

Informe Técnico CAY 1.982 - 2

ESTUDIO DE LA LINEALIDAD DEL DETECTOR A  
DIODO TUNEL AERTECH DO-102B-1 DE LA UNI-  
DAD DE FRECUENCIA INTERMEDIA OAN-00.

Juan Peñalver Moreno

Alberto Barcia Cancio

## 1.- Introducción.

El uso del detector en un sistema radiométrico tiene por finalidad la conversión de la señal de radiofrecuencia en otra de tensión continua que posteriormente se procesa.

El principio de funcionamiento está basado en las propiedades no lineales que presentan los diodos, y que los capacitan para la conversión de frecuencias, pudiendo ser utilizados como mezcladores (conversión de una señal de radiofrecuencia en otra de frecuencia diferente) o como detectores (conversión de radiofrecuencia en baja frecuencia) y que es el caso que ocupa.

La curva de respuesta de un detector es tal como se indica en la figura 1; hay dos zonas claramente diferenciadas, una primera de comportamiento cuadrático ( $E_o = c E_i^2$ ) y otra de comportamiento lineal ( $E_o = a + b E_i$ ).

En montajes radiométricos se pretende hacer trabajar al detector en su zona de comportamiento cuadrático (detector de ley cuadrática) pues así la tensión de salida es proporcional a la potencia de entrada según:

$$|E_i|^2 = \frac{|Z_d|^2}{R_{\epsilon} (Z_d)} P_i$$
$$E_o = c |E_i|^2 = k P_i$$

donde:  $E_i$  = tensión de entrada al detector

$P_i$  = potencia de entrada al detector

$Z_d$  = impedancia de entrada al detector

$E_o$  = tensión de salida del detector

$k$  = constante de conversión del detector (sensibilidad)

De esta forma es posible la medida directa de potencias siempre que tengamos garantizado que se está trabajando en la zona de comportamiento cuadrático.

Una forma alternativa de representación gráfica de la respuesta del detector

es según  $E_o = kP_i$  que permite ver linealizado el comportamiento del detector en su zona cuadrática. Una curva de este tipo se puede ver en el apéndice, con las características del detector usado; dichas curvas tienen como parámetro la impedancia  $R_L$  con que se carga la salida del detector, puede observarse que a  $R_L$  mayores aumenta la sensibilidad del detector pero disminuye el margen lineal (margen de comportamiento cuadrático del detector).

Debido a la amplia utilización de las curvas  $E_o = f(P_i)$ , de aquí en adelante se llamará zona lineal del detector a la zona de comportamiento cuadrático del mismo (tensión de salida  $E_o$  proporcional a la potencia de entrada  $P_i$ ).

## 2.- Método de medida.

Para caracterizar la curva de comportamiento del detector en el montaje que interesa es preciso conocer la tensión de salida según potencias de entrada variables.

La forma más precisa de obtener esta variabilidad en las potencias de entrada es mediante la introducción de atenuación en la cadena y por no ser fácil el disponer de atenuadores variables de forma continua con suficiente grado de precisión, se opta por utilizar un atenuador de pasos que garantice una relación de potencias de entrada al detector constante.

Las medidas se realizan de la siguiente manera:

Según la fig. 2, se llevan los atenuadores a un extremo de la escala, por ejemplo máxima atenuación, con lo cual entra al detector una potencia  $P_i = P_o$  que produce una tensión a medir en la salida  $V_i = V_o$ ; seguidamente se quita una atenuación fija (mediante el atenuador de pasos) entrando ahora una potencia al detector  $P_1$  de forma tal que  $\frac{P_i}{P_o}$ , al igual que  $\frac{P_{i+1}}{P_i}$ , será una cantidad fija e independiente de  $i$  que llamaremos  $\alpha$ , ( $\alpha = \frac{P_{i+1}}{P_i}$ ); el aumento de potencia en la entrada del detector se traducirá en el consiguiente aumento en la tensión de salida, de tal forma que funcionando el detector en su zona de comportamiento lineal  $\frac{V_{i+1}}{V_i}$  valdrá también  $\alpha$ . En general  $\frac{V_{i+1}}{V_i}$

será ligeramente diferente de  $\alpha$  y se denominará  $\alpha_{i+1}$  ( $\frac{V_{i+1}}{V_i} = \alpha_{i+1}$ ); la dispersión en los valores  $\alpha_i$  medidos dará una idea del grado de linealidad del detector.

Una vez obtenido  $V_{i+1}$  se restaurará la antigua atenuación del atenuador de pasos (con lo que nuevamente la potencia de entrada es  $P_i$  y la tensión de salida es  $V_i$ ) y se ajusta el atenuador variable hasta que la tensión a la salida del detector valga  $V_{i+1}$  con lo que la potencia de entrada será  $P_{i+1}$  que permite nuevamente con el atenuador de saltos pasar a  $P_{i+2}$ , con  $\frac{P_{i+2}}{P_{i+1}} = \alpha_{i+2}$ , y se reitera el proceso.

Con los  $\alpha_i$  obtenidos para un margen suficientemente amplio de medidas, se determinan las distintas zonas de comportamiento del detector. En su zona lineal se deduce el valor de  $\alpha$  aplicado en los incrementos de potencia de entrada, con el cual se hacen las correcciones adecuadas sobre las tensiones de salida medidas para "extender" la zona de comportamiento lineal del detector.

### 3.- Montaje utilizado.

El montaje utilizado para hacer las medidas es el indicado en la fig. 3, basado en la cadena de FI OAN-00, en la que se intercala el atenuador variable.

Como generador de señal se utiliza la propia potencia de ruido en la cadena de FI. La tensión de salida del detector se amplifica debidamente con lo que los niveles medidos en el voltímetro están muy por encima de los propios en la salida del detector.

### 4.- Medidas realizadas.

Todos los componentes, excepto el voltímetro y el atenuador variable, están estabilizados térmicamente por encontrarse instalados en el interior de la unidad OAN-00.

La unidad OAN-00 se colocó regulando en la posición de invierno con lo que la temperatura interior, a que se encuentran los componentes, es de aproximadamente

42°C. La tensión de offset a la salida del amplificador de continuo vale  $V_{\text{OFFSET}} = +0.55$  mV. Se realizaron dos juegos de medidas de  $V_i$  que posteriormente se promediaron por ser pequeña su dispersión (1.2 %) respecto del valor medio de las lecturas.

En la tabla I adjunta pueden verse las  $V_i$  medidas (ya promediadas y corregidas de offset) así como los cocientes  $\alpha_i$  de dichas lecturas. La fig. 4 da una representación logarítmica de las tensiones de salida (tras el amplificador de continuo) en función del nivel de potencia relativo de entrada al detector, puede observarse que el comportamiento es bastante lineal (tensión de salida proporcional a potencia de entrada).

Una forma mejor de apreciar esta linealidad es mediante la representación de  $\alpha_i$  según la misma escala de potencias relativas, ver fig. 5a, puede verse que el detector comienza a salir de su zona lineal hacia la lectura 20 teniendo un máximo de sensibilidad hacia la lectura 16. En el siguiente apartado se obtendrán las correcciones a aplicar a las tensiones de salida que permita extender el margen lineal del detector.

### 5.- Calibración del detector.

Para corregir las tensiones de salida del detector y conseguir así su calibración se procede de la siguiente manera:

- a) Determinación de la relación de potencias  $\alpha$  obtenidas con el atenuador a saltos. El valor nominal de esta relación es de 1 dB ( $\alpha = 1.26$ ), a la vista de la fig. 5a está claro que el valor real que se dispone de  $\alpha$  está por debajo de ese valor nominal. Se elige  $\alpha = 1.245$  (0.95 dB) por ser al que tienden los  $\alpha_i$  para potencias relativas de entrada pequeñas.
- b) Elección de una lectura que se pueda suponer en la zona lineal del detector y en que la tensión medida  $V_i$  sea igual a la corregida  $V_{ci}$ . Evidentemente se coge el correspondiente al de la lectura inferior  $V_0 = V_{c0}$  por ser el más próximo a dicha zona (ver tabla I).

c) Determinación de las tensiones corregidas  $V_{ci}$ , que se deberían haber medido supuesto el detector en zona lineal, a partir de  $V_{c0}$  y  $\alpha$ . La tabla I muestra estos  $V_{ci}$ .

d) Corrección de las tensiones medidas, según zonas, por medio de aproximación parabólica.

Se dividió el margen de las lecturas realizadas en tres zonas en que se aproximó  $V_{ci}$  en función de  $V_i$  por medio de polinomios de segundo grado.

1ª zona.- Comprende de la lectura 0 a 10:

$$V_{c1} = a_1 V^2 + b_1 V + c_1 \quad \text{con}$$

$$a_1 = - 7.574407073 \times 10^{-2}$$

$$b_1 = - 9.997523777 \times 10^{-1}$$

$$c_1 = 3.407359134 \times 10^{-4}$$

2ª zona.- Lecturas 9 a 19:

$$V_{c2} = a_2 V^2 + b_2 V + c_2$$

$$a_2 = - 9.852405214 \times 10^{-3}$$

$$b_2 = - 9.163662206 \times 10^{-1}$$

$$c_2 = 2.683735543 \times 10^{-2}$$

3ª zona.- Lecturas 18 a 25:

$$V_{c3} = a_3 V^2 + b_3 V + c_3$$

$$a_3 = 1.29440708 \times 10^{-2}$$

$$b_3 = - 7.526906027 \times 10^{-1}$$

$$c_3 = 3.205682359 \times 10^{-1}$$

El utilizar las mismas lecturas para aproximar distintas zonas (caso de lecturas 9, 10 y 18, 19) pretende evitar las transiciones bruscas entre las mismas con el fin que posibles medidas realizadas a dichos niveles no se vean afectadas por la corrección realizada.

Las figuras 6, 7 y 8 muestran la diferencia entre las curvas de aproximación, en función de la tensión V medida, para la zona de solapamiento; los puntos de transición resultaron ser:

Comienzo 1ª zona (figura 6):

Se resolvió  $V_{c1} - V = 0$  resultando  $V_0^{(1)} = - 0.0654562943$

Por debajo de esta primera zona se supone al detector con comportamiento lineal.

Comienzo 2ª zona (figura 7):

Se buscó el mínimo de  $V_{C2} - V_{C1}$

$$V_1^{(2)} = - 0.6327519304$$

Comienzo 3ª zona (figura 8):

Se determinó también el mínimo de  $V_{C3} - V_{C2}$ , resultando:

$$V_2^{(3)} = - 3.589932448$$

En las dos últimas transiciones el salto supone el 0.182% y 0.017% del valor de la tensión medida.

6.- Resultados.-

La Tabla II muestra junto a las tensiones corregidas  $V_{Ci}$  que se desearían obtener las tensiones aproximadas  $V_{ai}$  que en realidad se obtienen con la aproximación realizada. Asimismo pueden verse los nuevos cocientes  $\alpha_{ai}$  de las tensiones aproximadas ( $\alpha_{a(i+1)} = \frac{V_a(i+1)}{V_a}$ ), la representación gráfica de estos cocientes se muestra en la figura 5b.

La figura 9 muestra los mismos resultados para otra medida de potencia de ruido independiente de las dos anteriores, y que ha sido corregida con los coeficientes deducidos de aquella.

La figs. 10 y 11 corresponden a medidas hechas con señal coherente de entrada (en lugar de ruido) a una frecuencia de 1200 MHz. Puede verse que la aproximación realizada, aquí no es eficaz (hay un empeoramiento de los  $\alpha_{ai}$  respecto los  $\alpha_i$ ; lo cual indica que la calibración del detector ha de realizarse con el mismo tipo de señal que posteriormente se va a medir.

7.- Niveles de Entrada de Potencia.-

Se realizaron medidas de los niveles de tensión de salida  $V_{SAL}$  en función de la potencia absoluta de entrada  $P_{in}$  a la unidad de F.I. OAN-00. La fig. 12

muestra la disposición de componentes en dicha unidad así como la ganancia estimada de cada uno de ellos.

La fig. 13 representa las tensiones medidas en función de la potencia, referidas tanto a la unidad de F.I. OAN-00 como al detector, para una frecuencia de 1200 MHz (la ganancia anterior al detector se estima en 49 dB para el atenuador de pasos en 1dB). La no linealidad de la curva para valores pequeños de  $P_{in}$  se debe a que ésta es dos órdenes de magnitud menor que el propio ruido de la cadena, lo que introduce un error en la medida a pesar de que los valores de  $V_{SAL}$  están corregidos restándoles la contribución de dicho ruido, obtenida haciendo  $P_{in} = \phi$ .

#### 8.- Limitaciones de la calibración realizada.-

La calibración realizada sólo es útil, como ya se ha visto, cuando la medida realizada es de ruido. Además, puesto que la sensibilidad del detector  $K (E_0 = kP_i)$  depende de la temperatura, la calibración del detector sólo será válida cuando la unidad OAN-00 esté regulando la temperatura en la posición invierno ( $T \simeq 42^\circ C$ ) pues es la posición en que se han realizado las medidas.



T A B L A I

---

$V_i$  = tensión medida a la salida del detector (amplificada)

$\alpha_i = \frac{V_i}{V_{i-1}}$  = relación entre tensiones con relación de potencias constante

$V_{oi}$  = tensión corregida que deberá medirse si el comportamiento del detector fuera lineal (proporcional a la potencia de entrada  $P_i$ )  $\propto = 1.245$

i	$V_i(V)$	$\alpha_i$	$V_{oi} \propto P_i$
0	- 0.05065		0.05065
1	- 0.06310	1.24580	0.06306
2	- 0.07865	1.24643	0.07851
3	- 0.09810	1.24730	0.09774
4	- 0.12240	1.24771	0.12169
5	- 0.15285	1.24877	0.15150
6	- 0.19100	1.24959	0.18862
7	- 0.23890	1.25079	0.23484
8	- 0.29900	1.25157	0.29237
9	- 0.37450	1.25251	0.36400
10	- 0.46955	1.25381	0.45318
11	- 0.58950	1.25546	0.56421
12	- 0.74070	1.25649	0.70244
13	- 0.93105	1.25699	0.87454
14	- 1.17005	1.25670	1.08881
15	- 1.47105	1.25725	1.35556
16	- 1.84955	1.25730	1.68768
17	- 2.32555	1.25736	2.10116
18	- 2.92205	1.25650	2.61594
19	- 3.66555	1.25444	3.25685
20	- 4.58455	1.25071	4.05477
21	- 5.70755	1.24495	5.04819

<u>i</u>	<u>V<sub>i</sub>(V)</u>	<u>α<sub>i</sub></u>	<u>V<sub>oi</sub> ∝ P<sub>i</sub></u>
22	- 7.06305	1.23749	6.28500
23	- 8.68405	1.22950	7.82482
24	-10.60205	1.22086	9.74190
25	-12.84005	1.21109	12.12867

$$\langle \alpha_i \rangle = 1.24789 \pm 0.01175$$

T A B L A    II

---

$V_{ci}$  = tensión corregida que debería medirse si el comportamiento del detector fuera lineal (proporcional a la potencia de entrada  $P_i$ )

$V_{ai}$  = tensión resultante de la aproximación realizada /debe ser lo más próximo posible a  $V_{ci}$ )

$\alpha_{ai} = \frac{V_{ai}}{V_{a(i-1)}}$  = relación entre las tensiones de aproximación realizadas.

<u>i</u>	<u><math>V_{ci} \propto P_i</math></u>	<u><math>V_{ai}</math></u>	<u><math>\alpha_{ai}</math></u>
0	0.05065	0.05065	
1	0.06306	0.06310	1.2458
2	0.07851	0.07850	1.2441
3	0.09774	0.09769	1.2445
4	0.12169	0.12158	1.2445
5	0.15150	0.15138	1.2451
6	0.18862	0.18853	1.2454
7	0.23484	0.23486	1.2457
8	0.29237	0.29250	1.2454
9	0.36400	0.36412	1.2449
10	0.45318	0.45307	1.2443
11	0.56421	0.56337	1.2435
12	0.70244	0.70018	1.2428
13	0.87454	0.87148	1.2447
14	1.08881	1.08554	1.2456
15	1.35556	1.35354	1.2469
16	1.68768	1.68800	1.2471
17	2.10116	2.10461	1.2468
18	2.61594	2.62037	1.2451
19	3.25685	3.25351	1.2416
20	4.05477	4.04338	1.2428
21	5.04819	5.03826	1.2461

$i$	$V_{oi} \propto P_i$	$V_{ai}$	$\alpha_{ai}$
22	6.28500	6.28260	1.2470
23	7.82482	7.83312	1.2468
24	9.74190	9.75559	1.2454
25	12.12867	12.11920	1.2423

$$\langle \alpha_{ai} \rangle = 1.24497 \pm 0.00150$$

A P E N D I C E

# Tunnel Diode Detectors 0.1 to 40 GHz

Aerotech's tunnel detector mounts are broadband matched without resistive loading, providing excellent sensitivity and flat response, with both tangential sensitivity and input VSWR, optimized. The detectors are available over octave and waveguide bands to 40GHz.

The tunnel detectors in this catalog are intended to cover the broadest range of system and laboratory applications. However, individual, unique requirements may and do exist, and these types of requirements have created a significant demand for special detector components. In response to this demand, Aerotech engineers have for years specialized in the development of custom detector designs. These include units for operation in environments such as space borne, airborne, shipboard, etc. to rigorous military and Hi-Reliability specifications. Consult your Aerotech representative for further information.

## Performance Characteristics

### Open Circuit Voltage Sensitivity; K

The open circuit voltage sensitivity, K, is approximately 1000 millivolts per milliwatt at 4GHz. This factor together with the low dynamic video resistance of the diode combine to provide significant improvements in tangential sensitivity (approximately 10dB for broadband systems) when properly integrated with a low noise video amplifier. This sensitivity improvement is particularly noticeable at low video frequencies (Doppler systems) in which 20-30dB sensitivity improvements are realized over point contact diodes due to the extremely low  $1/f$  noise corner of the tunnel diode.

### Rise Time; t<sub>r</sub>

The performance of tunnel detectors in wideband video systems requiring fast pulse rise times is particularly noteworthy. The dynamic video resistance of the diodes is on the order of 100 ohms, and enables typical video bandwidths in S band of 100MHz, with bandwidths up to 1/2 of the lower RF frequency available on special request.

### Tangential Signal Sensitivity; T<sub>ss</sub>

An important consideration in achieving detector-amplifier sensitivity is optimizing video amplifier noise figure as a function of detector video resistance. Transistor video amplifiers are quite suitable for such application, and noise figures <3.0dB are easily attainable for the source resistance (75 to 200 ohms) of the tunnel diode detector.

### Dynamic Range

Tunnel detector square-law performance is essentially unaffected by changes in microwave power level at small signal levels ( $P_{IN} \leq -23\text{dBm}$ ). At higher power levels there are necessarily deviations, since a strict adherence to square-law performance would require a conversion gain. Proper loading of the tunnel device can, however, extend square-law performance to beyond -15dBm, and dynamic ranges greater than 40dB are typically achievable in systems with bandwidths of several MHz.

A particularly convenient application of the tunnel detector is its use in conjunction with narrow band 1kHz amplifiers such as the HP415E SWR meter. On "low" input, excellent square-law performance is realized, and typical sensitivities are below -65 dBm.

The tunnel diode detector offers significant improvement for low-frequency narrow-band video applications where  $1/f$  noise predominates. Tunnel detectors differ from crystal detectors in that the  $1/f$  noise corner is as much as three decades in frequency below that of the crystal detector. This is due in part to the high doping levels and low resistivity of the back diode semiconductor wafer, and to the fact that no bias is required for normal operation. This physical characteristic of the tunnel detector can improve the sensitivity of video receivers below 100kHz; e.g., in Doppler radar systems, by 15 to 30dB, when the detector is properly integrated with a transistor video amplifier.

### Temperature Stability

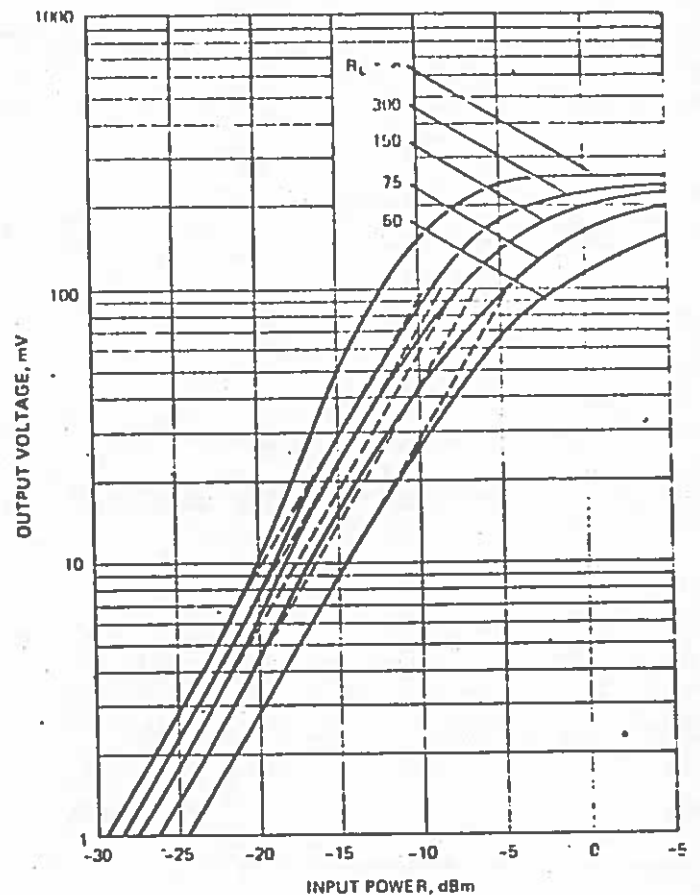
In addition to performing well in systems requiring large dynamic ranges, the tunnel detector displays excellent temperature stability characteristics. Although the I-V characteristic of the tunnel diode is affected by temperature variations, the greatest change occurs in the p-n junction current region beyond the valley voltages; by comparison, the tunneling region (where the detector operates under small signal conditions) is relatively independent of temperature. Typical variation in sensitivity for the tunnel detector is  $\pm 0.5$ dB over the temperature range from  $-65^\circ$  to  $+85^\circ$ C. This represents a considerable improvement over competitive crystal devices.

### Application of Bias

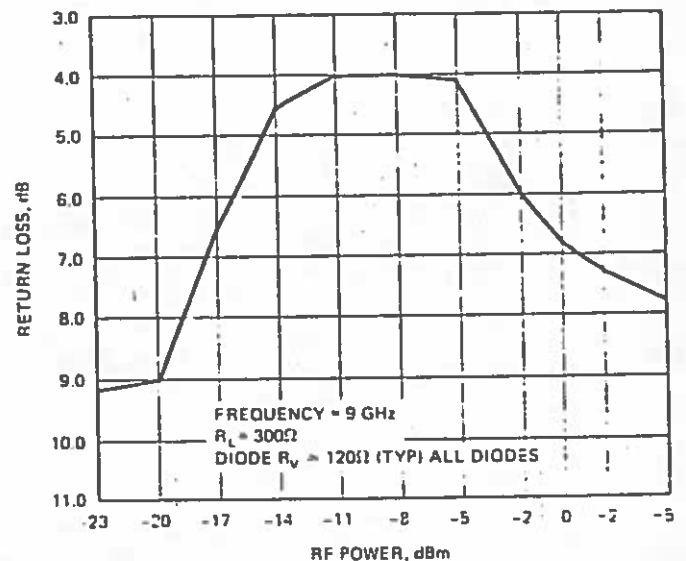
A further microwave receiver consideration is that the tangential sensitivities mentioned herein are for unbiased tunnel detectors. This operational mode is generally optimal when sensitivity, VSWR, dynamic range, and system simplicity are all considered. When tangential sensitivity is of primary concern, improvements can be obtained by biasing the tunnel device to operate near the peak current. Increasing sensitivities, on the order of 2 to 5dB, can be realized in this manner, at the expense, however, of reduced dynamic range and increased RF mismatch.

### Power Handling Capabilities

The tunnel diode's power handling capabilities are higher than the point-contact crystals; however, because of the low resistance (100 ohms compared to 5,000 ohms) it is much easier to exceed the power ratings through transient voltages. For example, a capacitor charged to 10 volts will generate a peak power of approximately 1 watt when discharged through the tunnel detector and only about 20 milliwatts when discharged through the crystal detector. For high reliability application CW input powers should be kept below 50mW.



Typical Tunnel Diode VSWR/Return Loss vs. RF Power



Frequency of Operation:  
Refer to Table "B"

Video Bypass:  
Z = 50% of Standard Value (Refer to Table B)  
None = Standard Value

Field Replaceability:  
-1 = Field Replaceable Mount  
None = Not Field Replaceable

# DOM105DPZR-1

Physical Configuration and Connector Options:  
Refer to Table "A"

Output Matching:  
P = Matched Pair  
T = Matched Triplet  
Q = Matched Quad  
M = Matched Set of 5 or more devices  
None = Single Device

Output Polarity:  
R = Positive Output  
None = Negative Output (Standard)

Table A. Standard Physical Configuration and Connector Options

Aerotech Connector Series	RF	Video	Maximum RF Frequency GHz	Other Video Connectors Usually Available on Special Request	Outline See Page
D	N (M)	BNC (F)	12.4	TNC, Type N (M or F)	27
DT	TNC (M)	BNC (F)	12.4	TNC, Type N (M or F)	27
DB	BNC (M)	BNC (F)	4.0	TNC, Type N (M or F)	27
DM	SMA (M)	SMC (M)*	18.0	Con-Hex (snap-on), BNC	27
DO	SMA (M)	SMA (F)	18.0	TNC, BNC	27
DMM	SMA (M)	SMC (M)*	26.5	Con-Hex (snap-on)	27
DOM	SMA (M)	SMA (F)	26.5	TNC, BNC	27
DOZ**	SMA (M)	SMA (F)	18.0	---	27
W (for W812B)	RG-52/u	BNC (F)	12.4	SMC, TNC	27
W (for W208F)	RG-91/u	SMC (M)*	18.0	Con-Hex (snap-on), SMA	27
W (for W806F)	RG-66/u	SMC (M)*	26.5	Con-Hex (snap-on), SMA	27
W (for W264F)	RG-96/u	SMC (M)*	40.0	Con-Hex (snap-on), SMA	27

\*Sealectro screw-on Con-Hex Series. Also mates with Amphenol Series 27.

\*\* Available for 1188 and 2188 bands only.



**F. A. CONSULTORES  
ELECTRONICOS, S. A.**

RAFAEL CALVO, 23 MADRID-10  
EDIFICIO CONSUL ESPAÑA

*Aerotech* a subsidiary of TRW



TABLE D. Electrical Specifications

	Frequency (GHz)	Type	Cap. (Max.) <sup>a</sup> pF (C <sub>v</sub> )	K (Min.) <sup>b</sup> mV/mW	M (Min.)	Flatness Typical (dB)	T <sub>is</sub> <sup>c</sup> Typ. (dBm)	VSWR <sup>d</sup> (Max.)	VSWR Typ.
Standard Octaves	0.1-0.5	105D	500	1000	100	±0.2	-51	2.0	1.5
	0.5-1.0	510D	100	1000	100	±0.2	-51	2.0	1.5
	1.0-2.0	102B	50	1000	100	±0.2	-51	2.0	1.5
	2.0-4.0	204B	25	1000	100	±0.2	-51	2.0	1.5
	4.0-8.0	408B	15	700	70	±0.4	-50	2.5	1.7
	8.0-12.0	812B	15	700	70	±0.4	-50	2.5	1.7
	8.0-16.0	816B	15	450	45	±0.6	-48	3.0	2.2
	12.0-18.0	208F*	7	400	40	±0.5	-48	2.5	2.0
	18.0-26.0	806F**†	5	250	25	±1.0	-46	4.0	2.5
Broad Bands	0.1-1.0	110D	500	700	70	±0.5	-50	3.0	1.8
	0.5-2.0	520D	100	800	80	±0.5	-50	3.0	1.8
	<del>0.7-1.4</del>	714D	50	1000	100	±0.3	-51	2.0	1.5
	1.0-4.0	104B	50	800	80	±0.5	-50	3.0	2.0
	1.0-12.0	112B	25	500	50	±1.5	-50	4.0	2.5
	1.0-18.0	118B††	20	400	40	±1.0	-46	4.5	3.0
	2.0-8.0	208B	25	600	60	±0.7	-50	3.5	2.0
	2.0-12.0	212B	15	500	50	±1.0	-50	4.0	3.0
	2.0-18.0	218B*††	15	400	40	±1.0	-48	4.5	3.0
	4.0-12.0	412B	15	600	60	±0.7	-48	3.5	2.0
	7.0-11.0	711B	15	700	70	±0.4	-50	2.5	1.8
	7.0-12.0	712B	15	600	60	±0.5	-50	3.0	2.0
Waveguide Mounted	8.2-12.4	W812B	15	700	70	±0.4	-50	2.0	1.7
	8.5-9.6	W8596B	15	1000	100	±0.2	-51	1.7	1.4
	12.0-18.0	W208F	7	500	50	±0.5	-48	2.5	2.0
	18.0-26.5	W806F	5	300	30	±0.5	-46	3.5	2.5
	26.5-40.0	W264F†	2	300	30	±0.5	-45	3.5	2.5

\* Available only in DM, DO, DMM, and DOM Series.

\*\* Available only in DMM, and DOM Series.

† Not available in field replaceable mount.

†† DOZ available only for 118B and 218B.

#### Technical Notes on Specifications:

- Detectors can be matched within ±0.25 dB over octave bandwidths and ±0.4 dB over wider bandwidths. Sets of 5 or more can be matched to ±0.5 dB. Add the appropriate suffix letter to the part number for matched sets and 10% to the unit price.
- The 1dB non-square-law point varies with the value of the video load. Typical values are -17dBm for open circuit and -12dBm for a 100-ohm video load.
- No bias is required to obtain the performance specified. All standard models have a built-in DC return. Detectors can be supplied without DC returns on special request.
- RF Power Input must be limited to 50mW, CW or 3 ergs spike. On models specified above 12GHz, power ratings are 10mW, CW or 1 erg spike. The video input must be limited to 0.5 volt forward voltage and 10mA reverse current. Forward voltage is defined as a negative voltage at the video connector for a forward (-) output detector. Voltage and power levels higher than those specified may result in permanent damage to the detector.
- VSWR, K and flatness ratings are given for input powers from tangential sensitivity to -23dBm.
- To order replacement diode, order detector model number with prefix "RD." Replacement diodes for matched sets must be ordered at the time detectors are purchased or detectors must be returned to the factory for diode replacement.
- BW = 2MHz, NF = 3dB @ ambient temperature. For conversion to other video conditions see the chart on page 8.
- Capacity, C<sub>v</sub>, can be supplied in other values. Add the letter "Z" to the model number to reduce C<sub>v</sub> by 50%. Example: D204BZ would have 12pF. Add 5% to the price for "Z" models.
- Normal video polarity is negative. Add the suffix "R" to the model number for positive polarity (no additional charge).

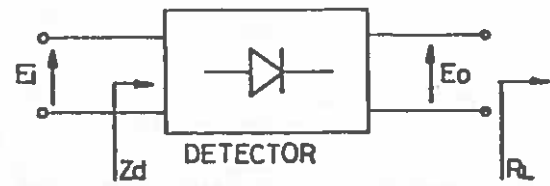
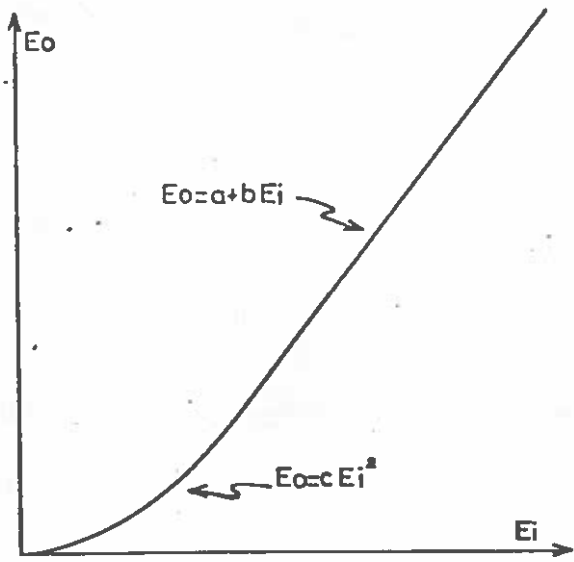


FIGURA 1. Curva de respuesta de un detector

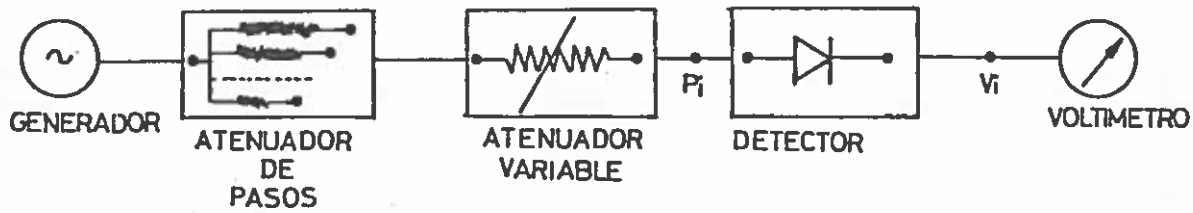


FIGURA 2. Montaje necesario para la calibración del detector

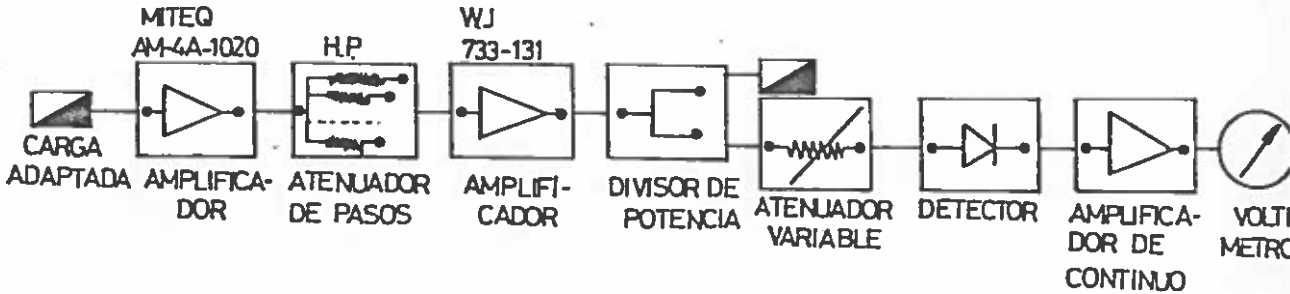


FIGURA 3. Montaje utilizado para la calibración del detector

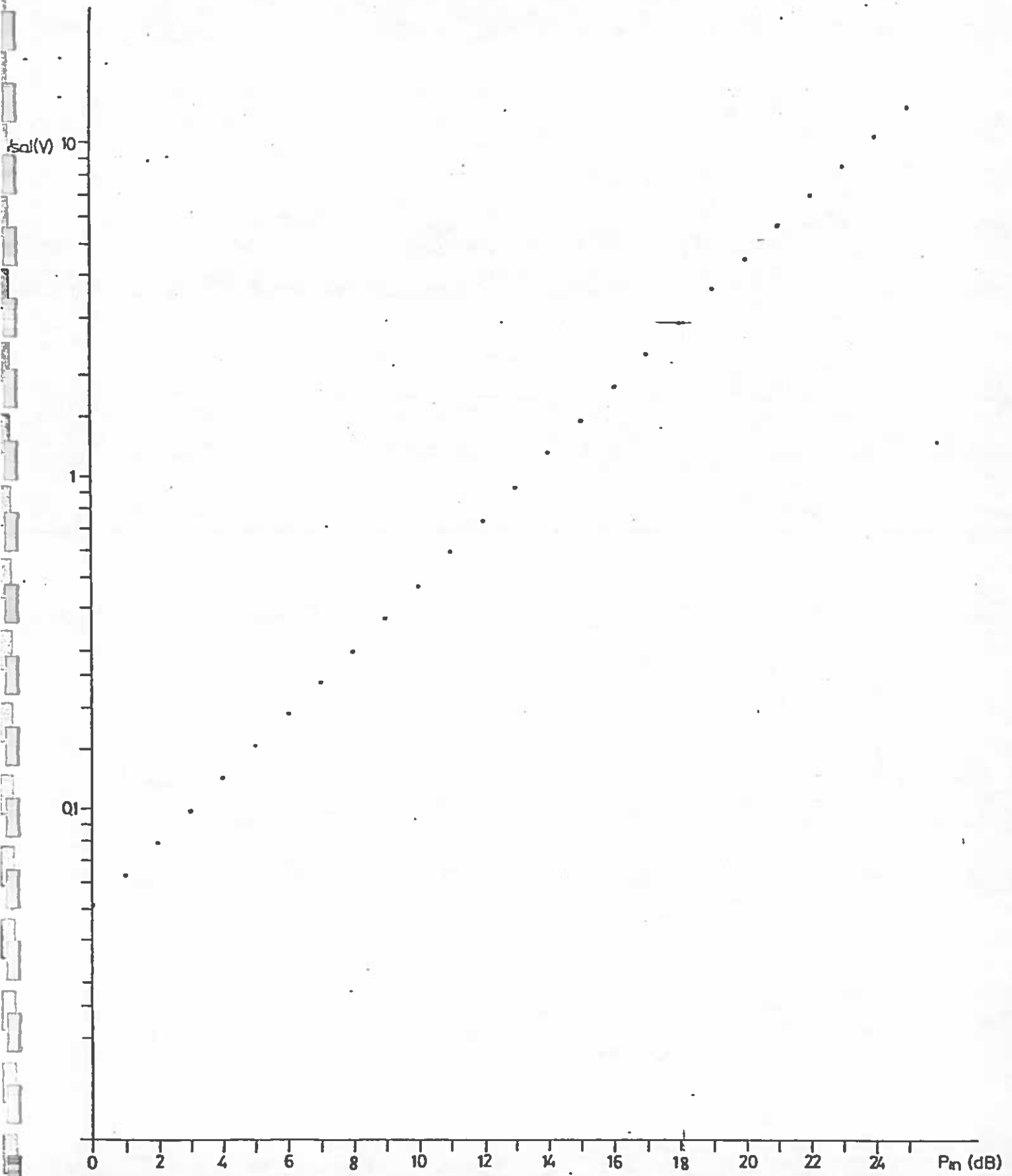


FIGURA 4 Tensión de salida de la unidad OAN-00 en función de la potencia relativa de entrada

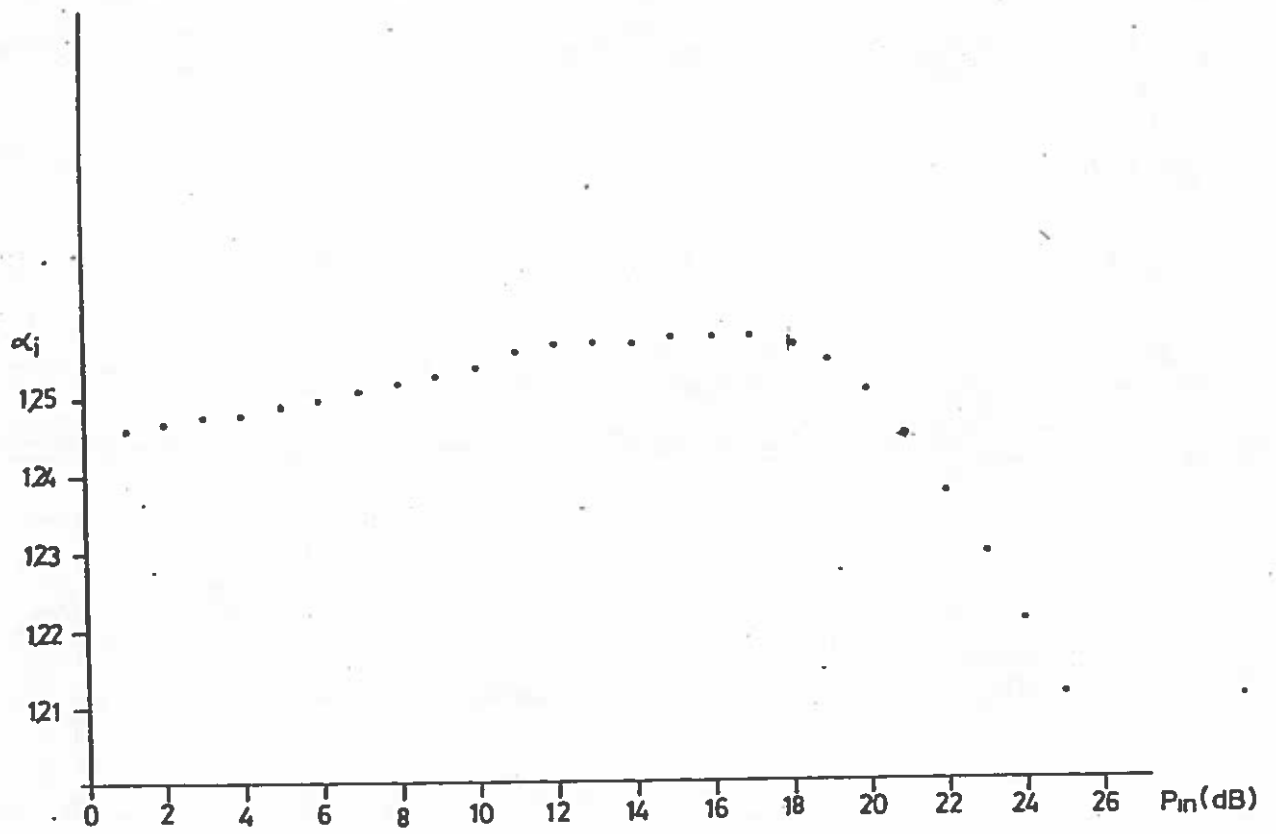


FIGURA 5a

Relacion de tensiones antes de la calibración

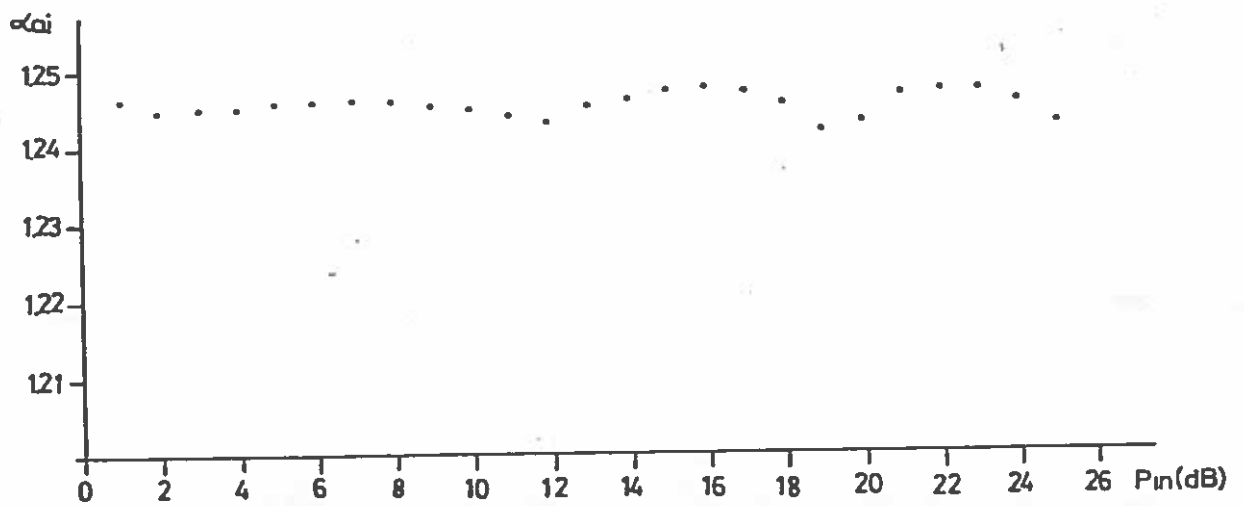


FIGURA 5b

Relación de tensiones despues de la calibración

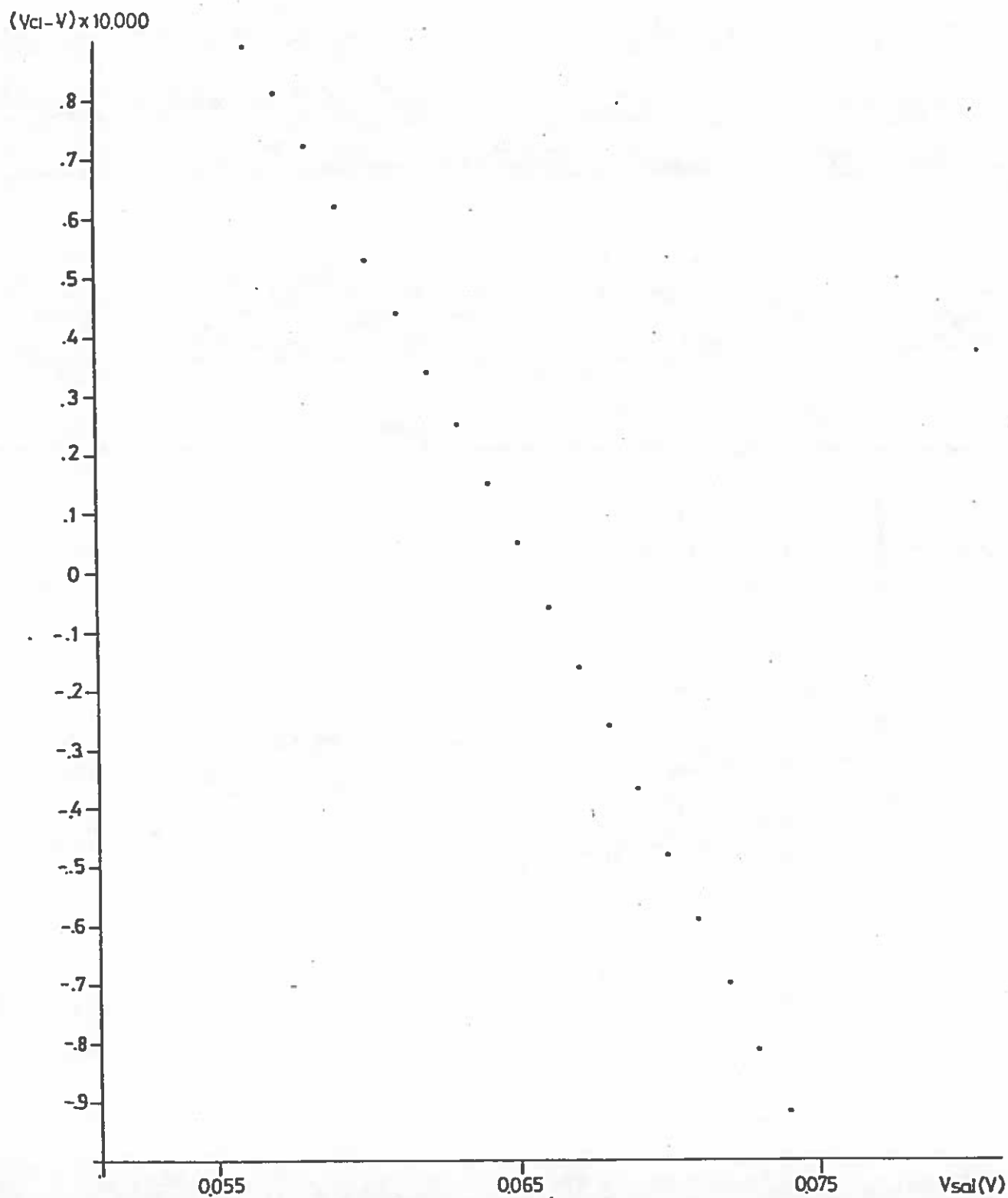


FIGURA 6 -

Diferencia de tensiones entre la primera zona aproximada y la zona lineal

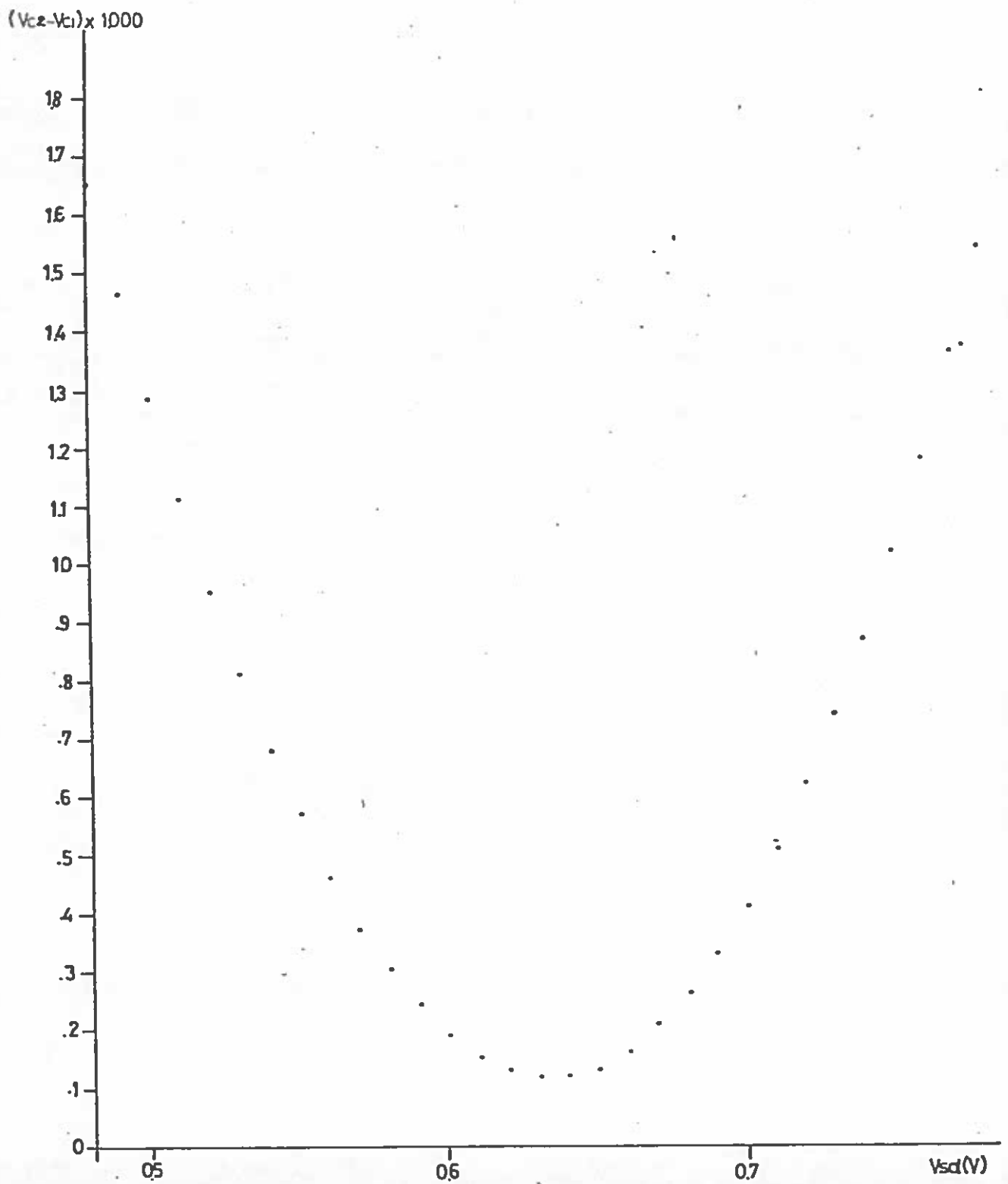


FIGURA 7

Diferencia de tensiones entre la segunda y primera zona aproximadas

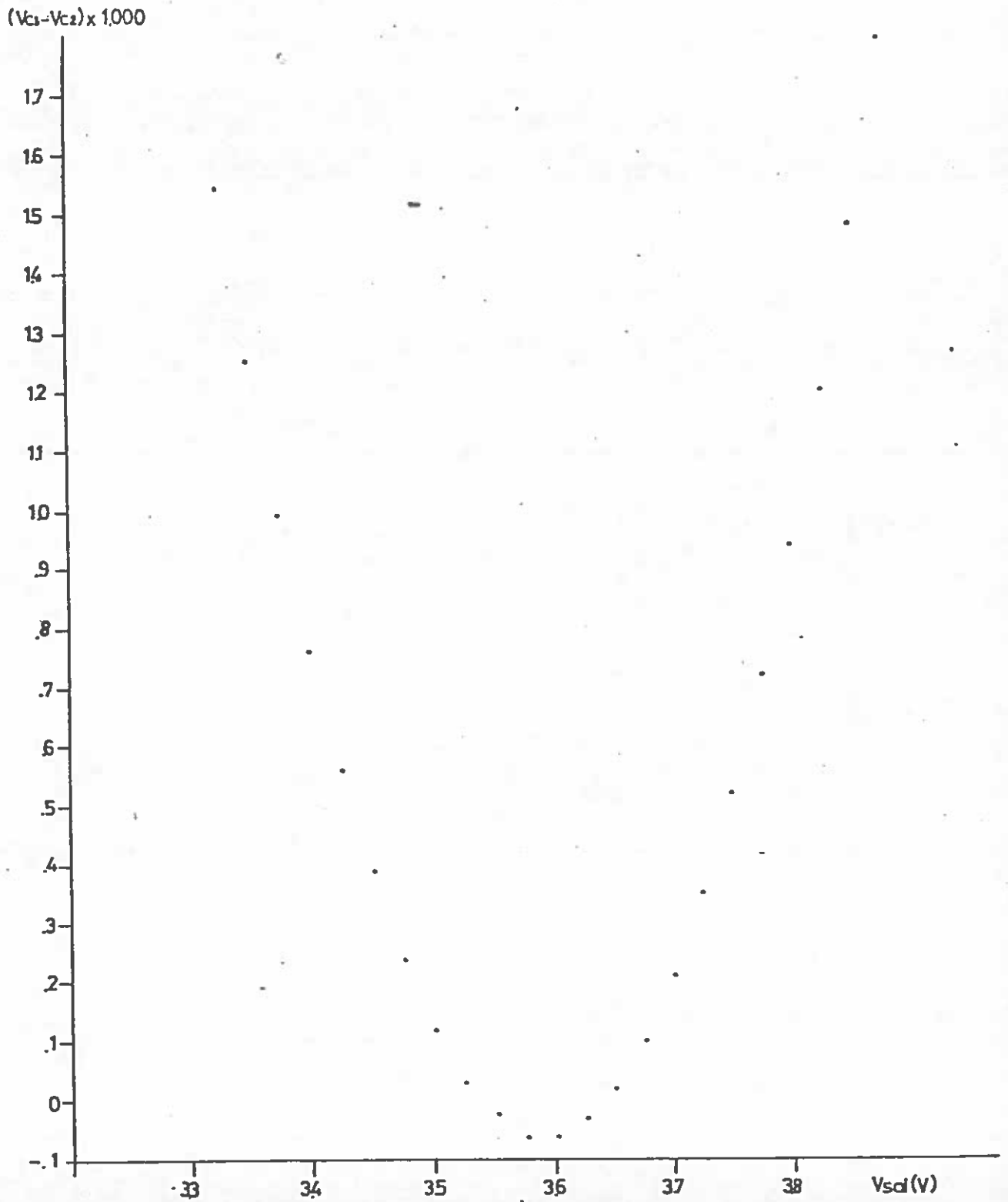


FIGURA 8

Diferencia de tensiones entre la tercera y segunda zona aproximadas

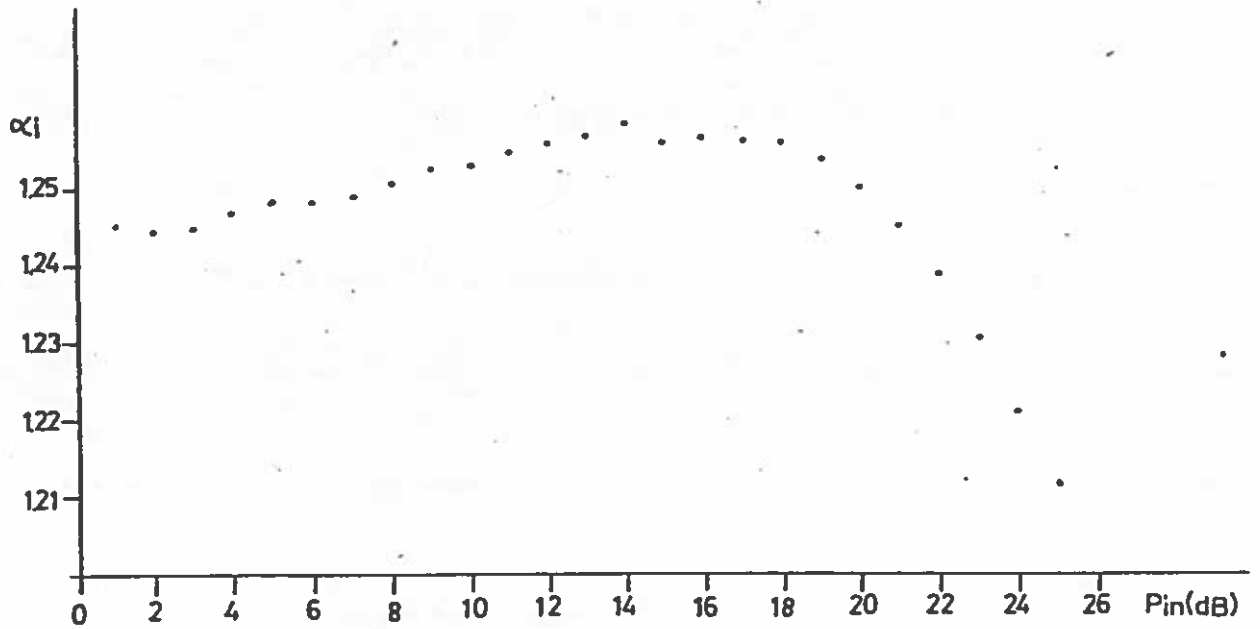


FIGURA 9a

Relación de tensiones antes de la calibración

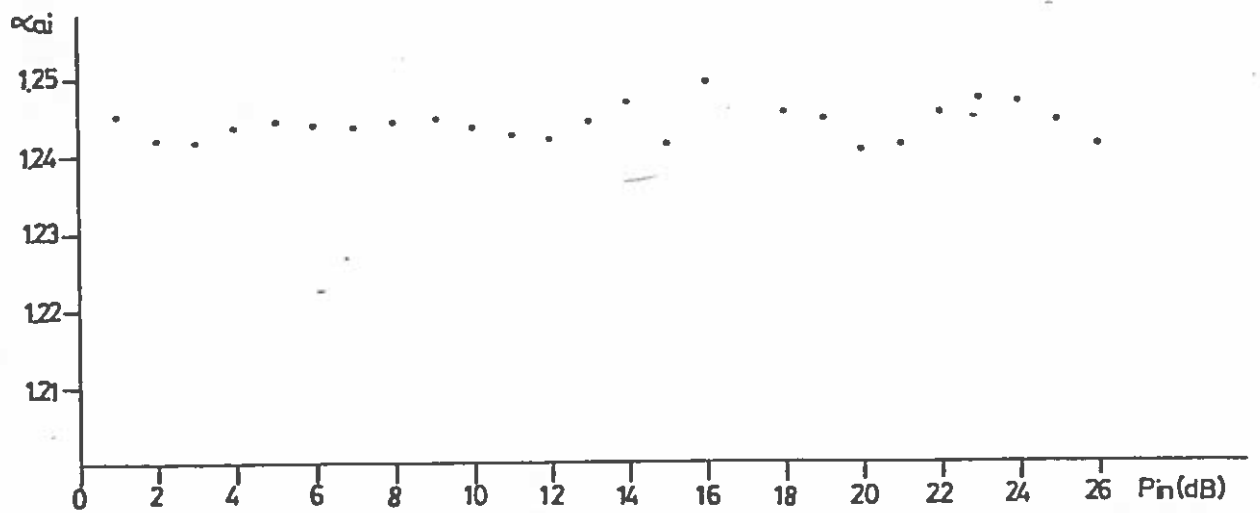


FIGURA 9b

Relación de tensiones tras la calibración



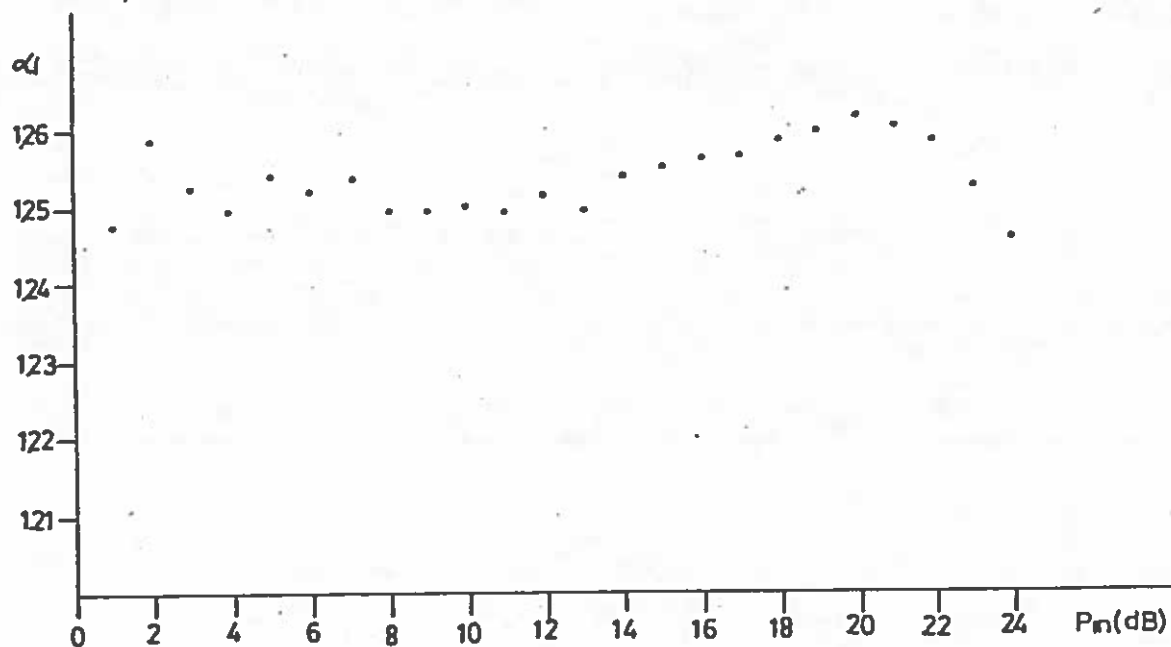


FIGURA 10a

Relación de tensiones antes de la calibración (con señal coherente)

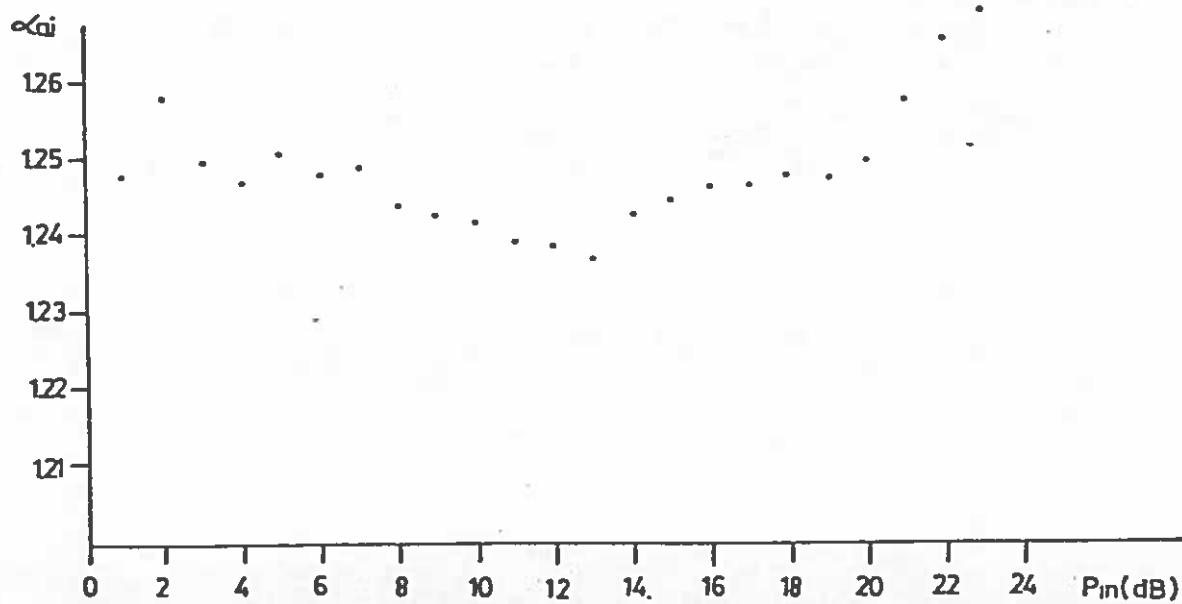


FIGURA 10b

Relación de tensiones tras la calibración (con señal coherente)

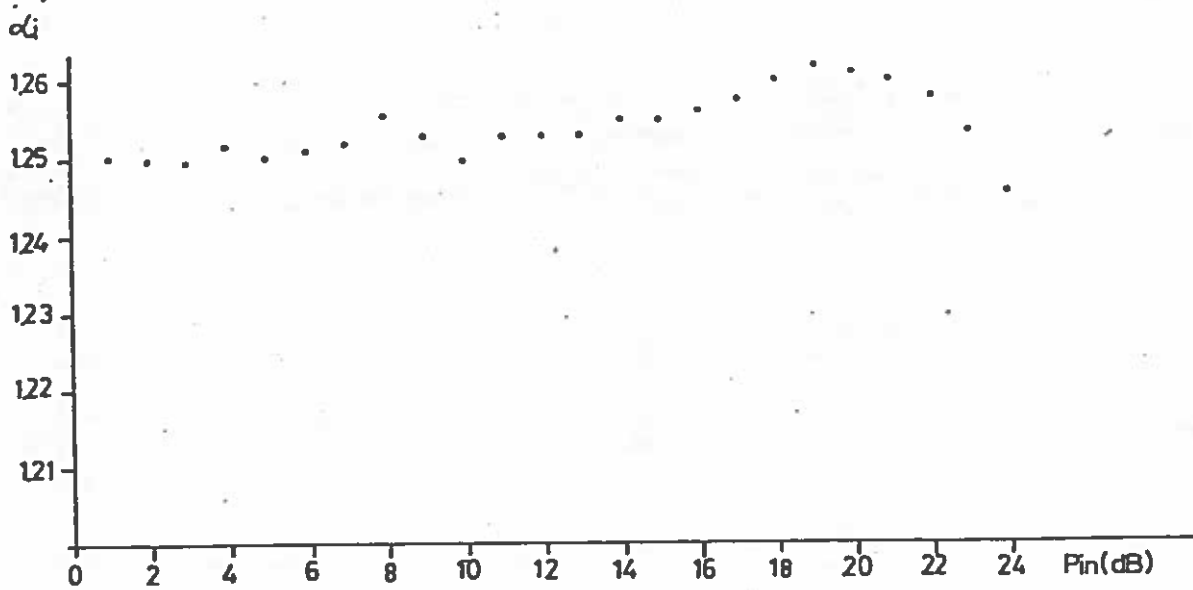


FIGURA 11a

Relación de tensiones antes de la calibración (con señal coherente)

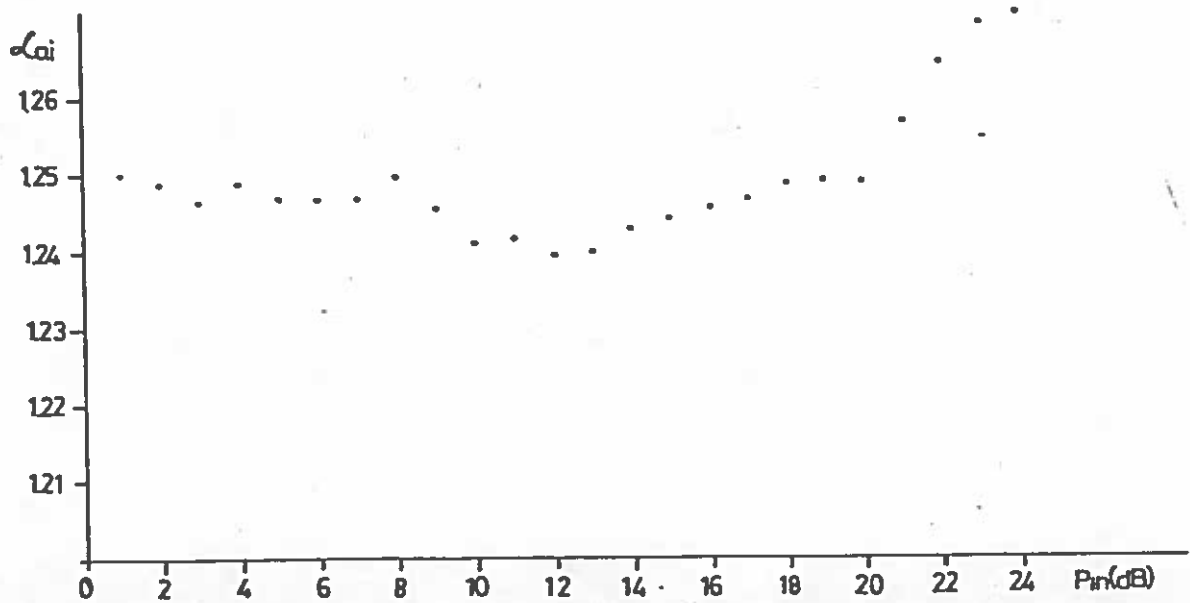


FIGURA 11b

Relación de tensiones tras la calibración (con señal coherente)

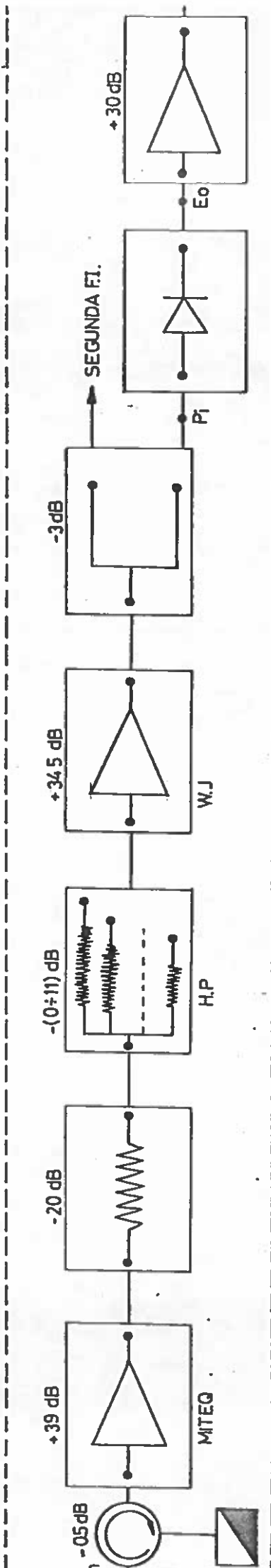


FIGURA 12. Unidad de FI. OAN00 (Etapa observacion de continuo)

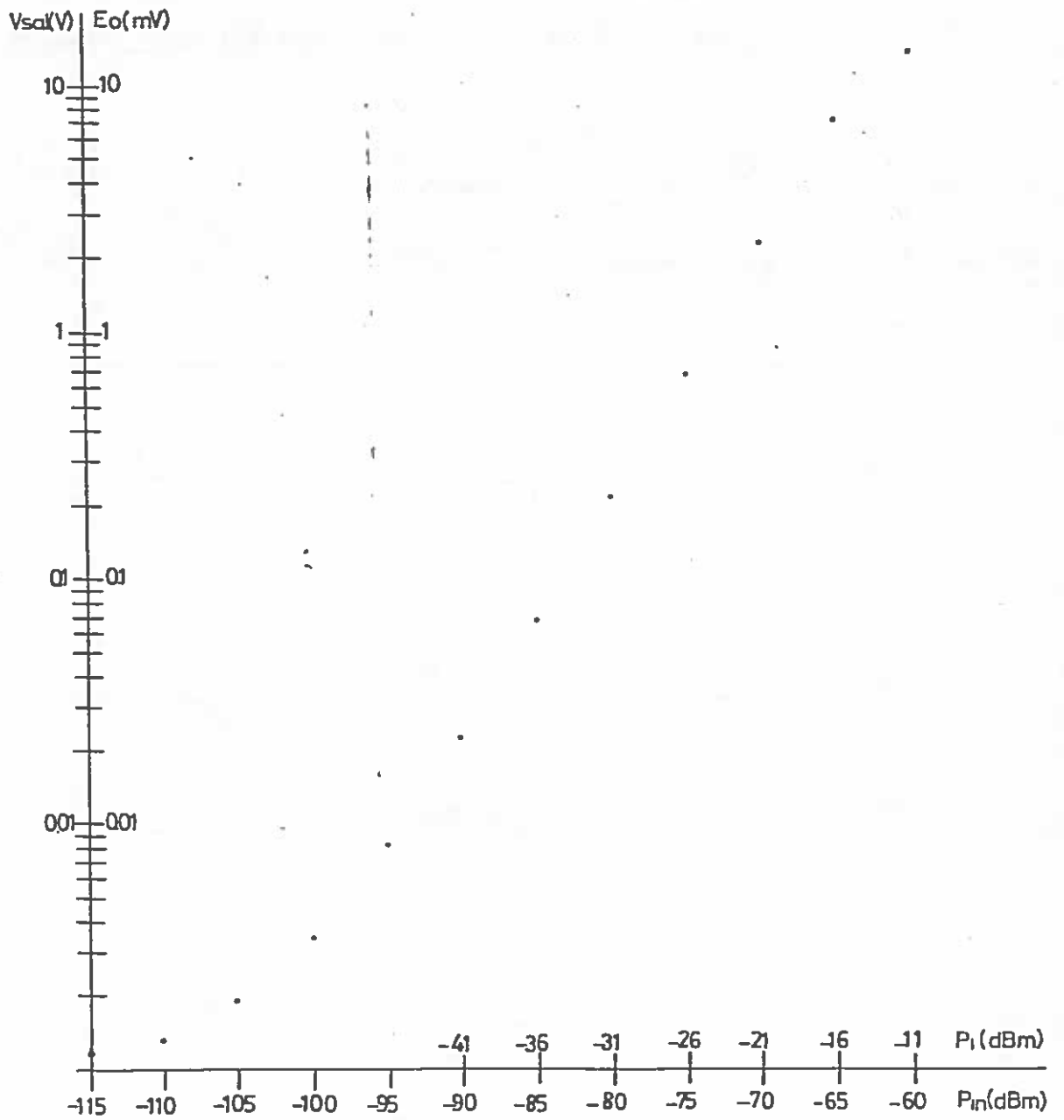


FIGURA 13

Relación de tensiones según potencias (ver figura 12)