

提高微波功率源性能的 一种新型控制系统*

李逢天 谢家麟 王言山 汪伯嗣

(中国科学院高能物理研究所 北京 100080)

摘要 本控制系统用于抑制大功率速调管输出微波功率宏脉冲平顶波纹,改善电子直线加速器输出束流的品质. 控制方法采用微分线性逼近和矩阵算法对系统的输入和输出进行分析,求出代表系统响应的传输矩阵,从而将复杂的激励-响应计算转化为简单的代数运算. 实验结果显示宏脉冲平顶波纹得到了有效抑制,说明采用自适应前馈控制来获得平坦的宏脉冲平顶是切实可行的.

关键词 速调管 微波 振幅 相位 控制

1 引言

为得到自由电子激光所需的高品质电子束,北京自由电子激光器需要高稳定度的射频功率源,否则功率源的振幅和相位抖动将使束流能散度变差. 要获得较平坦的宏脉冲平顶,通常的方法是调节人工线中的各节电感,但该方法费时费力且效果有限,由于系统响应时间常数与宏脉冲宽度在同一量级,采用常规的反馈控制来抑制平顶纹波也不可行,故此我们采用了自适应前馈控制^[1].

自适应前馈控制是建立在被控系统响应重复性较好的基础上的,它根据系统以前的输出信号与期望值之差,求出相应的控制修正量对随后的输入信号进行修正,使系统的输出逐步趋于期望值. 一般来说,加速器及其相关系统的响应往往是带有时延的且是非线性的,很难得到初等解析表达式,本控制方法用微扰原理和矩阵算法对系统的输入和输出进行分析,对系统响应进行线性逼近,求出代表系统响应的传输矩阵,从而可编制程序计算控制量进行控制.

该控制系统可补偿系统中的绝大部分扰动,从数十纳秒量级的快速波动到系统慢漂;可同时速调管输出微波功率信号的振幅和相位进行控制. 其最终控制效果受系统响应重复性、噪声、时基晃动及测量精度的制约.

1997-11-04收稿

* 国家自然科学基金资助

2 控制原理

设一时不变系统的响应可分解为下列两部分: 由函数 $f(x)$ 表示的非线性即时响应部分和由冲击响应 $h(t)$ 表示的线性时间相关部分, 则其输入与输出的关系可由下面的卷积表达:

$$y(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} f(x(t)) h(\tau - t) dt, \quad (1)$$

输入量 $x_0(t)$ 的微小变化 $\Delta x(t)$ 将导致输出量相应的变化 $\Delta y(\tau)$, 如果函数 $f(x)$ 是可微的, 则有:

$$\Delta y(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} f'(x_0(t)) \Delta x(t) h(\tau - t) dt, \quad (2)$$

若用一系列阶跃函数之和来逼近 $\Delta x(t)$, 按一定时间间隔采样 $\Delta y(\tau)$, 则式 (2) 可用矩阵形式表为:

$$\begin{bmatrix} \Delta y(\tau_1) \\ \Delta y(\tau_2) \\ \vdots \\ \Delta y(\tau_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & \cdots & T_{1n} \\ T_{21} & \cdots & T_{2n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ T_{n1} & \cdots & T_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \vdots \\ \Delta x_n \end{bmatrix}, \quad (3)$$

矩阵元 T_{ij} 由下式定义:

$$T_{ij} = \int_{j\Delta t}^{\Delta T + i\Delta t} f'(x_0(t)) h(\tau_i - t) dt, \quad (4)$$

其中 Δt 和 $\Delta \tau$ 分别为 $\Delta x(t)$ 和 $\Delta y(\tau)$ 的采样间隔, ΔT 为响应延时. 令 Δt 等于 $\Delta \tau$, 设 $x_0(t)$ 在控制区间内变化较小, 考虑系统响应的因果性, 式 (3) 可简化为:

$$\begin{bmatrix} \Delta y(\tau_1) \\ \Delta y(\tau_2) \\ \vdots \\ \Delta y(\tau_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & 0 & \cdots & 0 \\ T_2 & T_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_n & T_{n-1} & \cdots & T_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \vdots \\ \Delta x_n \end{bmatrix}, \quad (5)$$

由该式可导出 Δx_j 的递推式:

$$\Delta x_j = \frac{1}{T_1} \left(\Delta y_j - \sum_{i=1}^{j-1} T_{j-i+1} \cdot \Delta x_i \right). \quad (6)$$

同时矩阵元的求解也变得非常容易: 在输入端施加一个形式为 $[\Delta x, 0, \dots, 0]$ 的阶跃激励, 然后测量输出变化量 $\Delta y(\tau)$, 设其采样表达式为 $[\Delta y_1, \dots, \Delta y_i, \dots, \Delta y_n]$, 则有:

$$T_i = \frac{\Delta y_i}{\Delta x}. \quad (7)$$

在我们的控制系统中, $\Delta y(\tau)$ 代表被控变量与期望值之差, $\Delta x(t)$ 代表施加的控制量. 上述步骤可用于控制速调管输出微波振幅或相位, 但因控制元件(相移器和衰减器)对振幅和相位都有影响, 故需对二者进行同时控制. 但考虑到相移器的插入损耗在整个控制范围内变化较小(小于 $\pm 6\%$), 其对振幅控制的影响较小(尤其当工作点靠近速调管的饱和区时), 故可以采用先控制振幅然后控制相位的办法, 两路交替控制, 直到振幅和相位都已趋近期望值.

3 系统结构

图 1 示出了系统结构示意图. 控制系统由衰减器、相移器、数字示波器、任意函数发生器 (AFG)、计算机、鉴相器、检波器组成, 其中衰减器和相移器作为执行元件, 鉴相器和检波器作为检测元件. 计算机通过示波器读取检测元件输出的被控变量, 与期望值相比, 算出控制量, 输出给 AFG, 由 AFG 将控制量转换成控制波形输出给执行元件. 重复上述步骤直到被控变量已充分趋近期望值. 每隔一段时间可重复该过程以消除系统漂移的影响.

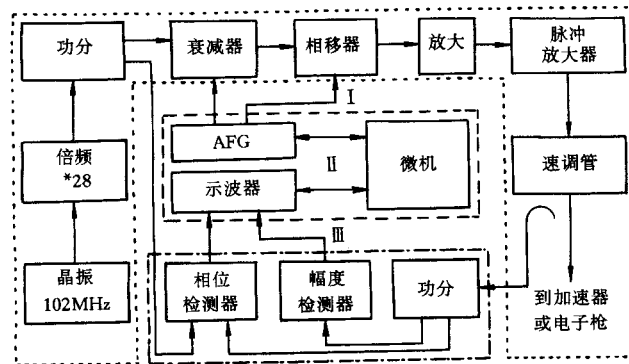


图1 微波功率源及其自适应前馈控制系统示意图

(I) 被控系统; (II) 控制系统; (III) 探测系统.

4 实施中的困难及对策

在加速器等高压、高微波功率和高辐射本底的恶劣环境下, 电磁干扰、高压脉冲前沿抖动、脉冲重复性的不理想等等都严重影响测量精度, 另外, 测量仪器分辨率的限制、速调管工作点接近饱和区时响应的不敏感也会影响测量精度. 若将这些影响看作一个“复合噪声”, 并用 $\Delta y_j' = \Delta y_j + \delta y_j$ 、 $\Delta x_j' = \Delta x_j + \delta x_j$ 、 $T_j' = T_j + \delta T_j$ 来代表方程(6)中 Δy_j 、 Δx_j 和 T_j 受噪声干扰而含有误差的值, 可得到下式:

$$\delta x_j = \left(\frac{1}{T_j'} - \frac{1}{T_j} \right) \cdot \left(\Delta y_j' - \sum_{i=1}^{j-1} T_{j-i+1}' \Delta x_i' \right) +$$

$$\frac{1}{T_1} \left[\delta y_j - \sum_{i=1}^{j-1} (T_{j-i+1} \delta x_i + \delta T_{j-i+1} \Delta x_i + \delta T_{j-i+1} \delta x_i) \right]. \quad (8)$$

从上式可看出,任一点上的误差将影响其后所有的点,即误差将被积累,随着控制跨度的增大这将极易导致控制波形的不稳定。

对于随机性误差,可采用多次平均来削弱其影响,而测量仪器分辨率的限制属于系统误差,因此在求矩阵元时应保证系统响应幅度至少应大于测量仪器分辨率,否则会因信噪比太小而影响计算精度。在求矩阵元时采取的具体措施如下:对测量值进行多次平均并用浮点型变量存储;选择系统响应的方向使之指向期望值;调节系统响应的幅度使之与期望值和被控量之差大小相当;判断系统响应的延时以确保第一个矩阵元的有效性;对测量数据进行局部平均或滤波以克服较大的时基抖动…。因存在时基抖动,当计算任一点的修正量时,不仅要考虑该点上的误差,还应将其后一定数量点的误差考虑在内。采取上述措施后,取得了两个显著的进展:控制跨度被扩展——仅受限于调制器或速调管的脉冲宽度;工作点可紧邻速调管的饱和区。

5 实验结果与结论

图 2 示出了本控制系统对速调管输出微波功率宏脉冲幅度的控制结果:下面的曲线是控制后的振幅波形,上面的曲线是控制前的,当速调管工作于其饱和功率的 95% 时,在 4.5 μ s 的脉宽内幅度波动由 3% (max) 被抑制到 0.5% (max)。图 3 示出了宏脉冲相位控制结果:上面的曲线是控制后的相位波形,下面的曲线是控制前的,相位波动由 $\pm 1.7^\circ$ (max) 被抑制到 $\pm 0.5^\circ$ (max)。

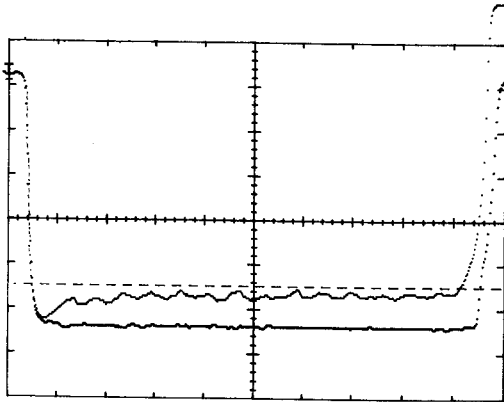


图2 控制前及控制后速调管输出功率宏脉冲幅度波形的比较

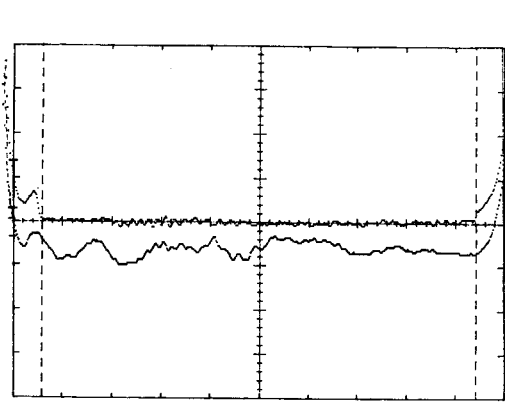


图3 控制前及控制后速调管输出功率宏脉冲相位波形的比较

从这些初步结果来看,本控制系统是提高束流质量并进而提高自由电子激光性能的一条有效途径。

感谢李永贵研究员、杨学平、畅祥云、吴钢、及北京自由电子激光研究室其他工作人员为本实验提供的帮助。

参 考 文 献

- [1] Zhang Renshan, Ilan Ben-Zvi, Xie Jialin. Nucl. Instr. and Meth., 1993, A324:421—428

A Novel Control System for RF Power System of LINAC*

Li Fengtian Xie Jialin Wang Yanshan Wang Bosi

(Institute of High Energy Physics, CAS, Beijing 100080)

Abstract This control system is used to flatten the flat-top of the amplitude and phase macro-pulses of the high power klystron output. This is of critical importance in improving the electron beam quality for FEL and other applications. The self-adaptive feed-forward control system is adopted to stabilize the RF power supply for the LINAC, which utilizes linearization and matrix algebra to simplify the computation. The system is operational and some experimental results have been obtained, which demonstrate that the system is effective to improve the beam quality.

Key words klystron, microwave, amplitude, phase, control

Received 4 November 1997

* Supported by the National Natural Sciences Foundation of China