

Informe Técnico
del IAR N^o 30.

Errores en los diferentes modos
de observación del receptor de
línea del IAR. I. Análisis teó-
rico del error alcanzable en
cada caso.

por

E.M. Arnal, E. Filloy y J.A. Sanz

Indice

Contenido	página
Resumen.....	1
1.- Introducción.....	2
2.- Teoría general.....	2
3.- Errores para los distintos métodos.....	7
3.1. Conmutación contra carga.....	7
3.2. Conmutación de frecuencia.....	9
3.3. Potencia Total (directa).....	10
3.4. Comparación de las varianzas para los distintos métodos observacio- nales.....	13
3.5. Técnica "ON-OFF".....	15
4.- Discusión.....	16
4.1. Errores en general Como se pueden reducir.....	16
4.2. Casos de digitalización.....	19
5.- Conclusiones.....	19
Apéndice A.....	21
Leyenda a las figuras	

Resumen

Se analizan desde un punto de vista teórico, los errores alcanzados con los distintos modos de observación disponible en el IAR. Se encuentra que, de menor o mayor varianza, los mismos se ordenan de la siguiente manera: potencia total (ON-OFF), conmutación de frecuencia (bandas superpuestas), conmutación de frecuencia (sin superposición de bandas), conmutación contra carga, potencia total (directa).

Se proponen un par de alternativas para disminuir la varianza en los perfiles finales. Las mismas son: a) un incremento del valor de la señal de calibración que se inyecta en el sistema; b) una modificación del esquema de cálculo de las ganancias de los canales.

1.- Introducción

A comienzos del año 1979, se instaló en el Instituto Argentino de Radioastronomía un nuevo receptor. La mayor sensibilidad del mismo ha permitido encarar numerosas líneas de investigación (tales como líneas de recombinación, HI en galaxias, nubes de alta velocidad, observaciones en las líneas de la molécula de oxidrilo) que anteriormente no eran factibles de observar. Las observaciones de línea pueden ser realizadas por medio de tres modos de observación distintos:

- a) conmutación contra carga,
- b) conmutación en frecuencia,
- c) potencia total.

Dada la flexibilidad existente en los modos de observación, cabe la pregunta: ¿son los tres sistemas de observación equivalentes desde el punto de vista de la relación señal-ruido (s/r en adelante) alcanzable en el perfil final?. Si no lo son, ¿cuál(es) cuales(son) el(los) mejor(es) modo(s) de observación?

En el presente informe se intenta suministrar una respuesta cuantitativa a esos interrogantes.

2.- Teoría general

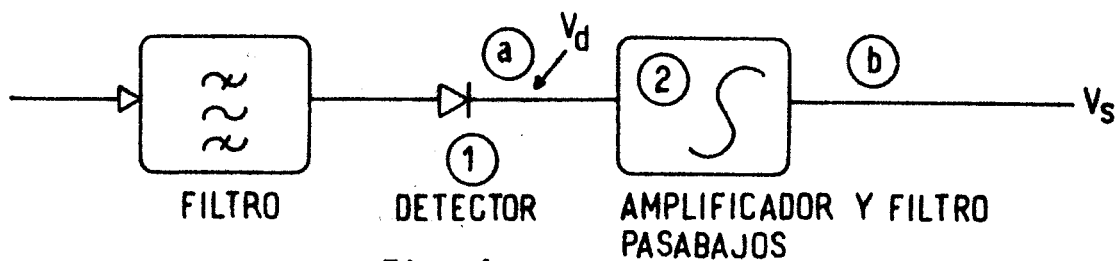
Luego de la tercera y última conversión en frecuencia, la señal de interés es analizada en la banda de video por medio de filtros sintonizados a frecuencias fijas.

Actualmente se dispone de cuatro bancos de filtros, con características disímiles:

(3)

- a) Dos bancos de 56 filtros cada uno. El ancho de banda de cada filtro (B) es de 10 KHz y se encuentran espaciados en aproximadamente 10 KHz. Estos bancos ofrecen un cubrimiento continuo de la banda.
- b) Un banco de 84 filtros contiguos de $B = 75$ KHz.
- c) Un banco con 24 filtros de $B = 2.5$ KHz, espaciados en 3 KHz.

Cada uno de esos filtros o canales se encuentra representado esquemáticamente en la fig. 1.



donde (1) es un detector cuadrático y (2) es un filtro pasabajos activo cuya constante de tiempo es de 20 mseg. A la salida del filtro pasabajos activo, la señal es muestreada cada 6 mseg mediante un conversor A/D de aproximaciones sucesivas y 20 μ seg de tiempo de conversión.

En la fig. 2 se ilustra el comportamiento de la señal en un canal, para un ciclo básico, en función del tiempo. Las letras corresponden a la posición indicada en la fig. 1.

(4)

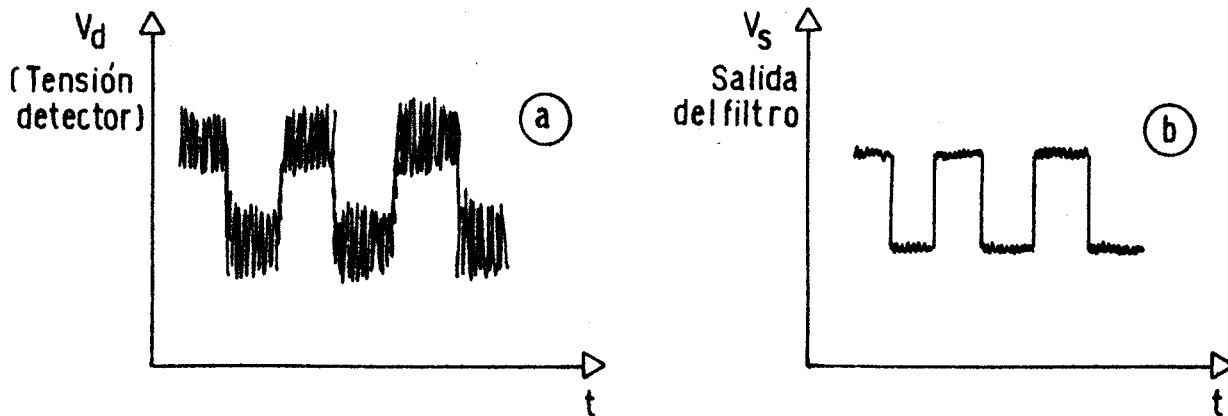


Fig. 2

Vamos a definir que se debe entender por ciclo básico. Un canal dado en un lapso dado "ve" cuatro posibles estados del receptor, a saber:

a) señal (s); b) señal + calibración (s+c); c) referencia (r); d) referencia + calibración (r+c). Ver. fig. 3. Cada uno de esos estados es muestreado 126 veces (una cada 6 mseg). Eso conforma lo que podríamos denominar tiempo mínimo de integración. Usualmente la unidad de tiempo de integración (UTI) se encuentra compuesta por 20 tiempos mínimos de integración. Por lo tanto cada UTI es usualmente $60^{\text{B}}.84$.

$60^{\text{B}}.48$

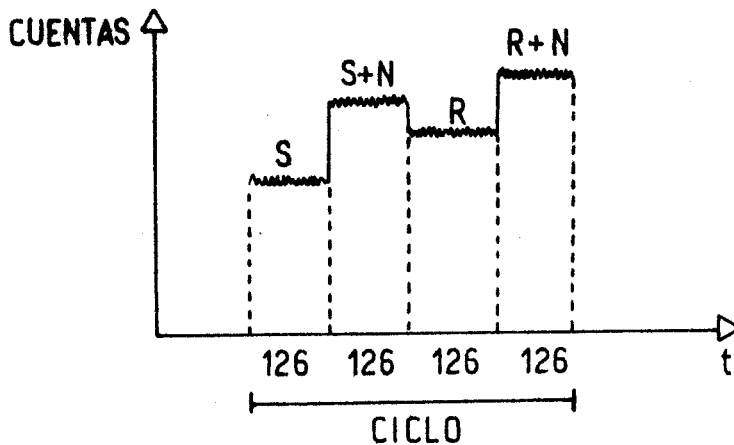


Fig. 3

Entonces en cada uno de los cuatro posibles estados se tiene un total de $126 \times 20 = 2520$ muestras de tensión por cada UTI. Como cada una de esas muestras es convertida en cierto número de cuentas por medio del conversor A/D, por cada UTI el número de cuentas final C_f para un estado dado, en un canal dado, está suministrado por

$$C_f = \sum_{i=1}^{2520} C_{ind.} \quad (1) \text{ donde}$$

C_{ind} representa el número de cuentas que corresponde a cada una de las conversiones analógico-digital. El error de C_f en (1) se encuentra dado por la siguiente expresión (si las lecturas fuesen independientes)

$$\sigma_{C_f}^2 = \sum_{i=1}^{2520} \sigma_{ind}^2 \quad (2)$$

donde σ_{ind}^2 es la varianza con que cada C_{ind} se encuentra determinado. Por lo tanto, suponiendo independencia y que todos los σ_{ind}^2 son iguales a un valor σ dado, entonces

$$\sigma_{C_f} = \sqrt{2520} \sigma \quad (3)$$

En la ecuación (3) si las lecturas no fueran independientes el σ resultado sería algo mayor. Como este es un estudio comparativo nos quedamos con (3) como válida.

¿Cómo se puede determinar σ ?

A partir de consideraciones teóricas y para el tipo de filtros que se poseen en el IAR, lo mínimo detectable (σ) cuando observamos una señal con canal de ancho de B Hz, durante un tiempo de integración de T segundos, con un sistema cuya temperatura es T_{sis} está dado por

$$\sigma = \frac{T_{sis}}{\sqrt{B \tau}}$$

La expresión anterior es válida para σ en unidades de temperatura si T_{sis} está dado en grados. Si en cambio σ está en cuentas T_{sis} serán las cuentas equivalentes a la temperatura del sistema.

Si en nuestro caso tomamos $\tau = 20$ mseg, y para B usamos los anchos de banda de los diferentes filtros disponibles, entonces la relación σ/T_{sis} se encuentra dada en la Tabla I.

Tabla I

B [KHz]	75	10	2.5
σ/T_{sis}	0,026	0,071	0,14

A partir de programas desarrollados para tal fin, se conoce que el número de cuentas que corresponden a un canal dado al cabo de una UTI es del orden de 1.5×10^6 (depende del nivel ajustado en Frecuencia Intermedia).

Este número no depende del tipo de filtro que se use, pues electrónicamente ellos han sido diseñados de modo que el producto ganancia x ancho de banda sea aproximadamente constante.

De lo expresado anteriormente se puede deducir que

$C_{ind} \sim 600$ cuentas. Con ayuda de la Tabla I podemos por lo tanto concluir que el σ para los filtros de 75, 10 y 2.5 kHz es de aproximadamente 15, 40 y 85 cuentas, respectivamente.

Estrictamente s y r (ver fig. 3) serán aproximadamente iguales entre sí (pues se balancea el sistema antes de comenzar la observación) e iguales a un σ_1 ($\sigma_s \equiv \sigma_r \equiv \sigma_1$). Por otro lado en los estados $s+n$ y $r+n$, σ_{cf} será mayor (depende del cociente $\frac{T_{sis} + T_{ruido}}{T_{sis}}$) e igual a un valor σ_2 ($\sigma_{s+n} \equiv \sigma_{r+n} \equiv \sigma_2$). Con los valores actuales $T_{sis} \sim 85$ K, $T_{ruido} 6,6$ K; $\sigma_2 \approx 1,08 \sigma_1$.

3.- Errores para los distintos métodos

3.1 Conmutación contra carga (CC).

En este modo de observación, debido a la configuración del cabezal del receptor, el generador de ruido no puede ser inyectado cuando el receptor "ve" la señal proveniente de la referencia (acá la referencia es una carga a una temperatura dada). Por lo tanto, en este caso la figura 3 debe ser modificada y se tendrá la fig. 4.

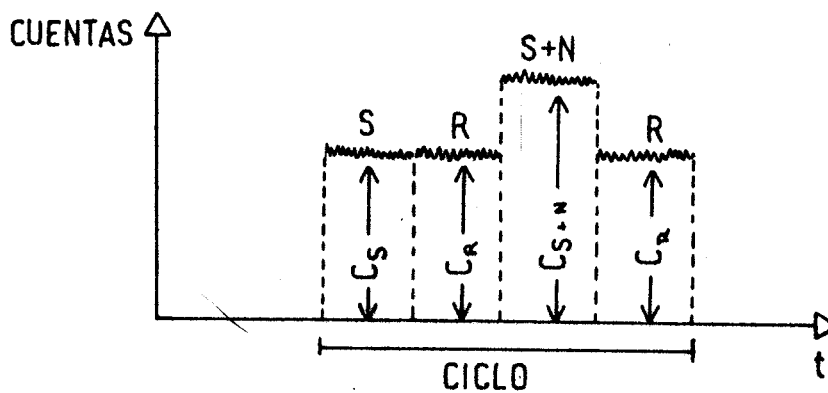


Fig. 4

En el programa de observación actual, (LINEA), el número de cuentas para el generador de ruido (C_n) en un canal j se encuentra dado por

$$C_n(j) = C_{S+n}(j) - C_S(j) \quad (5)$$

Por otro lado el número de cuentas para la señal (C_t) presente en el mismo canal está dada por

$$C_t(j) = [C_{S+n}(j) - C_R(j) + C_S(j) - C_R(j)] / 2 \quad (6)$$

Los errores en (5) y (6) se pueden derivar fácilmente de la teoría de errores. Los mismos se encuentran dados por (la referencia al canal j se ha suprimido para simplificar la escritura)

$$\sigma_{C_n} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$$

y

$$\sigma_{C_t} = \frac{1}{2} \sqrt{3\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$$

Obviamente, al cabo de n unidades de integración independientes, los errores relativos anteriores habrán disminuido en \sqrt{n} es decir

$$\frac{\sigma_{\overline{C_n}}}{\overline{C_n}} = \frac{1}{\sqrt{n}} \cdot \frac{\sigma_{C_n}}{C_n(j)} \quad ; \quad \frac{\sigma_{\overline{C_t}}}{\overline{C_t}} = \frac{1}{\sqrt{n}} \cdot \frac{\sigma_{C_t}}{C_t(j)}$$

Actualmente el programa LINEA para calcular la temperatura del canal j al cabo de n minutos de integración, hace las siguientes operaciones:

- 1) Calcular el valor medio de C_t para los n minutos, $\overline{C_t}$
- 2) Calcular el valor medio de C_n para los n minutos, $\overline{C_n}$
- 3) La temperatura final del canal j se encuentra dada

por

$$T_j(j) = \overline{C_t} \cdot \frac{TR}{\overline{C_n}} \quad (7); \text{ donde TR es el valor del generador de ruido (6,6 K).}$$

El error final en $T(j)$ depende de los errores de $\overline{C_t}$ y $\overline{C_n}$. Si suponemos que TR es constante en el tiempo, el error en $T(j)$ al cabo de n minutos de integración está dado por

$$\sigma_{T(j)}^2 = \left(\frac{TR}{\overline{C_n}} \right)^2 \cdot \sigma_{\overline{C_t}}^2 + \left(\frac{\overline{C_t} \cdot TR}{\overline{C_n}^2} \right)^2 \cdot \sigma_{\overline{C_n}}^2 \quad (8)$$

Reemplazando en (7) los valores apropiados,

$$\sigma_{\bar{C}_t} = \frac{1}{\sqrt{n}} \sigma_{C_t} \quad ; \quad \sigma_{\bar{C}_n} = \frac{1}{\sqrt{n}} \sigma_{C_n}$$

queda

$$\sigma_{T(j)} = \frac{T_R}{\bar{C}_n} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} \left[\frac{1}{4} (3\sigma_1^2 + \sigma_2^2) + \alpha^2 (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \right]^{1/2} \quad (9)$$

donde $\alpha = \frac{\bar{C}_T}{\bar{C}_n}$

Si, a los efectos de simplificar, consideramos $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ entonces (9) se reduce a

$$\sigma_{T(j)}^{cc} = \frac{T_R}{\bar{C}_n} \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \sqrt{1 + 2\alpha^2} \quad (10)$$

3.2 Conmutación en frecuencia (CF)

A diferencia de lo que sucede en el caso de CC, en CF la señal de calibración es inyectada durante el ciclo de referencia. Es de notar que en este caso la referencia viene dada por una banda (cuyo ancho depende del banco de filtros en uso) de radiofrecuencia adyacente (aunque en algunos casos puede superponerse parcialmente) a la banda de señal. Esta última es la banda en la que se encuentra la línea espectral a ser analizada.

En CF la ecuación que suministra el número de cuentas para la señal presente en el canal j , $C_T(j)$, está dada nuevamente por una ecuación similar a la (6). Es decir

$$C_T(j) = \frac{1}{2} \left[C_{S+n}(j) - C_{T+n}(j) + C_S(j) - C_r(j) \right]$$

Sin embargo, las cuentas correspondientes al generador de ruido ahora están dadas por

$$C_n(j) = \frac{1}{2} \left[C_{S+n}(j) - C_S(j) + C_{R+n}(j) - C_R(j) \right] \quad (11)$$

En CF el error para $C_T(j)$ es igual al error en $C_N(j)$ y está dado por

$$\sigma_{C_t} = \sigma_{C_n} = \frac{1}{2} \left(2\sigma_1^2 + 2\sigma_2^2 \right)^{1/2}$$

Tomando la ecuación (7), ya que la forma en que se calcula la $T(j)$ es independiente del modo de observación empleado, el error asociado a una temperatura en CF luego de n minutos de integración, está dado por una ecuación similar a la (8).

Efectuando los reemplazos apropiados

$$\sigma_{T(j)}^{CF} = \frac{T_R}{C_n} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} \left\{ \frac{1}{4} \left[2\sigma_1^2 + 2\sigma_2^2 \right] + \frac{\alpha^2}{4} \left[2\sigma_1^2 + 2\sigma_2^2 \right] \right\}^{1/2} \quad (12)$$

donde nuevamente

$$\alpha = \frac{\bar{C}_T}{C_n}$$

Suponiendo nuevamente que $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ entonces

$$\sigma_{T(j)}^{CF} = \frac{T_R}{C_n} \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \left\{ 1 + \alpha^2 \right\}^{1/2} \quad (13)$$

Debe recalcar que al derivar la ecuación (13) se ha supuesto que las bandas de señal y referencia no se encuentran superpuestas. Por el contrario, si la línea espectral a observar se encontrara presente en ambas bandas, el tiempo efectivo de integración es doblado, por lo que en la ecuación (13) \sqrt{n} debe ser reemplazado por $\sqrt{2n}$

3.3 Potencia total (PT) (Directo)

En este modo de observación entran en juego factores que

no estaban directamente presentes ni en CC ni en CF. Los mismos derivan del hecho que en PT no existe referencia que observar. El receptor durante los 4 ciclos "ve" sólo la señal o la señal + fuente de calibración. El esquema para un ciclo completo de PT en un canal dado, está ejemplificado en la fig. 5.

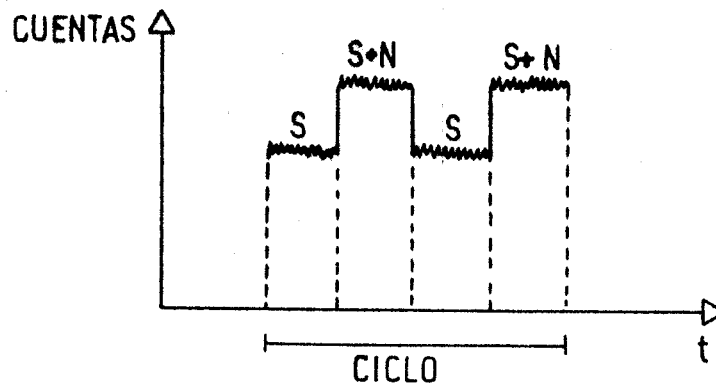


Fig. 5

Como consecuencia de que no hay referencia a observar en PT, el número de cuentas para la temperatura en el canal j , está dado por el promedio de las cuentas para los 4 estados individuales, o sea

$$C_T(j) = \frac{1}{4} [C_S(j) + C_{S+N}(j) + C_S(j) + C_{S+N}(j)] \quad (14)$$

Sin embargo, en la ecuación anterior cada una de las cuentas debe ser corregidas por el cero de digitalización (CDD de aquí en más). Ese CDD, que no aparece explícitamente ni en CC ni en CF, representa el número de cuentas que tiene el canal j cuando no hay señal alguna de radiofrecuencia y se mide cortando el receptor en frecuencia intermedia. Es importante mencionar que el CDD representa la cuantificación de una señal de corriente continua que no tiene ruido superpuesto. Otro punto a mencionar es que aunque esa señal no tiene ruido superpuesto, si puede estar sujeta a corrimientos a largo término.

El CDD de cada canal es tomado una vez al comienzo de cada UTI.

Por canal, se toman 50 muestras del CDD, al cabo de las cuales se calcula el promedio de las cuentas de los CDD individuales. Ese promedio lo designaremos con C_{off} .

Debe remarcarse que C_{off} para cada canal es equivalente a sólo una muestra del cero de la señal digitalizada. Por lo tanto, cuando en un canal dado tenemos m muestras de la señal, para tener en cuenta el CDD correctamente el C_{off} de ese canal debe ser multiplicado por m . Si tomamos nuestra unidad de tiempo de integración como 60^{seg} .84 tenemos como ya hemos visto, 2520 muestras por UTI. Por lo tanto la ecuación (14) tiene que reescribirse de la siguiente manera,

$$C_T(j) = \frac{1}{4} \left[C_{S+n}(j) + C_S(j) + C_{S+n}(j) + C_S(j) - 4 \times 2520 \cdot C_{OFF} \right] \quad (15)$$

Al igual que en CF, el número de cuentas para el generador de ruido se encuentra dado por

$$C_n(j) = \frac{1}{2} \left[C_{S+n}(j) - C_S(j) + C_{S+n}(j) - C_S(j) \right] \quad (16)$$

Aplicando el cálculo de errores a la expresión (15) vemos que

$$\sigma_{C_t} = \frac{1}{4} \left[2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) + \beta^2 \sigma_{OFF}^2 \right]^{1/2} \quad (17)$$

donde $\beta = 4 \times 2520$, y σ_{OFF} es el error de determinación de C_{off} . Por otro lado

$$\sigma_{C_n} = \frac{1}{2} \left[2\sigma_1^2 + 2\sigma_2^2 \right]^{1/2} \quad (18)$$

Teniendo en cuenta la expresión dada por (7), el error en la determinación de la temperatura en el canal j al cabo de n UTI se encuentra dado por

(13)

$$\sigma_{T(j)}^{PT} = \frac{T_R}{C_n} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} \left\{ \frac{1}{16} [2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) + n\beta^2 \sigma_{OFF}^2] + \left(\frac{\bar{C}_T}{C_n} \right)^2 \cdot \frac{2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}{4} \right\}^{1/2} \quad (19)$$

Si en (19) suponemos $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$

$$\sigma_{T(j)}^{PT} = \frac{T_R}{C_n} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} \left\{ \frac{4}{16} \sigma^2 + \frac{1}{16} n\beta^2 \sigma_{OFF}^2 + \left(\frac{\bar{C}_T}{C_n} \right)^2 \sigma^2 \right\}^{1/2} \quad (20)$$

Analicemos la ecuación (20) con detenimiento. El término \bar{C}_T/C_n en el miembro derecho de la ecuación parece similar a los términos presentes en las ecuaciones (10) y (13). Sin embargo, existe una diferencia fundamental. En la ecuación (20) \bar{C}_T se refiere al número total de cuentas de la potencia total en el canal j. Si suponemos que el canal j es un canal que no tiene radiación de línea presente, entonces \bar{C}_T representa el número de cuentas que corresponden a la temperatura de sistema T_{sis} de nuestro receptor. Como $T_{sis} \approx 85K$, $\bar{C}_T/C_n \geq 13$, pues C_n representa a la fuente de calibración, 6,6K. El término $\frac{1}{4} \beta \sigma_{OFF}$ tampoco es despreciable. Si bien $\sigma_{OFF} < 0,5$ cuentas, β es un número alrededor de 10^4 , entonces

$$\frac{1}{4} \beta \sigma_{OFF} < 1.3 \cdot 10^3 \text{ cuentas}$$

No obstante, si para clarificar la situación despreciamos el término en σ_{OFF} , se ve que $\sigma_{T(j)}^{PT} = 13 \frac{T_R}{C_n} \frac{\sigma}{\sqrt{n}}$, lo que representa un ruido un orden de magnitud superior al teórico

3.4.- Comparación de las varianzas para los distintos métodos observacionales.

Si efectuamos el cociente de las expresiones (10) y (13) encontramos que

$$F = \frac{\sigma_{T(j)}^{CC}}{\sigma_{T(j)}^{CF}} = \left[\frac{1 + 2 \left(\frac{\bar{C}_t}{\bar{C}_n} \right)^2}{1 + \left(\frac{\bar{C}_t}{\bar{C}_n} \right)^2} \right]^{1/2} \quad (21)$$

En la fig. 6 se encuentra representado el comportamiento de F en función de \bar{C}_t/\bar{C}_n . De dicha figura se puede deducir que:

a) para señales de línea pequeñas en comparación con la señal de calibración ($\bar{C}_t < 2K$) la varianza en CC empeora en un 5% con respecto a la que uno obtendría en CF.

b) para señales de línea comparables a la fuente de calibración,

$$\sigma^{CC} \approx 1,23 \sigma^{CF}$$

c) para $\frac{\bar{C}_t}{\bar{C}_n} \gg 1$; $\frac{\sigma^{CC}}{\sigma^{CF}} \rightarrow \sqrt{2}$

En el caso en que la línea a estudiar pueda ser incluidos tanto en la banda de señal como en la banda de referencia $F \rightarrow F'$ donde $F' = \sqrt{2} F$.

En resumen, se puede decir que desde el punto de vista de la varianza, ambos sistemas de observación son casi equivalentes cuando las señales a observar son inferiores al 30% del valor de la fuente de calibración, y siempre y cuando no se pueda tener la línea a estudiar en ambas bandas.

Si las condiciones anteriores no se cumplen, el modo de conmutación en frecuencia ofrece una mejor relación s/n en el perfil final, pues si la señal se encuentra presente en ambas bandas (señal y referencia) el tiempo efectivo de integración es en CF el doble del que se tiene en CC.

Por lo expresado en 3.3, el sistema de PT directo no puede competir ni con CC ni con CF. Una variante del sistema PT directo, la técnica ON-OFF, que hace uso de la diferencia de los perfiles obtenidos en potencia total se analiza a continuación.

3.5.- Técnica "ON-OFF"

Si bien el ruido final en un perfil obtenido con el modo de observar PT directo, es mucho mayor que el esperado, ¿Qué sucede cuando efectuamos la subtracción, en cuentas, de dos perfiles de potencia total? Si ahora la temperatura T del canal j es definida como aquella que se logra luego de la subtracción de dos perfiles de PT tenemos que

$$T(j) = \frac{T_R}{\bar{C}_n} \left[\frac{1}{4} (2C_{S_1} + 2C_{(S+n)_1} - \beta C_{OFF_1}) - \frac{1}{4} (2C_{S_2} + 2C_{(S+n)_2} - \beta C_{OFF_2}) \right] \quad (22)$$

donde \bar{C}_n es el valor medio de las cuentas del tubo de ruido en los perfiles 1 y 2 (ON y OFF, respectivamente).

Si además consideramos $C_{OFF_1} = C_{OFF_2}$ la ecuación (22) se reduce a

$$T(j) = \left[\frac{1}{4} (C_{S_1} + C_{(S+n)_1} + C_{S_1} + C_{(S+n)_1}) - \left(\frac{1}{4} (C_{S_2} + C_{(S+n)_2} + C_{S_2} + C_{(S+n)_2}) \right) \right] \frac{T_R}{\bar{C}_n} \quad (23)$$

Definiendo $C_{S_1} + C_{(S+n)_1} + C_{S_1} + C_{(S+n)_1} = C_1$ y

$$C_{S_2} + C_{(S+n)_2} + C_{S_2} + C_{(S+n)_2} = C_2$$

y suponiendo, para simplificar, que los errores en las magnitudes C_{ij} para $i = s, s+n$ y $j = 1, 2$ son semejantes e iguales a σ ,

y aplicando la teoría de errores a la ecuación (23) tenemos que

$$\sigma_{T(j)} = \frac{1}{\sqrt{2n}} \frac{T_R \sigma}{\bar{C}_n} \left[1 + \frac{1}{8} \frac{(C_1 - C_2)^2}{\bar{C}_n^2} \right]^{1/2} \quad (24)$$

Claramente se puede ver que la importancia del segundo término en el corchete, $\frac{(C_1 - C_2)^2}{\bar{C}_n^2}$ donde $C_1 - C_2 = \bar{C}_t$ para CC y CF se encuentra

disminuida en un factor 1/8 con respecto a CF y en 1/16 con respecto a CC. Además el término que multiplica el corchete es inferior en $\sqrt{2}$ con respecto a CC y CF. Sólo en CF con superposición de bandas el término que multiplica es igual. (ver al final del punto 3.2).

4.- Discusión.

4.1. Errores en general. Como se pueden reducir.

En la Tabla II se tiene un resumen de los errores alcanzables con las distintas técnicas observacionales.

Tabla II

Método	Error
C.C.	$\gamma (1 + 2\alpha^2)^{1/2}$
C.F (sin superposición)	$\gamma (1 + \alpha^2)^{1/2}$
C.F (con superposición)	$\frac{\gamma}{\sqrt{2}} (1 + \alpha^2)^{1/2}$
P.T (directo)	$\frac{\gamma}{2} \left(1 + 4 \left(\frac{C_{\text{total}}}{C_n} \right)^2 \right)^{1/2}$
P.T (ON-OFF)	$\frac{\gamma}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{1}{8} \alpha^2 \right)^{1/2}$

donde
$$\gamma = \frac{TR \cdot \sigma}{C_n \sqrt{n}}$$

De la Tabla II (o de las ecuaciones (10), (13) y (20)) es evidente que el error con que una temperatura es determinada consta de dos términos, a saber:

a) Un término en γ^2 o $\sigma^2/2$, que depende exclusivamente de σ o sea de la temperatura de sistema de nuestro receptor. Este término disminuye con \sqrt{n} , donde n es el número de UTI que confor-

man la observación.

b) Un término de la forma $a \cdot \gamma^2 \cdot \alpha^2$ donde a es 2 para CC, 1 ó 0,5 para CF y 1/16 para la técnica "ON-OFF".

Dado el valor de nuestra señal de calibración (6,6 K), es obvio de la Tabla II, que la contribución de este segundo término al error total es (o puede ser) muy importante en el caso de CC. Si tenemos una señal de ~ 15 K, el segundo término contribuye con un 237% (con respecto al primer término) al error final en el caso de CC, con un 148% en CF y con sólo un 15% en PT ("ON-OFF").

Por otro lado si tomamos una señal de 2 K, se puede ver que en este caso la contribución del segundo término es aproximadamente del 9% en CC, del 4.5% en CF y del 0.3% en PT ("ON-OFF").

Por lo tanto, independientemente de otros problemas y ciñendonos exclusivamente al error de la medida, es provechoso que las observaciones sean realizadas en PT o en CF. CC es obviamente el menos conveniente de los tres sistemas desde el punto de vista del error final alcanzable.

¿Sería posible en las ecuaciones de la Tabla II, disminuir la importancia del segundo término? Afortunadamente, la respuesta es afirmativa.

Un par de posibles soluciones se esbozan a continuación:

1) Incrementar el valor de nuestra señal de calibración. Esto traería un incremento en \bar{C}_n y consecuentemente implicaría una disminución en α , ya que \bar{C}_t no varía. Sin embargo, hay que notar que un incremento del valor de nuestra fuente de calibración, inevitablemente provocará una degradación en la relación s/n para señales débiles. Este ítem es desarrollado con mayor detalle en el Apéndice A.

2) Tomemos por ejemplo la ecuación (9). Esa ecuación puede también ser escrita de la siguiente manera

$$\sigma_{T(9)}^{CC} = \frac{T_R}{\bar{C}_n} \left\{ \frac{1}{4} (3\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \frac{1}{n} + \alpha^2 (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \frac{1}{n'} \right\}^{1/2} \quad (25)$$

En la misma, el primer término dentro de la llave se refiere exclusivamente a los errores presentes en las cuentas de "temperatura" (diferencia de las cuentas entre señal y referencia). Por otra parte, el término en α^2 sólo se refiere a los errores presentes en C_n .

En general $n = n'$, o sea que si un perfil es observado con 10^m de tiempo de integración, $n = n' = 10 \cdot C_n$ depende exclusivamente de la ganancia total del sistema. Si consideramos la ganancia constante, o casi constante, la ganancia para un canal dado, puede ser determinada usando los valores del generador de ruido, que han sido observados durante toda la sesión de observación. En el IAR una sesión de observación dura 4 horas como máximo. Si hacemos este último se verificará, en general que $n' > n$. En observaciones en la línea de 21-cm del HI, n varía entre unos pocos minutos ($3^m - 5^m$) para el caso de observaciones de SNR, estructura galáctica, etc.; $20-30^m$ (nubes de alta velocidad) hasta $\sim 60^m$ (HI en galaxias). En esos casos $4 < n'/n < 80$ tomando $n' = 240$ minutos. El rango anterior puede ser un poco optimista pues no se ha considerado el tiempo perdido en el calado, verificación de coordenadas, etc. No obstante, como orden de magnitud es aceptable.

Por lo tanto vemos que la importancia del segundo término puede ser disminuída en un factor 2 a 9, si las ganancias de los canales son calculadas haciendo uso de todos los datos recogidos a lo largo de una sesión de observación (4 horas), en lugar de ser deducidos con los datos que corresponden a cada punto observado.

Obviamente, la importancia de la mejora en la relación s/n que se puede obtener haciendo uso del método mencionado en 2), disminuye si el tiempo de integración por punto es una fracción apreciable del tiempo total de observación. Si el tiempo de integración fuese de 2 horas, el segundo término disminuye sólo en un factor 1.41 con respecto al caso $n = n'$.

4.2. Ceros de digitalización. (CDD)

Otro punto de interés a ser considerado es el concerniente a la determinación de los CDD. El conversor A/D actualmente en uso en el receptor del IAR, es de 12 bits con un tiempo de conversión de aproximadamente 20μ seg. La máxima señal de entrada permisible es de 10 V. Los CDD medidos arrojan alrededor de 100 cuentas por canal, lo que implica una señal de entrada de aproximadamente 245mV. Para que el CDD de un canal dado no cambie entre UTI y UTI, el corrimiento tendría que ser menor que $\pm 0,5$ cuentas por UTI. O sea que para que los corrimientos eventualmente presentes en el CDD no afecten las mediciones se tendría que verificar que los mismos sean menores que ± 1.3 mV/UTI. Experimentalmente, por medio de programas desarrollados con ese fin, se han medido los CDD para los distintos bancos de filtros en función del tiempo. La constancia de los CDD en períodos de 1 a 2 horas es correcta. Esto indicaría que el muestreo actual de los ceros de digitalización (una vez al comienzo de cada UTI ($UTI = 60^S$)) es apropiado.

5.-Conclusiones

Desde el punto de vista de la varianza teóricamente alcanzable en un perfil dado, los sistemas de observación actualmente disponibles en el IAR se ordenan (de alta a baja varianza) de la siguiente manera: PT (ON-OFF), CF (con superposición de bandas), CF (sin superposición), CC, PT (directo).

Incrementando el valor de la señal de calibración, o utilizando un mayor muestreo en la determinación de la ganancia de cada canal, es posible mejorar la relación s/n alcanzable para una técnica de observación dada.

Debe mencionarse que en el presente análisis se ha supuesto que no existen variaciones en la ganancia total del receptor. Esta restricción (que es altamente improbable en la realidad) no hace que el análisis presentado en el presente informe interno pierda validez. Si bien observaciones preliminares permiten asegurar que

el receptor del IAR presenta variaciones de ganancia pico a pico del orden de 0.1 db, dichas variaciones pueden ser seguidos en el tiempo (esto será el objeto de otra comunicación interna) y por lo tanto, sus efectos compensados.

Apéndice A

¿Cómo varía la relación s/n cuando tenemos una fuente de calibración mayor?

Tomemos uno de los sistemas de observación. Elegimos el de CF. Tomemos la ecuación (12). En dicha ecuación σ_1 representa los errores en los estados del receptor donde la fuente de calibración no se encuentra presente (s y r). Por otra parte σ_2 representa el error en los estados en los que la fuente de calibración se encuentra inyectada en el sistema, (s + n) y (r + n). Obviamente $\sigma_2 > \sigma_1$, y es sencillo demostrar que

$$\sigma_2 = \left(1 + \frac{T_R}{T_{sis}}\right) \sigma_1 \quad (26)$$

donde T_R y T_{sis} representan las temperaturas del generador de calibración y del sistema, respectivamente.

Reemplazamos (26) en (12) tenemos que

$$\sigma_{T(j)}^{CF} = \frac{T_R}{\bar{C}_n} \frac{\sigma_1}{\sqrt{2n}} \left(1 + \alpha^2\right)^{1/2} \cdot \left(1 + \frac{T_R}{T_{sis}}\right)^{1/2} \quad (27)$$

donde α sigue teniendo el mismo significado que en la ecuación (12) ó (13) (o sea \bar{C}_t / \bar{C}_n). Si ahora reemplazamos nuestra fuente de ruido T_R por otra de valor T_{R_1} , ($T_{R_1} > T_R$) (con \bar{C}_{n_1} cuentas), entonces la expresión anterior para $\sigma_{T(j)}^{CF}$ se modifica de la siguiente forma

$$\sigma_{T(j)}^{CF} = \frac{T_{R_1}}{\bar{C}_{n_1}} \frac{\sigma_1}{\sqrt{2n}} \left(1 + \alpha^2\right)^{1/2} \left(1 + \frac{T_{R_1}}{T_{sis}}\right)^{1/2} \quad (28)$$

donde

$$\alpha_1 = \frac{\bar{C}_t}{\bar{C}_{n_1}}$$

Si definimos

$$y = \frac{T_R}{T_{R_1}}$$

(22)

entonces

$$\alpha_1 = y\alpha$$

Efectuando el cociente de (27) y (28) resulta que

$$\frac{\sigma^{CF}}{\sigma_1^{CF}} = \frac{(1 + \alpha^2)(1 + TR/T_{sis})}{(1 + y^2\alpha^2)(1 + TR/y.T_{sis})} \quad (29)$$

La ecuación (29) nos dice como varía la relación s/r para un canal, cuando variamos el valor de nuestra fuente de calibración.

Las fig. 7 y 8 ilustran las variaciones de $\sigma^{CF}/\sigma_1^{CF}$ función de y , para distintas señales (α).

Es obvio que un incremento de la fuente de calibración del sistema, trae aparejada una mejora en la relación s/r para señales intensas. Sin embargo para señales pequeñas ($T_a \approx 0,07K$) un incremento del ruido de calibración implica una degradación, para un mismo tiempo de integración sobre señal, de la relación s/r. Este sería el punto que limitaría el valor máximo de la señal de calibración a inyectar en el sistema. Por ejemplo, si estuviéramos dispuestos a tolerar una degradación del 5% para señales débiles ($T_a \approx 0,07K$), la relación s/r mejoraría en un factor ~ 2.3 para señales entre 30 y 130K. (En este caso $TR_1 \sim 17K$).

Leyenda a las Figuras

- Figura 1. Representación esquemática de un filtro (canal) del receptor de líneas del IAR. Se encuentran representados el filtro sintonizado, el detector cuadrático 1, y el filtro pasabajos activo 2.
- Figura 2. Comportamiento general de la señal a lo largo de un ciclo básico, para un canal dado.
- Figura 3. Esquema general de un ciclo básico.
- Figura 4. Idem Figura 3, para conmutación contra carga.
- Figura 5. Idem Figura 3, para potencia total.
- Figura 6. Variación del cociente del r.m.s. para los casos de conmutación contra carga y conmutación de frecuencia, en función de la potencia de la señal de línea detectada.
- Figura 7. Variación de la relación de r.m.s. en señales intensas, para distintos valores del generador de ruido. Ver texto en el Apéndice A.
- Figura 8. Idem Figura 7, pero para señales débiles.

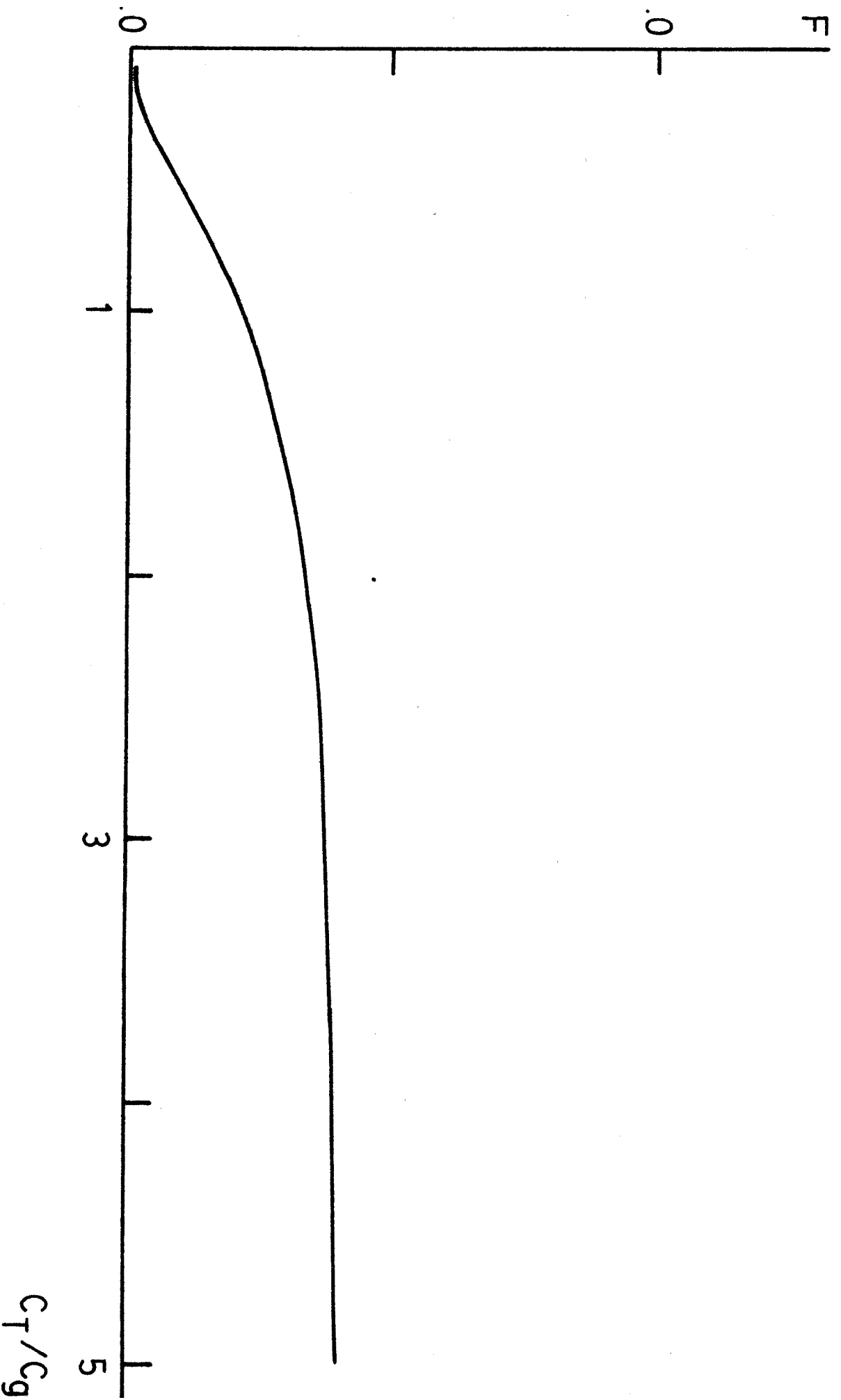


Figura 6

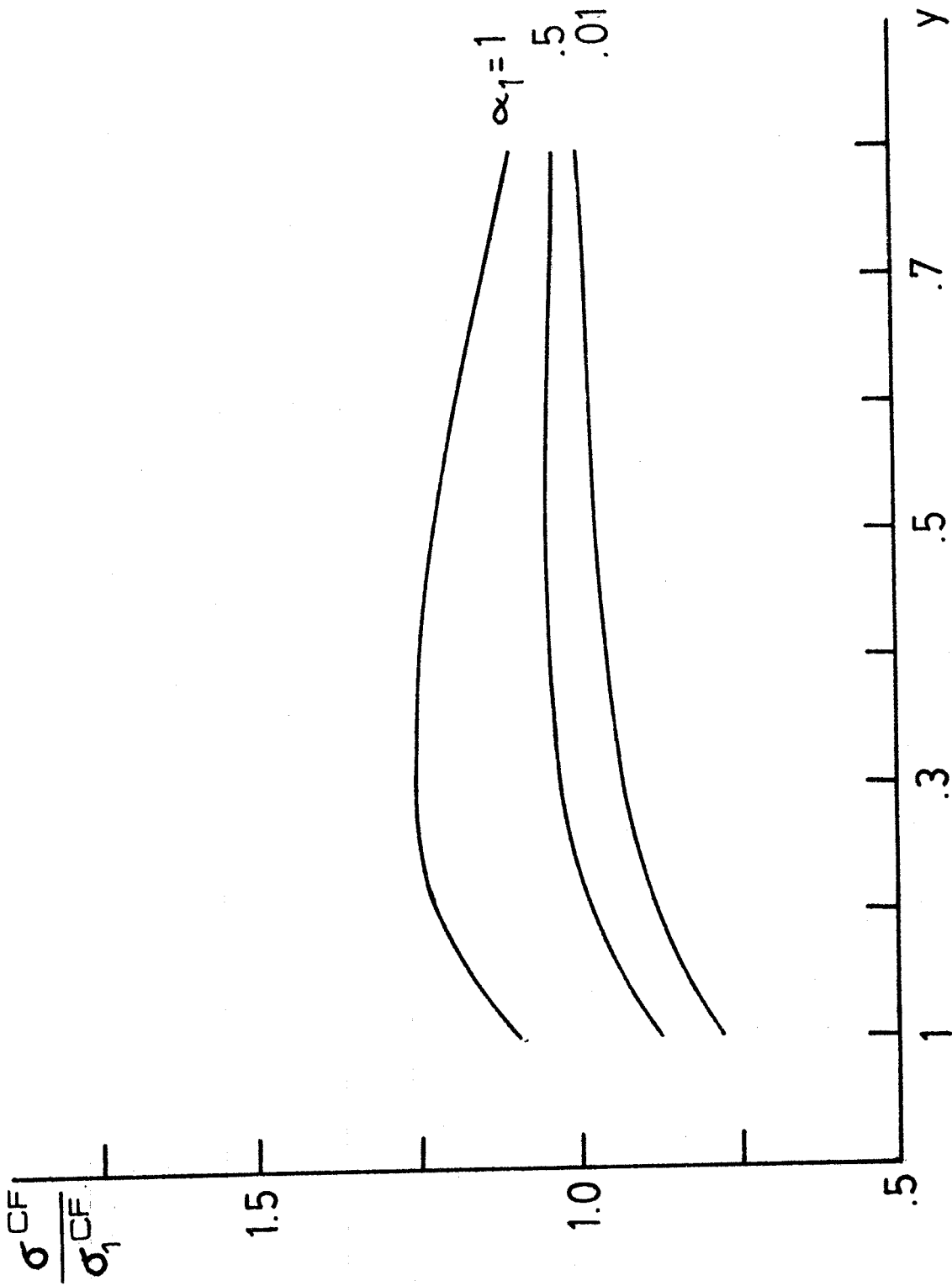


Figura 7

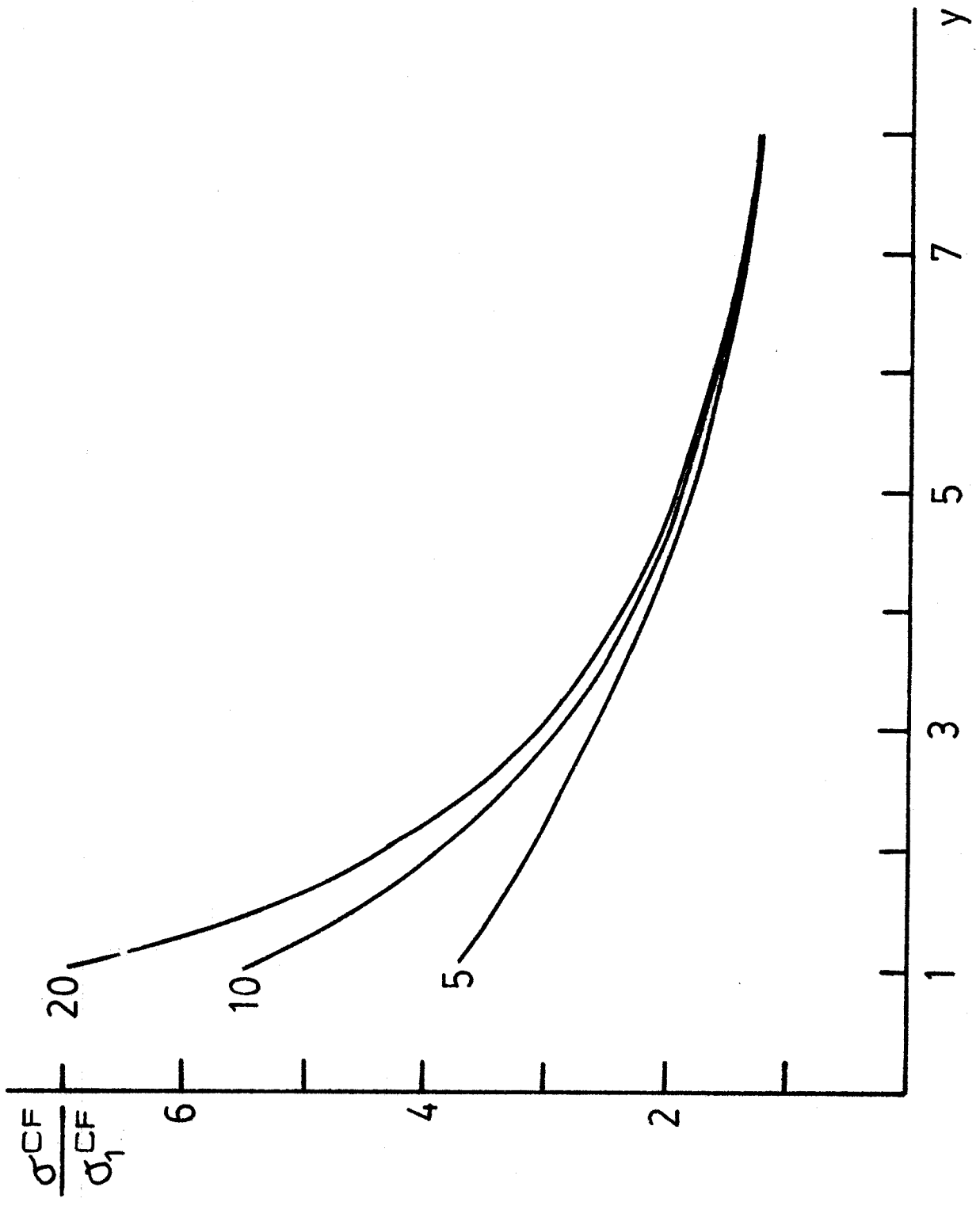


Figure 8