

回旋加速器双 D 形盒电路带有平衡装置的频率自动微调系统

徐历学 余调琴

(中国原子能科学研究院, 北京)

本文叙述了回旋加速器 D 形盒电路, 利用频率自动微调原理, 研制的稳定 D 形盒高频电压的装置。并介绍了实现的方法。

目前, 这一装置已经用于 1.2 米回旋加速器中, 得到了满意的结果: (1) 谐振腔的频率稳定度 $\leq 10^{-4}$; (2) 共振电压相对失谐电压 $\leq 2\%$; (3) 两个 D 形盒高频电压的相对变化率 $\leq \pm 2\%$ 。

关键词 回旋加速器, D 形盒电路, 频率自动微调原理。

一、引言

回旋加速器 D 形盒电路, 由于高频电流和粒子轰击引起的热效应, 使 D 形盒容易变形。我所的回旋加速器改进后, D 形盒骨架较软, 变形更厉害, 导致 D 形盒电路自然频率漂移, 使 D 形盒高频电压不稳。因此, 在一九八三年底提出了研制稳频这一科研题目。

为实现回旋加速器双 D 电路带有平衡装置的频率自动微调系统, 必须解决的问题有: (1) 高灵敏度鉴相器; (2) 系统能工作于脉冲状态; (3) 两个 D 形盒适应加速电压的需要, 保持相对平衡; (4) 系统漂移小、抗干扰能力强; (5) 排除系统过调振荡。

为了解决了上述几个技术关键, 我们设计了一种比较简单合理的电路。

二、系统工作原理

本系统分两个部分, 通过谐振腔的调谐机构, 系统呈闭环状态工作。电路方框图示于图 1。

1. 鉴相系统。它包括移相器、鉴相器、前置放大器、采样保持电路、延时触发器、两个差分放大器、四个功率放大器和两套带有伺服电机的调谐机构。

电容探头从谐振腔感应来的高频讯号, 通过移相器移相后, 和频率标准讯号同时输入鉴相器。鉴相器将相位差转换成电压讯号, 再经前置放大器放大后, 输入采样保持电路, 使脉冲讯号变成直流讯号输出。其输出讯号经两路“差分放大器”放大后, 通过二极管鉴别后, 变成单向电压讯号。其中, 差放 1 输出的是正讯号, 通过二极管正向导通, 输出的永远是正讯号; 差放 2 输出的是负讯号, 通过二极管反向导通, 输出的永远是负讯号。正讯号经过功放 1、功放 3 放大后, 控制两台伺服电机正向转动, 使谐振腔频率增加; 负讯号经过功放 2、功放 4 放大后, 控制着这两台伺服电机反向转动, 使谐振腔的频率降低。实现了双

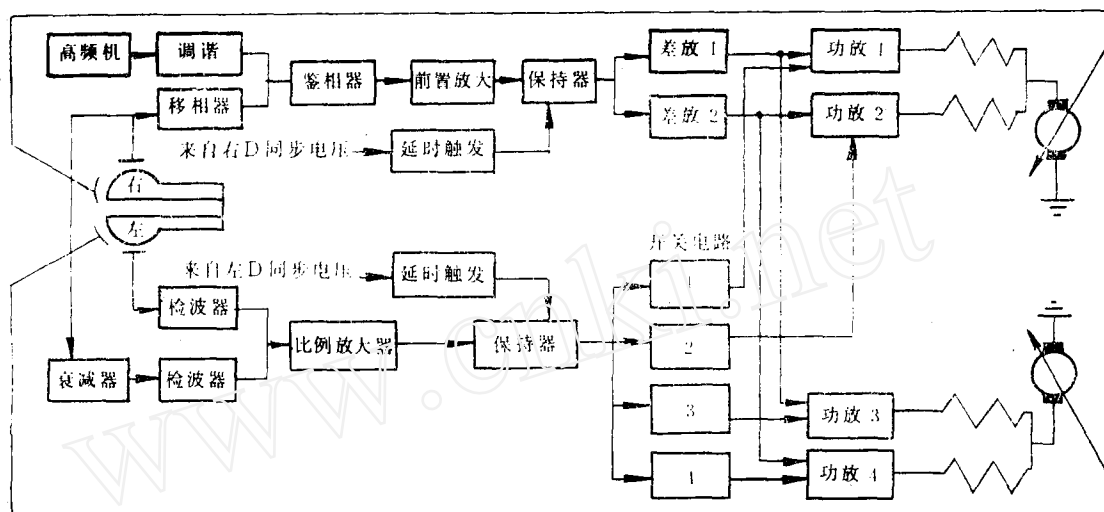


图 1 电路方框图

D 频率自动微调。

鉴相器电路示于图 2。

这个电路的定量关系如下：通常，二极管特性曲线可用数学式近似表示为

$$I \doteq a_0 + a_1V + a_2V^2$$

式中， V 是二极管上的电压； a_0 、 a_1 、 a_2 是系数。

在图 2 中， BG_1 — BG_4 管中电流可分别写为

$$\begin{cases} i_1 = a_0 + a_1(-V_1 - V_2) + a_2(-V_1 - V_2)^2 \\ i_2 = a_0 + a_1(V_1 - V_2) + a_2(V_1 - V_2)^2 \\ i_3 = a_0 + a_1(-V_1 + V_2) + a_2(-V_1 + V_2)^2 \\ i_4 = a_0 + a_1(V_1 + V_2) + a_2(V_1 + V_2)^2 \end{cases}$$

式中， $V_1 = V_{1m} \sin \omega t$ ； $V_2 = V_{2m} \sin(\omega t + \varphi)$ ； φ 是两个讯号的相位差。

负载电阻 R_m 的电流为

$$i_M = (i_1 + i_4) - (i_2 + i_3)$$

负载电阻通过的电流瞬时值为

$$i_M = 8 a_2 V_1 V_2 = 8 a_2 V_{1m} V_{2m} \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

负载电阻通过的电流平均值为

$$\begin{aligned} \bar{I}_M &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi 8 a_2 V_{1m} V_{2m} \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi) dt \\ &= 4 a_2 V_{1m} V_{2m} \cos \varphi \end{aligned}$$

上述关系表明：流过负载 R_m 电流的平均值是 V_1 、 V_2 相位差的余弦函数。其输出电流图形示于图 3。

当谐振腔的频率 f_H 与频率标准 f_T 共振时， V_1 和 V_2 的相位差为零，鉴相器输出应当为正最大值。为了使谐振腔共振时鉴相器输出为零值，将输入讯号 V_2 经一移相器，移相后使两者之间的相位差为 90° 。此时，鉴相器输出为零，系统投入工作进入自动稳频。

鉴相器输出是个微弱脉冲讯号，经前置放大后，输出波形不可避免地存在着前后沿尖

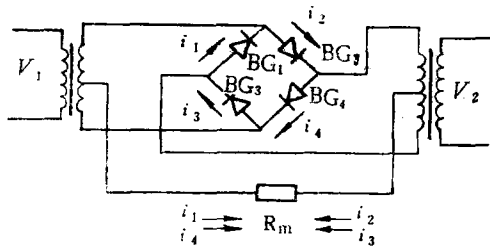


图 2 鉴相器原理图

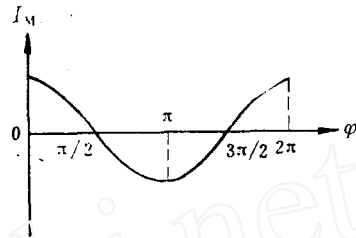


图 3 输出电流曲线



图 4 前置放大器输出波形

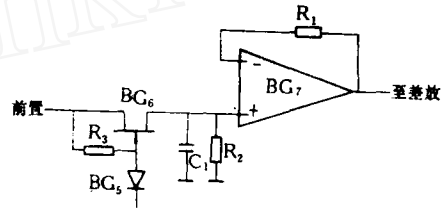


图 5 采样保持电路

端讯号, 如图 4 所示。

采样保持电路示于图 5。

场效应管由一个同步门控脉冲讯号控制, 只要选择脉冲宽度周期合适的门控讯号, 就可使电路采样工作时避开前后沿尖端, 并使原来的脉冲讯号变成直流输出。如图 6 所示。

为了抑制伺服系统过调引起谐振腔振荡, 在两路差分放大器输入端分别附加一正一负门限电压, 其值为 ± 0.2 伏。相当于谐振腔自然频率变化 $\pm \Delta f_H$ 时, D 盒高频电压降落 0.5 kV。当谐振腔失谐, 输出电压超过门限电压, 伺服系统工作, 小于门限电压, 伺服系统不工作。

2. 平衡系统。它包括两个左右 D 盒检波器、比例放大器、采样保持电路和四个模拟开关电路。

为了阐述平衡系统的工作原理, 引用回旋加速器 D 形盒电路。

D 形盒的等值电路如图 7 所示。其中 C_{11} , C_{22} , C_{12} 为两个 D 盒电极对地及相互之间的电容。 L_1 , L_2 为两个同轴筒的电感, C_{K1} , C_{K2} 为输送线末端的耦合电容。

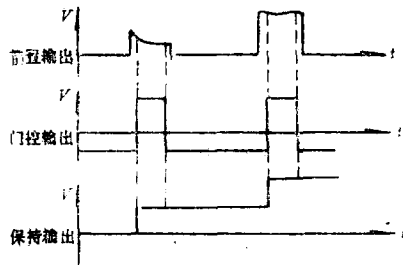


图 6 门控讯号各级波形

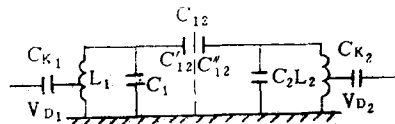


图 7 D形盒电路简化等值电路

一般双 D 形盒电路是非对称的, 故两个 D 极电压 V_{D1} 和 V_{D2} 不相等。为了加速粒子, 必须使 D 形盒电路工作于下频 (即两个 D 形盒电压反相), 才能使电容 C_{12} 有一虚拟的接地电位。分 C_{12} 电容为两部分, 即 C'_{12} 和 C''_{12} 。 C'_{12} 并入电路 $L_1 C_1$, C''_{12} 并入电路 $L_2 C_2$ 。

这样, 两个 D 盒电压的比值应与电容成反比, 即:

$$N = \frac{V_{D1}}{V_{D2}} = \frac{C_{12}''}{C_{12}}$$

根据公式, 改变 $\frac{C_{12}''}{C_{12}}$ 的比值就可以调整 D 电压 $\frac{V_{D1}}{V_{D2}}$ 比值。

根据上述分析, 可设计一个电路, 实现两 D 电压自动控制平衡。

两个检波器探头分别从谐振腔的左 D、右 D 获得高频讯号。检波后的电压讯号, 同时输入比例放大器。比例放大器输出的合成差值电压讯号, 经过采样保持电路, 变成直流电压输出。其输出电压控制着四个模拟开关电路, 分别使四个功放电路截止, 抑制伺服电机转动。其工作过程是:

〈一〉当 D 形盒电路自然频率高于高频机的工作频率时, 谐振腔失谐, 功放电路 2、4 工作, 推动两台伺服电机, 使左 D、右 D 的微调电容同时往里推进, 电容 C_1 和 C_2 要增大。

(1) 设 $V_{右} > V_{左}$, 模拟开关电路 2 动作, 使功放电路 2 截止。右 D 微调电容断开, 左 D 微调电容继续往里推进, 则 $V_{左}$ 上升, $V_{右}$ 下降, 直到两 D 对地电压相对平衡为止。

(2) 设 $V_{右} < V_{左}$, 模拟开关电路 4 动作, 使功放电路 4 截止。左 D 微调电容断开, 右 D 微调电容继续往里推进, 则 $V_{右}$ 上升, $V_{左}$ 下降, 直到两 D 对地电压相对平衡为止。

〈二〉当 D 形盒电路的自然频率低于高频机的工作频率时, 谐振腔失谐, 功放电路 1、3 工作, 推动这两台伺服电机, 使左 D 右 D 微调电容同时往外拉, C_1 和 C_2 要减小。

平衡电路输入端带有衰减器, 可按照两个 D 形盒高频加速电压的需要, 任意选择两 D 电压的比例。

三、系统的特点

1. 采用桥式对称输出鉴相电路, 提高系统灵敏度。
2. 选择采样保持电路, 使系统能工作于脉冲状态。
3. 采用平衡门控电路, 不但使两 D 电压相对平衡, 而且克服了谐振腔过调系统产生振荡。
4. 附加高频调谐回路, 改善频率标准讯号的波形, 提高系统抗干扰能力。
5. 电路简单, 使用方便。

参 考 文 献

谢羲, 原子能科学技术, (2), 69 (1959).