

*ANTENA DE BOCINA EN BANDA **KU** DEL CANAL DE TEST DEL RECEPTOR  
DE HOLOGRAFÍA PARA EL RADIOTELESCOPIO **ARIES** DE **40** METROS  
DEL CENTRO ASTRONÓMICO DE YEBES*

INFORME TÉCNICO OAN 2004-11  
Diciembre 2004

José Antonio López Pérez

**Antena de bocina en banda Ku del canal de test del receptor de holografía para el radiotelescopio ARIES de 40 metros del Centro Astronómico de Yebes**

**José A. López Pérez**  
ja.lperez@oan.es  
Centro Astronómico de Yebes  
Apartado 148. E-19080 Guadalajara.

## **Índice de contenido**

1. Introducción.....	3
2. Especificaciones.....	3
3. Medidas.....	5
3.1. Presentación de las medidas recibidas.....	5
3.2. Análisis y discusión de las medidas.....	11
3.2.1 Forma de los diagramas.....	11
3.2.2 Nivel de contrapolar.....	11
3.2.3 Taper en el borde del reflector primario.....	11
3.2.4 Centro de fase.....	14
3.2.5 Ajuste de la componente copolar: procedimiento.....	16
3.2.6 Función de corrección de la fase en las rutinas de holografía.....	23
Referencias.....	26
Acrónimos.....	26
Anexo 1. Planos de la bocina de test, del polarizador y de la transición.....	27

# 1. Introducción.

Este informe presenta las medidas realizadas sobre la antena de bocina para el canal de test del receptor de holografía que se instalará en el radiotelescopio de 40 metros del Centro Astronómico de Yebes.

En primer lugar, se definirán las especificaciones que debe tener dicha bocina para su correcto funcionamiento en el receptor de holografía. A continuación se presenta el modelo comercial seleccionado, las medidas realizadas y un análisis de las mismas. El objetivo de este análisis es determinar las correcciones de fase que hay que incluir en el proceso de reducción de datos de holografía para compensar el error introducido por el diagrama de fase de esta bocina.

# 2. Especificaciones.

La bocina debe servir como alimentador del canal de test del receptor de holografía, por lo que su diagrama de radiación debe iluminar la superficie del reflector principal desde el foco primario. Según esto, las especificaciones deben ser las siguientes:

- i. Tipo de bocina: Cónica con corrugaciones en la apertura
- ii. Rango de frecuencias: 10.7GHz – 12.75GHz, ( $\lambda = 28\text{mm} - 23.5\text{mm}$ , respect.)
- iii. VSWR 1.3:1 max. ( $\cong 17.7\text{dB}$ )
- iv. f/D: 0.375
- v. Salida: Guía de onda circular
- vi. Material: Aluminio

## Modelo seleccionado

El modelo seleccionado es XM - 140 Prime Focus de Swedish Microwave, AB (SMW), cuyas características se resumen a continuación:

Rango	10.7-12.75 GHz
VSWR	1.25:1 max
f/D	0.3 - 0.45
Guía	‡ Circular 20 mm C120
Montaje	58 mm (neck 23 mm, width 18 mm)
Material	Aluminium
Acabado	Black anodized
Peso	140 g

Tabla 1: Parámetros de la bocina XM-140.



Figura 1.

La bocina puede verse en la foto adjunta (figura 1), junto con el polarizador y la transición de guía circular a rectangular utilizada. Se dispone de un plano de estos elementos en el anexo 1.

Como se observa, las características de este modelo se ajustan a las especificaciones dadas.

Junto con esta bocina, existe un polarizador, que convierte la polarización circular en lineal. Las propiedades de este polarizador se dan a continuación:

Rango	10.7-12.75 GHz
Polarización	LHC, RHC
VSWR	1.25:1 max
Pérdidas	0.1 dB max.
XPD	20 dB typ
Guía	Circular 18 mm
Material	Aluminium
Acabado	Hard anodized
Peso	90 g

*Tabla 2: Parámetros del polarizador.*

Finalmente, dado que el amplificador de bajo nivel de ruido tiene entrada en guía rectangular WR-75<sup>1</sup>, resulta necesario una transición de guía circular a guía rectangular. El mismo fabricante suministra este elemento, cuyas características se muestran en la tabla siguiente:

Rango	10.7-12.75 GHz
Polarización	Linear
VSWR	1.2:1 max
Guía	Circular 18 mm / Rectangular WR75
Material	Aluminium
Acabado	Natural anodized
Peso	45 g

*Tabla 3: Parámetros de la transición.*

<sup>1</sup> Rango = 10.0GHz – 15GHz; Frec. corte TE10 = 7.868GHz; Dimensiones internas: 0.75” x 0.375” (19mm x 9.5mm aprox.)

### 3. Medidas.

Las medidas se llevaron a cabo en la cámara anecóica (campo próximo esférico) del GR/SSR/ETSIT/UPM.

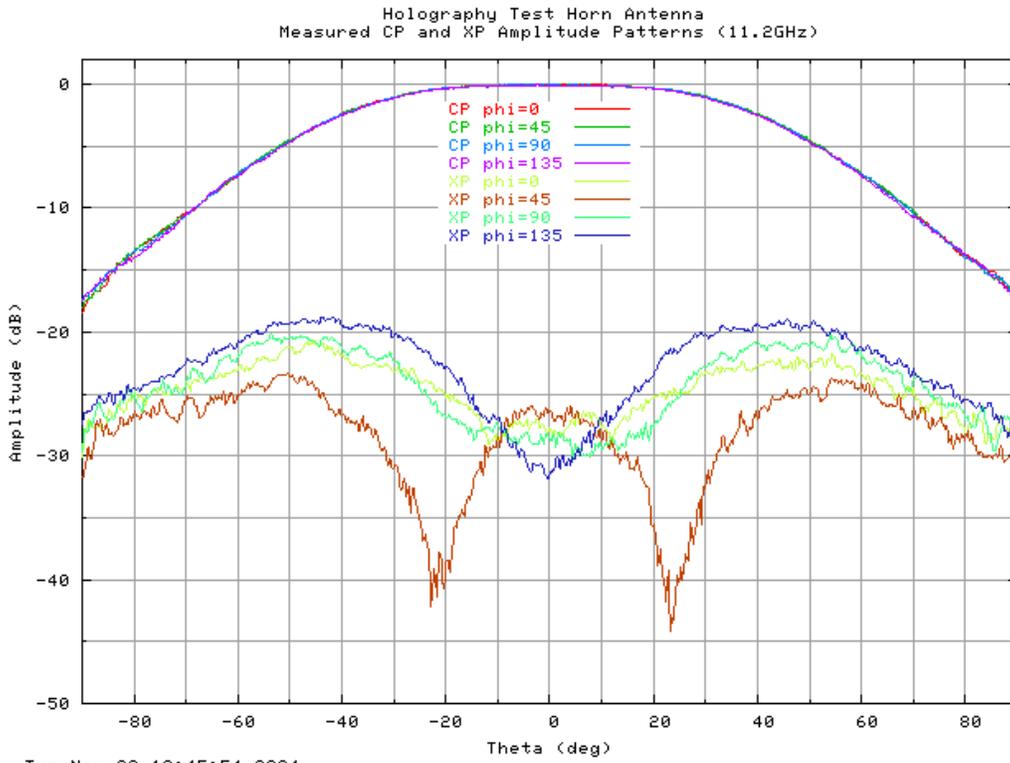
Las características de las medidas demandadas al GR fueron la amplitud y la fase del campo lejano (componentes copolar y contrapolar) en las siguientes condiciones:

- i. Frecuencias de medida: 11.2GHz, 11.45GHz, 11.7GHz, 12.5GHz y 12.75GHz
- ii. Polarización: RHC
- iii. Medida en planos E ( $\phi = 0^\circ$ ), H ( $\phi = 90^\circ$ ) y plano  $\phi = 45^\circ$
- iv. Rango angular de medida:  $\pm 70^\circ$  alrededor del lóbulo principal
- v. Intervalo angular de medida:  $0.2^\circ$

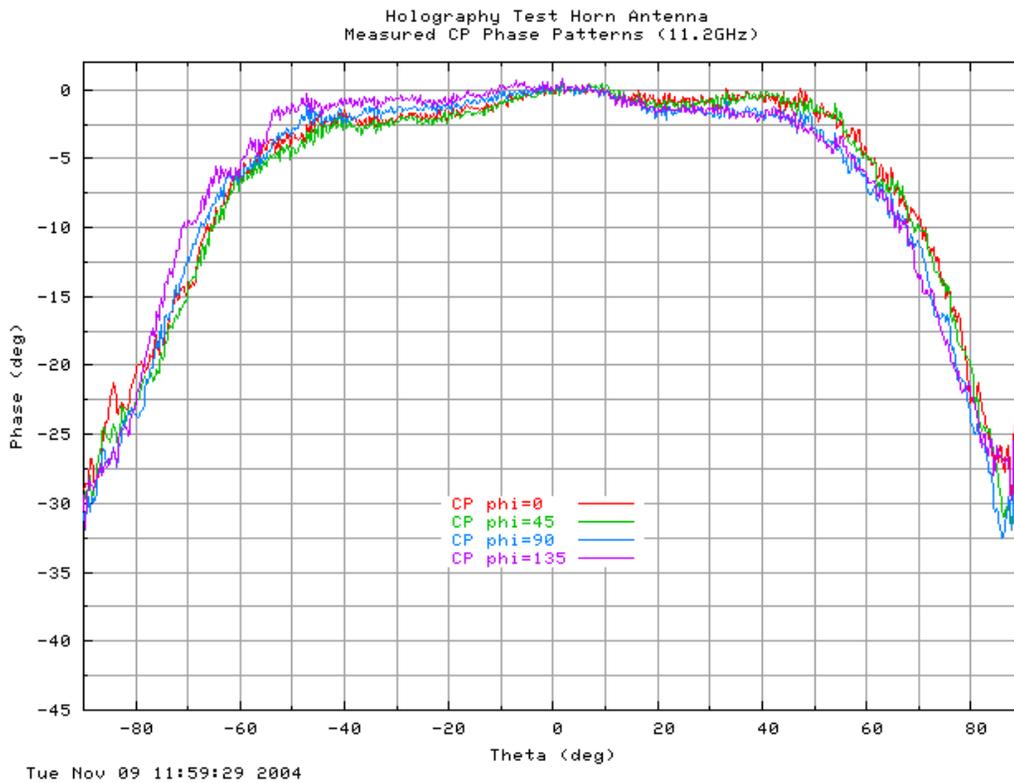
Las medidas incluyen el efecto conjunto de la bocina, transición de guía circular de 20mm de diámetro a 18mm, el polarizador, la transición de circular 18mm a rectangular WR-75 y una transición de guía WR-75 a SMA.

#### **3.1. Presentación de las medidas recibidas**

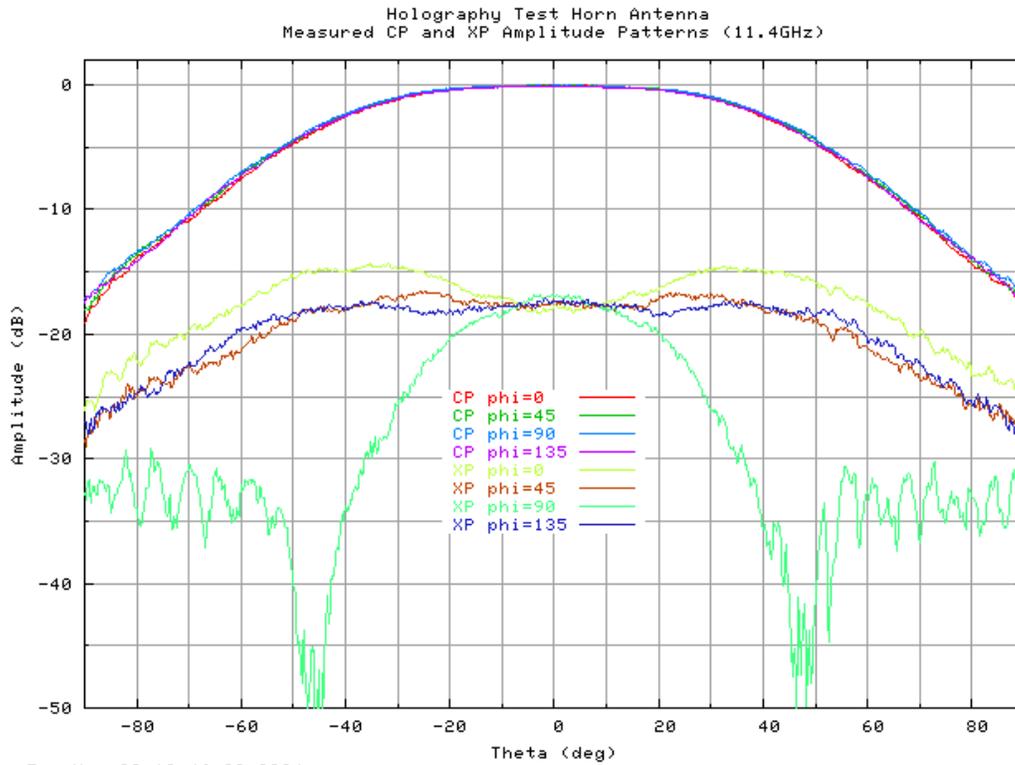
Las gráficas siguientes (figuras 2 a 11) presentan las medidas realizadas por el GR. Para cada una de las frecuencias de medida, se tienen dos gráficas, la primera con la amplitud de las componentes copolar y contrapolar en cada uno de los planos de corte, y la segunda con la fase de la componente copolar también en cada uno de dichos planos.



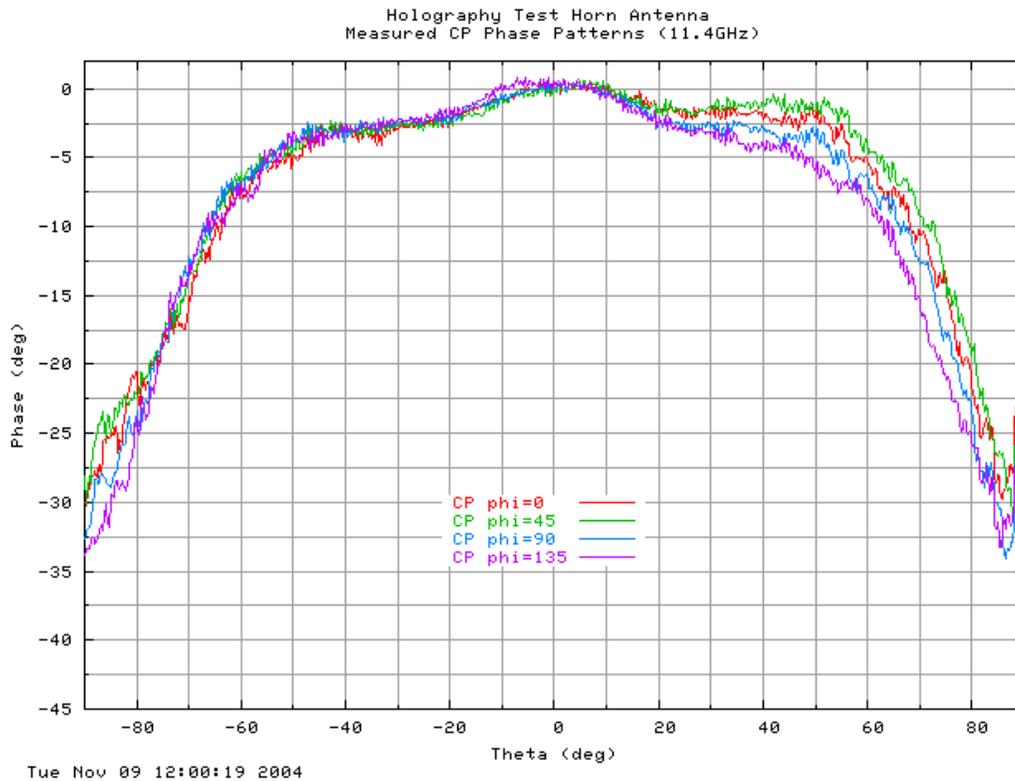
**Figura 2.**



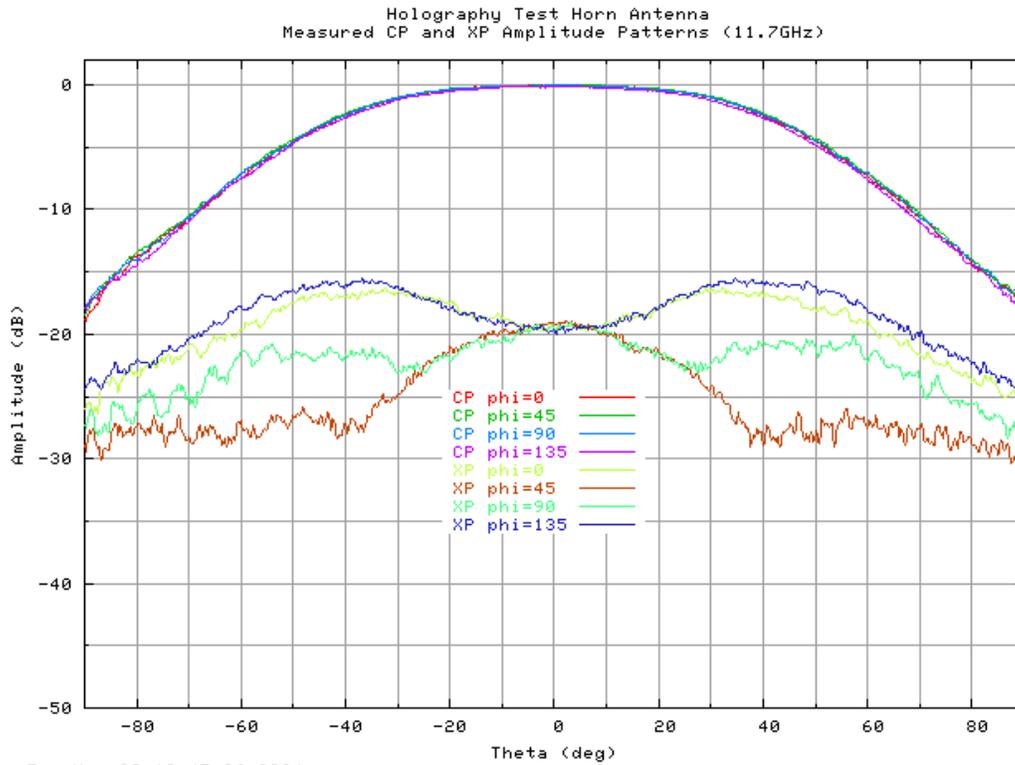
**Figura 3.**



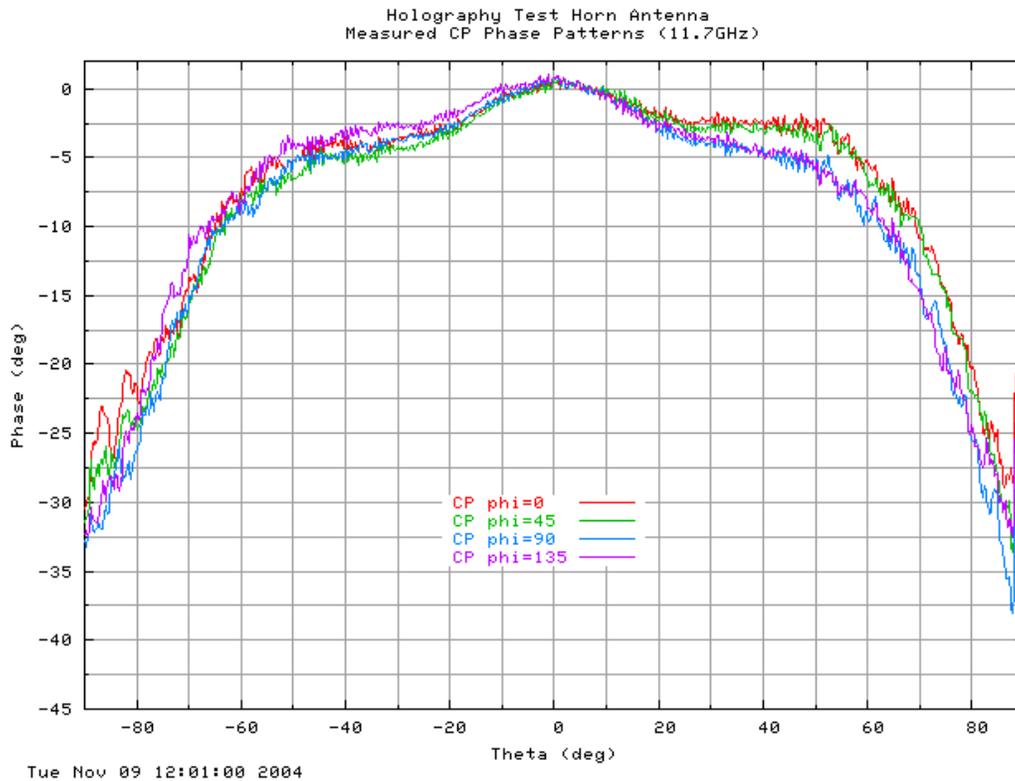
**Figura 4.**



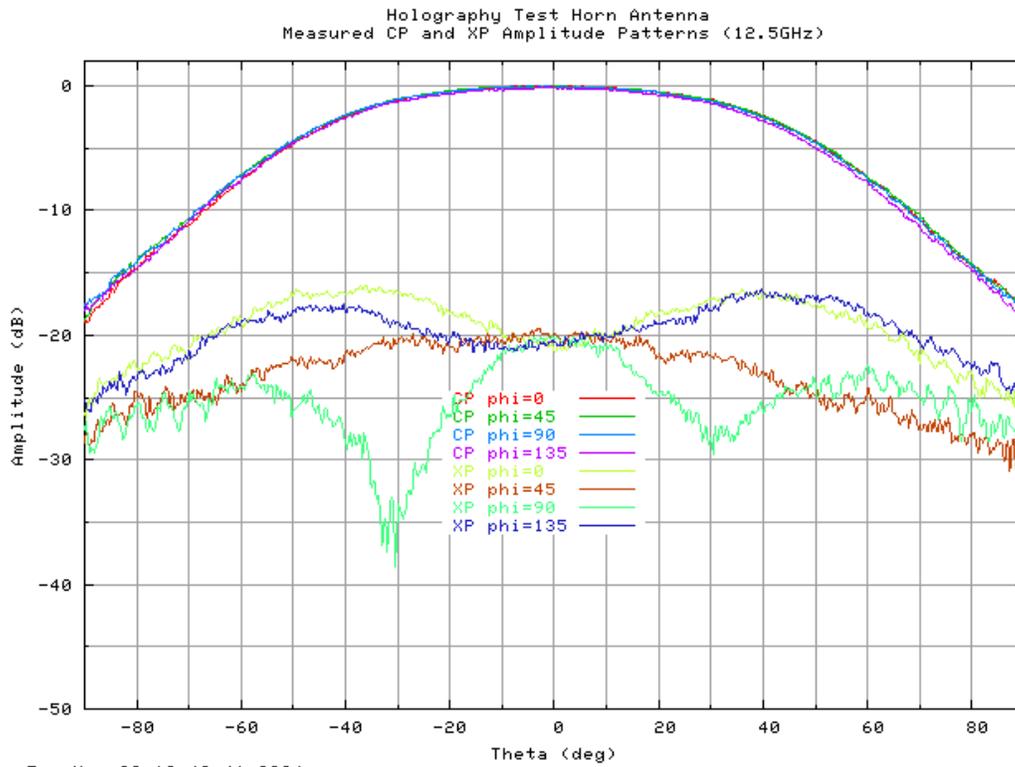
**Figura 5.**



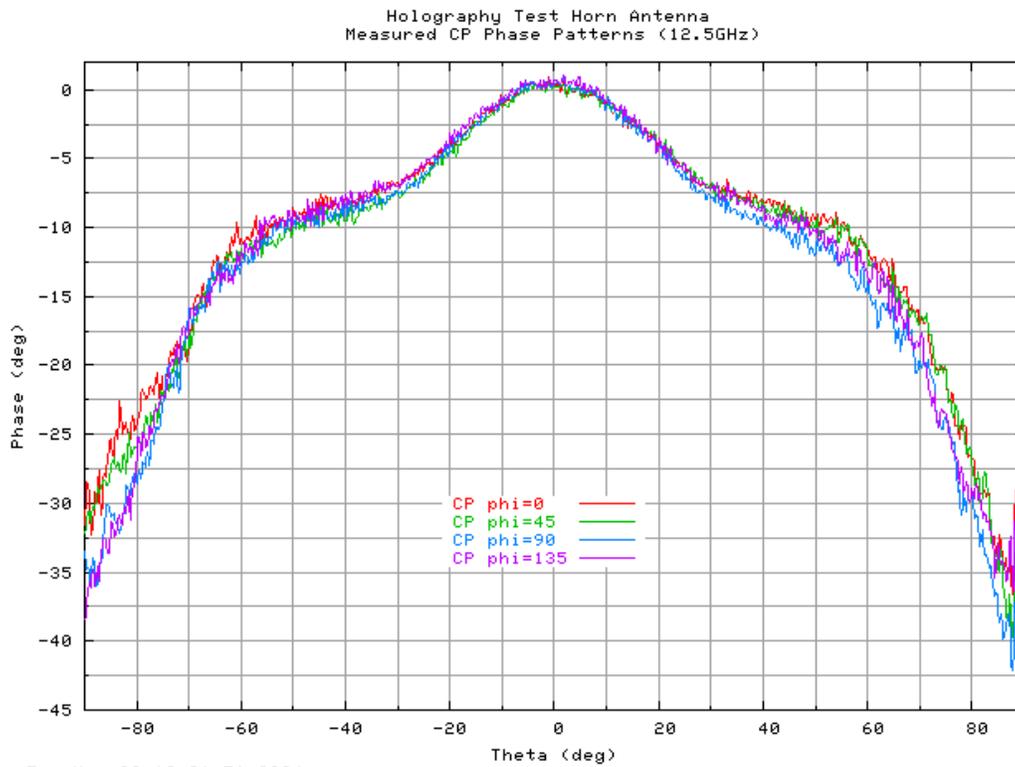
**Figura 6.**



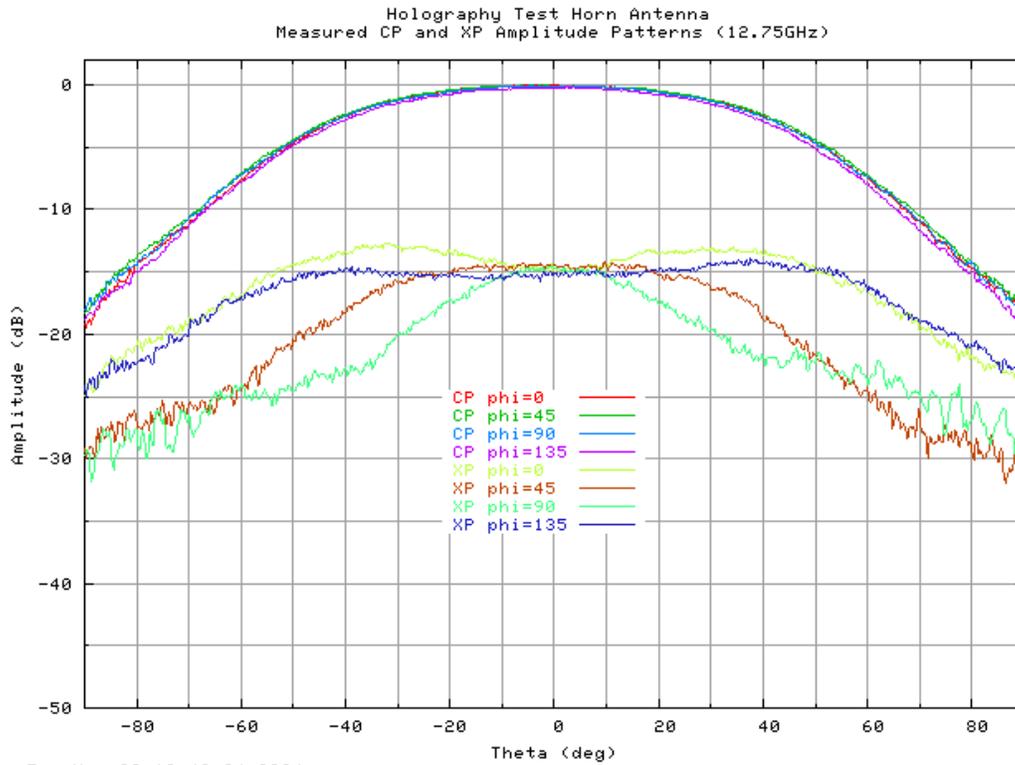
**Figura 7.**



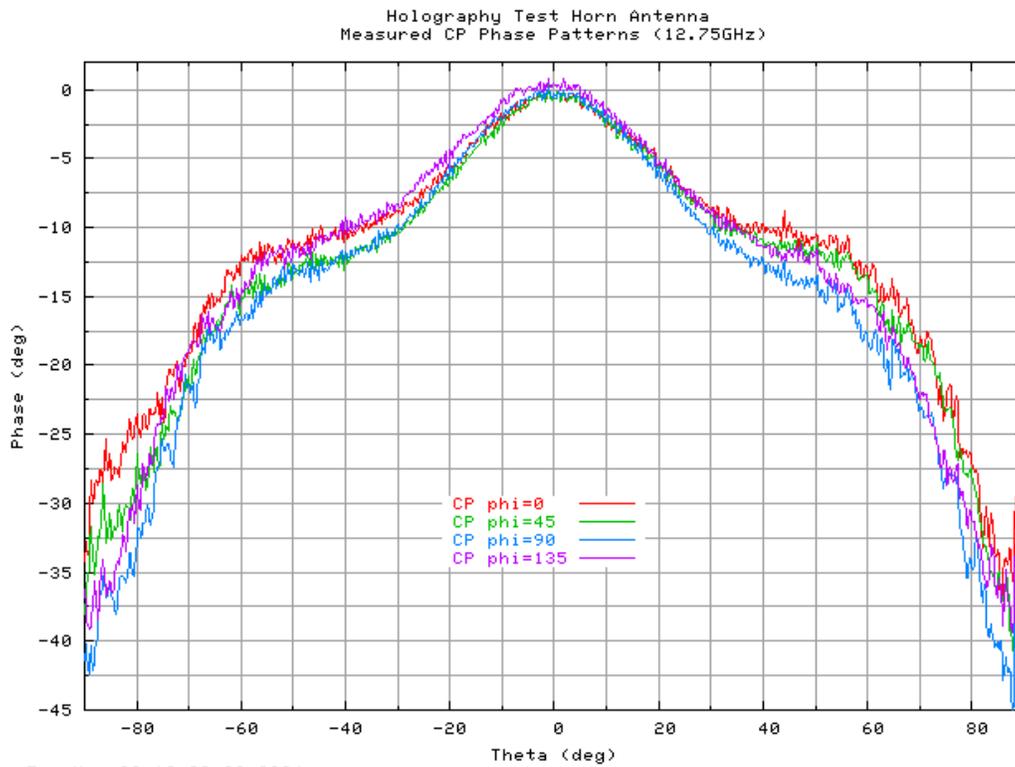
**Figure 8.**



**Figure 9.**



**Figura 10.**



**Figura 11.**

## **3.2 Análisis y discusión de las medidas.**

### **3.2.1 Forma de los diagramas.**

Excelente simetría de la amplitud y la fase de la componente copolar (es prácticamente igual en todos los planos de corte) para todas las frecuencias de medida, lo cual en parte era de esperar debido al uso de la polarización RHC.

### **3.2.2 Nivel de contrapolar.**

Los niveles de discriminación de polarización (diferencia de nivel entre la componente copolar y contrapolar) son mediocres; sin embargo, dado que la discriminación de polarización de las radiobalizas emitidas por los satélites es alta (por ejemplo, 35dB mínimo para Hispasat 1C), este efecto no debe suponer ningún problema.

### **3.2.3 Taper en el borde del reflector primario.**

La forma de la amplitud de la componente copolar determinará el nivel de iluminación en el borde del reflector principal (“*taper*”).

La iluminación en el borde (ET), respecto del centro, viene dada por la siguiente expresión:

$$ET \text{ (dB)} = F_{co}(\theta_o) - 20 \cdot x \log_{10}(\sec^2(\theta_o/2)) = F_{co}(\theta_o) - A(\theta_o)$$

donde  $\theta_o$  es el ángulo entre el borde y el centro de la parábola que se ve desde el foco primario y  $F_{co}(\theta_o)$  es el nivel del diagrama de la bocina para dicho ángulo. El término en secante cuadrado representa la atenuación espacial, A; del trayecto entre el foco primario y el borde del reflector.

Para el radiotelescopio ARIES de 40m,  $\theta_o$  vale  $67.38^\circ$  ( $f/D=0.375$ ), por lo tanto, la iluminación en el borde vale:

$$ET \text{ (dB)} = F_{co}(\theta_o) - 3.2$$

La tabla de la página siguiente muestra los valores de  $F_{co}(\theta_o)$  para cada frecuencia y cada corte (columna “t (dB)”) promediando los valores a  $-\theta_o$  y a  $+\theta_o$  y descontando el valor en el eje ( $\theta = 0^\circ$ ). A la columna “t” se le restan las pérdidas por atenuación espacial, A(dB), para obtener el ET (dB). A cada frecuencia se ha calculado el valor promedio.

<b>f=11.2GHz</b>		<b>file: bse112.dat</b>				
$\Phi_0$	<b>dB @ -67.4°</b>	<b>dB @ 0°</b>	<b>dB @ +67.4°</b>	<b>t (dB)</b>	<b>A(dB)</b>	<b>ET (dB)</b>
0	-9,75	-0,02	-9,42	-9,57	3,2	-12,76
45	-9,66	-0,04	-9,46	-9,52	3,2	-12,72
90	-9,7	-0,06	-9,5	-9,54	3,2	-12,74
135	-9,71	-0,07	-9,74	-9,65	3,2	-12,85
Valores medios				<b>-9,57</b>	3,2	<b>-12,77</b>

<b>f=11.4GHz</b>		<b>file: bse114.dat</b>				
$\Phi_0$	<b>dB @ -67.4°</b>	<b>dB @ 0°</b>	<b>dB @ +67.4°</b>	<b>t (dB)</b>	<b>A(dB)</b>	<b>ET (dB)</b>
0	-9,96	-0,05	-9,86	-9,86	3,2	-13,06
45	-9,74	-0,03	-9,46	-9,57	3,2	-12,77
90	-9,48	-0,03	-9,35	-9,38	3,2	-12,57
135	-9,65	-0,08	-9,73	-9,61	3,2	-12,8
Valores medios				<b>-9,61</b>	3,2	<b>-12,8</b>

<b>f=11.7GHz</b>		<b>file: bse117.dat</b>				
$\Phi_0$	<b>dB @ -67.4°</b>	<b>dB @ 0°</b>	<b>dB @ +67.4°</b>	<b>t (dB)</b>	<b>A(dB)</b>	<b>ET (dB)</b>
0	-9,98	-0,03	-9,63	-9,78	3,2	-12,97
45	-9,47	-0,06	-9,33	-9,34	3,2	-12,54
90	-9,73	-0,03	-9,53	-9,6	3,2	-12,79
135	-9,86	-0,15	-10,15	-9,85	3,2	-13,05
Valores medios				<b>-9,64</b>	3,2	<b>-12,84</b>

<b>f=12.5GHz</b>		<b>file: bse125.dat</b>				
$\Phi_0$	<b>dB @ -67.4°</b>	<b>dB @ 0°</b>	<b>dB @ +67.4°</b>	<b>t (dB)</b>	<b>A(dB)</b>	<b>ET (dB)</b>
0	-10,04	-0,06	-9,78	-9,85	3,2	-13,05
45	-9,71	-0,03	-9,61	-9,63	3,2	-12,83
90	-9,72	-0,08	-9,73	-9,65	3,2	-12,84
135	-9,83	-0,16	-10,55	-10,03	3,2	-13,23
Valores medios				<b>-9,79</b>	3,2	<b>-12,99</b>

<b>f=12.75GHz</b>		<b>file: bse127.dat</b>				
$\Phi_0$	<b>dB @ -67.4°</b>	<b>dB @ 0°</b>	<b>dB @ +67.4°</b>	<b>t (dB)</b>	<b>A(dB)</b>	<b>ET (dB)</b>
0	-10,27	-0,03	-10,06	-10,13	3,2	-13,33
45	-9,75	-0,11	-9,55	-9,54	3,2	-12,73
90	-10,02	-0,11	-9,9	-9,85	3,2	-13,05
135	-10,17	-0,21	-10,61	-10,19	3,2	-13,38
Valores medios				<b>-9,93</b>	3,2	<b>-13,12</b>

Tabla 4: Medidas del taper de la bocina.

A partir de las medidas de “ $F_{co}(\theta)$ ”, obtenemos que el valor medio de “ $t$ ” y “ $ET$ ” para todas las frecuencias medidas es

$$t = -9.7\text{dB} \quad ET = -12.9 \text{ dB}$$

Este valor de  $ET$  es muy cercano al valor óptimo para tener una buena eficiencia de iluminación y también es cercano al valor nominal de iluminación que tendrá el reflector principal cuando se opere con receptores situados en la cabina (foco Cassegrain).

Sirva de ejemplo que la bocina del canal de test del receptor de holografía del radiotelescopio de 30m IRAM en Pico de Veleta introduce un taper de  $-17.6\text{dB}$  @  $71^\circ$ , contando las pérdidas por atenuación espacial, que suponen  $3.6\text{dB}$ .

Por otra parte, la bocina del canal de test del receptor de holografía del proyecto ALMA produce una iluminación de  $-7.9\text{dB}$  en el borde del reflector, contando de nuevo las pérdidas por atenuación espacial ( $\cong 2.9\text{dB}$ ).

### 3.2.4 Centro de fase.

Según indicaciones del GR, las medidas de la fase de esta bocina están referidas al punto de intersección del plano que contiene a la primera corrugación exterior (unión de radomo con bocina) con el eje de simetría de la misma. Una buena aproximación para la localización del centro de fase ( $z_{pc}$ ), dentro de la región angular  $0 < \theta < \theta_{max}$  para el plano  $\varphi = \varphi_0$ , viene dada por la siguiente expresión [6]:

$$z_{pc} / \lambda = \{ \Phi(0, \varphi_0) - \Phi(\theta_{max}, \varphi_0) \} / \{ 360 (1 - \cos(\theta_{max})) \}$$

Valores positivos de  $z_{pc}$  indican que el centro de fase está por delante del punto de referencia para las medidas de fase. Según esta fórmula, la posición del centro de fase es la que se recoge en las tablas siguientes:

<b>f= 11.2GHz</b>			<b>file=bse112.dat</b>			
$\varphi_0$ (deg)	$\theta_0$ (deg)	$\theta_{max}$ (deg)	$\Phi(\theta_0, \varphi_0)$ (deg)	$\Phi(\theta_{max}, \varphi_0)$ (deg)	$\Phi(-\theta_{max}, \varphi_0)$ (deg)	$z_{pc} / \lambda$
0	0	67,4	-0,184655	-8,018086	-11,028432	0,042
45	0	67,4	-0,250836	-8,018086	-11,937410	0,044
90	0	67,4	-0,007888	-9,405950	-9,690006	0,043
135	0	67,4	-0,004964	-9,493312	-8,193921	0,040
Valor medio						<b>0,042</b>

<b>f= 11.4GHz</b>			<b>file=bse114.dat</b>			
$\varphi_0$ (deg)	$\theta_0$ (deg)	$\theta_{max}$ (deg)	$\Phi(\theta_0, \varphi_0)$ (deg)	$\Phi(\theta_{max}, \varphi_0)$ (deg)	$\Phi(-\theta_{max}, \varphi_0)$ (deg)	$z_{pc} / \lambda$
0	0	67,4	0,250595	-8,597720	-11,916057	0,047
45	0	67,4	-0,042833	-6,555812	-11,552276	0,041
90	0	67,4	0,012793	-10,252983	-10,451828	0,047
135	0	67,4	0,515971	-13,207376	-10,495740	0,056
Valor medio						<b>0,048</b>

<b>f= 11.7GHz</b>			<b>file=bse117.dat</b>			
$\varphi_0$ (deg)	$\theta_0$ (deg)	$\theta_{max}$ (deg)	$\Phi(\theta_0, \varphi_0)$ (deg)	$\Phi(\theta_{max}, \varphi_0)$ (deg)	$\Phi(-\theta_{max}, \varphi_0)$ (deg)	$z_{pc} / \lambda$
0	0	67,4	0,419536	-8,432664	-13,064330	0,050
45	0	67,4	0,27278	-9,160217	-13,505448	0,051
90	0	67,4	0,754991	-11,656562	-12,289468	0,057
135	0	67,4	0,845642	-12,522245	-10,030916	0,055
Valor medio						<b>0,053</b>

<b>f=12.5GHz</b>			<b>file=bse125.dat</b>			
$\varphi_o$ (deg)	$\theta_o$ (deg)	$\theta_{max}$ (deg)	$\Phi(\theta_o, \varphi_o)$ (deg)	$\Phi(\theta_{max}, \varphi_o)$ (deg)	$\Phi(-\theta_{max}, \varphi_o)$ (deg)	$z_{pc}/\lambda$
0	0	67,4	0,410710	-14,313461	-14,390269	0,067
45	0	67,4	0,216783	-15,258651	-15,298736	0,070
90	0	67,4	0,375124	-17,520481	-15,645820	0,077
135	0	67,4	0,692958	-16,456369	-14,974088	0,074
Valor medio						<b>0,072</b>

<b>f=12.75GHz</b>			<b>file=bse127.dat</b>			
$\varphi_o$ (deg)	$\theta_o$ (deg)	$\theta_{max}$ (deg)	$\Phi(\theta_o, \varphi_o)$ (deg)	$\Phi(\theta_{max}, \varphi_o)$ (deg)	$\Phi(-\theta_{max}, \varphi_o)$ (deg)	$z_{pc}/\lambda$
0	0	67,4	-0,552434	-15,351118	-16,671757	0,070
45	0	67,4	-0,697157	-17,472234	-18,215706	0,077
90	0	67,4	-0,257949	-20,208383	-18,542064	0,086
135	0	67,4	0,410611	-19,904991	-16,333568	0,084
Valor medio						<b>0,079</b>

Tabla 5: Cálculo del centro de fase de la bocina.

Tomando los valores medios de los cuatro cortes a cada frecuencia, queda:

<b>Frecuencia</b>	<b>Long. Onda (mm)</b>	<b><math>Z_{pc} / \lambda</math></b>	<b><math>Z_{pc}</math> (mm)</b>
11.2 GHz	26,77	0,042	1,12
11.45 GHz	26,18	0,048	1,26
11.7 GHz	25,62	0,053	1,36
12.5 GHz	23,98	0,072	1,73
12.75 GHz	23,51	0,079	1,86
Valor medio			<b>1,46</b>

Tabla 6: Resumen de los cálculos del centro de fase de la bocina.

Por tanto, se puede decir que el centro de fase está, aproximadamente, **1.46mm** por delante del punto de referencia de la medida de fase. Este dato nos servirá para llevar a cabo el alineamiento de esta bocina en el carro de soporte del receptor.

### 3.2.5 Ajuste de la componente copolar: procedimiento.

Según [6], la componente copolar del campo lejano radiado por una bocina circular, en la que se asume simetría de revolución de dicho campo, se puede expresar como:

$$G_{co}(\theta, \varphi) = G_{co45}(\theta)$$

donde  $G_{co45}(\theta)$  es una función compleja que representa, en el plano  $\varphi = 45^\circ$ , al campo lejano radiado.

Dado que esta función ha sido medida, se pueden calcular, mediante ajuste por mínimos cuadrados, los coeficientes que modelan dicha función según la expresión siguiente (desarrollo en serie de Fourier) [6]:

$$G_{co45}(\theta) = \sum (a_k + j b_k) \cos(k \theta) \quad (k = 1 \dots 10)$$

Se han tomado diez términos para tener una representación fiel de dicha función y un error residual suficientemente bajo, como se verá más adelante.

A 11.2GHz se tienen los siguientes resultados para la amplitud:

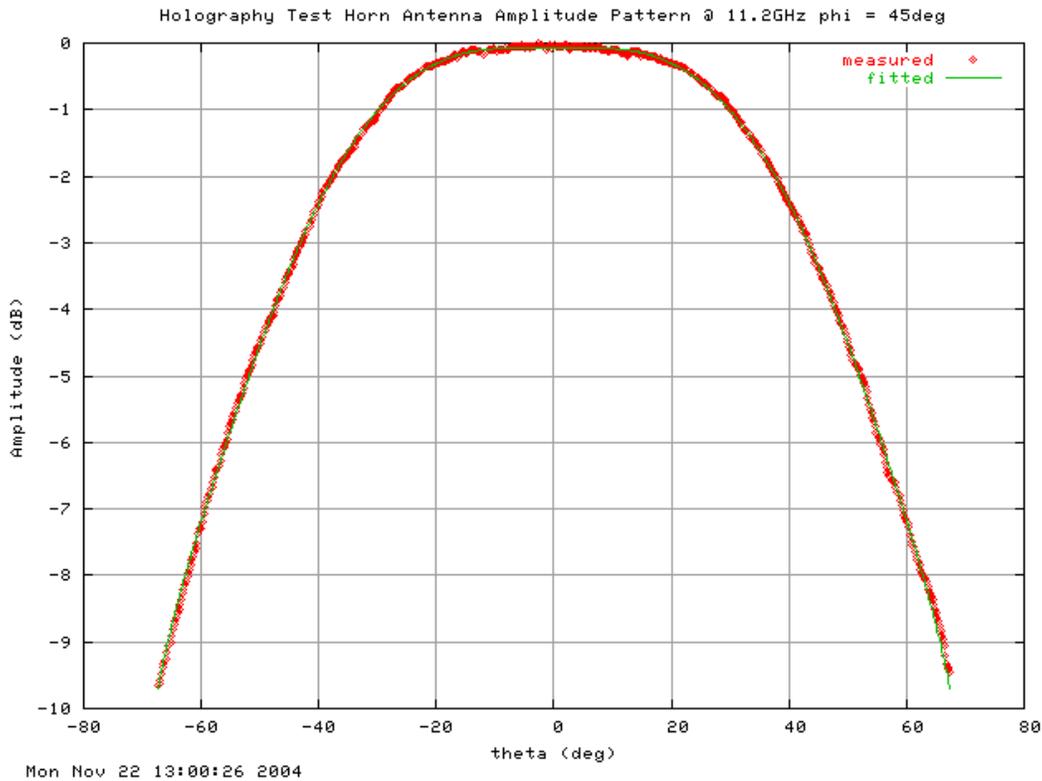
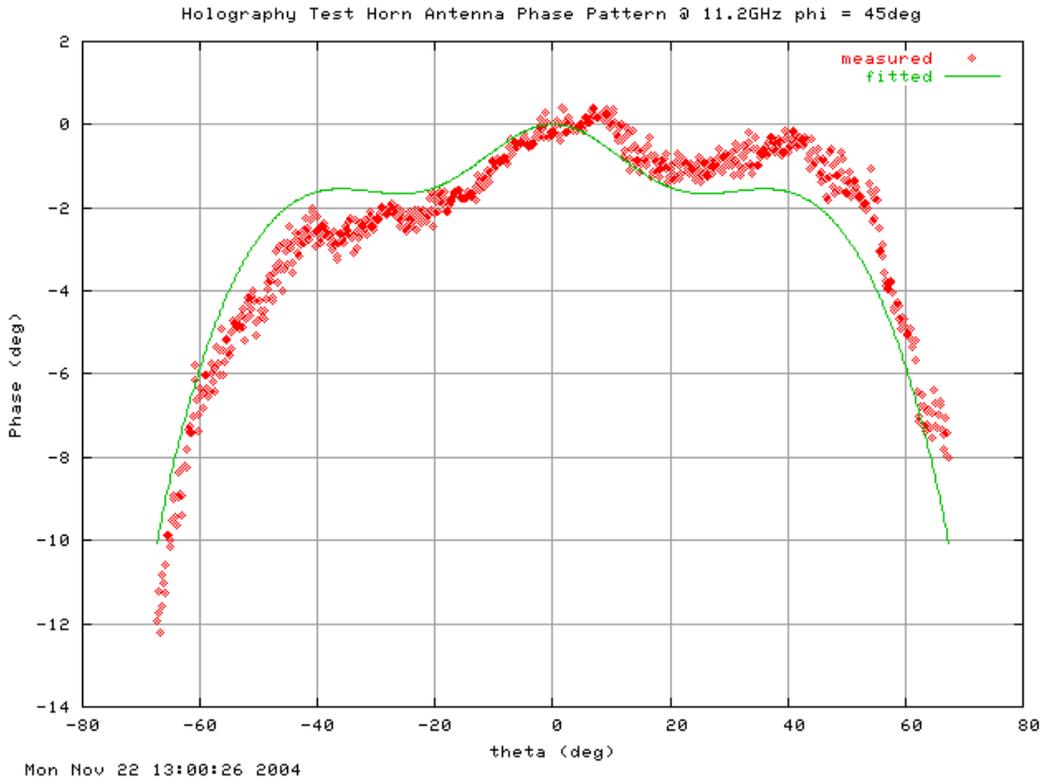


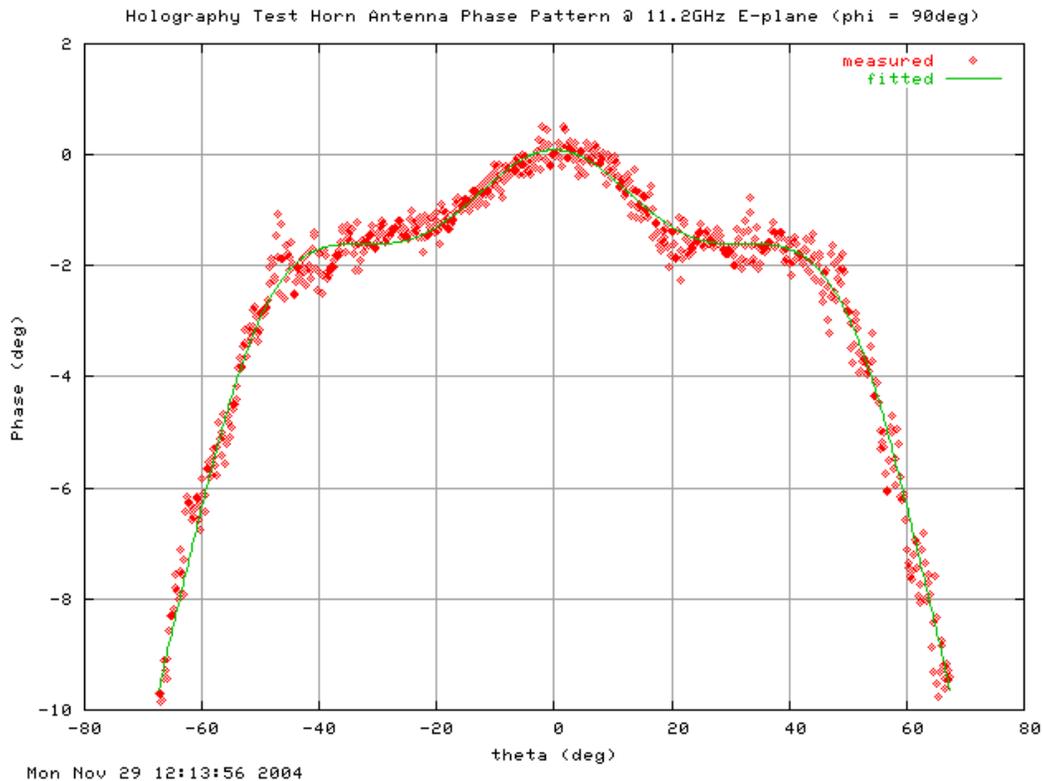
Figura 12.

y para la fase del diagrama:



**Figura 13.**

Se observa que el ajuste de la amplitud es muy bueno. Sin embargo, aparecen discrepancias en la fase entre las medidas y el modelo. Ello se debe a que se está asumiendo un diagrama simétrico y las medidas no lo son por un ligero error de apuntado. Este error se pone de manifiesto también en los cortes  $\phi = 0^\circ$  (plano H) y  $\phi = 135^\circ$ . Sin embargo, el corte según  $\phi = 90^\circ$  (plano E), presenta una buena simetría, lo cual indica que, en este plano, no hay errores de puntería. Este corte, se presenta en la figura siguiente (junto con la función ajustada):



**Figura 14.**

Dado que se asume simetría del diagrama y la polarización es circular, el ajuste de la función  $G_{c045}(\theta)$  es equivalente al de la función  $G_{c090}(\theta)$ , que resulta ser el diagrama en el plano E.

Por tanto, en las medidas donde exista error de puntería se tomará para el ajuste los datos de la medida en el plano E. Estos casos son 11.2GHz, 11.45GHz y 11.7GHz. Para los casos 12.5GHz y 12.75GHz se tomarán las medidas en el plano  $\phi = 45^\circ$ , ya que en ellos no se aprecia este error de puntería.

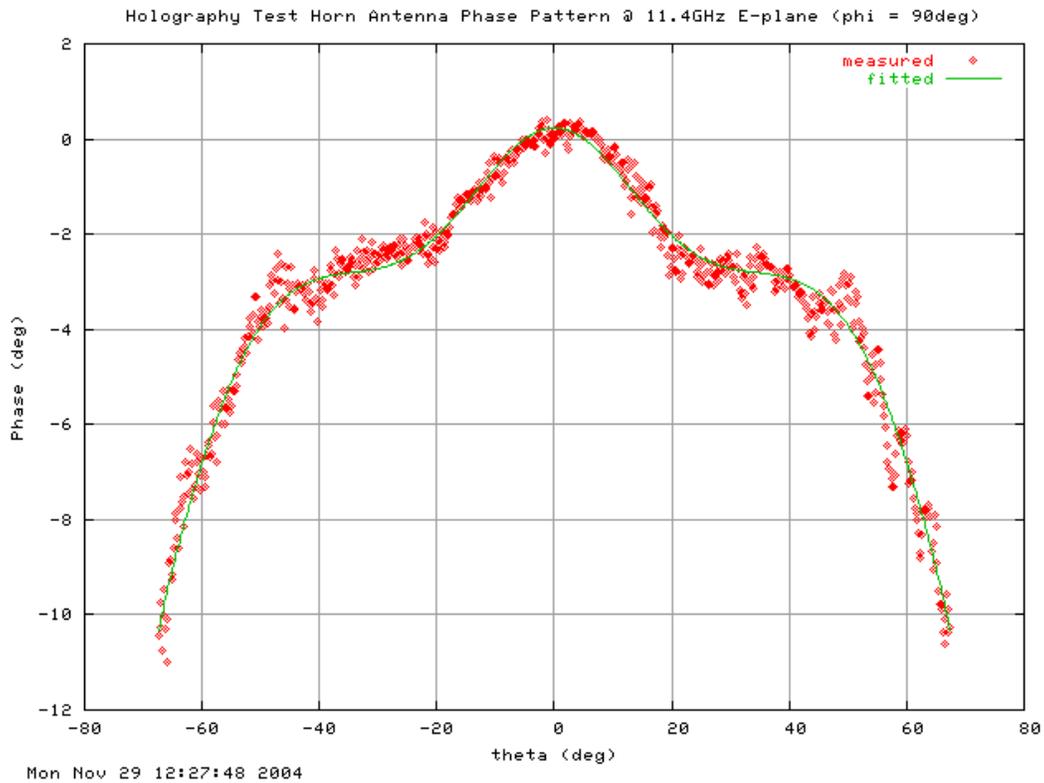
De acuerdo con estos criterios, se han calculado los coeficientes para cada una de las frecuencias de medida, así como los errores residuales. Todos estos valores se muestran en las tablas siguientes:

$(a_k + j b_k)$	11.2GHz	11.45GHz	11.7GHz	12.5GHz	12.75GHz
$(a_1, b_1)$	(0.808594635648, -0.026563871405)	(0.820447147473, -0.038745492886)	(0.815661634733, -0.046001995393)	(0.806424078162, -0.094702869713)	(0.800268023353, -0.114044834996)
$(a_2, b_2)$	(0.371784693649, -0.001093753416)	(0.361795817854, -0.001358855241)	(0.357896694158, -0.010872786644)	(0.360001605368, 0.006541886398)	(0.362199127722, -0.015263336777)
$(a_3, b_3)$	(-0.147183275123, 0.018203340791)	(-0.154277498297, 0.024033682890)	(-0.151283673436, 0.028718952242)	(-0.147075460201, 0.051278492059)	(-0.144942255781, 0.058225800144)
$(a_4, b_4)$	(-0.104510079503, 0.012894270904)	(-0.099201006639, 0.015178447093)	(-0.093228070810, 0.029083237594)	(-0.095549260991, 0.020156778591)	(-0.097467603676, 0.041818296537)
$(a_5, b_5)$	(0.089650159322, -0.008058947320)	(0.090557634101, -0.008402603323)	(0.091603567292, -0.003875799602)	(0.088861241120, -0.006454919430)	(0.089234980011, -0.004129780359)
$(a_6, b_6)$	(0.048741343549, -0.011441545442)	(0.037104448779, -0.007646328327)	(0.033806451462, -0.015231240567)	(0.040082637713, 0.014419662474)	(0.044598452876, -0.001787259778)
$(a_7, b_7)$	(-0.080870507531, 0.007572341619)	(-0.080391365000, 0.012918458194)	(-0.080392293211, 0.013141307694)	(-0.075446846021, 0.020078326865)	(-0.076088135880, 0.025480456937)
$(a_8, b_8)$	(-0.033973261743, 0.017896586684)	(-0.015683953555, 0.015393532214)	(-0.012101422998, 0.026746373693)	(-0.020336302298, -0.011320309673)	(-0.025948780555, 0.013779525131)
$(a_9, b_9)$	(0.068051322627, -0.012271139103)	(0.049728112162, -0.013934111088)	(0.049606471879, -0.022344433099)	(0.060498376612, 0.007790156302)	(0.068684861196, -0.019830910324)
$(a_{10}, b_{10})$	(-0.026009686835, 0.004401738226)	(-0.018146540061, 0.006617620709)	(-0.018551337809, 0.008992425341)	(-0.024606908251, -0.003390885623)	(-0.029980743012, 0.007419251394)
$(\chi^2_a, \chi^2_b)$	(0.007334882998, 0.010127109472)	(0.008068109920, 0.013068078606)	(0.008268057021, 0.011886060036)	(0.012389920082, 0.021786632270)	(0.009105527268, 0.038862915148)
RMS <sub>a</sub>	0.0033118	0.0034556	0.0034852	0.0045333	0.0040920
RMS <sub>p</sub>	0.0058505 °	0.0065924 °	0.0066257 °	0.0080033 °	0.0105744 °

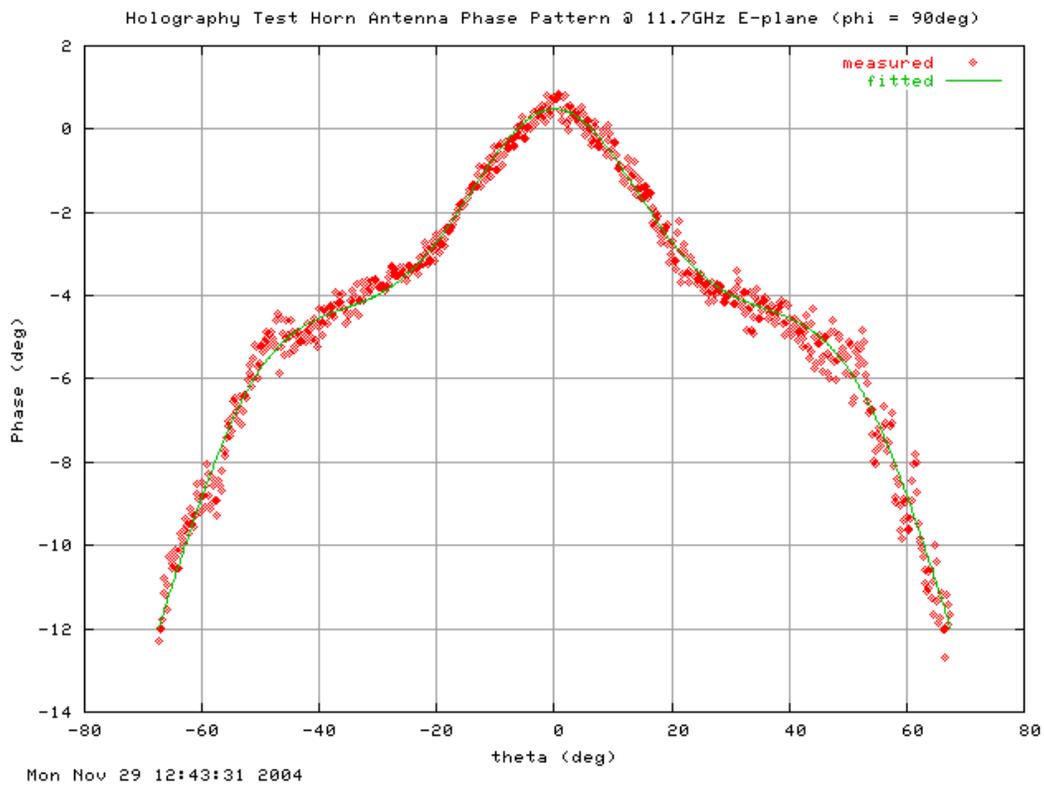
Tabla 7: Coeficientes de ajuste de la función copolar.

Además de los coeficientes, se han presentado los valores chi-cuadrado de los ajustes de ambos conjuntos de coeficientes ( $a_i$  y  $b_i$ ,  $i=1..10$ ), así como el RMS del error residual en amplitud (RMS<sub>a</sub>, en unidades normalizadas de amplitud de campo) y el RMS del error residual de fase del ajuste (RMS<sub>p</sub>, en grados).

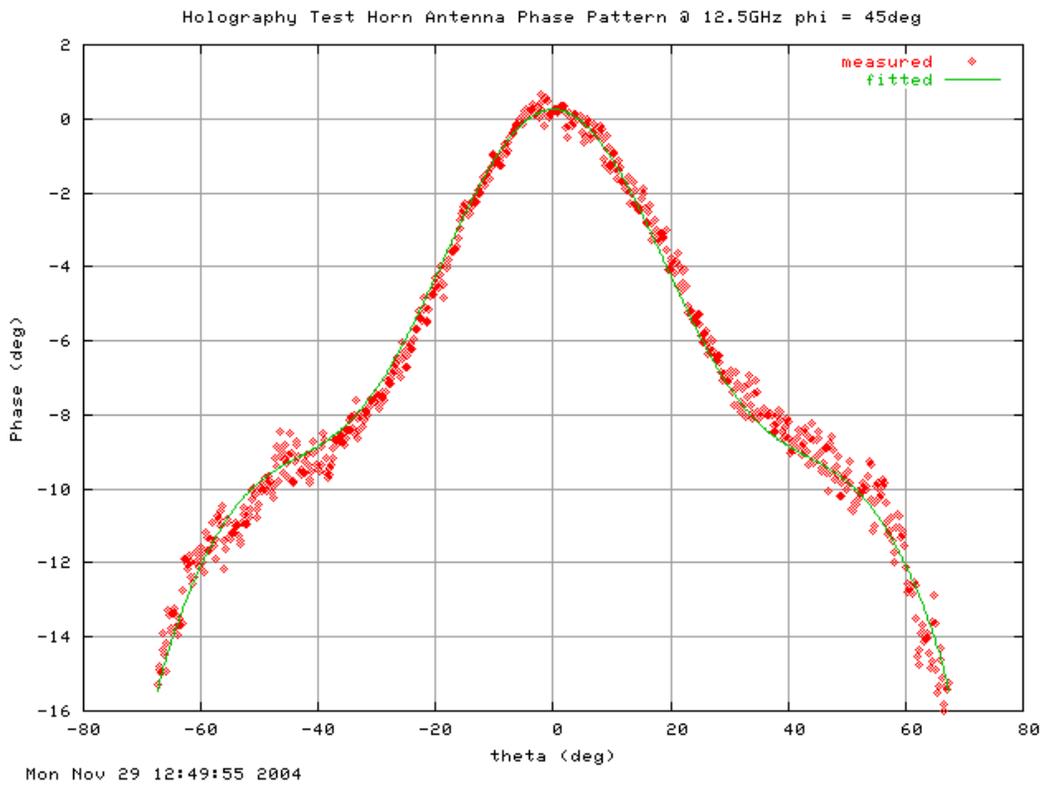
Las figuras siguientes muestran el ajuste entre el modelo y los datos para cada frecuencia de medida:



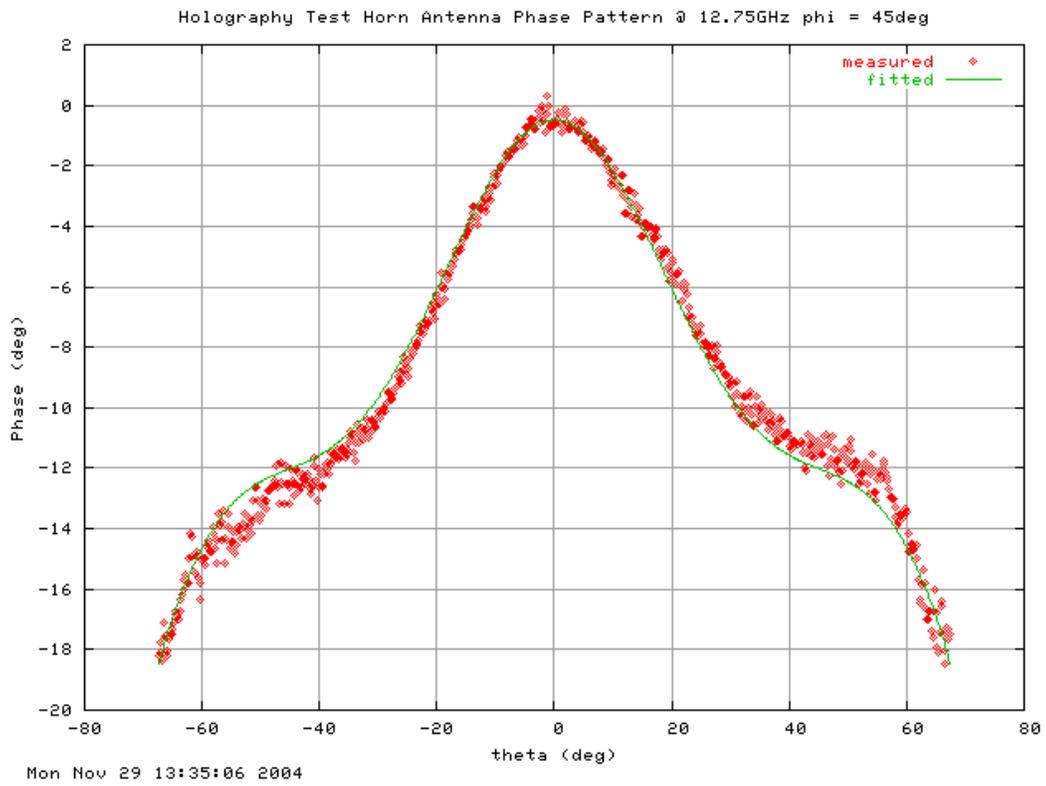
**Figura 15.**



**Figura 16.**



**Figura 17.**



**Figura 18.**

Se puede pensar en unos coeficientes promedio para toda la banda, lo cual simplificaría las rutinas software del proceso de compensación. En las figuras siguientes (19 y 20) se muestra la amplitud y la fase de los modelos obtenidos en la tabla 7, junto con el modelo obtenido mediante promediado de los coeficientes. Se observa que la amplitud puede ser representada mediante el promedio de amplitudes en toda la banda. Sin embargo, no ocurre así en la fase.

Por tanto, el software de compensación tendrá, para frecuencias distintas a las de medida, que interpolar los coeficientes de la tabla anterior. De esta manera se obtendrá una corrección de fase más precisa que si se tomara directamente el promedio en toda la banda.

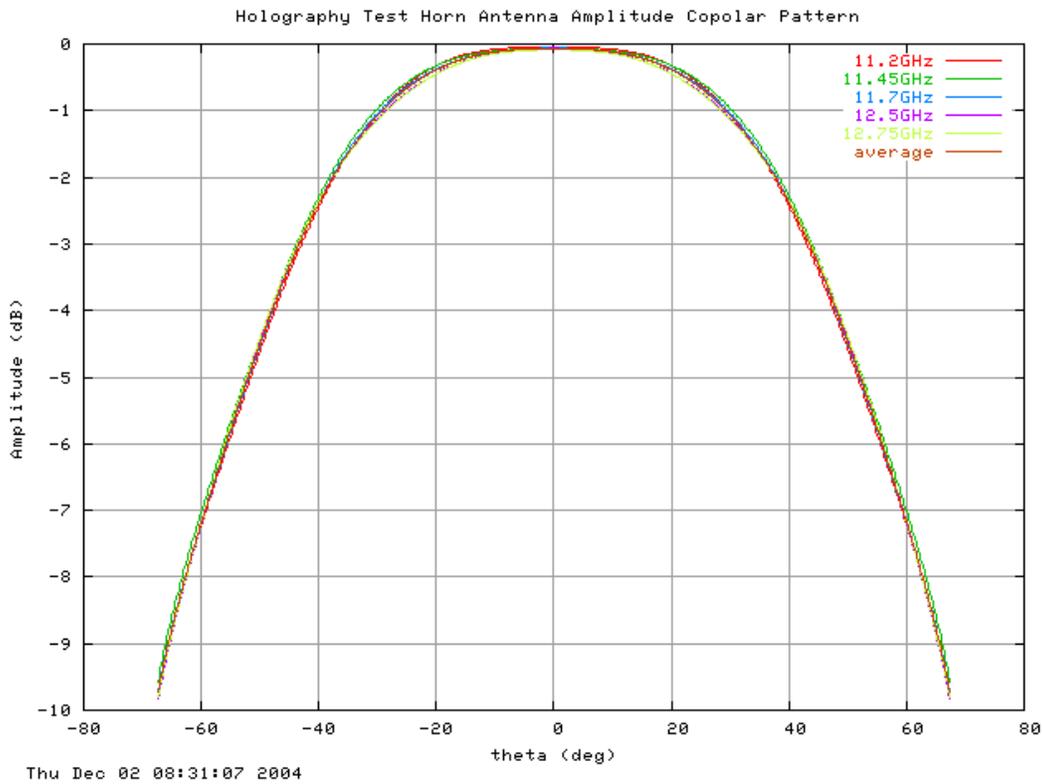


Figura 19.

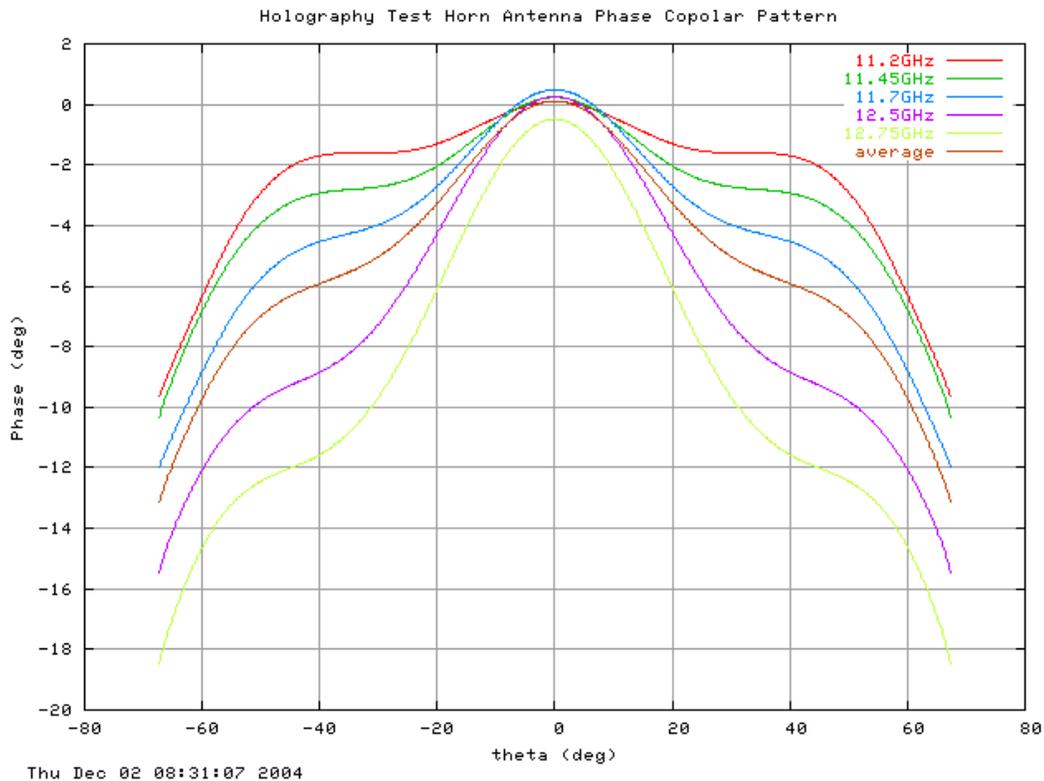


Figura 20.

### 3.2.6 Función de corrección de la fase en las rutinas de holografía.

A cada punto (x,y) del plano de apertura de la antena, le corresponde un ángulo  $\theta$  de visión desde la bocina que viene dado por:

$$\tan(\theta/2) = r/(2 \cdot F) \qquad r = \text{sqrt}(x^2+y^2)$$

Pues bien, la fase del campo eléctrico,  $\Phi(x,y)$  obtenida en cada punto de la apertura del reflector primario (x, y), debe ser corregida por el correspondiente valor de fase de la bocina del canal de señal,  $\psi(x,y) \equiv \psi(\theta)$ , por medio del modelo ajustado en los apartados anteriores de este informe.

Dado que un incremento positivo del trayecto del rayo reflejado por el reflector primario se corresponde con un incremento negativo de la fase medida, resulta que un valor positivo de  $\psi(\theta)$  se corresponde con una cresta artificial en la superficie. Por tanto, la fase corregida es la diferencia entre la fase en la apertura medida y la fase modelada para la bocina.

La figura siguiente muestra el diagrama de amplitud y fase de la bocina, ajustado a

cada frecuencia, trasladado al plano de la apertura mediante las ecuaciones anteriores:

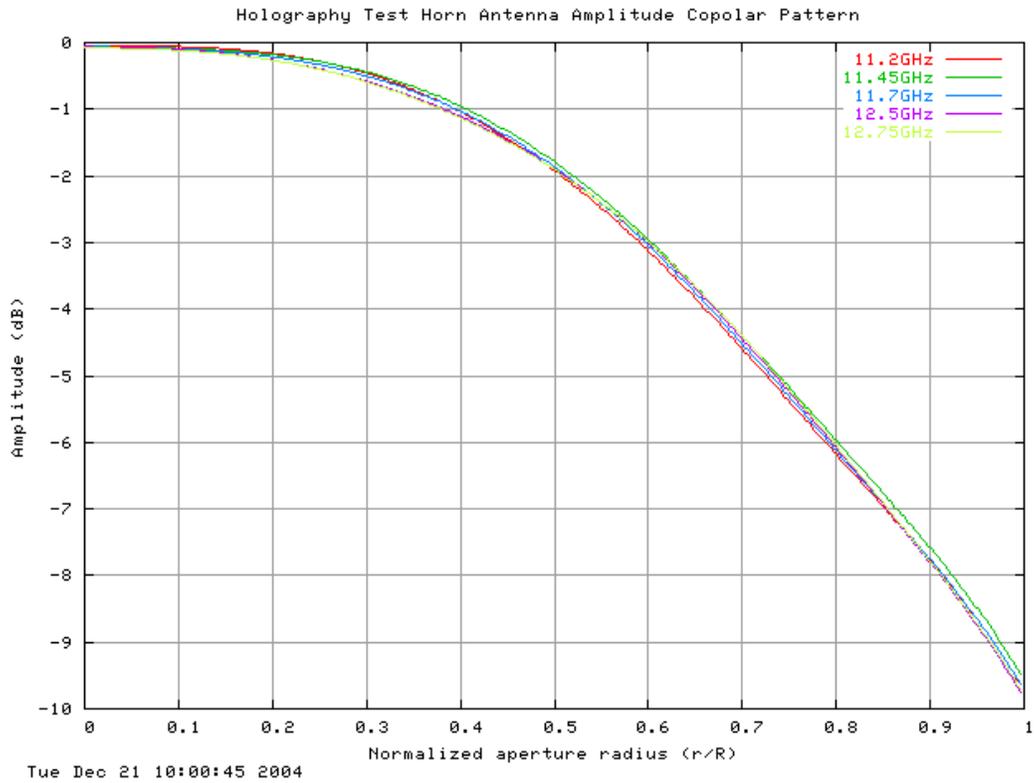


Figura 21.

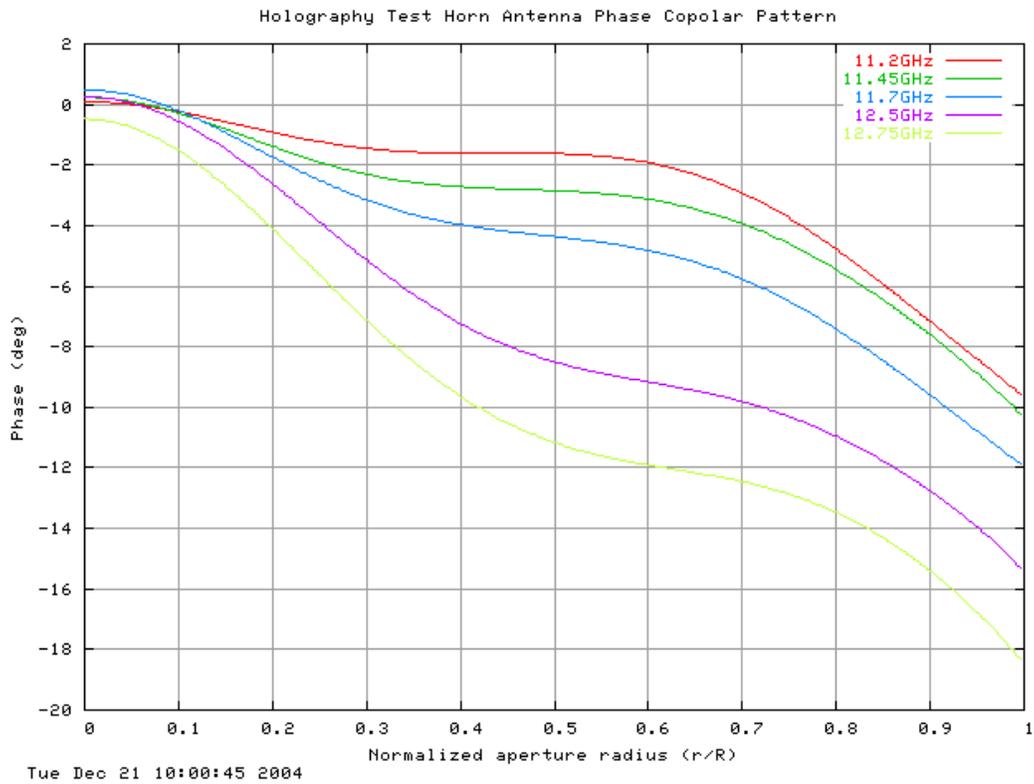
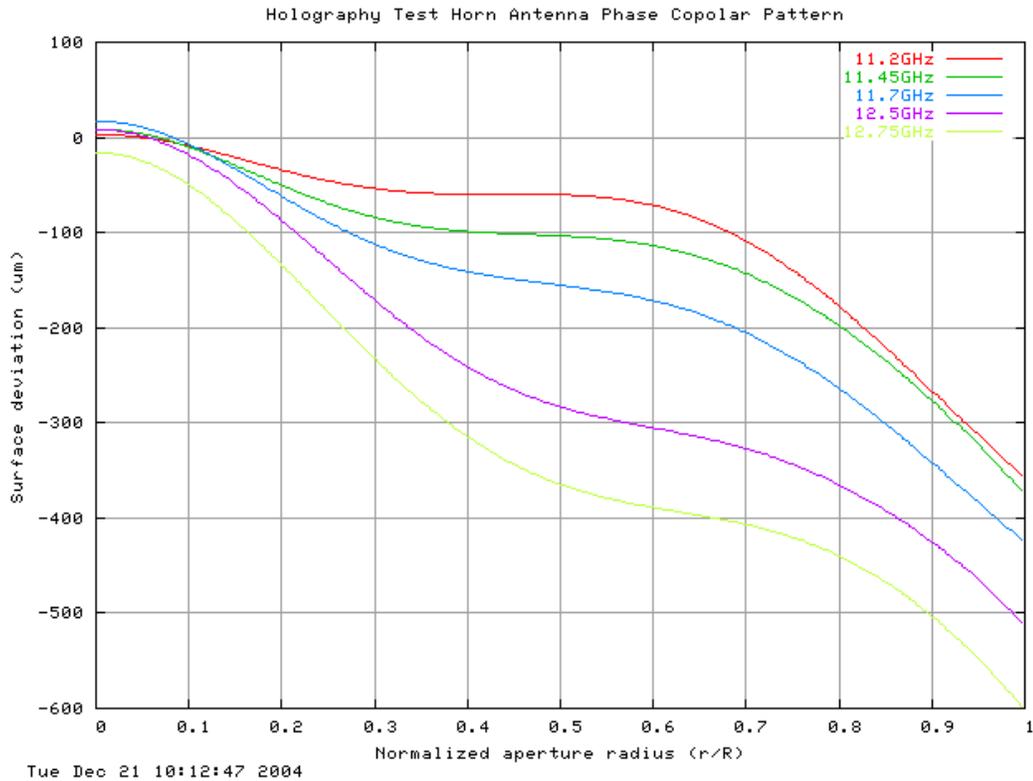


Figura 22.

Si no se realizase la corrección, se estaría obviando un error en la superficie debido a la forma del diagrama de fase de la figura anterior y, por tanto, se estaría realizando un ajuste de la superficie dependiente de la frecuencia. Las desviaciones ficticias que la fase de la bocina generaría, a cada frecuencia, sobre la superficie del reflector se muestran en la figura siguiente:



**Figura 23.**

## Referencias.

- [1] José A. López Pérez: “*Introducción a las técnicas holográficas para la caracterización de superficies reflectoras*”. Primera parte del informe “*Sistemas de holografía de microondas para caracterización de superficies reflectoras*”. Informe Técnico OAN 2004-1. Enero 2004.
- [2] José A. López Pérez: “*Identificación de radiofuentes útiles para el sistema de holografía. Parámetros de muestreo y posición del receptor*”. Segunda parte del informe “*Sistemas de holografía de microondas para caracterización de superficies reflectoras*”. Informe Técnico OAN 2004-2. Febrero 2004.
- [3] José A. López Pérez: “*Simulación de un sistema de holografía por recuperación de la fase para el radiotelescopio de 40m del Centro Astronómico de Yebes*”. Tercera parte del informe “*Sistemas de holografía de microondas para caracterización de superficies reflectoras*”. Informe Técnico OAN 2004-3. Marzo 2004.
- [4] José A. López Pérez: “*Simulación de un sistema de holografía coherente para el radiotelescopio de 40m del Centro Astronómico de Yebes*”. Cuarta parte del informe “*Sistemas de holografía de microondas para caracterización de superficies reflectoras*”. Informe Técnico OAN 2004-4. Abril 2004.
- [5] José A. López Pérez: “*Diseño preliminar de receptor de holografía coherente para el radiotelescopio de 40m del Centro Astronómico de Yebes*”. Quinta parte del informe: “*Sistemas de holografía de microondas para caracterización de superficies reflectoras*”. Informe Técnico OAN 2004-5. Abril 2004.
- [6] Per-Simon Kildal: “*Foundations of Antennas: A Unified Approach*”. Ed. Studentlitteratur 2004.

## Acrónimos.

GR	Grupo de Radiación
SSR	Señales, Sistemas y Radiocomunicación
ETSIT	Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación
RHC	Right Hand Circular
UPM	Universidad Politécnica de Madrid
RMS	Root Mean Square
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

## **Anexo 1. Planos de la bocina de test, del polarizador y de la transición.**