

35 GHz 并行式数字化干涉仪

王兆申 康守信 丁伯龙

(中国科学院等离子体物理研究所)

摘要——本文提出了用于暂态相位测量的并行式数字化干涉仪的概念。针对 35 GHz 干涉仪, 讨论了并行系统、软件设计和测量误差, 给出了实验结果。并行式数字化干涉仪性能良好, 特别是响应速度快, 可望在等离子体实验和其它领域被广泛采用。

一、引 言

暂态过程中波相位测量技术, 在电磁波与等离子体相互作用研究中占有重要地位。如等离子体电子密度及分布的诊断、等离子体中波色散特性、波与天线耦合特性的测量、等离子体中截止层运动监测^[1]等都是以这一技术为基础的。另外, 在测距、测速、动态网络分析、遥感等领域也有广泛的应用前景。

现有各种暂态相位测量系统以干涉法为基础, 由一组干涉电压 $\{V_i(t)\}$ 来确定待测波与参考波之间的相位 $\Phi(t)$ 。平方律检波器给出的干涉电压一般可表示为

$$V_i(t) = k\{E_r^2 + E_p^2(t) + 2E_r E_p(t) \cos[\Phi(t) + \alpha_i]\}; \quad (1)$$

式中, $i=1, 2, \dots, n$; k 为检波器系数; E_r 、 $E_p(t)$ 分别为投射到检波器上的参考波和待测波电场强度振幅值, α_i 为两波固有相位差。不难证明, 在 E_r 、 $E_p(t)$ 未知的情况下, 根据一个 $n \geq 3$ 的 $\{V_i(t)\}$, 可以确定唯一的 $\Phi(t)$ 。

α_i 常取一些特征值以简化信息处理。按形成 α_i 特征值的时序可将干涉法系统分成串行和并行两类。对串行类, i 对应于同一检波器电压的不同时刻; 对并行类, i 对应于不同的检波器。目前广泛使用的斑马条纹干涉仪^[2], 实质上是串行的, 数字化后仪器响应速度不能提高^[3]。我们以并行系统^[4]为基础研制的 35 GHz 数字化干涉仪, 大大提高了系统响应速度。

二、35 GHz 并行式干涉仪系统

1. 系统和信号

35 GHz 干涉仪系统框图如图 1 所示。特点是利用电桥结构, 通过调节相移器 PH1、PH2, 衰减器 A1、A2, 检波器 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 来获得 $\{V_i(t)\}$;

本文 1987 年 7 月 17 日收到。

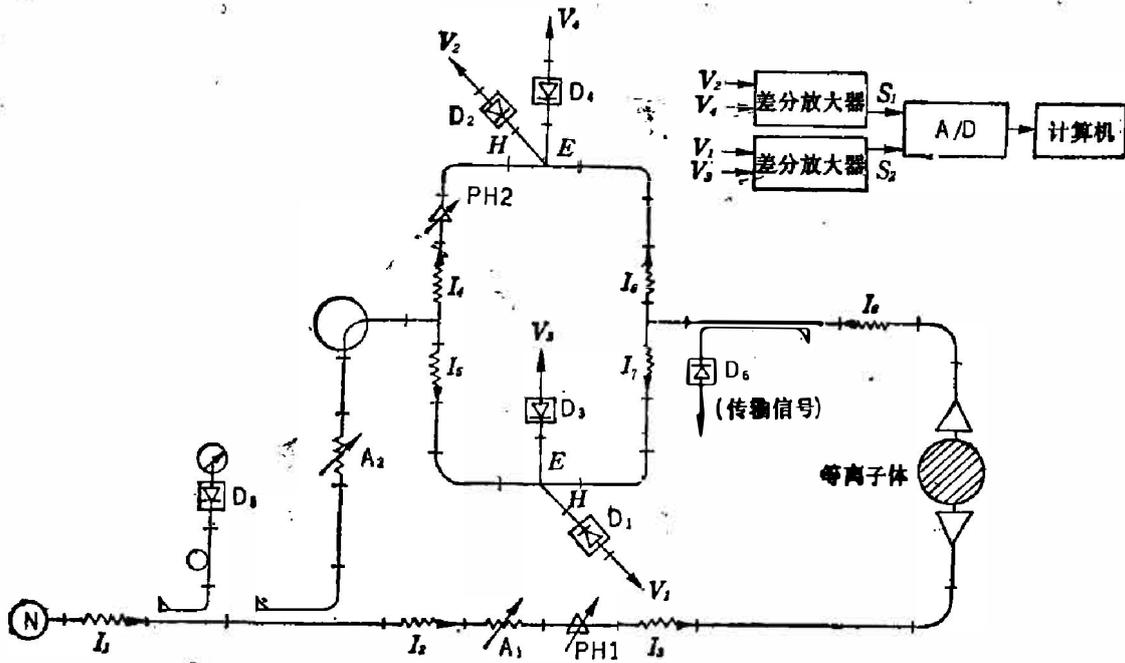


图1 用于等离子体电子密度诊断的并行式数字化干涉仪

Fig. 1 Parallel digitized interferometer used for plasma electron density diagnosis.

$$V_i(t) = k \left\{ E_r^2 + E_p^2(t) + 2 E_r E_p(t) \cos \left[\Phi(t) - \frac{(i-1)}{2} \pi \right] \right\}, \quad (i=1, 2, 3, 4); \quad (2)$$

经差分放大后得:

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= V_2(t) - V_4(t) = 4k E_r E_p(t) \sin \Phi(t); \\ S_2(t) &= V_1(t) - V_3(t) = 4k E_r E_p(t) \cos \Phi(t). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

将 $S_1(t)$, $S_2(t)$ 信号送入数据采集系统, 经处理后可得 $\Phi(t)$ 及平均电子密度 $\bar{N}_e(t)$ 。

2. 数据处理

数据处理流程如图2所示; 其核心是相位判别, 即 $\phi_m(i)$ 和 $\phi(i)$ 的计算。

(1) 原始数据的自动修正

本文在系统失调误差一节中给出 S_1 、 S_2 信号的零点和初相位正偏移所导致的测量误差。当偏移不太大时, 对等离子体的一般应用其测量误差可不予考虑。本程序中对 S_1 信号的零点偏移作了自动修正, 这是考虑到当 S_1 有负偏移时, 它导致起始相位测量值有大于 π 弧度的差错。

(2) 相位角判别

记采样所得的 S_1 、 S_2 信号为 $S_1(i)$ 、 $S_2(i)$, i 对应于采样时刻 t_i 。显然, 相位角

$$\Phi(i) = \tan^{-1} \frac{S_1(i)}{S_2(i)}。$$

由于 $\tan^{-1} \frac{S_1(i)}{S_2(i)}$ 在 2π 弧度内的多值性和 $\tan \Phi(i)$ 对 2π 角的周期性, 对 $\Phi(i)$ 的象限值和周期数要作出判别。为讨论方便, 将 t_i 时刻的实际相位、数字化系统处理所得的相位和处理中未计及 2π 周期数的相位依次记为 $\Phi(i)$ 、 $\phi(i)$ 、 $\phi_m(i)$ 。

根据 2π 弧度内正、余弦函数特点, 象限判别逻辑可归纳成表1, 表中

$$\phi'_m(i) = \tan^{-1} |S_1(i)/S_2(i)|。$$

$\phi(i)$ 可由 $\phi(i-1)$ 和 $\phi_m(i)$ 的特征来确定。图3表示对应梯形变化的 $\Phi(i)$, $\phi_m(i)$ 的

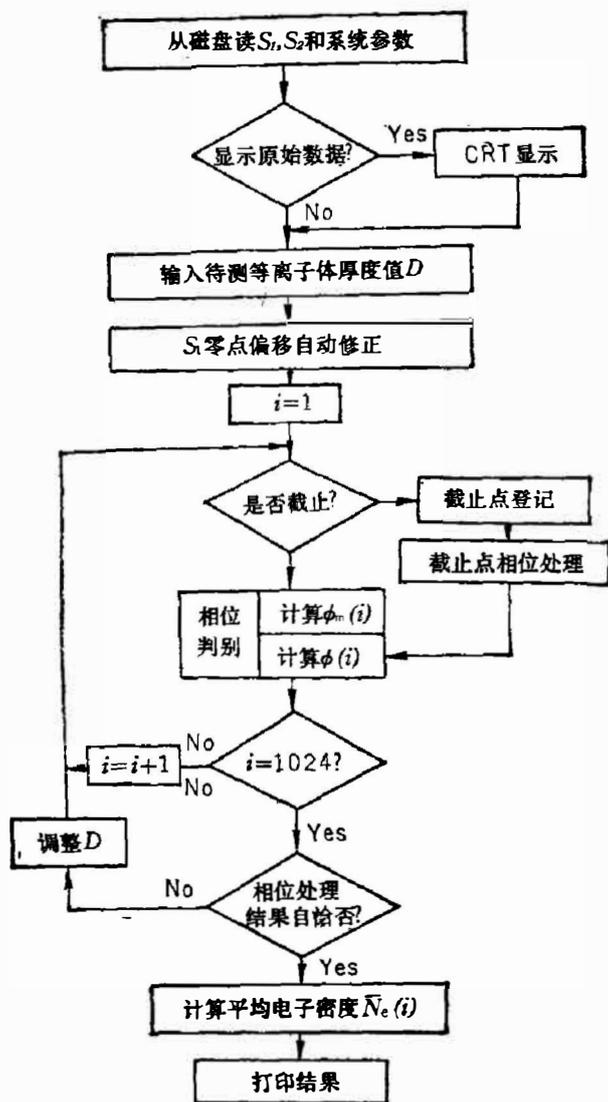


图2 数据处理流程图

Fig. 2 The flow chart of data processing.

函数形状。一个明显的特征是当 $\Phi(i)$ 增大或减小而跨越 2π 角周期时, $\phi_m(i)$ 值发生跳变。令 $\Delta\phi_m(i) = \phi_m(i) - \phi_m(i-1)$, 我们可设立一个判据: 当 $\Delta\phi_m(i) \geq \Delta\phi_0$ 时, $\Phi(i)$ 递减过 2π 周期; 当 $\Delta\phi_m(i) \leq -\Delta\phi_0$ 时, $\Phi(i)$ 递增过 2π 周期; 当 $|\Delta\phi_m(i)| < \Delta\phi_0$ 时, $\Phi(i)$ 不跨越 2π 周期; 其中 $\Delta\phi_0$ 为给定角。

从图3可见, 似乎 $\Delta\phi_0$ 取值越接近 2π , 判别越可靠; 事实上 $\Delta\phi_0$ 的选择与系统允许的 PS 值 (一个采样周期内的相位变化) 有关, 在 $\Phi(i)$ 未跨越 2π 周期时, $|PS| = |\Delta\phi_m|$; 跨越 2π 周期时, $|PS| = 2\pi - |\Delta\phi_m|$; 因此, 判别可用 PS 来表示:

$$|PS| \leq \Delta\phi_0 \leq 2\pi - |PS|. \quad (4)$$

当 $\Delta\phi_0 = \pi$ 时, PS 可取最大值 π , 此时

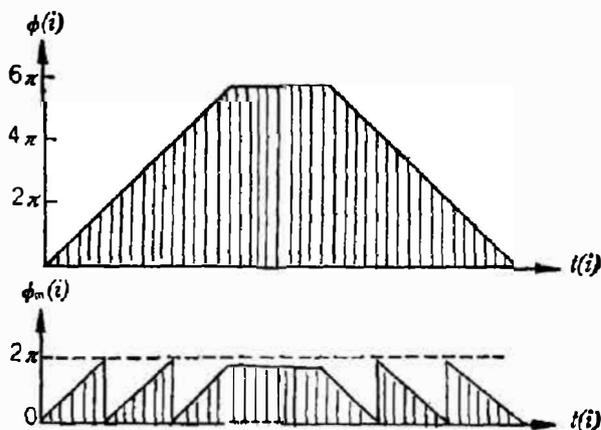


图3 线性 $\phi(i)$ 与对应的 $\phi_m(i)$

Fig. 3 Linear $\phi(i)$ & the corresponding $\phi_m(i)$.

表1 确定 $\phi_m(i)$ 的逻辑表

Table 1 Logic table for determining $\phi_m(i)$

$S_1(i)$	+			0		-		
$S_2(i)$	+	0	-	+	-	+	0	-
$\phi_m(i)$	$\phi'_m(i)$	$\pi/2$	$\pi - \phi'_m(i)$	0	π	$2\pi - \phi'_m(i)$	$3\pi/2$	$\pi + \phi'_m(i)$

表2 确定 $\Phi(i)$ 的逻辑表

Table 2 Logic table for determining $\phi(i)$

$\Delta\phi_m(i)$	$\phi(i)$	说 明
$\Delta\phi_m(i) \geq \pi$	$\phi(i) = \phi(i-1) - 2\pi + \phi_m(i) - \phi_m(i-1)$	$\phi(i)$ 递减过 2π 周期
$\Delta\phi_m(i) \leq -\pi$	$\phi(i) = \phi(i-1) + 2\pi + \phi_m(i) - \phi_m(i-1)$	$\phi(i)$ 递增过 2π 周期
$ \Delta\phi_m(i) < \pi$	$\phi(i) = \phi(i-1) + \phi_m(i) - \phi_m(i-1)$	$\phi(i)$ 不跨越 2π 周期

判据最有利于快速相位变化的测量。 $\phi(i)$ 的判别逻辑可归纳成表 2。

(3) 截止处理

当等离子体电子密度达到截止密度值时, $E_p = 0$; $S_1 = S_2 = 0$; 这时相位测量不能进行。为了

在最终处理结果中反映截止状态的发生, 亦为了使截止时刻后的相位处理得以进行, 程序对截止作了如下处理: a) 设立截止判别, 即满足 $S_1 = S_2 = 0$ 时为截止状态; b) 记录截止点的 i 值, c) 截止处的相位处理为对应截止密度时应有的相位值; d) 根据相位测量结果的自治性检验截止处理的正确性, 并调整等离子体参数直到自治。截止处理流程见图 4。

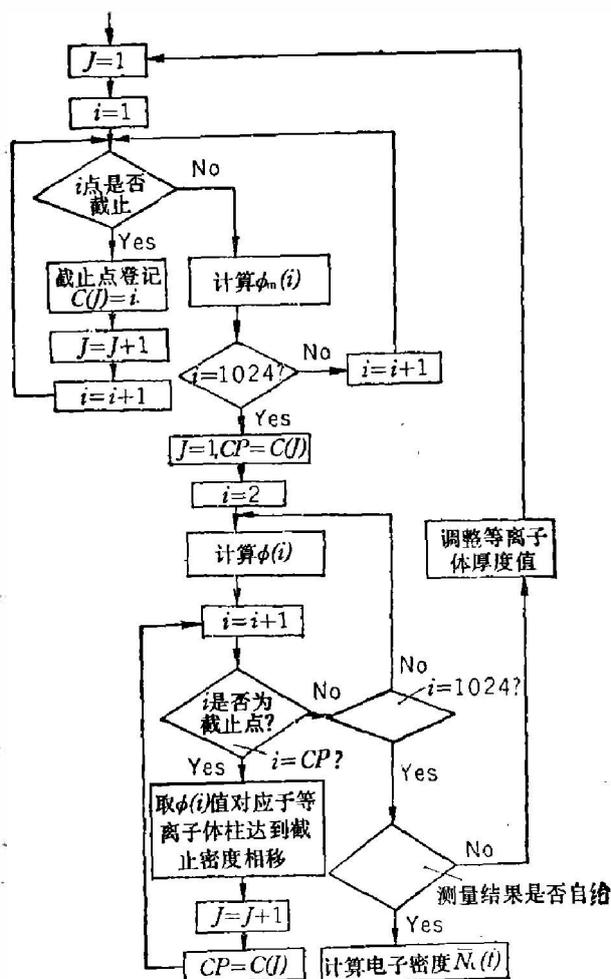


图4 截止处理流程图

Fig. 4 The flow chart for cut-off treatment.

3. 系统失调误差

式(3)是理想情况下的采样信号, 一个实际的系统, 其部件参数如源频率、电桥对称性、检波器系数 k 、检波律、差分放大器平衡性等与理论要求的偏差统称为系统失调误差。它们导致 $\{V_i(t)\}$ 及 $\{S_i(t)\}$ 的畸变, 畸变的 S_i 用 s_i 表示为

$$s_i(t) = K_i + 4kE_r E_p(t) k_{s_i} \times \sin[\Phi(t) + \theta_{s_i}], \quad (i=1, 2); \quad (5)$$

由式(5)可见, 畸变可归纳为振幅调制 k_{s_i} , 相位偏移 θ_{s_i} 和零点偏移 K_i 三个因子。我们分析了各因子单独引起的测量误差。

当仅有振幅调制 k_{s_i} 时, $s_i(t)$ 为

$$s_i(t) = 4kE_r E_p(t) k_{s_i} \sin[\Phi(t)], \quad i=1, 2; \quad (6)$$

采样原始信号为 $s_i(t)$, 按原理程序处理相位, 测量误差为

$$\Delta\Phi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{k_s^{-1}}{\frac{1}{\tan \Phi(t)} + k_s \tan \Phi(t)} \right); \quad (7)$$

式中, $k_s = k_{s1}/k_{s2}$ 。

当仅有相位偏移 θ_{s_i} 时, $s_i(t)$ 为

$$\left. \begin{aligned} s_1(t) &= 4kE_r E_p(t) \sin[\Phi(t) + \theta_{s1}]; \\ s_2(t) &= 4kE_r E_p(t) \cos[\Phi(t)]. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

测量误差为

$$\Delta\Phi(t) = \tan^{-1} \frac{\tan \Phi(t) (\cos \theta_{s1} - 1) + \sin \theta_{s1}}{1 + \tan^2 \Phi(t) \cos \theta_{s1} + \tan \Phi(t) \sin \theta_{s1}}. \quad (9)$$

当仅有零点偏移 K_1 时, $s_i(t)$ 为

$$\left. \begin{aligned} s_1(t) &= 4kE_r E_p(t) \sin \Phi(t) + K_1; \\ s_2(t) &= 4kE_r E_p(t) \cos \Phi(t). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

测量误差为

$$\Delta\Phi(t) = \tan^{-1} \frac{1}{\frac{s_2(t)}{K_1} + \frac{s_1(t)}{K_1} \tan^2 \Phi(t) + \tan \Phi(t)}. \quad (11)$$

利用数值模拟信号对系统软件进行了测试, 模拟信号为一梯形相位变化:

$$\Phi(i) = \begin{cases} (10\pi/N)i & i < N; \\ 10\pi, & N \leq i \leq 256 - N; \\ (10\pi/N)(256 - i), & (256 - N) < i < 256; \end{cases}$$

其中, N 为小于 128 的常数, 表示相角线性变化 10π 时的总采样点数。

图 5 给出了一组模拟测试结果。图 5(a) 为无系统失调时的处理结果, 它与模拟值一致; 图 5(b) 为含有式 (6) 形式振幅调制时的测量误差, 与式 (7) 的理论值一致; 图 5(c) 为含有式 (8) 形式相位偏移时的测量误差, 与式 (9) 的理论值一致; 图 5(d) 为含有式 (10) 形式零点偏移时的测量误差, 与式 (11) 的理论值一致。

N 取不同值时, 模拟测量结果表明, 当满足 $PS < \pi$ 时, 软件处理结果与 PS 无关。

以上模拟测试结果证实了软件的正确性和性能的稳定性, 并表明在系统失调不大时, 测量误差并不严重。

4. 动态范围和量化误差

系统的动态范围是指在满足指定测量精度前提下, 待测波功率的允许变化范围, 记

$$D_p = 10 \log \frac{P_{p \max}}{P_{p \min}} = 20 \log \frac{E_{p \max}}{E_{p \min}};$$

其中, P_p 和 E_p 为入射到检波器的待测波功率和电场强度。

一个实际系统的 $E_{p \max}$ 有一定限制, E_p 过大会导致非平方律检波; $E_{p \min}$ 则受系统固有噪声电平、零点漂移和数字化系统量化误差的限制。实验表明, 固有噪声和零点漂移均可控制在相当低的水平, 这里仅讨论量化误差对动态范围的限制。

以 8-bit 数字系统和线性相位变化为例说明其关系。若静态时调节 E_p 使 \hat{S}_i (S_i 的振幅值) 对应最大允许采样值 $2^8/2 = 128$, 此时的 E_p 和 \hat{S}_i 为 $E_{p \max}$ 和 $\hat{S}_{i \max}$; 显然

$$\hat{S}_{i \max} = 4kE_r E_{p \max},$$

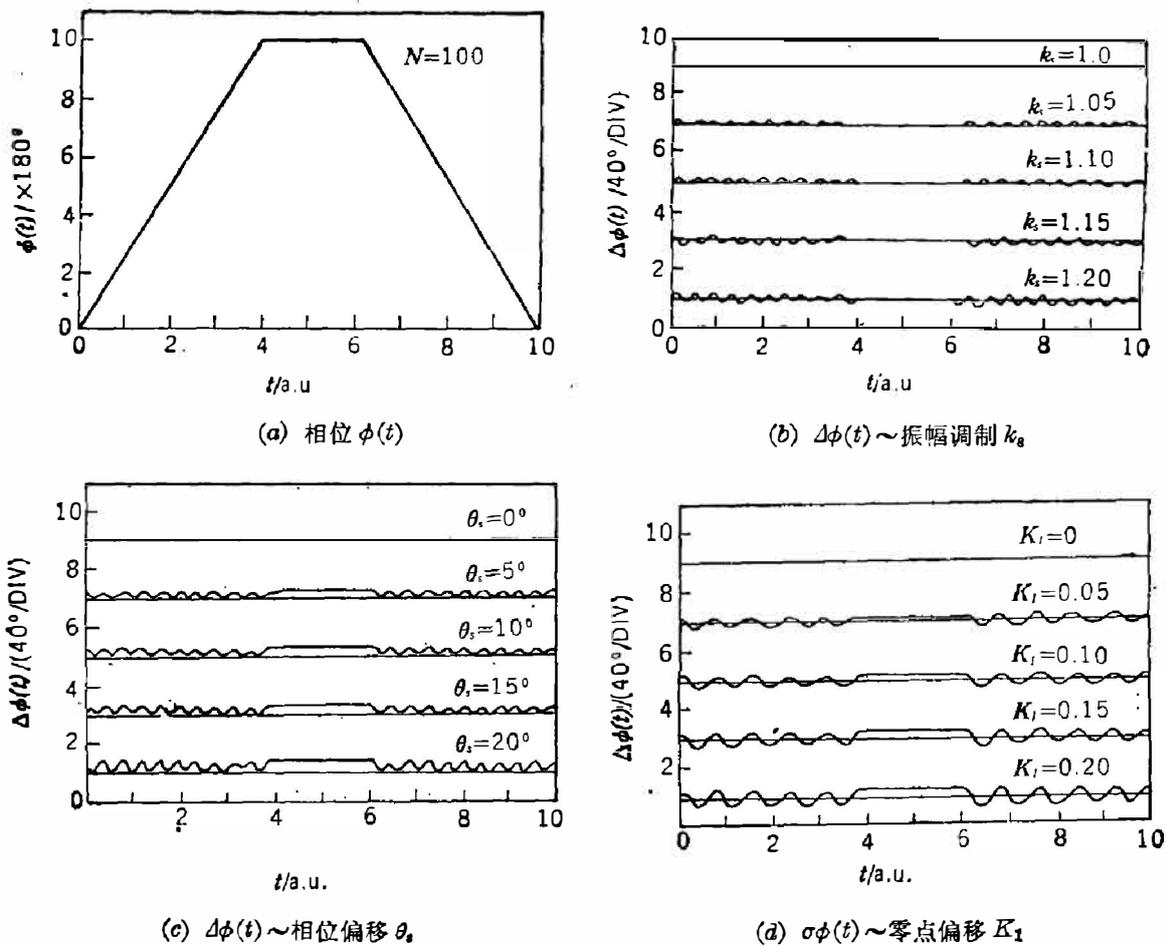


图5 测量误差分析

Fig. 5 Measurement error analysis.

量化电压 $\Delta V = \hat{S}_{i, \max} / 128$ 。在 E_p 减小的情况下, 为使测量结果仍有足够的精度和时间分辨率, 试取 $\hat{S}_{i, \min}$ 为五倍量化电压, $S_i(t)$ 在半周期内采样六个点。计算表明, 对应 $S_i(t)$ 一周期内相位测量的最大量化误差为 3.8° , 相应的动态范围为

$$D_p = 20 \log \frac{E_{p, \max}}{E_{p, \min}} = 20 \log \frac{\hat{S}_{i, \max}}{\hat{S}_{i, \min}} = 20 \log \frac{128}{5} = 28.2 \text{ dB}.$$

实验表明, 其结果与系统实际的最大动态范围接近。要进一步提高动态范围需增大数字系统的字长, 并相应地减小系统固有噪声和零点飘移。

三、实 验

我们用 35 GHz 干涉仪分别测量了扬声器端面阻尼振动, 日光灯起辉阶段等离子体电子密度和直线放电管中等离子体电子密度的变化。图 6 是当干涉仪用作反射计测量扬声器端面作阻尼振动时所得原始 S 信号及数据处理后所得的相位变化。图 7 是用干涉仪监视日光灯放电中心区所得的 S 信号和数据处理后所得的相位变化, 注意放电后 3 ms 开始的相位涨落现象。图 8 是直线放电管实验中的典型数据, 其中图 8-b 为电子密度达到截止值时的情况。实验中最重要的一环是排除现场各种形式的电磁干扰, 这可以借助 S 信号有无异常来判别。

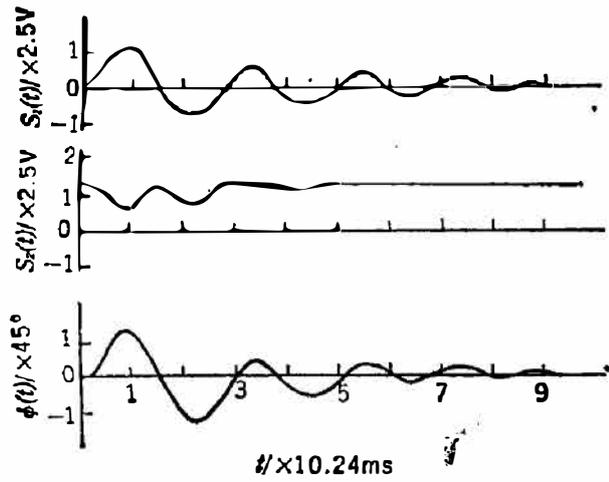


图6 扬声器阻尼振动测量的典型数据
 Fig. 6 Typical data from the measurement of damped oscillation of a loudspeaker.

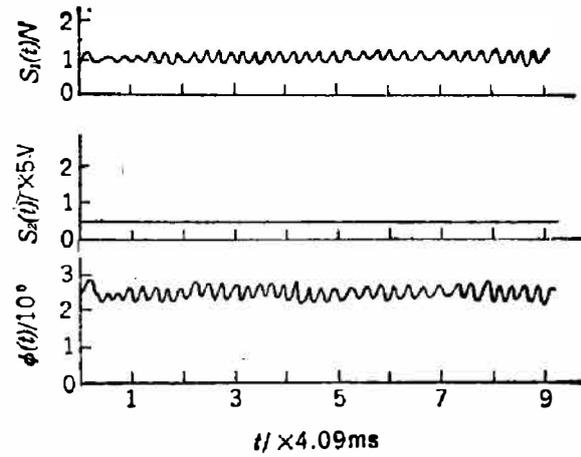


图7 日光灯放电的典型数据
 Fig. 7 Typical data of fluorescence tube discharge.

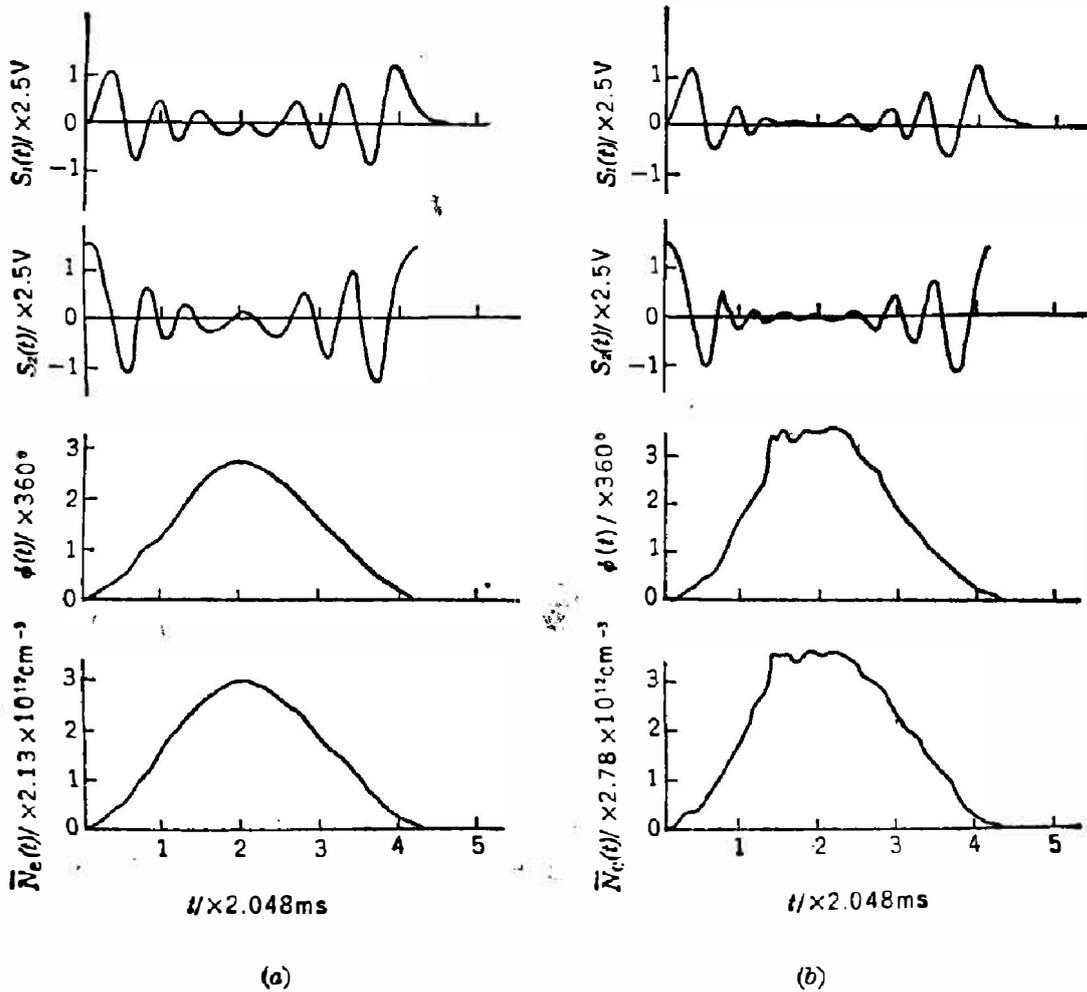


图8 直线放电管实验的典型数据
 Fig. 8 Typical data from the experiment on a linear discharge tube.

四、结 论

35 GHz 并行式数字化干涉仪的研制和实验表明, 这种体制的干涉仪在响应速度, 动态范围, 大、小相角测量能力等多方面的性能均优于现行使用的各类干涉仪, 可望广泛应用于暂态过程相位测量的各领域中。在技术上进一步抑制 S 信号的温度漂移, 可进一步提高干涉仪性能。

参 考 文 献

- [1] Hubbard A. E. et al., J. Phys. E (G. B.), 20 (1987), 4: 423.
- [2] Head M. A. et al., *Plasma Diagnostics with Microwaves*, John Wiley & Sons Inc.: New York, 1965, p. 192.
- [3] 郑少白等, 物理, 14 (1985), 679.
- [4] 刘岐山等, 电子科学学刊, 9 (1987), 4: 375.

A 35GHz PARALLEL DIGITIZED INTERFEROMETER

WANG ZHAOSHEN KANG SHOUXING DING BOLONG

(*Institute of Plasma Physics, Academia Sinica*)

ABSTRACT

The concept of parallel-digitized interferometer used for phase measurement of a transient process is proposed. The interferometer system, software design and measurement errors are discussed. The details of a successful 35GHz model and its experimental results are given. The result shows that the parallel-digitized system has good performances and will have many applications in plasma research and other areas.