

Mateo Iglesias Amella

Caracterización electromagnética para la futura generación de detectores tipo vértice

Departamento
Ingeniería Electrónica y Comunicaciones

Director/es
ARCEGA SOLSONA, FRANCISCO JAVIER
GONZÁLEZ ARTECHE FERNANDO JOSÉ

<http://zaguan.unizar.es/collection/Tesis>



Reconocimiento – NoComercial – SinObraDerivada (by-nc-nd): No se permite un uso comercial de la obra original ni la generación de obras derivadas.

© Universidad de Zaragoza
Servicio de Publicaciones

ISSN 2254-7606



Universidad
Zaragoza

Tesis Doctoral

**CARACTERIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA PARA
LA FUTURA GENERACIÓN DE DETECTORES TIPO
VÉRTICE**

Autor

Mateo Iglesias Amella

Director/es

**ARCEGA SOLSONA, FRANCISCO JAVIER
GONZÁLEZ ARTECHE FERNANDO JOSÉ**

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA

Ingeniería Electrónica y Comunicaciones

2019



Universidad
Zaragoza



Universidad de Zaragoza

Departamento de Ingeniería Electrónica

TESIS DOCTORAL

Caracterización electromagnética para la futura generación de detectores tipo vértice

Autor:

Mateo Iglesias Amella

Tutora:

Dra. Inmaculada Plaza García

Directores:

Dr. Francisco Javier Arcega Solsona

y

Dr. Fernando José Arteche González

2019

Agradecimientos

Quisiera aprovechar estas líneas para expresar mi agradecimiento a todas las personas e instituciones que han hecho posible la realización del presente trabajo.

En primer lugar, agradecer a la Universidad de Zaragoza, la posibilidad de poder materializar este proyecto personal de formación continua, desde los comienzos en la Universidad Politécnica de Teruel (qué grandes recuerdos tengo de esa primera etapa) hasta la fase final, en la que he tenido el privilegio de estar co-dirigido por F.J Arcega, recibir sus consejos y su inestimable enfoque.

Me gustaría agradecer al Instituto Tecnológico de Aragón (ITAINNOVA), por brindar, a las personas que formamos parte de él, los medios técnicos y humanos, que permiten que evolucionemos día a día junto a la tecnología. Gracias a mis compañeros, tanto del Laboratorio Eléctrico como del grupo de I+D de Sistemas Eléctricos de Potencia y en particular, a Iván Echeverría, gran compañero del que todos aprendemos día a día.

De manera muy especial, quisiera expresar mi profundo agradecimiento a mi co-director Fernando Arceche, todo un referente tanto como persona como investigador, sin él, toda esta aventura no hubiera sido posible. Siempre ha estado ahí, debatiendo, compartiendo su perspectiva, aportando su gran conocimiento y transmitiendo su experiencia. Te agradezco la confianza que has depositado en mí, y el impulso que me has ido dando todos estos años para continuar.

En el ámbito internacional, agradecer a Hans-Günther Moser, Christian Kiesling, Felix Müller y Philipp Leitl del Max Planck Institute for Physics (Munich, Germany), Stefan Rummel de la Ludwig-Maximilians-Universität (Garching, Germany), Claudio Rivetta del SLAC National Accelerator Laboratory (Stanford, CA, U.S.A), así como a la colaboración DEPFET, tanto sus apoyos durante el presente trabajo de investigación como por facilitar el acceso a todos los prototipos que han sido necesarios para su realización.

Así mismo, quisiera expresar mi agradecimiento a las principales fuentes de financiación de ésta investigación, en primer lugar, agradecer al Ministerio de Economía, Industria y Competitividad la financiación pública recibida a través de los proyectos CMSRUN2 (FPA2014-55295-C3-3-R) y CMSRUN2B (FPA2017-85155-C4-2-R), en segundo lugar, agradecer a la Unión Europea la financiación pública recibida a través del proyecto AIDA2020 (H2020-INFRAIA-654168) y por último, agradecer al Max Planck Institute for Physics, la

financiación privada recibida a través del Memorándum de Entendimiento firmado con ITAINNOVA.

Para acabar, deseo expresar agradecimientos a mi familia, a mi mujer María, por su apoyo constante, sin ti, no hubiera podido, corazón. A mis dos peques, que aunque no saben muy bien en qué trabaja su papá, sí que saben el esfuerzo que ha supuesto éste trabajo, gracias por vuestra paciencia y por vuestros ánimos. A mis suegros, Rosa y José Luis por su ayuda. A mis hermanos, José Ángel y Maribel, a mi madre Maribel, a mis primas Laura y Pili, mis tíos Pepe y Pili y a mis sobrinos Álvaro, Paula y Elena por vuestros apoyos. Me hubiera gustado que papá hubiera visto el resultado de éste trabajo, pero no pudo ser. Deseo que esté donde esté, se sienta orgulloso de su "*Mateillo*". Un beso también a la abuela Martina, de la que siempre me acompaña su gran recuerdo.

Índice

Agradecimientos	3
Índice	5
Prólogo	9
Capítulo 1: Características del detector Belle II	17
1.1. ACELERADOR DE PARTICULAS SUPERKEKB	18
1.2. DETECTOR BELLE II	18
1.3. DETECTOR DE VÉRTICE (VXD)	22
1.3.1. Detector de pixeles (PXD)	23
1.3.1.1 Elementos principales del PXD	24
1.3.1.2 Concepto de operación y lectura	26
1.3.2 Detector microtiras de Silicio (SVD)	27
1.4. CONCLUSIONES	30
1.5. REFERENCIAS	30
Capítulo 2: Aspectos de integración electromagnética en el PXD	33
2.1. DEFINICIÓN DE TIERRA DE PROTECCIÓN	34
2.2. TOPOLOGÍA DE PUESTA A TIERRA	36
2.3. IMPLEMENTACIÓN DE LA PUESTA A TIERRA	40
2.3.1. Puesta a tierra del FEE	41
2.3.2. Puesta a tierra del FEE a los bloques de refrigeración	41
2.3.3. Puesta a tierra de las tuberías de refrigeración	43
2.3.4. Puesta a tierra de los bloques de refrigeración	43
2.3.5. Puesta a tierra de la pantalla del cable de potencia	44
2.3.6. Esquema puesta a tierra y apantallamiento para el PXD	46
2.4. CONCLUSIONES	47
2.5. REFERENCIAS	47
Capítulo 3: Emisiones del detector PXD	49
3.1. MARCO NORMATIVO	51
3.1.1. Requisitos para emisiones según CISPR 11	52
3.1.1.1 Requisitos para emisiones conducidas	53
3.1.1.2 Requisitos para emisiones radiadas	53
3.1.2. Requisitos para emisiones según CISPR 32	53
3.1.2.1. Requisitos para emisiones conducidas	54
3.1.2.2. Requisitos para emisiones radiadas	54

3.1.3. Requisitos para emisiones según FCC 47.....	54
3.2. EMISIONES DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN (PS).....	56
3.2.1. Emisión ruido en modo común: CM.....	58
3.2.2. Emisión ruido en modo diferencial: DM.....	59
3.3. EMISIONES DEL FEE.....	60
3.4. CARACTERIZACIÓN DE LAS EMISIONES DE LA PS DEL DEPFET.....	61
3.4.1. Topología del sistema.....	61
3.4.2. Emisiones conducidas.....	63
3.4.2.1. Configuración de ensayo.....	63
3.4.2.2. Condiciones de operación.....	64
3.4.2.3. Emisiones de CM.....	67
3.4.2.4. Emisiones de DM.....	70
3.4.2.5. Comparativa emisiones de CM y DM.....	71
3.4.2.6. Medida de mitigación: Filtrado.....	72
3.4.3. Emisiones radiadas.....	74
3.4.3.1. Configuración de ensayo.....	74
3.4.3.2. Campo magnético.....	76
3.4.3.3. Campo eléctrico.....	78
3.5. CARACTERIZACIÓN DE LAS EMISIONES CONDUcidas DEL FEE.....	81
3.5.1. Emisiones FEE: Módulo EMCM.....	81
3.5.1.1. Área de ensayo (in situ).....	81
3.5.1.2. Condiciones de operación.....	83
3.5.1.3. Caracterización y análisis del CM.....	83
3.5.1.4. Caracterización y análisis del DM.....	87
3.5.1.5. Comparativa emisiones de CM y DM.....	88
3.5.1.6. Análisis del efecto del trigger.....	88
3.5.2. Emisiones de FEE: módulo PXD9.....	89
3.5.2.1. Configuración de ensayo.....	90
3.5.2.2. Condiciones de operación.....	91
3.5.2.3. Emisiones conducidas: Caracterización y análisis del CM.....	92
3.6. CONCLUSIONES.....	96
3.7. REFERENCIAS.....	98

Capítulo 4: Distribución del ruido electromagnético en el cable multiservicio del PXD 101

4.1. CABLE MULTISERVICIO DEL PXD.....	104
4.1.1. Modelo de líneas multi-transmisión (MTL).....	105
4.1.2. Matrices RLC.....	107
4.1.2.1. Matrices de inductancia.....	107
4.1.2.2. Matrices de capacidad.....	109

4.1.2.3. Matrices de resistencia	111
4.1.3. Incertidumbres asociadas a la geometría	112
4.1.3.1. Modelado de la distribución de probabilidad	113
4.2. PROPAGACIÓN Y ACOPLAMIENTO DE RUIDO EN CABLE MULTISERVICIO ..	114
4.2.1. Propagación y acoplamiento de ruido en CM	118
4.2.1.1. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC1.....	118
4.2.1.2. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC2.....	120
4.2.1.3. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC4.....	121
4.2.1.4. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC5.....	123
4.2.1.5. Resumen comparativo los casos de propagación.....	124
4.2.1.6. Ruido en modo común en un grupo de referencia	124
4.2.2. Propagación y acoplamiento de ruido asociado al rizado de las fuentes de alimentación.....	126
4.2.2.1. Inyección en DM en el convertidor DC/DC1:	127
4.2.2.2. Inyección DM en el convertidor DC/DC2	128
4.2.2.3. Inyección DM en el convertidor DC/DC4	129
4.2.2.4. Inyección DM en el convertidor DC/DC5	130
4.3. ACOPLAMIENTO DE RUIDO DESDE MUNDO EXTERIOR.....	131
4.3.1. Acoplamiento de ruido por corrientes de tierra circulando por pantalla.	132
4.3.2. Acoplamiento de ruido por campos EM incidentes.....	134
4.4. CONCLUSIONES.....	136
4.5. REFERENCIAS	138
Capítulo 5: Susceptibilidad del PXD al ruido electromagnético.....	141
5.1. INTRODUCCIÓN.....	142
5.2. DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO PXD.....	144
5.3. CONFIGURACIÓN DE PRUEBAS.....	149
5.4. INYECCIÓN DE RUIDO	151
5.4.1 Configuración para inyección de ruido	151
5.4.1.1. Inyección de ruido conducido (Modo común y modo diferencial) en sistema PXD	152
5.4.1.2. Inyección de ruido radiado en sistema PXD	153
5.4.1.3. Consideraciones adicionales relativas a la inyección	154
5.4.1.4. Equipación	155
5.4.2 Inyección de ruido modo común CM	155
5.4.2.1. Distribución del ruido CM en la matriz de pixeles	156
5.4.3 Inyección de ruido en modo diferencial DM.....	158
5.4.3.1. Distribución del ruido DM en la matriz de pixeles	159
5.4.4 Inyección de ruido radiado.....	161

5.4.4.1. Distribución del ruido radiado en la matriz de pixeles	162
5.5. FUNCION DE TRANSFERENCIA (TF).....	164
5.5.1 Función de transferencia en modo común.....	165
5.5.1.1. Susceptibilidad promedia por chip DCD al acoplo conducido en CM	167
5.5.2 Función de transferencia en modo diferencial.....	171
5.5.2.1. Susceptibilidad promedio por chip DCD al acoplo conducido DM	173
5.5.3 Función de transferencia radiada	176
5.5.3.1. Susceptibilidad promedio por chip DCD al ruido radiado.....	176
5.6. COMPATIBILIDAD CON EL FEE.....	178
5.6.1 Ruido conducido compatible en CM	178
5.6.2 Ruido conducido compatible en DM	182
5.6.3 Ruido radiado	182
5.7. EVALUACIÓN DE LA COMPATIBILIDAD	184
5.7.1 Evaluación de las emisiones CM de las fuentes de alimentación	184
5.7.2 Evaluación de las emisiones DM de las PS.....	185
5.7.3 Evaluación de las emisiones del FEE.....	186
5.7.4 Comparativa entre límites	187
5.8. CONCLUSIONES	188
5.9. REFERENCIAS	189
Capítulo 6: Conclusiones y líneas futuras	186
Glosario.....	191

Prólogo

La física de altas energías es una de las áreas de las ciencias físicas, que utiliza las colisiones de alta energía como una herramienta básica para poder dar respuesta mediante experimentos a múltiples preguntas y cuestiones relacionadas con la composición del universo, las leyes que obedece, las fuerzas que lo conforman, o la evolución desde su comienzo hasta su estado actual. La aplicación de la física de partículas, además de los retornos que la investigación básica reporta, ha servido para impulsar campos del conocimiento muy variados, medicina, tecnología de la información y comunicación, energía, industria, arte y patrimonio, son algunos ejemplos. La relación entre la física y la medicina ha sido muy fructífera, en especial en la mejora de las técnicas de diagnóstico y terapia, puesto que la instrumentación médica incorpora continuamente avances en detección de radiación y en

producción y modulación de partículas. Diagnóstico por imagen, radioterapia o hadronterapia son algunos ejemplos representativos. La relación con el campo de las tecnologías de la información, es muy directa, puesto que, precisamente, la necesidad de disponer de un sistema para compartir información a distancia (lo que conocemos ahora como internet) surgió, mientras se estaba trabajando en el laboratorio europeo de física de partículas (CERN), ya que era necesario distribuir, almacenar y acceder de forma remota a los datos de las colisiones registrados en los experimentos. Los desarrollos tecnológicos a partir de esa idea han sido numerosos: meteorología, astrofísica, astro-partículas, biomedicina, etc. Las aplicaciones industriales de los aceleradores de partículas son muchísimo mayores que las que se emplean para realizar investigación básica. Cada día, miles de aceleradores de partículas en todo el mundo, analizan mercancías en puertos y aeropuertos, determinan la composición de alimentos, esterilizan materiales, analizan proteínas con interés farmacológico, caracterizan nuevos materiales para la fabricación, etc. Incluso se utilizan en campos tan a priori distantes, como es el arte y patrimonio, para determinar antigüedades en yacimientos, datar restos orgánicos o incluso estudiar impactos medioambientales en accidentes nucleares. La ventaja de estas técnicas es que no se deterioran las muestras, ya que requieren una cantidad muy reducida de material para realizar el análisis, por lo que dicho deterioro es mínimo. Como vemos, las aplicaciones de la física de partículas son múltiples, relevantes y proporcionan un gran retorno a nivel económico.

Actualmente en Tsukuba (Japón) se está realizando la actualización y mejora del acelerador de partículas KEB existente y el experimento Belle asociado, teniendo como objetivo el convertirse así en el acelerador de partículas (Super KEKB) con mayor luminosidad del mundo (40 veces mayor que el record anterior), y de esa manera poder descubrir una nueva física más allá del modelo estándar. Aumentar la luminosidad del acelerador equivale a aumentar el número de colisiones por segundo y consecuentemente la sensibilidad a la observación de procesos muy raros, no accesibles desde las prestaciones actuales. Los detectores de partículas que registran lo que sucede durante las colisiones van a tener su propia actualización, dado que encontrarán muchas más partículas en cada cruce de los haces. Como consecuencia, las partes del detector que registran las trayectorias de las partículas tendrán que aumentar su granularidad (el equivalente al número de píxeles de una cámara digital) para poder tener en cuenta el mayor número de partículas que los atravesarán. Adicionalmente estos dispositivos operarán en condiciones extremas de radiación, por lo que los diseños serán especiales tanto para los sensores como su electrónica. En este contexto de mejora continua en los experimentos, surge la necesidad de obtener mayores precisiones en las medidas de las posiciones de las partículas, y resulta de vital importancia minimizar las influencias sobre las trayectorias de dichas partículas, por lo que una estrategia

desde el punto de vista de compatibilidad electromagnética (EMC) que minimice la influencia del ruido electromagnético (EM) en la detección será clave para poder conseguirlo y es ahí donde se enmarca la presente tesis doctoral.

Tal como veremos, Belle II es un experimento internacional de física de altas energías que se encuentra instalado en el acelerador de partículas SuperKEKB. Este acelerador, incrementa la velocidad de las partículas a velocidades próximas a la luz y las hace colisionar en el punto central de Belle II. Como resultado de las colisiones, se generan nuevas partículas, que servirán para ampliar los conocimientos de la física actual. El detector Belle II es un detector que permite la reconstrucción de las partículas después de una colisión. Para que tengamos presente la envergadura del detector Belle II las dimensiones aproximadas son 7,5 metros de largo, 7 metros de alto y un peso aproximado de 1400 toneladas.

El detector Belle II se compone de 7 sub-detectores posicionados en capas concéntricas alrededor de una tubería central denominada *beam pipe* por la que circulan las partículas. Cada sub-sistema se encarga de una función distinta y complementaria, siendo necesario para ello distintos tipos de detección. Cada uno de ellos utiliza distintos niveles de operación, siendo alimentados de manera independiente. Tenemos que tener en cuenta la complejidad asociada a la detección puesto que se manejan señales del orden de milivoltios y la electrónica está sometida a un adverso ambiente con radiación ionizante y alto campo magnético (aproximadamente de 1,5 teslas).

En la parte central de Belle II se encuentra el sub-detector de vértice (VXD) el cual está formado en realidad por dos sub-detectores cilíndricos divididos en capas y están basados en tecnologías de detección totalmente diferentes. En las dos capas más cercanas a la tubería de haz de partículas, tenemos el sub-detector PXD (*Pixel Detector*), mientras que en las cuatro capas posteriores se encuentra el sub-detector SVD (*Silicon Vertex Detector*). La combinación de estas 2 tecnologías de detección proporciona una gran resolución en el seguimiento de las partículas.

En la presente tesis, el estudio se ha focalizado en el sub-detector PXD que engloba un sistema muy complejo y novedoso, basado en un nuevo concepto que combina detección y amplificación dentro del mismo dispositivo. La electrónica de cabecera (*Front-End Electronics*, FEE) se compone de una región activa de píxeles (sensor) y tres tipos de circuitos integrados de aplicación específica (ASICs), que permiten gobernar las filas de la matriz de píxeles, digitalizar las corrientes detectadas y realizar un pre-procesado digital para finalmente realizar la extracción hacia el sistema de adquisición de datos vía fibra óptica. Esta etapa final de extracción hacia interfaz óptica hace que no existan problemas electromagnéticos, sin embargo, es de vital importancia la

conexión entre el sistema de alimentación y el FEE, y el propio FEE. Los elementos clave que nos encontramos al realizar una integración es obtener los niveles de ruido electromagnético en cada uno de los subsistemas y poder llegar a traducirlos a medidas normalizadas para poder definir una estrategia específica que ayude a controlar los niveles de ruido electromagnético presente en el sistema. Dado que no existe ninguna normativa de producto que responda al entorno que se va a encontrar el detector Belle II, es muy importante crear una especificación tanto para el nivel de emisiones como para la inmunidad al ruido para permitir una integración segura. Disponer del escenario electromagnético de Belle II es necesario para minimizar los posibles problemas debidos a interferencias electromagnéticas.

Los estudios asociados a esta tesis doctoral están orientados a cuantificar la sensibilidad del FEE al ruido acoplado a través de los cables de entrada y salida de la electrónica, así como el ruido generado por las fuentes de alimentación. Anteriores trabajos se habían centrado en calorímetros y detectores de trazas, sin embargo ahora se caracteriza por primera vez, la susceptibilidad de un PXD basado en tecnologías DEPFET (*DEPLETED Field Effect Transistor*). Las medidas y los análisis realizados, constituyen el primer estudio cuantitativo de sus niveles de inmunidad y el primer estudio completo de EMC en ésta tipología de detector.

El detector Belle II es un sistema complejo, no obstante desde el punto de vista de EMC se puede simplificar separándolo en sub-detectores donde cada uno de ellos consta de tres elementos principales (Figura 1):

- Electrónica de cabecera (FEE),
- Fuentes de alimentación (PS)
- Cables y conectores.

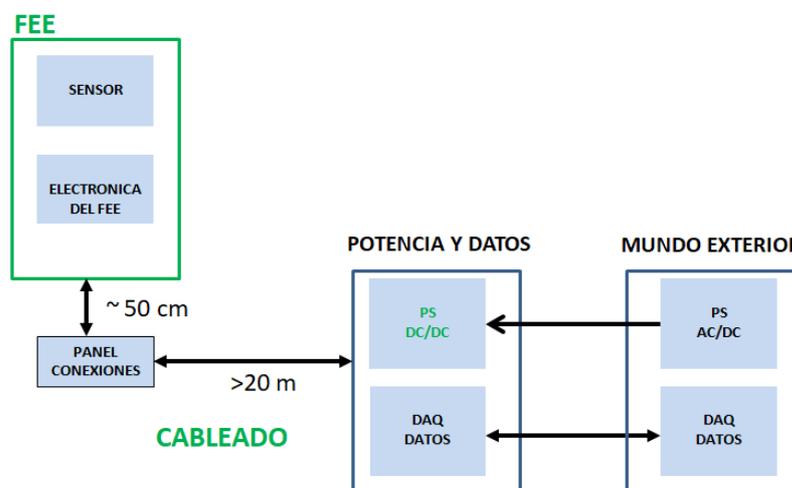


Figura 1: Elementos principales desde el punto de vista de EMC de un sub-detector

El FEE es el componente más sensible del sistema. Tiene la característica que además de ser una víctima de los niveles de polución EM, también puede emitir un elevado nivel de ruido EM debido a las señales de alta frecuencia que maneja (transmisión de datos, señales de reloj, etc.). Por lo tanto la caracterización de los niveles de emisión e inmunidad de un FEE es un aspecto muy importante de cualquier análisis de EMC de un detector de física que se precie.

Las fuentes de alimentación (PS) en general suelen estar formadas por fuentes conmutadas, que en su gran mayoría integran convertidores de corriente continua a corriente continua (convertidores DC/DC). Esos dispositivos constituyen una de las mayores fuentes de ruido electromagnético que puede existir en un sistema electrónico. En este caso y a diferencia del anterior es más importante analizar las características de las emisiones de estas fuentes que su inmunidad. Estas emisiones pueden ser, tanto conducidas como radiadas. Las fuentes de alimentación (PS) se sitúan de manera remota (a distancias comprendidas entre 20 y 100 metros del detector) y se conectan a través de un complejo cable multiconductor. El ruido proveniente de las fuentes de alimentación, así como el que se acopla a estos cables desde otros sub-detectores, puede reconducirse a zonas sensibles del sub-detector como es el FEE. Este aspecto es especialmente importante en los detectores de pixeles al situarse en la parte central y tener que atravesar sus cables la totalidad del detector. Por lo tanto el estudio de la propagación del ruido electromagnético a lo largo de los cables de potencia cobra especial importancia. En esta tesis se desarrollado un modelo numérico que permite estudiar los fenómenos de propagación en un cable multiconductor con más de 36 conductores en su interior que manejan gran variedad de niveles de potencia y señal.

El documento de tesis está estructurado de la siguiente forma:

- Capítulo 1: Características del detector Belle II
- Capítulo 2: Aspectos de integración electromagnética en el PXD
- Capítulo 3: Emisiones del detector PXD
- Capítulo 4: Distribución de ruido electromagnético en el cable multiservicio del PXD
- Capítulo 5: Susceptibilidad del PXD al ruido electromagnético
- Capítulo 6: Conclusiones y futuras líneas de trabajo

En el **capítulo 1**, se realiza una introducción a las características y elementos principales del experimento Belle II. Se parte de la descripción del acelerador de partículas SuperKEKB, para posteriormente introducir los distintos sub-detectores que lo componen, prestando una especial atención al detector de vértice y a los elementos tecnológicos que constituyen el sub-detector PXD. Todos estos aspectos servirán como referencia de los siguientes capítulos de la tesis.

En el **capítulo 2**, se presentan los aspectos de integración electromagnética, tenidos en cuenta en el diseño de una estrategia de puesta a tierra del sistema PXD, que contribuyen a que el experimento Belle II pueda llevarse a cabo con éxito, evitando la degradación de las prestaciones de la detección. Se ha diseñado una topología para la puesta a tierra de los distintos elementos que componen el detector, teniendo en cuenta la seguridad, la protección y la optimización de las prestaciones asociadas a las conexiones de puesta a tierra. Dichos aspectos son claves para poder verificar aspectos de seguridad eléctricos e identificar posibles bucles de tierra, así como fuentes y víctimas de interferencias electromagnéticas.

En el **capítulo 3**, se han caracterizado los niveles de emisión del detector PXD, tanto de las PS como del FEE. Esta caracterización, se ha realizado en varias fases, y se ha orientado a obtener los modos de propagación de ruido predominantes, que han permitido diseñar filtrados que podrán ser utilizados en etapas posteriores. Como resultado se establecen los niveles de emisiones que servirán para la definición de los límites para los distintos elementos integrantes del experimento, y que contribuirán a garantizar la deseada compatibilidad electromagnética.

En el **capítulo 4**, se aborda las cuestiones asociadas a la propagación de ruido en el cable multiservicio del PXD. Dicho cable suministra la potencia al detector y presenta la particularidad que su trazado atraviesa el experimento hasta su parte central y es susceptible de acoplar ruido desde el exterior como de acoplar ruido entre los propios conductores del cable. El tema de la propagación de ruido en cables se ha realizado en otros experimentos, sin embargo ésta es la primera vez que se aborda en un cable tan complejo en un detector de física (con gran variedad de cables con niveles de potencia y señal) y en el que, adicionalmente, se han tenido en cuenta efectos estadísticos en la distribución de los mazos de cables. Los resultados se han obtenido utilizando un modelo de líneas multitransmisión (MTL).

En el **capítulo 5**, se presentan los estudios de susceptibilidad del PXD al ruido electromagnético. El objetivo principal es definir la inmunidad del FEE frente a perturbaciones externas de RF. Con la información obtenida, se podrán identificar elementos críticos en fase de diseño. Esta caracterización es la primera vez que se realiza en un detector de pixeles, como consecuencia de ella se ha podido establecer el nivel de ruido compatible con las fuentes de alimentación del PXD. Así mismo se han abordado los estudios de susceptibilidad al ruido radiado por la tubería de haz de partículas. La cercanía del detector a la tubería y la conexión de ésta a la tierra del acelerador, puede hacer que se vea afectado el PXD por corrientes de modo común generadas por el acelerador (asociadas a la puesta a tierra de la instalación, electrónica auxiliar, convertidores de potencia etc.) y que se acoplen de forma radiada al

PXD. Un estudio de estas características resulta totalmente novedoso y ha permitido obtener los límites necesarios para poder establecer, en este caso, la compatibilidad electromagnética radiada.

En el **capítulo 6**, se muestran las conclusiones y las futuras líneas de trabajo.

Los estudios desarrollados en la presente tesis se han realizado en los años 2015, 2016, 2017, 2018 y 2019 dentro de cuatro proyectos de investigación nacional e internacionales, listados a continuación:

- *CMS RUN 2 Y UPGRADE DE ALTA LUMINOSIDAD (CMSRUN2) – FPA2014-55295-C3-3-R. (2015-2017).*



- *PARTICIPACIÓN EN EL EXPERIMENTO CMS DEL LHC: PIXEL UPGRADE PARA ALTA LUMINOSIDAD – CMSRUN2B – FPA2017-85155-C4-2-R. (2018-2019).*



- *ADVANCED EUROPEAN INFRASTRUCTURES FOR DETECTORS AT ACCELERATORS (AIDA2020) – REF: H2020-INFRAIA-654168.*



- *EMC STUDIES FOR THE DEPFET PIXEL DETECTOR AT BELLE II EXPERIMENT. Memorándum de entendimiento entre ITAINNOVA y el Instituto Max Planck de Física (MPI). (2012-2017).*

Max-Planck-Institut
für Physik



Capítulo 1

Características del detector Belle II

El detector Belle II [1],[2] es un experimento internacional de física de altas energías del tipo “*factorías B*”, que se encuentra instalado en el acelerador SuperKEKB. Este acelerador de partículas se ubica en las instalaciones de la Organización para la Investigación en Física de Altas Energías con Aceleradores (KEK) en Tsukuba (en la prefectura de Ibaraki, costa Este de Japón). Este acelerador, incrementa la velocidad de las partículas a velocidades próximas a la de la luz y las hace colisionar en el punto central de Belle II. Como resultado de estas colisiones, se generan nuevas partículas. Este tipo de partículas se utilizan en la física del sabor (*flavour physics*), para conocer la formación de las familias de partículas que existen, y para estudiar las diferencias que existen entre materia y antimateria, denominada simetría CP (*CP-symmetry*).

1.1. ACELERADOR DE PARTICULAS SUPERKEKB

El acelerador SuperKEKB [3] es una factoría B (*B Factory*), esto quiere decir que es un acelerador especialmente diseñado para la producción de mesones B (partículas compuestas por quarks y anti-quarks), a partir de las colisiones entre electrones y positrones. El acelerador SuperKEKB se compone básicamente de dos anillos (ver Figura 1.1), un anillo denominado HER (*High Energy Ring*) para un haz de electrones de alta energía (7 gigaelectronvoltios, GeV) y otro anillo denominado LER (*Low Energy Ring*) para un haz de positrones de baja energía (4 GeV). Los electrones y los positrones son acelerados directamente por un acelerador lineal (algunas veces denominado LINAC, *linear accelerator*) e inyectados en los anillos individuales. El incremento de velocidad hace que las partículas colisionen a una energía de $10,57 \text{ GeV}/c^2$. La circunferencia de cada anillo es aproximadamente de 3 km. La zona de interacción, se puede observar en la Figura 1.2. Las corrientes de haz (en el vacío) son de 3.6 y 2.6 A, respectivamente en los anillos. En la Tabla 1.1 se muestran resumidos algunos de los parámetros más relevantes de los aceleradores KEKB y SuperKEKB [4].

Tabla 1.1: Parámetros máquina de los aceleradores KEKB y SuperKEKB [6]

Parámetros haz		KEKB		SuperKEKB		Unidades
		LER	HER	LER	HER	
Energía de haz	E_b	3,5	8	4	7	GeV
Tamaño haz vertical	d_v	0.94	0.94	0.048	0.056	μm
Tamaño haz horizontal	d_H	150	150	10	11	μm
Corrientes de haz	I_b	1.64	1.19	3.60	2.60	A
Luminosidad	L	$2.1 * 10^{34}$		$8 * 10^{35}$		$\text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}$

1.2. DETECTOR BELLE II

El experimento Belle II se ubica en una de las zonas experimentales del acelerador SuperKEKB. Tiene aproximadamente 7 metros de alto, 7,5 metros de ancho, y un peso de 1.500 toneladas. En su punto central, colisionan los paquetes de electrones y positrones acelerados por el SuperKEKB.

LER: Anillo de baja energía para positrones

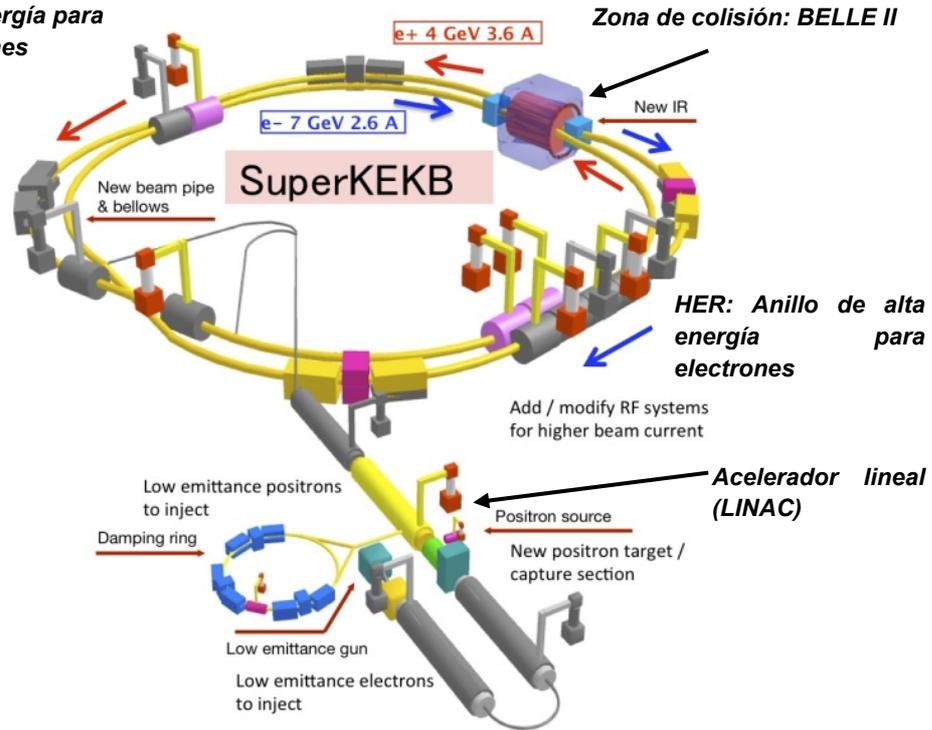


Figura 1.1: Acelerador SuperKEKB

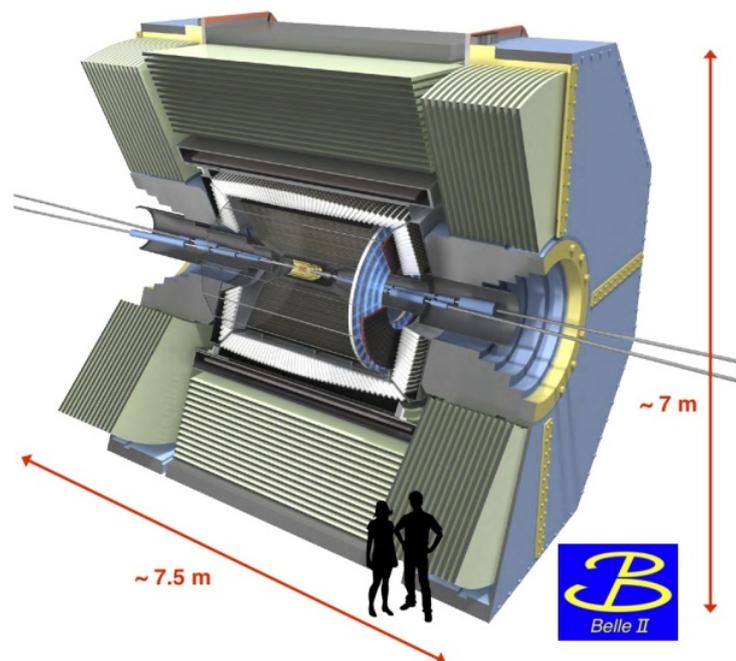


Figura 1.2: Ampliación de la zona de colisión, correspondiente al detector Belle II.

Alrededor del tubo donde se producen las colisiones para identificar las partículas resultantes, se sitúan varios sub-detectores.

El detector Belle II [4], es un detector de física que permite la reconstrucción de las trayectorias de las partículas después de una colisión, y realiza básicamente la medida de la energía, momento y carga producidas en dicha colisión. La reconstrucción de la trayectoria implica que el detector debe situarse muy cerca del punto de interacción en un ambiente con radiación ionizante y alto campo magnético (1.5T), no obstante debe ofrecer una resolución de posición intrínseca del orden de las micras. Belle II debe ser capaz de recolectar eficientemente los datos de las colisiones de electrones y positrones, producidas por el acelerador SuperKEKB [3]

El detector Belle II se compone de 7 sub-detectores [5], posicionados en capas concéntricas alrededor de una tubería central (*beam pipe*) por la que circulan las partículas (tubería cuyo radio interior y exterior es de 10 y 12 mm respectivamente). La Figura 1.3 muestra la distribución de los detectores de Belle II. En primer lugar se sitúan el PXD (*PiXel Detector*) y SVD (*Si-Strip Vertex Detector*) (que como veremos, combinados forman un único sub-detector de vértice denominado VXD), a continuación se encuentra CDC (*Central Drift Chamber*), TOP (*Time Of Propagation counter*), ARICH (*Aerogel Ring Imaging Cherenkov counter*), ECL (*Electromagnetic Calorimeter*), y finalmente KLM (*K_L y Muon detector*).

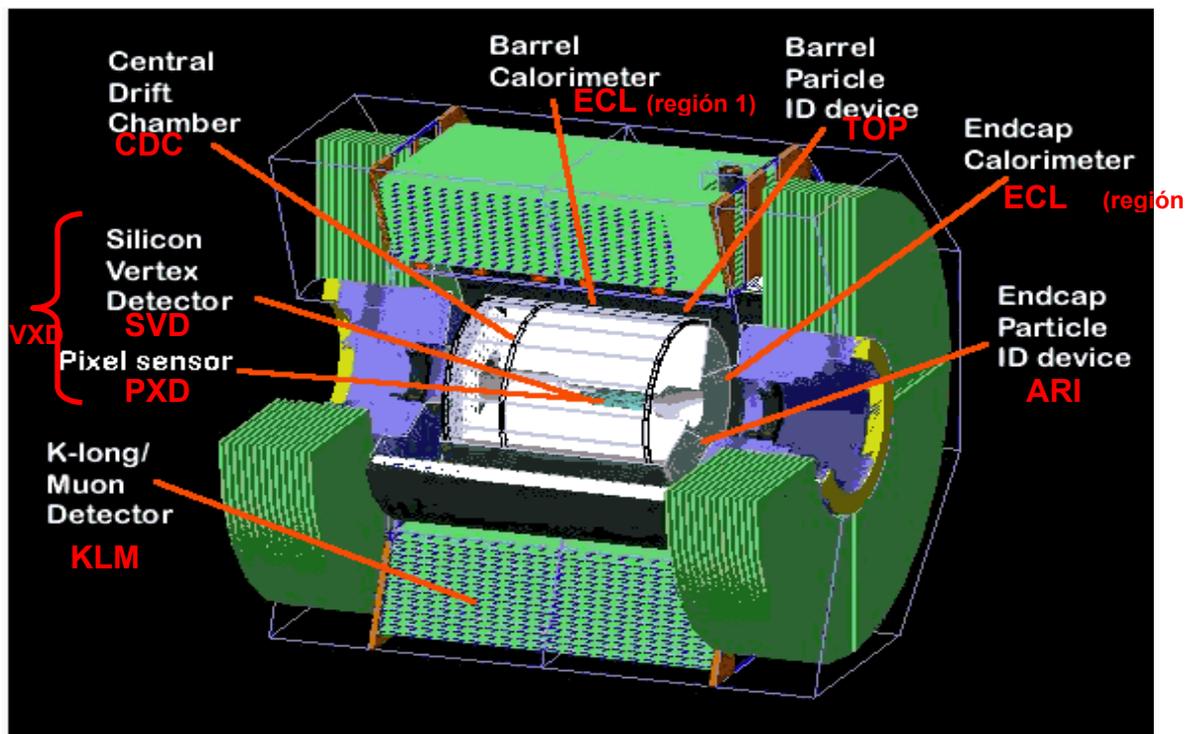


Figura 1.3: Sub-detectores de Belle II

En la parte central de Belle II se encuentra el sub-detector de vértice (VXD) el cual está formado en realidad por 2 sub-detectores cilíndricos divididos en capas que están basados en tecnologías de detección totalmente diferentes. En las 2 capas más cercanas a la tubería del haz, tenemos el sub-detector PXD basados en sensores con tecnología DEPFET [6]. Mientras que en las 4 capas posteriores se encuentran el sub-detector SVD basados en sensores de silicio de micro-tiras con tecnología de doble capa DSSD (*Double-sided Si-Strip Detector*) [7]. La combinación de estas dos tecnologías de detección proporciona una gran resolución en el seguimiento de las partículas puesto que abarca un gran ángulo sólido. El principal objetivo de estos sub-detectores es reconstruir el origen y trayectoria de los mesones B, que se desintegran en picosegundos (una billonésima parte de segundo). Son por tanto, dispositivos extremadamente precisos y rápidos. El propósito de ambos sub-detectores es medir la posición de vértice (*vertex position*). En la Figura 1.4 se puede observar ambos sub-detectores, en rojo el PXD y en amarillo el SVD. La parte derecha de la figura es el zoom de la zona marcada en magenta en la parte izquierda.

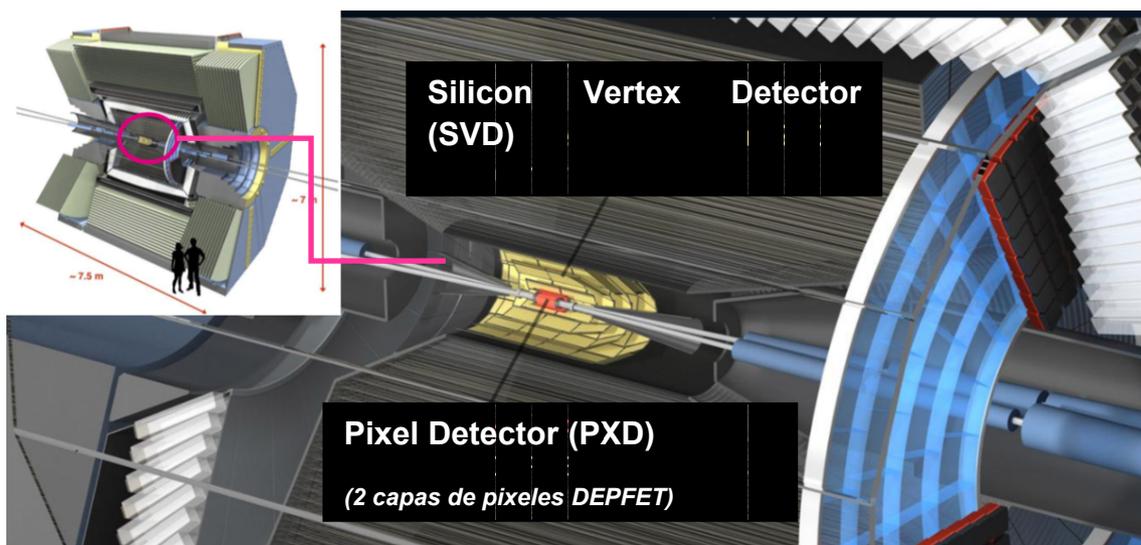


Figura 1.4: Corte de la estructura del detector de vértice de Belle II.

El siguiente sistema detector es una cámara denominada CDC (Central Drift Chamber), que proporciona reconstrucciones de las trayectorias de las partículas. La identificación de las partículas (PID, *clear particle identification*) corre a cargo de los sub-detectores TOP [8] y ARICH [9]. Dicha identificación se realiza con 2 anillos de equipos de imagen tipo Cherenkov [10], proporcionando medidas en la región de los discos laterales denominados *endcaps*. La medida de la energía se realiza en el sub-detector ELC [11]. Finalmente el detector KLM se encarga de la detección e identificación de mesones y muones. La Figura 1.5 muestra gráficamente las zonas donde se realizan las principales funciones asociadas a las distintas detecciones.

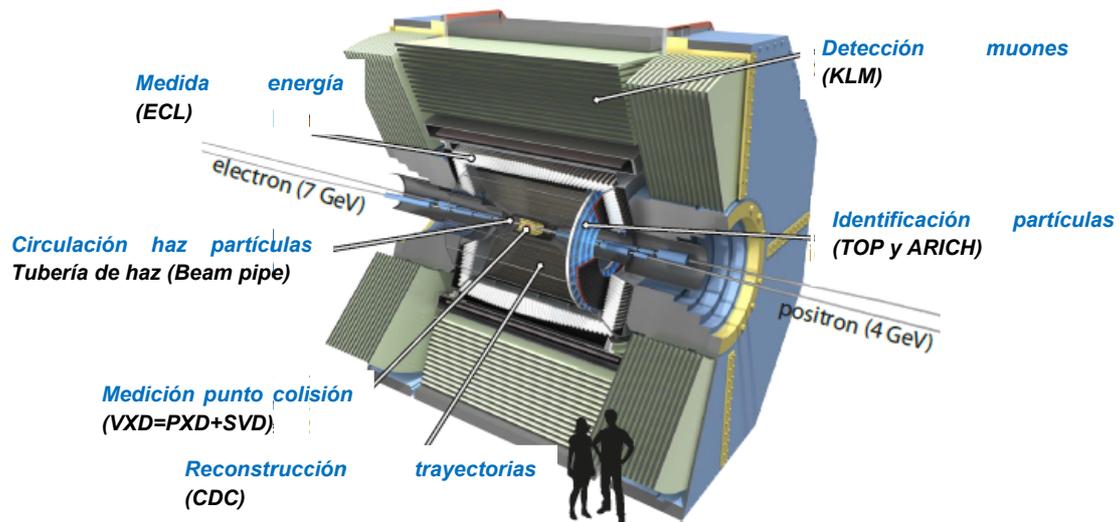


Figura 1.5: Detector Belle II, funciones principales y sub-detectores asociados

1.3. DETECTOR DE VÉRTICE (VXD)

El detector de vértice VXD está compuesto por 2 sub-detectores, el detector de pixeles (PXD) y el detector de micro tiras (SVD). Aunque ambos detectores son independientes y están basados en tecnologías muy distintas, su funcionamiento está coordinado de tal forma que operan como un único detector de vértice, maximizando las prestaciones asociadas a la detección [5].

El principal objetivo de un detector de vértice es medir el punto de colisión de partículas cargadas (posición de vértice). Tal como se puede ver en la Figura 1.6, se mide la distancia entre los mesones B^0 y \bar{B}^0

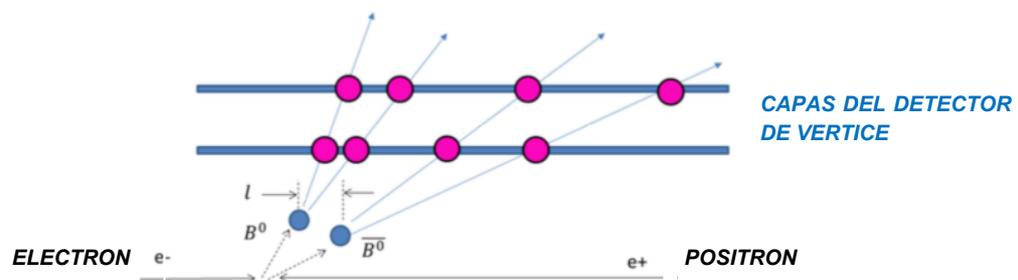


Figura 1.6: Rol del vertex detector: Choque de partículas

Los puntos morados representan las posiciones de choque en las distintas capas del detector de vértice. Los puntos de intersección de las líneas obtenidas son considerados como los puntos de decaimiento (*decay points*) de las partículas o puntos de generación de partículas secundarias. Las distribuciones de los tiempos de decaimiento entre B^0 y \bar{B}^0 son los utilizados en la búsqueda de la nueva física. Hay que tener en cuenta que el tiempo de vida medio de los mesones B^0 es muy corto (1,5 ps), por lo que es imposible medir directamente este tiempo de decaimiento. No obstante, midiendo la diferencia de vuelo de longitud (l en Figura 1.6), se puede calcular la diferencia

de tiempo. Para ello se utilizan las trazas resultantes desde el punto de colisión. Un aspecto muy importante en un detector de vértice es la luminosidad, cuanto ésta es mayor, mayor es también la posibilidad de descubrir nueva física, no obstante, como contrapartida el nivel de ruido base en el detector también es mayor.

1.3.1. Detector de pixeles (PXD)

El detector de pixeles PXD es un detector basado en tecnología DEPFET (*DEPLETED Field Effect Transistor*) [12]. Es un detector que combina una detección y amplificación dentro del mismo sensor, gracias a una estructura MOSFET (Transistor de Efecto Campo de Oxido de Metal Semiconductor controlado en puerta por otro) combinada con un sustrato tipo n con alta resistividad. La Figura 1.7 y Figura 1.8 muestran un esquema y su circuito equivalente de un pixel basado en tecnología DEPFET. Utilizando un principio denominado vaciado lateral (*sideways depletion*) [12] el sustrato puede ser totalmente vaciado y mediante un implante tipo n debajo del canal del transistor se crea un potencial mínimo para los electrones. Al atravesar una partícula cargada el sensor se ioniza y la carga generada se separa por efecto del campo eléctrico existente en el volumen activo. De esta forma los huecos (*h*, *holes*) van hacia el contacto trasero (*backside p+*) y los electrones son transportados y almacenados en la puerta interna (*internal gate*) de potencial mínimo. La carga recolectada cambia el potencial de la puerta interna, y como resultado, la corriente del canal se modula y puede ser medida externamente. Una vez finalizado el proceso de lectura, hay que vaciar la carga recolectada para volver a las condiciones iniciales del sensor. Dicho proceso de vaciado se denomina *clear*. Este tipo de detector, se caracteriza por tener una detección y amplificación interna, con una buena relación señal-ruido y un bajo consumo de potencia.

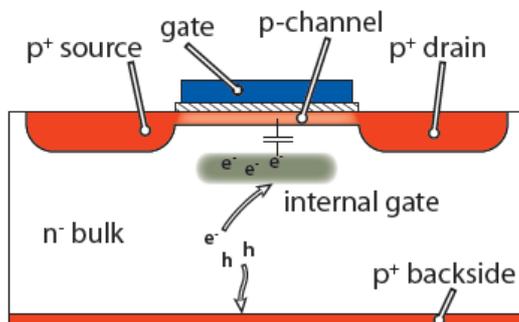


Figura 1.7: Estructura del DEPFET

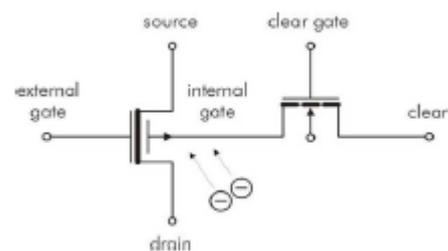


Figura 1.8: Esquemático del DEPFET

1.3.1.1 Elementos principales del PXD

Tal como se muestra en la Figura 1.9 los detectores de pixeles DEPFET constan de varias partes. Por un lado está el área activa de pixeles (espesor 75 μm) en donde se produce la detección de la señal, por otro lado la electrónica de control y procesamiento cuya misión es activar los pixeles y procesar la señal que proviene de ellos y finalmente el área de interconexión a donde se conectan los cables flexibles encargados de suministrar la potencia al detector y extraer los señales procesadas del mismo.

La electrónica asociada al sensor constituye uno de los elementos principales del sistema. Está formado por 3 tipos de ASICS (*Application Specific Integrated Circuit*) cada uno de los cuales tiene una función específica y se encuentran soldados en el propio sustrato de silicio (*bump bondings*) en donde se implementa el sensor DEPFET. Estos ASICS son:

- Chips DCD (*Drain Current Digitizers* chips) encargados de amplificar y digitalizar la señal de cada pixel.
- Chips DHP (*Digital Handling Process* chips), encargados de procesar y comprimir la señales para su posterior envío fuera del detector.
- Chips Switcher, encargados de activar una fila de pixel para su lectura por parte del DCD correspondiente.

El PXD está compuesto por dos cilindros concéntricos posicionados en dos capas (Figura 1.10). La primera capa está formada por 8 bandejas y la segunda por 12 bandejas. Cada uno de estas bandejas (denominadas *ladders*) está formada por 2 módulos de sensores DEPFET pegados en sus extremos de 768x250 pixeles cada uno. Por lo tanto el detector requiere de 16 sensores DEPFET para la primera capa y de 24 sensores DEPFET para la segunda. En el final de la parte activa de cada módulo se encuentran unidos 4 chips DCD y 4 chips DHP. Desde allí, un cable de Kapton de 6 mm de ancho guía las señales a un panel de conexiones (*Patch panel*) y de allí al DHH (*Data Handling Hybrid*) donde el volumen de datos es entregado vía fibra óptica al sistema de adquisición (*Data Acquisition*, DAQ). La interconexión eléctrica hacia fuera del detector se realiza con una tarjeta de circuito impreso (PCB) flexible (ver Figura 1.11). Este cable implementa todas las conexiones de potencia, tierra y control lento (*slow control*), y las líneas diferenciales de alta velocidad para transmisión de datos.

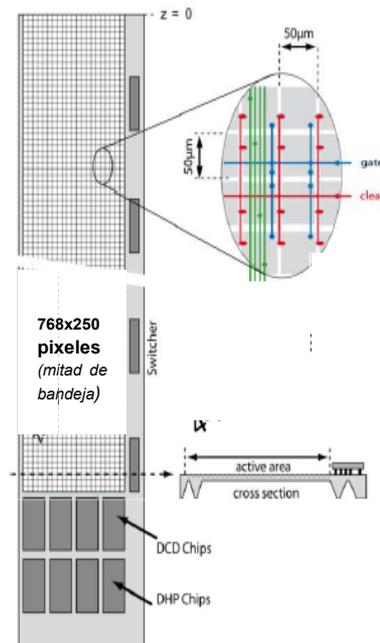


Figura 1.9: Un módulo de DEPFET para el detector de pixeles Belle II. (Supone la mitad de los sensores existentes en una bandeja)

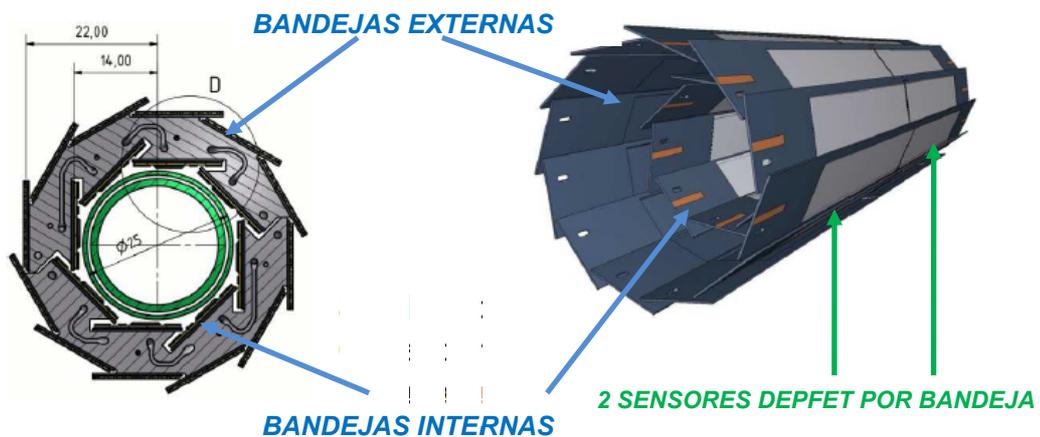


Figura 1.10: Bandejas internas y externas (ladders) del DEPFET, estructuradas en 2 capas (interna y externa)

Tabla 1.2: Parámetros DEPFET [5]

		CAPA INTERNA L1	CAPA EXTERNA L2
# Número de bandejas (ladders)		8	12
# Módulos de sensores DEPFET por Bandeja		2	
Radio	cm	1.4	2.2
Tamaño pixel	µm	50x50	50x75
Pixeles por módulo de sensor DEPFET		768x250	768x250
Espesor área activa	µm	75	75

1.3.1.2 Concepto de operación y lectura

La operación del DEPFET se realiza en 3 fases. En primer lugar al pasar la partícula por el pixel, ésta deposita una carga que queda almacenada en el propio pixel (sidewards depletion), hasta que se produce la segunda fase del proceso, que es la lectura. Durante esta fase, se activa el pixel mediante una señal de activación generada el chip Switcher y la carga recolectada es leída por los chips de lectura. Una vez finalizada esta segunda fase, se pasa a la fase final en la que se elimina la carga depositada por la partícula mediante el proceso denominado “clear” para dejar limpio el pixel a la espera del paso de otra partícula.

Por lo tanto, para la operación de los módulos del detector de pixeles basado en tecnología DEPFET se necesitan los 3 tipos de ASICs. Uno para operar la activación de los pixeles y limpiarlos de carga una vez acabado el proceso de lectura (chip *Switcher*) y dos más para llevar a cabo el proceso de lectura de la carga depositada (chips DCD y DHP). La función del primero de ellos es amplificar y digitalizar la señal de los pixeles, mientras que el segundo acondiciona la señal y se encarga de la sincronización y la activación (*trigger*) del sistema.

El modo de operación del detector, así como las características del procesado de las señales generadas en él, disminuye al mínimo el consumo de potencia asociado al área activa del sensor, puesto que el pixel sólo consume cuando está leyendo, no mientras se está integrando la carga. La potencia asociada al área activa del DEPFET para la medir un módulo es de aproximadamente 500 mW y se realiza en menos de 20 μ s que corresponden a un tiempo de fila de sólo 104,2 ns (9,6 MHz). Tras el procesamiento a nivel de electrónica de cabecera, los datos son extraídos del detector por fibra óptica desde el DHH y enviados al sistema de adquisición (DAQ) La distribución de potencia desde las fuentes de alimentación (PS) será ampliada en el capítulo 3 de la presente tesis.

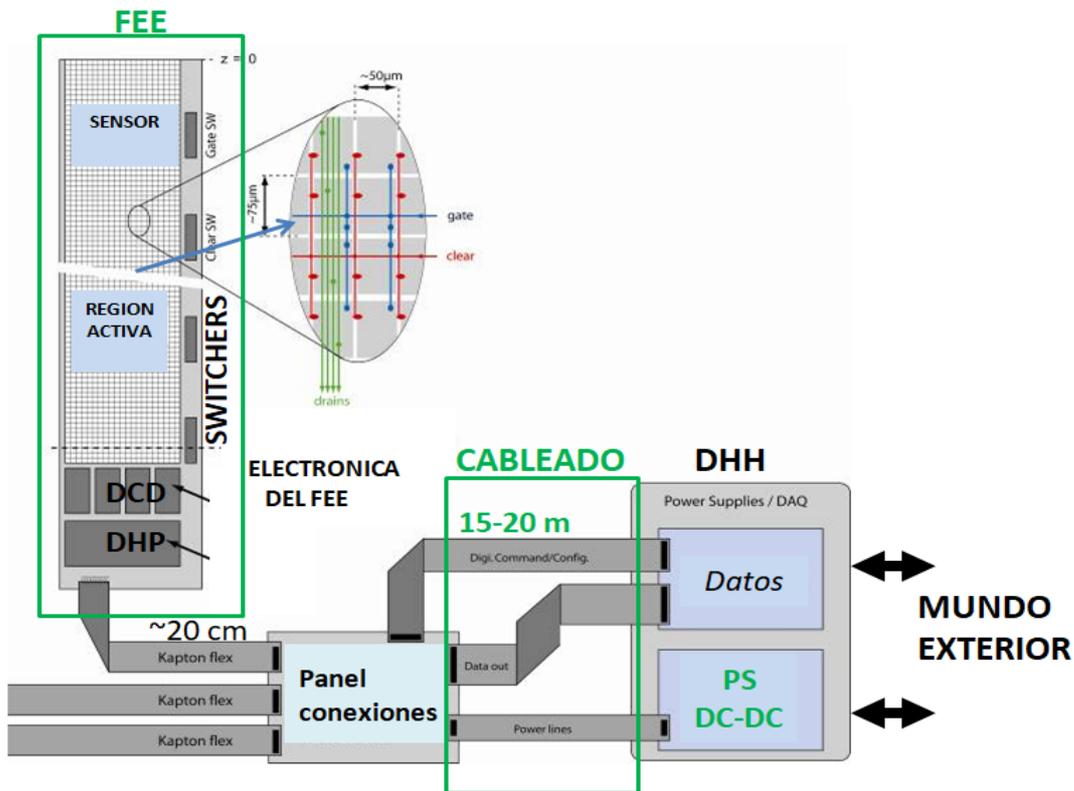


Figura 1.11: Sistema DEPFET (sensores, sistema de adquisición / lectura y distribución potencia)

1.3.2. Detector microtiras de Silicio (SVD)

El SVD (*Silicon Vertex Detector*) constituye el segundo detector del sistema de detección de vértice de Belle II. Este detector, se caracteriza por poseer una elevada velocidad de lectura, y unas buenas resoluciones tanto espaciales como temporales. El detector está organizado en 4 capas situadas a unos radios de 3,8 cm, 8 cm, 10,4 cm y 13,5 cm respectivamente del área de colisión situadas alrededor del PXD. En la Figura 1.12 se observa la disposición conjunta del detector PXD y el SVD de Belle II.

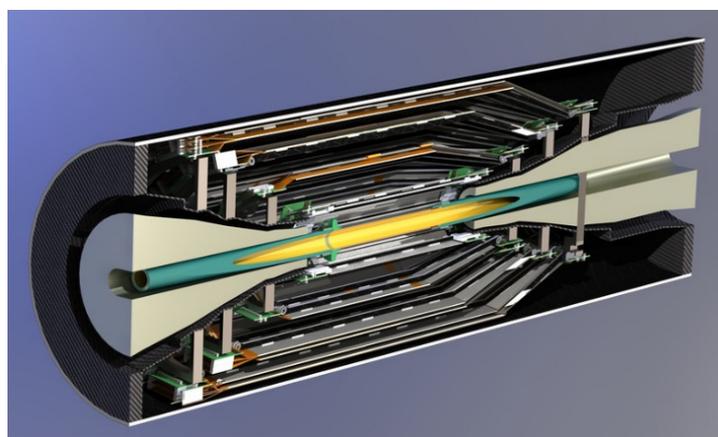


Figura 1.12: Sección del detector VXD (PXD+SVD)

El detector SVD tiene como misión medir las trayectorias de partículas cargadas, siendo necesarias una gran velocidad de procesado y una gran tolerancia a la irradiación dada la alta luminosidad del SuperKEKB.

El SVD está formado por sensores de silicio de micro-tiras de doble cara DSSD (*Double-Sided silicon strip detector*), donde las micro-tiras de cada cara están organizadas de forma perpendicular tal como se observa en la Figura 1.13.

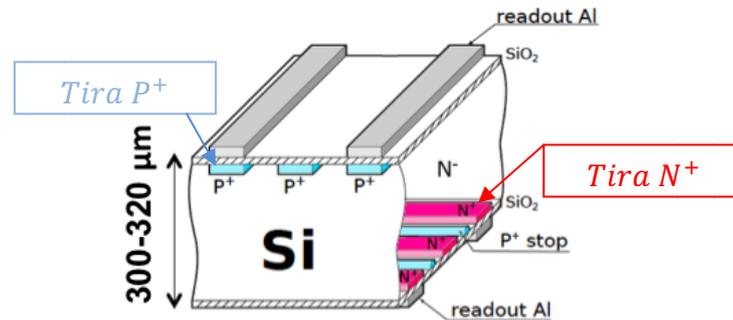


Figura 1.13: Estructura del detector *Double-sided silicon microstrip* (DSSD)

El SVD se ha construido basándose en el concepto de detector denominado *Origami* (*Origami Chip-on sensor*) [15]. Esta configuración, requiere de chips de lectura conectados a dichas tiras para medir y procesar las señales recolectadas por cada una de ellas. En una disposición clásica, los chips de lectura y procesamiento de señal se dispondrían en ambos lados, lo cual no implicaría infraestructura de doble cara (*double side*). Sin embargo, esta configuración si implicaría duplicar las tuberías de refrigeración de los módulos y resultaría problemático. Con la finalidad de solucionar y minimizar la cantidad de material en el área del detector, todos los chips están alineados en una fila, de tal manera que una sola tubería de refrigeración puede dar servicio a ellos. Por el contrario, ésta configuración requiere doblar los circuitos flexibles que se conectan a uno de los lados del sensor para realizar su conexión de forma correcta, lo que se traduce en un proceso de fabricación y montaje más complejo. El FEE del SVD se refrigera mediante CO₂ a una temperatura de -20°C y una presión de 20 bares mediante una tubería de acero inoxidable.

El SVD también está formado por unidades básicas funcionales denominadas bandejas (*ladders*) y que se disponen en capas alrededor del PXD. La primera capa del SVD está compuesta de 7 bandejas (tipo L3), la segunda capa del SVD está compuesta por 10 bandejas (tipo L4), la tercera capa del SVD está compuesta por 12 bandejas (tipo L5) y la última capa del SVD está compuesta por 16 bandejas (tipo L6) [14]. En la Figura 1.14 se observan los 4 tipos de bandejas que existen en el detector SVD.

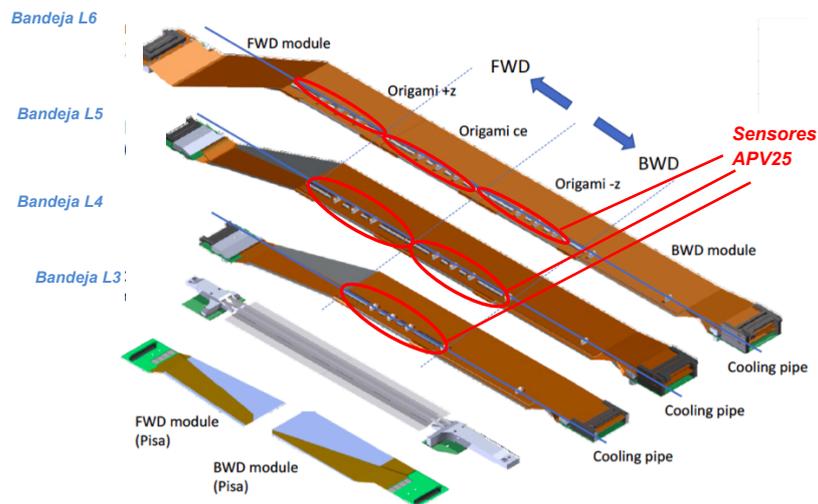


Figura 1.14: Ubicación de los sensores DSSD en bandejas

Cada una de las bandejas se compone de dos módulos (*Forward module* y *Backward module*) ensamblados independientemente de los tres tipos de módulos Origami (*Origami +z*, *Origami ce*, *Origami -z*). Dichas bandejas, por tanto, están formadas por sensores (módulos) de silicio, chips de lectura (ASICs) y cable flexible de Kapton que están montadas sobre estructuras de fibra de carbono.

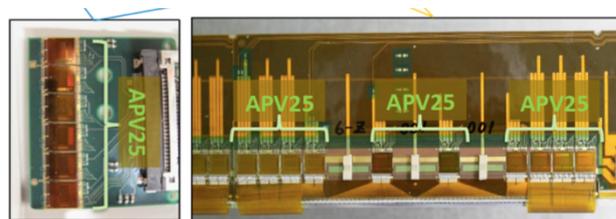


Figura 1.15: Estructura VXD

El chip de lectura del detector SVD es el APV25 (Figura 1.15), ha sido originalmente desarrollado por el Imperial College de Londres para el Tracker de CMS. El APV25 [13] está compuesto por 128 canales por chip, en el que la señal detectada por cada canal es pre-amplificada (alta ganancia) y filtrada por un filtro específico denominado “*shaper*” cada 25 ns. Todos los canales tienen un almacenamiento (*buffer*) de 192 celdas y cada señal se almacena con una frecuencia de 40 MHz hasta que son enviadas fuera del detector para continuar con su procesamiento. Este chip puede tolerar niveles de radiación de más de 1MG [14]. Una vez amplificada y procesada la señal del sensor por el APV25, se transmite la señal analógica a unos 15 metros de distancia a un convertidor analógico digital (FADC) vía una tarjeta intermedia que se encarga de esta función (*Junction board*). En la Figura 1.16 se muestra la cadena de lectura y procesamiento de los datos del detector SVD de Belle II.

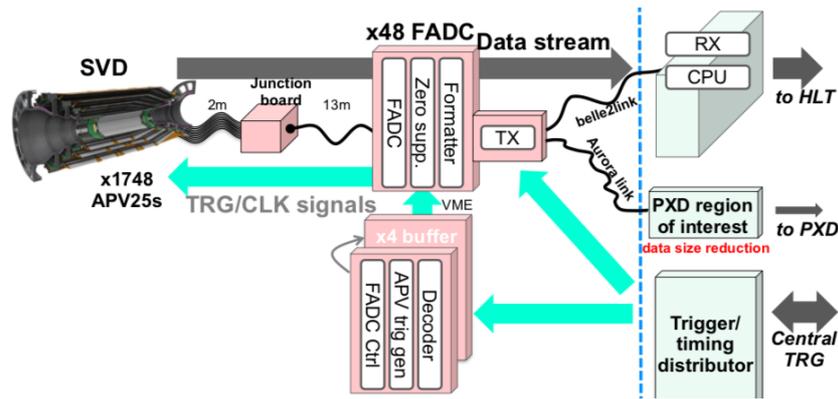


Figura 1.16: Electrónica de lectura y procesamiento del detector SVD

1.4. CONCLUSIONES

El presente capítulo ha servido para realizar una introducción a los elementos principales del experimento Belle II, prestando una especial atención al detector de vértice y a los elementos tecnológicos que constituyen el detector PXD, que servirán como referencia de los siguientes capítulos de la tesis. Se ha realizado una aproximación progresiva para facilitar y clarificar el complejo contexto en el que se encuentra dicho detector y su tecnología DEPFET asociada.

1.5. REFERENCIAS

- [1] A.Aboshian et al., “*The belle detector*”, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., Sect A, 479(1):117-232, 2002.
- [2] K.Abe et al. ,”*Letter of intent for KEK Super B factory*”, Technical Report, KEK report, 2004-04, 2004
- [3] <http://www.kek.jp/ja/index.html>
- [4] S.Kurokawa and E.Kitutani, “*Overview of the KEKB accelerators*”, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., Sect. A 499(1):1-7,2003.
- [5] N.Shimizu Aihara/Yokoyama lab. Department of Physics, Universtiy of Tokyo “*Development of the Silicon Vertex Detector for Belle II experiment*”. 2014/01/07
- [6] Z.Dolezal (editor) et al., “*Belle II technical design report*”, Technical Report 2010- KEK, Nov. 2010, Url arXiv:1011.0352v1.
- [7] M.Friedl, “*The Belle II Silicon Vertex Detector*”, Physics Procedia. Volume 37, 2012.
- [8] Y.Horii, “*TOP Detector for Particle Identification at the Belle II Experiment*”. Proceedings of Science. Nagoya University.The European Physical Society Conference on High Energy Physics- EPS-HEP 2013. Stockholm, Sweden.
- [9] S.Sandilya “*Particle identification with the TOP and ARICH detectors at Belle II*”, Proceedings of the DAE HEP-2016 conference, University of Delhi, ArXiv:1706.08515, 25 Jun. 2017

- [10] D.Kotchetkov et al. "*Front-end electronic readout system for the Belle II imaging Time-Of-Propagation detector*", ArXiv:1804.10782, 28 Apr. 2018.
- [11] Belle-ECL et al. 2015 "*Electromagnetic calorimeter for Belle II*", J. Phys. :Conf. Ser. 587 012045.
- [12] DEPFET PXD Collaboration "*The PXD Whitebook*", Version 2", September 2016.
- [13] L.Jones. "*APV25-S1 User Guide Version 2.2*" September 2001
- [14] Belle II SVD Collaboration "*The Belle II SVD detector*", PoS Vertex 2016. DOI:10.22323/1.287.0012
- [15] M.Friedl, C.Irmler, M.Pernicka, "*The Origami chip-on-sensor concept for low mass readout of double sided silicon detectors*", *Topical Workshop on Electronics for Particle Physics, Naxos, Greece, Sept 2008*, pp.277-281

Capítulo 2

Aspectos de integración electromagnética en el PXD

La integración de sistemas electrónicos en un experimento de física de altas energías debe cubrir aspectos de puesta a tierra, apantallamiento, así como la propia caracterización EMC del experimento. Es muy importante definir una estrategia de integración global, de forma que se conciba el experimento como una única entidad o sistema y no como un grupo de sub-sistemas independientes entre sí. Por tanto, resulta clave abordar la integración mediante una estrategia coordinada. La estrategia de puesta a tierra engloba aspectos asociados a la seguridad y la protección de los equipos, así como establece criterios para la selección de referencias (cualquier estructura de metal con baja impedancia desde DC hasta alta frecuencia), teniendo en consideración la tierra como un área libre de cualquier corriente operativa y por la que únicamente circularán corrientes en caso de fallo eléctrico o de fuga

(incluyendo tanto corrientes de interferencia en el propio equipo como corrientes conducidas hacia el exterior). Debemos tener presente que la división del sistema en sub-sistemas es muy importante para permitir el control de las corrientes de interferencia.

En el presente capítulo se van a presentar los aspectos clave en la integración electromagnética del experimento Belle II que permiten definir una estrategia de puesta a tierra para el mismo. En primer lugar se definirá qué entendemos por tierra de protección, posteriormente se presentará la topología propuesta para el caso concreto del PXD, teniendo presente tanto la seguridad y la protección como la optimización de las prestaciones desde el punto de vista de EMC. Finalmente se describirá su implementación, cerrando el capítulo con unas conclusiones. Todos estos aspectos serán utilizados en etapas posteriores del experimento para verificar aspectos de seguridad eléctricos e identificar posibles bucles de tierra, fuentes de interferencias electromagnéticas, así como víctimas de interferencias electromagnéticas.

2.1. DEFINICIÓN DE TIERRA DE PROTECCIÓN

El objetivo principal de una puesta a tierra es establecer una referencia de potencial para el experimento. La definición clásica de una tierra es un punto equipotencial o plano que sirve como referencia de un circuito o sistema [16]. Desafortunadamente esta definición carece de sentido en presencia de corrientes de tierra fluyendo por la propia referencia. Incluso cuando las corrientes de señal son despreciables, éstas inducen corrientes de tierra debido al campo magnético o eléctrico ambiental que como consecuencia pueden causar variaciones en el potencial de tierra. Un buen sistema de tierra minimizará esas diferencias de potencial por comparación con los niveles de operación del circuito, no obstante, no pueden ser eliminadas en su totalidad. Otra definición alternativa de tierra es verla como un camino de baja impedancia por el cual la corriente de ruido o en caso de fallo puede retornar a su fuente [17]. Hay que tener en cuenta que las corrientes de tierra siempre circulan como parte de un bucle. El objetivo a conseguir, es diseñar dicho bucle, de tal manera que los voltajes inducidos permanezcan lo suficientemente bajos en los lugares considerados en fase de diseño como críticos. Esto sólo puede hacerse, diseñando el circuito de puesta a tierra tan compacto y local como sea posible. La función más importante de un buen sistema de tierra es minimizar los voltajes interferentes en los puntos críticos comparándolos con una señal deseada. Para poder hacerlo, es necesario diseñar un camino de impedancia de transferencia bajo en las ubicaciones críticas.

Tal como se describe en [18], [19], y [20], las razones para crear una puesta a tierra son la seguridad de las personas, la protección de los equipos y asegurar su correcto funcionamiento. La regla de oro a tener en cuenta es que el diseño del sistema sea seguro para posteriormente intentar que funcione. Para

garantizar la correcta operación y prestaciones de los equipos que componen un sistema es necesaria una técnica adecuada para la puesta a tierra.

En primer lugar, tanto la integridad de la puesta a tierra de la instalación como la adecuada operación del equipo, dependen de una correcta puesta a tierra del electrodo de tierra así como del equipo tanto para las frecuencias de operación (DC ó AC) como en altas frecuencias. Se recomienda que el diseño de puesta a tierra y la instalación sea conforme con las normativas e informes técnicos aplicables, tales como IEC/TR 61000-5-2:1997 [21] IEC 62305:2013 Series [22] e IEC 60364-5-54:2011 [23]

Hay que tener en cuenta, que el diseño de la puesta a tierra no se realiza como se diseñaría un componente activo del sistema de distribución de potencia, puesto que, en este caso, el camino de puesta a tierra, debe estar libre de cualquier corriente de funcionamiento del circuito.

Cualquier parte metálica tal como las envolventes de los equipos, racks, bandejas para cableados o conductores de tierra que puedan ser susceptibles de ser energizados por corrientes eléctricas (debidas por ejemplo, a fallos en circuitos, descargas electrostáticas o caídas de rayos en líneas de alta tensión) deben ser correctamente puestos a tierra tanto por razones de seguridad de las personas, reducción de riesgo de fuego, así como protección y garantía de las prestaciones de los equipos [24] y [25]. La puesta a tierra de estos objetos metálicos facilita la operación de equipos de protección frente a sobreintensidades durante fallos de tierra, y proporcionan la protección adecuada frente a transitorios. Todos los conductores metálicos y bandejas en áreas que contienen equipos eléctricos/electrónicos tienen que estar cuidadosamente puestos a tierra con el objetivo de llegar a formar un conductor eléctricamente continuo. Una vez que la puesta a tierra cumple las reglas de seguridad, las conexiones a tierra deben ser mejoradas para optimizar las prestaciones del sistema. Una correcta puesta a tierra, debería realizarse en dos etapas. Una primera etapa, orientada a canalizar las corrientes de baja frecuencia, donde la clave es evitar bucles de tierra, ya que una vez que esas corrientes se establecen, el sistema de tierra se comporta como un divisor resistivo y las corrientes pueden fluir hacia cualquier lugar, decreciendo las prestaciones del sistema. La segunda etapa, teniendo presente, que en alta frecuencia, las impedancias de tierra, empiezan a incrementarse principalmente al efecto inductivo, y el ruido fluye sólo a través del camino de más baja impedancia. En esta etapa se diseñará el camino y las conexiones de tierra de una manera específica para proporcionar dicho camino de baja impedancia a las corrientes de ruido, evitando de esa manera que las corrientes fluyan hacia una parte sensible del sistema. En esta segunda etapa, el sistema puede verse como un sistema totalmente conectado, a través de impedancias reales o parásitas.

Teniendo presentes todos estos aspectos, se va a presentar la topología de puesta a tierra planteada para el PXD.

2.2. TOPOLOGÍA DE PUESTA A TIERRA

Existen distintas configuraciones de tierra según la conexión de los distintos componentes o unidades al sistema de referencia de señal. Esas topologías se pueden clasificar como puesta a tierra en modo único punto (*single point*) [26], modo multipunto (*multi-point*) (Figura 2.1) y en modo híbrido (*hybrid*), que es una mezcla de las dos anteriores [27]. La decisión de utilizar una puesta a tierra en un único punto o múltiples puntos depende fundamentalmente del rango frecuencial de interés. De manera general, los circuitos analógicos con frecuencias de señal hasta 300 kHz, serán candidatos a puestas de tierra en modo único punto. Sin embargo los circuitos analógicos y digitales que manejan frecuencias de señal en el rango de MHz, deberían utilizar la puesta a tierra en modo multipunto. [28]

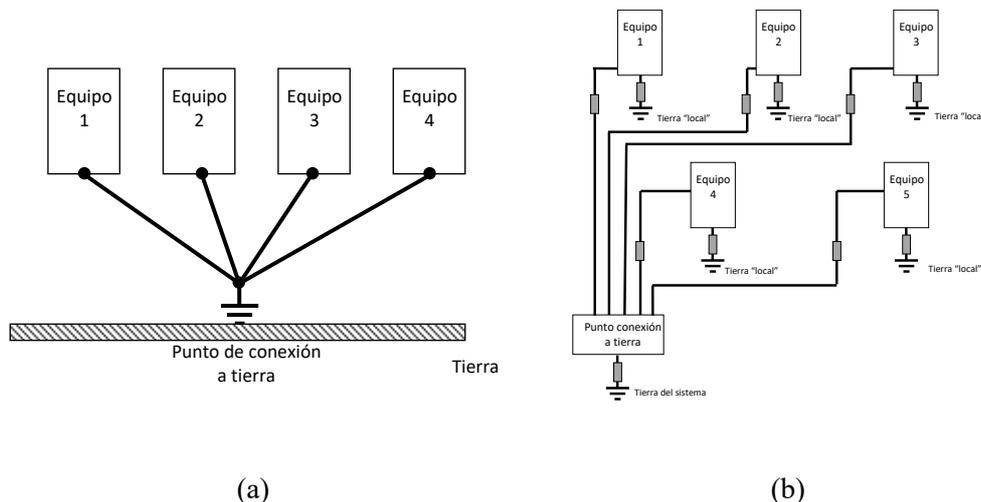


Figura 2.1: Topología de puesta a tierra en un solo punto (a) y multipunto (b)

Si tenemos en cuenta este concepto, la topología preferente para el sistema PXD es la topología multipunto. Para poder realizarla, se deberá seleccionar una tierra local del sistema, a la que conectaremos la tierra de los sistemas electrónicos, utilizando conexiones tan cortas como sea posible. En el caso del sub-detector PXD, los puntos de tierra locales seleccionados, han sido los bloques de refrigeración (*Cooling Blocks, CB*). Estas estructuras metálicas garantizarán el mismo potencial de tierra para todo el sistema PXD desde DC hasta frecuencias por encima de 100 MHz. De esta manera se minimizará el ruido acoplado en las partes sensibles del FEE, permitiendo a las corrientes de tierra fluir sin generar ningún potencial entre subsistemas.

Los CB son unos dispositivos que tienen dos funciones principales, la primera de ellas es ser el soporte de las bandejas (*ladders*) y la segunda es ofrecer refrigeración al detector, aspecto clave para disponer de unas buenas

prestaciones. En el detector DEPFET, el mayor incremento térmico se produce fuera de la región de los pixeles, en donde se sitúan los ASICs de lectura y control de la matriz. El consumo de potencia del sensor DEPFET está claramente dominado por el consumo de los ASICs situados al final del sensor (chips DCD 4 W, y chips DHP, 4 W) frente al consumo de potencia del área sensible y de los chips Switcher conjuntamente de tan sólo 0,5 W.

El PXD está compuesto por 2 capas con un total de 40 sensores DEPFET (Figura 2.2). La primera capa (interna), situada a un radio 1,4 cm de la tubería de haz (*beam pipe*) se compone de 8 bandejas y la segunda capa (externa), situada a 2,2 cm de la tubería de haz, se compone de 12 bandejas. Cada bandeja dispone de 2 sensores DEPFET (Figura 2.3).

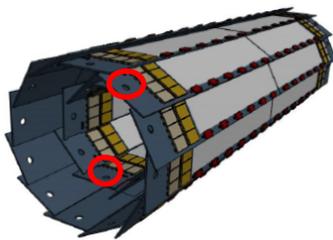


Figura 2.2: Detector PXD compuesto por 2 capas (8 bandejas en capa interna y 12 bandejas en capa externa).

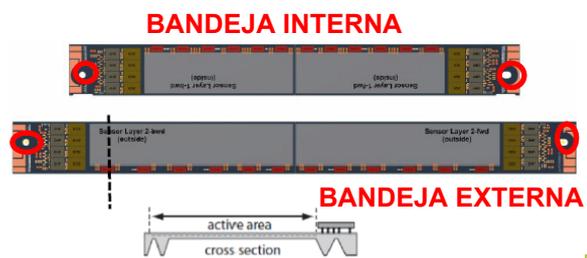


Figura 2.3: Bandejas compuestas por 2 sensores DEPFET. En rojo, detalle zona de fijación.

Cada bandeja está auto-soportada gracias a los bloques de refrigeración. Estos bloques tienen tuberías internas para la refrigeración (Figura 2.4). Los propios bloques de refrigeración están conectados entre sí por tubos de fibra de carbono recubiertos con pintura con plata, precisamente para facilitar una correcta conexión eléctrica entre ellos (Figura 2.5).

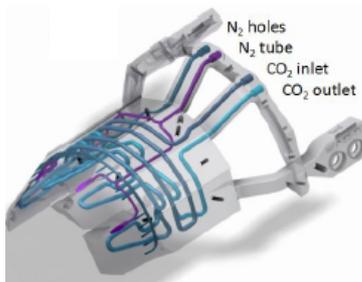


Figura 2.4: Bloque de refrigeración (CB), incluyendo detalle de las tuberías internas de refrigeración (cooling pipes).

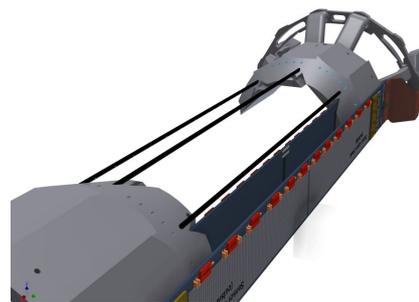


Figura 2.5: Detalle de conexión entre bloques de refrigeración a través de fibra de carbono de carbono

Las bandejas se atornillan en los bloques de refrigeración a través de unos agujeros alargados que se pueden observar marcados en rojo en la Figura 2.2 y en la Figura 2.3. Estos dispositivos de refrigeración son necesarios para

poder mantener el sensor y los ASIC a las temperaturas óptimas de trabajo, evitando así corrientes de fuga y riesgos de electro-migración.

La selección de los bloques de refrigeración como puntos de tierra local, implican que cualquier elemento metálico que pueda introducir ruido deberá estar puesto a tierra a este bloque para evitar fenómenos de acoplamiento. La Figura 2.6 muestra un esquema de la topología de la configuración de la puesta a tierra propuesta para el PXD. En esta figura, se representan ambas mitades del detector (1 bandeja = 2 sensores DEPFET) como unas impedancias de carga del circuito FEE conectadas a las fuentes de alimentación (*Power Supplies*, representadas como PS). Los puntos de tierra del experimento se muestran en la parte inferior para incluir en dicho diagrama la referencia de corriente del sistema. En el esquema se han incluido las capacidades parásitas que pueden aparecer como resultado de diferencias de voltaje existentes entre elementos. Dichas capacidades pueden representar un camino para el ruido que puede hacer decrecer las prestaciones de la electrónica del PXD.

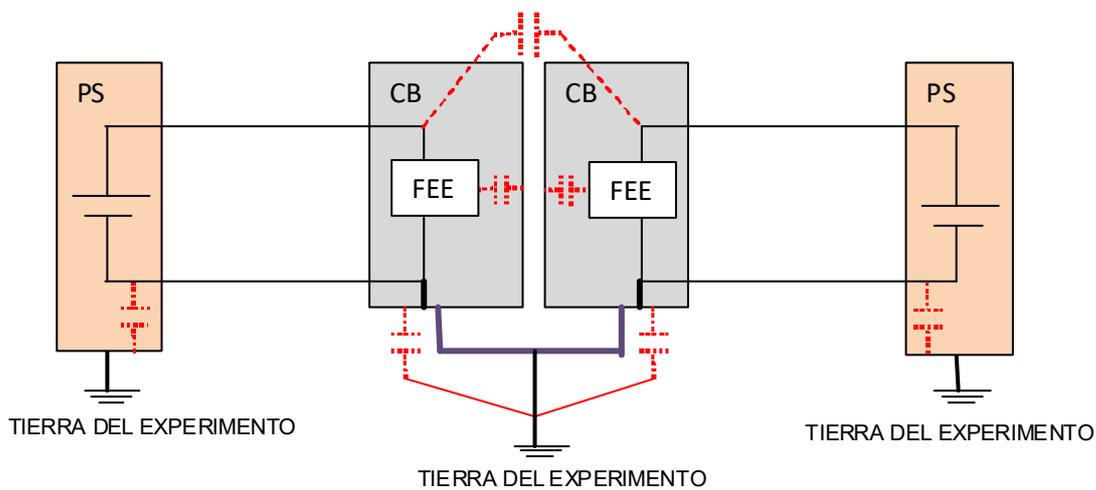


Figura 2.6 Topología de puesta a tierra del PXD. (1 bandeja, 2 sensores)

Como se puede observar, es necesaria una tierra local puesto que ambas mitades del detector deben mantenerse al mismo voltaje.

Hay que tener presente que para proporcionar al FEE una baja impedancia DC, se requiere una conexión a tierra del experimento (manteniendo de esta manera la equipotencialidad del mismo). Las dos mitades del detector se conectan en alta frecuencia a través de condensadores en un punto de referencia común directamente conectado a la tierra del experimento. De esta manera, dichas corrientes de alta frecuencia pueden encontrar un camino de baja impedancia a la tierra del experimento y al mismo tiempo se asegura un voltaje común en ambas mitades del detector.

En la Figura 2.7 quedan representadas las 4 conexiones más importantes a realizar en la implementación de la topología propuesta de puesta a tierra del PXD, a continuación se detallan:

- C1: Conexión entre la referencia analógica (ANG GND) y la referencia digital (DIG GND) de cada uno de los dos sensores de cada bandeja al bloque de refrigeración (CB) correspondiente.
- C2: Conexión entre sí de los CB mediante tubos de fibra de carbono.
- C3: Conexión de los CB a las tuberías de refrigeración (*cooling pipes*). Como veremos posteriormente, existe un aislamiento entre las tuberías de refrigeración debido a la existencia de dos niveles de refrigeración.
- C4: Conexión de los CB a la tierra del experimento

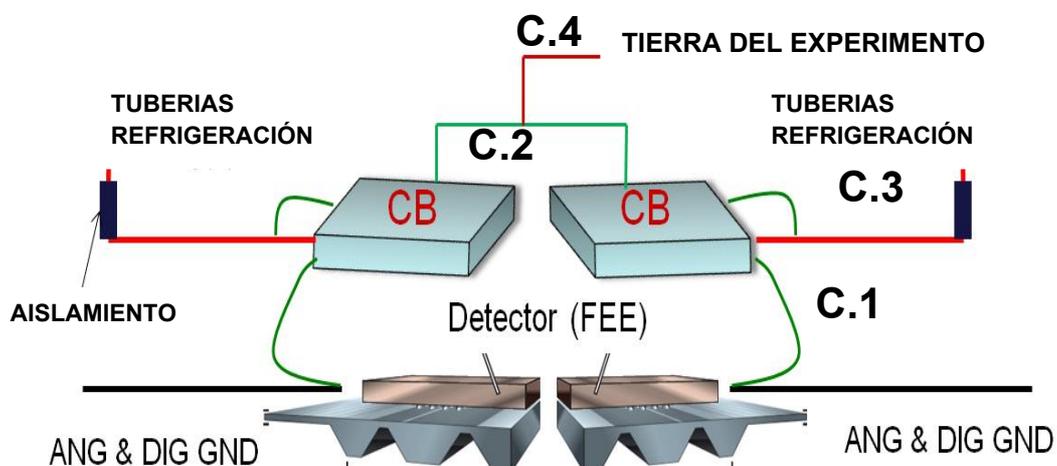


Figura 2.7: Detalle de las conexiones relevantes a implementar en la puesta a tierra de una bandeja del PXD

En la Figura 2.8, se presenta un esquemático del PXD, incluyendo el circuito de señal desde las PS hasta la estructura de pixeles, donde se encuentran referenciadas las conexiones de tierra (en este caso para 4 bandejas, 2 correspondientes a cada mitad del detector):

- La referencia analógica (ANAG GND) y digital (DIG GND) están conectadas en un punto a nivel de electrónica (R1) y después se ponen a tierra en los bloques de refrigeración (R2). Al estar unidas a nivel de electrónica, se minimizarán las diferencias de potencial. Como el punto común está directamente conectado al bloque de refrigeración se proporcionará a las corrientes de ruido un camino a tierra de baja impedancia en altas frecuencias, manteniendo así el mismo potencial de tierra en toda la electrónica localizada en el PXD
- Los bloques de refrigeración están conectados juntos directamente a través de tubos de fibra de carbono. (R3)
- Se incluye la tierra del experimento y su conexión al bloque de refrigeración (R4)

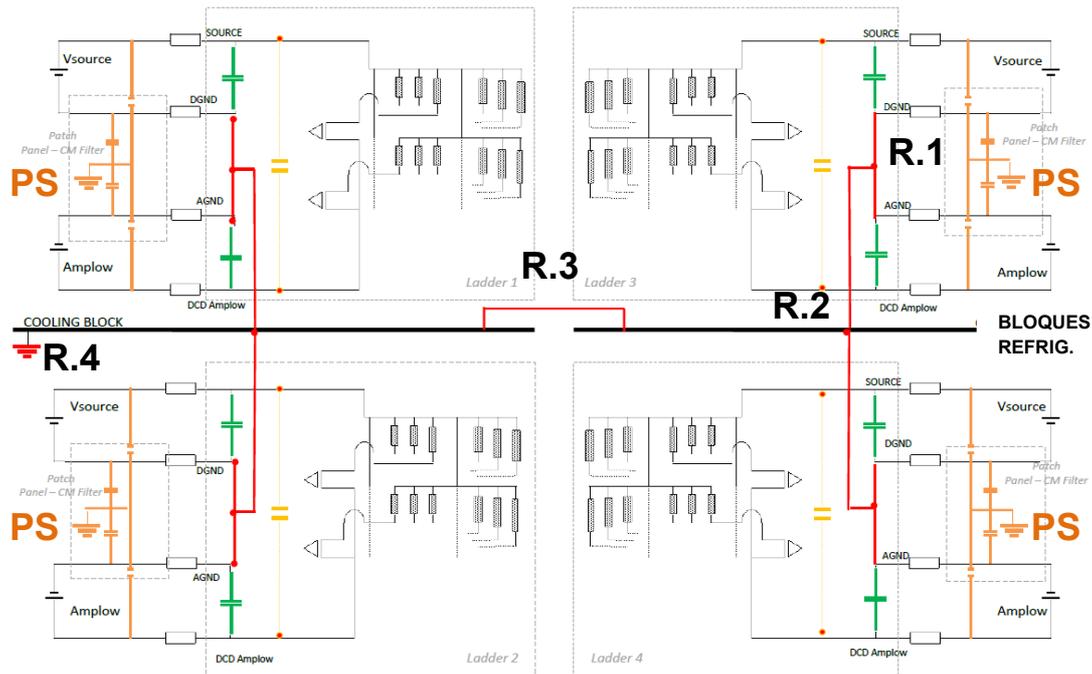


Figura 2.8: Topología esquema eléctrico de puesta a tierra propuesta para el PXD

Si analizamos el esquema, no se detectan bucles de tierra ya que el retorno de corriente siempre encontrará una mínima impedancia hacia el bloque de refrigeración puesto que cada grupo de electrónica tiene una sola conexión de tierra a la tierra local definida por el propio bloque. Dado que sólo hay una única conexión por grupo, existirán 20 conexiones por lado (8 en capa 1 y 12 en capa 2). El hecho de tener la conexión directa desde la tierra del cable flexible (tipo kapton), permite al ruido retornar a través de un camino de baja impedancia en alta frecuencia hasta el bloque de refrigeración. Los detalles de la implementación de esta conexión se mostrarán en los puntos siguientes.

2.3. IMPLEMENTACIÓN DE LA PUESTA A TIERRA

La implementación de la puesta a tierra del detector PXD, basada en el concepto previamente presentado, pasará por la realización de las siguientes conexiones, que serán posteriormente detalladas:

- Puesta a tierra del FEE
- Puesta a tierra del FEE a los bloques de refrigeración
- Puesta a tierra de las tuberías de refrigeración.
- Puesta a tierra de los bloques de refrigeración a la tierra del experimento
- Puesta a tierra de la pantalla del cable de potencia

2.3.1. Puesta a tierra del FEE

La puesta a tierra del FEE es de vital importancia para evitar que cualquier ruido (tanto en modo común como en modo diferencial) o corrientes de tierra, se acoplen en el circuito de señal. Para ello, es necesario diseñar cuidadosamente el circuito de señal y la conexión de referencia a tierra. La Figura 2.9 muestra el circuito de señal equivalente del PXD-DEPFET (que será considerado posteriormente en los estudios de susceptibilidad al ruido). Se puede observar el camino eléctrico desde la tensión de referencia (V_{source}) hasta el voltaje de entrada del amplificador de potencia (V_-). Las resistencias y condensadores del amplificador se modelan como una impedancia equivalente ($Z_{feedback}$). El detector de pixeles se modela como una fuente de corriente I_g en paralelo con una impedancia equivalente (Z_{det}). Así mismo, se ha incluido en el circuito, el voltaje de referencia del amplificador (V_{AmpLow}).

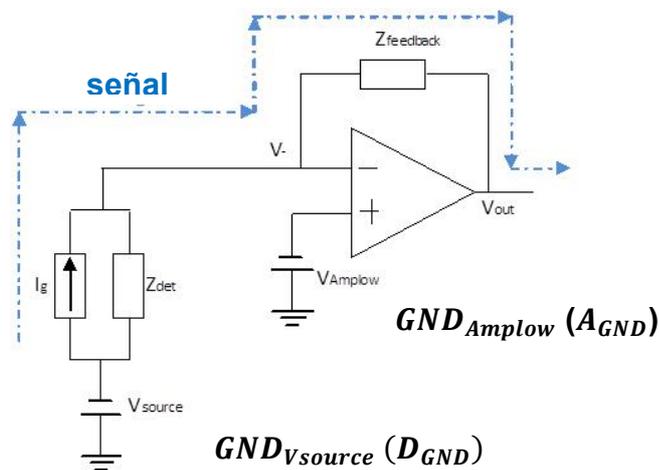


Figura 2.9: Circuito equivalente de señal entrada del PXD

La impedancia de tierra de la conexión $GND_{Vsource}$ (D_{GND}) y GND_{AmpLow} (A_{GND}) tiene una gran influencia en el ruido inducido, puesto que un voltaje entre ambos puntos podría introducir ruido en el lado del amplificador del circuito (Ver Figura 2.9). Es por ello, que dichos puntos deben mantenerse en la misma referencia para maximizar las prestaciones, puesto que una impedancia entre ellos, podría inducir voltajes no deseados. Esta conexión se implementa en el nivel de la electrónica del PXD (a nivel de módulo). Este punto común se pone a tierra a través de un cable Kapton, directamente conectado a los bloques de refrigeración, como veremos en el punto siguiente.

2.3.2. Puesta a tierra del FEE a los bloques de refrigeración

La puesta tierra del FEE se realiza a través de un cable Kapton, que sirve para unir la puesta a tierra de la electrónica y los bloques de refrigeración. Esta conexión es especialmente relevante para poder asegurar la correcta operación del sistema de tierra, especialmente en alta frecuencia. Esta conexión debe

tener una baja impedancia en un amplio rango de frecuencia (desde DC hasta más de 100 MHz). La impedancia de esta conexión no sólo estará definida por la resistencia, sino también por la inductancia, que jugará un papel importante en el valor de la impedancia final (especialmente en alta frecuencia). En alta frecuencia el sistema de puesta a tierra del PXD puede verse como un circuito LC, donde L está definida por las características de la conexión y C definida por la capacidad parásita entre la electrónica del PXD y los bloques de refrigeración. La Figura 2.10 muestra el circuito equivalente correspondiente a una conexión tipo tira (*strap*)

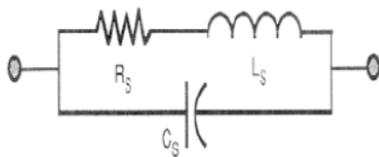
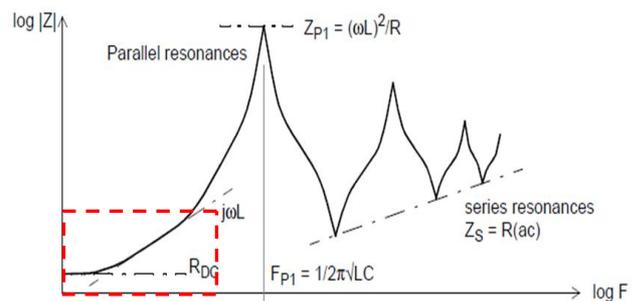


Figura 2.10 Circuito equivalente de una conexión tipo tira (*strap*)



Área deseada de operación

Figura 2.11: Impedancia asociada a una conexión tipo tira

La longitud de esta conexión deberá ser tan corta como sea posible. La geometría preferente para realizarla es plana, pero podrían servir otros tipos de geometrías, por ejemplo, conductores redondos. El parámetro de diseño seleccionado es que la impedancia de esta conexión (Z_{P1}) debe mantenerse por debajo de la frecuencia de resonancia (aproximadamente 20 veces por debajo: $f = \frac{F_{P1}}{20}$). En la Figura 2.11 se muestra el parámetro de diseño y el área frecuencial de operación deseada para la conexión. El cálculo de este valor es complejo puesto que depende de componentes parásitos, sin embargo se puede considerar una buena aproximación que se consigue con una conexión de 1 cm o de 2 cm. Este concepto está ampliamente descrito en [29],[30],[31] y [32]. A continuación, se muestra gráficamente el detalle de la implementación de la conexión del cable flexible tipo Kapton al bloque de refrigeración. En este nivel, el Kapton se corta en el lado inferior y se presiona hacia el bloque. La principal ventaja de esta solución es que no se necesita cable o conexión, lo cual garantizaría una conexión a tierra para muy altas frecuencias. La Figura 2.12 muestra esta área y el detalle de conexión al CB.

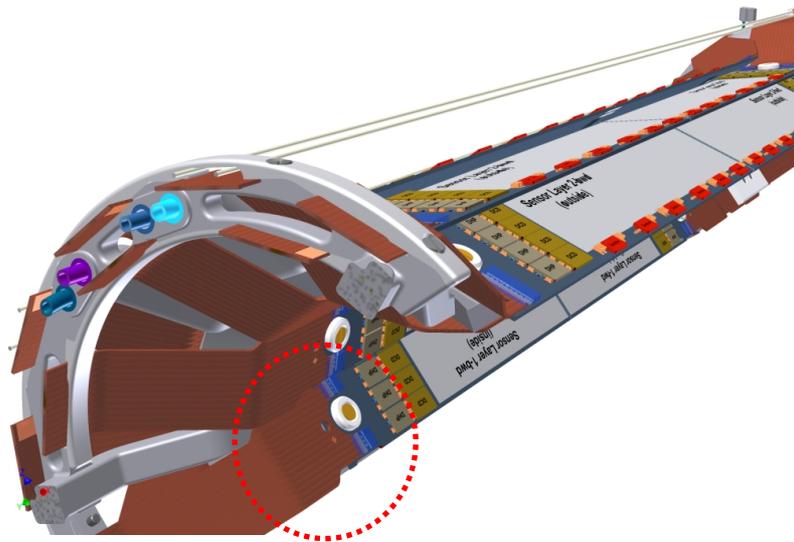


Figura 2.12: Conexión a tierra Bloques refrigeración a través del cable de Kapton

2.3.3. Puesta a tierra de las tuberías de refrigeración

Hay que tener en cuenta que las tuberías de refrigeración pueden inyectar ruido desde el mundo exterior. Consecuentemente, este ruido podría acoplarse en las partes sensibles de la electrónica del PXD. Por este motivo, lo más recomendable es dividir las tuberías de refrigeración en dos áreas cercanas al área del PXD (situadas a medio metro y un metro respectivamente). Estas dos secciones de las tuberías se conectarán utilizando conectores aislados para asegurar el adecuado aislamiento del área interna respecto del área de refrigeración externa.

Las tuberías de refrigeración localizadas en el área interna del PXD deberían estar puestas a tierra en los bloques de refrigeración. Esto es especialmente importante puesto que asegura que si se originan fluctuaciones de voltajes desde las tuberías, también lo harán en los bloques de refrigeración, por lo que se minimizará la diferencia de potencial eléctrica entre ambos elementos. Una vez que esas tuberías están bien puestas a tierras a los bloques, pueden ser utilizadas como parte de la estructura de tierra principal del PXD. Esto facilita la conexión final de tierra desde la tierra del PXD a la tierra del detector. El área externa de las tuberías debería estar adecuadamente puesta a tierra por cuestiones de seguridad.

2.3.4. Puesta a tierra de los bloques de refrigeración.

Uno de los aspectos más relevantes de la topología de tierra es mantener la misma referencia de tierra para todas las unidades electrónicas. La restricción será que las cuatro piezas que se compone los bloques de refrigeración (dos mitades por lado) estén conectadas galvánicamente a través de un camino de

baja impedancia. La Figura 2.13 y Figura 2.14 muestra cada una de estas mitades.



Figura 2.13: Bloques refrigeración, vista trasera



Figura 2.14: Bloques refrigeración, vista frontal

Cada una de las mitades se conecta a través de una conexión corta o tornillos. Esta conexión asegurará el mismo potencial de los bloques situados en cada lado. Ambos bloques situados en cada lado se conectarán con 8 tuberías de carbono (con conductividad eléctrica). Tal como vimos en la Figura 2.5 la conexión de los dos lados se realiza a través de tuberías de fibra de carbono.

Finalmente, la estructura principal tiene que conectarse a la tierra del experimento vía cable de tierra, pudiéndose realizar con conexión tipo tira (strap) o incluso a través de las propias tuberías de refrigeración .

2.3.5. Puesta a tierra de la pantalla del cable de potencia

En el experimento DEPFET existe un cable de gran longitud (cable multiservicio), cuya finalidad es distribuir las señales de alimentación y las señales de polarización (bias), así como permitir el sensado de los niveles de alimentación. Dicho cable conecta las fuentes de alimentación hasta la tarjeta de interconexión, previa al FEE. Este cable cruza todo el experimento (15 m), su topología es compleja (alrededor de 30 conductores se utilizan para conducir todas las señales que utiliza el FEE) y dada su baja impedancia, pueden convertirse en el punto débil de la instalación, en lo relativo a acoplo de ruido electromagnético. La Figura 2.15 muestra una sección de estos cables.

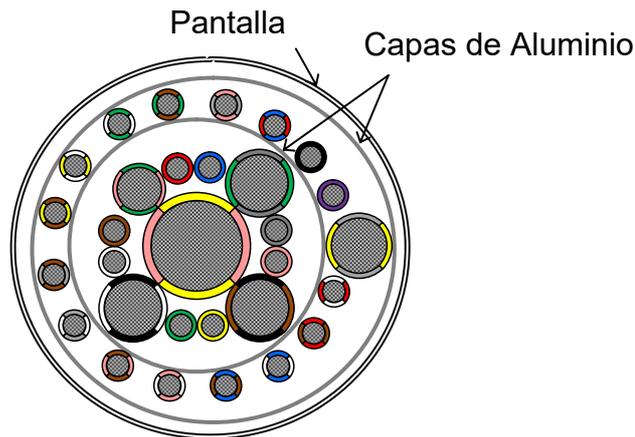


Figura 2.15 Sección del cable multiservicio

El cable está compuesto por 2 pantallas, una pantalla externa (compuesta a su vez por una cinta de aluminio y una pantalla de cobre) y una pantalla interna (compuesta por una cinta de aluminio). La pantalla interna divide los conductores en 2 grupos. Las pantallas en el cable juegan un papel muy importante en la atenuación de los 2 tipos de ruido, tanto para corrientes de tierra como para campos externos radiados. La manera como se conectan la pantalla interna y la externa a tierra tiene un impacto en la distribución de ruido a través del cable debido a las corrientes de la pantalla.

De manera general, si la pantalla externa se conecta a tierra en ambos extremos, en presencia de campos externos, las corrientes en la pantalla inducidas por la componente magnética del campo pueden fluir a través de la pantalla. Esas corrientes crean un campo magnético que se opone al campo magnético perturbador, atenuando su efecto en los conductores centrales del cable apantallado. Al mismo tiempo, una pantalla puesta a tierra en ambos extremos ofrece un camino de retorno a las corrientes de modo común que fluyen por ella, evitándose de esa manera que se dirijan hacia las partes más susceptibles del sistema. De manera dual, una pantalla conectada en ambos extremos también hará decrecer la capacidad del propio cable a radiar. Es por ello que, a priori, la conexión de la pantalla externa a tierra deberá ser implementada en ambos lados en los cables de potencia. Sin embargo, si conectáramos la pantalla interna en ambos lados, se permitiría a las corrientes no deseadas fluir a través de ella, de esta manera se podrían generar interferencias inducidas producidas por la impedancia de transferencia del propio cable. Manteniendo esta pantalla interna flotante se evitaría este efecto, así pues no conectar a tierra la pantalla interna ofrece mejores prestaciones. Adicionalmente, en el caso de cables de datos, una conexión en un lado es la mejor opción para ofrecer protección a las interferencias por diafonía (*crosstalk*). Las implicaciones en la propagación del ruido electromagnético asociadas al cable multiservicio y las conexiones asociadas de las pantallas, serán ampliados en capítulo 4 del presente trabajo.

2.3.6. Esquema puesta a tierra y apantallamiento para el PXD

La Figura 2.16 muestra gráficamente un resumen de la puesta a tierra del sistema PXD presentada en las secciones anteriores, teniendo en cuenta los aspectos de integración electromagnética.

Como se puede observar, las fuentes de alimentación PS están referenciadas a la estructura, así como el sistema DHH, ambos están ubicados en un rack. El FEE está referenciado localmente a través de los bloques de refrigeración (*cooling blocks*) y estos bloques a su vez, referenciados a la estructura Belle II, a través de un punto común con el subsistema SVD. Complementariamente, se muestran en la parte derecha del esquema los equipos situados en el denominado Hut electrónico (ubicación remota destinada al emplazamiento de los sistemas de adquisición). Otro aspecto importante que se muestra en el diagrama es la política de conexión de los cables apantallados, donde se puede observar que el cable multi-servicio entre la caja de conexiones (*Junction Box*) y la periferia del detector (emplazamiento de la PS y la DHH), se conecta en ambos extremos a tierra. Por el contrario, el cable entre la caja de conexiones y el panel de conexión (*Patch Panel*) del FEE se conecta únicamente a tierra en el lado de la caja de conexiones.

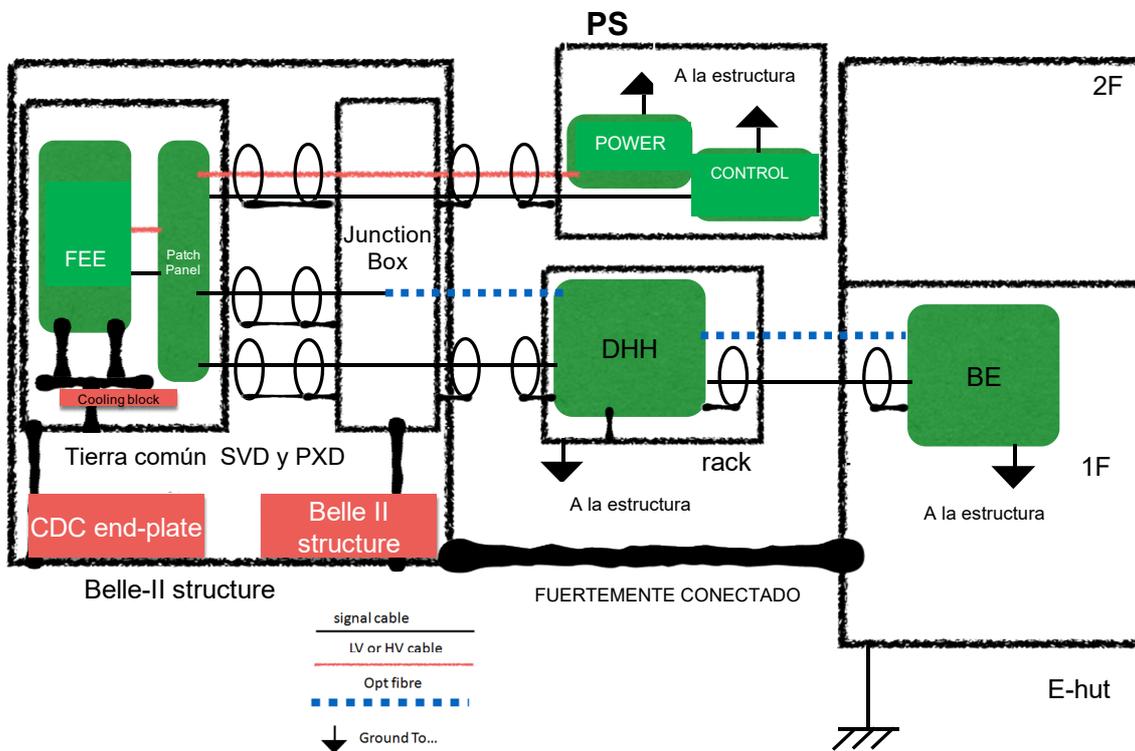


Figura 2.16: Esquema final asociado al apantallamiento y puesta a tierra

2.4. CONCLUSIONES.

En el presente capítulo se han presentado los aspectos de integración electromagnética, tenidos en cuenta en el diseño de una estrategia de puesta a tierra del sistema PXD, que contribuyen a que el experimento Belle II pueda llevarse a cabo con éxito, evitando la degradación de las prestaciones de la detección.

Se ha diseñado una topología de puesta a tierra multipunto para los distintos elementos que componen el detector, y se ha mostrado los detalles de su implementación, teniendo presente en primer lugar la seguridad y la protección y posteriormente la optimización de las prestaciones asociadas a las conexiones de la puesta a tierra. Los puntos de tierra locales seleccionados en el sub-detector han sido los bloques de refrigeración (estructuras metálicas con tuberías de refrigeración), que garantizarán el mismo potencial de tierra para todo el sistema PXD, puesto que a ambos lados están conectados a través de conexiones de baja impedancia a la tierra del experimento. La puesta a tierra del FEE, implementada a nivel de electrónica, se realiza en un punto común. Desde ese punto común, y a través de una conexión situada en un cable Kapton, se ha unido los bloques de refrigeración, en cada uno de los dos sensores DEPFET que componen cada uno de las distintas bandejas. Por otro lado, las tuberías están puestas a tierra y aisladas, dado que existen en un área cercana al PXD y en un área lejana. Finalmente se han establecido las directrices de conexionado de las pantallas del cable multiservicio que atraviesa todo el experimento y que serán ampliadas en el capítulo 4.

2.5. REFERENCIAS

- [16] Clayton R.Paul, "*Introduction to Electromagnetic Compatibility, 2nd Edition*", Wiley, January 2006.
- [17] H. W. Ott, "*Ground—a path for current to flow*", IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, Oct. 1979.
- [18] F. Szonsco, "*Earthing of High Energy Physics Detector systems*", CERN internal document - Pre-print, 2002.
- [19] F. Szonsco, "*Assessment of EMC Parameters of LHC Front End Electronics*", Proc. 5th Workshop on Electronics for LHC experiments, LEB 1999, Snowmass, Colorado, USA, pp 20-24, September 1999.
- [20] P. Van der Laan, M. Van Houten, A. Van Deursen, "*A grounding philosophy*", Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic compatibility, CD-ROM Symposia Records 1955-1995.
- [21] IEC/TR 61000-5-2:1997 EMC-Installation and mitigation guidelines: Earthing and cabling
- [22] IEC 62305:2013 Series: Protection against lightning (Parts 1, 2, 3 and 4)

- [23] IEC 60364-5-54:2011 Low-voltage electrical installations- Selection and erection of electrical equipment- Earthing arrangements and protective conductors.
- [24] T. Rhoades, "*Congruence of low voltage power main transient designs*", Proc. IEEE National Symposium on Electromagnetic Compatibility, Denver, USA, pp 285-293, May 1989.
- [25] E. C. Cantwell, "*Effective grounding: The key to personnel and proper equipment operation*", Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp 194-199, 1980.
- [26] G.M. Kunkel, "*Practical and theoretical aspects of single point grounding*", Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1987-CD ROM Symposia Records 1955-1995.
- [27] H. M. Hoffart, "*Single point grounding and multiple reference grounding*", Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, CD-ROM Symposia Records 1955-1995.
- [28] OTT, Henry, "*Electromagnetic Compatibility Engineering*", John Wiley & Sons, Inc. 2009. pp 129
- [29] T. Hubing, T. Van Doren and J. Drewniak, "*Identifying and quantifying printed circuit inductance*", Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp 205-208, 1994.
- [30] X.D. Cai, G.I. Costache, R. Laroussi and R. Crawhall, "*Numerical extraction of partial inductance of package reference (power/ground) plane*", Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp 12-15, 1995.
- [31] A. Ruehli, C. Paul and J. Garrett, "*Inductance Calculations using Partial Inductances and Macromodels*", Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp 23-26, 1995.
- [32] F.W. Grover, "*Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*", Dover Publications Inc., 1973.

Capítulo 3

Emisiones del detector PXD

En la comunidad de física de altas energías (*High Energy Physics*, HEP) no existe una aproximación sistemática que permita obtener los niveles de emisiones existentes en un experimento y establecer unos límites a cumplir en los equipos electrónicos a instalar en los distintos sub-detectores que lo componen. En algunos experimentos, se adquieren equipos comerciales que cumplen con determinadas normativas, pero no imponen ningún límite para las emisiones asociadas a la distribución interna de alimentación del experimento ni a las emisiones asociadas a los cables de señal instalados en el propio experimento, sin embargo, éstos niveles de emisión tienen un impacto directo en las prestaciones de la detección de las partículas.

El sistema de distribución de potencia DEPFET está compuesto en primera instancia por unas fuentes de alimentación externas, que están conectadas a la red principal. Estas fuentes adaptan la tensión alterna (AC) hasta un nivel de

tensión continua (DC) intermedia, necesaria para poder operar la electrónica del detector. Finalmente, un conjunto de convertidores DC/DC transforman, dicha tensión continua intermedia a los diferentes requisitos de bajo voltaje (LV) del FEE. En el caso particular del experimento Belle II, estos convertidores DC/DC están localizados a unos 15-20 metros de los módulos del DEPFET, justo encima del experimento.

Como veremos, dos sub-sistemas principales generadores de ruido EM en el detector PXD son el FEE, asociado a la propia electrónica, y las fuentes de alimentación (PS), asociado a los convertidores conmutados. Ambos sub-sistemas pueden emitir un nivel considerablemente alto, por lo que el estudio de emisiones está estructurado en torno a ellos.

Las PS están formadas por convertidores conmutados, y éstos generan y emiten ruido de alta frecuencia. Este ruido es generado por los convertidores DC/DC y depende fuertemente de la topología del convertidor, así como de los componentes parásitos [33]. En un experimento de física, las emisiones se acoplan principalmente hacia las partes sensibles de la electrónica del FEE, de manera conducida a través de los cables que se conectan a él. Adicionalmente, dado que existen estructuras metálicas cercanas por donde pueden circular corrientes de ruido, se pueden acoplar de manera radiada a dichos cables de alimentación [34]. Los niveles de emisiones (no están regulados normativamente a la salida de las fuentes de alimentación), a priori, pueden no ser compatibles con los niveles de inmunidad del FEE, por lo que se puede producir una degradación de las prestaciones en la detección. El rango de frecuencia de las emisiones conducidas puede abarcar desde los pocos kHz hasta los MHz [35] mientras que las emisiones radiadas pueden esperarse desde los MHz hasta el GHz [36]. La definición de nuevos límites para los elementos integrantes del experimento y como imponerlos (especialmente a las fuentes de alimentación) tiene una gran importancia para poder garantizar la compatibilidad electromagnética entre ellos.

En el presente capítulo se ha realizado la caracterización de las emisiones del detector PXD, estructurandola en dos niveles:

- Nivel 1: Emisiones de las fuentes de alimentación (PS).
- Nivel 2: Emisiones de la electrónica de cabecera (FEE).

Respecto al primer nivel (PS), se ha realizado una caracterización completa de las fuentes de alimentación, cubriendo distintas condiciones de operación para los distintos modos de propagación de ruido, con el objetivo de conocer cuál es el peor caso de emisión y en qué condiciones se produce. La caracterización de las PS se ha realizado de manera aislada. Estas fuentes han formado parte de los distintos prototipos del detector de pixeles en las fases posteriores.

Respecto al segundo nivel (FEE), se ha realizado una caracterización completa de sus emisiones y de la electrónica asociada. Para llevarla a cabo, se han realizado mediciones de las emisiones en dos prototipos diferentes de FEE cuyos resultados complementarios permiten dar una visión clara de los niveles de emisión que tendrá el FEE en el detector final. Para ello, en primer lugar se ha usado un prototipo de FEE de pre-producción denominado EMCM (*Electrically Active Multi-Chip Module*). Este módulo consta de toda la circuitería y chips pero no incluye la región sensible. Estas primeras medidas se han realizado en el Instituto Max Plank de Munich, en una sala blanca. En esta fase se abordaron los efectos en las emisiones conducidas asociados a la activación del trigger y una primera evaluación de las emisiones procedentes de los tres tipos de ASICs que componen el sensor (chips DCD, chips Switcher y chips DHH). Con posterioridad, se ha realizado la caracterización de las emisiones de un prototipo final de DEPFET (denominado PXD9) en el interior de la cámara semi-anechoica de certificación de ITAINNOVA. Estas medidas, se han realizado con una configuración más cercana a la configuración final del experimento, puesto que se incluyen todos los elementos que forman el sistema de lectura. Tal como se ha indicado, ambos procesos de medidas son complementarios y permitieron abordar las emisiones del FEE de forma completa y precisa.

3.1. MARCO NORMATIVO

Actualmente, en Europa la normativa relativa a EMC se estructura según tres tipologías, las normas básicas, donde se describen principalmente los métodos de ensayo, las normas genéricas, que son aplicables en ausencia de una norma específica de producto o una familia de productos y las propias normas de producto. Dado que para nuestro caso específico, no existe normativa de producto, en primera instancia nos podemos centrar en los requisitos de emisiones de las normas genéricas para equipos eléctricos y electrónicos utilizados en entorno industrial, EN 61000-6-4 [37], y entorno doméstico, residencial, comercial e industria ligera, EN 61000-6-3 [38]. Estos requisitos parten del hecho de que los equipos pueden ser conectados directamente a la red pública de alimentación de baja tensión o a una fuente específica de corriente continua destinada a servir de interfaz entre el aparato y la red pública de alimentación de baja tensión. En estas normativas, se especifican requisitos tanto para emisiones conducidas como emisiones radiadas. En el caso de emisiones conducidas, en el rango frecuencial inferior (0 kHz a 2 kHz) se marcan límites a través de las normativas básicas IEC 61000-3-2 [39], IEC 61000-3-3 [40], IEC 61000-3-11 [41] y IEC 61000-3-12 [42]. En el rango frecuencial conducido superior (150 kHz a 30 MHz) los límites se establecen dependiendo del puerto de acceso (red alimentación C.A de baja tensión, acceso de alimentación C.C ó acceso de telecomunicación y de red).

En el caso de emisiones radiadas los requisitos de la normativa básica se focaliza en el rango 30 MHz a 1 GHz para campo eléctrico.

Aunque tal como se ha comentado, los equipos para una instalación de física de altas energías (HEP) no responden a un escenario específicamente descrito en las normativas, podemos tomar como referencia normativas de producto que puedan presentar ciertas similitudes, que ayudarán a definirnos nuestro marco de trabajo. Para ello, se va a proceder a analizar y exponer los requisitos para emisiones según la normativa internacional que regula Equipos Industriales, Científicos y Médicos (ISM) CISPR 11 [43] así como la normativa que regula Equipos Multimedia CISPR 32 [44] Colateralmente, y aunque no es de ámbito internacional como las anteriores, tendremos en consideración los límites indicados en la normativa para EEUU, la FCC CFR 47, Parte 15 Subparte B [45], dada su relevancia en el ámbito normativo.

3.1.1. Requisitos para emisiones según CISPR 11

En el caso de la CISPR11[43] el alcance aplica a los ISM que operan en el rango frecuencial de 0 Hz a 400 GHz, a domésticos y aplicaciones similares diseñados para generar y/o utilizar localmente la energía de radio frecuencia (RF). Caerían fuera del alcance los equipos cubiertos por otras normativas de producto de CISPR o familias de producto.

Dentro de la CISPR11 [43] los equipos se clasifican en 2 grandes grupos, el grupo 2, que contiene a todos los equipos ISM en los que la energía de RF (en el rango frecuencial de 9 kHz a 400 GHz) se genera y usa de manera intencionada local, en forma de radiación electromagnética, acoplo capacitivo y/o inductivo, para el tratamiento de material, propósitos de inspección o análisis o transferencia de energía electromagnética (por ejemplo equipos industriales de calentamiento por inducción, equipos de calentamiento dieléctrico, hornos microondas, equipos de soldadura eléctrica, etc.). El grupo 1 contiene todos los equipos restantes que encajan dentro del propio alcance de la normativa (por ejemplo equipo de laboratorio, equipos científicos, equipos médicos eléctricos, convertidores semiconductores, equipos industriales de electrosoldadura, maquinas eléctricas, equipos de control y medida de procesos industriales).

Esta normativa divide, a su vez, en 2 clases a los equipos, dependiendo del ambiente electromagnético donde se utilice el equipo, clase B (ubicados en ambientes residenciales, y establecimientos directamente conectados a redes de distribución de bajo voltaje que suministran a edificios con propósito doméstico), y clase A el resto, que pueden ser medidos in situ, si así lo determina el fabricante. La aplicación de unos límites u otros en primer lugar, depende si se mide en un lugar de ensayo o se realizan medidas in situ. Una

vez fijado cómo se realizan los ensayos, los niveles a cumplir, dependerán de la clase y el grupo particular del equipo.

3.1.1.1 Requisitos para emisiones conducidas

Para el caso de emisiones conducidas, en el rango de 9 kHz a 150 kHz no se especifican límites. En el rango de 150 kHz a 30 MHz, se especifican límites de voltaje a los puertos A.C., pudiéndose medir con una red artificial (denominada V-AMN, *Artificial Mains Network* 50 Ω / 50 μ H), o bien con una sonda específica de voltaje. En el caso de los puertos DC se aplican unos límites de voltaje o unos límites de corriente dependiendo a su vez, si se mide con una red de acoplo denominada DC-AN ó una sonda específica de corriente. Los límites establecidos tanto en puertos AC como puertos DC, realizan distinciones dependiendo si la potencia del equipo es menor que 20 kVA, si es mayor que 20 kVA y menor que 75 kVA, o bien si se trata de sistemas electrónicos de altas potencias mayores a 75 kVA.

3.1.1.2 Requisitos para emisiones radiadas

En el caso de emisiones radiadas, en el rango frecuencial de 9 kHz a 30 MHz, no se especifican límites a cumplir, se aplican límites en el rango frecuencial de 30 MHz a 1 GHz para campo eléctrico, permitiéndose medir a 10 metros o a 3 metros. Los límites a aplicar, al igual que en las emisiones conducidas dependerán de la potencia del equipo sometido a ensayo, en este caso dependiendo si la potencia es menor o mayor de 20 kVA. Tan sólo en los equipos del grupo 2, los requisitos radiados se extienden tanto por el rango bajo, para campo magnético desde 150 kHz a 30 MHz, y para campo eléctrico por encima de 1 GHz y hasta 18 GHz, si el equipo opera por encima de 400 MHz. En el caso de que se realicen medidas in situ, no se aplican límites conducidos, tan sólo emisiones radiadas de campo magnético desde 150 kHz a 30 MHz, y de campo eléctrico de 30 MHz a 1 GHz.

3.1.2. Requisitos para emisiones según CISPR 32

En el caso de la normativa CISPR 32 [44] aplicable a equipos multimedia (EMM), entendiéndose como tales a equipos de tecnología de la información, equipos de audio, video, receptor de difusión, control de iluminación artística o combinación de éstos. Básicamente, los Equipos de Tecnología de la Información son equipos que tienen como función primaria la entrada, almacenamiento, representación gráfica, recuperación, transmisión, procesado, conmutación o control de datos y/o mensajes de telecomunicaciones o una combinación de éstas y que pueden utilizarse con uno o más puertos típicamente para la transferencia de información.

Existen 2 clases de equipos multimedia (EMM) Clase A y Clase B, división asociada a 2 tipos de entorno de uso final. Los requisitos de clase B están

destinados a ofrecer la protección adecuada para los servicios de difusión dentro del entorno residencial y los requisitos de clase A para el resto de equipos.

3.1.2.1. Requisitos para emisiones conducidas

En el rango 150 kHz a 30 MHz, existen requisitos tanto para equipos de clase A como para clase B, en los distintos tipos de puertos. En todos los casos, para poder realizar las medidas se utilizarán dispositivos de acoplo específicos. Básicamente se marcan requisitos en el puerto de alimentación AC (se mide con un dispositivo de acoplo específico denominado AMN), requisitos en modo asimétrico en puertos de red cableados (medidos con un dispositivo de acoplo específico denominado AAN), requisitos en modo asimétrico en puertos de fibra óptica con malla metálica (medido con un dispositivo de acoplo específico denominado CVP y sonda de intensidad), y requisitos en modo asimétrico en puertos de antenas (medidos con sonda de intensidad). De manera muy específica (para equipos receptores de difusión de TV, puertos de salida de modulador de RF y puertos receptores sintonizador de difusión FM con conector accesible), existen límites para emisiones conducidas, pero en un rango frecuencial muy alto (30 MHz a 2150 MHz), para tensión en modo diferencial.

3.1.2.2. Requisitos para emisiones radiadas

Para ambas clases, el rango frecuencial de medida en emisiones radiadas, depende de la mayor frecuencia interna del equipo, si ésta es menor a 108 MHz, se establecen requisitos hasta 1 GHz, y si es mayor a 108 MHz se establecen requisitos hasta un máximo de 6 GHz. En el caso particular de unidades exteriores de sistemas de recepción doméstica por satélite se especifican límites hasta los 18 GHz. Para realizar las mediciones radiadas, existen ciertos condicionantes relativos al lugar de ensayo y unas distancias de medidas preferentes para realizarlos.

3.1.3. Requisitos para emisiones según FCC 47

Los requisitos de la normativa FCC CFR 47 [45], abarcan de manera análoga a las normativas anteriormente expuestas, requisitos para emisiones conducidas y para emisiones radiadas. En el caso de emisiones conducidas, para equipos que se conectan la línea pública de AC, los requisitos se inician en 450 kHz y se extienden hasta los 30 MHz. En el caso de emisiones radiadas los requisitos se inician en 30 MHz y se extienden por encima de 960 MHz. Dependiendo de la tipología del equipo y de si el radiador es intencionado o no, los límites varían en la banda de operación correspondiente. En la Figura 3.1 se muestran los límites para emisiones conducidas en puertos de alimentación según CISPR32 (son coincidentes con CISPR11) tanto en clase A como en clase B,

así como los límites según FCC 47. De manera análoga en la Figura 3.2 se muestran los límites conducidos para intensidad (modo asimétrico) según CISPR32 y en la Figura 3 3 los límites para emisiones radiadas

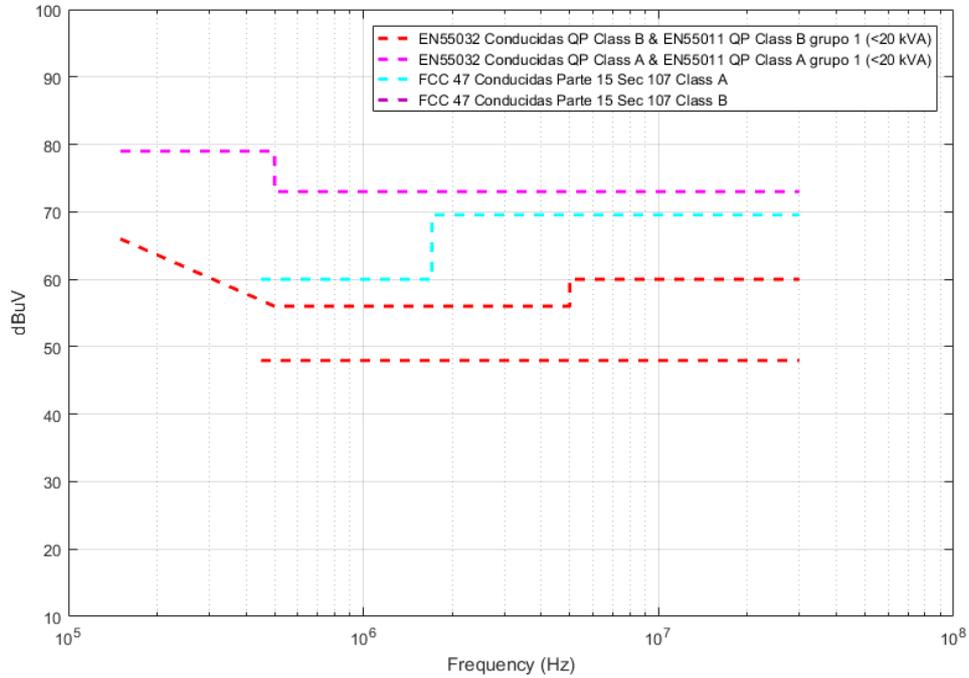


Figura 3.1: Nivel emisiones conducidas (voltaje) según CISPR32, CISPR11 y FCC47 en puertos AC.

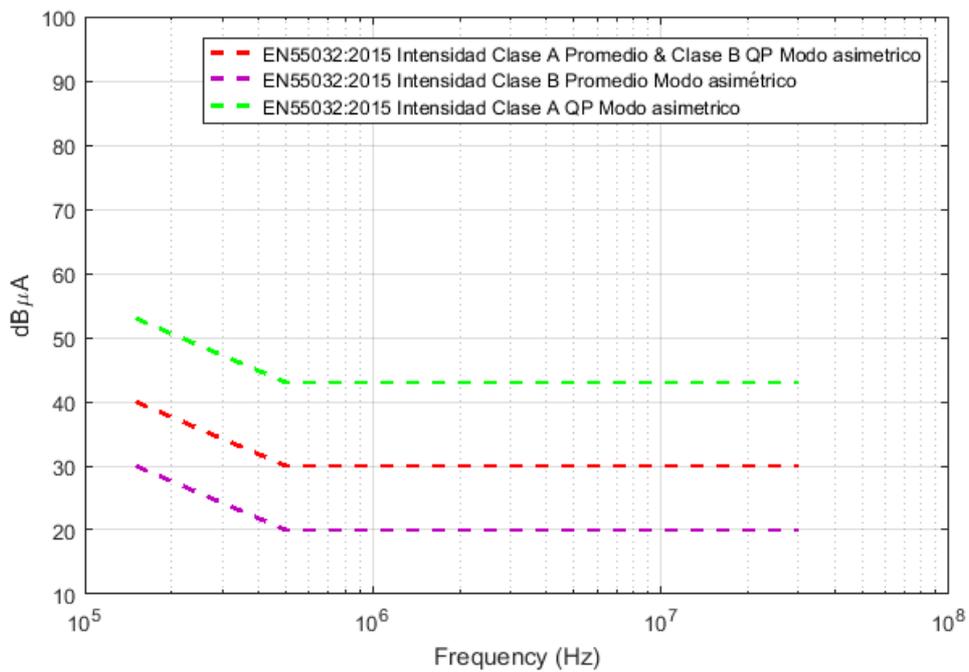


Figura 3.2: Nivel emisiones conducidas (intensidad) según CISPR32

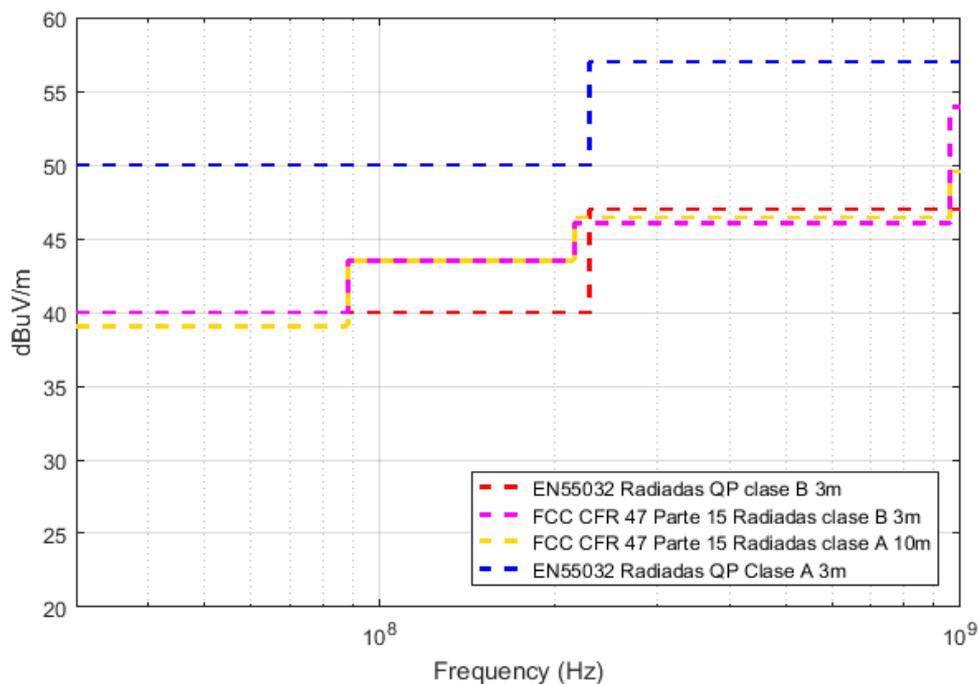


Figura 3 3: Nivel emisiones radiadas según CISPR32, y FCC47.

3.2. EMISIONES DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN (PS)

Tal como hemos podido comprobar, todos los niveles indicados en la normativa expuesta en el punto anterior, dependen del entorno y del campo de aplicación del equipo bajo prueba. Como ya se ha comentado, estos niveles no están especificados para un entorno de física de altas energías, principalmente porque no existen requisitos EMC a la salida de la fuente de alimentación, sin embargo, en este contexto, éstas emisiones son un aspecto crítico a tenerse muy en cuenta, ya que las fuentes de alimentación se conectan directamente a los módulos del FEE mediante conexiones de baja impedancia, por lo que éstas conexiones se consideran el punto débil de cualquier detector. Tenemos que tener en cuenta que una gran cantidad de ruido conducido en Belle II se crea por la conmutación de las fuentes conmutadas instaladas en la periferia del detector. Dichas fuentes pueden generar ruido de alta frecuencia, debida a la propia conmutación. Dicho ruido puede propagarse a través de los cables, así como radiarse a otros sistemas o conducirse hacia la electrónica, disminuyéndose por tanto las prestaciones del detector. Si bien, aunque existe un gran esfuerzo en el diseño de las fuentes para reducir el ruido emitido, tenemos que considerar que los niveles resultantes, es posible que directamente no sean compatibles con los niveles requeridos por los módulos del PXD. Hay que tener en cuenta, que las corrientes de entrada y salida en los convertidores DC/DC contienen no sólo los componentes DC que contribuyen a

la potencia real transferida, sino también un contenido armónico de la frecuencia de conmutación. Estos armónicos son las interferencias electromagnéticas conducidas desde la fuente de alimentación a través de los cables de entrada y de salida. Como sabemos, el sistema de distribución DEPFET se compone de varios convertidores DC/DC conectados en paralelo, que tienen un impacto en el nivel de ruido debido a la múltiple operación. No obstante, aunque el sistema de distribución de las fuentes de alimentación comprende múltiples terminales que suministran al FEE, el fenómeno puede ser representado por una aproximación con 2 terminales en los cuales tanto la entrada como la salida de la fuente de alimentación conmutada se puede considerar con un terminal positivo, con un terminal negativo y con un puerto de retorno común (chasis o envoltente), donde la corriente puede descomponerse en dos modos, un modo común (CM) y un modo diferencial (DM) [46] y [47]. La Figura 3.4 muestra las componentes CM y DM de la corriente. La corriente en modo diferencial (DM) corresponde a la componente que circula en cada conductor, de igual magnitud pero de sentidos opuestos. La corriente en modo común (CM) corresponde a la componente que circula en cada conductor, de igual magnitud y sentidos.

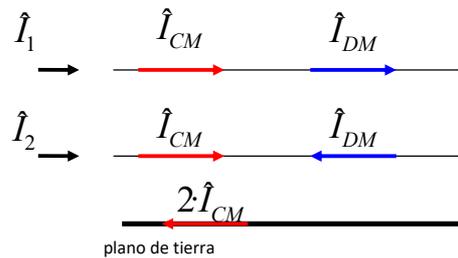


Figura 3.4: Componentes CM y DM de la corriente

Las ecuaciones que relacionan ambas componentes con la corriente que circula por cada terminal son:

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_{CM} + \hat{I}_{DM} \quad (3.1)$$

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_{CM} - \hat{I}_{DM} \quad (3.2)$$

De manera general, el DM es el modo dominante de propagación en bajas y altas frecuencias, mientras que el CM es dominante en frecuencias intermedias [47]. La Figura 3.5 muestra la distribución en frecuencia de los 2 modos de propagación de una fuente de alimentación conmutada:

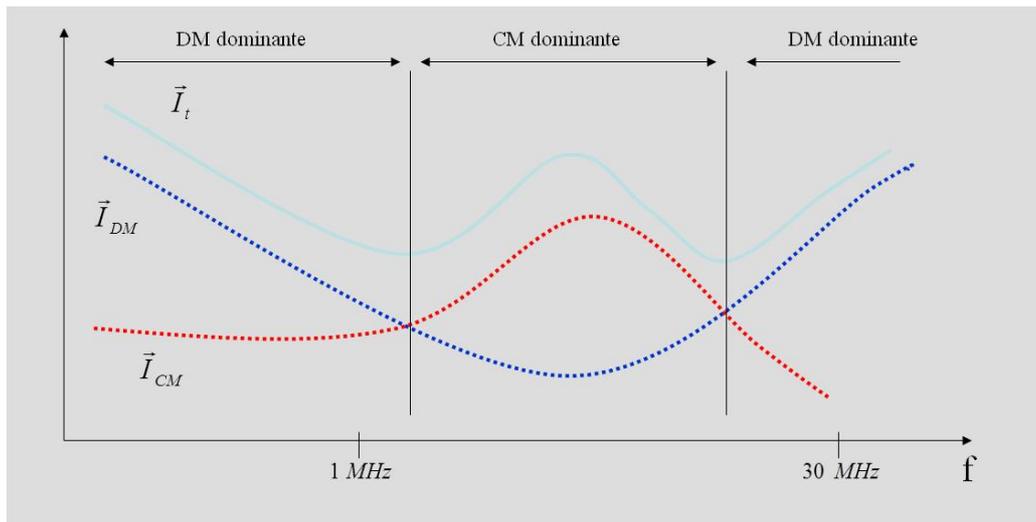


Figura 3.5: Distribución de espectro de ruido de una fuente de alimentación conmutada.

3.2.1. Emisión ruido en modo común: CM

La propagación de interferencias electromagnéticas (EMI) de modo común tiene lugar entre un grupo de conductores y la tierra o entre un grupo de conductores y otro grupo de conductores. El camino para el EMI en CM incluye capacidades parásitas o acoplos inductivos. El origen del CM puede ser tanto magnético como eléctrico. La componente eléctrica se genera cuando un circuito con gran $\frac{dV}{dt}$ tiene una gran capacidad parásita a tierra. La componente magnética se genera cuando un bucle en un circuito con gran $\frac{dI}{dt}$ en él, tiene un acoplo mutuo suficiente para acoplarse a un grupo de conductores cercanos. La Figura 3.6 muestra un camino de ruido en modo común en un convertidor típico (topología buck) donde la corriente de ruido de salida (I_{CM}) abandona el convertidor a través de los dos terminales de salida, con la tierra cerrando el circuito. La Figura 3.7 muestra el mismo circuito, pero en la entrada del convertidor.

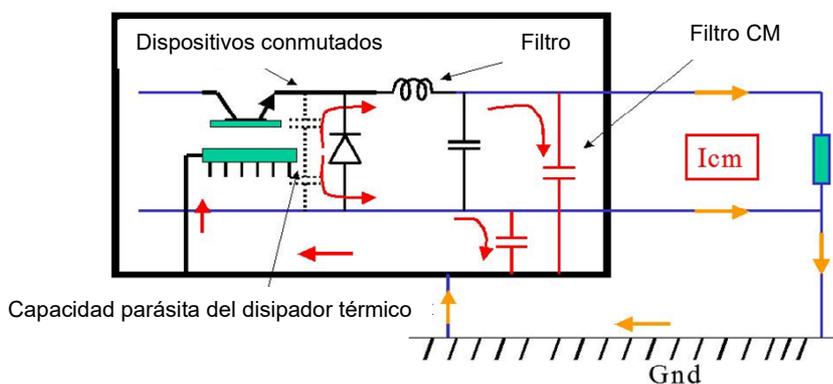


Figura 3.6 Circuito de ruido CM en salida de convertidor potencia conmutado

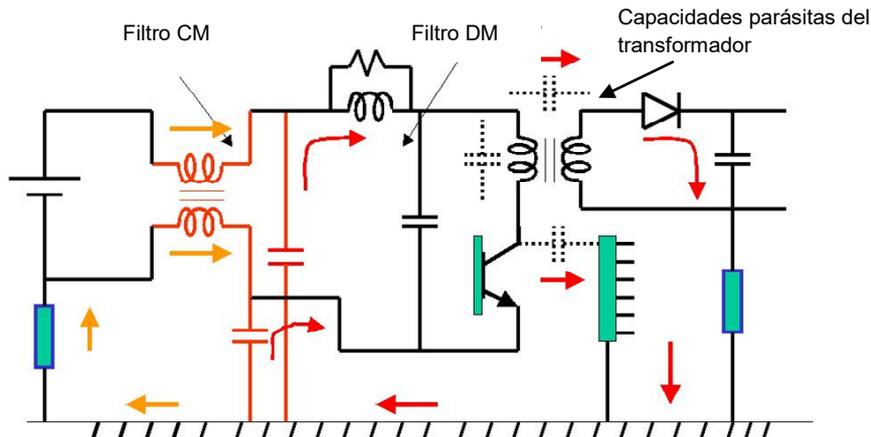


Figura 3.7: Circuito de ruido CM en entrada de convertidor de potencia conmutado

El ruido en CM es difícil de cancelar. Las señales con alto $\frac{dV}{dt}$ se acoplan a través de las capacidades parásitas entre los dispositivos conmutados y el disipador y entre los devanados primarios y secundarios del transformador, induciendo corrientes en modo común. Esas corrientes, fluyen a través de los conductores de entrada y salida del convertidor, interfiriendo en las inmediaciones debido al ruido conducido y radiado. El modo CM aparece como resultado de un desequilibrio entre la corriente de entrada y la de salida del convertidor, y esta corriente determinará el nivel de radiación, puesto que, en un caso equilibrado, el campo radiado por cada uno de los conductores, cancelaría el otro. En los convertidores de potencia conmutados, el mecanismo fundamental que es responsable para las EMI conducidas, lo es para generar EMI radiadas. No obstante, también hay que tener en cuenta que las envolventes metálicas alrededor del convertidor tienen tendencia a atenuar los campos electromagnéticos internos de alta frecuencia.

3.2.2. Emisión ruido en modo diferencial: DM

La propagación EMI en modo diferencial tiene lugar entre pares de conductores, los cuales forman un circuito típico de retorno (por ejemplo, conductores positivos/negativos, fase/neutro). El EMI en DM es el resultado directo de la operación fundamental del convertidor conmutado. El DM es causado por el voltaje inducido a través de la resistencia e inductancia equivalente serie y de los condensadores del filtro de entrada y salida con un alto $\frac{di}{dt}$. En este caso, seleccionando condensadores adecuados con baja inductancia serie y baja resistencia serie, es posible disminuir las emisiones en DM. La Figura 3.8 muestra el circuito en DM de la salida de una unidad PS. Un circuito análogo estaría en la entrada de la unidad.

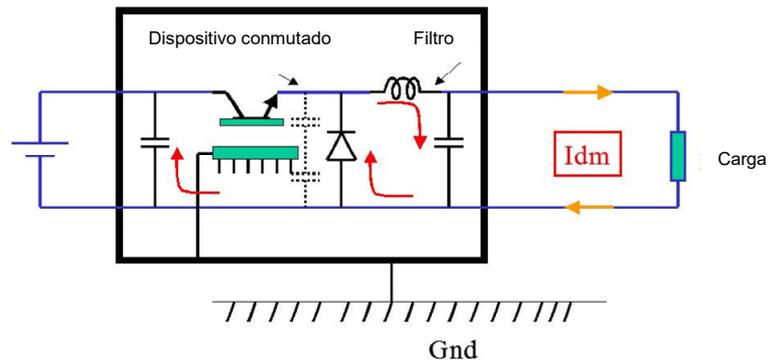


Figura 3.8: Circuito ruido DM en entrada de convertidor de potencia conmutado

3.3. EMISIONES DEL FEE

La electrónica de control (señales analógicas y digitales) emite ruido, puesto que operan con ondas cuadradas de alta frecuencia, ricas en armónicos que se distribuyen a través de la placa y los propios sistemas. Hay que prestar una especial atención a los componentes armónicos que alcanzan la parte alta del espectro donde los efectos de las resonancias del cable pueden ser importantes. Los circuitos analógicos son en general menos ruidosos, no se caracterizan por manejar ondas cuadradas. No obstante, cualquier diseño analógico incluye un oscilador de alta frecuencia u otros circuitos con alto $\frac{di}{dt}$, y debe seguir los criterios de diseño de HF, especialmente en lo que respecta al diseño de las tierras. La principal fuente de radiación de circuitos digitales es el reloj del procesador y sus armónicos. Toda la energía de esas señales se concentra en unas frecuencias específicas, donde los niveles de las señales de ruido son 10-20 dB mayores que el resto de radiación del circuito digital (teniendo en cuenta el espectro típico de una señal digital, cuya envolvente tiene una caída de 20 dB por década a partir de una frecuencia de corte definida por su ancho de banda).

La emisión desde las unidades del sistema de control incrementa el ruido emitido por la PS a través de los armónicos de la frecuencia de conmutación. Esto se ha observado en otras fuentes de alimentación instaladas en HEP [47]. Por tanto, el control de estas emisiones en la PS del DEPFET es importante para asegurar la compatibilidad de cualquier sistema electrónico.

Teniendo en cuenta que el módulo del PXD no es una PCB (con lo cual las recomendaciones de diseño de EMC extendidas en otros ámbitos para diseño de tarjetas no son directamente extrapolables), debe considerarse como un elemento crítico, tanto desde el punto de vista de emisión como de inmunidad. Hay que tener en cuenta que tanto la emisión como la susceptibilidad en un dispositivo semiconductor vienen originadas por los siguientes fenómenos:

- Ruido acoplado, incluyendo el ruido conducido, por campos eléctricos y magnéticos. Asociado a éste, los caminos de impedancia común podrán ser el origen principal de las interferencias en el sistema DEPFET.
- Ruido de conmutación simultánea, debido a la presencia de diferentes sistemas de conmutación, que comparten buses comunes y que dependen directamente de cómo están estructurados los pixeles.

3.4. CARACTERIZACIÓN DE LAS EMISIONES DE LA PS DEL DEPFET

El objetivo principal de la caracterización de las fuentes de alimentación es tratar de estimar el nivel de emisiones de CM y DM que aparecerán en el experimento proveniente de ellas. Para lo cual se ha diseñado una configuración de ensayo muy cercana a la topología final del experimento, pero maximizando sus emisiones de forma que estas correspondan al peor caso que puede presentarse en el experimento dentro del normal funcionamiento del sistema. Para ello, se ha utilizado un prototipo de PS alimentado a 24 V con una fuente externa. La fuente de alimentación sometida a estudio está compuesta por 6 convertidores DC/DC y 16 líneas de salida. La caracterización se realiza tanto en lo que respecta a emisiones conducidas como emisiones radiadas.

3.4.1. Topología del sistema

Gran parte de la complejidad de la topología de las fuentes de alimentación del detector PXD recae en que se utilizan señales con diferentes niveles de operación [48]. Las señales de cada módulo del detector DEPFET se pueden agrupar en señales digitales, señales analógicas y señales de control (*steering*). Cada módulo se polariza con 19 voltajes, 9 de ellos para los ASICs y 10 para la matriz DEPFET. Los voltajes son todos proporcionados por la fuente de alimentación específicamente diseñada para ello [49]. Los límites de corriente y voltaje se pueden fijar individualmente. La secuencia de alimentación de arranque es en primer lugar, la polarización de los ASICs, en segundo lugar, la alimentación de los chips DCD, para finalmente establecer la habilitación de la parte analógica del chip DCD y la secuencia de activación de los Switcher. Los voltajes necesarios para ello, se muestran la Figura 3.9, correspondiente al esquema de polarización de los ASICs y la Figura 3.10 la correspondiente a la matriz DEPFET.

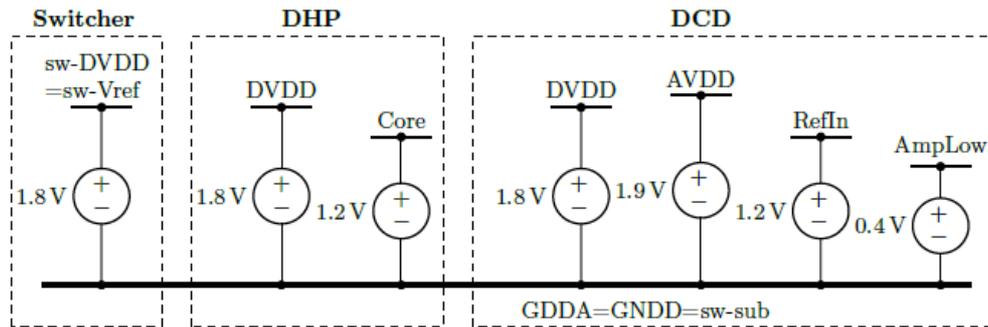


Figura 3.9: Esquema de polarización de los ASICs. [48]

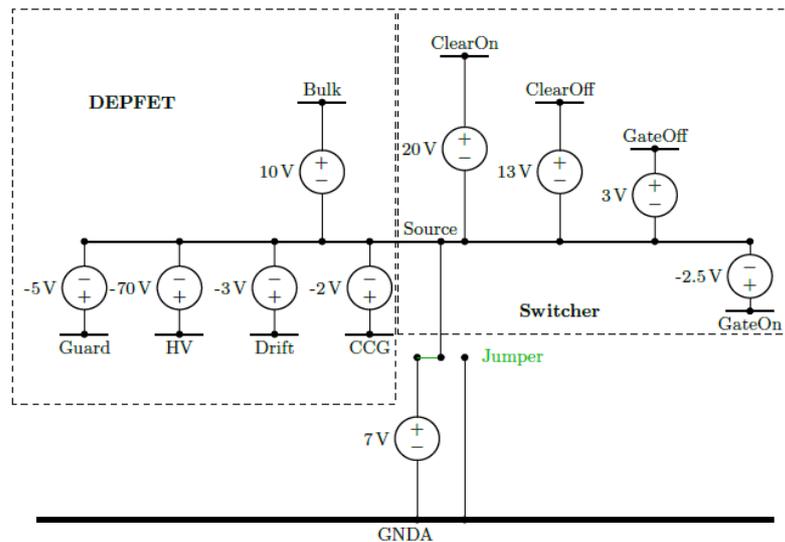


Figura 3.10: Esquema de polarización de la matriz DEPFET [48]

Las fuentes se han diseñado teniendo en cuenta múltiples requisitos, desde prevenir posibles daños en el detector debidos a sobre-voltajes, fallos asociados a la refrigeración, regulaciones dinámicas, etc. [49]. Para poder cumplir con dichos requisitos, ha sido necesario utilizar 3 componentes que tienen un rol clave en la operación de las PS, en primer lugar, los reguladores lineales, en segundo lugar, las tarjetas de los convertidores DC/DC y finalmente la tarjeta controladora MCU (*Master Controller Unit*):

- Los reguladores de línea permiten una monitorización remota con una alta impedancia, constan de un hardware de limitación de corriente constante. Desde el punto de vista de alta frecuencia se comportan como un corto circuito.
- Las tarjetas de los convertidores DC/DC se utilizan para proporcionar los voltajes, aislados del regulador de línea, permitiendo así situar un aislamiento entre el convertidor y la electrónica analógica sensible del regulador.
- Las tarjetas MCU, permiten una conectividad con interfaces de alto nivel (USB, ETH, y CAN), a través de un micro controlador. La conectividad

hacia el control lento (*slow control*) se realiza utilizando una interface Ethernet. El control interno y la monitorización se realiza utilizando buses SPI y GPIO. La contribución de dichas tarjetas, desde el punto de vista electromagnético, se considera baja, en comparativa con la contribución electromagnética esperada de los convertidores DC/DC, o de la electrónica asociada al FEE.

El diagrama de bloques de la unidad PS, que incluye los componentes principales descritos, se muestra en la Figura 3.11

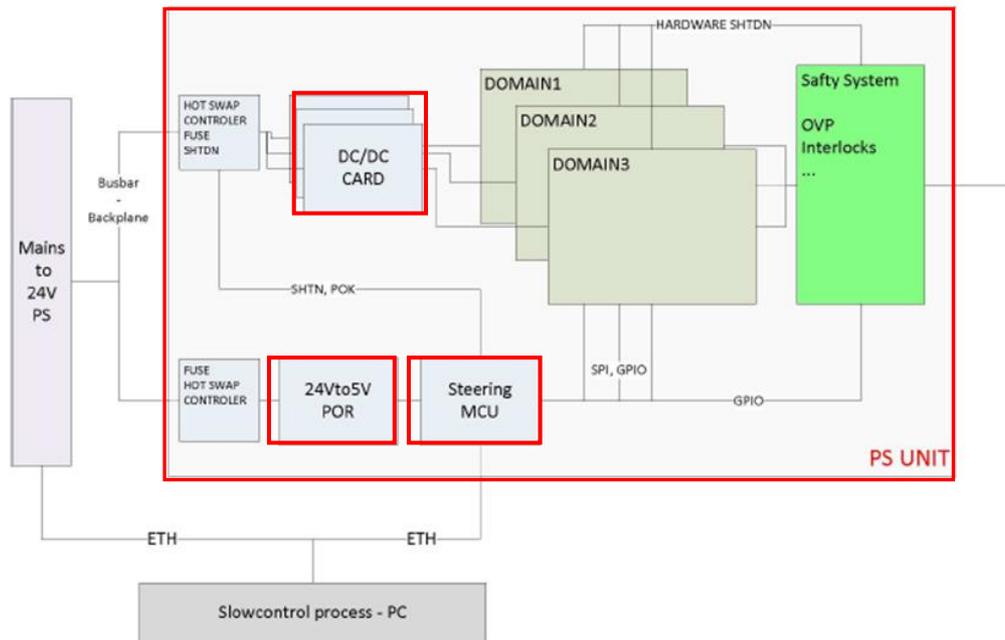


Figura 3.11: Diagrama de bloques de la PS [35],[49]

3.4.2. Emisiones conducidas

La caracterización de las emisiones conducidas se ha realizado en el rango de frecuencia de 10 kHz a 50 MHz, ampliando de esa manera el rango especificado habitualmente por las normativas expuestas y descritas en el marco normativo del punto 3.1 del presente capítulo. Para realizarlo, se ha establecido una división por sub-bandas de frecuencia para mantener una buena resolución en la medida.

3.4.2.1. Configuración de ensayo

Definir y establecer una adecuada configuración de ensayo, se considera de vital importancia para asegurarse de la validez de los resultados obtenidos, puesto que debe mostrar resultados repetibles, comparables en las siguientes fases del presente trabajo y representativos de un peor caso de emisión en términos de emisiones de corriente. Para este propósito las fuentes se han conectado a la carga y a una fuente primaria de tal manera que se cree un

camino de baja impedancia para las corrientes en modo CM y DM, y que los valores medidos sean iguales o mayores que los reales finales, estableciendo así un margen de seguridad. Para ello, se han seleccionado un conjunto de resistencias que servirán de carga. Los valores y topologías de estas resistencias, reproducen la operación nominal de la carga, y al mismo tiempo no generan ruido electromagnético. La Figura 3.12 muestra el esquemático de la topología de carga diseñada y la Figura 3.13 la carga utilizada.

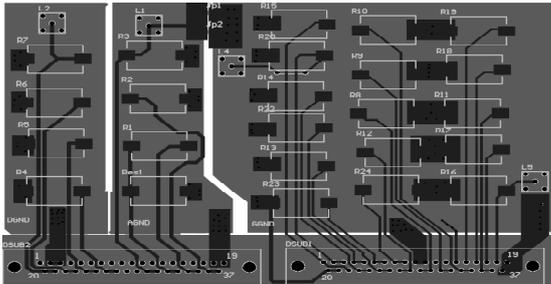


Figura 3.12: Esquemático la carga diseñada

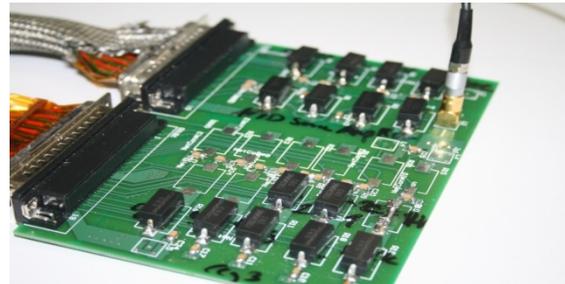


Figura 3.13: Foto carga diseñada

Relativo al cableado de conexión a las cargas, se ha preparado un cable especial que permita conectar las pinzas de medida de corriente de RF durante las medidas, y acceder a los conductores internos de la PS para poder medir así las emisiones de ruido. El cable implementado es un cable corto para reducir las resonancias y normalizar las impedancias. Para minimizar la cantidad de ruido acoplado desde el mundo exterior, las mediciones se han realizado en el interior de una cámara de Faraday, donde se dispone de una alimentación totalmente filtrada en el rango de medida (Figura 3.14).

3.4.2.2. Condiciones de operación

Se han caracterizado las emisiones de las fuentes en 3 modos de operación:

- Modo 1, Off: Sistema apagado. Modo para realizar la medida de referencia de nivel de ruido ambiente. Esta medida se realiza, periódicamente, en el inicio de cada bloque de medidas, para comprobar que no existe influencia del entorno exterior sobre los resultados.
- Modo 2, Stand-by: Sistema alimentado, pero sin corriente hacia las cargas.
- Modo 3, On: Sistema activo con corriente nominal a las cargas.

Los niveles de ruido se han medido mediante sondas de corriente tal como indican tanto en la normativa expuesta en el presente capítulo como en otros estándares militares o aeroespaciales, tales como MIL-STD 461G [50] (ensayos CE101, CE102) ó RTCA DO160 E [51] (sección 21, ensayos conducidos para corrientes interferentes en cableados de interconexión y en puertos de alimentación medidos con sondas de corriente). La identificación de

los perfiles de ruido se ha realizado cubriendo tanto el CM y el DM de cada convertidor, así como las distintas líneas de alimentación y de señal. Hay que tener en cuenta, que la corriente medida en cualquier terminal (incluido medidas en CM) se ha referenciado a 50 Ohmos para que puedan ser comparables con otros tipos de mediciones estandarizadas u otros niveles medidos en otros detectores. Los valores adquiridos convierten la corriente medida mediante la impedancia de transferencia de la pinza de corriente de medida, proporcionada en la calibración de la misma y se registran en un analizador de espectros.

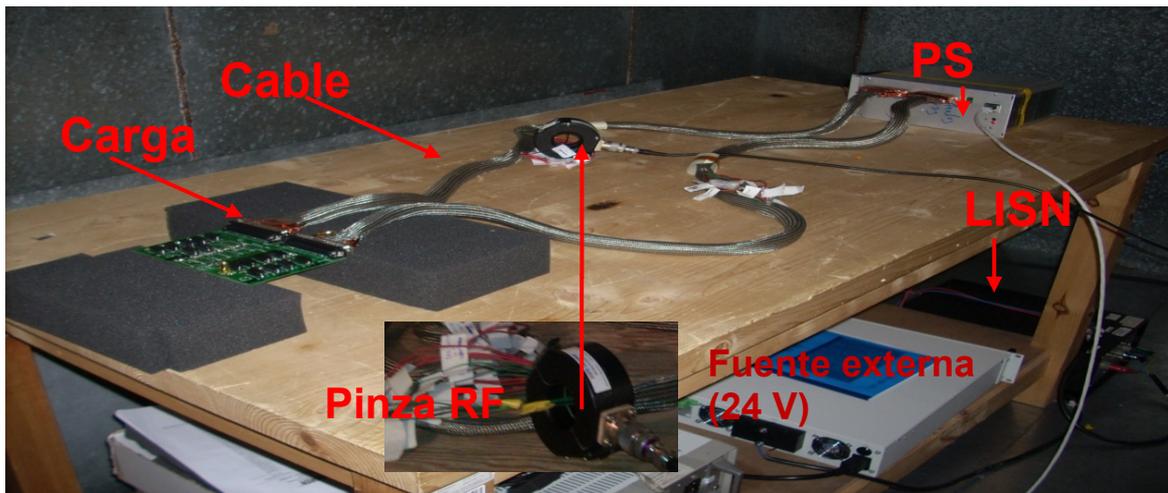


Figura 3.14: Configuración ensayo para caracterización emisiones en la PS aislada.

La Figura 3.15 muestra un diagrama con las posiciones de las pinzas de corriente que permiten la medida del modo común y diferencial (CM+DM) en la línea de ruido. Se han realizado mediciones en las distintas líneas, tanto en secciones analógicas, digitales, como de control del sensor (*steering*). Así mismo se han cubierto casos asociados a emisiones ligadas a líneas que comparten un mismo retorno.

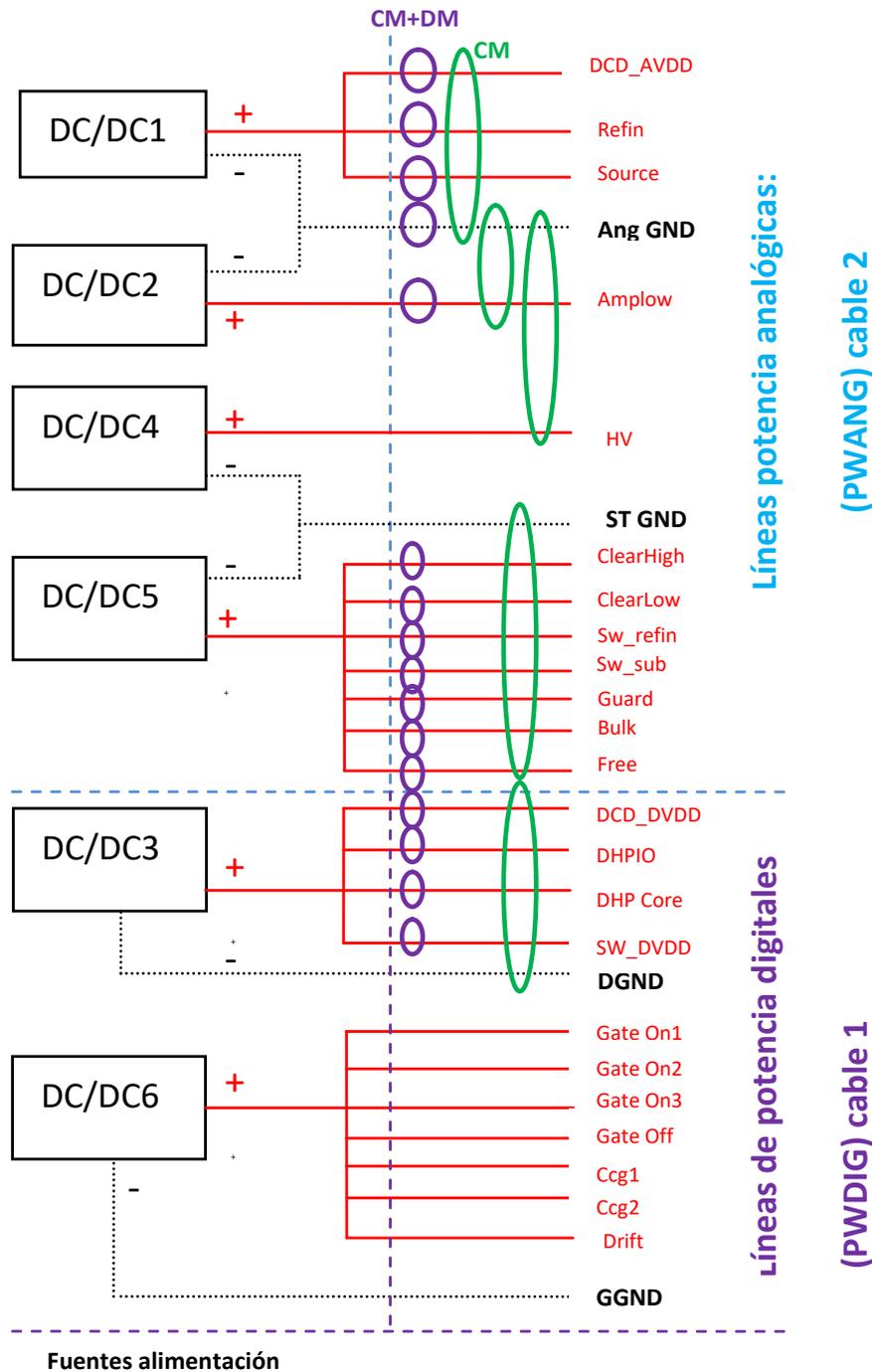


Figura 3.15: Líneas de medida de modo CM (verde) y DM (violeta)

3.4.2.3. Emisiones de CM

En primer lugar se muestra un perfil representativo del modo Off es decir el perfil correspondiente a la medición del ruido ambiental presente durante la caracterización. Como se puede observar en la Figura 3.16 el nivel de ruido base es bajo, lo que implica una mínima influencia del entorno electromagnético sobre las mediciones.

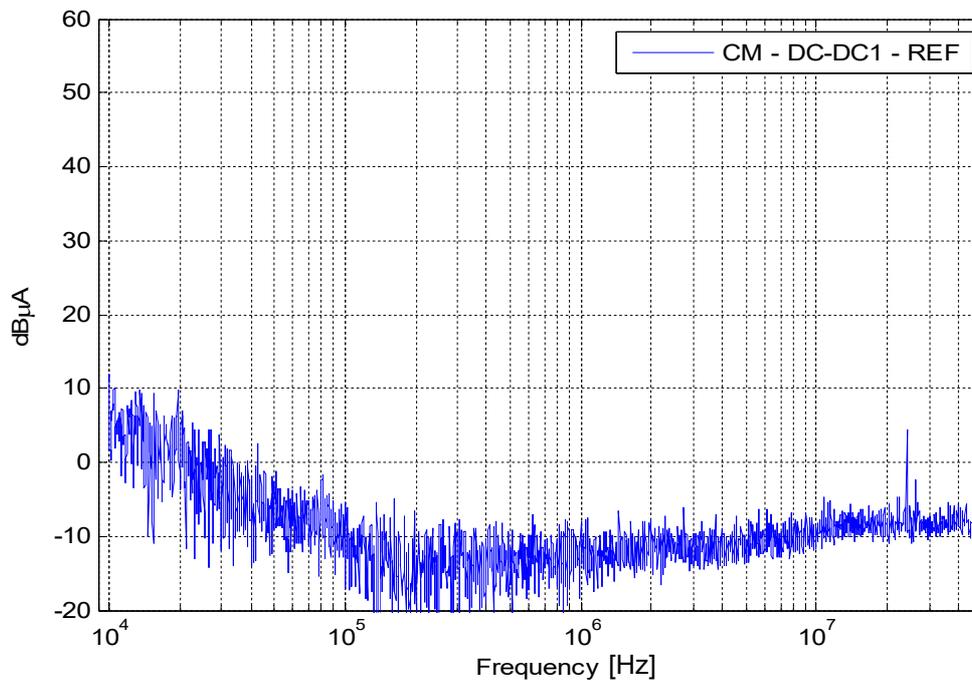


Figura 3.16: Medida de referencia CM (Convertidor DC/DC1)

Para poder obtener el peor caso de emisión se han realizado medidas en CM en los convertidores 1 a 5, (el convertidor 6 no estaba operativo durante las medidas) tanto con la fuente en modo Stand-by como en modo On. En la Figura 3.17 se muestran dos casos representativos de ambos modos y que pertenecen al convertidor DC/DC1.

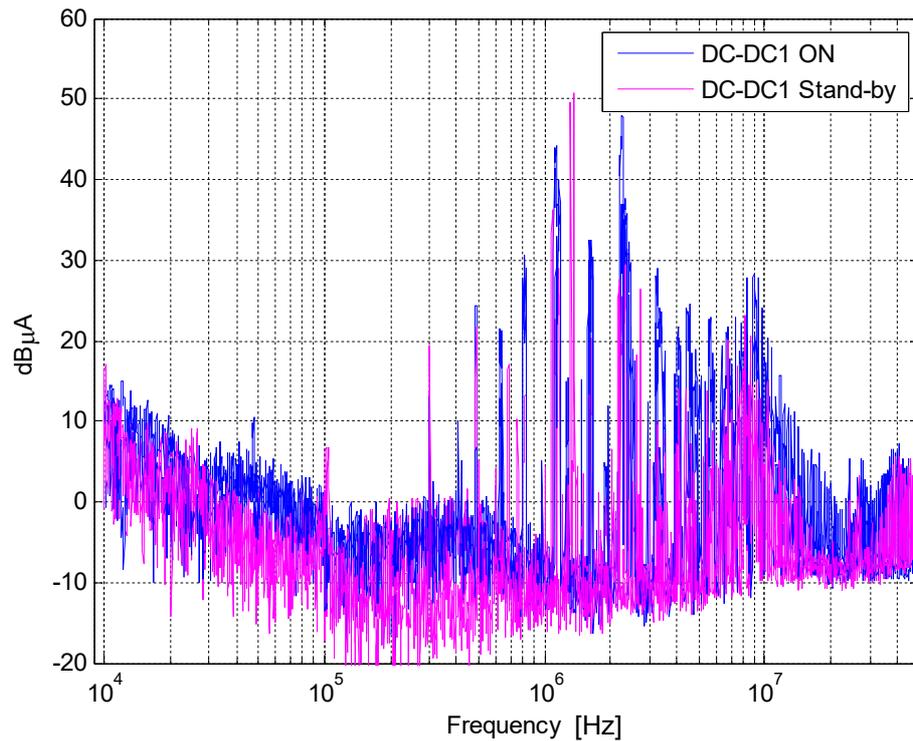


Figura 3.17: Medida CM en Stand-by y modo On (Convertidor DC/DC1)

En la Figura 3.18 y Figura 3.19 se puede observar las emisiones en CM de los distintos convertidores en los modos Stand-by y On, respectivamente.

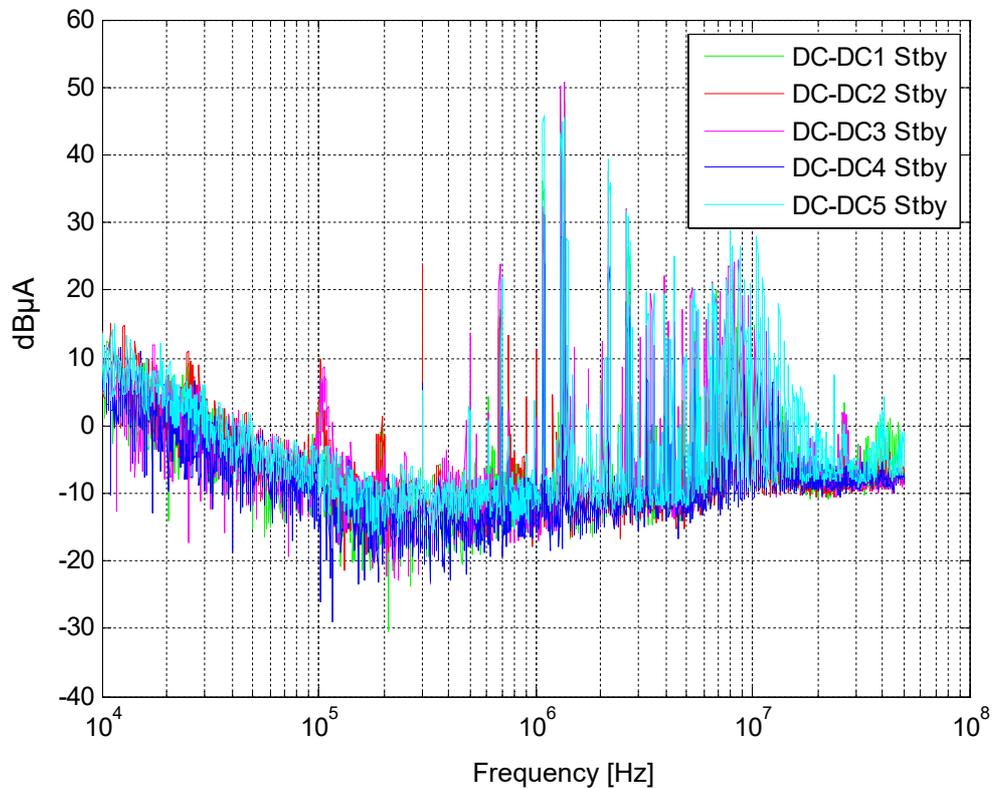


Figura 3.18: Medida CM en modo Stand-by

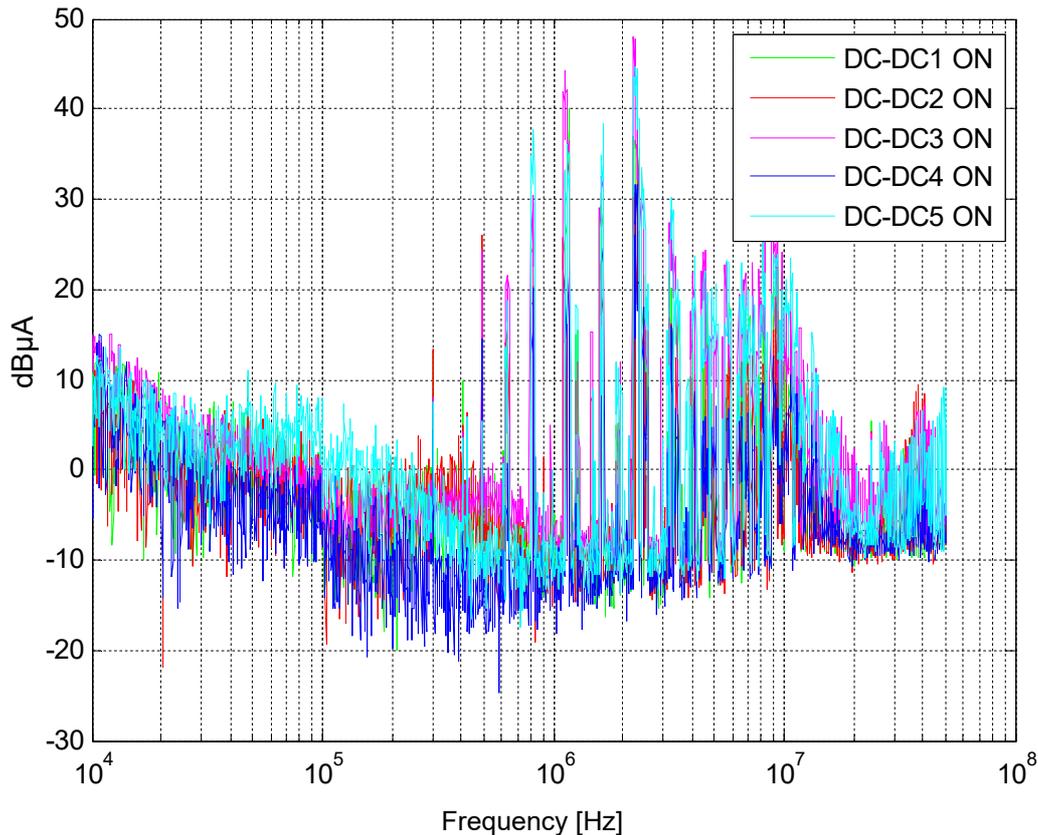


Figura 3.19: Medida CM en modo On (Convertidores DC/DC 1 a 5)

Comparando los distintos niveles de emisiones en CM, se puede concluir que la contribución del sistema en modo On, en el rango de frecuencia medido, es mayor que en Stand-by. Así mismo, las emisiones en CM de cada uno de los convertidores tienen un perfil muy similar tanto en modo Stand-by como en modo On, teniendo una mayor contribución las de modo On. Relativo al perfil obtenido, las emisiones electromagnéticas de las fuentes en CM, se centran principalmente en el rango frecuencial de 300 kHz a 10 MHz, concentrándose la mayor emisión en el armónico de 2,23 MHz. Así mismo se pueden observar armónicos claros de la frecuencia 300 kHz, que corresponde a la frecuencia de conmutación de los módulos del convertidor DC/DC. Dicha frecuencia está modulada con modulación del tipo PWM. Tanto en el rango frecuencial inferior (desde 10 kHz a 300 kHz) como en el rango superior (por encima de 10 MHz), las emisiones decrecen considerablemente. Destacar que la contribución armónica es muy repetible, y prácticamente no se ve afectada por el modo de funcionamiento. Se puede considerar que los niveles medidos tanto en baja frecuencia (<300 kHz) y en alta frecuencia (>10 MHz) son niveles bajos, próximos al nivel ambiental de partida. A tenor de estas medidas está claro que pese a ser 6 DC/DC diferentes los que dan lugar a todas estas tensiones de trabajo, el modo común generado por cada uno de ellos se comparte entre todas las líneas dando lugar a un espectro de emisión de modo común de cada línea muy similar (especialmente a partir de 1 MHz). Adicionalmente, estos

espectros refuerzan la hipótesis analizada inicialmente que los reguladores colocados a la salida de cada una de las líneas no modifican el nivel de emisiones para valores superiores a 1 MHz tal como se esperaba al ser reguladores lineales de baja frecuencia.

3.4.2.4. Emisiones de DM

De la misma manera que la caracterización del CM, para poder definir el peor caso de emisión se han realizado medidas tanto en modo stand-by como en modo On en todos los DM en los distintos convertidores. Esta campaña de medidas, ha requerido un número de medidas considerable, dado que existe un gran número de líneas. Tras exportar y procesar todos los casos sometidos a estudio, se puede concluir, que la contribución del sistema, en el rango de frecuencia medido, es mayor en el sistema en modo On que en el modo Stand-by. En la Figura 3.20, se puede observar un caso representativo de ambos modos.

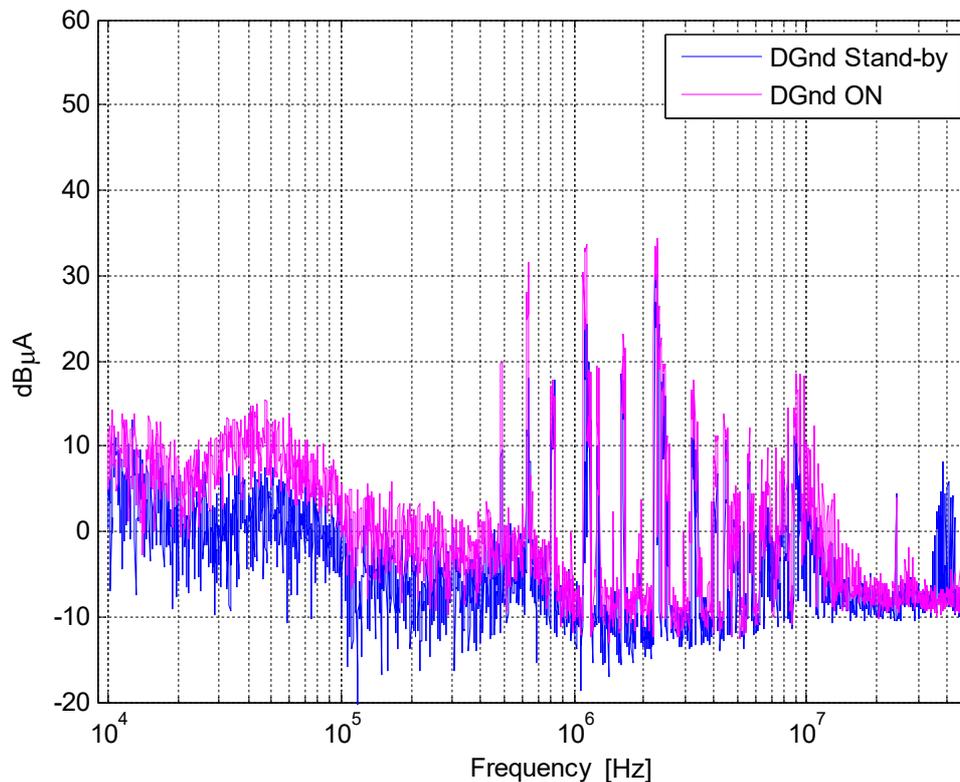


Figura 3.20: Medida representativa de DM (línea DGnd) en modo Stand-by y modo On

Así mismo, se puede concluir que las mediciones de ruido en DM tienen perfiles muy similares en todas las líneas estudiadas. En la Figura 3.21 se muestra un ejemplo representativo de mediciones en DM, en modo On en líneas diferentes, donde se pone de manifiesto que las contribuciones son prácticamente idénticas principalmente motivados por la similitud de los convertidores utilizados, por compartir líneas un mismo DC/DC y por presentar algunas de ellas un retorno común. Todo esto hace que se de un fenómeno de

division de ruido “simetrico” entre líneas por presentar impedancias similares todas ellas. Este efecto y el anteriormente comentado de modo común da una idea de la importancia de las impedancia del cable y del FEE en la distribución de los niveles de ruido a lo largo del detector. Esto se analizará con detalle en los temas 4 y 5 del presente trabajo.

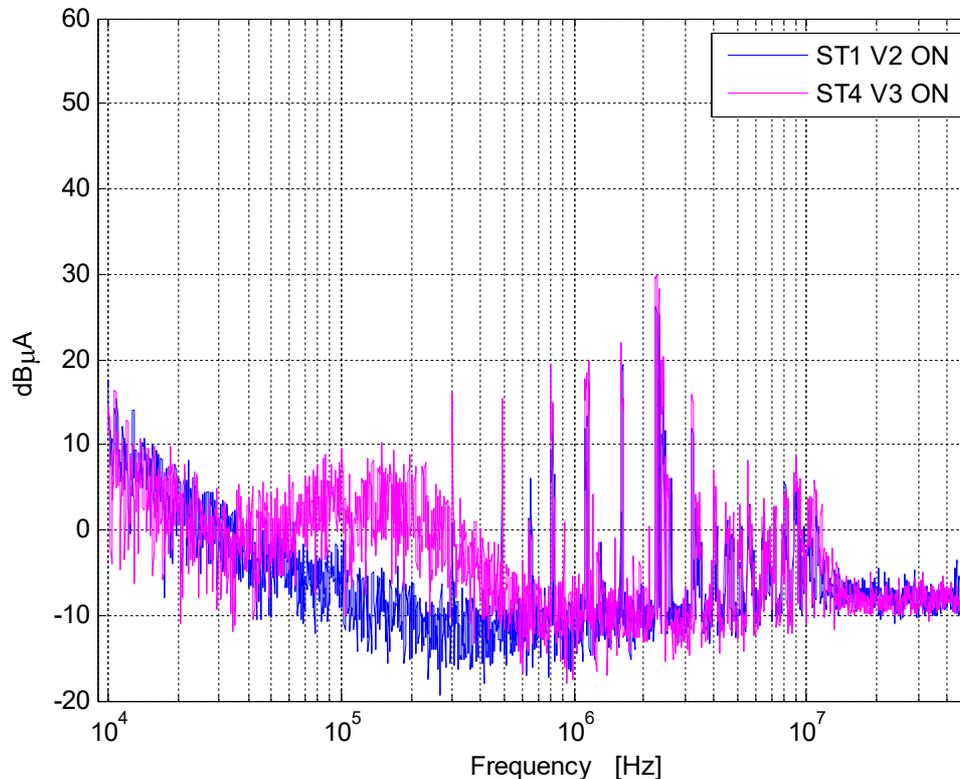


Figura 3.21: Medida DM, modo On, en dos líneas distintas (ST1V2 y ST4 V3)

Relativo al perfil obtenido, las emisiones electromagnéticas de las PS en DM, presentan una contribución muy similar entre ellas (especialmente en las zonas con valores más desfavorables), y son muy repetibles. Se concentran principalmente en el rango frecuencial de 1 MHz a 10 MHz, siendo ligeramente mayores las mediciones realizadas en las líneas de alimentación pertenecientes al grupo Steering. El armónico con niveles mayores se sitúa entorno a 2,26 MHz. Se puede considerar que los niveles medidos tanto en el rango de baja frecuencia (< 100 kHz) como en el rango de alta frecuencia (> 10 MHz) son niveles muy bajos, proximos al nivel ambiental de partida.

3.4.2.5. Comparativa emisiones de CM y DM

Para ayudar a identificar la naturaleza de la emisión del ruido es interesante comparar dos perfiles representativos CM y DM. Si observamos la Figura 3.22, se puede concluir que la propagación en CM es claramente predominante.

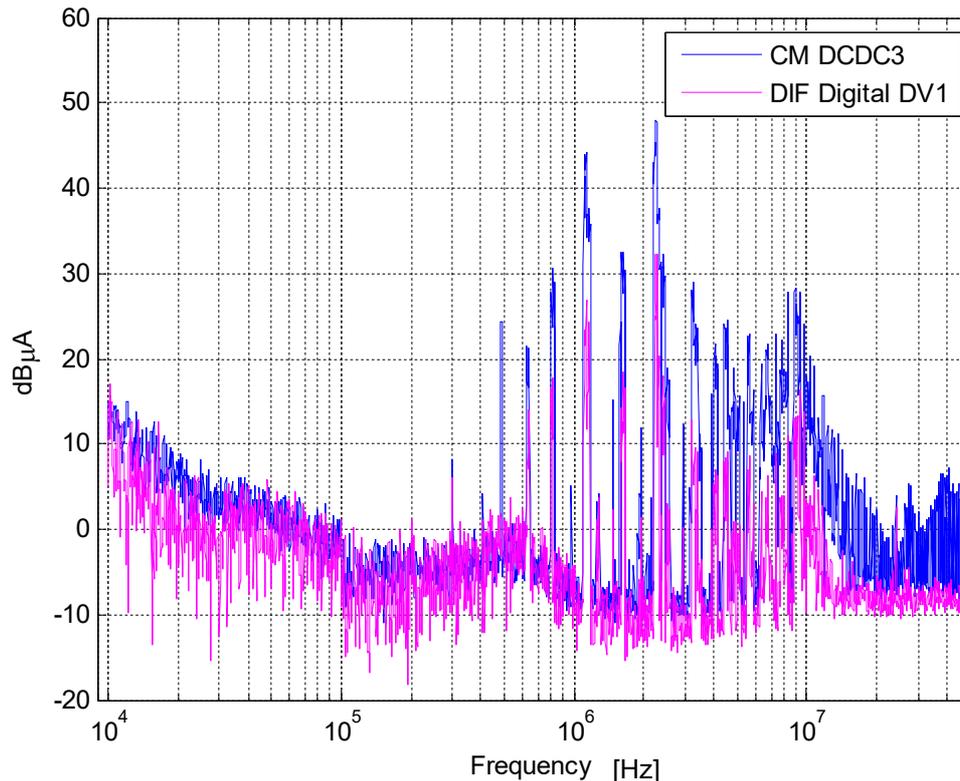


Figura 3.22: Comparativa CM (convertidor DC/DC3) y DM (línea DV1)

La contribución máxima se sitúa en el rango de 1 MHz a 10 MHz, donde la contribución en CM es superior a 20 dB respecto a la de DM. Es decir, se puede concluir que el peor caso de emisiones de la fuente, corresponde claramente a la contribución en CM. Si analizamos el peor caso, el espectro se puede dividir en 3 regiones muy diferenciadas, la primera región correspondiente al rango frecuencial en la baja frecuencia (10 kHz hasta 300 kHz), donde las emisiones son muy bajas, la segunda región correspondiente al rango frecuencial donde se focalizan la mayor parte de las emisiones (300 kHz a 10 MHz), y la tercera región, correspondiente al rango frecuencial por encima de 10 MHz donde las emisiones decrecen ostensiblemente.

3.4.2.6. Medida de mitigación: Filtrado

Con la finalidad de tener diseñada una solución para etapas posteriores, donde sea necesario un adecuado filtrado y blindaje con la finalidad de reducir sus emisiones a niveles que sean tolerados por la electrónica, se ha diseñado un filtro en CM (Figura 3.25) con grandes pérdidas de inserción en el rango de 300 kHz a 10 MHz, que es donde hemos visto que se concentraban las mayores contribuciones. Es decir, dispondremos de una solución para la fase de integración en el caso que el nivel de emisiones conducidas no sea compatible con el FEE.

Si comparamos la Figura 3.23 y la Figura 3.24 se puede observar que se ha obtenido una disminución de aproximadamente 36 dB de las emisiones conducidas en CM en la zona de interés.

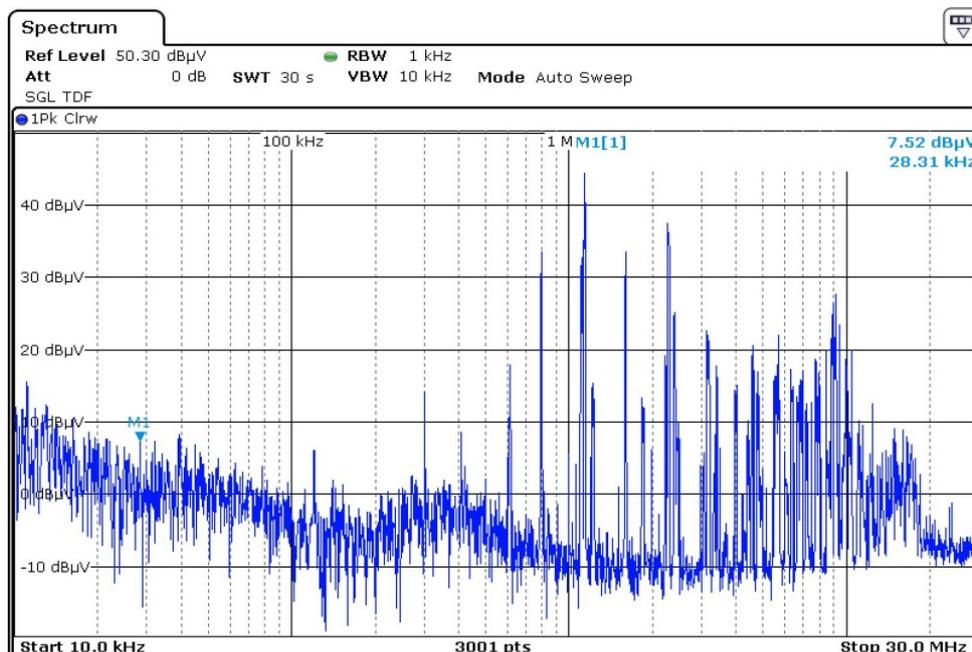


Figura 3.23: Emisión CM antes del filtrado

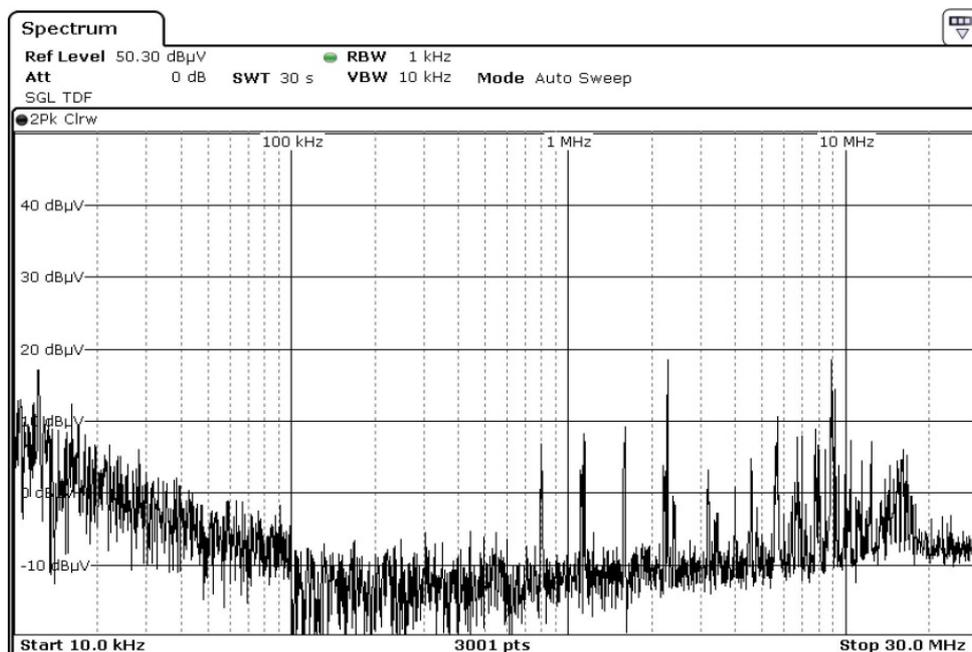


Figura 3.24: Emisión CM después del filtrado

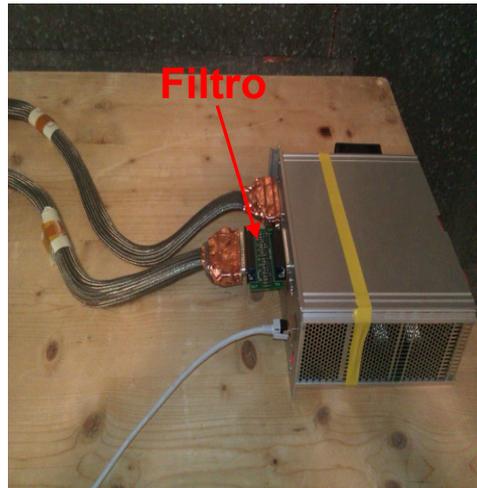


Figura 3.25: Filtro en CM

3.4.3. Emisiones radiadas

Para disponer de una visión global de las emisiones de las PS, se realizaron las medidas correspondientes a las emisiones radiadas, orientadas principalmente a cuantificar la capacidad de radiación de los cables de alimentación y que tienen como origen principal las corrientes de ruido emitidas por las PS. Ha de tenerse en cuenta que las fuentes de alimentación se encuentran a 20 metros de distancia del FEE y la capacidad que sus emisiones radiadas puedan afectar al mismo son nulas, siendo más importante la posible capacidad de los cables a radiar las corrientes de CM emitidas por ellas. Las medidas se componen de mediciones de campo eléctrico (30 MHz a 1 GHz), y de campo magnético (10 kHz a 30 MHz). Estas medidas junto con el estudio de la distribución del ruido a lo largo del cable multiservicio da una idea completa del efecto de los cables en la definición de los niveles de compatibilidad entre las fuentes de ruido y las víctimas (el FEE).

3.4.3.1. Configuración de ensayo

Las medidas de emisiones radiadas en las fuentes se han realizado en una cámara semianecoica en el Laboratorio Eléctrico de ITAINNOVA, para minimizar el impacto del ruido ambiental sobre las medidas. Los elementos auxiliares necesarios (fuente de alimentación externa) para realizar estas medidas, se sitúan en el exterior de forma que su impacto es nulo en las mismas. En este caso el paso del cableado se realiza a través de un tubo pasamuros. Para obtener el peor caso de emisiones, todas las medidas se han realizando rotando la mesa donde se sitúa la fuente de alimentación 360 °, así como se han realizado barridos en altura. Los casos más desfavorables, se obtienen con la antena de medida a 3 metros, para las medidas de campo eléctrico y 1 metro para las medidas de campo magnético. En la Figura 3.26 y Figura 3.27 se pueden observar las configuraciones de ensayo en ambos tipos de medida.



Figura 3.26: Configuración del ensayo para medición campo eléctrico



Figura 3.27: Configuración del ensayo para medición de campo magnético

3.4.3.2. Campo magnético

En primer lugar se han analizado las emisiones de campo magnético emitido por el conjunto fuente de alimentación y cable. En la Figura 3.28 se observa el peor perfil de emisiones del sistema fuente – cable – carga, que corresponde a una posición de la mesa a 0° (posición frontal).

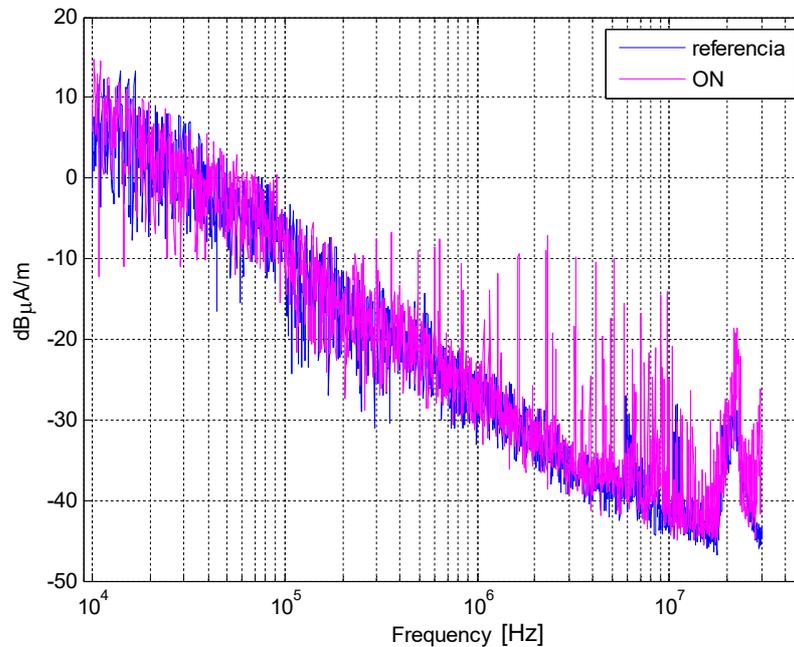


Figura 3.28: Campo magnético Radiado, referencia vs ON

Tal como se observa en la Figura 3.28 las frecuencias de emisión que se observan en el sistema coinciden con los correspondientes a los armónicos de conmutación de la fuente de alimentación. De hecho, el perfil resulta muy similar al de emisiones conducidas observado anteriormente, destacando que en ambos casos la máxima emisión se encuentra alrededor de 1 a 3 MHz.

Uno de los elementos a estudiar a la hora integrar el detector es la conexión de los blindajes, la cual aunque siempre es recomendable, se trata de evitar debido a la complejidad de su implementación en el lado FEE. Con el fin de evaluar y cuantificar el impacto de esta conexión, se procedió a desconectar los blindajes en el lado de la carga y se repitió la medida anteriormente descrita y cuyo resultado se muestra en la Figura 3.29

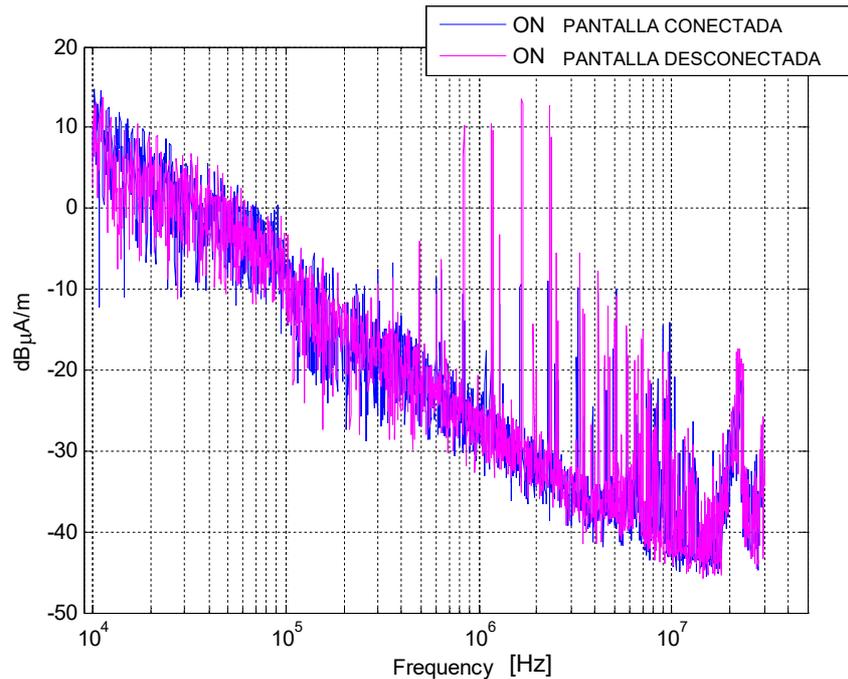


Figura 3.29: Campo magnético radiado. Traza azul con pantalla externa conectada y traza magenta con pantalla externa desconectada.

En la anterior Figura 3.29 se muestran dos cosas que tienen un impacto directo en la elección de la estructura de conexión del blindaje de los cables en el detector. Por un lado se distingue aún mejor cada uno de los armónicos y se reconoce aún más en el perfil de emisiones el modo común asociado a las fuentes. Esto muestra claramente la relación existente entre las emisiones de modo común de las fuentes y la capacidad del sistema a radiar campo magnético. Pero por otra parte el aumento tan grande de las emisiones radiadas, que en algunas frecuencias supera los 20 o 30 dB ponen en evidencia que estas corrientes de modo común que antes conseguían retornar por el blindaje correspondiente (analógico o digital), encuentran ahora un camino de retorno a través de los cables situados en el mazo de cable anexo. Es decir emisiones de modo común asociados a los cables analógicos encuentran retornos a través de algún cable del mazo de cables digital. De esta forma se define un bucle de radiación superior al anterior que hace aumentar sus emisiones. Por lo tanto y como consecuencia de este análisis, resultará fundamental asegurar la conexión de los dos extremos de los cables asociados a cada uno de los mazos (analógico o digital) de cable.

Finalmente, se han analizado las emisiones en modo Stand-by de las fuentes para determinar si hay o no variación de las mismas en estas dos condiciones de operación. En la Figura 3.30 se muestra una comparativa de estos perfiles de emisión donde se observa que son muy similares, siendo en modo On ligeramente superior. Esta diferencia ya se había observado en el análisis de las emisiones de CM analizados en las secciones anteriores, lo que también

refuerza la idea que estas emisiones están motivadas por la circulación de corrientes de modo común a lo largo del sistema.

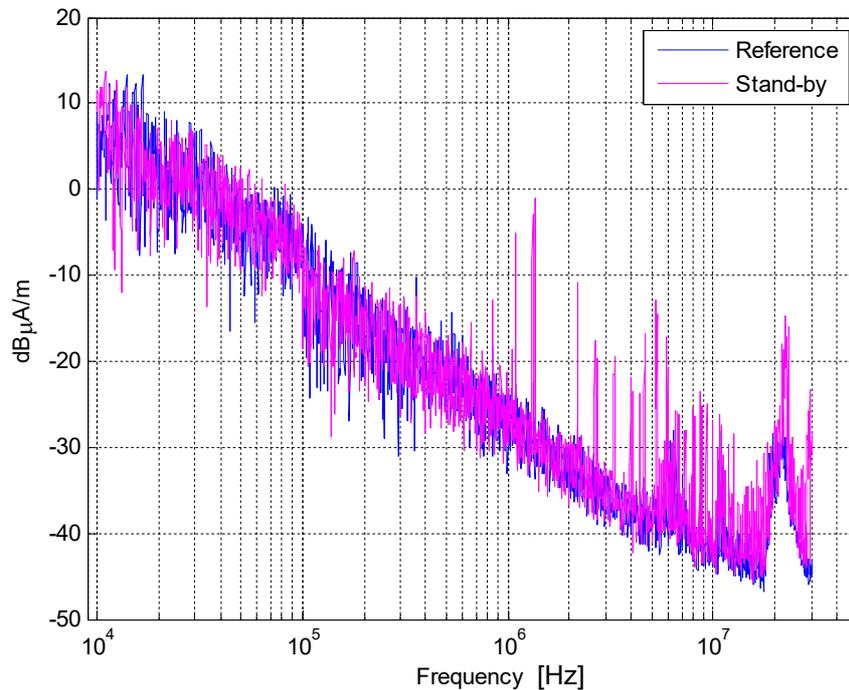


Figura 3.30: Campo magnético radiado, referencia vs Stand-by

3.4.3.3. Campo eléctrico

El proceso de caracterización de emisiones eléctricas, es análogo al proceso de caracterización de emisiones magnéticas. No obstante, dado que la alimentación desde la fuente externa hasta la PS, se realiza a través de un tubo pasamuros, no filtrado, la influencia del mundo exterior en el rango frecuencial asociado a la estaciones de radiodifusión sonora en frecuencia modulada FM (87,5 MHz a 108 MHz), es considerable (Figura 3.31) puesto que el campo radiado se acopla en los cables de alimentación, llegando al interior de la cámara semianecoica. Adicionalmente, se observan picos ambientales en 150 MHz, 200 MHz, 250 MHz, 350 MHz, 400 MHz y 500 MHz, dichos frecuencias no serán tenidas en cuenta en el análisis.

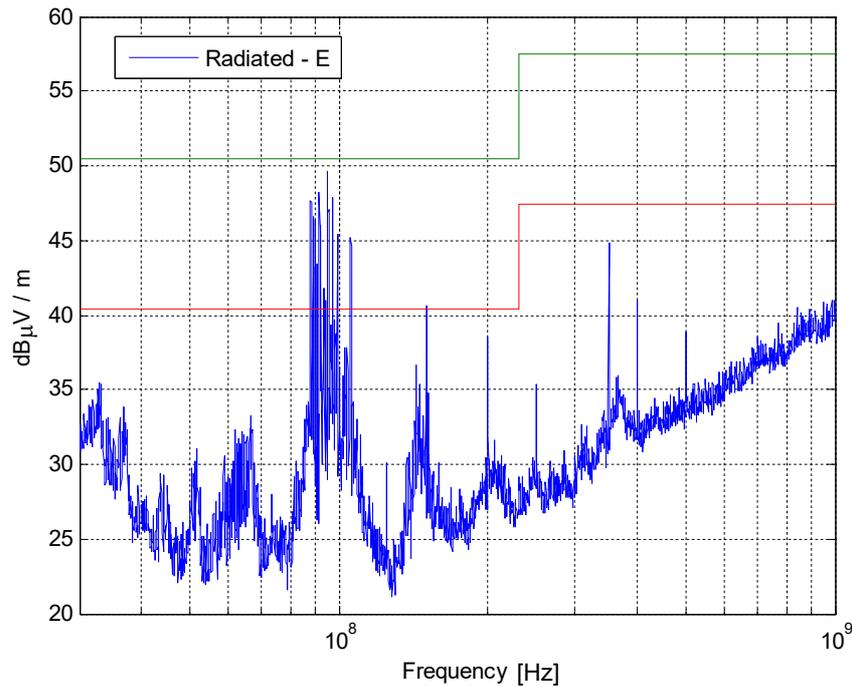


Figura 3.31: Referencia ruido ambiente campo eléctrico

En la Figura 3.32 se observan las diferentes contribuciones, en polarización horizontal y polarización vertical en modo stand-by. En el entorno de 300 MHz, es la zona donde se incrementan las emisiones en torno a 10 dB, respecto al nivel ambiental, el resto de frecuencias tienen un nivel muy similar al nivel de ruido base. En la Figura 3.33 se muestra la comparativa entre los peores casos obtenidos en Stand-by y en On, donde se puede observar que prácticamente tienen una contribución idéntica, siendo la obtenida en modo On ligeramente mayor, el cual se considera como el representativo del peor caso de emisiones de campo eléctrico, teniendo en cuenta el rango bajo del espectro de 30 MHz a 70 MHz.

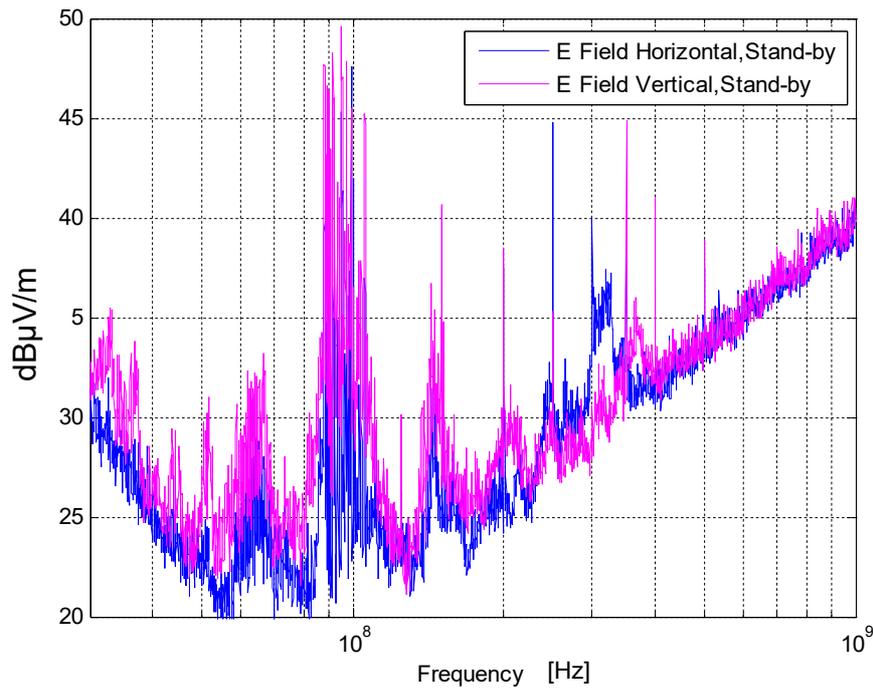


Figura 3.32: Campo electromagnético radiado. Traza azul medida en polarización Horizontal y traza magenta medida en polarización Vertical (Stand-by)

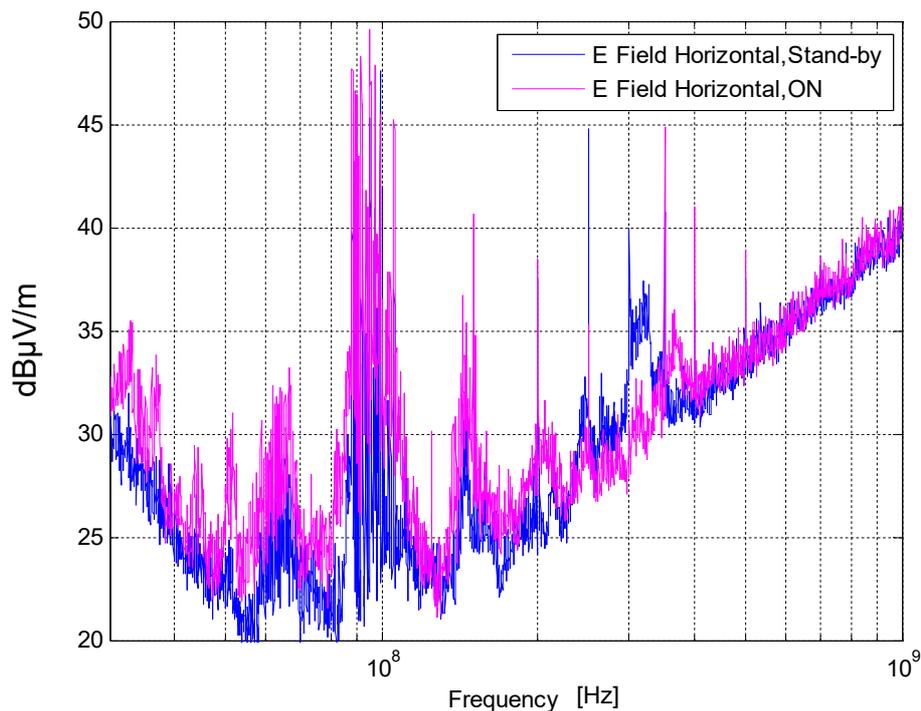


Figura 3.33: Campo electromagnético radiado medido en polarización Horizontal (Stand-by vs On)

Tal como se observa en las gráficas en los espectros de emisión y como era de esperar no es posible reconocer ningún perfil similar a las emisiones conducidas ya que estas emisiones nunca están motivadas por las corrientes CM o DM existentes en el convertidor, sino están motivadas por señales de

reloj o electrónica asociada o en algún caso por la conmutación directa de los transistores que presentan una pobre puesta a tierra de los disipadores térmicos. No obstante en el presente caso debido a la similitud de perfiles de Stand-by y modo On es muy probable que sean motivados por la electrónica auxiliar que lleva la fuente de alimentación para su control. Normalmente éstas emisiones son bajas al estar estos elementos dentro de cajas metálicas que sirven de blindaje, tal como es el caso de la presente fuente. Sin embargo, la aparición de algún pico hace que se deba de tener en cuenta que hay alguna junta o agujero por el que está fugando algo de campo y sea tenido en cuenta en la instalación final de las fuentes.

3.5. CARACTERIZACIÓN DE LAS EMISIONES CONDUCCIDAS DEL FEE

Para llevar a cabo una caracterización completa de las emisiones del FEE y poder obtener información valiosa para la integración del detector, se analizaron las emisiones de RF en dos prototipos diferentes de FEE. En primer lugar, se ha usado un prototipo de FEE de pre-producción denominado EMCM (*Electrically Active Multi-Chip Module*) [48]. Este módulo consta de toda la circuitería y chips pero no incluye la región sensible. Estas primeras medidas se han realizado en el Instituto Max Plank de Munich, en una sala blanca. En esta primera fase se abordaron los efectos asociados a la activación del trigger y una primera evaluación de las emisiones provenientes de los chips DCD, Switcher y DHH. Con posterioridad, se ha realizado la caracterización de las emisiones de un prototipo final de DEPFET (PXD9) [48] en el interior de la cámara semianecoica de certificación de ITAINNOVA. Estas medidas suponen una configuración más cercana a la configuración final del experimento, puesto que se incluyen todos los elementos que forman el sistema de lectura. Ambos procesos de medidas son complementarios y permitieron abordar las emisiones del FEE de forma completa y precisa.

3.5.1. Emisiones FEE: Módulo EMCM

3.5.1.1. Área de ensayo (in situ)

Como hemos adelantado, las medidas in situ se han realizado en una sala blanca situada en el Instituto Max Plank de Física de Munich, sobre un sistema que incluía un prototipo con un módulo EMCM, cables de alimentación, las fuentes de alimentación del PXD y unas fuentes de alimentación externas para suministrar los 24 V que necesita la fuente del PXD para poder funcionar.

El EMCM (Figura 3.34) es un prototipo eléctrico de un módulo de Belle II-PXD, que incluye todos los circuitos del módulo y los chips, pero no integra la región sensible. Así pues, esos módulos son prototipos eléctricos totalmente operativos, que pueden ser configurados y operados normalmente, pero sin el

proceso de lectura de la matriz DEPFET (no hay señal alguna que pueda procesarse o amplificarse).

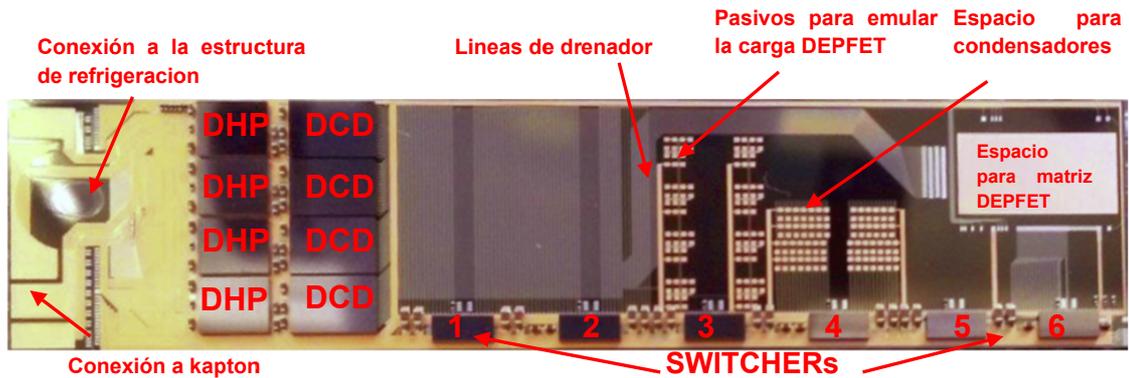


Figura 3.34: Prototipo EMCM

Uno de los 3 ASICS presentados dentro de la electronica que forma parte del FEE es el DHP (*Data Handling Processor*), éste preprocesa los datos del chip DCD y se encarga de transmitir los datos que hayan sido controlados por la señal de trigger. El control del trigger se hace desde el DHE (*Data Handling Engine*), y está sincronizado con el sistema de distribución del reloj del Belle II, recibiendo datos de los chips DHP via 4 señales LVDS (*Low Voltage Differential Signaling*) de alta velocidad (1.6 Gbit/s). Adicionalmente el DHE genera la conexión entre el software de configuración del front-end y el ASICS via control lento (JTAG). [48]. La configuración de ensayo, se puede observar en la Figura 3.35. Las mediciones se han realizado con un analizador de espectros y con pinzas de RF colocadas en determinados puntos de los cables multiservicio (analógico y digital).

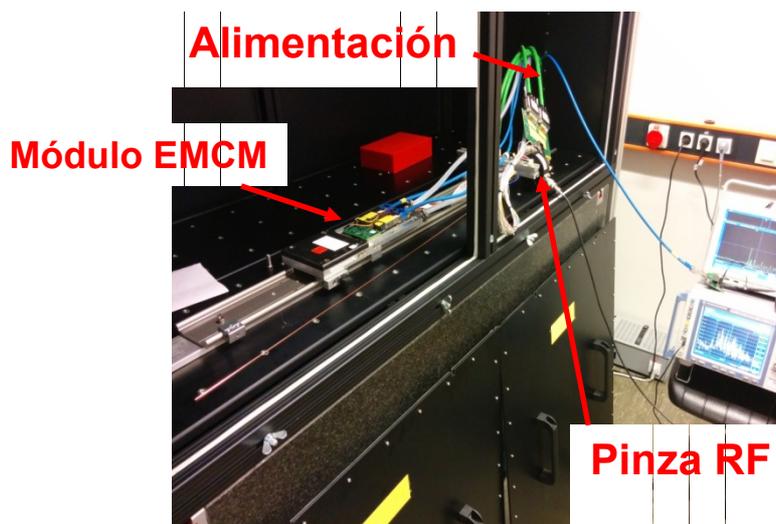


Figura 3.35: Configuración ensayo para emisiones conducidas en prototipo intermedio

3.5.1.2. Condiciones de operación

Se han caracterizado las emisiones del FEE en 5 modos de operación con el fin de diferenciar el origen de éstas y por otro lado evaluar el nivel de ruido ambiente existente en el sistema medido. Los modos de medida son:

- Modo 1: Off: Sistema totalmente apagado. Este modo corresponde al modo necesario para obtener la medida de referencia de nivel de ruido ambiente. En esta caracterización, hay que tener en cuenta que la alimentación externa no se encuentra filtrada, por lo que es muy importante tener caracterizado el perfil de ruido ambiente durante la campaña de mediciones.
- Modo 2: Stand-by: Ps en standby
- Modo 3: On con $V=0$: Ps activa pero con tensión fijada en 0 Voltios
- Modo 4: On con $V=V_{nominal}$ y Analog OFF: Ps activa con las líneas de alimentación configuradas en su tensión nominal de trabajo pero líneas de la parte analógicas no activadas.
- Modo 5: On Sistema totalmente activo.

3.5.1.3. Caracterización y análisis del CM

La caracterización del EMCM, tal como se puede observar en la Figura 3.36 se realizó en un entorno ruidoso si lo comparamos con las emisiones realizadas en el laboratorio de EMC de ITAINNOVA dentro de una jaula de Faraday (Figura 3.16) en la que se realizó la caracterización conducida de las fuentes de alimentación del PXD.

Para facilitar el análisis, se han trazado 2 líneas paralelas situadas en 10 y 40 dB μ A respectivamente, que permiten visualizar más fácilmente el impacto que los modos de operación descritos tienen sobre las emisiones en CM medidas, así como, en las figuras siguientes, un rectángulo rojo que indica la zona del espectro que se ve más fuertemente afectada. La leyenda de las figuras se ha mantenido constante y se ha mostrado en cada figura la traza que corresponde al modo de medida bajo análisis.

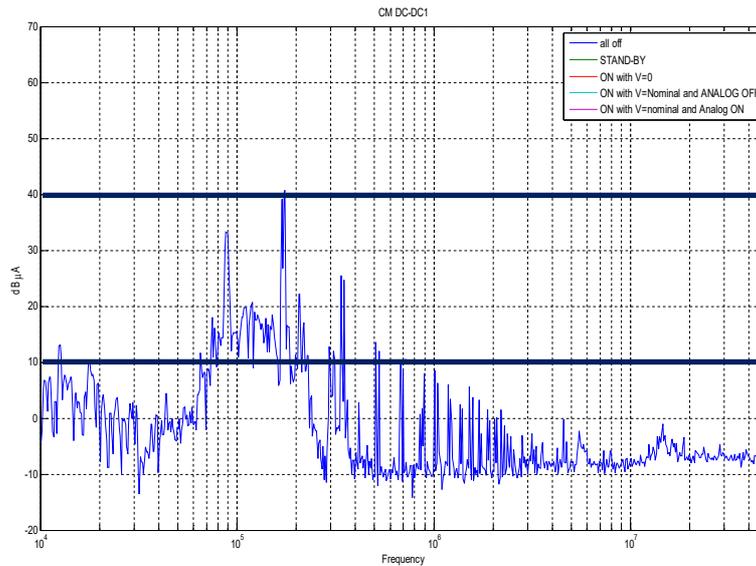


Figura 3.36: Todo apagado

Para obtener la caracterización del CM se realizaron medidas en todas las líneas de los cables multi-servicio de forma similar a las medidas realizadas en las primeras secciones del presente capítulo. Esto ha permitido comparar espectros y desglosar aquellos que vienen de las fuentes de alimentación y aquellas emisiones provenientes de la electrónica de FEE. El análisis se ha focalizado en el peor caso obtenido, que ha sido el CM del convertidor DC/DC1, representativo de la máxima emisión.

Como se puede observar, el proceso seguido para tener adecuadamente caracterizado el sistema ha sido realizar medidas de emisiones incrementando progresivamente la funcionalidad del sistema, que como veremos se correlaciona con un incremento progresivo del perfil de emisiones. Cada condición de operación, tiene un impacto en una región del espectro diferente. Este efecto es repetible en cada uno de los convertidores, aunque ligado a un nivel de emisiones menor que el DC/DC1. En todos los casos, el peor caso se corresponde al prototipo con todo el sistema activo, modo On.

En la Figura 3.37, se muestra el perfil de emisiones asociado al modo Stand-by. El efecto de pasar al prototipo de apagado a dicho modo es un incremento de las emisiones en la zona central 400 kHz y 4 MHz, aunque es un ligero incremento de 3 dB aproximadamente.

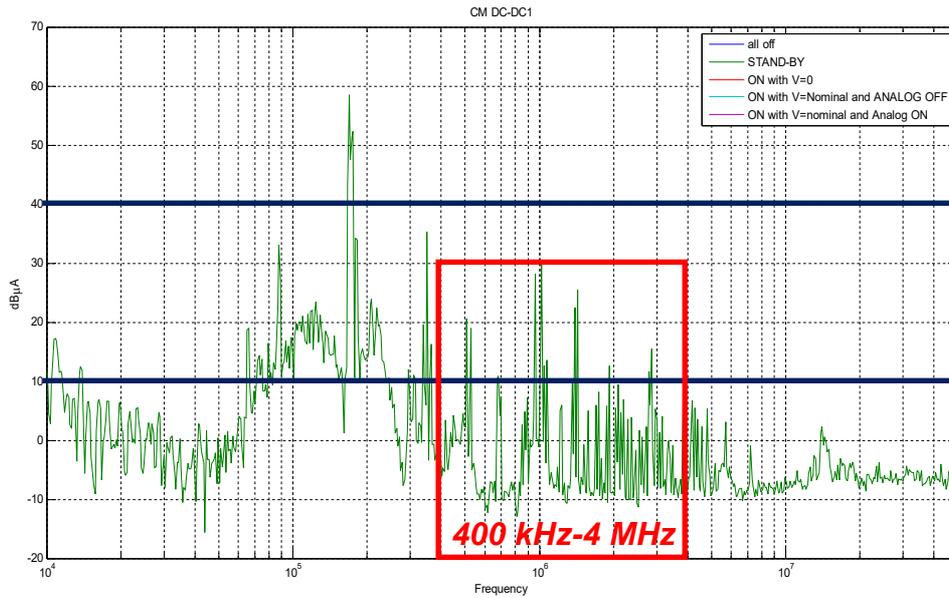


Figura 3.37: Emisiones CM en prototipo intermedio (DC/DC3). Modo Stand-by

Sin embargo, donde se aprecia un incremento mayor en el perfil de emisiones, es en el paso al sistema en modo On con V=0, especialmente en el rango 200 kHz a 7 MHz donde el incremento es muy acusado, de aproximadamente 30 dB respecto a la contribución del modo Stand-by (Figura 3.38)

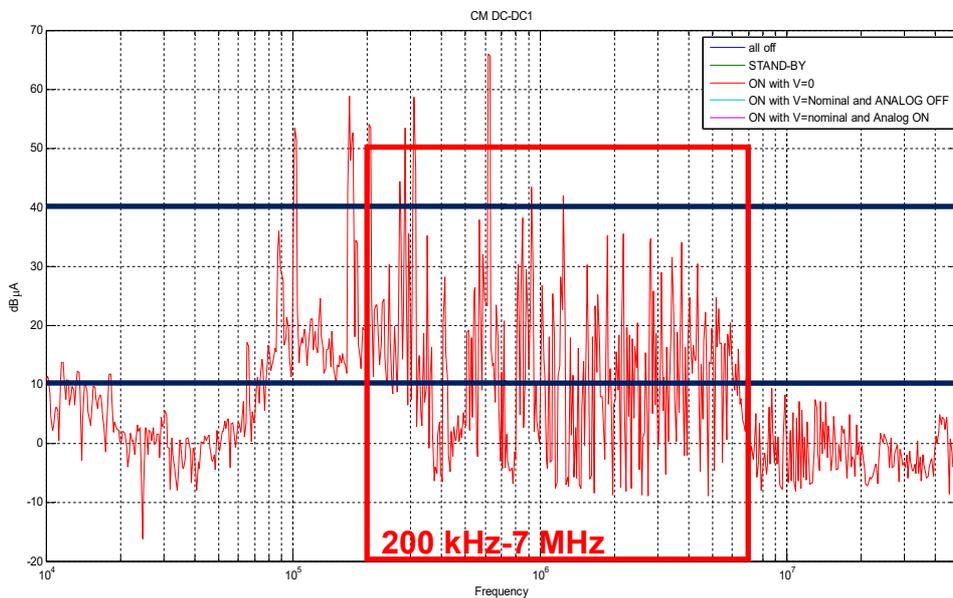


Figura 3.38: Emisiones CM en prototipo intermedio (DC/DC3) Modo On con V=0

Una vez que alimentamos todo el sistema pero mantenemos la zona analógica no activa, se observa un nuevo incremento en la contribución armónica, en este caso en el rango 1 MHz a 7 MHz de aproximadamente 10 dB (Figura 3.39)

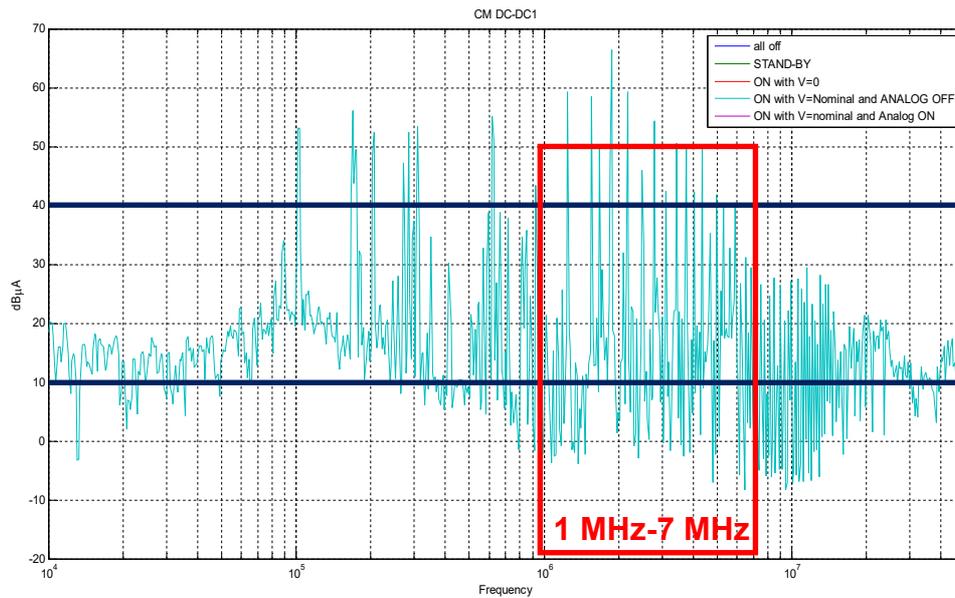


Figura 3.39: Emisiones CM en prototipo intermedio (DC/DC3) Modo On con V=Nominal y ANALOG OFF

Finalmente el peor caso de emisión se obtiene con todo el sistema activo (tanto la parte analógica como la no analógica), incrementando las emisiones en rango 100 kHz a 500 kHz y de 5 MHz a 7 MHz. (Figura 3.40)

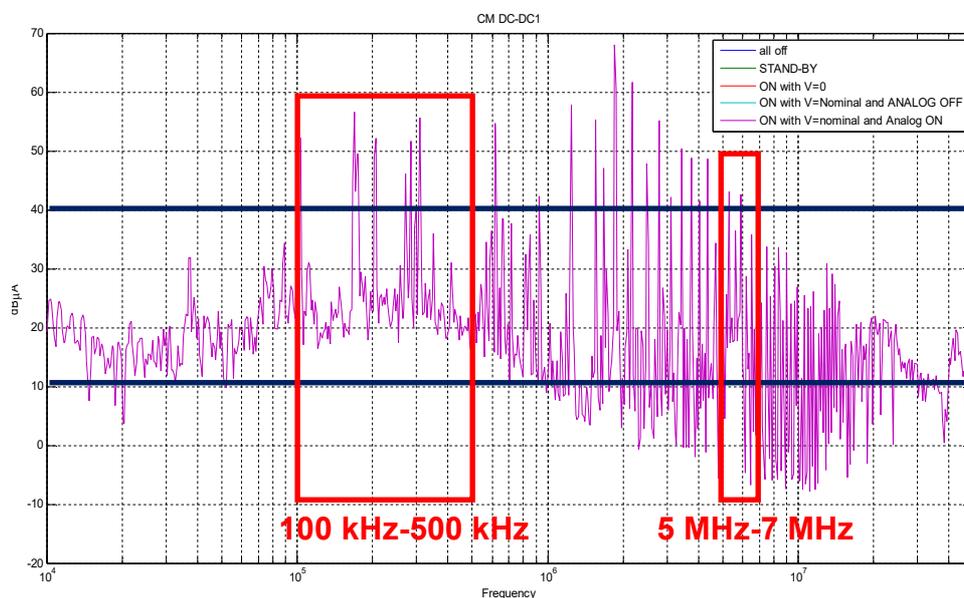


Figura 3.40: Todo ON

Tras analizar todos los casos, el perfil representativo como peor caso de emisiones de modo común se considera el mostrado en la Figura 3.40, es decir con todo el sistema activo.

Dado que la presente caracterización se ha podido realizar con múltiples modos de funcionamiento, se ha podido asociar a cada modo un impacto en una determinada región del espectro. Similares resultados se obtuvieron en las otras líneas de potencia asociadas a los distintos convertidores, poniéndose de nuevo de manifiesto que el modo común medido se comparte entre todas las líneas dando lugar a un espectro en modo común de cada línea muy similar.

Si comparamos los espectros medidos en la fase anterior se puede observar que las emisiones de este prototipo son ostensiblemente mayores que las medidas en las fuentes aisladas, es decir que la electrónica asociada al presente prototipo emite la mayor parte del ruido de alta frecuencia, por lo que en primera instancia, se puede concluir la necesidad de que el PXD deberá ser inmune al ruido generado por sí mismo.

3.5.1.4. Caracterización y análisis del DM

El perfil de ruido ambiente se mantiene como el anterior caso (Figura 3.36). De la misma manera que la caracterización del CM, para poder definir el peor caso de emisión se han realizado medidas en los distintos modos de operación en todos los DM de los convertidores.

De manera análoga, al CM, se produce un incremento de las emisiones correlacionados con la secuencia de los modos de operación descritos. El perfil de emisiones es similar al modo común, no obstante la contribución del DM es menor, principalmente en el rango frecuencial hasta 10 MHz.

Tras analizar todos los casos, el perfil representativo como peor caso de emisiones de modo diferencial se considera el mostrado en la Figura 3.41, es decir con todo el sistema activo. De manera análoga al CM, se han obtenido resultados similares en el resto de líneas de potencia, es decir los perfiles son muy similares en todas las líneas estudiadas.

Se muestra una gráfica representativa del DM con los diferentes modos.

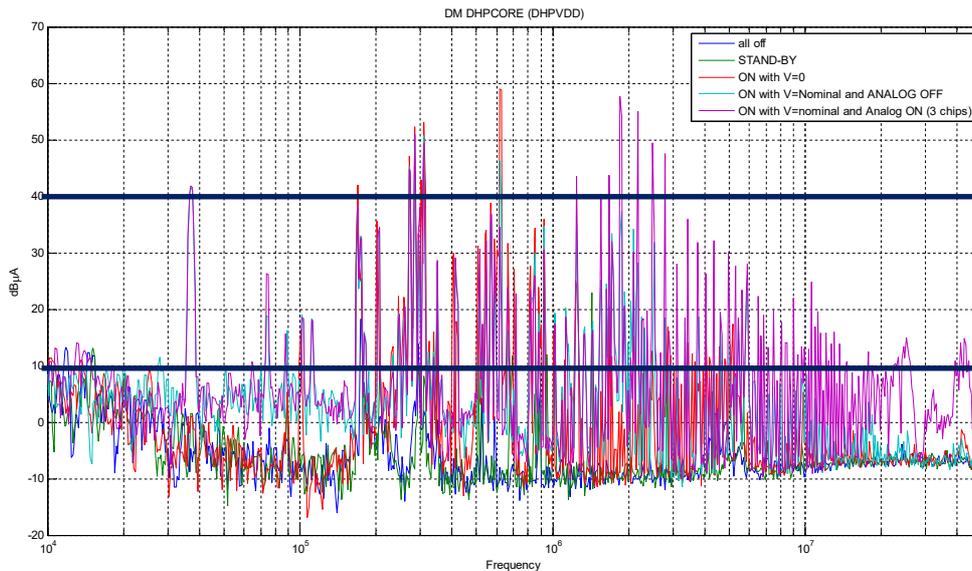


Figura 3.41: CM+DM, línea DHPVDD, todos los modos

3.5.1.5. Comparativa emisiones de CM y DM

Para ayudar a identificar la naturaleza de la emisión del ruido es interesante comparar dos perfiles representativos CM y DM. Si observamos las Figura 3.40 y Figura 3.41 se puede concluir que la propagación en CM es predominante. La contribución máxima se encuentra principalmente en el rango de 600 kHz a 2 MHz, donde la contribución en CM en algunos casos, es superior a 10 dB respecto a la de DM. Es decir, se puede concluir que el peor caso de emisiones del FEE en el prototipo EMCM, corresponde a la contribución en CM. Analizando el proceso de activación progresivo de la funcionalidad electrónica, hemos podido comprobar que las emisiones en modo activo con V=0 supone un incremento notable respecto al modo stand-by, especialmente en el rango 200 kHz a 7 MHz. Al activar las salidas digitales de los convertidores, el incremento de nuevo se centra en el rango de 1 MHz a 7 MHz, siendo las emisiones máximas cuando todas las salidas de los convertidores (tanto analógicas como digitales) se encuentran activas.

3.5.1.6. Análisis del efecto del trigger

Durante las pruebas de puesta en marcha del módulo EMCM se observó que en repetidas ocasiones, al enviar las señales de trigger se producían errores en algunos de los ASICs del FEE que degradaban el correcto funcionamiento del sistema. Para analizar el efecto del trigger sobre el nivel de ruido existente en los cables de potencia, se han realizado medidas (modo diferencial) bajo dos condiciones diferentes, con y sin señal de trigger en el rango de 100 Hz a 20 kHz. Para poder ver el impacto se procedió a evaluar 2 líneas digitales (DHP_VDD y DCD_VDDD) y 2 líneas analógicas (DDvDDA y SOURCE). En la Figura 3.42 se puede observar claramente el impacto que tiene activar el

trigger sobre las emisiones de corriente asociadas a las líneas de alimentación digitales, puesto que se observan a la propia frecuencia de trigger y sus armónicos. Sin embargo, esta activación no tiene impacto sobre las líneas analógicas (Figura 3.43), donde se puede ver que el perfil de emisión es idéntico tanto teniendo la señal de trigger activada como no. Por lo tanto a consecuencia de estas medidas se confirmó que el problema asociado a la degradación de los ASICs es como consecuencia del ruido conducido que aparece en el sistema al activarse las señales de trigger.

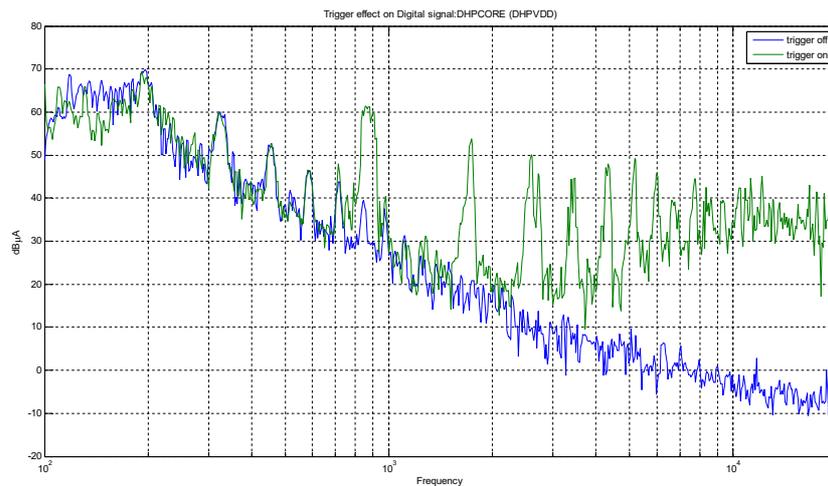


Figura 3.42: Efecto del trigger en señal digitales (DHP_VDD)

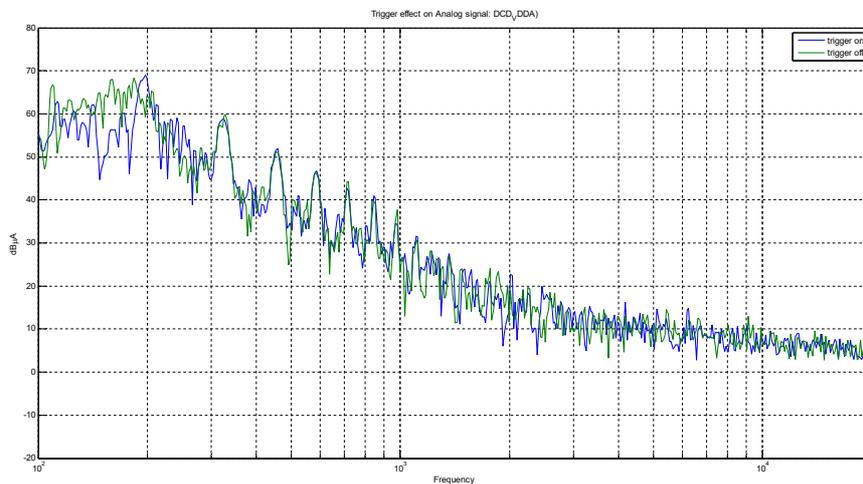


Figura 3.43: Efecto del trigger en señales analógicas (DDvDDA)

3.5.2. Emisiones de FEE: módulo PXD9.

En esta etapa, se ha realizado la caracterización más representativa y cuya configuración más se acerca a la configuración final del experimento. El prototipo de pruebas incluye sensores DEPFET activos y se denomina PXD9 [48]. Este módulo, Figura 3.44, (en contraste con el EMCM) incluye una matriz

DEPFET funcional, corresponden a los módulos de pre-producción de Belle II. Si comparamos ambos módulos PXD9 y EMCM, en el primero se realizaron modificaciones para mejorar las prestaciones de estabilidad de las líneas de alta velocidad. Las modificaciones incluyeron principalmente, rediseños en los pads de distribución, modificación de conectores, minimización de longitudes en los enlaces de alta velocidad, reducción de longitud de los enlaces de alta velocidad, modificaciones en las pistas de la PCB, rediseño de distribución de contactos y modificación del punto de muestreo de las líneas que monitorizan los niveles de voltaje de las señales.

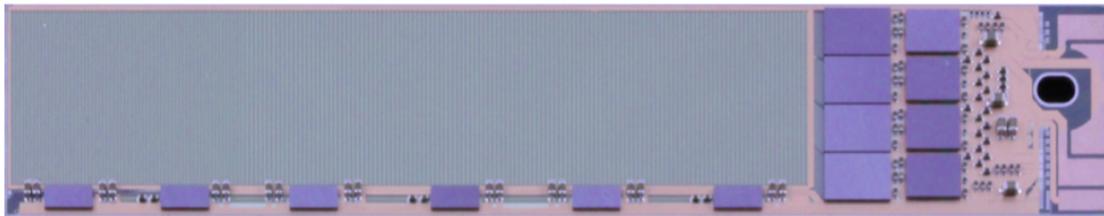


Figura 3.44: Módulo PXD9

3.5.2.1. Configuración de ensayo

La configuración del ensayo ha tratado ser lo más similar a la final en el experimento, de forma que toda la información obtenida con estas medidas pueda ser utilizada en las etapas posteriores del proceso de integración. Para esto, se ha tomado una unidad con un solo módulo y con diversos equipos y unidades auxiliares. La configuración y disposición de los equipos durante la medida se muestra en la Figura 3.45. La descripción de esta configuración de ensayo, en especial los equipos auxiliares se detallan en el capítulo 5, dado que estas pruebas se realizaron tras las pruebas de susceptibilidad conducida.

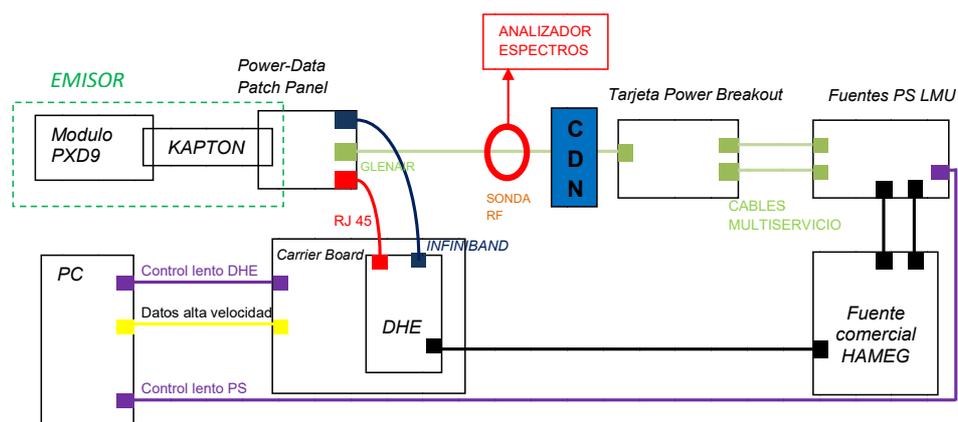


Figura 3.45: Configuración de medida de emisiones del FEE (con CDN)

Uno de los elementos auxiliares de estas medidas ha sido la red de acoplamiento / desacoplamiento CDN que ha tenido que ser diseñada y

construida específicamente para la realización de estas medidas. (Figura 3.47). Estas CDN aseguran que las emisiones medidas entre la CDN y el FEE son generadas por el FEE ya que la CDN actúa como un filtro respecto el nivel de ruido proveniente de las fuentes de alimentación.



Figura 3.46: Configuración de medida sin CDN



Figura 3.47: Configuración de medida con CDN

3.5.2.2. Condiciones de operación

Las medidas se han realizado en 5 modos de operación, detallados a continuación

- Modo1: Off.

Todos los sistemas apagados. La fuente de alimentación externa (Hameg) también está apagada, es decir el sistema completo está totalmente apagado. Es una medida de referencia de medición de ruido ambiente.

- Modo 2: Ambiente (Hameg On con voltajes de salida Off).

La fuente de alimentación externa Hameg está On pero las salida de 24 V están Off. Esta medida es para descartar una posible influencia de la red de suministro externa, no obstante, existe un filtrado previo a la cámara y el suministro proviene de un transformador de aislamiento dedicado específicamente a la cámara.

- Modo 3: Stand-by

Esta condición de operación es una condición de Stand-by. Tanto la fuente Hameg externa como la PS están conectadas, no obstante, no están alimentando a las líneas digitales ni a las líneas analógicas, ni al sistema DEPFET

- Modo 4: PS=On, Electrónica FEE=Off

En esta condición de operación, están activas tanto las líneas digitales como las líneas analógicas, sin embargo la electrónica del DEPFET se encuentra desactivada.

- Modo 5: Sistema On.

Esta condición de operación corresponde al sistema completo activado. Electrónica DEPFET activa, líneas analógicas y líneas digitales activas.

Todas las mediciones realizadas, se han realizado intercalando la CDN y sin intercalar la CDN para poder evaluar el origen de las emisiones. En todas las medidas se ha utilizado un detector de valor máximo con 1 kHz de ancho de banda de resolución.

3.5.2.3. Emisiones conducidas: Caracterización y análisis del CM

En primer lugar, se comprobó el nivel de ruido ambiente o de referencia (Figura 3.48), en este caso en dos etapas, en primera instancia, con todo el sistema apagado (modo1, Off), correspondiente a la traza azul, y posteriormente con la fuente externa Hameg conectada (modo 2), traza roja. Con todo apagado existe un cierto nivel de ruido ambiente entre 2,3 MHz y 3 MHz pero el nivel es inferior a 11,46 dB μ A de ruido. Sin embargo, al conectar las fuentes Hameg, se introduce un considerable ruido, con unos armónicos de banda estrecha muy acusados y múltiplos de 181 kHz, con un nivel de 33 dB μ A.

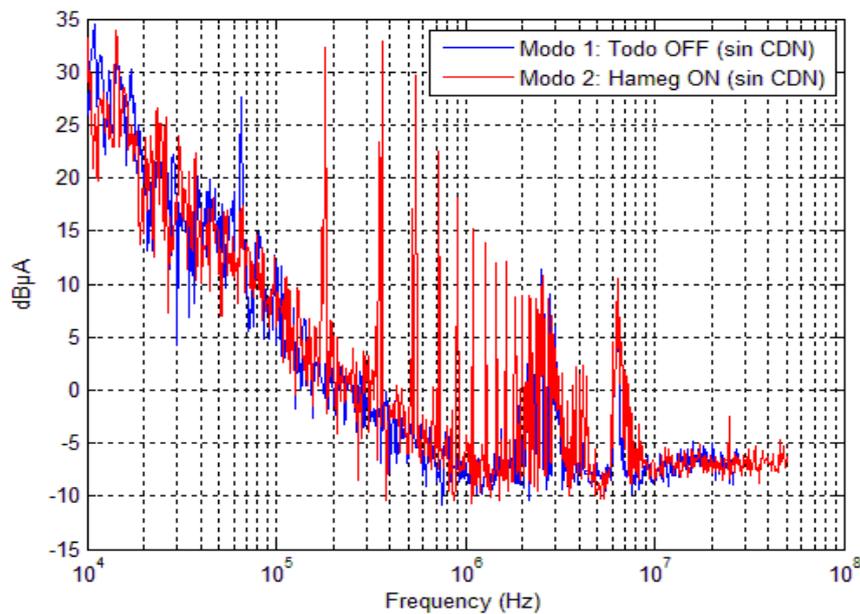


Figura 3.48: Ruido ambiente, sin CDN

Estas mismas medidas ambientales, realizadas intercalando la CDN implementada (Figura 3.49), muestran una influencia menor de la fuente externa. La atenuación proporcionada por la CDN, se puede ver en la Figura 3.50, principalmente se atenúa el rango de frecuencia desde 100 kHz a 1,5 MHz, en torno a 10-15 dB dependiendo de la frecuencia concreta. En alta frecuencia (en entre 10 y 20 MHz) la CDN incrementa las emisiones, no

obstante, la principal zona de interés (contribución más alta) se sitúa fuera de ese rango.

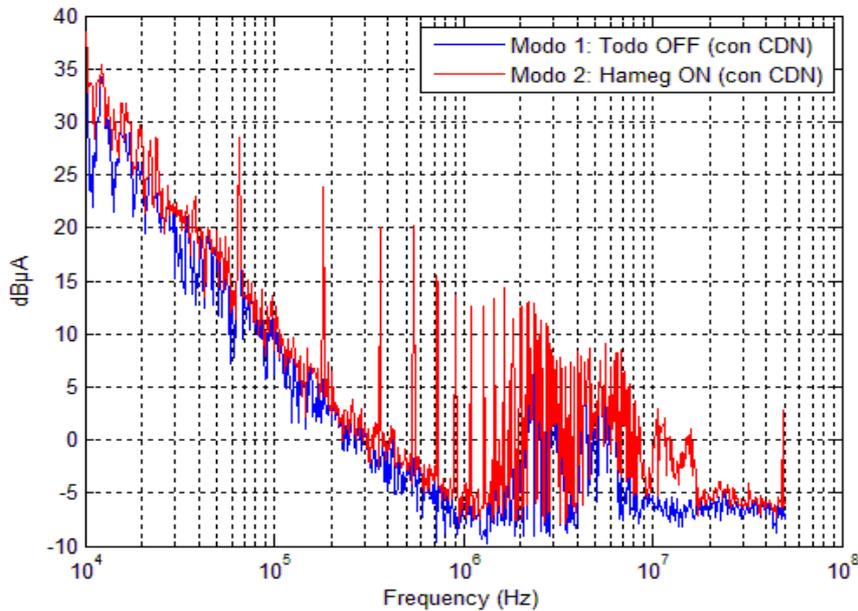


Figura 3.49: Ruido ambiental con CDN

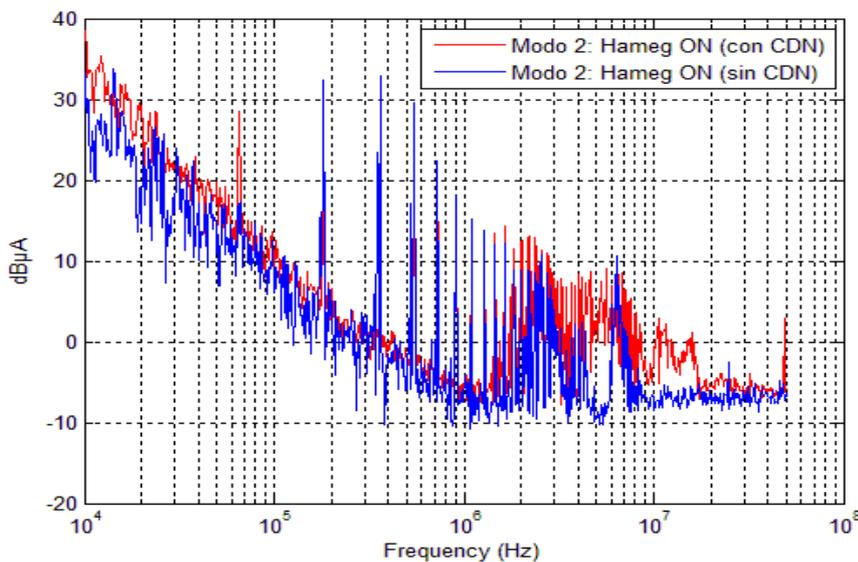


Figura 3.50: Efecto de la CDN en la medida de ruido ambiental

Después de analizar todas las medidas realizadas en modo Stand-by (modo 3), se puede concluir que el perfil de emisiones en CM es muy similar entre convertidores, y muy repetible (Figura 3.51). Los efectos en el rango de frecuencias se pueden dividir en 4 zonas, la primera de baja frecuencia, desde 10 kHz hasta 1 MHz, la contribución del Stand-by es inapreciable, prácticamente ruido ambiental. En el rango 1 MHz hasta 15 MHz donde la contribución de la PS medida de manera aislada es predominante, y finalmente

desde 15 MHz hasta 50 MHz donde la contribución del Stand-by es inapreciable. Así mismo, se puede concluir que los niveles obtenidos en el prototipo final ligados al Stand-by son bajos, próximos al ruido ambiental introducido de las fuentes externas Hameg. Los niveles ambientales existentes durante la caracterización del PXD9 fueron mayores que las los niveles ambientales obtenidos en la caracterización de las PS (son dos emplazamientos distintos), en baja frecuencia, esta contribución ambiental es incluso mayor que la emisión correspondiente al modo Stand-by de la fuente aislada.

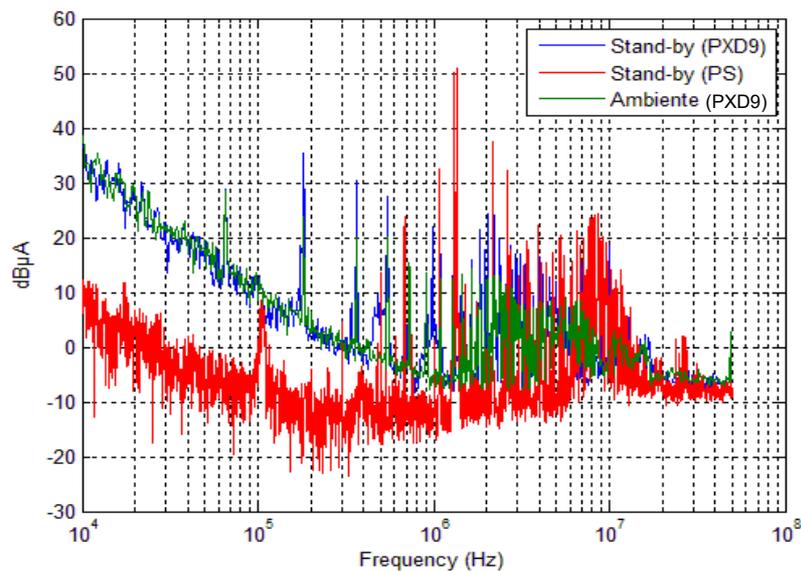


Figura 3.51: Comparativa de emisiones CM en Stand-by (con CDN)

Después de analizar las medidas realizadas en modo On (modo 5), en el prototipo final y compararlas con las peores emisiones obtenidas en la caracterización de la fuente de alimentación aislada, Figura 3.52, se puede concluir que el perfil de emisiones en CM en modo activo es muy similar entre convertidores y muy repetible. Los efectos sobre el rango frecuencia se pueden dividir en 4 rangos, el primer rango (10 kHz a 500 kHz) donde el CM predominante es el ruido procedente del FEE y es muy bajo, próximo a nivel ambiental, el segundo rango (500 kHz a 1 MHz) donde el CM predominante es el ruido del FEE, con una contribución mayor que en el rango anterior, el tercer rango (1 MHz a 10 MHz) donde la contribución de la fuente es mayor (teniendo en cuenta que las emisiones de la fuente, en el prototipo final son sensiblemente menores que midiéndolas de manera aislada), y finalmente el cuarto rango (10 MHz a 50 MHz) donde el ruido predominante proviene del FEE.

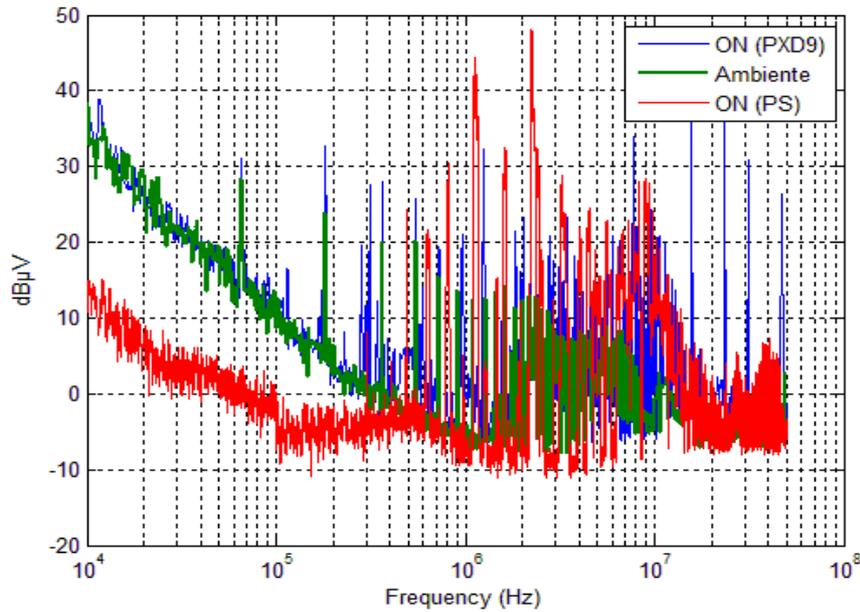


Figura 3.52: Comparativa de emisiones CM en Modo On (PS vs PXD9)

Resulta interesante, agrupar en una misma gráfica (Figura 3.53) la evolución de las contribuciones de las distintas fases, la traza roja correspondiente a las emisiones asociadas a la PS (fase1), la traza azul las mediciones en el prototipo intermedio EMCM (fase 2) y la traza verde asociadas al prototipo final (fase 3). La trazas negras corresponden a los distintos niveles de ruido ambiente.

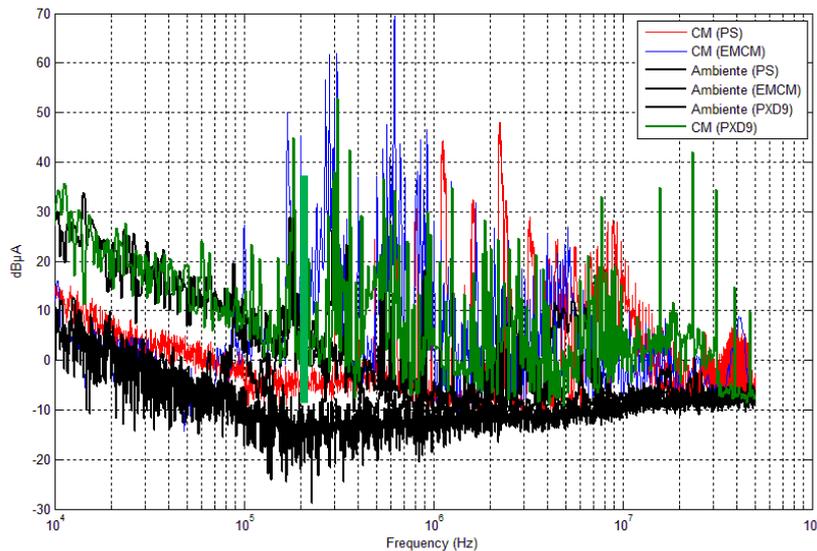


Figura 3.53: Comparativa de emisiones CM en Modo On (PS vs PXD9 vs EMCM)

Tras analizar las mediciones en DM, se ha comprobado que las emisiones son ostensiblemente menores que en CM en el prototipo final, por lo que el análisis se ha centrado en el modo común, donde se ha podido comprobar, que la

emisión predominante del detector PXD, proviene de la electrónica asociada al FEE, donde se observan armónicos de 40 kHz hasta 500 kHz, con una caída de aproximadamente 30 dB por década. En el rango medio, la contribución se completa con el CM de la fuente PS en el rango 200 kHz a 5 MHz, y finalmente en la contribución del rango alto, se observan armónicos de 7 MHz del FEE.

3.6. CONCLUSIONES

En el presente capítulo se han caracterizado las emisiones del detector PXD. En una primera fase de caracterización, se ha analizado la contribución de las fuentes de alimentación de manera aislada. Estas fuentes han presentado unos perfiles de emisiones muy estables y repetibles asociadas tanto a los distintos convertidores que las componen, como asociadas a los distintos modos de operación de dichas fuentes. De esta manera, se ha podido concluir que el modo de propagación predominante es el modo común, y su máxima contribución está centrada en el rango frecuencial comprendido entre 300 kHz y 10 MHz. Las emisiones máximas se obtienen con el sistema totalmente activo. Tanto en el rango inferior (menor a 300 kHz) como en el rango superior (por encima de 10 MHz), la contribución se considera baja y próxima a niveles de ruido ambiente. En cuanto a las emisiones en modo diferencial de estas fuentes, en todos los casos son ostensiblemente menores que las asociadas al modo común, y de manera análoga son máximas con todo el sistema activo. Con la finalidad de tener una solución disponible en etapas posteriores de integración, (y si es necesario minimizar las emisiones conducidas en el rango indicado), se ha implementado y probado un filtro.

Finalmente, la caracterización radiada se ha orientado a cuantificar la capacidad de los cables de alimentación para radiar las corrientes de ruido emitidas por las fuentes de alimentación. En relación al campo magnético radiado, se ha podido observar que las frecuencias de emisión son coincidentes con los armónicos de conmutación de dichas fuentes. Adicionalmente se ha estudiado el efecto de la conexión de los blindajes en los niveles de campo radiado obtenidos y claramente se ha puesto de manifiesto el impacto directo que esto tiene sobre los niveles obtenidos, siendo recomendable la conexión de las pantallas en ambos extremos, para poder facilitar el retorno de las corrientes (a través de dichos blindajes), evitando de esa manera un retorno a través de cables situados en los mazos cercanos, y consecuentemente eliminando el bucle de radiación asociado que ello implica. Respecto a las emisiones de campo eléctrico en todos los casos, se consideran muy bajas, no siendo a priori problemáticas.

La segunda fase de caracterización, centrada en las emisiones conducidas de la electrónica de cabecera (FEE), se hizo en dos etapas, por un lado, en un primer prototipo denominado EMCM (que no incluye región de píxeles activa) y en segunda etapa, centrada en un prototipo final denominado PXD9, más

cercano a la configuración final del experimento, incluyendo tanto la región activa como todos los elementos asociados al proceso de detección y lectura. Para realizar esta segunda fase, se realizaron multitud de medidas en distintos modos de operación con el objetivo de poder diferenciar el origen de éstas. En todos los casos se ha podido comprobar que la propagación en CM es predominante y es máxima cuando toda la electrónica se encuentra operativa, siendo la contribución de la electrónica del FEE predominante respecto a la contribución de las fuentes aisladas.

Un efecto específico bajo estudio, fue el efecto que suponía la activación del trigger en el sistema, puesto que durante la puesta en operación, algunos ASICs del FEE se degradaban, impidiendo de esa manera la correcta detección de las partículas. Se pudo constatar, que el problema asociado a la activación del trigger era consecuencia del ruido conducido que aparecía asociado a dicha activación. Adicionalmente se pudo analizar experimentalmente que dicho impacto se producía tan sólo sobre las líneas digitales, no apareciendo en las líneas analógicas. En la segunda etapa de la fase 2 de caracterización (correspondiente a la caracterización de las emisiones conducidas del FEE, pero con el módulo PxD9), se ha podido constatar, que la propagación en modo común es claramente predominante, siendo de nuevo, la contribución máxima con toda la electrónica activa. Los perfiles de emisiones en CM obtenidos en todos los casos han sido muy similares entre convertidores y muy repetibles. Los perfiles de emisiones en modo diferencial son ostensiblemente menores. En todas las configuraciones sometidas a estudio se ha puesto de manifiesto que la emisión predominante del detector PxD proviene principalmente de la electrónica asociada al FEE (en general en todo el rango estudiado, y especialmente en el rango inferior a 1 MHz y en el rango superior a 10 MHz). Tan sólo en zonas puntuales del rango central (1 a 10 MHz), el ruido tiene su origen predominante en las fuentes de alimentación.

Como conclusiones finales, que tendrán implicaciones en la integración final del experimento, indicar que la caracterización expuesta ha servido para poner de manifiesto que la electrónica asociada al prototipo PxD9 emite la mayor parte del ruido conducido en el rango de 9 kHz a 1 MHz y de 10 MHz a 50 MHz, siendo necesario que el detector sea inmune al ruido generado por sí mismo, y por otro lado, han quedado definidos y establecidos los niveles de emisiones que servirán para la definición de los nuevos límites para los elementos integrantes del experimento (especialmente a las fuentes de alimentación, en el rango de 1 MHz a 10 MHz), que permitirán garantizar la deseada compatibilidad electromagnética del sistema.

3.7. REFERENCIAS

- [33] F.Arteche, C.Esteban, M. Iglesias,C. Rivetta, F.J. Arcega, I. Vila. “*DC/DC switching converter based power distribution vs Serial power distribution: EMC strategies for SLHC tracker up-grade.*” International Topical Workshop on Electronics for Particle Physics (ISBN: 978-92-9083-335-2), Vol 1, pp 384-389.
- [34] F.Arteche, C.Esteban, I. Echeverria, M.Iglesias, M. Johnson, W.Cooper. “*Power Network impedance effects on noise emission of DC/DC converter*”, Proceedings International Topical Workshop on Electronics for Particle Physics.
- [35] S. Rummel. “*The power supply system for the DEPFET pixel detector Belle II*”. Ludwig Maximilians Universtitat, Coulombwall 1, D-85748 Garching, Germany b Excellence ClusterUniverse, Boltzmannstr.2, D-85748 Garching, Germany
- [36] R.Redl. “*Electromagnetic Environmental Impact of Power Electronics Equipment*”, Proc. of the IEEE. 89 (2001) 926.
- [37] IEC 61000-6-4:2006/AMD1:2010/ISH:2011 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 6-4: Generic standards - Emission standard for industrial environments. (International Electrotechnical Commission standard)
- [38] IEC 61000-6-3:2006/AMD1:2010/ISH:2011 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 6-3: Generic standards - Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments. (International Electrotechnical Commission standard)
- [39] IEC 61000-3-2:2014 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). (International Electrotechnical Commission standard)
- [40] IEC 61000-3-3:2013/AMD1:2017 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-3: Limits - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current ≤ 16 A per phase and not subject to conditional connection. (International Electrotechnical Commission standard)
- [41] IEC 61000-3-11:2000 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-11: Limits - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems - Equipment with rated current ≤ 75 A and subject to conditional connection. (International Electrotechnical Commission standard)
- [42] IEC 61000-3-12: 2011 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-12: Limits - Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤ 75 A per phase. (International Electrotechnical Commission standard)
- [43] CISPR 11:2015 Industrial, scientific and medical equipment. Radio-frequency disturbance characteristics-Limits and methods of measurement. (International Special Committee on Radio Interference of International Electrotechnical Commission)
- [44] CISPR 32:2015 Electromagnetic compatibility of multimedia equipment. Emission Requirements. (International Special Committee on Radio Interference of International Electrotechnical Commission)

- [45] FCC CFR47, Part 15, Subpart B (Rules and regulations for Title 47, Code Federal Regulations)
- [46] A.Kempski, R. Smolenski, "*Decomposition of EMI noise into Common and Differential noise in PWM inverter drive system*", Electrical Power Quality and Utilisation Journal, Vol. XII, No. 1, 2006.
- [47] L.Youn Hee, A. Nasiri, "*Conductive CM and DM Noise Analysis of Power Electronic Converters in Electric and Hybrid Electric Vehicles*", 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 392 – 398, Arlington (EEUU), 9-12 Sep. 2007
- [48] F.Müller. "*Characterization and Optimization of the Prototype DEPFET modules for the Belle II Pixel Vertex Detector*", Dissertation der Fakultät für Physik der Ludwig Maximilians Universität München
- [49] S.Rummel. "*The power supply system for the DEPFET pixel detector at Belle II*", Proceedings of the 8th International Hiroshima Symposium on the Development and Application of Semiconductor Tracking Detectors, Academia Sinica, Taipei, Taiwan, December 5-8, 2011. Vol 699. 2013, p.51
- [50] MIL-STD-461G, 11 December 2015. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment (United States Military Standard)
- [51] RTCA DO-160 E, December 9, 2004. Environmental conditions and test procedures for Airborne Equipment (Radio Technical Commission for Aeronautics standard)
- [52] M.Iglesias, I.Echeverría, F.Arteche, J.Piedrafita, A.Pradas, J.De Clerq. "*EMC mapping of a power train for fully electric 4-wheel drive vehicle*". 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility", ISBN 978-1-4799-3226-9. D.O.I: 10.1109/EMCEurope.2014.6930942
- [53] M.C.Esteban, F.Arteche, J.Arcega, M.Iglesias, M.Johnson, W. Cooper. "*Conducted and radiated noise distribution on Pt rod Power network for CMS tracker update*", TWEED 2012 Topical Workshop on Electronics for Particle Physics
- [54] "*Belle II Technical Design Report*". KEK Report 2010-1 October 2010. High Energy Accelerator Research

Capítulo 4

Distribución de ruido electromagnético en el cable multiservicio

Tal como vimos en el capítulo 1, la electrónica asociada al sensor (FEE) del PXD se compone de 3 tipos de ASICs, con 15 voltajes diferentes de operación. Dichos voltajes se suministran mediante un conjunto de fuentes de alimentación que se encuentran situadas a una gran distancia (15-20 metros) del detector. Con el fin de suministrarle potencia, tensiones de polarización, datos y monitorización remota se utiliza un cable complejo (denominado cable multiservicio) compuesto por más de 30 conductores y dos tipos de pantallas. Este cable presenta la particularidad que su trazado atraviesa el experimento hasta su parte central por lo que es susceptible de emitir ruido o recibir ruido principalmente de otros sub-detectores. Por lo tanto resulta muy importante

evaluar las cuestiones asociadas a los fenómenos de ruido electromagnético en dicho cableado, sobre todo teniendo en cuenta que supone una conexión de baja impedancia hacia el FEE desde el mundo exterior.

En el presente capítulo se va a exponer el estudio centrado en los aspectos de ruido asociados al cable multiservicio basado en la teoría de Líneas de Transmisión Multi-conductoras (MTL). Se va a presentar tanto el análisis de la propagación como la distribución del ruido conducido y sus efectos en el sistema PXD. El equilibrio entre los parámetros de los cables, los filtros y las conexiones a tierra definirán el comportamiento del FEE frente al ruido electromagnético generado por las fuentes de alimentación. El impacto de estos parámetros se estudiará utilizando simulaciones numéricas basadas en modelos MTL [55],[56],[57] extraídos de muestras reales. En las siguientes secciones del capítulo se procederá a indicar el método seguido en la caracterización del cable multiservicio, a través de las matrices R, L, C, G, que permitirán poder caracterizar las funciones de transferencia asociadas a la propagación y distribución del ruido, así como evaluar efectos de corrientes circulando por la pantalla y efectos de campos EM incidentes desde el exterior. Esta metodología de modelado ha sido utilizada anteriormente en estudios de propagación de ruido asociados a cables de potencia largos,[58],[59],[60],[61], extendiendo este uso a otras aplicaciones tales como industria o el sector de automoción. No obstante, es la primera vez que esta metodología se aplica a un cable multi-conductor (30 conductores), con doble blindaje en un detector de física de partículas y en el que se tienen en cuenta efectos estadísticos asociados a la variabilidad de los parámetros geométricos y su impacto en la propagación y acoplamiento de ruido. Estos estudios de simulación permitirán definir el nivel de ruido presente en el área del vértice de colisión debido al ruido acoplado a dicho cable y analizar cómo este ruido se distribuye internamente entre los conductores que lo forman. Este segundo punto es especialmente importante ya que permitirá definir los conductores internos con mayor nivel de ruido y ver si estos corresponden o no con áreas críticas de conexión del FEE. Estos estudios son un paso imprescindible en la caracterización del ambiente electromagnético del PXD para poder asegurar la correcta integración del detector en el experimento final.

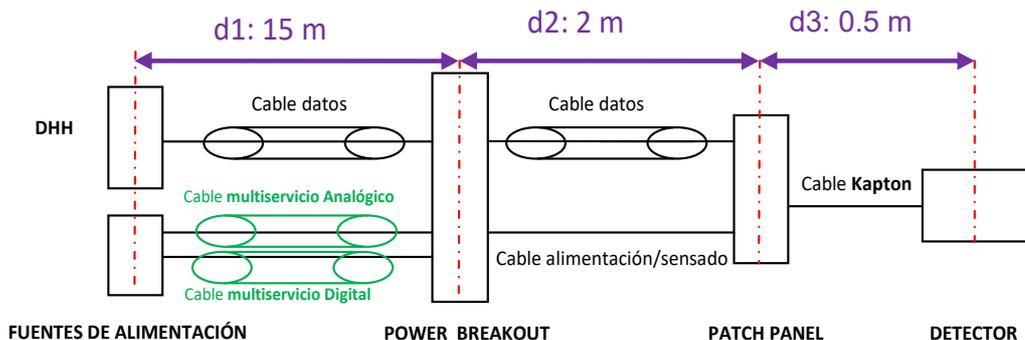


Figura 4.1: Esquema de puertos de acceso de potencia y datos del PXD

La alimentación del sistema PXD se suministra de manera remota mediante varias fuentes de alimentación situadas en la parte superior del detector a unos 20 metros del FEE (Figura 4.1). Estas fuentes de alimentación están formadas por diversos convertidores DC/DC y reguladores lineales que presentan un retorno común tal como se ha explicado con detalle en el capítulo anterior y se muestra en la Figura 4.2. Como resultado, la propagación de ruido a través del cable multiservicio debe ser analizada puesto que tiene un impacto directo en la cantidad de ruido que puede alcanzar las áreas más susceptibles tanto del PXD como del SVD.

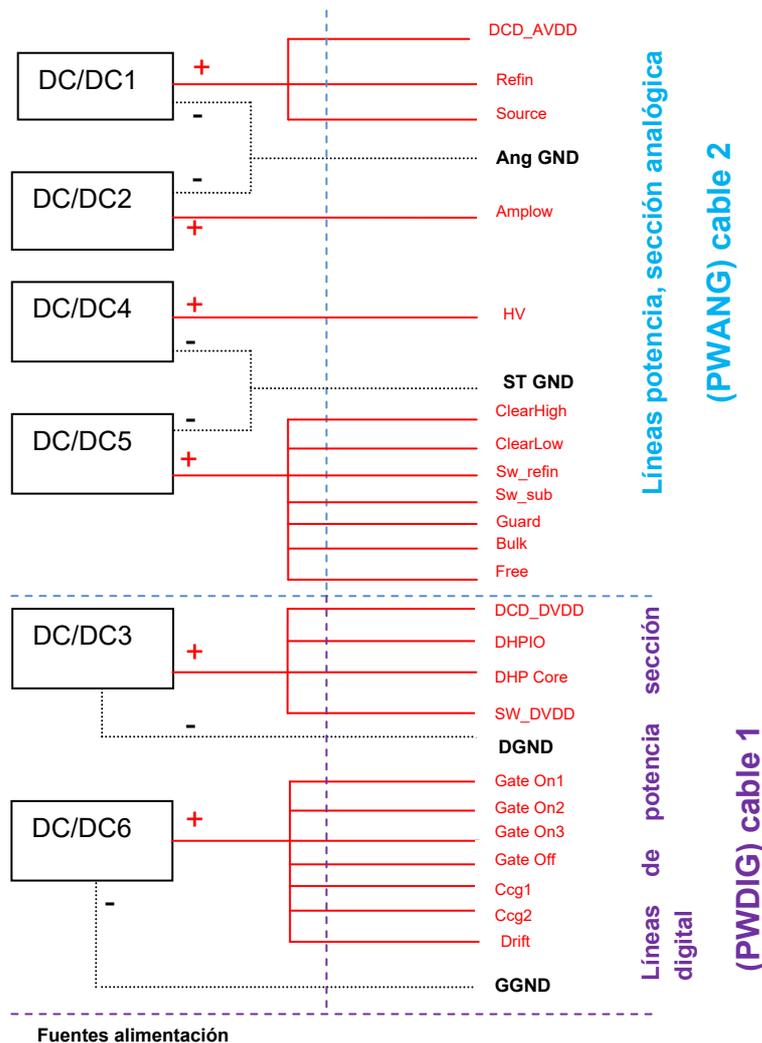


Figura 4.2: Conexión de las fuentes de alimentación a los cables de potencia (líneas de potencia para alimentación de sección analógica y sección digital del FEE)

4.1. CABLE MULTISERVICIO DEL PXD

El cable multi-servicio del PXD distribuye tres tipos de señales, señales de potencia, señales de polarización (bias) y señales correspondientes a las líneas de captación de señal (sense lines). Se compone de 30 conductores de cobre de diferente sección y se utilizan dos pantallas de aluminio y una pantalla externa de cobre (Figura 4.3). A continuación se muestran las características de construcción, dimensión y parámetros técnicos principales:

Tabla 4.1: Características principales del cable multiservicio del PXD

Sección conductores:	4x18 AWG+1x14 AWG+1x20 AWG+12x2x26 AWG
Material conductor:	Hilo de cobre desnudo trenzado
Aislamiento:	Sabix ®
Cableado:	13 conductores (1x14 AWG, 1x20 AWG, 3x18 AWG y 4x2x26 AWG) están cableados dentro de una primera capa de aluminio. El resto de conductores, 17, (8x2x26 AWG+1x18 AWG) se ajustan mediante una segunda capa de aluminio.
Pantalla Exterior:	Cobre estañado trenzado
Dimensiones:	15 mm diámetro máximo exterior.
Peso:	233 kg/km de los cuales 158,9 kg/km son los asociados al cobre
Resistencia máxima radiación:	10 Mrad



Figura 4.3: Disposición interna de los conductores

4.1.1. Modelo de líneas multi-transmisión (MTL)

Las prestaciones del cable se han evaluado utilizando la teoría MTL (Multi-conductor Transmission Line) [55],[56],[57]. Esta aproximación asume un modo transversal electromagnético (TEM). En este modo de propagación, las componentes de campo magnético y eléctrico se encuentran en el plano perpendicular a la dirección de propagación, presentando una distribución estática en dicho plano. De esta forma, el cable puede representarse como un conjunto de parámetros por unidad de longitud los cuales dependen de las propiedades y geometría del cable (matrices R, L, C, G). Una vez que las condiciones de contorno se aplican mediante las correspondientes impedancias de carga y fuente, se obtiene la solución en forma de vectores de tensión e intensidad en el dominio de la frecuencia. Debido al efecto pelicular, las corrientes y voltajes en la pantalla pueden separarse en sistema interno y externo (Figura 4.4). El sistema interior se compone de los conductores internos del cable y la cara interna de la pantalla como referencia. El sistema externo modela la interacción del entorno con la pantalla e incluye el efecto de la propagación de las señales entre la pantalla y la estructura del sistema [40].

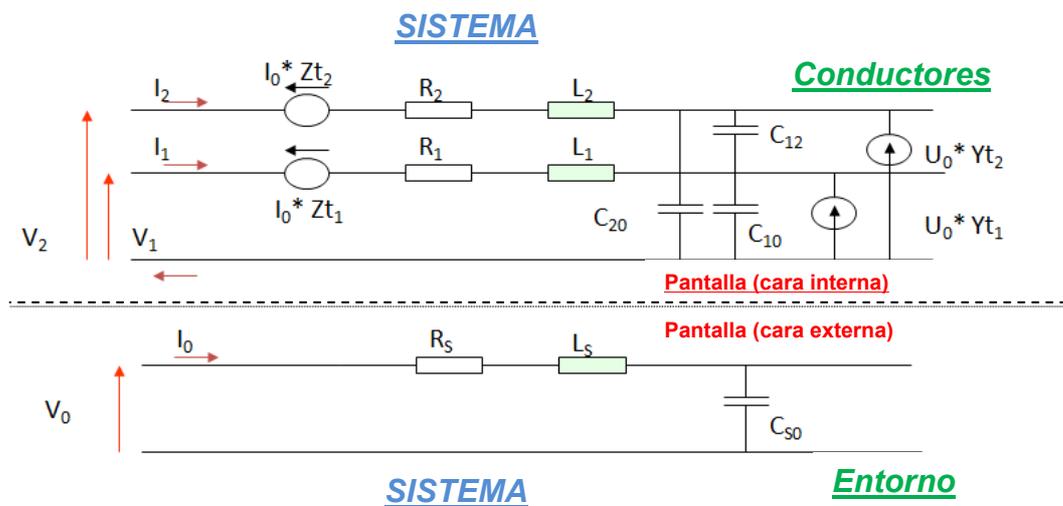


Figura 4.4: Modelo de línea de transmisión para cable apantallado

Esta línea de transmisión puede ser modelada por las siguientes ecuaciones diferenciales con la coordenada z a lo largo de la línea:

$$\frac{\partial}{\partial z} V(z, t) = -R \cdot I(z, t) - L \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) + Z_t \cdot I_o(z, t) \quad (4.1)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} I(z, t) = -G \cdot V(z, t) - C \frac{\partial}{\partial t} V(z, t) + Y_t \cdot U_o(z, t) \quad (4.2)$$

Siendo Z_t la impedancia de transferencia, Y_t es la admitancia de transferencia, I_o la corriente fluyendo a través de la cara externa de la pantalla, y U_o es el

voltaje entre la pantalla y la referencia con el entorno. La impedancia de transferencia Z_t puede expresarse en función de la frecuencia: [63], [64],[65]

$$Z_t = Z_d(\omega) + j \cdot (M_h \pm M_b) \quad (4.3)$$

donde Z_d es la componente de acoplamiento por difusión (*diffusion coupling component*), debido al efecto pelicular de la pantalla, M_b es la componente asociada a la inductancia de la pantalla, definida como el acoplamiento entre la capa externa e interna de la pantalla, y M_h es la componente asociada al acoplamiento por apertura (*aperture coupling*), definida como el acoplamiento entre los propios huecos de la pantalla. Este último parámetro juega un rol importante en el valor de la impedancia de la pantalla en altas frecuencias. La impedancia de transferencia es la que definirá la cantidad de ruido que se acopla en los conductores internos (Y_t y G son despreciables).

De cara a obtener el modelo MTL, el cable multiservicio puede dividirse en 3 sistemas:

- Sistema externo: Corresponde al apantallamiento externo, compuesto por una pantalla de cobre y una cinta de aluminio.
- Sistema intermedio: Corresponde al sistema steering, compuesto por las líneas de potencia steering (steering lines), líneas de captación de señal (sense lines) y retorno común STGND.
- Sistema interno: Corresponde al sistema analógico o digital, cubierto por la primera pantalla y compuesto por las líneas de potencia analógicas o las digitales. Tal como se explicó en anteriores capítulos existen dos cables multiservicio en el sistema PXD, de idéntica topología, en uno de los cuales se distribuyen las líneas que alimentan a la sección analógica y en el otro las líneas que alimentan a la sección digital.

En la Figura 4.5 se puede observar la división de los tres sistemas indicados:

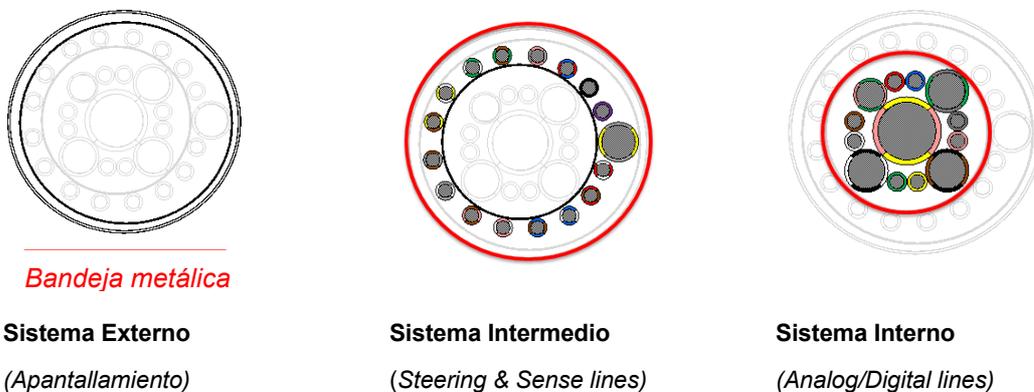


Figura 4.5: Sistemas del cable con las referencias en rojo: bandeja (sistema externo), pantalla externa (sistema intermedio) y pantalla interna (sistema interno)

4.1.2. Matrices RLC

Para obtener las matrices RLC del cable multiservicio es necesario medir en cada uno de los conductores la resistencia, capacidad y la inductancia. Dicha medida, como veremos, es un proceso largo y requiere una gran precisión en el conexionado. En nuestro caso particular, el sistema analógico se corresponderá con una matriz 13x13, el sistema steering (18x18) y el sistema externo (1x1). El resto de matrices, (correspondientes a las fuentes y las cargas), se introducirán en el modelo a través de las condiciones de contorno. El programa se ha desarrollado en MATLAB para resolver numéricamente las ecuaciones y se ha validado con medidas reales.

A continuación se detallan las medidas en el cableado realizadas para poder determinar las matrices del modelo MTL.

4.1.2.1. Matrices de inductancia

El objetivo de este procedimiento de medida es obtener los 263 valores (1 para el sistema externo, 171 para el sistema intermedio y 91 para el sistema interno) de la matriz inductancia según la teoría MTL, la cual es simétrica. Para completar la matriz inductancia L es necesario medir, la auto inductancia (L_{ii}) y la inductancia mutua entre conductores (L_{ij}).

Para obtener los valores de auto inductancia, la línea a medir y la pantalla es necesario cortocircuitarla. Las líneas restantes se dejan en circuito abierto. La Figura 4.6 muestra el diagrama para medir la inductancia de un cable con 3 conductores, caso que se generaliza al número de conductores bajo estudio. Los valores medidos corresponden a la inductancia entre el conductor i-ésimo y el conductor de referencia.

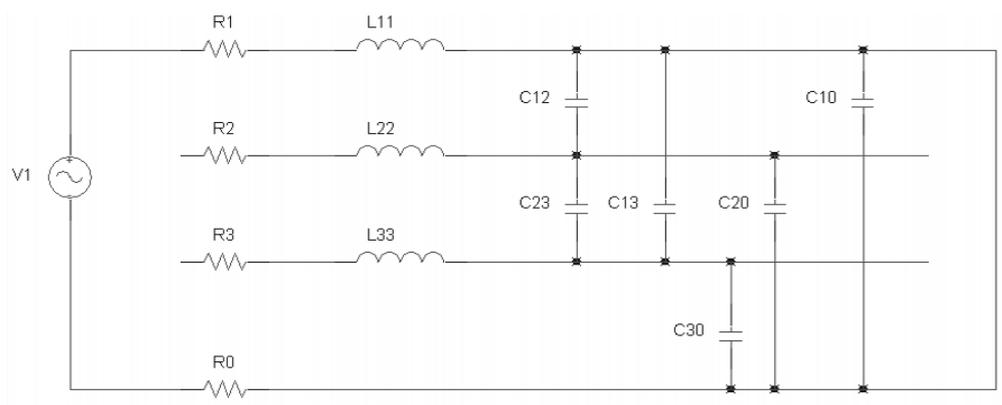


Figura 4.6: Conexión del cable para calcular la autoinductancia de una línea de 3 conductores.

Para obtener los valores de inductancia mutua, las líneas a medir deben ser conectadas juntas. Las líneas restantes y la referencia deber ser dejadas en circuito abierto. En la Figura 4.7 se puede observar el caso de 3 conductores.

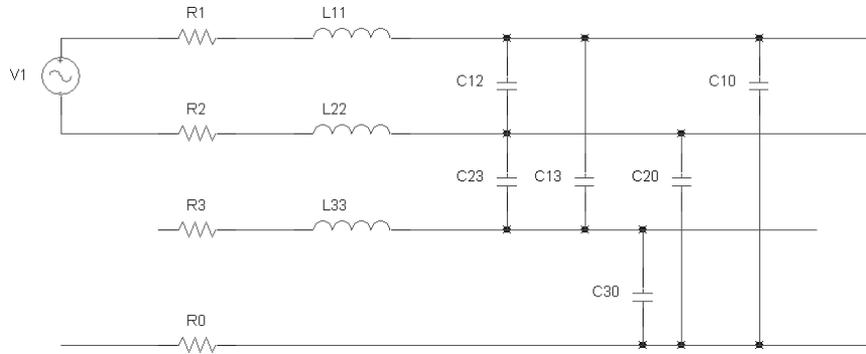


Figura 4.7: Conexión en el cable para calcular la inductancia mutua entre líneas 1 y 2

La inductancia mutua se calcula como:

$$L_{ij} = \frac{L_{ii} + L_{jj} - M_{ij}}{2} \quad (4.4)$$

donde M_{ij} es el valor medido con un medidor LCR. El mismo procedimiento se utiliza para obtener el resto de valores de la matriz. En el caso de la pantalla externa la inductancia depende del circuito formado por la pantalla y la bandeja metálica, que es la referencia de este sistema.

Para obtener el parámetro de inductancia, se utiliza la siguiente expresión usada en [57]

$$L \left[\frac{H}{m} \right] = \frac{\mu}{2\pi} \cdot a \cosh \left(\frac{h}{r} \right) \quad (4.5)$$

donde μ es la permeabilidad, h es la altura del cable sobre la bandeja, y r es el radio de la pantalla. La matriz de inductancia obtenida para el cable multiservicio del PXD se muestra en la Figura 4.8.

Anlg.

$$L_{ij}(H/m) =$$

1.79E-07	3.58E-08	3.75E-08	1.80E-08	7.92E-09	1.41E-08	1.27E-08	9.86E-09	1.62E-08	2.14E-08	4.16E-08	4.09E-08	5.54E-08
3.58E-08	3.47E-07	7.47E-08	4.51E-08	1.51E-08	2.49E-08	1.28E-08	1.03E-08	1.50E-08	1.21E-08	1.54E-08	1.63E-08	5.96E-08
3.75E-08	7.47E-08	3.46E-07	4.24E-08	1.25E-08	2.17E-08	1.02E-08	8.98E-09	1.21E-08	1.16E-08	1.63E-08	1.64E-08	5.83E-08
1.80E-08	4.51E-08	4.24E-08	2.21E-07	4.35E-08	5.23E-08	1.84E-08	1.16E-08	1.81E-08	1.88E-08	1.44E-08	1.53E-08	5.77E-08
7.92E-09	1.51E-08	1.25E-08	4.35E-08	3.70E-07	9.74E-08	3.99E-08	2.87E-08	2.94E-08	1.26E-08	1.22E-08	1.14E-08	5.54E-08
1.41E-08	2.49E-08	2.17E-08	5.23E-08	9.74E-08	3.82E-07	4.47E-08	3.71E-08	3.95E-08	1.24E-08	2.10E-08	2.24E-08	6.39E-08
1.27E-08	1.28E-08	1.02E-08	1.84E-08	3.99E-08	1.84E-08	1.81E-07	4.38E-08	4.58E-08	1.73E-08	9.79E-09	1.08E-08	5.52E-08
9.86E-09	1.03E-08	8.98E-09	1.16E-08	2.87E-08	3.71E-08	4.38E-08	3.83E-07	9.91E-08	4.33E-08	1.88E-08	2.32E-08	5.42E-08
1.62E-08	1.50E-08	1.21E-08	1.81E-08	2.94E-08	3.95E-08	4.58E-08	9.91E-08	3.85E-07	4.85E-08	1.93E-08	2.12E-08	5.90E-08
2.14E-08	1.21E-08	1.16E-08	1.88E-08	1.26E-08	1.24E-08	1.73E-08	4.33E-08	4.85E-08	1.82E-07	3.84E-08	3.96E-08	5.89E-08
4.16E-08	1.54E-08	1.63E-08	1.44E-08	1.22E-08	2.10E-08	9.79E-09	1.88E-08	1.93E-08	3.84E-08	3.54E-07	8.29E-08	6.12E-08
4.09E-08	1.63E-08	1.64E-08	1.53E-08	1.14E-08	2.24E-08	1.08E-08	2.32E-08	2.12E-08	3.96E-08	8.29E-08	3.60E-07	6.20E-08
5.54E-08	5.96E-08	5.83E-08	5.77E-08	5.54E-08	6.39E-08	5.52E-08	5.42E-08	5.90E-08	5.89E-08	6.12E-08	6.20E-08	2.24E-07

Steering

$$L_{ij}(H/m) =$$

3.33E-07	6.46E-08	2.15E-08	2.62E-08	1.95E-08	1.60E-08	2.08E-08	2.08E-08	1.64E-08	1.94E-08	1.84E-08	2.23E-08	2.14E-08	1.96E-08	2.18E-08	2.39E-08	2.20E-08	2.89E-08
6.46E-08	3.25E-07	3.01E-08	2.98E-08	1.98E-08	1.38E-08	2.01E-08	2.12E-08	2.01E-08	7.96E-09	8.45E-09	1.78E-08	1.42E-08	1.55E-08	1.54E-08	1.79E-08	1.81E-08	2.80E-08
2.15E-08	3.01E-08	3.09E-07	4.87E-08	1.69E-08	1.74E-08	1.61E-08	1.54E-08	1.57E-08	1.45E-08	1.46E-08	1.67E-08	1.71E-08	1.48E-08	1.76E-08	1.73E-08	3.82E-09	2.48E-08
2.62E-08	2.98E-08	4.87E-08	3.12E-07	1.77E-08	1.63E-08	1.24E-08	1.67E-08	1.77E-08	1.68E-08	1.58E-08	1.66E-08	1.64E-08	1.58E-08	1.48E-08	1.91E-08	2.71E-09	2.63E-08
1.95E-08	1.98E-08	1.69E-08	1.77E-08	3.08E-07	4.61E-08	1.88E-08	2.00E-08	1.52E-08	1.21E-08	1.34E-08	1.43E-08	1.70E-08	1.38E-08	1.55E-08	1.79E-08	3.95E-09	2.55E-08
1.60E-08	1.38E-08	1.74E-08	1.63E-08	4.61E-08	3.04E-07	1.75E-08	1.72E-08	1.38E-08	1.27E-08	1.11E-08	1.28E-08	1.27E-08	9.54E-09	1.14E-08	1.28E-08	1.31E-09	2.27E-08
2.08E-08	2.01E-08	1.61E-08	1.24E-08	1.88E-08	1.75E-08	3.07E-07	4.76E-08	1.84E-08	1.76E-08	1.40E-08	1.50E-08	1.46E-08	1.28E-08	1.38E-08	1.62E-08	2.87E-09	2.50E-08
2.08E-08	2.12E-08	1.54E-08	1.67E-08	2.00E-08	1.72E-08	4.76E-08	3.09E-07	1.96E-08	2.13E-08	1.54E-08	1.58E-08	1.63E-08	1.52E-08	1.54E-08	1.72E-08	4.97E-09	2.40E-08
1.64E-08	2.01E-08	1.57E-08	1.77E-08	1.52E-08	1.38E-08	1.84E-08	1.96E-08	3.14E-07	4.89E-08	2.05E-08	2.16E-08	1.96E-08	1.56E-08	1.58E-08	1.78E-08	6.00E-09	2.38E-08
1.94E-08	7.96E-09	1.45E-08	1.68E-08	1.21E-08	1.27E-08	1.76E-08	2.13E-08	4.89E-08	3.12E-07	2.00E-08	2.25E-08	1.71E-08	1.40E-08	1.51E-08	1.68E-08	4.54E-09	2.21E-08
1.84E-08	8.45E-09	1.46E-08	1.58E-08	1.34E-08	1.11E-08	1.40E-08	1.54E-08	2.05E-08	2.00E-08	3.15E-07	5.35E-08	2.19E-08	2.01E-08	1.55E-08	1.61E-08	5.51E-09	1.70E-08
2.23E-08	1.78E-08	1.67E-08	1.66E-08	1.43E-08	1.28E-08	1.50E-08	1.58E-08	2.16E-08	2.25E-08	5.35E-08	3.17E-07	2.40E-08	2.28E-08	1.77E-08	1.85E-08	8.18E-09	1.68E-08
2.14E-08	1.42E-08	1.71E-08	1.64E-08	1.70E-08	1.27E-08	1.46E-08	1.63E-08	1.96E-08	1.71E-08	2.19E-08	2.40E-08	3.23E-07	5.42E-08	2.46E-08	2.76E-08	7.05E-09	2.72E-08
1.96E-08	1.55E-08	1.48E-08	1.58E-08	1.38E-08	9.54E-09	1.28E-08	1.52E-08	1.56E-08	1.40E-08	2.01E-08	2.28E-08	5.42E-08	3.17E-07	2.48E-08	2.52E-08	4.75E-09	2.45E-08
2.18E-08	1.54E-08	1.76E-08	1.48E-08	1.55E-08	1.14E-08	1.39E-08	1.54E-08	1.58E-08	1.51E-08	1.55E-08	1.77E-08	2.46E-08	2.48E-08	3.29E-07	6.04E-08	1.61E-08	2.46E-08
2.39E-08	1.79E-08	1.73E-08	1.91E-08	1.79E-08	1.28E-08	1.62E-08	1.72E-08	1.78E-08	1.68E-08	1.61E-08	1.85E-08	2.76E-08	2.52E-08	6.04E-08	3.30E-07	1.91E-08	2.69E-08
2.20E-08	1.81E-08	3.82E-09	2.71E-09	3.95E-09	1.31E-09	2.87E-09	4.97E-09	6.00E-09	4.54E-09	5.51E-09	8.18E-09	7.06E-09	4.78E-09	1.61E-08	1.91E-08	1.57E-07	1.70E-08
2.89E-08	2.80E-08	2.48E-08	2.63E-08	2.55E-08	2.27E-08	2.50E-08	2.40E-08	2.38E-08	2.21E-08	1.70E-08	1.68E-08	2.72E-08	2.45E-08	2.46E-08	2.69E-08	1.70E-08	5.29E-08

External

$$L_{ij}(H/m) = 0.159E-06$$

Figura 4.8: Matrices inductancia L del cable multiservicio del PXD

4.1.2.2. Matrices de capacidad

La auto capacidad y la capacidad mutua en un sistema de 3 conductores con un conductor de referencia puede definirse tal como muestra la Figura 4.9.

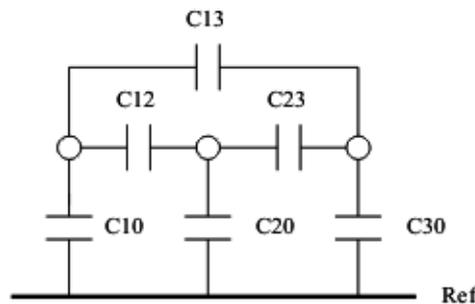


Figura 4.9: Capacitancias mutuas y auto capacitancia en un cable conductor de 3 conductores.

Para identificar las capacitancias mostradas en la Figura 4.9 es necesario realizar una serie de medidas, que son duales a las realizadas en el caso de las inductancias. Esta técnica está bien descrita en [66] y [67]. En esta sección se analizarán dos casos particulares. Si denotamos C_{mij} como el valor medido, que es la capacitancia entre el conductor i -ésimo y j -ésimo siguiendo las conexiones indicadas en la Figura 4.10.

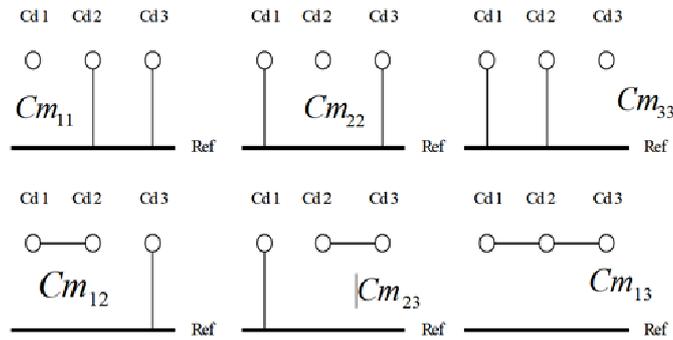


Figura 4.10: Conexión en cable para calcular la matriz de capacidades en un cable de 3 conductores

Las líneas de la Figura 4.10 indican una conexión de corto circuito entre el conductor y la referencia o entre conductores. Para identificar los coeficientes de capacidad basados en la medida de capacidades equivalentes $C_{m_{ij}}$ se pueden definir 2 vectores diferentes en el caso de un sistema de n conductores, uno es el vector medido C_m y el otro el vector de capacidad C_p . El procedimiento para realizarlo es el siguiente:

Partiendo del vector medido:

$$C_m = [C_{m11}, C_{m12}, \dots, C_{m1n}, C_{m22}, \dots, C_{m2n}, \dots, C_{mnn}]^t \quad (4.6)$$

se calcula H teniendo en cuenta la expresión:

$$C_m = H \cdot C_p \quad (4.7)$$

Para ello se define C_p como el vector de capacidades (auto/mutua capacidad):

$$C_p = [C_{10}, C_{12}, \dots, C_{1n}, C_{20}, C_{22}, \dots, C_{2n}, \dots, C_{n0}]^t \quad (4.8)$$

Como se ha podido observar en la ecuación (4.7), H es la relación entre C_m (vector medido) y C_p (vector auto/mutua capacidad).

Adicionalmente esta relación responde a la expresión:

$$C_{m_{ij}} = \sum_{k=1}^j \sum_{s=1}^n [(1 - \delta_s(1 - \delta_{ks}))] \cdot \delta_s A_{ks} \quad (4.9)$$

Para $i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,n$ y $i < j$, y donde:

$$\delta_s = \begin{cases} 1 & \text{para todo } s \text{ que satisfaga la condición } i \leq s \leq j \\ 0 & \text{para el resto de } s \end{cases} \quad (4.10)$$

$$A_{ks} = \begin{cases} C_{ks} & \text{para } k \leq s \\ C_{sk} & \text{para } k > s \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\delta_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{para } k = s \\ 0 & \text{para } k \neq s \end{cases} \quad (4.12)$$

Tras obtener H (calculada a partir de la ecuación (4.9)), finalmente se aplica:

$$C_p = H^{-1} \cdot C_m \quad (4.13)$$

En el caso de la pantalla externa, la capacidad depende del circuito que forma la pantalla con la bandeja metálica, que es la referencia de este sistema. Para obtener el parámetro de capacidad, se utiliza la siguiente expresión [56]

$$C \left[\frac{F}{m} \right] = \frac{2 \cdot \pi \epsilon}{a \cosh\left(\frac{h}{r}\right)} \quad (4.14)$$

Donde ϵ es la permitividad, h es la altura del cable sobre la bandeja y r es el radio de la pantalla. La matriz de capacidad obtenida para el cable multiservicio del PXD se muestra en la Figura 4.11.

Anlg.	$C_{ij} (F / m) =$																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
<table border="0"> <tr><td>3.11E-10</td><td>9.23E-12</td><td>1.65E-11</td><td>1.67E-12</td><td>4.10E-11</td><td>7.20E-11</td><td>2.65E-11</td><td>1.07E-11</td><td>9.29E-12</td><td>1.23E-12</td><td>2.09E-11</td><td>2.82E-11</td><td>1.88E-11</td></tr> <tr><td>9.23E-12</td><td>1.59E-10</td><td>2.92E-11</td><td>1.49E-11</td><td>2.62E-11</td><td>2.48E-11</td><td>5.12E-12</td><td>5.83E-12</td><td>4.25E-12</td><td>5.45E-12</td><td>6.41E-12</td><td>6.02E-12</td><td>6.47E-12</td></tr> <tr><td>1.65E-11</td><td>2.92E-11</td><td>1.59E-10</td><td>1.44E-11</td><td>6.40E-11</td><td>6.44E-11</td><td>1.91E-12</td><td>1.06E-12</td><td>6.59E-13</td><td>5.91E-12</td><td>3.41E-12</td><td>2.84E-12</td><td>4.24E-11</td></tr> <tr><td>1.67E-12</td><td>1.49E-11</td><td>1.44E-11</td><td>2.69E-10</td><td>1.60E-11</td><td>1.50E-11</td><td>7.37E-13</td><td>1.84E-12</td><td>1.74E-12</td><td>5.29E-13</td><td>3.97E-12</td><td>1.35E-12</td><td>4.57E-11</td></tr> <tr><td>4.10E-11</td><td>2.62E-11</td><td>6.40E-11</td><td>1.60E-11</td><td>1.63E-10</td><td>3.16E-11</td><td>1.68E-11</td><td>5.07E-13</td><td>3.77E-12</td><td>2.63E-11</td><td>2.39E-11</td><td>7.62E-12</td><td>5.97E-12</td></tr> <tr><td>7.20E-11</td><td>2.48E-11</td><td>6.44E-11</td><td>1.50E-11</td><td>3.16E-11</td><td>1.62E-10</td><td>1.81E-11</td><td>5.42E-13</td><td>1.30E-12</td><td>2.42E-11</td><td>2.49E-11</td><td>7.21E-12</td><td>2.61E-11</td></tr> <tr><td>2.65E-11</td><td>5.12E-12</td><td>1.91E-12</td><td>7.37E-13</td><td>1.68E-11</td><td>1.81E-11</td><td>3.19E-10</td><td>1.71E-11</td><td>1.85E-11</td><td>8.01E-14</td><td>1.47E-13</td><td>3.10E-13</td><td>3.50E-11</td></tr> <tr><td>1.07E-11</td><td>5.83E-12</td><td>1.06E-12</td><td>1.84E-12</td><td>5.07E-13</td><td>5.42E-13</td><td>1.71E-11</td><td>1.58E-10</td><td>3.07E-11</td><td>1.77E-11</td><td>2.30E-13</td><td>3.07E-13</td><td>1.59E-11</td></tr> <tr><td>9.29E-12</td><td>4.25E-12</td><td>6.59E-13</td><td>1.74E-12</td><td>3.77E-12</td><td>1.30E-12</td><td>1.85E-11</td><td>3.07E-11</td><td>1.59E-10</td><td>1.84E-11</td><td>1.83E-12</td><td>5.20E-13</td><td>2.88E-11</td></tr> <tr><td>1.23E-12</td><td>5.45E-12</td><td>5.91E-12</td><td>5.29E-13</td><td>2.63E-11</td><td>2.42E-11</td><td>8.01E-14</td><td>1.77E-11</td><td>1.84E-11</td><td>3.15E-10</td><td>1.33E-11</td><td>1.58E-11</td><td>1.72E-11</td></tr> <tr><td>2.09E-11</td><td>6.41E-12</td><td>3.41E-12</td><td>3.97E-12</td><td>2.39E-11</td><td>2.49E-11</td><td>1.47E-13</td><td>2.30E-13</td><td>1.83E-12</td><td>1.33E-11</td><td>1.59E-10</td><td>3.03E-11</td><td>1.99E-11</td></tr> <tr><td>2.82E-11</td><td>6.02E-12</td><td>2.84E-12</td><td>1.35E-12</td><td>7.62E-12</td><td>7.21E-12</td><td>3.10E-13</td><td>3.07E-13</td><td>5.20E-13</td><td>1.58E-11</td><td>3.03E-11</td><td>1.54E-10</td><td>1.78E-11</td></tr> <tr><td>1.88E-11</td><td>6.47E-12</td><td>4.24E-11</td><td>4.57E-11</td><td>5.97E-12</td><td>2.61E-11</td><td>3.50E-11</td><td>1.59E-11</td><td>2.88E-11</td><td>1.72E-11</td><td>1.99E-11</td><td>1.78E-11</td><td>2.84E-10</td></tr> </table>	3.11E-10	9.23E-12	1.65E-11	1.67E-12	4.10E-11	7.20E-11	2.65E-11	1.07E-11	9.29E-12	1.23E-12	2.09E-11	2.82E-11	1.88E-11	9.23E-12	1.59E-10	2.92E-11	1.49E-11	2.62E-11	2.48E-11	5.12E-12	5.83E-12	4.25E-12	5.45E-12	6.41E-12	6.02E-12	6.47E-12	1.65E-11	2.92E-11	1.59E-10	1.44E-11	6.40E-11	6.44E-11	1.91E-12	1.06E-12	6.59E-13	5.91E-12	3.41E-12	2.84E-12	4.24E-11	1.67E-12	1.49E-11	1.44E-11	2.69E-10	1.60E-11	1.50E-11	7.37E-13	1.84E-12	1.74E-12	5.29E-13	3.97E-12	1.35E-12	4.57E-11	4.10E-11	2.62E-11	6.40E-11	1.60E-11	1.63E-10	3.16E-11	1.68E-11	5.07E-13	3.77E-12	2.63E-11	2.39E-11	7.62E-12	5.97E-12	7.20E-11	2.48E-11	6.44E-11	1.50E-11	3.16E-11	1.62E-10	1.81E-11	5.42E-13	1.30E-12	2.42E-11	2.49E-11	7.21E-12	2.61E-11	2.65E-11	5.12E-12	1.91E-12	7.37E-13	1.68E-11	1.81E-11	3.19E-10	1.71E-11	1.85E-11	8.01E-14	1.47E-13	3.10E-13	3.50E-11	1.07E-11	5.83E-12	1.06E-12	1.84E-12	5.07E-13	5.42E-13	1.71E-11	1.58E-10	3.07E-11	1.77E-11	2.30E-13	3.07E-13	1.59E-11	9.29E-12	4.25E-12	6.59E-13	1.74E-12	3.77E-12	1.30E-12	1.85E-11	3.07E-11	1.59E-10	1.84E-11	1.83E-12	5.20E-13	2.88E-11	1.23E-12	5.45E-12	5.91E-12	5.29E-13	2.63E-11	2.42E-11	8.01E-14	1.77E-11	1.84E-11	3.15E-10	1.33E-11	1.58E-11	1.72E-11	2.09E-11	6.41E-12	3.41E-12	3.97E-12	2.39E-11	2.49E-11	1.47E-13	2.30E-13	1.83E-12	1.33E-11	1.59E-10	3.03E-11	1.99E-11	2.82E-11	6.02E-12	2.84E-12	1.35E-12	7.62E-12	7.21E-12	3.10E-13	3.07E-13	5.20E-13	1.58E-11	3.03E-11	1.54E-10	1.78E-11	1.88E-11	6.47E-12	4.24E-11	4.57E-11	5.97E-12	2.61E-11	3.50E-11	1.59E-11	2.88E-11	1.72E-11	1.99E-11	1.78E-11	2.84E-10																																																																																																																																																												
3.11E-10	9.23E-12	1.65E-11	1.67E-12	4.10E-11	7.20E-11	2.65E-11	1.07E-11	9.29E-12	1.23E-12	2.09E-11	2.82E-11	1.88E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
9.23E-12	1.59E-10	2.92E-11	1.49E-11	2.62E-11	2.48E-11	5.12E-12	5.83E-12	4.25E-12	5.45E-12	6.41E-12	6.02E-12	6.47E-12																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
1.65E-11	2.92E-11	1.59E-10	1.44E-11	6.40E-11	6.44E-11	1.91E-12	1.06E-12	6.59E-13	5.91E-12	3.41E-12	2.84E-12	4.24E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
1.67E-12	1.49E-11	1.44E-11	2.69E-10	1.60E-11	1.50E-11	7.37E-13	1.84E-12	1.74E-12	5.29E-13	3.97E-12	1.35E-12	4.57E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
4.10E-11	2.62E-11	6.40E-11	1.60E-11	1.63E-10	3.16E-11	1.68E-11	5.07E-13	3.77E-12	2.63E-11	2.39E-11	7.62E-12	5.97E-12																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
7.20E-11	2.48E-11	6.44E-11	1.50E-11	3.16E-11	1.62E-10	1.81E-11	5.42E-13	1.30E-12	2.42E-11	2.49E-11	7.21E-12	2.61E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
2.65E-11	5.12E-12	1.91E-12	7.37E-13	1.68E-11	1.81E-11	3.19E-10	1.71E-11	1.85E-11	8.01E-14	1.47E-13	3.10E-13	3.50E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
1.07E-11	5.83E-12	1.06E-12	1.84E-12	5.07E-13	5.42E-13	1.71E-11	1.58E-10	3.07E-11	1.77E-11	2.30E-13	3.07E-13	1.59E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
9.29E-12	4.25E-12	6.59E-13	1.74E-12	3.77E-12	1.30E-12	1.85E-11	3.07E-11	1.59E-10	1.84E-11	1.83E-12	5.20E-13	2.88E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
1.23E-12	5.45E-12	5.91E-12	5.29E-13	2.63E-11	2.42E-11	8.01E-14	1.77E-11	1.84E-11	3.15E-10	1.33E-11	1.58E-11	1.72E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
2.09E-11	6.41E-12	3.41E-12	3.97E-12	2.39E-11	2.49E-11	1.47E-13	2.30E-13	1.83E-12	1.33E-11	1.59E-10	3.03E-11	1.99E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
2.82E-11	6.02E-12	2.84E-12	1.35E-12	7.62E-12	7.21E-12	3.10E-13	3.07E-13	5.20E-13	1.58E-11	3.03E-11	1.54E-10	1.78E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
1.88E-11	6.47E-12	4.24E-11	4.57E-11	5.97E-12	2.61E-11	3.50E-11	1.59E-11	2.88E-11	1.72E-11	1.99E-11	1.78E-11	2.84E-10																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
Steering	$C_{ij} (F / m) =$																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
<table border="0"> <tr><td>1.64E-10</td><td>2.42E-11</td><td>1.86E-12</td><td>5.20E-12</td><td>2.10E-12</td><td>1.57E-12</td><td>3.73E-12</td><td>1.64E-12</td><td>2.80E-12</td><td>3.77E-12</td><td>2.85E-12</td><td>2.74E-12</td><td>6.65E-12</td><td>2.28E-12</td><td>1.67E-11</td><td>7.45E-12</td><td>1.99E-11</td><td>2.16E-11</td></tr> <tr><td>2.42E-11</td><td>1.70E-10</td><td>4.13E-12</td><td>3.97E-12</td><td>6.63E-13</td><td>1.08E-12</td><td>1.78E-12</td><td>2.12E-13</td><td>6.68E-12</td><td>1.14E-12</td><td>3.55E-12</td><td>1.02E-13</td><td>7.57E-13</td><td>8.27E-12</td><td>1.47E-13</td><td>3.09E-12</td><td>2.28E-11</td><td>3.96E-11</td></tr> <tr><td>1.86E-12</td><td>4.13E-12</td><td>1.77E-10</td><td>2.30E-11</td><td>2.95E-12</td><td>2.27E-12</td><td>1.57E-12</td><td>1.05E-12</td><td>2.05E-12</td><td>1.49E-12</td><td>9.20E-13</td><td>1.25E-12</td><td>7.39E-12</td><td>4.06E-12</td><td>3.45E-12</td><td>1.13E-11</td><td>1.43E-11</td><td>4.84E-11</td></tr> <tr><td>5.20E-12</td><td>3.97E-12</td><td>2.30E-11</td><td>1.74E-10</td><td>1.27E-12</td><td>2.27E-12</td><td>6.65E-13</td><td>5.02E-13</td><td>4.39E-12</td><td>2.81E-12</td><td>6.57E-13</td><td>5.13E-14</td><td>1.06E-12</td><td>1.66E-15</td><td>8.95E-12</td><td>1.34E-11</td><td>3.39E-12</td><td>5.41E-11</td></tr> <tr><td>2.10E-12</td><td>6.63E-13</td><td>2.55E-12</td><td>1.27E-12</td><td>1.80E-10</td><td>2.62E-11</td><td>2.45E-12</td><td>2.10E-12</td><td>3.59E-12</td><td>2.31E-12</td><td>2.93E-12</td><td>6.75E-14</td><td>4.78E-12</td><td>4.76E-15</td><td>7.01E-12</td><td>1.11E-11</td><td>1.11E-11</td><td>3.61E-11</td></tr> <tr><td>1.57E-12</td><td>1.08E-12</td><td>2.27E-12</td><td>2.27E-12</td><td>2.62E-11</td><td>1.81E-10</td><td>3.11E-12</td><td>1.90E-12</td><td>1.14E-12</td><td>2.24E-12</td><td>6.11E-12</td><td>1.03E-11</td><td>3.12E-12</td><td>1.20E-11</td><td>4.97E-12</td><td>1.10E-12</td><td>1.17E-11</td><td>3.53E-10</td></tr> <tr><td>3.73E-12</td><td>1.78E-12</td><td>1.57E-12</td><td>6.85E-13</td><td>2.45E-12</td><td>3.11E-12</td><td>1.90E-10</td><td>2.58E-11</td><td>1.97E-12</td><td>1.70E-12</td><td>7.80E-12</td><td>6.03E-12</td><td>9.76E-12</td><td>9.16E-12</td><td>1.45E-12</td><td>1.05E-12</td><td>3.92E-12</td><td>1.71E-10</td></tr> <tr><td>1.64E-12</td><td>1.12E-13</td><td>1.05E-12</td><td>5.02E-13</td><td>2.10E-12</td><td>1.90E-12</td><td>2.58E-11</td><td>1.77E-10</td><td>2.39E-12</td><td>1.40E-12</td><td>5.90E-13</td><td>1.60E-13</td><td>7.05E-13</td><td>1.34E-12</td><td>4.17E-13</td><td>9.79E-13</td><td>2.38E-12</td><td>6.09E-12</td></tr> <tr><td>2.80E-12</td><td>6.88E-12</td><td>2.05E-12</td><td>4.39E-12</td><td>3.59E-12</td><td>1.14E-12</td><td>1.37E-12</td><td>2.39E-12</td><td>1.77E-10</td><td>2.43E-11</td><td>8.40E-13</td><td>2.47E-12</td><td>6.23E-13</td><td>2.22E-13</td><td>2.47E-12</td><td>2.71E-12</td><td>7.16E-12</td><td>4.89E-11</td></tr> <tr><td>3.77E-12</td><td>1.14E-12</td><td>1.49E-12</td><td>2.81E-12</td><td>2.31E-12</td><td>2.24E-12</td><td>1.70E-12</td><td>1.40E-12</td><td>2.43E-11</td><td>1.76E-10</td><td>3.76E-12</td><td>2.09E-12</td><td>8.91E-13</td><td>2.98E-12</td><td>4.40E-13</td><td>1.89E-12</td><td>2.69E-13</td><td>5.33E-11</td></tr> <tr><td>2.85E-12</td><td>3.55E-12</td><td>9.20E-13</td><td>6.57E-13</td><td>2.93E-12</td><td>6.11E-12</td><td>7.80E-12</td><td>5.90E-13</td><td>8.40E-13</td><td>3.76E-12</td><td>1.73E-10</td><td>2.62E-11</td><td>3.45E-12</td><td>3.23E-12</td><td>1.80E-12</td><td>1.09E-12</td><td>1.71E-12</td><td>4.98E-11</td></tr> <tr><td>2.74E-12</td><td>1.02E-13</td><td>1.23E-12</td><td>5.13E-12</td><td>6.75E-14</td><td>1.03E-11</td><td>6.03E-12</td><td>1.60E-13</td><td>2.47E-12</td><td>2.09E-12</td><td>2.62E-11</td><td>1.74E-10</td><td>2.92E-12</td><td>3.67E-12</td><td>1.99E-12</td><td>9.14E-14</td><td>3.16E-12</td><td>3.56E-11</td></tr> <tr><td>6.65E-12</td><td>7.57E-13</td><td>7.39E-12</td><td>1.96E-12</td><td>4.78E-12</td><td>3.12E-12</td><td>9.76E-12</td><td>7.05E-13</td><td>6.23E-13</td><td>8.91E-13</td><td>3.45E-12</td><td>2.92E-12</td><td>1.68E-10</td><td>2.63E-11</td><td>4.42E-12</td><td>2.98E-12</td><td>1.57E-13</td><td>5.01E-11</td></tr> <tr><td>2.28E-12</td><td>8.27E-12</td><td>4.06E-12</td><td>1.86E-13</td><td>4.76E-13</td><td>1.20E-11</td><td>9.16E-12</td><td>1.34E-12</td><td>2.22E-13</td><td>2.98E-12</td><td>3.23E-12</td><td>3.67E-12</td><td>2.63E-11</td><td>1.71E-10</td><td>4.50E-12</td><td>4.14E-12</td><td>4.47E-13</td><td>4.70E-11</td></tr> <tr><td>1.67E-11</td><td>1.47E-13</td><td>3.45E-12</td><td>8.95E-12</td><td>7.01E-12</td><td>4.97E-12</td><td>1.45E-12</td><td>4.17E-13</td><td>2.47E-12</td><td>4.40E-13</td><td>1.90E-12</td><td>1.99E-12</td><td>4.42E-12</td><td>4.50E-12</td><td>1.61E-10</td><td>2.56E-11</td><td>1.11E-11</td><td>4.22E-11</td></tr> <tr><td>7.45E-12</td><td>3.09E-12</td><td>1.13E-11</td><td>1.34E-11</td><td>1.11E-11</td><td>1.10E-12</td><td>1.05E-12</td><td>9.79E-13</td><td>2.71E-12</td><td>1.89E-12</td><td>1.09E-12</td><td>9.14E-14</td><td>2.98E-12</td><td>4.14E-12</td><td>2.56E-11</td><td>1.63E-10</td><td>9.86E-12</td><td>4.02E-11</td></tr> <tr><td>1.99E-11</td><td>2.28E-11</td><td>1.43E-11</td><td>3.39E-12</td><td>1.11E-11</td><td>1.17E-11</td><td>3.92E-12</td><td>2.38E-12</td><td>7.16E-12</td><td>2.69E-13</td><td>1.71E-12</td><td>3.16E-12</td><td>1.57E-13</td><td>4.47E-13</td><td>1.11E-11</td><td>9.86E-12</td><td>3.21E-10</td><td>1.02E-10</td></tr> <tr><td>2.16E-11</td><td>3.96E-11</td><td>4.84E-11</td><td>5.41E-11</td><td>3.61E-11</td><td>3.53E-10</td><td>1.71E-10</td><td>6.09E-12</td><td>4.89E-11</td><td>5.53E-11</td><td>4.58E-11</td><td>3.56E-11</td><td>5.01E-11</td><td>4.70E-11</td><td>4.22E-11</td><td>4.02E-11</td><td>1.02E-10</td><td>1.43E-09</td></tr> </table>	1.64E-10	2.42E-11	1.86E-12	5.20E-12	2.10E-12	1.57E-12	3.73E-12	1.64E-12	2.80E-12	3.77E-12	2.85E-12	2.74E-12	6.65E-12	2.28E-12	1.67E-11	7.45E-12	1.99E-11	2.16E-11	2.42E-11	1.70E-10	4.13E-12	3.97E-12	6.63E-13	1.08E-12	1.78E-12	2.12E-13	6.68E-12	1.14E-12	3.55E-12	1.02E-13	7.57E-13	8.27E-12	1.47E-13	3.09E-12	2.28E-11	3.96E-11	1.86E-12	4.13E-12	1.77E-10	2.30E-11	2.95E-12	2.27E-12	1.57E-12	1.05E-12	2.05E-12	1.49E-12	9.20E-13	1.25E-12	7.39E-12	4.06E-12	3.45E-12	1.13E-11	1.43E-11	4.84E-11	5.20E-12	3.97E-12	2.30E-11	1.74E-10	1.27E-12	2.27E-12	6.65E-13	5.02E-13	4.39E-12	2.81E-12	6.57E-13	5.13E-14	1.06E-12	1.66E-15	8.95E-12	1.34E-11	3.39E-12	5.41E-11	2.10E-12	6.63E-13	2.55E-12	1.27E-12	1.80E-10	2.62E-11	2.45E-12	2.10E-12	3.59E-12	2.31E-12	2.93E-12	6.75E-14	4.78E-12	4.76E-15	7.01E-12	1.11E-11	1.11E-11	3.61E-11	1.57E-12	1.08E-12	2.27E-12	2.27E-12	2.62E-11	1.81E-10	3.11E-12	1.90E-12	1.14E-12	2.24E-12	6.11E-12	1.03E-11	3.12E-12	1.20E-11	4.97E-12	1.10E-12	1.17E-11	3.53E-10	3.73E-12	1.78E-12	1.57E-12	6.85E-13	2.45E-12	3.11E-12	1.90E-10	2.58E-11	1.97E-12	1.70E-12	7.80E-12	6.03E-12	9.76E-12	9.16E-12	1.45E-12	1.05E-12	3.92E-12	1.71E-10	1.64E-12	1.12E-13	1.05E-12	5.02E-13	2.10E-12	1.90E-12	2.58E-11	1.77E-10	2.39E-12	1.40E-12	5.90E-13	1.60E-13	7.05E-13	1.34E-12	4.17E-13	9.79E-13	2.38E-12	6.09E-12	2.80E-12	6.88E-12	2.05E-12	4.39E-12	3.59E-12	1.14E-12	1.37E-12	2.39E-12	1.77E-10	2.43E-11	8.40E-13	2.47E-12	6.23E-13	2.22E-13	2.47E-12	2.71E-12	7.16E-12	4.89E-11	3.77E-12	1.14E-12	1.49E-12	2.81E-12	2.31E-12	2.24E-12	1.70E-12	1.40E-12	2.43E-11	1.76E-10	3.76E-12	2.09E-12	8.91E-13	2.98E-12	4.40E-13	1.89E-12	2.69E-13	5.33E-11	2.85E-12	3.55E-12	9.20E-13	6.57E-13	2.93E-12	6.11E-12	7.80E-12	5.90E-13	8.40E-13	3.76E-12	1.73E-10	2.62E-11	3.45E-12	3.23E-12	1.80E-12	1.09E-12	1.71E-12	4.98E-11	2.74E-12	1.02E-13	1.23E-12	5.13E-12	6.75E-14	1.03E-11	6.03E-12	1.60E-13	2.47E-12	2.09E-12	2.62E-11	1.74E-10	2.92E-12	3.67E-12	1.99E-12	9.14E-14	3.16E-12	3.56E-11	6.65E-12	7.57E-13	7.39E-12	1.96E-12	4.78E-12	3.12E-12	9.76E-12	7.05E-13	6.23E-13	8.91E-13	3.45E-12	2.92E-12	1.68E-10	2.63E-11	4.42E-12	2.98E-12	1.57E-13	5.01E-11	2.28E-12	8.27E-12	4.06E-12	1.86E-13	4.76E-13	1.20E-11	9.16E-12	1.34E-12	2.22E-13	2.98E-12	3.23E-12	3.67E-12	2.63E-11	1.71E-10	4.50E-12	4.14E-12	4.47E-13	4.70E-11	1.67E-11	1.47E-13	3.45E-12	8.95E-12	7.01E-12	4.97E-12	1.45E-12	4.17E-13	2.47E-12	4.40E-13	1.90E-12	1.99E-12	4.42E-12	4.50E-12	1.61E-10	2.56E-11	1.11E-11	4.22E-11	7.45E-12	3.09E-12	1.13E-11	1.34E-11	1.11E-11	1.10E-12	1.05E-12	9.79E-13	2.71E-12	1.89E-12	1.09E-12	9.14E-14	2.98E-12	4.14E-12	2.56E-11	1.63E-10	9.86E-12	4.02E-11	1.99E-11	2.28E-11	1.43E-11	3.39E-12	1.11E-11	1.17E-11	3.92E-12	2.38E-12	7.16E-12	2.69E-13	1.71E-12	3.16E-12	1.57E-13	4.47E-13	1.11E-11	9.86E-12	3.21E-10	1.02E-10	2.16E-11	3.96E-11	4.84E-11	5.41E-11	3.61E-11	3.53E-10	1.71E-10	6.09E-12	4.89E-11	5.53E-11	4.58E-11	3.56E-11	5.01E-11	4.70E-11	4.22E-11	4.02E-11	1.02E-10	1.43E-09	
1.64E-10	2.42E-11	1.86E-12	5.20E-12	2.10E-12	1.57E-12	3.73E-12	1.64E-12	2.80E-12	3.77E-12	2.85E-12	2.74E-12	6.65E-12	2.28E-12	1.67E-11	7.45E-12	1.99E-11	2.16E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2.42E-11	1.70E-10	4.13E-12	3.97E-12	6.63E-13	1.08E-12	1.78E-12	2.12E-13	6.68E-12	1.14E-12	3.55E-12	1.02E-13	7.57E-13	8.27E-12	1.47E-13	3.09E-12	2.28E-11	3.96E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
1.86E-12	4.13E-12	1.77E-10	2.30E-11	2.95E-12	2.27E-12	1.57E-12	1.05E-12	2.05E-12	1.49E-12	9.20E-13	1.25E-12	7.39E-12	4.06E-12	3.45E-12	1.13E-11	1.43E-11	4.84E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
5.20E-12	3.97E-12	2.30E-11	1.74E-10	1.27E-12	2.27E-12	6.65E-13	5.02E-13	4.39E-12	2.81E-12	6.57E-13	5.13E-14	1.06E-12	1.66E-15	8.95E-12	1.34E-11	3.39E-12	5.41E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2.10E-12	6.63E-13	2.55E-12	1.27E-12	1.80E-10	2.62E-11	2.45E-12	2.10E-12	3.59E-12	2.31E-12	2.93E-12	6.75E-14	4.78E-12	4.76E-15	7.01E-12	1.11E-11	1.11E-11	3.61E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
1.57E-12	1.08E-12	2.27E-12	2.27E-12	2.62E-11	1.81E-10	3.11E-12	1.90E-12	1.14E-12	2.24E-12	6.11E-12	1.03E-11	3.12E-12	1.20E-11	4.97E-12	1.10E-12	1.17E-11	3.53E-10																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
3.73E-12	1.78E-12	1.57E-12	6.85E-13	2.45E-12	3.11E-12	1.90E-10	2.58E-11	1.97E-12	1.70E-12	7.80E-12	6.03E-12	9.76E-12	9.16E-12	1.45E-12	1.05E-12	3.92E-12	1.71E-10																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
1.64E-12	1.12E-13	1.05E-12	5.02E-13	2.10E-12	1.90E-12	2.58E-11	1.77E-10	2.39E-12	1.40E-12	5.90E-13	1.60E-13	7.05E-13	1.34E-12	4.17E-13	9.79E-13	2.38E-12	6.09E-12																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2.80E-12	6.88E-12	2.05E-12	4.39E-12	3.59E-12	1.14E-12	1.37E-12	2.39E-12	1.77E-10	2.43E-11	8.40E-13	2.47E-12	6.23E-13	2.22E-13	2.47E-12	2.71E-12	7.16E-12	4.89E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
3.77E-12	1.14E-12	1.49E-12	2.81E-12	2.31E-12	2.24E-12	1.70E-12	1.40E-12	2.43E-11	1.76E-10	3.76E-12	2.09E-12	8.91E-13	2.98E-12	4.40E-13	1.89E-12	2.69E-13	5.33E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2.85E-12	3.55E-12	9.20E-13	6.57E-13	2.93E-12	6.11E-12	7.80E-12	5.90E-13	8.40E-13	3.76E-12	1.73E-10	2.62E-11	3.45E-12	3.23E-12	1.80E-12	1.09E-12	1.71E-12	4.98E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2.74E-12	1.02E-13	1.23E-12	5.13E-12	6.75E-14	1.03E-11	6.03E-12	1.60E-13	2.47E-12	2.09E-12	2.62E-11	1.74E-10	2.92E-12	3.67E-12	1.99E-12	9.14E-14	3.16E-12	3.56E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
6.65E-12	7.57E-13	7.39E-12	1.96E-12	4.78E-12	3.12E-12	9.76E-12	7.05E-13	6.23E-13	8.91E-13	3.45E-12	2.92E-12	1.68E-10	2.63E-11	4.42E-12	2.98E-12	1.57E-13	5.01E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2.28E-12	8.27E-12	4.06E-12	1.86E-13	4.76E-13	1.20E-11	9.16E-12	1.34E-12	2.22E-13	2.98E-12	3.23E-12	3.67E-12	2.63E-11	1.71E-10	4.50E-12	4.14E-12	4.47E-13	4.70E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
1.67E-11	1.47E-13	3.45E-12	8.95E-12	7.01E-12	4.97E-12	1.45E-12	4.17E-13	2.47E-12	4.40E-13	1.90E-12	1.99E-12	4.42E-12	4.50E-12	1.61E-10	2.56E-11	1.11E-11	4.22E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
7.45E-12	3.09E-12	1.13E-11	1.34E-11	1.11E-11	1.10E-12	1.05E-12	9.79E-13	2.71E-12	1.89E-12	1.09E-12	9.14E-14	2.98E-12	4.14E-12	2.56E-11	1.63E-10	9.86E-12	4.02E-11																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
1.99E-11	2.28E-11	1.43E-11	3.39E-12	1.11E-11	1.17E-11	3.92E-12	2.38E-12	7.16E-12	2.69E-13	1.71E-12	3.16E-12	1.57E-13	4.47E-13	1.11E-11	9.86E-12	3.21E-10	1.02E-10																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2.16E-11	3.96E-11	4.84E-11	5.41E-11	3.61E-11	3.53E-10	1.71E-10	6.09E-12	4.89E-11	5.53E-11	4.58E-11	3.56E-11	5.01E-11	4.70E-11	4.22E-11	4.02E-11	1.02E-10	1.43E-09																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
External	$C_{ij} (F / m) = 69.94E-12$																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				

Figura 4.11: Matrices capacidad (C) del cable multiservicio del PXD.

4.1.2.3. Matrices de resistencia

El objetivo de esta medida es calcular los 32 valores de la matriz de resistencia para el cable del PXD (1 para el sistema externo, 18 para el sistema

intermedio, y 13 para el sistema interno). La resistencia de cada conductor, así como la resistencia de la pantalla son necesarias para completar las matrices de resistencias. La matriz de resistencia obtenida para el cable multiservicio del PXD se muestra en la Figura 4.12.

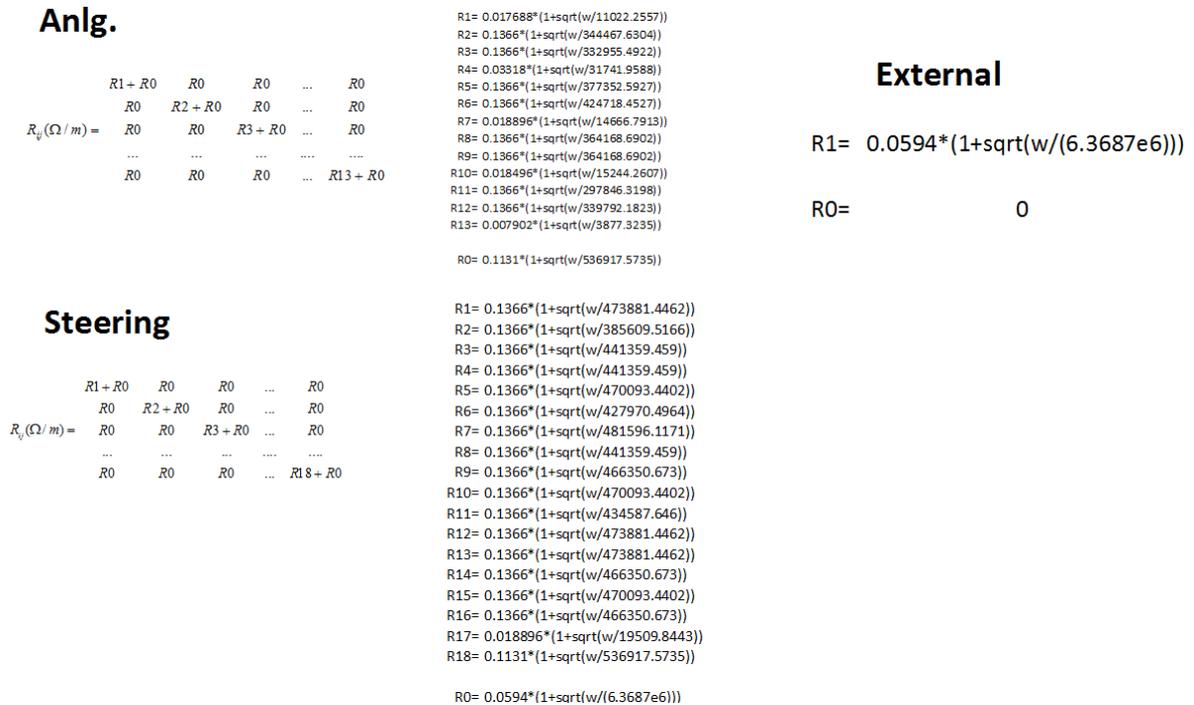


Figura 4.12: Matrices de resistencia del cable multiservicio del PXD

4.1.3. Incertidumbres asociadas a la geometría

El análisis del ruido en un cable multiconductor es altamente dependiente de las variables geométricas que definen las matrices RLC del conjunto. Dentro de esas variables, la posición de cada uno de los conductores es especialmente susceptible de sufrir pequeños cambios que podrían introducir un cierto nivel de variación en los resultados finales. Esas variaciones presentan una cierta aleatoriedad que debe ser tratada desde un punto de vista estadístico. Así pues, se requiere una aproximación estocástica para tener en cuenta la incertidumbre asociada.

Entre los distintos métodos estocásticos, el método Monte Carlo puede ser implementado para realizar la estimación de la desviación en los resultados de salida de un sistema complejo en el cual, la incertidumbre que tiene lugar no es fácil de analizar analíticamente [68]. En el caso bajo estudio, el modelo MTL se utiliza dentro de un algoritmo de Monte Carlo, por lo que los resultados de las simulaciones incluirán las incertidumbres del proceso completo como una función de densidad de probabilidad de ruido.

4.1.3.1. Modelado de la distribución de probabilidad

El método Monte Carlo consiste en sustituir los parámetros variantes por su correspondiente distribución de probabilidad. Aunque se pueden utilizar diferentes tipos de funciones para modelar esas distribuciones, la más generalizada para su implementación es la función normal. Los dos parámetros que definen este tipo de distribución (valor medio y desviación estándar), pueden obtenerse de un conjunto de mediciones repetidas. En nuestro caso particular, se ha seleccionado una distribución normal para tener en cuenta la incertidumbre asociada tanto al equipo de medida, como a pequeños cambios en la posición de los conductores del cable. Sus parámetros se calculan con un conjunto de 10 medidas para cada una de las matrices R-L-C, de tal manera que:

$$\hat{X} = \frac{\sum_{i=1}^N X_i}{N} \quad (4.15)$$

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \hat{X})^2}{N - 1}} \quad (4.16)$$

donde \hat{X} es el valor medio, X_i son cada uno de los valores medidos, N es el número total de medidas, y σ_x la desviación estándar.

El método Monte Carlo calcula los resultados de la simulación sustituyendo cada uno de los parámetros que contienen una incertidumbre inherente por una función densidad de probabilidad. El método ejecuta varias simulaciones, cada una con un conjunto diferente de muestras generadas aleatoriamente que serán usadas por las funciones de probabilidad. La Figura 4.13 muestra gráficamente un esquema de pasos seguidos (en rojo) en este método, donde S representa la solución para la magnitud bajo estudio (por ejemplo, espectro de voltaje en el final del conductor)

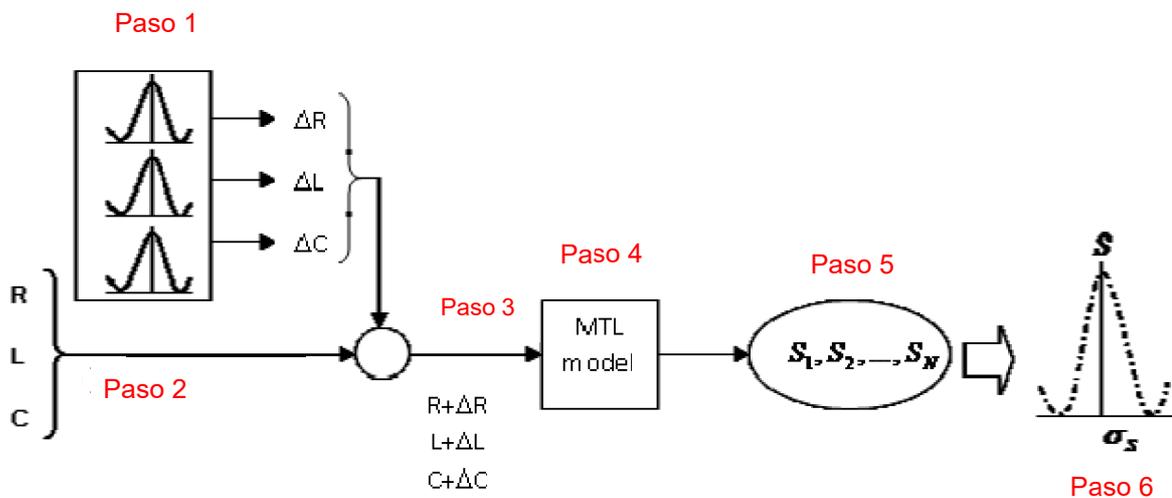


Figura 4.13: Diagrama método Monte Carlo para modelado de la distribución de probabilidad

En cada interacción, una muestra aleatoria se genera desde una función de probabilidad (*paso 1*) que modela la incertidumbre de cada matriz medida. Esta muestra se añade a cada valor medido de R , L y C (*paso 2*) como una perturbación, en el sentido de que los nuevos valores R , L y C (*paso 3*) se utilizan como entrada del modelo MTL (*paso 4*) para calcular una solución S_i . Una vez que este proceso se realiza N veces (siendo N el número de muestras seleccionadas para el método de Monte Carlo), el espacio de N soluciones (*paso 5*), se procesan después, para obtener un valor promedio \hat{S} y su correspondiente desviación σ_S . Esos dos parámetros pueden utilizarse para representar la distribución de probabilidad (*paso 6*) de la solución final.

En las simulaciones realizadas en el presente capítulo de la tesis se han estudiado 100 casos generados a partir de los valores medidos y las incertidumbres modeladas descritas. En la Figura 4.14 se puede observar un ejemplo de resultado de simulación, donde la traza en azul corresponde al valor medio y las trazas rojas, los valores máximos y mínimos de los resultados de las simulaciones de los 100 casos asociados a un parámetro del cable sometido a estudio. Las figuras mostradas en el presente capítulo de la tesis corresponderán al valor medio de las curvas simuladas

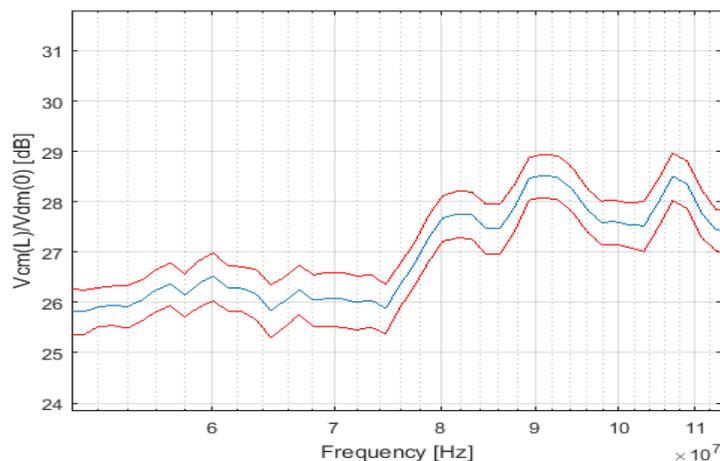


Figura 4.14: Ejemplo de resultado de simulación, valor medio en azul, y rangos máximos y mínimos obtenidos en la simulación de los 100 casos.

4.2. PROPAGACIÓN Y ACOPLAMIENTO DE RUIDO EN CABLE MULTISERVICIO

El estudio de propagación de ruido electromagnético se ha centrado en la propagación y acoplamiento de ruido de modo común y diferencial, así como del ruido acoplado desde el mundo exterior debido a campos electromagnéticos incidentes. Tanto los terminales de entrada como de salida de las fuentes de alimentación se han considerado un puerto de dos terminales con un retorno común de la corriente por los terminales.

Para realizarlo se han diferenciado 4 casos:

- Propagación y acoplamiento de ruido en CM desde las fuentes de alimentación: el ruido en CM se inyecta en el lado de la fuente (*source*) del cable y se obtiene la función de transferencia del ruido en CM entre la fuente y la carga (*load*) del cable. Así mismo, se analiza la función de transferencia de acoplamiento de ruido entre convertidores.
- Propagación y acoplamiento de ruido en DM desde las fuentes de alimentación: el ruido en DM se inyecta en el lado de la fuente del cable y se obtiene la ganancia del ruido en DM entre la fuente y la carga del cable.
- Acoplamiento de ruido asociado a corrientes de tierra circulando por la pantalla: el ruido conducido se inyecta directamente en la pantalla externa del cable y se estudia el efecto sobre los conductores centrales.
- Acoplamiento de ruido asociado al efecto de un campo externo incidente. En este caso, se simula una onda electromagnética externa incidente en el cable. Se han estudiado las distintas posibilidades de conexión de las pantallas y su consiguiente impacto en el nivel de ruido acoplado en su interior.

Para poder obtener las soluciones de las ecuaciones del modelo MTL, es necesario incluir en dicho modelo los terminales a ambos lados del cable (terminales de fuente y carga), que estarán definidos por los filtros de entrada del FEE y salida de las fuentes de alimentación. Dichos filtros de entrada, se han aproximado por condensadores de 1 μF . De manera análoga, para modelar las altas impedancias asociadas a las líneas de captación de señal (*sense lines*), se han utilizado resistencias de 10 $\text{k}\Omega$. Estas resistencias se utilizan por razones asociadas al filtrado y se suelen implementar a lo largo de las líneas de señal. Finalmente, para obtener una configuración próxima a la real, se han incluido unas resistencias de 200 $\text{m}\Omega$ con la finalidad de simular las conexiones a tierra. Las Figura 4.15 y Figura 4.16 muestran el modelo utilizado para los terminales de fuente y carga en el caso del cable analógico (sin inyección de ruido).

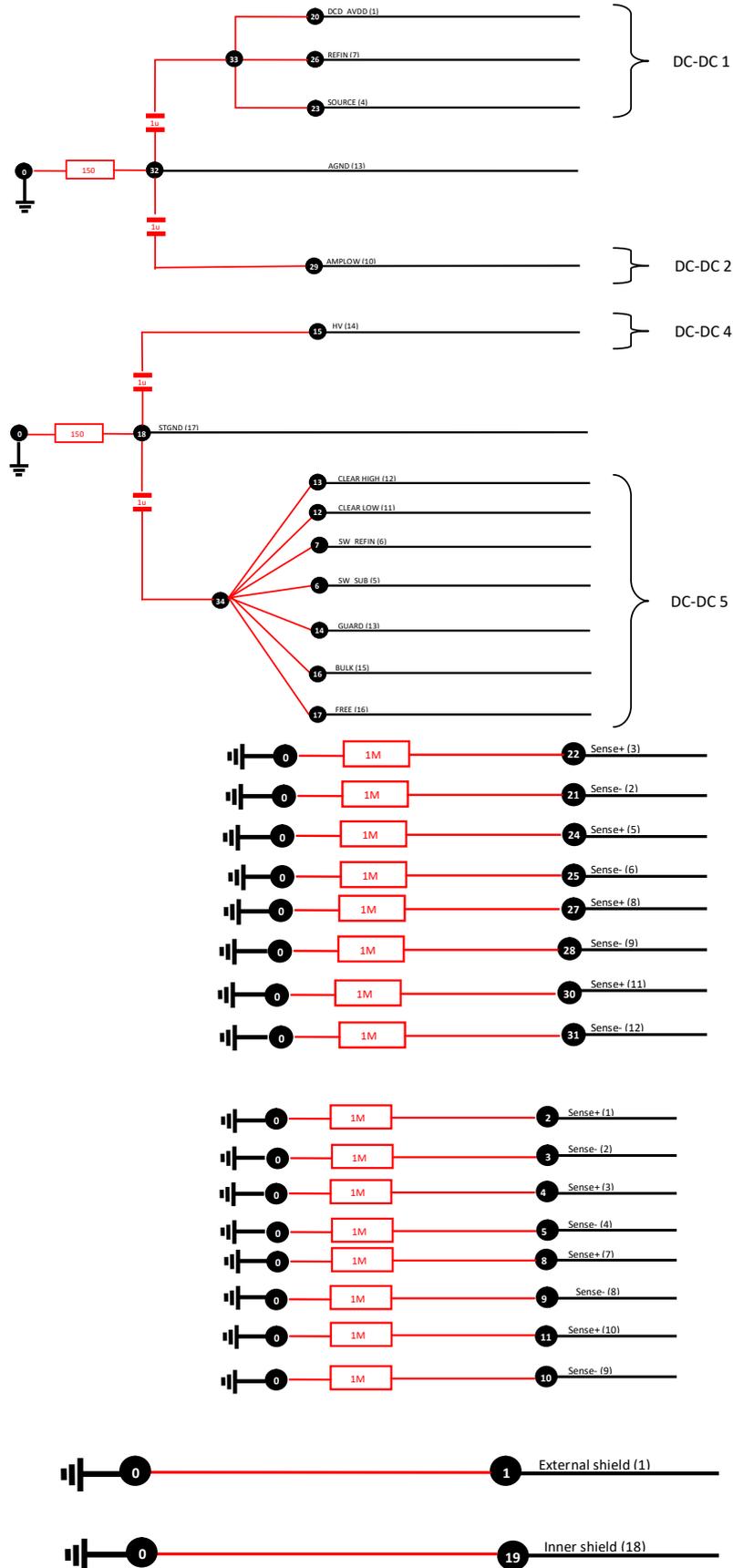


Figura 4.15: Modelo para el terminal de fuente en cable analógico sin inyección ruido

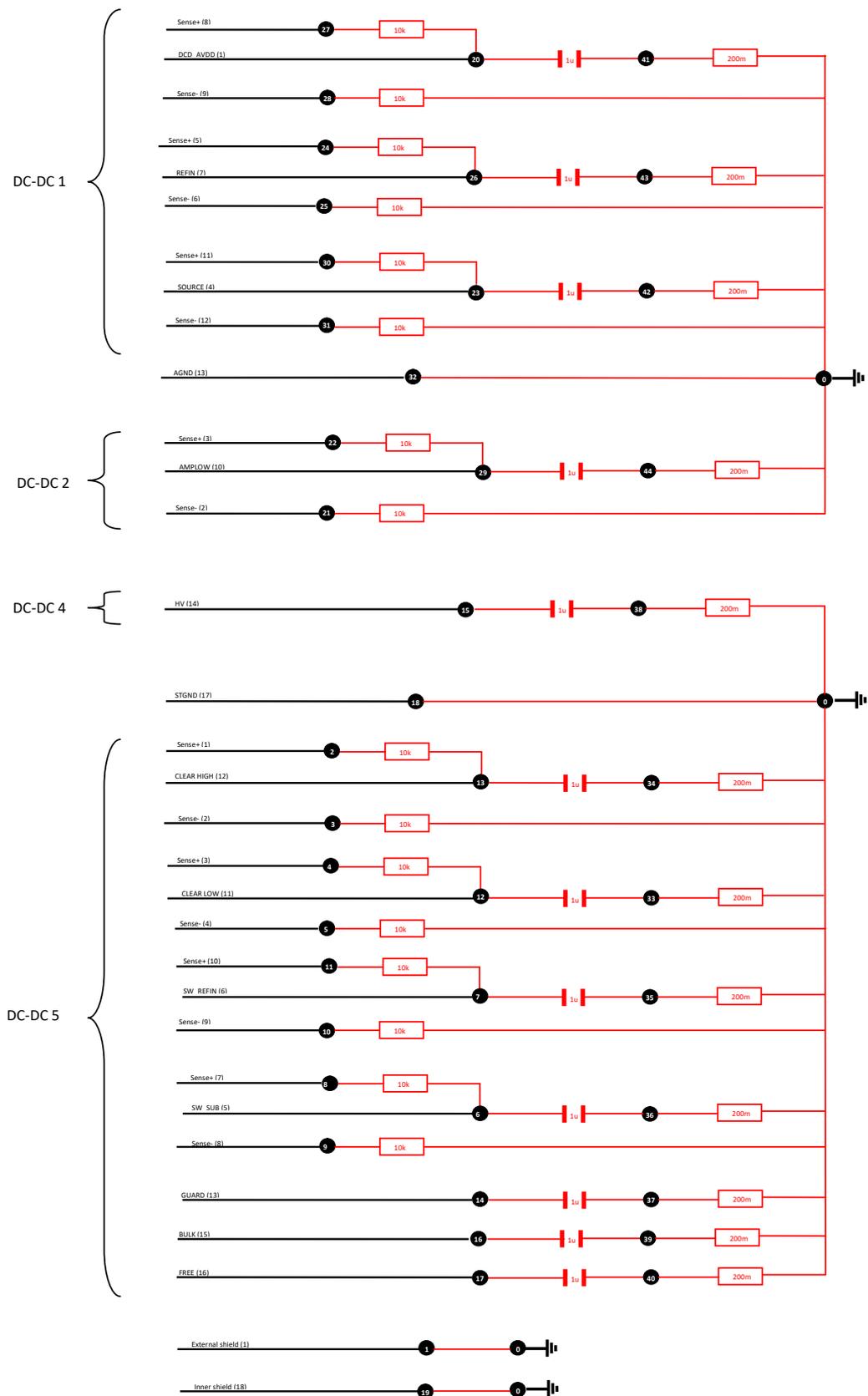


Figura 4.16: Modelo para terminal de carga en cable analógico sin de inyección de ruido

4.2.1. Propagación y acoplamiento de ruido en CM

La propagación de ruido CM desde las fuentes de alimentación, se estudia en el caso del cable analógico (hay que tener en cuenta que los conductores y topologías son idénticas en el cable digital, por lo que las conclusiones en el caso analógico son extensibles al caso digital). Para realizarlo, el ruido CM se inyecta en los convertidores 1, 2, 4 y 5 (el convertidor 3 y 6 pertenecen al cable digital). En cada uno de los casos, se analiza la función de transferencia de ruido en CM así como la función de transferencia de ruido a otros convertidores (acoplamiento de ruido entre convertidores).

Con el fin de estudiar la propagación en CM, se utilizan las siguientes funciones de transferencia, donde se relacionan el voltaje y corriente en el final de la línea ($z=L$, siendo L la longitud total de la línea) con el voltaje y corriente inyectada, cuantificando así el efecto de la propagación del ruido en el cableado

$$TF_{V_{cm}} = \frac{V_{cm}(L)}{V_{cm}(0)} \quad (4.17)$$

$$TF_{I_{cm}} = \frac{I_{cm}(L)}{I_{cm}(0)} \quad (4.18)$$

Siendo V_{cm} e I_{cm} el voltaje en CM y corriente en CM definido sobre el conjunto de n conductores:

$$V_{CM} = \frac{\sum_n V_i}{n} \quad (4.19)$$

$$I_{CM} = \frac{\sum_n I_i}{n} \quad (4.20)$$

4.2.1.1. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC1

El ruido en CM (voltaje y corriente en modo común) se aplica en los 3 conductores (DCD_AVDD, REFIN, SOURCE) asociados al terminal positivo del convertidor DC/DC1 (vía reguladores, que se modelan como cortocircuitos), así como el conductor de retorno AGND (retorno analógico). Este caso se muestra gráficamente, a modo de ejemplo, en la Figura 4.17:

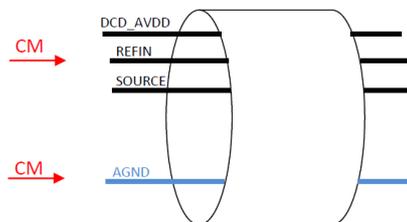


Figura 4.17: Inyección ruido CM en convertidor DC/DC1

Siendo:

$$V_{CM} = \frac{V_{DCD_AVDD} + V_{REFIN} + V_{SOURCE} + V_{AGND}}{4} \quad (4.21)$$

$$I_{CM} = \frac{I_{DCD_AVDD} + I_{REFIN} + I_{SOURCE} + I_{AGND}}{4} \quad (4.22)$$

La inyección del ruido en CM se modela con una fuente de tensión conectada entre los terminales (positivos y negativos) del convertidor DC/DC1 y tierra, ver Figura 4.18.

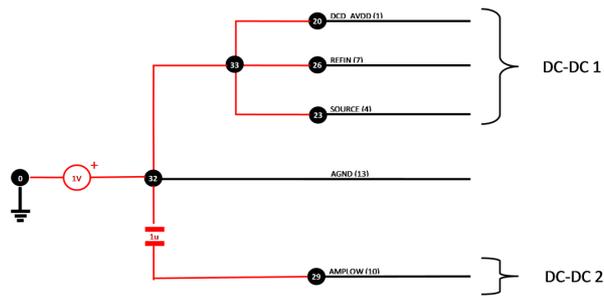


Figura 4.18: Modelo inyección ruido en CM emitido por el convertidor DC/DC1

Las funciones de transferencia de voltaje y corriente en CM en el convertidor DC/DC1 (propagación de ruido) se muestran en la Figura 4.19 y Figura 4.20.

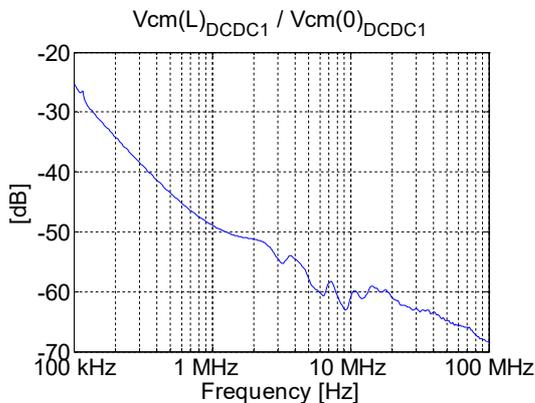


Figura 4.19: Función de transferencia de voltaje CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC1 (inyección ruido en convertidor DC/DC1).

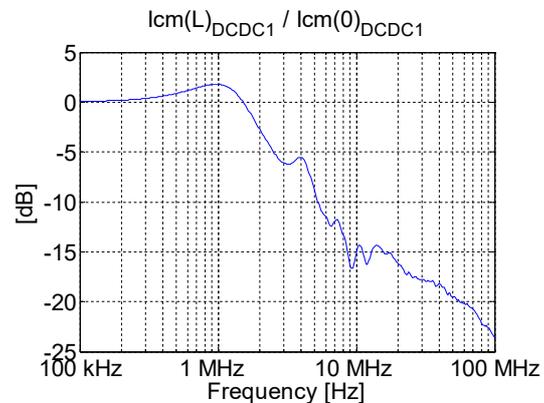


Figura 4.20: Función de transferencia de corriente CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC1 (inyección ruido en convertidor DC/DC1).

La gráfica muestra una caída de 20 dB/década en el caso del voltaje en CM, atenuación debida al filtrado en el lado de la carga. En el caso de la corriente, se observa una ligera amplificación de las corrientes en CM alrededor de 1 MHz, aunque como se puede comprobar, la resonancia está bien atenuada, gracias a la propia resistencia del cable en altas frecuencias. La Figura 4.21 muestra la función de transferencia del acoplamiento de corriente en CM desde las líneas de potencia del convertidor DC/DC1 a las líneas de potencia del convertidor DC/DC2 (línea roja), la función de transferencia del acoplamiento de corriente en CM desde las líneas de potencia del convertidor DC/DC1 a las

líneas de captación de señal (*sense lines*) del convertidor DC/DC1 (línea verde), y la función de transferencia del acoplamiento de corriente en CM desde las líneas de potencia del convertidor DC/DC1 a las líneas de captación de señal (*sense lines*) del convertidor DC/DC2. Estas funciones de transferencia las podemos ver como funciones de transferencia de distribución de ruido dentro del cable multiservicio, que ponen de manifiesto cómo se acopla el ruido entre los propios conductores que lo forman. Adicionalmente se ha incluido la función de transferencia propagación de ruido en el convertidor DC/DC1 (anteriormente mostrada en la Figura 4.19) a modo de referencia.

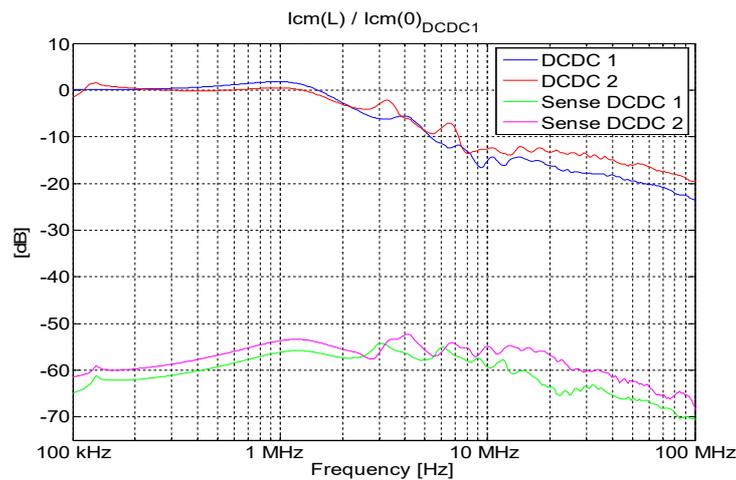


Figura 4.21: Función de transferencia del acoplamiento de corriente CM a otras líneas de potencia y a las líneas de captación de señal (*sense lines*). La inyección de ruido es en convertidor DC/DC1

Se puede observar que el acoplamiento de ruido tiene un efecto mucho menor en las líneas de captación de señal (*sense lines*), puesto que son líneas con una alta impedancia. Así mismo, el acoplamiento de ruido al convertidor 2 es considerable, pese a que el ruido sólo se inyecta en el convertidor 1. Esto es debido al hecho de que ambos convertidores comparten el mismo conductor de retorno, el cual define el perfil de ruido. Respecto al acoplamiento de ruido hacia otros convertidores, (convertidores DC/DC4 y DC/DC5) se ha podido comprobar que el acoplamiento de ruido es significativamente menor, presentando unos niveles mínimos de ruido ya que pertenecen al sistema intermedio y los conductores van fuera de la pantalla interna y utilizan un conductor de retorno diferente a los convertidores 1 y 2.

4.2.1.2. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC2

El estudio realizado en el caso anterior, se ha repetido en el resto de convertidores. Para el caso del convertidor DC/DC2 el ruido de CM se inyecta directamente entre los terminales positivos y negativos, es decir a las líneas AMPLOW y AGND, tal como se muestra en la figura 4.2. Las funciones de transferencia del voltaje y corriente en CM, se muestran en la Figura 4.22 y

Figura 4.23. La Figura 4.24 compara el ruido en el convertidor DC/DC2 con el ruido en el convertidor cercano DC/DC1 tanto en las líneas de potencia como las de captación de señal (*sense lines*).

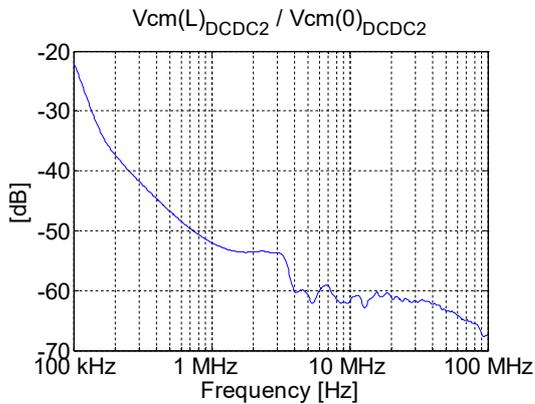


Figura 4.22: Función de transferencia de voltaje CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC2 (inyección de ruido en convertidor DC/DC2)

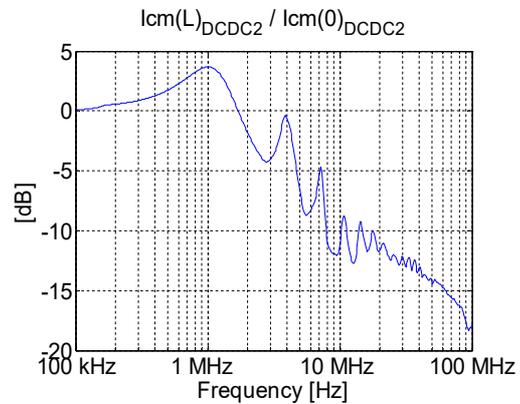


Figura 4.23: Función de transferencia de corriente CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC2 (inyección de ruido en convertidor DC/DC2)

Se observan conclusiones similares a las vistas en el anterior punto, puesto que el convertidor DC/DC2 pertenece al mismo grupo que el convertidor DC/DC1, que utiliza el mismo retorno AGND del sistema interno del cable. En las líneas de captación de señal (*sense lines*), al igual que el caso anterior, se transfiere un bajo nivel de ruido debido a las altas impedancias conectadas a ambos extremos de los conductores.

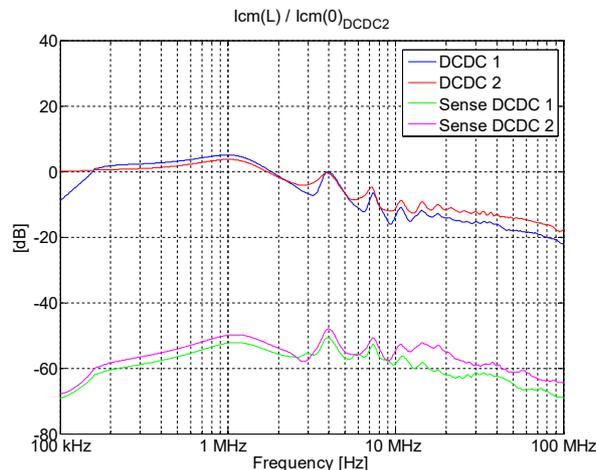


Figura 4.24: Función de transferencia de acoplamiento de corriente en CM a otras líneas de potencia y a las líneas captación de señal (*sense lines*). La inyección de ruido en convertidor DC/DC2.

4.2.1.3. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC4

De la misma manera, la propagación de ruido CM se estudia inyectando en los 2 terminales del convertidor DC/DC4 (formados por el conductor HV y el

conductor de retorno STGN, ver Figura 4.2. La función de transferencia del ruido se muestra en el caso del voltaje en la Figura 4.25 y en el caso de la corriente en la Figura 4.26. La función de transferencia de acoplamiento de ruido al resto de convertidores se muestra para las líneas de potencia en la Figura 4.27 y para las líneas de captación de señal (sense lines) en la Figura 4.28.

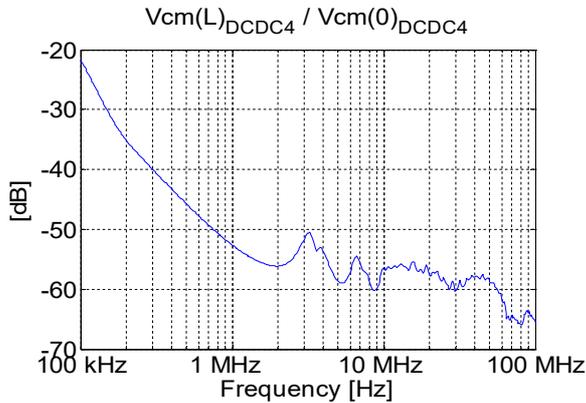


Figura 4.25: Función de transferencia de la propagación de voltaje CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC4 (inyección de ruido en convertidor DC/DC4)

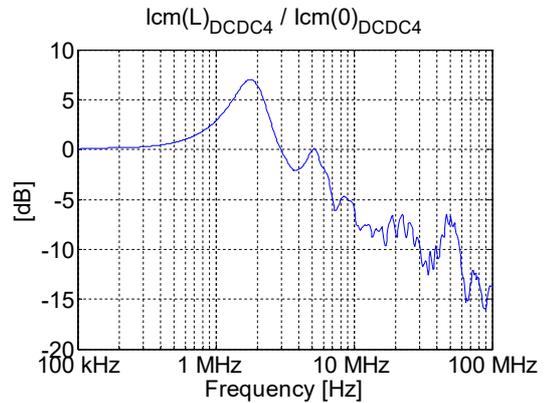


Figura 4.26: Función de transferencia de la propagación de corriente CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC4 (inyección de ruido en convertidor DC/DC4)

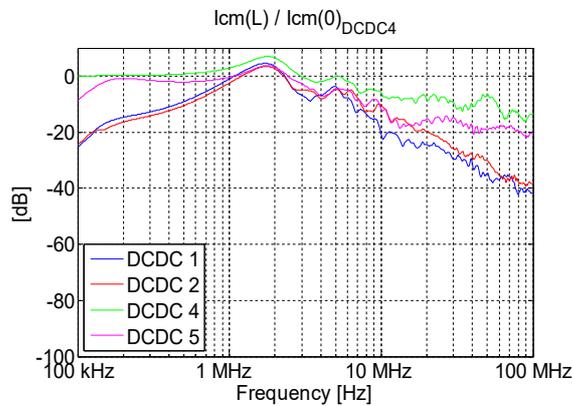


Figura 4.27: Función de transferencia de corriente en CM desde el convertidor DC/DC4 al resto en la líneas de potencia (inyección de ruido en convertidor DC/DC4)

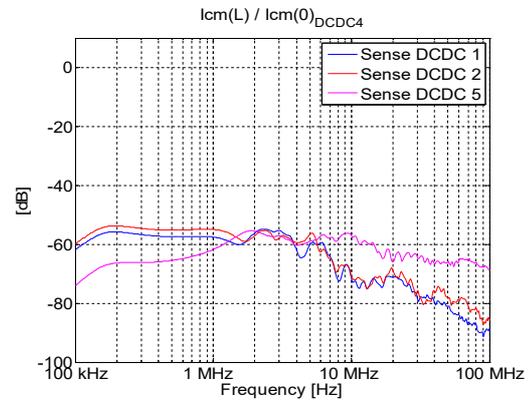


Figura 4.28: Función de transferencia de corriente en CM desde el convertidor DC/DC4 a las líneas de captación de señal (sense lines). (inyección de ruido en convertidor DC/DC4)

En el caso de la función de transferencia de corriente en CM desde el convertidor 4 al resto de convertidores, los niveles de ruido más altos están presentes en los convertidores DC/DC4 y DC/DC5 (línea verde y magenta), puesto que ambos comparten el conductor de retorno STGN, que es donde se inyecta el ruido. Sin embargo conviene destacar que en frecuencias intermedias (entre 1 MHz y 10 MHz) el ruido se distribuye de forma uniforme

entre todos los conductores. Este dato resulta especialmente relevante, dado que se puede extraer como conclusión que, en dicho rango de frecuencia intermedio, las líneas que comparten retornos, tienen características similares y presentan un nivel de ruido muy uniforme en cada una de ellas. Para las líneas de captación de señal (*sense lines*), se observa un perfil similar en todos los convertidores y el nivel de ruido es mucho menor debido a las altas impedancias terminales de los conductores.

4.2.1.4. Ruido en CM inyectado en convertidor DC/DC5

El ruido en CM se aplica en los 7 conductores asociados al terminal positivo del convertidor DC/DC5, así como en el conductor de retorno STGND (ver Figura 4.2) a función de transferencia de voltaje se muestra en la Figura 4.29 y la de corriente en CM en la Figura 4.30, y la transferencia de ruido al resto de convertidores se muestra en la Figura 4.31 para la potencia y líneas de captación de señal (*sense lines*) en la Figura 4.32. Se pueden extraer unas conclusiones similares a las indicadas en el caso previo.

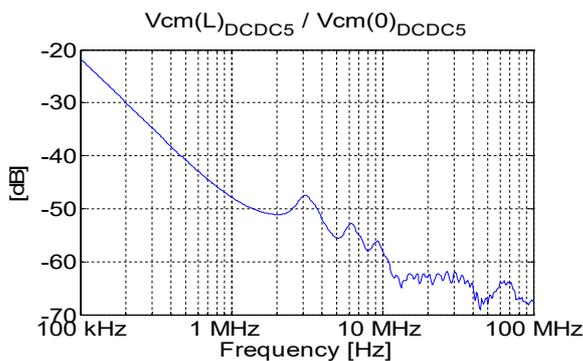


Figura 4.29: Función de transferencia de la propagación de voltaje CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC5 (inyección de ruido en convertidor DC/DC5)

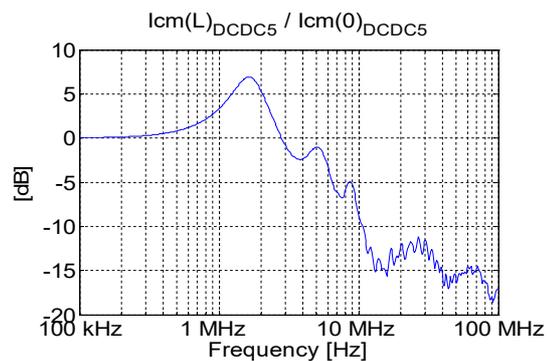


Figura 4.30: Función de transferencia de la propagación de corriente CM (propagación de ruido) en convertidor DC/DC5 (inyección de ruido en convertidor DC/DC5)

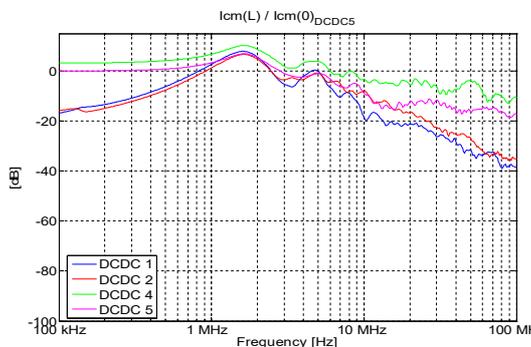


Figura 4.31: Función de transferencia de corriente en CM desde el convertidor DC/DC5 al resto en la líneas de potencia (inyección DC/DC5)

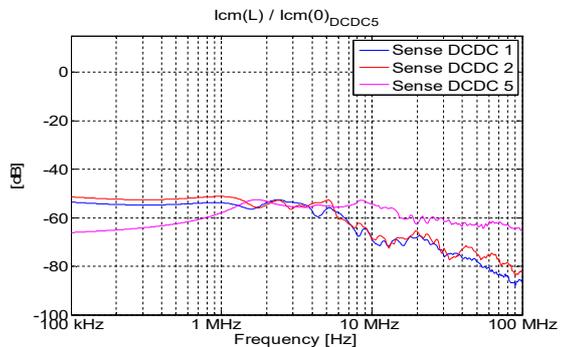


Figura 4.32: Función de transferencia de corriente en CM desde el convertidor DC/DC5 a las líneas de captación de señal *sense lines*, (inyección en DC/DC5)

4.2.1.5. Resumen comparativo los casos de propagación

Después de analizar cada inyección de ruido en modo común, se muestran los 4 casos de propagación juntos. La Figura 4.33 muestra la función de transferencia del voltaje y la Figura 4.34 la función de transferencia de corriente en CM cuando se inyecta ruido en cada uno de los convertidores analizados.

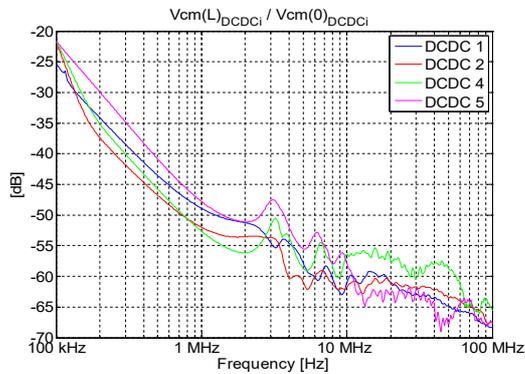


Figura 4.33: Funciones de transferencia de propagación de voltaje en CM en los 4 convertidores (propagación de ruido)

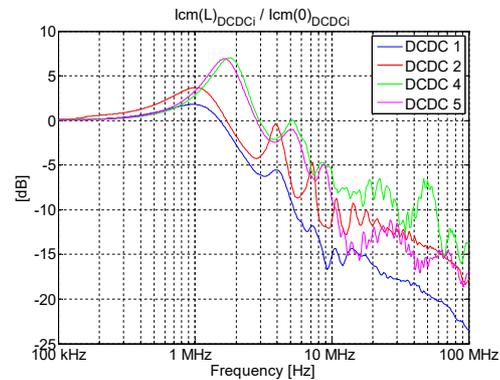


Figura 4.34: Funciones de transferencia de propagación de corriente en CM en los 4 convertidores (propagación de ruido)

A partir de las figuras anteriores se puede concluir que todos los cables tienen un comportamiento similar. Atenúan la tensión de modo común como consecuencia del condensador de filtrado a nivel de carga y amplifican ligeramente la corriente a través de ellos en baja frecuencia debido a la resonancia de los propios cables, siendo posteriormente atenuada esta corriente de forma similar en todos los conductores. De todas las líneas, la que presenta mayor nivel de amplificación de corriente y menor atenuación de tensión y corriente son las correspondientes al DC/DC5 y DC/DC4. Estas dos líneas son las más críticas del presente estudio.

4.2.1.6. Ruido en modo común en un grupo de referencia.

Adicionalmente, se ha estudiado también los efectos de inyectar CM en un grupo de conductores que comparten la misma referencia con el fin de analizar el reparto de corriente entre ellos en caso de aparecer un nivel de ruido común a todos ellos. En este caso, se ha seleccionado la referencia STGN, por tanto, los convertidores DC/DC4 y DC/DC5 son los que se han analizado (son los que comparten dicha referencia en el cable analógico). El modelo de inyección de CM se muestra en la Figura 4.35. El ruido en modo común se ha calculado y se muestra en la Figura 4.36 el correspondiente al voltaje y en la Figura 4.37 el correspondiente a la corriente.

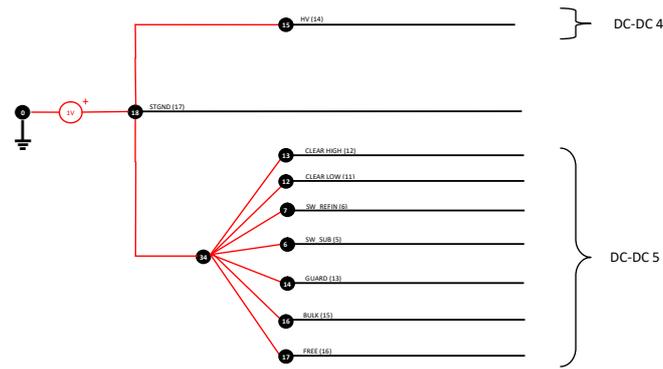


Figura 4.35: Modelo de inyección en modo común en grupo de referencia

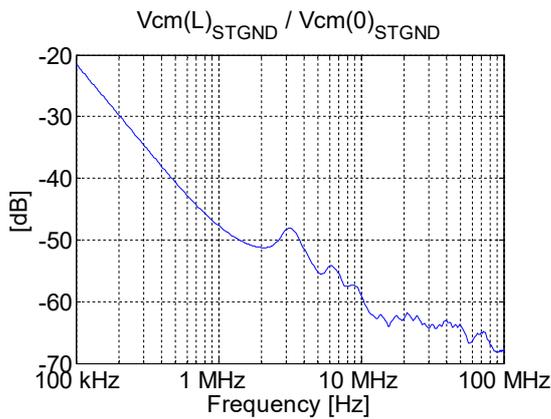


Figura 4.36: Función de transferencia voltaje CM en grupo STGND (Propagación de ruido)

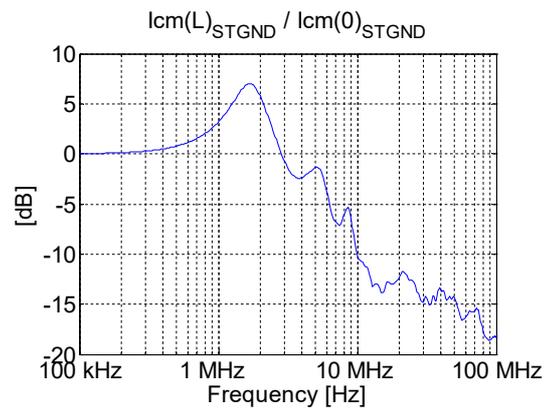


Figura 4.37: Función de transferencia corriente CM en grupo STGND (Propagación de ruido)

Se puede observar un perfil similar al caso de inyección de CM en el convertidor DC/DC5, puesto que la mayoría de conductores comparten el conductor de retorno STGND y pertenece a este convertidor. Mientras que, en los casos descritos anteriormente, la transferencia de ruido se compara entre convertidores DC/DC, en este caso particular se compara la transferencia de ruido entre sistemas (asociado al retorno STNG y asociado al retorno AGND). Los resultados se muestran en la Figura 4.38, donde el ruido en CM en el extremo del cable ($z=L$) se calcula añadiendo todas las líneas de alimentación que comparten el mismo retorno y todas las líneas de captación de señal (*sense lines*) que pertenecen a cada grupo de retorno.

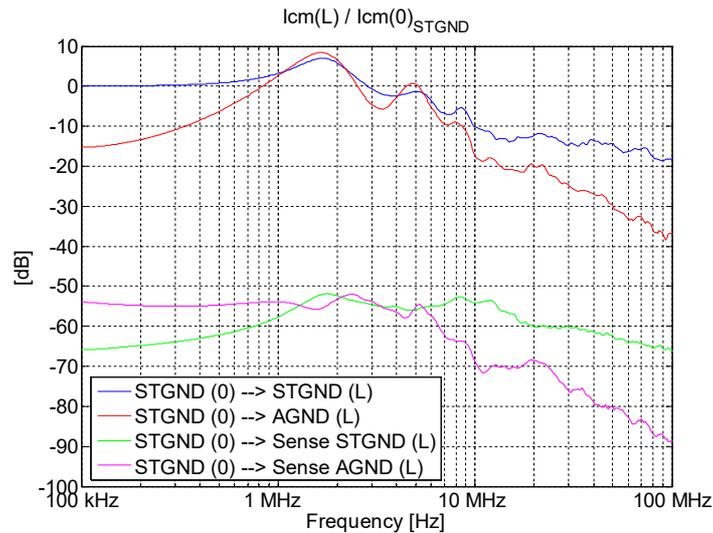


Figura 4.38: Funciones de transferencia de acoplamiento de corriente CM desde el sistema STGND, líneas de potencia y líneas de captación de señal (sense lines)

Como se puede observar, las gráficas muestran un mayor nivel de transferencia de ruido dentro del sistema STGND que es donde está el ruido, mientras que la transferencia de ruido es significativamente menor hacia las líneas de captación de señal (sense lines), debido nuevamente a las altas impedancias terminales.

4.2.2. Propagación y acoplamiento de ruido asociado al rizado de las fuentes de alimentación

La propagación del ruido de modo diferencial requiere un detallado análisis al definir el nivel de rizado que aparece en los puertos de entrada de los ASICs (chips DCD, DHC y Switcher). Con el fin de poder extraer conclusiones que se puedan implementar en el sistema final, se ha asumido que el modo diferencial que se va a estudiar corresponde al rizado emitido por cada uno de los convertidores DC/DC de las fuentes de alimentación. Esto implica que la fuente de modo diferencial que inyectará ruido en el cable es común para todos los cables asociados al mismo convertidor DC/DC que tengan el retorno común. Luego a nivel de carga se definirá un modo diferencial por línea que corresponde a la diferencia de tensión entre cada una de las líneas sometidas a estudio y su retorno.

Esta definición establecida para el modo diferencial, ecuación (4.23) , va permitir analizar cómo se reparte el rizado de cada convertidor DC/DC entre cada una de las líneas conectadas a un mismo convertidor DC/DC, así como permitirá analizar el impacto que tiene en el ruido por cada una de ellas el retorno común asociado a varios convertidores DC/DC.

4.2.2.1. Inyección en DM en el convertidor DC/DC1:

En este caso, la fuente de ruido (DM) se aplica entre los 3 conductores asociados a los terminales positivos del convertidor 1 (vía reguladores) y el conductor de retorno AGND, y el voltaje DM y corriente en $z=0$ se calcula, tal como muestra Figura 4.39.

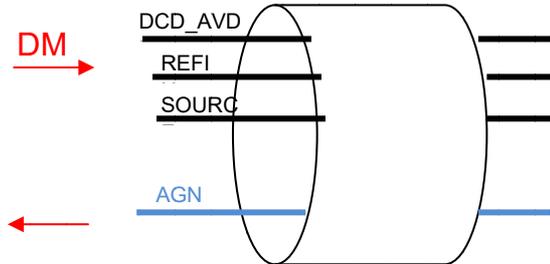


Figura 4.39: Inyección ruido DM en convertidor DC/DC1

Siendo:

$$I_{DM} = I_{DCD_AVDD} + I_{REFIN} + I_{SOURCE} \quad (4.23)$$

La resistencia de tierra y la referencia AGND se incrementa a $1 \text{ M}\Omega$ para asegurar que no hay corrientes de modo común (corrientes de tierra) y así poder forzar a que el ruido que circula sea equivalente al rizado emitido por la fuente DC/DC1. La Figura 4.40 muestra el diagrama asociado a dicha inyección

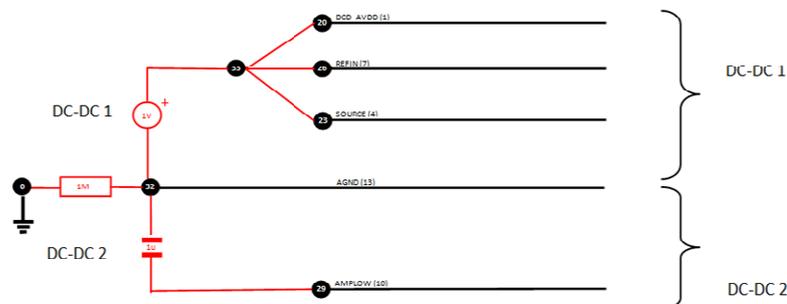


Figura 4.40: modelo inyección DM

Mientras que el voltaje DM y la fuente en $z=0$ se calcula agrupando todos los terminales positivos juntos, el rizado presente al final del cable ($z=L$) se calcula para cada conductor de forma separada. Así pues, se obtiene una función de transferencia de ruido para cada par conductor-referencia y se representa en la Figura 4.41 en el caso del voltaje y la Figura 4.42 en el caso de corriente.

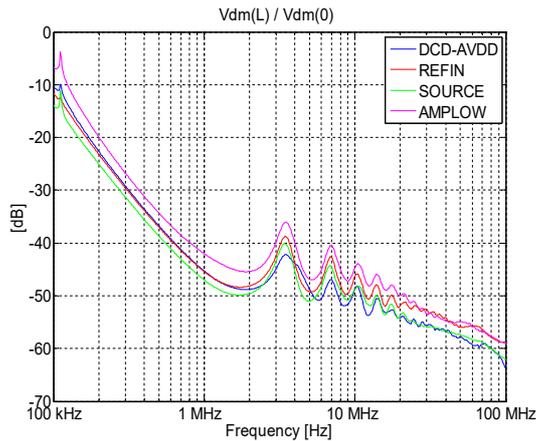


Figura 4.41: Función de transferencia de propagación voltaje DM y acoplamiento en los convertidores DC/DC1 y DC/DC2

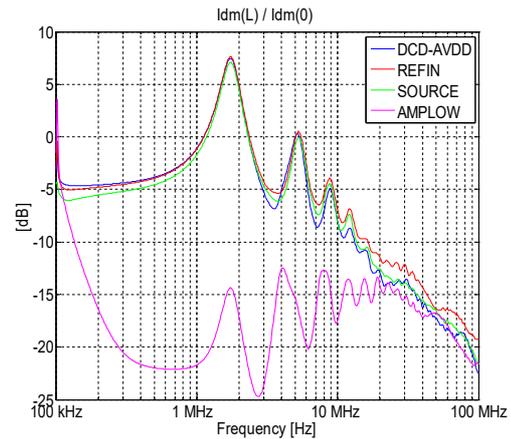


Figura 4.42: Función de transferencia de propagación corriente DM y acoplamiento en los convertidores DC/DC1 y DC/DC2

Los resultados muestran un perfil muy similar en los 3 conductores del convertidor DC/DC1, donde se inyecta el ruido. A nivel de tensión se observa de manera análoga un perfil similar en todos y corresponde al perfil de atenuación del condensador de desacoplamiento que aparece al final de la línea. Sin embargo, a nivel de corrientes el acoplamiento con la línea AMPLOW es muy bajo como consecuencia que está cortocircuitado por el retorno común, por lo que casi toda la corriente de rizado retornará por el conductor de retorno. La amplificación de la corriente a la frecuencia de resonancia del cable no presentara ningún problema de radiación ya que, a diferencia del modo común comentado en apartados anteriores, el lazo de radiación presenta un área muy pequeña.

4.2.2.2. Inyección DM en el convertidor DC/DC2

El ruido DM se aplica entre los dos terminales del convertidor DC/DC2 formados por el AMPLOW y el conductor de retorno AGND. Para simular este caso, es necesaria una modificación en el esquema de conexión, similar al caso anterior. Los resultados de propagación de voltaje y corriente en DM en los conductores se muestran en la Figura 4.43 y Figura 4.44, respectivamente.

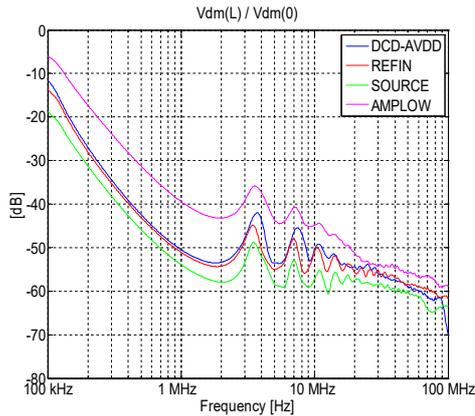


Figura 4.43: Función de transferencia de propagación voltaje DM y acoplamiento en los convertidores DC/DC1 y DC/DC2

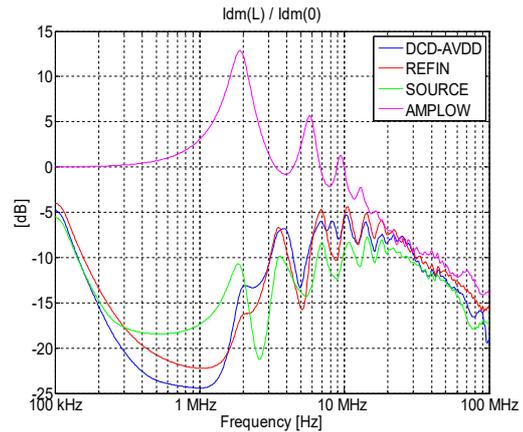


Figura 4.44: Función de transferencia de propagación corriente DM y acoplamiento en los convertidores DC/DC1 y DC/DC2

En este caso el ruido transferido es más alto en la línea AMPLOW, puesto que pertenece al convertidor DC/DC2 que es donde se inyecta el ruido.

4.2.2.3. Inyección DM en el convertidor DC/DC4

Aquí el ruido DM se aplica entre el conductor HV y el conductor de retorno STGND. Para simular este caso, se ha realizado una modificación en el esquema de conexiones, de manera análoga a los casos anteriores. Los resultados de propagación de voltaje y corriente DM de los convertidores DC/DC4 y 5 que forman el sistema STGND se muestran en las Figura 4.45 y Figura 4.46. La comparativa de transferencia en el sistema AGND se muestra en la Figura 4.47 y la comparativa de transferencia en el sistema STGND en la Figura 4.48.

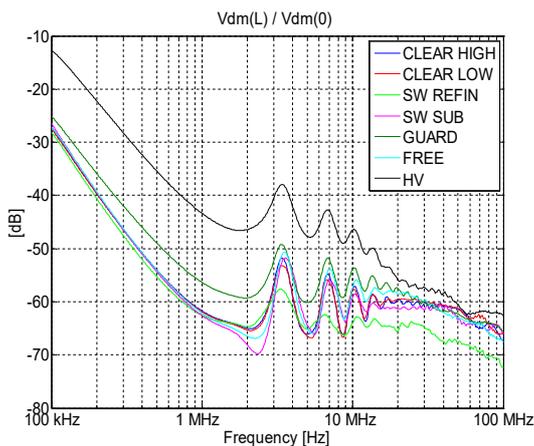


Figura 4.45: Función transferencia voltaje DM y acoplamiento desde el convertidor DC/DC4

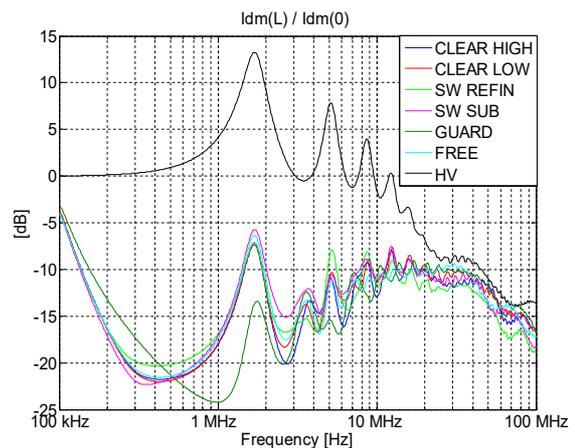


Figura 4.46: Función transferencia corriente DM y acoplamiento desde el convertidor DC/DC4

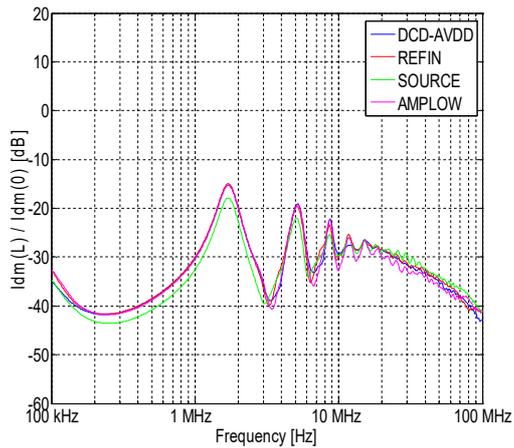


Figura 4.47: Función de transferencia de acoplamiento corriente DM desde el convertidor DC/DC4 al sistema AGND

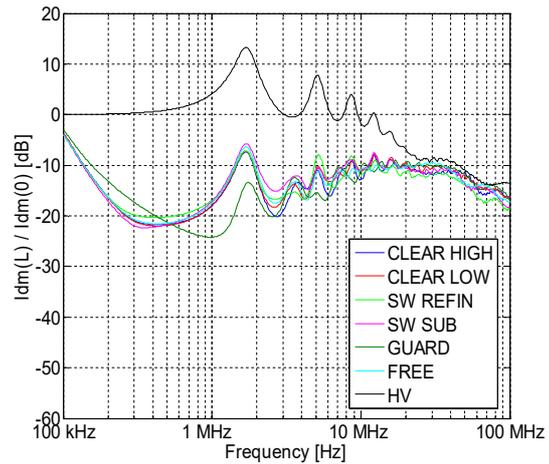


Figura 4.48: Función de transferencia de acoplamiento corriente DM desde el convertidor DC/DC4 al sistema STGND

Se puede observar que el conductor HV presenta unos niveles de transferencia mayores, puesto que pertenece al convertidor DC/DC4, que es donde se inyecta el ruido. En el resto de conductores se observa una atenuación al ruido. Cuando comparamos, los sistemas AGND y STGND, se observa un mayor nivel en el sistema STGND, que es donde se inyecta el ruido. En este caso, la transferencia de ruido entre ambos sistemas es conducida, como consecuencia del efecto de inducción que las corrientes producen en la pantalla interior cuando se inyecta en el sistema exterior STGND.

4.2.2.4. Inyección DM en el convertidor DC/DC5

En este caso, el ruido en DM se aplica entre el grupo de 7 conductores asociados al terminal positivo del convertidor DC/DC5 y el conductor de retorno STGND. Las funciones de transferencia de voltaje y corriente en DM en los conductores utilizados por los convertidores 4 y 5 se muestra en la Figura 4.49 y Figura 4.50 respectivamente. La comparativa entre el sistema exterior STGND y el interno AGND se muestra en las Figura 4.51 y Figura 4.52.

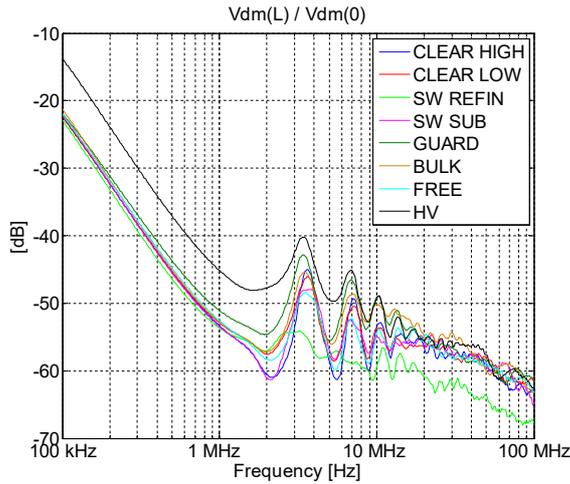


Figura 4.49: Función transferencia voltaje/corriente DM desde el convertidor DC/DC5

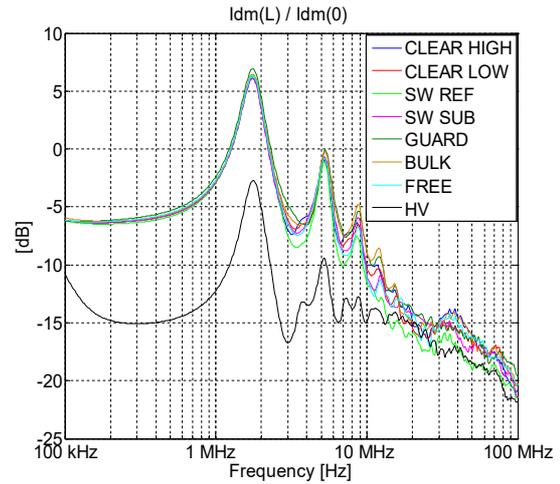


Figura 4.50: Función transferencia voltaje/corriente DM desde el convertidor DC/DC5

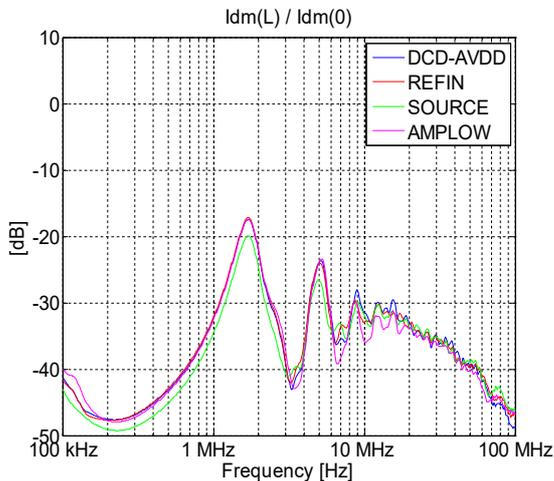


Figura 4.51 Función de transferencia de acoplamiento de corriente DM desde el convertidor DC/DC5 al sistema AGND

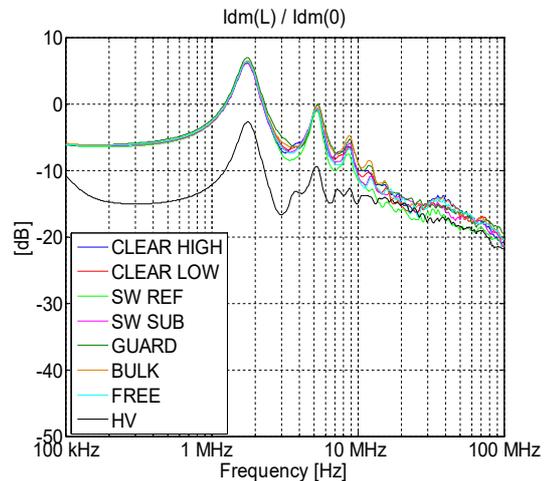


Figura 4.52 Función de transferencia de acoplamiento de corriente DM desde el convertidor DC/DC5 al sistema STGND

En este caso, se observa un nivel de transferencia de ruido en los conductores que forman el terminal positivo del convertidor DC/DC5, donde se inyecta el ruido. De manera análoga al caso previo, el ruido se observa en el sistema interno AGND debido a la transferencia de ruido originada por las corrientes inducidas en la pantalla interna.

4.3. ACOPLAMIENTO DE RUIDO DESDE MUNDO EXTERIOR

Los cables del detector de pixeles circulan a través de todo el detector desde la su parte superior hasta la parte central. El cable lleva un doble blindaje que evita que parte de ruido radiado de sistemas vecinos se acople en él, sin embargo, este blindaje permitirá (en función de sus conexiones a tierra) que

circulen corrientes de modo común a través de él. Ambos acoplamientos pueden generar corrientes de ruido en los conductores centrales y propagarse al FEE limitando su correcto funcionamiento. Conocer el nivel de ruido que puede acoplarse en los cables centrales como consecuencia de las corrientes por los blindajes o por los campos electromagnéticos existentes en el detector ayudará al proceso de integración de la electrónica de Belle II. El cable es susceptible de acoplar ruido radiado magnético o eléctrico de los sistemas vecinos. En esta sección se evalúan estos fenómenos descritos.

4.3.1. Acoplamiento de ruido por corrientes de tierra circulando por pantalla.

En primer lugar, se va a analizar el nivel de ruido que aparece en los conductores centrales como consecuencia de las corrientes de modo común que circulan por la pantalla. Con este fin se hace circular una corriente por ella y se define la función de transferencia, en tensión y corriente, entre esta corriente o tensión y lo que aparece en los extremos finales ($z=L$) de los conductores centrales sometidos a estudio. La configuración sometida a estudio se muestra en la Figura 4.53.

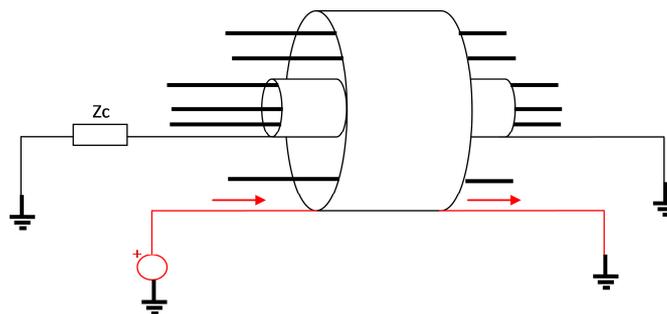


Figura 4.53: Modelo de corrientes de tierra

La pantalla interna de los conductores centrales se conecta a tierra en el lado de carga y a través de una impedancia Z_c . El valor de esta impedancia se hace variar entre 0 y 150 Ω con el fin de evaluar el impacto de la conexión del blindaje en ambos extremos. Al igual que se ha comentado en secciones anteriores, la razón para elegir 150 Ω es para mantener un compromiso de impedancia de modo común normalizada. Se analiza el ruido acoplado al cable completo en cada sistema (analógico y steering). Las funciones de transferencia en corriente y tensión se muestran en la Figura 4.54 y Figura 4.55 para ambas conexiones.

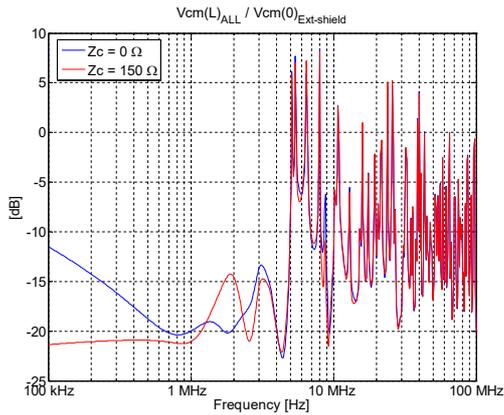


Figura 4.54: Transferencia de voltaje de ruido en el conjunto de conductores ($Z_c=0 \Omega$ y $Z_c=150 \Omega$) pantalla interna conectada en ambos extremos

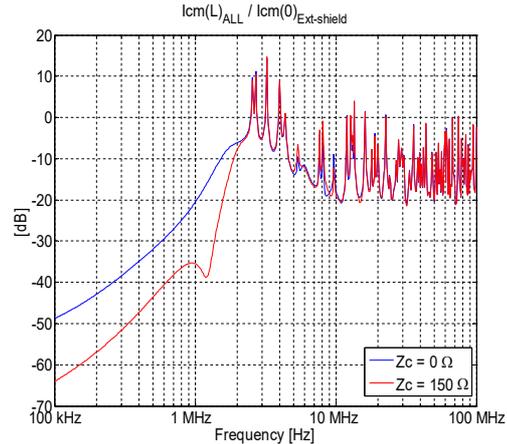


Figura 4.55: Transferencia de corriente de ruido en el conjunto de conductores ($Z_c=0 \Omega$ y $Z_c=150 \Omega$) pantalla interna conectada en 1 extremo

Tal como muestran las figuras anteriores, cuando la conexión se realiza a través de una impedancia de 150Ω , el nivel ruido acoplado es menor por debajo de 2 MHz. A esas frecuencias las corrientes que circulan en la pantalla son más bajas y como resultado el ruido modo común inducido en el conjunto de conductores a través de la impedancia de transferencia de la pantalla es menor. Sin embargo, a frecuencias más altas, el aumento de la impedancia del cable y las frecuencias de resonancia del mismo igualan el nivel de ruido acoplado en los conductores centrales. Un segundo caso bajo estudio es comparar el ruido acoplado en el sistema STGND (grupo de conductores que comparten el retorno STGND) y el ruido acoplado en el sistema AGND (grupo de conductores que comparten el retorno AGND), dicha comparativa se puede observar en las funciones de transferencia de ruido mostradas en las gráficas de la Figura 4.56 en el caso de la tensión y en la Figura 4.57 en el caso de la corriente.

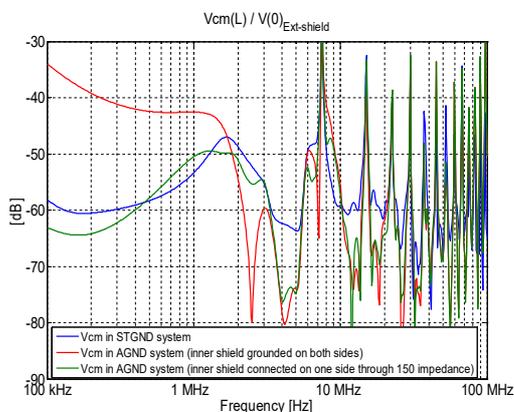


Figura 4.56: Función transferencia de voltaje de ruido en sistema STGND y AGND

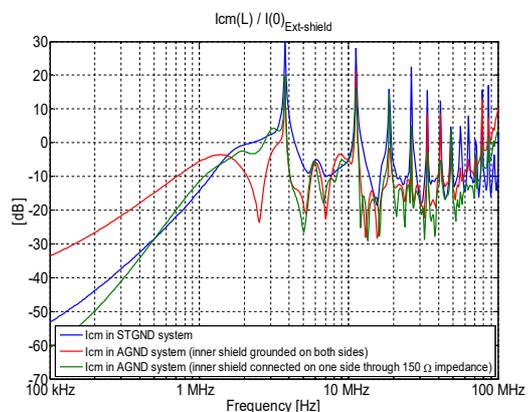


Figura 4.57: Función transferencia de corriente de ruido en sistemas STGND y AGND

Tal como muestran las figuras anteriores, la transferencia de ruido en el sistema interno (AGND) disminuye notablemente cuando la conexión de la pantalla interna se realiza a través de una impedancia de 150 Ω (ver traza verde). En este caso, las corrientes en la pantalla interna inducidas por el ruido en la pantalla externa a través de la impedancia de transferencia son mucho más bajas y por tanto el ruido que se acopla en los conductores internos decrece. Adicionalmente se puede observar que se obtienen mayores niveles de ruido en el sistema interno AGND cuando la pantalla interna se conecta a ambos lados (traza roja).

4.3.2. Acoplamiento de ruido por campos EM incidentes.

Esta sección se centra en los efectos de un campo electromagnético incidente en el cable y el impacto que la posible conexión de la pantalla a tierra tiene respecto al ruido que aparece en los conductores. La perturbación radiada se modela como una onda plana uniforme (1 V/m) polarizada en una dirección, tal como se muestra en la Figura 4.58.

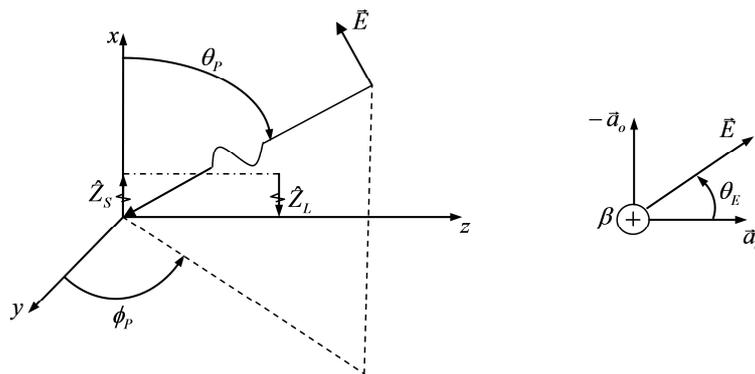


Figura 4.58: Caracterización de campo incidente como onda plana uniforme. Sistema de coordenadas rectangular

El efecto de esta onda puede ser modelada en el cable como una fuente de voltaje y corriente distribuida en cada línea tal como se muestra en la Figura 4.59 [69]

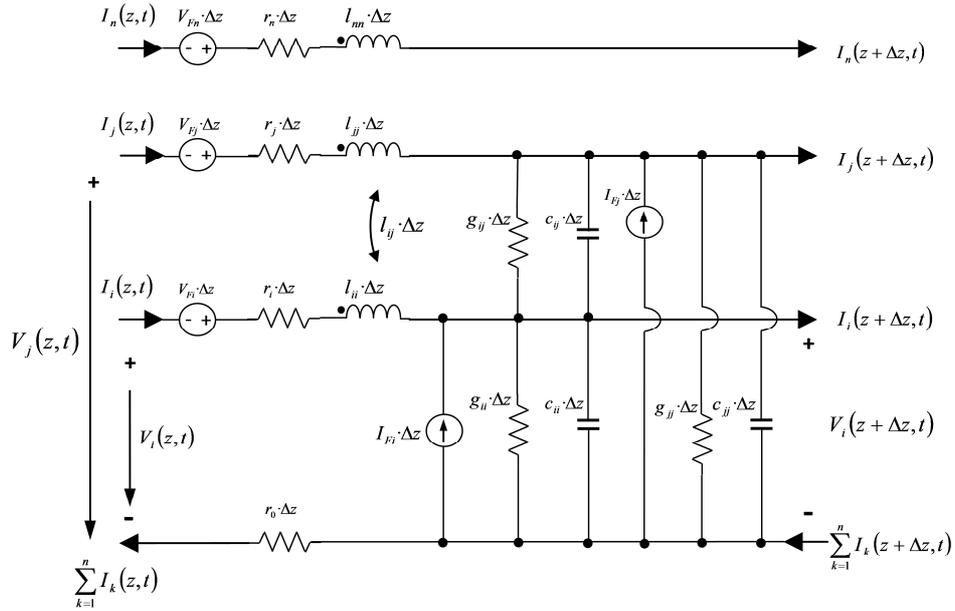


Figura 4.59: MTL distribuido para campo externo

Desde este esquema, las ecuaciones para las contribuciones de onda en el modelo MTL pueden expresarse [69]

$$V_F(z) = 2 \cdot h \cdot E_0 \left[\frac{\sin(\beta_x \cdot h)}{\beta_x \cdot h} \right] \cdot e^{-j\beta_z z} (j \cdot \beta_z \cdot e_x - j \cdot \beta_x \cdot e_z) \quad (4.24)$$

$$I_F(z) = -j \cdot 2 \cdot C \cdot h \cdot E_0 \left[\frac{\sin(\beta_x \cdot h)}{\beta_x \cdot h} \right] \cdot e^{-j\beta_z z} (e_x) \quad (4.25)$$

Donde h es la distancia desde el conductor al plano de referencia, E_0 es la amplitud compleja de la onda sinusoidal y C es la matriz capacidad de los conductores. Las componentes e_x , e_y y e_z , definen la dirección de campo eléctrico de acuerdo al sistema de referencia de Figura 4.58 . En el presente caso, tal como hemos indicado, el campo eléctrico es perpendicular a la longitud del cable:

$$e_x = 1, e_y = e_z = 0 \quad (4.26)$$

Así mismo, β_x , β_y y β_z son las proyecciones de la fase constantes β en este sistema de referencia (β puede calcularse con la frecuencia, y las constantes permeabilidad y permitividad del medio).

$$\beta_x = -\beta \cdot \cos \theta_p \quad (4.27)$$

$$\beta_y = -\beta \cdot \sin \theta_p \cdot \cos \phi_p \quad (4.28)$$

$$\beta_z = -\beta \cdot \sin \theta_p \cdot \sin \phi_p \quad (4.29)$$

$$\beta = -\omega \cdot \sqrt{\mu \epsilon} \quad (4.30)$$

Una vez que la onda externa se añade al modelo, se consideran dos casos:

- Cable sin pantalla externa (este caso se ha elegido con la finalidad de simular cuando la pantalla no se conecta)
- Cable con pantalla externa puesta a tierra en ambos extremos

Durante este estudio, la pantalla interna se ha conectado en ambos extremos (tal como hemos visto anteriormente, corresponde a un peor escenario, dado que se transfiere un mayor ruido en los conductores internos). Como resultado se obtiene el perfil de corriente ruido en CM en los extremos del cable ($z=L$) en cada uno de los sistemas que forman el cable (Figura 4.60 y Figura 4.61). En dichas figuras, la traza azul corresponde al caso sin pantalla externa, y la traza roja corresponde al caso con la pantalla externa puesta a tierra en los dos extremos. Como se puede observar los valores de la traza roja están notablemente por debajo de los valores de la traza azul, es decir, cuando la pantalla externa se conecta en ambos extremos, el ruido acoplado en el sistema disminuye claramente tanto en el sistema interno como en el sistema externo (siendo la disminución mayor en el interno), poniendo de manifiesto que la conexión en ambos extremos se considera una buena barrera frente a campos externos.

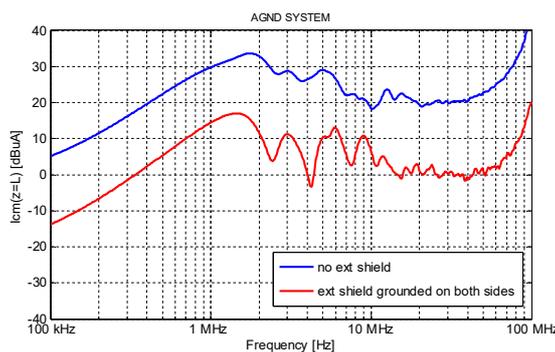


Figura 4.60: Corriente CM ($z=L$) en sistema AGND (interno) con pantalla externa conectada (traza roja) y sin conectar (traza azul)

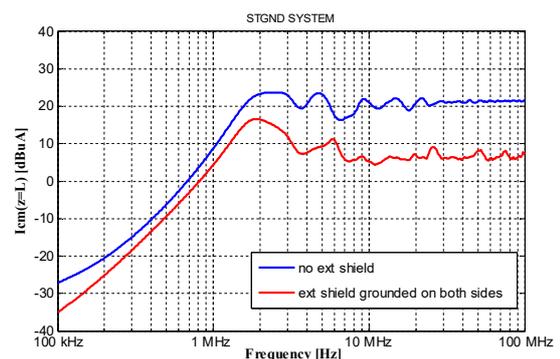


Figura 4.61: Corriente CM ($z=L$) en sistema STGND (externo) con pantalla externa conectada (traza roja) y sin conectar (traza azul)

4.4. CONCLUSIONES

Se han presentado las cuestiones asociadas a la propagación de ruido en el cable multiservicio del PXD. Dicho cable suministra la potencia al detector y presenta la particularidad que su trazado atraviesa el experimento hasta su parte central y es susceptible de acoplar ruido desde el exterior como de acoplar ruido entre los propios conductores del cable (compuesto por más de 30 conductores). Los resultados se han obtenido utilizando un modelo de líneas multitransmisión (MTL). Este análisis ha permitido estudiar diferentes casos de ruido (tanto conducido como radiado) inyectado en el sistema, teniendo en cuenta las incertidumbres asociadas a los diferentes parámetros utilizando una aproximación de Monte Carlo, aplicada a las simulaciones. Se ha

estudiado la propagación y el acoplamiento en modo CM en cada uno de los convertidores, mostrando en todos ellos una amplificación en torno a 1 MHz, mientras que por encima de dicha frecuencia se amortigua. Este mismo efecto es generalizable cuando inyectamos ruido a un grupo de líneas de potencia con una misma línea de retorno. Si compartimos la propagación en CM en cada uno de los casos, la mayor amplificación se obtiene cuando el ruido se inyecta desde los convertidores 4 y 5, presentando estas líneas una mayor susceptibilidad a esta perturbación. Se debe tener en cuenta que los convertidores 4 y 5 utilizan los conductores que están alrededor de la pantalla interna, por lo que debe tenerse en cuenta la capacidad que tienen dichas líneas de transferir ruido al sistema interno. La transferencia de ruido a otros convertidores también se ha analizado, revelando que la transmisión de ruido en CM entre convertidores es significativa cuando comparten el mismo conductor de retorno. Los resultados también muestran que el ruido en CM en los conductores fuera de la pantalla interna puede transferir ruido en los conductores internos a través de la impedancia de transferencia de la pantalla. Los niveles de CM y DM son similares en cables con retorno de potencia común, mientras que el ruido acoplado a las líneas de captación de señal (*sense lines*) o sistemas próximos no comunes es pequeño.

Adicionalmente se ha extendido con 2 casos de estudio de acoplamiento de ruido desde mundo exterior.

El primer caso, en el que las corrientes se inyectan en la pantalla externa. Aquí los resultados han mostrado que niveles mayores se transfieren en los conductores internos cuando la pantalla interna se conecta a tierra en ambos lados. Así pues, la conexión de la pantalla interna solo se recomienda en un extremo, puesto que así atenuará significativamente la transferencia de ruido en las líneas internas. De hecho, la conexión de la pantalla, juega un rol importante en la propagación de ruido dentro del cable. Sin embargo, la pantalla externa se recomienda ponerla a tierra en ambos lados para conseguir protección contra campos magnéticos.

El segundo caso de estudio se refiere al efecto del campo eléctrico incidente analizado con la simulación de una onda plana uniforme incidiendo en el cable bajo distintas configuraciones de pantalla. Como conclusión, la pantalla externa se recomienda que se conecte a tierra en ambos extremos, mientras que la pantalla interna se recomienda solo conectarla a tierra en uno de ellos. Estas conclusiones ayudarán en la selección de filtros EMI para las entradas de bajo voltaje del FEE así como a la definición de las emisiones conducidas requeridas para las fuentes de alimentación para poder implementar adecuadamente las estrategias de apantallamiento y puesta a tierra.

4.5. REFERENCIAS

- [55] P.R. Clayton: *"Introduction to Electromagnetic Compatibility"*, NY:Wiley-Interscience, 1992, ISBN-0-471-54927-4.
- [56] P.R. Clayton: *"Analysis of multi-conductor transmission lines"*, 1992, ISBN-0-471-02080-X.
- [57] T.S. Pang, P.L. So, K.Y. See, A. Kamarul: *"Common-Mode Current Propagation in Power Line Communication Networks Using Multi-Conductor Transmission Line Theory"*. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC '07), pp.517-522, 26-28 March 2007.
- [58] P. Kodys: *"High resolution DEPFET active pixel sensors for the Belle II experiment"*, 2nd International Conference on Advancements in Nuclear Instrumentation Measurement Methods and their Applications (ANIMMA), pp.1-5, 6-9 June 2011.
- [59] F. Arteché, C. Rivetta: *"Effects of CM and DM noise propagation in LV distribution cables"*. Proc. 9th Workshop on Electronics for LHC experiments-LECC2003, pp 380-385. Amsterdam, October 2003.
- [60] S.A. Pignari, A. Orlandi: *"Long-Cable effects on conducted emissions levels"* IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 45, Issue 1, pp 43-54, Feb. 2003.
- [61] S. Canigia, F. Maradei: *"Equivalent circuit models for the analysis of coaxial cables immunity"*, Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vol. 2, pp 881 - 886, August. 2003.
- [62] L.Jung, J.L. Haseborg: *"Evaluation of measured complex transfer admittance for the characterization of shield inhomogeneities of Multi-conductor Cables"* IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, Issue 4, pp. 460-468, Nov. 1999.
- [63] E.F. Vance: *"Coupling to shielded cables"* 1987, ISBN 0-89874-949-2.
- [64] N. Mora, F. Rachidi, P. Pelissou, A. Junge: *"An Improved Formula for the Transfer Impedance of Two-Layer Braided Cable Shields,"* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.57, no.3, pp.607-610, June 2015.
- [65] J. J. Goedbloed: *"Electromagnetic Compatibility"*, 1990, ISBN-0-13-249293-8.
- [66] L. Zaranmirowski and O.A. Palusinski: *"Algorithm for Accurate Capacitance Matrix Measurements of the multi-conductor Structure for VLSI Interconnections"*, private note.
- [67] L. Zaranmirowski and O.A. Palusinski: *"Analysis of error propagation in computing the Maxwell matrix of multi-conductor structure from measurements"*, IEEE Proc.Sci.Meas.Tech 145 (1998) 117.
- [68] A. Ciccolella, F. G. Canavero: *"Stochastic Prediction of Wire Coupling Interference"*, 1995 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp 51-56.

- [69] F. Arteché: “*EMC: A Mapping for the CMS Experiment*”, CERN publications - CERN-thesis-2004-027.

Capítulo 5

Susceptibilidad del PXD al ruido electromagnético

El objetivo principal de los estudios de susceptibilidad del PXD al ruido electromagnético presentados en este capítulo es definir la inmunidad del FEE frente a perturbaciones externas de radiofrecuencia (RF). Con la información obtenida, se podrán identificar elementos críticos en fase de diseño que podrían reducir las prestaciones de la detección. Como consecuencia de la presente caracterización se establecerán unos límites a las emisiones de los elementos ruidosos del sistema PXD, que servirán para fijar unos criterios objetivos para poder alcanzar la compatibilidad electromagnética en la integración final del experimento.

El acoplamiento de ruido al detector de pixeles puede ser tanto conducido como radiado, por lo que el análisis de la susceptibilidad se centrará en ambos tipos, con las particularidades y diferencias que los caracterizan.

Relativo al acoplo de ruido conducido, el estudio se centrará en la susceptibilidad del detector PXD a las perturbaciones conducidas desde los cables de potencia, ya que estos han demostrado ser el camino de menor impedancia entre el detector y el mundo exterior y por tanto el medio por el que de manera más sencilla se puede degradar el correcto funcionamiento del PXD. Este tipo de caracterización conducida se ha realizado anteriormente en calorímetros electromagnéticos [70] y detectores de silicio de microtiras [71],[72], sin embargo, esta es la primera vez que se hace en un detector de pixeles basado en tecnología DEPFET.

Relativo al acoplo radiado, el estudio se centrará en el análisis de los efectos que supone la instalación del detector (posicionado en capas concéntricas) muy próximo (2 mm) de la tubería del haz de partículas (*beam pipe*), dado que como veremos en detalle, por su cara externa circularán corrientes en modo común que podrán generar interferencias radiadas. Esta es la primera vez que se hace una caracterización de estas características en un detector de física de altas energías.

5.1 INTRODUCCIÓN

El comportamiento del detector frente al ruido, definirá el mínimo nivel de señal que el FEE pueda procesar, es decir, será quien defina las prestaciones finales del sistema. Existen 2 tipos de ruido que puede degradar las prestaciones de la detección, [73], por un lado, el ruido térmico, que es inherente al sistema y se puede controlar por diseño y por otro el ruido electromagnético (EM), externo, acoplado desde el mundo exterior. Ambos ruidos no están correlacionados y su contribución total al sistema es en cuadratura. Es decir, el ruido total puede considerarse como la suma cuadrática de cada una de las dos componentes, tal como se indica en la ecuación 1.

$$\sigma_{\text{sal}}^2 = \sigma_{\text{th}}^2 + \sigma_{\text{ext}}^2 \quad (5.1)$$

La idea básica de este estudio es evaluar la respuesta del PXD en cada uno de los pixeles controlando el ruido EM externo (σ_{ext}^2). Para ello, es necesario inyectar una señal perturbadora conocida a una frecuencia fija hacia el FEE y evaluar el funcionamiento midiendo en nivel de ruido a la salida del mismo (σ_{sal}^2). Esta perturbación, deberá estar un nivel suficientemente por encima de nuestro nivel de ruido ambiente, de tal manera que en caso de que el sistema sea perturbado, se asegurará que es como consecuencia del nivel de perturbación inyectado externamente.

Como hemos comentado, el detector PXD presenta la particularidad de que se instala muy próximo (2 mm) de la tubería de haz de partículas (*beam pipe*), tal como se puede observar gráficamente en la Figura 5.1.

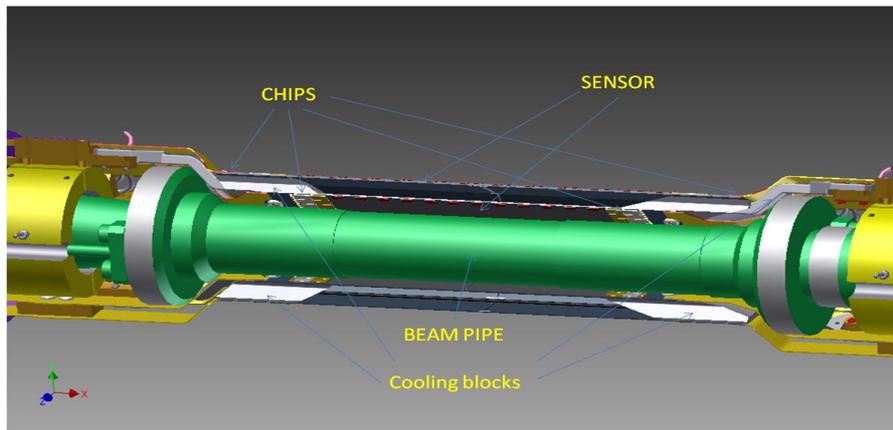


Figura 5.1: Detalle de la tubería de haz de partículas instalada próxima al PXD

La onda electromagnética asociada al haz de partículas se encuentra muy confinada, por lo que no se considera en sí misma el origen de ruido electromagnético, sin embargo, dado que la tubería se encuentra puesta a la tierra del acelerador, por su cara externa circularán corrientes de modo común generadas por la electrónica que esté conectada a ella (electrónica auxiliar, convertidores de potencia, bombas, etc.) que pueden acoplarse de forma radiada y degradar las prestaciones de la detección. Adicionalmente hay que tener en cuenta que, aunque los campos EM dentro de la tubería de haz están contenidos por un pequeño efecto pelicular (*skin depth*), cualquier discontinuidad que pudiera existir en la tubería de haz, podría ocasionar alguna fuga de campo. Estas discontinuidades se producen, por ejemplo, en las transiciones entre los materiales que la componen (acero-berilio-acero), gaps producidos por toroides, etc. La componente dominante en este caso, estaría causada por corrientes altas y efectos de campos magnéticos cercanos. En cualquier caso, el ruido predominante que puede acoplarse al sensor es campo magnético, creado por la corriente en modo común. Estudios previos ya demostraron que las distribuciones de perturbaciones dentro de detectores de silicio están gobernadas por interacciones de campo cercano [74], [75]. En el caso que nos ocupa, el mecanismo de acoplo es, predominantemente inductivo, y las perturbaciones que pueden aparecer serán como consecuencia de los campos magnéticos no uniformes generados por las corrientes de modo común generadas en la cara externa de la tubería. Dichas perturbaciones tendrán un efecto u otro sobre el sensor, dependiendo de las distintas sensibilidades de las regiones de pixeles y de la geometría del detector en sí misma, puesto que no existen planos de tierra como tales que contribuyan a tener una respuesta uniforme a la perturbación. Por tanto, los efectos de las interferencias radiadas (campo H) generadas por las corrientes que circulan por la tubería de haz, deben tenerse en cuenta para minimizar los posibles problemas asociados en la integración final del experimento.

Este capítulo se estructura de la siguiente manera. En primer lugar, se presenta el prototipo de pruebas establecido para realizar el estudio de susceptibilidad,

necesario para poder cuantificar la distribución de ruido después de un proceso de lectura del detector. Posteriormente se describen los tres tipos de procesos de inyección, ruido conducido en modo común (CM), ruido conducido en modo diferencial (DM), y ruido radiado sobre el PXD, así como se presentan los casos sometidos a estudio. Tras describir dicho proceso de inyección y como resultado del mismo (en cada uno de los casos estudiados), se obtienen las distintas distribuciones de ruido (mapa de funciones de transferencia de cada pixel asociada a los distintos convertidores de potencia que componen las fuentes de alimentación y mapas de transferencia de cada pixel asociada al ruido radiado por la tubería de haz de partículas). Finalmente, y tras disponer de los resultados indicados, se establece el nivel de ruido conducido compatible con las fuentes de alimentación del PXD y el nivel de corriente perturbadora en modo común que podría circular por la tubería de haz para ser compatible con el PXD, teniendo en cuenta el margen de seguridad establecido a priori para garantizarlo.

5.2 DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO PXD

El estudio de susceptibilidad del PXD se ha realizado sobre un prototipo totalmente funcional del mismo denominado PXD9 (versión 9) y que se muestra en la Figura 5.2, Figura 5.3, y Figura 5.4.

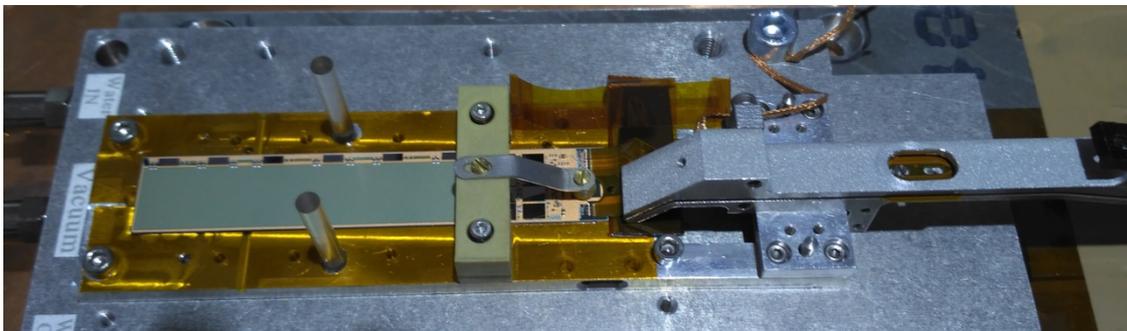


Figura 5.2: Módulo PXD9

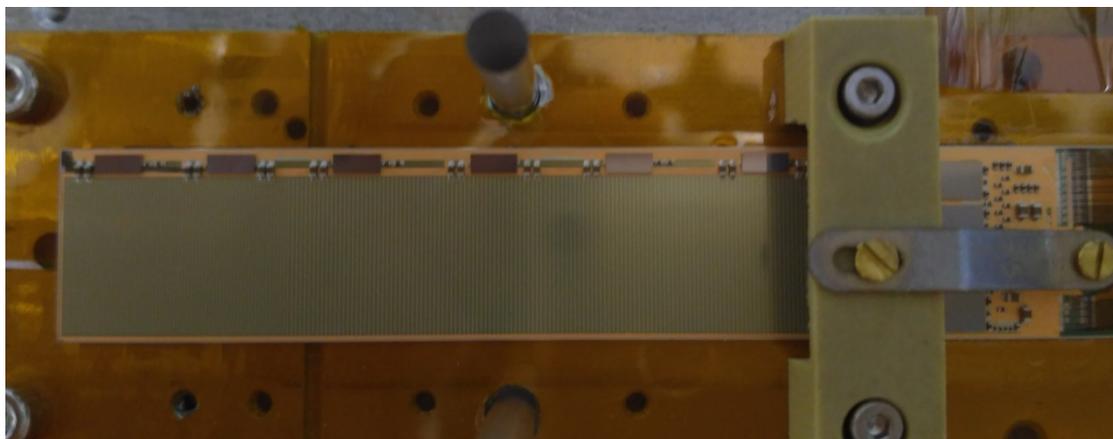


Figura 5.3: Módulo PXD9, vista frontal

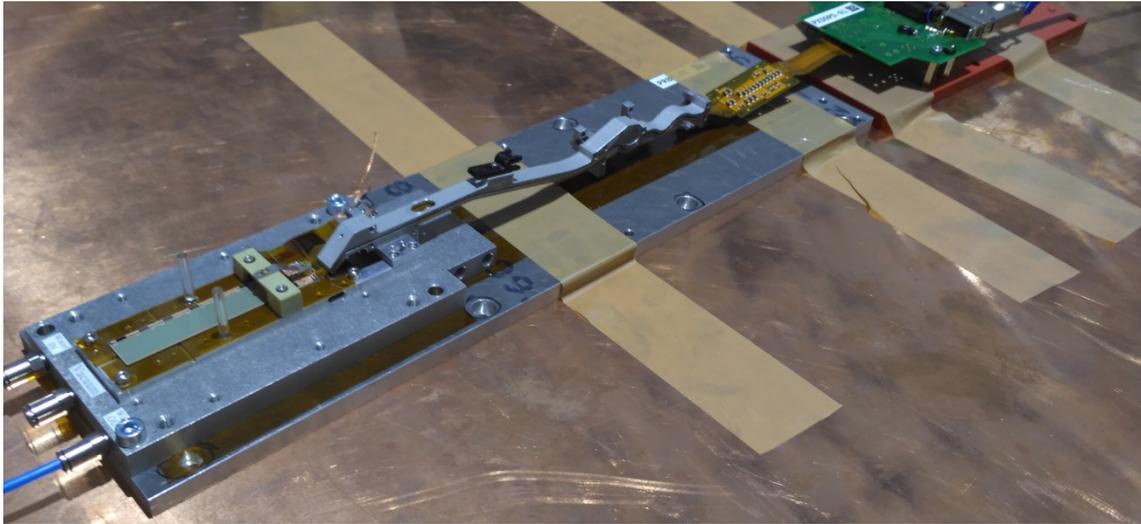


Figura 5.4: Módulo PXD9 y cable Kapton

El módulo PXD9 basado en tecnología DEPFET, consiste en un sensor cuyos pixeles están dispuestos en una matriz de 768 filas x 256 columnas. En nuestro caso particular utilizado en la caracterización, 6 columnas no se encontraban funcionales con lo que realmente se disponía de una matriz de 768 filas x 250 columnas de pixeles (192.000 pixeles). Tal como se ha descrito en el capítulo 2, para la operación de dicha matriz son necesarios 3 tipos de Asics, los chips *Switcher*, los chips DCD (*Drain Current Digitizer*) y los chips DHP (*Data Handling Processor*).

Para canalizar estos pixeles, se utiliza un grupo de 6 chips *Switcher*, cada uno de los cuales controlan 32 Puertas (*Gates*), como resultado, un total de 192 Puertas ($6 \times 32 = 192$) se conectan a dicha matriz para activar cada uno de los transistores. Adicionalmente hay que tener en cuenta que, en el chip de lectura, cada puerta está conectada a 4 Drenadores (*Drains*).

En la Figura 5.5 se puede ver esquematizada la operación de la matriz, donde se puede apreciar el proceso de selección de fila, lectura de corriente, y el reiniciado (*reset*) de fila. La lectura de la columna es muy rápida, y existe una muy baja potencia disipada en la zona activa.

En el módulo PXD9, las corrientes se extraen en 4 chips DCD mediante un total de 1000 Drenadores (*Drains*). De manera genérica, cada chip DCD se compone de 256 convertidores analógico/digitales, no obstante, tal como hemos adelantado, en nuestro prototipo cada chip DCD está conectado a 250, aunque los valores se almacenan igualmente. Así pues, tenemos 1000 entradas operativas en cada fila ($250 \times 4 = 1000$).

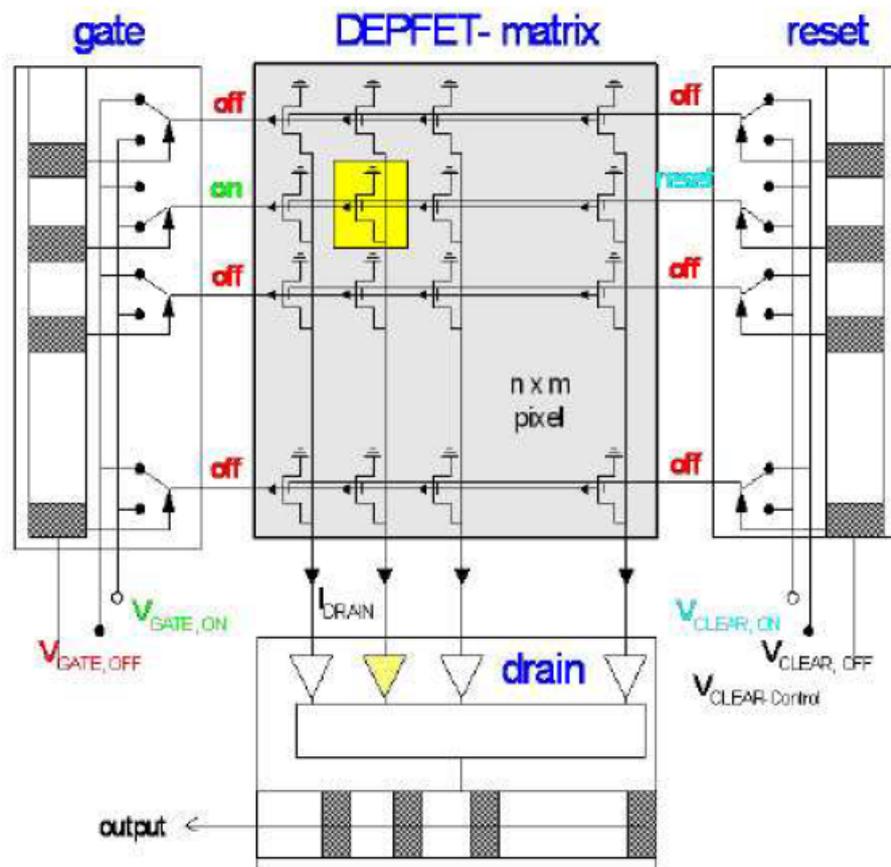


Figura 5.5: Esquema de operación de la matriz DEPFET

Para posteriormente poder comprender los diferentes niveles de acoplo de ruido que se obtienen en las regiones de píxeles que componen la matriz cuando se perturbe el sistema, es muy interesante tener presente el circuito de señal equivalente del sistema DEPFET. Tal como se puede ver en la Figura 5.6, existen dos regiones diferenciadas, por un lado la región del píxel activo, que es donde se produce la recolección de corriente y por otro lado la región asociada al chip DCD donde se produce la amplificación. El nivel de ruido dependerá fundamentalmente de las diferencias de voltaje que puedan aparecer entre V_{Source} y V_{Amplow} , (definidos por la impedancia Z_{gnd}) por lo que es clave el bucle que pueda existir entre ellos. El circuito cerrado se podrá ver afectado por el ruido de alta frecuencia.

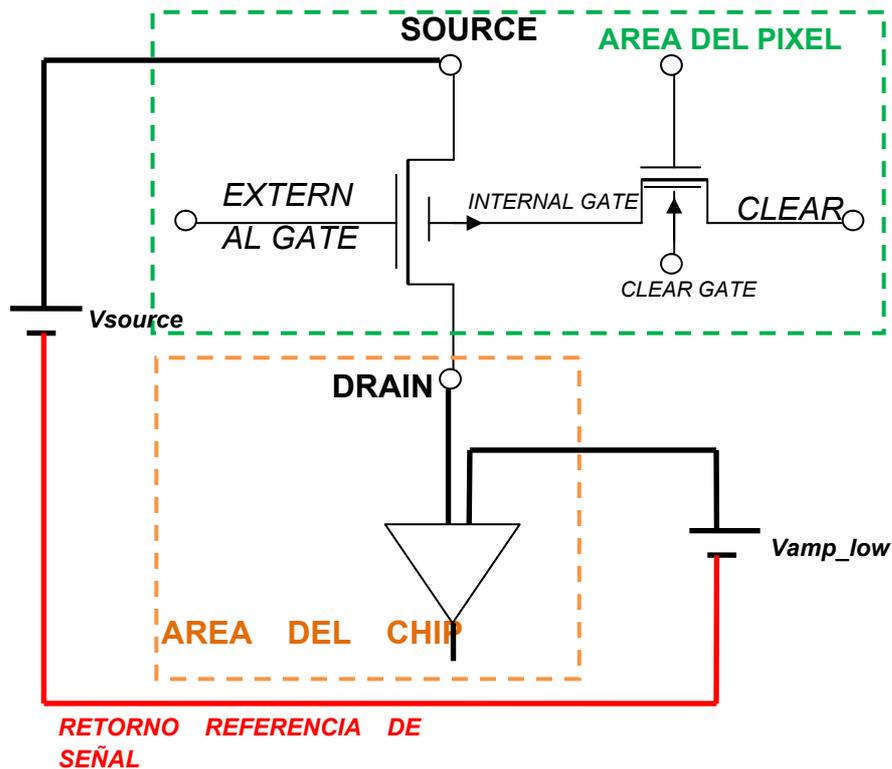


Figura 5.6: Circuito señal de entrada equivalente

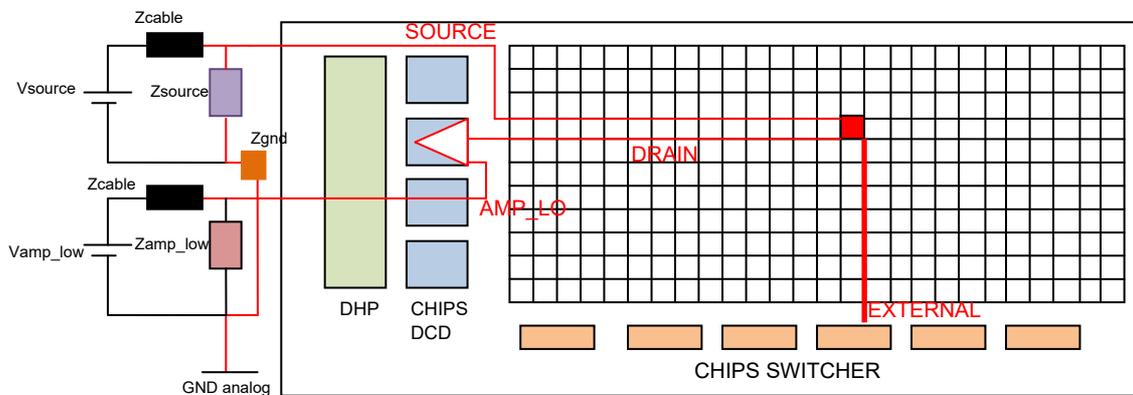


Figura 5.7: Circuito señal de entrada equivalente, susceptible al ruido radiado

Si observamos el circuito de señal de la Figura 5.7, el circuito de señal de entrada susceptible al ruido radiado está marcado en rojo. La tensión inducida dependerá del área del bucle, del campo magnético incidente y de la frecuencia. Por tanto, tal como vimos en el capítulo 2, la impedancia de conexión (Z_{GND}) entre el retorno de V_{Source} y el retorno de V_{AmpLow} , resultará de vital importancia de cara a mantener una misma referencia para garantizar unas buenas prestaciones desde el punto de vista de EMC, ya que la impedancia de caminos entre ellos podría inducir voltajes indeseados frente a los campos electromagnéticos incidentes.

Para procesar la información resultante del proceso de lectura de la matriz de píxeles descrito utilizaremos el denominado mapeo eléctrico (*electrical mapping*), que corresponde a la obtención de la distribución de ruido asociado a la conexión eléctrica de los píxeles:

- El eje OY representa las 192 puertas controladas por los 6 chips Switcher (6 Switcher x 32 Gates)
- El eje OX representa los 1000 Drenadores (también denominados *channels*) conectados a los 4 chips DCD. (4 chips DCD x 250 drenadores)

La matriz generada será de 192x1000, que se puede interpretar como una reorganización de los 192.000 píxeles indicados en función de la conexión eléctrica. El mapeo eléctrico nos aporta una manera ágil, intuitiva, visual y precisa de procesamiento de información en el estudio de susceptibilidad de un detector de vértice, puesto que está asociada a la propia distribución eléctrica del sistema. En la Figura 5.9 se muestra el mapeo eléctrico, donde se han añadido unas líneas discontinuas rojas para mostrar las divisiones asociadas a las regiones de los chips DCD (1 a 4) y chips Switcher (1 a 6).

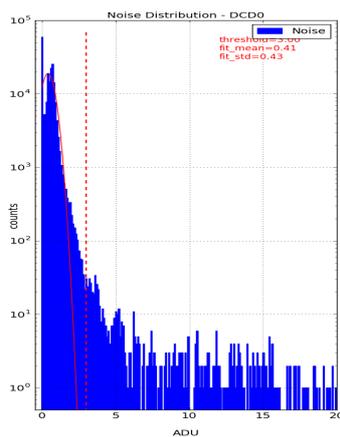


Figura 5.8: Distribución de ruido después de un proceso de lectura

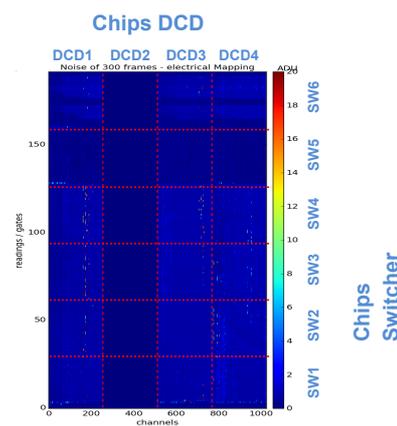


Figura 5.9: Mapeo eléctrico

Los resultados se completan con la obtención de una distribución de ruido (histograma) que representa el número de cuentas (*counts*) de ruido en unidades ADU (*Analog to Digital converter Units*) para cada uno de los píxeles (Figura 5.8, eje X). Para tener presente a qué equivale una cuenta de ruido, corresponde aproximadamente a una corriente de ruido de 100 nA [76]. Cada histograma se obtiene después de la lectura de 300 tramas (*Frames*) de datos en cada una de las observaciones (denominados *Runs*). Esta distribución de ruido mostrada en cuentas de ruido corresponde a datos sin ningún procesamiento adicional (*Raw data*).

5.3 CONFIGURACIÓN DE PRUEBAS

La Figura 5.10 muestra la configuración de la unidad sometida a estudio, así como todos los equipos auxiliares necesarios para poder realizar la caracterización. En ella se pueden diferenciar 2 grandes tipologías de equipos, por un lado los relacionados con la distribución de potencia, desde la fuente de alimentación, denominada *LMU Power Supply (Ludwig-Maximilians-Universitat München)* [77] y mostrada en la Figura 5.11, hasta el módulo PXD9 y por otro lado los equipos relacionados con la extracción de datos, desde la tarjeta *Carrier Board* [77] hacia el mundo exterior. Los diferentes voltajes proporcionados por la fuente de alimentación se distribuyen desde la fuente *LMU* mediante 2 cables multiservicio (ampliamente descrito en el capítulo 4 anterior) hacia la tarjeta de interconexión (*Power Breakout Board*, Figura 5.12) [8]. En dicha tarjeta, se produce la transición de la distribución eléctrica hacia un cable denominado Glenair [77], debido al nombre de su fabricante.

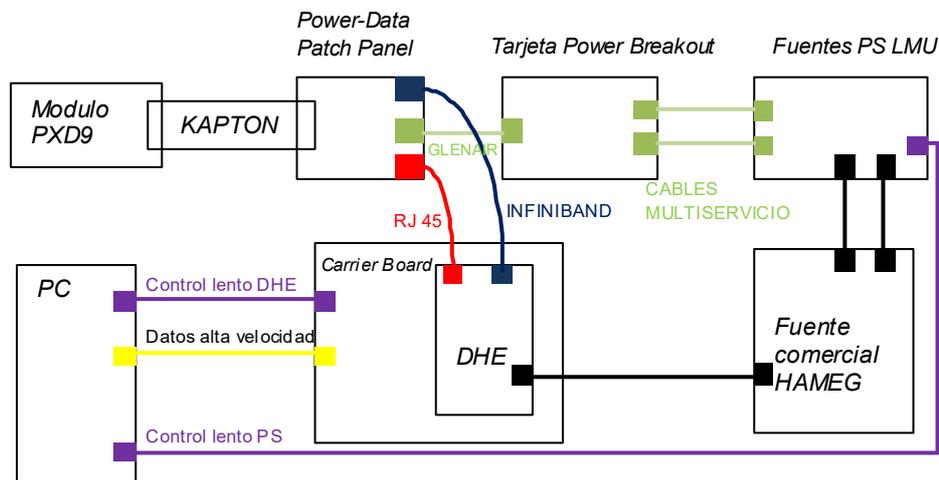


Figura 5.10: Esquema de la configuración de pruebas para el estudio de la susceptibilidad del PXD



Figura 5.11: Fuente alimentación: PS (LMU Power Supply)



Figura 5.12: Tarjeta interconexión (Power Breakout board)

Para poder testear masivamente el módulo PXD9 (tanto para estudios de EMC como para otros tipos de estudios asociados al experimento), el Instituto Max Plank de Física, tuvo que desarrollar una tarjeta denominada *Power-Data Patch Panel* [77] (Figura 5.13), donde se centralizan tanto las alimentaciones del módulo PXD9 como el conexionado de las líneas de datos. Dicha tarjeta sirve de interface tanto para el control lento (*DHE slow control*) [77], así como para los datos de alta velocidad. La extracción final hacia el mundo exterior se realiza vía fibra óptica. Finalmente, la tarjeta Carrier Board [77] (Figura 5.14) se alimenta con una fuente programable comercial de marca Hameg de 4 canales.

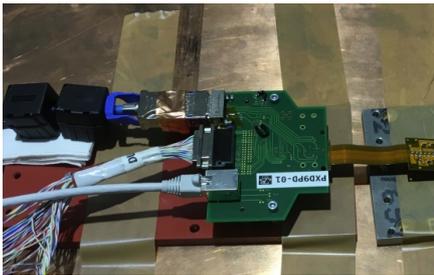


Figura 5.13: Power/Data Patch Panel

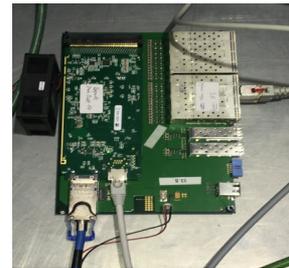


Figura 5.14: DHE Carrier Board

La configuración de pruebas del sistema de caracterización de la susceptibilidad del PXD utilizado para realizar el estudio de la susceptibilidad del PXD, situado en el interior de la cámara semi-anecoica de ITAINNOVA, se puede observar en la Figura 5.15, así como un detalle de los elementos que lo integran en la Figura 5.16. En dicho montaje, se pueden observar tanto los equipos de generación como los de monitorización de ruido electromagnético, que serán descritos con posterioridad.

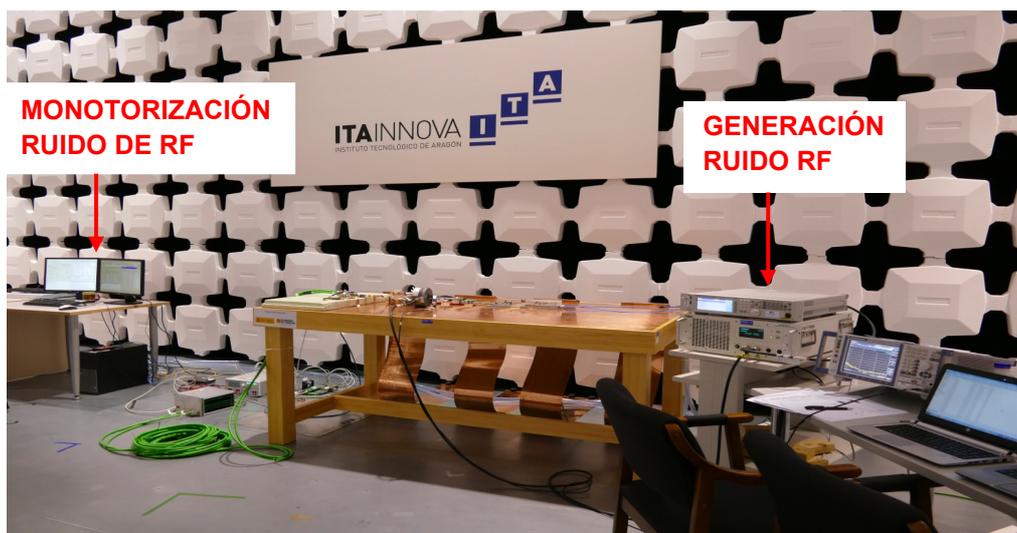


Figura 5.15: Configuración de pruebas para el estudio de susceptibilidad del PXD

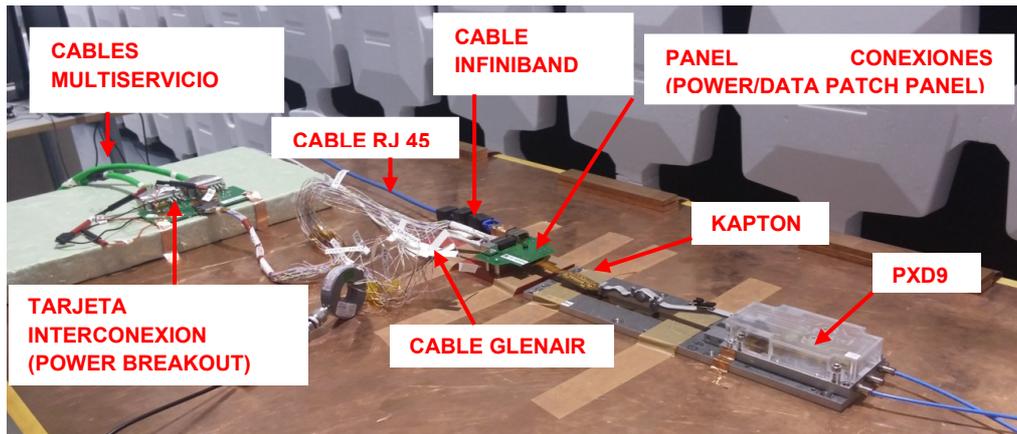


Figura 5.16: Detalle de los elementos principales del estudio de susceptibilidad del PXD

5.4 INYECCIÓN DE RUIDO

Las corrientes RF de ruido pueden ser inducidas tanto por campos electromagnéticos cercanos como lejanos [78]. Para emular estas interferencias en un escenario, se han establecido tres tipos de pruebas:

- Inyección de ruido conducido en Modo Común (CM, Common Mode): Inyección de corrientes en modo común en los conductores, abrazando los terminales positivos y la referencia correspondiente.
- Inyección de ruido conducido en Modo Diferencial (DM, Differential Mode): Inyección de corriente abrazando un solo terminal.
- Inyección de ruido radiado en el sistema PXD:
- La inyección de ruido radiado en el sistema PXD se realiza de manera indirecta. Para ello, se fuerza la circulación de una corriente en una estructura situada próxima al detector. Esta corriente interferente genera un campo magnético similar al que radiaría una corriente de modo común circulando a través de la cara externa de la tubería de haz.

5.4.1 Configuración para inyección de ruido

En todos los casos, la inyección de ruido se realiza en una determinada frecuencia con un nivel de señal fijo. La Figura 5.17 muestra el esquema de inyección de corriente de estudio de susceptibilidad conducida y la Figura 5.19 muestra el diagrama de esquema de inyección en la estructura para generar ruido radiado.

5.4.1.1. Inyección de ruido conducido (Modo común y modo diferencial) en sistema PXD

En el proceso de inyección de corrientes conducidas, es muy importante tener presente en nuestro estudio que la víctima es la electrónica del FEE, es decir las corrientes inyectadas deben ser canalizadas hacia dicha electrónica. Para realizarlo, se utiliza un generador de RF combinado con una pinza de inyección (*BCI probe*) [79]. Durante todo el proceso descrito, es necesario medir el nivel de corriente acoplado al cable sometido a estudio con una pinza de RF (*RF probe*) [79] conectada a un analizador de espectros y es especialmente importante cuidar dos aspectos, en primer lugar, asegurar un correcto desacoplo del ruido proveniente desde las fuentes del PXD (*LMU Power Supply*), y en segundo lugar, disponer de un camino de retorno de corriente controlado para las corrientes inyectadas. Esto se consigue mediante la utilización de redes de acoplo/desacoplo (*Coupling Decoupling Network, CDN*), típicamente utilizadas en normativas básicas de inmunidad [80]. Dada la particularidad de la alimentación del sistema PXD compuesta por múltiples conductores, ha sido necesario diseñar e implementar una CDN específica (Figura 5.18) al no existir redes comerciales disponibles para tal propósito. Habitualmente las redes utilizadas para inyectar perturbaciones en las líneas de alimentación están diseñadas para alimentaciones monofásicas de 3 conductores, trifásicas de 5 conductores, o redes de alimentación en corriente continua de 2 conductores. El disponer de una CDN extendida a más conductores, además de garantizar un correcto acoplo y desacoplo en todas las líneas, agiliza las pruebas considerablemente. Por otro lado, indicar que en los casos donde es necesario un nivel de inyección mayor para forzar que el ruido perturbe el sistema, se dispone de un amplificador de RF [80], que se intercala entre el generador de RF y la pinza de inyección.

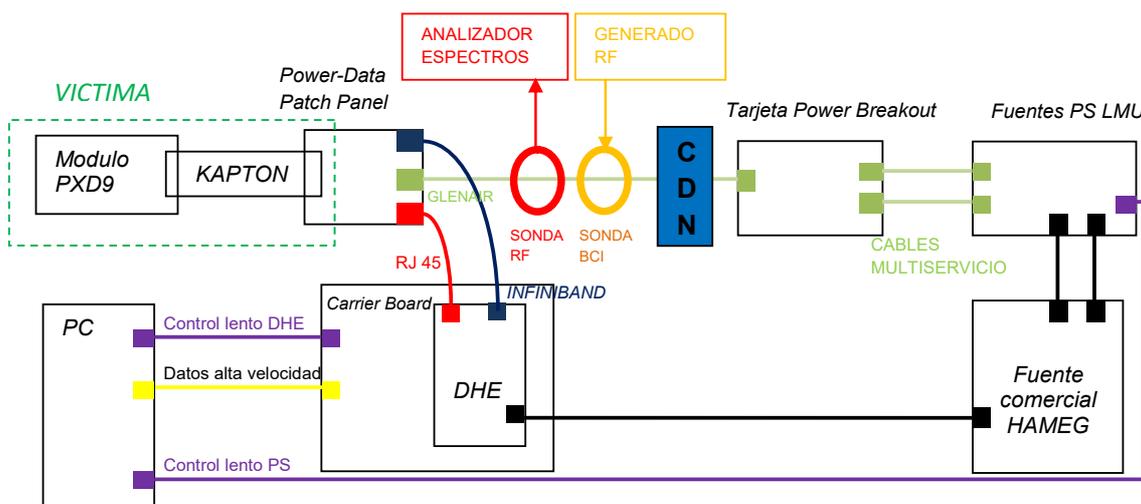


Figura 5.17: Esquema inyección de corriente estudio susceptibilidad conducida

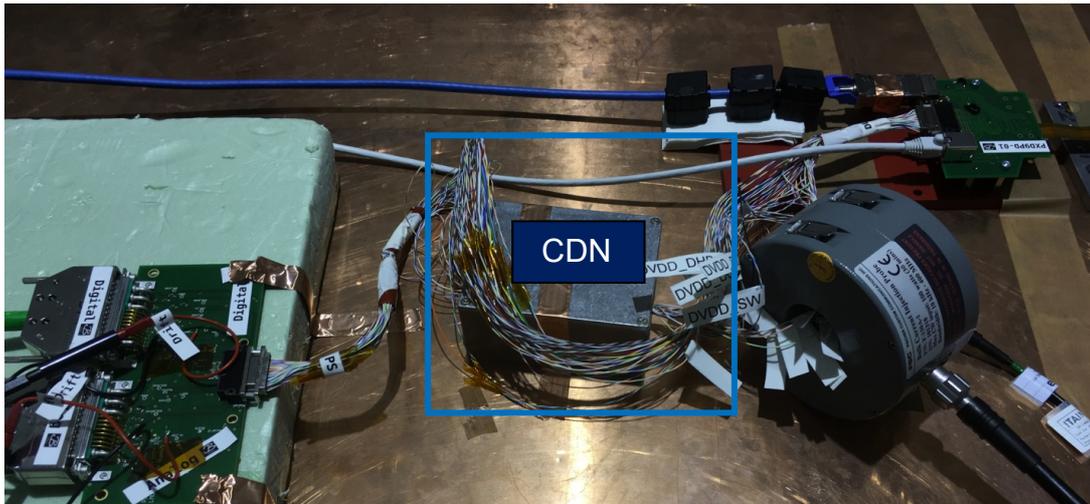


Figura 5.18: Red de acoplo / desacoplo (CDN) en el cable de alimentación

5.4.1.2. Inyección de ruido radiado en sistema PXD

Si bien el prototipo de pruebas es el mismo que en los casos anteriores, para poder estudiar la susceptibilidad al ruido radiado por la tubería de haz, es necesario ser capaces de forzar a una corriente a fluir a través de una estructura metálica cercana al detector (Figura 5.19 y Figura 5.20). Para simplificar el método de inyección, se ha utilizado un cable apantallado, de tal manera que la corriente se inyecta a la pantalla externa de aluminio y el retorno se produce por el plano de cobre situado en la mesa de pruebas. La corriente inyectada crea un campo magnético similar al que radiaría una corriente circulando a través de la cara externa de la tubería de haz y que podría afectar a la detección

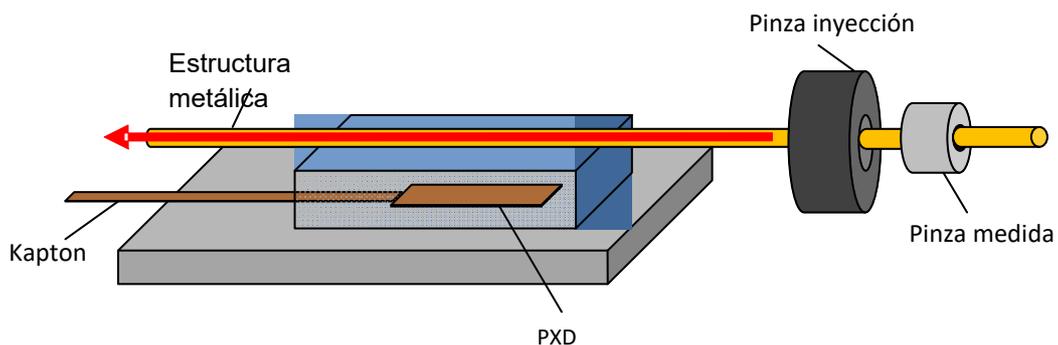


Figura 5.19: Diagrama esquema de inyección sobre estructura próxima al detector

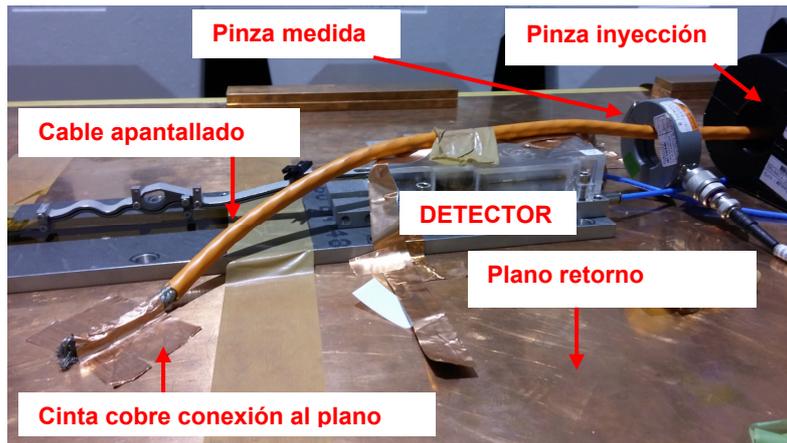


Figura 5.20: Configuración para estudio de susceptibilidad radiada en cámara semianecoica

5.4.1.3. Consideraciones adicionales relativas a la inyección

Durante el proceso de inyección es muy importante mantener una buena relación entre la señal perturbadora inyectada y el nivel de ruido base existente. Por esta razón, se realizaron inicialmente una serie de medidas que permitieron definir el nivel de ruido base durante las pruebas. Estos niveles se fijaron en dos rangos de frecuencia dependiendo de la necesidad o no de la utilización de un amplificador de RF. Los niveles obtenidos se indican a continuación:

- El nivel ruido base, sin el amplificador de RF conectado, en el rango de frecuencia desde 100 kHz hasta 8 MHz, menor a 15 μV (Figura 5.21)
- El nivel de ruido base, con el amplificador de RF conectado, en el rango frecuencial desde 8 MHz hasta 80 MHz, menor a 150 μV (Figura 5.22)

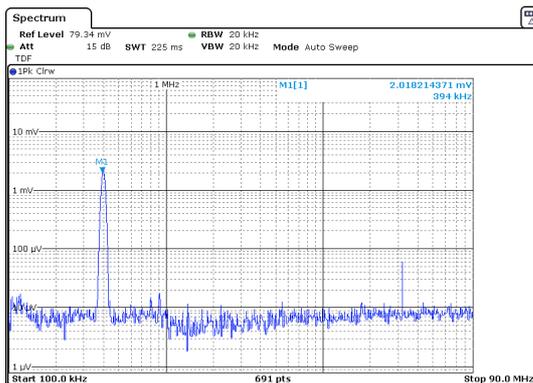


Figura 5.21: Nivel de ruido base+ señal perturbadora a 400 kHz (sin amplificador de RF)

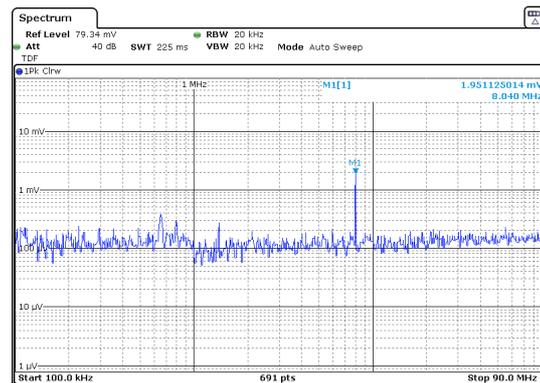


Figura 5.22: Nivel ruido base+ señal perturbadora en 8 MHz (con amplificador RF)

Para poder evaluar correctamente el impacto de la señal perturbadora inyectada en el sistema PXD, es necesario realizar previamente una medida de comprobación del nivel de ruido ambiente. Tras esta comprobación, el ruido se inyecta, de tal manera que la perturbación debe ser lo suficiente alta, para que ésta sea detectada en la cuantificación del ruido. Durante todo el proceso de

caracterización, se ha podido mantener la relación señal inyectada frente al nivel de ruido ambiente superior a 20 dB en los dos rangos frecuenciales comentados anteriormente.

5.4.1.4. Equipación

Los equipos principales, utilizados para la caracterización de la susceptibilidad se detallan en la tabla 1.

Tabla 5.1: Equipos utilizados en la caracterización de la susceptibilidad

Equipo	Marca	Modelo	Rango operación
Amplificador RF	Prana	AP32DR216	10 kHz-400 MHz con 160 W
Analizador de espectro	R&S	FSV3	20 Hz-3 GHz
Pinza inyección	Fisher	F130A-A	10 kHz-500 MHz
Generador RF	Agilent	E4431B	100 kHz-2 GHz

5.4.2 Inyección de ruido modo común CM

Los estudios conducidos en CM se han realizado tanto en líneas analógicas como digitales alimentadas por los diferentes convertidores DC-DC de las fuentes de alimentación, no obstante, tras la realización de un análisis preliminar, el estudio se centró en los 3 casos más desfavorables detallados en la tabla 2.

Tabla 5.2: Casos más desfavorables en el estudio de susceptibilidad conducida

CASOS	TIPO INYECCION RUIDO	LINEAS	CONVERTIDOR
1	CM	DCD_AVDD - DCD_REFIN - SOURCE - ANG GND	DC/DC1
2	CM	DCD_AMFLOW - ANG GND	DC/DC2
3	CM	DCD_DVDD - DHP_IO - DHP_CORE - SWB_VDD - D GND	DC/DC3

Para ello, el ruido es inyectado con la pinza de inyección abrazando los terminales conectados al terminal positivo y el conductor de retorno asociado al convertidor sometido a estudio. En la presente tesis se van a presentar los resultados de los casos 1, 2, y 3, como representativos de los casos de susceptibilidad al CM más desfavorables obtenidos (más susceptibles al ruido).

- Caso1: CM en convertidor DC/DC1.

El ruido se inyecta en los 3 conductores que están conectados en los terminales positivos del convertidor 1, formado por las señales DCD_AVDD, RFIN, Source, así como al conductor de retorno AGND (retorno analógico). Este caso se muestra gráficamente, a modo de ejemplo, en la Figura 5.23.

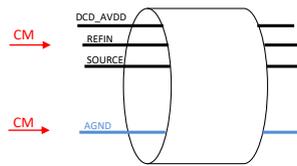


Figura 5.23: Inyección de ruido en modo común CM en convertidor DC/DC1

- Caso 2: CM en convertidor DC/DC2

El ruido en modo común se aplica en el conductor que está conectado en el terminal positivo del convertidor 2, formado por el conductor AMPLOW y el conductor de retorno AGND.

- Caso 3: CM en convertidor DC/DC3

El ruido en modo común se aplica en los 4 conductores que están conectados en el terminal positivo del convertidor 3, formado por las líneas DCD_DVDD, DHP_IO, DHP_CORE y SWB_VDD y el conductor de retorno DGND.

5.4.2.1. Distribución del ruido CM en la matriz de píxeles

En todos los casos se ha observado que el ruido se distribuye de forma no uniforme a lo largo de la matriz activa de píxeles. Tal como se observa en la Figura 5.25. Los píxeles más ruidosos se encuentran hacia los extremos derechos de los chips. Este aspecto es común a todos ellos y parece indicar que los píxeles leídos por los canales más extremos de cada chip DCD son los más ruidosos. Esta distribución de ruido está motivada por el propio diseño de la matriz y un análisis exhaustivo requeriría por sí solo un estudio que está fuera del alcance de la presente tesis. En la Figura 5.24 se muestra el mapa eléctrico del sistema sin perturbación externa.

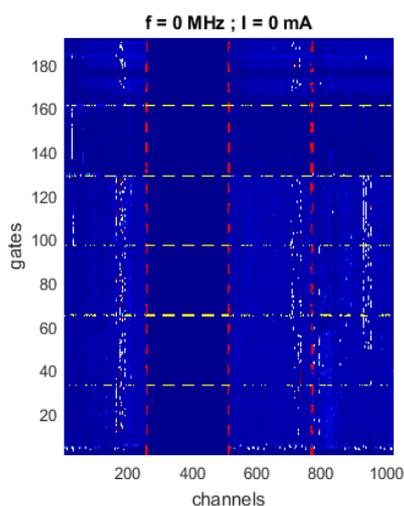


Figura 5.24: Mapa eléctrico CM en la matriz de píxeles, sin perturbación

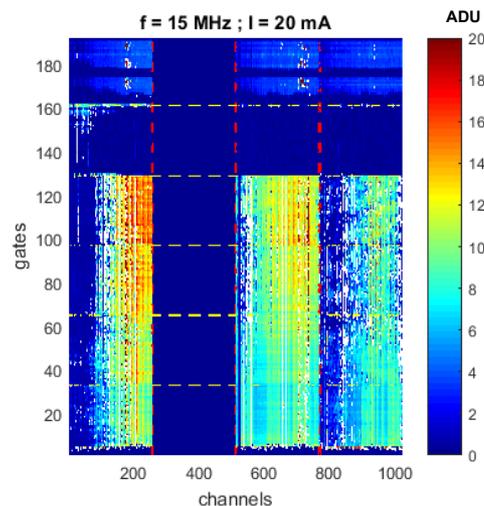


Figura 5.25: Mapa eléctrico CM en la matriz de píxeles, con perturbación

Adicionalmente al fenómeno observado, se ha puesto de manifiesto que la distribución del ruido también se ve afectado por la frecuencia de inyección. En la Figura 5.26 y Figura 5.27 se muestra la distribución de ruido a lo largo de la matriz cuando se inyecta un mismo nivel de ruido pero en dos frecuencias distintas (en este caso se muestran las frecuencias 3 MHz y 20 MHz, respectivamente). En estas dos figuras se puede observar como hay una modificación de la distribución de pixeles ruidosos a medida que aumenta la frecuencia. En baja frecuencia se observa una distribución más uniforme, con menos acoplo de ruido, pero claramente asociada a cada uno de los chips DCD. Sin embargo, en alta frecuencia esta distribución aparece no solo relacionada a cada chip DCD sino también se puede apreciar la influencia de los chips *Switcher* puesto que se puede apreciar perfectamente la distribución del ruido en los pixeles asociados a cada uno de ellos. Es evidente que esta variación está generada por una variación en las impedancias del circuito de acoplamiento de ruido a la entrada de cada chip DCD. Parte del ruido en alta frecuencia, se acopla a través de un circuito en el que el lazo de acoplamiento se realiza en parte, a través de los chips *Switchers*, localizados en el lateral de la matriz activa de pixeles.

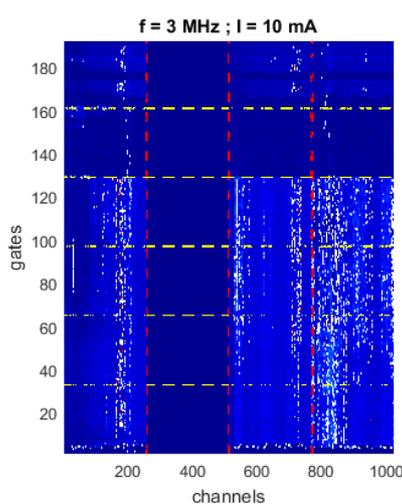


Figura 5.26: Mapa eléctrico CM del convertidor DC/DC1 en 3 MHz con corriente interferente de 10 mA

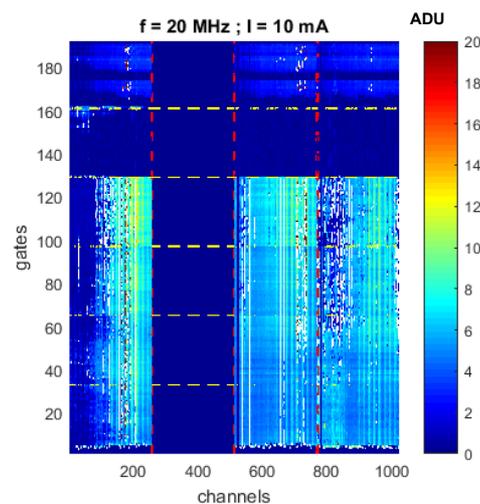


Figura 5.27: Mapa eléctrico CM del convertidor DC/DC1 en 20 MHz con corriente interferente de 10 mA

Finalmente, indicar que la distribución de ruido está estrechamente relacionada con los canales o líneas de inyección. Si comparamos la distribución de ruido de los tres casos anteriormente comentados se puede observar la existencia de un patrón diferente en función de la línea donde se realiza la inyección, tal como se muestra en la Figura 5.28, Figura 5.29 y Figura 5.30. En este caso se ha mostrado la frecuencia de 15 MHz con un nivel de susceptibilidad al ruido considerable.

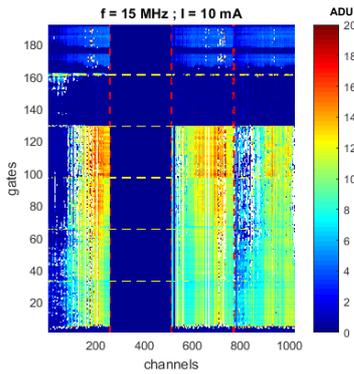


Figura 5.28: Mapa eléctrico CM del convertidor DC/DC1 en 15 MHz con corriente interferente de 10 mA

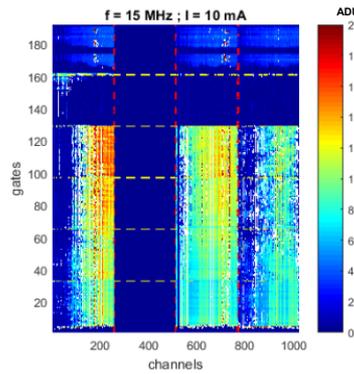


Figura 5.29: Mapa eléctrico CM del convertidor DC/DC2 en 15 MHz con corriente interferente de 10 mA

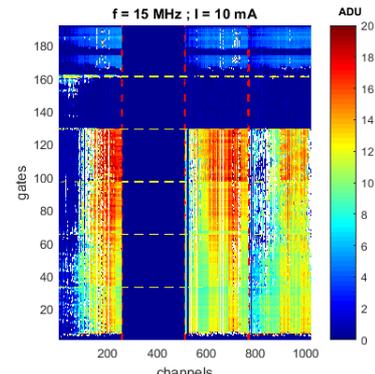


Figura 5.30: Mapa eléctrico CM del convertidor DC/DC3 en 15 MHz con corriente interferente de 10 mA

5.4.3 Inyección de ruido en modo diferencial DM

Los estudios conducidos en modo diferencial también se han realizado tanto en líneas analógicas como digitales alimentadas por los diferentes convertidores DC/DC de las fuentes de alimentación. De manera análoga al caso anterior, tras la realización de un análisis preliminar, el estudio se centró en detalle en 3 casos, que son los más representativos de los casos de susceptibilidad al DM más desfavorables obtenidos (más susceptibles al ruido). Estos casos se detallan en la tabla 3.

Tabla 5.3: Casos sometidos a estudio para la susceptibilidad conducida DM

CASOS	TIPO INYECCION RUIDO	LINEAS	CONVERTIDOR
4	DM	DCD_AVDD - DCD_REFIN - SOURCE	DC/DC1
5	DM	DCD_AMFLOW	DC/DC2
6	DM	DCD_DVDD - DHP_IO - DHP_CORE - SWB_VDD	DC/DC3

- Caso 4: DM en convertidor DC/DC1.

Las corrientes perturbadoras se han aplicado a los 3 conductores asociados a los terminales positivos del convertidor1. El ruido en modo diferencial se ha forzado entre esas líneas y su retorno en modo común AGND.

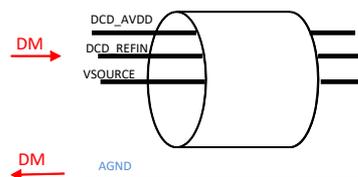


Figura 5.31: Inyección de ruido en modo diferencial DM en convertidor DC/DC1

- Caso 5: DM en convertidor DC/DC2

Las corrientes perturbadoras se han aplicado al conductor asociado al terminal positivo del convertidor 2. El ruido en DM se ha forzado entre esta línea y el retorno AGND.

- Caso 6: DM en convertidor DC/DC3

La inyección de corriente se ha aplicado a los 4 conductores asociados a los terminales positivos del convertidor 3. El ruido en modo común se ha forzado entre esas líneas y su retorno común DGND.

5.4.3.1. Distribución del ruido DM en la matriz de pixeles

Al igual que en el caso anterior de CM, en todos los casos se ha observado que la distribución de ruido no es la misma a lo largo de la matriz activa del sensor. Tal como se observa en la Figura 5.33, Figura 5.34 y Figura 5.35, los pixeles más ruidosos se encuentran, de manera general, hacia los extremos derechos de los chips, poniéndose de manifiesto nuevamente que los pixeles leídos por los canales más extremos de cada chip DCD son los más ruidosos.

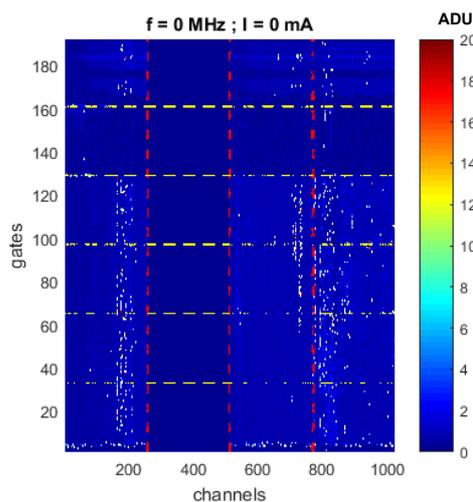


Figura 5.32: Mapa eléctrico DM en la matriz de pixeles, sin perturbación

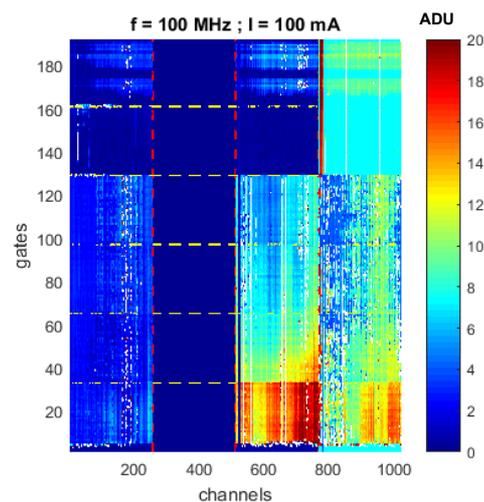


Figura 5.33: Mapa eléctrico DM en la matriz de pixeles, con perturbación

Complementariamente al fenómeno observado, nuevamente se ha puesto de manifiesto que la distribución del ruido también se ve afectado por la frecuencia de inyección. En la Figura 5.34 y Figura 5.35 se muestra la distribución de ruido a lo largo de la matriz cuando se inyecta un mismo nivel de ruido pero en dos frecuencias distintas, en este caso en 15 MHz y 150 MHz, respectivamente). En estas figuras se puede observar como hay una modificación de la distribución de pixeles ruidosos a medida que variamos la frecuencia. En frecuencias altas (por encima de 150 MHz), en todos los casos se observa una distribución uniforme de ruido, y el sistema se puede considerar muy poco susceptible al ruido (para observar el efecto de las perturbaciones se ha requerido incrementar los niveles considerablemente, incluso por encima de 500 mA de ruido. La zona entorno a 15 MHz presenta una especial

susceptibilidad al ruido (Figura 5.34), frente a una corriente interferente de 32 mA, muestra un marcado efecto donde se puede identificar la relación tanto con los chips DCD como la influencia de los chips Switcher. En las frecuencias por debajo de 5 MHz, la distribución es muy uniforme y poco susceptible al ruido.

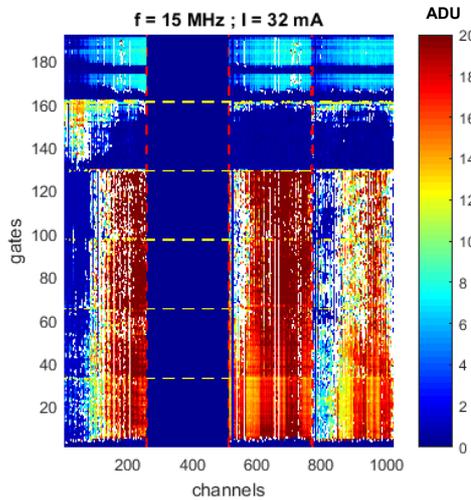


Figura 5.34: Mapa eléctrico DM del convertidor DC/DC2 en 15 MHz con corriente interferente de 32 mA

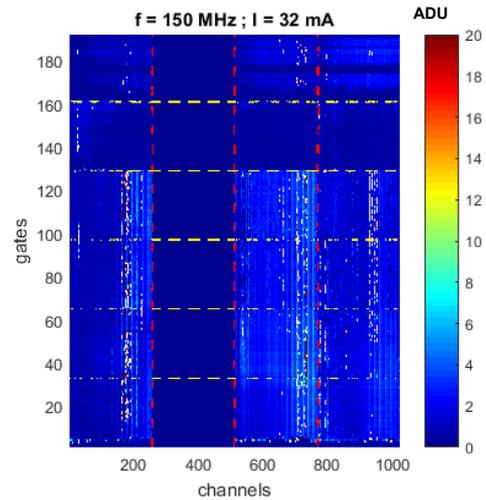


Figura 5.35: Mapa eléctrico DM del convertidor DC/DC2 en 150 MHz con corriente interferente de 32 mA

Finalmente, indicar que, de manera análoga a los anteriores casos, la distribución de ruido está estrechamente relacionada con los canales o líneas de inyección. Si comparamos los casos 4, 5 y 6 (tabla 5.3) se puede observar la existencia de patrones diferentes en función de la línea donde se realiza la inyección, tal como se muestra en la Figura 5.36, Figura 5.37 y Figura 5.38. Se puede observar también que los niveles de acoplo son inferiores a los obtenidos en CM.

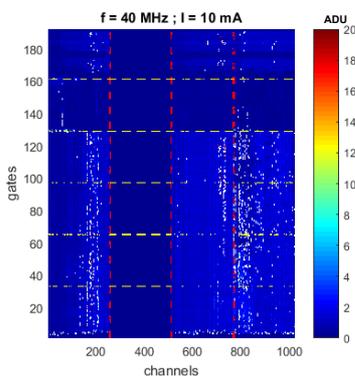


Figura 5.36: Mapa eléctrico DM del convertidor DC/DC1 en 40 MHz con corriente interferente de 10 mA

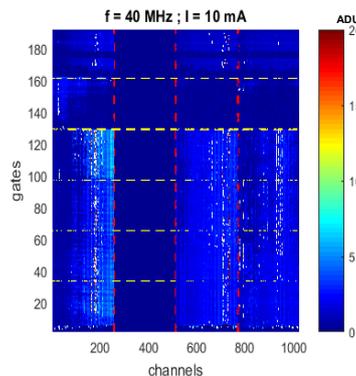


Figura 5.37: Mapa eléctrico DM del convertidor DC/DC2 en 40 MHz con corriente interferente de 10 mA

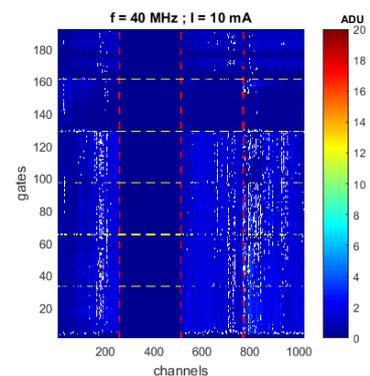


Figura 5.38: Mapa eléctrico DM del convertidor DC/DC3 en 40 MHz con corriente interferente de 10 mA

5.4.4 Inyección de ruido radiado

Con la finalidad de obtener la máxima información relativa a las posibles formas de acoplo de ruido radiado sobre el detector, así como para evaluar posibles alternativas de mitigación (para el supuesto que sean necesarias en el futuro), se realizaron distintos tipos de posicionamientos del cable de inyección de ruido (Figura 5.39 a Figura 5.46). Estas pruebas iniciales se realizaron con una frecuencia de inyección fija de 10 MHz, dado que dicha frecuencia, tal como se pudo comprobar en el capítulo 3, era la que más susceptibilidad presentaba el sistema. Para ello, el nivel se ha mantenido constante (56 mA de ruido circulando por el cable de inyección), puesto que dicho nivel era suficiente para degradar el sistema. Para evaluar el impacto de la señal perturbadora, se utiliza del mismo modo que el descrito anteriormente, el número de cuentas (*counts*) de ruido en unidades ADU (*Analog to Digital Units*), para cada uno de los píxeles, teniendo presente que una cuenta de ruido corresponde aproximadamente a una corriente de ruido de 100 nA [7].

Tras analizar los distintos casos, se pudo comprobar que la zona del detector próxima al Kapton, era la más sensible al campo magnético radiado, cuanto más zona se exponía al campo magnético creado, mayor era el nivel de ruido acoplado en la detección (hasta niveles de 3 ADU). De manera análoga, se obtenía un acoplo de líneas de campo máximo, si el cable de inyección se situaba paralelo tanto al sensor (Figura 5.40) como al cable Kapton (Figura 5.42). En cuanto el cable de inyección se situaba en una disposición perpendicular a dicho cable Kapton (Figura 5.44) o al detector (Figura 5.46) el ruido acoplado disminuía ostensiblemente (hasta niveles de aproximadamente 1,2 ADU). Así mismo, se pudo comprobar que un apantallamiento de la zona del detector conseguía reducir el ruido radiado acoplado. Si el apantallamiento se realizaba de manera adecuada, con una superficie con buena continuidad eléctrica, éste resulta muy efectivo, dado que de esa manera se permite circular corrientes inducidas en el blindaje que se oponen al campo magnético perturbador que hace que el ruido acoplado en el detector decrezca. Efectivamente, partiendo de un nivel de ruido de 3 ADU inicialmente sin apantallamiento del sensor, se pudo disminuir a 1 ADU, realizando la implementación de manera óptima (Figura 5.39 y Figura 5.41), consiguiendo maximizar el área de circulación de las corrientes por el apantallamiento y disminuyendo así la impedancia del camino conductor (Hay que tener en cuenta que si el dicho apantallamiento sólo se realiza en la zona donde discurre el cable de inyección (Figura 5.43) la mitigación sitúa el nivel de ruido en valores intermedios (aproximadamente niveles de 1,5 ADU) dado que la impedancia en alta frecuencia aumenta. De la misma manera, si se retira parte del este recorrido inferior al cable de inyección (Figura 5.45) se incrementa el nivel de ruido (aproximadamente hasta niveles 2 ADU).



Figura 5.39: Apantallamiento del detector



Figura 5.40: Cable de inyección paralelo al sensor



Figura 5.41: Detalle del apantallamiento



Figura 5.42: Cable inyección paralelo a cable cable Kapton



Figura 5.43: Sensor apantallado sólo por debajo del cable de inyección



Figura 5.44: Cable de inyección perpendicular a cable kapton



Figura 5.45: La pantalla sobre el detector se ha retirado

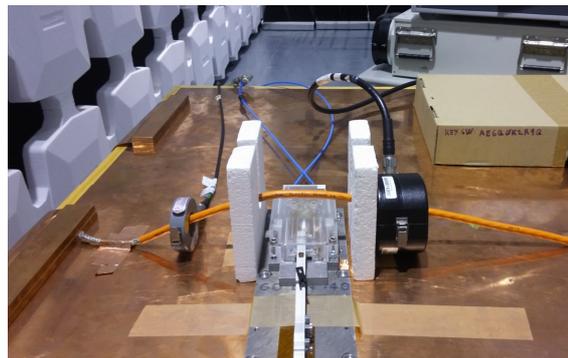


Figura 5.46: Cable de inyección perpendicular al detector

5.4.4.1. Distribución del ruido radiado en la matriz de pixeles

La inyección de ruido y el proceso de mapeo de ruido se realizan también de manera análoga a los casos conducidos, es decir, se inyecta en una

determinada frecuencia un nivel fijo, y se obtiene el mapeo asociado a la distribución de ruido, después de realizar el proceso de lectura. Se pone de manifiesto nuevamente, que el nivel de ruido acoplado no llega por igual a todos los píxeles. Dicho nivel acoplado es distinto dependiendo tanto de las frecuencias de inyección como del nivel inyectado.

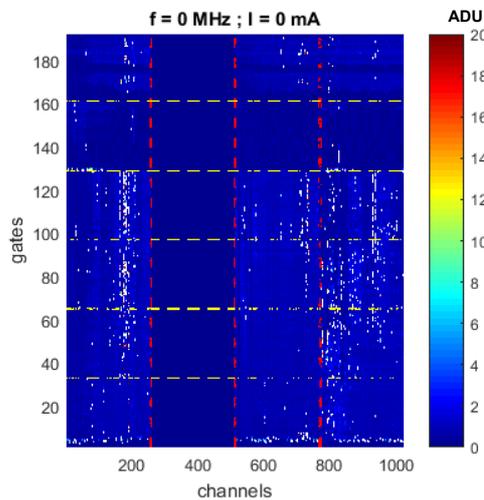


Figura 5.47: Mapa eléctrico sensor sin perturbación

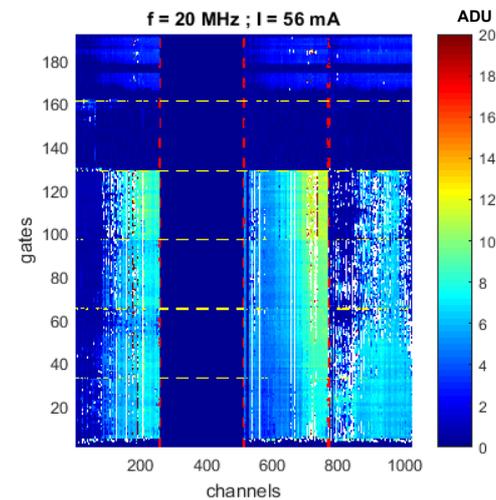


Figura 5.48: Mapa eléctrico con perturbación radiada

En todos los casos se ha observado que el ruido se distribuye de forma no uniforme a lo largo de la matriz activa de píxeles. Tal como se observa en la Figura 5.48. Los píxeles más ruidosos se encuentran también hacia los extremos derechos de los chips. Este aspecto es común a todos ellos y parece indicar que los píxeles leídos por los canales más extremos de cada chip DCD son los más ruidosos. Adicionalmente al fenómeno observado, se ha puesto de manifiesto que la distribución del ruido también se ve afectado por la frecuencia de inyección. En la Figura 5.49 y Figura 5.50 se muestra la distribución de ruido a lo largo de la matriz cuando se inyecta un mismo nivel de ruido inyectado pero en dos frecuencias distintas (en este caso en 5 MHz y 15 MHz, respectivamente). En estas figuras se puede observar como hay una modificación de la distribución de píxeles ruidosos a medida que aumenta la frecuencia. En baja frecuencia se observa una distribución más uniforme y claramente asociada a cada uno de los chips DCD. Sin embargo, en alta frecuencia esta distribución se observa relacionada tanto con los chips DCD (4 columnas del mapeo eléctrico) como relacionada con los distintos chips Swicher (6 filas del mapeo eléctrico), podríamos decir, que se puede visualizar claramente las distintas celdas (compuestas por agrupaciones píxeles) asociadas a las áreas de la electrónica que componen la matriz. De nuevo se pone de manifiesto la variación en las impedancias del circuito de acoplamiento de ruido a la entrada del chip DCD y como parte del ruido en alta frecuencia, se acopla a través de un circuito en el que el lazo de acoplamiento se realiza, en

parte, a través de los chips Switcher, localizados en el lateral de la matriz activa de pixeles.

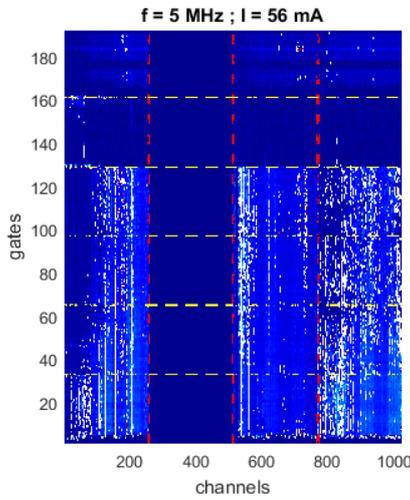


Figura 5.49: Mapa eléctrico, perturbación radiada en 5 MHz con corriente interferente de 56 mA

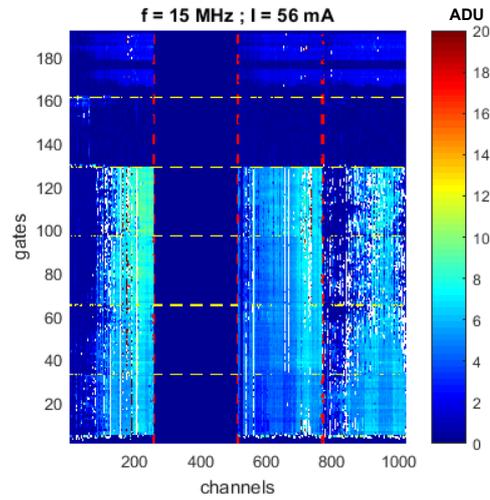


Figura 5.50: Mapa eléctrico, perturbación radiada en 15 MHz con corriente interferente de 56 mA

5.5 FUNCION DE TRANSFERENCIA (TF)

Como hemos podido ver en la sección anterior, al inyectar ruido al sistema, éste se distribuye de manera diferente, dependiendo tanto de la frecuencia como del nivel de la corriente perturbadora. Para analizar correctamente la susceptibilidad del sistema, cuantificaremos el ruido utilizando funciones de transferencia. Estas funciones de transferencia relacionan el ruido inyectado en el cable (corriente acoplada mediante la pinza de inyección [79]) con la perturbación de ruido después del proceso de lectura (cuentas de ruido).

La función de transferencia de ruido se define como la relación entre el valor eficaz del voltaje de salida del FEE debido al ruido externo (V_{ext}) y la corriente de ruido inyectada (I_p) medida en la línea sometida a estudio con la pinza de corriente.

$$TF(f) = \frac{V_{ext}}{I_p} \tag{5.2}$$

Dado que, durante el proceso de inyección, la medida del ruido a la salida tendrá dos componentes, la debida a la corriente perturbadora y la debida al ruido térmico, para la correcta evaluación de la función de transferencia será necesario abstraer la componente térmica de la medida de ruido tal y como se indica en la ecuación siguiente. Este valor se cuantifica realizando una medida del ruido en cada pixel previamente a cualquier inyección. Los ruidos no están correlacionados y su contribución al sistema es en cuadratura [73].

$$V_{ext}^2 = V_{medido}^2 - V_{térmico}^2 \tag{5.3}$$

Como resultado, y puesto que la TF se calcula en cada uno de los pixeles para cada una de las frecuencias de inyección, se puede obtener un mapa de colores del sensor que representará el mapa eléctrico de la distribución de pixeles del sensor en términos de conexiones eléctricas entre los chips DCD y los chips Switcher. Un mapa de TF (Figura 5.51) es por tanto, una representación gráfica de la distribución de ruido en los pixeles, pero que ya se encuentra normalizada a la corriente inyectada, por lo que es fácilmente observable las áreas donde la transferencia de ruido es mayor o dicho de otro modo, áreas donde el sensor es más susceptible al ruido. (Es necesario recordar que el área correspondiente al chip DCD2 no estaba activa durante la caracterización, por eso aparece en blanco en la figura)

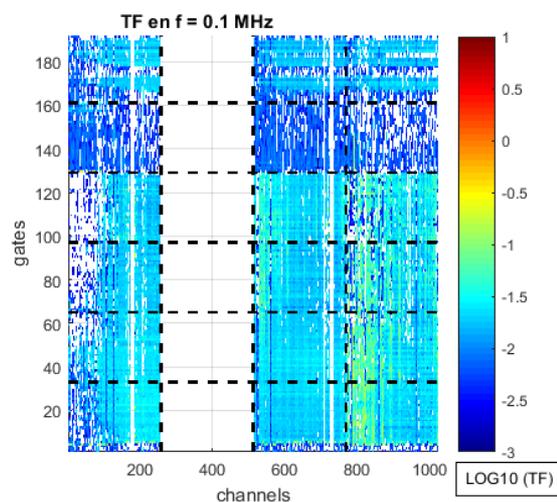


Figura 5.51: Mapa de TF de todo el sensor en 100 kHz con perturbación (CM convertidor DC/DC1).

A partir del cálculo de la función de transferencia, es posible:

- Calcular y representar el mapa de ruido en todo el sensor para cada una de las frecuencias inyectadas
- Calcular y representar la función de transferencia en cada pixel del sensor en cada frecuencia
- Calcular y representar la función de transferencia promedio en la parte del sensor seleccionada.

5.5.1 Función de transferencia en modo común

A partir de las medidas de ruido inyectado en cada una de las configuraciones mostradas en la sección 5.4.1, se han calculado sus funciones de transferencia en cada pixel. La Figura 5.52, Figura 5.53 y Figura 5.54 muestran el mapa de la susceptibilidad del sensor a diferentes frecuencias para el caso de inyección de ruido en CM asociado al convertidor DC/DC1, convertidor DC/DC2 y convertidor DC/DC3.

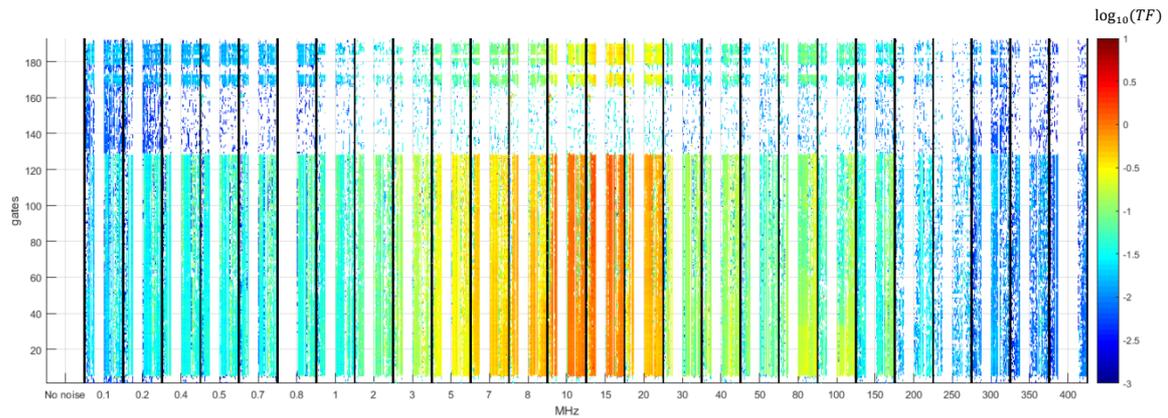


Figura 5.52: Mapa de TF para CM convertidor DC/DC1

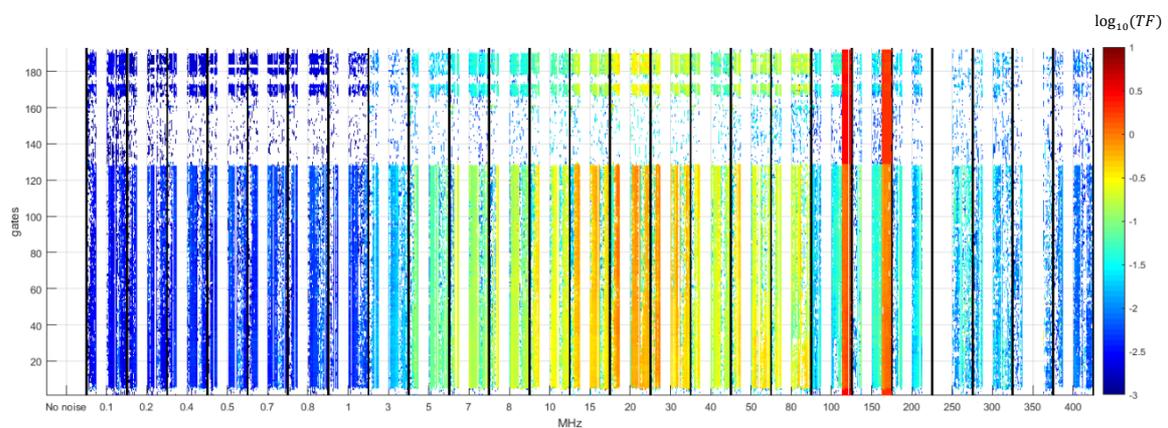


Figura 5.53: Mapa de TF para CM convertidor DC/DC2

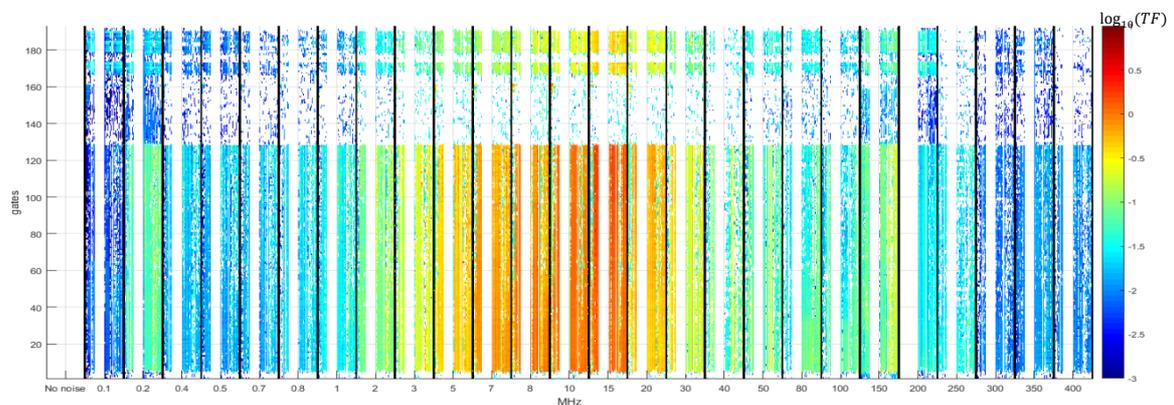


Figura 5.54: Mapa de TF para CM convertidor DC/DC3

Las 3 figuras anteriores muestran dos elementos claros. Por un lado, los pixeles asociados a los canales de lectura de los chips DCD3 y chips DCD4 son más susceptibles al ruido electromagnético conducido que los asociados a los chips DCD1, especialmente los asociados a los chips DCD4. Por otro lado, se observa la existencia de un pico o área de alta sensibilidad en el rango frecuencial comprendido entre 5 y 15 MHz. Como se ha podido observar en los

mapas de TF, durante la obtención de los niveles de acoplo se obtuvieron dos resonancias fuera de la región de alta sensibilidad (Figura 5.53, en 100 MHz y 150 MHz). Tras un análisis más detallado, se concluyó que tenían un carácter transitorio, y al realizar los promediados de las siguientes secciones, no tuvieron impacto en los resultados.

5.5.1.1. Susceptibilidad promedia por chip DCD al acoplo conducido en CM

Los valores anteriormente mostrados en el mapa de susceptibilidad del sensor, se pueden agrupar y mostrar en una gráfica en la que aparezcan únicamente las funciones de transferencia de todos los pixeles asociados a cada chip DCD. La Figura 5.55, Figura 5.56 y Figura 5.57 muestra estas funciones para el caso de inyección de CM asociado al convertidor DC/DC1. Cada una de las curvas mostradas corresponde a la TF de un pixel. Algunos puntos no se calculan puesto que existen determinados pixeles que no se ven prácticamente afectados (aun inyectando con el amplificador a plena potencia) y el nivel de ruido no se encuentra dominado por tanto por el ruido inyectado.

Con el fin de poder trabajar en niveles promedios y comparar resultados, se ha decidido continuar el análisis y el estudio calculando una TF promedio asociada a cada chip DCD. Los pixeles cuya TF no ha podido ser determinada correctamente han sido directamente eliminados. El valor de la TF promedio se muestra en las gráficas de la Figura 5.55, Figura 5.56 y Figura 5.57 en magenta.

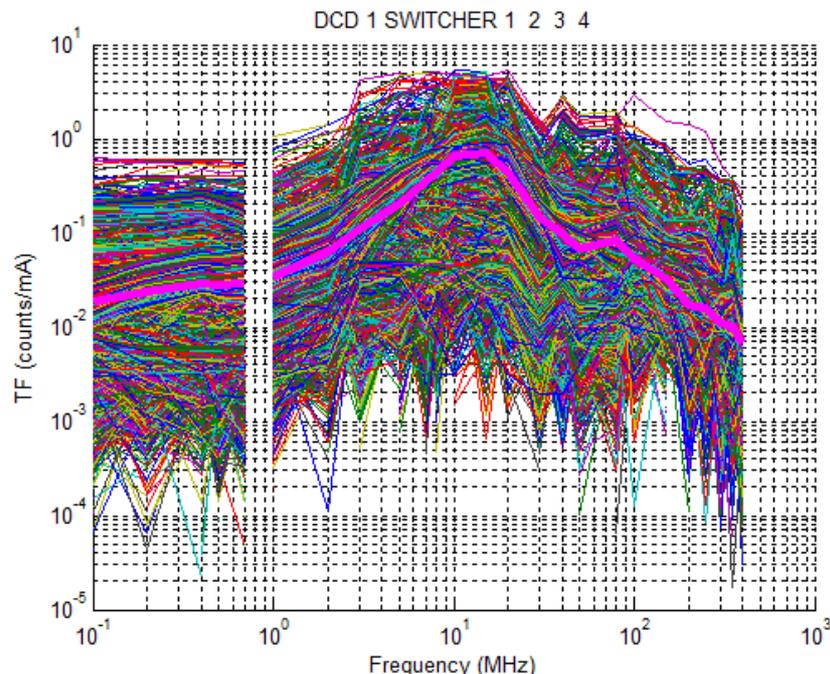


Figura 5.55: TF por pixel en área de sensor chip DCD 1 asociadas al CM del convertidor DC/DC1

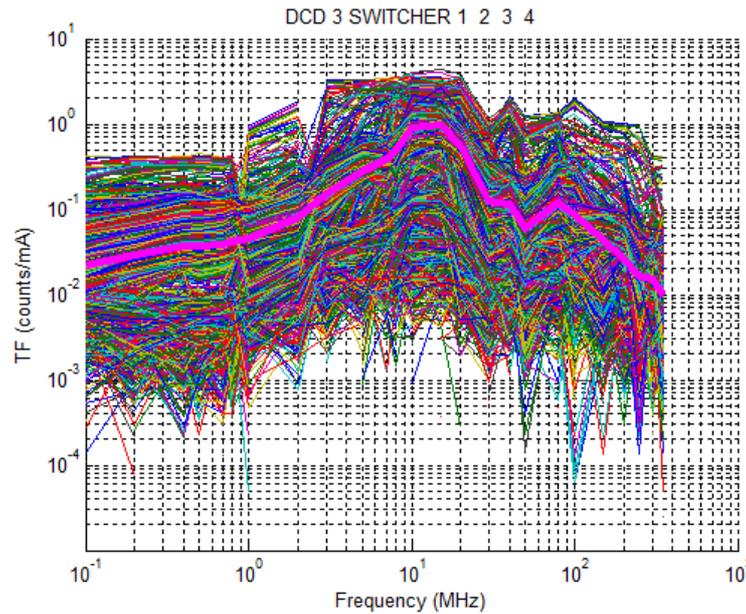


Figura 5.56: TF por pixel en área de sensor chip DCD3 asociadas al CM del convertidor DC/DC1

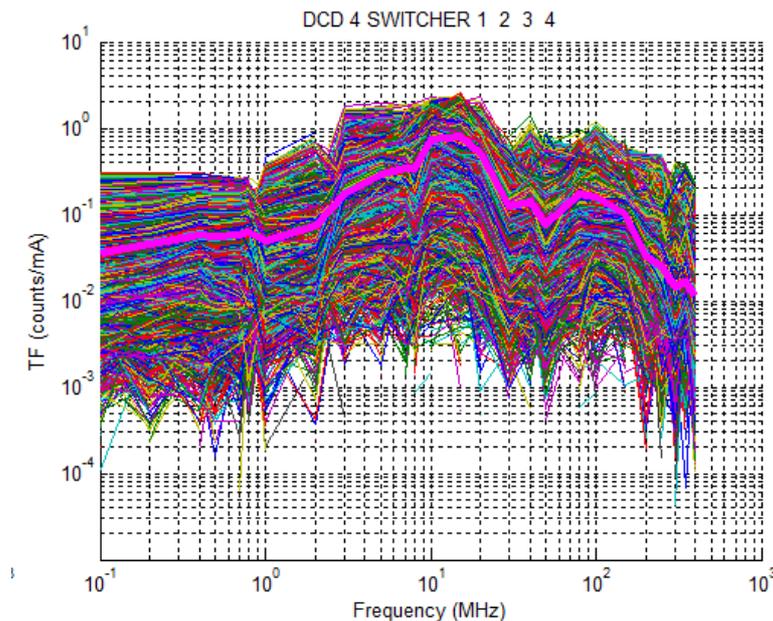


Figura 5.57: TF por pixel en área de sensor chip DCD4 asociadas al CM del convertidor DC/DC1

La Figura 5.58, Figura 5.59 y Figura 5.60 muestra la función de transferencia promedio de los chips DCD asociados a cada una de las inyecciones de ruido realizadas (convertidor DC/DC1, convertidor DC/DC2 y convertidor DC/DC3). Estas gráficas muestran que la susceptibilidad promedio de todos los pixeles asociados a cada chip DCD es muy similar en cada uno de los ensayos realizados. Esto implica que se puede afirmar que el ruido de forma promediada se reparte de manera similar entre todos los chips DCD. En todos los casos se observa que la frecuencia a la que el sistema es más sensible es

alrededor de 10 MHz, decreciendo a medida que se aumenta o disminuye dicha frecuencia.

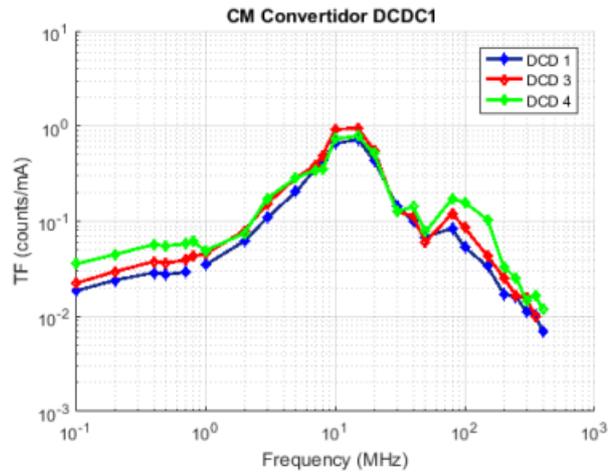


Figura 5.58: TF promedio al acoplo conducido en CM del convertidor DC/DC1

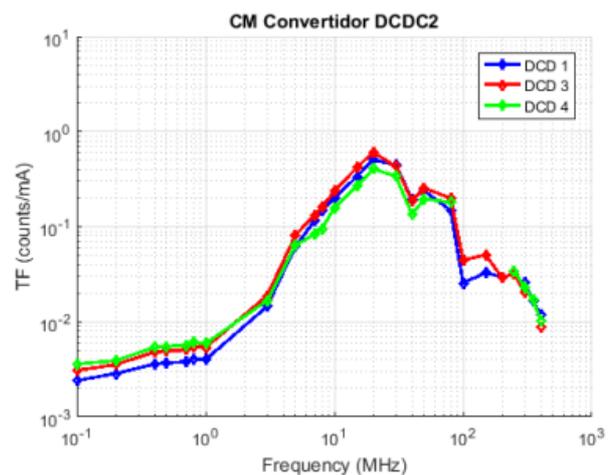


Figura 5.59: TF promedio al acoplo conducido en CM del convertidor DC/DC2

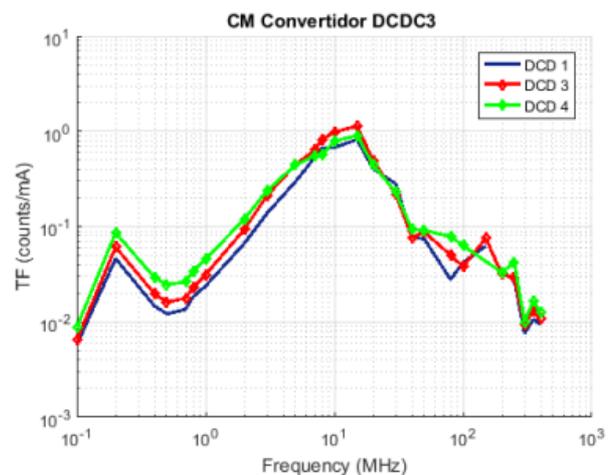


Figura 5.60: TF promedio al acoplo conducido en CM del convertidor DC/DC3

Sin embargo, si comparamos para cada uno de los chips DCD las TF de cada uno de los ensayos podremos obtener una visión más clara acerca de las líneas que son más susceptibles al ruido. La Figura 5.61 muestra una comparativa de la función de transferencia promedio del chip DCD1 para el ruido de CM asociado al convertidor DC/DC1 (test caso 1), convertidor DC/DC2 (test caso 2) y convertidor DC/DC3 (test caso 3).

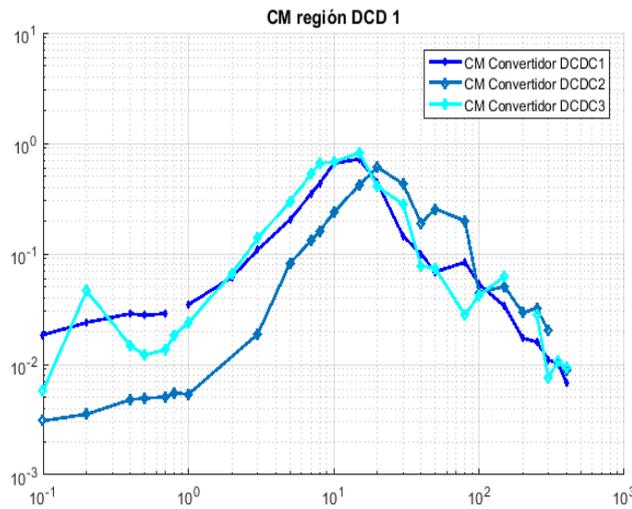


Figura 5.61: TF promedio CM en el área del chip DCD1 (test casos 1,2,3)

Esta gráfica muestra dos aspectos importantes: Por un lado, para el caso de los pines asociados al chip DCD1, resultan ser menos susceptibles en baja frecuencia (por debajo de 10 MHz) al modo común asociado al convertidor DC/DC2. Y por otra parte, por encima de este valor, se observa que todas las líneas presentan una sensibilidad similar. Este patrón es muy similar para los otros dos chips DCD tal como se muestra en la Figura 5.62 y Figura 5.63

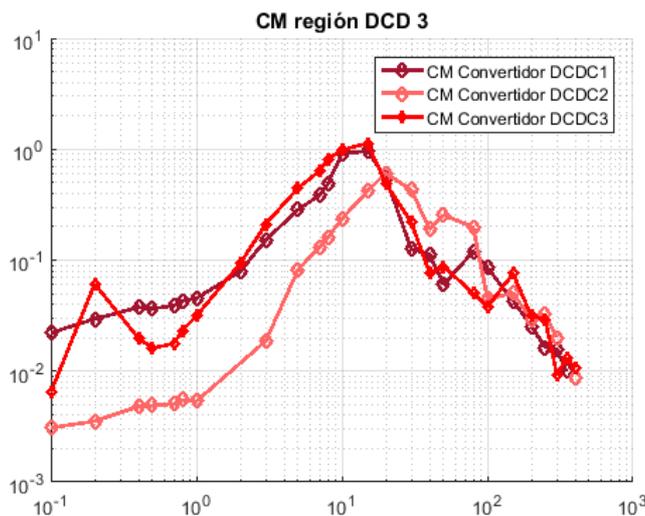


Figura 5.62: TF promedio CM en el área del chip DCD3 (test casos 1,2,3)

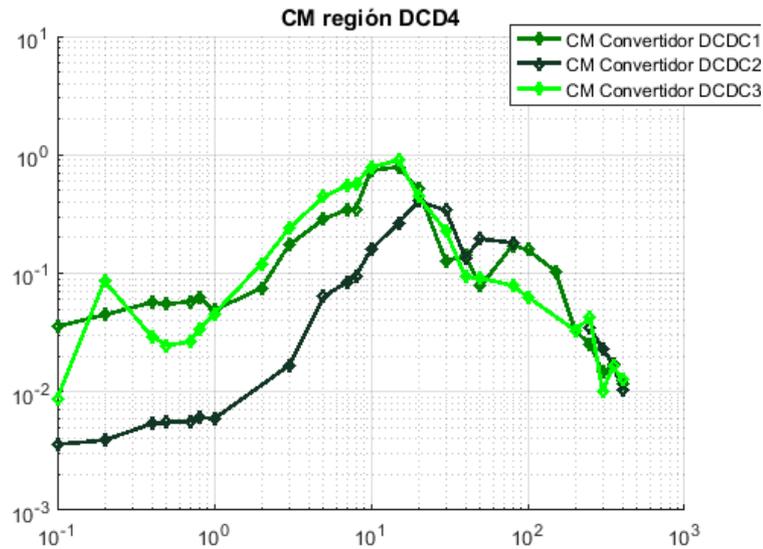


Figura 5.63: TF promedio CM en el área del chip DCD4 (test casos 1,2,3)

Por lo tanto, se puede concluir que, de las tres inyecciones en CM, el asociado al convertidor DC/DC2 es el canal menos sensible siendo similar en los otros dos casos.

5.5.2 Función de transferencia en modo diferencial

A partir de las medidas de ruido inyectado en cada una de las configuraciones mostradas en la sección 5.4.2, se han calculado sus funciones de transferencia en cada pixel. La Figura 5.64, Figura 5.65 y Figura 5.66 muestran el mapa de la susceptibilidad del sensor a diferentes frecuencias para el caso de inyección de ruido DM asociado al convertidor DC/DC1, convertidor DC/DC2 y convertidor DC/DC3.

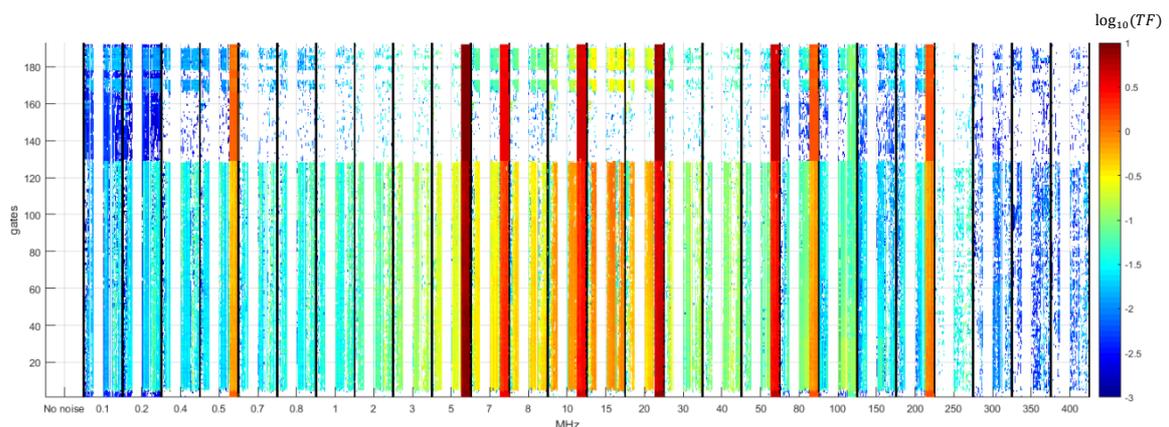


Figura 5.64: Mapa de TF para DM convertidor DC/DC1

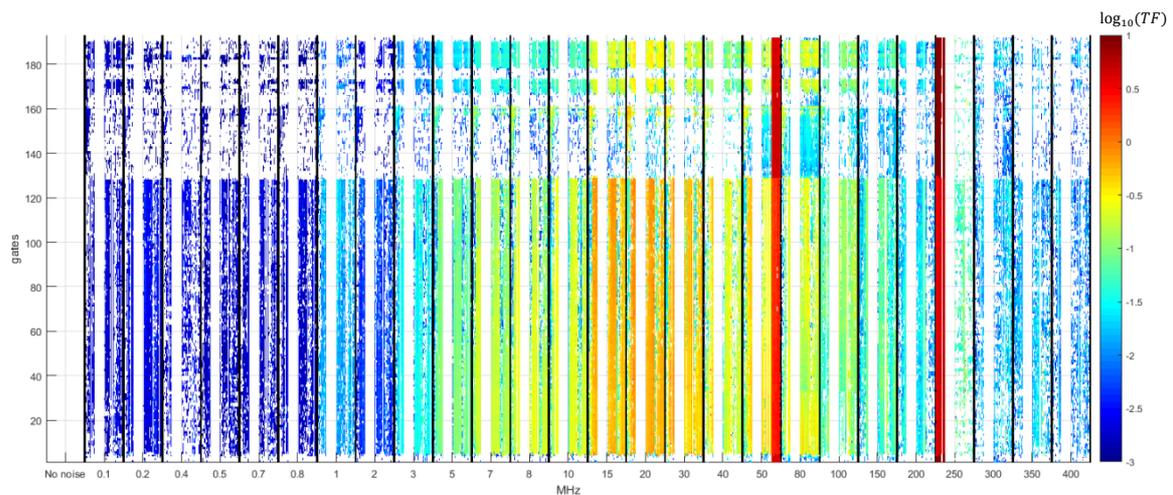


Figura 5.65: Mapa de TF para DM convertidor DC/DC2

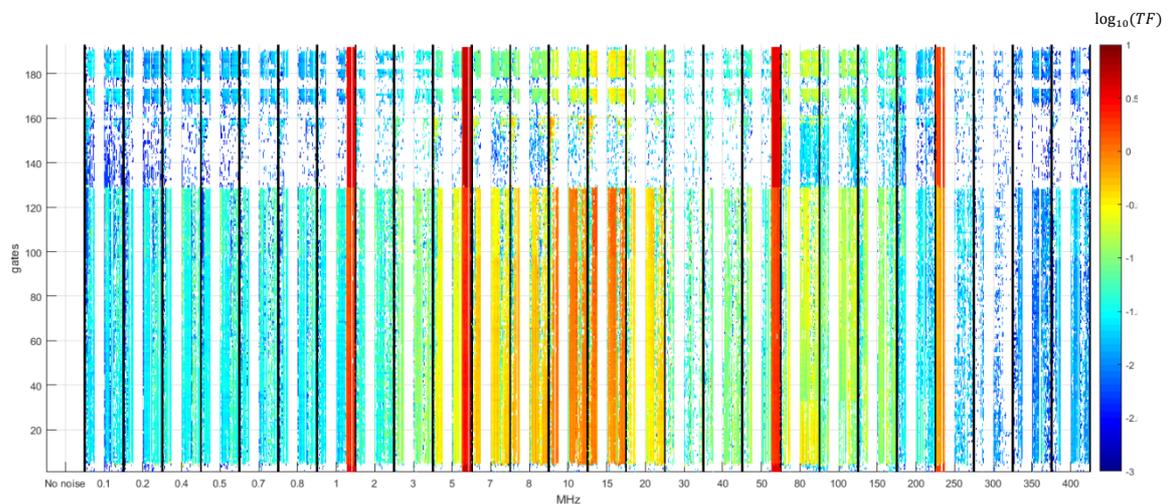


Figura 5.66: Mapa de TF para DM convertidor DC/DC3

Las figuras muestran, al igual que en el caso de ruido CM, dos elementos claros. Por un lado los pixeles asociados a los canales de lectura de los chips DCD3 y DCD4 son más susceptibles al ruido electromagnético conducido que los asociados al chip DCD1, especialmente los asociados al chip DCD4. Y por otra parte muestra la existencia de un pico o área de alta sensibilidad en el rango frecuencial comprendido entre 5 y 15 MHz.

Como se ha podido observar en los mapas de TF, durante la obtención de los niveles de acoplo se obtuvieron dos resonancias fuera de la región de alta sensibilidad (Figura 5.66, en 70 MHz y 225 MHz). Tras un análisis más detallado, se concluyó que tenían un carácter transitorio, y al realizar los promediados de las siguientes secciones, no tuvieron impacto en las conclusiones.

5.5.2.1. Susceptibilidad promedio por chip DCD al acoplo conducido DM

Los valores anteriormente mostrados en el mapa de susceptibilidad del sensor, se pueden agrupar y mostrar en una gráfica en la que aparezcan únicamente las funciones de transferencia de todos los pixeles asociados a cada chip DCD.

La Figura 5.67, Figura 5.68 y Figura 5.69 muestran la función de transferencia promedio de los chips DCD asociados a cada una de la inyecciones de ruido realizadas (asociadas al convertidor DC/DC1, convertidor DC/DC2 y convertidor DC/DC3).

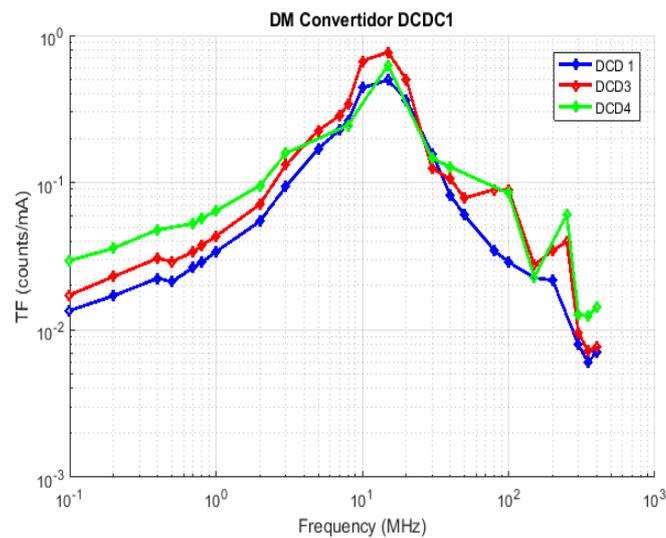


Figura 5.67: TF promedio acoplo conducido en DM del convertidor DC/DC1

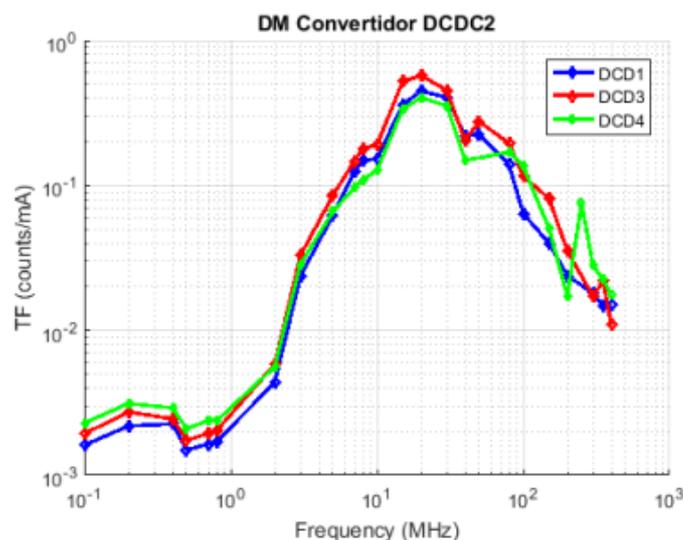


Figura 5.68: TF promedio al acoplo conducido en DM del convertidor DC/DC2

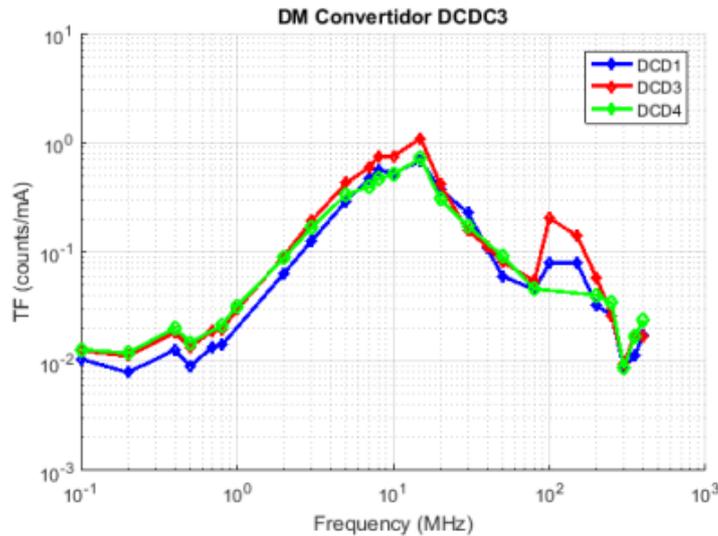


Figura 5.69: TF promedio al acoplo conducido en DM del convertidor DC/DC3

Estas gráficas muestran un nivel de susceptibilidad bajo tanto en bajas frecuencias como en altas frecuencias, en todas las regiones de los chips DCD, sin embargo, en el rango frecuencial en torno a 15 MHz la susceptibilidad es la más alta. Dentro de un mismo convertidor DC/DC las diferencias de susceptibilidades, en general, no son muy ostensibles.

Al igual que en el caso anterior de ruido CM, se pueden comparar las tres líneas ensayadas para determinar qué líneas son más susceptibles al ruido conducido que circula por ellas. La Figura 5.70 muestra una comparativa de la TF promedio del chip DCD1 para el ruido de DM asociado al convertidor DC/DC1, convertidor DC/DC2 y convertidor DC/DC3

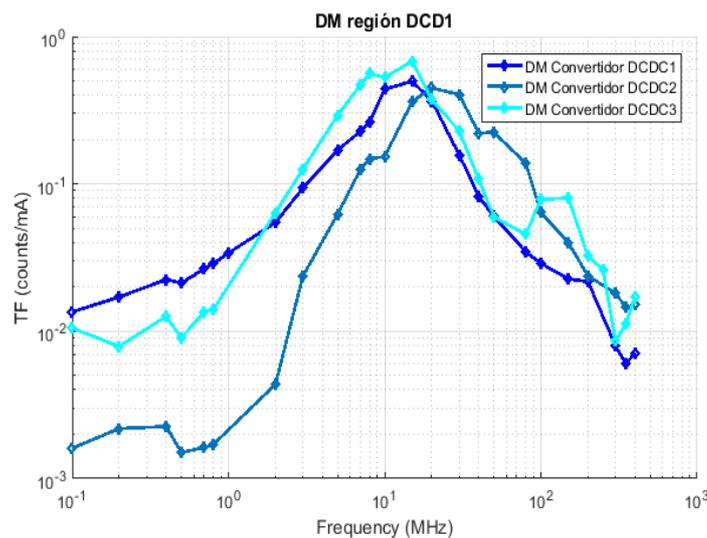


Figura 5.70: TF promedio DM en el área chip DCD 1, casos 1,2 y 3

A diferencia del acoplo en CM, esta gráfica muestra que para el caso de los pixeles asociados al chip DCD1, resultan ser menos susceptibles en baja

frecuencia (por debajo de 10 MHz) al modo diferencial asociado al convertidor DC/DC2. Siendo similar para las otras dos líneas tanto en alta como baja frecuencia. Este patrón es muy similar para los chips asociados a los otros dos chips DCD tal como se muestra en la Figura 5.71 y Figura 5.72.

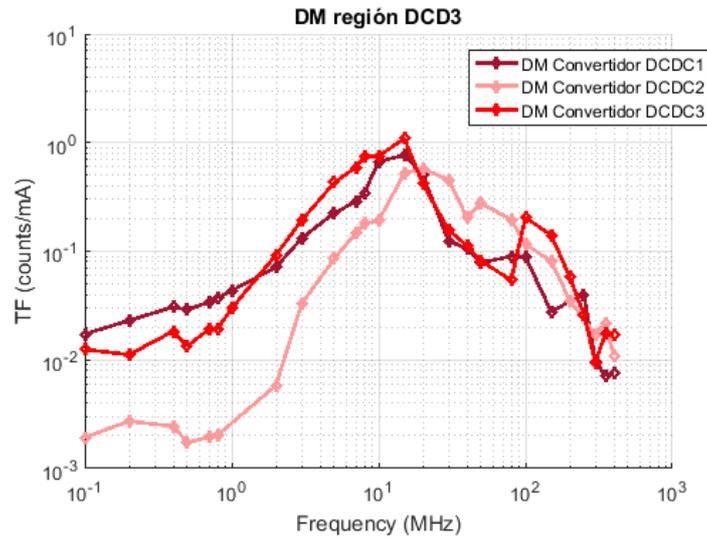


Figura 5.71: TF promedio DM en el área chip DCD 3, casos 1,2,3

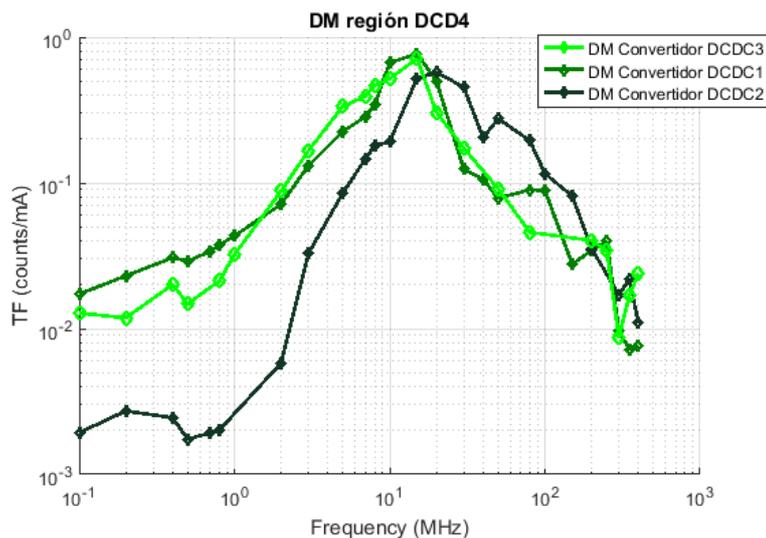


Figura 5.72: TF promedio DM en el área chip DCD 4, casos 1,2,3

Por lo tanto, se puede concluir que las 3 áreas de chips DCD presentan un perfil similar, con un alto nivel de ruido acoplado alrededor del rango frecuencial comprendido entre 10 y 15 MHz. Si se comparan los distintos grupos de chips DCD, el chip DCD4 muestra en general, niveles altos de acoplo de ruido. Es por ello que el procesado y análisis final (peor caso de EMC en DM) se ha centrado en dicha región.

5.5.3 Función de transferencia radiada

A partir de las medidas de ruido inyectado en la configuración mostrada en la Figura 5.20, se han calculado sus funciones de transferencia en cada pixel. La Figura 5.73 muestra el mapa de la susceptibilidad del sensor a diferentes frecuencias para el caso de inyección radiada.

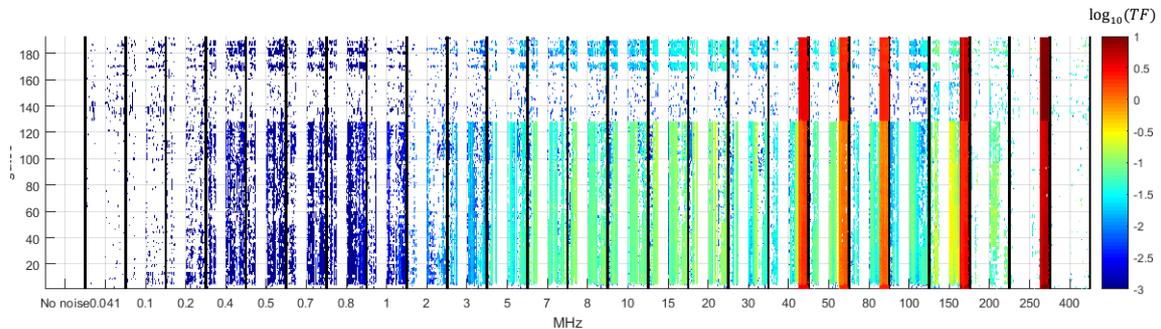


Figura 5.73: Mapa de TF para ruido radiado por tubería de haz

Si observamos las figuras, podemos identificar áreas con mayores niveles de transferencia de ruido. Por debajo de 3 MHz existe muy poca susceptibilidad al ruido radiado. La parte central de 3 MHz a 30 MHz presenta una mayor susceptibilidad, alcanzando los valores más altos en el entorno de los 20 MHz. con especial incidencia en la región del sensor correspondiente al convertidor DCD4 y convertidor DCD3 y los chips Switcher 1 a 4. Como se ha podido observar en los mapas de TF, durante la obtención de los niveles de acoplo se obtuvieron cuatro resonancias fuera de la región de alta sensibilidad (Figura 5.73, en 40, 50, 90 y 150 MHz). Tras un análisis más detallado, se concluyó que tenían un carácter transitorio, y al realizar los promediados de las siguientes secciones, no tuvieron impacto en las conclusiones

5.5.3.1. Susceptibilidad promedio por chip DCD al ruido radiado

Los valores anteriormente mostrados en el mapa de susceptibilidad del sensor, se pueden agrupar y mostrar en una gráfica en la que aparezcan únicamente las funciones de transferencia de todos los pixeles asociados a cada chip DCD. La Figura 5.74 muestra estas funciones para el caso de inyección de ruido radiado sobre la región del chip DCD1. Cada una de las curvas mostradas corresponde a la TF de un pixel. Algunos puntos no se calculan puesto que existen determinados pixeles que no se ven prácticamente afectados y el nivel de ruido no se encuentra dominado por tanto por el ruido inyectado. Con el fin de poder trabajar en niveles promedios y comparar resultados, se ha decidido continuar el análisis y el estudio calculando una TF promedio asociada a cada chip DCD. Los pixeles cuya TF no ha podido ser determinada correctamente han sido eliminados. El valor de la TF promedio se muestra en la Figura 5.74 en magenta .

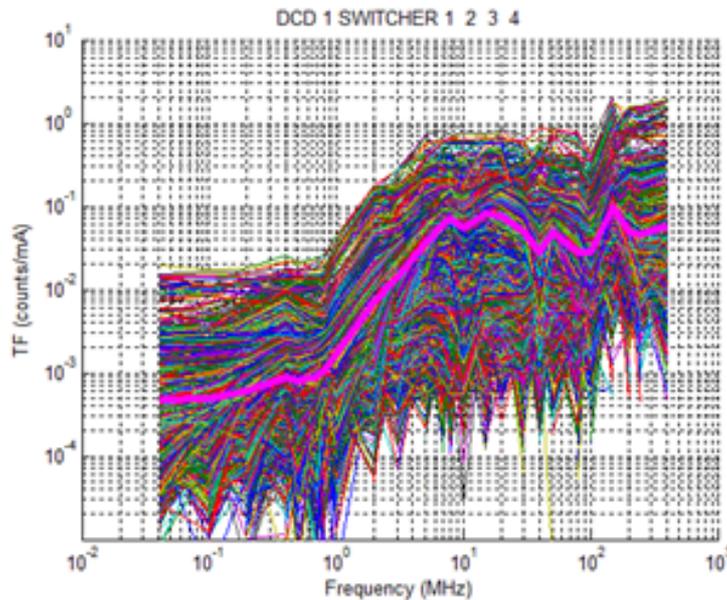


Figura 5.74: TF por pixel en área de sensor chip DCD 1 asociadas al acoplo radiado

Si ponemos en una misma gráfica las funciones promedio obtenidas anteriormente de las 3 áreas de chip DCD, obtendremos la Figura 5.75.

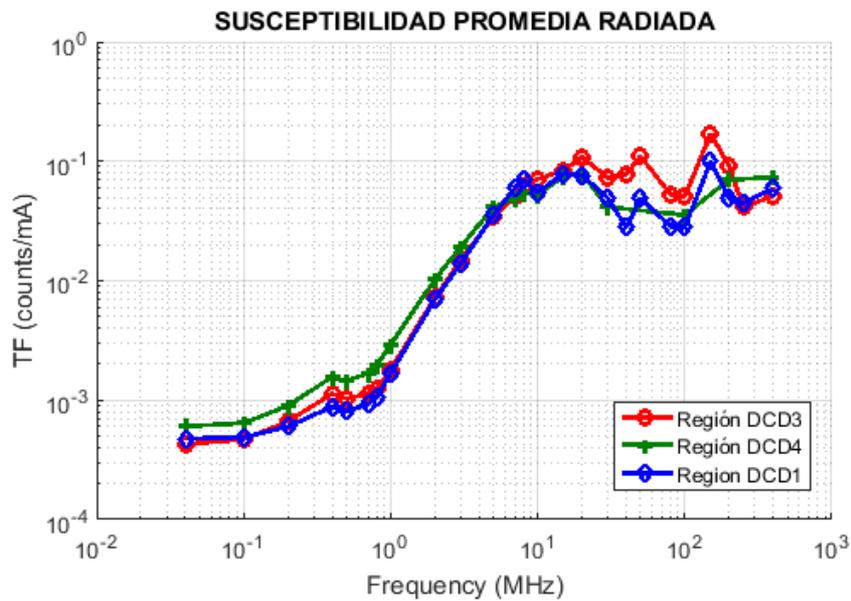


Figura 5.75: Funciones susceptibilidad promedio por chip DCD al ruido radiado

Como se puede observar, las 3 áreas de chip DCD presentan un perfil similar hasta 10 MHz, presentando una mayor susceptibilidad al ruido la región del chip DCD3 a partir de dicha frecuencia, alcanzando un valor máximo en 150 MHz.

5.6 COMPATIBILIDAD CON EL FEE

Tal como hemos visto en el capítulo 3, uno de los componentes principales de las unidades de las fuentes de alimentación son los convertidores DC/DC. Todas las fuentes conmutadas generan y emiten ruido de alta frecuencia, que depende fuertemente de la frecuencia de conmutación, topología del convertidor, trazado de cableado, componentes parásitos, etc. Las emisiones se acoplan principalmente a la parte más sensible del FEE por conducción a través de los cables. A priori, los niveles de emisión de estas unidades no tienen por qué ser compatibles con el FEE. Por tanto, la definición de nuevos límites y el cómo imponerlos a las unidades de alimentación resulta de vital importancia para asegurar las prestaciones del detector. Partiendo de las funciones de transferencia calculadas anteriormente, se van a poder fijar los requisitos de ruido de las fuentes de alimentación del sistema, es decir se podrá fijar el nivel de ruido compatible con el PXD. Tenemos que tener en cuenta que es la primera vez que se realiza una caracterización así en un detector de pixeles, por lo que los niveles no están definidos en ningún marco normativo. La aproximación de aplicar límites para tensión o corriente, extraídos de normas genéricas o de producto, tal como se ha analizado en el capítulo 3, ofrecerían límites pero hacia el mundo exterior (básicamente en puertos de conexión a la alimentación de corriente alterna, puertos de conexión a la alimentación en corriente continua y puertos de red de datos analógico/digitales), pero nuestro interés reside en fijar unos límites dentro de nuestro sistema, puesto que es donde reside el potencial punto de acoplo de ruido hacia el FEE.

5.6.1 Ruido conducido compatible en CM

Tal como hemos comentado, el efecto del ruido en la salida del FEE se analiza teniendo en cuenta que su electrónica está alimentada por convertidores DC/DC a través de un cable de unos 15 ó 20 metros que recorre todo el detector. Para estimar el nivel de ruido compatible en CM que se puede acoplar en los cables de potencia de entrada al sistema, se parte de las TF obtenidas cuando se había inyectado la corriente en CM. Dichas funciones, se ajustan a una curva polinómica de orden 5, mediante la técnica de análisis numérico de mínimos cuadrados. Posteriormente se evalúan todas las funciones obtenidas y se establece que el peor caso desde el punto de vista de EMC, corresponde al chip DCD4, puesto que en la mayoría de frecuencias muestra unos niveles más altos de acoplo.

En la Figura 5.76 se muestran las tres curvas CM obtenidas la región del chip DCD4, considerada como la más susceptibles al ruido electromagnético

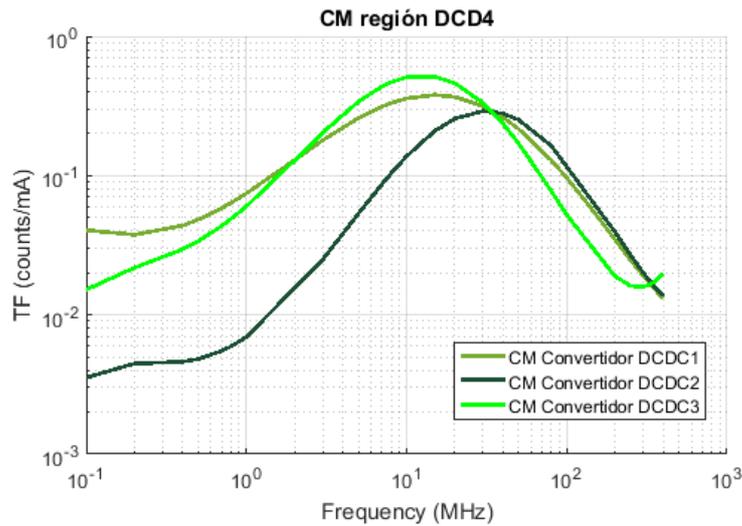


Figura 5.76: Funciones de transferencia de susceptibilidad conducida CM más desfavorable: región asociada al chip DCD4

Los límites de ruido compatible se estiman, teniendo en cuenta la inversa de la función de transferencia de estas curvas y definiendo una envolvente a ellas en la que algunos de sus tramos han sido linealizados con la finalidad de simplificar el presente estudio. En la Figura 5.77 se muestra la TF promedio asociada al chip DCD4 cuando se inyecta ruido de modo común a través del circuito definido por el convertidor DC/DC1.

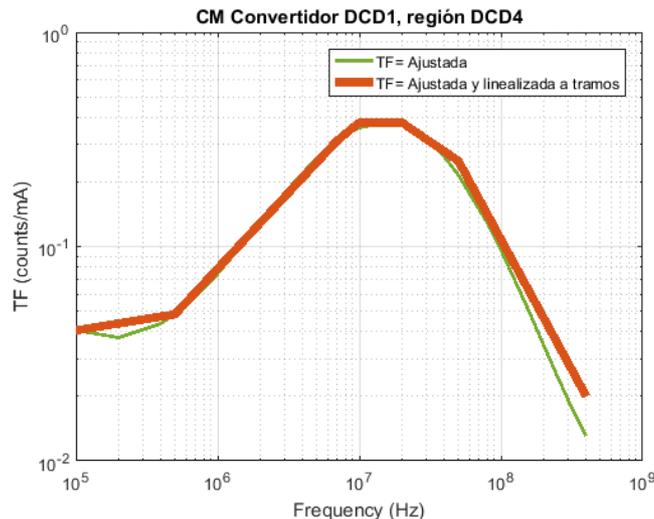


Figura 5.77: Función de transferencia de susceptibilidad conducida CM ajustada y linealizada, caso más desfavorable: región asociada al chip DCD4

Una vez obtenida la envolvente de la TF, se define un perfil de ruido en corriente límite a partir de la inversa de la TF obtenida para la línea en la que se quiere fijar el nivel de ruido. Para ello, se ha asumido un perfil de ruido compuesto por dos tipos de armónicos, por un lado, a frecuencias inferiores a 10 MHz con presencia de armónicos múltiplos de 100 kHz y, por otro lado, por encima de frecuencias superiores a 10 MHz con presencia de armónicos múltiplos de 1 MHz. Este perfil de ruido asumido trata de emular los armónicos

que pueden aparecer en los cables de entrada al FEE debido a las fuentes de alimentación (bajas frecuencias) o bien cualquier ruido que proviene de otros sistemas asociados a relojes o transiciones electrónicas bruscas (alta frecuencia). En la Figura 5.78 se muestra el perfil de ruido de modo común asociado a la línea del convertidor DC/DC1 y región de chip DCD4.

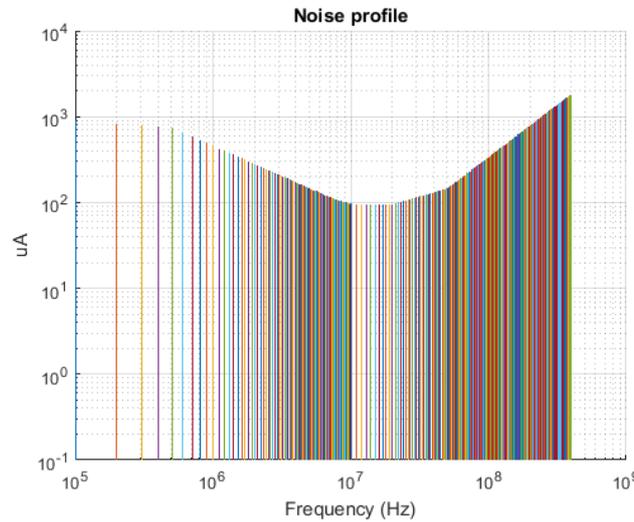


Figura 5.78: Perfil de corriente de ruido CM asociado al convertidor DC/DC1, en la región de chip DCD4, de acuerdo al perfil asociado a la inversa de la TF.

A partir de este perfil se estima la contribución que dicha cantidad de ruido generaría a la salida del FEE. Para ello, se toman los valores de la envolvente de la TF en cada punto y se multiplica por el valor de la corriente del perfil (I_p). Esto se repite para cada frecuencia, $\sigma(f_i)$, hasta que al final se suman todos sus componentes en cuadratura, $\sigma(f_i)^2$, tal como se indica en la ecuación siguiente.

$$\sigma(f_i) = I_p * TF \tag{5.4}$$

$$\sigma_{total} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma(f_i)^2 + \sigma_{th}^2} \tag{5.5}$$

Se realiza este proceso (siempre manteniendo la forma de la envolvente) con varios niveles hasta que se obtiene una variación del 20% respecto al valor de referencia térmico (Es decir un incremento de σ_{total} frente a σ_{th}) y se fija el nivel obtenido como el nivel de emisiones máximas permitido que asegurará el correcto funcionamiento del sistema. En la Figura 5.79 se muestra el máximo de ruido en la línea del convertidor DC/DC1 que asegura la compatibilidad de los pixeles asociados al chip DCD4.

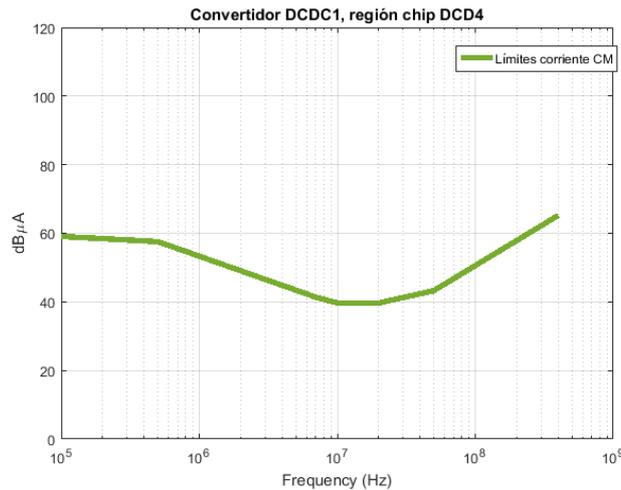


Figura 5.79: Límites corriente modo CM convertidor DC/DC1, región de chip DCD4

Este proceso descrito para obtener los límites de corriente CM del convertidor DC/DC1 asociado a la región de chip DCD4, se repite para los otros dos casos asociados al CM (convertidor DC/DC2 y convertidor DC/DC3), y se incluyen todos ellos en la Figura 5.80.

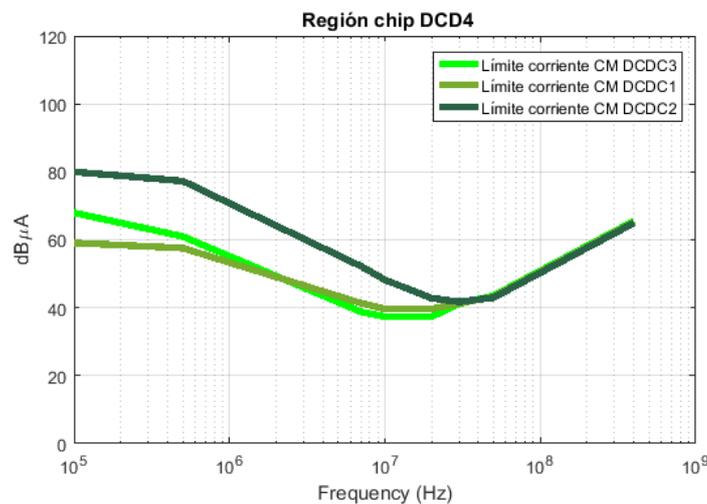


Figura 5.80: Límites ruido conducido en modo CM región chip DCD4

Podemos observar que los límites para el ruido CM de los convertidores DC/DC1 y el DC/DC3 son muy similares en todo el rango frecuencial, salvo en baja frecuencia donde son ligeramente más estrictos los del DC/DC1. En el rango frecuencial de 1 a 10 MHz, aunque ligeramente, los más desfavorables son los asociados al DC/DC3. Respecto a los límites asociados al DC/DC2, desde las bajas frecuencias hasta la frecuencia de 20 MHz, son mucho menos restrictivos. A partir de la frecuencia de 20 MHz, prácticamente son iguales en los tres convertidores.

Para fijar los límites a las emisiones de las fuentes de alimentación, además de tener en cuenta el análisis de los perfiles expuestos en la Figura 5.80, se tiene en cuenta las conclusiones obtenidas en la caracterización de las emisiones realizada en el capítulo 3, que determinaba que el rango frecuencial comprendido entre 1 MHz y 10 MHz era la zona donde la contribución de las fuentes tenían un mayor impacto. De esta manera, se establece como más restrictivo, los límites asociados a las corrientes CM del convertidor DC/DC3.

5.6.2 Ruido conducido compatible en DM

Si procedemos de manera análoga al punto 5.6.1 se obtiene a partir de las curvas de ajuste del ruido en modo diferencial, el ruido compatible en DM de la región asociada al chip DCD4 de las diferentes líneas asociadas a los convertidores DC/DC. (Figura 5.81)

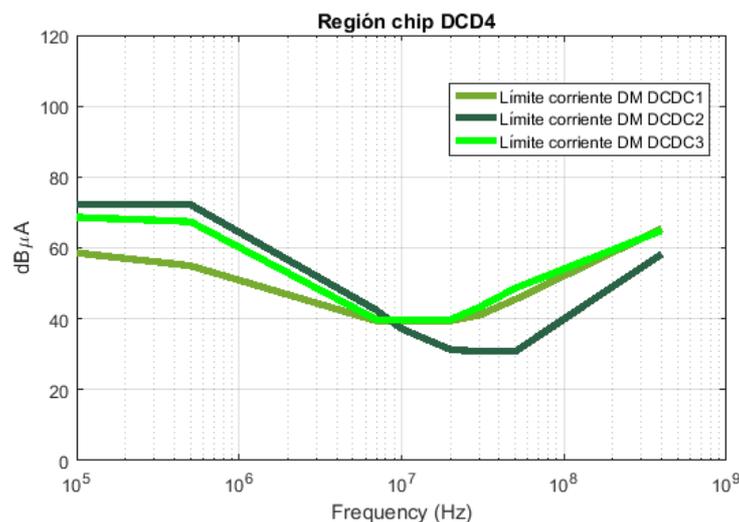


Figura 5.81: Límites corriente modo DM región convertidor DCD4

De cara a fijar los límites a las emisiones de las fuentes y teniendo en cuenta también las conclusiones sobre las emisiones caracterizadas en el capítulo 2 (mayor impacto en el rango frecuencial central de 1 MHz a 10 MHz), en este caso, se establecen como más restrictivos los límites asociados a las corrientes DM del convertidor DC/DC1.

5.6.3 Ruido radiado

El efecto del ruido radiado sobre el detector se analiza teniendo en cuenta la particularidad de que su instalación es muy próxima a la tubería de haz de partículas donde, en su cara externa, se presentan circulaciones en CM, que generan ruido que puede interferir en el sistema. Para estimar el nivel de ruido compatible, nos basaremos en las TF obtenidas cuando inyectamos una corriente sobre la estructura cercana (tal como se ha descrito en el punto 5.4), las cuales han sido ajustadas a una ecuación por mínimos cuadrados. En la

Figura 5.82 se muestra la curva de los ensayos radiados, cuyos valores han sido ajustados nuevamente a una curva polinómica de orden 5.

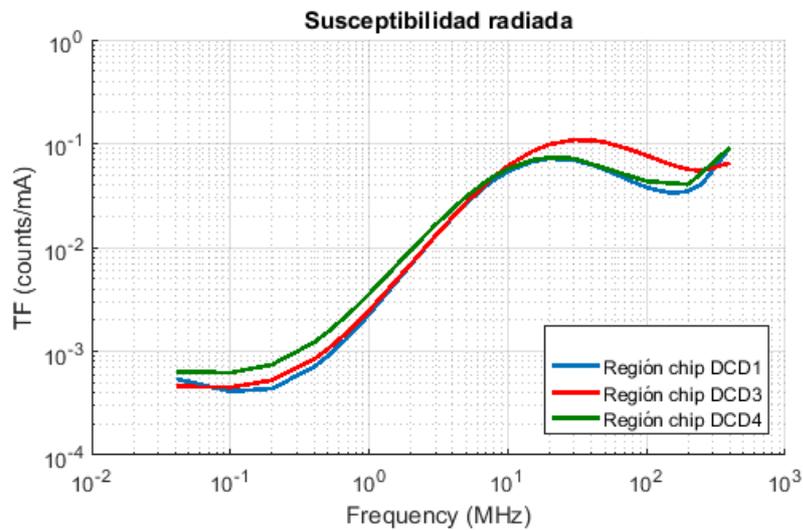


Figura 5.82: Funciones de transferencia de susceptibilidad radiada

Si procedemos de manera análoga al punto 5.6.1 se obtiene, a partir de las curvas de ajuste del ruido, el nivel compatible de las distintas regiones asociadas a los chips DCD. En la Figura 5.83 se muestra el máximo de ruido en modo común circulando por la tubería que asegurará la compatibilidad radiada de los pixeles asociados al chip DCD4.

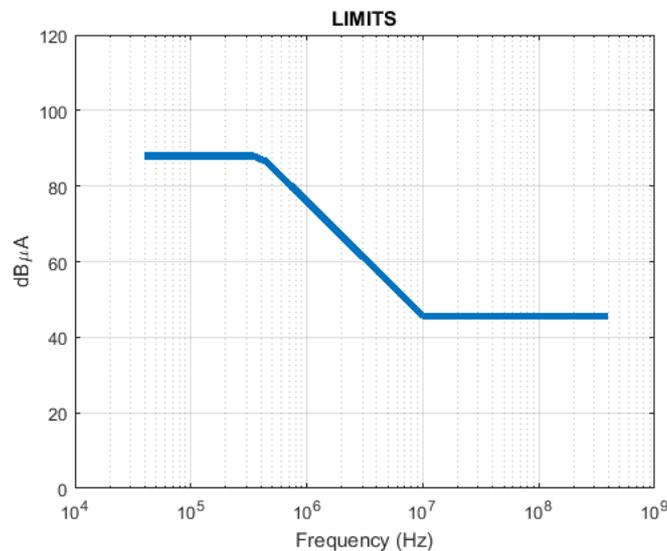


Figura 5.83: Límites corriente de conducida que pueden circular por la tubería de haz, para asegurar la compatibilidad radiada

5.7 EVALUACIÓN DE LA COMPATIBILIDAD

Una vez obtenidos los límites asociados al ruido de las distintas susceptibilidades (conducida en modo común, conducida en modo diferencial y radiada), el último paso es la evaluación de la compatibilidad. Para ello, es necesario comparar los perfiles de emisiones más desfavorables, expuestas en el capítulo 3, con los límites obtenidos. No obstante, hay que tener presente que estos límites deben ser interpretados como unas referencias más que en el sentido estricto de resultado de ensayo de EMC normativo (pasa o no pasa).

5.7.1 Evaluación de las emisiones CM de las fuentes de alimentación

Según lo visto en el capítulo 3, en el apartado 3.4.2.3, las emisiones electromagnéticas en modo común de las fuentes de alimentación, presentaban una contribución muy similar entre ellas. Se caracterizaban por centrarse principalmente en el rango frecuencial desde 300 kHz a 10 MHz. Si comparamos el perfil más desfavorable de las emisiones en CM con los límites obtenidos en la caracterización de la susceptibilidad, obtendremos la Figura 5.84.

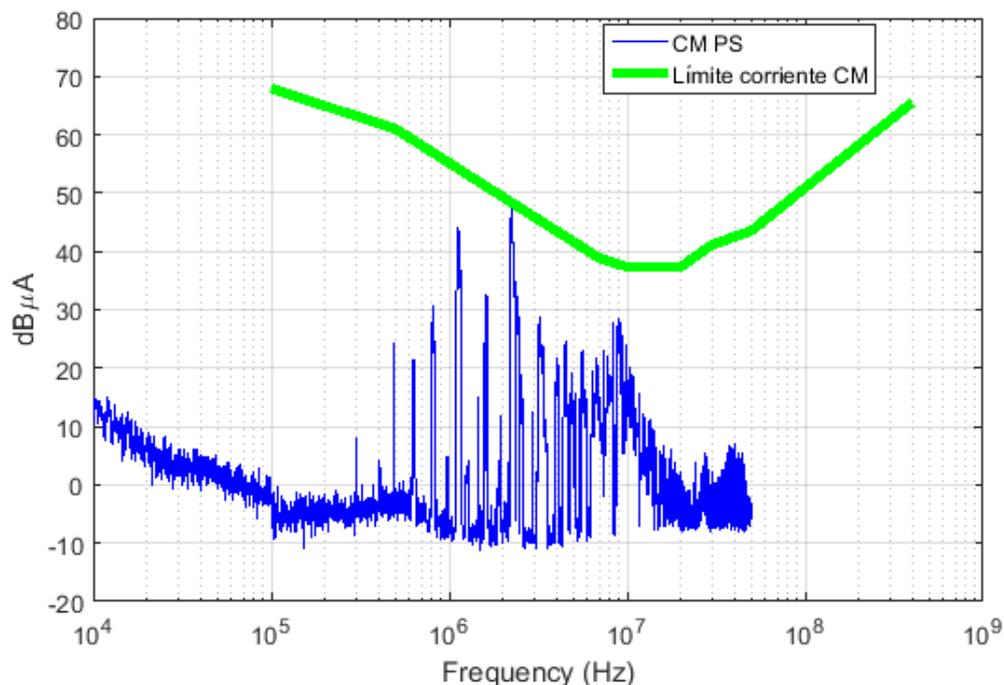


Figura 5.84: Evaluación de la compatibilidad en CM del FEE con las emisiones de las PS

El caso más desfavorable se sitúa en la frecuencia de 2,23 MHz un nivel de 0,5 dB por debajo del límite. En las frecuencias 1,126 MHz y 8,92 MHz, los valores se alejan del límite un valor mayor a 10 dB. El resto de frecuencias, se encuentran (tanto en baja frecuencia como en alta frecuencia) muy alejadas del límite. Tenemos que tener presente que las emisiones mostradas no incluyen el filtro diseñado precisamente para atenuar ese rango de emisiones en CM, especialmente centrado en el rango donde las emisiones eran mayores. Concretamente en la frecuencia de 2,23 MHz se comprobó que atenuaba 20 dB las emisiones. Por tanto, en caso de incluir el filtrado adicional diseñado, el nivel de compatibilidad entre el FEE y las PS en CM es considerablemente alto en todo el rango frecuencial evaluado.

5.7.2 Evaluación de las emisiones DM de las PS

Las emisiones electromagnéticas en modo diferencial de las fuentes de alimentación (capítulo 3, apartado 3.4.2.4) presentaban una contribución muy similar entre ellas. Se caracterizaban por tener unos valores por debajo de 100 kHz y por encima de 10 MHz, muy bajos, encontrándose los valores máximos en el entorno de la frecuencia de 2,26 MHz. Si comparamos el perfil más desfavorable de las emisiones en DM con los límites obtenidos en la caracterización de la susceptibilidad, obtendremos la Figura 5.85.

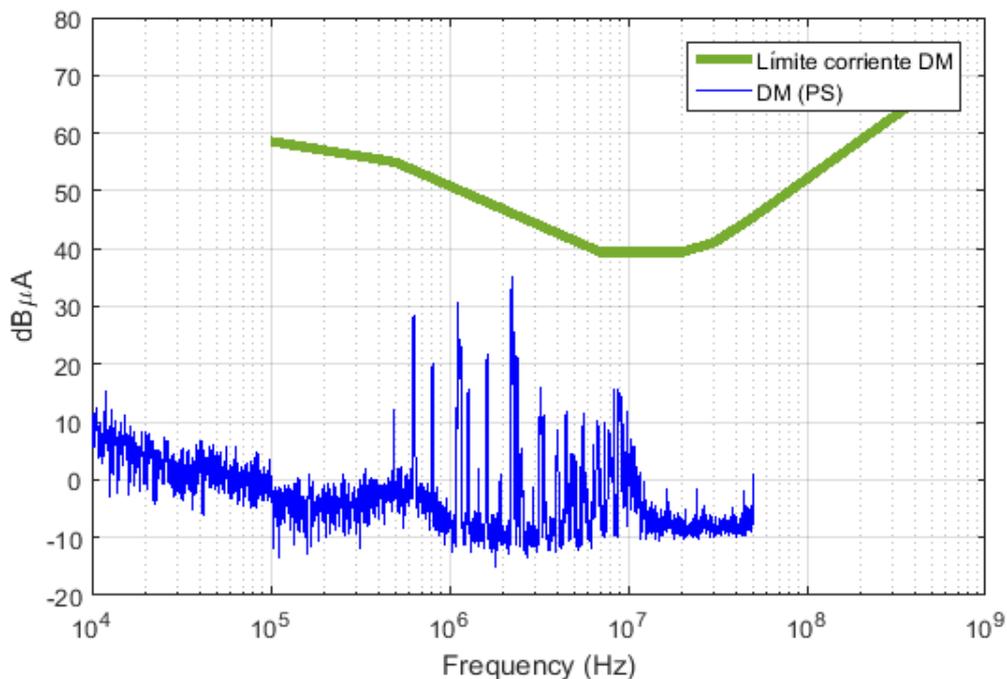


Figura 5.85: Evaluación de la compatibilidad en DM para las PS

Se puede comprobar que existe un amplio margen de seguridad para establecer la compatibilidad en prácticamente todo el rango frecuencial evaluado. El punto más desfavorable, se encuentra en 2.26 MHz con un nivel alejado del límite mayor a 11 dB. El resto de casos más desfavorables, se

encuentran localizados en 1,13 MHz (alejado del límite un valor de 22,1 dB) y en el entorno de 9 MHz (alejado del límite un valor de 12 dB), por lo que las emisiones de las fuentes en modo diferencial se pueden considerar totalmente compatibles con el nivel de susceptibilidad obtenido en el rango frecuencial evaluado.

5.7.3 Evaluación de las emisiones del FEE

Esta evaluación representa la compatibilidad del sistema consigo mismo, que a priori se conoce que es satisfactoria puesto que el sistema PXD funciona tal como se ha diseñado. No obstante, da una idea objetiva respecto de cuanto de lejos o de cerca se sitúa el nivel de emisiones frente al umbral de sensibilidad obtenido en la caracterización de la susceptibilidad del FEE. En la Figura 5.86 podemos observar la compatibilidad del FEE con sus propios niveles de emisiones en CM. En este caso no se han evaluado las emisiones en DM, dado que se comprobó que éstas eran mucho menores.

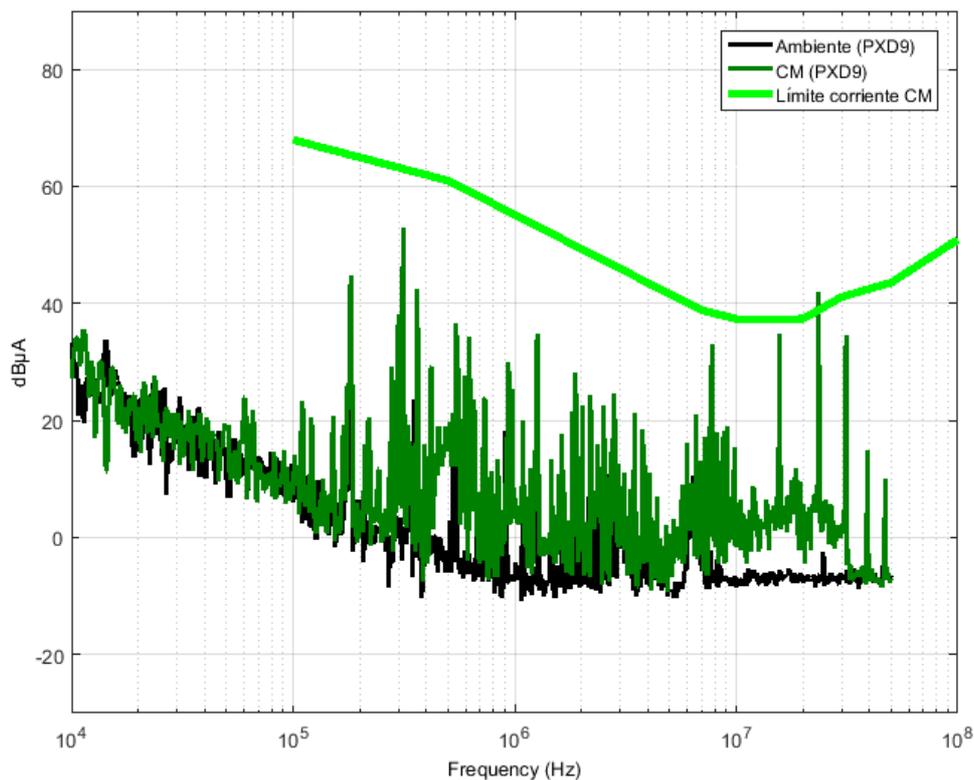


Figura 5.86: Evaluación de la compatibilidad en CM para el FEE

Se puede comprobar que salvo un pico centrado en 15,67 MHz que sobrepasa los límites en 2 dB, el resto de frecuencias se encuentran por debajo del límite siendo las frecuencias más desfavorables 7,75 MHz (alejado del límite 5,5 dB) y 31,28 MHz (alejado del límite 6,46 dB). Tenemos que tener presente que, aunque existe un exceso de los límites marcados, dado que es una frecuencia

puntual, se considera una buena compatibilidad electromagnética intra-sistema. Para que existiera realmente problemas, todo el espectro debería superar la referencia o en el caso de que concentrara en un rango frecuencial estrecho, debería excederse los límites un valor considerablemente alto para generar problemas de ruido electromagnético.

5.7.4 Comparativa entre límites

A modo informativo y para tener simplemente una comparativa entre los límites obtenidos en la caracterización y los requisitos de emisiones existentes en una normativa de producto (EN 55032:2015 para equipos multimedia), se muestra la Figura 5.87. Como se puede observar los límites obtenidos para las fuentes de alimentación en frecuencias por debajo de 4 MHz, son mayores que los límites de clase A, dada la robustez obtenida en bajas frecuencias. No obstante, en el rango frecuencial entre 4 MHz y 30 MHz, los límites se sitúan en una zona intermedia entre clase A y clase B, dada la mayor susceptibilidad a las emisiones de esa zona. Se pone de manifiesto que los límites convencionales utilizados en la industria no responden como tales a la caracterización de la susceptibilidad del PXD. Adicionalmente se han expandido los límites conducidos en alta frecuencia, que muestran una buena robustez al ruido.

En el caso de la CM circulando por la tubería de haz, son menos restrictivos que los límites asociados a la clase A, lo que permitirán un mayor margen para poder establecer la compatibilidad electromagnética en el experimento.

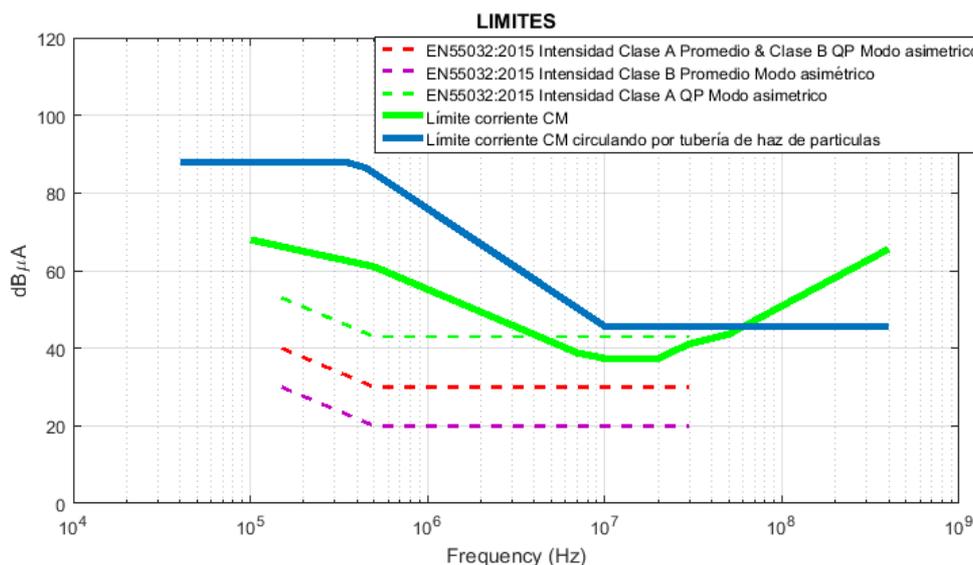


Figura 5.87: Comparativa de límites en CM obtenidos frente a límites según EN55032:2015

5.8 CONCLUSIONES

En el presente capítulo se ha cuantificado la susceptibilidad del PXD, obteniendo la respuesta frecuencial al ruido del FEE, permitiendo la identificación de los canales asociados a determinadas regiones como más sensibles al ruido. Se han establecido unos límites para las emisiones conducidas de las fuentes de alimentación del sistema PXD en CM y en DM, así como unos límites para la corriente en CM que puede circular por la tubería del haz de partículas y que podría generar una interferencia radiada, para poder evaluar la compatibilidad electromagnética.

La caracterización de la susceptibilidad se ha realizado progresivamente. En primera instancia se ha analizado como era la distribución de ruido conducido inyectado en la matriz de pixeles del FEE, poniéndose de manifiesto su dependencia tanto de la frecuencia de inyección como del nivel inyectado en todos los casos estudiados. Para poder hacerlo se han obtenido los mapas eléctricos de la matriz de pixeles, donde se ha observado su dependencia respecto a la variación de las impedancias del circuito de acoplamiento a la entrada tanto de cada chip DCD como del lazo de acoplamiento de los chips Swicher, localizados en el lateral de la matriz activa de pixeles. Adicionalmente, se ha puesto de manifiesto, que la distribución de ruido se encuentra estrechamente relacionada con los canales o líneas de inyección (desde los distintos convertidores DC/DC). De manera general, aparece un nivel mayor de ruido en los canales más extremos de cada chip DCD, obteniéndose en CM los valores más elevados.

En un segundo paso se ha analizado la distribución de ruido en la matriz de pixeles pero esta vez como consecuencia de la circulación de una corriente interferente en una estructura cercana, que generaba un campo que se acoplaba de manera radiada en el detector. La zona próxima al Kapton era la más sensible al campo magnético radiado y el acoplo disminuía tanto implementando un apantallamiento en la zona del detector, que permitía la circulación de una corriente que se oponía al campo interferente, como haciendo variar la geometría de inyección, siendo las disposiciones perpendiculares las que ofrecían un nivel de ruido inferior.

Con la finalidad de analizar correctamente la susceptibilidad del sistema y poder obtener mayor información, se obtuvieron las funciones de transferencia de ruido, y funciones de transferencia promedio en cada una de las partes del sensor. Tanto en CM como en DM, los pixeles asociados a los canales de lectura asociados a los chips de la región DCD4 han sido los más susceptibles al ruido electromagnético, no obstante, no existen grandes diferencias entre los distintos chips DCD. Para todos ellos, es repetible la existencia de un área de alta sensibilidad en el rango comprendido entre 5 MHz y 15 MHz. Tanto en la zona de baja frecuencia como en la zona de alta frecuencia, la susceptibilidad

al ruido en CM decrece, obteniendo un patrón muy similar en todos los casos. Respecto al ruido de los distintos canales de inyección asociados a los distintos convertidores DC/DC también son todos muy similares, aunque se pudo comprobar que los asociados al convertidor DC/DC3 se podían considerar los más desfavorables en el caso del CM y los asociados al convertidor DC/DC1 en el caso del DM.

Respecto al acoplo radiado, todas las áreas asociadas de chip DCD presentan un perfil similar hasta 10 MHz, presentando un incremento progresivo de la susceptibilidad, alcanzando un valor máximo en 150 MHz, y permaneciendo constante desde esa frecuencia. La región del chip más susceptible es la DCD3, aunque también los patrones son muy similares entre ellos.

Por último, se han obtenido los límites para evaluar la compatibilidad del sistema y se han comparado con las emisiones obtenidas en el capítulo 3 (emisiones asociadas a las fuentes de alimentación y las emisiones del FEE en el PXD9). Se ha podido comprobar que en el caso de las fuentes de alimentación existe un margen amplio para expresar la compatibilidad tanto en CM como en DM. En el caso del CM, todo el espectro, salvo una frecuencia puntual en 2,23 MHz, se encuentra alejado de los límites más de 10 dB. Además tenemos que tener en cuenta que se ha diseñado un filtro específico que atenúa 20 dB las emisiones en la zona más desfavorable, por lo que el margen es considerable. En el caso del DM, todas las frecuencias están muy alejadas del límite, dada la gran robustez del sistema a este modo de propagación.

Relativo a la evaluación de la compatibilidad del FEE con las propias emisiones de su electrónica, existen algunas frecuencias discretas donde éstas presentan un nivel relativamente alto, no obstante, dado que se producen en un rango frecuencial estrecho, se puede considerar también que la compatibilidad intra-sistema es buena y existe un buen margen para garantizarla.

Finalmente, si analizamos los niveles obtenidos para las emisiones de los elementos ruidosos del sistema PXD, y los comparamos con los definidos en la normativa de producto de EMC utilizada en la industria se pone de manifiesto que no responden a ningún perfil establecido en ellas. No obstante, los límites obtenidos no se consideran especialmente restrictivos, ya que éstos se sitúan en unos niveles intermedios (la susceptibilidad obtenida es robusta).

5.9 REFERENCIAS

- [70] F.Arteche, C. Rivetta and F. Szoncsó. “*Noise immunity analysis of the Forward Hadron Calorimeter FEE*”. 8th Workshop on Electronics for LHC and future Experiments. Proceedings of Workshop on Electronics for LHC Experiments – LECC 2002, ISBN: 92-9083-202-9 Vol 1, pp 197-202

- [71] F.Arteche, C. Rivetta. “*EM Immunity studies for front-end electronics in high-energy physics experiments*”. ISBN-90-6144-990-1. Proceedings International Symposium on EMC - EMC Europe 2004
- [72] F.Arteche, FJ Arcega, Cesteban, C Rivetta, M.Iglesias. “*Detector noise susceptibility issues for the future generation of High Energy Physics Experiments*”. 13th Topical Workshop on Electronics for Particle Physics 2008. Proceedings International Topical Workshop on Electronics for Particle Physics (ISBN: 97-892-9083324-6), Vol1, pp 533-538. September 2008
- [73] F.Arteche, C.Rivetta. “*EMC Phenomena in HEP Detectors: Prevention and Cost Savings*” SNIC Symposium, Stanford, California. 3-6 April 2006.
- [74] Arteche, F, Esteban, C & Rivetta, C “*Interference coupling mechanisms in Silicon Strip Detectors-CMS tracker wings: A learned lesson for SLHC*”. Topical Workshop on Electronics for Particle Physics, Paris, France, pp.394-399 (CERN-2009-006)
- [75] F. Arteche, C. Rivetta, M.Iglesias, I.Echeverría. “*Analysis and quantification of coupling mechanisms of external signal perturbations on silicon detectors for particle physics experiments*”
- [76] Z. Dolezal (editor) et al. “*Belle II technical design report. Technical Report 2010*” KEK, Nov. 2010. Url arXiv:1011.0352v1.
- [77] Felix Müller. “*Characterization and Optimization of the Prototype DEPFET Modules for the Belle II Pixel Vertex Detector*” DESY Thesis. München 2017.
- [78] Henry W.Ott. “*Noise Reduction Techniques in electronic systems*”. Second edition. A Wiley-Interscience publication. ISBN 0-471-85068-3.
- [79] ISO 11452-4 (2005-04-01): Road Vehicles-Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy. Part 4: Bulk current injection (BCI)
- [80] IEC 61000-4-6:2013: Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-: Testing and measurement techniques. Immunity to conducted disturbances, induced by radio-frequency fields.

Capítulo 6

Conclusiones y futuras líneas de trabajo

El presente trabajo ha desarrollado e implementado metodologías de caracterización desde el punto de vista de compatibilidad electromagnética (EMC) que han contribuido a realizar de manera óptima la integración de los distintos tipos de electrónica en el nuevo detector de vértice instalado en el experimento de física de altas energías de Belle II, situado en KEK (*High Energy Accelerator Research Organization*), localizado en Tsukuba (Japón). Esta caracterización se ha realizado en prototipos reales con clara aplicación industrial, creados por el Max Planck Institute for Physics de Munich, Alemania.

El trabajo se ha desarrollado en 4 grandes fases:

- En la primera fase se ha diseñado la topología de puesta a tierra de los distintos elementos que componen el detector, mostrando los detalles más relevantes, teniendo en cuenta tanto aspectos ligados a la seguridad de las personas y protección de los equipos como aspectos orientados a la optimización de las prestaciones asociadas a las conexiones de la puesta a tierra. Esta fase es muy importante puesto que ha permitido fijar una estrategia coordinada entre los distintos sub-detectores que conforman el detector Belle II.
- En la segunda fase se ha realizado la caracterización y análisis desde el punto de vista de emisiones electromagnéticas de los elementos considerados principales generadores de ruido EM del sistema PXD. Esta fase se ha realizado a su vez en dos niveles, en un primer nivel se ha caracterizado las emisiones de las fuentes de alimentación (tanto de manera aislada como dentro de un prototipo), y en un segundo nivel se han caracterizado las emisiones de la electrónica de cabecera (en dos tipos de prototipos, el prototipo EMCM, en el Instituto Max Planck de Múnich y el prototipo PXD9 en el Instituto Tecnológico de Aragón). El análisis ha abordado tanto las componentes de ruido en modo común como en modo diferencial, así como su impacto en las diferentes secciones analógicas y digitales en distintas condiciones de operación.
- En la tercera fase se han abordado las cuestiones asociadas a la propagación de ruido en el cable multiservicio, puesto que dicho cable (multiconductor y complejo) suministra potencia al FEE y su trazado presenta la particularidad de que atraviesa todo el experimento hasta su parte central por lo que es susceptible tanto de emitir ruido o recibir ruido principalmente de otros sub-detectores. Para realizarlo se ha desarrollado un modelo basado en la teoría de Líneas de Transmisión Multi-conductoras (MTL) lo que ha permitido estudiar diferentes casos de ruido (tanto conducido como radiado) inyectado en el sistema. Además, se han tenido en cuenta las incertidumbres asociadas a los diferentes parámetros utilizando una aproximación de Monte Carlo aplicada a las simulaciones.
- En la cuarta fase se ha abordado el estudio de susceptibilidad al ruido electromagnético, realizado de manera progresiva. En primera instancia se ha analizado como era el ruido conducido inyectado en la matriz de pixeles del FEE. En segunda instancia, se ha analizado la distribución de ruido en la matriz de pixeles pero como consecuencia de la circulación de una corriente interferente en una estructura cercana que generaba un campo que se acoplaba de manera radiada en el detector. Con la finalidad de analizar correctamente la susceptibilidad del sistema se obtuvieron las funciones de transferencia de ruido, y funciones de transferencia promedio en cada una de las partes del sensor.

Finalmente, se han obtenido los límites para evaluar la compatibilidad del sistema y se han comparado con las emisiones obtenidas en la primera fase.

A continuación se detallan los principales resultados y conclusiones extraídas de estos análisis, estructuradas en 4 grandes bloques:

- 1) Estrategia y recomendaciones para la puesta a tierra
- 2) Conclusiones relativas a la caracterización de las emisiones
- 3) Conclusiones relativas a la distribución de ruido
- 4) Conclusiones relativas a la susceptibilidad

1) Estrategia y recomendaciones para la puesta a tierra

El estudio ha permitido constatar de manera experimental que la aplicación de medidas y buenas prácticas de EMC que forman parte fundamental del diseño de los sistemas de potencia en otras instalaciones complejas tales como el transporte ferroviario o el coche eléctrico pueden proporcionar mejoras significativas. De esta manera se ha podido diseñar la siguiente estrategia de puesta a tierra, para minimizar las emisiones y maximizar el nivel de inmunidad del sistema:

- 1.1) La topología de puesta a tierra seleccionada es la topología multipunto.

La estrategia de puesta a tierra ha definido como referencia de potencial y por tanto como puntos de tierra locales, los bloques de refrigeración (Cooling Blocks, CB). Estas estructuras garantizan un mismo potencial para todo el sistema PXD desde DC hasta altas frecuencias. De esta manera se minimiza el ruido acoplado en las partes sensibles del FEE, permitiendo a las corrientes de tierra fluir sin generar ningún potencial entre subsistemas. El empleo de los bloques de refrigeración como referencia de tierra hace que la conexión de cada componente al mismo tenga un impacto relevante en las emisiones, por lo que el trazado y la conexión de las referencias suponen una etapa crítica en la implementación de la EMC en el sub-detector.

- 1.2) La puesta a tierra del FEE, implementada a nivel de electrónica, se realiza en un punto común (misma referencia para la parte analógica y la parte digital)

Esta conexión es muy importante puesto que si aparece un voltaje entre la referencia analógica y la referencia digital podría inducirse ruido en el sistema. Por tanto, la manera óptima de implementar la conexión a tierra del FEE a nivel de electrónica es realizarla en un punto común.

- 1.3) La conexión entre los bloques de refrigeración y el punto común (referencia analógica y digital), para que sea óptima, se realiza utilizando una conexión situada en el propio cable Kapton. Esta conexión asegura la funcionalidad y prestaciones en alta frecuencia.
- 1.4) Los puntos de tierra locales (bloques de refrigeración) deben estar conectados galvánicamente entre sí mediante un camino de baja impedancia.

Con la conexión galvánica entre los puntos de tierra, se minimiza la aparición de voltajes no deseados, que se convierten en el origen de perturbaciones en el sistema.

- 1.5) La conexión a tierra de las pantallas del cableado de potencia (cable multiservicio) de salida de los convertidores DC/DC de las fuentes de alimentación, reduce el ruido en modo común.

La conexión de las pantallas del cable multiservicio es especialmente relevante. Dicho cable está compuesto por dos pantallas, y se han podido establecer los criterios para optimizar la integración, la pantalla interna se recomienda conectarla sólo en un extremo para evitar la transferencia de ruido a conductores internos, y la pantalla externa se recomienda su puesta a tierra en ambos extremos para conseguir protección contra campos magnéticos. Estas mismas recomendaciones son válidas para minimizar el efecto del campo electromagnético incidente. La conexión de las pantallas permite reducir las emisiones de los cables gracias a su capacidad para confinar las corrientes de modo común, además de proteger los cables frente a ruido radiado externo.

- 1.6) Las carcasas de los componentes incrementan la robustez frente a campos eléctricos incidentes mejorando la puesta a tierra, es decir, su conexión a la estructura es un aspecto que debe tenerse en cuenta.

2) Conclusiones relativas a la caracterización de las emisiones:

Tras la caracterización de las emisiones del sistema PXD se han podido extraer las siguientes conclusiones principales:

- 2.1) Los elementos críticos desde el punto de vista de emisiones son las fuentes de alimentación (PS) y la electrónica de cabecera (FEE).

Las fuentes de alimentación son elementos que causan un gran impacto en cuanto al ruido generado, están situadas de manera remota, es por ello que los convertidores DC/DC son componentes críticos en el perfil de emisiones electromagnéticas del sistema, debido a su funcionamiento

conmutado en altas frecuencias (utilizadas para disminuir pérdidas y mejorar eficiencia). Es necesario poder controlar este parámetro de diseño de forma que el sub-detector sea tanto eficiente como electromagnéticamente compatible.

- 2.2) La componente predominante de emisiones conducidas de las PS es el modo común.

Los perfiles de emisiones son muy estables y repetibles, y están asociados a la contribución de los distintos convertidores DC/DC. La máxima contribución está centrada en el rango frecuencial comprendido entre 300 kHz y 10 MHz, obteniéndose los valores máximos con el sistema totalmente activo. Tanto en el rango inferior como en el rango superior, la contribución se considera baja. Las emisiones en modo diferencial son ostensiblemente menores al modo común, y son máximas también con todo el sistema activo.

- 2.3) El campo magnético radiado por las fuentes a través de los cables de alimentación son coincidentes con las frecuencias de conmutación de dichas fuentes, teniendo un impacto directo en los niveles medidos la forma de conexión de los blindajes, siendo recomendable la conexión de las pantallas en ambos extremos. El campo eléctrico radiado se considera muy bajo.

- 2.4) La componente predominante de las emisiones conducidas de la electrónica del FEE es el modo común, siendo máxima cuando toda la electrónica se encuentra operativa.

- 2.5) Los perfiles de emisiones en CM del FEE, obtenidos en las líneas de alimentación asociadas a los convertidores son muy similares y repetibles.

- 2.6) El ruido predominante en el sistema en las frecuencias inferiores a 1 MHz y en las frecuencias superiores a 10 MHz tiene como origen la electrónica del FEE. En estos rangos de frecuencia, es necesario que el detector sea inmune al ruido generado por sí mismo.

- 2.7) El ruido predominante en el sistema en las frecuencias intermedias (1 MHz a 10 MHz), tiene su origen principal en las fuentes de alimentación.

Se ha desarrollado un filtrado específico para ese rango frecuencial que puede ser utilizado en etapas posteriores de integración

- 2.8) Se han establecido los peores casos de emisiones para los elementos más ruidosos del sistema.

La cuantificación de estos niveles de emisiones ha servido para los estudios de susceptibilidad de etapas posteriores.

- 2.9) Se ha realizado una diagnosis respecto a un problema detectado en fases preliminares del proyecto, que originaba una degradación de las prestaciones de algunos ASICs del FEE, cuando se producía la activación del trigger e impedía la correcta detección de las partículas.

Se ha comprobado experimentalmente que esto era consecuencia de un incremento de las emisiones (producidas tras la activación de dicho trigger) en las líneas digitales.

3) Conclusiones respecto a la distribución de ruido electromagnético

En la presente tesis, se ha desarrollado un modelo de líneas multitransmisión (MTL) para dar respuesta a las cuestiones asociadas a la propagación de ruido en el cable multiservicio del PXD. Dicho cable suministra la potencia al detector y presenta la particularidad que su trazado atraviesa el experimento hasta su parte central y es susceptible de acoplar ruido desde el exterior como de acoplar ruido entre los propios conductores del cable (compuesto por más de 30 conductores).

- 3.1) La propagación y el acoplamiento en modo CM muestra una amplificación en torno a 1 MHz, mientras que por encima de dicha frecuencia se amortigua. Este mismo efecto es generalizable cuando inyectamos ruido a un grupo de líneas de potencia con una misma línea de retorno.
- 3.2) Los convertidores que utilizan los conductores que están alrededor de la pantalla interna, presentan una mayor amplificación de ruido, por lo que es necesario tener en cuenta la capacidad que tienen las líneas de transferir ruido al sistema interno.
- 3.3) La transferencia de ruido a otros convertidores también se ha analizado, se ha revelado que la transmisión de ruido en CM entre convertidores es significativa cuando comparten el mismo conductor de retorno.

Los resultados también muestran que el ruido en CM en los conductores fuera de la pantalla interna puede transferir ruido en los conductores internos a través de la impedancia de transferencia de la pantalla. Los niveles de CM y DM son similares en cables con retorno de potencia común, mientras que el ruido acoplado a las líneas de captación de señal (*sense lines*) o sistemas próximos no comunes, es pequeño.

- 3.4) El estudio de acoplamiento de ruido desde el mundo exterior ha concluido que las corrientes inyectadas en pantalla externa han mostrado niveles mayores transferidos en los conductores internos cuando la pantalla interna se conecta a tierra en ambos lados.

La conexión de la pantalla interna solo se recomienda en un extremo, puesto que así atenuará significativamente la transferencia de ruido en las líneas internas. De hecho, la conexión de la pantalla, juega un rol importante en la propagación de ruido dentro del cable. Sin embargo, la pantalla externa se recomienda ponerla a tierra en ambos lados para conseguir protección contra campos magnéticos.

- 3.5) El segundo caso de estudio del estudio de acoplamiento de ruido se refiere al efecto del campo eléctrico incidente analizado con la simulación de una onda plana uniforme incidiendo en el cable bajo distintas configuraciones de pantalla. Los resultados han mostrado que conectar la pantalla externa directamente a tierra solo en un lado, atenúa el ruido por debajo de 1 MHz, pero también causa resonancias por encima de esta frecuencia. Por tanto, como conclusión, la pantalla externa se recomienda que se conecte a tierra en ambos extremos, mientras que la pantalla interna se recomienda solo conectarla a tierra en uno de ellos.

4) Conclusiones respecto al estudio de susceptibilidad al ruido EM

Tras cuantificar la susceptibilidad del PXD y obtener la respuesta frecuencial al ruido del FEE, se han podido establecer las siguientes conclusiones principales:

- 4.1) Se han establecido unos límites para las emisiones conducidas de las fuentes de alimentación del sistema PXD en CM y en DM
- 4.2) Se han establecido unos límites para la corriente en CM que puede circular por la tubería de haz de partículas y que podría generar una interferencia radiada, para poder asegurar la compatibilidad electromagnética.
- 4.3) La distribución de ruido conducido inyectado en la matriz de pixeles ha puesto de manifiesto la dependencia tanto de la frecuencia de inyección como del nivel inyectado en todos los casos estudiados.
- 4.4) Se han obtenido los mapas eléctricos de ruido de la matriz de pixeles, observando su dependencia respecto a la variación de las impedancias del circuito de acoplamiento a la entrada de cada chip DCD como del lazo de acoplamiento de los chips Switcher, localizados en el lateral de la matriz activa de pixeles.
- 4.5) La distribución de ruido se encuentra estrechamente relacionada con los canales o líneas de inyección (desde los distintos convertidores DC/DC). De manera general, aparece un nivel mayor de ruido en los canales más extremos de cada chip DCD, obteniéndose en CM los valores más elevados.
- 4.6) Se ha analizado la distribución de ruido en la matriz de pixeles pero esta vez como consecuencia de la circulación de una corriente interferente en

una estructura cercana, que generaba un campo que se acoplaba de manera radiada en el detector. Se ha concluido que la zona próxima al Kapton es la más sensible al campo magnético radiado y el acoplo disminuía tanto implementando un apantallamiento en la zona del detector, que permitía la circulación de una corriente que se oponía al campo interferente, como haciendo variar la geometría de inyección, siendo las disposiciones perpendiculares las que ofrecían un nivel de ruido inferior.

- 4.7) Con la finalidad de analizar correctamente la susceptibilidad del sistema y poder obtener mayor información, se han obtenido las funciones de transferencia de ruido, y funciones de transferencia promedio en cada una de las partes del sensor.

Tanto en CM como en DM, los pixeles asociados a los canales de lectura asociados a los chips de la región DCD4 han sido los más susceptibles al ruido electromagnético, no obstante, no existen grandes diferencias entre los distintos chips DCD. Para todos ellos, es repetible la existencia de un área de alta sensibilidad en el rango comprendido entre 5 MHz y 15 MHz. Tanto en la zona de baja frecuencia como en la zona de alta frecuencia, la susceptibilidad al ruido en CM decrece, obteniendo un patrón muy similar en todos los casos. Respecto al ruido de los distintos canales de inyección asociados a los distintos convertidores DC/DC también son todos muy similares.

- 4.8) Respecto al acoplo radiado, todas las áreas asociadas de chip DCD presentan un perfil similar hasta 10 MHz, presentando un incremento progresivo de la susceptibilidad, alcanzando un valor máximo en 150 MHz. Por encima de esa frecuencia y hasta los 400 MHz, la región del chip DCD3 presenta una mayor susceptibilidad radiada.
- 4.9) Se han obtenido los límites para evaluar la compatibilidad del sistema y se han comparado con las emisiones obtenidas (emisiones de las fuentes de alimentación y emisiones del FEE en el PXD9).

Se ha podido comprobar que en el caso de las fuentes de alimentación existe un margen amplio para expresar la compatibilidad tanto en CM como en DM. Relativo a la evaluación de la compatibilidad del FEE con las propias emisiones de su electrónica, si bien existen algunas frecuencias discretas donde éstas presentan un nivel considerable, dado que se producen en un rango estrecho, se puede considerar que la compatibilidad intra-sistema es buena y existe un buen margen para ello.

- 4.10) Los niveles obtenidos para las emisiones de los elementos ruidosos del sistema PXD, si los comparamos con normativa de producto de EMC, no se considerarían especialmente restrictivos, dado que la susceptibilidad al ruido obtenida es robusta.

FUTURAS LINEAS DE TRABAJO

Del presente trabajo se desprenden varios temas que podrían desarrollarse con un mayor detalle:

- Caracterización y parametrización de la inmunidad a transitorios de alimentación en el sistema PXD, orientados tanto a evaluar tanto los sistemas de protección, como la propia respuesta del FEE frente a las perturbaciones conducidas tanto rápidas como lentas.
- Simulación electromagnética del cable kapton y de los tres tipos de chips del FEE.
- Ampliar el análisis de la distribución de ruido en CM en la matriz de pixeles, teniendo en cuenta los parámetros de diseño y topología de la propia matriz.
- Caracterización de la inmunidad radiada completa. Por cuestiones de tiempo se ha evaluado la situación más crítica, que es la inmunidad a campos magnéticos cercanos, producidos por la circulación de corrientes en modo común en la tubería de haz de partículas, pero se podría realizar una caracterización incluyendo fenómenos de campos lejanos.
- Caracterización de la inmunidad de las líneas de alta impedancia. Para ello se requeriría material de ensayo de alta potencia que permitiría generar los niveles de interferencia necesarios para realizarlo.
- Estudio comparativo pormenorizado de los distintos tipos de susceptibilidades asociadas a las distintas tecnologías de detección, en especial las correspondientes al detector SVD.
- Análisis temporal para estudio de transitorios en un cable multiconductor.
- Finalmente, la información obtenida en este trabajo, puede ser la base para desarrollar futura normativa de EMC en el campo de la física de altas energías, que regule las emisiones en los experimentos. El método de caracterización podría utilizarse en el futuro en otras normativas, a realizar a través de grupos de trabajo de CENELEC tanto europea como internacional.

Glosario

AAN: Artificial Asymmetrical Network

AC/DC: Alternating Current to Direct Current

ADU: Analog to Digital Units

AMN: Artificial Mains Network

APV: Analogue Pipeline Voltage (chip)

ARICH: Aerogel Ring Imaging Cherenkov Counter

ASICS: Application Specific Integrated Circuit

CAN: Controller Area Network (bus)

CB: Colling Block

CDC: Central Drift Chamber

CE: Conducted Emission

CERN: European Organization for Nuclear Research

CFR: Code of Federal Regulation

CISPR: International Special Committee on Radio Interference

CM: Common Mode

CP: Charge conjugation Parity

CVP: Capacitive Voltage Probe

DAQ: Data Adquisition

DCD: Drain Current Digitizer

DC-AN: Direct Current Artificial Network

DC/DC: Direct Current to Direct Current

DEPFET: Depleted Field Effect Transistor

DHP: Digital Handling Processor

DM: Differential Mode

DSSD: Double Sided Si strip Detector

EM: Electromagnetic

EMC: Electromagnetic Compatibility

EMCM: Electrically Active Multi-Chip Module

ECL: Electromagnetic Calorimeter

EMM: Multimedia Equipment

EMI: Electromagnetic Interference

ETH: Ethernet

FADC: Flash Analog to Digital Converter

FEE: Front End Electronics

FCC: Federal Communications Commission

FM: Frequency Modulated

DHE: Data Handling Equipment

GPIO: General Purpose Input Output

HEP: High Energy Physics

HER: High Energy Ring

HF: High Frequency

ISM: Industrial Scientific and Medical

JTAG: Joint Test Action Group

KEK: High Energy Accelerator Research Organization

KLM: KL Muon

LER: Low Energy Ring

LINAC: Linear Accelerator

LMU: Ludwig-Maximilians-Universitat

LV: Low Voltage

LVDS: Low Voltage Differential Signaling

MCU: Master Controller Unit

MIL-STD: Military Standard

MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

MTL: Multi-Wire Transmission Line

PCB: Printed Circuit Board

PS: Power Supply

PXD: Pixel Detector

RF: Radio Frequency

RTCA: Radio Technical Commission for Aeronautics

SVD: Silicon Vertex Detector

SPI: Serial Peripheral Interface

TOP: Time Of Propagation

USB: Universal Series Bus

V-AMN: Voltage Artificial Mains Network

VXD: Vertex Detector