

Capítulo 4.

Diseño teórico de la antena.

4.1. Especificaciones

Los satélite GPS transmiten una señal polarizada circularmente a derechas dentro la banda L, conocida como L1, a una frecuencia central de 1575.42 MHz. Esta señal es transmitida con la suficiente potencia como para asegurar un nivel mínimo de potencia de -160dBW en la superficie terrestre.

El sistema GPS también transmite una segunda señal en la banda L2 a 1227.6MHz. Esta señal en cambio asegura -166dBW en la superficie de la tierra. Esta señal no está considerada por el departamento de defensa de los EE.UU. como parte del estándar de posicionamiento global, no siendo considerada por muchos receptores comerciales, aunque sin embargo otros la usan para realizar correcciones en la señal recibida.

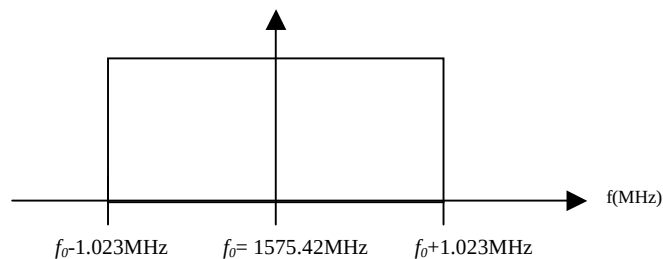


Figura 4.1. Señal L1 y ancho de banda considerado.

Basaremos el diseño de la antena en la recepción de la banda L1. El rango de señal a considerar es de aproximadamente 2.046MHz centrado en f_0 . (véase la figura 4.1.).

La antena objetivo debe ajustarse lo mejor posible a las especificaciones que marca el sistema GPS. Con respecto al plan de frecuencias, debemos sintonizar la antena para que acepte la banda L1. Concretamente tenemos que centrar nuestros esfuerzos en dos aspectos: primeramente, sintonizar la antena a la frecuencia central de L1 (1575.42MHz) y lo segundo, que sea capaz de recibir correctamente todo el ancho de banda de la señal. Esto último no representa prácticamente ningún problema, debido a que el ancho de banda es mínimo. Sería necesario un filtrado con un factor de calidad muy alto para no llegar a discriminar ese rango de frecuencia. Es decir, necesitaríamos que la antena implementara un filtrado con un factor de calidad aproximado de $Q = f_0 / \Delta f = 1575.42 / 2.048 = 770$, que es demasiado elevado para los factores de calidad habituales de antenas parche microstrip. Dicho de otra forma, la antena al presentar una Q más baja es capaz de aceptar un ancho de banda superior. Por lo tanto la posible preocupación de sintonización se limita a que el ancho de banda de señal “quepa” en el de la antena; los siguientes elementos del receptor se encargarán de filtrar, amplificar, demodular, etc.

Otro aspecto importante es la polarización que debe tomar la antena. Comentamos anteriormente que debemos imprimir una polarización circular. Para ello debemos construir una antena de polarización circular a derechas para emisión, y a izquierdas para recepción.

Además de esto, la antena debería ser lo más omnidireccional posible, con un ancho de haz bastante amplio.

4.2. Polarización circular

4.2.1. Soluciones para la polarización circular

Una vez conocidas las especificaciones a cumplir, se estudian las distintas posibilidades de antenas microstrip que podemos diseñar.

La característica principal que limita el diseño de la antena microstrip según una técnica u otra es la polarización. En principio, podemos optar por muchas maneras de afrontar el problema de la polarización circular, usando diferentes formas de parches. Lo más común es utilizar las formas ampliamente estudiadas: el parche cuadrado o el parche circular, tanto en antenas de un solo elemento como en array.

Antenas circularmente polarizadas con un solo parche

Para que una antena de un solo parche microstrip tenga polarización circular los dos modos ortogonales del parche deben estar simultáneamente excitados con la misma amplitud y con un desfase de $\pm 90^\circ$, donde el signo determina el sentido de la rotación.

Hay dos tipos de esquemas de alimentación que pueden simplificar la tarea:

- Parche básico con dos alimentadores.

En esta técnica se utiliza una doble alimentación ortogonal, es decir, alimentar la antena por dos puntos distintos. Ésto requiere un divisor de potencia externo que nos permita proporcionar la magnitud y la fase apropiada en cada punto de alimentación. Las configuraciones fundamentales de una antena parche circularmente polarizada (en lo que sigue APCP) con dos alimentadores se muestra en la figura 4.2. . El parche usado es normalmente cuadrado o circular. Las dos alimentaciones ortogonales excitan dos modos ortogonales con igual amplitud y en cuadratura de fase. Para conseguir esta característica es posible usar varios circuitos divisores de potencia: el divisor híbrido en cuadratura (branch-line), el anillo híbrido, el divisor Wilkinson y el divisor de unión en T. El híbrido en cuadratura divide la entrada en dos salidas con

igual amplitud y desfase de 90° . Los demás necesitan de una línea de $\lambda/4$ para producir el desfase. Por lo tanto, el divisor híbrido en cuadratura proporciona un mayor ancho de banda de la relación axial.

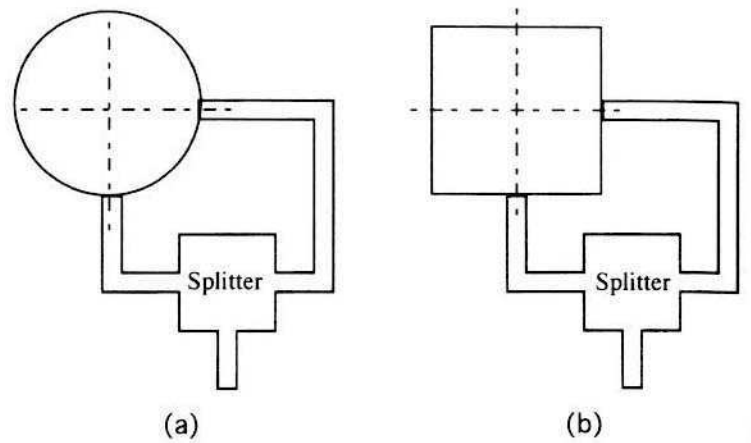


Figura 4.2. Configuraciones típicas de antenas microstrip polarizadas circularmente con alimentación dual.

- Parche básico perturbado con un solo punto de alimentación.

Esta técnica consiste en utilizar un solo punto de alimentación y acomodar la forma del parche para establecer las componentes ortogonales del campo a igual magnitud y desfase de 90° . Aunque el estudio de esta polarización sea más complicado, el hecho de tener una antena parche con un solo alimentador capaz de producir polarización circular es un efecto muy deseado, sobre todo en aquellas situaciones donde sea difícil acomodar la doble alimentación a una red de división de potencia.

El cambio en la forma básica consiste en una pequeña perturbación en determinadas zonas del parche con respecto a la alimentación, de manera que dependiendo de dónde se añada la perturbación, tendremos polarización a derechas o a izquierdas. Las configuraciones típicas para una APCP con un solo punto de alimentación se muestran en la figura 4.3..

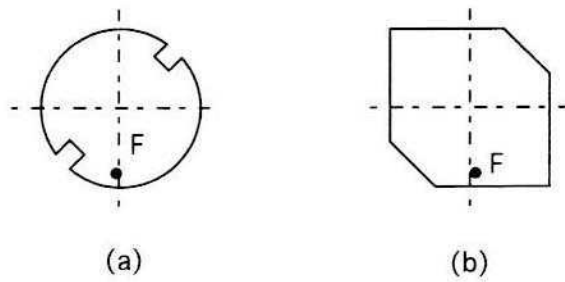


Figura 4.3. Configuraciones típicas de una antena microstrip polarizada circularmente con un solo punto de alimentación. (a) parche circular, (b) parche cuadrado

Array de antenas parche linealmente polarizados que producen polarización circular

De una forma sencilla, es posible utilizar dos parches linealmente polarizados para producir una polarización circular. Basta simplemente con alimentar a cada uno con la misma magnitud pero con un desfase de 90° , como se puede apreciar en la figura 4.4. La desventaja fundamental de este esquema es la cantidad de espacio que se utiliza y la rápida degradación de la polarización circular debido a un retraso de fase espacial, debido a los diferentes caminos desde el centro hasta los dos elementos radiantes. Otras alternativas a esto se pueden apreciar en la figura 4.5., donde se incrementa el ancho de banda del coeficiente axial.

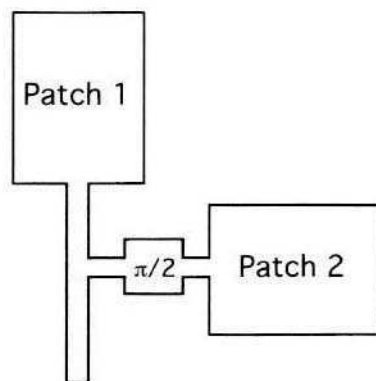


Figura 4.4. Posible disposición de dos parches linealmente polarizados para una radiación de polarización circular.

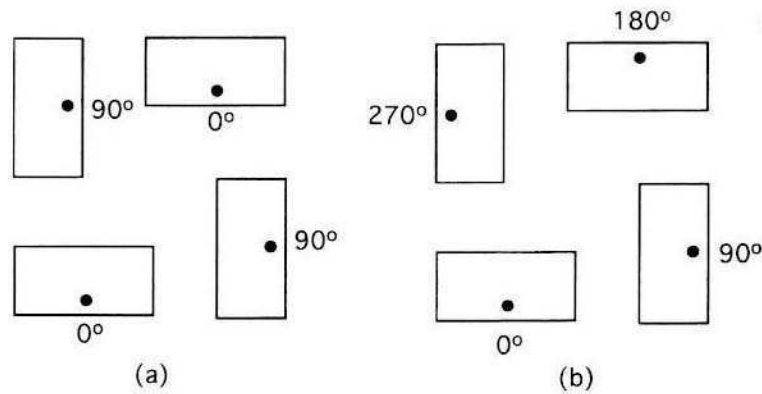


Figura 4.5. Array de 2×2 parches con elementos polarizados linealmente para generación de polarización circular. (a) disposición de banda estrecha, (b) disposición de banda ancha.

Otras posibles configuraciones

Existen otros tipos de APCP que son compactas en sus requerimientos de alimentación y en las configuraciones de los elementos radiantes. Estos tipos de antenas impresas pueden ser construidas fácilmente a partir de líneas microstrip como son las antenas microstrip en espiral, los arrays de elementos compuestos o los arrays de ondas viajeras.

4.2.2. Solución propuesta

Una vez estudiadas algunas de las posibles soluciones, se ha decidido utilizar un parche cuadrado perturbado con un solo alimentador.

La principal ventaja es que no tenemos que utilizar ningún esquema de división de potencia. Eso además de simplificar la alimentación, conlleva un ahorro de espacio considerable, lo cual es algo bastante ventajoso.

Como desventaja fundamental está en la complejidad del diseño, al tener que introducir perturbaciones en la forma básica de parche.

Dentro de las APCP cuadradas de un solo alimentador encontramos a su vez varias formas de parche que podemos utilizar. Algunas de ellas se muestran en la figura 4.6.

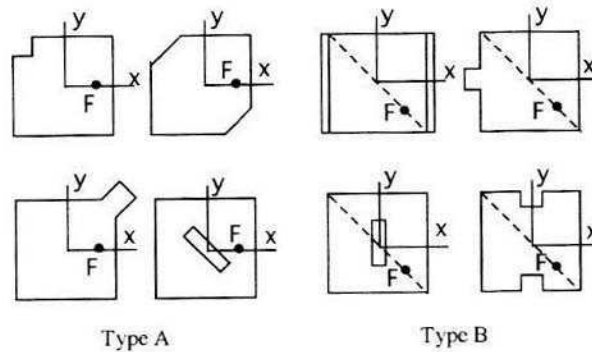


Figura 4.6. Varios tipos de perturbaciones en parches cuadrados para la generación de polarización circular.

Como observamos en la figura 4.6., las formas están clasificadas en dos tipos: tipo A y tipo B, según sean las configuraciones de la alimentación. Será tipo A si la alimentación está sobre los ejes X o Y de la figura, y será tipo B si está sobre las diagonales. En principio, como el proceso de diseño es similar tanto para un tipo como para otro, no tenemos especial predilección por ninguna forma concreta. Así que escogeremos un parche del tipo A, concretamente el mostrado en la figura 4.7. y lo denotaremos como «parche cuadrado de esquinas truncadas».

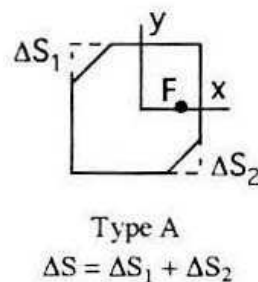


Figura 4.7. Definición del área perturbada en el parche cuadrado de esquinas truncadas.

4.2.3. Estudio de la polarización circular en antenas microstrip de parche cuadrado.

El siguiente desarrollo es aplicable tanto para antenas del tipo A como del tipo B. La configuración fundamental del parche y su sistema de coordenada se muestra en la figura 4.8.

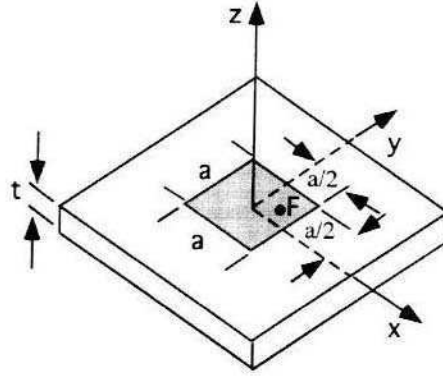


Figura 4.8. Coordenadas y dimensiones del parche cuadrado.

Según el modelo de cavidad, el parche cuadrado puede ser considerado como una cavidad eléctricamente delgada con paredes conductoras magnéticas perfectas en los bordes, $x=\pm a/2$ e $y=\pm a/2$ de la figura 4.8., donde F es el punto de alimentación y ΔS representa el área total de perturbación.

Como es de esperar, la introducción de la perturbación afectará al campo modal de la cavidad y a su autovalor, el cual puede determinarse a partir de una fórmula estacionaria dada por (4.1).

$$k'^2 = \frac{\int_{S+\Delta S} \nabla \phi' \cdot \nabla \phi' dS}{\int_{S+\Delta S} \phi'^2 dS} \quad (4.1)$$

Donde ϕ' y k' son el nuevo campo modal y su nuevo autovalor respectivamente. Siguiendo la derivación dada por Haneishi en [25], ϕ' puede escribirse como:

$$\phi' = P\phi_a + Q\phi_b \quad (4.2)$$

siendo P y Q son los coeficientes de expansión que tienen que determinarse para hacer a (4.1) estacionaria. Sustituyendo (4.2) en (4.1) se obtiene:

$$k'^2 = \frac{\int_{S+\Delta S} (P\nabla\phi_a + Q\nabla\phi_b) \cdot (P\nabla\phi_a + Q\nabla\phi_b) dS}{\int_{S+\Delta S} (P\nabla\phi_a + Q\nabla\phi_b)^2 dS} = \frac{U(P, Q)}{V(P, Q)} \quad (4.3)$$

Siguiendo el método de Ritz-Galerkin, P y Q pueden determinarse por las siguientes ecuaciones diferenciales.

$$\begin{aligned} \frac{\partial U(P, Q)}{\partial P} - k'^2 \frac{\partial V(P, Q)}{\partial P} &= 0 \\ \frac{\partial U(P, Q)}{\partial Q} - k'^2 \frac{\partial V(P, Q)}{\partial Q} &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

La ecuación (4.4) puede resultar en un conjunto de ecuaciones homogéneas que tienen soluciones no triviales, sólo si el determinante se hace cero. Los parámetros exactos del determinante dependen del tipo de alimentación y de la localización de las perturbaciones. En general puede expresarse así:

$$\det \begin{vmatrix} k^2 + q_1 - k'^2(1 + p_1) & q_{12} - k'^2 p_{12} \\ q_{12} - k'^2 p_{12} & k^2 + q_2 - k'^2(1 + p_2) \end{vmatrix} = 0 \quad (4.5)$$

Parche tipo A

Para los parches de tipo A, ϕ_a y ϕ_b son los dos modos degenerados normalizados TM_{100} y TM_{010} de un parche eléctricamente delgado, y pueden escribirse como:

$$\begin{aligned}\phi_a &= V_0 \sin(kx) \\ \phi_b &= V_0 \sin(ky)\end{aligned}\tag{4.6}$$

donde $V_0 = \sqrt{2}/a$, $k = \pi/a$, y a es el tamaño del parche. Usando (4.6) en (4.2), todos los demás parámetros de (4.5) pueden obtenerse a partir de (4.4) como:

$$\begin{aligned}q_1 &= q_2 = q_{12} = 0 \\ p_1 &= p_2 = 2 \left(\frac{\Delta S}{S} \right) \\ p_{12} &= -2 \left(\frac{\Delta S}{S} \right)\end{aligned}\tag{4.7}$$

Y ahora, sustituyendo (4.7) en (4.5), los nuevos autovalores k_a' y k_b' para los campos modales ϕ_a y ϕ_b pueden encontrarse como indica (4.8).

$$\begin{aligned}k_a'^2 &= k^2 \left(1 + 4 \frac{\Delta S}{S} \right)^{-1} \\ k_b'^2 &= k^2\end{aligned}\tag{4.8}$$

Y a partir de éstos las nuevas frecuencias de resonancias de los modos ϕ_a' y ϕ_b' se obtienen como sigue:

$$\begin{aligned}f_a &= f_{0r} + \Delta f_a' = f_{0r} \left(1 - 2 \frac{\Delta S}{S} \right) \\ f_b &= f_{0r} + \Delta f_b' = f_{0r}\end{aligned}\tag{4.9}$$

donde f_{0r} es la frecuencia de resonancia del parche cuadrado antes de la perturbación, y $\Delta f_a'$ y $\Delta f_b'$ son los cambios en las frecuencias de resonancias para los modos ϕ_a' y ϕ_b' después de la perturbación. Una vez que los nuevos autovalores k_a' y k_b' son determinados, los coeficientes de expansión P y Q pueden encontrarse a partir de las ecuaciones homogéneas originales y están dados por (4.10).

$$\begin{aligned} P_a &= -Q_a = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ P_b &= Q_b = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Los modos ϕ_a' y ϕ_b' normalizados pueden ser escritos en forma cerrada usando la aproximación de primer orden de $k'_a \approx k'_b \approx k$ como vemos en (4.11)

$$\begin{aligned} \phi_a' &\approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} (\sin(kx) - \sin(ky)) \\ \phi_b' &\approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} (\sin(kx) + \sin(ky)) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Los coeficientes de distribución de energía para ambos modos ϕ_a' y ϕ_b' después de la perturbación se definen como relaciones de transformación N_a' y N_b' los cuales están dados por

$$\begin{aligned} N_a' &\approx \frac{\sqrt{S}}{a} (\sin(kx) - \sin(ky)) \\ N_b' &\approx \frac{\sqrt{S}}{a} (\sin(kx) + \sin(ky)) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Usando (4.6) y (4.12), el circuito equivalente después de la perturbación puede plantearse como se muestra en la figura 4.9. T_A' y T_B' representan los transformadores ideales con las relaciones de transformación N_a' y N_b' , respectivamente, mientras que V_i es el voltaje de entrada aplicado a el terminal (1-1'). Y_a y Y_b son las admitancias del entrada del parche, correspondientes a los modos ϕ_a' y ϕ_b' polarizados ortogonalmente. Las conductancias equivalentes G_a' y G_b' generalmente incluyen pérdidas por radiación, por dieléctrico y pérdidas por conductividad. Sin embargo las pérdidas por radiación será la principal contribución a las conductancias si es dominante en comparación con las otras pérdidas.

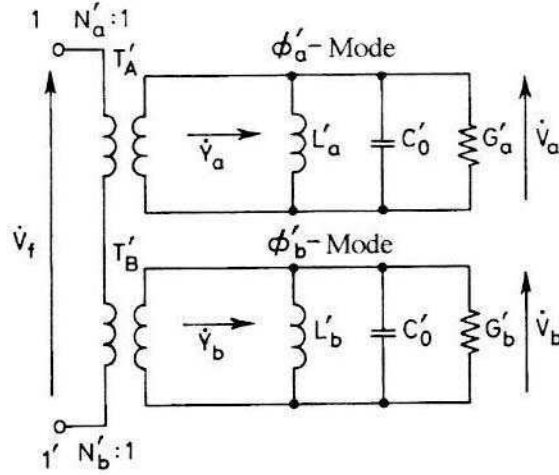


Figura 4.9. Circuito equivalente para una antena parche microstrip con perturbación.

Condición de radiación de polarización circular

Refiriéndonos al circuito equivalente en la figura 4.9., el cociente complejo de amplitud V_a/V_b en los dos modos ortogonales es dado por (4.13)

$$\left(\frac{\dot{V}_b}{\dot{V}_a} \right) = \left(\frac{N'_b}{N'_a} \right) \left(\frac{Y'_a}{Y'_b} \right) = \left(\frac{N'_b}{N'_a} \right) \frac{\left\{ \frac{f_a}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_a^2}{f} \right) \right\}}{\left\{ \frac{f_b}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_b^2}{f} \right) \right\}} \quad (4.13)$$

En (4.12) se asume, bajo una aproximación de primer orden, que los factores de calidad Q_{0a} y Q_{0b} de los dos modos ortogonales Φ'_a y Φ'_b son iguales a Q_0 . Para que el parche radie polarización circular se precisa que

$$\left(\frac{\dot{V}_b}{\dot{V}_a} \right) = \pm j \quad (4.14)$$

Ahora bien, si las relaciones de transformación N'_a y N'_b se eligen de forma que

$$\left(\frac{N'_b}{N'_a} \right) = \pm 1 \quad (4.15)$$

Entonces (4.13) se reduce a (4.16)

$$\left(\frac{\dot{V}_b}{\dot{V}_a} \right) = \pm \frac{\left\{ \frac{f_a}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_a^2}{f} \right) \right\}}{\left\{ \frac{f_b}{Q_0} + j \left(f - \frac{f_b^2}{f} \right) \right\}} \quad (4.16)$$

A partir de (4.16), la frecuencia f y el segmento de perturbación $\Delta S/S$ pueden determinarse en términos de Q_0 de forma que la condición de radiación (4.14) se satisfaga. Esto permite conformar una relación entre $\Delta S/S$ y Q_0 , que puede ser expresado como

$$\frac{(Q_0^2 - 1)Q_0^2}{(2Q_0^2 - 1)} (M^2 + N^2) = MN \left\{ 1 + \frac{(2Q_0^2 - 1)MN}{(M^2 + N^2)} \right\} \quad (4.17)$$

donde $M=(1+m\Delta S/S)$, $N= (1+n\Delta S/S)$, y m y n son las constantes de $f_a=f_{or}(1+m\Delta S/S)$ y $f_b=f_{or}(1+n\Delta S/S)$, las cuales se determinan de la fórmula estacionaria que se describió previamente.

Si el parche es de tipo A, $(N'_a/N'_b) = 1$ cuando el punto de alimentación F está en el eje x , y es igual a -1 cuando está en el eje Y . De todas formas, (4.15) se satisface situando la alimentación en uno u otro eje. A partir de las expresiones de f_a y f_b dadas en (4.9), las constantes $m=-2$ y $n=0$ son sustituidas en (4.17), para las cuales, después de varias simplificaciones, se obtiene la siguiente ecuación de diseño.

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| = \frac{1}{2Q_0} \quad (4.18)$$

Es también interesante comentar que a partir de las curvas de resonancia de las admitancias de entrada Y'_a y Y'_b , la relación de cuadratura de fase puede lograrse

cuando su amplitud ha caído a $1/\sqrt{2}$ del valor máximo, que ocurre cuando $\Delta f_1 = f_{0r}/2Q_0$. De (4.9), esto es aproximadamente a la mitad del desplazamiento de la frecuencia entre f_a' y f_b' , el cual es $|\Delta S/S|f_{0r}$. De todas formas, igualando Δf_1 a $|\Delta S/S|f_{0r}$, se llega a la misma expresión que en (4.18).

4.3. Substrato utilizado

En el apartado 3.2.1. del capítulo 3 se comentaron algunas consideraciones que debemos tener en cuenta para la elección de un substrato u otro. A modo de resumen, se indicó que para la mejorar la radiación es conveniente el uso de substratos gruesos con bajas pérdidas y constantes dieléctricas relativamente bajas, por debajo de $\epsilon_r=2.55$, aunque en determinados casos puede que no convenga.

Sin embargo, usaremos el EpoxyGlass (fibra de vidrio) o también conocido como FR4, cuyas características describimos en la tabla 4.1. En nuestro caso la elección del substrato a utilizar se justifica por las siguientes razones. En primer lugar, al presentar una constante dieléctrica intermedia (aprox. 4.4), se logra una reducción de las dimensiones de la antena, teniendo en cuenta que la frecuencia objetivo se encuentra en banda L, aunque a costa de que el ancho de banda resulte más estrecho; en segundo lugar, se trata de un substrato de bajo coste y de fácil distribución comercial; por último, se trata del substrato disponible en el laboratorio de radiocomunicación de la Universidad de Sevilla, presentando un aspecto robusto, especialmente adecuado para su uso en aplicaciones docentes.

Epoxy/Glass FR4					
Constante dieléctrica	ϵ_r	4.4	Metalizaciones	Cobre	
Permeabilidad	μ	≈ 1	Conductividad	σ	5.8×10^7
Tangente de pérdidas	$\tan \delta$	0.01	Espesor de metalización	t	0.035mm
Espesor	h	1.5mm			

Tabla 4.1. Características técnicas de interés del substrato FR4

4.4. Cálculo de las dimensiones de la antena

Para que nuestra antena tenga polarización circular necesitamos lo siguiente:

- Que las dos componentes transversales del campo tengan igual magnitud.
- Que las dos componentes transversales del campo tengan un desfase de 90° , donde el signo del desfase determinará el sentido de giro de la polarización.

Según hemos estudiado en el apartado anterior, y teniendo en cuenta que nuestra antena propuesta se corresponde con un parche tipo A, tenemos las siguientes expresiones para las frecuencias de los submodos f_a y f_b , como ya advertimos en (4.9).

$$\begin{aligned} f_a &= f_{0r} \left(1 - 2 \frac{\Delta S}{S} \right) \\ f_b &= f_{0r} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Atendiendo al principio de superposición, el campo total generado será la composición de los campos generados por cada uno de los submodos. De esta forma, podemos hablar que en términos de amplitud y fase, los submodos generarían sendas respuestas como vemos en la figura 4.10.

Aplicando el principio de superposición para magnitud y fase, y según se propone al final del apartado 4.2, aproximamos la frecuencia central de resonancia como la media aritmética de las frecuencias f_a y f_b correspondientes a ambos modos. De esta forma, podemos escribir la expresión (4.20) para la frecuencia central, donde f_{0r} es la frecuencia de resonancia del parche sin perturbar (parche cuadrado básico).

$$f_c = \frac{f_a + f_b}{2} = f_{0r} \left(1 - \frac{\Delta S}{S} \right) \quad (4.20)$$

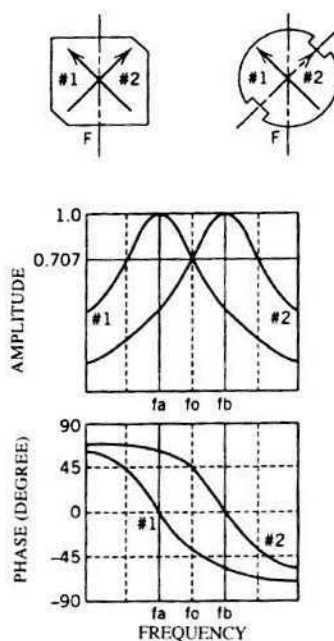


Figura 4.10. Amplitud y fase de los modos ortogonales para APCP alimentadas por un solo punto

Por otra parte, en el apartado 4.2. vimos otro resultado importante: la relación entre las proporciones de perturbación y el factor de calidad Q_0 de la antena sin perturbar. Rescribiremos esta expresión:

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| = \frac{1}{2Q_0} \quad (4.21)$$

Si sustituimos (4.19) en (4.20) obtenemos:

$$f_c = f_{or} \left(1 - \frac{1}{2Q_0} \right) \quad (4.22)$$

Como apreciamos en la figura 4.10., para que el parche perturbado resuene a la frecuencia f_c , necesitamos que la frecuencia de resonancia f_{or} del parche sin perturbar sea mayor. Es decir, el efecto de la perturbación disminuye la frecuencia de resonancia, justamente en la cantidad $\Delta S/S$.

Por otra parte, considerando el parche como cavidad resonante, según vimos en el modelo de cavidad de un parche rectangular microstrip, la resonancia se consigue cuando la longitud del parche es de media longitud de onda aproximadamente. Queremos saber por tanto qué longitud, y por tanto anchura al ser un parche cuadrado, hemos de proporcionar a nuestra APCP. Para hacer esto consideraremos la longitud de una antena sin perturbar que resuene a f_b , puesto que como ya vimos, la perturbación disminuye un poco la frecuencia de resonancia.

$$L = \frac{\lambda_{0r}}{2} = \frac{c}{2 f_{0r} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.23)$$

Una vez presentadas todas las expresiones útiles, el procedimiento para resolver el problema del dimensionamiento de la antena pasa por lo siguiente.

- Fijar f_c a la frecuencia de interés. En nuestro caso: $f_c = 1575.42$ MHz
- Obtener la Q_0 de un parche cuadrado sin perturbar a esa frecuencia f_c , teniendo en cuenta el sustrato donde se monta.
- Resolver la ecuación (4.22), determinando el valor de f_{0r} .
- Encontrar la longitud L de un parche sin perturbar que resuene a $f_{0r} > f_c$, utilizando la expresión (4.23) y el resultado obtenido de (4.22).
- Resolver la siguiente ecuación (4.24), que determina las proporciones de perturbación, y podemos encontrar el valor de C (cateto de la esquina).

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{C^2}{L^2} = \frac{1}{2Q_0} \quad (4.24)$$

Llegados a este punto, vemos que el dimensionamiento es posible obtenerlo a partir de la frecuencia a la que queremos sintonizar, y a partir de Q_0 . Lo primero es un valor de diseño fijo, y lo segundo depende directamente del tipo de sustrato a utilizar, de las metalizaciones, etc.

De una forma teórica, el factor de calidad Q_0 podemos determinarlo a partir del modelo de cavidad que expusimos en el apartado 3.1.2. del capítulo 3. Así, para el

cálculo de este factor de calidad de la antena hemos usado el programa PATCHD de la referencia [12], que implementa el modelo de cavidad citado. La ejecución del programa da como salida lo siguiente:

PATCHD.V50 06-19-2007-06-1922:04:36

SUBSTRATE HEIGHT = 0.1500cm

SUBSTRATE RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT = 4.40

SUBSTRATE LOSS TANGENT = 0.0100

CONDUCTOR RELATIVE CONDUCTIVITY = 1.000 (*respecto al cobre)

PATCH LENGTH = 4.491cm

PATCH WIDTH = 4.491cm.

FEED LOCATION = 0.000 cm

FRECUENCY = 1.575 GHz

INPUT RESISTANCE = 206.79 Ohms

PATCH TOTAL Q = 53.602

RADIATION EFFICIENCY = 93.61 %

OVERALL EFFICIENCY = 37.86%

PATCH BANDWIDTH = 1.32%

FOR A 2.01: SWR

Considerando esos valores para $Q_0 = 53.602$, y $f_c = 1.57542\text{GHz}$, las dimensiones teóricas de la antena son las siguientes:

$$L = \frac{\lambda_{0r}}{2} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{f_{0r}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{f_c} \left(1 - \frac{1}{2Q_0}\right) = 44.98\text{cm} \quad (4.25)$$

$$C = \frac{L}{\sqrt{2Q_0}} = 4.34\text{cm} \quad (4.26)$$

4.5. Selección del tipo de alimentación

La elección de un tipo de alimentador u otro radica en maximizar la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura de alimentador y la de radiación, no es más que buscar una adaptación de impedancias, evitando también radiaciones espúreas. Una característica importante que debemos considerar es intentar separar físicamente ambas estructuras, evitando soldaduras, pines, etc.

De entre todos los tipos de alimentación expuestos en el capítulo 2, podemos pensar primeramente en un alimentador por línea microstrip ya sea conectado al borde radiante o mediante un acoplo.

Esta elección puede ser acertada debido a la facilidad de fabricación, ya que ambas se diseñan y se fabrican conjuntamente en la placa de circuito impreso, sin embargo tiene el problema de adaptación de impedancias. Por ejemplo, si consideramos una línea conectada al borde radiante, esto se solucionaría bien usando un transformador de impedancias, o bien mediante la introducción del alimentador una cierta distancia x_f . Sin embargo el uso de este tipo de alimentador hace aumentar las radiaciones espurias.

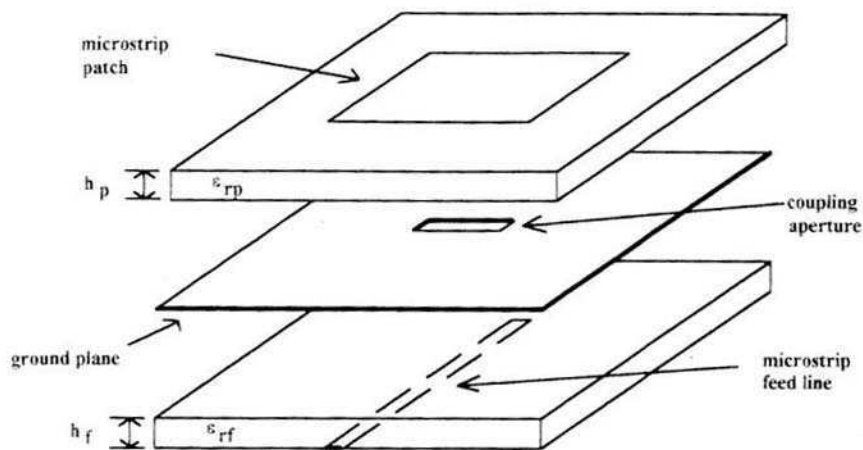


Figura 4.11. Capas de un parche microstrip acoplado por abertura.

Escogeremos una técnica de alimentación más avanzada, concretamente una alimentación acoplada por abertura, como observamos en la figura 4.11.

Una desventaja de esta técnica es la mayor complejidad de diseño, y de fabricación, debido a que no es posible construirse bajo la misma placa de circuito impreso, sino en dos placas distintas, y la abertura debe ajustarse a una posición específica por debajo del parche. Otra “desventaja” de esta técnica es la presumible aparición de lóbulos de radiación hacia detrás. Sin embargo, puede no ser tal desventaja, teniendo en cuenta el objetivo de omnidireccionalidad que debe tener la antena.

Como ventajas, obtenemos por una parte la separación física del alimentador y del parche, pudiendo optimizar la alimentación y la radiación por separado; por ejemplo, se podría elegir convenientemente los substratos, aunque no aplica en nuestro caso, de forma que tengamos una ϵ_r constante dieléctrica para el alimentador reduciendo el tamaño del circuito, y una constante dieléctrica baja para el parche, aumentando el ancho de banda y las pérdidas por excitación de ondas de superficie. Por otra parte, el plano de tierra apantalla las radiaciones espúreas del alimentador, mejorando la pureza de la polarización. Además, la separación física entre ambos substratos nos permite reconfigurar la polarización: podremos rotar manualmente el parche, y conmutar la polarización circular a derechas o a izquierdas según convenga. Esto ocurre debido a que según vimos en la figura 4.6, quien define el sentido de la polarización en parches tipo A, es la localización del alimentador (eje X o eje Y).

En la figura 4.11 se presenta una abertura rectangular, y un parche cuadrado básico. Para poder configurar el alimentador, se presenta la figura 4.12, donde podemos observar cómo podemos variar la forma de la abertura (W_a , L_a) y la longitud L_s del stub que forma la línea de transmisión al prolongarse más allá de la abertura. La abertura, por norma general se sitúa en el centro del parche, y la línea de alimentación en la dimensión resonante del parche, siendo ésta más estrecha que la abertura. El circuito equivalente de esta abertura podemos verlo en la figura 2.23. Con respecto a este tipo de alimentador cabe destacar:

- La longitud del stub controla que la curva de impedancia se haga puramente real a la frecuencia dada.
- La longitud de la apertura controla el nivel de acoplamiento.
- El efecto de la anchura de la apertura es despreciable con respecto a los otros dos parámetros.
- El grosor del sustrato y la constante dieléctrica también afectan al acoplamiento.

El análisis de parches acoplados por apertura es algo muy complicado. Sin embargo, se han publicado tanto análisis de onda completa (full-wave analysis), como modelos de cavidad. Los resultados de estas publicaciones muestran un efecto negativo que es crítico para el diseño: un desplazamiento de la frecuencia de resonancia, dificultando la sintonización.

Se observa que el acoplo por apertura reduce la frecuencia de resonancia entre un 2% y un 4%. Por lo tanto, habrá que diseñar el parche para que opere a una frecuencia mayor. Esto equivale a reducir la longitud del parche.

Es decir, si partimos de un parche cuadrado básico y queremos dotar a la antena de polarización circular truncando sus esquinas, observamos una disminución de la frecuencia de resonancia con respecto al parche sin perturbar. En el apartado 4.4. obtuvimos unas dimensiones del parche para ajustar esta frecuencia central a la deseada. Sin embargo, la presencia del alimentador por apertura nos obliga una vez más a disminuir las dimensiones, debido al efecto de disminuir de nuevo la frecuencia de resonancia. Por lo tanto las expresiones (4.25) y (4.26) no serían válidas si usamos un alimentador acoplado. Este problema no lo resolveremos teóricamente sino que lo resolveremos mediante simulación. Pero sí sabemos que deberíamos de reducir ambas expresiones de L y C , guardando las relaciones pertinentes que definen la polarización circular.

Otro inconveniente que se nos presenta es la geometría de la abertura y su implicación en la polarización. Para obtener una polarización circular necesitamos excitar dos modos ortogonales, y por tanto debemos probar con otra geometría. En las referencias [23, 24] se propone el uso de una apertura en cruz para resolver este

problema, como muestra la figura 4.13. En la figura se observa que se corresponde a una estructura de parche tipo B, alimentándose desde una diagonal. Podemos observar los parámetros que define el alimentador: longitud del stub y la longitud y anchura de las aspás.

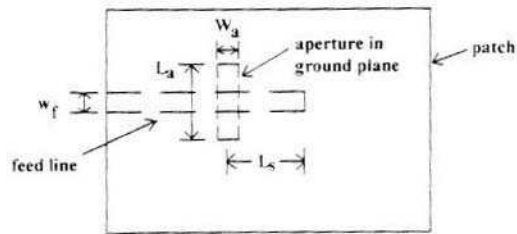


Figura 4.12. Relaciones entre el parche, la apertura y la línea de alimentación.

Equivalentemente, será posible construir una antena tipo A bajo la estructura de alimentación, como efectivamente diseñaremos en el capítulo siguiente.

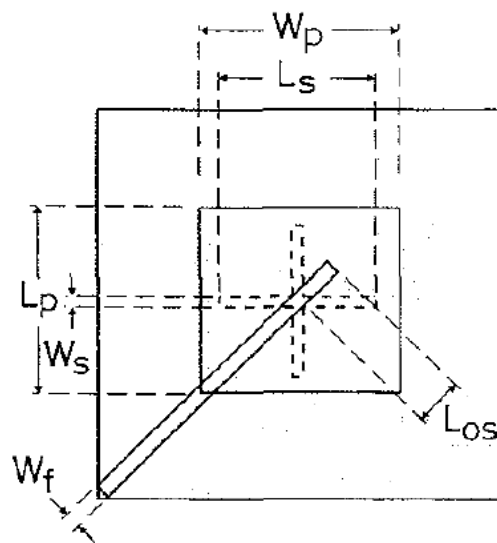


Figura 4.13. Antena Parche circularmente polarizada tipo B, acoplada por apertura en cruz.

En este capítulo hemos obtenido expresiones muy interesantes para el diseño de un modelo de antena prototipo, además de una serie de medidas de partida. Por lo tanto estamos preparados para afrontar un diseño asistido por simulación que optimicen las dimensiones de la antena para cumplir con las especificaciones.