

CCAID 的信号分析及其 MTF

周 维 真

(西北电讯工程学院技术物理系)

摘要——本文对以帧转移方式工作的 CCAID 进行了信号分析, 讨论了光积分、转移损失及输出脉宽对信号谱的影响, 推导了相应的 MTF。

一、引 言

关于线阵成像 CCD 信号的谱分析, 文献[1]讨论了一维光积分效应对信号谱的影响, 得出线阵光积分调制传递函数 MTF_I 。关于 CCD 转移损失的 MTF_T , 迄今仍停留在对延迟线的讨论上。而面阵成像 CCD (CCAID) 中信号的空间转移过程与延迟线中时间序列的传输情况有所区别。本文旨在对帧转移方式的 CCAID 的信号作一分析, 综合考虑二维光积分效应、转移损失及输出脉宽对信号谱的影响, 推导出相应的 MTF。其中, 对于耗尽区外光生

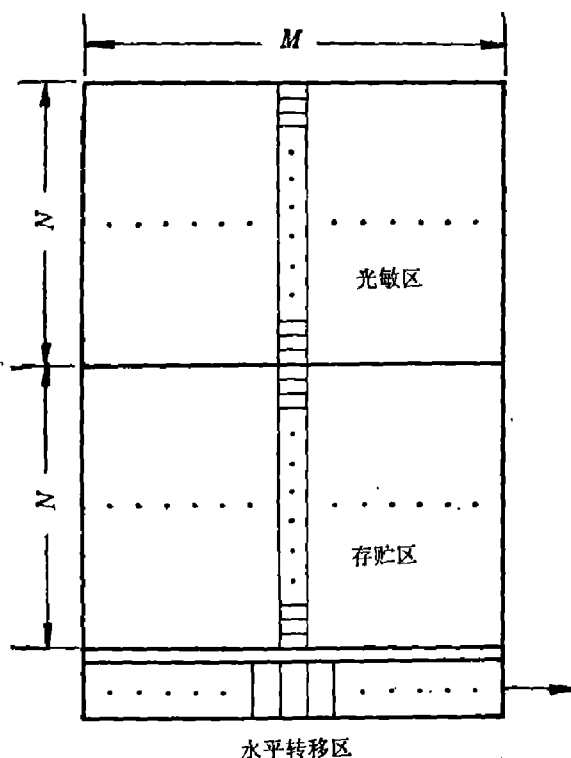


图1 帧转移方式的 CCAID 结构

Fig. 1 The schematic diagram of CCAID in the frame-transfer manner.

载流子横向扩散的 MTF_D , 文献[2]已作了较充分的论述, 其结论不难扩展到二维, 故本文对 MTF_D 不作更多的讨论。帧转移方式的 CCAID 的结构如图 1 所示。CCAID 成像的工作过程如下: 在场正程的光积分期间, 光敏区电极下产生并积累信号电荷包。在场逆程期间, 光敏区的二维电荷包阵列转移到存贮区。在下一场正程再进行光敏积分的同时, 存贮区的电荷包阵列逐行移入水平转移区并串行输出。整个成像过程可分为三步, 即光积分过程, 向存贮区转移的过程及水平转移区的输出过程。

二、光积分的信号谱与 MTF_I

设光敏元的尺寸为 $a \times b$, 在水平及垂直方向上相邻光敏元的中心间距分别为 c, d 。焦平面上的辐照度为 $\varepsilon(x, y)$ 。则其中心在 (α, β) 处的光敏元产生的信号电荷包为

$$q(\alpha, \beta) = K_1 \int_{\beta-\frac{b}{2}}^{\beta+\frac{b}{2}} \int_{\alpha-\frac{a}{2}}^{\alpha+\frac{a}{2}} \varepsilon(x, y) dx dy; \quad (1)$$

式中, K_1 是比例系数。光敏元列阵在焦平面上电荷包的点分布(诸光敏元中心坐标位置)为

$$q(nc, md) = \sum_n \sum_m q(\alpha, \beta) \delta\left(\frac{\alpha}{c} - n\right) \delta\left(\frac{\beta}{d} - m\right); \quad (2)$$

式中 n, m 是整数。由于电荷包占据光敏元尺度大小的空间区域, 则电荷包的实际分布为

$$q(x, y) = K_2 \int_{y-\frac{b}{2}}^{y+\frac{b}{2}} \int_{x-\frac{a}{2}}^{x+\frac{a}{2}} q(nc, md) d\alpha d\beta; \quad (3)$$

式中 K_2 是比例系数。定义下列函数:

$$\text{Rect}(u) = \begin{cases} 1, & |u| \leq \frac{1}{2}; \\ 0, & \text{其它}; \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{Comb}(I) = \sum_n \delta(I - n); \quad (5)$$

综合式(1)~(3), 可得

$$\begin{aligned} q(x, y) &= K_2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} q(nc, md) \text{Rect}\left(\frac{\alpha-x}{a}\right) \text{Rect}\left(\frac{\beta-y}{b}\right) d\alpha d\beta \\ &= K_2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[q(\alpha, \beta) \text{Comb}\left(\frac{\alpha}{c}\right) \text{Comb}\left(\frac{\beta}{d}\right) \right] \text{Rect}\left(\frac{\alpha-x}{a}\right) \\ &\quad \times \text{Rect}\left(\frac{\beta-y}{b}\right) d\alpha d\beta \\ &= K_2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \left[K_1 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon(x, y) \text{Rect}\left(\frac{\alpha-x}{a}\right) \text{Rect}\left(\frac{\beta-y}{b}\right) dx dy \right] \right. \\ &\quad \times \left. \text{Comb}\left(\frac{\alpha}{c}\right) \text{Comb}\left(\frac{\beta}{d}\right) \right\} \text{Rect}\left(\frac{\alpha-x}{a}\right) \text{Rect}\left(\frac{\beta-y}{b}\right) d\alpha d\beta \\ &\triangleq K_3 \left\{ \left[\varepsilon(x, y) * \text{Rect}\left(\frac{x}{a}\right) \text{Rect}\left(\frac{y}{b}\right) \right] \text{Comb}\left(\frac{x}{c}\right) \text{Comb}\left(\frac{y}{d}\right) \right\} \\ &\quad \times * \text{Rect}\left(\frac{x}{a}\right) \text{Rect}\left(\frac{y}{b}\right); \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $K_3 = K_1 K_2$, * 是卷积符号。由 F 氏变换关系, 有:

$$F\left[\text{Rect}\left(\frac{x}{a}\right) \text{Rect}\left(\frac{y}{b}\right) \right] = ab \text{sinc}(af_x) \text{sinc}(bf_y); \quad (7)$$

$$F\left[\text{Comb}\left(\frac{x}{c}\right)\text{Rect}\left(\frac{y}{d}\right)\right] = \text{Comb}(cf_x)\text{Comb}(df_y); \quad (8)$$

其中,

$$\text{sinc}(u) = \frac{\sin(\pi u)}{\pi u}. \quad (9)$$

对式(6)等号两边取 F 氏变换, 得

$$Q(f_x, f_y) = K \{ [E(f_x, f_y)\text{sinc}(af_x)\text{sinc}(bf_y)] * [\text{Comb}(cf_x) \cdot \text{Comb}(df_y)] \} \\ \times [\text{sinc}(af_x)\text{sinc}(bf_y)]; \quad (10)$$

式中, $K = K_0 a^2 b^2$ 。式(10)中第一个中括号内的项是光敏元的光积分作用对入射分布的空间平均效应; 第二个中括号内的项是光敏元列阵的空间取样效应; 第三个中括号内的项反映了信号电荷占据空间尺度的效应。由式(10)可见, 光敏元列阵的取样效应产生了新生边带。在满足下述两个条件的情况下, 可引入光积分调制传递函数 MTF_I :

(1) 入射谱 $E(f_x, f_y)$ 为有限带宽, 且其上限频率 $f_{xh} \leq 1/2c$, $f_{yh} \leq 1/2d$, 此时不发生频谱混迭。

(2) 采用低通滤波, 消除新生边带, 可去除取样效应。

在此条件下, 可有

$$Q(f_x, f_y) = K E(f_x, f_y) \text{sinc}^2(af_x) \\ \times \text{sinc}^2(bf_y), \quad (11)$$

则得到归一化的 MTF_I 为

$$MTF_I(f_x, f_y) = \text{sinc}^2(af_x) \text{sinc}^2(bf_y). \quad (12)$$

MTF_I 的曲面分布如图 2 所示。

以上讨论中, 假定了列阵是无限元的, 因此入射谱才可能为有限带宽。但实际的列阵是有限元的, 由于窗口效应, 光敏列阵范围内照度的空间谱必是无限带宽的。此时式(10)中 $E(f_x, f_y)$ 应写作 $E'(f_x, f_y)$, 则有

$$E'(f_x, f_y) = E(f_x, f_y) * [\text{sinc}(Af_x)\text{sinc}(Bf_y)]; \quad (13)$$

式中, A, B 分别为光敏列阵的宽度及长度。显然, 频谱的混迭是不可避免的。但是, 当 A, B 较大, 混迭程度较轻时, 可略有失真地恢复 $E(f_x, f_y)$ 。此时, 可在引入一定误差的条件下采用上述 MTF_I 的结果。

三、向存贮区转移过程的 MTF_T

电荷包列阵由光敏区向存贮区的转移过程, 由于存在转移损失, 影响了信号在垂直方向

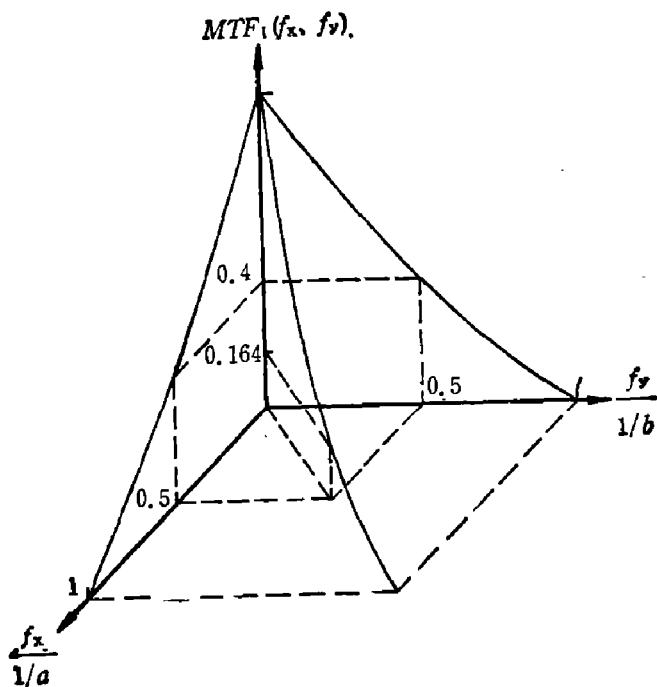


图 2 MTF_I 曲面

Fig. 2 The curved surface of MTF_I .

的谱分布。设光敏区与存贮区的行数各为 N (参见图 1)。转移效率为 η (本文的 η 是对电极

的一个删周期而言的)。光敏区某一系列的电荷包分布为 $q(k)$, $k=1, 2, \dots, N$ 。对于第 k 个电荷包 $q(k)$, 要移入存贮区, 在垂直方向上须经过 N 次转移。 $q(k)$ 前面的电荷包 $q(j)$ ($j=1, 2, \dots, k-1$) 中的剩余电荷要迭加到 $q(k)$ 上。设 $q(k)$ 经 N 次转移到达存贮区后的电荷包为 $q_0(k)$, 则有

$$q_0(k) = q(k)\eta^N + q(k-1)(N-1)(1-\eta)\eta^{N-1} + q(k-2)(N-2)(1-\eta^2)\eta^{N-2} + \dots; \quad (14)$$

由于 η 通常高于 0.999, 略去 $(1-\eta)^2$ 以上的项, 有

$$q_0(k) = q(k)\eta^N + q(k-1)(N-1)(1-\eta)\eta^{N-1}. \quad (15)$$

对上述两边取 z 变换, 得到

$$\begin{aligned} Q_0(z) &= Q(z)\eta^N + \frac{1}{z} Q(z)(N-1)(1-\eta)\eta^{N-1} \\ &= Q(z)\eta^N \left[1 + \frac{1}{z} (N-1) \frac{1-\eta}{\eta} \right] \\ &= Q(z)(1-\varepsilon)^N \left[1 + \left(\frac{N-1}{z} \right) \left(\frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right) \right]; \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\varepsilon=1-\eta$ 是转移损失率。 z 域的传递函数为

$$H(z) = (1-\varepsilon)^N \left[1 + \left(\frac{N-1}{z} \right) \left(\frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right) \right]. \quad (17)$$

对上式等号两边取对数, 得

$$\ln H(z) = N \ln(1-\varepsilon) + \ln \left[1 + \left(\frac{N-1}{z} \right) \left(\frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right) \right]. \quad (18)$$

将上式等号右边展开成泰勒级数, 有

$$\begin{aligned} \ln H(z) &= N \left[-\varepsilon - \frac{\varepsilon^2}{2} - \frac{\varepsilon^3}{3} - \dots \right] + \left[\frac{(N-1)\varepsilon}{z(1-\varepsilon)} - \frac{1}{2} \frac{(N-1)^2 \varepsilon^2}{z^2(1-\varepsilon)^2} + \dots \right], \\ &= \left[-N\varepsilon + \frac{(N-1)\varepsilon}{z(1-\varepsilon)} \right] - \left[N \frac{\varepsilon^2}{2} + \frac{1}{2} \frac{(N-1)^2 \varepsilon^2}{z^2(1-\varepsilon)^2} \right] + \dots \\ &\doteq -N\varepsilon + \frac{(N-1)\varepsilon}{z(1-\varepsilon)}. \end{aligned} \quad (19)$$

当景物在垂直方向的频谱限 $f_{yh} \leq 1/2d$ 时, 景物谱可恢复。在此条件下, 可由 $z = \exp[j2\pi f_y d]$ 得到频率域传递函数, 即有

$$\begin{aligned} \ln H(e^{j2\pi f_y d}) &= -N\varepsilon + \frac{(N-1)\varepsilon}{(1-\varepsilon)e^{j2\pi f_y d}} \\ &= -N\varepsilon + \frac{(N-1)\varepsilon}{1-\varepsilon} \cos(2\pi f_y d) - j \frac{(N-1)\varepsilon}{1-\varepsilon} \sin(2\pi f_y d); \end{aligned} \quad (20)$$

则,

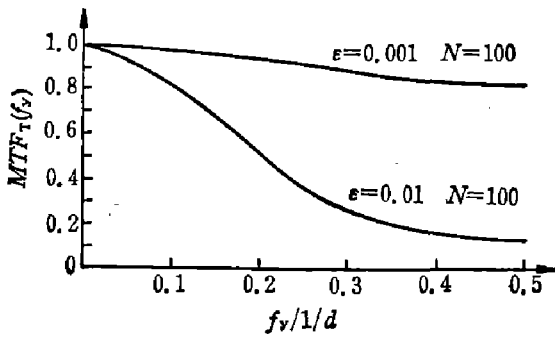


图 3 MTF_T 曲线

Fig. 3. The curve of MTF_T

$$\begin{aligned}
 \text{MTF}_T(f_y) &= |H(e^{j2\pi f_y d})| \\
 &= \left| e^{-N\epsilon + \frac{(N-1)\epsilon}{1-\epsilon} \cos(2\pi f_y d)} - j \frac{(N-1)\epsilon}{1-\epsilon} \sin(2\pi f_y d) \right| \\
 &= e^{-N\epsilon \left[1 - \frac{N-1}{N(1-\epsilon)} \cos(2\pi f_y d) \right]}
 \end{aligned} \quad (21)$$

当 $f_y \leq 1/2d$ 时, $\text{MTF}_T(f_y)$ 是 f_y 的单调减函数。 MTF_T 在 N 与 ϵ 取不同值时的典型曲线如图 3 所示。

四、水平区输出过程的 MTF。

水平转移区对存贮区的电荷包逐行输出。由于该过程不影响垂直方向的谱分布,所以,只讨论输出过程对信号谱水平分量的影响。由式(11)与式(21)可知,存贮区中信号谱的水平分量为

$$Q(f_x, f_y) |_{f_y=\text{常数}} = K_4 E(f_x, f_y) |_{f_y=\text{常数}} \text{sinc}^2(\alpha f_x); \quad (22)$$

其中, $K_4 = K \text{sinc}^2(b f_y) \text{MTF}_T(f_y)$ 。

设水平区转移时钟频率为 f'_c (f' 表示时域频率), 则时钟周期 $T'_c = 1/f'_c$ 。时域频率与空域频率的转换关系为

$$f' = v_x f_x; \quad (23)$$

式中, $v_x = c/T'_c$ 是电荷包的水平转移速度。设存贮区中某行电荷包的空间分布如图 4(a) 所示, 输出的时域波形如图 4(b) 所示。其中 t_s 的宽度由输出级的复位脉冲宽度及位置决定。将图 4(b) 的时域波形转换为空域分布, 如图 4(c) 所示。其中 $\alpha' = f_x v_x$ 。图 4(c) 所示分布的谱(不计幅度变化)为

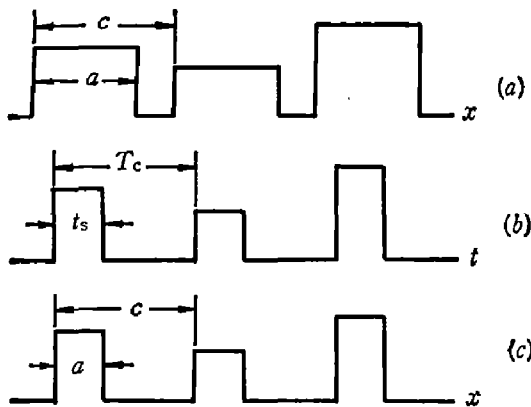


图 4 输出过程对信号的影响

Fig. 4 The influence of output process on the signals.

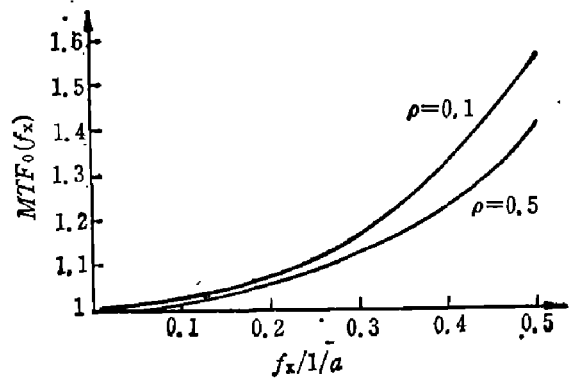


图 5 MTF_0 曲线

Fig. 5 The curve of MTF_0 .

$$\begin{aligned}
 Q'(f_x, f_y) |_{f_y=\text{常数}} &= K_4 E(f_x, f_y) |_{f_y=\text{常数}} \text{sinc}^2(\alpha' f_x) \\
 &= K_4 E(f_x, f_y) |_{f_y=\text{常数}} \text{sinc}^2\left(\frac{t_s}{T'_c} c f_x\right)
 \end{aligned} \quad (24)$$

因此,可引入水平输出过程的 MTF_0 为

$$\text{MTF}_0(f_x) = \frac{Q'(f_x, f_y) |_{f_y=\text{常数}}}{Q(f_x, f_y) |_{f_y=\text{常数}}} = \frac{\text{sinc}^2\left(\frac{t_s}{T'_c} c f_x\right)}{\text{sinc}^2(\alpha f_x)}. \quad (25)$$

同理,取 $f_x \leq 1/2c$, 则当 $t_s/T'_c < a/c$ 时,有 $\text{MTF}_0(f_x) \geq 1$ (仅当 $f_x = 0$ 时, $\text{MTF}_0(0) = 1$)。这

表明,采用较窄的输出信号脉冲宽度对信号的高频成份有补偿作用。但信号脉宽 t_s 也不能太小,因为 CCD 是取样输出方式,过小的 t_s 将使 CCD 输出端的信号电平无法建立。MTF₀ 在 $\rho = (t_s/T_o)/(a/c)$ 取不同值时的曲型曲线示于图 5。

五、结 语

CCAID 总的调制传递函数包括光积分调制传递函数、转移调制传递函数(垂直及水平转移),以及横向扩散调制传递函数。由于从存贮区向水平区的转移以及水平区的输出过程造成的传输损失是空间移变的,因此不能采用 MTF 的概念。这两个环节对信号谱的影响有待进一步分析。另外,对于成像 CCD 的一维横向扩散调制传递函数 MTF_D 已有文献作了较详尽的讨论^[2],而 CCAID 的 MTF_D 从产生机理上与 CCLID 并无区别。假定光生载流子在横向上的扩散是各向均匀的,并在各方向上满足 MTF 的存在条件,则二维的 MTF_D 具有圆对称函数形式。注意到系统的 MTF 并不取决于推导时采用的输入函数,即 MTF 作为系统函数是具确定函数形式的。将文献[3]中的一维 MTF_D 公式中的空间频率 f (原文中为 k , $k = 2\pi f$) 换作 $\sqrt{f_x^2 + f_y^2}$,即可将其应用于 CCAID 的情况。

综上所述,CCAID 总的调制传递函数为

$$\text{MTF}_S = \text{MTF}_I \cdot \text{MTF}_T \cdot \text{MTF}_0 \cdot \text{MTF}_D. \quad (26)$$

本文侧重于从信号处理的角度讨论 CCAID 的 MTF。由理论推导,将成像 CCD 的 MTF 从一维扩展到二维,使之更符合于 CCAID 的实际情况。文中讨论了转移损失对信号谱的影响,导出了相应的 MTF_T,其结果与延迟线的 MTF_T^[3]有所差别。

参 考 文 献

- [1] 熊忠幼等,华中工学院学报,4(1982),4: 1~20.
- [2] Seib D. H., *IEEE Trans. Elec.Dev.*, ED-21(1974), 3:210~217.
- [3] Hows M. J. and Morgan D. V., *Charge-Couple Devices and systems*, John Wiley and Sons, 1979.

SIGNAL ANALYSIS AND MTF OF CCAID

ZHOU WEIZHEN

(Department of Technical Physics, Northwest Telecommunication Engineering Institute)

ABSTRACT

Signal analysis of the charge coupled area imaging devices(CCAID)working in the frame transfer manner is presented. The effects of the photo-integration, the transfer inefficiency and the width of the output pulses on the signal frequency spectrum are discussed. The corresponding modulation transfer functions (MTF) are derived.