

雷达跟踪系统的随机干扰自适应

丁原志 宋晓梅

(西北电子设备研究所)

摘 要

热噪声和阵风是雷达角跟踪系统中的两个主要随机干扰源。本文首先将问题公式化为一个以热噪声误差和阵风误差的平方和为指标的最优伺服过零频率的问题,然后将该过零频率表示为可测量的接收机自动增益控制电压和平均风速的函数,从而综合出拟增益排表自适应控制器。并通过数学分析和现场实验证实了这种拟增益排表自适应伺服系统的优越性。

关键词——伺服带宽;自适应控制;雷达跟踪;干扰抑制。

本文所提出的控制系统是自适应系统,因为它能适应不可预测的环境条件的变化;不管这些变化起源于系统内部或它的外部^[1]。由于在该系统中不包含实时估值,参数的改变是以开环形式进行的,所以它是一种增益排表式自适应控制器。然而,标准的增益排表是通过改变调节器参数来减少过程参数变化的影响^[6], Taylor Instruments 公司的过程控制器 Micro-Scan 1300 是一个典型的例子^[7];而在本文系统中过程参数没有变,通过改变控制器参数来减少外界环境条件的影响。如果有必要因为这方面的不同而将它与标准排表自适应区别开来的话,本文的方法可叫做拟增益排表自适应。

一、引 言

在很多雷达跟踪系统中,根据不同的工作环境,不同的指标函数和约束,伺服系统的结构被设计成最优的。D. K. Barton 给出一个最优伺服带宽,它将使加速度滞后误差和热噪声误差的均方和组成的总的跟踪误差为最小^[1]。它的指标函数由两个性质不同的物理参量组成,一个是本质上是确定型变量(加速度滞后),另一个是随机变量(热噪声),这样决定了的最优带宽是固定起来的。Y. Itkis 根据可变结构系统(VSS)的理论,研制了一种跟踪伺服系统的 I 型/II 型结构的动态转换算法^[2]。根据误差变化的范围,这种结构可以自动地变型,以便将 I 型控制的快速响应和 II 型控制的高跟踪精度结合起来。K. J. Aström 研制了一个具有所希望的闭环带宽的伺服带宽自校正器,而这个所希望的带宽是由操作人员通过实验决定的,以适应某种特殊的应用^[6]。

确定型的误差分量比随机型的误差分量容易通过数据处理办法从总误差中消除或减小,因此应当特别重视随机误差源。在各种随机干扰源中,接收系统的热噪声和天线受到

的阵风是两个对总随机误差影响最大的分量。由热噪声引起的随机跟踪误差与信号噪声比 S/N 的关系在文献[1]中给出;由阵风引起的随机误差在文献[3]和[4]中给出。

本文将指标函数定义为热噪声误差和阵风误差的均方和,从而推导出最优伺服带宽与可测量的 AGC (自动增益控制)电压(而不是信噪比 S/N) 和平均风速(而不是阵风)的函数关系。与此同时,对动态最优伺服带宽相对于固定最优伺服带宽的优越性作了定量分析。在此基础上,提出了一个具体实现自适应伺服带宽的方法,并将这个方法及其计算机参与的控制器(参看图 3)在一雷达系统上做了实验。实验结果表明了该方法的有效性。

二、问题公式化

1. 跟踪误差与 AGC 电压和伺服带宽的关系

由热噪声引起的 rms 跟踪误差 σ_n 在文献[1]中给出如下公式:

$$\sigma_n^2 = K_n B_n / (S/N), \quad (1)$$

其中 K_n 对一给定的雷达来说是个常数, B_n 是伺服系统噪声带宽, S/N 为信号噪声比。

S/N 是一个无法实时测量的量。现在试图将信噪比 S/N 用系统中的某个可以直接测量的物理量,例如某个电压来表示。这样,这个物理量才可以由计算机通过接口电路读进来。对于某一个特定的跟踪系统,噪声谱密度 Φ 是该系统的品质因数,而与接收到的信号强度 S 无关。因此信号噪声密度比 S/Φ 正比于接收到的信号强度 S 。在绝大多数雷达接收机中,都采用自动增益控制 (AGC) 环路来防止通道饱和。一般情况下,中频放大器增益的对数值近似等于 AGC 电平的线性函数^[8]。从而, AGC 电压近似为信号噪声密度比 S/Φ 的对数值的线性函数,如图 1 所示。

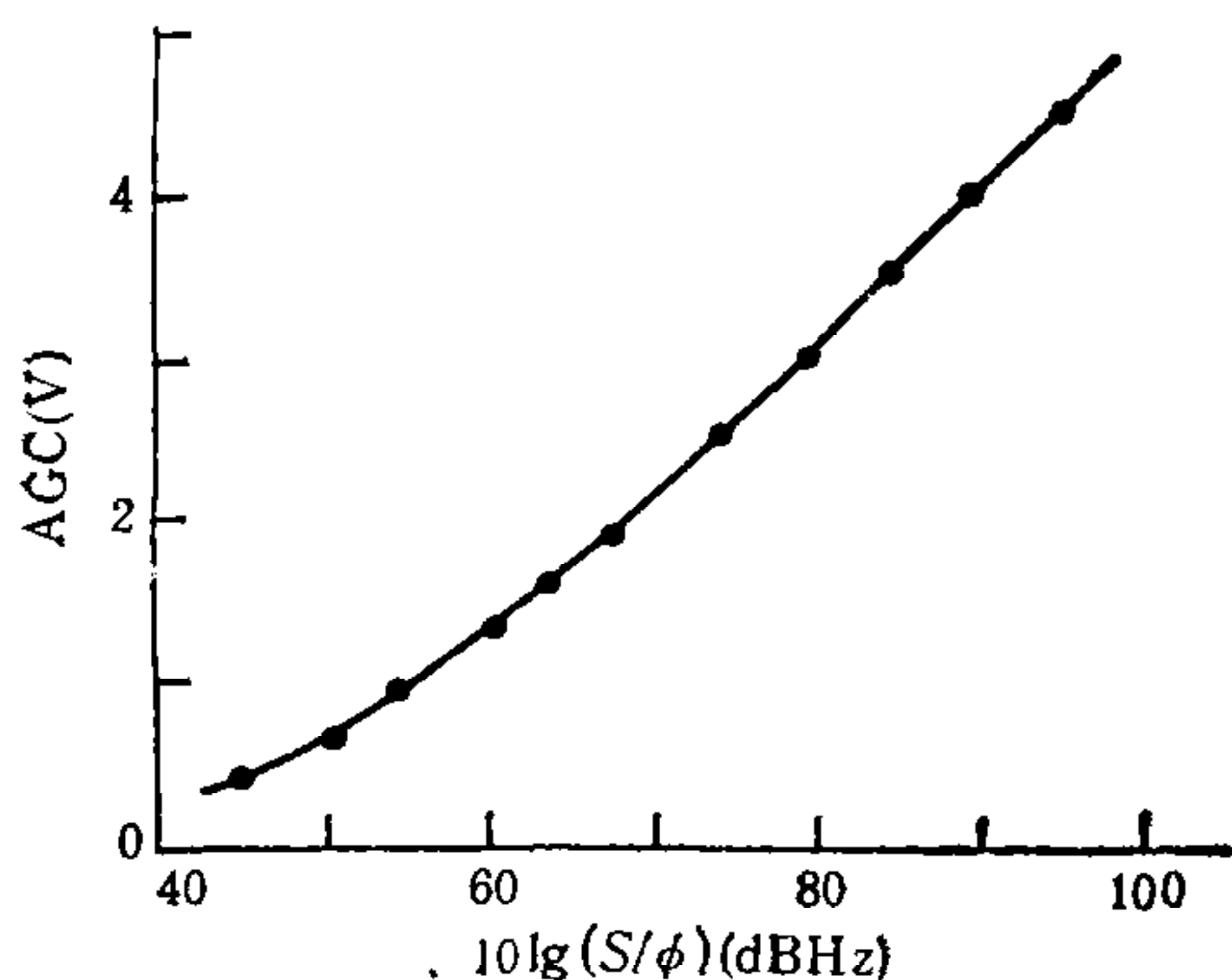


图 1 AGC 电压与信号噪声密度比的关系

现在用线性方程来近似描述上述关系:

$$A = k 10 \lg(S/\Phi) + b, \quad (2)$$

其中 k 是近似直线的斜率,单位为(V/dBHz); A 是 AGC 电压,单位(V); b 是偏置量,单位(V); S/Φ 为信号噪声密度比,单位(Hz)。

$$\frac{S}{\Phi} \text{ (Hz)} = 10^{(A-b)/10k},$$

则

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{\Phi} \cdot \frac{1}{B_n} = \frac{1}{B_n} 10^{(A-b)/10k}. \quad (3)$$

将(3)式代入(1)式,可得:

$$\sigma_n^2 = K_n B_n^2 10^{-(A-b)/10k} = K_b B_n^2 10^{-k_0 A}, \quad (4)$$

其中, $K_b = K_n 10^{k_0 b}$, $k_0 = 1/10k$ 。

伺服噪声带宽大约是开环过零频率的两倍(以 Hz 为单位),故

$$\sigma_n^2 = C_n \omega_c^2 10^{-k_0 A}, \quad (5)$$

其中 $C_n = K_b / \pi^2$.

2. 跟踪误差与平均风速和伺服带宽的关系

作用在天线上的阵风是另一个主要随机误差源. 由文献[3]和[4]给出具有有限力矩功率谱的可变风引起的均方误差为

$$\sigma_w^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |Y(j\omega)|^2 \Phi_{TT}(j\omega) d\omega, \quad (6)$$

其中 $Y(j\omega)$ 是伺服系统的有效机械导纳, $\Phi_{TT}(j\omega)$ 是风力矩谱密度且可用下式表示:

$$\Phi_{TT}(j\omega) = \frac{8\alpha^2 \omega_0 \omega_1 T_0^2}{(\omega_0^2 + \omega^2)(\omega_1^2 + \omega^2)}, \quad (7)$$

其中, ω_0 ——风力矩频谱的上拐角频率;

ω_1 ——空气动态响应时间的倒数;

α ——风速中扰动分量与稳态分量之比;

T_0 ——风力矩的平均分量.

伺服系统机械导纳可近似表示为

$$Y(j\omega) = \frac{j\omega}{\omega_c K \left(\frac{j\omega}{\omega_c} + 1 \right) \left[\left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right)^2 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_n} + 1 \right]}, \quad (8)$$

其中, ω_c ——位置环拐角频率;

K ——天线结构的有效弹性常数;

ω_n ——最低结构谐振频率;

ξ ——天线结构阻尼系数.

一个速度为 V_0 的稳态风产生的稳态力矩可近似为

$$T_0 = C_2 V_0^2,$$

其中 C_2 是天线结构的速度平方对力矩的常数. 这样, 阵风引起的误差为

$$\sigma_w^2 = \frac{8\alpha^2 C_2^2 V_0^4}{\pi \omega_0 K^2 \omega_c^2} \times \int_0^{\infty} \frac{\omega^2 d\omega}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]}. \quad (9)$$

所谓的常数 C_2 依赖于天线结构和相对于天线指向的风向. 阵风速与稳态风速的比值 α 随平均风速增大略有减小, 通常在 0.1—0.3 的范围内. 风力矩频谱的上拐角频率 ω_0 也是因地区、季节的不同有所差异, 一般在 1—2rad/sec 之间. 瞬变空气动态建立时间的倒数 ω_1 可以近似地用 V_0/D (D 是反射面直径) 来表示, 它是随风速的大小变化的. 但是这一项以及位置环拐角频率 ω_c 是在被积函数中, 它们的变化对 σ_w 的影响比那些在积分号外面的项要小, 这一点可以在用分段积分法求积分值的过程中看出. 天线结构的有效弹性系数 K , 结构最低谐振频率 ω_n 和阻尼比 ξ 可以认为是常数 (严格说来也不是常

数)。考虑和比较所有出现在公式(9)中的变量,可以发现对风误差影响最大的变量是在积分号外面的平均风速 V_0 和拐角频率 ω_c 。为简化问题起见,取积分号外面的 V_0 和 ω_c 为变量,而所有其它为常数,则公式(9)成为

$$\sigma_w^2 = C_w V_0^4 / \omega_c^2, \quad (10)$$

其中 C_w 是一个复合误差系数。

3. 最优伺服带宽

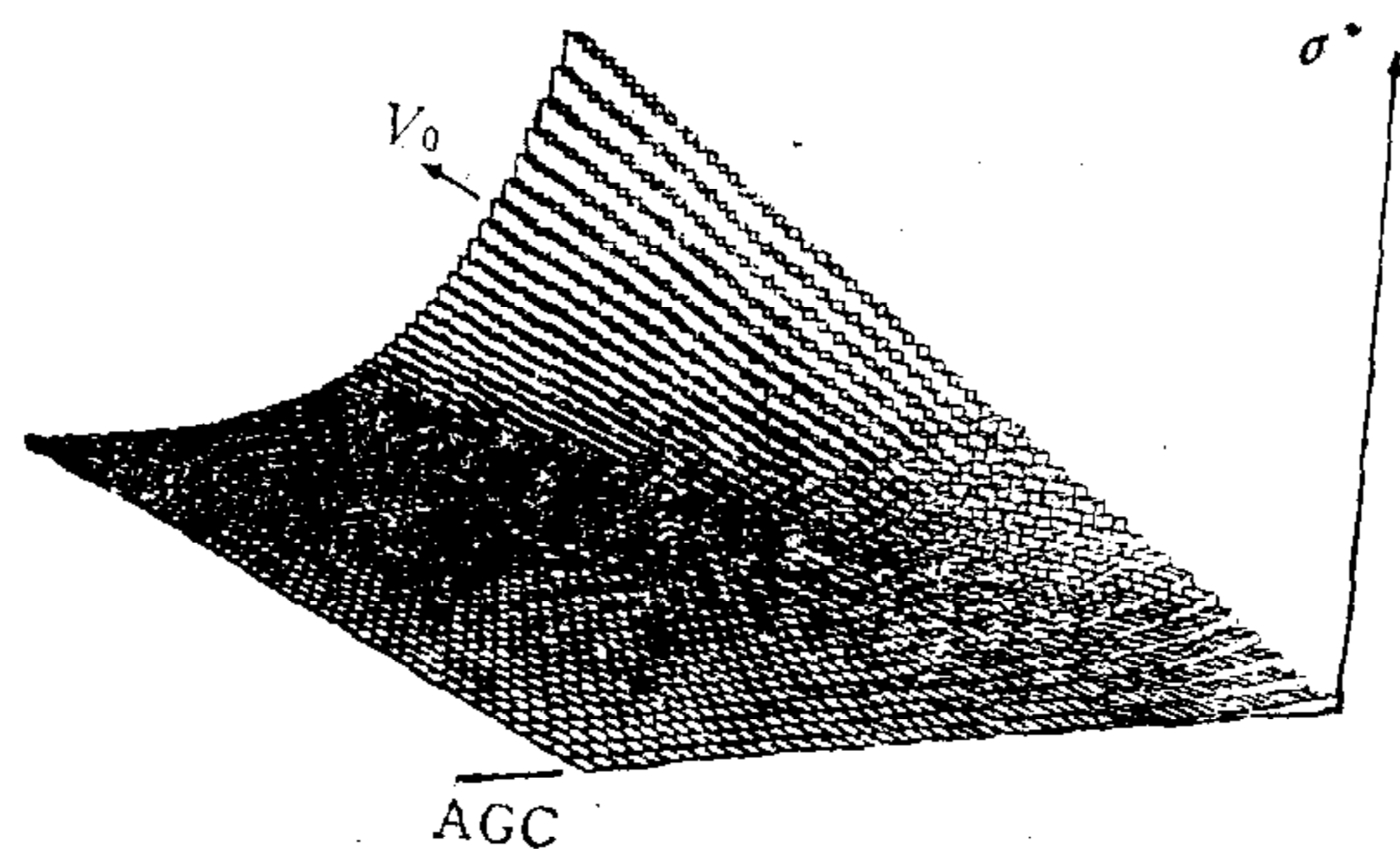
将式(10)和(5)相加,可得到总的随机误差:

$$\sigma^2 = C_n \omega_c^2 \cdot 10^{-k_0 A} + C_w V_0^4 / \omega_c^2. \quad (11)$$

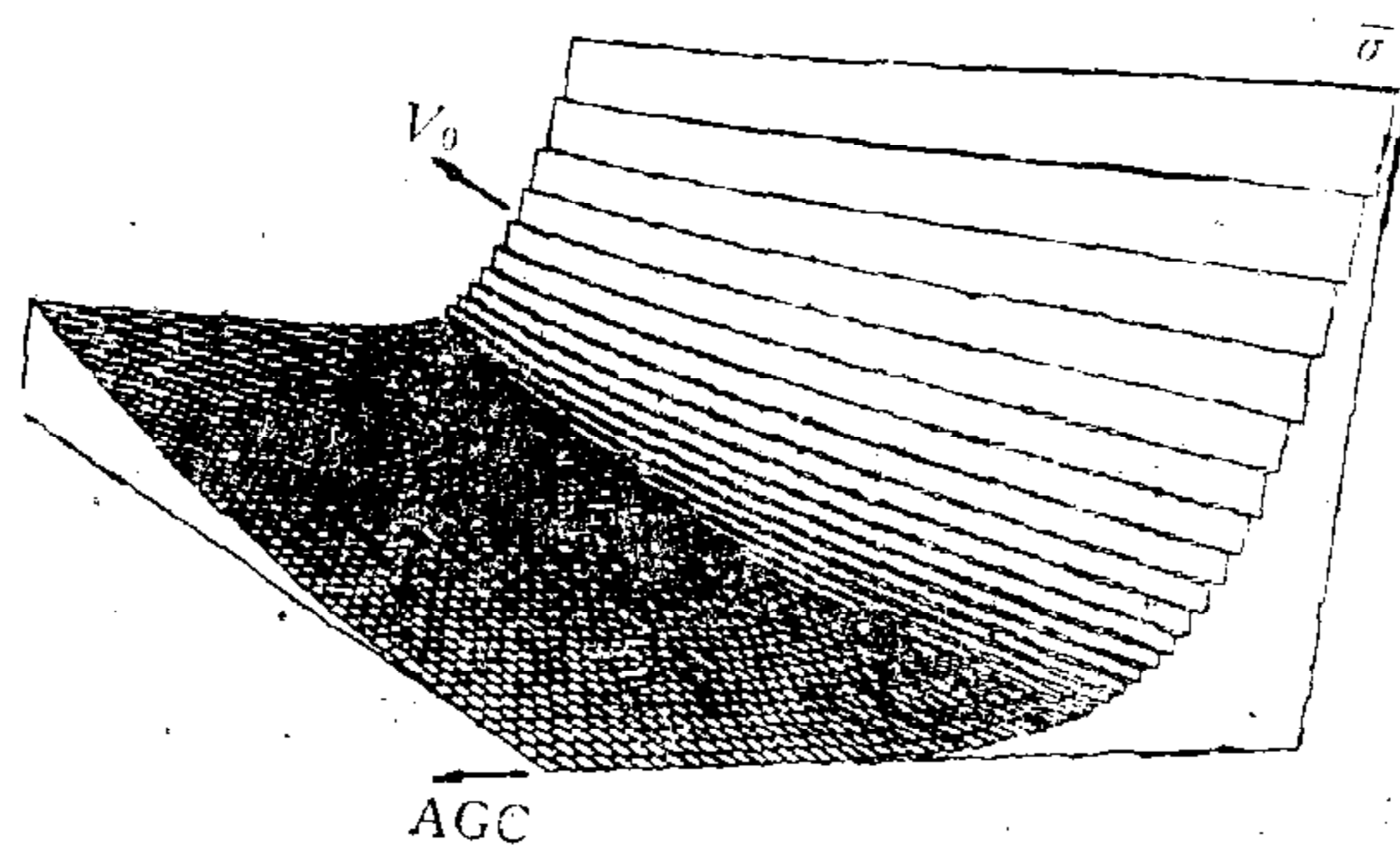
显然 $\partial^2 \sigma^2 / \partial \omega_c^2 > 0$, 故 σ^2 存在极小值。因此,最优伺服带宽可通过取 σ^2 对 ω_c 的一次导数并令其为零得到

$$\omega_c^* = (C_w / C_n)^{1/4} V_0 \cdot 10^{k_0 A / 4}. \quad (12)$$

按照式(12),最优伺服过零频率 ω_c^* 可根据平均风速 V_0 和 AGC 电压 A 的改变实时确定下来。这种自动地改变自身带宽来适应外界环境条件的系统,叫做动态最优带宽系统或自适应带宽系统。



(a)



(b)

图2 系统跟踪误差

(a) 自适应伺服带宽系统 (b) 固定最优伺服带宽系统

在实现了自适应带宽的情况下,总的随机误差为

$$\begin{aligned} (\sigma^*)^2 &= C_n(\omega_c^*)^2 10^{-k_0 A} + C_w V_0^4 (\omega_c^*)^{-2}, \\ \sigma^* &= \sqrt{2} (C_n C_w)^{1/4} V_0 10^{-k_0 A/4}. \end{aligned} \quad (13)$$

常规的最优带宽 $\bar{\omega}_c$ 是根据给定的风速 \bar{V} 和 AGC 电平 \bar{A} 来设计的,它是固定不变的,可表示为

$$\bar{\omega}_c = (C_w / C_n)^{1/4} \bar{V} 10^{k_0 \bar{A}/4}. \quad (14)$$

固定最优带宽系统的总随机误差为

$$\begin{aligned} (\bar{\sigma})^2 &= C_n(\bar{\omega}_c)^2 10^{-k_0 \bar{A}} + C_w V_0^4 (\bar{\omega}_c)^{-2}, \\ \bar{\sigma} &= (C_n C_w)^{1/4} \bar{V} 10^{-k_0 \bar{A}/4} \left[10^{k_0(\bar{A}-A)} + \left(\frac{V_0}{\bar{V}} \right)^4 \right]^{1/2}. \end{aligned} \quad (15)$$

按照下面众所周知的不等式的思路,可以证明 $\sigma^* \leq \bar{\sigma}$:

$$2ab \leq a^2 + b^2, \quad a, b \in R^1,$$

令 $a = (\bar{V})^2 10^{k_0(\bar{A}-A)/2}$, $b = V_0^2$.

表达 σ^* 的式(13)和表达 $\bar{\sigma}$ 的式(15) 与风速 V_0 和 AGC 电压 A 的关系画于图 2. 从图中可以清楚地看到自适应带宽对减小跟踪误差的效果,尤其是当风速和信号同时很强或同时很弱的情况下,效果更为显著.

三、自适应伺服带宽的实现

为了实现 ω_c 的自适应调整,需要一台计算机和相应的接口电路,以及数控换接的电阻和电容网络. 这些设备与跟踪系统的配置示于图 3, 参数调整环与跟踪环是并行的.

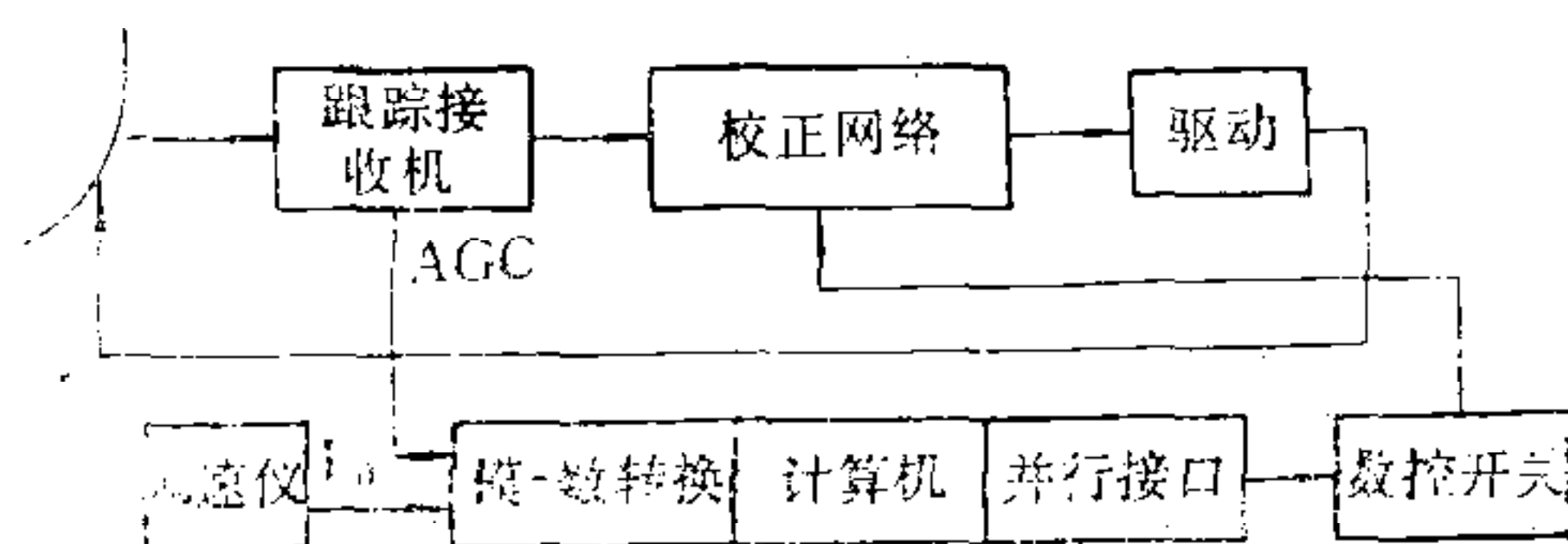


图3 实现自适应伺服带宽的系统配置

正比于风速的电压 V_0 可以从风速仪得到,而 AGC 电压 A 由接收机提供,它们通过 A/D 转换板送进计算机. 根据实时读到的 V_0 和 A , 计算机计算最优 ω_c^* 及其它有关参数. 这些数字量通过并行接口板和数字控制的电子开关,去设置新的电阻电容值,一个新的最优 ω_c^* 就实现了. 这样不断地循环,使得跟踪系统始终以最优的 ω_c^* 工作.

一个典型的位置开环传递函数如式(16)所示:

$$\bar{W}(s) = \frac{K_v(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(s^2/\omega_n^2 + 2\xi s/\omega_n + 1)}. \quad (16)$$

为了保证系统稳定性和动态性能,拐角频率 ω_1 、 ω_2 和 ω_3 应当始终与 ω_c 保持一定距离:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= 1/T_1 = k_1 \omega_c, \\ \omega_2 &= 1/\tau = k_2 \omega_c, \\ \omega_3 &= 1/T_2 = k_3 \omega_c. \end{aligned}$$

例如, $k_1 = 0.01$, $k_2 = 0.25$, $k_3 = 4$. 这样, 当 ω_c 移动时, 所有 ω_1 、 ω_2 和 ω_3 也同时移动. 为避免在 ω_n 处的振荡, 可以加一个极限频率 ω_m . 这样, 一个自适应伺服带宽就可以在保证相位和增益裕度的情况下实现了.

四、现场实验

为了检验上述方法的工程可实现性和实际应用效果, 将该系统在一个测控雷达上做了实验, 实验系统配置如图 3 所示. 实验中的计算机由一部 16 位微型计算机系统担任, 配置 12 位 A/D 转换模板和并行接口模板. 数控电子开关是 4 位的, 电阻电容网络是用散件组成的. 完成该控制的程序的每一循环(方位和俯仰两通道)共需 4 毫秒.

风速电压 V_0 是风向风速仪中的一个测速发电机的输出, 它正比于实际风速. AGC 电压 A 来自接收机, 它的变化应当由目标的运动引起. 假定在信标跟踪方式, 由目标距离变化引起的信号电平的变化对跟踪精度的影响, 近似等效于改变实验塔上信标衰减器的衰减量引起的信号电平变化对跟踪精度的影响. 在实验当中, 目标运动引起的接收信号电平的变化用改变实验塔上信标发射功率的办法来模拟. 当系统处于跟踪状态时, 记录跟踪误差检测器的输出和数字控制系统的 D/A 转换器的输出, 这些输出代表跟踪误差.

在实验过程中, 风速一直不太大, 很多情况下, 实际风速小于程序中设置的最小风速. 因此, 记录的结果(见图 4) 主要反映信号电平的变化情况. 即使这样, 从实验得到的归一化位置跟踪误差 σ/θ (θ 为半功率波束角) 相对于 AGC 电压的关系(见图 5) 也明显地

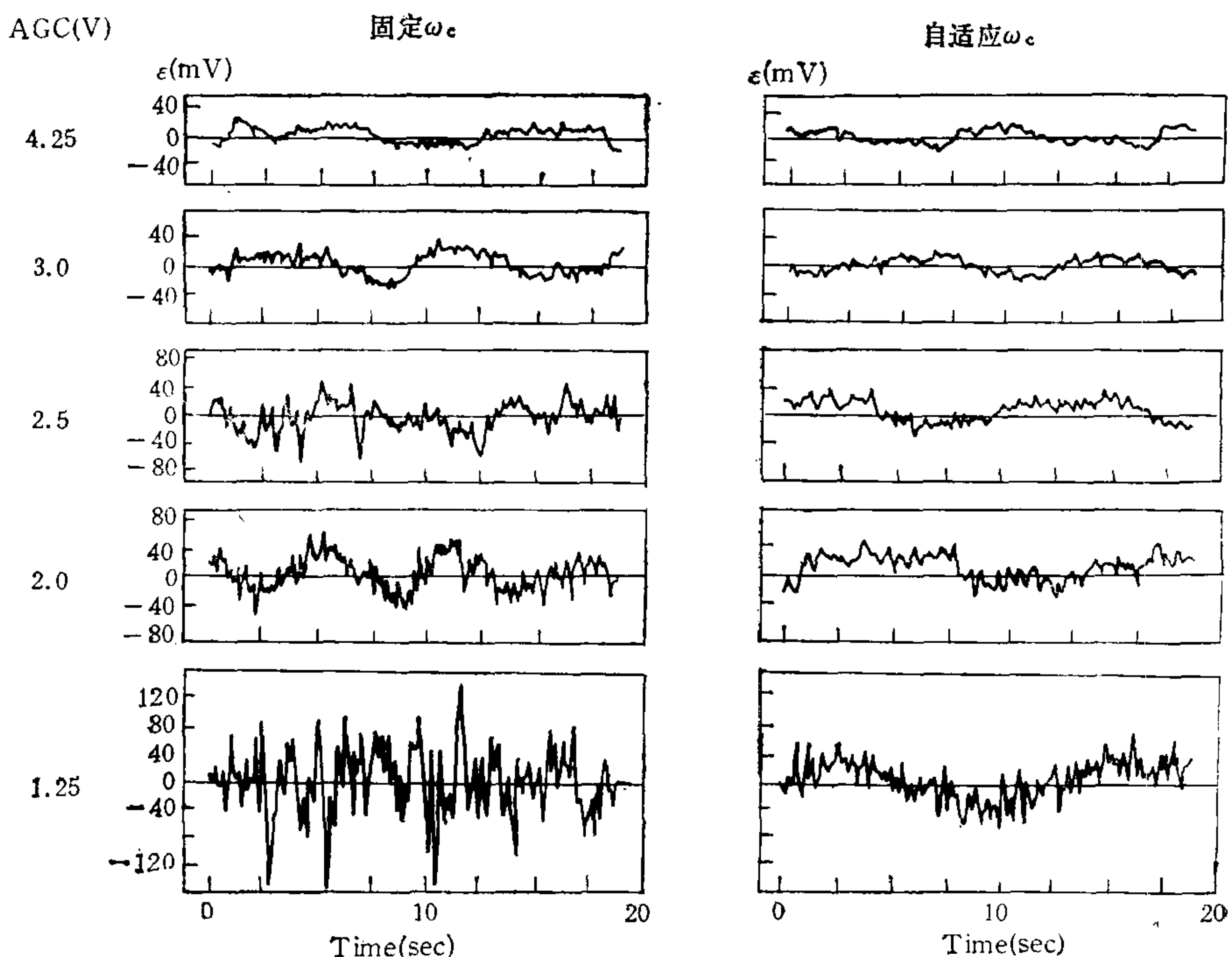


图 4 跟踪误差实验记录

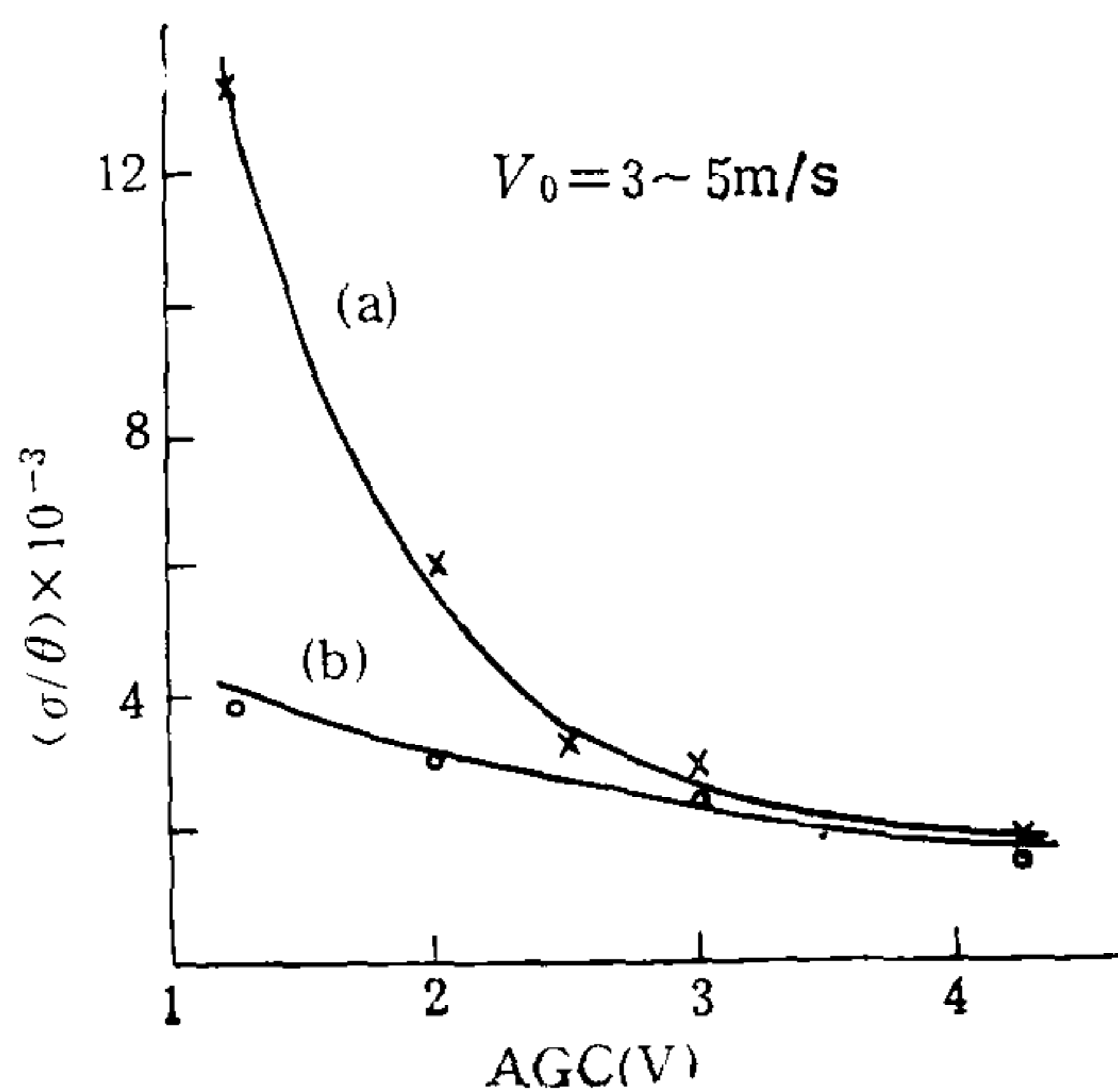


图5 归一化位置跟踪误差与信号强度的关系

(a) 固定 ω_c (b) 自适应 ω_c

显示出自适应伺服带宽系统的优越性。

五、结 论

本文论述的带宽自适应调整是以开环形式进行的，它是一种增益排表自适应。因此，对过程有一个很好的了解是极为重要的，例如一个特定系统的 AGC 电压与信号噪声密度比的关系、在一个特定的地理环境中风的统计特性、以及这里所考虑的基本伺服系统等。

由于工作条件变化相对于运算速度来说比较缓慢，且 ω_c 也是近似的，因此运算速度较慢的计算机、短字长的计算机，例如 8 位机也能完成任务。所以本文提出的方法有其广泛的工程应用范围。

除了风速和信号电平以外，考虑更多的环境条件，如考虑风向角等，可以作为继续研究的课题。

参 考 文 献

- [1] Barton, David K., Radar System Analysis (New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1964).
- [2] Itkis, Y., Dynamic Switching of Type-I/Type-II Structures in Tracking Servo System, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, Vol. AC-28, 531—534, 1983.
- [3] Heckert, J. P. and Sordal, C. D., Autotracking Accuracy of Large Antenna Systems for Satellite Communication Application, IEE Conference on Large Steerable Aerials for Satellite Communication, Radio Astronomy & Radar, (6—8 June, 1966), 208—212.
- [4] Sweo, E. A., Evaluation of Servo Wind Gust Error, in Proposal for Beijing Earth Station, April 1972.
- [5] Harashima, F., Dote Y. and Naitoh, H., Status Review—Applications of Modern Control Theory, *Proc. IECON'84*, Vol. 1, 61—71.
- [6] Astrom, K. J., Theory and Applications of Adaptive Control—A Survey, *Automatica*, Vol. 19, No. 5, 471—486, 1983.
- [7] Andreiev, N., A Process Controller that Adapts to Signal and Process Conditions, *Control Engng.*, Vol. 24, No. 12, 38—40, 1977.

- [8] White, C. F. and Raven, R. S., Static Regulation Requirements of AGC Loops, Sect. 8—16 in Airborne Radar, by Povejsil, Raven, and Waterman (Princeton, N. J.: D. Van Nostrand Company, Inc., 1961).

ADAPTATION OF RADAR TRACKING SYSTEMS TO RANDOM DISTURBANCES

DING YUANZHI SONG XIAOMEI

(Northwest Institute of Electronic Equipment)

ABSTRACT

Thermal noise and wind gust are the most significant random disturbances to radar angle tracking. The optimal servo crossover frequency is formulated by a functional of the RMS sum of thermal noise error and wind gust error. Then it is derived to be a function of AGC (Automatic Gain Control in receiver) voltage and average wind velocity sampled by a computer. Thus, a quasi-gain scheduling adaptive servo system is proposed. The effectiveness of the proposed system is illustrated by mathematical analysis and field experiment results.

Key words — Servo bandwidth; adaptive control; radar tracking; disturbance rejection.