
This is the **published version** of the bachelor thesis:

Estivill Del Rey, Arianna. *Disseny d'un rectificador RF d'alta eficiència basat en Classe F*. Treball de Final de Grau (Universitat Autònoma de Barcelona), 2026
(Grau en Enginyeria Electrònica de Telecomunicació)

This version is available at <https://ddd.uab.cat/record/336117>

under the terms of the  license.



TREBALL DE FI DE GRAU

GRAU EN ENGINYERIA ELECTRÒNICA DE TELECOMUNICACIÓ

DISSENY D'UN RECTIFICADOR RF D'ALTA EFICIÈNCIA BASAT EN CLASSE F

Arianna Estivill del Rey

DIRECTOR: Gerard Zamora González

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

UNIVERSITAT AUTÒNOMA DE BARCELONA

Bellaterra, Juliol 28, 2026

Abstract

This Bachelor's Thesis presents the design, simulation, fabrication, and experimental validation of an RF rectifier based on the Class-F technique operating at 2.45 GHz. The proposed design is developed within the context of wireless power transfer systems, where the efficient conversion of radio-frequency power into direct current is a key requirement for proper system operation.

The device was developed through both circuit-level and electromagnetic simulations using the Keysight ADS environment. Based on the study of the optimum operating point required to meet the project specifications and on the analysis of different harmonic-control architectures reported in the literature, a complete network was designed, including the input impedance matching stage, the harmonic control network, and the DC extraction stage.

Subsequently, the prototype was fabricated on a Rogers RO4003C substrate and experimentally characterized using a dedicated measurement setup. The obtained results validate the correct operation of the different stages of the rectifier, demonstrating that the use of Class-F rectification techniques enables high RF-to-DC conversion efficiency and high output power.

Keywords:: RF Rectifier, Class-F, RF-to-DC Conversion, Wireless Power Transfer (WPT), Harmonic Control, Schottky Diode, 2.45 GHz.

Resumen

Este Trabajo Fin de Grado presenta el diseño, simulación, fabricación y validación experimental de un rectificador RF basado en la técnica de clase F operando en la banda de 2,45 GHz. El diseño se enmarca dentro del desarrollo de sistemas de transmisión inalámbrica de energía, donde la conversión eficiente de potencia de radiofrecuencia en corriente continua constituye un elemento clave para el correcto funcionamiento del sistema.

El desarrollo del dispositivo se ha llevado a cabo mediante simulaciones circuitales y electromagnéticas utilizando el entorno Keysight ADS. A partir del estudio del punto de funcionamiento óptimo para los objetivos establecidos durante el proyecto y del análisis de diferentes arquitecturas de control armónico presentes en la literatura, se ha desarrollado una red completa formada por la adaptación de impedancias de entrada, el control de armónicos y la etapa de extracción de corriente continua.

Posteriormente, el prototipo ha sido fabricado sobre un sustrato Rogers RO4003C y caracterizado experimentalmente mediante un banco de medida específico. Los resultados obtenidos permiten validar el correcto funcionamiento de las diferentes etapas del rectificador, demostrando que el uso de técnicas de rectificación clase F permite alcanzar eficiencias de conversión y potencias de salida elevadas.

Palabras clave: Rectificador RF, Clase F, Conversión RF-DC, Transferencia inalámbrica de energía (WPT), Control armónico, Diodo Schottky, 2,45 GHz.

Resum

Aquest treball de final de grau presenta el disseny, simulació, fabricació i validació experimental d'un rectificador RF basat en la tècnica de classe F operant a la banda de 2.45 GHz. El disseny s'emmarca dins del desenvolupament de sistemes de transmissió d'energia sense fils, on la conversió eficient de potència de radiofreqüència a corrent continu constitueix un element clau per al funcionament del sistema.

El desenvolupament del dispositiu s'ha dut a terme mitjançant simulacions circuitals i electromagnètiques utilitzant l'entorn Keysight ADS. A partir de l'estudi del punt de treball òptim pels objectius marcats durant el projecte i de l'anàlisi de diferents arquitectures de control harmònic presents a la literatura, s'ha desenvolupat una xarxa completa formada per l'adaptació d'impedàncies d'entrada, el control dels harmònics i l'etapa d'extracció de corrent continu.

Posteriorment, el prototip ha estat fabricat sobre substrat Rogers RO4003C i caracteritzat experimentalment mitjançant un banc de mesures específic. Els resultats obtinguts permeten validar el correcte funcionament de les diferents etapes del rectificador, demostrant que l'ús de tècniques de rectificació classe F permet assolir eficiències i potències de sortida elevades.

Paraules clau: Rectificador RF, Classe F, Conversió RF-DC, transferència d'energia sense fils (WPT), control harmònic, diode Schottky, 2,45GHz.

Índex

Abstract	i
Resumen	iii
Resum	v
Índex de figures	xii
Índex de taules	xiii
1 Introducció	1
1.1 Motivació i Objectius	4
1.2 Esquema del treball	5
1.3 Declaració d'ús d'intel·ligència artificial	5
2 Fonaments Teòrics per la Rectificació d'alta Eficiència	7
2.1 El díode en alta freqüència	7
2.1.1 Principi de funcionament	7
2.1.2 El díode Schottky	9
2.1.3 Origen i generació de les components harmòniques	10
2.1.4 Model elèctric equivalent i paràmetres paràsits	12
2.2 Eficiència en sistemes de conversió	14
2.2.1 Eficiència en un rectificador	15

2.3	Tècnica de classe F	17
2.3.1	Formes d'ona classe F	18
2.3.2	Condicions d'impedància harmònica	19
2.4	Arquitectura ideal d'un rectificador classe F	21
3	Estat de l'Art	25
3.1	Rectificadors orientats a maximitzar l'eficiència de conversió	25
3.2	Rectificadors orientants a obtenir altes potències de sortida	30
3.3	Taula comparativa	31
4	Disseny d'un rectificador Classe F	33
4.1	Selecció del díode Schottky	33
4.2	Punt de funcionament òptim ideal	34
4.3	Implementació disseny en tecnologia microstrip	38
4.3.1	Selecció del substrat	38
4.3.2	Disseny xarxa d'harmònics classe F	39
4.3.3	Disseny RF Choke	42
4.3.4	Disseny xarxa d'adaptació	44
4.3.5	Resultats layout rectificador classe F	45
4.3.6	Estudi comparatiu de les configuracions del rectificador classe F	47
5	Fabricació rectificador classe F i Resultats experimentals	51
5.1	Fabricació prototip	51
5.2	Resultats experimentals	53
5.2.1	SETUP Experimental	53
5.2.2	Caracterització experimental del rectificador	55
6	Conclusions i línies futures	59
	Bibliography	i

Índex de figures

1.1	Diagrama de blocs dels components d'una rectenna [1].	2
1.2	Il·lustració del procés de captació d'energia de radiofreqüència mitjançant una rectenna i exemples d'aplicacions associades.	3
2.1	Corba característica corrent-tensió d'un díode amb les regions de polarització directa i polarització inversa.	8
2.2	Comparació de la corba característica corrent-tensió entre un díode Schottky i un díode PN, on s'observa la menor tensió llindar del díode Schottky.	9
2.3	Característica exponencial del díode i aproximació al voltant del punt de funcionament amb l'anàlisi en petit senyal	10
2.4	Representació en el domini freqüencial de les components generades pels termes de primer, segon i tercer ordre de l'expansió de Taylor.	12
2.5	Model equivalent del díode.	13
2.6	Influència dels paràmetres del díode sobre la corba l'eficiència del díode [2].	15
2.7	Corba ideal d'eficiència de conversió d'un rectificador [3].	17
2.8	Formes d'ona de tensió i corrent en un rectificador classe F ideal [4].	19
2.9	Arquitectura general d'un rectificador classe F.	21
2.10	Esquema implementació xarxa d'adaptació amb una línia de transmissió i stub acabat en circuit obert.	22
2.11	Implementació etapa RF Choke del rectificador RF.	22
3.1	Topologia ideal de rectificador classe F utilitzada en el disseny de circuits [3].	26

3.2	(a) Prototip rectificador classe F fabricat per 900 MHz. (b) Comparació mesura vs simulació disseny rectificador a 900 MHz [3].	26
3.3	(a) Prototip rectificador classe F fabricat per 5,8 GHz. (b) Comparació mesura vs simulació disseny rectificador a 5,8 GHz [3].	27
3.4	(a) Formes d'ona de tensió i corrent amb el prototip de 5,8 GHz i díode HSMS-8202. (b) Formes d'ona de tensió i corrent amb el prototip de 5,8 GHz i el díode MA4E1317 [3].	27
3.5	(a) Estructura del circuit rectificador dissenyat amb el díode MA4E1317 (b) Circuits rectificadors fabricats amb el díode MA4E1317 per 2,45 GHz i 5,8 GHz [5]	28
3.6	Comparació de la tensió de sortida DC i l'eficiència de conversió entre simulacions i mesures. (a) 2,45 GHz. (b) 5,8 GHz [5]	28
3.7	(a) Esquema del circuit proposat amb una estructura <i>Band-Stop</i> (b) Prototip fabricat amb estructura estudiada en l'article [6].	29
3.8	Eficiència del rectificador simulada vs mesurada proposat amb una potència d'entrada de 13,17,20 i 22 dBm [6].	30
3.9	(a) Esquema del rectificador RF. (b) Prototip fabricat sobre substrat Rogers RO4003C de 0,508 mm de gruix [7].	31
3.10	Eficiència de conversió mesurada i voltatge de sortida DC, en funció de la potència d'entrada amb $f_0=2,45$ GHz i $R_L=115\ \Omega$ [7].	31
4.1	Model equivalent de gran senyal del díode Schottky MA4E1317 [5].	33
4.2	Esquemàtic del model ideal del rectificador classe F implementant a ADS	34
4.3	Eficiència de conversió RF-DC en funció de la potència d'entrada i la càrrega òptima R_L	35
4.4	Evolució de l'eficiència màxima de conversió i de la resistència de càrrega òptima en funció de la potència d'entrada.	36
4.5	Evolució de l'eficiència màxima i de la potència de sortida en funció de la potència d'entrada.	37
4.6	(a) Formes d'ona de tensió i corrent al díode del rectificador classe F ideal per al punt de funcionament seleccionat ($P_{in} = 23\text{dBm}$ i $R_L = 110\Omega$) (b) Espectre de potència dels harmònics de sortida i potència de la component contínua DC pel punt de funcionament.	38

4.7	Dependencia de l'aparició de modes de superfície amb el gruix normalitzat del substrat [8].	39
4.8	Disseny línia microstrip de 50Ω: (a) Implementació física en layout sobre substrat RO4003C de 8mil (0,2032 mm); (b) Verificació de la impedància característica de la línia mitjançant simulació electromagnètica.	40
4.9	Implementació i validació de la xarxa de control harmònic: (a) Resposta S_{21} de la xarxa implementada amb els notches corresponents a cada freqüència harmònica; (b) Layout de la xarxa formada per quatre stubs oberts connectats en derivació a la línia principal.	41
4.10	Implementació final de la xarxa d'harmònics classe F: (a) Resposta en transmissió S_{21} de la xarxa completa; (b) Layout final de la xarxa implementada sobre substrat RO4003C de 8mil.	42
4.11	(a)Layout de stub obert de longitud $\lambda/4$ implementant en tecnologia microstrip amb substrat RO4003C de 8mil. (b)Resultats de simulació per verificar la transformació d'impedància equivalent a un curtcircuit.	43
4.12	(a) Layout de la xarxa RF Choke. (b) Validació electromagnètica de l'estructura confirmant la transformació d'un curtcircuit a un circuit obert.	44
4.13	Esquemàtic del rectificador complet incorporant el layout i la via que connecta el díode a massa.	45
4.14	(a) Resultats d'eficiència i potència de sortida DC de conversió màxima simulada del disseny implementat en layout. (b) Tensió de sortida DC simulada del disseny implementat en layout. (c) Adaptació final del disseny implementat en layout.	46
4.15	(a) Formes d'ona de tensió i corrent al díode del rectificador classe F implementat sobre layout per a una potència d'entrada de 23dBm. (b) Espectre de potència dels harmònics de sortida i potència de la component contínua DC del rectificador classe F implementat sobre layout.	47
4.16	Configuracions de la xarxa de control harmònic basada en dos stubs: (a) Disposició amb stubs separats; (b) Disposició compacta amb stubs en creu.	48
4.17	(a) Rectificador classe F implementat amb substrat de 32mil; (b) Rectificador classe F implementat amb substrat de 8mil.	49
5.1	Màscara del rectificador classe F utilitzada per a la fabricació del prototip.	52
5.2	Prototip final del rectificador classe F fabricat sobre substrat rogers RO4003C de 8mil.	53

5.3	(a) Esquematic del banc de mesures utilitzat per realitzar les mesures experimentals del rectificador dissenyat. (b) Implementació del banc de mesures al laboratori	54
5.4	Comparació simulació vs mesura de l'eficiència de conversió del rectificador classe F en funció de la potència d'entrada.	55
5.5	Comparació simulació vs mesura de la potència contínua de sortida del rectificador classe F en funció de la potència d'entrada.	56
5.6	Comparació simulació vs mesura de l'eficiència de conversió del rectificador classe F en funció de la potència d'entrada.	57
5.7	Paràmetre S_{11} mesurat experimentalment en funció de la freqüència per a una potència d'entrada de 23 dBm i una càrrega $R_L = 109\Omega$	58

Índex de taules

3.1	Resum comparatiu de les condicions d'operació i eficiències de conversió RF-DC dels resultats reportats a la literatura.	32
4.1	Paràmetres del model equivalent del díode MA4E1317 utilitzats en les simulacions.	34
4.2	Dimensions dels stubs oberts per al control dels harmònics de classe F.	41
4.3	Comparativa de l'eficiència màxima de conversió per a les diferents configuracions de xarxes de control harmònic i per dos tipus de gruixos de substrat (8mil i 32mil).	49
5.1	Dimensions en mil·límetres del prototip fabricat del rectificador classe F dissenyat amb 4 stubs.	52
6.1	Resum comparatiu dels resultats reportats a la literatura i els resultats d'aquest treball.	60

Capítol 1

Introducció

L'evolució de les telecomunicacions ha generat un gran interès en els sistemes d'alimentació sense fils (*Wireless Power Transfer*, WPT) capaces de reduir la dependència de les bateries convencionals i de les connexions físiques de potència. En el règim de camp llunyà, la transmissió es basa en la propagació d'ones electromagnètiques radiades a l'espai lliure on s'utilitzen bandes ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) com 915 MHz, 2,45 GHz i 5,8 GHz, a causa de la seva disponibilitat regulatòria.

Els primers conceptes relacionats amb la transmissió d'energia sense fils van ser proposats a principis del segle XX per Nikola Tesla, qui va demostrar experimentalment la possibilitat de transmetre energia utilitzant camps electromagnètics [9]. Tot i que les limitacions tecnològiques de l'època van impedir la implementació pràctica dels seus treballs, aquests van establir les bases dels sistemes actuals de transferència d'energia electromagnètica. Amb el desenvolupament de les tecnologies de radiofreqüència i microones, la WPT ha evolucionat fins a convertir-se en una àrea activa de recerca amb aplicacions tant industrials com comercials.

Dins d'aquest camp, la transferència d'energia mitjançant radiofreqüència presenta un gran interès, ja que permet transmetre energia a distància utilitzant ones electromagnètiques i constitueix una alternativa atractiva per alimentar dispositius situats en entorns on la substitució de bateries és complicada o costosa.

Paral·lelament, amb l'augment significatiu d'aquestes transmissions, cada vegada hi ha més energia RF en l'ambient, com ara xarxes Wi-Fi, sistemes de telefonia mòbil, emissions RFID o altres sistemes de comunicació sense fils. Aquest fet ha impulsat l'interès pel seu aprofitament, donant lloc al concepte de recuperació de l'energia *energy harvesting*, caracteritzat per estar relacionat amb l'emmagatzematge i la gestió de l'energia de l'ambient que es converteix, principalment, en energia elèctrica per alimentar dispositius electrònics petits i autònoms. Aquesta tecnologia ha destacat en àmbits com l'Internet de les coses (*Internet of Things*, IoT), les xarxes de sensors

sense fils, els dispositius biomèdics implantables i els sistemes electrònics de baix consum.

L'element fonamental que permet transformar l'energia electromagnètica rebuda en energia elèctrica útil és l'anomenada rectenna. Aquest dispositiu està constituït per dues parts principals: per una banda, l'antena, encarregada de captar l'energia electromagnètica en forma de senyals de RF o microones; i per l'altra banda, el circuit rectificador, el qual transforma aquest senyal en corrent continu (DC). Per poder maximitzar la quantitat de potència DC obtinguda a la sortida, el circuit rectificador ha d'estar dissenyat i optimitzat per aconseguir una conversió RF-DC amb la màxima eficiència possible.

En la figura 1.1 s'observa el diagrama de blocs dels components principals d'una rectenna determinat per McSpadden [1]. Aquest diagrama disposa d'un dipol de mitja ona que es connecta a un filtre de pas baix, aquest, transforma la impedància del dipol en la impedància del díode i rebutja els harmònics del díode d'ordre superior. Seguidament, es troba un díode col·locat en derivació a través de la línia de transmissió, aquest component és el encarregat de la rectificació. A continuació, el filtre de sortida que curtcircuita eficaçment l'energia de radiofreqüència i deixa passar la potència de corrent continu. Tant els filtres d'entrada com de sortida s'utilitzen per emmagatzemar energia de radiofreqüència durant el període de desconnexió del díode. Finalment, es col·loca una resistència a través dels terminals de sortida per actuar com a càrrega per mesurar la potència de corrent continu de sortida.

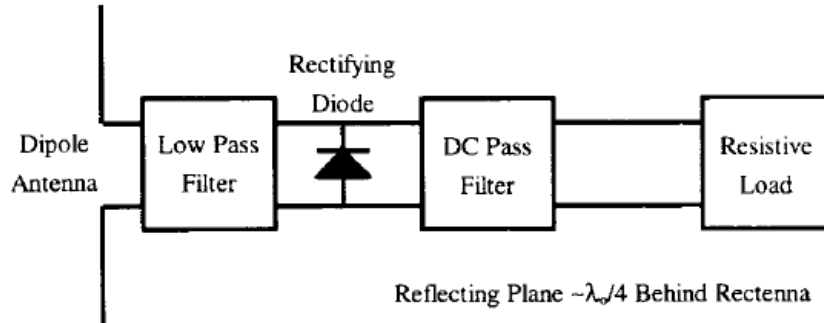


Figura 1.1: Diagrama de blocs dels components d'una rectenna [1].

Les possibilitats d'aplicació d'aquesta tecnologia són àmplies. En l'àmbit de l'IoT, la disponibilitat de fonts d'energia autònomes permet desplegar sensors distribuïts durant llargs períodes sense necessitat de manteniment.

Més enllà de l'entorn de l'IoT, la reducció de cables i bateries gràcies a la conversió d'energia, té un impacte directe en diferents sectors. En l'àmbit industrial, aquesta tecnologia facilita el monitoratge continu de grans infraestructures com ponts, línies d'alta tensió o instal·lacions industrials, sense necessitat d'un manteniment freqüent. De la mateixa manera, s'utilitza en sistemes d'identificació per radiofreqüència (RFID), que estan presents en targetes de transport

o sistemes de control d'accés, on el rectificador aprofita l'energia del lector per alimentar el microxip de manera instantània.

Per altra banda, més enllà de les aplicacions de captació d'energia RF ambiental, els sistemes de transmissió d'energia sense fils representen una de les línies de desenvolupament més prometedores per a la conversió RF-DC. En l'àmbit biomèdic, aquesta tecnologia pot permetre l'alimentació o manteniment de dispositius implantats, com marcapassos o sensors mèdics, per evitar intervencions quirúrgiques de risc. En el sector de l'automoció, la transmissió de potència sense fils obre la porta a sistemes de recàrrega de vehicles elèctrics més còmodes, segurs i eficients.

En la figura 1.2 es mostra de manera esquemàtica el funcionament general d'un sistema de captació d'energia de radiofreqüència. Les ones electromagnètiques provinents de diferents fonts de l'entorn són captades mitjançant una antena rectepora. Posteriorment, el senyal és conduïx a una xarxa d'adaptació encarregada de maximitzar la transferència de potència cap al rectificador, aquest converteix el senyal RF en una tensió contínua que es estabilitzada pel filtre DC de sortida. Finalment, la figura il·lustra algunes de les principals aplicacions d'aquesta tecnologia, com ara sensors IoT, etiquetes RFID, dispositius mèdics implantables i sistemes de monitoratge remot.

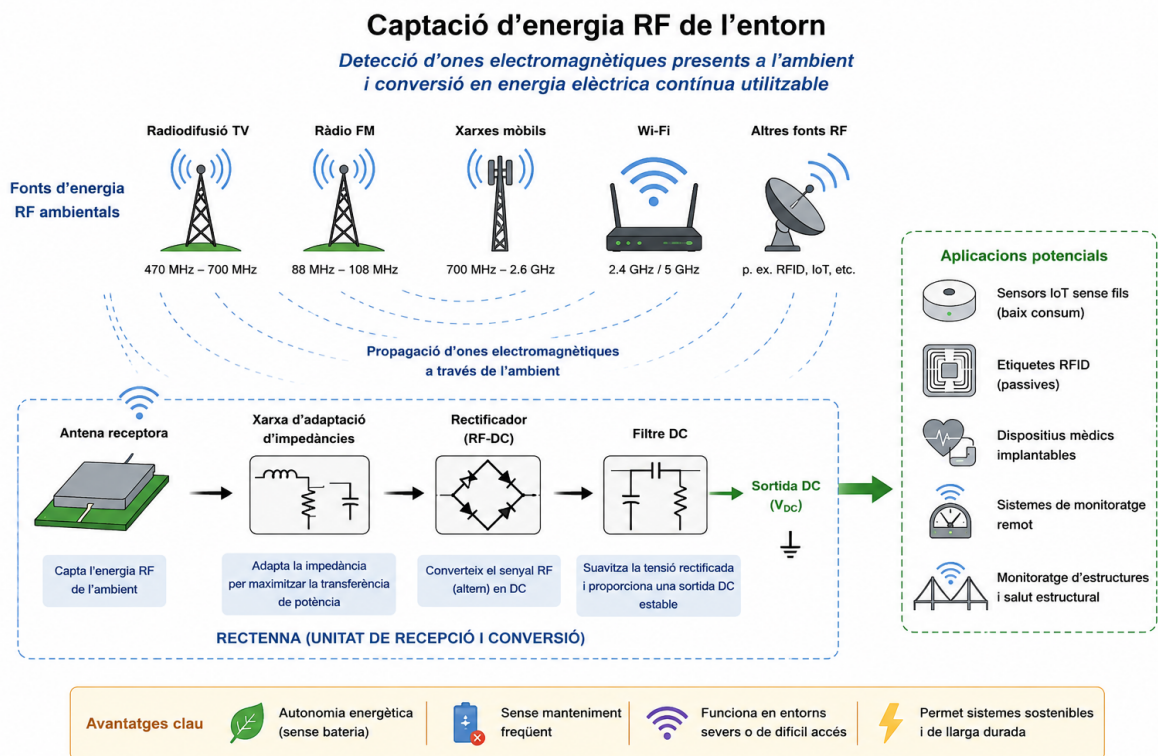


Figura 1.2: Il·lustració del procés de captació d'energia de radiofreqüència mitjançant una rectenna i exemples d'aplicacions associades.

1.1 Motivació i Objectius

La motivació principal d'aquest treball sorgeix d'una proposta per contribuir en el marc del desenvolupament del projecte OMNIWAVE [10] en el grup de recerca GRADCOM, orientat al desenvolupament d'una tecnologia de transferència d'energia sense fils basada en el confinament del camp electromagnètic i l'extracció controlada d'energia en camp proper.

Dins d'aquest projecte es planteja el desenvolupament d'una maqueta demostradora d'un vehicle alimentat mitjançant transferència d'energia sense fils. Amb l'objectiu d'obtenir unes dimensions adequades per a la maqueta i mantenir un compromís entre la mida dels elements i les prestacions del sistema, es va seleccionar la banda ISM a 2,45 GHz.

En aquest context, es va identificar la necessitat de desenvolupar una etapa rectificadora amb bones prestacions de conversió de potència. En particular, els requisits del sistema estableixen una obtenció de potència contínua de sortida compresa entre 120 mW i 150 mW, per poder alimentar el motor de corrent continu utilitzat en la maqueta demostradora.

L'assoliment d'aquests nivells de potència requereix que el rectificador estigui dissenyat amb una alta eficiència de conversió per garantir una bona transferència de potència entre el senyal de radiofreqüència i la càrrega DC i minimitzar les pèrdues associades al procés de rectificació.

En aquest context, la tècnica de rectificació basada en classe F es presenta com una solució que, mitjançant el control selectiu de les components harmòniques generades durant el procés de rectificació, es poden conformar les formes d'ona de tensió i corrent als terminals del dispositiu rectificador i, d'aquesta manera, reduir les pèrdues de commutació i incrementar l'eficiència.

A partir d'aquesta necessitat, l'objectiu principal del treball és el disseny, simulació, implementació i caracterització experimental d'un rectificador RF basat en la tècnica classe F operant a la banda de 2,45 GHz. El disseny desenvolupat haurà de satisfer els requisits de potència establerts pel projecte OMNIWAVE i assolir una elevada eficiència de conversió.

Per assolir aquest objectiu general, s'haurà d'assolir els següents objectius específics:

1. Estudiar els fonaments teòrics de la rectificació RF, juntament amb l'estudi del díode Schottky com a dispositiu rectificador.
2. Analitzar el funcionament de les terminacions harmòniques pròpies dels rectificadors classe F i desenvolupar una xarxa de control harmònic adequada per a la banda de 2,45 GHz.
3. Determinar el punt de funcionament òptim del rectificador i avaluar diferents configuracions de la xarxa d'adaptació i control harmònic mitjançant simulació electromagnètica i de circuit.
4. Fabricar el prototip seleccionat i caracteritzar-lo experimentalment mitjançant un banc de

mesures específic i comparar els resultats experimentals amb les prediccions obtingudes per simulació per validar el correcte funcionament del disseny desenvolupat.

1.2 Esquema del treball

Aquest treball s'estructura en sis capítols principals que descriuen de manera progressiva el procés de disseny, implementació i validació experimental del rectificador RF desenvolupat.

El capítol 1 presenta la motivació del treball i els objectius plantejats dins del context del projecte OMNIWAVE, així com l'organització general de la memòria.

El capítol 2 presenta els fonaments teòrics necessaris per al desenvolupament del treball. En aquest capítol s'estudia el comportament dels díodes Schottky en aplicacions d'alta freqüència, el procés de rectificació RF i els principis de funcionament dels rectificadors de classe F, incloent-hi les condicions d'impedància harmònica i les formes d'ona associades a aquesta tècnica.

El capítol 3 recull l'estat de l'art dels rectificadors RF d'alta eficiència. S'analitzen diferents propostes representades a la literatura, posant especial atenció a les tècniques de control harmònic emprades per millorar l'eficiència de conversió, així com altres estratègies orientades a incrementar la potència de sortida.

El capítol 4 descriu el procés de disseny del rectificador classe F. En primer lloc, se selecciona el dispositiu rectificador i es determina el punt de funcionament òptim mitjançant simulacions. Posteriorment, es desenvolupa la implementació en tecnologia microstrip, incloent-hi el disseny de la xarxa de control harmònic, el RF Choke i la xarxa d'adaptació d'impedàncies. Finalment, es comparen les diferents configuracions estudiades i se selecciona la solució més adequada.

El capítol 5 aborda la fabricació del prototip seleccionat i la seva caracterització experimental. Es descriu el procés de fabricació, el banc de mesures utilitzat i els resultats experimentals obtinguts, que es comparen amb les prediccions realitzades durant la fase de simulació.

Finalment, el capítol 6 recull les conclusions principals del treball, valorant el grau d'assoliment dels objectius establerts inicialment, i presenta diverses línies futures de recerca.

1.3 Declaració d'ús d'intel·ligència artificial

D'acord amb la guia docent, es declara l'ús d'eines d'intel·ligència artificial com a suport per a la comprensió de conceptes tècnics presents a la literatura i la revisió lingüística de textos elaborats prèviament per l'autora durant l'elaboració de la memòria. L'estructura i el desenvolupament de la memòria són obra original de l'autora.

Capítol 2

Fonaments Teòrics per la Rectificació d'alta Eficiència

2.1 El díode en alta freqüència

Per poder realitzar el disseny d'un rectificador d'alta eficiència cal comprendre el funcionament del díode com a component rectificador, ja que és l'element clau en el procés de conversió de senyal RF a DC.

El seu comportament no lineal i els seus paràmetres paràsits, associats a l'encapsulat i a la unió de semiconductors, influeixen directament en l'eficiència global del sistema. Per aquest motiu, una correcta caracterització del díode és essencial per tal d'optimitzar el disseny i garantir un funcionament eficient en aplicacions d'alta freqüència.

2.1.1 Principi de funcionament

El díode és un dispositiu semiconductor que permet el pas del corrent en una sola direcció. El seu funcionament es basa en la unió P-N, és a dir, en el contacte físic entre un semiconductor dopat amb acceptors (tipus P) i un altre dopat amb donadors (tipus N).

Es pot considerar que la formació de la unió P-N dona lloc a una regió de barrera de potencial interna. Aquesta barrera dificulta el moviment de portadors de càrrega a través de la unió, segons la tensió aplicada al díode, aquesta barrera pot disminuir o augmentar, tal com es descriu en [11]. A partir d'aquest principi de funcionament es pot descriure la corba característica corrent-tensió del díode.

Quan s'aplica una tensió en polarització directa, és a dir, quan el potencial de l'ànode és més gran que el del càtode, la barrera de potencial disminueix progressivament facilitant el pas de

portadors a través de la unió. Aquesta disminució dona pas a un petit corrent però, quan la tensió arriba aproximadament als 0,7 V, la barrera queda prou reduïda i, per tant, el corrent augmenta molt ràpidament, donant lloc a la forma exponencial de la corba.

En canvi, quan el díode es troba en polarització inversa, és a dir, que el potencial de l'ànode és inferior al del càtode, la tensió externa augmenta la barrera de potencial. Això impedeix pràcticament el pas de corrent a través de la unió, encara que existeix un corrent molt petit anomenat corrent de saturació invers, un corrent gairebé constant i molt petit.

Finalment, si la tensió inversa continua augmentant fins a arribar a un valor crític, es produeix la ruptura del díode. En aquesta zona, el corrent invers creix de manera brusca tal com podem veure en la figura 2.1

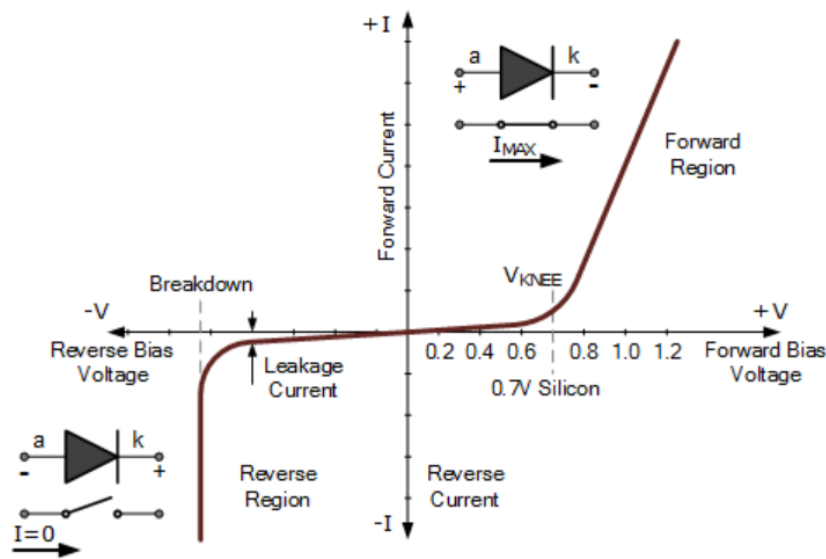


Figura 2.1: Corba característica corrent-tensió d'un díode amb les regions de polarització directa i polarització inversa.

Si aquest comportament s'estudia des del punt de vista RF, quan el senyal RF polaritza el díode en directe, la barrera de potencial disminueix i el díode condueix corrent. En canvi, durant el semicicle negatiu, la barrera augmenta i el corrent queda pràcticament bloquejat. Per tant, la corba I-V és fonamental en rectificació RF perquè descriu el mecanisme físic que permet al díode conduir en una direcció i bloquejar en l'altre, fent possible la conversió d'un senyal altern d'alta freqüència en energia contínua.

L'inconvenient és que en rectificació RF, els senyals acostumen a tenir amplituds molt petites. Això vol dir que el díode ha de començar a conduir amb tensions molt baixes per poder aprofitar l'energia del senyal. En un díode PN convencional, la barrera de potencial és aproximadament de 0,7 V, de manera que el senyal de RF sovint no és suficient per superar-la i, per tant, gran part del senyal es perd abans que el díode entri en conducció efectiva.

2.1.2 El díode Schottky

Per poder solucionar el problema de la tensió de la barrera de potencial dels díodes convencionals tenim els díodes Schottky. Aquests són un tipus de díodes semiconductors caracteritzats per la seva estructura basada en la unió metall-semiconductor. Aquesta diferència estructural amb els díodes convencionals d'unió PN, té un impacte directe en el comportament elèctric.

El principal avantatge d'utilitzar aquests díodes, és que en un díode PN la tensió necessària perquè el díode comenci a conduir és aproximadament 0,7 V, tal com s'ha explicat en l'apartat anterior. En canvi, en un díode Schottky és molt menor, habitualment és entre 0,2 V i 0,3 V. Això significa que aquest díode pot començar a conduir amb tensions molt més petites, tal com s'observa en la figura 2.2, fet especialment important en aplicacions de radiofreqüència i circuits de baixa potència, tal com s'indica en [11].

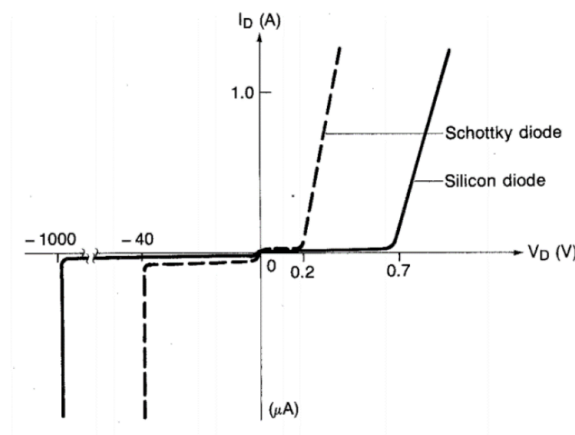


Figura 2.2: Comparació de la corba característica corrent-tensió entre un díode Schottky i un díode PN, on s'observa la menor tensió llindar del díode Schottky.

Una altra diferència important és la velocitat de commutació. Els díodes PN convencionals emmagatzemen càrrega a la unió PN, cosa que introdueix un temps de recuperació inversa quan passen de conducció a bloqueig. Els díodes Schottky, en canvi, treballen principalment amb portadors majoritaris i pràcticament no presenten aquest efecte, de manera que poden commutar molt més ràpid.

També hi ha diferències en les pèrdues i en el comportament en inversa. Els díodes Schottky tenen una caiguda de tensió directa menor i, per tant, menys pèrdues de potència durant la conducció. Malgrat això, solen presentar un corrent de fuga inversa més elevat que els díodes PN convencionals.

2.1.3 Origen i generació de les components harmòniques

La relació entre la tensió aplicada als terminals d'un díode i el corrent que circula a través del dispositiu, ve descrita per l'equació de Shockley:

$$i_D(v_D) = I_S \left(e^{\frac{v_D}{nV_T}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

on I_S és el corrent de saturació inversa, n és el factor d'idealitat i V_T correspon a la tensió tèrmica.

Aquesta expressió mostra que la relació corrent i tensió és exponencial i, per tant, no lineal. A diferència d'una resistència ideal que existeix una proporcionalitat directa entre tensió i corrent, en un díode la resposta depèn del punt de funcionament que varia al llarg de la seva corba característica.

Tal com s'ha explicat en apartats anteriors, el díode presenta un comportament exponencial en la regió de polarització directa. En moltes aplicacions de radiofreqüència, no és necessari analitzar tota aquesta exponencial, ja que el dispositiu acostuma a operar al voltant d'un punt concret de funcionament, V_0 . Aquest règim de funcionament rep el nom d'anàlisi en petit senyal (*small-signal approximation*) [8] que es mostra en la figura 2.3. La idea fonamental consisteix a estudiar exclusivament el comportament del dispositiu al voltant del punt de polarització sense necessitat de descriure tota l'exponencial.

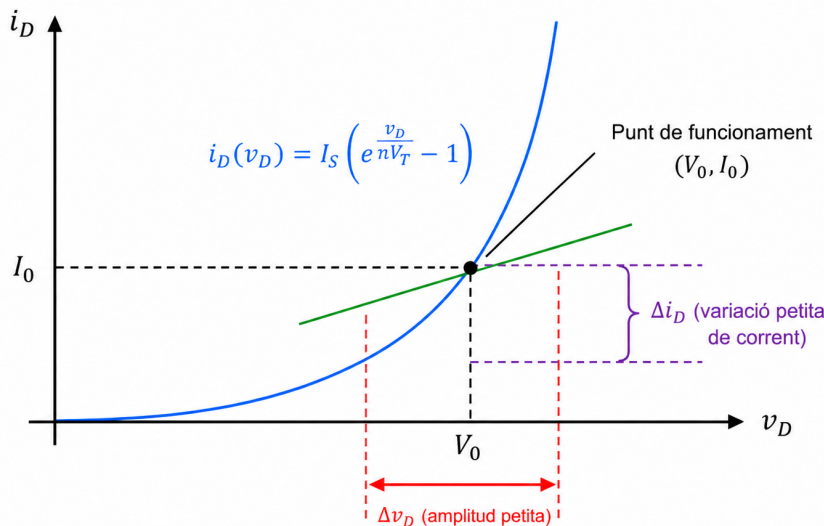


Figura 2.3: Característica exponencial del díode i aproximació al voltant del punt de funcionament amb l'anàlisi en petit senyal

Des d'un punt de vista matemàtic, aquesta aproximació es realitza mitjançant una expansió de

Taylor al voltant del punt de funcionament V_0 :

$$i_D(v_D) = I_0 + \underbrace{\left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_{V_0}}_{a_1} v_D(t) + \underbrace{\frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 i_D}{dv_D^2} \right|_{V_0}}_{a_2} v_D^2(t) + \underbrace{\frac{1}{3!} \left. \frac{d^3 i_D}{dv_D^3} \right|_{V_0}}_{a_3} v_D^3(t) + \dots + \underbrace{\frac{1}{k!} \left. \frac{d^k i_D}{dv_D^k} \right|_{V_0}}_{a_k} v_D^k(t) \quad (2.2)$$

Com més reduïda sigui la regió de la corba que es vol representar, menor serà el nombre de termes necessaris per obtenir una aproximació precisa. Per contra, si es pretengués representar la característica exponencial completa, seria necessari un nombre infinit de termes de sèrie de Taylor. Per tant, la base de l'anàlisi en petit senyal consisteix a aprofitar que el dispositiu només opera en una regió concreta i fer que uns pocs termes de l'expansió siguin suficients per descriure amb precisió el seu comportament.

Si ara considerem $v_D(t)$ com una excitació sinusoidal de freqüència única, $v_D(t) = A \cos(\omega t)$, és possible estudiar l'origen dels harmònics generats pel dispositiu i la generació de la component continua a partir de l'expressió anterior 2.2.

$$i_D(t) = I_0 + a_1 A \cos(\omega t) + a_2 A^2 \cos^2(\omega t) + a_3 A^3 \cos^3(\omega t) + \dots \quad (2.3)$$

Tot i que aquesta expressió descriu el comportament en el domini temporal del dispositiu, resulta més convenient analitzar els efectes en el domini freqüencial. Mitjançant l'anàlisi de Fourier [12], qualsevol senyal temporal pot descompondre's en la suma de components sinusoidals de diferents freqüències. Aquesta representació permet identificar de manera directa les freqüències presents a la sortida del sistema.

A continuació, amb l'anàlisi individual de cada terme, es pot identificar les diferents components generades per la no-linealitat del díode.

Contribució del primer ordre:

Aquest terme conserva exclusivament la freqüència de la senyal d'entrada i, per tant, genera únicament la component fonamental f_0 .

$$a_1 A \cos(\omega t) \quad (2.4)$$

Si la característica del dispositiu estigues formada únicament per aquest terme, el comportament seria completament lineal.

Contribució del segon ordre:

Si apliquem la identitat trigonomètrica del coseno al quadrat, s'obté la generació d'una component contínua i una component siutada al doble de la freqüència fonamental $2f_0$.

$$\cos^2(\omega t) = \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \rightarrow a_2 A^2 \cos^2(\omega t) = \frac{a_2 A^2}{2} + \frac{a_2 A^2}{2} \cos(2\omega t) \quad (2.5)$$

Per tant, el segon ordre és el primer responsable de la generació d'harmònics.

Contribució del tercer ordre:

Si apliquem la identitat trigonomètrica del cosinus al cúbic, s'obté la contribució de la component fonamental f_0 i genera una nova component situada al triple de la freqüència fonamental $3f_0$.

$$\cos^3(wt) = \frac{3\cos(wt) + \cos(3wt)}{4} \rightarrow a_3 A^3 \cos^3(wt) = \frac{3a_3 A^3}{4} \cos(wt) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(3wt) \quad (2.6)$$

De la mateixa manera, els termes d'ordre superior continuen generant noves contribucions espectrals.

En la figura 2.4 s'observa per cada ordre de Taylor les components generades, on pot observar una tendència on els termes d'ordre parell generen components contínues i harmònics parells, mentre que els termes d'ordre senar generen harmònics senars i contribucions a la component fonamental.

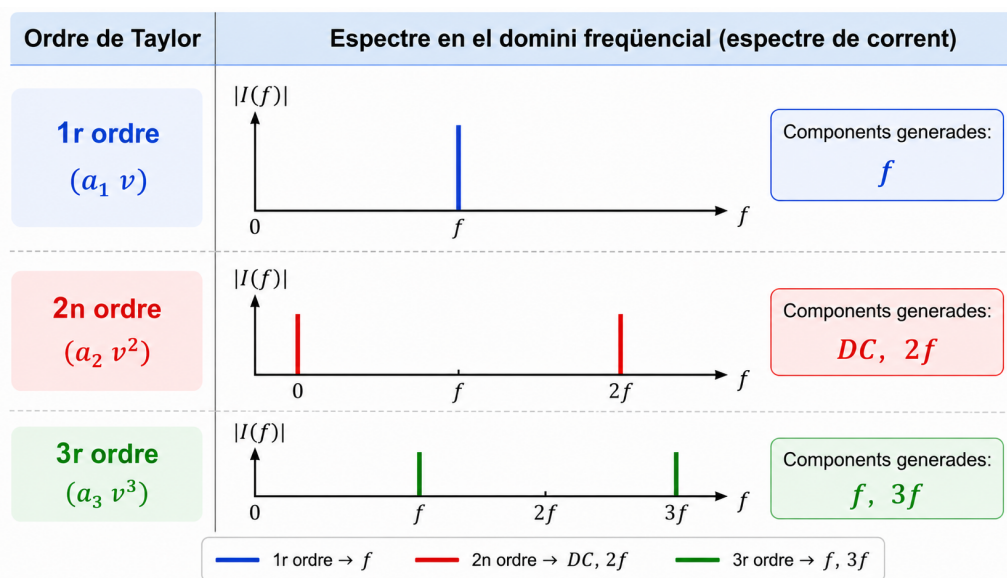


Figura 2.4: Representació en el domini freqüencial de les components generades pels termes de primer, segon i tercer ordre de l'expansió de Taylor.

Amb aquest estudi, s'observa que la generació d'harmònics és una manifestació directa de la no-linealitat del dispositiu.

2.1.4 Model elèctric equivalent i paràmetres paràsits

El comportament del díode en aplicacions de radiofreqüència no es pot descriure únicament per la seva corba característica corrent-tensió, ja que en règim d'altres freqüències apareixen diversos

efectes paràsits associats a la seva estructura física. Per aquest motiu, és necessari utilitzar un model equivalent que representi de manera més precisa el seu comportament elèctric.

Tal com es mostra a la Figura 2.5, el model equivalent del díode està format per un element no lineal que descriu la unió semiconductora, juntament amb diversos components paràsits que tenen un impacte significatiu en el seu funcionament en RF.

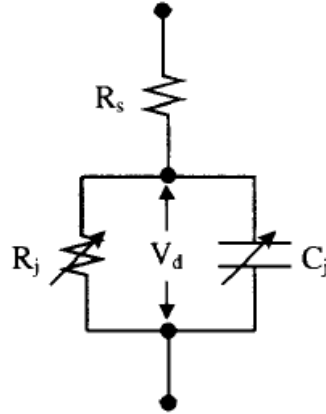


Figura 2.5: Model equivalent del díode.

El comportament no lineal del díode es descriu mitjançant l'equació de Shockley, presentada en l'equació (2.1), la qual defineix la relació exponencial entre el corrent i la tensió al dispositiu. Aquesta relació és la responsable del procés de rectificació i de la generació d'harmònics quan el dispositiu és excitat amb un senyal sinusoidal, com hem vist a apartats anteriors.

A més el model incorpora una resistència sèrie R_s , que representa les pèrdues òhmiques internes. Aquesta resistència provoca una caiguda de tensió addicional i dissipa potència, reduint l'eficiència del rectificador:

$$P_{\text{loss}} = i_D^2 R_s \quad (2.7)$$

Per tant, la seva minimització és un aspecte clau en el disseny de circuits d'alta eficiència.

Un altre element fonamental és la capacitat d'unió C_j , associada a la regió d'unió entre els semiconductors. Aquesta capacitat introdueix una impedància que depèn de la freqüència:

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C_j} \quad (2.8)$$

A altes freqüències, aquesta impedància disminueix, cosa que permet el pas de components d'alta freqüència i afecta tant l'adaptació d'impedàncies com a la distribució d'harmònics.

El model es completa amb una resistència d'unió R_j , que modela els corrents en polarització

inversa. Quan aquest es troba polaritzat en inversa, circula un petit corrent de fuga (i_{leak}) que pot aproximar-se mitjançant l'expressió 2.9. Tot i ser generalment elevada, en aplicacions de baixa potència pot tenir un impacte rellevant en l'eficiència del sistema.

$$i_{leak} = \frac{v_D}{R_j} \quad (2.9)$$

En conjunt, el díode es comporta com un element no lineal, depenent de la freqüència, on els efectes paràsits condicionen de manera significativa l'eficiència del rectificador. Per aquest motiu, una correcta caracterització del model equivalent és essencial per al disseny i optimització de circuits de rectificació RF.

2.2 Eficiència en sistemes de conversió

Com hem vist en els apartats anteriors, l'eficiència és un dels paràmetres més importants en el disseny de rectificadors de radiofreqüència, ja que determina la capacitat del sistema per convertir la potència d'entrada en potència contínua útil a la sortida.

L'eficiència de conversió RF-DC es defineix com la relació entre la potència de sortida en corrent continu i la potència d'entrada en radiofreqüència:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad (2.10)$$

on P_{DC} correspon a la potència entregada a la càrrega i P_{in} és la potència incident a l'entrada del rectificador.

Hi ha una part de la potència d'entrada al rectificador es reflecteix, per tant, la potència que realment és incident al díode és la potència transmesa que està definida com

$$P_t = P_{in} - P_r \quad (2.11)$$

on P_t fa referència a la potència transmesa i P_r a la potència reflectida.

Per saber quina part de la potència és reflectida, s'utilitza els paràmetres de dispersió (paràmetres S), ja que descriu directament la relació entre les ones incidents i reflectides en un sistema de radiofreqüència. En el cas d'un sistema de dos ports, el coeficient de reflexió a l'entrada és definit per S_{11} . Aquest paràmetre quantifica directament quina fracció del senyal incident al port d'entrada és reflectida i, per tant, no contribueix a la transferència efectiva de potència cap al dispositiu. Aquesta relació és especialment rellevant, ja que la potència reflectida es pot expressar com

$$P_r = |S_{11}|^2 P_{in} \quad (2.12)$$

mentre que la potència realment transmesa al dispositiu és:

$$P_t = P_{in}(1 - |S_{11}|^2) \quad (2.13)$$

Amb aquestes equacions es mostra que una mala adaptació d'impedàncies, és a dir, un valor elevat de S_{11} , redueix directament la potència disponible al dispositiu, fet que impacta negativament en el seu rendiment. Per tant, un objectiu important en el disseny del rectificador RF, serà minimitzar el paràmetre S_{11} per poder maximitzar la potència realment transferida al dispositiu i, en conseqüència, millorar l'eficiència de conversió del sistema.

Per altra banda, la potència de sortida en corrent continu es pot expressar com:

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (2.14)$$

on V_{DC} és la tensió contínua a la càrrega i R_L la resistència de càrrega. Per tant, l'eficiència del rectificador també depèn directament dels nivells de tensió i corrent generats a la sortida, els quals estan fortament condicionats pel comportament no lineal del díode i pel nivell de potència d'entrada.

2.2.1 Eficiència en un rectificador

La figura 2.6 mostra la interpretació proposada per Yoo i Chang [2] de l'evolució de l'eficiència d'un díode rectificador en funció de la potència d'entrada. Segons els autors, la forma característica de la corba, és conseqüència de la combinació de diversos efectes associats al comportament no lineal del díode, especialment per la tensió d'unió (V_j) i la tensió de ruptura (V_{br}).

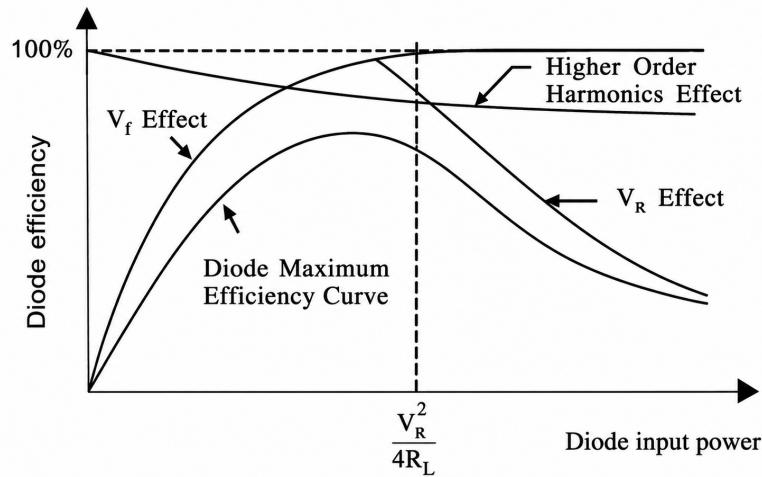


Figura 2.6: Influència dels paràmetres del díode sobre la corba l'eficiència del díode [2].

Si ens centrem en la corba associada al V_j Effect, es pot dir que a la regió de baixa potència l'eficiència està principalment limitada per la tensió d'unió (V_j). Aquest paràmetre representa

la tensió mínima que necessita el díode perquè entri en estat de conducció per poder permetre el pas de corrent pel díode. Quan l'amplitud de la tensió RF aplicada al díode és comparable a V_j , una part significativa de l'energia es consumeix en superar aquesta barrera de potencial del díode. En conseqüència, només una petita fracció de la potència disponible es converteix en potència contínua.

A mesura que augmenta la potència d'entrada, la influència de la tensió d'unió disminueix progressivament. En aquesta regió, la potència en corrent continu generada creix més ràpidament, això genera que hi hagi un increment progressiu de l'eficiència.

Un cop la tensió aplicada al dispositiu augmenta excessivament, apareix la influència de la tensió de ruptura (V_{br}). Aquest paràmetre correspon a la màxima tensió inversa que pot suportar el díode abans que es produeixi la conducció en polarització inversa. Quan la tensió supera aquest límit, apareixen corrents inversos que produeixen pèrdues de potència addicionals. Com a conseqüència, l'eficiència comença a disminuir, tal com es mostra a la corba associada al V_{br} *Effect*.

Per quantificar aquest límit, Yoo i Chang defineixen una potència en la qual els efectes associats a la ruptura del díode comencen a dominar el comportament del rectificador, que és determinada per:

$$P_{in} = \frac{V_{br}^2}{4R_L} \quad (2.15)$$

Finalment, la corba amb l'etiqueta *Higher Order Harmonics Effect*, representa la influència dels harmònics d'ordre superior generats pel díode. A mesura que augmenta la potència d'entrada, el comportament no lineal del dispositiu és més pronunciat, per tant, una part de la potència d'entrada es transfereix a aquests harmònics. Aquest comportament genera una disminució progressiva de l'eficiència.

En un rectificador ben adaptat l'eficiència global està principalment determinada pel comportament del díode, ja que les pèrdues associades a aquest dispositiu són predominants respecte a la resta de pèrdues del circuit. Per aquest motiu, la corba d'eficiència del rectificador està molt relacionada amb la corba d'eficiència del díode explicada anteriorment.

La figura 2.7 mostra una l'evolució típica d'eficiència de conversió d'un rectificador de microones general a diferents potències d'entrada definida per [3] on també la relaciona amb el comportament del díode.

Aquesta corba posa en manifest l'existència d'un determinat nivell de potència d'entrada en què el rectificador assoleix la seva màxima eficiència. Aquest punt correspon al compromís entre les limitacions imposades pel díode i el correcte funcionament de la xarxa d'adaptació i de control harmònic. Quan la potència d'entrada continua augmentant, els efectes no ideals del díode predominen provocant un increment de pèrdues i una disminució gradual de l'eficiència

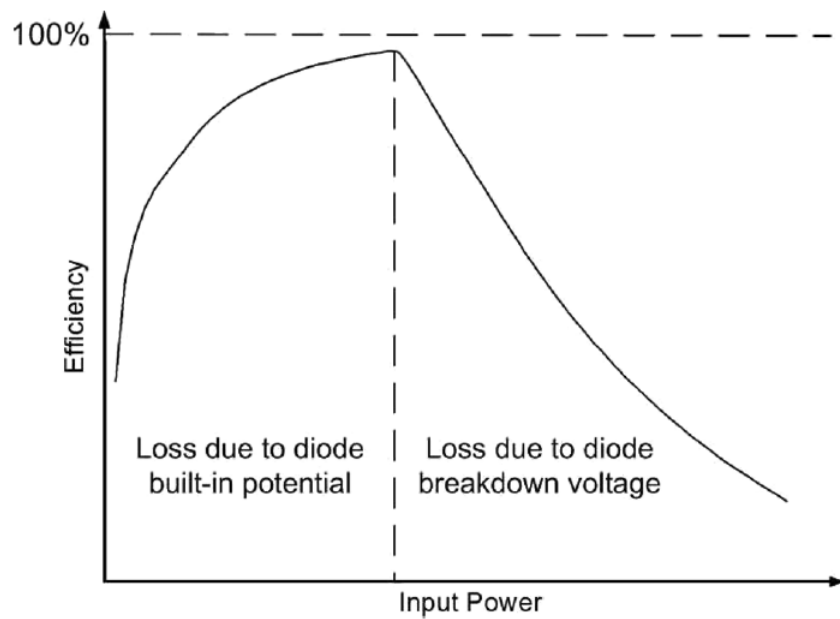


Figura 2.7: Corba ideal d'eficiència de conversió d'un rectificador [3].

de conversió.

Per tant, la corba d'eficiència d'un rectificador presenta un màxim per a un determinat nivell de potència d'entrada, el qual depèn tant de les característiques del díode com del disseny de la xarxa d'adaptació, del control dels harmònics i de la càrrega connectada a la sortida.

2.3 Tècnica de classe F

Tal com s'ha analitzat a l'apartat 2.1.3, la relació corrent-tensió del díode Schottky és fortament no lineal. Aquesta no-linealitat genera de manera natural un conjunt de components harmònics situats a múltiples de la freqüència fonamental. La tècnica de Classe F es presenta com una solució per controlar, de manera selectiva, aquests harmònics generats pel díode, mitjançant una xarxa harmònica.

L'objectiu final és modificar la forma d'ona de la tensió i del corrent que es troba en els terminals del díode per reduir la superposició temporal entre elles. D'aquesta manera es minimitza la potència instantània dissipada al díode que permet incrementar l'eficiència de conversió.

2.3.1 Formes d'ona classe F

Per comprendre aquest objectiu de la classe F, és necessari analitzar les formes d'ona que es desitja obtenir als terminals del díode, ja que constitueixen la base sobre la qual es defineixen les condicions de terminació dels diferents harmònics.

Com s'ha vist anteriorment, el díode té dos estats de funcionament, l'estat de conducció i l'estat de bloqueig. Les principals pèrdues de potència apareixen durant les transicions entre aquests dos estats. A causa dels elements paràsits associats al dispositiu, el canvi entre conducció i bloqueig no és instantani. Com a conseqüència, durant aquests intervals de commutació, coexisteixen simultàniament tensió i corrent als terminals del díode, fet que dona lloc a dissipació de potència.

$$P_D(t) = v_D(t)i_D(t) dt \quad (2.16)$$

Per aquest motiu, la classe F busca aproximar el comportament del díode al d'un interruptor ideal. En un interruptor ideal, quan el dispositiu es troba en estat de conducció, el corrent és elevat mentre que la tensió als seus terminals és pràcticament nul·la. De la mateixa manera, quan el dispositiu es troba en estat de bloqueig, la tensió és elevada, però el corrent és pràcticament zero. Aquest comportament es pot representar com una ona quadrada que presenta transicions abruptes entre els estats, reproduint de manera aproximada el comportament d'un interruptor ideal.

Una ona quadrada des d'un punt de vista matemàtic, es pot aproximar mitjançant la seva sèrie de Fourier, com la suma d'infinites harmònics imparells amb les seves determinades amplituds.

$$v_D(t) = \frac{4V_p}{\pi} [\sin(w_0 t) + \frac{1}{3} \sin(3w_0 t) + \frac{1}{5} \sin(5w_0 t) + \dots] \quad (2.17)$$

Tanmateix, en un rectificador real no és possible controlar un nombre infinit d'harmònics. Els rectificadors reals acostumen a actuar únicament sobre els primers harmònics dominants. A més, tal com es pot observar en l'equació 2.17, una ona quadrada perfecta no només requereix la presència d'un nombre infinit d'harmònics imparells, sinó que també cadascun presenti l'amplitud exacta indicada per la sèrie de Fourier. Aquestes amplituds amb la xarxa de classe F no es tenen en compte, com a conseqüència, la forma d'ona obtinguda només constitueix una aproximació a l'ona quadrada ideal.

Pel que fa al corrent, sovint es representa mitjançant una mitja ona sinusoide rectificada per facilitar l'anàlisi teòric, tal com fan en la literatura [4]. Tanmateix, en un rectificador real, la seva forma exacta depèn de la característica no lineal del díode. En conseqüència, el corrent real pot diferir de manera significativa de les representacions idealitzades en els models analítics.

Mitjançant aquesta modificació de les formes d'ona, la classe F aconsegueix reduir el superposició

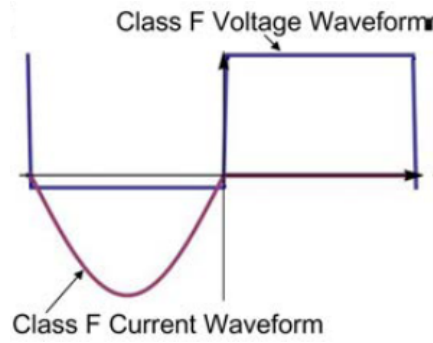


Figura 2.8: Formes d'ona de tensió i corrent en un rectificador classe F ideal [4].

en les transicions de commutació, disminuint la potència dissipada al díode que permet assolir eficiències de conversió més elevades que un rectificador convencional.

2.3.2 Condicions d'impedància harmònica

Per poder obtenir les formes d'ona descrites a l'apartat anterior, és necessari controlar els harmònics generats pel díode de forma que afavoreixi a la presència dels harmònics imparells en la tensió, i al mateix temps, suprimeixi els harmònics parells. Això s'aconsegueix imposant condicions específiques d'impedància a cadascun dels harmònics generats.

Des d'un punt de vista físic, una impedància elevada impedeix la circulació de corrent a una determinada freqüència i afavoreix a l'aparició de tensió en aquell harmònic. Per contra, una impedància baixa, facilita la circulació de corrent i impedeix l'aparició de tensions significatives. Per tant, les condicions de contorn per una arquitectura de classe F són les següents:

$$Z_{\text{harm}}(n \cdot f_0) = \begin{cases} Z_{\text{opt}} & \text{per a } n = 1 \\ 0 \quad (\text{Circuit tancat}) & \text{per a } n = 2, 4, 6, \dots \\ \infty \quad (\text{Circuit obert}) & \text{per a } n = 3, 5, 7, \dots \end{cases} \quad (2.18)$$

On f_0 és la freqüència fonamental, n representa l'ordre de l'harmònic i Z_{opt} defineix la impedància òptima d'adaptació a la freqüència fonamental.

Per implementar aquestes condicions a la banda de microones, s'utilitza tecnologia microstrip amb models de línies de transmissió on la geometria, l'amplada i la longitud de cada pista determina el seu comportament elèctric. En concret, en aquest treball, es fa servir una xarxa formada per una línia principal i diversos stubs oberts connectats en derivació.

El funcionament de la xarxa es basa en les propietats de transformació d'impedància de les línies de transmissió. Tal com es descriu a [8], la impedància d'entrada d'una línia de transmissió és

expressada per:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (2.19)$$

On Z_0 és la impedància característica de la línia, l la longitud i β la constant de propagació.

Els stubs utilitzats en aquesta xarxa, estan acabats en circuit obert, que correspon a $Z_L = \infty$. En aquest cas, la impedància d'entrada es pot expressar com:

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad (2.20)$$

Si la longitud del stub és igual a un quart de longitud d'ona ($\lambda/4$), s'obté amb l'expressió anterior que $Z_{in} = 0$. Això demostra que un stub obert de longitud $\lambda/4$ es comporta com un curtcircuit vist des de l'entrada, a la seva freqüència de disseny.

En la xarxa, cada stub és dimensionat per actuar sobre un harmònic concret ($2f_0, 3f_0, 4f_0 \dots$). Tanmateix, els stubs no es connecten directament al díode, sinó que es connecten a una línia principal de longitud $\lambda/4$ dissenyada a la freqüència fonamental. Aquesta línia introdueix transformacions addicionals d'impedància que depenen de l'ordre d'harmònic considerat.

Per als harmònics parells, la longitud de la línia correspon a múltiples de $\lambda/2$. En aquestes condicions, l'equació 2.19, es redueix a:

$$Z_{in} = Z_L \quad (2.21)$$

Per tant, el curtcircuit generat pels stubs, es manté fins al terminal del díode pels harmònics parells.

Per contra, en els harmònics imparells, la longitud de la línia correspon a múltiples de $\lambda/4$. En aquest cas, la línia actua com un transformador de quart d'ona i l'equació 2.19 es transforma en:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.22)$$

I com que els stubs proporcionen una impedància pràcticament nul·la a la seva freqüència de disseny, la impedància que veu el díode en els seus terminals és:

$$Z_{in} = \infty \quad (2.23)$$

D'aquesta manera, es permet proporcionar les condicions de contorn necessàries per una arquitectura classe F, obtenint així una forma d'ona de tensió aproximada a una ona quadrada per reduir les pèrdues per superposició temporal.

2.4 Arquitectura ideal d'un rectificador classe F

Un rectificador classe F està format per diversos blocs per maximitzar l'eficiència de conversió RF-DC. La figura 2.9 mostra l'arquitectura general dels blocs que intervenen en el procés de conversió.

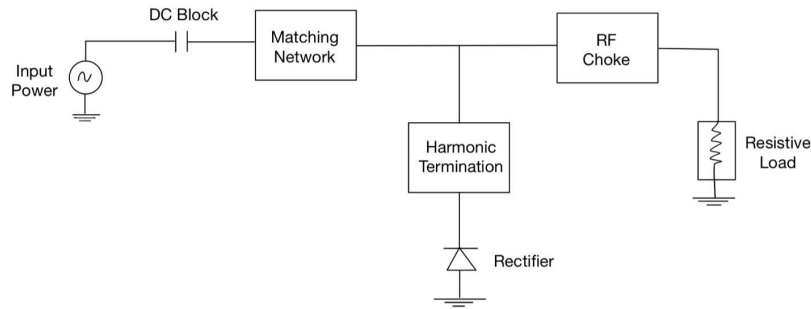


Figura 2.9: Arquitectura general d'un rectificador classe F.

La primera etapa correspon al DC Block, aquest bloc és implementat mitjançant un condensador connectat en sèrie a l'entrada RF. La seva funció és impedir que la component contínua generada pugui retornar cap a la font, mentre que de la mateixa manera, permet el pas del senyal de la freqüència fonamental, comportant-se com un filtre passa alts.

A continuació, es disposa d'una xarxa d'adaptació d'impedàncies (*Matching Network*), encarregada de maximitzar la transferència de potència entre la font RF i el rectificador. Per aconseguir-ho, transforma la impedància d'entrada a la impedància característica del sistema. D'aquesta manera es minimitza les reflexions a la freqüència fonamental i s'incrementa la potència efectiva disponible per rectificar.

Aquest bloc es pot implementar mitjançant una línia de transmissió i un stub en circuit obert com el de la figura 2.10. Aquesta configuració proporciona dos graus de llibertat corresponents a la longitud de la línia principal i a la longitud del stub. Aquestes longituds són les que permeten ajustar de manera precisa la part real i la part imaginària de la impedància vista pel díode per maximitzar la transferència de potència.

Seguidament, la xarxa de terminació harmònica constitueix un dels elements principals dels rectificadors classe F. Aquesta xarxa està dissenyada segons l'apartat anterior on s'obté unes terminacions d'impedància que permet aproximar una forma d'ona de tensió quasi quadrada per poder reduir la superposició entre tensió i corrent durant el procés de commutació del díode i, reduir les pèrdues de conversió per poder maximitzar l'eficiència de conversió del sistema.

L'altra element principal és el díode Schottky, encarregat de convertir la potència de radiofreqüència en potència contínua. El seu comportament no lineal permet rectificar el senyal RF i generar una component contínua a la sortida.

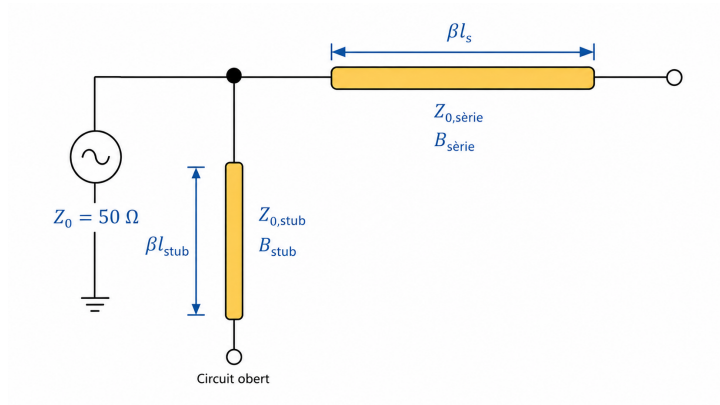


Figura 2.10: Esquema implementació xarxa d'adaptació amb una línia de transmissió i stub acabat en circuit obert.

Després del node de rectificació, es troba una etapa encarregada d'extreure la component contínua i evitar que la radiofreqüència arribi a la càrrega. Aquesta funció es pot implementar com s'ha vist en la literatura mitjançant un RF Choke, que es comporta com una elevada impedància a la freqüència fonamental impedit la seva propagació cap a la càrrega. Simultàniament, proporciona un camí per a la component contínua generada pel rectificador.

Aquesta etapa també es pot implementar amb una línia de transmissió de longitud $\lambda/4$ connectada a un stub de circuit obert de la mateixa longitud dissenyat a la freqüència fonamental. El stub obert es transforma en un curtcircuit en el punt de connexió amb la línia, aquest curtcircuit és novament transformat per la línia de quart d'ona en una impedància molt elevada vista des del díode. Com a resultat, la radiofreqüència queda bloquejada i no es propaga cap a la càrrega. Per contra, la component contínua generada pel rectificador, pot circular lliurement cap a la càrrega.

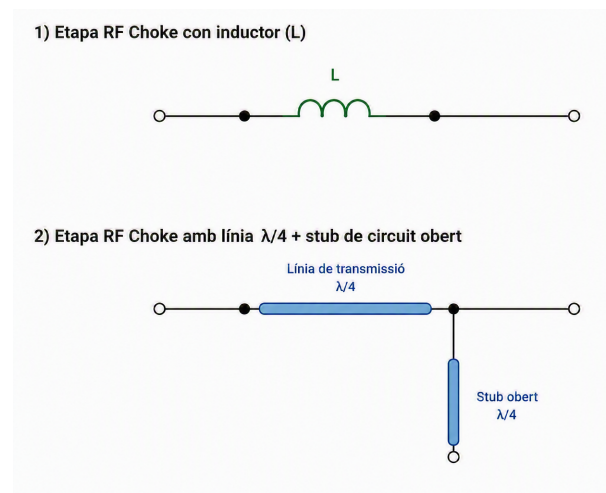


Figura 2.11: Implementació etapa RF Choke del rectificador RF.

Finalment, la última etapa correspon a la càrrega resistiva R_L que influeix directament sobre la tensió de sortida, el corrent subministrat i l'eficiència global del sistema.

En conjunt, l'arquitectura integra tots els elements necessaris per realitzar una conversió eficient de potència RF a potència DC. La combinació d'aquests blocs constitueix la base de funcionament dels rectificadors classe F i proporciona el marc conceptual sobre el qual es desenvoluparà el disseny en aquest treball.

Capítol 3

Estat de l'Art

En els últims anys els rectificadors RF d'alta eficiència han rebut un gran interès dins del camp de la transferència d'energia sense fils. La tècnica classe F, basada en el control de les components harmòniques generades pel díode, s'han consolidat com una de les solucions més eficients per millorar l'eficiència de conversió RF-DC. No obstant, els treballs publicats a la literatura adopten enfocaments diferents segons els objectius principals del disseny. En aquest apartat s'analitzen dos línies d'investigació rellevants: rectificadors orientats a obtenir altes potències de sortida i rectificadors orientats a maximitzar l'eficiència de conversió.

3.1 Rectificadors orientats a maximitzar l'eficiència de conversió

Una de les principals línies de recerca en rectificadors RF consisteix a incrementar l'eficiència RF-DC mitjançant el control dels harmònics generats durant la rectificació.

Guo et al. [3] presenten un model analític per predir l'eficiència de conversió dels rectificadors classe F i implementen dos prototips a 900 MHz i 5,8 GHz. Els prototips utilitzen únicament dos elements per al control harmònic que s'observen en la figura 3.1: un stub obert de longitud $\lambda/8$ per al 2n harmònic i una línia en sèrie de longitud $\lambda/12$ per al 3r harmònic. En aquests anàlisis s'utilitza el díode Schottky HSMS-8202.

La figura 3.2 mostra el prototip fabricat a 900 MHz. Es pot observar la implementació de la xarxa de control harmònic mitjançant 2 stubs col·locats en creu i utilitzant un inductor (L) com a RF Choke. En la mateixa figura s'observa la gràfica proporcionada pels autors per comparar les mesures del prototip amb les simulacions del disseny. S'observa que el model desenvolupat reproduïx correctament la corba d'eficiència estudiada en la teoria encara que s'observen unes diferències entre simulació i mesura. Amb aquesta estructura s'aconsegueixen eficiències màximes de 80,4 % a 900 MHz amb una potència d'entrada de 13,4 dBm.

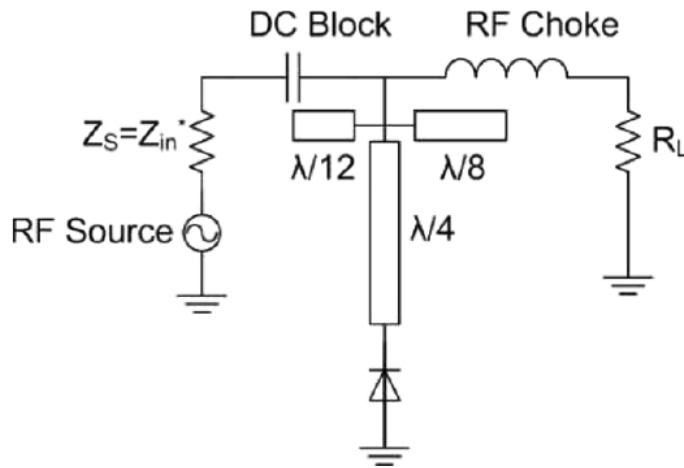


Figura 3.1: Topologia ideal de rectificador classe F utilitzada en el disseny de circuits [3].

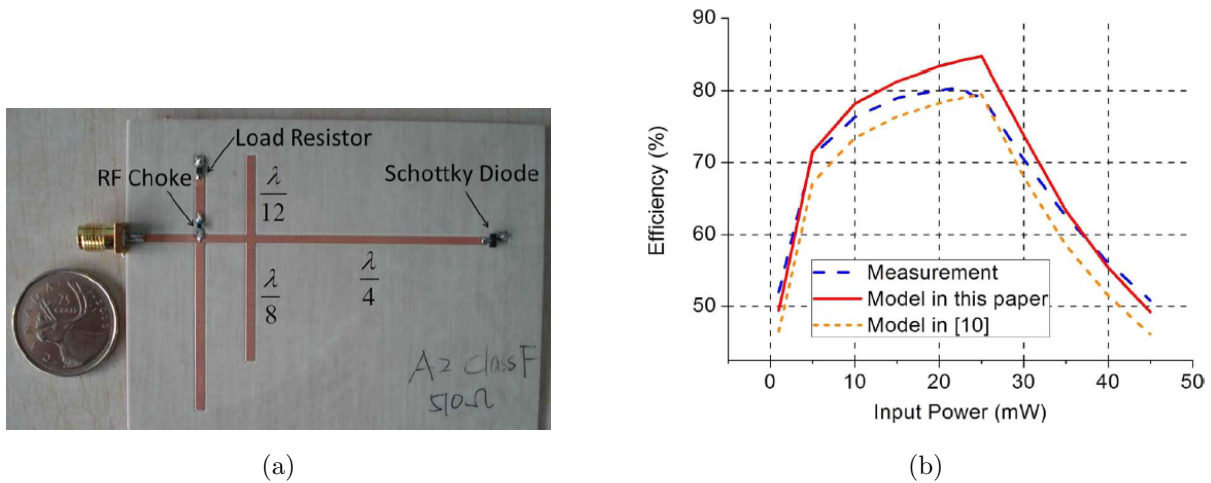


Figura 3.2: (a) Prototip rectificador classe F fabricat per 900 MHz. (b) Comparació mesura vs simulació disseny rectificador a 900 MHz [3].

En el cas del rectificador de 5,8 GHz, l'estructura de la figura 3.3 es igual a la del disseny de 900 MHz, però en aquest cas utilitzen una xarxa de RF Choke implementada amb una línia i un stub en derivació acabat en circuit obert. Aquesta estructura posa en manifest les dues possibles formes d'implementar aquesta etapa. En la mateixa figura també s'observa la gràfica comparativa entre mesura i simulació d'aquest prototip on s'aconsegueixen eficiències màximes del 79,5 % a 5,8 GHz amb una potència d'entrada de 17,6 dBm.

En aquest prototip del rectificador, els autors remarquen que la selecció del díode es un punt crític en el disseny, ja que inicialment, es va considerar el díode HSMS-8202 però la seva capacitat d'unió va provocar una degradació important de les formes d'ona classe F observades en la figura 3.4a. Per aquest motiu, en aquest disseny a 5,8 GHz decideixen seleccionar el díode MA4E1317

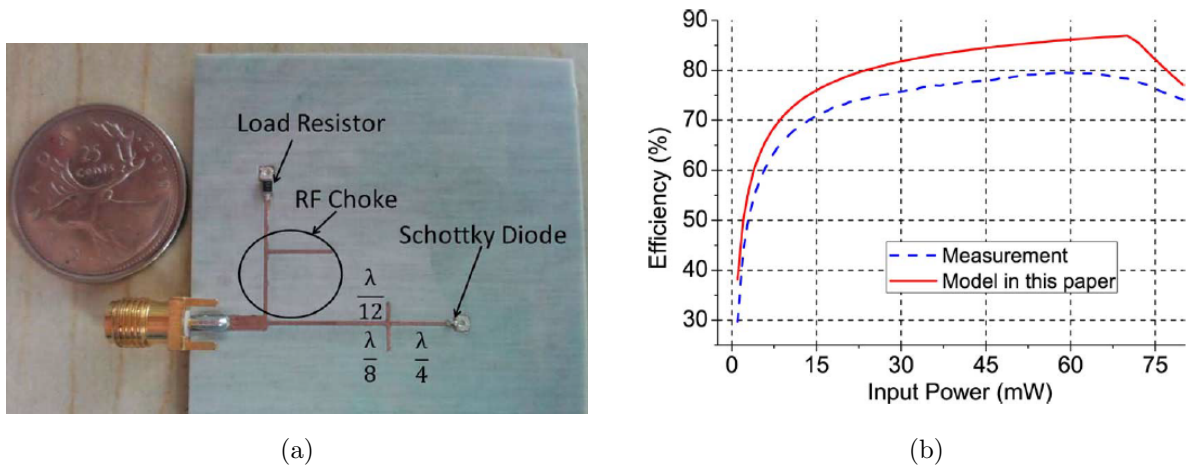


Figura 3.3: (a) Prototip rectificador classe F fabricat per 5,8 GHz. (b) Comparació mesura vs simulació disseny rectificador a 5,8 GHz [3].

amb menor capacitat paràsita que permet mantenir el modelat de tensió i corrent vist en la figura 3.4b.

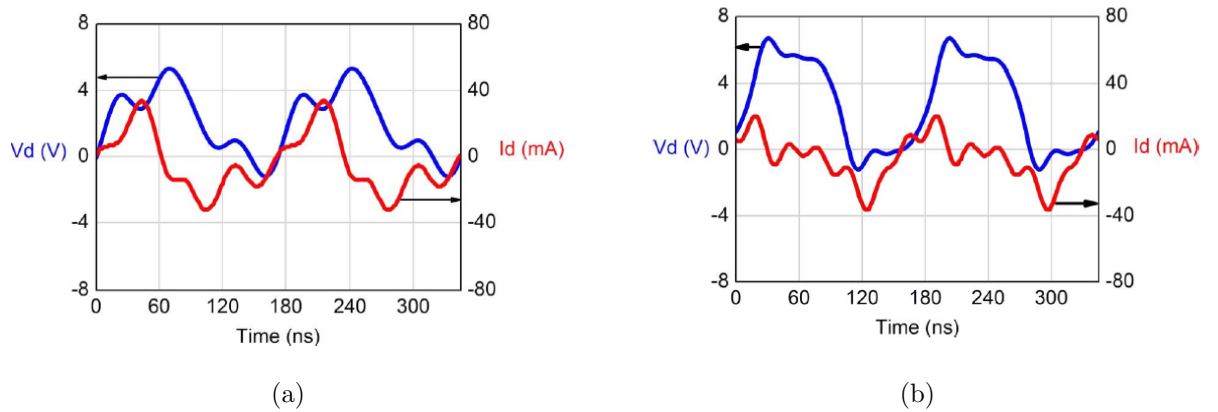


Figura 3.4: (a) Formes d'ona de tensió i corrent amb el prototip de 5,8 GHz i díode HSMS-8202. (b) Formes d'ona de tensió i corrent amb el prototip de 5,8 GHz i el díode MA4E1317 [3].

Tot i que gran part de la recerca en rectificadors classe F s'ha centrat en la optimització de les terminacions harmòniques, diversos autors han posat en manifest que la precisió del model del díode Schottky també té una influència directa sobre l'eficiència. En aquest context, Chen et al. [5] proposen una metodologia de caracterització de gran senyal del díode MA4E1317 amb l'objectiu de millorar la precisió de les simulacions i obtenir dissenys més eficients.

Els autors observen que els models proporcionats pels fabricants sovint no representen adequadament el comportament del dispositiu en règim de gran senyal, aquesta limitació, pot provocar errors en l'optimització de les impedàncies de matching i de les terminacions harmòniques, ge-

nerant discrepàncies significatives entre simulació i experiment.

Per solucionar aquest problema, es desenvolupa una metodologia d'extracció dels paràmetres del model equivalent del díode. Per demostrar la utilitat del model desenvolupat, els autors dissenyen dos rectificadors classe F amb una xarxa de control harmònic de quatre stubs pels harmònics $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$ i $5f_0$ observat en la figura 3.5a. Aquesta estructura la fan servir per dissenyar dos prototips operant a 2.45 GHz i 5.8 GHz (3.5b).

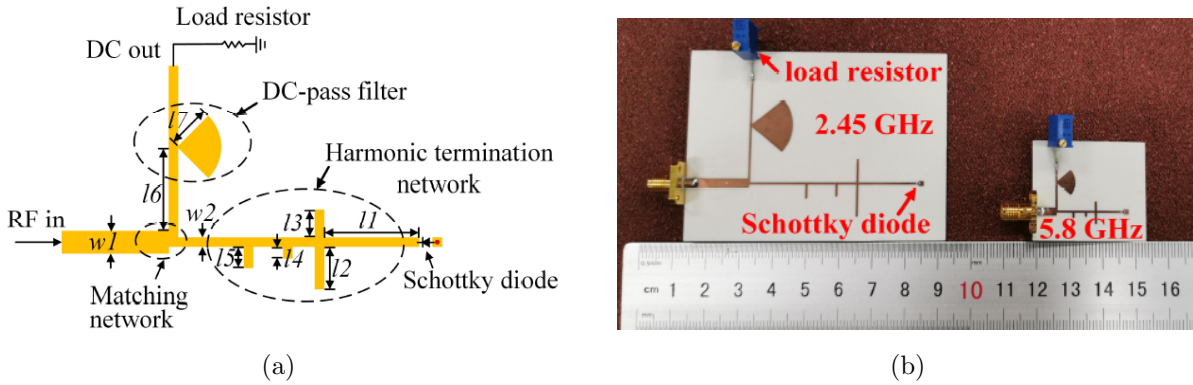


Figura 3.5: (a) Estructura del circuit rectificador dissenyat amb el díode MA4E1317 (b) Circuits rectificadors fabricats amb el díode MA4E1317 per 2,45 GHz i 5,8 GHz [5]

Els resultats que es veuen en la figura 3.6 extrets del propi article, mostren una eficiència màxima del 83,5% per 2,45 GHz i del 82,1% per 5,8 GHz per una potència d'entrada de 16,8 dBm en ambdós casos. En les dues gràfiques s'observa una bona concordança entre els valors mesurats i els simulats, demostrant així la importància de l'elecció del díode i que es trobi ben caracteritzat.

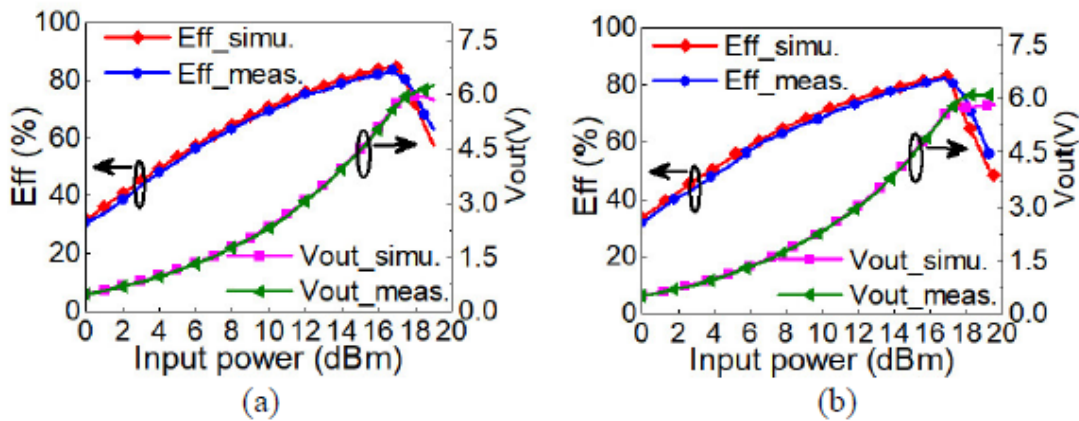


Figura 3.6: Comparació de la tensió de sortida DC i l'eficiència de conversió entre simulacions i mesures. (a) 2.45 GHz. (b) 5,8 GHz [5]

Posteriorment, Liu et al. [6] van abordar el problema de les pèrdues associades als harmònics des d'una perspectiva diferent. Aquests autors desenvolupen una estructura de *Band-Stop* per

substituir el filtre pas baix que es sol implementar en rectificadors convencionals. Expliquen que una estructura ideal de *Band-Stop* va connectada al díode Schottky HSMS 282 en sèrie per bloquejar els harmonics produïts durant la rectificació i reflectir-les al díode utilitzant la tècnica *harmonic recycling*. A més, diuen que per la component continua, la mateixa xarxa ha de comportar-se com un curtcircuit per a que el corrent rectificat pugui circular cap a la càrrega.

La figura 3.7a mostra l'esquemàtic del rectificador proposat pels autors on, implementen la xarxa *band-stop* amb una línia de $\lambda/8$ acabada en curtcircuit presentar una elevada impedància al segon harmònic ($2f_0$). D'aquesta manera la potència associada a aquest harmònic és reflectida cap al díode evitant que es propagui cap a la resta del circuit. A més, a la sortida apliquen un condensador conjuntament amb una línia de transmissió de longitud $\lambda/4$ per implementar el filtre de pas de corrent DC, evitant que el senyal RF arribi a la càrrega i permet el pas de la component DC generada pel díode.

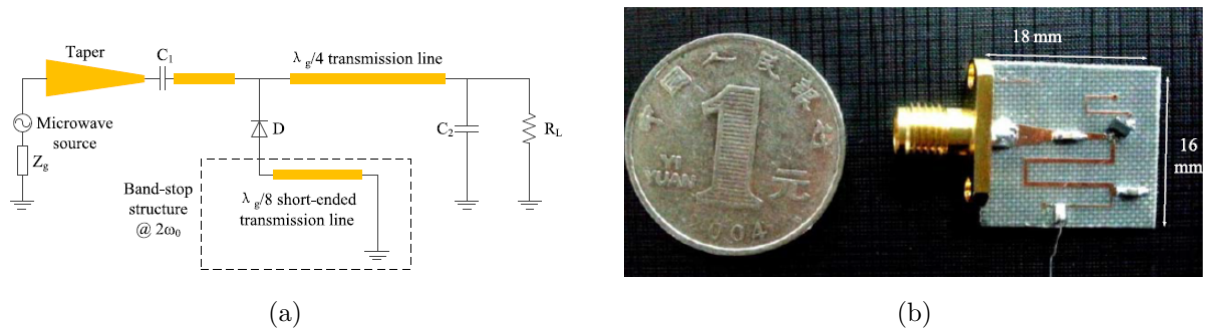


Figura 3.7: (a) Esquema del circuit proposat amb una estructura *Band-Stop* (b) Prototip fabricat amb estructura estudiada en l'article [6].

Els resultats experimentals mostren una eficiència màxima del 80,9% per una potència d'entrada de 20 dBm i una càrrega de 580Ω . Tanmateix, la comparació entre simulació i experiment revela discrepàncies significatives. Per exemple, si es fixa per una potència d'entrada de 22 dBm, la simulació prediu eficiències properes al 80%, mentre que les mesures experimentals es mantenen al voltat del 60%, mostrant una diferència significativa. Aquesta discrepància disminueix a mesura que la potència d'entrada es redueix.

Els autors atribueixen aquestes discrepàncies a que quan la potència d'entrada es elevada, el model no lineal del díode HSMS 282 a l'ADS pot no ser tan precís i això genera errors de simulació més elevats.

Aquest treball és especialment rellevant perquè evidencia que les simulacions poden sobreestimar significativament el rendiment real del rectificador i posar en manifest la importància de la validació experimental.

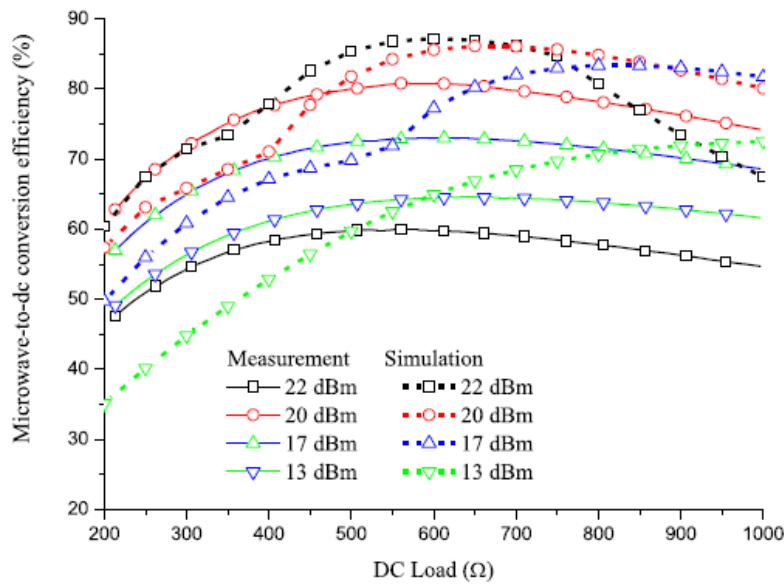


Figura 3.8: Eficiència del rectificador simulada vs mesurada porposat amb una potència d'entrada de 13,17,20 i 22 dBm [6].

3.2 Rectificadors orientats a obtenir altes potències de sortida

Mentre que la majoria de rectificadors estan orientats a nivells moderats de potència, Zhao et al. [7] es centra en aplicacions *Wireless Power Transfer* de nivell d'alta potència. El principal problema identificat pels autors és que els díodes Schottky convencionals presenten limitacions associades a la seva tensió de ruptura quan la potència RF incident augmenta.

Per solucionar aquest problema, proposen una arquitectura de classe F basada en una nova xarxa de terminació harmònica (3.9a) que combina una línia de transmissió en sèrie de longitud $\lambda/12$ amb un stub obert de longitud $\lambda/8$ en paral·lel, proporcionant baixa impedància al 2n harmònic ($2f_0$) i alta impedància al 3r harmònic ($3f_0$). Per aquesta implementació, utilitzen el díode Schottky HSMS270B que presenta un elevat voltatge de ruptura inversa (15V).

Amb aquesta arquitectura, s'aconsegueix un prototip fabricat en la figura ?? amb una mida de 2,4cm x 3,5cm. Aconseguint una miniaturització del circuit.

Pel que fa els resultats de les simulacions i les mesures del prototip, en la figura 3.10 s'observen els valors obtinguts. Els autors aconsegueixen una eficiència màxima del 81,3 % per una potència d'entrada de 31 dBm (1,26 W) i una potència de sortida DC d'aproximadament 755 mW amb una càrrega de 115 Ω , demostrant la viabilitat de la tècnica classe F en aplicacions d'alta potència.

Encara aconseguir aquests valors, els autors comenten que hi ha unes petites diferències entre simulació i mesura a causa d'inexactituds del model del díode i toleràncies de fabricació.

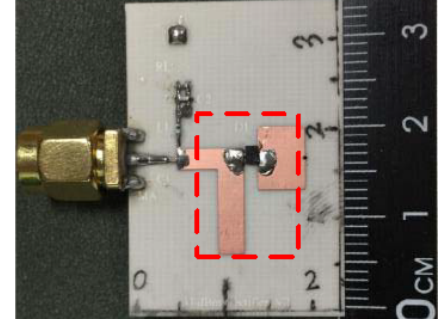
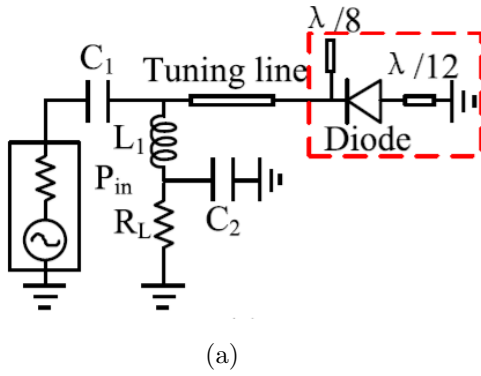


Figura 3.9: (a) Esquema del rectificador RF. (b) Prototip fabricat sobre substrat Rogers RO4003C de 0,508 mm de gruix [7].

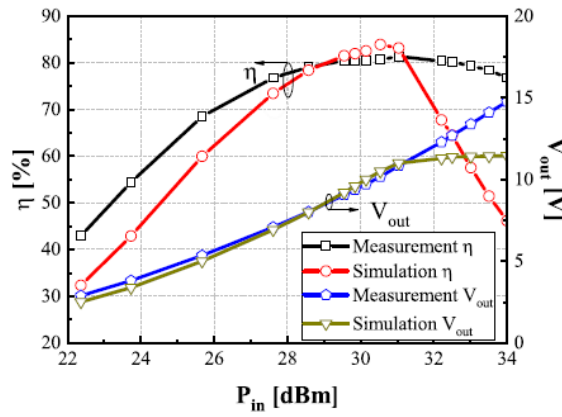


Figura 3.10: Eficiència de conversió mesurada i voltatge de sortida DC, en funció de la potència d'entrada amb $f_0=2,45$ GHz i $R_L=115 \Omega$ [7].

3.3 Taula comparativa

Per tal de comparar de manera quantitativa les diferents estratègies de disseny analitzades, la Taula 3.1 resumeix les principals condicions d'operació i resultats obtinguts.

En general s'observa que la majoria de dissenys assoleixen eficiències experimentals entre 79% i 84%, especialment quan operen amb nivells de potència moderat. Tot i així, en general tots els autors expliquen diferències entre simulació i mesura que s'han de tenir en compte en el procés del disseny.

Pel que fa als valors de la resistència de càrrega DC, s'observa una elevada variabilitat evidenciant que aquest paràmetre depèn fortament del díode utilitzat, de la xarxa d'adaptació i del nivell de potència d'entrada. Aquest comportament justifica la necessitat d'optimitzar aquest component

durant el procés de disseny del rectificador.

També es pot observar que els rectificadors que utilitzen nivells de potència més elevats utilitzen díodes de la família HSMS-2XX, en canvi, per potències més moderades fan servir el díode MA4E1317.

Ref.	Freq.	Pin	Eff.sim.	Eff.mes.	R_L	Pout	Diode
[3]	900 MHz	13,4dBm	86%	80,4%	510 Ω	17,7 mW	HSMS282
[3]	5,8 GHz	17,6dBm	86%	79,5%	-	46,1 mW	MA4E1317
[6]	2,45 GHz	22dBm	80,9%	60%	680 Ω	-	HSMS282C
[7]	2,45 GHz	31dBm	85%	81,3%	115 Ω	755 mW	HSMS270B
[5]	2,45 GHz	16,8dBm	85,4%	83,5%	300 Ω	40 mW	MA4E1317
[5]	5,8 GHz	16,8dBm	83,2%	82,1%	-	-	MA4E1317

Taula 3.1: Resum comparatiu de les condicions d'operació i eficiències de conversió RF-DC dels resultats reportats a la literatura.

Els treballs revisats demostren que és possible assolir elevades eficiències de conversió mitjançant diferents estratègies de disseny. Tanmateix, la comparació directa dels resultats és complexa, ja que les prestacions depenen significativament de la potència d'entrada i de les condicions d'operació utilitzades en cada estudi.

Es posa en manifest que el disseny d'un rectificador RF d'alta eficiència requereix una selecció adequada de la freqüència de treball, del dispositiu rectificador, de la resistència de càrrega i del nivell de potència d'entrada. Aquests aspectes constitueixen els principals criteris que es tindran en compte en el capítol següent per el desenvolupament del disseny del rectificador d'aquest treball.

Capítol 4

Disseny d'un rectificador Classe F

4.1 Selecció del díode Schottky

Un dels aspectes més crítics en el disseny de rectificadors RF d'alta eficiència és la selecció del díode Schottky, ja que les seves característiques elèctriques condicionen directament a l'eficiència del sistema.

A la literatura, els dispositius més utilitzats en rectificadors classe F són els díodes de les famílies HSMS-28xx, pel fet que tenen una tensió llindar baixa, una capacitat de junció reduïda i un bon comportament a freqüències de microones. Tanmateix, aquests dispositius han estat descatalogats. Aquesta limitació fa necessari cercar alternatives que presentin prestacions similars i permetin assolir nivells d'eficiència comparables als de la literatura.

En aquest projecte s'ha seleccionat el díode Schottky MA4E1317. La seva elecció es basa en el fet que aquest component ha estat caracteritzat per Chen et al. [5], on desenvolupen un model equivalent de gran senyal. A més, els autors van validar experimentalment el model mitjançant el disseny d'un rectificador Classe F d'alta eficiència.

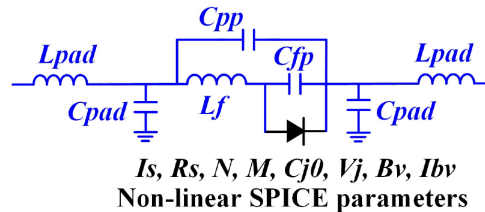


Figura 4.1: Model equivalent de gran senyal del díode Schottky MA4E1317 [5].

Per aquest motiu, aquest treball adopta el mateix model equivalent mostrat en la Figura 4.1 proposat per Chen et al. que també incorpora tant els paràmetres no lineals de la unió com els

I_s	n	R_S	M	C_{j0}	V_j	B_v
$1.2 \times 10^{-13} A$	1.22	3.15Ω	0.48	$0.02 pF$	$0.67 V$	$10 V$
I_{bv}	L_{pad}	C_{pad}	L_f	C_{pp}	V_{fp}	
$10 \mu A$	$4.3 pH$	$4 fF$	$0.28 nH$	$0.017 pF$	$0.016 pF$	

Taula 4.1: Paràmetres del model equivalent del díode MA4E1317 utilitzats en les simulacions.

elements paràsits associats a l'encapsulat i a la geometria física del component. Els valors dels paràmetres utilitzats es recullen en la Taula 4.1.

4.2 Punt de funcionament òptim ideal

Una vegada seleccionat el díode, el següent pas consisteix a analitzar el comportament del rectificador per identificar les condicions de funcionament que permeten assolir elevades eficiències de conversió i els requisits de l'aplicació d'aquest treball.

Es dissenya al programari ADS (*Advanced Design System*) un circuit ideal basat en l'arquitectura de rectificadors descrita en el capítol anterior i es pren com a referència la xarxa d'harmònics realitzada per la literatura que valida el funcionament del díode MA4E1317. Aquesta incorpora una xarxa d'harmònics formada per quatre stubs, per controlar les impedàncies vistes pel díode als harmònics $2f_0, 3f_0, 4f_0, 5f_0$. El model es presenta en la figura 4.2, que ens permetrà estudiar el funcionament del rectificador sota condicions ideals i avaluar la influència de la potència d'entrada i la càrrega sobre l'eficiència i la potència de sortida DC.

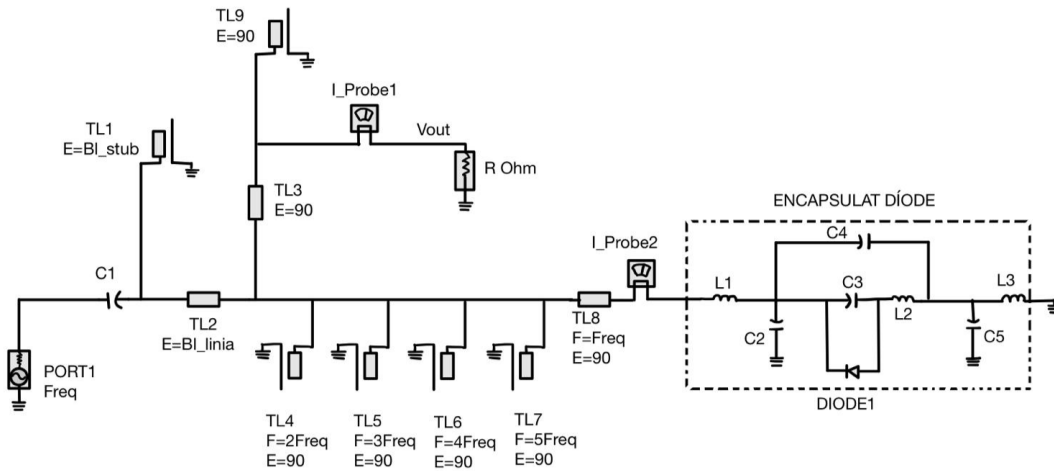


Figura 4.2: Esquemàtic del model ideal del rectificador classe F implementant a ADS

Amb aquest circuit ideal, es realitzen les primeres simulacions per comprovar el correcte funcio-

nament del sistema i definir el punt de funcionament per obtenir els objectius d'aquest treball.

En primer lloc, s'analitza si el circuit genera la forma de la corba d'eficiència estudiada en la teoria. En la figura 4.3 es mostren les diverses simulacions realitzades modificant el valor de potència d'entrada i el valor de R_L , un cop tenim el valor òptim de càrrega, s'adapta el circuit fins assolir el punt de màxima eficiència. En aquestes corbes es força que el pic màxim d'eficiència de cadascuna de les corbes es situï al valor de potència d'entrada aplicat.

Cal destacar que per cada corba, el rectificador només es troba perfectament adaptat en el punt on s'assoleix el màxim d'eficiència. Quan la potència d'entrada s'allunya d'aquest valor, la naturalesa no lineal del díode fa que la seva impedància variï, de manera que la xarxa deixa de proporcionar una adaptació òptima.

Amb aquesta figura, es mostra que la forma de la corba d'eficiència correspon a la corba analitzada en el marc teòric. Addicionalment, s'observa que el circuit ideal implementat aconsegueix assolir valors d'eficiència superiors al 80% en un ampli rang de potències d'entrada.

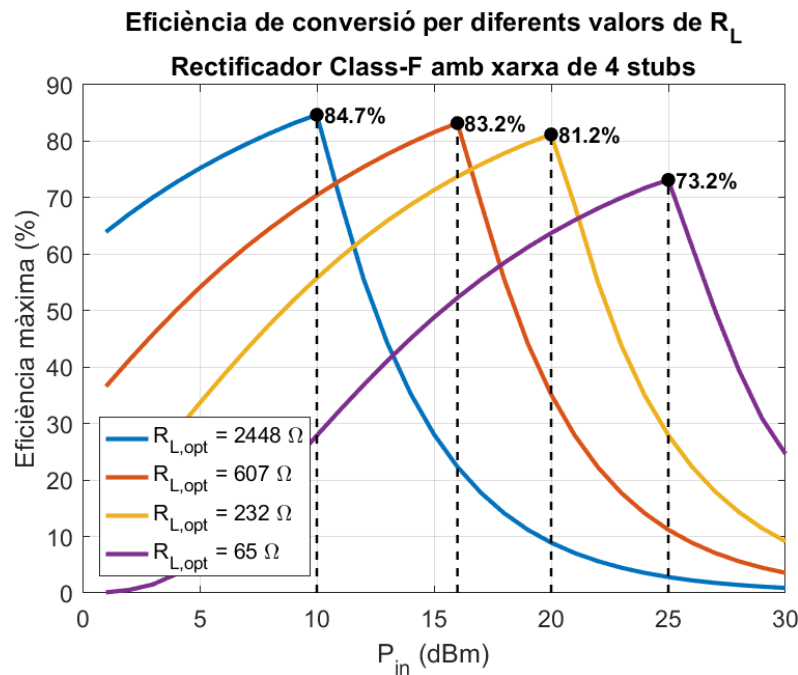


Figura 4.3: Eficiència de conversió RF-DC en funció de la potència d'entrada i la càrrega òptima R_L .

Per tal d'obtenir una visió dels punts de millor funcionament del rectificador, s'ha realitzat una simulació per cada valor de potència d'entrada, d'aquesta manera es podrà analitzar els valors d'eficiència que s'aconsegueix i amb quina resistència de càrrega s'assoleix. La figura 4.4 mostra l'evolució de l'eficiència màxima assolible i de les càrregues òptimes corresponents.

S'observa que l'eficiència es manté pràcticament constant al voltant del 84% per a potències entre

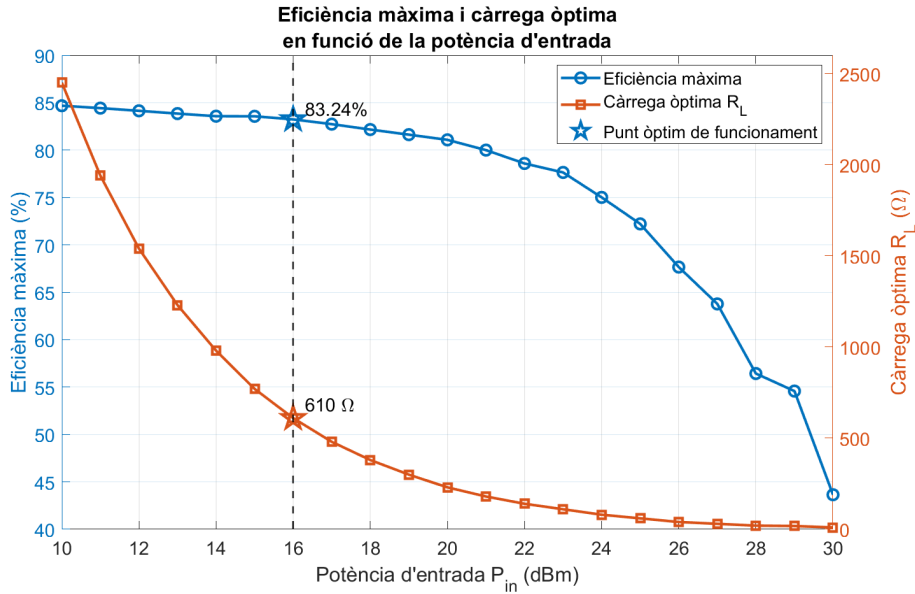


Figura 4.4: Evolució de l'eficiència màxima de conversió i de la resistència de càrrega òptima en funció de la potència d'entrada.

10 dBm i 16 dBm. En aquesta mateixa regió, la càrrega òptima disminueix significativament, passant d'aproximadament 2450 Ω a 610 Ω . A partir dels 16 dBm, l'eficiència comença a disminuir.

Per aquest motiu, es selecciona $P_{in} = 16\text{dBm}$ com a punt de funcionament del rectificador, ja que aconsegueix una eficiència del 83,2% amb una càrrega òptima de 610 Ω , representant un compromís adequat entre elevat rendiment i un valor de càrrega que facilita la implementació pràctica del circuit.

El següent punt a analitzar, són les prestacions en termes de potència de sortida que proporciona el rectificador per cada potència d'entrada. Ja que el nostre objectiu és obtenir valors de potència DC en el rang de 120 mW a 150 mW. Per aquest motiu, es realitzen les simulacions representades a la figura 4.5, on per cada valor de potència d'entrada s'analitza els valors de potència de sortida i l'eficiència màxima assolida.

Si ens centrem en el punt de funcionament seleccionat a partir del criteri d'eficiència màxima ($P_{in} = 16\text{ dBm}$), s'obté una potència de sortida de 33 mW. Aquest valor es troba molt per sota del valor que es vol aconseguir en aquest treball. Per aquest motiu, la selecció del punt de disseny no es pot basar exclusivament en el criteri d'eficiència màxima, sinó que també ha de garantir una potència DC suficient per satisfer els requisits de l'aplicació.

Per tal de satisfer l'objectiu requerit, és necessari desplaçar el punt de funcionament del disseny a potències d'entrada superiors. En aquestes simulacions, es busca assolir valors propers als 150 mW, ja que proporciona una marge de disseny davant la degradació de prestacions al passar

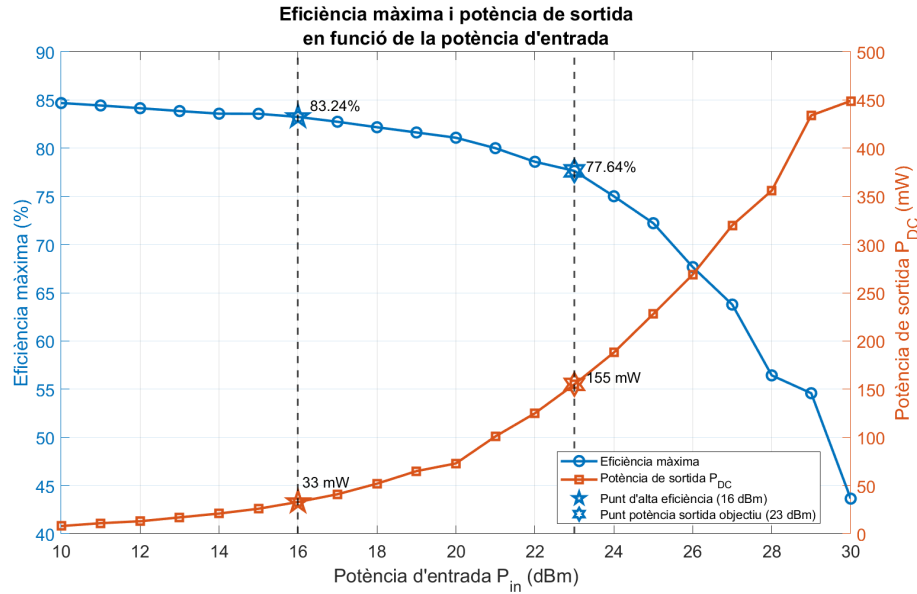


Figura 4.5: Evolució de l'eficiència màxima i de la potència de sortida en funció de la potència d'entrada.

de la implementació ideal al layout electromagnètic. En particular, s'escull una potència de 23 dBm d'entrada, ja que permet una potència de sortida de 155 mW.

Aquesta decisió comporta una reducció de l'eficiència de conversió fins al 77.6%. Tanmateix, la pèrdua d'eficiència es considera acceptable, ja que permet incrementar significativament la potència DC disponible i satisfer els requisits de l'aplicació.

Per aquest motiu, es fixa el punt de disseny del rectificador d'aquest treball en $P_{in} = 23$ dBm i $R_L = 110\Omega$.

Per tal de validar que el rectificador opera segons el principi de funcionament de classe F, s'analitzen les formes d'ona de tensió i corrent als terminals del díode en el punt seleccionat juntament amb les potències que tenen els espectres dels harmònics a la sortida del rectificador. La figura 4.6 mostra els resultats obtinguts.

S'observa que la tensió al díode presenta una forma molt propera a una ona quadrada. Aquesta forma és conseqüència de la xarxa de control harmònic implementada, que modifica les impedàncies vistes pel díode als diferents harmònics. Cal destacar que la superposició entre tensió i corrent és mínim, aquesta separació temporal minimitza la potència dissipada al dispositiu.

De la mateixa manera s'observa com tota la potència subministrada arriba com a component DC a la sortida i els harmònics es troben totalment atenuats a la sortida.

Aquest comportament explica les elevades eficiències de conversió obtingudes en les simulacions anteriors i confirma el correcte funcionament segons els principis teòrics de la tècnica classe F.

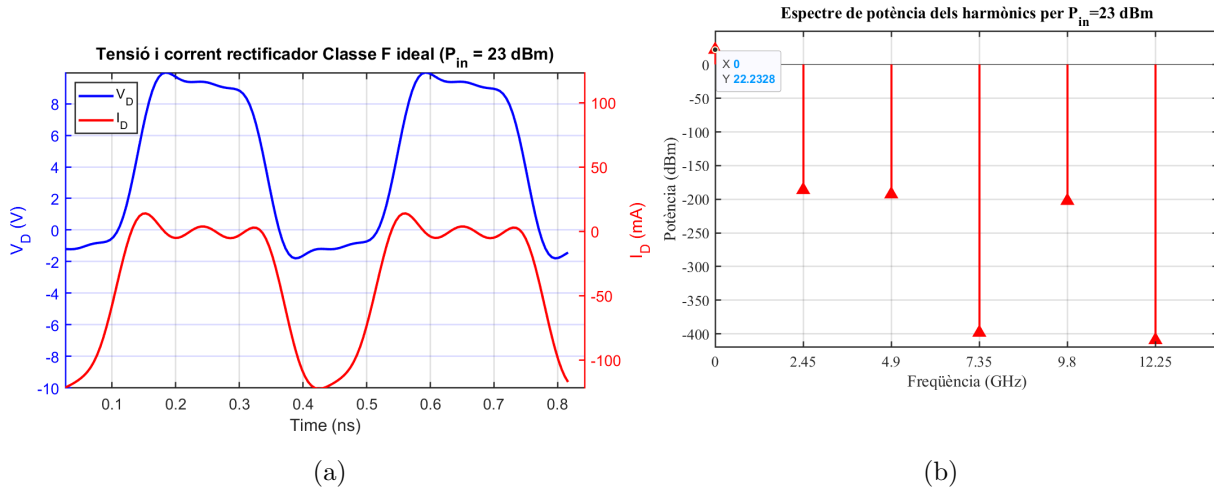


Figura 4.6: (a) Formes d'ona de tensió i corrent al díode del rectificador classe F ideal per al punt de funcionament seleccionat ($P_{in} = 23 \text{ dBm}$ i $R_L = 110 \Omega$) (b) Espectre de potència dels harmònics de sortida i potència de la component contínua DC pel punt de funcionament.

4.3 Implementació disseny en tecnologia microstrip

4.3.1 Selecció del substrat

Per poder realitzar el disseny en tecnologia microstrip s'ha de seleccionar el substrat sobre el qual s'implementarà el rectificador. Aquesta elecció és especialment important, ja que la no-linealitat del díode genera múltiples components harmòniques que poden interactuar amb l'estructura electromagnètica del dielèctric.

Tal com es mostra en la figura 4.7 extreta de [8], un substrat dielèctric sobre un pla de massa pot suportar diferents modes de substrat. Aquests corresponen a ones de superfície confinades dins del dielèctric, que poden ser excitats pels harmònics generats durant el procés de rectificació. L'aparició d'aquests modes de substrat depèn del gruix normalitzat d/λ_0 , ja que, a mesura que augmenta el gruix del substrat, la freqüència de tall dels modes disminueix facilitant la seva excitació pels primers harmònics del rectificador.

Quan aquests modes són excitats, una part de l'energia RF deixa de propagar-se per la línia microstrip i es distribueix en forma d'ones de superfície dins del substrat. L'excitació d'aquests modes pot tenir lloc a pèrdues addicionals i una degradació de l'eficiència del circuit [13].

Per aquest motiu, per aquest treball s'ha seleccionat un substrat Rogers RO4003C amb un gruix de 8 mil (0,2032 mm) amb una constant dielèctrica relativa de $\epsilon_r = 3.55$, ja que l'ús d'un substrat prim desplaça l'aparició dels modes de substrat cap a freqüències més elevades, evitant que siguin excitats pels harmònics generats.

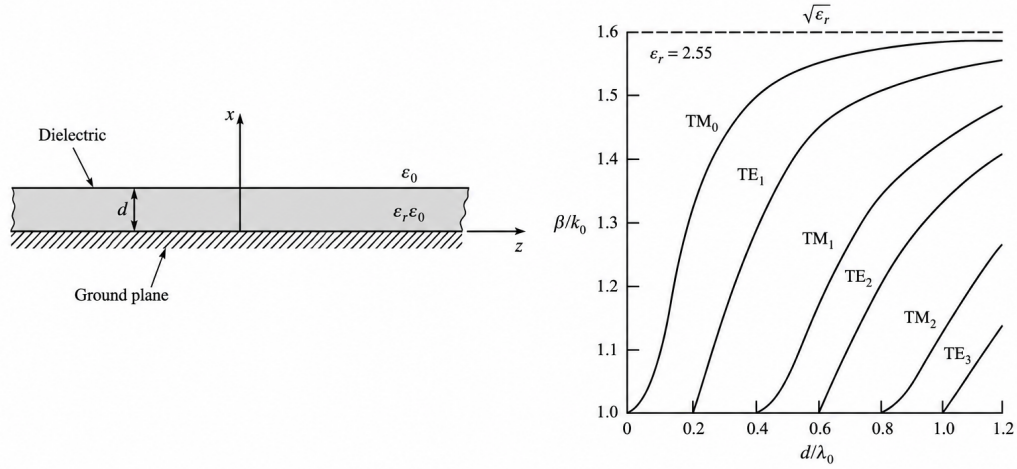


Figura 4.7: Dependència de l'aparició de modes de superfície amb el gruix normalitzat del substrat [8].

4.3.2 Disseny xarxa d'harmònics classe F

Com a punt de partida per la implementació de la xarxa de control harmònic, es defineix una línia microstrip principal on aniran connectats els quatre stubs acabats en circuit obert. Utilitzant l'eina *LineCalc* d'ADS i els paràmetres del substrat Rogers RO4003, es calcula l'amplada necessària per obtenir una impedància característica de 50Ω a la freqüència de disseny de 2.45GHz.

Una vegada obtinguda l'amplada corresponent, es defineix un tram de línia microstrip en layout i es realitza una simulació electromagnètica amb l'objectiu de verificar que la seva impedància característica correspon al valor de disseny.

Per això, es col·loquen dos ports als extrems de la línia per obtenir els paràmetres S en l'entorn de la freqüència d'operació. A partir del coeficient de reflexió S_{11} , es calcula la impedància vista al port d'entrada i es representa la seva posició en la carta de Smith.

Tal com es mostra a la figura 4.8 (b), la impedància obtinguda a 2,45 GHz és molt propera a la impedància desitjada de 50Ω . Addicionalment, el punt corresponent es localitza pràcticament al centre de la carta de Smith, indicant una adaptació gairebé perfecta.

Aquests resultats confirmen que la línia implementada presenta el comportament desitjat i, per tant, pot utilitzar-se com a element base per la implementació de la xarxa de control harmònic.

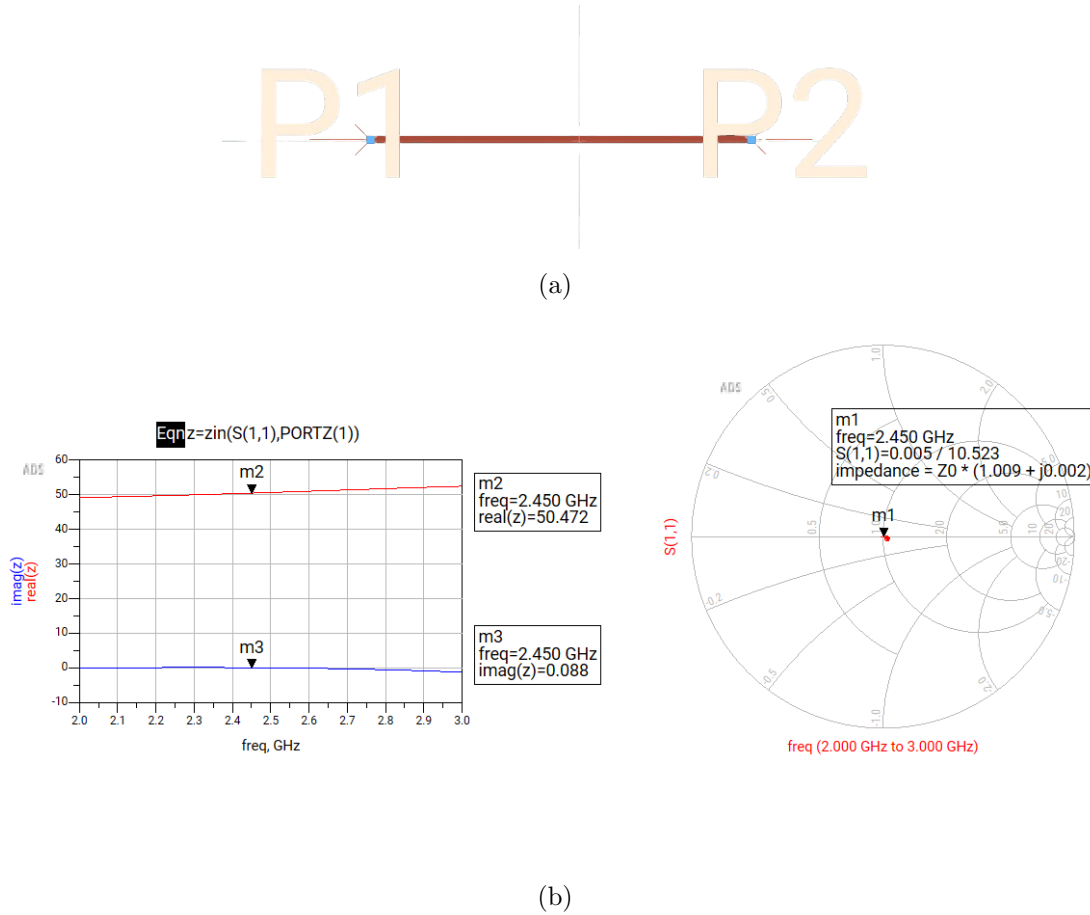


Figura 4.8: Disseny línia microstrip de 50 Ω : (a) Implementació física en layout sobre substrat RO4003C de 8mil (0,2032 mm); (b) Verificació de la impedància característica de la línia mitjançant simulació electromagnètica.

El següent pas consisteix en la implementació dels stubs encarregats del control dels harmònics generats pel díode. Pel disseny de cadascun dels stubs, es fa servir l'eina *LineCalc* de la mateixa manera que amb la línia principal, per determinar les dimensions físiques corresponents.

En tots els casos es fixa una impedància característica de 50 Ω , obtenint l'amplada associada al substrat seleccionat. De la mateixa manera, per a cada freqüència harmònica es calcula la longitud física que correspon a una longitud elèctrica de $\lambda/4$. Amb les dades obtingudes del *LineCalc* es realitza la taula 4.2 amb les dimensions de cada stub.

Una vegada calculades les dimensions dels stubs, s'implementen directament en l'entorn de layout d'ADS connectats en derivació a la línia principal, tal com s'observa a la figura 4.9 (b). Per altra banda, la figura 4.9 (a) mostra el paràmetre S_{21} de l'estructura amb els mínims observats a cada freqüència harmònica (4,9 GHz; 7,35 GHz; 9,8 GHz i 12,25 GHz). En aquestes condicions, el stub introdueix una elevada atenuació sobre la línia principal generant els corresponents notches en la resposta de transmissió.

Harmònic	Freqüència (GHz)	Amplada (mm)	Longitud (mm)
$2f_0$	4.9	1.27	8.86
$3f_0$	7.35	1.27	5.99
$4f_0$	9.8	1.27	4.53
$5f_0$	12.25	1.27	3.67

Taula 4.2: Dimensions dels stubs oberts per al control dels harmònics de classe F.

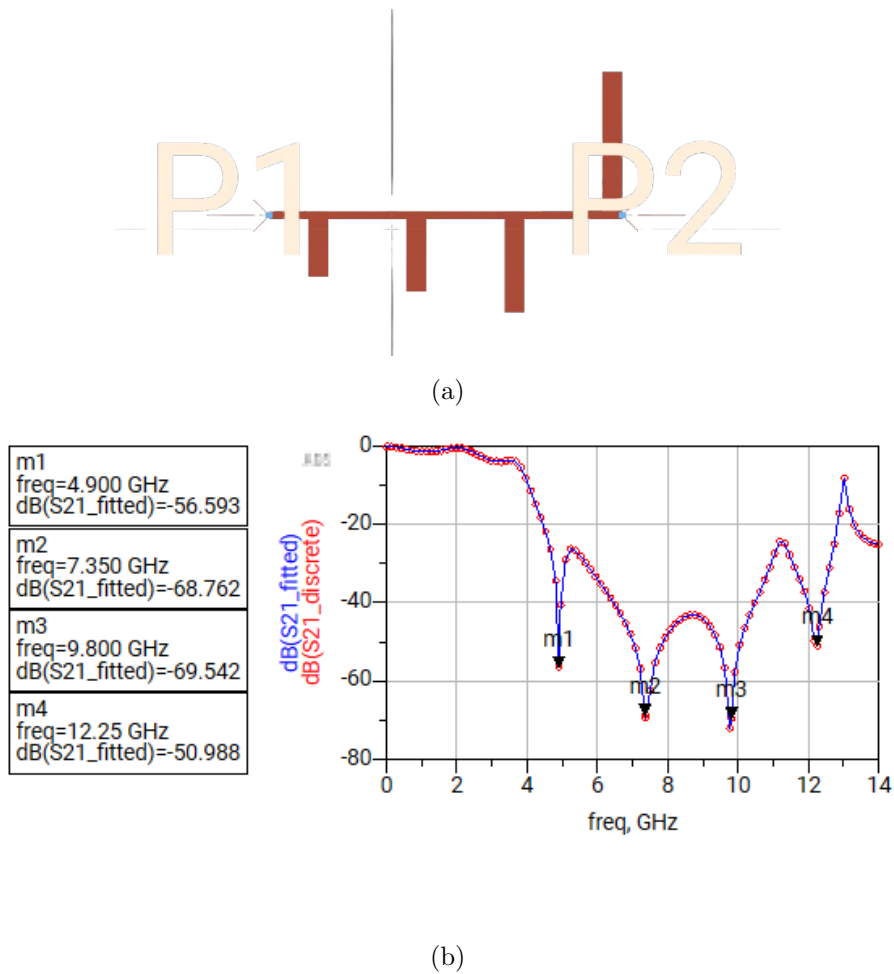


Figura 4.9: Implementació i validació de la xarxa de control harmònic: (a) Resposta S_{21} de la xarxa implementada amb els notches corresponents a cada freqüència harmònica; (b) Layout de la xarxa formada per quatre stubs oberts connectats en derivació a la línia principal.

Una vegada validada la xarxa de stubs, s'implementa la línia de longitud $\lambda/4$ dissenyada a la freqüència fonamental 2,45 GHz. Les seves dimensions físiques s'aconsegueixen de la mateixa manera que amb els altres elements de la xarxa.

Una vegada dimensionada la línia de $\lambda/4$ a la freqüència fonamental 2,45 GHz, es realitza la mateixa simulació electromagnètica de la xarxa completa per verificar el seu funcionament. En la figura 4.10 (a) es pot observar que a la freqüència fonamental, la resposta S_{21} es manté propera a 0 dB, indicant que la xarxa no introdueix atenuació sobre el senyal fonamental. En canvi, es manté que a les freqüències corresponents als harmònics apareguin els mínims pronunciats de la resposta.

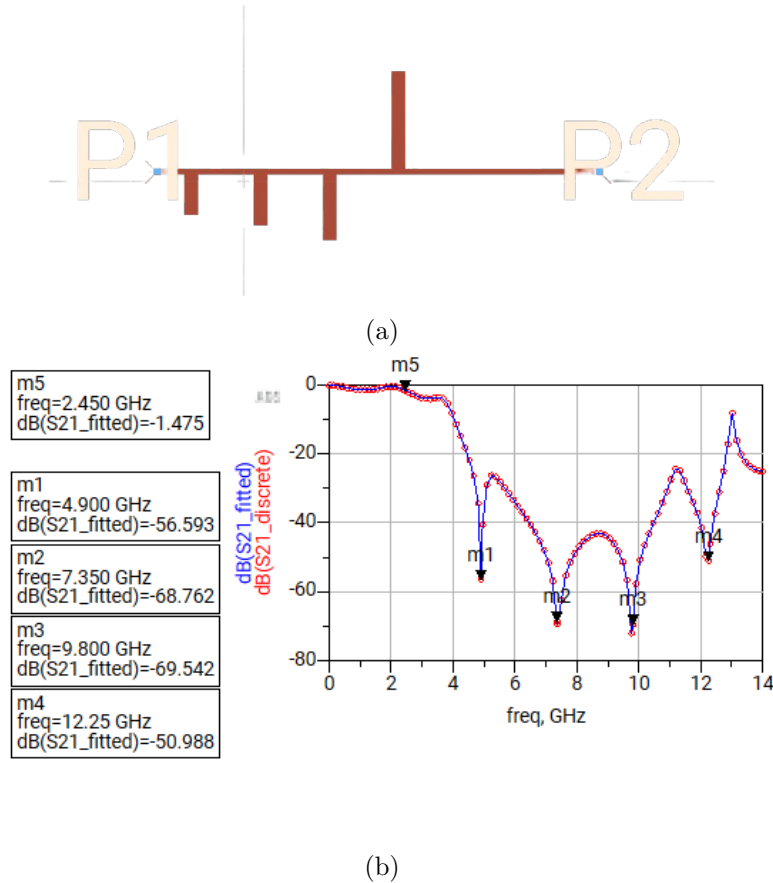


Figura 4.10: Implementació final de la xarxa d'harmònics classe F: (a) Resposta en transmissió S_{21} de la xarxa completa; (b) Layout final de la xarxa implementada sobre substrat RO4003C de 8mil.

Amb aquests últims resultats, es valida el correcte funcionament de la xarxa implementada, la qual és capaç de proporcionar les condicions de control harmònic requerides per al funcionament del rectificador classe F.

4.3.3 Disseny RF Choke

Tal com s'ha descrit a l'apartat 2.4, és necessari implementar una etapa capaç de permetre l'extracció de la component contínua generada durant el procés de rectificació, i de la mateixa

manera, impedir la propagació de les components de radiofreqüència cap a la càrrega. Aquesta funció es realitza mitjançant una xarxa RF Choke.

En aquest treball, aquesta etapa s'implementa mitjançant una línia microstrip de longitud $\lambda/4$ connectada a un stub obert de la mateixa longitud, dissenyats a la freqüència fonamental de 2,45 GHz. Per implementar aquesta etapa, amb l'eina *LineClac* d'ADS es calculen les dimensions físiques corresponents.

Primer es verifica el correcte dimensionat del stub obert, on es realitza una simulació electromagnètica de l'estructura en layout. Tal com prediu la teoria de línies de transmissió, un stub obert de longitud $\lambda/4$ es transforma en un curtcircuit a la seva freqüència de disseny. La figura 4.11 mostra la impedància d'entrada del stub on s'obté una impedància molt proper a curtcircuit ideal. Addicionalment, la seva posició en la carta de Smith es localitza en l'extrem esquerre, confirmant visualment aquest comportament.

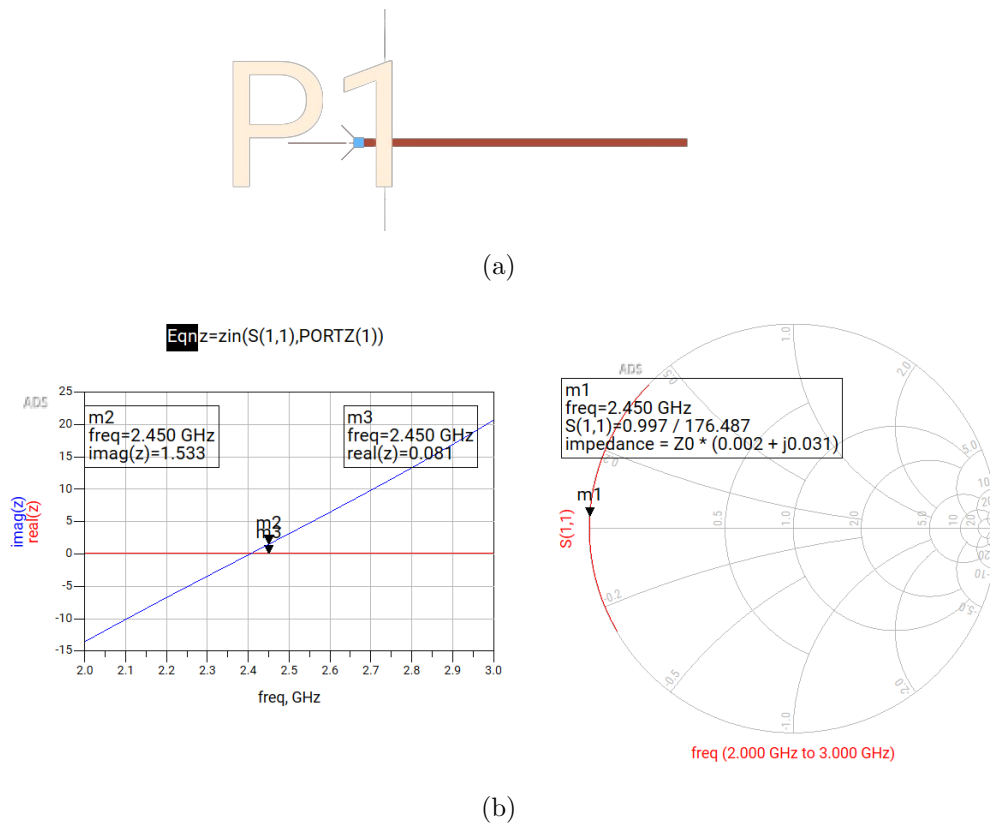


Figura 4.11: (a) Layout de stub obert de longitud $\lambda/4$ implementant en tecnologia microstrip amb substrat RO4003C de 8mil. (b) Resultats de simulació per verificar la transformació d'impedància equivalent a un curtcircuit.

Una vegada validat el comportament del stub, es dissenya la línia microstrip de longitud $\lambda/4$ que completa la xarxa RF Choke. Amb la mateixa teoria que abans, una línia de $\lambda/4$ que troba al seu extrem un curtcircuit transformà la impedància d'entrada a un circuit obert.

La figura 4.12 mostra els resultats de la simulació electromagnètica de l'estructura RF Choke. A la freqüència de disseny de 2.45GHz s'obté una impedància d'entrada molt elevada per aproximar-se a un circuit obert. Aquest comportament també es pot observar en la carta de Smith, on el punt es localitza en la regió corresponent a impedàncies elevades.

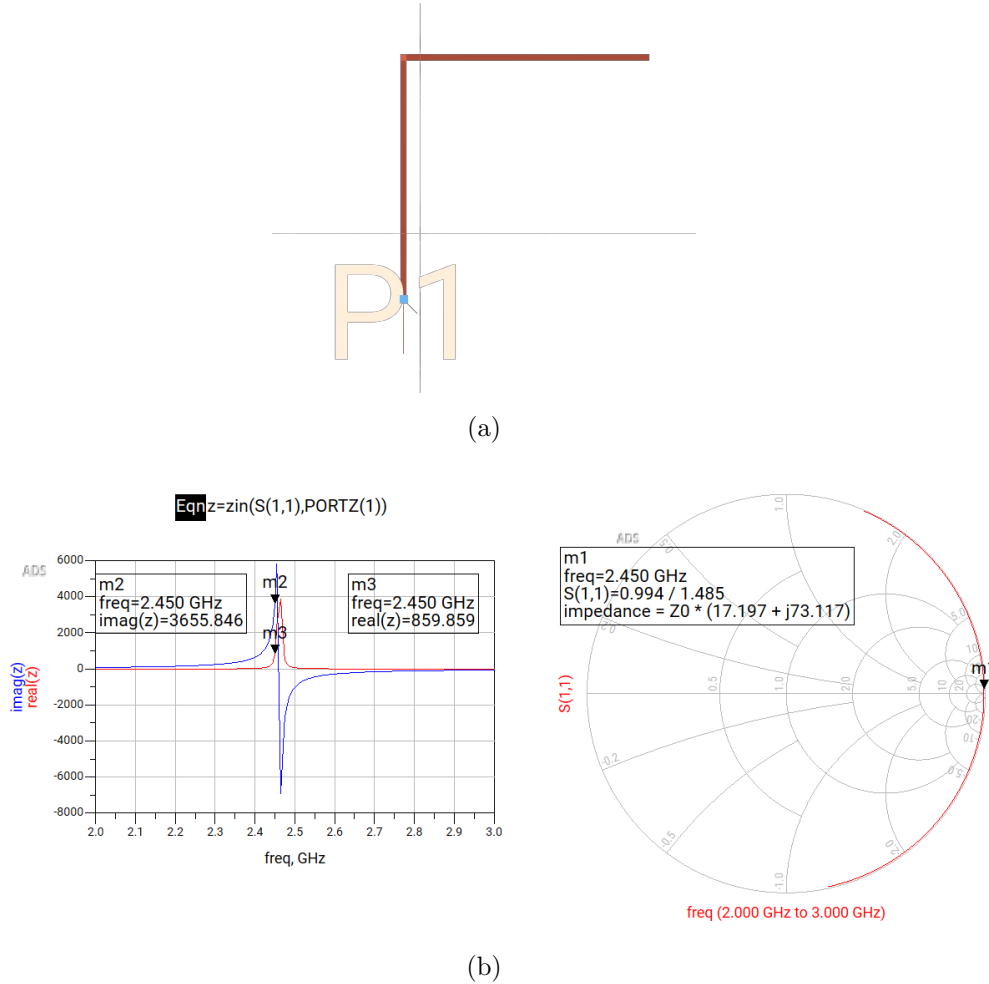


Figura 4.12: (a) Layout de la xarxa RF Choke. (b) Validació electromagnètica de l'estructura confirmant la transformació d'un curtcircuit a un circuit obert.

Aquests resultats confirmen que la línia de quart d'ona transforma correctament el curtcircuit generat pel stub en una impedància pràcticament obert, establint així el correcte funcionament de l'etapa RF Choke del rectificador.

4.3.4 Disseny xarxa d'adaptació

A causa del comportament no lineal del díode no és possible determinar directament una xarxa d'adaptació definitiva a partir d'una única impedància. Per aquest motiu, es parteix d'un disseny inicial format per una línia microstrip i un stub obert en derivació.

Una vegada definida una configuració inicial, la xarxa s'implementa en el disseny de layout juntament amb la xarxa d'harmònics i l'etapa RF Choke, i s'encapsula com un component d'ADS que s'integra dins de l'esquemàtic del rectificador complet, tal com s'observa en la figura 4.13.

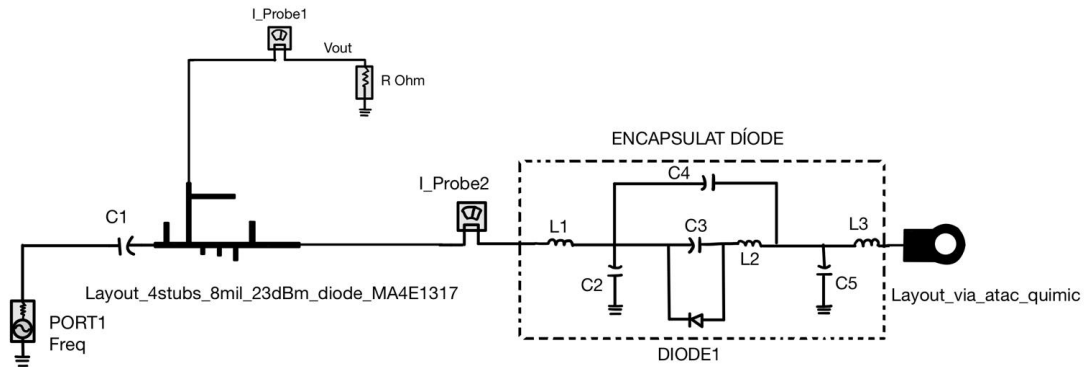


Figura 4.13: Esquemàtic del rectificador complet incorporant el layout i la via que connecta el díode a massa.

Per tal de reproduir amb més precisió les condicions reals d'adaptació, la connexió ideal a massa es substitueix per una via implementada en layout. Aquesta modificació és necessària perquè en una implementació física sobre substrat, el díode no es pot connectar directament a una massa ideal, sinó que es realitza a través d'una via que connecta la capa metàl·lica superior amb el pla de massa de la cara interior del substrat.

A partir d'aquest punt, es realitzen successives iteracions modificant les dimensions de la línia i del stub, executant simulacions del rectificador complet després de cada ajust en layout. Aquest procés es realitza fins obtenir una bona adaptació a la freqüència fonamental en el punt de funcionament del disseny.

4.3.5 Resultats layout rectificador classe F

Una vegada completat el procés de disseny i integració de les diferents etapes del rectificador, es realitza una simulació del circuit complet. Aquesta simulació permet validar les prestacions finals del sistema.

En primer lloc, es verifica l'adaptació del sistema. La figura 4.14 mostra en la carta de Smith la impedància vista a l'entrada del circuit. Els resultats indiquen una impedància normalitzada que confirma que la xarxa d'adaptació proporciona una transferència de potència pràcticament màxima.

En la mateixa figura, es mostra l'evolució de la potència contínua de sortida, el corrent de càrrega i l'eficiència de conversió en funció de la potència d'entrada. En aquestes simulacions, s'observa que pel punt de disseny de $P_{in} = 23$ dBm, el rectificador proporciona una potència de sortida de 148 mW, molt propera als 150mW establerts com a objectiu de disseny, una tensió de sortida de 4,02 V i un corrent de 27 mA sobre una càrrega de 109Ω .

Pel que fa a l'eficiència, s'observa com augmenta progressivament amb la potència d'entrada fins a assolir un valor màxim del 74.1% per al punt de funcionament de 23 dBm. En comparació amb el model circuital ideal que prèvia una eficiència màxima del 77.6%, s'observa una petita reducció. Tot i aquesta degradació, les prestacions obtingudes es mantenen molt properes a les prediccions pel model ideal.

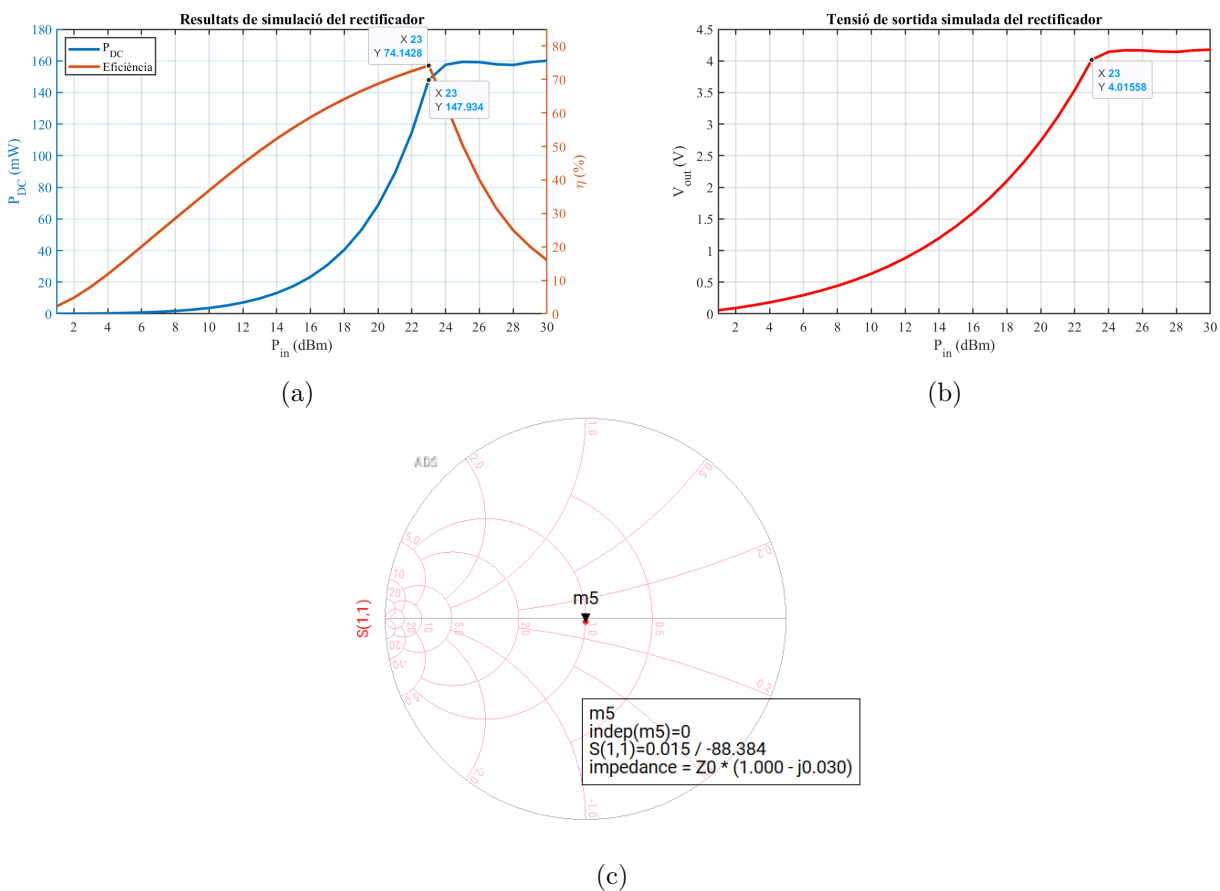


Figura 4.14: (a) Resultats d'eficiència i potència de sortida DC de conversió màxima simulada del disseny implementat en layout. (b) Tensió de sortida DC simulada del disseny implementat en layout. (c) Adaptació final del disseny implementat en layout.

Per finalitzar, es verifica el correcte funcionament de la xarxa de control harmònic implementada amb l'anàlisi de les formes d'ona de tensió i corrent als terminals del díode. Tal com mostra la figura 4.15a, la tensió en el punt de disseny ($P_{in} = 23$ dBm) presenta una forma quasi quadrada amb transicions abruptes entre els nivells màxims i mínims de tensió, aproximant-se

a un comportament d'interruptor ideal. D'altra banda, el corrent es concentra principalment en els intervals en què el díode entra en conducció. A més, s'observa una superposició mínima entre les formes d'ona, ja que els màxims de tensió es produeixen quan el corrent és pràcticament nul, mentre que la conducció del díode té lloc principalment en intervals on la tensió és baixa.

En la figura 4.15b s'observa la distribució espectral de la potència a la sortida del rectificador. Es mostra com la component contínua és clarament dominant confirmant que la major part de la potència convertida es concentre en la sortida DC. En canvi, les components corresponents a la freqüència fonamental i als seus harmònics presenten nivells molt inferiors, la qual cosa, evidencia que la xarxa de control harmònic i el filtre de sortida supprimeixen eficaçment les components.

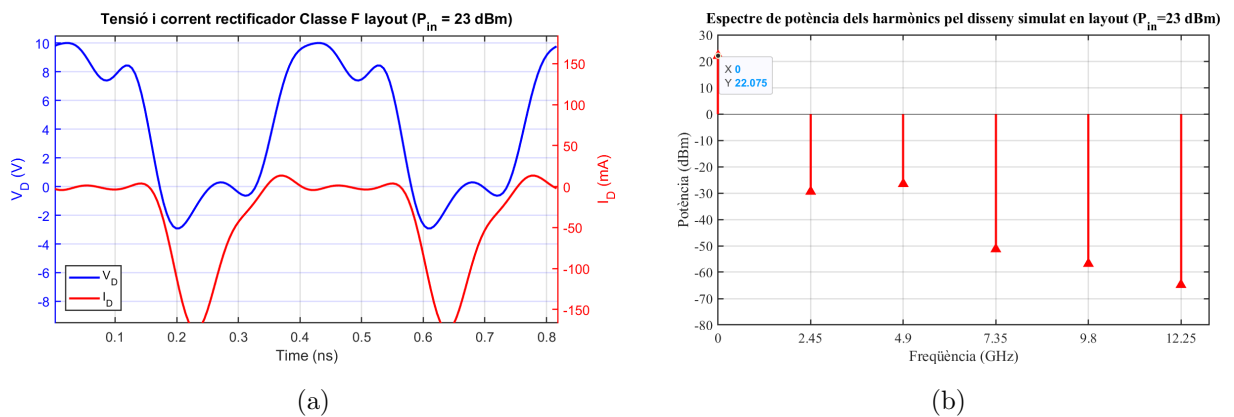


Figura 4.15: (a) Formes d'ona de tensió i corrent al díode del rectificador classe F implementat sobre layout per a una potència d'entrada de 23dBm. (b) Espectre de potència dels harmònics de sortida i potència de la component contínua DC del rectificador classe F implementat sobre layout.

Aquesta última figura mostra el correcte funcionament del rectificador en classe F implementant en layout, minimitzant les pèrdues per superposició entre tensió i corrent als terminals del díode. En conjunt, les simulacions realitzades permeten validar les prestacions del rectificador després de la seva implementació física, complint els requisits definits inicialment.

4.3.6 Estudi comparatiu de les configuracions del rectificador classe F

Després de validar el disseny implementant amb quatre stubs, es planteja un estudi orientat a avaluar les solucions reportades a la literatura, on s'ha demostrat que el control dels harmònics dominants mitjançant un nombre reduït d'elements, permet obtenir elevades eficiències de conversió amb una estructura més compacta [4] on implementen xarxes de control harmònic amb únicament dos stubs per controlar els harmònics $2f_0$ i $3f_0$.

Amb l'objectiu d'avaluar la viabilitat d'aquesta simplificació, s'ha desenvolupat dues configu-

racions noves de la xarxa de control harmònic. La primera correspon a dos stubs situats en posicions independents al llarg de la línia principal. En canvi, la segona configuració es dissenya en forma de creu, similar a la proposada a la literatura, amb la finalitat de reduir l'àrea ocupada pel circuit.

Aquests dos dissenys nous amb les configuracions de la figura 4.16, s'han optimitzat tant per a una potència d'entrada de 16 dBm, que correspon al punt d'eficiència màxima identificat en l'estudi del model ideal, com per a una potència de 23 dBm, valor seleccionat com a punt de funcionament del rectificador per satisfer els requisits de potència de sortida.

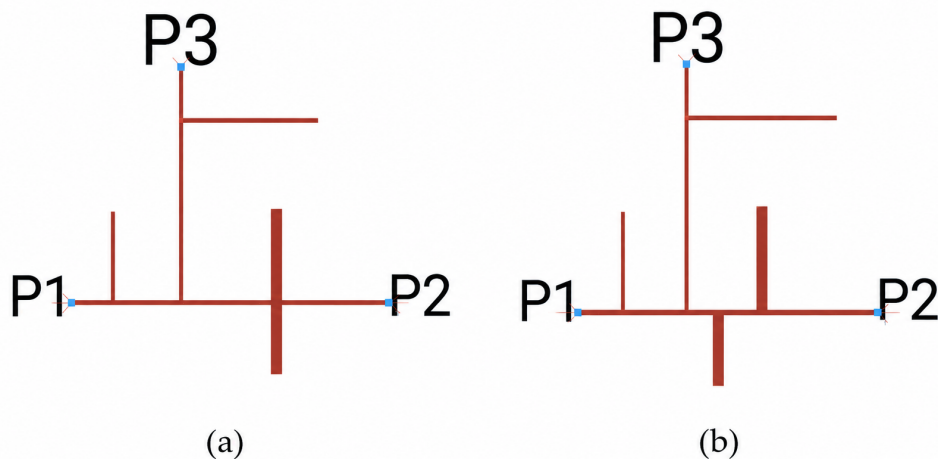


Figura 4.16: Configuracions de la xarxa de control harmònic basada en dos stubs: (a) Disposició amb stubs separats; (b) Disposició compacta amb stubs en creu.

Aprofitant aquest estudi, també s'ha analitzat la influència del gruix del substrat sobre les prestacions del rectificador. Tot i que el disseny inicial s'ha desenvolupat utilitzant un substrat Rogers RO4003C de 8 mil, també s'ha dissenyat una versió equivalent sobre un substrat de 32 mil de gruix. L'objectiu d'aquest estudi comparatiu és avaluar l'impacte que tenen les característiques físiques del substrat sobre l'eficiència de conversió del circuit.

Aquest estudi resulta interessant perquè, tal com s'ha comentat abans, l'increment del gruix del substrat afavoreix a l'aparició de modes de superfície, els quals poden introduir pèrdues addicionals. Per aquest motiu, per tal d'avaluar aquest efecte s'han desenvolupat les versions dels diferents configuracions dels dissenys (4 stubs, 2 stubs separats i 2 stubs en creu) per cada potència estudiada (16 dBm i 23 dbm) un nou disseny utilitzant substrat Rogers RO4003C de 32 mil de gruixos.

Després de realitzar el disseny i optimització de les configuracions estudiades, s'ha elaborat una taula comparativa amb l'objectiu d'avaluar les seves prestacions i validar el funcionament.

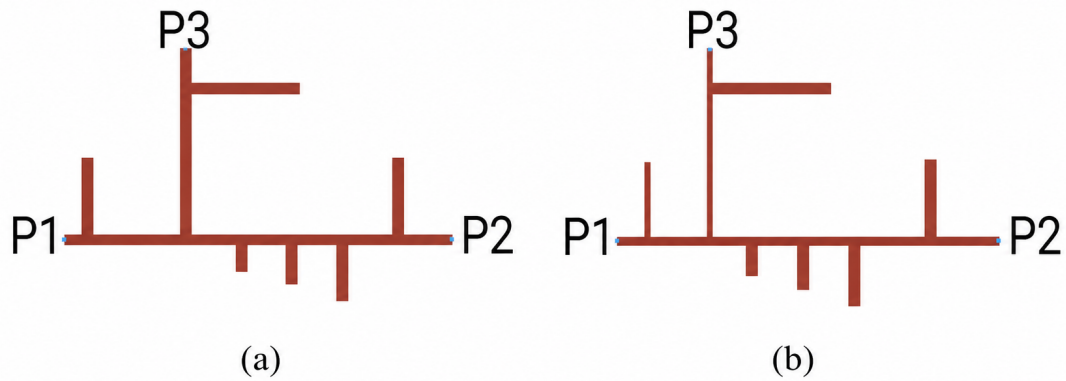


Figura 4.17: (a) Rectificador classe F implementat amb substrat de 32mil; (b) Rectificador classe F implementat amb substrat de 8mil.

Aquest estudi comparatiu permet identificar els avantatges i limitacions de cada alternativa i, finalment, seleccionar el rectificador que es fabricarà i cateteritzarà experimentalment.

La taula 4.3 resumeix els valors màxims d'eficiència obtinguts per a cadascun de les configuracions analitzades. En general, els resultats mostren que el disseny de quatre stubs proporciona les millors prestacions en termes d'eficiència de conversió. Tanmateix, les arquitectures basades en dos stubs no mostren una degradació significativa, aquests resultats indiquen que és possible simplificar la xarxa de terminació harmònica i reduir dimensions del circuit mantenint unes prestacions similars.

	8 mil (0,2032 mm)		32 mil (0,8128 mm)	
	16 dBm	23 dBm	16 dBm	23 dBm
4 stubs	79.5%	74.1%	73.8%	70.0%
2 stubs	77.3%	72.8%	72.5%	70.2%
2 stubs creu	74.8%	70.5%	71.2%	68.0%

Taula 4.3: Comparativa de l'eficiència màxima de conversió per a les diferents configuracions de xarxes de control harmònic i per dos tipus de gruixos de substrat (8mil i 32mil).

Finalment, els resultats corroboren que els dissenys implementats sobre substrat de 8 mil obtenen, en general, millors prestacions que els corresponents sobre substrat de 32 mil. Aquest

comportament es coherent amb l'anàlisi presentat a la secció 4.3.1, ja que un substrat més prim incrementa la freqüència d'aparició dels modes de substrat, reduint la probabilitat de que aquests siguin excitats pels harmònics generats durant el procés de rectificació. En canvi, un substrat gruixut facilita l'excitació de les ones de superfície, les quals introdueixen pèrdues addicionals que disminueixen lleugerament l'eficiència del rectificador.

Tot i que les arquitectures basades en dos stubs permeten reduir les dimensions del circuit amb prestacions similars, el disseny de quatre stubs sobre substrat de 8 mil continua proporcionant la màxima eficiència de conversió i compleix amb els requisits de potència de sortida establerts per a l'aplicació d'aquest treball. Per aquest motiu, s'ha seleccionat aquesta configuració com a prototip final per a la seva fabricació i caracterització experimental a una potència d'entrada de 23 dBm.

Capítol 5

Fabricació rectificador classe F i Resultats experimentals

5.1 Fabricació prototip

Un cop validat el disseny mitjançant simulacions, es fabrica el prototip seleccionat. Tal com s'ha conclòs en el capítol anterior, la configuració escollida correspon al rectificador classe F implementat sobre substrat Rogers RO4003C de 8 mil (0,2032 mm) amb una xarxa de terminació harmònica de quatre stubs i optimitzat per a una potència d'entrada de 23 dBm.

La fabricació del prototip s'ha realitzat mitjançant la tècnica d'atac químic sobre el substrat Rogers RO4003C. Tècnica que permet reproduir amb una precisió més elevada les dimensions definides durant la fase de disseny i minimitzar els errors associats al procés de fabricació.

Per realitzar la fabricació amb atac químic, és necessària la creació de la màscara del prototip, que es pot visualitzar a la figura 5.1. Aquesta màscara correspon al layout final que inclou les zones destinades al muntatge dels components, com el díode MA4E1317 i la capacitat de 100 nF que actua com a DC block. Les dimensions d'aquestes zones s'han definit d'acord amb les característiques dels encapsulats seleccionats [14], [15], garantint una correcta soldadura dels components un cop finalitzat el procés de fabricació de la placa. En la taula 5.1 es fa un recull de les dimensions finals en mil·límetres de cada línia del prototip fabricat del rectificador dissenyat amb quatre stubs.

Un cop obtinguda la placa fabricada, es procedeix al muntatge del díode Schottky MA4E1317 i del condensador de 100 nF sobre les pistes definides al layout. La soldadura dels components SMD es realitzen manualment amb un soldador de punta fina i, a causa de les seves reduïdes dimensions, s'utilitza un microscopi. Finalment, s'obté el prototip final preparat per a la seva caracterització experimental.

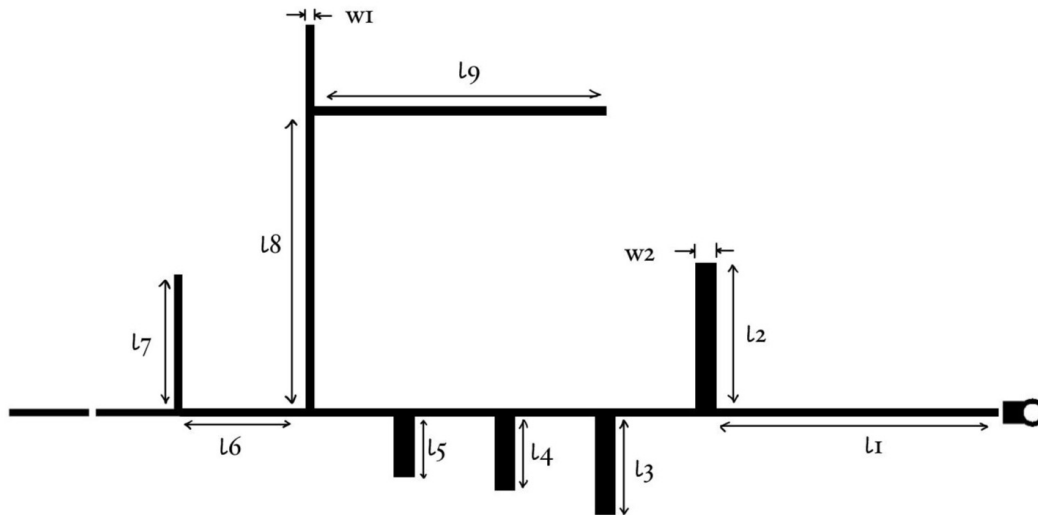


Figura 5.1: Màscara del rectificador classe F utilitzada per a la fabricació del prototip.

l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_6	l_7	l_8	l_9	w_1	w_2
17,6	8,86	5,99	4,53	3,67	2,755	8,155	17,91	18,21	0,49	1,27

Taula 5.1: Dimensions en mil·límetres del prototip fabricat del rectificador classe F dissenyat amb 4 stubs.

En la figura 5.2 es mostra el prototip final del rectificador classe F un cop completat el procés de fabricació i muntatge dels components. A l'entrada del circuit s'ha instal·lat un connector SMA que permet la injecció del senyal RF procedent de l'equip de mesura. A continuació es troba el condensador de 100 nF que actua com a DC block i evita el pas de la component contínua cap a la font. Seguidament, es troba la xarxa d'adaptació i la xarxa de control harmònic classe F formada per la configuració de quatre stubs seleccionada durant la fase de disseny. A l'extrem dret del circuit es troba el díode Schottky MA4E1317, responsable del procés de rectificació del senyal de radiofreqüència i, finalment, a la part superior s'observa l'etapa RF Choke, que proporciona el camí de la component contínua cap a la sortida i evita que la senyal de radiofreqüència es propagui cap a la càrrega de sortida. Els dos connectors que s'observen a la sortida permeten la connexió de la càrrega DC durant la caracterització experimental del prototip.

Finalment, les dimensions del prototip corresponen a 7,5 cm x 3,8 cm, quedant preparat per la seva caracterització experimental.

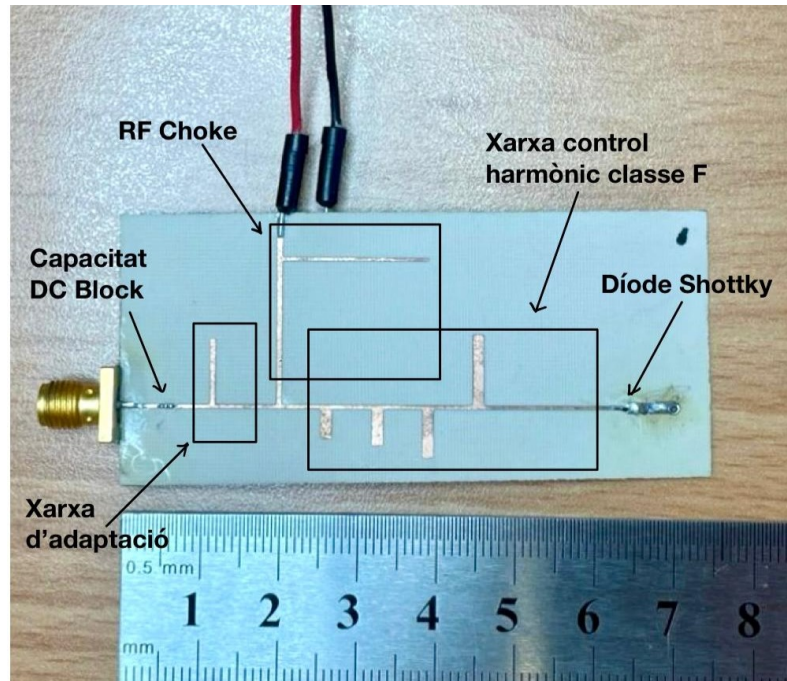


Figura 5.2: Prototip final del rectificador classe F fabricat sobre substrat rogers RO4003C de 8mil.

5.2 Resultats experimentals

5.2.1 SETUP Experimental

Per tal de validar experimentalment el funcionament del rectificador fabricat, s'ha utilitzat el banc de mesures mostrat a la figura 5.3. L'objectiu d'aquest muntatge és generar el senyal RF d'entrada, controlar la potència aplicada al rectificador i mesurar la tensió contínua obtinguda a la sortida.

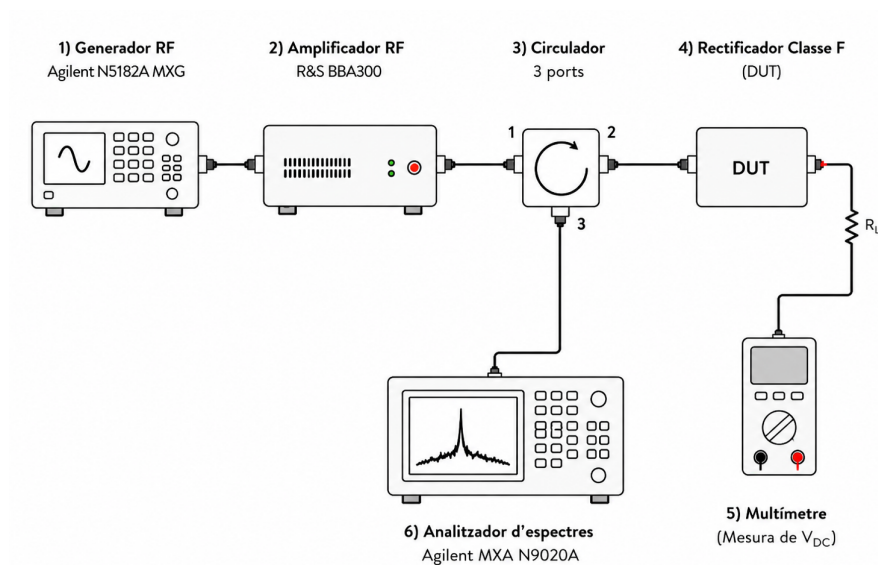
El senyal de radiofreqüència es genera mitjançant un generador vectorial Agilent N5182A MXG configurat a la freqüència de treball de 2,45 GHz. Posteriorment, el senyal és amplificat mitjançant l'amplificador de banda ampla Rohde & Schwarz BBA300 per assolir els nivells de potència requerits durant la caracterització.

Per controlar amb precisió la potència aplicada al rectificador, s'utilitzen sensors de potència (*power meters*) que permeten mesurar la potència RF present a l'entrada del dispositiu sota prova. Les mesures es visualitzen en temps real mitjançant el programari de control executat a l'ordinador.

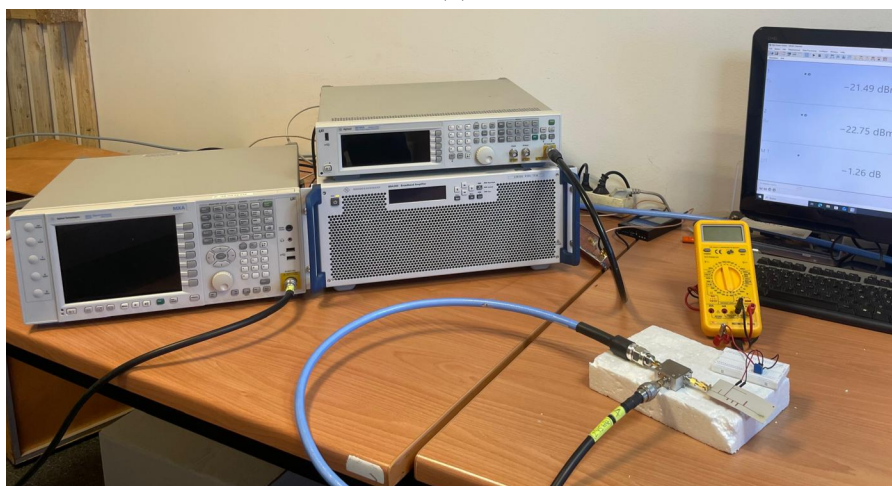
Entre la cadena de generació i el rectificador s'ha incorporat un circulador de tres ports. Aquest dispositiu permet dirigir la potència incident cap al rectificador mentre desvia la potència re-

flectida cap al tercer port, facilitant el seu monitoratge independent. La potència reflectida és mesurada mitjançant un analitzador d'espectres Agilent MXA N9020A que permet avaluar el grau d'adaptació del rectificador durant les mesures.

Finalment, la tensió contínua generada a la sortida del rectificador es mesura mitjançant un multímetre digital connectat a la resistència de càrrega DC. A partir dels valors de la tensió es calcula la potència contínua lliurada a la càrrega i, posteriorment, l'eficiència de conversió del sistema.



(a)



(b)

Figura 5.3: (a) Esquema del banc de mesures utilitzat per realitzar les mesures experimentals del rectificador dissenyat. (b) Implementació del banc de mesures al laboratori

5.2.2 Caracterització experimental del rectificador

Un cop implementat el setup experimental al laboratori, es procedeix a la caracterització del rectificador fabricat. L'objectiu d'aquestes mesures és validar el funcionament del prototip i comparar les prestacions obtingudes experimentalment amb les prediccions realitzades en la fase de simulació.

La caracterització s'ha dut a terme configurant el generador vectorial a la freqüència de disseny de 2,45 GHz. Mitjançant els sensors de potència de l'amplificador s'ha monitorat la potència incident al rectificador per a cada variació de l'amplitud del senyal generat, registrant el valor corresponent com a potència d'entrada. De la mateixa manera, per cada punt de funcionament, es registrava el valor donat pel multímetre de la tensió contínua entregada sobre la càrrega de 109Ω .

Cal destacar que la caracterització experimental s'ha limitat a potències d'entrada inferiors a 24 dBm. Aquesta limitació ve imposada per les especificacions del díode MA4E1317 [14], el qual presenta una potència màxima admissible de l'ordre de 20 dBm. Per aquest motiu les mesures s'han registrat al rang de potències comprès entre 10 dBm i aproximadament 24 dBm, garantint així la integritat del prototip durant el procés de caracterització.

A partir de la tensió mesurada amb el multímetre, s'ha obtingut la corba experimental de tensió de sortida en funció de la potència d'entrada, representada a la figura 5.4.

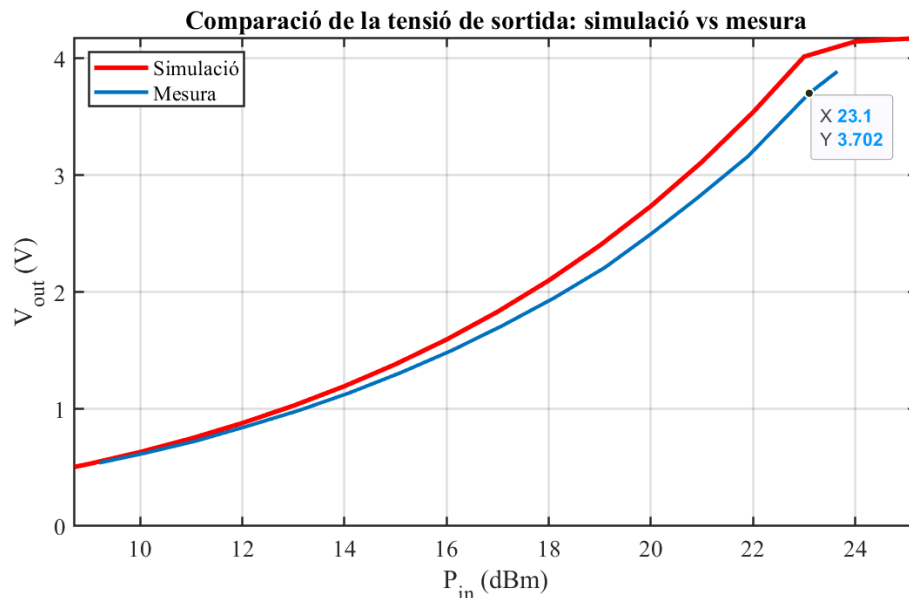


Figura 5.4: Comparació simulació vs mesura de l'eficiència de conversió del rectificador classe F en funció de la potència d'entrada.

En aquesta corba, s'observa una evolució creixent de la tensió a mesura que augmenta la potència

d'entrada. Tanmateix, els valors experimentals són lleugerament inferiors als simulats, on aquesta diferència entre mesura i simulació augmenta per nivells elevats de la potència d'entrada.

A partir dels valors de tensió obtinguts experimentalment, es calcula la potència contínua de sortida mitjançant l'expressió 2.14, estudiada en la teoria. Gràcies a aquests càlculs s'ha pogut realitzar la corba experimental que s'observa en la figura 5.5, representant la potència de sortida en funció de la potència d'entrada al rectificador. Aquesta corba permet analitzar si el disseny fabricat es comporta igual que la simulació estudiada i si compleix amb els objectius definits a l'inici del treball.

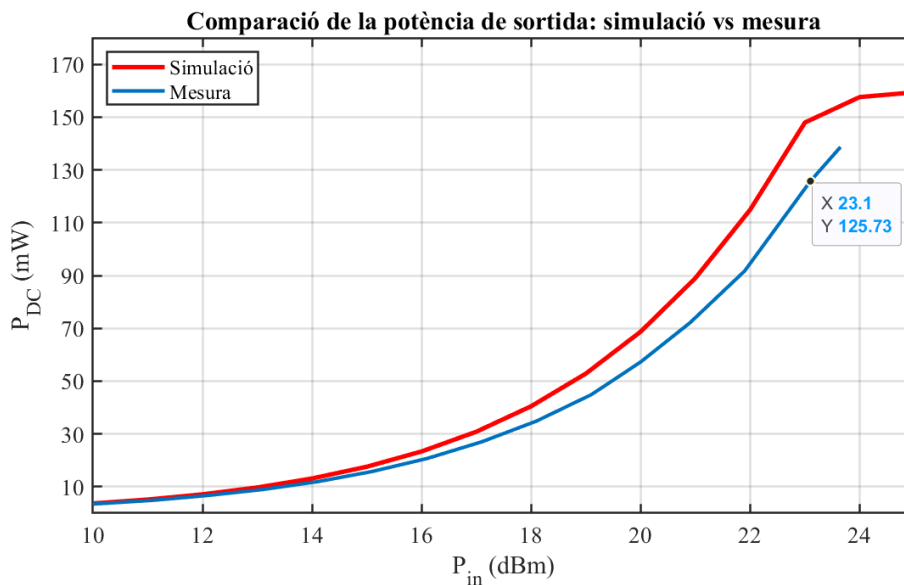


Figura 5.5: Comparació simulació vs mesura de la potència contínua de sortida del rectificador classe F en funció de la potència d'entrada.

En aquestes corbes s'observa que totes dues tenen una evolució similar, incrementant progressivament en funció de la potència d'entrada. Això confirma que el comportament general del rectificador es correspon amb el previst durant la fase de disseny.

Si ens fixem en els valors obtinguts, la simulació predeia una potència de sortida de 148 mW per una potència d'entrada de 23 dBm. Com a objectiu de disseny es va fixar l'obtenció d'una potència de sortida en contínua compresa entre 120 mW i 150 mW i, experimentalment, el rectificador ha proporcionat una potència contínua de 126 mW per al punt de funcionament. Es mostra una major diferència entre mesura i simulació a mesura que augmenta la potència d'entrada, tot i així, els resultats es troben dins del rang de potència establert com a objectiu.

Per altra banda, l'eficiència de conversió s'ha calculat a partir de la relació entre la potència contínua lliurada a la càrrega i la potència d'entrada RF proporcionada per l'amplificador. En la figura 5.6 es mostra la comparació entre l'eficiència de conversió obtinguda mitjançant simulació i mesura experimental en funció de la potència d'entrada.

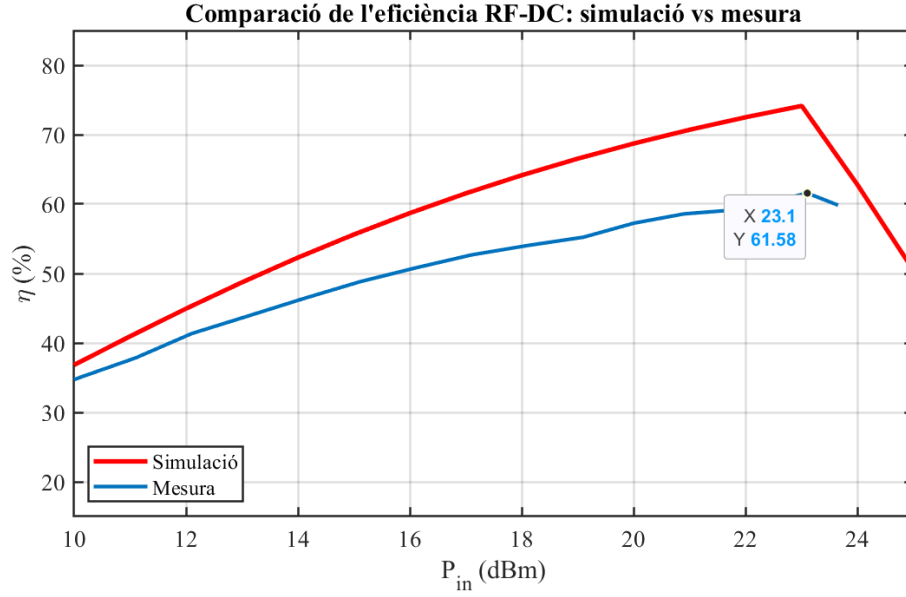


Figura 5.6: Comparació simulació vs mesura de l'eficiència de conversió del rectificador classe F en funció de la potència d'entrada.

En aquesta corba, s'observa que l'evolució de l'eficiència mesurada segueix la mateixa tendència general que la prevista per la simulació, augmentant progressivament amb la potència d'entrada fins a assolir el seu màxim en l'entorn del punt de funcionament. Tanmateix, els valors experimentals són inferiors als obtinguts en simulació per tot el rang de potències analitzat.

En concret, per al punt de funcionament de 23 dBm la simulació prediu una eficiència de conversió del 74%, mentre que la mesura experimental proporciona un valor de 61.58%. Aquesta diferència concorda amb els resultats presentats en la corba de potència de sortida DC, on s'ha observat que la potència obtinguda experimentalment és inferior a la prevista en simulació. Atès a què l'eficiència de conversió es defineix com la relació entre la potència contínua i la potència d'entrada, una disminució de la potència de sortida es tradueix directament a una reducció de l'eficiència.

Les diferències proporcionades entre simulació i mesura es poden atribuir principalment al fet que el rectificador opera a nivells de potència elevats per al díode seleccionat. En aquestes condicions, el comportament real del dispositiu pot diferir significativament del model ideal, provocant una degradació de l'eficiència respecte als resultats teòrics.

Paral·lelament, mitjançant el circulator i l'analitzador d'espectres s'ha mesurat la potència reflectida pel rectificador per a cada nivell de potència d'entrada. A partir de la potència incident P_{in} i de la potència reflectida P_r , s'ha calculat el coeficient de reflexió d'entrada com

$$S_{11}(dB) = P_r(dBm) - P_{in}(dBm). \quad (5.1)$$

Aquesta magnitud permet avaluar el grau d'adaptació del rectificador, ja que, valors més negatius de S_{11} indiquen una menor reflexió de potència i, per tant, una transferència més eficient de potència cap al circuit. Aquestes mesures han permès caracteritzar el coeficient de reflexió per valors de freqüència al voltant de la freqüència de disseny. Els resultats obtinguts es mostren a la figura 5.7.

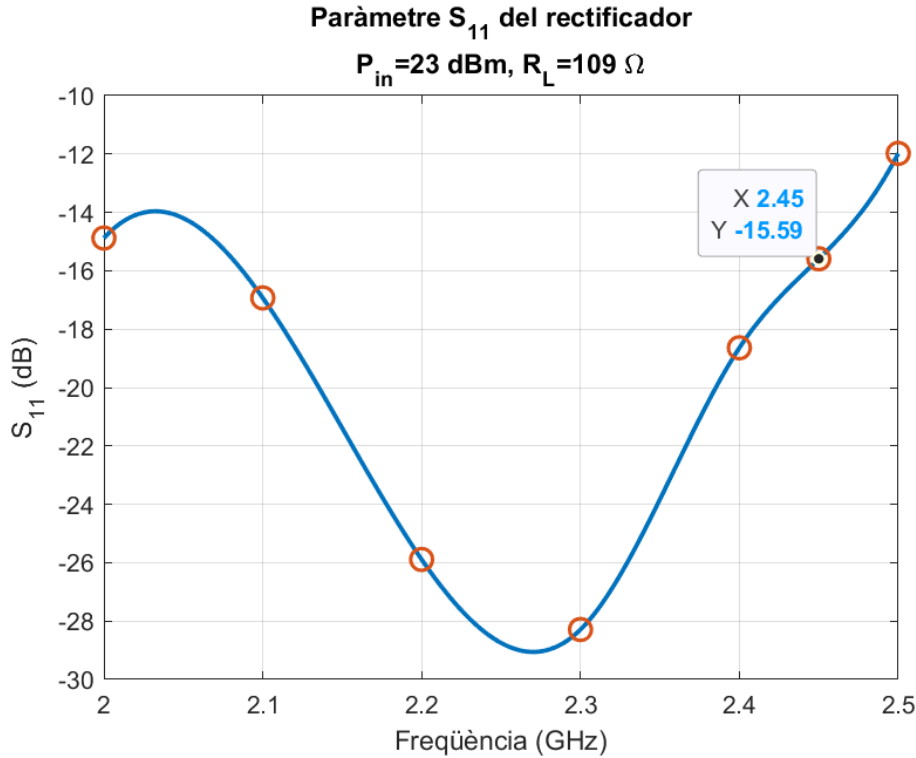


Figura 5.7: Paràmetre S_{11} mesurat experimentalment en funció de la freqüència per a una potència d'entrada de 23 dBm i una càrrega $R_L = 109\Omega$

Tot i que el mínim observat de S_{11} es localitza a 2,3 GHz amb un valor de -28,3 dB, a la freqüència de disseny de 2,45 GHz el coeficient de reflexió es manté al voltant de -15 dBm, valor que continua indicant una bona adaptació.

Aquest fet, encara que sigui mínim, també contribueix a explicar la reducció de la potència contínua de sortida i de l'eficiència observades experimentalment respecte als resultats simulats. Ja que, una fracció més gran de la potència incident es reflecteix, i fa que la potència RF que realment està disponible per al procés de rectificació es redueixi.

Capítol 6

Conclusions i línies futures

L'objectiu principal d'aquest treball ha estat el disseny, la simulació i fabricació d'un rectificador RF de classe F operant a 2,45 GHz destinat a aplicacions de transferència d'energia sense fils dins del projecte OMNIWAVE.

En una primera fase s'han estudiat els fonaments teòrics de la rectificació RF i el comportament dels díodes Schottky en aplicacions d'alta freqüència. Aquest estudi ha permès comprendre la importància del control de les components harmòniques generades pel procés de rectificació i la seva influència sobre les formes d'ona de tensió i corrent presents al díode.

A partir del model ideal del rectificador s'ha realitzat una optimització del punt de funcionament amb l'objectiu de determinar les condicions que maximitzen l'eficiència de conversió. Aquest anàlisi ha permès identificar una potència d'entrada de 23 dBm, punt en el qual s'assoleixen simultàniament una elevada eficiència de conversió i una potència contínua de sortida pròxima als 150 mW, valor inclòs dins del rang de potència objectiu establert per alimentar el motor de corrent continu utilitzat en el projecte OMNIWAVE.

Posteriorment, s'ha desenvolupat una implementació física del rectificador en tecnologia microstrip sobre el substrat Rogers RO4003C. Amb l'objectiu d'avaluar diferents alternatives de disseny, s'han estudiat diverses configuracions de la xarxa de control harmònic per diferents gruixos de substrat. Aquesta anàlisi comparativa ha permès concloure que la configuració formada per quatre stubs sobre substrat de 8 mil (0,2032 mm) proporciona el millor compromís entre eficiència, potència de sortida i comportament electromagnètic.

Els resultats de simulació mostren una eficiència màxima de conversió del 74% per una potència d'entrada de 23 dBm. A més, les formes d'ona de tensió i corrent obtingut confirmen el correcte funcionament de l'arquitectura classe F.

Una vegada seleccionada la configuració òptima, s'ha fabricat el prototip i a la seva caracterització experimental. Els resultats obtinguts mostren una potència contínua de 125,73 mW per

una potència d'entrada de 23 dBm i una eficiència màxima de conversió del 61,58%.

La comparació amb els treballs reportats en la literatura que es mostren en la taula 6.1, mostra que les prestacions obtingudes es troben dins dels valors habituals per a rectificadors RF operant a la banda de 2,45 GHz. A més, la potència contínua assolida permet aproximar-se a l'objectiu plantejat d'alimentar un petit motor de corrent continu.

Ref.	Freq.	Pin	Eff.sim.	Eff.mes.	R_L	Pout	Diode
[3]	900 MHz	13,4dBm	86%	80,4%	510 Ω	17,7 mW	HSMS282
[3]	5,8 GHz	17,6dBm	86%	79,5%	-	46,1 mW	MA4E1317
[6]	2,45 GHz	22dBm	80,9%	60%	680 Ω	-	HSMS282C
[7]	2,45 GHz	31dBm	85%	81,3%	115 Ω	755 mW	HSMS270B
[5]	2,45 GHz	16,8dBm	85,4%	83,5%	300 Ω	40 mW	MA4E1317
[5]	5,8 GHz	16,8dBm	83,2%	82,1%	-	-	MA4E1317
Aquest treball	2,45 GHz	23 dBm	74,1%	61.58%	109 Ω	125,73 mW	MA4E1317

Taula 6.1: Resum comparatiu dels resultats reportats a la literatura i els resultats d'aquest treball.

En conclusió, els resultats obtinguts validen el correcte funcionament del rectificador desenvolupat i demostren la viabilitat de la tècnica classe F per a aplicacions de transferència d'energia sense fils a 2,45 GHz. El prototip desenvolupat assoleix una potència contínua de 125,73 mW amb una eficiència de conversió del 61,58%, complint els objectius principals establerts dins del projecte OMNIWAVE i constituint una base sòlida per a la integració del sistema complet de transferència d'energia sense fils.

Tot i els resultats satisfactoris obtinguts, existeixen diverses línies de treball susceptibles de ser explorades en futures investigacions.

En primer lloc, seria interessant estudiar implementacions del disseny amb altres dispositius rectificadors capaços de treballar de forma més eficient a nivells de potència elevats, especialment en l'entorn dels 20-25 dBm per poder garantir valors de potència de sortida DC més elevats per poder fer arrancar el motor DC.

També resultaria d'interès continuar l'estudi de les configuracions miniaturitzades basades en dos stubs, analitzant les tècniques addicionals de compactació que permetin reduir les dimensions del circuit sense degradar significativament les seves prestacions.

Finalment, una continuació d'aquest treball consistiria en la integració del rectificador desenvolupat dins del sistema complet de transferència d'energia sense fils del projecte OMNIWAVE,

incloent-hi la resta d'etapes necessàries per avaluar experimentalment el rendiment global del sistema en condicions reals d'operació.

Bibliografia

- [1] J. O. McSpadden, L. Fan, and K. Chang, “Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 46, no. 12, pp. 2053–2060, Dec. 1998.
- [2] T. W. Yoo and K. Chang, “Theoretical and experimental development of 10 and 35 ghz rectennas,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 6, pp. 1259–1266, 1992.
- [3] J. Guo, H. Zhang, and X. Zhu, “Theoretical analysis of RF-DC conversion efficiency for class-F rectifiers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 4, pp. 977–085, Apr. 2014.
- [4] J. Guo and X. Zhu, “Class F rectifier RF-DC conversion efficiency analysis,” in *Proc. IEEE Int. Microw. Symp. Dig. (MTT)*, 2012, pp. 1–3.
- [5] Q. Chen, X. Chen, H. Cai, and F. Chen, “Schottky diode large-signal equivalent-circuit parameters extraction for high-efficiency microwave rectifying circuit design,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 67, no. 2, pp. 350–354, Feb. 2020.
- [6] C. Liu, H. Tan, Feifei dwind Zhang, and Q. He, “A novel single-diode microwave rectifier with a series band-stop structure,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, no. 2, pp. 600–606, Feb. 2017.
- [7] F. Zhao, Z. Li, G. Wen, J. Li, D. Inserra, and Y. Huang, “A compact high-efficiency watt-level microwave rectifier with a novel harmonic termination network,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, no. 6, pp. 418–420, Jun. 2019.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2012.
- [9] A. S. Marincic, “Nikola tesla and the wireless transmission of energy,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, no. 10, pp. 4064–4068, Oct. 1982.
- [10] GRADCOM - Universitat Autònoma de Barcelona, “Omniwave,” 2025. [Online]. Available: <https://webs.uab.cat/gradcom/omniwave/>
- [11] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed. Wiley, 2007.
- [12] R. P. Feynman, R. B. Leighton, and M. Sands, *Lecciones de física de Feynman, Vol. I: Mecánica, radiación y calor*. Fondo de Cultura Económica, 2018.
- [13] A. A. Oliner, “Leaky waves: Basic properties and applications,” in *Proceedings of the Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, 1997, pp. 397–400.

- [14] MACOM Technology Solutions Inc., *MA4Exxx Series: GaAs Flip Chip*, rev. v16 ed., MACOM Technology Solutions Inc., 2016, datasheet.
- [15] KYOCERA AVX, *530L Series Broadband Multilayer Capacitors*, KYOCERA AVX, 2021, tDS-RFM-0012, Rev. 0.