

**CENTRO POLITÉCNICO SUPERIOR
UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA**

**DESIGN AND MEASUREMENT OF
MICROSTRIP PATCH ANTENNAS
FOR THEIR USE IN AN ACC
(ADAPTIVE CRUISE CONTROL)
RADAR SYSTEM
FOR AUTOMOBILES**

TOMO 1/2 (MEMORIA)

AUTOR: JULIO MODREGO GIL

DIRECTOR: DR. ING. THOMAS BINZER

PONENTE: JESÚS DE MINGO SANZ

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y COMUNICACIONES

INGENIERÍA SUPERIOR DE TELECOMUNICACIONES

ESPECIALIDAD COMUNICACIONES

CURSO 2010-2011

FECHA: 03.04.2011

A mi madre, Rosa,
Por su infinita paciencia.
Nunca te lo agradeceré lo suficiente.

DESIGN AND MEASUREMENT OF MICROSTRIP PATCH ANTENNAS FOR THEIR USE IN AN ACC (ADAPTIVE CRUISE CONTROL) RADAR SYSTEM FOR AUTOMOBILES

RESUMEN

Este trabajo presenta el diseño de una agrupación de antenas tipo parche de geometría rectangular para ser usadas en un radar. Dicho radar forma parte a su vez de un sistema de control de la velocidad de cruce adaptativo (ACC), comercializado por la empresa Robert Bosch Group GmbH. Fue realizado en las instalaciones de la citada empresa en Stuttgart, Alemania.

Partiendo de los resultados obtenidos con una agrupación 1x16 parches rectangulares diseñada previamente en Bosch, se inicia el proceso de diseño de la agrupación de antenas que satisfaga los requisitos del sistema (alcance, ángulo de visión, etc.).

Tras este proceso, se encontró que la mejor solución era una agrupación de 20x3 parches rectangulares con una lente electromagnética superpuesta. A partir de ahí se trabajó en el diseño de la red de alimentación, basada en la tecnología de líneas de transmisión tipo "microstrip" o microtira. Como resultado de este trabajo, se halló que debido a problemas en la simulación de la red de alimentación, la solución óptima de diseño debía cambiarse. El diseño definitivo que cumple con los requisitos del sistema es una agrupación de 24x3 parches rectangulares con una lente electromagnética cilíndrica superpuesta.

Finalmente, se fabricaron modelos de los circuitos diseñados para ser medidos en laboratorio. En concreto se fabricaron modelos de las agrupaciones:

- 1x3 alimentado con amplitudes en distribución triangular sobre pedestal 0,5 – 1 – 0,5
- 1x3 alimentado con las amplitudes del punto anterior y desfase entre parches
- 20x3, o 20 copias de la agrupación del segundo punto mencionado
- 24x3, o 24 copias de la agrupación del segundo punto mencionado

A la vista de estos resultados, se obtienen las conclusiones pertinentes sobre el trabajo realizado, y se abren posibles vías de continuación.

ÍNDICE GENERAL

DESCRIPCIÓN	PÁG.
0. INTRODUCCIÓN	1
0.1 ACC- CARACTERÍSTICAS DEL SUBSISTEMA EMISOR-RECEPTOR	2
0.2 ACC: ESPECIFICACIONES DEL SUBSISTEMA EMISOR-RECEPTOR	3
0.3 SOLUCIÓN PROPUESTA	4
1. SOLUCIONES PROPUESTAS	6
1.1 AGRUPACIÓN SIN LENTE	6
1.2 AGRUPACIÓN CON LENTE CILÍNDRICA	11
1.3 CONCLUSIONES	18
2. RED DE ALIMENTACIÓN	20
2.1 INTRODUCCIÓN	20
2.2 TÉCNICA DE ALIMENTACIÓN	21
2.3 ALIMENTACIÓN DE LA AGRUPACIÓN DE 1X3 PARCHES	23
2.3.1 Fijando la amplitud que llega a cada parche de la agrupación 1x3	23
2.3.2 Fijando la fase a la entrada de cada uno de los parches de la agrupación 1x3	33
2.4 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE LA AGRUPACIÓN 20X3	36
2.4.1 Circuito de alimentación hasta el grupo de 5 agrupaciones de 1x3	37
2.4.2 Circuito de alimentación: Diseño del grupo de 5 agrupaciones 1x3	38
2.5 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE LA AGRUPACIÓN 24X3	42
2.5.1 Circuito de alimentación hasta el grupo de 6 agrupaciones 1x3	43
2.5.2 Circuito de alimentación: Diseño del grupo de 6 agrupaciones 1x3	43
2.6 CONCLUSIONES	47
3. RESULTADOS EXPERIMENTALES	48
3.1 AGRUPACIÓN DE 1X3 SIN DESFASE ENTRE PARCHES	52
3.2 AGRUPACIÓN DE 1X3 CON DESFASE ENTRE PARCHES	54
3.3 AGRUPACIÓN DE 20X3 PARCHES	57
3.4 AGRUPACIÓN DE 24X3 PARCHES	59
4. CONCLUSIONES FINALES	62
5. BIBLIOGRAFÍA	66
6. ANEXOS	67
6.1 ANNEX 1: GRAPHICS	68
6.1.1 Results of a single rectangular patch	68
6.1.2 Theoretical results of the 1x16 array	69
6.1.3 Experimental results of the 1x16 array	70
6.1.4 Simulation results of the 20x16 and 24x16 arrays	71
6.1.5 Effect of an electromagnetic lens	72
6.1.6 Results of the 1x3 array with uniform power supply	73
6.1.7 Results of the 1x3 Array with different amplitudes	74
6.1.8 Results of the 1x3 array with different amplitudes and phases	76
6.1.9 Results of the 1x3 array (with different amplitudes and phases) with lens	78
6.1.10 Results of the 20x3 and the 24x3 arrays with lens	80
6.1.11 The 20x16 array versus the 20x3 array with lens	81

6.1.12	Supply Circuit for the 1x3 array without phase shifts among patches.....	82
6.1.13	Supply circuit for the "1x3 array"	84
6.1.14	Supply circuit of the 20x3 array: common part.....	86
6.1.15	Supply circuit of the 20x3 array: the group of 5 copies of the 1x3 array	89
6.1.16	Supply circuit of the 24x3 array: common part.....	91
6.1.17	Supply circuit of the 24x3 array: the group of 6 copies of the 1x3 array	94
6.1.18	Fabricated Circuits.....	96
6.1.18.1	1x3 Patch Array without Phase Shifts among patches	98
6.1.18.2	1x3 Patch Array (with phase shifts among patches).....	99
6.1.18.3	Array 20x3	100
6.1.18.4	Array 24x3	101
6.2	ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE	102
6.2.1	Simulation Programs Used	102
6.2.1.1	FEKO (FEldberechnung bei Körpern mit beliebiger Oberfläche)	102
6.2.1.2	Advanced Design System (ADS).....	102
6.2.1.3	LISSY	103
6.2.2	Single rectangular patch	104
6.2.3	Array 1x16.....	109
6.2.4	Array 20x16.....	116
6.2.5	Array 24x16.....	127
6.2.6	Array 1x3 with the same amplitude and phase in all patches.....	139
6.2.7	Array 1x3 with amplitudes 0,5-1-0,5 and without phase.....	142
6.2.8	Array 1x3 with amplitudes 0,5-1-0,5 and phases $12,5^{\circ}$ -0- $(-12,5^{\circ})$	146
6.2.9	Lissy definition of the cylindrical lens.....	150
6.2.10	Array 20x3.....	151
6.2.11	Array 24x3.....	157
6.3	ANNEX 3: RECTANGULAR PATCH RADIATION THEORY	163
6.3.1	Radiation's principle of a Microstrip Patch Antenna: Theory of the resonant cavity	164
6.3.2	Radiation Field Formulation	168
6.3.3	Simulation Results with FEKO	171
6.4	ANNEX 4: MEMORY IN ENGLISH	175
6.4.1	Introduction	176
6.4.1.1	Characteristics of the ACC's Emitter-Receiver Subsystem.....	176
6.4.1.2	Specifications of the ACC's Emitter-Receiver Subsystem	177
6.4.1.3	Proposed Solution.....	177
6.4.2	Proposed Solutions	179
6.4.2.1	Array without lens.....	179
6.4.2.2	Array with cylindrical lens	182
6.4.2.3	Conclusion	185
6.4.3	Feeding Circuit	186
6.4.3.1	Introduction.....	186
6.4.3.2	Feeding technique.....	186
6.4.3.3	Feeding of the 1x3 array	188
6.4.3.3.1	PROVIDING THE RIGHT AMPLITUDES TO EACH PATCH OF THE 1X3 ARRAY	188
6.4.3.3.2	FEEDING CIRCUIT OF THE 1X3 ARRAY WITH DIFFERENT AMPLITUDES AND PHASE SHIFTS.....	193
6.4.3.4	Feeding circuit of the 20X3 array.....	195

6.4.3.4.1	FEEDING CIRCUIT FROM POWER SUPPLY TO THE 4 GROUPS OF 5 ARRAYS 1X3	195
6.4.3.4.2	FEEDING CIRCUIT FOR THE GROUP OF 5 ARRAYS 1X3.....	196
6.4.3.5	Feeding circuit of the 24X3 array	198
6.4.3.5.1	FEEDING CIRCUIT FROM POWER SUPPLY TO THE 4 GROUPS OF 6 ARRAYS 1X3	198
6.4.3.5.2	FEEDING CIRCUIT FOR THE GROUP OF 6 ARRAYS 1X3.....	199
6.4.3.6	Conclusions	200
6.4.4	Experimental Results.....	201
6.4.4.1	1x3 Array without Phase Shifts among Patches.....	203
6.4.4.2	1x3 Array with Phase Shifts among Patches.....	204
6.4.4.3	20X3 Array.....	205
6.4.4.4	24X3 Array.....	206
6.4.5	Final Conclusions	208
6.5	ANNEX 5: LISSY MANUALS (IN GERMAN)	211

ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

DESCRIPCIÓN

PÁG.

Figura 0-1 Modos de funcionamiento del sistema ACC2.....	2
Figura 0-2 Aspecto final del sistema ACC2.....	3
Figura 0-3 Parche de forma arbitraria colocado sobre un dieléctrico, colocado a su vez sobre un plano metálico conductor	4
Figura 1-1 Agrupación uniforme de 16 parches a lo largo del eje-Y, o agrupación 1x16...	7
Figura 1-2 Esquema de la agrupación de 20x16 parches.....	9
Figura 1-3 Ganancia en azimuth de los agrupaciones 20x16 (en azul) y 24x16 (en naranja)	9
Figura 1-4 Ganancia en elevación de los agrupaciones 20x16 (en azul) y 24x16 (en naranja)	10
Figura 1-5 Esquema de la agrupación 1x3 con lente cilíndrica.....	11
Figura 1-6 Comparación de las ganancias en elevación para las diferentes configuraciones de amplitud probadas.....	14
Figura 1-7 Comparación de los diagramas de elevación obtenidos introduciendo diferentes fases de alimentación en el esquema con amplitudes 0,5-1-0,5	14
Figura 1-8 Ganancia en azimuth obtenida por el circuito alimentado con amplitudes 0,5-1-0,5 y fases 12,5-ref.fase- (-12,5) en conjunción con una lente cilíndrica.....	15
Figura 1-9 Ganancia en elevación obtenida por la agrupación de 3 parches alimentado con amplitudes 0,5-1-0,5 y desfases 12,5-ref. fase-(-12,5) en combinación con una lente cilíndrica.....	16
Figura 1-10 Diagrama en azimuth de las agrupaciones 20x3 y 24x3 con lente, alimentadas con amplitudes 0,5-1-0,5 y diferencia de fases de 12,5° -ref. fases- (-12,5°)	17
Figura 1-11 Ganancia en elevación de las agrupaciones 20x3 y 24x3 con lente, alimentadas con amplitudes 0,5-1-0,5 y diferencia de fases de 12,5° -ref. fases- (-12,5°)	17
Figura 1-12 Comparación de las ganancias en azimuth entre la agrupación de 20x16 parches y la agrupación de 20x3 parches con lente.....	18
Figura 1-13 Comparación de las ganancias en elevación entre la agrupación de 20x16 parches y la agrupación de 20x3 parches con lente.....	19
Figura 2-1 Técnicas de alimentación de antenas tipo parche: a) Línea Microtira b) Conector Coaxial.....	21
Figura 2-2 Distribución de potencias a lo largo de la agrupación de 1x3 parches	24
Figura 2-3 Impedancias necesarias para la obtención de las amplitudes de potencia deseadas a la entrada de cada parche de la agrupación 1x3.....	27
Figura 2-4 Esquema de la red de alimentación de la agrupación de 1x3 parches con los transformadores necesarios para un reparto adecuado de potencia a la entrada de los distintos parches	28
Figura 2-5 Posible aspecto final del circuito fabricado antes de incluir los parches.....	29
Figura 2-6 Resultados obtenidos para los distintos parámetros S de interés con el circuito mostrado en la Figura 2-7	31
Figura 2-7 Diseño definitivo del circuito que nos proporciona los mejores resultados para el reparto de las potencias correspondientes a la entrada de cada parche.....	32
Figura 2-8 Desfases entre los diferentes parches para el circuito de alimentación inicial, que no tiene en cuenta la fase acumulada.....	34
Figura 2-9 Circuito que alimenta los parches con la amplitud y fases adecuadas.....	35

Figura 2-10 Resultados obtenidos para el desfase y los parámetros S de interés con el circuito de la Figura 2-9.....	36
Figura 2-11 Posibles configuraciones para el circuito de alimentación 20x3.....	37
Figura 2-12 Diseño de la parte común hasta los 4 grupos de 5 agrupaciones 1x3.....	37
Figura 2-13 Esquema para la obtención de las amplitudes adecuadas en el grupo de 5 agrupaciones 1x3.....	39
Figura 2-14 Desfases y parámetros S obtenidos con el circuito de la Figura 2-15	40
Figura 2-15 Circuito definitivo para la obtención de idéntica amplitud y fase en las 5 agrupaciones 1x3 colocados en sus extremos.....	41
Figura 2-16 Aspecto del circuito de alimentación a diseñar para la agrupación de 24x3 parches.....	42
Figura 2-17 Esquema para la obtención de las amplitudes adecuadas en el grupo de 5 agrupaciones 1x3.....	44
Figura 2-18 Esquema del circuito de alimentación que da la misma amplitud y fase al grupo de 6 copias de la agrupación 1x3	45
Figura 2-19 Resultados obtenidos para la amplitud, la fase y el factor de reflexión del puerto de entrada.....	46
Figura 3-1 Montaje de laboratorio para la medición de los parámetros de radiación de los circuitos fabricados	50
Figura 3-2 Fotografía del entorno real de medida en laboratorio	50
Figura 3-3 Módulo amplificador de la Figura 3-1 explicado en detalle	51
Figura 3-4 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación 1x3 sin desfase	52
Figura 3-5 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 1x3 Parches sin desfase en su alimentación	53
Figura 3-6 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 1x3 alimentado sin desfase entre los distintos parches.....	54
Figura 3-7 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación 1x3 con desfase	55
Figura 3-8 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 1x3 Parches con desfase en su alimentación	55
Figura 3-9 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 1x3 alimentado con desfase entre los distintos parches.....	56
Figura 3-10 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación de 20x3 parches.....	57
Figura 3-11 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 20x3 Parches.....	58
Figura 3-12 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 20x3 parches.....	59
Figura 3-13 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación de 24x3 parches.....	59
Figura 3-14 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 24x3 Parches.....	60
Figura 3-15 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 24x3 parches.....	61
Figura 4-1 Zonas a revisar en el diseño del circuito de alimentación.....	62
Figura 4-2 Solución alternativa al desvío en azimuth del circuito 24x3	63
Figura 6-1 Gain (elevation and azimuth) of a single rectangular patch antenna.....	68
Figura 6-2 Azimuth and Elevation gain of the 1x16 array of rectangular patches over the Y-axis	69
Figura 6-3 Real measured gain (azimuth and elevation) of the 1x16 array	70
Figura 6-4 Gain in azimuth of the 20x16 and 24x16 arrays	71
Figura 6-5 Gain in elevation of the 20x16 and 24x16 arrays.....	71
Figura 6-6 Effect of an electromagnetic lens: a) Radiation diagram of an antenna without lens. b) Effect of the lens: The whole radiation of the antenna experiments a compression in angle, not in amplitude.....	72
Figura 6-7 Azimuth gain of the 1x3 array with uniform power supply	73

Figura 6-8 Elevation gain of the 1x3 array with uniform feeding in all the patches	73
Figura 6-9 Azimuth gain of the 1x3 array with different amplitudes in the patches	74
Figura 6-10 Elevation gain of the 1x3 array with different amplitudes feeding the patches	75
Figura 6-11 Azimuth gain of the 1x3 array with amplitudes $V_{y\uparrow} = 0.5 V_{middle} = V_{y\downarrow}$ and different phase gaps.....	76
Figura 6-12 Elevation gain of the 1x3 array with amplitudes $V_{y\uparrow} = 0.5 V_{middle} = V_{y\downarrow}$ and different phase gaps among the patches	77
Figura 6-13 Gain in azimuth of the 1x3 array with a superimposed lens	78
Figura 6-14 Elevation gain of the 1x3 array with a lens	79
Figura 6-15 Azimuth gains of the 20x3 and 24x3 arrays with lens	80
Figura 6-16 Elevation gains of the arrays of 20x3 and 24x3 patches with lens.....	80
Figura 6-17 Comparison of the azimuth gain of the 20x16 array and the 20x3 array with lens.....	81
Figura 6-18 Comparison in elevation of the 20x16 array and the 20x3 array with lens....	81
Figura 6-19 Description of the supply circuit of the 1x3 array without phase shifts among patches	82
Figura 6-20 Main S Parameters of the circuit.....	83
Figura 6-21 Phase shifts among patches of the circuit	83
Figura 6-22 Phase shifts among patches (upper part of the figure) and main S Parameters obtained with the circuit of Figura 6-23 (S_{11} at the left, and S_{21} , S_{31} , S_{41} at the right of the lower part).....	84
Figura 6-23 Description of the supply circuit of the 1x3 array with phase shifts among patches	85
Figura 6-24 Supply circuit providing the same amplitude and phase to the 4 groups of 5 arrays 1x3.....	87
Figura 6-25 Phase shifts and main S-Parameters of the circuit depicted in Figura 6-24..	88
Figura 6-26 Phase shifts (upper part) and main S Parameters of the circuit providing same amplitude and phase to the 5 copies of the 1x3 array	89
Figura 6-27 Description of the circuit providing the same amplitude and phase to the 5 copies of the 1x3 array.....	90
Figura 6-28 Supply circuit providing the same amplitude and phase to the 4 groups of 6 arrays 1x3.....	92
Figura 6-29 Results for the phase shifts (upper part) and the main S Parameters for the circuit of Figura 6-28.....	93
Figura 6-30 Phase shifts (upper part) and main S Parameters of the circuit providing the same amplitude and phase to the 6 copies of the 1x3 array	94
Figura 6-31 Supply circuit providing the same amplitude and phase to the 6 copies of the 1x3 array.....	95
Figura 6-32 Calibration ports for the calculation of S_{11}	96
Figura 6-33 Special connector used to insert the signal to the microstrip line of the feeding circuit.....	97
Figura 6-34 Detail on the cut for the installation of the special connector of the Microstrip Line Technique	97
Figura 6-35 Connector for the measurement of the Antenna Parameters already installed	97
Figura 6-36 Circuit measuring the Antenna Parameters of the 1x3 Patch Array without Phase Shifts.....	98
Figura 6-37 Circuit measuring the S-Parameters of the 1x3 Patch Array without Phase Shifts.....	98
Figura 6-38 Circuit measuring the Antenna Parameters of the 1x3 array (amplitude and phase).....	99

Figura 6-39 Circuit measuring the S Parameters of the 1x3 Patch Array	99
Figura 6-40 Circuit measuring the Antenna Parameters of the 20x3 array.....	100
Figura 6-41 Circuit measuring the S-Parameters of the 20x3 array	100
Figura 6-42 Circuit measuring the Antenna Parameters of the 24x3 array.....	101
Figura 6-43 Circuit measuring the S-Parameters of the 24x3 array	101
Figura 6-44 Arbitrary shape patch	163
Figura 6-45 Geometry of a rectangular patch.....	164
Figura 6-46 Charge distribution on a plane rectangular patch	165
Figura 6-47 Electric field distribution for the TM ₁₀₀ mode in the microstrip cavity	166
Figura 6-48 Distribution of the magnetic current density for the TM ₁₀₀ mode: A) Distribution on non radiating slots. B) Distribution on radiating slots.....	166
Figura 6-49 Equivalent horizontal radiating apertures of a rectangular microstrip antenna	168
Figura 6-50 Far field calculation in a rectangular patch antenna.....	170
Figura 6-51 Dimensions of the input's impedance transformator	173
Figura 6-52 Gain in elevation and azimuth of a single patch antenna	174

TABLAS

Tabla 0-1 Requisitos del conjunto emisor-receptor del sistema ACC2.....	3
Tabla 0-2 Estructuración de la memoria	5
Tabla 0-3 Estructuración de los anexos	5
Tabla 2-1 Parámetros S más relevantes para la red de alimentación de la agrupación de 1x3 parches	25
Tabla 2-2 Circuitos a fabricar para su prueba en laboratorio	47
Tabla 3-1 Capas que definen el Layout sobre el que se fabricarán nuestros circuitos	49
Tabla 3-2 Elementos de medida conectados mediante bus GPIB	49
Tabla 6-1 Circuits tested in anechoic chamber.....	96
Circuits to be manufactured are referred in "Tabla 6-2 Circuitos a fabricar para su prueba en laboratorio".	200
Through a GPIB bus, all the elements involved in the measure will be connected, as detailed in Tabla 6-3:.....	202
Tabla 6-4 Measurement equipments connected via GPIB bus	202

0. INTRODUCCIÓN

Este proyecto ha sido desarrollado en las instalaciones de la multinacional **Robert Bosch Group GmbH** sitas en Leonberg (en las proximidades de Stuttgart, Alemania), para el área AE-DA (Automotive Electronics- Driving Assistance Systems). Este departamento centra su actividad en el diseño, desarrollo y testado de distintos dispositivos electrónicos relacionados con la automoción (como por ejemplo el sistema ESP de control de estabilidad, el airbag, sistemas de ayuda para el aparcamiento, etc.).

El punto del que parte este trabajo es el sistema ACC 2 (Adaptive Cruise Control o Control de velocidad de Crucero Adaptativo versión 2). Originalmente, fue diseñado para facilitar la conducción en autopistas con una alta densidad de tráfico.

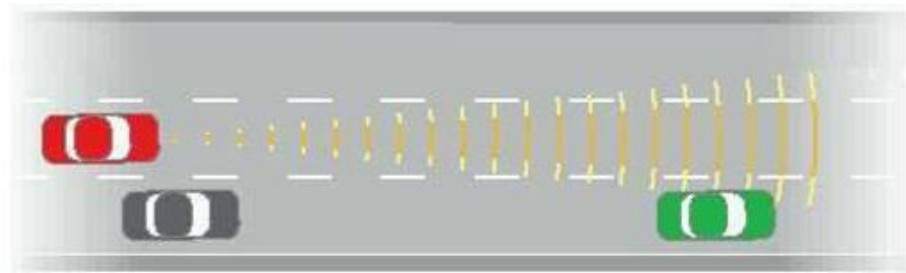
En esas condiciones, el conductor debe pisar el acelerador y el freno continuamente, conservando además una distancia de seguridad apropiada con el coche precedente. ACC fue creado para efectuar todas esas acciones por nosotros, haciendo la conducción mucho más relajada. Para lograrlo, ACC necesita que el usuario fije dos parámetros de entrada:

- Distancia de seguridad mínima: Se escoge, entre varios niveles de seguridad, qué distancia de seguridad desea mantenerse con el coche precedente.
- Velocidad de cruce: La velocidad que el vehículo mantendrá mientras no encuentre automóviles ante sí.

ACC tiene, por tanto, dos modos de operación. Para ilustrarlos de forma clara basta con observar el ejemplo contenido en la Figura 0-1

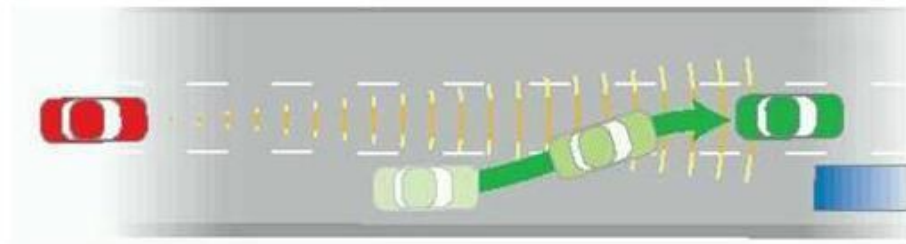
Por supuesto, la detección de objetos y la medida de su velocidad y distancia con respecto a nosotros se hacen mediante un radar (acrónimo de **RA**dio **D**etection **A**nd **R**ange), situado en la parte delantera de nuestro vehículo. **El objeto de este proyecto es el diseño y la medida de antenas para su utilización en el subsistema de emisión-recepción de ACC.**

En el siguiente apartado se presentan las principales características y especificaciones del sistema. Las primeras son la base de partida de este proyecto; mientras que las segundas constituyen los requisitos a cumplir por cualquier nuevo diseño para ser considerado como una posible solución.



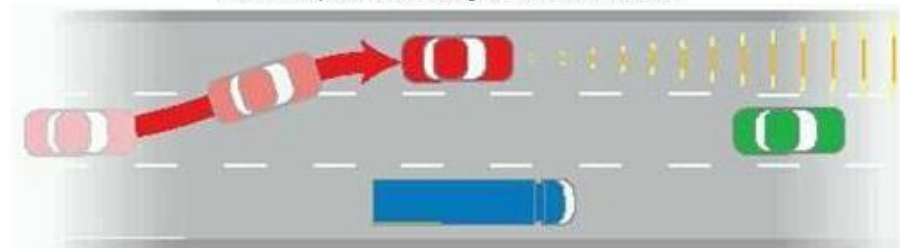
a)

Modo Libre: ACC detecta vía libre y mantiene la velocidad de cruce indicada por el usuario.



b)

Modo Seguimiento: ACC detecta un vehículo dentro de su zona de alcance. Automáticamente adecúa la velocidad a la del coche precedente, manteniendo la distancia de seguridad indicada por el usuario. Un piloto se activa para alertar al usuario de que el modo de seguimiento se ha activado.



Volviendo al modo libre: El conductor cambia a un carril libre. Inmediatamente ACC detecta la ausencia de obstáculos y acelera hasta alcanzar la velocidad de cruce fijada. Un chivato avisa al conductor de que el modo libre está activo.

Figura 0-1 Modos de funcionamiento del sistema ACC2

0.1 ACC- CARACTERÍSTICAS DEL SUBSISTEMA EMISOR-RECEPTOR

Como todo radar, ACC se compone de diversos subsistemas. Sin embargo, aquél que nos compete es el emisor-receptor. En la versión actual de ACC (su nombre es ACC 2+, y se puede adquirir como equipamiento opcional en los principales fabricantes de automóviles), se usan cuatro antenas de tipo polyrod a las que se superpone una lente aplanática. El aspecto final del sistema ACC se ilustra en la Figura 0-2.



Figura 0-2 Aspecto final del sistema ACC2

La parte redondeada que se aprecia en el centro de la imagen (Figura 0-2) corresponde a la lente aplanática usada. Justo debajo de ella se encuentran las cuatro antenas polyrod, formando una agrupación homogénea a lo largo del eje X. Con esto se consigue una mejor reducción de los lóbulos secundarios; evitando así reflexiones no deseadas de vehículos circulando en carriles adyacentes al nuestro.

Las antenas de tipo Polyrod (o barra o varilla dieléctrica en español) pertenecen a las antenas de onda de superficie (o Surface-Wave Antennas), y son las usadas en la generación 2+ del sistema ACC. En este proyecto se pretende buscar nuevos diseños que aporten una mejora en las prestaciones del conjunto emisor-receptor de ACC, de cara a sustituirlas.

Las características de radiación de las antenas Polyrod conllevan una serie de limitaciones. La más importante se debe a la dependencia entre el diámetro de la varilla de la antena y su constante dieléctrica. El diámetro de la antena afecta a la velocidad de fase, y por tanto a la frecuencia con que se puede transmitir. Por otro lado, cuanto mayor es la constante dieléctrica, más delgada y fina puede ser la varilla. Sumando a estos factores el hecho de que la forma y la longitud de la barra dieléctrica afectan al diagrama de radiación y a la efectividad de la antena; debe alcanzarse un compromiso de cara a optimizar las dimensiones del polyrod obteniendo el diagrama de radiación más adecuado a la frecuencia de interés. Todos estos factores imposibilitan una reducción de sus dimensiones, con lo que nos enfrentamos a la dificultad de poder integrar este tipo de antenas en circuitos impresos de RF.

0.2 ACC: ESPECIFICACIONES DEL SUBSISTEMA EMISOR-RECEPTOR

Los requisitos que deben cumplir las antenas del sistema ACC para asegurar la correcta detección de obstáculos por parte del radar son los expresados en la Tabla 0-1:

1	Alcance máximo de detección de 150 m.
2	$\pm 5^\circ$ de ancho de haz a -3dB en elevación (dirección vertical).
3	$\pm 5^\circ$ de ancho de haz a -3dB en azimuth (dirección horizontal).
4	Ganancia máxima $G_{\max} \geq 10$ dB (tanto en azimuth como en elevación).

Tabla 0-1 Requisitos del conjunto emisor-receptor del sistema ACC2

0.3 SOLUCIÓN PROPUESTA

Ya que ACC debe ir montado en la parte delantera de un vehículo, su tamaño debería ser reducido de cara a afectar en la menor medida posible a la aerodinámica del automóvil, a la refrigeración del motor, a la estética, etc. Por estos motivos nos hallamos ante la tarea de reducir las dimensiones de la próxima generación de ACC (el que será el sistema ACC 3).

Debido a sus escasos peso, volumen y costes de fabricación, y auspiciadas por su sencilla integración en una placa de circuito impreso; las **Antenas “Microstrip Patch” (o simplemente Antenas tipo “Patch” o Parche)** son las elegidas para llevar a cabo nuestra misión.

Una antena de tipo parche consiste en un parche conductor de cualquier geometría (plana o no), colocado sobre una cara de un sustrato dieléctrico. La cara opuesta del sustrato la ocupa un plano conductor, que actúa como plano de masa. En la Figura 0-3 se muestra un parche de geometría arbitraria para ilustrar esta definición.

Se han determinado las características de radiación de parches de multitud de formas geométricas diferentes, pero los más usados son los parches circulares y rectangulares debido a que son los más sencillos de describir y estudiar. Además, ambos presentan un comportamiento similar y pueden ser usados para todo tipo de aplicaciones, desde las más sencillas a las más complejas que podamos imaginar. Por ejemplo, el trabajar con polarizaciones circulares, amplios anchos de banda, radiación omnidireccional, etc. no resulta problemático con parches de estos dos tipos.

Un análisis teórico de los principios de radiación de las antenas tipo “microstrip patch” puede consultarse en el anexo 6.3 “ANNEX 3: RECTANGULAR PATCH RADIATION THEORY” Dicho anexo se ha elaborado a partir de las referencias [1], [2], [3] y [5] de la bibliografía.

Aunque los parches circulares suelen ser ligeramente menores que los rectangulares para las mismas características de radiación, la configuración más sencilla es la **antena microtira de parche rectangular**. Debido a ello, nuestros esfuerzos irán dedicados a la investigación de las posibilidades que este tipo de antenas pueden ofrecer para el cumplimiento de nuestros requisitos.

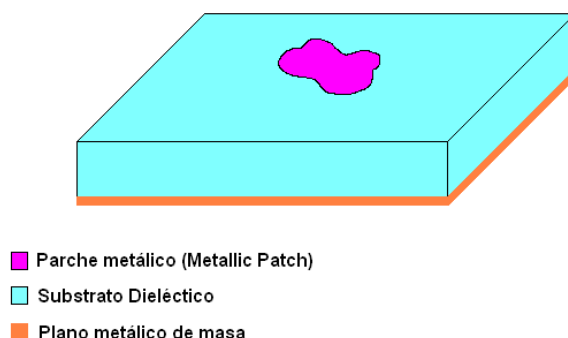


Figura 0-3 Parche de forma arbitraria colocado sobre un dieléctrico, colocado a su vez sobre un plano metálico conductor

Por supuesto, resultaría imposible cumplir las especificaciones del subsistema emisor-receptor con un único parche, por lo que deberemos usar “arrays” o agrupaciones de parches rectangulares.

Y para reducir el tamaño de las agrupaciones resultantes estudiaremos el uso de lentes. Estas lentes, focalizan la radiación de la agrupación, reduciendo el tamaño del mismo para conseguir unos determinados ancho de haz a -3 dB y relación de lóbulo principal a secundario. Es decir, conseguimos los mismos resultados usando una agrupación con un menor número de elementos radiantes.

Una vez se ha determinado la configuración a utilizar, será preciso diseñar el circuito de alimentación. Ésta no es una tarea baladí, ya que dicho circuito será quién suministre las amplitudes y fases adecuadas a cada uno de los elementos de la agrupación; fijando así el diagrama de radiación final del sistema.

A continuación, los circuitos que tras las simulaciones ofrezcan unos resultados más adecuados serán fabricados y testeados en laboratorio. De este modo verificaremos sus características reales de radiación, consumo, adaptación en potencia, etc. Dichos valores no serán idénticos a los resultados de simulación, que sólo sirven como aproximación y orientación en la tarea de diseño. Finalmente, a la luz de los datos empíricos se tomará una decisión sobre qué circuito es el que podría pasar al proceso de producción.

De acuerdo con todo lo expuesto anteriormente, la presente memoria se estructurará de la manera expresada en la Tabla 0-2

1	Soluciones propuestas: 1.1. Agrupación sin lente. 1.2. Agrupación con lente aplanática. 1.3. Conclusiones
2	Diseño del circuito de alimentación.
3	Mediciones de laboratorio de los modelos fabricados
4	Conclusiones

Tabla 0-2 Estructuración de la memoria

Posteriormente, en la parte de Anexos se incluye el material reflejado en la Tabla 0-3.

Anexo 1	Gráficas: En este anexo se incluyen todas las figuras y gráficas de resultados mencionadas en la memoria. Y se añaden otras gráficas de interés que no figuran en la memoria para no hacerla demasiado extensa.
Anexo 2	Programas y código: En él se describen en primer lugar los programas de simulación y diseño usados. A continuación, se incluyen todos los ficheros *.pre" FEKO que definen las geometrías, condiciones de prueba, etc. De los diseños realizados.
Anexo 3	Teoría de radiación del parche rectangular: Pequeña descripción teórica de los principios físicos en que se basa la radiación en este tipo de antenas
Anexo 4	Memoria en Inglés: Dado el carácter internacional de este proyecto, se incluye una traducción al inglés de la memoria.
Anexo 5	Manuales del programa LISSY (en alemán): Descripción del funcionamiento de este programa en lengua alemana.

Tabla 0-3 Estructuración de los anexos

1. SOLUCIONES PROPUESTAS

Dado que una antena microstrip con parche rectangular presenta una ganancia típica de unos 6 ó 7 dB, con un ancho de haz a -3 dB de 56° en azimuth y 96° en elevación (valores aproximados conformes a los resultados obtenidos y presentados en la “Figura 6-1 Gain (elevation and azimuth) of a single rectangular patch antenna” del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”; precisaremos del uso de una agrupación de antenas de este tipo para alcanzar las especificaciones citadas en la Tabla 0-1 de la introducción.

1.1 AGRUPACIÓN SIN LENTE

Dado que el ancho de haz en elevación de una antena tipo parche es más ancho que en azimuth, será el primero que intentaremos reducir. Para ello haremos uso de una agrupación de parches rectangulares repartidos a lo largo del eje Y.

Anteriormente al comienzo de este proyecto, ingenieros de desarrollo de Robert Bosch Group GmbH ya habían comprobado el comportamiento de una agrupación de 16 parches rectangulares (en adelante nos referiremos a esta agrupación como a la agrupación 1x16) distribuidos uniformemente a lo largo del eje Y. Dicha agrupación aparece representado en la Figura 1-1. Dicha figura no contiene medida alguna, ya que la política de privacidad de Bosch impide su publicación.

Todos los elementos de la agrupación equidistan d_y unos de otros. Dicha distancia debe estar comprendida en el rango $d_y \in \left[\frac{\lambda_{eff}}{2}, \frac{\lambda_0}{2} \right]$, donde λ_{eff}

$\left(\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \right)$ es la longitud de onda efectiva en la superficie del parche, y hace referencia al efecto que el substrato dieléctrico tiene en la distribución de cargas del conjunto. Así mismo, conviene señalar que λ_0 es la longitud de onda en el vacío, y su valor es siempre superior al de λ_{eff} . Una fórmula que nos permite calcular el valor de ϵ_{eff} , así como una explicación más detallada acerca de la significación física de éstas y otras constantes puede consultarse en [1]. El hecho de que los parches se hallen a una distancia cercana a la mitad de la longitud de onda de propagación se debe a que se busca lograr una interferencia constructiva de los campos radiados por cada uno de ellos. La distancia real a la que se posicionan los parches se obtiene mediante simulación, siguiendo una técnica de ensayo y error en torno a los valores teóricos calculados. Dicha distancia se halla protegida por la política de privacidad de la compañía y no puede mencionarse en este trabajo.

La agrupación está alimentada en serie, conectando la alimentación al parche 1 (situado en la parte inferior de la Figura 1-1). De entre las diferentes técnicas existentes para alimentar este tipo de circuitos se ha elegido la denominada “probe feed” durante las simulaciones con FEKO. FEKO, (abreviatura en alemán de “Cálculo de campos para objetos de geometría arbitraria”) es el programa de cálculo de campos electromagnéticos usado para la evaluación de las soluciones mencionadas en este trabajo. Su método de trabajo se basa en la formulación integral de las ecuaciones de Maxwell mediante el Método de los Momentos (MoM). Más información acerca de su funcionamiento y capacidad puede consultarse en [6].

Más información acerca de las posibles técnicas de alimentación de circuitos con antenas microstrip puede encontrarse en [5], aunque este tema será tratado en profundidad en el capítulo 2 RED DE ALIMENTACIÓN del presente documento.

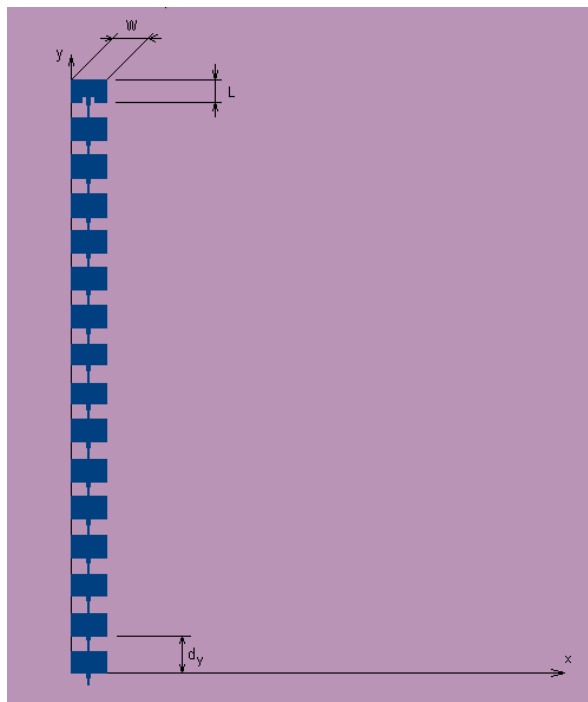


Figura 1-1 Agrupación uniforme de 16 parches a lo largo del eje-Y, o agrupación 1x16

Volviendo de nuevo a la Figura 1-1, puede observarse que en la parte superior de la agrupación (en el 16º parche) aparece un corte a ambos lados de la línea de transmisión que alimenta dicho parche. Estos cortes han sido realizados con una doble finalidad: Por un lado proporcionan una adaptación de impedancias al final de la línea de transmisión que evitará posibles reflexiones de corriente. Por otro lado favorecen la radiación de energía del circuito final.

Tras una cuidadosa observación de la Figura 1-1 se puede apreciar que las líneas de transmisión que conectan unos parches con otros son ligeramente más anchas justo a la entrada de los parches. Esto se debe a que la impedancia de entrada de un parche rectangular depende de su longitud L y su anchura W , y esta parte más ancha de la línea se corresponde con un transformador de impedancias que adapta las impedancias de la línea de transmisión y la de entrada del parche a un valor deseado de 50Ω .

Una explicación detallada acerca del cálculo de la impedancia de entrada de una antena de tipo parche puede encontrarse en [1] y [2]. La teoría acerca de adaptación de impedancias en líneas de transmisión puede consultarse en [3] y [5]. Por último, señalar que en el 6.3 “ANNEX 3: RECTANGULAR PATCH RADIATION THEORY”, así como en [1], [2] y [5] se puede encontrar información sobre los principios de radiación de las antenas de tipo parche.

Nuestro trabajo comienza con la simulación, con la herramienta FEKO, mencionada anteriormente, del comportamiento de la agrupación de 1x16 parches dibujado en la Figura 1-1. El fichero “.pre” FEKO creado para llevar a cabo esta simulación puede verse en el punto 6.2.3 del “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE”.

Con este circuito se obtienen muy buenos resultados de radiación en elevación, pero no ocurre así en azimuth. Un gráfico con las ganancias en azimuth y elevación ha sido añadido en la Figura 6-2 del punto 6.1.2 “Theoretical results of the 1x16 array” del anexo

6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”. En ella se puede ver que la máxima ganancia alcanza los 17,5 dB en ambos casos. Sin embargo, mientras el ancho de haz a -3 dB en elevación presenta unos valores adecuados para la finalidad de nuestro circuito con un valor de 8°, el ancho de haz en azimuth es de 76° con un lóbulo principal prácticamente plano. Su valor debería estar en torno a los 5°.

De cara a ajustar el ancho de haz en azimuth a valores más adecuados se propone el uso de copias de esta agrupación 1x16 convenientemente equiespaciadas a lo largo del eje-X con el fin de configurar una agrupación plana. En primer lugar habrá que determinar cuántas copias del “array 1x16” usaremos y qué distancia d_x habrá que dejar entre cada una.

Por una parte, para fijar el valor de la distancia d_x seguiremos el mismo principio usado para hallar la distancia d_y entre los parches de la agrupación 1x16. Esto es, dicha distancia será un valor próximo a la mitad de la longitud de onda con el objeto de acotar el margen visible sin que aparezcan lóbulos de difracción y de cara a obtener una interferencia constructiva entre las distintas agrupaciones. El valor final de la distancia se obtendrá mediante repetidas simulaciones, y estará de nuevo comprendido entre la mitad de la longitud de onda efectiva sobre el dieléctrico, y la mitad de la longitud de onda en el vacío; dado que un factor importante está asociado con el acoplamiento entre elementos próximos.

Por otro lado, el número de copias de la agrupación a usar surge de forma clara. Se planteó incrementar el número de elementos de la agrupación plana a lo largo del eje X en mayor cantidad que en el eje Y de cara a reducir en mayor grado el ancho de haz a -3 dB en azimuth con objeto de verificar los requisitos establecidos. A consecuencia de esto se probaron diferentes modelos, y se obtuvo que los más eficientes eran los agrupaciones de 20x1x16 y 24x1x16, o simplemente 20x16 y 24x16. La agrupación de 20x16 parches se muestra en la Figura 1-2 para facilitar al lector la comprensión de sus dimensiones.

La agrupación de 24x16 parches es completamente análoga a la presentada en la Figura 1-2. En ambas se usa como técnica de alimentación la técnica “probe feed” para las simulaciones con FEKO, con los mismos valores de amplitud y potencia, generando una agrupación plana uniformemente alimentada. La distancia entre cada agrupación 1x16 es siempre la misma e igual a d_x . La única diferencia entre ambos circuitos es el número de copias de la agrupación 1x16 usadas. Los ficheros creados para definir la geometría de estos circuitos pueden ser consultados en el anexo 6.2 “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE”. El punto 6.2.4 del citado anexo se ocupa de la agrupación 20x16, mientras que el punto 6.2.5 lo hace de la 24x16.

Los resultados obtenidos con las simulaciones se incluyen en las Figura 1-3 y Figura 1-4, así como en el punto 6.1.4 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”. Como se puede apreciar en ellas, el comportamiento en azimuth ha experimentado una franca mejoría alcanzando un ancho de haz de 5°. Dado que estas agrupaciones cumplen los requerimientos pedidos en la “Tabla 0-1 Requisitos del conjunto emisor-receptor del sistema ACC2” del punto 0.2 “ACC: Especificaciones del Subsistema Emisor-Receptor” de la introducción, pueden ser considerados como soluciones factibles a nuestro propósito.

Sin embargo, la ganancia en elevación presenta ahora peores características de las que tenía en la agrupación 1x16 tal y como se puede ver en la Figura 1-4. Mientras que el ancho del haz principal permanece casi sin variación con un valor de 8°, los lóbulos secundarios presentan niveles más altos de potencia, son más anchos y casi planos. Aunque se sigue manteniendo la relación lóbulo principal a secundario (con un valor rondando los 11 dB), la ausencia de ceros de radiación en el diagrama de elevación en

esos lóbulos secundarios no resulta recomendable para nuestra aplicación. De hecho, dicho diagrama de radiación podría dar lugar a resultados erróneos a causa de la recepción multicamino tras la reflexión en el suelo. Debido a todos estos factores sería aconsejable buscar una solución más apropiada antes de tomar una decisión final. La causa por la cual se producen estos resultados es que la alimentación de las agrupaciones es uniforme con separación uniforme, en lugar de usar una distribución de alimentación de tipo Dolph-Tschebyscheff para la reducción de lóbulos secundarios. Dicha distribución puede consultarse en [5].

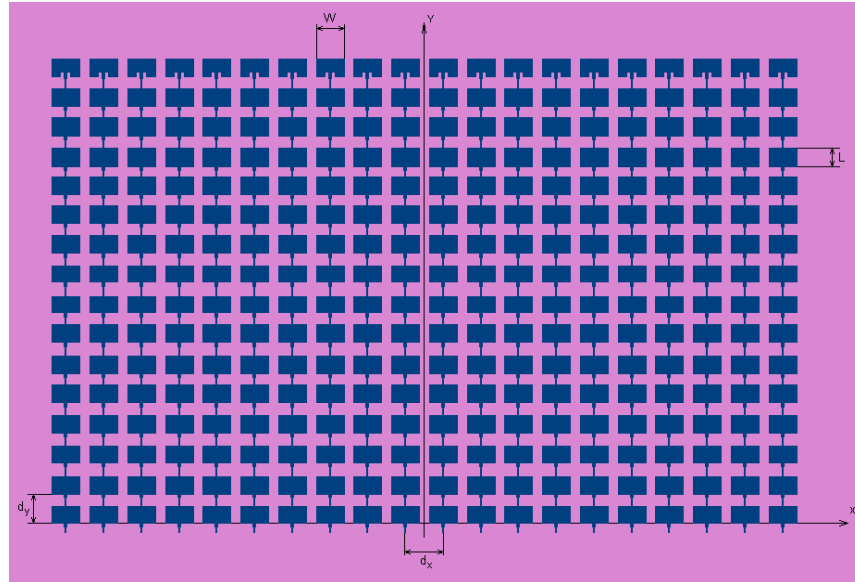


Figura 1-2 Esquema de la agrupación de 20x16 parches

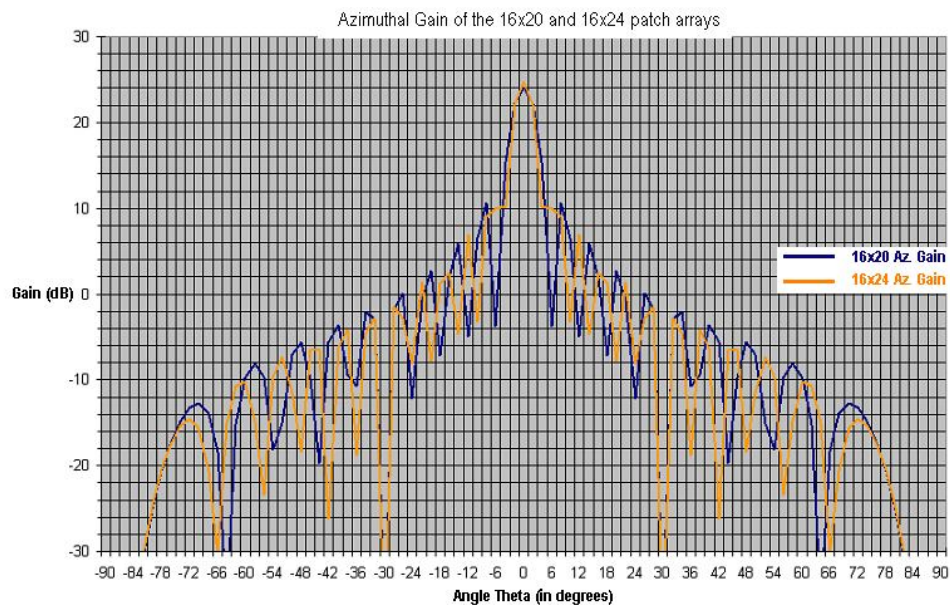


Figura 1-3 Ganancia en azimuth de los agrupaciones 20x16 (en azul) y 24x16 (en naranja)

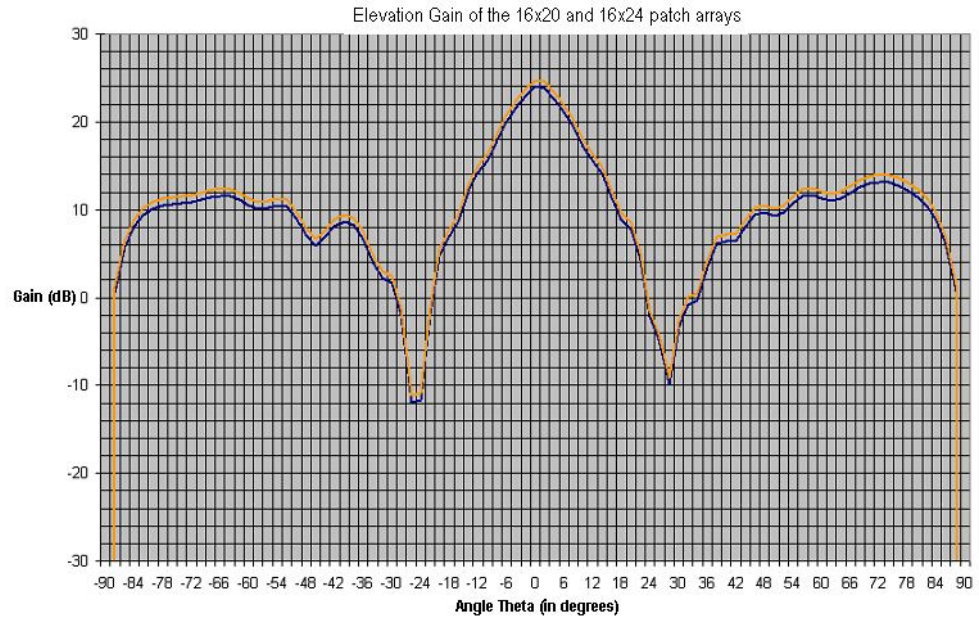


Figura 1-4 Ganancia en elevación de los agrupaciones 20x16 (en azul) y 24x16 (en naranja)

En el siguiente punto de este capítulo trataremos en detalle una solución alternativa, consistente en el uso de una lente aplanática colocada sobre una agrupación de parches rectangulares de manera que focalice la radiación total del conjunto. Tras estudiar ambas opciones se tomará una decisión acerca de qué circuito pasará a la siguiente fase: la fabricación de varios modelos de test.

1.2 AGRUPACIÓN CON LENTE CILÍNDRICA

El uso de lentes electromagnéticas se está convirtiendo en una práctica cada vez más interesante, pues permite la reducción del tamaño efectivo de las antenas o agrupaciones manteniendo sus características de radiación.

Conceptualmente, una lente electromagnética presenta pocas diferencias con respecto a una lente ordinaria usada en óptica: ambas presentan una curvatura y una distancia focal, desviando la radiación que las atraviesa hacia un punto focal determinado. Pese a ello, su aspecto es bastante diferente, ya que una lente electromagnética no tiene por qué ser transparente. Una lente electromagnética está fabricada con un material dieléctrico cuyas propiedades electromagnéticas hacen que la radiación incidente con una determinada frecuencia y ángulo de llegada converja hacia un punto focal. La referencia [11] de la bibliografía ofrece una descripción detallada de la teoría del funcionamiento de las lentes electromagnéticas.

De este modo, cuando una lente se sitúa sobre una antena modifica el diagrama de radiación de ésta resultando en un menor ancho de haz a -3 dB. La Figura 6-6 del punto 6.1.5 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS” sirve para ilustrar y clarificar el fenómeno. Dado que nuestra aplicación precisa un ancho de haz bastante estrecho, el uso de lentes puede ser de gran ayuda para alcanzar los requisitos estipulados.

La generación del sistema ACC presente actualmente en el mercado hace uso de una lente aplanática como ya se mostró en la Figura 0-2 de la introducción. Debido a ello, la primera agrupación que probaremos como solución será la usada en el sistema precedente, ACC2+, pero con ligeras variaciones. Mientras que aquél consistía en una agrupación de tres antenas polyrod equiespaciadas a lo largo del eje Y con una lente circular colocada sobre ellas, la solución que ahora proponemos hará uso de antenas tipo parche rectangular con una lente cilíndrica superpuesta. La Figura 1-5 presenta un esquema de la agrupación propuesta.

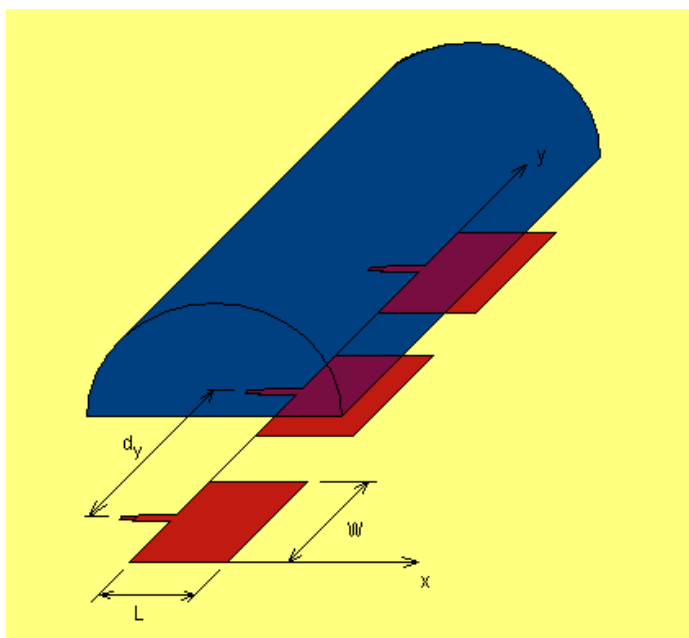


Figura 1-5 Esquema de la agrupación 1x3 con lente cilíndrica

En la Figura 1-5 puede observarse que los parches han sido rotados 90°. Esto es debido a la técnica de alimentación usada durante las simulaciones con FEKO. En ellas cada parche es alimentado de forma individual en lugar de usar una alimentación en serie. La razón que motiva este cambio no es otra que el ahorro de tiempo de trabajo de CPU

durante las simulaciones (en los agrupaciones de 20x16 y 24x16 donde la alimentación en serie era inevitable, cada simulación podía durar en torno a las 7 horas). Por otro lado, esta rotación de los parches sólo va a afectar a la polarización de las ondas emitidas.

Aunque la concepción de la agrupación es totalmente diferente, las dimensiones de los parches usados son las mismas que en el punto 1.1 “Agrupación sin lente” anterior. Y al igual que entonces, no pueden ser mencionadas en este trabajo. Por el contrario, la distancia d_y entre parches adyacentes sí que experimenta una ligerísima variación pese

a estar de nuevo comprendida en el rango $\left[\frac{\lambda_{eff}}{2}, \frac{\lambda_0}{2} \right]$.

Dado que FEKO no cuenta con ninguna opción que permita calcular los efectos de una lente superpuesta al problema a tratar, será necesario el uso de otro programa de simulación. Dicho programa se llama LISSY, y fue creado por el director de este proyecto, el Dr. Ing. Thomas Binzer, para el Robert Bosch Group GmbH. LISSY usa como entrada los ficheros con extensión “.ffe” generados por FEKO, consiguiendo así poder calcular el efecto de la colocación de una lente sobre cualquier estructura simulada con FEKO. Debido a este trabajo simbiótico entre ambas aplicaciones, LISSY posee una interfaz totalmente análoga a la de EditFEKO.

LISSY usa diferentes comandos de texto para determinar la posición de la lente en relación al elemento radiante, las características del material dieléctrico con el que está construida, etc. Estos comandos se introducen en un fichero de texto con extensión “.pre” (como los de FEKO) que será leído por LISSY. Más detalles acerca del funcionamiento y manejo de este programa se pueden encontrar en el anexo 6.5 “ANNEX 5: LISSY MANUALS (IN GERMAN)”, y de forma más sucinta pero en versión en inglés en el punto 6.2.1.3 del anexo 6.2 “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE”.

Con todo lo comentado en los dos párrafos previos, antes de utilizar LISSY hemos de decidir qué circuito presenta las mejores características de radiación usando FEKO. En consecuencia, la agrupación de 1x3 parches es simulada con FEKO usando diferentes combinaciones de alimentación a la entrada.

En primer lugar, los 3 parches son alimentados con intensidades que presentan la misma amplitud y fase, lo que se conoce como alimentación uniforme. A resultados de ello se obtienen las figuras del punto 6.1.6 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”, en las que el patrón de radiación en azimuth es prácticamente plano para todo θ , mientras que la ganancia en elevación tiene un mejor aspecto al estar los 3 parches ubicados a lo largo del eje Y. Como era de esperar, el diagrama de elevación presenta simetría respecto a $\theta = 0^\circ$, y la relación de lóbulo principal a secundario tiene un valor de 13 dB. El fichero “.pre” FEKO usado para describir este montaje se adjunta en el punto 6.2.6 del anexo 6.2 “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE”.

Sin embargo, estos resultados pueden verse mejorados introduciendo cambios tanto en la amplitud como en la fase con que son alimentados los parches.

Comenzaremos modificando la amplitud de entrada. Tomando el parche central como referencia, si reducimos la amplitud de corriente a la entrada de los parches adyacentes podemos ajustar la forma y el nivel de los lóbulos secundarios. Para lograrlo, los tres parches serán alimentados con la misma señal, pero multiplicada por un factor de amplitud comprendido en el rango $[0, 1]$, esto es, atenuada de diferente forma. En adelante y para facilitar la nomenclatura mencionaremos los factores de amplitud que afectan a cada parche en orden descendente según la posición que ocupan en el eje Y (es decir, el primer factor corresponderá al parche situado en la parte superior $y > 0$, el siguiente al central $y = 0$, y el último al inferior $y < 0$).

En el punto 6.1.7 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS” se muestran los diagramas de radiación tanto en azimuth como en elevación. A continuación, en la Figura 1-6 pueden verse únicamente los correspondientes a la elevación, ya que es éste el patrón que experimenta variación. De la Figura 1-6 se infiere que la configuración que más ventajas nos aporta es aquella con $V_{y\uparrow} = 0.5 V_{middle} = V_{y\downarrow}$, y que se correspondería con una alimentación triangular sobre pedestal. Esta configuración de alimentación presenta los lóbulos secundarios más bajos de todas las probadas. Como contrapartida, el ancho de haz aumenta ligeramente, como era de esperar. Pero este efecto es despreciable comparado con la atenuación conseguida en los lóbulos secundarios. En el punto 6.2.7 del anexo 6.2 “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE” se encuentra el fichero “.pre” FEKO usado para definir la configuración con $V_{y\uparrow} = 0.5 V_{middle} = V_{y\downarrow}$. Con pequeñas variaciones sobre ese fichero, tal y como se relata en dicho punto 6.2.7 se obtienen todas las configuraciones testeadas. Así mismo, en el punto 6.1.7 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS” figura una breve explicación acerca de la notación empleada en las gráficas para designar las diferentes configuraciones testeadas.

El siguiente aspecto a modificar para mejorar los diagramas de radiación es la fase de las alimentaciones que llegan a cada uno de los parches. De nuevo tomaremos al parche central como referencia de fases, y en los extremos introduciremos una diferencia de fase con respecto a esta señal.

En la Figura 1-7 se muestran los cambios que experimenta el diagrama en elevación de la agrupación alimentada con factores de amplitud 0,5-1-0,5 cuando los parches son alimentados introduciendo una cierta diferencia de fase entre ellos. De nuevo, en lo tocante a la nomenclatura, las variaciones de fase se enuncian empezando por el parche superior, luego el central, para terminar con el inferior a lo largo del eje Y. Además cabe destacar que si la diferencia de fases es positiva, quiere decir que la fase introducida en esa señal es mayor que en la central, y viceversa. En el punto 6.1.8 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS” se pueden consultar estos diagramas tanto para azimuth como para elevación.

Se probó con un número mayor de diferencias de fase, pero no se han introducido en la Figura 1-7 para mantener su legibilidad. Como puede verse, una variación en la fase de la señal de entrada conlleva un cambio en la forma y en los niveles de potencia de los lóbulos secundarios atendiendo al desplazamiento en el margen visible. De hecho, introduciendo un desfase considerable podemos hacer desaparecer uno de los lóbulos secundarios. Sin embargo, esto no es muy ventajoso debido a la desviación que se introduce en la dirección de máxima radiación con respecto a $\theta = 0^\circ$.

Considerando la desviación respecto a $\theta = 0^\circ$ y la forma de los lóbulos secundarios, la configuración más adecuada para ser colocada junto con la lente cilíndrica es la siguiente:

$$V_{y\uparrow} = 0.5 V_{middle} = V_{y\downarrow} \quad \text{Ec. 1-1}$$

$$\Delta\varphi_{y\uparrow-middle} = 12.5^\circ = -\Delta\varphi_{middle-y\downarrow} \quad \text{Ec. 1-2}$$

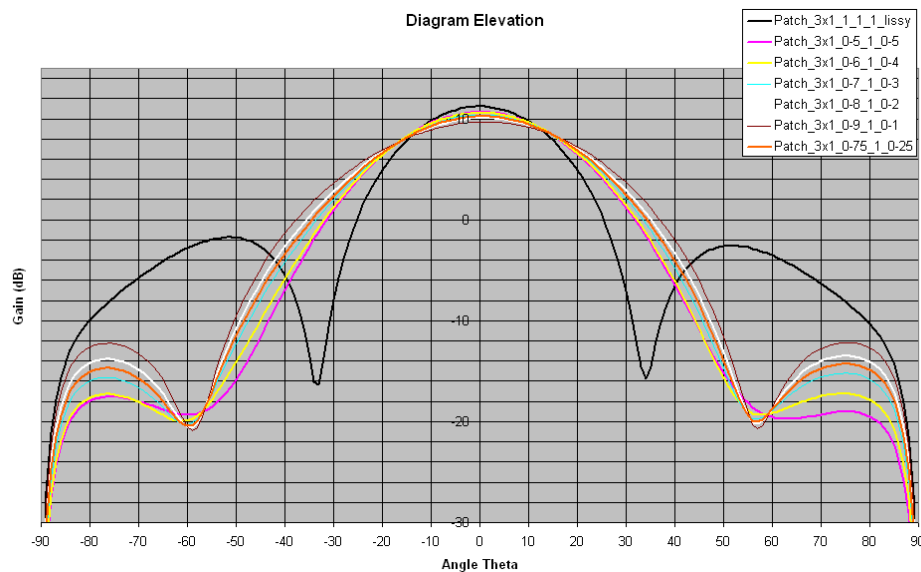


Figura 1-6 Comparación de las ganancias en elevación para las diferentes configuraciones de amplitud probadas

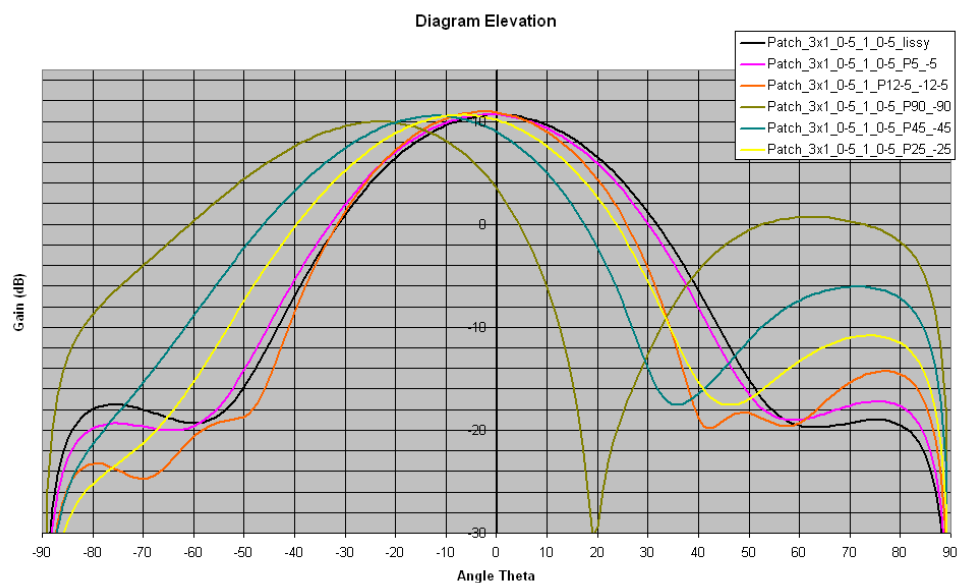


Figura 1-7 Comparación de los diagramas de elevación obtenidos introduciendo diferentes fases de alimentación en el esquema con amplitudes 0,5-1-0,5

Esta configuración es denominada como "Patch_3x1_0-5_1_0-5_P12-5_-12-5" en la Figura 1-7 y en el punto 6.1.8 del anexo 6.1 "ANNEX 1: GRAPHICS". El fichero ".pre" FEKO necesario para obtener estos resultados se incluye en el punto 6.2.8 del anexo 6.2 "ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE".

Finalmente, una vez elegida la configuración de la agrupación, se recurre al programa LISSY para simular los efectos de superponerle una lente. El fichero con extensión ".pre" donde se define la geometría de la lente, su composición, su distancia a la agrupación, así como que campos han de ser obtenidos figura en el punto 6.2.9 del anexo 6.2. Los resultados se muestran en las Figura 1-8 y Figura 1-9, así como en el punto 6.1.9 del anexo 6.1.

En las Figura 1-8 y Figura 1-9 se aprecia una franca mejoría en los diagramas tanto de azimuth como de elevación al verse reducido el ancho de haz a -3 dB y aumentado el nivel de ganancia para el lóbulo principal. Este incremento de ganancia se debe al efecto de confinamiento que la lente introduce en la radiación del conjunto. Esto es, hay mayor número de ondas confinadas en un menor ángulo, lo que lleva a una adición de las contribuciones de campos que antes de la lente tenían ángulos diferentes. De este modo, a la salida de la lente estas ondas salientes con el mismo ángulo se suman, contribuyendo a alcanzar un mayor nivel de potencia radiada.

Sin embargo, mientras el diagrama en elevación presenta una ganancia máxima de 20 dB y un ancho de haz a -3 dB de 6°, el patrón en azimuth debe corregirse de alguna manera, pues posee un ancho de haz demasiado amplio para nuestros objetivos.

La única corrección posible consiste nuevamente en el uso de copias de esta agrupación equiespaciadas a lo largo del eje X. Es decir, debemos usar una agrupación plana bidimensional o matricial como ya sucedía en el apartado 1.1.

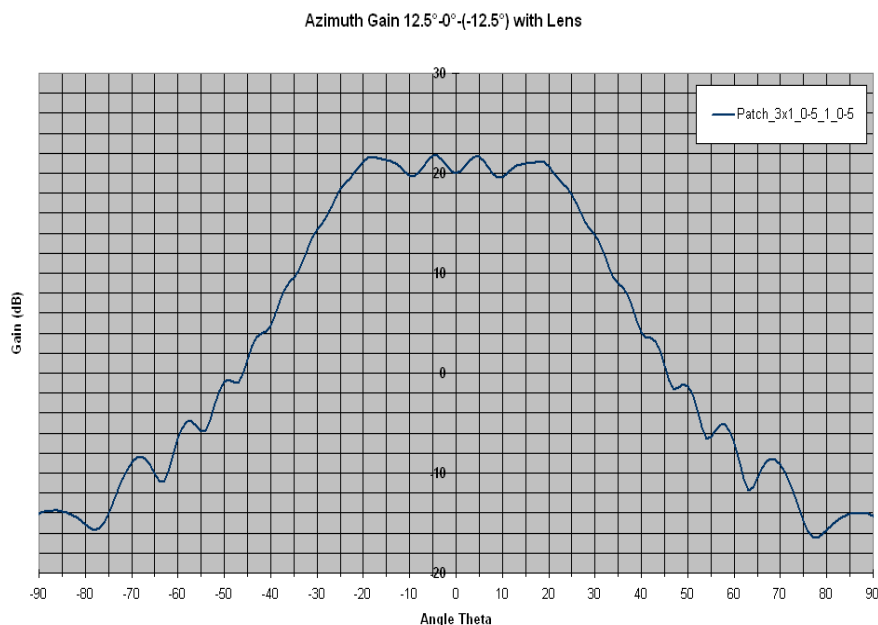


Figura 1-8 Ganancia en azimuth obtenida por el circuito alimentado con amplitudes 0,5-1-0,5 y fases 12,5-ref.fase- (-12,5) en conjunción con una lente cilíndrica

Después de testear diversos agrupaciones, los más adecuados resultaron ser la agrupación de 20x1x3 parches, o sencillamente de 20x3; y la de 24x1x3 parches (abreviada 24x3). Una se compone de veinte copias de la agrupación de 1x3 parches definida en las Ec. 1-1 y Ec. 1-2. Es decir, veinte copias de la agrupación con la que se obtienen los diagramas de la Figura 1-8 y la Figura 1-9. La otra, de veinticuatro copias del mismo “array 1x3”.

La distancia entre agrupaciones consecutivas ha de ser calculada de nuevo, aunque esta vez va a estar comprendida en el rango $[\lambda_{eff}, \lambda_0]$. Esta mayor distancia vuelve a dotar al sistema final de interferencia constructiva, así como de un mayor espacio para colocar la red de alimentación a construir, y que será tratada en el capítulo 2 del presente trabajo. La distancia real usada se obtiene de nuevo mediante simulación, y no puede mencionarse aquí debido a la política de confidencialidad del grupo Bosch.

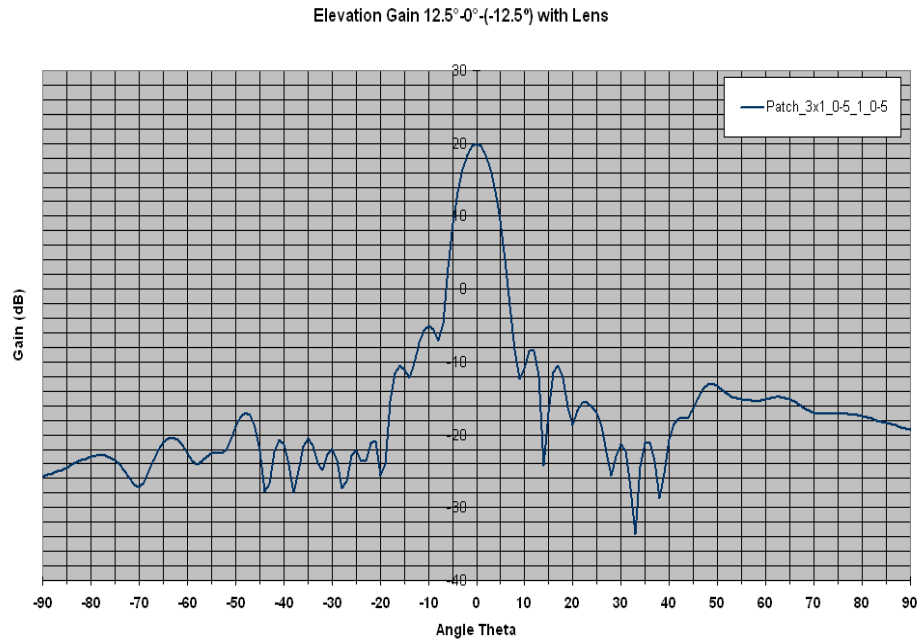


Figura 1-9 Ganancia en elevación obtenida por la agrupación de 3 parches alimentado con amplitudes 0,5-1-0,5 y desfases 12,5-ref. fase-(-12,5) en combinación con una lente cilíndrica

Las Figura 1-10 y Figura 1-11 contienen los resultados finales obtenidos en azimuth y elevación respectivamente, los cuales también han sido incluidos en el punto 6.1.10 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”. Los ficheros “.pre” FEKO en que se definen la geometría de las agrupaciones usados posteriormente para ejecutar LISSY se adjunta en los puntos 6.2.10 (agrupación 20x3) y 6.2.11 (agrupación 24x3) del anexo 6.2 “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE”. Más concretamente, el fichero de salida con extensión “.ffe” que genera FEKO al modelar estas agrupaciones es el que se usa como input de LISSY.

Como puede apreciarse en la Figura 1-10, el nivel de ganancia en la dirección del máximo de radiación alcanza el nada despreciable valor de $31,23\text{ dB}$. El ancho de haz a -3 dB es de 4° , algo menor que el requerido en la Tabla 0-1 Requisitos del conjunto emisor-receptor del sistema ACC2” del capítulo 0 INTRODUCCIÓN. Finalmente, destacar que la relación de lóbulo principal a secundario de $16,32\text{ dB}$ es un valor muy adecuado con el que se evitan reflexiones indeseables de objetos presentes en carriles laterales.

En cuanto a los resultados en elevación mostrados en la Figura 1-11 podemos estar también satisfechos con una ganancia máxima de $32,35\text{ dB}$ y un ancho de haz de 6° a -3 dB , que está algo por encima de los requerimientos de la Tabla 0-1., donde se pedía que fuese de 5° . No obstante, este diagrama presenta todavía una ventaja destacable, pues la relación de lóbulo principal a secundario es tan alta ($36,92\text{ dB}$) que casi podemos garantizar que el valor de las señales que provengan de reflexiones en el suelo, aun en el caso más adverso, como puede ser en presencia de hielo, serán prácticamente despreciables a la entrada del receptor.

Los resultados son prácticamente iguales en las dos agrupaciones testeados, 24x3 y 20x3. Por lo que nos decantaremos por este último (20x3) al igual que hicimos en la sección 1.1. Esta decisión se basa en el ahorro de consumo, espacio y dinero que supone usar una agrupación con un menor número de parches.

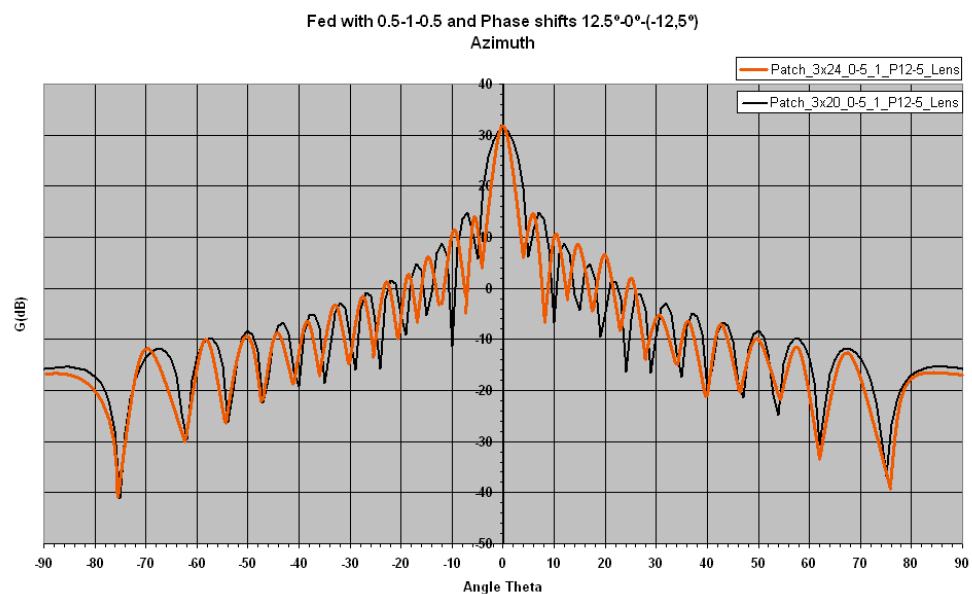


Figura 1-10 Diagrama en azimuth de las agrupaciones 20x3 y 24x3 con lente, alimentadas con amplitudes 0,5-1-0,5 y diferencia de fases de $12,5^{\circ}$ -ref. fases- ($-12,5^{\circ}$)

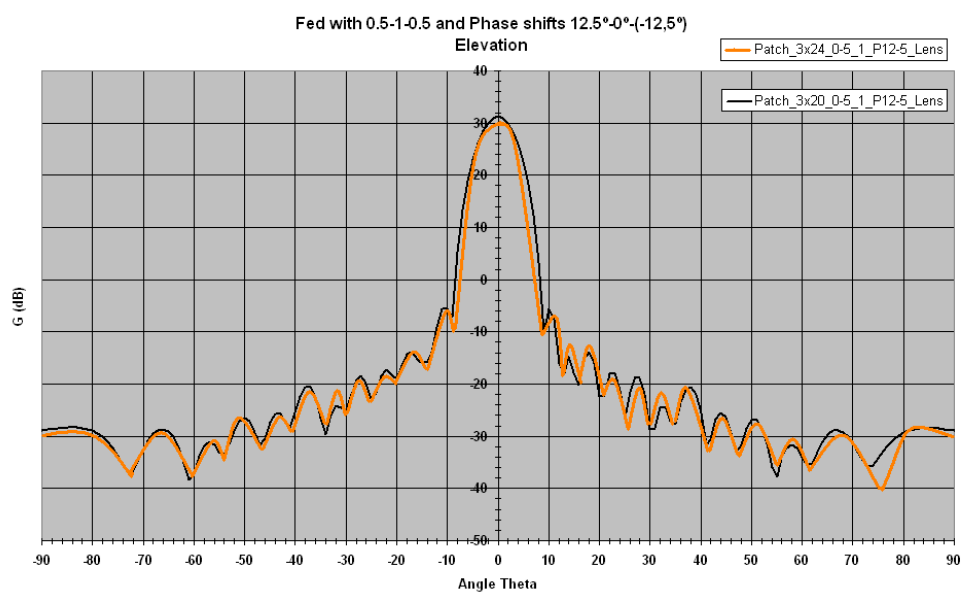


Figura 1-11 Ganancia en elevación de las agrupaciones 20x3 y 24x3 con lente, alimentadas con amplitudes 0,5-1-0,5 y diferencia de fases de $12,5^{\circ}$ -ref. fases- ($-12,5^{\circ}$)

1.3 CONCLUSIONES

Como resultado del estudio detallado de las soluciones propuestas en los puntos 1.1 y 1.2 puede deducirse que la agrupación de 20x3 parches con lente cilíndrica es el montaje más adecuado para el sistema ACC, ya que cumple con todos los requisitos enunciados en el punto 0.2 de la introducción. De cara a facilitar la comprobación de esta aseveración se incluyen la Figura 1-12 y Figura 1-13, que establecen una comparativa entre los diagramas de radiación de las dos configuraciones propuestas a lo largo del presente capítulo. Estas Figura 1-12 y Figura 1-13 también se incluyen en el punto 6.1.11 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”.

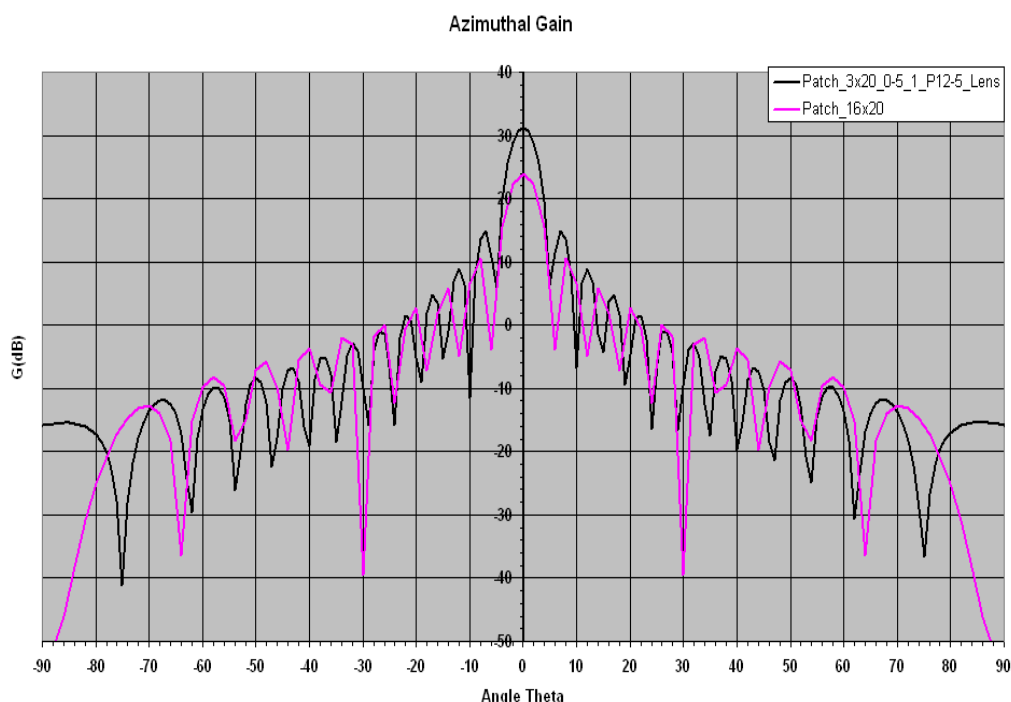


Figura 1-12 Comparación de las ganancias en azimuth entre la agrupación de 20x16 parches y la agrupación de 20x3 parches con lente.

Como puede verse en la Figura 1-12, el comportamiento de las dos soluciones propuestas es muy similar en azimuth, pese a que la agrupación de 20x3 parches con lente presenta unos mayores niveles de ganancia. Sin embargo es en el comportamiento en elevación donde surgen las mayores diferencias. Tal y como muestra la Figura 1-13, la agrupación de 20x3 parches con lente presenta un diagrama de radiación en elevación muy adecuado a nuestros propósitos con bajos niveles de ganancia en los lóbulos secundarios y un ancho de haz a -3 dB reducido. En esto, aventaja de forma abrumadora a la agrupación de 20x16 parches sin lente, que tiene un diagrama en elevación con amplísimos lóbulos secundarios (tanto en anchura como en amplitud).

Estos hechos nos llevan a destacar la gran mejoría aportada por la lente, que permite alcanzar mayores niveles de ganancia reduciendo el número de parches de la agrupación hasta en un 82%. Esto conlleva una importante rebaja en el consumo del circuito, lo que es muy ventajoso al tener que alimentar nuestro sistema con la batería del vehículo en el que va montado.

Por todos estos motivos la decisión a tomar es sencilla. El circuito que será fabricado y testeado en cámara anecoica será la agrupación de 20x3 parches con una lente cilíndrica superpuesta.

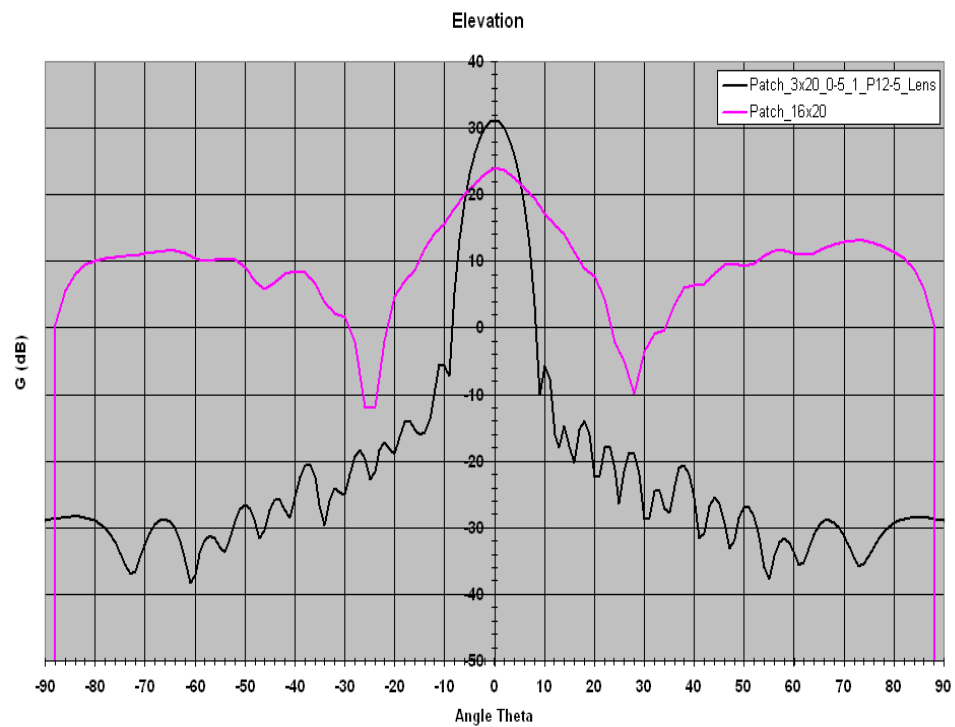


Figura 1-13 Comparación de las ganancias en elevación entre la agrupación de 20x16 parches y la agrupación de 20x3 parches con lente

2. RED DE ALIMENTACIÓN

2.1 INTRODUCCIÓN

Una vez hallada la configuración que cumple los requisitos del sistema ACC2, la siguiente tarea a afrontar es el diseño de un circuito que lo alimente y que permita hacer de este montaje una solución factible.

A resultas de todo lo discutido en el capítulo 1, nos decantamos como solución por la agrupación de 20x3 parches con lente cilíndrica superpuesta. Es decir, 20 copias del “array 1x3” que presentaba las peculiaridades en su alimentación referidas en las Ec. 1-1 y Ec. 1-2 y que reproducimos aquí por comodidad:

$$V_{y\uparrow} = 0.5 V_{middle} = V_{y\downarrow} \quad \text{Ec. 2-1}$$

$$\Delta\varphi_{y\uparrow-middle} = 12.5^\circ = -\Delta\varphi_{middle-y\downarrow} \quad \text{Ec. 2-2}$$

Estas 20 agrupaciones 1x3 se disponen equiespaciados a lo largo del eje X, y a todas ellas ha de llegar una misma señal de alimentación, con idéntica amplitud y fase. Finalmente, todo el conjunto es colocado bajo una lente cilíndrica fabricada con un determinado material dieléctrico.

Durante el modelado del circuito, cada parche de la solución final era alimentado de forma individual para ahorrar tiempo de simulación con FEKO. Sin embargo, los parches van a ser alimentados ahora desde un único punto. Por tanto, va a ser el circuito de alimentación el encargado de suministrar las amplitudes y fases adecuadas a la entrada de todos y cada uno de los 60 parches que componen nuestra agrupación de 20x3.

El diseño de la red puede, en consecuencia, dividirse en dos etapas. En la primera nos enfrentamos al problema de alimentar la agrupación de 1x3 parches en serie, pero con diferente amplitud y fase para cada parche. En la segunda se aborda la alimentación de las 20 agrupaciones de 1x3 parches con un esquema en paralelo que asegure la misma amplitud y fase a la entrada de todos ellos.

De acuerdo con lo dicho hasta ahora, este capítulo se divide en tres secciones. La primera se dedica a la elección de una técnica de alimentación para circuitos de microtira. Las dos siguientes se centran en las etapas de diseño del circuito de alimentación anteriormente mencionadas.

2.2 TÉCNICA DE ALIMENTACIÓN

Se ha de elegir una de entre las diferentes técnicas más ampliamente conocidas para alimentar una antena de tipo parche. Como la energía recibida por la antena debe radiarse con la máxima eficiencia posible, se requiere una buena adaptación con la fuente. Hay una gran variedad de técnicas sencillas de fabricar y con buenas propiedades de adaptación, sin embargo, las cuatro siguientes son las más usadas:

- Línea Microstrip o Microtira
- Conector Coaxial
- Aperture Coupling
- Proximity Coupling

Todas ellas son descritas en detalle en multitud de textos de antenas, y una descripción más genérica puede hallarse en [5]. No obstante, las dos más interesantes son las dos primeras: Línea Microstrip y Conector Coaxial. La Figura 2-1 esquematiza su funcionamiento.

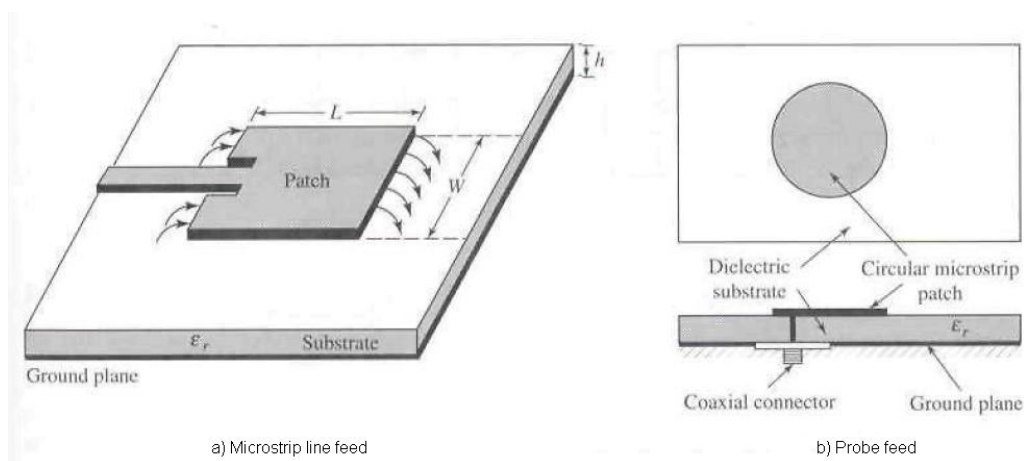


Figura 2-1 Técnicas de alimentación de antenas tipo parche: a) Línea Microtira b) Conector Coaxial

A lo largo del capítulo 1, cada uno de los parches de la solución era alimentado por separado durante las simulaciones. **La técnica usada con FEKO** para lograrlo era la del **Conector Coaxial** (o "coaxial probe" en inglés). Esta técnica es un sistema de alimentación ampliamente utilizado y se puede observar en la Figura 2-1 b).

Además de sus cualidades propias (como la escasa radiación de espurios, el sencillo acoplamiento a cables coaxiales disponibles en el mercado, la fácil fabricación, etc.), el uso de esta técnica durante el proceso de modelado tiene 2 motivos fundamentales. El primero es el ahorro de tiempo de uso de CPU (siempre deseable). El segundo y primordial es la facilidad que FEKO ofrecía para su uso. De hecho FEKO posee un comando específico para alimentar circuitos definiendo un segmento de corriente entre dos puntos. Una vez que dichos puntos han sido definidos, la amplitud y la fase del voltaje insertado a través de ese segmento de cable pueden ajustarse a voluntad. Es la etiqueta "A1" de EditFEKO, y se adapta perfectamente a nuestros propósitos.

Sin embargo, una vez hallado el circuito más adecuado para nuestra solución, nuestra tarea se centra en hacerlo viable en la práctica. Y un circuito con 20x3 conectores coaxiales acoplados a una placa de circuito impreso no es realizable para el sistema ACC2+. La forma de solventar esta limitación consiste en alimentar todos los parches con una única conexión a una fuente, junto con un circuito de alimentación que proporcione en cada parche la tensión adecuada.

Retomando el punto 0.3 de la introducción, una de las principales razones para proponer el uso de antenas de tipo “microstrip patch” era su capacidad para ser fácilmente integradas en un circuito impreso. De acuerdo con esto, nuestro circuito de alimentación estará compuesto de distintas secciones de líneas de transmisión de tipo “microstrip”, dado que su principio de funcionamiento es el mismo que el de las antenas de tipo parche y que son fácilmente impresas sobre una tarjeta de silicio. La única diferencia entre ellas estriba en que mientras la antena tipo parche favorece la radiación de energía, la línea microtira favorece la conducción de esa energía.

En consecuencia, **la técnica con que alimentaremos nuestra red será con la de Línea Microstrip o Microtira**. Consiste en conectar el parche a una tira de conductor, como puede verse en la Figura 2-1 a). Esta tira es más estrecha que el parche, pero ambos comparten el mismo sustrato dieléctrico y el mismo plano conductor. Es decir, la altura h y la permitividad dieléctrica ε_r del sustrato son las mismas para la antena y la línea microstrip.

Para estimular sus propiedades de radiación, la antena tipo parche requiere un sustrato más grueso y una menor permitividad dieléctrica ($h \uparrow, \varepsilon_r \downarrow$); mientras que una línea de transmisión microtira necesita justo lo inverso ($h \downarrow, \varepsilon_r \uparrow$) para evitar pérdidas de transmisión. Como es habitual en estos casos, se necesita alcanzar un compromiso entre ambos factores para llegar a una solución óptima. De acuerdo con [5], valores adecuados para el grosor del sustrato dieléctrico en una antena de tipo parche son los comprendidos en el rango $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$; mientras que la permitividad dieléctrica suele estar en el rango $2.2 \leq \varepsilon_r \leq 12$. **En nuestro caso, los valores de grosor, permitividad y tangente de pérdidas del sustrato usado con los siguientes: Altura del dieléctrico $h = 0.127 \text{ mm} = 0.0324 \lambda_0$, permitividad relativa del mismo $\varepsilon_r = 3.05$, y su tangente de pérdidas $\tan \phi = 0.0013$.**

Se han escogido estos valores dado que el principal objetivo de nuestro sistema es radiar energía a través de las antenas tipo parche; incluso cuando el circuito de alimentación presente más pérdidas de las que debiera y las líneas de transmisión sean algo más anchas de lo habitual para las distintas impedancias características usadas. Estos temas se tratan más detalladamente en las referencias [2], [3] y [5] de la bibliografía.

2.3 ALIMENTACIÓN DE LA AGRUPACIÓN DE 1X3 PARCHES

En este apartado se aborda el aspecto más complejo del diseño de la red de alimentación: El circuito serie que alimenta a la agrupación de 1x3 parches con amplitudes y fases diferentes para cada uno de ellos.

El parche rectangular usado en nuestro sistema como elemento radiante ha sido diseñado para presentar una impedancia de entrada de $Z_{in} = 50 \Omega$ (en realidad no llega a alcanzar este valor, por lo que se coloca un transformador $\lambda/4$ a su entrada para lograrlo). Consecuentemente, la impedancia característica de las líneas de transmisión microtira será de $Z_0 = 50 \Omega$ donde sea posible. Una explicación en detalle acerca de la teoría de líneas de transmisión y de los transformadores $\lambda/4$ puede ser consultada en [10].

Partiendo de esta aseveración, nuestra primera tarea consistirá en proporcionar las amplitudes adecuadas a la entrada de cada parche. A continuación, se ajustarán las diferencias de fase entre ellos.

2.3.1 Fijando la amplitud que llega a cada parche de la agrupación 1x3

La Ec. 2-1 establece que la amplitud en los parches de los extremos ha de ser la mitad de la amplitud en el parche central. Recurriendo a la relación cuadrática existente entre voltaje y potencia (esta relación sigue siendo aplicable a nuestro circuito, incluso con frecuencias del rango de las microondas sobre líneas de transmisión microstrip), las potencias a la entrada de cada uno de los parches pueden expresarse del siguiente modo:

$$P_{middle} = 4P_{y\uparrow} = 4P_{y\downarrow} \quad \text{Ec. 2-3}$$

Mediante la Ec. 2-3 podemos deducir la relación entre los Parámetros S de los distintos puertos del circuito. Pero antes de ir más allá sería razonable presentar un esquema del circuito al que nos referimos, detallando sus puertos y las potencias que deberían obtenerse en cada nodo del mismo. A tal efecto se incluye la Figura 2-2.

Como puede apreciarse en la Figura 2-2, el circuito consta de cuatro puertos. El puerto 1 es el punto de conexión con el circuito de alimentación paralelo que llega a las 20 agrupaciones, y los puertos 2, 3 y 4 son los parches rectangulares, ya que ellos son las impedancias de carga conectadas a estos puertos. Cabe destacar así mismo las diferentes anchuras de las líneas microstrip mostradas en la Figura 2-2. Esta variedad de anchuras es debida a las distintas impedancias características de las líneas de transmisión usadas, y se discutirá más ampliamente a lo largo del capítulo. Finalmente, la Figura 2-2 describe las potencias presentes en cada rama del circuito y que serán usadas en los desarrollos sucesivos. De hecho, la Ec. 2-3 puede ser reformulada usando la notación de la Figura 2-2 tal y como se muestra en la Ec. 2-4.

$$P_3 = 4P_2 = 4P_4 \quad \text{Ec. 2-4}$$

Fijándonos en la Figura 2-2 y recurriendo a la Ec. 2-4 se puede plantear un sencillo sistema de ecuaciones en el que las incógnitas son P_2 , P_3 y P_4 :

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= P_2 + P_3 + P_4 \\ P_2 &= \frac{1}{4} P_3 \\ P_4 &= P_2 \end{aligned} \right\} \quad \text{Ec. 2-5}$$

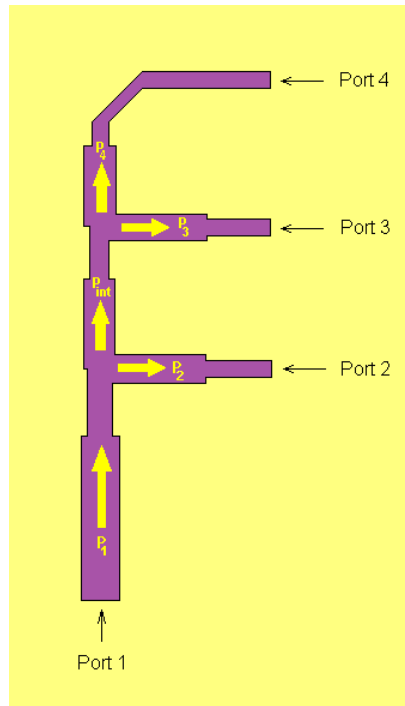


Figura 2-2 Distribución de potencias a lo largo de la agrupación de 1x3 parches

Resolviendo la Ec. 2-5 por el método de sustitución y expresando las soluciones en función de la potencia de entrada P_1 se obtienen los siguientes resultados:

$$P_2 = P_4 = \frac{1}{6} P_1 \quad \text{Ec. 2-6}$$

$$P_3 = \frac{4}{6} P_1 \quad \text{Ec. 2-7}$$

Sin embargo, la potencia que llega a un puerto no es una medida muy usual en circuitos de microondas, mientras que sí resulta muy común el uso de los Parámetros S. Los parámetros S, o de Scattering, son un conjunto de valores que describen la transmisión y reflexión de las ondas que viajan a través de un circuito para una frecuencia determinada. Se usan habitualmente para caracterizar circuitos o redes de alta frecuencia, donde los modelos más sencillos usados a frecuencias más bajas dejan de ser válidos. La referencia [9] de la bibliografía aporta un estudio mucho más detallado de estos parámetros.

Una red de N puertos queda totalmente definida en su comportamiento a una frecuencia determinada a través de la matriz de dimensión $N \times N$ de todos sus parámetros S. En nuestro caso, al tener 4 puertos, necesitaremos de una matriz 4×4 para saber los índices de potencia reflejada y transmitida en cada puerto. No obstante, los aspectos primordiales de nuestra red son dos:

- i. Tener una buena adaptación de impedancias entre nuestras cargas y el circuito
- ii. Tener una buena adaptación de impedancias entre la entrada de nuestro agrupación 1x3 y el circuito de alimentación

El primero resulta clave para que no haya reflexiones de potencia a la entrada de nuestros parches rectangulares, pues son nuestra carga, y como elementos radiantes del sistema deben recibir la máxima potencia disponible, sin reflejar nada. Mientras que la importancia del segundo radica en que nuestro circuito va a conectarse a una fuente (o a otro circuito que sí irá conectado a una fuente) y nos interesa una impedancia de entrada, cuando coloquemos los parches en sus respectivos puertos, igual a la del generador, para que así toda la potencia suministrada sea aprovechada sin que haya reflexiones.

De acuerdo a lo expuesto en los dos párrafos previos, de los 16 parámetros S que hay en nuestra red de alimentación de la agrupación de 1x3 parches, los determinantes son los siguientes:

$ S_{11} ^2 = \frac{\text{Potencia reflejada a la entrada de la red}}{\text{Potencia incidente a la entrada de la red}}$
$ S_{21} ^2 = \frac{\text{Potencia entregada a una impedancia } Z_0 \text{ en el puerto 2}}{\text{Potencia dada por una fuente en puerto 1 con impedancia } Z_0} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{6}$
$ S_{31} ^2 = \frac{\text{Potencia dada a una impedancia } Z_0 \text{ en el puerto 3}}{\text{Potencia dada por una fuente en puerto 1 con impedancia } Z_0} = \frac{P_3}{P_1} = \frac{2}{3}$
$ S_{41} ^2 = \frac{\text{Potencia entregada a una impedancia } Z_0 \text{ en el puerto 4}}{\text{Potencia dada por una fuente en puerto 1 con impedancia } Z_0} = \frac{P_4}{P_1} = \frac{1}{6}$

Tabla 2-1 Parámetros S más relevantes para la red de alimentación de la agrupación de 1x3 parches

Habitualmente, la magnitud de los parámetros S no suele venir expresada en forma lineal, sino en unidades logarítmicas ó dB. La relación entre ambas viene expresada en la Ec. 2-8.

$$\begin{aligned}
 S_{xy}|_{dB} &= 20 \log_{10} S_{xy} \\
 &= 20 \log_{10} \left(\frac{\text{Power delivered to a } Z_0 \text{ load at port } x}{\text{Power available from } Z_0 \text{ source at port } y} \right)^{1/2} \\
 &= 10 \log_{10} \left(\frac{\text{Power delivered to a } Z_0 \text{ load at port } x}{\text{Power available from } Z_0 \text{ source at port } y} \right)
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 2-8}$$

Respecto al valor de S_{11} , cuanto menor sea su cuantía, mejor será el comportamiento de nuestra red. Ello implica que casi toda la energía que le entregamos al circuito se aprovecha en él al ser las pérdidas por reflexión muy bajas. Para poder lograr este objetivo se necesita una buena adaptación de impedancias entre la fuente y la entrada del circuito. Una vez lograda esta adaptación, se podría fijar S_{11} a un valor tan bajo como se quisiera, por lo que será necesario establecer un criterio de mínimos. Así, se considerará como aceptable toda solución que proporcione valores tales que las pérdidas de retorno cumplan que $S_{11}|_{dB} \leq -12 \text{ dB}$. Es decir, se acepta toda solución en la que la potencia entregada desde la fuente sea 16 veces mayor que la reflejada a su entrada.

Para el resto de parámetros S de interés recogidos en la Tabla 2-1, los valores que deben alcanzar se calculan de acuerdo a la Ec. 2-8 son los expresados en la Ec. 2-9.

$$\begin{aligned} S_{21}|_{dB} &= -7.78 \text{ dB} & a) \\ S_{31}|_{dB} &= -1.76 \text{ dB} & b) \\ S_{41}|_{dB} &= -7.78 \text{ dB} & c) \end{aligned} \quad \text{Ec. 2-9}$$

Una vez conocidos los valores que deben alcanzar los parámetros S en cada puerto, el siguiente paso es calcular las impedancias de las líneas de transmisión del circuito que permitirán alcanzar estos resultados. Estos cálculos son sencillos, ya que se pueden equiparar al cálculo de voltajes y corrientes en un circuito pasivo de pequeña señal. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 2-3, y los pasos dados hasta su obtención se pormenorizan en la Ec. 2-10 a) y b).

$$P = V \cdot I = \frac{V^2}{Z} \Rightarrow \begin{cases} P_{\text{int}} = 5 \cdot P_2 \Rightarrow Z_{\text{int}} = \frac{1}{5} \cdot Z_2 = 10 \Omega & a) \\ P_4 = \frac{1}{4} \cdot P_3 \Rightarrow Z_4 = 4 \cdot Z_3 = 200 \Omega & b) \end{cases} \quad \text{Ec. 2-10}$$

Los resultados mostrados en la Ec. 2-10 a) y b) sólo tienen en cuenta las potencias que fluyen por cada rama del circuito, y parten de la asunción de que $Z_2 = Z_3 = 50 \Omega$ al ser $Z_L = 50 \Omega$ la impedancia de entrada que presentan los parches. Dado que las cargas finales de la agrupación son conocidas, se usará una impedancia característica igual en las líneas de transmisión de nuestro circuito de $Z_0 = 50 \Omega$, donde sea posible, para evitar así reflexiones de fin de línea.

Este último “donde sea posible” del párrafo anterior hace referencia al hecho de que en un circuito de microondas, no podemos pasar de unos tramos de línea de transmisión con una impedancia característica Z_0 a otros con una impedancia característica diferente Z_0' , pues se producirían reflexiones en la línea que mermarían su eficacia en la transmisión de energía y potencia. A no ser que ese paso se haga de forma adecuada, haciendo uso de transformadores $\lambda/4$.

Para poder pasar de un tramo de línea con una impedancia característica a otro con una impedancia diferente sin que se produzcan reflexiones, hemos de “adaptar” ambas impedancias. Para ello se usan los denominados transformadores $\lambda/4$. Éstos son tramos de líneas de transmisión con una longitud de un cuarto de la longitud de la onda que viaja por ellas a la frecuencia central de diseño, y con una impedancia característica tal, que adapta la impedancia presente a su entrada con la presente a su salida. La ecuación que rige este tipo de transformadores es la expresada en la Ec. 2-11.

$$Z_0^2 = Z_{\text{in}} \cdot Z_L \quad \text{Ec. 2-11}$$

Donde Z_0 es la impedancia característica del tramo con longitud $\lambda/4$ (el transformador). Y Z_{in} y Z_L son las impedancias que deseamos adaptar a la entrada y a la salida, respectivamente, del transformador $\lambda/4$. Una descripción más exhaustiva del concepto de transformación de impedancias en líneas de transmisión puede consultarse en [10].

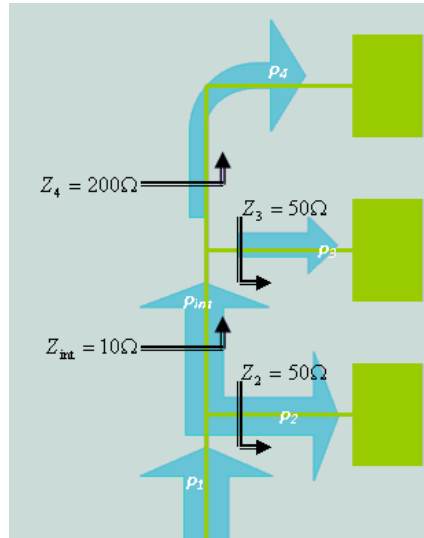


Figura 2-3 Impedancias necesarias para la obtención de las amplitudes de potencia deseadas a la entrada de cada parche de la agrupación 1x3

La Figura 2-3 nos muestra las impedancias que debemos tener en cada rama del circuito para tener el reparto de potencia deseado en cada una de ellas. Y observándola con atención, se puede inferir lo siguiente:

- i. En la confluencia entre las ramas 1, 2 e intermedia ("int" en la Figura 2-3) se produce la conexión de la rama 1, con dos líneas en paralelo (2 e intermedia). El paralelo de Z_{int} y Z_2 resulta en una $Z_{2//int}^{eq} = 8,33\Omega$ ¹. Tendremos que usar un transformador $\lambda/4$ para adaptar $Z_0 (=50\Omega)$ con $Z_{2//int}^{eq}$. A este transformador lo llamaremos T1
- ii. En la rama intermedia necesitaremos hacer una adaptación de impedancias entre $Z_{int} = 10\Omega$ y $Z_0 = 50\Omega$ de la línea de transmisión, ya que una línea de transmisión con una impedancia característica de sólo 10Ω resulta demasiado ancha y sería difícil de integrar en nuestro circuito. A este transformador lo llamaremos T2
- iii. En la confluencia entre las ramas intermedia, 3 y 4 volvemos a tener una línea conectada al paralelo de dos líneas de transmisión (ramas 3 y 4). En este caso la impedancia equivalente del paralelo de Z_3 y Z_4 será de $Z_{3//4}^{eq} = 40\Omega$. Necesitaremos un transformador T3 entre Z_0 y $Z_{3//4}^{eq}$
- iv. En la rama 4 precisaremos de un transformador T4 para adaptar el paso de $Z_4 = 200\Omega$ a $Z_0 = Z_L = 50\Omega$

Todos estos transformadores han sido incluidos en la Figura 2-4, indicándose para cada uno de ellos su impedancia de entrada, su impedancia de salida y su impedancia característica.

¹ La impedancia equivalente al paralelo de n impedancias se calcula de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$\frac{1}{Z_{1//2...n}^{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_i}$$

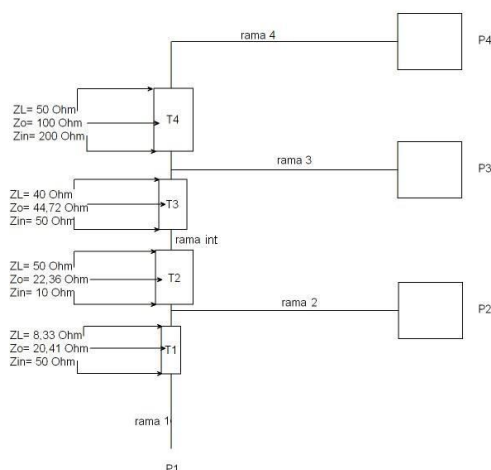


Figura 2-4 Esquema de la red de alimentación de la agrupación de 1x3 parches con los transformadores necesarios para un reparto adecuado de potencia a la entrada de los distintos parches

A la vista de la Figura 2-4, podría plantearse la posibilidad de aunar las transformaciones de impedancias llevadas a cabo por los transformadores T2 y T3 en un único paso de $Z_{in} = 10\Omega$ hasta $Z_L = 40\Omega$. Sin embargo, es preferible el uso de dos transformadores en lo que se conoce como transición gradual a varios saltos de impedancias, dado que esta solución ofrece mejores prestaciones, sobre todo respecto a que posibilitan el uso de mayores anchos de banda en el dominio frecuencial.

Por otra parte, el aspecto del circuito real fabricado diferirá un poco del esquema mostrado en la Figura 2-4, ya que en las intersecciones entre ramas habrá una conexión en T en la que cada rama presentará una anchura determinada, correspondiente a la impedancia característica del transformador o línea de transmisión a que corresponda. La Figura 2-5 presenta de una forma más fidedigna el aspecto final que tendrá el circuito antes de añadirle los parches en los puertos correspondientes.

Además, al ir calculando la anchura característica de una línea de transmisión para que tenga una determinada impedancia Z_0 , descubrimos que vamos a tener unos límites de anchura dentro de los cuales nos podremos mover atendiendo al tipo de sustrato dieléctrico utilizado.

$$\frac{\lambda_0}{4} \geq W_{Z_0} \geq W_{100\Omega} \quad \text{Ec. 2-12}$$

Donde $W_{100\Omega} = 0,09mm$ a nuestra frecuencia de trabajo. Esto nos viene a indicar que el ancho de la línea de transmisión que vamos a introducir no puede ser mayor a su longitud, pues daría lugar a la aparición de armónicos de nuestra frecuencia de trabajo, lo que se conoce como modos de propagación transversales. Y además nos impone un límite de anchura mínimo, a partir del cual el circuito presentaría más pérdidas de las aceptables para el sustrato empleado.

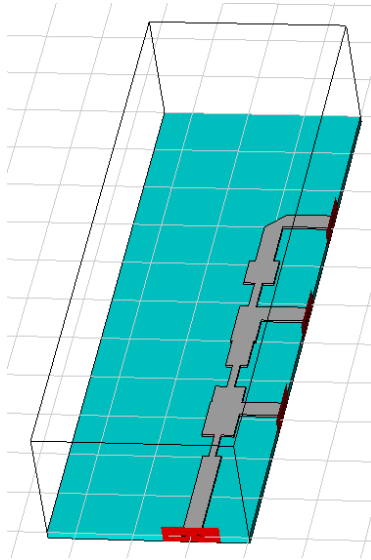


Figura 2-5 Posible aspecto final del circuito fabricado antes de incluir los parches

Para el cálculo de la anchura de cada tramo de línea de transmisión usamos las expresiones recogidas en la Ec. 2-13 según corresponda. Una explicación en mayor profundidad de su justificación puede encontrarse en [3].

$$\begin{aligned} Si \frac{W}{h} > 2 \Rightarrow \frac{W}{h} &= \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}; \\ con \quad B &= \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \end{aligned} \quad Ec.2-13 a)$$

$$\begin{aligned} Si \frac{W}{h} < 2 \Rightarrow \frac{W}{h} &= \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}; \\ con \quad A &= \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \end{aligned} \quad Ec. 2-13 b)$$

Donde W es la anchura del tramo con impedancia característica Z_0 que queremos calcular, h es la altura del dieléctrico (0,127 mm en nuestro caso), y ϵ_r la permitividad eléctrica relativa del dieléctrico (3,05 atendiendo al dieléctrico elegido). Sólo la práctica nos permitirá elegir adecuadamente la fórmula apropiada de entre las dos disponibles. Hasta ese momento, habremos de calcular W de ambas formas, y quedarnos con aquella que cumpla el requisito de partida $Si \frac{W}{h} < 2$ ó $Si \frac{W}{h} > 2$. Para el caso de igualdad a 2, ambos cálculos coinciden.

Una vez realizados los cálculos de las anchuras de las líneas implicadas en nuestro circuito de alimentación, y a la vista de la Ec. 2-12, vemos que hemos de realizar algunos cambios en los transformadores T1 y T2, dado que:

1. $W_{21\Omega} = 1,0625 \text{ mm} \rangle \frac{\lambda_0}{4} \Rightarrow T1 \text{ Not OK}$
2. $W_{22\Omega} = 1,0065 \text{ mm} \rangle \frac{\lambda_0}{4} \Rightarrow T2 \text{ Not OK}$

3. $W_{45\Omega} = 0,406 \text{ mm} \leq \frac{\lambda_0}{4} \Rightarrow T3 \text{ OK}$
4. $W_{100\Omega} = 0,090 \text{ mm} \leq \frac{\lambda_0}{4} \Rightarrow T4 \text{ OK}$

Estos cambios van a consistir en introducir dos transformadores $\lambda/4$ para sustituir a T1, y otros dos para sustituir a T2. De esta forma, evitaremos el tener que usar impedancias características cuyas anchuras incumplan la relación establecida en la Ec. 2-12. Existen infinitas posibilidades para la sustitución de T1 por dos transformadores, y lo mismo puede decirse para T2. Sin embargo, lo más habitual es hacer un paso intermedio por la media geométrica de las impedancias a adaptar entre los extremos. Como en este caso concreto resultaban ser valores muy bajos que implicaban una anchura excesiva y no acorde a la Ec. 2-12, se probaron diversas opciones durante el modelado del circuito.

Los cálculos de las anchuras de las líneas de transmisión para cada impedancia característica deseada a partir de la Ec. 2-13 son teóricos. Posteriormente han de ser validados vía simulación. Con ese objeto se usa el programa ADS (Advanced Design System), que mediante una interfaz gráfica bastante amigable permite definir tramos de líneas de transmisión configurables en longitud y anchura, altura, permitividad eléctrica relativa y tangente de pérdidas del dieléctrico, etc. Además ofrece la posibilidad de alimentar esos tramos con una cierta impedancia de fuente y colocar una carga a su salida, lo que resulta ideal para poder diseñar transformadores $\lambda/4$. Por último, destacar que también facilita el cálculo de los parámetros S que resulten de mayor interés, mostrando gráficas con respecto a la frecuencia, e incluso diagramas de Smith. Toda la información relativa a este programa puede hallarse en [8], y más sucintamente en el punto 6.2.1.2 del anexo 6.2 “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE”.

Con la ayuda de ADS, se verifican tramo a tramo los valores de anchura obtenidos, que varían mínimamente respecto a los valores teóricos. Una vez que todos los tramos han sido simulados, se comienza a unirlos. Empezando por el puerto 1 en la rama 1 de la Figura 2-4, se van añadiendo líneas de transmisión al circuito, realizando las modificaciones necesarias para obtener unos buenos resultados para los parámetros S especificados en la Tabla 2-1. Este proceso duró alrededor de una semana de trabajo.

Así mismo, ADS permite introducir como cargas del circuito otros tramos definidos por el usuario y caracterizados por sus parámetros S a través de un archivo con extensión “*.s1p”, como los que genera FEKO en sus cálculos. De este modo, se pueden introducir los parches del “array 1x3” como cargas. Sin embargo, antes de hacerlo, se realizan simulaciones con cargas de 50Ω sustituyendo a los parches, para así estimar los parámetros S_{21} , S_{31} y S_{41} a las frecuencias de interés. Sólo una vez que los resultados eran aceptables, se pasó a colocar los parches en su lugar.

El circuito de alimentación de la agrupación de 1x3 parches que nos permitía proporcionar a cada parche la amplitud correcta presenta la configuración mostrada en la Figura 2-7.

Los resultados obtenidos pueden verse en la Figura 2-6. En ella se puede ver que el valor de $S_{11} = -25,336 \text{ dB}$, un resultado excepcional, y muy superior a los -12 dB que se exigían en principio. Los valores de S_{21} y S_{41} son próximos a los valores teóricos deseados. Mientras que S_{31} dista en 0,9 dB del valor idóneo. Al ser la diferencia inferior a 1 dB, se considera que nos encontramos dentro de un margen suficiente para alcanzar unos buenos resultados.

Por otro lado, en la Figura 2-6 también se muestra una evolución del parámetro S_{11} con la frecuencia en la Carta de Smith. Al encontrarnos en las proximidades del centro del diagrama, concluimos que la adaptación de nuestro circuito es correcta.

Las la Figura 2-6 y Figura 2-7 también pueden consultarse en el punto 6.1.12 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”.

Una vez que tenemos la amplitud apropiada a la entrada de cada parche de la agrupación 1x3, nos centraremos en obtener el desfase necesario entre ellos.

Mon May 30 2005 - Dataset: Speisenetzwerk_O_P_V_4_0_mom

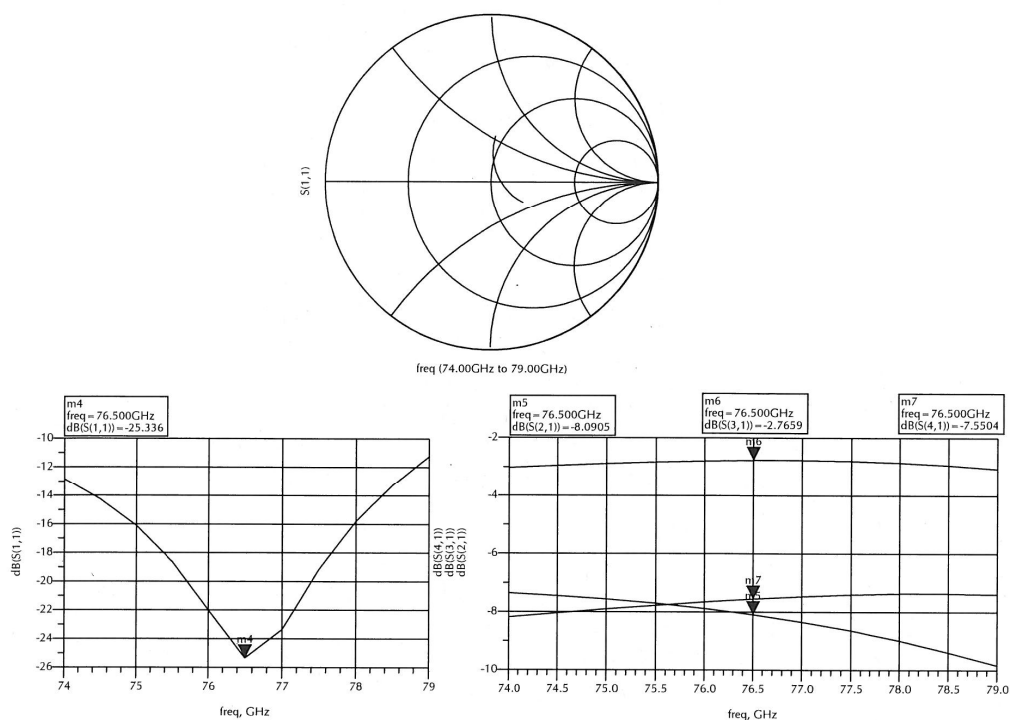


Figura 2-6 Resultados obtenidos para los distintos parámetros S de interés con el circuito mostrado en la Figura 2-7

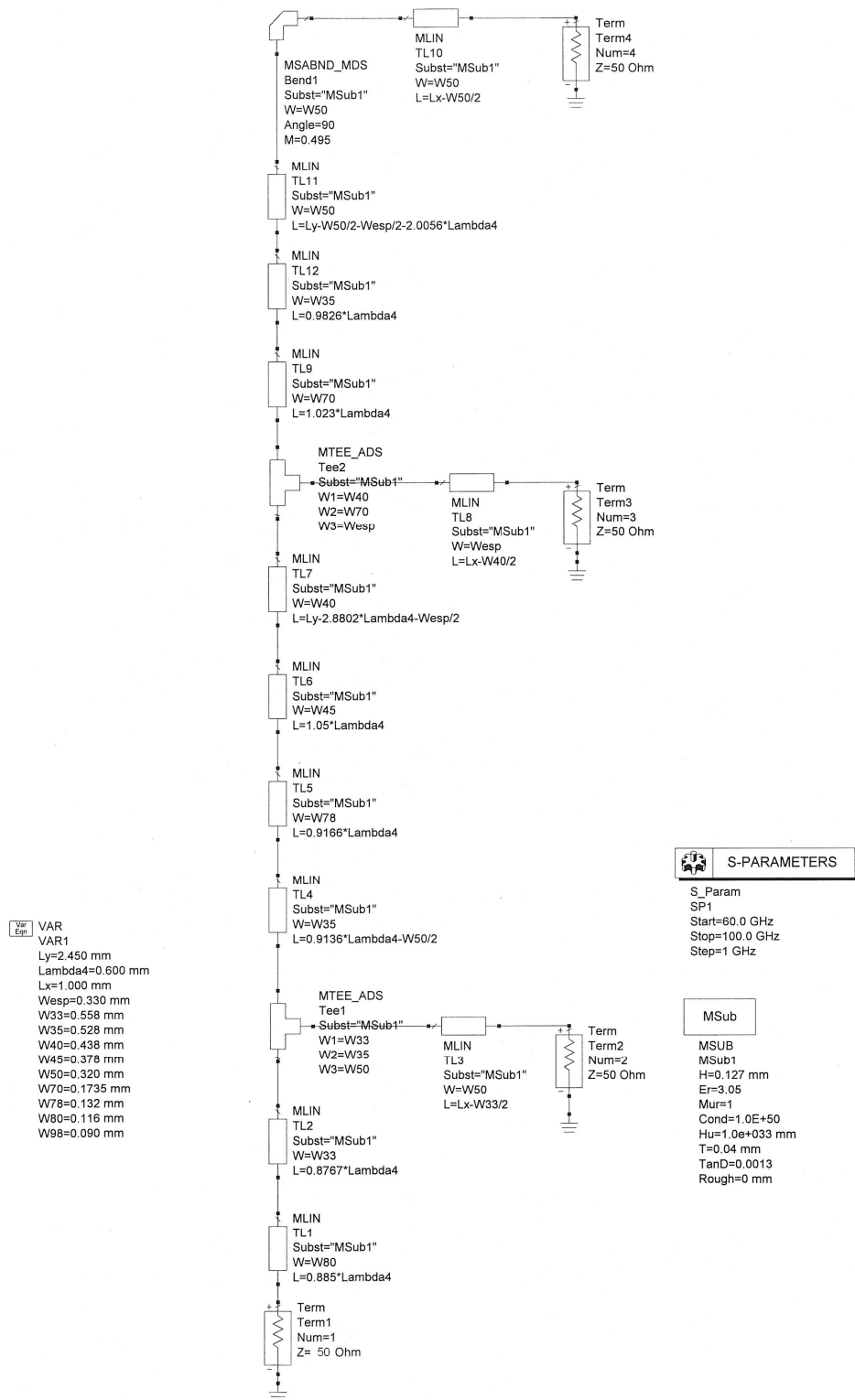


Figura 2-7 Diseño definitivo del circuito que nos proporciona los mejores resultados para el reparto de las potencias correspondientes a la entrada de cada parche

2.3.2 Fijando la fase a la entrada de cada uno de los parches de la agrupación 1x3

Nos hallamos ante la tarea de desfasear la señal de entrada de forma que se cumpla la Ec. 2-2, y que volvemos a incluir por comodidad como Ec. 2-14, dado que este desfase influye decisivamente en la forma del diagrama de radiación obtenido con el conjunto.

$$\Delta\varphi_{y\uparrow-middle} = 12.5^\circ = -\Delta\varphi_{middle-y\downarrow} \quad \text{Ec. 2-14}$$

La fase de la señal va variando con el desplazamiento siguiendo una ley del tipo $e^{jz(\omega t - \beta)}$, y en cada punto del circuito será diferente. De hecho, la fase acumulada por una onda que viaja a lo largo de una línea de transmisión de longitud l obedece a la Ec. 2-15, que es tratada con mayor profundidad en [3].

$$\phi = \beta \cdot l = \sqrt{\varepsilon_e} \cdot k_0 \cdot l = \sqrt{\varepsilon_e} \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot l \quad \text{Ec. 2-15}$$

$$\text{con } \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}$$

Donde ε_e es la permitividad eléctrica efectiva sobre el sustrato, λ_0 la longitud de onda en el vacío, ε_r la permitividad eléctrica relativa del dieléctrico, h es la altura del dieléctrico entre conductores, y W es la anchura de la línea de transmisión.

A partir de la Ec. 2-15 se infiere el valor de la longitud de onda en el sustrato λ_s . Que se puede interpretar como la longitud que ha de tener una línea de transmisión de una impedancia y anchura características para que el desfase acumulado por una onda que viaja por ella a la frecuencia central de trabajo sea de 2π radianes. Su valor se indica en la Ec. 2-16.

$$\lambda_s = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad \text{Ec. 2-16}$$

Con estos datos, y partiendo del circuito obtenido en la sección 2.2.1, vemos qué diferencia de fase hay entre los parámetros S de cada puerto, pues ellos nos darán una idea del desfase entre las señales que llegan a cada uno de los parches de nuestra agrupación 1x3. Estos datos han sido incluidos en la Figura 2-8.

Como puede verse en la Figura 2-8, los desfases entre los parches son próximos a los deseados, pero inexactos. Como vimos en la sección 1.2 del capítulo anterior, una mínima variación de fase afecta severamente a los resultados obtenidos. Debido a ello se debe modificar la longitud del camino recorrido por las señales a radiar para alcanzar el desfase de $12,5^\circ$ buscado.

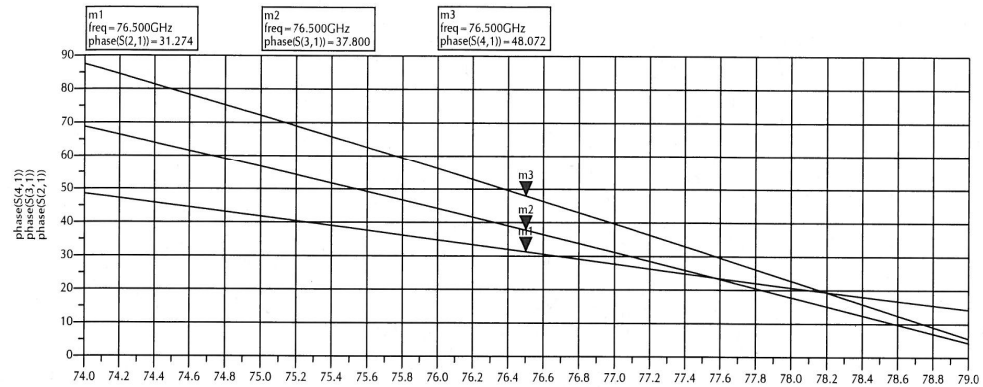


Figura 2-8 Desfases entre los diferentes parches para el circuito de alimentación inicial, que no tiene en cuenta la fase acumulada

La modificación en la longitud recorrida por la señal a radiar no debe alterar la distancia entre parches d_y , ni la distancia entre agrupaciones d_x , que siguen fijas. Para lograrlo, habrá que introducir curvas o meandros en nuestro circuito de alimentación que sólo afecten a las longitudes eléctricas. Tras realizar diversos ensayos, se observa que los mejores resultados se obtienen al introducir conjuntos de curvas en las ramas 2 y 3 de la Figura 2-7.

El circuito final que da un mejor cumplimiento de los requisitos se muestra en la Figura 2-9. Como puede verse, introduce dos conjuntos de cuatro curvas, uno en la rama 2 y otro en la rama 3, que modifican el desfase hasta los valores deseados.

Los resultados obtenidos para la fase, así como para los parámetros S de referencia se muestran en la Figura 2-10. Los resultados son muy satisfactorios, aunque aún se podría introducir alguna mejora para el valor de $S_{31} = -2,89 \text{ dB}$ (el valor deseado es de $-1,8 \text{ dB}$). Sin embargo, debido a la premura de tiempo hemos de continuar adelante con el siguiente reto: diseñar el circuito que lleve una misma amplitud y fase a las 20 agrupaciones 1×3 que componen el sistema radiante.

Para finalizar, tan sólo comentar que el punto 6.1.13 del anexo 6.1 "ANNEX 1: GRAPHICS" recoge la Figura 2-9 y la Figura 2-10 aquí mostradas.

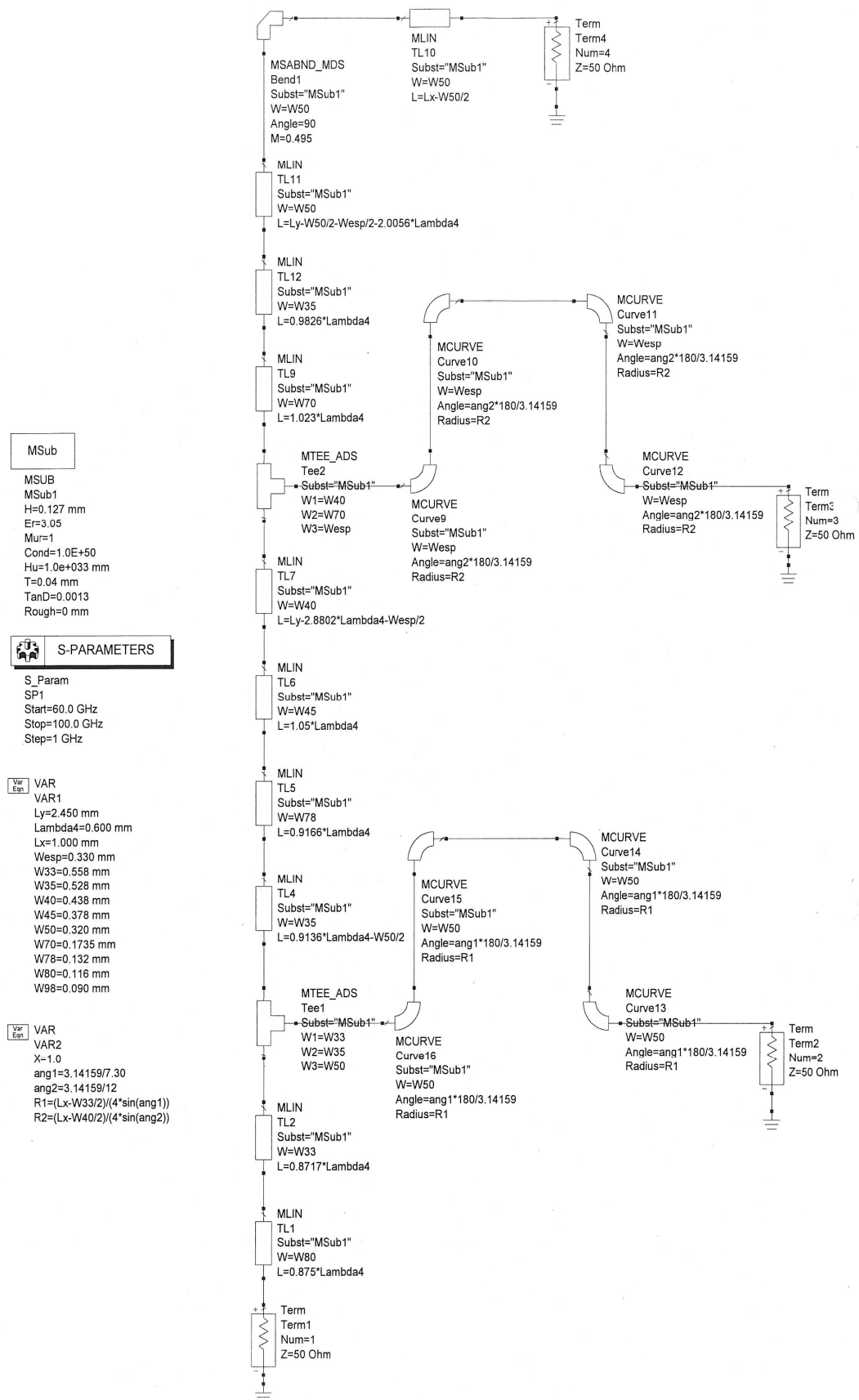


Figura 2-9 Circuito que alimenta los parches con la amplitud y fases adecuadas

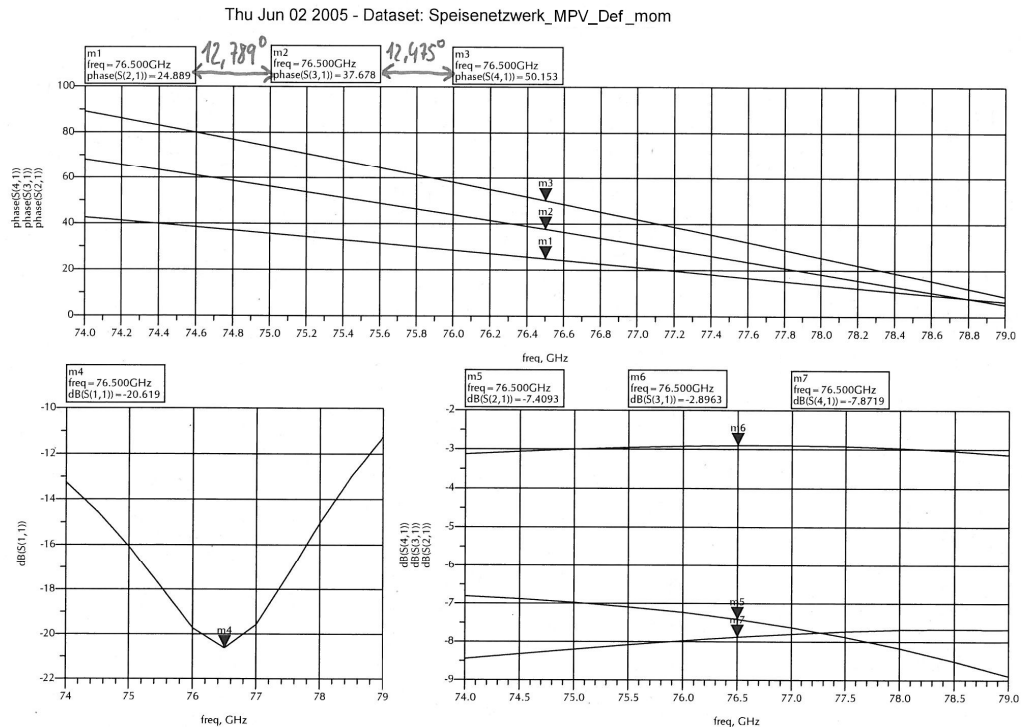


Figura 2-10 Resultados obtenidos para el desfase y los parámetros S de interés con el circuito de la Figura 2-9

2.4 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE LA AGRUPACIÓN 20X3

La siguiente tarea a realizar parece, a priori, más sencilla. Consiste en diseñar el circuito que ha de llevar una misma amplitud y fase a todos y cada uno de las 20 agrupaciones 1x3 de nuestro sistema. Y junto con el circuito obtenido en el punto 2.3, constituirá el circuito de alimentación completo del conjunto radiante de 20x3 parches.

Este circuito va a constar de 21 puertos: uno de alimentación, y 20 donde irán conectados los circuitos 1x3, y que serán nuestras cargas. El hecho de recibir todos ellos la misma amplitud implica un reparto equilibrado de la potencia en todas las ramas. Y el requisito de tener que acumular todos ellos el mismo desfase va a suponer que la longitud del camino habrá de ser la misma para todos ellos.

En la Figura 2-11, se esquematiza la solución óptima que da respuesta a los dos preceptos anteriores, junto a otras soluciones posibles.

La razón que nos impulsa a elegir la opción a) de la Figura 2-11 frente al resto es que el camino hasta los cuatro grupos de 5 agrupaciones de 1x3 cada uno (en naranja en la figura) es el mismo. Esto va a facilitar mucho nuestro diseño, que se centrará en el diseño de un circuito que alimente con idéntica amplitud y fase las 5 agrupaciones 1x3 de que consta cada grupo.

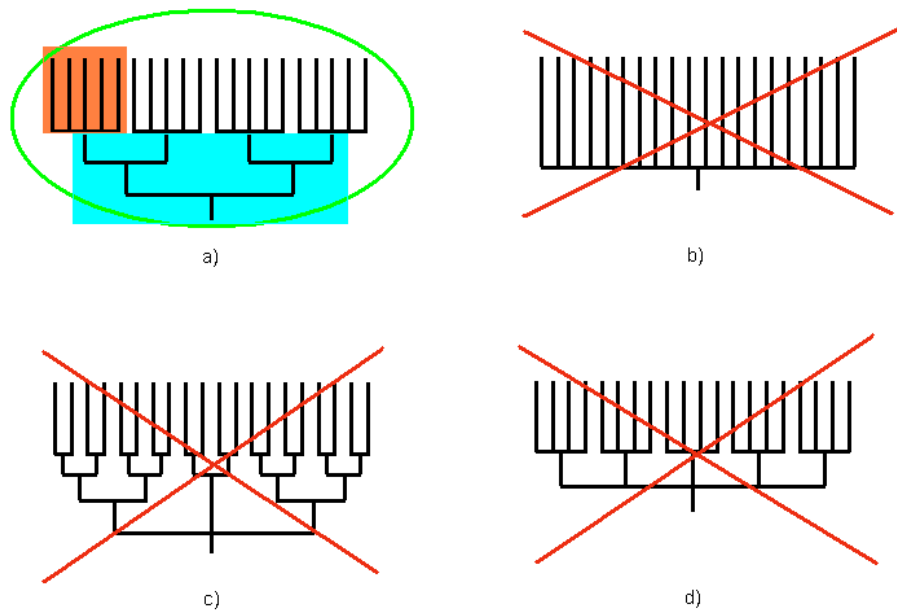


Figura 2-11 Posibles configuraciones para el circuito de alimentación 20x3

Por tanto, la tarea puede dividirse en dos fases. La primera y más sencilla consiste en diseñar el camino común a cada grupo de 5 agrupaciones, marcado en celeste en la Figura 2-11. En la segunda, se abordará el diseño del grupo de 5 agrupaciones de 1x3, en naranja en la Figura 2-11, donde pese a la diferencia de caminos, habrán de ser alimentados con idéntica amplitud y fase.

2.4.1 Circuito de alimentación hasta el grupo de 5 agrupaciones de 1x3

La tarea es sencilla, y consiste en diseñar los caminos en negro de la Figura 2-12 hasta los 4 grupos de de 5 agrupaciones 1x3 que aparecen en rojo en la misma figura.

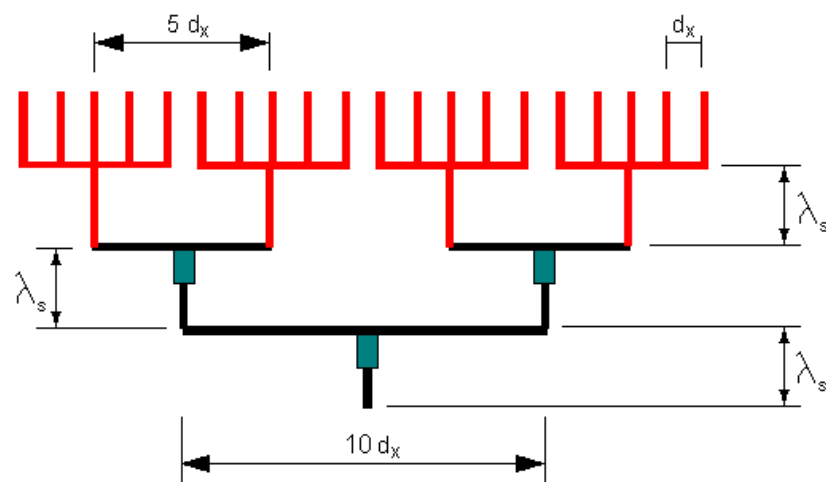


Figura 2-12 Diseño de la parte común hasta los 4 grupos de 5 agrupaciones 1x3

Como la conexión entre los circuitos en rojo y en negro de la Figura 2-12 es entre líneas de transmisión con una impedancia característica de $Z_0 = 50\Omega$ no precisa de ningún transformador $\lambda/4$.

La Figura 2-12 muestra las magnitudes principales del diseño:

- d_x es la distancia horizontal entre agrupaciones de parches, ya discutida en el capítulo 1.2.
- λ_s es la longitud de onda en el sustrato para una línea con impedancia característica de $Z_0 = 50\Omega$ a la frecuencia de trabajo. Se he elegido esta distancia para los tramos verticales por comodidad, pues ahorra tiempo de cálculo a los programas de simulación, y se adecúa a las dimensiones del circuito a construir.
- Todos los tramos dibujados en negro corresponden a una línea de transmisión tipo microstrip con impedancia característica de $Z_0 = 50\Omega$.
- Los 3 tramos dibujados en azul corresponden a sendos transformadores $\lambda/4$. Cada uno de ellos es usado para adaptar la impedancia de la línea de 50Ω con el paralelo de las dos ramas a las que se conecta: $Z_{50//50}^{eq} = 25\Omega$.

Con estos datos se obtienen los resultados esperados, de $S_{i,5}^{i \in [1,4]} = -6\text{ dB}$ para cada uno de los puertos mostrados en la Figura 2-12, donde los puertos 1 a 4 corresponden a los terminales superiores del circuito, y el puerto 5 al de alimentación. El desfase es idéntico también para cada uno de ellos. Estos resultados pueden consultarse en el punto 6.1.14 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”.

2.4.2 Circuito de alimentación: Diseño del grupo de 5 agrupaciones 1x3

Abordamos ahora una tarea algo más difícil, pues se ha de alimentar un circuito de 5 ramas en paralelo con la misma amplitud y fase. Es una tarea muy similar a la que ya abordamos en el punto 2.2 del presente capítulo, y como en aquella ocasión, podría dividirse en dos fases: la obtención de las amplitudes adecuadas, y luego el alcance de los desfases necesarios.

Para la obtención de las amplitudes adecuadas en cada una de las 5 ramas donde irán colocadas las agrupaciones 1x3 se recurre al uso de los transformadores $\lambda/4$ expresados en la Figura 2-13, y que se detallan a continuación:

- En la confluencia entre las ramas 1 y 2 se produce la conexión en paralelo de dos líneas con impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$. Por lo que se hace necesaria la presencia de un transformador $\lambda/4$, llamado T1, que adapte entre $Z_{1//2}^{eq} = 25\Omega$ y $Z_0 = 50\Omega$ del tramo que llega de la rama 3 a la rama 2. La impedancia característica de este transformador T1 es $Z_{T1} = 35\Omega$.
- En la rama 3 se necesita una impedancia de entrada de 100Ω para que la distribución de potencias sea adecuada, llegando a todas las ramas la misma potencia. Por ello se necesita un transformador $\lambda/4$ para adaptar de esta impedancia $Z_{in3} = 100\Omega$ a la impedancia de carga de esta rama $Z_{L3} = 50\Omega$.

Este transformador se llama T2 y tiene una impedancia característica $Z_{T2} = 71 \Omega$.

- iii. En la confluencia entre las ramas 4 y 5 volvemos a tener que conectar el paralelo de las dos ramas antes mencionadas con la impedancia característica del circuito de alimentación $Z_0 = 50 \Omega$. Este transformador se denomina T3 y tiene el mismo valor que T1.
- iv. En la rama 6 tenemos el paralelo de dos ramas con $Z_0 = 50 \Omega$ (una es la que va hacia las ramas 1 y 2, y la otra la que se dirige hacia las ramas 4 y 5) y la rama 3 con $Z_{in3} = 100 \Omega$. La impedancia equivalente resultante de este esquema en paralelo es $Z_{1y2//3//4y5}^{eq} = 20 \Omega$. Por lo que se hace necesario usar un transformador T4 para realizar la adaptación de esos 20Ω a la impedancia característica del circuito de alimentación $Z_0 = 50 \Omega$. La impedancia de este transformador T4 será $Z_{T4} = 32 \Omega$.

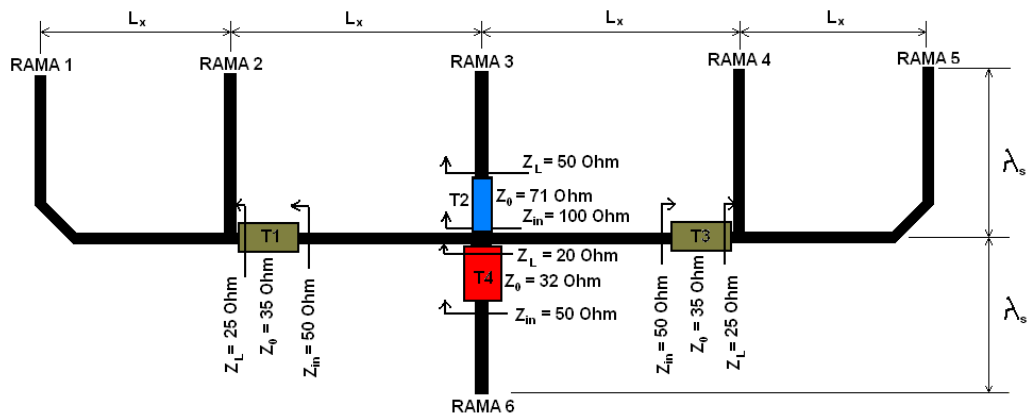


Figura 2-13 Esquema para la obtención de las amplitudes adecuadas en el grupo de 5 agrupaciones 1x3

Para conseguir que el desfase sea el mismo en todas las ramas del circuito se hace necesaria la introducción de curvas o meandros en la zona entre las ramas 1 y 2, y también entre las ramas 2 y 3. Como el circuito es simétrico respecto a la rama 3, estos mismos meandros también deberán introducirse entre las ramas 4 y 5, y 3 y 4.

El circuito que proporciona los mejores resultados a nuestro problema se muestra en la Figura 2-15, así como en el punto 6.1.15 del anexo 6.1 "ANNEX 1: GRAPHICS". Y los resultados con él obtenidos se presentan en la Figura 2-14, así como en el citado anexo.

Los resultados son excelentes, pero engañosos. Los resultados de la Figura 2-14 han sido obtenidos haciendo uso de la herramienta "Schematic" del programa ADS. "Schematic" está pensado para dar una primera idea aproximada al diseñador de circuitos de microcintas de la bondad del diseño. Si éste resulta óptimo, pasa a usarse la herramienta de cálculo "Momentum", también dentro del programa ADS. "Momentum" es mucho más potente que "Schematic", por lo que sus cálculos son mucho más próximos a la realidad, y son también más costosos (consumen mucho tiempo de CPU).

Al pasar a hacer las simulaciones con "Momentum" del circuito mostrado en la Figura 2-15, los resultados obtenidos no eran tan buenos. Este hecho es habitual, ya que se requieren retoques en el circuito hasta que se obtienen los mejores resultados. Sin embargo, en este caso, por muchos intentos que se realizaron no se pudieron lograr

unos resultados mejores. La causa está en la pieza “MCROSO” situada en el centro de la Figura 2-15. Es la pieza en forma de cruz que conecta el puerto de alimentación con la agrupación central del grupo de 5, y el resto de las agrupaciones. ADS ofrece la posibilidad de usar esta pieza, pero con unos márgenes de uso

El cruce “MCROSO” sólo puede usarse cuando se cumplen las siguientes proporciones:

$$0,4 \leq \frac{w_i}{h} \leq 2,5, \text{ con } i \in [1,4] \quad \text{Ec. 2-17}$$

En nuestro caso, sólo la rama 3 cumple con el requisito establecido en la Ec. 2-17. Por este motivo se decidió probar su funcionamiento aisladamente con “MOMENTUM” para ir añadiendo luego el resto de elementos hasta completar el circuito definitivo. El resultado parcial fue esperanzador, pero al final, al incluirla con el resto de componentes de cada rama, se vio la imposibilidad de alcanzar un resultado fiable. A pesar de todo, decidimos fabricar un modelo a partir de los mejores resultados obtenidos con “Schematic” para ver su comportamiento en la realidad.

Sin embargo, no podemos estar seguros de que estos resultados tan buenos alcanzados sean reales, por lo que hemos de buscar otra solución. De ella nos ocuparemos en la siguiente sección.

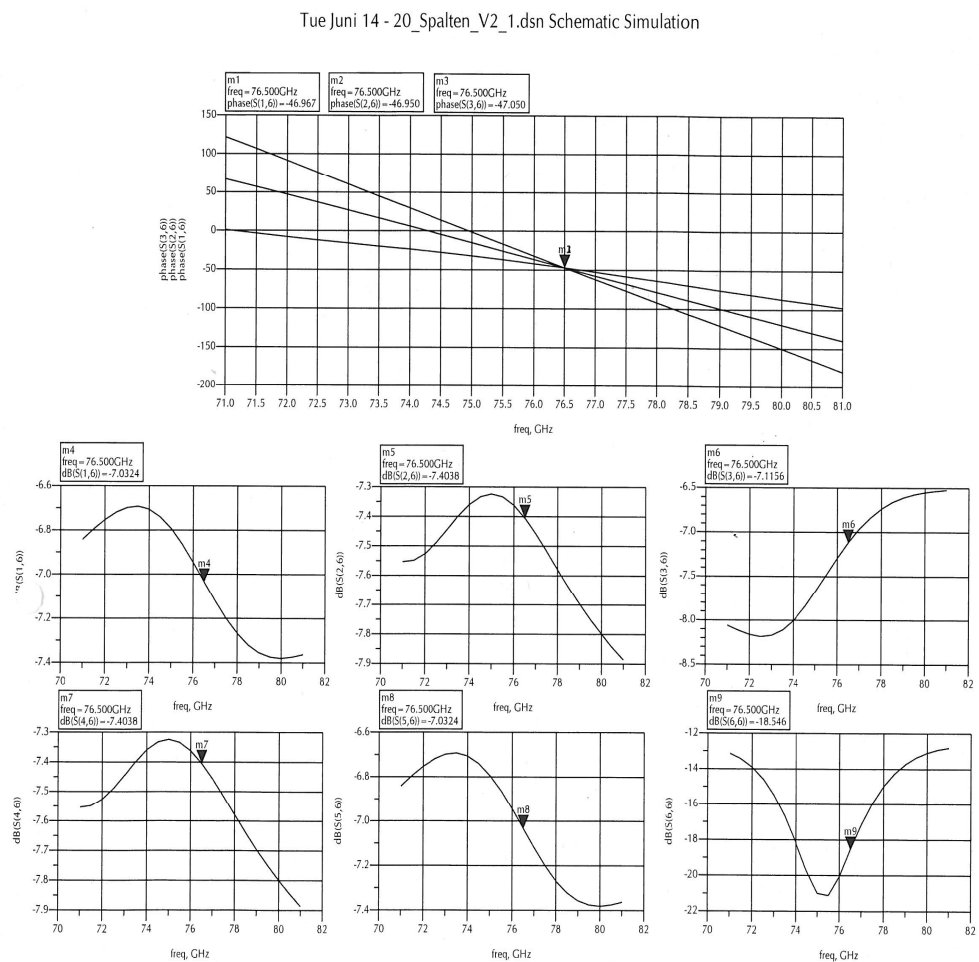


Figura 2-14 Desfases y parámetros S obtenidos con el circuito de la Figura 2-15

2.5 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN DE LA AGRUPACIÓN 24X3

En el capítulo 1 se determinó como solución óptima al circuito de 20 copias de la agrupación 1x3. Pero ahora hemos de modificar nuestra decisión debido a los problemas fácticos vistos en la sección 2.4.2.

Al igual que sucedía con los agrupaciones 20x16 y 24x16 del punto 1.1, podemos suponer que el comportamiento de la agrupación de 24x3 parches no diferirá demasiado del de 20x3. Lo único que variará será el diagrama en azimuth, que será un poco más estrecho para la agrupación de 24x3 parches al aumentar las copias de la agrupación 1x3 a lo largo del eje X.

Para validar esta suposición, se simuló con FEKO la agrupación de 24x3 parches. El fichero “*.pre” FEKO definido a tal efecto puede consultarse en el punto 6.2.11 del anexo 6.2 “ANNEX 2: PROGRAMS AND CODE”. Con los resultados obtenidos con FEKO, y usando la lente cilíndrica definida en el punto 6.2.9 del mismo anexo junto con el programa LISSY, se obtuvieron los resultados reflejados en el punto 6.1.10 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”. Como puede comprobarse, el comportamiento de este circuito es muy parecido al del circuito 20x3, y es una solución válida a nuestro diseño al cumplir todos los requisitos especificados en la “Tabla 0-1 Requisitos del conjunto emisor-receptor del sistema ACC2 de la introducción”.

El circuito 24x3 va a constar de 25 puertos: uno de alimentación, y 24 donde irán conectados las agrupaciones 1x3 que serán nuestras cargas. El hecho de recibir todos ellos la misma amplitud implica un reparto equilibrado de la potencia en todas las ramas. Y el requisito de tener que acumular todos ellos el mismo desfase va a suponer que la longitud del camino habrá de ser la misma.

En la Figura 2-16 se esquematiza la solución óptima que da respuesta a los dos preceptos anteriores. Además, en esta solución, al ser grupos de 6 agrupaciones 1x3 (en rojo en la Figura 2-16) no necesitaremos usar la pieza “MCROSO” que tantas limitaciones nos impuso en el diseño del circuito 20x3 visto en la sección anterior en el punto de conexión del grupo de 5 agrupaciones 1x3 con el resto de la red de distribución.

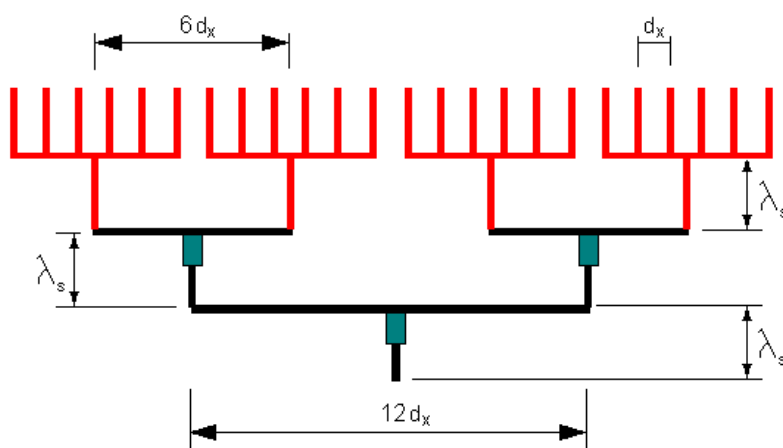


Figura 2-16 Aspecto del circuito de alimentación a diseñar para la agrupación de 24x3 parches

Y tal y como hicimos en la sección 2.4, dividiremos la tarea en dos partes. En la primera nos ocuparemos de llevar la misma amplitud y fase hasta los cuatro grupos de 6 agrupaciones de 1x3 parches (los circuitos en negro de la Figura 2-16). Y en la segunda,

de proporcionar la misma amplitud y fase a las 6 agrupaciones 1x3 de cada grupo (en rojo en la Figura 2-16).

2.5.1 Circuito de alimentación hasta el grupo de 6 agrupaciones 1x3

La Figura 2-16 muestra las magnitudes principales del diseño, y que son completamente análogas a las vistas en el punto 2.4.1 anterior. Lo único que cambia, tal y como puede observarse en la Figura 2-16, es la longitud de los tramos de conexión, pues ahora tenemos 4 agrupaciones 1x3 más de las que teníamos antes. Por lo que el resto de dimensiones del circuito no requieren mayor explicación.

Como la conexión entre los circuitos en rojo y en negro de la Figura 2-16 es entre líneas de transmisión con una impedancia característica de $Z_0 = 50\Omega$ no precisa de ningún transformador $\lambda/4$.

Con estos datos se obtienen los resultados esperados, de $S_{i,5}^{i \in [1,4]} = -6 \text{ dB}$ para cada uno de los puertos mostrados en la Figura 2-16, donde los puertos 1 a 4 corresponden a los terminales superiores del circuito, y el puerto 5 al de alimentación. El desfase es idéntico también para cada uno de ellos.

El circuito utilizado, así como los resultados con él obtenidos pueden consultarse en el punto 6.1.16 del anexo 6.1 "ANNEX 1: GRAPHICS".

2.5.2 Circuito de alimentación: Diseño del grupo de 6 agrupaciones 1x3

Se aborda ahora la tarea de alimentar un circuito de 6 ramas en paralelo con la misma amplitud y fase. Es una tarea muy similar a la que ya abordamos en los puntos 2.3 y 2.4.2 de este capítulo, y como en aquella ocasión, va a dividirse en dos fases: la obtención de las amplitudes adecuadas, y luego el alcance de los desfases necesarios.

Para la obtención de las amplitudes adecuadas en cada una de las 6 ramas donde irán colocadas las agrupaciones 1x3 se recurre al uso de los transformadores expresados en la Figura 2-17, y que se detallan a continuación:

- i. En la confluencia entre las ramas 1 y 2 se produce la conexión en paralelo de dos líneas con impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$. Por lo que se hace necesaria la presencia de un transformador $\lambda/4$, llamado T1, que adapte entre $Z_{1//2}^{eq} = 25\Omega$ y $Z_0 = 50\Omega$ del tramo que llega de la rama 3 a la rama 2. La impedancia característica de este transformador T1 es $Z_{T1} = 35\Omega$.
- ii. En la confluencia de la zona central con la rama 3 vuelve a necesitarse un nuevo transformador $\lambda/4$ para adaptar de nuevo el paralelo de dos ramas de impedancia equivalente $Z_{1y2//3}^{eq} = 25\Omega$ con la impedancia característica de la línea de transmisión del circuito $Z_0 = 50\Omega$. Este transformador es idéntico al T1 y se llamará T2 ($Z_{T2} = 35\Omega$).

- iii. En la confluencia de la rama 7 con la zona central se vuelve a repetir el mismo caso de los puntos i) y ii). Este transformador $\lambda/4$ se denomina T3 y sus valores de adaptación son idénticos a los de T1 y T2 ($Z_{T3} = 35 \Omega$).
- iv. En la unión de la rama 4 a la parte central del circuito vuelve a darse la misma situación que en ii) debido a la simetría del circuito. A este transformador $\lambda/4$ se le denomina T4, y es en todo idéntico a T2.
- v. Por último, en la unión de las ramas 5 y 6 se vuelve a dar el paralelo visto en i) debido de nuevo a la simetría del circuito. Por este motivo se coloca el transformador $\lambda/4$ T5, idéntico en valores de adaptación y propiedades a T1.

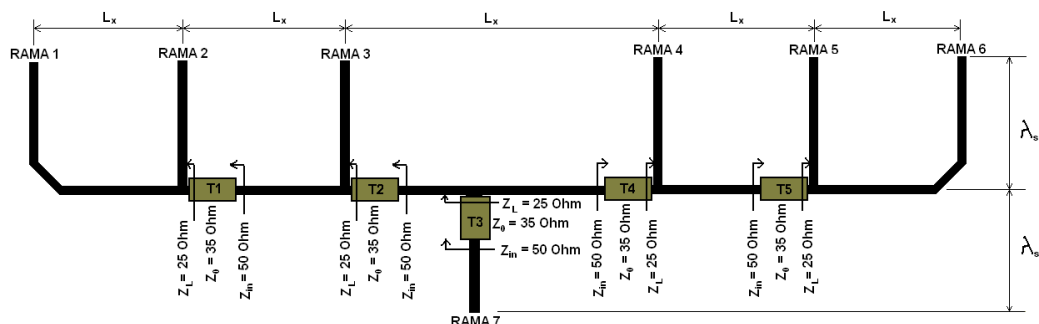


Figura 2-17 Esquema para la obtención de las amplitudes adecuadas en el grupo de 5 agrupaciones 1x3

Para conseguir que el desfase sea el mismo en todas las ramas del circuito se hace necesaria la introducción de curvas o meandros en la zona entre las ramas 1 y 2, y también entre las ramas 2 y 3. Como el circuito es simétrico respecto a la rama 7, estos meandros también deberán introducirse entre las ramas 5 y 6, y 4 y 5.

El circuito que nos proporciona la misma amplitud y fase a la entrada de los 6 agrupaciones con las mejores condiciones es el mostrado en la Figura 2-18.

Y los resultados obtenidos, esta vez sí con MOMENTUM, se muestran en la Figura 2-19. En ella se puede apreciar que la fase es prácticamente la misma en los seis puertos donde se conectarán las agrupaciones. En lo tocante a las amplitudes, los parámetros S muestran un comportamiento bastante acorde a lo esperado, siendo $S_{i,7}^{i \in [1,6]} \approx -9,2 \text{ dB}$ en cada uno de los 6 puertos (1 a 6) donde van los agrupaciones con respecto al puerto 7 de alimentación del grupo. El valor teórico que esperábamos obtener era de $S_{i,7}^{i \in [1,6]} = -7,78 \text{ dB}$, por lo que la realidad no se aleja demasiado. El único pero podríamos ponerlo en el valor alcanzado para $S_{7,7} = -15,17 \text{ dB}$, que si bien supera los requisitos exigidos, podría ajustarse a un nivel menor a la vista de su gráfico frente a la frecuencia que se ve en la parte inferior izquierda de la Figura 2-19, donde se observa respecto a las pérdidas de retorno un desplazamiento del comportamiento de la estructura hacia frecuencias inferiores.

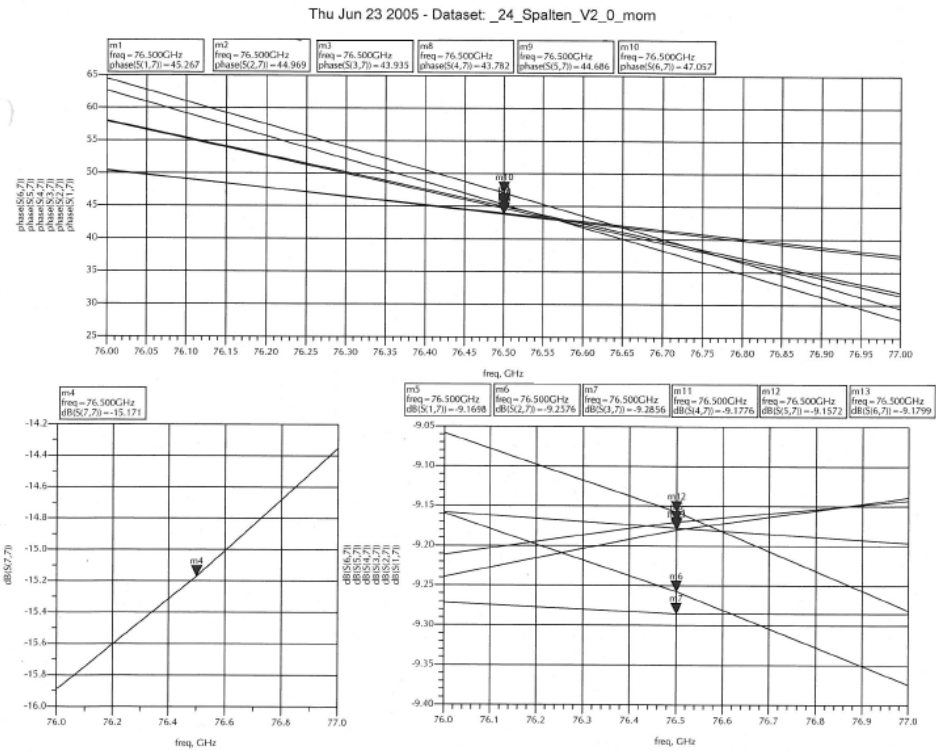


Figura 2-19 Resultados obtenidos para la amplitud, la fase y el factor de reflexión del puerto de entrada

2.6 CONCLUSIONES

El circuito final con el que mejores resultados hemos logrado es el que consta de 24 copias de la agrupación 1x3, alimentado de acuerdo a las Ec. 1-1 y Ec. 1-2, y que se repite de nuevo en la Ec. 2-18 por comodidad.

$$\begin{aligned} V_{y\uparrow} &= 0.5 V_{middle} = V_{y\downarrow} & a) \\ \Delta\varphi_{y\uparrow-middle} &= 12.5^\circ = -\Delta\varphi_{middle-y\downarrow} & b) \end{aligned} \quad \text{Ec. 2-18}$$

Y al que superpondremos una lente cilíndrica.

Por tanto, este circuito será fabricado para poder medir sus características reales en laboratorio. Sin embargo, no será el único, pues también se van a construir algunos otros para comprobar la bondad de las distintas fases y elementos de diseño.

Los circuitos a fabricar van a ser los siguientes:

1	Agrupación de 1x3 parches con la alimentación prefijada por la Ec. 2-18 a) (sólo amplitud).
2	Agrupación de 1x3 con la alimentación referida en la Ec. 2-18 a) y b) (amplitud y fase).
3	Agrupación de 20 copias de la agrupación 1x3 (amplitud y fase) con el que se obtienen los mejores resultados con la herramienta "Schematic" del programa de simulación ADS.
4	Agrupación de 24 copias de la agrupación 1x3 (amplitud y fase) con el que se obtienen los mejores resultados con la herramienta "Momentum" de ADS. Nuestro circuito final y objetivo del diseño.

Tabla 2-2 Circuitos a fabricar para su prueba en laboratorio

En el siguiente capítulo se estudian en detalle las medidas realizadas y los resultados alcanzados con cada uno de ellos.

3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Tras lo comentado en el punto 2.6 del capítulo anterior, se van a fabricar una serie de modelos reales de nuestros diseños de cara a realizar medidas en laboratorio que nos permitan determinar si cumplen los requisitos de la Tabla 0-1 del capítulo 0.

De cada circuito de los expresados en la Tabla 2-2 se fabrican 2 variantes, y de cada variante se fabrican 2 ejemplares, en principio idénticos, para salvar posibles fallos de fabricación. Cada versión de los circuitos tiene una finalidad definida:

- Una sirve para la medición de los parámetros S del circuito.
- La otra para la obtención de los parámetros de radiación del circuito (básicamente su ganancia y directividad).

El porqué de la necesidad de hacer dos variantes de cada circuito radica en el hecho de que la técnica de alimentación a usar va a ser diferente según los parámetros que queramos medir.

En caso de medir los parámetros S del circuito, se usa la técnica de “Coplanar Waveguide” o CPW añadiendo la estructura “CPW_77_Uebergang” de las librerías de ADS en el punto de alimentación de nuestros circuitos. Un desarrollo en detalle acerca de estas líneas de transmisión puede consultarse en [10].

A la hora de medir los parámetros de radiación, se emplea la técnica de “línea microstrip” ya mencionada en el capítulo 2, así como en [5] y [10] de la bibliografía. Para introducir la señal proveniente de un generador en el circuito, se elimina el dieléctrico y el plano conductor sobre el que se apoya nuestra línea de alimentación y se pega con un pegamento conductor un conector especial a través del cual se conecta la señal de entrada. Para llevar a cabo esta operación, prolongamos unos 20 mm la línea de $50\ \Omega$ donde deberíamos alimentar nuestro circuito para poder retirar el dieléctrico y pegar el elemento de acoplo sin afectar las características de nuestro circuito de alimentación. Exactamente, la elongación es de 7 veces la longitud de onda en una línea de impedancia característica de $50\ \Omega$.

Las dos técnicas de alimentación descritas en los dos párrafos anteriores pueden verse desde la Figura 6-32 hasta la Figura 6-35 del punto 6.1.18 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”. En todas estas figuras se pueden apreciar todos los detalles característicos de cada una de ellas, así como una descripción algo más abundante de cada una.

Por tanto, de los cuatro circuitos a fabricar se hacen dos versiones, y de cada versión 1 copia. Esto hace un total de 16 circuitos a fabricar. Se fabricarán sobre una única lámina de dieléctrico con plano conductor en su base de 236mm de ancho por 427 mm de largo. Estas medidas vienen prefijadas por el fabricante de circuitos impresos y no admiten modificación.

Para el diseño de dicha placa y la colocación de los diversos circuitos en ella, se recurre de nuevo al programa ADS de Agilent, que permite crear un Layout a partir de circuitos ya esquematizados con él. En dicho Layout, se distinguen diferentes capas para una mayor legibilidad por parte del fabricante. Son las expresadas en la Tabla 3-1:

Las capas correspondientes al plano de masa y al dieléctrico no es necesario especificarlas por su obviedad.

Una vez diseñado el Layout, con la herramienta GERBER de ADS esos datos se traducen a cuatro ficheros con extensión “.gbr”, y que serán los usados por el fabricante para la elaboración de la placa de pruebas.

Número	Nombre	Descripción
1	Circuitos microstrip	En esta capa se ubican todos los circuitos a probar. Los 16, debidamente espaciados.
2	Marcos	En esta capa se marcan unos marcos para cada uno de los circuitos. Se usarán como guías de corte para separar los diversos circuitos y probarlos por separado.
3	Via_i4_ss	En esta capa se colocan las alimentaciones de tipo CPW. Además de la alimentación del circuito propiamente dicha, se imprimen tres más para calibración en cada circuito.
4	Contorno de corte	Esta capa es la que elimina el dieléctrico y el plano conductor para dejar espacio a nuestra guía rectangular para alimentar los circuitos para la medición de sus parámetros de radiación.

Tabla 3-1 Capas que definen el Layout sobre el que se fabricarán nuestros circuitos

Una vez recibidos todos los circuitos, se procede a pegar manualmente y con la ayuda de un microscopio electrónico los elementos de alimentación en los circuitos destinados a la medición de los parámetros de radiación o de antena. El elemento de alimentación consiste en una guía onda rectangular, que se pega al circuito de forma que la guía se alinee con nuestra línea microstrip de alimentación, de forma que la propia línea microstrip actúe de sonda dentro de la guía de ondas. Este proceso dura un día completo de trabajo, pues requiere una cierta familiarización con el proceso y algo de habilidad manual.

Ya con todos los circuitos preparados para ser medidos, pasamos al laboratorio. Las medidas deberían realizarse en una cámara anecoica debidamente habilitada. Sin embargo, en el momento de realización de este proyecto ésta se encontraba en construcción, por lo que los resultados obtenidos distan bastante de poder ser considerados ideales.

El montaje usado en el laboratorio para la realización de las medidas de los parámetros de radiación se muestra en la Figura 3-1. Como elemento radiante usamos una bocina con 3 dBi de ganancia, fijada en un pedestal y apuntando al centro de la agrupación a medir. El apuntamiento se realizó con la ayuda de un puntero laser, por lo que puede considerarse bastante preciso. En el lado opuesto, y a unos 4 metros de distancia se irán colocando consecutivamente todos los circuitos a caracterizar. Éstos se apoyan sobre un rotor de precisión, que realizará un barrido durante la medida en azimuth, con $\vartheta \in [-90^0, 90^0]$.

Mediante un bus GPIB conectaremos todos los elementos que intervienen en la medida, y que se detallan en la Tabla 3-2:

Equipo	Función
PC	Desde él se controla todo el proceso de medida, y se almacenan los resultados.
SWEEPER	Genera señales con unas frecuencia y potencia fijadas desde el PC. Para la medida de ganancia y directividad no es preciso seleccionar ningún tipo de modulación en la señal.
ANALIZADOR DE ESPECTRO	Mide la potencia y la frecuencia de la señal recibida.
POSICIONADOR DEL ROTOR	Desde el PC le indicaremos el ángulo a barrer y la velocidad de movimiento. En nuestro caso concreto, el barrido será de 180° en 540 segundos, en pasos de 0,3°. Este posicionador, traduce estos comandos al rotor mediante un protocolo de comunicación interno, y que no es objeto de este proyecto.

Tabla 3-2 Elementos de medida conectados mediante bus GPIB

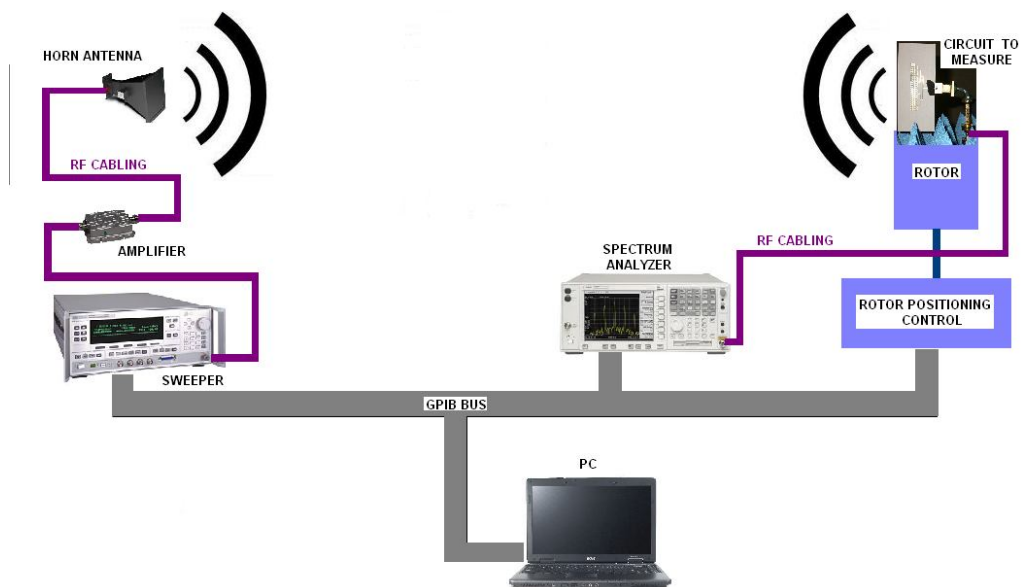


Figura 3-1 Montaje de laboratorio para la medición de los parámetros de radiación de los circuitos fabricados

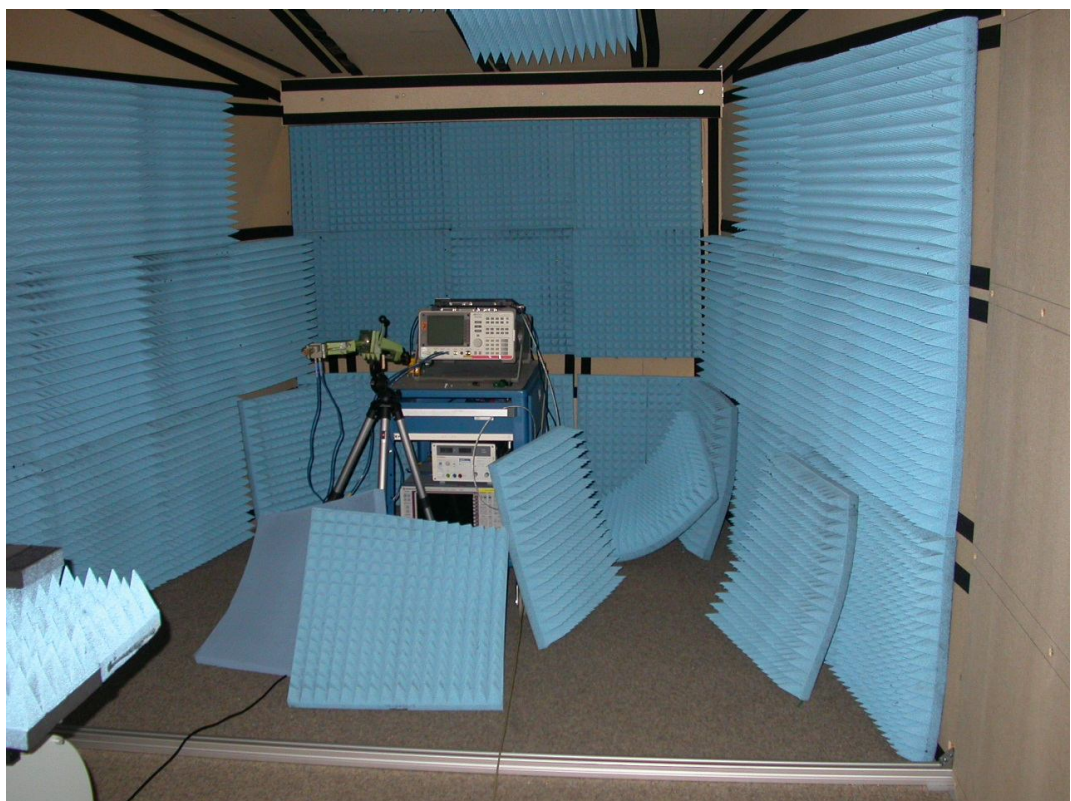


Figura 3-2 Fotografía del entorno real de medida en laboratorio

Es importante señalar que el sweeper no es capaz de generar directamente la frecuencia de trabajo del circuito (76,5 GHz), pues es demasiado alta para la tecnología actual disponible en equipos comerciales. Sin embargo, si a la salida del generador de señal se coloca una cabeza multiplicadora, se pueden obtener frecuencias dobles y triples a las de su entrada. Estos dispositivos son no lineales, e introducen ruido de intermodulación. Sin embargo, con un filtro paso banda adecuado a su salida se puede, si no eliminar, al menos mitigar en gran medida. Por tanto, seleccionando en el sweeper una frecuencia

mitad (de 38,25 GHz), y atacando con ella la cabeza multiplicadora se obtiene la frecuencia de trabajo buscada. A esta frecuencia de 38,25 GHz se la llama FI o Frecuencia Intermedia, y su uso se nutre de la mayor facilidad para generar, amplificar, filtrar, y operar en definitiva con estas frecuencias. Una vez la FI se ha tratado adecuadamente, se hace la “Up Conversion” hasta la frecuencia de trabajo, normalmente denominada RF o “Radio Frequency”. Habitualmente, la FI suele ser bastante menor (del orden de hasta la decena de GHz), pero en nuestro caso, la RF tiene una frecuencia tan alta que provoca este hecho.

Por este motivo, la señal de FI se amplifica y se filtra antes de convertirla en señal de RF. Pues una vez que la señal salga de la cabeza multiplicadora ya sólo restará filtrarla de nuevo y transmitirla con la suficiente potencia como para soportar las pérdidas por propagación en espacio libre entre la bocina emisora y el circuito a caracterizar.

De acuerdo a lo dicho en los dos párrafos precedentes, el módulo etiquetado como “AMPLIFIER” en la Figura 3-1, situado entre el “SWEEPER” y la bocina emisora consta en realidad de los elementos citados en la Figura 3-3.

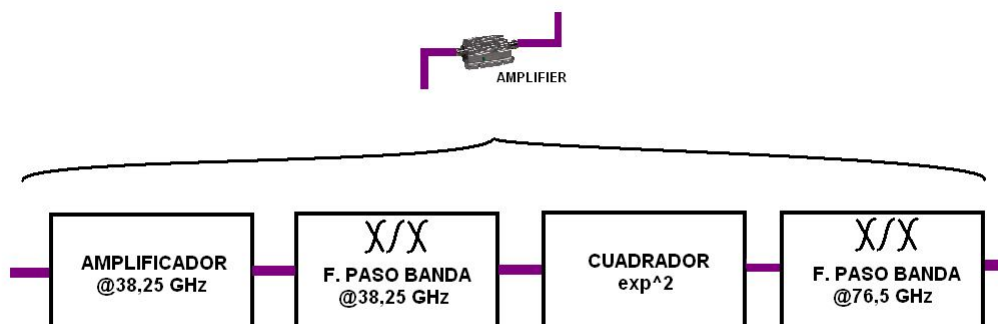


Figura 3-3 Módulo amplificador de la Figura 3-1 explicado en detalle

En este caso el orden de los factores sí afecta al producto. Se ha de seguir el orden indicado en la Figura 3-3, pues este orden viene impuesto por el hecho de que los amplificadores son sistemas por naturaleza ruidosos. Al estar conectados a fuentes de voltaje, los amplificadores pueden introducir mucho ruido de fondo a nuestra señal. Al ser esta amplificada, ese aumento del ruido no será demasiado grave, pero afecta mucho al pasar por una cabeza multiplicadora, pues ese ruido se verá amplificado y mezclado en frecuencia, dando lugar a la extensión de este ruido por todo el espectro frecuencial. Debido a ello, y para eliminarlo en lo posible, tras el amplificador se coloca un filtro paso banda centrado en la frecuencia FI (38,25 GHz). De este modo, se eliminará todo el ruido salvo el de nuestra banda de trabajo, que irremediablemente se colará con la señal. Por último, y para que a la bocina emisora no le llegue una señal con ruido en todas las bandas, se vuelve a filtrar, ahora en torno a la frecuencia de RF para eliminar todos los posibles armónicos generados en la cabeza multiplicadora (o “CUADRADOR” en la Figura 3-3, pues eleva al cuadrado la señal de entrada, lo que en frecuencia se traduce por una multiplicación por dos en el espectro).

Las condiciones de medida ideales hubiesen supuesto el uso de una cámara anecoica homologada, donde se introducirían la bocina radiante con su “amplificador” (nos referimos a todo el conjunto explicado en el párrafo precedente) asociado, y el circuito a caracterizar. El resto de elementos de medida quedarían fuera, para evitar reflexiones indeseadas, que conducirían a mediciones inexactas del diagrama de radiación.

El aspecto real del entorno de medida puede verse en la Figura 3-2, y tal y como puede apreciarse, dista mucho del ideal, por lo que los resultados presentarán cierta pérdida de precisión.

En el PC de control se almacenan los datos recibidos desde el analizador de espectro, para su análisis posterior.

Por otro lado, para la medición de los parámetros S de los diversos circuitos, se usa un analizador vectorial, en el que directamente obtendremos todos los datos requeridos a diferentes frecuencias.

En los apartados siguientes se presentan los datos obtenidos en cada uno de los circuitos bajo estudio.

3.1 AGRUPACIÓN DE 1X3 SIN DESFASE ENTRE PARCHES

En la Figura 3-4 se muestran las pérdidas de retorno (S_{11}) a la entrada de la agrupación. En la parte superior de la misma aparece la información relativa a la magnitud, y en la inferior a la fase.

El valor de magnitud alcanzado a nuestra frecuencia de trabajo ("Marker 3" en la Figura 3-4) es de -13,517 dB, por lo que puede considerarse adecuado. Sin embargo vemos que no coincide con un mínimo. Como se observa, la frecuencia de resonancia ha quedado desplazada hacia frecuencias inferiores, por lo que una disminución en las dimensiones de las longitudes de los circuitos permitiría re sintonizar el circuito. El valor de fase de S_{11} no es relevante para esta aplicación, por lo que no será analizado.

La conclusión es que se podría mejorar la adaptación de impedancias a la entrada de nuestro circuito para obtener un valor más bajo del parámetro S_{11} mediante la realización de un nuevo prototipo. Sin embargo, el valor obtenido no resulta inapropiado para nuestros fines.

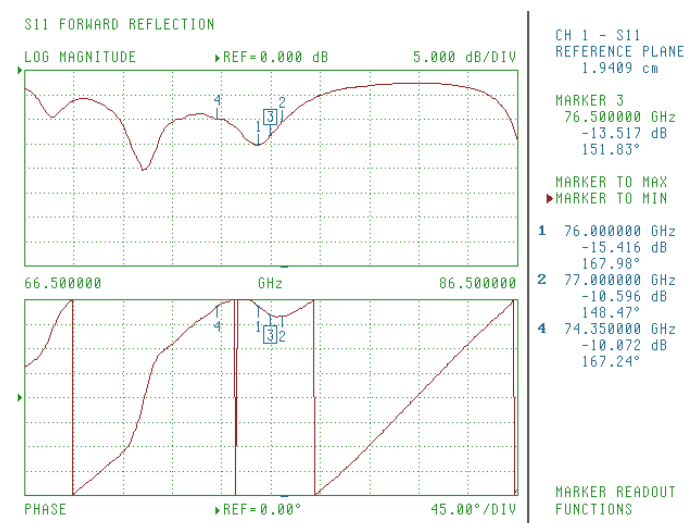


Figura 3-4 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación 1x3 sin desfase

En la Figura 3-5 y la Figura 3-6 se puede observar el diagrama de radiación medido, en azimuth y elevación respectivamente.

El diagrama de azimuth muestra unos resultados muy pobres al recibir la agrupación por igual en cualquier ángulo. Esto es debido a que sólo hay una agrupación de 3 Parches, cuando nuestra solución óptima consta de 24 copias de esa agrupación, que lo que hacen es dotarle de una directividad mucho mayor en este plano.

El rizado presente en la señal obedece al ruido en la medida (recordemos las condiciones expresadas al inicio del presente capítulo), pues la medida debería ser mucho más plana y uniforme. Este rizado será una constante en todas las medidas realizadas y sin duda está relacionado con las reflexiones indeseadas en el sistema de medida.

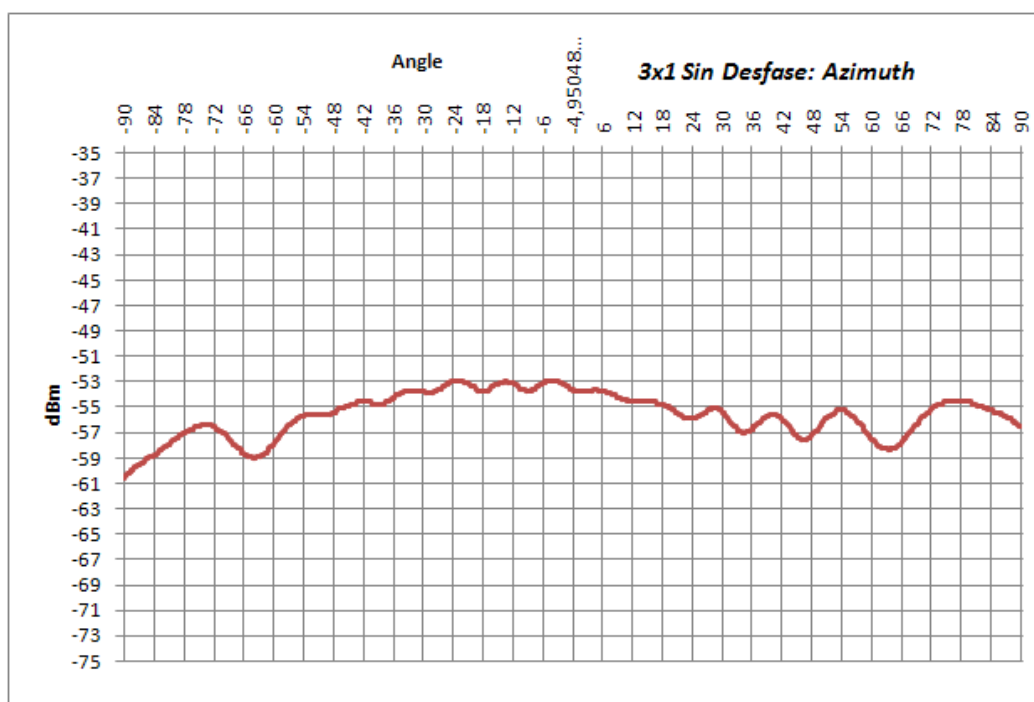


Figura 3-5 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 1x3 Parches sin desfase en su alimentación

En cuanto al diagrama en elevación mostrado en la Figura 3-6, los resultados son mucho mejores y más próximos a los valores esperados tras las simulaciones. El lóbulo principal es aún así más ancho de lo que nos gustaría, pues su valor es de 30° , pero recordemos que la medida se ha realizado sin la lente cilíndrica usada para mejorar la directividad del conjunto.

También cabe señalar en la Figura 3-6 que el lóbulo principal se encuentra ligeramente desviado de $\theta = 0^\circ$, pues se centra en $\theta \approx 4^\circ$, lo cual no era buscado en nuestras simulaciones. Esto es debido a que aún no se ha introducido el desfase adecuado entre la señal que llega a los distintos parches, y debería resolverse en el siguiente circuito a medir.

Los circuitos fabricados con los que se obtienen estas medidas pueden consultarse en el punto 6.1.18.1 del anexo 6.1 "ANNEX 1: GRAPHICS".

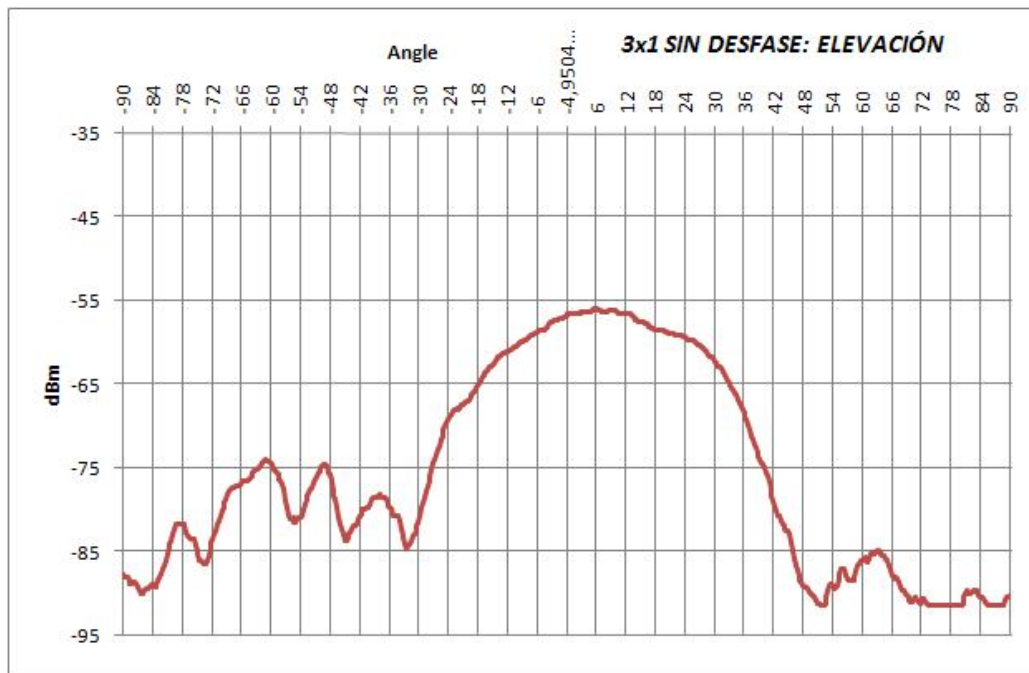


Figura 3-6 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 1x3 alimentado sin desfase entre los distintos parches

3.2 AGRUPACIÓN DE 1X3 CON DESFASE ENTRE PARCHES

En la Figura 3-7 se muestran las pérdidas de retorno (S_{11}) a la entrada de la agrupación. En la parte superior de la misma aparece la información relativa a la magnitud, y en la inferior a la fase.

El valor de magnitud alcanzado a nuestra frecuencia de trabajo es de -8,455 dB, que es demasiado alto para nuestros fines. Sin embargo, vemos que aunque no coincide con un mínimo, se encuentra próximo a uno, por lo que sería fácilmente mejorable acortando la longitud de los elementos del circuito.

Se puede concluir por tanto, que aunque el valor de S_{11} es demasiado alto, el margen de mejora para la adaptación de impedancias a la entrada de nuestro circuito es muy amplio y viable, ya que podríamos fácilmente rebajar su valor mediante el diseño de un nuevo prototipo con dimensiones de longitud menores.

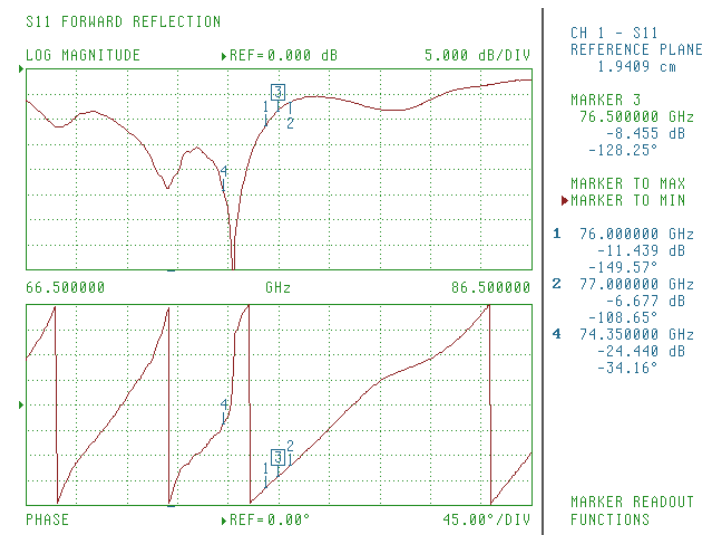


Figura 3-7 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación 1x3 con desfase

En la Figura 3-8 y en la Figura 3-9 se puede observar el diagrama de radiación medido en azimuth y elevación respectivamente.

Como sucedía en el punto anterior, el diagrama de azimuth muestra unos resultados muy pobres debido a que sólo hay una agrupación de 3 parches, en lugar de 24. De ahí su escasa directividad.

De nuevo aparece el rizado debido a las imperfecciones en el sistema de medida, que propicia la aparición de múltiples reflexiones. Y ahora se aprecia también que el diagrama ya no está centrado como en el punto anterior, pues se ve un cero de radiación en -90° , que no está en 90° . Esta pérdida de simetría en el diagrama de azimuth puede deberse a una incorrecta colocación del circuito a caracterizar sobre el pedestal rotatorio que impidiese la recepción en los ángulos iniciales del barrido.

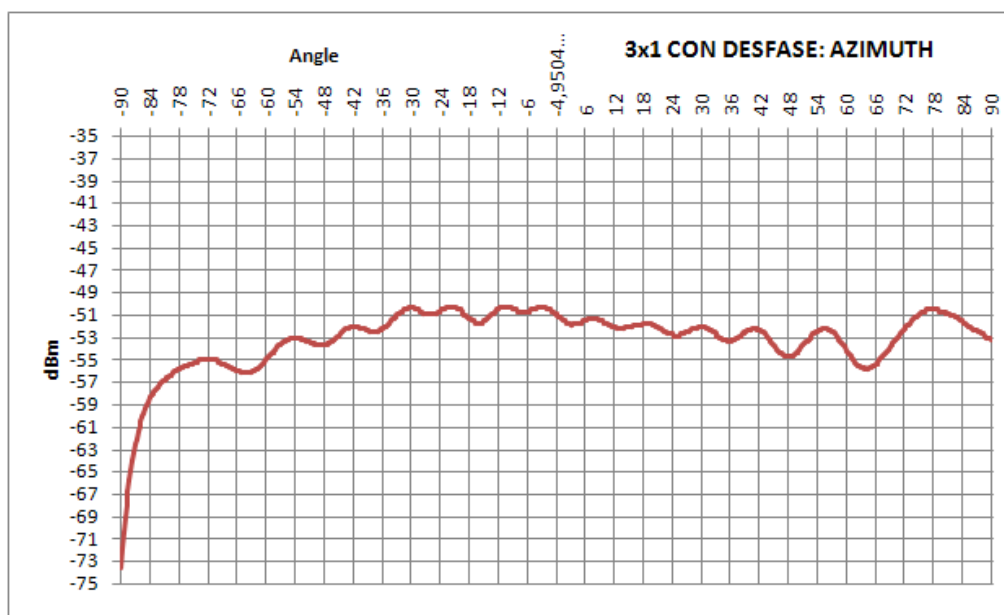


Figura 3-8 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 1x3 Parches con desfase en su alimentación

En elevación, por el contrario, el comportamiento vuelve a ser mucho mejor. En la Figura 3-9, el ancho de haz a -3 dB es, como en la sección anterior, cercano a 30°, y el haz principal vuelve a encontrarse ligeramente desviado del centro (está en 2° en lugar de en 0°). La aplicación de los desfases ha mejorado esta desviación del haz principal con respecto a lo visto en el punto 3.1, aunque aún debería afinarse algo más. Sin embargo, en la parte izquierda de la Figura 3-9 se puede ver un pico de amplitud anómalo entre -90° y -84°. Este pico sorprende por su colocación, pero podrá ser filtrado colocando absorbentes rodeando nuestro circuito, evitando así su influencia.

A la vista de estos resultados, sobre todo para elevación, puede concluirse que se obtienen valores muy adecuados, y que se verán mejorados con la aplicación de la lente cilíndrica superpuesta al conjunto.

Los circuitos fabricados con los que se obtienen estas medidas pueden consultarse en el punto 6.1.18.2 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”.

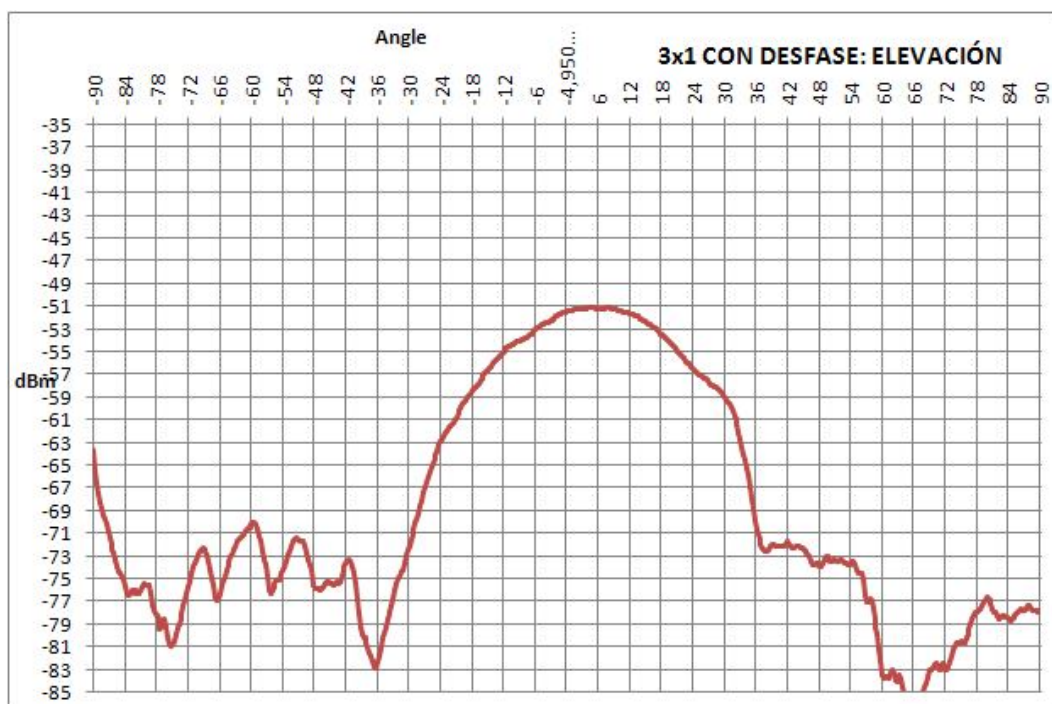


Figura 3-9 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 1x3 alimentado con desfase entre los distintos parches

3.3 AGRUPACIÓN DE 20X3 PARCHES

Tras comprobar en los puntos 3.1 y 3.2 que nuestras simulaciones no iban desencaminadas, y que los programas de simulación empleados resultan de gran utilidad, es el momento de analizar el comportamiento de nuestros circuitos finales.

En primer lugar nos dedicamos al circuito de 20x3 parches. Este era nuestra primera solución, hasta que los problemas surgidos durante la simulación del tramo de línea “MCROSO” nos obligaron a plantearnos otras posibilidades. Pese a no ser nuestra solución óptima, se decidió fabricarla para comprobar qué tal era su comportamiento real.

La Figura 3-10 muestra las pérdidas de retorno (S_{11}) a la entrada de la agrupación 20x3. En la parte superior de la misma aparece la información relativa a la magnitud, y en la inferior a la fase.

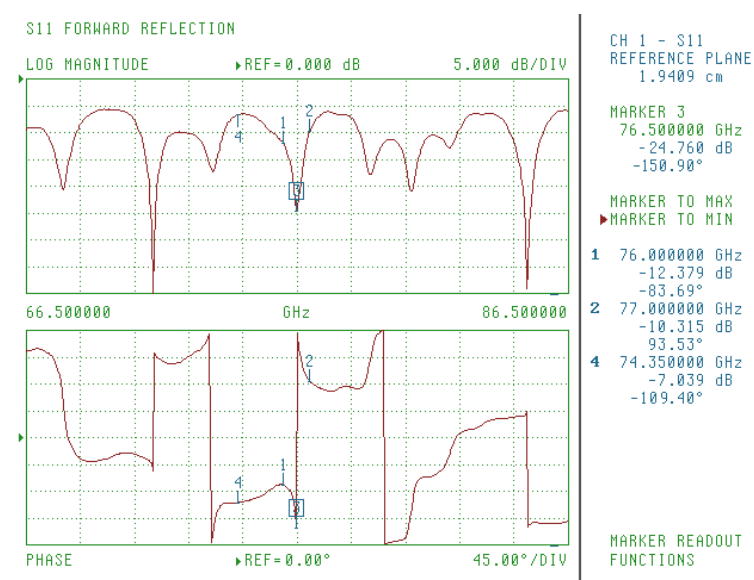


Figura 3-10 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación de 20x3 parches

El valor de magnitud alcanzado a nuestra frecuencia de trabajo es de -24,760 dB, un resultado extraordinario que indica una perfecta adaptación de impedancias con la fuente.

En la Figura 3-11 y en la Figura 3-12 se puede observar el diagrama de radiación medido en azimuth y elevación respectivamente.

El diagrama de azimuth presenta ahora una acusada directividad comparada con los resultados de los puntos 3.1 y 3.2, pues ahora por fin contamos con el suficiente número de repeticiones de la agrupación 1x3 como para lograr un diagrama de radiación con un lóbulo principal estrecho y adecuado a la finalidad del proyecto.

De hecho, el ancho de haz a -3 dB es de tan solo 3,8° como puede verse en la Figura 3-11. Sin embargo surge el problema de que se encuentra ligeramente desviado de 0°, pues el máximo de radiación se obtiene en -2,1°. Este hecho puede llevarnos a errores de unos 3,6 metros a 100 metros de distancia, lo que nos llevaría a detectar obstáculos

provenientes de carriles adyacentes. Esto debería corregirse modificando la distribución de potencia o de fase en la agrupación. Además aparece un lóbulo secundario con sólo 5 dB menos de potencia que el principal. Lo que no es demasiado con respecto a los cálculos teóricos de partida, en los que preveíamos una diferencia de entorno a 15-20 dB. La presencia de este lóbulo secundario tan potente y cercano al lóbulo principal es preocupante, y debería estudiarse su procedencia, de cara a tratar de eliminarlo. Aunque existen muchas probabilidades de que se deba a una reflexión indeseada en el entorno de medida.

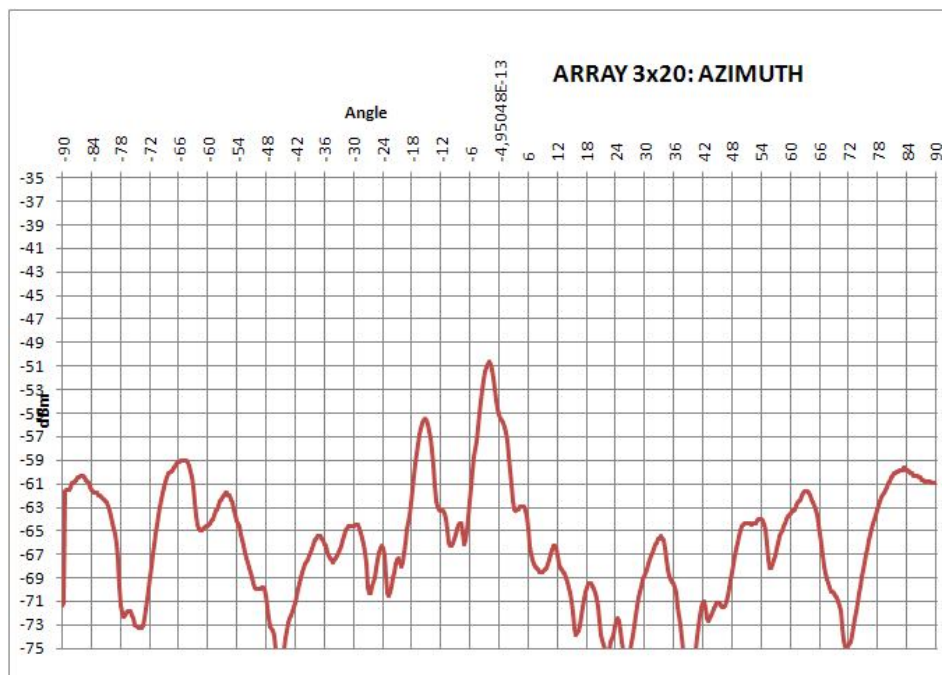


Figura 3-11 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 20x3 Parches

En elevación, Figura 3-12, el comportamiento vuelve a ser similar al de los puntos 3.1 y 3.2, pues no hay variación en el número de elementos a lo largo del eje Y (seguimos teniendo 3 parches a lo largo de este eje). El ancho de haz a -3 dB es de 27°, pero ahora el haz principal se encuentra totalmente centrado en 0°. Por tanto, la red de alimentación diseñada ha mejorado esta desviación que tanto nos preocupaba al ver las agrupaciones 1x3 aisladas.

Los resultados obtenidos se verán mejorados con la aplicación de la lente cilíndrica superpuesta al conjunto. Sería deseable haber podido probar el conjunto completo, para así dictaminar la calidad del diseño final, pero esta aún no había sido fabricada al término de estos trabajos.

A la luz de los resultados, puede concluirse que el diseño parece cercano a los objetivos de partida. Pero no puede considerarse como una solución factible, ya que aún debería pasar por una fase de rediseño para corregir las deficiencias observadas en el diagrama en azimuth de la Figura 3-11. Concretamente debe revisarse la distribución de potencia y fase que provoca la desviación del lóbulo principal de $\theta = 0^\circ$. Ésta desviación bien puede deberse al uso de la pieza MCROSO en la unión de las 5 agrupaciones 1x3 con el resto del circuito de alimentación. Esta pieza fue imposible de simular con el método de los momentos ("MoM") y propició que este circuito dejase de ser la solución óptima a los requisitos de partida. Por otro lado, decir que el origen de ese lóbulo secundario tan alto es una reflexión indeseada causada por las condiciones de medida, por lo que no tiene demasiada importancia.

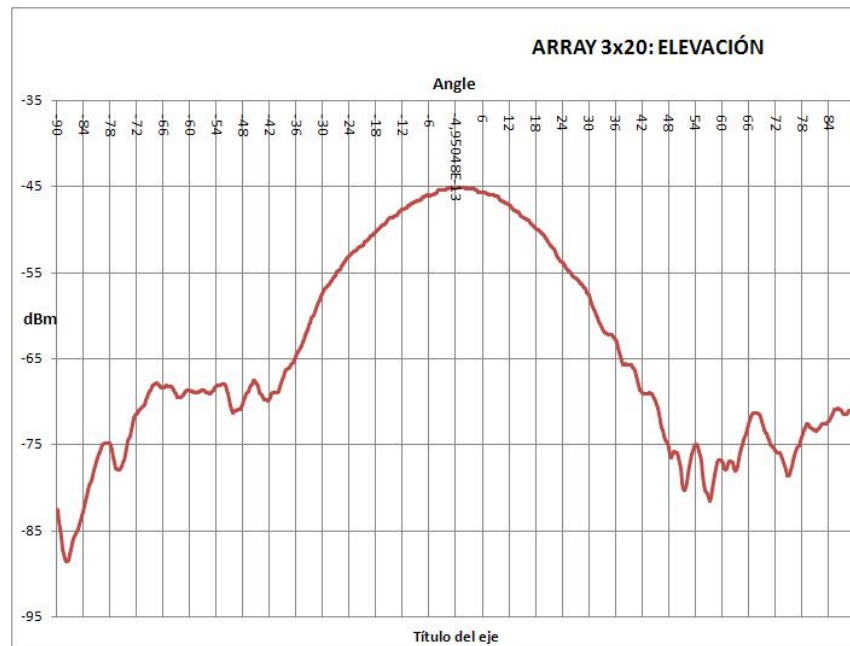


Figura 3-12 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 20x3 parches

Los circuitos fabricados con los que se obtienen estas medidas pueden consultarse en el punto 6.1.18.3 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”.

3.4 AGRUPACIÓN DE 24X3 PARCHES

Y por fin llegamos a la solución considerada como óptima. La Figura 3-13 muestra las pérdidas de retorno (S_{11}) a la entrada de la agrupación 24x3. En la parte superior de la misma aparece la información relativa a la magnitud, y en la inferior a la fase.

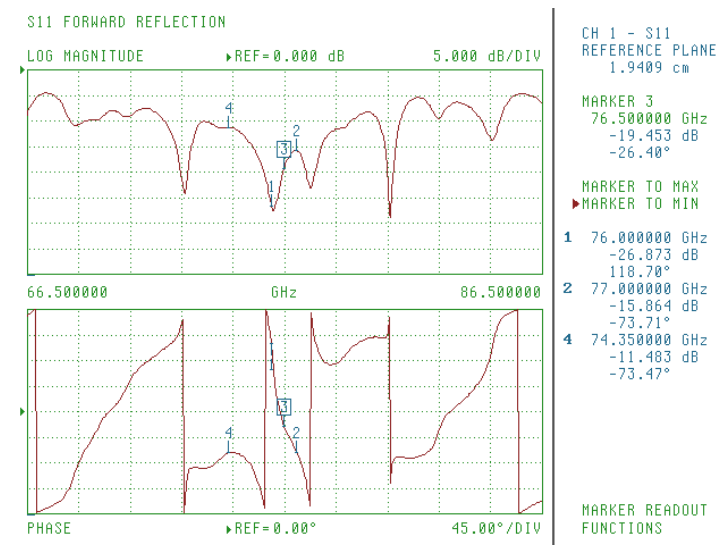


Figura 3-13 Amplitud y fase del parámetro S11 de reflexión a la entrada de la agrupación de 24x3 parches

El valor de magnitud alcanzado a nuestra frecuencia de trabajo es de -19,453 dB. Éste es un buen resultado, pero a la vista de la Figura 3-13 se comprueba que se podría mejorar mucho la adaptación acortando la longitud de los elementos del circuito de alimentación, para llegar a un valor en torno a -27 dB.

En la Figura 3-14 y en la Figura 3-15 se puede observar el diagrama de radiación medido en azimuth y elevación respectivamente.

El diagrama de azimuth presenta ahora una acusada directividad, comparada con los resultados de los puntos 3.1 y 3.2, pues ahora por fin contamos con el suficiente número de repeticiones de la agrupación 1x3 como para lograr un diagrama de radiación con un lóbulo principal estrecho y adecuado a la finalidad del proyecto.

De hecho, como se puede ver en la Figura 3-14, el ancho de haz a -3 dB es de tan solo 2,7°. Sin embargo surge el problema de que se encuentra ligeramente desviado de 0°, pues el máximo de radiación se obtiene en -3,3°. Esto es un problema, pues puede llevarnos a errores de unos 5,75 metros a 100 metros de distancia, lo que nos llevaría a detectar obstáculos provenientes de carriles adyacentes. Esto debería corregirse modificando la distribución de potencia o de fase en la agrupación, o bien usando una lente ligeramente inclinada para compensar dicha desviación.

De nuevo, tal y como sucedía en el punto 3.3, vuelve a aparecer un lóbulo secundario en azimuth (Figura 3-14) con unos 5 dB menos de potencia que el principal. Sin embargo, ahora dicho lóbulo está situado en $\vartheta = 72^\circ$, por lo que resulta mucho menos lesivo que el encontrado en la sección anterior con la agrupación de 20x3 parches. Al igual que sucedía entonces, este pico está motivado por reflexiones indeseadas en el entorno de medida.

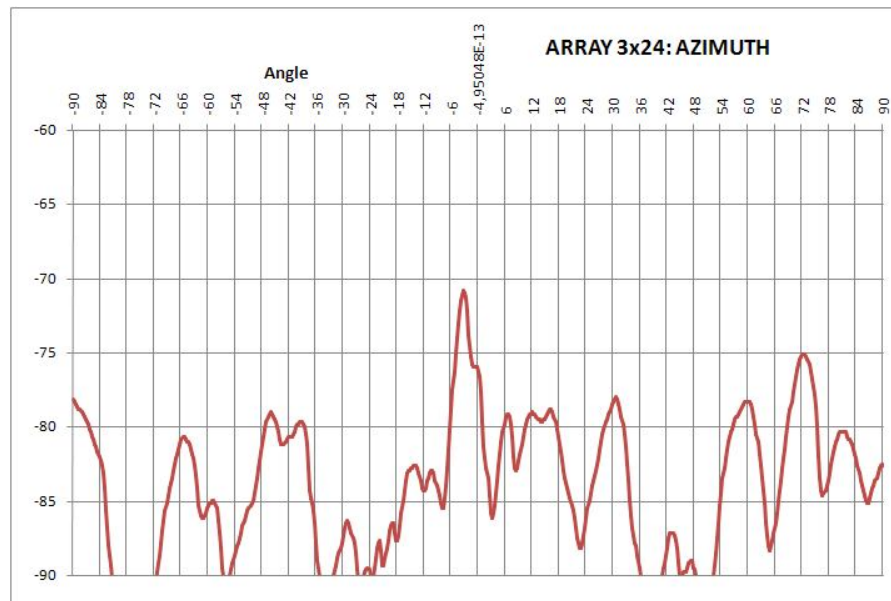


Figura 3-14 Diagrama de radiación en azimuth de la agrupación de 24x3 Parches

En elevación (Figura 3-15) el comportamiento vuelve a ser análogo al de los puntos anteriores, pues no hay variación en el número de elementos a lo largo del eje Y (seguimos teniendo 3 parches a lo largo de este eje). De hecho, el ancho de haz a -3 dB es de 27°, y el haz principal se encuentra totalmente centrado. El único problema es la presencia de cierto rizado en el lóbulo principal, que se debe a reflexiones indeseadas propiciadas por el inadecuado entorno de medida.

Volvemos a apreciar en la Figura 3-15 el pico anómalo entre -90° y -84° que ya vimos en el punto 3.2 con la agrupación 1x3 con desfase entre parches. Este pico debe su origen a reflexiones no deseadas en el entorno de medición, y se verían eliminadas midiendo en una cámara anecoica debidamente habilitada.

Por tanto, los valores alcanzados en azimuth son adecuados, pues aún deberán verse confinados por la lente cilíndrica, que los dotará de mayor directividad hasta alcanzar los requisitos de la Tabla 0-1 de la introducción.

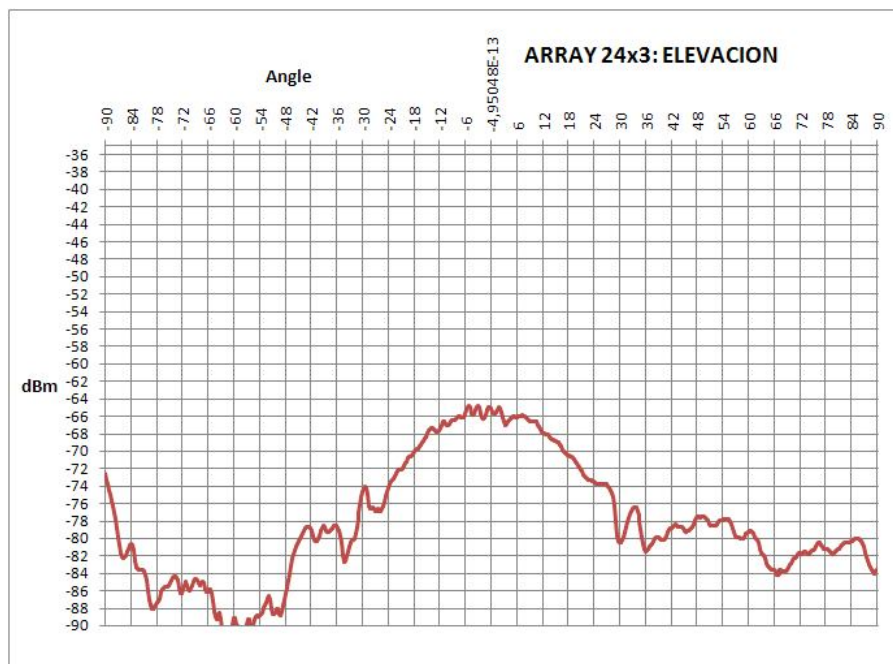


Figura 3-15 Diagrama de radiación en elevación de la agrupación 24x3 parches

Y a la vista de los resultados mostrados tanto en azimuth como en elevación, puede concluirse que este circuito cumple con los requisitos exigidos en el punto 0.2 “ACC: Especificaciones del Subsistema Emisor-Receptor” de la introducción (recordemos que en elevación se cumplirán con la lente cilíndrica superpuesta). Y aunque presente pequeñas incidencias:

- desviación del haz principal en azimuth
- presencia de lóbulo secundario muy potente en azimuth centrado en $\theta = 72^\circ$
- diagrama en elevación anómalo entre -84° y -90°

Sólo la desviación del haz principal en azimuth debería preocuparnos. Pues las otras dos incidencias reseñadas son propiciadas por las condiciones en que se han realizado las mediciones.

Para solventar la desviación del haz principal en azimuth cabrían 2 opciones: o bien rediseñar el circuito de alimentación de las 24 agrupaciones 1x3, y que sería lo más recomendable. O bien, colocar el circuito sobre un plano inclinado que corrija dicha desviación (al ser tan pequeña, sólo $-3,3^\circ$, esta opción no resulta descabellada, pues ahorra tiempo). Una vez corregido este detalle, la solución puede considerarse exitosa, a falta de comprobar los resultados alcanzados con la lente cilíndrica superpuesta.

Los circuitos fabricados con los que se obtienen estas medidas pueden consultarse en el punto 6.1.18.4 del anexo 6.1 “ANNEX 1: GRAPHICS”.

Aunque esta solución nos parece menos adecuada que la expresada en el punto 1, podría usarse como medida desesperada en caso de no tener mayor margen de maniobra, como puede ser en este caso, pues no existía más tiempo para desarrollar nuevos diseños.

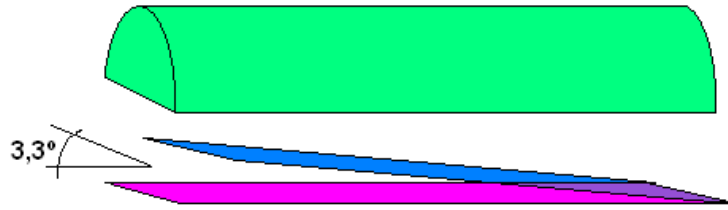


Figura 4-2 Solución alternativa al desvío en azimuth del circuito 24x3

3. Hubiese sido muy conveniente medir los parámetros $S_{i,j}$ en los diferentes puertos de los circuitos, tanto en amplitud como en fase. Esto hubiera permitido confirmar sin lugar a dudas si las distribuciones de fase y potencia eran adecuadas en cada elemento.

Sin embargo, esto resulta muy costoso, tanto económicamente como en tiempo. Pues para cada parámetro $S_{i,j}$ a medir se necesita un circuito distinto, en el que el puerto a caracterizar sea sustituido por una conexión “Coplanar Waveguide” mientras el resto de puertos mantienen sus parches de carga.

4. La lente cilíndrica no ha podido ser probada. La falta de tiempo ha propiciado que no se haya llegado a realizar ningún test con ella superpuesta a nuestro circuito. La lente en sí ya estaba diseñada, y no era objeto de este proyecto. Pero no pudo llegar a fabricarse, así como tampoco se elaboró una carcasa plástica donde ubicarla junto a nuestro circuito. En consecuencia, no ha sido posible validar definitivamente los diseños efectuados.

Al menos, los resultados obtenidos coinciden e incluso mejoran los esperados por los circuitos sin usar la lente. Pero no se puede considerar concluido este trabajo sin verificar el comportamiento de la solución completa con la lente. Lo que deja un sabor amargo al estar tan cerca de dicho objetivo.

Este paso se habría dado una vez corregida la desviación de la que hablábamos en el punto 1.

Los trabajos en este campo continuaron, dando solución a todos los problemas aquí expuestos mediante nuevos diseños. Y en el año 2009 (cuatro años después de la realización de este trabajo) salió a la luz la última generación del sistema ACC. En ella se hace uso de antenas tipo parche con una lente aplanática superpuesta trabajando a la misma frecuencia de 76,5 GHz. Sin embargo se modificó ampliamente el conjunto emisor-receptor, formado ahora por una agrupación plana 4x3.

El uso de la lente aplanática explica la reducción del número de agrupaciones usadas en el eje X, pues mientras la lente cilíndrica no afectaba a este eje, la lente aplanática confina la radiación tanto del eje X como del eje Y. Además, la

lente finalmente usada permite regular su apertura, ampliando o reduciendo así el rango angular, tanto en azimuth como en elevación, cubierto por el sistema receptor.

Por tanto, es un orgullo haber podido participar de este proyecto, ya que estos primeros pasos en el desarrollo del nuevo sistema han dado su fruto, al emplearse la misma idea de base: antenas tipo parche y lente electromagnética superpuesta. Ello ha llevado a una considerable reducción de las dimensiones del sistema.

5. El empleo de una cámara anecoica debidamente habilitada resulta fundamental para este tipo de medidas. Sin embargo el elevado coste del alquiler de una, y el hecho de que la que se proponía fabricar el grupo Robert Bosch GmbH no estuviera terminada, ha provocado que las medidas de laboratorio se vean influenciadas por la presencia de reflexiones indeseadas en el sistema de medida, que dan lugar a la aparición de falsos lóbulos secundarios y rizado en los resultados.

Una estimación de su cuantía resulta difícil de precisar, pero puede llegar a influir en la estimación de los máximos de radiación y del ancho de haz a -3 dB. En nuestro caso, su efecto más pernicioso ha sido el de “ensuciar” el diagrama de directividad en azimuth del conjunto de 20x3 de la Figura 3-11, así como de los diagramas en azimuth y elevación de la agrupación 24x3 parches que aparecen en las Figura 3-14 y Figura 3-15 del punto 3.4 del capítulo anterior.

6. Este proyecto se realizó desde el 7 de febrero de 2005 hasta el 31 de julio de ese mismo año, en las instalaciones de Robert Bosch Group GmbH en Leonberg (Baden Württemberg – Alemania). Al término del contrato, no hubo posibilidad de continuar el trabajo hasta su finalización, pues no se planteó una prolongación del mismo. Este es el hecho desencadenante de que ciertos aspectos del proyecto no fuesen continuados, tal y como se ha expresado en los puntos anteriores.

Al término de ese periodo, regresé a España y comencé a trabajar como ingeniero de integración y pruebas en sistemas de Defensa Electrónica en la multinacional española Indra en Madrid. Esto ha propiciado la demora de 6 años en la entrega de este trabajo, pues si bien al principio intenté conciliar trabajo y proyecto, no me resultó posible, pues debía viajar continuamente. Después, me acomodé y lo dejé aparcado durante varios años. Pero no olvidado, por lo que ya ha llegado el momento de culminarlo, pues sólo faltaba la redacción de la presente memoria.

7. La realización práctica o experimental de este proyecto tuvo una duración de 5 meses y 24 días naturales. De ellos, 120 fueron hábiles, con una media de 8 horas diarias, e incluyendo algunos fines de semana. Esto hace un total de 960 horas de trabajo.

A la elaboración de la presente memoria con todos sus anexos se ha dedicado una ingente cantidad de tiempo, distribuida desigualmente en los últimos 6 años. Dar una estimación exacta de su cuantía resulta difícil, pero seguro sobrepasan las 600 horas.

Debido a esto, quizá la conclusión más importante que puede extraerse de este trabajo es que nunca hay que bajar los brazos. Que todo proyecto conlleva un periodo de incertidumbre, pero que con tesón y empeño se puede llevar adelante. En eso consiste la labor de un ingeniero. En acabar proyectos, con la máxima calidad posible.

8. Por último, y pese a ello lo más importante, mi agradecimiento a todas las personas que han hecho posible este trabajo, desde los que me brindaron la oportunidad de realizarlo, pasando por los que me facilitaron su ayuda durante el mismo y sin olvidar a aquellos que me alentaron a que continuase en los peores momentos.

Entre ellos quiero destacar al Dr. Ing. Thomas Binzer, que supervisó la realización del proyecto en Alemania, y que aportó no poca ayuda y sabiduría en el mismo.

Y también, por qué no decirlo, a mi pareja, Paula. Una fuente de inspiración constante, y una compañera sensacional. Gracias.

Gracias a todos.

Torrejón de Ardoz, a 3 de Abril de 2011.

5. **BIBLIOGRAFÍA**

- [1] Ramesh Garg, Prakash Barthia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. "Microstrip Antenna Design Handbook". Ed. Artech House Inc. 2001. ISBN: 0-89006-513-6
- [2] Richard C. Johnson. "Antenna Engineering Handbook", 3rd Edition. Ed. McGraw-Hill Inc. 1993. ISBN: 0-07-032381-X
- [3] David M. Pozar. "Microwave Engineering", 2nd Edition. Ed. John Wiley & Sons Inc. 1998. ISBN: 0-471-17096-8
- [4] Chuang, S. L., et al. "The Equivalence of the Electric and Magnetic Surface Current Approaches in Microstrip Antenna Studies". IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol AP-28, 1980, pp. 569-571.
- [5] Balanis C. A. "Antenna Theory: Analysis and Design" 2nd Edition. Ed. John Wiley, New York, 1997, Chap 14.
- [6] EM Software & Systems. "FEKO User's Manual". WWW:<http://www.feko.co.za> Copyright 1998-2001: EM Software & Systems. Technopark, Stellenbosch, 7600, South Africa.
- [7] Robert E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering". 2nd Edition. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, 2001. Ed. John Wiley & Sons. ISBN: 0-7803-6031-1.
- [8] Agilent EESof EDA, "Advanced Design System Documentation 2005A". Free download at:
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2005a/ads2005a.html>
- [9] "S-Parameters Techniques for Faster, More Accurate Network Design". Test & Measurement, application note 95-1. Hewlett Packard.
Free download at:
<http://www.sss-mag.com/pdf/an-95-1.pdf>
- [10] Robert E. Collin. "Foundations for microwave engineering". 2nd Edition. IEEE Press series on Electromagnetic Wave Theory. Ed. Wiley & Sons.
- [11] John D. Kraus. "Antennas" 2nd Edition 1988. McGraw-Hill International Editions, Electrical Engineering Series. ISBN: 0-07-100482-3