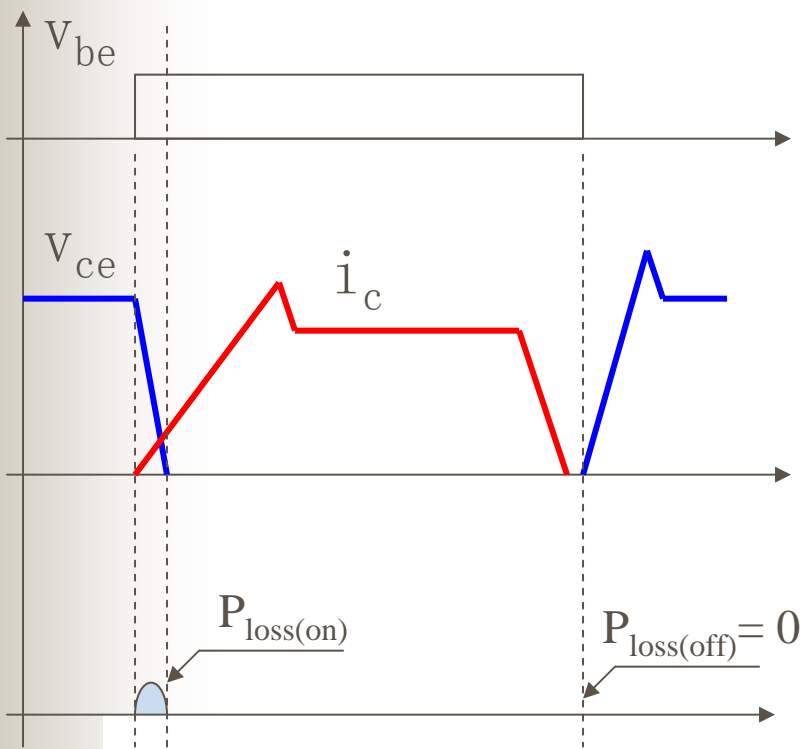
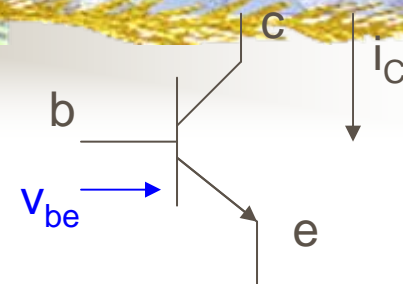


Current in the DC bus

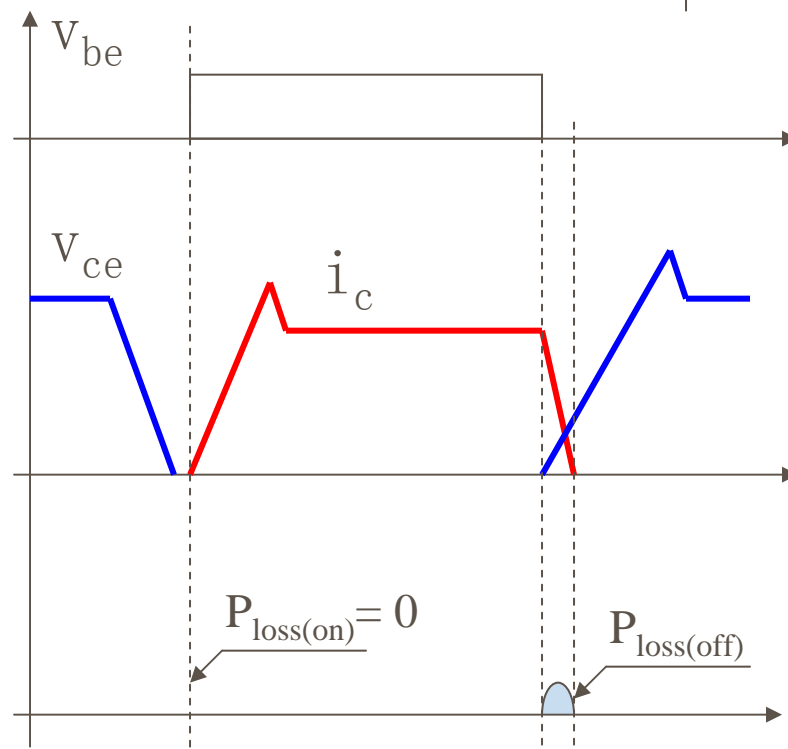


Frequency Spectrum

Soft-switching (软开关)概念图解

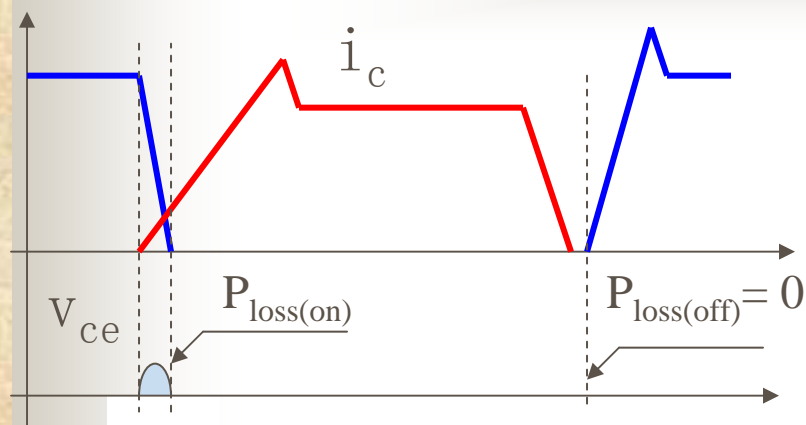


零电流开关

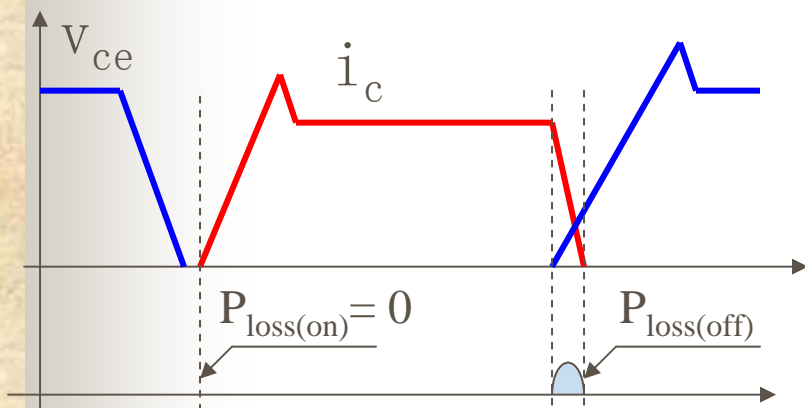


零电压开关

Soft-switching (软开关)概念



零电流开关



零电压开关

1. 零电流开关

在开关管开通时,使其电流保持在零,或限制电流的上升率,从而减少电流与电压的交叠区,称**零电流开通**;

在开关管关断前,使其电流减少到零,称**零电流关断**.

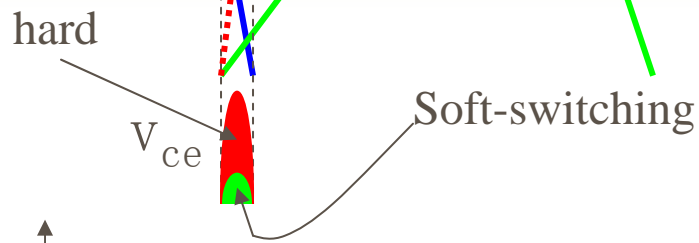
2. 零电压开关

在开关管关断时,使其电压保持在零,或限制电压的上升率,从而减少电流与电压的交叠区,称**零电压关断**;

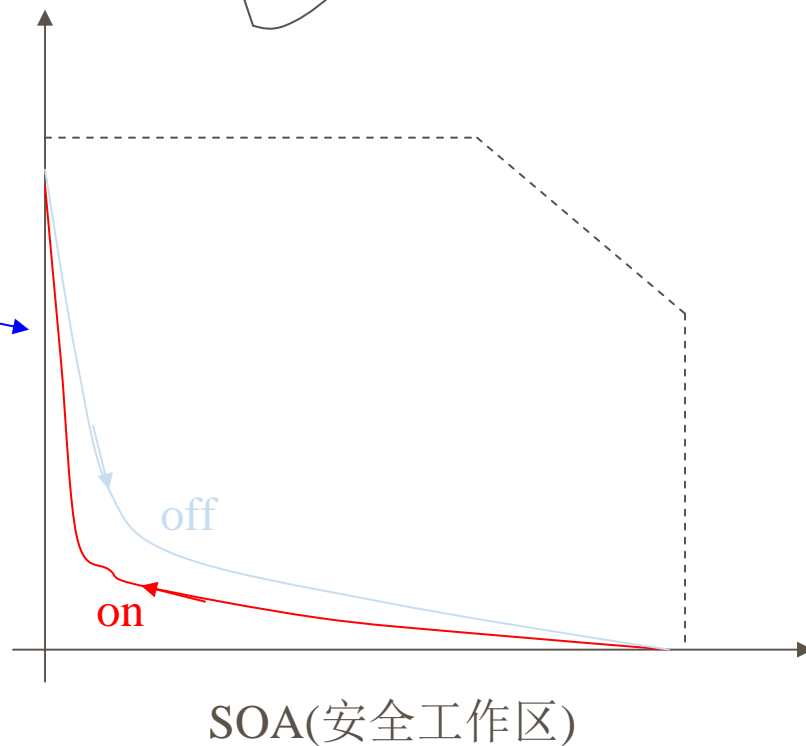
在开关管开通前,使其电压下降到零,称**零电压开通**.

Soft-switching (软开关)优点

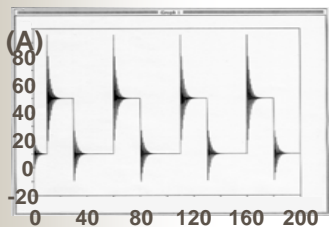
1. 开关损耗减小, 可高频化



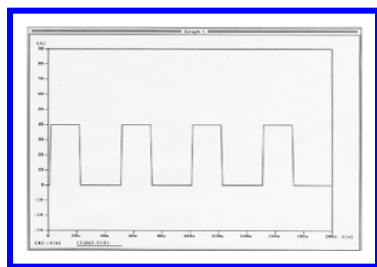
2. 器件的电压电流可得到较好利用(安全工作区)



3. 电磁干扰小



Hard switching



Soft switching

Soft-switching application ----- DC/DC converter



1. Space shuttle converter

2. Compatible equipment converter

---- Cellular phone

---- notebook computer

---- etc

软开关的实现方式(按增加的元器件来分)

✦ 一. 无源网络实现 (增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D)

---- 能量回馈式吸收电路

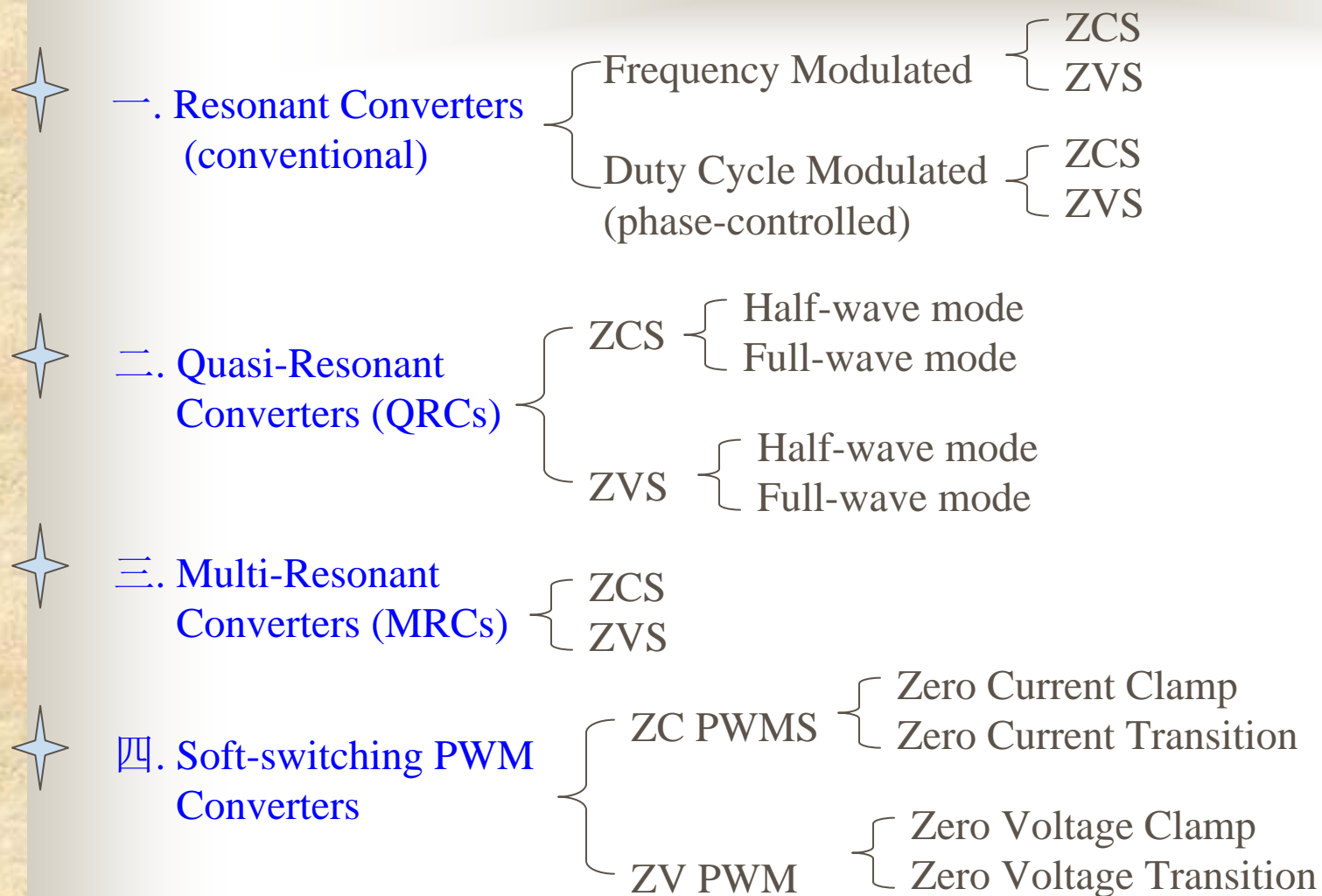
---- 谐振式变换器\准谐振变换器\多谐振变换器

✦ 二. 有源网络实现(增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D, 辅助开关管 S_a)

---- ZVS(零电压开关)\ZCS(零电流开关) PWM converter

---- ZVT(零电压转移)\ZCT(零电流转移) PWM converter

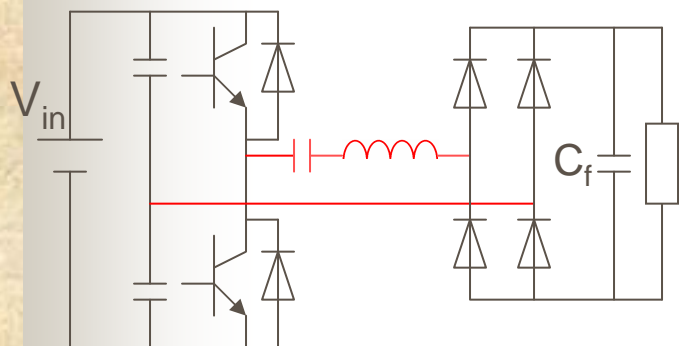
软开关的实现方式(按谐振方式来分)



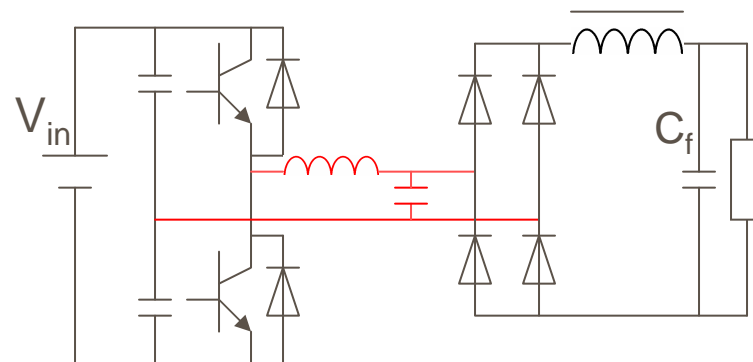
软开关的实现方式

一. 无源网络实现 (增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D)

---- 谐振式变换器\准谐振变换器\多谐振变换器



串联负载串联谐振变换器



并联负载串联谐振变换器

还有并联谐振电路, 这儿略。

软开关的实现方式

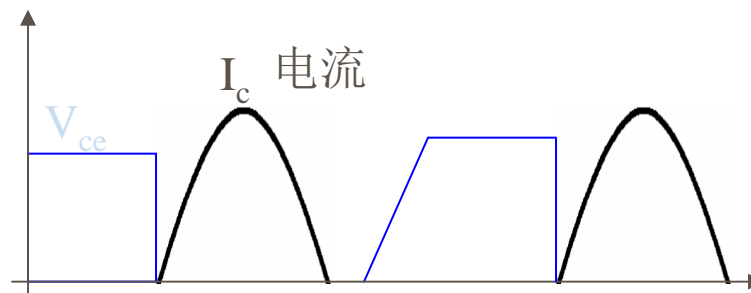
一. 无源网络实现 (增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D)

---- 谐振式变换器\准谐振变换器\多谐振变换器

1. Zero-current-switched quasi-resonant converters

零电流开关

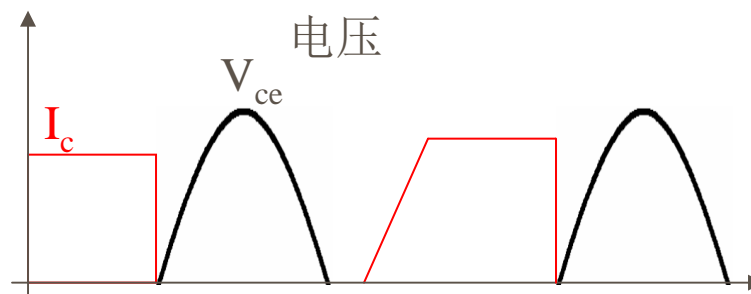
- 电流正弦, 使得开关可在零电流条件下闭合或断开;
- 电压和电流波形无重叠



2. Zero-voltage-switched quasi-resonant converters

零电压开关

- 电压正弦, 使得开关可在零电压条件下闭合或断开;
- 电压和电流波形无重叠



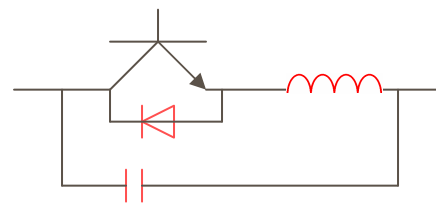
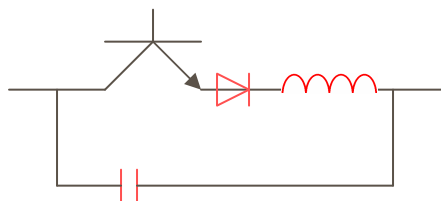
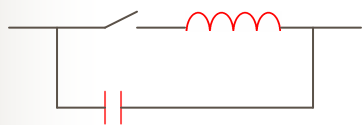
软开关的实现方式

一. 无源网络实现 (增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D)

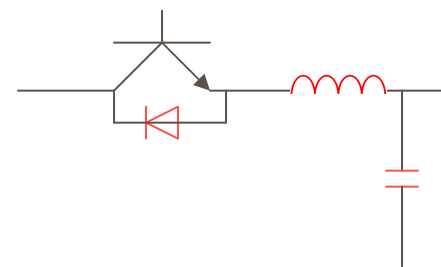
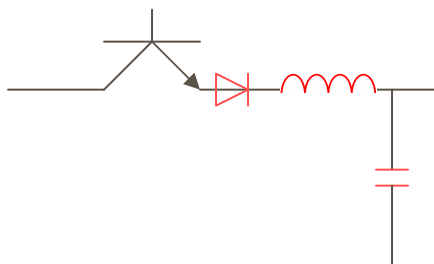
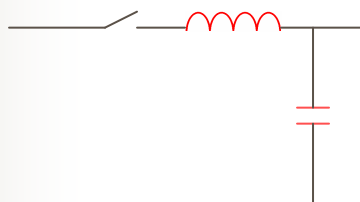
---- 谐振式变换器\准谐振变换器\多谐振变换器

1. Zero-current-switched quasi-resonant converters

M型



L型



concept

Half-wave

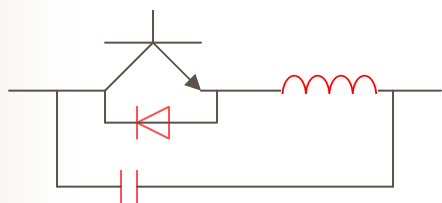
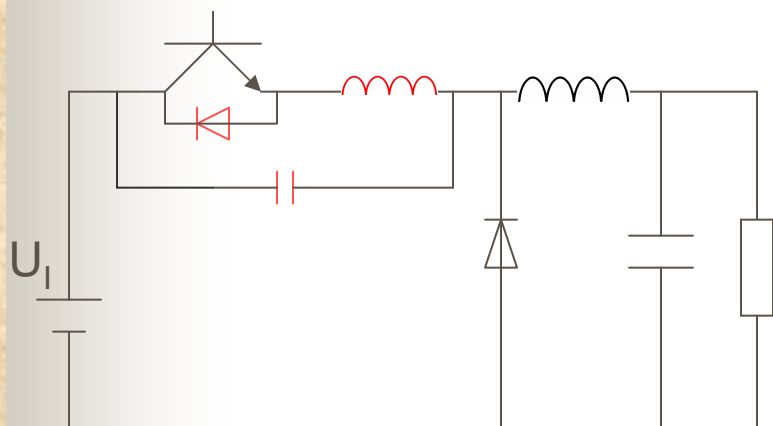
Full-wave

软开关的实现方式

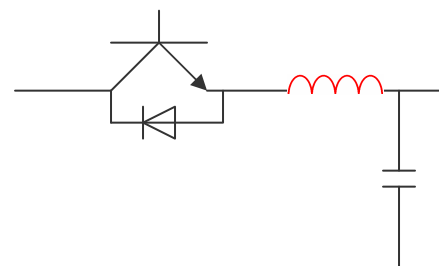
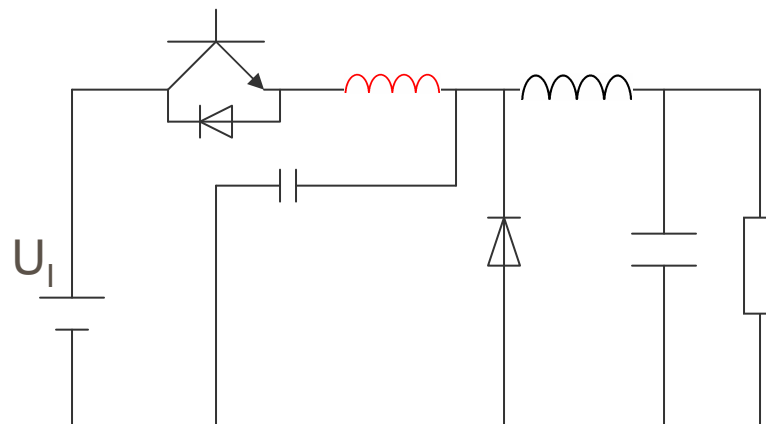
一. 无源网络实现 (增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D)

---- 谐振式变换器\准谐振变换器\多谐振变换器

Applications



Full-wave



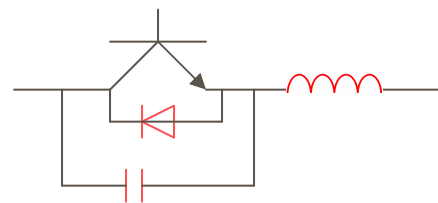
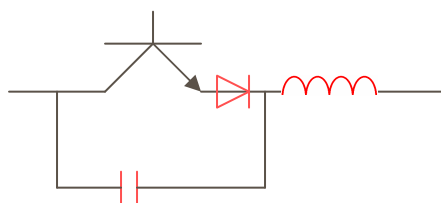
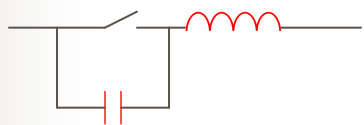
软开关的实现方式

一. 无源网络实现 (增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D)

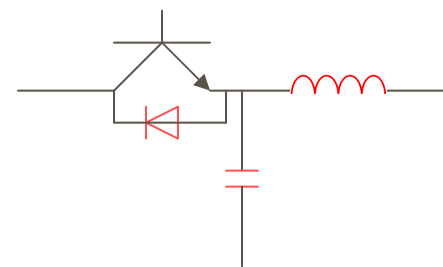
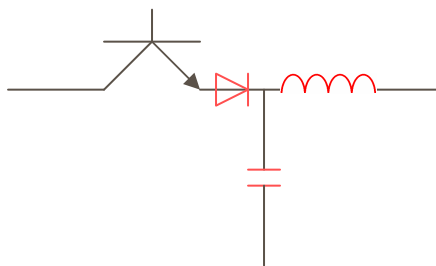
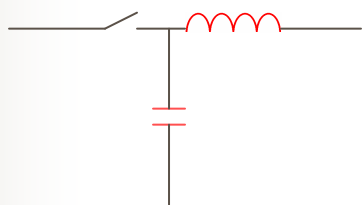
---- 谐振式变换器\准谐振变换器\多谐振变换器

2. Zero-voltage-switched quasi-resonant converters

M型



L型



concept

Half-wave

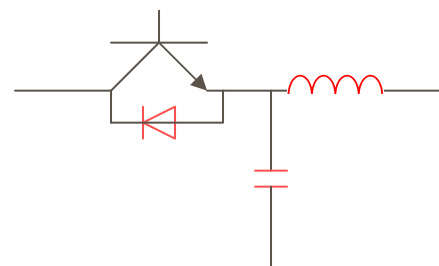
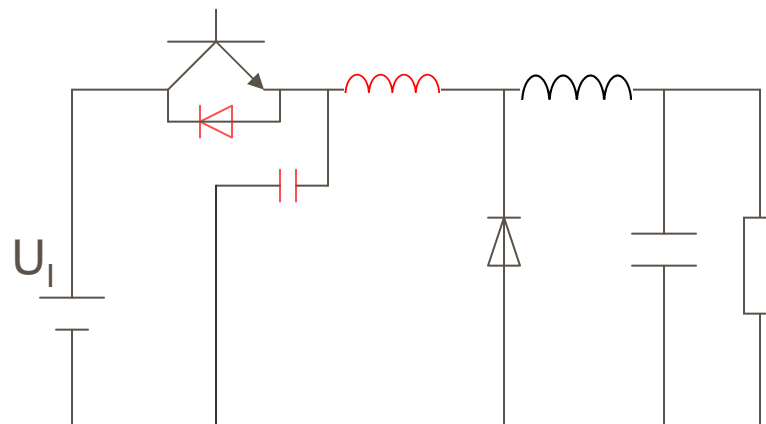
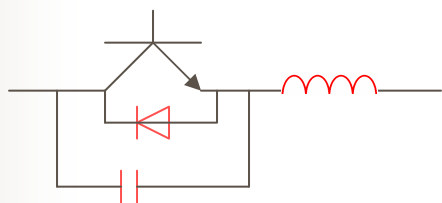
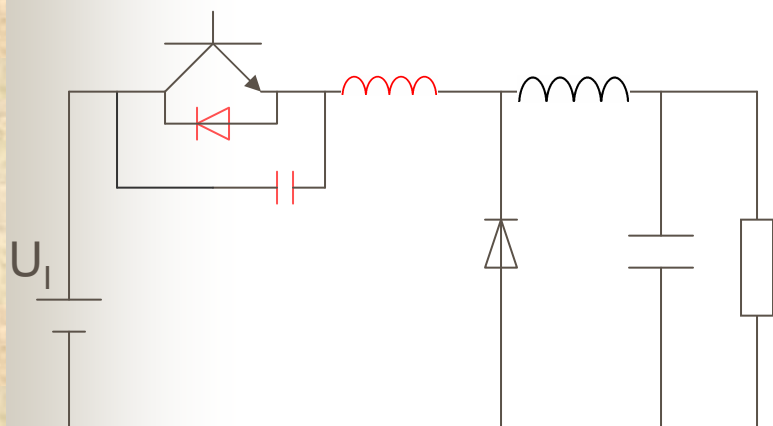
Full-wave

软开关的实现方式

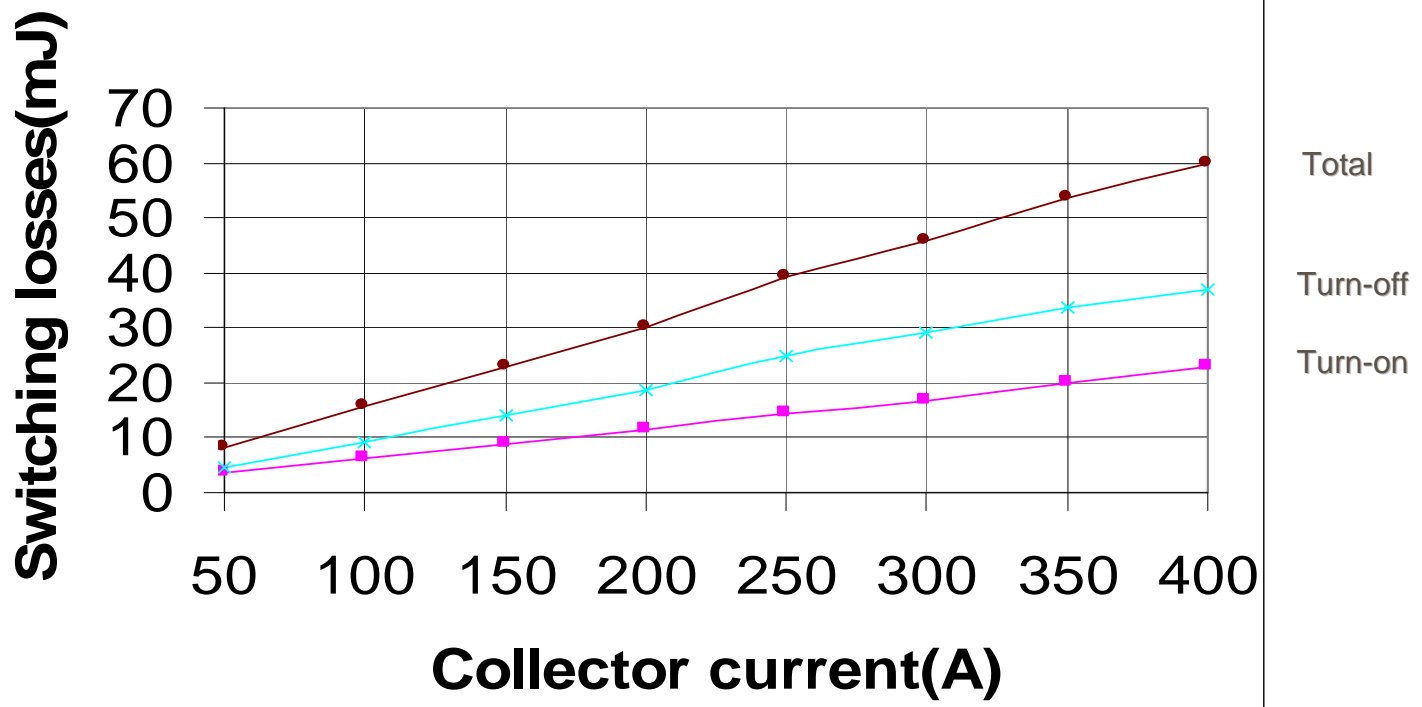
一. 无源网络实现 (增加元器件为电感L, 电容C, 二极管D)

---- 谐振式变换器\准谐振变换器\多谐振变换器

2. Zero-voltage-switched quasi-resonant converters Full-wave

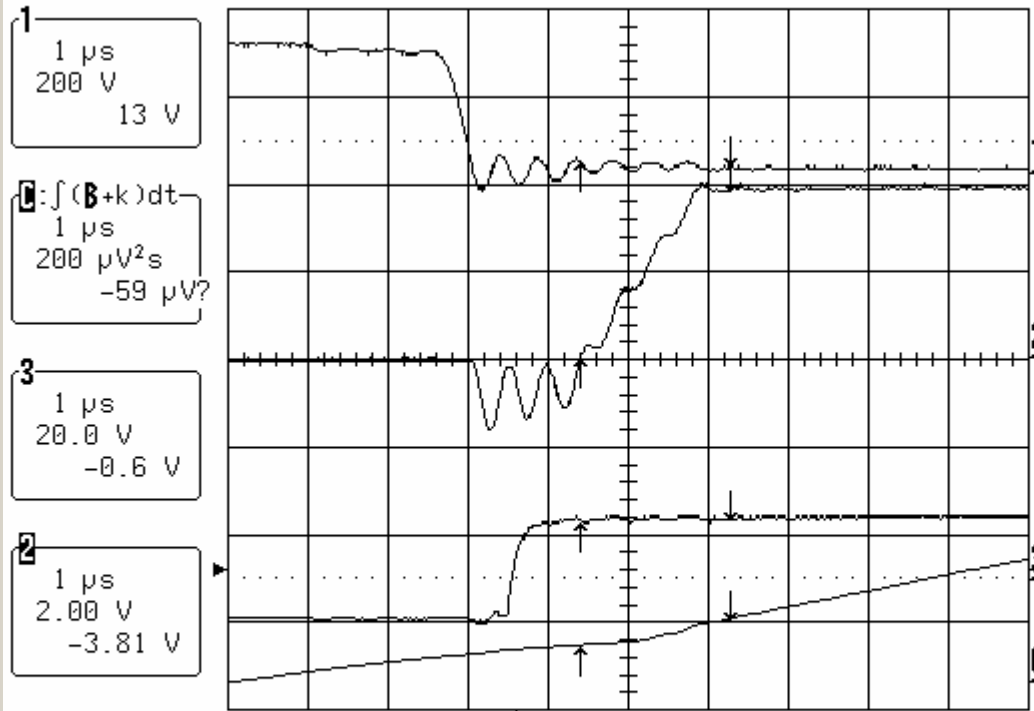


Testing Results of Hard Switching



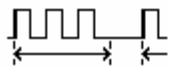
ZVS turn-on @Ic=400A Cr=0.1u Lr=0.9u

21-Feb-98
4:05:07



1 μs

1	2	V	DC	∞
2	2	V	DC	
3	2	V	DC	∞
4	.5	V	DC	



3 DC 2.4 V
H'OFF

3 evts

STOPPED

Vce of main switch(200V/div)

Ic of main switch(200A/div)

Main gate

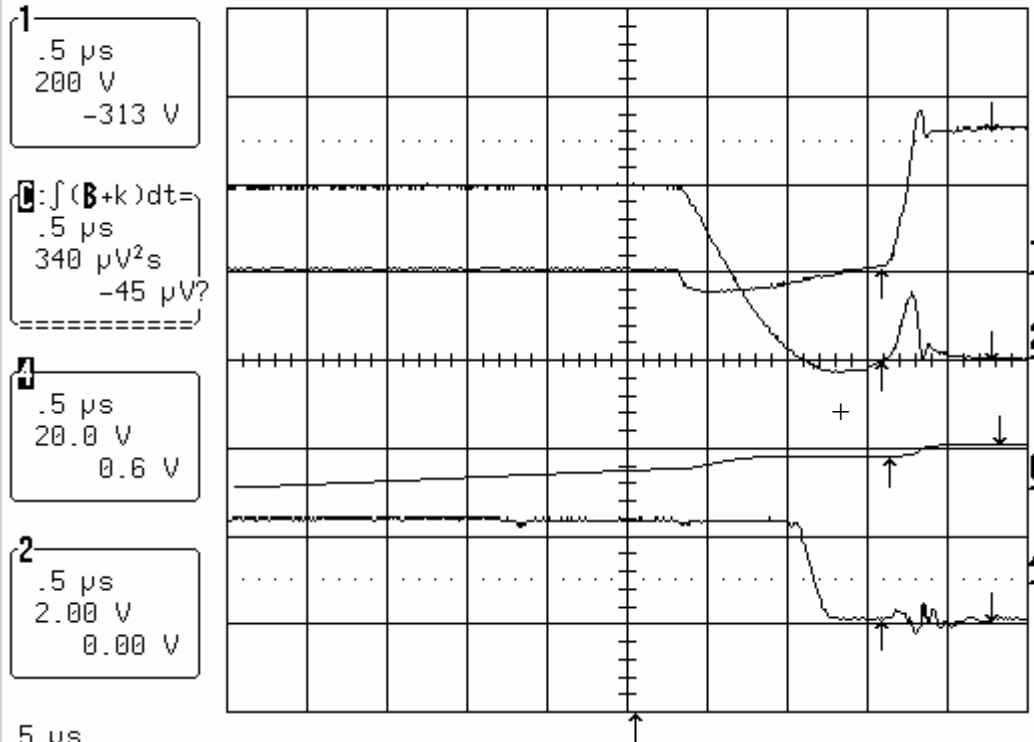
Eon(200uj/div)

7mj

500 MS/s

ZCS turn-off @Ic=400A Cr=1.3u Lr=0.1u

17-Feb-98
22:56:41



Vce of main switch(200V/div)

Ic of main switch(200A/div)

E_{off} (34mJ/div)
12mJ

Main gate(20V/div)

.5 μ s

- 1 2 V DC \times_{100}
- 2 2 V DC
- 3 2 V DC \times_{10}
- 4 2 V DC \times_{10}

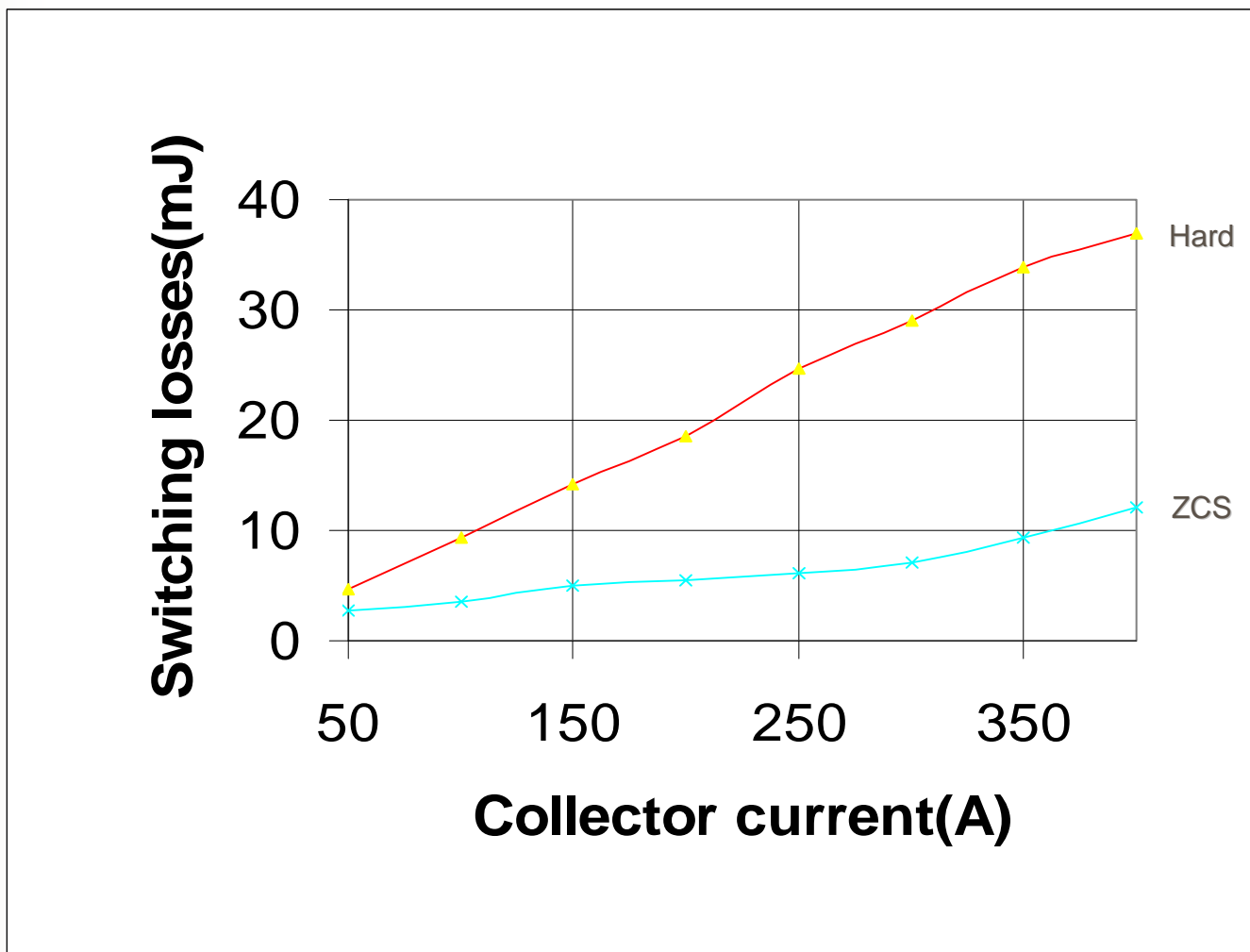
Δt -685 ns $\frac{1}{\Delta t}$ -1.460 MHz

500 MS/s

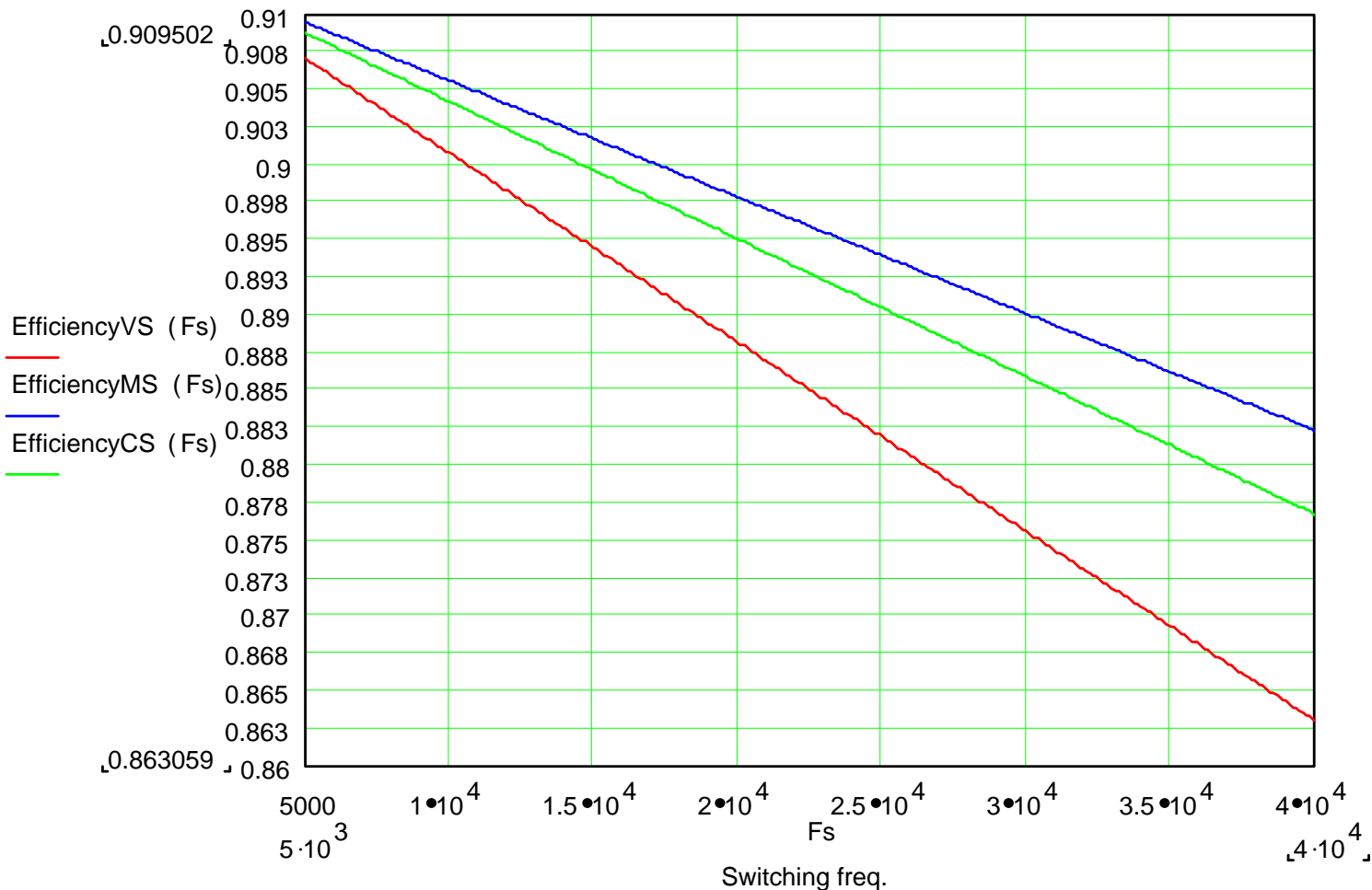
3 DC -6.0 V
H'off 50 ns

STOPPED

Testing Results of Turn-off Loss for Hard & ZCS(Cr=1.3u Lr=0.1u)



Efficiency comparison between ZCS , ZVS and Improved ZCS



Imp. ZCS&SVM

ZCS&SVM

ZVS&SVM

● Imp. ZCS & SVM inverter is most favorable

开关损耗与吸收回路

在硬开关电路的开关中，存在三种损耗：

- (1) 开通时，由续流二极管的反向恢复电流引起的浪涌电流，会导致较大的导通损耗；
- (2) 开通时，MOSFET的寄生结电容放电会引起损耗；
- (3) 关断时，MOSFET的结电容电压的快速增加，会导致较大的关断损耗。

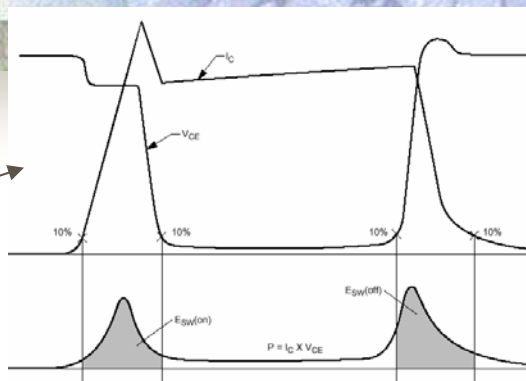
一、开关损耗(switch loss)的组成

开关功耗 P_S
(switching loss)
对感性负载

$$P_S = \frac{U_d I_M}{2} (t_{on} + t_{off}) f_S$$

对阻性负载

$$P_S = \frac{U_d I_M}{6} (t_{on} + t_{off}) f_S$$



通态功耗 P_{ON}

$$P_{ON} = I_C U_{on} D_y$$

$$P_{ON} = I_{DS}^2 R_{DS} D_y \quad \text{for MOSFET}$$

有电导调制效应的器件 I_c 上升 U_{on} 不见得上升

断态损耗 P_{OFF} 一般忽略

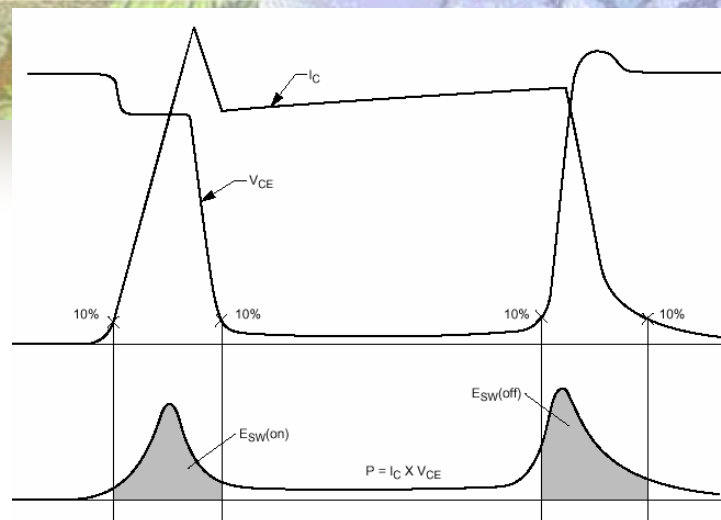
驱动损耗 P_{GATE} 根据不同器件确定

MOSFET、IGBT等压控器件的驱动损耗要小于电流型驱动器件

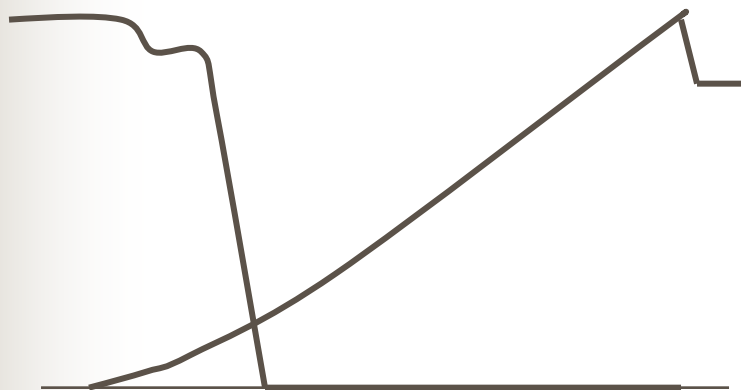
吸收回路的损耗 根据具体的吸收回路及其参数而定

开通和关断损耗

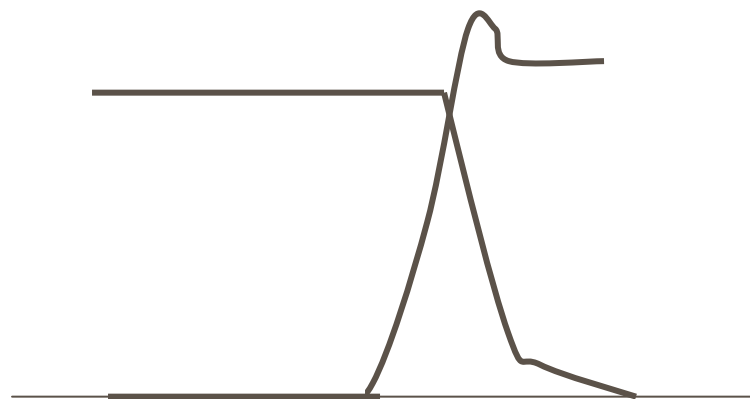
除了buck变换器外，有如下情况。通常考虑关断损耗的转移。

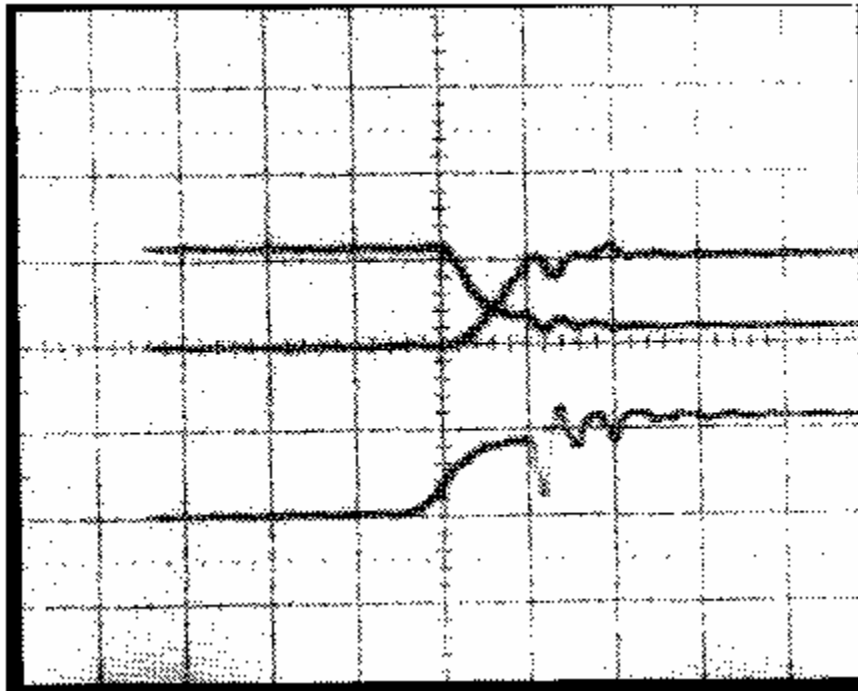


开通损耗 (有电感或漏感)



关断损耗

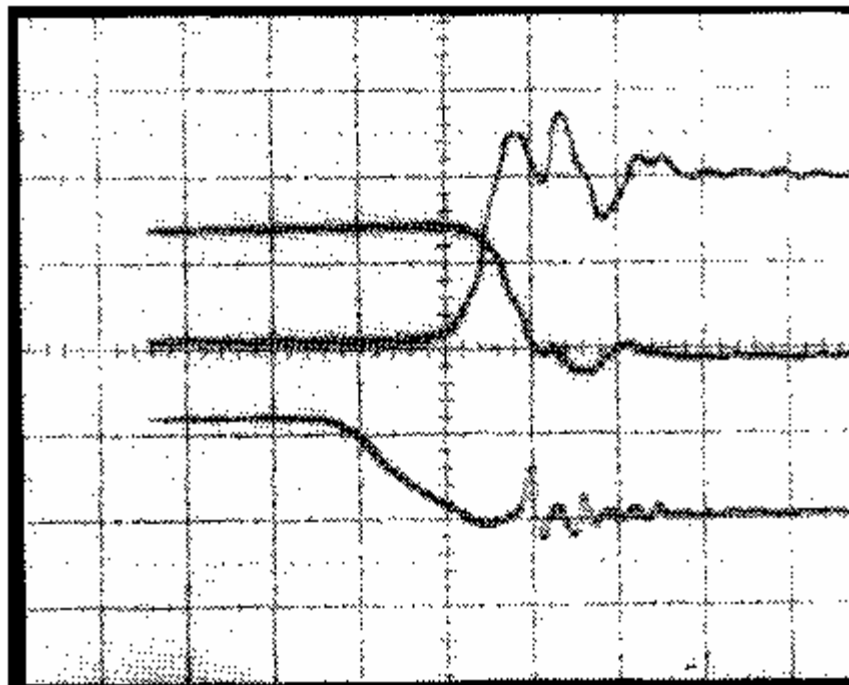




Rising current = 5 A, 0.1 μ s/cm
Falling V_{ds} = 50 V, 0.1 μ s/cm

V_{gs}

Overlap of rising drain current and falling V_{ds} voltage at turnon
at V_{dc} = 48 Volts, R_5 = 0.597, R_{13} = 5 Ω



Rising $V_{ds} = 50$ Volts, $0.1 \mu\text{s/cm}$

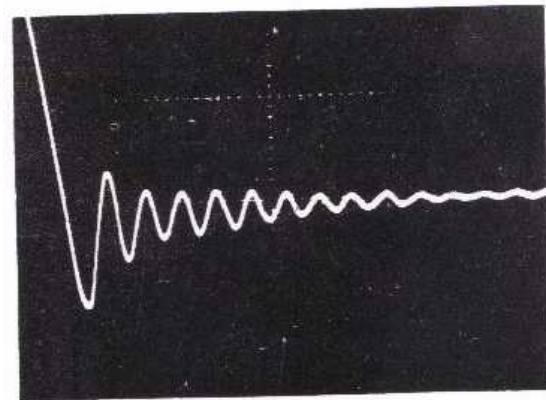
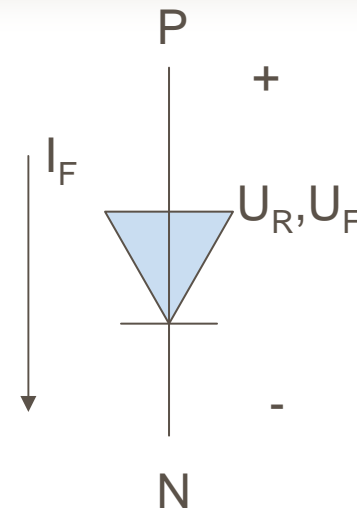
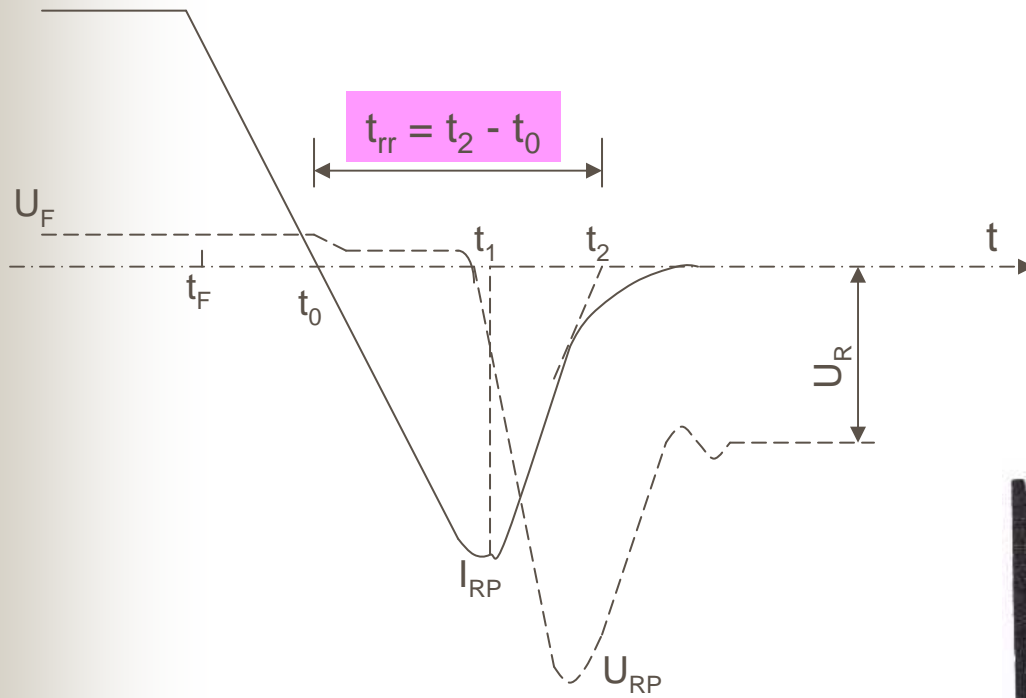
Falling drain current
 5 A , $0.1 \mu\text{s/cm}$

$V_{gs} = 10 \text{ V}$, $0.1 \mu\text{s/cm}$

Overlap of falling drain current and rising V_{ds} voltage at turnoff

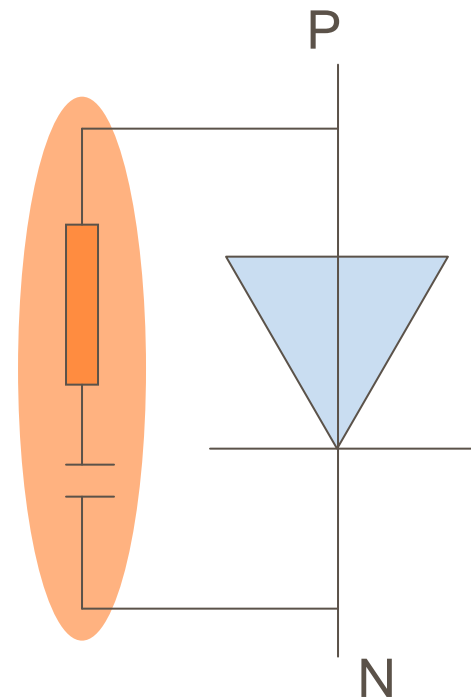
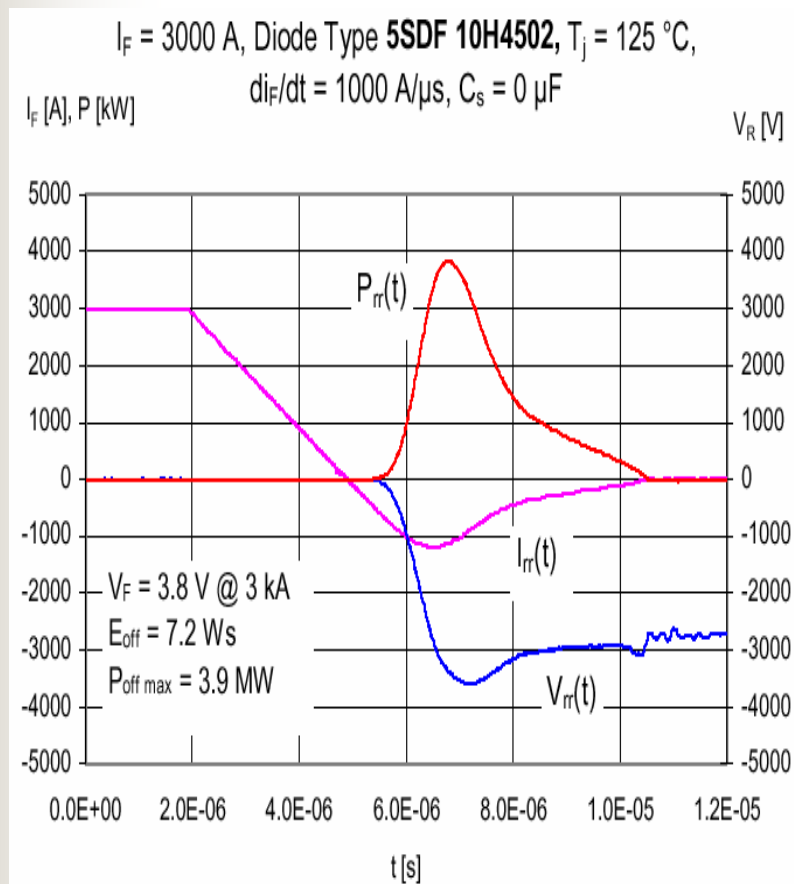
二、二极管的关断损耗

D的损耗在高频下是重要的损耗



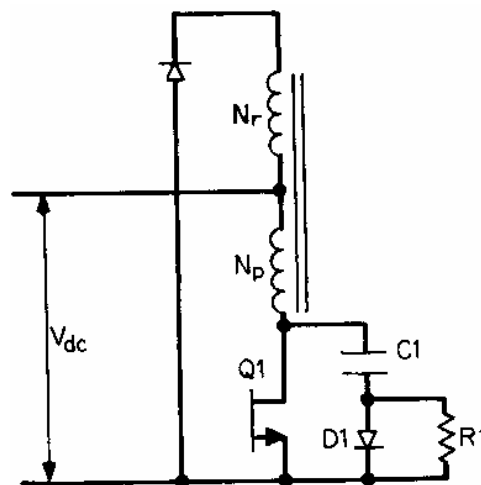
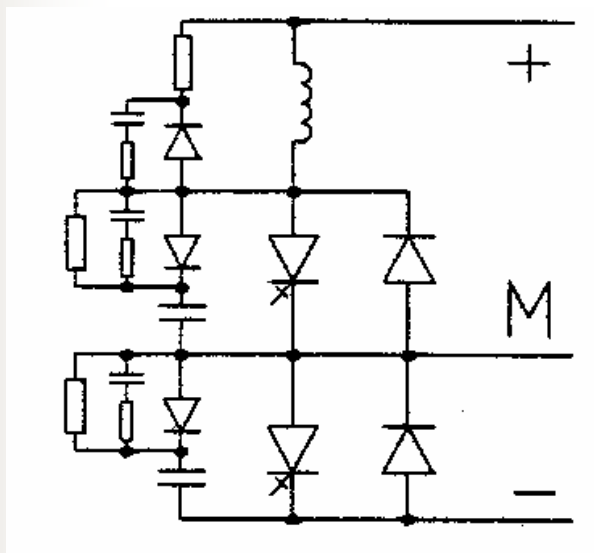
三、吸收回路

IGBT逆变器中二极管的关断过程

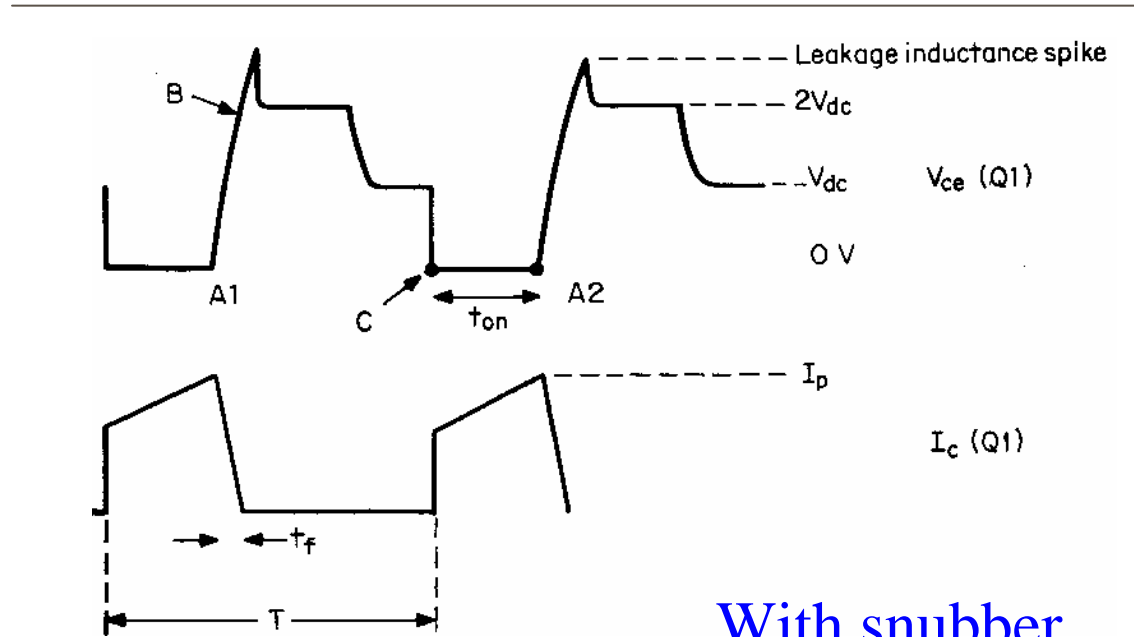
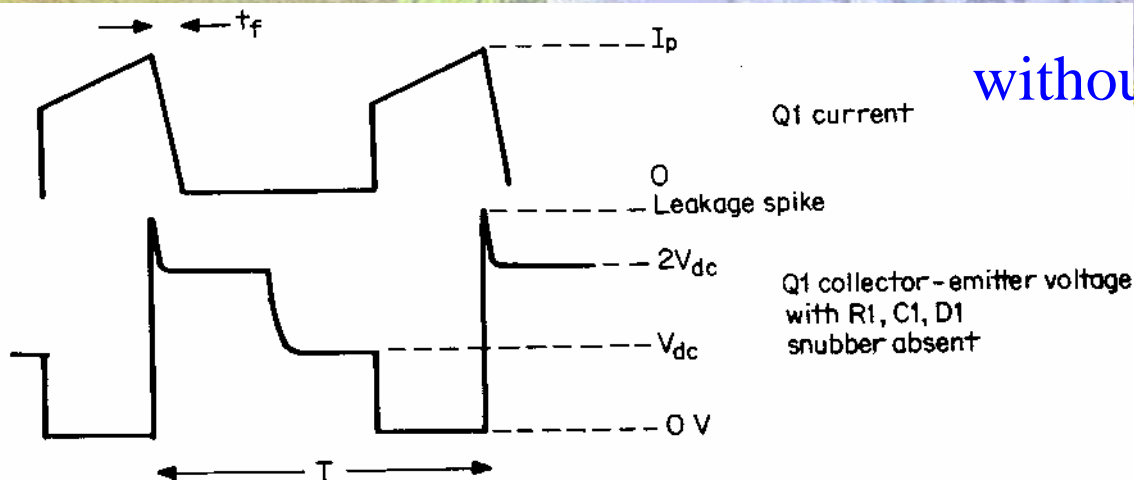
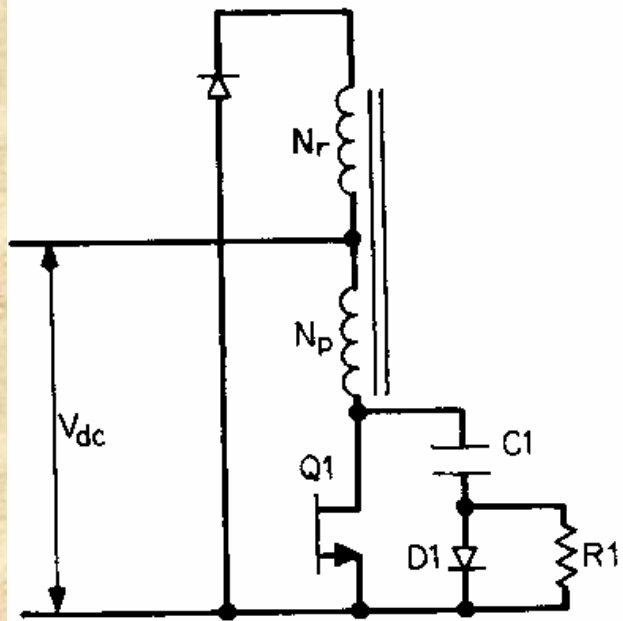


1. RCD snubber

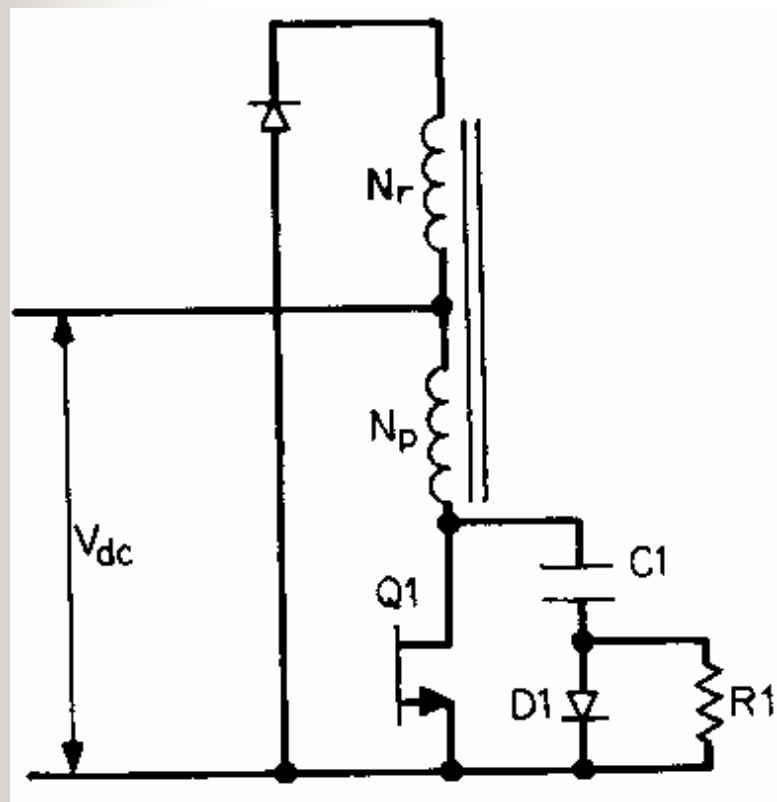
在关断时加吸收回路后抑制了器件两端电压的上升率，减小了关断损耗。



1. RCD snubber



2. 电容 C_1 的计算

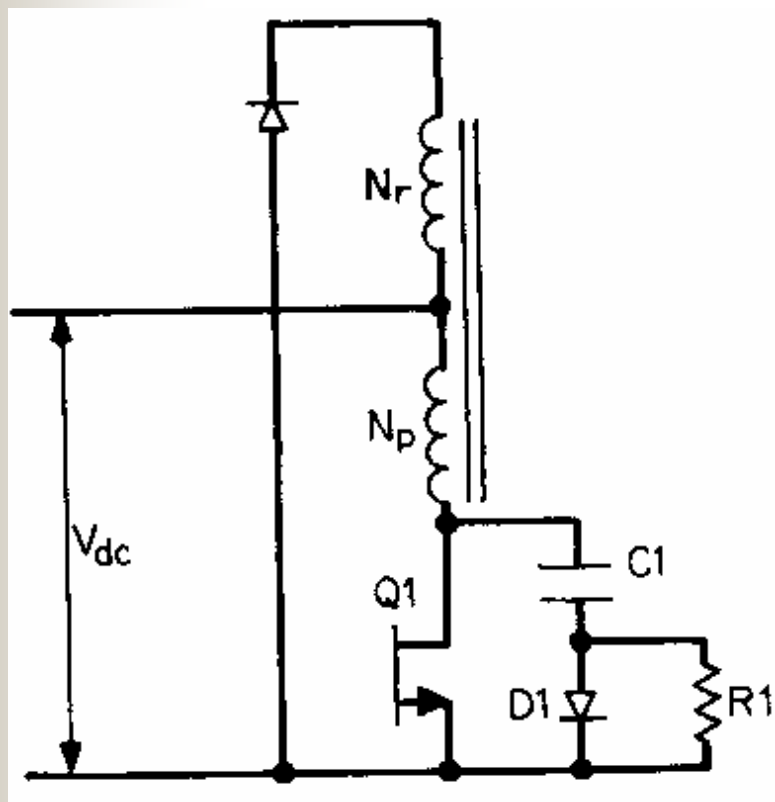


$$C_1 = \frac{I_p}{2} \frac{t_f}{2V_{dc}}$$

关断时间

关断时承受的最大电压

3. 电阻 R_1 的计算



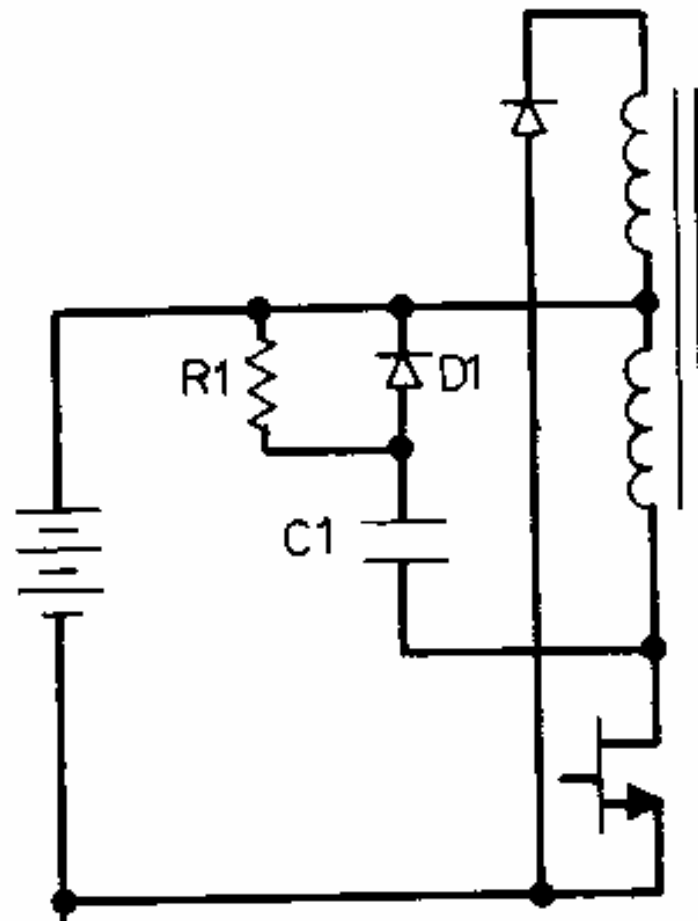
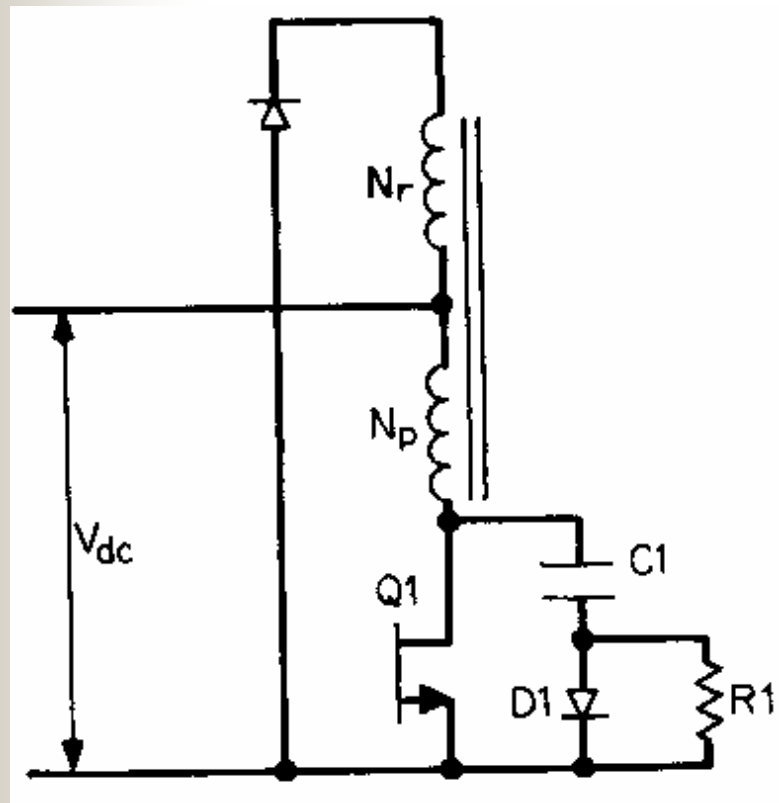
$$3C_1R_1 = t_{ON}$$

通态时间

电阻 R_1 上的功耗

$$P_{R_1} = \frac{1}{2} C_1 V^2 f = \frac{C_1 (2V_{dc})^2}{2T}$$

3. RCD snubber 的等效接法



无源无损缓冲电路的结构原理

针对硬开关电路的上述损耗构成，一个基本的无源无损缓冲电路一般都包含三个功能回路：

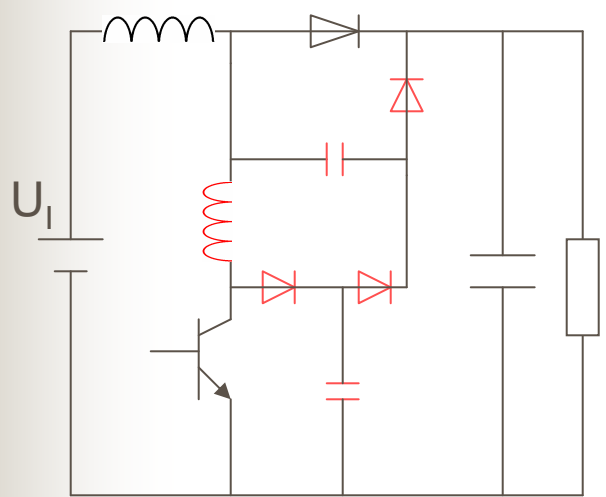
- (1) 开通缓冲回路，通常是在主开关管上串联一个限流电感器 L ；
- (2) 关断缓冲回路，通常是在主开关管上并联一个吸能电容器 C ；
- (3) 馈能回路，通常是用一个隔离二极管将能量回馈给电源或负载。

无源无损缓冲电路的三功能回路结构特点，虽然无法象有源软开关方案那样，在超前或滞后主开关的控制时序下吸收能量或供给能量，以创造出真正的ZVS或ZCS条件，但它通过将开关期间的电压与电流波形错开，使二者的重叠面积最小，可以显著降低开关损耗。

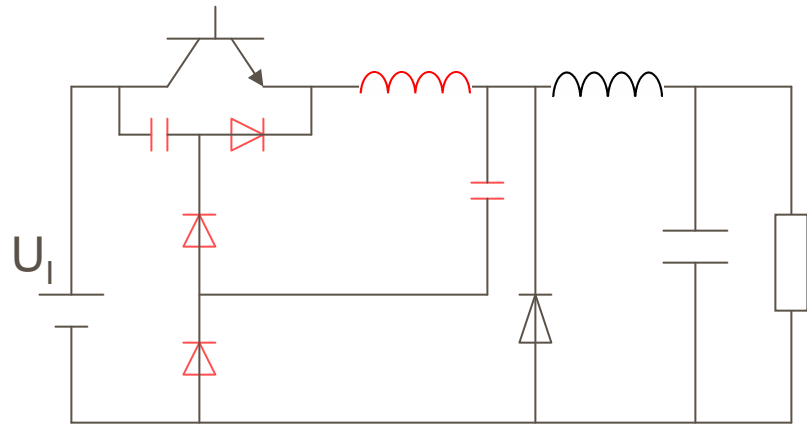
考虑到无源无损缓冲电路没有引入辅助有源器件，和其它软开关方案相比，它没有增加额外的辅助有源器件损耗，因此，在同样的开关损耗功率降低情况下，无源无损缓冲电路可以获得更高的效率提高。

4. Nondissipative snubbers

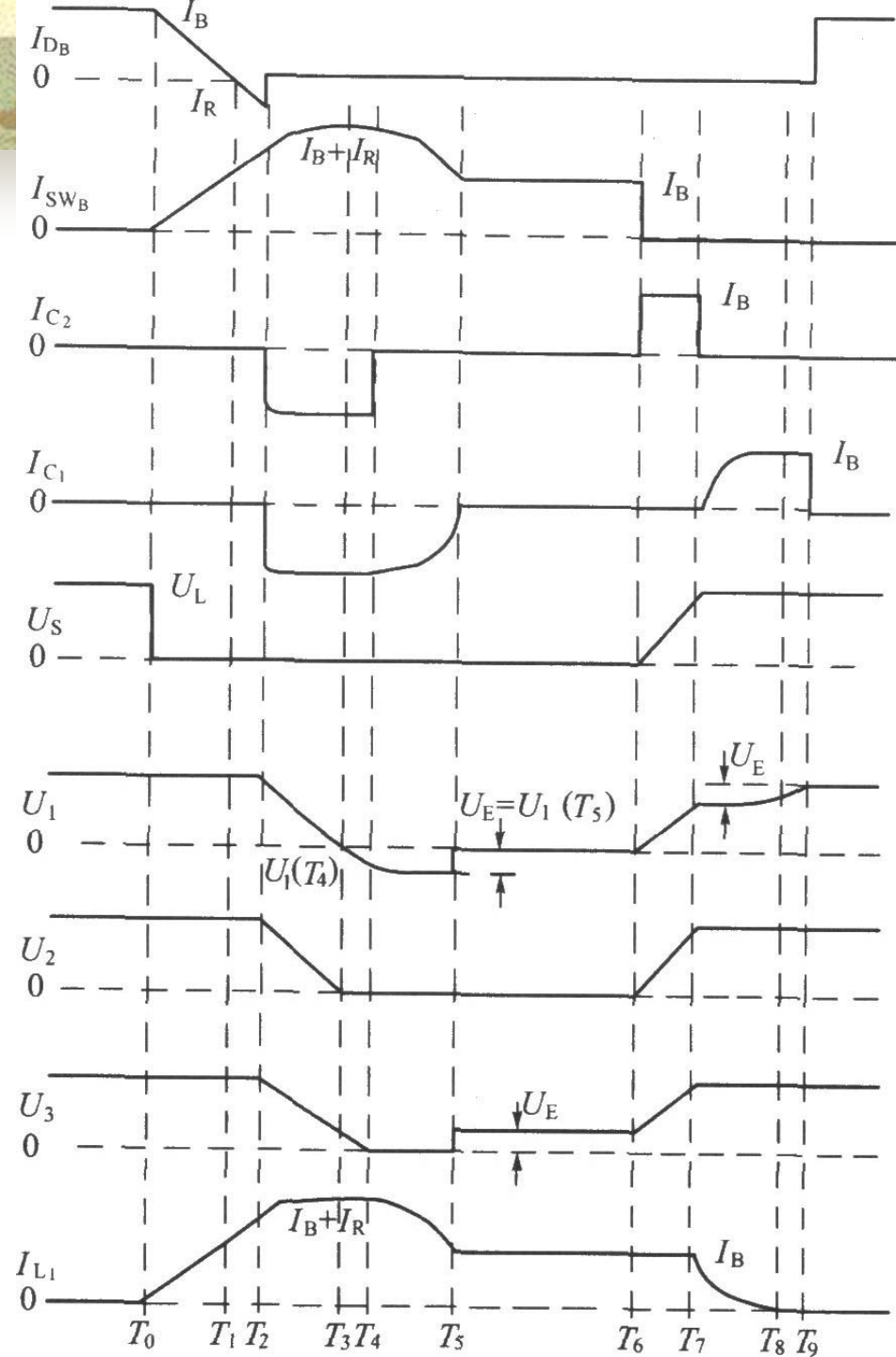
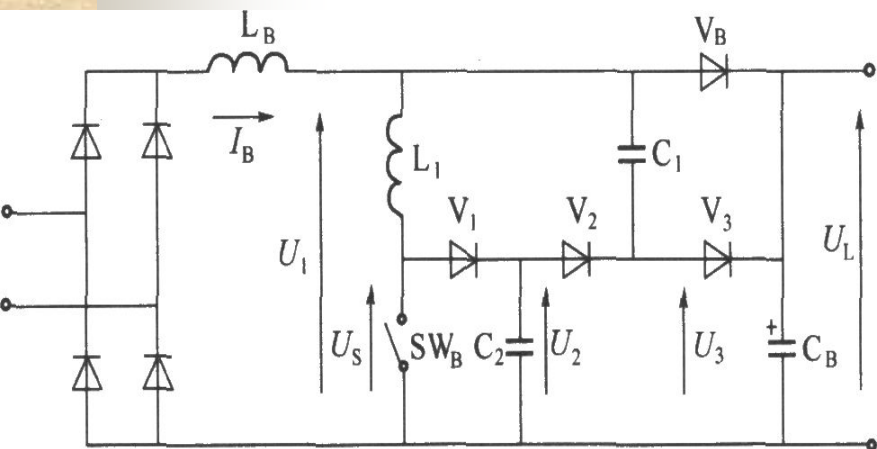
Energy-recycle



Boost converter



Buck converter



图给出了这种技术的典型电路，这是一个AC / DC阶段的电路原理图，输入交流电经整流滤波后，成为直流电压 V_1 ，再通过一个功率开关升压电路输出一个高电压 V_L 。 SWB 是功率开关（大功率MOSFET管），它的导通与关断受控制电路控制。 L_1 ， C_1 ， C_2 ， D_1 ， D_2 和 D_3 构成了无损耗缓冲回路。假设 $C_1 \gg C_2$ ，例如 $C_1 = 10C_2$ 。

下面就该电路的工作状态进行分析。如图3所示，初始时刻通过二极管 DB 到负载的电流为 I_B ，流过 L_1 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 SWB 以及 C_1 的电流都为0。 C_2 上的电压 V_2 近似等于 V_L 。在 T_0 时刻开关 SWB 导通，其电流 I_{SWB} 从0初值开始按公式（1）比例增长，而电压 V_S 快速降为0。因此它的导通功率损耗很低，从而实现了零电流导通（ZCS）。

电流 I_{DB} 线性下降，在 T_1 时刻降为0后继续下降，直到在 T_2 时刻等于二极管反向恢复电流达 I_R 时 DB 关断。此时 D_2 导通，电压 V_1 ， V_2 和 V_3 开始下降， C_2 开始放电，放电电流等于 $I_B - I_{L1}$ ，电压趋向于0，而 L_1 上的电流增加。到 T_3 时刻， V_1 减小为零。由于电容 C_1 在 $T_2 \sim T_3$ 这一时期储存有能量，使得电压 V_2 和 V_3 仍然是正值。在 $T_3 \sim T_4$ 期间， L_1 上的电压变为负值，电流 I_{L1} 开始减小，然而通过 C_1 和 C_2 的电流仍然等于 $I_B - I_{L1}$ 。 T_4 时刻， C_2 上的电压 V_2 过0点，存储在 C_2 中的能量已全部通过 D_2 传输到 C_1 。

这时 D_1 导通， V_2 被钳位于零电位（忽略 SWB 前后电压和 D_1 、 D_2 电压压降）。在 $T_4 \sim T_5$ 期间， L_1 、 C_1 出现了一个1 / 4周期的谐振， L_1 储存过剩能量。由于 DB 的反向恢复电流和 C_2 的放电电流都传输到 C_1 ，

可以看出因为有 C_2 的能量传输，即使 $I_R = 0$ ， V_E （ V_1 （ T_5 ））仍然有正值，确保 L_1 在关断期间有一个复位。在 T_5 时刻， $I_{L1} = I_B$ ，电流停止通过 D_1 、 D_2 传输到 C_1 ， V_1 从 $-V_E$ 变为0， V_3 从0变为 V_E 。

T_6 时刻， SWB 关断。电流经 L_1 、 D_1 流向 C_2 ， SWB 上的电压从0初值依照公式（4）线性增加，而电流迅速降为0，因此它的关断功率损耗很低。这就实现了零电压关断（ZVS）。

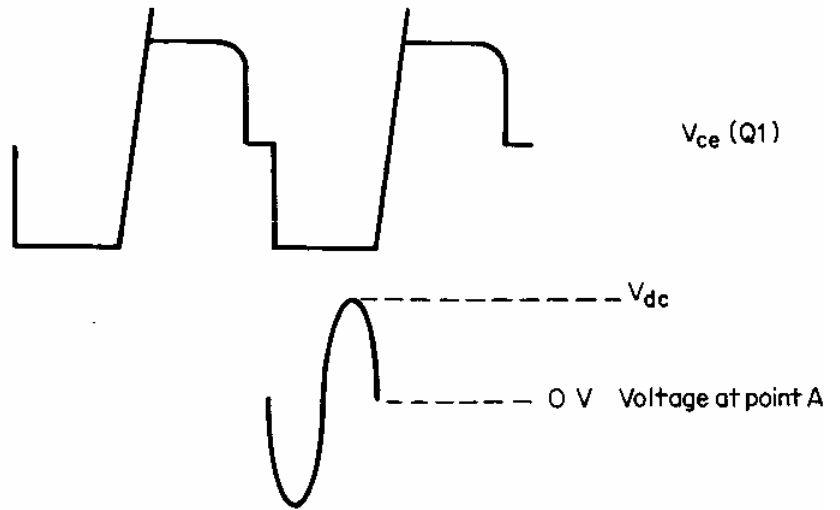
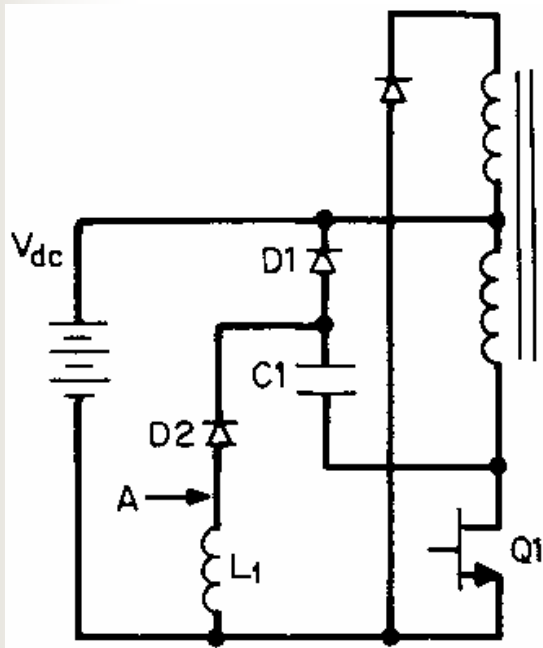
在 $T_7 \sim T_8$ 时间段， D_2 和 D_3 前向偏置，钳位开关电压为输出电压 V_L 。 L_1 、 C_1 又出现一个1 / 4周期的谐振。 L_1 上的电压最初是 $-V_E$ ，其电流从 I_B 开始下降； C_1 释放电能，释放电流为 $I_{L1} - I_B$ 。在 T_8 时刻， D_1 和 D_2 关断；而 C_1 继续通过 D_3 释放电流直至其电压为0。最终 DB 前向偏置， L_1 和 C_1 复位，电路开始新一轮循环。

这个电路有几个显著的特点：

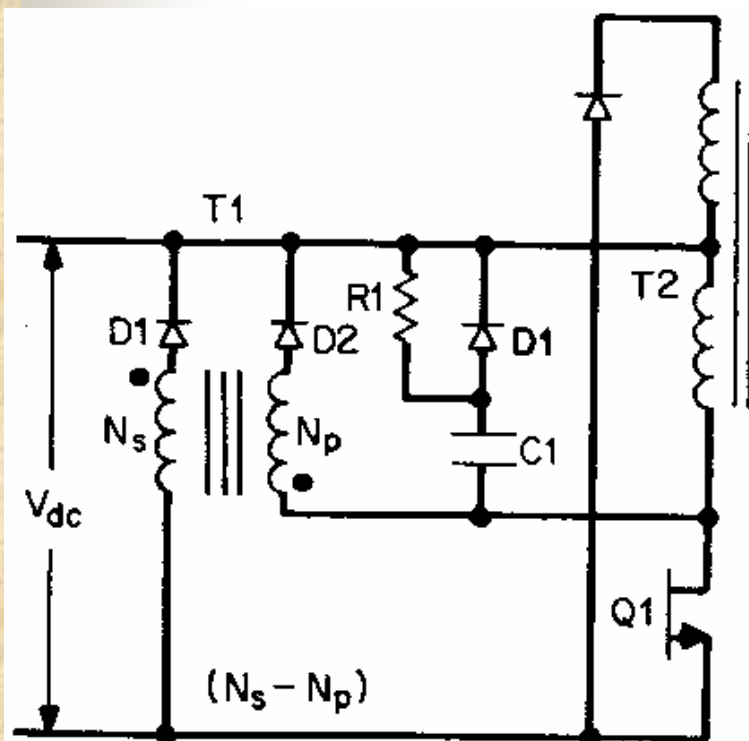
- （1） SWB 上的最大电压等于输出电压 V_L 。
- （2）主要升压二极管 DB 上的最大反向电压是 $V_L + V_E$ ， V_E 与 I_R 、 L_1 、 C_1 和 C_2 的相对值有关。
- （3） SWB 的最大上升电流速率由 L_1 和 V_L 确定，它的导通损耗很低（ZCS）。
- （4） SWB 的最大上升电压速率由 C_2 确定，关断功率损耗和电压很低（ZVS）。
- （5） L_1 、 C_2 在开关周期储存能量，成功地控制电压、电流的上升速率。剩余能量被回送到输出，确保了充分的无损耗。

这种电路曾经在大功率通信用开关电源中使用，效率提高的效果明显。

Resonant snubber

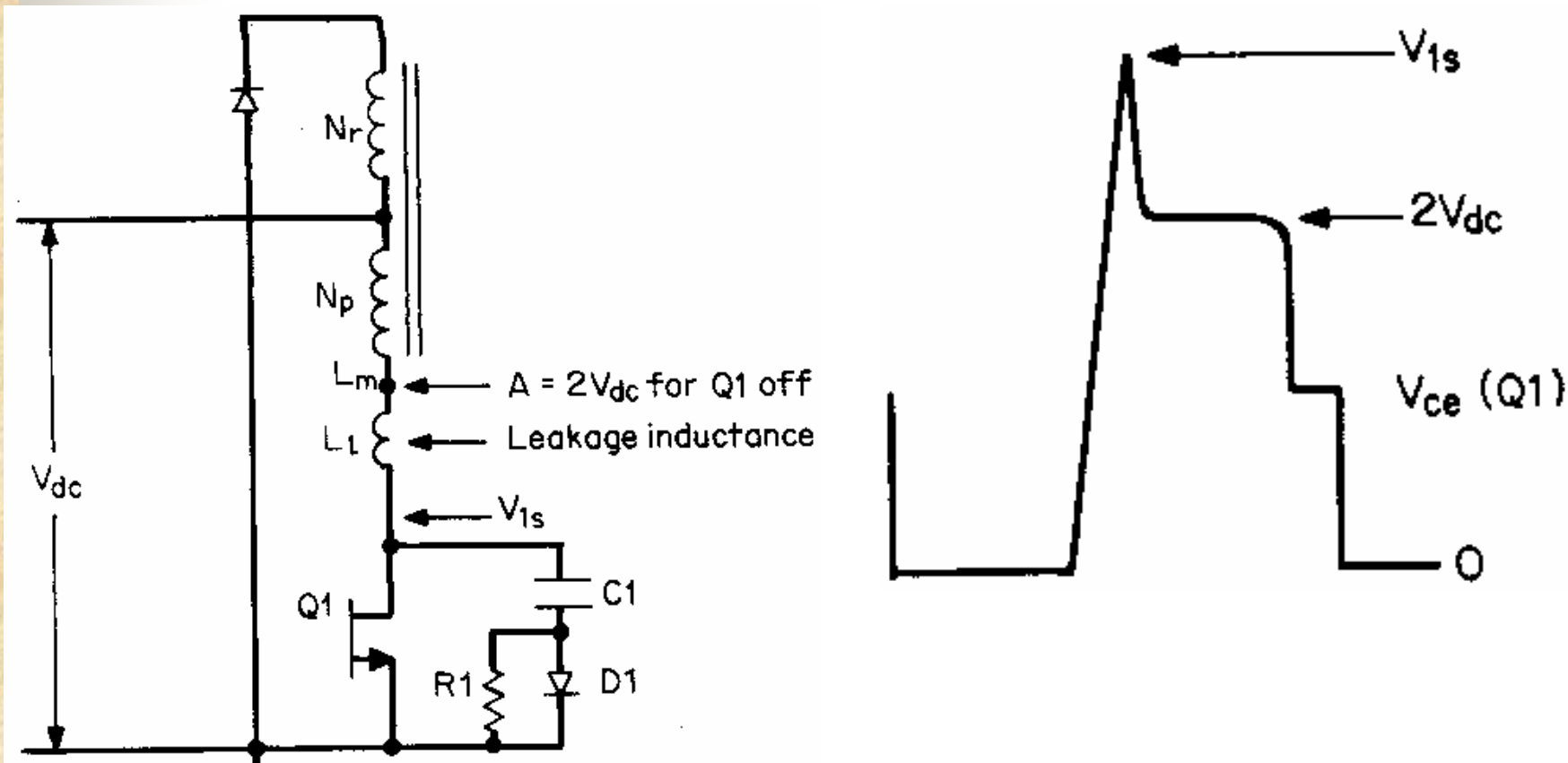


Transformer-aided snubber



A leakage spike clipping aid to an RCD snubber. Transformer $T1$ is a small 1/1 transformer. When $Q1$ collector voltage reaches $2V_{dc}$, $D2$ latches in, forcing $D1$ to latch in and clamp $V_{ce(Q1)}$ to $2V_{dc}$. Thus no leakage spike at the $Q1$ collector above $2V_{dc}$ if $T1$ has very little leakage inductance. This minimizes the size of $C1$.

Snubber reduction of leakage inductance

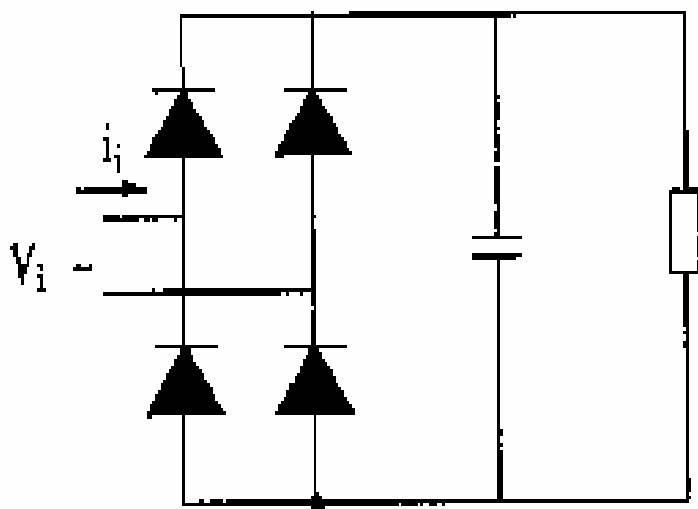


The leakage spike is roughly $(I_p/2)(L_1/C_1)$ above $2V_{dc}$.

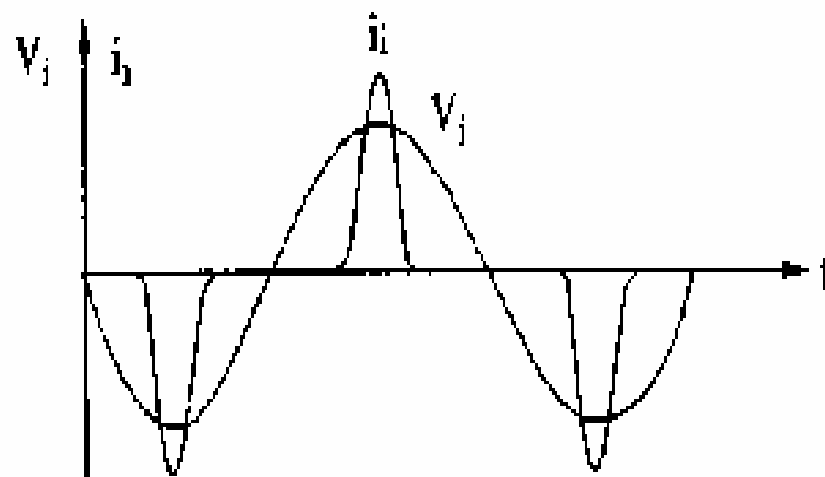
有源功率因数校正技术

单相有源功率因数校正

Why



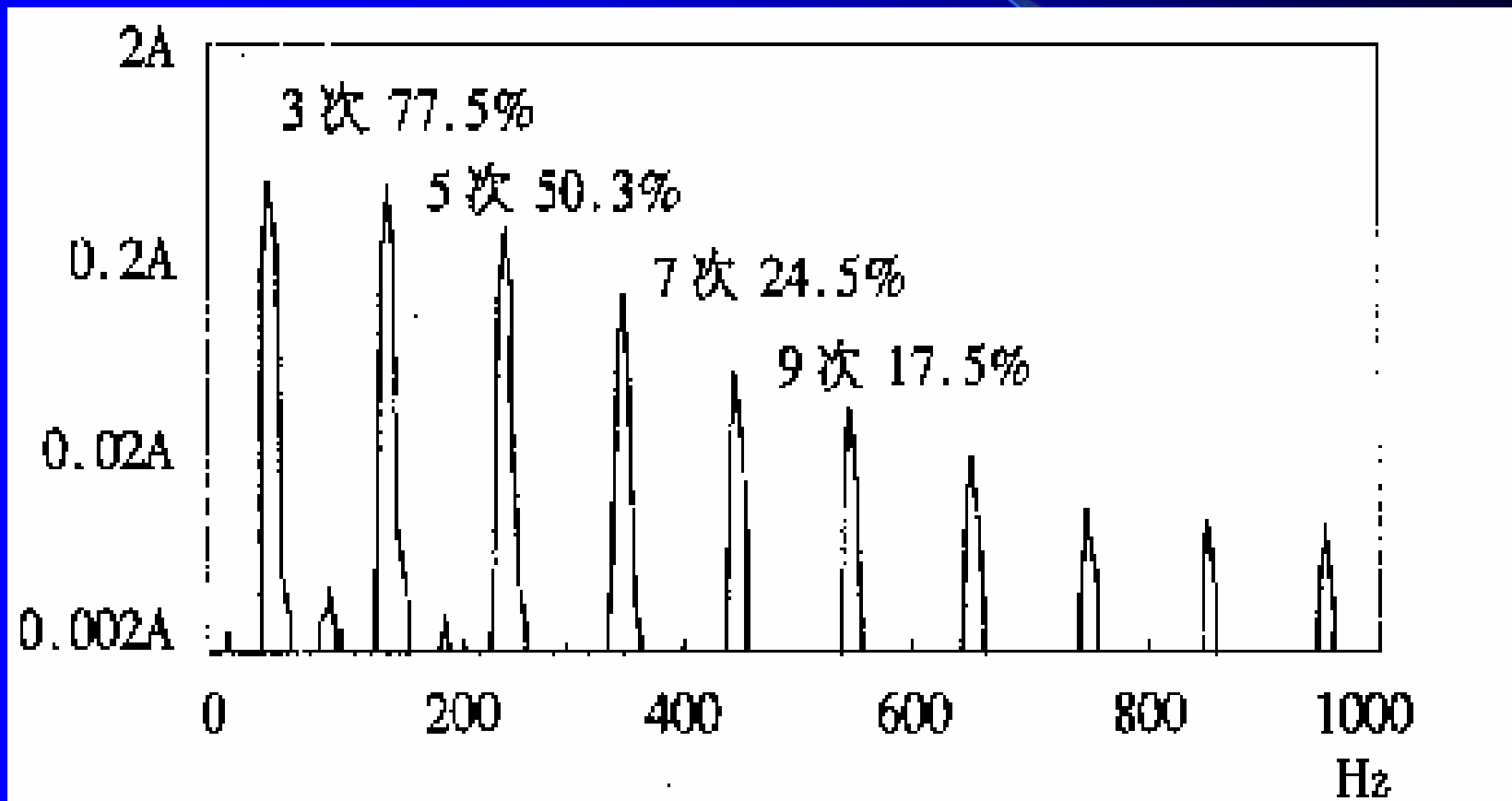
(a) 电路图



(b) 输入电压电流波形

$THD=95.6\%, PF=0.6$

Why



How

- 无源功率因数校正

简单、成本低、可靠性高、EMI小；

尺寸重量大，校正效果与频率、负载和输入电压变化有关。

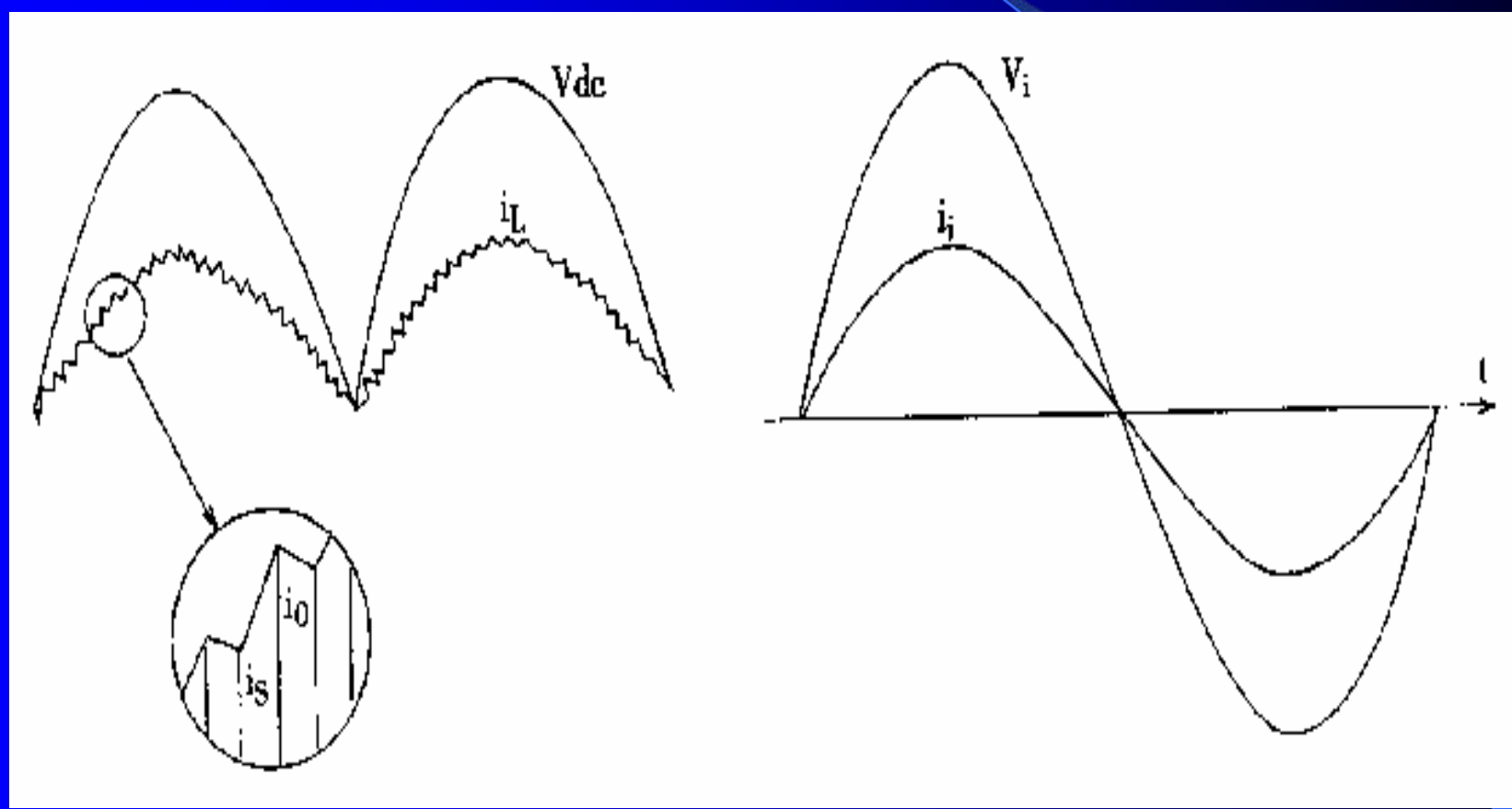
- 有源功率因数校正

功率因数接近1，THD小，输入电压和频率范围

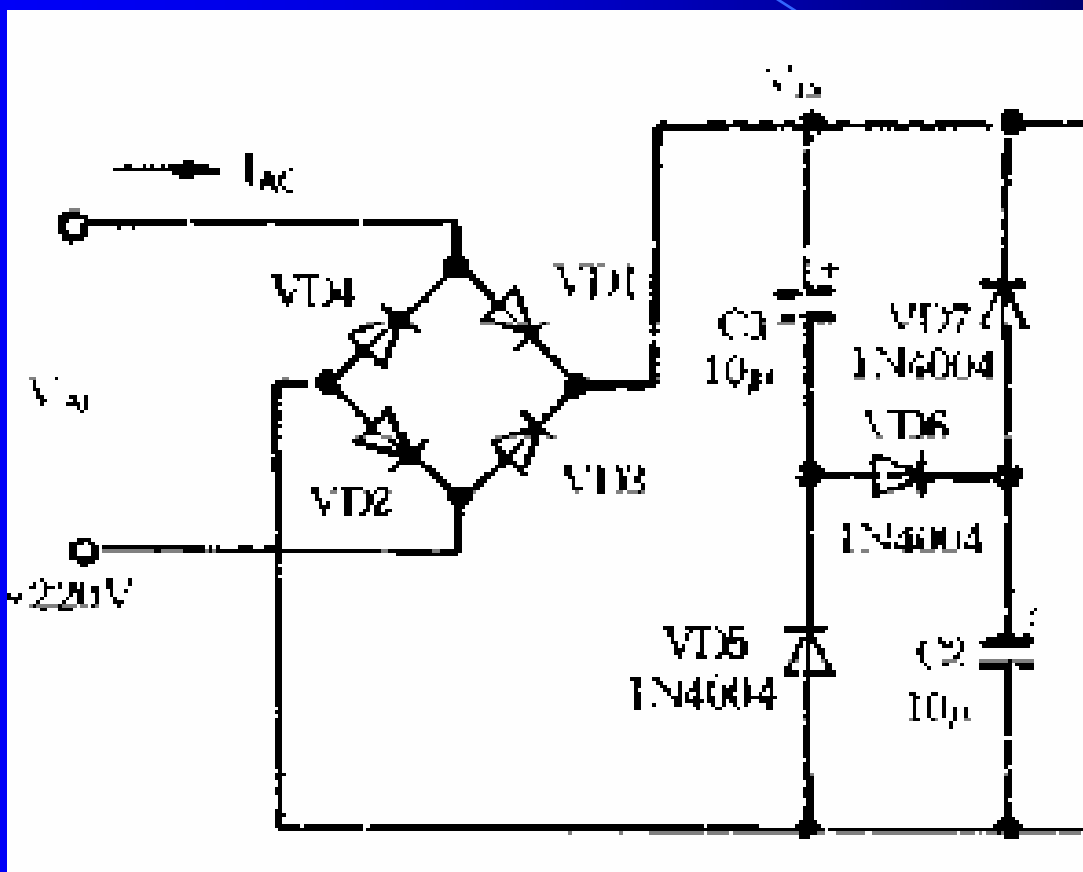
很宽，体积、重量小，输出电压恒定；

电路复杂，成本高，EMI高。

功率因数校正效果



无源功率因数校正



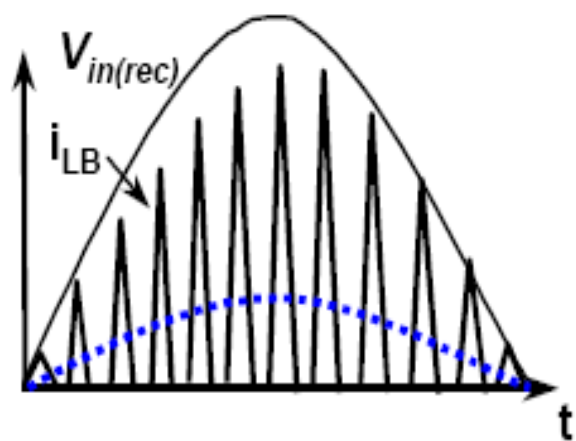
逐流电路

$THD < 30\%, PF > 0.9$

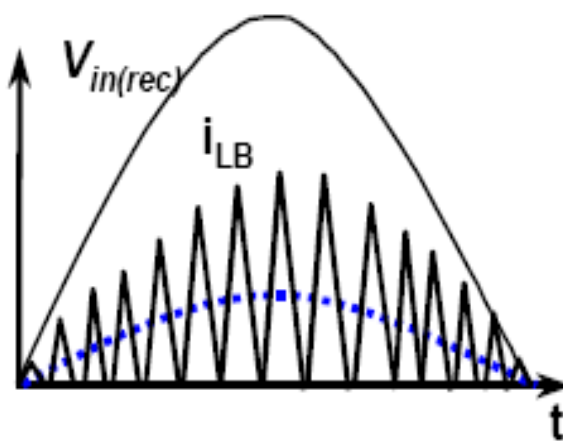
有源功率因数校正电路

- 任何一种**DC-DC**变换器都可以；
- 常用**boost/buck/buck-boost**；
- 按电感电流可分为连续、临界和不连续模式
- 按控制方式可分为电流峰值、滞环、平均电流；电压型

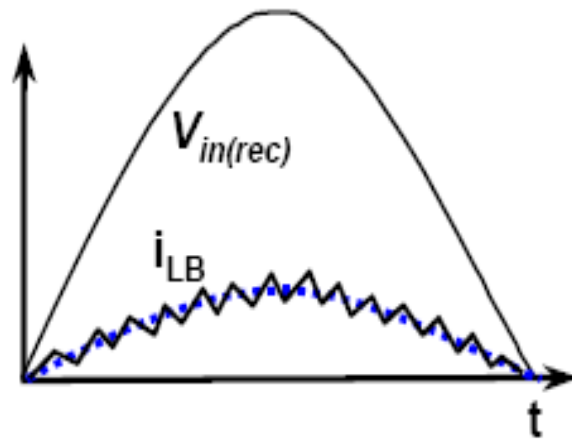
三种不同模式的电流波形



(a)



(b)



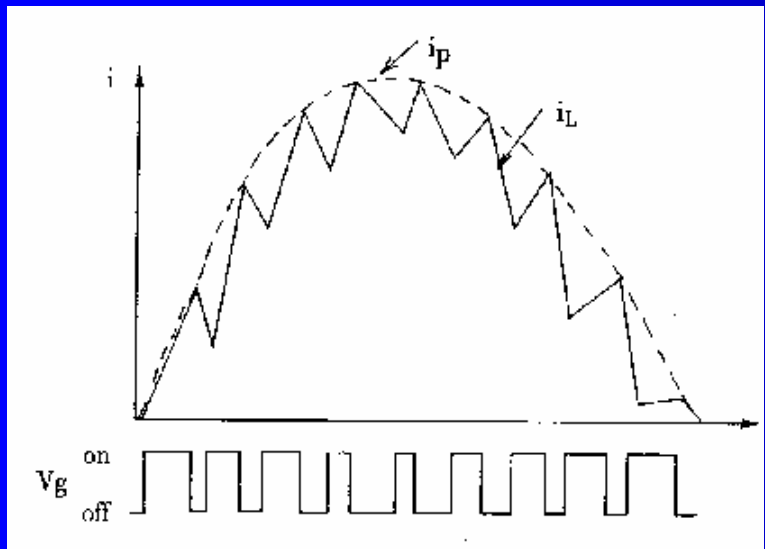
(c)

不连续

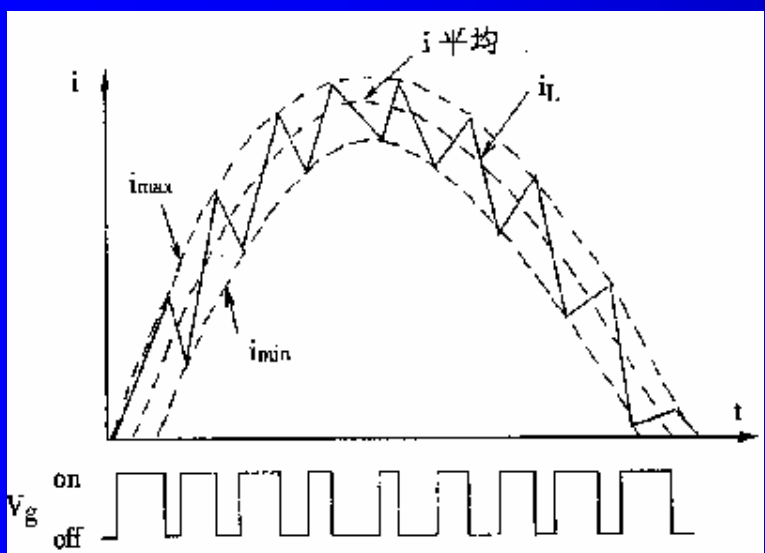
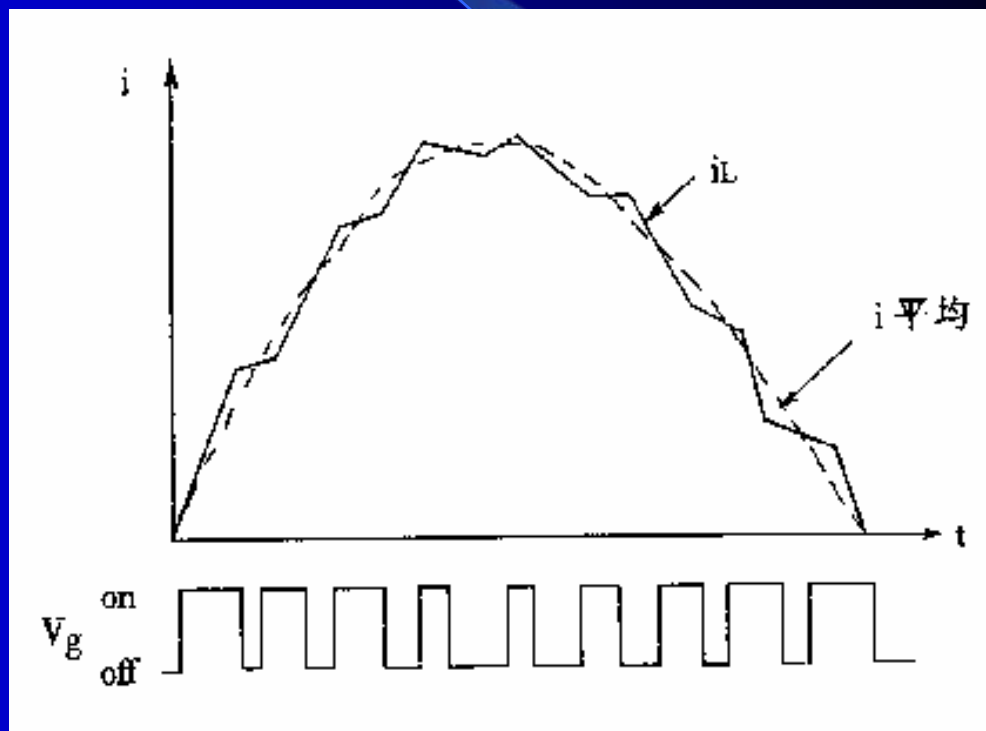
临界

连续

三种电流型控制方式的电感电流波形



峰值



滞环

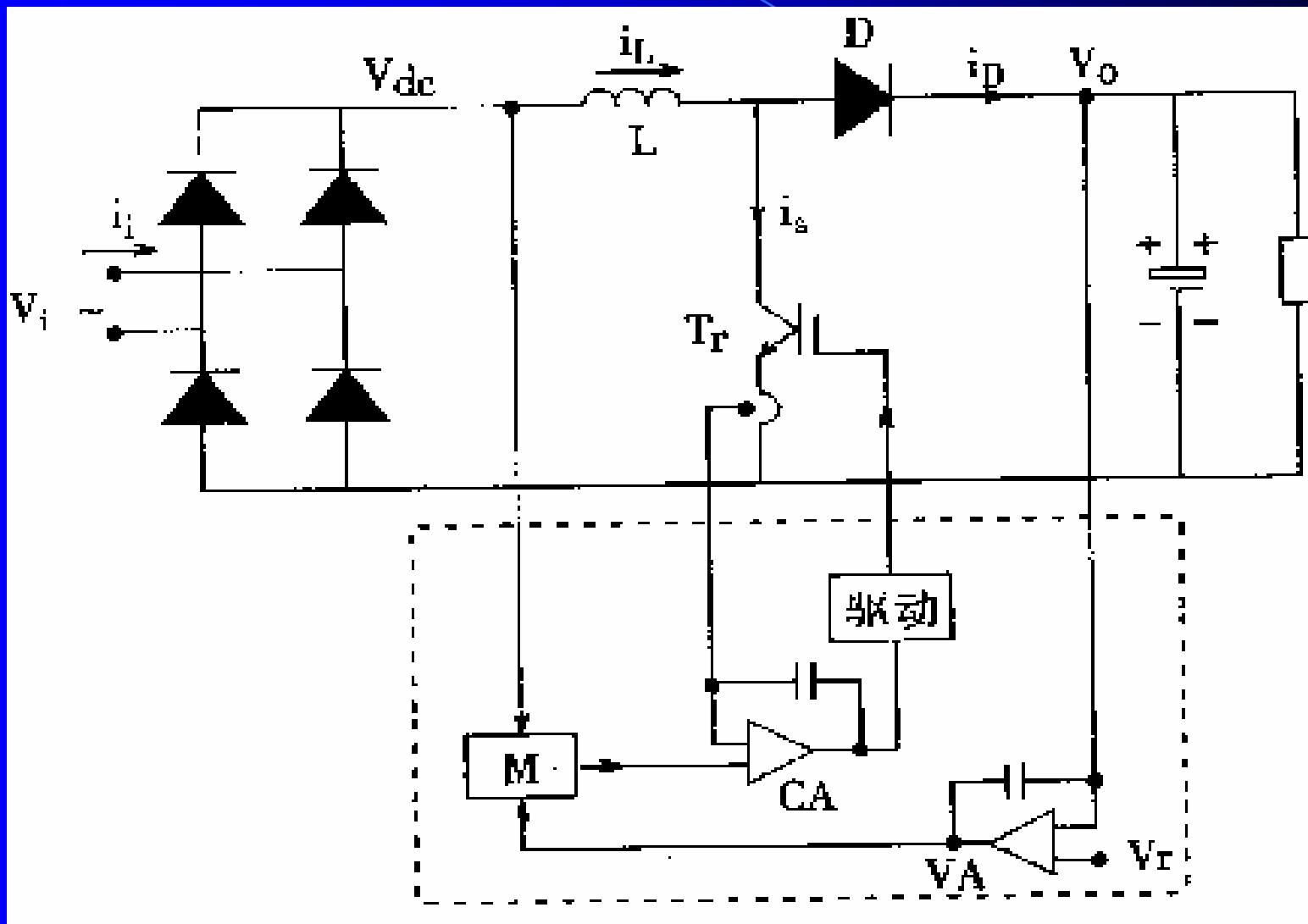
连续

三种电流型控制方式比较

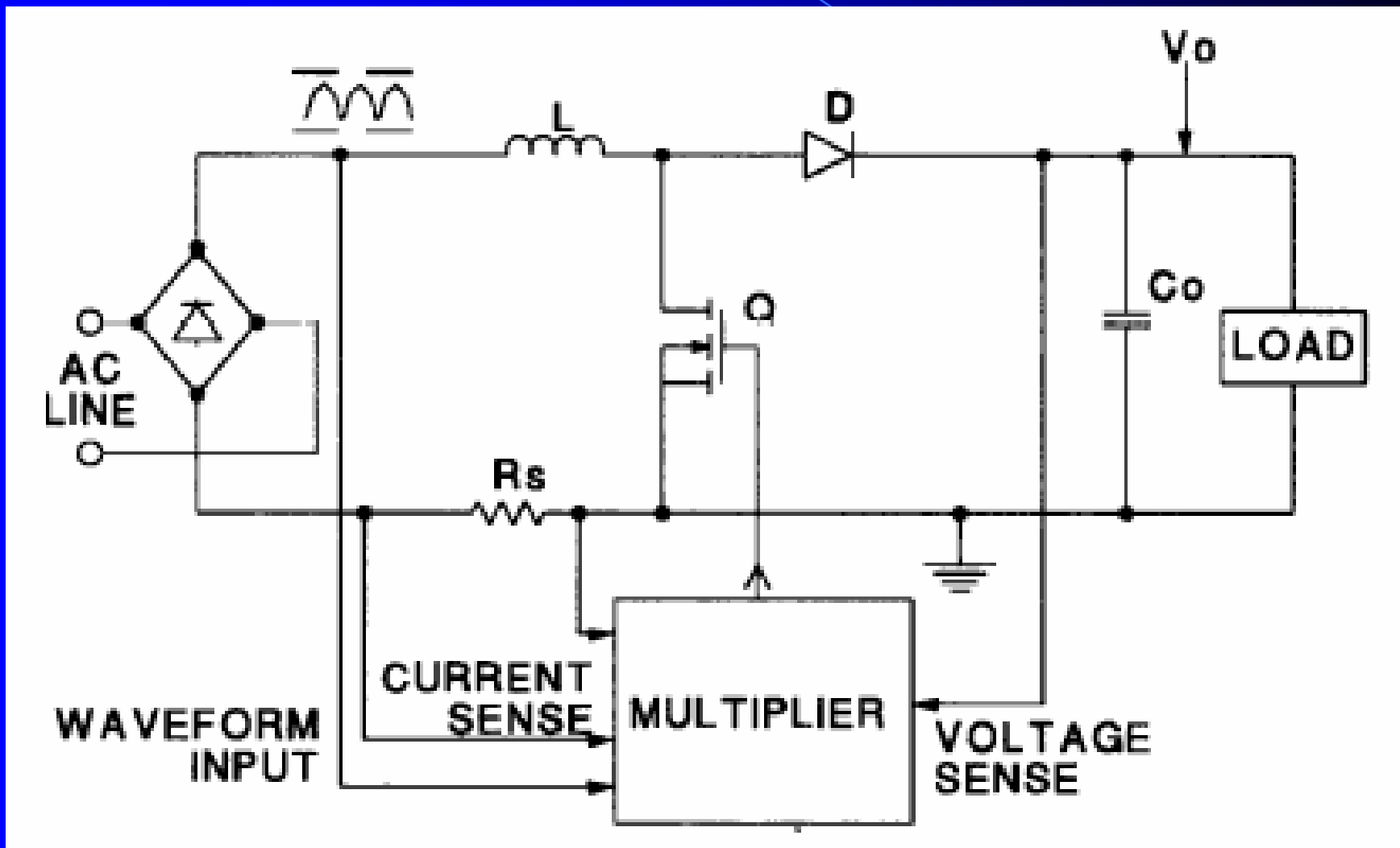
表 8.3 常用的三种 PFC 控制方法

控制方法	检测电流	开关频率	工作模式	对噪声	适用拓扑	注
电流峰值	开关电流	恒定	CCM	敏感	Boost	需斜率补偿
电流滞环	电感电流	变频	CCM	敏感	Boost	需逻辑控制
平均电流	电感电流	恒定	任意	不敏感	任意	需电流误差放大

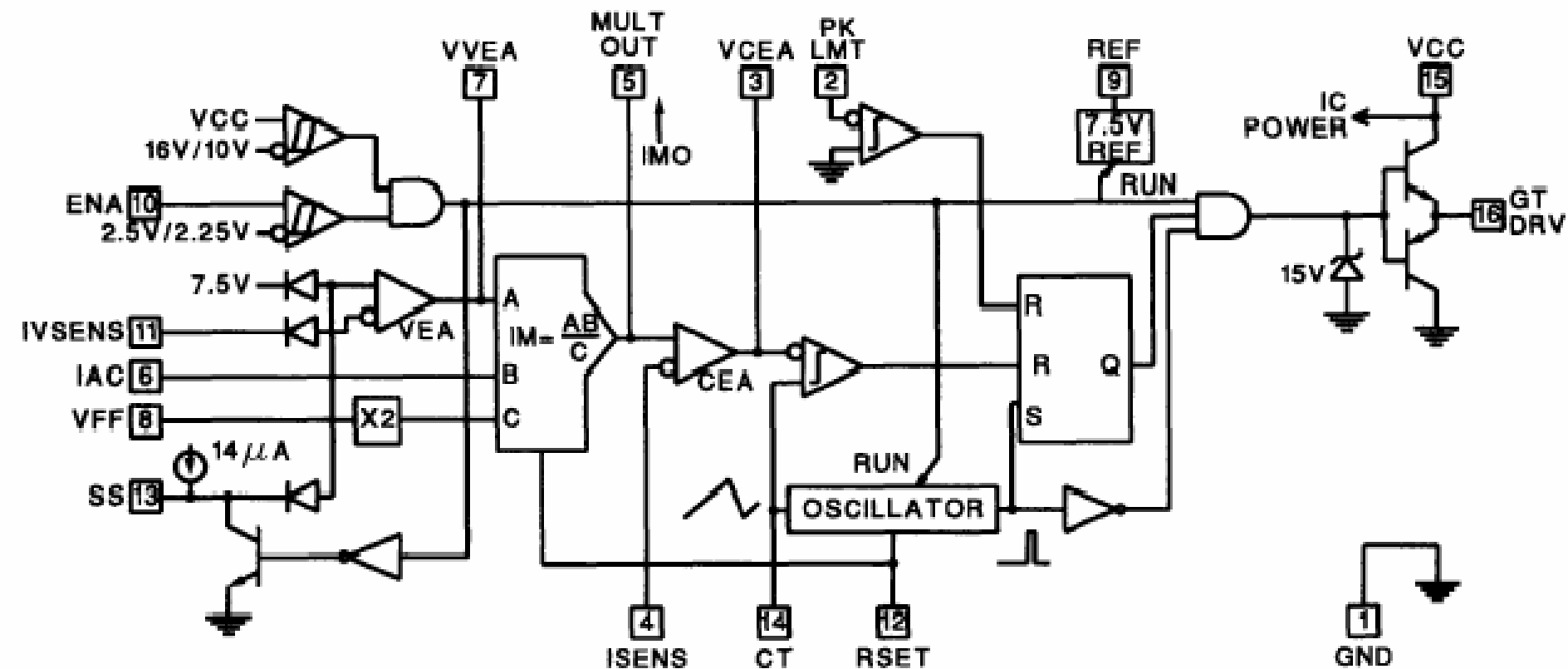
Boost功率因数校正原理_1



Boost功率因数校正原理_2

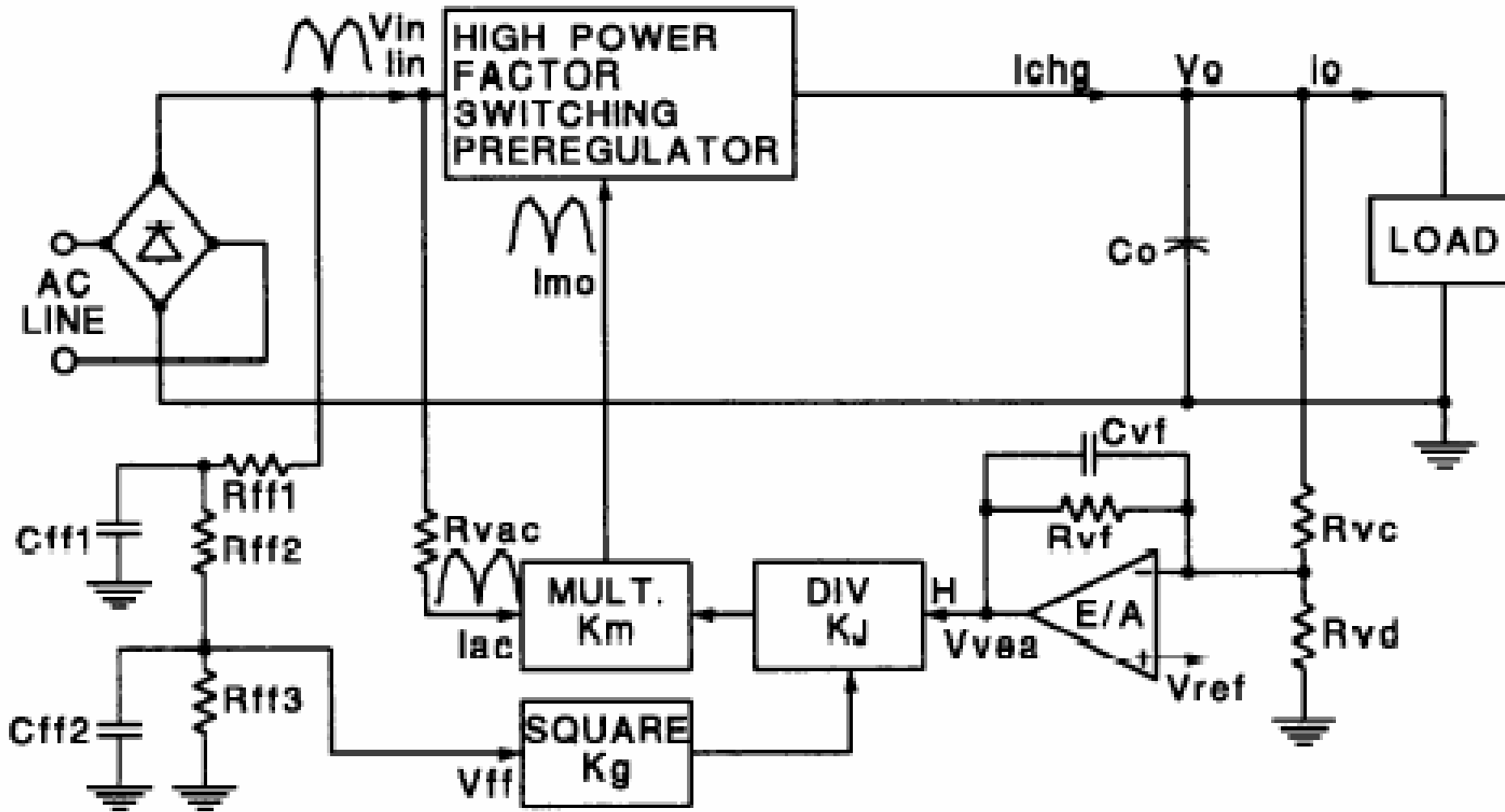


UC3854A/B

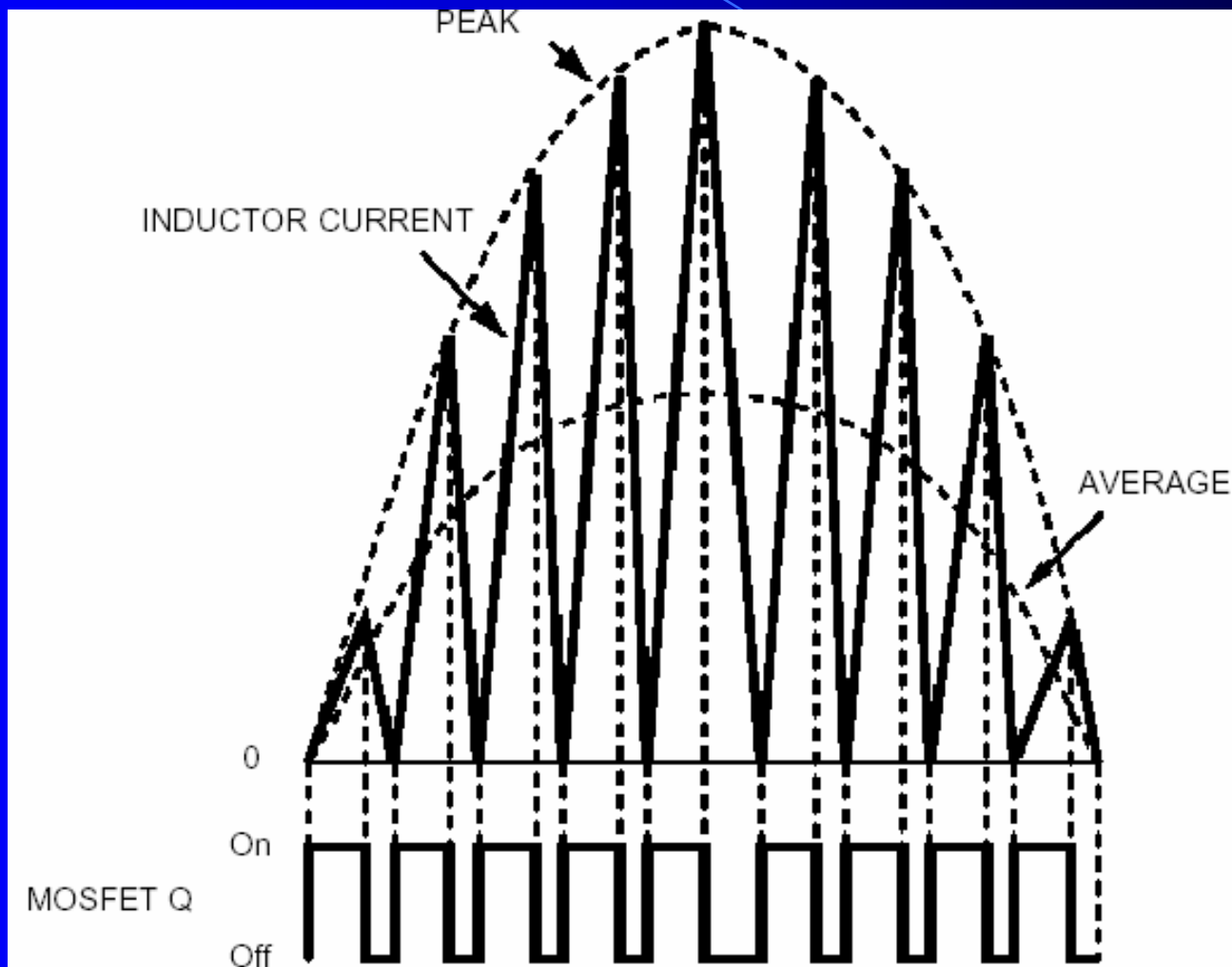


平均电流、恒频、连续模式

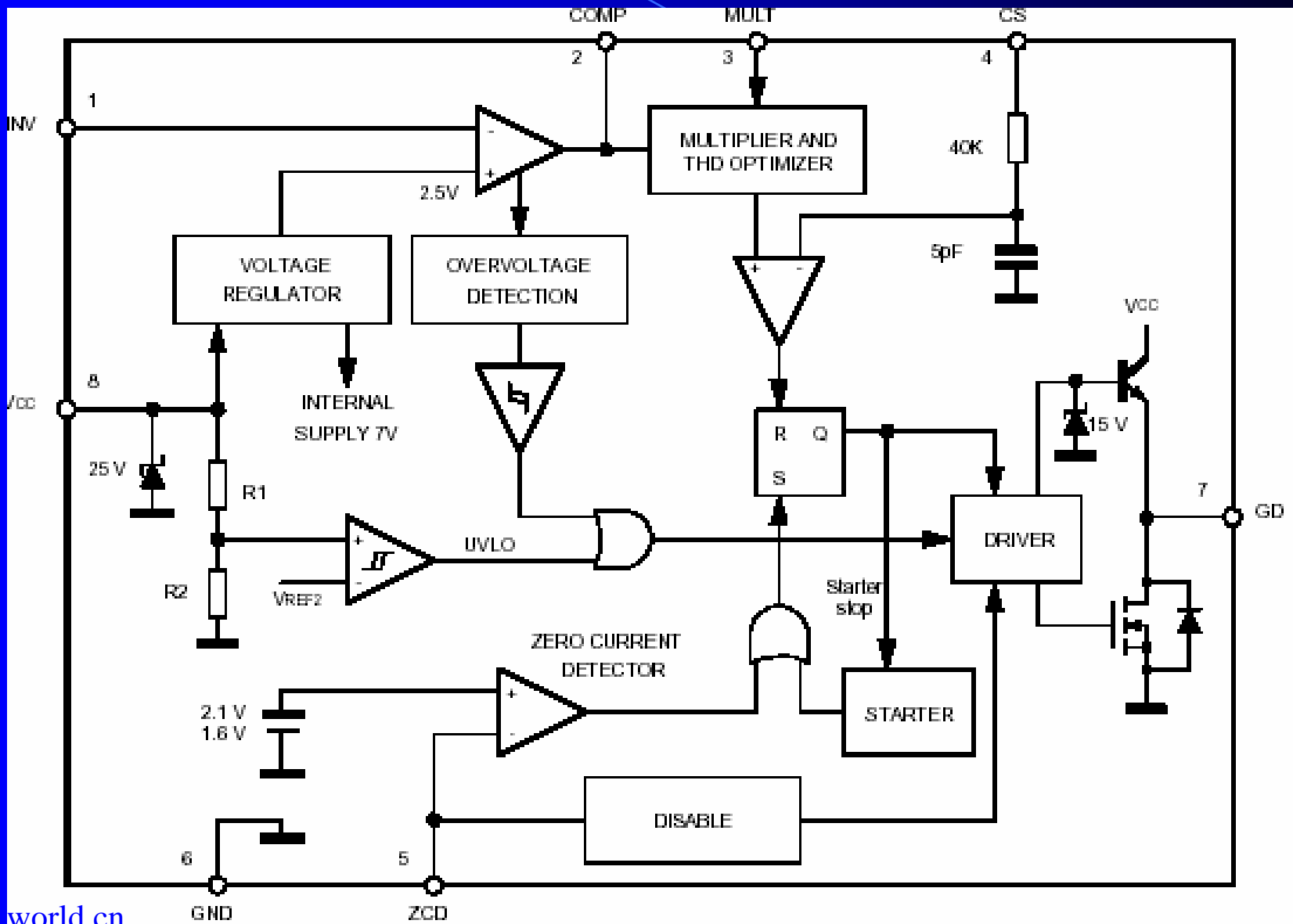
UC3854校正原理



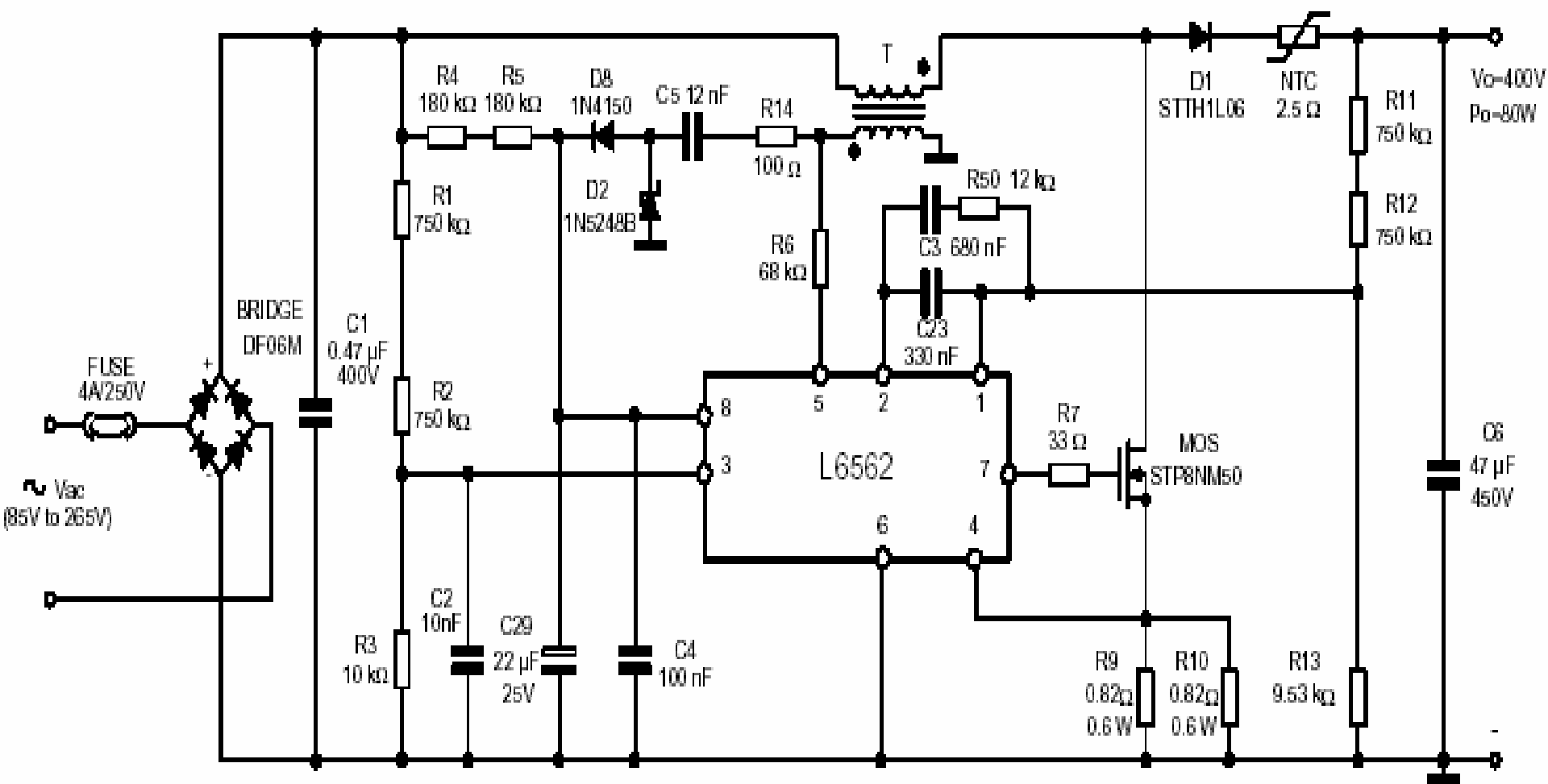
临界峰值电流模式



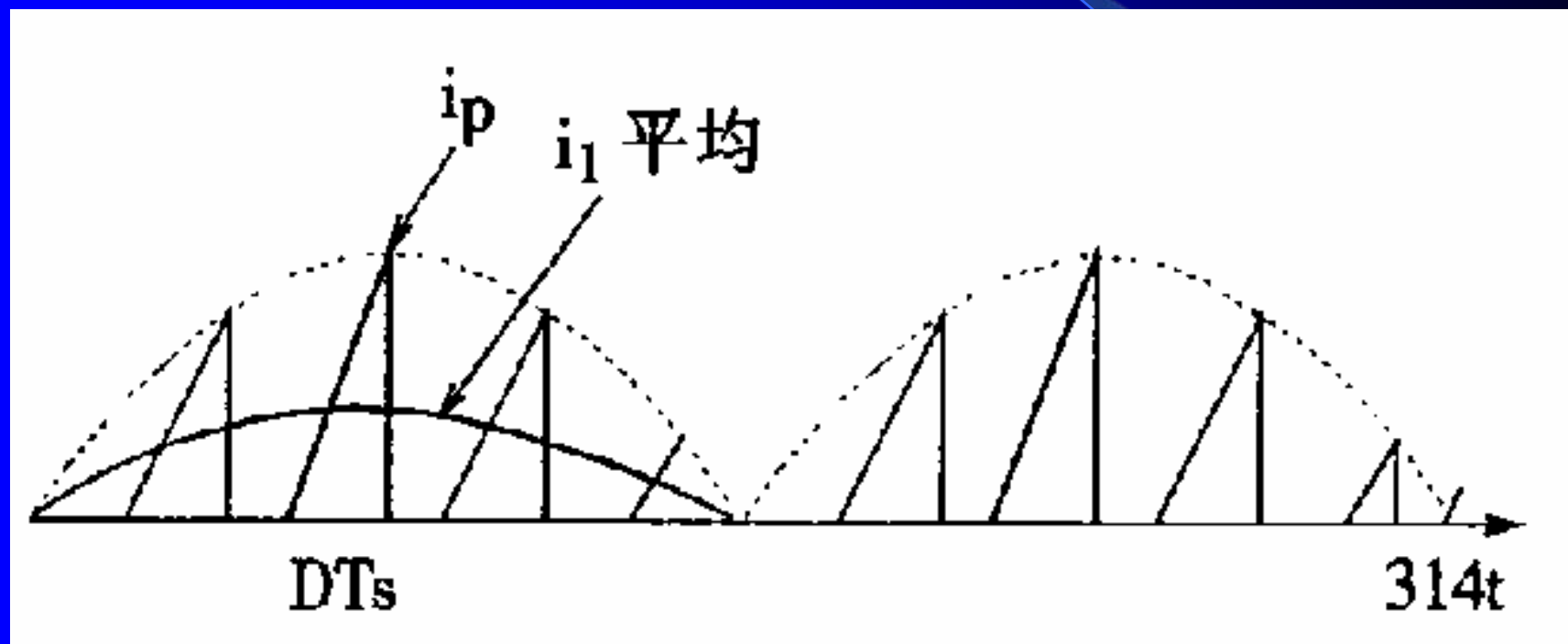
L6560/1/2



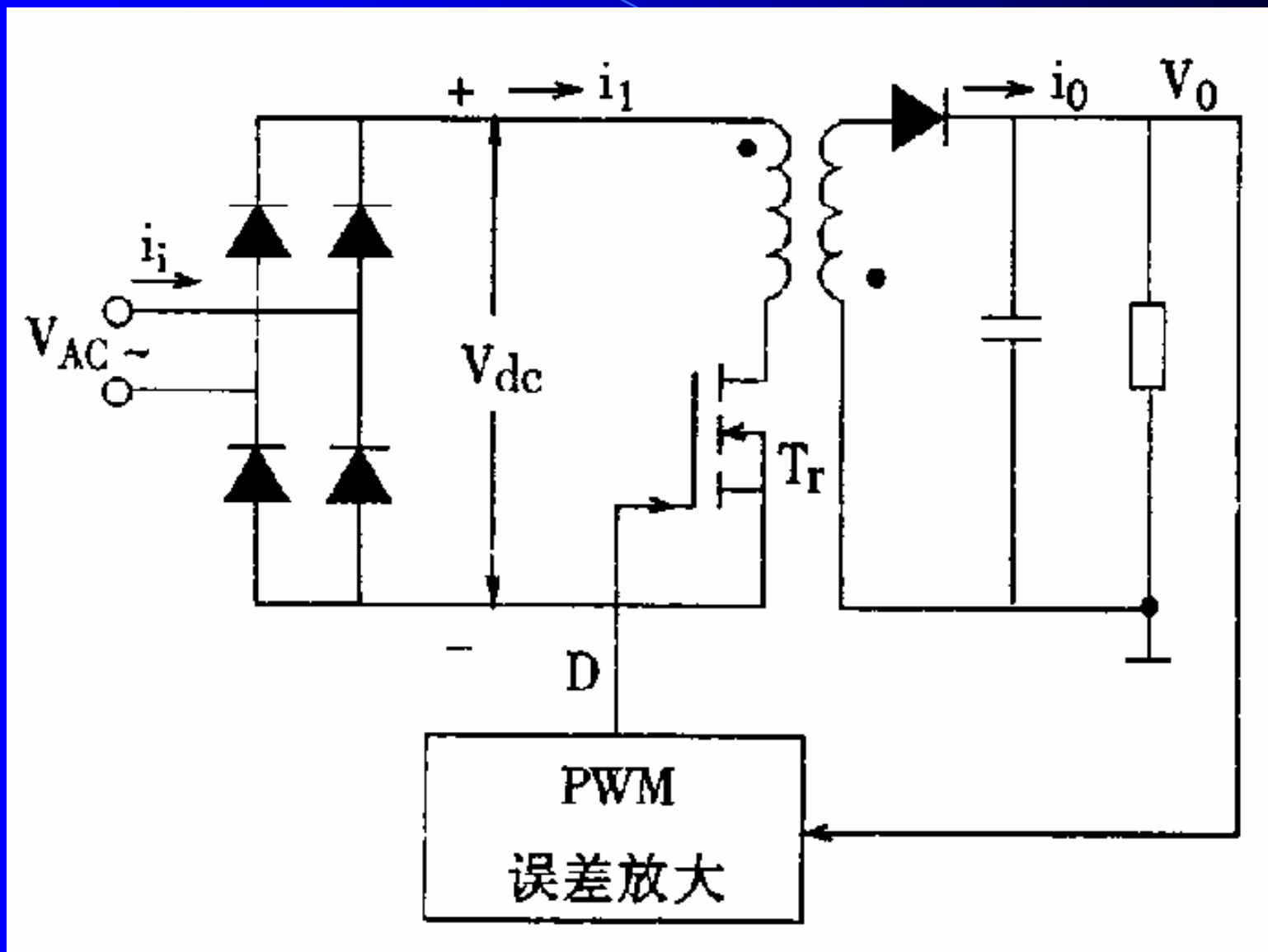
L6562的应用



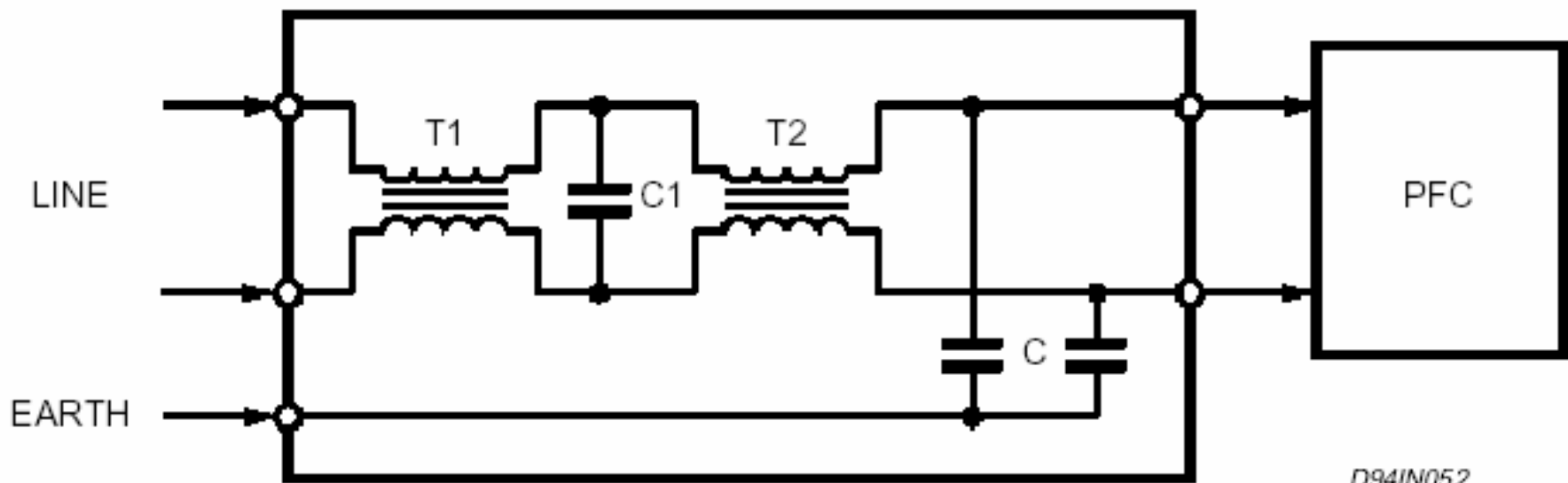
不连续电压型功率因数校正



Flyback电路



EMI滤波器

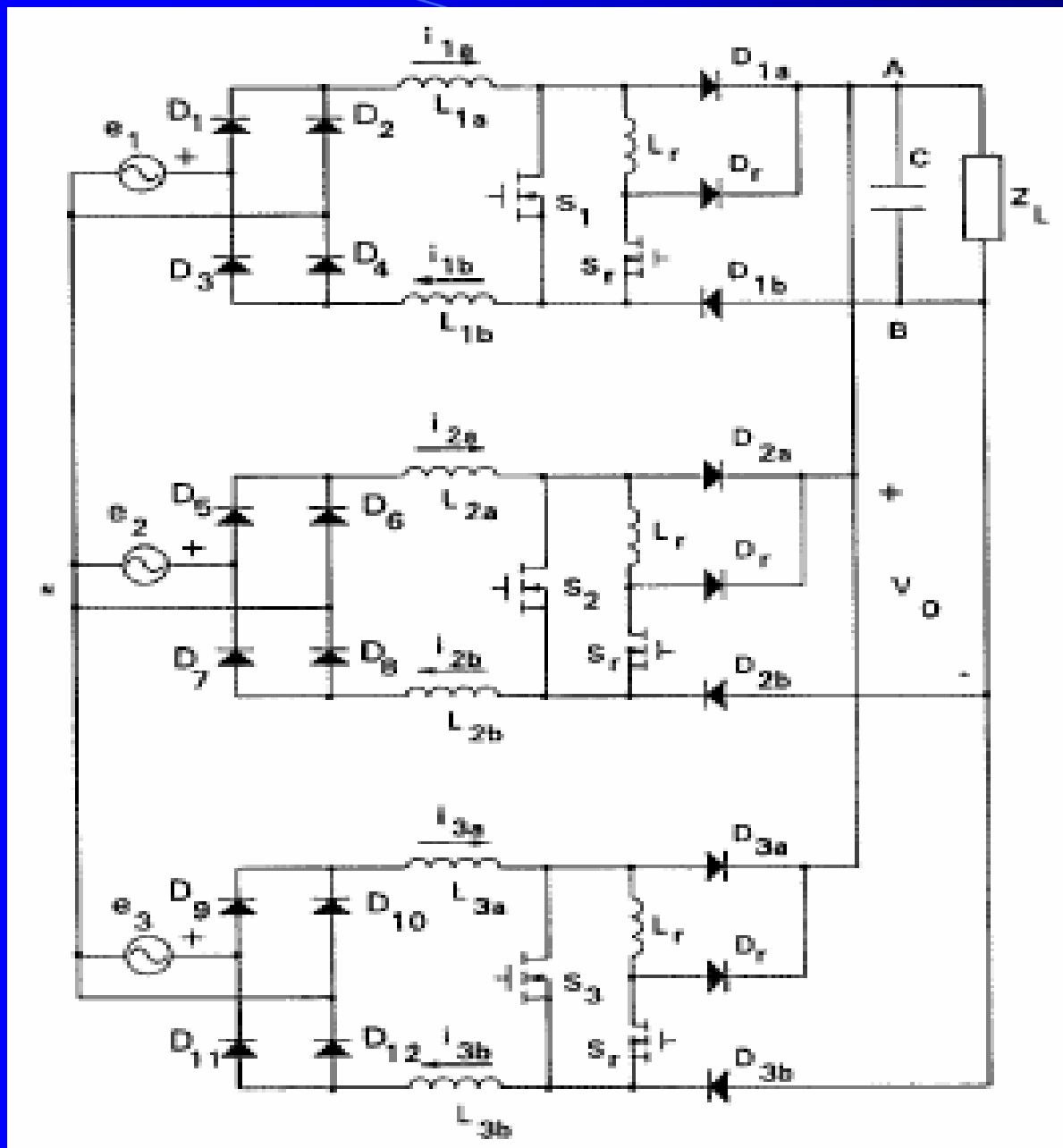


D94IN052

三相有源功率因数校正

A. 拓扑结构

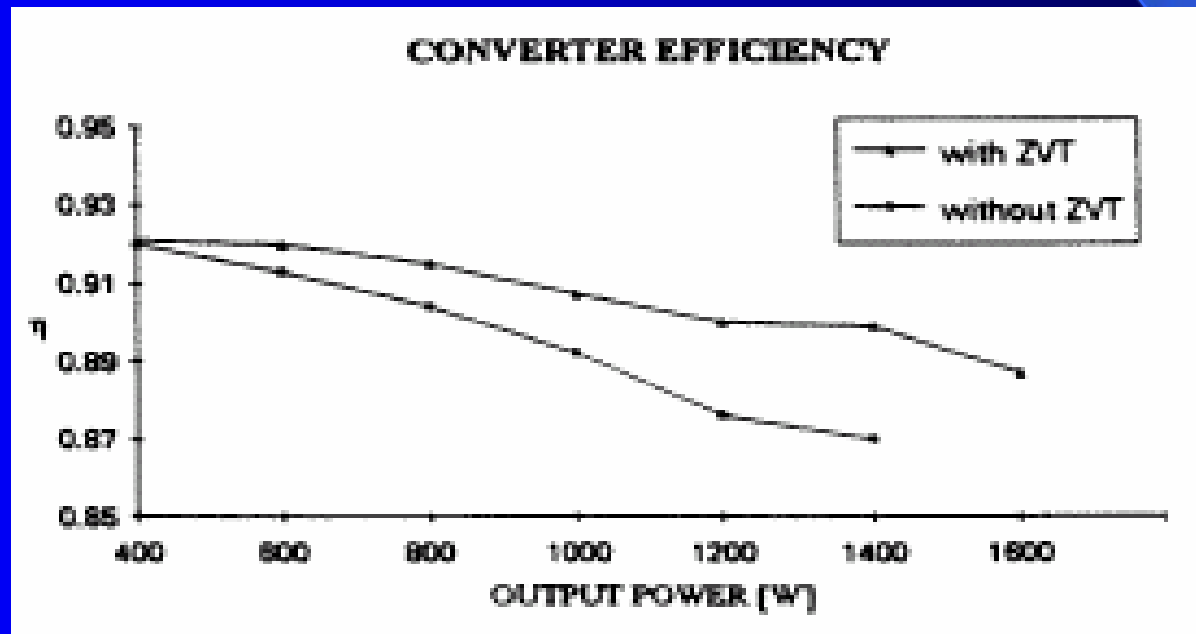
一、三个单相PFC电路组成的 三相PFC电路



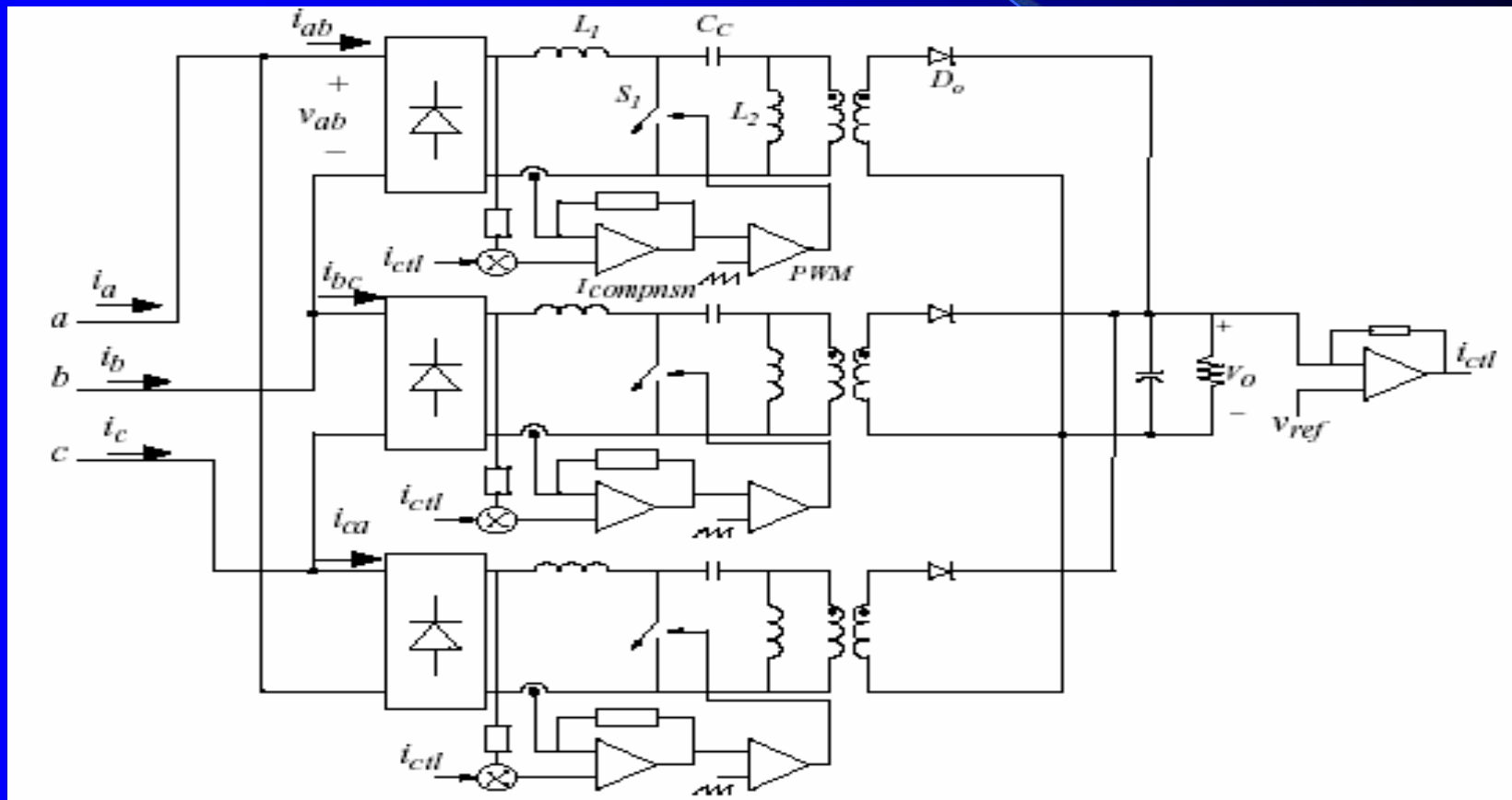
Three-phase ZVT PFC rectifier consisting of single-phase boost converters

Experimental Result

- 100kHz
- 90V-130Vrms input and 380V output
- 1.7kW

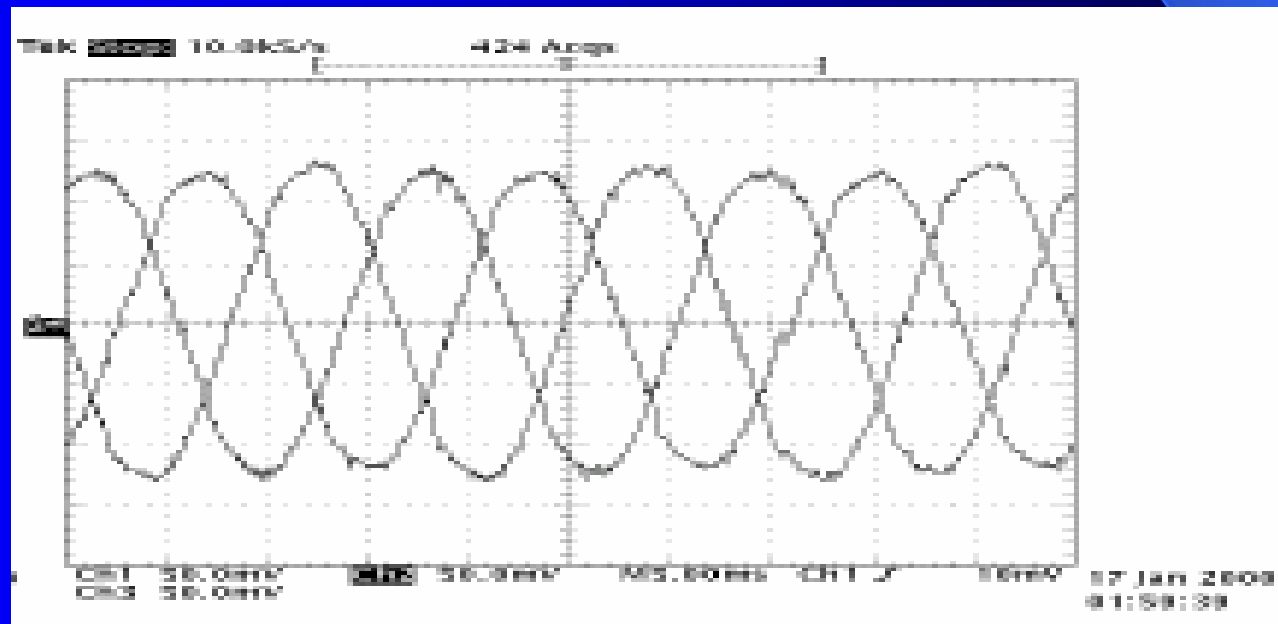


Three-phase ZVT PFC rectifier consisting of single-phase sepic converters



Experimental Result

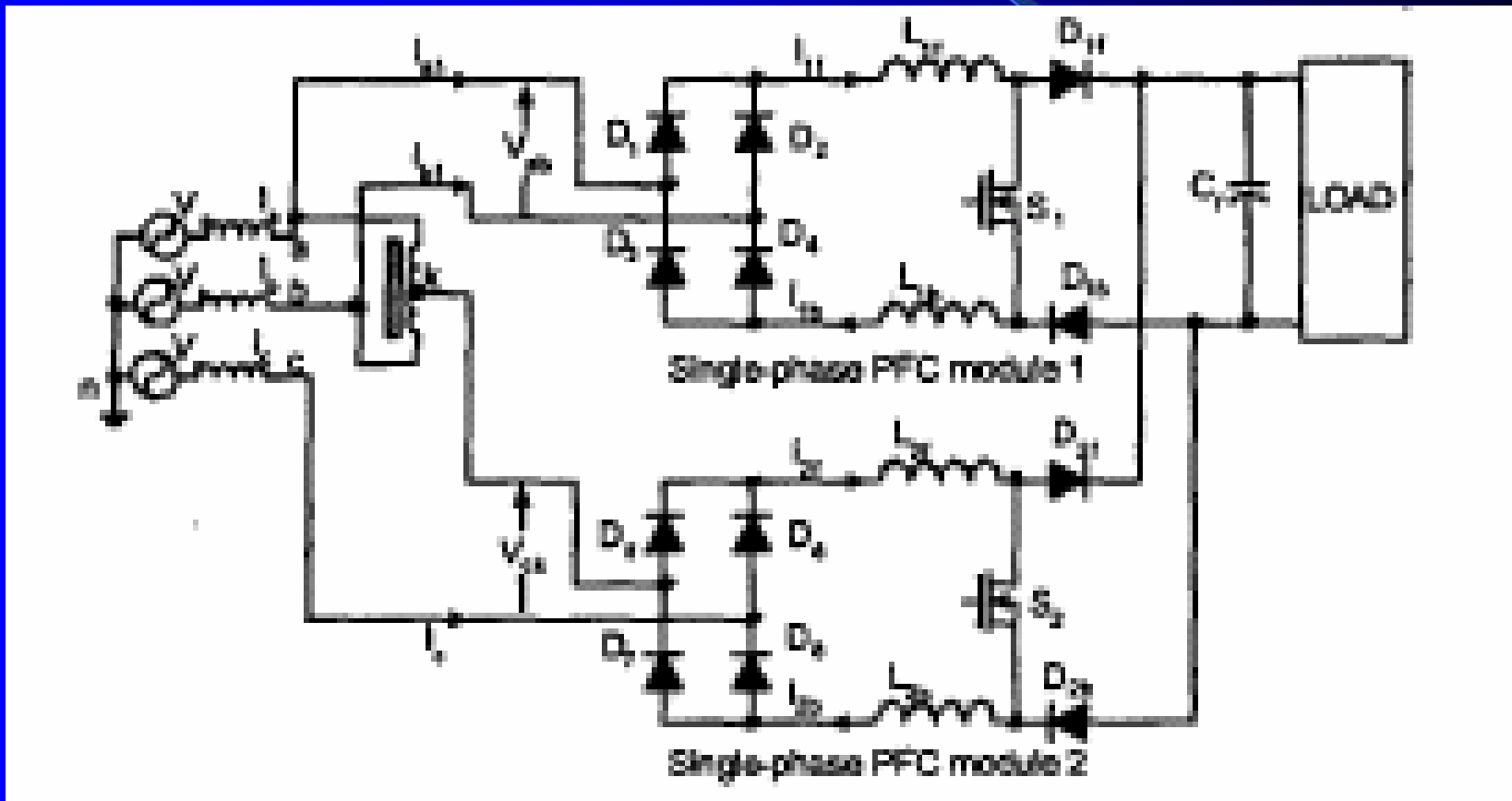
- 100kHz
- 200Vrms input and 28Vdc output
- 500kW
- THD<5% full load



Three-phase PFC rectifier consisting of single-phase converters

- Advantage:
 - 1.directly use single-phase PFC techniques
 - 2.good performance in balanced conditions
- Disadvantage:
 - 1.interaction between stages
 - 2.input current THD is around 10%
 - 3.low power stage

Two-single-stage three-phase PFC circuit



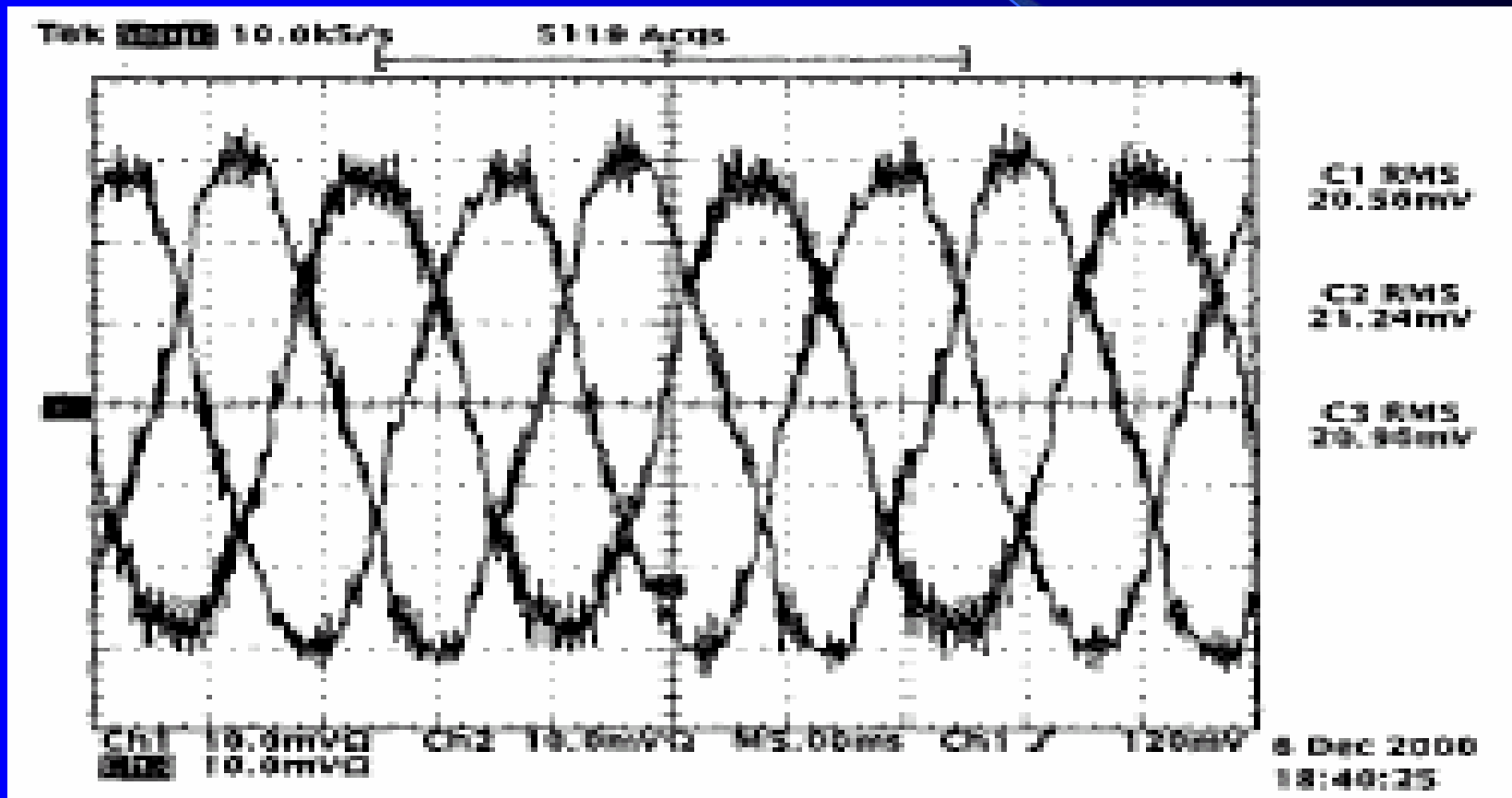
Experimental result

(b) Operating condition

Output power	750 [VA]
Input voltage range (V_{in})	190 – 250 [V _{rms}]
Input voltage range (V_{in})	165 – 217 [V _{rms}]
Output voltage	380 [V _{dc}]
Line frequency	60 [Hz]
Switching frequency	20 [kHz]

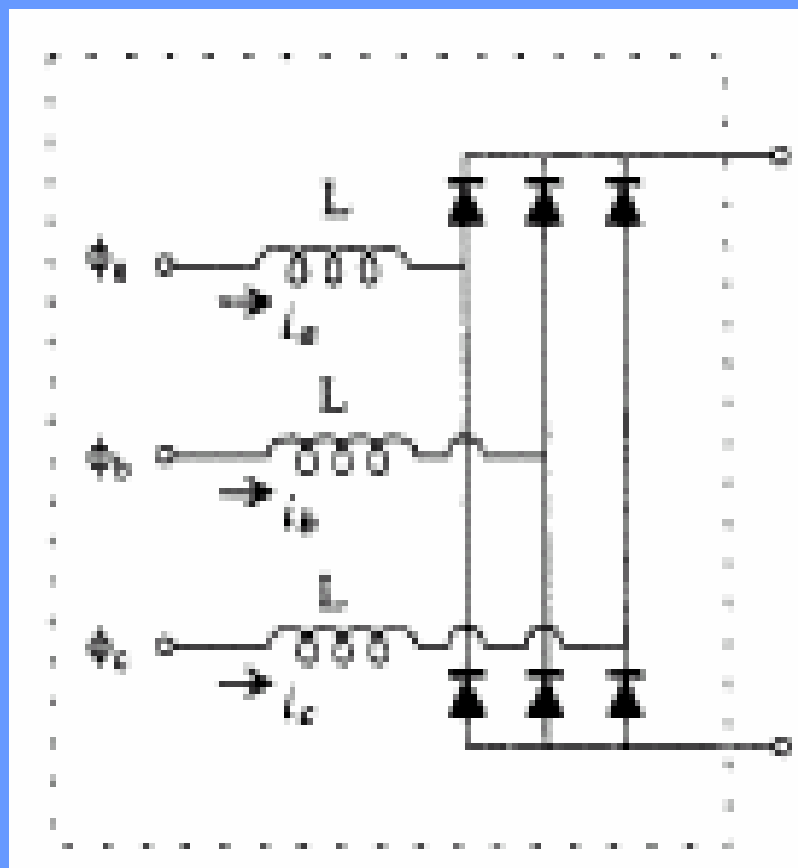
120Hz ripple cancelled

Experimental waveform

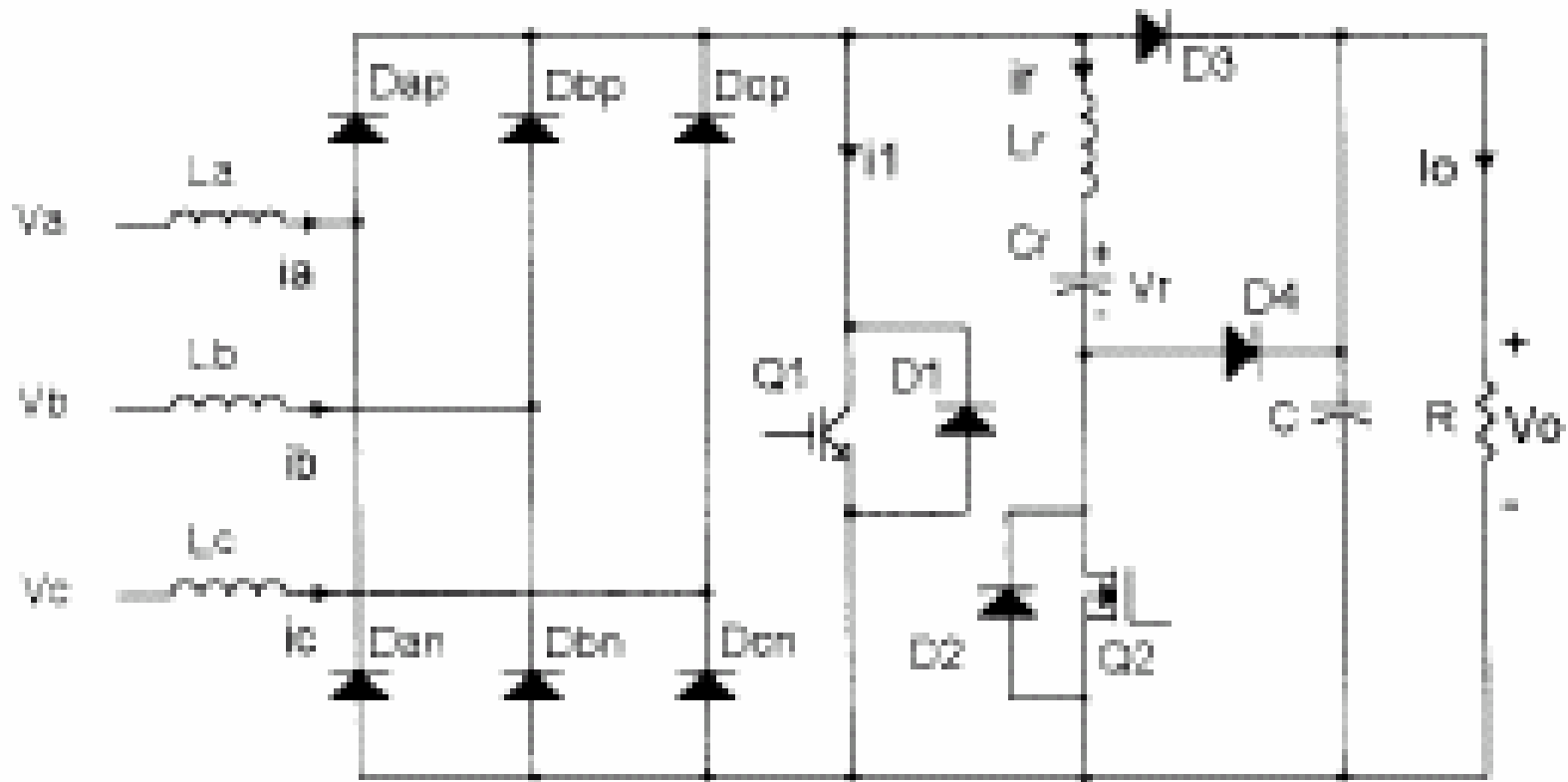


二、基于不控整流桥的 三相PFC电路

2.1 *boost-type three-phase PFC circuits*



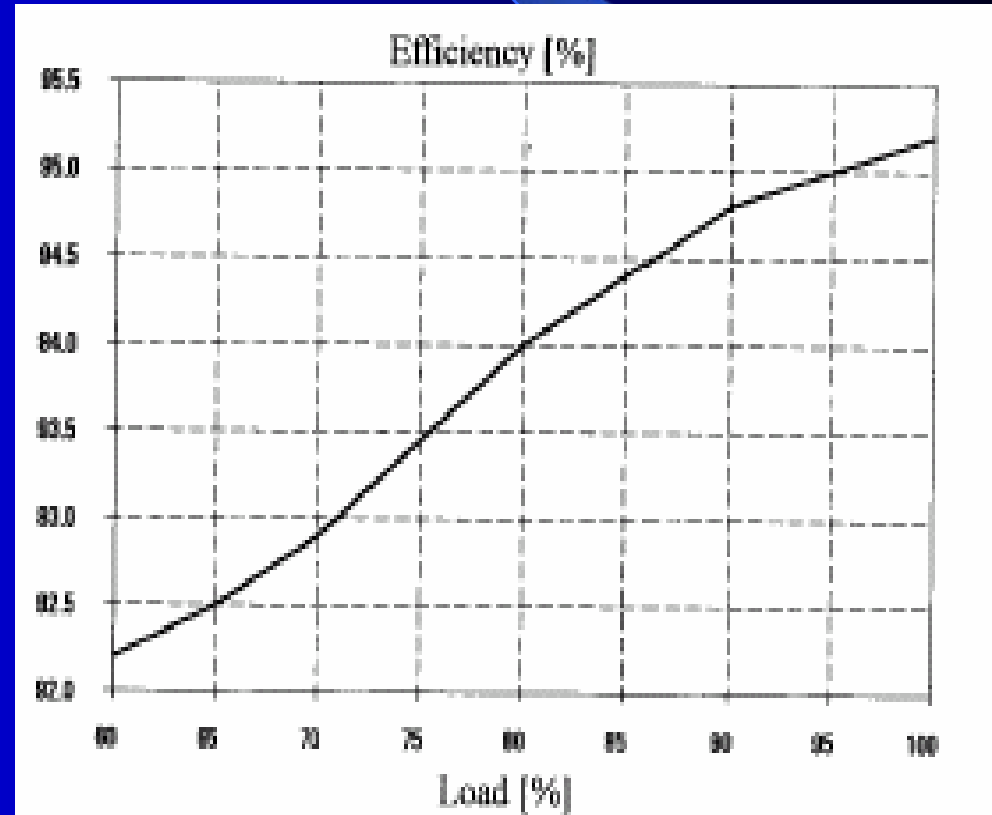
Single-switch DCM ZCT boost rectifier



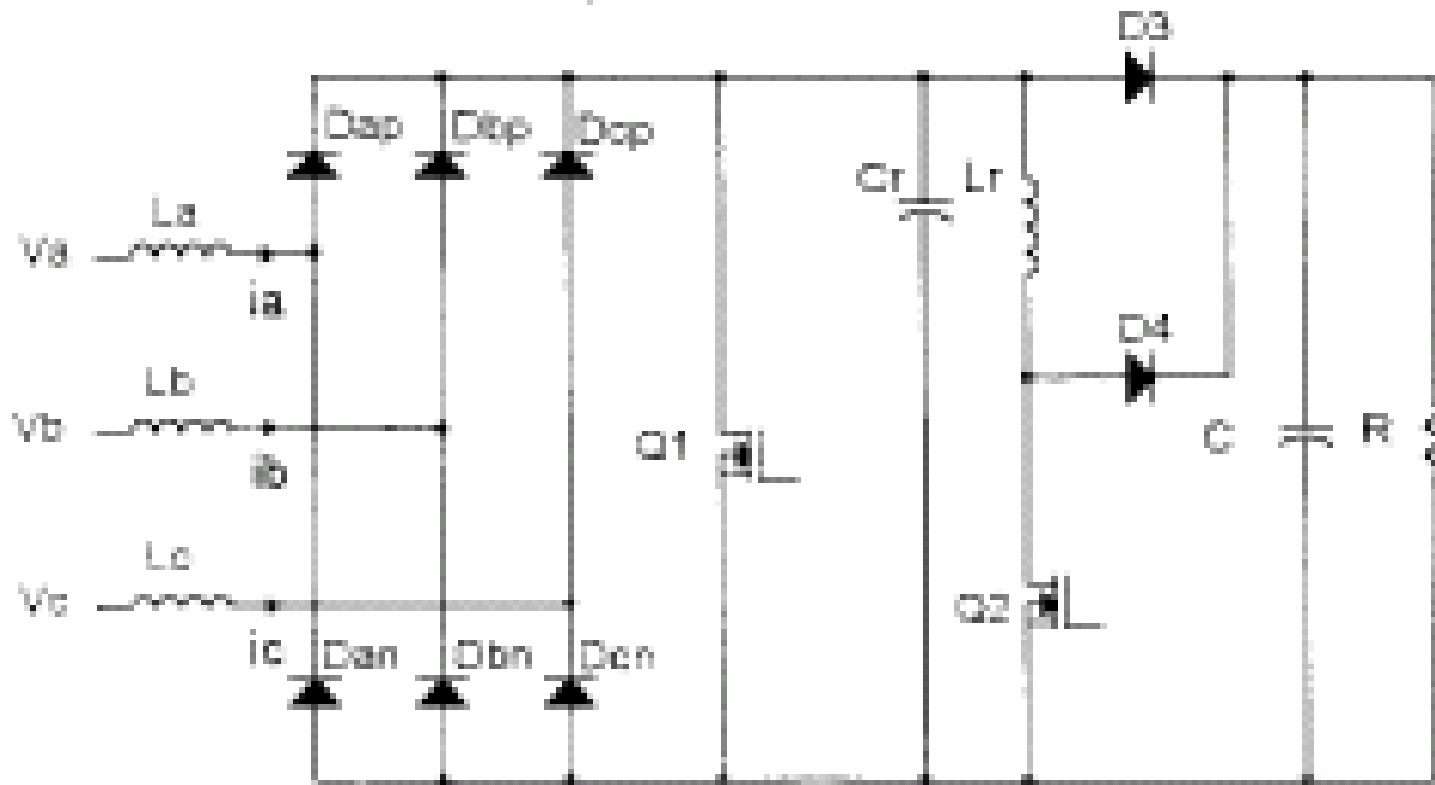
a) ZCT circuit

Experimental Result

- 50kHz IGBT
- 170Vrms input and 600V output
- 4kW
- THD \leq 10%
- 95.2% →

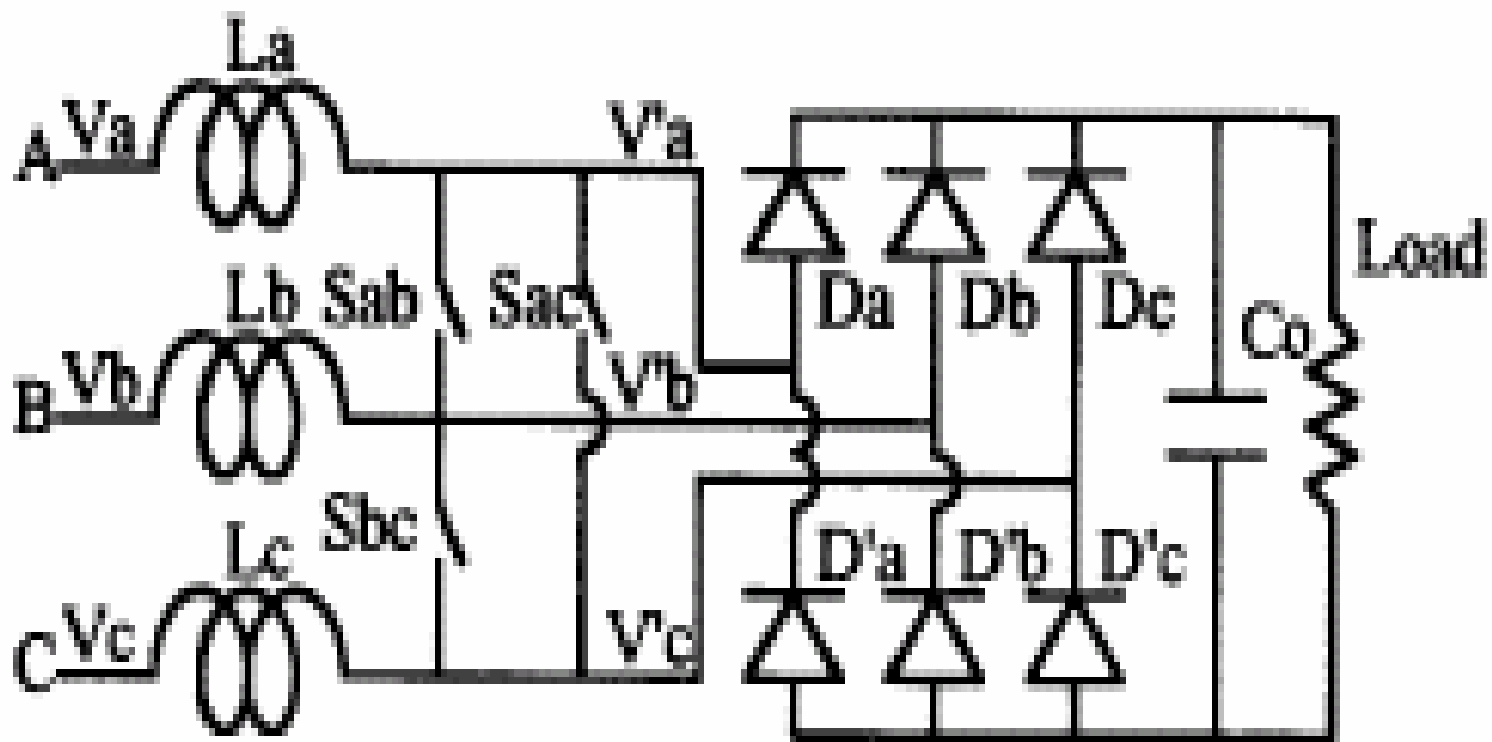


Single-switch DCM ZVT boost rectifier

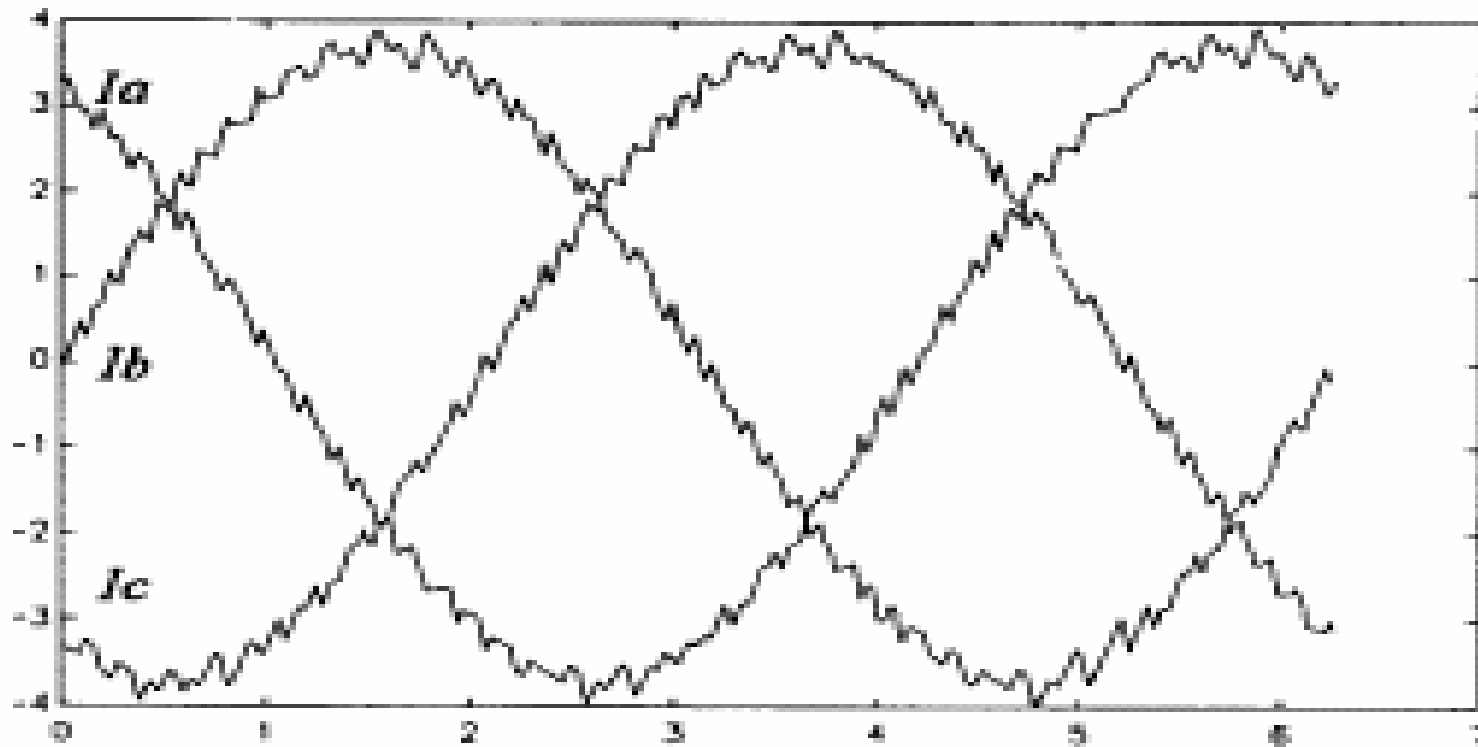


b) ZVT circuit

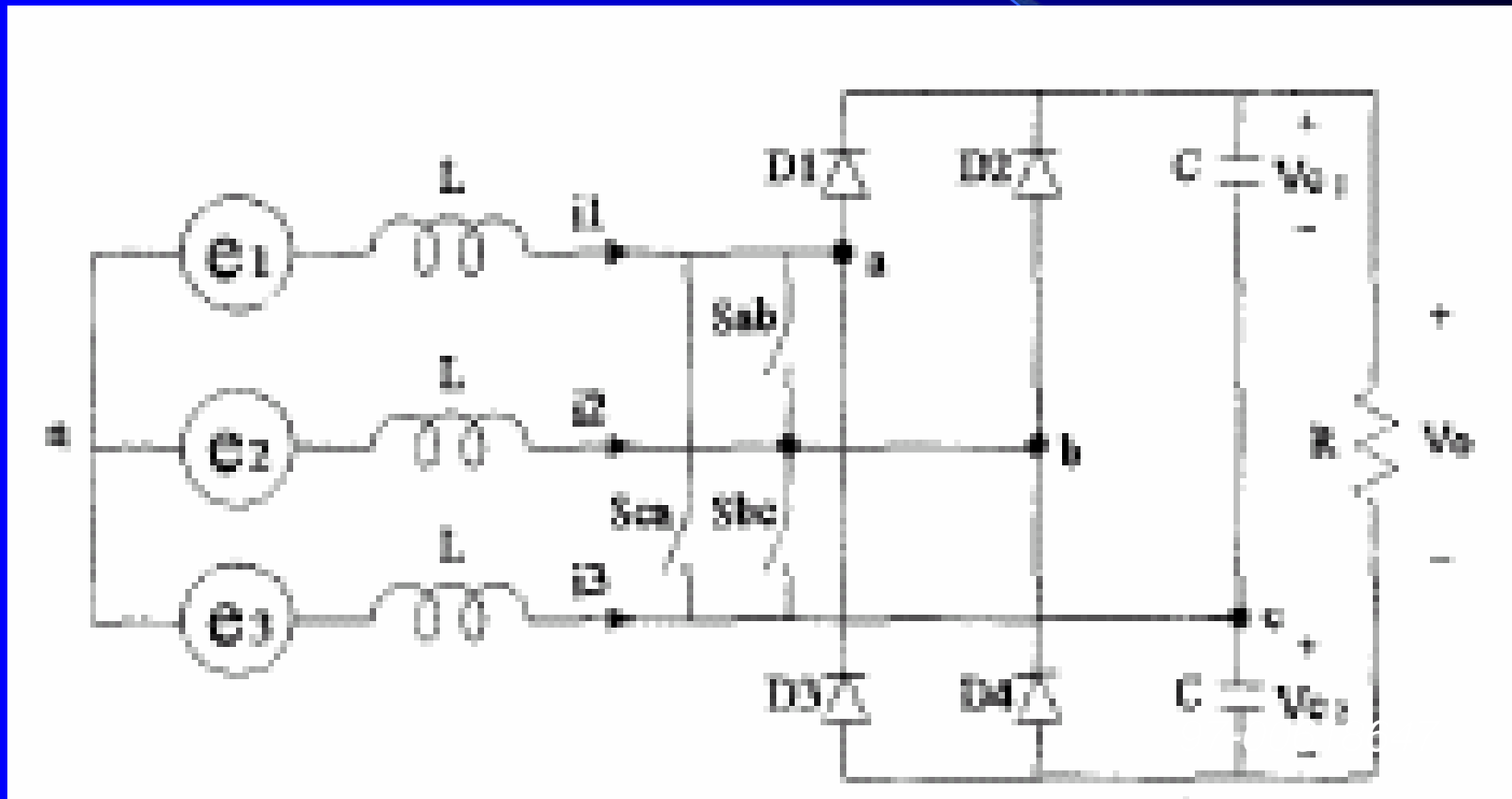
Three-phase SVM boost rectifier



Matlab simulated waveform



Three-phase SVM boost rectifier-2



Simulation Waveform

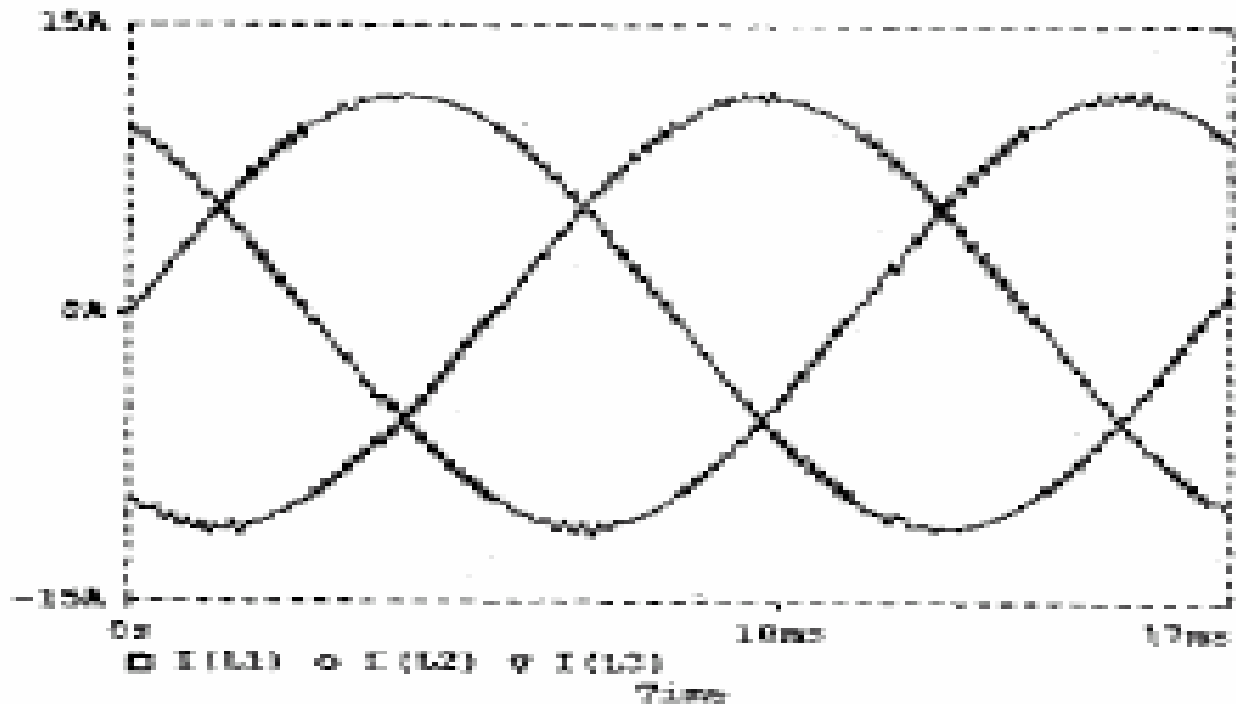
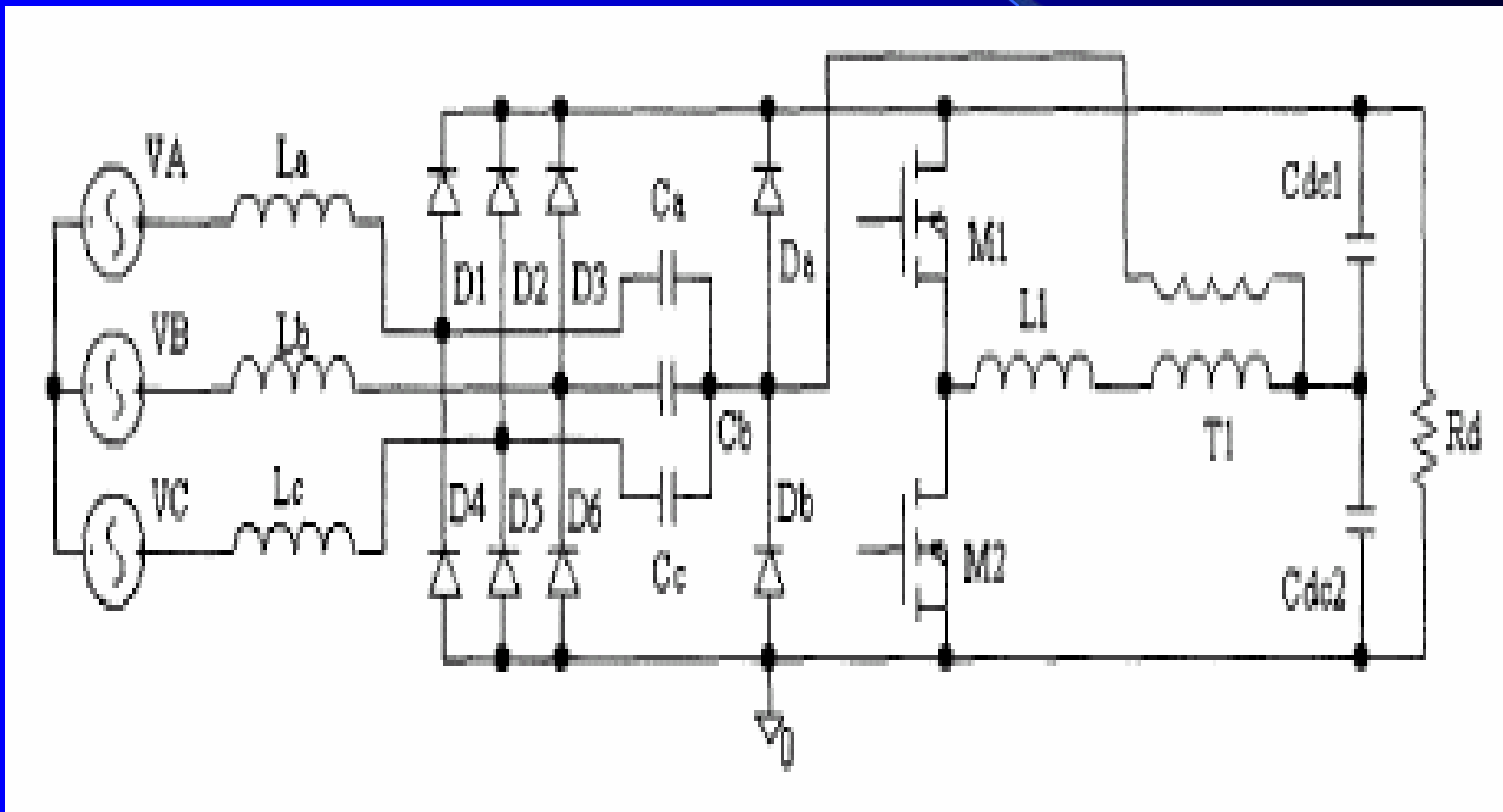


Fig. 9 Simulation waveforms of three-phase input current.

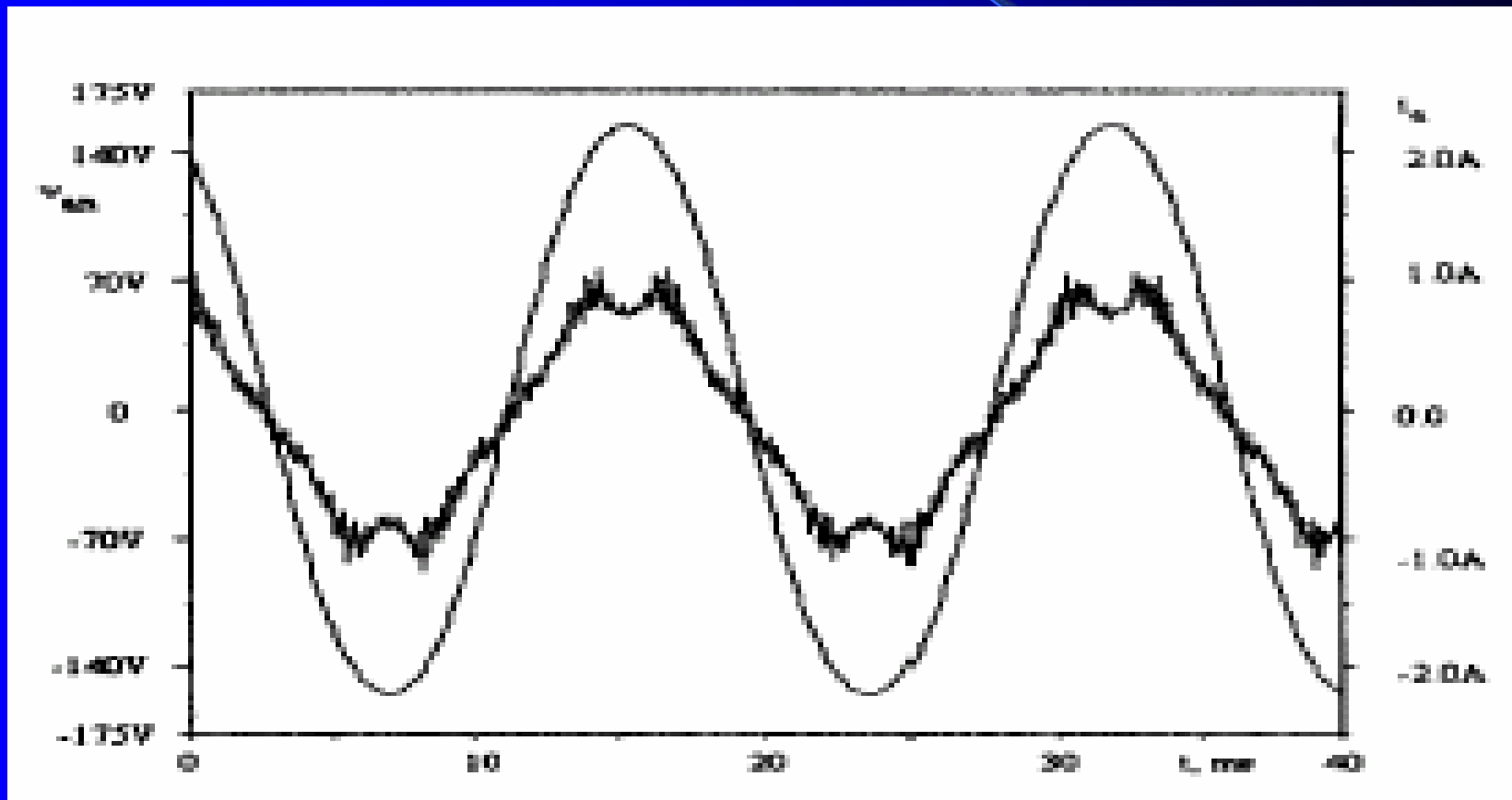
Resonant boost three-phase PFC circuit



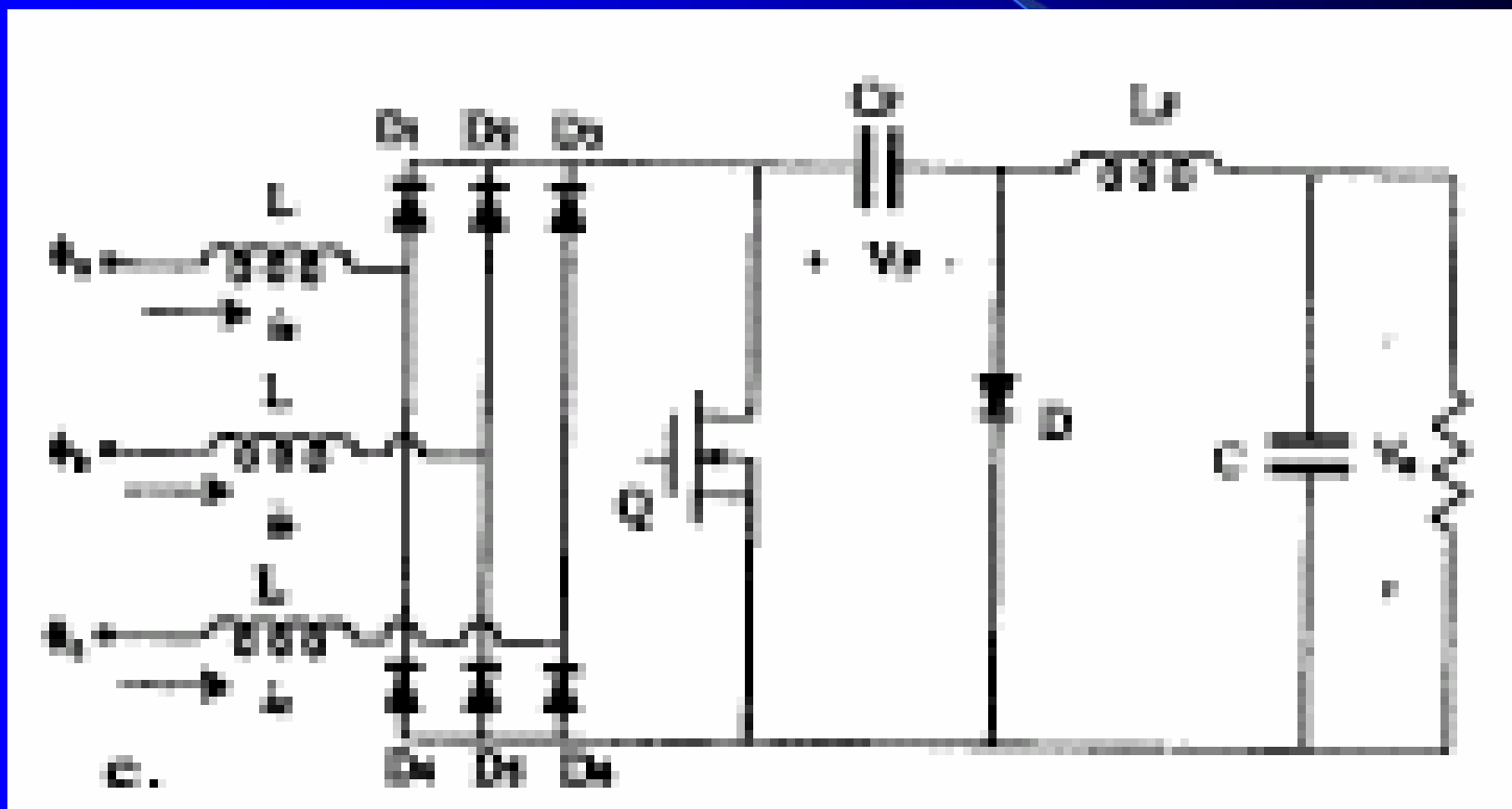
Experimental result

- 174kHz MOSFET
- 220Vrms input and 340V output
- 235W
- 97% efficiency
- THD<7.8%

Experimental waveform



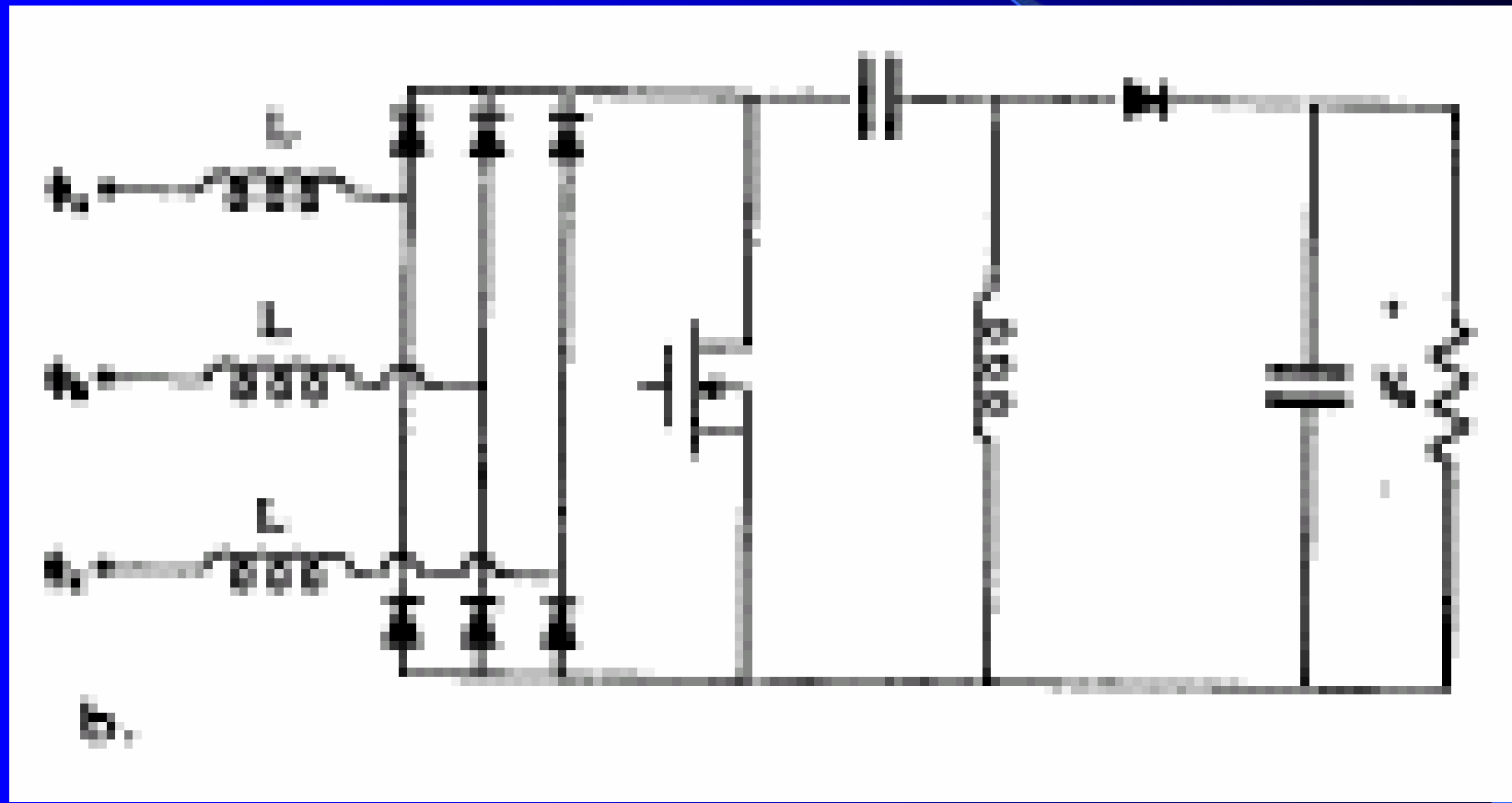
three-phase Cuk PFC circuit



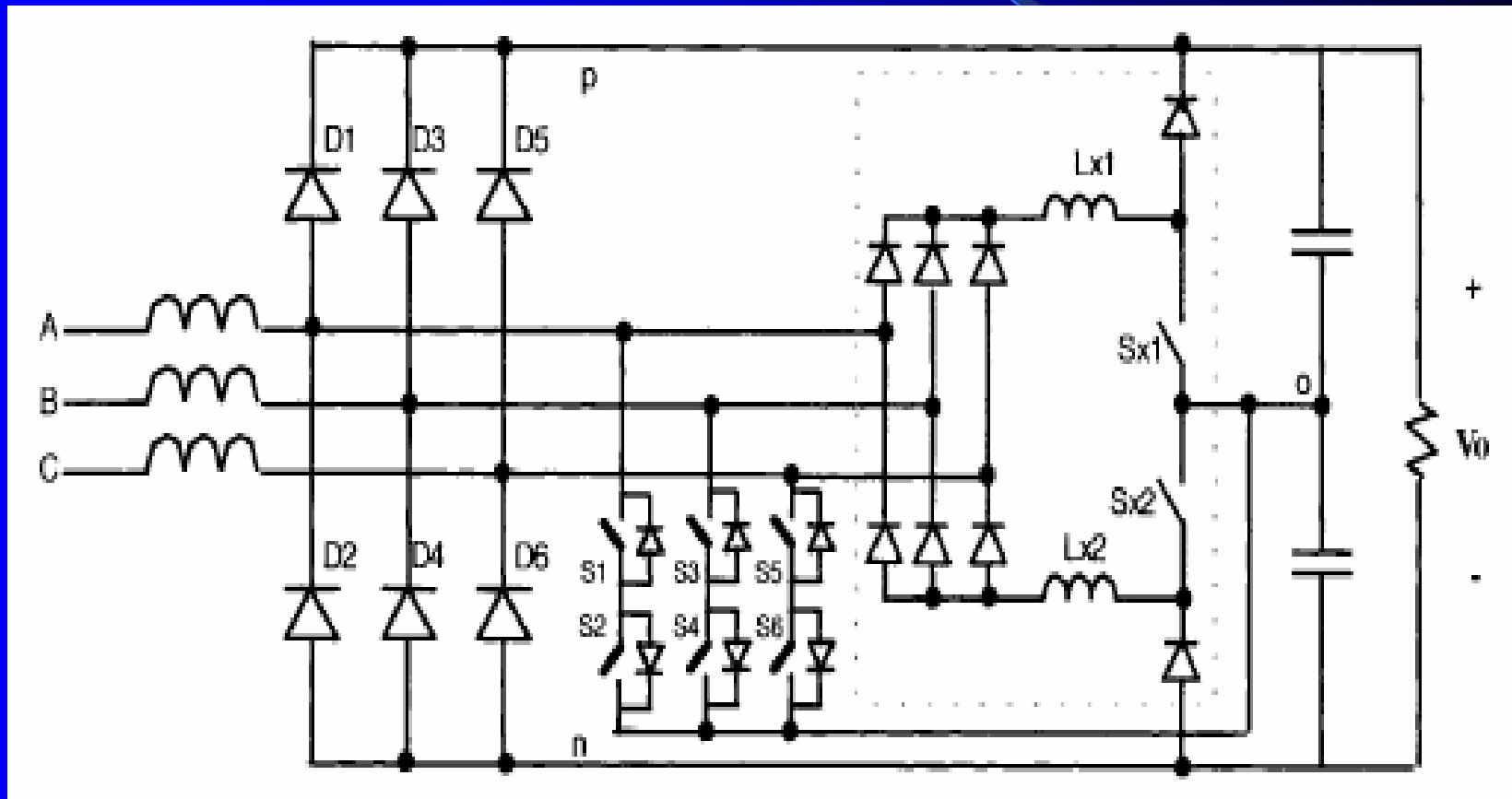
PSPICE Simulation Result

- $120V_{L-L}$ 60Hz input and 400V output
- 25kHz
- 2.9kW
- THD <5%
- PF=0.99

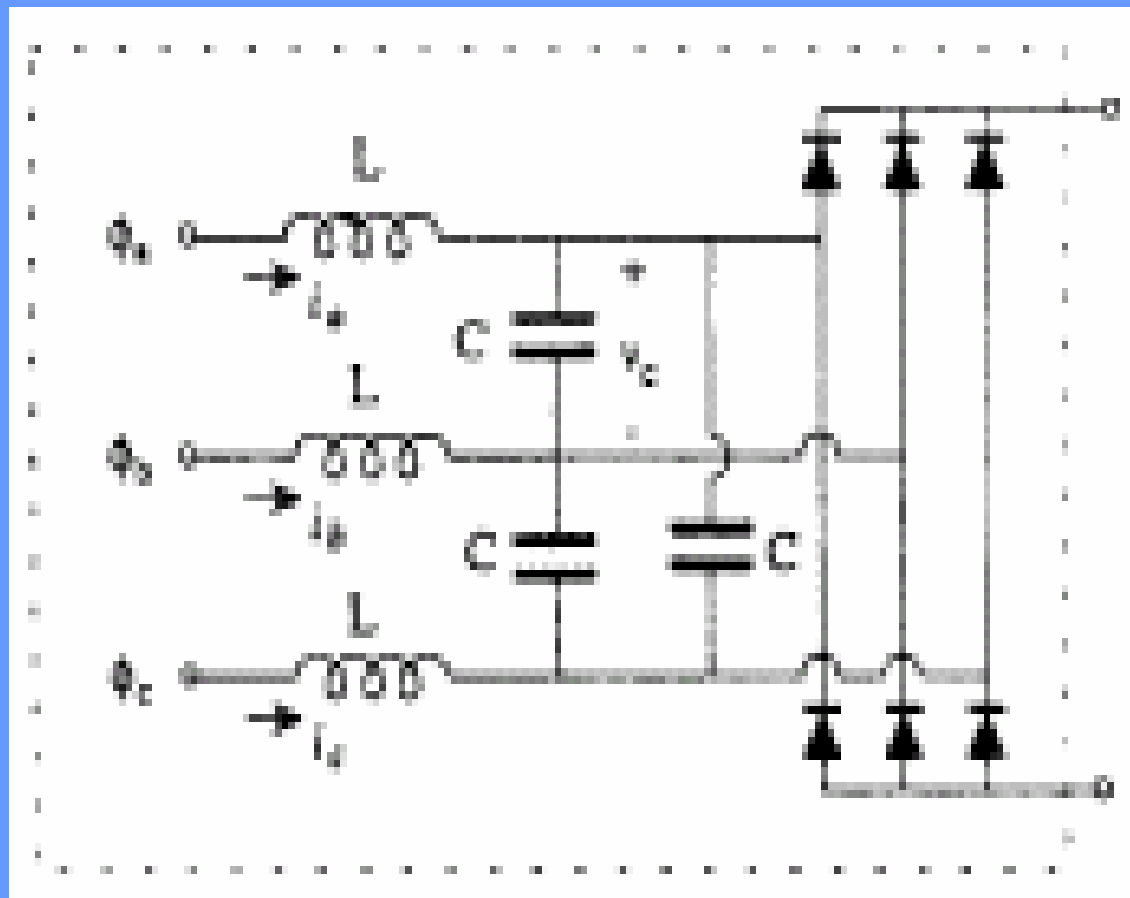
three-phase Sepic PFC circuit



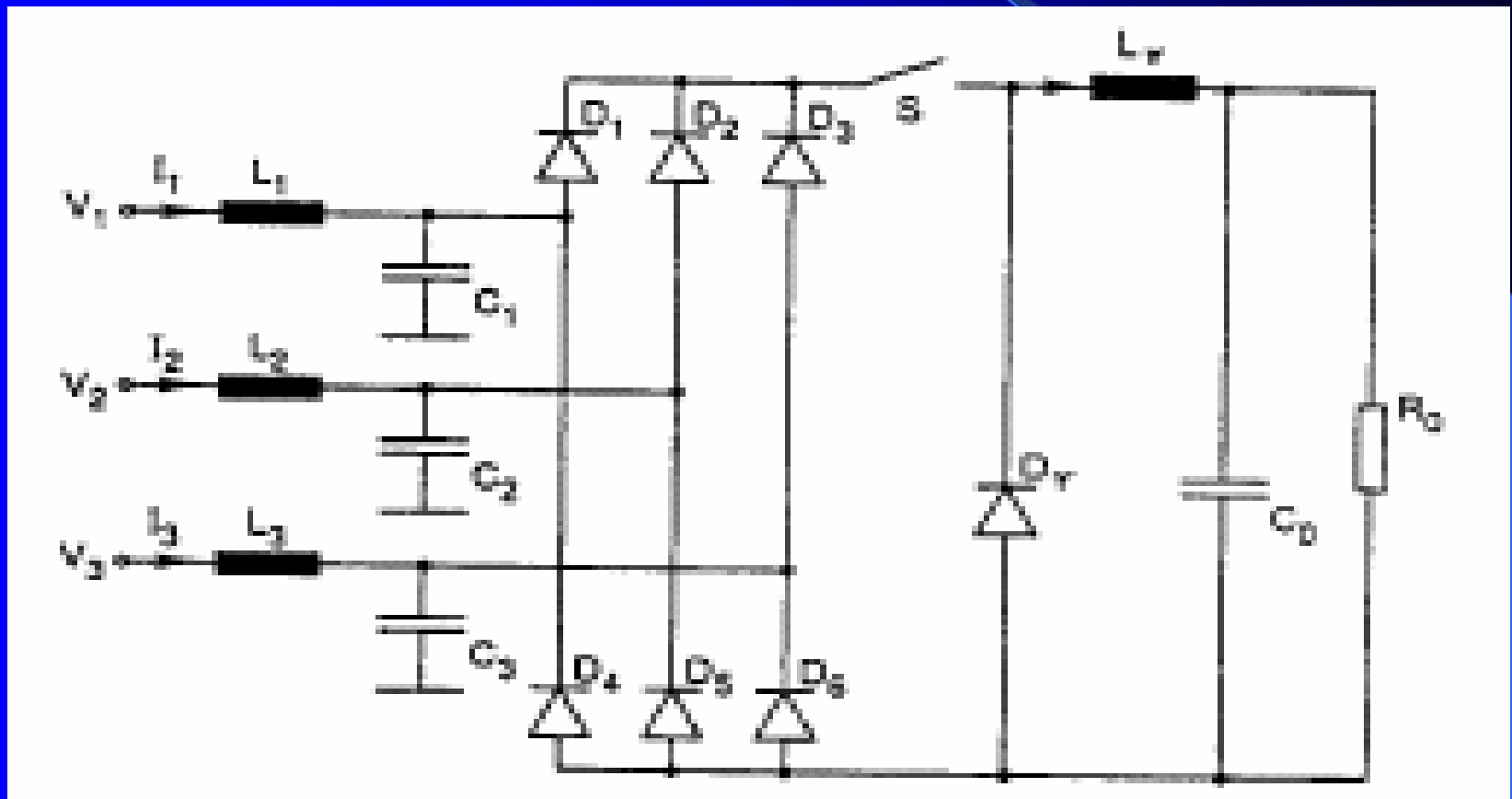
ZVT three-level boost circuit



2.2 *buck-type three-phase PFC circuits*



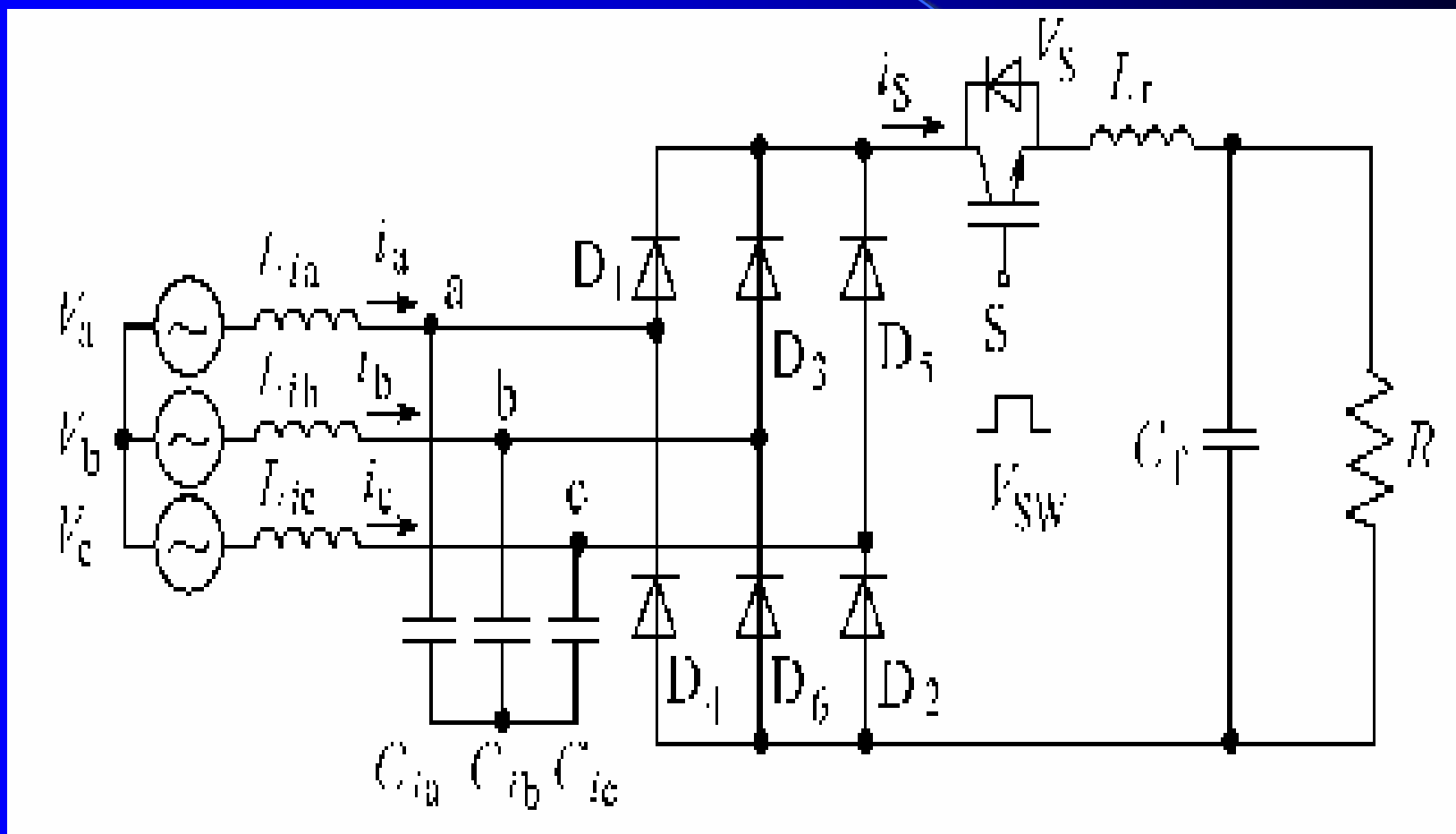
Single-switch VF buck rectifier



PSPICE Simulation Result

- 415V input and 400V output
- 20kHz to 40kHz
- 2.5kW
- 95% estimated efficiency

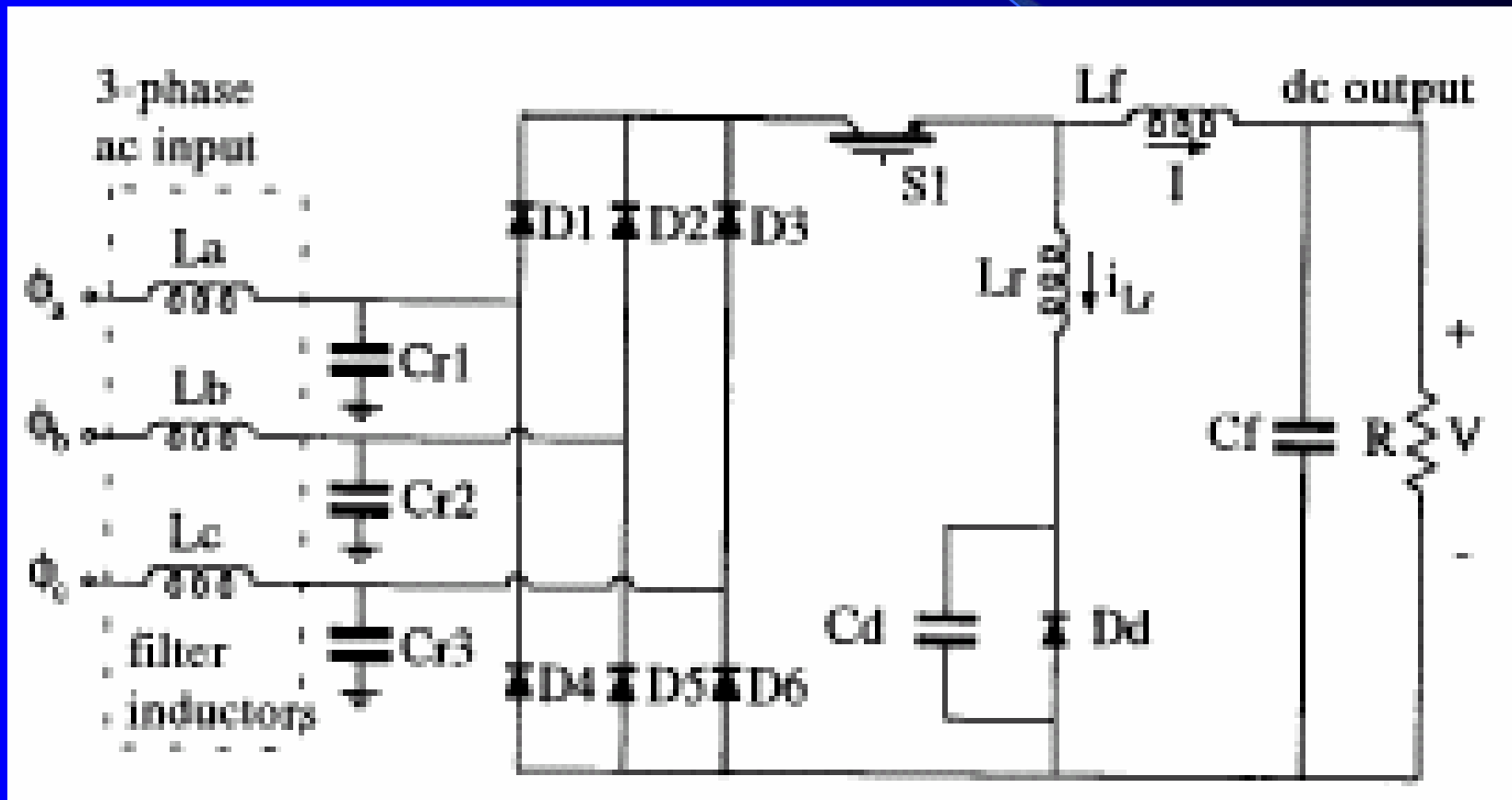
Single-switch QR VF buck rectifier



PSPICE Simulation Result

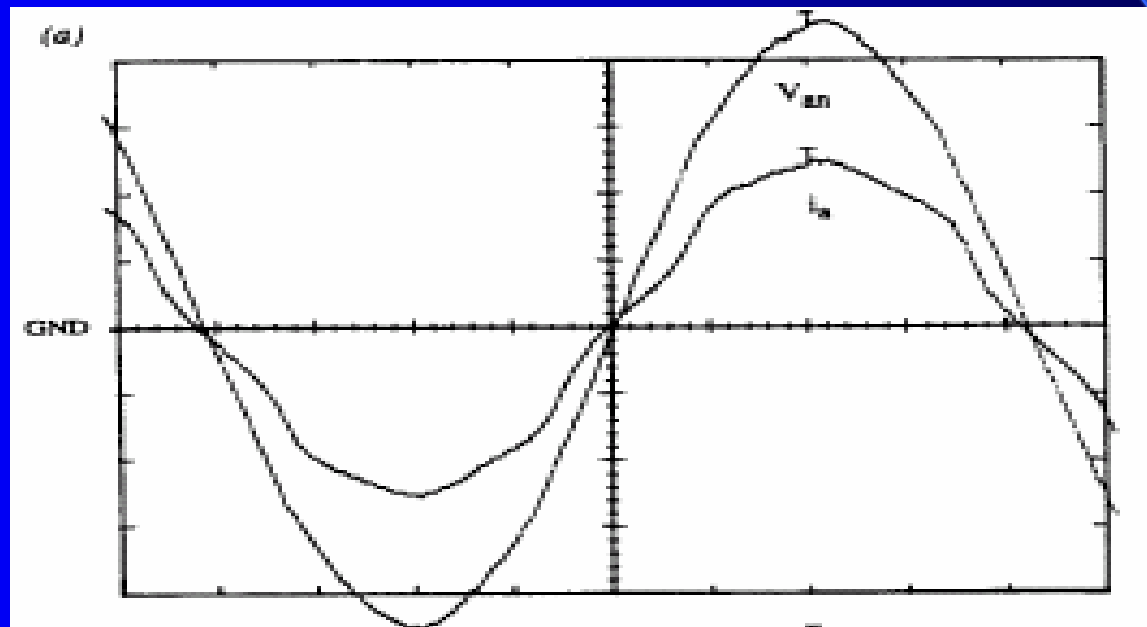
- 380Vrms input and 220V output
- 5kW
- 90kHz
- PF=0.993
- THD<5%

Three-phase multi-resonant ZVZCS PFC circuit

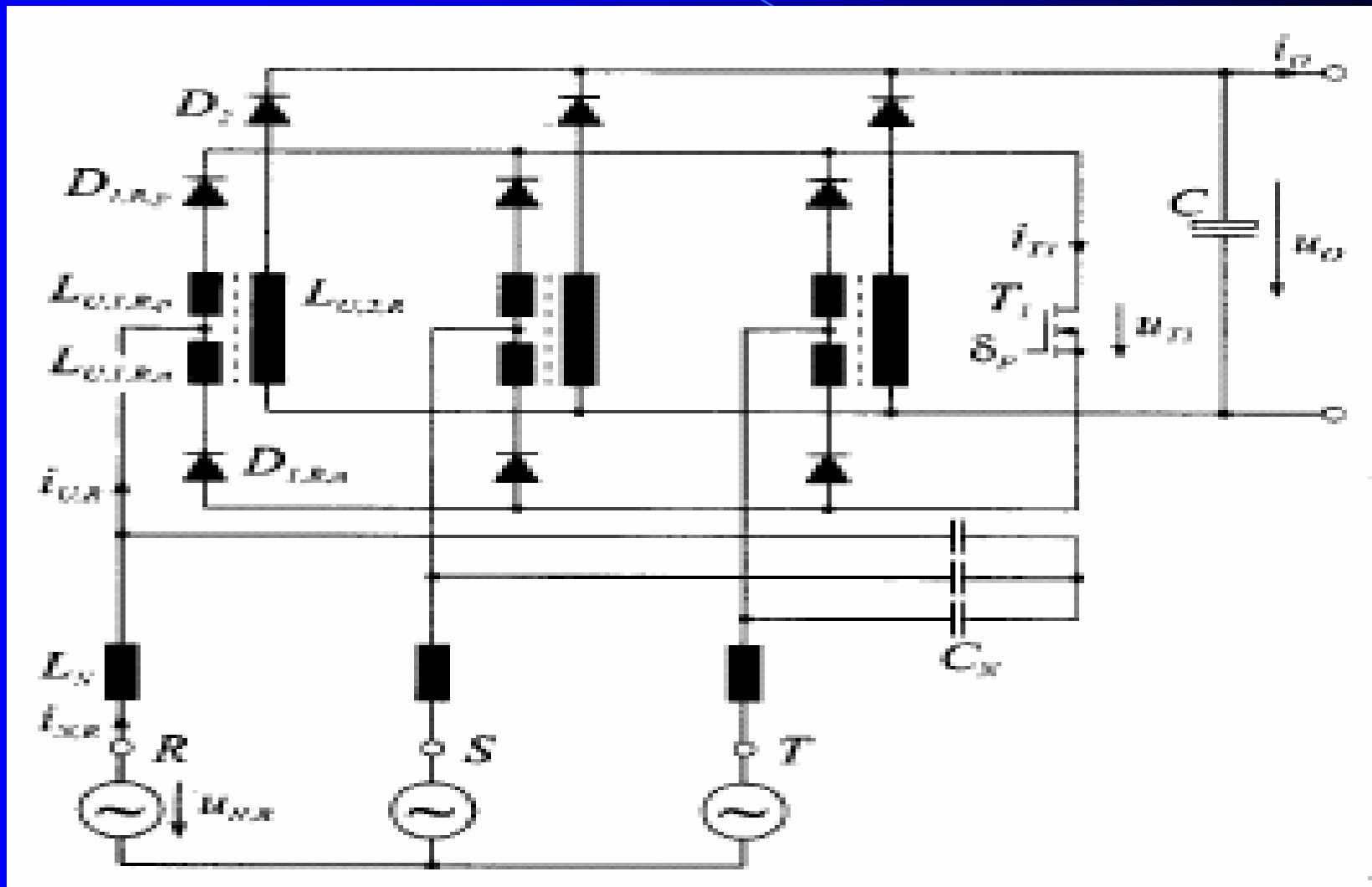


Experimental result

- 100Vrms input and 60V output
- 360W
- 56kHz



three-phase flyback-derived PFC circuit

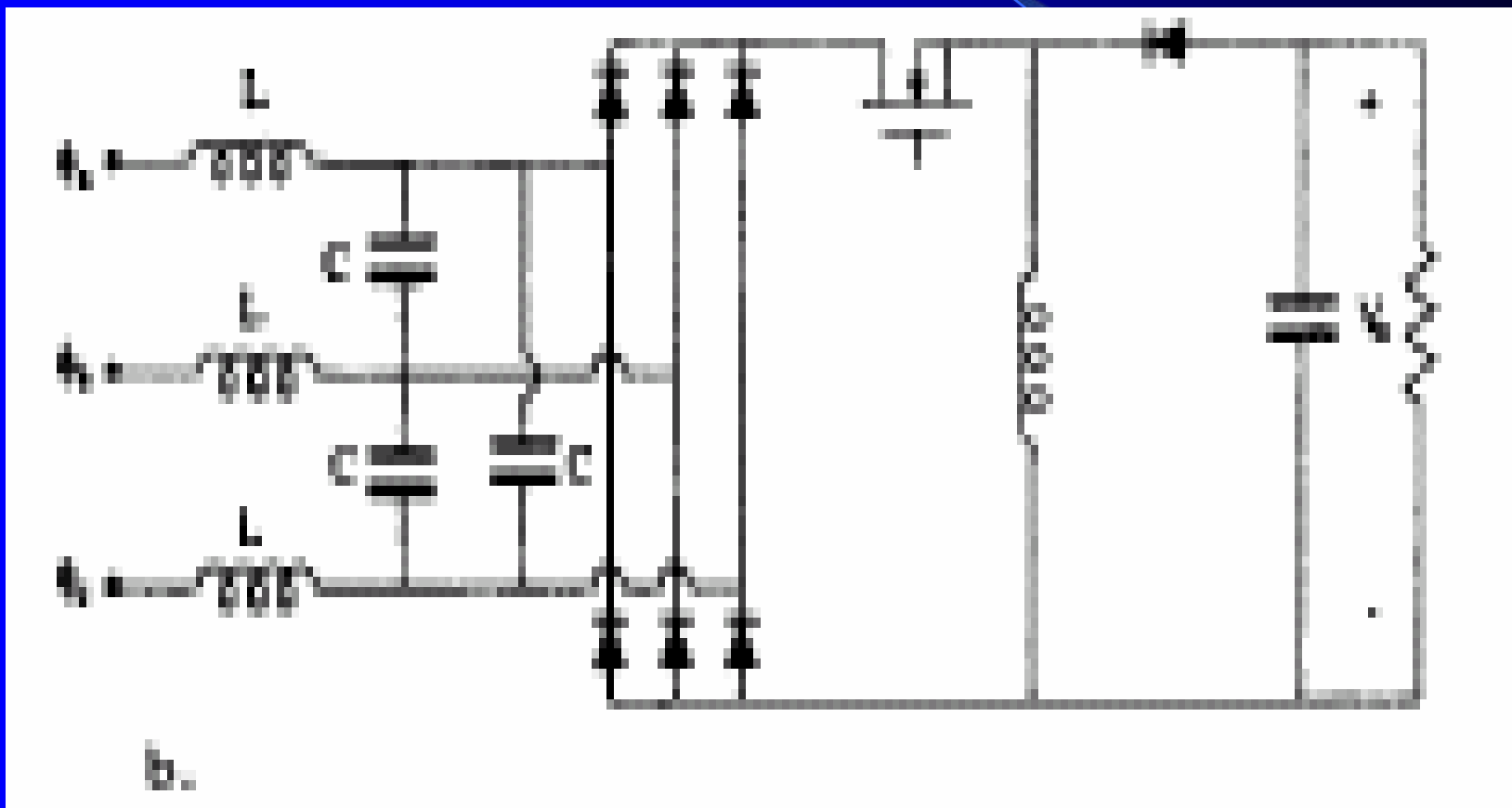


Experimental result

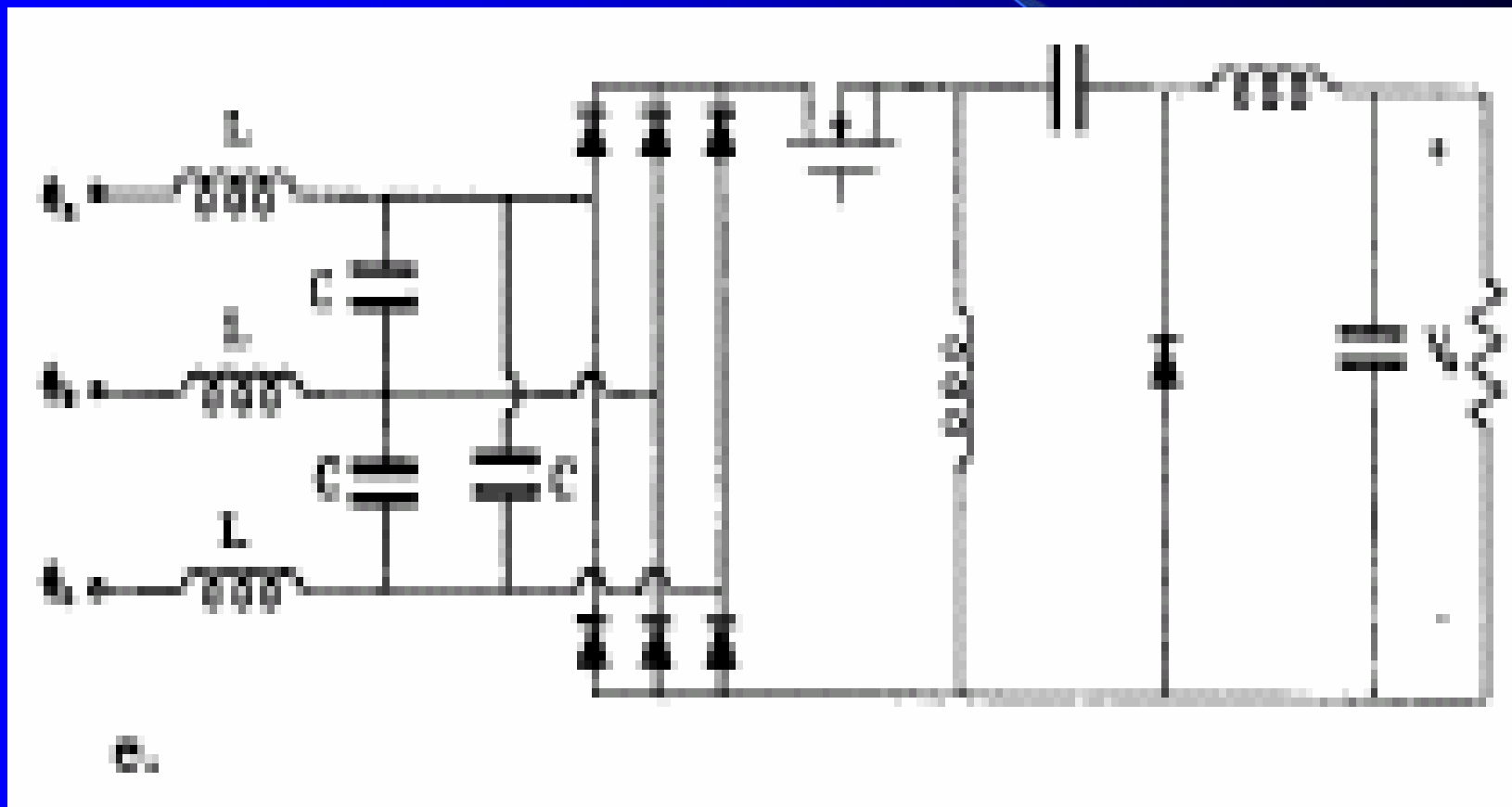
- 42kHz

Input voltage:	$U_I = 200V$	Output voltage:	$U_O = 28.2V$
Input current:	$I_I = 0.95A$	Output current:	$I_O = 10A$
Input power:	$P_I = 328W$	Output power:	$P_O = 282W$
Power factor:	$\lambda = 0.999$	Efficiency:	$\eta = 86\%$

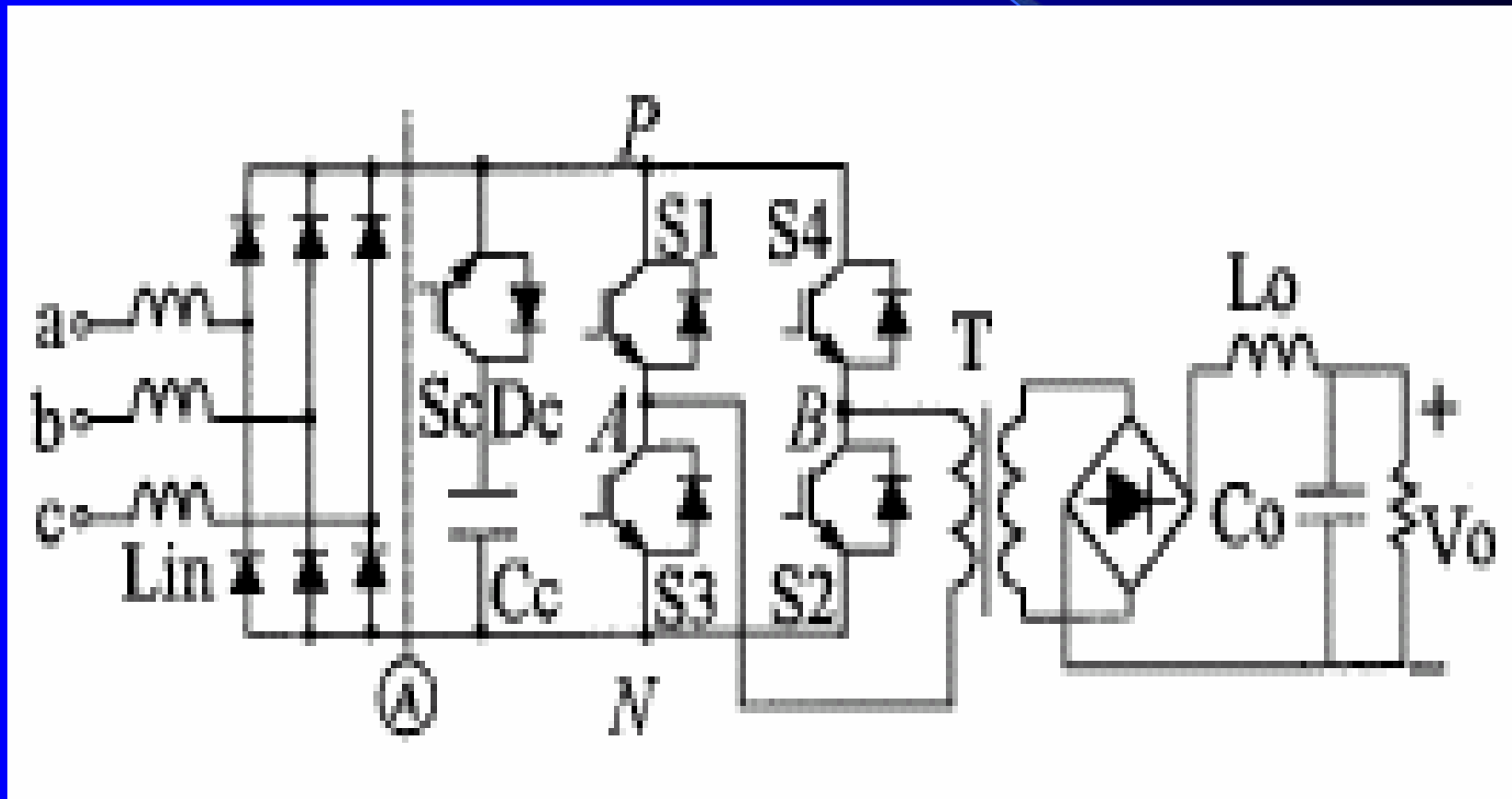
three-phase PFC Buck-Boost circuit



three-phase PFC Zeta circuit



ZVT single stage PFC circuit

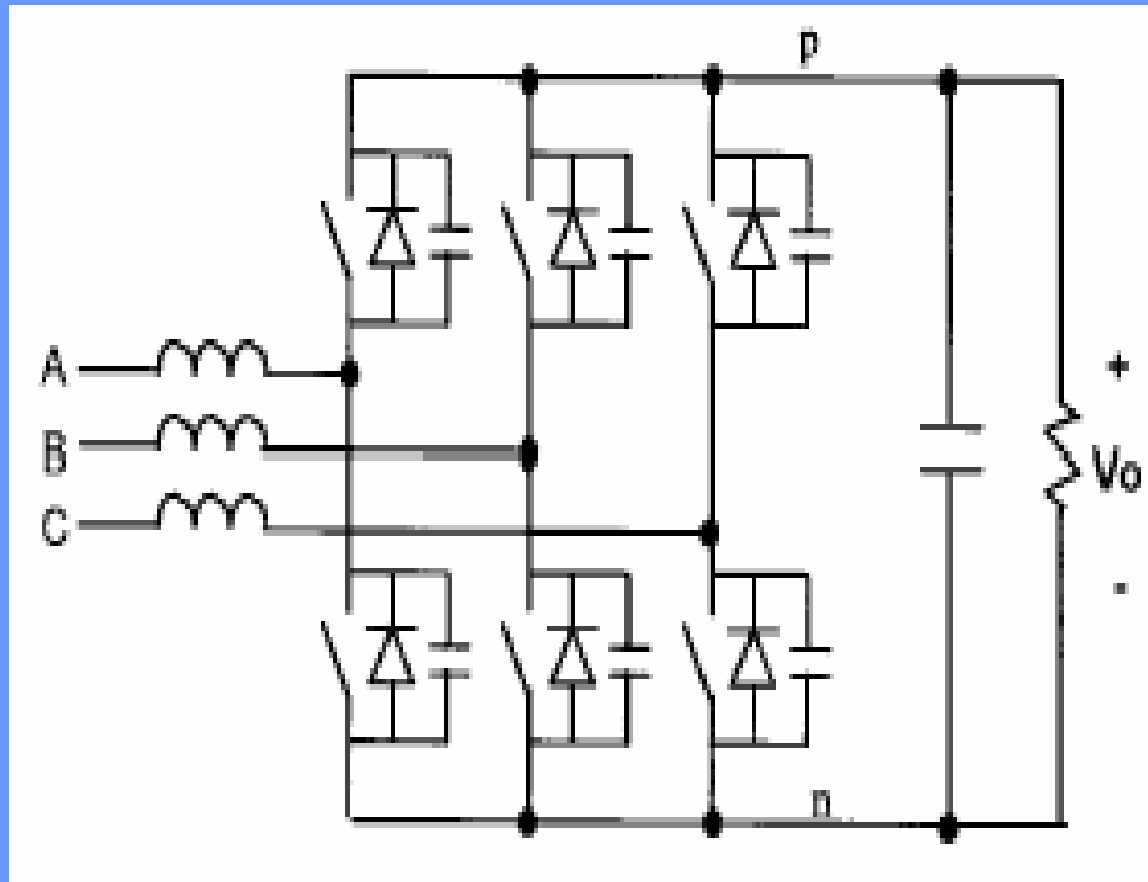


Experimental result

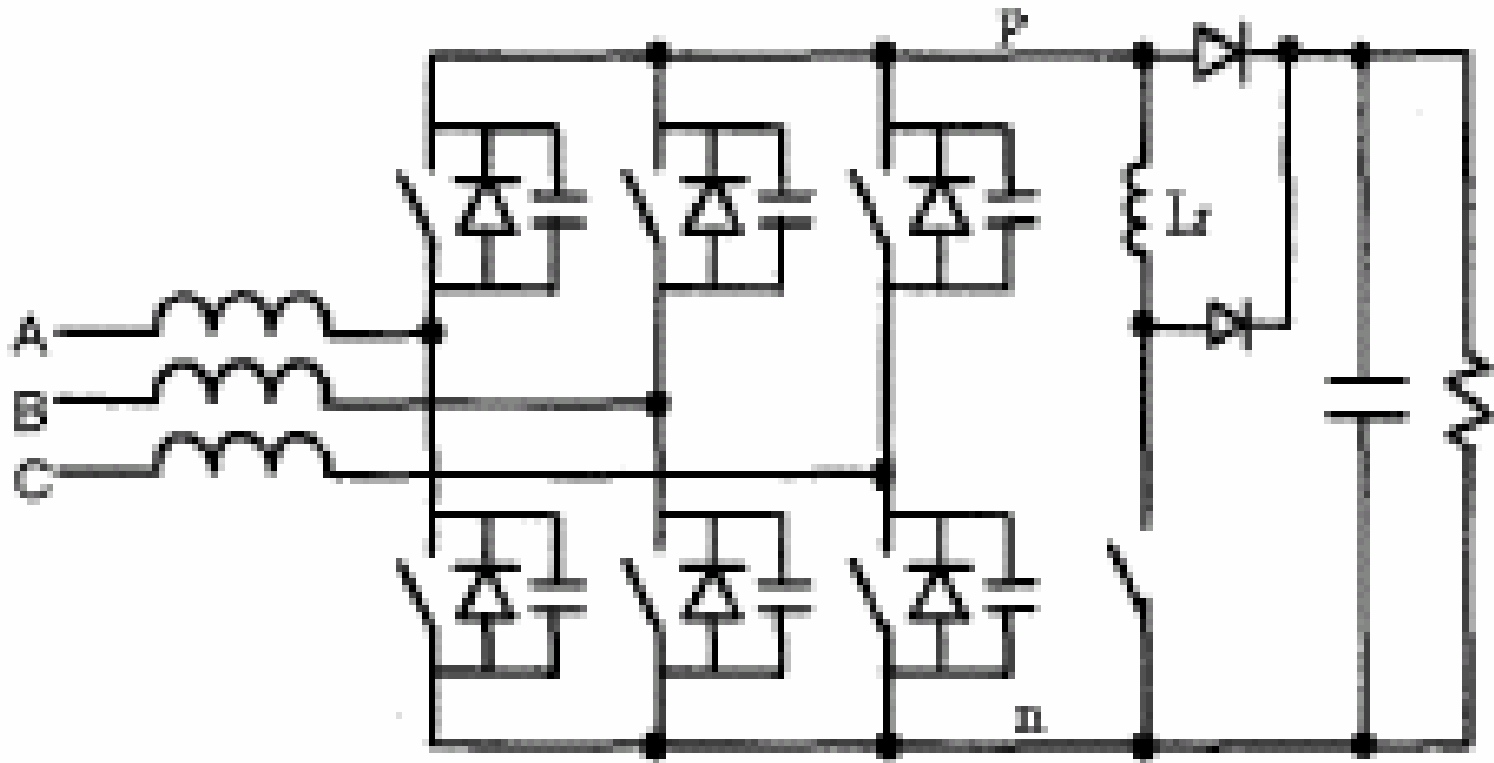
- 208Vrms input and 48Vdc output
- 5kW
- Output voltage ripple 500mVpp
- 40kHz IGBT
- Efficiency <90%

三、由开关器件组成可控整流桥的 三相PFC电路

3.1 *Basic boost-type rectifier*



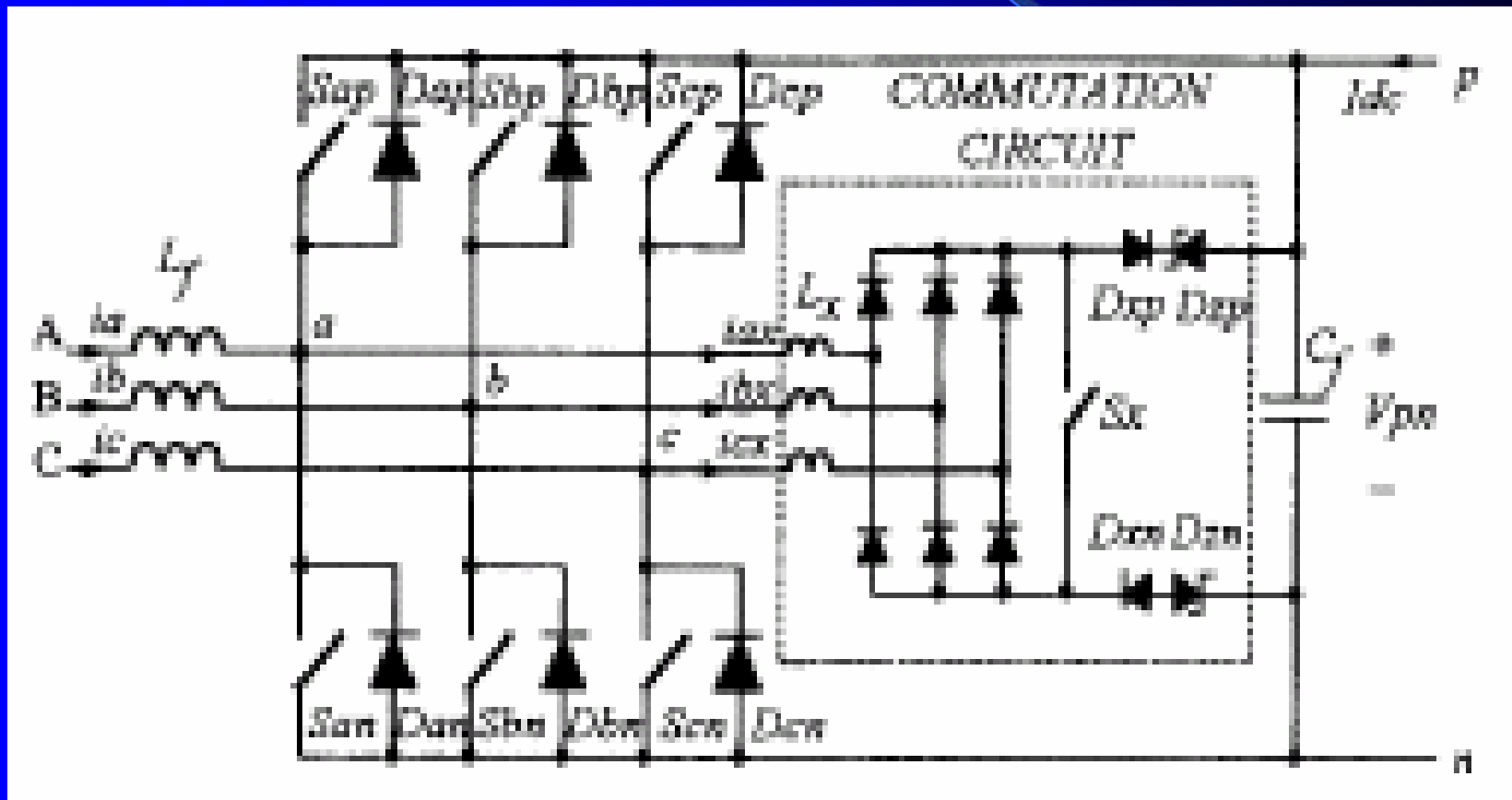
ZVT boost rectifier-1



Experimental result

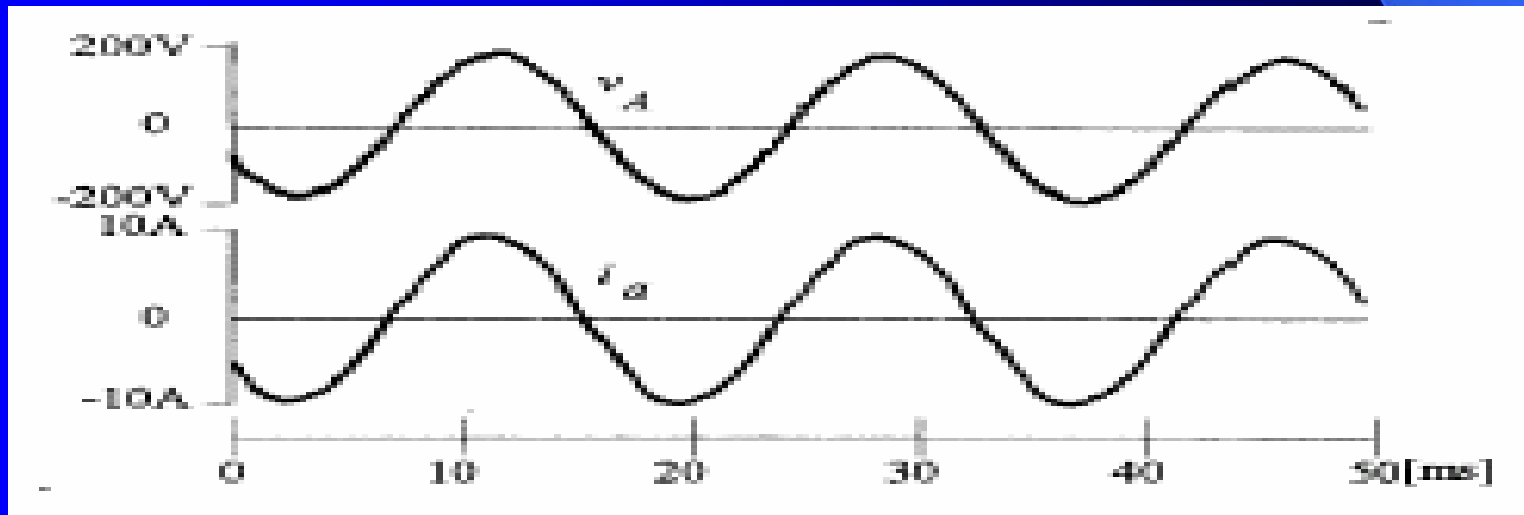
- 50kHz
- 180V_{rms} input and 350V output
- 97% at 5kW
- 10kW

ZVT boost rectifier-2

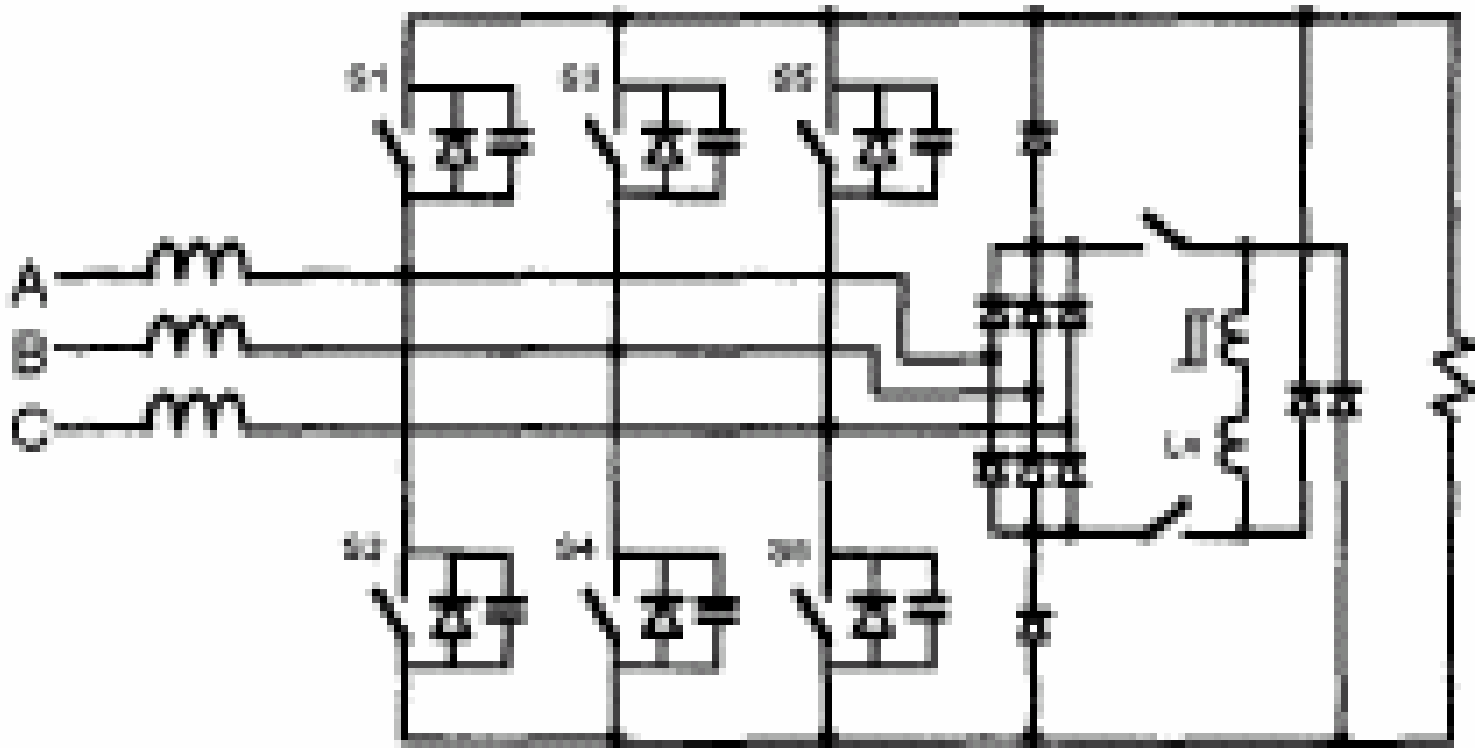


Experimental result

- 480Vrms input and 800V output
- 10kW
- 30kHz IGBT
- >97% efficiency



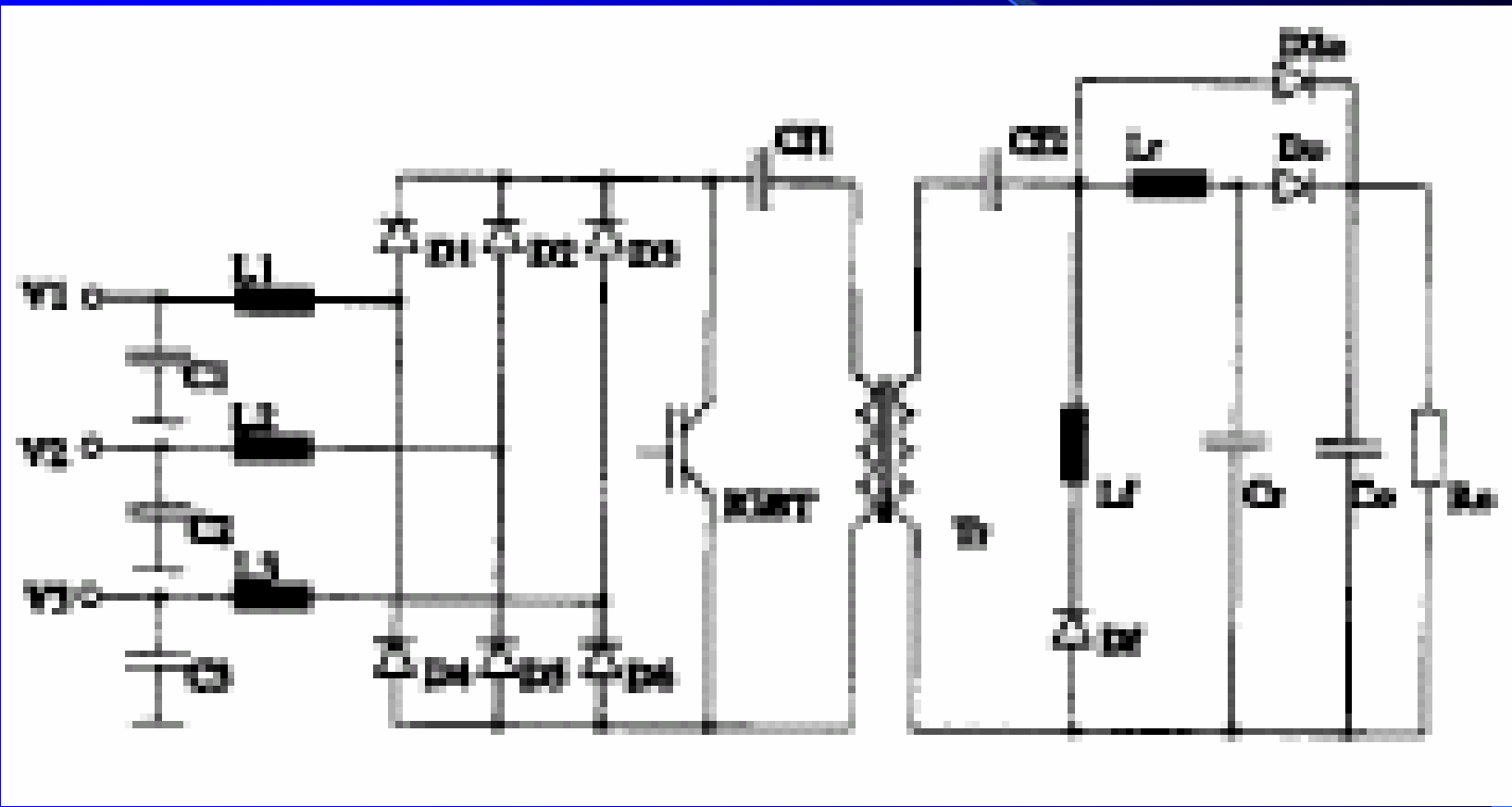
Improved ZVT boost rectifier-2



Experimental result

- 100kHz
- 100V_{rms} input and 120V output
- 97%
- 500W

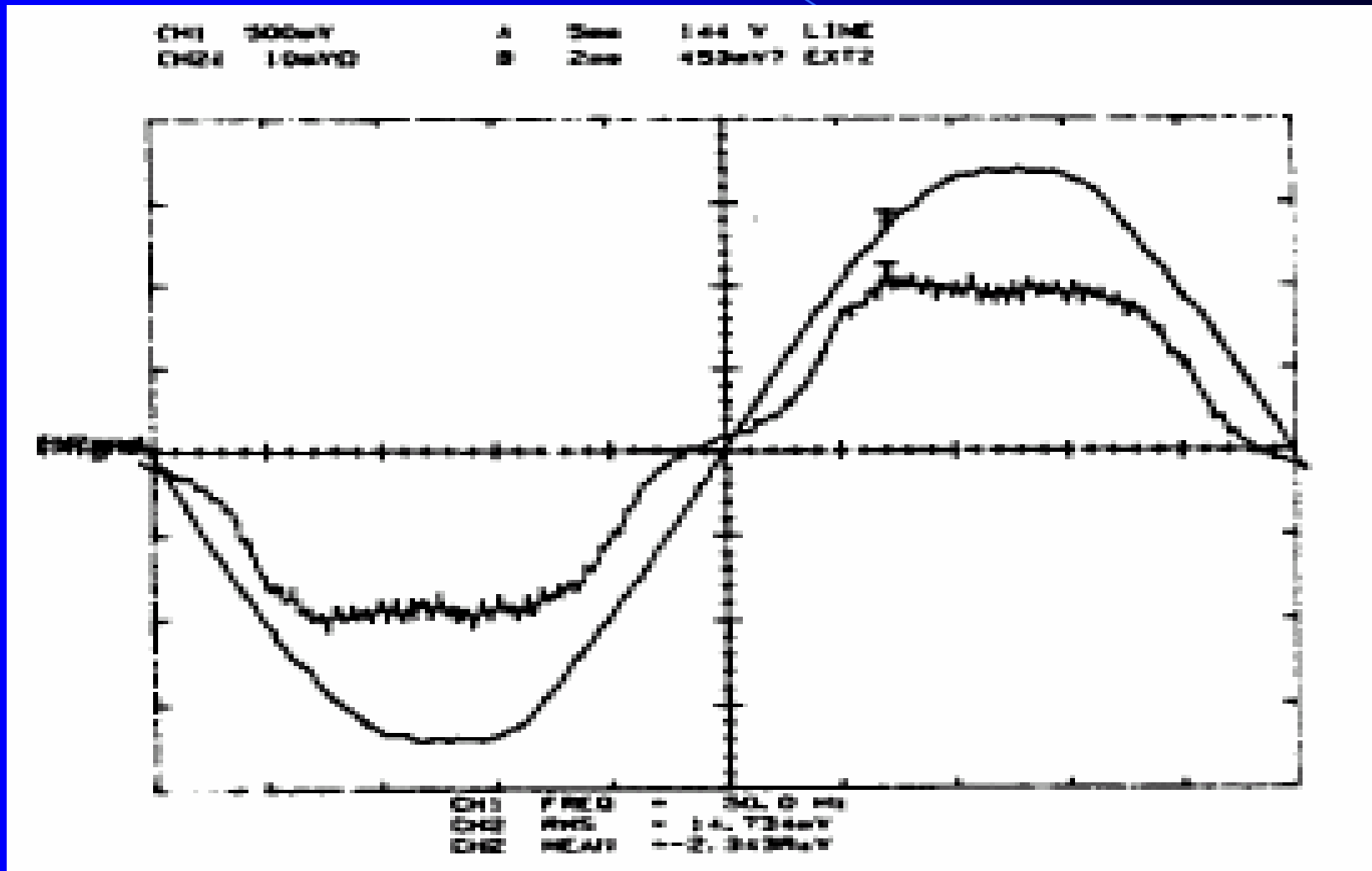
Quasi-resonant Sepic PFC circuit



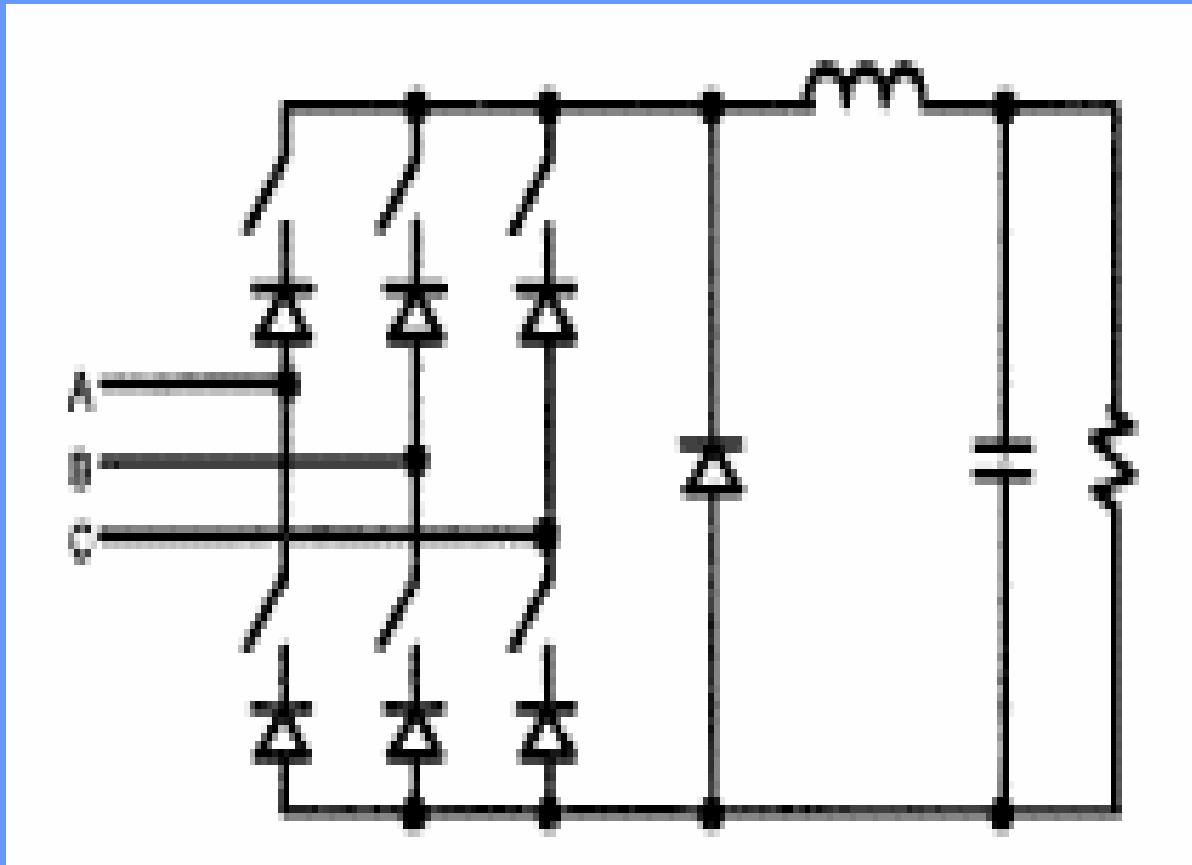
Experimental Result

- 35kHz
- 415V_{rms} input and 400V output
- 1kW
- 1200V IGBT

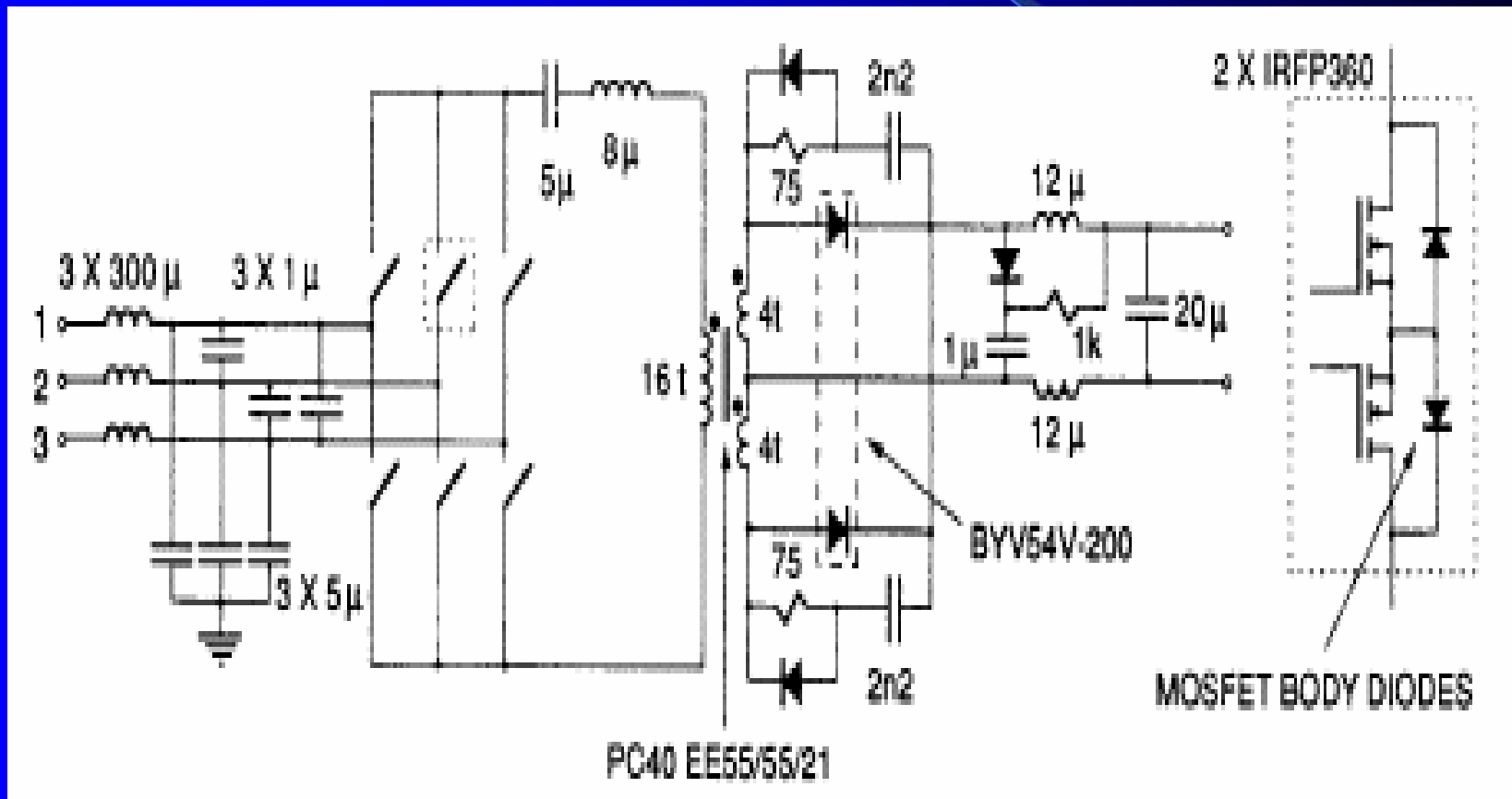
Experimental waveform



3.2 *Basic buck-type rectifier*

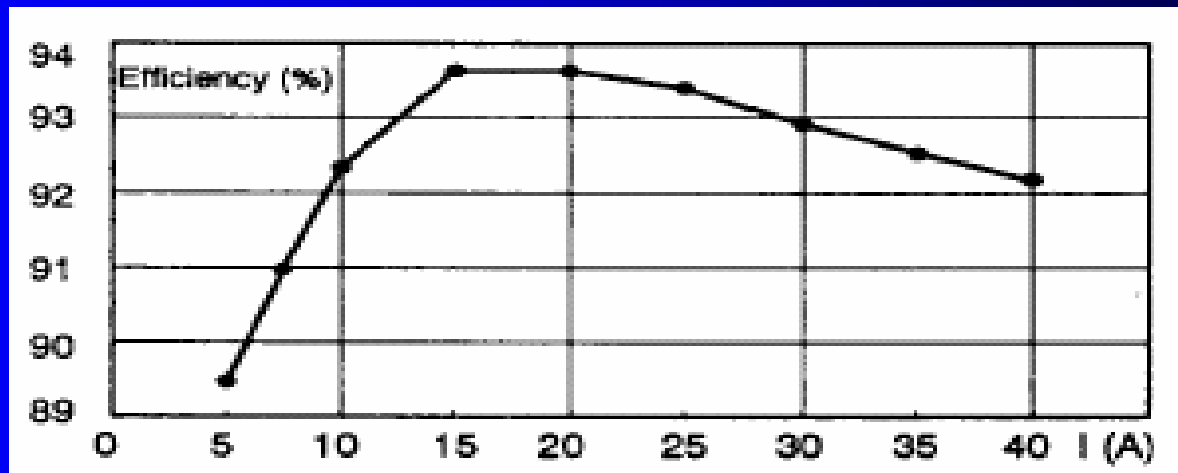


Four-quadrant isolated three-phase ZVT rectifier

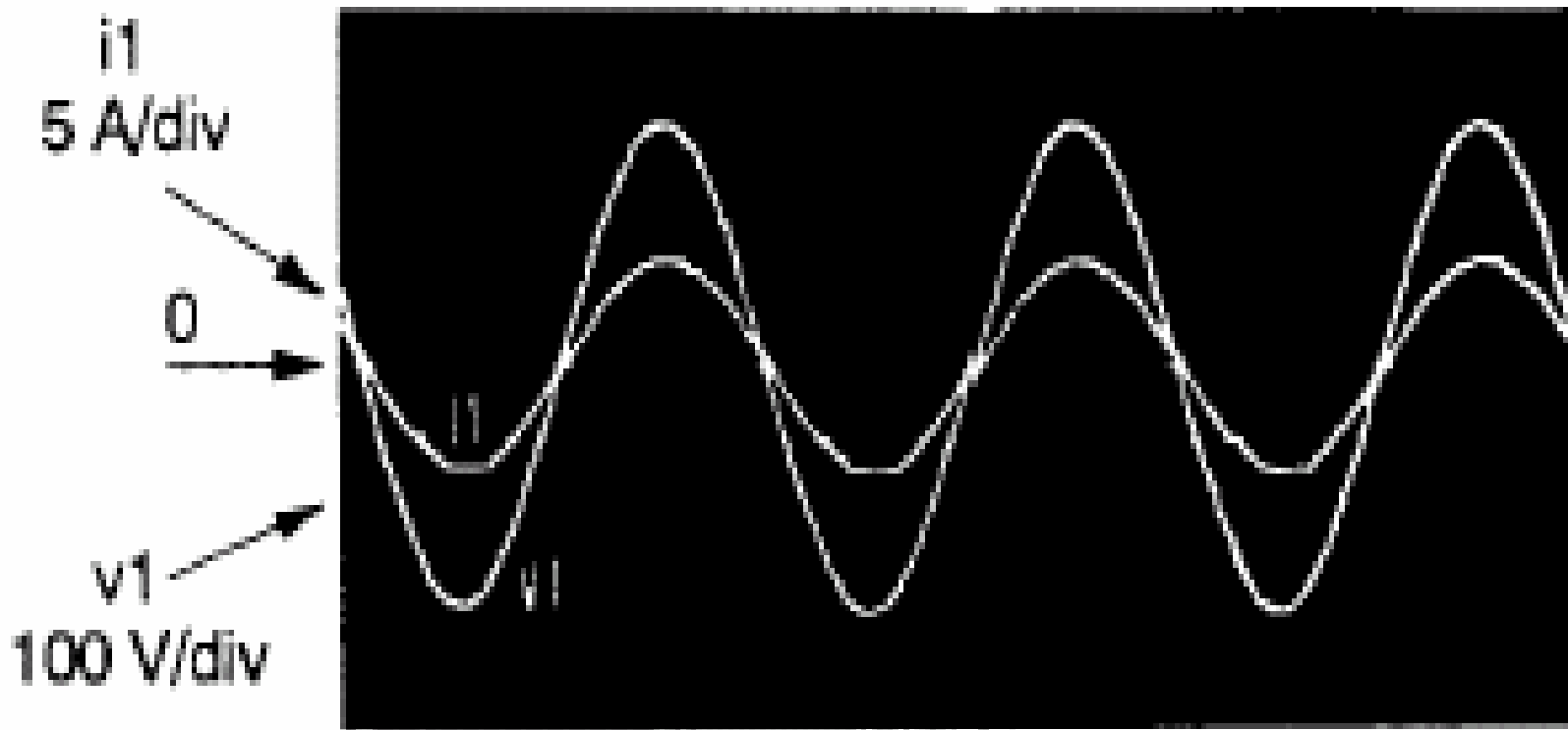


Experimental Result

- 91kHz 2kW
- 208Vrms input and 50V output
- 400V 25A MOSFET
- THD about 0.9%

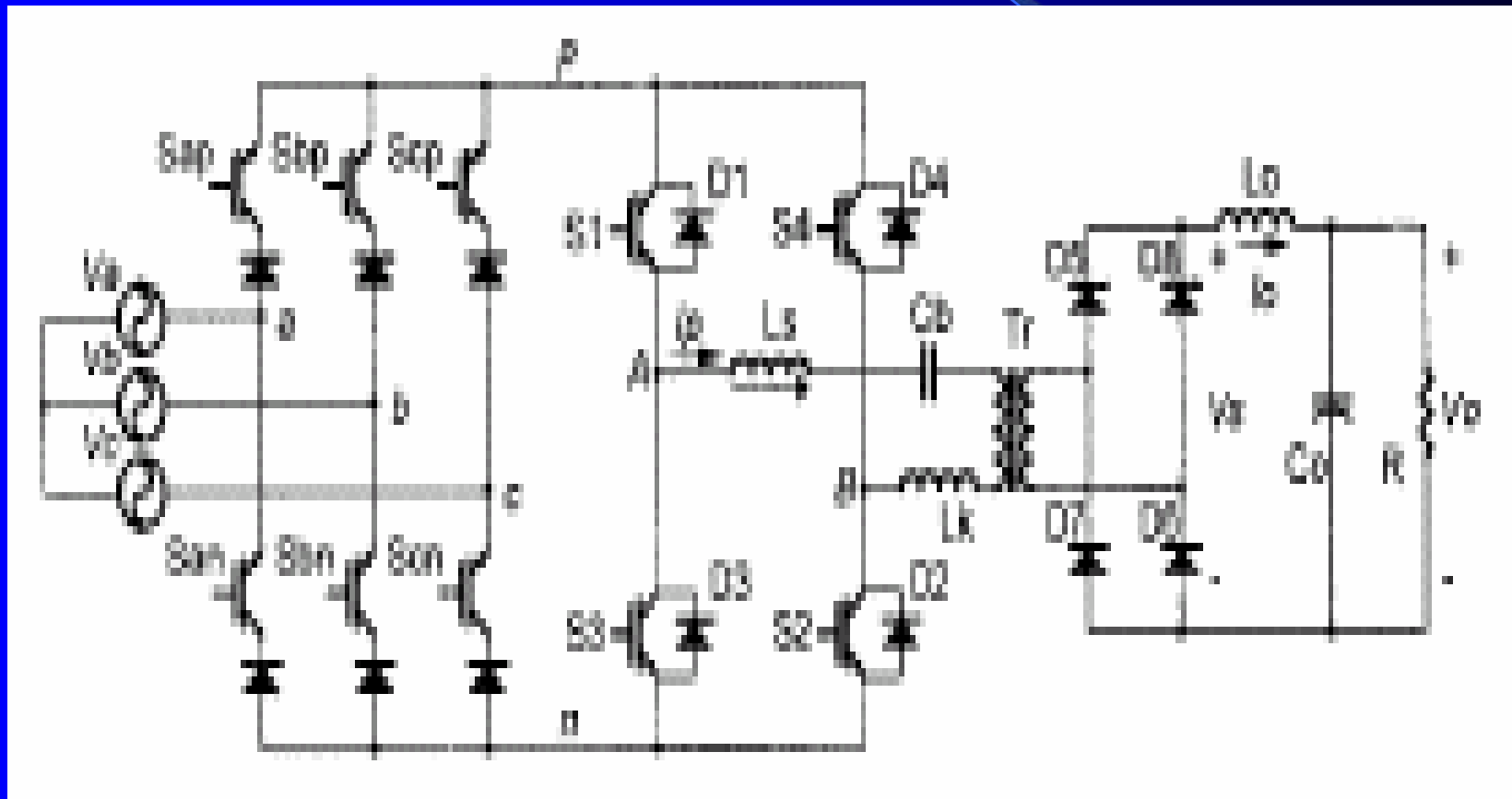


Experimental waveform



a. 5 ms/div, full load

Quasi-single-stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM rectifier



ZCS

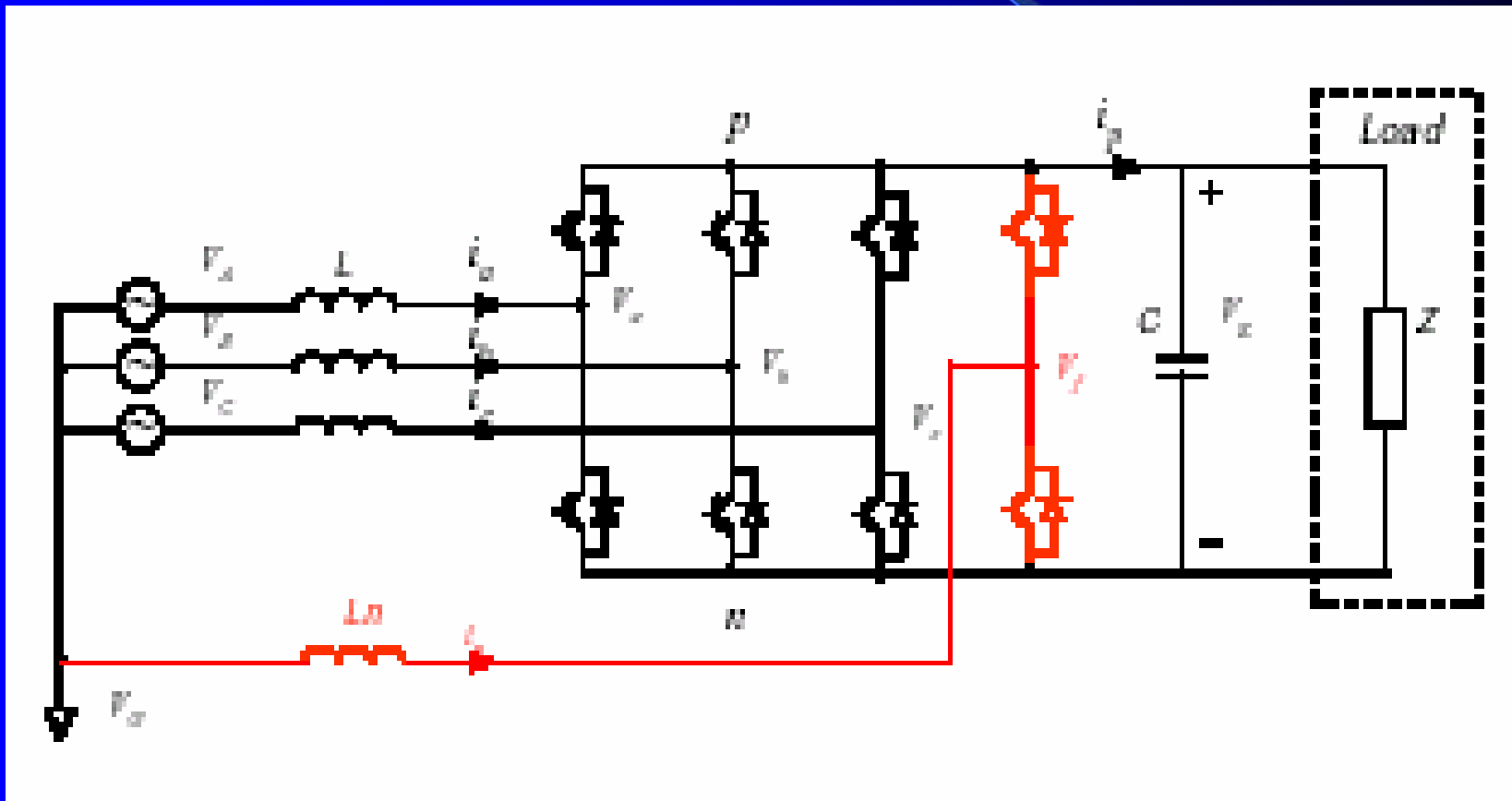
ZVZCS

Experimental result

- 33.3kHz
- 305-407V_{rms} input and 40-57V output
- 6kW
- THD < 5%

四、三相功率因数校正电路的 冗余设计

Four-leg three-phase PFC circuit with fault tolerant capacity



B. 控制方法

一、SPWM方式

SPWM方式

- 平均电流控制 (average current control)
- 峰值电流控制 (peak current control)
- 滞环电流控制 (hysteresis current control)
- 间接电流控制 (indirect current control)
- 电荷控制 (charge control)
- 单周期控制 (one-cycle control)
- 空间矢量控制 (space vector control)

hysteresis current control

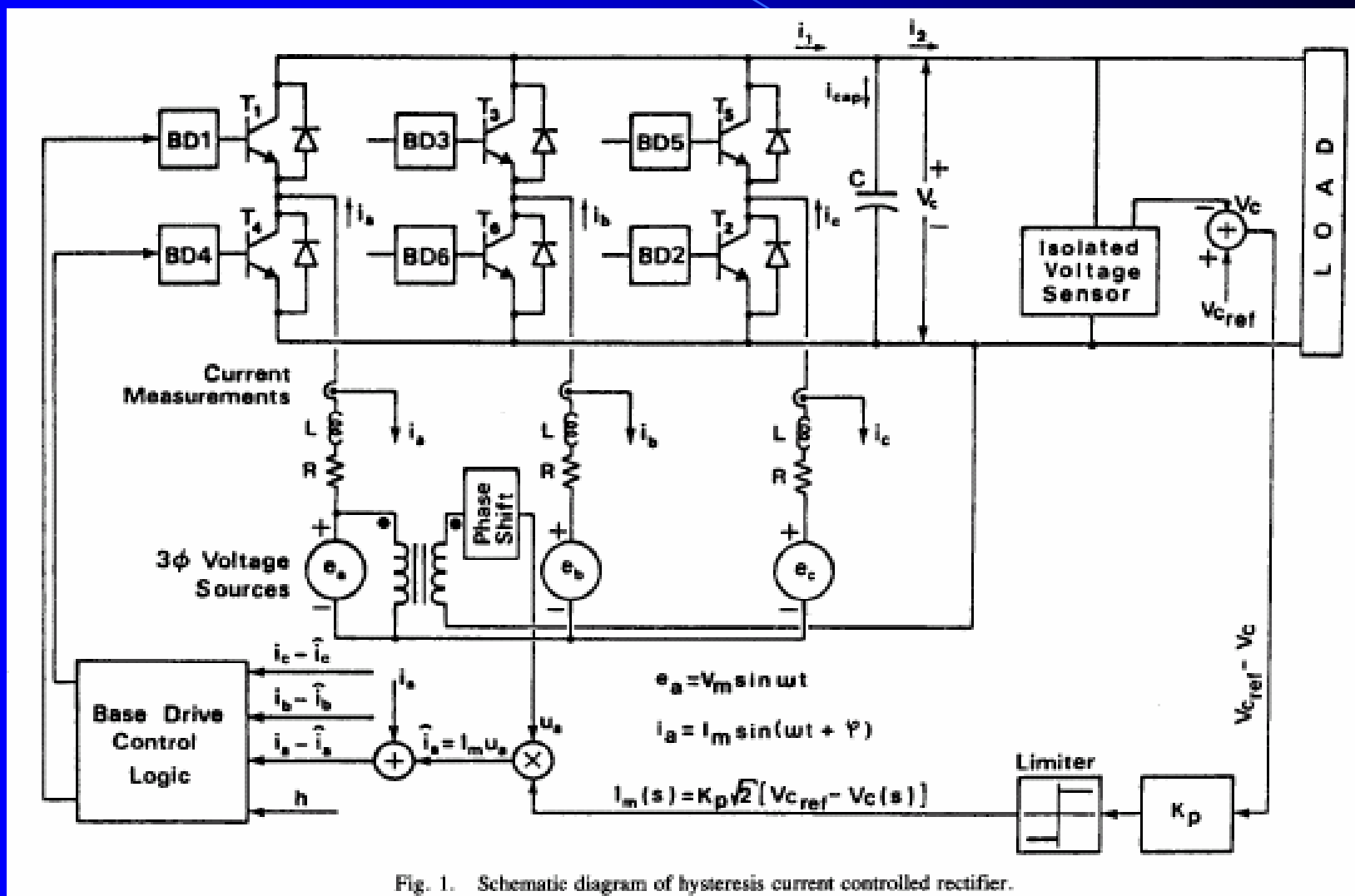


Fig. 1. Schematic diagram of hysteresis current controlled rectifier.

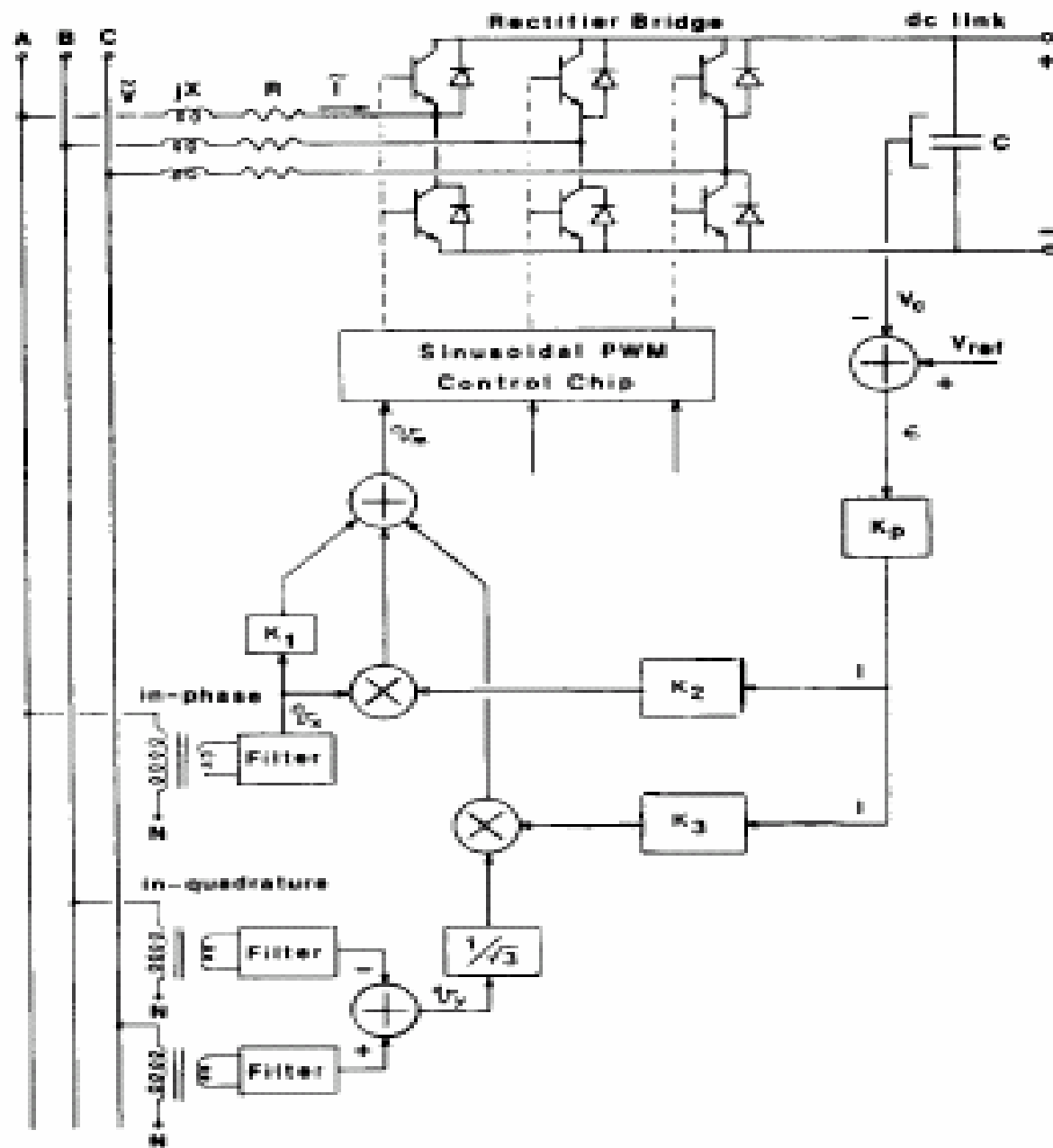


Fig. 4. Block diagram implementing indirect current control.

*indirect
current
control*

Charge control diagram

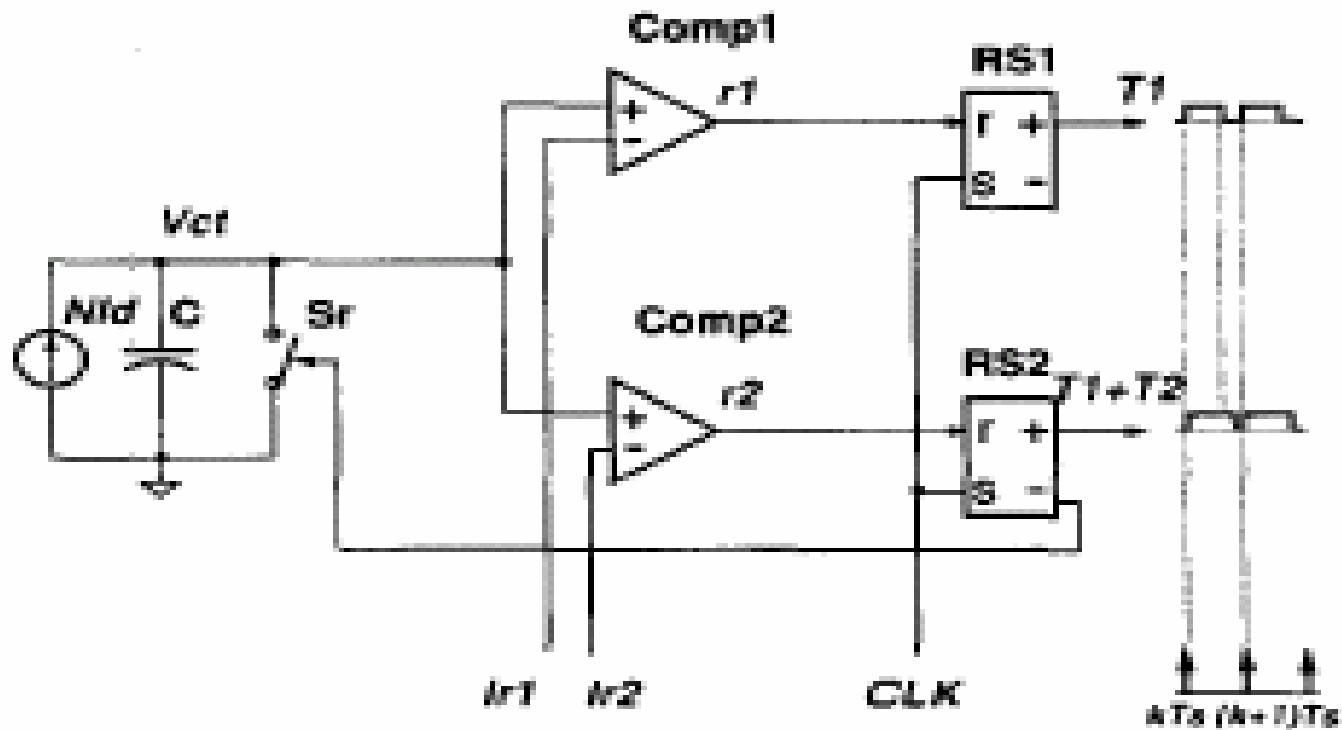
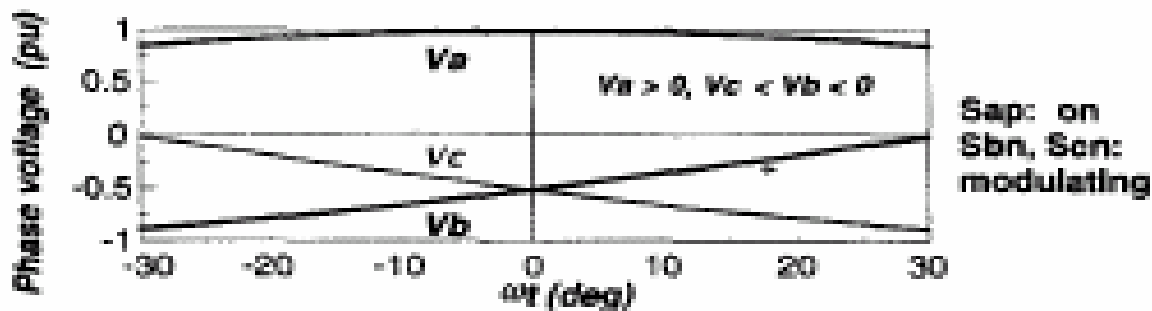
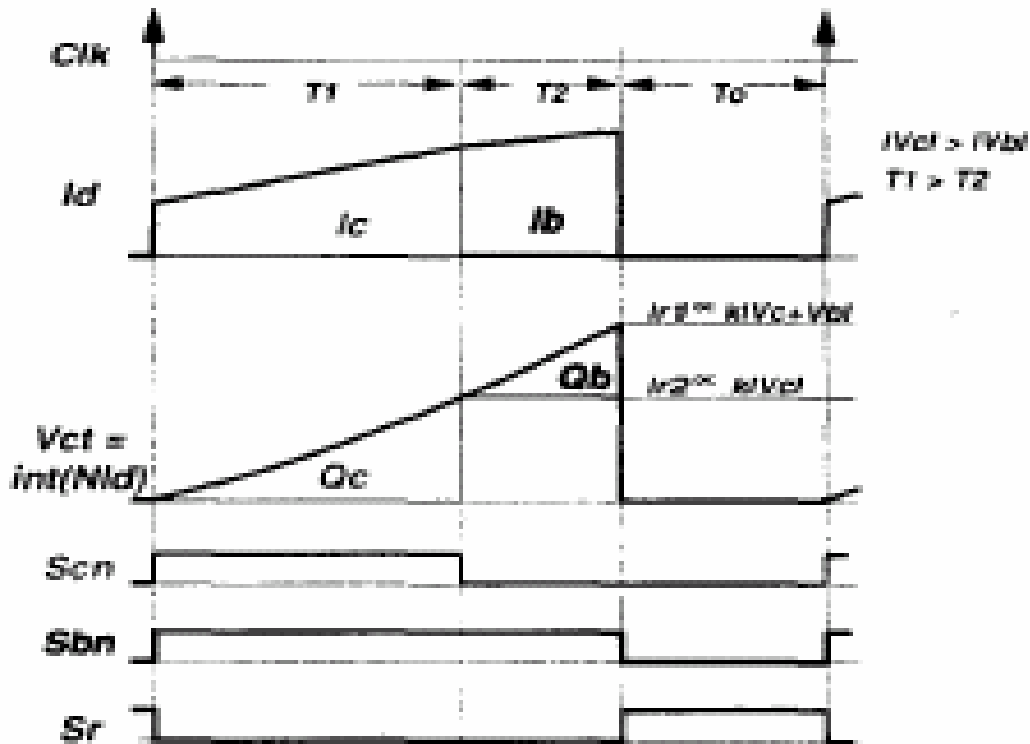


Fig. 3. Proposed charge controller of three-phase buck rectifiers.



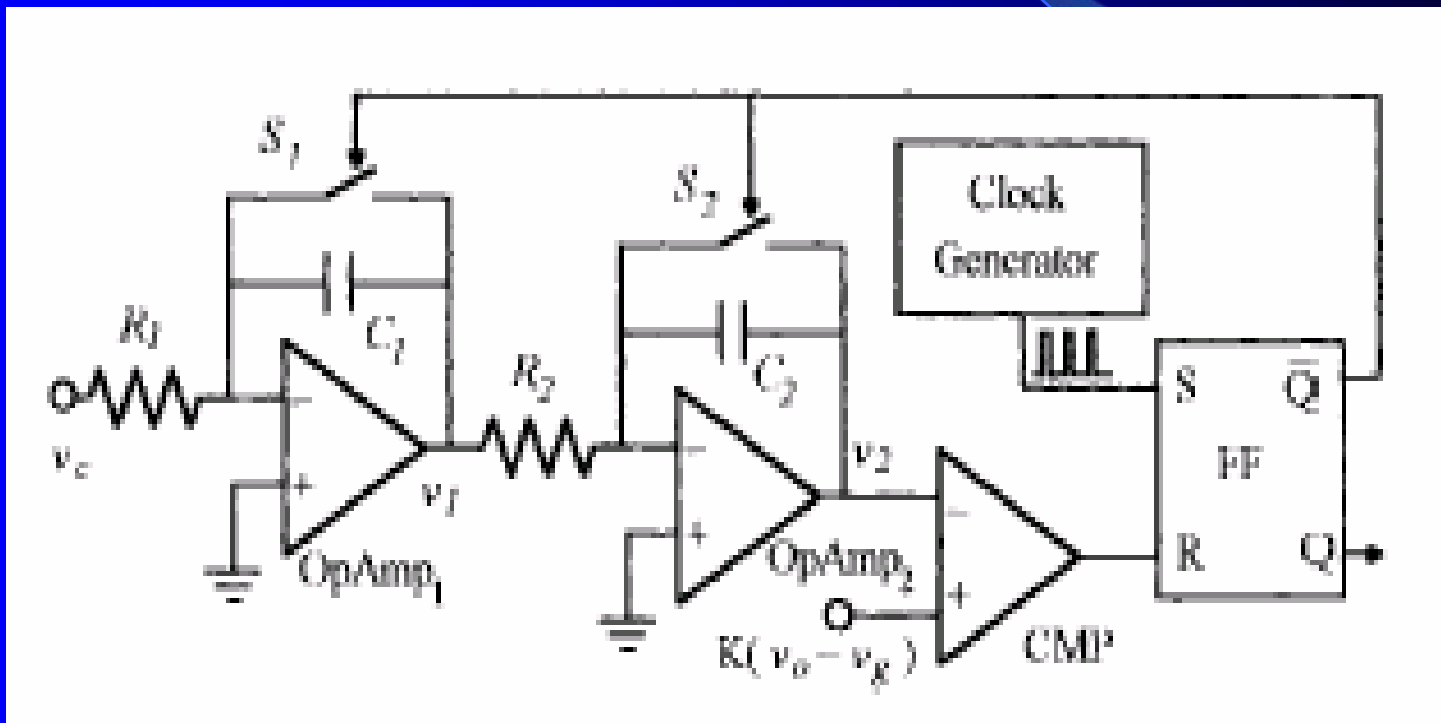
(a) Input phase voltages in a 60° sector.

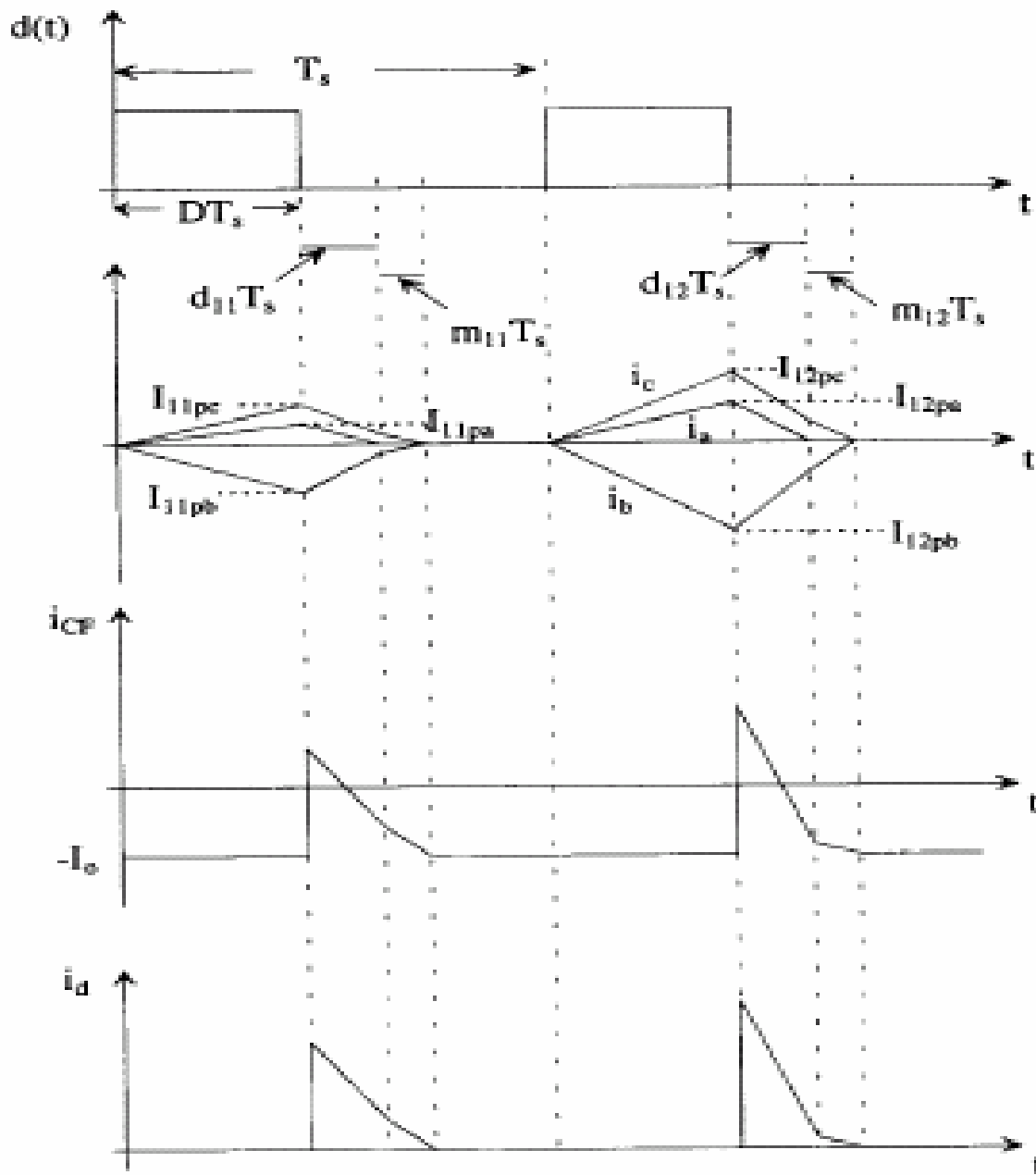


(b) High frequency operation: waveforms.

Charge control

One-cycle control diagram





One-cycle control

Space vector control

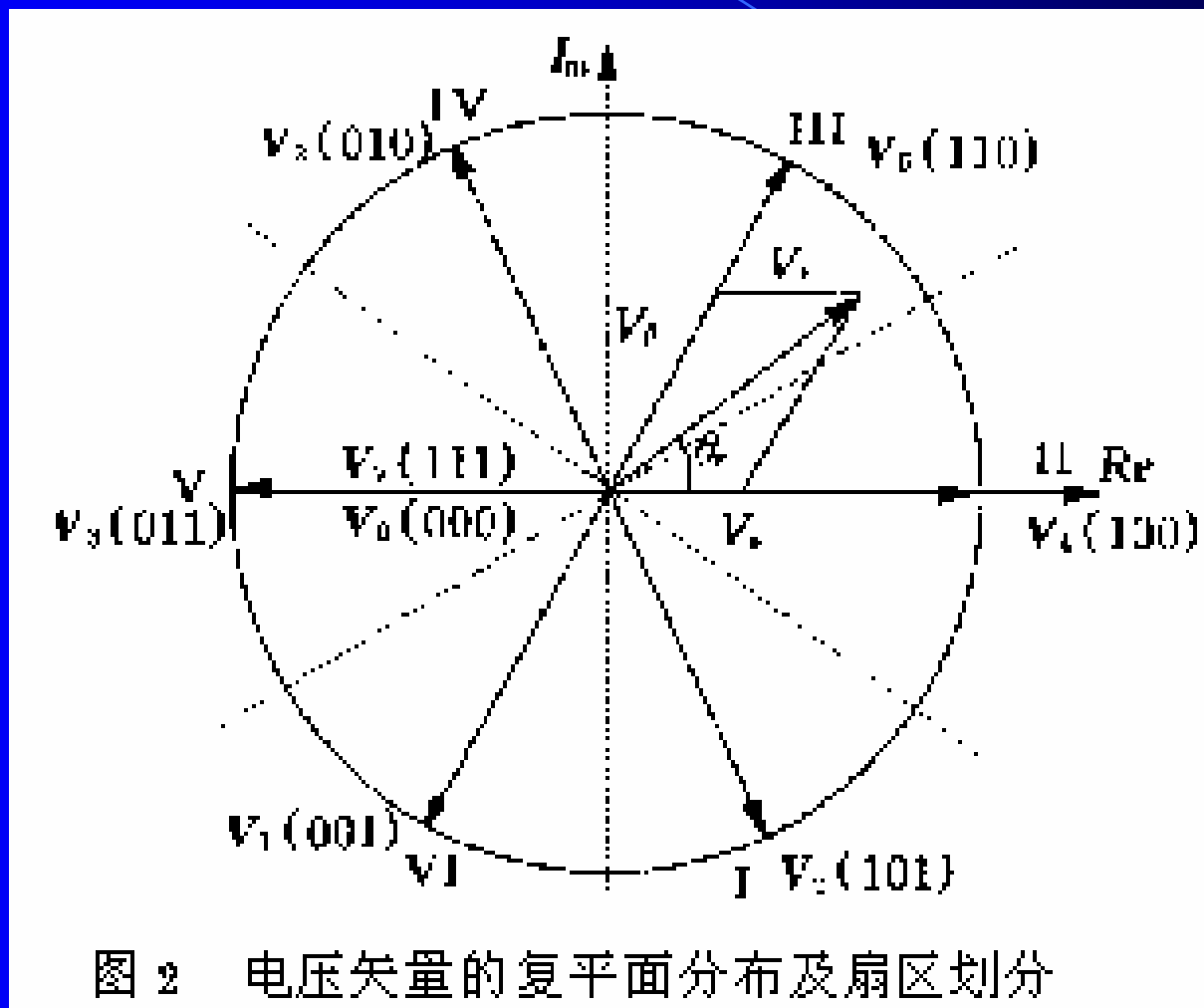


图 2 电压矢量的复平面分布及扇区划分

Space vector control

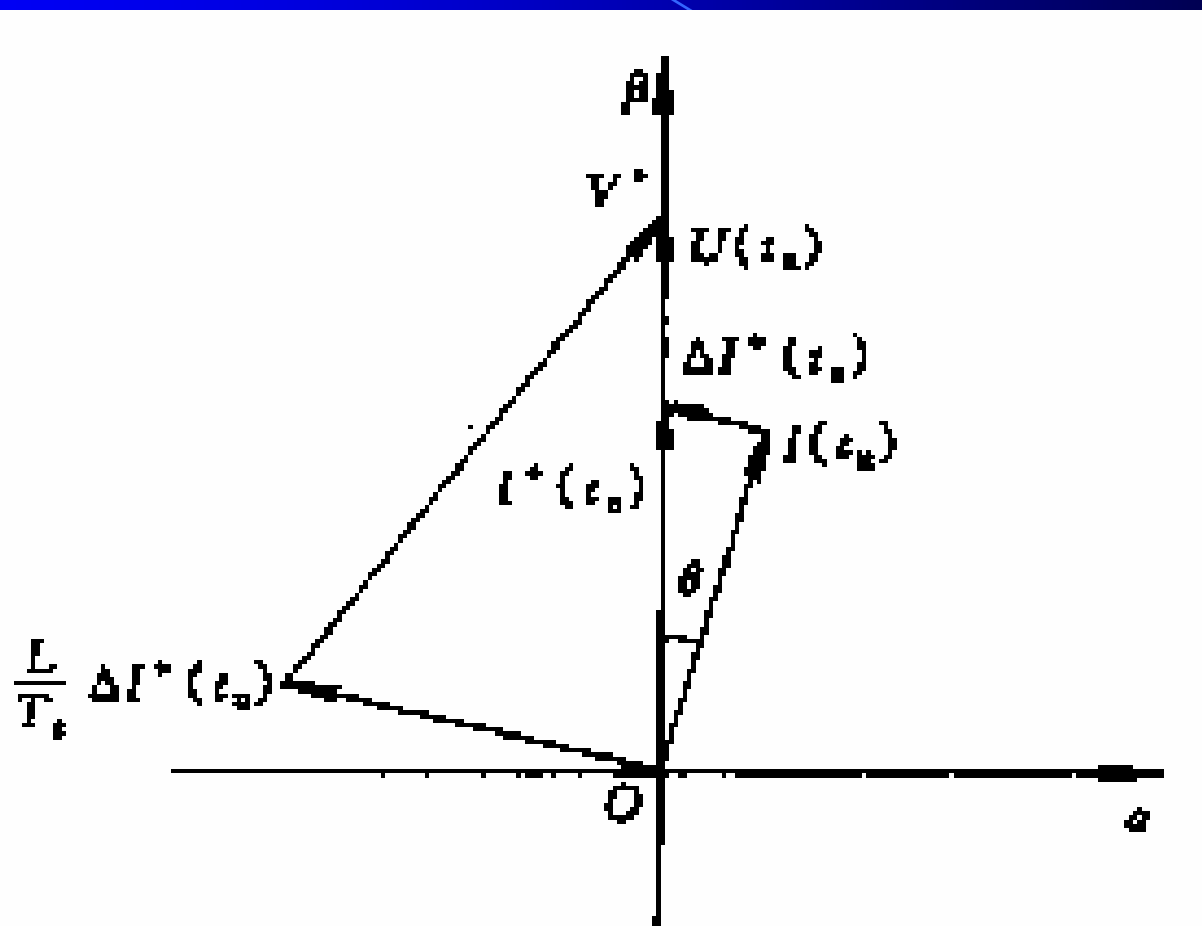


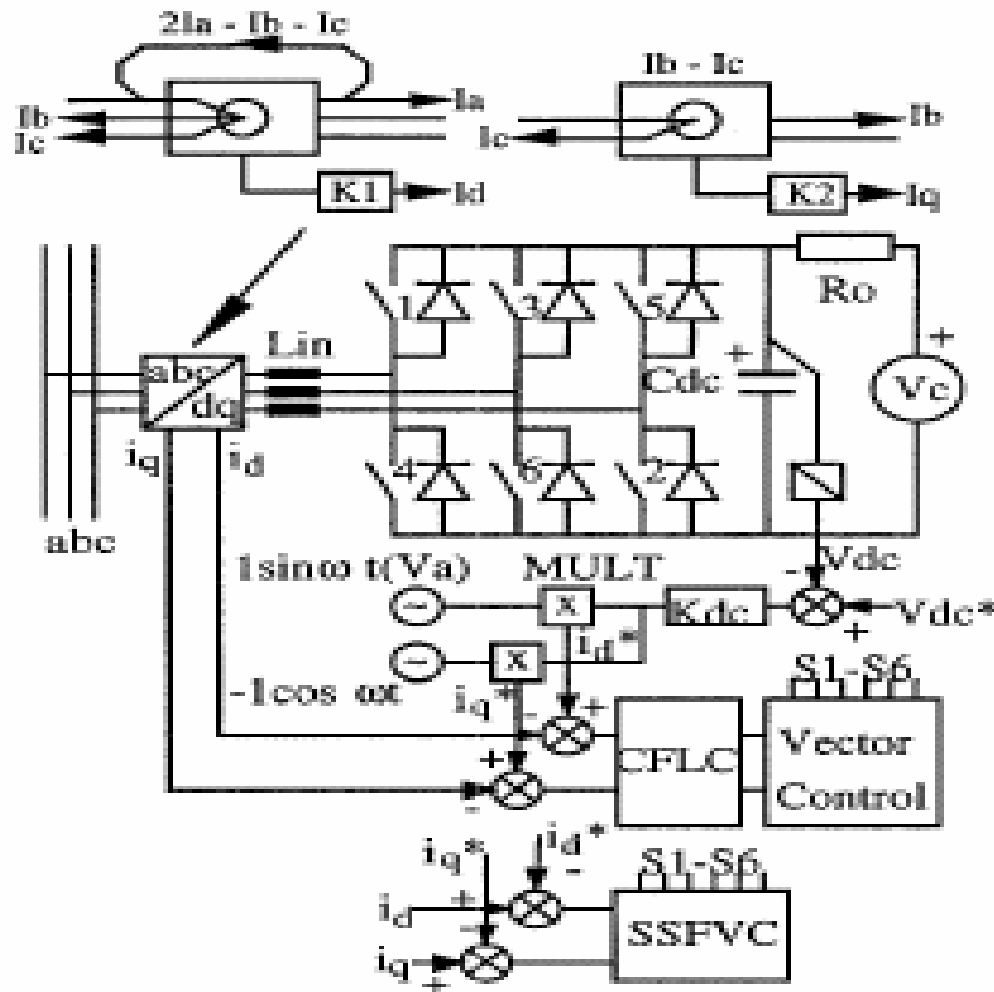
图 2 电流跟踪控制的基本原理

二、变频控制方式

三、非线性控制方式

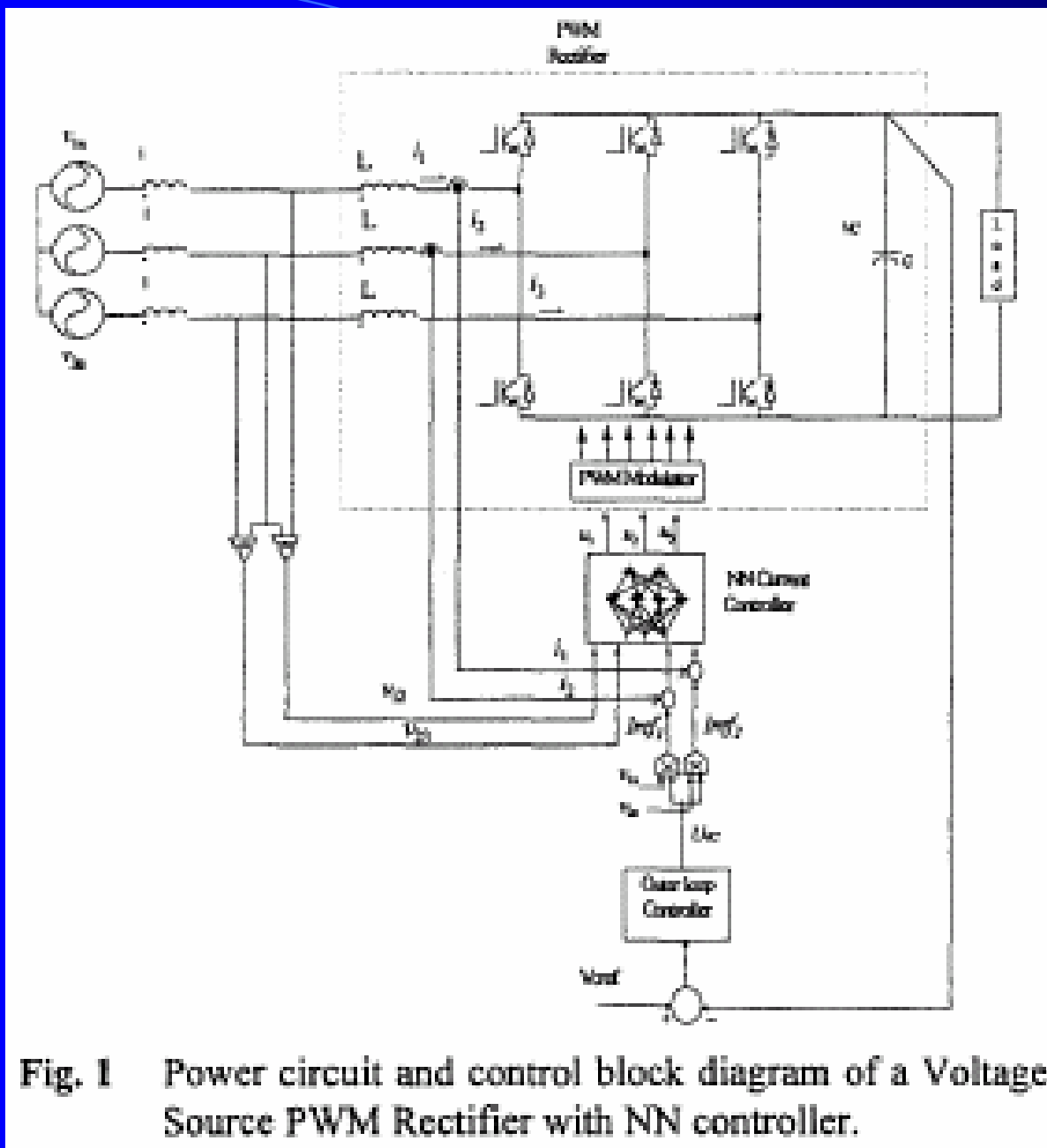
非线性控制方式

- 模糊控制 (fuzzy control)
- 神经网络控制 (neural network control)
- 滑模变结构控制 (slide mode control)
- H^∞ 控制 (H^∞ control)



Fuzzy control

Figure 8: Switched controlled rectifier DQ-domain fuzzy logic control system showing both CFLC and SSFVC mechanisms.



*neural
network
control*

Fig. 1 Power circuit and control block diagram of a Voltage Source PWM Rectifier with NN controller.

Slide mode control

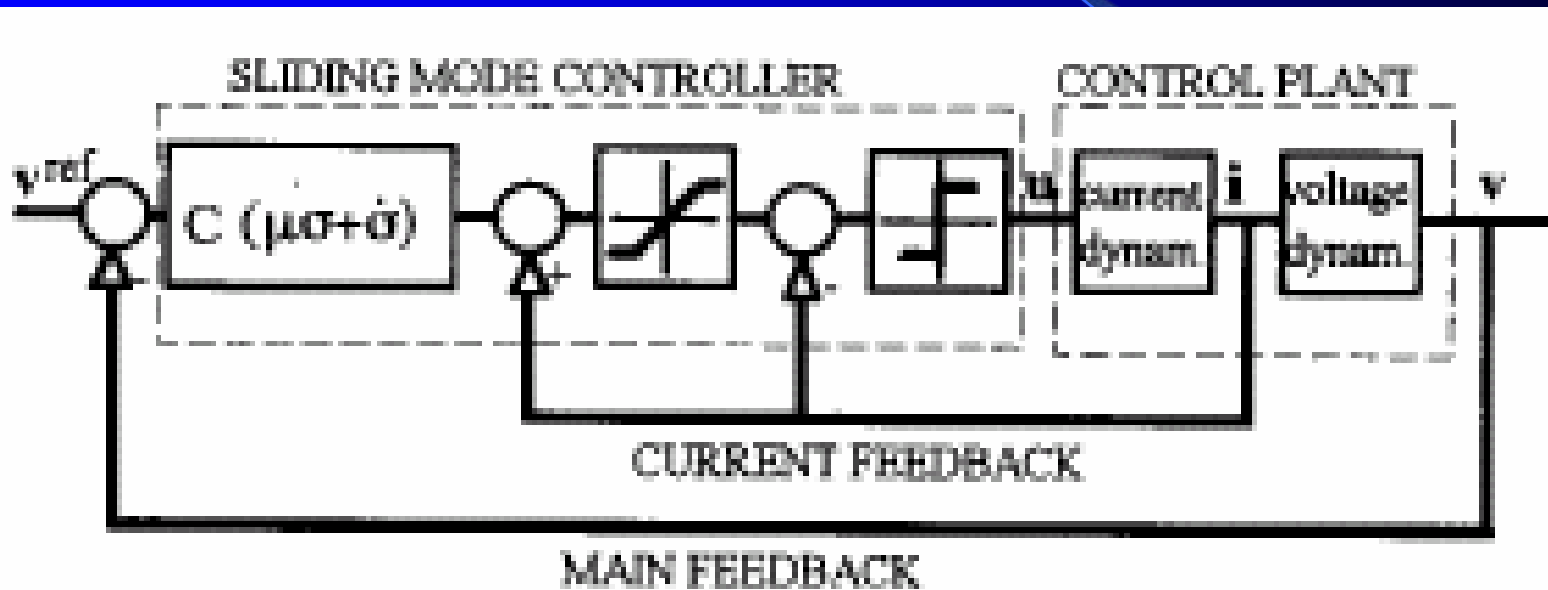


Fig. 5. The structure of the sliding mode control system for the three phase converters

H^∞ control

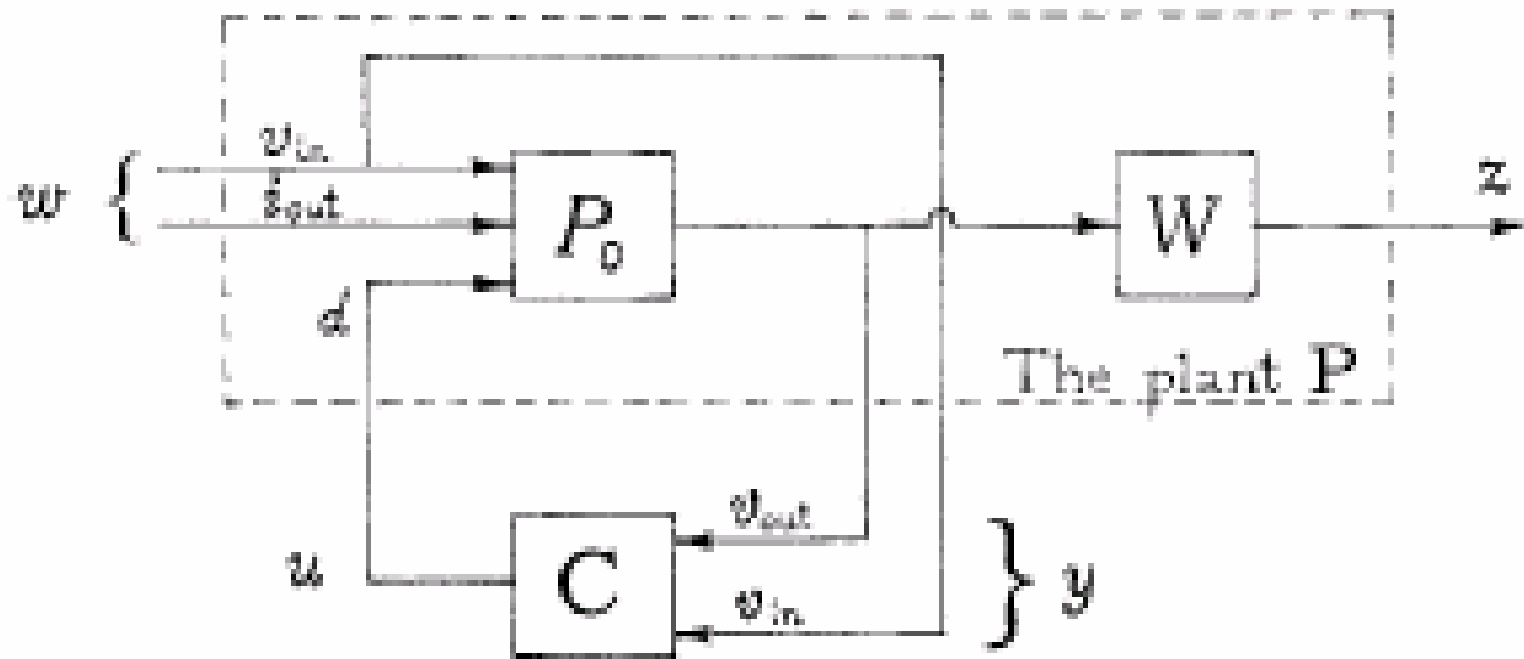


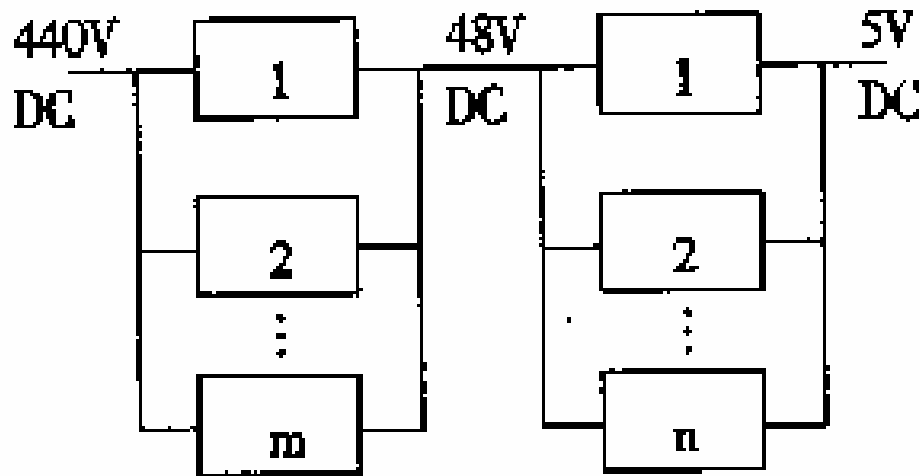
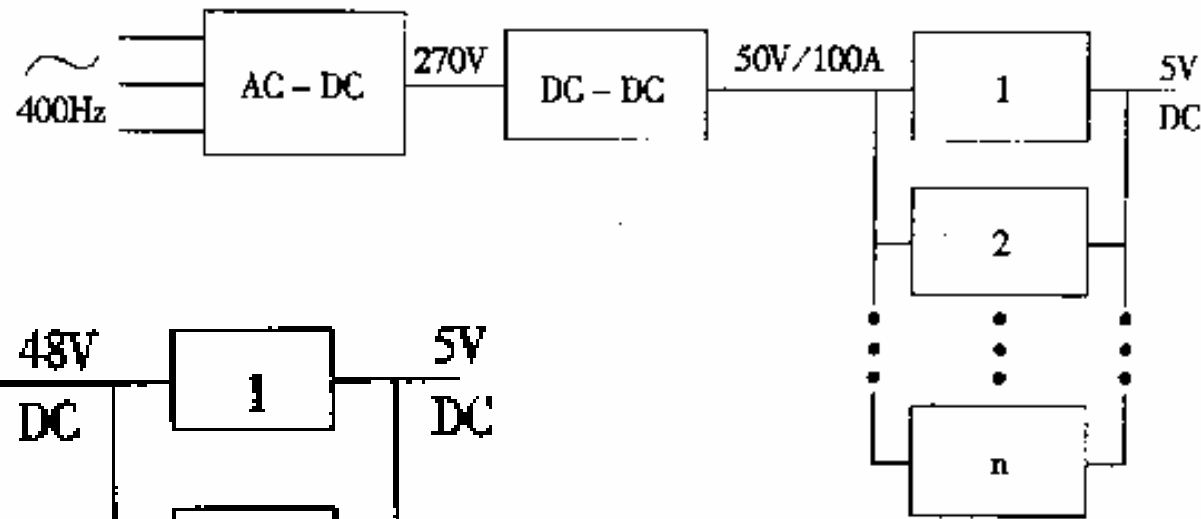
Fig. 1. The control of the converter as a standard H^∞ control problem.

开关电源并联均流技术

开关电源并联

- ◆ 适用于分布式电源系统；
- ◆ 容易处理低电压大电流；
- ◆ 易于扩展及维护；
- ◆ 每个单元只处理小功率；
- ◆ 器件的应力降低；
- ◆ 可以冗余设计，提高可靠性

分布式电源系统



全桥变换器

正激变换器

并联均流的一般要求

- ◆ 各模块承受的电流能自动平衡，实现均流；
- ◆ 为提高系统的可靠性，尽可能不增加外部均流控制，并使均流和冗余相结合；
- ◆ 输入电压或负载电流变化时，应保持输出电压稳定，均流的瞬态响应好。

并联均流的方法

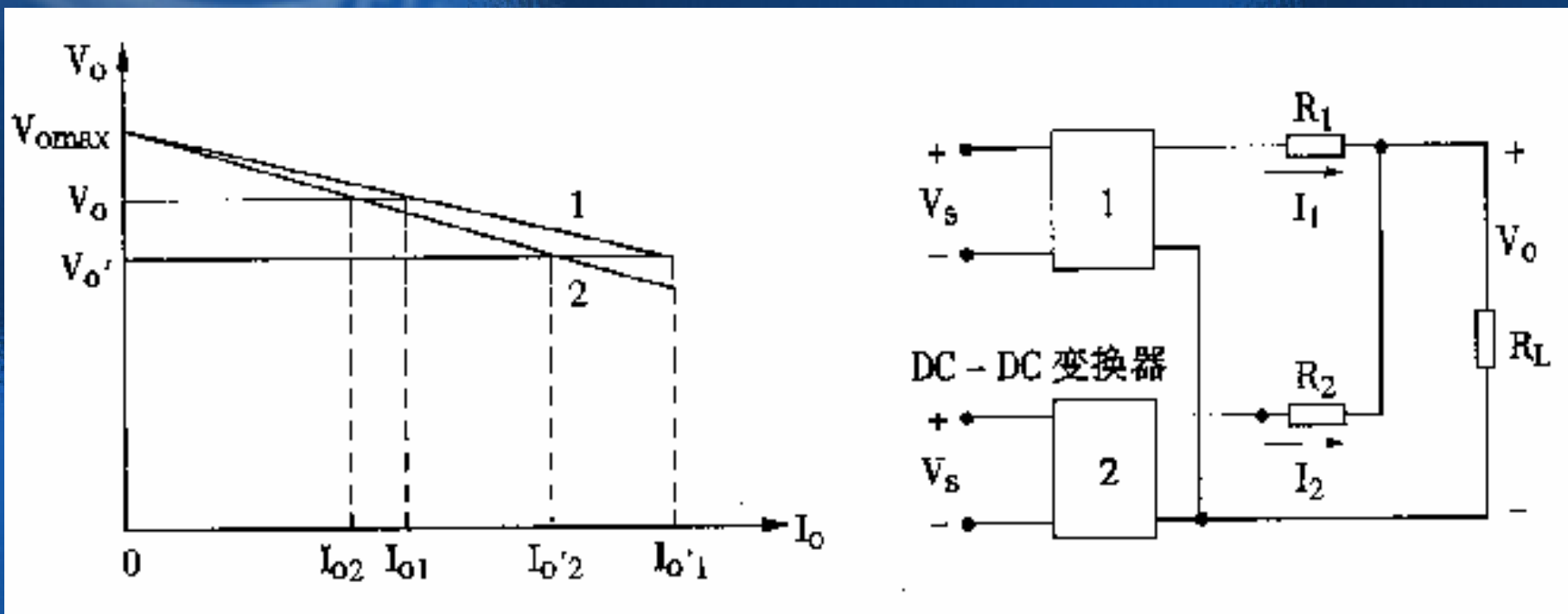
- ◆ 输出阻抗法；
- ◆ 主从法；
- ◆ 自动均流法（平均电流法、最大电流法）；
- ◆ 热应力自动均流法；
- ◆ 外加均流控制器法

一、输出阻抗法

Droop法

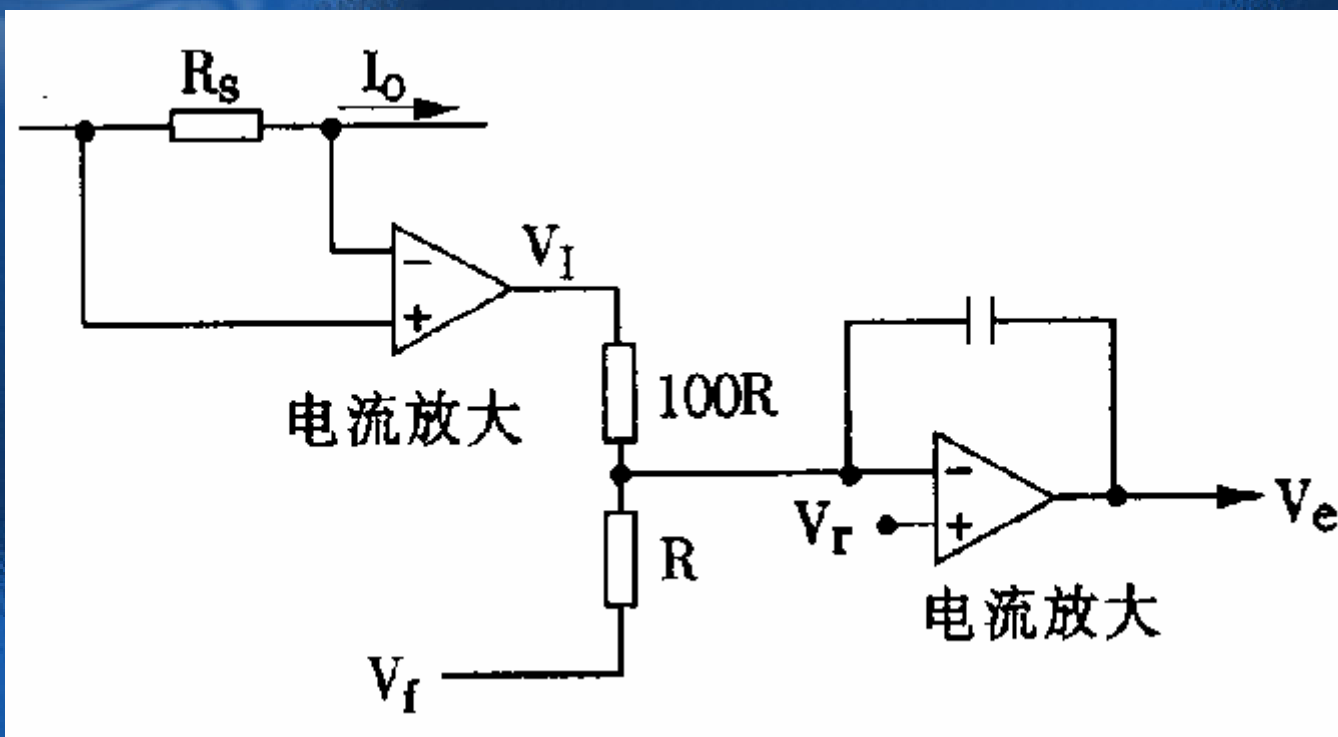
——调节输出阻抗均流

输出阻抗法



等效电压源

输出阻抗法

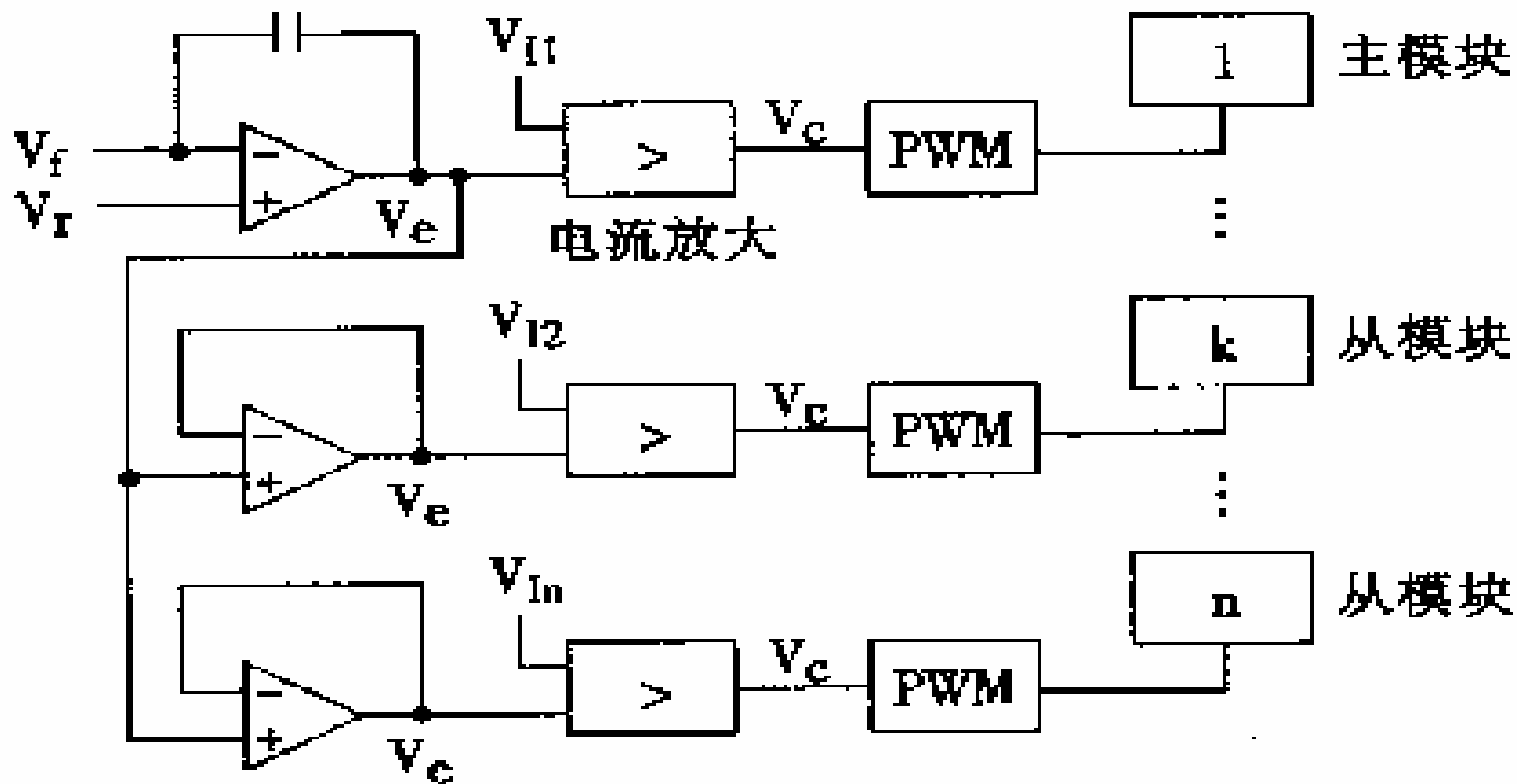


实质：按电流反馈改变参考电压以改变输出电压

二、主从设置法

适用于电流型控制
不适用于冗余系统

主从设置法



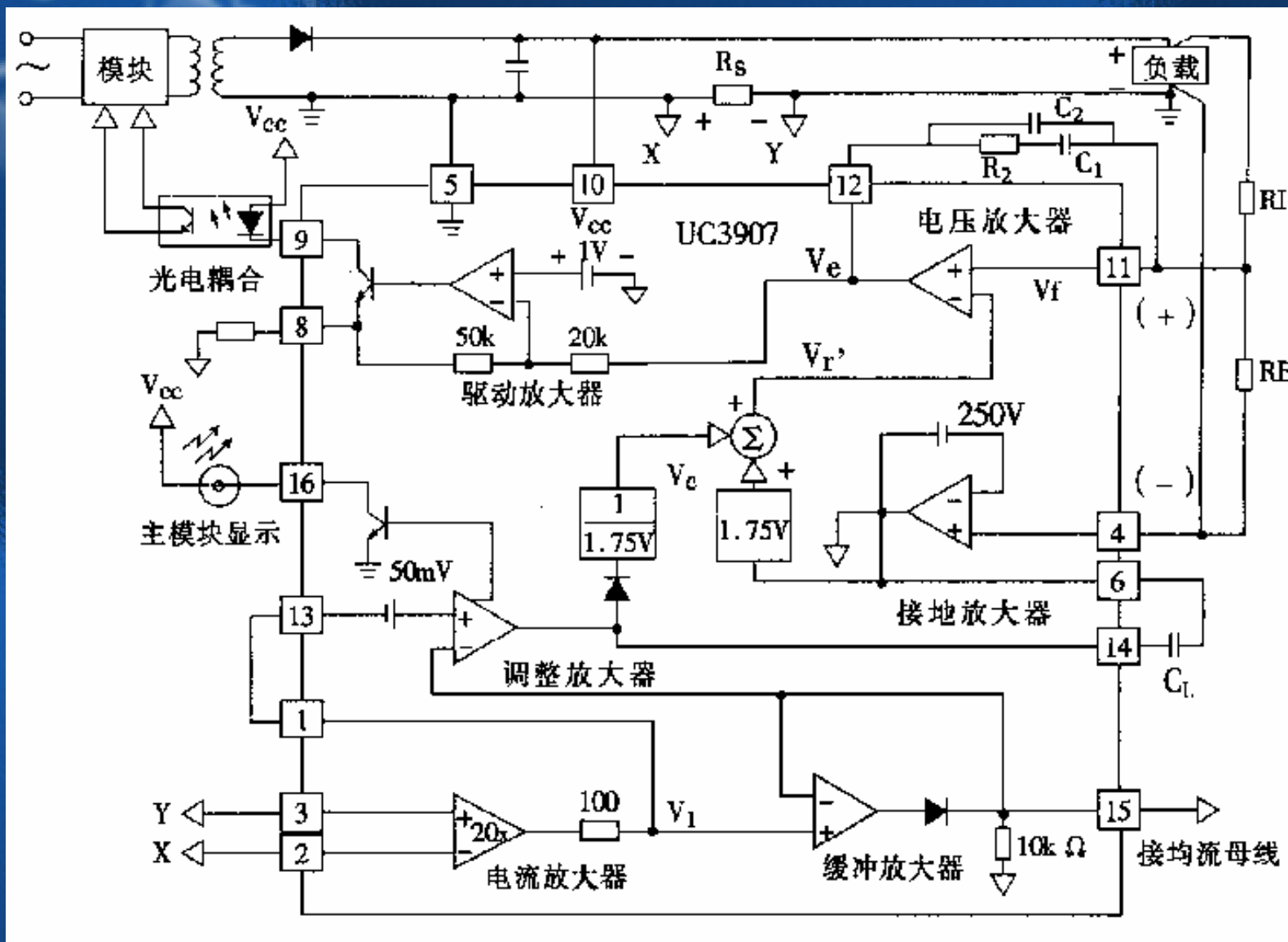
三、平均电流自动均流法

各模块电流放大器的输出端接电阻
连接到公共母线上

四、最大电流自动均流法

自动设定主从模块
输出电流最大的是主模块
“民主均流法”

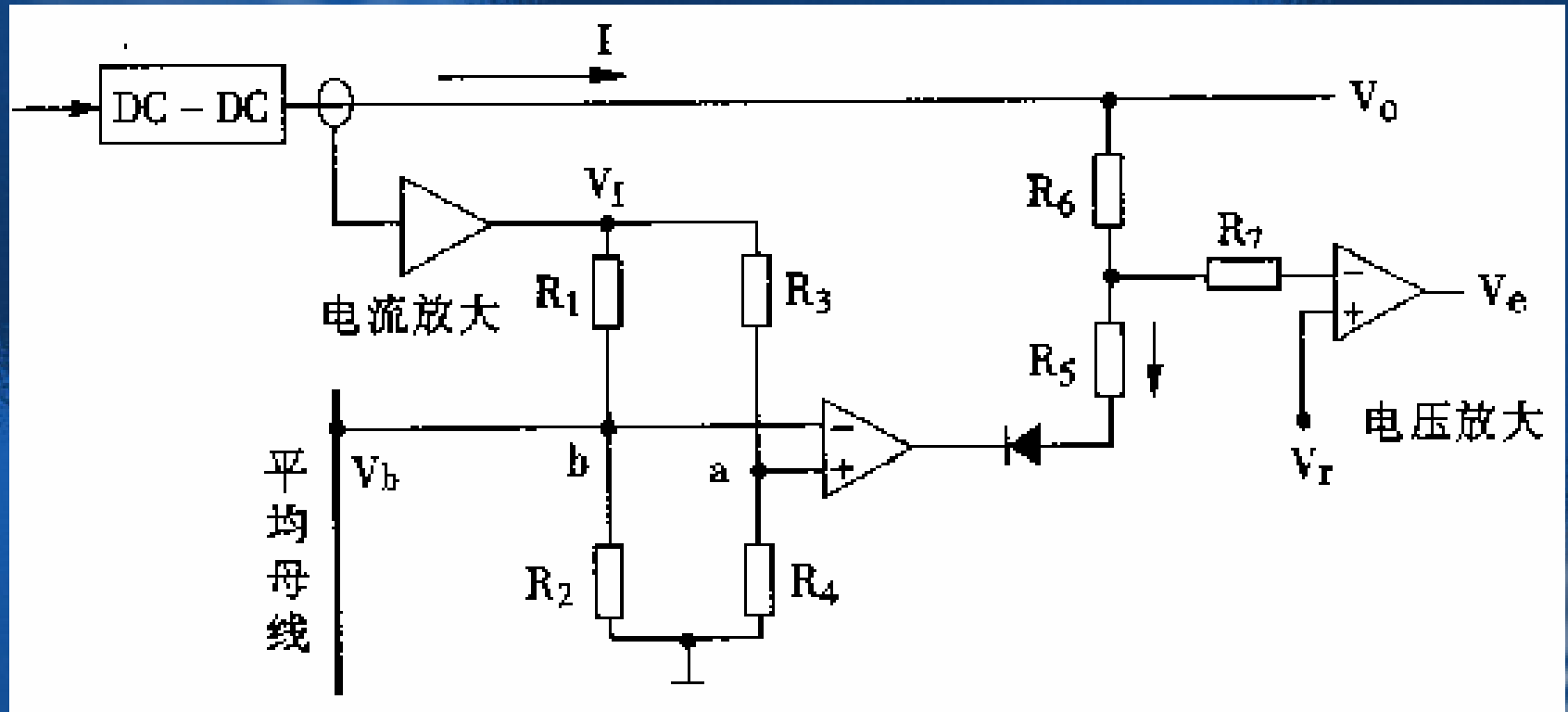
UC3907



五、热应力自动均流法

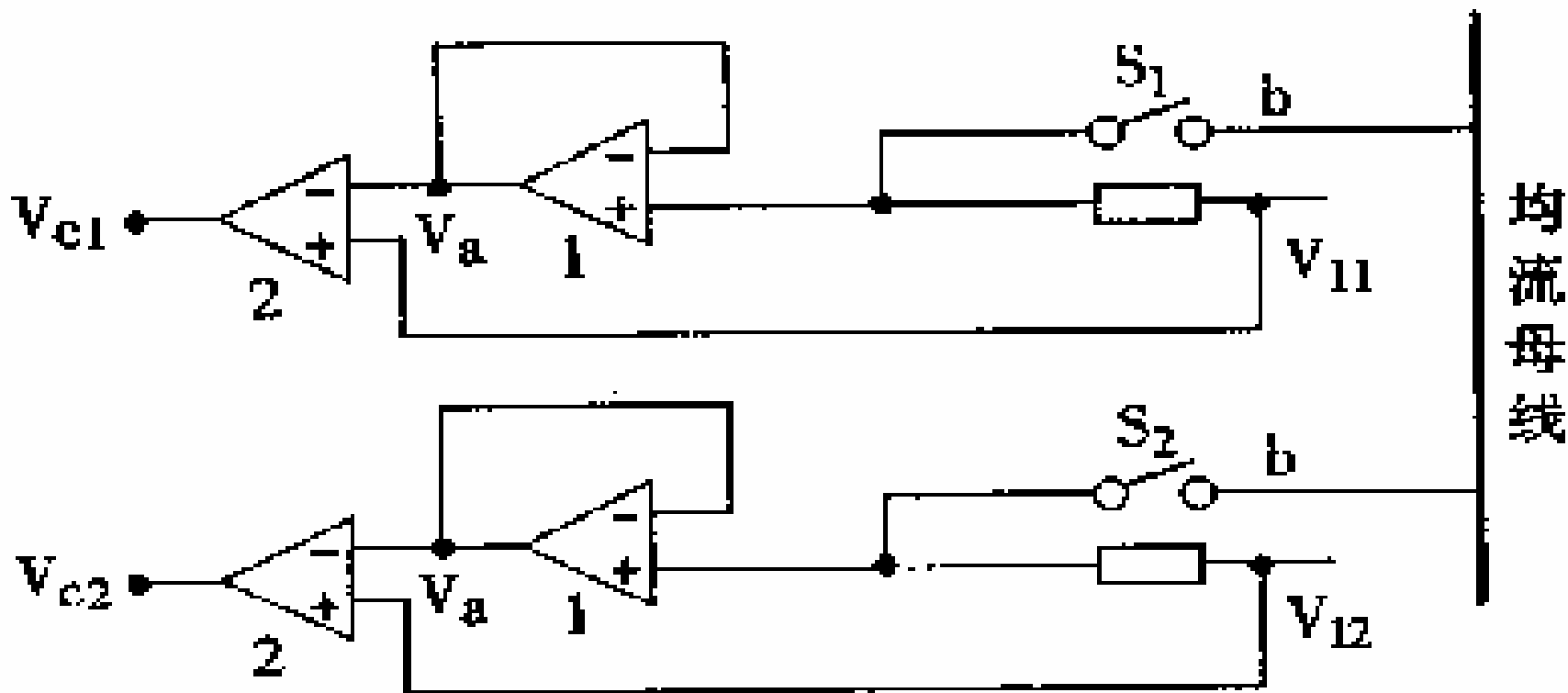
按模块电流和温度均流

热应力自动均流法

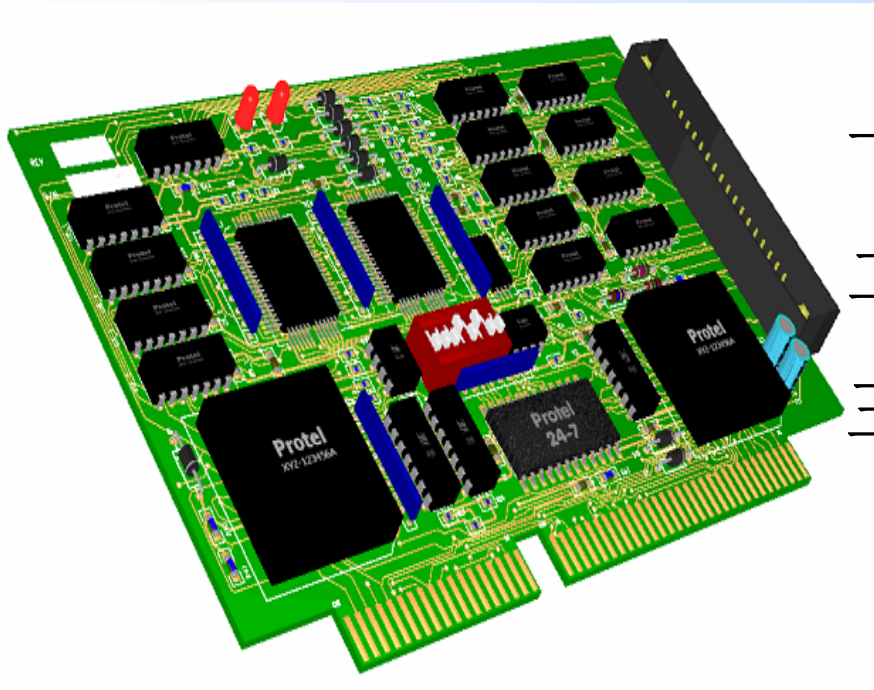


六、外部控制器均流

外部控制器均流






第14章 电路板设计






- 一、标准电源模块
- 二、回路布局
- 三、布线要点

标准电源模块尺寸__砖

Quarter Brick	Half Brick	Full Brick
		
2.28 x 1.45 x 0.5 in 58 x 37 x 12,7 mm	2.28 x 2.2 x 0.5 in 57,9 x 56 x 12,7 mm	4.6 x 2.2 x 0.5 in 117 x 56 x 12,7 mm
50W-150W	100W-300W	160W-600W
Power Density: 30-120 W/in³		

标准电源模块尺寸__砖

1/16 Brick	1/8 Brick	1/4 Brick
		
1,3 x 0,9 x 0,33 in 33 x 22,9 x 8,4 mm	2,28 x 0,9 x 0,33 in 57,9 x 22,9 x 8,4 mm	2.28 x 1,45 x 0,33 in 57.9 x 36,8 x 8,4 mm
50-60W	50-100W	100-150W
Power Density: 80-170W/in³		

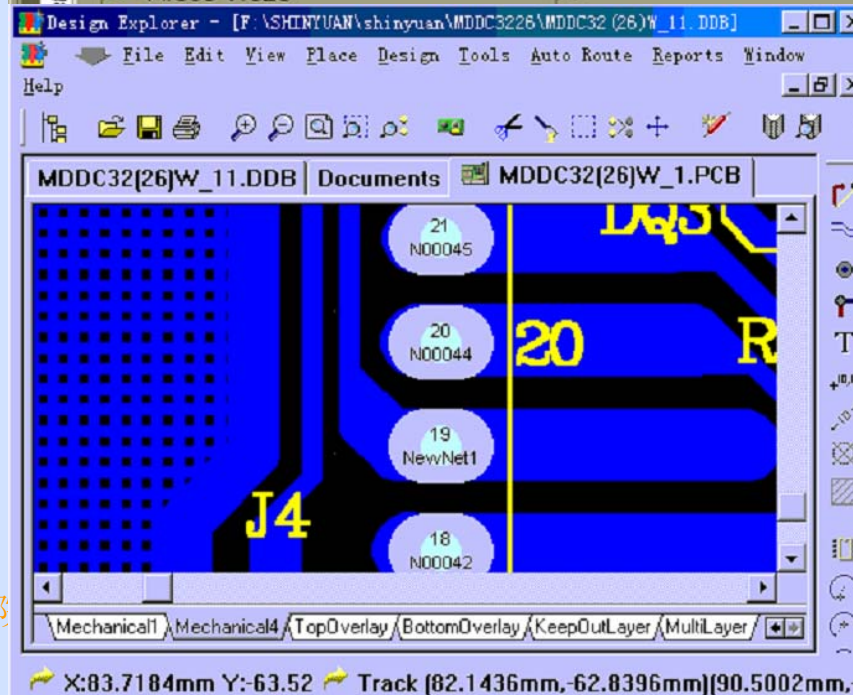
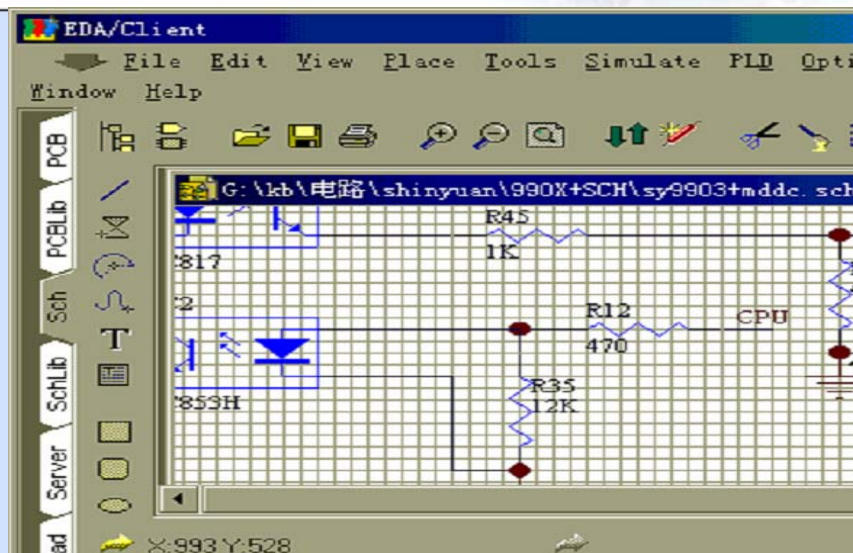


电源模块的技术挑战

- Wide Input Range Operation: 36v to 75v
- Low Output Voltage: Down to sub 1v
- High Output Current: typical 20A-50A Up to 100A
- High Frequency Switching: 200-500KHz
- High Conversion Efficiency: 90% typical
- High Power Density: >100W/in³
- Synchronous Rectification: SR driving and Control
- Thick Cu Multi-Layer PCB: 2-5oz / 10 Layers
- Planar Core & PCB Winding: Winding Layout Art
- Optimized Thermal Performance Design
- Small Size and New Packaging Components
- Precise and Automation Manufacturing Process



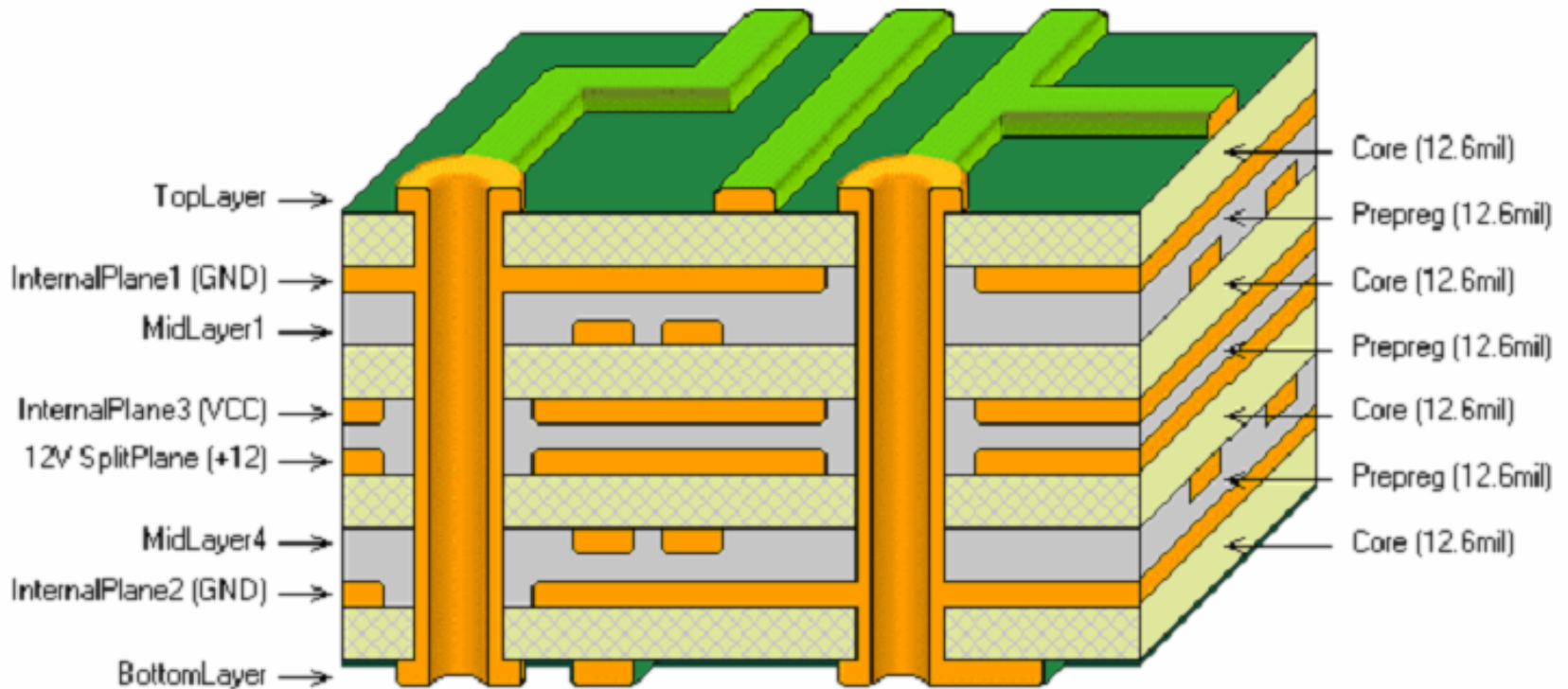
开关电源技术 (14)



电气工程学院



多层板的结构



Layer stack for an eight layer board with 4 signal layers and 4 plane layers



孔的定义

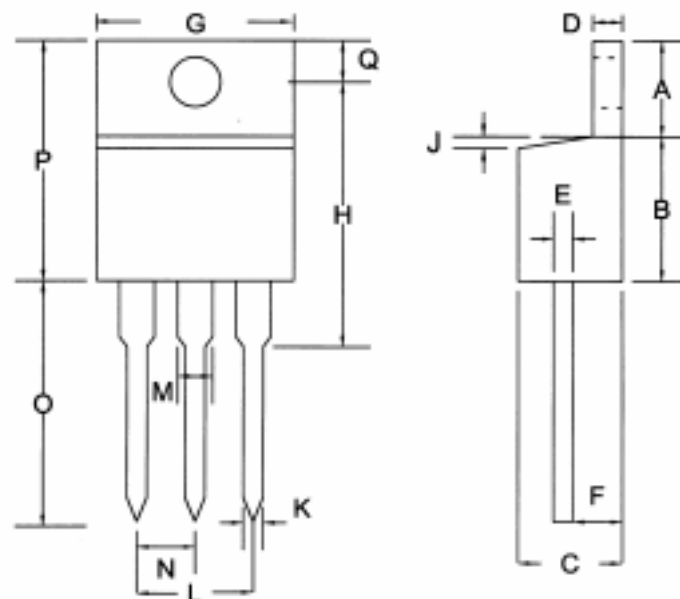
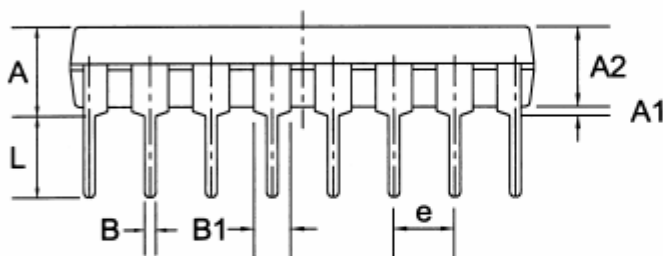
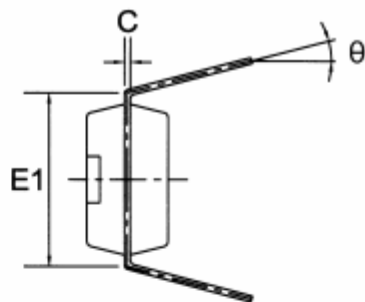
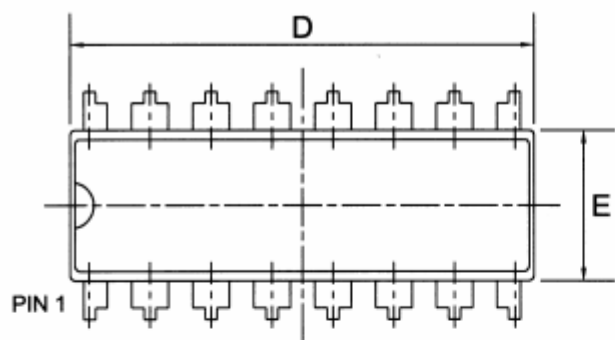
导通孔 (via): 一种用于内层连接的金属化孔, 但其中并不用于插入元件引线或其它增强材料。

盲孔 (Blind via): 从印制板内仅延展到一个表层的导通孔。

埋孔 (Buried via): 未延伸到印制板表面的一种导通孔。

过孔 (Through via): 从印制板的一个表层延展到另一个表层的导通孔。

元件孔 (Component hole): 用于元件端子固定于印制板及导电图形电气联接的孔。



Symbol	Dimensions In Millimeters			Dimensions In Inches		
	Min	Nom	Max	Min	Nom	Max
A	—	—	4.31	—	—	0.170
A1	0.38	—	—	0.015	—	—
A2	3.15	3.40	3.65	0.124	0.134	0.144
B	0.38	0.46	0.51	0.015	0.018	0.020
B1	1.27	1.52	1.77	0.050	0.060	0.070
C	0.20	0.25	0.30	0.008	0.010	0.012
D	19.00	19.30	19.60	0.748	0.760	0.772
E	6.15	6.40	6.65	0.242	0.252	0.262
E1	—	7.62	—	—	0.300	—
e	—	2.54	—	—	0.100	—
L	3.00	3.30	3.60	0.118	0.130	0.142
theta	0°	—	15°	0°	—	15°

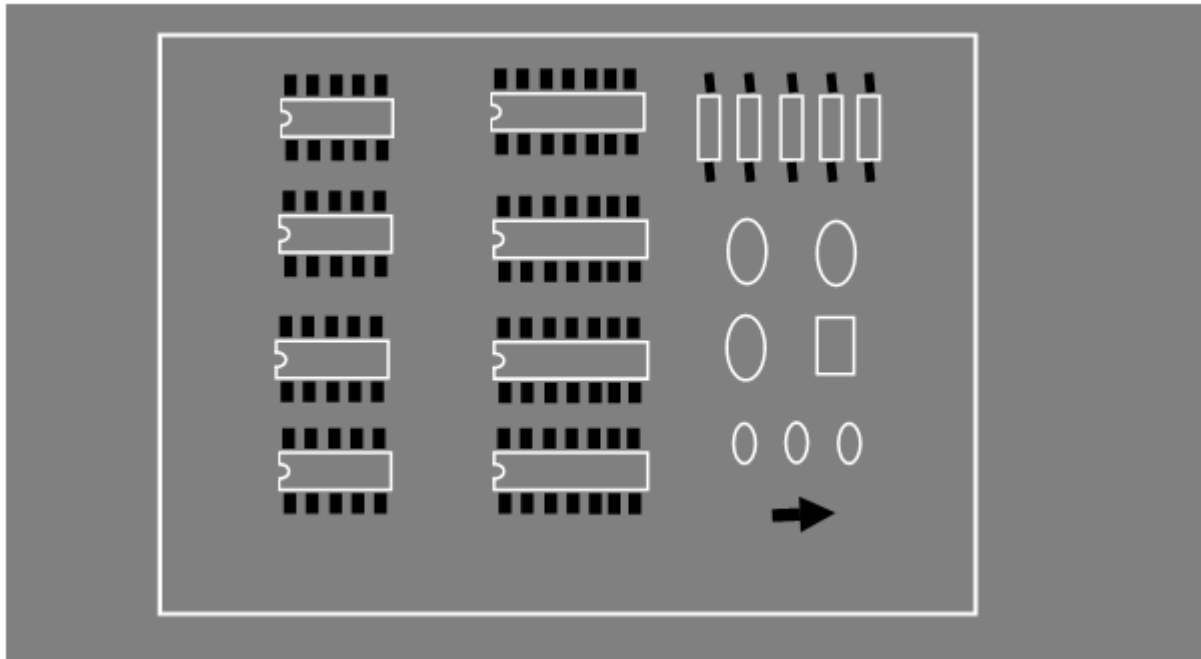
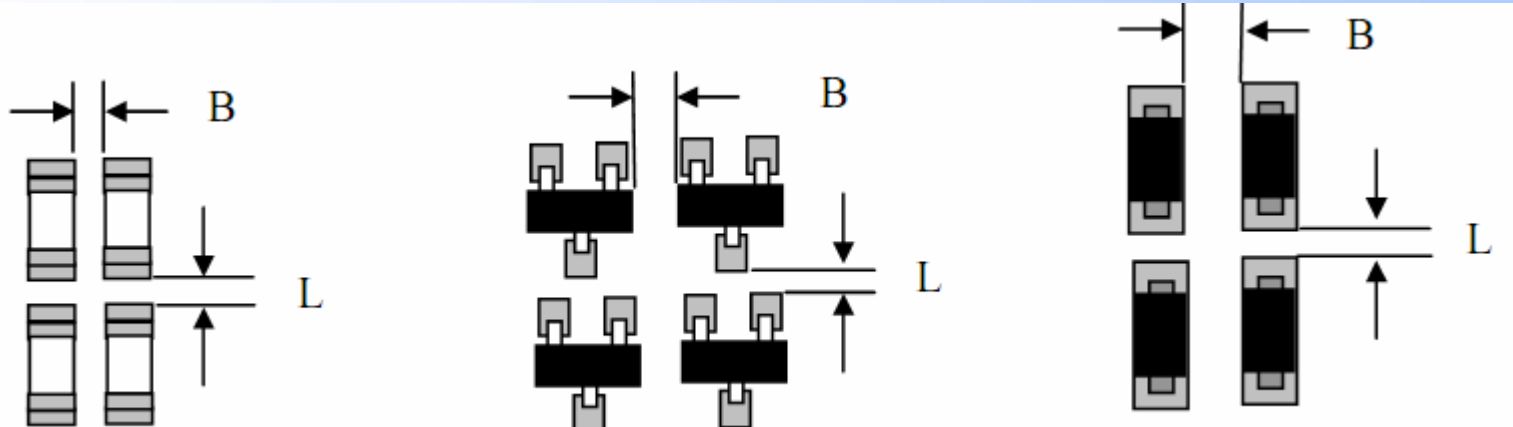
Symbol	Dimensions In Millimeters			Dimensions In Inches		
	Min	Nom	Max	Min	Nom	Max
A	5.58	6.54	7.49	0.220	0.257	0.295
B	8.38	8.64	8.90	0.330	0.340	0.350
C	4.07	4.45	4.82	0.160	0.175	0.190
D	1.15	1.27	1.39	0.045	0.050	0.055
E	0.35	0.45	0.60	0.014	0.018	0.024
F	2.04	2.42	2.79	0.080	0.095	0.110
G	9.66	9.97	10.28	0.380	0.393	0.405
H	—	16.25	—	—	0.640	—
I	3.68	3.83	3.98	0.145	0.151	0.157
J	—	—	1.27	—	—	0.050
K	0.75	0.85	0.95	0.030	0.033	0.037
L	4.83	5.08	5.33	0.190	0.200	0.210
M	1.15	1.33	1.52	0.045	0.052	0.060
N	2.42	2.54	2.66	0.095	0.100	0.105
O	12.70	13.48	14.27	0.500	0.531	0.562
P	14.48	15.17	15.87	0.570	0.597	0.625
Q	2.54	2.79	3.04	0.100	0.110	0.120



序号	名称	工艺流程	特点	适用范围
1	单面插装	成型—插件—波峰焊接	效率高, PCB 组装加热次数为一次	器件为 THD
2	单面贴装	焊膏印刷—贴片—回流焊接	效率高, PCB 组装加热次数为一次	器件为 SMD
3	单面混装	焊膏印刷—贴片—回流焊接—THD—波峰焊接	效率较高, PCB 组装加热次数为二次	器件为 SMD、THD
4	双面混装	贴片胶印刷—贴片—固化—翻板—THD—波峰焊接—翻板—手工焊	效率高, PCB 组装加热次数为二次	器件为 SMD、THD
5	双面贴装、插装	焊膏印刷—贴片—回流焊接—翻板—焊膏印刷—贴片—回流焊接—手工焊	效率高, PCB 组装加热次数为二次	器件为 SMD、THD
6	常规波峰焊 双面混装	焊膏印刷—贴片—回流焊接—翻板—贴片胶印刷—贴片—固化—翻板—THD—波峰焊接—翻板—手工焊	效率较低, PCB 组装加热次数为三次	器件为 SMD、THD



器件布局



元件间距

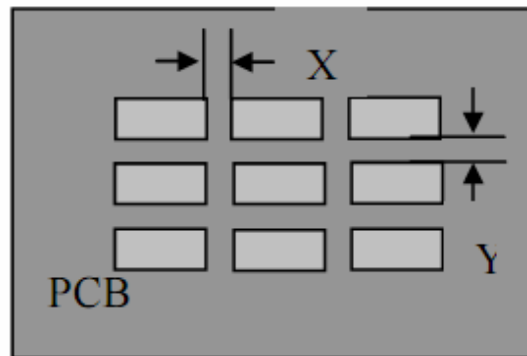
贴片元件之间的最小间距满足要求

机器贴片之间器件距离要求 (图 8):

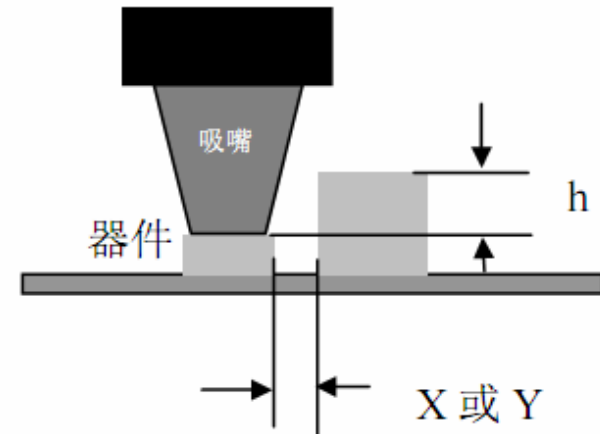
同种器件: $\cong 0.3\text{mm}$

异种器件: $\cong 0.13 \cdot h + 0.3\text{mm}$ (h 为周围近邻元件最大高度差)

只能手工贴片的元件之间距离要求: $\cong 1.5\text{mm}$ 。



同种器件



异种器件



布局要求

不要用自动布线功能，采用先模块化布局，然后边调整边走线的方式。



布局要求

- 1.SCH原理图本身的准确及ERC的完全通过
- 2.PCB Netlist导入完全通过

注意几点：1、有些器件典型库中SCHLIB和PCBLIB引脚编号是不同的。

NPN的封装PIN名称是1,2,3，而库是E,B,C的话是通不过的

2、SCH 中NETLABEL的不能超过八个字符。



布局要求

- 1、再次强调布局和走线一定要按原理图进行，走线要短。
- 2、强电之间,强弱电之间的爬电距离不小于2.5mm,小于时必须割槽,但不能小于2mm.
- 3、地线,电源线尽量加粗,高、低速和模、数地线分开一点接线。
- 4、一般而言,35um厚的铜箔,1mm宽能走1A的电流。
- 5、7805前的滤波电容一般为1A/1000uF，每个IC的电源脚建议用104的电容进行滤波，防止长线干扰。
- 6、CPU的晶振走线一定要短，并用尽量用地线包住。



人体对电流的反应

通过电流的性质	直流(mA)		交流 50kHz(mA)		交流 10kHz(mA)	
	男	女	男	女	男	女
有感觉, 不太痛苦	5.2	3.5	1.1	0.6	12	8
有痛苦感觉	62	41	9	6	55	37
痛苦难忍, 肌肉不自由	74	50	16	10.5	75	50
呼吸困难, 肌肉收缩	90	60	23	15	94	63

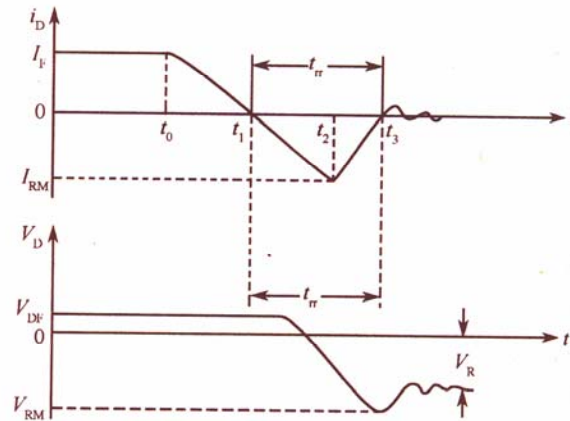
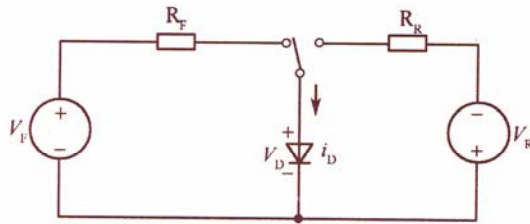
一般人体能感觉到刺激的电流值大约是 1 mA, 当人体通过 5~20mA 时肌肉就产生收缩抽现象, 使人不能自离电线

开关电源的整流电路（输出）

开关电源中的整流二极管

1、重要参数：除正向平均电流 I_F (AV) 和反向阻断电压 V_{BR} 外，正向导通压降 V_{DF} ：影响二极管导通损耗 $P_F = V_{DF} I_F$ ，从而影响开关电源的效率。尤其对于输出电压低的开关电源， V_{DF} 对效率有重要影响。设 $I_F = I_0$ ，则 $P_F/P_0 = V_{DF} I_F / V_0 I_0 = V_{DF} / V_0$ ，输出电压 V_0 也低， P_F/P_0 越高。如 $V_{DF} = 0.6V, V_0 = 5V, P_F/P_0 = 12\%$ 。

反向恢复时间：由于二极管PN结中空间电荷区存储电荷的影响，当给正向导通的二极管加反向电压时，二极管不能马上截止，只有当存储电荷完全复合后才进入截止状态。



开关电源中的整流二极管

1、主要类型：

普通二极管： t_{rr} 在1 μ s以上，用于开关频率不高场合，如输入整流电路中。正向电流定额和反向电压定额很高,可达数千安和数千伏。正向压降 $V_{DF}=1.2-1.4V$ 。

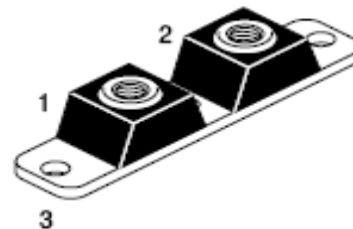
快恢复二极管 (FRD)： t_{rr} 为200—750ns，用于开关频率20—100kHz场合，正向压降 $V_{DF}=1.2-1.4V$ 。反向耐压可达1000V。

超快恢复二极管 (UFRD)： t_{rr} 为25—100ns，用于开关频率200kHz左右的场合，正向压降 $V_{DF}=0.9-1V$ 。反向耐压可达1000V。

肖特基二极管 (SBD)：具有金属半导体结。 t_{rr} 为5-10ns，用于开关频率1MHz以上场合，正向压降 $V_{DF}=0.4-1V$ 。缺点是反向耐压低（小于350V），因此多用于低电压场合。半导体材料用硅：Si—SBD，反向耐压15—150V，半导体材料用砷化镓：GaAs—SBD反向耐压150—350V。

Semiconductor

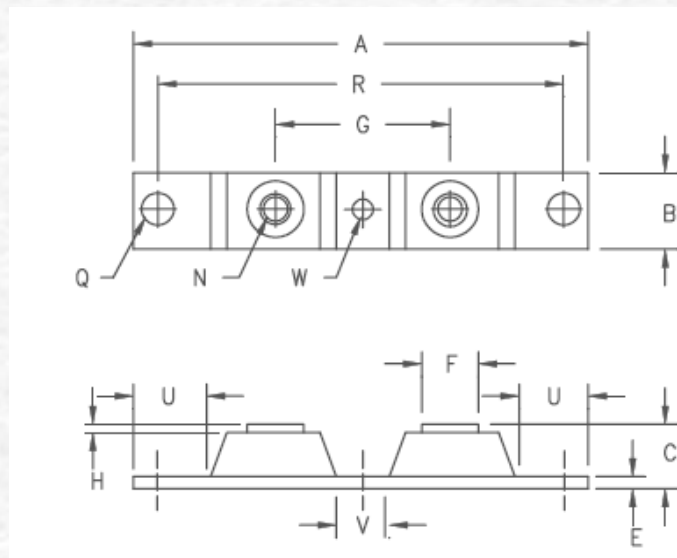
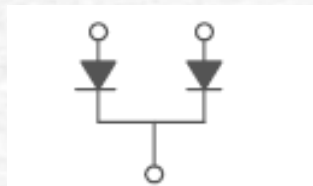
**SCHOTTKY
BARRIER RECTIFIER
400 AMPERES
100 VOLTS**



**POWERTAP II
CASE 357C
PLASTIC**

Rating		Symbol	Value		Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1)	Per Leg	V_F	$T_C = 25^\circ\text{C}$	$T_C = 125^\circ\text{C}$	V
			0.83 0.97	0.69 0.82	

Schottky PowerMod CPT40080—CPT400100



Max peak forward voltage per leg	V_{FM} .91 Volts	$I_{FM} = 200A; T_J = 25^{\circ}C^*$
Max peak forward voltage per leg	V_{FM} .72 Volts	$I_{FM} = 200A; T_J = 175^{\circ}C^*$

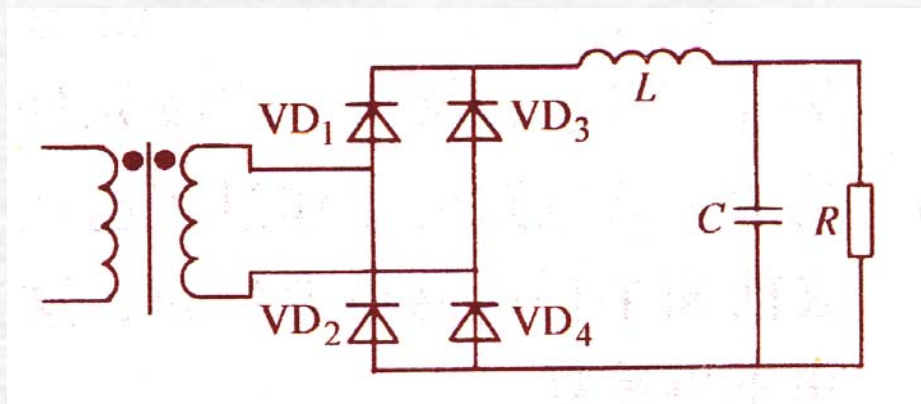
输出整流电路

1、全桥整流电路

优点：变压器绕组结构简单，二极管电压低 (U_0/D)；

缺点：二极管数量多，总通态损耗大；

应用场合：高输出电压电路（大于**100V**）。



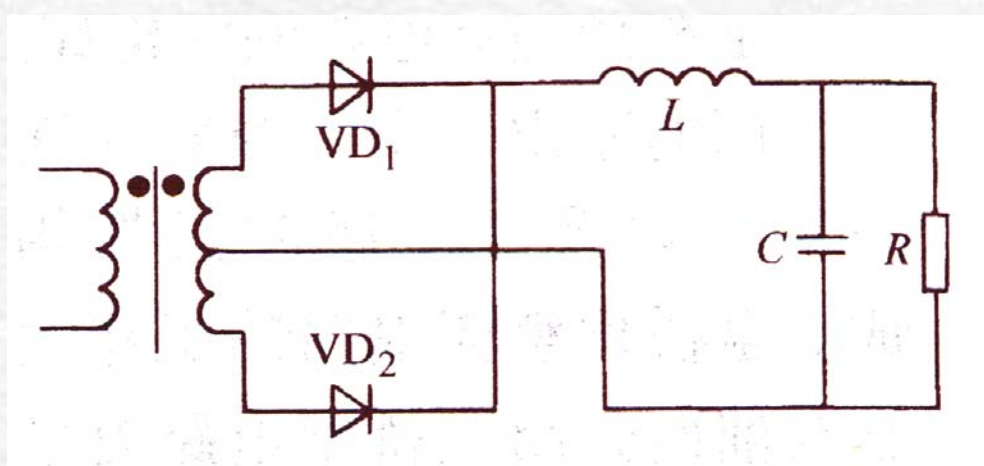
输出整流电路

2、全波整流电路

优点：二极管数量少，结构简单，总通态损耗小；

缺点：二极管电压高（ $2U_0/D$ ），变压器绕组需要中间抽头。

应用场合：输出电压5—100V的电路。



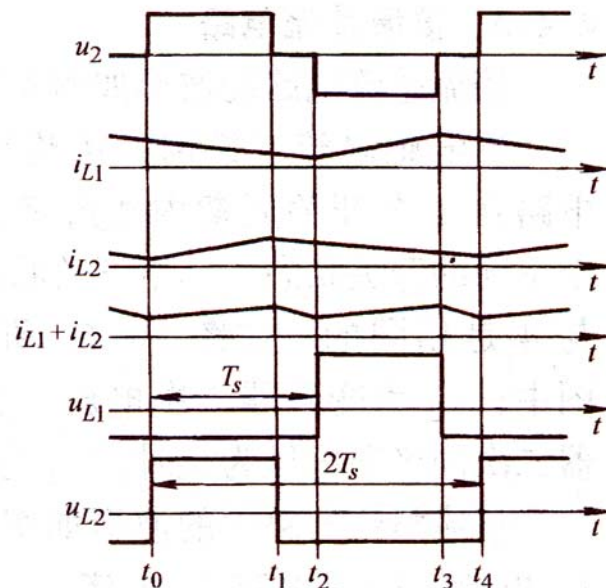
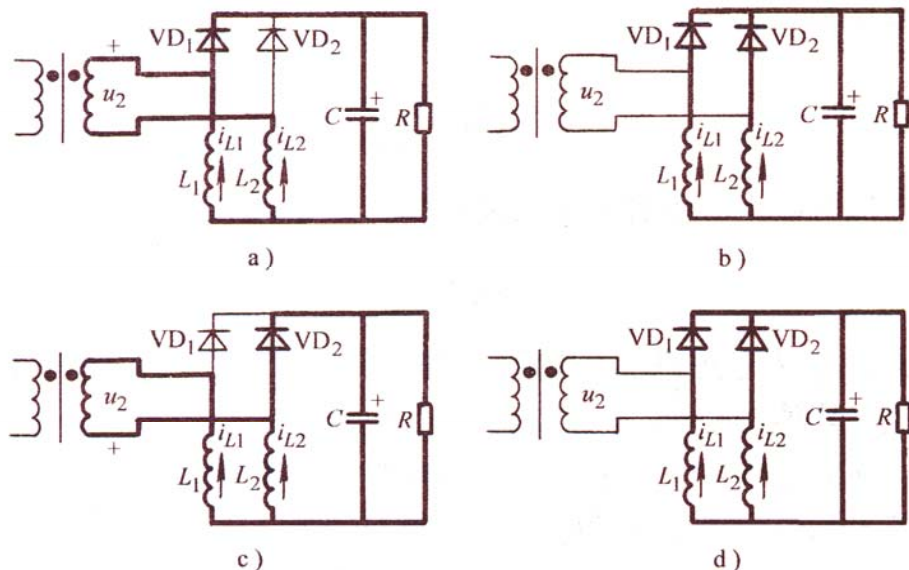
3、倍流整流电路

模态1 (t_0-t_1)：副边电压 u_2 为正，经VD1给负载供电，同时还给电感 L_2 充电； L_1 经VD1续流，同时也给负载供电。

模态2 (t_1-t_2)：副边电压 $u_2=0$ ， L_1 、 L_2 分别经VD1、VD2给负载供电。

模态3 (t_2-t_3)：副边电压 u_2 为负，经VD2给负载供电，同时还给电感 L_1 充电； L_2 经VD2续流，同时也给负载供电。

模态4 (t_3-t_4)：副边电压 $u_2=0$ ， L_1 、 L_2 分别经VD1、VD2给负载供



3、倍流整流电路

优点：

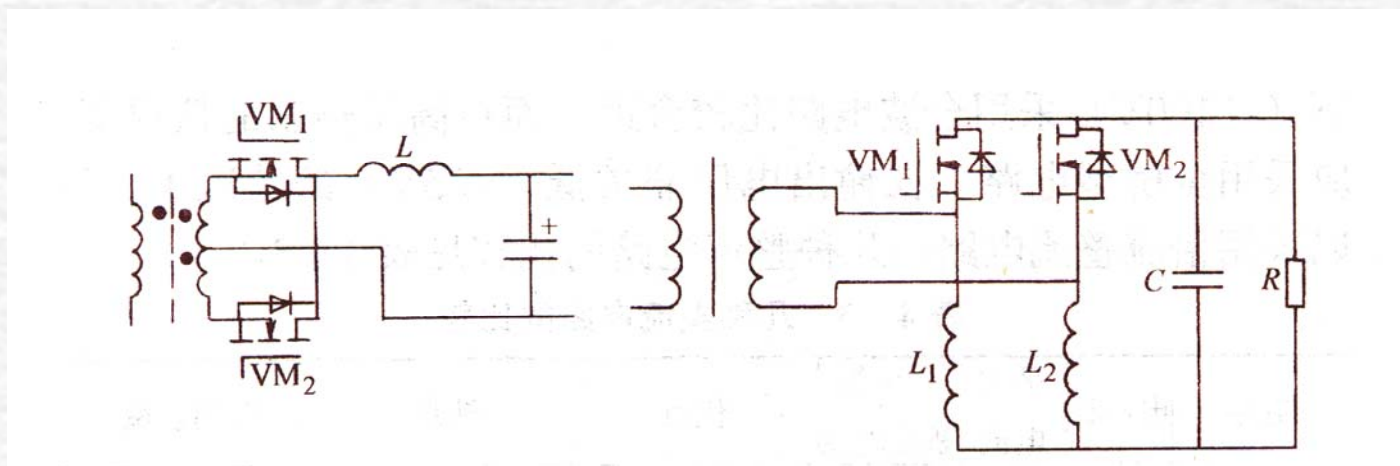
- 经推导，同样输出电压 U_0 情况下， u_2 比全桥整流和全波整流大一倍，这意味着副边匝数也要大一倍。在输出要求电压低的情况下有意义。因为采用全桥整流和全波整流时变压器变比很大，计算出的二次绕组匝数可能小于1。例如，采用全波整流电路计算得出二次绕组匝数为0.5匝，只好取为1，同时使一次匝数增加一倍，（变压器磁心利用率降低1/2），很不合理。如果用倍流整流电路，则二次匝数为1，一次匝数不变。
- 变压器二次侧无中间抽头，制造工艺简单。这对于低压大电流变压器尤为重要。

缺点：两个滤波电感，结构略为复杂。二极管电压高（同全波整流）。

应用场合：输出电压比较低（小于5V），或者输出电流比较大的场合。

3、同步整流技术

当输出电压非常低时，使用全波整流电路或倍流整流电路受到二极管导通压降的限制使得效率难以提高。这时可以采用同步整流技术。它采用通态电阻非常小（几个毫欧）的MOSFET代替二极管，降低通态压降。

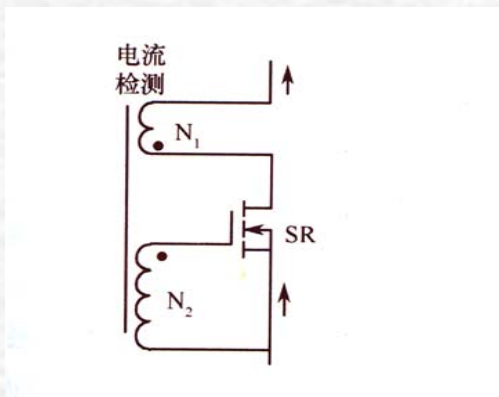


由于MOSFET的寄生二极管（体二极管）正向电压高（约为1V）等效电阻大，电流主要从MOSFET中流过。

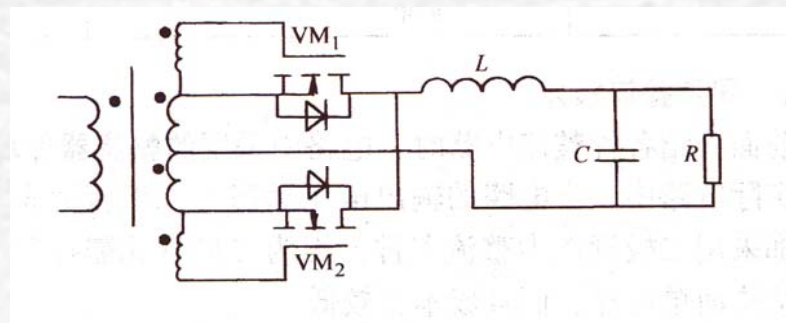
全桥的通态压降和通态损耗大，不用全桥结构的同步整流电路。

缺点：要对MOSFET的通断进行控制。使得控制电路负载。

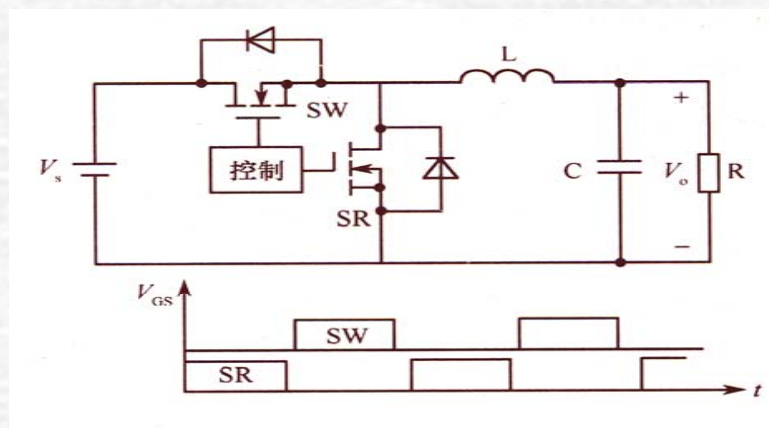
对MOSFET的通断控制—驱动控制:



电流型驱动控制

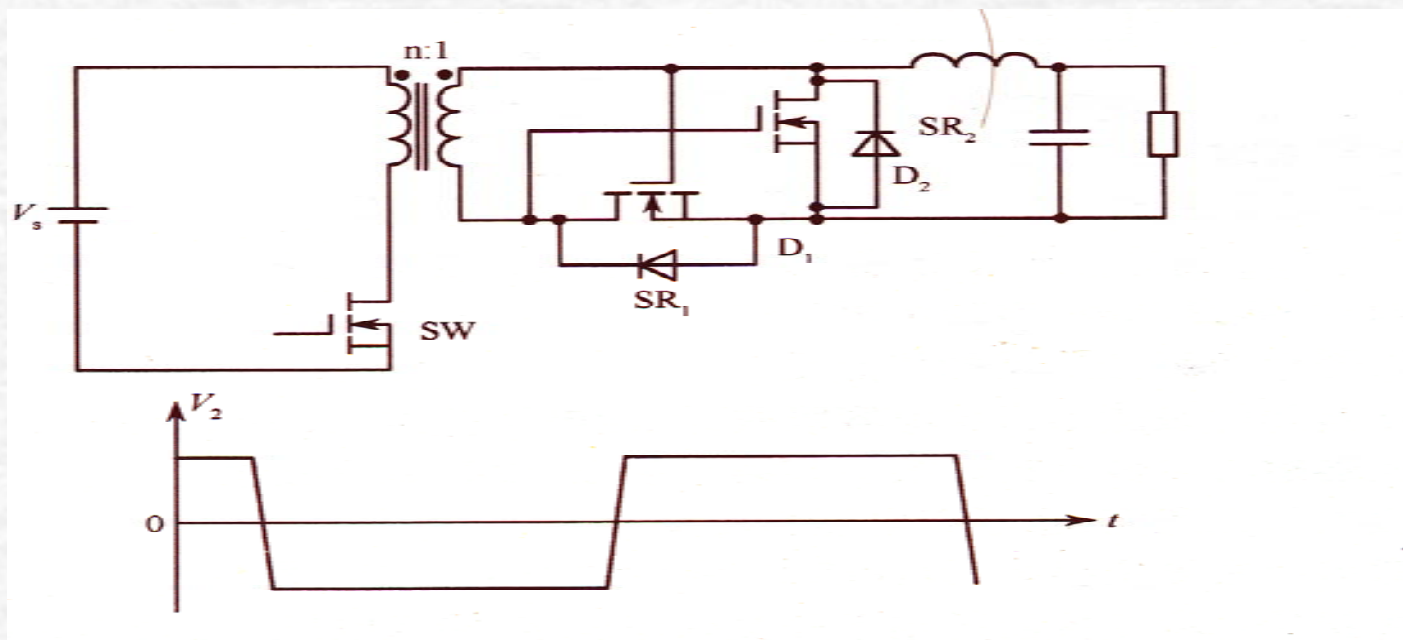


电压型驱动控制



专门驱动控制（美国IR公司iP1001系列IC、TI公司TPS54310等）

同步整流型正激变换器



同步整流型正激变换器（未画磁复位绕组）

同步整流型反激变换器

1998年美国VPEC提出并实现（Trans. on Power Electronics）。

