

**DEPARTAMENT DE TEORIA DEL SENYAL
I COMUNICACIONS
ESCOLA TECNICA SUPERIOR D'ENGINYERS
DE TELECOMUNICACIO**

*FORMULACION ESPECTRAL DE LA RADIACION.
APLICACION AL CASO CILINDRICO*

JORDI ROMEU ROBERT

DIRECTOR: LUIS JOFRE ROCA

**TESIS DOCTORAL PRESENTADA A LA
UNIVERSITAT POLITECNICA DE
CATALUNYA PARA LA OBTENCION DEL
TITULO DE DOCTOR INGENIERO DE
TELECOMUNICACION**

BARCELONA, JUNIO 1991



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

CAPITULO 5

Causas de error en la medida en campo próximo y su efecto en el diagrama de radiación.

5.1 Introducción.

En las medidas de diagramas de radiación en campo próximo, la cantidad que desea medirse no se obtiene directamente, como en el caso de medidas en campo lejano o con sistemas compactos, sino que a partir de las medidas realizadas en la zona próxima a la antena se realiza de forma numérica la transformación a campo lejano. Es por este motivo que en la medida en campo próximo de antenas los errores inherentes al proceso de medida generan errores en el diagrama de radiación de la ABP de forma indirecta. Así, mientras que en la medida en campo lejano los efectos de los errores de posicionado, margen dinámico, alineación, linealidad en el receptor, etc. son fácilmente trasladables sobre el diagrama de radiación medido, no es tan sencillo conocer el efecto de cada uno de estos errores sobre el diagrama en las medidas en campo próximo. Además la medida en campo próximo está sujeta a errores específicos tales como la limitación de la superficie de medida, para el caso plano y cilíndrico, los errores de fase asociados a la necesidad de medir la fase, y los errores de inestabilidad y derivas que en general son más importantes ya que la duración de las medidas es mayor.

Es por estas razones que la evaluación de las características de un Campo Próximo de medida de Antenas (CPA) es un proceso complejo en que a veces resulta difícil determinar el efecto de un cierto error sobre la exactitud del diagrama de la ABP. Los diferentes subsistemas que intervienen en la medida generan errores que afectan a la exactitud del diagrama, estos pueden agruparse en [Joy,1988]:

- Sistema de medida de RF.
- Sistema de posicionado.
- Caracterización de la sonda de medida.
- Condiciones ambientales.
- Procedimiento de medida.
- Errores de cálculo.

La evaluación del efecto de los distintos errores suele abordarse mediante un proceso de simulación numérica. Este proceso consiste en aplicar un determinado error sobre unos campos próximos simulados, realizar la transformación y evaluar el error en campo lejano. Este método tiene el inconveniente que limita los resultados obtenidos al caso simulado, y no ofrece posibilidades de generalización que faciliten la evaluación o diseño de un campo próximo de medida.

En este capítulo se pretende abordar de forma rigurosa el efecto de las principales causas de error en las medidas en campo próximo en coordenadas cilíndricas, proporcionando siempre que sea posible expresiones cerradas que posibiliten la especificación de un CPA.

5.2 Errores aleatorios.

La presencia de errores aleatorios en la medida está asociada a la presencia de ruido, tanto de origen interno como externo, aunque también puede deberse a otras causas como los errores de cuantificación. Estos errores limitan la exactitud en el diagrama obtenido y son especialmente importantes en la medida de antenas con bajos lóbulos secundarios.

Estos errores son de naturaleza aditiva y dadas las características de linealidad del proceso de transformación puede analizarse su efecto por superposición. Dada la naturaleza aleatoria del ruido, éste se modela matemáticamente como un proceso estocástico definido por su función de distribución. Para cada medida lo que se obtiene es una realización del proceso. El análisis se centrará en obtener las características estadísticas, esto es la caracterización del proceso estocástico, del ruido en campo lejano en función del ruido en campo próximo. De este modo para cada dirección del diagrama de radiación se obtiene un ruido aditivo con función de densidad conocida, por tanto el diagrama de radiación obtenido en presencia de ruido es a su vez un proceso estocástico cuya función de distribución depende tanto del diagrama real como del ruido. Este análisis permite obtener una banda formada por una cota superior e inferior

para el diagrama de radiación con una cierta probabilidad. La obtención de esta banda o intervalo de confianza permite cuantificar los errores esperados en el diagrama en campo lejano.

El análisis del efecto de los errores aleatorios en la transformación campo próximo campo lejano sólo ha sido abordado en el caso plano por Newell [Newell,1988] y Hoffman [Hoffman,1988]. Sin embargo dada la diferente naturaleza de la transformación en el caso cilíndrico los resultados obtenidos por ellos no son extensibles a este caso.

5.2.1 Caracterización del ruido en campo lejano.

Para una posición determinada de la sonda se miden dos componentes de campo, estas dos medidas se realizan mediante canales distintos del receptor, o en instantes distintos si se emplea un solo canal. Por tanto se puede suponer que el ruido asociado a cada componente de campo es estadísticamente independiente. Este ruido que se denota como $n_h(z, \phi)$ y $n_v(z, \phi)$, donde los subíndices indican la componente a la que están asociados, son realizaciones de un proceso estocástico para cada medida de campo próximo.

Los procesos $n_{h,v}(z, \phi)$ son complejos y se supone que son estacionarios, normales de media cero e independientes, pero con las mismas características estadísticas. Para una mayor simplicidad en la formulación se omiten los subíndices h y v, de tal forma que $n(z, \phi)$ se refiere indistintamente a cualquiera de los dos procesos. Para un proceso complejo la autocorrelación es [Papoulis,1980,pp. 383]

$$\begin{aligned}
 R_n(\tau, \xi) &= E \{ n(z + \tau, \phi + \xi) n^*(z, \phi) \} = & (5-1) \\
 &= E \{ \Re[n(z + \tau, \phi + \xi)] \Re[n(z, \phi)] \} + \\
 &+ E \{ \Im[n(z + \tau, \phi + \xi)] \Im[n(z, \phi)] \} - \\
 &- j E \{ \Re[n(z + \tau, \phi + \xi)] \Im[n(z, \phi)] \} + \\
 &+ j E \{ \Im[n(z + \tau, \phi + \xi)] \Re[n(z, \phi)] \}
 \end{aligned}$$

donde \Re y \Im denotan la parte real e imaginaria respectivamente, y E la esperanza.

Si se supone que los procesos $\Re[n(z, \phi)]$ y $\Im[n(z, \phi)]$ son independientes y con autocorrelación

$$R_{x[n]}(\tau, \xi) = R_{s[n]}(\tau, \xi) = \sigma_{re}^2 \delta(\tau, \xi) = \sigma_{im}^2 \delta(\tau, \xi) = \frac{\sigma^2}{2} \delta(\tau, \xi) \quad (5-2)$$

se tiene que

$$R_{[n]}(\tau, \xi) = R_{x[n]}(\tau, \xi) + R_{s[n]}(\tau, \xi) = \sigma^2 \delta(\tau, \xi) \quad (5-3)$$

que se corresponde con la autocorrelación de un proceso normal, estacionario, de media cero y varianza σ^2 , que habitualmente se denomina ruido blanco gaussiano, y queda totalmente determinado por su media y varianza. Modelar el error aleatorio en campo próximo como un proceso de ruido blanco gaussiano responde a una situación bastante realista que además permite el análisis de forma simple.

Supóngase que se tiene una medida en campo próximo formada exclusivamente por ruido, que es una realización de un proceso estocástico de las características mencionadas anteriormente, y se realiza la transformación campo próximo campo lejano. El primer paso es realizar la transformada de Fourier de la medida tal como se indica en la ecuación 4-24, que en un caso real de medida se realizará de forma discreta.

Se define

$$N(k_z, n) = \frac{\Delta z \Delta \phi}{2\pi} \sum_i^{N_z} \sum_j^{N_\phi} n(z_i, \phi_j) e^{jk_z z_i} e^{-jn\phi_j} \quad (5-4)$$

esto es, la transformada discreta de Fourier del ruido. Este será un proceso estocástico con autocorrelación

$$\begin{aligned}
 R_n(p, q) &= E \{ N(n+p, k_z+q) N^*(n, k_z) \} = & (5-5) \\
 &= \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 E \left\{ \left(\sum_i^{N_z} \sum_j^{N_\phi} n(z_i, \phi_j) e^{jkz_i} e^{-jn\phi_j} e^{-jp\phi_j} e^{jqz_i} \right) \cdot \right. \\
 &\quad \left. \left(\sum_i^{N_z} \sum_j^{N_\phi} n(z_i, \phi_j) e^{jkz_i} e^{-jn\phi_j} \right)^* \right\} = \\
 &= \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \sum_i^{N_z} \sum_j^{N_\phi} E \{ n(z_i, \phi_j) n^*(z_i, \phi_j) \} e^{-jp\phi_j} e^{jqz_i} = \\
 &= \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \sum_i^{N_z} \sum_j^{N_\phi} R_n(0, 0) e^{-jp\phi_j} e^{jqz_i} = \\
 &= \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \sigma^2 \sum_i^{N_z} \sum_j^{N_\phi} e^{-jp\phi_j} e^{jqz_i} = N_z N_\phi \sigma^2 \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \delta(p, q)
 \end{aligned}$$

donde se ha hecho uso de $(\sum \alpha_n e^{jnk})^* = \sum \alpha_n^* e^{-jnk}$ y por simplicidad se han omitido los subíndices v,h. Por otra parte es fácilmente demostrable que el proceso $N(k_z, n)$ es de media cero.

Así pues, el proceso $N(k_z, n)$ es de características similares a $n(z, \phi)$, esto es, un proceso normal estacionario de media cero. Este resultado era de esperar teniendo en cuenta que:

a) La combinación lineal de una variable aleatoria normal es una variable aleatoria normal.

b) Por el teorema de Parseval $\sum \sum |N(n, k_z)|^2 = N_z N_\phi \sum \sum |n(z, \phi)|^2$

El siguiente paso en la transformación es la obtención de los coeficientes modales cilíndricos de la ABP. Empleando las expresiones dadas por 4-27 y 4-28

$$\begin{aligned}
 \alpha_n(k_z) &= - \frac{k\eta}{16\pi^2 k_p^2} \frac{N_h b_n^{(2)}(-k_z) - N_v b_n^{(1)}(-k_z)}{\alpha_n^{(1)}(-k_z) b_n^{(2)}(-k_z) - \alpha_n^{(2)}(-k_z) b_n^{(1)}(-k_z)} & (5-6) \\
 b_n(k_z) &= - \frac{k\eta}{16\pi^2 k_p^2} \frac{N_v \alpha_n^{(1)}(-k_z) - N_h b_n^{(2)}(-k_z)}{\alpha_n^{(1)}(-k_z) b_n^{(2)}(-k_z) - \alpha_n^{(2)}(-k_z) b_n^{(1)}(-k_z)}
 \end{aligned}$$

Evidentemente los coeficientes α_n y b_n son en este caso variables aleatorias, cuya autocorrelación puede calcularse teniendo en cuenta que N_v y N_h son variables aleatorias independientes. Para cada uno de los coeficientes la autocorrelación es

$$R_{a_n}(p, q) = \quad (5-7)$$

$$= \left[\frac{k\eta}{16\pi^2 k_p^2} \right]^2 \frac{|b_n^{(2)}(-k_z)|^2 + |b_n^{(1)}(-k_z)|^2}{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)b_n^{(2)}(-k_z) - \alpha_n^{(2)}(-k_z)b_n^{(1)}(-k_z)|^2} \cdot \sigma^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \delta(p, q)$$

$$R_{b_n}(p, q) = \quad (5-8)$$

$$= \left[\frac{k\eta}{16\pi^2 k_p^2} \right]^2 \frac{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)|^2 + |\alpha_n^{(2)}(-k_z)|^2}{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)b_n^{(2)}(-k_z) - \alpha_n^{(2)}(-k_z)b_n^{(1)}(-k_z)|^2} \cdot \sigma^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \delta(p, q)$$

En este caso los procesos $\alpha_n(k_z)$ y $b_n(k_z)$ son procesos normales de media cero, pero no son estacionarios ya que la autocorrelación es función de n y k_z , es decir, la varianza del ruido depende de la posición en el dominio espectral, sin embargo el proceso sigue siendo blanco en tanto que la densidad espectral (la transformada de Fourier de la autocorrelación) es plana.

Una vez conocidas las características estadísticas de los coeficientes modales, se puede encontrar la autocorrelación y varianza del ruido en campo lejano.

Considerando que

$$E_\theta(k_z, \phi) = -2k \operatorname{sen} \theta \sum_n^{N_\phi} j^{n+1} b_n(k_z) e^{jn\phi} \quad (5-9)$$

$$E_\phi(k_z, \phi) = j2k \operatorname{sen} \theta \sum_n^{N_\phi} j^{n+1} \alpha_n(k_z) e^{jn\phi}$$

se puede obtener la autocorrelación para la componente θ del ruido en campo lejano como

$$R_{n_\theta}(\tau, \xi) = E\{n_\theta(k_z + \tau, \phi + \xi) n_\theta^*(k_z, \phi)\} = \quad (5-10)$$

$$(2k \operatorname{sen} \theta)^2 \sum_m \sum_n E\{b_n(k_z + \tau) b_m^*(k_z)\} j^{n-1} j^{-(m-1)} e^{j(n-\tau)\phi} e^{-jm\phi} =$$

$$(2k \operatorname{sen} \theta)^2 \sum_m \sum_n R_{b_n}(n-m, \tau) j^{(n-m)\phi} e^{j(n-m)\phi} e^{jn\xi}$$

dado que $R_{b_n}(m-n, \tau)$ es cero si $n \neq m$ se obtiene

$$R_{n\theta}(\tau, \xi) = \sigma^2 \left[\frac{k\eta}{8\pi^2 k_\rho} \right]^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \cdot \sum_n \frac{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)|^2 + |\alpha_n^{(2)}(-k_z)|^2}{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)b_n^{(2)}(-k_z) - \alpha_n^{(2)}(-k_z)b_n^{(1)}(-k_z)|^2} e^{j n \xi} \delta(\tau) \quad (5-11)$$

En este caso el proceso resultante es gaussiano, no estacionario según kz ya que la autocorrelación es función de kz , y no blanco según ϕ ya que la autocorrelación es distinta de cero para ξ distinto de cero. La varianza del ruido para cada polarización es :

$$\sigma_{ff\theta}^2(k_z, \phi) = R_{n\theta}(0, 0) = \sigma^2 \left[\frac{k\eta}{8\pi^2 k_\rho} \right]^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \cdot \sum_n \frac{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)|^2 + |\alpha_n^{(2)}(-k_z)|^2}{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)b_n^{(2)}(-k_z) - \alpha_n^{(2)}(-k_z)b_n^{(1)}(-k_z)|^2} \quad (5-12)$$

y

$$\sigma_{ff\phi}^2(k_z, \phi) = R_{n\theta}(0, 0) = \sigma^2 \left[\frac{k\eta}{8\pi^2 k_\rho} \right]^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \cdot \sum_n \frac{|b_n^{(1)}(-k_z)|^2 + |b_n^{(2)}(-k_z)|^2}{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)b_n^{(2)}(-k_z) - \alpha_n^{(2)}(-k_z)b_n^{(1)}(-k_z)|^2} \quad (5-13)$$

De la observación de las expresiones anteriores se deduce que el efecto de un ruido aditivo gaussiano blanco de varianza σ^2 en la medida en campo próximo se traduce en el diagrama de radiación en un ruido aditivo, gaussiano, pero con una varianza que es función de k_z e independiente de ϕ . Por tanto el efecto del ruido no es el mismo para todas las direcciones. Asimismo dependiendo de la sonda empleada el efecto del ruido será distinto para cada polarización.

Para la validación de las expresiones 5-12 y 5-13 se han realizado simulaciones numéricas, consistentes en realizar la transformación campo próximo campo lejano para ruido solo. Realizando este proceso un número elevado de veces es posible estimar el valor de la varianza y la media del ruido en campo lejano. En la tabla 5.1 se presentan los parámetros de una serie de situaciones de medida que se emplearán a lo largo del capítulo. En la figura 5-1 se presenta la relación entre la varianza del ruido en campo próximo y campo lejano para una sonda magnética ideal con diagrama normalizado con los parámetros de medida correspondientes al caso 1. En la gráfica se muestra el resultado de evaluar las expresiones 5-12 y 5-13 para este caso y la estimación de la varianza tras 1000 transformaciones campo próximo campo lejano con ruido blanco exclusivamente. Es de destacar que debido a las diferencias existentes en el diagrama de radiación para la polarización vertical y horizontal para la sonda magnética, la varianza del ruido en campo lejano es distinta para cada una de las polarizaciones.

	$f(\text{GHz})$	N_z	N_ϕ	$\frac{\Delta z}{\lambda}$	$\frac{\Delta \phi}{(2\pi/N_\phi)}$	$\rho_0(\text{m})$	sonda
caso 1	3	64	64	0.5	1	0.51	magnética
caso 2	10	64	64	0.5	1	0.15	real
caso 3	1.3	128	512	0.43	1	12.73	real
caso 4	10	32	64	0.5	1	0.15	real

Tabla 5-1. Descripción de los parámetros de medida para distintos casos.

En la figura 5-2 se presentan los resultados obtenidos para la sonda real que se describe en el capítulo 6, que se corresponde con el caso 2. En este caso el comportamiento es similar para las dos polarizaciones.

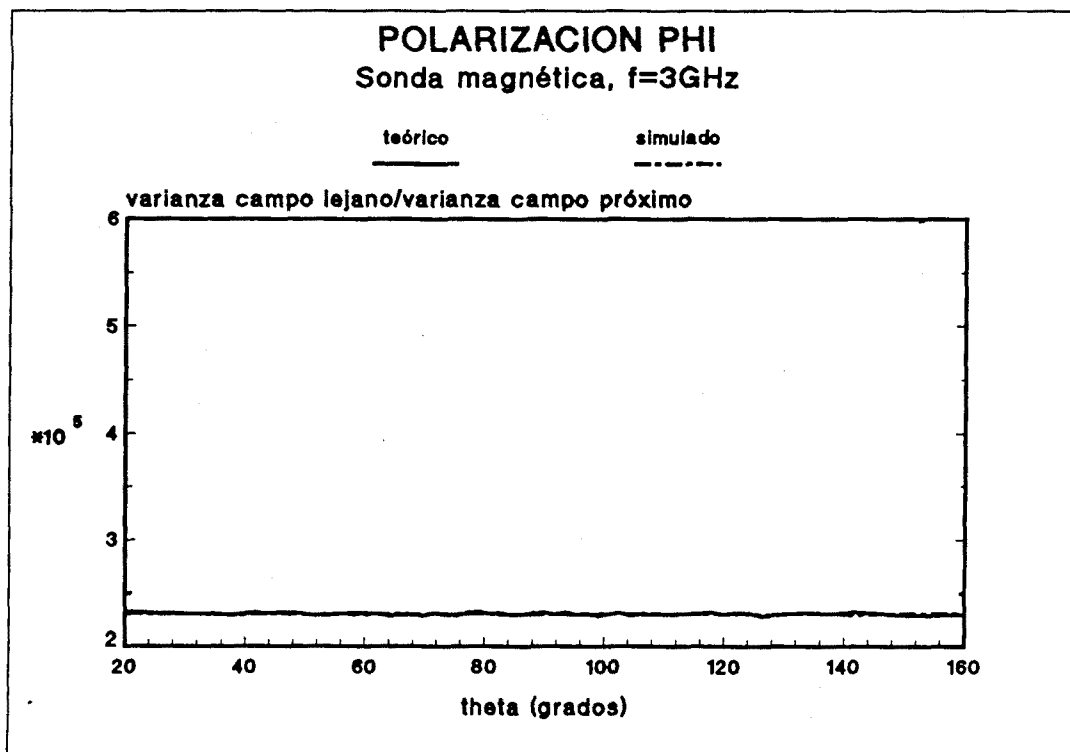
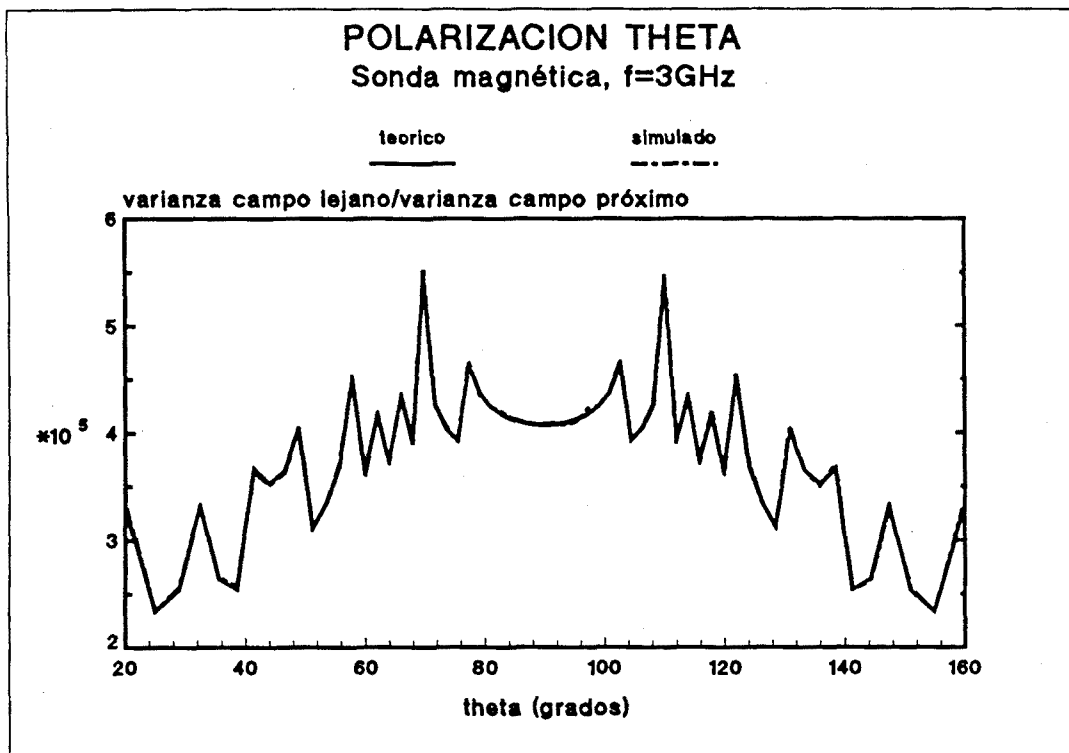


Figura 5-1 Varianza del ruido en campo lejano para una sonda magnética ideal (caso 1).

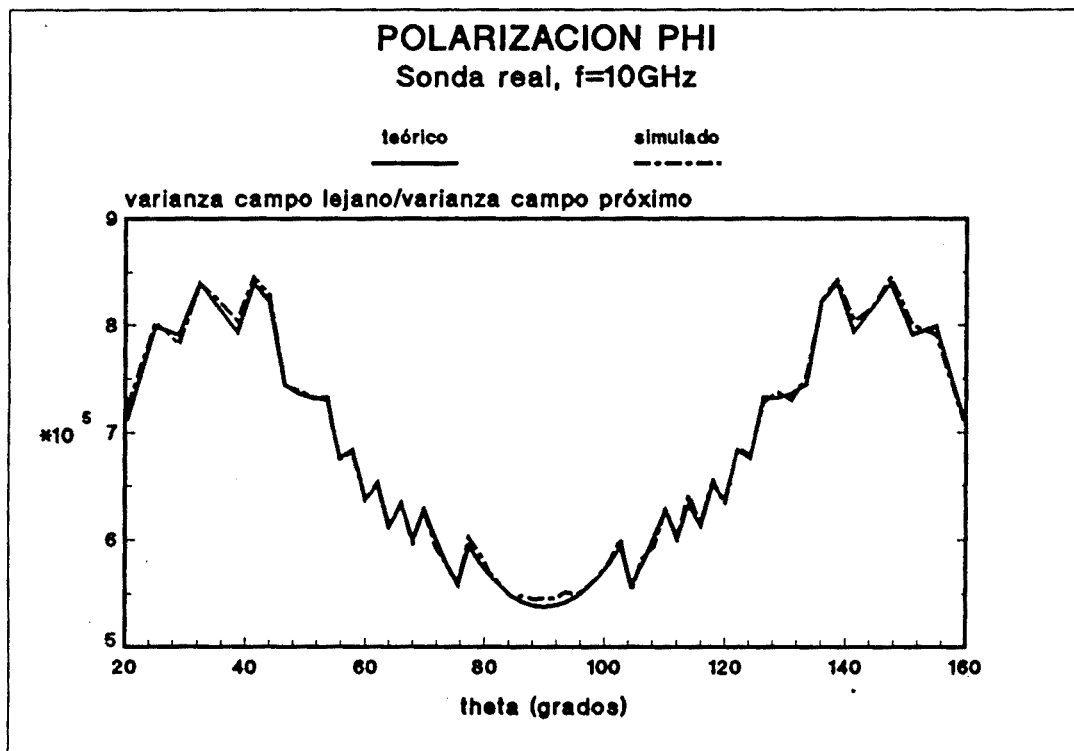
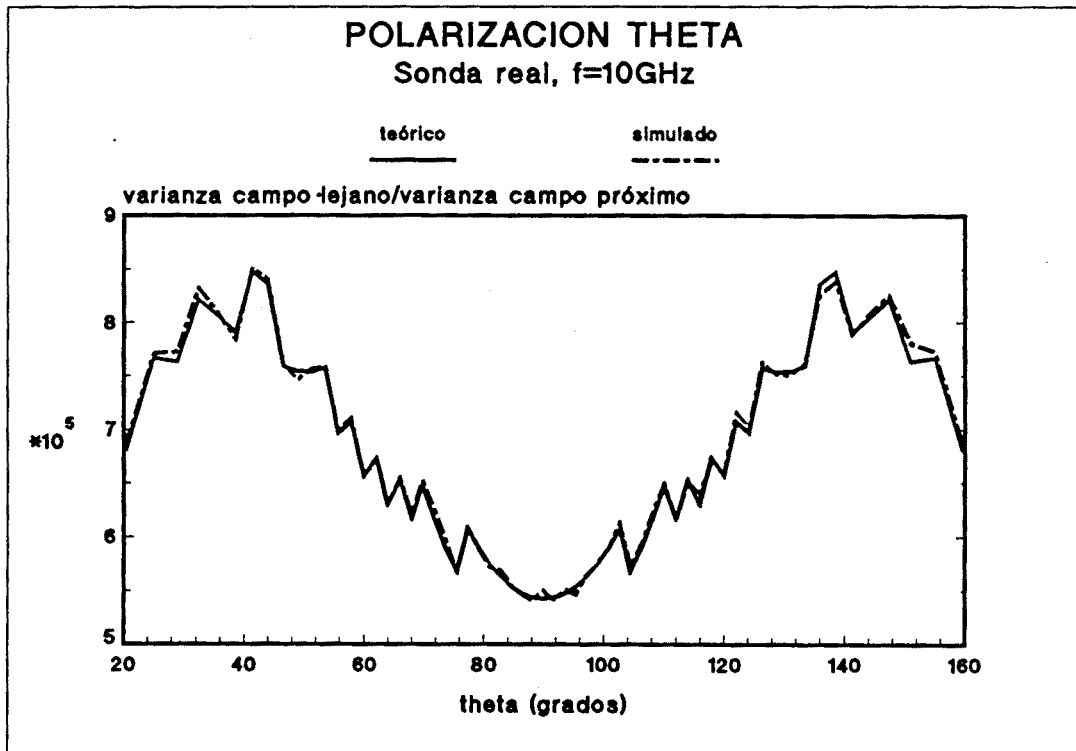


Figura 5-2 Varianza del ruido en campo lejano para una sonda real (caso 2).

5.2.2 Intervalos de confianza y valor esperado del diagrama de radiación.

A partir de lo visto en los apartados anteriores, el campo lejano obtenido a partir de la transformación en presencia de ruido es de la forma

$$\vec{E}(k_z, \phi) = \vec{E}(k_z, \phi) + \vec{n}(k_z, \phi) \quad (5-14)$$

donde $\vec{n}(k_z, \phi)$ es un ruido gaussiano de varianza $\sigma^2(k_z)$ dada en función de la varianza del ruido en la medida en campo próximo por las expresiones 5-12 y 5-13. En general se está interesado en el módulo del diagrama de radiación que vendrá dado para una polarización cualquiera por

$$\begin{aligned} |\tilde{E}| &= |\Re(E+n) + j\Im(E+n)| = \\ &= (\Re(E+n)^2 + \Im(E+n)^2)^{\frac{1}{2}} = (X^2 + Y^2)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (5-15)$$

donde se ha definido X e Y como la parte real e imaginaria de $E(k_z, \phi) + n(k_z, \phi)$ respectivamente. X e Y son variables aleatorias gaussianas de media $\Re(E)$ y $\Im(E)$ y varianza σ_{re}^2 y σ_{im}^2 respectivamente con

$$\sigma_{re}^2 = \sigma_{im}^2 = \frac{1}{2}\sigma_{ff}^2 \quad (5-16)$$

Con estas condiciones $|\tilde{E}|$ es una variable aleatoria con una función de densidad de Rice [North,1963] de la forma

$$f(|\tilde{E}|) = \frac{|\tilde{E}|}{\sigma_{re}^2} e^{-\frac{|\tilde{E}|^2 + |E|^2}{2\sigma_{re}^2}} I_0\left(\frac{|\tilde{E}||E|}{\sigma_{re}^2}\right) \quad (5-17)$$

donde I_0 es la función modificada de Bessel de orden cero.

La función de densidad de Rice presenta dos comportamientos claramente diferenciados en función del valor de $\frac{|E|^2}{\sigma_{r_e}^2}$. Esta relación no es más que la relación entre la señal y

ruido para una dirección dada del diagrama, entendiendo como señal el valor del diagrama de radiación sin error. Si $\frac{|E|^2}{\sigma_{r_e}^2} \gg 1$ la distribución de Rice tiende a una

distribución normal de esperanza $|E|$, mientras que si $\frac{|E|^2}{\sigma_{r_e}^2} \ll 1$ la distribución tiende

a una Rayleigh de esperanza $\sigma_{r_e} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)}$. Así pues, se tiene un caso en que el valor esperado del diagrama obtenido es el diagrama real, y otros caso en que el valor esperado depende únicamente del ruido.

Conociendo la función de densidad del diagrama de radiación en campo lejano es posible obtener una cota superior e inferior para el diagrama para una cierta probabilidad. Esto es, se definen unas cotas que no son rebasadas con una probabilidad fijada. Estas cotas pueden hallarse a partir de la función de densidad como

$$P(|\tilde{E}| \leq M) = \int_0^M f(|\tilde{E}|) d|\tilde{E}| = p \quad (5-18)$$

$$P(|\tilde{E}| > m) = 1 - \int_0^m f(|\tilde{E}|) d|\tilde{E}| = q$$

Donde M y m son las cotas superior e inferior respectivamente. La probabilidad que el diagrama de radiación se encuentre entre M y m, viene dada por

$$P(m < |\tilde{E}| \leq M) = \int_m^M f(|\tilde{E}|) d|\tilde{E}| = p + q - 1 \quad (5-19)$$

De esta forma es posible obtener intervalos de confianza que nos definan una zona donde se encuentra el diagrama de radiación con la probabilidad deseada.

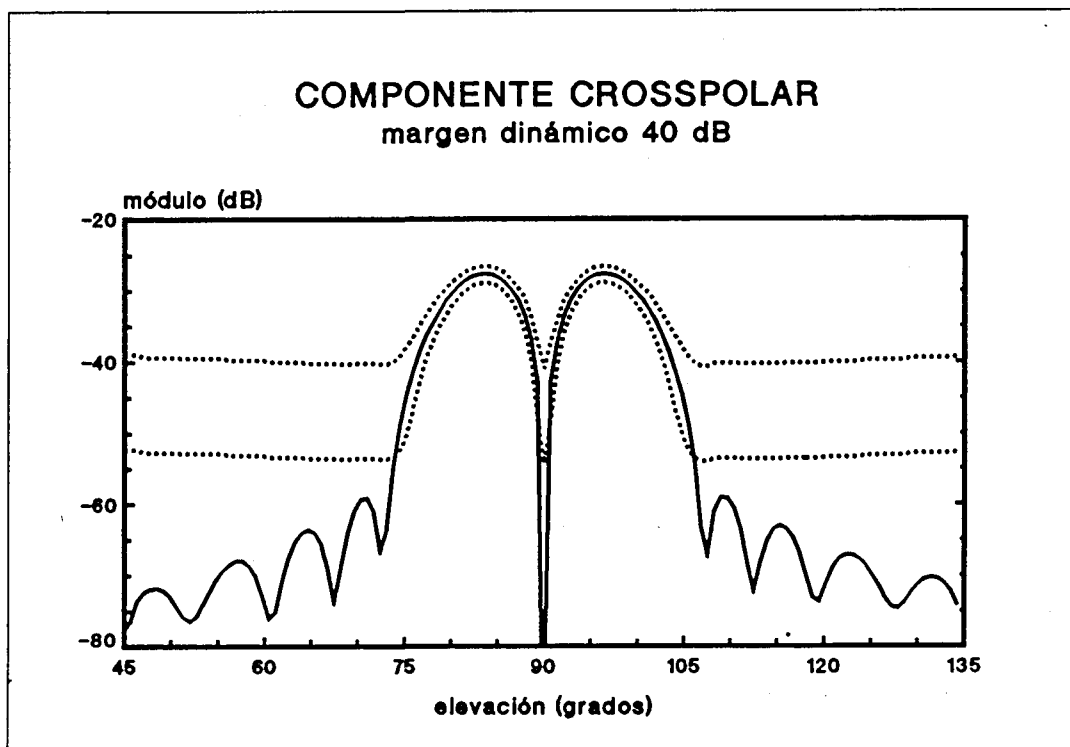
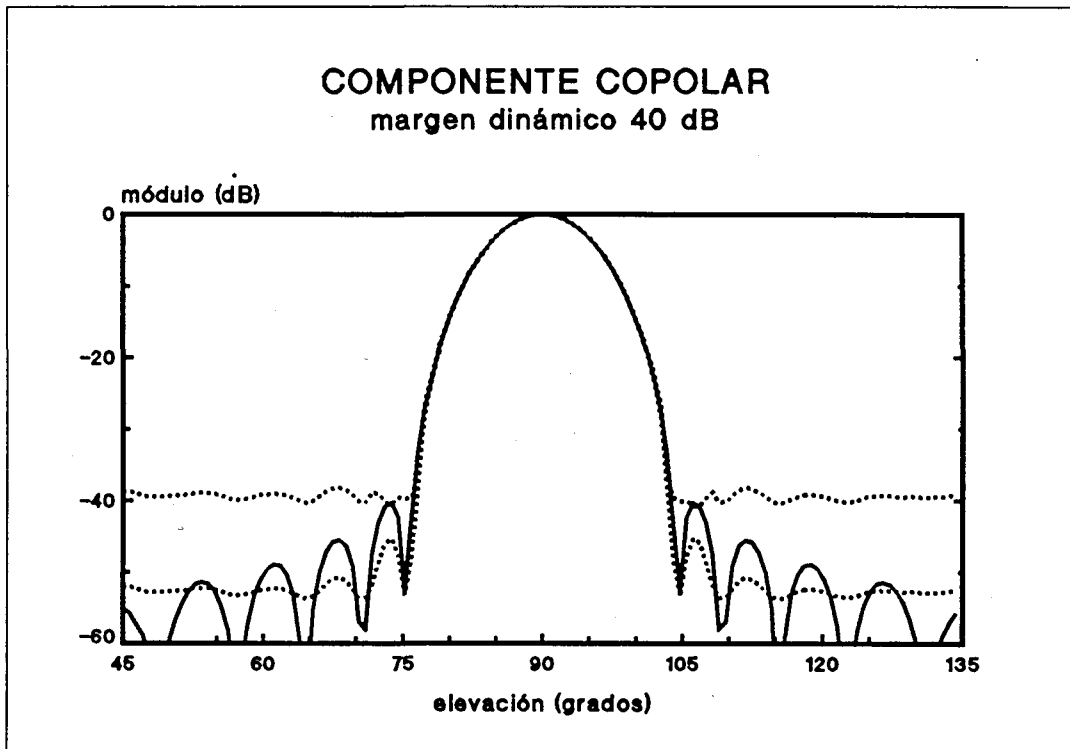


Figura 5-3 Diagrama de radiación para una agrupación de bajos lóbulos e intervalo de 80% de probabilidad para una S/N de 40 dB en campo próximo.

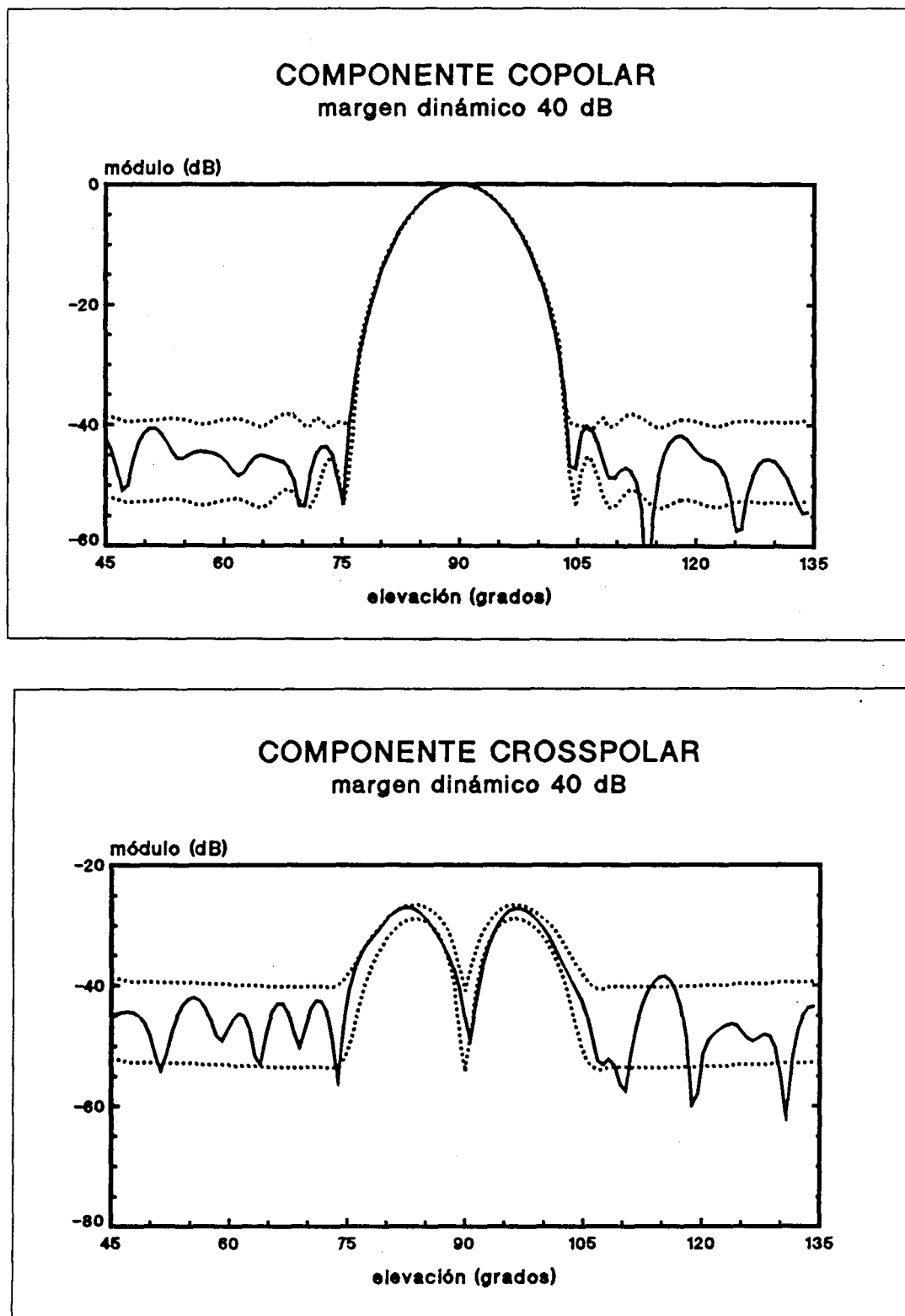


Figura 5-4 Diagrama de radiación para una S/N de 40 dB en campo próximo y cotas de error.

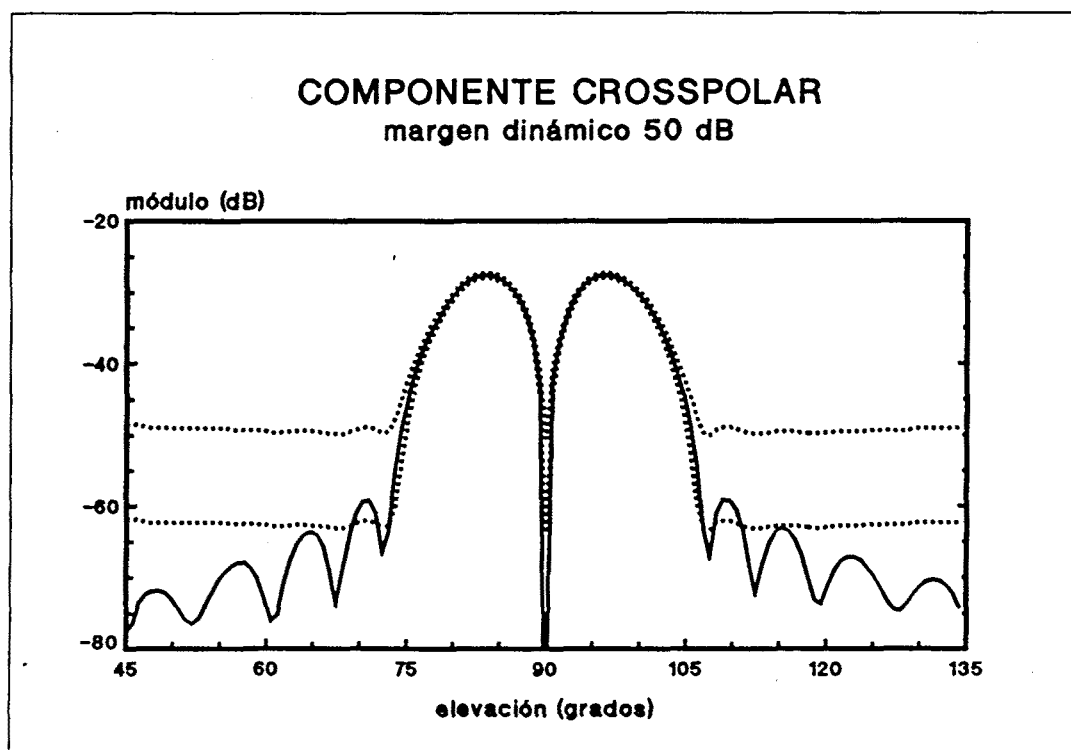
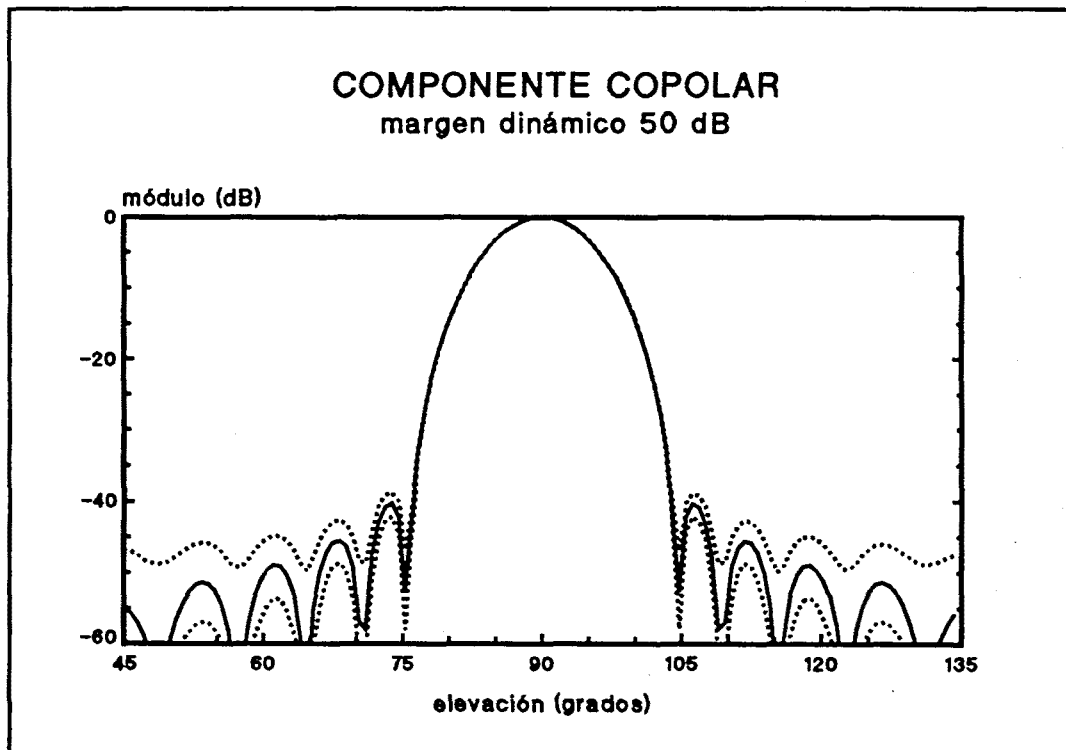


Figura 5-5 Diagrama de radiación para una agrupación de bajos lóbulos e intervalos de 80% de probabilidad para una S/N de 50 dB en campo próximo.

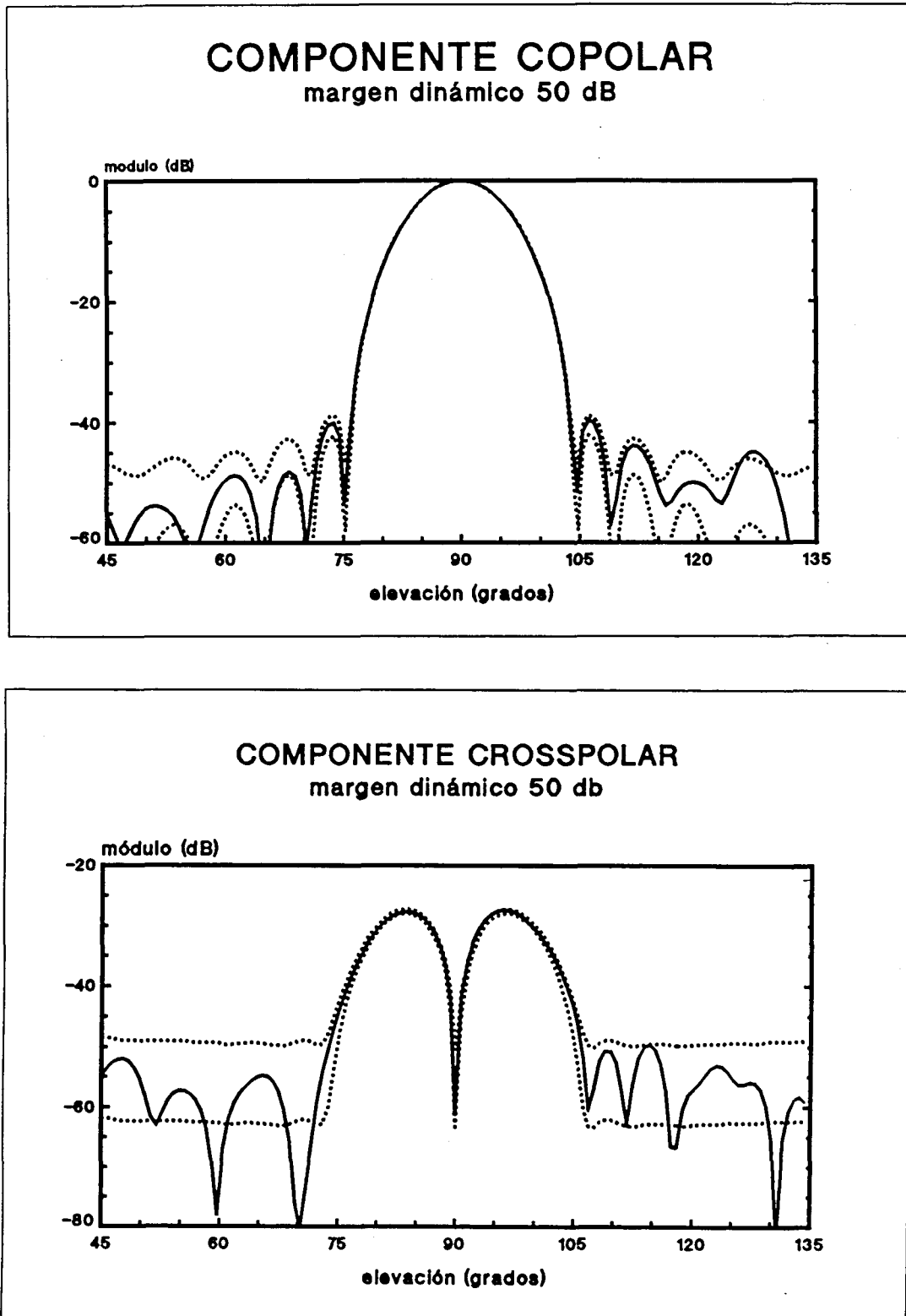


Figura 5-6 Diagrama de radiación para una S/N de 50 dB en campo próximo y cotas de error.

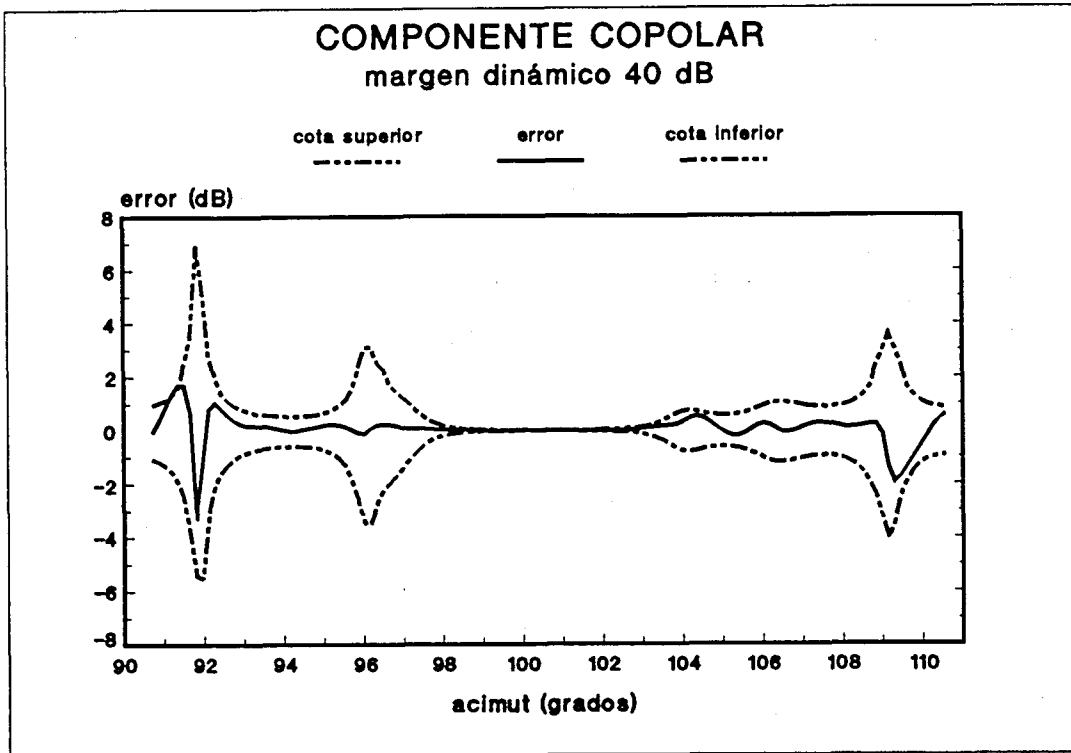


Figura 5-7 Error y predicción de las cotas de error para una medida real con una S/N en campo próximo de 40dB.

Para la obtención de las cotas m y M es necesario integrar la función de densidad de probabilidad 5-17. Esta función depende de $|E|$, esto es el diagrama de radiación sin error. Es por este motivo que el cálculo del intervalo de confianza deberá basarse en un conocimiento previo del diagrama. Esto puede realizarse mediante un proceso previo de simulación que permite comprobar a priori el nivel de ruido en la medida que garantiza unos resultados con la exactitud deseada. En la figura 5-3 se muestra un corte del diagrama de radiación para la polarización polar y cruzada para una agrupación con bajo nivel de lóbulos para la situación de medida correspondiente al caso 4. En línea discontinua se indican los intervalos calculados para este diagrama en el caso que la relación señal a ruido en campo próximo fuera de 40 dB, y con una probabilidad del 80 %. La relación señal a ruido en campo próximo se define como

$$(S/N)_{nf} = \frac{|v_{\max}|^2}{E(n^2)} = \frac{|v_{\max}|^2}{\sigma^2} \tag{5-20}$$

De la observación de estas gráficas se deduce que los primeros lóbulos secundarios se obtendrán con un error de -5 dB, para los segundos lóbulos el error es de ± 5 dB, y el resto de los lóbulos quedan prácticamente enmascarados por el ruido. En cuanto a la

polarización cruzada, se observa que el nulo de polarización cruzada queda limitado a -45 dB, los máximos de polarización se obtendrán con un error de ± 1 dB, quedando el resto de los lóbulos cubiertos por el ruido.

En la figura 5.4 se presenta el resultado de realizar la transformación campo próximo campo lejano para la antena anterior con una relación señal a ruido de 40 dB. Las líneas discontinuas muestran las cotas calculadas previamente y mostradas en la figura 5.3. Se observa como la formulación empleada permite predecir con exactitud el efecto del ruido.

En las figuras 5.5 y 5.6 se repite el proceso para la misma antena pero con una relación S/N de 50 dB. En este caso los errores del diagrama se reducen. Finalmente en la figura 5.7 se muestra el error obtenido y las cotas previstas para el error en una medida real para una agrupación de bajos lóbulos secundarios con una relación S/N en campo próximo de 40 dB y la situación de medida del caso 3. En este caso el proceso seguido ha sido predecir las cotas de error a partir del diagrama obtenido en una medida con una S/N > 55 dB, añadir numéricamente ruido a la medida de forma que S/N sea de 40 dB y comprobar la exactitud de las cotas encontradas. En la tabla 5-2 se muestra para esta misma medida el error en los lóbulos secundarios para distintas relaciones señal ruido y la cota prevista con un 80 % de probabilidad.

S/N (dB)	cota error superior (dB)	cota error inferior (dB)	error (dB)
15	7.7	-5.0	1.5
20	5.0	-4.5	1.2
25	3.0	-3.0	1.1
30	1.7	-1.7	0.13
35	1.1	-0.8	0.17
40	0.7	-0.4	0.17
45	0.5	-0.2	0.16

Tabla 5-2. Cotas para el error con 80 % de probabilidad y error obtenido en los lóbulos secundarios para una medida real.

5.2.3 Obtención de la varianza del ruido en campo próximo.

Las expresiones 5-12 y 5-13 permiten obtener la varianza del ruido en campo lejano y a partir de esta estimar de forma bastante exacta el error cometido por la presencia de errores aleatorios. Estas expresiones pueden evaluarse de forma muy fácil en el proceso de transformación ya que los coeficientes de corrección de sonda se calculan para realizar la transformación. Sin embargo queda por determinar el valor de σ^2 , o lo que es lo mismo la varianza del ruido en campo próximo. Esta varianza puede estimarse de forma muy simple durante el proceso de transformación.

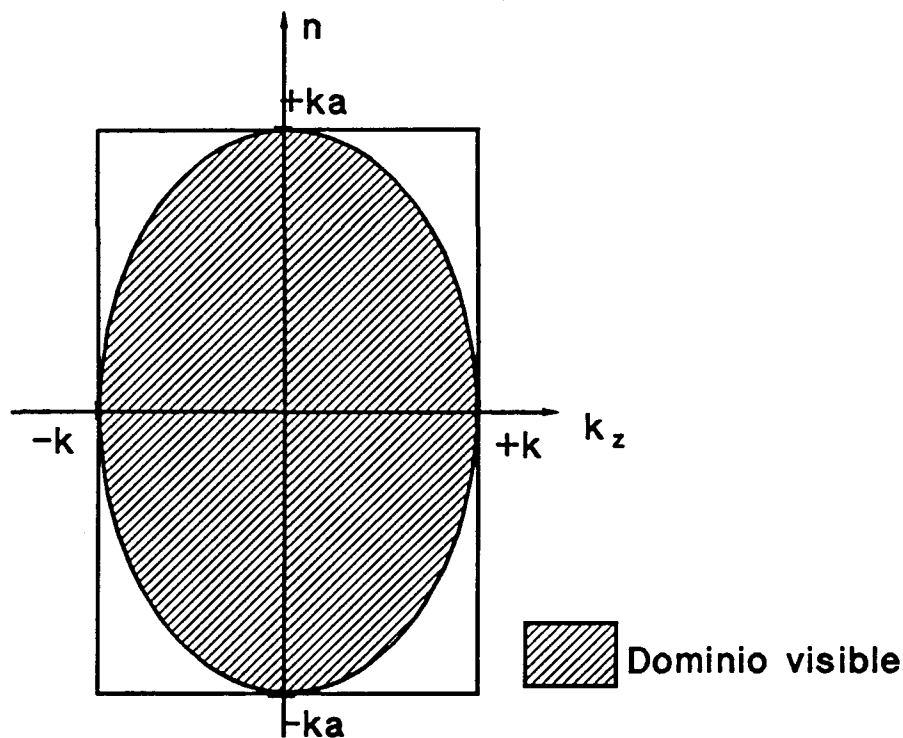


Figura 5-8 Dominio visible de los campos radiados por la ABP.

Tal como se ha descrito en el capítulo 2 el contenido espectral de los campos está limitado por $|k_z| < k_0$ y $|n| < k_p \alpha$, y dado que

$$k_z = k \cos \theta \tag{5-21}$$

$$k_p = \sqrt{k^2 - k_z^2}$$

se obtiene que el dominio visible está limitado por

$$\left(\frac{n}{ka}\right)^2 + \left(\frac{k_z}{k}\right)^2 < 1 \tag{5-22}$$

Ecuación que nos define una elipse en el dominio espectral con semiejes de longitud k y k_a . Si se muestrean los campos según el criterio de Nyquist se obtiene un dominio espectral rectangular de semilados k y k_a (figura 5.8), por tanto se obtiene una porción de dominio evanescente, cuyo único contenido es debido al ruido, permitiendo así evaluar a partir de la misma medida en campo próximo el ruido presente en la medida. Esto será cierto siempre y cuando el radio de medida ρ_0 sea unas longitudes de onda mayor que 'a'.

En la tabla 5.3 se muestra el resultado de estimar la relación S/N en campo próximo a partir de la propia medida. Para ello se ha tomado una medida real con S/N > 55 dB y se le ha añadido ruido para obtener la S/N deseada.

Relación S/N (dB)	S/N estimada (dB)	error (dB)
15	16.78	1.78
20	20.57	0.57
25	25.26	0.26
30	30.01	0.01
35	34.98	-0.02
40	39.71	-0.29
45	44.02	-0.98

Tabla 5-3. Estimación de la S/N en campo próximo a partir de la medida.

El error cometido es en general inferior a 1 dB. Nótese que el error aumenta para relaciones S/N grandes y pequeñas. Para relaciones S/N grandes se produce un error en la estimación del ruido, mientras que para relaciones pequeñas el error proviene de que cuanto mayor es el ruido más erróneo es el campo máximo ya que este está contaminado con ruido.

Por tanto es posible a partir de la propia medida obtener el valor de la varianza del ruido en campo lejano.

5.2.4 Relación señal a ruido en campo lejano.

La obtención de las cotas de error para el diagrama de radiación en función del ruido en campo próximo es sin duda extremadamente útil para predecir la precisión de una medida, sin embargo su evaluación, aunque sencilla, requiere del empleo del ordenador. En este sentido es interesante disponer de una relación algebraica simple que para ser evaluada no requiera realizar más que sencillas operaciones y que proporcione una estimación aproximada de la precisión del diagrama de radiación en función de los parámetros de medida, el ruido en campo próximo y cierto conocimiento a priori de la ABP. Se define la relación señal a ruido en campo lejano como

$$(S/N)_{ff} = \frac{|E_{ff}^{\max}|^2}{E\{|n_{ff}|^2\}} \quad (5-23)$$

dado que el módulo del ruido obedece a una ley de distribución Rayleigh se tiene

$$(S/N)_{ff} = \frac{|E_{ff}^{\max}|^2}{\sigma_{ff}^2} \quad (5-24)$$

El valor de la relación señal ruido en campo lejano se puede obtener de forma directa tras la transformación, ya que tanto la varianza del ruido en campo lejano, como evidentemente el valor del campo lejano máximo son resultados directos de la transformación. Sin embargo, el objetivo propuesto es obtener una estimación sencilla de σ_{ff}^2 y $|E_{ff}^{\max}|^2$ que permita evaluar de forma simple antes de realizar una medida la relación señal ruido en campo lejano. Las expresiones generales de la varianza del ruido en campo lejano 5-12 y 5-13 pueden simplificarse para situaciones reales de medida. En general las sondas empleadas en la medida en campo próximo presentan componentes de polarización cruzada bastante pequeñas, si se supone que la sonda 1 corresponde a la medida horizontal y la sonda 2 a la vertical se puede escribir que

$$\alpha_n^{(1)} \gg b_n^{(1)} \quad (5-25)$$

$$b_n^{(2)} \gg \alpha_n^{(2)}$$

$$\alpha_n^{(1)} \gg \alpha_n^{(2)}$$

$$b_n^{(2)} \gg b_n^{(1)}$$

con lo que puede escribirse

$$\sigma_{j/f_0}^2(k_z, \phi) = \sigma^2 \left[\frac{k\eta}{8\pi^2 k_p} \right]^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \sum_n \frac{1}{|b_n^{(2)}(-k_z)|^2} \quad (5-26)$$

$$\sigma_{j/f_\phi}^2(k_z, \phi) = \sigma^2 \left[\frac{k\eta}{8\pi^2 k_p} \right]^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi\Delta z}{2\pi} \right)^2 \sum_n \frac{1}{|\alpha_n^{(1)}(-k_z)|^2}$$

Los coeficientes $\alpha_n^{(1)}$ y $b_n^{(2)}$ dependen del diagrama de radiación de la sonda, por lo que para proporcionar una expresión de uso simple es necesario suponer un diagrama de sonda representativo de las sondas empleadas normalmente. Dado que en general se emplean sondas poco directivas se puede suponer un diagrama de la forma

$$E_p(\theta, \phi) = \cos \phi \quad (5-27)$$

$$E_x(\theta, \phi) = 0$$

idéntico para ambas sondas, donde los subíndices p y x indican la polarización de referencia y la cruzada respectivamente. El diagrama se supone normalizado sin pérdida de generalidad ya que los factores de normalización afectan por igual al ruido y al campo. Para calcular de forma aproximada el sumatorio de la ecuación 5-26 se recurre a las expresiones asintóticas para el coeficiente de corrección de la sonda dados por 4-81 y 4-82, que para este caso es

$$|\gamma_n^{(p)}(-k_z)| = \frac{1}{2k_p} \sqrt{\frac{2\pi}{k_p \rho_0 \cos \psi_n}} |\cos \psi_n| \quad (5-28)$$

en este caso se reduce a

$$|\gamma_n^{(p)}(-k_z)|^2 = \frac{\pi}{2k_p^2 k_p \rho_0} \cos \psi_n \quad (5-29)$$

y recordando que

$$\cos \psi_n = \left[1 - \left(\frac{n}{k_p \rho_0} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5-30)$$

se tiene que

$$\sum_{|n| < k_p \rho_0} \frac{1}{|\gamma_n(-k_z)|^2} = \frac{2k_p^2 k_p \rho_0}{\pi} \sum_{|n| < k_p \rho_0} \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{n}{k_p \rho_0} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (5-31)$$

para valores de $k_p \rho_0$ grandes el sumatorio puede aproximarse por la siguiente integral

$$\int_0^N \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{x}{N}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}} dx = N \frac{\pi}{2} \quad (5-32)$$

por lo que puede aproximarse

$$\sum_{|n| < k_p \rho_0} \frac{1}{|\gamma_n(-k_z)|^2} = 2k_p^2 (k_p \rho_0)^2 \quad (5-33)$$

por tanto la varianza del ruido en campo lejano se aproxima por

$$\sigma_{ff}^2(k_z, \phi) = \sigma^2 \left[\frac{k\eta}{8\pi^2 k_p} \right]^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi \Delta z}{2\pi} \right)^2 2k_p^2 (k_p \rho_0)^2 \quad (5-34)$$

para ángulos θ alrededor de $\pi/2$ puede sustituirse k_p por k , obteniéndose

$$\sigma_{ff}^2(k_z, \phi) = 2\sigma^2 N_z N_\phi \left(\frac{\Delta\phi \Delta z}{2\pi} \right)^2 (k\rho_0)^2 (f \cdot 10^{-7})^2 \quad (5-35)$$

donde f es la frecuencia. En el caso más habitual se cumple que $\Delta\phi = 2\pi/N_\phi$ con lo que se tiene que

$$\sigma_{ff}^2(k_z, \phi) = 2\sigma^2 \frac{N_z}{N_\phi} (\Delta z)^2 (k\rho_0)^2 (f \cdot 10^{-7})^2 \quad (5-36)$$

Esta última expresión responde a una situación bastante general de medida, y pone de manifiesto como influyen los distintos parámetros de la medida en la varianza del ruido en campo lejano. Así, por ejemplo, aumentar el número de puntos de medida en vertical con el mismo paso de muestreo supone aumentar de forma proporcional la varianza del ruido en campo lejano, por lo que en condiciones reales de medida interesa mantener la longitud del cilindro de medida a las mínimas dimensiones necesarias para medir la ABP.

Bajo las siguientes suposiciones

$$\Delta z = \frac{\lambda}{2} \quad (5-37)$$

$$k_p \rho_0 \cong k\alpha = \frac{N_\phi}{2}$$

se puede obtener una expresión todavía más simplificada dada por

$$\sigma_{ff}^2 = \frac{1}{8} \sigma^2 [f \lambda 10^{-7}]^2 N_z N_\phi = \sigma^2 \cdot 112.5 \cdot N_z N_\phi \quad (5-38)$$

En la tabla 5-4 se muestran los valores de la varianza del ruido en campo lejano para los cuatro casos descritos en la tabla 5-1 y los resultados obtenidos a partir de la expresión 5-38. Nótese que el caso 3 no cumple de forma rigurosa los supuestos indicados en 5-37, pero en general se obtienen buenas predicciones para la varianza en campo lejano. La ecuación 5-38 es de una extraordinaria sencillez y sin embargo permite aproximar de forma bastante exacta el valor de la varianza del ruido en campo lejano. Las distintas suposiciones que se han realizado para llegar a esta simple expresión suponen básicamente el empleo de una sonda poco directiva y con polarización cruzada nula, y que los parámetros de medida son tales que las condiciones de muestreo de los campos se cumplen al límite. Evidentemente si se varían las condiciones de medida de manera que los pasos de muestreo son inferiores a los máximos permitidos, y se mantiene la misma dimensión del cilindro de medida, se obtiene una mejora proporcional al factor de sobremuestreo, tal como se pone de relieve en la ecuación 5-35. Este resultado es comprensible notando que sobremuestrear es equivalente a tomar una medida promediada, lo que resulta en una disminución del nivel de ruido.

	σ_{ff}^2 / σ^2	$(\sigma_{ff}^2 / \sigma^2)$ aproximado	error (dB)
caso 1	$4.07 \cdot 10^5$	$4.6 \cdot 10^5$	0.5
caso 2	$5.37 \cdot 10^5$	$4.6 \cdot 10^5$	-0.7
caso 3	$5.94 \cdot 10^6$	$7.4 \cdot 10^6$	1
caso 4	$2.68 \cdot 10^5$	$2.3 \cdot 10^5$	-0.6

Tabla 5-4. Varianza del ruido en campo lejano para la dirección $\theta = \pi/2$ calculada de forma exacta (ec.5-12) y aproximada (ec.5-38)

Para determinar la relación señal a ruido en campo lejano queda por conocer el valor del campo lejano máximo. Este puede conocerse directamente de la transformación, o bien puede evaluarse a partir del conocimiento que se tenga de la ABP. Suponiendo que la ABP es una antena de apertura, puede plantearse el problema en términos de una apertura plana equivalente con distribuciones de campos prácticamente iguales a los que existen en la ABP (figura 5-9). Para esta antena equivalente el valor del campo lejano máximo, suponiendo que el máximo se encuentra en la dirección perpendicular al plano es (véase ecuaciones 3-6 y 3-7)

$$|E_{ff}^{\max}|^2 = \frac{1}{\lambda^2} \left| \int \int_S E_{nf}(x = \rho_0, y, z) ds \right|^2 \quad (5-39)$$

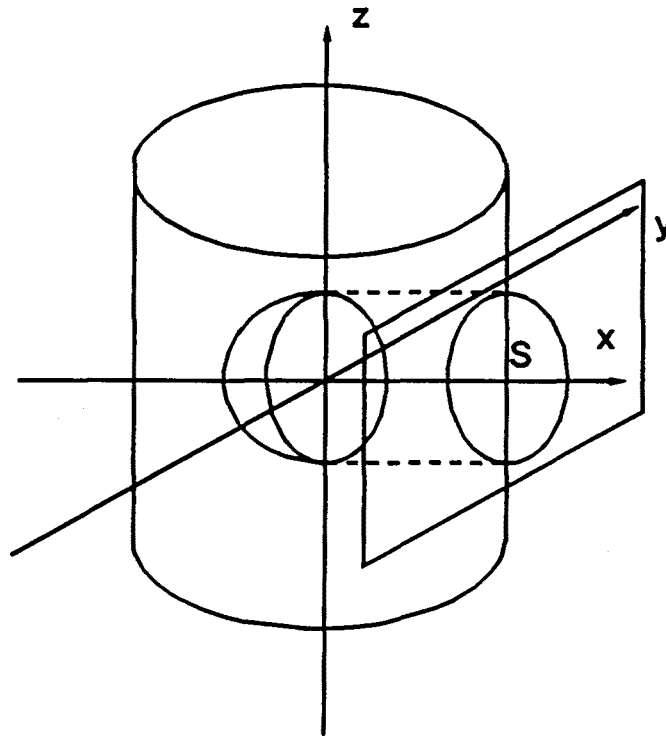


Figura 5-9 Apertura plana equivalente para el cálculo del campo radiado máximo.

Si el radio de medida no es muy grande en términos de las dimensiones de la ABP, puede suponerse que la eficiencia de iluminación de la apertura equivalente definida como

$$\eta_{il} = \frac{\left| \int_S E_{nf} dS \right|^2}{S \int_S |E_{nf}|^2 dS} \quad (5-40)$$

es la misma que la de la ABP, y se puede escribir

$$|E_{ff}^{\max}|^2 = \frac{1}{\lambda^2} S \eta_{il} \int \int_S |E_{nf}(x = \rho_0, y, z)|^2 ds \quad (5-41)$$

esta expresión puede escribirse como

$$|E_{ff}^{\max}|^2 = \frac{1}{\lambda^2} S^2 \eta_{il} \chi |E_{nf}^{\max}|^2 \quad (5-42)$$

donde se ha definido

$$\chi = \frac{\int_S |E_{nf}|^2 dS}{|E_{nf}^{\max}|^2 S} \quad (5-43)$$

El parámetro χ es un factor de forma de la distribución que relaciona la potencia total radiada con el valor de campo máximo en la apertura.

De esta forma la relación señal a ruido en campo lejano puede escribirse como

$$(S/N)_{ff} = \frac{1}{\lambda^2} S^2 \eta_{il} \chi \frac{|E_{nf}^{\max}|^2}{\sigma_{ff}^2} \quad (5-44)$$

En el caso de emplear sondas poco directivas, esto es, sondas que se asemejen a la sonda elemental, puede aproximarse la intensidad de campo próximo máxima por la tensión en circuito abierto máxima, de forma que

$$(S/N)_{ff} = \frac{1}{\lambda^2} S^2 \eta_{il} \chi \frac{|v_{ca}^{\max}|^2}{\sigma_{ff}^2} \quad (5-45)$$

Empleando la expresión 5-38 para la varianza en campo lejano es posible expresar la relación señal a ruido en campo lejano en función de la relación señal a ruido en campo próximo, los parámetros de medida y la ABP. Nótese que para derivar la expresión 5-38 se ha supuesto que el diagrama de la sonda estaba normalizado, para que la formulación sea coherente con la aproximación de que la intensidad de campo es la tensión en circuito abierto es necesario tomar

$$\sigma_{ff}^2 = \sigma^2 \cdot 112.5 \cdot N_z N_\phi \left[\frac{\omega \mu}{4\pi} \right]^2 \quad (5-46)$$

con lo que finalmente se obtiene

$$(S/N)_{ff} = (S/N)_{nf} \frac{1}{\lambda^2} S^2 \eta_{ii} \chi \left[\frac{\omega \mu}{4\pi} \right]^2 \frac{1}{112.5 N_z N_\phi} \quad (5-47)$$

Expresión que también puede escribirse como

$$(S/N)_{ff} = (S/N)_{nf} \frac{S^2}{\lambda^4} \eta_{ii} \chi \frac{316}{N_z N_\phi} \quad (5-48)$$

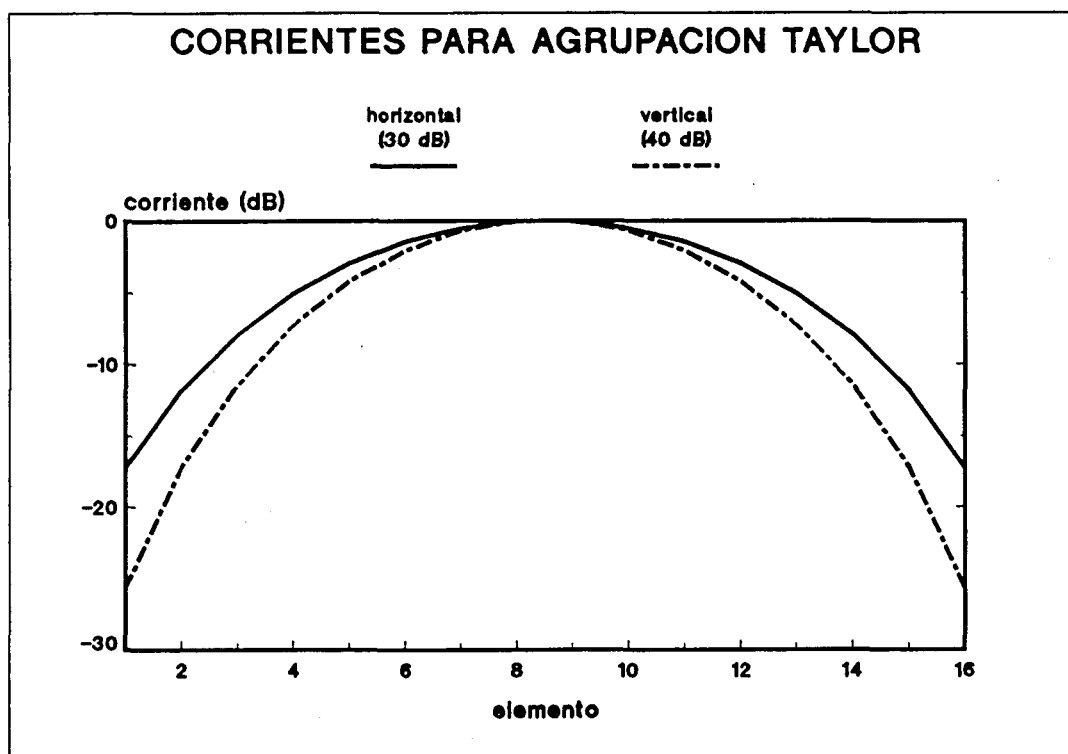


Figura 5-10 Distribución de corrientes horizontal y vertical para la validación de las expresiones 5-48.

En la tabla 5.5 se compara la relación señal a ruido en campo lejano para la situación de medida correspondiente al caso 4 (tabla 5.1), para dos antenas distintas. Ambas antenas son agrupaciones de 16x16 dipolos elementales horizontales espaciados $\lambda/2$. En un caso la distribución es uniforme y en el otro una distribución Taylor cuyas corrientes se representan en la figura 5.10. Con estas corrientes el nivel de lobos secundarios en el diagrama de radiación es de -40 dB en vertical y de -30 dB en horizontal.

Corriente	S	η_{il}	X	E_{nf}^{max} $\mu V/m$	$\frac{(S/N)_{ff}}{(S/N)_{nf}}$ (dB)	$\frac{(S/N)_{ff}}{(S/N)_{nf}}$ (dB) (ec.5.48)	error (dB)
Uniforme	$64 \lambda^2$	1	1	2.014	24.22	28	3.8
Taylor	$64 \lambda^2$	0.57	0.18	1.641	16.9	18.12	1.22

Tabla 5-5. Comparación entre la relación señal a ruido en campo lejano aproximada (ec.5-48) y real.

Nótese que para la distribución Taylor la aproximación es mejor que para la uniforme. En ambos casos la relación σ_{ff}^2/σ^2 es la misma y es la reflejada en el caso 4 de la tabla 5-4, con un error en la estimación de -0.6 dB. Por tanto el mayor error en la estimación de la relación señal ruido en campo lejano para la distribución uniforme proviene de la estimación de E_{nf}^{max} . Nótese que el valor de E_{nf}^{max} es distinto para ambas distribuciones cuando en el desarrollo realizado se supone que la distribución de campos en la apertura equivalente reproduce la existente sobre la antena, por tanto si los valores de las corrientes máximas son iguales para ambos casos, debería encontrarse el mismo valor de E_{nf}^{max} . De hecho en la zona de campo próximo la amplitud de los campos sufren modificaciones que son más importantes cuanto mayor es el contenido espectral de los mismos, por tanto es explicable que se cometa un mayor error en la estimación de la distribución uniforme.

5.3 Errores en la distancia de medida.

Para realizar la transformación campo próximo campo lejano de forma correcta es necesario conocer la distancia ρ_0 , que es la distancia entre el eje que define el cilindro de medida y la sonda. El eje del cilindro de medida está claramente definido, y con el sistema habitual de posicionadores coincide con el eje de rotación de la ABP durante el proceso de medida. La sonda ocupa un cierto volumen y pueden surgir dudas respecto que punto de la sonda debe tomarse la medida. Este punto debe ser el mismo que se haya tomado como centro de coordenadas durante la caracterización de la sonda y respecto al que los coeficientes $c_m^{(P)}$ y $\alpha_m^{(P)}$ están referidos. Es interesante determinar con que exactitud debe conocerse esta distancia para realizar la transformación con el grado de precisión deseado.

La distancia de medida interviene en la transformación en el cálculo de los coeficientes de corrección del diagrama de la sonda dados por

$$\alpha_n(-k_z) = \sum_m \gamma_m(-k_z) H_{m+n}^{(2)}(k_p \rho_0) \quad (5-49)$$

donde $\gamma_m(-k_z)$ representa cualquiera de los coeficientes modales de la sonda. Si en la corrección se emplea una distancia incorrecta dada por $\rho = \rho_0(1 + \Delta\rho)$, el coeficiente de corrección calculado es

$$\alpha_n^e(-k_z) = \sum_m \gamma_m(-k_z) H_{m+n}^{(2)}(k_p \rho_0(1 + \Delta\rho)) \quad (5-50)$$

donde el superíndice 'e' indica error. Considerando que el error $\Delta\rho$ es pequeño, puede aproximarse la expresión anterior tomando los primeros términos del desarrollo en serie de Taylor de la función de Hankel:

$$\alpha_n^e(-k_z) = \sum_m \gamma_m(-k_z) [H_{m+n}^{(2)}(k_p \rho_0) + k_p \rho_0 \Delta\rho H_{m+n}^{(2)'}(k_p \rho_0)] \quad (5-51)$$

con el empleo de las propiedades de la derivación de la funciones de Hankel de las ecuaciones 4-43 se tiene que

$$\alpha_n^e(-k_z) = \sum_m \gamma_m(-k_z) \cdot \quad (5-52)$$

$$\cdot \left[H_{m+n}^{(2)}(k_p \rho_0) + \frac{k_p \rho_0 \Delta\rho}{2} [H_{m+n-1}^{(2)}(k_p \rho_0) - H_{m+n+1}^{(2)}(k_p \rho_0)] \right] =$$

$$= \alpha_n(-k_z) + \frac{k_p \rho_0 \Delta\rho}{2} [\alpha_{n-1}(-k_z) - \alpha_{n+1}(-k_z)] = \alpha_n(-k_z) + \epsilon_n(-k_z)$$

Por tanto aparece un término de error en los coeficientes de corrección de sonda que depende de la sonda y es proporcional al radio de medida y al error. Para encontrar una expresión sencilla y útil en las situaciones generales de medida se supone una sonda de medida con diagrama de radiación

$$E_p(\theta, \phi) = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \cos\phi \quad (5-53)$$

$$E_x(\theta, \phi) = 0$$

donde los subíndices x y p indican polarización cruzada y principal respectivamente. Para esta sonda se tiene a partir de la expresión de los coeficientes modales cilíndricos de la sonda elemental eléctrica horizontal dados por la expresión 4-44 que

$$\alpha_n(-k_z) = -\frac{\eta}{8\pi} \frac{k}{k_p} H_n^{(2)'}(k_p \rho_0) \quad (5-54)$$

Haciendo uso una vez más de las propiedades de la derivada de las funciones de Hankel de 4-43, se obtiene para el término de error del coeficiente de corrección de sonda la siguiente expresión

$$\epsilon_n(-k_z) = k_p \rho_0 \Delta \rho \alpha_n(-k_z) \quad (5-55)$$

los coeficientes cilíndricos de la ABP que se obtienen son

$$\beta_n^e(k_z) = -\frac{k \eta}{16\pi^2 k_p^2} \frac{\tilde{v}}{\alpha_n(-k_z)(1 + k_p \rho_0 \Delta \rho)} \quad (5-56)$$

y el campo lejano

$$E_{ff}^e = \frac{E_{ff}}{1 + k_p \rho_0 \Delta \rho} \quad (5-57)$$

En la tabla 5-6 se muestra el error cometido en el diagrama de radiación para el caso 4 de medida y la distribución Taylor en la dirección del máximo ($\theta = \pi/2, \phi = 0$), para distintos errores de medida. Dado que sólo se han considerado los efectos de primer orden, la predicción del error es más exacta para errores pequeños.

En las figuras 5-11 se compara el error cometido para un corte de acimut constante y el obtenido a partir de la expresión aproximada 5-57 para errores en la distancia de medida del 0.1% y del 5%. Se observa como la expresión empleada acota el error y predice su comportamiento en función del ángulo de elevación. Nótese que asociado al error de distancia aparece un error de ganancia importante en el diagrama de radiación de la ABP, y este error no es el mismo para todas las direcciones del espacio, por lo que también aparecerán errores en el nivel de lóbulo principal a secundario. Este error de ganancia aparece porque la sonda, que radía campos proporcionales a k/R , con $R = \rho_0 / \sin \theta$, y k el número de onda, se encuentra a una distancia distinta que la que luego se corrige en el algoritmo.

$\Delta\rho$	$\frac{E_{ff}}{E_{ff}^*} - 1$	$k_p \rho_o \Delta\rho$ $\theta = \pi/2$
0.001	0.0301	0.032
0.01	0.301	0.32
0.05	1.369	1.6
0.06	1.57	1.92
0.07	1.74	2.24
0.1	2	3.19

Tabla 5-6. Error cometido en el diagrama de radiación para distintos errores en la distancia de medida. Comparación entre el error y la expresión aproximada (ec.5-57).

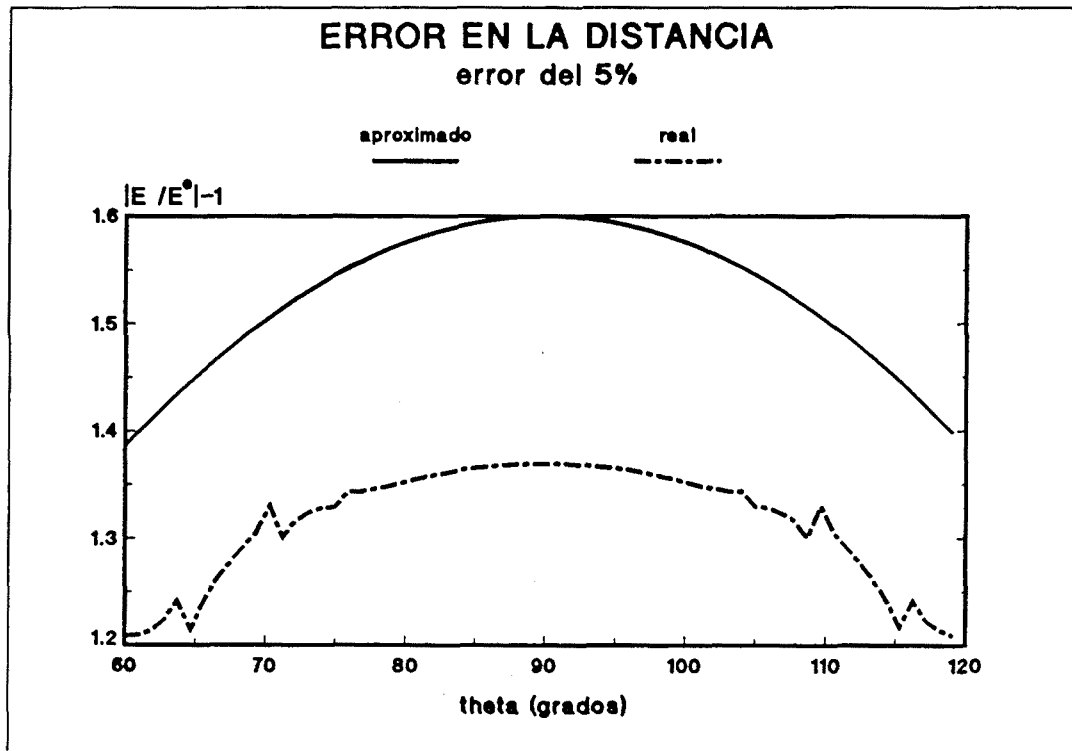
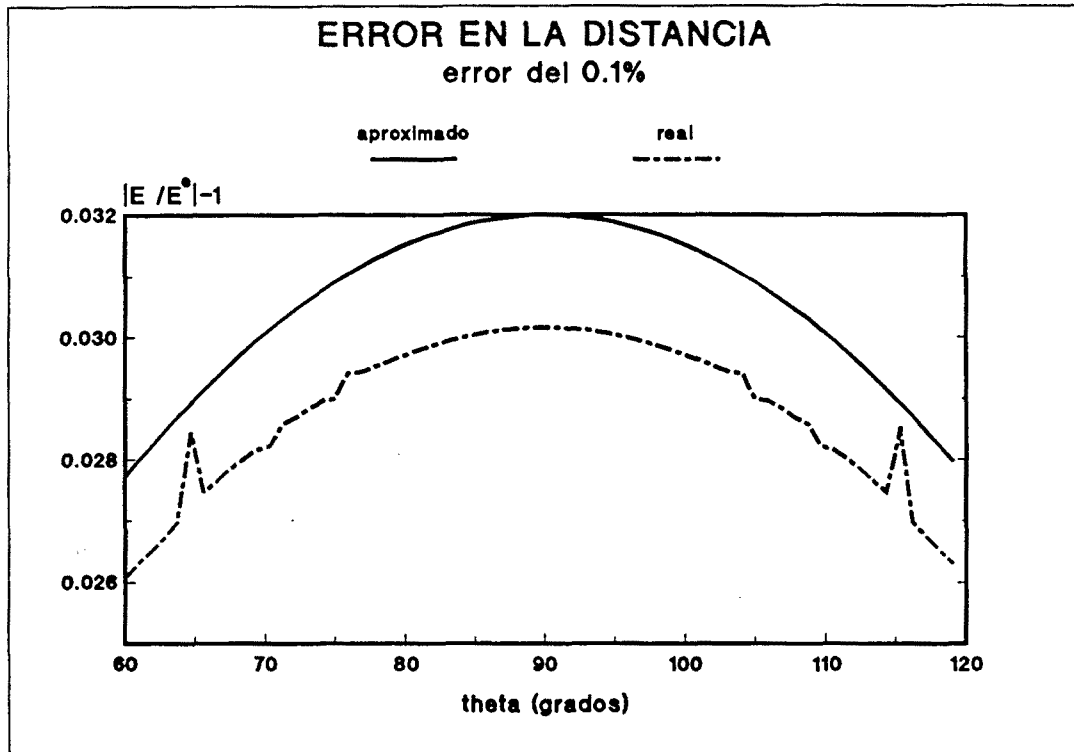


Figura 5-11 Error en el diagrama de radiación para distintos errores en la distancia de medida.

5.4 Degradación de la onda plana sintetizada.

Cierto tipo de errores pueden caracterizarse a partir de la degradación que producen en la onda plana sintetizada. Estos errores son los asociados a la diferencia existente entre la superficie de medida ideal y la real. La superficie de medida es en realidad un cilindro de longitud finita, y en el proceso de posicionado de la sonda y la ABP se producen errores de forma que la superficie de medida no es en realidad cilíndrica. La naturaleza de los errores cometidos en ambos casos es distinta, ya que en el caso del truncamiento el error es determinista, mientras que los errores de posicionado son errores aleatorios que producirán errores aleatorios.

A continuación se estudia el efecto de cada uno de estos errores sobre la onda plana sintetizada. Este punto de vista ofrece la ventaja que es independiente de la ABP, y permite evaluar la calidad intrínseca del campo de medida.

5.4.1 Longitud del cilindro de medida.

Una fuente de error en las medidas de antenas en campo próximo cilíndrico, es la diferencia existente entre la superficie de medida real y un cilindro ideal. Un error inevitable es debido al truncamiento del cilindro de medida. En los desarrollos realizados se ha supuesto que el cilindro de medida es de longitud infinita. En la práctica esto no es posible por lo que se introduce un error en el diagrama de radiación obtenido. La magnitud de este error depende en gran parte de las características de la ABP. Una regla práctica generalmente empleada es suponer que limitar las dimensiones del cilindro de medida supone obtener un diagrama correcto dentro unos ángulos llamados margen de validez. El margen de validez se define como el ángulo subtendido entre el extremo de la ABP y el extremo del cilindro de medida (véase figura 5-12)

$$\tan \theta_v = \frac{z_m - z_a}{2(\rho_0 - \alpha)} \quad (5-58)$$

Evidentemente el margen de validez no supone una frontera estricta tal que dentro del margen el diagrama obtenido es correcto y fuera de él es erróneo. De hecho la definición del margen de validez tan sólo pone de manifiesto que no se puede obtener un diagrama correcto para aquellos ángulos en que no se ha medido el campo próximo.

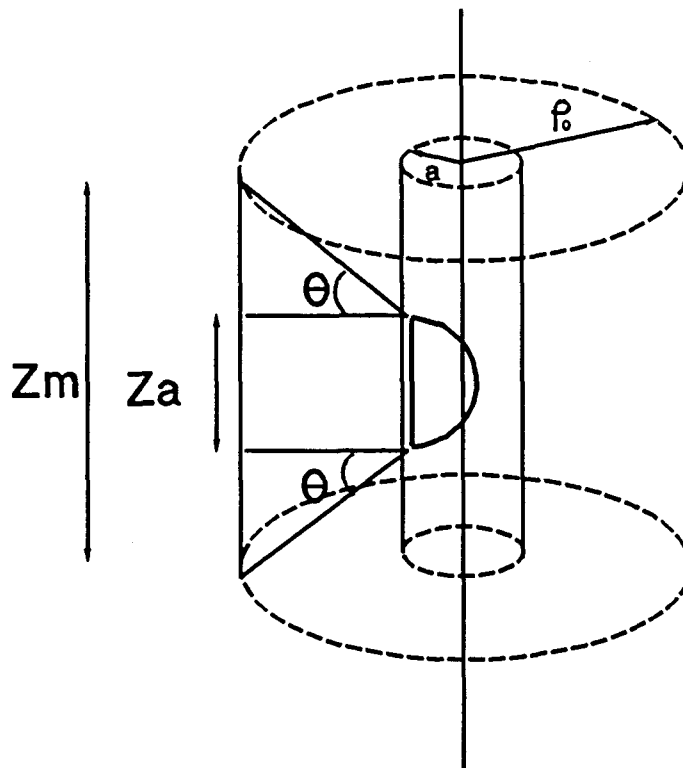


Figura 5-12 Definición del margen de validez.

El truncamiento del cilindro de medida conlleva una degradación de la onda plana sintetizada en el proceso de transformación campo próximo campo lejano. En la figura 5-13 se muestra el módulo y la fase del campo E_θ sintetizado para un cilindro de longitud 13λ y radio 5λ para distintos ángulos de incidencia. El campo se representa sobre el eje z entre $\pm 4\lambda$. Se observa como al aumentar el ángulo de incidencia, la calidad de la onda sintetizada disminuye. El efecto final sobre el diagrama de radiación de la ABP depende del diagrama de radiación de la misma. Por este motivo es interesante cuantificar el error cometido como un proceso de degradación de la onda plana de forma que se puede caracterizar el error de forma independiente de la ABP, y permite comparar el campo próximo de medida con otros sistemas, tales como sistemas compactos o de campo lejano, cuya calidad acostumbra a medirse en función de la onda plana que generan.

El Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) en su estándar para pruebas de antenas [IEEE,1979, pp.19] da unas recomendaciones generales sobre las características que debe tener la onda plana en módulo y fase que pueden resumirse en:

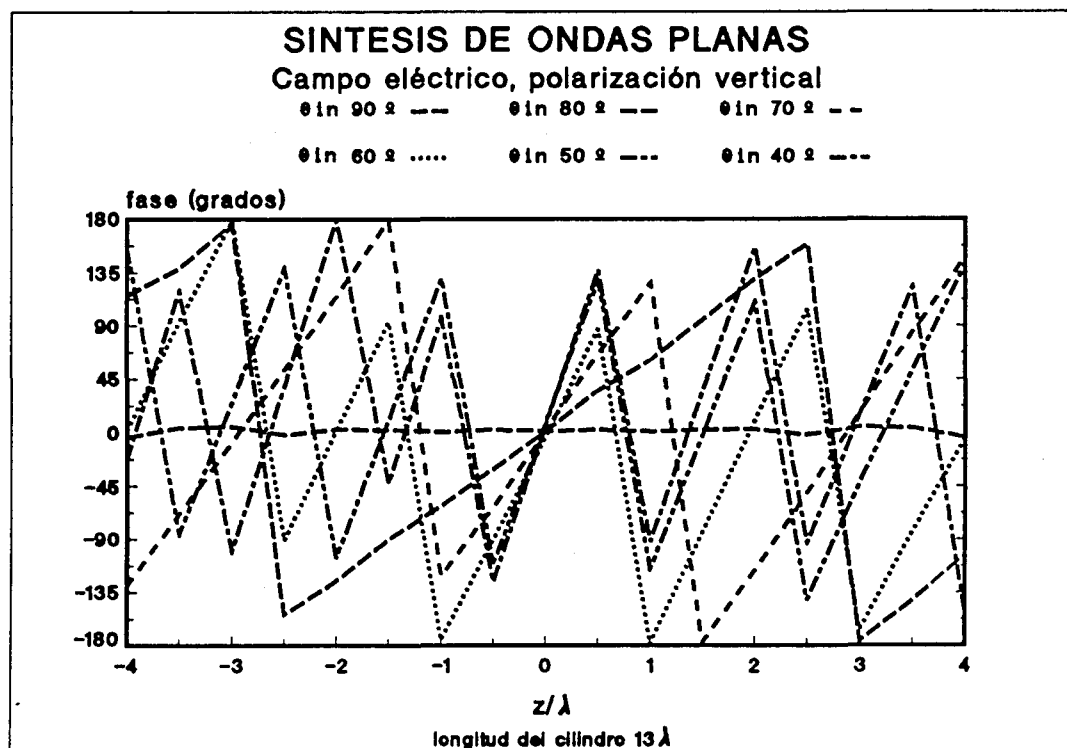
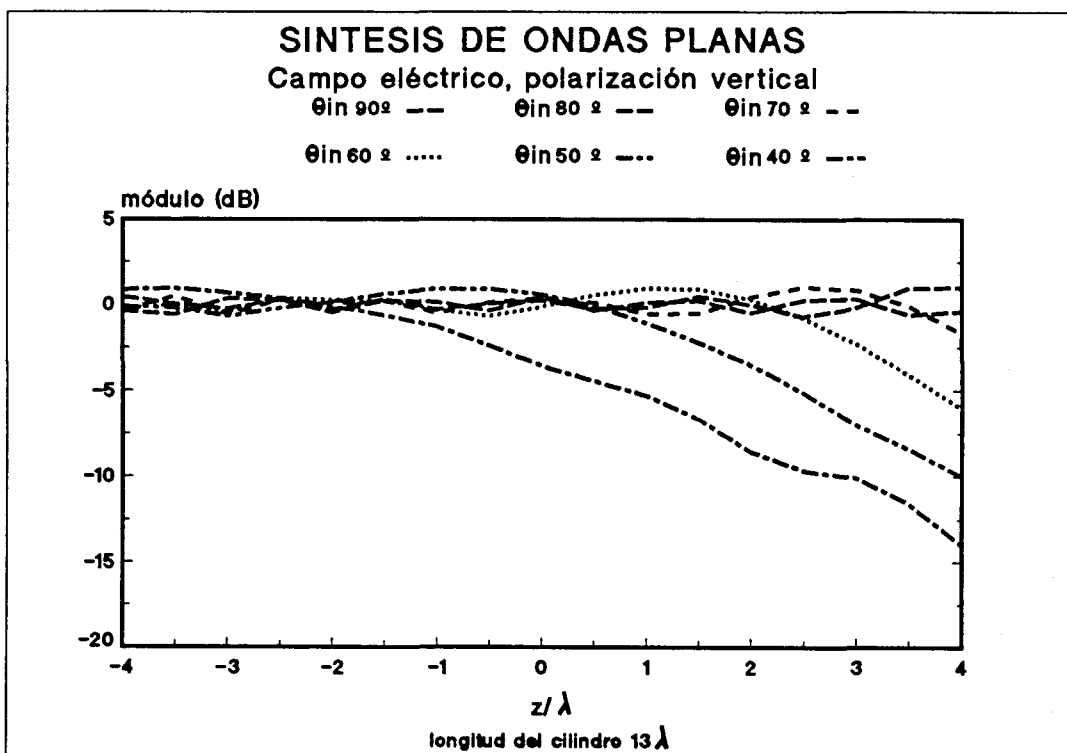


Figura 5-13 Módulo y fase del campo sintetizado sobre el eje z para un cilindro de longitud 13λ , radio 5λ , para distintos ángulos de incidencia.

- Caída máxima de la amplitud transversal : 0.25 dB.
- Caída máxima de la amplitud longitudinal: 1 dB.
- Curvatura máxima de la fase : $\pi/8$.

Tal como se reconoce en el mismo standard, es necesario para ciertas aplicaciones endurecer estas especificaciones. Por otra parte éstas están concebidas para campos de medida en campo lejano en que el problema de no uniformidad se traduce básicamente en un error de fase cuadrático y en una caída suave de la amplitud, sin embargo tal como se muestra en la figura 5-13 la onda sintetizada presenta básicamente problemas de rizado. Es por este motivo que se ha creído conveniente emplear como criterio la desviación relativa respecto la onda plana ideal definida por Hansen [Hansen,1988,pp.281] y dada por

$$T(\vec{r}) = \frac{|\vec{E}_{err}(\vec{r})|^2 + \eta^2 |\vec{H}_{err}(\vec{r})|^2}{|\vec{E}_{pl}(\vec{r})|^2 + \eta^2 |\vec{H}_{pl}(\vec{r})|^2} \quad (5-59)$$

donde

$$\begin{aligned} \vec{E}_{err} &= \vec{E} - \vec{E}_{pl} \\ \vec{H}_{err} &= \vec{H} - \vec{H}_{pl} \end{aligned} \quad (5-60)$$

es la diferencia entre la onda sintetizada (\vec{E}, \vec{H}) y la onda plana ideal $(\vec{E}_{pl}, \vec{H}_{pl})$. La definición de $T(\vec{r})$ ofrece la ventaja que mediante una magnitud escalar y real se consideran los errores de campo eléctrico, magnético, amplitud, fase y polarización. Cuanto menor sea $T(\vec{r})$ más se aproxima la onda sintetizada a la onda ideal. En la figura 5-14 se representa la desviación relativa de la onda sintetizada respecto la onda plana ideal para la misma situación de la figura 5-13. Nótese como el error no se distribuye de forma uniforme, sino que es mayor en el extremo por el cual incide la onda sintetizada, además la desviación es ligeramente mayor para el caso de polarización horizontal.

Otro parámetro de interés es el valor cuadrático medido de la desviación definido como:

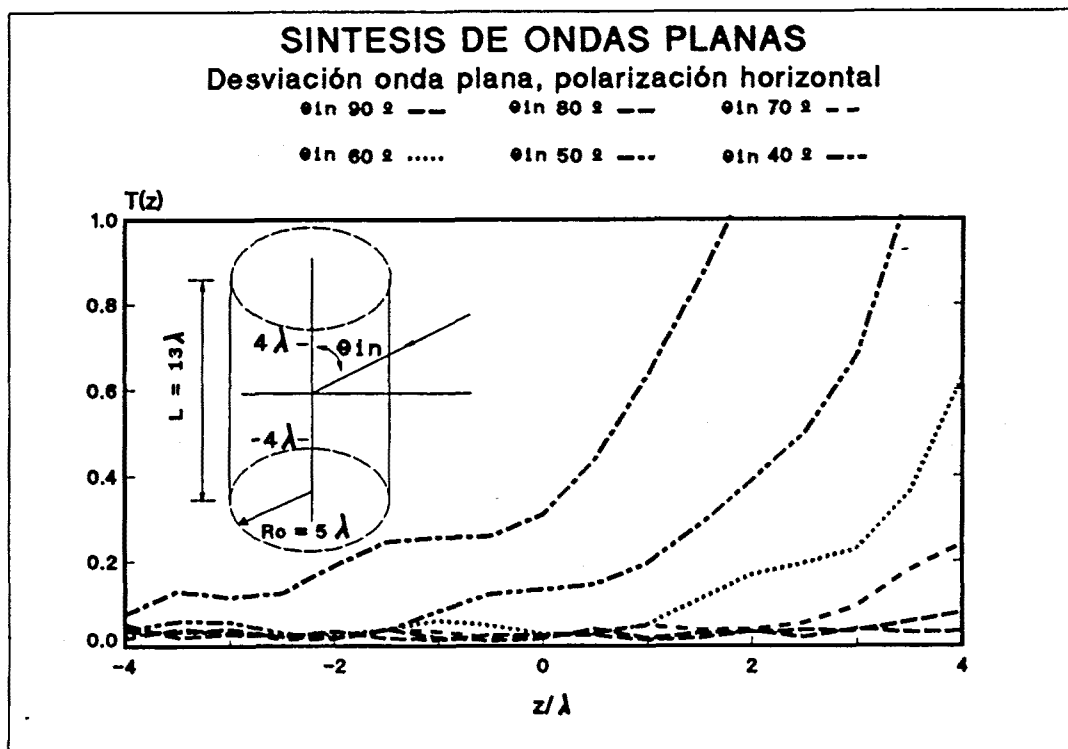
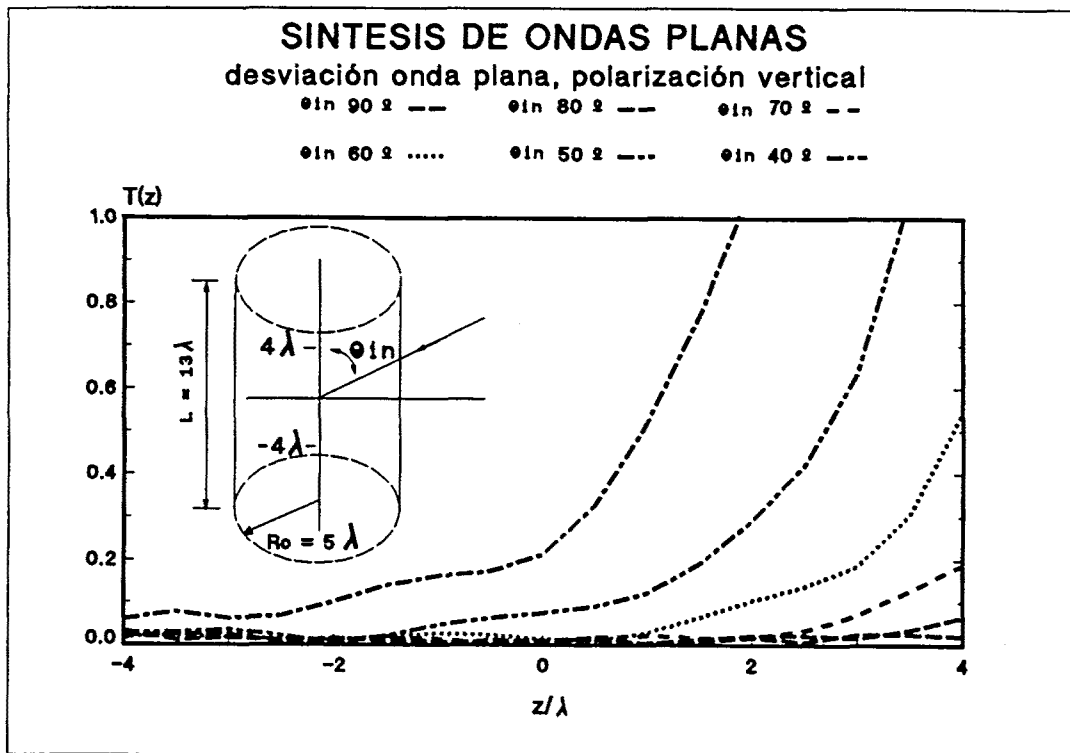


Figura 5-14 Desviación relativa respecto la onda plana ideal para polarización de la onda incidente según θ y ϕ .

$$T_{rms} = \frac{1}{S} \left[\int_S |T(\vec{r})|^2 dS \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5-61)$$

que permite cuantificar mediante un sólo número el error cometido en la síntesis de onda plana sobre la zona de interés S. En la figura 5-15 se muestra el valor de T_{rms} en función del ángulo de incidencia, calculado sobre el eje z entre $\pm 4\lambda$, con un radio del cilindro de medida de 5λ y para distintas longitudes de medida. El asterisco en la curva indica el valor del ángulo de validez calculado a partir de 5-58. Es importante notar como para todos los cilindros de medida se obtiene una desviación cuadrática similar cuando el ángulo de incidencia es el ángulo de validez. Así pues, el ángulo de validez tiene un significado claro desde el punto de vista de degradación de la onda plana sintetizada.

Para valorar el significado del error cuadrático medio de la desviación de la onda plana se ha calculado este valor para una situación de medida en campo lejano como la de la figura 5-16 en que se supone que existe un error de fase entre la onda plana teórica y la onda real. En este caso se obtiene que

$$T(y) = |e^{-j\frac{kay^2}{2a^2}} - 1|^2 = 4 \operatorname{sen}^2 \left(\frac{ky^2}{4d} \right) \quad (5-62)$$

obteniéndose para el valor cuadrático medio sobre el eje y

$$T_{rms} = \frac{4}{D} \sqrt{\frac{d}{k}} \cdot \left[\frac{3}{8} \sqrt{\frac{k}{d}} D - \sqrt{\pi} C \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{k}{d\pi}} D \right) + \frac{1}{8} \sqrt{\frac{\pi}{2}} C \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2k}{\pi d}} D \right) \right] \quad (5-63)$$

donde C(x) es la integral de Fresnel definida por

$$C(x) = \int_0^x \cos \left(\frac{\pi}{2} \tau^2 \right) d\tau \quad (5-64)$$

Si se calcula el valor del error cuadrático medio para el criterio habitual de campo lejano, esto es

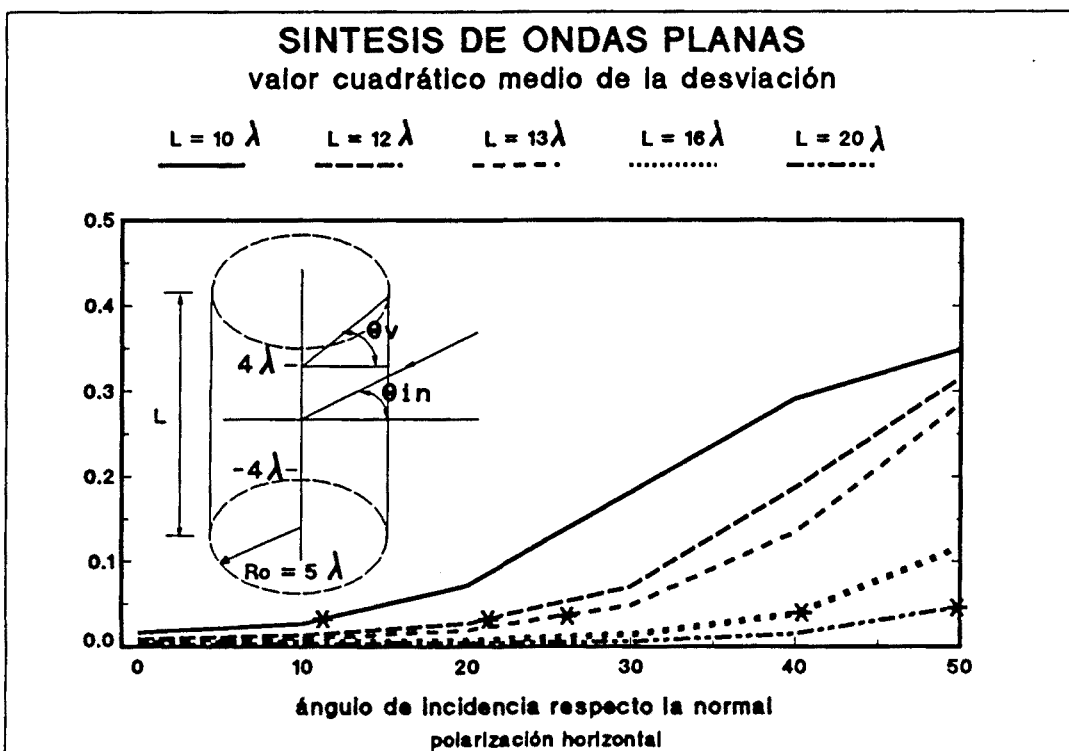
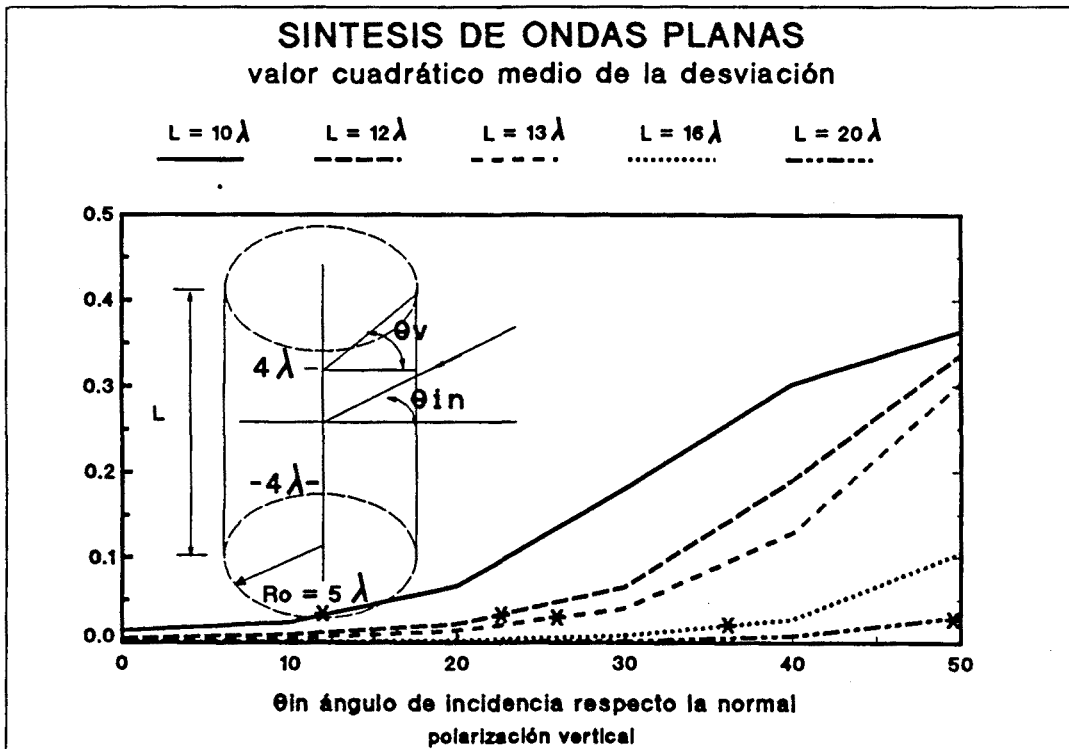


Figura 5-15 Valor cuadrático medio de la desviación relativa respecto la onda plana ideal para polarización de la onda incidente según θ y ϕ para distintas longitudes del cilindro de medida. El asterisco indica el ángulo de validez.

$$d = 2D^2 / \lambda \quad (5-65)$$

se obtiene que el error es $T_{rms} = 0.4$ y por tanto unas diez veces mayor que el producido dentro del margen de validez.

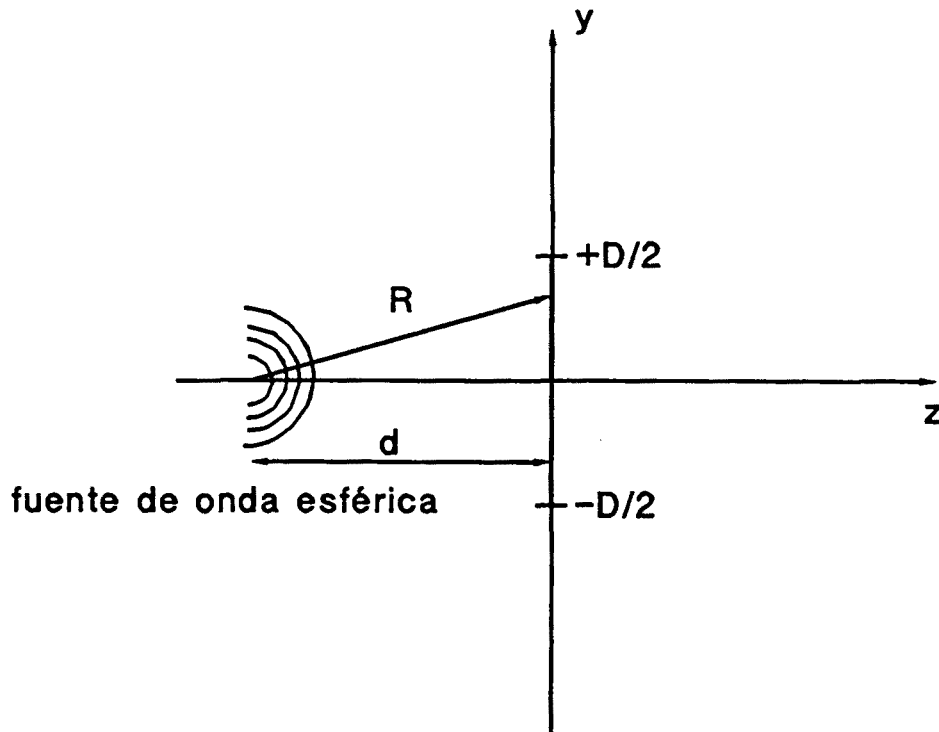


Figura 5-16 Situación de medida en campo lejano.

5.4.2 Errores aleatorios de posicionado.

Otra causa de degradación de la onda plana sintetizada son los errores de posicionado. Los errores de posicionado se deben a las imprecisiones introducidas por los sistemas de desplazamiento. Para generar la superficie de medida es necesario situar la ABP sobre un posicionador de acimut, y la sonda de medida en un sistema de desplazamiento vertical. En primera aproximación el posicionador de acimut introduce errores de posicionado en ϕ , mientras que el posicionador vertical los introduce en z . Sin embargo, la existencia de torsiones y vibraciones en el sistema de desplazamiento vertical provoca también desplazamientos de la sonda respecto su posición teórica en x e y .

El modelo que se toma para los errores depende del tipo de exploración realizado. En el caso más general puede suponerse que para cada punto de medida tanto la ABP como la sonda se encuentran desplazados una cierta cantidad aleatoria respecto a su posición teórica. En la práctica las condiciones de medida pueden ser ligeramente más restrictivas. Así, por ejemplo, si la exploración se realiza completando una medida en acimut y posteriormente se realiza el desplazamiento en vertical, se puede suponer que para cada posición de z constante, el error de posición de la sonda en vertical se mantiene invariante para toda la exploración en acimut, hasta el siguiente desplazamiento en vertical. Una consideración análoga es válida en el caso de completar la exploración en vertical antes de desplazar en acimut.

El origen de los errores de posicionado está por un lado en la resolución finita de los sistemas de desplazamiento que se traduce en un error uniformemente distribuido de amplitud igual al paso mínimo de desplazamiento, y en segundo lugar el conjunto de tolerancias mecánicas que tomando un modelo simple pueden suponerse errores gaussianos caracterizados por su varianza, que no es más que el error cuadrático medio.

Los errores de posicionado producen una degradación de la onda plana incidente sobre la ABP, que puede estudiarse desplazando los elementos que forman la agrupación cilíndrica de su posición teórica. En este caso la onda sintetizada presentará una desviación respecto la onda plana ideal. Debido a la naturaleza aleatoria de los errores de posicionado, la onda sintetizada sobre la ABP es un proceso estocástico, y la tensión en bornes de la ABP al incidir sobre ella esta onda es una variable aleatoria que dependerá de las características de la ABP.

Una forma elegante de estudiar la degradación de la onda plana debido a errores de posicionado, es expresar el campo sintetizado mediante su espectro de ondas planas. Para la onda plana ideal el espectro es una delta situada en el dominio espectral en la posición k_x, k_y, k_z correspondiente a la dirección de propagación de la onda.

Debido a los errores de posicionado y truncamiento el espectro de ondas planas contiene términos adicionales que son responsables de la degradación de la onda plana sintetizada. El truncamiento de la longitud del cilindro introduce un error determinista, ya que para una misma geometría el espectro de ondas planas siempre es el mismo. Por el contrario, debido a la naturaleza aleatoria de los errores de posicionado, el espectro de ondas planas asociado al campo incidente es un proceso estocástico.

En el contexto de esta tesis no se pretende realizar un análisis riguroso de las características estadísticas del espectro de ondas planas sintetizado, tema que es sin duda interesante para la cuantificación de los errores de posicionado, sin embargo puede realizarse las siguientes consideraciones.

El campo en un punto se obtiene como la superposición del campo producido por cada uno de los elementos que forma la distribución cilíndrica. Para errores de posicionado de media cero, el campo en un punto producido por un elemento es una variable aleatoria, cuya media es el valor del campo sin error de posicionado. Por tanto el error de la onda sintetizada es también de media cero

El espectro de ondas planas es la transformada de Fourier de la distribución de campos. Dado que el error de la onda sintetizada es el resultado de combinar los errores debidos a cada uno de los elementos, presumiblemente el error es gaussiano. Tal como se ha demostrado en la sección 5.2.1, la transformada de Fourier de un proceso gaussiano es otro proceso gaussiano.

Para procesos estacionarios la densidad espectral de potencia puede aproximarse por [Brown,1983,pp.85]

$$S(\omega) \cong E \left(\left| \frac{1}{T} \int_0^T x_T(x) dx \right|^2 \right) \quad (5-66)$$

El estudio de los errores de posicionado se ha realizado estimando la densidad espectral de potencia de los campos sintetizados. Para ello se ha realizado un número elevado de simulaciones con errores de posicionado y se ha evaluado la expresión 5-66. En las figuras 5-17, 5-18 y 5-19 se muestra el resultado obtenido con errores de posicionado de la sonda en x, y , y z . Se han estudiado errores gaussianos de varianza $(\lambda/50)^2$, $(\lambda/100)^2$, y $(\lambda/200)^2$. En la figura se compara la densidad espectral de la onda sintetizada con el espectro de ondas planas sin error de posicionado. El error respecto la onda plana ideal en este último caso es debido al truncamiento del cilindro. La geometría en estas simulaciones es de un cilindro de longitud 20λ y radio 5λ .

La densidad espectral es distinta para cada error, siendo superior en el caso de errores según x , que según y , y z . De hecho para tener la misma densidad espectral de ruido la varianza del error en z e y puede ser prácticamente cuatro veces superior que en x . Este hecho es comprensible si se considera que los desplazamientos según x implican un alejamiento de la sonda y la ABP que se traduce en un error importante de fase, mientras que los errores en z y aproximadamente los errores en y sólo conllevan desplazamientos de la sonda sobre la superficie de medida. También se observa una proporcionalidad en la densidad espectral en función de la varianza del error. En la figura 5-20 se representa la densidad espectral en el caso en que existan simultáneamente errores en x, y , y z con varianza $(\lambda/100)^2$ para los errores en y , y z , y $(\lambda/200)^2$ para los errores en x . Nótese que los errores de posicionado introducen un nivel de ruido en la onda sintetizada que puede aproximarse como un ruido blanco que reduce el margen dinámico de la medida.

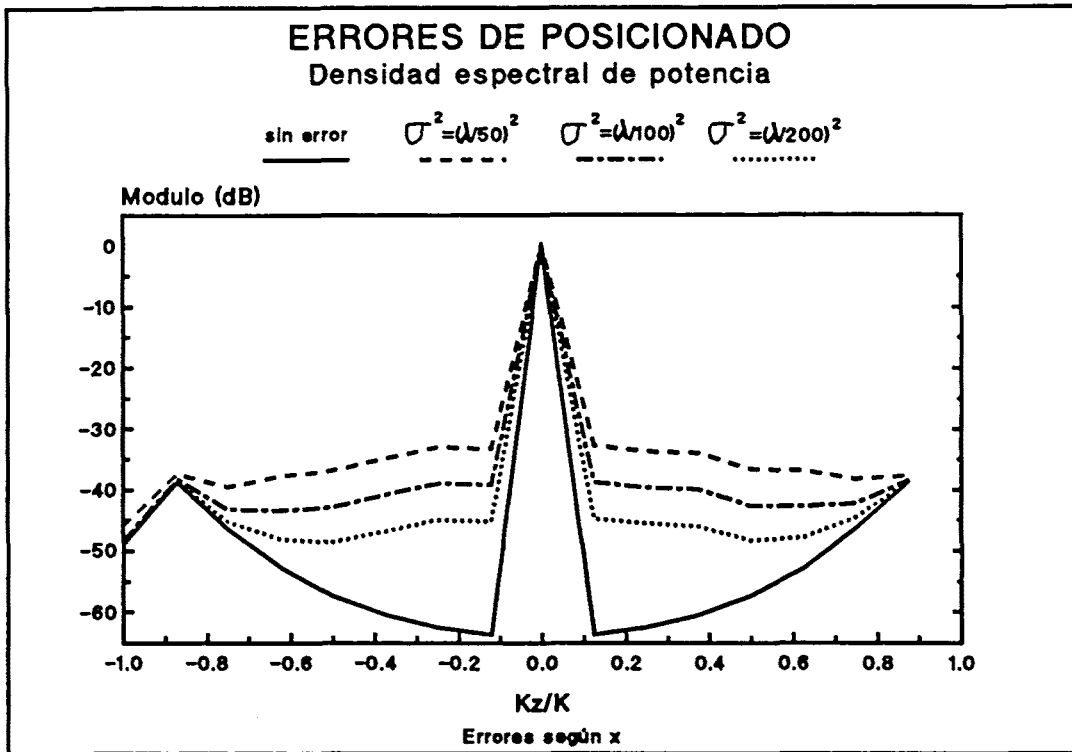


Figura 5-17 Densidad espectral con errores en x.

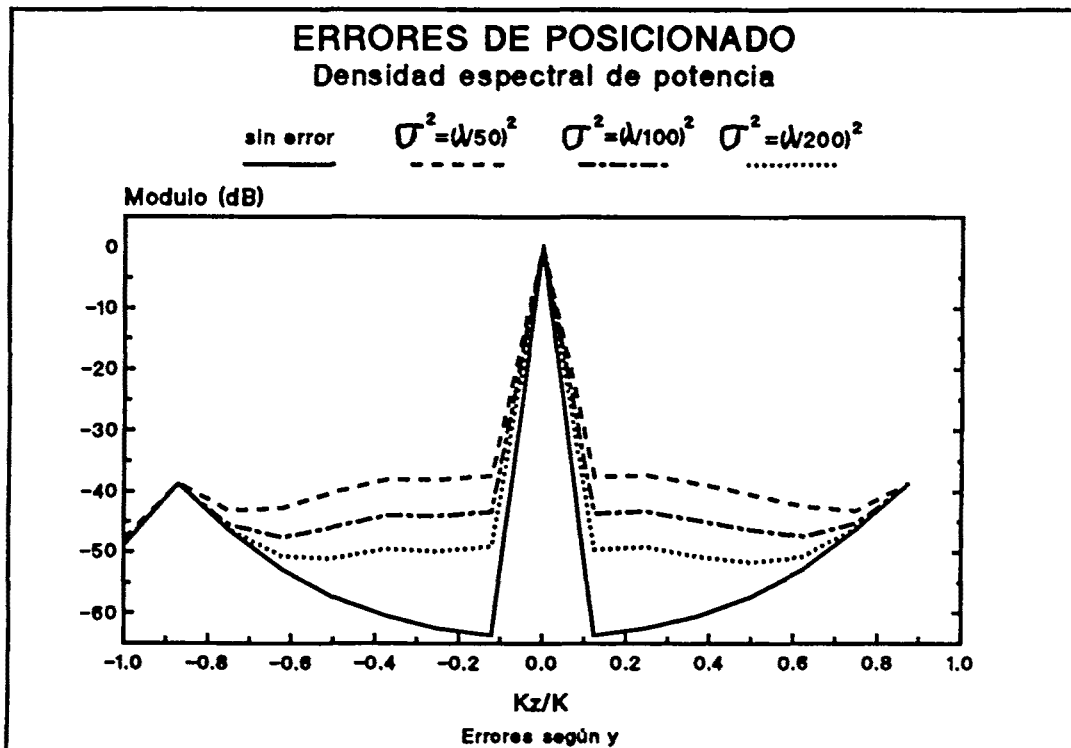


Figura 5-18 Densidad espectral con errores en y.

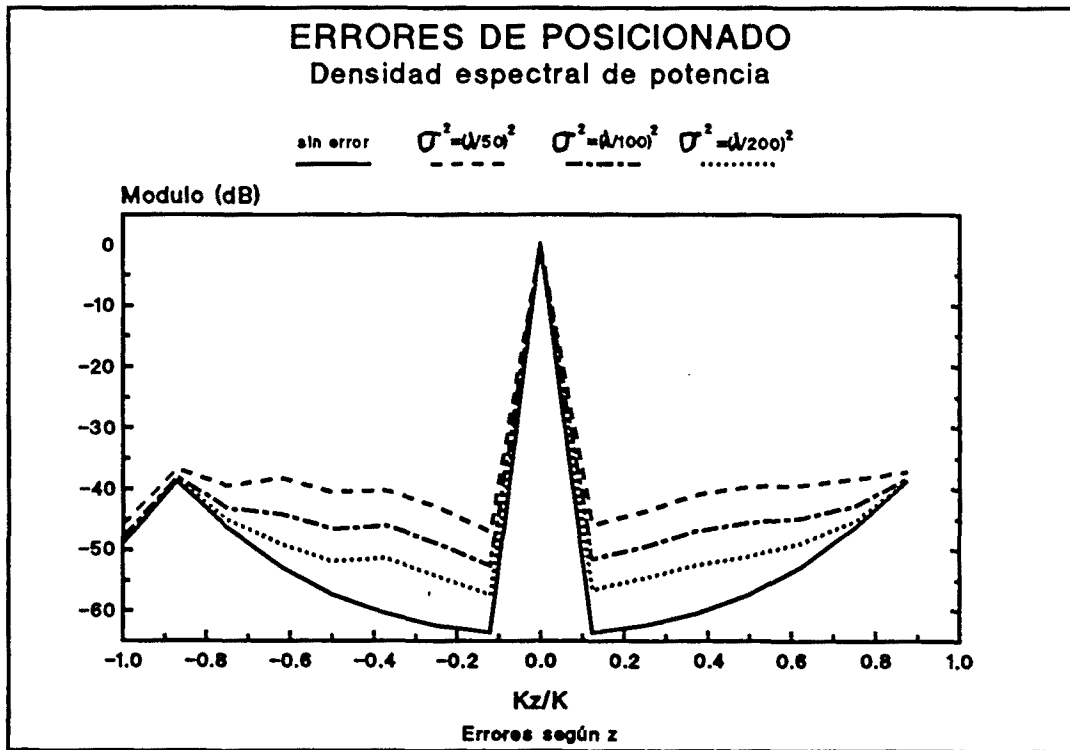


Figura 5-19 Densidad espectral con errores en z.

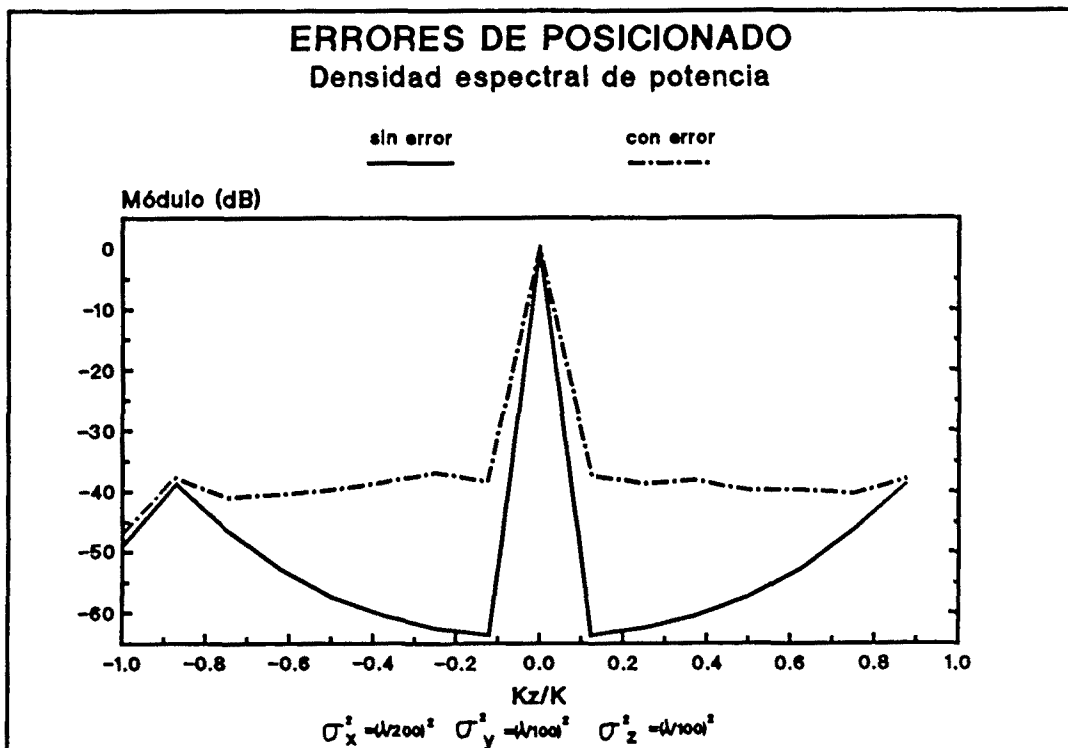


Figura 5-20 Densidad espectral con errores en x, y, z.

5.5 Otras causas de error.

5.5.1 Errores debidos a la sonda.

Los errores debidos al proceso de corrección de sonda se producen por la existencia de diferencias entre el comportamiento real de la sonda y el modelo empleado en la corrección. Estos errores pueden provenir del proceso previo de caracterización de la sonda, de forma que el diagrama medido no se corresponde al real, o a una incorrecta alineación de la sonda durante la medida en campo próximo. En este caso no se corresponde el sistema de ejes de referencia empleado durante la caracterización de la sonda y el de medida de campo próximo. Independientemente de la causa del error, la consecuencia es que se corrige el efecto de una sonda distinta de la que se ha empleado durante la medida.

Para el estudio del efecto de los errores debidos a la sonda, se emplean las expresiones asintóticas de la transformación desarrollados en la sección 4.4. Estas expresiones ofrecen la ventaja de hacer intervenir de forma explícita los diagramas de radiación de la sonda.

Para realizar la transformación es necesario realizar dos medidas con dos sondas diferentes. Para este análisis se supone que la ABP tiene una polarización lineal claramente definida, y que la polarización principal de la sonda 1 coincide con la polarización de la ABP, mientras que la polarización de la sonda 2 coincide con la cruzada de la ABP. Esta suposición se ajusta a la realidad, y a continuación se pondrá de manifiesto que ofrece ventajas en cuanto a protección frente a errores. Las ecuaciones 4-83 que relacionan los coeficientes modales cilíndricos de los campos producidos por la ABP con la medida en campo próximo, pueden escribirse como

$$\gamma_p(n, k_z) = K \frac{\tilde{v}^{(1)} E_p^{(2)} - \tilde{v}^{(2)} E_x^{(1)}}{E_p^{(1)} \cdot E_p^{(2)} - E_x^{(1)} E_x^{(2)}} \quad (5-67)$$

$$\gamma_x(n, k_z) = K \frac{\tilde{v}^{(2)} E_p^{(1)} - \tilde{v}^{(1)} E_x^{(2)}}{E_p^{(1)} \cdot E_p^{(2)} - E_x^{(1)} E_x^{(2)}}$$

donde los subíndices p y x se refieren a la componente principal y cruzada respectivamente. A continuación se definen las siguientes relaciones de polarización:

$$\rho^{(1)}(\Psi_n, k_z) = \frac{E_x^{(1)}(\Psi_n, k_z)}{E_p^{(1)}(\Psi_n, k_z)} \quad (5-68)$$

$$\rho^{(2)}(\Psi_n, k_z) = \frac{E_x^{(2)}(\Psi_n, k_z)}{E_p^{(2)}(\Psi_n, k_z)}$$

$$\tilde{\rho}_{ABP}(n, k_z) = \frac{\tilde{v}^{(2)}(n, k_z)}{\tilde{v}^{(1)}(n, k_z)}$$

con lo que se puede escribir

$$\begin{aligned} \gamma_p(n, k_z) &= K \frac{\tilde{v}^{(1)} \left[1 - \tilde{\rho}_{ABP} \frac{E_x^{(1)}}{E_p^{(2)}} \right]}{E_p^{(1)} [1 - \rho^{(1)} \rho^{(2)}]} \\ \gamma_x(n, k_z) &= K \frac{\tilde{v}^{(2)} \left[1 - \frac{1}{\tilde{\rho}_{ABP}} \frac{E_x^{(2)}}{E_p^{(1)}} \right]}{E_p^{(2)} [1 - \rho^{(1)} \rho^{(2)}]} \end{aligned} \quad (5-69)$$

Para sondas con un nivel de polarización cruzada moderadamente bueno, se tiene que $\rho^{(1)} \cdot \rho^{(2)}$ es mucho menor que la unidad, por lo que se pueden simplificar las fórmulas anteriores de la forma

$$\begin{aligned} \gamma_p(n, k_z) &= K \frac{\tilde{v}^{(1)}}{E_p^{(1)}} \left[1 - \tilde{\rho}_{ABP} \rho^{(1)} \frac{E_p^{(1)}}{E_p^{(2)}} \right] \\ \gamma_x(n, k_z) &= K \frac{\tilde{v}^{(2)}}{E_p^{(2)}} \left[1 - \frac{1}{\tilde{\rho}_{ABP}} \rho^{(2)} \frac{E_p^{(2)}}{E_p^{(1)}} \right] \end{aligned} \quad (5-70)$$

Si se supone que el diagrama de radiación de la componente principal, para las dos sondas es el mismo, y que la polarización cruzada de la ABP es baja puede escribirse

$$\begin{aligned} \gamma_p(n, k_z) &= K \frac{\tilde{v}^{(1)}}{E_p^{(1)}} \\ \gamma_x(n, k_z) &= K \frac{\tilde{v}^{(2)}}{E_p^{(2)}} \left[1 - \frac{\rho^{(2)}}{\tilde{\rho}_{ABP}} \right] \end{aligned} \quad (5-71)$$

las expresiones anteriores permiten obtener las siguientes conclusiones:

- a) El diagrama de polarización cruzada de la sonda que mide la componente de polarización principal de la ABP, esto es $E_x^{(1)}$, no interviene en el proceso de corrección de sonda.

b) La misma consideración es válida para $E_x^{(2)}$ siempre y cuando se cumpla que $\rho^{(2)} \ll \tilde{\rho}_{ABP}$, es decir, el nivel de polarización cruzada de la sonda 2 es menor que $\tilde{\rho}_{ABP}$. Nótese que $\tilde{\rho}_{ABP}$ es la relación entre la transformada de Fourier de la medida en campo próximo para cada una de las medidas. En elevación, esto es, según k_z , $\tilde{\rho}_{ABP}$ puede asimilarse a la relación de polarización de la ABP en campo lejano. En cuanto a la variación según n y dado que el diagrama de polarización cruzada es en general antisimétrico respecto al máximo de radiación, es lógico pensar que $\tilde{\rho}_{ABP} \ll 1$ para $n=0$, mientras que para posiciones alejadas del origen $\tilde{v}^{(1)}$ decrece y $\tilde{v}^{(2)}$ aumenta, por lo que $\tilde{\rho}_{ABP}$ tiende a valores mayores. Así pues, el diagrama de radiación de polarización cruzada de la sonda 2, interviene en la obtención de los coeficientes modales de los campos correspondientes a la polarización cruzada de la ABP en una zona alrededor del origen en el dominio transformado n, k_z .

El diagrama de radiación erróneo empleado en la corrección de sonda puede escribirse como

$$E_p^e(\psi_n, k_z) = k_1 E_p(\psi_n, k_z) (1 + \epsilon_p(\psi_n, k_z)) \quad (5-72)$$

$$E_x^e(\psi_n, k_z) = k_2 E_x(\psi_n, k_z) (1 + \epsilon_x(\psi_n, k_z))$$

donde el módulo de las funciones de error se suponen menores que 1. De este modo los coeficientes modales cilíndricos se aproximan por:

$$\gamma_p^e(n, k_z) = K \frac{\tilde{v}^{(1)}}{E_p^{(1)} k_1} [1 - \epsilon_p^{(1)}(\psi_n, k_z)] = \quad (5-73)$$

$$= \gamma_p(n, k_z) \frac{1}{k_1} [1 - \epsilon_p^{(1)}(\psi_n, k_z)];$$

$$\gamma_x^e(n, k_z) = K \frac{\tilde{v}^{(2)}}{k_2 E_p^{(2)} (1 + \epsilon_x^{(2)})} \left[1 - \frac{\rho^{(2)} (1 + \epsilon_x^{(2)})}{\tilde{\rho}_{ABP} (1 + \epsilon_p^{(2)})} \right] =$$

$$= \gamma_x \frac{1}{k_2} \left[1 - \frac{\epsilon_x^{(2)} \tilde{\rho}_{ABP} - \epsilon_p^{(2)} \rho^{(2)}}{\tilde{\rho}_{ABP} - \rho^{(2)}} \right];$$

Salvo factores constantes el campo lejano se calcula como

$$E_{ff}(\phi, k_z) = \sum_n \gamma(\psi_n, k_z) e^{jn\phi} \quad (5-74)$$

por lo que en el caso que haya errores en los diagramas de la sonda, se obtiene tras la transformación un campo lejano erróneo dado por

$$E_{ff}^{p*}(\phi, k_z) = \frac{E_{ff}^p}{k_1} \left[1 - \sum_n \epsilon_p^{(1)}(\psi_n, k_z) e^{j n \phi} \right] \quad (5-75)$$

$$E_{ff}^{x*}(\phi, k_z) = \frac{E_{ff}^x}{k_2} \left[1 - \sum_n \frac{1}{\bar{\rho}_{ABP} - \rho^{(2)}} [\epsilon_x^{(2)} \bar{\rho}_{ABP} - \epsilon_p^{(2)} \rho^{(2)}] e^{j n \phi} \right]$$

En el caso en que el error cometido en el diagrama de la sonda sea separable en elevación y acimut, esto es

$$\epsilon(\psi_n, k_z) = \Psi(\psi_n) \cdot K(k_z) \quad (5-76)$$

se tiene que el campo lejano con error se puede expresar como

$$E_{ff}^{p*}(\phi, k_z) = \frac{E_{ff}^p}{k_1} \left[1 - K_p^{(1)}(k_z) \sum_n \Psi_p^{(1)}(\psi_n) e^{j n \phi} \right] \quad (5-77)$$

$$E_{ff}^{x*}(\phi, k_z) = \frac{E_{ff}^x}{k_2} \left[1 - K_x^{(2)}(k_z) \sum_n \frac{1}{\bar{\rho}_{ABP} - \rho^{(2)}} \Psi_x^{(2)}(\psi_n) \bar{\rho}_{ABP} e^{j n \phi} - \right.$$

$$\left. - K_p^{(2)}(k_z) \sum_n \frac{1}{\bar{\rho}_{ABP} - \rho^{(2)}} \Psi_p^{(2)}(\psi_n) \rho^{(2)} e^{j n \phi} \right]$$

Por tanto se observa que en el caso en que sólo existan errores en elevación, los errores cometidos en el diagrama de la sonda se trasladan directamente en el diagrama campo lejano de la ABP. El efecto de los errores en acimut es más complejo ya que se trasladan al diagrama de la ABP a través de una serie de Fourier, por lo que dependiendo de como sea el error afectará más a ciertos ángulo o a otros.

Tal como se ha comentado anteriormente, una de las posibles causas de error es un posicionado incorrecto de la sonda. Este posicionado puede caracterizarse por una traslación de la sonda respecto la posición teórica, y una rotación respecto los tres ángulos de Euler. El efecto de la traslación se ha analizado anteriormente en el apartado de errores de posicionado. A continuación se analizará el efecto de las rotaciones de la sonda respecto a su alineación teórica. A este tipo de errores los referiremos como errores de alineación o apuntamiento.

Considérese la situación de la figura 5-21, en que una sonda linealmente polarizada se encuentra rotada una cantidad β sobre el plano zy.

En este caso el error principal es un error de polarización de forma que el diagrama de la sonda es

$$E_x^e = E_x \cos \beta + E_p \sin \beta = E_x \cos \beta \left[1 + \frac{1}{\rho^{(p)}} \tan \beta \right] \quad (5-78)$$

$$E_p^e = E_p \cos \beta$$

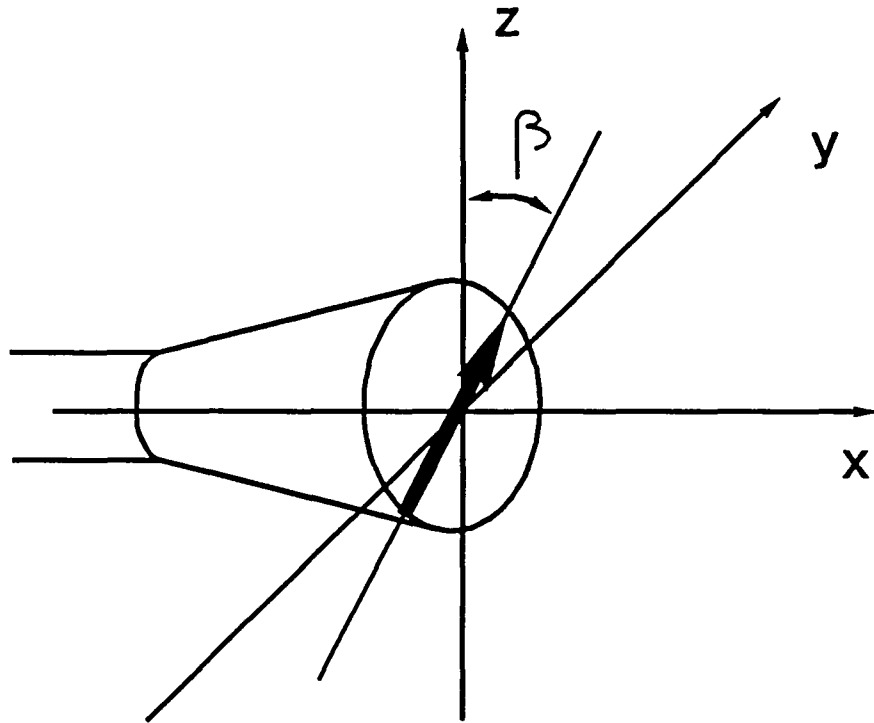


Figura 5-21 Rotación de la sonda respecto el plano zy.

con lo que referido a las expresiones 5-75 se tiene que

$$k_1 = \cos \beta \quad (5-79)$$

$$k_2 = \cos \beta$$

$$\epsilon_p = 0$$

$$\epsilon_x = -\frac{\tan \beta}{\rho^{(p)}}$$

con lo que el campo lejano obtenido es

$$E_{ff}^{pe} = \frac{E_{ff}^p}{\cos\beta} \quad (5-80)$$

$$E_{ff}^{xe} = \frac{E_{ff}^x}{\cos\beta} \left[1 + \tan\beta \sum_n \frac{1}{\tilde{\rho}_{ABP} - \rho^{(2)}} \frac{\tilde{\rho}_{ABP}}{\rho^{(2)}} e^{jn\phi} \right]$$

y la relación de polarización en campo lejano

$$\rho_{ff}^e = \frac{E_{ff}^{xe}}{E_{ff}^{pe}} = \rho_{ff} \left[1 + \tan\beta \sum_n \frac{1}{\tilde{\rho}_{ABP} - \rho^{(2)}} \frac{\tilde{\rho}_{ABP}}{\rho^{(2)}} e^{jn\phi} \right] \quad (5-81)$$

El error cometido es distinto según la componente de campo lejano de la ABP. Para la componente principal el error es un error de amplitud que depende del ángulo de rotación, mientras que para la polarización cruzada el error es más complejo y depende del valor relativo de $\tilde{\rho}_{ABP}$ y $\rho^{(2)}$. Para el caso en que $\tilde{\rho}_{ABP} \gg \rho^{(2)}$, esto es, la polarización cruzada de la sonda sea menor que la de la ABP, se tiene que

$$\rho_{ff}^e = \rho_{ff} \left[1 + \tan\beta \sum_n \frac{1}{\rho^{(2)}} e^{jn\phi} \right] \quad (5-82)$$

Para que el error sea despreciable debe cumplirse que

$$\frac{\tan\beta}{\rho^{(2)}} \ll 1 \quad (5-83)$$

Por tanto cuanto menor sea la polarización cruzada de la sonda menor puede ser β .

Otros posibles errores de alineamiento son los errores de apuntamiento en elevación y acimut. Considerando en primer caso los errores de apuntamiento en acimut, se tiene que el diagrama de radiación erróneo de la sonda es

$$E_p^e(\psi_n, k_z) = E_p(\psi_n - \phi_0, k_z) = E_p \left[1 + \phi_0 \frac{\partial}{\partial \psi_n} \right] \quad (5-84)$$

$$E_x^e(\psi_n, k_z) = E_x(\psi_n - \phi_0, k_z) = E_x \left[1 + \phi_0 \frac{\partial}{\partial \psi_n} \right]$$

donde se ha supuesto que el ángulo de desapuntamiento ϕ_0 es pequeño. Para sondas poco directivas el diagrama en la polarización principal de la sonda presenta variaciones muy suaves, especialmente en la zona del máximo. Por el contrario el diagrama de polarización cruzada presenta máxima variación para la zona alrededor de $\phi = 0$, y $\theta = 90$. Por lo tanto se tiene que

$$E_p^e(\psi_n, k_z) = E_p \quad (5-85)$$

$$E_x^e(\psi_n, k_z) = E_x \left[1 + \phi_0 \frac{\partial}{\partial \psi_n} \right]$$

En este caso el error sólo es significativo para la componente de polarización cruzada de la ABP. Los coeficientes modales cilíndricos para esta componente de campo son

$$\gamma_x^e = K \frac{\tilde{v}^{(2)}(n, k_z)}{E_p^{(2)}(\psi_n, k_z)} \left[\frac{1}{1 + \phi_0 \frac{\partial}{\partial \psi_n} E_x^{(2)}} - \frac{\rho^{(2)}}{\tilde{\rho}_{ABP}^{(2)}} \right] \quad (5-86)$$

El error es despreciable en el caso que

$$\phi_0 \frac{\partial}{\partial \psi_n} E_x^{(2)} \ll 1 \quad (5-87)$$

El diagrama de radiación de la sonda puede aproximarse de forma esquemática tal como se muestra en la figura 5-22. En este caso se puede aproximar la derivada del diagrama, obteniéndose la siguiente condición

$$\phi_0 \frac{2\rho^{(2)}}{\Delta\phi} \ll 1 \quad (5-88)$$

que en el caso que la sonda tenga una polarización cruzada pequeña se cumplirá siempre y cuando

$$2\phi_0 \leq \Delta\phi \quad (5-89)$$

Un análisis análogo puede realizarse en cuanto a los desapuntamientos en elevación.

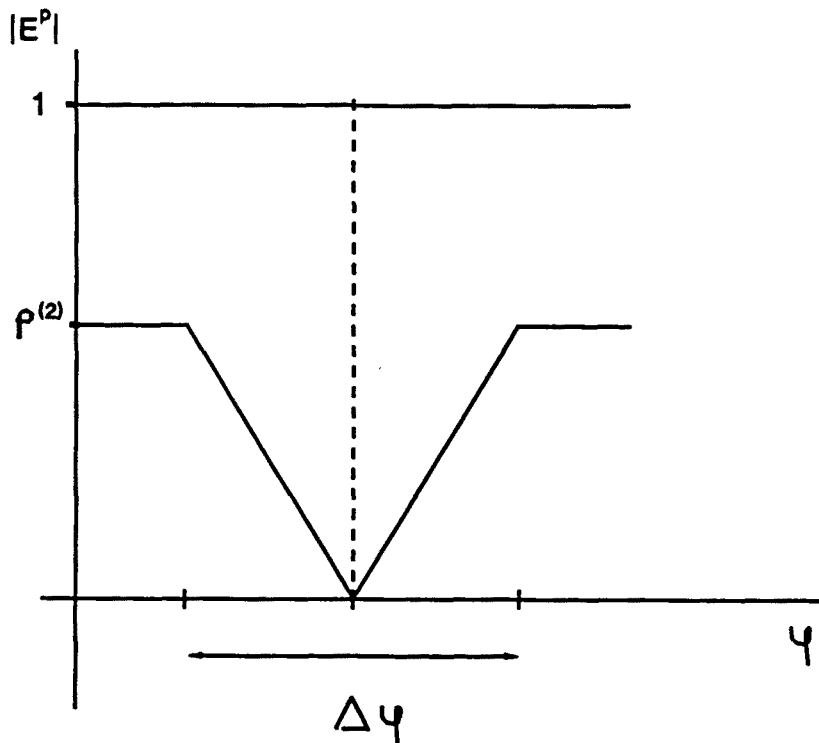


Figura 5-22 Aproximación del diagrama de la sonda.

5.5.2 Influencia del entorno de medida.

El entorno de medida supone una fuente de errores en tanto que el desarrollo del algoritmo de transformación campo próximo campo lejano supone un espacio homogéneo en que sólo se encuentran la sonda y la ABP. En la realidad la presencia del suelo y otros objetos más o menos próximos al campo de medida supondrán una perturbación a la situación ideal.

Una situación próxima a la ideal es el caso en que se realicen las medidas en una cámara anecoica. Al estar el suelo y las paredes recubiertos de material absorbente es posible reducir el nivel de las reflexiones al nivel de ruido propio del sistema. Sin embargo, aún en este caso existe el problema de la presencia de los posicionadores de medida, especialmente el vertical que se encuentra a poca distancia y enfrente de la ABP. En el caso de medidas en campos abiertos existe además el problema de evaluar el efecto que puede tener la presencia de objetos próximos no deseados.

Otro elemento que perturba la medida de la ABP es el empleo de radomos. Los radomos son cubiertas dieléctricas cuya función es proteger la ABP de la intemperie. Respecto a la presencia de radomos y desde el punto de vista de medida cabe distinguir dos situaciones (figura 5-23):

- El sistema de desplazamiento vertical es externo al radomo.
- El sistema de desplazamiento vertical se encuentra en el interior del radomo.

En el primer caso como resultado de la transformación se obtendrán los campos radiados por la ABP a través del radomo, el principal efecto desde el punto de vista de medida es que en este caso el cilindro mínimo que encierra a las fuentes es un cilindro que contiene al radomo, lo que debe considerarse al elegir los pasos de muestreo. En el segundo caso existe una vulneración clara de las hipótesis de partida ya que el volumen definido por la superficie de medida y el de transformación es inhomogéneo.

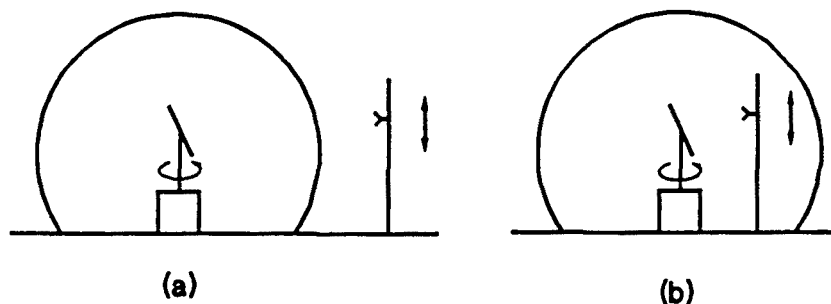


Figura 5-23 Situación del sistema de medida respecto al radomo.

Desde el punto de vista de medida el efecto más desfavorable en esta situación es un aumento del ruido debido a la creación de una onda estacionaria en el interior del radomo por la reflexión que se produce en las paredes del mismo. Este ruido está correlado con la señal útil, y por tanto es en general más perjudicial que el ruido aleatorio. Por lo que se puede afirmar que para medir en el interior del radomo, el coeficiente de reflexión del mismo debe ser menor que el margen dinámico requerido para la medida. En la sección 3.4 se aplica la formulación espectral para evaluar el efecto de radomos esféricos y cilíndricos sobre el diagrama de radiación, y el cálculo de su coeficiente de reflexión.

Para evaluar el efecto de objetos extraños próximos al campo de medida la formulación espectral permite evaluar el valor de los campos incidentes sobre el objeto. Así en primera aproximación puede obtenerse a partir de la medida en campo próximo en coordenadas cilíndricas el espectro angular de ondas planas y propagar el espectro en dirección del obstáculo para obtener el campo incidente sobre el mismo. En general los obstáculos presentes serán grandes respecto λ , por lo que las superficies planas presentarán reflexiones especulares que deberán ser evitadas cuando la incidencia sea normal al plano, mientras que las aristas y bordes producirán una difracción que resultará en un nivel de radiación difuso interferente y correlado con la señal útil.

5.5.3 Errores debidos al sistema de RF.

Por el sistema de radiofrecuencia se entiende el generador de señal, los cables de distribución, el medidor vectorial y elementos asociados tales como acoplador direccional, conmutador etc. Los errores que genera son errores aleatorios de amplitud y fase, no linealidades en amplitud y fase, derivas, desadaptación de impedancias y acoplo entre canales.

Cada uno de estos errores requiere un tratamiento distinto. Los errores aleatorios ya se han tratado con anterioridad, suponiendo errores gaussianos blancos en parte real e imaginaria.

Las alinealidades del sistema de medida vienen dadas generalmente por la instrumentación de medida. En general son pequeños por lo que no se justifica un estudio analítico de un problema tan complejo como el de las no linealidades. Nótese que con los analizadores de redes disponibles hoy en día son habituales márgenes dinámicos del orden de 90 dB entre el nivel de ruido del receptor y el punto de compresión a 0.1 dB. Por lo que en general no supondrá una limitación importante y es preferible por sencillez comprobar su efecto mediante simulación numérica.

En cuanto a las derivas durante la medida deben considerarse tanto las derivas a largo término por evejecimiento del sintetizador, como las debidas a fluctuaciones en las condiciones ambientales que afectan tanto a la instrumentación como a los cables empleados en la medida. Normalmente el elemento más determinante en este tipo de errores es el de la variación de las constantes de propagación de los cables empleados por variaciones de temperatura, ya que normalmente son necesarias grandes longitudes de cables respecto λ , por lo que pequeñas variaciones pueden suponer errores considerables en módulo y fase.

Un caso simple que permite acotar los errores permisibles es la existencia de una variación lineal de fase durante la medida. Si se supone que durante la medida sobre un cilindro de longitud z_m la fase ha sufrido una variación lineal con un error de fase final $\Delta\phi$ y que la exploración se ha realizado completando primero una medida en acimut y posteriormente desplazándose en vertical, se obtiene una medida errónea dada por

$$v^\circ(\phi, z) = v(\phi, z) e^{j \frac{\Delta\phi}{2\pi z_m} (2\pi z + \phi)} = v(\phi, z) e^{j \frac{\Delta\phi}{z_m} z} e^{j \frac{\Delta\phi}{2\pi z_m} \phi} \quad (5-90)$$

al realizar la transformación de Fourier para realizar la transformación campo próximo campo lejano se obtendrá un desplazamiento debido a los términos de fase lineal

$$\tilde{v}^\circ(n', k_z') = \tilde{v}\left(n - \frac{\Delta\phi}{2\pi z_m}, k_z + \frac{\Delta\phi}{z_m}\right) \quad (5-91)$$

Este error produce básicamente un desapuntamiento del haz en elevación de forma que

$$k_{z \max}^\circ = k_{z \max} + \frac{\Delta\phi}{z_m} \quad (5-92)$$

recordando que $k_z = k \cos \theta$ y suponiendo que el máximo de radiación se encuentra para $\theta = \pi/2$ se puede aproximar el error de desapuntamiento por

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\phi \lambda}{2\pi z_m} \quad (5-93)$$

El efecto en acimut es distinto, a partir de las expresiones 4-84 se puede expresar los coeficientes modales cilíndricos como

$$\alpha_n^\circ = \alpha_n \frac{F(\psi_{n'})}{F(\psi_n)} \quad (5-94)$$

$$n' = n - \frac{\Delta\phi}{2\pi z_m}$$

donde se ha supuesto el empleo de sondas poco directivas. Aparecen dos errores en los coeficientes modales:

- los coeficientes se obtienen desplazados lo que significa que el campo lejano presentará una fase lineal en acimut.

- aparece un término de error que en general es despreciable si los errores son pequeños.

Finalmente los errores de acoplo entre canales supondrán básicamente un problema en la medida de la polarización cruzada, ya que sobre esta se encontrará superpuesta la medida de polarización principal multiplicada por el coeficiente de acoplo, por lo que este coeficiente deberá ser menor que la relación de polarización cruzada que se desee medir.

CAPITULO 6

Diseño de un campo próximo de medida de antenas.

6.1 Introducción.

En el diseño de un Campo Próximo de medida de Antenas (CPA) intervienen un número elevado de factores tales como las características de la Antena Bajo Prueba (ABP), precisión deseada en el diagrama obtenido, entorno de funcionamiento, tiempo de medida, y factores de coste.

El punto principal en el diseño de un CPA es la correcta especificación de los factores que intervienen en la exactitud de la medida en campo próximo, es decir, errores aleatorios, errores de posicionado, alineación, derivas, alinealidades, etc. Todos estos factores tienen su influencia sobre la precisión del diagrama de radiación, aunque tal como se ha puesto de manifiesto en el capítulo 5, esta influencia es en la mayoría de casos difícil de establecer de forma matemáticamente sencilla y directa.

El diseño de un CPA en coordenadas cilíndricas se aborda generalmente mediante un proceso de prueba y error, basado en la simulación numérica de los campos próximos de la ABP. Asimismo se simulan los distintos errores y se observa su efecto sobre el diagrama de radiación. Este método de diseño es sin duda una buena solución de ingeniería, ya que permite valorar de forma simple la correcta especificación del CPA. Sin embargo el hecho de no conocer de forma explícita la influencia de los distintos parámetros sobre la precisión del diagrama puede llevar a una incorrecta especificación, incurriendo fácilmente en la sobreespecificación con el consiguiente incremento de coste. Por otra parte dada la naturaleza aleatoria de ciertos errores, es difícil mediante simulación solamente tener la garantía de una correcta especificación, ya que cada simulación permite acceder solamente a una realización del proceso estocástico asociado al error en cuestión.

En este capítulo se propone sistematizar el diseño de un CPA en coordenadas cilíndricas, de forma que mediante el empleo de los desarrollos de los capítulos anteriores se pueda especificar la mayor parte de parámetros, siendo el proceso de simulación numérica una herramienta final de validación en vez de un elemento básico del proceso de diseño.

6.2 Especificación de un CPA.

El paso previo al diseño de cualquier sistema es la correcta especificación de los requisitos que éste debe cumplir. En el caso de un CPA en coordenadas cilíndricas son de interés los siguientes aspectos:

- Características de la ABP.

Las características de la ABP determinan de forma fundamental al campo de pruebas. Son de interés tanto las características radioeléctricas, como físicas de la ABP. En general todo conocimiento a priori de los posibles diagramas de radiación a medir son útiles en la concepción del CPA.

- Precisión del diagrama de radiación.

La precisión deseada en el diagrama de radiación, junto con las características de la ABP determinan la precisión con que debe medirse el campo próximo, y por tanto el margen dinámico, exactitud de posicionado, alineación, y estabilidad en la medida. La especificación de la precisión del diagrama de radiación depende en gran manera del tipo de diagrama, ya que este puede ser multihaz, diagrama diferencia, etc. En general es de interés especificar los siguientes parámetros:

- Exactitud en la posición del haz principal.
- Exactitud en la determinación del nivel de lóbulos secundarios.
- Exactitud en la determinación del nivel de polarización cruzada.

En determinadas aplicaciones específicas se puede requerir el conocimiento de algún otro parámetro en particular con mayor exactitud.

- Condiciones generales de medida.

Bajo este epígrafe nos referimos a aquellos aspectos que en primera instancia parecen no tener relación especial desde el punto de vista electromagnético con la concepción del campo de medida, pero sin embargo pueden ser determinantes en el diseño del CPA. Por ejemplo, cabe citar aspectos tales

como si el campo debe operar en intemperie o condiciones de laboratorio. Además de la evidente influencia en la elección de materiales y acabados, este aspecto tiene también implicaciones en cuanto a sistema de medida, ya que puede afectar en el tema de derivas por variaciones climáticas, falta de alineamiento por viento, o problemas de reflexiones por objetos incontrolados. Otro aspecto importante es el tiempo de medida ya que condiciona la instrumentación, y por otra parte está íntimamente ligado con los requisitos de margen dinámico.

6.3 Consideraciones de diseño.

El diseño de un campo de medida se puede fraccionar en la especificación de los distintos subsistemas o partes que lo componen. Estos son:

- Sistema de exploración y posicionado. Incluye la determinación de las dimensiones de la superficie de medida, pasos de muestreo y precisión de posicionado.
- Sonda. Con la especificación del diagrama de radiación y la precisión de su medida.
- Instrumentación de radiofrecuencia. Con la elección de aquella instrumentación que con menor costo cubra las especificaciones.
- Algoritmos y sistema de procesamiento de datos. Por un lado debe elegirse el algoritmo correcto a la situación de medida y por otra parte debe tenerse presente que en un sistema de medida de antenas en campo próximo no solo es necesario realizar la transformación campo próximo campo lejano, sino que debe disponerse de rutinas de análisis de resultados, interpolación de diagramas, presentación gráfica, gestión de ficheros, etc. Todo ello soportado por el sistema informático adecuado.

A continuación se describe de forma detallada las consideraciones a realizar en el diseño de cada uno de los subsistemas.

6.3.1 Sistema de exploración y posicionado.

El objetivo del sistema de exploración y posicionado es definir la superficie de medida, es decir, ubicar la sonda de medida sobre un cilindro imaginario que contiene la ABP. La forma de generar la superficie de medida consiste en colocar la ABP sobre un

posicionador de acimut, y la sonda de medida sobre un sistema de desplazamiento vertical. Los sistemas de posicionado pueden ser de dos tipos: punto a punto o continuo. En el primer caso los movimientos se realizan de forma discreta deteniéndose el movimiento en cada punto de medida. En el segundo caso el movimiento es continuo y mediante señales de sincronismo es posible conocer la posición en que se encuentra la sonda o la ABP y disparar la medida. El sistema de posicionado puede ser mixto, esto es, continuo en acimut y punto a punto en vertical y viceversa. La elección de uno u otro sistema tiene implicaciones importantes en cuanto a tiempo de medida y elección de la instrumentación de radiofrecuencia. Con sistemas de posicionado continuo es posible reducir mucho el tiempo de adquisición de la medida en campo próximo, ya que se evitan pérdidas de tiempo innecesarias. Por otra parte es necesario disponer de instrumentación que permita la adquisición de forma rápida y sincronizada con las señales de sincronismo proporcionadas por el posicionador. Este tipo de instrumentación está actualmente disponible pero a un coste superior.

Las dimensiones del cilindro de medida está determinada por su radio y longitud. La elección de ambos está condicionada por las dimensiones de la ABP y su diagrama de radiación.

El radio del cilindro de medida depende obviamente del tamaño de la ABP y debe ser mayor que 'a', siendo 'a' el radio del mínimo cilindro que encierra la ABP. En el desarrollo de la transformación campo próximo campo lejano realizado en la sección 4.2 se supone que no existen interacciones de segundo orden entre la ABP y la sonda. Esta condición implica que exista una separación de unas longitudes de onda entre el extremo más próximo de la ABP y la sonda. Además si se desean emplear las expresiones asintóticas desarrolladas en 4.4, es necesario que se cumpla la condición 4-80. Una elección que cumple ambas condiciones es

$$\rho_0 - a \sim 5\lambda \quad (6-1)$$

La elección de la longitud del cilindro de medida depende del margen de validez deseado en el diagrama en elevación, o lo que es lo mismo del margen angular en elevación en que interesa obtener el diagrama de radiación con precisión. Tal como se ha mostrado en la sección 5.4 es posible sintetizar ondas planas de calidad en direcciones comprendidas dentro del ángulo subtendido entre el extremo de la antena y el extremo del cilindro. Por tanto referido a la figura 6.1 se tiene que

$$z_m > z_a + 2(\rho_0 - a) \cdot \tan \theta_v \quad (6-2)$$

donde θ_v es el ángulo de validez deseado, y z_a es la altura máxima de la antena. De estas expresiones se pone de manifiesto que existe una dependencia entre radio y longitud del cilindro de medida, ya que para un ángulo de validez dado, la longitud es mayor cuanto mayor sea el radio.

Para determinar completamente la superficie de medida es necesario determinar el margen de exploración en acimut. Para obtener el diagrama de radiación de la ABP en los 360° en acimut es necesario explorar el cilindro de medida completo. Sin embargo en una situación de medida de antenas directivas en acimut es suficiente con el conocimiento del diagrama en un sector angular, por lo que cabe plantearse la posibilidad de limitar la medida en campo próximo a un sector angular en acimut. De la observación de la figura 4-7, se aprecia como en función de la distancia de medida el valor de los pesos necesarios para sintetizar la onda plana sobre la ABP tiende a una función delta. En este caso el sector angular de medida coincide con el margen de validez deseado en el diagrama. En general debe cumplirse que

$$\phi_m > \phi_v \quad (6-3)$$

donde ϕ_m es el máximo ángulo medido y ϕ_v es el ángulo de validez.

Una vez determinadas las dimensiones del cilindro de medida es necesario obtener los pasos de muestreo en vertical y acimut. Los pasos de muestreo vienen definidos por las propiedades de banda limitada de los campos radiados por la ABP en el dominio transformado k_z -n. Tal como se ha encontrado en la sección 2.7.3 los pasos de muestreo deben ser

$$\Delta z < \lambda/2 \quad (6-4)$$

$$\Delta \phi < \lambda/2a$$

Determinados el paso de muestreo y las dimensiones del cilindro se obtiene el número de puntos a medir

$$N_z > 2 \frac{z_m}{\lambda} \quad (6-5)$$

$$N_\phi > 2 \frac{a}{\lambda} \phi_m$$

En la elección del número de puntos a medir pueden intervenir consideraciones de ruido. Las expresiones 5-35 relacionan la varianza del ruido en campo lejano con la varianza de ruido en campo próximo. Estas expresiones pueden escribirse como

$$\sigma_{ff}^2 = 2\sigma^2 z_m \phi_m \frac{\Delta\phi\Delta z}{(2\pi)^2} (k\rho_0)^2 (f \cdot 10^{-7})^2 \quad (6-6)$$

Es decir, para dimensiones del cilindro de medida fijas, se obtiene una reducción en la potencia de ruido en campo lejano proporcional a la reducción del paso de muestreo. Por tanto en situaciones de medida en que exista una limitación de margen dinámico puede ser necesario disminuir el paso de muestreo, y por tanto aumentar el número de puntos de medida. De hecho esto es equivalente a realizar un promediado de la medida en campo próximo.

El aspecto final a determinar es la precisión con que debe conseguirse el posicionado. Las posibles causas de error son :

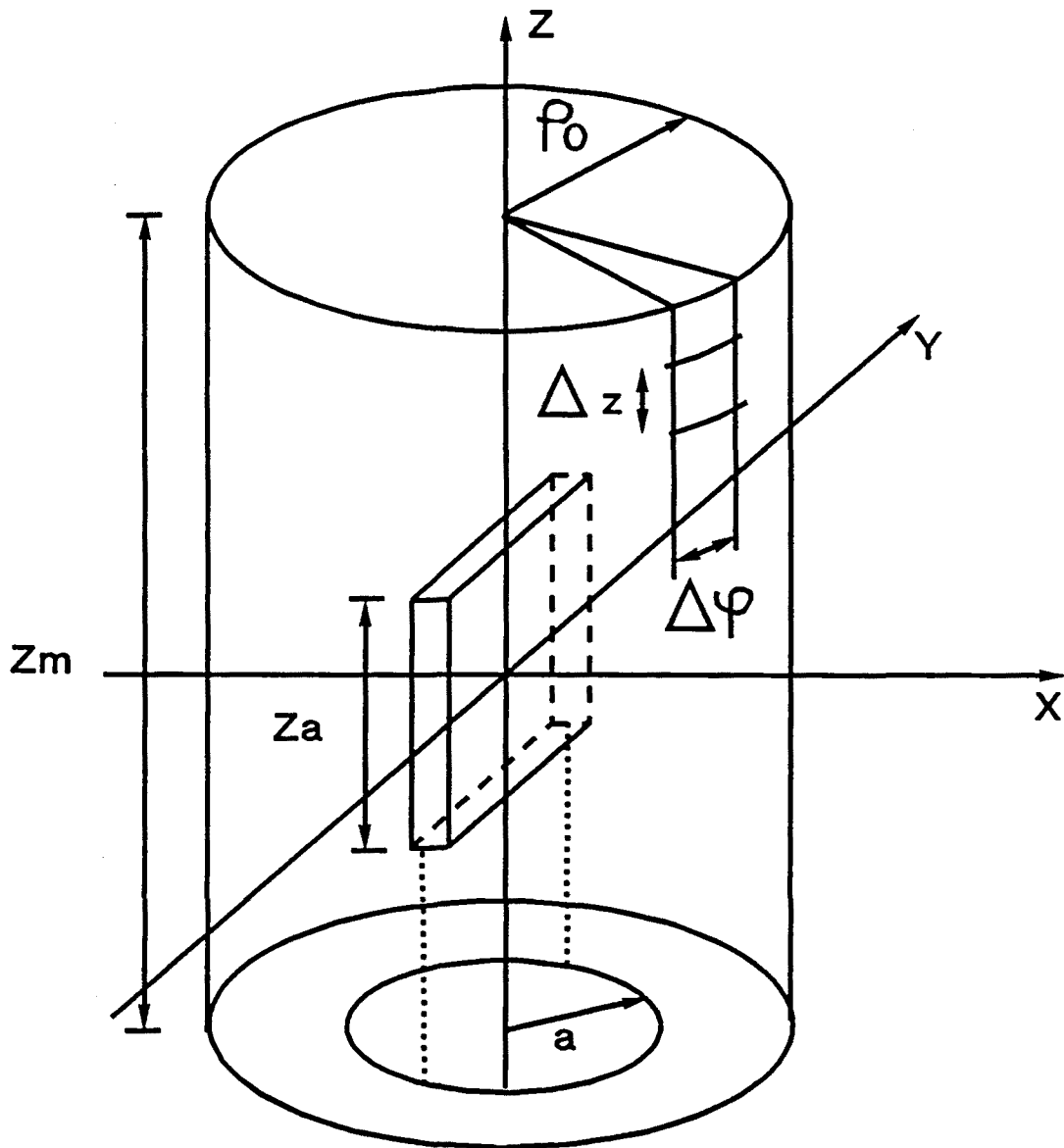
- Error en la alineación del sistema vertical y el eje de rotación de la ABP, de forma que ambos no son paralelos.
- Errores debidos la posicionador de acimut.
- Errores debidos al sistema vertical.
- Errores en la distancia de medida.

La precisión de posicionado depende de las características de la ABP y de la precisión deseada en el diagrama.

El efecto de la falta alineación del eje de rotación de la ABP y el eje de desplazamiento vertical de la sonda es un problema complejo de formular. En este caso por falta de alineación se entiende que ambos ejes no son paralelos. Las posibilidades son variadas pero pueden reducirse a dos casos canónicos:

- a) Los dos ejes se encuentran contenidos en el mismo plano pero no son paralelos.
- b) Los dos ejes están contenidos en planos paralelos verticales pero se cruzan.

Cualquier falta de alineación puede expresarse como una combinación de estos dos efectos, sin embargo no debe inferirse que el resultado final es la superposición del resultado de considerar cada efecto por separado. Mediante simulación numérica se ha evaluado cada uno de los dos casos mencionados anteriormente, obteniéndose para



$\lambda_{\min} = 0.21\text{ m}$	$\Delta z < \lambda/2$	$\Delta z = 10.5\text{ cm}$
$z_a = 8\text{ m}$	$z_m > a + 2(\rho_0 - a)\text{tg}\theta_v$	$z_m = -7 a + 9\text{ m}$
$a = 8\text{ m}$ (conradomo)	$Nz = z_m/\Delta z$	$153 < Nz < 256$
$\rho_0 = 10\text{ m}$	$\Delta\phi < \lambda/2a$	$\Delta\phi = 0.75^\circ$
$\theta_v = -8^\circ, 23^\circ$	$\phi_m > \phi_v$	$\phi_m = \pm 180^\circ$
$\phi_v = \pm 180^\circ$	$N_\phi = \phi_m/\Delta\phi$	$479 < N_\phi < 512$

Figura 6-1 Parámetros geométricos de la medida de antenas en campo próximo cilíndrico.

ángulos pequeños respecto la vertical los resultados que intuitivamente cabe esperar. En el primer caso se produce un desapuntamiento del haz en vertical igual a la inclinación del eje respecto la vertical, mientras que en el segundo caso se produce un desapuntamiento del haz en acimut.

En cuanto a los errores de posición, pueden reducirse a errores de posicionado de la sonda en x , y y z . Nótese que los errores de posicionado en ϕ son prácticamente asimilables a errores en y . Para errores aleatorios el efecto principal es la degradación de la onda plana sintetizada, que se traduce en la aparición de componentes espectrales en el espectro de ondas planas de la onda sintetizada. Con las simulaciones numéricas realizadas se obtiene que los requisitos de precisión en el posicionado deben ser mayores en x que en y o z . De hecho el valor cuadrático medio del error puede ser dos veces superior en y o z que en x .

En lo referente a los errores absolutos de posicionado, el error en ϕ se traduce en un error de apuntamiento del haz de la ABP en acimut igual al error absoluto. El error absoluto en z produce un término de fase lineal en el diagrama de la ABP en elevación, que se corresponde a un desplazamiento del centro de fase de la ABP en vertical igual al error absoluto.

En cuanto a los errores en la distancia de medida, en la sección 5.3 se ha estimado el efecto del error en la distancia de medida, que para sondas poco directivas y errores pequeños puede aproximarse por

$$\frac{\Delta E}{E} \cong k \rho_0 \Delta \rho \quad (6-7)$$

de forma que el error en la distancia de medida depende directamente del error relativo que se permita para el campo lejano y es menor cuanto más estricta sea la especificación en la determinación de la ganancia de la ABP.

Un último apunte sobre el sistema de posicionado para comentar la necesidad de que proporcione referencias adecuadas, de forma que las coordenadas de medida puedan identificarse claramente en la estructura de la ABP para que la dirección del máximo de radiación y la posición de los lóbulos secundarios obtenidos mediante la transformación esten referidos a un sistema de coordenadas conocido. Para esto es necesario que tanto el posicionador de acimut como el vertical tengan definidas unas posiciones de referencia a partir de las cuales se definen los movimientos de los posicionadores.

6.3.2 Sonda de medida.

La elección de la sonda de medida debe realizarse atendiendo a consideraciones prácticas, ya que en principio apenas existen restricciones establecidas por el algoritmo de transformación.

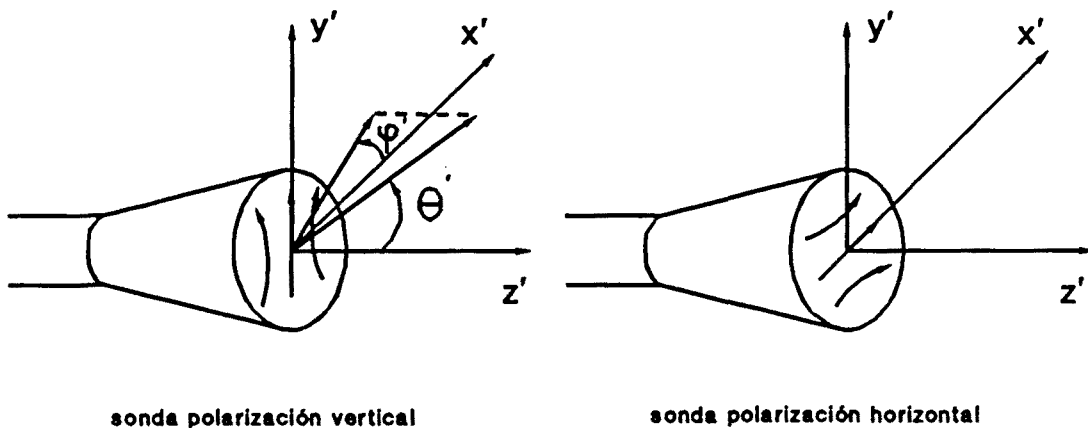


Figura 6-2 Sistema de coordenadas para la caracterización de la sonda de medida.

Para realizar la transformación es necesario medir el campo próximo con dos sondas distintas, en la práctica es más económico emplear una única sonda que se rota 90° alrededor de su eje longitudinal. Además para reducir el tiempo de medida se emplean bocinas excitadas por guías ortomodo, de forma que no es necesario realizar físicamente la rotación, sino que solamente se requiere una conmutación electrónica. De esta forma en cada posición de la sonda se toman las dos medidas, reduciéndose el tiempo de adquisición en un factor aproximado de 2, ya que en general el tiempo de medida es el tiempo invertido en desplazar la sonda.

Otro aspecto a considerar es la caracterización de la sonda. Es necesario medir y almacenar el diagrama de radiación de la sonda, o lo que es lo mismo, los coeficientes modales cilíndricos de los campos radiados por la sonda. En este sentido es ventajoso emplear sondas con diagramas con simetría de revolución. Para este caso y referido al sistema de coordenadas de la figura 6.2 el diagrama de radiación para cada una de las sondas puede expresarse como

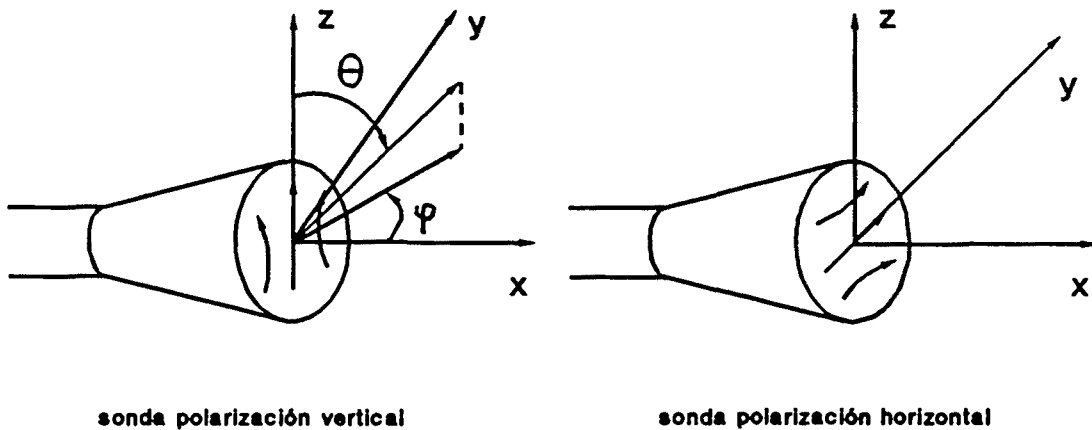


Figura 6-3 Sistema de coordenadas empleado en la transformación campo próximo campo lejano.

$$\begin{aligned} \vec{E}(\theta', \phi') &= \vec{E}(\theta', \phi' = 0) \cos \phi' + \\ &+ \vec{E}(\theta', \phi' = \pi/2) \text{sen } \phi' \end{aligned} \quad (6-8)$$

Para sondas alimentadas por una guía circular que soporta como único modo el TE₁₁ la expresión anterior se convierte en

$$\begin{aligned} \vec{E}_1(\theta', \phi') &= E_{\phi'}(\theta', \phi' = 0) \cos \phi' \hat{\phi}' + \\ &+ E_{\theta'}(\theta', \phi' = \pi/2) \text{sen } \phi' \hat{\theta}'; \\ \vec{E}_2(\theta', \phi') &= -E_{\phi'}(\theta', \phi' = \pi/2) \text{sen } \phi' \hat{\phi}' + \\ &+ E_{\theta'}(\theta', \phi' = 0) \cos \phi' \hat{\theta}'; \end{aligned} \quad (6-9)$$

Es decir, tan solo es necesario medir y almacenar los cortes plano E y plano H del diagrama de radiación de la sonda, o lo que es lo mismo los campos radiados por la sonda solo contienen coeficientes de índice $|n| = 1$. Por tanto el empleo de sondas con simetría de revolución facilita la caracterización y disminuye la información a almacenar. El inconveniente es que el sistema de coordenadas mostrado en la figura 6.2 no coincide con el empleado en la transformación que se representa en la figura

6.3. Existen pues dos sistemas de coordenadas distintos, uno útil para la caracterización de la sonda y otro que es el empleado en la transformación. El paso entre uno y otro es

$$x' = y = r \operatorname{sen} \theta \cos \phi; \quad (6-10)$$

$$y' = z = r \cos \theta;$$

$$z' = x = r \operatorname{sen} \theta \cos \phi;$$

$$\phi' = \operatorname{tg}^{-1}(x'/y') = \operatorname{tg}^{-1}(\operatorname{tg} \theta \cos \phi);$$

$$\theta' = \operatorname{sen}^{-1}(\sqrt{1 - \operatorname{sen}^2 \theta \cos^2 \phi});$$

$$E_{\theta}^1(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}(\theta', \phi' = 0) \operatorname{sen}^2 \phi' \cos \theta' + E_{\phi}(\theta', \phi' = \pi/2) \cos^2 \phi'}{\sqrt{1 - \operatorname{sen}^2 \theta' \operatorname{sen}^2 \phi'}};$$

$$E_{\phi}^1(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}(\theta', \phi' = 0) \operatorname{sen} \phi' \cos \phi' - E_{\phi}(\theta', \phi' = \pi/2) \cos \phi' \operatorname{sen} \phi' \cos \theta'}{\sqrt{1 - \operatorname{sen}^2 \theta' \operatorname{sen}^2 \phi'}};$$

$$E_{\theta}^2(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}(\theta', \phi' = 0) \cos \phi' \operatorname{sen} \phi' \cos \theta' - E_{\phi}(\theta', \phi' = \pi/2) \cos \phi' \operatorname{sen} \phi'}{\sqrt{1 - \operatorname{sen}^2 \theta' \operatorname{sen}^2 \phi'}};$$

$$E_{\phi}^2(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}(\theta', \phi' = 0) \cos^2 \phi' + E_{\phi}(\theta', \phi' = \pi/2) \operatorname{sen}^2 \phi' \cos \phi'}{\sqrt{1 - \operatorname{sen}^2 \theta' \operatorname{sen}^2 \phi'}};$$

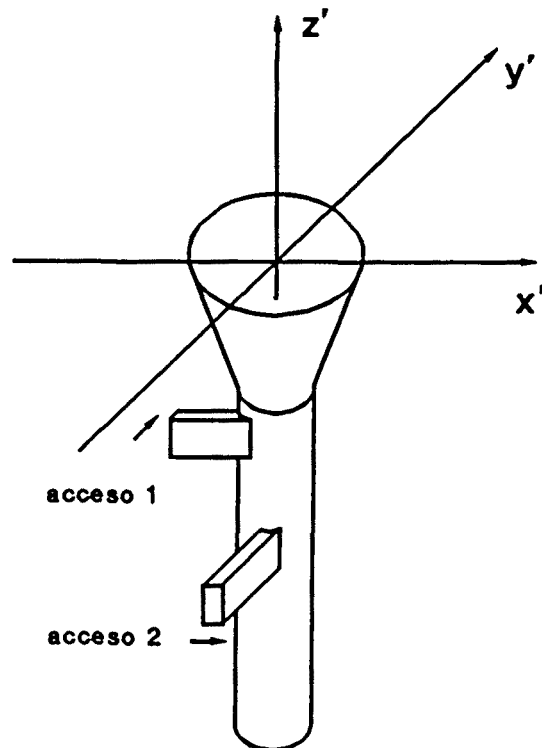


Figura 6-4 Configuración de sonda ortomodo con polarización \hat{y}' en el eje z' por el puerto 1, y polarización \hat{x}' en el eje z' por el puerto 2.

La sonda debe cubrir el ancho de banda en que se desea que funcione el campo. Para sondas generadas a partir de guía circular el ancho de banda está limitado por el ancho de banda de la guía y la transición de coaxial a guía circular. El diagrama de radiación de la sonda deberá medirse a intervalos de frecuencia dentro de la banda de forma que entre dos medidas ofrezca poca variación. A distintas frecuencias el centro de fase de la sonda puede desplazarse, sin embargo no es necesario que la caracterización de la sonda se realice rotándola alrededor de su centro de fase, ya que la distancia de medida (ρ_0) se establece respecto al punto de la sonda donde se centra el sistema de coordenadas durante la medida, y que no tiene que coincidir necesariamente con el centro de fase. Ahora bien, no rotar la sonda por su centro de fase implica que la expansión de los campos en modos cilíndricos contiene modos de orden superior, por lo que ya no es suficiente la caracterización de la sonda mediante los planos principales. Además si se caracteriza la sonda respecto a su centro de fase se reducen los errores por reflexiones en la cámara de medida. Por lo que al final es aconsejable caracterizar la sonda respecto a su centro de fase, y en el caso que su desplazamiento sea inferior que el error permisible en la distancia de medida, emplear como distancia de medida un valor constante para todas las frecuencias.

Con el empleo de sondas ortomodo aparece un problema adicional debido al acoplo que se produce entre las sondas de medida (sonda 1 y sonda 2), que en éste caso se corresponden físicamente a la misma antena a la cual se accede por dos accesos distintos (figura 6.4). Para la sonda de la figura al acceder por el puerto 1 se radía una onda linealmente polarizada según \hat{y} en el eje z' , mientras que al acceder por el puerto 2 se produce una onda linealmente polarizada según \hat{x}' en el eje z' . En la realidad los campos generados son ligeramente elípticos debido al acoplo existente entre los dos puertos. Se definen los siguientes coeficientes

$$P_1 = \frac{E_x^1}{E_y^1}; \quad (6-11)$$

$$P_2 = -\frac{E_y^2}{E_x^2};$$

$$A = \frac{E_x^2}{E_y^1};$$

Estos coeficientes complejos tienen el siguiente significado: P_1 y P_2 son respectivamente la relación entre la polarización cruzada y la principal en el eje z' al alimentar la sonda por el acceso 1 y 2. El coeficiente A es la relación entre la polarización principal en el eje z' al alimentar la sonda por el acceso 1 y 2, este coeficiente pone

de manifiesto que existirán diferencias de amplitud y fase debidos a la diferencia física existente entre los dos accesos. En este caso los campos producidos por la sonda al alimentar por cada uno de los accesos son

$$\begin{aligned}
 \vec{E}_1^{\bar{\alpha}}(\theta', \phi') &= \vec{E}_1 + p_1 \vec{E}_2 = & (6-12) \\
 &= E_{\phi}(\theta', \phi' = 0)(\cos \phi' - p_1 \sin \phi')\hat{\phi}' + \\
 &+ E_{\theta}(\theta', \phi' = \pi/2)(\sin \phi' + p_1 \cos \phi')\hat{\theta}'; \\
 \vec{E}_2^{\bar{\alpha}}(\theta', \phi') &= A(\vec{E}_2 + p_2 \vec{E}_1) = \\
 &= A(-E_{\phi}(\theta', \phi' = \pi/2)(\sin \phi' + p_2 \cos \phi')\hat{\phi}' + \\
 &+ E_{\theta}(\theta', \phi' = 0)(\cos \phi' - p_2 \sin \phi')\hat{\theta}');
 \end{aligned}$$

Combinando ambas expresiones se obtiene el diagrama de radiación de las sondas sin acoplos como

$$\begin{aligned}
 \vec{E}_1 &= \frac{1}{1 - p_1 p_2} \left(\vec{E}_1^{\alpha} - \frac{p_1}{A} \vec{E}_2^{\alpha} \right); & (6-13) \\
 \vec{E}_2 &= \frac{1}{1 + p_1 p_2} \left(\frac{\vec{E}_2^{\alpha}}{A} - p_2 \vec{E}_1^{\alpha} \right);
 \end{aligned}$$

Por tanto si a las medidas obtenidas con la sonda ortomodo se les aplica la siguiente transformación

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \frac{1}{1 - p_1 p_2} \left(v_1^{\alpha} - \frac{p_1}{A} v_2^{\alpha} \right); & (6-14) \\
 v_2 &= \frac{1}{1 + p_1 p_2} \left(\frac{v_2^{\alpha}}{A} - p_2 v_1^{\alpha} \right);
 \end{aligned}$$

se obtiene los valores que se hubieran medido en el caso de tener unas sondas sin acoplos. Por tanto debido al empleo de sondas ortomodo, es necesaria una corrección previa de la medida en campo próximo para eliminar el efecto de los acoplos.

En el diseño de la sonda de medida es necesario considerar los siguientes parámetros:

- diagrama de radiación (ancho de haz, directividad).
- nivel de polarización cruzada (máximo y en el eje).
- adaptación.
- nivel de acoplos.

En cuanto al ancho de haz, depende del algoritmo de corrección que desee emplearse. El caso más restrictivo es el caso en que se desee emplear la versión asintótica del algoritmo de corrección. En este caso debe cumplirse la expresión 4-80 dada por

$$\frac{|E_{\theta, \phi}^{(p)'}(-k_z, \psi_n)|}{|E_{\theta, \phi}^{(p)}(-k_z, \psi_n)|} \ll \sqrt{\frac{k_\rho}{2}[\rho_0^2 - \alpha^2]}^{\frac{1}{4}} \quad (6-15)$$

en el caso que $\rho_0 - \alpha = 5\lambda$ y 'a' sea del orden de 5λ la expresión anterior puede escribirse para ángulos de elevación próximos a la horizontal como

$$\frac{|E_{\theta, \phi}^{(p)'}(-k_z, \psi_n)|}{|E_{\theta, \phi}^{(p)}(-k_z, \psi_n)|} \ll 5 \quad (6-16)$$

Para el diagrama de radiación de la sonda puede tomarse como buena aproximación un diagrama parabólico dado por

$$20 \log(E^{(p)}(\psi)) = -12 \left(\frac{\psi}{\Delta\psi_{-3dB}} \right)^2 = -40 \left(\frac{\psi}{\Delta\psi_{-10dB}} \right)^2 \quad (dB) \quad (6-17)$$

$$E^{(p)}(\psi) = 10^{-2 \left(\frac{\psi}{\Delta\psi_{-10dB}} \right)^2}$$

$$\left| \frac{\partial E^{(p)}(\psi)}{\partial \psi} \right| = |E^{(p)}(\psi) 4 \ln(10) \frac{\psi}{(\Delta\psi_{-10dB})^2}|$$

En este caso la condición 6-16 se cumplirá siempre y cuando se cumpla que

$$|\psi| < 0.55 (\Delta\psi_{-10dB})^2 \quad (6-18)$$

Lo que implica que para anchos de haz a -10 dB del orden de 114° (dos radianes) la condición para emplear la formulación asintótica se cumplirá para todo $|\psi| < 90^\circ$.

En cuanto al nivel de polarización cruzada de la sonda, es necesario especificar el nivel de polarización cruzada máxima y el nivel en el eje. A partir de los desarrollos realizados en la sección 5.5.1 se concluye que el hecho de que la polarización cruzada de la sonda sea inferior al de la antena a medir, ofrece una mayor protección frente a los errores

ya que en este caso el diagrama de polarización cruzada de las sondas no interviene en la transformación, sin embargo cuanto menor es la polarización cruzada es necesario un mejor alineamiento de la sonda respecto giros en el plano yz (expresión 5-83).

En cuanto a la adaptación de la sonda, interesa que sea lo mayor posible para reducir las pérdidas por desadaptación. En la práctica si el ancho de banda que debe cubrir la sonda es grande es difícil conseguir pérdidas de retorno superiores a 10 dB, que se corresponden a unas pérdidas por desadaptación inferiores a 0.5 dB. En general la mayor dificultad estriba en la transición coaxial guía de ondas. Para finalizar es aconsejable mantener los niveles de acoplo entre accesos de la sonda a un nivel reducido, ya que en la práctica la corrección de estos acoplos por software encuentra la dificultad de caracterizar los coeficientes de acoplo con exactitud, por lo que es aconsejable que el nivel de acoplo sea inferior a la relación de polarización cruzada de la antena a medir.

Una vez completada la especificación y construcción de la sonda, debe medirse. La precisión en la medida de la sonda es un factor importante ya que los errores en la medida se trasladan directamente sobre el diagrama de radiación de la ABP en elevación, y como la transformada de Fourier en acimut. Por este motivo, cabe distinguir dos tipos de errores:

- errores puntuales que afectan principalmente al diagrama de radiación de la ABP en elevación.
- errores variables que afectan principalmente al diagrama de radiación en acimut. Entre estos errores los peores son los errores de tipo sinusoidal, ya que al realizar la transformada de Fourier se concentran en una dirección del espacio.

Los errores sinusoidales se deben a las reflexiones en el campo de medida. Cuanto más próximo se encuentre el eje de rotación de la sonda respecto el centro de fase mayor es el periodo del error, y por tanto su influencia en el diagrama de radiación de la ABP se producirá en la zona próxima al máximo de radiación y por tanto su influencia relativa es menor.

6.3.3 Sistema de RF.

El sistema de RF permite generar, transmitir y medir la señal de radiofrecuencia entre la ABP y la sonda. Las particularidades de las medidas en campo próximo condicionan en gran parte la elección de los elementos que deben formar parte de este sistema. En

concreto debe considerarse la necesidad de medir módulo y fase, y la larga duración de las medidas que impone condiciones importantes en cuanto la estabilidad de los equipos empleados.

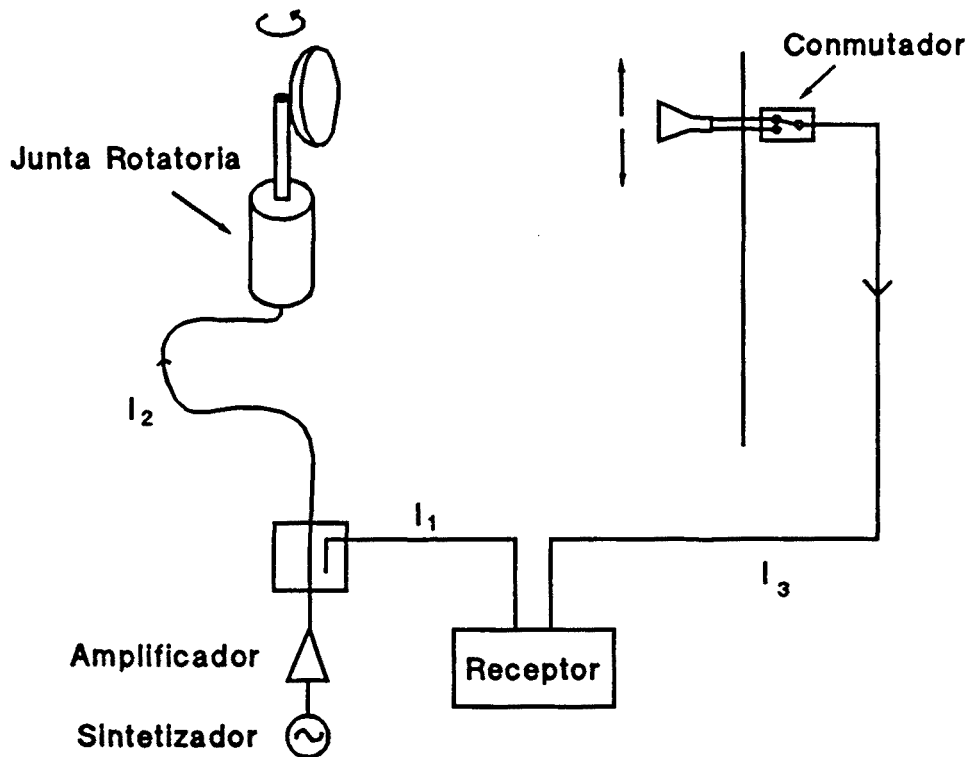


Figura 6-5 Configuración para la medida en campo próximo.

Las configuraciones de medida son variadas. Una situación general es la de la figura 6-5, en que la sonda actúa como receptora y la ABP como transmisora, evidentemente para antenas recíprocas ambos papeles pueden intercambiarse. Otras configuraciones emplean mezcladores externos situados a pie de las antenas [HP], de forma que en los cables de longitud más larga (l_2 y l_3) se propagan señales a frecuencia más baja, y por tanto su longitud en términos de λ es menor, reduciéndose las pérdidas por atenuación y errores por inestabilidades. Debe tenerse presente que para antenas directivas, esto es grandes respecto la longitud de onda, las longitudes totales de los cables de radiofrecuencia empleados son fácilmente del orden de 50λ , de forma que pequeños errores, o derivas en las características de los mismos, pueden suponer errores de amplitud y fase importantes. Con el empleo de mezcladores externos se obtiene además un aumento de la sensibilidad ya que la atenuación de los cables es menor a la frecuencia intermedia que en RF.

Otra forma de paliar el efecto de las derivas de los cables es conseguir que las derivas en el camino de referencia sean iguales que en el camino de señal de prueba. Referido a la figura 6-5 esto implica que la longitud del cable l_1 sea igual a $l_2 + l_3$, y durante el proceso de medida se encuentre sometido a las mismas condiciones ambientales. El margen dinámico puede aumentarse incluyendo un amplificador de potencia, de forma que la señal emitida sea de mayor potencia y se supere el efecto de la atenuación del cable. Por tanto, existen diversas alternativas que deben evaluarse atendiendo fundamentalmente a consideraciones de coste.

En los diferentes subsistemas que componen el sistema de RF deben tenerse en cuenta las siguientes consideraciones:

- Receptor.

-Margen dinámico. Determina el margen dinámico máximo posible, que viene fijado entre el nivel de ruido del receptor y el punto de compresión a 0.1 dB. En general es posible reducir el nivel de ruido mediante promediados de la medida, pero a costa de un mayor tiempo de medida.

- Posibilidad de medida rápida. Ciertos receptores (p.ej. HP 8510) incluyen la posibilidad de realizar medidas mediante una señal de sincronismo externo, de forma que uno de los posicionadores sea de tipo contínuo, con la consiguiente reducción en el tiempo de medida.

- Generador.

- Estabilidad en frecuencia. En general para generadores sintetizados la estabilidad en frecuencia a largo término por envejecimiento es muy elevada (para el sintetizador HP 8340B las derivas por envejecimiento son de 1×10^{-9} por día) por lo que no supone un problema considerando los tiempos de medida necesarios. Mientras que la estabilidad en temperatura está garantizada si la referencia interna del instrumento se ha mantenido 'en caliente' el tiempo recomendado por el fabricante antes de realizar la medida consiguiéndose factores de deriva tan bajos como $1 \times 10^{-10} / C^\circ$ (Para el HP 8340B).

- Potencia de salida. La máxima potencia de salida, junto con las atenuaciones del sistema de medida y las características de la sonda y la ABP determinan la potencia recibida por el receptor. La estabilidad en la potencia de salida

no es un requisito importante ya que las medidas son relativas a la potencia transmitida, obteniéndose la señal de referencia a partir del acoplador direccional.

- Agilidad en frecuencia. Si el generador permite saltos de frecuencia rápidos, existe la posibilidad de realizar medidas en varias frecuencias para una misma exploración sin incrementar de forma sustancial el tiempo de medida.

Cables.

- Atenuación. Tal como se ha comentado anteriormente las longitudes de los cables empleados en la medida son grandes, por lo que pueden introducir atenuaciones grandes en el caso de no emplear cables de una cierta calidad.

- Derivas. Las variaciones en los parámetros de los cables por temperatura o torsiones pueden introducir errores importantes. Frente al problema ya mencionado de la temperatura es necesario destacar que el cable que accede a la sonda de medida está sometido a torsiones y tensiones por el desplazamiento de la sonda y el propio peso del cable. Deben pues elegirse cables que conserven sus características frente a los esfuerzos mecánicos que se prevean.

Pequeños elementos.

- Conmutador. Debe proporcionar una conmutación rápida, con niveles de desacoplo superiores a los de la sonda de medida, pérdidas de inserción pequeñas y lo que es más importante gran repetibilidad. Considerando que en cada medida debe realizarse un número grande de conmutaciones, la única alternativa factible es un conmutador electrónico a base de diodos PIN.

- Acoplador direccional. Debe cubrir el ancho de banda necesario con bajas pérdidas de inserción y características estables. Nótese que no es necesario que mantenga un comportamiento constante en frecuencia. En la actualidad es posible obtener acopladores que cubren márgenes de frecuencia de 100 MHz a 50 GHz.

- Junta rotatoria. Debe introducir errores pequeños en amplitud y fase de forma que no degrade el funcionamiento global del sistema

El funcionamiento global del sistema de RF puede evaluarse realizando el balance de potencias, es decir, la relación entre la potencia transmitida y potencia recibida. Para una configuración como la de la figura 6-5 la potencia recibida es

$$P_r = P_t - A_v - A_p - A_c \quad (6-19)$$

donde

P_r = Potencia recibida.

P_t = Potencia transmitida (generador + amplificador de potencia).

A_v = Atenuaciones varias (conmutador, acoplador, sonda, ABP, junta rotatoria).

A_p = Acoplo entre antenas.

A_c = Atenuación de los cables.

Dado que la sonda se encuentra en el campo próximo de la ABP, el acoplo entre antenas puede calcularse como la relación entre áreas efectivas de forma que

$$A_p = 10 \log \frac{A_{ef}^{ABP}}{A_{ef}^{sonda}} \quad (6-20)$$

6.3.4 Algoritmos y sistema de procesamiento de datos.

El primer aspecto a determinar es el algoritmo de transformación. Referido al caso con corrección de sonda se puede elegir entre el algoritmo 'exacto' (sección 4.2) o el caso asintótico (sección 4.4). Desde un punto de vista de implementación numérica el algoritmo 'exacto' requiere el cómputo de funciones de Hankel, que si bien no ofrece dificultad teórica, aumenta el número de operaciones necesarias para llevar a cabo la transformación. En el caso que el diagrama de radiación de la sonda cumpla con la condición 4-80 ambos algoritmos ofrecen los mismos resultados, por lo que en este caso la formulación asintótica presenta mayores ventajas.

El algoritmo de transformación puede implementarse de forma eficiente al emplear el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT) para la realización de las transformadas de Fourier. Esto implica que el número de puntos a transformar debe ser una potencia de dos, lo que no quiere decir que el número de puntos a medir deba cumplir esta condición. En el caso que el número de puntos medidos no sea una potencia de dos, puede completarse la medida con ceros. Esto implica que al realizar la transformada discreta de Fourier se obtendrán muestras interpoladas en el dominio k_z -n. Según k_z no tiene mayor importancia, excepto que se procesarán un número de muestras mayor de las necesarias, pero este incremento de tiempo es compensado por

el empleo de la FFT, por el contrario en n implica que se obtendrán muestras correspondientes a n no enteros, lo que conlleva el cómputo de funciones de Hankel de orden no entero en el caso de emplear la formulación exacta. Por este motivo es aconsejable, al menos en acimut, tomar un número de medidas que sea una potencia de dos.

Un aspecto importante es la gran cantidad de datos que deben almacenarse. No tiene sentido almacenar los datos en campo próximo o campo lejano en formatos de doble precisión (16 bytes), ya que la representación en simple precisión (8 bytes) ofrece mayor precisión que la propia instrumentación de medida. Aún así las necesidades de almacenamiento para una medida de campo próximo son $32 \times N_z \times N_\phi$ bytes. El factor 32 se ha obtenido considerando 2 medidas (horizontal y vertical) \times 2 (parte real e imaginaria) \times 8 (bytes por número en simple precisión). De forma que para almacenar una medida en campo próximo y su transformación de 128×128 puntos es necesario 1 Mbyte de memoria.

En cuanto al formato interno de la representación de los números, no se ha observado una diferencia apreciable en cuanto a precisión en emplear doble o simple precisión. En general realizar operaciones en simple precisión es más rápido, si bien existen ciertas arquitecturas de ordenador que realizan todas las operaciones en doble precisión por lo que no se obtiene una mejora significativa de velocidad por el hecho de trabajar en doble o simple precisión.

Si que es importante tener un adecuado dimensionado de la RAM, de forma que durante la transformación no sea necesario emplear memoria virtual en disco duro, lo que ralentiza en gran manera el proceso de transformación. Para poder realizar la transformación es indispensable emplear dos matrices que contengan la medida de campo próximo por lo que es aconsejable disponer de una capacidad de memoria RAM como mínimo de $32 \times N_z \times N_\phi$ bytes.

De todas maneras el tiempo empleado en la transformación es en general pequeño, especialmente si se compara con el tiempo de adquisición de la medida. Por ejemplo transformar una medida de 256×512 puntos lleva del orden de 10 minutos en un ordenador HP 9319C con procesador MC68020, y 16 Mbytes de memoria RAM.

Para que el campo de medida quede completo es necesario realizar algo más que la simple transformación de datos. Es necesario disponer de rutinas que permitan interpolar y visualizar los resultados. La necesidad de la interpolación se hace evidente al considerar que con los criterios de muestreo se obtiene un campo lejano con aproximadamente una muestra por lóbulo, lo que es a todas luces insuficiente para

obtener alguna conclusión sobre el comportamiento de la antena. Por otra parte, dado que a partir de la transformación se obtiene el diagrama de radiación sobre todo el espacio, es útil poder representarlo de forma completa, ofreciendo la posibilidad de disponer en pantalla de una representación gráfica que permita observar el diagrama de radiación en un ángulo sólido.

Para realizar la interpolación existen varias alternativas. Es necesario considerar los siguientes aspectos: tan sólo interesa interpolar en una zona alrededor del haz principal y no en todo el ángulo sólido. En elevación se obtiene el diagrama equiespaciado en k_z , o lo que es lo mismo en $\cos\theta$, para obtener un diagrama equiespaciado en elevación según θ es necesario realizar una interpolación no uniforme. El criterio de Nyquist garantiza que toda la información está contenida en las muestras obtenidas. Una alternativa que permite interpolar en una zona a voluntad, con el espaciado que se quiera y sin pérdida de información, es emplear como función de interpolación funciones sinc centradas en las muestras disponibles. Esta interpolación no es más una interpolación de 'zero padding' realizada en el dominio espacial. El principal inconveniente es que no es muy eficiente en cuanto a tiempo, pero es versátil y requiere poca memoria.

6.4 Validación del campo de medida.

Un aspecto importante en el diseño de un campo de pruebas de antenas es la validación del mismo, es decir, establecer el grado de conformidad de las características del CPA respecto a las especificaciones iniciales. La validación más significativa y directa es comprobar que el diagrama de radiación de una antena de validación medido con el CPA se obtiene con la precisión esperada. La antena de validación debe ser representativa, en el sentido que efectivamente debe poner a prueba las especificaciones del CPA en cuanto a niveles de polarización cruzada, niveles de lóbulos secundarios etc. Esta validación directa del campo de pruebas es a menudo difícil de llevar a la práctica, ya que requiere conocer previamente las características de la antena de validación con una precisión mayor que la que pueda ofrecer el CPA. En general esto no es posible, especialmente en aquellos casos en que bien por las dimensiones de las antenas, o por otras características específicas se ha elegido la alternativa de medir en campo próximo por la imposibilidad de medir con otros medios. Por tanto debe procederse a métodos de validación indirectos que permitan comprobar la validez del sistema de medida.

La validación del CPA puede realizarse en dos fases distintas, una primera de prevalidación numérica y una de validación experimental. En la prevalidación numérica

puede validarse las especificaciones del CPA y el software de transformación. En este caso mediante simulación del campo próximo con y sin errores puede comprobarse que tras la transformación se obtiene el campo lejano con la precisión requerida.

En la validación experimental debe comprobarse que cada uno de los subsistemas cumpla con las especificaciones. En el caso del subsistema de RF debe comprobarse que el margen dinámico, y la estabilidad del sistema es la requerida, para la sonda que el diagrama, nivel de polarización cruzada y acoplo entre accesos están dentro de especificaciones, y en cuanto al sistema de posicionado que los errores son inferiores a los estipulados.

Finalmente pueden realizarse medidas que confirmen el correcto funcionamiento del CPA. En este sentido debe comprobarse la repetibilidad de los resultados, es decir, para una misma antena debe obtenerse el mismo campo lejano para distintas medidas en las que se pueden variar parámetros tales como el radio de medida, o la longitud del cilindro de medida, en este último caso dentro del margen de validez no debe verse afectado el diagrama de radiación.

Existe también la posibilidad de confrontar los resultados del campo próximo con otras medidas como por ejemplo la calibración solar. La calibración solar es un método habitualmente empleado para la calibración de la posición haz de antenas radar, en que se emplea la radiación del sol para determinar la dirección del máximo del diagrama de radiación de la antena. En este caso es posible comprobar la exactitud en la determinación de la dirección del máximo del CPA.

También es importante que una vez se haya finalizado una medida se tengan garantías de que se ha desarrollado correctamente. Evidentemente la inspección de los campos próximos puede ofrecer información cualitativa a este respecto, sin embargo es más útil establecer procedimientos en la misma medida que permitan controlar el correcto funcionamiento del sistema. Una posible solución es repetir el primer punto de medida al final de la misma. La diferencia entre las dos medidas permite acotar las derivas sufridas a lo largo del proceso de medida y validar o descartar la medida. En caso que se crea necesario puede repetirse la medida en algún punto en concreto varias veces a lo largo de la adquisición para tener un seguimiento más preciso del comportamiento del sistema.

6.5 Diseño práctico de un CPA.

En esta sección se presenta el diseño práctico de un campo próximo de medida de antenas. El campo que se describe ha sido construido en colaboración con la empresa CESELSA, y a continuación se detalla el diseño del mismo.

6.5.1 Especificación.

La construcción de este campo de medida ha surgido por la necesidad de caracterizar con precisión el diagrama de radiación de una antena de grandes dimensiones, unos 9 x 9 m aproximadamente, a una frecuencia aproximada de 1.3 GHz. En este caso la medida en campo lejano es inviable, ya que para obtener la precisión deseada en el nivel de lóbulos secundarios es necesario un campo de medida de 1 Km.

Al tratarse de una antena para aplicación radar, la antena ya se encuentra montada sobre un posicionador de acimut, por lo que la medida de la antena en campo próximo cilíndrico es una alternativa clara en tanto que permite medir la antena en un campo de dimensiones reducidas y sólo es necesario realizar un sistema de desplazamiento vertical para realizar la exploración.

Para dar una mayor utilidad al campo de medida se ha decidido cubrir el margen de frecuencias de 1 a 1.4 GHz, de forma que la banda de 1 a 1.2 GHz permite la medida de antenas destinadas a sistemas de radar secundario, mientras que la banda de 1.2 a 1.4 GHz permite la medida de antenas utilizadas en radares de vigilancia.

La antena a medir se encuentra en el interior de un radomo dieléctrico esférico de unos 8 metros de radio, debido a la reflectividad del radomo es necesario realizar la medida de la antena en el exterior del radomo. Tal como se ha comentado anteriormente, este hecho debe tenerse en cuenta al dimensionar el campo de medida. En la tabla 6-1 se resumen las características relevantes de las antenas que deben medirse en el CPA.

Para diseñar correctamente el CPA es necesario especificar la precisión con que desea obtenerse el diagrama de radiación. Estas especificaciones se recogen en la tabla 6-2.

Bandas de frecuencia	Banda superior	1.2 a 1.4 GHz
	Banda inferior	1.0 a 1.2 GHz
Longitudes de onda	λ_{\max}	0.30 m
	λ_{\min}	0.21 m
Tamaño	Altura máx. (z_a)	8 m
	radio cil. (a)	8 m
Tipo de iluminación		Taylor
Nivel de polarización cruzada	ρ_{ABP}	- 35 dB

Tabla 6-1. Características de la ABP.

Existe además el condicionante de que el tiempo de medida debe ser menor a 2 horas.

Una vez conocidas las características de la antena y la precisión con que desea obtenerse el diagrama puede procederse al diseño del CPA. En primer lugar se determinan las dimensiones del campo de medida.

El radio de medida viene dado en función del radio del cilindro mínimo que encierra a las fuentes. En este caso debido a la presencia de un radomo debe considerarse un radio mínimo de 8 m, por lo que se toma como radio del cilindro de medida 10 m.

La longitud del cilindro de medida se determina a partir de los ángulos de validez deseados en elevación. Dado que el ángulo de validez superior e inferior son distintos la ABP se encontrará desplazada respecto el centro del cilindro de medida. Suponiendo que el centro de coordenadas se sitúa en el punto medio de la ABP, los extremos del cilindro vienen dados por

Angulo de validez elevación	superior θ_v^{sup}	23 grados
	inferior θ_v^{inf}	- 8 grados
Angulo de validez acimut		0 a 360 grados
Error de apuntamiento	$\Delta \theta$	± 0.03 grados
	$\Delta \phi$	± 0.03 grados
Precisión lóbulo principal		± 0.5 dB
Precisión lóbulos		± 2 dB @ - 30 dB
		± 3 dB @ - 40 dB
Precisión polarización cruzada		± 2 dB

Tabla 6-2. Precisión requerida en el diagrama de radiación de la ABP.

$$z_{\max} > \frac{z_a}{2} + \rho_0 \tan \theta_v^{\text{sup}} = 8.25 \text{ m}; \quad (6-21)$$

$$z_{\min} < -\frac{z_a}{2} + \rho_0 \tan \theta_v^{\text{inf}} = -5.4 \text{ m}$$

La antena que debe medirse es una antena de barrido electrónico, cuyo haz principal puede orientarse en elevación, esta característica de la antena junto con los estrictos requisitos en la precisión de lóbulos secundarios ha motivado que mediante un proceso de simulación numérica se ajusten los valores de la longitud del cilindro de medida, obteniéndose

$$z_{\max} = 9 \text{ m} \quad (6-22)$$

$$z_{\min} = -7 \text{ m}$$

En acimut debe medirse en los 360° ya que el margen de validez deseado es también de 360°.

A continuación se determinan los pasos de muestreo mínimos. En vertical el paso de muestreo mínimo es función de la máxima frecuencia de funcionamiento, mientras que en acimut depende también del radio del cilindro que contiene las fuentes. Para este campo de medida se obtiene:

$$\Delta z = \frac{\lambda_{\min}}{2} = 10.5 \text{ cm} \quad (6-23)$$

$$\Delta \phi = \frac{\lambda_{\min}}{2a} \frac{180}{\pi} = 0.752^\circ$$

Con lo que el número de puntos que deberá medirse es

$$N_z > \frac{z_{\max} - z_{\min}}{\Delta z} = 153 \quad (6-24)$$

$$N_\phi > \frac{360^\circ}{\Delta_\phi} = 479$$

Las potencias de dos más próximas son 256 en vertical y 512 en acimut.

En la tabla 6-3 se recogen las dimensiones del CPA.

Radio de medida	$\rho_0 = 10 \text{ m}$
Longitud del cilindro	$-7 \text{ m} < z < 9 \text{ m}$
Exploración en acimut	360°
Paso de muestreo vertical	$\Delta_z = 10.5 \text{ cm}$
Paso de muestreo acimut	$\Delta_\phi = 0.752^\circ$
Número de puntos vertical	$N_z > 153$
Número de puntos acimut	$N_\phi > 479$

Tabla 6-3. Dimensiones del CPA.

En la especificación de la sonda de medida se ha fraccionado la banda de medida en dos subbandas: la banda de 1 a 1.2 GHz y la banda de 1.2 a 1.4 GHz, por la imposibilidad de cumplir las especificaciones con una sola sonda en toda la banda. Dado que en cada banda se miden antenas distintas no existe inconveniente en emplear sondas diferentes. Cada una de las sondas cubre un ancho de banda del 15 % y el 18 % respectivamente, lo que supone anchos de banda relativamente grandes, especialmente en lo que se refiere a la transición de coaxial a guía de ondas circular. Para reducir el tiempo de medida la sonda debe ser ortomodo con selección de polarización mediante conmutación electrónica. En cuanto al resto de las especificaciones de la sonda se resumen en la tabla 6-4.

Banda de frecuencias	1 a 1.2 GHz y 1.2 a 1.4 GHz
Ancho de haz a -10 dB en los dos planos	$\Delta\theta_{-10dB} > 114^\circ$
Nivel de polarización cruzada	$\rho^{(s)} < -35dB$
Nivel de polarización cruzada en el eje	$< -50 dB$
Acoplo entre accesos	$< -35 dB$
Coeficiente de reflexión	$< -10 dB$
Peso	11 kg y 10 kg
Velocidad de conmutación	$5\mu s$

Tabla 6-4. Especificación de las sondas de medida.

Para la especificación del ancho de haz se ha considerado la conveniencia de emplear en la transformación la aproximación asintótica. En la elección de los niveles de polarización cruzada y acoplo entre accesos se ha tenido presente el nivel de polarización cruzada de la ABP. Es importante que el peso de la sonda sea reducido ya que de esta forma se simplifica el sistema de posicionado vertical. Finalmente el tiempo de conmutación se ha elegido de forma que sea mucho menor que el tiempo de medida. Con una velocidad de giro de la antena de 12 r.p.m como máximo, implica que si se miden 1024 puntos por vuelta el tiempo de medida es del orden de 5 ms.

En cuanto a los errores permisibles en el sistema de medida, están determinados por la precisión requerida en el diagrama de radiación.

La verticalidad del eje de rotación de la ABP y del sistema de desplazamiento vertical está condicionada por la exactitud en la determinación de la dirección del máximo de radiación de la ABP. Para que este error sea despreciable la desviación respecto a la vertical debe ser un orden de magnitud inferior al error de apuntamiento, lo que en este caso se traduce en un error de ± 0.3 centésimas de grado, o $\pm 10''$ de arco.

En cuanto al apuntamiento de la sonda, depende en gran parte del diagrama de la sonda. A partir de la figura 6-8 se observa que la sonda presenta polarización cruzada por debajo de los 50 dB en un margen de $\pm 7^\circ$ alrededor de la dirección del máximo. Por lo que se pueden permitir desapuntamientos en elevación y acimut del orden de $\pm 5^\circ$. Referente a la rotación de la sonda en el plano yz, debe de cumplirse que $\tan \beta / \rho^{(2)} \ll 1$, teniendo en cuenta que la relación de polarización cruzada de la sonda es de 35 dB, y exigimos que la desigualdad anterior valga 0.1 se tiene que la rotación máxima es de 0.1° .

La precisión en la medida de la distancia depende de la especificación de la precisión en el nivel del lóbulo principal. La especificación de ± 0.5 dB puede escribirse como

$$\pm 0.5 \text{ dB} \rightarrow -5.6\% < \frac{\Delta E}{E} < 5.9\% \quad (6-25)$$

con lo que haciendo uso de la expresión 6-7 se tiene que

$$\Delta \rho < \frac{\Delta E}{E} \frac{1}{k \rho_0} = \frac{0.21}{2\pi \rho_0 / \lambda} = 0.026\% \quad (6-26)$$

Si el radio de media es de 10 metros el error permisible es de ± 0.25 cm.

En cuanto a los errores aleatorios de posición supondrán básicamente un emperoramiento de la relación señal a ruido en campo próximo. Con las simulaciones realizadas para esta geometría de medida se obtiene una densidad espectral de ruido de -50 dB respecto la onda plana sintetizada con un error medio cuadrático en y y z de $\lambda / 100 = 0.2 \text{ mm}$ y la mitad para los errores en x.

Las derivas de fase afectan a la posición del máximo de radiación en elevación. A partir de 5-93 se puede escribir que

$$\Delta \phi < \Delta \theta \frac{2\pi z_m}{\lambda_{\min}} = \frac{3 \cdot 10^{-2} 2\pi 17}{0.21} = 15^\circ \quad (6-27)$$

donde $\Delta\phi$ es la máxima variación de fase, $\Delta\theta$ es el error de apuntamiento y z_m es la longitud del cilindro de medida. Un valor razonable para la desviación máxima de fase es de $\pm 7^\circ$.

Para finalizar, el margen dinámico de la medida depende de la relación señal a ruido en campo lejano que se desee. El valor medio del ruido aleatorio en campo lejano es aproximadamente σ_{ff} , ya que para una variable aleatoria de distribución Rayleigh el valor medio viene dado por $\sqrt{\pi}/2\sigma_{ff}$. Si para el lóbulo de -40 dB se desea que el valor medio del ruido aleatorio introduzca un error de ± 0.1 dB, es necesario una relación señal a ruido en campo lejano de 80 dB. La relación señal a ruido en campo lejano es función de la relación señal a ruido en campo próximo a través de la expresión 5-48

$$(S/N)_{ff} = (S/N)_{nf} \frac{S^2}{\lambda^4} \eta_{ii} X \frac{316}{N_z N_\phi} \quad (6-28)$$

en este caso la superficie de la antena es de 8×9 metros. Los valores de η_{ii} y X son los mismos que los empleados en la tabla 5-5, ya que la antena simulada en esa ocasión tiene una distribución Taylor del mismo tipo que la ABP. De forma que se obtiene que

$$(S/N)_{ff} = (S/N)_{nf} \frac{72^2}{0.21^4} 0.57 \cdot 0.18 \frac{316}{153 \cdot 479} = (S/N)_{nf} \cdot 1179; \quad (6-29)$$

$$10 \log \left(\frac{(S/N)_{ff}}{(S/N)_{nf}} \right) = 30 \text{ dB}$$

Esta mejora de relación señal a ruido es en el supuesto de muestrear los campos con el número mínimo de puntos. En el caso de emplear 256×512 puntos en la medida, se obtiene una mejora adicional de

$$10 \log \left(\frac{256 \times 512}{153 \times 479} \right) = 2.5 \text{ dB} \quad (6-30)$$

de forma que para tener una relación señal a ruido en campo lejano de 80 dB es necesario un margen dinámico en la medida de 47.5 dB. Dado que los errores de posicionado fijan la relación señal a ruido en 50 dB, es necesario que el margen dinámico en la medida sea de 50 dB para que la relación señal a ruido en campo lejano sea de 80 dB.

En la tabla 6-5 se recopilan todas las especificaciones relativas a errores en la medida

verticalidad eje desplazamiento vertical	$\pm 0.3 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ = \pm 10''$
verticalidad eje de rotación	$\pm 0.3 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ = \pm 10''$
apuntamiento sonda en elevación	$\pm 5 \text{ }^\circ$
apuntamiento sonda en acimut	$\pm 5 \text{ }^\circ$
rotación sonda plano yz	$\pm 0.1 \text{ }^\circ$
distancia de medida	$\pm 0.25 \text{ cm}$
posicionado z (rms)	0.2 mm
posicionado x (rms)	0.1 mm
posicionado y (rms)	0.2 mm
error de fase lineal máximo	$\pm 7 \text{ }^\circ$
margen dinámico	50 dB

Tabla 6-5. Errores en el sistema de medida.

6.5.2 Construcción.

6.5.2.1 Sistema de posicionado.

En sistema de posicionado consta del rotor de acimut donde se asienta la ABP, y el sistema de desplazamiento vertical que sitúa a la sonda en el punto de medida. El posicionador en acimut puede girar a una velocidad variable entre 5 r.p.m y 10 r.p.m con un error del 1.5%. El rotor proporciona dos señales de sincronismo, una de paso por cero o ARP, y otra de posición relativa o ACP. El ACP es una señal de 14 bits que da la posición angular de la antena, con el número de bits empleado la resolución en la posición es de 2 centesimas de grado. Estas señales de sincronismo las genera un codificador óptico a partir de la posición real del rotor, por lo que la posición se

conoce con gran exactitud. La posibilidad de girar de forma continua la antena posibilita un sistema de exploración en que la ABP está girando, y se emplea la señal de ACP para obtener la información de posición de la antena. Dado que la señal de ACP proporciona la posición angular de la ABP no es necesario que la velocidad de giro sea constante. La exploración se realiza haciendo girar la ABP de forma continua, durante una vuelta completa la sonda permanece parada recogiendo muestras del campo próximo en polarización vertical y horizontal. La siguiente vuelta se aprovecha para desplazar la sonda al nuevo punto de medida. La señal de ACP se emplea para disparar la medida y controlar el conmutador de la sonda ortomodo, mientras que la señal de ARP indica cuando se ha terminado una vuelta. Además la posición angular donde se genera la señal de ARP se toma como referencia para definir el sistema de ejes coordenados respecto al cual se obtiene el campo lejano. De forma que el punto donde se genera el ARP se toma como la posición de $\phi=0$.

El hecho de que la antena gire continuamente implica que la medida de cada una de la polarizaciones se encuentra desplazada media muestra en acimut (figura 6-6). Este efecto puede corregirse durante el proceso de transformación ya que el desplazamiento de las muestras se traduce al realizar la transformada de Fourier en una fase lineal según n . El desplazamiento en la medida es de medio paso de muestreo ($\Delta\phi/2$), por lo que al realizar la transformada de Fourier de la componente desplazada aparecerá un término de fase lineal de la forma $e^{jn\Delta\phi/2}$, que puede ser fácilmente corregido en el dominio transformado sin un incremento significativo del tiempo de cálculo.

El sistema de exploración en acimut ofrece la ventaja que aprovecha el posicionador y las señales de sincronismo del sistema radar, la velocidad de giro no es un factor crítico, y el error de posicionado depende en última instancia del codificador óptico y no del sistema mecánico.

Con el sistema de exploración elegido son necesarias dos vueltas de antena para completar una medida en vertical. En la primera vuelta se realiza efectivamente la medida y en la segunda se desplaza la sonda vertical. El tiempo necesario para completar una vuelta es de 12 segundos a la velocidad mínima (5 r.p.m) y para la velocidad máxima de giro (10 r.p.m) es de 6 segundos. Esto implica que para completar una medida de 256 puntos en vertical son necesarias 512 vueltas, o lo que es lo mismo el tiempo de medida estará comprendido entre los 50 minutos, y 1 hora 40 minutos, inferior en cualquier caso al tiempo especificado de 2 horas.

Para el sistema vertical de desplazamiento fué necesario construir una torre de 17.5 m de altura para realizar el desplazamiento de la sonda. Para mantener la precisión en el posicionado de la sonda en condiciones de viento, fué necesario asentar la sonda en

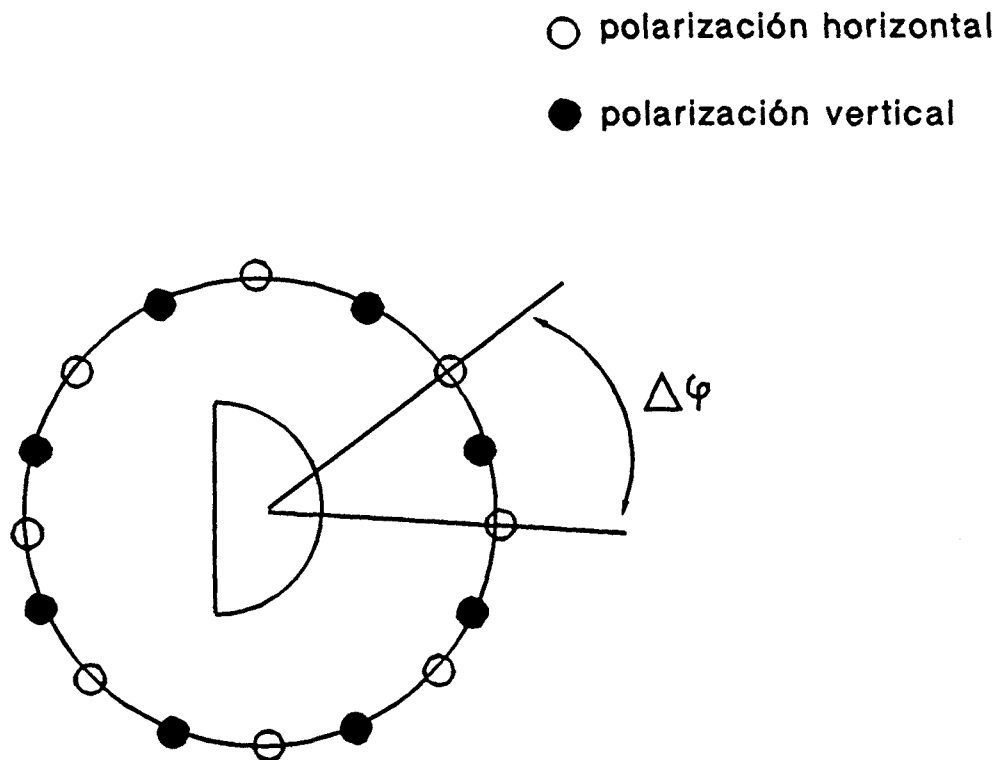


Figura 6-6 Desplazamiento de las muestras de campo para cada una de las polarizaciones.

un sistema de posicionado x-y, este sistema mantiene la posición de la sonda a partir de la referencia proporcionada por un laser, que situado en la base de la torre define un eje vertical. En la figura 6-7 se muestra la torre de medida y un detalle de la plataforma que soporta la sonda. La torre está recubierta de material absorbente para disminuir la reflectividad. En la figura la torre parece inclinada por haberse tomado la fotografía con un objetivo de gran angular.

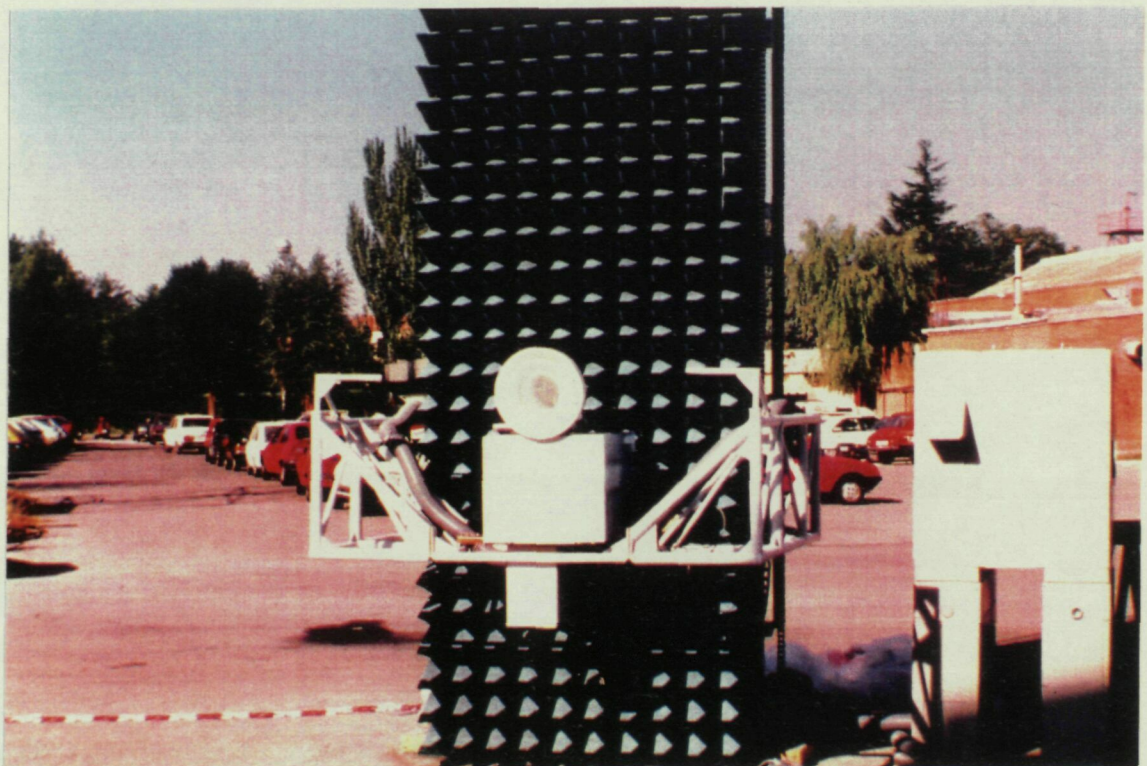
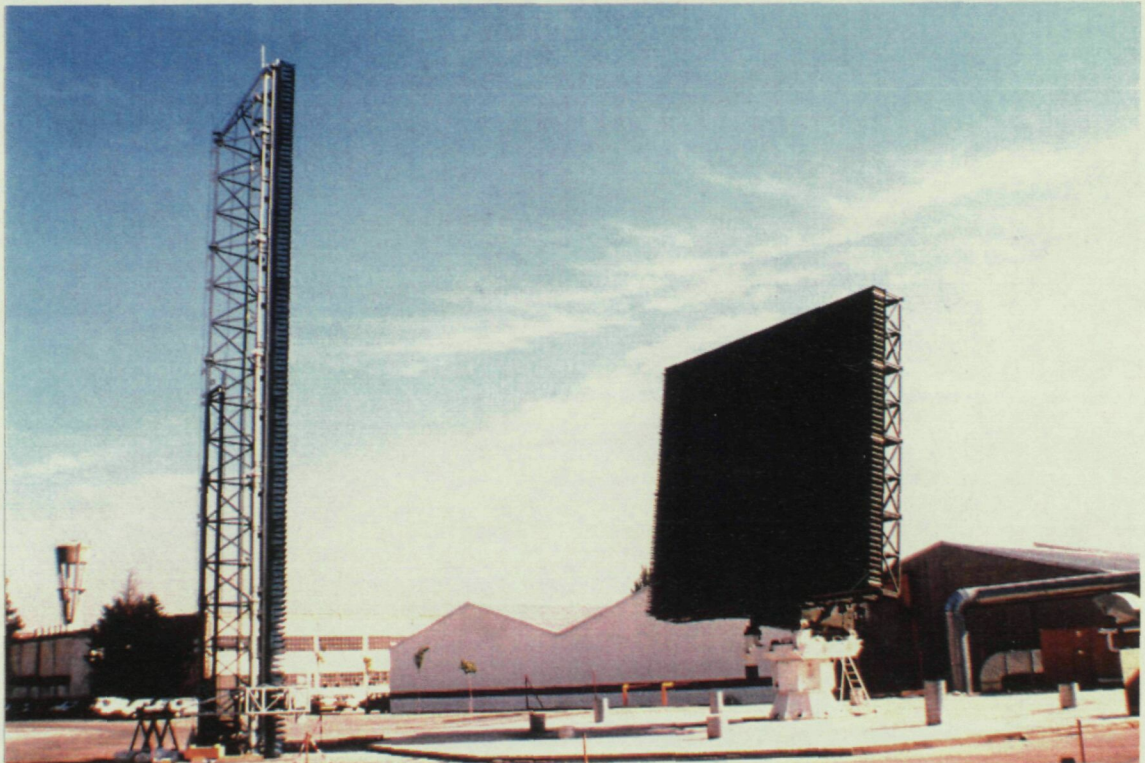


Figura 6-7 Sistema de desplazamiento vertical.

6.5.2.2 Sonda.

En la construcción de la sonda se ha optado por realizar una sonda formada por una guía circular. La transición guía a coaxial está realizada con dos postes simétricos alimentados en contrafase con un híbrido de 180° . Esta solución tiene el inconveniente que es de banda limitada por el empleo de los híbridos, sin embargo permite que las transiciones correspondientes a las dos accesos se encuentren en el mismo plano con un nivel de desacoplo elevado. En este caso esto es importante por que la reducción en la longitud de la sonda es fundamental para cumplir los requisitos de peso.

Tal como se ha comentado anteriormente, es interesante que el diagrama de radiación de la sonda presente simetría de revolución, ya que en este caso la caracterización necesaria para realizar la corrección de sonda se simplifica mucho. El modo TE₁₁, que es el modo fundamental en guía circular no presenta simetría de revolución, pero es posible simetrizar el diagrama con el empleo de corrugaciones. Debido a las limitaciones de peso se realizaron dos corrugaciones.

Las sondas se han mecanizado en aluminio y se han diseñado con las referencias mecánicas adecuadas, de forma que los planos principales del diagrama de radiación tuvieran una referencia clara en la propia geometría de la sonda.

En las figuras 6-8 se muestran dos detalles de las sondas. En un caso se aprecian los postes ortogonales correspondientes a la transición guía coaxial, y en el otro la parte posterior de la sonda donde se alojan los híbridos y el conmutador. Las dimensiones finales de la sonda son para la más grande (correspondiente a la banda de 1 a 1.2 GHz) una longitud con la circuitería posterior de 40 cm y un diámetro máximo de 44 cm.

Los datos obtenidos de la medida de la sonda se presentan en la tabla 6-6, se puede apreciar que se cumplen todas las especificaciones.

Las medidas de diagrama de radiación de las sondas se han realizado en el INTA. En la figura 6-9 se muestra un corte del diagrama de radiación de una de las sondas en la parte central de la banda. Los cortes se corresponden al plano E, y a la polarización cruzada. La polarización cruzada se midió en un plano que corta a 45° el plano E.

Ancho de haz a -10 dB plano E	114 °
Ancho de haz a -10 dB plano H	116 °
Ganancia	9 dB
Nivel de polarización cruzada	< -35 dB
Nivel de polarización cruzada en el eje	< -60 dB
Acoplo entre accesos	< -40 dB
Coefficiente de reflexión	< -10 dB

Tabla 6-6. Características de la sonda de medida.

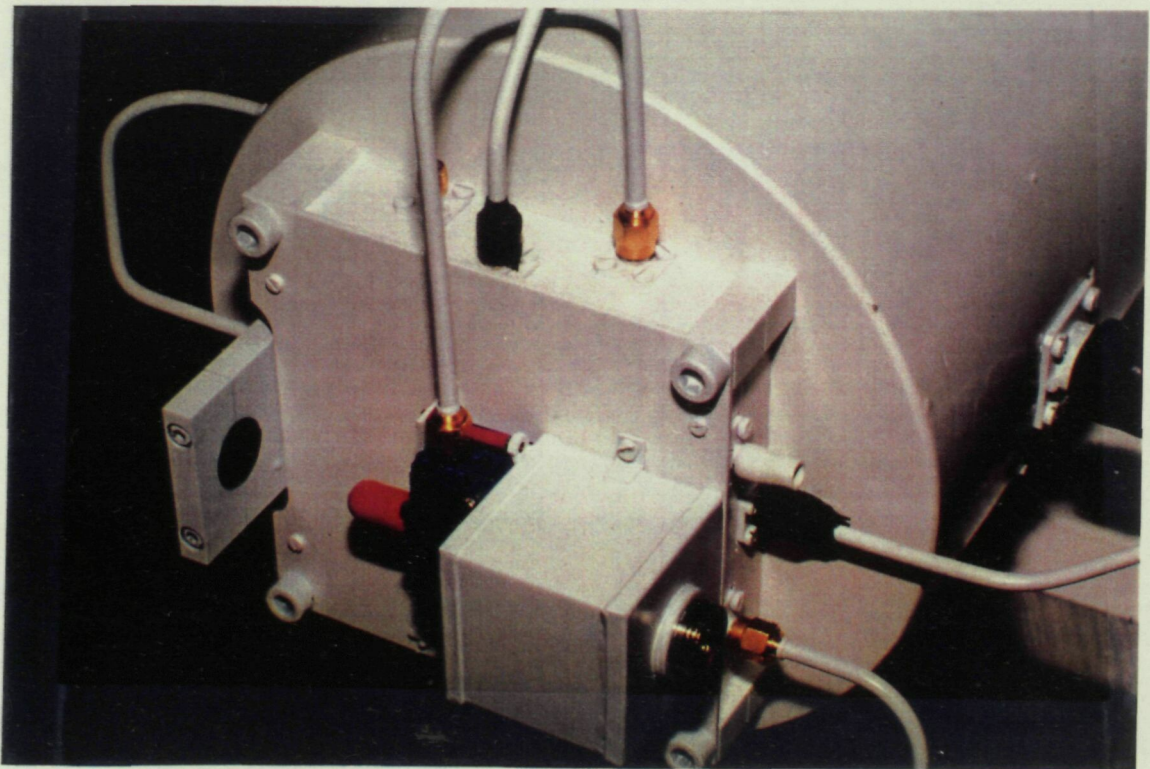
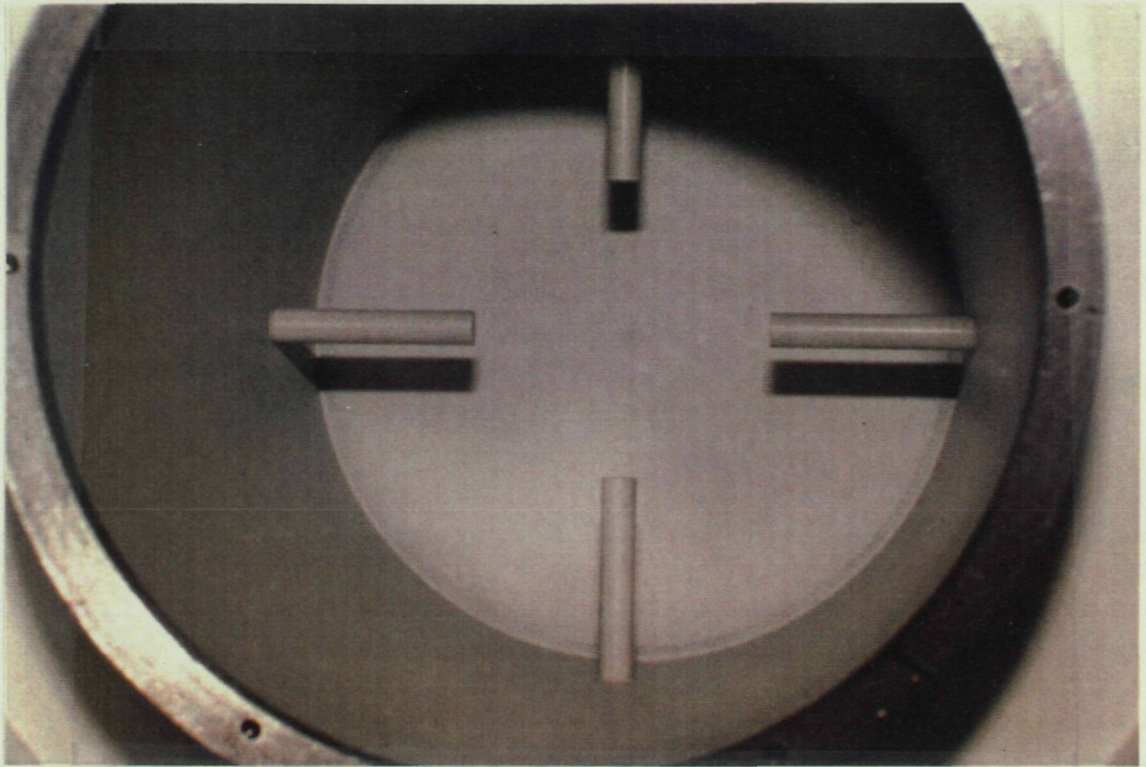


Figura 6-8 Sonda de medida.

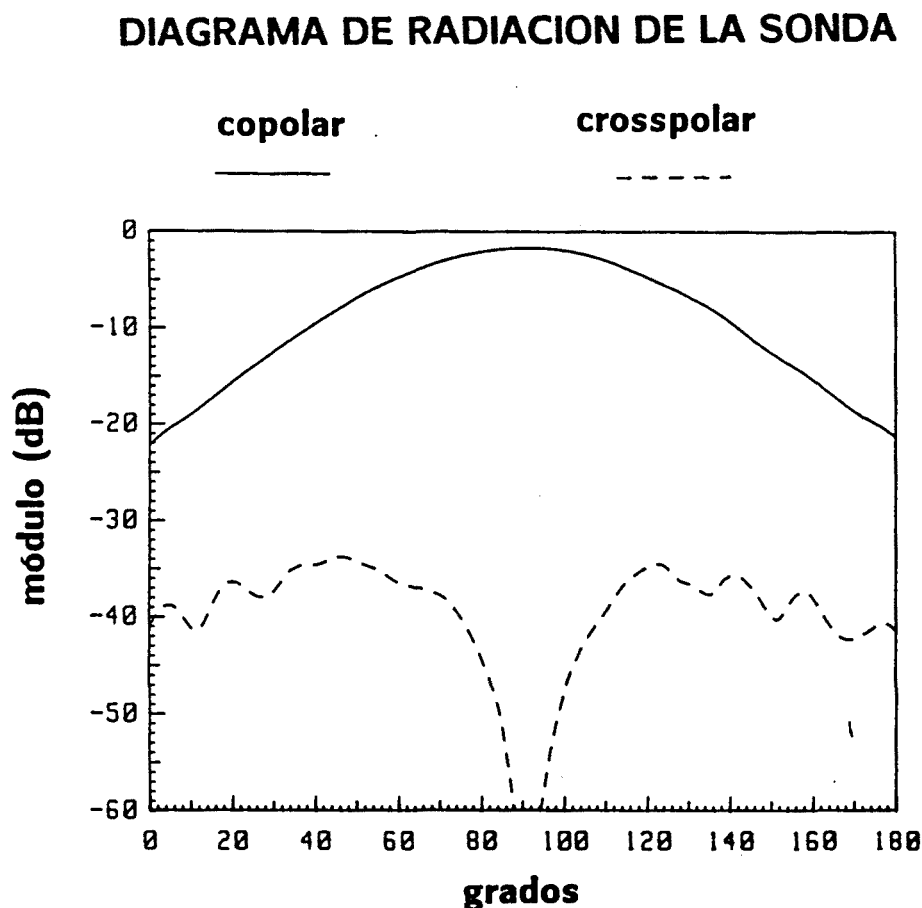


Figura 6-9 Corte del diagrama de radiación de la sonda de medida.

6.5.2.3 Sistema de RF y adquisición.

En la realización del sistema de RF se está muy condicionado por el requisito de ser capaces de medir de forma continua. Para ello es necesario un analizador de redes con la capacidad de realizar las medidas de forma síncrona con la señal proporcionada por el codificador óptico del posicionador de acimut. Este requisito prácticamente limita las posibles opciones al analizador de redes HP-8510 que tiene la capacidad de realizar medidas disparadas por una señal externa a una frecuencia máxima de 1 KHz. Esto significa que para medir 1024 puntos en acimut, la velocidad de giro de la antena puede ser de hasta 50 r.p.m., esto es, bastante superior a la velocidad máxima de giro del posicionador. Como receptor se emplea el convertidor de frecuencia HP-8511A.

La elección del analizador de redes lleva asociado el sintetizador HP-8341, que cubre la banda de hasta 20 GHz. En este caso la banda está obviamente sobredimensionada, pero este sintetizador es de los compatibles con el HP-8510, el cubre un menor ancho de banda.

Para aumentar la potencia de salida se emplea un amplificador de potencia con una potencia máxima de salida de 36 dBm. La señal de referencia para el analizador de redes se obtiene mediante un acoplador direccional que cubre la banda de 0.94 a 1.9 GHz, con una relación de acoplo de 20 dB. El acoplador se sitúa a la salida del amplificador de potencia, de forma que la estabilidad en ganancia del amplificador no es un requisito importante.

El conjunto amplificador y acoplador direccional está montado en una sola unidad, de forma que mediante sencillas manipulaciones sea posible medir la ABP en emisión y recepción. Este requisito es necesario en este caso por tratarse de una antena activa con diferente tratamiento de las señales en transmisión y recepción.

Los cables de radiofrecuencia que transmiten la señal entre el sistema de RF, la ABP y la sonda, se han elegido bajo dos criterios: baja atenuación, y estabilidad. Por las dimensiones del campo de medida la longitud total del cable entre el sistema de RF y la ABP, más el cable entre el sistema de RF y el punto medio del posicionador de sonda es de 100 m. Este cable permanece en reposo durante toda la medida, por lo que el requisito más importante es el de baja atenuación. Para este cable se ha elegido un RG-214/U de SUNHER con una atenuación a 1.5 GHz de 0.25 dB/m. El cable entre el punto medio del posicionador de la sonda y la sonda, es de una longitud menor, pero está sometido a torsiones a consecuencia del movimiento de la sonda. Para este cable se ha escogido un cable GORE de 12 m de longitud con una atenuación a 1.5GHz de 0.4 dB/m. Para este cable la atenuación por metro es superior, pero mantiene una gran estabilidad de fase frente a variaciones de temperatura y torsiones. La deriva de fase por temperatura es de $0.03^\circ/\text{Cxm}$ y el error de fase por torsiones es prácticamente despreciable. Para compensar las derivas en temperatura del cable RG-214/U que une el sistema de RF con la ABP y la torre de posicionado, se emplea un cable de compensación situado en el camino de la señal de referencia. Este cable es del mismo tipo y longitud que el cable que se desea compensar, de forma que ambos sufran las mismas derivas y por tanto la medida quede inalterada. En la figura 6-10 se muestra un esquema del sistema de RF. Las características más relevantes se muestran en la tabla 6-7.

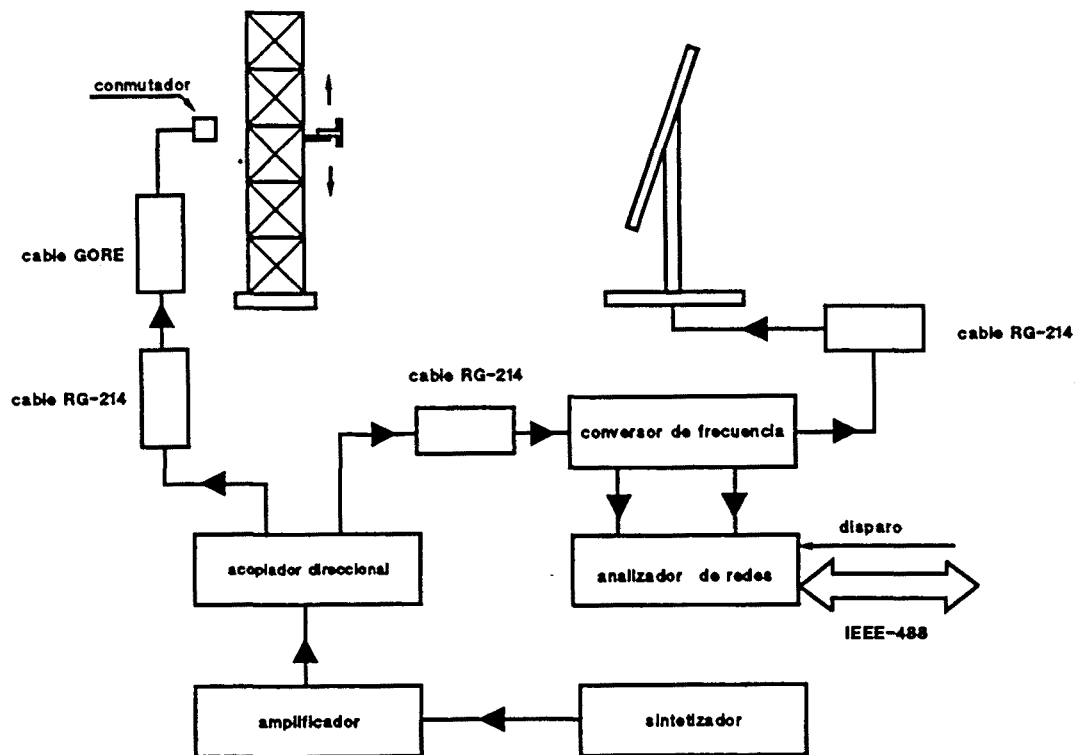


Figura 6-10 Esquema del sistema de RF.

Con los datos de la tabla 6-7, es posible realizar el balance de potencias del sistema:

Potencia transmitida máxima = 36 dBm.

Atenuaciones totales = Atenuaciones Cables + Pérdidas ABP + Atenuación conmutador, acoplador = 30 + 3.5 + 1 + 1 = 35.5 dB.

Acoplo entre antenas = $10 \log \frac{\Lambda_{ef}^{ABP}}{\Lambda_{ef}^{sonda}} = 33 \text{ dB}$

Potencia recibida = 36 dBm - 35.5 dB - 33 dB = -32.4 dBm

Así pues la potencia recibida es inferior a la máxima potencia a la entrada del receptor, y hasta el nivel de ruido se tiene un margen dinámico del orden de 57.5 dB, que es superior al margen dinámico necesario para la medida.

El control de la instrumentación y la adquisición de los datos se realiza mediante un ordenador de control dedicado, cuya misión es controlar la instrumentación, adquirir los datos y almacenarlos hasta su transferencia al sistema de procesamiento de datos. Para

Banda de frecuencia	0.94 a 1.9 GHz
Resolución en frecuencia	1 KHz
Estabilidad en temperatura	$1 \times 10^{-10} / ^\circ\text{C}$
Derivas por envejecimiento	$1 \times 10^{-9} / \text{dia}$
Máxima potencia de salida	36 dBm
Nivel de ruido del receptor	-90 dBm
Máxima señal a la entrada del receptor	0 dBm
Exactitud de la respuesta en amplitud	$\pm 0.1 \text{ dB @ } -50 \text{ dB}$
Exactitud de la respuesta en fase	$\pm 1^\circ @ -50 \text{ dB}$
Atenuación cables RG-214	25 dB
Atenuación cables GORE	5 dB
Atenuación acoplador direccional	1 dB
Atenuación conmutador	1 dB
Pérdidas ABP	3.5 dB

Tabla 6-7. Características del sistema de RF.

ello se ha empleado un ordenador HP-6954A de la serie 300 dotado de interfase HP-IB para el control de instrumentación, y de tarjetas de entrada/salida para el control del conmutador de la sonda, recibir las interrupciones del sistema de posicionado vertical, y el ARP del posicionador de acimut.

6.5.2.4 Sistema de procesamiento de datos.

El principal condicionante en la elección del sistema de procesamiento de datos es la capacidad de almacenar un número de medidas elevado. En este caso cada medida es de 256×512 puntos, lo que significa que para almacenar una medida en campo próximo y su transformación son necesarios 8 Mbytes de memoria. La medida completa de la

ABP requiere realizar un número elevado de medidas a diferentes frecuencias, y para los diferentes tipos de haces. Es por este motivo que se eligió una configuración de estación de trabajo HP-9000/330C con 8 Mbytes de memoria RAM y un disco duro de 300 Mbytes.

Las estaciones de trabajo ofrecen una potencia de cálculo elevada, a un coste razonable, permitiendo incorporar terminales a color de alta resolución. Para la presentación de los resultados se eligió un terminal con 6 planos de color, de 16 pulgadas con una resolución de 1024x768 puntos.

Con esta configuración la transformación de una medida de 256x512 puntos y la interpolación de las dos polarizaciones del campo lejano en una matriz 128x128 puntos lleva sobre los 25 minutos de los cuales 5 corresponden a operaciones de entrada/salida.

El sistema se completó con una unidad de cinta magnética para el almacenamiento de datos.

6.5.3 Validación.

La validación del campo de medida se ha realizado en varias fases. En primer lugar se ha realizado una prevalidación numérica para comprobar la corrección de la especificación del CPA. Para ello se ha simulado el campo próximo de una agrupación plana dipolos con y sin errores de medida. Los errores de medida simulados corresponden a los de la especificación del CPA, y se muestran en la tabla 6-8. A continuación se han transformado ambos campos próximos y se ha comprobado que el campo lejano se obtiene con la precisión deseada. En las figuras 6-11 y 6-12 se muestra el campo lejano con y sin error, así como las cotas de error permitidas. Se observa como se cumplen las especificaciones de precisión en lóbulos secundarios y nivel de polarización cruzada. La relación señal a ruido en campo lejano obtenida tras la transformación es de 80 dB, que es el nivel necesario para que los errores aleatorios introduzcan errores menores que los especificados. Es importante destacar que el proceso de simulación de los campos próximos en el ordenador empleado para la transformación requiere un tiempo del orden de una semana. De ahí la importancia de emplear la simulación numérica como una herramienta final de validación, y no como elemento principal en el proceso de diseño.

A continuación se ha realizado una validación experimental. Para ello se ha construido un sistema de medida en campo próximo en banda X. Las sondas empleadas en este sistema se han realizado escalando las sondas del sistema en banda L. El objetivo de esta validación es comprobar el correcto funcionamiento de los algoritmos de

margen dinámico	50 dB
distancia de medida	0.25 cm
inclinación eje rotación	12 "
posicionado x	0.1 mm (rms)
posicionado y	0.2 mm (rms)
posicionado z	0.2 mm (rms)

Tabla 6-8. Errores de medida simulados.

transformación, y del sistema de adquisición de RF, que excepto por el acoplador direccional y los cables era el mismo que el sistema de banda L. Para la validación se ha medido una bocina piramidal en campo próximo y campo lejano. En la figura 6-13 se muestra el diagrama plano H obtenido por los dos métodos. Nótese que el error cometido en el lóbulo vestigial a -30 dB es inferior a los 2 dB de la especificación. Sin embargo el sistema de alineación empleado en el campo en banda X, no permite un apuntamiento adecuado de la sonda para la obtención de una medida de polarización cruzada dentro de especificaciones.

Finalmente se ha realizado una validación sobre el sistema de medida en banda L consistente en comparar la dirección del máximo de radiación obtenido mediante una medida en campo próximo y una calibración solar. La discrepancia entre ambas medidas fué de 2 centésimas de grado, inferior a la especificación de 3 centésimas.

A partir de estas comprobaciones indirectas se ha validado el campo de medida.

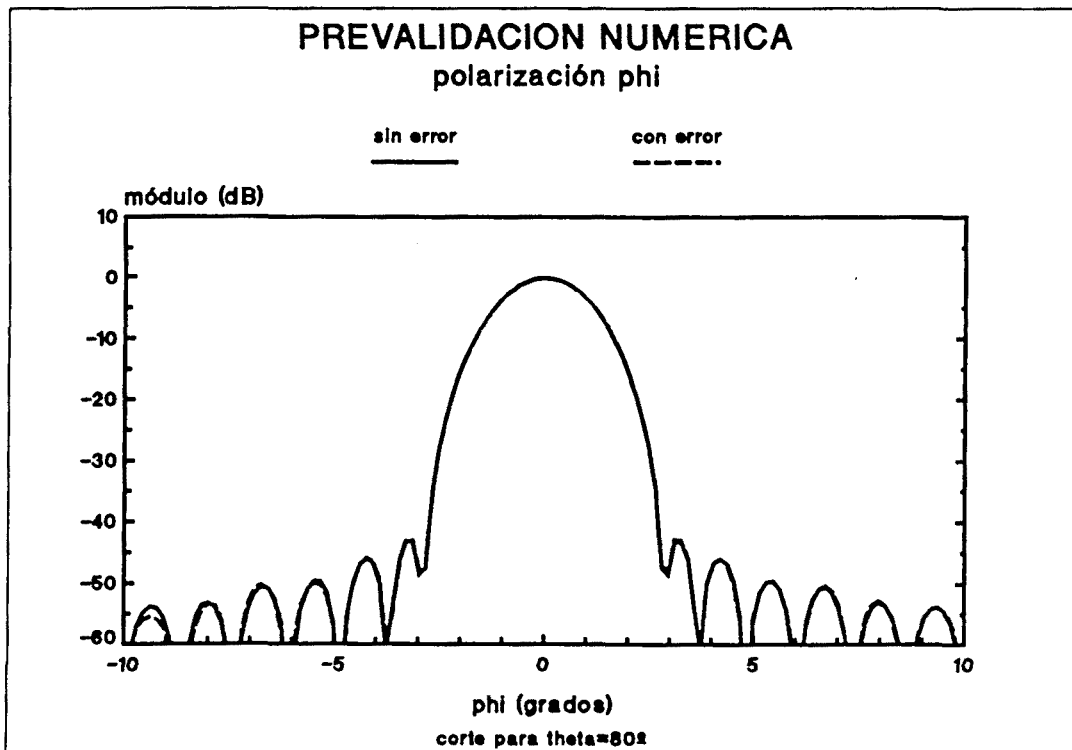
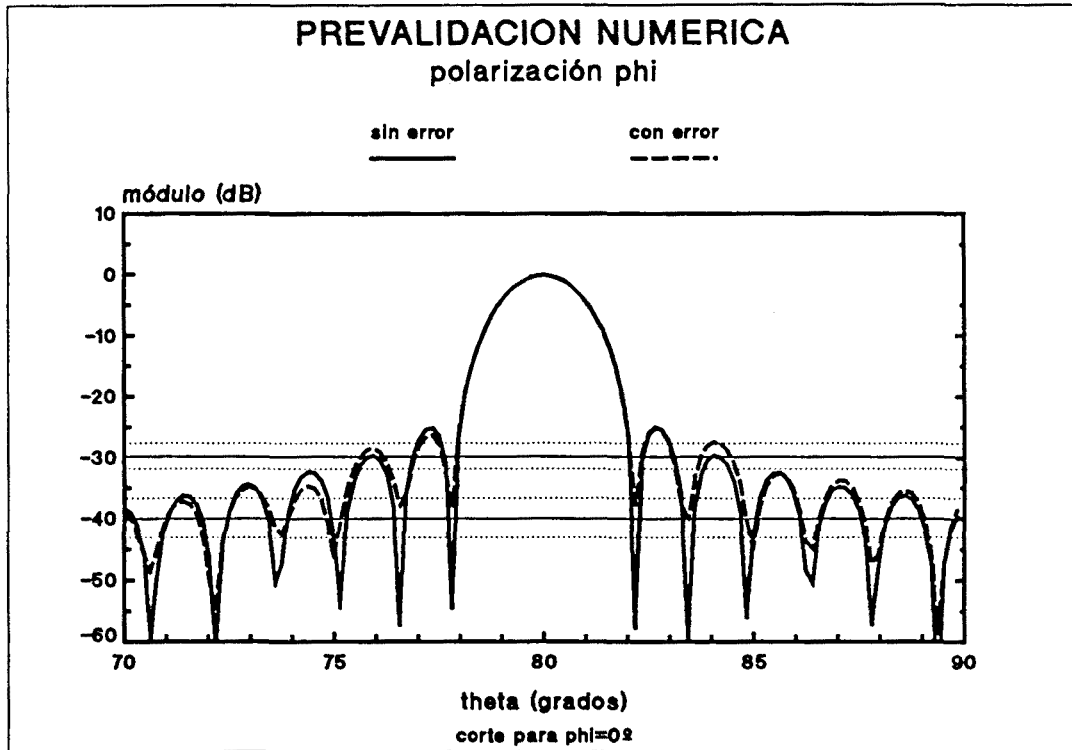


Figura 6-11 Prevalidación numérica, polarización copolar.

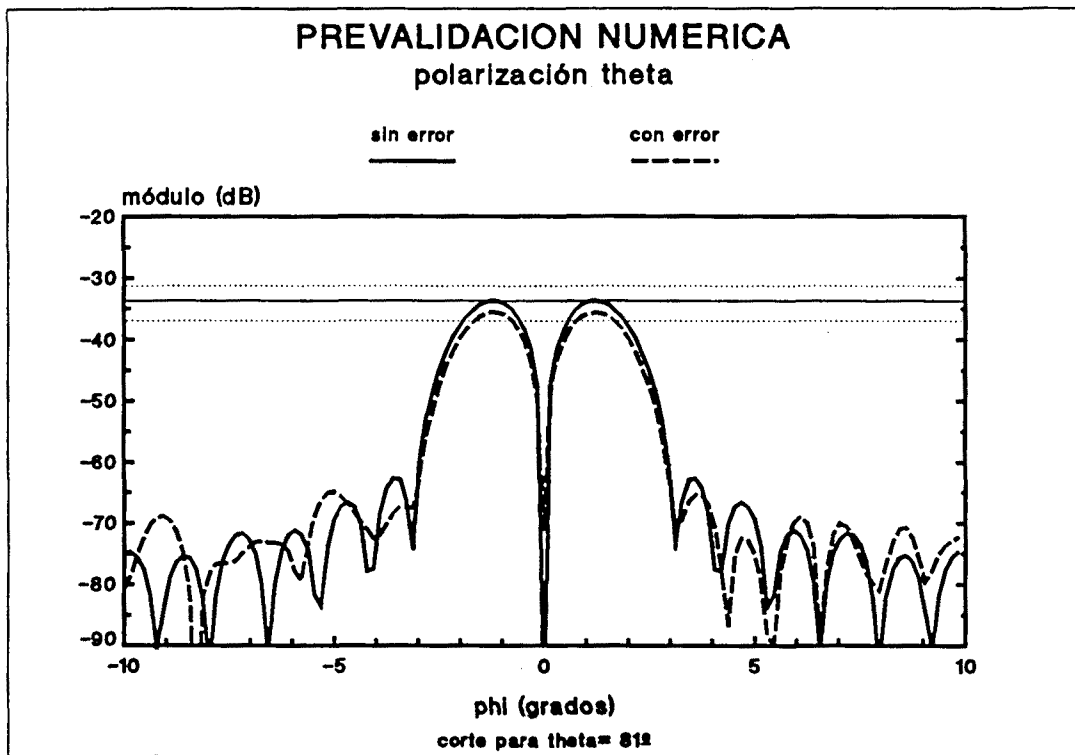


Figura 6-12 Prevalidación numérica, polarización crosspolar.

Diagrama de radiación bocina piramidal, plano H

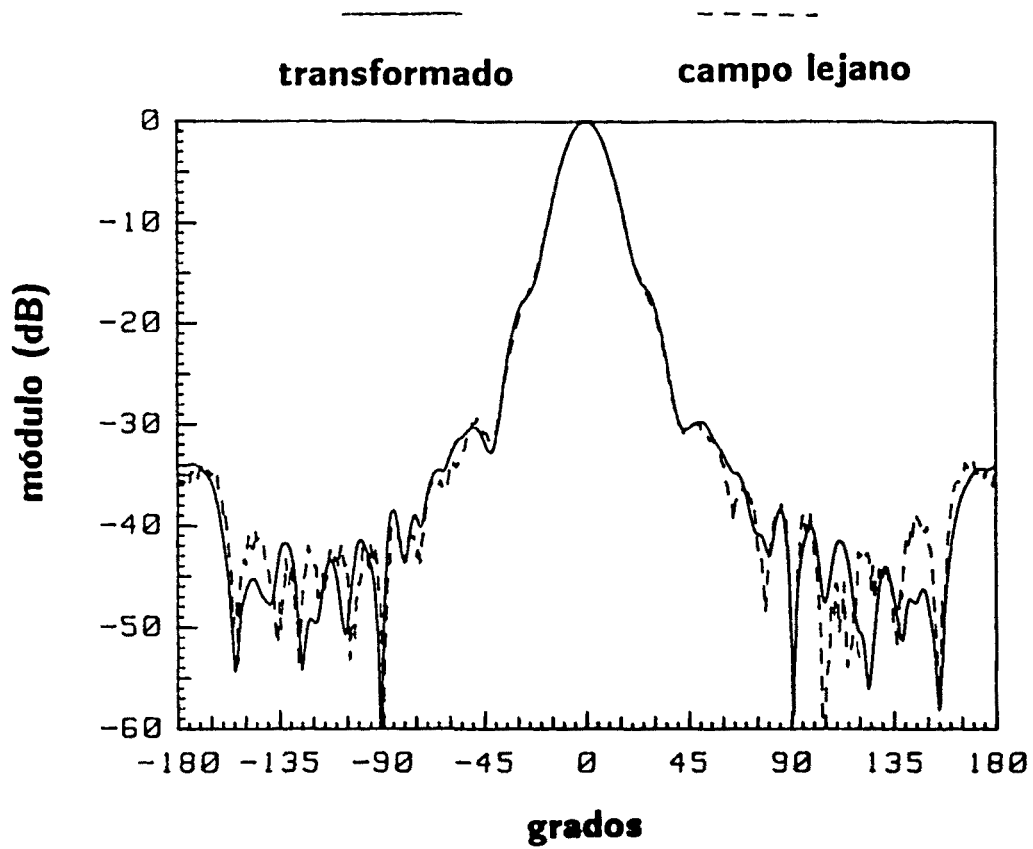


Figura 6-13 Validación experimental en el sistema de medida en banda X.

CAPITULO 7

Conclusión.

A lo largo de esta tesis se ha puesto de manifiesto la utilidad de la formulación espectral en el estudio de la radiación, y especialmente en la medida y diagnóstico de antenas. La formulación espectral permite realizar de forma eficiente la transformación campo campo y la reconstrucción de las corrientes sobre la antena. Ambos procesos son de gran utilidad en el proceso de caracterización de una antena.

El principal factor limitativo de la formulación espectral es la restricción en las geometrías de medida. Este último aspecto queda parcialmente paliado al establecer los mecanismos que permiten expresar los coeficientes modales de una geometría en función de los coeficientes obtenidos en otra. De este modo la geometría de medida y la de reconstrucción o transformación no tienen que ser coincidentes, ampliándose los casos en que puede aplicarse la formulación. En el capítulo 2 se ha deducido de forma homogénea la formulación espectral para las tres geometrías de interés, se han obtenido las expresiones que ligan los coeficientes modales de cada una de las geometrías con las otras.

En el capítulo 3 se ha mostrado la potencialidad de la formulación en los problemas de radiación, permitiendo tratar los problemas directos e inversos, es decir, la transformación campo próximo campo lejano y la reconstrucción de las corrientes tanto continuas como discretas (agrupaciones de antenas). Además es posible analizar el efecto de radomos con geometrías canónicas sobre el diagrama de radiación.

Una parte importante de la tesis se ha dedicado a la transformación campo próximo campo lejano en coordenadas cilíndricas. Han sido tratados tanto los aspectos teóricos como prácticos que han culminado en la construcción de un campo próximo de medida de antenas en coordenadas cilíndricas en banda L.

En cuanto a los aspectos teóricos, se ha demostrado la equivalencia entre los distintos algoritmos de transformación, bien sean con corrección de sonda o sin ella, y las aproximaciones simplificadoras que pueden realizarse. Se ha mostrado también que la transformación puede expresarse como una síntesis de ondas planas, de forma que mediante la evaluación de la calidad de la onda plana sintetizada se puede cuantificar la calidad del campo de medida, independientemente de la antena que se mide.

Se ha realizado también un estudio exhaustivo del efecto de los errores de medida en campo próximo sobre el diagrama de radiación. Se han obtenido expresiones algebraicamente simples a partir de desarrollos matemáticos rigurosos que permiten cuantificar el efecto de los errores aleatorios de medida. Asimismo se han estudiado otros factores de error como son los errores de posicionado, truncamiento y alineación [Romeu,1991]. Se ha hecho un esfuerzo importante en sistematizar el diseño de un campo de pruebas y de proporcionar expresiones matemáticamente cerradas que posibiliten la especificación de un campo de prueba. Los resultados obtenidos se han aplicado al diseño y construcción de un sistema real de medida. En la tesis se recogen las consideraciones de que deben de tenerse en cuenta en la concepción y diseño de un campo de pruebas.

En el capítulo 6 se presenta una aplicación a un sistema real de medida. Este sistema de medida, diseñado para la medida de antenas de grandes dimensiones, ha sido validado de forma experimental comprobándose la correcta especificación y construcción del mismo [Romeu,1990].

En el desarrollo de un trabajo de este tipo surgen inevitablemente temas que no pueden abordarse en profundidad, bien porque se desvían del tema principal de la tesis, o por limitaciones de índole temporal para completar un análisis detallado. En este sentido existen dos líneas de especial interés, una es la aplicación de la formulación espectral al estudio del efecto de los radosos sobre el diagrama de radiación de antenas, y el otro es una formulación matemáticamente rigurosa de la densidad espectral de onda planas sintetizada en el caso de errores de posicionado. Ambos temas se apuntan en la tesis si bien quedan pendientes de un estudio más exhaustivo. En el primer caso la formulación espectral permite de forma sencilla evaluar la distorsión que sufre el diagrama de radiación por la presencia del radomo, mientras que en el segundo se trata de profundizar en el tema de errores de medida describiendo de forma estadística la onda sintetizada.

BIBLIOGRAFIA

[Abramowitz,1972] M. Abramowitz, "Handbook of Mathematical Functions", Dover publications inc. New York.

[Appel-Hansen,1980] J. Appel-Hansen, "On cylindrical near-field scanning techniques", IEEE Trans. AP, vol. AP- 28, March 1980, pp. 231-234.

[Balanis, 1989] C.A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, New York, 1989.

[Bennet,1978] J.C.Bennet, E.P Schoessow, "Antenna near field/far field transformation using a plane wave synthesis technique", IEE Proc, vol. 125, No. 3, March 1978.

[Borgiotti,1978] G.V. Borgiotti, "Integral equation formulation from probe corrected far-field reconstruction from measurements on a cylinder", IEEE Trans. AP, vol. AP-26, July 1978, pp. 572-578.

[Brown, 1983] R.G. Brown, "Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filtering", John Wiley & Sons, 1983.

[Brown,1961] J.Brown, E.V.Jull, "The prediction of Aerial Radiation Patterns from Near Field Measurements", Proc. IEE, vol. 108B, nov. 1961, pp. 635-644.

[Chang,1990] J-H Chang, K-K Chan, "Analysis of a Two-Dimensional Radome of Arbitrarily Curved Surface," IEEE Trans. AP, vol AP-38, October 1990, pp. 1565-1568.

[Cook,1989] G.G. Cook, A.P. Anderson, A.J.T Whitaker, J.C. Bennet, "High resolution three dimensional imaging of antennas", IEEE Trans. AP, vol. AP-37, June 1989, pp. 768-779.

[Felsen,1973] Felsen, Marcuwitz, "Radiation and Scattering of Waves", Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1973.

[Hamada,1977] S. Hamada, C. Yeh, "Computer Reconstruction of Near Zone Field from Given Far Zone Data of Two Dimensional Objects", IEEE Trans. AP, vol. AP-25, May 1977, pp.304-311.

[Hansen, 1988] J.E. Hansen, Spherical Near-Field Antenna Measurements, Peter Peregrinus Ltd., London, 1988.

[Harrington, 1961] R.F. Harrington, Time-Harmonic Electromagnetic Fields, McGraw-Hill, New York, 1961.

[Hoffman,1988] J.B Hoffman, K.R. Grimm , "Far-field Uncertainty Due to Random Near-field Measurement Errors", IEEE Trans. AP, vol. AP-36, June 1988, pp. 774-780.

[HP] Hewlett-Packard, 'Antennas Measurements, Manual Pattern Measurements Using the HP-8510-B', Product Note 8510-11.

[IEEE,1979] IEEE, "IEEE Standard Test Procedures for Antennas" Std. 149-1979, 1979

[Jofre, 1982] L. Jofre, Formulaci3n Espectral de Problemas de Difracci3n y su Aplicaci3n a la Formaci3n de Imagenes en Microondas, Tesis Doctoral presentada en la Universidad Polit3cnica de Catalu1a, 1982.

[Joy,1978] E.B. Joy, W.M. Leach, G.P. Rodrigue, D.T. Paris, "Applications of Probe Compensated near-field measurements", IEEE Trans. AP, vol. AP-26, May 1978, pp. 379-389.

[Joy,1988] E.B. Joy, "Near Field Range Qualification Methodology", IEEE Trans. AP, vol. AP-36, no. 6, June 1988, pp. 836-843.

[Kerns,1970] D.M. Kerns, "Correction of near-field antenna measurements made with arbitrary but known measuring antenna", Electronic Letters, vol. 6, 28 th. May 1970, pp. 346.

[Leach,1973] W.M. Leach, "Probe compensated near-field measurements on a cylinder", IEEE Trans. AP, vol. AP-21, July 1978, pp. 435-445.

[Leach,1979] W.M. Leach, F.H. Larsen, G.V. Borgiotti "Comments on 'Integral equation formulation for probe corrected far-field reconstruction from measurements on a cylinder '", IEEE Trans. AP, vol. AP-27, November 1979, pp. 895-898.

[Ludwig,1971] A.C.Ludwig, "Near Field Far Field Transformations Using Spherical-Wave Expansions", IEEE Trans. AP, vol. AP-19, Mar. 1971, pp. 214-220.

[Newell,1988] A.C. Newell, C.F. Stubenrauch, "Effect of Random Errors in Planar Near-Field Measurement", IEEE Trans. AP, vol. AP-36, June 1988, pp. 769-773.

[North,1963] D.O.North, "An analysis of the factors wich determine singal/noise discrimination in pulsed-carried systems", Proc. IEEE, vol. 51, July 1963, pp. 1016-1027.

[Papoulis,1980] A. Papoulis, "Probabilidad, variables aleatorias y procesos estocásticos", Editorial Universitaria de Barcelona, 1980.

[Paris,1978] D.T. Paris, W.M. Leach, E.B. Joy, "Basic theory of probe compensated near-field measurements", IEEE Trans. Ap, vol. AP-26, May 1978, pp. 373-379.

[Rahmat-Sami,1985] Y. Rahmat-Sami, "Microwave Holography of large reflector antennas. Simulation algorithms", IEEE Trans. AP, vol. AP-33, Nov. 1985.,pp. 1194-1203.

[Ramson,1971] P.L.Ramson, R. Mitra, "A method of Locating Defective Elements of Large Phased Arrays" Proc. IEEE, Jun. 1971, pp. 1027-1030.

[Ricardi, 1972] L.J. Ricardi, M.L. Burrows "A Recurrence Technique for Expanding a Function in Spherical Harmonics", IEEE Trans. on Computers, June 1972.

[Romeu, 1990] J. Romeu, M. Baquero, M. Ferrando, L. Jofre, J. Alemany V. Gonzalez, " A Cylindrical near field antenna test facility", Microwave Engineering Europe, September/October 1990, pp.25-31.

[Romeu, 1991] J. Romeu, L. Jofre, "Effect of Random Errors in Cylindrical Antenna Near Field Measurements, Electronic Letters, vol. 27 no. 4, February 1991, pp. 338-340.

[Solé,1987] J. Solé Santoja, "Estudio de un sistema semicompacto de medida de antenas", Proyecto Fin de Carrera presentado en la ETSIT Barcelona, director: Angel Cardama Aznar, 1987.

[Sommerfeld,1964] A. Sommerfeld, "Partial Differential Equations in Physics", Academic Press, New York, 1964.

[Stinson, 1976] D.C. Stinson, Intermediate Mathematics of Electromagnetics, Prentice Hall, Eaglewood Cliffs, New Jersey, 1976.

[Stratton, 1941] J.A. Stratton, Electromagnetic Theory, McGraw-Hill Book Company, New York, 1941.

[Tyras, 1969] G. Tyras, Radiation and Propagation of Electromagnetic Waves, Academic Press, New York, 1969.

[Wu,1974] D.C.F. Wu and R.C. Rudduck, "Plane Wave Spectrum - Surface Integration Technique for Radome Analysis," IEEE Trans. AP, vol. AP-22, May 1974, pp. 497-500.

[Yaghjian,1977] A.D. Yaghjian, "Near field antenna measurements on a cylinder surface: a source scattering matrix formulation", Nat. Bur. Stand, NBS Tech. Note 696, July 1977.

[Yaghjian,1986] A.D. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements", IEEE Trans. AP, vol. AP-34, January 1986, pp.30-35.

M M M M
I M M M M
M M M M