

多功能伪随机信号相关仪及* 冷轧机控制系统在线辨识

李白男 钟延炯
(北京钢铁学院)

摘 要

本文介绍了根据系统在线辨识原理设计的伪随机信号相关仪,还讨论了采用多周期逆重复 m 序列,配合实时二项式加权平均消除系统直流漂移对测试脉冲响应函数的影响;对系统施加一个周期预扰动,消除系统被扰后初始输出非平稳造成的不良影响;将两个相互相差二分之一半周期的逆重复 m 序列作为独立序列,来辨识多维系统。(并用实验证明了以上提高辨识准确度的措施所获得的效果以及所扩大的功能。最后介绍了冷轧机控制系统的在线辨识与在线调整。

一、由系统辨识原理设计伪随机信号相关仪

把伪随机信号 $x(t)$ 作为试验信号输入到系统时,根据 $x(t)$ 与对应系统输出 $y(t)$ 间的互相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 可以估算被测系统的脉冲响应函数 $g(\tau)$, 即

$$R_{xy}(\tau) = \frac{N+1}{N} a^2 \Delta t g(\tau) - \frac{a^2}{N} \int_0^{T_s} g(t) dt \quad (1-1)$$

式中 N 是 $x(t)$ 的位数, Δt 是钟周期, a 是电平, T_s 是系统调整时间, 即

$$g(\tau) = 0 \quad \tau > T_s \quad (1-2)$$

而

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{qT} \int_0^{qT} x(t)y(t+\tau) dt \quad (1-3)$$

q 是 $x(t)$ 的周期数。

仪器就是要实现(1-3)所示互相关运算,即给系统输入 $x(t+\tau)$, 对应输出 $y(t+\tau)$ 与 $x(t)$ 相乘,在 0 至 qT 区间内积分便是 $ER_{xy}(\tau)$, E 是仪器常数。

为了提高辨识 $g(\tau)$ 的速度,仪机内部取了 $x(t)$ 以及它的许多迟延信号 $x(t-\Delta t)$, $x(t-2\Delta t)$, \dots , $x[t-(n-1)\Delta t]$ 与 $y(t+\tau)$ 进行互相关运算,则有

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= \frac{1}{qT} \int_0^{qT} x(t)y(t+\tau) dt \\ R_{xy}(\tau + \Delta t) &= \frac{1}{qT} \int_0^{qT} x(t-\Delta t)y(t+\tau) dt \\ R_{xy}(\tau + 2\Delta t) &= \frac{1}{qT} \int_0^{qT} x(t-2\Delta t)y(t+\tau) dt \\ &\vdots \end{aligned}$$

$$R_{xy}[\tau + (n-1)\Delta t] = \frac{1}{qT} \int_0^{qT} x[t - (n-1)\Delta t]y(t + \tau)dt \quad (1-4)$$

对应一个固定 τ 值, 可得出 n 个互相关值 $R_{xy}(\tau + i\Delta t)$, $i = 0, 1, 2, \dots, (n-1)$. 当 $\tau = 0$ 时, 互相关值为 $R_{xy}(0), R_{xy}(\Delta t), \dots, R_{xy}[(n-1)\Delta t]$, 当 n 较大时, 一次测试就可得出 $R_{xy}(\tau)$ 的全部信息.

在(1-4)中, 若 τ 按 $0, n\Delta t, 2n\Delta t, \dots, mn\Delta t$ 逐次累加时, 则有

$$R_{xy}(jn\Delta t + i\Delta t) = \frac{1}{qT} \int_0^{qT} x(t - i\Delta t)y(t + jn\Delta t)dt \quad \begin{matrix} i = 0, 1, \dots, n-1 \\ j = 0, 1, \dots, m \end{matrix} \quad (1-5)$$

其中, $i\Delta t$ 为 $x(t)$ 的固定延迟量, $jn\Delta t$ 为 $x(t + \tau)$ 中 τ 的累加超前量. 一次测试得出 n 个互相关值, 连续进行 m 次试验, 得出 $m \times n$ 个互相关值.

伪随机信号 $x(t)$ 与一次分频后的移位钟信号模 2 相加, 得到逆重复 m 序列 $l(t)$. 把 $l(t)$ 作为试验信号输入到系统时, 根据 $l(t)$ 与系统输出 $y(t)$ 的互相关函数 $R_{ly}(\tau)$, 同样可以估算 $g(\tau)$, 即

$$R_{ly}(\tau) = \frac{N+1}{N} a^2 \Delta t g(\tau) \quad (1-6)$$

二、采用二项式实时加权平均抑制缓慢漂移对辨识结果的影响

在对工业控制对象进行辨识时, 经常遇到缓慢变化的直流漂移干扰, 采用 $r+2$ 半周期逆重复 m 序列, 在自制相关仪内配合二项式实时加权平均, 消除了 r 阶多项式型直流漂移干扰的影响. 实验证明这种仪器用于在线辨识时, 对抑制缓慢直流漂移有良好效果.

系统输出 $z(t)$ 一般为

$$z(t) = y(t) + n(t) + p(t) \quad (2-1)$$

式中 $y(t)$ 为无干扰时系统输出, $n(t)$ 为白噪声干扰, $p(t)$ 为多项式型漂移, 即

$$p(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_r t^r \quad (2-2)$$

系数 a_0, a_1, \dots, a_r 是未知的, r 是根据被测系统漂移选定的.

为了分析方便, 暂时不考虑 $n(t)$.

辨识时的试验信号采用 $r+2$ 半周期的逆重复 m 序列 $l(t)$, 它有

$$l(t) = -l(t+T) \quad (2-3)$$

T 是 $l(t)$ 的半周期.

线性系统对应 $l(t)$ 的输出 $y(t)$ 也具有逆重复特性, 即

$$y(t) = -y(t+T) \quad (2-4)$$

在 iT 至 $(i+1)T$ 区间内 ($i = 0, 1, \dots, r+1$) 有

$$\frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} z(t)l(t-\tau)dt = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} y(t)l(t-\tau)dt + \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} p(t)l(t-\tau)dt \quad (2-5)$$

式中

$$R_{ly}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} y(t)l(t-\tau)dt \quad (2-6)$$

(2-5)式两边乘以系数 K_i , 求和后

$$\frac{1}{T} \sum_{i=0}^{r+1} \int_{iT}^{(i+1)T} K_i z(t) l(t - \tau) dt = \sum_{i=0}^{r+1} K_i R_{ly}(\tau) + \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{r+1} \int_{iT}^{(i+1)T} K_i p(t) l(t - \tau) dt \quad (2-7)$$

(2-7)式右边第二项变量置换后有

$$\frac{1}{T} \sum_{i=0}^{r+1} \int_{iT}^{(i+1)T} K_i p(t) l(t - \tau) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{i=0}^{r+1} (-1)^i K_i p(t + iT) \right] l(t - \tau) dt \quad (2-8)$$

从(2-8)式看出, 不管系数 a_0, a_1, \dots, a_r 取什么值, 都可以适当选择 K_i , 使

$$\sum_{i=0}^{r+1} (-1)^i K_i p(t + iT) = 0 \quad (2-9)$$

K_i 的数值, 以及与 r 对应关系由表 1 指出.

表 1

r	K_0	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	K_7	$\sum_{i=0}^{r+1} K_i$
0	1	1							2
1	1	2	1						4
2	1	3	3	1					8
3	1	4	6	4	1				16
4	1	5	10	10	5	1			32
5	1	6	15	20	15	6	1		64
6	1	7	21	35	35	21	7	1	127

令:

$$\frac{1}{\left(\sum_{i=0}^{r+1} K_i \right) T} \sum_{i=0}^{r+1} \int_{iT}^{(i+1)T} K_i z(t) l(t - \tau) dt = R_{lz}(\tau) \quad (2-10)$$

则把(2-9), (2-10)代入(2-7)式后有

$$R_{lz}(\tau) = R_{ly}(\tau) \quad (2-11)$$

把(1-6)式代入(2-11)式后有

$$g(\tau) = \frac{1}{A} R_{lz}(\tau) \quad (2-12)$$

式中

$$A = \frac{(N+1)}{N} \Delta t a^2 \quad (2-13)$$

可见, r 阶多项式漂移对互相关测量的影响完全得到补偿.

(2-10)式可以改写成

$$R_{lz}(\tau) = \frac{1}{\left(\sum_{i=0}^{r+1} K_i \right) T} \sum_{i=0}^{r+1} \int_{iT}^{(i+1)T} K_i z(t + \tau) l(t) dt \quad (2-14)$$

在自制的相关仪内, 实现了(2-14)式的加权平均运算, 即在对应的 iT 至 $(i+1)T$

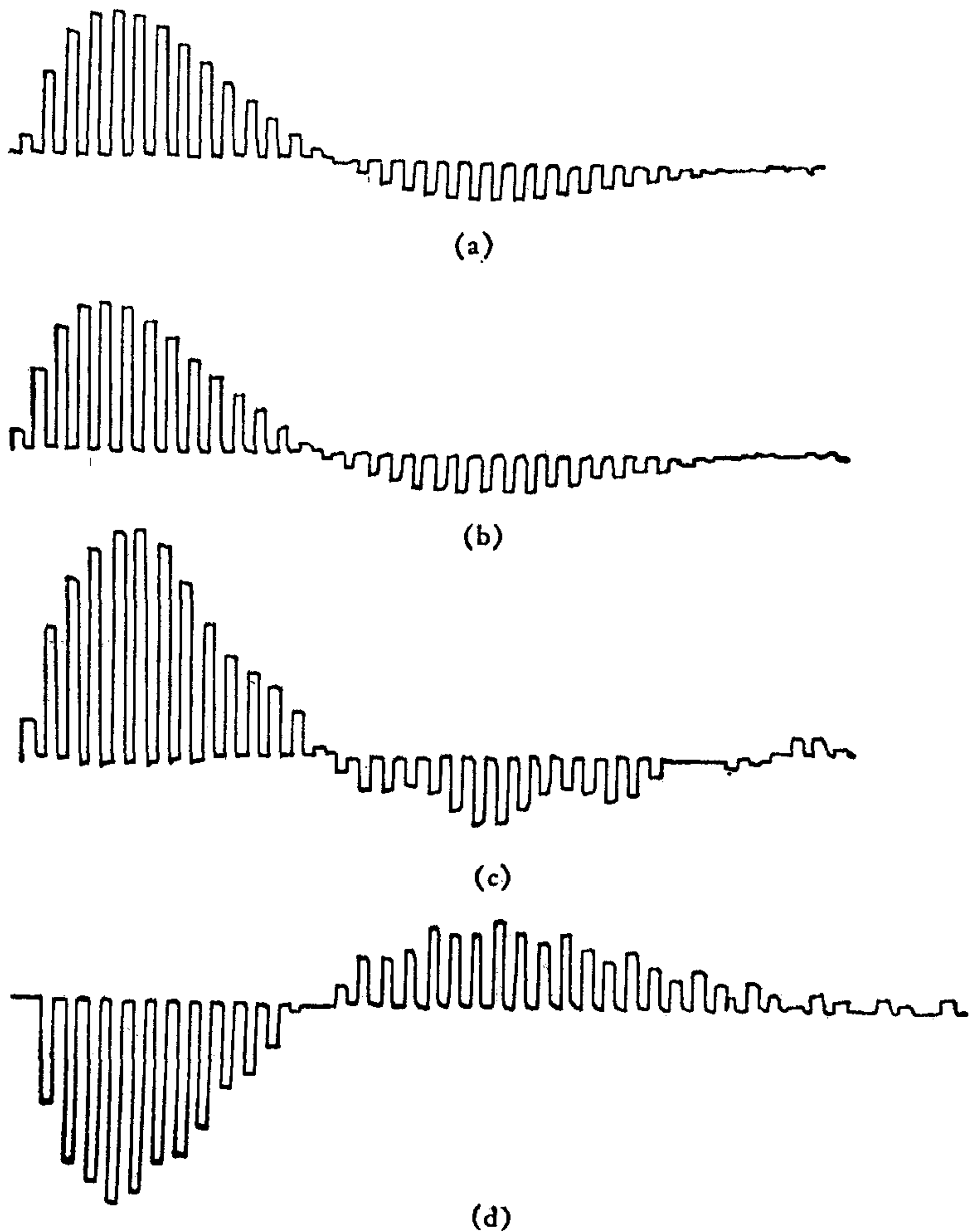


图 2-1 漂移干扰下,测试互相关函数的比较试验. 序列参数: $N = 63$ 、 $\Delta t = 16.3\text{ms}$ 、 $q = 4$ 、 $a = 50\text{mV}$, 漂移干扰: 长周期三角波,幅值 0.4V , 周期 18s

- (a) $R_{ly}(\tau)$ 、无漂移干扰逆重复 m 序列
 (b) $R_{lx}(\tau)$ 、有漂移干扰逆重复 m 序列、加权 $K_i = 1, 3, 3, 1$
 (c) $R_{lx}(\tau)$ 、有漂移干扰逆重复 m 序列,不加权
 (d) $R_{xz}(\tau)$ 、有漂移干扰伪随机序列

区间内,使 $z(t + \tau) \cdot l(t)$ 的积分值增大 K_i 倍. 我们在三阶模拟系统上作了一系列比较试验.

首先,以 $l(t)$ 作试验信号作用到系统输入端,在无干扰情况下,作出一条正确曲线 $R_{ly}(\tau)$, 如图 2-1 (a) 所示. 然后在系统求和输入端迭加长周期的三角波作为漂移干扰 $p(t)$, 这时分别采用伪随机信号 $x(t)$ 、逆重复 m 信号 $l(t)$ 作试验信号,测得的互相关函数 $R_{xz}(\tau)$ 、 $R_{lx}(\tau)$ 如图 2-1 (c)、2-1(d) 所示. 当采用逆重复 m 序列并配合加权 ($K_i = 1; 3; 3; 1$) 平均时,测出 $R_{lx}(\tau)$ 如图 2-1(b) 所示.

当三角波的幅值增大时,分别采用 $x(t)$ 、 $l(t)$ 测出的 $R_{xz}(\tau)$ 、 $R_{lx}(\tau)$ 如图 2-2 (a), 2-2(b) 所示,而采用 $l(t)$ 并配合加权 ($K_i = 1; 3; 3; 1$) 平均时,测出的 $R_{lx}(\tau)$ 如图 2-2 (c) 所示.

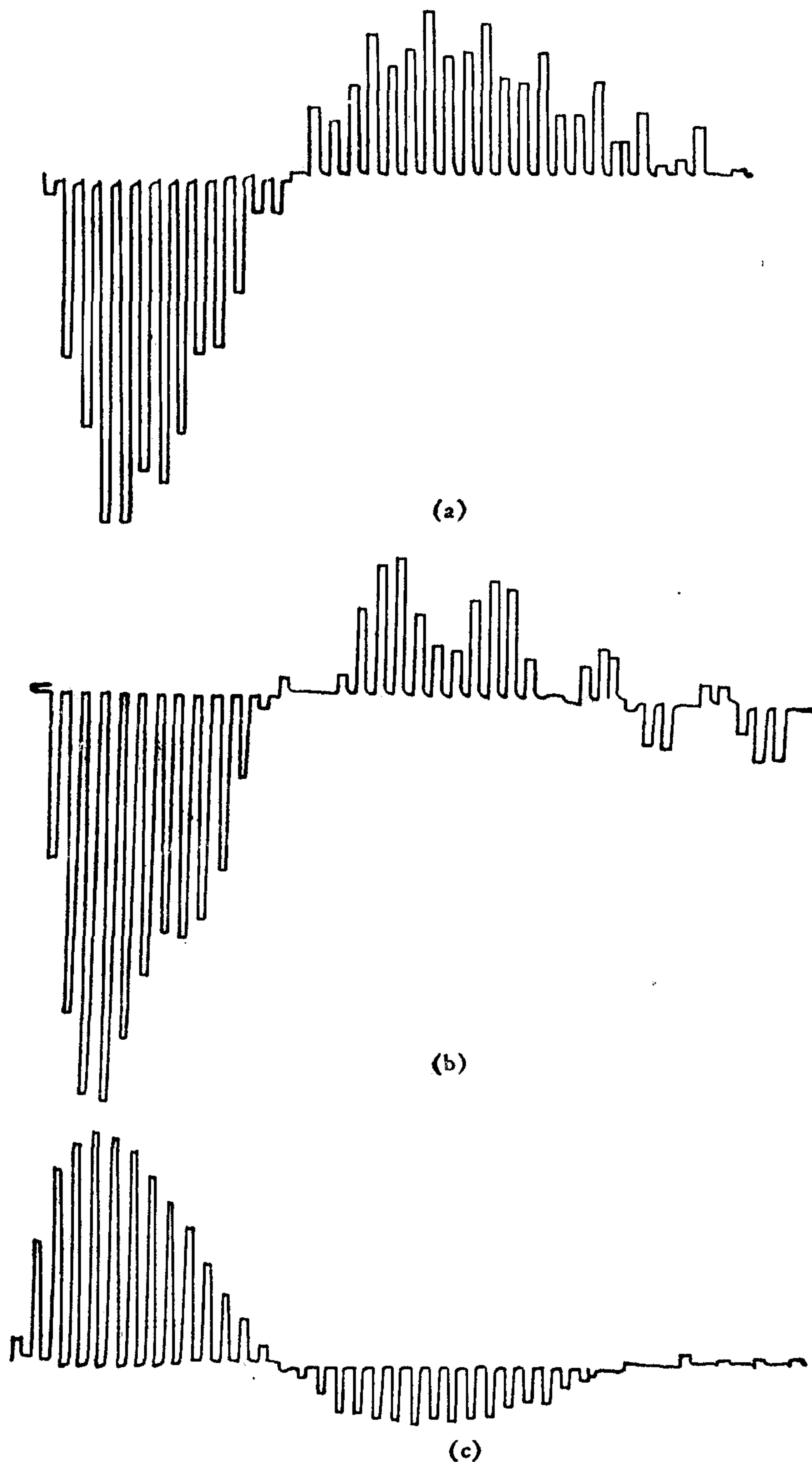


图 2-2 漂移干扰幅值增大至 0.75 V 时, 测试互相关函数比较试验, X-Y 仪: y 轴 0.5V/cm
 (a) $R_{xx}(\tau)$ 、伪随机序列 (b) $R_{12}(\tau)$ 、逆重复 m 序列 (c) $R_{12}(\tau)$ 、逆重复 m 序列, 加权 $K_i = 1, 3, 3, 1$

从试验曲线看出, 采用伪随机信号辨识系统时, 漂移干扰对测试互相关函数起了恶劣影响. 而采用逆重复 m 序列, 但不加权时也不能抑制漂移干扰, 只有配合加权平均时, 才能有效地抑制多项式型漂移的影响. 尤其当干扰较大时, 其加权的优点更明显、突出.

三、预先扰动系统消除过渡过程的影响

维纳-何甫方程

$$R_{xy}(\tau) = \int_0^{T_s} g(t)R_{xx}(\tau - t)dt \quad (3-1)$$

的建立首先假定系统输入 $x(t)$ 及输出 $y(t)$ 是平稳随机过程,它具有各态历经性质,即总体平均值等于时间平均值:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t + \tau)dt \quad (3-2)$$

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t + \tau)dt \quad (3-3)$$

当 $x(t)$ 是周期为 T 的伪随机信号时,有

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t + \tau)dt \quad (3-4)$$

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t + \tau)dt \quad (3-5)$$

$x(t)$ 在任何时候均满足(3-4)式. 而 $y(t)$ 在第一个周期内却不满足(3-5)式.

设 $x(t)$ 是输入到系统的伪随机周期信号,它的初始状态为零,对应系统输出 $y(t)$ 是微分方程式

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 = x(t) \quad (3-6)$$

的解,即

$$y = y' + y'' \quad (3-7)$$

其中, y' 是特解,它是 $x(t)$ 引起的强制振荡,为稳态分量, y'' 是齐次方程的解,为过渡分量,这个过渡过程衰减至零的时间,也是 y 从零变至稳态的时间,这个时间就是 T_s , $y(t)$ 达到稳态之前是不平稳的. 当 $x(t)$ 的周期 T 大于系统调整时间 T_s 时, $y(t)$ 的第一个周期不平稳,而从第二个周期开始便为平稳过程. 因此在按(3-5)式右边求互相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 之前,预先加上一个周期的伪随机信号扰动系统,从第二个周期开始才求 $x(t)y(t + \tau)$ 的时间平均值,只有这样才能满足(3-5)式.

在自制的相关仪内,用简单电路实

现了一个周期的预扰动,从图 3-1 看出,加上预扰动消除了 $y(t)$ 初始值不平稳造成的不良影响.

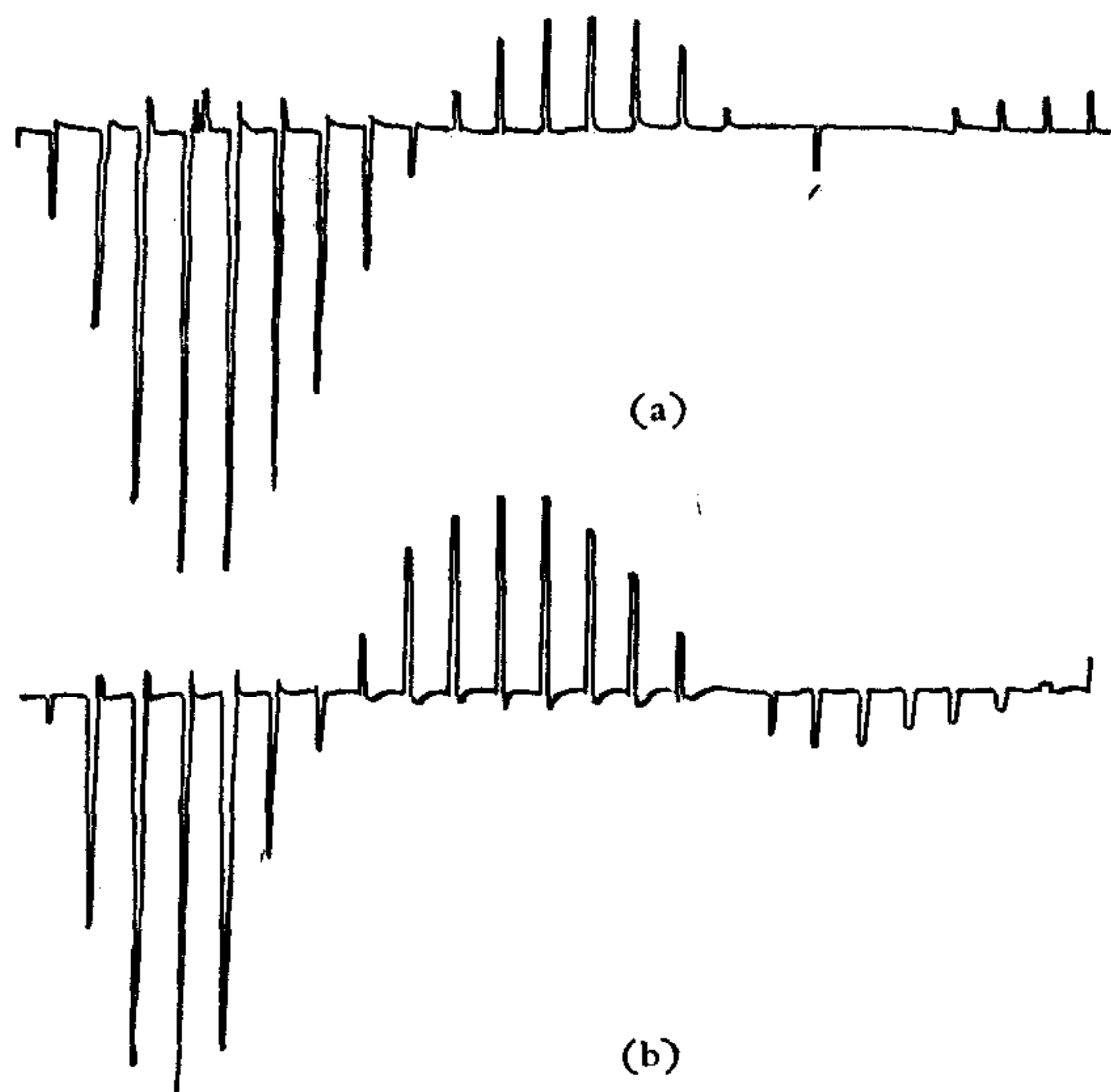


图 3-1 预扰动对测试互相关函数的影响

(a) 无预扰动 (b) 有预扰动

四、采用相互独立逆重复 m 序列辨识二输入二输出系统

将周期为原序列钟周期四倍，相互相差半周期的二个脉冲信号 cp_1 和 cp_2 对原序列 $x(t)$ 采样，生成两组新序列 $x_1(t)$ 及 $x_2(t)$ ，如图 4-1 所示。新序列与原序列是相同序列，

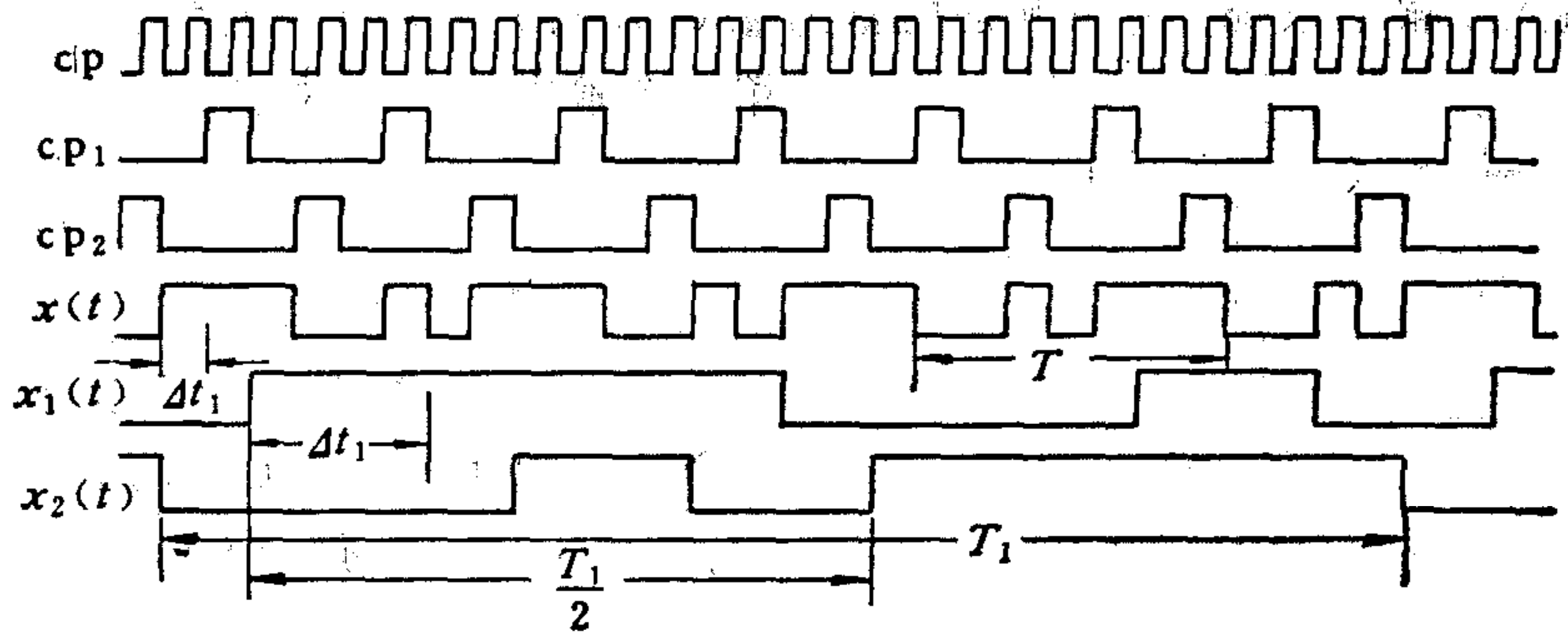


图 4-1 新序列生成波形图

所不同的是，它们的周期、位间相差四倍，即

$$T_1 = 4T \tag{4-1}$$

$$\Delta t_1 = 4\Delta t \tag{4-2}$$

$T, \Delta t$ 分别为原序的周期与位间， $T_1, \Delta t_1$ 分别为新序列的周期与位间。

$x_1(t)$ 与 $x_2(t)$ 是相同序列，但相位相差半周期，即

$$x_2(t) = x_1\left(t - \frac{T_1}{2}\right) \tag{4-3}$$

把 $x_1(t), x_2(t)$ 分别与 cp_1, cp_2 的一次分频后的方波模 2 相加后得出逆重复 m 序列 $l_1(t), l_2(t)$ 。

$$l_2(t) = l_1\left(t - \frac{T_1}{2}\right) \tag{4-4}$$

$l_1(t), l_2(t)$ 的自相关函数 $R_{l_1, l_1}(\tau), R_{l_2, l_2}(\tau)$ ，以及它们的互相关函数 $R_{l_1, l_2}(\tau)$ 如图 4-2 所示。

在(4-4)式中，由于 $\frac{T_1}{2} = 0.5\Delta t_1 N$ ，而 N 是

奇数，因此 $0.5\Delta t_1 N$ 必然是 $0.5\Delta t_1$ 的整数倍， $l_1(t), l_2(t)$ 间的互相关函数

$$R_{l_1, l_2}(\tau) = \frac{1}{qT_1} \int_0^{qT_1} l_1(t)l_1(t - 0.5\Delta t_1 N + \tau) dt \tag{4-5}$$

当 $\tau = 0, \Delta t_1, \dots, \frac{N-3}{2} \Delta t_1$ 时，有

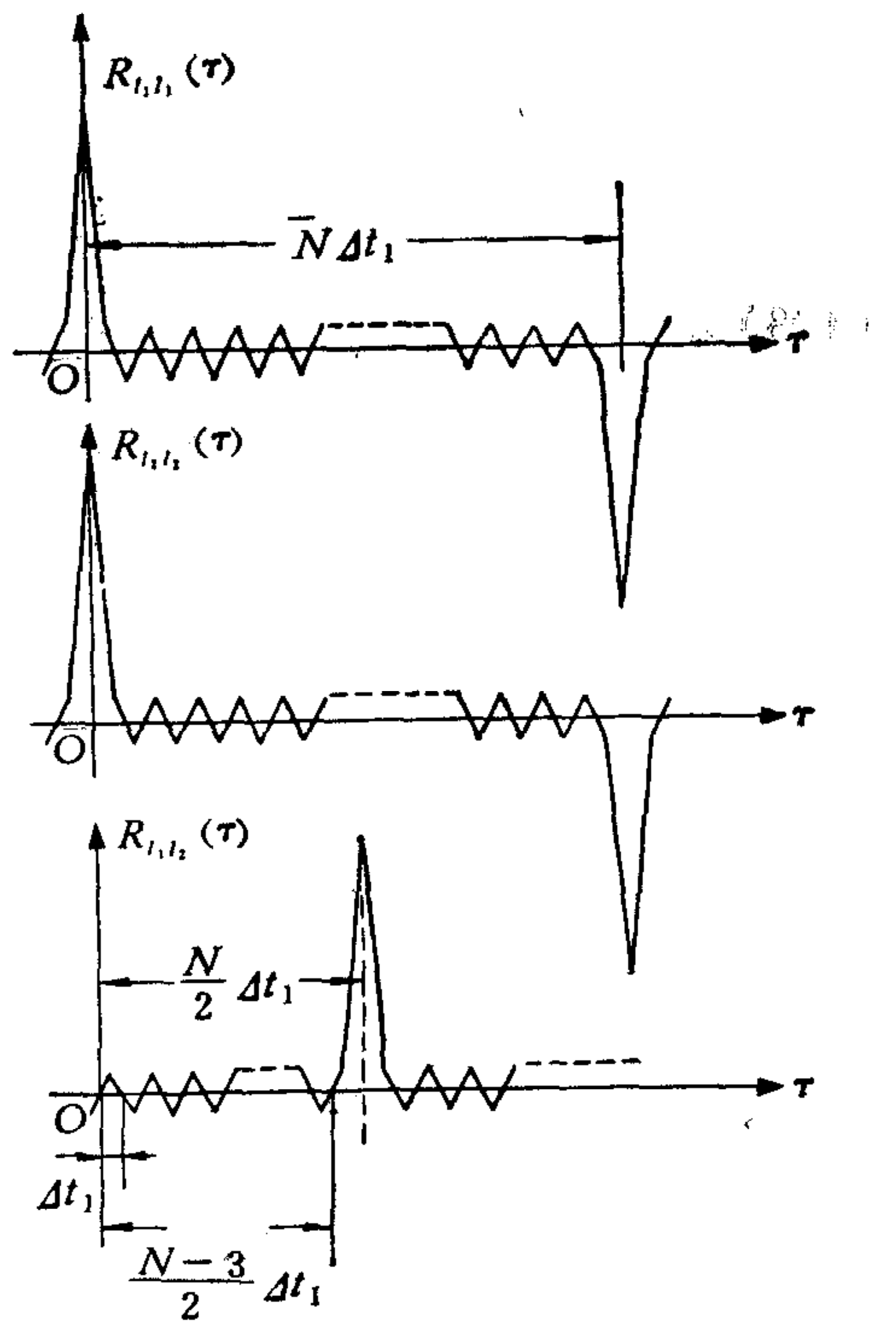


图 4-2 生成序列 $l_1(t), l_2(t)$ 的自相关函数及互相关函数

$$R_{l_1, l_2}(\tau) = 0 \quad (4-6)$$

在 $0 \leq \tau \leq \frac{N-3}{2} \Delta t_1$ 区间内, τ 取其他值时, $|R_{l_1, l_2}(\tau)|$ 值也很小, 所以 $l_1(t), l_2(t)$ 是近似相互独立的.

设二输入二输出系统的脉冲响应函数为 $g_{ij}(\tau), i, j = 1, 2$, 它是对应第 i 个输入至第 j 个输出, T_{sij} 为相应 g_{ij} 的调整时间, 并有

$$\max(T_{sij}) < \frac{N-3}{2} \Delta t_1 \quad (4-7)$$

把 $l_1(t + \tau), l_2(t + \tau)$ 分别引入到系统二个输入端如图 4-3 所示, 对应输出 $y_1(t + \tau), y_2(t + \tau)$ 分别与 $l_1(t), l_2(t)$ 互相关运算后有

$$R_{l_1 y_1}(\tau) = \int_0^{T_{s11}} g_{11}(t) R_{l_1 l_1}(\tau - t) dt + \int_0^{T_{s21}} g_{21}(t) R_{l_2 l_2}(\tau - t) dt \quad (4-8)$$

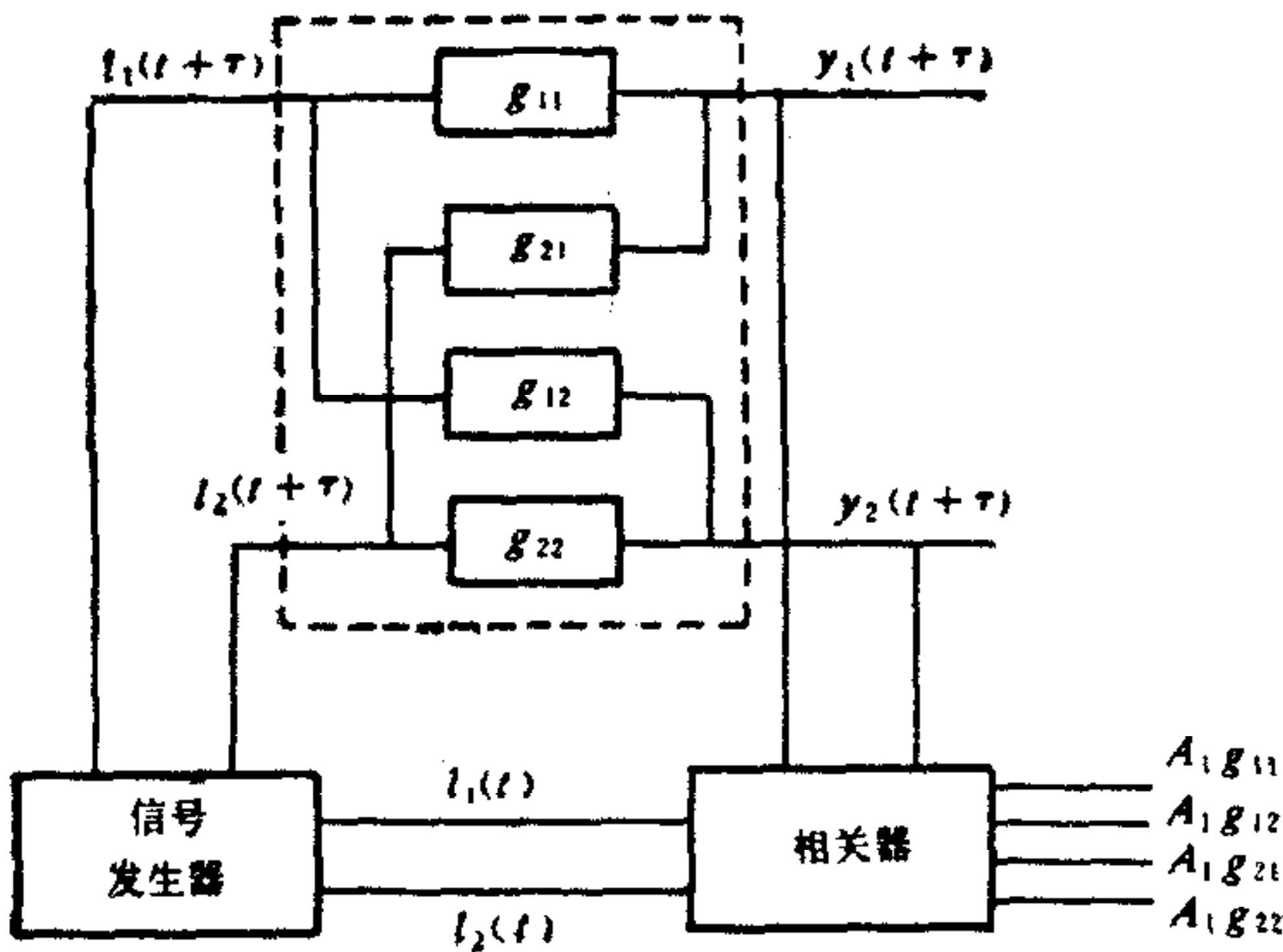


图 4-3 二输入二输出系统辨识框图

注意到(4-7)式以及下式

$$R_{l_i l_j}(\tau) = R_{l_j l_i}(\tau - \frac{T_i}{2}) \quad i \neq j \quad (4-9)$$

(4-8)式变为:

$$g_{ij}(\tau) = \frac{1}{A_1} R_{l_j y_i}(\tau); \quad 0 \leq \tau \leq \frac{N-3}{2} \Delta t_1 \quad (4-10)$$

式中

$$A_1 = \frac{N+1}{N} \Delta t_1 a^2$$

或者

$$g_{1j}(\tau) = \frac{1}{A_1} R_{l_2 y_j}(\tau) \quad \frac{N-1}{2} \Delta t_1 \leq \tau < T_1 \quad (4-11)$$

$$j = 1, 2$$

$$g_{2i}(\tau) = \frac{1}{A_1} R_{l_1 y_i}(\tau)$$

图 4-4 作为二输入二输出系统, 按图 4-3 辨识框图, 在 $0 \leq \tau < \frac{N-3}{2} \Delta t_1$ 区间同时测出四条曲线 $R_{l_2 y_2}(\tau), R_{l_1 y_1}(\tau), R_{l_2 y_1}(\tau), R_{l_1 y_2}(\tau)$ 如图 4-5 所示.

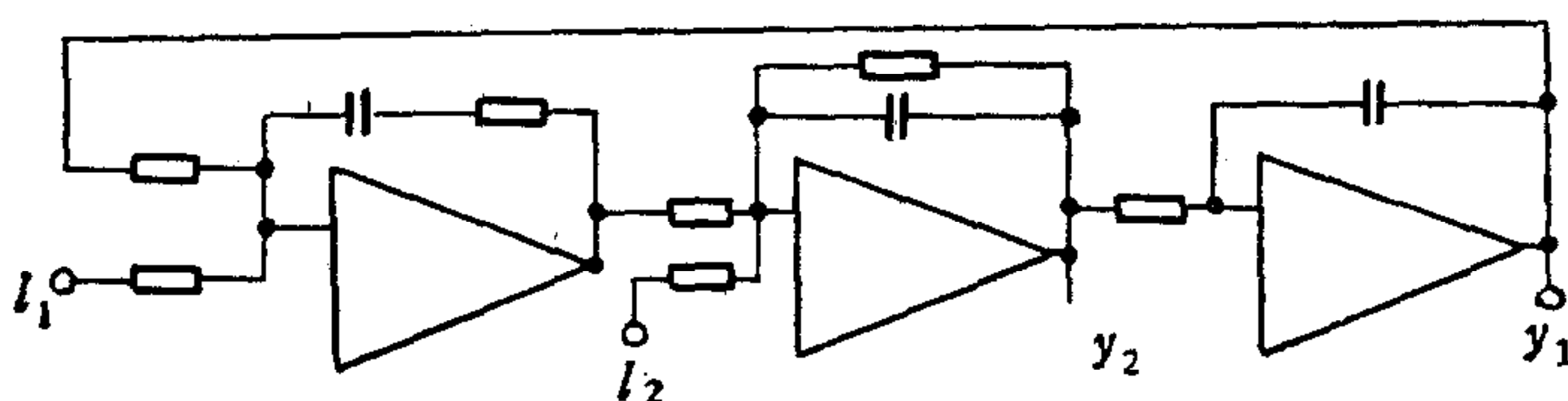
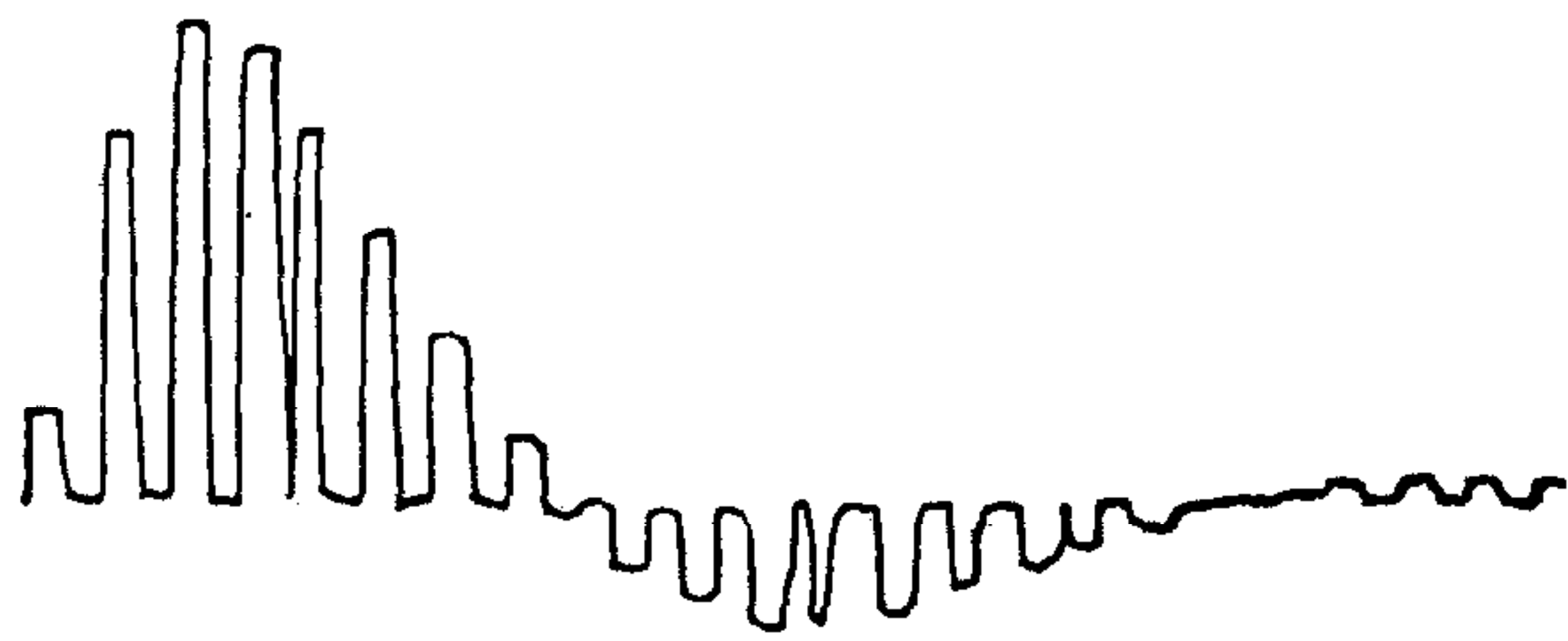
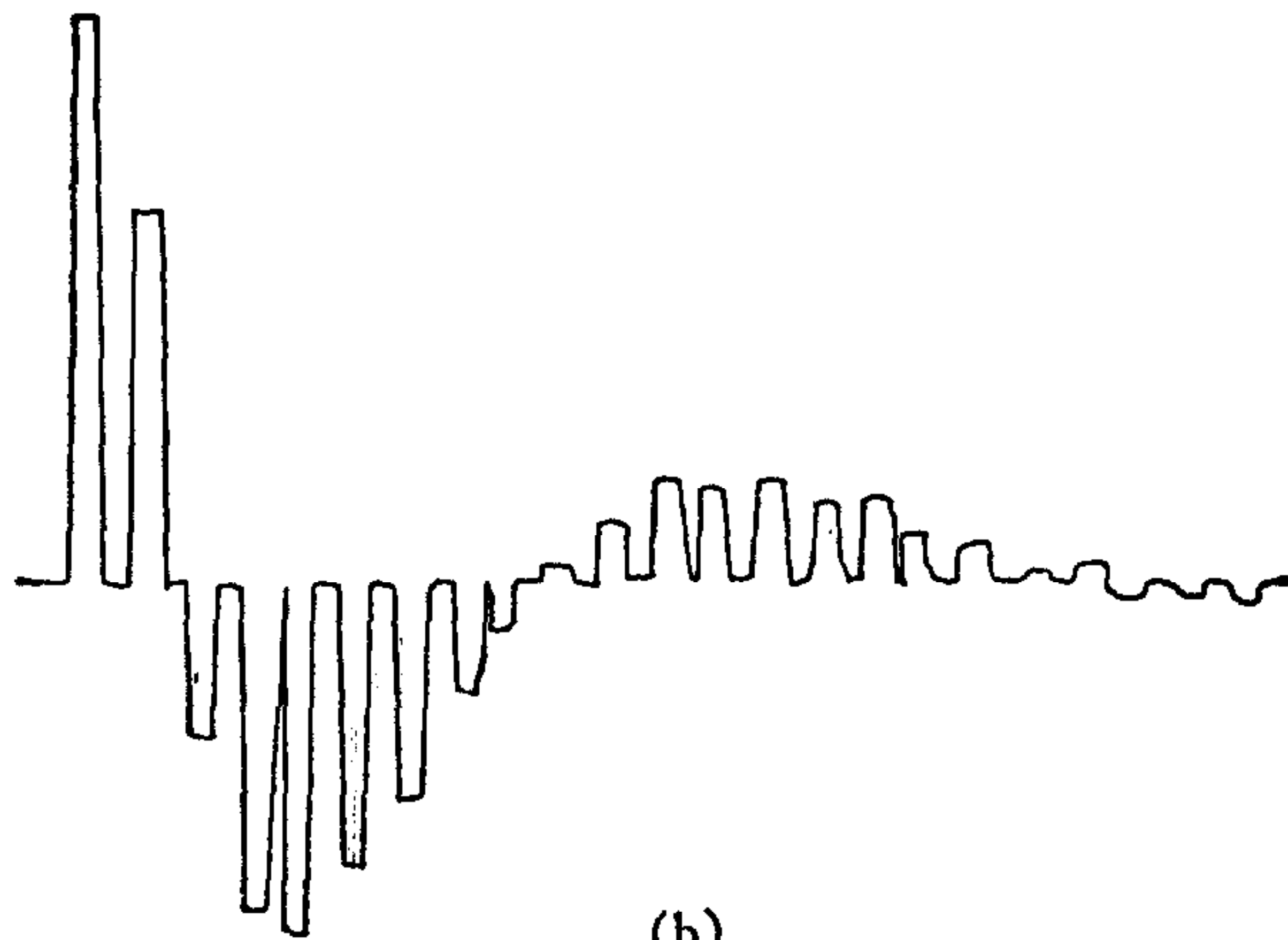


图 4-4 模拟二输入二输出系统



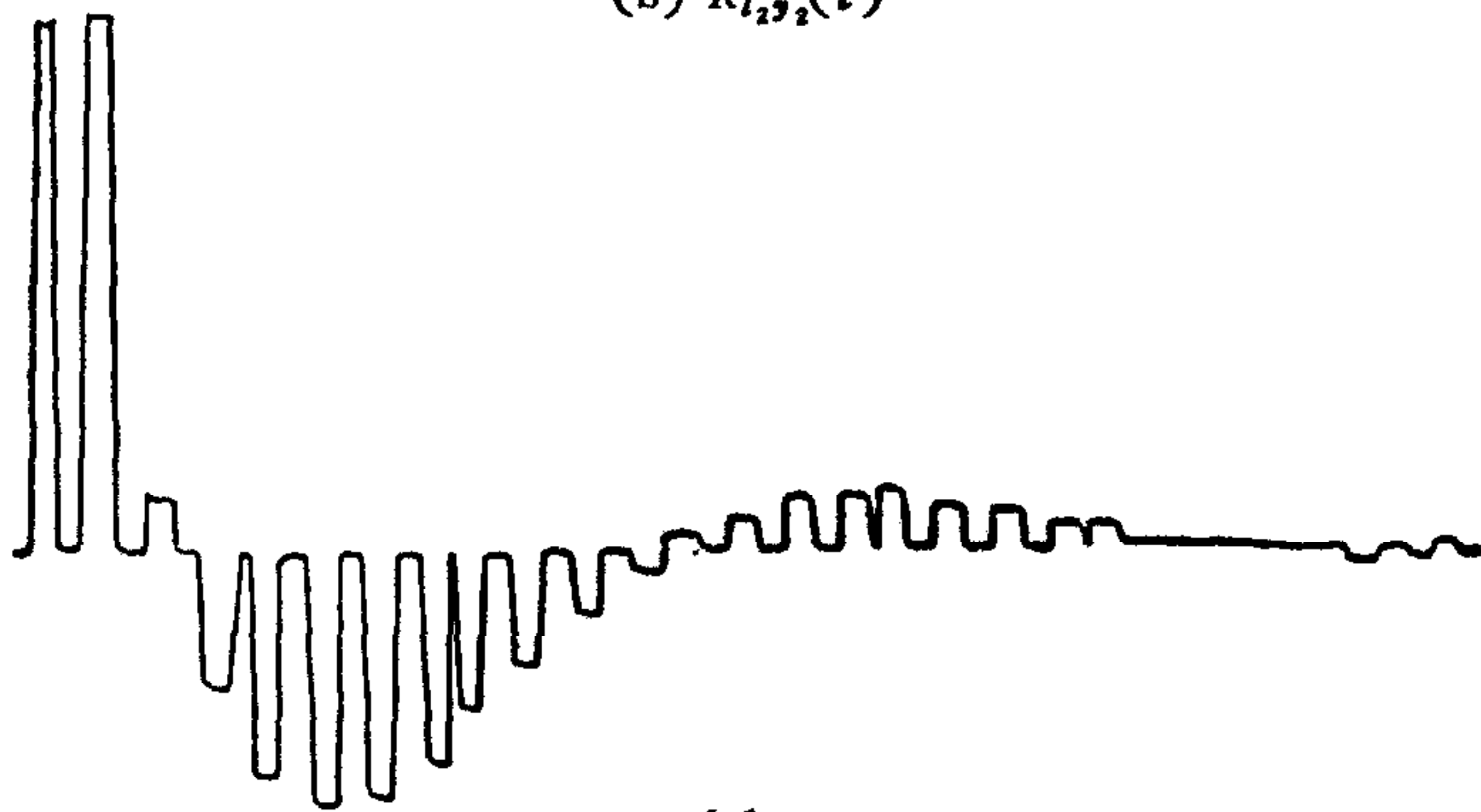
(a)

(a) $R_{l_1, \varphi_1}(\tau)$



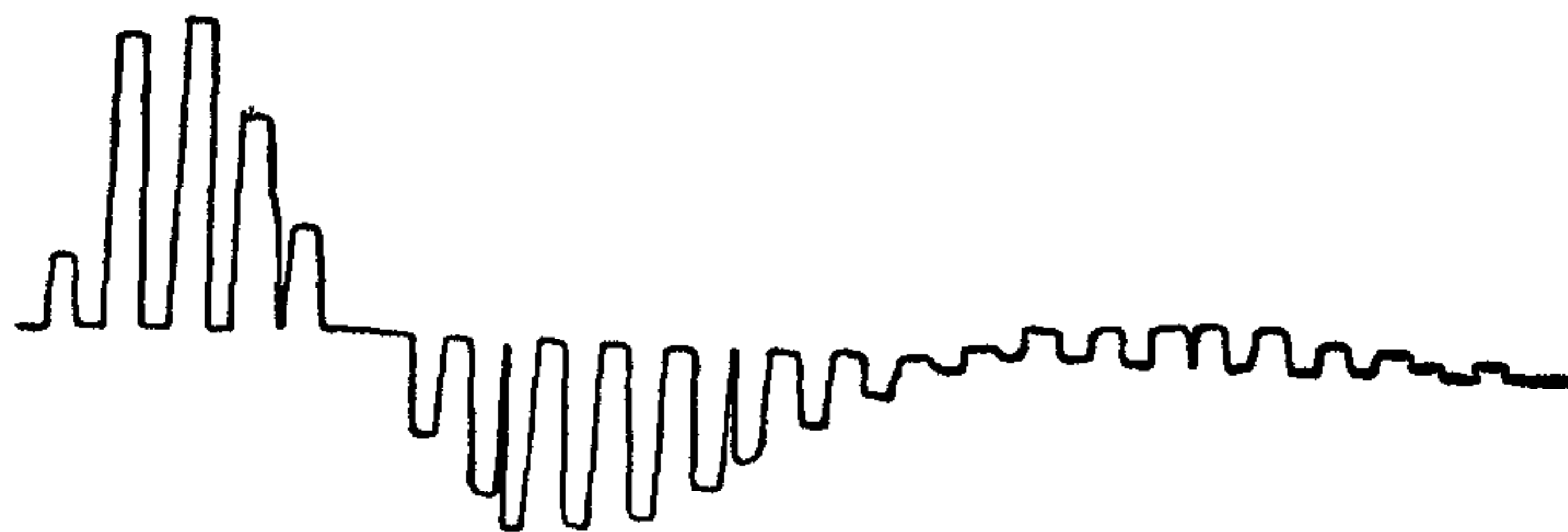
(b)

(b) $R_{l_2, \varphi_2}(\tau)$



(c)

(c) $R_{l_2, \varphi_1}(\tau)$



(d)

(d) $R_{l_2, \varphi_2}(\tau)$

图 4-5 二输入二输出系统在 $0 \leq \tau \leq \frac{N-3}{2} \Delta t_1$, 测试的互相关函数。

试验信号: 逆重复 m 序列 $N = 63$, $q = 2$ $\Delta t_1 = 27.6\text{ms}$

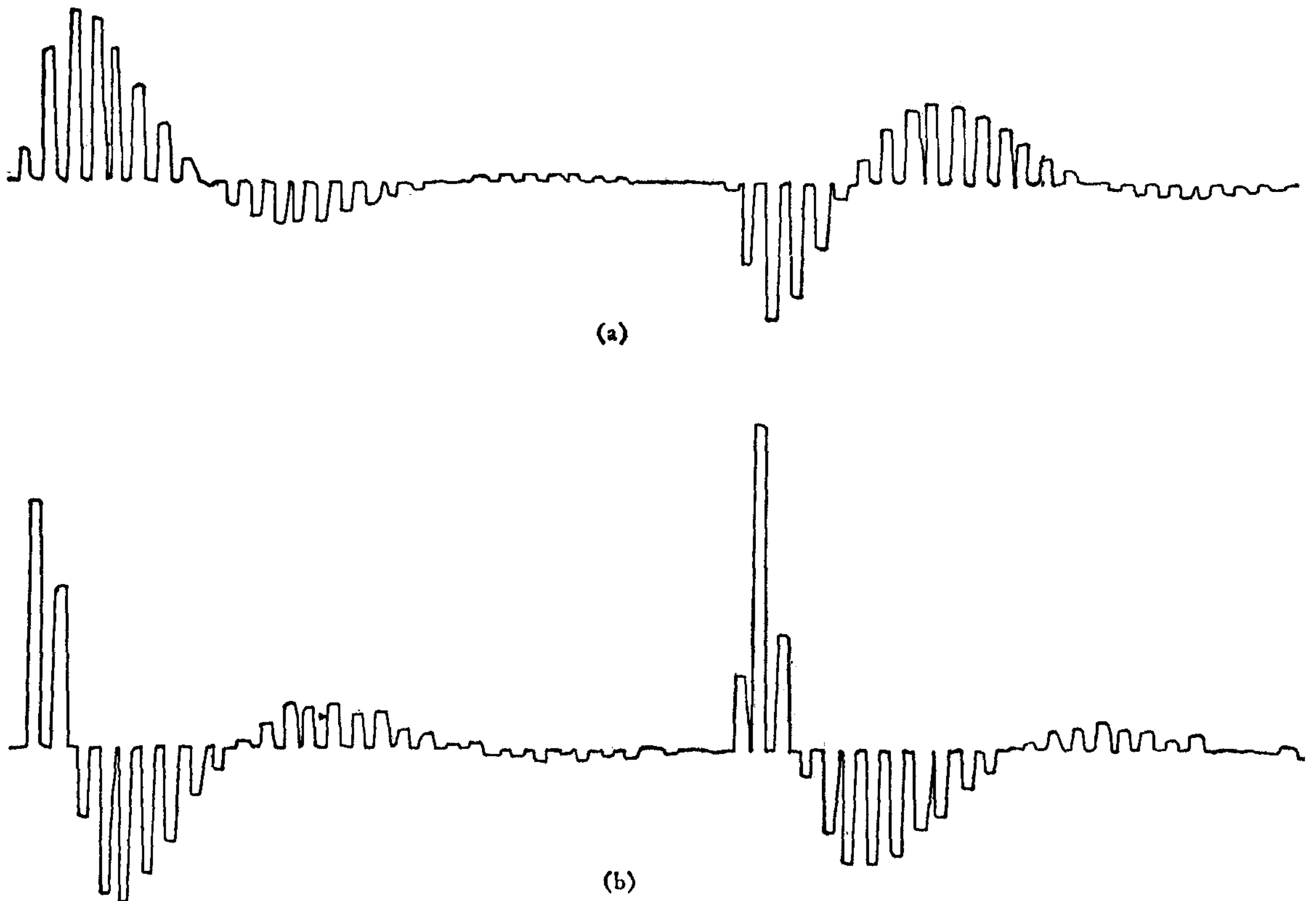


图 4-6 在 $0 \leq \tau \leq T_1$ 时,测试的二条互相关函数曲线
 试验信号,逆重复 m 序 $N = 63$ $q = 2$ $\Delta t_1 = 27.6\text{ms}$
 (a) $R_{l_1 y_1}(\tau)$ (b) $R_{l_2 y_2}(\tau)$

图 4-6 显示了 $0 \leq \tau < T_1$ 区间的两条互相关曲线 $R_{l_1 y_1}(\tau)$, $R_{l_2 y_2}(\tau)$. 其中 $0 \leq \tau \leq \frac{N-3}{2} \Delta t_1$, $R_{l_1 y_1}(\tau) = A_1 g_{11}(\tau)$, $R_{l_2 y_2}(\tau) = A_1 g_{22}(\tau)$, 当 $\frac{N-1}{2} \Delta t_1 \leq \tau < T_1$ 时, $R_{l_1 y_1}(\tau) = A_1 g_{21}(\tau)$, $R_{l_2 y_2}(\tau) = A_1 g_{12}(\tau)$ 在 $\frac{N-1}{2} \Delta t_1 \leq \tau < T_1$ 区间内, $R_{l_2 y_1}(\tau)$, $R_{l_1 y_2}(\tau)$ 是 $R_{l_1 l_2}(\tau)$ 作用的结果,而

$$R_{l_1 l_2}(\tau) = R_{l_1 l_1}(\tau - 0.5 \Delta t_1 N) \quad (4-12)$$

因此 τ 的取值为 Δt_1 的整数倍时,对应 $(\tau - 0.5 \Delta t_1 N)$ 却为 $0.5 \Delta t_1$ 的整数倍,因而

图 4-5 与图 4-6 显示的结果完全一致. 而按(4-10)式测试,辨识时间要缩短一倍,这对在线辨识是很需要的.

五、工厂试验

1. 20 辊极薄带冷轧机主传动调速系统的在线辨识

该轧机是轧制铍铜、镍铬合金的,产品规格为宽 60—100 mm, 厚为 8—15 μm 的极薄带. 工作辊由可控硅-直流电动机调速系统传动. 试验目的是辨识上述系统动特性, 如

图 5-1 所示。

试验信号 $x(t + \tau)$ 与给定电压 U_G 一起分别加到 1# 比例积分器的求和端, 从测速发电机输出端取出的被扰信号电压 $z(t + \tau)$ 引入到相关器, 与 $x(t)$ 互相关运算, 得出 $Ag(\tau)$ 。

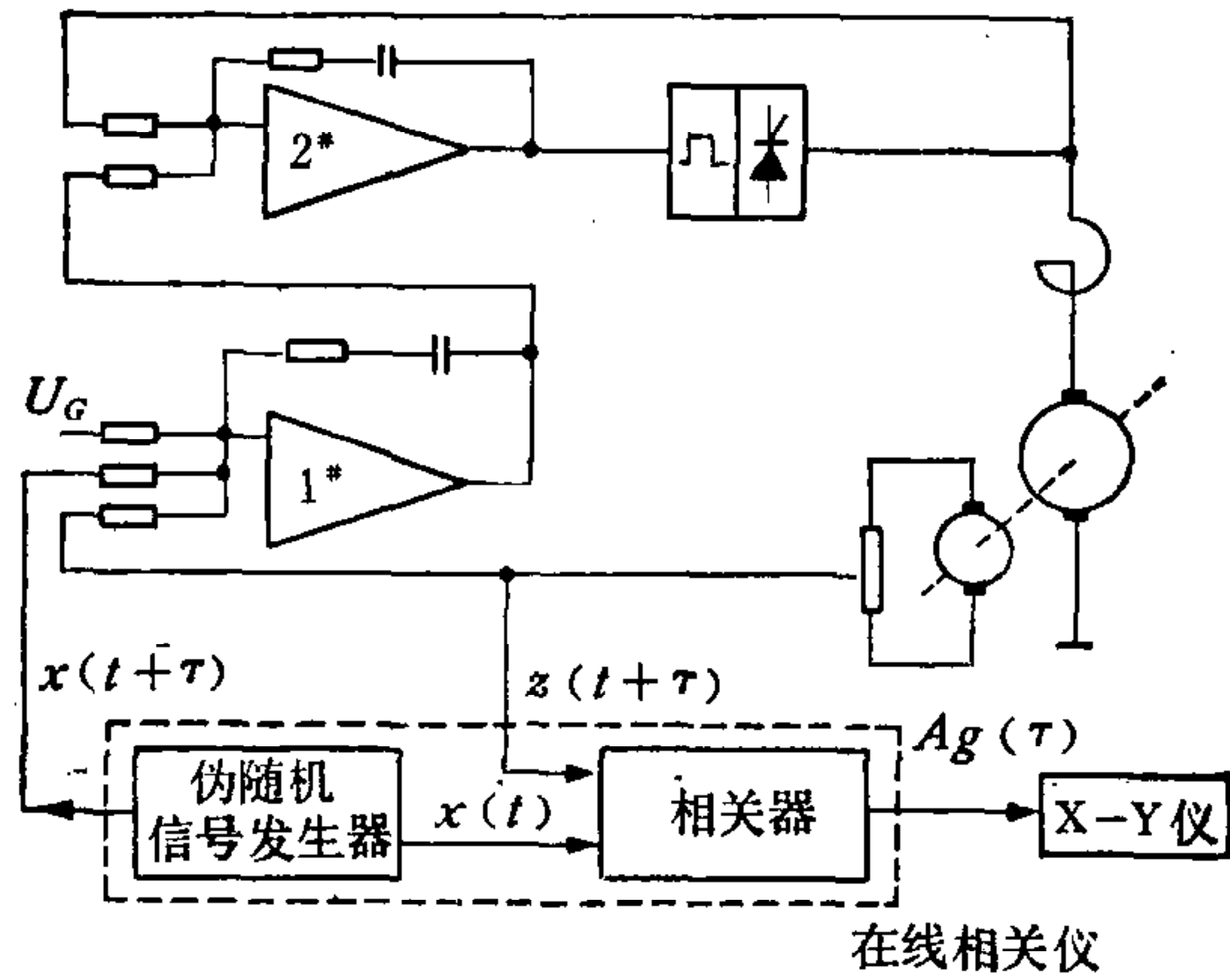


图 5-1 20 辊极薄带冷轧机主传动调速系统辨识框图

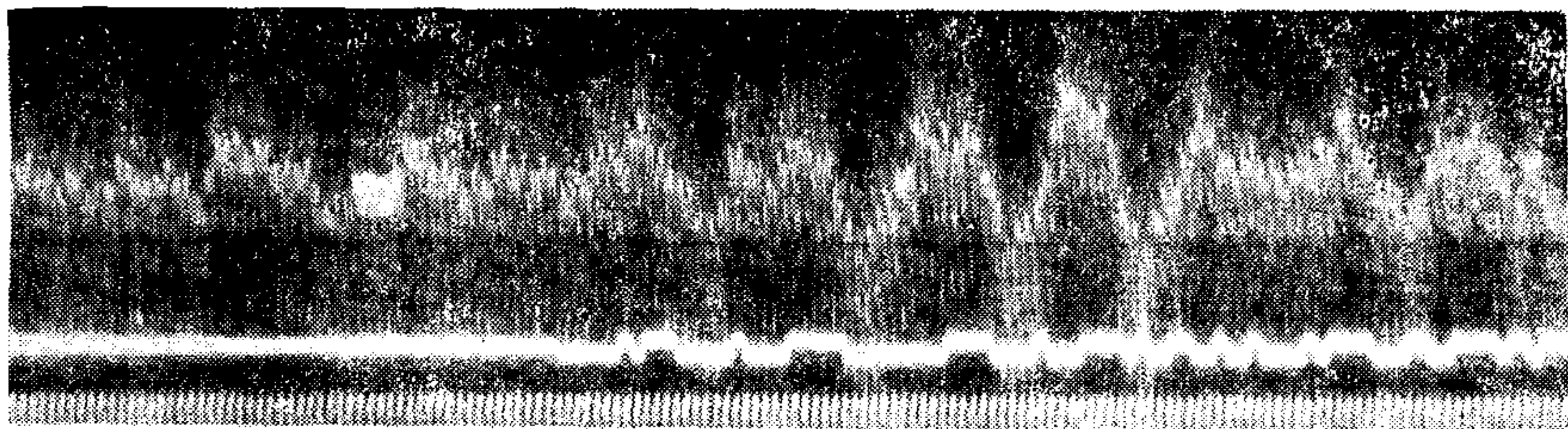


图 5-2 上部调速系统被扰后系统输出, 下部伪随机信号: $\Delta t = 21\text{ms}$, $N = 511$, $a = 50\text{mV}$, $q = 1$

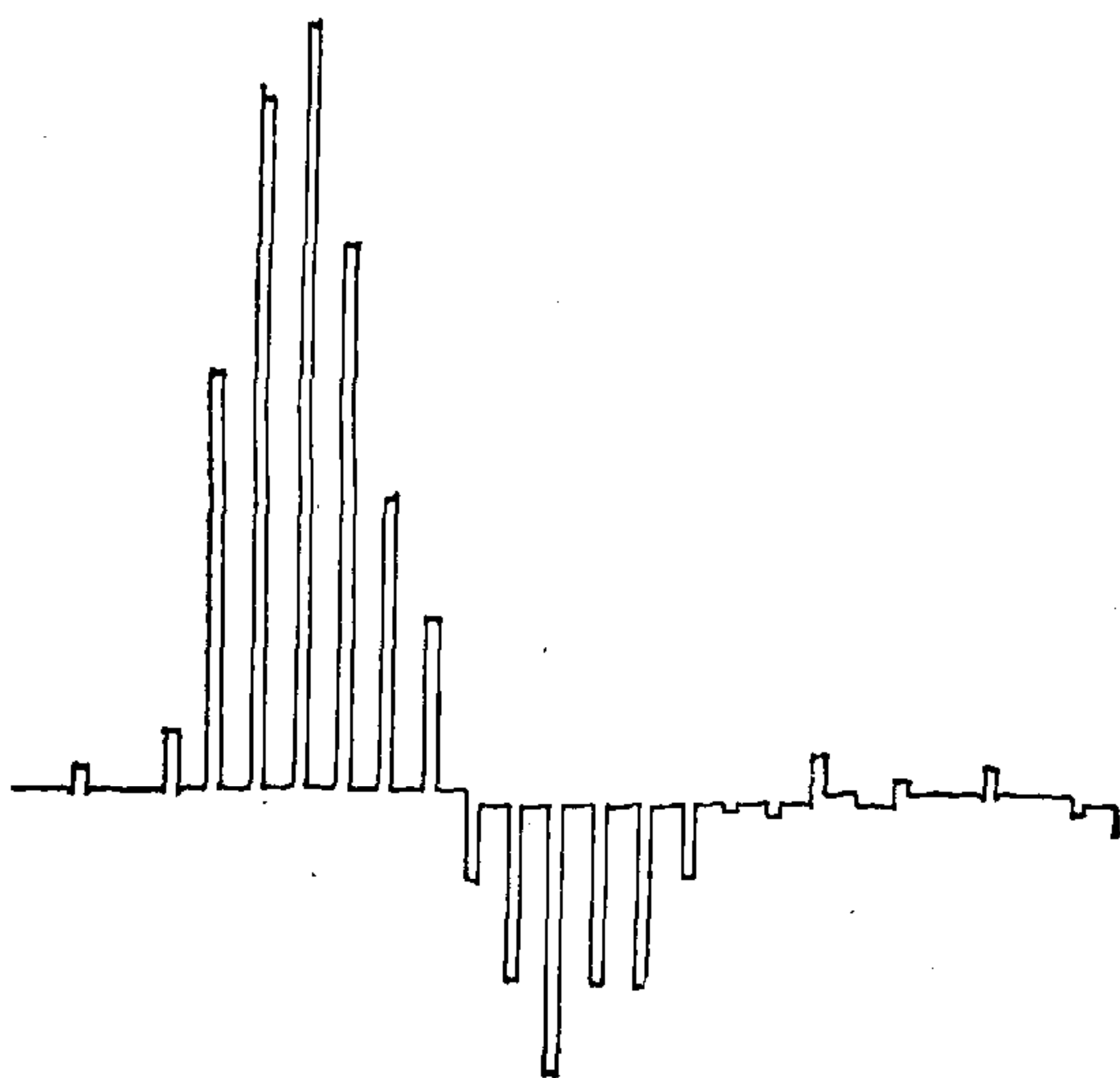


图 5-3 主传动调速系统互相关函数 $R_{xz}(\tau)$ 伪随机信号, $\Delta t = 21\text{ms}$, $N = 511$, $a = 50\text{mV}$, $q = 1$

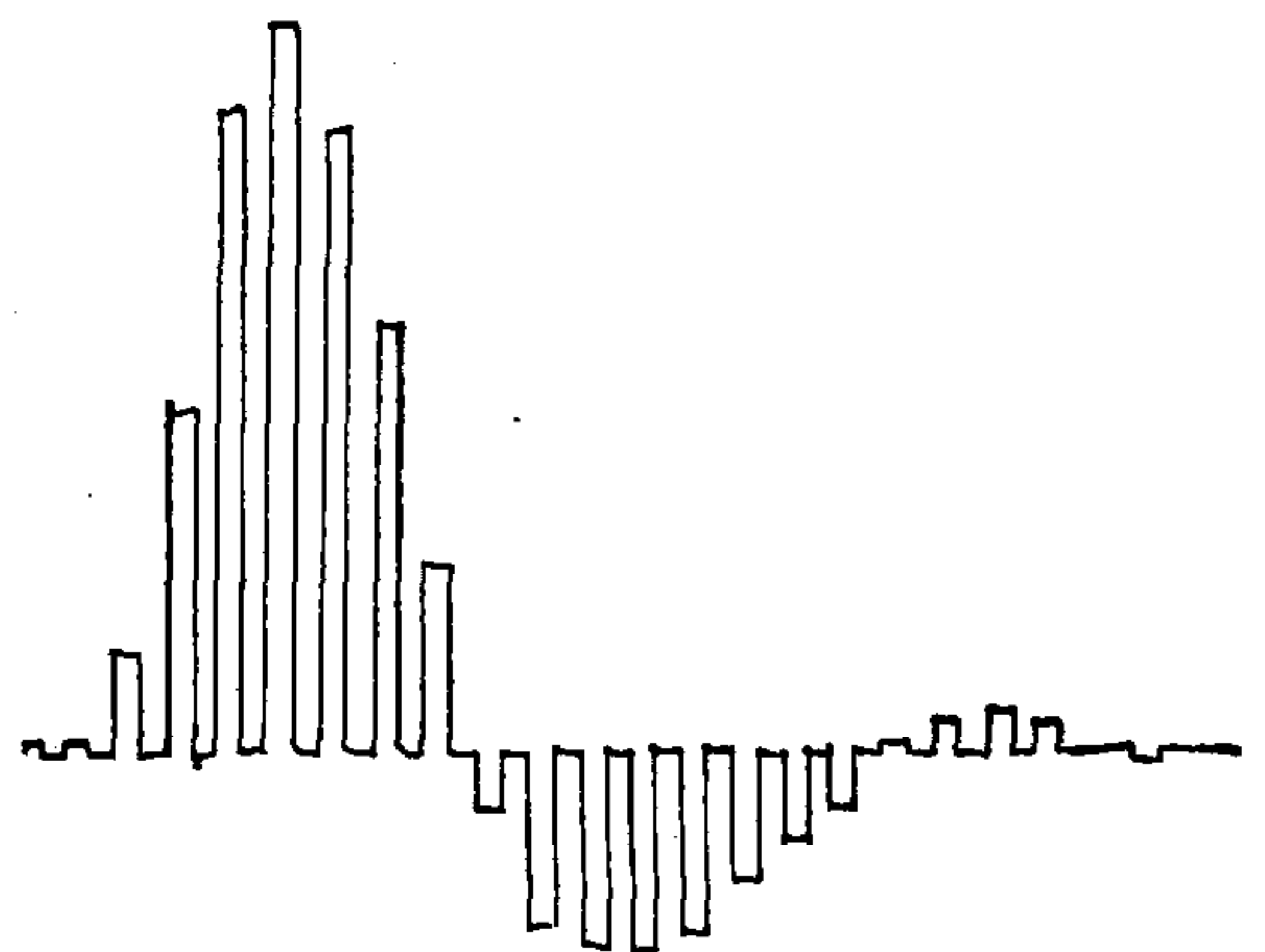


图 5-4 主传动调速系统互相关函数 $R_{xz}(\tau)$ 逆重复 m 序列, $N = 127$, $\Delta t = 21\text{ms}$, $q = 8$, $a = 50\text{mV}$

系统试验信号 $x(t + \tau)$ 的电平很低,它相当于满给定电压 5V 的 1%, 否则会引起极薄带断裂. 图 5-2 显示出 $x(t + \tau)$ 与对应系统输出 $z(t + \tau)$ 的照片. 比较照片左上部不加扰动与右上部加扰动系统输出看出,信噪比是低的,在这种情况下,测出的互相关函数 $R_{xz}(\tau)$ 如图 5-3 所示,从这一曲线形状看出,它受干扰的影响较大.

改用逆重复 m 序列,修改序列参数,但信号电平不变,测得互相关函数 $R_{iz}(\tau)$, 如图 5-4 所示. 比较图 5-3, 图 5-4 看出,后者效果良好.

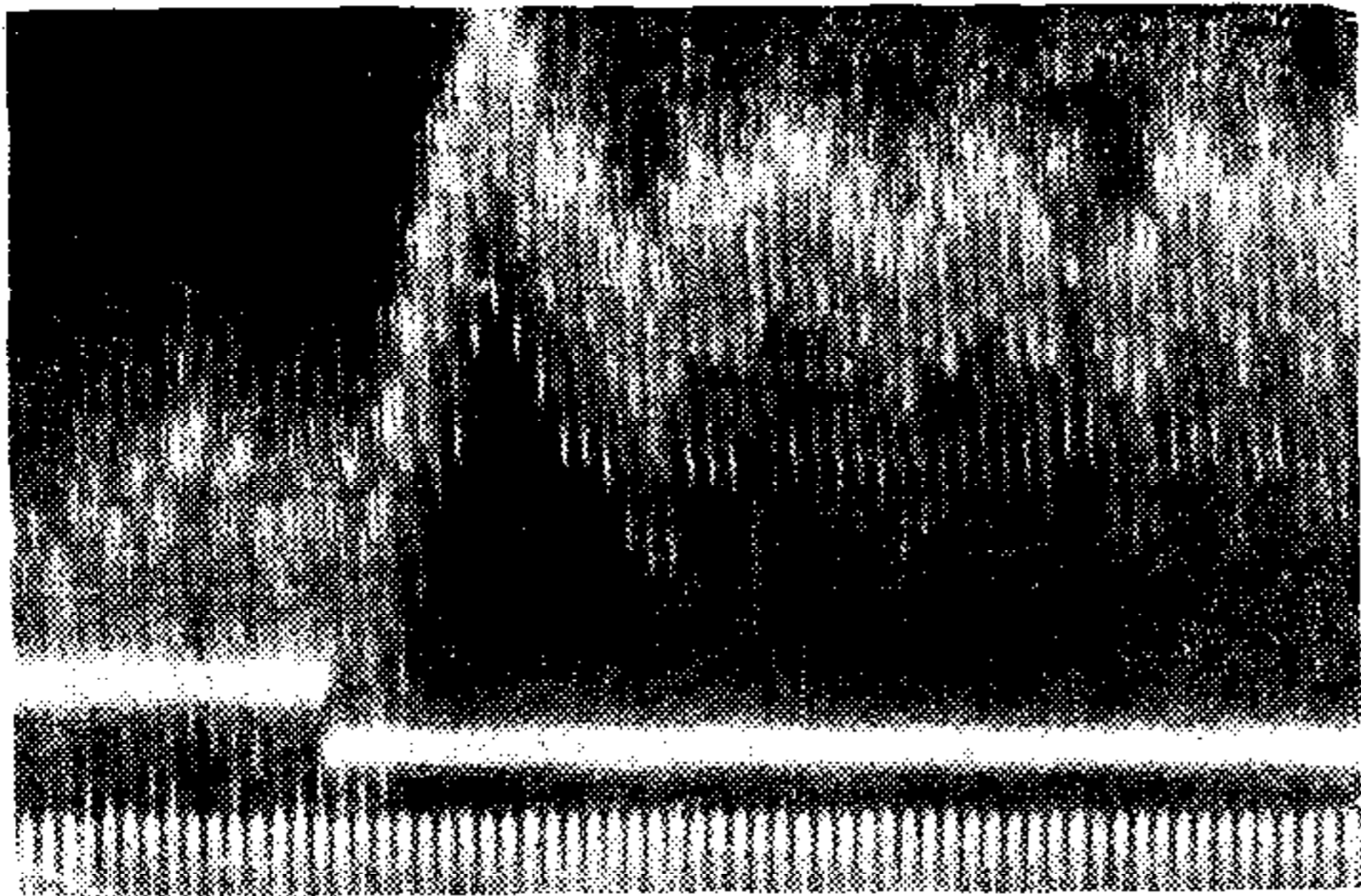


图 5-5 主传动调速系统阶跃响应
阶跃幅度 50 mV, 时标 20 ms

分析图 5-4 所示曲线, 得出主传动调速系统的动态参数: 起调时间(脉冲响应 $g(\tau)$ 从零至最大值时间) $7.6 \times 21 = 160 \text{ ms}$, 系统调整时间 $T_s = 20 \times 21 = 420 \text{ ms}$.

为了校核在线辨识的正确性, 轧机正常轧制时给系统一个 50 mV 的小阶跃, 在测速机输出端记录对应的阶跃响应, 如图 5-5 所示. 从此图看出, 主传动起调时间: $8 \times 20 = 160 \text{ ms}$, 调整时间 $T_s = 20 \times 20 = 400 \text{ ms}$. 比较相关法与阶跃法测试的两个动态参数数据看出, 其结果是一致的. 此外, 还看到在干扰大的情况下, 小阶跃响应模糊不清, 无法准确估算动态特性, 而由相关法测得脉冲响应估算值其动态参数较为准确.

2. 一米二冷轧机恒张力调节系统在线辨识与在线调整.

逆重复 m 序列 $l(t + \tau)$ 与给定电压 U_G 分别加到 2# 放大器的两个输入端, 如图 5-6 所示. 被扰电流信号送入相关器与 $x(t)$ 互相关运算得出 $Ag(\tau)$.

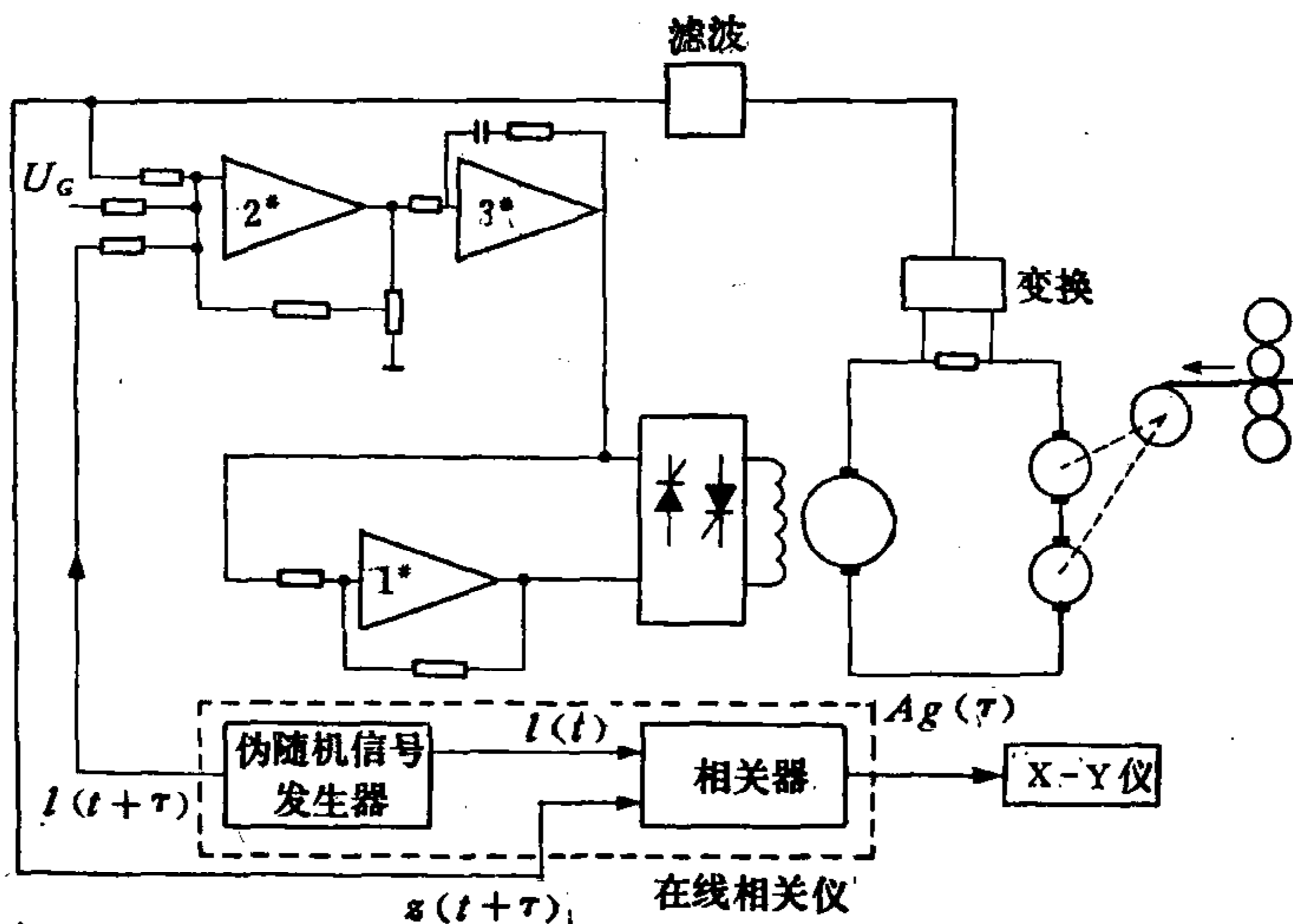


图 5-6 一米二冷轧机张力调节系统辨识框图

1) 在线辨识试验

某厂的一米二冷轧机担负着繁重的生产任务, 试验首先应不影响生产正常进行, 试验

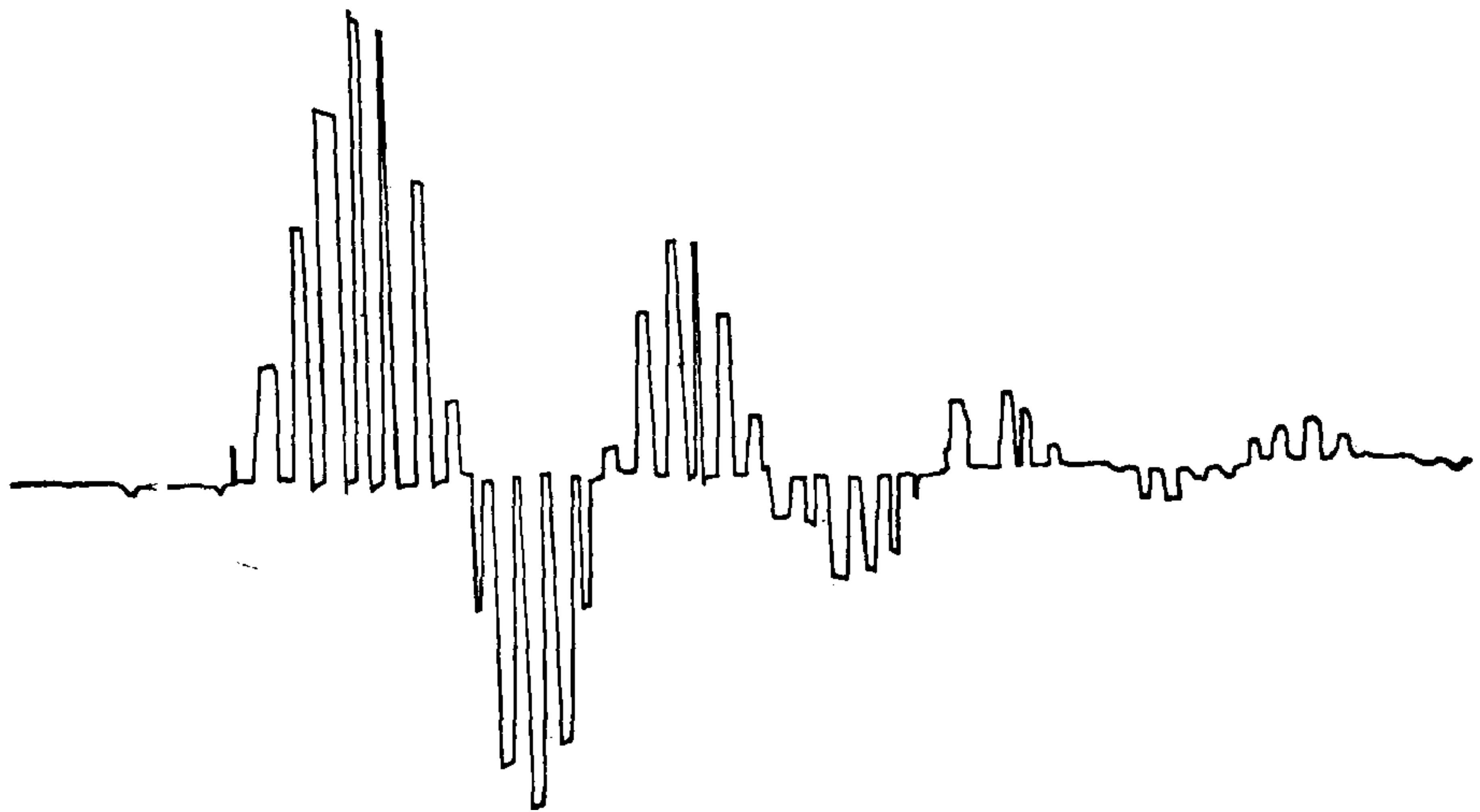


图 5-7 恒张力系统互相关函数 $R_{iz}(\tau)$

逆重复 m 序列: $a = 200 \text{ mV}$, $N = 511$, $q = 4$, $\Delta t = 4.9 \text{ ms}$

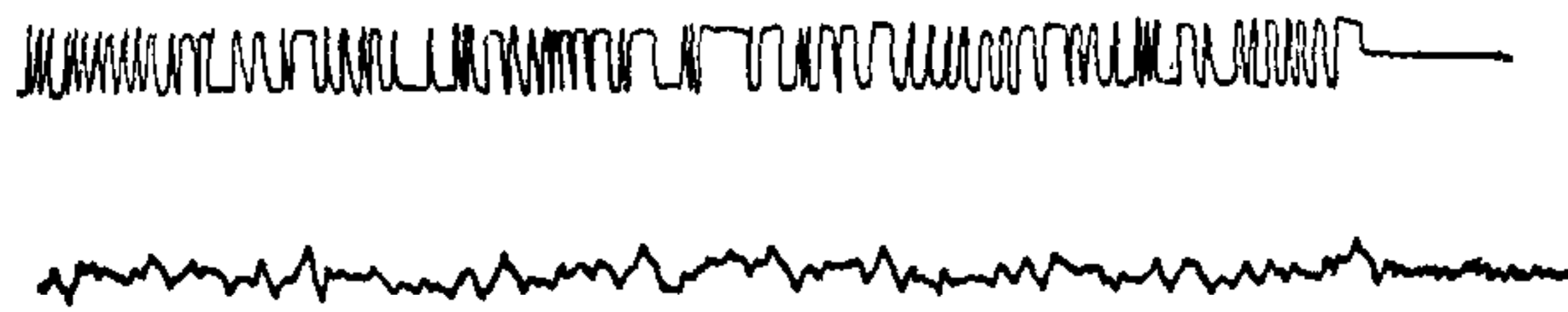
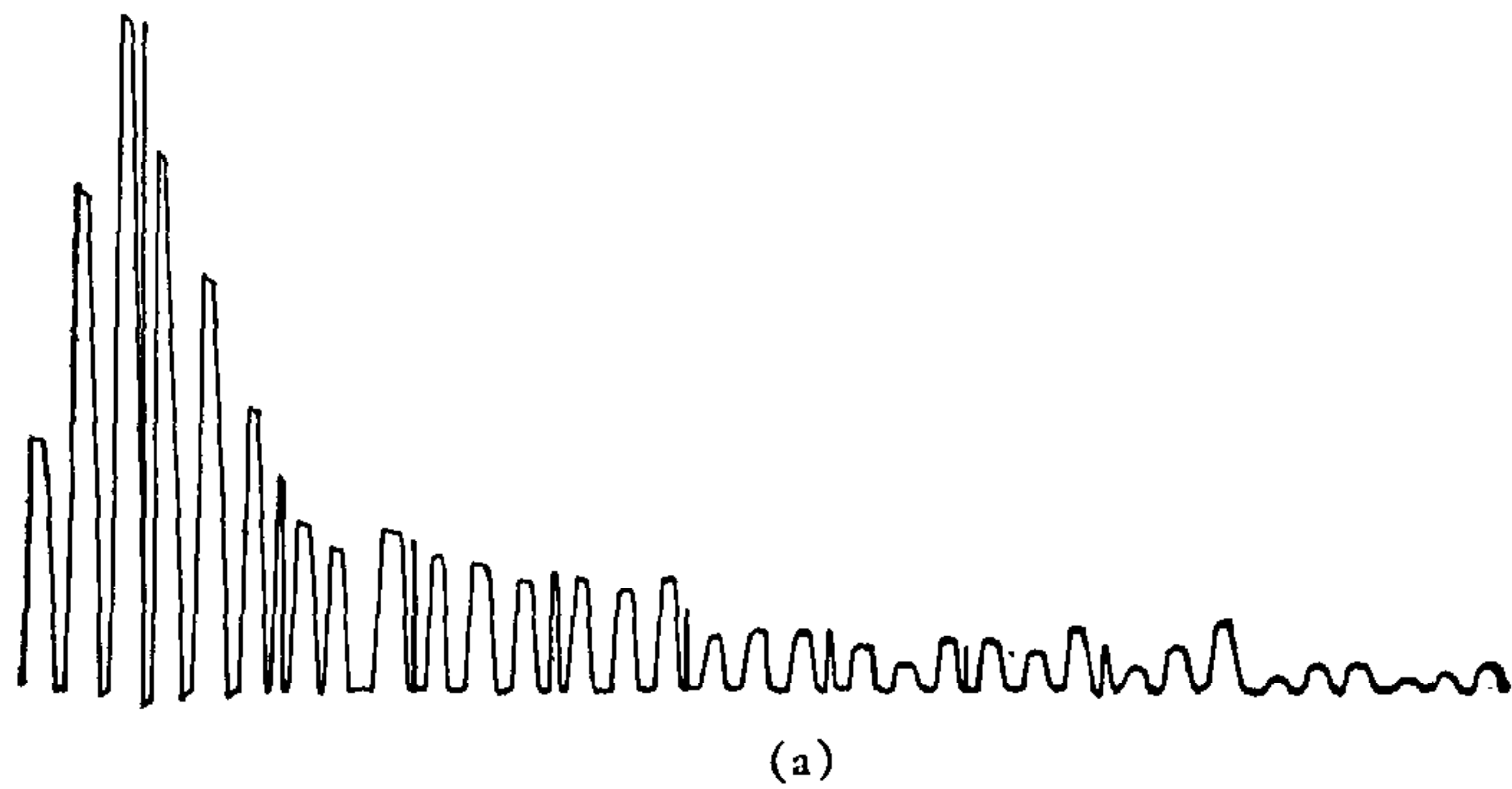
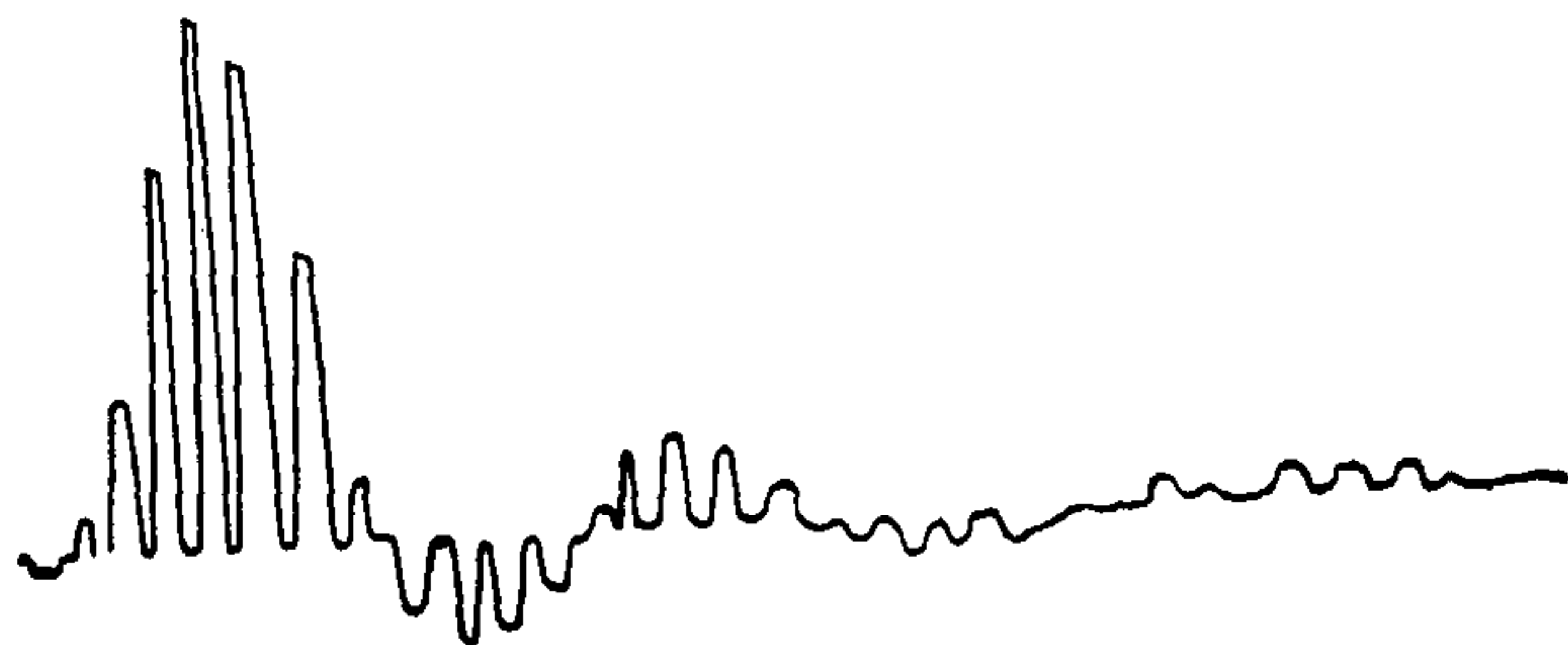


图 5-8 恒张力电流调节系统在线辨识,上部.试验信号.逆重复 m 序列,下部.系统被扰输出,记录纸速度 50 mm/s



(a)

(a) 减少动态放大倍数



(b)

(b) 适当增大放大倍数

图 5-9 在线调整后,测出互相关函数 $R_{iz}(\tau)$

信号电平 $a = 200 \text{ mV}$, 当相当于张力满给定的 4%。由于噪声干扰很大, 并夹杂有低频漂移, 因此采用逆重复 m 序列和 $K_i = 1, 3, 3, 1$ 加权平均。被测系统运行参数为: 轧制速度 2.5 米/秒, 张力给定电流 1000 A (满给定 1600 A, 相应给定电压 5 V), 轧制硅钢片厚度为 0.5 mm。试验所得互相关函数 $R_{I_z}(\tau)$, 如图 5-7 所示。由此图估算出张力电流调节系统的动态品质参数为: 起调时间 36 ms, 调整时间 150 ms, 超调量 16%, 振荡次数三次。

2) 恒张力电流调节系统的在线调整

逆重复 m 序列的钟周期加长到 $\Delta t = 6.8 \text{ ms}$, $N = 127$, $q = 4$, 用笔式记录仪记录到被扰后系统输出, 如图 5-8 所示。

减少系统动态放大倍数, 测得 $R_{I_z}(\tau)$ 如图 5-9 (a) 所示, 从此图看出系统虽无振荡, 但调整时间加长了, 近于过阻尼二阶系统。此时再适当增大动态放大倍数, 测出 $R_{I_z}(\tau)$ 如图 5-9 (b) 所示。比较图 5-8, 图 5-9 看出在线调整后, 系统动态品质显著优越, 图 5-9 (b) 中起调时间 40.8 ms, 调整时间 130 ms, 超调量 7%, 振荡次数 1.5。

参 考 资 料

- [1] 北京钢铁学院相关仪科研小组, 伪随机信号相关仪及系统在线识别, 应用数学学报, 1977. No.1 或同名资料 (北京钢铁学院科技资料室印 1975.8)
- [2] R. G. Young., P. R. B. Sequence correlator using integral circuits, *Electronic Engineering*, 1969. Vol. 41, p. 41—45.
- [3] J. Kontos, G. Philokypron. Detection of pseudo-random binary sequence cycle completion, *Electronic Engineering*, 1966. Vol. 38, 709.
- [4] R. L. T. Hampton; A Hybrid analog-digital pseudo-random noise generator, *AFIPS Conference proceedings*, Vol. 25, 1964. Spring joint computer conference, waahington, April, 1964. p. 287—301.
- [5] "Identification and process parameter estimation" 2nd IFAC, Symp. Prague. 1970.
- [6] "Identification and system parameter estimation" part 1—2. proceedings of the 3rd IFAC. Symp. The Hague/Delft. The Netherlands 12—15 june 1973.
- [7] Brown, R. F.: 'Drift correction in period crosscorrelation schemes'. *Electronics Letters*, Vol. 4, No. 22, 1968 pp. 478—479.
- [8] Brown, R. F.: 'Practical study of drift correction in PRBN Crosscorrelation'. *Electronics Letters*. Vol. 4, No. 26, 1968 pp. 588—589.
- [9] Speedy, C. B. Brown, R. F. and Goodwin, G. C. 'Control Theory: Identification and optimal. Control' OLIVER & BOYD 1970.
- [10] 戴维斯 W. D. T 著 潘裕焕译 '自适应控制系统识别' 科学出版社 1977.
- [11] I. G. Cuming "On-line identification of a steel mill" '*Automatica*' 1972 Vol. 18, pp. 531—511.
- [12] 钟延炯, 逆重复 m 序列及系统辨识, 自动化学报, 1979, Vol. 5, No 2. (待发表)

MULTI-FUNCTIONAL PSEUDORANDOM BINARY SEQUENCE CORRELATOR AND ON-LINE IDENTIFICATION OF CONTROL SYSTEMS OF COLD ROLLING MILLS

LEE BAI-LANG, CHONG YAN-JONE

(Peking Institute of Iron and Steel Technology)

ABSTRACT

This paper describes the design of pseudorandom binary sequence correlator based on the principles of on-line identification. An experimental procedure is suggested, Therefore a multi-periods inverse-repeat m sequence is synchronized with real time binomial weighted averaging in order to eliminate the effect of polynomial drift to the estimated impulse response. The system is prior excited by a periodic pseudorandom signal. it can eliminate the effects of non-stationary process. Two m sequence of inverse-repeat shifting $1/2$ half-periods can be considered as independent Sequence, which identify a multidimensionall system. The experiments have proved the effectiveness of these methods which increases identification accuracy and eniarge. The functon of The equipment function. At last, this paper presents the on-line identification and the on-line regulation of control systems for cold rolling mills.