

# **RF Technology for Hadron Linacs**

**Jian Li 李健**

**Institute of High Energy Physics, CAS**

**The 6th OCPA Accelerator School**

**Beijing, Jul. 29-Aug.7, 2010**

# 内容概要

- 强子直线加速器射频系统介绍
- 高功率系统
- 直线射频低电平控制 (LLRF)
- CSNS 直线射频系统概况
- 课后练习题

# 强子直线加速器射频系统 介绍

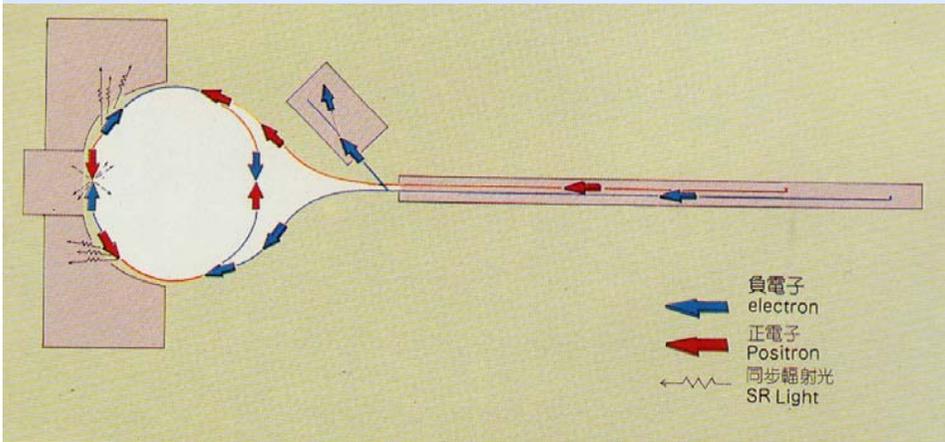
# 高频系统作用与分类

高频系统的作用：将来自电网的电能转变为高频功率，馈入加速器谐振腔，建立起加速电压，使粒子穿越加速腔时获得加速能量。

高频系统的分类：与所加速的粒子类别和加速器结构形式紧密相关——

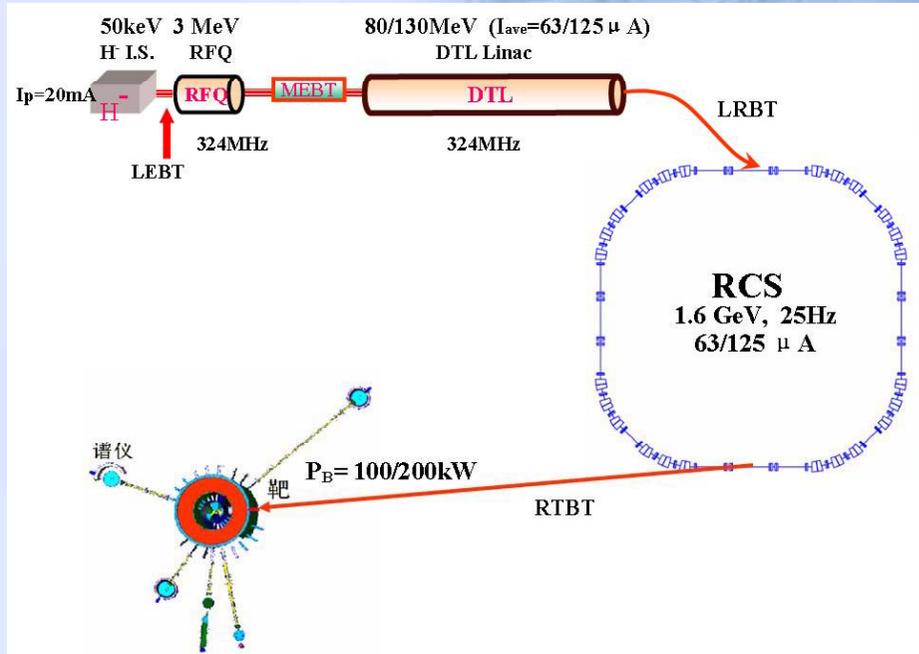
按粒子类别分 { 电子加速器高频系统  
强子（质子/重离子）加速器高频系统

按加速器结构形式分 { 直线加速器高频系统  
环形加速器高频系统



北京正负电子对撞机BEPC的总体布局

电子直线 + 电子储存环



中国散裂中子源CSNS的总体布局

质子直线 + 质子同步环

# 行波场与驻波场

- 采用RF结构的加速器有两种选择
  - 行波场或者驻波场
    - 行波：加速结构是波导，RF电场沿传播方向建立
    - 驻波：加速结构是谐振腔，RF电场在束流进入前已建立
  - 超相对论区（ $\beta$ 接近1）、短脉冲结构→行波加速
    - 行波的优点是：束流随电场峰值一起运动，加速效率高、但RF功率利用率不高
  - 其余情况应采用驻波加速
    - 受渡越时间因子的影响加速效率较低，但可以加速长脉冲和CW的束流

粒子的相对速度  $\beta=v/c$

（ $\beta$ 接近1，即接近光速）

# 质子加速器与电子加速器的高频系统区别

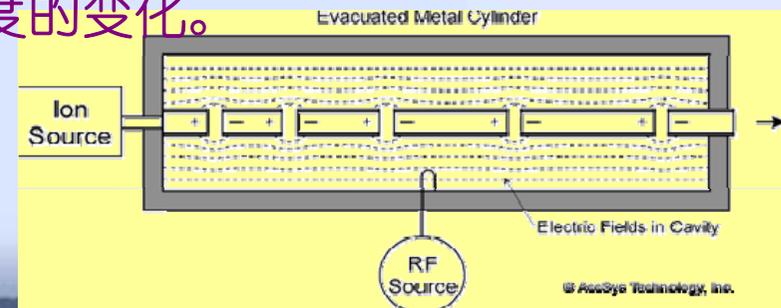
- 电子加速器的特点：

- 电子静止质量很小，很容易达到超相对论能区，即 $\beta \approx 1$ ，电子在能量不很大（约2MeV以上）时，速度就已接近光速，能量再提高时，其速度变化很小，但质量增加了（ $E=mc^2$ ，“加速器”→“加能器”）。因此，以高频为基础的加速结构不需要考虑其速度变化带来的同步问题。同样是相对论因素，高能量电子加速器需要考虑同步辐射因素。

- 质子加速器的特点：

- 质子经常与其它离子一起称为强子，有时统称为强子加速器，它们的特性较接近。
- 与电子相反，质子静止质量大（质子静止质量是电子的1836倍），只有高能加速器才能达到超相对论能区，一般情况无同步辐射问题。低能时，经常可以不考虑相对论效应，而在中能时通常也只需要做相对论的校正就可以了。高频加速结构需要考虑速度的变化。

1946年美国科学家L. Alvarez 制造了第一台质子漂移管  
直线加速器DTL (Drift Tube Linac )



# 直线加速器与环形加速器的高频系统区别-1

## 直线高频系统：

- 对于高频功率源来说，电子和质子的功率源形式上区别不大，只是频率有所区别（电子加速器高频频率比质子加速器要高），选用的器件稍有不同。

- 电子：速调管、磁控管.....
- 质子：电子管、速调管.....

例：CSNS质子直线324MHz；BII电子直线2856MHz。

## 直线加速器与环形加速器的高频系统区别-2

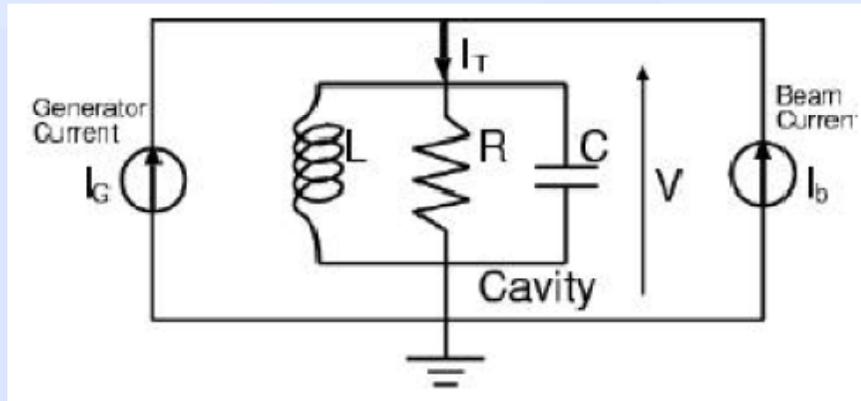
环形高频系统：质子环形加速器和电子环形加速器所采用的高频系统是很不一样的

- 电子在环形加速器中几乎没有速度的变化，所以回旋频率是固定的，而质子的速度在加速过程是明显变化的，所以加速腔必须是变频率的。
- 固定频率的腔体可以采用高Q值的腔体并可以得到很高的加速电场，如2 MV/m以上；而变频腔体只能采用铁氧体（或者新型的磁合金材料(J-PARC)）加载的腔体，其Q值只有几十到200（磁合金约为1），可得到的腔体电压受到功率损耗、铁氧体发热和电压击穿等的限制只有10 kV/m左右，磁合金材料可以高一些，也难以超过40 kV/m。

品质因子 $Q = \text{储能} / \text{耗能}$

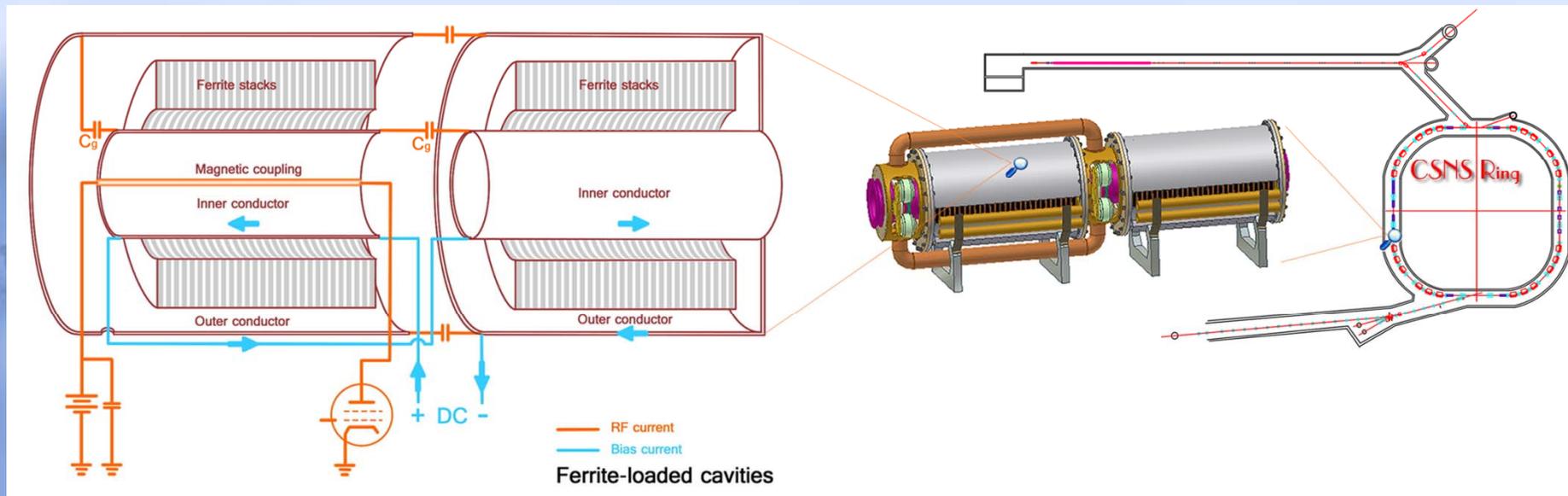
例：CSNS质子同步环1.02~2.44MHz扫频；BII电子电子储存环499.8MHz

# 直线加速器与环形加速器的高频系统区别-3



质子同步环高频系统的特殊性：

- 放大器工作在甲乙类，即只对正弦波的一多半的部分进行放大，由腔体构成的选频网络进行选频。
- 由于高频控制的需求，为了减小系统延时，高频功率源安装在加速器旁边。



# Linac RF组成部分



低电平系统:



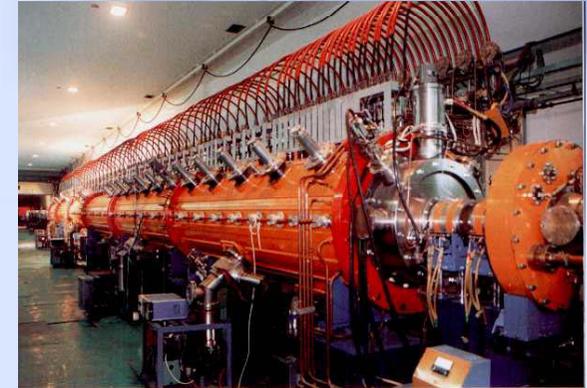
- 高频低电平控制 (LLRF)
- 电控和连锁保护



高功率系统:

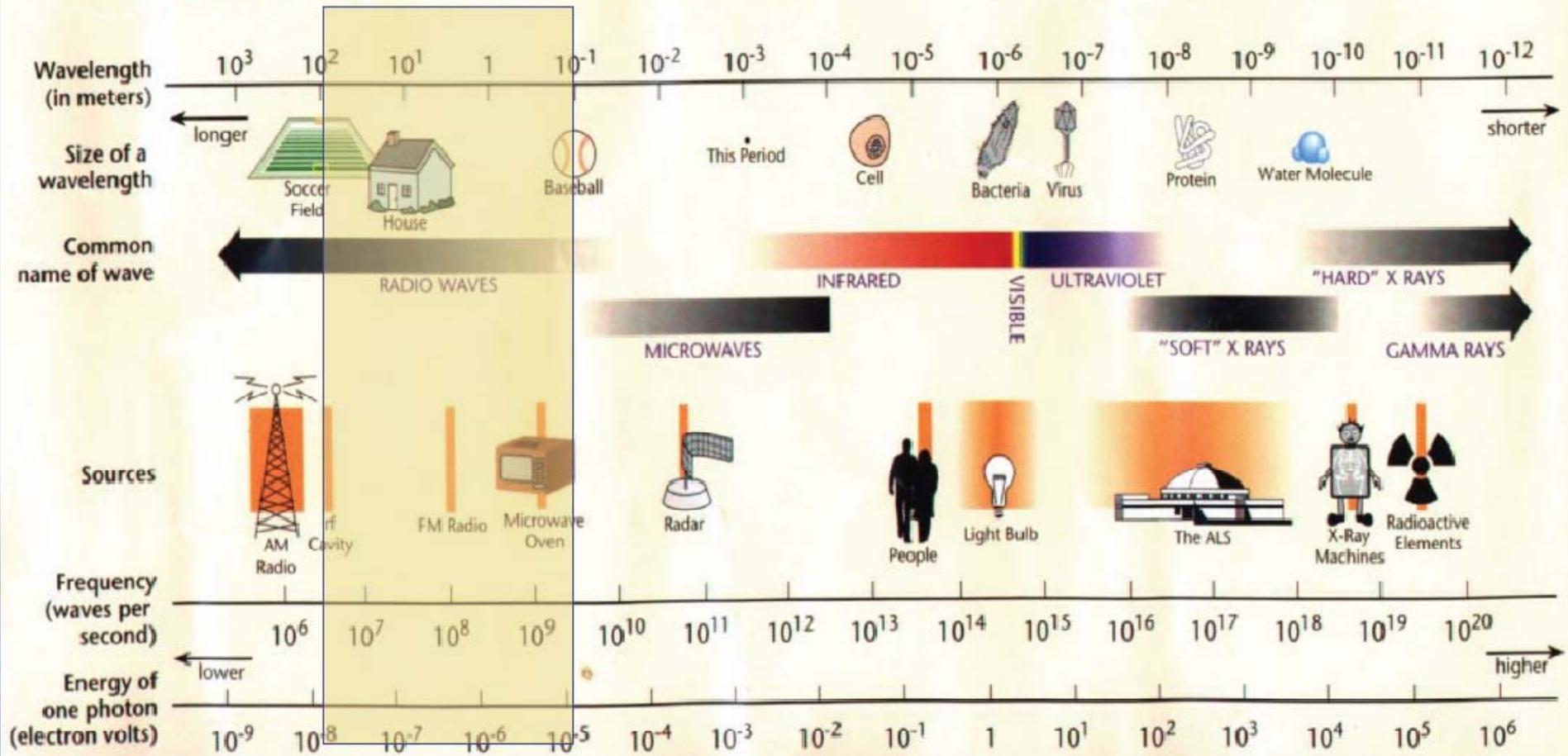


- 功率放大器: 电子管/速调管/.....
- 高压电源 (调制器)
- 功率传输



加速腔

# THE ELECTROMAGNETIC SPECTRUM



RF频带名称 (Frequency Bands) --

HF: 3-30MHz, VHF: 30-300MHz, UHF: 0.3-3GHz, L : 1-2GHz, S: 2-4GHz,  
 C: 4-8GHz, X: 8-12GHz, Ku: 12-18GHz, K: 18-27GHz, Ka: 27-40GHz

# 频率选择

35MeV北京质子直线加速器 (BPL)  $f=201.25\text{MHz}$ , Why?

二战后, 很多雷达发射机的常用频率。加速器设计制造时, 应尽量采用成品功率管的可用频率。

带号	频带名称	频率范围	波段名称	波长范围
-1	至低频 (TLF)	0.03-0.3 Hz	至长波或千米米波	10 000-1 000 兆米 (Mm)
0	至低频 (TLF)	0.3-3 Hz	至长波或百米米波	1 000-100 兆米 (Mm)
1	极低频 (ELF)	3-30 Hz	极长波	100-10 兆米 (Mm)
2	超低频 (SLF)	30-300 Hz	超长波	10-1 兆米 (Mm)
3	特低频 (ULF)	300-3 000 Hz	特长波	1 000-100 千米 (km)
4	甚低频 (VLF)	3-30 kHz	甚长波	100-10 千米 (km)
5	低频 (LF)	30-300 kHz	长波	10-1 千米 (km)
6	中频 (MF)	300-3 000 kHz	中波	1 000-100 米 (m)
7	高频 (HF)	3-30 MHz	短波	100-10 米 (m)
8	甚高频 (VHF)	30-300 MHz	米波	10-1 米 (m)
9	特高频 (UHF)	300-3 000 MHz	分米波	10-1 分米 (dm)
10	超高频 (SHF)	3-30 GHz	厘米波	10-1 厘米 (cm)
11	极高频 (EHF)	30-300 GHz	毫米波	10-1 毫米 (mm)
12	至高频 (THF)	300-3 000 GHz	丝米波或亚毫米波	10-1 丝米 (dmm)

字母代码	雷达		空间无线电通信	
	频谱区域 (GHz)	举例 (GHz)	标称频段	举例 (GHz)
L	1-2	1.215-1.4	1.5 GHz 频段	1.525-1.710
S	2-4	2.3-2.5	2.5 GHz 频段	2.5-2.690
		2.7-3.4		
C	4-8	5.25-5.85	4/6 GHz 频段	3.4-4.2
			4.5-4.8	
			5.85-7.075	
X	8-12	8.5-10.5	-	
Ku	12-18	13.4-14.0	11/14 GHz 频段	10.7-13.25
		15.3-17.3	12/14 GHz 频段	14.0-14.5
K (注)	18-27	24.05-24.25	20 GHz 频段	17.7-20.2
Ka (注)	27-40	33.4-36.0	30 GHz 频段	27.5-30.0
V	40-75	46-56	40 GHz 频段	37.5-42.5
			47.2-50.2	

注: 对于空间无线电通信, K 和Ka 频段一般只用字母代码Ka 表示; 相应代码及频段范围非正式标准, 仅作简化称呼参考之用。

# 高功率系统

# 电子管

电子管是利用真空中的自由电子在电场作用下运动的原理所做成的电子器件，发射电子的阴极就成为电子管的“心脏”部分：

●**钍钨阴极(Thoriated Tungsten Cathode)**：机械强度差,但发射电流密度高,在1950-2000K时达几安/厘米<sup>2</sup>。在良好的真空条件下,寿命可达几千小时。主要用于大功率发射管。

●**氧化物阴极(Oxide Cathode)**：工作温度低、效率高,具有强大的脉冲发射特性。在板极和阴极间加上脉冲电压时,可得到很大的脉冲发射电流,这是氧化物阴极特有的性能。广泛应用于脉冲发射管中。



# 三极管(TRIODE)

理想三极管的阴极电流的二分定律

$$I_k = K \left( E_c + \frac{E_b}{\mu} \right)^{3/2}$$

$I_k$  = cathode current

$K$  = a constant determined by tube

$E_c$  = grid voltage

$E_b$  = anode voltage

$\mu$  = amplification factor of tube

## 三极管的放大因数

$$\mu = \frac{\Delta E_b}{\Delta E_c} \quad \text{with the anode current held constant}$$

$\Delta E_b$  = change in anode voltage

$\Delta E_c$  = change in grid voltage

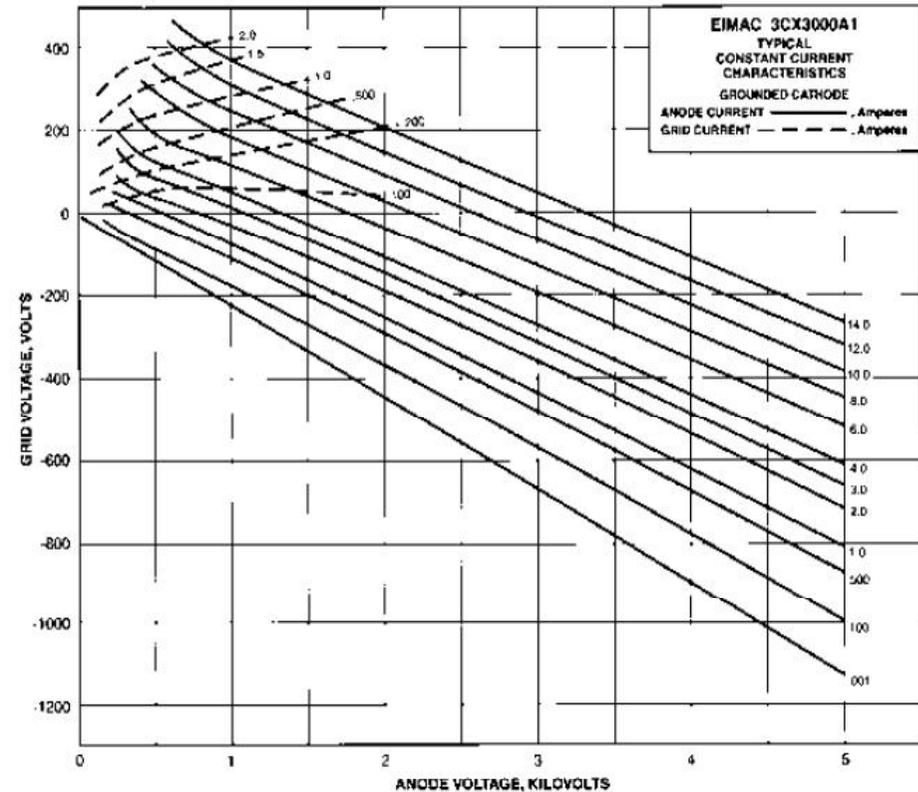
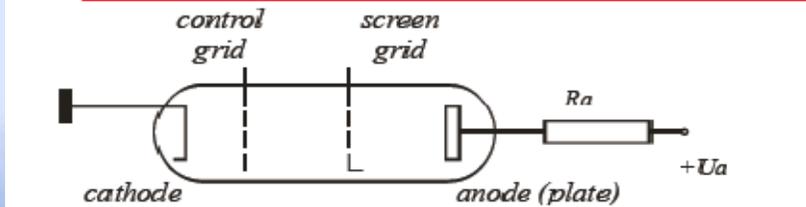
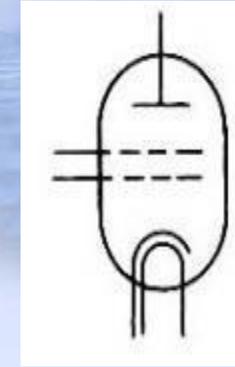
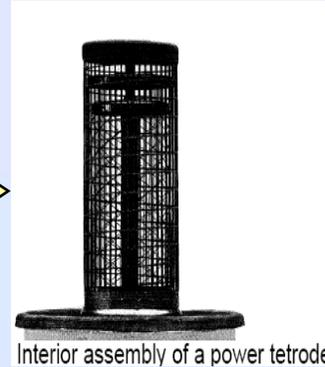
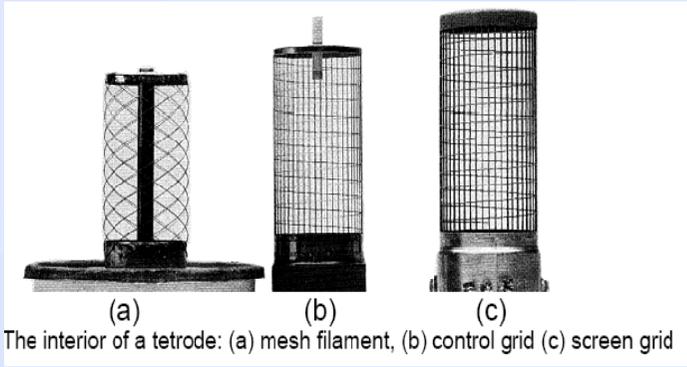


Figure 1: Constant current curves for 3CX3000A1 ( $\mu = 5$ ).



$\mu$ 物理意义：栅极电压控制阴极电流的能力比阳极电压控制阴极电流的能力高多少倍。（三极管 $\mu$ 值一般为几倍至几十倍）

# 四极管(TETRODE)-1



与三极管相比，新增的一极网状电极位于四极管的栅极与阳极之间，称作“帘栅极”，起到较强的屏蔽作用。同时它也是一个加速电极对阴极发射的电子具有吸引作用。



RS 1084 CJ (ex Siemens, now Thales), < 30 MHz, 75 kW

YL1520 (ex Philips, now Richardson), < 260 MHz, 25 kW

4CX250B (Eimac/CPI), < 500 MHz, 600 W (Anode removed)



# 四极管(TETRODE)

理想四极管的阴极电流的二分之三次方定律

$$I_k = K \left( E_{c1} + \frac{E_{c2}}{\mu_s} + \frac{E_b}{\mu_p} \right)^{3/2}$$

$I_k$  = cathode current

$K$  = a constant determined by tube dimensions

$E_{c1}$  = control grid voltage

$E_{c2}$  = screen grid voltage

$\mu_s$  = screen amplification factor

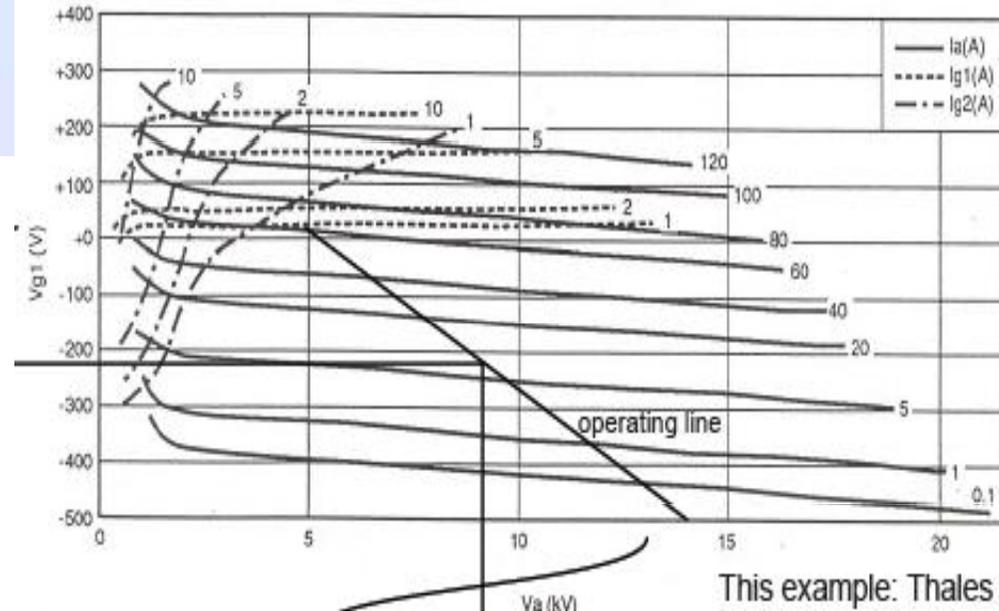
$\mu_p$  = anode amplification factor

$E_b$  = anode voltage

- ◆ 虽然阳极电压对阴极电流也会产生影响( $E_b/\mu_p$ ),但由于 $\mu_p$ 的值很高,因此板极电压对阴极电流的作用几乎可以忽略不计。对于一个理想的四极管,阴极电流也即板极电流是不随板极电压变化的,因此它可以看做是一个恒流器件。只有帘栅极和栅极对板极电流起到主导的控制作用。

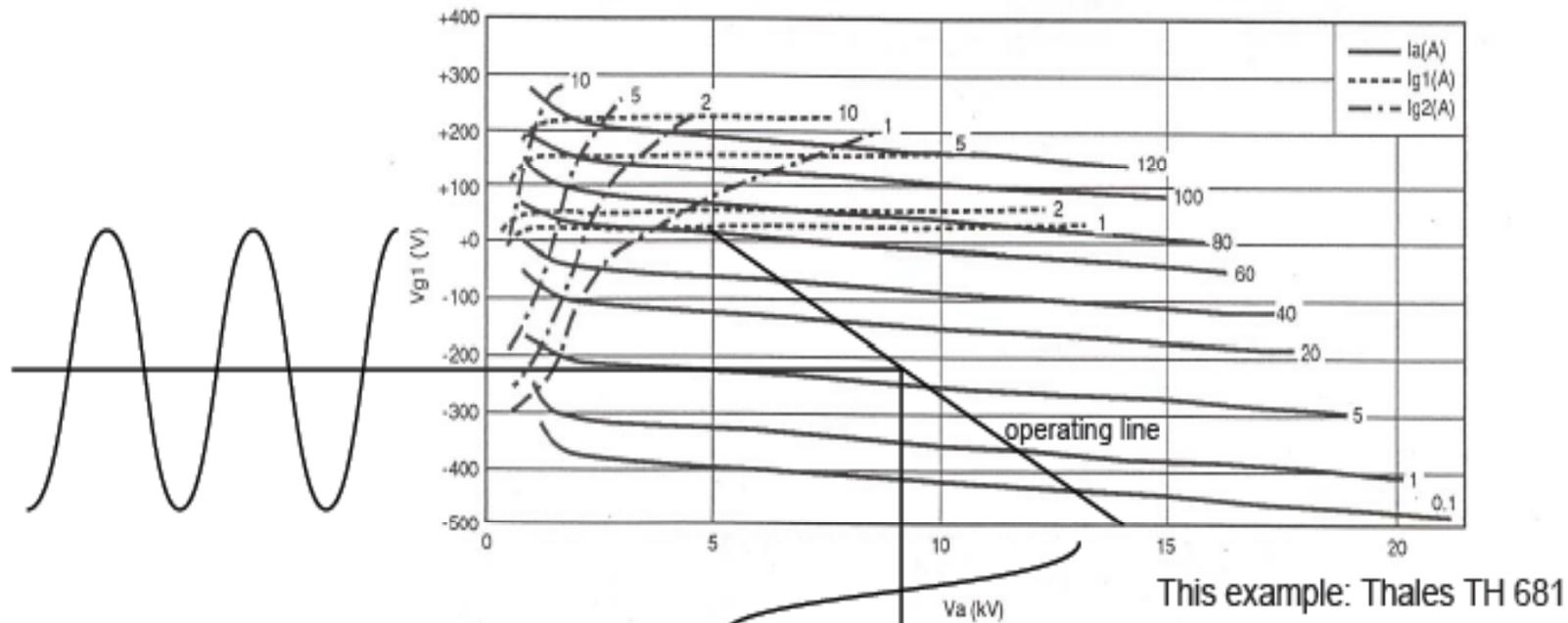
CONSTANT CURRENT CHARACTERISTICS

$V_{g2} = 1500 \text{ V}$



- ◆ 三极管的缺点: ① $\mu$ 值不够高,增益低。②栅极与阳极间跨路电容大,高频应用时阳极RF输出信号容易直接反馈至栅极输入端引起自激振荡。
- ◆ 四极管帘栅极的作用: ①屏蔽了从阳极发出的终止于阴极的电力线,削弱了阳极电压控制阴极电流的能力,提高了 $\mu$ 值。②高频应用中帘栅极等效交流接地,使栅极与阳极间跨路电容减小了上百倍。

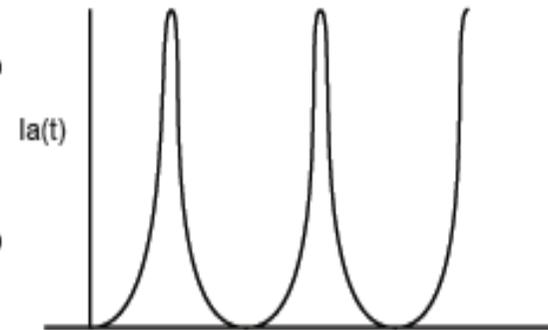
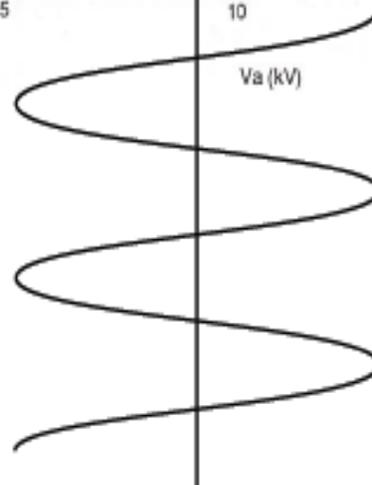
## CONSTANT CURRENT CHARACTERISTICS $V_{g2} = 1500 \text{ V}$



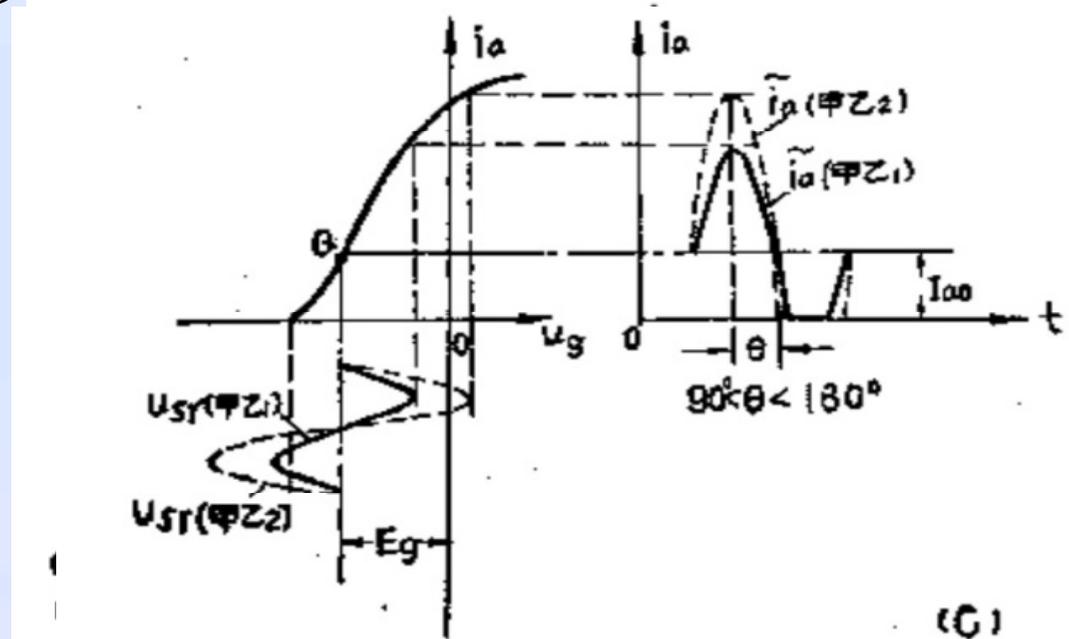
This example: Thales TH 681

### Classes of operation:

- A:** large DC bias current,  $\eta < 50 \%$
- AB:** small DC bias current,  $\eta \approx 50 \dots 60 \%$
- B:** 0 bias current, halfwave,  $\eta < 78 \%$
- C:** current only with large modulation,  $\eta \approx 90 \%$



根据电子管在动态特性曲线上工作点的位置，可以分为甲类(class A)放大电路、乙类放大电路(class B)和甲乙类放大电路(class AB)



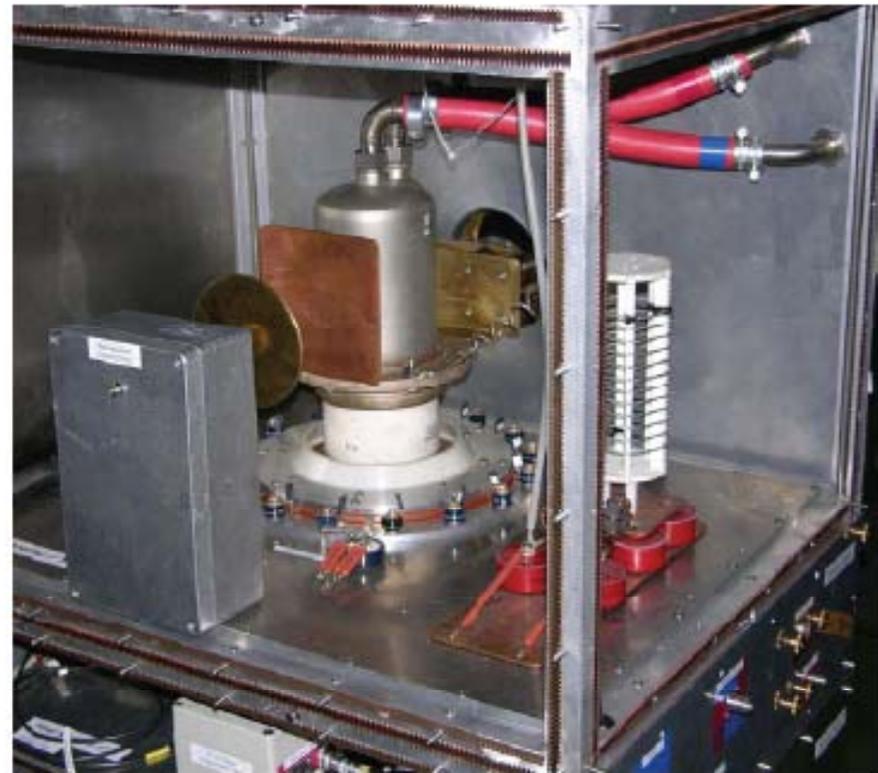
甲乙类(class AB)放大电路效率  $\eta$  在50%-60%左右，一般也用于短波（高频）功率放大器，输出功率高于甲类而低于乙类

# 大功率四极管放大器



**CERN Linac3: 100 MHz, 350 kW**  
50 kW Driver: TH345, Final: RS 2054 SK

**CERN PS: 13-20 MHz, 30 kW**  
Driver: solid state 400 W, Final: RS 1084 CJSC



# 电子管的工作频率

1/4波长谐振腔便于调谐在不同工作频率



4616四极管谐振腔

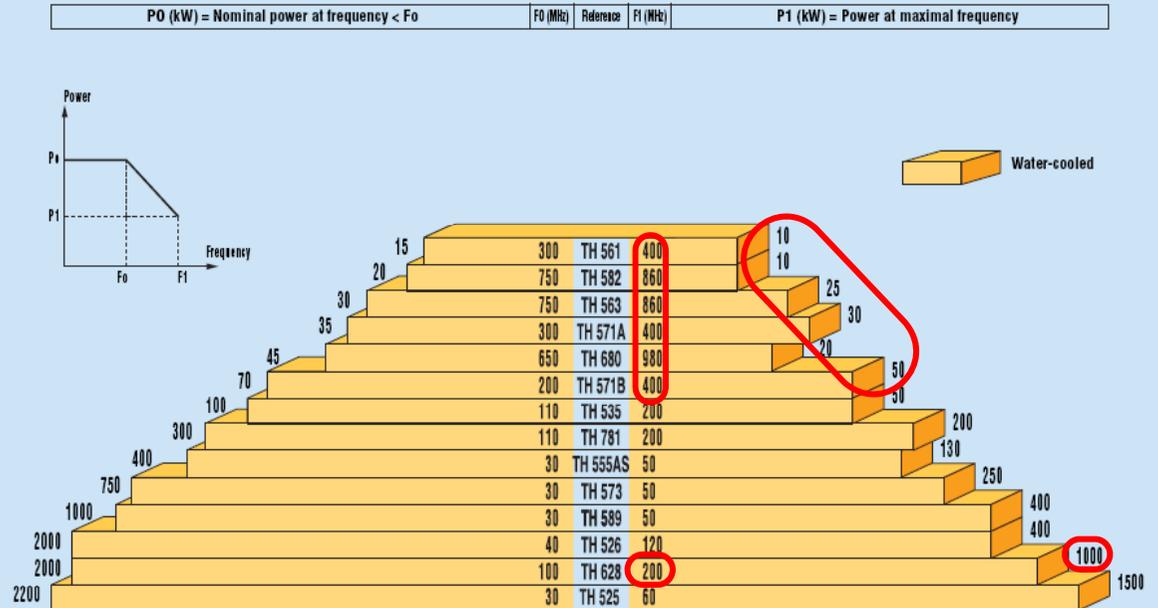


TH11611二极管谐振腔

电子管最高工作频率的限制

- 在低端频率下，引线电感、极间电容、电子渡越时间的影响不显著，输出功率很大
- 频率 $f \uparrow$ ，各种损耗 $\uparrow$ ，效率 $\downarrow$ ，输出功率 $\downarrow$

## Maximum ratings in CW operation



# 速调管结构与原理

- $p = I / U^{3/2}$

(  $I$  = 速调管阴极电流,  $U$  = 速调管阴极电压)

$p$  为速调管电子枪导流系数 ( **Perveance** ), 取决于电子枪的几何结构

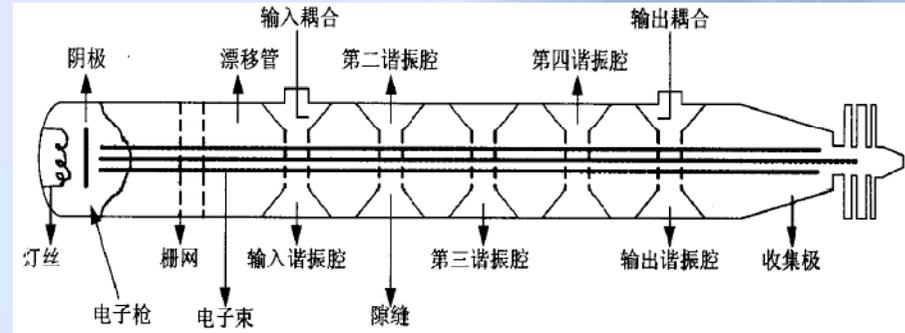
- 例如:

**THALES** 公司 **TH2089 352MHz** 速调管,

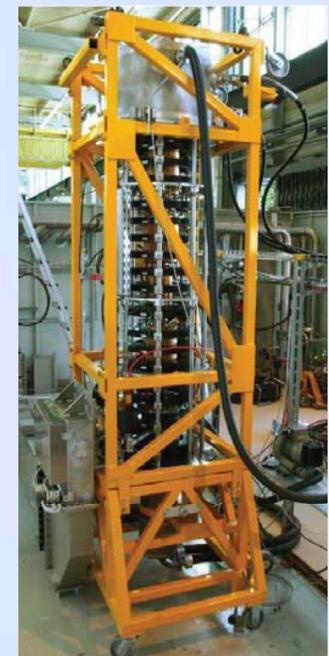
**1.3MW max. cw,**

典型应用 **1MW@U=88kV, I=18A**

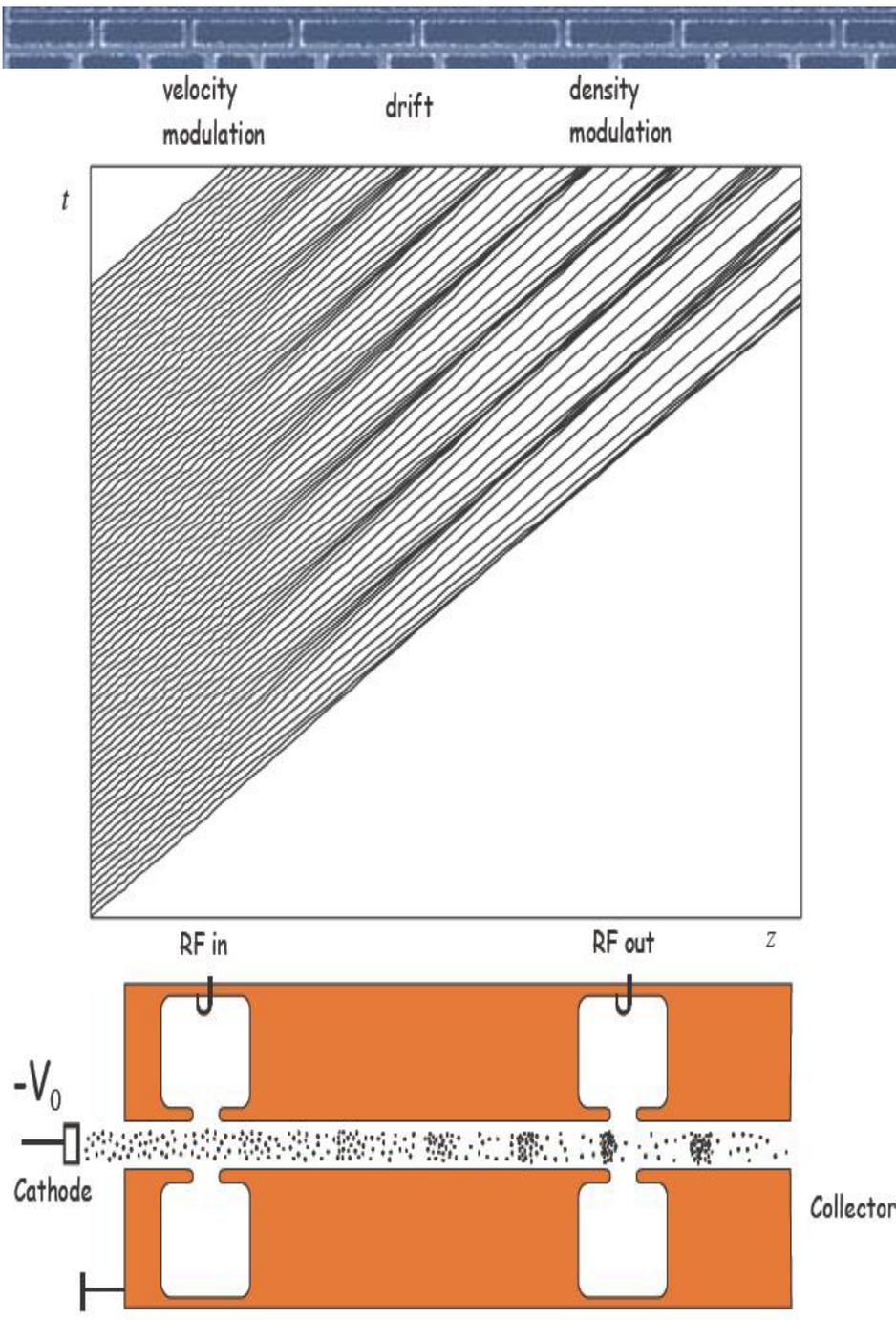
**$p=0.7 \cdot 10^{-6} \text{A/V}^{3/2}$**  (即  $\mu p=0.7$ )



TH2089速调管  
(4.7米, 2.5吨)



CERN LHC:400 MHz,  
300 kW,CW,  $\eta$ 62 %



- 灯丝阴极发射热电子 (约 $1000^{\circ}\text{C}$ )，同时施加负高压 ( $-100\text{kV}$ , pulsed or DC)，阳极 (栅极) 和收集极接地。
- 加热灯丝激发阴极发射电子飞向阳极。阳极的作用一方面是控制电子的方向使之聚焦成电子束，另一方面可以调节电子流的大小。之后电子受到加速电压的加速，产生一个很高的均匀的速度 $V$ ，经过漂移管，进入输入谐振腔。
- 输入谐振腔的谐振频率调成与输入信号一致，激励信号在输入谐振腔的隙缝上激发起交流电场，电子束经过输入谐振腔的隙缝时，速度被调制——“速调管”。
- 电子穿过隙缝后在无电场作用的漂移管内飞行一定距离之后，快速电子追上慢速电子，形成电子团，这就是电子群聚现象，速度调制转化为密度调制。
- 在后面的谐振腔，电子团产生的感应电流增大，建立起来的交流电场的幅值就会更大，从而使电子团交出更多的直流能量，电子群聚不断增强。
- 电子束经历了速度调制、群聚、感应电流激励谐振腔、再调制、再群聚、再激励的反复过程，电子束中的一部分直流能量转换成了高频交流能量，从而实现了放大的功能。
- 在输出谐振腔处，群聚的电子通过时刚好处于交流电场的减速场，电子束受减速作用，将电子束中的直流能量交给交流电场。这时，通过输出谐振腔内的输出耦合器就可将放大的信号提取出来。

# 速调管输出功率

$P_{RF}$  速调管输出RF功率

$P_{beam}$  速调管DC输入功率

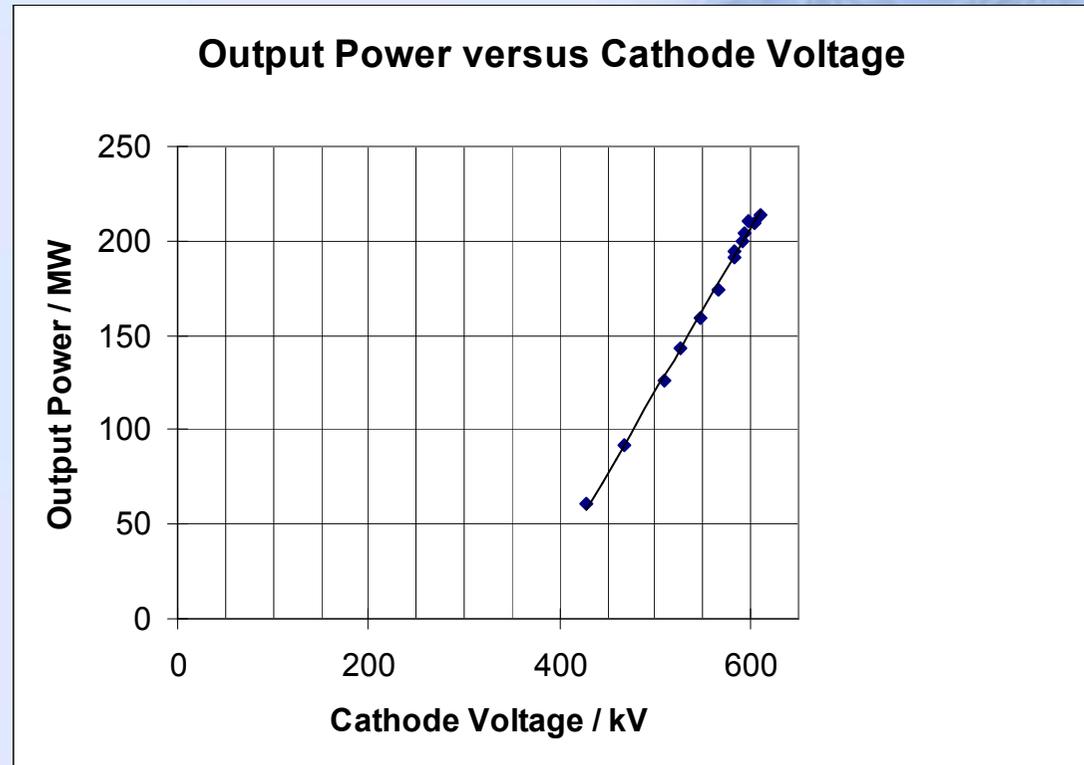
$$P_{RF} = \eta P_{Beam}$$

$$P_{Beam} = UI$$

$$P_{Beam} = pU^{5/2}$$

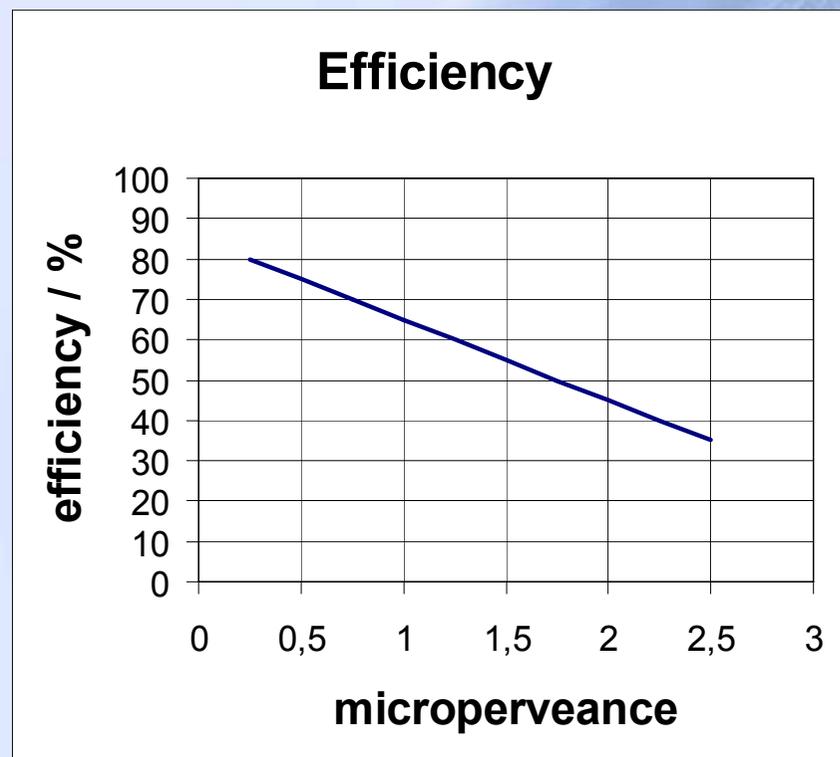
$$\eta = \eta(U) \propto U^{>0}$$

$$P_{RF} \propto U^{>5/2}$$



# 速调管的效率

- 速调管效率取决于聚束效果，也即取决于空间电荷力
- 降低空间电荷力有利于聚束，提高效率
- 减低电荷密度（电流）并增加射束刚度（电压）将会提高效率
- 总之，高电压、低电流（即低的导流系数）会带来高效率



速调管效率的经验公式

$$\eta = 0.85 - 2 \times 10^5 \times p$$

# 多注速调管( MBK ) -1

## (Multi-Beam Klystron)

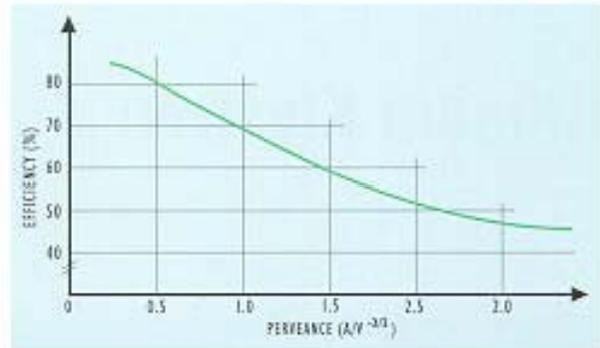
➤对于速调管而言,  $p = I / U^{3/2}$ , 导流系数越低, 效率越高

➤然而, 低的导流系数意味着很高的工作电压

- 增加了高频系统的造价
- 降低了运行可靠性

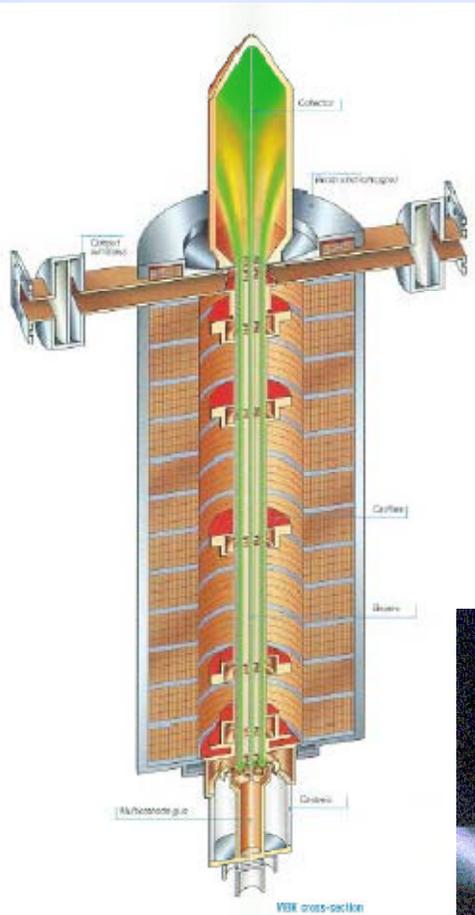
➤“多注速调管”将低的工作电压和高效率结合起来:

- 发出多束电子注, 每束电子注的导流系数较低
- 整个管子的导流系数较高



Efficiency / Perveance

# 多注速调管( MBK ) -2



具有多束低导流系数电子注的多注速调管

=> 每束电子注的导流系数较低带来高效率

=>与具有低导流系数单电子注的普通速调管相比，工作电压大幅降低



▶多注速调管原理与普通速调管相同，但在相当输出功率和效率的情况下，多注速调管的阴极电压是普通速调管的一半。

▶对于cw运行，降低电压是期望达到的优点

▶脉冲多注速调管可以工作于普通速调管难于达到的工作区（峰值功率、脉冲宽度、效率）

# 多注速调管( MBK ) -3

The TESLA case : how to replace two tubes by one

TH 1801



TH 2104C

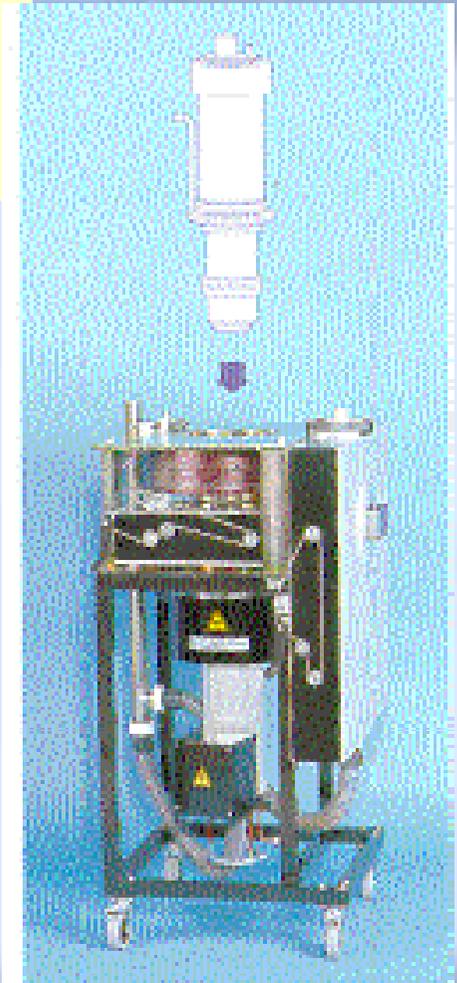
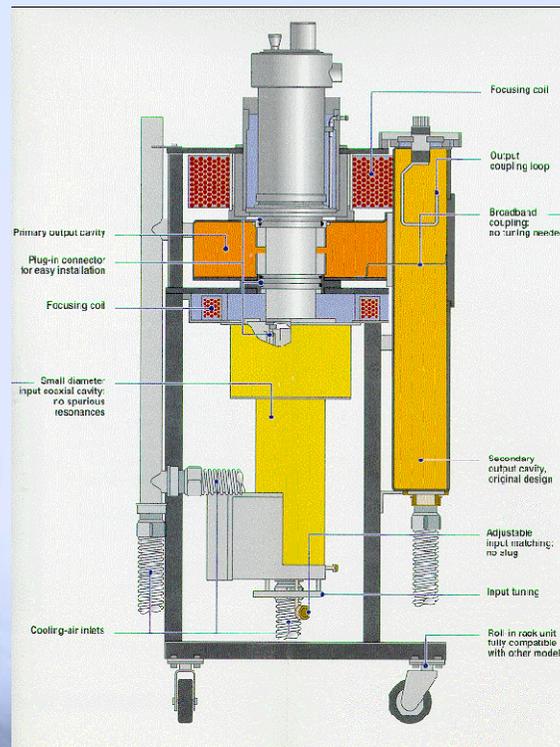
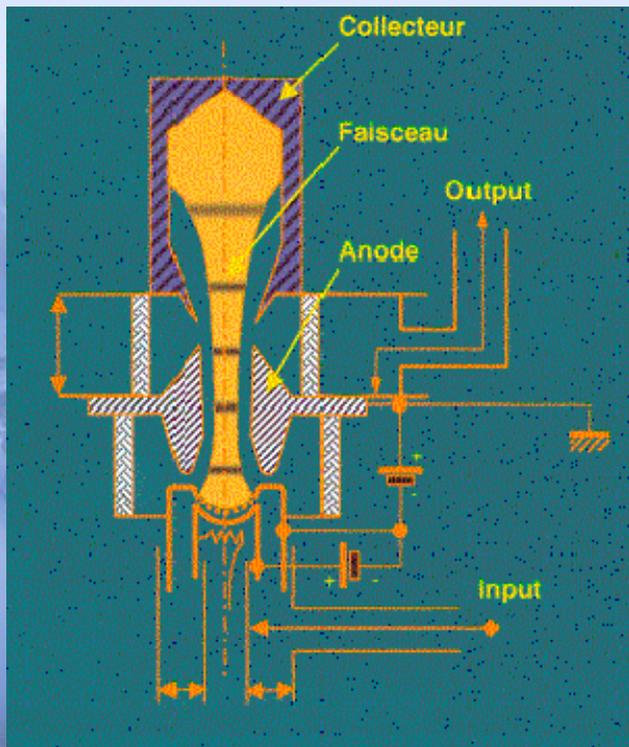


1300 MHz	<u>RF Frequency</u>	1300 MHz
10 MW	<u>RF peak power</u>	5 MW
150 kW	<u>RF avge power</u>	75 kW
1.5 ms	<u>RF pulse duration</u>	1.5 ms
120 kV	<u>Cathode voltage</u>	122 kV
65 to 70 %	<u>Efficiency</u>	42 %

1 = 2

# 感应输出管 (IOT \_Inductive Output Tube)

- IOT管发明于1939年，80年代研发出商用产品，命名为“klystrode IOT” (klystron+tetrode)，即其同时结合了速调管和四极管二者的特点。
- IOT属于大功率电子管，是十分节能的器件，相对于速调管而言，具有比速调管更高的效率，其最大的优点是具有比速调管小得多的体积，主要应用于UHF广播电视波段。



The 10760 cavity

# 速调管 vs. IOT

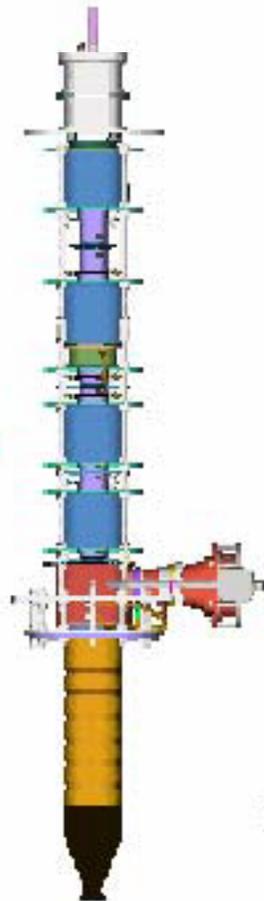
## Klystron

500 MHz

250 kW

**Peak Efficiency = 65%**

**Efficiency at 200 kW ~ 60%**



↑  
1  
metre  
↓

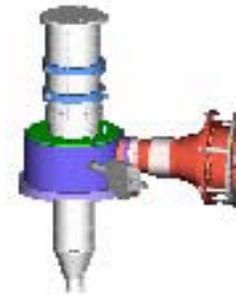
## IOT

500 MHz

250kW

**Peak Efficiency ~ 75%**

**Efficiency at 200 kW ~ 74%**

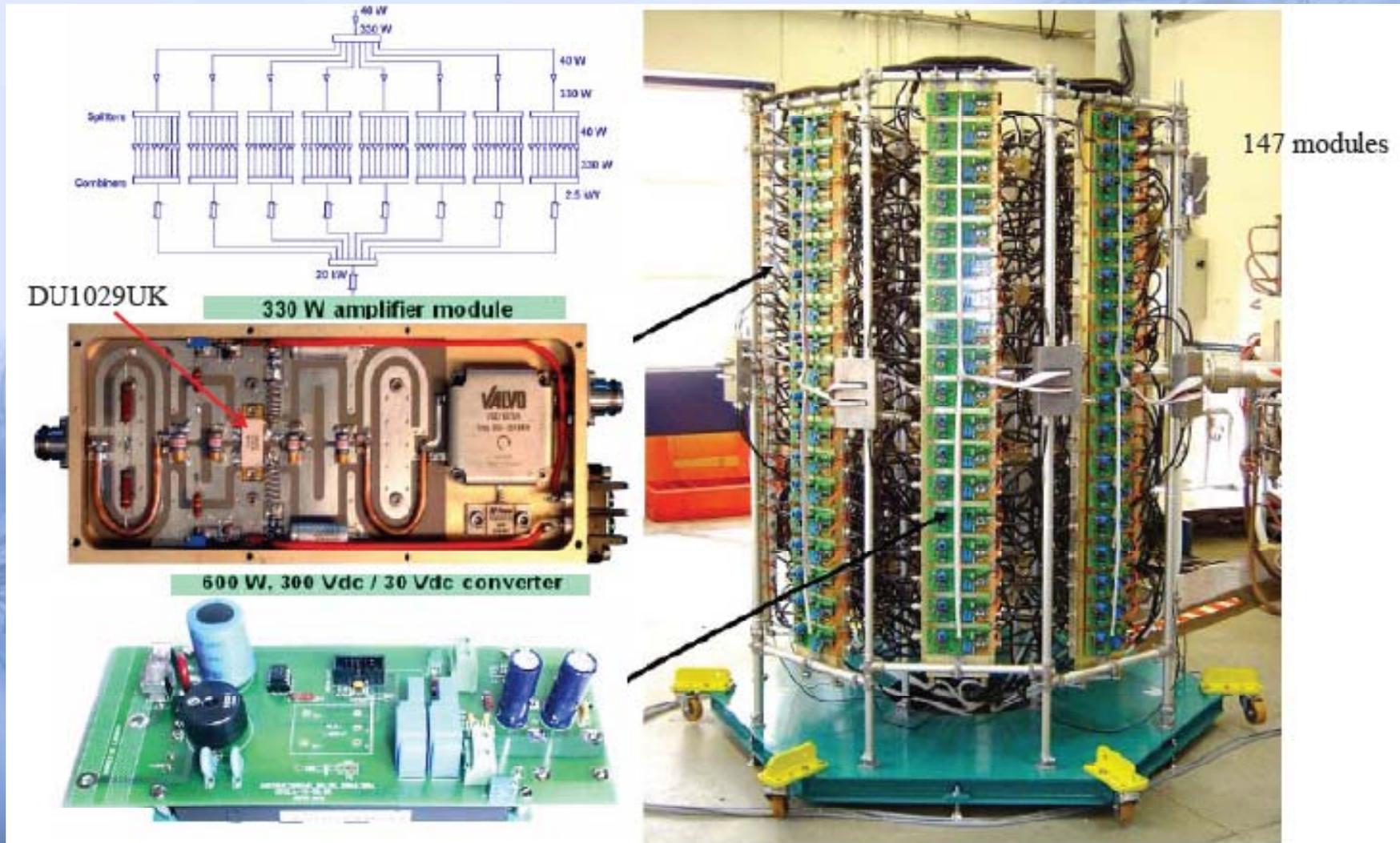


## IOT, 速调管 & MBK三者比较

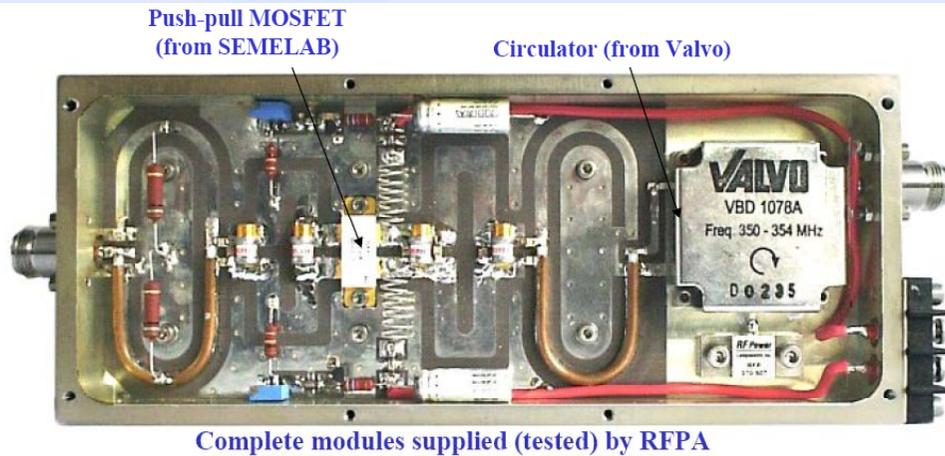
	IOT	速调管	MBK
优点	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤体积小</li> <li>➤更换时只需更换管体</li> <li>➤在很宽的功率范围内都具有高效率</li> <li>➤栅极调制</li> <li>➤脉冲工作时, 脉冲期间管子可以截止</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤具有大量的运行维护经验及可靠性统计数据</li> <li>➤增益高</li> <li>➤调制方式可选用调制阳极调制</li> <li>➤高可靠性及长寿命</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤速调管技术的延续, 继承了速调管的优点</li> <li>➤阴极电压低 (与IOT相当, 是速调管阴极电压的一半)</li> </ul>
缺点	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤增益不是很高: 22-25dB</li> <li>➤运行经验只限于低功率水平</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤工作频率400MHz左右的速调管体积较大</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤与速调管相同且运行维护经验少</li> </ul>

# 法国Soleil 增强器的40 kW固态放大器, 352 MHz -1

2004年3月5日, 35kW CW 假负载输出



# 法国Soleil 增强器的40 kW固态放大器, 352 MHz -2



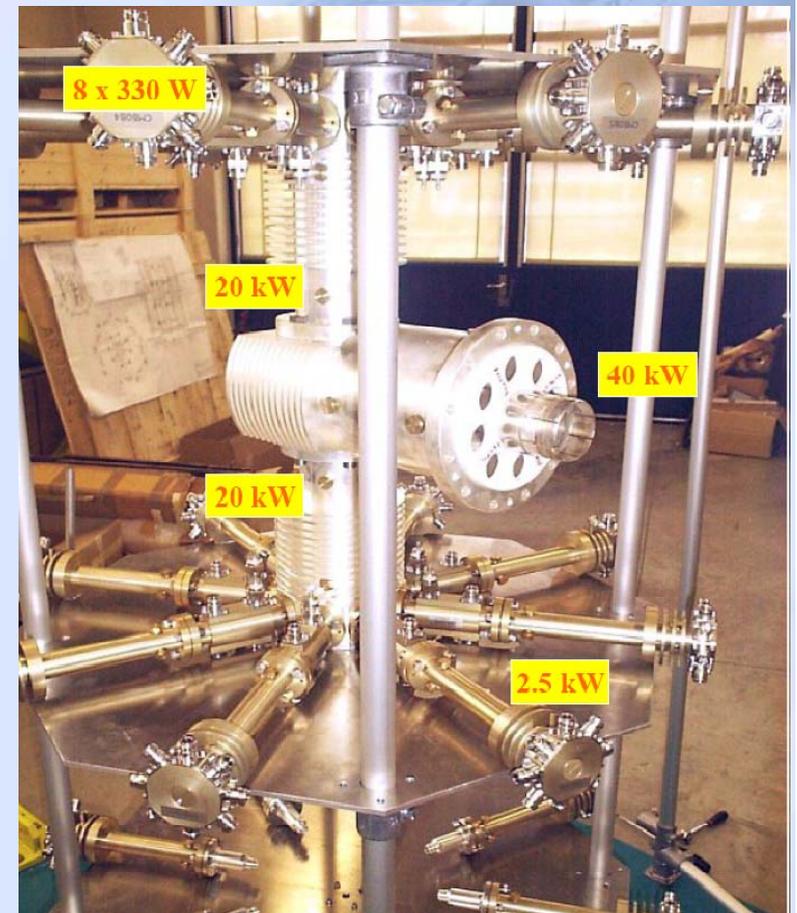
Specifications : @  $f = 352.2$  MHz and  $P = 330$  W

- $10 \text{ dB} < G < 11.5 \text{ dB}$
- $S_{11} (P_{\text{ref}}) < -30 \text{ dB}$
- $\Delta\phi$  between modules  $< 10^\circ$
- Unconditionally stable with stability margin,  $K > 8 \text{ dB}$

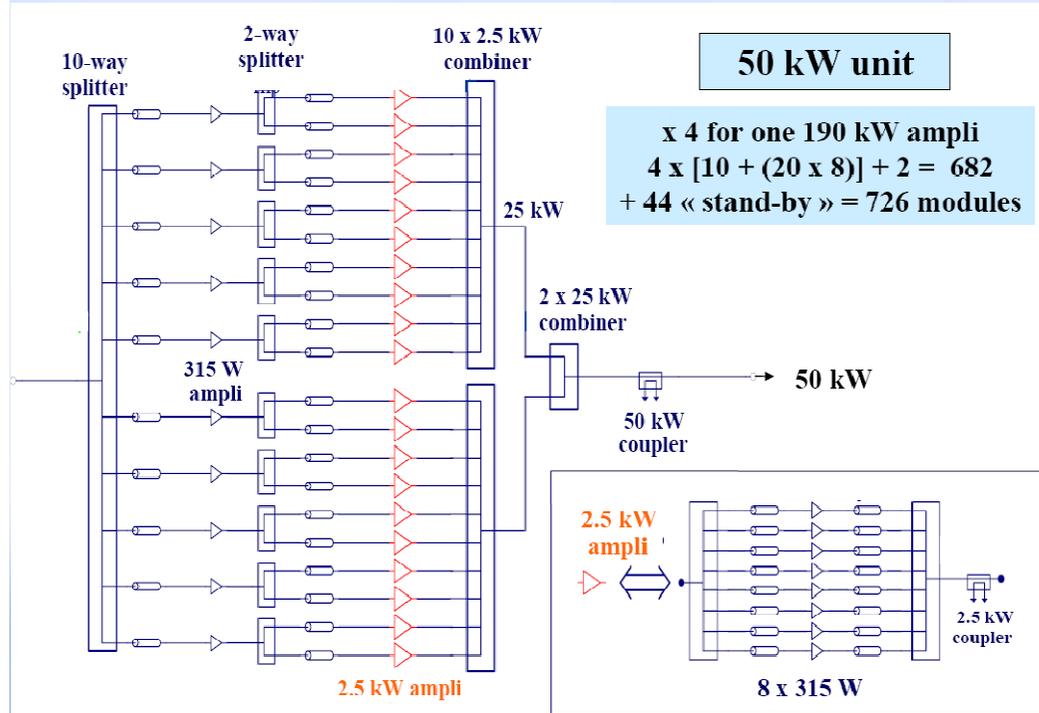
330 W 固态放大器模块

$2 \times [ 8 \times 8 + 8 + 1 ] = 146$  个模块

$2 \times [ 8 \times 2.5 \text{ kW} ] = 40 \text{ kW}$



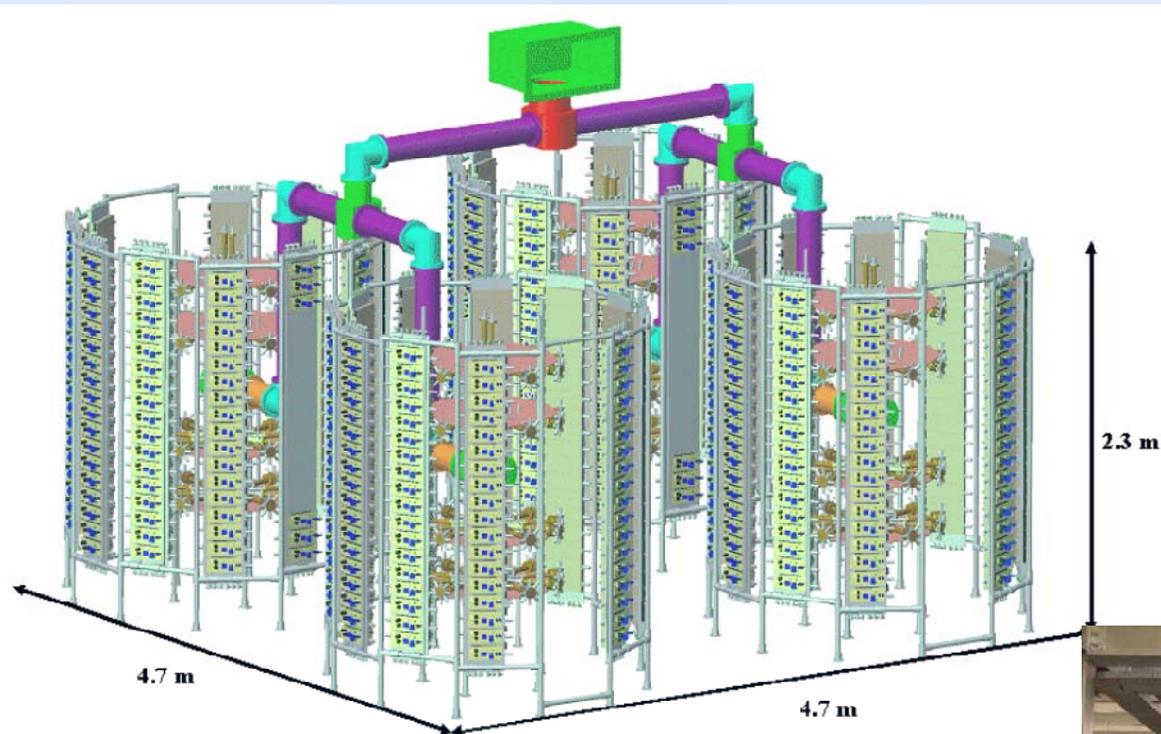
# 法国Soleil 储存环190 kW固态放大器, 352 MHz -1



功率合成器



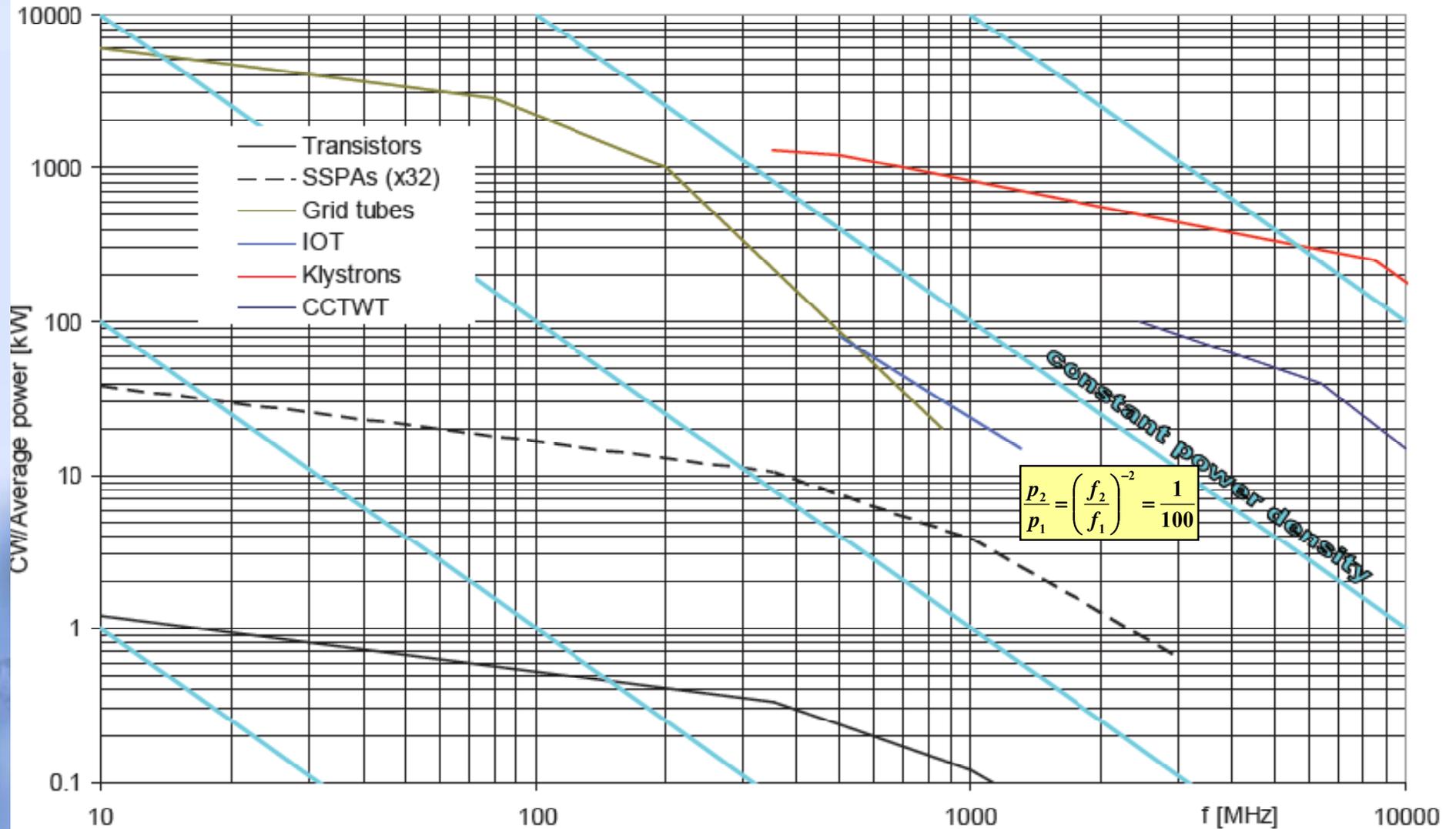
# 法国Soleil 储存环190 kW固态放大器, 352 MHz -2



2006年4月6日, 输出功率180kW

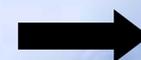


### Typical ranges (commercially available)



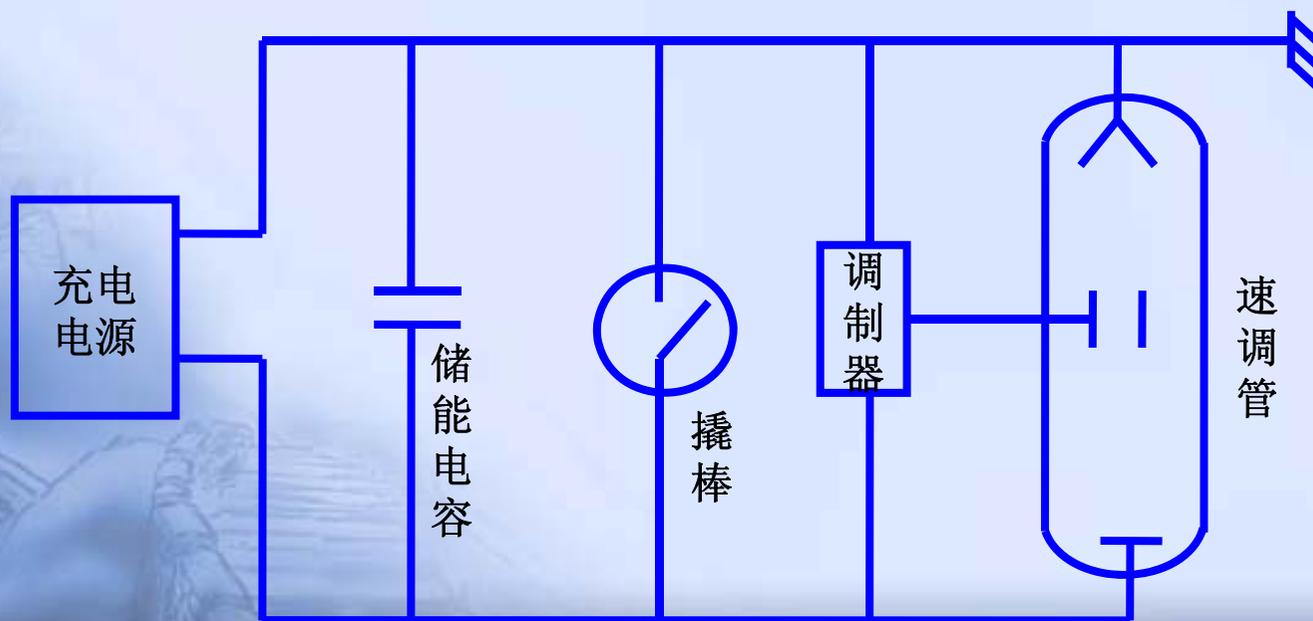
# 脉冲高压电源的组成

充电电源+储能电容+脉冲调制器

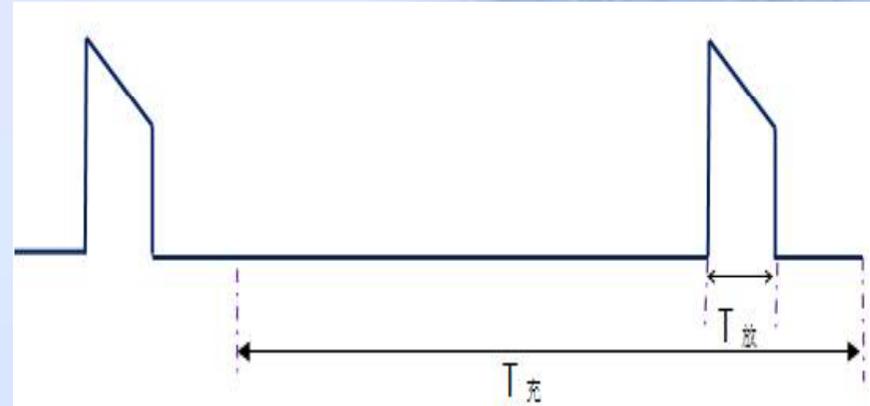
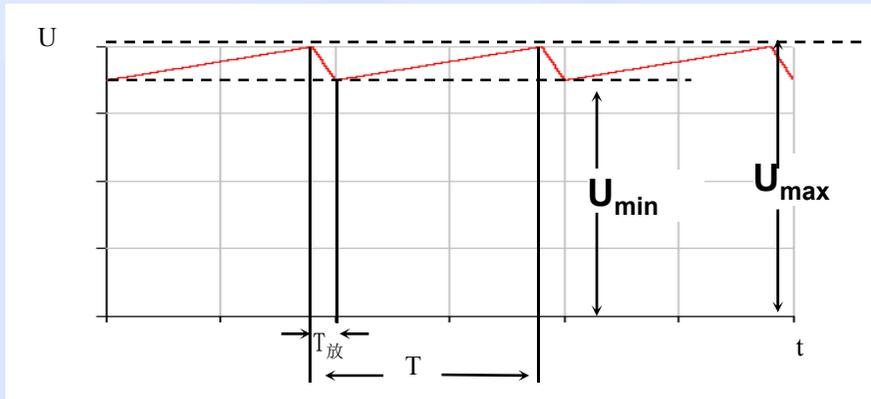


脉冲高压电源

- 充电电源以较小的平均功率向储能电容补充能量，而脉冲调制器在较窄的脉冲瞬间从储能电容抽取能量，即储能电容脉冲瞬间部分放电，而在脉冲间隔由充电电源以较小的平均功率进行充电，实现动态平衡。
- 充电电源输出功率 $\approx$ 调制器输出脉冲功率\*脉冲占空比



# 脉冲电源的直流储能电容估算



- 一般要求在脉冲期间的高压顶降 $\leq 5\%$ ，即

$$(U_{max} - U_{min}) / U_{max} \leq 5\%$$

$$Q = I_{放} * T_{放} = C * (U_{max} - U_{min})$$

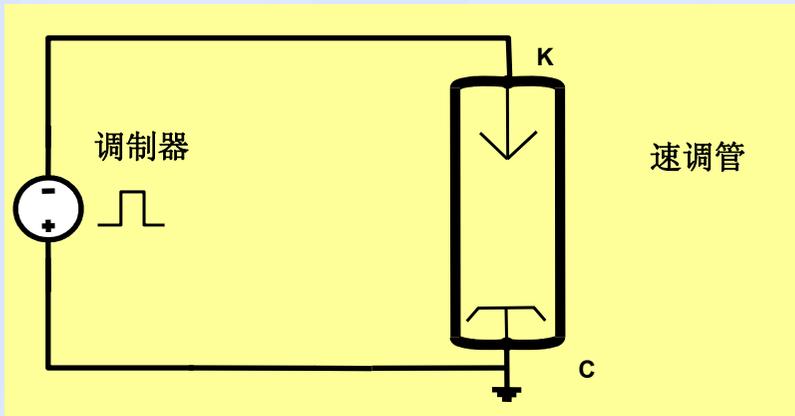
$$\Rightarrow C = I_{放} * T_{放} / (U_{max} - U_{min})$$

(其中， $Q$ = 电容部分放电的电量(C)， $C$ = 电容量(F)，

$I_{放}$ = 脉冲放电电流(A)， $T_{放}$ = 脉冲宽度(s) )

# 调制器类型

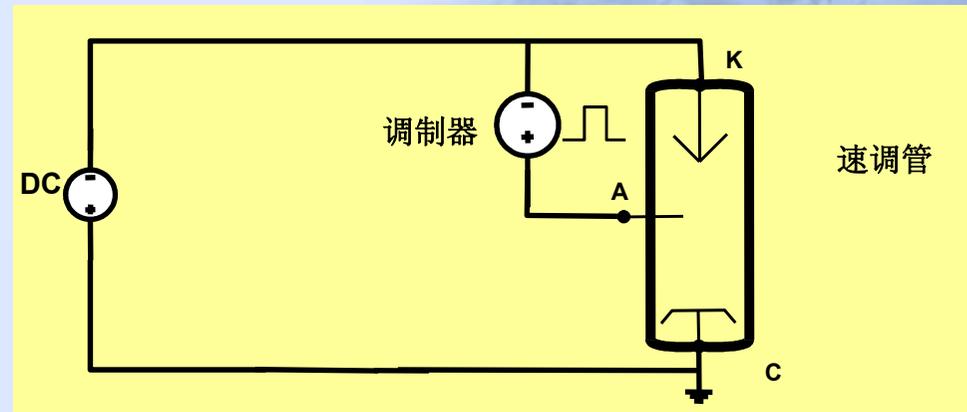
## 两极式调制器



优缺点：

- 只在脉冲期间，对阴极施加脉冲高压，脉冲波形好；
- 调制器与直流电源整合在一起，须特别设计，器件特殊，成本高。

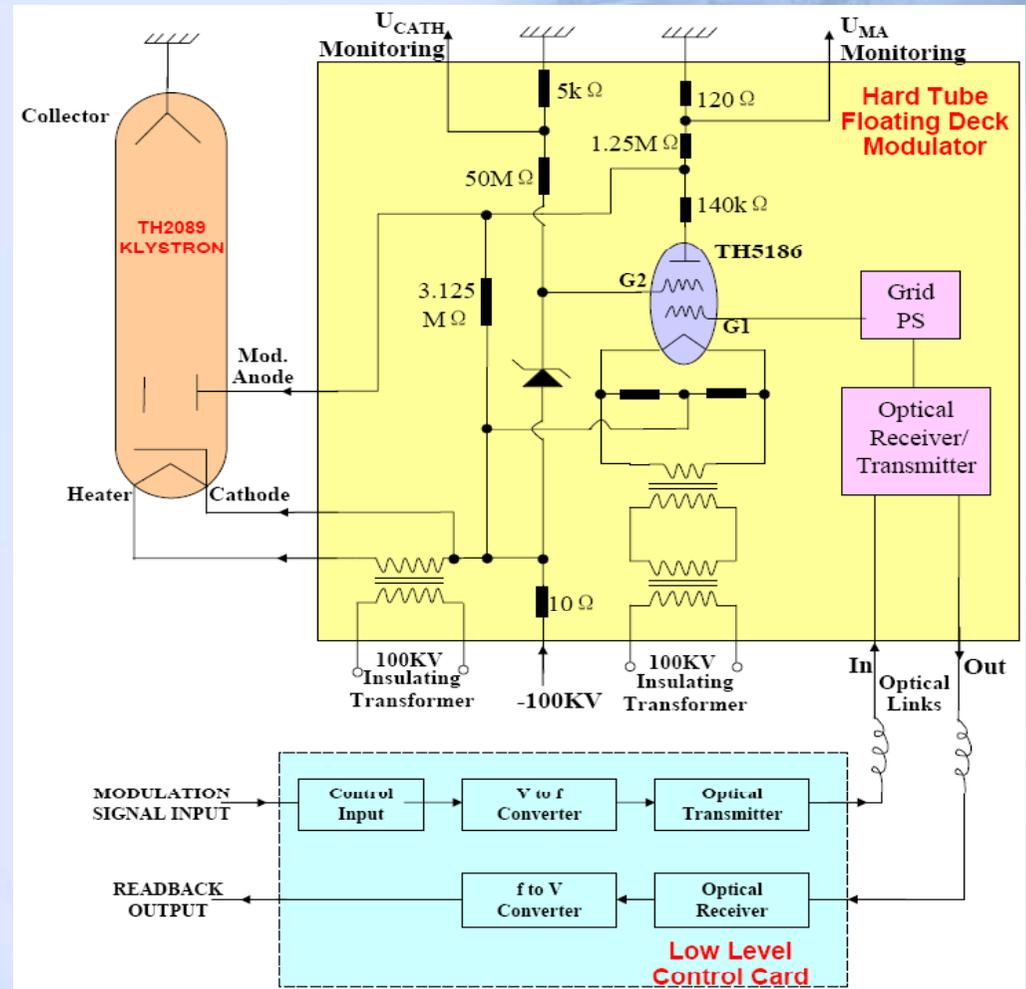
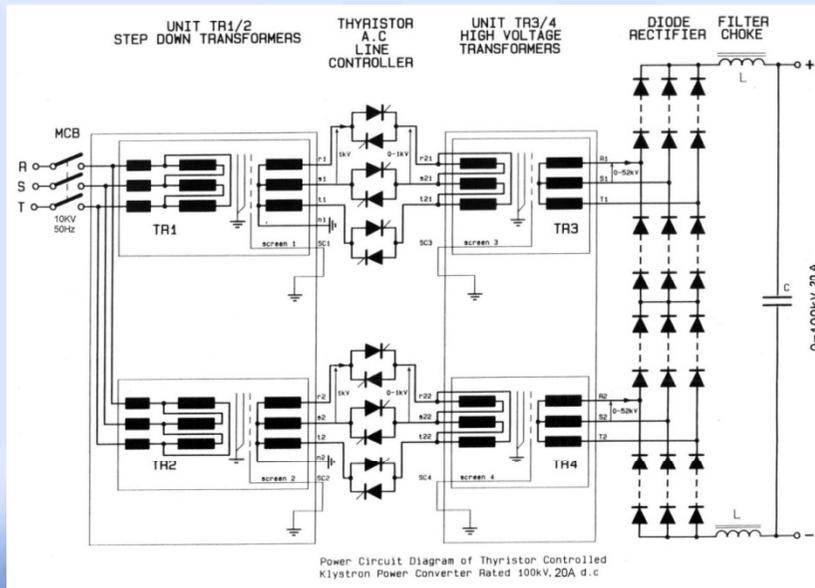
## 三极式调制器



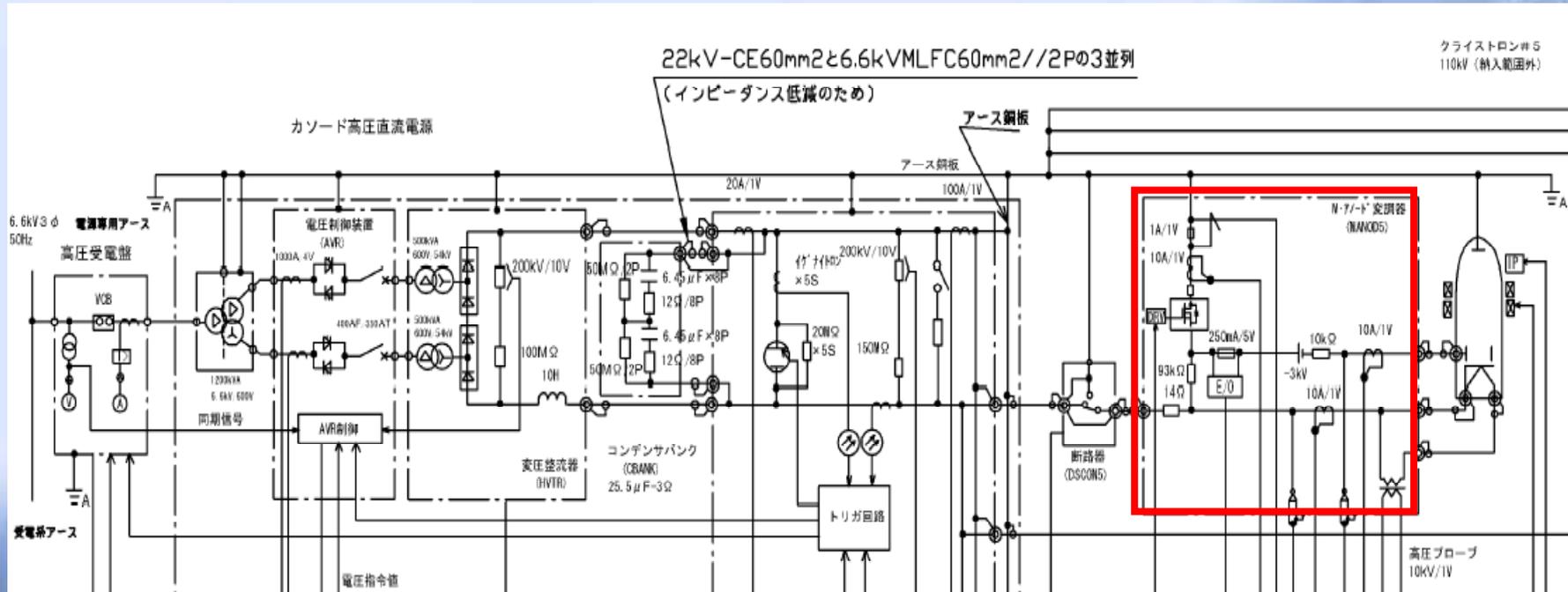
优缺点：

- 直流电源可选用普通电源；
- 线路简单，成本低；
- 阴极接恒定负高压，绝缘老化问题；
- 在脉冲间隔，调制阳极须加截止偏压。

# ADS RFQ 硬管浮台式调制器(三极式)



# J-PARC开关式调制器(三极式)



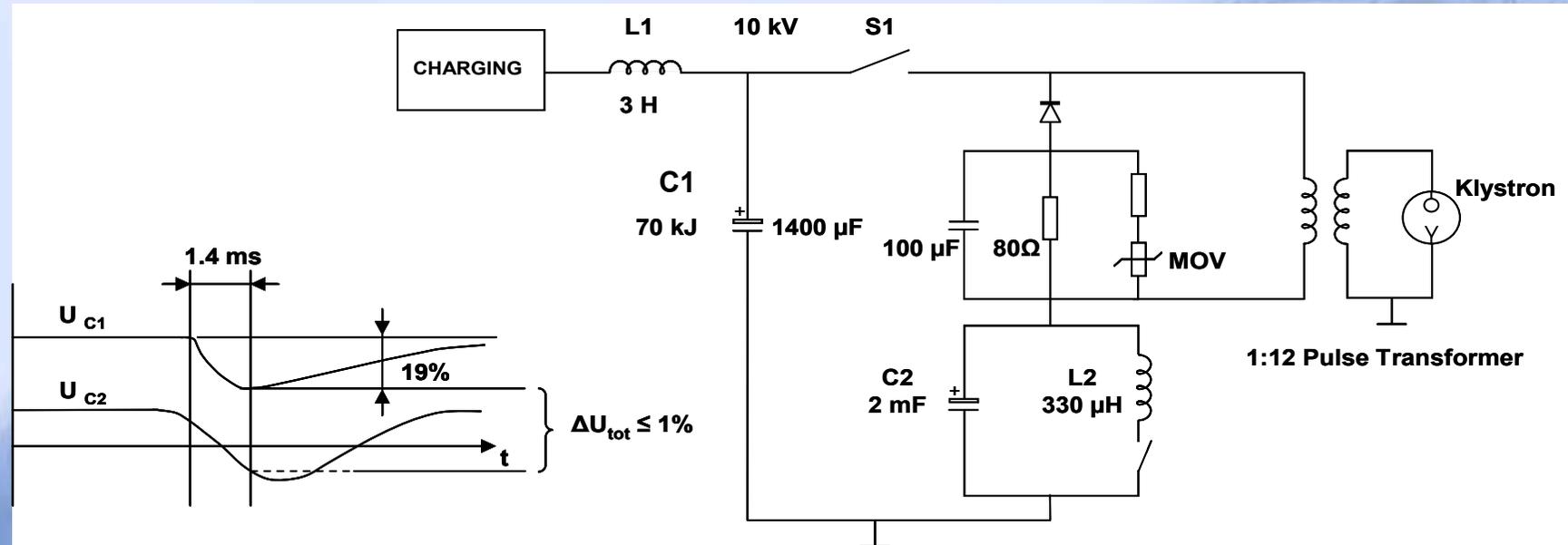
## 特点:

- 线路简单, 造价低
- 应用高压半导体开关

## 存在问题:

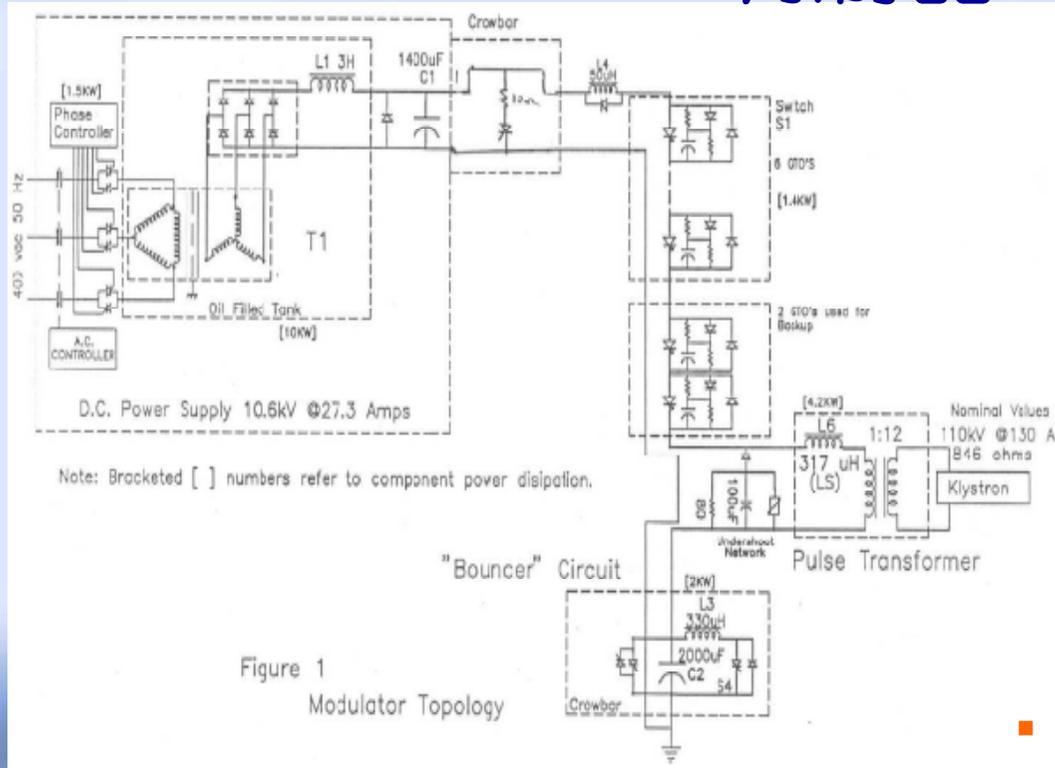
- MOSFET或IGBT串联组成高压开关=> 冗余设计
- 仍需撬棒保护装置

# Bouncer调制器(两极式)-1



Bouncer回路的作用：LC振荡波形的线性部分用来补偿主储能电容堆放电时引起的电压跌落

# Bouncer调制器(两极式)-2



- **FermiLab**于90年代初研发成功，用于**TTF**项目
- 目前在**FNAL**仍在**使用**，而且在**DESY**的**XFEL**项目上也在使用

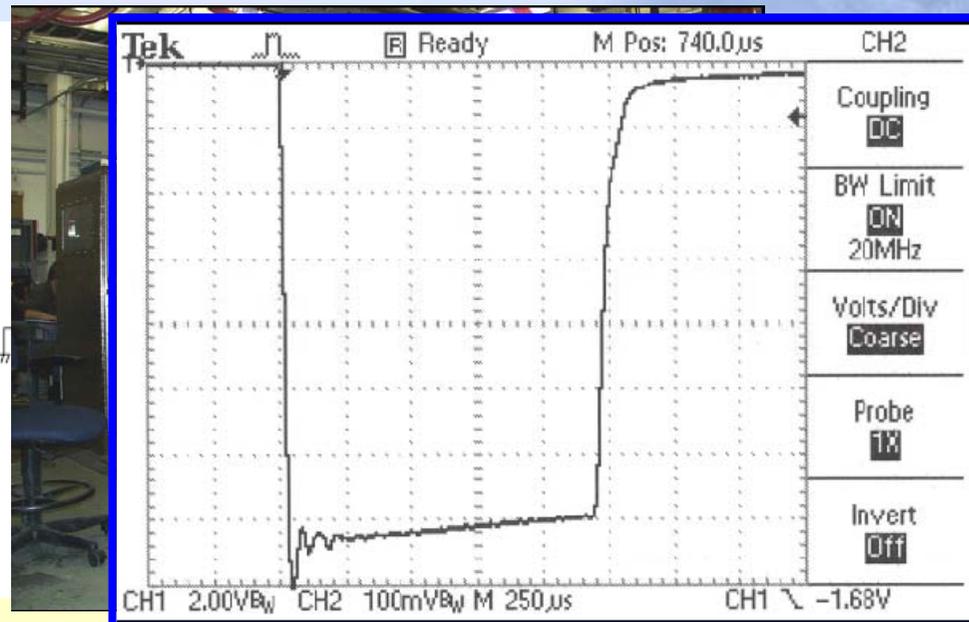
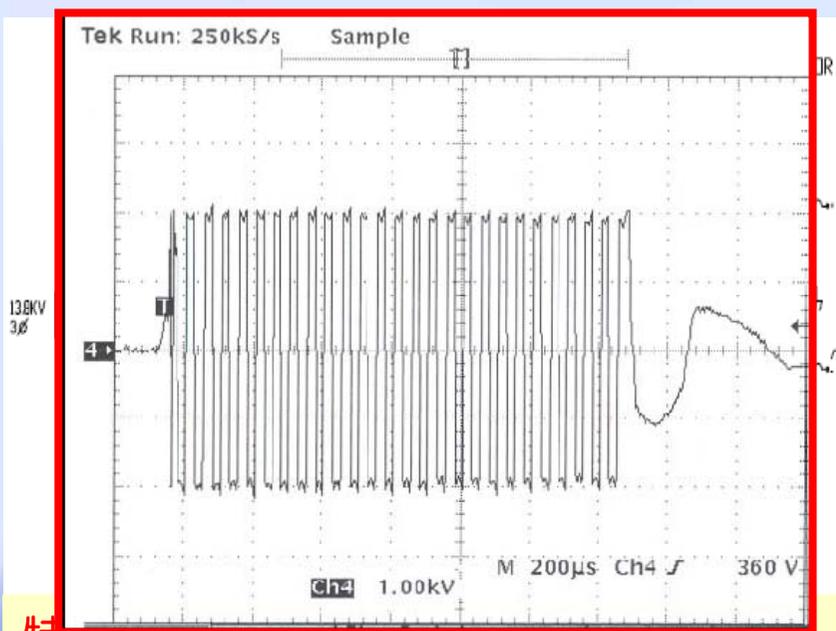
## 优点:

- 线路结构简单
- 十几年的运行经验证明了此设计方案的可用性

## 缺点:

- 机械结构复杂
- 庞大的脉冲变压器 - 6.5吨
- 占地面积大

# 美国SNS新式开关型两极式调制器\_converter-modulator



## 特点:

- 低储能电容
- 体积小
- 在脉冲内整流
- 无撬棒及其他保护线路
- 高效率 (满负载工况下, 94% @136kV高压输出+ 5MW 速调管)

## 存在问题:

- 全新的技术 (例如, 工作于高开关频率的IGBT, 应用非晶纳米晶合金材料的高频变压器)
- 需要长期运行经验验证其可靠性



Figure 6. 330 kW Nanocrystalline Boost Transformer

# 交流电路中的功率概念

• **瞬时功率** 在正弦稳态下，线性时不变一端口网络（图1）的端口电压 $u$ 与端口电流 $i$ 之积称为输入该网络的瞬时功率，用 $P$ 表示。即  $P=ui$

若将

$$u = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \psi_u)$$

$$i = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \psi_i)$$

代入上式，得

$$P = UI \cos(\psi_u - \psi_i) [1 - \cos(2\omega t + 2\psi_i)]$$

$$+ UI \sin(\psi_u - \psi_i) \sin(2\omega t + 2\psi_i)$$

式中 $I$ 、 $U$ 为 $i$ 、 $u$ 的有效值， $\psi_i$ 、 $\psi_u$ 为初相角。

出现能量在电源和网络之间往返交换的现象，是由于网络内部除了电阻元件外尚有储能元件（电感元件和电容元件）。这些储能元件之间不仅能相互交换能量，而且还会将所储存的部分电磁能量送回电源。

• **有功功率** 瞬时功率在一个周期内的平均值。又称平均功率。用 $P$ 表示。即

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt$$

利用此式可得输入一端口网络的有功功率为

$$P = UI \cos(\psi_u - \psi_i) = UI \cos \phi$$

式中 $\phi = \psi_u - \psi_i$ ，是端口电压与端口电流的相位差。当网络不含任何电源时， $\phi = \psi_u - \psi_i$ 就是该网络的阻抗角。有功功率的单位是瓦(W)。

• **视在功率** 端口电压的有效值与端口电流有效值之积。

又称表观功率。用 $S$ 表示。即  $S=UI$

视在功率习惯上采用伏安(VA)作单位，而不用瓦(W)。

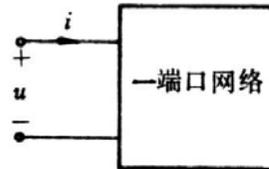


图1 一端口网络

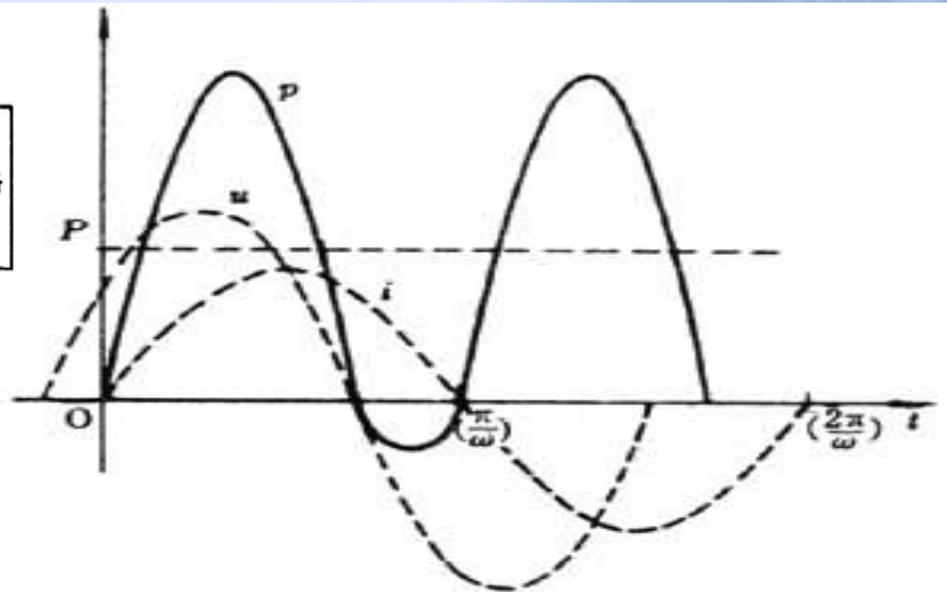


图2 瞬时功率波形图

• **功率因数** 网络吸收的有功功率与视在功率之比称为该网络的功率因数。用 $\lambda$ 表示，即

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \phi}{UI} = \cos \phi$$

式中的 $\phi$ 是网络的阻抗角，又称功率因数角。

# 高压电源效率

两个“效率”的概念：

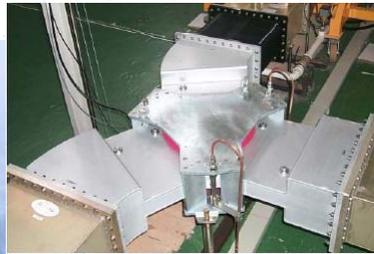
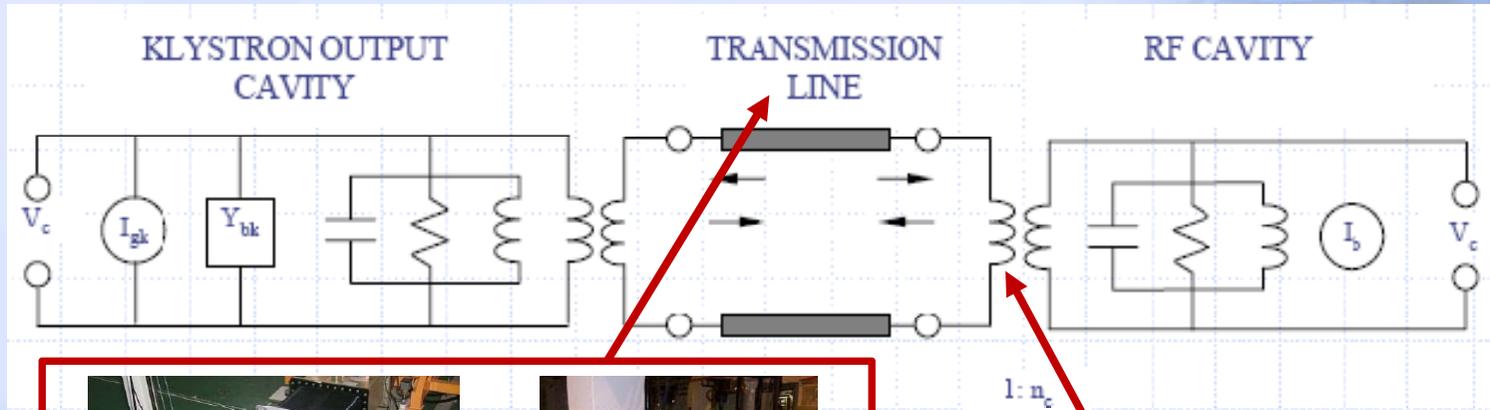
$$\text{高压电源效率 } \eta_{DC/AC} = \frac{\text{负载消耗的直流功率 } P_{DC}}{\text{电源输入的有功功率 } P_{AC}}$$

$$\text{电子管或速调管的效率 } \eta_{RF/DC} = \frac{\text{电子管或速调管输出的 射频功率 } P_{RF}}{\text{电子管或速调管消耗的 直流功率 } P_{DC}}$$

例：**ADS RFQ**速调管是连续波功率（**CW**）输出的速调管，其高压电源工作于**100kV/20A**，速调管效率是**50%**，管子输出的**CW**射频功率是**100kV\*20A\*50%=1MW**。

# RF系统的传输与匹配

## 等效线路



环形器



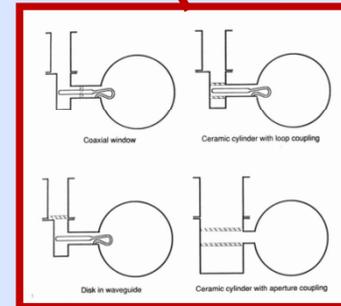
波导魔T



定向耦合器, 半软波导

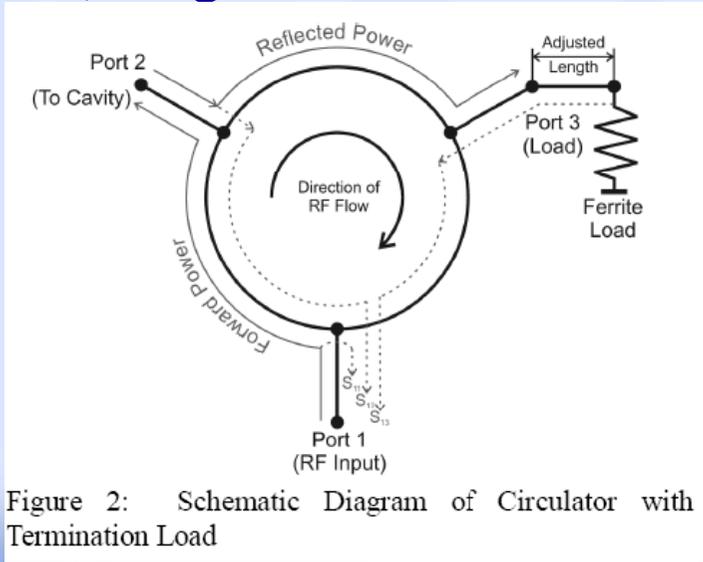


大功率移相器

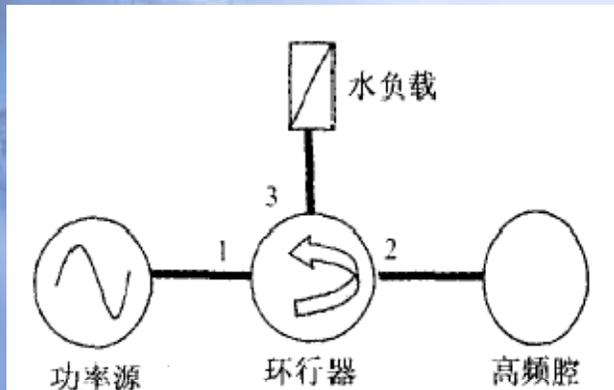


功率耦合器：环耦合 & 孔耦合

# Y结型环行器 (Y-Junction-Waveguide-Circulator)



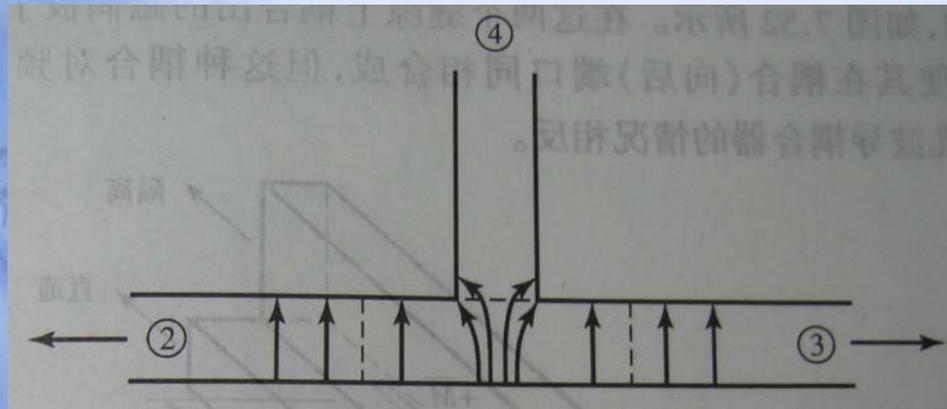
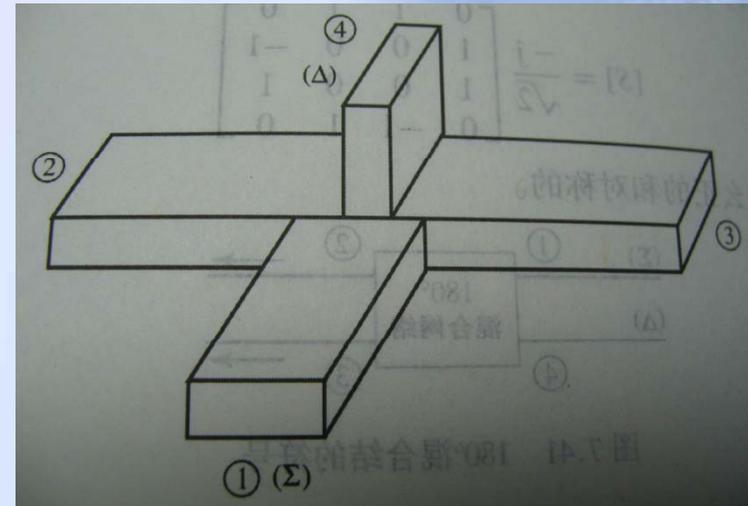
环行器是一个多端口器件。它的特性是使输入信号依次环行传输。如当输入信号由1端输入时，通过环行器将由2端输出，不会传至3端。若信号由2端输入时，则将由3端输出，不会到1端。依此类推。所以当环行器的一端接额定匹配负载时(如水负载)，就成了一个隔离器件。即当信号由1端输入，2端输出，3端接吸收电阻，即构成隔离器，这时它只允许能量(如入射功率)损耗极小地由一个方向通过，而反向的能量(如反射功率)则被负载吸收。



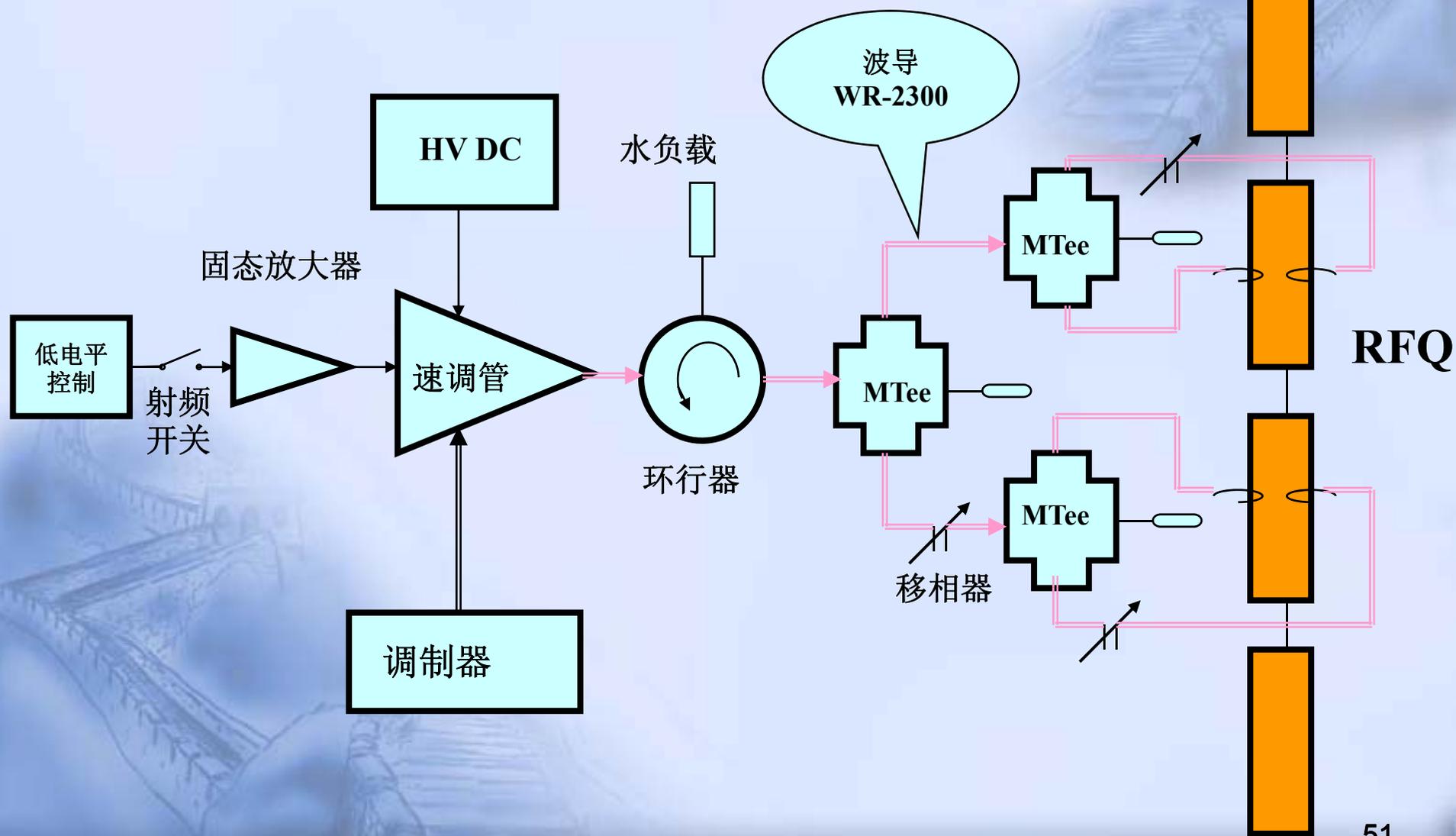
频率	352.2 MHz
带宽[20dB]	± 8 MHz
正向功率	≤ 1.3 MW
插入损耗	≤ 0.15 dB
隔离度(±10MHz)	≥ 20dB
回波损耗	≥ 20dB

# 波导魔T (Magic-T)

- ①臂与④臂相互隔离；②臂与③臂相互隔离
  - ①臂输入，②臂与③臂各分得一半功率——分功器
  - ②臂（或③臂）有反射，①臂与④臂各分得一半功率，④臂接吸收负载
- (注：②臂与③臂隔离特性很好，约30dB，但反射功率只能被④臂吸收一半)



# 高能所洁净核能ADS RFQ高频功率源实例





# 直线射频低电平控制 (LLRF)

# 系统组成

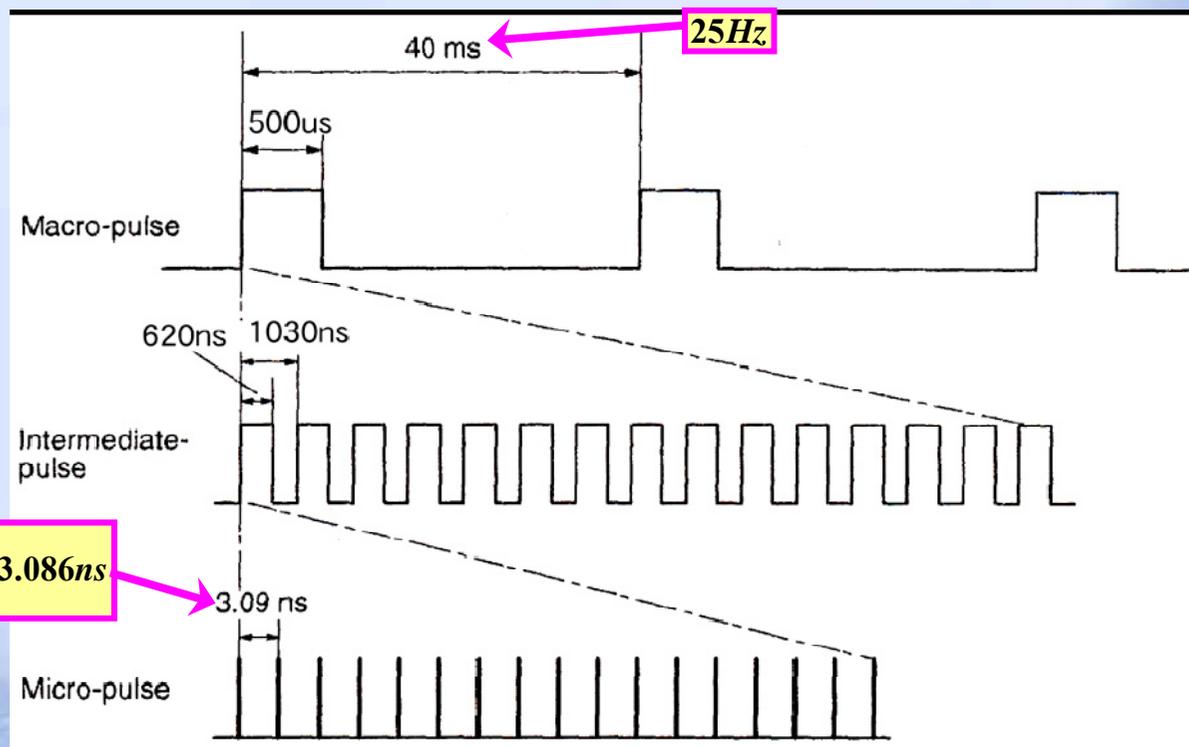
- 幅度/相位控制(cavity field control)
- 射频参考系统 (RF reference system)
- 频率控制(Cavity resonance control)
- 高频连锁(RF high power protection)

# 系统要求

指标要求:

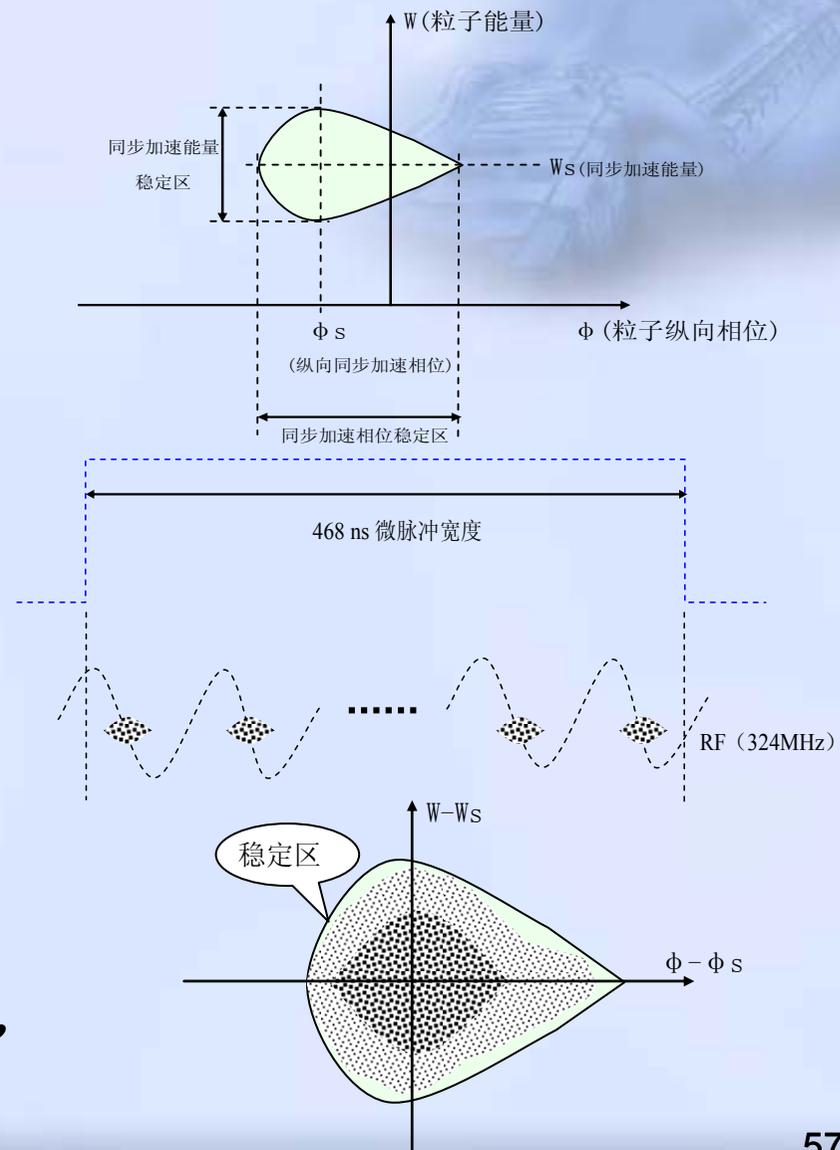
- 加速器腔场控制(Cavity field control)
  - 幅度控制(Amplitude)  $\pm 1\%$
  - 相位控制(Phase)  $\pm 1^\circ$
- 频率控制(Cavity resonance control)
- 高频连锁(RF high power protection)

# J-PARC直线加速器束流结构



# 幅度和相位为什么必须稳定在 $\pm 1\%$ 和 $\pm 1^\circ$ ？

- 以DTL加速器为例，若要使粒子加速，则粒子必须满足两个要求——纵向同步加速相位和同步加速能量的要求，即，DTL存在一个稳定区形如鱼形，粒子的纵向相位和能量必须在稳定区内，才能被DTL加速器俘获并加速，在此稳定区外的粒子，就会丢失在加速腔中，造成束流损失 (beam loss)。
- Jparc直线加速器中的束流是由许多620ns微脉冲组成，每个微脉冲又由一串骑在纵向同步加速相位 $\phi_s$ 上的小束团组成 ( $f=324\text{MHz}$ )，每个小束团象枣核形，当小束团绝大部分粒子落入鱼形稳定区时，就被俘获并加速，稳定区外的粒子就会丢失，为了保证少丢失粒子，那么， $W_s$ 和 $\phi_s$ 必须稳定，对应的场幅和相位必须稳定。



## 幅度和相位不稳定的原因

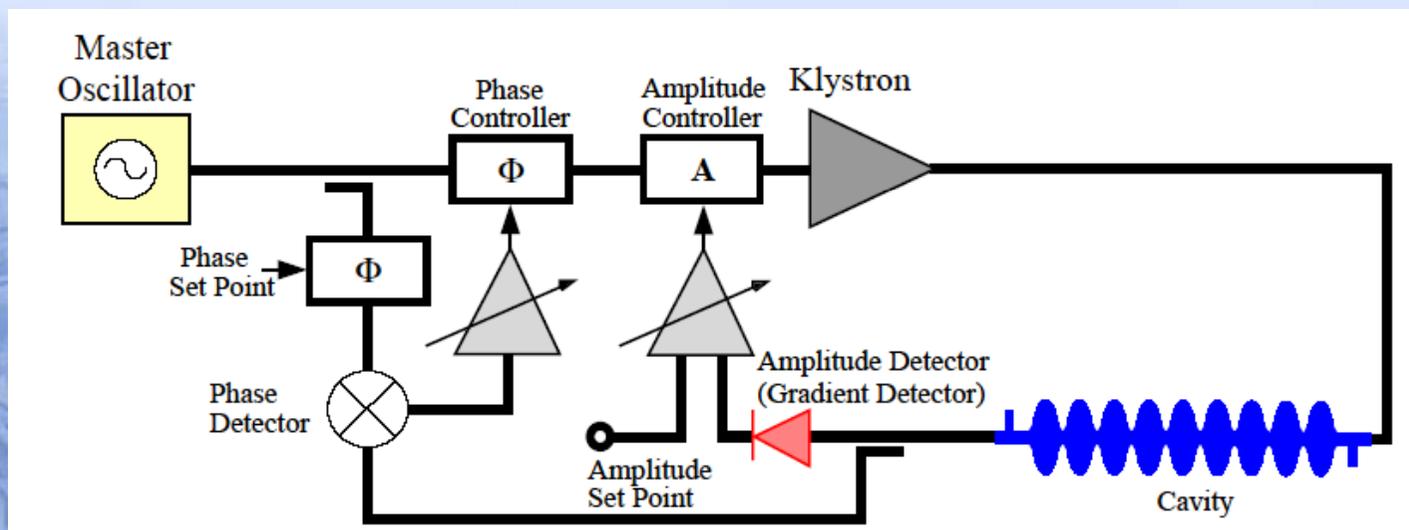
- 脉冲高压电源的顶降，引起功率源输出的幅度和相位的跌落
- 加速器腔体的扰动
- 出束后的束流负载影响

**解决办法：**功率源末级输出（电子管/速调管）不能工作在饱和区（saturation zone），应留出30%的控制裕度（margin）。

# 概念介绍-1

90年代以前的LLRF采用幅相分离控制方式

- 关键器件：电控移相器、电控衰减器，受温度、元器件个体差异的影响大
- 控制精度完全取决于模拟器件的性能→价格昂贵
- 调幅影响相位，调相影响幅度，很难做到幅相分离



# 概念介绍-2

幅相合一的I/Q控制技术:

一个正弦波可以用一个在复平面上的相量 (Phasor) 来表征:

$$A \cos(\omega t + \phi)$$

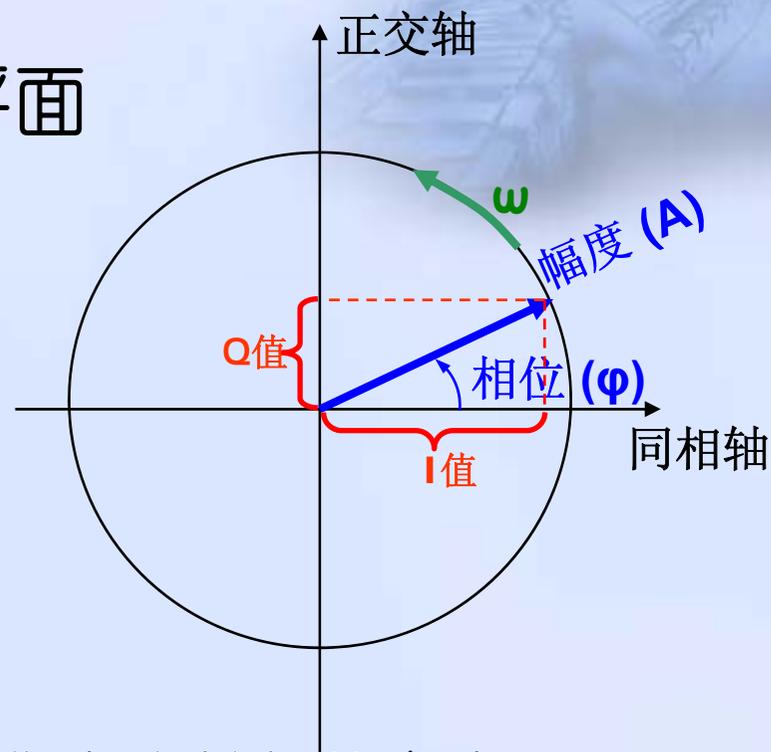


$$A [\cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi)]$$

角速度 $\omega$ 恒定



$$A \angle \phi$$

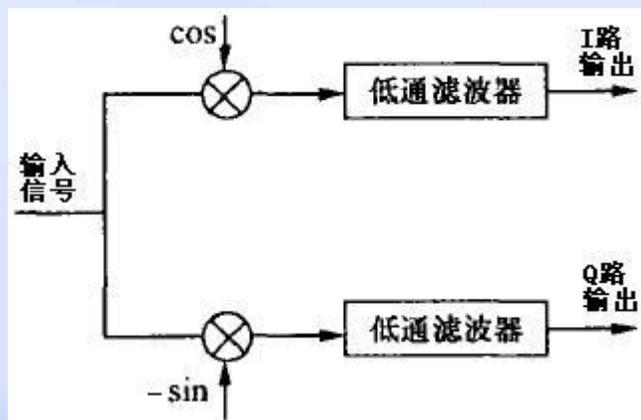


取相位稳定的参考信号 (Reference) 作为实轴相位参考面

- 相量在实轴的投影称为同相分量  $I$  (In-phase) =  $A * \cos \phi$
- 相量在虚轴的投影称为正交分量  $Q$  (Quadrature) =  $A * \sin \phi$

# 概念介绍-3

## I/Q解调



以I/Q解调为例:

I路:

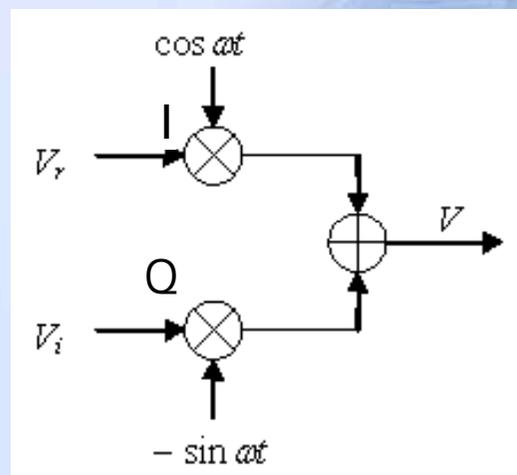
$$\begin{aligned} & A \cos(\omega t + \varphi) * \cos \omega t \\ &= \frac{1}{2} A [\cos(\omega t + \varphi + \omega t) + \cos(\omega t + \varphi - \omega t)] \\ &= \frac{1}{2} A \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{1}{2} A \cos \varphi \end{aligned}$$

Q路:

$$\begin{aligned} & A \cos(\omega t + \varphi) * \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ &= \frac{1}{2} A \left[ \cos(\omega t + \varphi + \omega t + \frac{\pi}{2}) + \cos(\omega t + \varphi - \omega t - \frac{\pi}{2}) \right] \\ &= \frac{1}{2} A \cos(2\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2} A \cos(\varphi - \frac{\pi}{2}) \\ &= \frac{1}{2} A \cos(2\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2} A \sin \varphi \end{aligned}$$

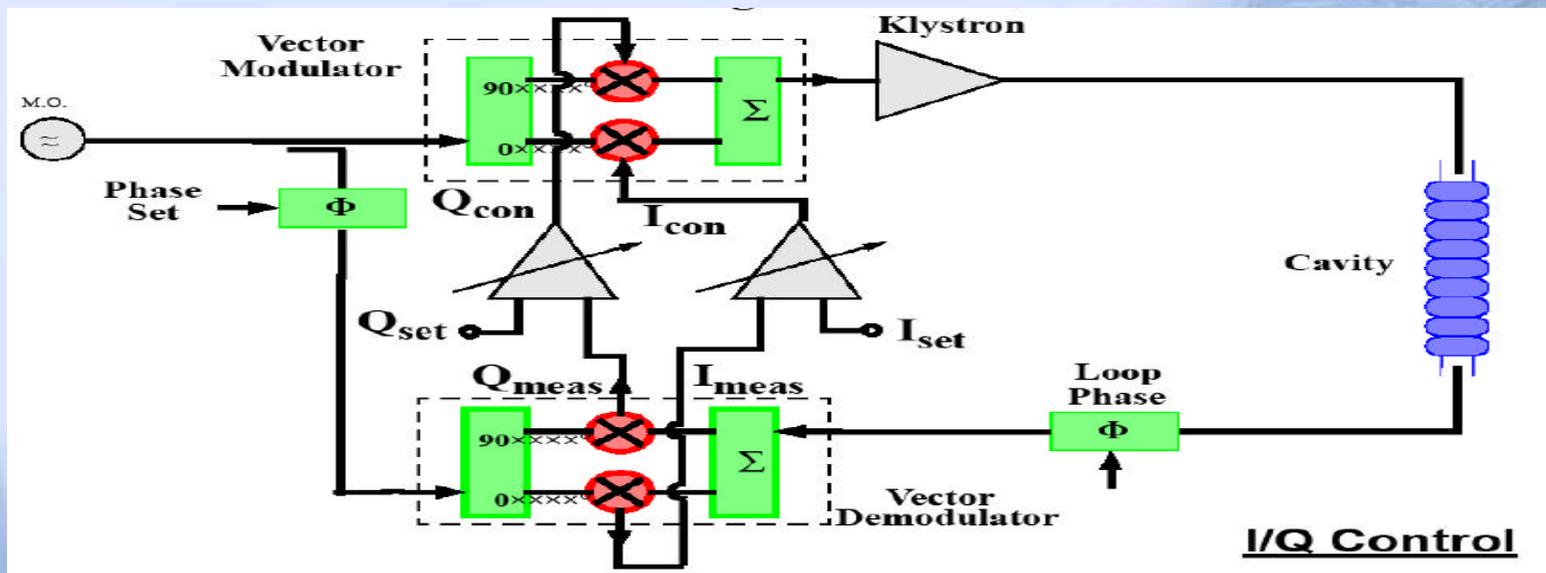
经过低通滤波器，滤掉高频分量 $2\omega t$ ，输出基带信号。

## I/Q调制



# 概念介绍-4

## 模拟I/Q控制的缺点



- 采用模拟器件实现，因而稳定性和灵活性都不理想
- 模拟乘法器的线性不好
- 模拟分立元件的不一致性，I、Q 两路的幅度和相位一致性难以得到保证
- 控制精度受温度、元器件个体差异的影响大

# 概念介绍-5

90年代末，I/Q数字解调芯片用于雷达系统中

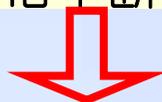
模拟I/Q控制



数字I/Q控制

90年代中后期

- 数字通讯技术不断发展。
- 数字逻辑器件的速度不断提高，价格不断降低。



基于数字信号处理的“**软件无线电技术**”普及并成熟，摆脱了模拟信号处理对器件精度要求高、受温度及元器件个体差异的影响大等瓶颈。优点：

- 数字器件的精度只取决于数据的位数，不受温度、元器件个体差异等因素的影响，可以最大程度地确保信号的一致性和系统的稳定性
- 关键器件：DSP(Digital Signal Processor)，FPGA(Field Programmable Gate Array)——程序逻辑很容易根据需求进行调整和修改，灵活性高
- “大路货”芯片价格较低，造价仅是模拟低电平的七分之一左右

# 概念介绍-6

数字LLRF控制系统不能对RF信号直接处理，必须间接处理中频信号IF (Intermediate Frequency)

- 下变频 (RF → IF)
- 上变频 (IF → RF)

载有I/Q信息的RF

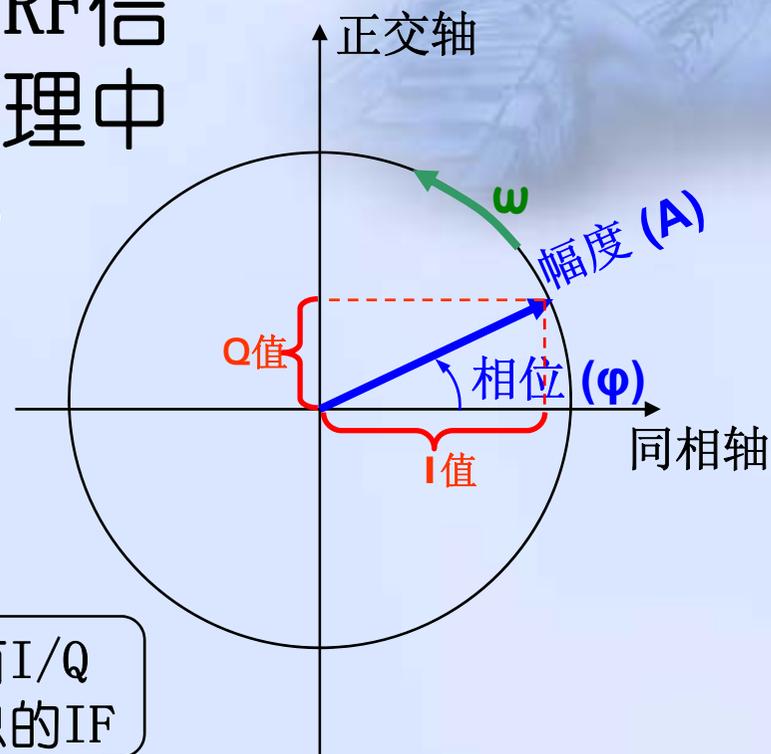


下变频

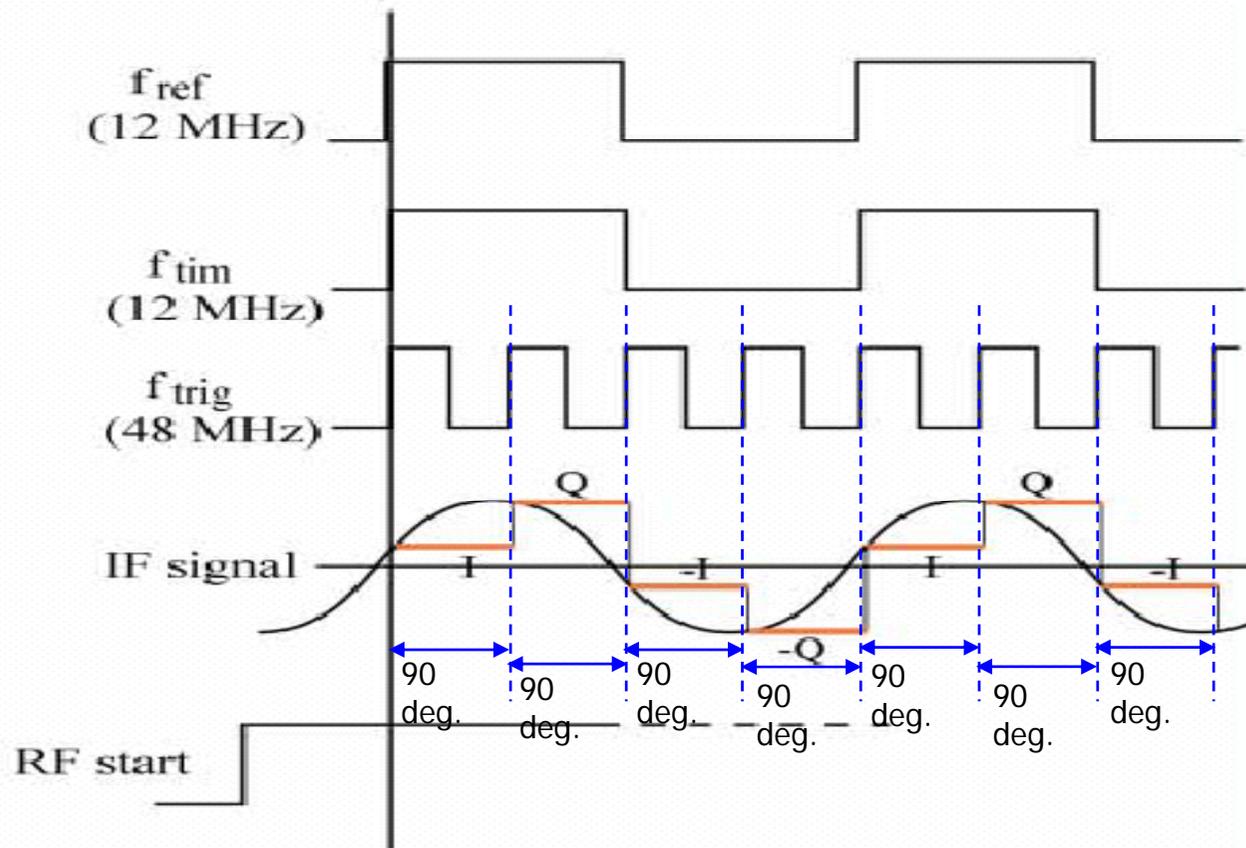


上变频

载有I/Q信息的IF

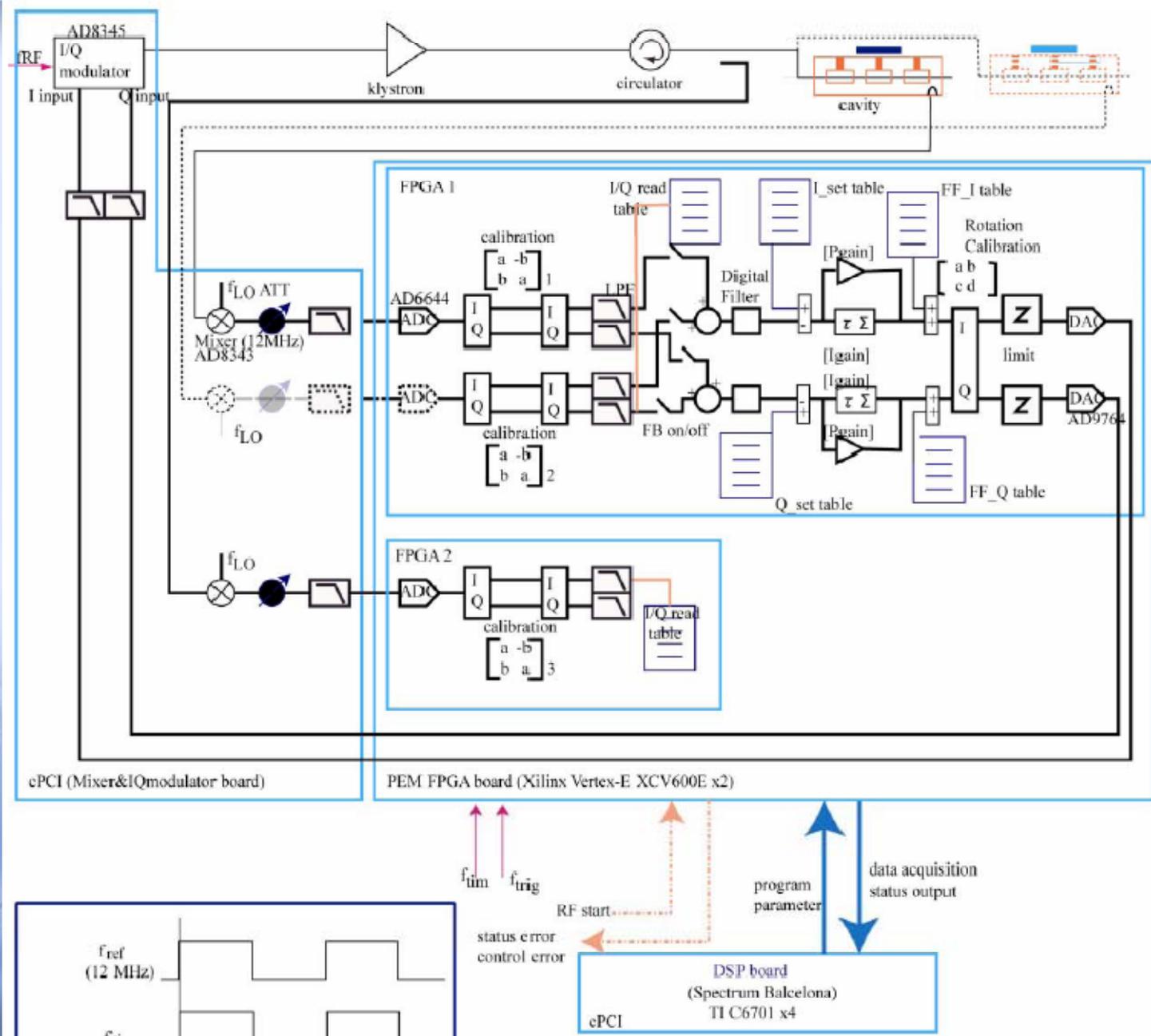


# J-PARC LLRF 实例-1



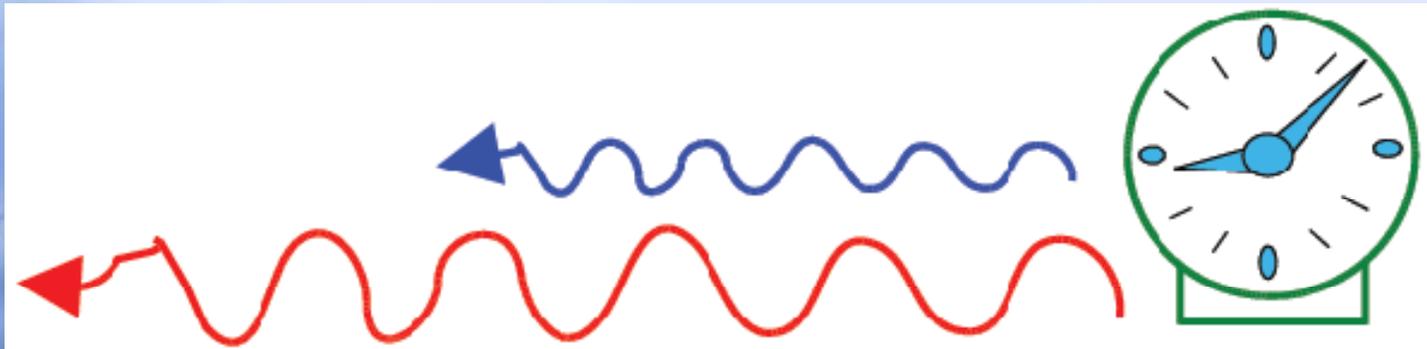
ADC（模拟/数字转换器）以48MHz速率对12MHz IF信号采样，抽取I/Q信息——时域正交直接I/Q解调。

# J- PARC LLRF 实例-2



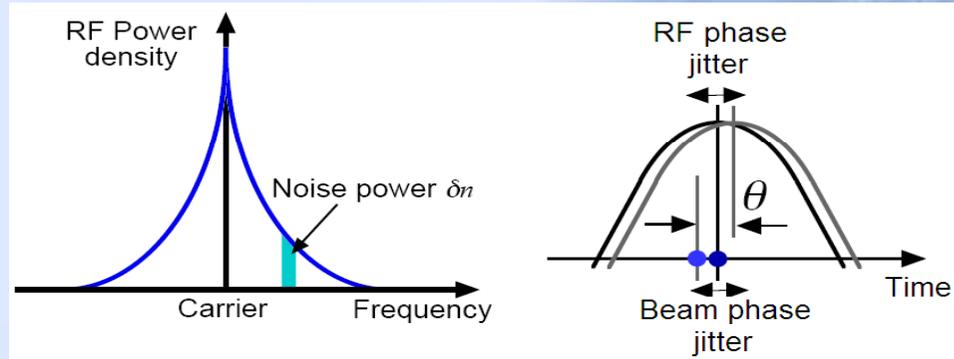
# RF相位参考系统

- RF相位参考系统包括两部分：主振荡器（master oscillator MO）与RF参考信号分配系统（Reference RF distribution system）。
- 为了严格控制沿直线加速器分布的RF腔之间的相位关系，RF相位参考系统为所有的RF功率源提供一个相位基准，因此要求参考信号必须保持低噪声和前后一致的稳定性。
- 参考信号不稳定的两个因素：
  - 主振荡器的相位噪声
  - 温度变化导致的RF参考信号分配系统即相位参考线的相位变化



# 主振荡器(MO)相位噪声引起的抖动(jitter)

- 相位噪声一般是指在系统内各种噪声作用下引起的输出信号相位的随机起伏。通常相位噪声又分为频率短期稳定性和频率长期稳定性。所谓**频率短期稳定度**，是指由随机噪声引起的相位起伏或频率起伏。至于因为温度、老化等引起的频率慢漂移，则称之为**频率长期稳定度**。通常我们主要考虑的是**频率短期稳定度**问题，可以认为相位噪声就是**频率短期稳定度**。
- 任何实际的频率源都具有噪声，其中对加速器RF系统影响最大的是相位噪声。相位噪声在频域表现为载波两侧的边带，在时域则表现为RF相位的随机抖动。由于主振荡器存在相位噪声，束流的加速相位也会具有相同形式的抖动，这一抖动是无法消除的，且很难通过反馈控制加以抑制，因此，必须仔细选择主振荡器，将相位噪声引起的相位抖动限制在一定的范围之内。

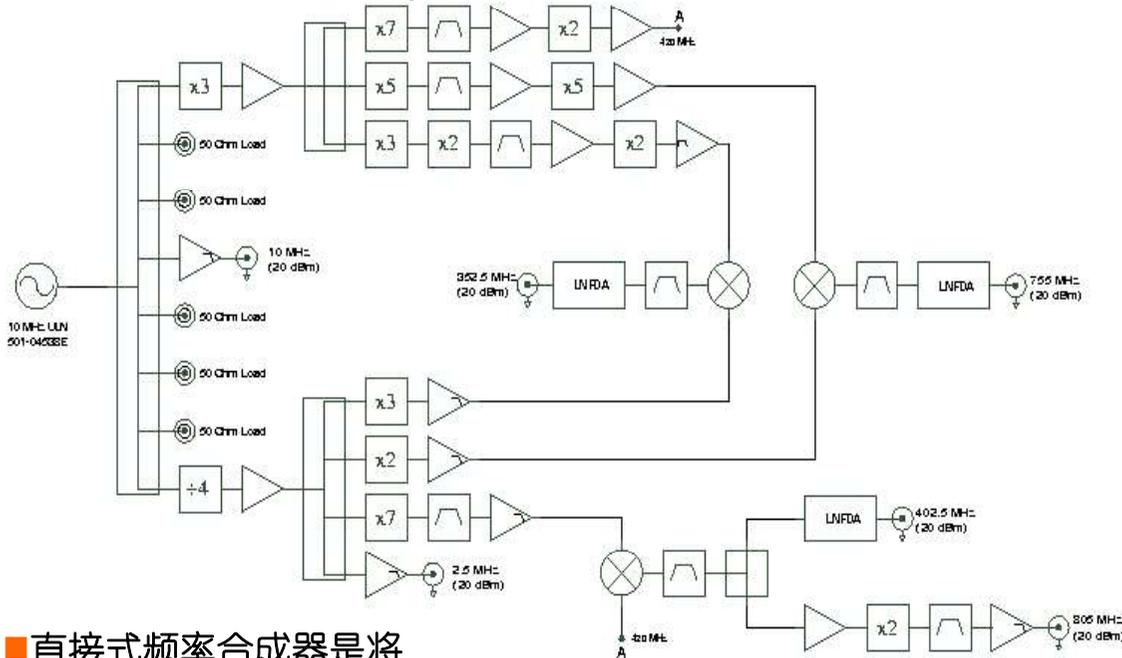


美国国家标准局将单边带(SSB)相位噪声 $L(f)$ 定义为距载波 $f$  Hz频率处1Hz带宽内的噪声功率与载波信号功率之比：

$$L(f) = 10 \lg \frac{\text{距载波 } f \text{ Hz 频率处 } 1 \text{ Hz 带宽内的噪声功率}}{\text{载波信号功率}}$$

$L(f)$ 的单位是dBc/Hz，即每Hz带宽内噪声相对于载波的dB数

# SNS主振荡器

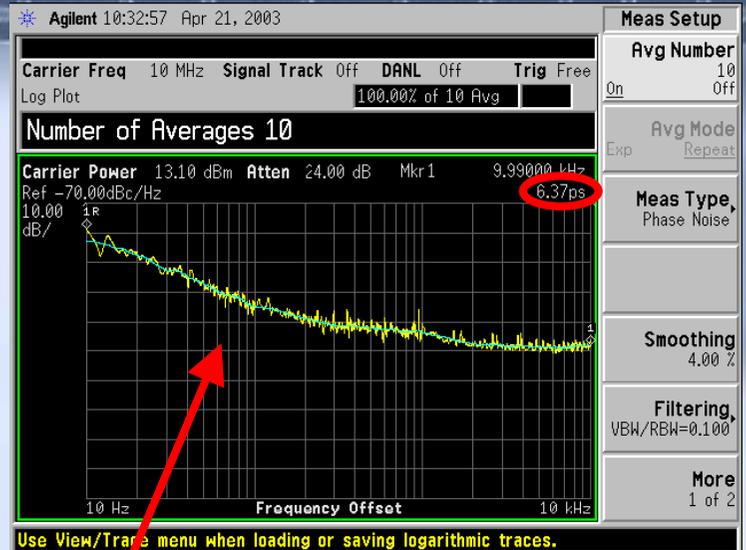


■直接式频率合成器是将基准频率通过倍频、分频和混频进行算术运算，再通过滤波器组选出所需的输出频率。

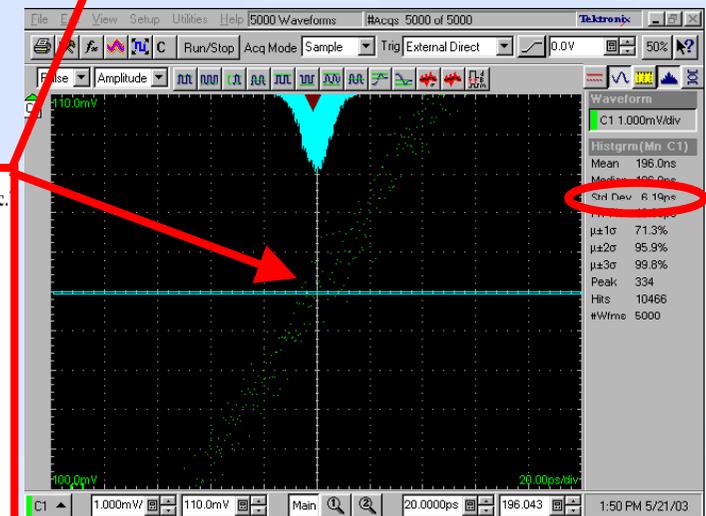
■理论上直接式频综输出的相位噪声为：“晶振的相噪+20lgN”， $N = F_c/F_r$ ， $F_c$ 为输出频率， $F_r$ 为参考频率。

An example of an oscillator, the 501-07128, manufactured by Wenzel Associates, Inc. has the following phase noise data:

Frequency Offset (from 10 MHz)	Phase noise (dBc/Hz)
1 Hz	-105
10 Hz	-135
100 Hz	-160
1 kHz	-173
10 kHz	-174
20 kHz	-175



利用Agilent E4440A频谱分析仪（带226选件）进行相位噪声测量得到的谱线，测得的抖动（ jitter ）为6.37ps



利用Tektronix TDS 8000B数字示波器进行直接时域测量，从5000个采样点中测得的RMS抖动（ jitter ）为6.19ps

# 温度变化导致的RF参考信号分配系统的相位变化

温度变化→相位参考线电长度变化→相位变化

$$\Delta\theta = \frac{\Delta l}{v/f} * 360$$



$$\Delta\theta = \frac{\tau_{cd} \cdot L \cdot \Delta T \cdot 360 \cdot f}{c \cdot v_{prop} / 100}$$

$\Delta\theta$ : 参考线相位变化量 (deg)

$\tau_{cd}$ : 温度膨胀系数 (ppm/°C)

L: 参考线传输距离 (m)

$\Delta T$ : 温度变化量 (°C)

f: 参考信号频率 (Hz)

c: 真空中光速 (3e+8m/s)

$v_{prop}$ : 线上传播速度对于真空中光速的相对百分比 (%c)

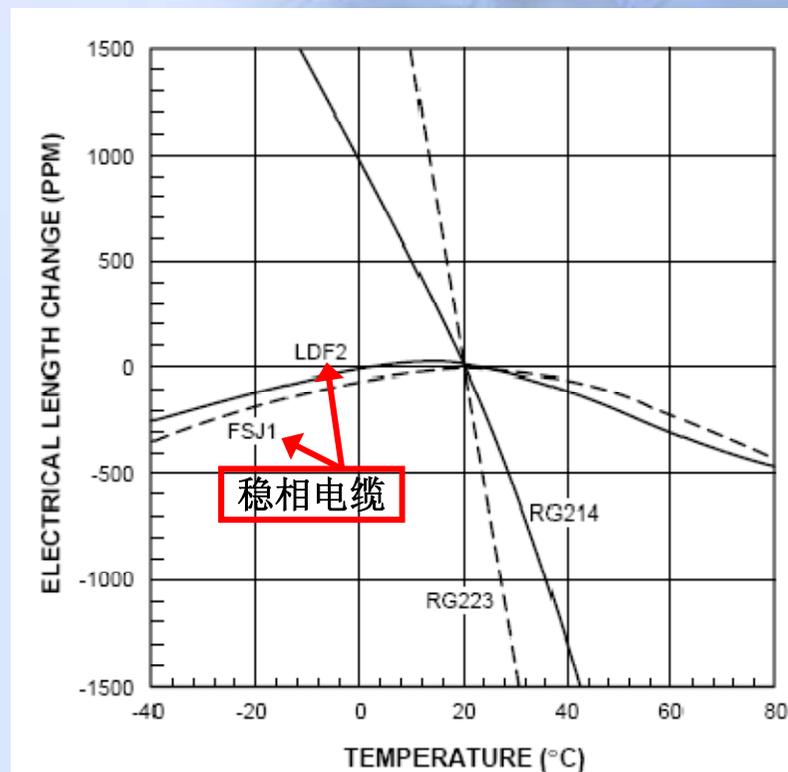
## 射频稳相电缆 (Phase Stabilized Cable)

### ■ 稳相电缆随温度变化的稳相机制

以HELIAX同轴稳相电缆温度增加的情况进行分析，随着温度的升高，同轴电缆中的金属导体的物理长度变长，从而引起电长度和信号传输延时的增加。然而与此同时，同轴电缆内外金属导体间的低损耗发泡介质材料的介电常数会随着温度的升高而降低，这将导致信号传播速度的增大，减小了电长度和信号传输延时。以上两种影响因素以大致相同的幅度向相反的趋势变化，达到的总体效果就是稳相电缆的电长度的变化比普通同轴电缆要小得多，相位稳定性好。

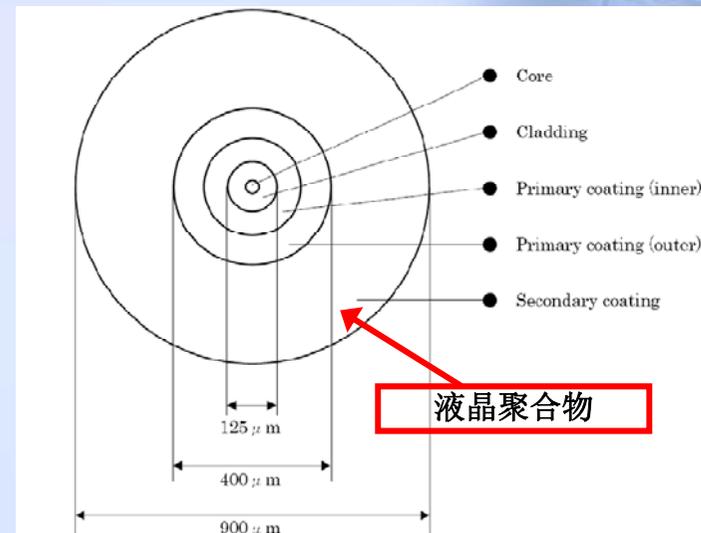
### ■ 电缆的稳相化处理\_温度循环(temperature cycling)

未经处理的普通同轴发泡电缆在经受一次性温度变化的过程中，它的电长度趋于稳定变化，亦即它不会因为恢复到起始温度而消除了电长度的变化，并且第二次温度变化引起的电长度的变化又与第一次不同。然而，可以通过温度循环处理的办法来解决电长度不恒定的问题，即通过不断的温度循环（加温→降温→加温→...），最后直至每次循环过程后电缆都能回复到相同的电长度，这样才能制造出稳相电缆。



## 稳相光纤 (Phase-Stabilized Optical Fiber, PSOF)

- 构成光纤纤核的玻璃纤维材料同样会随着温度的升高而增加其物理长度，为了减小光纤整体的温度膨胀系数，单模光纤的纤核外裹覆一种液晶聚合物的材料 (liquid-crystal polymer, LCP)，此种材料呈现出负的温度膨胀系数。
- 普通单模光纤的温度膨胀系数一般为 $6\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，与之相比，稳相光纤的温度膨胀系数可降至 $1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。

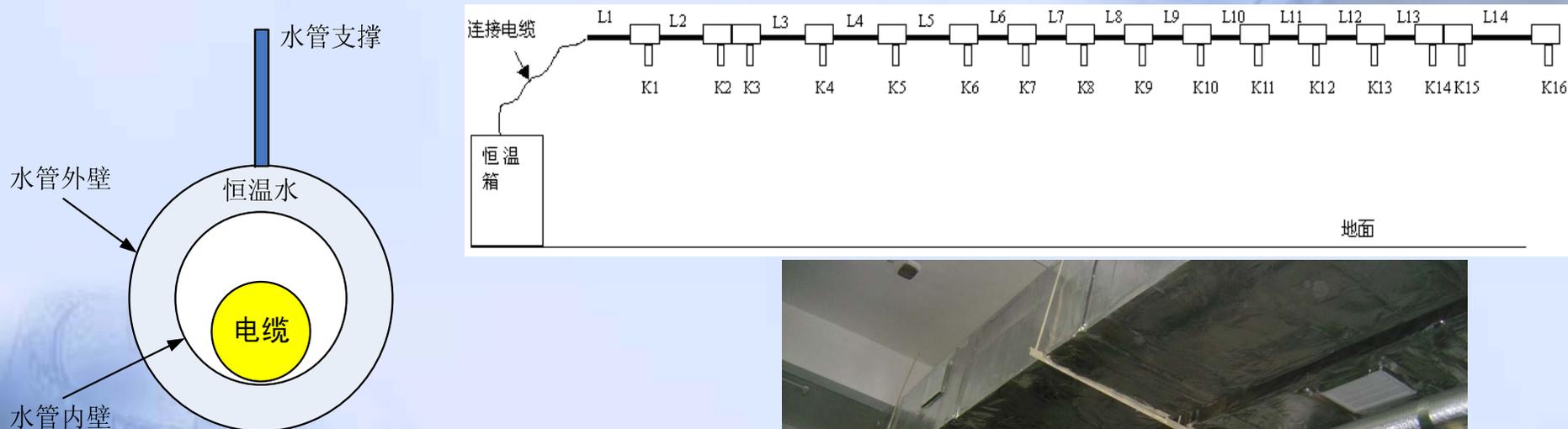


稳相光纤的指标一般以温度稳定性传输延时系数衡量，以下为J-PARC参考线所采用的稳相光纤的指标：

Item	Specification
Thermal stability of propagation time	$\leq 5\text{ps}/\text{km}/^\circ\text{C}$ ( $-0^\circ\text{C}$ to $+35^\circ\text{C}$ )

# BEPC II 相位参考线

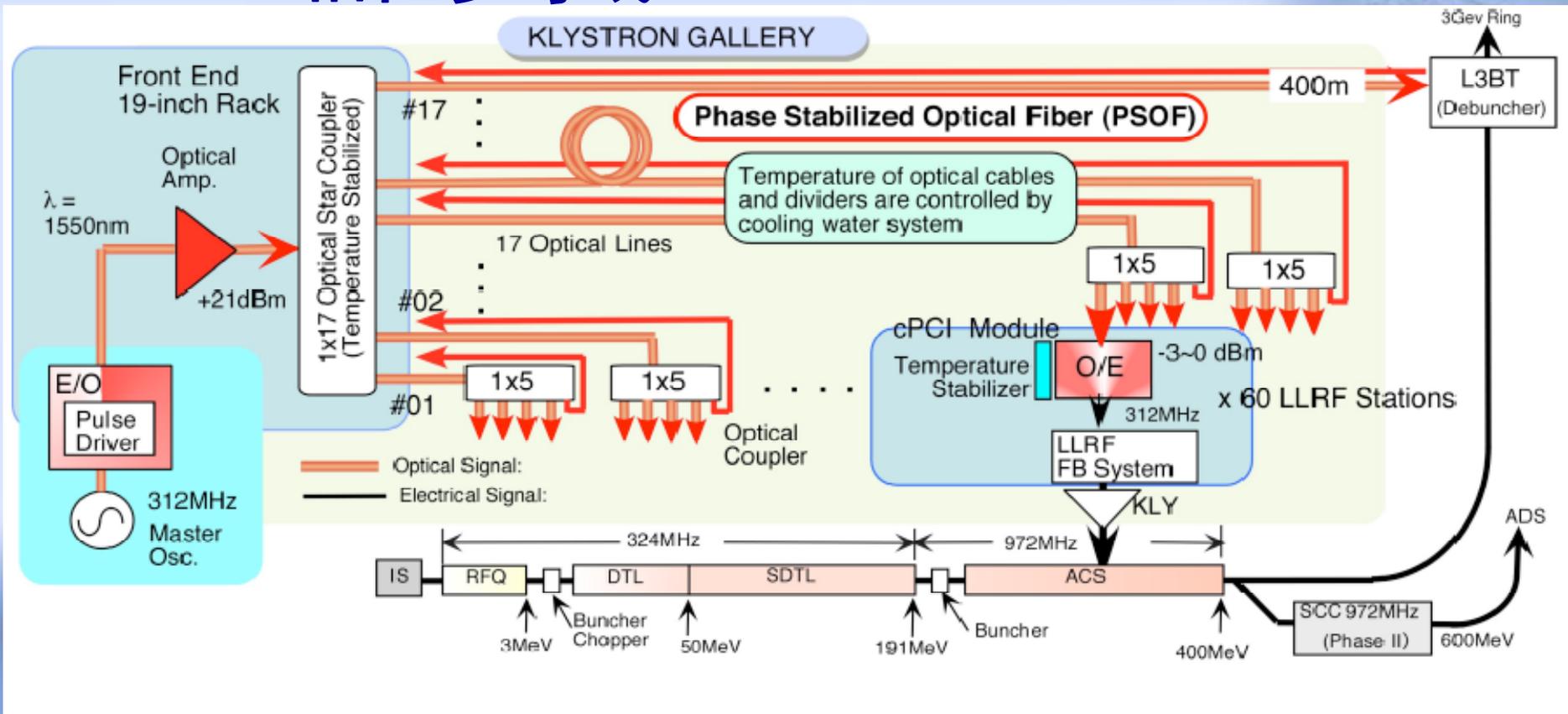
Andrew Heliax LDF5-50A稳相电缆，在20°C至40°C温度范围内其电长度温度系数为5ppm/°C，波速为0.89c，衰减系数0.078dB/m。



RF频率2856MHz，安装于200m长的BEPCII直线加速器速调管长廊，参考线恒温系统将温度控制在 $\pm 0.2^\circ\text{C}$ ，因此在200m长的参考线末尾处的相位漂移为 $\pm 0.77^\circ$ 。



# J-PARC相位参考线 -1

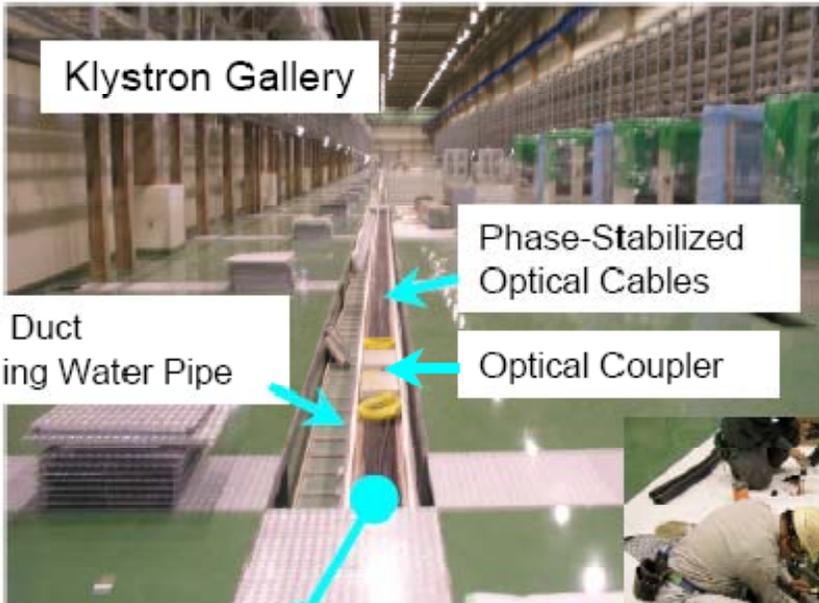


参考信号分配系统 (300米长, 频率312MHz, 光电转换→稳相光缆+恒温水+隔热层→电光转换)。

指标要求: 参考信号的相位变化必须保持在  $\pm 0.1^\circ$  以内。

# J-PARC相位参考线 -2

1x17 optical coupler set in an oven



Insulated Duct with Cooling Water Pipe

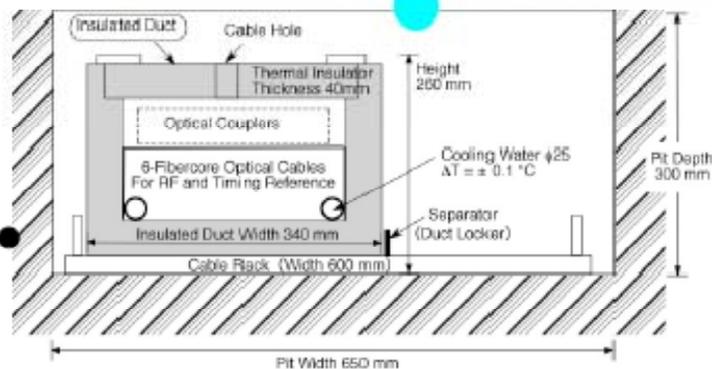
Phase-Stabilized Optical Cables

Optical Coupler



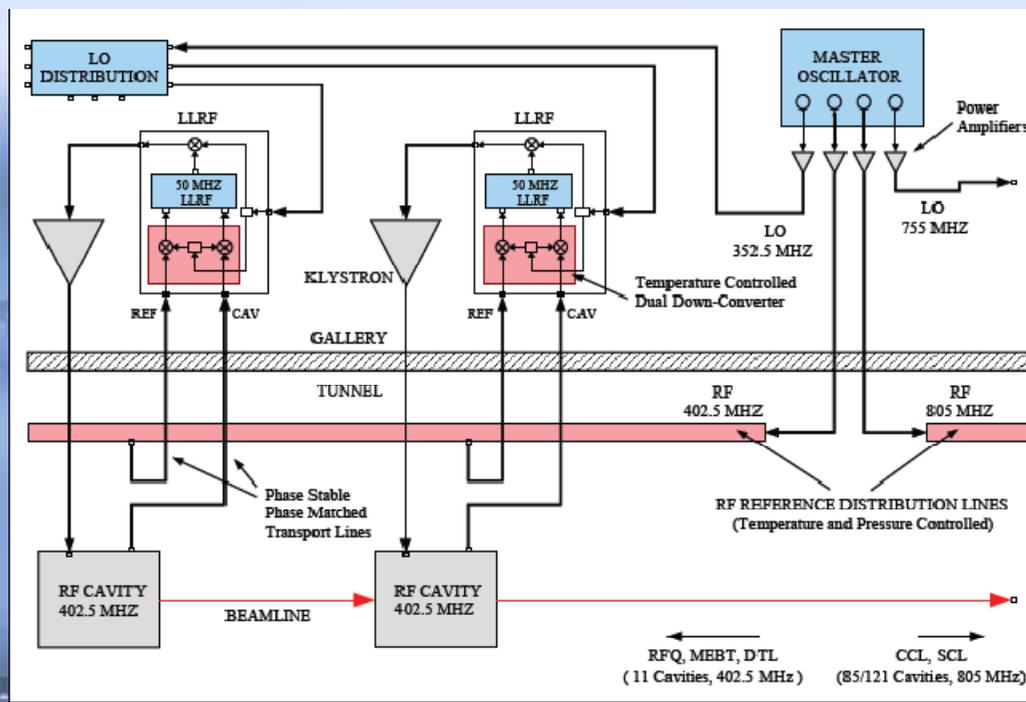
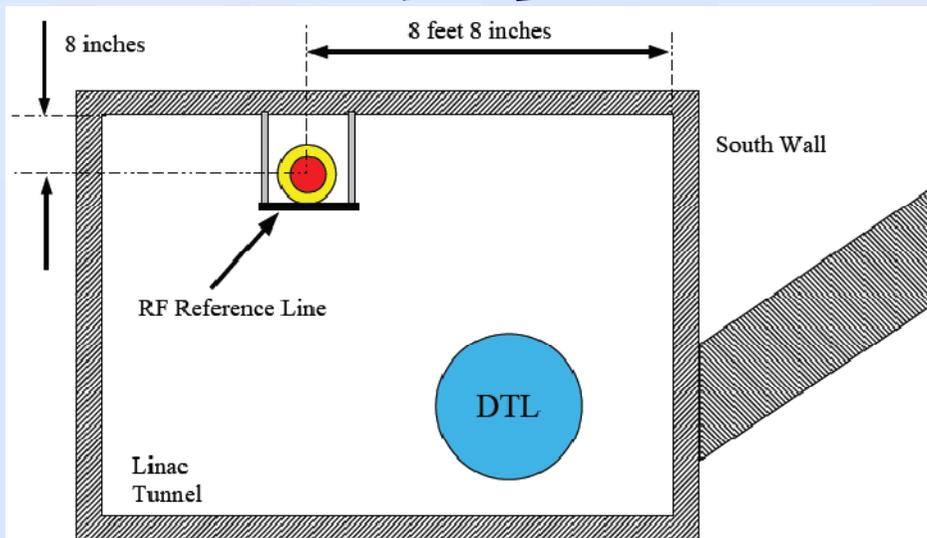
• Insulated duct set in the under-floor cable trench.

• Cooling water temperature is controlled to be  $29 \pm 0.1$  deg. C



Cross section of the under-floor cable trench

# SNS相位参考线 -1



SNS相位参考线安装于加速器隧道内加速腔的上方，腔场取样信号电缆与参考信号取样电缆在选型、长度及从隧道中引出的路径是完全相同的，其目的就是在无保温措施的情况下，这对电缆由于温度引起的相移程度能够达完全相同匹配，即，被测腔场信号与参考信号在经过这对无保温的电缆传输后，二者之间的相对相位关系是维持不变的，在利用本振信号LO进行下变频及数字I/Q解调时，由于线路采取了平衡对称的拓扑结构，因此这对电缆的相移不会对I/Q解调的结果带来影响。

# SNS相位参考线 -2

在隧道内安装参考线，最大的麻烦就是器件的抗辐射问题。一般线缆的介质材料是聚四氟乙烯 (teflon)，其特点是在较宽频率范围内的介电常数和介电损耗都很低，而且击穿电压较高，但它不适合用于辐射环境，其耐辐射性能较差，受高能辐射后引起降解，高分子的电性能和力学性能均明显下降。因此SNS隧道内的RF器件几乎全部是定制的。

Material	Total Integrated Dose (MRad)
Teflon	0.1
Nylon	1
Polyethylene	100

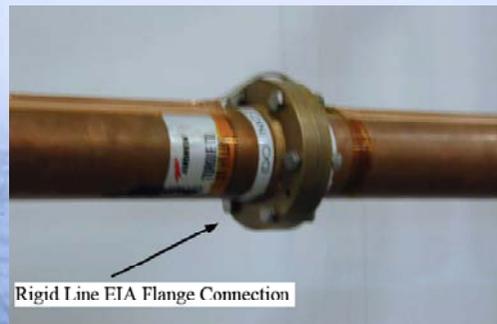
聚四氟乙烯

聚乙烯

- 前端及DTL: 2Rad/hr,  
40年总累积剂量 = 0.4MRad
- SCL束流线附近: 60Rad/hr,  
40年总累积剂量 = 12MRad



22dB Rigid Line Directional Coupler



Rigid Line EIA Flange Connection

## SNS隧道内同轴传输线特性

- Andrew公司3-1/8” 铜质硬同轴线
- 每段长度 20feet (6.1 m)
- EIA 法兰接口
- 传播速度= 0.99c
- 衰减量 0.65dB/100m @402.5MHz
- 总长度 140feet (42.67m)
- 主线损耗 = 0.3dB
- 波长 = 73.8cm @402.5MHz
- 总长度折算的波长数 42.67m /73.8cm = 57.8 Wavelengths
- 无半软段或可伸缩接头

## SNS相位参考线 -3

- 参考线的恒温技术要求：  
 $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$
- 加热带附着在硬同轴线的上部和底部，加热输出梯度为  
 $8\text{W}/\text{ft}$
- 同轴线由1.5”厚的玻璃纤维隔热材料管道包裹起来，每段管道长3英尺
- 3-1/8”同轴线内为空气介质，用专用设备保持同轴线内的空气干燥及压力恒定（2.0 psig）



温控机箱

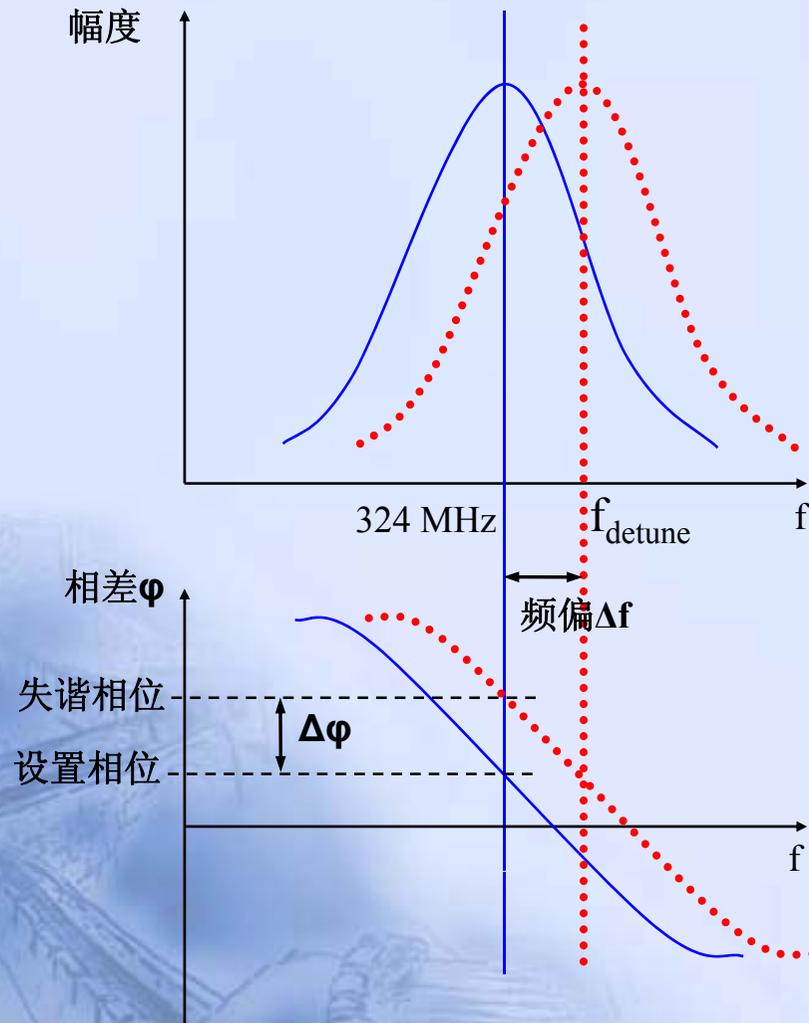


压力控制系统

## 加速器腔体的谐振频率控制 -1

- 加速器腔体受环境温度的影响，导致分布电感和分布电容的变化，因此其谐振频率会发生偏移——“失谐”。腔体失谐后，反射功率增大，腔体“吃不进”功率，闭环反馈控制系统无法正常控制，将会有振荡发生。
- 必须有谐振频率控制机构对腔体的谐振频率进行在线监测，当超出设定阈值时，及时进行调整，使腔体谐振频率回到工作频率。

# 加速器腔体的谐振频率控制 -2



如何监测腔体的谐振频率？

$$\Delta\phi = Q \frac{\Delta f}{f}$$

腔体输入RF与输出RF的相差  $\phi \rightarrow$  谐振频率  $f$

如何调整失谐的腔体？

Q值越高，在微扰作用下场的畸变就越灵敏。

环境温度变化  $\rightarrow$  腔体几何尺寸变化  $\rightarrow$  分布电容和分布电感变化  $\rightarrow$  监测相差  $\phi$  超出设定阈值  $\rightarrow$  伸入拔出调谐器，或调整腔体冷却水温度  $\rightarrow$  改变分布电容和分布电感  $\rightarrow$  重回工作频率谐振点

# 高频连锁保护

- **“Watcher Lo”** – 在数调管输出口监测反射功率值，一旦超过预置门限快速切断RF (如，TH2089速调管门限为20 kW).
- **驻波比 VSWR meter--**
  - 速调管输出口
  - 腔体功率输入耦合器
- **打火探测器Arc detector--**
  - 速调管输出窗
  - 环行器铁氧体盘
  - 腔体
- **功率传输线冷却系统保护 --**
  - 环行器及其水负载的水冷
  - 魔T水负载的水冷
- **腔体故障 (真空、水冷、.....)**

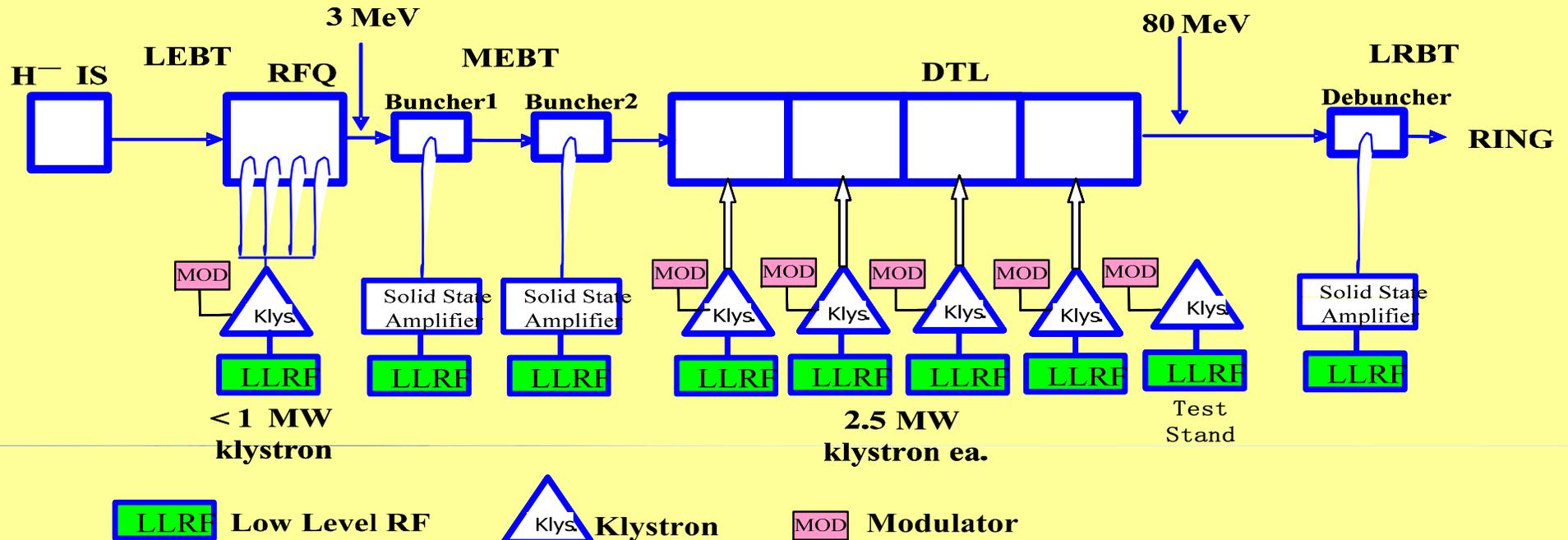
注:

●一次阻塞(single blocking): 当检测到故障信号之后, 以us级的响应速度, 封锁本脉冲内的RF输出和加速器的束流, 但在下一个脉冲恢复正常。

●永久阻塞(permanent blocking): 如果在1秒钟之内, 一次阻塞次数达到N次, 则永久停掉RF信号输出和加速器的束流, 恢复须手动复位。

# CSNS直线射频系统概况

- 五台速调管功率源驱动一个RFQ加速腔和四个DTL加速腔
- 三台固态放大器RF功率源驱动两个MEBT 聚束腔 ( buncher ) 和一个LRBT ( debuncher )
- 每套数字低电平LLRF系统独立控制每个加速器腔体的幅度及相位
- 所有功率源的工作频率都是324MHz，重复频率为25pps，RF脉宽为650us，RF占空比为1.625%

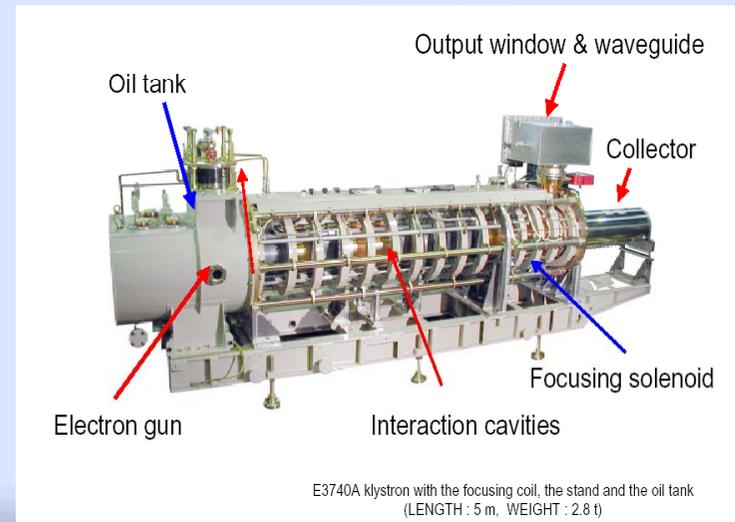
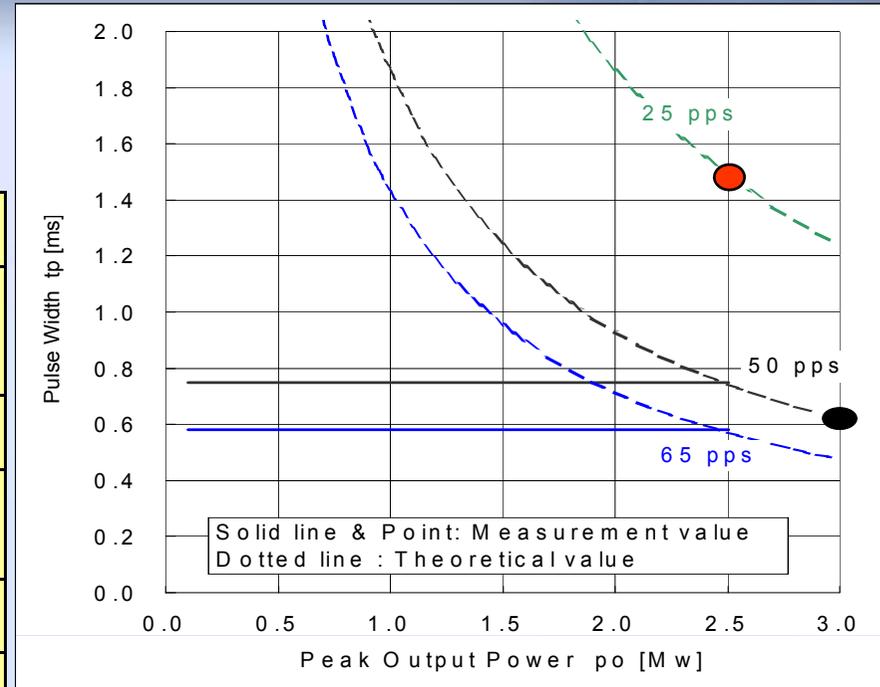


# 速调管

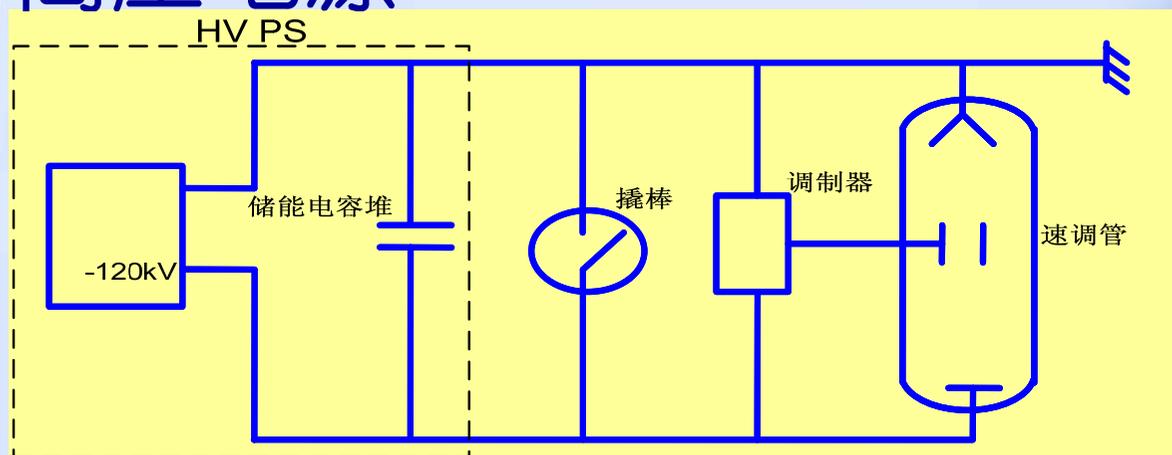
CSNS速调管射频功率源基本技术要求

频率	324 MHz
饱和峰值输出功率	2.5 MW for DTL ( < 1 MW for RFQ)
重复次数	25 Hz
注电压脉冲宽度	700us
RF脉冲宽度	650us (Max.)
效率	55% (Min.)
增益	50dB (Min.)

- Toshiba公司E3740A速调管在2.5MW脉冲功率输出、重复次数25pps运行条件下，RF脉冲宽度可达1.5ms。
- CPI公司324MHz速调管已处于研发阶段，其最大输出功率可达3MW，占空比可达3.33%。



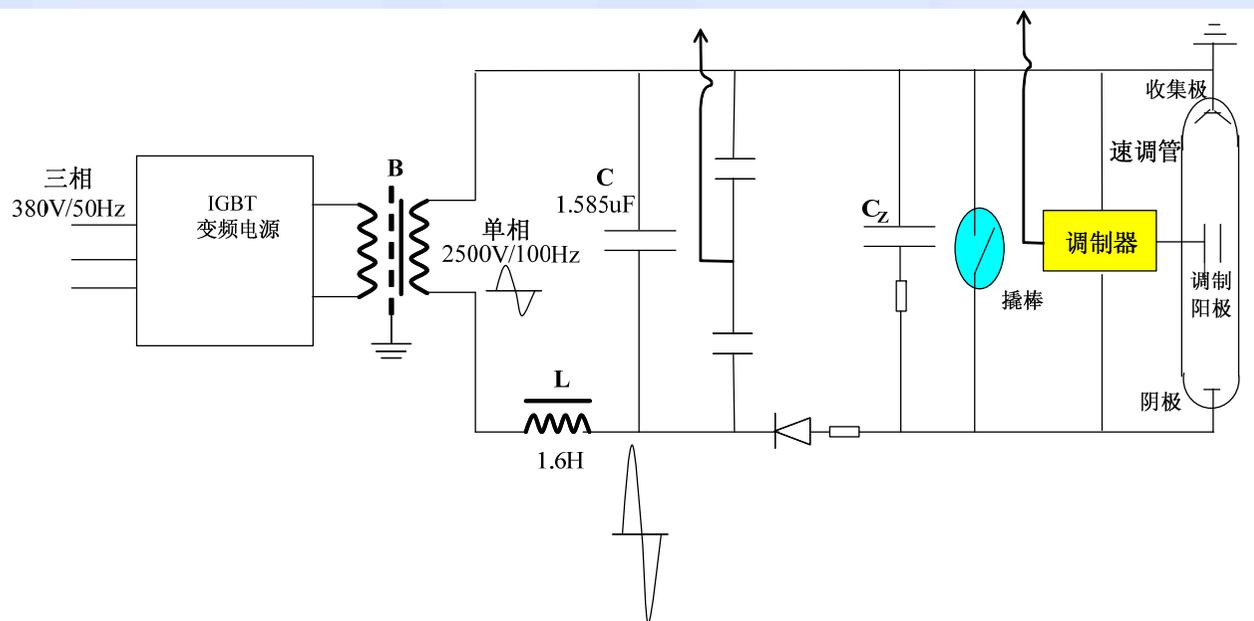
# 速调管高压电源



- 三极式速调管
- 直流高压电源为速调管阴极提供恒定的负高压 ( $V_k$ )
- 三极式调制器产生速调管调制阳极脉冲电压 ( $V_a$ )，用以控制速调管输出的脉冲RF功率

- 撬棒是必要的高电压大电流快速保护装置，在速调管打火时，为了保护昂贵的速调管，撬棒必须在几 $\mu\text{s}$ 内迅速把储能电容堆和速调管内部的能量泄放掉。

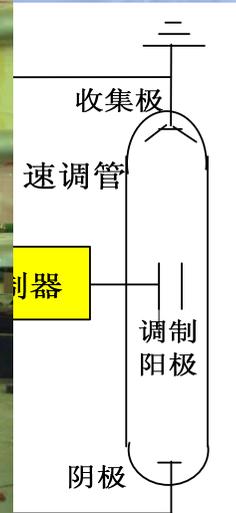
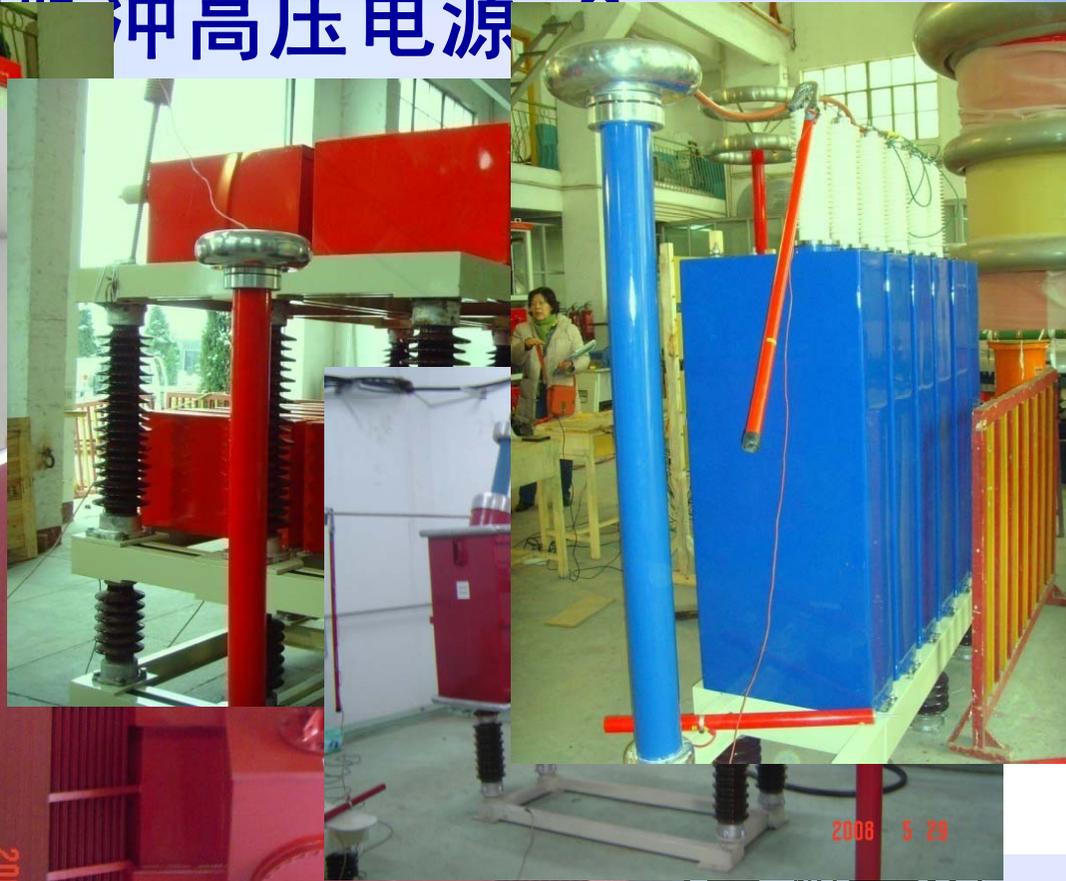
# 交流串联谐振脉冲高压电源 -1



优点：  
省去了高压变压器及多相高压整流器→线路结构简单→  
可靠性高、故障率低、便于维护

- 交流电抗器L与交流电容器C组成串联谐振回路，固有谐振频率为  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 100\text{Hz}$
- 利用IGBT变频电源，来自电网的50Hz三相380V电压转换为100Hz单相2500V电压
- 通过谐振的作用，在谐振电抗器与谐振电容器的连接端会得到峰值120kV正弦波交流电压
- 高压隔离硅堆将交流谐振回路与直流储能电容堆C<sub>Z</sub>隔离开，只利用120kV正弦波交流谐振电压的半周对直流储能电容堆进行充电
- 调制器以25pps重复次数工作，其脉冲放电时间正好处于120kV正弦波交流谐振电压的峰值附近，即调制器的脉冲放电时间要与谐振回路的交流峰值严格同步

# 传统串联谐振脉冲高压电源

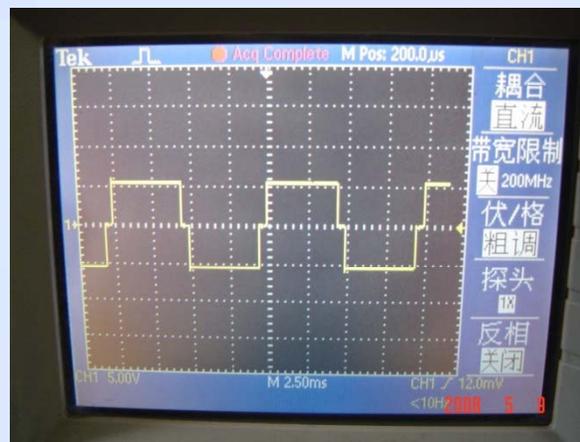


传统的串联  
是用作脉冲

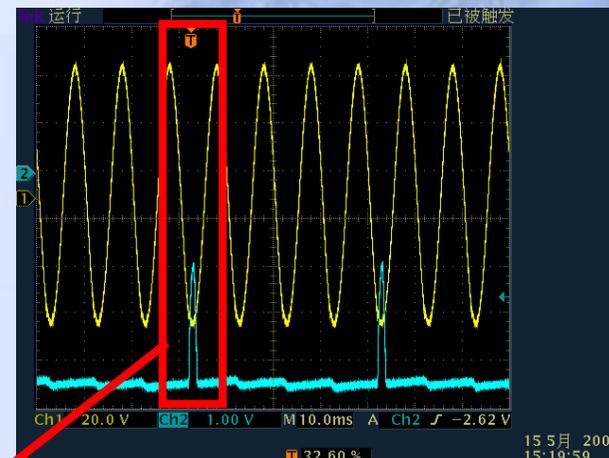
电源方案——  
次尝试

# 交流串联谐振脉冲高压电源 -3

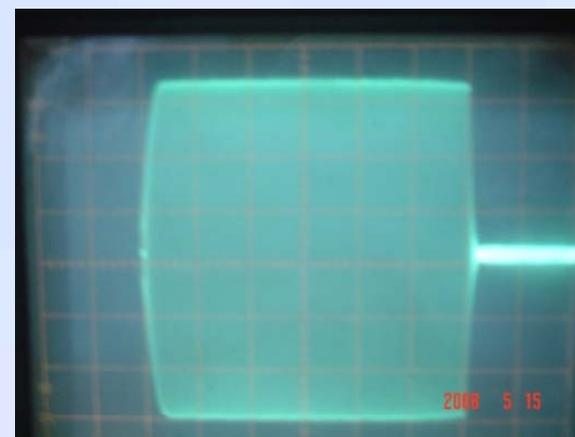
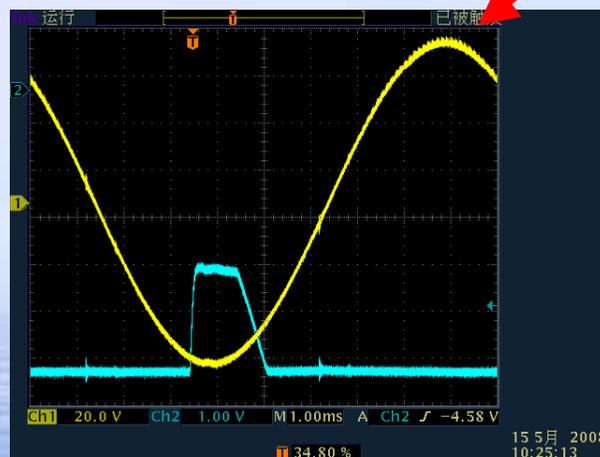
2008年6月5日，电源样机通过了验收测试，被测技术指标均达到设计要求。在速调管阴极电压66kV、RF峰值输出功率420kW的工作条件下，AC/DC转换效率可达88%。



Output voltage of frequency converter power supply



AC resonance charging voltage vs. klystron m-anode voltage



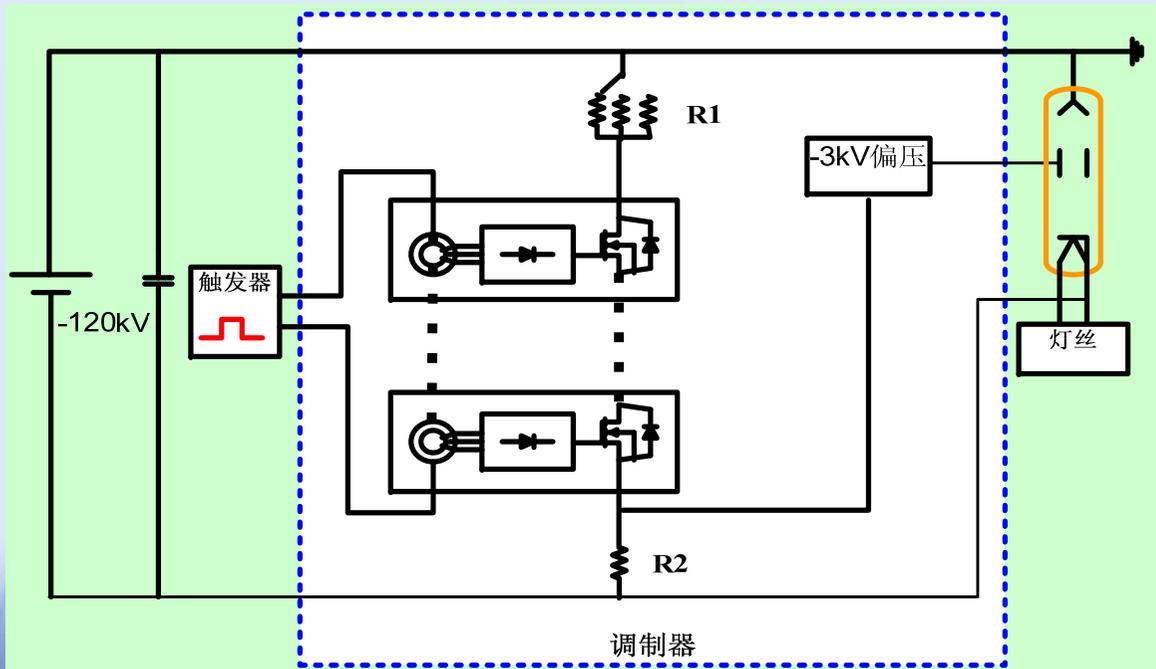
klystron output RF power

# 交流串联谐振脉冲高压电源 -4

## 设计指标与验收测试结果

		设计值	测试结果
<b>LC 谐振频率<math>f_0</math></b>		<b>100Hz</b>	<b>100.09Hz</b>
交流电抗器	电感量	<b>1.6H</b>	
	无载 $Q_0$	<b><math>\geq 250</math></b>	<b>&gt;350</b>
交流电容器	电容量	<b>1.585uf</b>	
	正切损耗	<b>0.08%</b>	<b>0.04%</b>
直流储能电容堆电容量		<b>6.34uf</b>	
脉冲放电重复次数		<b>25pps or 50pps</b>	
脉冲放电宽度		<b>1ms</b>	

# 调制器 -1



◆ 高压半导体开关由150个场效应管 ( FET) 串联组成，设计开关动作耐压120kV。

◆ 高压半导体开关位于高压电阻分压器的上拉电阻与下拉电阻之间，在触发脉冲使高压开关处于脉冲导通期间，速调管调制阳极电压受控于高压电阻的分压比，且分三档控制，使速调管工作于最佳导流系数。

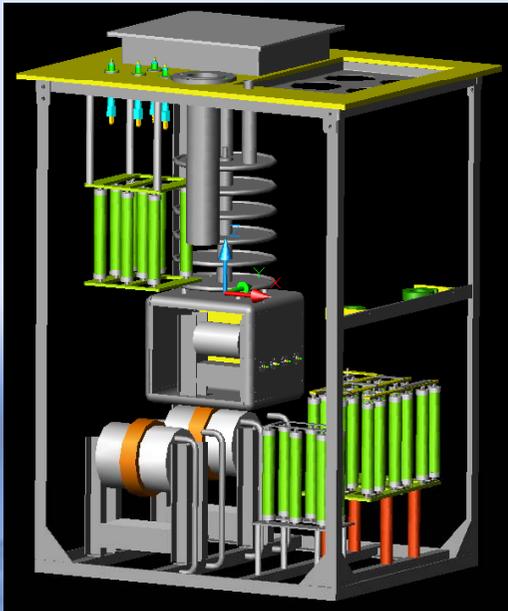
## 半导体高压开关 (HVS-120K20)

额定电压	-150k V
最大开关动作耐压	-120k V
脉冲电流	3A
脉冲宽度	700 $\mu$ s
重复次数	50 pps
信号输入	TTL 或光信号

# 调制器 -2

## 调制器设计指标:

- ◆ 动作电压 -120kV
- ◆ 脉冲电流 1A
- ◆ 脉冲宽度 700us



内部结构



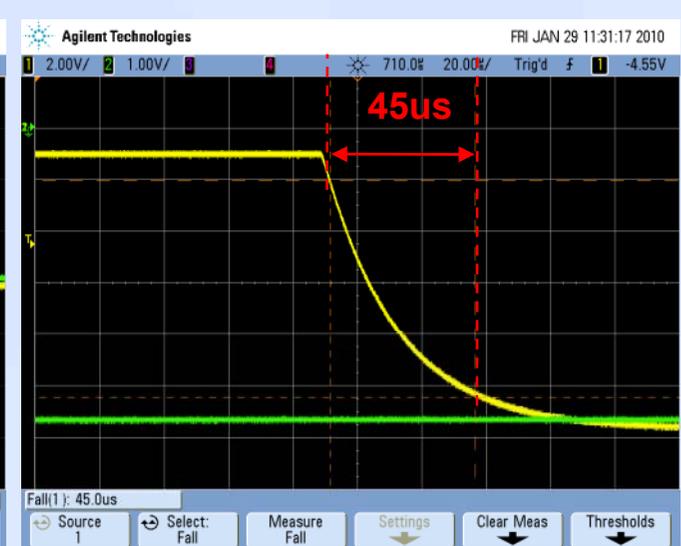
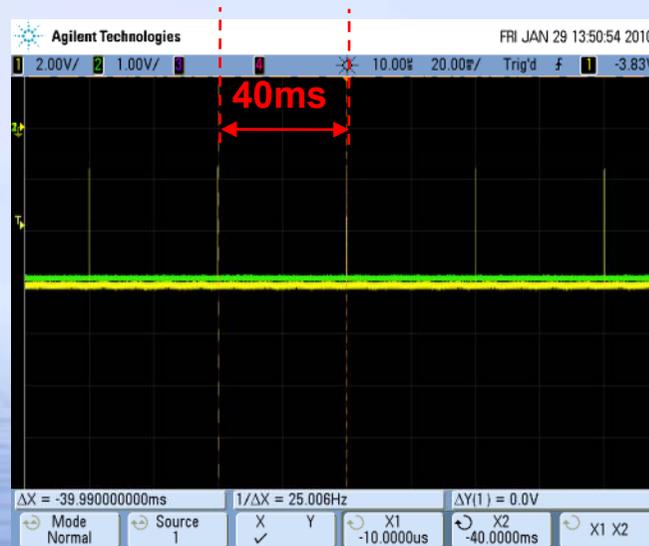
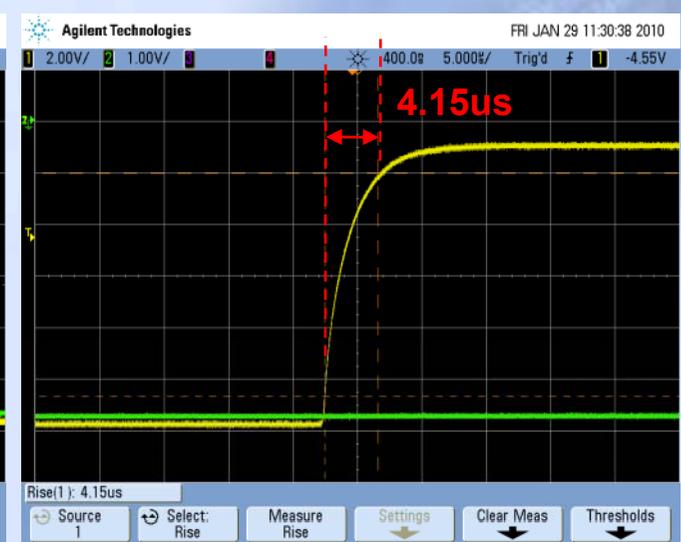
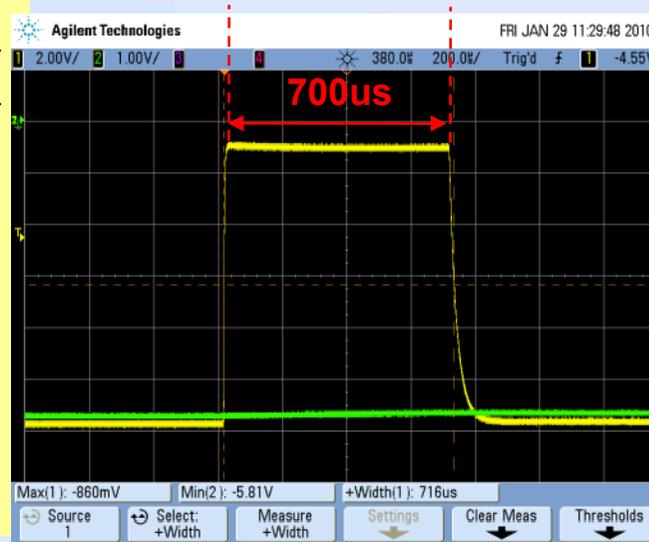
实物外观

167cm (L) \* 133cm (W) \* 162cm (H)  
2.42吨

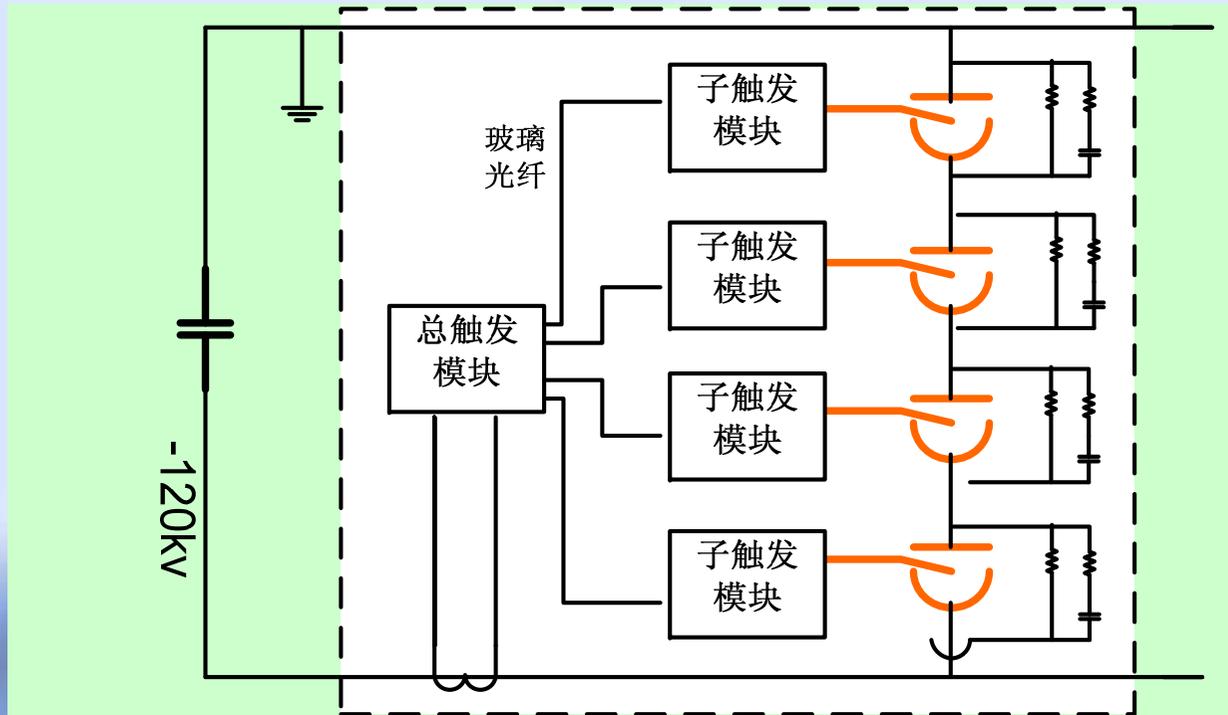
# 调制器 -3

在无载条件下（未加速调管负载）的测试结果：

工作电压 -120kV  
重复次数 25pps  
脉冲宽度 700us  
脉冲上升时间 4.15us  
脉冲下降时间 45us



# 撬棒 -1



引燃管 (7703EHVNP)  
峰值阳极电压  $50\text{kV}$   
峰值阳极电流  $100\text{kA}$

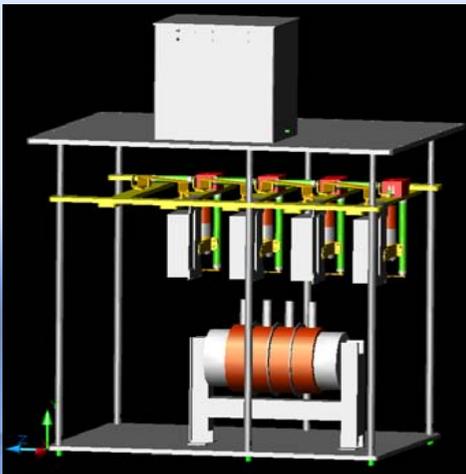
◆  $4 \times 50\text{kV}$ 引燃管串联使用

◆ 每个引燃管由一个子触发模块触发驱动，一个四路输出的总触发模块再经由玻璃光纤控制四个子触发模块

## 撬棒 -2

### 撬棒设计指标:

- ◆ 直流耐压 -120kV
- ◆ 峰值放电电流 40kA
- ◆ 动作响应时间 <6us



内部结构



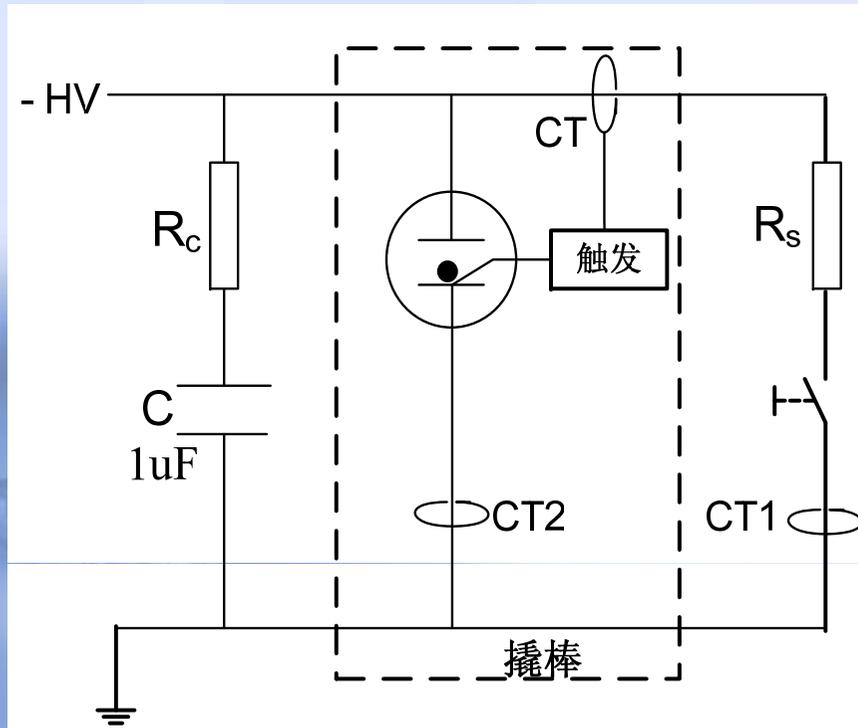
实物外观

129cm (L) \* 85cm (W) \* 114cm (H)

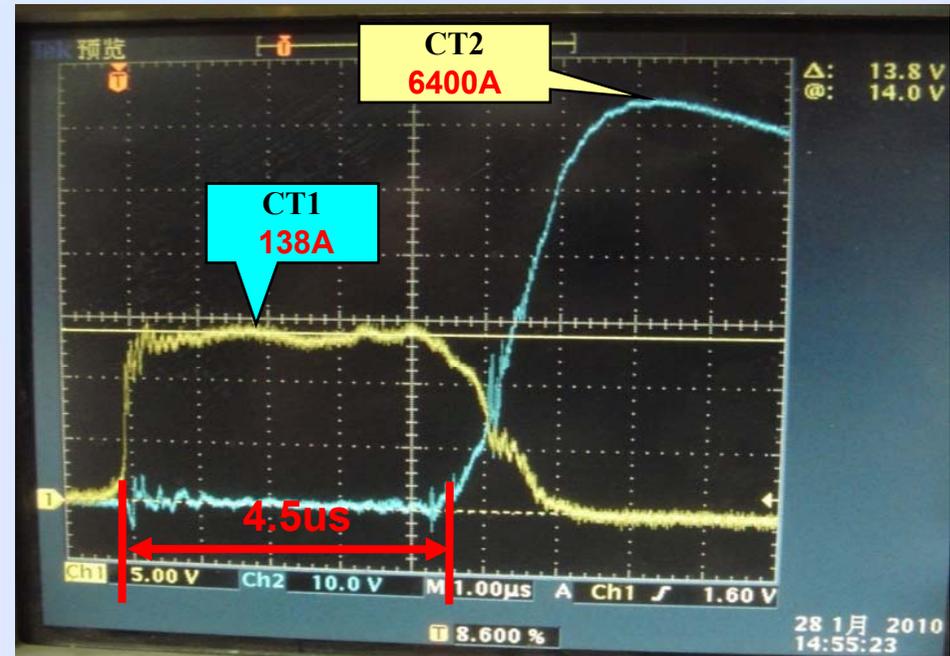
1.1吨

## 撬棒 -3

在搭建的高压试验台上，-120kV满电压初步实验结果表明撬棒样机的动作响应时间小于**6 $\mu$ s**，优于设计指标。

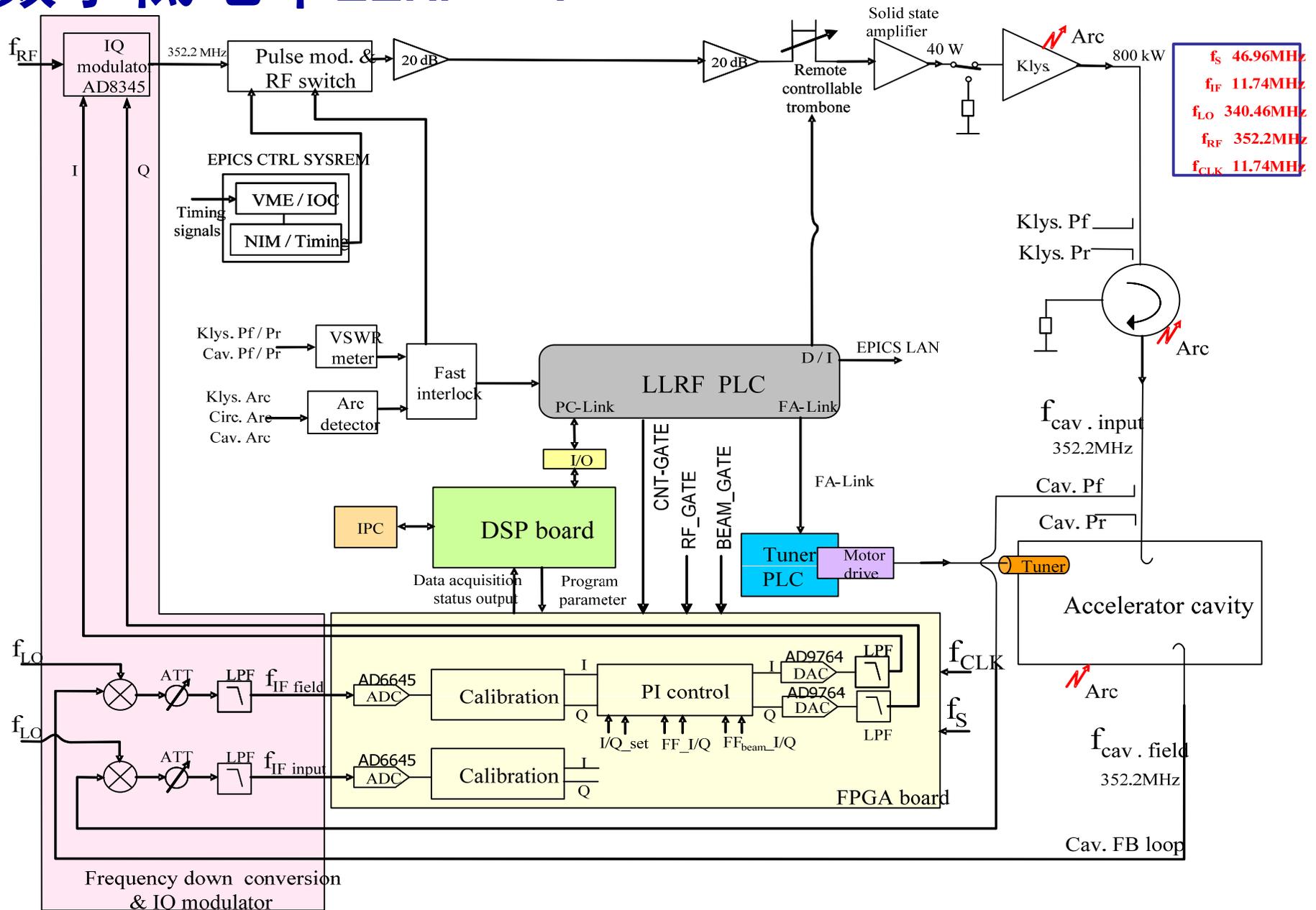


撬棒测试线路

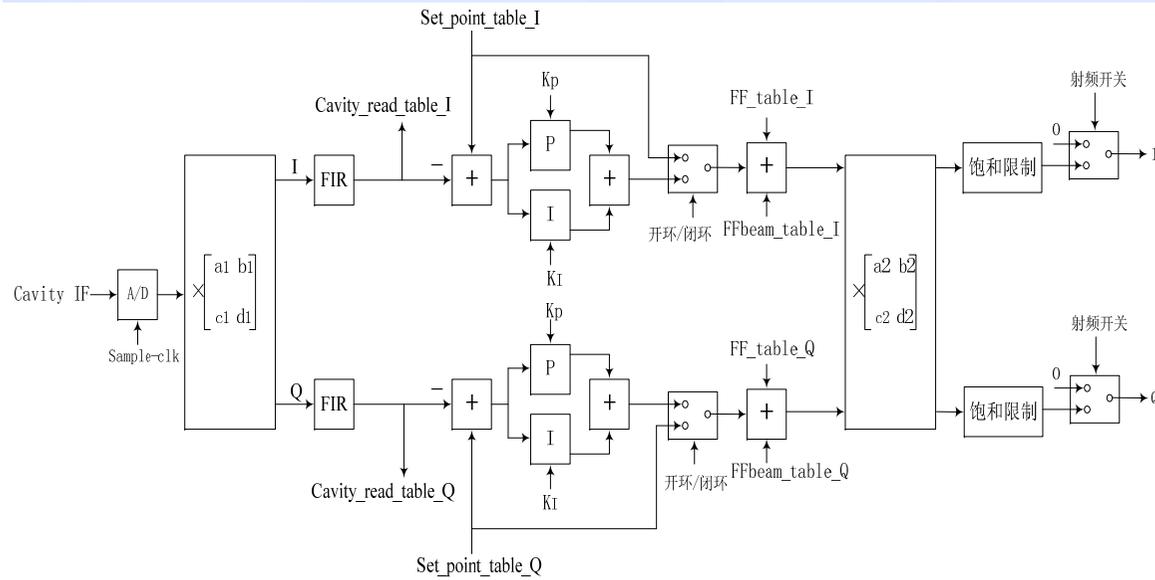


自触发启动至放电开始的响应延迟时间  
仅为**4.5 $\mu$ s**

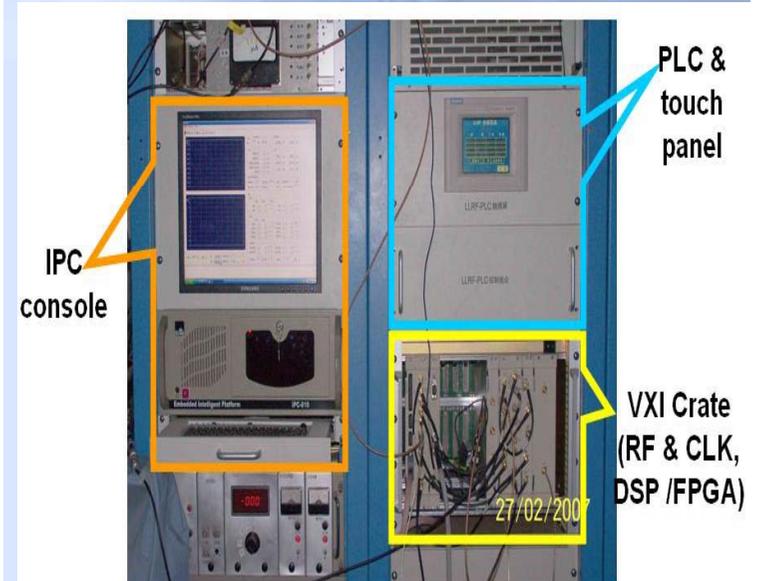
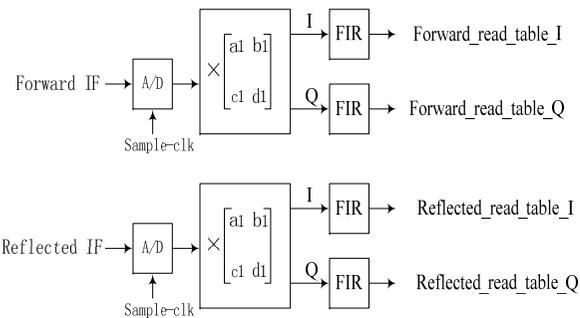
# 数字低电平LLRF -1



# 数字低电平LLRF -2



FPGA内部算法



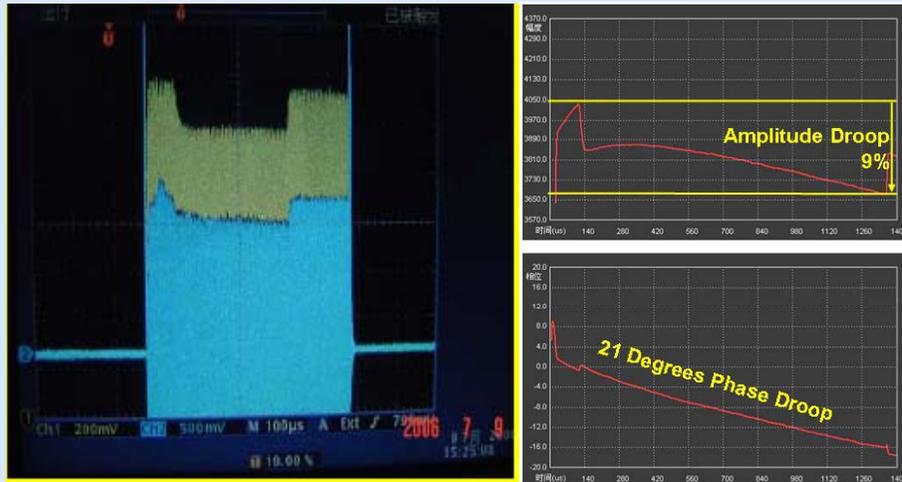
# 数字低电平LLRF -3

## 设计指标与验收测试结果

		设计值	测试结果
重复次数		50pps	
RF脉冲宽度		1.4ms (束流脉冲宽度: 1.2ms )	
腔场控制	幅度误差	+/- 1%	+/- 0.3%
	相位误差	+/- 1°	+/- 0.4°

# 数字低电平LLRF -4

## 束流负载补偿效果

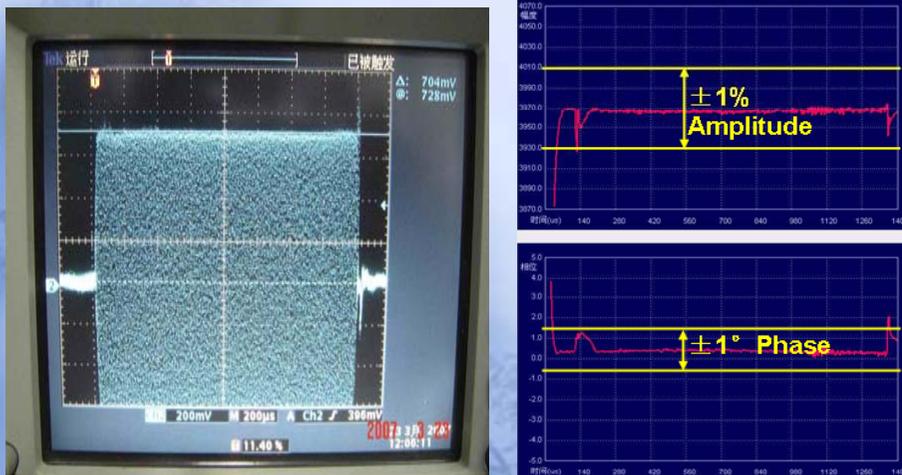


腔场波形

无LLRF  
闭环控制

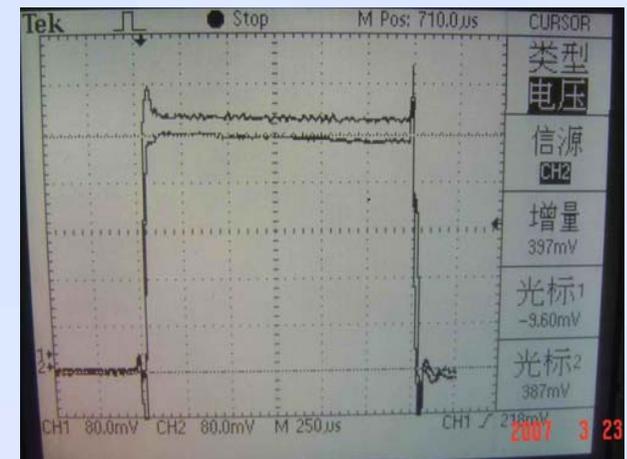


RFQ 入口与出口束流波形



LLRF 闭环控制 @出口束流 44.5mA

传输效率 91.6%



# 课后练习题

1. THALES TH2089速调管工作于352MHz，当其阴极电压加至-88kV、导流系数 $p=0.7 \cdot 10^{-6} \text{A/V}^{3/2}$ 时，速调管的输出功率可达1MW，请计算速调管的阴极电流和效率 ( $\eta_{\text{RF/DC}}$ ) 各是多少？
2. CSNS直线RF系统射频频率为324MHz，若相位参考线信号频率与之相同，线型选用Andrew Heliax LDF5-50A稳相电缆，在20°C至40°C温度范围内其电长度温度系数为，波速为0.89c，且参考线恒温系统将温度控制在 $\pm 0.1^\circ\text{C}$ ，如果参考信号传输线末尾处的相位变化要求必须保持在 $\pm 0.1^\circ$ 以内，请计算相位参考线从始端至末端最长能传输多少米？（注：光速 $c=3 \times 10^8 \text{m/s}$ ）
3. 在高频低电平控制系统中，相控指标要求将相位控制在 $\pm 1^\circ$ ，而加速器腔体谐振频率控制是通过检测相差 $\varphi$ 间接控制谐振频率 $f$ ，请说明这两个相位（相控指标中的“相位”和腔体谐振频率控制中的“相差 $\varphi$ ”）的物理概念？并简述谐振频率控制的基本过程？