

TESIS DOCTORAL

**DISEÑO DE UNA METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO, SIMULACIÓN Y VALIDACIÓN
DE CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA EN CONVERTIDORES DE POTENCIA**



JAVIER OYARZUN GOYALDE | Arrasate-Mondragón, 2024

DISEÑO DE UNA METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO, SIMULACIÓN Y VALIDACIÓN DE CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA EN CONVERTIDORES DE POTENCIA

Oyarzun Goyalde, Javier

Julio de 2024

PROGRAMA DE DOCTORADO EN INGENIERÍA

DISEÑO DE UNA METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO, SIMULACIÓN Y VALIDACIÓN DE CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA EN CONVERTIDORES DE POTENCIA

Proyecto de investigación presentado en

MONDRAGON UNIBERTSITATEA

para la obtención del título de

DOCTOR EN INGENIERÍA

Presentado por

JAVIER OYARZUN GOYALDE

Dirigida por

DR. IOSU AIZPURU LARRAÑAGA

En Hernani, A 8 DE JULIO DE 2024

Esta obra está bajo una licencia [Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)
Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada 4.0 Internacional.



Declaración de Originalidad

Yo, Javier Oyarzun Goyalde

declaro que este documento es original, fruto de mi trabajo personal, y que no ha sido previamente presentado para obtener otro título o calificación profesional. Las ideas, formulaciones, imágenes, ilustraciones tomadas de fuentes ajenas han sido debidamente citadas y referenciadas. Asimismo, se ha realizado el reconocimiento de todas las principales fuentes de ayuda, y en los casos en los que se ha trabajado conjuntamente con otras personas se ha delimitado la aportación de cada una de las partes.

Resumen

En un contexto en el que la electrónica se ha convertido en un elemento clave en muchos de los sectores estratégicos de las empresas del entorno (energía, sector ferroviario, movilidad eléctrica, etc.), existe un reto común para ellas y para los centros que trabajan con ellas: muchos de los productos no llegan a buen puerto, o lo hacen después de muchos ciclos de ensayo y error, por no poder superar las pruebas asociadas a las normativas de compatibilidad electromagnética. Esta tesis ha buscado profundizar en ese ámbito con el objetivo de aumentar el nivel de capacitación y servicio a esas empresas.

De manera general, el trabajo realizado ha constado de dos partes. Por un lado, una fase preliminar e inicial para el montaje del laboratorio EMI/EMC del campus de Galarreta con la puesta en marcha del equipamiento y el banco de ensayos, y el aprendizaje de los métodos y técnicas de medida relacionados con el tema.

Una vez llevada a cabo esa labor, este trabajo de tesis ha propuesto una metodología para estimar las emisiones conducidas de un convertidor mediante un modelo comportamental en el dominio de la frecuencia.

Para definir este modelo se han realizado medidas experimentales (en el dominio del tiempo) de las ondas de conmutación fundamentales estudiando la sensibilidad de la generación de ruido frente a la variación de parámetros. Estas señales han sido la base para definir los generadores de ruido en el dominio frecuencial.

Para obtener la estimación a la salida del sistema se han caracterizado las vías de propagación del ruido, empleando para ello un método indirecto consistente en el uso de dos sondas inductivas de corriente que han permitido modelar dichas vías como sendos cuadripolos de impedancia para el modo común y el modo diferencial.

Con todo ello se ha completado un modelo que se ha contrastado con los resultados obtenidos en las medidas de emisiones conducidas a la salida de una LISN.

Laburpena

Elektronika gure inguruko enpresentzat giltzarri bihurtu da hainbat arlo estrategikotan (energia, trenbide-arloa, mugikortasun elektrikoa eta abar). Enpresa hauek erronka bati aurre egiten diote: beren produktuetako asko saiakuntza eta akats ziklo amaitezinaren ondoren merkaturatzen dira, kasurik onenean, bateragarritasun elektromagnetikoko frogak gainditzen lortzen ez dutelako. Tesi honen helburua arlo horretan sakontzea izan da, unibertsitatearen trebakuntza eta zerbitzu maila handitzeko helburuarekin.

Oro har, egindako lanak bi zati izan ditu. Alde batetik, Galarretako campuseko EMI/EMC laborategia muntatzeko atariko eta hasierako fasea, ekipamendua eta saiakuntza-bankua abian jarrita, eta gaiarekin lotutako neurketa-metodoak eta -teknikak ikasita.

Lan hori egin ondoren, tesi honek metodologia bat proposatu du, maiztasun eremuan portaerazko eredu baten bidez bihurgailu baten emisio gidatuak balioesteko.

Eredu hori definitzeko, oinarritzko kommutazio-uhinen neurketa esperimentalak egin dira (denbora eremuan), eta zarata-iturriek parametroen aldaketarekiko duten sentikortasuna aztertu da. Seinale horiek izan dira maiztasun-eremuan zarata-sorgailuak definitzeko oinarria.

Sistemaren irteerako estimazioa lortzeko, zarata hedatzeko bideak karakterizatu dira, eta, horretarako, zeharkako metodo bat erabili da: korronteko bi zunda induktibo erabili dira, bide horiek inpedantzia-kuadripolo gisa modelatzeko, modu komunerako eta modu diferentzialerako.

Horrekin guztiarekin, eredu bat osatu da, LISN baten irteeran gidatutako emisioen neurketan lortutako emaitzekin kontrastatu dena.

Abstract

In a context in which electronics has become a key element in many of the strategic sectors of the surrounding companies (energy, railway sector, electric mobility, etc.), there is a common challenge for them and for the centres that work with them: many of the products do not come to fruition, or do so after many cycles of trial and error, because they cannot pass the tests associated with electromagnetic compatibility regulations. This thesis has sought to delve deeper into this area with the aim of increasing the level of training and service to these companies.

In general terms, the work carried out has two parts. On the one hand, a preliminary and initial phase for setting up the EMI/EMC laboratory on the Galarreta campus with the commissioning of the equipment and the test bench, and learning the measurement methods and techniques related to the subject.

Once this work has been carried out, this thesis work has proposed a methodology to estimate the conducted emissions of a converter by means of a behavioural model in the frequency domain.

In order to define this model, experimental measurements (in the time domain) of the fundamental switching waves have been carried out, studying the sensitivity of noise generation to parameter variation. These signals have been the basis for defining the noise generators in the frequency domain.

To obtain the estimate at the output of the system, the noise propagation paths have been characterised, using an indirect method consisting of the use of two inductive current probes which have allowed these paths to be modelled as impedance quadrupole paths for the common mode and the differential mode.

A model has been completed which has been compared with the results obtained in the emission measurements conducted at the output of a LISN.

Eskertza

Lan hau amaitu eta gero eskerrak emateko garaia da. Barkatu lerro hauetan agertzea merezi zuen bat baino gehiago ahaztu badut.

Lehenik eta behin, eskerrak Mondragon Goi Eskola Politeknikoari eta, beraz, bere langileei, tesia egin ahal izateko emandako denborarengatik eta baliabideengatik.

Iosu Aizpuru tesi-zuzendariari irakatsitako guztiarengatik eta, nagusiki, nigan konfidatzeagatik eta nirekin izandako pazientziarengatik. Zure kemena eta lanarekiko grina handiak badira, zer esanik ez zure gizatasuna. Segi gure gazteei ingeniartzaren birusa kutsatzen.

Mila esker ere Ane Antiari, Mikel Mendikuteri, Unai Iraolari eta Xabier Sagarnari, bakoitzari zegokion ardura mailan, tesi hau hasteko eta amaierara arte iristeko zilarrezko zubia jartzeagatik.

Eskerrik asko Iban Barrutiari, askotan nire ingeniari begi miopeei jakinduriaren eta jakin-minaren betaurrekoak jartzeagatik, eta baita artxiboko zuloan neguko hotzak zure umore finarekin epeltzeagatik.

Doktoregaien gelatik pasatako guztiei, dagoeneko asko doktore direnei, eskerrik asko aldamenean 'aitona zaharra' hartzeagatik. Zuetako asko eta asko ikasle garaitik ezagututa, pozez betetzen nau zer bihurtzen ari zareten edo bihurtu zareten. Etorkizuna zuena da.

Asierri, Enriqueri eta Nuriari, urte hauetako kafeengatik eta hizketaldiengatik. Ez badugu honezkero Eskola eta mundua bospasei alditan konpondu, ez da gogo faltagatik izan.

Joxemariri, Eskolan duela hemeretzi urte sartu nintzenetik adiskide leial izateagatik, eta erosotasun-gunetik ateratzeko insistitzeagatik.

Igorri, nire kirol-nemesiari, behin eta berriz animatzeagatik eta burua arintzeko emandako hizketagai ugariengatik.

Haizeari, Unairi eta Asierri, urte hauetan lankide izatetik lagun izatera pasatzeagatik eta zuen bizitzetan tokitxo bat egiteagatik.

Josebari eta Mikeli, Markelekin batera, une zailetan zein une onetan kantu-kide, mahai-kide eta batez ere lagun izateagatik.

Markeli nigan ni baino fede handiagoa izateagatik eta elkarrekin bizi izandako guztiarengatik.

Etxekoei. Amari eta aitari, zuen maitasunarengatik eta txiki-txikitik eredu izateagatik. Behar nuen guztia eta gehiago eman didazue. Ondo egindakoak zuei esker dira. Eta anaiari, oso desberdinak garenez, pazientzia handia izan behar duelako nirekin.

Amonari, txikitan emandako irakaspenak ez ditut inoiz ahaztuko. Gaur ikusiko ez nauzun arren, beti nire gogoan eta bihotzean zaude.

Índice

Declaración de Originalidad	iii
Resumen	iv
Laburpena.....	v
Abstract	vi
Eskertza	vii
Índice	ix
Índice de figuras	xi
Índice de Tablas	xiv
Lista de acrónimos.....	xv
1. Introducción	3
1.1 Contexto del trabajo de tesis	3
1.2 Descripción del documento	6
1.3 Definiciones preliminares y conceptos de interés.....	6
1.3.1 Interferencia electromagnética y compatibilidad electromagnética.....	7
1.3.2 Fuentes de interferencia.....	8
1.3.3 Modos de propagación y acoplamiento	10
1.3.4 Emisiones conducidas: modo común y modo diferencial.	12
1.3.5 Emisiones radiadas: regiones de campo	14
1.4 Normativa, técnicas y equipos de medida	14
2. Estado del arte	16
2.1 Fuentes de ruido EMI y espectro	17
2.1.1 Conmutación de los semiconductores.....	17
2.1.2 Oscilaciones.....	20
2.1.3 Espectro asociado.....	21
2.2 Modelos de simulación y predicción de EMI	23
2.2.1 Clasificación general de modelos.....	24
2.2.2 Modelado basado en circuitos equivalentes.....	25
2.2.3 Análisis y modelos para la predicción de EMI radiada	31
2.2.4 Resumen del estado del arte sobre modelos.....	34
2.3 Atenuación y cancelación de EMI.....	34
2.3.1 Ferritas y <i>snubbers</i>	35
2.3.2 Filtros	37
2.3.3 Control de puerta activo	41
2.3.4 Otras técnicas	42
2.3.5 Resumen del estudio del arte sobre los mecanismos de atenuación	44

3.	Objetivos, materiales y métodos utilizados	47
3.1	Objetivos.....	47
3.2	Materiales y métodos utilizados.....	48
3.2.1	Osciloscopio	49
3.2.2	Analizador de espectro	49
3.2.3	Analizadores de redes	49
3.2.4	LISN y accesorios.....	49
3.2.5	Software de automatización de medidas.....	50
3.2.6	Sondas de corriente.....	51
3.2.7	<i>Open TEM cell</i> o celda TEM abierta.....	51
3.2.8	Otros elementos	51
4.	Diseño y puesta a punto del banco de ensayos	53
4.1	Consideraciones de diseño.....	53
4.2	Configuración de las medidas de emisiones y técnicas de medida	57
4.2.1	Configuración de los ensayos para medición de emisiones conducidas.....	57
4.2.2	Configuración de los ensayos para emisiones radiadas.....	60
4.2.3	Medidas preliminares.....	60
4.3	Análisis de la sensibilidad de parámetros.....	63
4.4	Análisis de métodos para la estimación de emisiones radiadas.	70
4.4.1	Selección de equipos a testear y pruebas realizadas.....	71
4.4.2	Resultados obtenidos y conclusiones extraídas	75
5.	Determinación de las fuentes de ruido	77
5.1	Medición de señales	77
5.2	Técnicas de análisis espectral.....	79
5.3	Resultado de las medidas experimentales y el análisis espectral	81
5.3.1	Resultados de las medidas en el dominio del tiempo	81
6.	Determinación de las vías de propagación.....	87
6.1	Teoría de redes de N polos	87
6.2	Metodología para la obtención de las vías de propagación.....	90
6.2.1	Influencia del <i>setup</i> de las sondas de corriente y su calibración.....	92
6.2.2	Influencia de los condensadores de desacoplo para la medida de impedancia	95
6.3	Montaje, medida y resultados.....	96
7.	Resultado del modelo de estimación de EMI	99
7.1	Cálculo de las fuentes de ruido.....	99
7.2	Matriz de parámetros Z de las vías de propagación	101
7.3	Resultados del modelo y comparación con las medidas de emisiones conducidas en LISN	101
8.	Conclusiones y líneas futuras	107
8.1	Resumen de resultados, contribución de la tesis y conclusiones	107
8.2	Líneas futuras.....	109

Índice de figuras

Figura 1.1 – Aplicaciones que emplean energía eléctrica y tecnologías empleadas [1].	3
Figura 1.2 – Comparación de especificaciones clave: Si vs. SiC vs. GaN.	4
Figura 1.3 – Esquema general de generación y propagación de EMI.	7
Figura 1.4 – Clasificación de compatibilidad electromagnética.	7
Figura 1.5 – Componentes pasivos, con su modelo circuital simplificado para baja frecuencia (LF) y alta frecuencia (HF) y su respuesta frecuencia.	9
Figura 1.6 – Forma general de una onda de conmutación trapezoidal ideal.	10
Figura 1.7 – Espectro de una onda trapezoidal.	10
Figura 1.8 – Vías de acoplamiento del ruido EMI [7].	11
Figura 1.9 – Representación del ruido en modo común (azul) y modo diferencial (rojo).	13
Figura 1.10 – Tensiones y corrientes en dos conductores para el cálculo de CM y DM.	13
Figura 1.11 – Impedancia de onda y regiones de campo en función de la distancia de observación respecto a la fuente [9].	14
Figura 2.1 – Bloques temáticos relacionados con la interferencia electromagnética y principales conceptos subyacentes en ellos.	16
Figura 2.2 – Modelo simplificado de la estructura de un MOSFET SiC con elementos parásitos internos y externos.	18
Figura 2.3 – Características temporales de las formas de onda de conmutación básicas de tensión y corriente.	19
Figura 2.4 – Proceso de aparición de <i>false turn-on</i> .	20
Figura 2.5 – Representación asintótica del espectro de una onda de conmutación.	22
Figura 2.6 – Modelo de generación de ruido EMI para emisiones conducidas basado en fuente de ruido y cuadripolo de parámetros Z .	27
Figura 2.7 - Circuito equivalente Norton para una rama de conmutación [34].	27
Figura 2.8 - Circuito equivalente del modelo con tres terminales [45].	28
Figura 2.9 – Modelo de dos puertos del <i>drive</i> del motor [33].	29
Figura 2.10 – Modelo para el ruido DM incorporando acoplamiento del ruido CM [35].	30
Figura 2.11 - Modelo para la estimación de emisión en campo lejano de un convertidor [52].	31
Figura 2.12 - Mecanismo de radiación de un convertidor aislado: a) flujo de corriente CM por la capacidad parásita entre el bobinado del transformador; b) modelo equivalente [57].	33
Figura 2.13 – Modelo de radiación para un convertidor aislado [57].	33
Figura 2.14 – Circuito equivalente simplificado de una ferrita.	35
Figura 2.15 - Curvas de impedancia de una ferrita [61].	35
Figura 2.16 – Forma de onda de la tensión de drenador en un SiC MOSFET con ferrita (rojo) y sin ferrita (negro), con una frecuencia de conmutación de 100 kHz [62].	36
Figura 2.17 - Topología del filtro en función de la desadaptación de fuente y carga.	37
Figura 2.18 – Influencia de la orientación de los elementos en la eficiencia del filtro [72].	38
Figura 2.19 - Topología genérica de un filtro EMI.	38
Figura 2.20 – Esquema de un puente de Wheatstone.	43
Figura 2.21 - Acoplamientos capacitivos formados por el uso de un único radiador [77].	43
Figura 3.1 – Configuración de la medición de emisiones conducidas con una LISN.	50
Figura 4.1 – Diagrama de bloques simplificado del banco de ensayos.	54
Figura 4.2 – <i>Coaxial shunt</i> original (debajo) vs. <i>coaxial shunt</i> modificada (arriba).	55

Figura 4.3 – Influencia de la longitud de los terminales de la <i>coaxial shunt</i> en la inductancia: a) reactancia; b) impedancia (valor absoluto).	56
Figura 4.4 – Banco de pruebas para la medida de las ondas de conmutación: a) diagrama de bloques del <i>half bridge</i> y posicionamiento de las sondas de tensión y corriente; b) detalle del PCB con la disposición de la <i>current shunt</i> y las sondas de tensión.	56
Figura 4.5 – Configuración de medida de emisiones conducidas mediante el método de voltaje.	57
Figura 4.6 – Configuración de medida de emisiones conducidas mediante el método de corriente.	58
Figura 4.7 – Configuración del cableado a través de la sonda de corriente para la medición de emisiones conducidas: a) en CM; b) en DM.	58
Figura 4.8 – Configuración de la medición sobre el convertidor de pruebas: a) detalle de la medida de tensión y corriente (V_{gs} , V_{ds} , I_s); b) DUT + sonda de corriente.	59
Figura 4.9 – Medición de ondas de tensión y corriente en osciloscopios + medición de emisiones conducidas con LISN y analizador de espectro.	59
Figura 4.10 – Configuración para la medida de EMI radiada.	60
Figura 4.11 – Ensayo para comprobar la influencia de la distancia de la sonda de corriente en la medición de emisiones conducidas en CM y DM.	60
Figura 4.12 – Comparación de emisiones conducidas en CM medidas por el método de corriente con sonda de corriente a diferentes distancias.	61
Figura 4.13 – Comparación de emisiones conducidas en DM medidas por el método de corriente con sonda de corriente a diferentes distancias.	61
Figura 4.14 – Comparación de emisiones conducidas CM: LISN vs. sonda de corriente.	62
Figura 4.15 – Comparación de emisiones conducidas DM: LISN vs. sonda de corriente.	62
Figura 4.16 – Formas de onda de conmutación del <i>low side</i> MOSFET: <i>false turn on</i> (azul) vs. <i>no false turn on</i> (azul).	63
Figura 4.17 – Emisiones conducidas (izq.) y emisiones radiadas (der.): <i>false turn on</i> (azul) vs. <i>no false turn on</i> (rojo).	64
Figura 4.18 – Influencia de R_{on} en las ondas de conmutación: $R_{on} = 82 \Omega$ (rojo) vs. $R_{on} = 15 \Omega$ (azul). ...	64
Figura 4.19 – Influencia de R_{on} en emisiones conducidas (izq.) y emisiones radiadas (der.): $R_{on} = 82 \Omega$ (rojo) vs. $R_{on} = 15 \Omega$ (azul).	65
Figura 4.20 – Influencia de C_{gs} en las ondas de conmutación: $C_{gs} = 2,2 \text{ nF}$ (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).	66
Figura 4.21 – Influencia de C_{gs} en las emisiones conducidas CM: $C_{gs} = 2,2 \text{ nF}$ (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).	66
Figura 4.22 – Influencia de C_{gs} en las emisiones conducidas DM: $C_{gs} = 2,2 \text{ nF}$ (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).	67
Figura 4.23 – Influencia de C_{gs} en las emisiones radiadas: $C_{gs} = 2,2 \text{ nF}$ (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).	67
Figura 4.24 – Forma de conexión de los radiadores: a) aislado de los <i>tabs</i> y conectado a PCB; b) conectado a tierra.	68
Figura 4.25 – Influencia de la conexión de los radiadores: conectado a tierra (rojo) vs. flotante (azul).	68
Figura 4.26 – Influencia de la conexión de los radiadores en las emisiones conducidas CM: conectado a tierra (rojo) vs. flotante (azul).	69
Figura 4.27 – Influencia de la conexión de los radiadores en las emisiones conducidas DM: a tierra (rojo) vs. flotante (azul).	69
Figura 4.28 – Comparación de emisiones (traza verde) entre dos encimeras (A y B) del mismo modelo y en distintas fases de desarrollo.	73
Figura 4.29 – Configuración de la medición de corriente en desfibrilador.	73
Figura 4.30 – Medición de desfibrilador en cámara semianecoica con equipos de Mondragon Unibertsitatea y sonda de corriente.	74

Figura 4.31 – Resultados de cámara semianecoica vs. estimación de emisiones radiadas para desfibrilador.	74
Figura 4.32 – Medición de encimera de inducción en cámara semianecoica con equipos de Mondragon Unibertsitatea y sonda de corriente.	75
Figura 4.33 – Resultados de cámara semianecoica vs. estimación de emisiones para encimera de inducción.	75
Figura 5.1 – DFT vs. STFT de una señal compuesto por una onda de alta frecuencia sucedida en el tiempo por una onda de baja frecuencia.	80
Figura 5.2 – Resultado de las medidas experimentales para 3 casos distintos: a) <i>false turn on</i> ; b) conmutación con resistencia de puerta $R_g = 15 \Omega$; conmutación con resistencia de puerta $R_g = 82 \Omega$.	82
Figura 5.3 – Resolución temporal vs. resolución frecuencial en el cálculo de la STFT para una ventana de Hamming de diferentes longitudes: a) $N = 512$; b) $N = 2048$; c) 8192.	82
Figura 5.4 – Comparación del análisis con <i>wavelet</i> para distintos tipos de <i>wavelet</i> , número de octavas (No) y número de voces (Nv): a) <i>Morse wavelet</i> $No = 13$, $Nv = 6$; <i>Morse wavelet</i> $No = 13$, $Nv = 40$; c) <i>Morlet wavelet</i> $No = 13$, $Nv = 6$; d) <i>Morlet wavelet</i> $No = 13$, $Nv = 40$; e) <i>bump wavelet</i> $No = 11$, $Nv = 6$; f) <i>bump wavelet</i> $No = 11$, $Nv = 40$.	84
Figura 5.5 – Detección de eventos usando STFT y <i>wavelet</i> para la corriente de fuente I_s en el dominio del tiempo.	85
Figura 5.6 – Detección de eventos usando STFT y <i>wavelet</i> : a) representación tiempo-frecuencia-magnitud de la STFT; b) representación frecuencia-magnitud de la STFT; c) detalle de la transformada <i>wavelet</i> empleando una <i>wavelet</i> Morse en el intervalo $0 - 2 \mu s$; d) detalle de la transformada <i>wavelet</i> empleando una <i>wavelet</i> Morse en el intervalo $6 - 8 \mu s$.	86
Figura 6.1 – Cuadripolo representado por parámetros de impedancia Z .	88
Figura 6.2 – Cuadripolo representado por parámetros de impedancia Z .	88
Figura 6.3 – Cuadripolo representado por parámetros de transmisión $ABCD$.	89
Figura 6.4 – Cálculo de parámetros $ABCD$ de una concatenación de cuadripolos.	89
Figura 6.5 – Sistema de medida de impedancia empleando dos sondas inductivas de corriente.	91
Figura 6.6 – Montaje para la caracterización de la sonda de corriente [129].	91
Figura 6.7 – Resultado de la calibración de las sondas de corriente: a) resistencia medida con sonda de corriente TBCP1; b) resistencia medida con sonda de corriente TBCP2.	93
Figura 6.8 – Resultado de la calibración de las sondas de corriente: capacidad medida con la configuración TBCP + estándar + TBCP1.	93
Figura 6.9 – Diagrama de flujo del procedimiento seguido para el cálculo de la impedancia y parámetros Z de un dispositivo.	94
Figura 6.10 – Reactancia de distintos condensadores utilizados para el desacoplo.	95
Figura 6.11 – Diagrama de bloques del montaje para la caracterización de las vías de propagación: a) medida del modo común; b) medida del modo diferencial.	96
Figura 6.12 – Módulo de la impedancia del DUT en CM y DM.	97
Figura 7.1 – Esquema general con las señales de tensión y corriente medidas.	99
Figura 7.2 – Espectro de las fuentes de ruido para $R_{on} = 82 \Omega$ y $R_{on} = 15 \Omega$: a) VCM ; b) ICM ; c) VDM ; d) IDM .	100
Figura 7.3 – Circuito equivalente en T del cuadripolo de parámetros Z .	101
Figura 7.4 . Comparación entre emisiones medidas en la LISN y estimación de emisiones conducidas: a) VCM , $R_{on} = 15 \Omega$; b) VCM , $R_{on} = 82 \Omega$; VDM , $R_{on} = 15 \Omega$; VDM , $R_{on} = 82 \Omega$.	102

Índice de Tablas

Tabla 1.1 – Test de conformidad vs. Test de preconformidad [10].....	15
Tabla 5.1- Resumen de las características de las sondas de medición.	78

Lista de acrónimos

CISPR	Comité Especial Internacional de Perturbaciones Radioeléctricas o <i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i>
CM	Modu común o <i>Common mode</i>
CWT	<i>Continuous Wavelet Transform</i>
DM	Modo diferencial o <i>Differential Mode</i>
DUT	Dispositivo bajo test o <i>Dispositive Under Test</i>
EMC	Compatibilidad electromagnética o <i>ElectroMagnetic Compatibility</i>
EMI	Interferencia electromagnética o <i>ElectroMagnetic Interference</i>
EMP	Pulso electromagnético o <i>ElectroMagnetic Pulse</i>
ESD	Descarga electrostática o <i>ElectroStatic Discharge</i>
EPS-MU	Escuela Politécnica Superior de Mondragon Unibertsitatea
FFT	Transformada rápida de Fourier o <i>Fast Fourier Transform</i>
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada o <i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
LISN	Red de estabilización de la impedancia de línea o <i>Line Impedance Stabilization Network</i>
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor o <i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors</i>
STFT	Transformada de Fourier de tiempo corto o <i>Short Time Fourier Transform</i>
v.g.	por ejemplo o <i>verbi gratia</i>
vs.	<i>versus</i> , contra

I. MARCO DE LA TESIS

1. Introducción

El presente trabajo de tesis se ha realizado en el marco del Programa de Doctorado en Ingeniería de la Escuela Politécnica Superior de Mondragon Unibertsitatea (EPS-MU) con el apoyo de los grupos de investigación de Teoría de la Señal y Comunicaciones y Energía Eléctrica.

En este primer capítulo se muestra el contexto que motivó la elaboración del proyecto de investigación punto de partida de la tesis doctoral: la problemática que existe en los sistemas electrónicos de potencia derivada de la conmutación de los semiconductores, y la consiguiente aparición de fenómenos de interferencia electromagnética (en adelante, EMI), que puede ser conducida en el propio sistema o radiada al exterior.

1.1 Contexto del trabajo de tesis

A día de hoy, la presencia de sistemas electrónicos de potencia es masiva, tanto en la electrónica de consumo doméstica como en aplicaciones industriales. Estos sistemas disponen de uno o varios semiconductores de potencia que funcionan en conmutación. Las características de la aplicación (típicamente, el tipo de corriente empleada, el nivel de tensión de trabajo y la potencia requerida) determinan para cada caso la selección de los semiconductores (Figura 1.1) y el diseño de los sistemas de potencia.

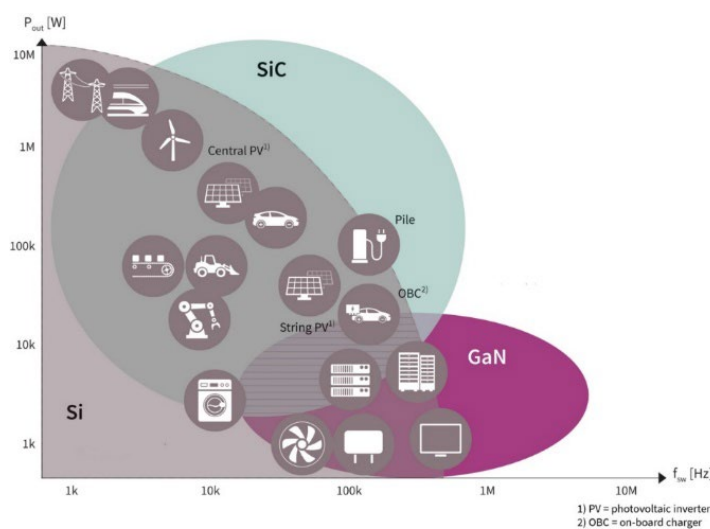


Figura 1.1 – Aplicaciones que emplean energía eléctrica y tecnologías empleadas [1].

De cualquier modo, existe un factor común a la hora de realizar esos diseños: maximizar la eficiencia energética en los procesos de conversión, relacionada con las pérdidas de conducción y las pérdidas de conmutación.

Los semiconductores basados en silicio, que han supuesto la base tecnológica de la electrónica durante varias décadas, cuentan en este aspecto con un límite de funcionamiento determinado por: mayores pérdidas de conducción, relacionadas con su alta resistencia derivada del bajo *bandgap* del silicio (1,1 eV) y el bajo nivel del campo eléctrico crítico (30 V/ μm); frecuencia de conmutación limitada tanto para MOSFETs como IGBTs; rendimiento pobre a alta temperatura derivado de la alta concentración de portadores de carga.

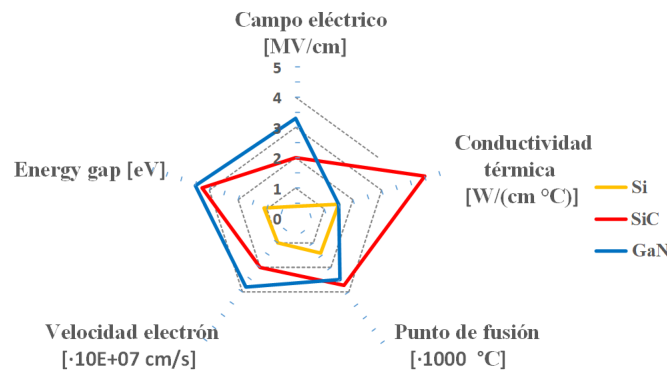


Figura 1.2 – Comparación de especificaciones clave: Si vs. SiC vs. GaN.

Con el objetivo de intentar superar estas limitaciones e intentar alcanzar un espacio de funcionamiento no abordable por la tecnología basada en silicio, durante los últimos años se ha trabajado en buscar nuevos materiales que puedan ser capaces de cumplir con esas necesidades. Así, se han desarrollado dispositivos basados en compuestos como el carburo de silicio (SiC) o el nitruro de galio (GaN), englobados dentro de los denominados semiconductores WBG (*Wide Band Gap*). Estos dispositivos prometen superar los límites anteriormente mencionados, si se toman como base algunas de las especificaciones clave y se comparan las diferentes tecnologías, como se ve en la Figura 1.2.

Los principales fabricantes de semiconductores han apostado de forma decidida por la investigación y el desarrollo de esta tecnología que promete, entre otros: mayor velocidad de conmutación con una menor pérdida, lo que traerá el consiguiente aumento de la eficiencia de potencia; operar bajo condiciones de refrigeración más relajadas, y acelerar el proceso de miniaturización de los dispositivos de electrónica de potencia.

Sin embargo, mientras los mencionados fabricantes ponen el acento en las prestaciones mejoradas que se pueden obtener con este cambio de tecnología, los diseñadores de

sistemas de electrónica de potencia tienen que hacer frente a algunos de los efectos negativos o retos asociados a esta transición tecnológica: necesidad de mejora en los encapsulados, aparición de sobretensiones/sobreintensidades y oscilaciones (*ringing*), necesidades de aislamiento...

De entre todos estos efectos, uno de los más importantes y que derivó en el planteamiento del trabajo de tesis doctoral que aquí se expone, es la EMI, que en forma de señal conducida o señal radiada es una fuente de perturbación que puede afectar al rendimiento de los equipos cercanos o al propio equipo.

El estudio de estas perturbaciones no se puede considerar en absoluto un tema nuevo. Así, son numerosos los trabajos [2]–[6], por mencionar solo algunos de ellos, que desde hace más de dos décadas reportan la necesidad de analizar los efectos de la conmutación en los convertidores de potencia como un tema de estudio clave para asegurar que estos sistemas sean diseñados teniendo en cuenta parámetros de compatibilidad electromagnética (en adelante, EMC).

Aun siendo un tema que lleva tanto tiempo sobre la mesa, continúa en constante evolución y la transferencia de conocimiento consolidado sobre el mismo a la industria sigue siendo necesaria. Esto permitirá que los diseños de los sistemas de potencia a todos los niveles (control de elementos de potencia, filtros, carga...) se realicen teniendo en cuenta criterios y buenas prácticas para la reducción de EMI y, eso suponga un beneficio en el proceso de certificación EMC.

Por un lado, se debe incidir en el diseño de las distintas partes del sistema de potencia y, para ello, es fundamental identificar y modelar dichas partes. Es necesario conocer cuáles son los elementos que actúan como fuentes de EMI (v. g., bobinas y condensadores parásitos) y cuáles son los que ayudan a la propagación de esas interferencias (v. g., impedancias comunes en las conexiones a tierra, lazos de corriente...). Además de conocer dichos elementos, resulta determinante cuantificar su valor (variable en tiempo y frecuencia) y poder simular su comportamiento para predecir los resultados que se obtendrán. En este sentido, el mayor reto consiste en encontrar modelos adecuados y que respondan de forma precisa en todo el rango de frecuencias de interés.

La necesidad de proseguir con estos estudios radica precisamente en que la aparición de los nuevos semiconductores WBG puede obligar a revisar y, en algunos casos, a modificar o a actualizar los trabajos efectuados anteriormente para los sistemas basados en silicio. Esto se debe a que el espectro de las fuentes EMI se ve afectado por el simple hecho de variar las características de funcionamiento, tales como la tensión de funcionamiento, la frecuencia de conmutación o la velocidad de conmutación, tal como se verá en los apartados y capítulos siguientes.

Por tanto, es en este contexto general de utilización masiva de sistemas electrónicos de potencia en la industria y la necesidad de ser capaces de controlar aspectos relacionados con la interferencia electromagnética, su caracterización y su predicción, en el que se ha desarrollado esta tesis doctoral, como se verá a lo largo de los siguientes capítulos.

1.2 Descripción del documento

Una vez definido el ámbito de este trabajo de tesis, se presenta a continuación la estructura del documento, que se ha dividido en tres grandes secciones o partes, compuestas a su vez por diversos capítulos.

La **Sección I** recoge los antecedentes del trabajo de tesis a través de dos capítulos que ayudarán al lector a situarse en la terminología básica. Así, el **Capítulo 1** recoge de forma resumida las definiciones principales del ámbito de la investigación en interferencia electromagnética y compatibilidad electromagnética. El **Capítulo 2**, por su parte, resume el estado del arte de la materia a partir del proyecto de investigación que el propio autor presentó con anterioridad.

La **Sección II** es la dedicada al desarrollo del trabajo de tesis en sí mismo. Se comenzará enunciando en el **Capítulo 3** cuáles han sido los objetivos planteados en la tesis, así como los medios materiales con los que se ha contado para su realización. A continuación, el **Capítulo 4** describe los trabajos preliminares realizados para la puesta a punto del banco de ensayos que se ha utilizado como base de la parte experimental llevada a cabo.

Los tres capítulos siguientes constituyen la parte central de la tesis, donde se elabora el modelo de predicción: el **Capítulo 5** describe la manera de determinar las fuentes de ruido a partir de la medición de las señales de conmutación y la aplicación de técnicas de análisis espectral para calcular dichas fuentes de ruido. El **Capítulo 6** detalla la forma de caracterizar las vías de propagación a partir del cálculo de los parámetros *ABCD* del sistema mediante un método basado en la medida con dos sondas inductivas de corriente. Con los resultados de los dos capítulos anteriores, el **Capítulo 7** define el modelo de predicción y contrasta sus resultados con los valores experimentales obtenidos de los ensayos de emisiones conducidas.

Finalmente, la **Sección III** con su **Capítulo 8** recoge el resumen del trabajo realizado, con las conclusiones obtenidas, las aportaciones llevadas a cabo y las líneas futuras de trabajo.

1.3 Definiciones preliminares y conceptos de interés

Antes de iniciar la revisión del estado actual de la problemática en el ámbito en que se enmarca la tesis, este subapartado lista y describe algunos términos y conceptos que se

emplearán frecuentemente a lo largo de este documento, y que son de uso común en el campo de estudio.

Se trata de una descripción sucinta en la mayoría de los casos, ya que muchos de ellos serán tratados en profundidad en el estado del arte y capítulos dedicados al desarrollo de la tesis.

1.3.1 Interferencia electromagnética y compatibilidad electromagnética

Se entiende como **interferencia electromagnética** o **EMI** el fenómeno por el que una perturbación electromagnética generada por una **fuentes** afecta a un circuito eléctrico o electrónico considerado como **receptor de interferencia o víctima**, pudiendo provocar alteraciones y fallos en el normal funcionamiento de sistemas analógicos y digitales, así como líneas de alimentación. Esta perturbación se propaga y/o se acopla pudiendo llegar al receptor por distintos medios: descargas electrostáticas, acoplamiento inductivos y capacitivos, radiaciones...



Figura 1.3 – Esquema general de generación y propagación de EMI.

Derivado de esa definición de EMI aparecen otros conceptos como el de **compatibilidad electromagnética (EMC)**, entendido como la capacidad de los sistemas y dispositivos eléctricos o electrónicos para trabajar en un entorno electromagnético determinado en una doble vertiente. Por un lado, sin que generen perturbación (**emisión conducida y radiada**) de un nivel mayor que lo indicado por las normas aplicables en cada caso y que puedan afectar a otros equipos; por otra parte, pudiendo soportar las que producen aquellos (**inmunidad conducida y radiada si hacen frente a fenómenos continuos, y descargas electrostáticas y pulsos electromagnéticos en el caso de señales pulsadas**).

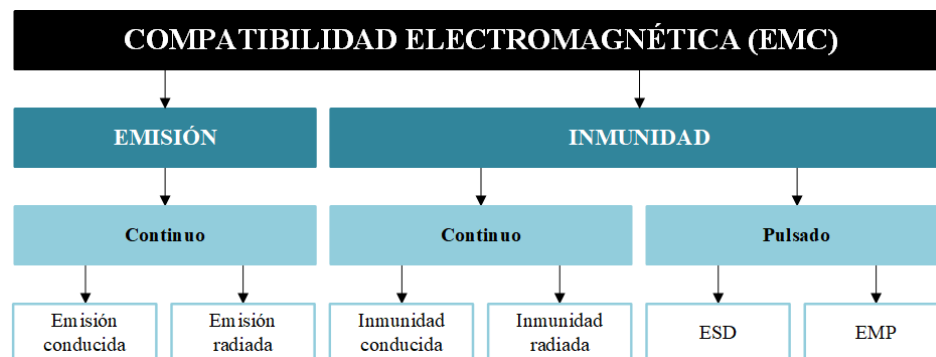


Figura 1.4 – Clasificación de compatibilidad electromagnética.

1.3.2 Fuentes de interferencia

Desde un punto de vista amplio se podría elaborar un listado de todos los generadores posibles de interferencia electromagnética, en el que cabrían por un lado todas las fuentes naturales de EMI (descargas electrostáticas, fenómenos atmosféricos...) y por otra parte las artificiales producidas por la acción humana (actividad industrial, maquinaria, aplicaciones de energía eléctrica, sistemas de comunicaciones electrónicas...).

Sin embargo, si se acota el fenómeno al ámbito de la electrónica en el que se sitúa esta tesis, se puede hablar de dos grandes bloques: la interferencia generada debido a las características físicas de los componentes y la generada por los transitorios y conmutaciones.

1.3.2.1 Generación de EMI debido a la no idealidad de los componentes

El primer generador de EMI, a menudo minusvalorado, viene definido por la no idealidad de los componentes de los circuitos y sistemas electrónicos, que provoca que dichos componentes se conviertan en generadores de interferencia. Así sucede con la variación de su comportamiento en función de diversos parámetros (frecuencia, corriente, tensión, temperatura...), que además se puede producir de manera no lineal.

Sobre todos estos factores de variabilidad existe uno que quizás resulte determinante, como es la existencia de inductancias y capacidades parásitas. Dicho de otro modo, si representamos de forma circuital el comportamiento real de dichos componentes, en el esquemático oculto de nuestros circuitos aparecen resistencias, bobinas y condensadores que muestran el grado en que cada componente se va a alejar del comportamiento nominal.

Todo ello, que se muestra de forma resumida en la Figura 1.5, hace que en la respuesta frecuencial de los componentes individuales aparezcan picos (correspondientes a frecuencias de resonancia), y pendientes positivas y negativas (relacionadas con comportamientos inductivos y capacitivos, respectivamente, si se habla en términos de impedancia).

La comprensión del modo de funcionamiento y las limitaciones de todos esos elementos resulta indispensable y hace que para cada componente se deba seleccionar aquel cuya tecnología de fabricación permita obtener el comportamiento esperado y deseado en el rango de frecuencias de la aplicación con que se esté trabajando (o visto a la inversa, la elección de los componentes limitará la máxima frecuencia a la que se puede trabajar con un determinado nivel de interferencia).

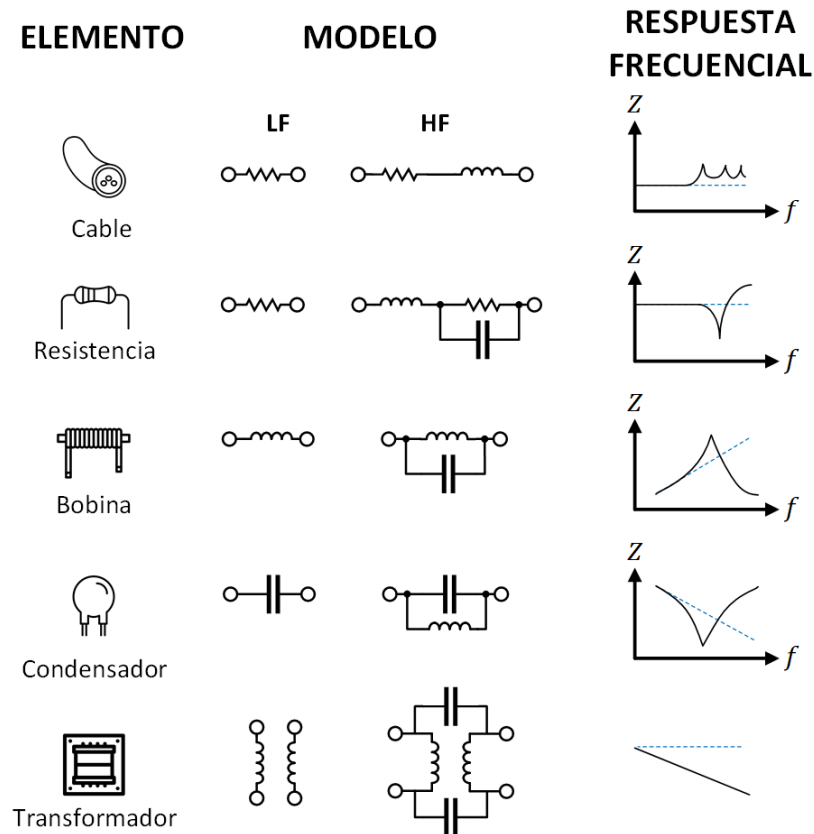


Figura 1.5 – Componentes pasivos, con su modelo circuital simplificado para baja frecuencia (LF) y alta frecuencia (HF) y su respuesta frecuencia.

1.3.2.2 Generación de EMI debido a transitorios y conmutaciones

Este supone uno de los principales factores de interferencia en equipos electrónicos, derivado de variaciones rápidas de tensión y corriente (dv/dt y di/dt). Estos fenómenos están presentes de forma aleatoria (cuando se producen cortocircuitos o en la conmutación de relés) o de forma sistemática (en el encendido y apagado de los semiconductores durante la conmutación de convertidores).

Tratándose de eventos que se producen a lo largo del tiempo, el interés reside en estudiar la relación que existe entre dichos eventos en el tiempo y el espectro al que dan lugar.

De forma general, el espectro de una onda cuadrada como la de la Figura 1.6, con un tiempo de subida (τ_r) y de bajada (τ_f) definidos y no instantáneos y un tiempo de conmutación τ , viene determinado por una expresión cuya envolvente se asemeja a la de la Figura 1.7, donde se aprecia el comportamiento asintótico de la respuesta con sendos cambios de pendiente en frecuencias inversamente proporcionales al tiempo de subida/bajada (τ_t , tiempo de transición, el más pequeño entre τ_r y τ_f) y al tiempo de conmutación.

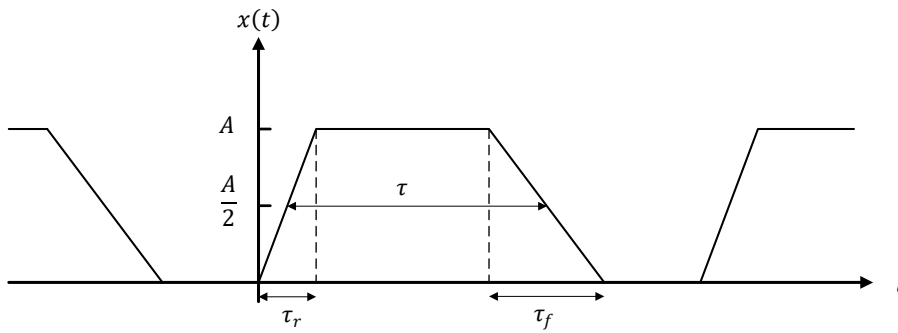


Figura 1.6 – Forma general de una onda de conmutación trapezoidal ideal.

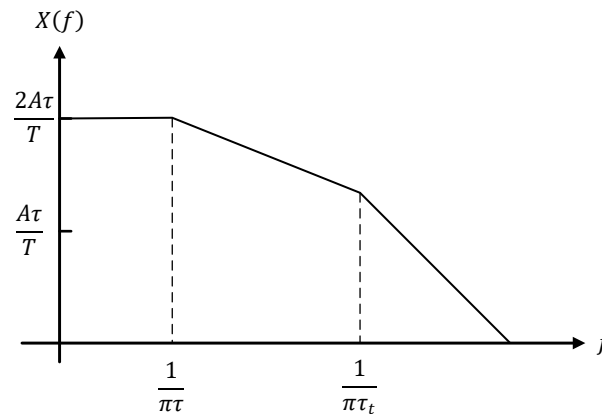


Figura 1.7 – Espectro de una onda trapezoidal.

Sobre esta expresión básica se superponen otros efectos como las oscilaciones o *ringing* que se puedan dar en la señal temporal y que dan lugar a la aparición de picos en dicho espectro

1.3.3 Modos de propagación y acoplamiento

Aunque se pueden realizar diversas clasificaciones en función de otros tantos criterios, una vez que se ha analizado el origen de la interferencia, el interés radica en conocer la forma en que llega hasta la víctima o el receptor de EMI. **Existe acoplamiento entre dos circuitos siempre que exista algún camino por el que uno de ellos (fuente) pueda ceder energía al otro (víctima).**

Se pueden dar las distintas posibilidades que se muestran en la Figura 1.8, y que básicamente responden a algunos de estos dos casos:

- que compartan una impedancia.
- que un circuito esté sometido a la acción de un campo eléctrico, magnético o electromagnético creado por otro circuito. A este fenómeno se le denomina **EMI radiada o EMI acoplada (capacitiva o inductiva)**, en función de la distancia de propagación.

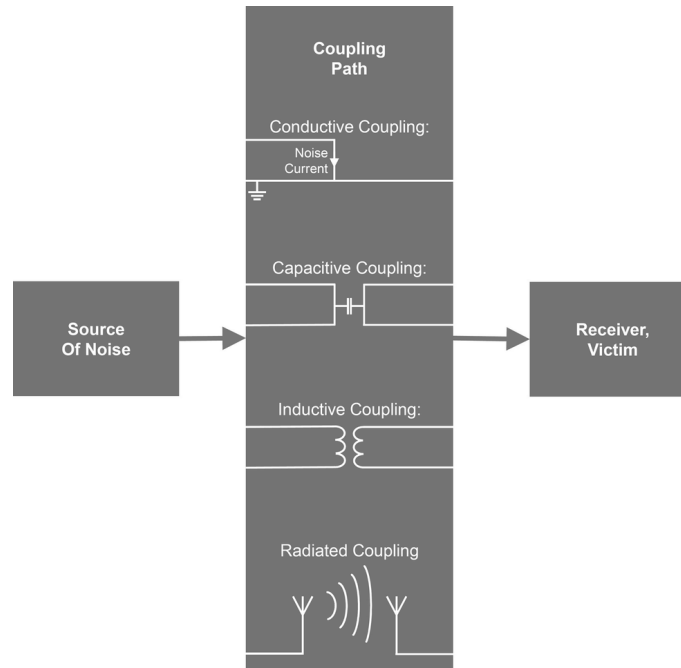


Figura 1.8 – Vías de acoplamiento del ruido EMI [7].

De este modo, se denomina **acoplamiento conductivo/acoplamiento por impedancia común/EMI conducida** (la terminología es variable en función del autor) a aquella en la que la interferencia se propaga a través de conductores eléctricos (cables, pistas de circuito impreso y otros componentes discretos como condensadores, bobinas, transformadores...) que unen fuente y receptor.

En este tipo de acoplamiento dos o más circuitos tienen un camino o conductor común. Por tanto, cuentan con una impedancia común que lleva a tierra u otro plano de referencia. Esto supone un problema si uno de los circuitos sufre una descarga o un pulso, ya que el conductor común se verá atravesado por una corriente elevada durante un tiempo corto e introducirá una señal de ruido en el otro circuito.

La clave está en tener caminos de baja impedancia a tierra, lo que se puede conseguir reduciendo dicha impedancia común (inductancia o resistencia), o empleando lazos de corriente separados (lo que idealmente anularía la impedancia común).

El **acoplamiento capacitivo** tiene lugar debido a la capacidad existente entre conductores de fuente y receptor de ruido. Se trata de un acoplamiento de campo cercano, y su efecto se produce principalmente por las variaciones dv/dt en la fuente de ruido, que se deben tratar de minimizar (solución eficaz salvo en los casos en que la víctima sea un circuito de muy alta impedancia). Otra medida es la reducción del propio valor del acoplamiento, lo que se puede conseguir mediante apantallamiento, aumentando la separación entre conductores o cambiando su orientación relativa.

Por otro lado, el **acoplamiento inductivo** ocurre por las inductancias mutuas que existen entre un circuito y la fuente de interferencia. Al igual que el anterior, es un mecanismo de acoplamiento de campo cercano. Algunas de las principales medidas para reducir dicho acoplamiento vienen dadas por una reducción del área de la corriente de lazo del circuito en la víctima, por un aumento en la separación espacial para reducir la densidad de flujo magnético que alcanza a la víctima.

Finalmente, en el caso en que la fuente de ruido y la víctima están a una distancia lejana entre sí (comparado con la longitud de onda, λ), se habla de **acoplamiento electromagnético o radiado**, donde los conductores actúan como fuente perturbadora y las características del campo electromagnético vienen determinadas por el medio de propagación. Es un tipo de acoplamiento al que cualquier dispositivo electrónico es susceptible tanto como generador de interferencia como siendo víctima, teniendo en cuenta que la mayoría de las antenas son recíprocas.

1.3.4 Emisiones conducidas: modo común y modo diferencial.

Dentro del grupo de las emisiones conducidas, se pueden hallar dos tipos de ruido, el ruido asociado al **modo común (CM)** y el asociado al **modo diferencial (DM)**, representados en la Figura 1.9.

El concepto de CM y DM está presente en la electrónica analógica y en el análisis de la propagación por líneas de transmisión, donde se emplean esquemas de redes de dos puertos, en el que las líneas de cada uno de los puertos están acopladas entre sí. De este modo, se define la señal diferencial como aquella que se propaga entre dicho par de líneas acopladas, por contraposición a la propagación entre línea y tierra. Así, la señal diferencial no está referenciada respecto a tierra, sino que la señal de una de las líneas se referencia respecto a la de la otra línea.

La existencia de un plano de tierra, presente en la mayoría de los casos, permite la existencia del CM, que recibe este nombre al aplicarse por igual a cada una de las líneas.

Es decir, el ruido asociado al CM viene determinado por la corriente que viaja en el mismo sentido por la línea y el neutro, y vuelve por la tierra.

En los casos en que exista asimetría entre partes del sistema, habrá acoplamiento entre modos (transferencia de señal en modo común a señal en modo diferencial, o viceversa), apareciendo el ***mixed-mode (MM)***.

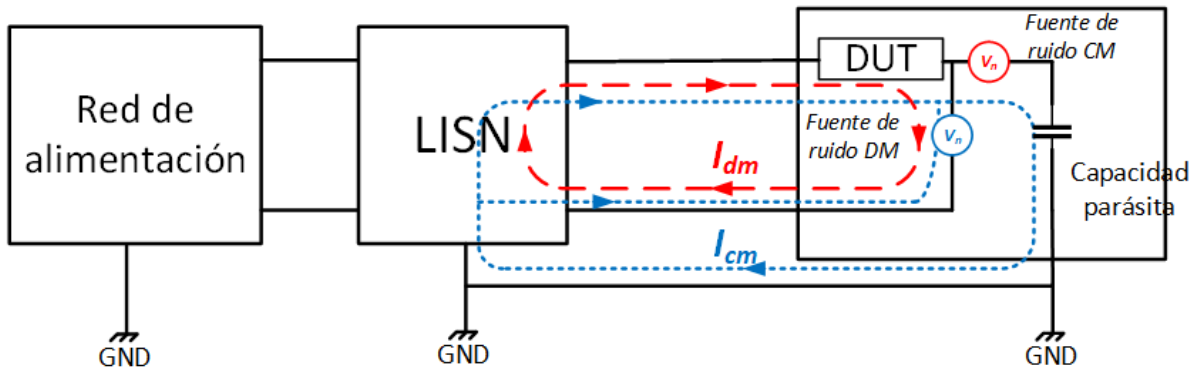


Figura 1.9 – Representación del ruido en modo común (azul) y modo diferencial (rojo).

Aunque las normativas de EMC no distinguen entre ambos tipos de ruido a la hora de definir los niveles máximos de emisiones permitidos, resulta de interés cuantificar cada una de las componentes, ya que de este modo es más sencillo precisar la fuente de interferencia al estar cada modo de ruido asociado principalmente a un modo de acoplamiento distinto (el ruido en modo común asociado principalmente a acoplamientos capacitivos y el ruido en modo diferencial a acoplamientos inductivos).

La literatura ha tratado de generalizar expresiones para las tensiones y corrientes en modo común y diferencial.

Atendiendo a las definiciones hechas por Bockelman y Eisenstadt [8], estas variables se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} I_{CM} &= I_1 + I_2, \\ I_{DM} &= \frac{1}{2}(I_1 - I_2); \end{aligned} \quad (1.1)$$

$$\begin{aligned} V_{CM} &= \frac{1}{2}(V_1 + V_2), \\ V_{DM} &= V_1 - V_2. \end{aligned} \quad (1.2)$$

Siendo I_1 e I_2 las corrientes en dos conductores y V_1 y V_2 las diferencias de potencial o tensión de los conductores respecto a tierra, como se puede ver en la Figura 1.10.

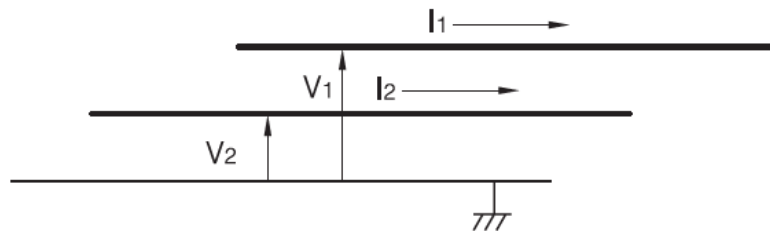


Figura 1.10 – Tensiones y corrientes en dos conductores para el cálculo de CM y DM.

1.3.5 Emisiones radiadas: regiones de campo

Por otra parte, cuando se desee medir el efecto de las emisiones radiadas habrá que tener en cuenta si se está trabajando en **campo cercano** o en **campo lejano**. La distinción entre uno y otro viene determinada por la relación entre la distancia a la que se efectúa la medida respecto al punto de emisión y la longitud de onda de la señal radiada (λ), como se puede ver en la Figura 1.11.

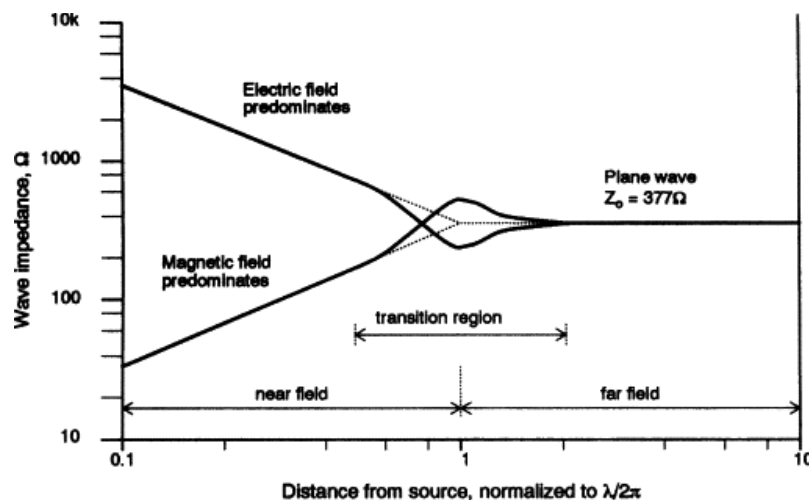


Figura 1.11 – Impedancia de onda y regiones de campo en función de la distancia de observación respecto a la fuente [9].

Para el intervalo de frecuencias a las que se aplican las normativas de emisiones radiadas, las mediciones se hacen a distancias suficientemente grandes respecto al elemento interferente como para asegurar que el medidor se halle en campo lejano, ya que es esa condición la que establecen las mencionadas normativas.

1.4 Normativa, técnicas y equipos de medida

Íntimamente ligado a la problemática técnica aparecen todos los aspectos referentes a regulación y estándares nacionales e internacionales definidos. Nacen de la necesidad de ofrecer a la industria y a los usuarios un marco común para cuantificar y controlar el nivel de compatibilidad electromagnética en los dispositivos electrónicos y en el entorno con el objetivo de:

- Limitar las emisiones conducidas/radiadas de una determinada aplicación.
- Determinar el nivel mínimo de inmunidad que una aplicación debe tolerar sin fallo.

De este modo, se pretende asegurar que los productos que lleguen al mercado cumplan con dichos estándares de EMC que incluyen las pruebas de emisiones conducidas, emisiones radiadas, inmunidad radiada e inmunidad conducida.

Dichos estándares, distintos según la aplicación, detallan el banco de pruebas necesario para las medidas, el método de medición y los límites de ruido, el intervalo de frecuencias en que se aplica... conducentes a que un producto logre su certificación electromagnética.

Aunque para la certificación de un producto es necesario realizar y pasar pruebas que demuestren la plena conformidad (*full compliance*) del equipo que se está testeando, el tiempo y coste económico requeridos para llevarlas a cabo hace que se hayan diseñado ensayos de preconformidad (*precompliance*), que permiten realizar una aproximación al problema, tanto en emisiones conducidas como en emisiones radiadas. La Tabla 1.1 recoge las principales diferencias entre ambas opciones.

Tabla 1.1 – Test de conformidad vs. Test de preconformidad [10].

Test de conformidad		Test de preconformidad
Objetivo	Lograr certificación	Aumentar la confianza y probabilidad de éxito del test de conformidad
Metodología	Debe seguir el procedimiento definido en el estándar	Si no idéntico, tan próximo como sea posible a lo definido por el estándar
Requisitos del ensayo	Lugar de certificación homologado	En instalaciones propias, dentro del proceso de diseño
	Cámara anecoica	Sala con apantallamiento, o sala abierta.
	Receptor EMI	Receptor EMI o analizador de espectros
	Banco de ensayos estándar	Banco de ensayos simplificado
Coste	Alto, en dinero y tiempo	Mucho menor, en dinero y tiempo
Resultado	Informe sobre fallo en EMI	Informe sobre riesgo de EMI
	No identifica la causa de fallo	Permite identificar la causa de fallo con una sonda de campo cercano

Las normas recogen diferentes ejemplos de configuración de los bancos de ensayos, en función del equipo que se vaya a someter a test.

Del mismo modo, se especifican con qué valores de deben configurar los equipos de medida empleados, típicamente receptores EMI y/o analizadores de espectro, que se complementan con otros elementos como LISN (estabilizador de impedancias empleado en la medida de emisiones conducidas), antenas...

2. Estado del arte

Una vez establecido el marco de la tesis y enunciados algunos de los conceptos principales relacionados con el ámbito EMI/EMC, este capítulo revisa el estado del arte de dicha problemática de una manera amplia.

La Figura 2.1 recoge a modo de resumen los cuatro grandes bloques temáticos relacionados con el mundo de la interferencia electromagnética, y algunos de los conceptos que subyacen bajo cada uno de ellos. En este capítulo se revisarán los tres primeros, por ser aquellos que pueden ser objeto de investigación, siendo el correspondiente a normativa y test el apartado colateral necesario para trabajar en este ámbito.

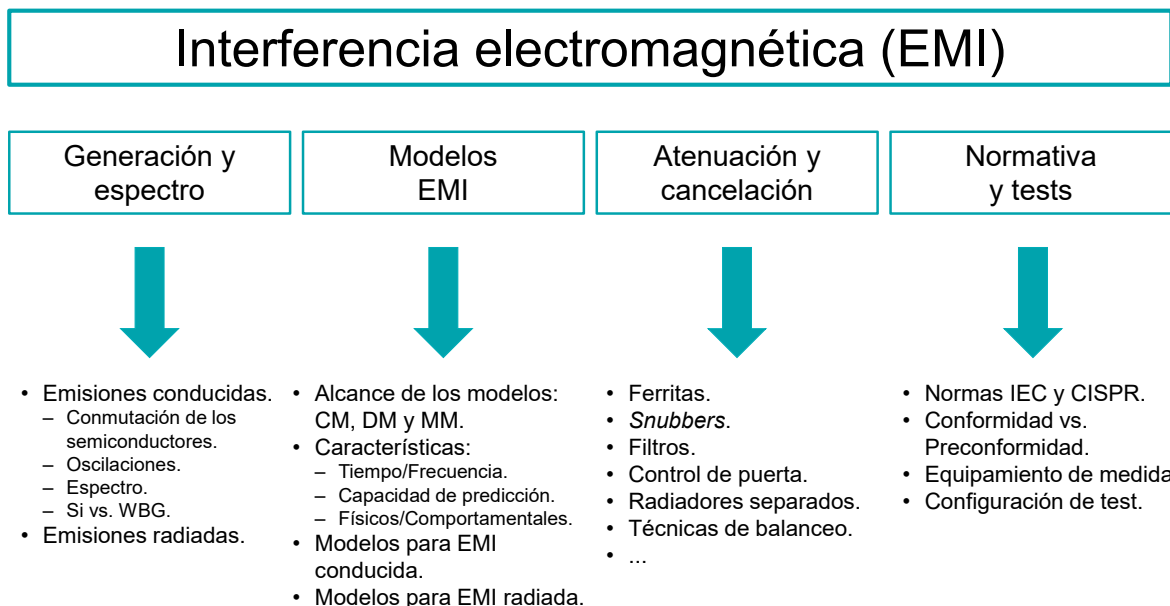


Figura 2.1 – Bloques temáticos relacionados con la interferencia electromagnética y principales conceptos subyacentes en ellos.

Estos bloques están relacionados entre sí. Por una parte, están las **fuentes de EMI**, que es causada por diversos factores:

- Velocidad de conmutación en los semiconductores.
- Frecuencia de conmutación.

- Parásitos, tanto los propios de los semiconductores como los efectos que aparecen debido a pistas, cables, conexiones a tierra...

Por otro lado, están las **vías de propagación** hacia el resto de elementos del sistema de potencia que encuentran esas señales interferentes y que estarán determinadas, fundamentalmente, por las impedancias que encuentre la señal en su camino. Estas vías de propagación determinarán la forma de acoplamiento en la víctima del ruido generado.

Finalmente, hay que mencionar las **técnicas para tratar de cancelar o atenuar la señal interferente**, que se pueden clasificar en varios grupos:

- Ferritas y *snubbers*, que pretenden atenuar el ruido en cualquiera de sus modos.
- Filtros, que persiguen el mismo objetivo.
- Técnicas activas, basadas principalmente en el control de la conmutación: control activo de puerta, *soft-switching*...
- Técnicas de balanceo.
- ...

El análisis y estudio de todos estos elementos y factores da como resultado la necesidad de contar con **modelos que caractericen o predigan el comportamiento de los sistemas** de potencia desde el punto de vista de la generación de EMI y sus efectos, lo que ha constituido el principal punto de este trabajo.

2.1 Fuentes de ruido EMI y espectro

Se comenzará tratando acerca de las fuentes principales de ruido EMI, que son las conmutaciones de los semiconductores, para lo que se recordarán las principales características de conmutación de los dispositivos de potencia y se resumirá cómo se analiza esta conmutación por parte de diversos autores, las formas de onda más relevantes y las fases o subfases en que se divide. Además, se reparará el efecto que dichas conmutaciones y las oscilaciones que aparecen en ellas tienen en el dominio frecuencial.

2.1.1 Conmutación de los semiconductores

El primer punto importante a estudiar a la hora de realizar una aproximación a la generación de EMI viene dado por las características físicas de los semiconductores de potencia y sus características de conmutación asociadas, problemática abordada desde la época en que la tecnología se basaba en IGBT hasta hoy día.

Para ello, se pueden encontrar diferentes enfoques: modelos teóricos basados en las características físicas del semiconductor, modelos comportamentales implementados en simuladores, métodos experimentales...

De un modo u otro se llega a circuitos que incluyen efectos parásitos (inductancias y capacidades), tal y como muestra la Figura 2.2. Estos parásitos serán los que provoquen resonancias indeseadas y puedan dar lugar a la aparición de picos en dicha frecuencia de resonancia y sus armónicos, a los que se suman los parásitos externos a los semiconductores derivados de pistas, lazo de conmutación, acoplamientos...

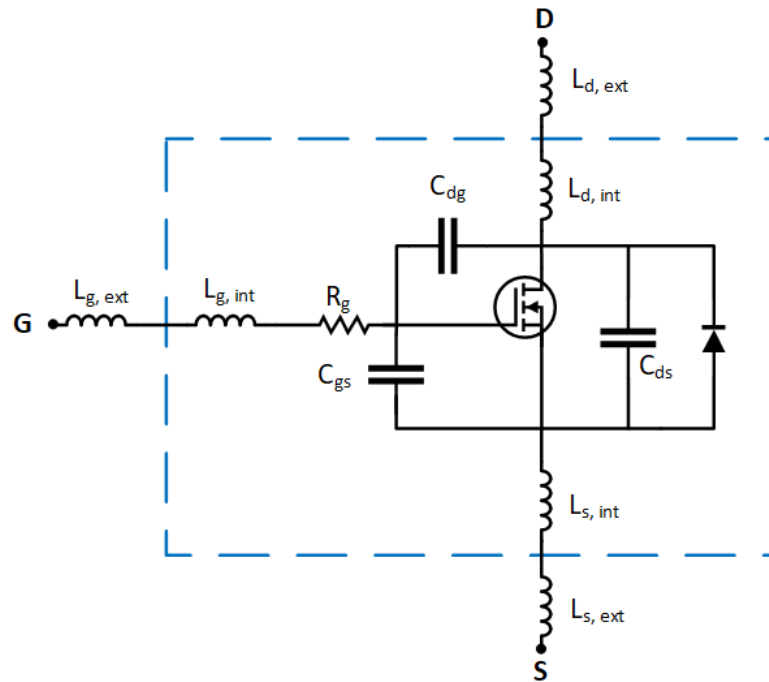


Figura 2.2 – Modelo simplificado de la estructura de un MOSFET SiC con elementos parásitos internos y externos.

Atendiendo al modelo simplificado presentado en la Figura 2.2, los elementos parásitos tomados en consideración son: las capacidades entre terminales del MOSFET (C_{gd} , C_{ds} y C_{gs}); las inductancias en puerta, fuente y drenador, tanto internas como externas ($L_{g,int}$, $L_{g,ext}$, $L_{s,int}$, $L_{s,ext}$, $L_{d,int}$, $L_{d,ext}$); y la resistencia de puerta (R_g).

La determinación de esos elementos es una de las tareas más importantes y se encuentra con algunas dificultades como intentar precisas el valor de las capacidades parásitas, que son función de los parámetros del transistor y cuya variación depende, entre otros, del voltaje aplicado.

Como se ha dicho anteriormente, estas características intrínsecas de los semiconductores, junto con las especificaciones del circuito en que se insertan determinarán el comportamiento en conmutación representado por sus formas de onda de tensión y corriente en las situaciones de encendido (*turn-on*) y apagado (*turn-off*), y los parámetros asociados a ellas: tensión de alimentación, frecuencia de conmutación, *slew rate*, parásitos asociados al semiconductor o al circuito... Para ello, se pueden encontrar diferentes

enfoques de otros tantos autores: [11] las describe como una función definida por partes; [12][13] proponen modelos analíticos en los que tiene en cuenta los efectos parásitos de alta frecuencia; [14] modela la conmutación por medio de circuitos equivalentes con inclusión de parásitos y teniendo en cuenta las oscilaciones producidas debidas a ellos; [15]–[17] analizan la conmutación de forma experimental, etc.

En todos los casos, las formas de onda de interés son la corriente de drenador, la tensión drenador-fuente y la tensión puerta-fuente; estas son también las formas de onda más relevantes desde el punto de vista de la generación de EMI.

Sea mediante cualquiera de los métodos anteriormente mencionados, y aunque se presenten algunas particularidades en función del tipo de semiconductor empleado, es una convención prácticamente unánime [11]–[13], [15], [16], [18], [19] la definición de las fases por las que pasa la conmutación y cuya forma simplificada se puede ver resumida en la Figura 2.3

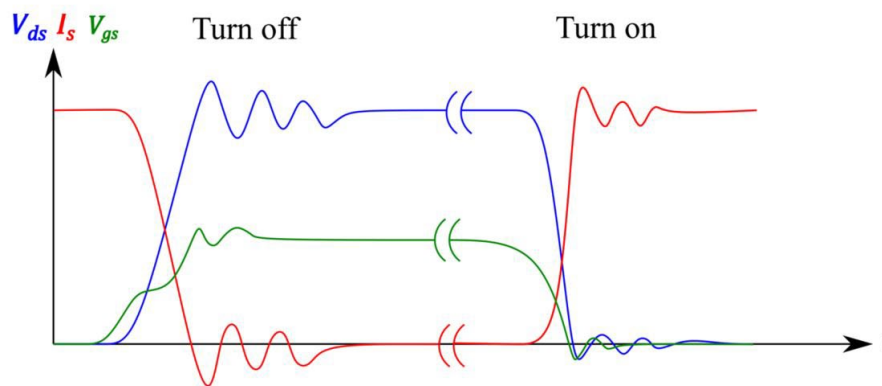


Figura 2.3 – Características temporales de las formas de onda de conmutación básicas de tensión y corriente.

Durante el *turn-on*, se pueden diferenciar las siguientes fases: 1) retraso de encendido, determinado por el tiempo que tarda en cargarse la capacidad de entrada (la combinación en paralelo de C_{gd} y C_{gs}) de forma que la tensión de puerta V_{gs} llegue a la tensión umbral; 2) incremento de corriente, con el transistor trabajando en región óhmica o en saturación en función del valor de la inductancia de drenador, cuando la superación de la tensión umbral hace que la corriente de drenador comience a crecer y la tensión drenador-fuente empiece a bajar; 4) modo de operación ON, donde se incrementa la tensión puerta-fuente, la corriente de drenador se mantiene constante y la tensión drenador-fuente v_{ds} queda fijada.

De manera similar, pero prácticamente a la inversa, el *turn-off* o apagado también consta de una serie de fases: 1) retraso de apagado; 2) incremento de tensión; 3) decremento de corriente; 4) modo de operación OFF.

Cabe destacar también una de los efectos recogidos en la literatura como es el del *false turn on* (también recogido como *low side false turn on*, *dv/dt induced false turn on* o *cross talk*). Se trata de un caso característico en que, del modo en que se ilustra en la Figura 2.4 el switch activo de la rama de conmutación se enciende y la tensión drenador-fuente del switch de la parte baja crece rápidamente. Esto provoca la creación de una corriente de desplazamiento a través de la capacidad de Miller (C_{gd}). Si debido a ello la tensión puerta-fuente supera el valor umbral de encendido del transistor de la parte inferior de la rama de conmutación, este también se enciende provocando un cortocircuito en dicha rama con las consecuencias que ello acarrea, como son las pérdidas y la posibilidad de dañar los transistores, debido a los grandes valores de sobretensión y sobreintensidad que se pueden llegar a producir.

Con los antecedentes que establecen la importancia que tienen las grandes variaciones de tensión y corriente en la generación de EMI, es presumible que la aparición de un caso de *false turn-on* sea desencadenante de un mayor nivel de emisiones conducidas y/o radiadas. Se considera además un caso de especial interés, habida cuenta de que la proliferación de sistemas basados en semiconductores WBG puede hacer que este fenómeno sea más frecuente (por trabajar con valores mayores de dv/dt , causante del efecto).

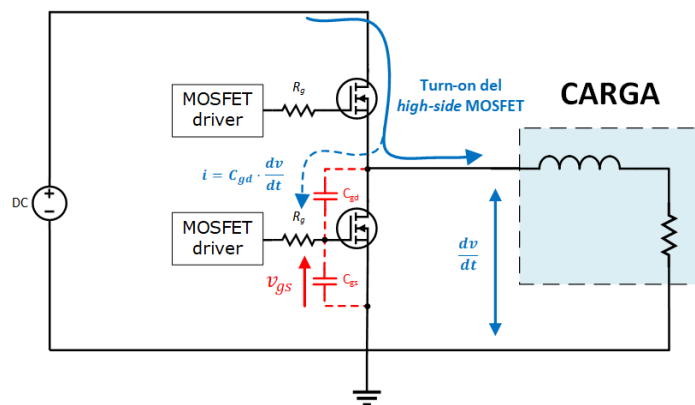


Figura 2.4 – Proceso de aparición de *false turn-on*.

2.1.2 Oscilaciones

El fenómeno de las oscilaciones resulta inherente a la conmutación de los dispositivos de potencia por fenómenos de resonancia, típicamente, entre capacidades e inductancias parásitas, lo que conduce a efectos oscilatorios subamortiguados [20]. Este fenómeno puede desembocar en un perjuicio para el propio dispositivo en conmutación (por producirse sobretensión/sobreintensidad), además de ser otra fuente de EMI al alterar el espectro de emisión. Por tanto, este ha comenzado a ser uno de los puntos de estudio de

los últimos años, junto con la influencia de los parásitos en la velocidad de conmutación o las pérdidas de conmutación.

La influencia de los parásitos en los fenómenos oscilatorios es abordada por [16][19][22][29], alcanzando conclusiones similares. Tal y como se ha visto en el apartado 2.1.1 estas oscilaciones tienen lugar en determinados momentos de la conmutación. El estudio realizado abarca tanto el encendido como el apagado de los *switches*, y las formas de onda analizadas son las correspondientes a la tensión drenador-fuente (V_{ds}), la tensión puerta-fuente (V_{gs}), la corriente de drenador (I_d) y la corriente de puerta (I_g).

Por ejemplo, está el caso de la inductancia parásita del lazo de puerta, L_{GS} , que resuena con la capacidad de entrada del MOSFET y provoca una oscilación en la tensión V_{GS} , más apreciable en el *turn-off*, pero que no alcanza de forma apreciable a la tensión drenador-fuente y a la corriente del drenador. En cualquier caso, se recomienda que su valor sea pequeño.

El efecto de la inductancia de lazo principal de conmutación es mayor. Produce efectos en V_{gd} , V_{ds} e I_{ds} , mayores en tanto en cuanto se incrementa el valor de la inductancia.

La última inductancia parásita asociada al MOSFET y que se debe tener en cuenta es la de fuente común, L_{SS} , que actúa en la realimentación del circuito de conmutación. Su efecto es el de contrarrestar las oscilaciones generadas por L_{DS} . A cambio, aumentan las pérdidas de conmutación al disminuir el *slew rate* de la corriente de drenador.

En cuanto a los elementos que pueden amortiguar estas oscilaciones los que se encuentran en el lazo de puerta, tales como la resistencia de puerta R_G , la resistencia interna de puerta del MOSFET o la resistencia de salida del *driver* del MOSFET, adquieren mayor importancia, consiguiendo este efecto a costa de incrementar las pérdidas de conmutación (al igual que antes, por aumentar el tiempo de conmutación); por contra, los elementos del lazo de conmutación son mucho menos relevantes.

La otra parte que provoca las oscilaciones son las capacidades parásitas. Entre todas ellas, la que está entre drenador y fuente, es la principal, afectando tanto en el encendido como en el apagado del transistor.

2.1.3 Espectro asociado

Como ya se ha adelantado en la definición de los conceptos preliminares en el apartado 1.3, el interés de haber estudiado las características de conmutación reside en tratar de relacionar los eventos en el tiempo con el espectro creado para conocer aquellas componentes o intervalos frecuenciales que hay que tratar de atenuar o cancelar.

De cara a analizar el espectro de estas ondas de conmutación, tal como se ha apuntado en el apartado 1.3.2, la transición entre ON y OFF (o viceversa) se puede considerar de forma aproximada como una pendiente constante (determinada por el tiempo de transición: *rise time* o *fall time*). De este modo, todas estas ondas de conmutación se pueden asemejar a señales trapezoidales cuyo espectro viene determinado por:

$$V(f) = \frac{2A\tau}{T} \left| \frac{\sin(\pi f\tau)}{\pi f\tau} \right| \left| \frac{\sin(\pi f t_r)}{\pi f t_r} \right| \quad (2.1)$$

donde la magnitud del espectro y las frecuencias de corte o puntos de inflexión donde varía la pendiente de la envolvente vienen fijados por la amplitud de la señal (A), rise-time y fall time (t_r), periodo (T) y anchura del pulso (τ).

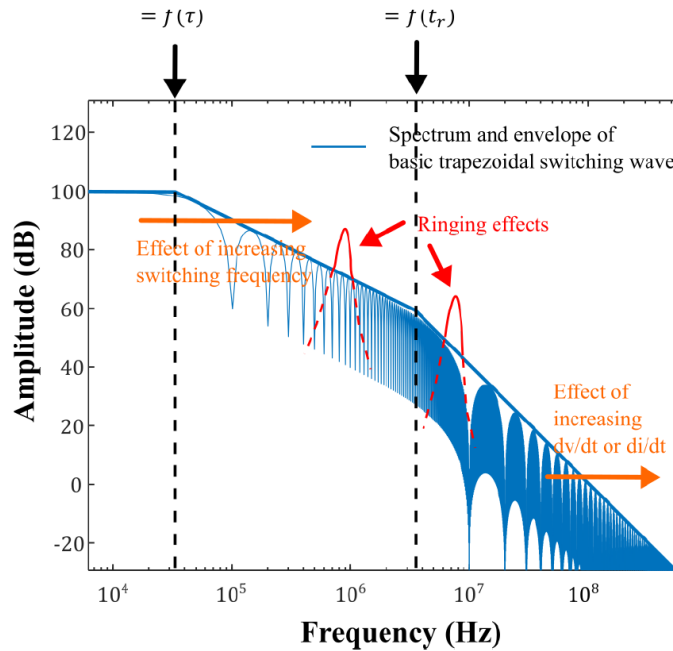


Figura 2.5 – Representación asintótica del espectro de una onda de conmutación.

Esta representación asintótica es válida también para representar los efectos que produce la corriente inversa de recuperación del diodo (*reverse recovery*) en los transistores, tal y como hace [22], que presenta la corriente del diodo como una trapezoidal seguida de la triangular que corresponde a la corriente inversa, que no es más que un caso particular de una señal trapezoidal. En ese sentido [22] concluye que son dos los factores fundamentales que van a afectar a la forma del espectro: el tiempo que tarda esa corriente en volver a cero (*snappiness*, t_{fb}) y el valor de pico de la amplitud de la corriente.

Diversos autores tratan de añadir sobre la forma de onda temporal básica o simplificada los efectos de las resonancias provocadas por la excitación de los parásitos [23][24][25] o

efectos que se puedan producir como el *crosstalk* o *false turn on* [26], y de ver su translación tanto en tiempo (*overshoots* y *ringings*) como en frecuencia (aparición de picos en el espectro).

En concreto, [27] propone un método gráfico para calcular la envolvente del espectro de forma asintótica, pero limita la aplicación a ejemplos simples como una onda cuadrada, o una *smoothing function*.

Middlestaedt et al. en [28][29] analiza el transitorio de *turn-on* y *turn-off* de un MOSFET de manera separada y lo relaciona con sus características de radiación, pero lo hace a través del empleo de la FFT, lo que es desaconsejado en la literatura para el caso de señales no estacionarias, y obteniendo un análisis cualitativo de las características espectrales. Algo similar ocurre en el caso de [25], que relaciona el ringing en las señales de conmutación temporales con las frecuenciales a través de medidas experimentales realizadas con osciloscopio, dando a entender que dicho análisis espectral se realiza directamente con el osciloscopio empleando la FFT.

Por otra parte, [24] incluye en su representación espectral el efecto de un ringing en la señal de voltaje, pero se trata de una simulación. [23] descompone la señal de conmutación en una onda básica trapezoidal más dos efectos adyacentes (*ZVS* y *ringing*), pero lo hace solo en el caso de la tensión entre drenador y fuente y no queda claro cómo se realiza dicha descomposición de posteriormente da como resultado el espectro.

Finalmente, [26] hace referencia a una de los fenómenos que pueden suceder durante la conmutación como es el *crosstalk* o *false turn on*, pero solo lo analiza en el dominio del tiempo, sin evaluar su impacto en el espectro.

2.2 Modelos de simulación y predicción de EMI

No resulta una labor sencilla realizar una clasificación de los modelos existentes, habida cuenta de que no se puede establecer una clasificación única, sino que solo se puede hablar de características de los modelos. Un mismo modelo contará con o carecerá de algunas de dichas características, como pueden ser: 1) descripción física o comportamental; 2) capacidad de predicción; 3) simulación en el dominio del tiempo/en el modelo de la frecuencia.

2.2.1 Clasificación general de modelos

2.2.1.1 Físicos / comportamentales

Numerosas referencias dentro de la literatura [30]–[35] recogen esta como la primera distinción entre modelos. Los modelos físicos son alimentados con los datos provenientes de las medidas en bancos de ensayo o la información de las hojas de especificaciones de los componentes. Para los semiconductores de potencia, estos modelos basados en la física de los dispositivos describen sus características de conmutación mediante ecuaciones diferenciales no lineales y de orden elevado, y los representan mediante circuitos equivalentes de parámetros concentrados. También los elementos de interconexión se pueden modelar mediante componentes pasivos *RLC*.

El hecho de estar más cerca de la realidad física del dispositivo los hace más precisos en la predicción de EMI, y las distintas partes se pueden modelar como componentes individuales que posteriormente se integran para formar el sistema. Sin embargo, la literatura recoge que el modelo se va haciendo cada vez más complicado a medida que aumenta el número de semiconductores que interviene y se eleva la frecuencia de trabajo. Puede suceder que los simuladores tengan problemas de convergencia haciendo difícil su utilización a nivel de sistema.

Por otro lado, los modelos comportamentales pretenden solventar los problemas de los modelos físicos mediante el uso de “cajas negras”, es decir, obteniendo modelos basados en circuitos equivalentes que puedan producir las mismas formas de onda que los circuitos originales.

Los modelos comportamentales representan los sistemas de potencia como redes de una o dos puertas, compuestos por impedancias que representan las vías de propagación y los elementos parásitos, y fuentes de tensión o de corriente. Se emplea una representación similar al equivalente de Thévenin o de Norton, y esto evita la necesidad de conocer la estructura interna de dichos dispositivos de potencia. La clave reside en la obtención de dichas impedancias y fuentes, para la que la literatura propone diversos métodos, que serán abordados en el apartado 2.2.2.

El uso del concepto de equivalentes es extensible a sistemas lineales y no lineales, variantes e invariantes con el tiempo. En el dominio de la frecuencia, sin embargo, las impedancias están definidas solo para sistemas lineales e invariantes, limitación que hay que tener en cuenta.

Es relativamente sencillo trabajar con estos modelos en el dominio de la frecuencia, lo que agiliza el procesamiento y cálculo de la EMI. La precisión del modelo vendrá determinada y limitada por las simplificaciones que se realicen (información sobre los instantes y la

forma de conmutación, forma de tomar en consideración la impedancia interna del dispositivo, adaptación a los cambios en el punto de operación...).

2.2.1.2 Capacidad de predicción

En sentido estricto, se consideran modelos predictivos aquellos que permiten cuantificar la EMI sin realizar medidas [36]–[38]. Aunque para la elaboración del modelo sea necesaria la realización de experimentos que determinen alguno de los parámetros del mismo, se acepta dentro de esa categoría a los que son capaces de predecir el comportamiento del sistema en condiciones diferentes a las que originaron el modelo.

La capacidad de predicción del modelo desarrollado será mayor en tanto en cuanto se aproxime a explicar los mecanismos de generación de dicha EMI. No resulta una tarea sencilla teniendo en cuenta la complejidad de dichos mecanismos y la cantidad de elementos que pueden intervenir en dicha generación. Por lo tanto, puede no ser inmediato relacionar los efectos que se observan en la EMI medida con un elemento o parámetro en concreto dentro del circuito o el sistema que haya generado dicha EMI. Todo ello puede tener como consecuencia la limitación de la capacidad de predicción del modelo; dicho de otra manera, que el modelo no tenga una validez general para diferentes condiciones de trabajo.

2.2.1.3 Dominio del tiempo / Dominio de la frecuencia

Los modelos en el dominio del tiempo emplean generalmente algún tipo de software de simulación (*PSPICE*, *LTSpice*, *Saber*...) que incluye el dispositivo de potencia y sus parásitos en el circuito, y el espectro del ruido es obtenido posteriormente mediante la transformada de Fourier. Esta simulación en el tiempo requiere de un paso de simulación muy pequeño, del orden de nanosegundos, para simular con precisión y exactitud el transitorio de conmutación. Eso hace al método computacionalmente muy costoso.

Por su parte, los modelos en el dominio de la frecuencia representan las fuentes de ruido por medio de generadores equivalentes (de tensión o corriente) que representan el comportamiento del semiconductor durante la conmutación; y los caminos de propagación se modelan por medio de impedancias. Los modelos y la simulación en el dominio de la frecuencia son computacionalmente menos costosos. Prácticamente, se pueden emparejar con los modelos comportamentales.

2.2.2 Modelado basado en circuitos equivalentes

El modelado comportamental basado en circuitos equivalentes y concatenación de módulos ha sido y es muy empleado, y presenta algunos elementos comunes a todos los

modelos como son la identificación de las fuentes de EMI y la definición de las vías de propagación.

Las primeras referencias al análisis en el dominio frecuencial recogen la posibilidad de trabajar directamente con los conceptos de función de transferencia, vías de propagación y fuentes de ruido. El problema reside en la precisión del método, que autores como [39] consideran que puede ser válido a bajas frecuencias y para el DM en algunos dispositivos, pero que resulta fallido a altas frecuencias si no establece ninguna conexión entre los parásitos asociados a las fuentes de ruido y las vías de propagación de dicho ruido, o incluso en bajas frecuencias para sistemas con tipologías y esquemas de modulación complejos.

Entre algunas de las primeras referencias que realizan el análisis en el dominio frecuencial y establecen una metodología para obtener un modelo comportamental y predictivo se encuentran [39][40].

[39] parte del modelado del ruido en DM de un *chopper* monofásico. El autor obtiene el espectro de la tensión de ruido en modo diferencial sin más que multiplicar el espectro de la fuente de corriente por la impedancia de transferencia correspondiente a la vía de propagación del ruido, que se obtiene de la resolución del circuito equivalente.

Con ese punto de partida, trata de aplicar el mismo método sobre el inversor trifásico, subdividiendo su funcionamiento en seis subcircuitos. Se obtiene para cada brazo del inversor un modelo que puede ser resuelto en el dominio de la frecuencia.

El cálculo del ruido total que se genera y se mide en la LISN deriva finalmente en una expresión de la forma:

$$V_{dm}(f) = \sum_{k=a,b,c} I_k(f)Z_k(f) \quad (2.2)$$

donde los subíndices $k = a, b, c$ corresponden a cada uno de los subcircuitos.

Por su parte, [40] hace extensivo este método al estudio y predicción del ruido en CM. Respecto al caso de DM visto anteriormente, la representación de la corriente de ruido se mantiene, y se debe añadir la fuente de tensión de ruido en CM encargada de llevar la corriente por las vías de propagación de dicho modo. Estas vías de propagación las constituyen las capacidades parásitas.

Por su parte, Liu y otros abren una línea de trabajo en [34][41][42] con la elaboración de un modelo en el dominio de la frecuencia que simula y prueba con un convertidor IGBT de medio puente. La fuente de ruido se representa como una fuente Thévenin (generador +

impedancia), mientras que el camino de propagación se modela como un cuadripolo de parámetros Z , obtenido a través de medidas experimentales. Para la obtención del modelo completo de la fuente de EMI, es necesario conocer dos conjuntos de corriente y tensión de ruido en los terminales de la LISN, lo que se hace definiendo dos vías de propagación diferentes.

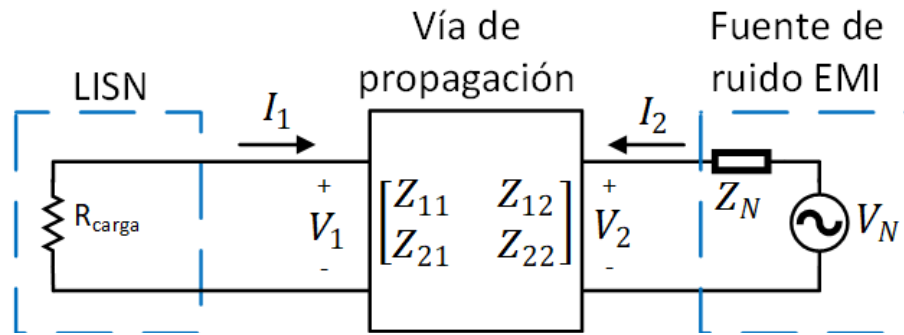


Figura 2.6 – Modelo de generación de ruido EMI para emisiones conducidas basado en fuente de ruido y cuadripolo de parámetros Z .

Después, [41] extiende el trabajo anterior a un convertidor DC-AC en medio puente, para la elaboración de modelos para el CM y el DM, para demostrar que el método empleado es independiente del tipo de dispositivo y el esquema de modulación empleados.

Finalmente, [34] generaliza el método para una rama en conmutación con dos semiconductores y lo engloba dentro del término *Module-Terminal-Behavioral* (MTB), definiéndolo como un modelo en el que la fuente se caracteriza mediante un equivalente Norton de tres terminales como el que se muestra en la Figura 2.7, y que caracteriza la EMI de un dispositivo para unas condiciones de conmutación específicas.

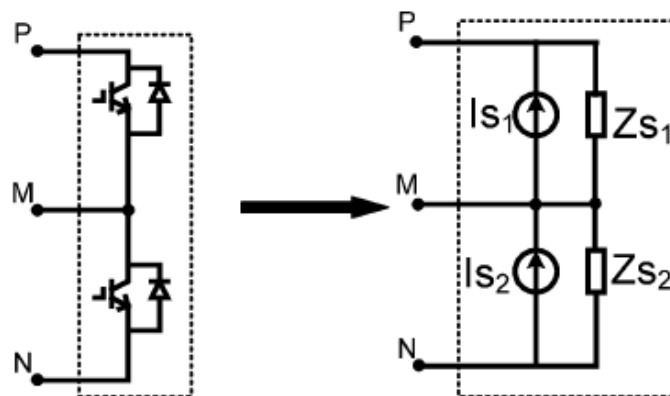


Figura 2.7 - Circuito equivalente Norton para una rama de conmutación [34].

Desarrolla el modelo en 3 pasos: 1) obtención de las matrices de impedancias para las dos vías de propagación seleccionadas; 2) cálculo de las tensiones y corrientes en los

terminales de la LISN para cada una de las vías de propagación; 3) obtención de las fuentes de corriente e impedancias del equivalente Norton.

La validez del modelo está limitada por el mantenimiento de las condiciones del sistema y, principalmente, las de conmutación del convertidor: tensión, corriente, circuito de puerta, frecuencia de conmutación, vías de propagación y temperatura.

Los parámetros Z son empleados también por Costa, que modela el ruido en CM de un sistema inversor-motor [43]. Para realizar el modelo, supone que las corrientes en CM se deben exclusivamente a la fuente de tensión CM, sin que exista acoplamiento entre modos. Sin embargo, esto no es así en todos los casos y llevará al desarrollo de técnicas para intentar minimizar la existencia de modos acoplados. Cada uno de los cuadripolos de parámetros Z se obtiene mediante medidas con analizador de impedancias o analizador de redes.

Una vez calculados los parámetros Z de todos los cuadripolos, la corriente en CM en cualquier punto del sistema se calcula sin más que relacionar tensiones, corrientes e impedancias.

También Baisden propone en [44][45] un método de modelado similar, generalizándolo para un sistema de n terminales y planteando un modelo *black-box* que puede ser usado bajo condiciones variables de algunos parámetros como la impedancia de fuente, siempre y cuando no cambie el punto de operación del sistema.

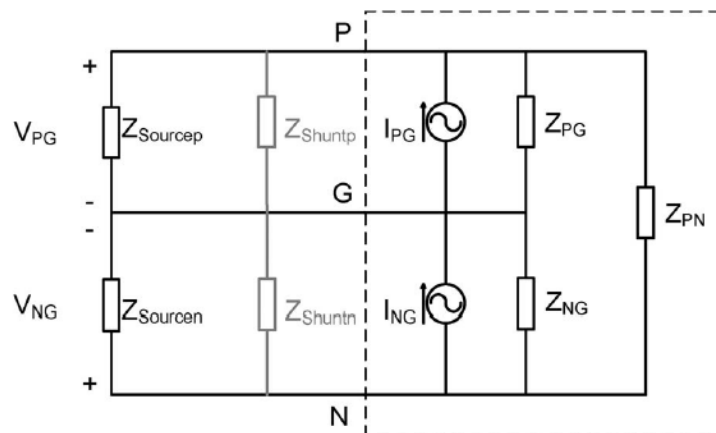


Figura 2.8 - Circuito equivalente del modelo con tres terminales [45].

Más recientemente, y tomando en cuenta los trabajos anteriores, [30][33] amplía la usabilidad de esta forma de modelado a sistemas cargados (con una carga a la salida del mismo), frente a los modelos anteriores que eran modelos no cargados. La mayor diferencia radica que los modelos terminados no son capaces de predecir los cambios en la EMI de uno de los puertos del sistema (entrada o salida), si hay cambios en el otro

puerto. Dicho de otra manera, la carga situada a la salida del sistema de potencia debe ser fija, para poder tener una predicción de EMI precisa.

En este caso, el *driver* del motor es modelado mediante un cuadripolo de parámetros Z y dos fuentes de tensión, como se ve en la Figura 2.9. P y N representan los terminales

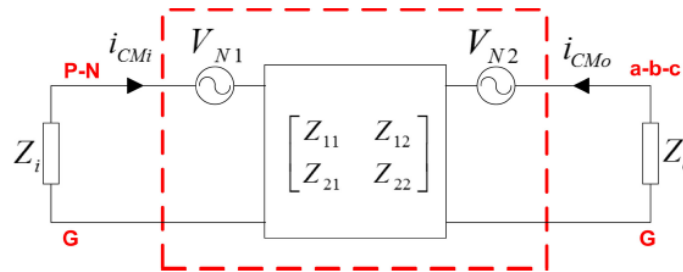


Figura 2.9 – Modelo de dos puertos del *drive* del motor [33].

positivo y negativo a la entrada del puerto 1; a , b y c representan cada una de las tres fases del motor a la salida del puerto 2.

La investigación en modelos comportamentales sigue teniendo recorrido, ahora con su aplicación a sistemas basados en semiconductores WBG. En esta línea se halla el trabajo de Sun [31][35], que elabora sendos modelos comportamentales predictivos, aplicados a inversores trifásicos basados en SiC y GaN, que alimentan un motor.

Sun trata de hacer frente a una de las carencias de los trabajos anteriores, como era dejar de un lado los efectos cruzados entre DM y CM, cuya aparición es más probable cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación.

De este modo, en [35] el autor propone un modelo para el DM con posibilidad de predecir EMI hasta 30 MHz. A partir del modelo elaborado por Bishnoi, comprueba si esa técnica de modelado es válida al pasar de dispositivos Si a dispositivos SiC en un inversor trifásico.

Para incluir en el modelo de DM los efectos cruzados del CM en este sistema trifásico, el autor plantea un modelo con seis fuentes y seis impedancias que, tras algunas simplificaciones que agrupa los elementos que están en paralelo, se muestra en la Figura 2.10. Z_{PG} y Z_{NG} contienen la influencia de las capacidades parásitas conectadas a tierra, y Z_{IN} recoge el efecto de la capacidad del bus DC. La extracción de los valores del modelo se realiza experimentalmente, tanto en el caso de las fuentes de ruido como en el de las impedancias, que se realiza a través de medidas con analizador de impedancias o analizador de redes.

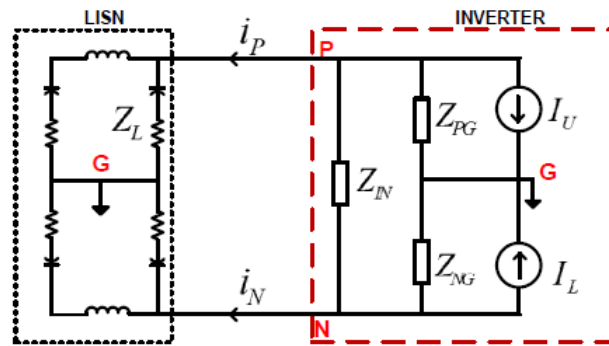


Figura 2.10 – Modelo para el ruido DM incorporando acoplamiento del ruido CM [35].

Se prueba este modelo que tiene en cuenta el *mixed-mode*, acreditando su fiabilidad hasta 30 MHz. El modelo y la metodología para su extracción son aplicables para otras tipologías simétricas; en el caso de tipologías asimétricas, su validez viene limitada por la determinación de la causa del acoplamiento entre modos: si se debe a un desequilibrio de impedancias, el modelo será utilizable.

Para el caso del CM, en [31] incide en el desarrollo de un modelo que pueda recoger las características de alta frecuencia de los sistemas basados en semiconductores WBG, y en el procedimiento para obtener las fuentes de ruido y la red de impedancias. Para ello, emplea la misma estructura que había hecho anteriormente Bishnoi con dos fuentes de ruido y un cuadripolo de parámetros Z . El procedimiento de obtención de los parámetros del modelo es similar al de casos anteriores, con la medición de impedancias con el circuito no alimentado. En el caso de las fuentes de ruido, se deben medir las corrientes de ruido a la entrada y a la salida, i_{CMi} e i_{CMo} , simultáneamente al insertar “choques” a la entrada y salida del inversor, Z_{CMi} y Z_{CMo} . Esta medición es denominada por el autor como *series test*. Adicionalmente, y para mejorar la precisión en la estimación de las impedancias del inversor, lleva a cabo otra medición denominada *shunt test*, en el que se vuelven a medir las corrientes, con valores de impedancia Z_{CMi} y Z_{CMo} mucho menores que los Z_{ij} .

Este modelo es aplicado al caso de sendos inversores trifásicos: uno basado en SiC, que conmuta a 70 kHz; otro basado en GaN, que conmuta a 500 kHz. En ambos casos el autor afirma que el modelo es capaz de predecir EMI en todo el rango frecuencia de EMI conducida, desde 150 kHz hasta 30 MHz.

Siguiendo esta senda basada en modelos comportamentales, y que resulta más o menos común en la mayoría de los casos, Brovont, Lemmon y otros abren en [37], [45]–[48], [59] una nueva vía de investigación donde realizan un análisis del modo común consistente en generar los circuitos equivalentes para el CM, conectarlos para formar un sistema y caracterizar las formas de onda de tensión en CM. A partir de ahí elaboran un modelo predictivo de EMI conducida.

En primer lugar, y a partir de la redefinición de las tensiones y corrientes en modo común y en modo diferencial establecen en [46] un método para la obtención de circuitos equivalentes de las distintas partes que componen el sistema de potencia a partir de sus respectivos modelos en DM. Posteriormente, en [47] cuantifican el acoplamiento entre CM y DM presente en sistemas asimétricos, extendiendo el trabajo hecho previamente y trabajando con sistemas que no necesariamente deben tener simetría respecto a tierra.

En [49] propone un método para descomponer las emisiones conducidas en *mixed-mode* en sus componentes común y diferencial, por medio de matrices de transformación. Posteriormente, en [50] se aplica dicho método de descomposición a una topología basada en un *buck converter* no aislado.

Finalmente, Lemmon en [51] emplea dicho modelo para reafirmar toda la línea de trabajo anterior, y con él predecir y comparar con los resultados obtenidos empíricamente en el rango 10 kHz – 30 MHz.

2.2.3 Análisis y modelos para la predicción de EMI radiada

Las fuentes de EMI radiada y la forma de modelar la radiación en campo lejano han sido tratadas con mucho menor detalle en la literatura si se compara con la EMI conducida. Aun así, existen modelos que abordan el problema de distintas maneras, algunos de los cuales se citarán brevemente a continuación.

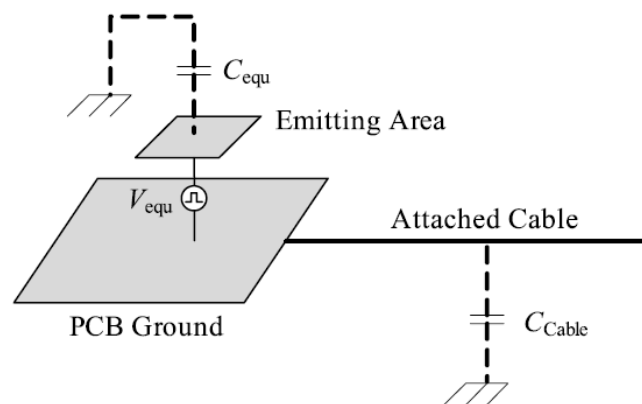


Figura 2.11 - Modelo para la estimación de emisión en campo lejano de un convertidor [52].

En [52] Chen considera que la radiación de un convertidor en campo lejano se puede estimar modelando el sistema como una antena excitada por una fuente de tensión, que es la que genera el campo eléctrico que inducirá la corriente CM en el cable, como muestra la Figura 2.11. La superficie emisora representa a todas las estructuras radiantes a potencial distinto de GND.

Se debe caracterizar el convertidor como una fuente de campo eléctrico, lo que se consigue por medio de medidas en una celda TEM siguiendo el procedimiento descrito por Deng en [53][54].

Una vez obtenidos los parámetros del modelo, simula la radiación en campo lejano para tres longitudes de cables distintas. En ambos casos se observa la influencia de la longitud de los cables en el pico de frecuencia de la señal radiada, que se desplaza a valores más altos para cables más cortos.

Icheln en [55] es una de las primeras referencias en las que se puede hallar un método para extrapolar los resultados de las medidas de campo cercano. Para ello, mide en 6 puntos diferentes de la superficie una esfera imaginaria de radio $d = 0,3$ m (que esté en campo cercano), y en cada uno de ellos repite el ensayo para tener en cuenta dos polarizaciones. Mediante una transformación, predice el campo lejano a una distancia de 10 m (distancia estándar empleada en las pruebas de conformidad).

También Gao en [56] realiza la predicción de los valores en campo lejano usando solo medidas de campo magnético cercano (la componente tangencial) sobre una superficie arbitrario. Para poder extraer la expresión para el campo eléctrico a partir de la del campo magnético emplea el método de elementos finitos. Se basa en el principio de equivalencia de Huygens, definiendo una superficie arbitraria que encierre las fuentes reales, y definiendo sobre ella las fuentes equivalentes que producirán la misma radiación que las originales. El propio autor apunta la dificultad para poder definir una superficie de Huygens adecuada, o que se trata de un método de banda estrecha, que no abarca todo el rango de EMI/EMC salvo que se divida el espectro en bandas frecuenciales más pequeñas y se resuelva el problema para cada una de ellas.

Zhang estudia en [57] la EMI radiada para el caso de convertidores aislados que representa como una fuente de tensión de ruido V_s en serie con una impedancia equivalente $R_s + jX_s$, que simboliza la impedancia en CM del convertidor, tal y como se observa en la Figura 2.12.

Propone el modelo de radiación general de la Figura 2.13 para el que el máximo campo eléctrico se calcula como:

$$E_{max} = \sqrt{\frac{\eta G_0}{4\pi r^2}} \cdot \frac{|V_s| \sqrt{R_A}}{\sqrt{(R_A + R_s)^2 + (X_A + X_s)^2}} \quad (2.3)$$

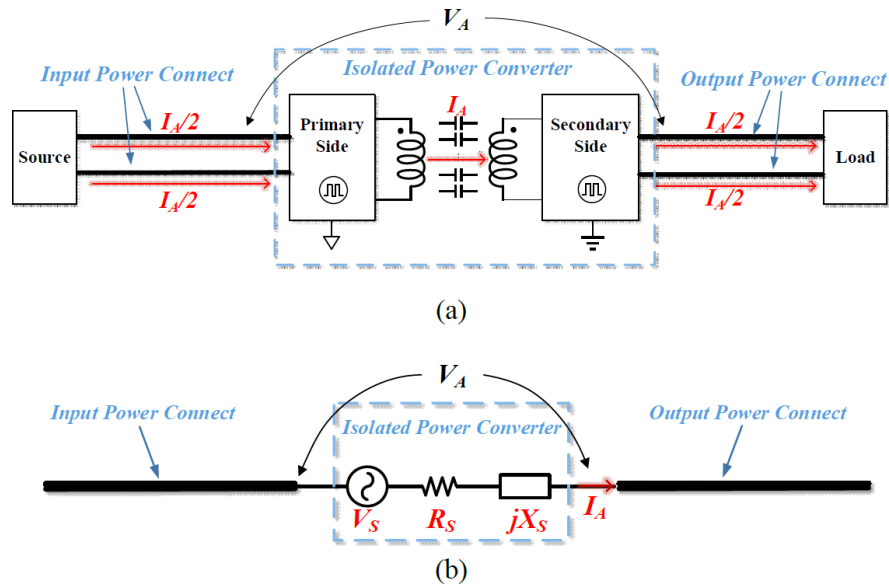


Figura 2.12 - Mecanismo de radiación de un convertidor aislado: a) flujo de corriente CM por la capacidad parásita entre el bobinado del transformador; b) modelo equivalente [57].

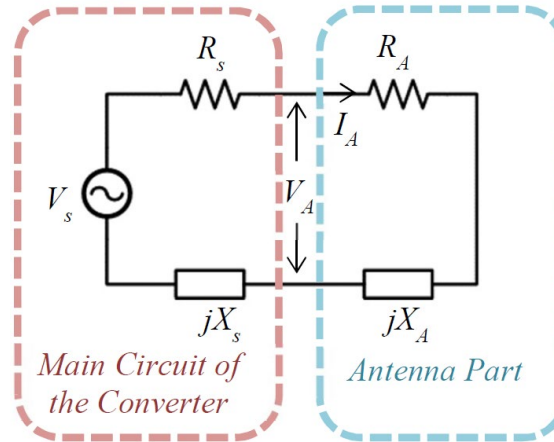


Figura 2.13 – Modelo de radiación para un convertidor aislado [57].

De modo similar, en [58], Yao propone un modelo para la radiación de las corriente en CM relacionando tensiones en modo común, impedancia y corrientes aplicado a convertidores *flyback*. Al igual que otros autores, considera que las corrientes CM que circulan por los cables conectados a los convertidores actúan como una antena de dipolo cuya impedancia compleja se puede caracterizar como una reactancia (X_A) correspondiente al campo inductivo del campo cercano, y dos partes resistivas, una de radiación (R_r) y otra de pérdidas (R_L).

Posteriormente, el propio autor desarrolla las técnicas de medida de las corrientes, tensiones e impedancias para el *flyback* converter en [59], y propone una expresión para el cálculo del campo eléctrico una vez conocidos todos los elementos del modelo en [60].

2.2.4 Resumen del estado del arte sobre modelos

De lo analizado en el apartado 2.2 se pueden extraer varias conclusiones. La primera es certificar que la literatura es prácticamente unánime al afirmar que los parámetros clave para obtener un modelo adecuado para la EMI radican en la correcta identificación y caracterización de las fuentes de ruido, así como la definición y modelado de las vías de propagación de dicho ruido, tanto para el caso de emisiones conducidas como para el de emisiones radiadas.

Respecto a la forma de modelado, al igual que sucedía con el estudio de la conmutación de los semiconductores, hay diferentes puntos de vista. Los modelos físicos pueden llegar a realizar una descripción muy precisa del comportamiento de los semiconductores de potencia, pero a medida que aumenta la complejidad del sistema se vuelven muy complejos. Por otro lado, los modelos comportamentales están más alejados de la realidad física de los dispositivos al representar los dispositivos como cajas negras que generan formas de onda análogas a las de los elementos que se están estudiando, pero resultan más manejables cuando el sistema se vuelve más grande y complejo.

En los modelos comportamentales, en los que se ha puesto el foco de atención principal en este capítulo, se observa que una tendencia es caracterizar de manera separada el modo común y el modo diferencial. Presenta la ventaja de simplificar el proceso de modelado, pero la suposición de que no existe ningún tipo de relación e interacción entre modos parece resultar demasiado simple y restar validez a dichos modelos. Esta conclusión se hace tanto más evidente cuando el sistema no es perfectamente simétrico como sucede en algunos convertidores, o cuanto más alta es la frecuencia de trabajo.

En el caso de los modelos correspondientes a emisiones radiadas, aunque el avance realizado hasta el momento sea menor, se observa una tendencia a generar dichos modelos a partir de las medidas en campo cercano y considerando como fuentes emisoras principales los cables que actúan como dipolos eléctricos, y las ranuras y lazos de corriente que lo hacen como dipolos magnéticos. Por tanto, las expresiones empleadas para el cálculo del campo radiado en campo lejano son expresiones basadas en los modelos clásicos de antenas. En cualquier caso, este sigue siendo uno de los temas que será motivo de investigación en el futuro, el modelado y medida de la EMI radiada, junto con el estudio de la influencia que tiene el acoplamiento del campo cercano en dicha radiación.

2.3 Atenuación y cancelación de EMI

Este apartado recopila algunas de las opciones habituales a la hora de hacer frente a la problemática EMI radiada y conducida, y que se pueden englobar en algunos de los siguientes grupos: por una parte, las que tratan de resolver el problema en el origen

atenuando o cancelando la propia generación de EMI; por otro lado, las que dificultan o mitigan la propagación de la interferencia.

2.3.1 Ferritas y *snubbers*

Como se ha comentado en el apartado 2.1, uno de los principales factores para la generación de oscilaciones o *ringing* es la resonancia entre elementos inductivos y capacitivos (típicamente, entre la inductancia del lazo de conmutación y las capacidades parásitas de los semiconductores).

Reducir la inductancia desde la etapa de diseño puede parecer, a simple vista, la forma más directa de disminuir dicho *ringing*; sin embargo, el empleo de ferritas y *snubbers* es una de las soluciones más empleadas, con sus ventajas e inconvenientes. Se trata de una medida atenuadora que debe partir del conocimiento de las características de resonancia de las tensiones y corrientes del circuito.

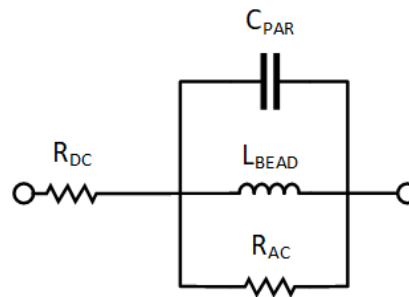


Figura 2.14 – Circuito equivalente simplificado de una ferrita.

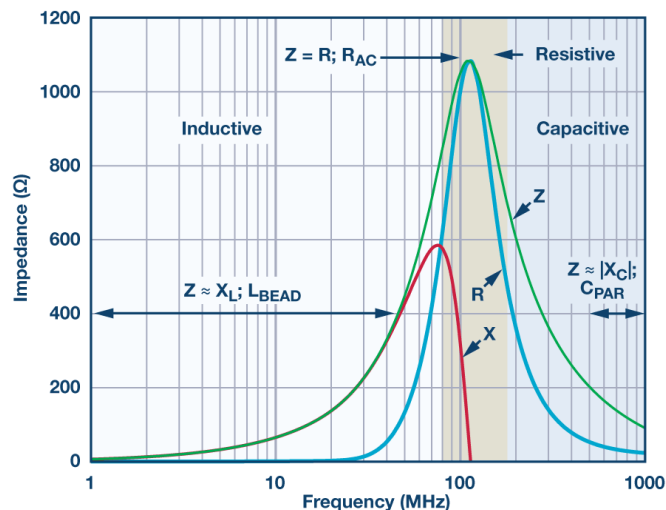


Figura 2.15 - Curvas de impedancia de una ferrita [61].

Frente a otras soluciones como el empleo de un filtro EMI hecho con componentes discretos (bobinas y condensadores), pueden resultar más simples y tener un rango frecuencial de funcionamiento más amplio. Pueden presentar una alta resistividad entre

10 MHz y 1 GHz dando lugar a curvas de resistencia y reactancia dependientes de la frecuencia, tal y como se ve en la Figura 2.15. La respuesta frecuencial variará entre ferritas en función de sus características físicas.

[62][25][61] ya recogen el empleo de ferritas para en SiC MOSFET o SiC JFET, añadiendo que tienen un efecto positivo también sobre las pérdidas de conmutación. El principio del amortiguamiento se basa en la creación de un circuito RLC entre la ferrita, el *layout* del circuito y los elementos parásitos. El aumento de inductancia provoca una reducción en la frecuencia de las oscilaciones, mientras que la resistencia contribuye al amortiguamiento de dichas oscilaciones. También se establecen las condiciones para seleccionar la ferrita: la resistencia R debe ser mayor que la reactancia X_L en el rango de frecuencias del *ringing*.

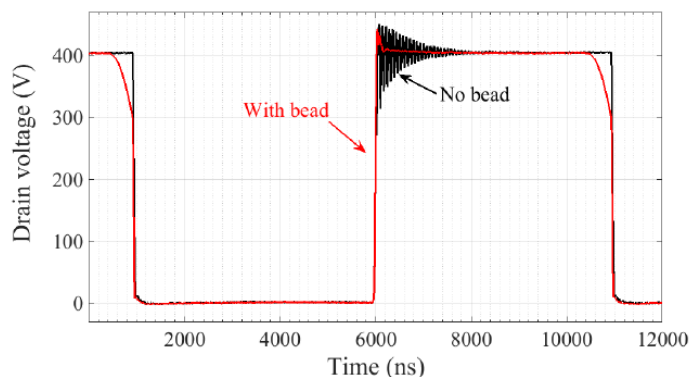


Figura 2.16 – Forma de onda de la tensión de drenador en un SiC MOSFET con ferrita (rojo) y sin ferrita (negro), con una frecuencia de conmutación de 100 kHz [62].

La literatura advierte sobre varios aspectos que se deben tomar en consideración cuando se utilizan ferritas. Por ejemplo, si la corriente de carga es muy elevada, puede saturar la ferrita, lo que la haría ineficaz para amortiguar las oscilaciones [25]. También se debe tener precaución y vigilar si circula por la ferrita alguna componente de corriente DC o de baja frecuencia, que puede llevar a saturación y cambiar el comportamiento en RF, como apunta [63]. Por otro lado, si la elección de la ferrita es inadecuada dicha corriente elevada podría llegar hasta a quemar la ferrita [64].

En el caso de los *snubbers*, se recogen tanto casos de *snubber RC* (serie) como *snubber RL* (paralelo), aunque los primeros son más frecuentes. Su fundamento teórico como elemento atenuador está documentado desde hace años, por ejemplo por [65][66].

Del mismo modo que sucedía con las ferritas, la elección de los valores de R y C será clave en un *snubber*, y entraña cierta dificultad [67]. De este modo, [68] apunta un método rápido para elegir dichos valores que pasa, al igual que en el caso de la ferrita, por medir la frecuencia del *ringing* en el circuito original. Una vez conocido este dato, determina el valor de la capacidad como aquel que hace disminuir la frecuencia del *ringing* a la mitad

del valor original. El valor de la resistencia se deriva de aplicar la expresión conocida de un circuito RLC para conseguir un amortiguamiento crítico, es decir, $R = \sqrt{L/C}$.

Publicaciones más recientes, como [69] combinan el uso de *snubbers* con técnicas de *soft switching* buscando poder tener condiciones de ZVS (*Zero Voltage Switching*) y ZCS (*Zero Current Switching*).

De forma análoga a lo dicho para las ferritas, se deben hacer notar también algunas de las desventajas que puede acarrear su utilización. Así, en el caso del *snubber RC* [67] recoge el peligro de que la inductancia parásita asociada al mismo puede reducir su efectividad, más si cabe en el caso de que la inductancia del lazo de conmutación ya haya sido minimizada. Otra de las desventajas apuntadas por algunos de los autores como [70] hace referencia al efecto que puede tener su inserción en los circuitos sobre las sobretensiones y las pérdidas de conmutación.

2.3.2 Filtros

El diseño de filtros para EMI es un problema recurrente y que sigue vigente en la medida que los cambios en las tecnologías empleadas han supuesto el aumento de la frecuencia de trabajo y la introducción de nuevos materiales en los semiconductores de potencia. En cualquier caso, hay ciertos aspectos esenciales que se mantienen y se deben tener en cuenta.

- **Principio de funcionamiento: desadaptación de impedancias.**

A diferencia de lo que sucedía con ferritas y *snubbers*, en los filtros va a ser importante conocer las impedancias del sistema que van a rodear a dicho filtro y sus características frecuenciales, y ello va a determinar en gran medida la topología del filtro que se vaya a emplear [71][72].

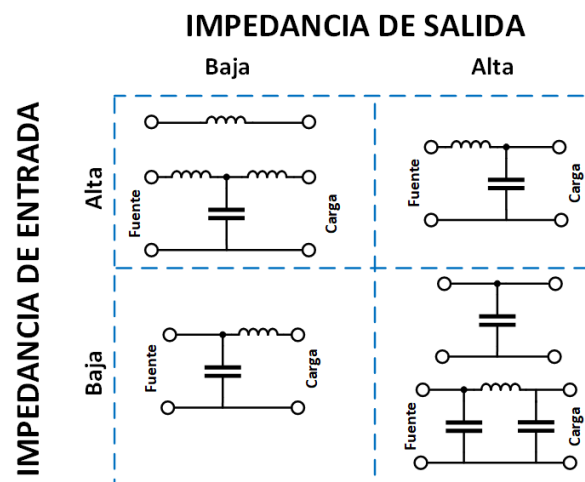


Figura 2.17 - Topología del filtro en función de la desadaptación de fuente y carga.

La Figura 2.18 muestra la topología más adecuada para los casos en que el filtro es colocado entre fuente y carga con diversos niveles de impedancia. Como «regla del pulgar», se puede ver que el primer elemento del filtro (el más cercano a fuente o carga) será, por regla general, aquel que produzca mayor desadaptación de impedancias.

De modos similar, [72] recuerda la importancia de la orientación de los elementos, ya que un filtro de un mismo orden y misma frecuencia de corte tendrá diferente función de transferencia según sea la orientación seleccionada, tal y como se aprecia en la Figura 2.18.

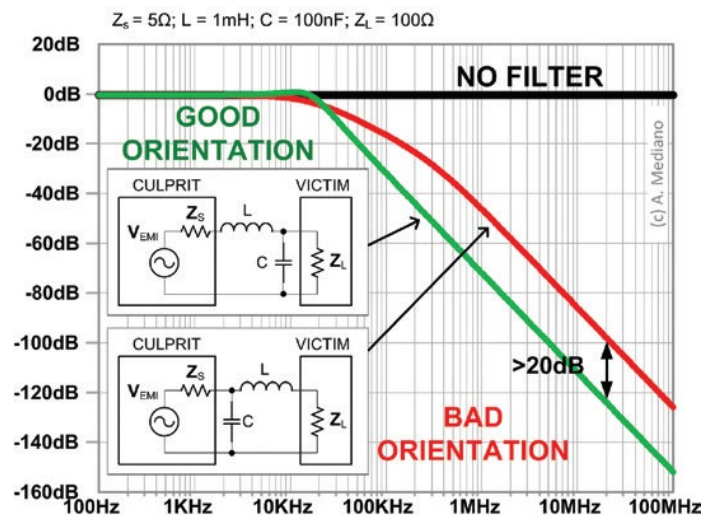


Figura 2.18 – Influencia de la orientación de los elementos en la eficiencia del filtro [72].

- **Filtros para modo común y modo diferencial.**

Otro aspecto muy importante a la hora de diseñar los filtros es ver si su ámbito de aplicación o efecto se produce sobre el ruido en CM y/o el ruido en DM. Como se ha mencionado en el Capítulo 1, los mecanismos de generación, propagación y acoplamiento son diferentes para ambos, lo que supone un tratamiento diferenciado.

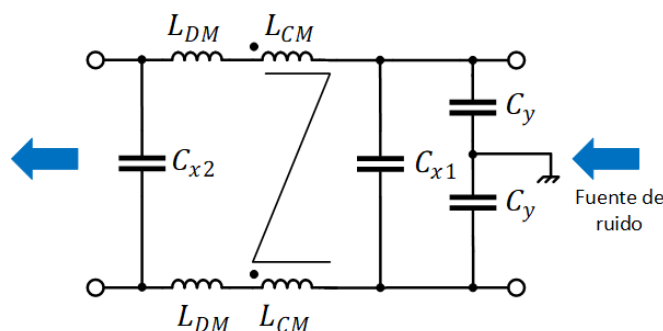


Figura 2.19 - Topología genérica de un filtro EMI.

[73][74] muestran una topología genérica para los filtros EM, que se reproduce en la Figura 2.19 - Topología genérica de un filtro EMI. Figura 2.19, donde existen componentes dedicados específicamente al modo diferencial (C_x) y otros dedicados al modo común (C_{x1} y C_{x2}), junto con componentes destinados a tratar los dos (C_y). Tal y como apuntan algunos autores como [75], el efecto inductivo para el DM se puede conseguir a partir del *leakage* de la bobina del CM. Si esto no es suficiente, existirá una bobina de DM dedicada.

En función del ámbito de aplicación su empleo puede venir determinado por la normativa, como es el caso de los filtros de red (*AC mains powers filter*) o filtros EMI, que están certificados y que deben proporcionar un nivel de seguridad considerado suficiente para evitar efectos indeseados como choque eléctrico o fuego.

- **Tamaño y peso del filtro / Densidad de potencia.**

Los filtros EMI pueden suponer hasta el 30 % del peso total de un convertidor [73], por lo que se debe tratar optimizar la densidad de potencia.

En cuanto a los valores de los componentes, [73][75] acotan los mismos. Para el caso del filtro en CM, la capacidad de los condensadores viene limitada por la corriente de fugas máxima que puede derivarse hacia tierra. Esto puede llevar a valores grandes de bobina tanto en inductancia (hasta mH) como en dimensiones, en función de la atenuación que se quiera lograr. Para el caso de DM, los condensadores y su capacidad deben ser suficientemente grandes y, por tanto, tener baja impedancia para hacer *bypass* al ruido EMI.

Diversos autores tratan métodos de diseños de filtros. Así, [76][77] propone un método de diseño de filtro para el CM situado en la entrada de un inversor trifásico. El autor recuerda que la selección del filtro debe resultar un compromiso entre atenuación y otros factores como coste y volumen, por lo que concluye que es suficiente con seleccionar una topología que mantenga los niveles de ruido por debajo del estándar, aun cuando no sea la configuración que mayor atenuación consiga.

En [78] Raggl ofrece unas pautas a seguir para el diseño de filtros en DM a la entrada de un convertidor de potencia con el objetivo de minimizar el volumen para un número óptimo de celdas básicas del filtro. Lo hace a partir de la atenuación requerida, para lo que es necesario conocer o simular previamente la tensión de ruido y el su valor límite *quasi-peak* establecido por la norma aplicable en cada caso.

[79] presenta también un método de diseño para filtros EMI, determinando el modo de seleccionar los valores de los componentes para filtros CM y DM. Para ello, fija la atenuación necesaria para los dos modos, lo que se hace a través de la diferencia entre las corrientes medidas y el límite marcado por los estándares EMC. Tomando como base una tipología básica (*LC*, *LCL*...) y su pendiente correspondiente en la banda eliminada (40 dB/década, 60 dB/década...), es posible hallar las frecuencias de corte para cada modo, así como los valores límite para los que el filtro mantiene su comportamiento, teniendo en cuenta los elementos parásitos de los componentes pasivos.

Otro de los aspectos que ha cobrado gran relevancia a la hora de diseñar un filtro EMI es la densidad de potencia. Raggl en [78] afirma para el caso de un filtro DM que un filtro con más etapas no tiene por qué ser necesariamente más voluminoso y más pesado. Resuelve mediante un método gráfico la dependencia del volumen del filtro respecto a la potencia de entrada, la frecuencia de diseño, la atenuación requerida y el número de etapas empleado.

También Giglia y otros tratan este aspecto en [80] donde, tomando como punto de partida el diseño convencional de filtros EMI, proponen un procedimiento automatizado para obtener el filtro óptimo en volumen y peso teniendo en cuenta la electrónica empleada, las restricciones de diseño del filtro y los elementos comerciales disponibles.

Los filtros EMI no son exclusivamente pasivos; también hay espacio para filtros activos que son ampliamente tratados en la literatura, como recuerdan [75][81]. De manera general, la clave de los filtros activos reside en la monitorización/sensorización de alguna variable del circuito para generar una tensión/corriente que mitigue el ruido EMI.

Introducir un filtro en el sistema supone una solución para la EMI, pero autores como [75][82] advierten de algunos inconvenientes que pueden surgir del empleo de filtros exclusivamente activos o pasivos y, por ello, proponen el uso de filtros híbridos. De manera general, el objetivo es que la parte activa atenúe las bajas frecuencias y el filtro pasivo, más pequeño que lo habitual, atenúe las altas.

Mediano advierte en [83] de cómo los parásitos pueden limitar la eficiencia del filtro al alterar su respuesta a altas frecuencias. Esto puede suceder porque, independientemente de los acoplamientos con otros elementos del sistema, los propios parásitos de los componentes hacen aparecer picos de resonancia que hacen que la función de transferencia del filtro deje de tener su característica típicamente paso bajo a partir de una determinada frecuencia.

Otro de los factores que afectan al funcionamiento y rendimiento de los filtros son los efectos parásitos de las puestas a tierra, tal y como menciona [74]. De su análisis concluye

que la forma en que se hagan dichas puestas a tierra es muy importante y afecta mucho a la reducción del ruido en CM, por la inductancia mutua que se puede generar entre vías de propagación de CM. Afirma que los condensadores del filtro CM deberían ser puestos a tierra por separado; en el caso en que esto no fuera así, el lazo de salida no debería tener condensadores de CM.

2.3.3 Control de puerta activo

Como se ha visto anteriormente, uno de los factores clave en la composición del espectro de generación de EMI es la variación de la tensión y la corriente durante la conmutación.

Una de las formas de intentar mitigar la generación de EMI es aplicar técnicas de control activo sobre el *driver* de puerta de los semiconductores, de manera que se modifique la conmutación de los mismos. En la literatura se pueden hallar diversos ejemplos donde se varía de forma dinámica la resistencia de puerta, la tensión de puerta o la corriente de puerta, consiguiendo que la energía de puerta disminuya con un incremento de la resistencia de puerta durante el «*Miller plateau*». Es una técnica que trata de llegar a una solución de compromiso entre las pérdidas de conmutación y la generación de EMI, o incluso más recientemente, a optimizar ambos.

Esta técnica ha sido ya tratada en los dispositivos de potencia basados en silicio aplicado a inversores trifásicos [84], o en [85][86][87], donde se analiza la posibilidad de aplicar un perfil de tensión programado, en este caso en forma de “S”, a la puerta de un IGBT.

Con la transición de sistemas basados en Si a otros basados en semiconductores WBG se deben introducir algunas variaciones, como recoge la propuesta realizada por [88]. Si en los sistemas basados en Si prevalecía el control sobre di/dt , el paso al uso de SiC MOSFET a alta tensión-alta frecuencia, hace que tanto el control de di/dt como el de dv/dt sean relevantes, por lo que controla de manera independiente ambas variaciones en el *turn-off*. El ajuste de di/dt permite controlar la sobretensión y el valor de pico de la corriente inversa de recuperación, y la actuación sobre dv/dt tiene efecto en el ruido en modo común y las pérdidas de conmutación.

Algo similar es llevado a cabo controlando en este caso los transitorios de *turn-on* y *turn-off* por [64][89] en SiC MOSFET, y por [90] en SiC JFET.

Más recientemente, las últimas publicaciones buscan aumentar la resolución del control, permitiendo una mayor variabilidad a la resistencia de salida del control que alimenta la puerta. Así, [91] introduce esta técnica en dispositivos GaN donde intenta dejar atrás las limitaciones existentes anteriormente para conseguir una resolución adecuada en el transitorio.

Finalmente, aparecen autores como [92], que continúan intentando simultáneamente eliminar las oscilaciones que dan lugar a EMI y mantener la alta velocidad de conmutación característica de los semiconductores WBG reduciendo las pérdidas de conmutación. Trata de optimizar la secuencia de valores de resistencia de puerta que, cambiando durante el transitorio de conmutación dan lugar a esa reducción simultánea.

2.3.4 Otras técnicas

Para terminar este capítulo, se van a mencionar algunas técnicas que no pueden ser incluidas en alguno de los grupos de los apartados anteriores, y donde los autores proponen alternativas para atenuar/cancelar la EMI.

- Técnicas de balanceo

Uno de los factores de propagación del ruido EMI es el desequilibrio entre distintas ramas de un sistema, lo que puede ser motivado por muchos factores; entre otros, la existencia de parásitos de distintos valores.

Ese desequilibrio se puede compensar buscando emplear topologías simétricas, como hace [93], para el caso de un convertidor PFC *bridgeless*. Pretende que se generen corrientes de ruido de la misma amplitud y que estén en contrafase, para que se cancelen entre sí y el ruido quede preso en el convertidor sin ser medido por la LISN.

Varios autores proponen una solución basada en el puente de Wheatstone que, tal y como explican [93][94], hará que la corriente en modo común, I_{CM} , medida en las LISN sea cero si, para un esquema como el de la Figura 2.20, se cumple:

$$\frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4} \quad (2.4)$$

donde Z_i se corresponde con las impedancias de cada una de las medias ramas del puente. La forma de satisfacer dicha condición puede ser añadir una pequeña inductancia. Esta solución, combinada con filtros pasivos, hace que estos últimos puedan ser reducidos en tamaño y peso.

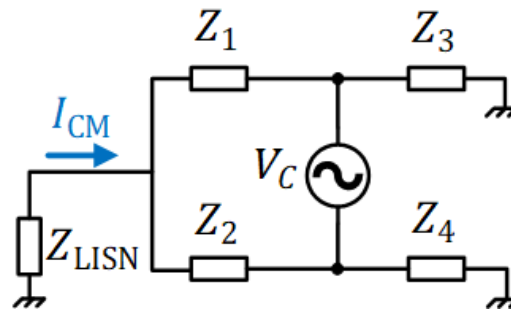


Figura 2.20 – Esquema de un puente de Wheatstone.

Este concepto del puente de Wheatstone es utilizado más recientemente por [95]–[97], que identifican en cada caso cuáles son los valores de inductancia y/o capacidad que deben variar para hallar dicha condición de equilibrio.

- Radiadores separados

Buscando minimizar los parásitos, [77] afirma que el empleo de un único radiador para múltiples semiconductores crea acoplamientos capacitivos, como se puede ver en la Figura 2.21, que deterioran la conmutación de los SiC JFET. Propone el empleo de radiadores separados combinado con *snubbers*, que puede servir para mejorar tanto el ruido en DM como en CM, efecto se acrecienta con la combinación con *snubbers*.

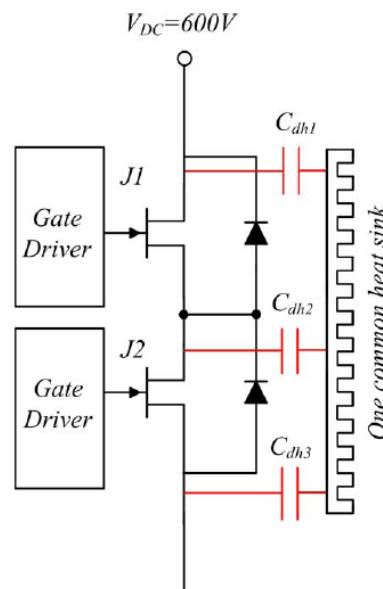


Figura 2.21 - Acoplamientos capacitivos formados por el uso de un único radiador [77].

2.3.5 Resumen del estudio del arte sobre los mecanismos de atenuación

Del estudio realizado sobre algunos de los mecanismos existentes para atenuar o cancelar la EMI se pueden extraer diversas conclusiones, tanto en el caso de los elementos atenuadores o mitigadores, como en las formas de cancelación.

Por un lado, ferritas y *snubbers* son ampliamente considerados las soluciones más inmediatas y técnicamente simples, aunque se debe considerar el impacto que la introducción de componentes adicionales puede tener sobre las pérdidas y la eficiencia de los convertidores.

En cuanto a los filtros, partiendo de una topología base las frecuencias de trabajo cada vez mayores imponen el valor de los componentes. La eficiencia de los filtros se ve comprometida por la calidad de los componentes, sus parásitos y los efectos de acoplamiento que la inserción del propio filtro pueden provocar. Los filtros pasivos, siendo los más simples y utilizados, tienen el hándicap del tamaño y peso que pueden adquirir, principalmente debido a las bobinas, por lo que se presentan alternativas, como los filtros híbridos, que puedan ayudar a disminuir dicho tamaño combinando un filtro activo para las bajas frecuencias y un filtro pasivo para las altas.

II. DESARROLLO DE LA TESIS

3. Objetivos, materiales y métodos utilizados

En este capítulo y los siguientes se abordará el núcleo de lo que ha supuesto el desarrollo de la tesis. Para ello, se comenzará con este capítulo en el que se enunciarán los objetivos planteados para la tesis y cuáles han sido los y materiales principales que se han empleado durante todo el trabajo.

3.1 Objetivos

En este subapartado se presentan los objetivos que se establecieron al inicio de la tesis, con las aportaciones sobre los mismos devenidos del desarrollo de la misma.

El **objetivo principal** de esta tesis doctoral consiste en **definir un modelo de estimación de emisiones para un convertidor** a partir de la caracterización experimental de sus formas de onda de conmutación y las vías de propagación de ruido. Se ha pretendido alcanzar este objetivo principal por medio de los siguientes subobjetivos.

- **S01. Puesta en marcha del laboratorio de EMI-EMC y banco de ensayos.**
Se trata de un objetivo cuyo alcance no es tanto científico (o de contribución de la tesis a la comunidad ídem), sino un objetivo de formación válido tanto para el estudiante de doctorado como para los grupos de investigación que soportan esta tesis doctoral. Partiendo desde cero, resulta indispensable conocer el equipamiento y las técnicas de medida específicas del ámbito EMI/EMC.
- **S02. Comprobación la viabilidad de los métodos de estimación de emisiones radiadas a partir de medidas de corriente.**
Este subobjetivo tiene un motivo de existencia doble. Por un lado, no contar con una cámara semianecoica o con una celda GTEM propias hace más complicado poder obtener resultados de emisiones radiadas (por limitación en la disponibilidad de instalaciones y coste de las mismas). Por otra parte, sin embargo, la literatura recoge métodos de estimación que se califican como prometedores y válidos con propósitos de precertificación, lo que puede servir a la universidad y a

las empresas para tener una solución rápida y barata durante los procesos de diseño.

- **SO3. Desarrollo del modelo de generación de ruido del convertidor.**

El primer subobjetivo específico dentro de la elaboración del modelo para estimar las emisiones es ser capaces de medir de forma fiable las señales de conmutación que se demuestra que son una de las principales fuentes de generación de ruido. Además, tras el análisis del estudio del arte, se apuesta por elaborar un modelo comportamental en el dominio de la frecuencia, con lo que es imprescindible estudiar las técnicas de análisis espectral para convertir las ondas medidas en el dominio del tiempo.

- **SO 4. Caracterización de las vías de propagación.**

La literatura aborda con profusión este punto y recoge muchos métodos y muy dispares. Con este subobjetivo se pretende obtener un método no intrusivo y que pueda ofrecer resultados válidos en el rango de emisiones conducidas y de emisiones radiadas.

- **SO 5. Compleción del modelo y comparación con los resultados experimentales de emisiones.**

Este subobjetivo quiere cerrar el círculo de la tesis planteando el modelo basado en medidas experimentales y caracterización de las vías de propagación, y comparando la estimación realizada con el mismo con los resultados experimentales de las medidas de emisiones.

3.2 Materiales y métodos utilizados

Una de las labores principales de la tesis ha sido la preparación de un laboratorio de medidas con el equipamiento necesario para dichas pruebas. A lo largo de la elaboración de elaboración de la tesis doctoral se han equipado dos espacios complementarios en los campus de Galarreta y Arrasate de EPS-MU con algunos elementos fundamentales para el desarrollo de la misma.

- Osciloscopio R&S RTO2014 y sondas de osciloscopios PMK con ancho de banda de 500 MHz.
- Analizador de espectros SIGLENT 3032X-R con capacidad de análisis vectorial de redes.
- Analizador de redes Keysight P5001.
- LISN DC (Tekbox TBH01) y AC (Schwarzbeck 8127)
- Sonda de corriente Tekbox TBCP1-500 y Tekbox TBCP2-750.

- Celda TEM Tekbox TBTC2.
- Software EMC View para la automatización de medidas.
- Elementos auxiliares: conectores RF, atenuadores, preamplificadores...

3.2.1 Osciloscopio

Para la medida de señales temporales que sirvan como base para la extracción de las fuentes de ruido se ha empleado un osciloscopio R&S RT02014 con un ancho de banda de 1 GHz y una frecuencia de muestreo de 10 Gsample/s, complementado con unas sondas de tensión y una *current shunt* SDN-414-25 con ancho de banda 500 MHz.

3.2.2 Analizador de espectro

A la hora de medir EMI conducida y radiada se ha contado con un analizador de espectro a modo de receptor, que cumple con las partes relevantes de la definición ofrecida por el estándar CISPR 16-1-1:2015 en cuanto a estructura interna y características de medición.

En concreto, el analizador de espectro Siglent SSA3032X-R cumple con los requisitos exigidos a los receptores EMI en el rango 9 kHz – 3,2 GHz, en cuanto a impedancia de entrada ($50\ \Omega$), ancho de banda de resolución a 6 dB (*resolution bandwidth* o *RBW*) de los filtros de detección y tipos de detectores empleados (*pico/peak*, *cuasi-pico/quasi peak* o *promedio/average*).

3.2.3 Analizadores de redes

Se han empleado dos analizadores vectoriales de redes (VNA) con capacidad de medir parámetros S, característica que se ha empleado en la caracterización de las vías de propagación.

3.2.4 LISN y accesorios

Una LISN (Line Impedance Stabilization Network) es un dispositivo con características de filtro paso bajo (LPF) empleado para la medida de emisiones conducidas y que se sitúa entre la alimentación y el dispositivo que se quiere testear.

Como se ve en la Figura 3.1, se sitúa entre la alimentación y el dispositivo que se quiera testear, de manera que fija la impedancia de fuente que ve el DUT (típicamente $50\ \Omega$), tal y como requieren las normas de EMI/EMC.

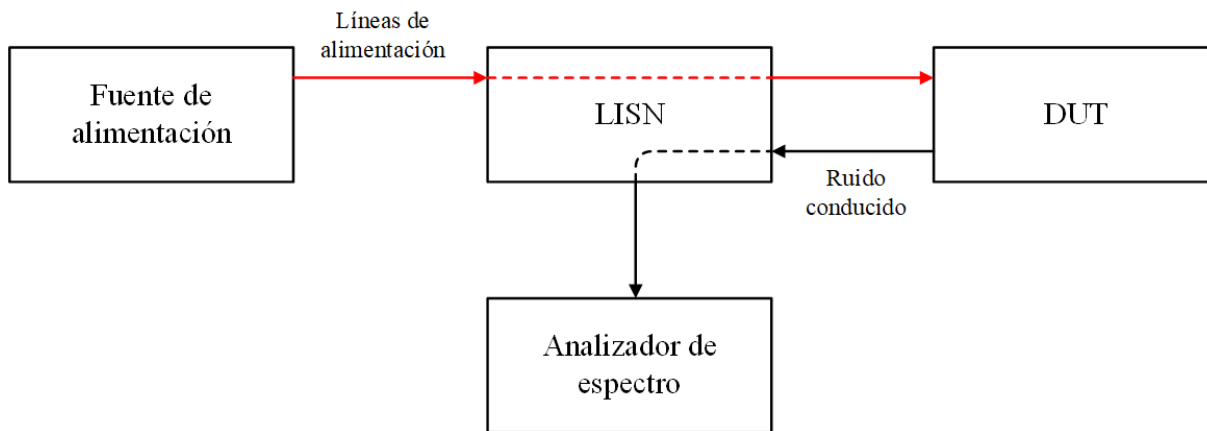


Figura 3.1 – Configuración de la medición de emisiones conducidas con una LISN.

Estas LISN han sido complementadas con una serie de accesorios como separador de modos, limitadores de transitorios...

3.2.5 Software de automatización de medidas

Los estándares de EMC vienen definidos en intervalos frecuenciales, pero las medidas no se realizan de forma instantánea sobre el intervalo completo, sino que se deben realizar medidas segmentadas que garanticen que los detectores del receptor EMI empleado se carguen y descarguen durante un tiempo determinado, fijado según la norma que se aplique en cada caso.

Para realizar todo el proceso de manera automatizada, se ha empleado el software EMC View que ofrece, entre otras, algunas de las siguientes prestaciones:

- Precarga de los límites de emisiones para distintas normas de EMC.
- Escaneos rápidos en todo el rango frecuencial.
- Escaneos específicos en intervalos de frecuencia determinados o en aquellos valores que en el barrido rápido hayan superado los límites establecidos por la norma.
- Aplicación de factores de corrección asociados a preamplificadores, atenuadores, limitadores de transitorio, características frecuenciales de los cables...

Además, el software automatiza o permite configurar *ad hoc* los parámetros internos de funcionamiento del analizador de espectro en función de la norma empleada en cada caso, lo que es fundamental para la obtención de resultados correctos y no distorsionados ni en amplitud ni en frecuencia. Se trata de parámetros tales como RBW (*Resolution Bandwidth*), tiempo de barrido (*sweep time*), VBW (*Video Bandwidth*). La relación VBW/RBW debería ser, al menos, 3:1, atenuación de entrada...

3.2.6 Sondas de corriente

Para la caracterización de las vías de propagación y para medidas de corriente se han empleado dos sondas de corriente de Tekbox preparadas para medidas a alta frecuencia, TBCP1-500 y TBCP2-750, cuyo rango de funcionamiento abarca desde 100 kHz hasta 500 MHz y 750 MHz, respectivamente.

3.2.7 *Open TEM cell* o celda TEM abierta

Una celda TEM abierta es un equipo de precertificación destinada a hacer una estimación sobre las emisiones radiadas que pueda tener un dispositivo a testear. Es un elemento de sobremesa, lo que limita el tamaño de los equipos que se pueden probar en su interior, y no permite realizar mediciones en condiciones de campo lejano en toda la banda de frecuencias de emisiones radiadas, por lo que su uso está indicado a modo orientativo en las fases preliminares de diseño de los dispositivos electrónicos.

3.2.8 Otros elementos

Además de los equipos y software anteriormente mencionados, se ha dispuesto de otros elementos auxiliares como sondas de campo cercano para la localización física de los puntos generadores de mayores emisiones, atenuadores y limitadores de transitorios para la protección de la entrada RF de los equipos, amplificadores de señal...

4. Diseño y puesta a punto del banco de ensayos

Este capítulo expone los pasos previos llevados a cabo antes de proceder a la definición del modelo propuesto.

En este sentido, el trabajo ha sido doble. Por una parte, se ha efectuado el diseño del circuito sobre el que se iban a realizar las medidas temporales; por otro lado, se ha montado el laboratorio en que se iban a realizar dichas medidas. Este segundo punto ha requerido de unos ensayos preliminares para la puesta a punto del banco de ensayos.

Igualmente, se han realizado pruebas experimentales para verificar la validez de un método de estimación de emisiones radiadas basado en la medición por medio de una sonda inductiva. de las corrientes en modo común que circulan por los cables de alimentación.

El banco de ensayos principal se ha situado en el campus de Galarreta (Hernani), mientras que se han realizado otras pruebas complementarias (determinación de vías de propagación, estimación de emisiones radiadas... en el campus de Garaia (Arrasate-Mondragon).

4.1 Consideraciones de diseño

Del análisis del estado del arte realizado al principio de la tesis se extrajeron algunos puntos relevantes. Uno de los más importantes en lo que a las fuentes EMI se refiere establecía que los elementos parásitos resultan un factor clave. Además, la introducción de semiconductores con velocidades de conmutación más rápidas y nuevas características como los WBG hacía necesario el análisis de nuevos efectos, tales como la aparición de oscilaciones o *ringing* en la señal de conmutación y su efecto sobre el espectro.

Por todo ello, se ha diseñado un banco de pruebas con un convertidor pasado en un semipunto en H cuyo diagrama simplificado se muestra en la Figura 4.1, y que pone el foco en 3 aspectos: el diseño del circuito impreso, la sensibilidad de parámetros y la instrumentación y técnicas necesarias para medir la EMI.

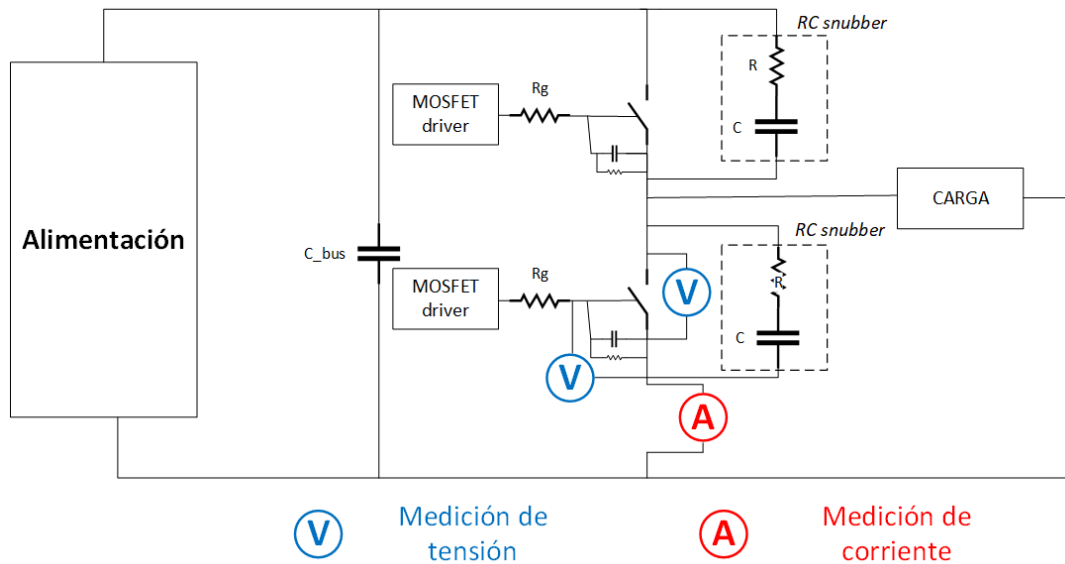


Figura 4.1 – Diagrama de bloques simplificado del banco de ensayos.

A la hora del diseño del *layout* del circuito impreso se han aplicado, además de los criterios generales, aquellos criterios específicos destinados a minimizar la generación de EMI: rutado de las señales, minimización de los lazos de corriente, empleo de pistas con la menor inductancia posible (principalmente en las inmediaciones de los nodos de conmutación), diseño de planos de alimentación y tierra, evitar la formación de ranuras y discontinuidades en los planos...

Se ha buscado el análisis de la sensibilidad de parámetros jugando con la variabilidad de algunos de los componentes del circuito:

- Capacidad puerta-fuente (C_{gs}) y resistencia puerta-fuente (R_{gs}).
- Condensadores de bus.
- Inductancia parásita del lazo de conmutación.
- Tipos de conexión de los radiadores.

Se han seguido pautas de minimización de EMI para la selección de algunos componentes del circuito. Por ejemplo, para el caso de los condensadores de bus se han elegido componentes específicos que puedan trabajar a altas velocidades de conmutación. En el caso de otros elementos, tales como la resistencia y/o capacidad entre puerta y fuente, lo que se ha pretendido analizar es el efecto de emplear / no emplear dichos componentes, o el distinto efecto que producen en función de su valor. Este análisis se realiza tanto en el dominio del tiempo (amplitud y frecuencia de las oscilaciones, tiempo de subida y bajada...) como de la frecuencia (aparición de picos resonantes, amplitud y rango frecuencial del ruido EMI...).

Para las medidas de tensión se han seleccionado sondas pasivas PML 711A con un ancho de banda de 500 MHz y capacidad de entrada de 9.5 pF para minimizar la carga sobre el circuito. Además, cuentan con un *housing* de 2,5 mm para facilitar el acceso a los componentes del PCB. Para poder medir de forma simultánea V_{gs} y V_{ds} , teniendo en cuenta que ambas sondas deben tener un punto común (ya que no estamos trabajando con sondas diferenciales), se ha optado por emplear para una de las medidas un adaptador de BNC al *tip* de la sonda, y para la otra sonda el *ground clip*. De este modo, se logra reducir la inductancia del lazo que podría distorsionar el valor medido.

No se han tenido en cuenta otro tipo de consideraciones como la necesidad de hacer *deskewing*, al no ir a realizarse ninguna medida relacionada con pérdidas de conmutación, por lo que la alineación de tensión y corriente no es necesaria.

Para poder medir formas de onda de corriente que circula por los MOSFET se ha seleccionado una *coaxial shunt* (SDN-414-25) que presenta ventaja la ventaja de tener un ancho de banda de 500 MHz, lo que permite medir oscilaciones rápidas [98]. Antes de proceder a su montaje sobre el convertidor, se ha analizado el efecto de la inductancia parásita que introduce la propia *coaxial shunt* debido a sus terminales de 1" (2,54 cm) de longitud.



Figura 4.2 – *Coaxial shunt* original (debajo) vs. *coaxial shunt* modificada (arriba).

Se ha caracterizado dicho sensor de corriente en el rango de emisiones conducidas mediante un analizador de impedancias Bode 100 para el sensor original, y una versión modificada resultante de acortar los terminales (Figura 4.2), con los resultados que se pueden observar en la Figura 4.3.

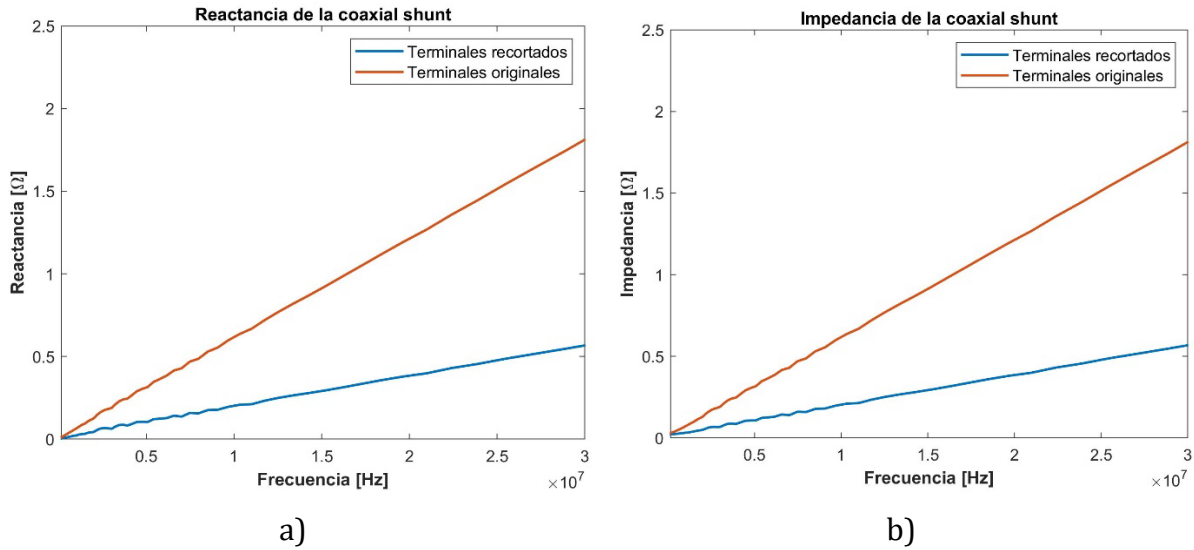


Figura 4.3 – Influencia de la longitud de los terminales de la *coaxial shunt* en la inductancia: a) reactancia; b) impedancia (valor absoluto).

Se aprecia que, tal y como se podía esperar, el valor de impedancia se ve más afectado en el caso de la *coaxial shunt* original por la inductancia introducida por los terminales. Calculando la curva de ajuste para considerar una variación lineal con la frecuencia, el valor de inductancia obtenido es de 3 nH para el sensor modificado, frente a 9 nH del sensor original, con lo que se ha empleado la versión modificada.

Con todo ello, se han realizado las medidas de tensión y corriente siguiendo la configuración que muestra la Figura 4.4

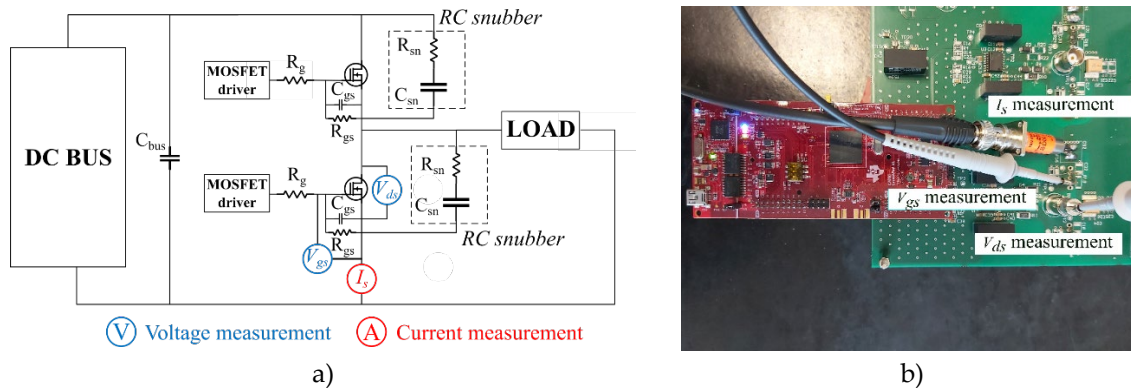


Figura 4.4 – Banco de pruebas para le medida de las ondas de conmutación: a) diagrama de bloques del *half bridge* y posicionamiento de las sondas de tensión y corriente; b) detalle del PCB con la disposición de la *current shunt* y las sondas de tensión.

4.2 Configuración de las medidas de emisiones y técnicas de medida

Aunque las normas establecen la forma de realizar las medidas de EMI en cuanto a equipamiento (receptor EMI o analizador de espectros) y configuración del mismo, tanto dicha normativa como la literatura especializada recoge métodos alternativos que se pueden usar en las pruebas de preconformidad y cuyos resultados pueden ayudar a validar o a cotejar los obtenidos con el receptor EMI o el analizador de espectros. Es más, incluso algunos de los estándares, como CISPR25 (sector de automoción), ofrecen más de una posibilidad (método de voltaje/método de corriente) [99].

4.2.1 Configuración de los ensayos para medición de emisiones conducidas

A lo largo del trabajo de tesis doctoral se han empleado las configuraciones correspondientes a los métodos de medida de voltaje y corriente para la medición de emisiones conducidas, cuyos esquemas recogen la Figura 4.5 y la Figura 4.6.

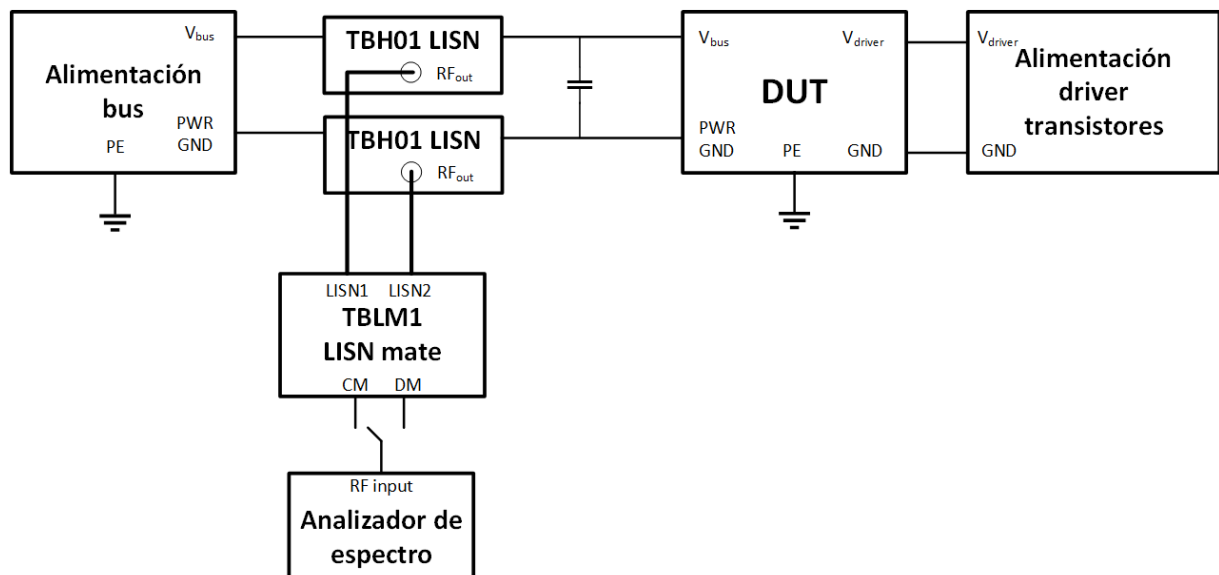


Figura 4.5 – Configuración de medida de emisiones conducidas mediante el método de voltaje.

El empleo de ambos métodos viene justificado, como se acaba de mencionar, por la definición que hacen algunas de las normas sobre los límites máximos de emisiones, que se dan tanto en unidades de tensión como de corriente.

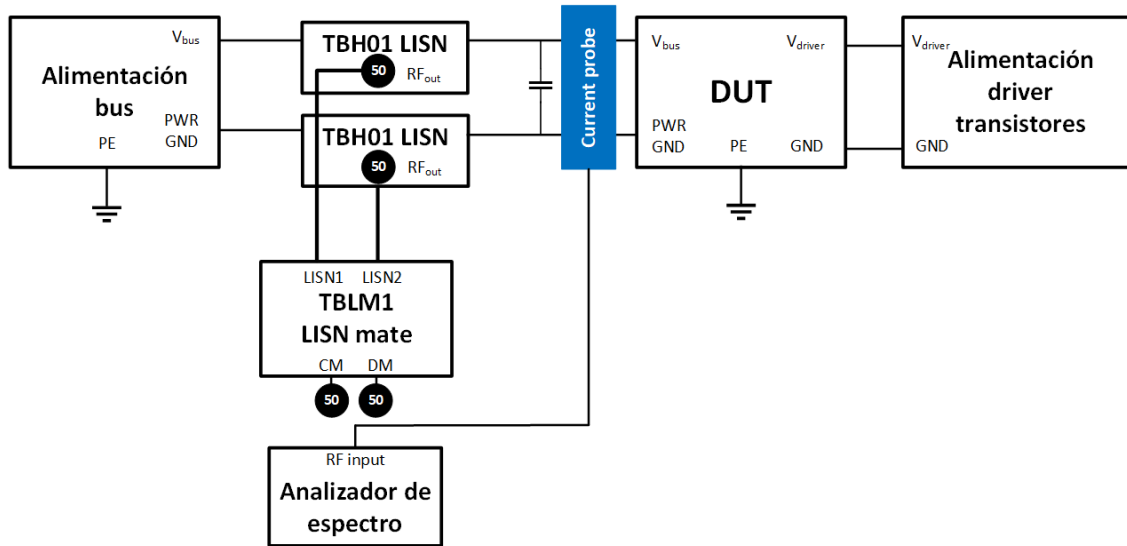


Figura 4.6 – Configuración de medida de emisiones conducidas mediante el método de corriente.

En el caso de la medida para el método de tensión que se presenta en la Figura 4.5, se observa el empleo de un separador de modos que permite discriminar entre las emisiones conducidas en modo común y en modo diferencial. Aunque las normas solo hacen referencia a valores totales de emisión, en este caso hay que tener en cuenta que uno de los objetivos de la tesis es crear un modelo para la estimación de emisiones y que ello exige tener en cuenta esos dos modos, tanto en la generación del ruido como en la forma diferente de propagarse en cada caso.

La distinción CM/DM cobra también relevancia a la hora de aplicar el método de corriente, ya que no es suficiente una única configuración para obtener las emisiones correspondientes a ambos modos. Concretamente, se debe cambiar la disposición de los cables que atraviesan la sonda de corriente en función de querer obtener la señal en CM o en DM, como se observa en la Figura 4.7, haciendo que la corriente pase en el mismo sentido para el caso de CM y en sentidos opuestos para el caso de DM.

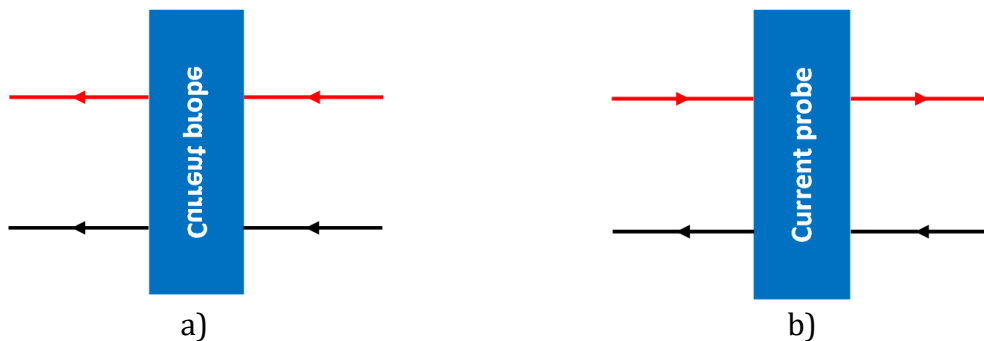
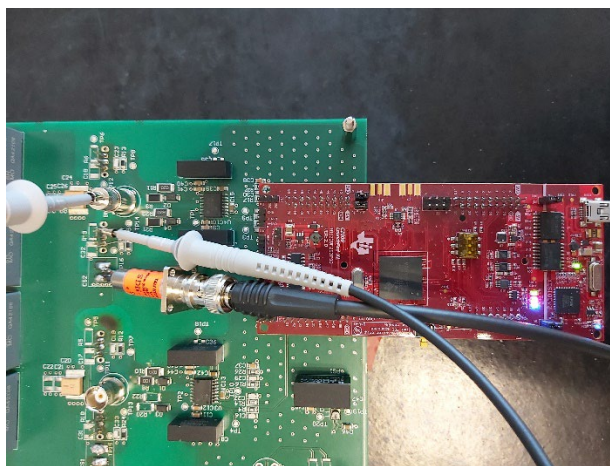
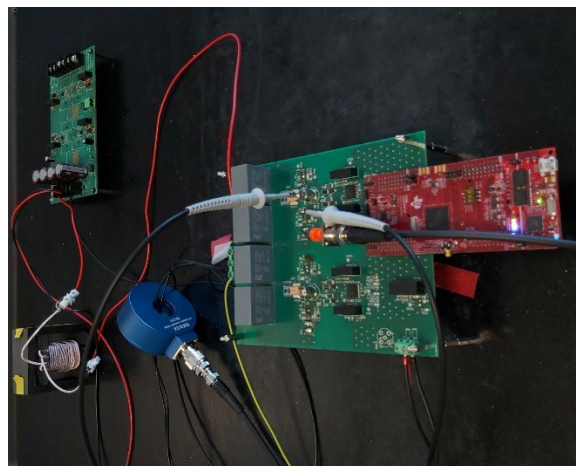


Figura 4.7 – Configuración del cableado a través de la sonda de corriente para la medición de emisiones conducidas: a) en CM; b) en DM.

De este modo, el banco de pruebas ha quedado configurado y montado como se aprecia en la Figura 4.8 y Figura 4.9



a)



b)

Figura 4.8 – Configuración de la medición sobre el convertidor de pruebas:
a) detalle de la medida de tensión y corriente (V_{gs} , V_{ds} , I_s); b) DUT + sonda de corriente.

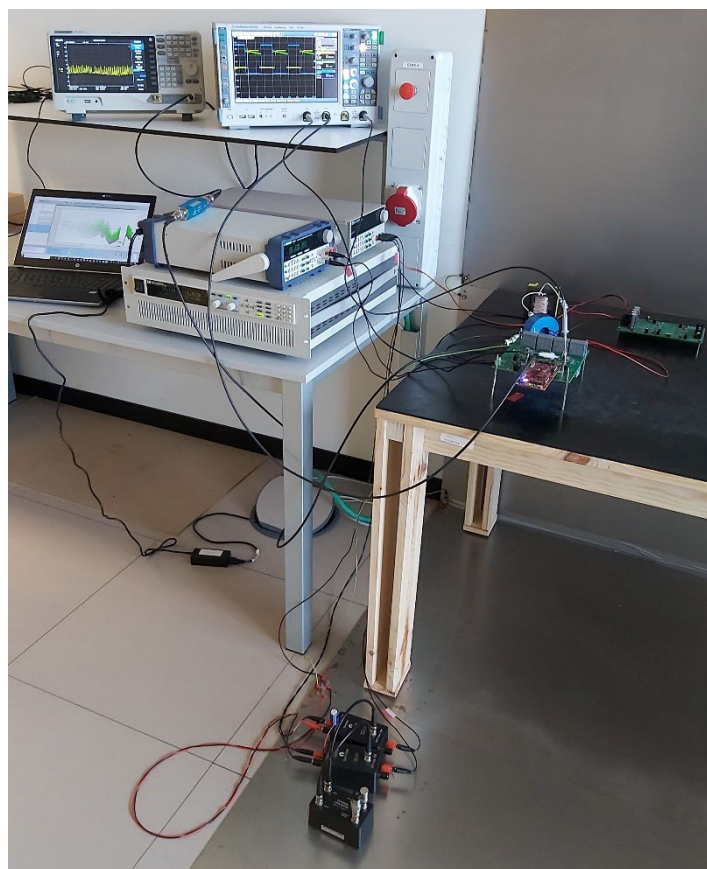


Figura 4.9 – Medición de ondas de tensión y corriente en osciloscopios + medición de emisiones conducidas con LISN y analizador de espectro.

4.2.2 Configuración de los ensayos para emisiones radiadas

A falta de un espacio OATS o de una cámara semianecoica, se han probado dos métodos para la estimación de emisiones radiadas: 1) una celda TEM conectada al analizador de espectro; 2) extrapolación del campo radiado a partir de la medida de la corriente en modo común.

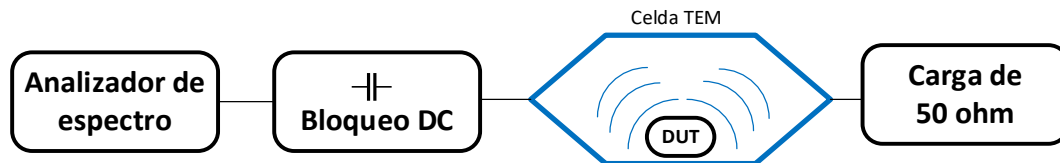


Figura 4.10 – Configuración para la medida de EMI radiada.

4.2.3 Medidas preliminares

Antes de comenzar con el procedimiento de medidas para estudiar la sensibilidad de los parámetros del convertidor, se consideró necesario comprobar la analogía en los resultados entre los métodos de tensión y corriente.

Por un lado, para realizar la medida por el método de corriente, es conveniente comparar medidas realizadas a distintas distancias del DUT para tener en cuenta la posible variación de dicha corriente en función de la existencia de la onda estacionaria en el cable [100]. Ello dependerá de la adaptación de impedancias del sistema, la longitud del cable sobre el que se esté midiendo y la frecuencia analizada.

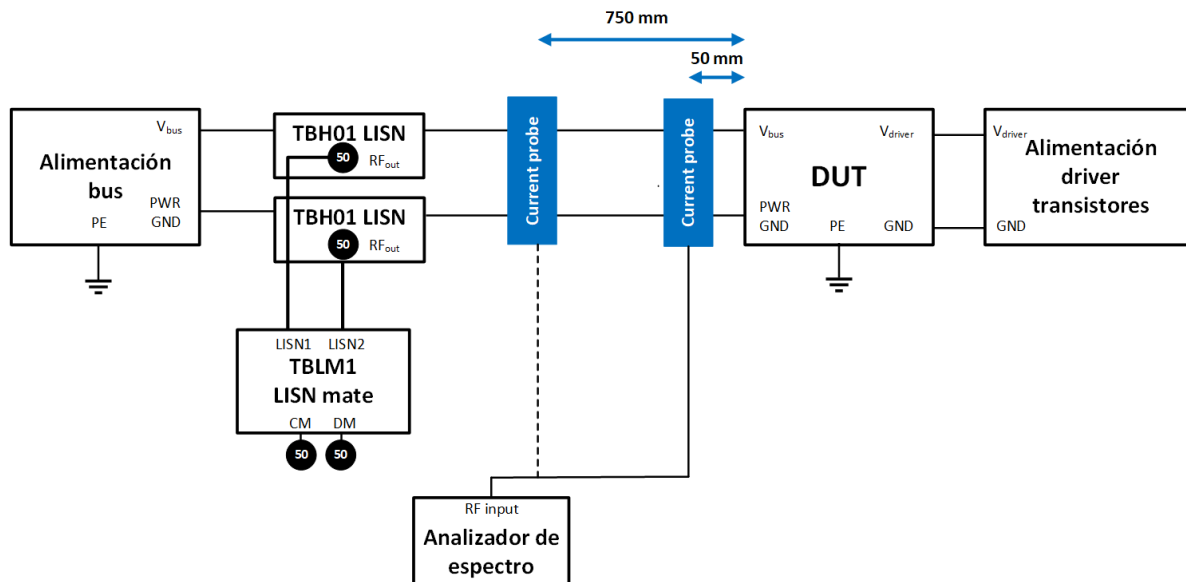


Figura 4.11 – Ensayo para comprobar la influencia de la distancia de la sonda de corriente en la medición de emisiones conducidas en CM y DM.

La Figura 4.11 muestra que se han realizado medidas para las emisiones en modo común (CM) y modo diferencial (DM) a 50 mm y 750 mm de distancia, con los resultados que se pueden observar en la Figura 4.12 y la Figura 4.13.

De las pruebas realizadas se puede concluir que la distancia a la que se realicen las medidas con respecto al DUT no suponen un factor relevante en este banco de pruebas.

En cualquier caso, se realiza una segunda prueba, considerada necesaria y suficiente, para establecer una analogía entre los resultados obtenidos por el método de tensión y los obtenidos por el método de corriente. Los resultados de esta comprobación se muestran en la Figura 4.14 y la Figura 4.15.

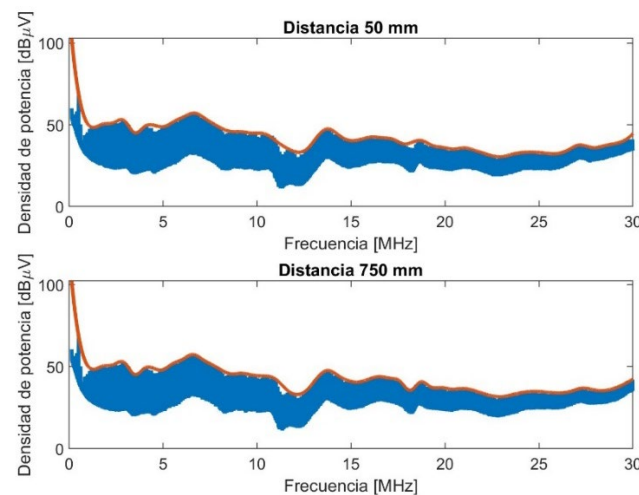


Figura 4.12 – Comparación de emisiones conducidas en CM medidas por el método de corriente con sonda de corriente a diferentes distancias.

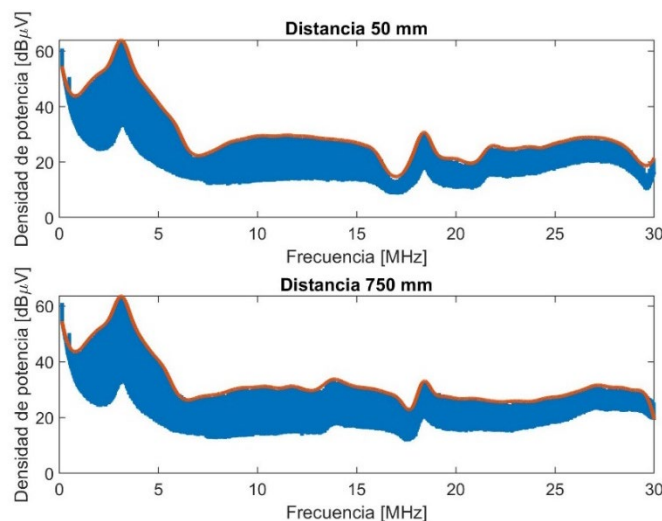


Figura 4.13 – Comparación de emisiones conducidas en DM medidas por el método de corriente con sonda de corriente a diferentes distancias.

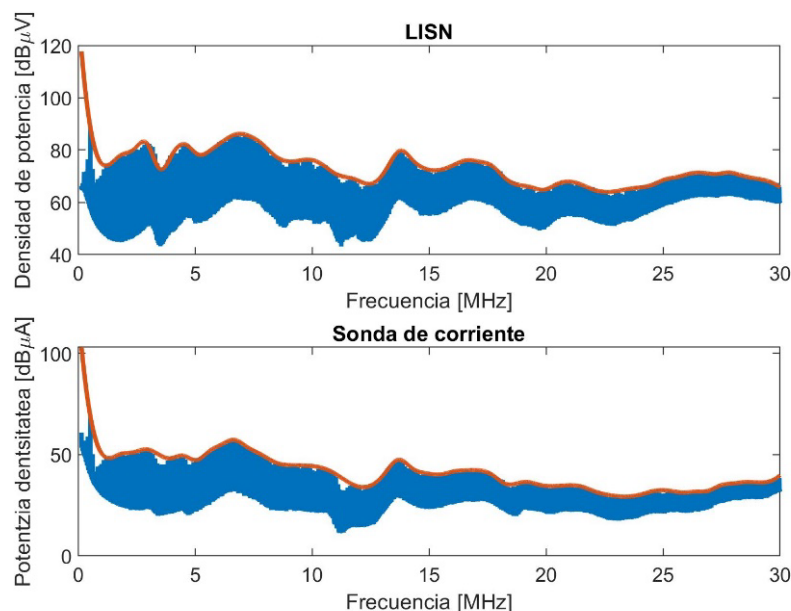


Figura 4.14 – Comparación de emisiones conducidas CM: LISN vs. sonda de corriente.

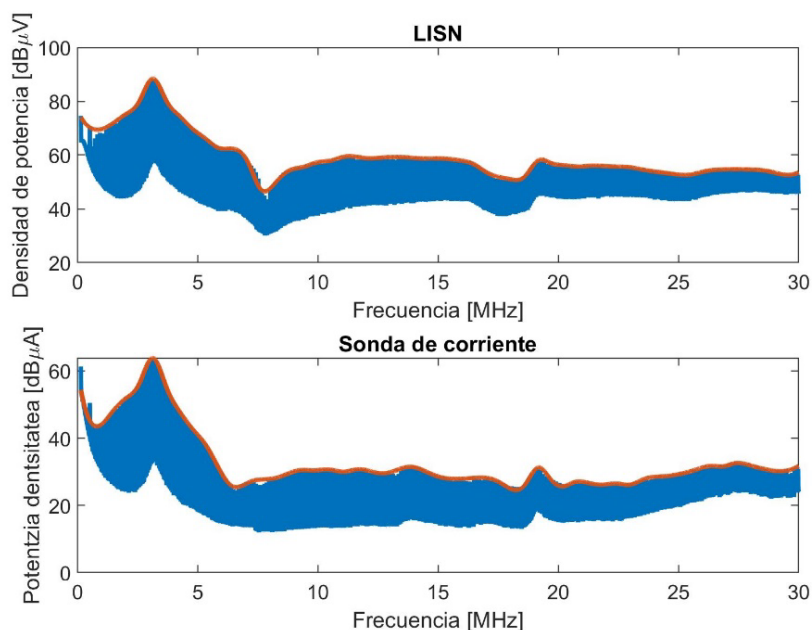


Figura 4.15 – Comparación de emisiones conducidas DM: LISN vs. sonda de corriente.

Dichos resultados vienen a corroborar la analogía entre los resultados de las medidas realizadas por el método de tensión y las realizadas por el método de corriente, dado que, presentándose cada una en sus unidades correspondientes, tanto la forma obtenida del espectro como sus valores relativos son prácticamente idénticos.

4.3 Análisis de la sensibilidad de parámetros

Para la elaboración del modelo de ruido se han estudiado varios casos para intentar seleccionar aquellos que permitan mostrar diferentes escenarios de generación de ruido.

Las figuras que siguen muestran los resultados de este análisis. Para los resultados en el dominio del tiempo las formas de onda tenidas en consideración son la corriente de fuente (I_s) y la tensión drenador-fuente (V_{ds}), principales fuentes de ruido a tener en cuenta en el modelo de generación de ruido, así como la tensión puerta-fuente (V_{gs}).

A continuación, se ha analizado el efecto que se produce sobre las emisiones conducidas en el rango [150 kHz – 30 MHz] y sobre emisiones radiadas medidas con la TEM cell por encima de 30 MHz. Como se ha mencionado en el apartado 3.2.7 aunque no es una medida normativa sí que proporciona una estimación de la variación que se produce al cambiar cada uno de los parámetros.

Se han tomado en cuenta los siguientes casos:

- **Existencia de *false turn on* frente a un caso de conmutación ordinaria.**

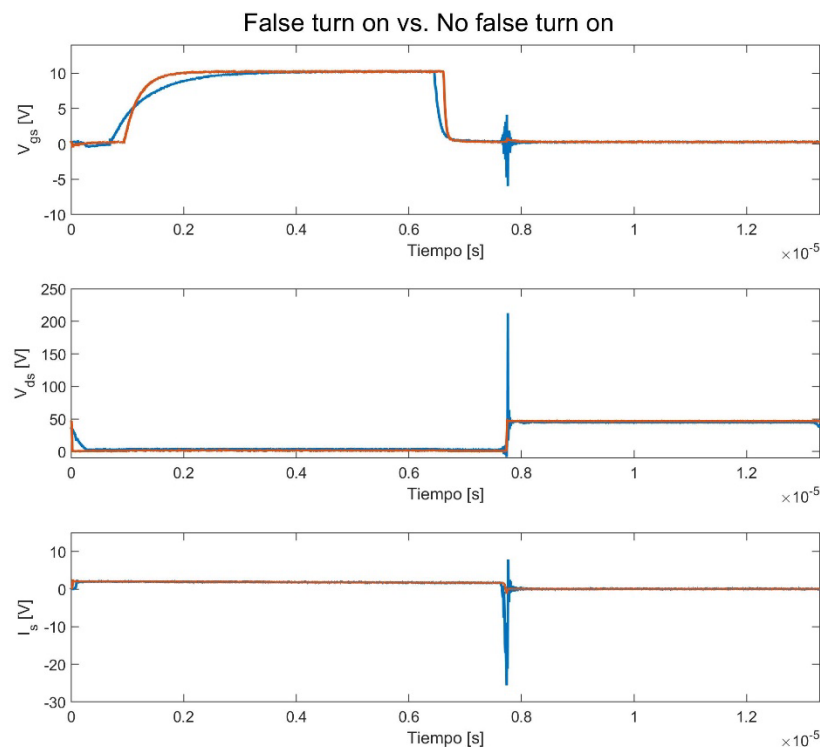


Figura 4.16 – Formas de onda de conmutación del *low side* MOSFET: *false turn on* (azul) vs. *no false turn on* (azul).

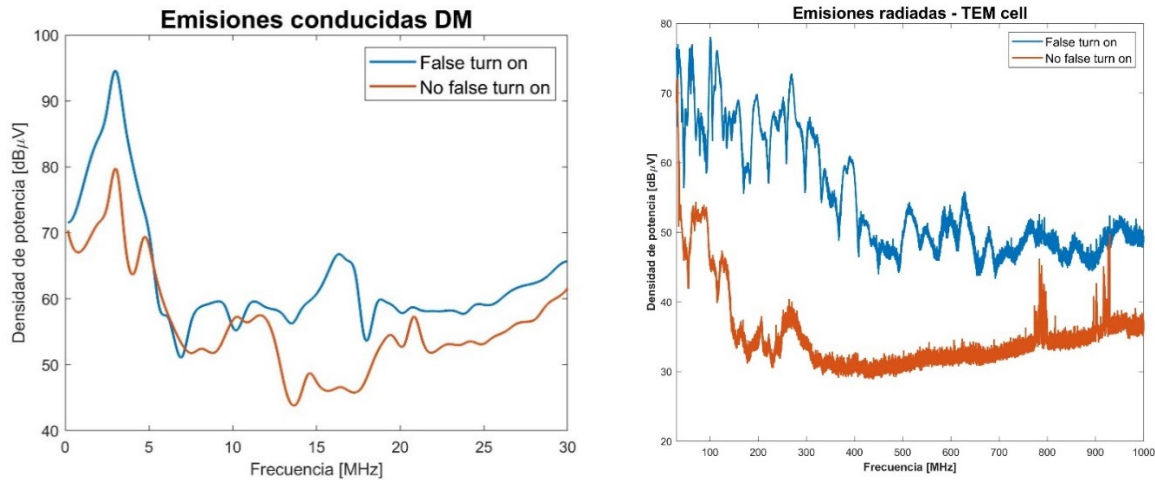


Figura 4.17 – Emisiones conducidas (izq.) y emisiones radiadas (der.): *false turn on* (azul) vs. *no false turn on* (rojo).

Los resultados muestran una diferencia de al menos 10-15 dB en el rango de emisiones conducidas y superior a 25 dB en casi todo el rango de emisiones radiadas.

- **Valor de la resistencia de encendido R_{on} , con dos valores de resistencia distintos $R_{on,1} = 82 \Omega$ y $R_{on,2} = 15 \Omega$.**

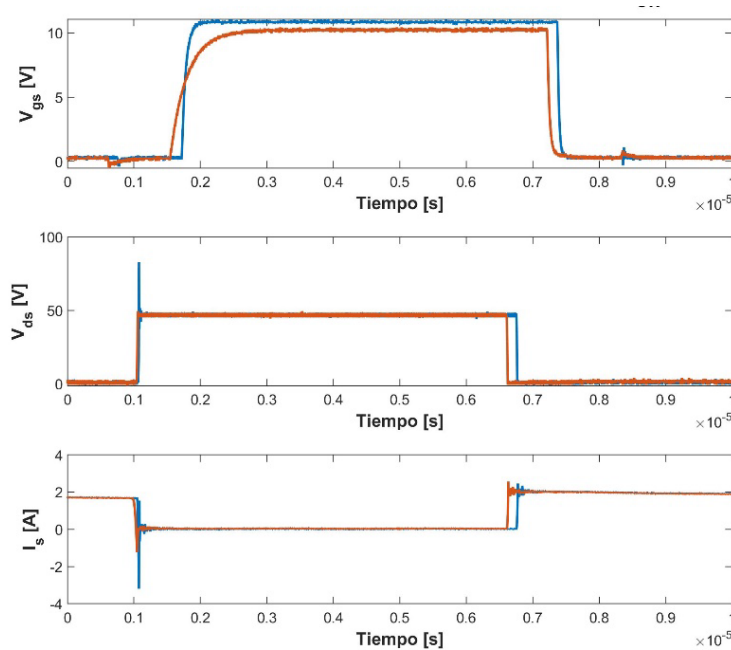


Figura 4.18 – Influencia de R_{on} en las ondas de conmutación:
 $R_{on} = 82 \Omega$ (rojo) vs. $R_{on} = 15 \Omega$ (azul).

En la Figura 4.18 se puede apreciar que, además de influir en la velocidad de encendido (lo que se refleja en V_{gs}), efecto que ya es ampliamente recogido en la literatura, se producen

sobretensiones en V_{ds} y sobreintensidades en I_s , lo que debe tener su reflejo en las emisiones.

De este modo, se han realizado medidas de emisiones conducidas y emisiones radiadas, cuyos resultados se recogen en la Figura 4.19.

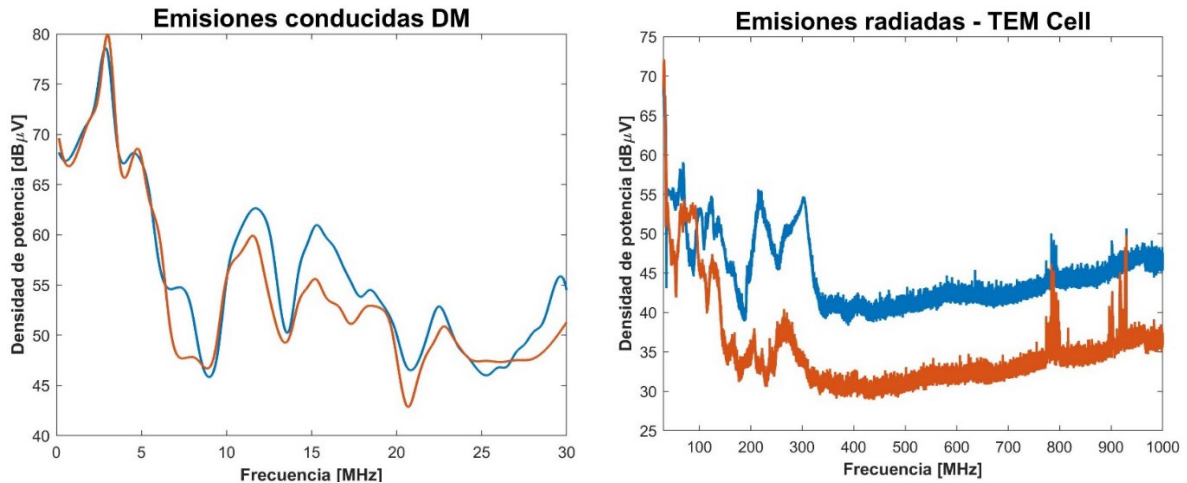


Figura 4.19 – Influencia de R_{on} en emisiones conducidas (izq.) y emisiones radiadas (der.):
 $R_{on} = 82 \Omega$ (rojo) vs. $R_{on} = 15 \Omega$ (azul).

De la observación de las figuras anteriores se puede concluir que el valor de R_{on} influye en el nivel de las emisiones, tal y como era esperado. Esta influencia hace que el nivel general de emisiones disminuya alrededor de 10-15 dB en la zona de emisiones radiadas, y atenúe notablemente algunos de los picos. Sin embargo, algunos otros picos, como el presente en torno a 4 MHz en las emisiones en DM, permanecen prácticamente inalterados.

De esta observación se concluye que resulta necesario conocer si los picos de emisión son debidos a las resonancias causadas en la fuente de ruido (los transistores con sus conmutaciones y sus parásitos), o bien son producidas en las vías de propagación.

- **Valor de la capacidad puerta-fuente C_{gs} , con dos valores de capacidad distintos: $C_{gs,1} = 0$ y $C_{gs,2} = 2,2 \text{ nF}$.**

Otro de los parámetros que afecta a la conmutación es la capacidad puerta-fuente de los transistores. Se ha testado con dos valores de capacidad: la intrínseca de los propios transistores y colocando un condensador externo de 2,2 nF en paralelo. De este modo, se han obtenido las formas de onda temporales de la Figura 4.20.

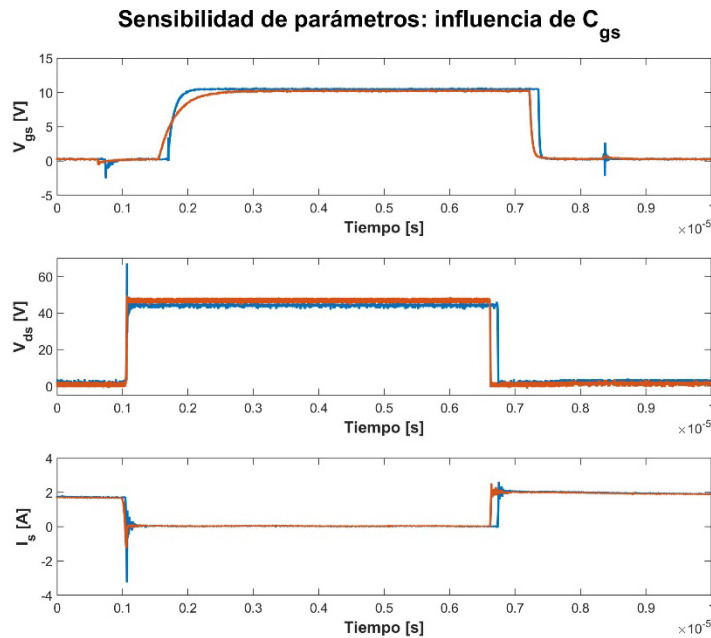


Figura 4.20 – Influencia de C_{gs} en las ondas de conmutación: $C_{gs} = 2,2 \text{ nF}$ (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).

En ella se puede apreciar que el aumento de la capacidad puerta-fuente ralentiza la conmutación y atenúa las sobretensiones y sobreintensidades, de forma similar al efecto que se observaba al variar R_{on} .

Se ha realizado medidas de emisiones conducidas y emisiones radiadas, cuyos resultados se recogen en la Figura 4.21, Figura 4.22 y Figura 4.23.

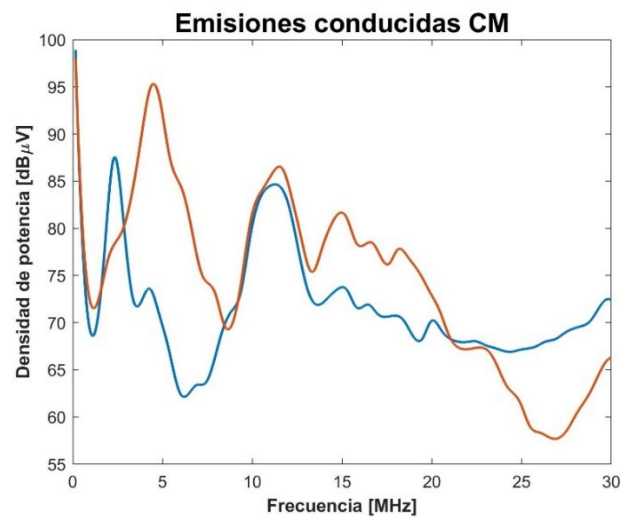


Figura 4.21 – Influencia de C_{gs} en las emisiones conducidas CM: $C_{gs} = 2,2 \text{ nF}$ (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).

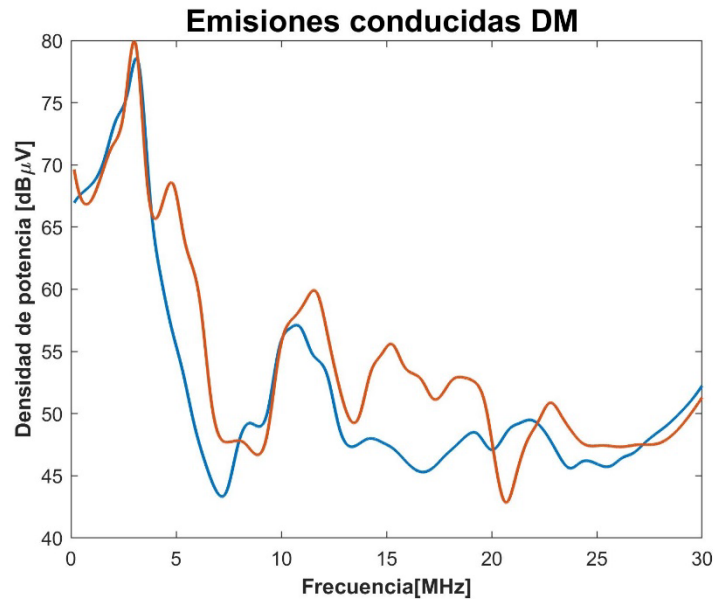


Figura 4.22 – Influencia de C_{gs} en las emisiones conducidas DM: $C_{gs} = 2,2$ nF (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).

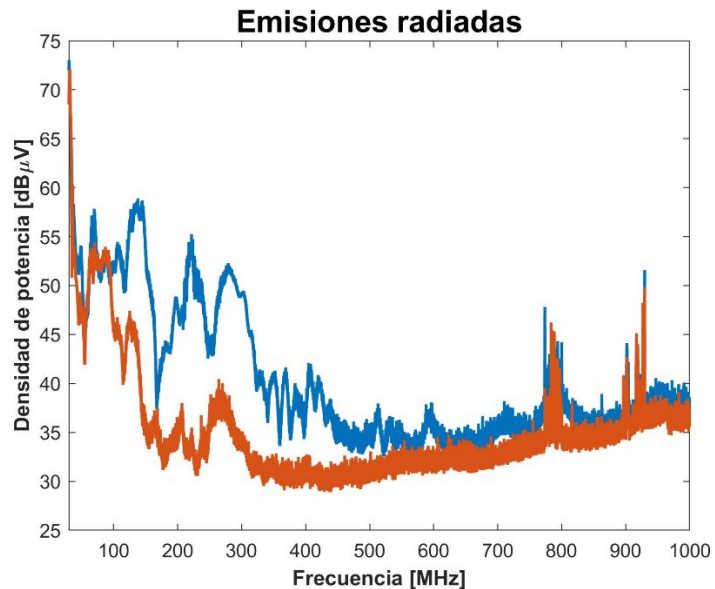


Figura 4.23 – Influencia de C_{gs} en las emisiones radiadas: $C_{gs} = 2,2$ nF (rojo) vs. sin C_{gs} (azul).

De la observación de las figuras se puede concluir que el valor de C_{gs} influye en el nivel de las emisiones, tal y como era esperado. Esta influencia hace que el nivel general de emisiones disminuya alrededor de 10-15 dB en la zona de emisiones radiadas, y atenúe notablemente algunos de los picos y desplace otros. Es un resultado esperable, debido a que la variación de la capacidad altera las frecuencias de resonancia debidas a los parásitos del transistor.

Asimismo, y tal como se ha comentado para el caso de la variación de R_{on} , resulta necesario conocer si los picos de emisión son debidos a las resonancias causadas en la fuente de ruido o bien son producidas en las vías de propagación.

- **Forma de conexión de los radiadores, empleando un único radiador para los dos transistores o con radiadores separados.**

Otro de los parámetros que puede afectar al nivel de las emisiones es la forma de conexión de los radiadores. Se han probado dos casos distintos, como se ve en la Figura 4.24, obteniendo las formas de onda de la Figura 4.25.

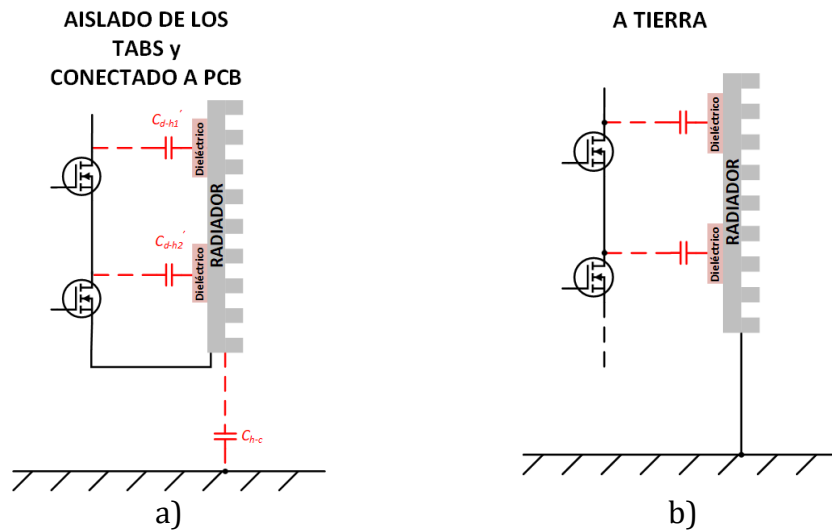


Figura 4.24 – Forma de conexión de los radiadores: a) aislado de los *tabs* y conectado a PCB; b) conectado a tierra.

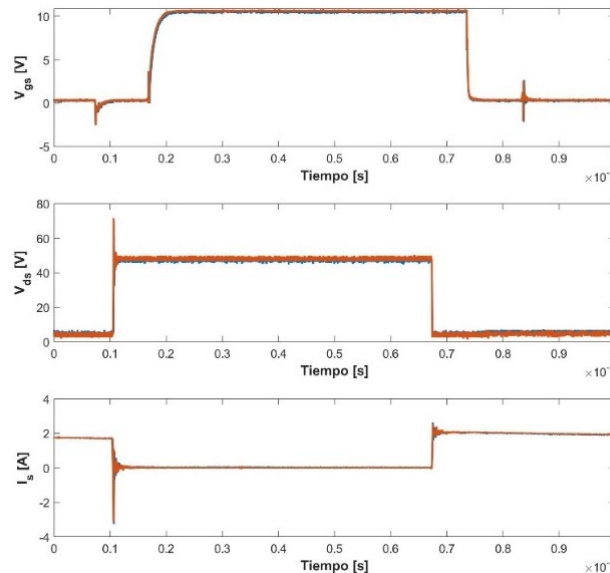


Figura 4.25 – Influencia de la conexión de los radiadores: conectado a tierra (rojo) vs. flotante (azul).

Se ha realizado medidas de emisiones conducidas y emisiones radiadas, cuyos resultados se recogen en la Figura 4.26 Figura 4.27

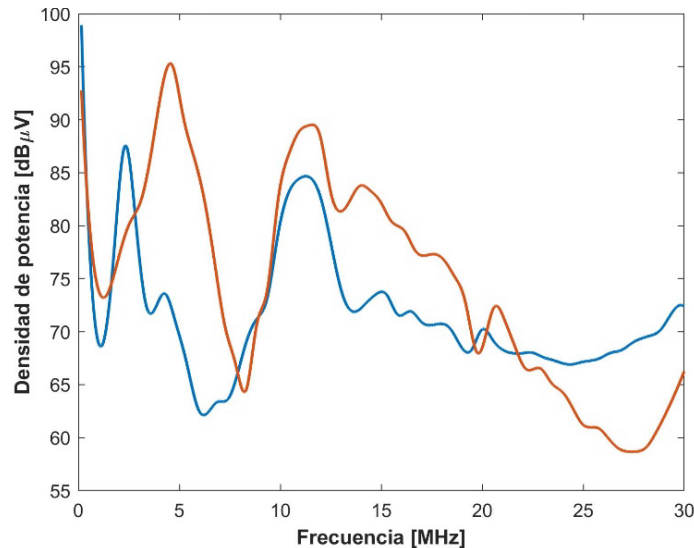


Figura 4.26 – Influencia de la conexión de los radiadores en las emisiones conducidas CM: conectado a tierra (rojo) vs. flotante (azul).

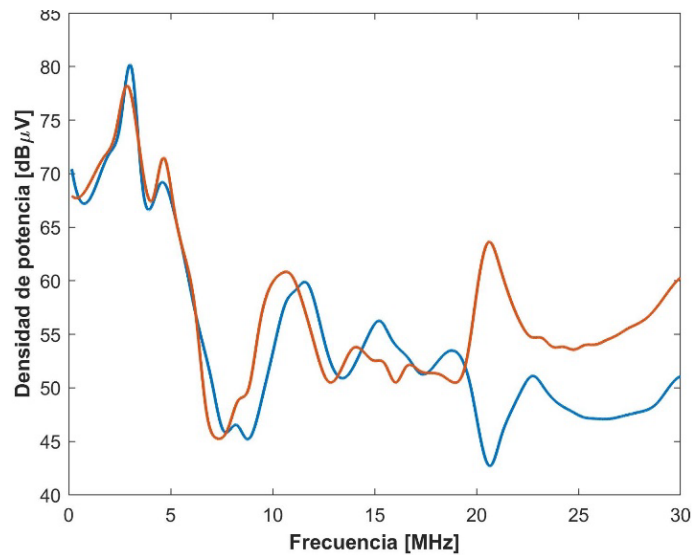


Figura 4.27 – Influencia de la conexión de los radiadores en las emisiones conducidas DM: a tierra (rojo) vs. flotante (azul).

En este caso, la influencia en las señales temporales no es en absoluto evidente, lo que muestra en cierto modo que el modo de conexión de los radiadores no afecta a la fuente de ruido en sí, sino a las vías de propagación. Por tanto, de modo similar a los casos anteriores, se aprecia que el modo de conexión de los radiadores tiene influencia tanto en el nivel de las emisiones como en las frecuencias a las que aparecen los picos resonantes.

4.4 Análisis de métodos para la estimación de emisiones radiadas.

Dentro del objetivo de desarrollar un modelo de predicción de emisiones, se estableció como punto de partida el análisis de algunos métodos presentes en la literatura para la estimación de emisiones radiadas con medidas indirectas, es decir, sin necesidad de acudir a un laboratorio de certificación o de precisar de una cámara anecoica o semianecoica.

En dicha literatura existe consenso al considerar que las corrientes de modo común en el cableado exterior son las principales responsables de emisiones radiadas [101] y, en el sentido de algunos desarrollos presentados en el apartado 2.2.3 Aschenberg y Grasso proponen en [102] tres formas principales de realizar la estimación:

1. Método empleado cuando la longitud del cable $L < \lambda$ (longitud de onda). Para este caso la estimación del campo eléctrico viene dada por la siguiente expresión:

$$E = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} (f \cdot I \cdot L) \sin \theta}{r} \quad (4.1)$$

- f : frecuencia de trabajo;
- I : intensidad que circula por el cable;
- L : longitud del cable;
- θ : ángulo respecto a la fuente de emisión;
- r : distancia respecto a la fuente de emisión.

Se trata de un método en que el proceso de cálculo es sencillo y que, según los autores, proporciona validez en los resultados hasta 200 MHz con un cable de 1 metro de longitud.

2. Método que considera un dipolo de longitud l . Para este caso la estimación del campo eléctrico viene dada por la siguiente expresión básica de la teoría de antenas [103]:

$$E = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \frac{\left(\cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right) \right)}{\sin \theta} \quad (4.2)$$

- η : impedancia del medio;
- k : número de onda;
- L : longitud del cable;
- θ : ángulo respecto a la fuente de emisión;
- r : distancia respecto a la fuente de emisión.

Se trata de un procedimiento más complejo, ya que hay que introducir efectos del plano de tierra, ángulo de cable...

3. Emplea la expresión del primer método hasta la frecuencia para la que la longitud del cable es $\lambda/2$ y trunca el resto de los valores hasta el límite superior para el que se considera válido el método.

Según los autores, los experimentos realizados con los tres métodos permiten comprobar que el primero de ellos ofrece buenos resultados hasta la frecuencia correspondiente a una longitud del cable de alimentación del $\lambda/2$, mientras que a partir de ahí sobreestima el campo radiado. El segundo método ofrece resultados dispares y resulta de más difícil implementación. El tercer método resulta ser la mejor aproximación, resultado simple como el método 1 y alcanza la precisión del método 2 en los mejores resultados de este.

Una vez seleccionado el método es importante tener en cuenta que la ecuación (4.1) precisa de un valor de corriente, mientras que la medida de la sonda de corriente en el analizador de espectro proporciona un valor de tensión. Por tanto, es necesario aplicar el factor de corrección correspondiente a la impedancia de transferencia, quedando finalmente la expresión utilizada de la siguiente manera:

$$E[dB\mu V/m] = V[dB\mu V] - Z[dB\Omega] + 20 \log \left(\frac{4\pi \cdot 10^{-7} (f \cdot I \cdot L) \sin \theta}{r} \right) \quad (4.3)$$

- E : estimación de campo eléctrico.
- V : tensión medida por la sonda de corriente en el analizador de espectro.
- Z : impedancia de transferencia o transimpedancia de la sonda de corriente.

4.4.1 Selección de equipos a testear y pruebas realizadas

Para cotejar la validez de este método se dispuso de sendos productos comerciales, una encimera de inducción y un desfibrilador, cedidos por las empresas Copreci y Bexen Cardio respectivamente, para los que se contaba con los resultados de sus test de emisiones radiadas llevados a cabo en laboratorios de certificación o precertificación.

Respecto al escenario de medida, la literatura consultada no establecía ningún tipo de límite o requisito sobre el escenario donde se deben llevar a cabo las pruebas, por lo que se procedió a testear escenarios cuyas condiciones se consideraban *a priori* distintas, para poder evaluar cuál podía ser el más favorable (por ser el más limpio en cuanto a 'ruido' electromagnético) y cuáles podían ser las limitaciones del método propuesto.

Se realizaron medidas en vacío, sin más que rodear el cable de alimentación de los equipos que se iban a testear y que no estaban en funcionamiento para conocer el umbral de ruido

de la medida y si existían intervalos de frecuencia afectados por señales externas que pudieran perturbar los resultados de las medidas.

Para el procedimiento a realizar se acordó lo siguiente:

1. Realizar mediciones en instalaciones Mondragon Unibertsitatea con sonda de corriente y analizador de espectro.
2. Comparar, si existían, con medidas realizadas con anterioridad en cámaras semianecoicas, para determinar la incertidumbre de la medida en cámara semianecoica y valorar la idoneidad de los pasos 3 y 4 de este procedimiento.
3. Realizar las mismas mediciones con el mismo equipamiento en cámara semianecoica de Centro de Investigación 1 o Centro de Investigación 2.
4. Realizar las mismas mediciones en el Centro de Investigación 1 o Centro de Investigación 2 con el equipamiento propio de ambos centros.

Con ello se pretendía analizar la validez del método desde distintos puntos de vista:

- ¿Es el método válido en cualquier tipo de condición?
- ¿Las limitaciones (diferencias respecto a resultados de pruebas de certificación o precertificación en cámaras anecoicas) son debidas al propio método, o al entorno de medida?

Pruebas en instalaciones Mondragon Unibertsitatea

- **Medida con sonda de corriente de encimeras de inducción del mismo modelo, pero en fases de desarrollo distintas.**

Como aproximación inicial, se estimaron las emisiones de dos encimeras GF10, una ya comercializada y otra cuyo circuito de control y potencia pertenecía a una fase de desarrollo previa a pasar pruebas de certificación EMC, con lo que las emisiones no estaban optimizadas.

El objetivo era poder comprobar si, midiendo ‘a ciegas’ (sin conocer cuál de los dos modelos era el comercial), se podía distinguir entre ambas.

Los resultados permitieron ver la diferencia entre ambas, determinándose según se observa en la Figura 4.28 que la encimera A era la que estaba en fase preliminar de desarrollo, lo que demostraba que la medición era capaz de distinguir entre situaciones de mayores o menos emisiones.

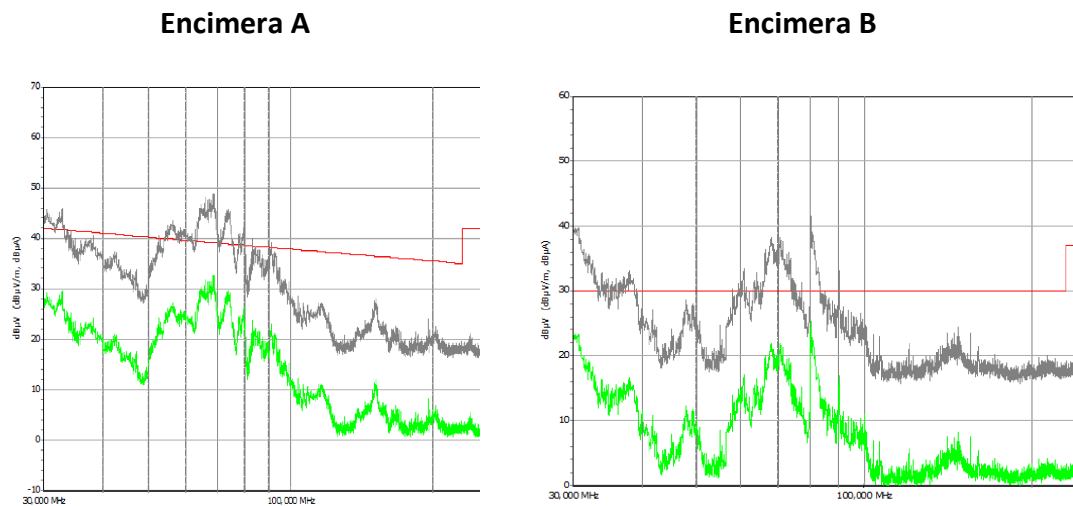


Figura 4.28 – Comparación de emisiones (traza verde) entre dos encimeras (A y B) del mismo modelo y en distintas fases de desarrollo

- **Pruebas sobre desfibrilador.**

En el caso del desfibrilador, las pruebas se realizan sobre el cable de paciente, como se observa en la Figura 4.29.



Figura 4.29 – Configuración de la medición de corriente en desfibrilador.

Pruebas en cámaras semianecoicas.

Se han probado los mismos equipos en cámaras semianecoicas con el equipamiento de Mondragon Unibertsitatea para estudiar lo que afectaba el entorno de medida a la validez del método de la sonda de corriente.

La Figura 4.30 muestra la configuración de las pruebas para la medida del equipo Reanibex dentro de la cámara semianecoica.

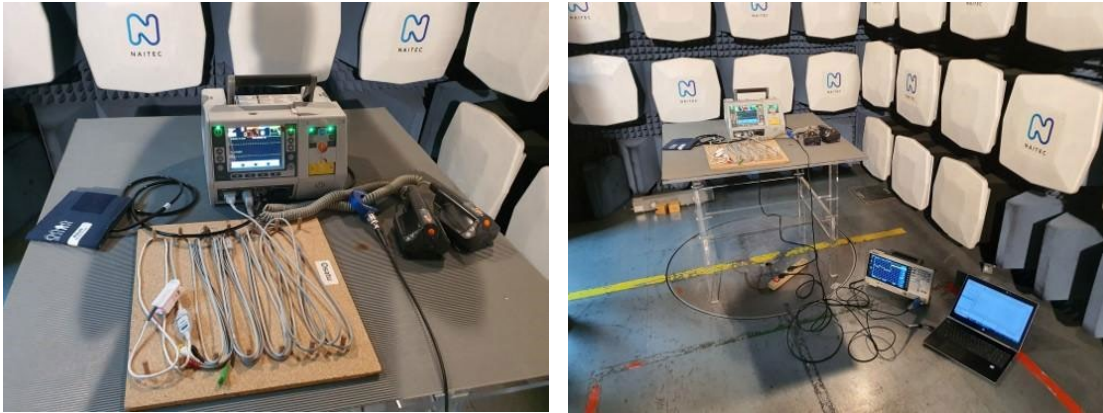


Figura 4.30 – Medición de desfibrilador en cámara semianecoica con equipos de Mondragon Unibertsitatea y sonda de corriente.

La Figura 4.31 muestra la comparación entre los resultados obtenidos en la cámara semianecoica y la estimación de emisiones radiadas con sonda de corriente para el caso del desfibrilador.

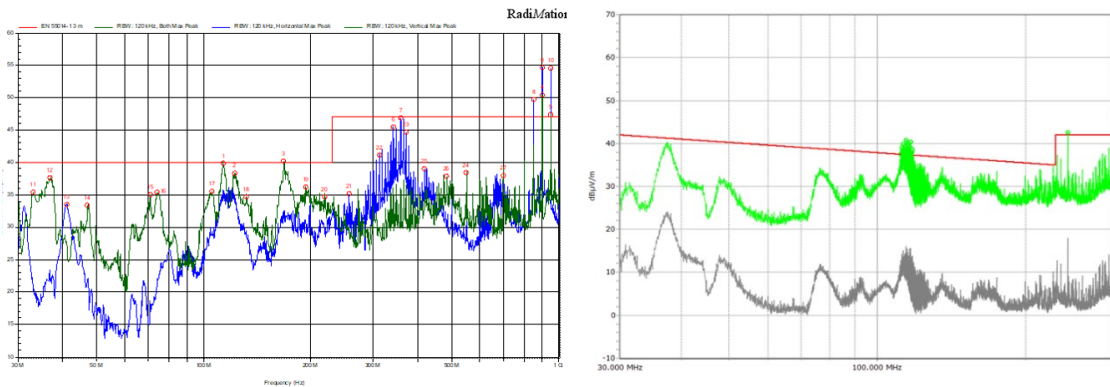


Figura 4.31 – Resultados de cámara semianecoica vs. estimación de emisiones radiadas para desfibrilador.

Por otra parte, se han realizado las mismas pruebas con una encimera de Copreci tal y como se muestra en la Figura 4.32.



Figura 4.32 – Medición de encimera de inducción en cámara semianecoica con equipos de Mondragon Unibertsitatea y sonda de corriente.

La Figura 4.33 muestra la comparación entre los resultados obtenidos en la cámara semianecoica y la estimación de emisiones radiadas con sonda de corriente para la encimera.

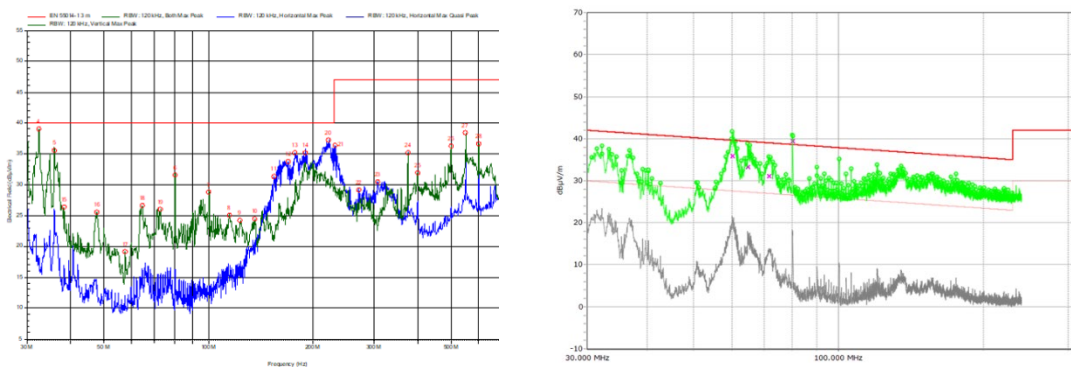


Figura 4.33 – Resultados de cámara semianecoica vs. estimación de emisiones para encimera de inducción.

4.4.2 Resultados obtenidos y conclusiones extraídas

De todas las pruebas que se realizaron, se puede afirmar que los valores que ofrece la sonda de corriente en los casos en que se mide en las instalaciones de Mondragon Unibertsitatea o en un entorno aislado como una cámara semianecoica son similares.

Sin embargo, existen frecuencias discretas donde la sonda de corriente mide cierta energía electromagnética que se haya podido acoplar a los cables de alimentación y paciente

(según el equipo) por radiación electromagnética procedente de señales de radio, TV, telefonía móvil... Esto hace que, si hay alguna emisión de nuestro propio equipo a testear en esas frecuencias, esas emisiones se pueden ver enmascaradas por agentes externos.

Por otro lado, no se observa en la medida realizada con la sonda de corriente en ninguno de los casos una franja de emisiones de mayor nivel alrededor de 200 MHz y frecuencias superiores, como sí muestra el resultado de las medidas realizadas con el equipamiento propio (antena) de la cámara semianecoica.

Se hicieron pruebas adicionales introduciendo ferritas para ver si las emisiones alrededor de 200 MHz eran debidas a la corriente que circula por el cable de alimentación y los resultados fueron los mismos, lo que evidenciaba que no toda la radiación que emiten nuestros equipos es debida a las corrientes que circulan por dichos cables de alimentación. Esto supone que ciertos fenómenos de generación de ruido EMI son indetectables mediante este método.

Además, las pruebas realizadas con la extrapolación de la medición de corriente en modo común mostraron que este método no era capaz de proporcionar valores de emisión radiada en el entorno de los obtenidos en cámara semianecoica (± 6 dB) . Solo era capaz de predecir tendencias, aumento o disminución de las emisiones radiadas sobre cambios realizados en el hardware, en un rango de frecuencias relativamente pequeño (30-100 MHz), inferior al establecido por los autores del método propuesto, e insuficiente, por ejemplo, para abarcar el intervalo de frecuencias en que se debe homologar un producto.

Por último, este método de la sonda de corriente no discrimina entre polarizaciones (aunque no es algo que aparezca en las normas de compatibilidad electromagnética, ayuda a identificar el origen de la radiación), lo que puede suponer un inconveniente.

Por consiguiente, estos métodos alternativos no resultan válidos si se desea tener resultados que ayuden a las empresas en la validación o en el desarrollo de sus productos.

Además de ello, los resultados obtenidos llevaron a abandonar esta vía para el modelado de emisiones radiadas y el trabajo restante se centró en el modelo para emisiones conducidas.

5. Determinación de las fuentes de ruido

Este capítulo supone el primer paso en la elaboración del modelo de estimación de ruido. Para ello, con el banco de ensayos presentado en el Capítulo 4 ya en marcha, se procedió al diseño del circuito de pruebas sobre el que se iban a realizar las medidas experimentales que han sido la base de la definición de los generadores de ruido.

Dado que el modelo propuesto se calcula en el dominio frecuencial, es necesario aplicar técnicas de análisis espectral adecuadas para las características de las señales de conmutación del convertidor.

Con las señales extraídas en el dominio del tiempo y una vez llevado a cabo el análisis espectral, el capítulo finaliza con la definición del modelo de generadores de ruido para el modo común y el modo diferencial.

5.1 Medición de señales

Tal y como se ha apuntado, uno de los objetivos consiste la definición de los generadores de ruido partiendo de la medida experimental de las ondas de conmutación. Previendo la necesidad cada vez mayor de medir no solo transitorios cada vez más rápidos, sino oscilaciones o ringing que tienen cada vez componentes de mayor frecuencia, las especificaciones requeridas para las sondas son cada vez más estrictas en lo referente a parámetros como ancho de banda, carga introducida en el *layout* en forma de parásitos... [104][105][106].

Aunque una serie de características sean generales, conviene diferenciar, del mismo modo que se hace en la literatura, entre sondas de tensión y de corriente.

Para las sondas de tensión, dos de las características más importantes a tener en cuenta son la tensión máxima a la que pueden trabajar (rango dinámico) y el ancho de banda (relacionado con el tiempo de subida o *rise time*) [104]. En la comparativa entre sondas diferenciales y sondas pasivas, las sondas diferenciales, que proporcionan aislamiento galvánico, han sido las preferidas en el caso de tener que medir tensión del orden de kV; sin embargo, su ancho de banda limitado, unido a su alto precio, las hacen inadecuadas

para el objetivo que se persigue aquí: detectar variaciones rápidas de señal que conduzcan a la generación de EMI. En el caso de tener que medir hasta unos pocos centenares de voltios (típicamente, 300 V), las sondas pasivas son las preferidas.

Además, en el caso de la sonda de tensión pasiva resulta clave poder prescindir del *ground lead* ya que este cable introduce una inductancia adicional que puede provocar sobretensiones y oscilaciones (*ringing*) [107].

En lo que a las sondas de corriente se refiere, alternativas habituales son las *Rogowski coils*, los transformadores de corriente y las *coaxial shunts*. Las dos primeras están más limitadas en cuanto al ancho de banda (típicamente decenas de MHz, lo que implica tiempos de subida de decenas de nanosegundos), por lo que pueden no ser adecuadas en el caso de querer medir señales más rápidas [104][108].

Por su parte, las *current shunt* presentan mejores características de ancho de banda, a costa de carecer de aislamiento galvánico. Además, al insertarse directamente en el *layout* del circuito, resulta un reto, tal y como apunta [109], medir la corriente sin introducir una inductancia adicional en el lazo de conmutación, ya que esta contribución es la mayor influencia en la generación de *overshoot* y *ringing* que darán lugar a EMI.

Todas estas características se resumen en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1- Resumen de las características de las sondas de medición.

Tipo		Ventajas	Desventajas
Sonda de tensión	Diferencial	Aislamiento galvánico	Bajo ancho de banda <i>Leads</i> de connexion
	Divisor de tensión	Gran ancho de banda	No válidas para medida de V_{ds}
	Pasiva	Gran ancho de banda Adecuada para la medida en la parte baja del puente <i>Leads</i> de conexión	Sin aislamiento galvánico
Current probe	Rogowski coil	Aislamiento galvánico Tamaño	Bajo ancho de banda (decenas de MHz) Baja precisión
	Transformador de corriente	Aislamiento galvánico	Bajo ancho de banda (hasta ~100 MHz) Adición de inductancia de lazo Mayor tamaño
	Coaxial shunt	Gran ancho de banda (hasta GHz) Gran precisión AC-DC Tamaño	Sin aislamiento galvánico Aumento de la inductancia de lazo Calentamiento

5.2 Técnicas de análisis espectral

Tal y como se ha indicado en el apartado 2.1.3, diversos autores relacionan las señales obtenidas en el tiempo con el espectro asociado a ellas.

A la hora de obtener el espectro de las señales temporales medidas la herramienta básica es la transformada de Fourier. Sin embargo, se podría afirmar que esta se rige por el principio de incertidumbre de Heisenberg («No se puede determinar simultáneamente y con precisión arbitraria ciertos pares de variables físicas»), lo que trasladado a nuestro caso se traduce en que sea imposible relacionar las componentes frecuenciales obtenidas como resultado de la transformada, con instantes de tiempo precisos (dicho de otra manera, es imposible para la transformada de Fourier localizar las señales en el tiempo).

Esto resulta un problema tal y como recogen [110]–[112] para el caso del análisis de señales no estacionarias, como son en nuestro caso las señales de conmutación de los transistores, a cuyo espectro base se le suman componentes de carácter impulsivo y oscilatorio. La literatura aborda el empleo de otras técnicas para superar este inconveniente. Dos de las técnicas principales son el empleo de la STFT y las *wavelets*.

La STFT consiste en realizar un conjunto de transformadas de Fourier sobre la señal original sometida a un proceso de enventanado, distando entre cada operación un tiempo t , lo que se puede expresar matemáticamente de la forma

$$f(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)w(t - \tau)e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (5.1)$$

siendo $f(t)$ la señal original, $w(t)$ la ventana aplicada y t el desplazamiento. En cada tramo de señal afectado por la ventana la señal es considerada estacionaria. De este modo, la STFT resulta en una especie de FFT de ventana deslizante, caracterizándose el espectro resultante por efectos tales como *scallop loss* y *leakage* [113].

Tal y como apunta Sandrolini en [112] en esta operación resulta clave la elección de la ventana y sus parámetros asociados, duración y forma, teniendo que llegar a un compromiso entre lograr una mejor resolución frecuencial a costa de tener un mayor rizado (con ventanas rectangulares), o empeorar la resolución frecuencial pero con menos oscilaciones laterales en el espectro; y también en determinar la ventana óptima que describa correctamente frecuencia y amplitud [114].

La duración de la ventana T determinará la resolución frecuencial o *bin size* $\Delta f = 1/T$, que a su vez se relaciona con el número de puntos representado a través de la frecuencia de muestreo, $f_s = N \cdot \Delta f$.

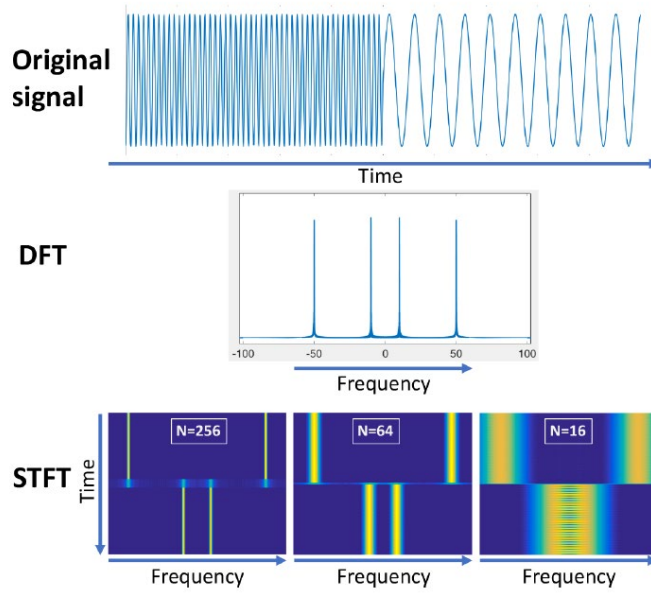


Figura 5.1 – DFT vs. STFT de una señal compuesto por una onda de alta frecuencia sucedida en el tiempo por una onda de baja frecuencia.

Se pueden hallar ejemplos de aplicación como la estimación espectral y emulación de receptores EMI [112][113], medida de la calidad de la señal eléctrica en sistemas de potencia [115]–[118], detección de fallos en sistemas fotovoltaicos [119]...

Por tanto, la STFT se presenta como una herramienta que permite superar esa indeterminación tiempo-frecuencia de la que se hablaba anteriormente. Aun así, adolece de una resolución fija; es decir, una vez seleccionada una ventana determinada la resolución temporal y frecuencial permanece fija, lo que implica que una ventana de mayor duración tenga problemas para representar eventos de corta duración y viceversa.

Las *wavelet* suponen una posible solución a este problema. El análisis mediante *wavelet* consiste en el uso de una función base para el inventanado denominada *wavelet madre* cuya escala se cambia, se desplaza en el tiempo, se multiplica por la señal y se integra en el tiempo. De forma matemática, una operación se puede expresar como:

$$X_{CWT}(p, q) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{\tau, a}^*(t) dt, \quad (5.2)$$

siendo $X_{CWT}(\tau, a)$ los coeficientes obtenidos para una traslación τ y una escala a de la función madre $\psi_{\tau, a}$, de manera que:

$$\psi_{\tau, a} = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t - \tau}{a}\right) \quad (5.3)$$

Esto ofrece detalle sobre las componentes frecuenciales de la señal en un intervalo de tiempo permitiendo una localización “cruzada” temporal-frecuencial [120]. A diferencia de la STFT, es una herramienta multirresolución, es decir, mediante la compresión (*compressing*) o el estirado (*stretching*) de la *wavelet function* (es decir, con una ventana de longitud variable, si empleamos términos análogos a los de la STFT) se logra una solución de compromiso entre resolución temporal y frecuencial para todo el espectro [121].

Al igual que en el caso de la STFT las *wavelet* han encontrado diversos ámbitos de aplicación tales como salud con el procesamiento de señales biomédica cerebrales, cardíacas, musculares... [122], transitorios en sistemas de potencia [115][123], fenómenos sísmicos...

Ambos análisis son comparados en [114][117][124] destacando ventajas e inconvenientes de cada una llegando, básicamente, a la conclusión de que las *wavelet* poseen ventajas cuando las características frecuenciales de la señal varían rápidamente con el tiempo, mientras que la STFT presenta ventajas a nivel computacional si es necesario el análisis en tiempo real.

En cualquier caso, ambas técnicas pueden ser complementarias y en este trabajo se han aplicado ambas técnicas sobre las señales de conmutación obtenidas experimentalmente realizando el análisis con diferentes parámetros con el doble objetivo de identificar las componentes fundamentales del espectro y relacionarlas con los eventos ocurridos en las señales de conmutación, como primer paso para la obtención del modelo de fuentes de ruido.

5.3 Resultado de las medidas experimentales y el análisis espectral

5.3.1 Resultados de las medidas en el dominio del tiempo

Para estas medidas se ha empleado una tensión de bus de 48 V y se han aplicado 12 V en la puerta de los transistores. Para poder comparar las técnicas de análisis, se presentan los resultados de tres casos en la Figura 5.2:

- a) Caso 1: aparición de *false turn on*, lo que se refleja en una sobretensión $\Delta V \sim 160$ V y una sobrecorriente $\Delta I = -27,5$ A y $\Delta I' = 8,4$ A.
- b) Caso 2: conmutación con resistencia de puerta $R_g = 15$ Ω , con una sobretensión $\Delta V \sim 40$ V y una sobrecorriente $\Delta I = 0,3$ A y $\Delta I' = -3,2$ A (debida a la corriente inversa de recuperación del diodo).
- c) Caso 3: conmutación con resistencia de puerta $R_g = 82$ Ω , sin sobretensión apreciable y con una sobrecorriente $\Delta I = 0,7$ A y $\Delta I' = -1,3$ A (debida a la corriente inversa de recuperación del diodo).

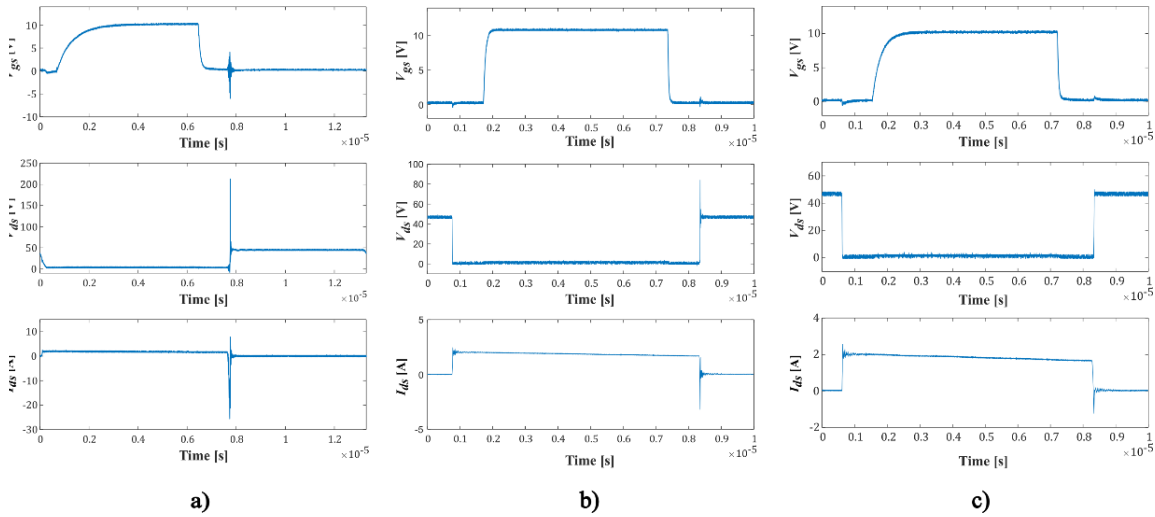


Figura 5.2 – Resultado de las medidas experimentales para 3 casos distintos: a) *false turn on*; b) conmutación con resistencia de puerta $R_g = 15 \Omega$; conmutación con resistencia de puerta $R_g = 82 \Omega$.

Tal y como se ha avanzado en el apartado 4.3, se han realizado otras pruebas de sensibilidad de parámetros variando la capacidad entre puerta y fuente o el modo de conexión de los radiadores, y se han obtenido las ondas de conmutación correspondientes con sus respectivas características de sobretensiones, sobreintensidades, tiempos de subida y bajada (en el orden de 10 – 40 ns), pero no se mostrarán aquí para no resultar redundante.

A partir del análisis realizado y expuesto en el apartado 5.2 se han cogido las señales temporales de la Figura 5.2 y realizado en Matlab el análisis espectral empleando STFT y *wavelet*. Algunos de los resultados de este análisis se muestran en las figuras Figura 5.3, Figura 5.4 y Figura 5.6.

En el caso de la STFT, se han probado ventanas diferentes variando los parámetros de solapamiento (*overlap*) y número de puntos N para analizar tanto la resolución temporal como la resolución frecuencial.

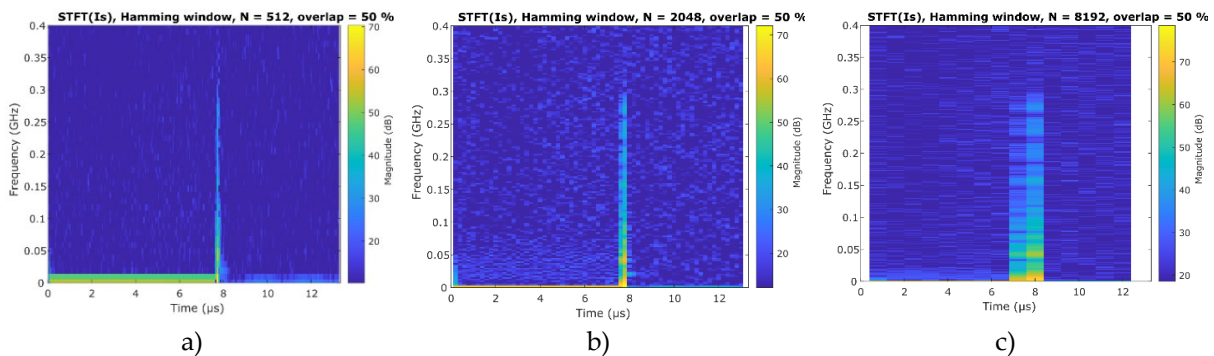


Figura 5.3 – Resolución temporal vs. resolución frecuencial en el cálculo de la STFT para una ventana de Hamming de diferentes longitudes: a) $N = 512$; b) $N = 2048$; c) 8192.

En primer lugar, la Figura 5.3 muestra la influencia de la longitud de la ventana y el número de puntos en la resolución temporal lograda. En todos los casos, los resultados muestran una franja temporal en la que el espectro llega a frecuencias más altas, pero la capacidad de discriminar el instante exacto en que se produce la conmutación se reduce a medida que aumenta la longitud de la ventana, pasando de $\Delta t = 0.15 \mu s$ a $\Delta t = 1.5 \mu s$ para longitudes de ventana $N = 512$ y $N = 8192$ respectivamente. Tal y como era esperado, eso tiene su traslación inversa en la resolución frecuencial, ya que el uso de menos puntos no permite discriminar componentes frecuenciales más próximas entre sí.

En la figura se muestran los resultados correspondientes a tres tipos de ventanas diferentes: a) y b) *flat top window* (ventajas: mínima pérdida por *scalloping* o reducción en el nivel de la señal; inconvenientes: baja resolución frecuencial y gran ancho de banda de ruido); c) y d) ventana rectangular (adecuada para el análisis de transitorios donde la distribución de la energía a lo largo del tiempo es irregular); e) y f) ventana de Hamming (con forma sinusoidal que ofrece un lóbulo principal ancho y lóbulos secundarios de bajo nivel). Se ha realizado análisis análogos con otros tipos de ventanas, como la Blackman-Harris (similar a la de Hamming, el espectro resultante tiene un lóbulo principal ancho y lóbulos laterales mucho menores), aunque no se muestran los resultados aquí por considerarlos redundantes.

En cada caso, para cada tipo de ventana se ha seleccionado el solapamiento considerado óptimo en la literatura [125]–[127]. Este parámetro podría ser considerado otro factor a tener en cuenta al analizar la validez del análisis STFT, pero carece de sentido trabajar con valores fuera del rango considerado óptimo. Como se ha afirmado con anterioridad, el número de puntos empleado resulta clave para la resolución frecuencial, así como para determinar cuáles son las componentes frecuenciales del ringing que se produce en las señales de conmutación.

En el caso del análisis con wavelet, se ha realizado una CWT (*continuous wavelet transform*) utilizando diferentes números de octavas y *voices* por octava para los tipos de wavelet seleccionados.

La diferencia entre tipos de *wavelet* radica en la capacidad de localizar en tiempo y/o en frecuencia los eventos, y nuevamente la configuración de los parámetros característicos de cada wavelet permite alcanzar resultados óptimos.

De forma general, el número de octavas resulta determinante para precisar la mínima frecuencia que va a ser detectable, habida cuenta de que el valor de la frecuencia máxima viene fijado por el periodo de muestreo de las señales experimentales. Por otro lado, el número de *voices* por octava hace referencia al número de escalones intermedios existentes en cada octava; dicho de otra manera, a la «finura» o nivel de resolución con

que se discretiza el escalado (a mayor número de *voices*, mayor «finura» pero aumenta la carga computacional).

Las *wavelet* utilizadas han sido Morlet, Morse y Bump, cuyas características principales se han descrito ampliamente en [128].

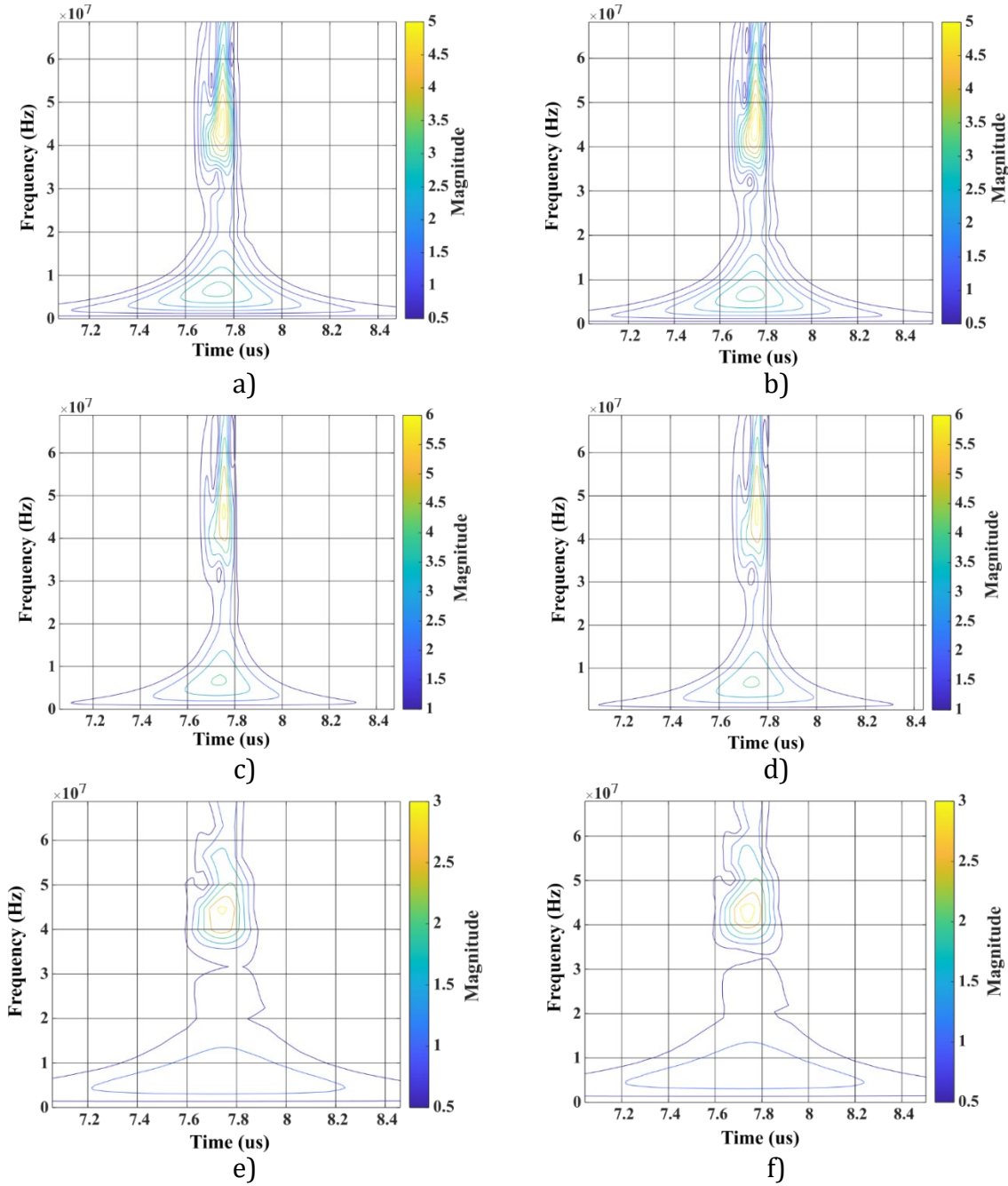


Figura 5.4 – Comparación del análisis con *wavelet* para distintos tipos de *wavelet*, número de octavas (N_o) y número de *voices* (N_v): a) *Morse wavelet* $N_o = 13$, $N_v = 6$; b) *Morse wavelet* $N_o = 13$, $N_v = 40$; c) *Morlet wavelet* $N_o = 13$, $N_v = 6$; d) *Morlet wavelet* $N_o = 13$, $N_v = 40$; e) *bump wavelet* $N_o = 11$, $N_v = 6$; f) *bump wavelet* $N_o = 11$, $N_v = 40$.

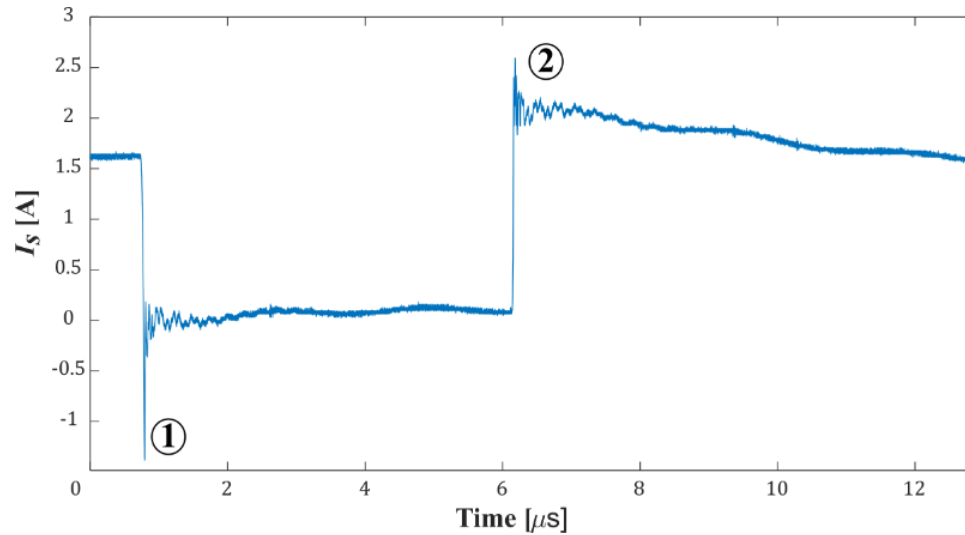


Figura 5.5 – Detección de eventos usando STFT y wavelet para la corriente de fuente I_s en el dominio del tiempo.

El resultado del análisis es similar en todos los casos, aunque hay alguna diferencia significativa entre los tipos de wavelet. Para empezar, como era evidente, todas las *wavelet* son capaces de localizar en el tiempo los eventos de conmutación y oscilaciones en los que aparecen componentes de mayor frecuencia (se ha obviado representar el periodo completo porque se considera que carece de interés).

Atendiendo a la resolución temporal y frecuencial, la *bump wavelet* presenta una resolución temporal menor pero, a cambio, es más precisa delimitando el valor de un pico resonante en 45 ± 2 MHz. Sin embargo, no es capaz de detectar los picos de menor frecuencia en torno a 7 MHz, como sí hacer las *wavelet* Morse y Morlet.

Los resultados revelan otro aspecto fundamental para entender el origen de las emisiones, tal como es la posibilidad de discriminar si el nivel de la envolvente y los picos que aparecen en el espectro se deben a eventos que ocurren durante el encendido o durante el apagado de los transistores. La Figura 5.6 muestra un ejemplo de esta característica, para el caso de la corriente que circula por el transistor inferior de la rama. Aunque a primera vista existan oscilaciones tanto en el encendido como en el apagado, el espectro asociado a cada instante es distinto. La imagen tridimensional de la Figura 5.6 correspondiente al cálculo de la STFT así lo muestra. Este detalle se habría perdido si hubiéramos usado la FFT, pero se puede recuperar gracias a la transformada *wavelet*.

Esta característica puede resultar útil al aplicar mecanismos de atenuación o cancelación, si somos capaces de asociar en cada caso los picos resonantes a fenómenos determinados (*ringing*, corriente inversa de recuperación del diodo...).

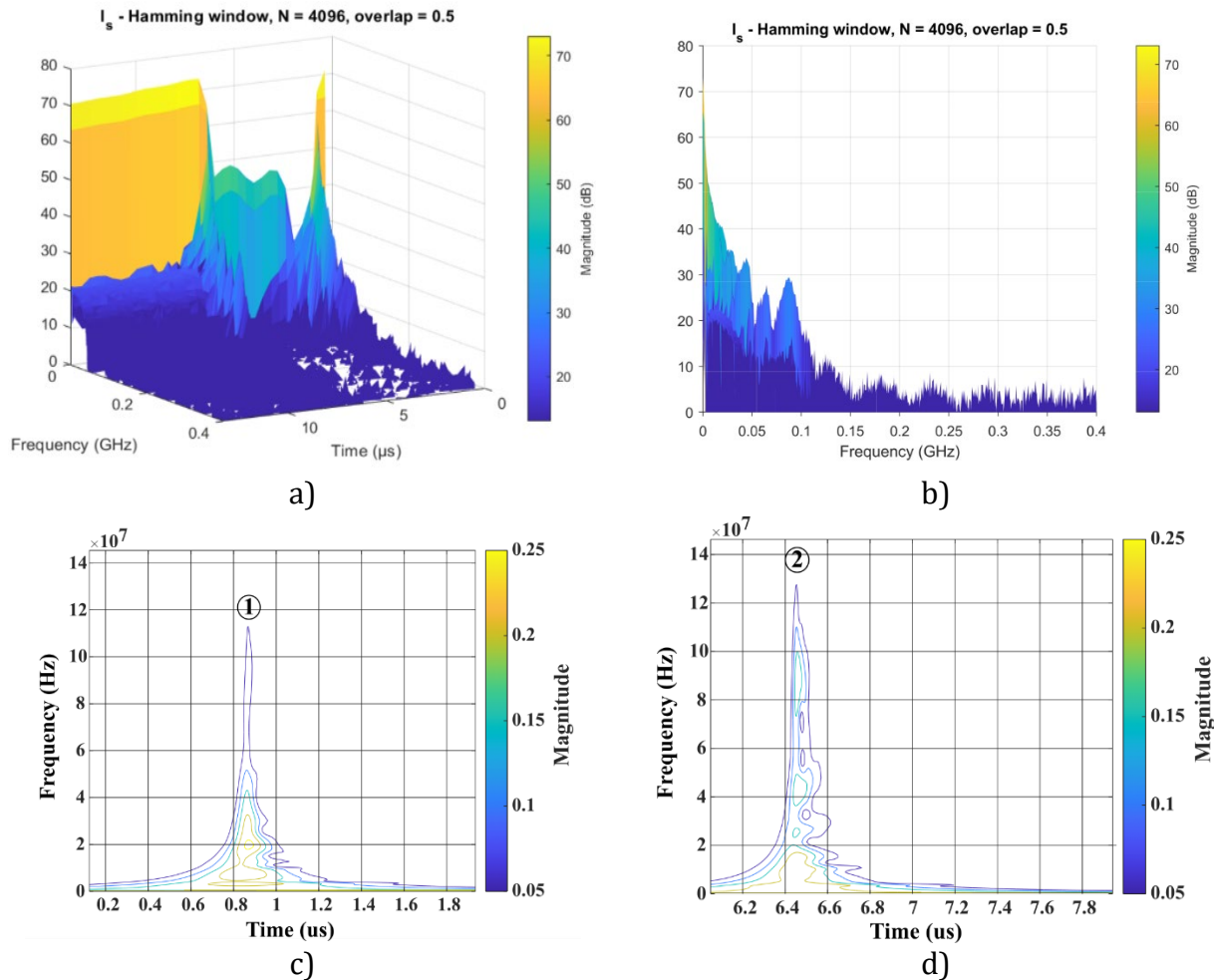


Figura 5.6 – Detección de eventos usando STFT y wavelet: a) representación tiempo-frecuencia-magnitud de la STFT; b) representación frecuencia-magnitud de la STFT; c) detalle de la transformada wavelet empleando una wavelet Morse en el intervalo 0 – 2 μs; d) detalle de la transformada wavelet empleando una wavelet Morse en el intervalo 6 – 8 μs.

6. Determinación de las vías de propagación

Tal y como se ha explicado en el apartado 2.2 del estado del arte, una vez calculados los generadores de ruido, resulta indispensable caracterizar las vías de propagación. En dicho apartado se apuntaron algunos de los métodos empleados en la literatura.

En el caso de esta tesis, el objetivo principal en ese sentido ha sido el de disponer de un método que permita caracterizar dichas vías de propagación en términos de impedancia, sin tener que realizar alteraciones sobre el circuito con medidas directas de tensión y corriente.

Antes de entrar en detalle en el método seguido es conveniente recordad algunos aspectos de la teoría de cuadripolos y los parámetros empleados en su definición.

6.1 Teoría de redes de N polos

Muchos de esos métodos empleados y comentados con anterioridad se basan en considerar las vías de propagación como redes de N polos en general (y cuadripolos en particular), en los que se miden parámetros de impedancia (Z), admitancia (Y) o transmisión ($ABCD$ o T), que representan ‘cajas negras’ cuyo comportamiento viene caracterizado por las corriente y tensionen en dichos polos o puertos.

A modo de recordatorio, se resumen aquí las definiciones formales de algunos de esos tipos de parámetros:

- **Parámetros de impedancia Z .**

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & & \dots \\ \dots & & & \dots \\ Z_{N1} & \dots & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

- Z_{ij} : impedancia de transferencia entre los puerto i y j .
- V_i : tensión en el puerto i .

6. Determinación de las vías de propagación

- I_i : corriente en el puerto j .
- $Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \Big|_{I_k=0 \forall k \neq j}$, lo que supone dejar en circuito abierto todos los puertos distintos a j .

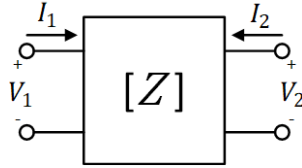


Figura 6.1 – Cuadripolo representado por parámetros de impedancia Z .

• Parámetros de admitancia Y .

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{21} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdots & \\ \cdots & \cdots & \cdots & \\ Y_{N1} & \cdots & \cdots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

- Y_{ij} : impedancia de transferencia entre los puerto i y j .
- I_i : tensión en el puerto i .
- V_i : corriente en el puerto j .
- $Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j} \Big|_{V_k=0 \forall k \neq j}$, lo que supone dejar en cortocircuito todos los puertos distintos a j .

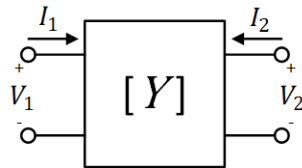


Figura 6.2 – Cuadripolo representado por parámetros de impedancia Z .

• Parámetros de transmisión T o $ABCD$.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

- $A = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_2=0}$, $B = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{V_2=0}$, $C = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{I_2=0}$, $D = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0}$.

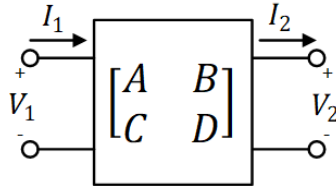


Figura 6.3 – Cuadripolo representado por parámetros de transmisión $ABCD$.

Una de sus principales propiedades hace referencia a la concatenación de cuadripolos: si se tiene una serie de cuadripolos conectados en cascada y se conocen los parámetros de transmisión de cada uno de ellos, se puede obtener la matriz de parámetros de transmisión del conjunto como producto de las matrices individuales.

$$ABCD_{\text{TOTAL}} = \prod_{i=1}^N ABCD_i \quad (6.4)$$

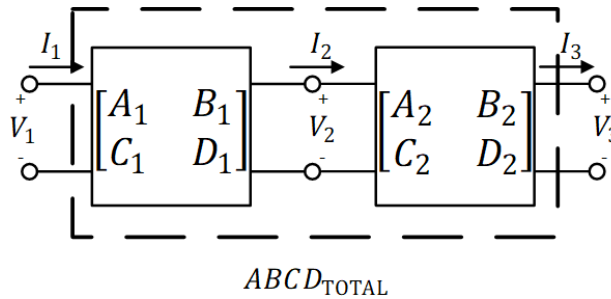


Figura 6.4 – Cálculo de parámetros $ABCD$ de una concatenación de cuadripolos.

Tal y como se puede observar, trabajar con los tipos de parámetros anteriormente mencionados supone obtener valores y relaciones de tensión y corriente en un puerto estando el otro puerto en cortocircuito o circuito abierto.

Si bien esto puede ser una labor sencilla en bajas frecuencias, no sucede lo mismo a altas frecuencias (decenas o cientos de megahercios), donde la obtención de terminales que funcionen como cortocircuitos y circuito abiertos efectivos es mucho más compleja.

Existen otro tipo de parámetros, como son los parámetros de dispersión o parámetros S (*scattering parameters*), cuyo procedimiento de medida no requiere directamente realizar mediciones con terminales en cortocircuito y circuitos abierto, una vez realizada la calibración y establecidos los planos de referencia en el sistema de medida (equipamiento y cables) que se vaya a emplear.

- **Parámetros S .**

De manera formal, los parámetros S se definen de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & & \dots \\ \dots & & & \dots \\ S_{N1} & \dots & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

- S_{ij} : relación entre la onda reflejada en el puerto i respecto a la onda de tensión incidente en el puerto j .
- $a_n = V_i^+ / \sqrt{Z_{0,n}}$: onda de tensión normalizada incidente.
- $b_n = V_i^- / \sqrt{Z_{0,n}}$: onda de tensión normalizada reflejada.
- $Z_{0,n}$: impedancia característica del puerto n .

La relación entre las distintas matrices de cuadripolos es conocida. De este modo, para un sistema con una impedancia característica Z_0 , se puede pasar de parámetros de dispersión a parámetros de transmisión de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

6.2 Metodología para la obtención de las vías de propagación

Como se mencionado al inicio del capítulo, la premisa buscada es obtener las vías de propagación sin realizar medidas de tensión y corriente que supongan hacer cortocircuitos o circuitos abiertos sobre el sistema.

Para ello, se parte de la propuesta de [129][130], que emplean un método basado en el uso de dos sondas inductivas de corriente que aquí denominaremos CP1 y CP2 como transductores para poder medir las señales que entran y salen en el sistema conformado por CP1 + DUT + CP2, siguiendo el esquema que se muestra en la Figura 6.5, siendo DUT el dispositivo bajo test cuya impedancia Z_x se desea conocer.

Las sondas se conectan a sendos puertos de un analizador vectorial de redes (VNA), de manera que una de ellas actúa como inyectora de señal y la otra como receptora de señal.

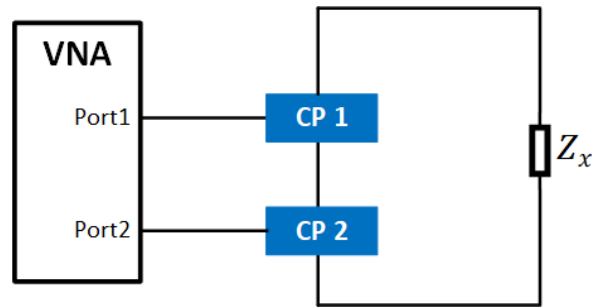


Figura 6.5 – Sistema de medida de impedancia empleando dos sondas inductivas de corriente.

El analizador de redes es capaz de medir los parámetros S del sistema, que se puede relacionar con los parámetros $ABCD$ mediante la ecuación (6.6). Una vez obtenida la matriz de parámetros de transmisión del sistema, la correspondiente al DUT queda embebida dentro de la expresión general tal y como muestra la ecuación (6.7):

$$ABCD_{\text{SISTEMA}} = ABCP_{CP1} \cdot ABCD_{DUT} \cdot ABCP_{CP2} \quad (6.7)$$

En esta expresión las matrices de transmisión de las sondas de corriente deben ser conocidas, lo que implica que se deban caracterizar previamente. Para ello, [129][130] proponen también otro método consistente en inyectar señal generada por el analizador vectorial de redes a través de la sonda de corriente, y acoplarla a un cable conectado a través de un PCB constituido por un plano de masa a un conector que enlazará con el puerto receptor del VNA. De este modo se pueden medir los parámetros S de la sonda de corriente en un sentido. Intercambiando los puertos en el VNA, se miden los parámetros S en el otro sentido, con lo que la sonda queda totalmente caracterizada, y los parámetros $ABCD$ de la sonda se pueden calcular aplicando las transformaciones $S \rightarrow ABCD$ correspondientes.

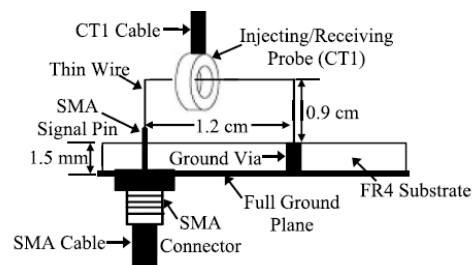


Figura 6.6 – Montaje para la caracterización de la sonda de corriente [129].

Finalmente, multiplicando a izquierda y derecha por la inversa de las matrices $ABCD$ de las dos sondas de corriente se obtienen como resultado final los parámetros del DUT, que pueden ser directamente relacionados con valores de impedancia:

$$ABCD_{DUT} = (ABCP_{CP1})^{-1} \cdot ABCD_{SISTEMA} \cdot (ABCP_{CP2})^{-1} \quad (6.8)$$

6.2.1 Influencia del *setup* de las sondas de corriente y su calibración

El método descrito al comienzo del apartado 6.2 resulta sencillo *a priori*, aunque desde el principio surgen dudas respecto a ciertos aspectos. Es por ello que se considera necesario establecer la fiabilidad del método habida cuenta de que se trata de un método indirecto y que además de ejecuta en varios pasos. Esto supone que un desajuste en los pasos iniciales pueda generar un error que se propague y se magnifique en el resultado final.

En este caso, [129][130] pasa por alto la influencia del tipo de sonda empleada. Los ensayos publicados se realizaron con una sonda CT1 de Tektronix [131] cuya abertura admite un cable cuyo calibre máximo es AWG20. Al tener una abertura tan pequeña, el acoplamiento es muy eficiente.

Sin embargo, en el caso de esta tesis se cuenta con dos sondas de corriente de la marca Tekbox, TBCP1-500 y TBCP2-750, cuyas aberturas son de 25 mm y 32 mm, respectivamente [132][133], sensiblemente superior a la CT1 de Tektronix. Esto permite una mayor versatilidad a la hora de poder medir corrientes sobre cables de secciones muy diversas, a costa de que el acoplamiento no esté optimizado en todo el rango frecuencial. Por tanto, se trata de un aspecto a tener en cuenta a la hora de calibrar las sondas.

Esto quedó en evidencia al realizar el proceso de calibración de la sonda haciendo pasar el cable por puntos distintos dentro de la abertura (centrado, en la posición más cercana al conector o en la posición más alejada del conector) y comprobar los resultados obtenidos al caracterizar elementos de valor conocido. Por tanto, la disposición del cable al pasar por el interior de la sonda de corriente, tanto en el momento de la calibración como en el de la medida que se esté realizando, no puede ser obviada.

También se han comprobado la gran influencia del plano de masa a la hora de calibrar las sondas de corriente.

No se muestran aquí los resultados obtenidos en todas las calibraciones erróneas, pero se puede afirmar que una calibración inadecuada de alguna de las dos sondas provoca errores muy elevados, tanto en precisión como en exactitud (es decir, ni se logra que los

resultados se sitúen en el entorno del valor correcto, ni que los resultados de las medidas sean consistentes a lo largo de distintas medidas sucesivas).

Se han calibrado las sondas con dicho procedimiento general y, posteriormente, se ha comprobado la idoneidad de su calibración midiendo la impedancia de elementos (resistencias y condensadores) de valor conocido.

En primer lugar, se ha realizado el proceso con las sondas por separado. Posteriormente, se han empleado las dos sondas, cada una en un extremo de los estándares, para testear el procedimiento que se aplicará al DUT. Los resultados que muestran la Figura 6.7 y la Figura 6.8.

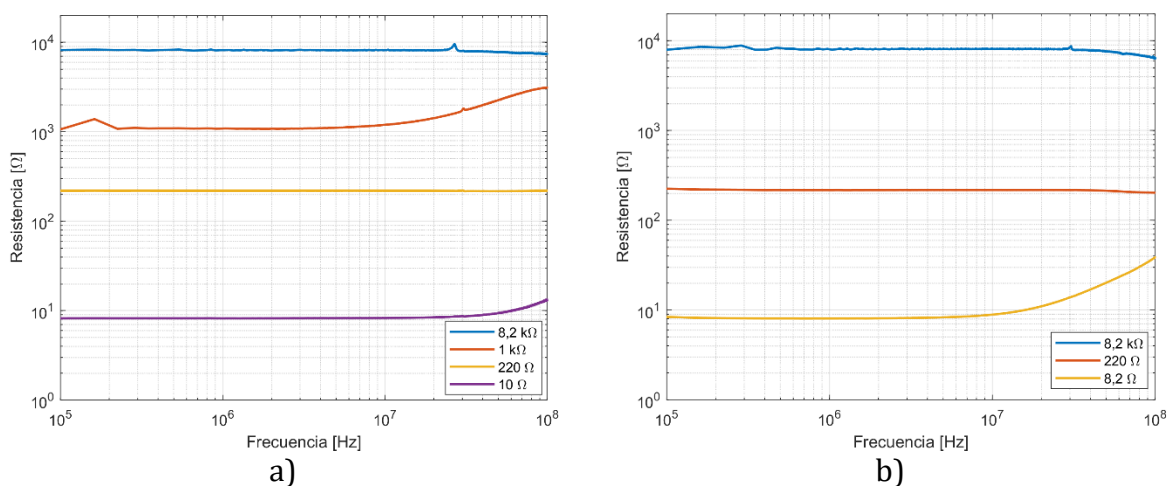


Figura 6.7 – Resultado de la calibración de las sondas de corriente: a) resistencia medida con sonda de corriente TBCP1; b) resistencia medida con sonda de corriente TBCP2.

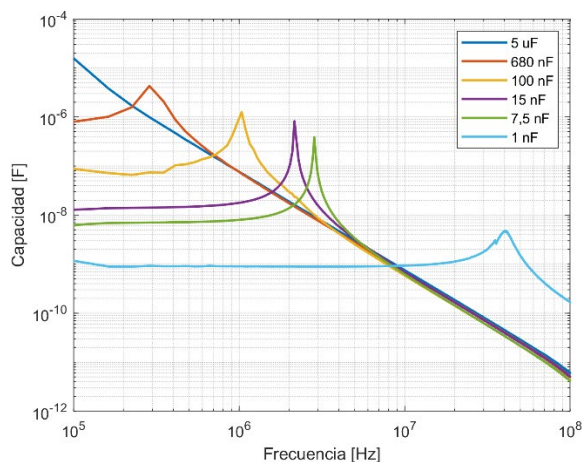


Figura 6.8 – Resultado de la calibración de las sondas de corriente: capacidad medida con la configuración TBCP + estándar + TBCP1.

6. Determinación de las vías de propagación

En los mismos se puede apreciar que los resultados ofrecen valores muy cercanos a los valores nominales de los elementos en todo el rango de emisiones conducidas y, en muchos de los casos, hasta los 100 MHz que ha sido el límite superior en el que se ha testado el método.

En cualquier caso, a pesar de que pueda haber algún resultado singular, se considera que ambas sondas están bien calibradas y que, por tanto, pueden ser empleadas para la caracterización de las vías de propagación.

La Figura 6.9 resume mediante sendos diagramas de flujo todo el procedimiento de calibración de las sondas y cálculo de la impedancia y parámetros Z del DUT.

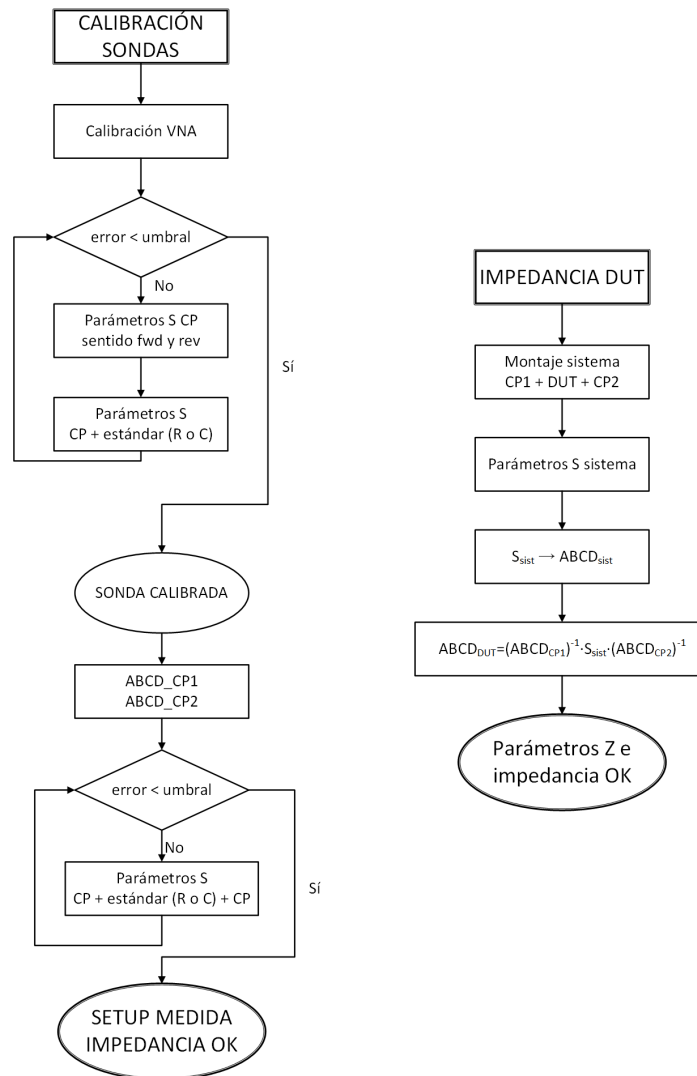


Figura 6.9 – Diagrama de flujo del procedimiento seguido para el cálculo de la impedancia y parámetros Z de un dispositivo.

6.2.2 Influencia de los condensadores de desacoplo para la medida de impedancia

Otro de los aspectos a analizar en el método propuesto es el empleo de condensadores de desacoplo. Estos condensadores se emplean tanto en el ensayo realizado para la obtención de la impedancia en modo diferencial (un único condensador entre línea y neutro) como en modo común (con sendos condensadores conectados a tierra), con la disposición que se muestra en la Figura 6.11. Están destinados a hacer una labor de *bypass* de forma que la impedancia de las LISN o de la red de alimentación no cargue el sistema y altere los valores medidos para las vías de propagación.

En su publicación, [129][130] emplean elementos de valor $1\ \mu\text{F}$ y $22\ \mu\text{F}$, que muestran impedancias muy bajas en la frecuencia de resonancia ($503\ \text{m}\Omega$ @ $150\ \text{kHz}$ para el modo común y $48\ \text{m}\Omega$ @ $150\ \text{kHz}$ para el modo diferencial) y consideran que en el resto de la banda de interés (hasta $30\ \text{MHz}$) en su caso, la impedancia es suficientemente baja como para poder seguir empleándolos como condensadores de *bypass*. Analizando los resultados con detenimiento, se este es un aspecto que puede resultar discutible.

Por ello, se han caracterizado condensadores de distintos valores conocidos y que puedan soportar altas tensiones, para poder analizar la respuesta frecuencial de cada uno y poder obtener un acoplamiento mejor en toda la banda de interés. Los resultados que muestran la Figura 6.10 evidencian que a medida que se utilizan condensadores con capacidad menor la frecuencia de resonancia es más elevada pero, a su vez, el margen frecuencial en que se logra una impedancia muy baja se estrecha cada vez más.

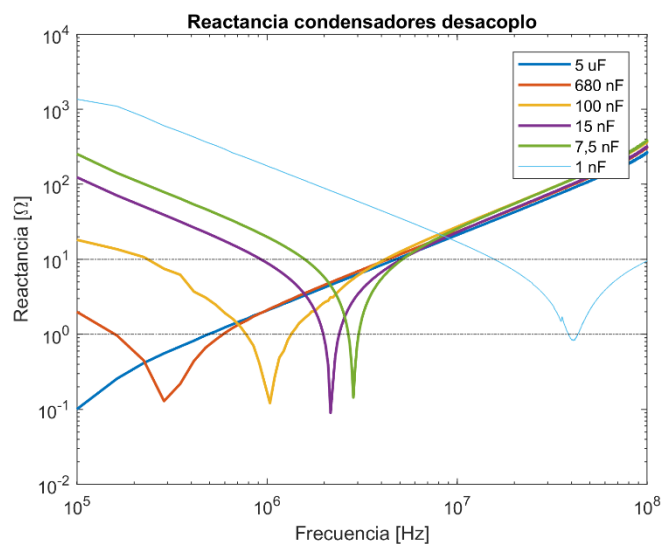


Figura 6.10 – Reactancia de distintos condensadores utilizados para el desacoplo.

6.3 Montaje, medida y resultados

Teniendo en cuenta todo lo anterior, se han calculado los parámetros S del conjunto CP1 + DUT + CP2, siendo CP1 la sonda Tekbox TBGP2-750 y CP2 la sonda Tekbox TBGP1-500. Se debe tener en cuenta que en el caso de CP2, se deben invertir los parámetros calculados en el momento de la calibración, ya que desde su punto de vista la señal se inyecta o acopla por la abertura y su puerto de salida es el conector que enlaza con el analizador vectorial de redes.

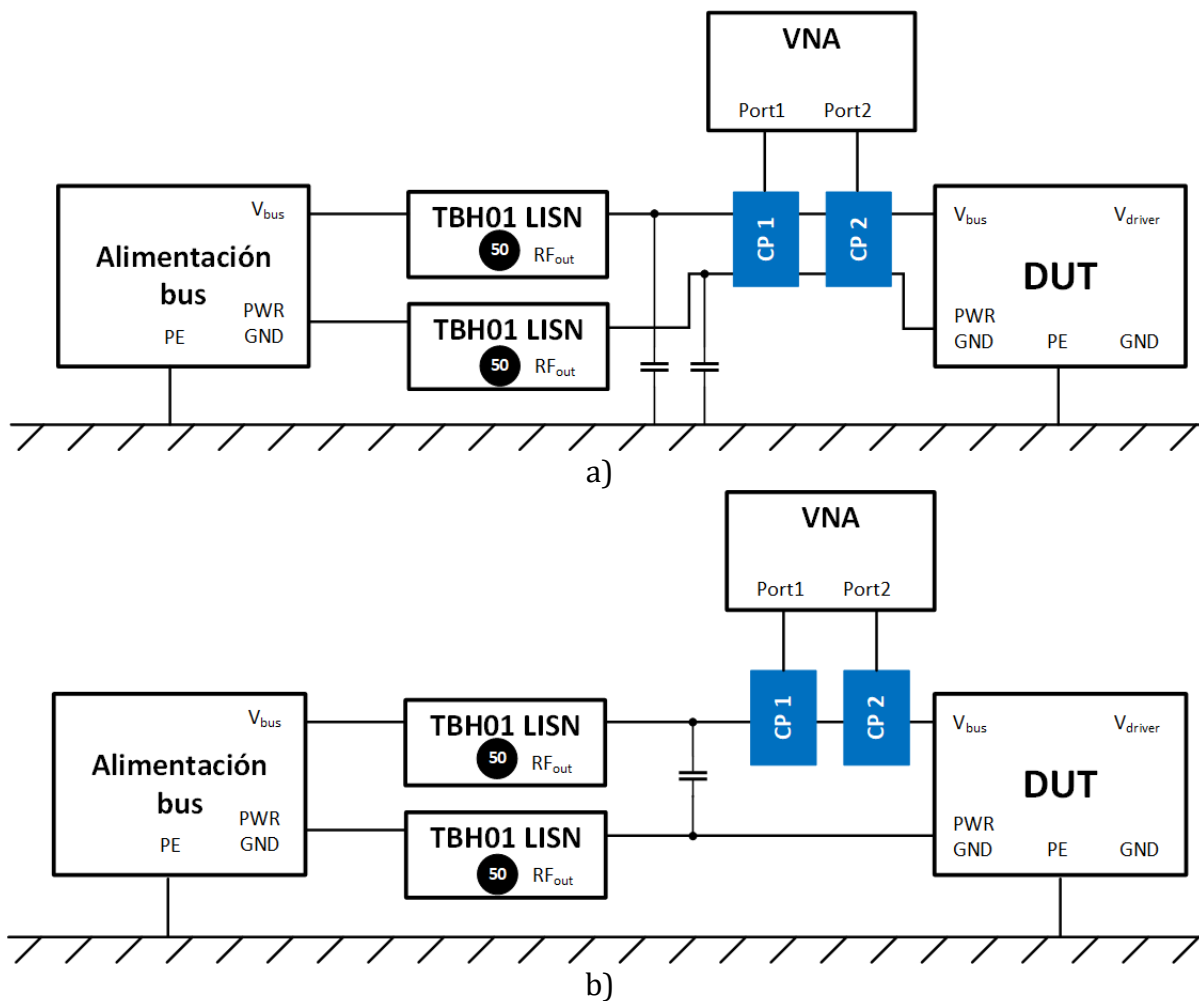


Figura 6.11 – Diagrama de bloques del montaje para la caracterización de las vías de propagación: a) medida del modo común; b) medida del modo diferencial.

Con estos resultados se han hecho las pruebas en el banco de ensayos midiendo la impedancia tanto en modo común como en modo diferencial. A la vista del efecto de los condensadores de desacoplo, se han realizado las medidas empleando una batería de

condensadores y seleccionando los resultados de forma segmentada, cogiendo para cada segmento los valores para los que el desacoplo era más efectivo.

Con las premisas anteriores, la muestras los resultados de impedancia obtenidos para el modo común y el modo diferencial en el banco de ensayos, que serán los que se empleen en el Capítulo 7 cuando se explicite el modelo de predicción.

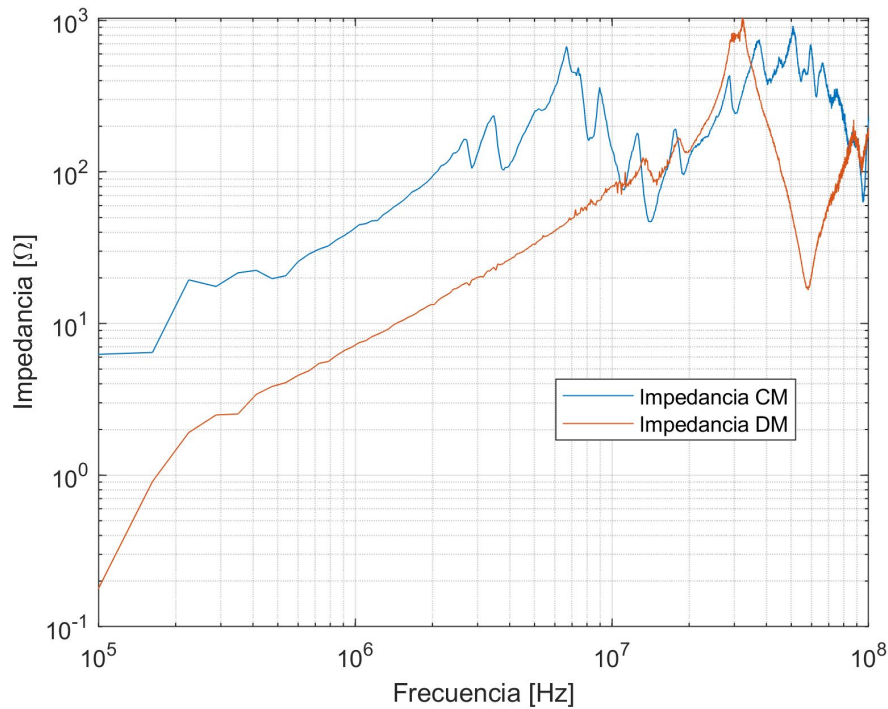


Figura 6.12 – Módulo de la impedancia del DUT en CM y DM.

7. Resultado del modelo de estimación de EMI

Tras haber establecido la forma de obtener las señales experimentales y analizado las posibilidades de análisis espectral en el perfilado en el Capítulo 5 y haber igualmente analizado la manera en que se calcularán las vías de propagación en el Capítulo 6, este Capítulo 7 cierra el círculo presentando el modelo resultante y comparando los resultados obtenidos a su salida con las mediciones de emisiones conducidas realizadas en la LISN.

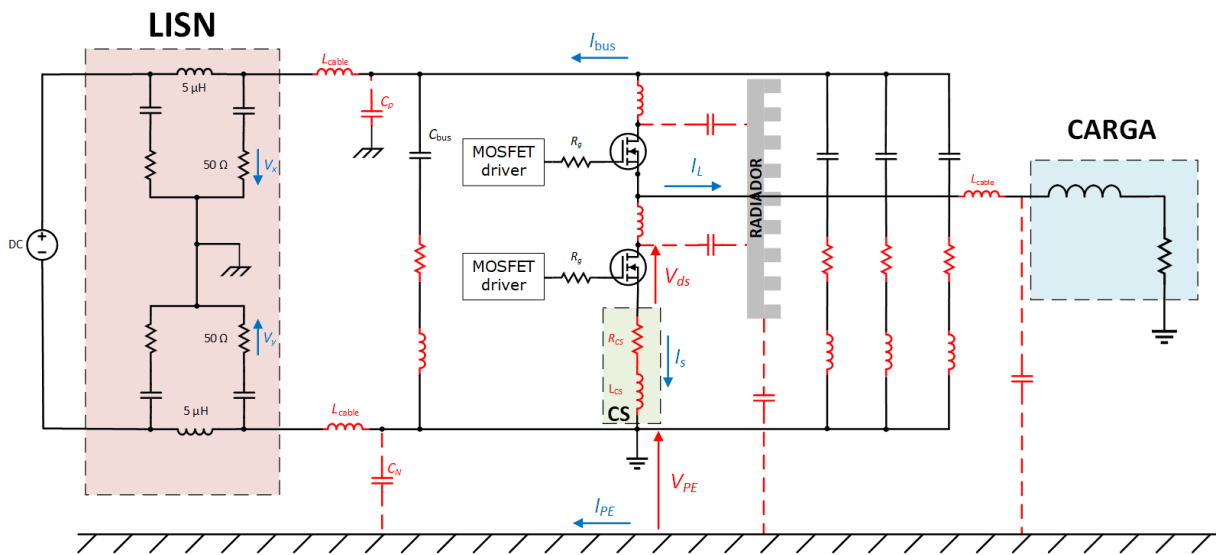


Figura 7.1 – Esquema general con las señales de tensión y corriente medidas.

7.1 Cálculo de las fuentes de ruido

Una vez planteada la forma de realizar el análisis espectral y con la base de los resultados obtenidos en los ensayos correspondientes a los capítulos 4 y 5 se han definido los generadores de ruido para dos casos que se consideran distintos, uno en el que las ondas temporales presentan un mayor nivel de *ringing* y otro en el que el nivel de *ringing* es menor.

Para ello, se debe recordar el esquema del banco de ensayos y cuáles han sido las variables medidas, lo que se puede ver en la Figura 7.1.

Una vez analizadas distintas opciones de análisis espectral, se han calculado las fuentes de ruido a partir de las medidas recién mencionadas, estableciendo las siguientes relaciones para la definición de las corrientes y tensiones de ruido en modo común y diferencial:

$$V_{CM} = \frac{(2V_{PE} + V_{ds})}{2} \quad (7.1)$$

$$V_{DM} = V_{ds} \quad (7.2)$$

$$I_{CM} = I_{PE} \quad (7.3)$$

$$I_{DM} = I_{bus} \quad (7.4)$$

La Figura 7.2 muestra el espectro de los generadores de ruido en el intervalo 0-200 MHz para dos de los casos expuestos en el apartado 4.3, cuando se hizo el análisis de la sensibilidad de parámetros.

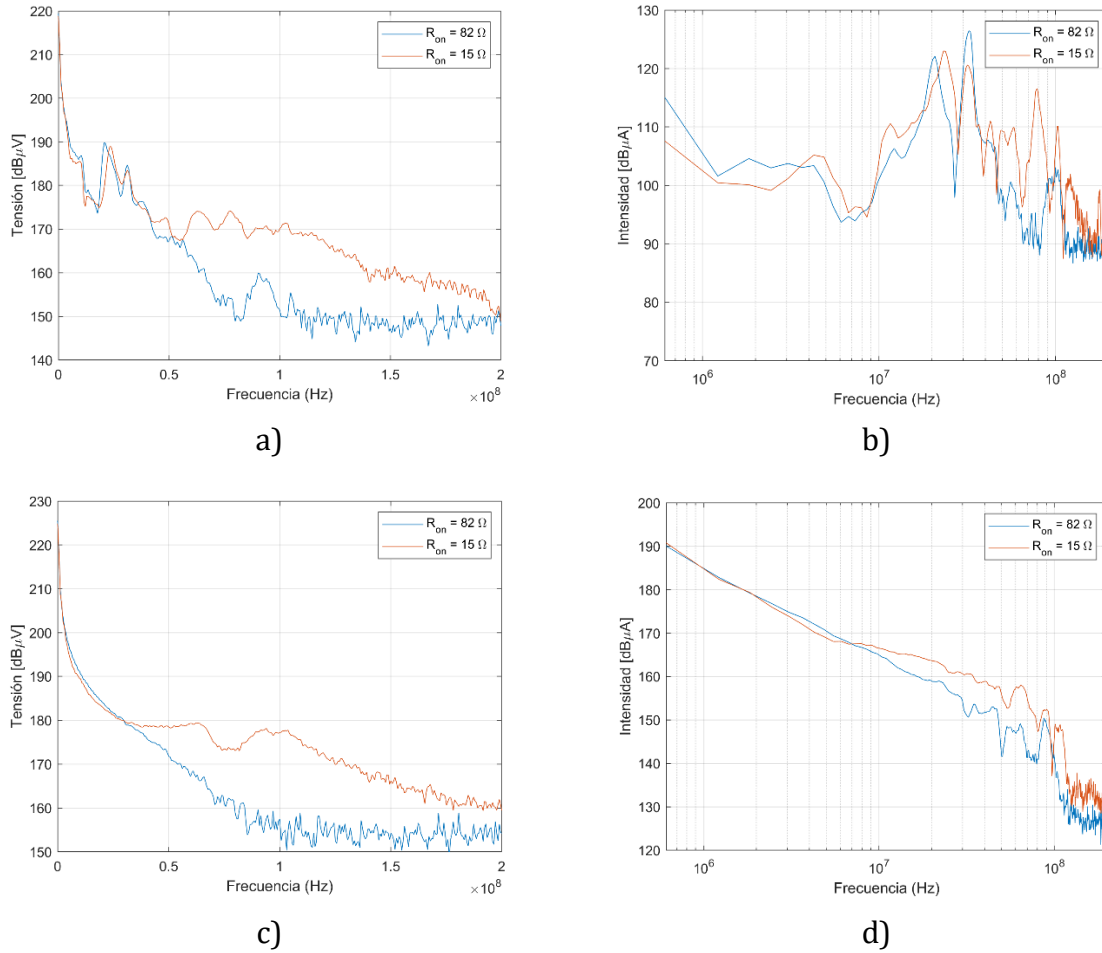


Figura 7.2 – Espectro de las fuentes de ruido para $R_{on} = 82 \Omega$ y $R_{on} = 15 \Omega$: a) V_{CM} ; b) I_{CM} ; c) V_{DM} ; d) I_{DM} .

Tal y como cabría esperar, el espectro en el origen del ruido presenta un mayor nivel en el caso en que $R_{on} = 15\Omega$. Por otra parte, se aprecia la aparición de picos a altas frecuencias, asociadas probablemente a las oscilaciones que se producen en el encendido y apagado de los transistores.

7.2 Matriz de parámetros Z de las vías de propagación

Como se ha visto en el Capítulo 6, se han caracterizado las vías de propagación para el CM y para el DM. Teniendo los parámetros $ABCD$ para ambos modos, se pueden aplicar las transformaciones correspondientes obtener los parámetros Z :

$$Z_{11} = \frac{A}{C} \quad (7.5)$$

$$Z_{12} = \frac{AD - BC}{C} \quad (7.6)$$

$$Z_{21} = \frac{1}{C} \quad (7.7)$$

$$Z_{22} = \frac{D}{C} \quad (7.8)$$

Para resolver el modelo propuesto, se va a contar con la propiedad de reciprocidad de los cuadripolos para plantear un modelo en T que una la fuente de ruido y la impedancia de la LISN como el que se muestra en la Figura 7.3, donde $Z_1 = Z_{11} - Z_{12}$, $Z_2 = Z_{22} - Z_{12}$ y $Z_3 = Z_{12}$. Este circuito está diferenciado para el CM y para el DM, tal y como se vio en la caracterización realizada en el Capítulo 6.

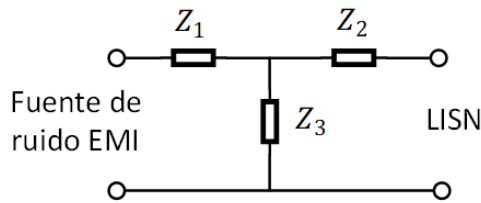


Figura 7.3 – Circuito equivalente en T del cuadripolo de parámetros Z .

7.3 Resultados del modelo y comparación con las medidas de emisiones conducidas en LISN

El modelo resultante está compuesto en cada caso por las fuentes de ruido y las vías de propagación correspondientes. Tratándose de un modelo simple, y en el dominio frecuencial los cálculos son sencillos con la única salvedad de que, al tratarse del resultando de muchos procesos independientes (medición de señales temporales con la resolución configurada en el osciloscopio, cálculo del espectro con los valores de número

de puntos y longitud de la ventana que determinan el número de puntos y la resolución frecuencial del resultado, caracterización de las vías de propagación) donde puede haber diversidad de márgenes frecuenciales, se debe tener especial cuidado con las dimensiones de todas las variables utilizadas.

La Figura 7.4 recoge los resultados obtenidos por la estimación y su comparación con los valores proporcionados por la salida de la LISN.

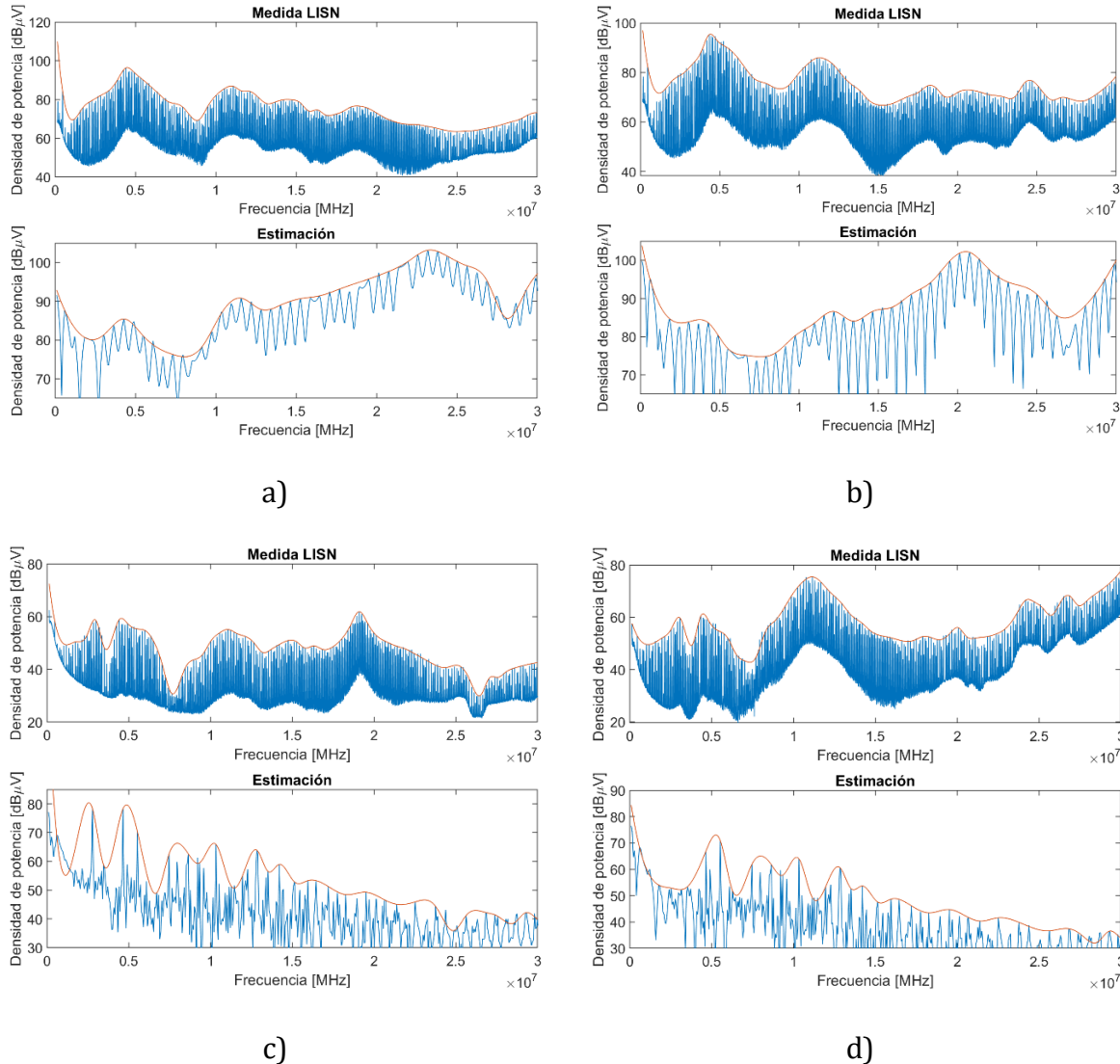


Figura 7.4 . Comparación entre emisiones medidas en la LISN y estimación de emisiones conducidas: a) V_{CM} , $R_{on} = 15 \Omega$; b) V_{CM} , $R_{on} = 82 \Omega$; V_{DM} , $R_{on} = 15 \Omega$; V_{DM} , $R_{on} = 82 \Omega$.

A la vista de dichos resultados, se puede afirmar que la implementación del método para la estimación de las emisiones conducidas no ha sido exitosa. Si bien es cierto algunas de las formas tienen similitudes en cuanto a rangos frecuenciales en los que aparecen mayores niveles de señal, los resultados obtenidos con las medidas en la LISN (análogas a

las obtenidas con la sonda de corriente) y los valores que ofrece la estimación distan tanto en términos absolutos como en la envolvente.

Dicho esto, y teniendo en cuenta que el método propuesto concatena diversas medidas y procesos independientes, resulta obligado revisarlos y cuestionarse cuáles pueden ser los motivos de las diferencias, lo que se hará en el Capítulo 8.

III. CIERRE DE LA TESIS

8. Conclusiones y líneas futuras

El Capítulo 8 resume los resultados obtenidos en esta tesis y las conclusiones extraídas de los mismos, verificando el grado de alineación con los objetivos propuesto tras realizar el estudio del arte.

Para finalizar, se apuntan algunas de las líneas futuras derivadas del trabajo realizado, bien sea porque no se ha llegado a su conclusión o porque ha abierto una vía para continuar investigando en la materia.

8.1 Resumen de resultados, contribución de la tesis y conclusiones

En este subapartado se presentan los objetivos que se establecieron al inicio de la tesis, con las aportaciones sobre los mismos devenidos del desarrollo de la misma.

- **S01. Puesta en marcha del laboratorio de EMI-EMC y banco de ensayos.**

Más allá de la contribución que se pudiera realizar a la comunidad científica, uno de los principales objetivos y retos al inicio de esta tesis era poner en funcionamiento de manera que se adquiriera

Se puede decir que este objetivo se ha cumplido y que tanto en el campus de Galarreta como en el campus de Garaia se ha abierto una vía de colaboración permanente en este ámbito entre las líneas de investigación de Teoría de la Señal y Comunicaciones y Energía Eléctrica.

- **S02. Comprobación la viabilidad de los métodos de estimación de emisiones radiadas a partir de medidas de corriente.**

Otro de los objetivos era y es proporcionar a las empresas métodos que les ayuden en sus procesos de diseño y verificación de manera que cada cambio realizado en dichos diseños no suponga una visita a las instalaciones de las empresas certificadoras o centros de investigación que cuentan con cámaras semianecoicas.

En ese sentido, resultaba prometedor el método de estimación de emisiones radiadas mediante la medición de la corriente en modo común por el cable de alimentación y su tratamiento de manera análoga a un dipolo para la predicción de emisiones en campo lejano.

Se ha cotejado el método con equipos comerciales para los que se disponía de resultados en cámara semianecoica. Aunque el método no es descartable y sirve para predecir tendencias (aumento y disminución de emisiones), no tiene una gran precisión.

Además de tener ciertas carencias como el hecho de ser sensible al entorno donde se haga la medida, no ser capaz de detectar todas las posibles emisiones del DUT. Haber sacado a la luz todas estas debilidades o puntos a tener en cuenta se debe tomar como positivo para no depositar una confianza ciega en cualquier método de precertificación.

- **SO3. Desarrollo del modelo de generación de ruido del convertidor.**

El objetivo principal de esta tesis doctoral consistía en definir un modelo de predicción de emisiones para un convertidor a partir de la caracterización experimental de sus formas de onda de conmutación y las vías de propagación de ruido.

En ese sentido el trabajo desarrollado ha mostrado la necesidad y la influencia que tiene la selección de algunos elementos, como las sondas de tensión y corriente. Otro tanto ha sucedido con las herramientas de análisis espectral, donde se ha mostrado que la STFT y las *wavelet* son adecuadas para obtener las características frecuenciales de una señal de conmutación no estacionaria en la que suceden diversos eventos.

Es más, mediante estas técnicas de análisis temporal-frecuencial es posible discriminar si los eventos suceden en el encendido o en el apagado de los transistores.

De cualquier modo, no se puede establecer de forma general la solución óptima para cualquier tipo de señal, y siempre se deberá hallar una solución de compromiso entre la resolución temporal y la resolución frecuencial.

- **SO 4. Caracterización de las vías de propagación.**

Se ha validado este método no ya solo para el caso de que se emplea una sonda determinada con una abertura muy pequeña que facilita el acoplamiento de la señal, sino que se ha probado que el método puede ser generalizable al uso de sondas de aberturas sensiblemente mayores, lo que le dota de mayor versatilidad.

Por otro lado, también se ha visto que se trata de un método sensible a la correcta configuración del *setup* de medida, tanto por las propias características del método (se

está midiendo un acoplamiento), como porque supone realizar una serie de operaciones en cadena donde, si hay un error en alguna de las fases, ese error se puede propagar y aumentar.

En cualquier caso, el método aporta la ventaja de no ser intrusivo y no tener que hacer modificaciones en el DUT para poder medir tensiones y corrientes de forma directa.

- **SO 5. Compleción del modelo y comparación con los resultados experimentales de emisiones.**

Este último objetivo, que es el que cierra el círculo para dar forma al objetivo principal, ha quedado pendiente de una consecución satisfactoria tras los resultados que se han mostrado en el Capítulo 7.

En ese sentido, un motivo para la reflexión es el hecho de que se trata de un método compuesto por una serie de pasos, independientes muchos de ellos entre sí, donde en cada uno de ellos puede haber margen de error. Por tanto, si se desea emplear este método se debe poder garantizar cierta trazabilidad sobre los resultados obtenidos en cada uno de los pasos intermedios.

8.2 Líneas futuras

Varios son los aspectos que han quedado en el camino o que, a juicio del que escribe, merecen mayor atención o pueden tener mejor desempeño.

Uno de los aspectos que no se ha trabajado en esta tesis pero que resulta relevante dentro del esquema general que mostraba la Figura 2.1, y en el que la literatura recoge que se siguen haciendo grandes esfuerzos es el diseño de fitros EMI.

En ese sentido, el trabajo realizado en el diseño del modelo empleando la caracterización mediante cuadripolos y parámetros S , y la posibilidad de obtener la respuesta del sistema como concatenación de respuestas parciales puede resultar una vía interesante de cara al futuro. Ya se ha visto que los parámetros S son adecuados para el trabajo en alta frecuencia, y habría que comprobar si este método de caracterización de sistemas y vías de propagación se puede extender en frecuencia, si se puede hacer más robusto y fiable en cuanto al *setup* se refiere y si se puede contar con un conjunto de sondas de corriente calibradas para distintas aplicaciones.

En cuanto al modelo de estimación de emisiones, resulta necesario mejorarlo, y posteriormente el siguiente paso sería tratar de encontrar un modelo semejante válido para emisiones radiadas, aunque se antoja un objetivo lejano.

Bibliografía

- [1] Infineon, “Wide Bandgap Semiconductors (SiC/GaN).” <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/wide-band-gap-semiconductors-sic-gan/> (accessed Apr. 19, 2020).
- [2] A. Nagel and R. W. De Doncker, “Analytical approximations of interference spectra generated by power converters,” *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. - IEEE Ind. Appl. Soc.*, vol. 2, no. 1, pp. 1564–1570, 1997, doi: 10.1109/ias.1997.629061.
- [3] H. Zhu, J. S. Lai, Y. Tang, A. R. Hefner, and C. Chen, “Modeling-Based Examination of Conducted EM1 Emissions from hard-and-soft switching PWM inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1383–1393, 2001, doi: 10.1109/28.952514.
- [4] A. L. Julian, G. Oriti, and T. A. Lipo, “Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 982–989, 1999, doi: 10.1109/63.788504.
- [5] S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi, “An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 835–841, 1998, doi: 10.1109/63.712285.
- [6] D. A. Rendusara and P. N. Enjeti, “An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 6, pp. 1135–1143, 1998, doi: 10.1109/63.728340.
- [7] R. B. Keller, *Design for electromagnetic compatibility in a nutshell*. Springer International Publishing, 2023.
- [8] D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt, “Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1530–1539, 1995.
- [9] M. L. Sanderson, “Electrical measurements,” in *Instrumentation Reference Book*, 4th editio., Walt Boyes, Ed. Butterworth-Heinemann, 2010, pp. 439–498.
- [10] Keysight, “EMI Compliance Test vs. EMI Pre-Compliance Test,” 2018. [Online]. Available: http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-2815EN.pdf?&elq_cid=2678438&cmpid=&elqTrackId=02973EEED4DC561C17BA8C17D06F93E7&elqaid=1998&elqat=2.

- [11] J. Wang, H. S. H. Chung, and R. T. H. Li, "Characterization and experimental assessment of the effects of parasitic elements on the MOSFET switching performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 573–590, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2195332.
- [12] Y. Wu *et al.*, "Analytical Modeling of SiC MOSFET during Switching Transient," in *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, 2018, pp. 1187–1192, doi: 10.1109/ISEMC.2018.8393976.
- [13] M. R. Ahmed, R. Todd, and A. J. Forsyth, "Analysis of SiC MOSFETs under hard and soft-switching," *2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2015*, pp. 2231–2238, 2015, doi: 10.1109/ECCE.2015.7309974.
- [14] T. Liu *et al.*, "Modeling and Analysis of SiC MOSFET Switching Oscillations," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 747–756, 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2587358.
- [15] N. M. Roscoe, D. Holliday, N. McNeill, and S. J. Finney, "LV Converters: Improving efficiency and EMI Using Si MOSFET MMC and experimentally exploring slowed switching," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 2159–2172, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2811320.
- [16] Z. Chen, "Characterization and Modeling of High-Switching-Speed Behavior of SiC Active Devices (Doctoral Dissertation)," Virginia Tech, 2009.
- [17] Z. Chen, D. Boroyevich, and R. Burgos, "Experimental Parametric Study of the Parasitic Inductance Influence on MOSFET Switching Characteristics," in *The 2010 International Power Electronics Conference*, 2010, pp. 1–6, doi: 10.1109/IPEC.2010.5543851.
- [18] M. Jin and M. Weiming, "Power converter EMI analysis including IGBT nonlinear switching transient model," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1577–1583, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.882009.
- [19] L. Beghou, F. Costa, and L. Pichon, "Detection of electromagnetic radiations sources at the switching time scale using an inverse problem-based resolution method - Application to power electronic circuits," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, no. 1, pp. 52–60, 2015, doi: 10.1109/TEMC.2014.2363675.
- [20] D. Han, S. Member, B. Sarlioglu, and S. Member, "Comprehensive Study of the Performance of SiC MOSFETs Based Automotive DC-DC Converter under the Influence of Parasitic Inductance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 9994, no. c, 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2586463.
- [21] M. Liang, T. Q. Zheng, and Y. Li, "An improved analytical model for predicting the switching performance of SiC MOSFETs," *J. Power Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 374–

- 387, 2016, doi: 10.6113/JPE.2016.16.1.374.
- [22] X. Yuan, S. Walder, and N. Oswald, "EMI Generation Characteristics of SiC and Si Diodes: Influence of Reverse-Recovery Characteristics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1131–1136, 2015.
- [23] Y. Zhang, S. Wang, and Y. Chu, "Analysis and Comparison of the Radiated Electromagnetic Interference Generated by Power Converters with Si MOSFETs and GaN HEMTs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 8, pp. 8050–8062, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2972342.
- [24] B. Zhang and S. Wang, "A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems with Wide-Bandgap Semiconductor Devices," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 8, no. 1, pp. 626–643, 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2953730.
- [25] N. Oswald, P. Anthony, N. McNeill, and B. H. Stark, "An experimental investigation of the tradeoff between switching losses and EMI generation with hard-switched All-Si, Si-SiC, and All-SiC device combinations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2393–2407, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2278919.
- [26] H. Zaman, X. Wu, X. Zheng, S. Khan, and H. Ali, "Suppression of switching crosstalk and voltage oscillations in a SiC MOSFET based half-bridge converter," *Energies*, vol. 11, no. 11, 2018, doi: 10.3390/en11113111.
- [27] F. Costa, C. Vollaie, and R. Meuret, "Graphical Analysis of the Spectra of EMI Sources in Power Electronics," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 20, no. 6, pp. 1491–1498, 2005, doi: 10.1109/TEMPC.2005.857365.
- [28] L. Middelstaedt, A. Lindemann, M. Al-Hamid, and R. Vick, "Influence of parasitic elements on radiated emissions of a boost converter," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2015, pp. 755–760, doi: 10.1109/ISEMC.2015.7256258.
- [29] L. Middelstaedt and A. Lindemann, "Methodology for analysing radiated EMI characteristics using transient time domain measurements," *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 10, pp. 2013–2018, 2016, doi: 10.1049/iet-pel.2015.0799.
- [30] H. Bishnoi, "Behavioral EMI Models of Switched Power Converters Behavioral EMI Models of Switched Power Converters (Doctoral dissertation)," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2013.
- [31] B. Sun, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Common-Mode EMI Unterminated Behavioral Model of Wide-Bandgap-Based Power Converters Operating at High Switching Frequency," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, no. 4, pp. 2561–2570, 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2888604.
- [32] A. D. Brovont and S. D. Pekarek, "Derivation and Application of Equivalent Circuits

- to Model Common-Mode Current in Microgrids," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 297–308, 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2642835.
- [33] H. Bishnoi, P. Mattavelli, R. Burgos, and D. Boroyevich, "EMI Behavioral Models of DC-Fed Three-Phase Motor Drive Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4633–4645, 2014.
- [34] Q. Liu, F. Wang, and D. Boroyevich, "Modular-terminal-behavioral (MTB) model for characterizing switching module conducted EMI generation in converter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1804–1814, 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.882903.
- [35] B. Sun, R. Burgos, X. Zhang, and D. Boroyevich, "Differential-mode EMI emission prediction of SiC-based power converters using a mixed-mode unterminated behavioral model," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, 2015, pp. 4367–4374, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310277.
- [36] S. Chen *et al.*, "Towards EMI prediction of a PM motor drive for automotive applications," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 1, no. C, pp. 14–22, 2003.
- [37] E. Rondon-pinilla, F. Morel, and C. Voltaire, "Modeling of a Buck Converter With a SiC JFET to Predict EMC Conducted Emissions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2246–2260, 2014.
- [38] L. Fakhfakh and A. Ammous, "New simplified model for predicting conducted EMI in DC / DC converters," 2016, doi: 10.1007/s00202-016-0474-2.
- [39] X. Huang *et al.*, "Three-phase Inverter Differential Mode EMI Modeling and Prediction in Frequency Domain," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2003, no. 3, pp. 2048–2055.
- [40] J. Lai, X. Huang, E. Pepa, S. Chen, S. Member, and T. W. Nehl, "Inverter EMI Modeling and Simulation Methodologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 736–744, 2006.
- [41] Q. Liu, F. Wang, and D. Boroyevich, "Model Conducted EMI Emission of Switching Modules for Converter System EMI Characterization and Prediction," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, 2004, pp. 1817–1823.
- [42] Q. Liu, W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, V. Stefanovic, and M. Arpilliere, "Experimental evaluation of IGBTs for characterizing and modeling conducted EMI emission in PWM inverters," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 4, pp. 1951–1956, 2003, doi: 10.1109/pesc.2003.1217751.
- [43] F. Costa, C. Voltaire, and R. Meuret, "Modeling of Conducted Common Mode Perturbations in Variable-Speed Drive Systems," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*,

- vol. 47, no. 4, pp. 1012–1021, 2005.
- [44] A. C. Baisden, D. Boroyevich, and F. Wang, “EMI terminal modeling,” in *IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2008, pp. 1–8, doi: 10.1109/08IAS.2008.355.
- [45] A. C. Baisden, D. Boroyevich, and F. Wang, “Generalized terminal modeling of electromagnetic interference,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 5, pp. 2068–2079, 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2058836.
- [46] A. D. Brovont and S. D. Pekarek, “Equivalent Circuits for Common-Mode Analysis of Naval Power Systems,” in *2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2015, pp. 245–250.
- [47] A. D. Brovont and A. N. Lemmon, “Common-mode/differential-mode interactions in asymmetric converter structures,” *2017 IEEE Electr. Sh. Technol. Symp. ESTS 2017*, pp. 84–90, 2017, doi: 10.1109/ESTS.2017.8069264.
- [48] A. Lemmon *et al.*, “Methodology for Characterization of Common-Mode Conducted Electromagnetic Emissions in Wide-Band-Gap Converters for Ungrounded Shipboard Applications,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 300–314, 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2721429.
- [49] A. D. Brovont, “Generalized Differential-Common-Mode Decomposition for Modeling Conducted Emissions in Asymmetric Power Electronic Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. 1, pp. 1–7, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2789348.
- [50] A. D. Brovont and R. M. Cuzner, “DM and CM modeling of non-isolated buck converters for EMI filter design,” *2018 IEEE Transp. Electr. Conf. Expo*, no. Mm, pp. 140–145, 2018.
- [51] A. N. Lemmon *et al.*, “Modeling and Validation of Common-Mode Emissions in Wide-Bandgap-Based Converter Structures,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 8, pp. 8034–8049, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2963883.
- [52] H. Chen, T. Wang, L. Feng, and G. Chen, “Determining far-field EMI from near-field coupling of a power converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5257–5264, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2291442.
- [53] S. Deng, T. Hubing, and D. G. Beetner, “Characterizing the electric field coupling from IC heatsink structures to external cables using TEM cell measurements,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 49, no. 4, pp. 785–791, 2007, doi: 10.1109/TEMC.2007.908825.
- [54] S. Deng, T. H. Hubing, and D. G. Beetner, “Using TEM cell measurements to estimate the maximum radiation from PCBs with cables due to magnetic field coupling,” *IEEE*

- Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, no. 2, pp. 419–423, 2008, doi: 10.1109/TEM.C.2008.919026.
- [55] C. Icheln, T. Laitinen, M. Sippola, H. Siren, R. Sepponen, and P. Vainikainen, “Computer Simulations and Near-Field Measurements,” in *1998 IEEE EMC Symposium. International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No. 98CH36253)*, 1998, pp. 878–881.
- [56] X. Gao, J. Fan, Y. Zhang, H. Kajbaf, and D. Pommerenke, “Far-field prediction using only magnetic near-field scanning for EMI test,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1335–1343, 2014, doi: 10.1109/TEM.C.2014.2322081.
- [57] Y. Zhang, S. Wang, and Y. Chu, “Investigation of Radiated Electromagnetic Interference for an Isolated High-Frequency DC-DC Power Converter with Power Cables,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 10, pp. 9632–9643, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2892706.
- [58] J. Yao *et al.*, “Modeling and Reduction of Radiated Common Mode Current in Flyback Converters,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2018*, 2018, pp. 6613–6620, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557687.
- [59] J. Yao, S. Wang, and H. Zhao, “Measurement Techniques of Common Mode Currents, Voltages, and Impedances in a Flyback Converter for Radiated EMI Diagnosis,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 61, no. 6, pp. 1997–2005, 2019, doi: 10.1109/TEM.C.2019.2953925.
- [60] J. Yao, S. Wang, and Z. Luo, “Modeling and Reduction of Radiated EMI in Non-isolated Power Converters in Automotive Applications,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2020, vol. 2020-March, pp. 385–392, doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124443.
- [61] I. Josifovic, J. Popovic-Gerber, and J. A. Ferreira, “Improving SiC JFET Switching Behavior Under Influence of Circuit Parasitics,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3843–3854, 2012.
- [62] T. Kim, S. Member, D. Feng, and M. Jang, “Common Mode Noise Analysis for Cascaded Boost Converter with Silicon Carbide Devices,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, pp. 1–20, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2569424.
- [63] A. Mediano, “The effect of DC/LF current in ferrites for EMI,” *In Compliance Mag*, pp. 18–20, 2016.
- [64] H. Huang, X. Yang, Y. Wen, and Z. Long, “A Switching Ringing Suppression Scheme of SiC,” 2016.
- [65] K. Harada, S. Member, T. Ninomiya, and M. Kohno, “Optimum Design of RC Snubbers for Switching Regulators,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, no. 2, pp. 209–218,

1979.

- [66] C. . U-Yaisom, W. . Khanngern, and S. Nitta, "The study and analysis of the conducted EMI suppression on power MOSFET using passive snubber circuits," in *2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2002, pp. 561–564.
- [67] K. Kam, D. Pommerenke, F. Centola, C. Lam, and R. Steinfeld, "EMC Guideline for Synchronous Buck Converter Design," in *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2009, pp. 47–52.
- [68] Texas, "Analog Applications Journal, 2Q 2012." Texas Instruments, 2012.
- [69] M. Esteki, M. Mohammadi, M. R. Yazdani, and E. Adib, "Family of soft-switching pulse-width modulation converters using coupled passive snubber," *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 7, pp. 792–800, 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0362.
- [70] Y. Yano, N. Kawata, K. Iokibe, and Y. Toyota, "A Method for Optimally Designing Snubber Circuits for Buck Converter Circuits to Damp LC Resonance," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 61, no. 4, pp. 1217–1225, 2018, doi: 10.1109/TEM.2018.2841424.
- [71] K. Bellerio, "The Engineer's Guide to Designing Your EMI Filter." Schaffner, 2018, [Online]. Available: <https://impulse.schaffner.com/en/engineers-guide-to-designing-emi-filter>.
- [72] A. Mediano, "Orientation is relevant for EMI/EMC filters," *In Compliance Mag*, pp. 18–20, 2016.
- [73] G. Ala, G. C. Giaconia, G. Giglia, M. C. Di Piazza, and G. Vitale, "Design and performance evaluation of a high power density EMI filter for PWM inverter-fed induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 2397–2404, 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2518129.
- [74] S. Wang, S. Member, Y. Y. Maillet, and F. Wang, "Parasitic Effects of Grounding Paths on Common-Mode EMI Filter ' s Performance in Power Electronics Systems," vol. 57, no. 9, pp. 3050–3059, 2010.
- [75] S. Wang, S. Member, Y. Y. Maillet, F. F. Wang, D. Boroyevich, and R. Burgos, "Investigation of Hybrid EMI Filters for Common-Mode EMI Suppression in a Motor Drive System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 1034–1045, 2010.
- [76] X. Gong, I. Josifovic, and J. A. Ferreira, "Comprehensive CM Filter Design to Suppress Conducted EMI for SiC-JFET Motor Drives," in *8th International Conference on Power Electronics*, 2011, no. Cm.
- [77] X. Gong and J. A. Ferreira, "Investigation of Conducted EMI in SiC JFET Inverters Using Separated Heat Sinks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 115–125,

2014.

- [78] K. Raggl, T. Nussbaumer, and J. W. Kolar, "Guideline for a simplified differential-mode EMI filter design," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 1031–1040, 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2028293.
- [79] J. Kotny, T. Duquesne, and N. Idir, "Influence of the common mode impedance paths on the design of the EMI filters used with SiC-buck converter," *Adv. Electromagn.*, vol. 4, no. 2, 2015.
- [80] G. Giglia *et al.*, "Automatic EMI filter design for power electronic converters oriented to high power density," *Electron.*, vol. 7, no. 1, p. 9, 2018, doi: 10.3390/electronics7010009.
- [81] S. Jeong, D. Shin, and J. Kim, "A Transformer-Isolated Common-Mode Active EMI Filter without Additional Components on," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. c, p. 1, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2845467.
- [82] R. Goswami, S. Member, S. Wang, S. Member, E. Solodovnik, and K. Karimi, "Differential Mode Active EMI Filter Design for a Boost Power Factor Correction (PFC) AC/DC Converter," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 576–590, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2839734.
- [83] A. Mediano, "How high frequency filter response can be destroyed," *In Compliance Mag*, pp. 17–19, 2017.
- [84] J. D. Kagerbauer and T. M. Jahns, "Development of an active dv/dt control algorithm for reducing inverter conducted EMI with minimal impact on switching losses," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 894–900, 2007, doi: 10.1109/PESC.2007.4342107.
- [85] N. Oswald, B. H. Stark, D. Holliday, C. Hargis, and B. Drury, "Analysis of shaped pulse transitions in power electronic switching waveforms for reduced EMI generation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 2154–2165, 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2161971.
- [86] N. F. Oswald, B. H. Stark, and N. McNeill, "IGBT gate voltage profiling as a means of realising an improved trade-off between EMI generation and turn-on switching losses," *IET Conf. Publ.*, vol. 2012, no. 592 CP, pp. 1–6, 2012, doi: 10.1049/cp.2012.0207.
- [87] X. Yang, Y. Yuan, X. Zhang, and P. R. Palmer, "Shaping High-power IGBT Switching Transitions by Active Voltage Control for Reduced EMI Generation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 9994, no. c, 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2347578.
- [88] H. Riazmontazer, A. Rahnamaee, A. Mojab, S. Mehrnami, S. K. Mazumder, and M. Zefran, "Closed-Loop Control of Switching Transition of SiC MOSFETs," in *2015 IEEE*

- Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, no. 2, pp. 782–788, doi: 10.1109/APEC.2015.7104438.
- [89] A. P. Camacho, V. Sala, H. Ghorbani, and J. L. R. Martinez, “A Novel Active Gate Driver for Improving SiC MOSFET Switching Trajectory,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 11, pp. 9032–9042, 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2719603.
- [90] M. Shahverdi, M. Mazzola, A. Lemmon, C. Parker, and J. Gafford, “Active Gate Drive Solutions for Improving SiC JFET Switching Dynamics,” in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 2739–2743.
- [91] H. C. P. Dymond *et al.*, “A 6.7-GHz Active Gate Driver for GaN FETs to Combat Overshoot , Ringing, and EMI,” *IEEE Trans. Power Electron.*, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2669879.
- [92] L. Middelstaedt, S. Member, J. Wang, B. H. Stark, and A. Lindemann, “Direct Approach of Simultaneously Eliminating EMI-Critical Oscillations and Decreasing Switching Losses for Wide Bandgap Power Semiconductors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. c, p. 1, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2913223.
- [93] P. Kong, S. Wang, S. Member, and F. C. Lee, “Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 291–297, 2008.
- [94] S. Wang, S. Member, P. Kong, and F. C. Lee, “Common Mode Noise Reduction for Boost Converters Using General Balance Technique,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1410–1416, 2007.
- [95] H. Zhang, S. Member, L. Yang, and S. Member, “Common-Mode EMI Noise Modeling and Reduction with Balance Technique for Three-level Neutral Point Clamped Topology,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 9, pp. 7563–7573, 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2677344.
- [96] L. Yang, H. Zhao, and S. Wang, “Develop Common-Mode EMI Noise Models for AC-DC-AC Traction Systems,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.*, 2017, pp. 1–6.
- [97] L. Yang, H. Zhao, and S. Wang, “Common-mode EMI Noise Modeling and Reduction using Balance Technique for AC-DC-AC Traction Systems with Paralleled Power Modules,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 1800–1807.
- [98] K. Li, A. Videt, and N. Idir, “GaN-HEMT fast switching current measurement method based on current surface probe,” in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2014*, 2014, pp. 1–10, doi: 10.1109/EPE.2014.6910930.

- [99] A. Knott, G. Pfaffinger, and M. A. E. Andersen, "Comparison of three different modulators for Power Converters with respect to EMI optimization," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 117–123, 2008, doi: 10.1109/ISIE.2008.4676962.
- [100] M. Mayerhofer, "Conducted emission measurement using the Tekbox 5 uH LISN TBOH01." TekBox Digital Solutions, 2020, [Online]. Available: https://www.tekbox.com/product/AN_Conducted_Noise_Measurement_TekboxLISN_TBOH01 EMCview.pdf.
- [101] Paul and Clayton R, *Introduction to Electromagnetic Compatibility {Wiley Series in Microwave and Optical Engineering; 2nd Ed.}*. 2006.
- [102] M. Aschenberg and C. Grasso, "Radiation from Common Mode Currents – Beyond 1GHz (Three methods compared)." <https://emcesd.com/tt2006/mat-cmi.pdf> (accessed Oct. 15, 2022).
- [103] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. 2015.
- [104] Z. Zhang, B. Guo, F. F. Wang, E. A. Jones, L. M. Tolbert, and B. J. Blalock, "Methodology for Wide Band-Gap Device Dynamic Characterization," 2017.
- [105] D. Garrido, I. Baraia-Etxaburu, J. Arza, and M. Barrenetxea, "Simple and Affordable Method for Fast Transient Measurements of SiC Devices," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 3, pp. 2933–2942, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2924358.
- [106] H. Li, S. Beczkowski, S. Munk-Nielsen, K. Lu, and Q. Wu, "Current measurement method for characterization of fast switching power semiconductors with Silicon steel current transformer," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2015, pp. 2527–2531, doi: 10.1109/APEC.2015.7104706.
- [107] B. J. Ardizzoni, "High-Speed Time-Domain Measurements — Practical Tips for Improvement," vol. 41, no. 1. pp. 13–18, 2007.
- [108] C. New, A. N. Lemmon, and A. Shahabi, "Comparison of methods for current measurement in WBG systems," *2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications, WiPDA 2017*. pp. 87–92, 2017, doi: 10.1109/WiPDA.2017.8170527.
- [109] E. Shelton, N. Hari, X. Zhang, T. Zhang, J. Zhang, and P. Palmer, "Design and measurement considerations for WBG switching circuits," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'17 ECCE Europe*, 2017, no. 1–10, doi: 10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099377.
- [110] M. Ashouri, F. F. D. Silva, and C. L. Bak, "Application of short-time Fourier transform for harmonic-based protection of meshed VSC-MTDC grids," *J. Eng.*, vol. 2019, no. 16, pp. 1439–1443, 2019, doi: 10.1049/joe.2018.8765.

- [111] A. M. Sánchez Delgado, "Electric-Device Characterization for Interference Prediction and Mitigation by an Optimal Filtering Design (Doctoral Dissertation)," Universitat Ramon LLull, 2010.
- [112] L. Sandrolini and A. Mariscotti, "Impact of short-time fourier transform parameters on the accuracy of EMI spectra estimates in the 2-150 kHz supraharmonic interval," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 195, p. 107130, 2021, doi: 10.1016/j.epsr.2021.107130.
- [113] T. Karaca, B. Deutschmann, and G. Winkler, "EMI-receiver simulation model with quasi-peak detector," in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2015, pp. 891–896, doi: 10.1109/ISEMC.2015.7256283.
- [114] S. V. Bozhokin and I. M. Sokolov, "Comparison of the Wavelet and Gabor Transforms in the Spectral Analysis of Nonstationary Signals," *Tech. Phys.*, vol. 63, no. 12, pp. 1711–1717, 2018, doi: 10.1134/S1063784218120241.
- [115] B. Kachhepati, "Application of Short Time Fourier Transform (STFT) in Power Quality Monitoring and Event Classification (Doctoral Dissertation)," New Mexico State University, 2016.
- [116] R. Ingale, "Harmonic Analysis Using FFT and STFT," *Int. J. Signal Process. Image Process. Pattern Recognit.*, vol. 7, no. 4, pp. 345–362, 2014, doi: 10.14257/ijsp.2014.7.4.33.
- [117] C. Zhao, M. He, and X. Zhao, "Analysis of Transient Waveform Based on Combined Short Time Fourier Transform and Wavelet Transform," in *2004 International Conference on Power System Technology*, 2004, no. 2, pp. 1122–1126, doi: 10.1109/ICPST.2004.1460169.
- [118] F. Jurado and R. Saenz, "Comparison between discrete STFT and wavelets for the analysis of power quality events," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 62, no. 3, pp. 183–190, 2002.
- [119] D. Grcić, I. Pandžić, H., & Novosel, "Fault detection in dc microgrids using short-time fourier transform," *Energies*, vol. 14, no. 2, p. 277, 2021.
- [120] A. Alam, M. K. Mukul, and P. Thakura, "Wavelet transform-based EMI noise mitigation in power converter topologies," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 58, no. 5, pp. 1662–1673, 2016, doi: 10.1109/TEMC.2016.2570299.
- [121] W. J. Freeman and R. Q. Quiroga, "Imaging brain function with EEG: Advanced temporal and spatial analysis of electroencephalographic signals," *Imaging Brain Funct. With EEG Adv. Temporal Spat. Anal. Electroencephalogr. Signals*, vol. 9781461449, pp. 1–248, 2013, doi: 10.1007/978-1-4614-4984-3.
- [122] B. Rajoub, "Characterization of biomedical signals: Feature engineering and extraction," in *Biomedical Signal Processing and Artificial Intelligence in Healthcare*,

Elsevier Inc., 2020, pp. 29–50.

- [123] J. González Sanchez, I. Isaac, H. Cardona Agudelo, A. Díez, D. Jiménez, and G. López Jiménez, “Aplicación de la transformada de wavelet para el análisis de transitorios debidos a la conmutación de bancos de condensadores,” *Investig. Apl.*, vol. 4, no. 1, pp. 33–45, 2010.
- [124] M. Fedotenkova and A. Hutt, “Comparison of different time-frequency representations (Doctoral Dissertation),” INRIA Nancy, 2014.
- [125] G. Heinzel, A. Rudiger, and R. Schilling, “Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top windows.” 2002.
- [126] K. M. Prabhu, *Window functions and their applications in signal processing*. Taylor & Francis Group, 2014.
- [127] R. Senthamizh Selvi, P. Sathish Kumar, R. Sri Krishna, and S. S. Rao, “Speech Enhancement using Adaptive Filtering with Different Window Functions and Overlapping Sizes Turkish Journal of Computer and Mathematics Education Research Article,” *Turkish J. Comput. Math. Educ.*, vol. 12, no. 13, pp. 1886–1894, 2021.
- [128] A. Silik, M. Noori, W. A. Altabey, R. Ghiasi, and Z. Wu, “Comparative analysis of wavelet transform for time-frequency analysis and transient localization in structural health monitoring,” *SDHM Struct. Durab. Heal. Monit.*, vol. 15, no. 1, pp. 1–22, 2021, doi: 10.32604/sdhm.2021.012751.
- [129] K. R. Li, K. Y. See, and X. M. Li, “Inductive Coupled In-Circuit Impedance Monitoring of Electrical System Using Two-Port ABCD Network Approach,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 64, no. 9, pp. 2489–2495, 2015, doi: 10.1109/TIM.2015.2403091.
- [130] M. Prajapati and K. Y. See, “Extraction of Equivalent Noise Source Model from Photovoltaic Systems,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 61, no. 3, pp. 903–910, 2019, doi: 10.1109/TEM.2018.2836665.
- [131] Tektronix, “AC Current Probes CT1, CT2, CT6.” <https://www.tek.com/en/datasheet/current-probe/ct1-ct2-ct6> (accessed May 15, 2024).
- [132] Tekbox, “Tekbox TBCP1 Current Probes.” <https://www.tekbox.com/product/tbcp-rf-current-monitoring-probes/> (accessed May 15, 2024).
- [133] Tekbox, “Tekbox TBCP2 Current Probes.” <https://www.tekbox.com/product/tbcp2-32mm-snap-on-rf-current-monitoring-probes/> (accessed May 15, 2024).

