

Diseño, Simulación e Implementación de un circuito divisor de potencia con tecnología de microtiras

Gabriel R. Caballero. Mariano A. Gennaro. Augusto N. Ayub. Raul A. Gastaldi. Javier F. Fernandez. Juan Galleguillo. Marcela B. Busnardo. Sergio A. Medina.

Departamento Electrónica y Telecomunicaciones, Área I+D.
Instituto Universitario Aeronáutico
Córdoba, Argentina

Email: [gcaballero](mailto:gcaballero@uia.edu.ar), [rgastaldi](mailto:rgastaldi@uia.edu.ar), [jfernandez](mailto:jfernandez@uia.edu.ar), [jgalleguillo](mailto:jgalleguillo@uia.edu.ar), [mdbusnardo](mailto:mdbusnardo@uia.edu.ar), smedina@uia.edu.ar

Resumen—El presente artículo, describe el diseño e implementación de un circuito divisor de potencia para una frecuencia de 2GHz de gran ancho de banda. El objetivo principal del circuito, es lograr dividir la potencia de una fuente o generador de radiofrecuencia con las mínimas pérdidas de inserción y retorno y la máxima aislación entre puertos.

Palabras Claves—Divisor de potencia, ancho de banda, aislación, retorno, inserción.

Introducción

El diseño de circuitos en Radio Frecuencia, como disciplina en sí misma, combina diferentes aspectos de teoría de circuitos y campos electromagnéticos. La descripción y caracterización de un circuito de Radio frecuencia como cuadripolo se representa mediante los parámetros “S” del mismo, dando origen a la matriz de dispersión del circuito. Estos parámetros, permiten modelar los circuitos de Radio frecuencia, debido a la imposibilidad de hacerlo con parámetros A,B,C,D “Z” o “H” originada por el comportamiento del circuito cuando es excitado a diferentes frecuencias. El diseño de un divisor de potencia para radio frecuencia, con frecuencia central 2GHz y de gran ancho de banda, comienza caracterizando el mismo por su matriz de dispersión, a continuación se calculan las impedancias que componen el circuito y se elige el dieléctrico que se utilizará en la implementación. A partir de las características físicas (Dimensiones) y Eléctricas (Constante de permitividad, eléctrica y magnética, conductividad, tangente de pérdidas) del dieléctrico, se diseña el circuito divisor de potencia con tecnología de micro tiras. Las características de impedancia de una micro tira están en relación directa con las propiedades del dieléctrico y sus dimensiones.

Los cálculos obtenidos de la fase de diseño, son contrastados con software de simulación, que permite además obtener el circuito impreso que constituye el divisor de potencia.

Una vez fabricado el circuito, es ensayado en laboratorio con un analizador de redes, que permite obtener los parámetros “S” del mismo

En las siguientes secciones se describen las características conceptuales de una micro tira como así también cada una de las etapas que componen el diseño.

I. CARACTERÍSTICAS DE LAS MICROTIRAS

El desarrollo de dispositivos y sistemas de microondas de estado sólido ha dado lugar a generalizar el uso de un tipo de líneas de transmisión de placas paralelas llamadas líneas de microtiras o simplemente microtiras. Una microtira consiste en un sustrato dieléctrico de espesor “h”, sobre un plano conductor puesto a tierra, con una fina tira de metal de ancho “w” y espesor “t” colocada sobre el sustrato Fig. 1.

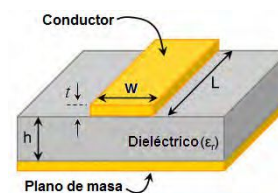


Figura 1. Corte transversal de una línea de microtiras

En una línea de microtira, el campo electromagnético existe parte en el aire sobre el sustrato dieléctrico y parte dentro del sustrato. En general, la constante dieléctrica relativa del sustrato (ϵ_r) será mayor que la del aire, por lo tanto la onda se desplaza en un medio no homogéneo. Como consecuencia la velocidad de propagación será un valor medio entre la velocidad de la onda en el sustrato y la velocidad de la onda en el aire. Para describir este comportamiento se define la permitividad relativa efectiva (ϵ_{eff}) de la microtira, siendo ésta la constante dieléctrica de un medio homogéneo equivalente, que define así, una única velocidad de propagación.

Debido a esto, las líneas de microtira no soportan propagación en modo TEM (Transversal Electro-Magnético) puro, sino que los campos eléctrico y magnético poseen componentes longitudinales a la dirección de propagación, lo que se conoce como modo híbrido. Sin embargo, dichas componentes longitudinales son pequeñas por lo que el modo dominante es llamado cuasi-TEM.

II. ANÁLISIS Y SÍNTESIS DE CAPACIDAD E IMPEDANCIA EN UNA MICROTIRA

Existen diversos métodos de análisis con diferente grado de complejidad para el cálculo de capacidad de una microtira. En

el presente trabajo se utiliza el método de las sub-áreas [1] para obtener la capacidad y así poder calcular la impedancia característica de una microtira.

Consideraremos una línea de transmisión de dos conductores con un ancho w , separados $2h$ e infinitamente largos en el espacio libre. La superficie de los conductores puede ser subdividida en un número determinado de áreas $i=1..n$, no necesariamente de igual tamaño. Cada sub-área puede ser representada con un largo ds_i , con centro en (x_i, y_i) . La densidad de carga en ds_i , $\rho(x_i, y_i)$, se considera constante y puede ser representada como carga puntual en el centro del elemento tal que $q_i = \rho \cdot ds_i$, Fig. 2.

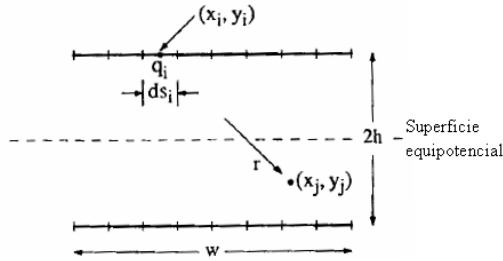


Figura 2. Geometría de una línea, método de sub-áreas.

El potencial $V(x_j, y_j)$ en cualquier punto (x_j, y_j) debido a cada carga superficial q_i será evaluado asumiendo que la distancia desde la superficie es medida desde (x_j, y_j) . Entonces:

$$V(x_j, y_j) = - \int_{\infty}^r E_r \cdot dr = - \frac{q_i}{2\pi\epsilon_0} \int_{\infty}^r \frac{dr}{r} = - \frac{q_i}{2\pi\epsilon_0} \ln(r) \quad (1)$$

El potencial en cualquier punto debido a una fuente lineal de carga es evaluado determinando la intensidad de campo eléctrico E_r como función de la distancia radial desde la fuente e integrando desde infinito hasta el punto que se encuentra a una distancia r . Considerando n cargas puntuales, resulta:

$$V(x_j, y_j) = - \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{i=1}^n \ln \left[\sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \right] \cdot q_i \quad (2)$$

A. El manejo de potencial propio

En cada diferencial de área, aunque se toma una carga puntual en el centro de la sub-área lo que existe realmente es una distribución de carga. Por lo tanto al calcular el potencial en el centro de una sub-área se superponen las contribuciones de potencial que ofrece cada carga puntual del resto de las sub-áreas, pero además, debe contemplarse la contribución de la distribución de carga en la sub-área que se está evaluando.

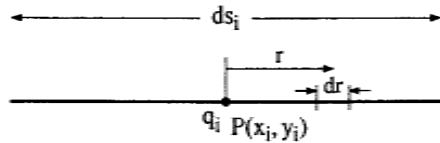


Figura 3. Geometría de una sub-área

Si se trata de una distribución uniforme de carga en una sub-área con ancho ds_i y carga q_i , como se observa en Fig. 3, entonces el potencial en el centro debido a un elemento de longitud dr a una distancia r es:

$$V(x_i, y_i) = - \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \cdot \frac{q_i}{ds_i} \cdot \ln(r) \cdot dr \quad (3)$$

Si se integra la mitad derecha del elemento se obtiene:

$$V(x_i, y_i) = - \frac{q_i}{2\pi\epsilon_0 ds_i} \int_0^{ds_i/2} \ln(r) \cdot dr \quad (4)$$

Siendo que $\int \ln(r) \cdot dr = r \cdot (\ln(r) - 1)$ y duplicando para tomar el elemento completo, el potencial propio de una sub-área es:

$$V(x_i, y_i) = - \frac{q_i}{2\pi\epsilon_0} \left\{ \ln \left[\frac{ds_i}{2} \right] - 1 \right\} \quad (5)$$

B. Aplicación del método de las sub-áreas

Para calcular la capacidad de una microtira con parámetros de diseño w/h , se representa la misma por cuatro cargas puntuales "q" definiendo cuatro sub-áreas, Fig. 4. Además de la microtira, se representa su imagen ("q") para lograr una superficie equipotencial de potencial cero entre la microtira y su imagen.

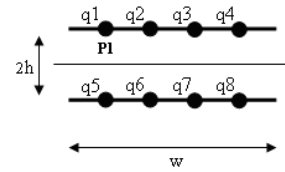


Figura 4. Cuatro cargas puntuales de una microtira

El primer paso es calcular el potencial $V(\bar{P}_1)$, que genera cada carga puntual en un mismo punto sobre la microtira. Para ello se debe considerar el potencial generado por la carga en ese punto y la contribución de las cargas adyacentes, resultando:

$$V(\bar{P}_1) = - \frac{q}{2\pi\epsilon_0} \left(\ln(w/8) - 1 + \ln(w/4) + \ln(w/2) + \ln(3/4 w) - \ln(2h) - \ln(\sqrt{(2h)^2 + (w/4)^2}) - \ln(\sqrt{(2h)^2 + (w/2)^2}) - \ln(\sqrt{(2h)^2 + (3/4 w)^2}) \right) \quad (6)$$

Calculado el potencial en el punto 1, $V(\bar{P}_1)$ resta dividir por la carga total de cada conductor y así obtener la capacidad de la línea:

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{4q}{V} \quad (7)$$

Expresamos la capacidad calculada en función de w/h ya que es el parámetro de diseño dado, obteniendo:

$$C = \frac{8\pi\epsilon_0}{8,219154 - 4 \ln(w/h) + \frac{1}{2} \ln \left(1 + \left(\frac{w}{8h} \right)^2 \right) + \frac{1}{2} \ln \left(1 + \left(\frac{w}{4h} \right)^2 \right) + \frac{1}{2} \ln \left(1 + \left(\frac{3w}{8h} \right)^2 \right)} \quad (8)$$

La impedancia característica de una microtira (Z_0) con núcleo de aire ($\epsilon_r=1$), puede conocerse a partir de su capacidad (C), la velocidad de propagación de una onda electromagnética en el espacio libre (c) y la constante de permitividad dieléctrica relativa del sustrato (ϵ_r) [2].

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{cC} \quad (9)$$

En presencia de un sustrato dieléctrico $\epsilon_r \neq 1$ se analiza la impedancia característica mediante la siguiente expresión:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{cC_d} \quad (10)$$

Donde (C_d) es la capacidad de una microtira con sustrato dieléctrico, la cual está en función de ϵ_{eff} y de capacidad de la microtira con núcleo de aire (C_0).

$$C_d = \epsilon_{eff} C_0 \quad (11)$$

B. Síntesis de Impedancia de una microtira con espesor $t=0$

En esta sección, se analiza la síntesis de impedancia de una microtira considerando que el espesor de la misma es despreciable ($t=0$) y que el dieléctrico es aire ($\epsilon_r=1$), se obtiene así (C_0). Definiendo $A = \frac{w}{h}$ y expresando (8) en función de A , se obtiene:

$$C_0 = \frac{8\pi\epsilon_0}{8,219154 + \frac{1}{2} \ln \left[\frac{9}{65536 \cdot A^2} + \frac{49}{4096 \cdot A^4} + \frac{7}{32 \cdot A^6} + \frac{1}{A^8} \right]} \quad (12)$$

C. Análisis del Filling Fraction (Fracción de Llenado)

Está relacionado con la porción de energía electrostática almacenada en la región del sustrato, adopta valores entre $0,5 < q < 1$ y está en función de w/h y en menor medida depende de ϵ_r . Dado que $\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1)$, el filling fraction de una microtira es:

$$q = \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \quad (13)$$

Dada un impedancia característica Z_0 , con una permitividad en el sustrato ϵ_r , el filling fraction efectivo esta dado por;

$$q = \sum_{i=0}^6 \sum_{j=0}^3 R_{ij} x^i y^j \text{ con } x = \left\{ \ln \left(\sqrt{\epsilon_r} Z_0 \right) - 4 \right\}; y = 1 - \frac{1}{\epsilon_r} \quad (14)$$

D. Síntesis de Impedancia de una microtira con espesor finito

Los conductores de microtiras tienen un espesor finito (t), que debe ser tenido en cuenta a la hora de realizar cálculos precisos destinados al diseño de las mismas. Para ello se establece una equivalencia entre una microtira con parámetros (w, h, t) y una con espesor cero ($w', h, t=0$). Donde $w' = w + \Delta w$. Estos parámetros se ilustran en Fig. 5.

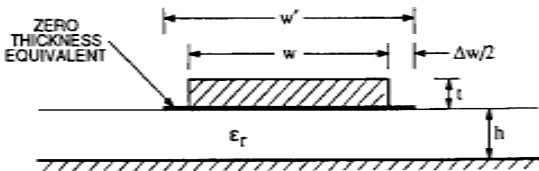


Figura 5 Comparación entre microtira ideal ($t=0$) y con espesor finito

Los parámetros impedancia (Z_0) y constante de propagación (γ) de cualquier línea de transmisión sin pérdidas con propagación en modo TEM, están expresados en términos de L y C (Inductancia y Capacidad). Entonces es necesario conocer la influencia de un espesor finito (t) en los parámetros

L y C para así deducir su efecto en Z_0 y, a través de ϵ_{eff} en γ .

Capacidad e impedancia de una microtira con espesor finito, se sintetizan con las expresiones (10), (11) y (12), redefiniendo $A = w/h$. Se realiza entonces una equivalencia llevando la microtira real a una ideal. Se analizan dos casos:

$$\frac{w'}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \cdot \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right) \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (15)$$

$$\frac{w'}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \cdot \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (16)$$

El equivalente del coeficiente de permitividad efectiva es:

$$\epsilon'_{eff} = \epsilon_{eff} - \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (17)$$

Existen limitaciones para (15), (16) y (17), sólo se aplican para $t/h \leq 0,2, 0,1 \leq w/h \leq 20$ y $\epsilon_r \leq 16$.

Sabiendo que $w' = w + \Delta w$, Δw se expresa a continuación:

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \left[(1 + \ln 4) - \frac{1}{2} \ln \left(\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{\pi \xi} \right)^2 \right) \right] \quad \text{con } \epsilon_r = 1 \quad (18)$$

Dependiendo si se dispone del espesor (t) o del equivalente de espesor cero, se utilizará $\xi = w/h + 1,10$ o $\xi = w'/h - 0,26$, en (18).

Considerando una microtira con sustrato dieléctrico $\epsilon_r \neq 1$, el término de corrección Δw , se modifica según la expresión:

$$\Delta w' = \frac{1 + (1/\epsilon_r)}{2} \Delta w \quad (19)$$

Sabiendo que:

$$\epsilon'_{eff} = \left(\frac{Z_{0(aire)}}{Z_{0(con sustrato)}} \right)^2 \quad (20)$$

A partir de (20) y considerando el espesor finito (t) de la tira:

$$\epsilon'_{eff} = \left(\frac{Z_{0(w'=w+\Delta w, \epsilon_r=1)}}{Z_{0(w'=w+\Delta w', \epsilon_r)}} \right)^2 \quad (21)$$

La expresión (21) permite conocer el valor de corrección para ϵ_{eff} a partir de Z_0 , considerando la modificación por espesor finito y un sustrato dieléctrico.

III. DIVISOR DE POTENCIA DE WILKINSON

El divisor de potencia Wilkinson, es una red que no posee pérdidas cuando los puertos de salida están adaptados, esto significa que sólo la potencia incidente es disipada. Es necesario aislar los brazos del divisor, para lo cual se utiliza una resistencia R , debido a que la tensión en ambos brazos es igual, no circulará corriente a través de la resistencia, por ende no se pierde energía y ambos brazos quedan aislados. La existencia de dos ramas con distintas impedancias características implica una diferencia de fase entre las señales de salida. Se utiliza $R_2 = kZ_0$ y $R_3 = \frac{Z_0}{k}$ para obtener idénticas características de fase en los transformadores de salida, Fig. 6.

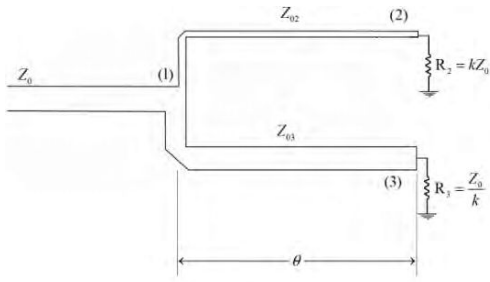


Figura 6 Divisor Wilkinson con resistencias de aislamiento

IV. DIVISOR DE POTENCIA DE WILKINSON DE GRAN ANCHO DE BANDA

El divisor de Wilkinson puede ser modificado para mejorar la relación de voltaje de onda estacionaria (VSWR, por sus siglas en inglés Voltage Standing Wave Ratio), de entrada, agregando un transformador de $\lambda/4$ de impedancia característica Z_{01} , además, esta modificación mejora el aislamiento entre los puertos e incrementa el ancho de banda del divisor [3] Fig. 7.

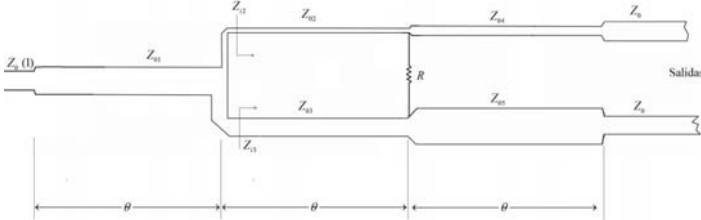


Figura 7 Divisor Wilkinson de gran ancho de banda

PARÁMETROS “S” DEL CIRCUITO DIVISOR DE WILKINSON

El divisor de potencia analizado en la sección anterior se replica en cada puerto de salida, para obtener la división por 4. Debido a que el circuito analizado consta de cinco puertos, la matriz de dispersión es de dimensión 5x5, contando con veinticinco parámetros “s”.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Por definición de parámetros de dispersión, cada elemento de la matriz [S] está dado, en términos de tensiones incidentes y reflejadas:

$$S_{mn} = \left. \frac{V_m^-}{V_n^+} \right|_{V_n^+ = 0} \quad (23)$$

Donde V_n^+ y V_m^- son las tensiones incidente en el puerto n y reflejada en el puerto m respectivamente.

A. Pérdida de inserción

Dado que en la salida la potencia se divide en cuatro, para calcular la pérdida de inserción deben ser tenidos en cuenta los 6dB correspondientes a la división.

$$IL = 6 - 20 \log |S_{21}| = 6 - 20 \log |S_{31}| = 6 - 20 \log |S_{41}| = 6 - 20 \log |S_{51}| \quad (24)$$

B. Pérdida de retorno

$$RL = -\lim_{S_{11} \rightarrow 0} (20 \log |S_{11}|) = \infty \quad (25)$$

C. Aislamiento

$$I = -\lim_{S_{34} \rightarrow 0} (20 \log |S_{34}|) = \infty \quad (26)$$

V. DISEÑO DEL DIVISOR DE POTENCIA DE WILKINSON

En primer lugar se calculan las impedancias de cada transformador de $\lambda/4$, siendo que la potencia se divide igual en cada rama, se tiene un $k=1$. Esto implica que las impedancias Z_{04} y Z_{05} tengan igual valor que la impedancia característica de la línea $Z_0 = 50 \Omega$. Para el divisor de potencia de Wilkinson se cumple la relación de potencias $\frac{P_3}{P_2} = k^2 = 1$

La matriz resultante de parámetros S del divisor de potencia desarrollado en el presente trabajo se presenta a continuación:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

A. Cálculo de Impedancias

Se adopta para el diseño FR4 como sustrato dieléctrico cuya constante dieléctrica (ϵ_r) adopta un valor de 4.3 @ $f > 1$ GHz. Se calculan a continuación, todas las impedancias del divisor de potencias, de acuerdo con sus ecuaciones de diseño [4].

$$\begin{aligned} Z_0 &= 50 \Omega \\ Z_{01} &= Z_0 \sqrt{\frac{k}{1+k^2}} = 42,045 \Omega & \epsilon_r &= 4,3 & \epsilon_{eff} &= 3,35 & q &= 0,712 \\ Z_{02} &= Z_0 k^{3/4} (1+k^2)^{1/4} = 59,46 \Omega & \epsilon_r &= 4,3 & \epsilon_{eff} &= 3,188 & q &= 0,663 \\ Z_{03} &= Z_0 \frac{(1+k^2)^{1/4}}{k^{5/4}} = 59,46 \Omega & \epsilon_r &= 4,3 & \epsilon_{eff} &= 3,188 & q &= 0,663 \\ Z_{04} &= Z_0 \sqrt{k} = 50 \Omega & \epsilon_r &= 4,3 & \epsilon_{eff} &= 3,268 & q &= 0,687 \\ Z_{05} &= \frac{Z_0}{\sqrt{k}} = 50 \Omega & \epsilon_r &= 4,3 & \epsilon_{eff} &= 3,268 & q &= 0,687 \\ R &= Z_0 \frac{1+k^2}{k} = 100 \Omega \end{aligned}$$

Para cada tramo de impedancia característica Z_{0x} , se calcula el factor ‘q’, utilizando (14) y se obtiene el $\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1)$.

Las longitudes físicas de las líneas serán calculadas individualmente para cada línea ya que dependen del valor de ϵ_{eff} correspondiente a cada tramo de transformador.

B. Cálculo de w/h

Se utiliza el método de las cuatro cargas desarrollado en el apartado II para calcular el valor de w/h de cada transformador de $\lambda/4$ del divisor de potencia. A partir de (10), (11) y (12), tomando como referencia los valores de Z_{0x} , se calcula el valor de $A=w'/h$, para obtener finalmente W'_{0x} , el ancho de cada microtira que constituye el divisor de potencia.

Como $z_0 = z_{04} = z_{05}$, entonces $w'_0 = w'_{04} = w'_{05}$. De (12) se obtiene:

$$A^8 - \frac{9}{65536k} A^6 - \frac{49}{4096k} A^4 - \frac{7}{32k} A^2 - \frac{1}{k} = 0$$

Donde $k = \left(\frac{e^{8\pi\epsilon_0 c Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}}{e^{8,22}} \right)^2$ con $Z_0=50\Omega$ y $\epsilon_{eff}=3,268$ entonces

$K=0,0126$ y $A=1,8747$, por lo tanto $w'_0=w'_{04}=w'_{05}=2,999[\text{mm}]$

Realizando la misma secuencia de cálculos anterior, para cada valor de impedancia a sintetizar, se encuentran los valores de w restantes, los cuales se presentan a continuación:

- $Z_{01}=42,045\Omega$ $A=2,4565$ $w'_{01}=3,9304[\text{mm}]$
- $Z_{02}=Z_{03}=59,46\Omega$ $A=1,3925$ $w'_{02}=w'_{03}=2,228[\text{mm}]$

C. Cálculo de longitudes

El divisor de potencia de Wilkinson se diseña para una frecuencia (f) central de trabajo de 2GHz que determina la longitud de la onda EM (Electro Magnética) en el sustrato (λ_0), a partir de λ del vacío y el ϵ_{eff} de cada microtira. Definiendo la longitud de cada tramo de impedancia característica Z_{0x} , como l_{0x} , se presenta a continuación el cálculo de las longitudes de cada microtira del divisor de potencia.

$$l_0 = l_{04} = l_{05} = \frac{\lambda_0}{4} = \frac{\lambda}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{4f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$l_0 = l_{04} = l_{05} = 20,74 \text{ mm}$$

De la misma manera se encuentra los demás valores de longitud, obteniendo para este diseño:

- $l_{01}=20,488[\text{mm}]$
- $l_{02}=l_{03}=21[\text{mm}]$

Cabe destacar que aunque la longitud de cada tramo del divisor de potencia es de $\lambda/4$, los valores de uno a otro difieren debido al efecto del medio no homogéneo (Aire/sustrato) que se rige por la constante de permitividad eléctrica relativa ϵ_{eff} ...

D. Corrección de espesor (t)

Se adopta un espesor $t = 35\mu\text{m}$ equivalente a 1[oz] de cobre para la microtira y $h = 1,6\text{mm}$ para el sustrato dieléctrico, FR4. Utilizando (16) con los valores de t y h de diseño, se obtiene el w/h real de cada tramo del divisor.

$$\frac{w'}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] = \frac{w}{h} + 0,048$$

Para $Z_0 = Z_{04} = Z_{05} = 50 \Omega$

$$\frac{w'}{h} = 1,8747 \rightarrow \frac{w}{h} = 1,8267 \quad w_0 = w_{04} = w_{05} = 2,9227[\text{mm}]$$

Para $Z_{01} = 42,045 \Omega$ se obtiene $w_{01}=3,8536[\text{mm}]$

Para $Z_{02} = Z_{03} = 59,46 \Omega$ se obtiene $w_{02}=w_{03}=2,1512[\text{mm}]$

VI. SIMULACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA DE WILKINSON

En esta sección se sintetizan con software de simulación las impedancias características que conforman el circuito esquemático eléctrico del divisor de potencia bajo análisis. Considerando los anchos de cada microtira (w) y su longitud (l), ambos obtenidos en el apartado anterior, se diseña el circuito eléctrico y se realizan simulaciones para obtener los valores de los parámetros S del divisor de potencia.

A. Diagrama esquemático

En Fig. 8. se puede apreciar la primera etapa del divisor de potencia de Wilkinson, con sus impedancias características y la resistencia de aislación. Esta etapa se repite en cada rama del divisor, es decir: a continuación de TL5 y de TL6.

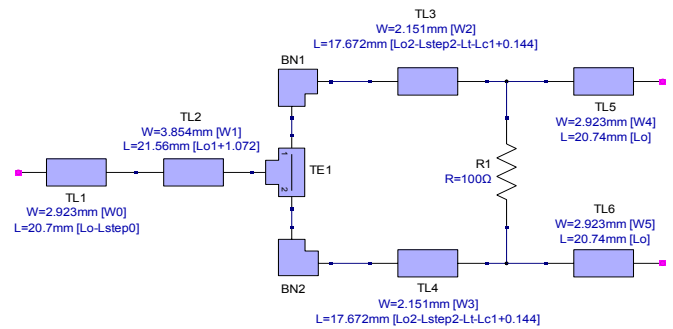


Figura 8 Diagrama esquemático de divisor Wilkinson de dos salidas

El software de simulación entrega a partir del circuito esquemático los archivos necesarios para la posterior fabricación del circuito impreso.

B. Simulación de parámetros S en función de la frecuencia

Con la herramienta de simulación, se realiza un barrido en frecuencia de 0GHz a 5GHz obteniendo las curvas de parámetros S_{11} , S_{12} , S_{13} , S_{14} y S_{15} mostradas en Fig. 9.

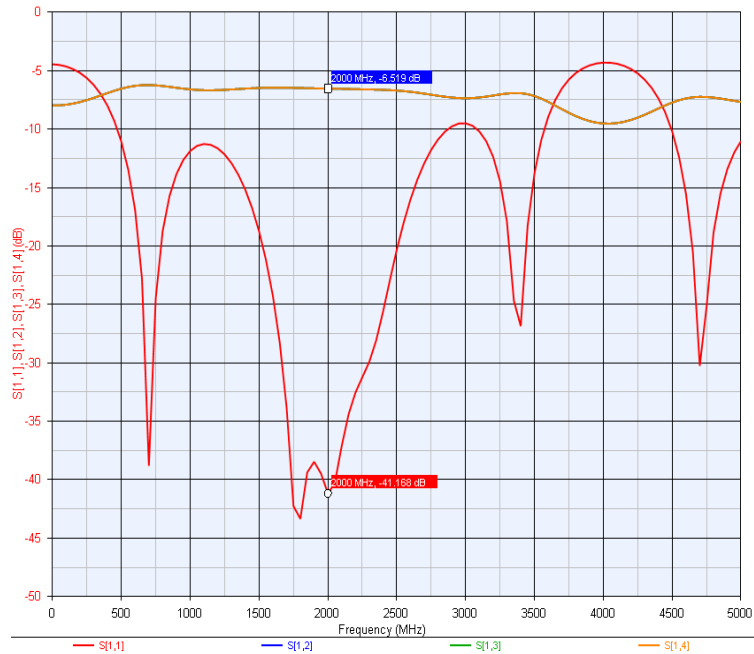


Figura 9 Gráfico de parámetros S

Para el diseño del divisor de potencia, el puerto de entrada es el número 1 y los cuatro restantes, son puertos de salida. Debido a que $K=1$, la potencia se divide en cuatro (-6dB) entre la entrada (Puerto 1) y cualquiera de las cuatro salidas (Puertos del 2 al 5). Por tratarse de una estructura simétrica, se cumple $S_{12} = S_{21}$, $S_{13} = S_{31}$, $S_{14} = S_{41}$, $S_{15} = S_{51}$.

Para el circuito implementado deben considerarse además las pérdidas de inserción propias del divisor (24) y pérdidas en cables y conectores inherentes al esquema de medición.

VII. IMPLEMENTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA

La implementación del circuito divisor de potencia, se lleva a cabo en una placa de FR4 de $h=1.6\text{mm}$ y $\epsilon_r=4.3$, con un espesor de microtira $t=35\mu\text{m}$ equivalente a 1[oz] de cobre. La placa de cobre recibe un baño de Níquel despreciable para el análisis. Fig. 10.

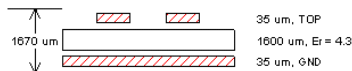


Figura 10 Corte transversal de una línea de transmisión de microtiras.

Se utilizan conectores SMA de 50Ω para la realización del divisor y resistencias de montaje superficial de 100Ω Fig. 11.

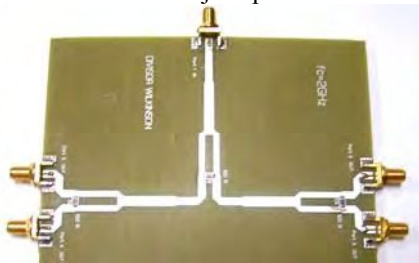


Figura 11 Divisor de Potencia de Wilkinson Implementado

VIII. MEDICIONES DEL DIVISOR WILKINSON

Para efectuar las mediciones se dispone de un analizador vectorial de redes de 2GHz de frecuencia máxima y 50Ω de impedancia. Se realiza un barrido de 500MHz a 2000MHz obteniendo los parámetros S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} y S_{51} Fig. 12.

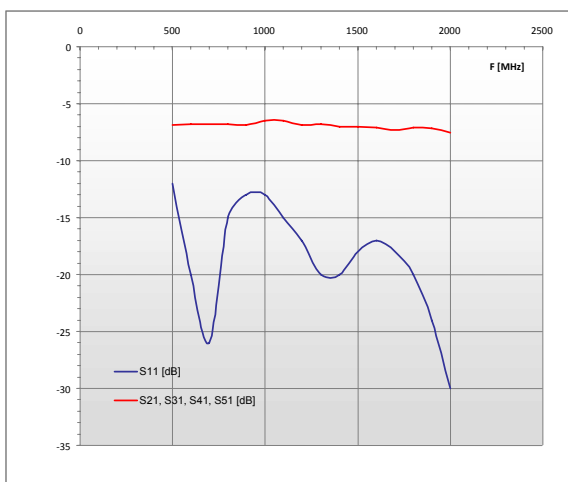


Figura 12 Parámetros S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51} en función de la frecuencia.

Para $f=2000\text{MHz}$, $S_{11}=-30\text{dB}$ entonces $V_1^- = 0$ lo que indica que existe adaptación de impedancia. S_{11} está directamente relacionado con las pérdidas de retorno del circuito (25), entonces, puede obtenerse el valor de VSWR a 2000MHz:

$$S_{11} = -30\text{dB} = 20 \log \left(\frac{V_1^-}{V_1^+} \right) \therefore \frac{V_1^-}{V_1^+} = 0,031 = \Gamma \therefore VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = 1,064$$

Para $f=2000\text{MHz}$, $S_{21} = -7,5\text{dB}$. Este valor contempla las pérdidas de potencia (-6dB) y las pérdidas de inserción I (24) propias del circuito (-1,5dB). TABLA 1 muestra una comparación entre los distintos valores de los parámetros “S”, obtenidos a largo del desarrollo del presente trabajo.

TABLA 1
PARÁMETROS S CALCULADOS, SIMULADOS Y MEDIDOS

Parámetro	Valor Teórico [dB]	Valor Simulación [dB]	Valor Medido [dB]
S_{11}	0 [veces]	-41,168	-30
S_{21}	-6	-6,15	-7,5
S_{31}	-6	-6,15	-7,4
S_{41}	-6	-6,15	-7,2
S_{51}	-6	-6,15	-7,3

Los parámetros S_{31} , S_{41} y S_{51} siguen en el mismo comportamiento en frecuencia que S_{21} . Los valores de aislación del circuito (26) están determinados por los parámetros S_{23} , S_{24} , S_{25} , S_{32} , S_{34} , S_{35} , S_{42} , S_{43} , S_{45} , S_{52} , S_{53} , a $f=2000\text{MHz}$, $I=-30\text{dB}$. Fijando como límite $S_{11} = -20\text{dB}$, de Fig. 12 el ancho de banda resulta 400MHz. La diferencia de 11,68db entre los valores simulado y medido del parámetro S_{11} , se debe a que el analizador de redes utilizado, por su tecnología, tiene -30dB como parámetro de fondo de escala.

IX. CONCLUSIÓN

En el presente trabajo se ha desarrollado el método de las sub-áreas para sintetizar impedancias características de circuitos de microtiras. Se ha llevado a cabo el diseño, y posterior simulación de un circuito divisor de potencia con tecnología de microtiras, considerando una frecuencia central de diseño de 2GHz. Partiendo de las ecuaciones de diseño del divisor de potencia, se ha implementado el circuito en un sustrato dieléctrico FR4. Las mediciones se han realizado con un analizador de redes. El proceso de diseño, simulación e implementación de circuitos de radio frecuencia con microtiras ha quedado plasmado en este trabajo.

X. REFERENCIAS

- [1] Dr. Fooks, E. H., Dr. Zakarevicius R. A. (1990). “Microwave Engineering Using Microstrip Circuits”. Prentice Hall
- [2] Gupta, K. C., Garg, R. (1996). “Microstrip Lines and Slotlines” 2nd Ed. Artech House.
- [3] Pozar, D. M., (2005). “Microwave Engineering” 3rd Ed. John Wiley and Sons.
- [4] Parad, L. I., Moynihan, R. L., “Split-Tee Power Divider”. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-13, No 1, Enero 1965, pp. 91-5.