

功率反馈电子直线加速器的频率控制系统

席德勋 庄 亚

(南京大学, 南京 210008)

功率反馈电子直线加速器功率源的频率稳定性与磁控管功率谱的慢漂移、谱的稳定性和谱的形状有关。前两个因素影响管子振荡频率的短期稳定性, 后一个因素影响其长期频率稳定性。频率稳定系统的控制精度可以用以鉴频器的检波器输出信号面积变化表示频率漂移并驱动步进电机伺服的方法来提高。以加速管入口处叠加包络的面积最大值为性能指标, 以磁控管振荡频率跟踪该指标所对应的频率, 可以改善振荡频率的长期稳定性。为了消除调制器对CPU工作的干扰, 可用周期性地强迫CPU复位的办法来保证CPU的控制功能。本系统的频率稳定度为 7×10^{-6} 。

关键词: 频率稳定性 鉴频器 步进电机伺服 叠加包络

一、引 言

用最佳耦合方法实现功率反馈可以使加速器的功率源的利用率达到最大^[1]。当用5MW脉冲磁控管作功率源时, 在2.5m长的加速管出口处, 可以获得能量为20MeV的电子束, 且其束流强度可达该能量时的最大值(约10mA脉冲束流)。

正反馈提高了功率源的利用率, 但是也增强了加速管对磁控管的反射。为了得到稳定的束流, 功率源的频率必须稳定。通常, 影响磁控管振荡频率的稳定性有三个因素: 一是调制脉冲波形, 特别是波形顶部的起伏, 它将影响磁控管功率谱形状的稳定; 二是环境温度的变化使磁控管功率谱沿频率轴产生慢漂移; 三是加速器工作状态改变, 将使加速管对磁控管的反射强度改变, 从而改变磁控管功率谱的形状。前两个因素影响管子振荡频率的短期稳定性, 第三个因素则影响其长期稳定性。在反馈电子直线加速器中第一、第三两个因素更为显著。

为了稳定磁控管的振荡频率, 在调制器中采用降优值电路(dQ电路)以保证调制脉冲顶部稳定, 同时用频率稳定系统调谐磁控管, 使其振荡频率稳定在某一参考值附近。这两种方法可以解决磁控管振荡频率的短期稳定性, 而长期稳定性则要用频率跟踪的办法解决。在稳频系统反馈环上加上具有适应功能的跟踪环, 以加速管入口处叠加包络面积的极大值为性能指标, 使磁控管的振荡频率跟踪性能指标所要求的频率值。

二、频 率 稳 定

对行波电子直线加速器, 通常用腔式稳频方法稳定磁控管的振荡频率。稳频系统中的鉴频器可以用双腔^[2], 也可以用单个腔体, 将磁控管的输出功率耦合一小部分输入腔体, 经过鉴频后, 在检波器上就可以得到鉴频信号, 该信号经过处理后, 驱动伺服系统以调谐磁控管。

当鉴频信号等于某一固定值(对双腔鉴频器,则是其两个检波器的输出相等)并且稳定在该值时,磁控管的振荡频率就稳定在参考频率上。稳频系统原理见图 1。

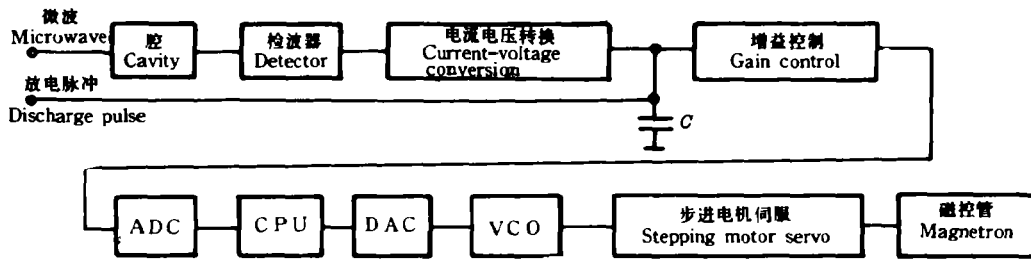


图 1 稳频系统框图

Fig.1 Block diagram of the frequency stabilization system

1. 鉴频器

本系统用单个腔体作为鉴频器,其优值的选定与调制器调制脉冲宽度有关。腔体和磁控管的归一化功率谱分别为

$$P_c(f) = (r^2/4) / [(f - f_c)^2 + (r^2/4)] \quad (1)$$

和

$$P_M(f) = \left\{ \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{2j(f_0 - f)\pi t} dt \right\}^2 = \frac{\sin^2[(f_0 - f)\pi\tau]}{[(f_0 - f)\pi\tau]^2} \quad (2)$$

式中, f_c 和 f_0 分别为腔体谐振频率和磁控管振荡频率; r 为腔体功率谱的半高全宽; τ 是调制脉冲宽度。磁控管功率谱的主瓣宽度很容易由式(2)求出为 $2/\tau$, 其旁瓣宽度为 $1/\tau$, 因此当腔体的 Q 值提高到使 r 接近 $1/2\tau$ 时, 鉴频作用就有可能发生在旁瓣上, 这种鉴频器输出信号对稳频系统已失去意义。尽管可以用幅度甄别的方法避免系统失效, 但对形状不好的磁控管功率谱, 特别是旁瓣相当高的情形, 幅度甄别就可能不起作用。对我们所用的磁控管, 其本调制脉宽为 $\tau = 2.7\mu\text{s}$, 加速器的工作频率是 2856MHz, 于是腔体 Q 值不应高于 15400。本系统腔体 Q 值取 10000, 于是 $r = 285.6\text{kHz}$ 。

为了得到较高的稳频精度, 鉴频工作点应取在鉴频特性斜率较大的部位。鉴频特性(即腔体功率谱曲线)的斜率可由(1)式导出

$$\frac{dP_c(f)}{df} = -\frac{r^2(f - f_c)}{2[(f - f_c)^2 + (r^2/4)]^2} \quad (3)$$

当工作点取在 $f = f_c \pm r/2$ 处时, 其斜率为 $\mp(1/r)$, 且绝对值为最大。考虑到加速器工作时可能遇到不稳定情况, 该工作点处功率谱的宽度(285.6 kHz)不够宽, 所以工作点可取在 $f = f_c \pm \sqrt{3}r/2$ 处, 在该处鉴频曲线的斜率为 $\mp\sqrt{3}/4r$, 且功率谱的宽度为 495 kHz。对本系统而言, 鉴频特性取为功率谱的高频一侧部分, 因而当磁控管振荡频率高于 $f_c - 247.5\text{kHz}$ 时, 频率很快可以锁定在 $f_c + 247.5\text{kHz}$ 处。

为了使在工作点附近鉴频曲线有较大的斜率, 数据输入 CPU 后将被放大一倍, 这样该工作点处的斜率就变为 $-\sqrt{3}/2r$, 此值为斜率最大值的 0.866。

在 $r \gg 2/\tau$ 时, 检波器输出信号形状和调制脉冲形状基本相同, 随着 $|f_0 - f_c|$ 增大而幅度降低, 其幅度变化的规律基本上和鉴频特性一致。当腔体 Q 值增大到使 r 接近 $2/\tau$ 时, 检

波器输出信号不再和调制脉冲形状相近, 而有相当大的畸变, 因而用检波器输出信号幅度的变化表示 f_o 对 f_c 的偏离程度并不合适。鉴频的过程, 在频域中是把腔体的频谱和磁控管的频谱相乘, 将所得功率谱对频率积分就是腔体输出能量, 其值当然取决于 f_o 对 f_c 的偏离。用平方律检波器输出信号对时间积分得到的数值(信号面积)的改变来表示 f_o 对 f_c 的偏离比用输出电压峰值变化表示 f_o 对 f_c 的偏离更为合理。实现信号积分只要将检波器的输出电压波形转换成电流波形, 然后将其对储能电容充电, 电容 C 上的电压就正比于检波器输出信号的面积。用积分的方法对存在脉冲干扰的情形特别有效。

2. 增益控制

用单个腔体作为鉴频器, 要求其功率输入恒定, 否则鉴频器的工作点会发生变化。当加速器使用不同功率时, 可以利用增益控制器, 使鉴频器的工作点不变。图2是增益控制器。左边的电阻网络构成二进制的分压器, 经阻抗转换器将信号加到一组开关上, 开关的通断状态由CPU控制。控制器的总增益为

$$K = \frac{r_o}{r} \left(1 + \sum_{i=2}^N \frac{1}{2^{i-1} \rho} \right) \quad (4)$$

式中, ρ 是开关函数, 当开关合上时 $\rho \rightarrow \infty$, 开关断开时 $\rho = 1$ 。该控制器的增益变化是不连续的, CPU 测得当前调制器的输出功率相对值后, 就自动输出数据控制开关的接通与否(仅输出一次数据)。这种控制开关状态的方法会形成一定的误差, 也就是说鉴频工作点会有改变。就本系统情形, 工作点的偏差可以计算如下: 若控制器有 $N-1$ 个开关, 则增益误差为 $1/2^N$, 工作点($f = f_c + \sqrt{3} r/2$)处的归一化腔体功率谱幅度为 $1/4$, 于是由

$$\frac{r^2}{4(f_1 - f_c)^2 + r^2} = 1$$

$$\frac{f_1 = f_c + \sqrt{3} r/2}{\left(1 + \frac{1}{2^N}\right) r^2} = 1$$

$$\frac{r^2}{4(f_2 - f_c)^2 + r^2} = 1$$

可求出

由

求出

$$f_c = f_c + \frac{\sqrt{3}}{2} \left(1 + \frac{1}{3 \cdot 2^{N-1}} \right) r \quad (5)$$

在本系统中, $N=5$, 所以 $\Delta f = 5.2$ kHz。

3. 数字控制器

闭环系统最重要的是系统稳定性, 但即使系统是稳定的, 强干扰也可能使控制效果不理想, 考虑到程序执行的时间, 本系统规定程序执行周期为调制脉冲周期的4倍, 即 $T=13.2$ ms, 因而积分电容 C (图1)上可以积分4个信号后才进行 A/D 转换。当数据输入CPU后, 电容上的电压就被放掉, 以准备下一次积分。

CPU 在控制过程中作数字控制器用(图3), 其脉冲传递函数为 $D(z)$; $G(s)$ 是步进电机伺服的传递函数和 DAC 与 VCO 传递函数的乘积; $Y(s)$ 为磁控管被调谐频率; $V(s)$ 是腔

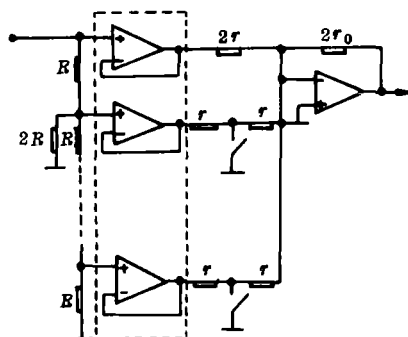


图2 增益控制器

Fig.2 Gain controller

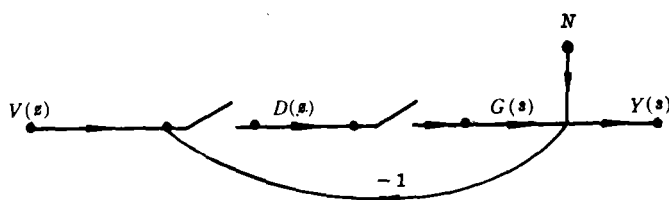


图 3 脉冲讯号流图

Fig. 3 Pulse signal flow graph

体谐振频率的改变量: $N(s)$ 为环境温度变化引起的磁控管振荡频率的漂移。图 3 中系统的脉冲传递函数为

$$T(z) = \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)} \quad (6)$$

式中,

$$G(z) = \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{G(s)ds}{1 - z^{-1}e^{sT}} \quad (7)$$

$$G(z) = \frac{K_o(1 - e^{-sT})}{s\left(s + \frac{R_L}{L_M}\right)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (8)$$

K_o 为等效总增益; $(1 - e^{-sT})/s$ 是数模转换器的传递函数; R_L 、 L_M 、 ζ 、 ω_n 分别是步进电机绕组串联电阻、绕组电感、阻尼系数和自然频率。

为求数字控制器的脉冲传递函数 $D(z)$, 首先要求 $Y(s)$ 能够完全跟踪 $V(s)$ 。为此上述系统的稳态误差必须等于零

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})[1 - T(z)]V(z) = 0 \quad (9)$$

当 $V(z)$ 为斜升函数 kt 的 Z 变换式时,

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{kTz^{-1}[1 - T(z)]}{1 - z^{-1}} = 0 \quad (10)$$

因而必须满足

$$1 - T(z) = (1 - z^{-1})^2 H(z) \quad (11)$$

的 $T(z)$ 才是所要求的系统闭环脉冲传递函数。上式中的 $H(z)$ 仅为 z^{-1} 的函数, 可以令它为 1。于是

$$T(z) = 2z^{-1} - z^{-2} \quad (12)$$

这表明系统输出经过两个程序周期就可以跟踪上系统的输入。如果还要求 $Y(z)$ 不围绕其平均值上下摆动, 也就是系统是稳定的, 则数字控制器的输出必须为项数有限的多项式, 因此系统闭环脉冲传递函数必须包含 $G(z)$ 的全部零点。由式(7)不难得到 $G(z)$ 应当具有的形式

$$T_M(z) = (Az^{-1} + Bz^{-2} + Cz^{-3})/J(z) \quad (13)$$

式中, $J(z)$ 为 z^{-1} 的多项式, A 、 B 和 C 是常数。由于可以求得所要求的脉冲传递函数形式为

$$T_M(z) = (Az^{-1} + Bz^{-2} + Cz^{-3}) \sum_{m=1}^2 \lambda_m z^{-m} \quad (14)$$

根据式(14)和式(6), 最后求得数字控制器的脉冲传递函数

$$D(z) = \Phi \sum_{i=1}^5 n_i z^{-i} / \sum_{j=1}^5 p_j z^{-j} \quad (15)$$

上式表明数字控制器当前的输出是先前输出和先前、当前输入的线性组合, 式中的 Φ 是常数。

在稳频工作时, 系统的稳态输出

$$y(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(1 - z^{-1})N(z)}{1 + D(z)G(z)} \quad (16)$$

式中, $N(z)$ 是磁控管振荡频率的慢漂移, 但若考虑到调制脉冲顶部起伏的影响, 它就应当由两部分组成

$$N(z) = aTz^{-1}/(1 - z^{-1})^2 + b(1 - z^{-1}) \quad (17)$$

频率漂移可视为斜升变化(上式等号右边第一项), 其斜率为常数 a ; 而调制脉冲顶部起伏引起的频率变化比较快, 可视为阶跃变化, 其幅度为常数 b (上式等号右边第二项)。于是

$$y(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \left[\frac{aTz^{-1}}{1 - z^{-1}} + b \right] [1 - T_M(z)] \quad (18)$$

因为 $1 - T_M(z)$ 含有因子 $(1 - z^{-1})^2$, 所以式(18)应当等于零, 这表示系统达到稳态时 $f_o = f_c + 247.5\text{kHz}$ 。

三、频率跟踪^[3]

电子直线加速器开始运行后, 首先是实现磁控管振荡频率稳定, 接着开始频率跟踪, 直到加速管入口处叠加包络面积达到最大时止, 这时磁控管的振荡频率就稳定在性能指标所对应的频率上。图4是频率跟踪系统, 定向耦合器从加速管入口处耦合出一小部分叠加功率, 如果最佳耦合反馈实现, 则检波器输出波形的面积应当达到最大。与稳频系统的工作相似, 用电压电流转换器将检波器输出信号转换成电流, 对电容器充电, 电容上的电压就是叠加包络波形的面积。增益控制器可以做到加速器工作于不同状态时输入阈放大器信号的最大值都一样。为了提高求最大值的精度, 阈放大器的甄别阈取为4V, 约为其输入最大值的92%, 放大器增益为12, 其输出经ADC转换成数据后输入CPU。CPU输出脉冲驱动步进电机伺服调节腔体的谐振频率来搜索叠加包络的面积最大值。最大值被搜索到时, 腔体调谐停止, 并随即锁定。这时现行叠加包络面积与被搜索到的极值之差不大于0.15%, 远好于束流强度本身的稳定性。

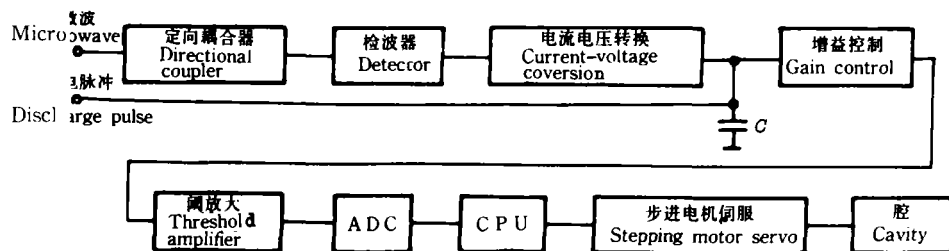


图4 调频框图

Fig.4 Block diagram of the frequency adjustment

四、干 扰

调制器在工作时会产生很强的脉冲电流, 它对电子线路干扰严重, 正在执行的程序经常

会被打断, 系统不能正常工作。本系统中采用强迫 CPU 复位来解决干扰问题。程序执行周期 T 是四个调制脉冲重复周期, 为 13.2ms。将调制器的主振脉冲 4 分频, 经成形后作为 CPU 的复位脉冲, 这样做的好处是容许程序被打断, 但最多在 13.2ms 内失效(程序执行时间约 6.8ms, 因而程序执行周期取 13.2ms 是合理的), 这段时间对步进电机伺服毫无影响, 系统正常工作可以得到保证。另外, 当最佳工作频率找到后, 调腔体频率的步进电机就被锁住, 它不会因为 CPU 执行程序时受干扰而产生误动作。

五、结 束 语

实验证明, 采用强迫 CPU 复位的办法抗调制器干扰是行之有效的, 在没有单独接地的条件下, 系统能够正常工作, 频率稳定度达到 7×10^{-6} , 即磁控管振荡频率在加速器满负荷运行时偏离加速器的工作频率不大于 $\pm 20\text{kHz}$ 。

本系统用单片机 8039 作数控制器。ADC 和 DAC 分别为 ADC0816 和 DAC 0832。

参 考 文 献

- [1] Wang Yuan Ling. Proceeding of IEEE, IEEE Particle Accelerator Conference, 1987:264
- [2] Xi De xun. IEEE Trans Nucl Sci, NS-32 (5):2965
- [3] Xi De xun. Proceeding of IEEE, IEEE Particle Accelerator Conference, 1989:1637

A frequency control system of power feedback LINAC

Xi Dexun Zhuang Ya

(Nanjing University, Nanjing 210008)

Abstract

The frequency stability of the power source for a feedback LINAC depends on the slow shift, stability and form of power spectrum of the magnetron. The first two factors affect the short-term frequency stability and the last one relates to the long-term frequency stability. The control exactness of the frequency stabilization system can be increased by means of a method in which the area change of output signal from the detector of the frequency discriminator is used to indicate frequency shift and to drive a stepping servo motor. The frequency corresponding to a performance index, i.e. the maximal area of the superposition envelop at the entrance of the accelerating tube, is tracked by the oscillation frequency of the magnetron for improving the long-term frequency stability. In order to eliminate the influence of the modulator when the CPU is running, the CPU can be forced to reset periodically to keep the control function.

The frequency stability is 7×10^{-6} .

Keywords: Frequency stability Discriminator Stepping motor servo
Superposition envelop

(1991 年 3 月 24 日收到)