

DISEÑO DE UN NUEVO ACOPLADOR “LEAKY-WAVE” EN TECNOLOGÍA HÍBRIDA GUÍA DIELECTRICA CIRCUITO IMPRESO

José Luis Gómez Tornero, Sofia Martínez López, David Cañete, Juan Pascual y Alejandro Álvarez Melcón
Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Universidad Politécnica de Cartagena
e-mail: josel.gomez@upct.es, sofia_martinez_lopez@hotmail.com,
david.canete@upct.es, juan.pascual@upct.es, alejandro.alvarez@upct.es

Abstract- This paper presents the design of a novel leaky-wave coupler, based on hybrid dielectric-waveguide printed-circuit technology. The working mechanism of the proposed structure is explained, and the design procedure is illustrated in order to obtain the geometrical dimensions to furnish a desired electrical response at 5.5GHz. The design is performed using commercial electromagnetic analysis software. This novel directional coupler presents some interesting and promising advantages when compared to previous wave couplers.

I. INTRODUCCIÓN

Los acopladores direccionales son circuitos esenciales en muchos sistemas de comunicaciones ópticas y en bandas de microondas [1]. En la figura 1 se muestran diferentes mecanismos de acoplo de energía electromagnética entre dos guías de onda. La figura 1-a muestra el *acoplo por cercanía* entre dos guías dieléctricas [2]. Los campos reactivos que se extienden por la superficie de la guía dieléctrica (ondas de superficie ó “surface-waves”), se acoplan de una guía a otra si la separación L es suficientemente pequeña. En algunas aplicaciones se necesita un fuerte acoplo ($>-6dB$), lo cual requiere de unas separaciones o “gaps” muy pequeñas, que en muchas ocasiones no se pueden realizar en la práctica. Este problema se hace más serio a altas frecuencias, en las cuales las dimensiones son menores y las tolerancias de fabricación más críticas.

Un mecanismo de acoplo que supera este inconveniente es el *acoplo por radiación*, mostrado en las figuras 1-b y 1-c. El modo no radiativo confinado en las guías dieléctricas es transformado en un modo radiativo (onda de fuga ó “leaky-wave”), que es capaz de radiar en una determinada dirección a la vez que se propaga por la guía. Diferentes topologías se han usado para inducir la radiación en guías dieléctricas ([3],[4]) y en circuitos impresos ([5]), para así concebir acopladores a frecuencias de microondas. En el rango óptico, muchos trabajos se han realizado para estudiar circuitos acopladores con guías y prismas ([6-8]). Insertando unas discontinuidades periódicas a la guía óptica (“grating coupler”, [7]) se puede excitar el armónico espacial $m=-1$, que es capaz de radiar en la dirección opuesta (“backward leaky-wave”), tal y como se muestra en la figura 1-b.

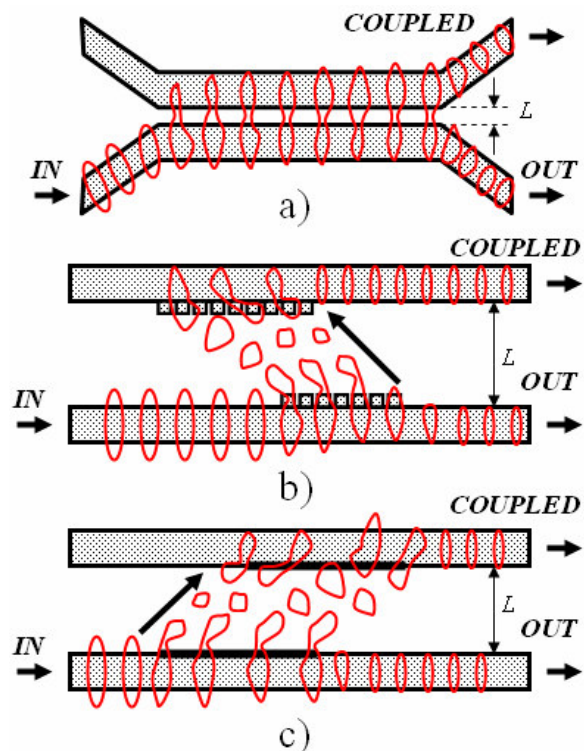


Fig. 1. Diferentes Acopladores Direccionales.

En este artículo se presenta un nuevo acoplador capaz de inducir radiación sin necesidad de excitar armónicos de orden superior, radiando en la dirección progresiva, tal y como muestra la figura 1-c. Este acoplador presenta un mecanismo de funcionamiento similar a los acopladores ópticos (“grating coupler”, Fig.1-b), si bien tiene dos importantes ventajas. Primeramente, las dimensiones de las guías son menores al no usar armónicos de orden superior. En frecuencias de microondas es importante poder minimizar el tamaño de los circuitos, algo que no resulta tan crítico en circuitos ópticos integrados. Por otro lado, la radiación es inducida usando un circuito impreso sobre la guía (tecnología híbrida guía dieléctrica circuito impreso, [9]), que es mucho más sencillo de fabricar que las hendiduras periódicas que se deben practicar sobre el sustrato dieléctrico en los “grating couplers”. La figura 2 muestra un esquema del acoplador propuesto en este artículo.

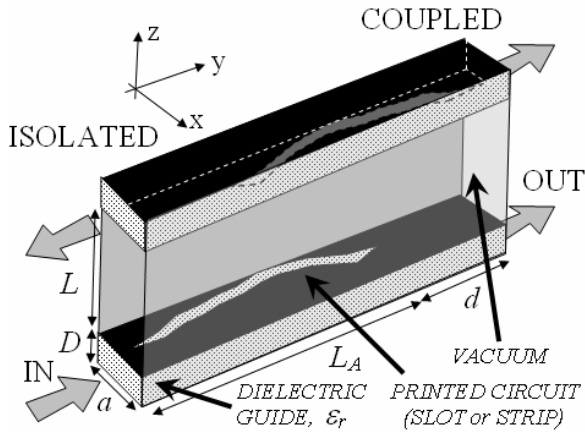


Fig. 2. Acoplador Direccional en Tecnología Híbrida Guía Dieléctrica Circuito Impreso.

II. DISEÑO DE LAS DIMENSIONES DEL CIRCUITO

En este apartado se explicará la misión de cada parte del circuito acoplador y se diseñarán las dimensiones del mismo, atendiendo al esquema de la figura 2. Todos los resultados presentados han sido obtenidos con *HFSS*.

A. Guías Dieléctricas y Separación L .

Como se puede observar en la figura 2, se utilizan dos guías rectangulares de dimensiones a, D rellenas de un cierto material dieléctrico, de permitividad relativa ϵ_r , y separadas una altura L . Las dimensiones a, D y ϵ_r controlan la frecuencia de corte del modo TE_{10} de la guía dieléctrica, que es el modo que se va a hacer radiar. En la figura 3 se muestra la curva de dispersión en frecuencia de la constante de propagación de dicho modo para tres casos significativos: guía completamente cerrada, guía totalmente abierta en la parte superior, y guía con un slot centrado de anchura W .

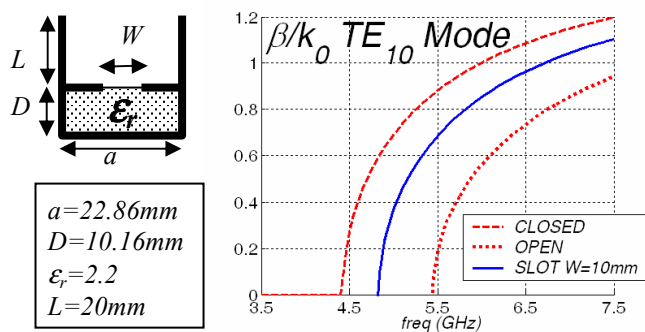


Fig. 3. Curvas de Dispersión del Modo TE_{10} .

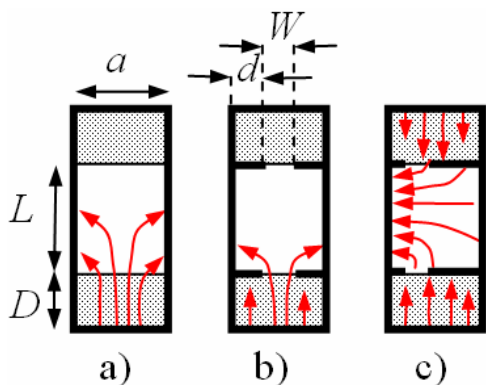


Fig. 4. Mecanismo de Acoplo por Asimetría.

Para que el modo TE_{10} pueda radiar, su constante de fase normalizada (β/k_0) debe ser menor que uno. Se han escogido las dimensiones ($a=22.86\text{mm}, D=10.16\text{mm}, \epsilon_r=2.2$) para centrar la banda de radiación en 5.5GHz . Además, para que el modo TE_{10} radie, el circuito impreso debe estar ubicado asimétricamente respecto de las placas paralelas que apantallan lateralmente el acoplador. La figura 4 muestra las líneas de campo eléctrico para tres casos ilustrativos. La guía totalmente abierta es no radiativa, de manera que si la separación L es suficiente no habrá acoplo entre la guía inferior y superior (Fig. 4-a). Si añadimos un slot impreso centrado a las guías, seguirá sin existir radiación (Fig. 4-b). Sin embargo, un slot descentrado induce una diferencia de potencial entre las placas paralelas, que genera la onda de fuga capaz de viajar desde una guía a la otra aunque la separación L sea elevada (Fig. 4-c). Por lo tanto hay que elegir un valor de L que impida el acoplo directo entre las guías dieléctricas, para que así el único mecanismo de acoplo sea por radiación.

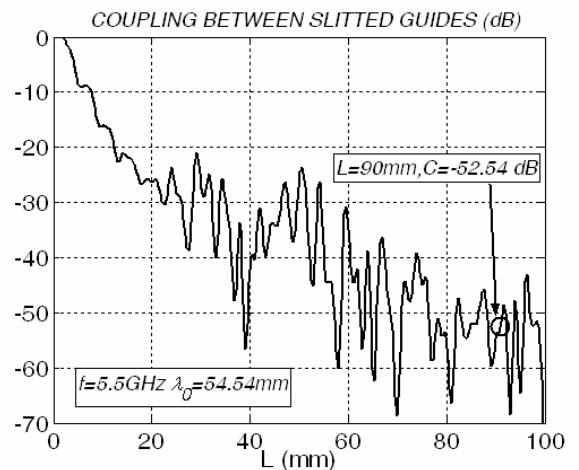


Fig. 5. Elección de la Separación L (slot centrado $W=10\text{mm}$).

La figura 5 presenta la variación del acoplo con la altura de separación L , para dos guías dieléctricas con un slot centrado de anchura $W=10\text{mm}$. Escogemos $L=90\text{mm}$ para que el acoplo debido a las ondas evanescentes (ondas de superficie) sea despreciable ($C=-52\text{dB}$).

B. Circuito Impreso.

El circuito impreso es el encargado de inducir la radiación por asimetría [9], tal y como se mostró en la Fig. 4. Si el slot es uniforme se generará un haz con iluminación exponencial, como se corresponde a una onda de fuga uniforme. Esta iluminación no es óptima, pues el haz transmitido no podrá ser absorbido por el receptor. Tal y como se muestra en la figura 6-a, si el acoplador de salida (TX) y el de entrada (RX) son uniformes, los haces exponenciales presentan una integral de superposición baja, consiguiendo por tanto un bajo nivel de acoplo [8].

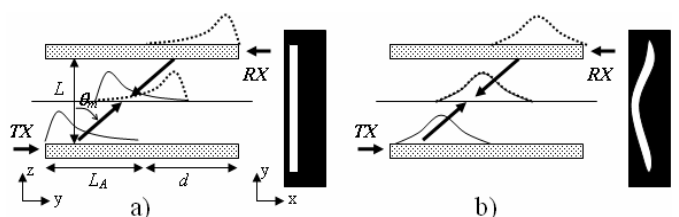


Fig. 6. Necesidad de Taper del Circuito Impreso.

Para aumentar la eficiencia de acoplo, los haces deben ser simétricos, de manera que se produzca una adaptación en el plano de intersección de los acopladores TX y RX, tal y como se ilustra en la figura 6-b. El circuito impreso es el encargado de sintetizar la iluminación de dichos haces (de tipo coseno o gaussianos), variando las dimensiones del mismo al lo largo de la antena leaky-wave (antena “taper”), tal y como se describe en [9]. Es muy importante que la fase de los haces radiados sea uniforme, para que toda la energía del haz viaje en la misma dirección.

C. Desplazamiento entre Acopladores, d .

Como se observa en la Fig. 6, los acopladores TX y RX deben estar separados una distancia d en el eje y . Esto es necesario porque el haz es radiado en un ángulo θ_m que depende de la constante de fase del modo de fuga, β :

$$\sin \theta_m = \frac{\beta}{k_0} \quad (1)$$

Al aumentar la frecuencia el haz radiado tiende a ángulos más rasantes, como se puede concluir de las curvas de dispersión de la Fig.3. Para una frecuencia dada, hay un valor del desplazamiento d óptimo que hace que el haz transmitido sea captado por el acoplador receptor con la mayor eficiencia de acoplo. Ese valor de d es tal que se cumple la siguiente relación:

$$\tan \theta_m = \frac{d}{L} \quad (2)$$

La figura 7-a muestra cómo varía a la frecuencia de 5.5GHz el nivel de acoplo al descentrar los acopladores TX y RX. El acoplo máximo se produce para $d=70\text{mm}$.

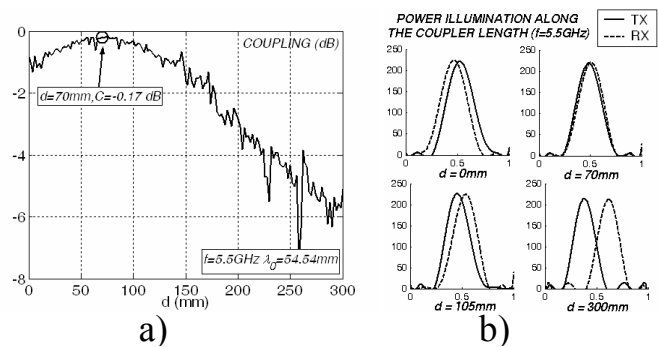


Fig. 7. Variación del Acoplo con el Descentramiento.

El máximo acoplo se da cuando las huellas de los haces que generarían la antena TX y la RX por separado se superponen. Por el principio de reciprocidad, la antena RX será capaz de recibir un haz idéntico al que es capaz de transmitir, de manera que absorberá la energía del haz del TX. Como se observa en la Fig.7-b, para $d=70\text{mm}$ las huellas del TX y el RX coinciden, mientras que para otros desplazamientos la integral de superposición serían menor.

D. Respuesta en Frecuencia.

La figura 8 representa el resultado de simular los parámetros S del acoplador, diseñado para radiar el 95% de la energía insertada en la guía de entrada. Se pueden observar tres zonas bien distintas en frecuencia.

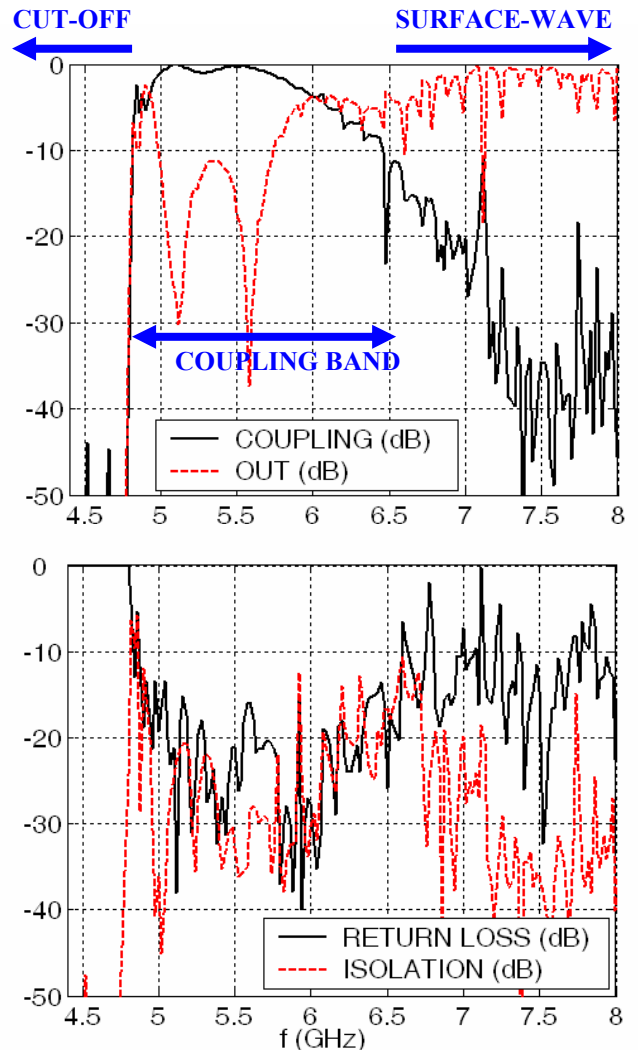


Fig. 8. Respuesta en Frecuencia del Acoplo.

Por debajo de 4.8GHz se observa la **zona de corte** del modo TE_{10} en la guía con “slot”, tal y como se predijo en las curvas de dispersión de la constante de fase (Fig.3). En esta zona toda la energía insertada por el puerto de entrada es reflejada hacia la fuente. Por encima de 6.5GHz aparece la zona de **onda de superficie**, en la que no puede haber radiación debido a que $\beta/k_0 > 1$, tal y como también se apreciaba en la Fig.3. Se puede ver que casi toda la energía es guiada hacia acceso directo (OUT), siendo el acoplo con la guía superior prácticamente nulo.

Entre estas dos frecuencias se encuentra la zona de modo de fuga, y por tanto la **zona de acoplo por radiación** “leaky-wave”. Se observa en la figura 8 que a la frecuencia de diseño (5.5GHz) se obtiene un nivel acoplo de casi 0dB, mientras que por la salida directa apenas se obtiene señal. Así mismo hay que mencionar la adaptación del puerto de entrada y el aislamiento del cuarto puerto, estando ambos parámetros por debajo de -20dB a 5.5GHz .

De la misma manera que ocurría para el descentramiento d , los haces del TX y el RX coinciden para la frecuencia de diseño (5.5GHz), estando para otras frecuencias desplazados, ya que el ángulo de apuntamiento de las antenas leaky-wave varía con la frecuencia según la Eq.(1). La figura 9 muestra este fenómeno. Se representan los haces emitidos por el acoplador de salida (TX) y el de entrada (RX) para diferentes frecuencias en la banda de radiación.

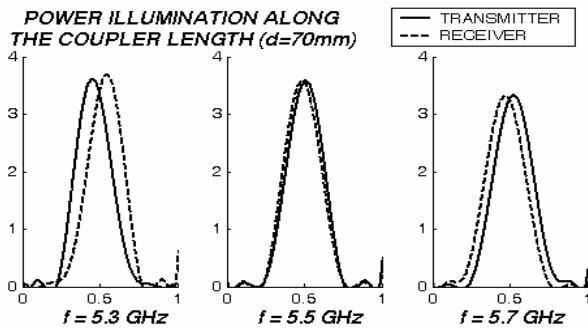


Fig. 9. Desplazamiento de los Haces con la Frecuencia ($d=90mm$).

A la frecuencia de $5.5GHz$ se da el máximo solapamiento de los haces de TX y el RX, y por tanto el máximo nivel de acoplo. Por debajo y por encima de esta frecuencia de diseño se desplazan los haces, lo cual provoca que no toda la potencia radiada por el TX sea captada por el RX. El acoplo disminuye por debajo y por encima de $5.5GHz$, tal y como se puede observar en la Fig.8. Es interesante explicar lo que ocurre en la banda de radiación, fuera de la frecuencia de diseño. Tal y como se muestra en la Fig.10-a, para frecuencias por encima de la frecuencia de máximo acoplo, los haces no se pueden interceptar, de manera que esa energía que no se acopla se pierde en forma de radiación en el extremo del acoplador, donde habría que colocar algún material absorbente para evitar acoplos incontrolados.

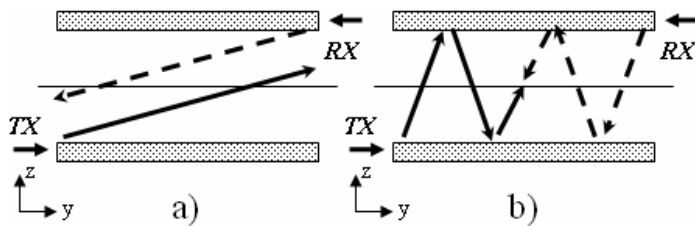


Fig. 10. Efecto de Acoplo por Múltiples Reflexiones.

Por otro lado, por debajo de la frecuencia de diseño, debido a que el ángulo de radiación es menor, se puede dar la situación mostrada en la Fig.10-b. Se produce una coincidencia entre las huellas del TX y el RX, no por visión directa sino por sucesivas reflexiones. Se puede dar así un máximo de acoplo a una frecuencia inferior a la frecuencia de diseño, tal y como se aprecia en los resultados mostrados en la Fig.8 para $f=5.1GHz$ (nivel de acoplo de $0dB$).

E. Control del Nivel de Acoplo.

Como se comentó en el apartado B, las dimensiones del circuito impreso se modulan para sintetizar la forma del haz radiado, $F(y)$. De esta manera se debe variar la tasa de radiación del modo de fuga a lo largo de la antena ($\alpha(y)$), según la siguiente ecuación:

$$\alpha(y) = \frac{1}{2} \frac{F(y)}{\int_{y=0}^L F(y) dy} \quad (3)$$

donde η es la eficiencia de radiación de la antena leaky, que se puede expresar a partir del valor medio de la tasa de radiación del modo de fuga, $\bar{\alpha}$, y de la longitud de la antena, L_A :

$$\eta = 1 - e^{-2\bar{\alpha}L_A} \quad (4)$$

Variando la eficiencia de radiación η de los acopladores "leaky" se puede conseguir variar el nivel de acoplo arbitrariamente (en teoría el acoplo debe ser igual a η , ya que toda la energía radiada por el TX debe ser absorbida por el RX). La figura 11 muestra los resultados (acoplo y salida directa) para dos acopladores con $\eta=95\%$ y $\eta=33\%$, obtenidos con circuitos impresos "taper slot" de $L_A=10\lambda_0$.

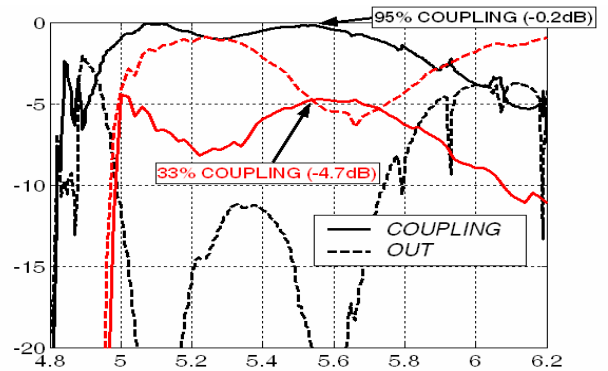


Fig. 11. Elección del Nivel de Acoplo.

III. CONCLUSIONES

Se ha presentado un nuevo acoplador direccional en tecnología híbrida guía dieléctrica con circuito impreso (slot). El mecanismo de funcionamiento ha sido descrito y se ha mostrado cómo diseñar las diferentes partes que los componen. Así se ha diseñado un acoplador a $5.5GHz$, en el cual se puede controlar arbitrariamente el nivel de acoplo.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado con los proyectos ESP2001-4546-PE, TIC2000-0591-C03-03 y la fundación Séneca (2002 PB/4/FS/02). Los autores quieren agradecer a la fundación EPSON por su inestimable apoyo.

REFERENCIAS

- [1] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, Ed. John Wiley & Sons, 2nd Ed., 2003, Ch.5, pp.209-240.
- [2] T. Yoneyama, N. Tozawa and S. Nishida, "Coupling Characteristics of Nonradiative Dielectric Waveguides", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol.31, pp.648-654, August 1983.
- [3] T. Yoneyama and S. Nishida, "Dielectric Waveguide Coupling by Leaky Wave", in *Proc. Int. Symp. Microwave and Commun.*, India, pp. 185-190, December 1981.
- [4] D.-C. Niu, T. Yoneyama and T. Itoh, "Analysis and Measurement of NRD-Guide Leaky Wave Coupler in Ka Band", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol.41, No.12, pp.2126-2132, Dec. 1993.
- [5] E. W. Hue, S. T. Peng and A. A. Oliner, "A Novel Leaky-Wave Strip Waveguide Directional Coupler", in *Topical Meet. Integrated and Guided Wave Opt.*, Salt Lake City, UT, paper WD2, January 1978.
- [6] T. Tamir, *Integrated Optics*, Topics in Applied Physics 7, Springer Verlag, 1975, Chapter 3, p.84.
- [7] T. Tamir and S. T. Peng, "Analysis and design of grating couplers", *Appl. Phys.*, Vo. 14, pp.235-254, 1977.
- [8] R. Ulrich, "Efficiency of optical-grating couplers", *J. Opt. Soc. Am.*, Vol.63, No.11, pp. 1419-1431, November 1973.
- [9] J.L. Gómez, A. de la Torre, D. Cañete, M. Gugliemi and A.A. Melcón, "Design of Tapered Leaky-Wave Antennas in Hybrid Waveguide-Planar Technology for Millimeter Waveband Applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, to be published, July 2005.