

# 开关电源设计与应用培训

教材  
严禁复制与传播

北京昂讯科技有限公司  
联系电话:010-62254817 信箱:angxun@163.com

## 声 明

保护知识产权是大家共同应尽的义务,本教材仅用于北京昂讯科技有限公司《开关电源设计与应用高级培训》任何单位和个人未经北京昂讯科技有限公司允许,严禁复制与传播。

## 第八部分:开关功率变换器的保护电路

本章具体论述开关变换器的保护电路,包括输入电路的谐波防护和有源、无源滤波器,过电流,过电压保护电路,温度保护电路等等,让学生对功率变换器的保护要求,保护条件有个清晰的了解,能够自己根据具体的设计要求设计出合适的保护电路,在本章中又具体介绍了一些经典实用的参考电路,让学生能够在实际工作中灵活运用。

## 开关功率变换器的保护电路

- 目录
- 1. 开关变换器的过电压保护
  - 1. 雷击,浪涌电压的防护
  - 2. 输入浪涌电流的保护
  - 3. 过电压保护
  - 4. 过载保护
- 2. 电流谐波
  - 1. 谐波的产生
  - 2. 电流谐波的危害
  - 3. 无源滤波器
  - 4. 有源滤波器
  - 5. 功率因数
  - 6. APFC原理及控制方法
- 3. 同步整流
  - 1. 同步整流原理,工作方式及控制方法
- 3. 开关变换器电磁干扰的防护
  - 1. EMI 噪声标准和测定方法
  - 2. 传导噪声的产生机理
  - 3. 传导噪声的解决方法
  - 4. EMI 辐射噪声的产生机理
  - 5. 辐射噪声的解决方法
- 4. 安规标准和对策
  - 1. PCB 上的有关安规要求
  - 2. 变压器安规要求

严禁复制与传播

# 开关功率变换器的保护电路

1. 供电线路的浪涌电压
2. 输入浪涌电流抑制
3. 输入过压保护
4. 输出过压保护
5. 输入过流保护
6. 过载保护

# 开关功率变换器的保护电路

- 浪涌保护
- 1. 交流供电电线的浪涌保护
- IEEE好多年的测试结果为交流输入线的瞬变浪涌提供了设计依据。

表 1.2.1 通常认为在室内环境和推荐用于设计保护系统使用的浪涌电压和电流

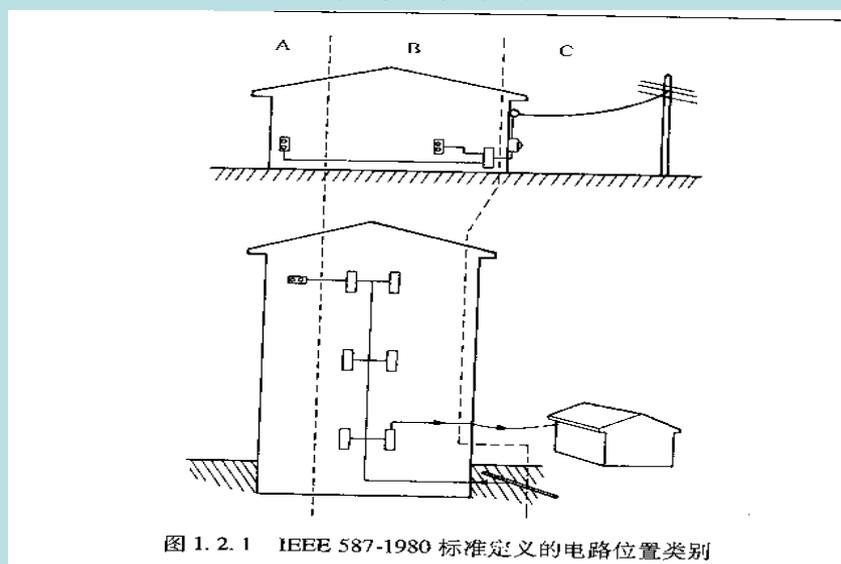
IEEE 587 标准位置类别	与 IEC 664 兼容的类别	脉冲		被试验品或负载电路的类型	存在于干扰抑制器 <sup>‡</sup> 中的能量 (J)	
		波形	中等暴露程度的幅值		采用钳位电压为 500V (120V 的系统)	采用钳位电压为 1000V (240V 的系统)
A. 长分支电路和引出线	二类	0.5 μs, 100kHz	6kV	高阻抗*	-	-
			200A	低阻抗†	0.8	1:6
B. 主馈电线, 短分支电路和负载中心	三类	1.2/50 μs 8/20 μs 0.5 μs, 100kHz	6kV	高阻抗*	-	-
			3kA	低阻抗†	40	80
			6kV	高阻抗*	-	-
			500A	低阻抗†	2	4

\* 在高阻抗的测试样品或负载电路中, 电压表现为浪涌电压。在仿真测试中, 采用测试发生器的开路电压值。

† 在低阻抗的测试样品或负载电路中, 电流表现为浪涌的放电电流 (而不是电力系统的短路电流)。在仿真测试中, 采用测试发生器的短路电流值。

‡ 有不同的钳位电压的其他抑制器会接收不同的能量水平。

### 交流供电线浪涌类别

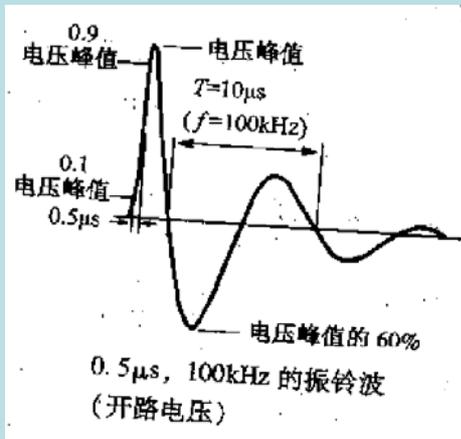


### 交流供电线浪涌类别

- 1. A类别:输出端和长分支电路(最低应力类别)
  - 所有引出线在B类别内长于10米的供电线路
  - 在远离接线端的位置,电压应力可达6KV,但电流应力相当低,<200A.
- 2. B类别:主馈电和短分支电路
  - 配电柜装置
  - 工业场合的总线馈电系统
  - 大型机器的引入线
  - 商住大楼的照明系统
  - 电压应力和A类别相当,但电流应力将达3000A
- 3. C类别:户外和用户引入线
  - 位置在户外,属电力系统,所受的电压,电流应力相当大
- 对于电源:一般都在受到保护的室内环境的A,B类别,只需保护A和B类别的应力,但实际应用会有一些特别要求.如交流接触器频繁动作的场合,各种型号汇总的总线汇流排处,均应加高电压,电流的应力处理.

### 交流供电线浪涌类别

- 浪涌电压波形

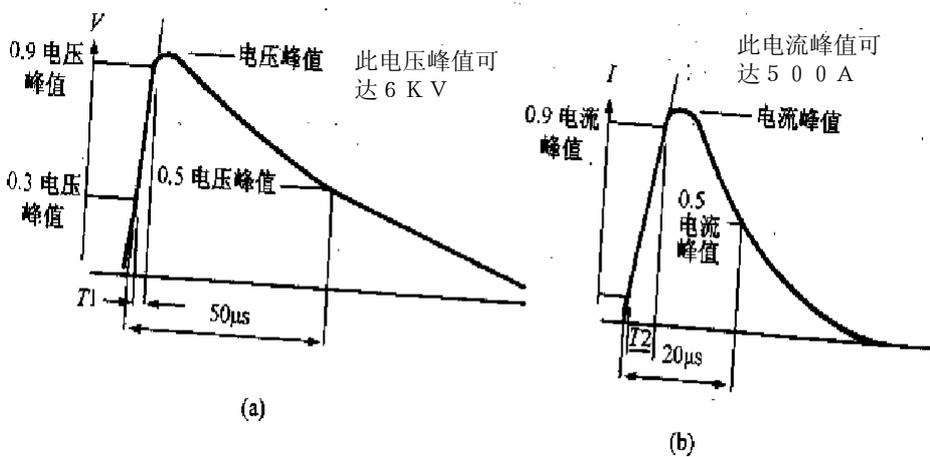


IEEE研究表明虽然浪涌电压波形有很多种,但大多数室内低压系统多是一个阻尼振荡波。  
浪涌振荡波频率:5KHz—500KHz  
居民区和轻工业场合:30—100KHz

与传播

### 交流供电线浪涌类别

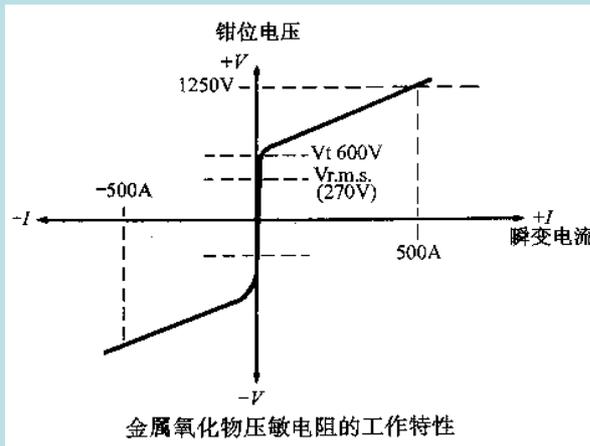
- 在B类别:IEEE提供推荐的两个波形



单向波形 (ANSI/IEEE 28-1974 标准)

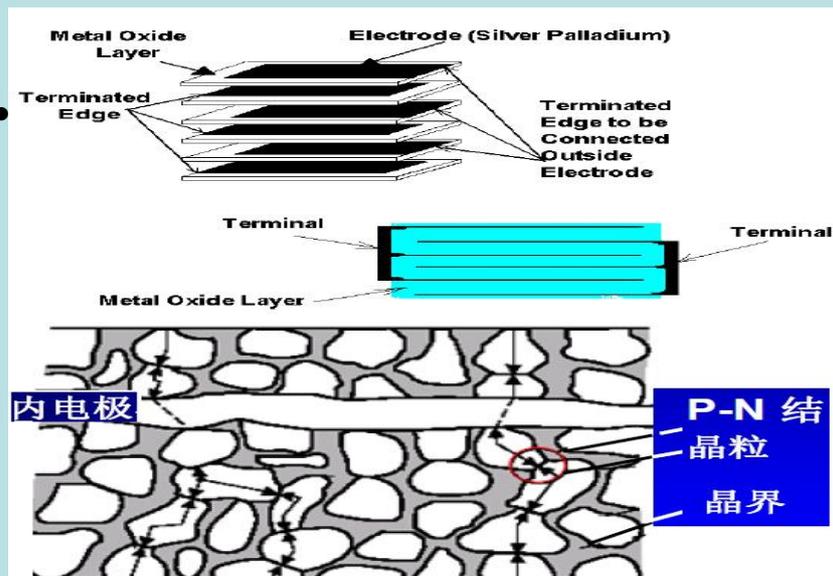
## 浪涌电压的吸收

- 1. 金属氧化物压敏电阻
- 又称“突波吸收器”，“MOV器件”，是一种半导体器件，表现为在标称电压下，该器件具有高电阻，当两端电压超过其标称电压时，其电阻急剧减小，而流过器件的电流急剧增大。

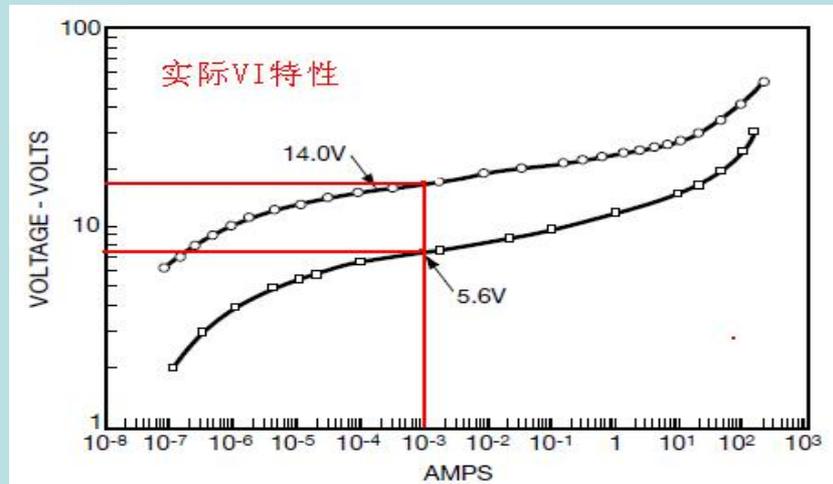


左图所示是一种275V的MOV器件的典型工作特性，要注意在瞬变吸收电流在500A时，其端电压已达1250V

## MOV内部构造图



一个5.6V和14V的MOV的VI特性曲线：



### 浪涌电压的吸收

- MOV器件的参数：
  1. 压敏电压(Breakdown Voltage):  
流过压敏电阻器的电流为1mA时，加在它两端的电压降称为压敏电压。
  2. 漏电流(Leakage Current at Vdc):  
压敏电阻器在进入击穿区之前在正常工作电压时所流过的电流，称为漏电流。
  3. 工作电压(Working Voltage):  
压敏电阻器正常工作时的电压，此时流过的电流为漏电流。
  4. 最大能量吸收能力(Energy Load-Dump)&(Energy 10\*1000 μs)  
施加能量为某一定值的规定波形(这里我们一般分两种，一种是ISO7637中规定的抛负载波形，另外一种是上升时间10 μs，持续时间1000 μs的脉冲)的冲击电流，冲击后压敏电压变化的绝对值小于10%且样品无机械破损所能通过的最大能量。

## 浪涌电压的吸收

### 5. 耐浪涌电流能力 (Peak Current @ Amp. $8 \times 20 \mu s$ )

压敏电阻器经大脉冲电流冲击后，其U/I特性会产生蜕变。蜕变的结果会使漏电流增大，压敏电压下降。把满足下降要求的压敏电阻器所承受的最大冲击电流，称为压敏电阻器的通流容量，也称为通流能力或通流量，它是表征压敏电阻器耐受高浪涌电流冲击的能力的一个参量。此参数与脉冲幅度，脉冲持续时间及所承受的脉冲次数有关。

## 浪涌电压的吸收

- MOV 具有低成本和相当高的瞬变能量吸收能力.
- MOV的主要缺点为在反复的过压下会逐渐老化和增大动态电阻,减弱其有效的嵌位作用.
- 较高的动态电阻意味着对大电流瞬变情况的嵌位作用很小,在瞬变电流仅几十A时其两端电压已达1KV.
- 在重要场合须和其他瞬变抑制器件同时使用,效果会很好.

## 浪涌电压的吸收

- 2. 瞬变二极管
- 瞬变二极管是由雪崩电压箝位半导体器件构成，一个雪崩二极管表现为普通二极管的特性，但二个雪崩二极管背对背的连结在一起就形成了瞬变保护二极管。
- 优点：箝位动作非常快速，雪崩条件能在几个纳秒之内建立。
- 在导通范围内的动态电阻非常小，在工作区，动态电阻小，当瞬变电流达几百安时，其两端电压才几伏。
- 非常可靠，有效的电压箝位作用。
- 缺点：价格高，吸收电流能力有限。

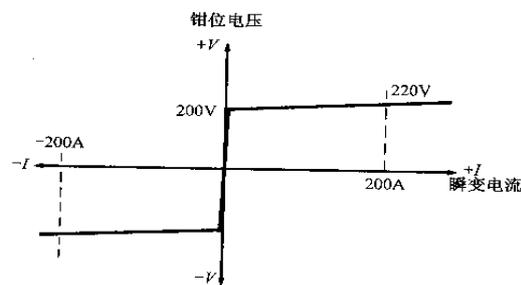


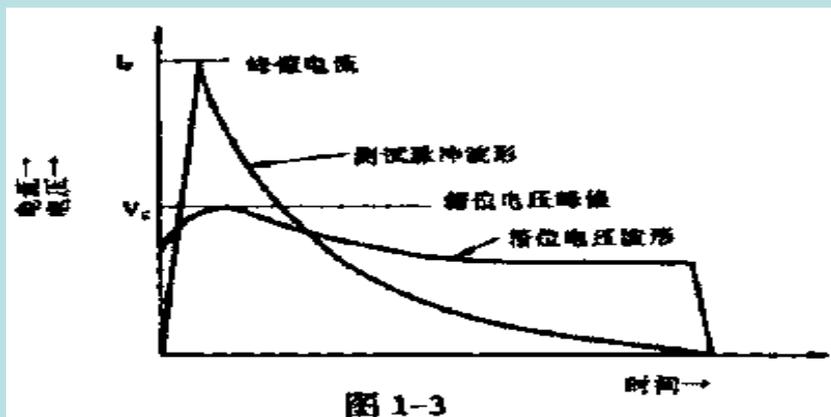
图 1. 2. 6 瞬态保护二极管工作特性

## 浪涌电压的吸收

- 3. TVS器件的主要电参数
- 1、 击穿电压 $V_{BR}$
- 器件在发生击穿的区域内，在规定的试验电流 $I_{BR}$ 下，测得器件两端的电压称为击穿电压，在此区域内，二极管成为低阻抗的通路。
- 2、 最大反向脉冲峰值电流 $I_{PP}$
- 在反向工作时，在规定的脉冲条件下，器件允许通过的最大脉冲峰值电流。

## 浪涌电压的吸收

- 图1-3表明当瞬时脉冲峰值电流出现时，TVS被击穿，并由击穿电压值上升至最大钳位电压值，随着脉冲电流呈指数下降，钳位电压亦下降，恢复到原来状态。因此，TVS能抑制可能出现的脉冲功率的冲击，从而有效地保护电子线路。



## 浪涌电压的吸收

- 3、最大反向工作电压VRWM (或变位电压)  
器件反向工作时，在规定的IR下，器件两端的电压值称为最大反向工作电压VRWM。通常 $VRWM = (0.8 \sim 0.9) V(BR)$ 。在这个电压下，器件的功率消耗很小。使用时，应使VRWM不低于被保护器件或线路的正常工作电压。
- 4、最大钳位电压 $V_c(max)$   
在脉冲峰值电流 $I_{pp}$ 作用下器件两端的最大电压值称为最大钳位电压。使用时，应使 $V_c(max)$ 不高于被保护器件的最大允许安全电压。最大钳位电压与击穿电压之比称为钳位系数。  
即：钳位系数= $V_c(max) / V(BR)$   
一般钳位系数为1.3左右。  
(实际使用中，如470V击穿电压的最大钳位电压达611V左右，因而所需要保护的器件的耐压必须大于611V的1.2倍的电压，也可以根据器件的耐压值查TVS器件手册来确定所选TVS.)

## 浪涌电压的吸收

- 5、 反向脉冲峰值功率PPR

反向脉冲峰值功率PPR等于最大反向脉冲电流乘以钳位电压，除此以外，还和脉冲波形、脉冲时间及环境温度有关。

当脉冲时间 $t_p$ 一定时， $PPR = K1 \dots K2 \cdot V_c(\max) \cdot I_{pp}$

式中 $K1$ 为功率系数， $K2$ 为功率的温度系数。

典型的脉冲持续时间 $t_p$ 为1MS，当施加到瞬态电压抑制二极管上的脉冲时间 $t_p$ 比标准脉冲时间短时，其脉冲峰值功率将随 $t_p$ 的缩短而增加。下图给出了PPR与 $t_p$ 的关系曲线。TVS的反向脉冲峰值功率PPR与经受浪涌的脉冲波形有关，用功率系数 $K1$ 表示，各种浪涌波形的 $K1$ 值如下表所示。

- $E = \int i(t) \cdot V(t) dt$

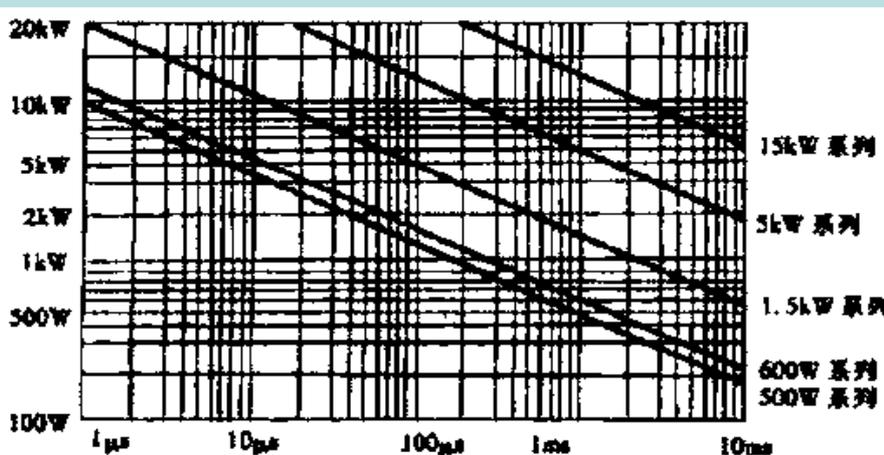
式中： $i(t)$ 为脉冲电流波形， $V(t)$ 为箝位电压波形。

这个额定能量值在极短的时间内对TVS是不可重复施加的。但是，在实际的应用中，浪涌通常是重复地出现，在这种情况下，即使单个的脉冲能量比TVS器件可承受的脉冲能量要小得多，但若重复施加，这些单个的脉冲能量积累起来，在某些情况下，也会超过TVS器件可承受的脉冲能量。因此，电路设计必须在这点上认真考虑和选用TVS器件，使其在规定的间隔时间内，重复施加脉冲能量的累积不至超过TVS器件的脉冲能量额定值。

严禁复制与传播

## 浪涌电压的吸收

- 脉冲峰值功率和脉冲时间的关系

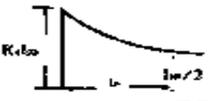
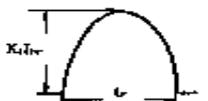
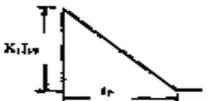


脉冲峰值功率与脉冲时间的关系

## 浪涌电压的吸收

- 功率系数K1表

表

波形	$K_1$
标准波 (试验波形) 	1.00
矩形波 	1.40
正弦半波 	2.20
三角波 	2.80

## 浪涌电压的吸收

- 6、电容CPP

TVS的电容由硅片的面积和偏置电压来决定，电容在零偏置情况下，随偏置电压的增加，该电容值呈下降趋势。电容的大小会影响TVS器件的响应时间。

- 7、漏电流IR

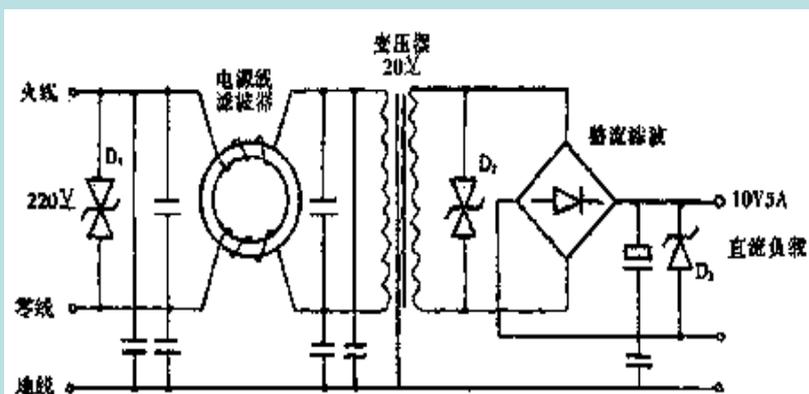
当最大反向工作电压施加到TVS上时，TVS管有一个漏电流IR，当TVS用于高阻抗电路时，这个漏电流是一个重要的参数。

## 浪涌电压的吸收

- 瞬变二极管的选用：
  1. 钳位电压 $V_c$  (MAX) 不大于电路的最大允许安全电压。
  2. 最大反向工作电压VRWM不低于电路的最大工作电压，一般可选VRWM等于或略高于电路最大工作电压。
  3. 额定的最大脉冲功率，必须大于电路中出现的最大瞬态浪涌功率。
  4. 直流采用单向TVS，交流采用双向TVS
- 交流电路应用举例：
  - 交流是电网电压在这里产生的瞬变电压是随机的，有时还遇到雷击（雷电感应产生的瞬变电压）所以很难定量估算出瞬时脉冲功率PPR。但是对最大反向工作电压必须有正确的选取。一般原则是交流电压乘1.4倍来选取TVS管的最大反向工作电压。直流电压则按1.1—1.2倍来选取TVS管的最大反向工作电压VRWM。

## 浪涌电压的吸收

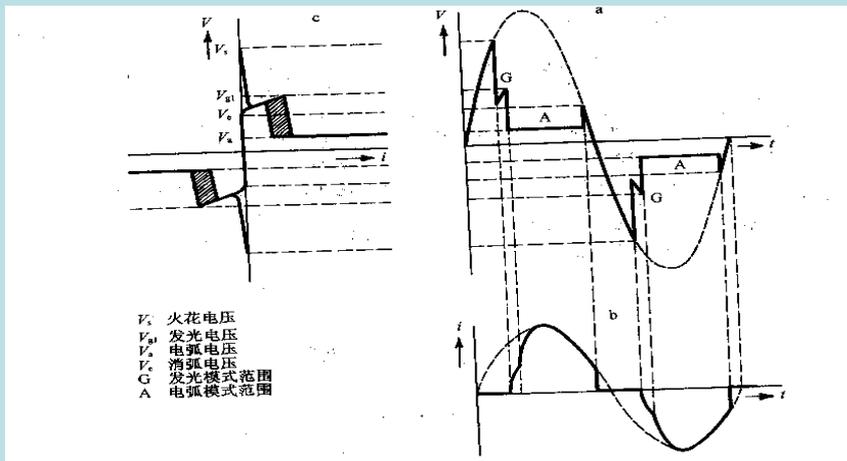
- 应用图例



双向TVS管 $D_1$ 的 $VRWM=220V \sim \times 1.4=308V$ 左右

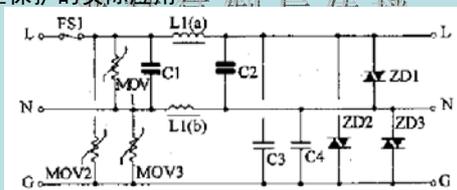
### 浪涌电压的吸收

- 3. 充气式电涌放电器
- 瞬变电流可由各种气体放电抑制器来处理, 当放电器两端电压超过起弧电压时, 电极之间发生电晕辉光放电, 随电流增大, 继而产生电弧放电, 为电流提供低阻通道。



### 浪涌电压的吸收

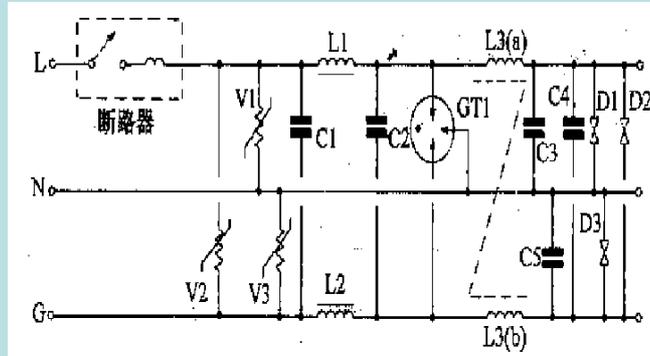
- 4. 交流滤波器和瞬变抑制器的组合使用
- 各种瞬变抑制器件嵌入了瞬变电压, 为瞬变电压提供低阻通道, 但必须引入限流装置来减小瞬变抑制器件所流过的电流, 使得瞬变器件的电流应力减弱, 一般都用电感来提供串联的阻抗以限制瞬变电流。
- 优点: 为瞬变抑制电路提供附加滤波功能。
- 限制线载噪声和滤除电源产生的噪声。
- 同时提供瞬变保护。
- 5. A类浪涌电压保护的实际应用



电感  $L1(a)$ 、 $L1(b)$  和电容  $C1 \sim C4$  组成了普通噪声滤波网络。在此滤波网络的输入端, 压敏电阻  $MOV1 \sim MOV3$  提供了对产生于交流线路的瞬变压力的第一级保护。在非常短的动态高压瞬变过程中, 压敏电阻的钳位作用与在串联电感上的电压降一起, 阻止了大部分的瞬变电压向输出端的传导。

## 浪涌电压的吸收

- B类别浪涌电压保护的实际应用



具有噪声滤波器的交流电源火线 - 中线与交流电源线 - 地线的瞬变保护电路，使用了MOV、电涌放电器 (SVP) 和瞬变保护二极管，适用于中高功率的应用场合

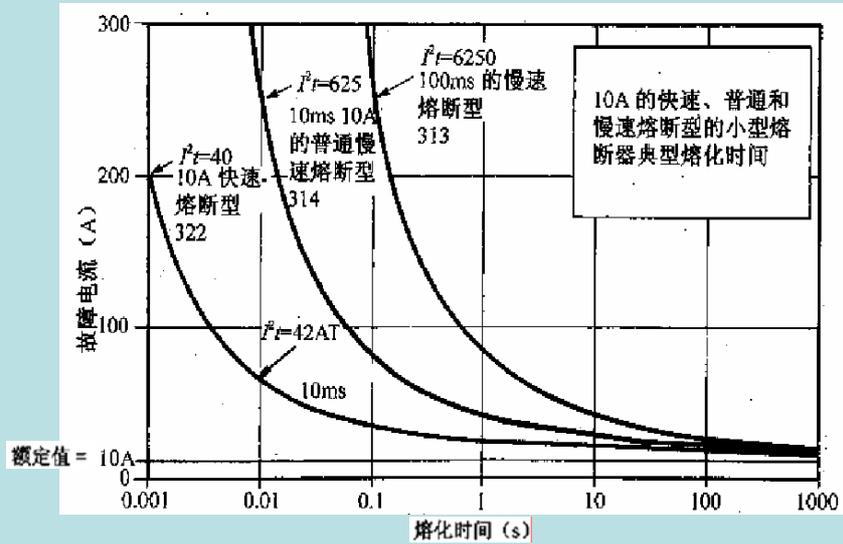
## 开关功率变换器的保护电路

- 输入浪涌电流抑制
- 1. 熔断器的选择
- 熔断器参数
- 额定电流: 必须大于被保护电路的最大直流电流或电流有效值.
- 额定电压: 熔断器的额定电压表征的是熔断器的熄弧能力, 因而在实际选择时, 其额定电压必须大于工作电压, 在大感性负载的场合要几倍于工作电压.
- **允通电流 (额定熔化热能值  $I^2t$ )**

熔断器的这一特性是由熔件熔化所需消耗的能量来定义的, 是为了熔化熔件必须在元件上产生热量的速度快于元件传导散热的速度, 这是一个电流和时间乘积的一个量.

由此特性可将熔断器分为慢速熔断型和快速熔断型.

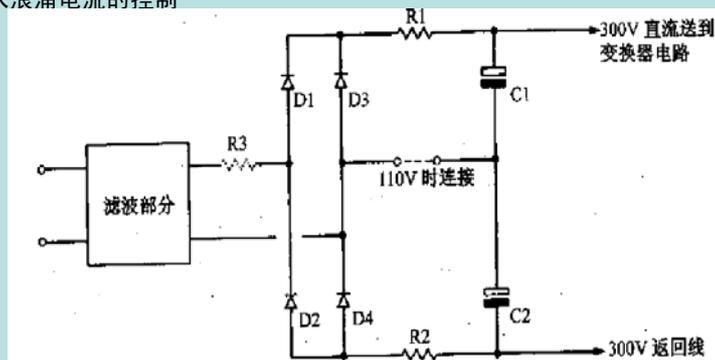
## 开关功率变换器的保护电路



快、中和慢熔断器连接的典型熔化热能值  $I^2t$  和熔化时间

## 开关功率变换器的保护电路

- 输入浪涌电流的控制



### 1. 串联电阻

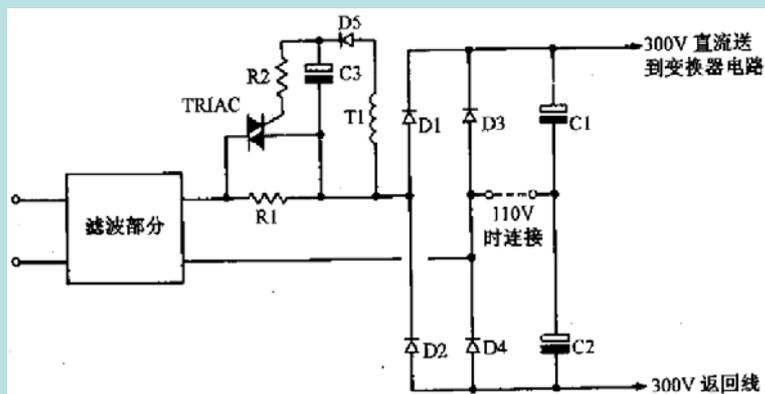
小功率应用场合。  
在实际使用中的功耗问题  
电阻发热  
成本低廉

## 开关功率变换器的保护电路

- 2. 热敏电阻控制
- NTC 负温度系数热敏电阻的应用：
  - 当刚接通电源时, NTC 阻值较高, 通过电流较小, 但由于NTC已流过电流, NTC本身发热, NTC的负温度特性, 随温度上升阻值降低, 可避免电源在正常工作时, 在NTC上产生过高的功耗, 但开机瞬间, NTC较大的阻值又限制了输入浪涌冲击。
  - 使用NTC的缺点: **严禁复制与传播**
    - 1. 第一次通电时, NTC会有一段时间产生热量, 如果在交流的最小值时, 电流会比较小, 无法即刻达到输出稳定值。
    - 2. 当输入电源瞬间断开, 再快速接通时, NTC无法快速冷却, 阻值很小, 此时将会失去部分浪涌抑制功能。
    - 3. 常使用于中小功率应用场合。
    - 4. 常见的使用方法就是将上图中的R1, R2, R3改成NTC器件

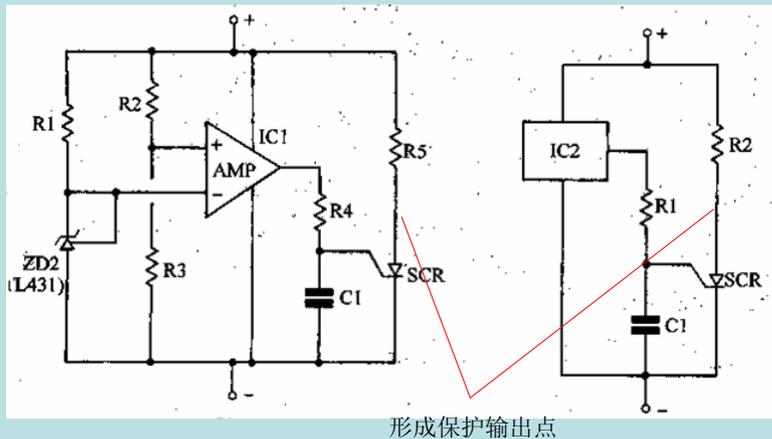
## 开关功率变换器的保护电路

- 3. 有源浪涌抑制电路应用



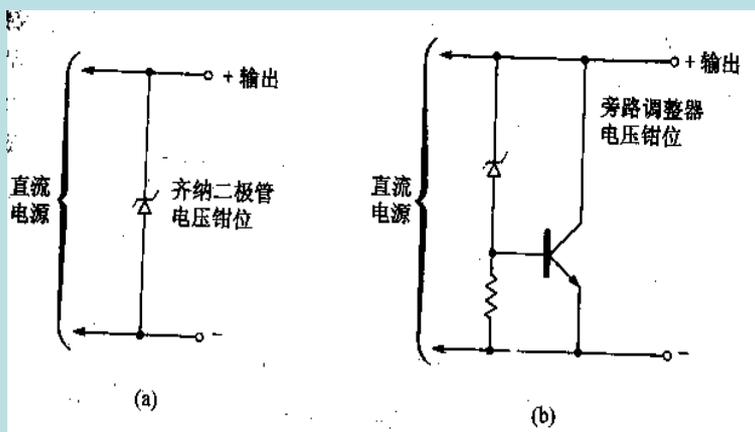
### 开关功率变换器的保护电路

- 过压保护
- 1.简单的SCR过电压保护



### 开关功率变换器的保护电路

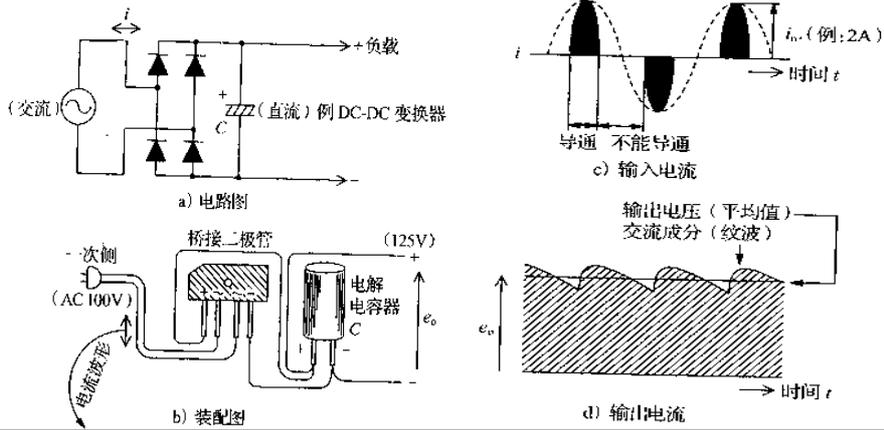
- 过压保护
- 2.基于电压钳位技术的过压保护





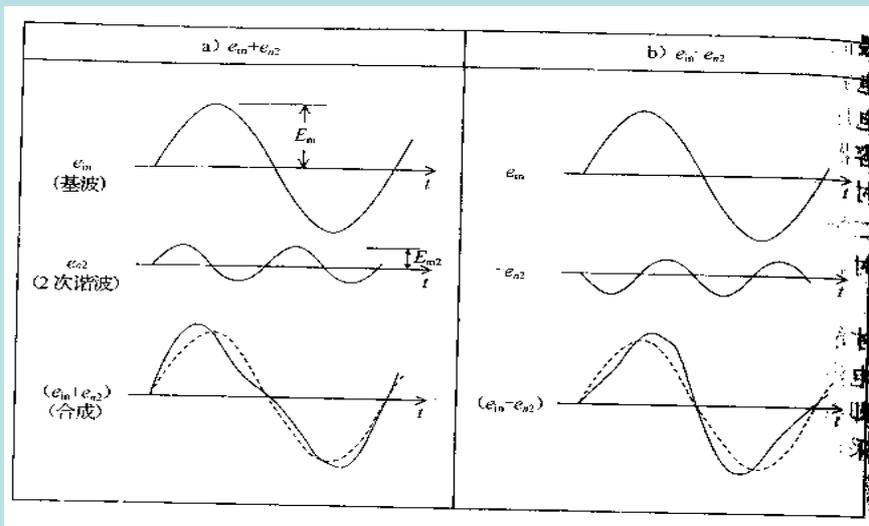
## 功率变换器的电流谐波

- 1. 谐波的产生
- 就目前开关电源的输入方式而言, 均是通过整流大滤波电容的方式:
- 1. 此输入线路简单, 元件少, 电容充电只在交流峰值电压的附近进行, 导致电流波形畸变, 形成谐波电流.
- 2. 目前标准, 功率超过75W必须进行谐波抑制



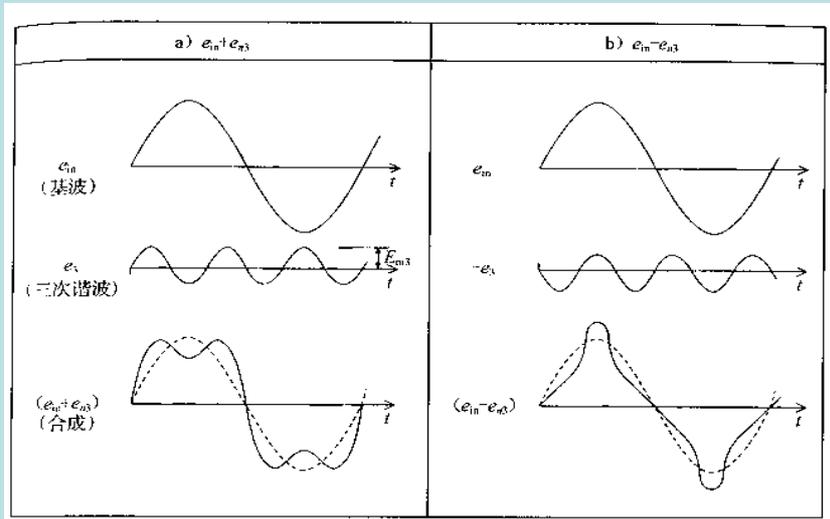
## 功率变换器的电流谐波

- 电流波形畸变(2次谐波)



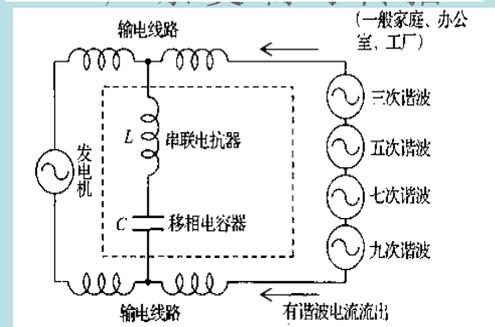
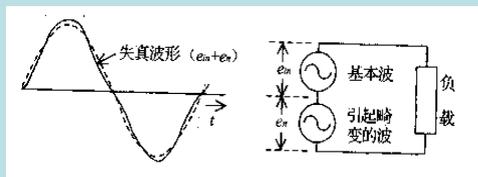
## 功率变换器的电流谐波

- 电流波形畸变(3次谐波)



## 功率变换器的电流谐波

- 失真电流波形的概念
- 谐波电流的增加, 不仅来自于电容整流输入, 由于近年来晶闸管等电力电子半导体器件的大量应用也在电力网上产生了大量的谐波。



## 功率变换器的电流谐波

- 2. 谐波的危害

故障设备		故障实例
电力电容器	本体 串联电抗器	因过电流所导致的烧毁、发热、振动及噪声等
	熔丝（熔断器）	因过电流所导致熔断及误动作
电动机驱动器 漏电保护断路器		误动作
家电产品	立体声音响 电视	产生噪声 影像闪动
其他	电动机 电梯 各类控制设备 谐波滤波器	产生振动及噪声 发生振动及停车 误动作 因过电流所导致的停止工作

## 功率变换器的电流谐波

- 基波和谐波

	频率/Hz			谐波
基波	1	50	60	∴
谐波	2	100	120	偶数
	3	150	180	奇数
	4	200	240	偶数
	5	250	300	奇数
	6	300	360	偶数
	7	350	420	奇数
	∴	∴	∴	∴

## 功率变换器的电流谐波

- 谐波的容许值
- 根据设备类别不同, 设有4个等级:
- 对不同等级设定有各自的容许值:

a) A 级

谐波次数 $n$	最大容许谐波电流 /A
奇数谐波	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times (15/n)$
偶数谐波	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times (8/n)$

● B 级: (a) (A 级) 这限制值的 1.5 倍

b) C 级

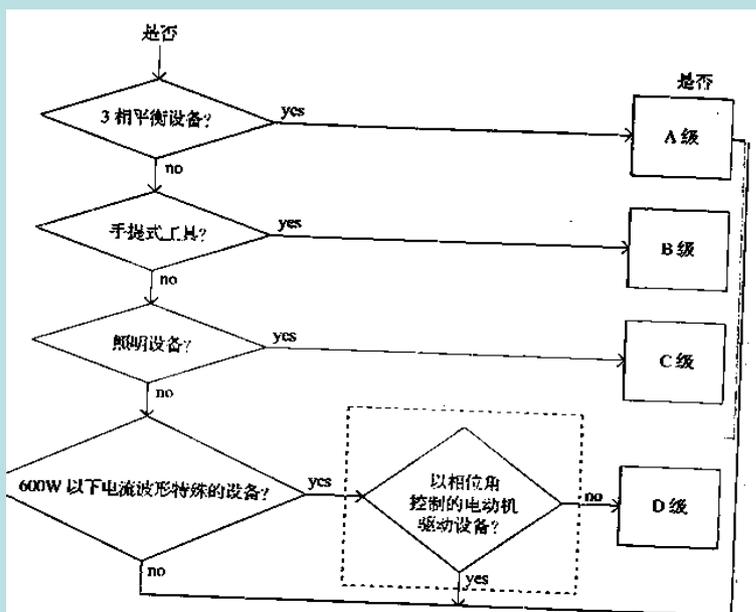
谐波次数 $n$	照明装置的基波输入 电流的百分率, 表示为最大值的%
2	2
3	$30\lambda$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

\* 注:  $\lambda$  为电路的功率因数

c) D 级

谐波次数 $n$	功率比例 限制值 / (mA/W)	最大容许 谐波电流 /A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13 以上	$3.85/n$	来自表 7-1

## 谐波等级分类方法

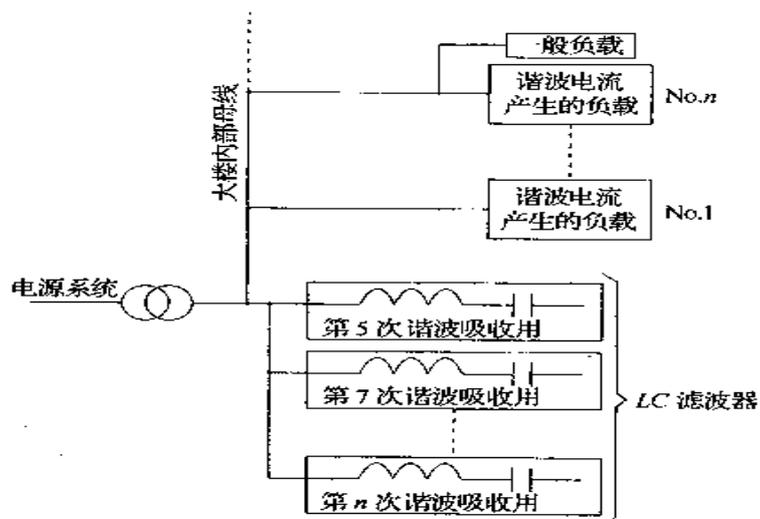


## 功率变换器的电流谐波

- 3. 无源滤波器
- 有电抗器和电容器组合成LC谐振滤波器, 以提供在特定的谐波频率点一低阻回路来降低谐波电流.
- 按需要补偿对象的谐波次数选用合适的电抗器, 电容器组合
- 每一LC支路仅能补偿同一次的谐波电流.

严禁复制与传播

## 功率变换器的电流谐波



## 有源功率因数,同步整流,变换器并联技术

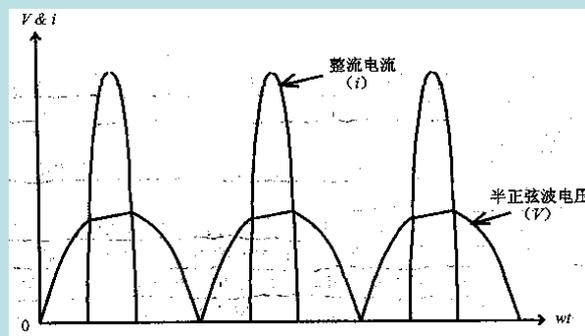
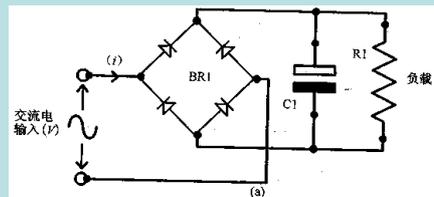
1. 高频开关变换器的输入端一般是连接到交流输电网，而现在的输配电设备均是50/60Hz交流输配电，所有的负载都是在负载为纯电阻，加在负载上的电压，电流是同相位的正弦波，同时也不存在任何谐波时，可在负载上得最高效率。
2. 在有电抗和电阻组合的负载中，即使流过负载的电流也是正弦波，但电压，电流会出现相位差。在感性负载时，负载电流滞后电压，在容性负载时，电流超前电压。负载的功率是负载两端的电压，流过负载的电流在时间轴上的积分，所以在负载电压，电流的相位差器件，电能并未对负载做功，负载并未得到能量。可在输配电端却必须配备足够的能量给用电设备，这样就造成了输配电设备的浪费，并增大输配电设备的损耗。
3. 如果在用电设备两端加上正弦波电压，但由于用电设备是非线性负载，那么用电设备的电流就不是严格的正弦波，存在有谐波电流。供电系统中存在有谐波电流，就会引起额外的配电变压器，配线路的损耗，而且其中的奇次谐波还会在三相四线配电系统中引起中线补偿电流。造成中线严重发热，进而引发火灾危险。
4. 现在许多国家为提高电网的使用效率，均制定了电网谐波的标准值，规定不准将超过谐波标准值的非线性用电设备接入输配电网络。为解决谐波的问题，人们就发明了有源功率因数校正技术（APFC），以此技术来解决高频开关变换器的谐波及功率因数问题。

## 同步整流，并联运行

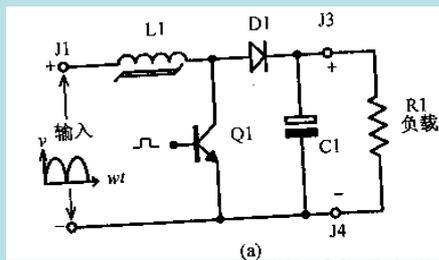
- 为响应节能减排，创造低碳社会的号召，目前对高频开关变换器的效率要求越来越高，为满足不断效率要求，人们也作了很多研究，对重点引起损耗的电路，元器件作了很多损耗分析和测试，发现输出整流二极管是一个引起开关变换器损耗的重要元件，因而发明了同步整流技术，对于低压，大电流输出的开关变换器中，应用同步整流技术之后，可使开关变换器的整体效率提升3%----8%左右。
- 因功率开关器件的发展受到材料，加工方法，生产工艺的影响，目前的耐压能力，电流能力均受到影响，无法将输出功率做的很大。为制造高功率，高容量的开关变换器设备，可采用多台高频开关变换器并联后使用以提高设备的功率容量。这就有发明了开关变换器的并联均流技术。

## 有源功率因数校正

- 当电压或电流非正弦波时，由傅立叶分析可知，此非正弦波是由一系列幅值，相位，频率不同的正弦波组成的，而这一系列的正弦波均的频率都是基波频率的倍数，所以称之为谐波。
- 高频开关变换器的输入一般均采用整流电路加电容滤波，因而，电流会在供电电压的峰值附近很小的导通角内流通，图6.1.1为典型的开关变换器输入整流滤波电路，其在电容和整流电路组合负载上产生的交流电流波形如图6.1.1(b)所示。可以看到，不连续，对称的非正弦波电流具有大量的奇次谐波分量。



- 由于功率传输只能在基波频率上发生，因而，开关变换器的输入整流滤波电路中含有大量不能传递功率的谐波，使得变换器整体的电源使用率很低。其实，在真正意义上，高频开关变换器的输入端存在的是电流的谐波失真，但也可以用一近似的功率因数来代替。
- 谐波的存在会降低设备的供电线路的利用率，这与变换器的效率并非一个概念。例如，一个有效电流为12A的供电网络，如果开关变换器的功率因数只能达到0.65，假定开关变换器的效率为85%，则在12A的电流下，变换器最大能输出1458W的功率。如果，加上了功率因数校正装置，同时降低了变换器的整体效率为80%，而功率因数却得以提高至98%，那么，这个供电网络则能够提供2069W的输出功率。
- 因此，功率因数的提高是节省的发电，输配电的功率，和开关变换器的整体效率无关。
- 从原理上讲，电流流入任何一种负载（可以是容性，感性），只要其电流的波形是正弦波并同加载的电压正弦波形同相，则此时这种负载可认为是阻性负载，并且功率因数近似为1。同时电流或电压波形已为正弦波，即只存在基波而无谐波分量。



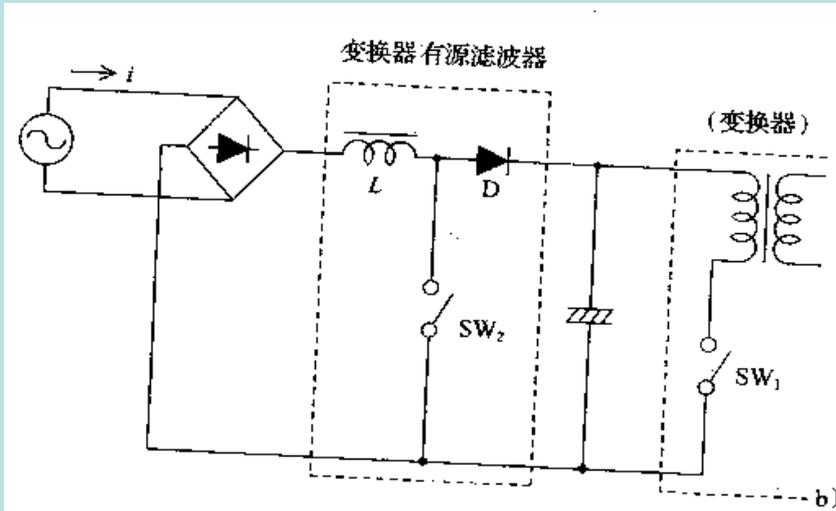
因为高频开关变换器的开关频率远高于工频整流后的正弦波脉动频率，所以在在一个高频开关周期内，可以认为加载到电感L上的电压是恒定的。

在采用BOOST拓扑时，假定开关脉冲在一周期内的 $t_{on} = t_{off} = T/2$ ，则电感L中的电流 $i_L = U \cdot t_{on} / L$ ，U在一个工频周期内为 $U = U_m \cdot \sin \omega t$ ，因此在一个工频周期内流过电感L的电流为： $I_m \sin \omega t = U_m \sin \omega t \cdot t_{on} / L$ ，由此可以得出工频周期内的电感电流也呈正弦波，也即BOOST电路改善了原先输入整流滤波电路的功率因数和谐波。

但在一个高频开关周期内，电感的电流是三角波，只是三角波的峰值电流的包络线为正弦波而已。

当在变换器的输入端加上一低通滤波器后，在交流输入端得到的电流将是正弦波电流且与电压波形同相。

- 4. 有源滤波器
- 升压型有源滤波器: 将输入电流跟电压正弦波更为接近.

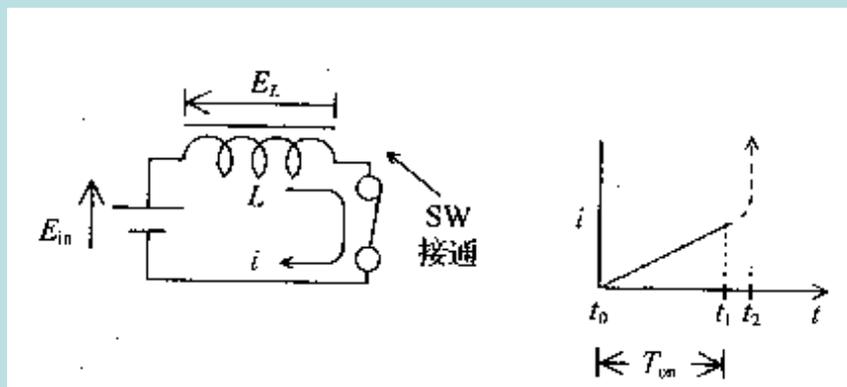


### 功率变换器的电流谐波

- 1. 开关 $SW_2$ 由OFF状态变为ON后流经电感 $L$ 的电流线性增加, 增加到一定程度后, 断开 $SW_2$ .
- 2.  $SW_2$ 断开后, 由于电感 $L$ 的电流不能突变, 则电感 $L$ 继续通过二极管 $D$ 对电容 $C$ 充电, 电感中储存的能量转入电容 $C$ 中
- 3. 由于二极管 $D$ 的反向阻断作用, 电容 $C$ 中能量无法向电感 $L$ 回馈, 仅能为负载供电.
- 4. 当储存于 $L$ 中的能量全部放出后, 则二极管内的电流 $I_d$ 也随之变为零.

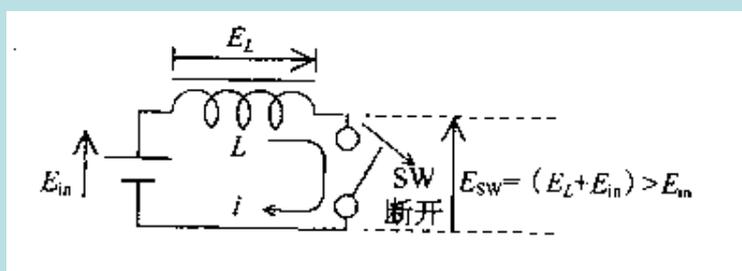
功率变换器的电流谐波

- 工作模式1: SW 开通



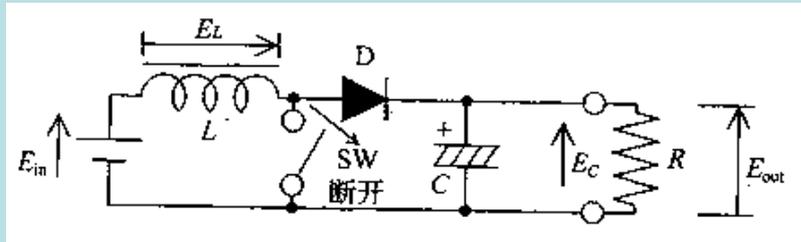
功率变换器的电流谐波

- 工作模式2: SW 关闭



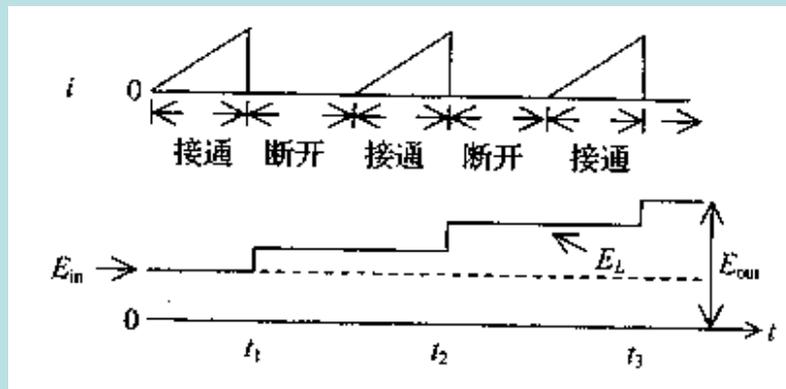
### 功率变换器的电流谐波

- 工作模式3: SW 关闭,L对C充电



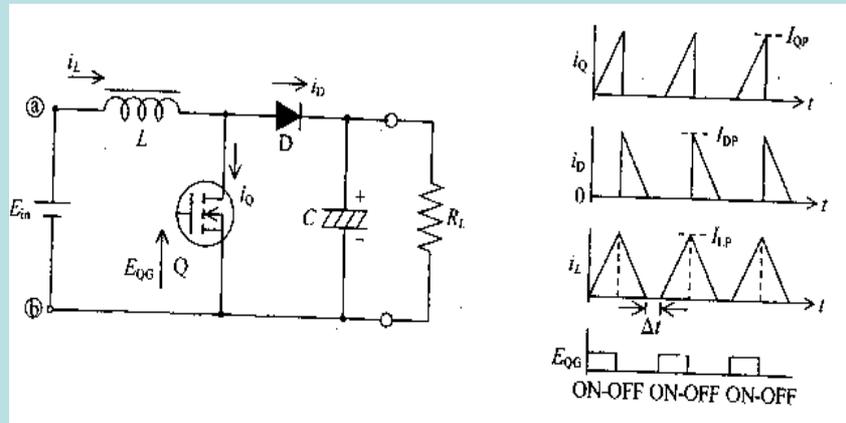
### 功率变换器的电流谐波

- SW中的电流波形,C的电压波形示意



## 功率变换器的电流谐波

- 升压的3种电流模态
- 1. 电流不连续模态



## 功率变换器的电流谐波

- **不连续电流模态的特点：**
- 1. 峰值电流大
- 2. 因电流滞后时间的关系, 对工作频率的上限有所限制
- 3. 因峰值电流大, 故应选择电流容量更大的MOSFET
- 4. 二极管的反向恢复的电压, 电流应力小
- 5. 较易实现控制
- 6. 输出二极管在软开关工作的区域, 开关损耗较小.

## 功率变换器的电流谐波

### • 2. 电流连续模式

- 1. 开关管峰值电流较小.
- 2. MOSFET的电流容量仅为不连续模式的几分之一.
- 3. 二极管工作在硬开关状态. 反向恢复特性要求高.
- 4. 控制复杂.

## 严禁复制与传播

### • 3. 电流临界模式

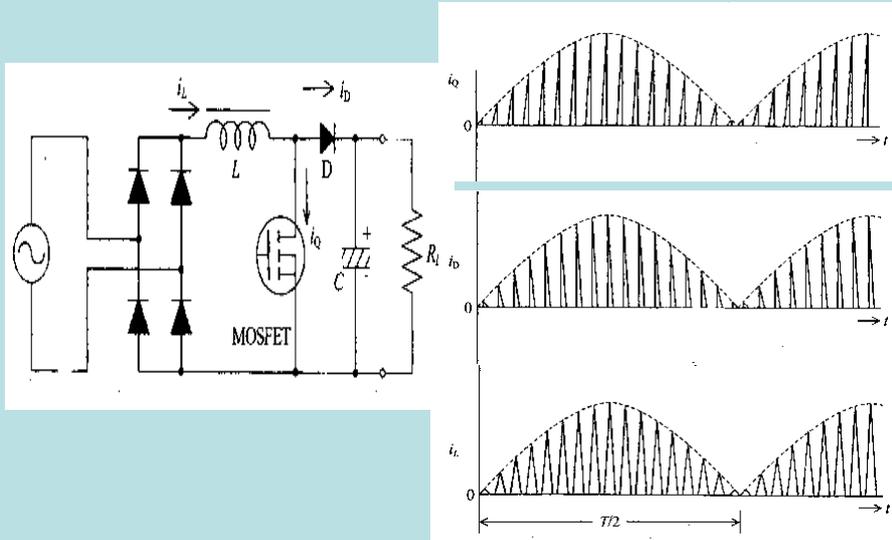
- 电流连续模式和电流比连续模式的交界处, 是一个比较好的工作模式, 但在实用上在整个PWM的工作范围内都处于临界工作模式是很困难的, 基本上都是处于连续和不连续的两个模式之间

## 功率变换器的电流谐波

### • 3种模式的比较

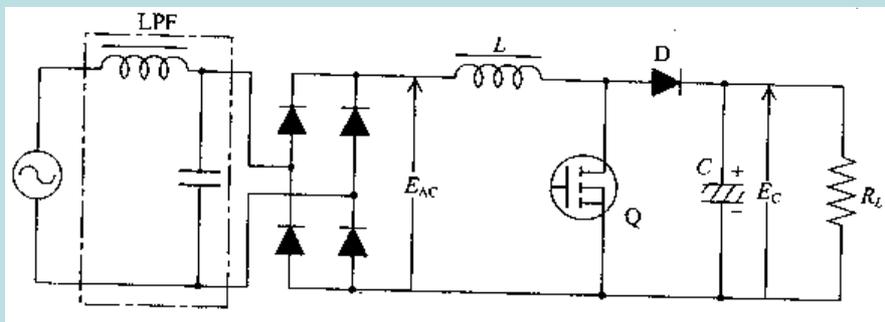
模态	电流不连续模式	临界模式	电流连续模式
波形			
电流纹波	大	中	小
二极管	中速 ( $t_r$ 中)	高速 ( $t_r$ 小)	超高速 ( $t_r$ 最小)
噪声的产生	小	中	大
开关	软	中间	硬
MOSFET 的负担	大	中	小

### 功率变换器的电流谐波



### 功率变换器的电流谐波

- 有源滤波器的实际应用
- 高频化的结果是引起输入端的高频噪声, 实际使用须在输入端加入低通滤波 (LPF), 使输入电流的包络线更接近正弦波



## 功率因数

- 功率因数是表示输入有功功率和视在功率的比值,是电功率的使用率,是输入电压和输入电流之间的相位角,当然在大电容整流滤波的场合,由于输入电流的非正弦化,也会造成功率因数的低下,但功率因数的低下只会表现为在输电线路上的损耗较大,电能的利用率低而已,其危害没谐波大。
- 谐波电流的改善经常与功率因数的改善相混淆,在开关电源中,如果谐波电流得到的抑制,其输入电流已近似正弦波,则其功率因数也会的到较高的提高。

## APFC 的控制方式

- APFC的目的就是要使开关变换器的输入电流波形呈正弦波且与电压正弦波同相,因而,一切控制的手段均会围绕这一目的而设置。
- 为保证输出功率恒定,同时满足输入电流呈正弦波且与电压正弦波同相,就应该随着输入电压的变化去调整输入电流的有效值。这时,我们就必须引入一些控制量,其中有三个量是必须检测的:

1. 参考输入半正弦波电压：这是一个和实际输入的电压同相成比例的参考电压，它规定了输入电流的相位和电流的正弦波波形。同时这也可成为输入电压的参考值。
2. 输出误差电压：这是一个关系到输出功率的量，它表征了输出功率的变化和大小。
3. 输入电流反馈（电感电流反馈）：这是一个需要调整的量，即控制量。随着输入电压的变化，输出负载的变化而调整此输入电流的值以满足确定的输出功率。当然，还有一个很重要的是要让此输入电流呈正弦波。

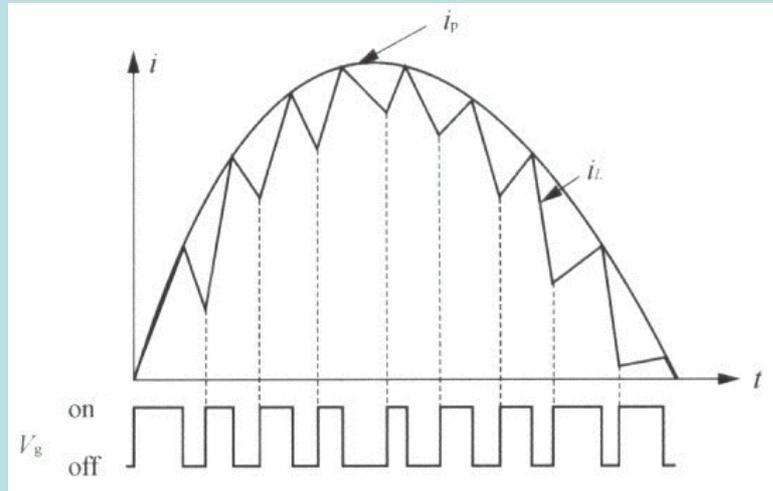
在这三个控制量的综合作用下，有很多种控制方法来控制APFC电感电流。因直接电流控制，检测整流器的输入电流作为反馈和被控量，具有系统动态响应快、限流容易、电流控制精度高等优点。在高频开关变换器中均采用直接电流控制法。

采用直接电流控制法，又可分为峰值电流控制、滞环电流控制、平均电流控制，单周控制、等方式。

## 峰值电流控制

- 峰值电流控制的输入电流波形如图6.1.4所示，开关管在恒定的时钟周期导通，当输入电流上升到基准电流时，开关管关断。采样电流来自开关电流或电感电流。峰值电流控制的优点是实现容易，但其缺点较多：
  1. 电流峰值和平均值之间存在误差，无法满足THD很小的要求；
  2. 电流峰值对噪声敏感；
  3. 占空比 $>0.5$ 时系统产生次谐波振荡；需要在比较器输入端加斜坡补偿器以消除次谐波振荡。
  4. 由于开关管的电流应力很大，需要大电流容量的开关管，因而此峰值电流控制只适合在小功率电源中使用。
- 故在APFC中，这种控制方法不是太理想。

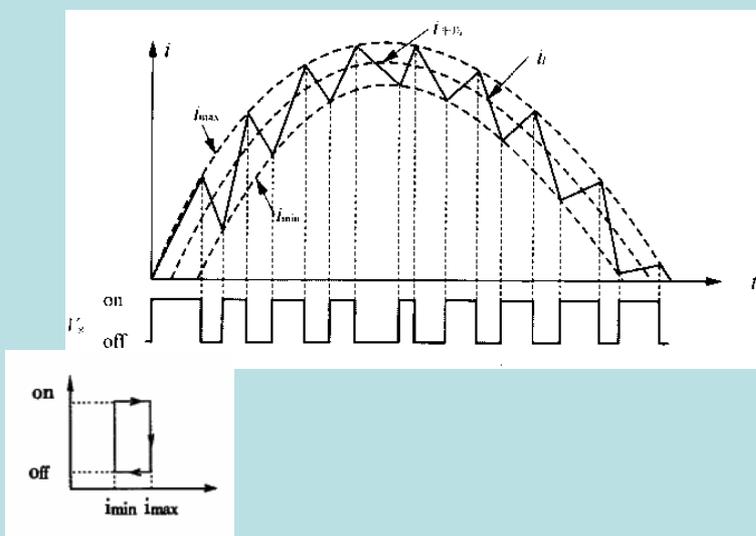
## 峰值电流控制



## 滞环电流控制

- 滞环电流控制的输入电流波形如图6.1.5所示，开关导通时电感电流上升，上升到上限阈值时，滞环比较器输出低电平，开关管关断，电感电流下降；下降到下限阈值时，滞环比较器输出高电平，开关管导通，电感电流上升，如此周而复始地工作，其中取样电流来自电感电流。
- 滞环电流控制比峰值电流控制多了一滞环比较，它将电流控制与PWM调制合为一体。结构简单，实现容易，且具有很强的快速动态响应能力。其缺点是开关频率不固定，电感器设计比较困难。
- 从上图中可以看出，电感电流在上下两条正弦曲线之间变化，而真正的电流平均值应为中间的一条曲线，因而，电流滞环宽度决定了电感中的纹波电流的大小。
- 目前，关于滞环电流控制改进方案的研究还很活跃，目的在于实现恒频控制。将其他控制方法与滞环电流控制相结合是SPWM电流变换器电流控制策略的发展方向之一。

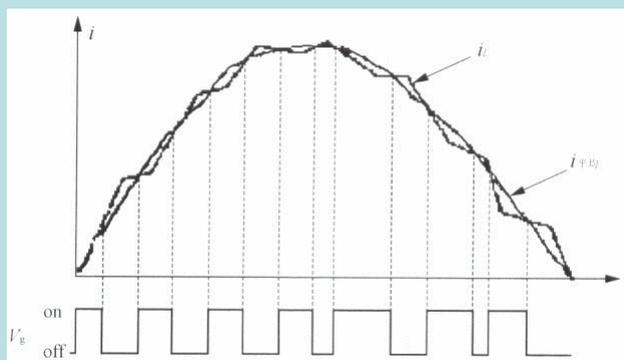
## 滞环电流控制



## 平均电流控制

- 平均电流控制的输入电流波形如图6.1.6所示。平均电流控制将电感电流信号与锯齿波信号相加。当两信号之和超过基准电流时，开关管关断，当其与小于基准电流时，开关管导通。取样电流来自实际输入电流而不是开关电流。由于电流环有较高的增益带宽、跟踪误差小、瞬态特性较好。THD(<5%)和EMI小、对噪声不敏感、开关频率固定、适用于大功率应用场合，是目前PFC中应用最多的一种控制方式。其缺点是参考电流与实际电流的误差随着占空比的变化而变化，能够引起低次电流谐波。

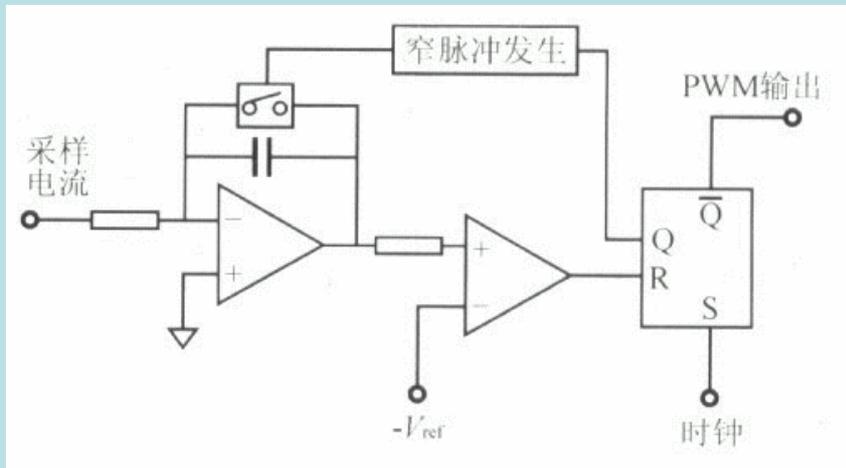
## 平均电流控制



## 单周控制

- 单周控制是一种非线性控制，同时具有调制和控制的双重性。其原理如图6.1.7所示。单周控制通过复位开关、积分器、触发电路、比较器达到跟踪指令信号的目的。
- 这种方法的基本思想是通过控制开关占空比，在每个周期内强迫开关变量的平均值与控制参考量相等或成一定比例，从而在一个周期内自动消除稳态、瞬态误差，前一周期的误差不会带到下一周期。单周控制能优化系统响应、减小畸变和抑制电源干扰，具有反应快、开关频率恒定、易于实现、抗干扰、控制电路简单等优点，是一种很有前途的控制方法。其缺点是需要快速复位的积分电路，单周控制在DC / DC变换器中已经得到充分的研究。作为一种调制方式，该技术在PFC方面也有了广泛的应用。

## 单周控制



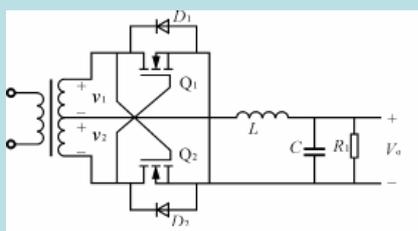
## 同步整流技术

- 对于开关变换器，在次级必然要有一个整流输出，以期有个直流输出的过程。
- 作为输出电路的主要开关元件，通常用的是二极管（利用单向导电特性），它可以理解为一种开关器件，只要有足够的正向电压它就开通，而不需要另外的控制电路。但其导通压降较高，快恢复二极管（FRD）或超快恢复二极管（SRD）可达1.0~1.2V，即使采用低压降的肖特基二极管（SBD），也会产生大约0.6V的压降。这个压降完全产生的功耗，并且整流二极管是一种固定压降的器件。例如：有一个二极管的管压降为0.7V，其整流为12V时它的前端要等效12.7V电压，损耗占 $0.7/12.7 \approx 5.5\%$ 。而当其为3.3V整流时，损耗为 $0.7/(3.3+0.7) \approx 17.5\%$ 。可见此类器件在低压大电流的工作环境下其损耗是何等地惊人。这就导致开关变换器整体效率的降低，损耗产生的热能导致二极管发热进而整个开关变换器的温度上升，会造成系统运行的不稳定及开关变换器的使用寿命。

## 同步整流技术

- 目前使用的同步整流有，自驱动方式的同步整流；辅助绕组控制方式的同步整流；控制IC方式的同步整流。近来也出现了软开关的同步整流方式。这样做的意义在于能减少MOSFET的体二极管的导通时间并消除体二极管的反响恢复时间造成的损耗。它首先出现在推挽、全桥电路拓扑中，随之又出现在正激电路拓扑中。软开关方式的同步整流，由于其处理的多为大电流，低电压，所以对效率的提升比初级侧软开关处理的高电压小电流更为有效。为了更精确地控制二次侧同步整流，已有几种PWM控制IC将同步整流控制信号设计在IC内部，用外部元件调节同步整流信号的延迟时间，从而能更准确地做到同步整流的软开关控制。

## 同步整流技术



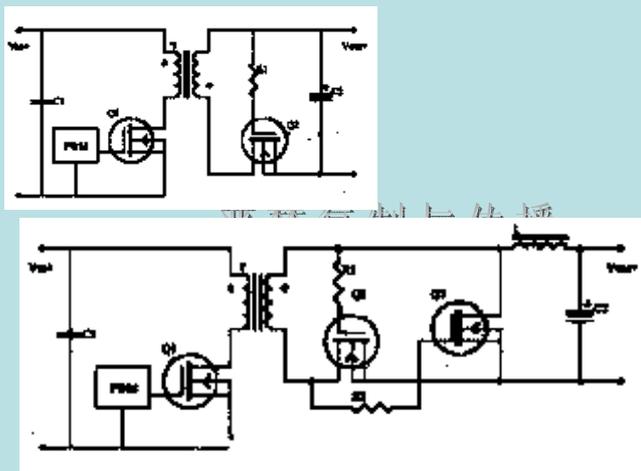
自驱动同步整流电路

自驱动电压型同步整流技术是由变换器中的变压器次级电压直接驱动相应的MOSFET，如图6.2.1所示。这是一种传统的同步整流技术，其优点是不需要附加的驱动电路，结构简单。缺点是两个MOSFET不能在整个周期内代替二极管，使得负载电流流经寄生二极管，造成了较大的损耗，限制了效率的提高。

## 同步整流技术

- 自驱动同步整流电路，当变压器原边流过正向电流时，变压器副边出现上正下负的电压，用此电压作为Q2的驱动电压，使Q2导通，而Q1的栅极因受到变压器的反偏电压的作用而截止。此时，变压器副边通过电感L，Q2为负载提供能量输出。当变压器的原边流过反向电流时，变压器的副边出现上负下正的电压，同样此电压为Q1提供了驱动电压，使Q1导通，而Q2的栅极受到反偏电压截止，此时变压器副边通过电感L，Q1为负载提供能量。
- 在使用自驱动同步整流时，变压器副边绕组的电压大于一定值以能够可靠驱动MOSFET，对于过高的输出电压则必须在MOSFET的驱动端加上驱动保护电路以防过高的栅极电压损坏MOSFET。
- 在反激、正激，推挽，桥式电路的变换器中均可采用自驱动同步整流电路。图6.2.2为自驱动同步整流在反激，正激，推挽变换器中的应用图例。

## 同步整流技术



## 同步整流技术

- 辅助绕组驱动的同步整流
- 这是自驱动同步整流电路的改进方法，为了防止在高输入电压时引起变压器副边绕组电压过高，使得同步整流的MOSFET栅极上的电压过高损坏MOSFET的现象发生。将在变压器二次侧绕组中增加驱动绕组，这样就可以有效地调节驱动同步整流的MOSFET的栅压，使它在MOSFET栅压的合理区域，从而保护了MOSFET，提高了电源的可靠性，同时也将本来只能使用在低输出电压的场合扩展到高输出电压。其工作原理如图6. 2。3所示。

## 同步整流技术

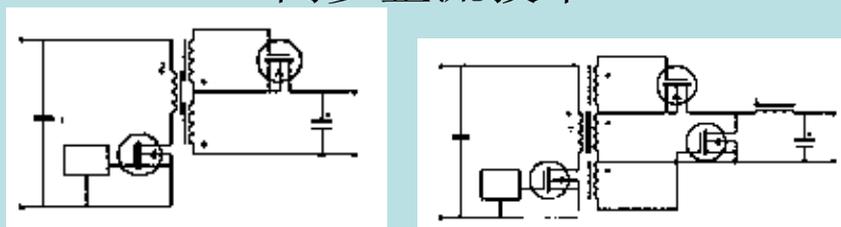
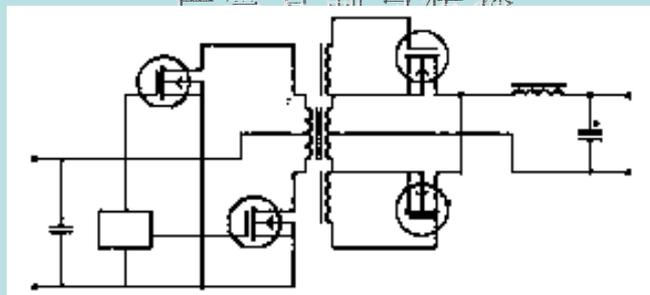
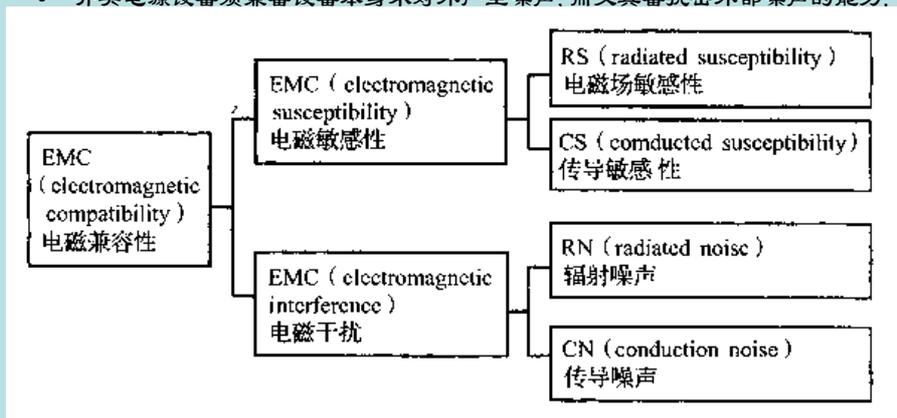


图6.2.3 辅助绕组驱动的同步整流



## 开关变换器电磁干扰的防护

- 1. EMI 噪声标准和测定方法
- 由于电、磁效应的存在,各种电子设备均会感应空间的电磁波,而同时自身也产生大量的电磁波向外发射,成为电磁噪声的生产者。
- 基于此IEEE设置了电磁兼容性体系(EMC:Electro magnetic compatibility)
- 开关电源设备须兼备设备本身不对外产生噪声,而又具备抗击外部噪声的能力。



## 开关变换器电磁干扰的防护

- 2. 噪声标准
- 传导噪声和辐射噪声会对连接在公共输入工频线路上的电子设备和无线电通讯设备产生干扰,因而各国均制订了相应的标准来制约电子设备的抗干扰及发射干扰的能力。
- 1. 美国联邦通信委员会(FCC) Part-15
- 2. 国际无线电干扰特别委员会(CISPR) Pub22
- 3. 日本的VCCI
- 4. 德国的VDE
- ...

严禁复制与传播

## 开关变换器电磁干扰的防护

- 日本VCCI传导噪声容许值

表 9-1 VCCI 传导噪声容许值

频率范围	A 级		B 级	
	波峰值	平均值	波峰值	平均值
150k ~ 500kHz	79dB	66dB	66 ~ 56dB	56 ~ 46dB
500k ~ 5MHz	73dB	60dB	56dB	46dB
5M ~ 30MHz	73dB	60dB	60dB	50dB

## 开关变换器电磁干扰的防护

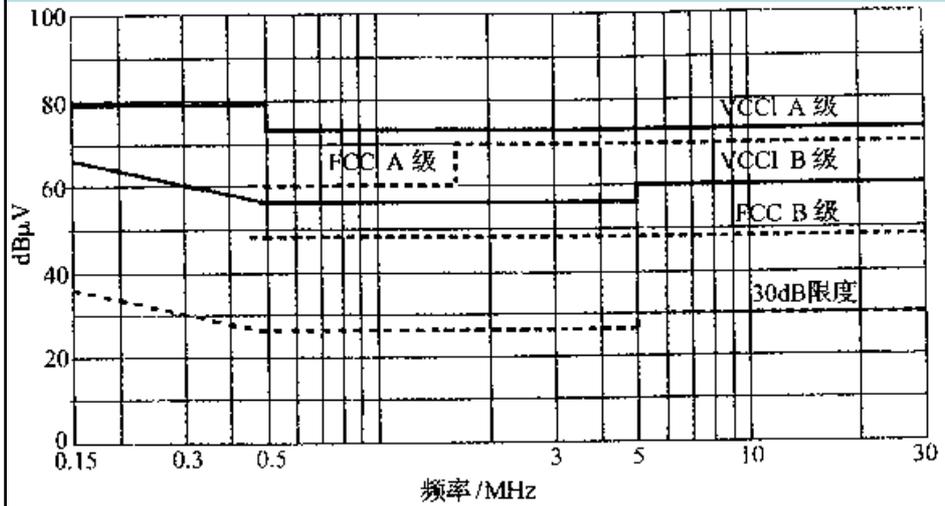
- 美国FCC传导噪声容许值

表 9-2 FCC 传导噪声容许值

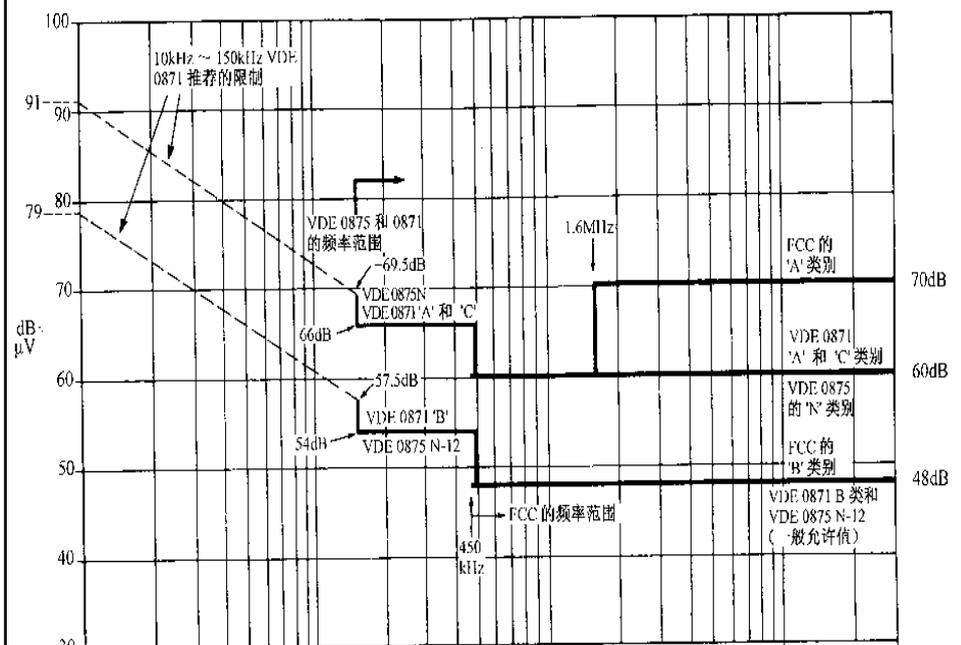
频率范围	A 级	B 级
450k ~ 1705kHz	60dB	48dB
1705k ~ 30MHz	69.5dB	48dB

## 开关变换器电磁干扰的防护

- 主要传导噪声的规格值



## 开关变换器电磁干扰的防护



## 开关变换器电磁干扰的防护

- 日本VCCI辐射噪声容许值

表 9-3 VCCI 辐射噪声容许值

频率范围	A 级		B 级	
	波峰值		波峰值	
	10m 法	3m 法	10m 法	3m 法
30 ~ 230MHz	40dB	50dB	30dB	40dB
230 ~ 1000MHz	47dB	57dB	37dB	47dB

## 开关变换器电磁干扰的防护

- 美国FCC辐射噪声容许值

表 9-4 FCC 辐射噪声容许值

频率范围	A 级	B 级
	10m 法	3m 法
30 ~ 88MHz	40.0dB	39.0dB
88 ~ 216MHz	43.5dB	43.5dB
216 ~ 960MHz	46.0dB	46.4dB
960 ~ 1000MHz	54.0dB	49.5dB

## 开关变换器电磁干扰的防护

- 辐射噪声限定值

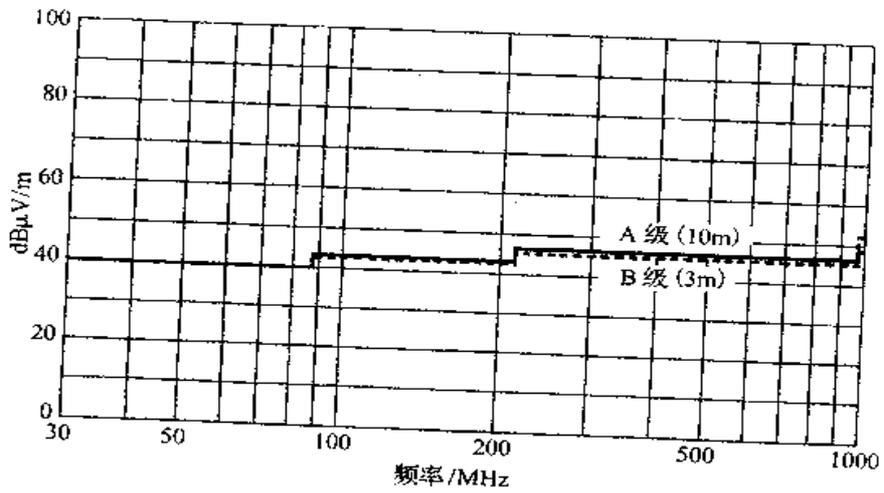


图 9-5a) 辐射噪声限定值

## 开关变换器电磁干扰的防护

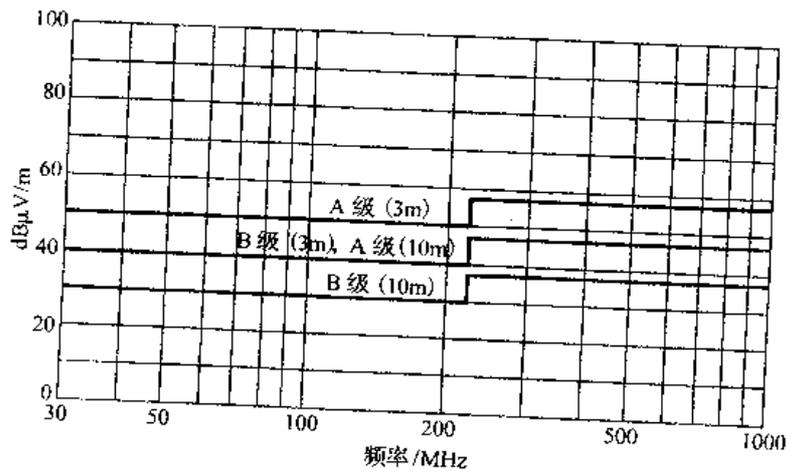
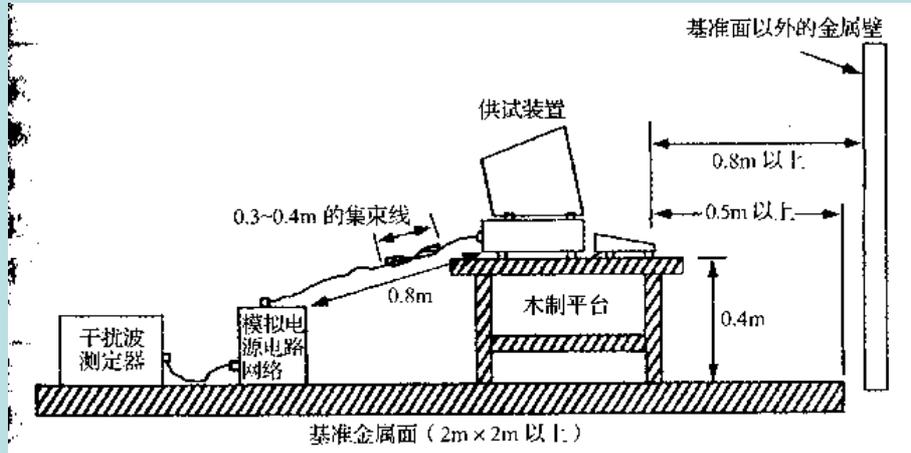


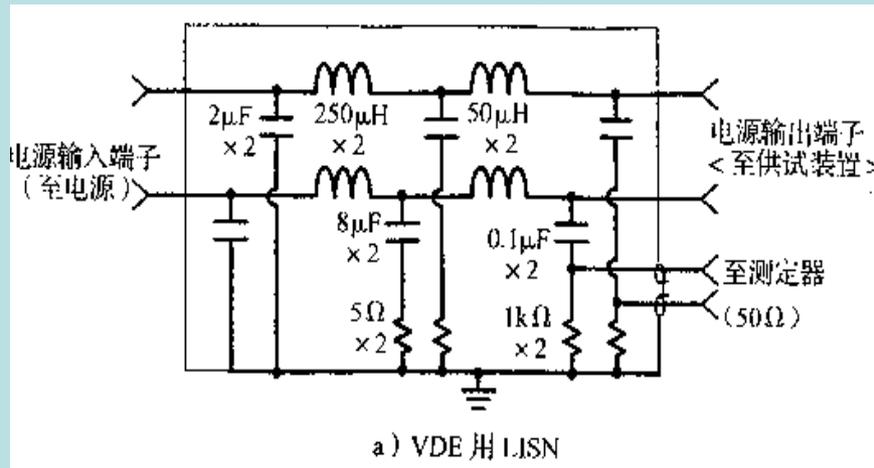
图 9-5b) FCC 辐射噪声限定值

## 开关变换器电磁干扰的防护

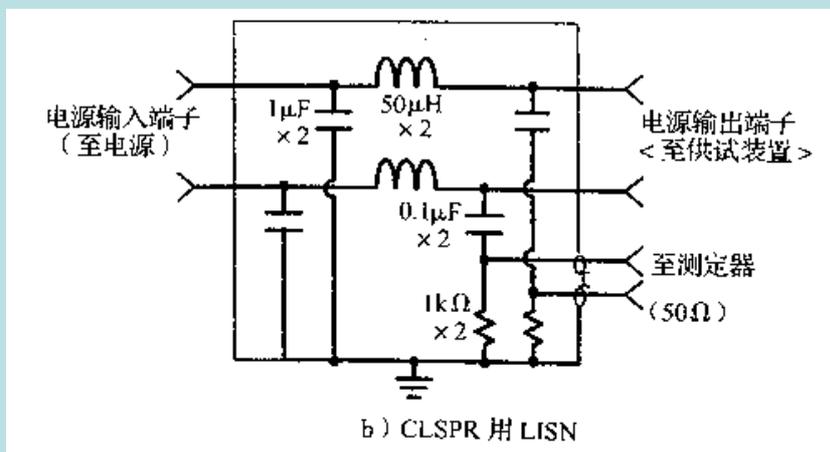
- 噪声的测量



## 开关变换器电磁干扰的防护

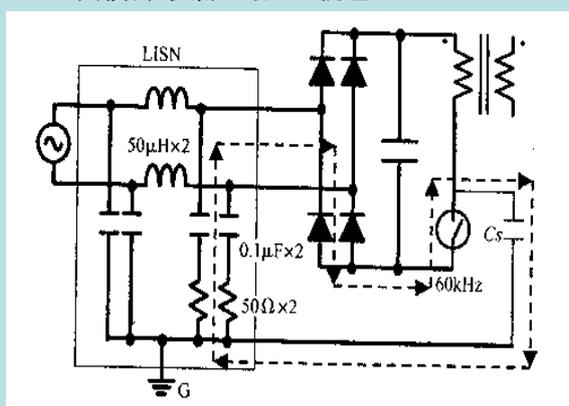


## 开关变换器电磁干扰的防护



## 开关变换器电磁干扰的防护

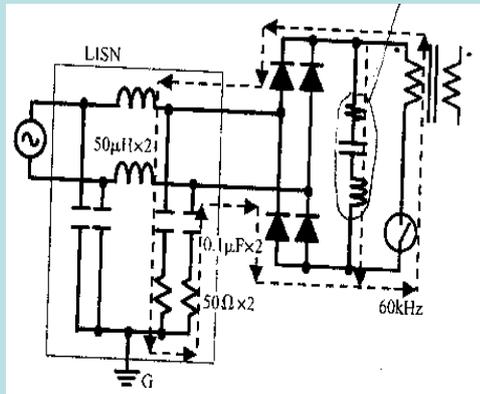
- 共模传导噪声的产生机理



左图即为共模噪声发生源以及测量传导噪声的LISN与地线间所导通的噪声电流路径。  
噪声是向各处扩散的,它会延阻抗最小的路径(电容C)传至地线再由LISN的50 $\Omega$ ,0.1 $\mu$ 电容到LISN的输入端。  
最后由整流桥回至噪声源。

## 开关变换器电磁干扰的防护

- 差模传导噪声的产生机理



左图为差模噪声产生源以及测量LISN与噪声电流路径图。

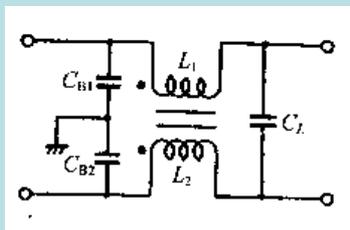
由噪声源产生的噪声通过变压器加到输入滤波电容两端,其电压通过整流桥及LISN的测量阻抗端返回噪声源。

在LISN的50R的电阻两端就能测量到此差模噪声电压。

在输入线两端跨接电容,(X电容)就能减小此差模电压在50R上的值

## 开关变换器电磁干扰的防护

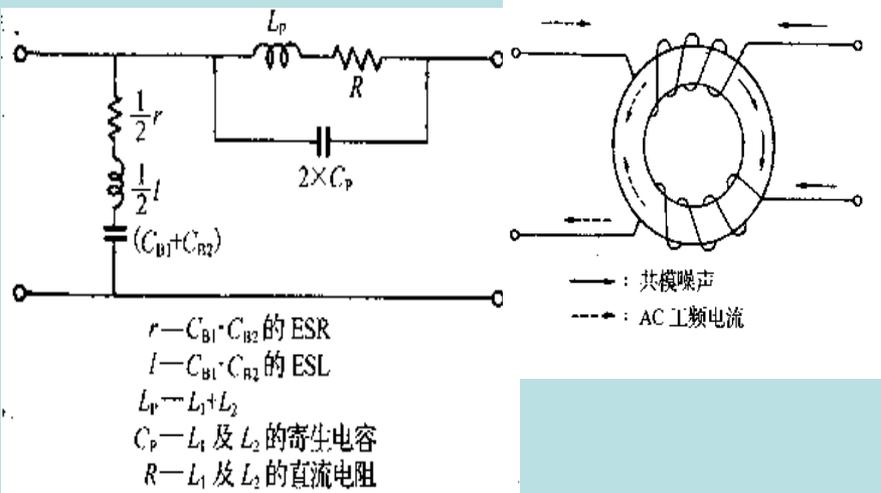
- AC 线路用EMI滤波器



符号	名称	功用
$L_1, L_2$	共模扼流圈	可消除低通共模噪声
$C_x$	跨接线路滤波器	可消除低通差模噪声
$C_{n1}, C_{n2}$	线路旁通电容器	可消除高通差模与共模两种噪声

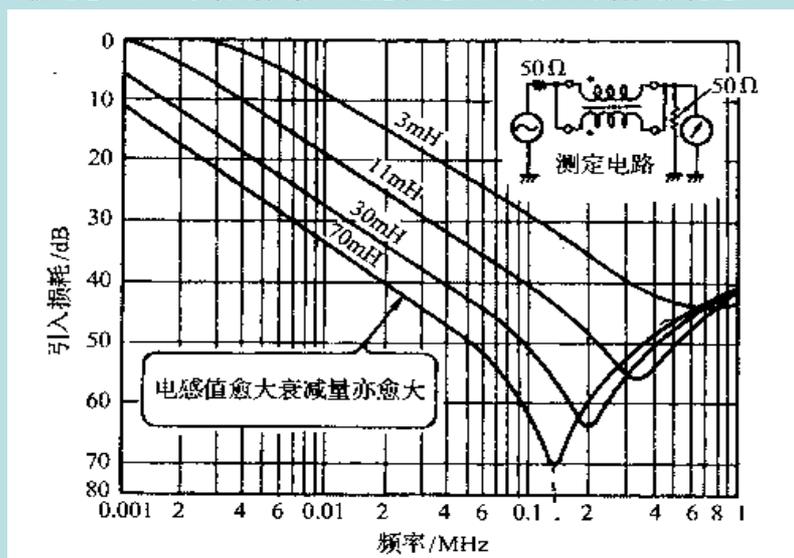
## 开关变换器电磁干扰的防护

- 共模等效电路



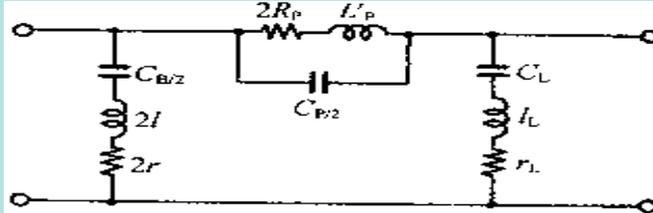
## 开关变换器电磁干扰的防护

- 共模电感 $L_1, L_2$ 均可消除噪声, 电感值越大, 其引入的插值损耗越大



## 开关变换器电磁干扰的防护

- 差模等效电路



$C_B$ —线路旁通电容器

$l$ — $C_B$ 的等效串联电感<内电感>ESL

$r$ — $C_B$ 的等效串联电阻<内电阻>ESR

$L_p$ —由共模扼流圈  $L_1, L_2$  的泄漏电感所产生的差模成分的电感

$C_p$ —共模扼流圈的寄生电容

$R_p$ —共模扼流圈的直流电阻

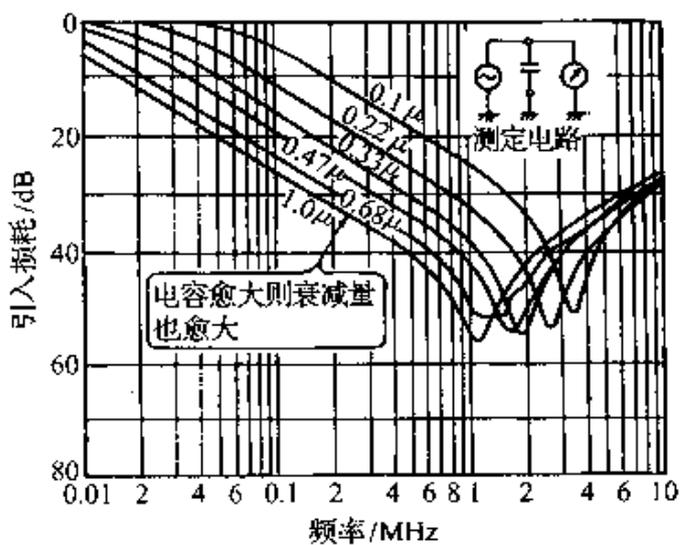
$C_L$ —跨接线路电容器

$l_L$ — $C_L$ 的内电感ESL

$r_L$ — $C_L$ 的内电阻ESR

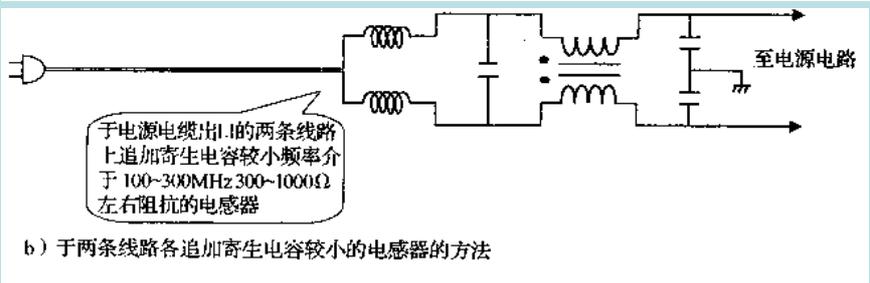
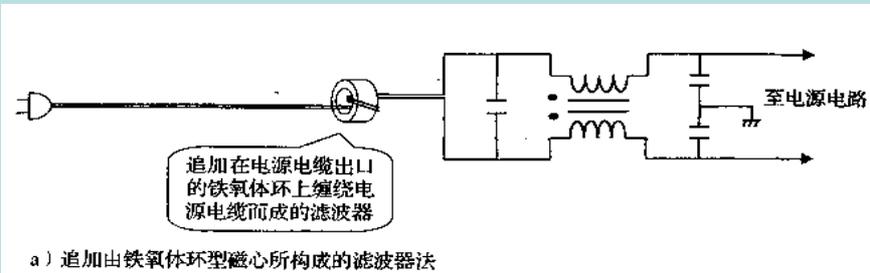
## 开关变换器电磁干扰的防护

- X电容引起的损耗特性



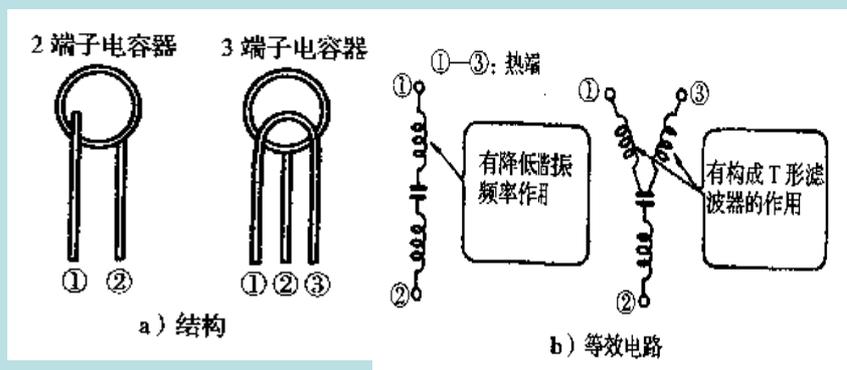
## 开关变换器电磁干扰的防护

- 辐射噪声抑制方法



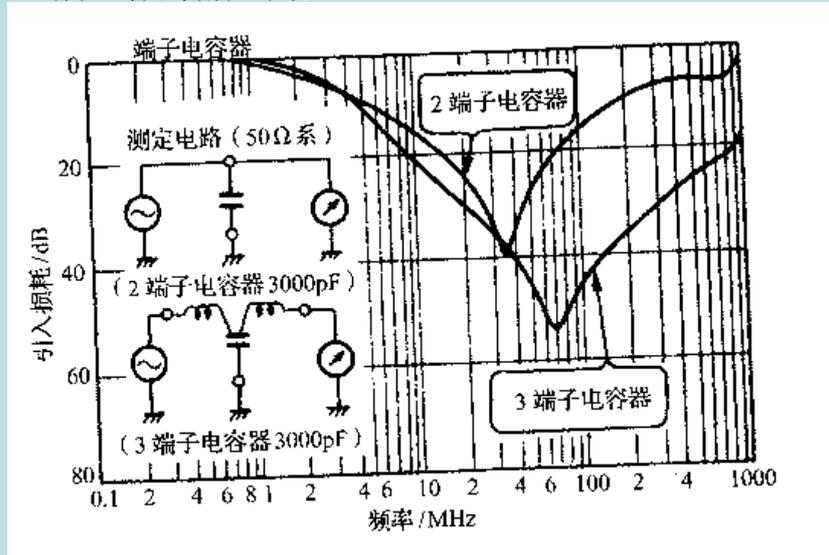
## 开关变换器电磁干扰的防护

- 3端子电容与2端子电容比较改善插入损耗



## 开关变换器电磁干扰的防护

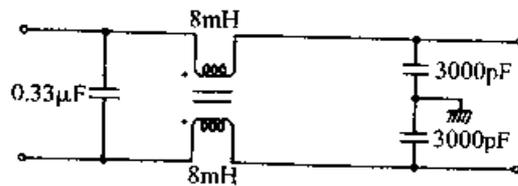
- 3端子电容改善插入损耗



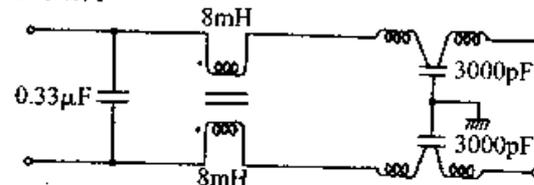
## 开关变换器电磁干扰的防护

- 3端子电容的应用

以往滤波器的结构

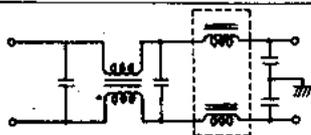
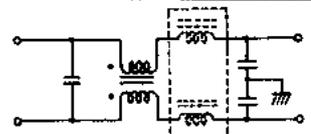
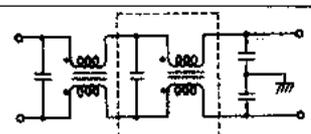


使用3端子电容器滤波器的结构



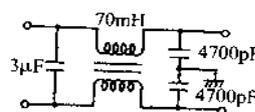
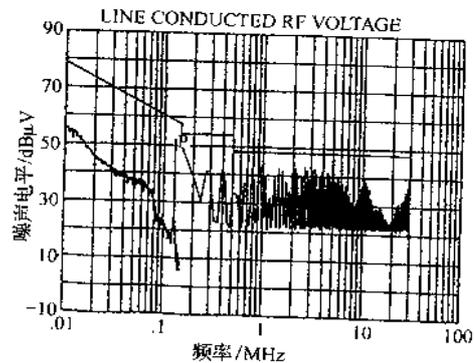
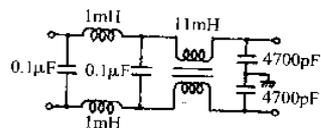
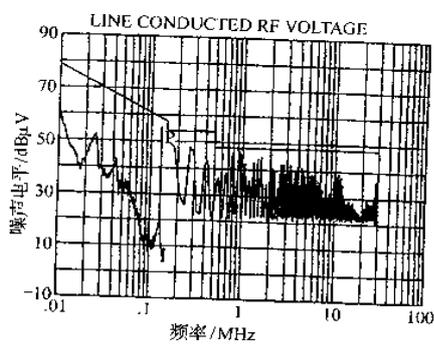
## 开关变换器电磁干扰的防护

### • 低频噪声对应方法

	电路区分	特点及注意事项
1. 开关操作频率的变更		· 对高频噪声的增大须有相应对策
2. 差模扼流圈的增设		· 此为既实用、效果又大的方法 · 有成本高及尺寸、重量增大问题
3. 共模扼流圈的差模及电感成分的利用		· 对低频差模噪声有效 · 须注意扼流圈的磁性饱和 · 有利于低成本及小型化的实现
4. 共模扼流圈及跨接线路电容器的增设		· 对低频共模噪声有效 · 有成本高，尺寸重量增大问题

## 开关变换器电磁干扰的防护

- 差模电感的作用
- 在开关工作频率及3次谐波频率附近有较多的低频差模噪声成分,即使加大共模电感量,成效不是很大,此时就要增加差模电感.



## 安规标准和对策

- PCB上的有关安规要求

IEC 规格 60950 及其所包含的国家的规格

(IEC 90950, EN 60950, UL 1950, CSAC 22.3、N 950 及 J 60950 等)

1. 泄漏电流		(单位: mA)
条件 分类	设备类型	允许泄漏电流
等级 II	所有等级	0.25
等级 I	手提型	0.75
	运搬型 (不含手提型) 装置型及用插塞连接 (A 型)	3.50
	连接在装置型电源上利用装置的设备及 插塞连接 (B 型)	3.50 输入电流的 5%

## 安规标准和对策

- PCB上的有关安规要求

### 2. 耐压试验

绝缘类型	工 作 电 压 (有效值) /V				
	V ≤ 130	130 ≤ 250	250 ≤ 500	500 ≤ 750	750 ≤ 1000
基础绝缘	100	1500	2000	2500	3000
强化绝缘	2000	3000			

### 4. 地线导通试验

条件 规格名称	测试电压	测试电流	接触电阻
IEC 60950	12V 以下 交流或直流	电路电流容量的 1.5 倍 25A 以下	0.1Ω 以下
CSAC 22.2 No 4	—	30A	4Ω 以下

若为 CSAC 22.2 NO 950 时, 则以 CSAC 22.2 NO 4 为基础探讨其连接的容量

## 安规标准和对策

- PCB上的有关安规要求

### 5. 绝缘材料

绝缘类型	基础绝缘	强化绝缘	双重绝缘
厚度	$\geq 0.4$	$\geq 2.0$ ( $\geq 4.0$ )	$\geq 0.4$

#### (1) 基础绝缘

$\geq 0.4$  以上或能耐峰值电压 2120V 的绝缘耐力。

#### (2) 强化绝缘

- 须在  $\geq 2.0$  以上。但若为  $\geq 0.4$  以上者，正常工作状态下，没有加热变形或机械应力时，能耐峰值电压 4240V 的绝缘耐力。
- 由 2 层以上的绝缘物所构成的强化绝缘，各绝缘物都分别通过了绝缘物所构成的耐压测试时，就不考虑绝缘物的厚度了。
- 由 3 层以上绝缘物所构成的强化绝缘，其 3 层中任意 2 层以重叠形式通过强化绝缘的绝缘耐压的测试时，就不考虑绝缘厚度如何了。

## 安规标准和对策

- PCB上的有关安规要求

#### (3) 双层绝缘

无论基础绝缘或附加绝缘均须在  $\geq 0.4$  以上。

#### (4) 附加绝缘

- 附加绝缘的厚度须在  $\geq 0.4$  以上。
- 利用 2 层以上的绝缘物所构成的附加绝缘时，各绝缘物的附加绝缘已通过绝缘耐压测试时，就不考虑绝缘物的厚度了。
- 由 3 层以上绝缘物构成附加绝缘时，其 3 层中任意 2 层重叠状态下已完成了绝缘耐压测试时，即不考虑绝缘物的厚度如何了。

### 6. 信息处理设备（包含办公设备）的绝缘间隔

#### IEC-950 方面的绝缘间隔

- 标称输入电压（空间的计算）。
- 装置的使用环境（污损程度）（沿面距离及空间的核算）。
- 绝缘材料所具有抗漏电痕迹的指数（沿面距离的计算）。

## 安规标准和对策

- PCB上的有关安规要求

- 电路的工作电压（沿面距离对应有效值、空间距离对应峰值算出）。
- 工作电压超过标称电压时，则空间距离还要加大。
- 沿面距离可接最近的两点间执行直线插补。所计算的距离是以0.1mm为单位4舍5入。
- 若无特殊规定，则空间距离不用插补。

IEC-950 所规定的绝缘间隔

适用部位 \ 条件	绝缘类别	输入电压			
		≤150V		≤300V	
		空间	沿面	空间	沿面
一次侧→地线间	基础	1.2	2.0	2.5	3.2
一次侧→二次侧间	强化	2.5	3.2	5.0	6.4
一次电路间	基础	1.2	2.0	2.5	3.2

- 注：
- 在1kg作用力推动状态下的最小间隔。
  - 污损程度为2。
  - CTI值在600以上（仅印制电路板而已，其他绝缘物均依据CTI值而定）。
  - 向外壳施加30N ± 3N之作用。

## 安规标准和对策

- PCB上的有关安规要求

表-1 沿面距离的核算表 (单位: mm)

工作电压 / V \ 各类材料	50	100	125	150	200	250	300	400	600	1000
	I	0.6	0.7	0.8	0.8	1.0	1.3	1.6	2.0	3.2
II	0.9	1.0	1.1	1.1	1.4	1.8	2.2	2.8	4.5	7.1
IIIa & IIIb	1.2	1.4	1.5	1.6	2.0	2.5	3.2	4.0	6.3	10.0

- 条件 · 核算出沿面距离的工作电压的有效值。
- 污损程度为2。
  - 印制电路板是属于材料群I。
- 绝缘变压器所使用的是绝缘胶带，基本上为材料群IIIb，然而若是CTI值较高的认定产品时，材料群为：
- 材料群I CTI: 600以上
- II CTI: 400以上不足600
- IIIa CTI: 175以上不足400
- IIIb CTI: 100以上不足175

## 安规标准 and 对策

- 1. 基础空间距离

一般的额定电源电压，即根据表-2 内所决定的既定空间距离（基础绝缘）为基础。

表-2 空间距离根据额定电压而定

额定输入电压	基础绝缘
≤150V	1.0mm
>150V ≤300V	2.0mm

- 2. 各项因素相加的空间距离

若属于基础绝缘及强化绝缘时，不论其工作电压如何，都在基础空间距离内另加空间距离的附加值之和，故可由表 内查出（基础绝缘）。

## 安规标准 and 对策

表 空间距离的附加值 (单位: mm)

工作电压 (峰值)	附 加 距 离										
	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
100V 系统	210V	298V	386V	474V	562V	650V	738V	826V	914V	1002V	1090V
200V 系统	420V	493V	567V	640V	713V	787V	860V	933V	1006V	1080V	1153V

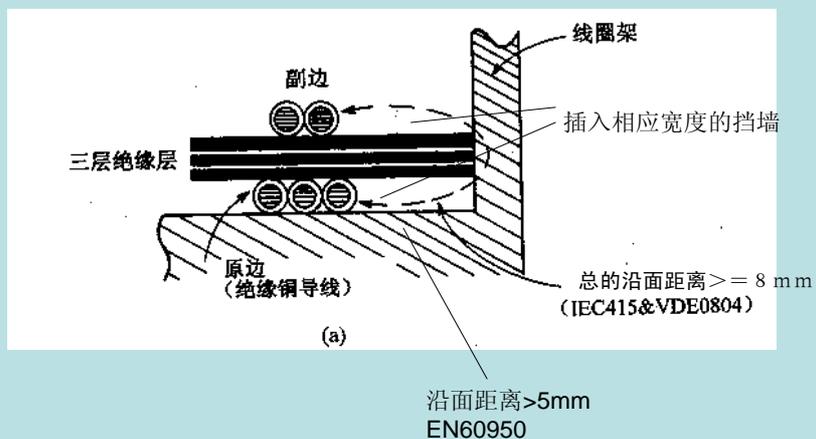
条件 · 计算空间距离的工作电压按峰值。

· 污损程度为 2。

- 3. 实际需要的空间距离
- 由基础空间距离+附加空间距离=实际需要的空间距离

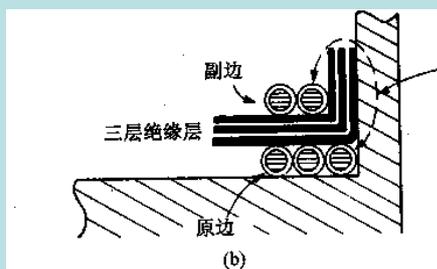
## 开关电源的安规要求

变压器所需的安规要求

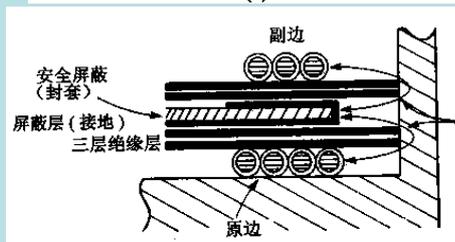


## 开关电源的安规要求

变压器所需的安规要求



采用折弯绝缘层以满足沿面距离



原副边线圈到屏蔽层绝缘处各取4mm沿面距离,则原副边沿面距离已满足标准.

## 电源组装

- 元件散热处理
- 因电源产品发热元件较多, 所以一定要格外注意散热, 热源分散等设计方法.
- 1. 元器件的寿命应工作温度而定, 大量可靠性试验表明:
  - 大多数元件的温升每超过 $10^{\circ}\text{C}$ , 其寿命就减少一半.
- 2. 热源太集中, 部分地区温升就会太高, 易引发火灾事故.
- 3. 电解电容应远离热源地区, 以防电解过早干枯.
- 绝缘处理
- 在设计PCB时一定要注意绝缘距离, 如沿面距离不够时应开设沟槽以增加沿面距离.
- 地线分离
- 大电流和小电流部分, 分别接地.
- 输入, 输出滤波电容应按次序排列接线, 以降低噪声.

严禁复制与传播

## 电源组装

