

Informe Técnico CAY 1982 - 5

INSTALACION Y CALIBRACION DE LOS NUEVOS  
RECEPTORES A 45 GHz Y 90 GHz

Juan Peñalver Moreno

Alberto Barcia Cancio

El presente trabajo ha sido sufragado con cargo a los presupuestos del Proyecto de Investigación: "Estudio de la estructura y composición química de la Galaxia", con fondos dotados por la Comisión Asesora para la Investigación Científica y Técnica

## 1.- INTRODUCCION.

Con el presente trabajo se da cuenta de la calibración y puesta a punto de los nuevos receptores, a 45 GHz y 90 GHz, con los que recientemente se ha dotado al radiotelescopio de milimétricas del Centro Astronómico de Yebes.

Un esquema simplificado, a nivel de bloques, de los receptores utilizados es el que se muestra en la figura 1.1.

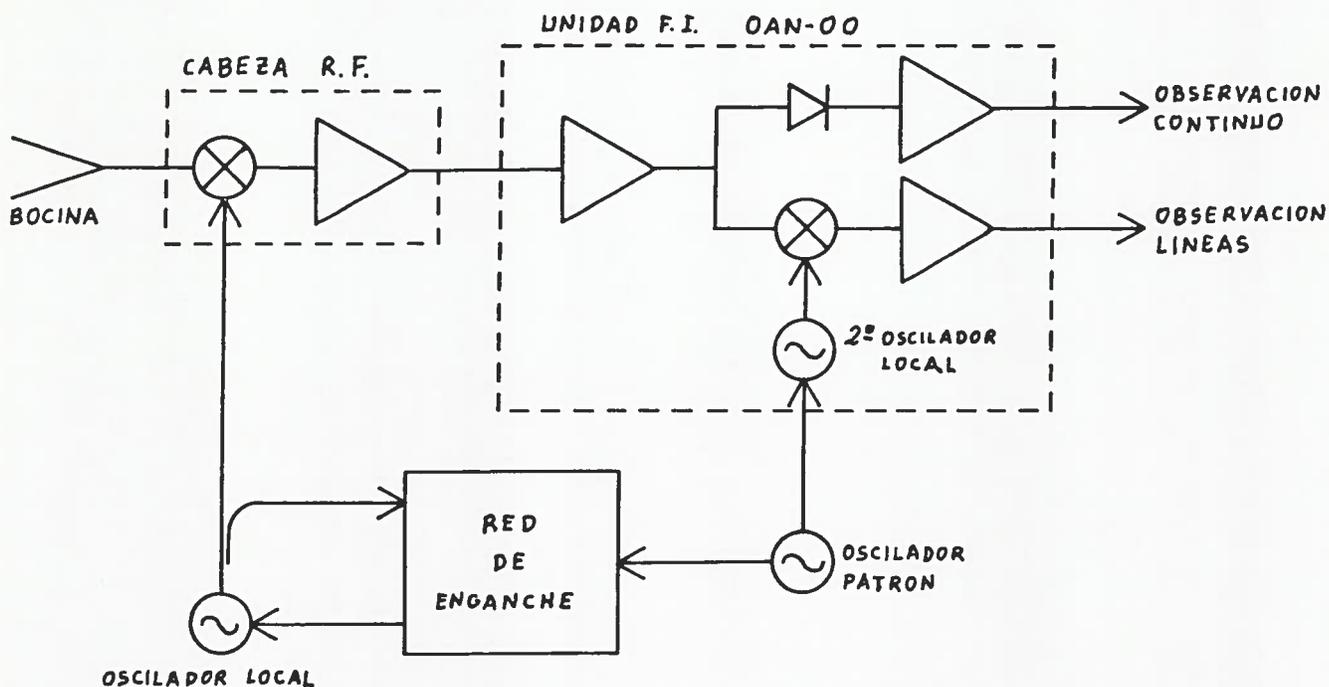


Figura 1.1

Diagrama de bloques de los receptores utilizados

La diferencia para trabajar a 45 GHz ó 90 GHz viene determinada por la bocina, cabeza de R.F. y primer oscilador local utilizados. En ambos casos el receptor es superheterodino con entrada directa de R.F. al mezclador. Tanto la cabeza de R.F. como la unidad de F.I. OAN-00 se encuentran reguladas térmicamente para conseguir una mayor estabilidad en ganancia del sistema.

En los capítulos siguientes 2 y 3 se exponen los trabajos de pues

mente. Por ser parte de los equipos comunes a ambos, se evitará repetir para 90 GHz todo lo que ya se haya dicho con el de 45 GHz.

En el apéndice A se hace un estudio sobre algunas curvas medidas para una mejor caracterización o posible mejora. En el B se adjunta un informe, previamente realizado, sobre la calibración del detector utilizado.

## 2.- RECEPTOR A 45 GHz.

Un diagrama detallado de los componentes específicos del front-end para el receptor a 45 GHz se muestra en la figura 2.1.

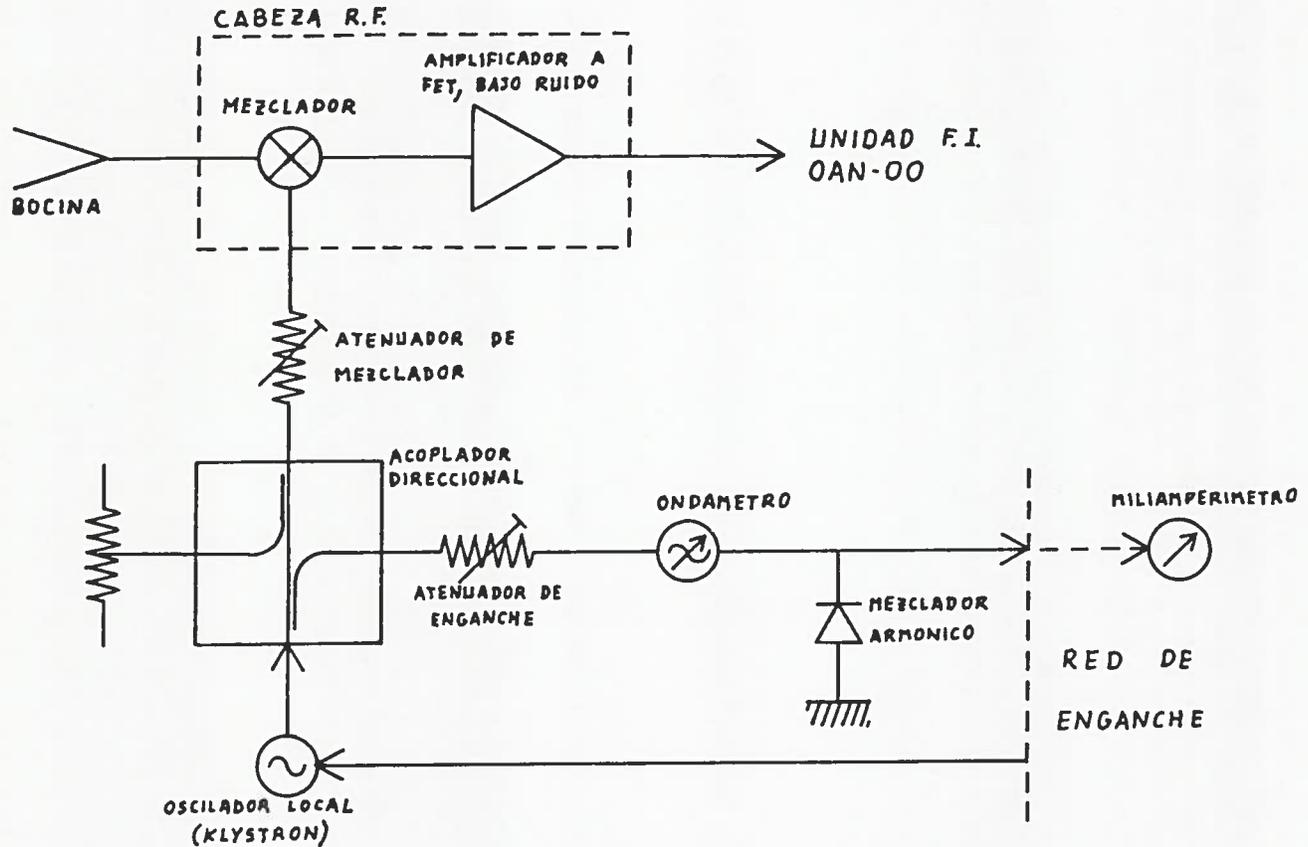


Figura 2.1

Componentes específicos para el receptor a 45 GHz

El funcionamiento del equipo es como sigue:

La señal de radiofrecuencia  $f_{rf}$  que se desea estudiar pasa directamente de la bocina al mezclador, donde se bate con la frecuencia de oscilador local  $f_{ol}$  para quedar rebajada al valor de frecuencia intermedia  $f_{fi}$  y ser amplificada. El oscilador local es un klystron que permite cubrir las frecuencias de banda Q entre 42 GHz y 48 GHz. Dado que previo al mezclador no hay filtro para rechazar la frecuencia imagen, se convertirán conjuntamente a frecuencia intermedia las dos bandas laterales de radiofrecuencia  $f_{rf} = f_{ol} \pm f_{fi}$  y por estar centrada la

la banda de 40.8 GHz a 49.2 GHz.

El mezclador de la cabeza de R.F. es del tipo balanceado y precisa de la inyección de potencia del klystron tanto para la polarización de los diodos como para realizar la conversión de frecuencias, siendo 10 mW la potencia que, según recomendaciones para uso de la cabeza de R.F., permite obtener el mínimo valor para temperatura de ruido del sistema.

El acoplador direccional, de 20 dB, se precisa para tomar una muestra de la señal que proporciona el klystron con la que poder determinar:

- frecuencia a la que oscila el klystron, por medio del ondámetro y miliamperímetro. Ello es de interés tanto como primera aproximación, antes de ser fijada la frecuencia mediante la red de enganche, como para evitar salirse de los márgenes de oscilación del klystron, lo que comprometería su seguridad.
- potencia que llega al mezclador, para lo que será preciso tener calibrados ambos atenuadores, mezclador y enganche, con el fin de, según la lectura realizada en el miliamperímetro, poder determinar dicha potencia.
- la fijación en frecuencia del klystron, para lo que la red de enganche controla la tensión de reflector del klystron según resultados del batido, en el mezclador armónico, de la frecuencia del klystron con el armónico de orden 11 de una señal próxima a 4 GHz generada con gran estabilidad en dicha red de enganche.

## 2.1- Calibración de los atenuadores de mezclador y enganche.

Se procedió a la calibración de dichos atenuadores, con los que controlar la potencia de entrada al mezclador y mezclador armónico, y poder ajustarla para un funcionamiento óptimo.

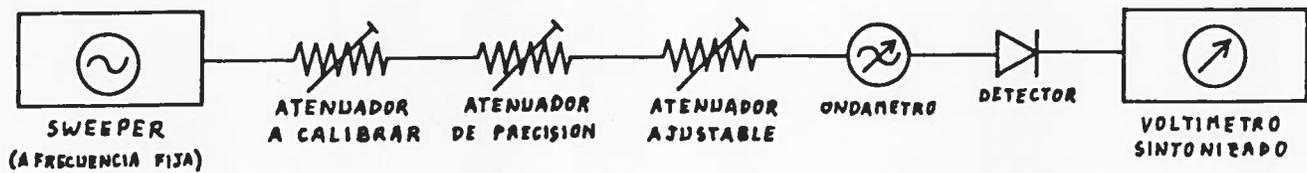


Figura 2.2

Montaje utilizado para la calibración de los atenuadores

Con el SWEEPER en frecuencia fija, la cual se ha seleccionado previamente con el ondámetro, y potencia modulada a 1000 Hz, se coloca el atenuador ajustable en su atenuación mínima (lectura del tornillo micrométrico mayor que 1.25), atenuador de precisión con una atenuación baja y el atenuador a calibrar con atenuación alta pero permitiendo una lectura en el voltímetro sintonizado claramente por encima de la del ruido. Se varía seguidamente en cantidades discretas la posición del tornillo del atenuador a calibrar (evidentemente quitando atenuación) y se toma nota de la atenuación que es preciso introducir con el atenuador de precisión para restaurar la lectura primitiva del voltímetro. Como con el atenuador de precisión conviene trabajar en un margen con buena resolución, se ha de procurar no llegar a atenuaciones demasiado altas, con el atenuador ajustable se restaura cada vez que es preciso la atenuación del atenuador de precisión a un valor adecuado.

El montaje permite intercambiar los papeles entre el atenuador a calibrar y el ajustable, con lo que ambos pueden ser calibrados.

Se ha observado una cierta holgura en los desplazamientos mecánicos de los atenuadores, especialmente en el de precisión, que ha sido de 2.5 dB y 0.2 dB para atenuaciones de aproximadamente 40 dB y 5 dB respectivamente, en los calibrados dicha holgura ha sido menor que 0.01 unidades del tornillo micrométrico. Para subsanar en lo posible dicho error, las lecturas se han hecho girando siempre en un mismo sentido todos los atenuadores, concretamente el de quitar atenuación. Al atenuador de precisión se le hizo trabajar siempre con atenuaciones  $\leq 10$  dB.

la gama de atenuaciones de 0 dB a 30 dB.

Los resultados de la calibración realizada se muestran en la tabla 2.1, donde se han hecho las interpolaciones adecuadas para más fácil manejo. La atenuación expresada es atenuación por encima de las pérdidas de inserción (de valor nominal 0.5 dB), interesa así pues las medidas posteriores se han hecho con los atenuadores colocados.

## 2.2- Calibración del mezclador armónico.

La finalidad de tener calibrado dicho mezclador armónico es la de poder ser usado como detector para determinar, tras la lectura del miliamperímetro en la caja de la red de enganche, las potencias que andan en juego en el circuito.

El montaje con que se realizó dicha calibración fué el siguiente:

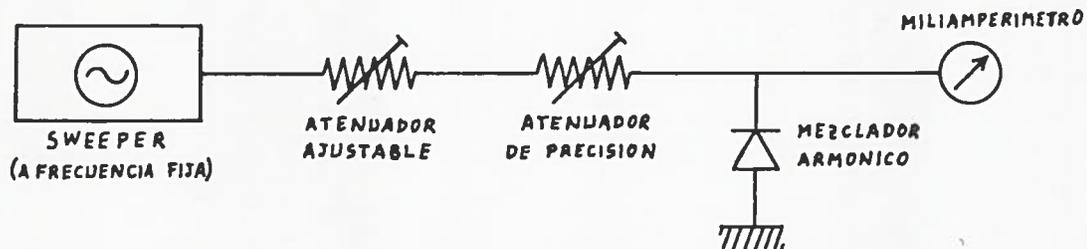


Figura 2.3

Montaje para la calibración del mezclador armónico, usado como detector

El miliamperímetro tiene un amplificador previo de tal forma que la lectura realizada puede estar multiplicada por cinco (posición (1)), por diez (posición (2)) o por veinte (posición (3)); ello permite extender las lecturas realizadas a un margen de casi 10 dB. El detector usado es de cortocircuito variable (con lo que se consigue mayor sensibilidad) y es preciso ajustarlo, para cada frecuencia de trabajo, con el fin de obtener el máximo en la lectura del miliamperímetro, concretamente se encuentran dos posiciones, habiéndose elegido la correspon-

frecuencia (GHz)

ATEN.	42	42.5	43	43.5	44	44.5	45	45.5	46	46.5	47	47.5	48
0 dB	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25
1 "	.912	.914	.917	.920	.922	.924	.927	.928	.929	.930	.931	.932	.933
2 "	.843	.846	.850	.853	.856	.860	.863	.864	.866	.868	.869	.870	.872
3 "	.793	.796	.800	.804	.807	.810	.814	.816	.817	.819	.821	.822	.824
4 "	.750	.754	.757	.761	.765	.768	.772	.774	.775	.777	.779	.780	.782
5 "	.712	.716	.720	.724	.728	.732	.736	.737	.739	.740	.741	.743	.744
6 "	.679	.683	.687	.691	.694	.698	.702	.704	.706	.709	.711	.713	.715
7 "	.649	.653	.656	.660	.664	.667	.671	.673	.676	.679	.681	.683	.686
8 "	.621	.624	.628	.631	.634	.638	.641	.644	.646	.649	.652	.654	.657
9 "	.594	.598	.601	.605	.609	.612	.616	.618	.621	.624	.626	.628	.631
10 "	.568	.572	.576	.580	.583	.587	.591	.593	.596	.598	.600	.603	.605
11 "	.543	.547	.551	.555	.558	.562	.566	.568	.571	.573	.575	.578	.580
12 "	.518	.522	.526	.530	.534	.538	.542	.544	.546	.549	.551	.553	.555
13 "	.494	.498	.502	.506	.509	.513	.517	.519	.522	.525	.527	.529	.532
14 "	.472	.476	.479	.483	.487	.490	.494	.497	.499	.502	.505	.507	.510
15 "	.449	.453	.457	.461	.464	.468	.472	.475	.477	.480	.483	.485	.488
16 "	.427	.431	.435	.439	.442	.446	.450	.453	.455	.458	.461	.463	.466
17 "	.405	.409	.413	.417	.421	.425	.429	.431	.434	.437	.439	.441	.444
18 "	.386	.390	.394	.398	.401	.405	.409	.411	.414	.417	.419	.421	.424
19 "	.367	.371	.375	.379	.382	.386	.390	.392	.394	.397	.399	.401	.403
20 "	.349	.353	.356	.360	.364	.367	.371	.373	.375	.378	.380	.382	.384
21 "	.330	.334	.337	.341	.345	.348	.352	.354	.356	.359	.361	.363	.365
22 "	.312	.316	.319	.323	.327	.330	.334	.336	.338	.340	.342	.344	.346
23 "	.293	.297	.301	.305	.308	.312	.316	.318	.320	.322	.324	.326	.328
24 "	.276	.280	.284	.288	.291	.295	.299	.301	.303	.305	.307	.309	.311
25 "	.258	.262	.266	.270	.274	.278	.282	.284	.286	.288	.290	.292	.294
26 "	.242	.246	.250	.254	.258	.262	.266	.268	.271	.273	.275	.278	.280
27 "	.227	.231	.234	.238	.242	.245	.249	.252	.255	.258	.260	.263	.266
28 "	.211	.215	.218	.222	.226	.229	.233	.236	.239	.242	.245	.248	.251
29 "	.196	.200	.203	.207	.211	.214	.218	.221	.224	.227	.230	.233	.236
30 "	.182	.185	.189	.192	.195	.199	.202	.205	.208	.212	.215	.218	.221

pérdidas de insercción : 0.5 dB (valor nominal)

margen de atenuación : 0-25 dB (valores nominales)

- las posiciones se han obtenido quitando atenuación para evitar errores de holgura ( $< 0.01$ )

Tabla 2.1

Calibración del atenuador O22 (atenuador de enganche)

frecuencia (GHz)

ATEN.	42	42.5	43	43.5	44	44.5	45	45.5	46	46.5	47	47.5	48
0 dB	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25	1.25
1 "	.834	.835	.836	.838	.839	.840	.841	.841	.842	.842	.842	.843	.843
2 "	.763	.766	.768	.771	.774	.776	.779	.779	.780	.781	.781	.782	.782
3 "	.717	.719	.722	.725	.727	.729	.732	.733	.734	.735	.736	.737	.738
4 "	.677	.680	.682	.685	.688	.690	.693	.694	.696	.697	.698	.700	.701
5 "	.641	.644	.647	.650	.653	.656	.659	.661	.662	.664	.666	.667	.669
6 "	.610	.613	.616	.619	.622	.625	.628	.630	.632	.634	.635	.637	.639
7 "	.581	.584	.587	.590	.593	.596	.599	.601	.603	.605	.607	.609	.611
8 "	.553	.556	.559	.563	.566	.569	.572	.574	.576	.579	.581	.583	.585
9 "	.528	.531	.534	.537	.540	.543	.546	.548	.551	.553	.555	.558	.560
10 "	.504	.507	.510	.514	.517	.520	.523	.525	.528	.530	.532	.535	.537
11 "	.481	.484	.487	.491	.494	.497	.500	.502	.505	.507	.509	.512	.514
12 "	.459	.462	.465	.468	.471	.474	.477	.479	.482	.485	.487	.489	.492
13 "	.438	.440	.443	.446	.448	.450	.453	.456	.459	.462	.465	.468	.471
14 "	.418	.420	.423	.426	.428	.430	.433	.436	.438	.441	.444	.446	.449
15 "	.398	.400	.403	.406	.408	.410	.413	.416	.419	.422	.424	.427	.430
16 "	.380	.382	.384	.387	.389	.391	.393	.396	.399	.402	.405	.408	.411
17 "	.361	.363	.365	.368	.370	.372	.374	.377	.380	.383	.386	.389	.392
18 "	.343	.345	.347	.349	.351	.353	.355	.358	.361	.365	.368	.371	.374
19 "	.326	.328	.330	.332	.333	.335	.337	.340	.343	.346	.349	.352	.355
20 "	.309	.311	.313	.315	.316	.318	.320	.323	.326	.329	.332	.335	.338
21 "	.293	.295	.296	.298	.300	.301	.303	.306	.309	.312	.315	.318	.321
22 "	.277	.279	.280	.282	.284	.285	.287	.290	.293	.296	.298	.301	.304
23 "	.261	.263	.264	.266	.268	.269	.271	.274	.276	.279	.282	.284	.287
24 "	.246	.247	.249	.251	.252	.253	.255	.258	.260	.263	.266	.268	.271
25 "	.231	.232	.234	.236	.237	.238	.240	.242	.245	.248	.250	.252	.255
26 "	.216	.217	.219	.221	.222	.223	.225	.227	.230	.233	.235	.237	.240
27 "	.202	.203	.205	.207	.208	.209	.211	.213	.216	.218	.220	.223	.225
28 "	.188	.189	.191	.192	.193	.195	.196	.198	.201	.203	.205	.208	.210
29 "	.175	.176	.178	.180	.181	.182	.184	.186	.188	.190	.192	.194	.196
30 "	.162	.163	.165	.167	.168	.169	.171	.173	.175	.177	.179	.181	.183

pérdidas de insercción : 0.5 dB (valor nominal)

margen de atenuación : 0-25 dB (valores nominales)

- las posiciones se han obtenido quitando atenuación para evitar errores de holgura (< 0.01)

Tabla 2.1 (continuación)

Calibración del atenuador 024 (atenuador de mezclador)

que suele dar valores mayores en la lectura.

La tabla 2.2 muestra, para cinco frecuencias diferentes, la lectura del miliamperímetro en saltos de 1 dB, así como potencia de entrada al detector para máxima deflexión posible de la aguja.

ATEN.	42 GHz	43.5 GHz	45 GHz	46.5 GHz	48 GHz
0 dB	1(1) .285mW	1(1) .305mW	1(1) .285mW	1(1) .320mW	1(1) .420mW
1 "	0.74(1)	0.74(1)	0.73(1)	0.71(1)	0.68(1)
2 "	0.54(1)	0.53(1)	0.50(1)	0.47(1)	0.44(1)
3 "	0.36(1)	0.35(1)	0.32(1)	0.29(1)	0.26(1)
	0.74(2)	0.72(2)	0.66(2)	0.59(2)	0.52(2)
4 "	0.24(1)	0.23(1)	0.20(1)	0.17(1)	0.14(1)
	0.49(2)	0.46(2)	0.40(2)	0.34(2)	0.30(2)
	0.95(3)	0.90(3)	0.79(3)	0.68(3)	0.58(3)
5 "	0.31(2)	0.29(2)	0.24(2)	0.20(2)	0.17(2)
	0.61(3)	0.56(3)	0.48(3)	0.40(3)	0.34(3)
6 "	0.37(3)	0.33(3)	0.28(3)	0.23(3)	0.20(3)
7 "	0.22(3)	0.20(3)	0.16(3)	0.14(3)	0.12(3)
8 "	0.13(3)	0.12(3)	0.10(3)	0.08(3)	0.08(3)
9 "	0.08(3)	0.08(3)	0.06(3)	0.06(3)	0.05(3)
10 "	0.05(3)	0.05(3)	0.04(3)	0.03(3)	0.03(3)

offset del miliamperímetro < 0.03(3)

Tabla 2.2

Lecturas del miliamperímetro para saltos de 1 dB en la potencia de entrada al detector, también potencias para la máxima deflexión de la aguja.

A cada frecuencia se hizo una tanda de medidas para atenuaciones desde 0 dB hasta 10 dB, comprobando que no se había producido deriva en la potencia a lo largo de la tanda. Posteriormente se sustituyó el mezclador por un puente de termistores con el que se midió la potencia de entrada al mezclador en la posición de máxima deflexión.

En la tabla 2.3 se muestran las amplitudes de los máximos según

	<u>42GHz</u>	<u>43.5GHz</u>	<u>45GHz</u>	<u>46.5GHz</u>	<u>48GHz</u>
c. c. interior	0.76(1)	1(1)	0.77(1)	0.92(1)	0.78(1)
c. c. exterior	1(1)	0.92(1)	1(1)	1(1)	1(1)

Tabla 2.3

Amplitud de los máximos según cortocircuito sintonizado

### 2.3- Caracterización de la potencia de entrada al mezclador.

Interesa poder garantizar una potencia de entrada al mezclador del orden de unos 10 mW con el fin que la temperatura de receptor se encuentre próxima a su valor mínimo. Dicha caracterización se ha realizado mediante el montaje de la figura 2.4.

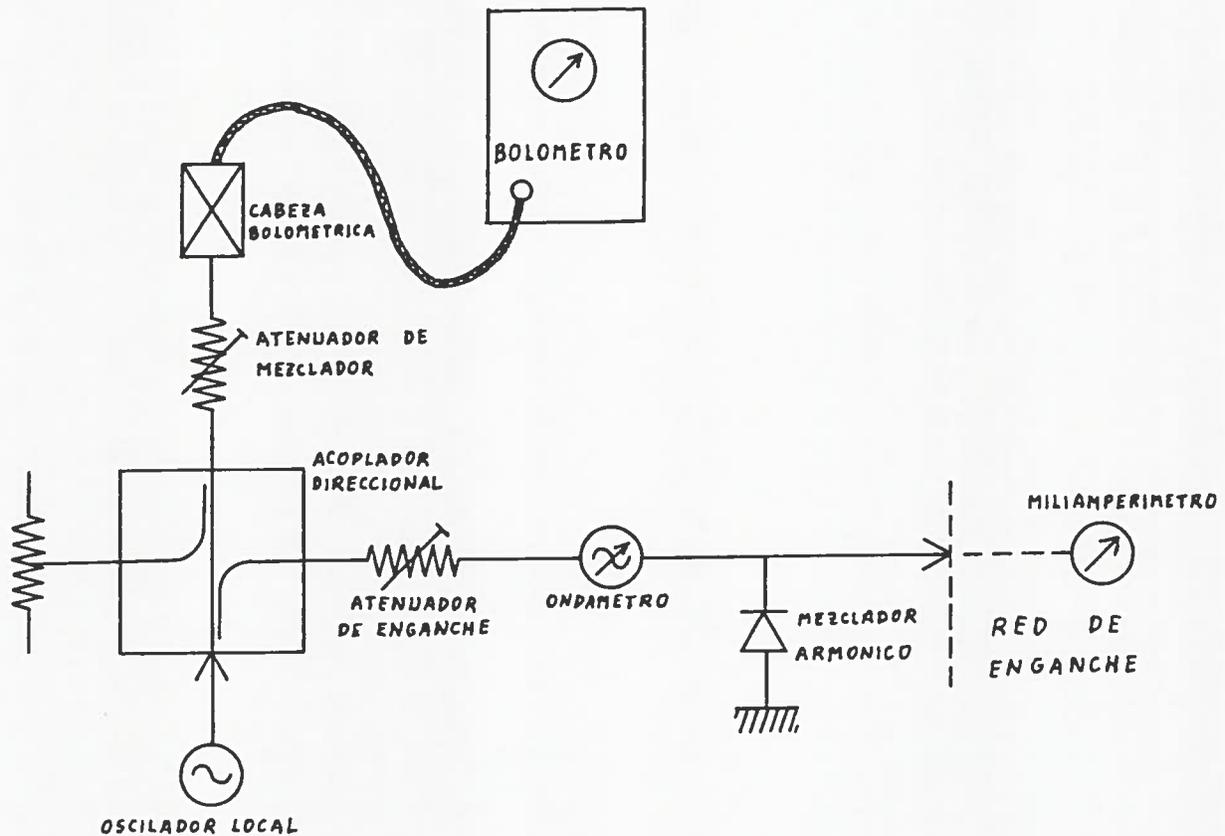


Figura 2.4

Montaje realizado para la caracterización de la potencia de entrada al mezclador

tro, el atenuador del mezclador en una posición conocida y el atenuador de enganche en su mínima atenuación (atenuación residual). Con saltos de 0.5 GHz en la frecuencia del klystron, se ha medido la potencia que llegaba al bolómetro para tres valores de la tensión de resonador, anotándose también la lectura del miliamperímetro. Considerando el factor de corrección de la cabeza bolométrica y la atenuación en el atenuador del mezclador, se obtiene la potencia máxima que podría incidir en el mezclador para esa lectura del miliamperímetro; dichos resultados se muestran en la tabla 2.4; posteriormente se han referido a la potencia que produciría la máxima lectura del miliamperímetro, es decir 1(1), y para toda la banda (de 42 GHz a 48 GHz) se le ha aproximado un polinomio de segundo grado (ver figura 2.5), de donde se ha podido obtener la

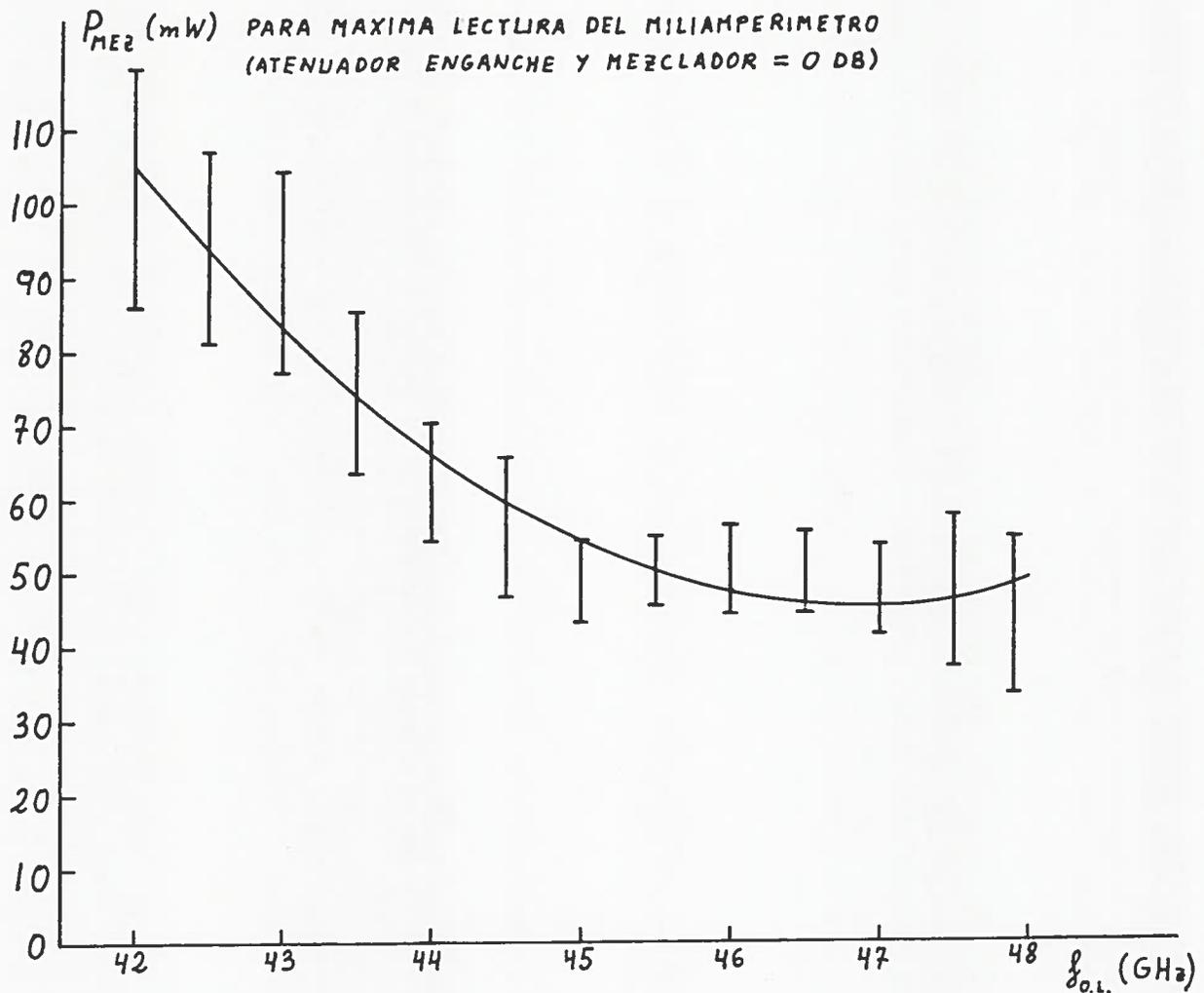


Figura 2.5

Potencia en el mezclador para lectura 1(1) en el miliamperímetro (con ambos atenuadores en su valor mínimo)

kly	res	res	ref	mez	millamp.
42.0	1900	13.8	135	27.00	0.44(3)
"	1950	14.6	"	31.50	0.56(3)
"	1850	12.8	"	21.60	0.26(3)
42.5	1900	13.6	140	26.04	0.45(3)
"	1950	14.3	"	32.67	0.72(3)
"	1850	12.2	"	13.80	0.11(3)
43.0	1900	13.2	145	21.24	0.36(3)
"	1950	14.1	"	30.20	0.70(3)
"	1850	12.1	"	11.04	0.09(3)
43.5	1900	13.2	160	21.59	0.46(3)
"	1950	14.8	"	27.60	0.76(3)
"	1850	12.0	"	12.10	0.15(3)
"	1900	13.2	60(mín)	19.37	0.38(3)
44.0	1900	14.1	70	25.85	0.52(2)
"	1950	13.9	"	25.35	0.50(2)
"	1850	13.3	"	25.85	0.53(2)
44.5	1900	13.0	75	29.15	0.67(2)
"	1950	13.8	"	28.95	0.60(2)
"	1850	12.0	"	29.15	0.68(2)
45.0	1900	13.1	85	31.11	0.94(2)
"	1950	13.9	"	31.64	0.98(2)
"	1850	12.2	"	29.00	0.81(2)
45.5	1900	13.2	90	37.78	0.65(1)
"	1950	14.0	"	41.23	0.68(1)
"	1850	12.2	"	34.00	0.56(1)
46.0	1900	13.5	95	41.53	0.70(1)
"	1950	14.0	"	44.30	0.78(1)
"	1850	12.3	"	33.78	0.48(1)
46.5	1900	13.2	105	36.43	0.65(1)
"	1950	14.0	"	40.41	0.74(1)
"	1850	12.5	"	30.96	0.48(1)
47.0	1900	13.6	120	34.55	0.58(1)
"	1950	14.5	"	43.92	0.86(1)
"	1850	12.4	"	21.43	0.22(1)
47.5	1900	13.2	130	11.81	0.22(3)
"	1950	14.2	"	28.11	0.84(2)
"	1850	- - - - -	no da potencia	- - - - -	- - - - -
47.9	1900	13.0	135	2.47	0.04(3)
"	1950	14.2	"	22.24	0.90(3)
"	1850	- - - - -	no da potencia	- - - - -	- - - - -

Tabla 2.4

Potencia capaz de suministrar el klystron según condiciones de trabajo

dicha tabla y el ajuste de los atenuadores ya calibrados es posible disponer rápidamente de la potencia deseada de entrada al mezclador.

Conviene observar que no es una solución viable la de obtener del klystron tan sólo los 10 mW precisos para hacer funcionar al mezclador y dejar al mínimo la atenuación del atenuador del mezclador; ésto es debido a que, por mala adaptación de impedancias, parte de la potencia incidente se refleja, produciéndose perturbaciones que llegan a imposibilitar el enganche. Conviene entonces que por medio haya una atenuación mínima de aproximadamente 5 dB, con lo que se subsana dicha anomalía. Para futuros montajes sería interesante el colocar aisladores intermedios que absorbiesen las reflexiones producidas, tanto en la rama del klystron como del mezclador armónico.

#### 2.4- Regulación en temperatura de los equipos.

Tanto la cabeza de R.F. como la unidad de frecuencia intermedia OAN-00 se encuentran reguladas en temperatura de forma que las inestabilidades de ganancia por efectos térmicos sean mínimas. Para ésto la cabeza de R.F. dispone de una célula Peltier capaz de enfriar el interior de la caja en que se encuentra hasta 15°C por debajo de la temperatura ambiente, dicha temperatura interior se encuentra reflejada en el display frontal de su unidad de alimentación. En el momento de realizar las medidas, la temperatura interior tenía un pequeño offset respecto a la indicada en el display, ésto es debido tanto a que la escala se calibró para la cabeza de 90 GHz (sensor de temperatura ligeramente diferente al de la cabeza de 45 GHz), así como un posible desajuste de la escala con el tiempo. En la tabla 2.6 se muestra la posición del control de temperatura junto con la temperatura presentada en el display, así como la verdadera temperatura interior medida con termómetro, todo ésto para el margen permisible con una temperatura ambiente de 23°C, así mismo se da la corriente que precisa la célula Peltier para conse-

ATEN. (dB)	42GHz	42.5GHz	43GHz	43.5GHz	44GHz	44.5GHz	45GHz							
0	1(1)	104.8	1(1)	83.0	1(1)	73.9	1(1)	66.1	1(1)	59.5	1(1)	54.		
1	.74(1)	83.2	.74(1)	74.1	.74(1)	65.9	.74(1)	58.7	.74(1)	52.5	.73(1)	47.3	.73(1)	43.
2	.54(1)	66.1	.54(1)	58.9	.53(1)	52.4	.53(1)	46.6	.52(1)	41.7	.51(1)	37.5	.50(1)	34.
3	.36(1) .74(2)	52.5	.36(1) .73(2)	46.8	.35(1) .73(2)	41.6	.35(1) .72(2)	37.0	.34(1) .70(2)	33.1	.33(1) .68(2)	29.8	.32(1) .66(2)	27.
4	.24(1) .49(2) .95(3)	41.7	.24(1) .48(2) .93(3)	37.1	.23(1) .47(2) .92(3)	33.0	.23(1) .46(2) .90(3)	29.4	.22(1) .44(2) .86(3)	26.3	.21(1) .42(2) .83(3)	23.7	.20(1) .40(2) .79(3)	21.
5	.31(2) .61(3)	33.1	.30(2) .59(3)	29.5	.30(2) .58(3)	26.2	.29(2) .56(3)	23.4	.27(2) .53(3)	20.9	.26(2) .51(3)	18.8	.24(2) .48(3)	17.
6	.37(3)	26.3	.36(3)	23.4	.34(3)	20.8	.33(3)	18.6	.31(3)	16.6	.30(3)	14.9	.28(3)	13.
7	.22(3)	20.9	.21(3)	18.6	.21(3)	16.6	.20(3)	14.7	.19(3)	13.2	.17(3)	11.9	.16(3)	10.
8	.13(3)	16.6	.13(3)	14.8	.12(3)	13.2	.12(3)	11.7	.11(3)	10.5	.11(3)	9.4	.10(3)	8.
9	.08(3)	13.2	.08(3)	11.7	.08(3)	10.4	.08(3)	9.3	.07(3)	8.3	.07(3)	7.5	.06(3)	6.
10	.05(3)	10.5	.05(3)	9.3	.05(3)	8.3	.05(3)	7.4	.05(3)	6.6	.04(3)	5.9	.04(3)	5.

1ª columna: potencia de entrada al mezclador con atenuador de mezclador (024) igual a 0 dB (atenuación residual)

2ª columna: lectura del miliamperímetro con atenuador de enganche (022) igual a 0 dB (atenuación residual), (sintonizado c.c. exterior)

$$P_{mez} \text{ (mW, aten.=0)} = A_2 f^2 + A_1 f + A_0$$

$$\sigma_{aprox.} = 4.3 \text{ mW, (f en GHz)}$$

$$\begin{cases} A_2 = 2.502647 \\ A_1 = -234.5974 \\ A_0 = 5543.245 \end{cases}$$

Tabla 2.5 Caracterización de potencias de entrada al mezclador

<u>ATEN. (dB)</u>	<u>45GHz</u>	<u>45.5GHz</u>	<u>46GHz</u>	<u>46.5GHz</u>	<u>47GHz</u>	<u>47.5GHz</u>	<u>48GHz</u>
0	1(1) 54.2	1(1) 50.2	1(1) 47.4	1(1) 45.8	1(1) 45.5	1(1) 46.5	1(1) 48.
1	.73(1) 43.1	.72(1) 39.9	.72(1) 37.7	.71(1) 36.4	.70(1) 36.1	.69(1) 36.9	.68(1) 38.
2	.50(1) 34.2	.49(1) 31.7	.48(1) 29.9	.47(1) 28.9	.46(1) 28.7	.45(1) 29.3	.44(1) 30.
3	.32(1) 27.2	.31(1) 25.2	.30(1) 23.8	.29(1) 23.0	.28(1) 22.8	.27(1) 23.3	.26(1) 24.
	.66(2)	.64(2)	.61(2)	.59(2)	.57(1)	.54(2)	.52(2)
4	.20(1)	.19(1)	.18(1)	.17(1)	.16(1)	.15(1)	.14(1)
	.40(2) 21.6	.38(2) 20.0	.36(2) 18.9	.34(2) 18.2	.33(2) 18.1	.31(2) 18.5	.30(2) 19.
	.79(3)	.75(3)	.72(3)	.68(3)	.65(3)	.61(3)	.58(3)
5	.24(2) 17.1	.23(2) 15.9	.21(2) 15.0	.20(2) 14.5	.19(2) 14.4	.18(2) 14.7	.17(2) 15.
	.48(3)	.45(3)	.43(3)	.40(3)	.38(3)	.36(3)	.34(3)
6	.28(3) 13.6	.26(3) 12.6	.25(3) 11.9	.23(3) 11.5	.22(3) 11.4	.21(3) 11.7	.20(3) 12.
7	.16(3) 10.8	.15(3) 10.0	.15(3) 9.5	.14(3) 9.1	.13(3) 9.1	.13(3) 9.3	.12(3) 9.
8	.10(3) 8.6	.09(3) 8.0	.09(3) 7.5	.08(3) 7.3	.08(3) 7.2	.08(3) 7.4	.08(3) 7.
9	.06(3) 6.8	.06(3) 6.3	.06(3) 6.0	.06(3) 5.8	.06(3) 5.7	.05(3) 5.9	.05(3) 6.
10	.04(3) 5.4	.04(3) 5.0	.03(3) 4.7	.03(3) 4.6	.03(3) 4.5	.03(3) 4.6	.03(3) 4.

Tabla 2.5 (continuación)

corriente debe ser inferior a su valor máximo permitido (fijado aproximadamente en 4.5 A).

<u>CONTROL TEMPERATURA</u>	<u>TEMPERATURA</u>	<u>TEMP. INTERIOR (MED. CON TERM.)</u>	<u>I<sub>cel. peltier</sub></u>
6.5	20	21.9°C	0.1 A
6	17	18.7 "	0.6 "
5.5	15	17.0 "	0.8 "
5	12	14.8 "	1.1 "
4.5	10	12.4 "	1.5 "
4	8	10.7 "	1.8 "
3.5	6	8.9 "	2.2 "
3	4	6.8 "	3.2 "

temperatura ambiente : 23 C

Tabla 2.6

Calibración de temperaturas en la cabeza de R.F. a 45 GHz

La unidad de frecuencia intermedia OAN-00 se regula también en temperatura pero por efecto calefactor, debiendo haber una diferencia de temperaturas entre la interior de la caja y la ambiente superior a los 15°C, para éllo las dos posibles opciones que se disponen es regular en la posición de VERANO o INVIERNO, siendo la temperatura interior de 50°C ó 36°C respectivamente.

### 2.5- Medidas de temperatura del receptor.

Las medidas de temperatura se realizaron mediante la determinación del factor Y, es decir, cociente entre las tensiones debidas a la presencia en la boca de la bocina de una carga caliente (temperatura am-

te, es decir:

$$Y = \frac{T_{\text{rec}} + T_h}{T_{\text{rec}} + T_c}$$

con lo que la temperatura del receptor  $T_{\text{rec}}$  a determinar vale:

$$T_{\text{rec}} = \frac{T_h - Y T_c}{Y - 1}$$

(para una información más detallada ver capítulo 2 del Informe Técnico CAY 1982-3)

Todas las medidas se hicieron en doble banda lateral (DBL), habiéndose determinado la dependencia de la temperatura según frecuencia de oscilador local, según potencia de entrada al mezclador procedente del oscilador local y temperatura SPOT en la banda de frecuencia intermedia.

#### 2.5.1- Temperatura del receptor según frecuencia del oscilador local.

Se hicieron medidas variando la frecuencia del oscilador local  $f_{ol}$  cada 0.5 GHz y cubriendo toda la banda del klystron (de 42 GHz a 48 GHz). Las temperaturas utilizadas para las cargas caliente y fría fueron 295°K y 78°K respectivamente. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 2.7 y figura 2.6.

42	10.1	415.7
42.5	10.9	470.1
43	10.2	383.2
43.5	9.1	404.0
44	10.7	402.1
44.5	9.9	422.1
45	10.1	471.6
45.5	10.6	484.8
46	9.2	519.4
46.5	9.7	524.3
47	5.5	531.0
47.5	8.4	599.2
47.7	9.8	637.2

$P_{mez}$  (mW) : potencia de entrada al mezclador procedente del klystron

Tabla 2.7

Temperatura del receptor (DBL) según  $f_{ol}$

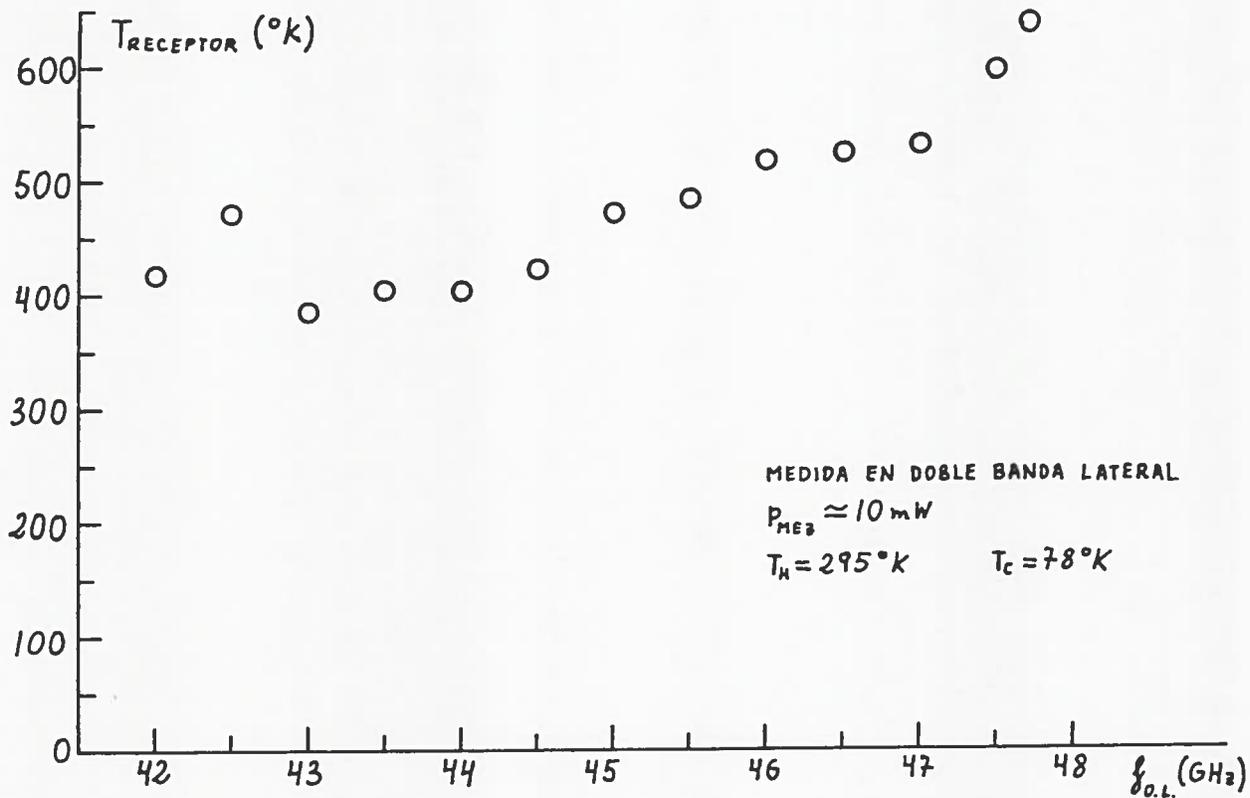


Figura 2.6

Temperatura del receptor (DBL) según  $f_{ol}$

La temperatura de receptor depende de la potencia que llega al mezclador procedente del klystron, siendo 10 mW la recomendada para obtener el mínimo valor. Se han realizado medidas a las frecuencias de más interés, para la observación de líneas, dentro de la banda disponible; los resultados se muestran en la figura 2.7, siendo los saltos en la potencia de mezclador de aproximadamente 1 dB.

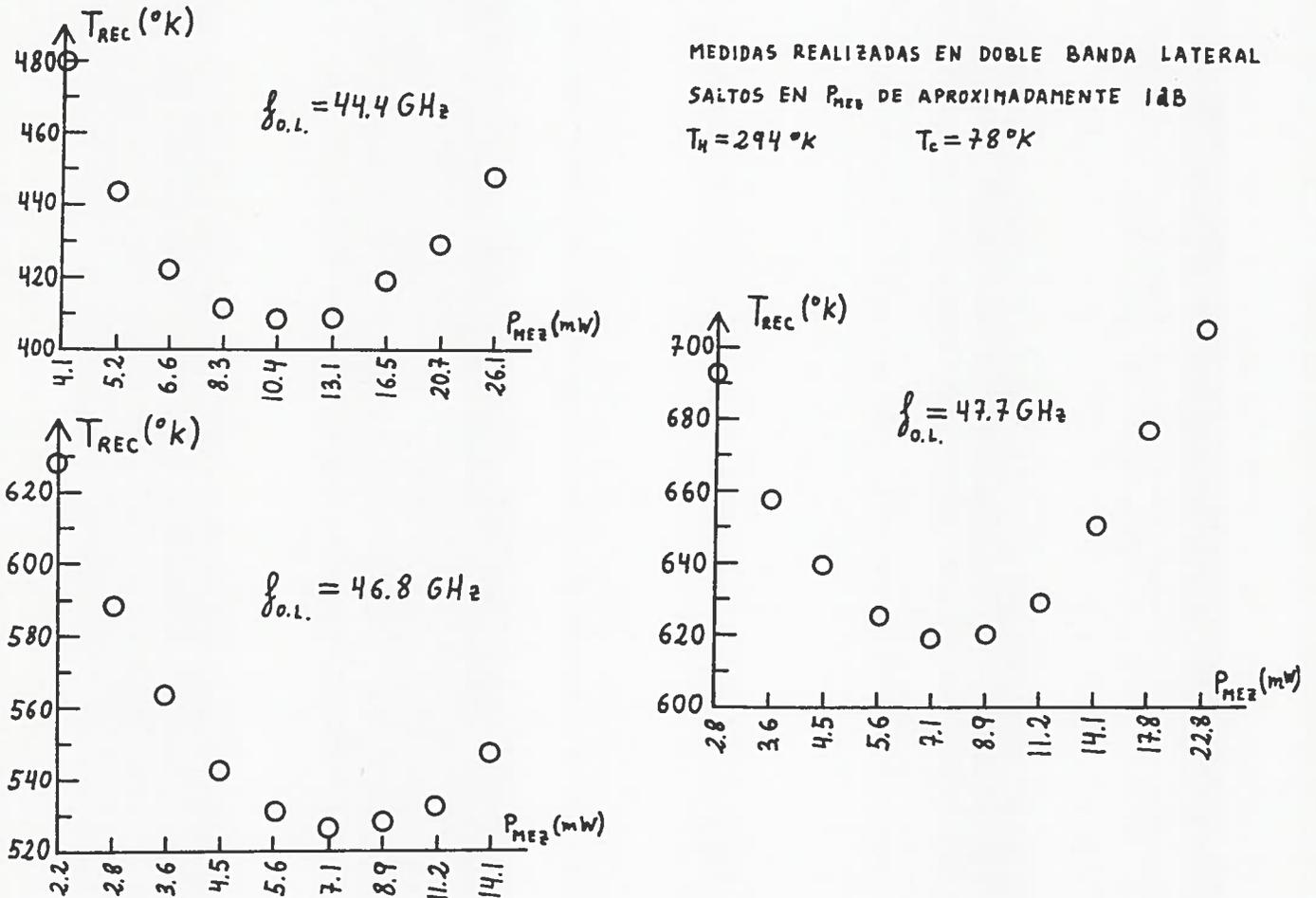


Figura 2.7

Temperatura de receptor según potencia de mezclador para las frecuencias de líneas espectrales de más interés

El margen inferior de potencias de entrada al mezclador (procedentes del oscilador local) se ve limitado por el hecho que con potencias menores a las consideradas anteriormente se producen oscilaciones que llegan a saturar la etapa de frecuencia intermedia; ésto es debido, probablemente, a que el amplificador FET no es incondicionalmente estable:

plificador es fuertemente dependiente de la potencia del oscilador local y entra dentro de la zona de inestabilidad del amplificador para valores bajos de dicha potencia. Es por éello que conviene trabajar con la potencia adecuada para evitar tal inconveniente.

### 2.5.3- Medida de la temperatura SPOT.

Tal medida se realizó sacando la señal de frecuencia intermedia por la salida para observación de líneas, mezclándola nuevamente con un oscilador variable entre 900 MHz y 1600 MHz y filtrando la nueva frecuencia intermedia con un ancho de banda entre 0-30 MHz, por tanto, la

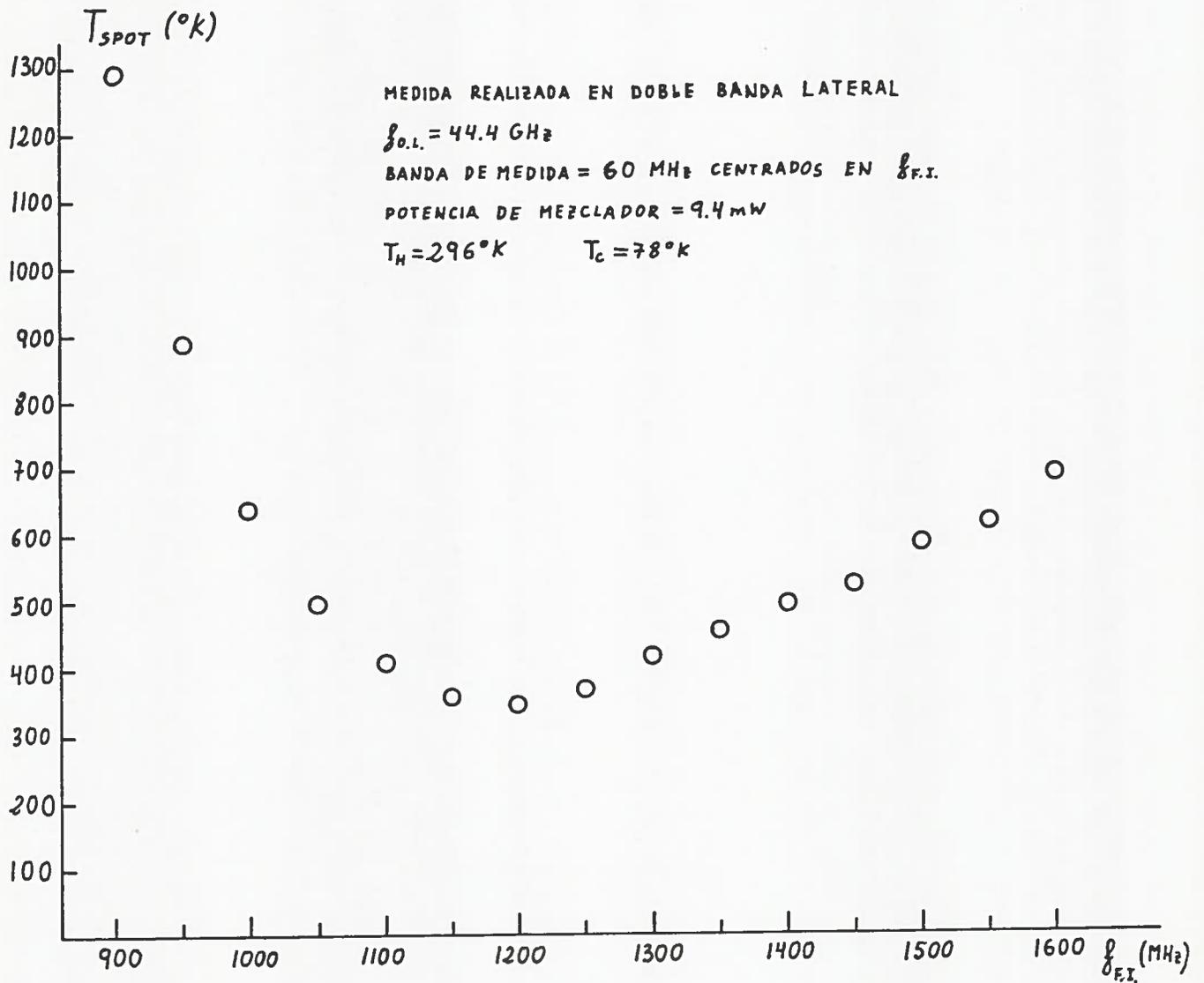


Figura 2.8

Temperatura SPOT del receptor a 45 GHz

última mezcla entran las dos bandas laterales. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.8.

## 2.6- Caracterización de la ganancia en las bandas laterales.

Debido a que la señal de radiofrecuencia pasa directamente al mezclador, en frecuencia intermedia quedan amplificadas las dos bandas laterales. Como para la calibración absoluta de temperatura en observaciones de líneas espectrales se precisa conocer la ganancia relativa que presentan ambas bandas, se procedió a dicha medida.

El montaje utilizado fué el que se muestra en la figura 2.9

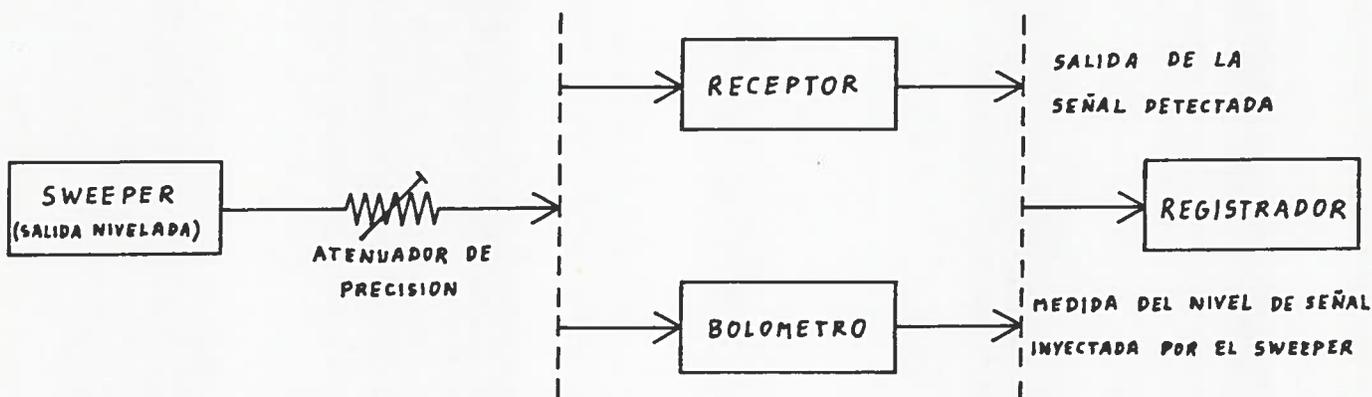


Figura 2.9

Montaje para la caracterización de la ganancia en las bandas laterales

Se hace trabajar al SWEEPER con un ancho de barrido tal que se cobren las dos bandas laterales para la frecuencia de oscilador local elegida, registrándose el nivel de potencia generado en el SWEEPER por medio del bolómetro; seguidamente se inyecta esa señal en el receptor directamente por el mezclador (sin pasar por la bocina) y se registra su salida tras ser detectada, una gráfica de ambas medidas se muestra en la figura 2.10. El nivel de señal que se precisa inyectar en el receptor o se mide en el bolómetro es bastante diferente, para ello se varía

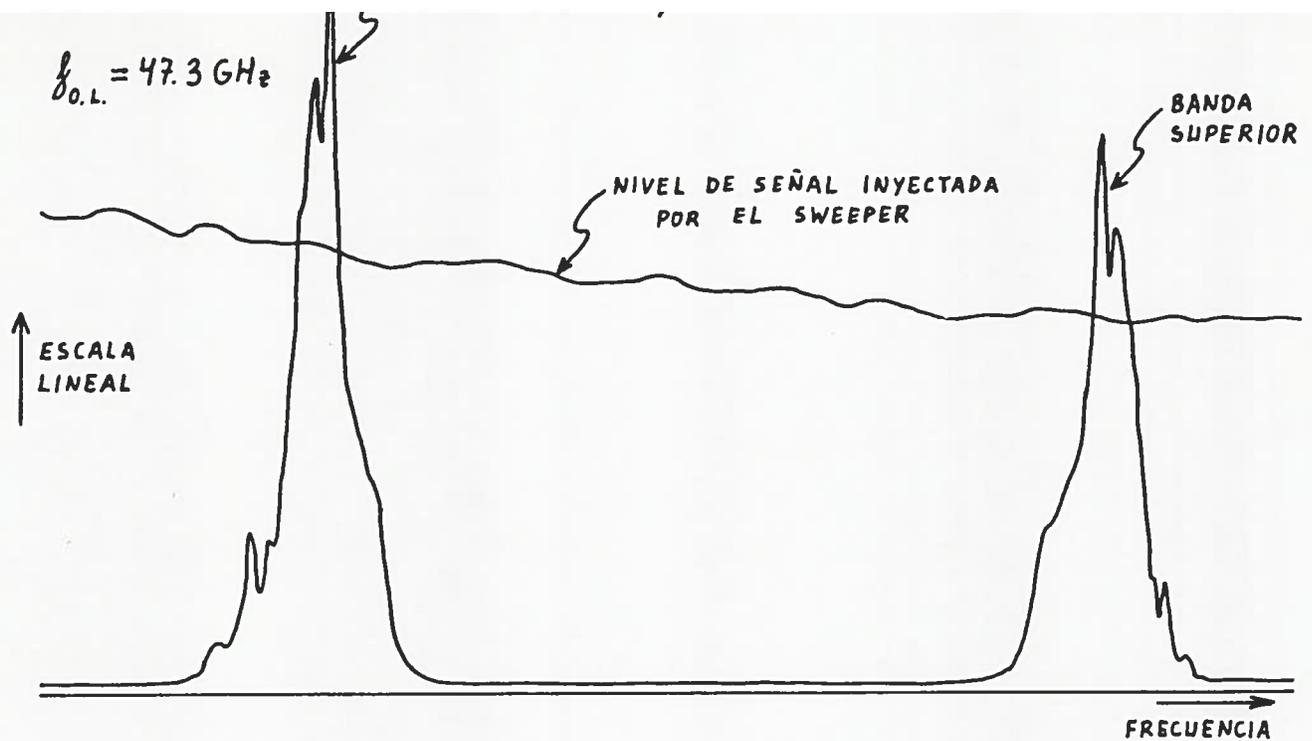


Figura 2.10

Registro para la caracterización de la ganancia en las bandas laterales el atenuador de precisión aproximadamente 35 dB. Una vez corregida la medida del nivel de señal inyectada por el SWEEPER debido al factor de corrección en el termistor de la cabeza bolométrica, es posible evaluar la ganancia relativa que presentan ambas bandas.

Se realizaron medidas a las frecuencias de más interés para la observación de líneas espectrales. Dado que entre las dos medidas necesarias para la calibración relativa de ambas bandas transcurre un cierto tiempo (debido a las modificaciones realizadas en el montaje), se producen a veces derivas en la potencia suministrada por el SWEEPER que pueden falsear los resultados; para subsanar ese posible error se repitieron las medidas el suficiente número de veces para garantizar su fiabilidad.

En la tabla 2.8 junto con la figura 2.11 se muestra el cociente entre la ganancia que presentan ambas bandas laterales según frecuencia de oscilador local.

$f_{ol}$	$G_s/G_i$
44.4	0.939
"	0.949
"	0.963
47.7	0.815
"	0.832
"	0.829
"	0.842
46.8	0.928
"	0.903
44.1	1.025
"	1.019
"	1.001
47.3	0.861
"	0.869

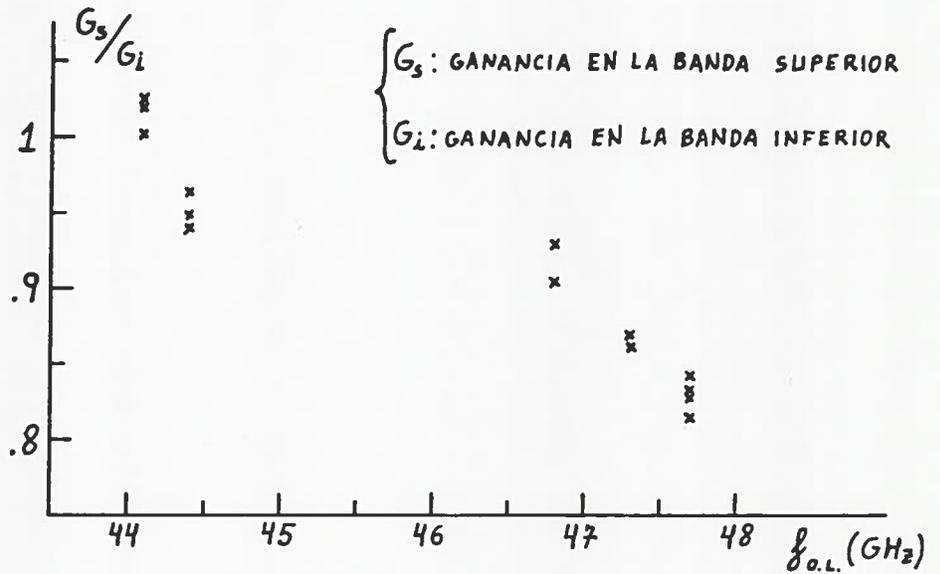


Figura 2.11

Caracterización bandas laterales

$f_{ol}$ :frec. osc. local(GHz)  
 $G_s$ : gan. banda superior  
 $G_i$ : gan. banda inferior

Tabla 2.8

Caracter. bandas laterales  
 (orden según interés  $f_{ol}$ )

2.7- Curvas de ganancia del receptor.

Se realizaron las siguientes gráficas para caracterizar el comportamiento en frecuencia intermedia del receptor.

- Curva de ganancia. La medida se realizó inyectando la señal generada por el SWEEPER directamente al mezclador (sin pasar por la bocina) y registrando la salida obtenida tras detección (figura 2.12); la no linealidad obtenida en la escala de frecuencias es debida a la

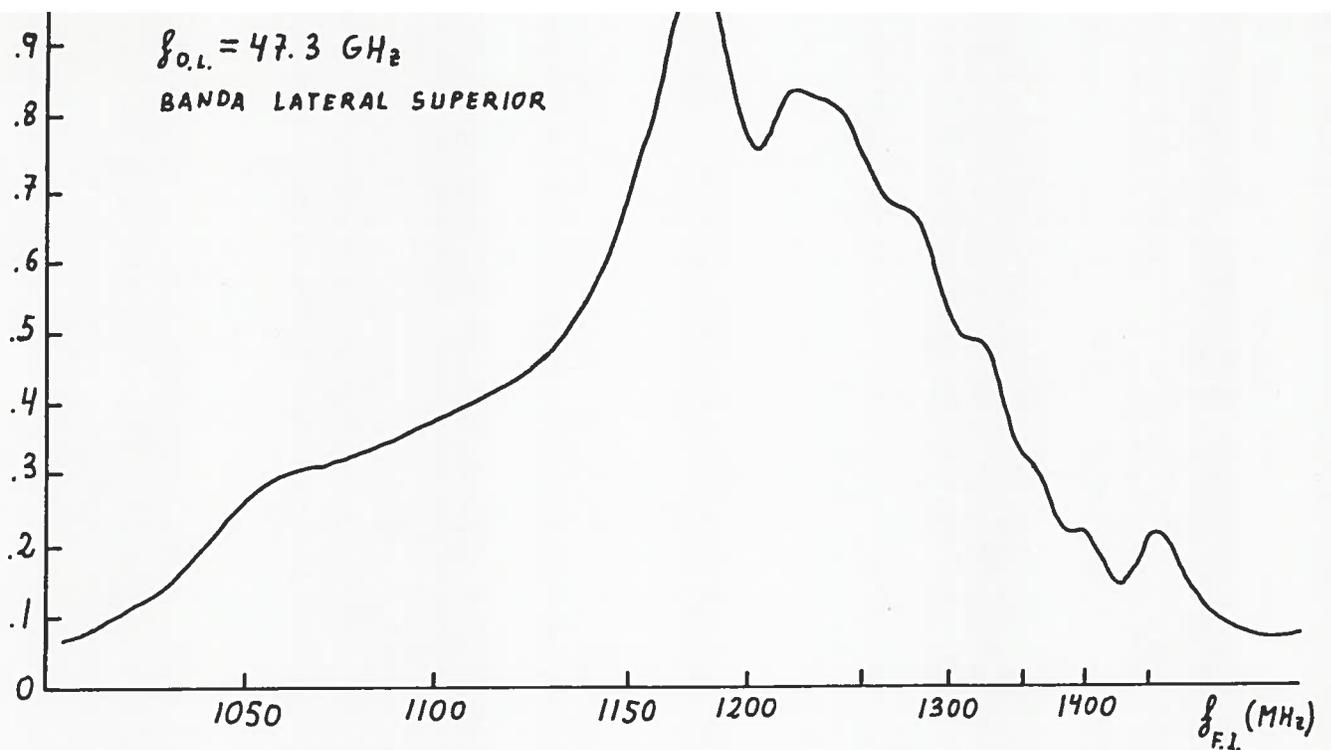


Figura 2.12

Curva de ganancia en frecuencia intermedia

falta de linealidad en la frecuencia del SWEEPER respecto a la tensión generada para comandar el eje X del registrador. Dado que la señal inyectada está muy por encima del ruido generado por el receptor, la gráfica obtenida se puede asemejar a la respuesta en ganancia de dicha frecuencia intermedia.

- Curva de GXT (1ª F.I.). La curva de ganancia por temperatura en la primera frecuencia intermedia (previo a la detección de la señal) se muestra en la figura 2.13. La medida se realizó colocando absorbente a temperatura ambiente delante de la bocina y anotando punto a punto los resultados obtenidos en el analizador de espectros.

El analizador de espectros se conectó en el puente exterior del equipo OAN-00, previo al filtro tubular de 1200-1400 MHz. El rizado que se observa en la curva parece debido a reflexiones en el cable de conexión del analizador, pues aparece un fenómeno semejante sobre la curva de la figura 2.12 cuando el analizador se conecta según se ha indicado.

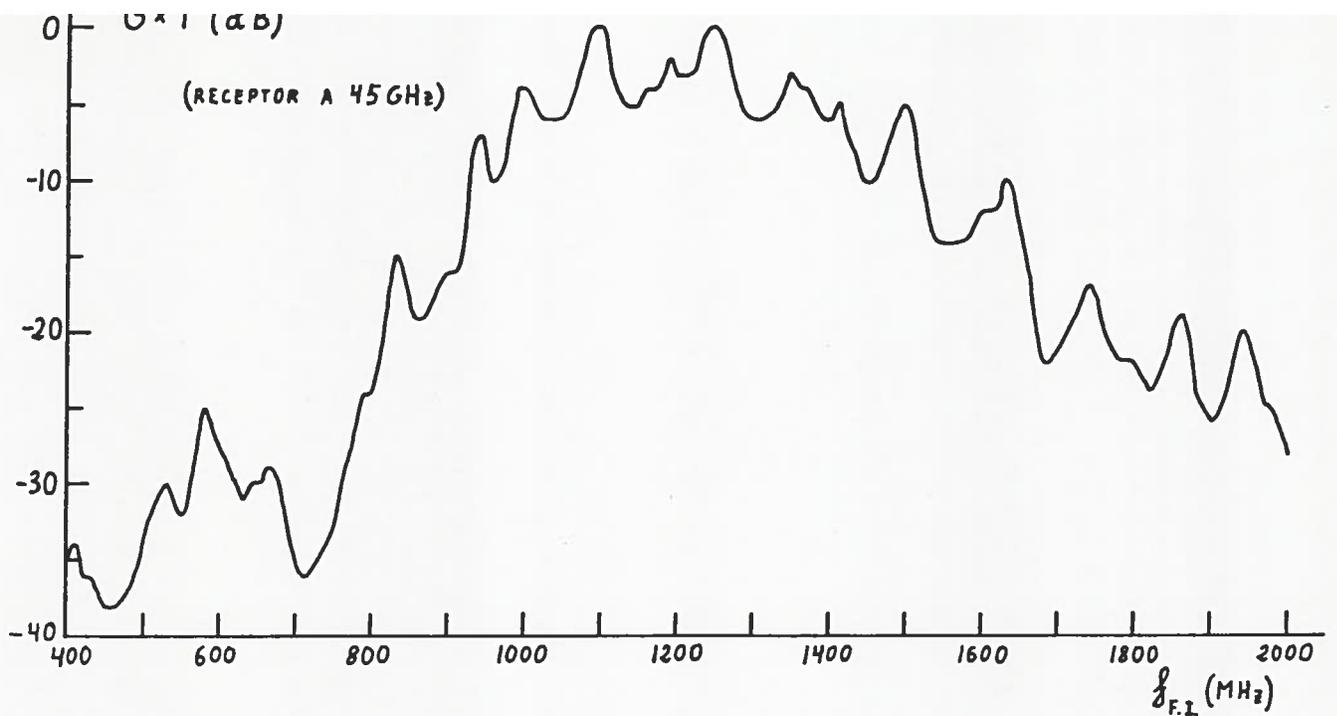


Figura 2.13

Curva de ganancia por temperatura (1ª F.I.)

- Curva de GXT (2ª F.I.). Para observación de líneas espectrales, la 1ª F.I. es filtrada en su banda de interés (1200 MHz a 1400 MHz) y rebajada en frecuencia por medio de una portadora a 1500 MHz, con lo que la 2ª F.I. queda centrada entre 100 MHz y 300 MHz. La medida se realizó también colocando absorbente a temperatura ambiente delante de la bocina y anotando los valores medidos en el analizador de espectros (figura 2.14). Esta vez el analizador estaba conectado en la salida de líneas del equipo OAN-00, y no producía perturbaciones.

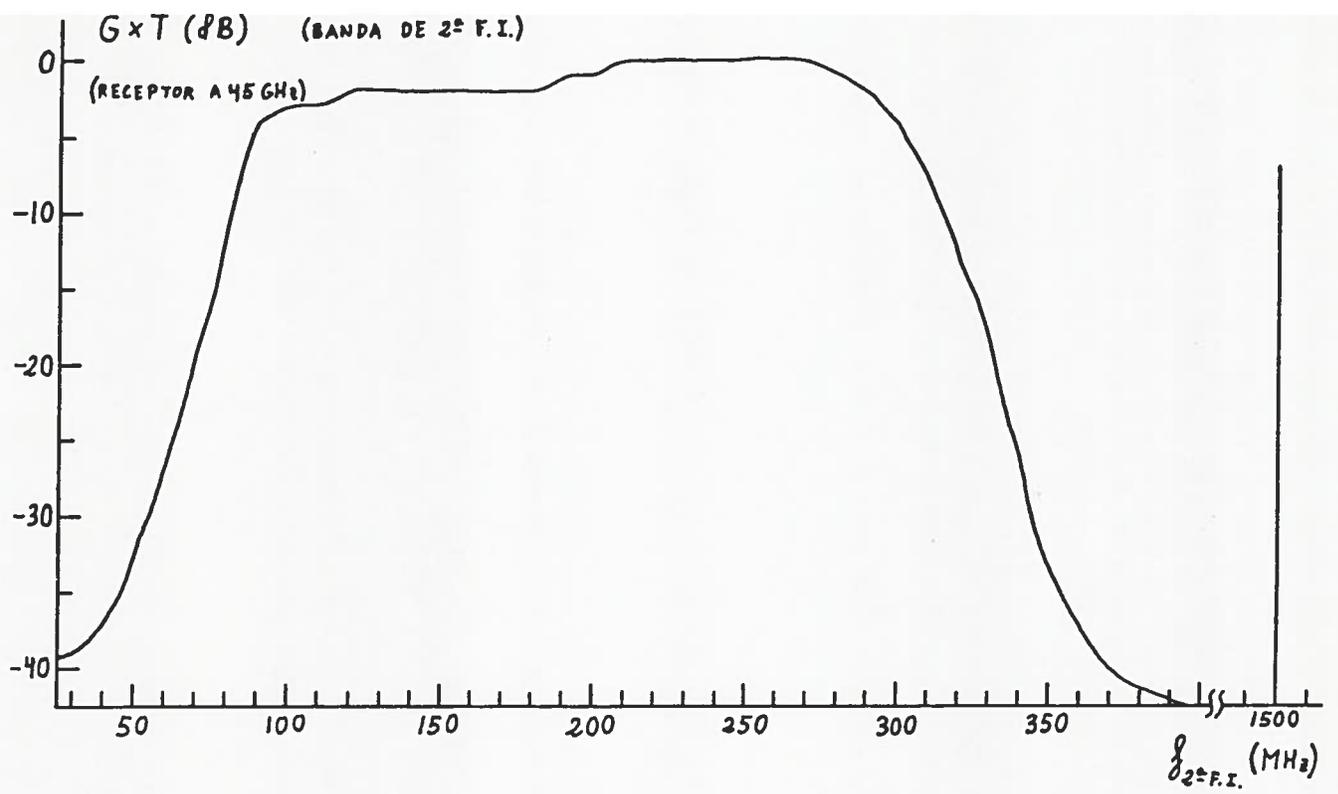


Figura 2.14

Curva de ganancia por temperatura (2ª F.I.)

### 3.- RECEPTOR A 90 GHz.

El receptor a 90 GHz tiene una disposición de bloques similar a la utilizada en el de 45 GHz, como puede verse en el diagrama adjunto de la figura 3.1.

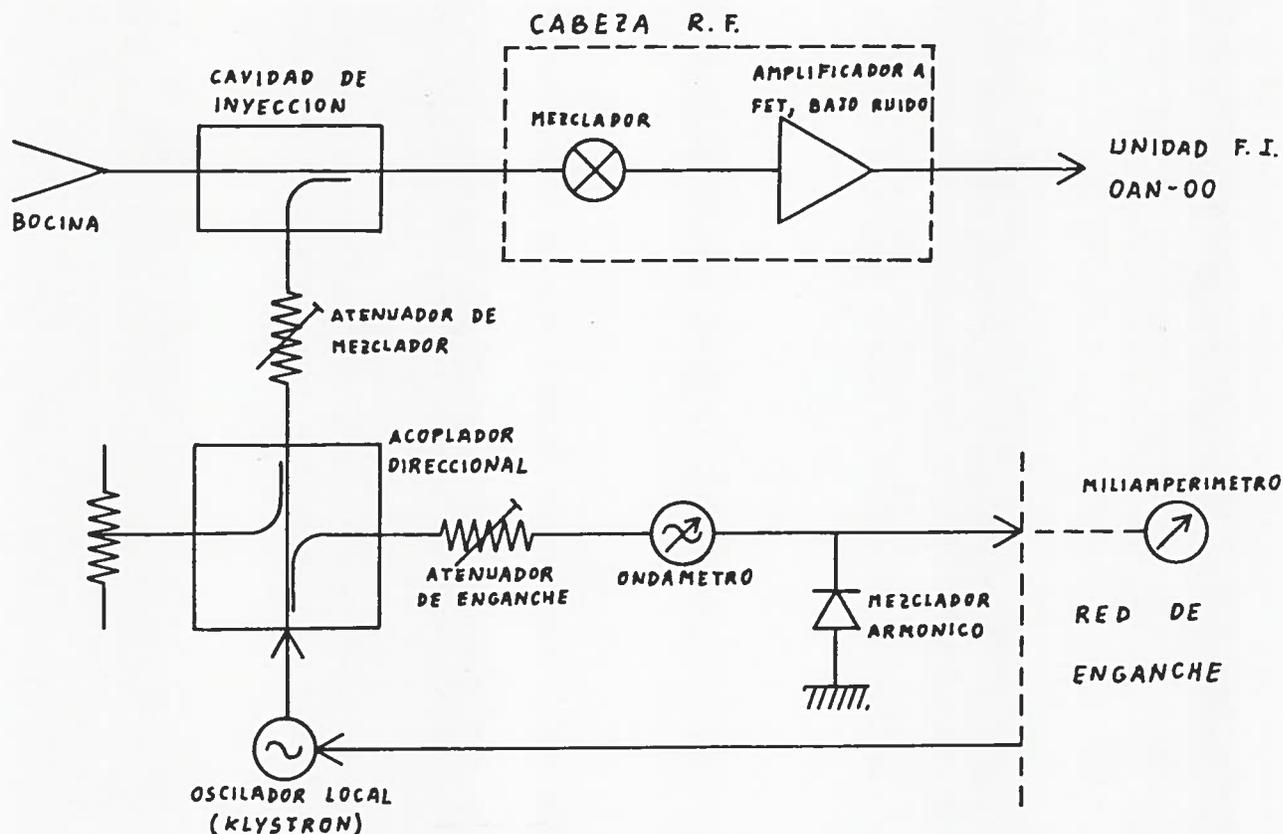


Figura 3.1

Componentes específicos para el receptor a 90 GHz

La diferencia más notable respecto a 45 GHz viene dada por el hecho que la potencia del oscilador local no entra directamente al mezclador sino a la cavidad de inyección, donde también entra la señal de radiofrecuencia, y por medio de una única salida se inyectan ambas frecuencias en el mezclador. Además, a diferencia con el de 45 GHz, el mezclador no se polariza con la potencia del klystron, sino por medio de una corriente continua suministrada por la unidad de alimentación de la cabeza de R.F.

Se midió la temperatura de receptor, a semejanza de como se hizo a 45 GHz, según frecuencias de oscilador local, según corriente de mezclador (polarización más radiofrecuencia) y temperatura SPOT. Los resultados se muestran a continuación:

- Temperatura del receptor según frecuencia de oscilador local.

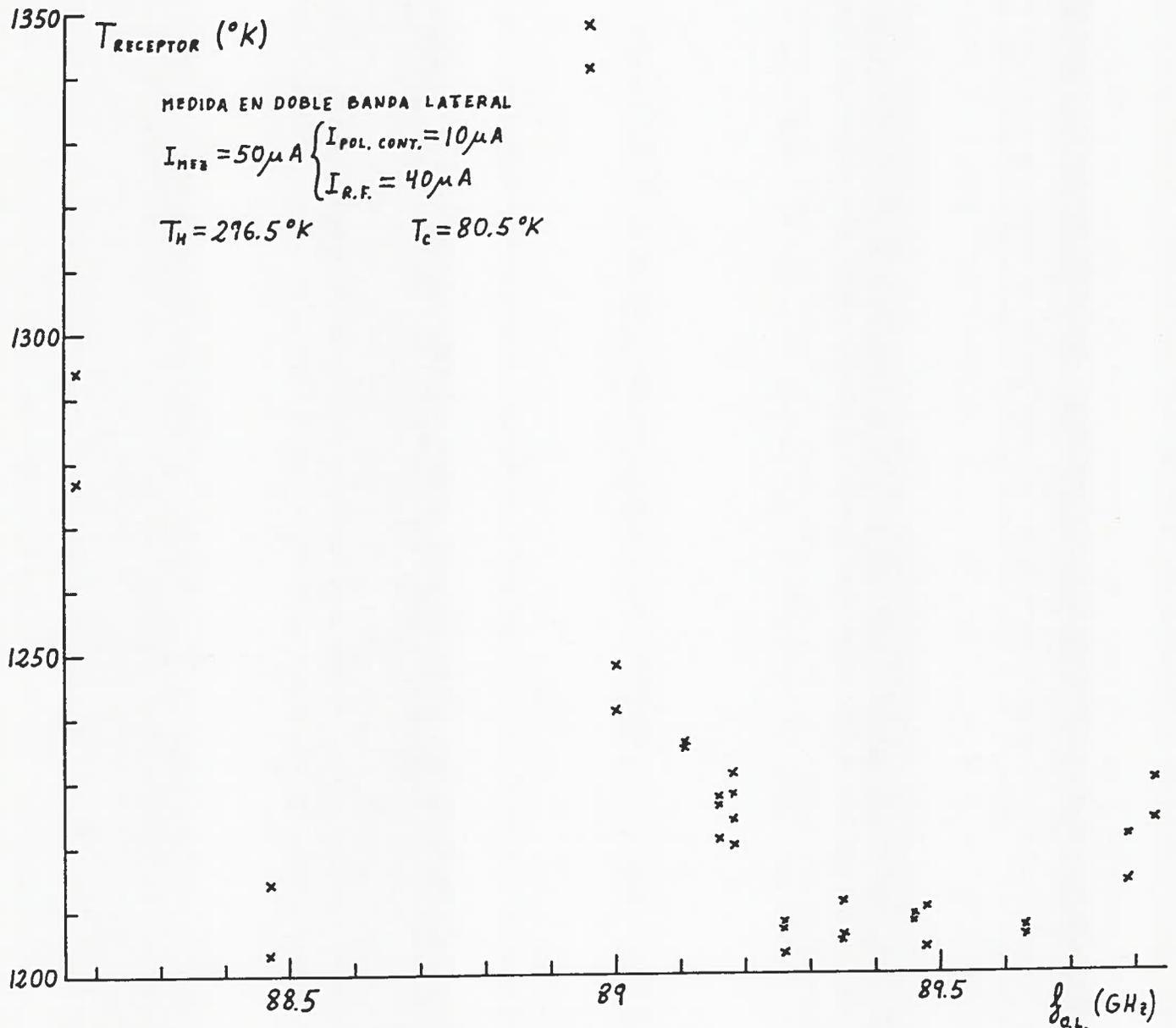


Figura 3.2

Temperatura del receptor (DBL) según  $f_{ol}$

frecuencia un mínimo en la temperatura del receptor. La figura 3.2 muestra los resultados obtenidos.

- Temperatura del receptor según corriente de mezclador. La corriente de mezclador medida en el microamperímetro de la cabeza de radiofrecuencia es la contribución de la polarización de continuo más la debida a la potencia que se inyecta del oscilador local, la primera está fijada en  $10 \mu\text{A}$ , la segunda se controla con el atenuador de mezclador y se ha variado entre  $30 \mu\text{A}$  y  $50 \mu\text{A}$  observándose con su aumento una disminución en la temperatura del receptor como se muestra en la figura 3.3.

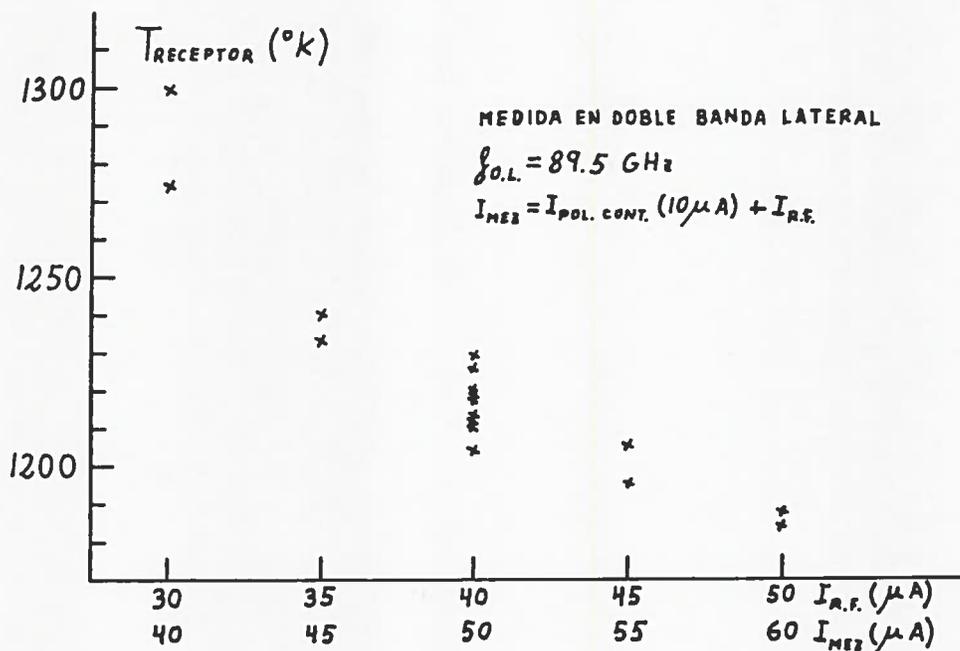


Figura 3.3

Temperatura de receptor según corriente de mezclador

Se comprobó que las variaciones de la corriente continua  $I_{pol. cont.}$  tenían muy poca influencia sobre la temperatura de ruido del receptor.

- Medida de la temperatura SPOT. Las condiciones y resultados de la medida se muestran en la figura 3.4.

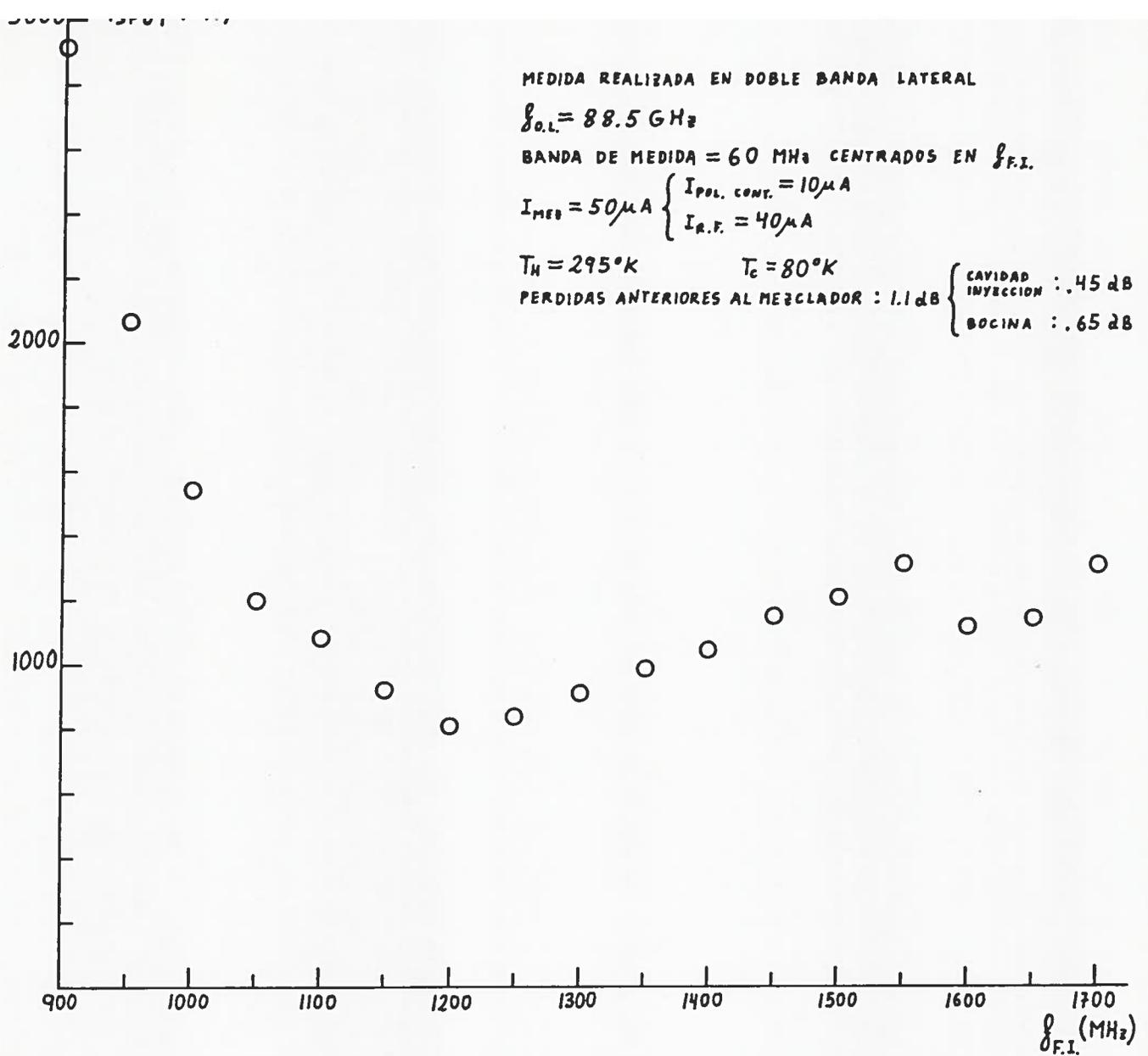


Figura 3.4

Temperatura SPOT del receptor a 90 GHz

3.1.1- Empeoramiento de las temperaturas medidas debido al mal estado de la bocina usada.

Por haberse observado una fisura en el cuello de la bocina usada, se sospechó un empeoramiento de la temperatura, en las medidas realizadas, debido a una atenuación excesiva. Así pues, se procedió a la determinación de dicha atenuación tanto para la bocina como para la cavidad de inyección, siendo de 0.65 dB y 0.45 dB respectivamente.

esperado. Para evaluar el empeoramiento respecto a la temperatura que se mediría en la entrada al mezclador se puede utilizar el modelo de la figura 3.5.

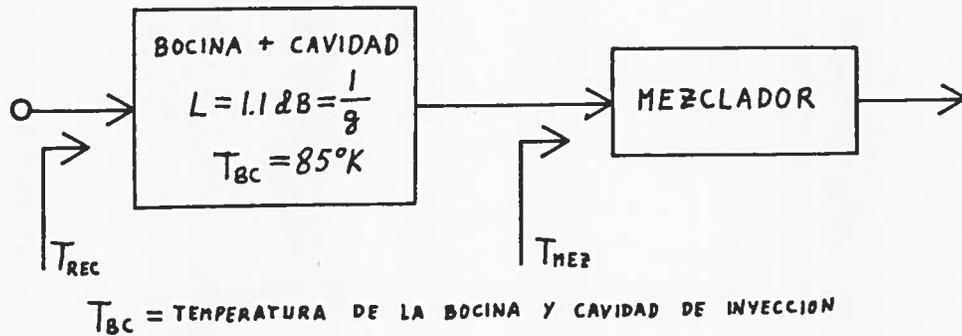


Figura 3.5

Modelo para determinar el empeoramiento de temperatura debido a la bocina y cavidad de inyección

La temperatura de la bocina y cavidad de inyección  $T_{bc}$ , debido a unas pérdidas  $L$  de 1.1 dB, vale

$$T_{bc} = (L - 1) T_o \quad \left| \begin{array}{l} = 85^\circ K \\ T_o = 295^\circ K \end{array} \right.$$

y como

$$T_{rec} = T_{bc} + \frac{T_{mez}}{g}$$

la temperatura desde la entrada al mezclador valdrá

$$T_{mez} = g(T_{rec} - T_{bc}) = 0.78(T_{rec} - 85)$$

con lo que se podría determinar  $T_{mez}$  a partir de las temperaturas de receptor  $T_{rec}$  medidas.

La estimación de las pérdidas de la bocina se hizo sustituyéndola por otra bocina extremadamente corta (pérdidas nulas) y un trozo de

### 3.2- Curvas del receptor.

Por medio del analizador de espectros se midieron las siguientes curvas de ganancia por temperatura:

- Curva  $G \times T$  (1ª F.I.). La temperatura vista por la bocina era la ambiente debida al absorbente colocado delante de élla, los resultados se muestran en la figura 3.6.

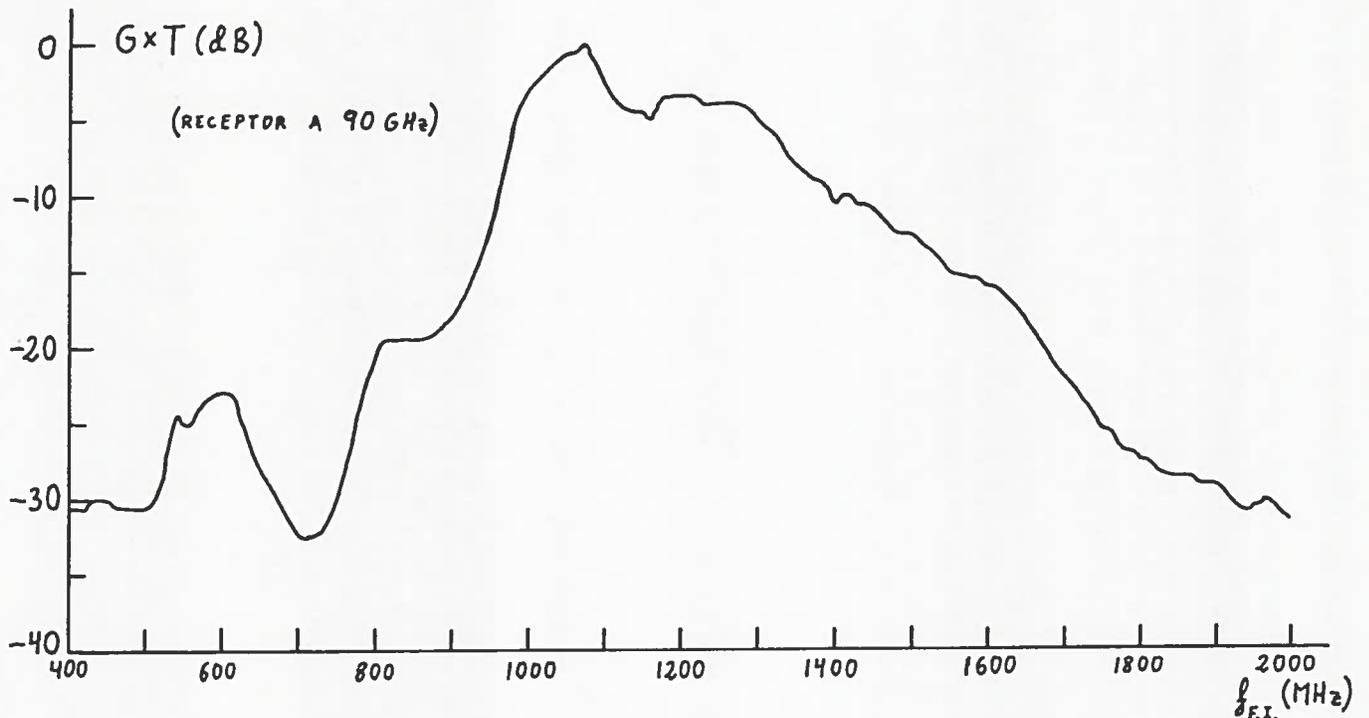


Figura 3.6

Curva de ganancia por temperatura (1ª F.I.)

Las medidas se hicieron en análogas condiciones a las descritas para el receptor de 45 GHz y no se observó la perturbación debida a la conexión del analizador. No se ha encontrado explicación a este hecho.

45 GHz, se muestra en la figura 3.7.

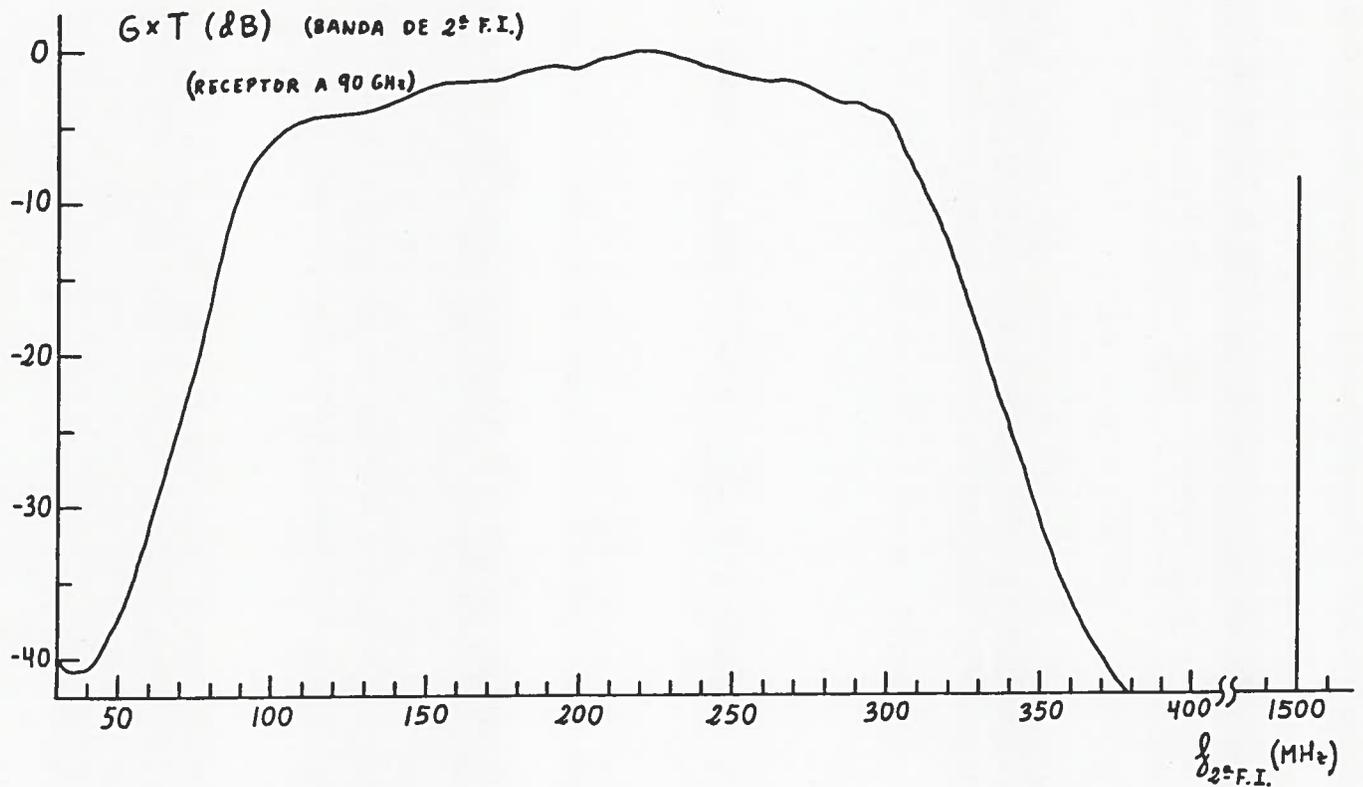


Figura 3.7

Curva de ganancia por temperatura ( $2^{\text{a}}$  F.I.)

Dado que durante la realización de las anteriores medidas no se observó la perturbación anteriormente comentada, se aprovechó para medir la respuesta  $G \times T$  de la unidad de F.I. OAK-00 (figura 3.8), así mismo, en dicha figura puede apreciarse el realce producido al conectar la cabeza de radiofrecuencia (similar por tanto a la figura 3.6). Se desprende que la unidad OAK-00 produce una perturbación despreciable fuera de la banda de interés.

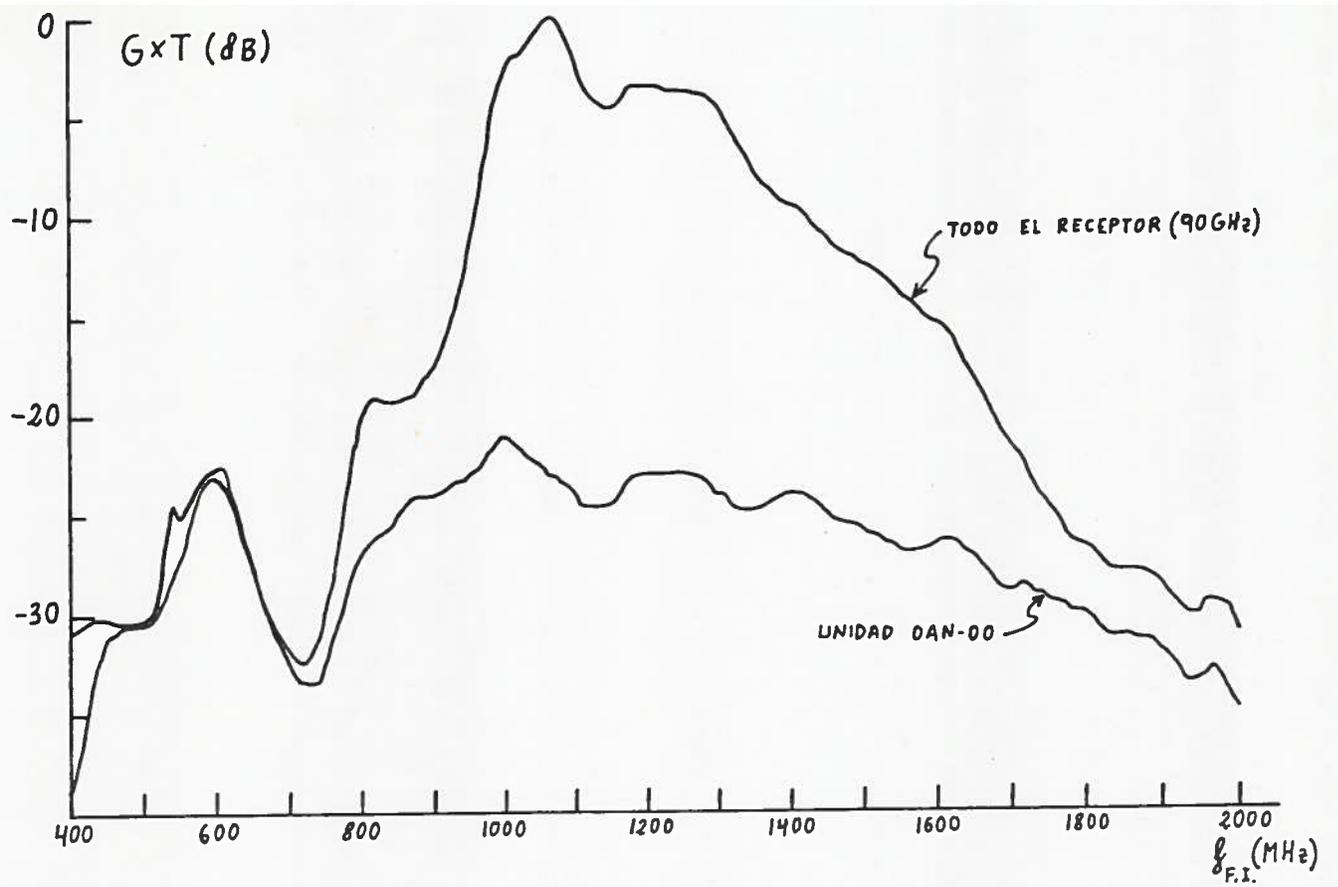


Figura 3.8

Curvas de ganancia por temperatura de todo el receptor y unidad OAN-00; puede observarse el realce producido por la cabeza de radiofrecuencia

## APENDICE A.

Los siguientes resultados se han obtenido a partir de las medidas realizadas con el receptor a 90 GHz; el no haberlas repetido a 45 GHz es debido a que las conclusiones serían redundantes por ser las etapas involucradas semejantes (cabeza de R.F.) o incluso iguales (unidad OAN-00).

### A1.- Determinación del ancho de banda de ruido.

Permite estimar el ancho de banda que el sistema presentaría para una señal de entrada consistente en ruido blanco. Para determinarlo es preciso evaluar la expresión:

$$\Delta B = \frac{\int_0^{\infty} G(f) df}{G_{\max}} \quad ( 1 )$$

La curva  $G(f)$  se ha determinado a partir de las medidas de temperatura SFOT y GXT correspondientes a las figuras 3.4 y 3.6 respectivamente. Dicha curva se muestra en la figura A1, pasando la escala de ordenadas a valores lineales y aplicándole la fórmula(1) se obtiene un ancho de banda de ruido de  $\Delta B=234$  MHz, así mismo, la ocupación normalizada de dicha banda según frecuencia intermedia es como se muestra en la figura A2, dicha ocupación normalizada obedece a la expresión:

$$B(f) = \frac{\int_{f_1}^f G(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df} \quad ( 2 )$$

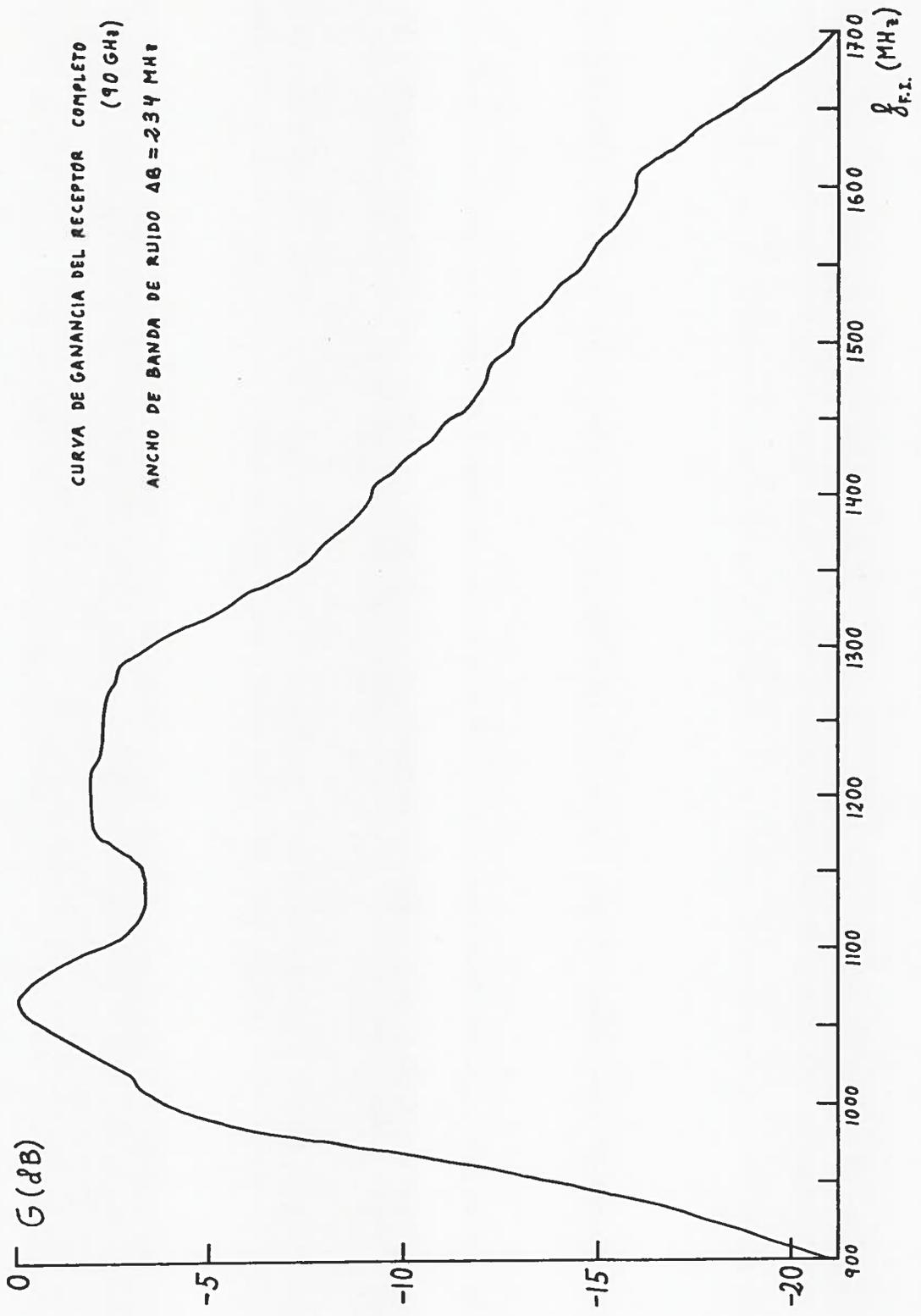


Figura A1  
Curva de ganancia

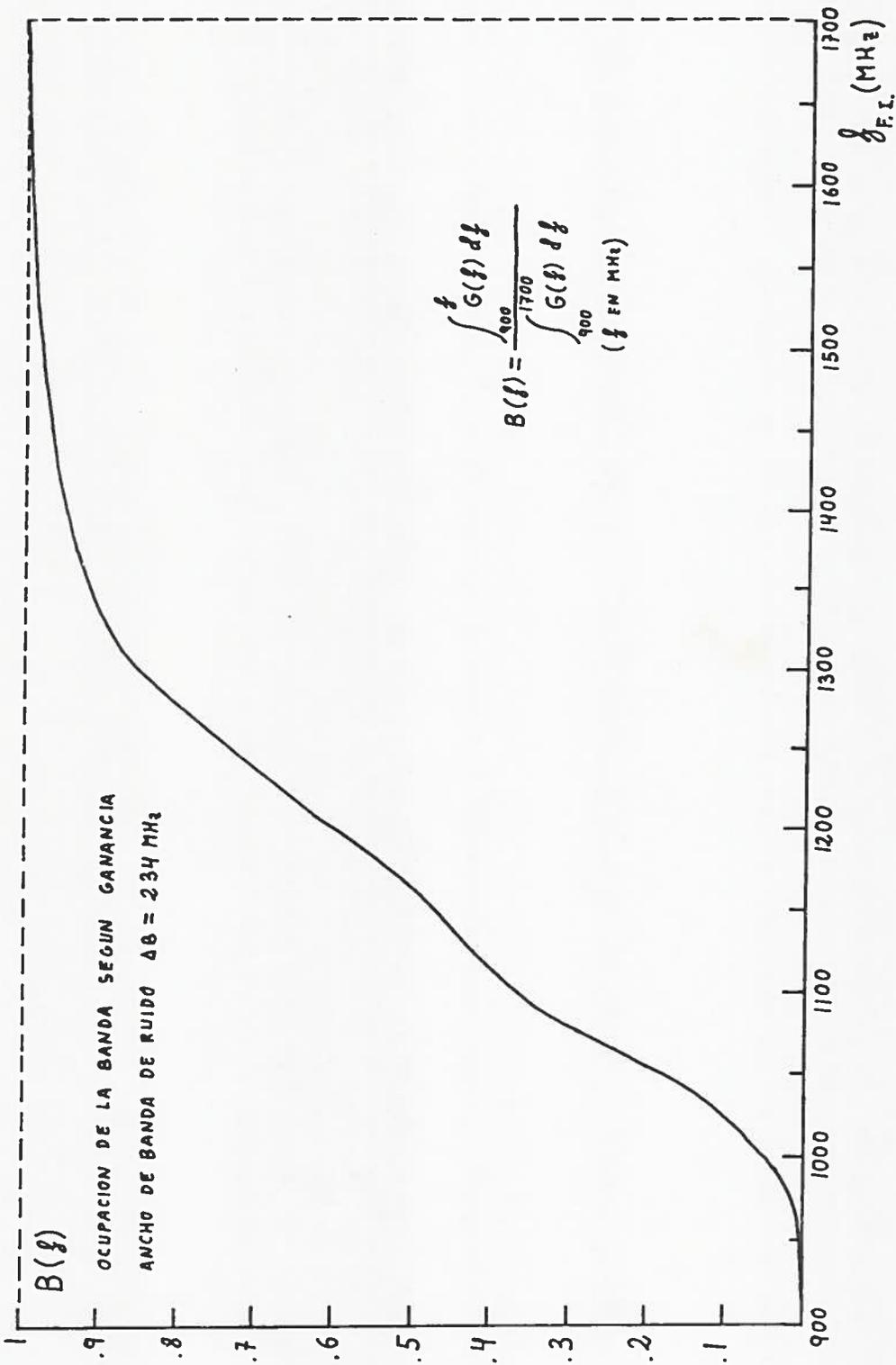


Figura A2

Ocupación normalizada en la banda de frecuencia intermedia

$f_2=1700$  MHz que es donde se ha podido medir la temperatura SPOT, la contribución exterior a esta banda es despreciable como se estudia en el siguiente apartado.

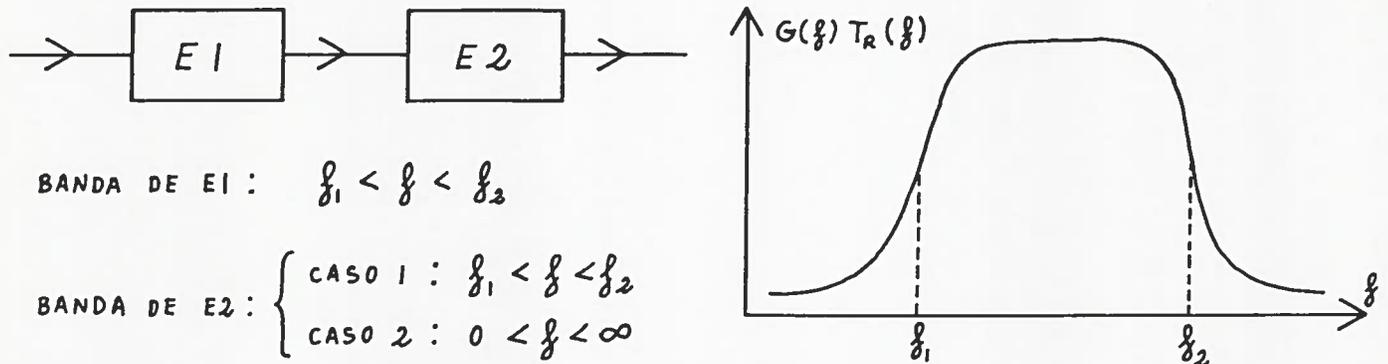
El programa utilizado para determinar el ancho de banda de ruido ha sido el siguiente:

```
PROGRAM AIEEE
DIMENSION G(81), CE(81)
REAL(5)(G(1), I=1, 81)
SUM=0.
DO 100 I=1, 81
100 SUM=SUM+G(I)
CE(I)=G(I)/SUM
DO 101 I=2, 82
101 CE(I)=CE(I-1)+G(I)/SUM
SUM=10.*SUM
(CALL PAGE(2))
(CALL GRAPH(CE, 81, 0., 80., 1023., 700., 10, AMPL))
(CALL PLOT(1, 0, 80, 0, 700))
DO 102 I=1, 11
KPLCT=10+70*I
102 (CALL PLOT(1, 0, KPLCT, 1023, KPLCT))
(CALL PLOT(0, 0, 5, 0, 5))
WRITE(2, 200)SUM
200 FORMAT('EL ANCHO DE BANDA DE RUIDO VALE: ', F8.3, ' MHz')
(CALL PAGE(1))
STOP
END
ENDS
```

A2.- Efecto en la temperatura de receptor de la diferente anchura de banda en las dos etapas de una cadena.

El siguiente estudio vino motivado por la diferente anchura de banda que presentan la cabeza de radiofrecuencia y unidad OAN-00 (ver figura 3.8), con el fin de determinar el posible empeoramiento en la temperatura de receptor en el continuo producido por esta última.

Supongamos una cadena compuesta por dos etapas E1 y E2 como se muestra en la figura A3.



$G(f)T_r(f)$  SE REFIERE A TODA LA CADENA (QUE BASICAMENTE SOLO RESPONDE A UNA SEÑAL EXTERIOR ENTRE  $f_1$  Y  $f_2$ )

Figura A3

Cadena compuesta por las etapas E1 y E2

Se distinguirán los dos siguientes casos:

- CASO 1. Banda de E2 limitada entre  $f_1$  y  $f_2$ .

Se determinará la temperatura de receptor  $T_{r1}$  por medio del factor Y, para éllo:

$$V_{h1} = \int_{f_1}^{f_2} G(f)^2 [T_r(f) + T_h] df \quad (3)$$

$$V_{c1} = \int_{f_1}^{f_2} G(f)^2 [T_r(f) + T_c] df \quad (4)$$

donde  $T_h$  y  $T_c$  son las temperaturas de las cargas caliente y fría

factor Y valdrá:

$$Y_1 = \frac{V_{hl}}{V_{cl}} \quad (5)$$

que le corresponderá una temperatura de receptor

$$T_{r1} = \frac{T_h - Y_1 T_c}{Y_1 - 1} \quad (6)$$

como

$$Y_1 - 1 = \frac{V_{hl} - V_{cl}}{V_{cl}} = (T_h - T_c) \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df}{V_{cl}} \quad (7)$$

y

$$T_h - Y_1 T_c = \frac{T_h V_{cl} - T_c V_{hl}}{V_{cl}} = (T_h - T_c) \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) T_r(f) df}{V_{cl}} \quad (8)$$

se tendrá una temperatura de receptor para el caso 1

$$T_{r1} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) T_r(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df} \quad (9)$$

- CASO 2. Banda de E2 sin limitar entre  $f_1$  y  $f_2$ .

Análogo al caso anterior pero considerando la contribución de la segunda etapa, que no afecta a la señal:

$$V_{h2} = \int_0^{f_1} G(f) T_r(f) df + \int_{f_1}^{f_2} G(f) [T_r(f) + T_h] df + \int_{f_2}^{\infty} G(f) T_r(f) df \quad (10)$$

$$V_{c2} = \int_0^{f_1} G(f) T_r(f) df + \int_{f_1}^{f_2} G(f) [T_r(f) + T_c] df + \int_{f_2}^{\infty} G(f) T_r(f) df \quad (11)$$

$$Y_2 = \frac{V_{h2}}{V_{c2}} \quad (12)$$

$$T_{r2} = \frac{T_h - Y_2 T_c}{Y_2 - 1} \quad (13)$$

$$Y_2 - 1 = \frac{V_{h2} - V_{c2}}{V_{c2}} = (T_h - T_c) \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df}{V_{c2}} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} T_h - Y_2 T_c &= \frac{T_h V_{c2} - T_c V_{h2}}{V_{c2}} = (T_h - T_c) \frac{\int_0^{f_1} G(f) T_r(f) df + \int_{f_1}^{f_2} G(f) T_r(f) df + \int_{f_2}^{\infty} G(f) T_r(f) df}{V_{c2}} = \\ &= (T_h - T_c) \frac{\int_0^{\infty} G(f) T_r(f) df}{V_{c2}} \end{aligned} \quad (15)$$

de donde la temperatura de receptor  $T_{r2}$  para este segundo caso valdrá:

$$T_{r2} = \frac{\int_0^{\infty} G(f) T_r(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) T_r(f) df + \int_{<f_1}^{>f_2} G(f) T_r(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df} =$$

$$= T_{r1} + \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) T_r(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df} = T_{r1} \left[ 1 + \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) T_r(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df} \right] \quad (16)$$

donde la degradación para la temperatura de receptor en este caso viene impuesta por el segundo sumando de la expresión (16).

Dado que se dispone del valor  $G(f)T_r(f)$  entre 400 MHz y 2000 MHz (figura 3.6) podemos obtener la expresión

$$GT(f) = \frac{\int_{400\text{MHz}}^f G(f) T_r(f) df}{\int_{400\text{MHz}}^{2000\text{MHz}} G(f) T_r(f) df} \quad (17)$$

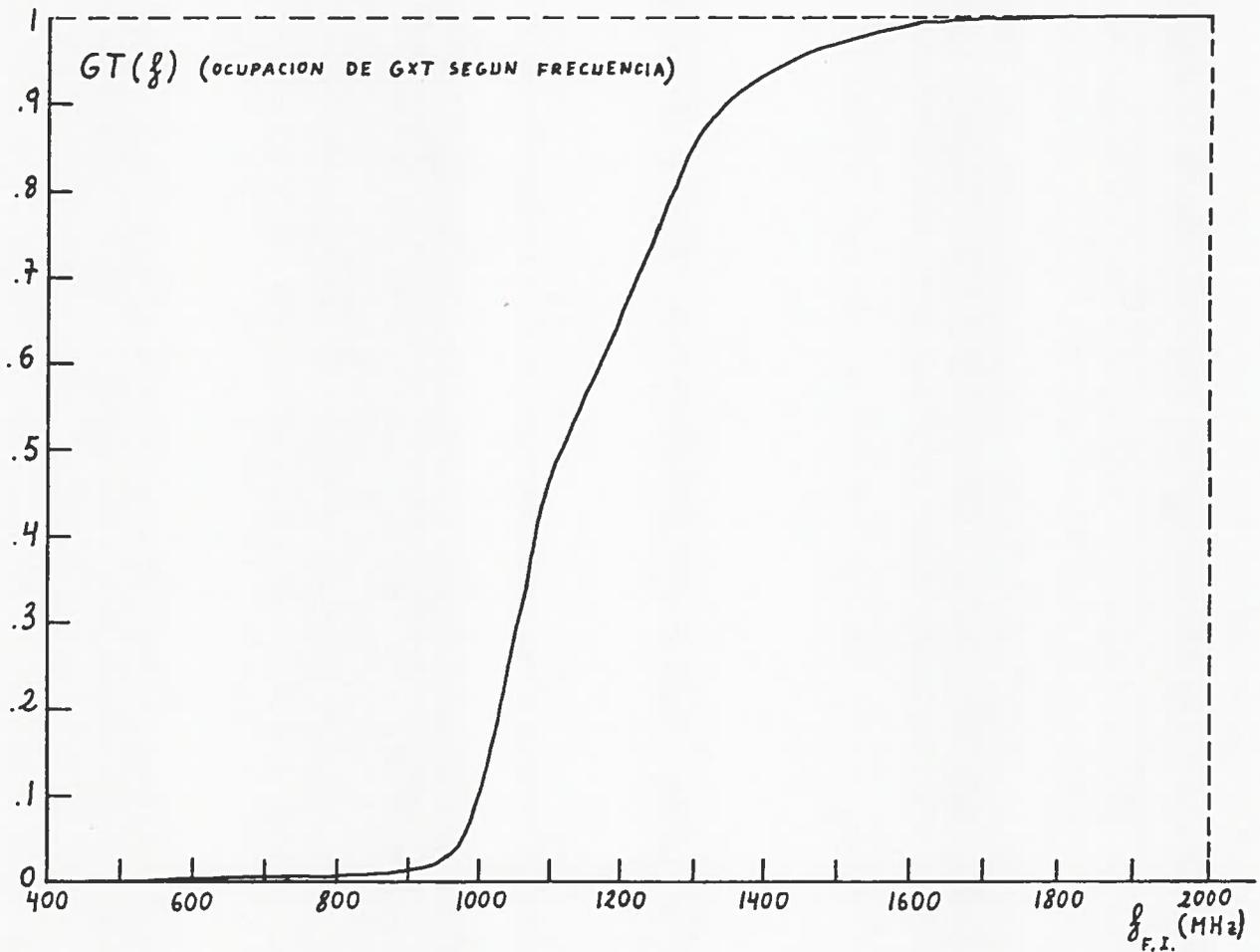


Figura A4

Ocupación de GXT en la banda de frecuencia intermedia

(16) una vez determinadas  $f_1$  y  $f_2$ . La figura A4 muestra  $GT(f)$  de la expresión (17).

A modo de ejemplo, si suponemos que fuera de la banda entre  $f_1=800$  MHz y  $f_2=1700$  MHz la única contribución es debida exclusivamente a la unidad OAN-00 (lo cual no es estrictamente cierto, obsérvese la figura 3-8), se podría concluir que el empeoramiento en la temperatura de receptor medida ( $T_{r2}$ ) respecto a si en la unidad OAN-00 se colocase dicho filtro de 800-1700 MHz (con el que se mediría  $T_{r1}$ ) sería:

$$T_{r2} = T_{r1} \left( 1 + \frac{\int_{400\text{MHz}}^{800\text{MHz}} G(f) T_r(f) df + \int_{1700\text{MHz}}^{2000\text{MHz}} G(f) T_r(f) df}{\int_{400\text{MHz}}^{2000\text{MHz}} G(f) T_r(f) df} \right) = T_{r1} \left( 1 + \frac{0.07 + 0.01}{1} \right) = 1.08 T_{r1} \quad (18)$$

es decir, un empeoramiento del 8%. De cualquier forma, la contribución de la unidad OAN-00 es aún menor ya que fuera de la banda considerada hay también contribución de la cabeza de radiofrecuencia.

### A3.- Mejora de la sensibilidad del receptor mediante el uso de un filtro predetección que limite el ancho de banda utilizado.

A la vista de la gráfica de la temperatura SFOT (figura 3.4) es evidente que la temperatura de receptor disminuirá al utilizar un filtro predetección centrado en los valores mínimos, pues como se vió en el apartado anterior (9)

$$T_r = \frac{\int_{f_1}^{f_2} G(f) T_r(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) df} \quad (19)$$

cho de banda de 800 MHz en que se pudo medir la temperatura SPOT, es posible evaluar la expresión (19) para distintas anchuras de filtros centrados en su posición óptima. Los resultados se muestran en la figura A5, se aprecia que a anchura de filtro mayor, evidentemente aumenta la temperatura de receptor; a partir de 600 MHz el crecimiento es un tanto brusco pues no se puede optimizar el posicionado del filtro al haberse alcanzado el límite superior de 1700 MHz para el que se dispone de datos medidos, teniendo que entrar forzosamente en juego las frecuencias bajas de la banda, para las que el crecimiento de  $T_r$  al bajar la frecuencia es muy rápido.

El conseguir temperaturas de receptor inferiores a costa de utilizar filtros predetección más estrechos puede no ser una solución recomendable, ya que lo importante es la sensibilidad, la cual aumentará al utilizar una anchura de banda mayor siempre que se cojan frecuencias cuya temperatura SPOT no sea excesivamente alta. El siguiente análisis va enfocado a determinar el filtro óptimo para conseguir una sensibilidad máxima. Conviene puntualizar que al decir sensibilidad máxima ha de interpretarse como una menor fluctuación, debida al ruido estadístico, que permite resolver variaciones de temperatura más pequeñas.

Considérese un modelo de receptor como el mostrado en la figura A6 donde los subíndices "i" y "d" indican pre y postdetección respectivamente,  $\phi(\tau)$  función de autocorrelación,  $v(t)$  tensión,  $S(f)$  densidad espectral de potencia y  $T_{sis}(f)$  temperatura de sistema (receptor más antenna). Ya que el detector es de ley cuadrática con una constante de detección  $a$ , se tendrá:

$$v_d(t) = a v_i^2(t) \quad (20)$$

y la densidad espectral tras detección valdrá:

$$S_d(f) = TF[\phi_d(\tau)] = TF[\overline{v_d(t)v_d(t+\tau)}] = a^2 TF[\overline{v_i^2(t)v_i^2(t+\tau)}] \quad (21)$$

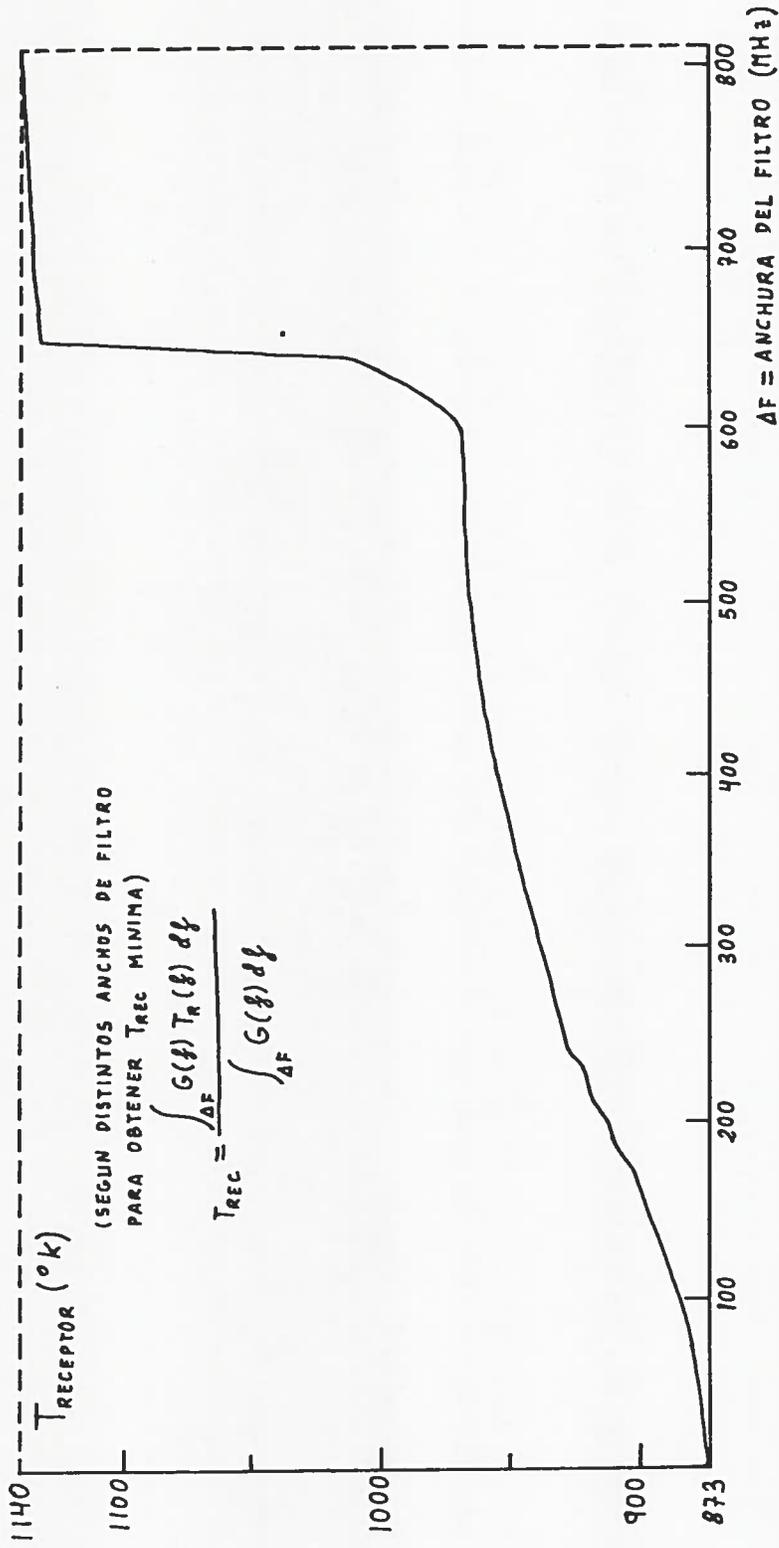


Figura A5

Temperatura del receptor según anchura del filtro  
 al centrarlo en la posición óptima

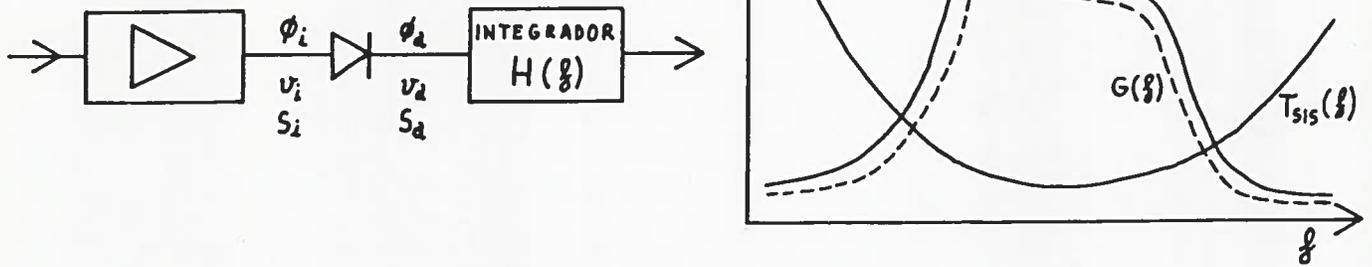


Figura A6

Modelo de receptor para determinar la sensibilidad máxima

dado que  $v_i(t)$  es un proceso gaussiano de media cero:

$$\begin{aligned} \overline{v_i^2(t)v_i^2(t+\tau)} &= \overline{v_i(t)v_i(t)} \overline{v_i(t+\tau)v_i(t+\tau)} + 2 \overline{v_i(t)v_i(t+\tau)} \overline{v_i(t)v_i(t+\tau)} \\ &= \phi_i^2(0) + 2\phi_i^2(\tau) \end{aligned} \quad (22)$$

con lo que

$$S_d(f) = a^2 \phi_i^2(0) \delta(f) + 2a^2 \text{TF}[\phi_i^2(\tau)] = S_{dc} + S_{dn}(f) \quad (23)$$

y la componente continua tras detección valdrá

$$\begin{aligned} F_{dc} &= [a \phi_i(0)]^2 = [\overline{av_i^2(t)}]^2 = \left[ a \int_{-\infty}^{\infty} S_i(f) df \right]^2 = \left[ a \int_{-\infty}^{\infty} G(\eta) T_{sis}(\eta) d\eta \right]^2 = \\ &= 4a^2 \left[ \int_0^{\infty} G(\eta) T_{sis}(\eta) d\eta \right]^2 = 4a^2 \left[ \int_0^{\infty} G(\eta) [T_r(\eta) + T_a(\eta)] d\eta \right]^2 \end{aligned} \quad (24)$$

el espectro de ruido tras detección vale

$$\begin{aligned} S_{dn}(f) &= 2a^2 \text{TF}[\phi_i^2(\tau)] = 2a^2 [S_i(f) * S_i(f)] = 2a^2 \int_{-\infty}^{\infty} S_i(\eta) S_i(f-\eta) d\eta = \\ &= 2a^2 \int_{-\infty}^{\infty} G(\eta) T_{sis}(\eta) G(f-\eta) T_{sis}(f-\eta) d\eta \end{aligned} \quad (25)$$

integración  $\tau$  será

$$\begin{aligned}
 P_{dn} &= \int_{-\infty}^{\infty} H(f) S_{dn}(f) df \approx S_{dn}(0) \int_{-\infty}^{\infty} H(f) df = S_{dn}(0) \frac{1}{\tau} = \\
 &= \frac{2a^2}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} G(\eta) T_{sis}(\eta) G(-\eta) T_{sis}(-\eta) d\eta = \frac{4a^2}{\tau} \int_0^{\infty} G(\eta) G^*(\eta) T_{sis}(\eta) T_{sis}^*(\eta) d\eta = \\
 &= \frac{4a^2}{\tau} \int_0^{\infty} |G(\eta) T_{sis}(\eta)|^2 d\eta \quad (26)
 \end{aligned}$$

por lo que la fluctuación en la tensión de salida debida al ruido valdrá

$$\sqrt{P_{dn}} = \frac{2a}{\sqrt{\tau}} \sqrt{\int_0^{\infty} |G(\eta) T_{sis}(\eta)|^2 d\eta} \quad (27)$$

y el incremento en la tensión de salida debido a un incremento en la temperatura de antena  $\Delta T_a$  (ruido blanco)

$$\frac{\partial \sqrt{P_{dc}}}{\partial T_a} \Delta T_a = 2a \int_0^{\infty} G(\eta) d\eta \Delta T_a \quad (28)$$

La resolución o sensibilidad en temperatura se define como el incremento en la temperatura de antena  $\Delta T$  que produce una variación en la salida de continuo del mismo valor que la fluctuación de ruido, es decir:

$$\Delta T = \frac{\sqrt{P_{dn}}}{\frac{\partial \sqrt{P_{dc}}}{\partial T_a}} = \frac{1}{\sqrt{\tau}} \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} |G(\eta) T_{sis}(\eta)|^2 d\eta}{\left| \int_0^{\infty} G(\eta) d\eta \right|^2}} = \frac{1}{\sqrt{\tau}} \frac{\phi_m}{G_m} \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} |\psi(\eta)|^2 d\eta}{\left| \int_0^{\infty} g(\eta) d\eta \right|^2}} \quad (29)$$

donde  $\psi(\eta) = \frac{G(\eta) T_{sis}(\eta)}{\phi_m}$  y  $g(\eta) = \frac{G(\eta)}{G_m}$ , siendo  $\phi_m$  y  $G_m$  los máximos ab-

limitando la respuesta del receptor a la banda  $(f_1, f_2)$  mediante un filtro rectangular. Se tiene entonces:

$$\Delta T = \frac{1}{\sqrt{Z}} \frac{\phi_m}{G_m} \sqrt{\frac{\int_{f_1}^{f_2} |\varphi(\eta)|^2 d\eta}{\left| \int_{f_1}^{f_2} g(\eta) d\eta \right|^2}} \quad (30)$$

La optimización de  $\Delta T$  se hará eligiendo  $f_1$  y  $f_2$  de modo que sea mínima la función:

$$\Theta(f_1, f_2) = \frac{\int_{f_1}^{f_2} |\varphi(\eta)|^2 d\eta}{\left| \int_{f_1}^{f_2} g(\eta) d\eta \right|^2} \quad (31)$$

Se han calculado los valores de  $\Theta(f_1, f_2)$  buscando, para cada anchura del filtro  $f_2 - f_1$ , la posición dentro de la banda de F.I. que hacía  $\Theta$  mínimo. En la figura A7 se representa  $\Theta(f_1, f_2)$  en función de la anchura del filtro ( $f_2 - f_1$ ) óptimo, se encuentra un mínimo para un filtro de 610 MHz (que debería estar centrado en 1400 MHz). La anchura del filtro se incrementaba a saltos de 10 MHz y su posición dentro de la banda de F.I. se variaba a saltos del mismo valor. Como se ve, la sensibilidad mejora al aumentar la banda del filtro, hasta llegar a 610 MHz. A partir de ahí, la curva  $\Theta(f_1, f_2)$  presenta un comportamiento anómalo debido a que, por falta de datos de la temperatura de ruido a frecuencias superiores a 1700 MHz, se hicieron los cálculos fijando  $f_2 = 1700$  MHz y disminuyendo  $f_1$ , con lo cual ya no se estaba colocando cada nuevo filtro en su posición óptima dentro de la banda de F.I. En cualquier caso, la forma de la curva parece indicar que un filtro de 610 MHz centrado en 1400 MHz está muy próximo a optimizar la sensibilidad del receptor en continuo.

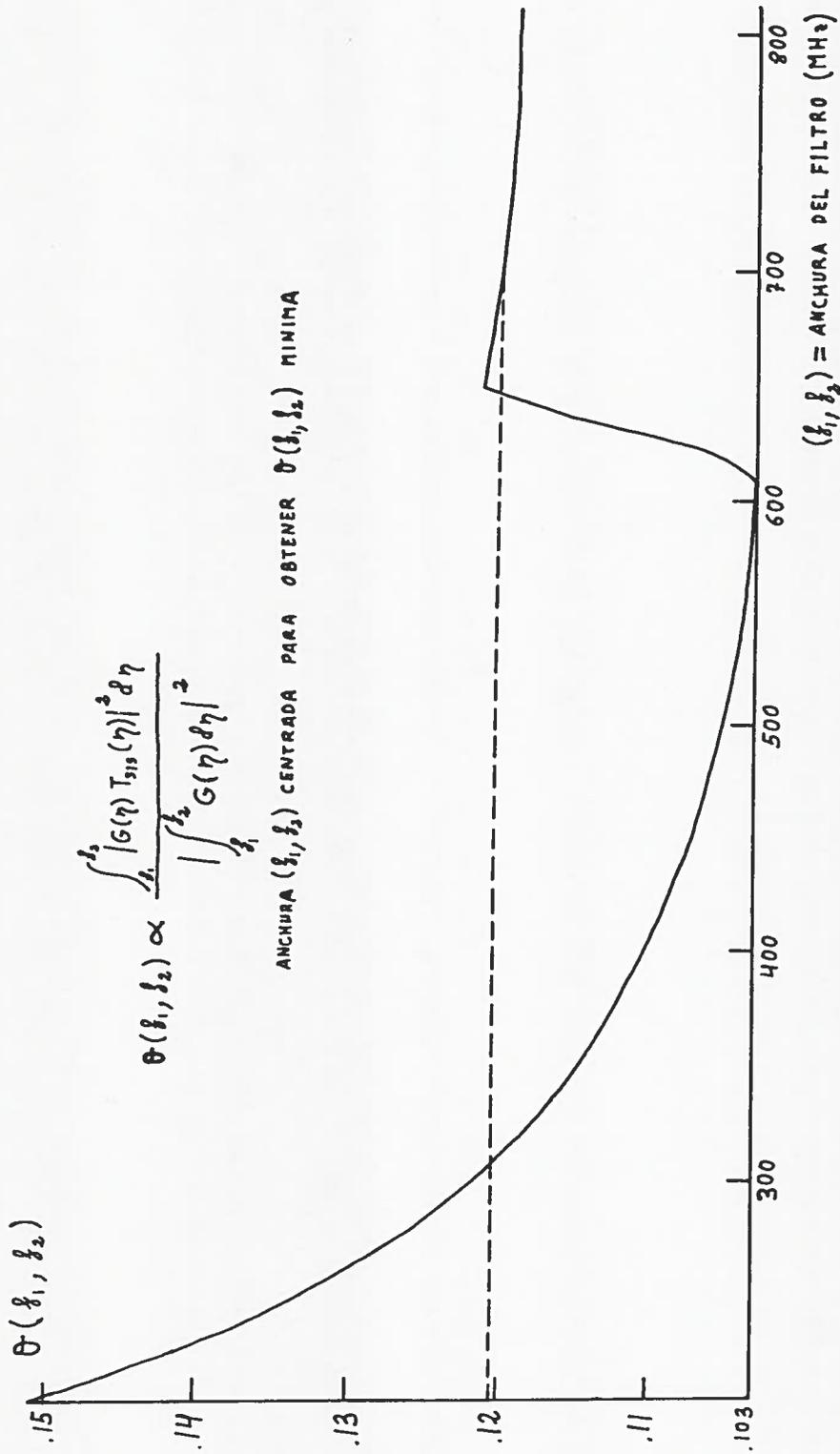


Figura A7

Sensibilidad al cuadrado (valores relativos) según anchura del filtro

continuo responde dentro de la banda de 1000-2000 MHz. La figura A7 indica que  $\theta(1000,1700)=1.17\theta(1100,1700)\approx 1.17\theta_{\text{mín}}$ , y la ecuación (17) da:

$$\int_{400}^f G(f)T_{\text{sis}}(f)df = k GT(f)$$

$$\int_{1000}^f G(f)T_{\text{sis}}(f)df = k [GT(f)-GT(1000)]$$

$$\frac{\int_{1000}^{2000} G(f)T_{\text{sis}}(f)df}{\int_{1000}^{1700} G(f)T_{\text{sis}}(f)df} = \frac{k[GT(2000)-GT(1000)]}{k[GT(1700)-GT(1000)]} = \frac{1 - 0.094}{0.997-0.094} = 1.003$$

según se deduce de la figura A4. Teniendo en cuenta la expresión (31), se puede poner entonces:

$$\theta(1000,2000) \lesssim 1.003 \theta(1000,1700) \approx 1.17 \theta_{\text{mín}}$$

ya que al aumentar  $f_2$  de 1700 a 2000 MHz en (31) el denominador variará muy poco, y en todo caso en sentido de aumentar. En consecuencia, el receptor real tiene un valor de  $\theta$  que es 1.17 veces el óptimo, es decir una sensibilidad  $\Delta T_{\text{real}} \approx \sqrt{1.17} \Delta T_{\text{mín}} = 1.08 \Delta T_{\text{mín}}$ . Con un filtro optimizado en la frecuencia intermedia sólo se conseguiría mejorar la sensibilidad en un 8%, lo que no justifica el esfuerzo de construir dicho filtro.

Los programas utilizados para determinar las gráficas de las figuras A5 y A7 se exponen a continuación:

```

      FEAI(5) (GTN(1), I=1, 200)
      FAUSE
      FEAI(5) (G(1), I=1, 81)
      FAUSE
      FEAI(5) (T(1), I=1, 81)
      IC 100 I=1, 81
      GTN(1)=GTN(I+89)
      GTN(1)=10.***(GTN(1)/10.)
      GN(1)=GTN(1)/T(1)
100  GTN(1)=GTN(1)**2
      (CALL AMAX(GN, 81, GM, NGM))
      FAUSE
      IC 101 I=1, 81
101  GN(1)=GN(1)/GM
      FAUSE
      IC 102 L=1, 81
      NAFN=L
      (CALL FCF (GTN, GN, (CC, NAFN, NFMIN))
      NF1=(NFMIN-(5*NAFN-5))/10
      NF2=(NFMIN+(5*NAFN-5))/10
      (CALL TFEC(G, T, NF1, NF2, TE))
102  TF(L)=TE
      FAUSE
      (CALL AMIN (TF, 81, TMIN, NTMIN))
      (CALL PAGE(2))
      (CALL GRAF(TF, 81, 10., 200., 1000., 550., 10, AMFL))
      (CALL PLOT(0, 10, 200, 10, 200))
      WRITE(2, 200) TMIN, AMFL
200  FORMAT(// 'LA TEMPERATURA MINIMA VALE: ', F10.4, // 'LA AMPLITUDI
      *' IE LA GRAFICA VALE: ', F10.4)
      (CALL PAGE(1))
      STOP
      ENI
      SUBROUTINE FCF (GTN, GN, (CC, NAFN, NFMIN))
      DIMENSION GTN(81), GN(81), (CC(81))
      LF=81-NAFN+1
      IC 100 I=1, LF
      ANUM=0.
      AIEN=0.
      KF=1+NAFN-1
      IC 101 K=1, KF
      ANUM=ANUM+GTN(K)
101  AIEN=AIEN+GN(K)
      AIEN=AIEN**2
100  (CC(I))=ANUM/AIEN
      (CALL AMIN (CC, LF, (CCM1, N(CM1))
      NFMIN=5*NAFN+10*(CM1-5)
      RETURN
      ENI
      SUBROUTINE TFEC (G, T, NF1, NF2, TE)
      DIMENSION G(81), T(81)
      ANUM=0.
      AIEN=0.
      IC 100 I=NF1, NF2
      ANUM=ANUM+G(I)*T(I)
100  AIEN=AIEN+G(I)
      TF=ANUM/AIEN
      RETURN
      ENI
      ENIS

```

```

PROGRAM FOP3
DIMENSION GTIE(200),GTNOF(81),TFEC(81),TNOF(81),GNOF(81),
*(CO(81),C(81)
NFFEC(1)=5*NAFN+10*1+885
FEAI(5) (GTIE(1), 1=1,200)
AF=3634.4
A1=-912.763
A2=92.2434
A3=-2.78745
IC 100 I=1,81
X=(FLOAT(I)-1.)/5.+1.
TFEC(I)=((A3*X**3+A2*X**2+A1*X+AF))
100 GTNOF(I)=GTIE(I+89)
(CALL AMIN(TFEC,81,TMIN,FTMIN)
IC 101 I=1,81
TNOF(I)=TFEC(I)/TMIN
GTNOF(I)=10.**(GTNOF(I)/10.)
GNOF(I)=GTNOF(I)/TNOF(I)
101 GTNOF(I)=GTNOF(I)**2
(CALL AMAX(GNOF,81,GMAX,FGMAX)
IC 102 I=1,81
102 GNOF(I)=GNOF(I)/GMAX
NAFN=NAF/10
IC 105 J=1,81
NAFN=J+20
LF=81-NAFN+1
IC 103 I=1,LF
ANUM=0.
AIEN=0.
KF=1+NAFN-1
IC 104 K=1,KF
ANUM=ANUM+GTNOF(K)
104 AIEN=AIEN+GNOF(K)
AIEN=AIEN**2
103 CO(I)=ANUM/AIEN
(CALL AMIN(CO,LF,(COMI,NCOMI)
105 C(J)=C(CMI)
(CALL AMIN(C,81,(MI,NMI)
(CALL PAGE(2)
(CALL GRAF(C,81,0.,180.,1023.,600.,10,AMPL)
(CALL PLOT(0,0,0,0,150)
NFC=10*(NCOMI+20)
WRITE(2,20)AMPL,CMI,NFC
20) FORMAT('AMPLITUD IEL LA GRAFICA: ',E12.6, /
*'AMPLITUD IEL MINIMO: ',E12.6 /
*'ANCHURA IEL FILTRO OPTIMO: ',110,'MHZ')
(CALL PAGE(1)
STOP
END
ENIS

```

Como es sabido, los receptores de gran sensibilidad presentan fluctuaciones de ganancia que pueden llegar a enmascarar la señal a medir, afortunadamente dichas fluctuaciones se encuentran centradas en la zona espectral de bajas frecuencias, por lo que con la conmutación Dicke pueden ser subsanadas. No obstante, conviene conocer el espectro de potencia del receptor con el fin de utilizar una frecuencia Dicke superior a donde se encuentran dichas fluctuaciones.

Dicho espectro se calculó tomando muestras de la tensión postdetección (con absorbente a temperatura ambiente delante de la bocina) integrada durante un cierto tiempo, aplicándole transformada discreta de Fourier y a partir de ahí determinación del espectro de potencia  $S(f)$  según subrutina adjunta. El número de muestras utilizado fué 2048 con tiempos de integración múltiplos de 50 ms; promediando distintos espectros se obtiene la gráfica de la figura A8.

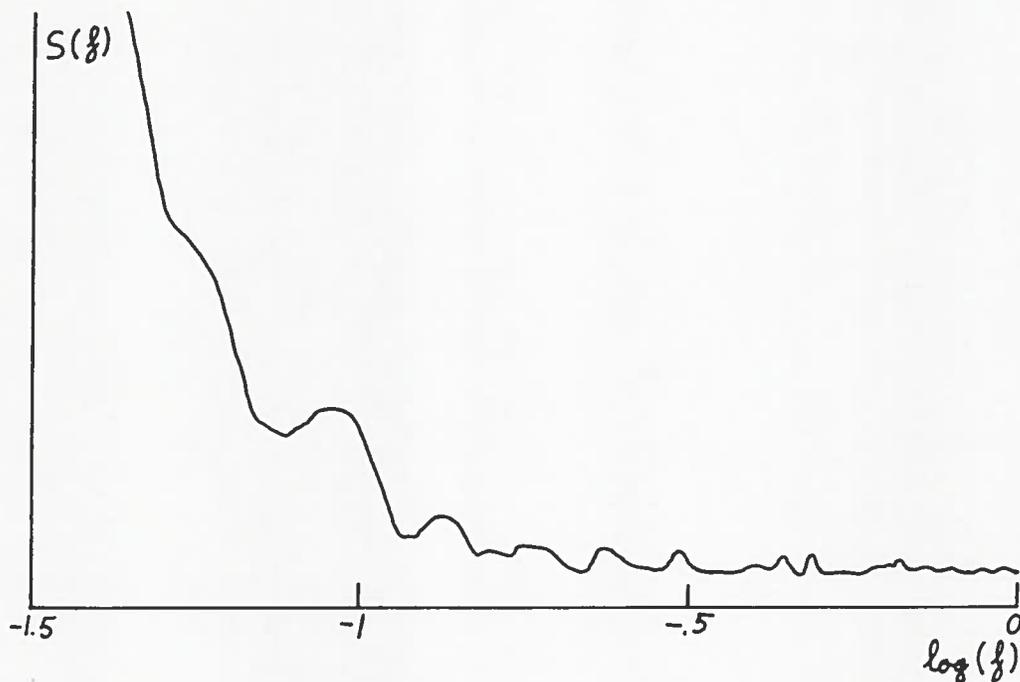


Figura A8

Espectro de potencia del receptor a 90 GHz

SUBROUTINE SPECT(IAT, NP, IURSG)

C  
 C CALCULO DEL ESPECTRO DE POTENCIA DEL CONJUNTO DE NP VALORES  
 C REALES EQUIDISTANTES EN EL TIEMPO CONTENIDOS EN IAT.  
 C  
 C NP=2\*\*ENTERO. IAT ES UN ARRAY DE NP REALES Y CON DIMENSION  
 C NP+2. IURSG ES LA DURACION EN SEGUNDOS DE LA TOMA DE LOS NP  
 C VALORES. EL ESPECTRO ESTA COMPUESTO POR LOS NP/2+1 PRIMEROS  
 C VALORES DEL ARRAY IAT  
 C

```

  DIMENSION IAT(1)
  M=NP/2
  CALL FOUR1(IAT,M,-1)
  CALL FXFL1(IAT, NP, -1, 0)
  M=NP+1
  FACT=IURSG/FLOAT(NP)
  DO 100 J=1, M, 2
  I=(J+1)/2
  100 IAT(I)=(IAT(J)**2+IAT(J+1)**2)*FACT
  RETURN
  END
  
```

```

  SUBROUTINE FXFL1(CATA, N, ISIGN, IFCFM)
  DIMENSION CATA(1)
  IF (IAES(N-1)-N+IAES(N)-2*(IAES(N)/2)+IAES(IAES(ISIGN)-1)+
  *IAES(2*IFCFM+1)/2) 30, 30, 10
  10 WRITE(2, 20) N, ISIGN, IFCFM
  20 FORMAT(/, 21#ERROR IN FXFL1. N = ,110, 24# IS (1# OF NON-
  *POSITIVE, /, 10# OF ISIGN = ,110, 11# OF IFCFM = ,110, 14# IS INCORRECT.)
  RETURN
  30 S=(1.-FLOAT(IFCFM))/SQRT(2.)
  IPC=2
  NFALF=IPC*N/2
  IF (IFCFM) 50, 40, 10
  40 CATA(NFALF+1)=CATA(1)
  CATA(NFALF+2)=CATA(2)
  50 IMAX=NFALF/2+1
  DO 70 I=1, IMAX, IPC
  ICONJ=NFALF+2-I
  THETA=6.283185307*(.25+FLOAT(1-I)/FLOAT(2*ISIGN*N))
  ZF=.5*(1.+FLOAT(2*IFCFM+1)*COS(THETA))
  ZI=(FLOAT(IFCFM)+.5)*SIN(THETA)
  IIFF=CATA(1)-CATA(ICONJ)
  IIFI=CATA(1+1)+CATA(ICONJ+1)
  TEMPF=ZF*IIFF-ZI*IIFI
  TEMPI=ZF*IIFI+ZI*IIFF
  CATA(1)=(CATA(1)-TEMPF)*S
  CATA(1+1)=(CATA(1+1)-TEMPI)*S
  IF (1-ICONJ) 60, 80, 80
  60 CATA(ICONJ)=(CATA(ICONJ)+TEMPF)*S
  70 CATA(ICONJ+1)=(CATA(ICONJ+1)-TEMPI)*S
  80 RETURN
  END
  ENIS
  
```

```

SUBROUTINE FOUR1(CATA,N,ISIGN)
DIMENSION CATA(1),ITWO(20)
IPO=2
IF(N-1)90,110,10
10 LOG2N=ALOG(FLOAT(N))/.69315+.5
IF(IAES(ISIGN)-1+N-2**LOG2N)90,20,90
20 ITWO(1)=IPO
DO 30 L=2,LOG2N
30 ITWO(L)=2*ITWO(L-1)
SQRTN=SQRT(FLOAT(N))
IMAX=N*IPO
IFEV=1
DO 70 I=1,IMAX,IPO
IF(1-IFEV)40,40,50
40 TEMPF=CATA(I)
TEMPI=CATA(I+1)
CATA(I)=(CATA(IFEV)/SQRTN)
CATA(I+1)=(CATA(IFEV+1)/SQRTN)
CATA(IFEV)=TEMPF/SQRTN
CATA(IFEV+1)=TEMPI/SQRTN
50 DO 60 L=1,LOG2N
ML=LOG2N-L+1
IF(IFEV-ITWO(ML))70,70,60
60 IREV=IFEV-ITWO(ML)
70 IREV=IREV+ITWO(ML)
DO 80 L=1,LOG2N
ITWOL=ITWO(L)
DO 80 I1=1,ITWOL,IPO
THETA=3.1415926535*FLOAT(ISIGN*(I1-1))/FLOAT(ITWOL)
WF=COS(THETA)
WI=SIN(THETA)
ISTEP=2*ITWOL
DO 80 IA=11,IMAX,ISTEP
IE=IA+ITWOL
TEMPF=WF*CATA(IE)-WI*CATA(IE+1)
TEMPI=WF*CATA(IE+1)+WI*CATA(IE)
CATA(IE)=CATA(IA)-TEMPF
CATA(IE+1)=CATA(IA+1)-TEMPI
CATA(IA)=CATA(IA)+TEMPF
80 CATA(IA+1)=CATA(IA+1)+TEMPI
RETURN
90 WRITE(2,100)N,ISIGN
100 FORMAT(//,27HEEPOF IN FOUR1. EITHER N =,110,
*38H IS NON-POSITIVE OR NOT A POWER OF TWO, /
*10H OF ISIGN =,110,17H IS NOT +1 OR -1.)
110 RETURN
END
ENIS

```

## INDICE.

1.- INTRODUCCION .....	1
2.- RECEPTOR A 45 GHz .....	3
2.1- Calibración de los atenuadores de mezclador y enganche .....	4
2.2- Calibración del mezclador armónico .....	6
2.3- Caracterización de la potencia de entrada al mezclador .....	10
2.4- Regulación en temperatura de los equipos .....	13
2.5- Medidas de temperatura del receptor .....	16
2.5.1- Temperatura del receptor según frecuencia del oscilador local .....	17
2.5.2- Temperatura del receptor según potencia de mezclador .....	19
2.5.3- Medida de la temperatura SPOT .....	20
2.6- Caracterización de la ganancia en las bandas laterales .....	21
2.7- Curvas de ganancia del receptor .....	23
3.- RECEPTOR A 90 GHz .....	27
3.1- Medidas de temperatura del receptor .....	28
3.1.1- Empeoramiento de las temperaturas medidas debido al mal estado de la bocina usada .....	30
3.2- Curvas del receptor .....	32
APENDICE A .....	35
A1- Determinación del ancho de banda de ruido .....	35
A2- Efecto en la temperatura de receptor de la diferente anchura de banda en las dos etapas de una cadena .....	39
A3- Mejora de la sensibilidad del receptor mediante el uso de un filtro predetección que limite el ancho de banda utilizado ...	43
A4- Estabilidad del receptor .....	53

AFENDICE B. ESTUDIO DE LA LINEALIDAD DEL DETECTOR A DIODO TUNEL  
AERTECH DO-102B-1 DE LA UNIDAD DE FRECUENCIA  
INTERMEDIA OAN-00. (Informe Técnico CAY 1982-2)