

Aportación al análisis de la distribución de corriente del rayo en palas de aerogenerador equipadas con fibra de carbono

TESIS DOCTORAL · 2021



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH

JOSÉ ANTONIO REY FERNÁNDEZ



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Programa de Doctorado en Ingeniería Eléctrica

**Aportación al análisis de la distribución de corriente del rayo
en palas de aerogenerador equipadas con fibra
de carbono**

Tesis doctoral realizada por:

José Antonio Rey Fernández

Dirigida por:

Joan Montanyà Puig

Universitat Politècnica de Catalunya

Barcelona, mayo de 2021

Resumen

La presente tesis doctoral investiga la distribución de corriente en una pala de un aerogenerador cuando esta es impactada por un rayo. La tesis se centra en el problema de la distribución de corriente en palas con vigas de fibra de carbono.

En la primera parte de la tesis se desarrolla un código para la simulación de la distribución de corriente a partir de la resolución de las ecuaciones de Maxwell mediante el método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD). Con el fin de poder modelar una pala de un aerogenerador con una viga de fibra de carbono (CFRP) de 25 metros, se ha modificado el método estándar de la FDTD. En particular se ha implementado el mallado no uniforme de la geometría a simular y la posibilidad de simular materiales con propiedades eléctricas anisótropas.

El código se ha implementado combinando los lenguajes de programación Matlab y Fortran, aprovechando las facilidades que aporta Matlab para la creación de geometrías 3D, asignación de propiedades y postprocesado. La resolución del problema electromagnético es realizada en Fortran reduciendo significativamente los tiempos de simulación. Con el código realizado se ha estudiado la distribución de corriente entre el conductor bajante del sistema de protección contra el rayo y un laminado de CFRP de la viga. También las diferencias de potencial eléctrico que se producen entre varios puntos del sistema de protección contra el rayo y el CFRP. Los resultados se han publicado en la revista *Electric Power Systems Research* (EPSR).

Los resultados obtenidos de la distribución de corriente muestran el efecto significativo debido a la resistencia de contacto entre los elementos que forman parte del camino de las corrientes del rayo. En particular, aquellos contactos entre conductores metálicos del sistema de protección y los componentes de CFRP. La segunda parte de la tesis trata el modelado de estos contactos. En primer lugar se comprueba si se pueden aplicar las fórmulas analíticas de resistencia de contacto cuando uno de los electrodos es de CFRP.

II

Para ello se han realizado experimentos con electrodos simulando contactos puntuales a un laminado de CFRP. Se ha estudiado el caso uno y dos contactos puntuales en la misma dirección de las fibras de carbono y en la dirección perpendicular. De los experimentos se concluye que puede aplicarse la expresión de Holm a un contacto puntual pero no al total de un electrodo convencional. En este caso se debe tener en cuenta la resistividad del CFRP entre los puntos de contacto puntual que forman el contacto global.

Tras el estudio analítico y experimental, se ha verificado que los métodos como el método de los elementos finitos (FEM) o la FDTD producen errores muy significativos en la simulación del contacto entre un medio de alta conductividad (p.e. cobre) y uno de baja conductividad como el CFRP. Para solventar este problema, se proponen dos modelos de contacto eléctrico donde el primero de ellos identifica las zonas de contacto entre el electrodo y el material de CFRP mediante el uso de termografía para posteriormente discretizar la zona de contacto. En la discretización cada uno de los contactos puntuales que forman la conexión es modelado con la resistencia obtenida de la expresión de Holm. Esta metodología es aplicada a métodos como FEM y FDTD.

El segundo modelo de conexión es para la aplicación a un modelo de teoría de circuitos formado por una red de resistencias. El modelo, además de representar la conexión, permite obtener de una manera sencilla el valor resistivo total de la probeta de CFRP así como poder investigar el efecto de las conductividades eléctricas del CFRP en los ejes longitudinales y perpendiculares a las fibras.

Abstract

This doctoral thesis investigates the current distribution in a wind turbine blade when it is struck by lightning. The thesis focuses on the problem of current distribution in blades with carbon fiber spar caps.

In the first part of this thesis, a code is developed for the simulation of the current distribution from the resolution of Maxwell's equations using the method of finite differences the time domain (FDTD). In order to be able to model a wind turbine blade with a 25 meter carbon fiber (CFRP) spar cap, the standar FDTD method has been modified. In particular, the non-uniform meshing of the geometry to be simulated and the possibility of simulating materials with anisotropic electrical properties have been implemented.

The code has been implemented combining the Matlab and Fortran programming languages, taking advantage of the facilities that Matlab provides for creating 3D geometries, assigning properties and post-processing. The resolution of the electromagnetic problem is carried out in Fortran, significantly reducing the simulation time. With the code carried out, the current distribution between the down-conductor of the lightning protection system and a CFRP laminate of the beam has been studied. Also the differences in electrical potential that occur between various points of the lightning protection system and the CFRP. The results have been published in the journal Electric Power Systems Research (EPSR).

The results obtained from the current distribution show the significant effect due to the contact resistance between the elements that are part of the path of the lightning currents. In particular, those contacts between metallic conductors of the protection system and the CFRP components. The second part of the thesis deals with the modeling of these contacts. First, it is checked whether the analytical contact resistance formulas can be applied when one of the electrodes is made of CFRP.

For this, experiments have been carried out with electrodes simulating point contacts to a CFRP laminate. The case of one and two point contacts in the same direction of the carbon fibers and in the perpendicular direction have been studied. From the experiments it is concluded that the Holm expression can be applied to a point contact but not to the total of a conventional electrode. In this case, the resistivity of the CFRP between the point contact points that form the global contact must be taken into account.

After the analytical and experimental study, it has been verified that methods such as the finite element method (FEM) or FDTD produce very significant errors in the simulation of the contact between a medium with high conductivity (eg copper) and one with low conductivity. like the CFRP. To solve this problem, two electrical contact models are proposed where the first one identifies the contact areas between the electrode and the CFRP material by using thermography to subsequently discretize the contact area. In the discretization, each of the point contacts that form the connection is modeled with the resistance obtained from the Holm expression. This methodology is applied to methods such as FEM and FDTD.

The second connection model is for application to a circuit theory model formed by a network of resistors. The model, in addition to representing the connection, allows to obtain in a simple way the total resistive value of the CFRP specimen as well as to be able to investigate the effect of the electrical conductivities of the CFRP in the longitudinal and perpendicular axes to the fibers.

Agradecimientos

Esther Pascual, mi mujer, sin ella esto no hubiera sido posible. Gracias por escuchar, ayudar, enseñar e incluso corregir, has estado desde el primera matrícula hasta la lectura, cuidando de Martín si lo requería para que pudiera hacer mediciones, revisando la tesis en busca de faltas que yo nunca hubiera visto o enseñándome maneras de hacer figuras más comprensibles. Por ello, sin duda este éxito también es tuyo.

A mis padres. Gracias a mi madre por su ternura y su esfuerzo diario en casa, y a mi padre por su sacrificio de trabajar tanto para sacar adelante a una familia entera. A Diego, mi hermano, por comprender la dedicación detrás de mis logros y pasar ratos inolvidables, ya sea paseando o jugando a la Play, entre otros.

Tampoco puedo olvidarme de Iván Romero. Doy gracias al primer examen de circuitos por conocer a este gran amigo, ya que desde ese momento me ha ayudado y apoyado en todo lo que he podido necesitar.

En el ámbito de la universidad, me gustaría agradecer a Jesús López todos sus consejos sobre Matlab, que tan buen resultado me han dado y, como no, siempre recordaré esas tertulias con un café en La Campana. A David Romero, por ayudarme siempre en los aspectos técnicos de manera desinteresada, y por su interés en mi salud y la de mi familia durante esta pandemia; un calor humano que siempre agradeceré. Y por supuesto, a mi director Joan Montanyà, por acogerme en este grupo de investigación y compartir cientos de conceptos conmigo, siempre desde una excelencia técnica.

Finalmente, en todas esas personas que creyeron en mí y me ayudaron en cualquier etapa de mi vida.

Esta tesis está dedicada a mi hijo Martín, para mostrarle que todo es posible siempre que tengas el tesón y la constancia necesarios y para que no desfallezca ante los obstáculos que le depare el futuro.

Lista de acrónimos

BIL	Basic Insulation Level
CEM	Computational electromagnetics
CFRP	Carbon Fiber Reinforced Polymer
CFL	Courant Friederich Levy
CPML	Convolutional Perfectly Matched Layer
FDFD	Finite Difference Frequency Domain
FDTD	Finite Difference Time Domain
FEM	Finite Element Method
FMM	Fast Multipole Method
GFRP	Glass Fiber Reinforced Polymer
GPU	Graphic Processing Unit
IEC	International Electrotechnical Commission
LPS	Lightning Protection System
MoM	Method of Moments
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
PML	Perfectly Matched Layer
R _x	Resistencia laminado eje x
R _y	Resistencia laminado eje y

Lista de variables

Δf	Longitud primera celda después de salir de una región no uniforme
ΔK	Longitud de las celdas dentro de la región no uniforme
Δn	Longitud última celda antes de entrar en región no uniforme
Δs	Tamaño de una celda PML
ΔT	Incremento de temperatura
Δt	Incremento de tiempo
ΔW	Longitud total de la región no uniforme
Δx	Dimensión de la celda de Yee en el eje x
Δy	Dimensión de la celda de Yee en el eje y
Δz	Dimensión de la celda de Yee en el eje z
$\Delta z'$	Espesor efectivo del CFRP
α	Radio medio de los microcontactos de Holm
α_{ei}	Coficiente componente eléctrico introducido por Kuzuoglu y Mittra para fronteras CPML
α_{mi}	Coficiente componente magnético introducido por Kuzuoglu y Mittra para fronteras CPML
α_{ey}	Coficiente usado para modificar la conductividad en el medio CPML
ε	Permitividad del material
η	Coficiente corrección corriente de pico en ecuación de Heidler

X	
b	Elemento central de la matriz diagonal creada por Berenguer para crear fronteras PML
b_{ey}	Coefficiente usado para modificar la conductividad en el medio CPML
B_{n1}	Desplazamiento eléctrico en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n° 1
B_{n2}	Desplazamiento eléctrico en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n° 2
c	Velocidad de la luz
C	Número de celdas dentro de la región no uniforme
c	Elemento inferior de la matriz diagonal creada por Berenguer para crear fronteras PML
C_{exhy}	Coefficientes no dependientes del tiempo para el cálculo de la componente E_x en dependencia de la variable H_y
C_{exhz}	Coefficientes no dependientes del tiempo para el cálculo de la componente E_x en dependencia de la variable H_z
cp	Calor específico
\vec{D}	Vector desplazamiento eléctrico
D_{n1}	Desplazamiento eléctrico en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n°1
D_{n2}	Desplazamiento eléctrico en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n°2
\vec{E}	Vector campo eléctrico
E_{iny}	Electrodo rectangular
E_x	Campo eléctrico eje x
E_y	Campo eléctrico eje y
E_z	Campo eléctrico eje z
E_1	Electrodo circular n° 1
E_2	Electrodo circular n° 2

E_3	Electrodo circular n° 3
E_{iny}	Electrodo rectangular de cobre
E_{T1}	Campo eléctrico tangencial en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n° 1
E_{T2}	Campo eléctrico tangencial en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n° 2
f_i	Frecuencia estadística de las clases medidas para la determinación de la caída de tensión
f_1	Centrímetro mínimo donde se encuentra el valor pico de la señal entre $\sqrt{2}$
f_2	Centrímetro máximo donde se encuentra el valor pico de la señal entre $\sqrt{2}$
\vec{H}	Vector campo magnético
H_{T1}	Campo magnético tangencial en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n° 1
H_{T2}	Campo magnético tangencial en el medio con propiedades eléctricas y magnéticas n° 2
H_x	Campo magnético eje x
H_y	Campo magnético eje y
H_z	Campo magnético eje z
H_1	Lectura del campo magnético generador por M para comparar las fronteras PML y CPML
I_0	Pico de corriente definido en la ecuación de Heidler
I	Intensidad
i	Coordenada de la celda de Yee, en el eje x
I_{brick}	Intensidad resultante a través del brick durante el ensayo de validación n° 1
I_{E2}	Intensidad a través del electrodo E_2

XII

I_{fuente}	Intensidad resultante a través de la fuente de corriente durante el ensayo de validación n ^o 1 y 2
$I_{\text{Fuente Fortran}}$	Intensidad medida en el thinwire en el ensayo n ^o 2 realizada con el código Matlab-Fortran
$I_{\text{Fuente Matlab}}$	Intensidad medida en el thinwire en el ensayo n ^o 2 realizada con el código Matlab
I_h	Intensidad forma de onda de Heidler
I_m	Intensidad total sobre un volumen simulado
I_{pico}	Valor máximo de la intensidad del ensayo de validación n ^o 1
$I_{\text{resistencia}}$	Intensidad resultante a través de la resistencia durante el ensayo de validación n ^o 1 y 2
$I_{\text{Resistencia Fortran}}$	Intensidad medida en el thinwire en el ensayo n ^o 2 realizada con el código Matlab-Fortran
$I_{\text{Resistencia Matlab}}$	Intensidad medida en el thinwire en el ensayo n ^o 2 realizada con el código Matlab
I_s	Función interna de la fuente de corriente no ideal
I_x	Intensidad sobre el eje x
I_y	Intensidad sobre el eje y
I_z	Intensidad sobre el eje z
\vec{J}	Vector densidad corriente
j	Coordenada de la celda de Yee, en el eje y
J_{iz}	Intensidad de la fuente simulada en el eje z
J_s	Densidad de corriente
m	Masa
\vec{M}	Vector densidad flujo magnético

M	Densidad flujo magnético
M_1	Campo magnético simulado para verificar las frotneras PML y CPML
n	Número pasos de tiempo
N_{PML}	Número de celdas de PML
n_{PML}	Distribución función PML. Este valor es 1 si la función es lineal o 2 si la función es parabólica
n	Número de micro contactos para evaluar la resistencia de contacto según Holm
na	Medición efectuada a una distancia de 1 y 4 cm del electrodo circular en diferentes posiciones del eje y
nb	Medición efectuada a una distancia inferior a 1 mm del electrodo circular en diferentes posiciones del eje y
nx	Número de celdas de Yee en el eje x
ny	Número de celdas de Yee en el eje y
nz	Número de celdas de Yee en el eje z
Q_s	Densidad de carga
R_{CE2}	Resistencia contacto electrodo E_2
R_{CFRP}	Resistencia eléctrica del laminado CFRP
$R_{CFRP_E1_E2}$	Resistencia eléctrica entre los electrodos E_1 y E_2 del ensayo n° 3
R_{CFRP_E2}	Resistencia de la probeta CFRP en el Ensayo n° 2
$R_{CFRP1cm}$	Resistencia eléctrica del laminado CFRP en 1 cm
R_{CFRP_9cm}	Resistencia eléctrica del laminado CFRP en el segmento ubicado en la posición $x= 9cm$
R_{cfrp_Total}	Resistencia total del laminado de CFRP, resultado del sumatorio de los diferentes segmentos

XIV

R_{Ci}	Resistencia de contacto calculada para la implementación en FDTD o FEM
R_{iny}	Resistencia aportada por el electrodo E_{iny}
R_{PML}	Coefficiente de reflexión en fronteras PML
R_S	Resistencia interna de la fuente
\bar{R}_1	Radio medio más pequeño encontrado en un cluster de micro contactos
S_{C1}	Intensidad inyectada por la fuente en la geometría mostrada en el capítulo 3
S_{C2}	Intensidad a través del CFRP en la geometría mostrada en el capítulo 3
S_{C3}	Intensidad a través del conductor de bajada en la geometría mostrada en el capítulo 3
S_{v1}	Tensión entre los laminados de CFRP en la geometría mostrada en el capítulo 3
S_{v2}	Tensión entre el conductor de bajada y la viga de CFRP en la posición $x = 14\text{cm}$, en la geometría del capítulo 3
S_{v3}	Tensión entre el conductor de bajada y la viga de CFRP en la posición $x = 24.53\text{cm}$, en la geometría del capítulo 3
S_{12}	Coefficientes usados en fronteras CPML, donde el subíndice 1 hacer referencia al campo eléctrico (e) y magnético (m), y el 2 al eje del volumen referenciado (x,y,z)
T	Coefficiente entre la onda incidente y transmitida
T_1	Tiempo de cresta definido por la norma 61400-24 tabla 1
T_2	Tiempo de cola definido por la norma 61400-24 tabla 1
\bar{V}_{E2}	Caida de tensión media del electrodo circular E_2
$V_{\text{resistencia Matlab}}$	Tensión medida en la resistencia durante el ensayo n° 2, realizado con el código Matlab
$V_{\text{resistencia Fortran}}$	Tensión medida en la resistencia durante el ensayo n° 2, realizado con el código Matlab-Fortran
$V_{\text{thinwire Fortran}}$	Tensión medida en el conductor de bajada durante el ensayo n° 2, realizado con el código Matlab-Fortran

V_{x_1cm}	Conjunto de mediciones realizadas a 1 cm del electrodo circular
V_{x_4cm}	Conjunto de mediciones realizadas a 4 cm del electrodo circular
$V_{4.4E_2}$	Caída de tensión medida en la posición $y = 4.4cm$, para el electrodo E_2 . La desinencia de esta variable dependerá de la posición de la medición, así como del electrodo donde se realiza la medición
$\overline{V_{1cm}}$	Valor medio de la caída de tensión a 1 cm del electrodo circular
$\overline{V_{3cm_6cm}}$	Valor medio de la caída de tensión para el cálculo de la caída de potencial del electrodo E_{iny} entre la posición 3 y 6 cm
$\overline{V_{4cm}}$	Valor medio de la caída de tensión a 4 cm del electrodo circular
W	Ratio entre regiones no uniformes
x	Eje coordenadas x
y	Eje coordenadas y
Yh	Factor de Heidler
Yna	Grupo de na mediciones
Ynb	Grupo de nb mediciones
z	Eje coordenadas z

Resumen.....	I
Agradecimientos.....	V
Lista de acrónimos.....	VII
Lista de variables.....	IX

Índice general

Capítulo 1. Introducción..... 1

1.1 Estructura de una pala de aerogenerador.....	3
1.2 Sistemas de protección contra el rayo en la pala de un aerogenerador.....	4
1.3 Sistemas de protección contra el rayo en la góndola de un aerogenerador.....	7
1.4 Impactos de rayos en materiales CFRP usados en aviones.....	8
1.5 Objetivos y organización de la tesis.....	10

Capítulo 2. Implementación del método FDTD para la simulación de una pala de aerogenerador con fibra de carbono..... 13

2.1 Metodologías para resolver los problemas electromagnéticos.....	15
2.1.1 <i>Method of Moments</i> (MoM).....	16
2.1.2 Método de diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD).....	17
2.2 Adecuación código estándar FDTD para la simulación del impacto de rayo en un aerogenerador.....	17
2.2.1 Simulación de materiales conductores anisótropos.....	18
2.2.2 Estabilidad del algoritmo FDTD.....	23
2.2.3 Ecuaciones e implementación de las condiciones de frontera.....	24
2.2.3.1 <i>Perfect Electric Conductor</i> (PEC).....	26
2.2.3.2 <i>Perfectly Matched Layer</i> (PML).....	27
2.2.3.3 <i>Convolutional Perfectly Matched Layer</i> (CPML).....	30
2.2.3.4 Condiciones de frontera tipo Liao.....	34
2.2.3.5 Comparación fronteras absorbentes CPML y Liao.....	35
2.2.4 Representación de la corriente de rayo.....	35
2.2.4.1 Modelado de fuentes de tensión no ideales.....	36
2.2.4.2 Modelado de fuentes de corriente no ideales.....	38
2.2.5 Conductor de bajada.....	39
2.2.6 Mallado no uniforme.....	41
2.3 Implementación del código FDTD mediante Matlab.....	44
2.4 Validación del código del método FDTD implementado en Matlab.....	47
2.4.1 Simulación de validación nº 1.....	47
2.4.2 Simulación de validación nº 2.....	50

2.4.3	Evaluación de una simulación con un mallado no uniforme.....	51
2.4.4	Verificación fronteras PML y CPML	53
2.4.5	Distribución de corriente.....	55
2.5	Simulación de una viga de 25 metros de CFRP mediante el algoritmo Matlab.....	57
2.6	Implementación del algoritmo FDTD Matlab-Fortran	57
2.6.1	Arquitectura algoritmo FDTD Matlab-Fortran	59
2.6.2	Adecuación matrices.....	61
2.6.3	Validación algoritmo FDTD Matlab-Fortran.....	62
2.7	Conclusiones capítulo 2.....	63
Capítulo 3. Simulación de la distribución de corriente en un aerogenerador usando el método FDTD (Artículo)		65
3.1	Descripción del modelo	66
3.2	Resultados.....	69
3.2.1	Distribución de corriente.....	69
3.2.2	Diferencias de potencial.....	72
3.3	Discusión.....	76
3.4	Conclusiones	79
3.5	<i>Post print</i> del artículo.....	80
Capítulo 4. Resistencia de contacto.....		89
4.1	Introducción.....	91
4.2	Modelo clásico de resistencia de contacto	93
4.3	Caracterización experimental de contactos discretos	96
4.3.1	Descripción de los ensayos.....	98
4.3.1.1	Ensayo nº 1 - CFRP	99
4.3.1.2	Ensayo nº 2 - CFRP	100
4.3.1.3	Ensayo nº 3 - CFRP	101
4.3.1.4	Ensayo nº 4 - CFRP	102
4.3.2	Metodología.....	102
4.3.2.1	Resistencia de contacto de los electrodos E_1 , E_2 y E_3	103
4.3.2.2	Resistividad del CFRP.....	106
4.3.2.2.1	Caída de tensión del electrodo E_2 a 1 y 4 cm	106
4.3.2.2.2	Determinación de la caída de tensión.....	108
4.3.2.2.3	Resistividad eléctrica.....	110
4.3.2.3	Resistencia total del CFRP entre electrodos (R_{cfpr}).....	111
4.3.2.4	Resistencia contacto del electrodo de inyección (R_{iny})	114
4.4	Resultados.....	118
4.4.1	Validación resistencia de contacto electrodos E_1 , E_2 y E_3	119

4.4.1.1	Resultados de la caracterización experimental de la resistencia de contacto de electrodos discretos	119
4.4.1.2	Resultados mediante cálculo analítico de la resistencia de contacto de electrodos discretos.....	121
4.4.2	Determinación de la resistividad longitudinal del CFRP	122
4.4.2.1	Resultados de la caracterización experimental de la resistividad del CFRP	123
4.4.2.2	Discusión del resultado de la resistividad del CFRP.....	124
4.4.3	Resultado de la medida de la resistencia del CFRP entre los electrodos de conexión	125
4.4.4	Resultado de la medida de la resistencia del electrodo de inyección (R_{iny}).....	126
4.4.5	Resistencia total mediante circuitos equivalentes.....	126
4.5	Modelos propuestos para la simulación de los contactos superficiales	130
4.5.1	Implementación del contacto entre un electrodo y CFRP en simulaciones de conducción de corriente en métodos mallados como FDTD y FEM.....	135
4.5.1.1	Método para la obtención de la región de contacto entre un electrodo y CFRP	136
4.5.1.2	Método conexión FEM sin implementación de las zonas de contacto.....	141
4.5.1.3	Comparación entre resultados de simulación y experimentales.....	143
4.5.2	Modelo simplificado basado en teoría de circuitos	144
4.5.2.1	Resultados modelo resistencias.....	146
4.5.2.2	Sensibilidad del modelo de resistencias	147
4.5.2.3	Estudio de la relación de conductividades eléctricas entre el eje x e y mediante el modelo de resistencias	149
4.5.2.4	Estudio del espesor efectivo Δ_z	151
4.6	Conclusiones del capítulo 4	153
Capítulo 5. Conclusiones y trabajos futuros		157
5.1	Conclusiones generales de la tesis.....	157
5.2	Trabajo futuro.....	160
Anexo 1. Circuitos equivalentes		163
Anexo 2. Influencia de la σ_y sobre la distribución de corriente en una probeta de CFRP		167
Bibliografía.....		171

Índice de figuras

1.1	Porcentajes del uso de fibra de vidrio y CFRP para diferentes longitudes de palas de aerogenerador.....	2
1.2	Estructura y partes de una pala de aerogenerador	3
1.3	Localización del daño producido por un rayo (en porcentaje) en una pala con una estructura de fibra de vidrio y carbono	5
1.4.a	Instalación típica de los receptores contra el rayo y conductor bajante de una pala de aerogenerador	5
1.4.b	Sección transversal de una pala de aerogenerador.	5
1.5	Interior de una pala de aerogenerador impactada por un rayo.....	6
1.6.a	Distribución de corriente sobre la góndola al ser impactada por un rayo.....	7
1.6.b	Distribución del campo magnético dentro de la góndola para diferentes anchos de mallado.....	8
1.7	Materiales usados para la confección del fuselaje y alas del avión Boeing 787.....	9
1.8.a	Estructuración de los materiales que forman el fuselaje del Boeing 787	10
1.8.b	Detalle del mallado en forma de rejilla metálica para la protección del avión frente al rayo	10
2.1	Métodos para resolver problemas electromagnéticos	16
2.2	Cuatro celdas de Yee, donde en rojo aparece el vector del campo eléctrico $E_x(i,j,k)$ rodeado por cuatro vectores de campo magnético, mostrados en color azul.....	21
2.3	Magnitud máxima de E_z en una simulación 1D con $\Delta t = 3.3356$ ps y $\Delta t = 3.3357$ ps	24
2.4	Onda incidente en medio $n^\circ 1$ con ángulo θ_1 donde es transmitida, y reflectada con ángulo θ_2 en el medio $n^\circ 2$	25
2.5	Ilustración donde una onda entra en una región PML con reflexión cero, impacta en la frontera PEC y vuelve muy atenuada	28

2.6.a	Error relativo comparado con un patrón para una frontera PML de 10 celdas de ancho simulando un pulso Gaussiano	34
2.6.b	Error relativo comparado con un patrón para una frontera PML de 5 celdas de ancho simulando un pulso Gaussiano. En ambas figuras, <i>point A</i> y <i>point B</i> hacen referencia a dos puntos que el autor evaluó parar comparar ambas fronteras	34
2.7	Impulso tipo rayo.....	35
2.8	Ilustración de fuente de tensión con resistencia interna (no ideal)	37
2.9	Ilustración de una fuente de corriente con resistencia interna (no ideal).....	38
2.10	Vectores del campo magnético representados en rojo, y eléctrico representado en negro alrededor de un conductor de bajads.....	40
2.11.a	Mallado fino con $dy = dx = 0.5$ mm	41
2.11.b	Mallado grueso con $dy = dx = 1$ mm.....	41
2.11.c	Mallado no uniforme con diferentes valores de dy y dx	41
2.12	Subregiones uniformes (laterales) y no uniformes (región central)	43
2.13	Diagrama de flujo código Matlab.....	46
2.14	Validación del circuito eléctrico formado por fuente de tensión y resistencia unido por dos placas de cobre (Simulación de validación n 1)	48
2.15	Tensiones resultantes en la fuente, bricks y resistencia (Simulación de validación n ^o 1)	48
2.16	Intensidades resultantes en la fuente, bricks y resistencia (Simulación de validación n ^o 1)	49
2.17	Validación del circuito eléctrico formado por fuente de corriente, thin wire y resistencia (Simulación de validación n ^o 2).....	50
2.18.a	Intensidades resultantes en la fuente y resistencia (Simulación de validación n ^o 2).....	51
2.18.b	Tensiones resultantes en el thin wire y resistencia (Simulación de validación n ^o 2).....	51
2.19	Geometría para la evaluación del mallado no uniforme.....	52

2.20	Representación geometría fronteras abiertas (en gris más oscuro) y el dominio reducido cerrado por las fronteras(gris claro). El campo magnético simulado se representa como M_1 y el leído como H_1	53
2.21	Comparación resultados fronteras CPML y PML, leído por la variable H_1	54
2.22	Representación grafica del vector de intensidad resultante en una celda de Yee, rodeada por sus 4 vectores del campo magnéticos representados en color azul	55
2.23.a	Geometría formada por una probeta de CFRP conectada con dos electrodos por una fuente de corriente	56
2.23.b	Distribución de corriente obtenida tras la simulación de la geometría de la figura 2.23.a.....	57
2.24	Benchmark comparativo entre tareas ejecutadas en Matlab y Fortran.....	58
2.25	Diagrama de flujo código Matlab Fortran	60
2.26	Arquitectura del código Matlab-Fortran.....	61
2.27	Comparación entre el método de guardado de datos usado por Matlab y Fortran.	61
2.28.a	Intensidades resultantes en la fuente y a través de la resistencia, obtenidas por el código Matlab-Fortran y superpuestas con las obtenidas con el código Matlab.....	62
2.28.b	Tensiones resultantes en el conductor de bajada y a través de la resistencia, obtenidas por el código Matlab-Fortran	63
3.1.	Simulación del dominio FDTD incluyendo la geometría del CFRP y el conductor bajante. Los acrónimos que se representan son los siguientes: CFRP, spar cap de fibra de carbono; BT punta de la pala; DC conductor bajante; BR base de la pala; CPML frontera <i>Convolutional Perfectly Matched Layer</i>	67
3.2	Distribución de corriente primera descarga de retorno con una resistencia de contacto de 0.25Ω	70
3.3	Distribución de corriente a través del laminado CFRP (S_{C2}) y el conductor de bajante (S_{C3}), para la primera descarga de retorno. El rango de resistencia de contacto es de 0 a 2Ω	70

3.4	Distribución de corriente para la forma de onda subsiguiente descarga de retorno entre el CFRP (S_{C2}) y conductor bajante (S_{C3}), con un rango de resistencia de contacto de 0 a 250 Ω	71
3.5	Tiempo de cola en el CFRP (S_{C2}) y conductor bajante (S_{C3}) versus resistencia de contacto para la primera descarga de retorno.....	72
3.6	Tiempo de cola en el CFRP (S_{C2}) y conductor bajante (S_{C3}) versus resistencia de contacto para la segunda descarga de retorno	72
3.7	Visualización de corrientes y tensiones muestreadas. (S_{V1}) Tensión entre laminados de CFRP en $x = 3$ m; (S_{V2}) voltaje entre conductor bajante y CFRP en $x = 14$ m; y $x = 24.5$ m (S_{V3}). (S_{C1}) Intensidad inyectada; (S_{C2}) intensidad a través de CFRP; y (S_{C3}) intensidad a través del conductor bajante. La figura no cumple las proporciones	73
3.8	Pico de tensión para S_{V1} , S_{V2} y S_{V3} durante la primera descarga de retorno. La tensión esta normalizada para la corriente inyectada	73
3.9	Pico de tensión para S_{V1} , S_{V2} y S_{V3} durante la segunda descarga de retorno. La tensión esta normalizada para la corriente inyectada	74
3.10	Diferencia de potencial en la unión equipotencial con el CFRP para una rango de hasta 2 Ω de resistencia de contacto	78
4.1	Pala con múltiples uniones equipotenciales entre el conductor de bajada y el laminado.....	92
4.2.a	Representación de un contacto eléctrico a partir de múltiples micro contactos, con diferentes tamaños.....	94
4.2.b	Evolución de la resistencia de contacto para distintos números de micro contactos	94
4.3.a	No linealidad entre el valor de la resistividad del CFRP y la presión aplicada al contacto	95
4.3.b	Contribución de la resistencia de las fibras a diferentes presiones de contacto	96
4.4	Disposición de los elementos en Ensayo n ^o 1	99
4.5	Disposición de los elementos en Ensayo n ^o 2.....	100
4.6	Disposición de los elementos en Ensayo n ^o 3	101
4.7	Disposición de los elementos en Ensayo n ^o 4	102

4.8	Sujeción de electrodos E_1 , E_2 y E_3	103
4.9	Ilustración de mediciones para obtención resistencia contacto E_2	104
4.10	Caída de tensión a 1 mm del electrodo E_2 en el Ensayo n ^o 2 para una corriente de 1.335 A.....	105
4.11	Ilustración de mediciones para obtener potenciales a 1 y 4 cm de E_2 en Ensayo n ^o 2.....	107
4.12	Caída de tensión a 1 y 4 cm de E_2 del Ensayo n ^o 2 para una corriente de 2.27A.....	108
4.13	Segmentación Ensayo n ^o 2 para encontrar R_{CFRP}	111
4.14	Diferencia de potencial entre el electrodo (E_2) y las posiciones en el segmento localizado a una distancia $x = 18$ cm en el Ensayo n ^o 2. Se incluyen las 5 repeticiones de la medida.....	112
4.15	Determinación de la sección de conducción eléctrica en el segmento $x = 18$ cm en el Ensayo n ^o 2. La anchura es determinada por el ancho entre f_1 y f_2 donde el potencial normalizado e invertido cae 3 dB ($1/\sqrt{2}$).....	113
4.16	Densidad de corriente versus variación de temperatura. Las gráficas hacen referencia a distintos incrementos de tiempo. El color naranja simula cómo evolucionan estas dos variables para un tiempo de 3 segundos, la azul un tiempo de 6 segundos y la verde de 9 segundos	115
4.17	Termografía del electrodo E_{iny} durante el Ensayo n ^o 2. La escala de color esta en $^{\circ}C$	116
4.18	Ilustración de los puntos de medición para obtener los potenciales del electrodo E_{iny}	117
4.19	Potenciales eléctricos obtenidos durante el Ensayo n ^o 2 para el electrodo E_{iny}	117
4.20	Cuadro resumen para la validación de los distintos métodos usados en los ensayos.....	118
4.21	Resistencia de un contacto eléctrico en función de la fuerza aplicada. ..	120
4.22	Mejora de la conductividad en el CFRP con el aporte de nano partículas de plata.....	124
4.23	Circuito equivalente probeta CFRP Ensayo n ^o 2.....	127

4.24	Circuito equivalente probeta aluminio Ensayo n° 2.....	128
4.25	Geometría contacto eléctrico cilíndrico CFRP.....	131
4.26.a	Mallado de la geometría de la Figura 4.25.....	131
4.26.b	Distribución de corriente resultante de la simulación para la geometría correspondiente a la Figura 4.25	130
4.27.a	Ilustración de un contacto real entre un electrodo y CFRP	133
4.27.b	Discretización del contacto mostrado en la Figura 4.27.a.....	133
4.28	Matriz de resistencias implementada entre el electrodo y la probeta de la Figua 4.27.b.....	133
4.29	Comparación del error obtenido para diferentes formulaciones sobre resistencia eléctrica en un contacto.....	135
4.30	Termografía sobre la probeta de CFRP tomada tras retirar el electrodo de inyección La tensión aplicada son 2.3 V durante 3 segundos y una corriente de 1.6A	137
4.31.a	Geometría simulada con las zonas de contacto implementadas	138
4.31.b	Ilustración de las diferentes capas simuladas, la geometría de color rojo muestra la probeta de CFRP, la azul, las zonas de contacto (Rci) y en la parte superior de esta capa se encuentra el electrodo alargado	138
4.32	Diferencia de potencial sobre la probeta de CFRP medida a 1 mm del electrodo, con la implementación de las zonas de contacto.....	139
4.33	Denominaciones de las zonas de contacto implementadas	139
4.34	Circuito equivalente de las zonas de contacto implementadas.....	140
4.35	Diferencia de potencial entre el electrodo y el CFRP sin la implementación del modelo de resistencia de contacto. El valor de caída de tensión máxima se fija en $1.97 \cdot 10^{-7}V$	141
4.36	Representación de los distintos valores hallados para la variable R_{iny} mediante medidas experimentales y simulaciones con FEM, con y sin la implementación de las zonas de contacto	143

4.37	Modelo de teoría de circuitos para una sección de laminado de fibra carbono y su conexión eléctrica.....	145
4.38	Modelo simplificado basado en la teoría de circuitos con una estructura de 3 filas y 4 columnas (3x4). A la izquierda de dicha Figura se simula el electrodo E_{iny} , mientras que a la derecha se simula mediante un único punto de contacto los electrodos circulares. Las resistencias que definen la resistividad del modelo en el eje x se representan como R_x y para el caso de la resistividad del modelo en el eje y están denominadas R_y	146
4.39	Error del modelo de resistencias respecto al obtenido en FEM para el cálculo de la resistencia del laminado de CFRP, versus distintos valores de conductividad tanto en el eje x como y. La conductividad para el eje x, es la hallada de forma experimental en el ensayo n° 2 que es 15527 S/m, mientras que para el eje y se define como 90 S/m. Las líneas discontinuas hacen referencia a los cambios en la conductividad en el eje y mientras que las líneas continuas hacen referencia a los resultados para distintos valores de conductividad sobre el eje x	148
4.40	Resultados obtenidos para la resistencia del laminado versus diferentes ratios de R_x/R_y , con diferentes longitudes de mallado de resistencias	148
4.41	Resultados obtenidos para la resistencia del laminado versus diferentes ratios de R_x/R_y , para diferentes anchuras de mallado de resistencias	150
4.42	Error del modelo de resistencias respecto al obtenido en FEM para el cálculo de la resistencia del laminado de CFRP, versus distintos valores de grosor del laminado para el eje z.....	152
A.1.1	Circuito equivalente probeta CFRP ensayo n° 2	164
A.1.2	Circuito equivalente probeta CFRP ensayo n° 3	164
A.1.3	Circuito equivalente probeta CFRP ensayo n° 4	165
A.1.4	Circuito equivalente probeta aluminio ensayo n° 2.....	165
A.1.5	Circuito equivalente probeta aluminio ensayo n° 3.....	166
A.1.6	Circuito equivalente probeta aluminio ensayo n° 4.....	166

A.2.1 Anchura necesaria para la distribución de corriente con distintas conductividades en el eje y	168
---	-----

Índice tablas

1	Propiedades configurables por el usuario del código Matlab	44
2	Resultados simulación mallado no uniforme	52
3	Geometría y propiedades eléctricas de la pala simulada.....	68
4	Sumario de la tensiones e intensidades para la primera y segunda descarga de retorno, los valores en paréntesis corresponden a los de segunda descarga de retorno. (S_{V1}) Tensión entre laminado de CFRP a 3 m; (S_{V2}) tensión entre el conductor bajante y el CFRP a la distancia $x = 14$ m; y $x = 24.5$ m (S_{V3}). (S_{C1}) Intensidad inyectada; (S_{C2}) intensidad a través del CFRP; (S_{C3}) intensidad a través del conductor bajante. Los valores de tensión están normalizados para un valor de intensidad de 1 A (S_{C1}).....	76
5	Tabla resumen con la disposición de los electrodos circulares en cada ensayo, representación gráfica de los mismos así como los objetivos individualizados de cada uno de los ensayos	98
6	Normalización de las medidas realizadas durante el ensayo nº 2 a 4 cm del electrodo E_2 y en el cm 4.5 del ancho del CFRP	109
7	Resumen de los resultados de resistencia obtenidos de manera experimental para la variables E_1 E_2 y E_3	121
8	Resumen de los resultados obtenidos mediante la ecuación (4.4) de Holm-Greenwood	122
9	Resumen de los resultados obtenidos de manera experimental para la variable R_{CFRP} . En el ensayo nº 4 se muestran los dos valores obtenidos para los diferentes electrodos, en el caso del electrodo E_3 el valor resistivo del CFRP desde el electrodo E_{iny} es 0.917Ω mientras que para el electrodo E_2 es 0.900Ω . En el caso del ensayo nº 3, también hay instalados dos electrodos circulares pero solo existe una distribución de corriente sobre el laminado, por eso solo existe un valor	125
10	Resumen comparando los resultados obtenidos de manera experimental y realizando el circuito equivalente para hallar la resistencia total del laminado de CFRP ($R_{Circ.Equiv}$) con los resultados de resistencia total (R_{Total}) obtenidos con la tensión e intensidad de la fuente.....	128
11	Resumen comparando los resultados obtenidos de manera experimental y realizando el circuito equivalente para hallar la resistencia total del laminado de aluminio ($R_{Circ.Equiv}$) con los resultados de resistencia total (R_{Total}) obtenidos con la tensión e intensidad de la fuente.....	129

12	Resumen con las densidades de corriente y el valor resistivo de las zonas de contacto	140
13	Resumen con los valores de R_x y R_y junto con el valor resistivo obtenido para las simulaciones efectuadas con el modelo de resistencia	147

Capítulo 1

Introducción

La energía eólica es una de las fuentes de energía más antiguas usadas por la humanidad. Los primeros molinos de viento en Europa datan del siglo XII [1] y eran usados para moler cereales o bombear agua. Con la llegada de la electricidad a finales del siglo XIX, los primeros aerogeneradores se basaron en la forma y el funcionamiento de los molinos de viento, pero no fue hasta la primera crisis del petróleo en los años 70 y los movimientos contra la energía nuclear de los años 80 cuando se impulsaron nuevos caminos para obtener fuentes de energía más renovables. Debido a ello, se promovió la energía eólica con el objetivo principal de reducir el precio de la energía que se obtenía a través de esta tecnología.

La potencia eólica instalada ha crecido de manera considerable alcanzando los 651 GW [2], aunque durante estos años no solo ha crecido la potencia del aerogenerador, sino también el diámetro del rotor de los aerogeneradores.

Los primeros modelos tenían una potencia media instalada de 100 kW y un diámetro de rotor de 30 m. Esas cifras están muy lejos de las usadas hoy en día, dado que en 2023 se espera finalizar un proyecto en la costa de Delaware (USA) donde se instalarán unos aerogeneradores con un diámetro de 220 m y una potencia de 12 MW. Para poder alcanzar estos rangos de potencia ha sido necesario no solo rediseñar las palas, sino introducir nuevos materiales capaces de soportar grandes esfuerzos sin añadir un exceso de peso. El material elegido por los fabricantes de palas que cumple con las características citadas anteriormente es la fibra de carbono, más conocida como CFRP por sus siglas en inglés *Carbon Fiber Reinforced Plastic*. En la figura 1.1 se muestra como ha incrementado el uso de este material con el aumento del tamaño de las palas [3].

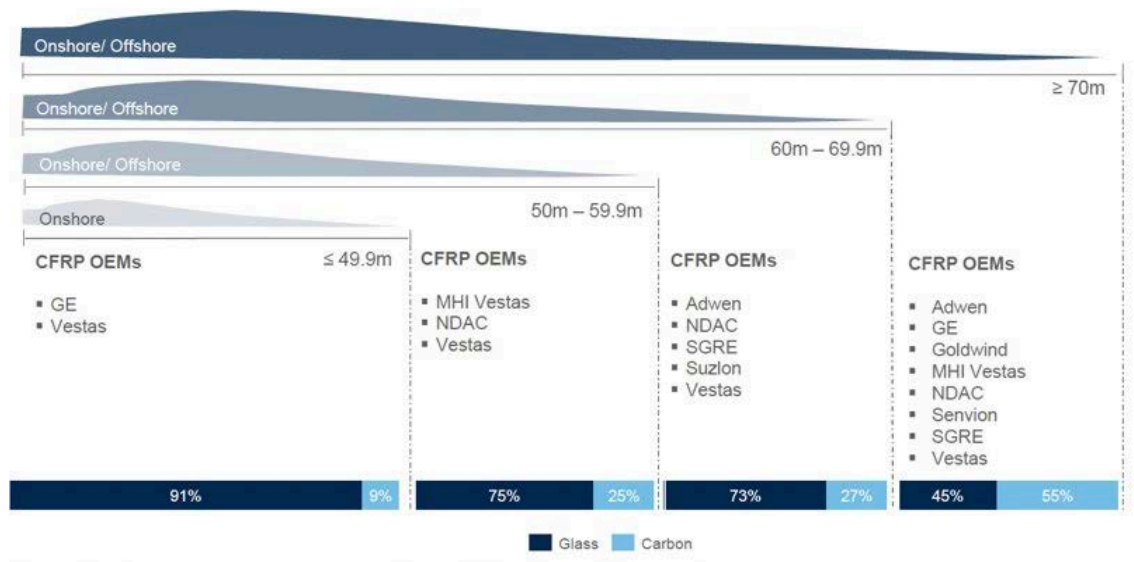


Figura 1.1. Porcentajes del uso de fibra de vidrio y CFRP para diferentes longitudes de palas de aerogenerador [3]

Para obtener un mayor rendimiento, los aerogeneradores suelen estar instalados en lugares elevados ya que la velocidad del viento tiende a ser mayor que la producida a nivel del mar. Como contrapartida, estas exposiciones del aerogenerador en lugares elevados junto con el movimiento de las palas, parece favorecer el inicio el rayo ascendentes [4-6] durante una tormenta.

El impacto de un rayo en un aerogenerador es un problema serio a considerar ya que no solo afecta a la seguridad del parque eólico sino que es conocido que los rayos pueden causar pérdidas muy elevadas en este tipo de instalaciones. La dificultad de reparación o sustitución en caso de impacto tiene unos altos costes que oscilan entre \$30.000 en caso de reparación y \$200.000 en caso de sustitución por una pala nueva [7].

Uno de los inconvenientes que conlleva realizar palas de aerogeneradores con un material carbocerámico como el CFRP es que dado que es un material anisotrópico es difícil predecir cómo va a responder este material cuando es alcanzado por un rayo. Pocas publicaciones [4,8-10] son las que citan que se observa una alta densidad de corriente a través de este material cuando es impactado por un rayo.

1.1 Estructura de una pala de aerogenerador

La pala de un aerogenerador tiene el objetivo de transmitir la fuerza del viento hacia el buje, esto es posible al incidir el viento perpendicularmente en ellas, generando una fuerza de sustentación que provoca el movimiento. En la figura 1.2 se muestra esquemáticamente la estructura de una pala.

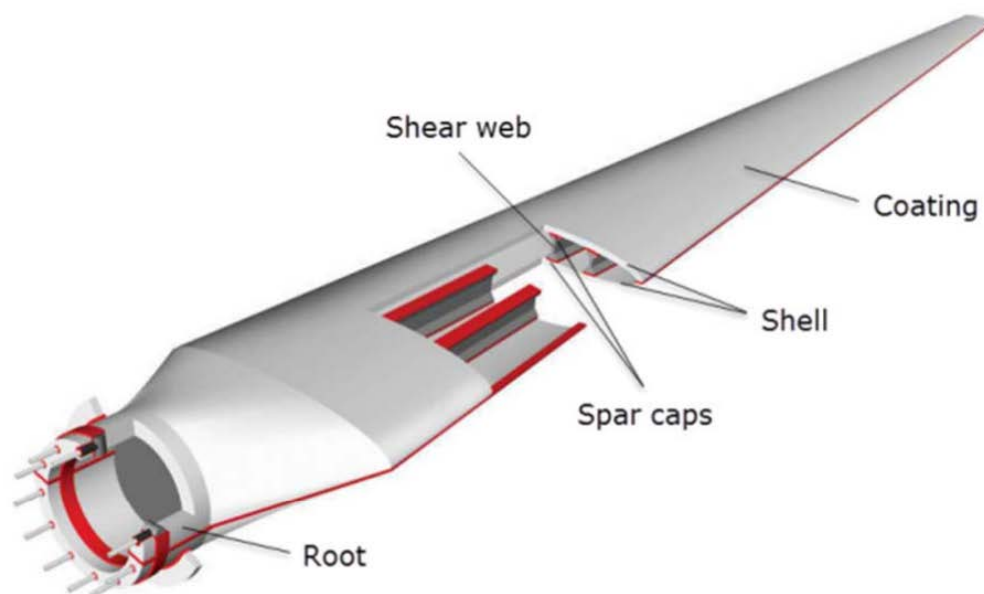


Figura 1.2. Estructura y partes de una pala de aerogenerador [11]

La raíz o *root* tiene el objetivo de conectar la pala con la góndola. La concha o *shell* es el elemento estructural formado normalmente por plástico reforzado con fibra de vidrio o GFRP por sus siglas en inglés *Glass-Fiber Reinforced Plastic*, la misión de este elemento es que el coeficiente aerodinámico de la pala sea el menor posible.

La viga o *spar cap* tiene la función de soportar todos los esfuerzos mecánicos que se generan en la pala, el material puede ser fibra de vidrio o CFRP, aunque se está extendiendo el uso del CFRP en vez de la fibra de vidrio, ya que la fibra de carbono tiene unas mejores propiedades mecánicas y la diferencia de precios entre estos dos materiales cada vez es más reducida.

1.2 Sistemas de protección contra el rayo en la pala de un aerogenerador

El sistema para proteger un aerogenerador está regulado por la normativa IEC 61400-24 [12] en la que se recogen las medidas necesarias para proteger todo el aerogenerador, tanto la góndola como las palas. En esta normativa se expresa que todos los aerogeneradores deben disponer de un sistema de protección contra el rayo de nivel 1 (*LPL I*), este nivel está caracterizado por exigir que todos los componentes que forman este sistema no pueden fallar en más de un 2 %. Este sistema de protección está constituido por unos terminales aéreos o receptores, los conductores de bajada o *down conductor* y la red de electrodos enterrados en el suelo.

Los receptores suelen estar instalados en la pala y se ubican normalmente en la zona más próxima de la punta y en la misma punta, el motivo de ubicarlos en este lugar es que la probabilidad que impacte un rayo en este último tramo es mayor que cerca de la raíz. La figura 1.3 muestra la estadística en porcentaje obtenida de la zona de impacto para una pala formada por fibra de vidrio y fibra de carbono [13].

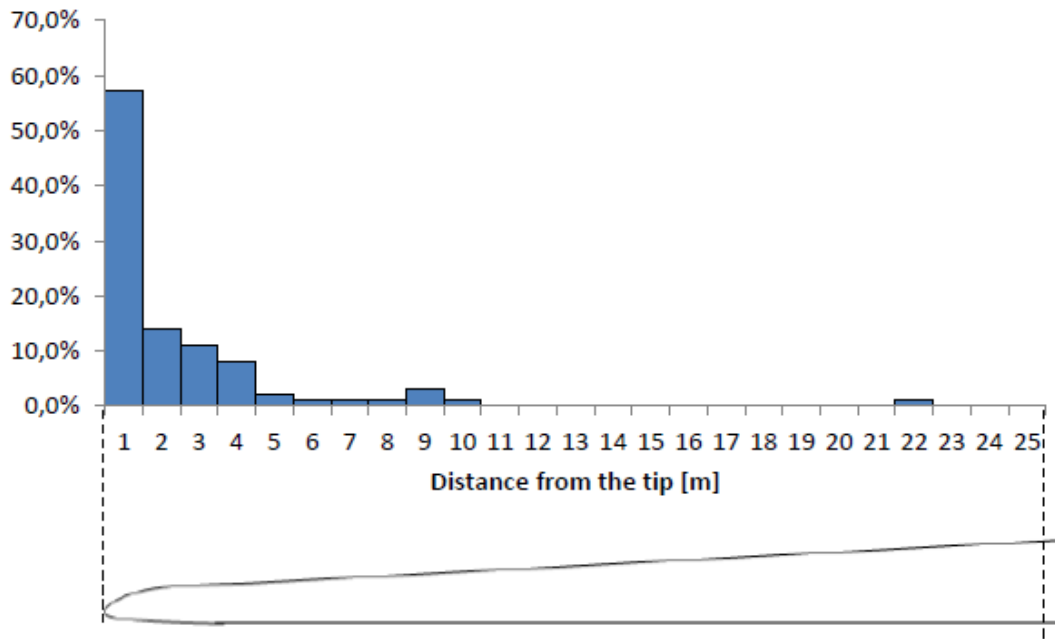


Figura 1.3. Localización del daño producido por un rayo (en porcentaje) en una pala con una estructura de fibra de vidrio y carbono [13]

El conductor bajante es un cable metálico (suele ser cobre o aluminio), que discurre desde las palas y góndola hasta la base de la torre. En la figura 1.4 se muestra la disposición de los receptores así como el conductor de bajada.

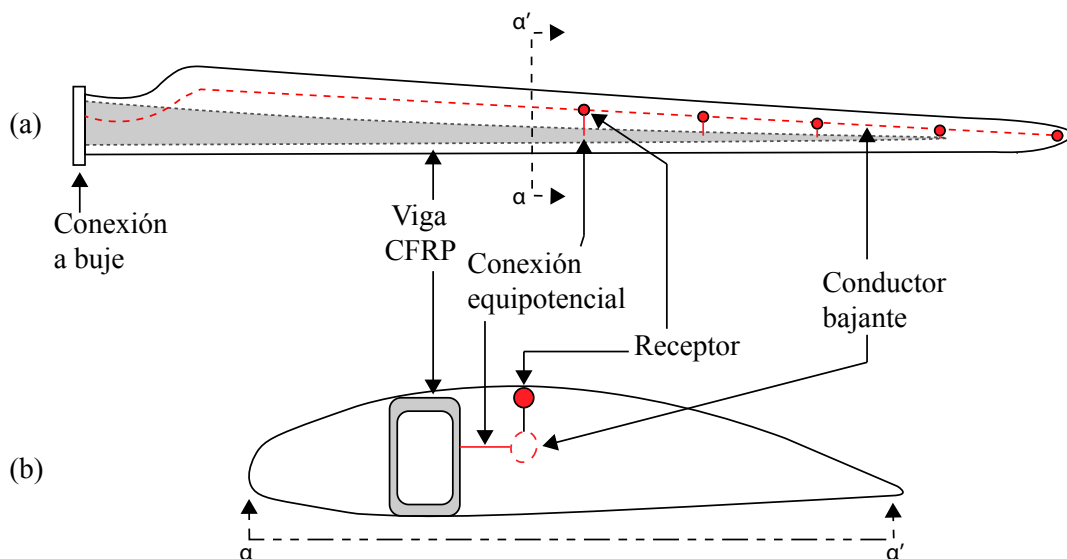


Figura 1.4. En a) Instalación típica de los receptores contra el rayo y conductor bajante de una pala de aerogenerador, en b) Sección transversal de una pala de aerogenerador

El objetivo de este elemento es conectar los receptores con la red de tierras. En palas con un viga de CFRP, el conductor de bajada y la viga deben estar equipotencialmente unidos. La unión de estos dos elementos, se debe a que la fibra de carbono es un material conductor y en caso de impacto de rayo podrían producirse un arco entre el conductor de bajada y este elemento sino existe esta equipotencialización. Unir estos dos elementos implica a su vez que cuando impacte un rayo en los receptores parte de la intensidad se distribuirá por la fibra de carbono y no solo por el conductor bajante. Por este motivo, la viga constituida de CFRP se considera un elemento de protección del sistema de protección contra el rayo, teniendo que cumplir las mismas exigencias de fallo contra un rayo.

La figura 1.5 muestra una concha abierta impactada por un rayo, en esta ilustración se observa un receptor y el conductor bajante que transcurre por el interior de *spar cap*.

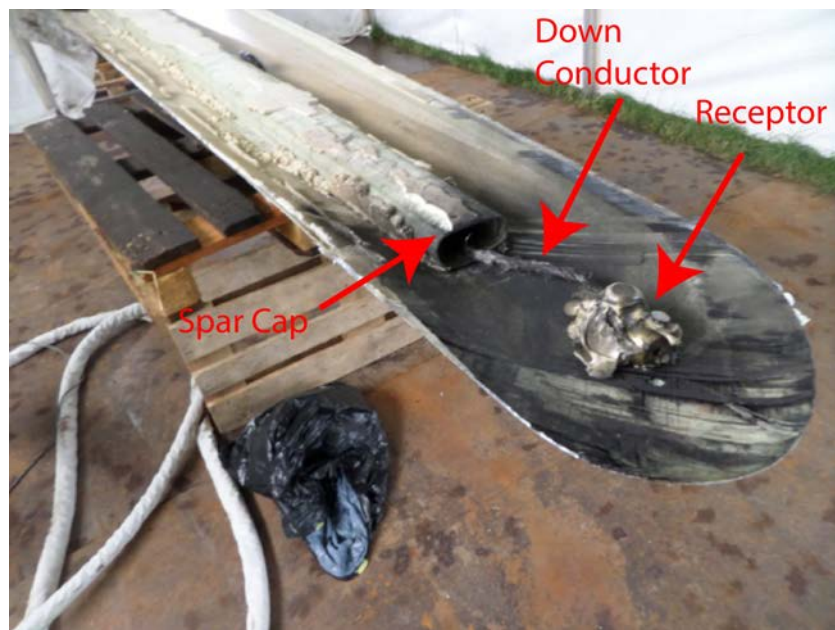


Figura 1.5. Interior de una pala de aerogenerador impactada por un rayo [14]

Debido al uso de materiales aislantes como puede ser la fibra de vidrio para la confección de la pala y góndola, o anisótropos como el CFRP en las palas, no es posible garantizar una protección completa contra el rayo, ya que estos materiales no son capaces de ofrecer un apantallamiento completo de los campos electromagnéticos producidos por el rayo ni tampoco pueden resistir el impacto directo sin sufrir daños .

Por este motivo uno de los objetivos principales de los centros de investigación de este sector es conocer de manera fidedigna todos los efectos producidos por este fenómeno en los materiales carbocerámicos, poniendo énfasis en el estrés mecánico, térmico y la distribución de corriente por este material durante un impacto de rayo .

1.3 Sistemas de protección contra el rayo en la góndola de un aerogenerador

Aunque dentro de la góndola es donde se alojan los elementos mecánicos eléctricos e hidráulicos (multiplicadora, generador y armarios de control, etc.) del aerogenerador, proteger esta parte es más sencillo que hacerlo en las palas, ya que es posible realizar una jaula de Faraday sobre la estructura. Recientemente, Qibin. Z *et al.* [15] investigaron los efectos que tenía la caída de rayo en la propia góndola de un aerogenerador observando la distribución de corriente que aparece en la superficie. Paralelamente, realizaron el mismo estudio simulando una red de aluminio con mallados de 2, 5 y 10 cm para comparar. Las mediciones de campo magnético se realizaron con 7 medidores separados por 1 metro cada uno, y la corriente simulada fue de 200 kA. En la figura 1.6 a) se muestra la distribución de corriente para el instante que alcanza el valor de 200 kA, en cambio en la figura 1.6 b) es posible observar cómo se atenúa la distribución del campo magnético cuando la malla de aluminio es más estrecha.

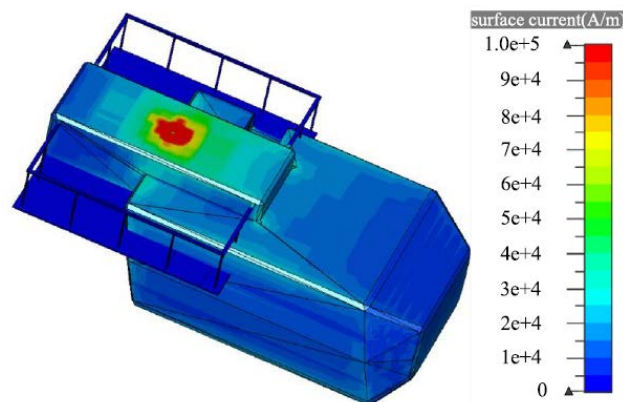


Figura 1.6. En a) Distribución de corriente sobre la góndola al ser impactada por un rayo [15]

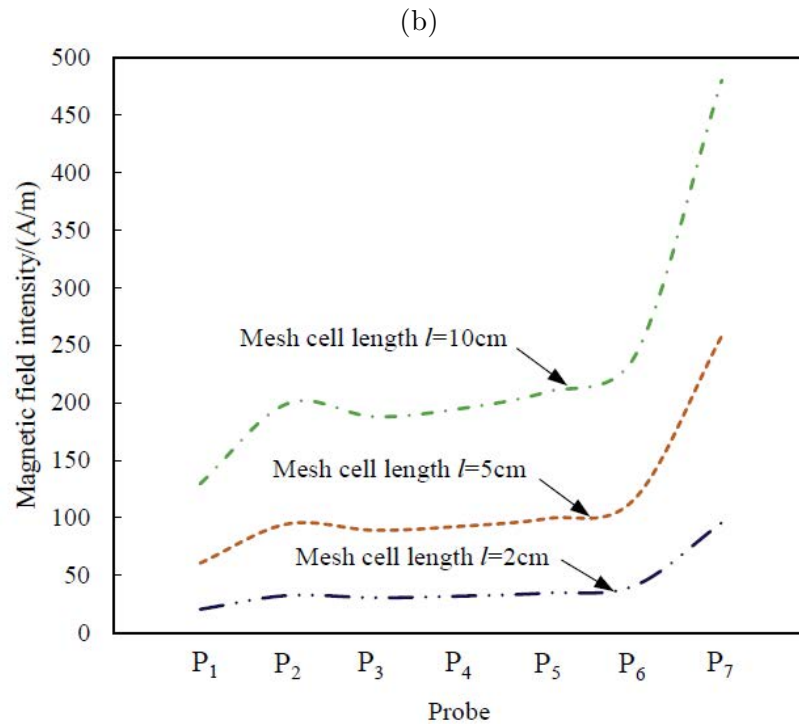


Figura 1.6. En b) Distribución del campo magnético dentro de la góndola para diferentes anchos de mallado [15]

1.4 Impactos de rayos en materiales CFRP usados en aviones

La problemática de entender cómo se distribuye la corriente sobre la fibra de carbono tras el impacto de un rayo no solo afecta a los aerogeneradores, sino también a otros campos como la aeronáutica, ya que este sector también ha introducido el CFRP para realizar la estructura de los nuevos aviones.

Aunque los aviones comerciales disponen de radares meteorológicos en la parte delantera del avión dentro del radomo para monitorizar las posiciones de las tormentas, ocasionalmente no pueden esquivarlas y tienen que entrar dentro de la tormenta aumentando la probabilidad de ser impactado por un rayo. Otro aspecto que aumenta esta probabilidad es la altura que operan estos vehículos. La figura 1.7 muestra los materiales usados para la fabricación del nuevo Boeing 787 [16].

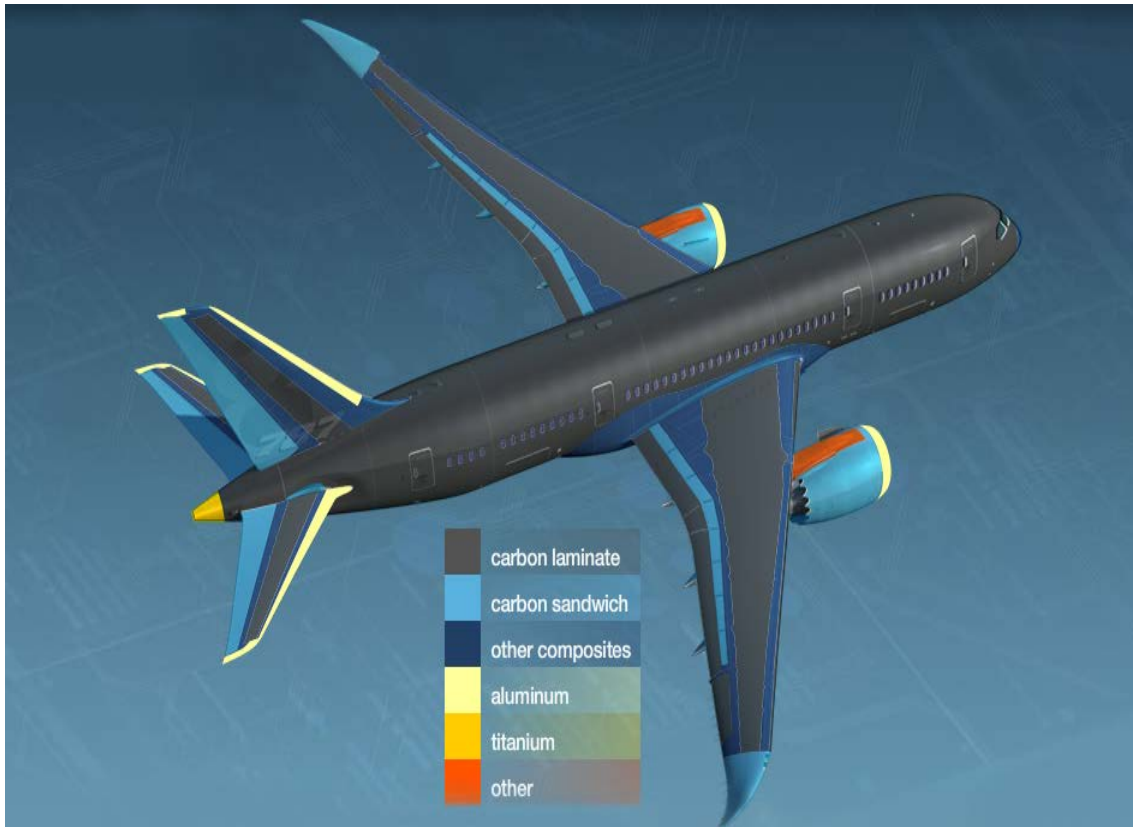


Figura 1.7. Materiales usados para la confección del fuselaje y alas del avión Boeing 787 [16]

Una de las medidas efectuadas por este sector para mitigar el daño producido por rayos a estas aeronaves ha sido introducir una capa de material conductor como puede ser el aluminio o el cobre. Esta implementación tiene como objetivo reducir el estrés térmico en el CFRP cuando es impactado por un rayo, ya que consigue distribuir la corriente por todo el cuerpo del avión reduciendo así la densidad de corriente. Evitando así posibles delaminaciones o incluso fundir parte del fuselaje dejando un agujero.

La figura 1.8 [16] muestra todos los materiales usados para formar el fuselaje del Boeing 787, donde se observa la capa denominada *Metal Foil* que consiste en una capa en forma de rejilla destinada a distribuir la corriente inyectada por el rayo.

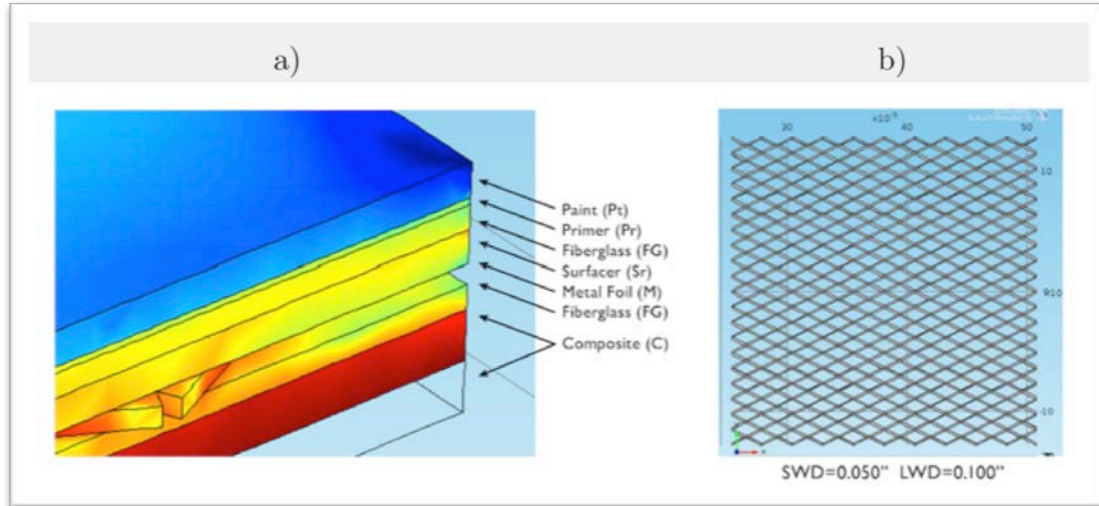


Figura 1.8. En a) Estructuración de los materiales que forman el fuselaje del Boeing 787, y en b) Detalle del mallado en forma de rejilla metálica para la protección del avión frente al rayo [16]

1.5. Objetivos y organización de la tesis

El objetivo principal de esta tesis de doctorado consiste en investigar las distribuciones de corriente en palas de aerogeneradores con materiales compuestos como son el CFRP y la fibra de vidrio. Para el alcance de este objetivo general es necesario desarrollar un código de simulación numérica capaz de resolver este problema electromagnético. Por este motivo, se han establecido varios objetivos específicos. El primero de ellos consiste en desarrollar un código de FDTD capaz simular materiales anisótropos, que tenga implementado la forma de onda producida por el rayo y proporcionar al código unas fronteras lo más eficientes posibles en términos de tiempo de computación. Tras desarrollar y verificar el correcto funcionamiento de este código, se propuso como segundo objetivo específico la simulación de una viga de CFRP y fibra de vidrio de 25 metros para evaluar las diferencias de potencial originadas por el impacto de un rayo, considerando diferentes valores para la resistencia de contacto entre el conductor de bajada y el CFRP.

Finalmente, se fijó como objetivo parcial el estudio experimental de las conexiones superficiales entre el CFRP y los electrodos de contacto, para poder verificar la precisión de las herramientas de simulación para estos materiales. Dado que no se han obtenido resultados parecidos entre el modelo experimental y el obtenido mediante simulación se han propuesto dos modelos para implementar en las herramientas de simulación con el objetivo de que se reduzca el error obtenido.

La organización de esta tesis está dispuesta de la siguiente manera. En el capítulo 1 se ha presentado una introducción sobre las diferentes partes que componen una pala de aerogenerador, así como los elementos de protección empleados para la protección contra el rayo en un aerogenerador. Finalmente, en este capítulo se detallan los objetivos para la presente tesis doctoral.

En el segundo capítulo, se analizan los principales códigos de programación con el objetivo de seleccionar el más eficiente para nuestra aplicación. Posteriormente, se detallan todas las implementaciones efectuadas para poder realizar la simulación de una pala de aerogenerador. A continuación, se reescribe parcialmente el código de FDTD en Fortran para mejorar el tiempo de computación y poder modelar un dominio donde sea posible simular una pala con una longitud de viga de 25 metros.

El capítulo 3 se detalla el artículo *Simulation of current distribution in a wind turbine blade using the FDTD method*, publicado en Elsevier. En este capítulo se evalúan diferentes valores óhmicos de resistencia de contacto observando las diferencias de potencial producidas por el rayo, así como la distribución de corriente para distintos valores de resistencia de contacto.

En el capítulo 4 se investigan las propiedades eléctricas del CFRP, con el objetivo de poder evaluar experimentalmente los modelos de resistencia de contacto tradicionales, para conocer si son aplicables a este tipo de material.

Finalmente, se exponen los dos modelos creados para poder modelar resistencias de contacto, donde uno de ellos está basado en una matriz de resistencias para evaluar la relación entre conductividades en el eje x e y . El otro modelo, implementa un conjunto de resistencias en un contacto eléctrico entre un electrodo y CFRP utilizando métodos mallados como FDTD y FEM.

El capítulo 5 expone de manera resumida todas las conclusiones obtenidas a lo largo del documento.

Esta tesis concluye con dos anexos donde el primero de ellos recoge los circuitos equivalentes realizados para las verificar los datos experimentales del capítulo 4. El segundo anexo muestra las distribuciones de corrientes obtenidas para distintos valores de conductividades en el eje y .

Capítulo 2

Implementación del método FDTD para la simulación de una pala de aerogenerador con fibra de carbono

Los primeros conceptos de lo que hoy se conoce como electromagnetismo se remontan a los siglos XVII y XVIII, donde varios investigadores, de los que se destaca Alessandro Volta, entre otros, empiezan a fundamentar teorías sobre los campos eléctricos [17] y magnéticos, aunque sin relacionar estos dos fenómenos entre sí. Es en el 1820 cuando el físico-químico Hans Christian Ørsted [18] publica que existe una dependencia entre corrientes eléctricas y campos magnéticos. El hallazgo demostró que un conductor atravesado por una intensidad era capaz de mover la aguja imantada de una brújula. Este fue un punto de inflexión para la investigación eléctrica, ya que en el mismo siglo aparecieron los trabajos de André-Marie Ampère, George Simon Ohm, Michael Faraday o Josep Henry.

En 1861 James Clerk Maxwell recopiló todos los trabajos más relevantes y formuló las ecuaciones de Maxwell, donde de manera matemática se expresa la interacción entre los campos eléctricos y magnéticos, creando el término de electromagnetismo. Estas ecuaciones se resolvían según métodos analíticos, pero cuando la complejidad de los problemas aumentaba ya no era viable poder resolverlas de esta manera y se pasó a resolverlas mediante métodos numéricos. Fue entonces cuando surgió el electromagnetismo computacional. Una de las técnicas más reconocidas y usadas para la resolución de las ecuaciones de Maxwell es el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo, también conocidas por sus siglas en inglés FDTD (Finite Difference Time Domain). Este método fue desarrollado en 1966 por el matemático chino Kane S. Yee, que a su vez da nombre a la conocida celda de Yee.

El planteamiento de este autor fue dividir la geometría bajo estudio en un mallado de celdas y para cada celda calcular los campos magnético y eléctrico. La resolución se realiza sobre los tres ejes x , y , z , obteniendo por lo tanto seis ecuaciones. Tres de ellas hacen referencia al campo magnético y las otras tres al campo eléctrico, resolviendo así todo el dominio. Además, este conjunto de ecuaciones son resueltas de una manera iterativa, donde cada iteración está separada por un incremento de tiempo Δt . Al ser un método iterativo, el error incremental obtenido podría ser tan significativo que invalidaran los resultados. Para disminuir este error, es necesario disminuir el Δt . Como contrapartida, si el incremento temporal es excesivamente pequeño puede producir que el código necesite un gran tiempo para poder resolverlo. Para dar estabilidad y agilidad a este método, se aplican las condiciones de Courant Friederich Levy (CFL). Esta condición relaciona el incremento temporal con el incremento espacial, impidiendo que el valor obtenido iterando sea considerable. La normativa IEC 61400-24 [12] también regula los métodos para validar los elementos que estructuran la protección contra el rayo, presentados en el capítulo 1. Dentro de estos métodos se incluyen los analíticos basados en cálculos numéricos para resolver el problema electromagnético que presenta el impacto del rayo.

Los resultados obtenidos mediante este método tienen que ser validados con la correcta puesta en servicio durante un tiempo prolongado o con otro tipo de ensayos.

Durante este capítulo se ha presentado una breve historia del electromagnetismo, así como la base del FDTD, que es la celda de Yee. En la próxima sección se muestran las metodologías más usadas para resolver problemas electromagnéticos con el objetivo de poder evaluar cuál es el que se adecua mejor a nuestra aplicación en términos de precisión y tiempo de computación. A continuación, se detalla el método elegido, así como las implementaciones necesarias que deben realizarse en el código estándar para poder simular el impacto de rayo en un material anisotrópico. Finalmente, se muestran varias de las validaciones efectuadas para corroborar el correcto funcionamiento y el capítulo termina con la explicación del motivo por el cual se ha tenido que reescribir todo el lazo de actualización de campos eléctricos y magnéticos en un lenguaje más optimizado en términos de tiempo de computación.

2.1. Metodologías para resolver los problemas electromagnéticos

A medida que la complejidad de resolver problemas electromagnéticos de manera analítica aumentaba se hacía cada vez más necesaria una herramienta que pudiera resolver estos problemas de una manera más ágil y precisa. Fue así como con la ayuda de los ordenadores nació el término que hoy conocemos como electromagnetismo computacional (CEM).

Elegir la técnica correcta para resolver estos problemas de electromagnetismo es una tarea crítica debido a que se pueden obtener resultados incorrectos o que requieran un tiempo excesivo de ejecución. Uno de los hándicaps que tienen todos los métodos es poder reconocer si los resultados obtenidos son válidos o no.

Las herramientas para resolver los problemas electromagnéticos se pueden dividir en dos grupos dependiendo de la forma en que resuelven las ecuaciones de Maxwell. Estos grupos se conocen como métodos de ecuaciones integrales y métodos de ecuaciones diferenciales, tal y como se puede ver en la figura 2.1.

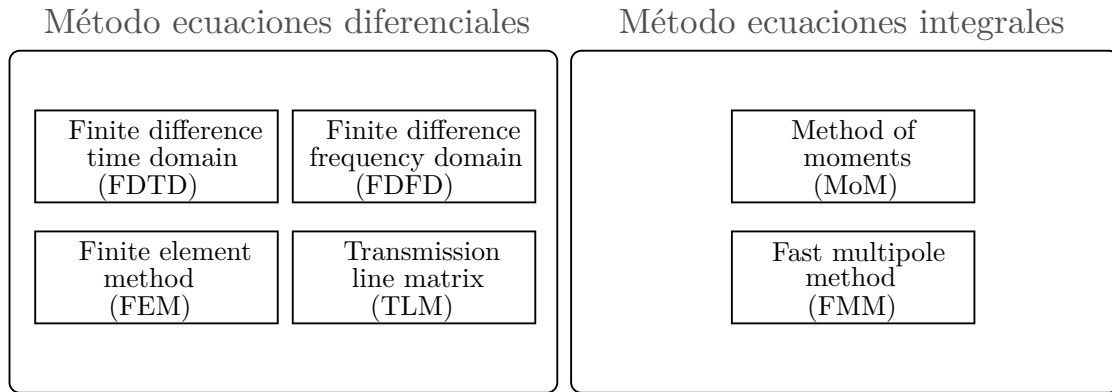


Figura 2.1. Métodos para resolver problemas electromagnéticos

En el siguiente punto se detallan los métodos más usados de cada grupo, siendo el método de diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD) y el método de los momentos (MoM) para los métodos de ecuaciones diferenciales e integrales, respectivamente.

2.1.1. Método de los Momentos (MoM)

El método de los momentos (MoM) es un método numérico para resolver las ecuaciones diferenciales formuladas como ecuaciones integrales. Este método se aplica para obtener como resultado la densidad de corriente (J_s) o densidad de carga (Q_s) en superficies conductoras o dieléctricas, realizando un análisis a alta frecuencia. Las geometrías simuladas por este tipo de métodos suelen ser pequeñas. Si se requiere simular geometrías con un gran volumen es necesario combinar esta técnica con otras como FMM [19] para reducir el tiempo de computación.

Uno de los contratiempos de este método es la baja resolución obtenida a ondas de baja frecuencia, como podría ser la producida por un rayo. Por ese motivo, el método empleado para resolver los problemas electromagnéticos ha sido el método de diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD).

2.1.2 Método de diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD)

Esta solución para resolver problemas electromagnéticos empezó a ganar popularidad en el sector del CEM a principios de S.XXI [20] por su eficiencia, siendo adecuada para simular materiales no homogéneos, así como simulaciones de ancho de banda para antenas y ondas de alta frecuencia. A diferencia del MoM, este método se basa en realizar un mallado de todo el dominio y dividirlo en pequeñas celdas. Para cada cara que forma, la celda encontrará el campo eléctrico E y H magnético. Uno de los inconvenientes que puede tener este método es el tiempo de simulación requerido para obtener los resultados si no se elige un mallado adecuado. Al ser un método basado en la realización de múltiples iteraciones de operaciones matemáticas no complejas, es posible paralelizar el código con una unidad de procesamiento gráfico (GPU) [21].

2.2. Adecuación código estándar FDTD para la simulación del impacto de rayo en un aerogenerador

Como se ha podido ver en el punto anterior, el método de FDTD es capaz de simular la mayor parte de problemas electromagnéticos, aunque unos de los puntos que tiene en contra es la dificultad de entender e implementar el código. En esta sección, se detalla la adaptación necesaria realizada para que un código estándar de FDTD pueda simular impactos de rayos en una pala de aerogenerador.

Estas implementaciones son las siguientes:

- Simulación de materiales conductores anisótropos.
- Estabilidad en el código FDTD.
- Condiciones de frontera.
- Simulación impulso del rayo.
- Conductor de bajada.
- Mallado no uniforme.
- Distribución de corriente resultante.

2.2.1. Simulación de materiales conductores anisótropos

La necesidad de poder resolver un problema electromagnético en un material como la fibra de carbono requiere modificar el código de FDTD con el fin de poder asignar las propiedades de conductividad eléctricas que este material dispone en cada eje.

El punto de partida para la creación del código de FDTD son las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial.

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (2.1.a)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \vec{M} \quad (2.1.b)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_e \quad (2.1.c)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.1.d)$$

Donde \vec{E} es el vector del campo eléctrico en V/m , \vec{D} es el vector de desplazamiento eléctrico en C/m^2 , \vec{H} es el vector del campo magnético en A/m , \vec{B} es la densidad del flujo magnético en Wb/m^2 , \vec{J} es el vector densidad de corriente en A/m^2 , \vec{M} es el vector densidad de flujo magnético en V/m^2 , ρ_e es la densidad de carga eléctrica en C/m^3 .

La densidad de corriente \vec{J} es el producto vectorial de la conductividad eléctrica σ^e por el vector de campo eléctrico \vec{E} .

Para el caso de la densidad magnética \mathbf{M} se utiliza el mismo razonamiento, siendo σ^m la conductividad magnética y $\vec{\mathbf{H}}$ el vector de campo magnético.

Dado que una de las ventajas del código de FDTD es que tiene en cuenta las propiedades de los materiales, suplementariamente a las ecuaciones de Maxwell es necesario realizar las siguientes consideraciones, donde la variable ϵ es la permitividad y μ es la permeabilidad del material.

$$\vec{\mathbf{D}} = \epsilon \vec{\mathbf{E}} \quad (2.2.a)$$

$$\vec{\mathbf{B}} = \mu \vec{\mathbf{H}} \quad (2.2.b)$$

Substituyendo estas dos ecuaciones y aplicando el rotacional a las ecuaciones de Maxwell obtenemos dos funciones temporales de campo eléctrico y magnético que se relacionan entre sí.

$$\nabla_{\mathbf{x}} \vec{\mathbf{H}} = \epsilon \frac{\partial \vec{\mathbf{E}}}{\partial t} + \sigma^e \vec{\mathbf{E}} + \vec{\mathbf{j}} \quad (2.3.a)$$

$$\nabla_{\mathbf{x}} \vec{\mathbf{E}} = -\mu \frac{\partial \vec{\mathbf{H}}}{\partial t} - \sigma^m \vec{\mathbf{H}} - \vec{\mathbf{M}} \quad (2.3.b)$$

La necesidad de modelar objetos en tres dimensiones, requiere que se tengan que descomponer las ecuaciones vectoriales (2.3.a) y (2.3.b) en ecuaciones escalares, teniendo un total de seis ecuaciones que se pueden representar en un sistema Cartesiano de coordenadas (x, y, z) .

Paralelamente, en este paso es donde se fijan los valores de conductividad eléctrica y magnética por cada eje, pudiendo así simular materiales anisótropos.

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon_x} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma_x^e E_x - J_x \right) \quad (2.4.a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon_y} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma_y^e E_y - J_y \right) \quad (2.4.b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon_z} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma_z^e E_z - J_z \right) \quad (2.4.c)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu_x} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma_x^m H_x - M_x \right) \quad (2.4.d)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu_y} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \sigma_y^m H_y - M_y \right) \quad (2.4.e)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu_z} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma_z^m H_z - M_z \right) \quad (2.4.f)$$

Las variables de campo eléctrico y campo magnético no son calculadas en el mismo instante temporal. Fijando un periodo temporal Δt el campo eléctrico se actualiza en los periodos $0, \Delta t, 2\Delta t, \dots, n\Delta t$ y así hasta el número de tiempos de muestreo seleccionado. En cambio, el campo magnético es actualizado a la mitad del periodo temporal, en los instantes $\frac{1}{2}\Delta t, \left(1 + \frac{1}{2}\Delta t\right), \dots, \left(n + \frac{1}{2}\Delta t\right)$. Este es el motivo por el cual el algoritmo de FDTD primero calcula los campos magnéticos y posteriormente los eléctricos. Este procedimiento de actualizar a mitad de periodo temporal el campo magnético se conoce como *leap-frog method*.

Yee [22] ideó un código para poder emplear las ecuaciones parciales derivativas de 2º orden descritas en las ecuaciones (2.4), representando la geometría como una cuadrícula realizada de celdas de Yee individuales como se muestra en la figura 2.2.

En la figura 2.2. se muestran los vectores de campo magnético para el cálculo de E_x ubicado entre cuatro celdas de Yee, donde las componentes de campo magnético se ubican en los centros de las caras de las celdas mientras que las componentes de campo eléctrico se emplazan en las aristas.

Esta relación produce que cada componente de campo eléctrico esté rodeada de cuatro componentes de campo magnético, y de la misma forma cada componente de campo magnético está rodeada de cuatro del campo eléctrico. La divergencia en la ley de Maxwell es implícitamente satisfecha para cada celda.

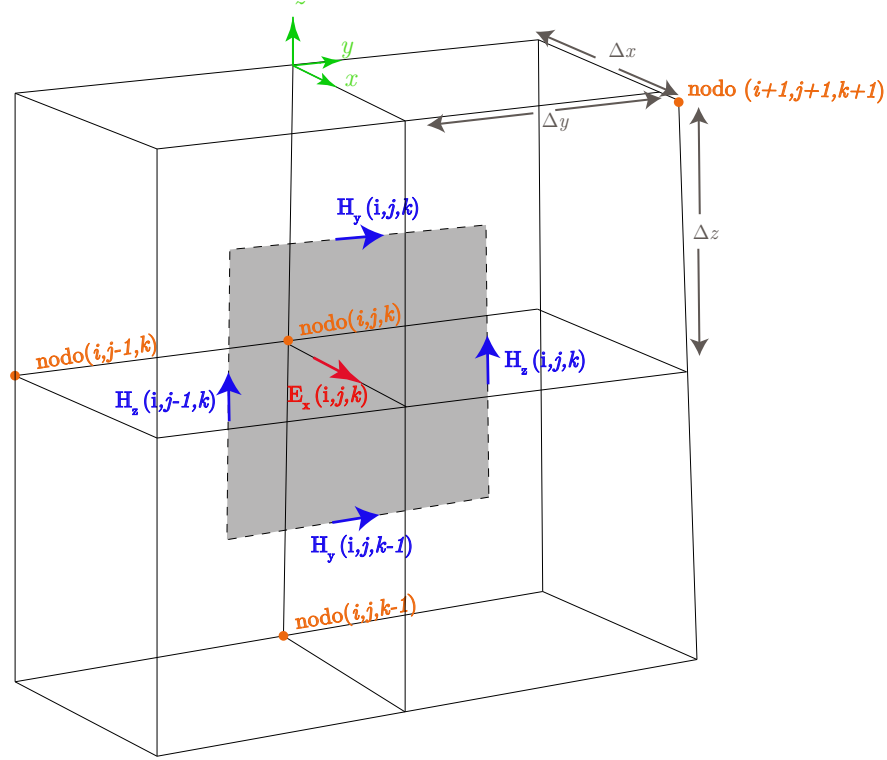


Figura 2.2. Cuatro celdas de Yee, donde en rojo aparece el vector del campo eléctrico $E_x(i, j, k)$ rodeado por cuatro vectores de campo magnético, mostrados en color azul

Para la figura 2.2 el punto en el espacio (i, j, k) se define como:

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (2.5)$$

Donde los términos Δx , Δy y Δz hacen referencia al incremento espacial a lo largo de x , y y z .

A modo de ejemplo, se expone la formulación matemática del campo eléctrico E_x que aparece en la figura 2.2. Para ello, es necesario el desarrollo de la ecuación (2.4.a) considerando un instante de tiempo $(n+\frac{1}{2})\Delta t$, obteniendo la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
\frac{E_x^{n+1}(i,j,k) - E_x^n(i,j,k)}{\Delta t} &= \frac{1}{\varepsilon_x(i,j,k)} \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j-1,k)}{\Delta y} \\
&\quad - \frac{1}{\varepsilon_x(i,j,k)} \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k-1)}{\Delta y} \\
&\quad - \frac{\sigma_x^e(i,j,k)}{\varepsilon_x(i,j,k)} E_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - \frac{1}{\varepsilon_x(i,j,k)} J_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Según lo expresado anteriormente, el campo eléctrico se calcula con constantes de tiempos enteros. En cambio, la ecuación (2.6) dispone de un instante de tiempo $(n+\frac{1}{2})\Delta t$ en $E_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k)$. Este término es encontrado como el valor medio de los términos en instantes de tiempo $(n+1)\Delta t$ y $n\Delta t$, quedando la siguiente expresión:

$$E_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) = \frac{E_x^{n+1}(i,j,k) + E_x^n(i,j,k)}{2} \tag{2.7}$$

Implementando la ecuación (2.7) en (2.6) y simplificando la expresión matemática se obtiene finalmente:

$$\begin{aligned}
E_x^{n+1}(i,j,k) &= \frac{2\varepsilon_x(i,j,k) - \Delta t\sigma_x^e(i,j,k)}{2\varepsilon_x(i,j,k) + \Delta t\sigma_x^e(i,j,k)} E_x^n(i,j,k) \dots \\
&\quad + \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon_x(i,j,k) + \Delta t\sigma_x^e(i,j,k))\Delta y} \left(H_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i,j-1,k) \right) \\
&\quad - \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon_x(i,j,k) + \Delta t\sigma_x^e(i,j,k))\Delta z} \left(H_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k-1) \right) \\
&\quad - \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon_x(i,j,k) + \Delta t\sigma_x^e(i,j,k))\Delta z} J_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k)
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Este desarrollo muestra tan solo cómo se obtiene el campo eléctrico sobre el eje x en una celda de Yee y en un instante de tiempo determinado. Para la resolución del problema en su totalidad, es necesario conocer las otras dos variables del campo eléctrico, así como las tres del campo magnético en todas las celdas que configuran la geometría y para todo el dominio temporal deseado.

2.2.2. Estabilidad del código FDTD

Cuando la simulación se vuelve inestable, la solución no converge. Esto es debido a el error acumulativo que se va incrementando en cada iteración. Para dotar de estabilidad un sistema 3D es necesario fijar el incremental de tiempo Δt como:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.9)$$

Esta relación es conocida como la condición de Courant-Fridrichs-Levy [23], donde c hace referencia a la velocidad de la luz.

La función de esta ecuación es impedir que una onda no pueda viajar más que el tamaño de una celda durante un diferencial de tiempo. Para un espacio cúbico, donde $\Delta x = \Delta y = \Delta z$, el incremental del tiempo establece la siguiente fórmula:

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{c\sqrt{3}} \quad (2.10)$$

Como ejemplo de la importancia de esta condición, la figura 2.3 muestra el campo eléctrico en el eje z durante 6 ns. El diferencial de longitud usado para este ejemplo es $\Delta x = 1\text{mm}$, obteniendo por lo tanto según la condición de Courant un $\Delta t \leq 3.3356$ ps. La gráfica de color azul hace referencia a un diferencial de tiempo $\Delta t = 3.3356$ ps, mientras que la gráfica roja es $\Delta t = 3.3357$ ps.

Como se puede ver, la gráfica de color rojo diverge demostrando que valores superiores al límite de Courant son inestables.

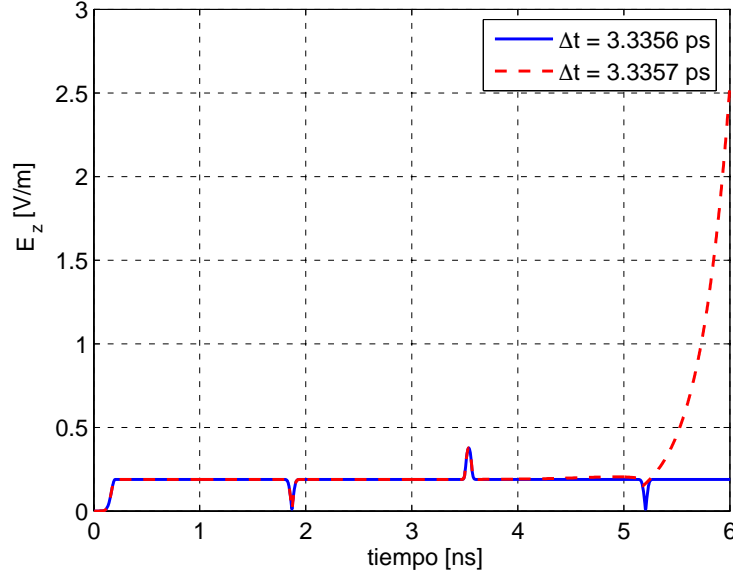


Figura 2.3. Magnitud máxima de E_z en una simulación 1D con $\Delta t = 3.3356$ ps y $\Delta t = 3.3357$ ps

2.2.3. Ecuaciones e implementación de las condiciones de frontera

Para asegurar que el problema electromagnético solo tiene una solución física disponible, es necesario truncar el volumen, dado la imposibilidad técnica de simular un espacio infinito. Esta acción de contornear el dominio de simulación se realiza mediante la implementación de lo que se denomina condiciones de frontera.

Previamente a detallar los tipos de condiciones de frontera implementados en el código, se exponen las ecuaciones de fronteras entre dos medios con características eléctricas y magnéticas diferentes, ya que son la base matemática para poder implementar las condiciones de fronteras.

$$E_{T1} - E_{T2} = 0 \quad (2.11.a)$$

$$H_{T1} - H_{T2} = J \quad (2.11.b)$$

$$D_{n1} - D_{n2} = \rho \quad (2.11.c)$$

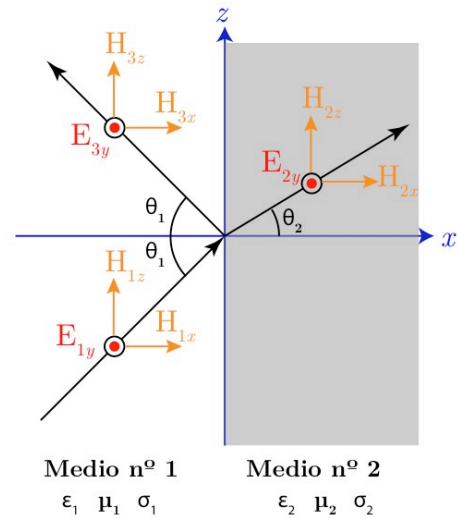
$$B_{n1} - B_{n2} = 0 \quad (2.11.d)$$

Siendo los subíndices t y n las componentes que son normales y tangenciales a la interfaz.

Fresnel [24] estudió cómo se relacionaban las amplitudes de las ondas reflejadas y transmitidas en función de la amplitud de onda incidente, cuyos resultados fueron unas ecuaciones matemáticas conocidas como fórmulas de Fresnel.

La figura 2.4 representa dos medios con diferentes propiedades eléctricas y magnéticas cada uno. Además, se muestra una onda perpendicular con el campo eléctrico E_{1y} y magnéticos H_{1z} y H_{1x} . Esta señal es denominada onda incidente y su perpendicular onda transmitida, representada con su campo eléctrico E_{2y} y los magnéticos como H_{2z} y H_{2x} . La señal que se refleja al contactar con el otro medio, se llama onda reflejada, sus campos asociados son E_{3y} y H_{3z} y H_{3x} .

Figura 2.4. Onda incidente en medio n° 1 con ángulo θ_1 donde es reflejada, y transmitida con ángulo θ_2 en el medio n° 2



La relación entre la onda incidente y la onda transmitida se conoce como coeficiente de transmisión y se define como:

$$\Gamma = \frac{E_2}{E_1} \quad (2.12)$$

Del mismo método es posible conocer la relación entre la onda incidente y la onda transmitida, definiendo esta relación como:

$$T = \frac{E_3}{E_1} \quad (2.13)$$

Dado las condiciones de frontera expuestas en las ecuaciones (2.11), el coeficiente reflexión y transmisión de Fresnel [24] para las ecuaciones de Maxwell se define como:

$$\Gamma = \frac{Z_1 \cos(\theta_1) - Z_2 \cos(\theta_2)}{Z_1 \cos(\theta_1) + Z_2 \cos(\theta_2)} \quad (2.14.a)$$

$$T = \frac{2Z_1 \cos(\theta_1)}{Z_1 \cos(\theta_1) + Z_2 \cos(\theta_2)} \quad (2.14.b)$$

Donde Z es la impedancia de la onda definida por :

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.15)$$

Cada frontera implementada es discutida en los siguientes apartados de forma individual. Dado que en los modelos simulados en esta tesis no se desea observar como influyen las reflexiones en el dominio, las simulaciones no dispondrán de las fronteras del tipo PEC.

2.2.3.1. *Perfect Electric Conductor (PEC)*

La frontera conocida como *Perfect Electric Conductor (PEC)* es una de las más implementadas y su función es definir los campos eléctricos tangenciales como cero en la frontera.

Si se tiene en cuenta la conductividad del medio 2 de la figura 2.4, la ecuación (2.15) queda de la siguiente manera:

$$Z_2 = \sqrt{\frac{\mu \left(1 + \frac{\sigma_2}{j\omega\mu_2}\right)}{\varepsilon \left(1 + \frac{\sigma_2}{j\omega\varepsilon_2}\right)}} \quad (2.16)$$

Cuando la conductividad no tiene un valor nulo, la impedancia intrínseca se convierte en un número complejo, indicando que el campo eléctrico y magnético no están en fase.

Este tipo de frontera fija un valor de conductividad infinito, esto produce que la ecuación (2.16) se obtendría una impedancia nula, por lo tanto $\Gamma = 1$, reflejando todas las señales que llegan a esta frontera. Este tipo de fronteras se usa cuando no interfieren las reflexiones al resultado del modelo o de lo contrario se quiere estudiar como influyen las reflexiones en el modelo creado.

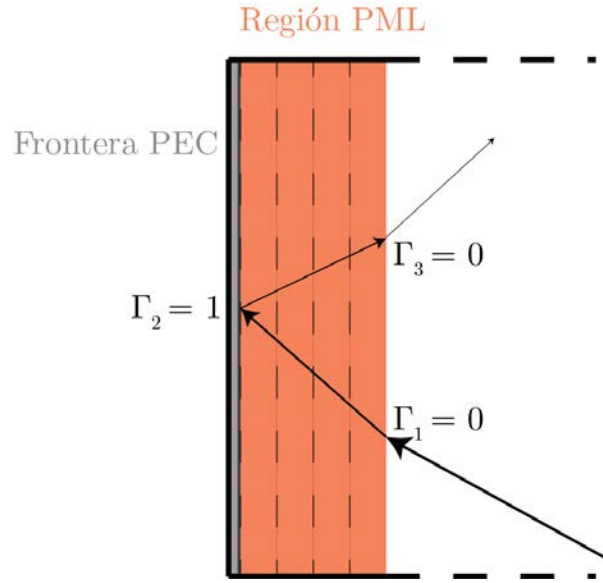
Para el caso del campo magnético también existen las fronteras *Perfect Magnetic Conductor* (PMC) donde fijan a cero el campo magnético en la frontera.

2.2.3.2. *Perfectly Matched Layer (PML)*

Normalmente se requiere una frontera que no produzca ninguna reflexión, para este caso las fronteras *Perfectly Matched Layer* (PML) implementadas por primera vez por Berenger [25] en 1994, son una gran herramienta para evitarlas. Sus principios son igualar las propiedades $\mu_1 = \mu_2$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ y forzar que la conductividad dentro de la región se vaya modificando, con el objetivo de que la amplitud en el medio 2 decaiga independientemente del ángulo.

Técnicamente las PML no son unas fronteras, sino un material ficticio que se introduce entre el dominio a simular y unas fronteras tipo PEC. El objetivo es que cuando la onda incidente entre por la zona PML se atenúe de forma considerable y al llegar a la frontera PEC la señal rebote y vuelva a entrar a la zona PML para que vuelva a atenuarse, este concepto se muestra en la Figura 2.5.

Figura 2.5. Ilustración donde una onda entra en una región PML con reflexión cero, impacta en la frontera PEC y vuelve muy atenuada



La figura 2.5 muestra como una onda entra en una región de PML formado por cuatro capas, dado que $\Gamma = 0$ no hay ninguna reflexión por este medio, sufriendo una atenuación de su amplitud. Como se ha detallado en el punto 2.2.3.1, las fronteras tipo PEC tienen un $\Gamma = 1$, esto produce que la onda vuelva a entrar en la región PML volviendo a atenuarse.

Un año más tarde de la publicación de este concepto, S.Gedney *et al.* [26] demostró que este tipo de fronteras, se podía definir como un medio anisótropo, al derivar la ecuaciones de Maxwell (2.3) obteniendo unos tensores de rango tres que define el material dentro de la región PML de la siguiente manera:

$$[\epsilon_r] = \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad (2.17.a)$$

$$[\mu_r] = \begin{bmatrix} \mu_x & 0 & 0 \\ 0 & \mu_y & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad (2.17.b)$$

Dado que uno de los principios de este método es forzar que las condiciones sean iguales, se puede realizar la siguiente igualación:

$$[s] = [\varepsilon_r] = [\mu_r] = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

En estas fronteras, los coeficientes de reflexión tanto para una onda perpendicular como paralela, fueron también obtenidos por Berenguer [25] y seguían la siguiente expresión.

$$\Gamma_{\text{par}} = \frac{\sqrt{a} \cos(\theta_1) - \sqrt{b} \cos(\theta_2)}{\sqrt{a} \cos(\theta_1) + \sqrt{b} \cos(\theta_2)} \quad (2.19.a)$$

$$\Gamma_{\text{per}} = \frac{-\sqrt{a} \cos(\theta_1) + \sqrt{b} \cos(\theta_2)}{\sqrt{a} \cos(\theta_1) + \sqrt{b} \cos(\theta_2)} \quad (2.19.b)$$

Teniendo en cuenta la ley de Snell-Descartes para un entorno anisótropo, se tienen en consideración la siguientes ecuaciones:

$$\sin(\theta_1) = \sqrt{bc} \sin(\theta_2) \quad (2.20)$$

Imponiendo la condición $\sqrt{bc} = 1$, las ecuaciones (2.20), resumida a la siguiente expresión:

$$\sin(\theta_1) = \sin(\theta_2); \theta_1 = \theta_2 \quad (2.21)$$

Aplicando la expresión (2.21) a las ecuaciones (2.19) se obtienen unas ecuaciones que no dependen del ángulo incidente.

$$\Gamma_{\text{par}} = \frac{\sqrt{a} - \sqrt{b}}{\sqrt{a} + \sqrt{b}} \quad (2.22.a)$$

$$\Gamma_{\text{per}} = \frac{-\sqrt{a} + \sqrt{b}}{\sqrt{a} + \sqrt{b}} \quad (2.22.b)$$

Los valores para a , b y c no son independientes sino que están relacionados de la siguiente manera:

$$a = b = \frac{1}{c} \quad (2.23)$$

En 1996 Berenguer [27], propuso dos funciones matemáticas para poder ir modificando la conductividad en la región PML, siguiendo la siguiente distribución:

$$\sigma(\rho) = \sigma_{max} \left(\frac{\sigma}{\delta} \right)^{n_{pml}} \quad (2.24.a)$$

$$\sigma_{max} = \frac{(n_{pml} + 1)\epsilon_0 \ln(R(0))}{2\Delta s N} \quad (2.24.b)$$

Donde ρ es la distancia desde la frontera PML hasta la posición del campo, δ es el ancho de las celdas PML, N hace referencia al numero de celdas PML, Δs es el tamaño usado por una celda de PML y $R(0)$ es el coeficiente de reflexión.

El coeficiente n_{pml} , hace referencia a la distribución de la función, donde si es linear obtiene un valor de 1 o parabólica , cuyo valor es 2.

2.2.3.3. *Convolutional Perfectly Matched Layer (CPML)*

En el año 2000 Roden *et al.* [28] implementaron las *Convolutional Perfectly Matched Layer* este tipo fronteras tienen como objetivo principal poder absorber las ondas evanescentes. Roden observó que las fronteras tipo PML no podían absorber este tipo de ondas de una manera eficiente ya que para hacerlo requería poner un gran numero de celdas PML para que se atenuaran estas ondas.

La base de estos autores fueron las ecuaciones de Berenguer [27], en su forma compleja para el campo eléctrico y magnético.

$$j\omega\epsilon_x E_x + \sigma_x^e E_x = \frac{1}{S_{ey}} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{1}{S_{ez}} \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.25.a)$$

$$j\omega\epsilon_y E_y + \sigma_y^e E_y = \frac{1}{S_{ez}} \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{1}{S_{ex}} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.25.b)$$

$$j\omega\epsilon_z E_z + \sigma_z^e E_z = \frac{1}{S_{ex}} \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{1}{S_{ey}} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.25.c)$$

$$j\omega\mu_x H_x + \sigma_x^m H_x = \frac{1}{S_{my}} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{1}{S_{mz}} \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (2.25.d)$$

$$j\omega\mu_y H_y + \sigma_y^m H_y = \frac{1}{S_{mz}} \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{1}{S_{mx}} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.25.e)$$

$$j\omega\mu_z H_z + \sigma_z^m H_z = \frac{1}{S_{mx}} \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{1}{S_{my}} \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (2.25.f)$$

Los coeficientes S_{ex} , S_{ey} , S_{ez} , S_{mx} , S_{my} , S_{mz} hacen referencia a los siguientes términos:

$$S_{ex} = 1 + \frac{\sigma_{pex}}{j\omega\epsilon_0} \quad S_{ey} = 1 + \frac{\sigma_{pey}}{j\omega\epsilon_0} \quad S_{ez} = 1 + \frac{\sigma_{pez}}{j\omega\epsilon_0} \quad (2.26.a)$$

$$S_{mx} = 1 + \frac{\sigma_{pmx}}{j\omega\mu_0} \quad S_{my} = 1 + \frac{\sigma_{pmy}}{j\omega\mu_0} \quad S_{mz} = 1 + \frac{\sigma_{pmz}}{j\omega\mu_0} \quad (2.26.b)$$

El método CPML propone modificar los coeficientes (2.26), introduciendo unos nuevos coeficientes validados previamente por los autores por Kuzuoglu y Mittra [29], como ejemplo en la ecuación (2.27) se muestra la transformación efectuada para la variable S_{ex} .

$$S_{ex} = 1 + \frac{\sigma_{pex}}{j\omega\epsilon_0} \rightarrow S_{ex} = \kappa_{ex} + \frac{\sigma_{pex}}{\alpha_{ex} + j\omega\epsilon_0} \quad (2.27)$$

Para las otras ecuaciones (2.26) de campo eléctrico y magnético, su transformación es la misma que (2.27), pero modificando los índices en los nuevos coeficientes. Los coeficientes añadidos toman los siguientes valores

$$\kappa_{mi} = \kappa_{ei} \geq 1 \quad \alpha_{mi} = \alpha_{ei} \geq 0, \quad i = x, y, z \quad (2.28)$$

Además de las igualdades mostradas en (2.28) otras de las condiciones de este tipo de fronteras CPML para eliminar las reflexiones es la igualación de los términos de campo eléctrico y magnéticos, tal y como se realiza en las fronteras PML.

$$S_{ei} = S_{mi} \quad i = x, y, z \quad (2.29)$$

Dado que el método de FDTD utiliza el dominio temporal, se requiere transformar las ecuaciones (2.25 y 2.26) de su dominio frecuencias al temporal.

Tras aplicar las transformadas de Laplace y aplicando las condiciones de las ecuaciones (2.28 y 2.29), se obtienen las ecuaciones necesarias para la obtención del campo eléctrico y magnético. Para poder comparar con la ecuación (2.18) que calcula E_x se muestra el resultado final tras aplicar las operaciones matemáticas citadas en este punto.

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(i, j, k) = & \frac{2\varepsilon_x(i, j, k) - \Delta t \sigma_x^e(i, j, k)}{2\varepsilon_x(i, j, k) + \Delta t \sigma_x^e(i, j, k)} E_x^n(i, j, k) \\ & + C_{exhz}(i, j, k) \left(H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j - 1, k) \right) \\ & - C_{exhy}(i, j, k) \left(H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k - 1) \right) \\ & + C_{\psi exy}(i, j, k) \cdot \psi_{exy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) + C_{\psi exz}(i, j, k) \cdot \psi_{exz}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Donde los coeficientes C_{exhz} , C_{exhy} , $C_{\psi exy}$, $C_{\psi exz}$ están definidos por las siguientes variables:

$$C_{exhz}(i, j, k) = \frac{1}{\kappa_{ey}(i, j, k)} \cdot \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon_x(i, j, k) + \Delta t \sigma_x^e(i, j, k)) \Delta y} \quad (2.31)$$

$$C_{exhy}(i, j, k) = \frac{1}{\kappa_{ez}(i, j, k)} \cdot \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon_x(i, j, k) + \Delta t \sigma_x^e(i, j, k)) \Delta z} \quad (2.32)$$

$$C_{\psi exy}(i, j, k) = \Delta y C_{exhz}(i, j, k) \quad (2.33)$$

$$C_{\psi exz}(i, j, k) = \Delta y C_{exhy}(i, j, k) \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} \psi_{exy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) &= b_{ey} \psi_{exy}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) \\ &+ a_{ey} \left(H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j-1, k) \right) \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\psi_{exz}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = b_{ez} \psi_{exz}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + a_{ez} \left(H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k-1) \right) \quad (2.36)$$

Los nuevos parámetros a_i y b_i son variables que definen las conductividades del material, como ejemplo su muestras las variables a_{ey} , b_{ey} .

$$a_{ey} = \frac{\sigma_{pey}}{\Delta y (\sigma_{pey} \kappa_{ey} + a_{ey} \kappa_{ey}^2)} b_{ey} - 1 \quad (2.37)$$

$$b_{ey} = e^{-\left(\frac{\sigma_{pey}}{\kappa_{ey}} + a_{ey}\right) \frac{\Delta t}{\epsilon_0}} \quad (2.38)$$

En 2017 Gvozdic *et al.* [30] comparo las fronteras PML y CPML con el objetivo de conocer el error obtenido a diferentes señales y con diferentes tipos de anchos de fronteras, sus resultados se muestran en la figura 2.6, mostrando el error relativo entre estas fronteras, considerando 10 y 5 celdas respectivamente

El error obtenido es menor con fronteras CPML y a mayor numero de celdas la diferencia entre estas dos fronteras se acentúa.

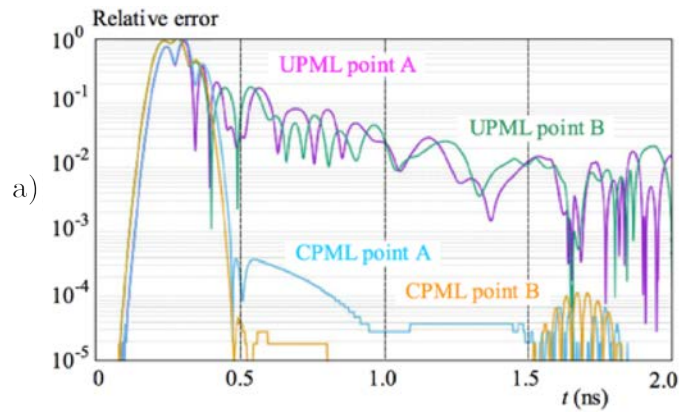


Figura 2.6. En a) Error relativo comparado con un patrón para una frontera PML de 10 celdas de ancho simulando un pulso Gaussiano [30]

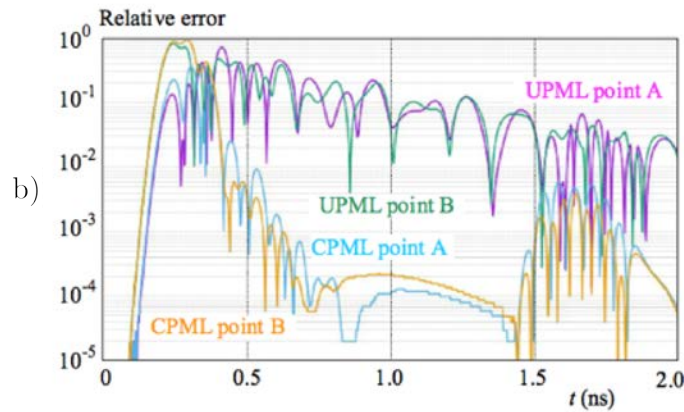


Figura 2.6. En b) Error relativo comparado con un patrón para una frontera PML de 5 celdas de ancho simulando un pulso Gaussiano [30]. En ambas figuras *point A* y *point B* hacen referencia a dos puntos que el autor evaluó para comparar los resultados entre ambas fronteras

2.2.3.4. Condiciones de frontera tipo Liao

Una de las fronteras que junto con las CPML consiguen poder contornar el volumen de simulación sin obtener reflexiones destacables son las fronteras del tipo Liao [31]. Estas fronteras surgieron durante la década de los 70, cuando su autor J.Liao propuso la extrapolación polinómica de Newton de los valores de los campos eléctricos y magnéticos en los puntos interiores adyacentes a la frontera en instantes de tiempo anteriores y con base en ellos, calcular el valor del campo en la frontera en el instante de tiempo actual.

2.2.3.5. Comparación fronteras absorbentes CPML y Liao

Aunque tanto las fronteras CPML y Liao obtienen unas reflexiones prácticamente nulas, las simulaciones realizadas en esta tesis doctoral han sido contorneadas mediante las fronteras del tipo CPML. El motivo es que según la siguiente bibliografía [32,33,34], este tipo de fronteras son más sencillas de implementar para un entrono 3D y obtienen un nivel de reflexión menor.

2.2.4. Representación de la corriente de rayo

Existen dos grupos de generadores para poder testear los daños producidos por rayos.

Si se desea verificar el aislamiento (BIL) o sobretensiones que aparecen tras el impacto de un rayo, se testea usando un impulso de tensión, pero si el motivo es verificar la capacidad de energía que es capaz de aguantar un elemento tras sufrir un impacto de rayo se simula usando un impulso de corriente.

La caracterización de estos impulsos esta regulada por la IEC 61400-24 tabla 1 [12], clasificando sus características para los diferentes niveles de protección y tipos de impacto, pudiendo elegir entre cinco opciones, primer impacto positivo de corta duración, primer impacto negativo de corta duración, segundo impacto de corta duración, impacto de larga duración y descarga.

La diferencias esenciales entre estas opciones son los tiempos de cresta y cola, conocidos como T_1 y T_2 y el valor de amplitud o conocido también como valor de cresta la figura 2.7 muestra una onda normalizada.

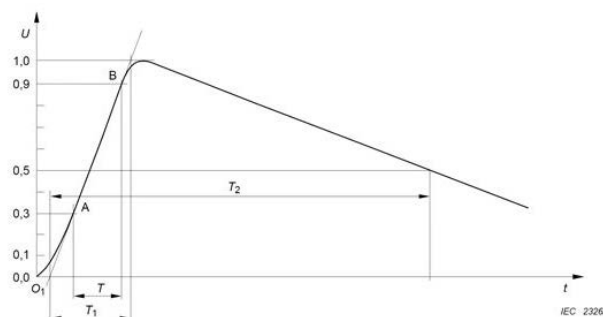


Figura 2.7. Impulso tipo rayo [12]

Como se puede observar en la figura 2.7, la onda que caracteriza el rayo es la suma de dos funciones exponenciales donde una se usa para simular el frente de onda positivo (T_1) y la segunda el negativo (T_2). Existen dos funciones para simular este tipo de impulso, la función biexponencial o la función de Heidler [35].

Aunque la implantación de la función biexponencial es más sencilla, tiene los inconvenientes de que la derivada en el inicio de la función obtiene valores máximos siendo un caso no real. Además, esta función es más complicada de ajustar a los valores que marca la normativa. Por estos motivos, la función de Heidler esta mayormente aceptada [36] para realizar este tipo de simulaciones. Su función es la siguiente:

$$I_h(t) = \frac{I_0}{\eta} \frac{\left(\frac{t}{\tau_1}\right)^{Y_h}}{1 + \left(\frac{t}{\tau_1}\right)^{Y_h}} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (2.39.a)$$

$$\eta = e^{-\frac{\tau_1}{\tau_2} \left(\frac{n_h \tau_2}{\tau_1}\right)^{\frac{1}{Y_h}}} \quad (2.39.b)$$

Los coeficientes que aparecen en la ecuación (2.39) hacen referencia a los siguientes términos, I_0 es el pico de corriente (A), η es un coeficiente de corrección para el pico de corriente, τ_1 es una constante para el tiempo de cresta (s), τ_2 es una constante para el tiempo de cola (s), Y_h factor de Heidler.

2.2.4.2. Modelado de fuentes de tensión no ideales

La implementación de fuentes de tensión en el código de FDTD se realiza modificando el campo eléctrico de todas las caras de las celdas donde se simula la fuente, ya que el campo eléctrico aparece explícitamente en las ecuaciones de Maxwell.

En la figura 2.8 se muestra una ilustración gráfica de una fuente de tensión no ideal y seguidamente, la ecuación para calcular el campo eléctrico E_z en el volumen donde se ha dispuesto la fuente de tensión.

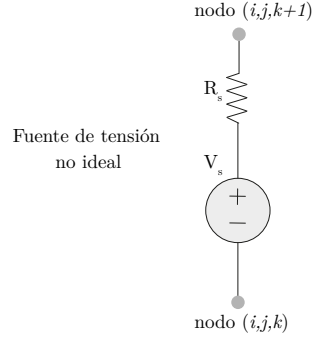


Figura 2.8. Ilustración de fuente de tensión con resistencia interna (no ideal)

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i,j,k) &= \frac{2\varepsilon_z(i,j,k) - \Delta t \sigma_z^e(i,j,k) - \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}}{2\varepsilon_z(i,j,k) + \Delta t \sigma_z^e(i,j,k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}} E_z^n(i,j,k) \\
 &+ \frac{2\Delta t}{\left(2\varepsilon_z(i,j,k) + \Delta t \sigma_z^e(i,j,k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}\right) \Delta x} \left(H_y^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-1,j,k) \right) \\
 &- \frac{2\Delta t}{\left(2\varepsilon_z(i,j,k) + \Delta t \sigma_z^e(i,j,k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}\right) \Delta z} \left(H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j-1,k) \right) \\
 &- \frac{2\Delta t}{\left(2\varepsilon_z(i,j,k) + \Delta t \sigma_z^e(i,j,k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}\right) (\Delta x \Delta y) R_s} V_s^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) \tag{2.40}
 \end{aligned}$$

La ecuación (2.40) en el código de FDTD sirve para modelar una fuente de tensión situada entre los nodos (i,j,k) e $(i,j,k+1)$.

2.2.4.2. Modelado de fuentes de corriente no ideales

El modelado de este tipo de fuente no es como el realizado para las de tensión debido a que el código de FDTD resuelve los campos eléctricos y magnéticos, y la intensidad no aparece explícitamente en sus ecuaciones, por este motivo es necesario relacionar la el campo eléctrico con la intensidad para así poder obtener una ecuación para la fuente de intensidad. La relación efectuada entre V-I es la ley de Ohm donde:

$$I = \frac{\Delta V}{R_s} + I_s \quad (2.41)$$

La figura 2.9 ilustra una fuente de corriente con I_s (A) y R_s como la resistencia interna de la fuente donde I_s es una función que varia en el tiempo.

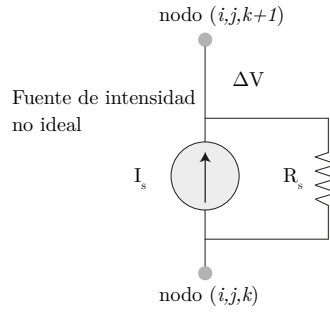


Figura 2.9. Ilustración de una fuente de corriente con resistencia interna (no ideal)

Atef *et al.* [37] modifico la ecuación (2.41), en función de un sistema de tres coordenadas como el usado en el código de FDTD , quedando la siguiente ecuación:

$$J_{iz}^{n+\frac{1}{2}}(x, y, z) = \frac{\Delta z}{2\Delta x \Delta y R_s} \cdot \left(E_z^{n+1}(x, y, z) + E_z^n(x, y, z) + \frac{1}{\Delta x \Delta y} \right) \cdot I_s^{n+\frac{1}{2}} \quad (2.42)$$

Finalmente, para poder simular una fuente de corriente, es necesario implementar la ecuación (2.42) en las ecuaciones generales del código de FDTD. El caso mostrado hace referencia a el cálculo del campo eléctrico E_z , sobre todo el volumen ocupado por la fuente.

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i, j, k) &= \frac{2\varepsilon_z(i, j, k) - \Delta t \sigma_z^e(i, j, k) - \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}}{2\varepsilon_z(i, j, k) + \Delta t \sigma_z^e(i, j, k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}} E_z^n(i, j, k) \\
&+ \frac{2\Delta t}{\left(2\varepsilon_z(i, j, k) + \Delta t \sigma_z^e(i, j, k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}\right) \Delta x} \left(H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-1, j, k) \right) \\
&- \frac{2\Delta t}{\left(2\varepsilon_z(i, j, k) + \Delta t \sigma_z^e(i, j, k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}\right) \Delta z} \left(H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j-1, k) \right) \\
&- \frac{2\Delta t}{\left(2\varepsilon_z(i, j, k) + \Delta t \sigma_z^e(i, j, k) + \frac{\Delta t \Delta z}{R_s \Delta x \Delta y}\right) (\Delta x \Delta y)} I_s^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) \tag{2.43}
\end{aligned}$$

A destacar que las ecuaciones (2.40) y (2.43) son las mismas exceptuando el termino que hace referencia a la fuente , substituyendo el termino $V_s^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)$ en (2.40) por $R_s \cdot I_s^{n+\frac{1}{2}}$ en (2.43).

2.2.5. Conductor de bajada

Uno de los componentes que constituye el sistema de protección contra el rayo, según la normativa IEC 61400-24 [12] es el conductor de bajada, instalado desde el dispositivo de captura hasta la puesta a tierra, y su objetivo como ya se ha presentado en el capítulo 1, es descargar la corriente del rayo hacia la puesta de tierra. Este elemento ha sido modelado en trabajos anteriores [38,39,40] como un *thin wire*, en el código de FDTD.

Muchas son las técnicas desarrolladas para remodelar las celdas de Yee, con el objetivo de modelar geometrías que no se ajustan al mallado o que tienen dimensiones más pequeñas que una celda. Una de esas técnicas es la llamada *thin wire*, a su vez esta técnica también ha sido desarrollada por diversos autores, para este trabajo se ha seguido el método presentado por Umashankar y Taflove [41] en 1987 para la implementación de este elemento, su trabajo se basaba en la ley de Faraday en su forma integral, siendo la siguiente ecuación:

$$-\mu \int_s \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \cdot ds = \oint_L \vec{E} \cdot dl \quad (2.44)$$

La figura 2.10, muestra la interacción de un *thin wire* dispuesto a lo largo del eje z pasando a través de cuatro celdas de Yee, teniendo influencia en los campos magnéticos H_x y H_y .

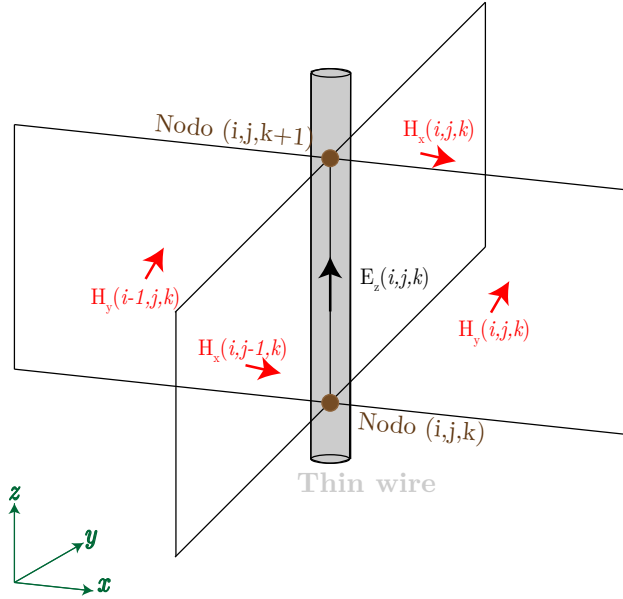


Figura 2.10. Vectores del campo magnético representados en rojo y eléctrico representado en negro alrededor de un *thin wire*

Los autores de [37], reformularon las ecuaciones para los campos magnéticos cuando son atravesados por un *thin wire*, dependiendo del radio del mismo (a), obteniendo como ejemplo la siguiente ecuación para el calculo del campo magnético H_x .

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j-1,k) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j-1,k) \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu_x(i,j-1,k)\Delta z} \left(E_y^n(i,j-1,k+1) \right. \\ &\quad \left. - E_y^n(i,j-1,k) \right) \\ &- \frac{2\Delta t}{\mu_x(i,j-1,k)\Delta y \ln\left(\frac{\Delta y}{a}\right)} \left(E_z^n(i,j,k) - E_z^n(i,j-1,k) \right) \end{aligned} \quad (2.45)$$

2.2.6. Mallado no uniforme

Como se ha demostrado en la sección anterior el tamaño del mallado de celdas esta ligado con el paso temporal de calculo, teniendo que elegir entre resolver el problema electromagnético en un menor tiempo o mejorar la precisión obtenida. Si la geometría ha estudio no requiere una precisión en su resultado, lo más óptimo es elegir un tamaño de celda no muy pequeño para mantener un tiempo de computación razonable.

Si se dispone de una geometría que requiere un alto grado de precisión, es necesario aplicar alguna técnica con el fin de reducir el tiempo de procesado. En la programación realizada se ha implementado la técnica conocida como *non-uniform grid*. Esta técnica permite formar subregiones con diferentes anchos de longitudes, obteniendo así una mayor precisión localizada en la zona requerida sin comprometer en exceso el tiempo de computación. La figura 2.11 muestra conceptualmente en que se basa este concepto. La geometría dibujada para representar este concepto es un “4”, dicha geometría esta representada en 3 tipos de mallados, dos de los cuales son uniformes con un diferencial longitud de 1 y 0.5 mm, la figura situada en la derecha muestra un mallado no es uniforme.

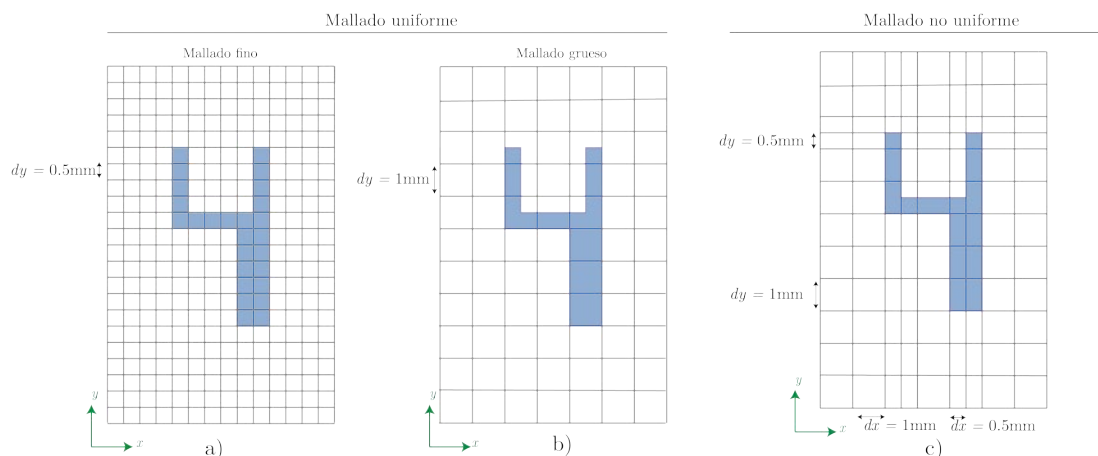


Figura 2.11. en a) Mallado fino con $dy = dx = 0.5\text{ mm}$, en b) Mallado grueso con $dy = dx = 1\text{ mm}$, y en c) Mallado no uniforme con diferentes valores de dy y dx

Para modelar una geometría con mayor precisión se usa el mallado fino (figura 2.11.a) aunque se aumenta el volumen a resolver por el método de FDTD. La figura con el mallado más grueso (figura 2.11.b) supondría una ventaja en el tiempo de computación pero el resultado no sería preciso, ya que la parte superior del “4” está entre una celda en el eje y y otra celda en el eje x . La figura 2.11.c dispuesta en el mallado no uniforme tiene dos diferenciales de longitud por eje, que son 0.5mm y 1mm y están situadas allí donde se requiere, minimizando así el tiempo de procesamiento sin comprometer la precisión.

La figura 2.12 muestra como se realiza la transición hacia una subregión no uniforme ΔT . El diferencial de longitud dentro de esta subregión puede ir variando gradualmente, pero la primera celda $\Delta 1$ se calcula de la siguiente manera:

$$\Delta 1 = W \Delta s \quad (2.46)$$

Siendo W el ratio de cambio entre regiones y Δs la longitud de la última celda antes de entrar a la subregión. Posteriormente, la longitud de las celdas dentro de la subregión ΔK están definidas por:

$$\Delta K = W^K \Delta s \quad (2.47)$$

Siendo K el índice que fija la celda dentro de la subregión. De la misma manera que se requiere modificar la longitud de una celda previa a la subregión, es necesario modificar la primera celda de la región contigua a la subregión para poder realizar la transición, esta longitud viene expresada de la siguiente manera, siendo C el número de celdas dentro de la subregión.

De la misma manera que la ecuación (2.46) define la longitud de la primera celda de la región no uniforme, es necesario definir la primera celda después de la región no uniforme, siendo Δf la variable destinada para este valor. Esta longitud se define según la siguiente ecuación.

$$\Delta f = W^{C+1} \Delta s \quad (2.48)$$

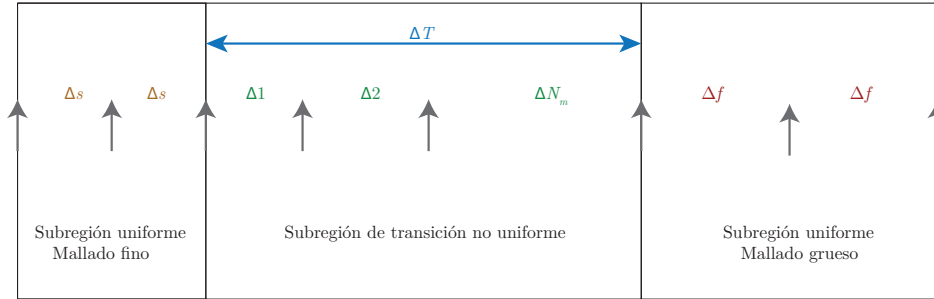


Figura 2.12. Subregiones uniformes (laterales) y no uniformes (región central)

La longitud total de la subregión está definida por el término ΔT , y es posible calcularla como se muestra a continuación.

$$\Delta T + \Delta s + \Delta f = \frac{\Delta s - \Delta f W}{1 - W} \quad (2.49)$$

La ecuación (2.49) es usada para encontrar el valor de W como:

$$W = \frac{\Delta T + \Delta f}{\Delta T + \Delta s} \quad (2.50)$$

Finalmente es posible obtener el número de celdas necesarias en la región no uniforme de transición (C), substituyendo la ecuación (2.50) en (2.48), obteniendo:

$$C = \frac{\log(\Delta f / \Delta s)}{\log(W)} - 1 \quad (2.51)$$

El campo eléctrico dentro de la región no uniforme se encuentra conociendo el valor de C ya que por cada celda se obtienen dos campos eléctricos en un mismo eje. Una vez conocidas las posiciones de los campos eléctricos se determinan las posiciones de los campos magnéticos, encontrándose justos en el centro de dos campos eléctricos.

Este posicionamiento de un mallado dual, donde el campo magnético esta dispuesto en un punto medio del campo eléctrico ha sido validado y analizado por Elsherbeni *et al.* [37] en términos de precisión.

2.3. Implementación del código FDTD mediante Matlab

Los requerimientos detallados en el punto 2.2 han sido implementados en Matlab al código de FDTD estándar, con el objetivo de simular impactos de rayos en modelos de palas reales con vigas de CFRP.

Conceptualmente este código esta formado por tres partes, que son las siguientes:

- Definición del problema y creación de matrices 3D.
- *Loop* actualización campo eléctrico y magnético.
- Post procesado y visualización resultados.

En la tabla nº 1 están desglosados en cuatro puntos, todas las configuraciones que el usuario puede realizar al código FDTD.

Tabla nº 1. Propiedades configurables por el usuario del código Matlab

Definición elementos contorno y volumen	Definición geometría	Definición fuentes V/I	Definición elementos de salida
Numero iteraciones Factor de Courant Dimensiones de celdas ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$) <u>Fronteras</u> ↳ Celdas buffer aire ↳ Tipo: PEC PMC PML ↳ N° celdas CMLP <u>Propiedades de los material</u> ↳ Permitividad ↳ Permeabilidad ↳ Conductividad eléctrica ↳ Conductividad magnética ↳ Color	<u>Tipo de geometría</u> ↳ Brick ↳ Esfera ↳ Thin wire Ubicación de la geometría (x,y,z), dentro del volumen simulado. Tipo de material asociado a la geometría.	<u>Tipo de fuente</u> ↳ Tensión ↳ Corriente Ubicación de la fuente (x,y,z), dentro del volumen simulado. <u>Dirección de la fuente</u> ↳ Eje X y Polaridad: + ↳ Eje X y Polaridad: - ↳ Eje Y y Polaridad: + ↳ Eje Y y Polaridad: - ↳ Eje Z y Polaridad: + ↳ Eje Z y Polaridad: - Resistencia interna de la fuente Magnitud Tipo de impulso simulado	<u>Tipo elemento salida</u> ↳ Visualización campo eléctrico ↳ Visualización campo magnético ↳ Visualización voltaje ↳ Visualización intensidad ↳ Visualización distribución de corriente ↳ Plano XY, YZ o ZX ↳ Componente X, Y, Z o Magnitud Muestra de resultados en N° de iteración específico Verificación geometría

En la figura 2.13 se muestra el diagrama de flujo del código FDTD. El primer paso es definir el problema que se desea analizar (incluyendo los objetos, fuentes y tipos de materiales). Posteriormente el código calcula el volumen del mallado necesario para simular los objetos y crea todas las matrices 3D para poder almacenar los datos de las iteraciones, con todas las matrices inicializadas, se calculan todos los coeficientes que no son dependientes del campo eléctrico o magnético. En este punto, es posible empezar las iteraciones, calculando el campo magnético en el instante $(n+0.5)\Delta T$ para posteriormente calcular los nuevos coeficientes de las fronteras CPML si están implementadas, y calcular el campo eléctrico en el instante $(n+1)\Delta T$, finalmente se recalculan las fronteras CPML. Si el programa ha llegado a la ultima iteración se detiene y muestra los resultados, de no ser así vuelve a actualizar el campo magnético y seguir con el *loop*.

2.Implementación del método FDTD para la simulación de una pala de aerogenerador con fibra de carbono

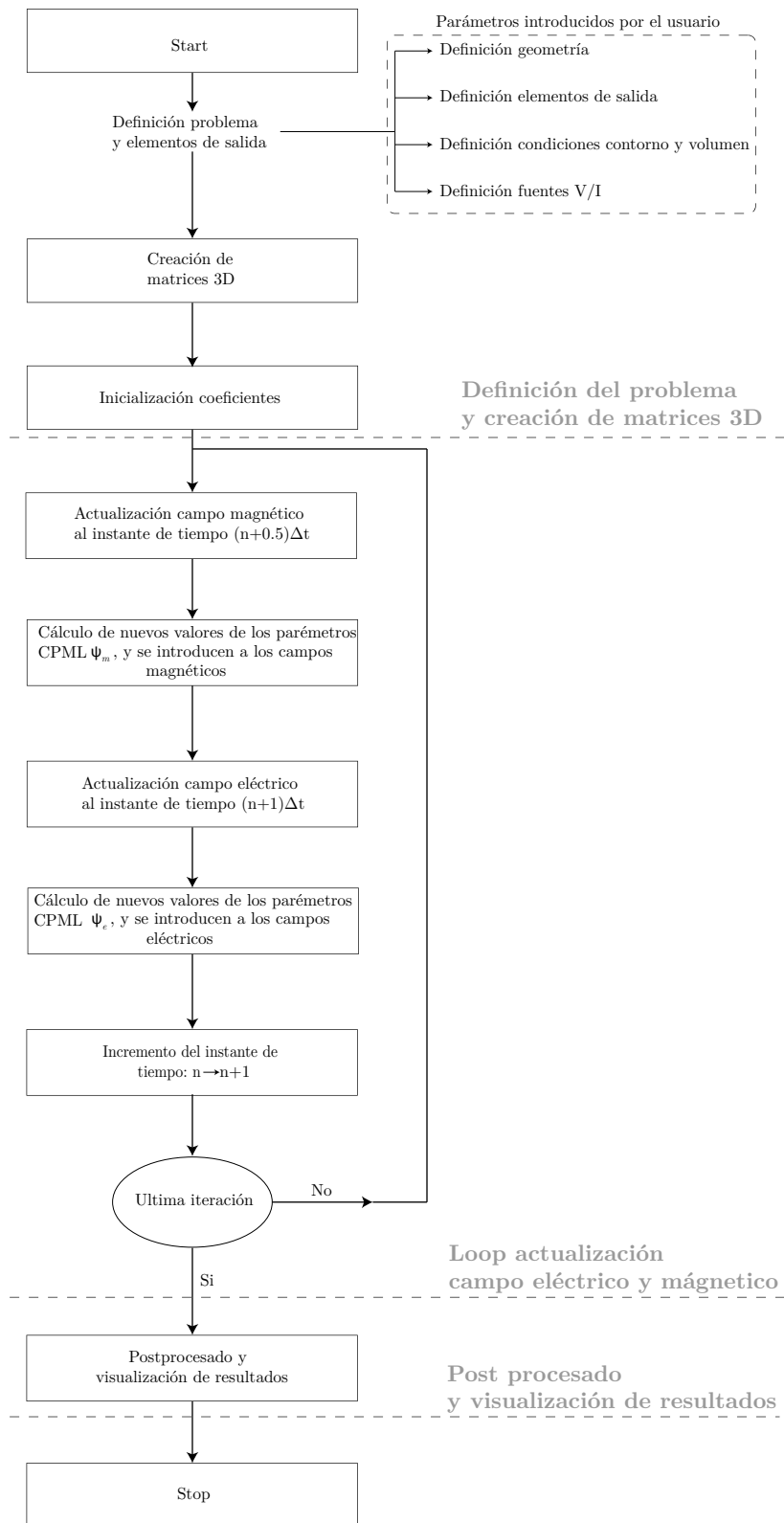


Figura 2.13. Diagrama de flujo código Matlab

2.4. Validación del código del método FDTD implementado en Matlab

Durante esta sección se presentan dos de las simulaciones efectuadas para poder validar el código efectuado. Paralelamente a las simulaciones mostradas a continuación, se han efectuado los ejercicios resueltos en el libro [37] comparando ambos resultados sin obtener diferencias entre los diferentes códigos.

Uno de los pasos necesarios antes de proceder a efectuar las simulaciones de una pala real de un aerogenerador, es la validación del código de FDTD, tanto las ecuaciones que actualizan los campos eléctricos y magnéticos como las implementaciones necesarias detalladas en el punto 2.2 para poder modelar una pala de aerogenerador.

Un método para la verificación del código ha sido realizar simulaciones de circuitos eléctricos sin complejidad. En los siguientes puntos se detallan los dos ensayos realizados para validar el conjunto del código.

2.4.1. Simulación de validación nº 1

La primera de las simulaciones para validar el código consta de una fuente de tensión conectado a una resistencia mediante dos *bricks*, esta terminología hace referencia a un conjunto de celdas con las mismas propiedades eléctricas y magnéticas. La fuente de tensión genera una onda sinusoidal de amplitud 1V y frecuencia $5 \cdot 10^8$ Hz. Los bricks que conectan la fuente y la resistencia, tienen una conductividad de 100 S/m, se ha elegido una conductividad baja para poder observar la caída de tensión en los brick. La resistencia simulada es de 50 Ω . En la figura 2.14 se muestra la disposición de la geometría simulada.

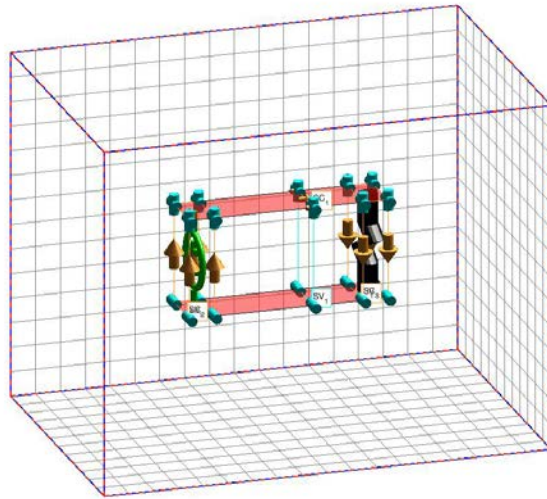


Figura 2.14. Validación del circuito eléctrico formado por fuente de tensión y resistencia unido por dos placas de cobre (Simulación validación nº 1)

En esta validación se obtienen como elementos de salida la tensión de la fuente, la tensión cerca de la resistencia así como la tensión de la resistencia. Además, se verifica la intensidad circulante también en tres puntos, midiendo la intensidad que circula por la fuente de tensión, la intensidad en los bricks, así como la corriente que pasa por la resistencia.

La figura 2.15 muestran las tres tensiones obtenidas en distintos puntos. Se verifica la caída de tensión que hay entre la fuente y el brick así como en la resistencia. Además, es posible ver que hay un pequeño desfase temporal entre las tres señales, producido por la velocidad que tarda la señal en llegar a los diferentes puntos de medida.

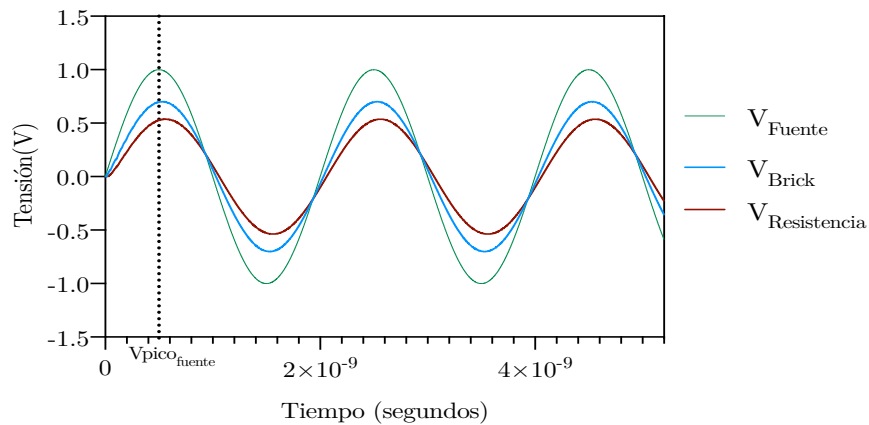


Figura 2.15. Tensiones resultantes en la fuente, bricks y resistencia (Simulación de validación nº 1)

La intensidad circulante por este circuito se muestra en la figura 2.16, dado que la intensidad es la misma durante todo el circuito no se aprecia ninguna diferencia entre las tres medidas realizadas. La amplitud de pico de esta corriente viene definida por la tensión de pico aplicada en la resistencia dividido entre el valor ohmico de la misma tal y como se muestra a continuación:

$$I_{pico} = \frac{V_{pico_{resistencia}}}{R} = \frac{0.538 V}{50 \Omega} = 0.01076 A \quad (2.57)$$

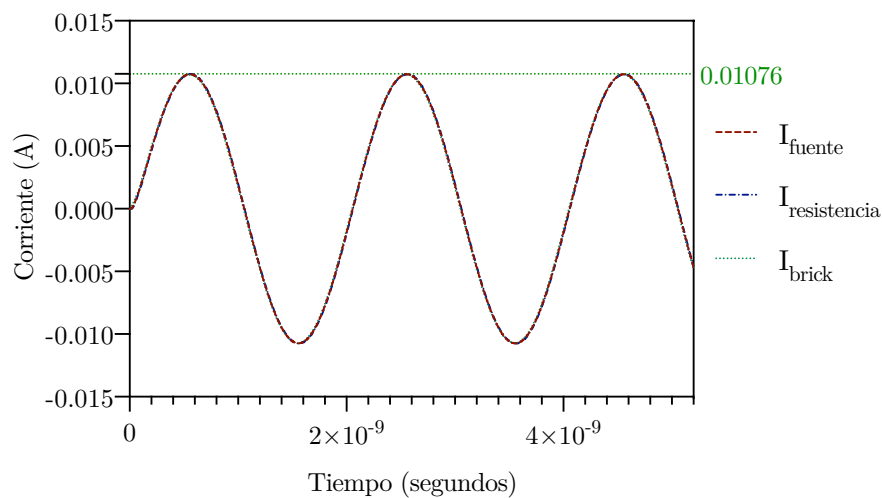


Figura 2.16. Intensidades resultantes en la fuente, bricks y resistencia (Simulación de validación nº 1)

Dado que para este problema en concreto los resultados obtenidos mediante simulación coinciden con el valor analítico de la ley de Ohm mostrado en la ecuación (2.57) es posible afirmar que para esta simulación todos los elementos simulador han sido correctamente implementados en el código, estos elementos son los siguientes:

- Fuente de tensión
- Ecuaciones campo eléctrico y magnético
- Bricks
- Muestreo de tensión e intensidades resultantes

2.4.2. Simulación de validación nº 2

Para la validación de la fuente de corriente y el *thinwire*, se ha realizado una simulación similar a la nº 1, modificando la fuente de tensión por una de corriente, y conectando la resistencia con la fuente mediante el uso de *thin wire*, tal y como se representa en la figura 2.17. En este caso la señal simulada es una función de Heidler con una amplitud de 1 A. El tiempo de cresta (T_1) y de cola (T_2) del impulso simulado es $0.77 \cdot 10^{-9}$ segundos y $2.78 \cdot 10^{-9}$ segundos respectivamente.

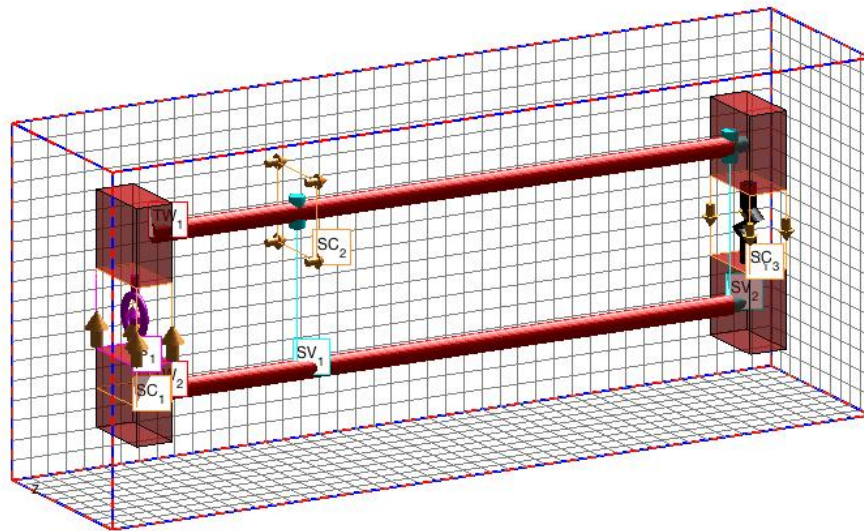


Figura 2.17. Validación del circuito eléctrico formado por fuente de corriente, *thin wire* y resistencia (Simulación validación nº 2)

Como elementos de salida, se han obtenido la intensidad simulada por la fuente y la circulante por la resistencia, mostrándose en la figura 2.18.a En el caso de las tensiones, se ha obtenido la diferencia de potencial que existe entre los dos *thin wires* así como a la cual está sometida la resistencia. Dado que la resistencia simulada en este caso sigue siendo de 50Ω y la corriente inyectada 1 A, la tensión resultante es de 50 V, tal y como se muestra en la figura 2.19.b.

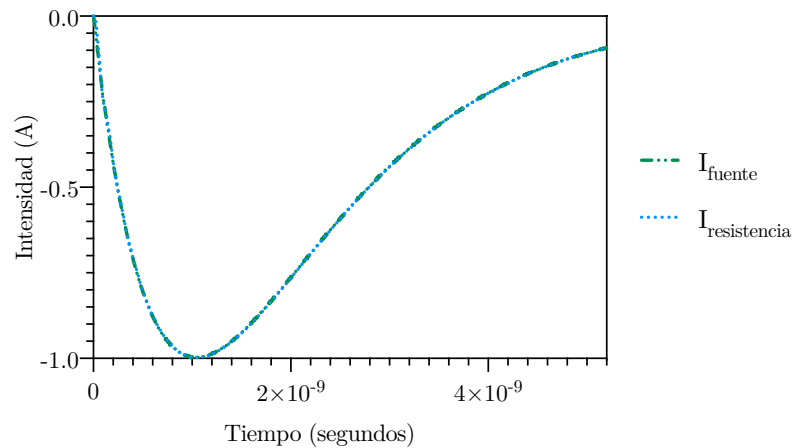


Figura 2.18.a. Intensidades resultantes en la fuente y resistencia (Simulación de validación n° 2)

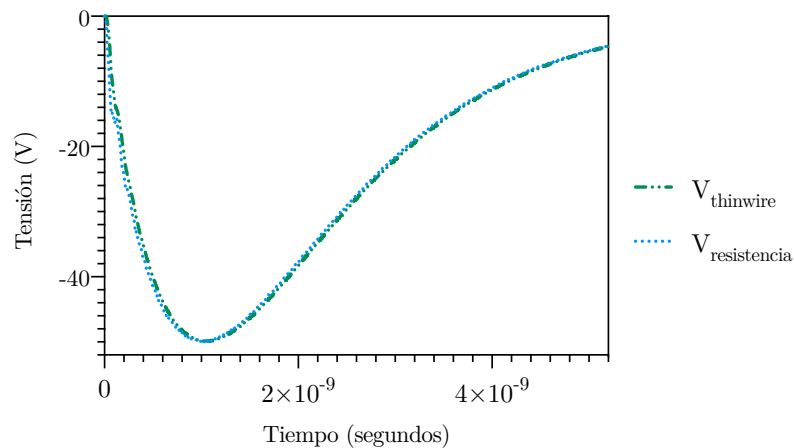


Figura 2.18.b. Tensiones resultantes en el thin wire y resistencia (Simulación de validación n° 2)

2.4.3. Evaluación de una simulación con un mallado no uniforme

Con el fin de verificar que realmente esta implementación mejora el tiempo de computación, se simula una geometría rectangular usando un mallado grueso, fino y no uniforme para evaluar y cuantificar la mejora de tiempo de simulación. Esta geometría simula un conductor metálico (color rojo) sobre un substrato dieléctrico (color verde). El conductor metálico está conectado a una fuente de tensión que simula un pulso Gaussiano, la duración de la simulación es de 13.62 ns.

En el caso del mallado no uniforme es el mismo que el mallado grueso ya que tiene un Δx y Δy de 2 mm pero contiene subregiones de Δx y Δy de 1 mm en las esquinas del material conductor así como donde esta dispuesta la fuente.

La disposición de la geometría así como la comparación de las simulaciones para el mallado fino, grueso y no uniforme se muestran en la figura 2.19 y tabla n^o 2, respectivamente.

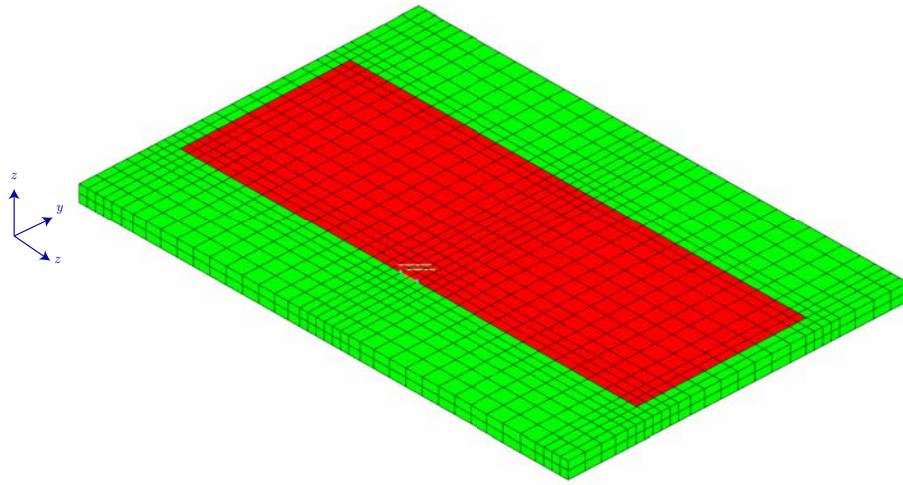


Figura 2.19. Geometría para la evaluación del mallado no uniforme

Tabla n^o 2. Resultados simulación mallado no uniforme

Tipo de Mallado	$(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ (mm)	(N_x, N_y, N_z)	Número total de celdas	Número de Δt	Tiempo de simulación (minutos)
Fino	(1,1,0.95)	(96,76,38)	277.248	8000	15.65
Grueso	(2,2,0.95)	(66,56,38)	140.448	5755	5.02
No uniforme	(2,2,0.95)	(77,62,38)	181.142	8000	9.31

Esta simulación se ha llevado a cabo en una PC Intel Xeon E3-1220 3.10 GHz 8 GB de memoria DDR3.

2.4.4. Verificación fronteras PML y CPML

Para poder validar estas implementaciones, se ha realizado una simulación de referencia donde el dominio representado es $n_x = 600$ y $n_y = 600$ con un tamaño de celda de 1 mm, en el centro de este dominio se simula un campo magnético con una forma Gaussiana, y se realiza una captura del campo magnético H_z en la posición $x = 8$ mm e $y = 8$ mm, dado que la captura realizada esta muy alejada de las fronteras no es posible obtener reflexiones de ellas, este método de sobredimensionar el dominio para no obtener reflexiones se conoce como fronteras abiertas y añade un gran incremento en el tiempo computacional.

Esta captura es comparada con las obtenidas por las simulaciones usando fronteras PML y CPML. Para estas dos simulaciones, se ha reducido el dominio hasta de $n_x = 36$ y $n_y = 36$, usando un total de 8 celdas en cada frontera. La posición de la captura del campo magnético en estos casos están a 2 celdas de las fronteras capturando el campo magnético simulado así como el reflejado por las fronteras.

En la figura 2.20 se muestra el espacio de simulación así como los dos elementos mencionados, el campo magnético simulado M_1 y la lectura del mismo en la posición H_1 a dos celdas en cada eje de las fronteras, se han simulado un total de 8 celdas fronterizas.

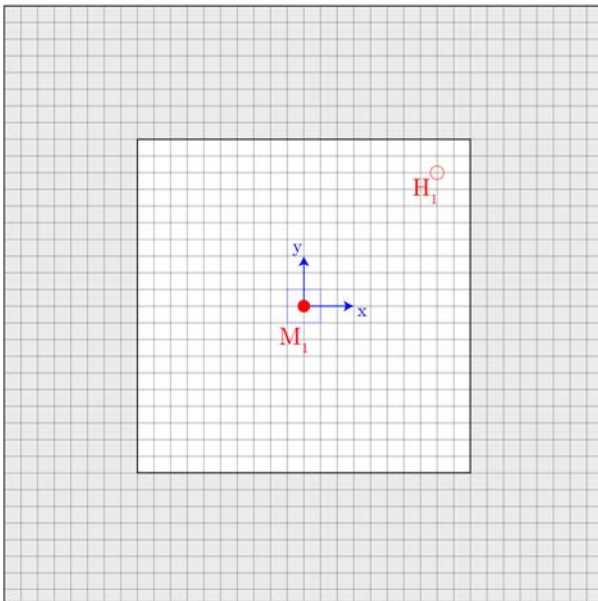


Figura 2.20. Representación geometría fronteras abiertas (en gris más oscuro) y el dominio reducido cerrado por las fronteras (gris claro). El campo magnético simulado se representa como M_1 y el leído como H_1

Para conocer el error introducido por estas fronteras al acotar el dominio, se ha comparado la captura del campo magnético de la simulación de referencia con la obtenida tanto en la simulación con fronteras CPML y PML, matemáticamente el error se ha expresado mediante la siguiente expresión.

$$error_{PML} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{H_z^{PML} - H_z^{ref}}{\max(H_z^{ref})} \right) \quad (2.58)$$

$$error_{CPML} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{H_z^{CPML} - H_z^{ref}}{\max(H_z^{ref})} \right) \quad (2.59)$$

La figura 2.21 muestra los valores obtenidos para ambas fronteras, donde se obtienen las mismas conclusiones que en [26], mostrando que las fronteras CPML introducen un error menor que las PML.

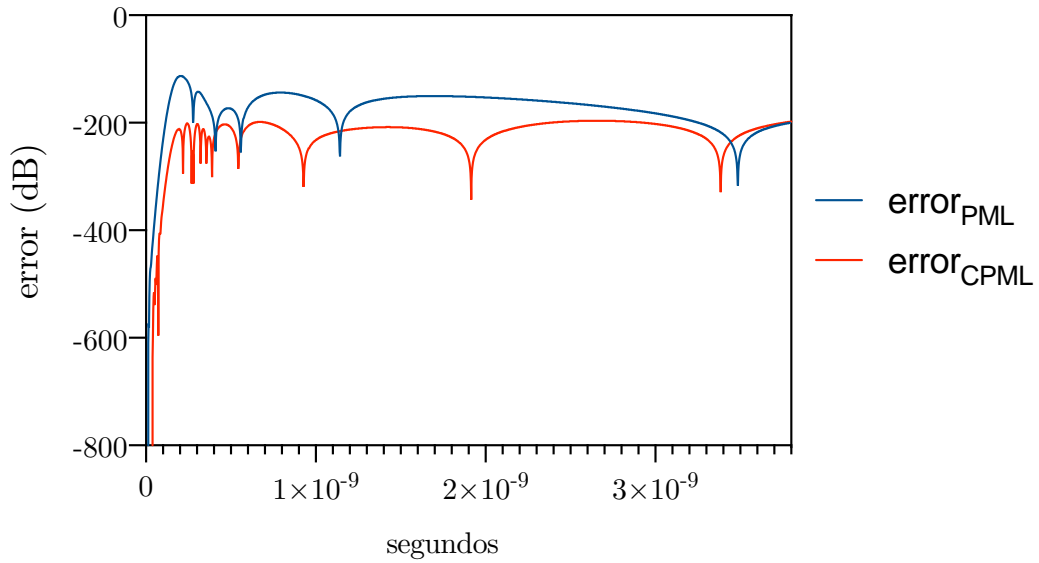


Figura 2.21. Comparación error introducido por las fronteras PML y CPML, leído por la variable H_z

2.4.5 Distribución de corriente

La posibilidad de visualizar la distribución de corriente sobre un material anisótropo es de gran importancia ya que permite reconocer donde hay una mayor densidad de corriente pudiendo así prevenir los posibles daños efectuados por el rayo cuando impacta este material.

Para poder implementar esta herramienta al código, se ha usado el concepto de la ley de Ampere en su forma integral:

$$I = \oint H \cdot dl \quad (2.60)$$

En la figura 2.22 se muestra la aplicación de la fórmula (2.60), donde la posición de los campos magnéticos están referenciados a los nodos (is, js, ks) e (ie, je, ke) y se indexa la corriente I_z , como la corriente resultante para una celda en particular. Para conocer la distribución total, es necesario realizar esta metodología para todas las celdas del dominio.

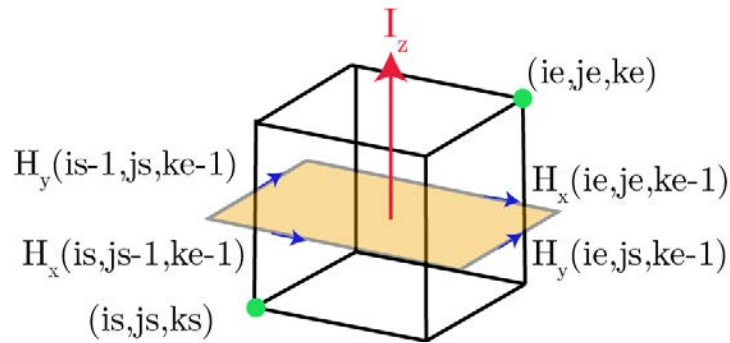


Figura 2.22. Representación gráfica del vector de intensidad resultante en una celda de Yee, rodeada por sus 4 vectores del campo magnético representados en color azul

Dado que la distribución de corriente es mostrada en una superficie de 2D, se requiere realizar una matriz para almacenar todos los valores de intensidad calculados. En el caso de la variable I_z , la ecuación que la define es la siguiente:

$$\begin{aligned}
I_z = dx \cdot \sum_{i=is}^{ie} H_x(i, js - 1, ke - 1) + dx \cdot \sum_{j=js}^{je} H_y(ie, j, ke - 1) \\
- dx \cdot \sum_{i=is}^{ie} H_x(i, je, ke - 1) - dy \cdot \sum_{j=js}^{je} H_y(is - 1, j, ke - 1)
\end{aligned} \tag{2.61}$$

La metodología usada para las variables I_y e I_x , es la misma que la mostrada en (2.61), pero adecuando los campos magnéticos y sus diferenciales de longitud.

Dado que estos resultados representan una distribución de corriente en función de eje de coordenadas, es posible también conocer la magnitud total de corriente utilizando la siguiente expresión:

$$I_m(nx, ny, nz) = \sqrt{I_x^2 + I_y^2 + I_z^2} \tag{2.62}$$

La figura 2.23.a muestra la geometría presentada en [9] para una probeta de CFRP donde la figura 2.23.b muestra la distribución de corriente cuando se aplica una impulso tipo rayo.

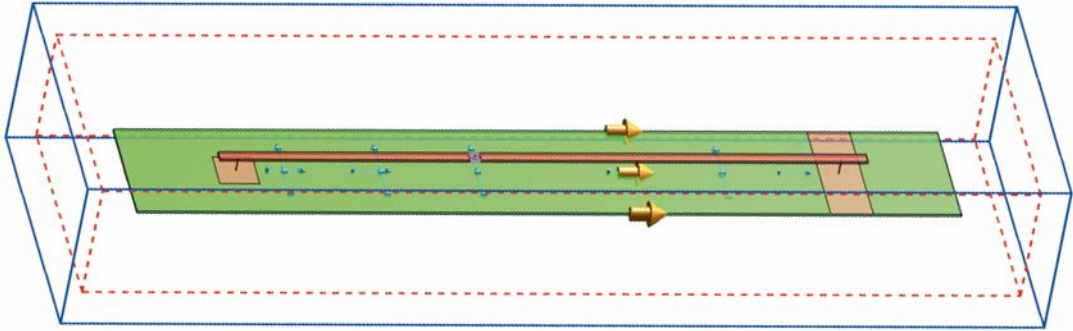


Figura 2.23.a Geometría formada por una probeta de CFRP conectada con dos electrodos por una fuente de corriente [9]

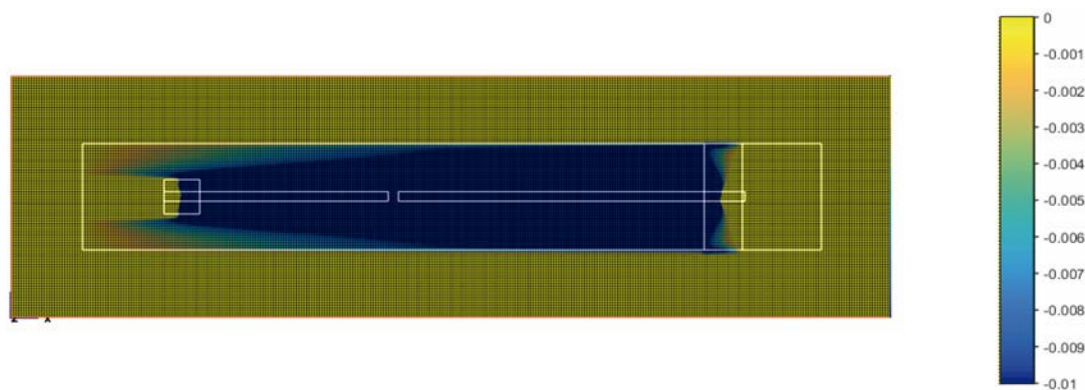


Figura 2.23.b. Distribución de corriente obtenida tras la simulación de la geometría de la Figura 2.23.a [9]

2.5. Simulación de una viga de 25 metros de CFRP mediante el código Matlab

Tras tener todo el código validado en Matlab, se intento simular una viga estructural de una pala de un aerogenerador. Este elemento esta compuesto por varias capas de CFRP y fibra de vidrio, para esta simulación se definió una viga de 25 m de longitud con una dimensión de mallado de 10 cm x 0.5 cm x 0.5 cm, en los ejes x , y , z respectivamente, simulando un tiempo aproximado de 40 μ s. Transcurridos 38 días se canceló la simulación debido a que aún no se había resuelto el problema

Con el objetivo de resolver la simulación en un tiempo razonable, se decidió reescribir todo el lazo de actualización de los campos eléctricos y magnéticos en un entorno de programación más eficiente en términos de tiempo de computación.

2.6. Implementación del código FDTD Matlab-Fortran

El lenguaje utilizado para realizar las iteraciones del calculo del campo magnético y eléctrico es FORTRAN 90. Este lenguaje fue creado por IBM en 1954 con el objetivo de poder procesar programas de computo científico. Es un lenguaje de alto nivel e incluso a día de hoy es usado para la predicción numérica del tiempo [42,43] o para resolver problemas de electromagnetismo [44,45] como es este caso entre otras aplicaciones.

En el siguiente Figura 2.24 aparece un *benchmark* [46] realizando una comparativa entre varias operaciones con Matlab y Fortan. Esta comparación está realizada con matrices de doble precisión de 160 x 160 y haciendo un total de 10000 iteraciones.

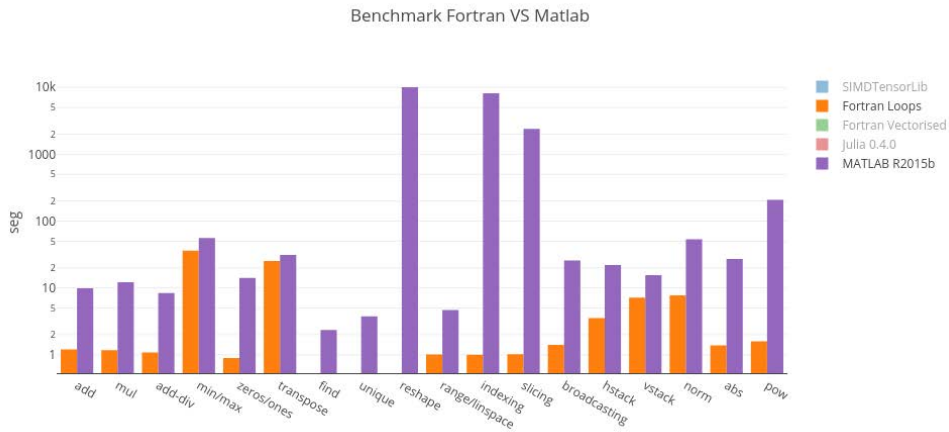


Figura 2.24. Benchmark comparativo entre tareas ejecutadas en Matlab y Fortran [46]

Aunque este tipo de comparaciones no son de utilidad para sacar una conclusión fidedigna ya que dependen de cómo se han optimizado los códigos en los diferentes entornos de programación, sí que pueden valer para conocer aproximadamente las diferencias en tiempo de computación entre los distintos lenguajes de programación. Las acciones más efectuadas en el código de FDTD son sumar, restar, multiplicar, dividir e indexar y como se puede observar Fortran es bastante más rápido procesando estas acciones que Matlab, por ese motivo se elige este lenguaje para reescribir todo el lazo de actualización de los campos eléctricos y magnéticos.

El motivo principal por el cual primeramente se realizó todo el código en Matlab, es debido a la facilidad que aporta este lenguaje para depurar y validar el código dado que es un lenguaje de mayor nivel que Fortran, siendo más fácil su interpretación y búsqueda de errores mientras se realiza la elaboración y verificación del código.

2.6.1. Arquitectura código Matlab-Fortran

Uno de los puntos débiles de Fortran, es el post procesado de las señales, el entorno grafico de este lenguaje es más complejo y tiene menos funcionalidades que en Matlab, por eso se respeta la programación inicial de mostrar todo los resultados obtenidos por Matlab. En la figura 2.25 aparece la arquitectura completa para el código Matlab-Fortran efectuado.

La definición completa de la simulación (geometría, fronteras, dimensiones de celda, fuentes y valores de salida) es efectuada en Matlab, ya que todas estas opciones están fuera del lazo de actualización y son más sencillas para el usuario hacerlo en este entorno de programación.

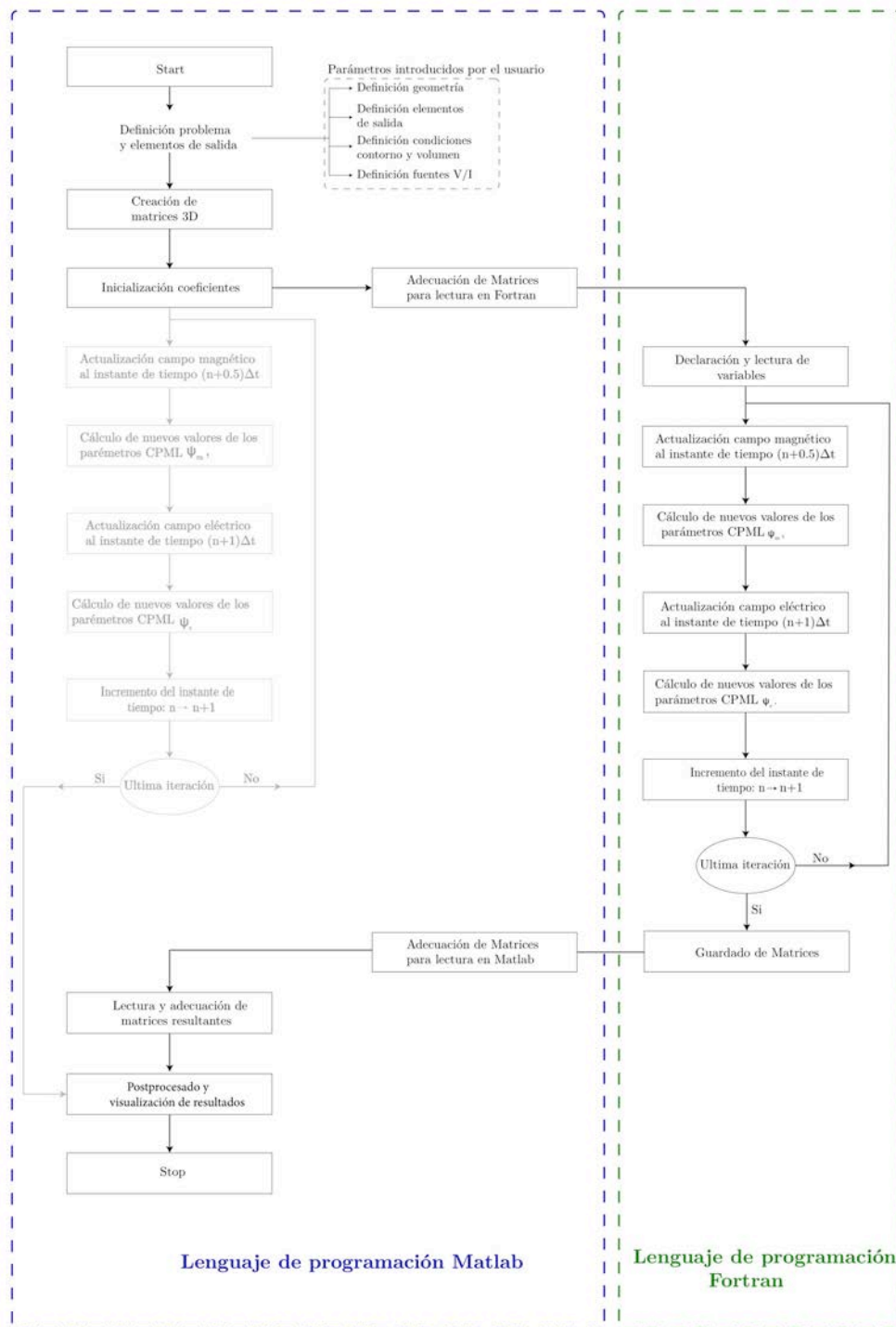


Figura 2.25. Diagrama de flujo del código Matlab-Fortran

El código completo consta de 2300 líneas de código y esta dividió de la siguiente manera, según muestra la figura 2.26.

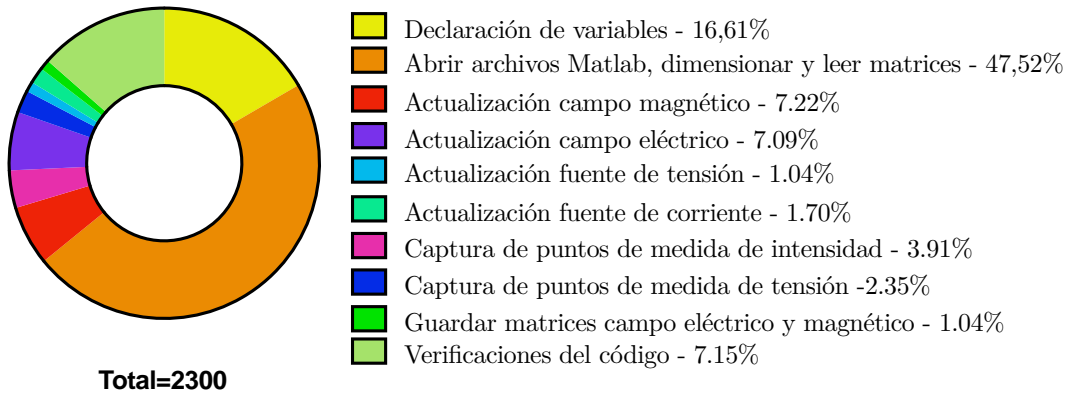


Figura 2.26. Arquitectura del código Matlab-Fortran

2.6.2. Adecuación matrices

Como se puede ver en la figura 2.25, antes de poder iniciar el lazo para la actualización de campos eléctricos y magnéticos, es necesario una adecuación de todas las matrices que van a ser utilizadas por en lenguaje de programación Fortran. Esto es debido a que Fortran no puede leer matrices, teniendo que pasar todas las matrices a vectores.

Estas transformaciones no pueden hacerse directamente, ya que Matlab y Fortran guardan en la memoria los valores de una manera distinta. En el caso de Matlab utiliza el método conocido como *row major* y como su propio nombre indica, forma un vector con todos los valores de la matriz y los ordena por filas. En cambio, Fortran utiliza el denominado *column major*, que consiste en guardar los valores en vectores por columnas. En la figura 2.27 se muestra gráficamente ambos métodos.

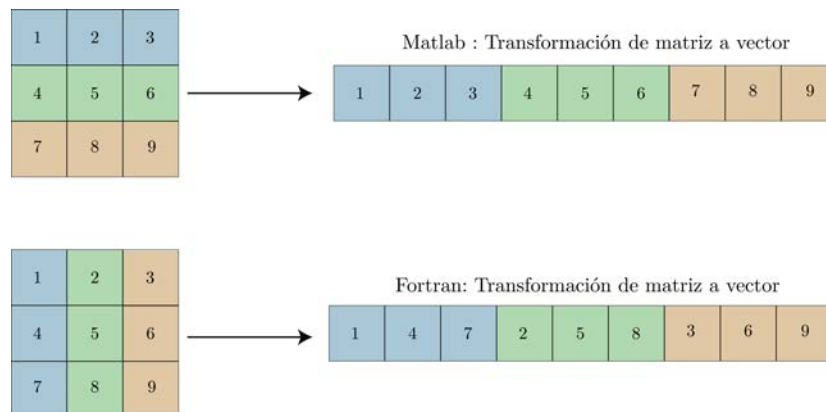


Figura 2.27. Comparación entre el método de guardado de datos entre Matlab y Fortran

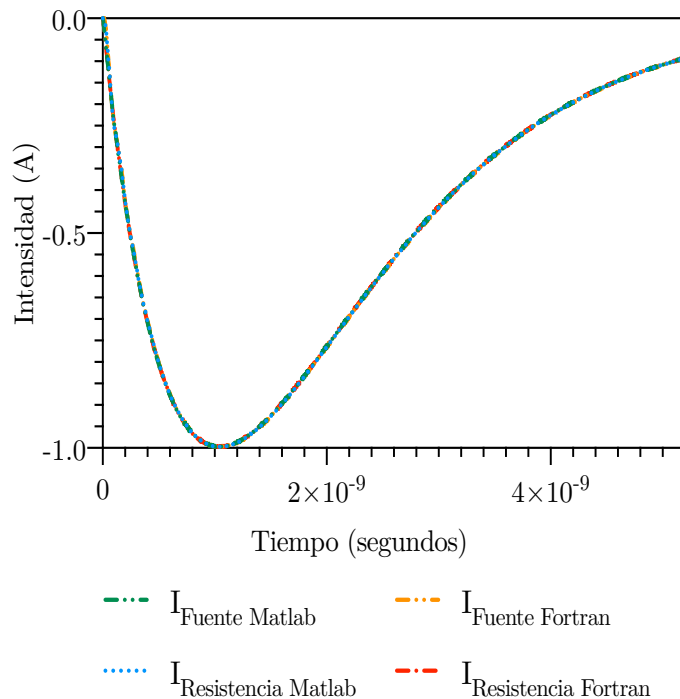
Es por eso que en la arquitectura del código Matlab-Fortran aparecen dos rutinas nuevas denominadas adecuación de matrices. Estas rutinas están ejecutadas en Matlab, ya que es un entorno más cómodo para la modificación de matrices. Es necesario hacer estas rutinas antes que empiece el lazo y también una vez terminado, ya que hay que volver a ordenar los elementos de la matriz calculados por Fortran.

2.6.3. Validación código Fortran

Dado que esta implementación tiene como objetivo iterar los cálculos del campo magnético y eléctrico, la validación ha consistido en usar la geometría dispuesta en la figura 2.17 y restar las tres matrices de campo eléctrico y magnético resultantes de Fortran con las obtenidas previamente por Matlab, obteniendo como resultado 6 matrices de ceros.

En las figuras 2.28.a y b aparecen las intensidades y tensiones resultantes de la geometría expuesta en la figura 2.17 con el código Matlab-Fortran y las mismas variables obtenidas con el modelo simple de Matlab.

Figura 2.28.a. Intensidades resultantes en la fuente y a través de la resistencia, obtenidas por el código Matlab-Fortran y superpuestas con las obtenidas con el código Matlab



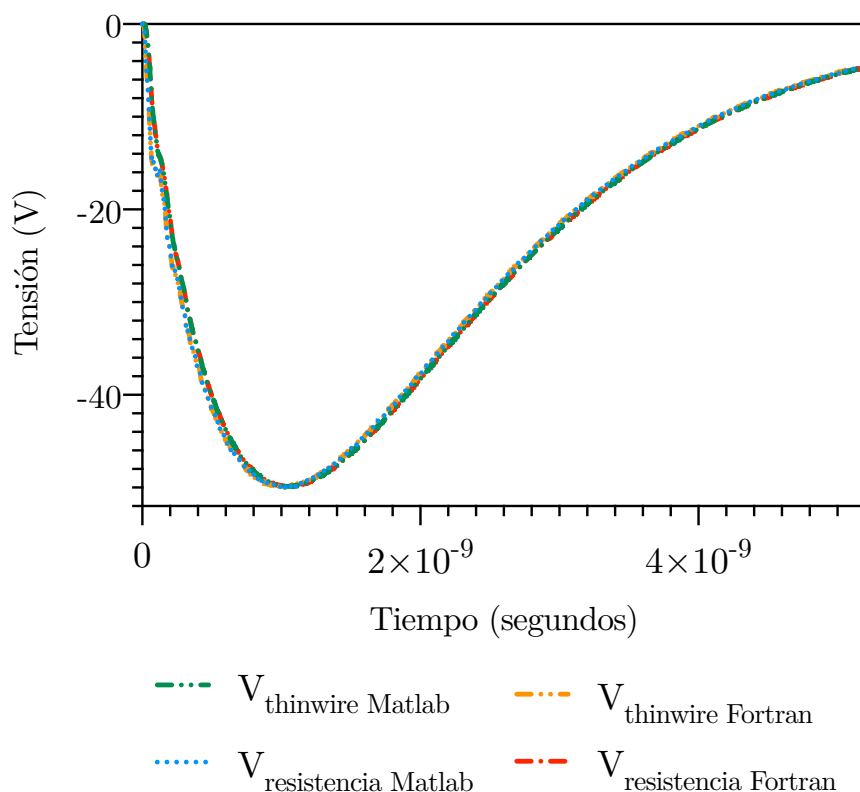


Figura 2.28.b. Tensiones resultantes en el *thin wire* y a través de la resistencia, obtenidas por el código Matlab-Fortran

2.7. Conclusiones capítulo nº 2

En este capítulo se han mostrado los dos principales métodos que hay en la actualidad para resolver problemas electromagnéticos, que son el método de los momentos (MoM) y el método del FDTD, donde posteriormente se justifica el motivo de su elección para efectuar las simulaciones usando este método. A continuación, se ha detallado el método clásico de FDTD, así como las implementaciones necesarias que se han añadido al código para poder simular un impacto de rayo en una pala de aerogenerador de CFRP. Tras la validación de este código de FDTD adaptado mediante circuitos simples y comparando los ejercicios de otros autores con el código de FDTD creado.

Finalmente, dado que el tiempo de computación para resolver los problemas electromagnéticos era demasiado alto, se ha creado un código entre dos entornos de programación diferentes que son Matlab y Fortran. En el primer entorno de programación es donde el usuario plantea la geometría, define las fuentes, fronteras y elementos de salida, finalmente en este entorno de programación es donde se muestran los resultados obtenidos.

El código realizado en Fortran, se destina a recibir el problema electromagnético definido en Matlab por el usuario y resolver las ecuaciones de campo eléctrico y magnético de manera iterativa, una vez se ha llegado al número de iteraciones definido por el usuario, se envían los resultados a Matlab para que puedan ser visualizados. Este código híbrido entre dos métodos de programación da la posibilidad de simular una pala de un aerogenerador de 25 m compuesta por CFRP y fibra de vidrio, y poder visualizar la distribución de corriente así como las diferencias de potencial que aparecen.

Capítulo 3

Simulación de la distribución de corriente en un aerogenerador usando el método FDTD (Artículo)

Este capítulo expone el artículo publicado en EPS (*Electric Power System*) con el título de *Simulation of current distribution in a wind turbine blade using the FDTD method* [53], donde se analiza la distribución de corriente y los potenciales eléctricos entre el conductor de bajada (*down conductor*) y la viga de la pala del aerogenerador, formada por un composite de CFRP, cuando esta es alcanzada por un rayo.

Una de las estructuras más expuestas al impacto del rayo son los aerogeneradores. Este tipo de estructuras tienen las condiciones favorables para iniciar un rayo ascendente [4].

Como se ha detallado en el capítulo 1, el objetivo del conductor de bajada es transferir toda la intensidad producida por la descarga del rayo hacia el sistema equipotencial de puesta a tierra enterrado en el suelo, aunque si la pala está fabricada con laminados de CFRP esta corriente de defecto también transcurre por este material así como por el conductor bajante.

Con el código Matlab-Fortran FDTD presentado en el capítulo 2, se ha investigado la distribución de corriente en una pala de aerogenerador con una viga de 25 metros compuesta por dos laminados de CFRP y entre medio un laminado de fibra de vidrio. Se han usado dos formas de onda para simular la corriente del rayo, simulando la primera y la segunda descarga de retorno.

Además, con el objetivo de investigar las conexiones de contacto entre el LPS y el CFRP, se han simulado resistencias eléctricas que representan el contacto eléctrico entre ambas partes. Como resultado, se han obtenido los potenciales eléctricos que aparecen entre estos dos elementos y los que aparecen entre los laminados de CFRP.

3.1. Descripción del modelo

La geometría simulada consta de un sándwich formado por dos laminados CFRP aislados entre ellos por una capa de fibra de vidrio. El laminado de CFRP superior está conectado al conductor de bajada tanto en la punta como en la raíz. Esta geometría se muestra en la figura 3.1.

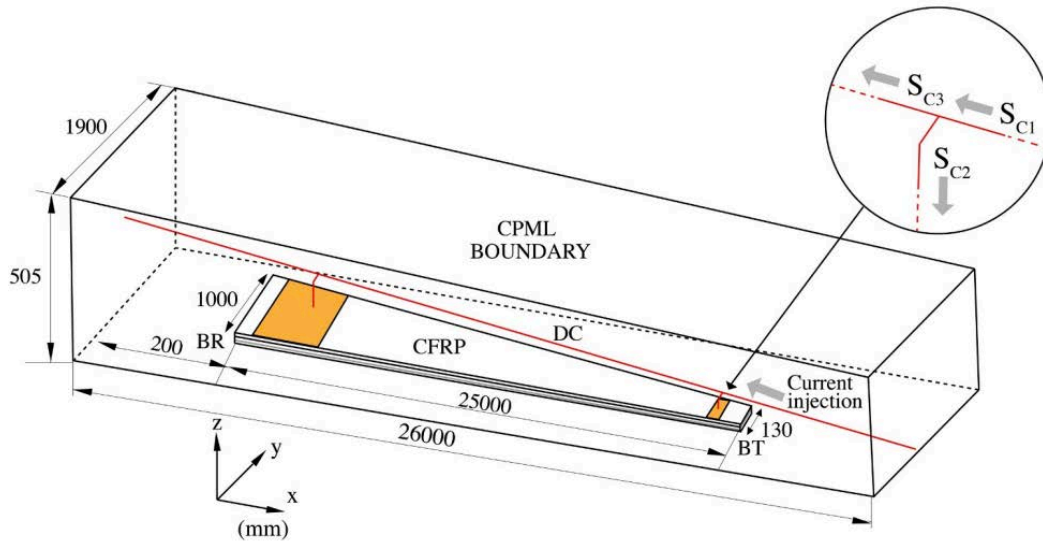


Figura 3.1. Simulación del dominio FDTD incluyendo la geometría del CFRP y el conductor bajante. Los acrónimos que se representan son los siguientes: CFRP, *spar cap* de fibra de carbono; BT punta de la pala; DC conductor bajante; BR base de la pala; CPML frontera *Convolutional Perfectly Matched Layer* [53]

El dominio total simulado por el código es de $26 \times 1.9 \times 0.505$ m y todas las fronteras implementadas son del tipo CPML detalladas en el capítulo 2.

Todo el volumen está a su vez, discretizado por las celdas de Yee con un tamaño de $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm}$. Para asegurar la estabilidad del método se ha definido un intervalo de tiempo de paso de cálculo de 11.77 ps.

El conductor de bajada implementado es de sección circular de 50 mm^2 y su conductividad es la del cobre (58 MS/m). Este conductor está conectado al CFRP en dos puntos. Las distancias de conexión son las siguientes $x = 1.4 \text{ m}$ y 23.3 m .

Las conexiones entre estos dos elementos se han simulado con un electrodo de cobre y una resistencia que emula el valor óhmico de la conexión.

En la tabla nº 3 aparecen las características principales del modelo.

Tabla n° 3. Geometría y propiedades eléctricas de la pala simulada [53]

Datos de la geometría	Valor
Grosor CFRP + fibra de vidrio (m)	0.025
Longitud del conjunto (m)	25
Anchura en la punta (m)	0.13
Anchura en la base (m)	1
Distancia entre conductor bajada y CFRP en la punta (m)	0.15
Distancia entre conductor bajada y CFRP en la base (m)	2.3
Sección conductor bajada (mm ²)	50
Propiedades eléctricas	
Conductividad CFRP en direccion x (kS/m)	40
Conductividad CFRP en direccion y (S/m)	100
Conductividad CFRP en direccion z (S/m)	10
Conductividad cobre (MS/m)	58
Parámetros FDTD	
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$ (cm)	10, 0.5, 0.5
Número de celdas frontera CPML	8
Δt (ps)	11.77

La resistencia de contacto total incluye la resistencia de contacto de las conexiones entre el conductor de bajada y el CFRP. Los valores simulados para estas conexiones van desde 0.25 hasta 245 Ω . La anisotropía del material CFRP también se ha simulado usando las siguientes conductividades: 40 kS/m, 100 S/m y 10 S/m correspondiendo a las direcciones x,y,z, respectivamente [47].

Las celdas correspondientes a la fibra de vidrio son definidas como una permitividad relativa de 4.

La reproducción de la primera descarga se ha simulado con un tiempo de pico de $8 \mu\text{s}$ y un tiempo de cola al 50 % de $75 \mu\text{s}$. La forma de onda para la segunda descarga de retorno se ha simulado con un tiempo de pico de $2.2 \mu\text{s}$ y un tiempo de cola al 50% de $50 \mu\text{s}$. Estos valores no están estandarizados en [12], pero fueron elegidos por conveniencia y basándose en los valores medios obtenidos por Berger [48] en los resultados para rayos con polaridad negativa. El objetivo de esta publicación es evaluar cómo afectan diferentes frentes de onda a la distribución de corriente para diferentes resistencias de contacto.

Las corrientes obtenidas como resultados son las siguientes: intensidad inyectada por la fuente (S_{C1}), en la conexión hacia el CFRP (S_{C2}) y por el conductor bajante (S_{C3}). Los potenciales eléctricos son obtenidos entre los dos laminados de CFRP en la posición $x = 3 \text{ m}$ (S_{v1}), entre el conductor de bajada y el CFRP en la posición $x = 14 \text{ m}$ (S_{v2}), y en $x = 24.5 \text{ m}$ (S_{v3}). El código Matlab-Fortran FDTD resolvió el problema presentado. El tiempo computacional necesario para resolver $37 \mu\text{s}$ para la primera descarga de retorno fueron 18 días en in Intel Xeon E3-1220 3.10 GHz 8 GB de RAM DDR3.

3.2. Resultados

En esta sección se evalúan los resultados obtenidos en las distribuciones de corriente para ambas formas de onda así como las diferencias de potenciales obtenidas.

3.2.1. Distribución de corriente

La Figura 3.2 muestra un ejemplo de la distribución de corriente sobre el CFRP (S_{C2}) y el conductor de bajada (S_{C3}) para la primera descarga de retorno para una resistencia de contacto de 0.25Ω . Aunque el tiempo de simulación llega hasta $37 \mu\text{s}$, la corriente después de este tiempo es extrapolada.

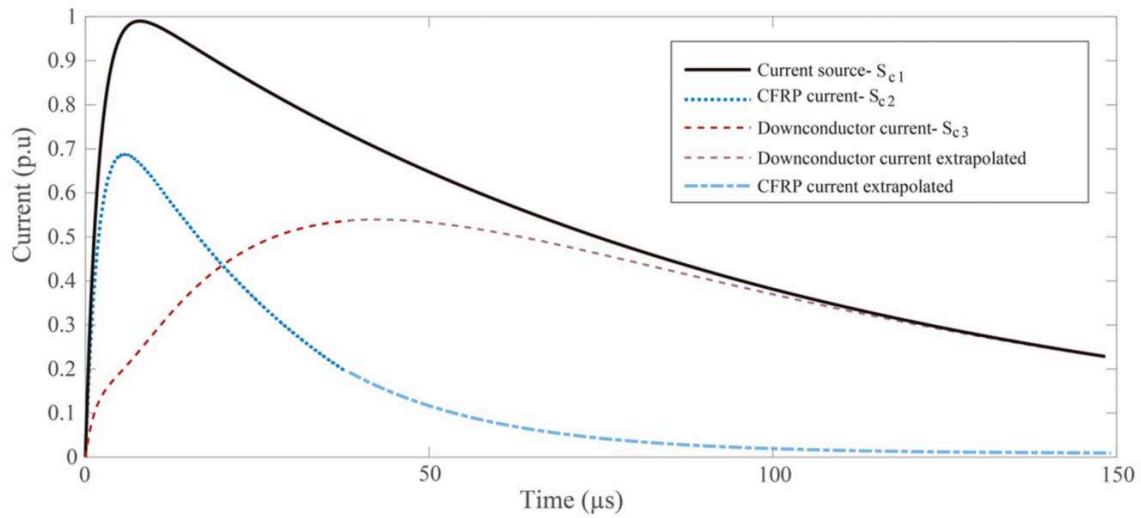


Figura 3.2. Distribución de corriente primera descarga de retorno con una resistencia de contacto de 0.25Ω [53]

Los resultados mostrados en la figura 3.2. sugieren que la baja inductancia del CFRP favorece la circulación de corriente durante el frente de onda (componente de alta frecuencia). Para periodos donde la corriente tiene una variación menor respecto el tiempo (tiempo de cola), la distribución de corriente tiende a ir por el conductor bajante que es menos resistivo. La figura 3.3 representa la distribución de corriente a través del laminado CFRP (S_{c2}) y el conductor de bajada (S_{c3}) para la primera descarga de retorno. El rango de resistencias simulado es de 0 a 2Ω .

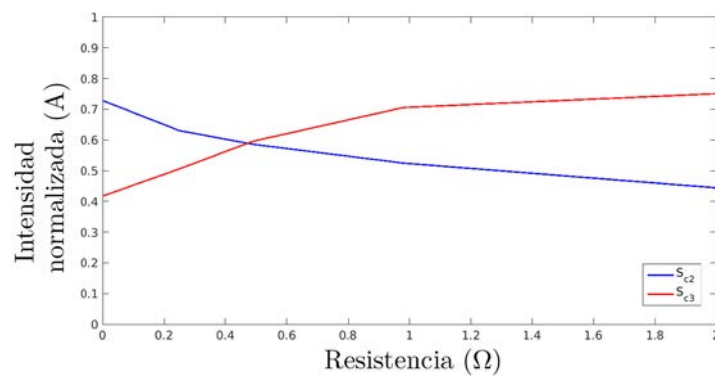


Figura 3.3. Distribución de corriente a través del laminado CFRP (S_{c2}) y el conductor de bajada (S_{c3}), para la primera descarga de retorno. El rango de resistencia de contacto es de 0 a 2Ω [53]

Para el caso de la segunda descarga de retorno, la distribución de corriente pico es mostrada en la figura 3.4. En este caso, el rango de resistencias simulado es de 0 a 245Ω .

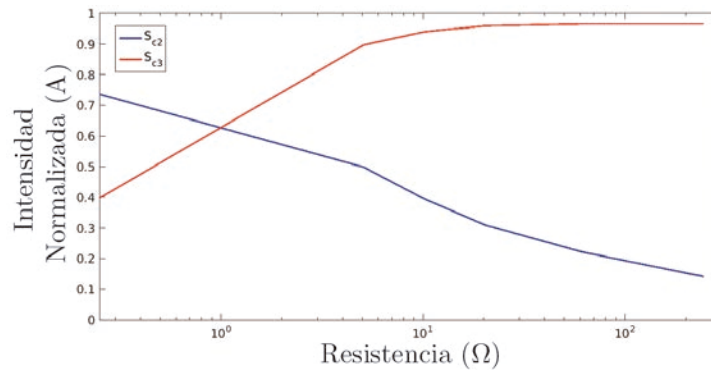


Figura 3.4. Distribución de corriente para la segunda descarga de retorno entre el CFRP (S_{c2}) y conductor bajante (S_{c3}), con un rango de resistencia de contacto de 0 a 250 Ω [53]

En ambas figuras (figura 3.3 y 3.4) el pico de corriente por el CFRP es mayor para valores de resistencias de contacto pequeños. En el caso de la primera descarga de retorno, ambos picos de corriente se ecualizan cuando la resistencia de contacto es $\sim 0.5 \Omega$, mientras que en el caso de la segunda descarga de retorno, esto ocurre cuando la resistencia de contacto obtiene valores $\sim 2 \Omega$. Esta diferencia en la resistencia de ecualización se debe a la contribución de los efectos inductivos, que son más notables en la segunda descarga de retorno. Para resistencias de contacto de pocas decenas de ohmios el pico de corriente por el conductor bajante es prácticamente el mismo que la corriente inyectada. Para bajar el pico de corriente por el CFRP por debajo del 10 % sería necesario poner una resistencia cuyo valor ronde los 200 Ω (en el caso de la segunda descarga de retorno).

Hay que destacar que los valores obtenidos para los tiempos de cola son de gran importancia, ya que se traduce en la energía contenida por el material. Estos resultados muestran que están altamente relacionados con la inductancia de sus caminos. Cuanto más inductivo es el conductor de bajada, más energía fluye a través de él. El tiempo de cola decae más rápidamente cuando la resistencia de contacto obtiene valores bajos, ocurriendo tanto en el CFRP como por el conductor de bajada. Esto se puede apreciar en las figuras 3.5 y 3.6.

En este caso, la energía específica ($\int i^2 dt$) por el CFRP y por el conductor de bajada es del $\sim 8 \%$ y $\sim 34 \%$ de la energía específica inyectada, respectivamente.

En el caso que la resistencia de contacto aumente, el tiempo de cola tiende a decaer en ambos casos, pero fluye más corriente por el conductor de bajada, produciendo un aumento en la energía específica en el conductor de bajada en detrimento de la energía circulante por el CFRP.

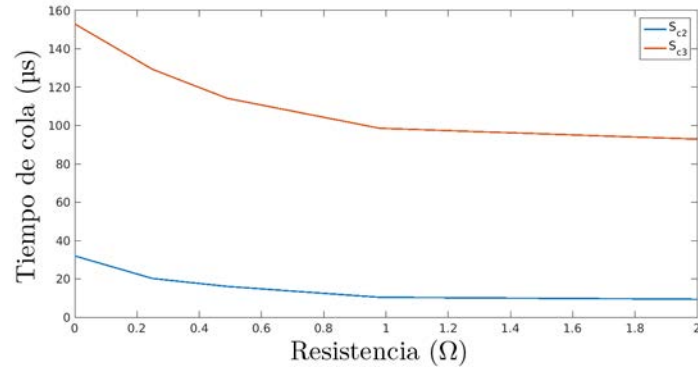


Figura 3.5. Tiempo de cola en el CFRP (S_{c2}) y conductor bajante (S_{c3}) versus resistencia de contacto para la primera descarga de retorno [53]

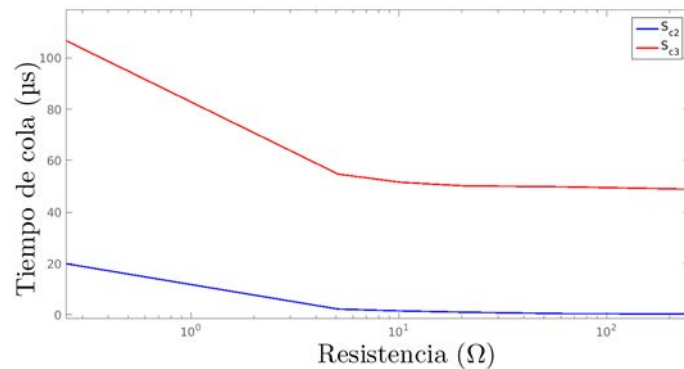


Figura 3.6. Tiempo de cola en el CFRP (S_{c2}) y conductor bajante (S_{c3}) versus resistencia de contacto para la segunda descarga de retorno [53]

3.2.2. Diferencias de potencial

Las diferencias de potencial obtenidas entre el conductor de bajada y los laminados de CFRP están obtenidos en la distancia $x = 24.5$ m (S_{v3}) y $x = 14$ m (S_{v2}) de la raíz.

La tensión entre los dos laminados de CFRP está medida en la distancia $x = 3$ m (S_{v1}). La figura 3.7 muestra una ilustración gráfica de todas las medidas de tensión e intensidad simuladas.

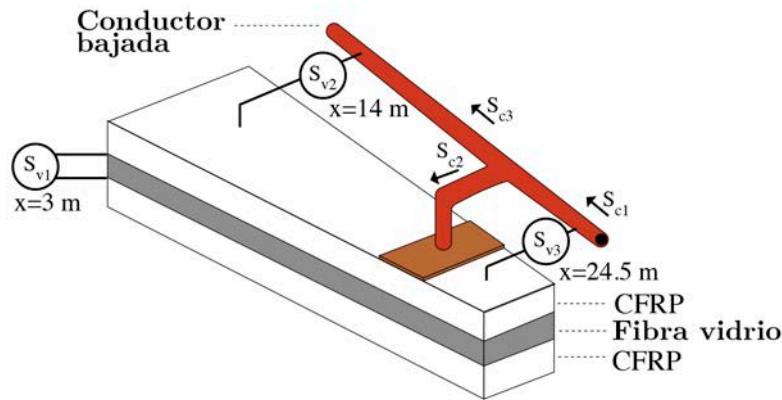


Figura 3.7. Visualización de corrientes y tensiones muestreadas. (S_{v1}) Tensión entre laminados de CFRP en $x = 3$ m; (S_{v2}) voltaje entre el conductor bajante y CFRP en $x = 14$ m; y $x = 24.5$ m (S_{v3}). (S_{c1}) Intensidad inyectada; (S_{c2}) intensidad a través de CFRP; y (S_{c3}) intensidad a través del conductor bajante. La figura no cumple las proporciones [53]

Las figuras 3.8 y 3.9 muestran las tensiones S_{v1} , S_{v2} y S_{v3} para la primera y la segunda descarga de retorno, respectivamente. Para resistencias de contacto inferiores a 2Ω , el nivel de tensión entre los laminados (S_{v1}) es ~ 0.06 kV/kA. Esto representaría una tensión de ~ 12 kV para 200 kA en la primera descarga de retorno. Valores similares se obtuvieron en la simulación de la segunda descarga de retorno para valores de corriente de 50 kA. Dado que el di/dt de la simulación de la segunda descarga de retorno es ~ 24 kA/ μ s y es un valor menor a los 200 kA/ μ s sugeridos por [12], se realizaron simulaciones parciales usando a tiempo de frente de 0.25μ s, donde se determinaron que los valores en S_{v1} eran alrededor de (~ 24 kV).

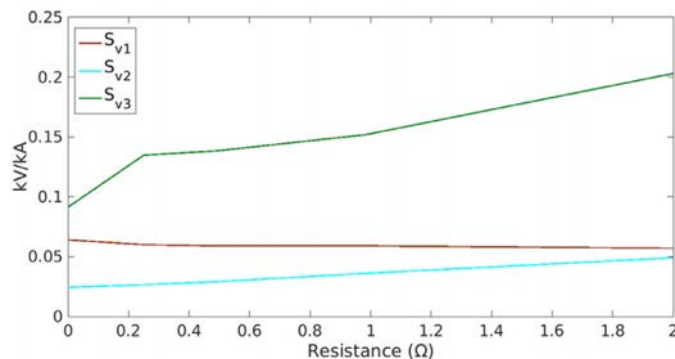


Figura 3.8. Pico de tensión S_{v1} , S_{v2} y S_{v3} para la primera descarga de retorno. La tensión está normalizada para la corriente inyectada [53]

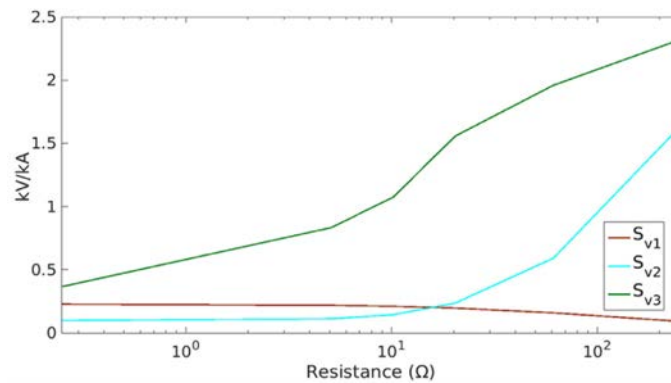


Figura 3.9. Pico de tensión para S_{v1} , S_{v2} y S_{v3} durante la segunda descarga de retorno. La tensión est normalizada para la corriente inyectada [53]

En general, los gradientes de potencial eléctrico (~ 2.5 kV/mm) encontrados entre los laminados de CFRP para las dos formas de onda no representan un problema de aislamiento eléctrico, ya que la fibra de vidrio tiene un aislamiento alrededor de 20 kV/mm [49,50]. Aunque, como se cita en la publicación [51], en caso de imperfecciones en los laminados de fibra de vidrio, como por ejemplo pinchazos, cavidades o grietas, un campo de ~ 2.5 kV/mm podría ser suficiente para perder el aislamiento eléctrico.

El voltaje entre el CFRP y el conductor de bajada (S_{v2}), en la posición $x = 14$ m y para una conexión ideal, es decir una resistencia de contacto de 0Ω , presenta valores de 0.024 kV/kA y 0.1 kV/kA para la primera y segunda descarga de retorno, respectivamente. Esto corresponde a un valor de 5 kV para primera descarga de retorno de 200 kA y 50 kA para segunda descarga de retorno.

En el caso de la primera descarga de retorno, los valores de tensión se doblan a medida que aumenta la resistencia, hasta un valor de 2Ω . Un comportamiento similar se puede observar en la segunda descarga de retorno donde el valor de S_{v2} aumenta para valores superiores a $\sim 10 \Omega$ de resistencia de contacto. En términos generales, la tensión entre el CFRP y el conductor de bajada en la distancia $x = 14$ m aumenta con el incremento óhmico de la resistencia de contacto, siendo más significativo cuando la resistencia de contacto tiene valores óhmicos fuera de lo común para una resistencia de contacto real. Es por ello que no se aprecia un peligro potencial, ya que existe una separación suficiente entre el conductor de bajada y el CFRP para que no salte un arco eléctrico teniendo como base los resultados de tensión obtenidos.

La zona de la punta de la pala es donde existe un mayor peligro de que se produzcan arcos eléctricos. Esto se debe a la poca separación que hay entre el conductor de bajada y los laminados de CFRP. En la simulación efectuada, la conexión del conductor bajante al CFRP en la punta está a una posición de $x = 23.3$ m, mientras que el laminado de CFRP llega hasta una posición de $x = 25$ m, quedando un lazo abierto de 1.8 m. La medición de tensión (S_{V3}) corresponde a una distancia de $x = 24.5$ m, por lo tanto 1.2 m delante de la conexión. En este lazo, las diferencias de potencial entre el CFRP y el conductor de bajada son consecuencia, básicamente, de la variación del campo magnético, aunque como se muestra en las figuras 3.8 y 3.9 también existe una gran dependencia de la resistencia de contacto. Para valores de resistencias de contacto bajos, como por ejemplo 0Ω , el valor de tensión obtenido tanto para la primera y segunda descarga de retorno es ~ 20 kV. Si se aumenta la resistencia de contacto a 2Ω , este valor aumenta hasta los 40 kV. Para confirmar si estos valores de tensión son dependientes de la longitud entre el conductor de bajada y la conexión, se realizó una simulación doblando esta distancia, y los resultados confirmaron que la tensión obtenida es proporcional a la longitud, dando a entender que pueden encontrarse con potenciales de más de 150 kV para longitudes de 10 metros (entre la conexión en la punta y el final del laminado CFRP).

Estos niveles de tensión sí que son suficientes para producir un arco eléctrico entre el conductor de bajada y la punta del laminado de CFRP, si no se pueden tener una separación mínima entre ellos de al menos algunas decenas de centímetros. En la tabla nº 4, aparecen resumidos los valores más representativos de esta investigación.

Tabla nº 4. Sumario de las tensiones e intensidades para la primera y segunda descarga de retorno los valores en paréntesis corresponden a los de segunda descarga de retorno. (S_{V1}) Tensión entre laminado de CFRP a 3 m; (S_{V2}) tensión entre el conductor bajante y el CFRP a la distancia $x = 14$ m; y $x = 24.5$ m (S_{V3}). (S_{C1}) Intensidad inyectada; (S_{C2}) intensidad a través del CFRP; (S_{C3}) intensidad a través del conductor bajante. Los valores de tensión están normalizados para un valor de intensidad de 1 A (S_{C1}) [52]

	Resistencia de contacto		
	0 ohm	0.25 ohm	2 ohm
S_{V1}	0.096 (0.222)	0.134 (0.227)	0.203 (0.688)
S_{V2}	0.043 (0.097)	0.0265 (0.098)	0.0249 (0.108)
S_{V3}	0.064 (0.325)	0.06 (0.227)	0.057 (0.221)
S_{C1}	1 (1)	1 (1)	1 (1)
S_{C2}	0.728 (0.765)	0.630 (0.736)	0.444 (0.678)
S_{C3}	0.417 (0.343)	0.505 (0.397)	0.750 (0.767)

3.3. Discusión

Los resultados mostrados en los apartados anteriores están en concordancia con algunas publicaciones experimentales [8,9,52]. En general, para variaciones rápidas de la corriente de rayo, como pueden ser los frentes de onda de subida, la intensidad tiende a fluir a través de la fibra de carbono, debido a su baja parte inductiva, en vez de distribuirse por el conductor de bajada. Una de las aportaciones de esta investigación es la inclusión de la resistencia de contacto en la valoración de la distribución de corriente. Se ha constatado que, al aumentar el valor óhmico de la resistencia de contacto, el pico de corriente que fluye por el laminado de CFRP tiende a disminuir.

Aunque el daño producido por un aumento de temperatura debido al paso de la corriente está comúnmente controlado, el daño efectuado por arcos eléctricos debido a las diferencias de potenciales que se producen por el paso de corriente en el CFRP presenta una situación más peligrosa.

Como muestran [47,54], las caídas de potencial en las conexiones eléctricas son las responsables de la mayoría de sucesos más dramáticos [55]. Esta situación es más peligrosa en el caso de la primera descarga de retorno, ya que la IEC considera mayores amplitudes de corriente. Por ejemplo, la caída de tensión en una conexión de CFRP estaría entorno los 84 kV, con una resistencia de contacto de 2Ω para una corriente inyectada en la punta de la pala de 200 kA.

Para una resistencia de contacto de 0.25Ω , la caída de tensión obtenida es mucho menor (~ 16 kV) tal y como muestra la figura 3.10. Estos valores de tensión pueden obtenerse en la interface entre el electrodo y el laminado de CFRP, debido a la estructura natural de la fibra de carbono, haciendo que incluso tensiones del orden del kilovolt sean peligrosas. La normativa IEC 62561-1 [56] establece una resistencia de contacto máxima de $1 \text{ m}\Omega$ para las conexiones del LPS. Esto representa una caída de tensión de 0.2 kV para una primera descarga de retorno de 200 kA, asumiendo que la totalidad de esta corriente fluye por la conexión. En las conexiones de CFRP, este valor establecido por la norma es altamente improbable de conseguir por los fabricantes de palas eólicas. Algunas soluciones proporcionadas por los productores de palas es la implementación de múltiples conexiones (más de 2). El problema es que, en este caso, la corriente no se distribuye equitativamente por todas las conexiones, sino que fluye por la conexión más cercana al punto de inyección, dejando prácticamente sin efecto el resto de los electrodos. Esta es la razón por la cual instalar más electrodos no es una solución efectiva. Para resolver este problema, la patente [57] añade una serie de resistencias entre el conductor de bajada y el CFRP con el objetivo de equalizar las intensidades en todas las conexiones.

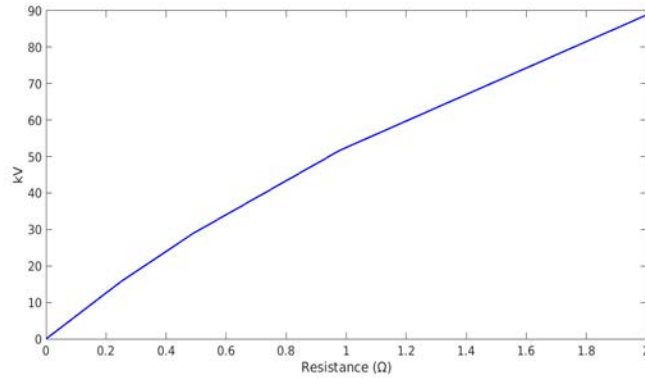


Figura 3.10. Diferencia de potencial en la unión equipotencial con el CFRP para una rango de hasta 2Ω de resistencia de contacto [53]

Otras de las amenazas para la integridad de la viga de CFRP son las sobretensiones entre el conductor bajante y el laminado aislado de CFRP. En el segundo caso, la obtención de potenciales hasta valores de kV no presentan ningún riesgo por las propiedades dieléctricas de la fibra de vidrio. Como algunas investigaciones citan [49,50,51], un mm de fibra de vidrio puede soportar decenas de kV. Aunque la normativa IEC recomienda a los fabricantes de palas de aerogeneradores que los materiales aislantes usados para la fabricación de las palas deben ser tratados como un aislador con el fin de mantener las propiedades aislantes de estos materiales para asegurar un buen aislamiento. Asegurar una buena coordinación de aislamiento en estos casos es muy difícil, ya que imperfecciones entre los laminados de CFRP, cavidades de aire, pinchazos, grietas o incluso agentes externos, como la polución depositada en la pala, hacen caer drásticamente el nivel de aislamiento. Las simulaciones presentadas en esta investigación han mostrado que es posible tener gradientes de ~ 2.5 kV/mm entre la capa compuesta de fibra de vidrio. Como se ha comentado anteriormente, este valor puede ser un precursor para la formación de arcos si hay presencia de imperfecciones. En el caso de la diferencia de potencial entre el CFRP y el conductor de bajada en la distancia $x = 14$ m (S_{V2}), no constituye un peligro real. En esta localización, la separación entre ambos elementos permite un aislamiento eléctrico suficiente y, si fuera necesario, es posible instalar algún material aislante ente ambos.

3.4. Conclusiones

Las conclusiones obtenidas en este capítulo son las siguientes :

- Se ha verificado que el código elaborado con Matlab y Fortran ha podido completar la simulación en 18 días, mientras que el código efectuado en su totalidad en Matlab se tuvo que cancelar la simulación tras llevar 38 días de simulación.
- Se ha implementado en FDTD el modelo de una viga de 25 metros modelada con fibra de carbono y vidrio así como el conductor de protección.
- Las componentes de la corriente con variaciones rápidas tienden a fluir a través de la fibra de carbono en vez de por el cable de bajada para resistencias de contacto ($< 1 \Omega$).
- La resistencia de contacto entre el CFRP y el conductor de bajada tiene que mantenerse en valores de ($m\Omega$) con el objetivo de evitar descargas. Comparando estos resultados con los obtenidos en otras publicaciones, estos valores son difíciles de conseguir.
- La diferencia de potencial que aparece entre el laminado de CFRP y la fibra de vidrio no representa una amenaza, siempre y cuando no la palas del aerogenerador no presenten imperfecciones como cavidades o *cracks*.
- Los valores de sobretensión más altos se encuentran entre la punta de la pala y el conductor de bajada. Si la conexión no puede realizarse al final de la pala, pueden obtenerse valores de tensión más altos, debido al circuito abierto formado por estos dos componentes. Además, estas sobretensiones aumentan con el incremento de las resistencia de contacto, pudiendo ser un riesgo debido a la insuficiente distancia entre el material de CFRP y el conductor de bajada en la punta de la pala.

3.5. *Post print* del artículo

Simulation of current distribution in a wind turbine blade using the FDTD method

1 **Simulation of current distribution in a wind turbine blade using the FDTD method**

2 **Abstract**

3 Lightning can pose one of the major natural threats to wind turbines. In special, rotor blades are the most sensitive
4 components to lightning due to their material, constructive nature and movement. Modern multimegawatt wind turbine
5 blades use a combination of glass fiber and carbon fiber reinforced plastic components (CFRP). The last one is
6 electrically conductive and needs to be considered as part of the lightning protection system. In this paper, we present
7 the application of the FDTD method to investigate the lightning current distribution in a wind turbine blade equipped
8 with a 25 m CFRP spar. We found, that for low spar-to-down conductor bonding electric contact resistances, peak
9 currents are higher in the spar, but most of the energy is conducted by the down conductor. The high peak currents in
10 the CFRP would produce intense resistive voltage drops at the connections with the risk of sparks if milliohm
11 connection resistances cannot be achieved. The simulations show that voltages between isolated CFRP laminates of
12 the spar should not pose a threat of sparking if the insulation properties of glass fiber can be ensured in the entire spar.
13 Dangerous voltages between the down conductor and the CFRP spar can occur if the bonding connection at the tip is
14 located far from the end of the spar.

15 Keywords

16 Wind turbines; Blades; Lightning; Carbon fiber reinforced plastic; lightning protection; Finite-difference time domain
17 method;

18 **1. Introduction**

19 The Wind power is becoming one of the fastest-growing energy sources in the world essentially because of the
20 reduction of fossil fuel dependency. Wind industry is helping to meet this challenge ongoing technologies producing
21 state-of-the art multi-megawatt wind turbines with of more than 10 MW. Because the power of a wind turbine is
22 related to the area of the rotor blades, larger blades are required as wind turbine power grows. As an example, blades
23 exceeding lengths of 100 m are used in wind turbines of more than 10 MW.

24 On the other hand, it is well known that wind turbines can be very exposed to lightning. Like other tall structures, they
25 pose favorable conditions to initiate upward lightning [1]. Experience has shown that lightning is one of the major
26 threats to wind turbines and blades are the most exposed components. To minimize the effects of lightning, a wind
27 turbine must be equipped with a lightning protection system (LPS). The recent upgraded standard IEC 61400-24
28 requires protecting components of a wind turbine according to the defined lightning protection level I (LPL I) [2]. That
29 means, among other implications, that failures of the lightning protection of exposed components are limited to 2 % or
30 lower. As stated, blades are the most sensitive components to lightning but their protection is not straightforward. First,
31 because blades are manufactured with composite materials such as glass fiber and carbon fiber reinforced plastics
32 (CFRP). Secondly, blades are rotating, so sweeping effect of lightning channel can occur. Besides providing
33 specifications of the LPS, the standard IEC 61400-24 provides guidelines for verifying the efficiency of the LPS. That
34 is related to the verification of controlled lightning attachment to air terminations and safe conduction of lightning
35 currents to ground. Lightning attachment is verified with high voltage tests whereas current conduction is tested by
36 means of high current tests. But, the IEC 61400-24 also considers the use of numerical tools for verification.
37 Numerical tools are convenient to extend laboratory tests to evaluate the LPS of full scale blades in realistic
38 environments that are otherwise impossible or very complex to conduct in high voltage laboratories. Previous
39 experimental works [3-7] have shown that special attention must be paid to blades using CFRP. This material is used
40 to provide mechanical strength with lightweight properties. Currently some spars of blades can be either partially or

41 completely composed of CFRP. Since CFRP is electrically conductive, it must be bonded to the LPS [2]. This means
 42 that lightning currents can flow through CFRP components being part of the LPS. The few published experimental
 43 results of lightning currents in wind turbine blades [1,3,7-10] have shown that high peak currents can flow through
 44 CFRP spars and these are comparable to currents through down conductors.

45 The finite-difference time-domain (FDTD) method has been an accurate way of solving Maxwell's equations since Yee
 46 introduced it in 1966 [11]. The FDTD technique has been largely employed to simulate lightning effects to power
 47 systems [12-14] and, in particular, to grounding [15-17] thanks to the easy definition of the simulated media such as
 48 soils. This feature of the FDTD has allowed [18] and [19] to study induced voltages on a CFRP when an aircraft is
 49 struck by lightning.

50 In this paper we use the FDTD method to investigate the current distribution in a conceptual 25 m wind turbine blade
 51 spar composed of two laminates of CFRP. Two lightning current waveforms are used to simulate the first and
 52 subsequent return stroke currents. Electrical resistances between the LPS and the blade are included to investigate the
 53 effects of the electrical connections to CFRP. Potential differences between the down conductor and the CFRP spar
 54 and between CFRP laminates are investigated as well. In section 2, the model and the application of the FDTD are
 55 described. Results are presented in section 3 and discussed in section 4. Finally, section 5 contains the conclusions.

56

57 2. Model geometry and FDTD implementation

58

59 A 25 m CFRP spar cap is represented by a sandwich of two CFRP laminates isolated between them with glass fiber.
 60 Inboard, the CFRP spar cap has a width of 1 m whereas outboard it is reduced to 0.13 m. The thickness of each CFRP
 61 laminate is 1 cm and that of the glass fiber is 0.5 cm. The geometry of the model is shown in Fig. 1 and the most
 62 representative data is displayed in Table.I.

63

64

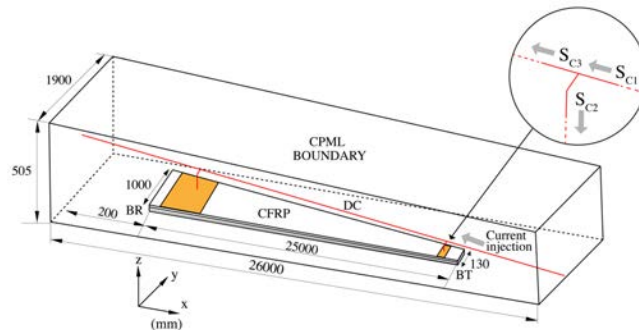
65

66

67

68

69



70 **Fig. 1. FDTD simulation domain including the geometry of the CFRP spar cap and the down conductor. The**
 71 **acronyms displayed in this figure are the following: BT, spar cap tip; DC, down conductor; BR, spar cap root;**
 72 **CFRP, carbon fiber reinforced plastic; CPML, Convolutional Perfectly Matched Layer boundary condition.**

73 The FDTD simulation domain that contains the CFRP spar cap extends to 26 x 1.9 x 0.505 m (see Fig. 1). Absorbing
 74 boundary conditions were implemented by the Convolutional Perfectly Matched Layer (CPML) [20,21] to each
 75 boundary of the volume with the aim of simulating open boundaries. Inside the domain, this is discretized by
 76 elementary Yee cells [11].

77

78 To reduce computation time and memory allocation, the non-cubic cell-size technique has been used [22]. In this case,
 79 the elementary Yee cell size is 10 cm x 0.5 cm x 0.5cm in the entire domain. To ensure numerical stability, the time
 80 step was set to 11.77 ps.

81 The spar cap geometry is built with the defined elementary Yee cells. Each cell has properties of the medium of the
 82 corresponding material. A down conductor is modelled by a series of connected cells with equivalent cross-section of
 83 50 mm². The electrical conductivity of copper (58 MS/m) is used in the down conductor cells. The down conductor
 84 connects to the upper CFRP laminate at distance $x=1.4$ and 23.3 m. Connections to the CFRP are made with flat
 85 copper electrodes. Furthermore, a resistance is added in one of the electrodes with the aim of simulating the effect of
 86 the total contact resistance on the current distribution.

87 **Table 1.** Geometry and electrical properties of the simulated blade.

Geometry data		Value
Thickness of the CFRP+glass fiber (m)		0.025
Spar cap length (m)		25
Width, at the tip (m)		1
Width, at the root (m)		0.13
Distance between down conductor and CFRP at the root (m)		0.45
Distance between down conductor and CFRP at the tip (m)		0.27
Down conductor cross section (mm ²)		50
Electrical properties		Value
CFRP conductivity at x direction (kS/m)		40
CFRP conductivity at y direction (S/m)		100
CFRP conductivity at z direction (S/m)		10
Cooper conductivity (MS/m)		58

88

89 The total contact resistance includes the contact resistance of the two connections between the down conductor and the
 90 CFRP. Total contact resistance ranged from 0.25 to 245 Ohms. Cells forming the unidirectional CFRP laminates have
 91 anisotropic conductivity. The CFRP conductivities are 40 kS/m, 100 S/m and 10 S/m corresponding to the x,y,z
 92 directions, respectively [23]. Cells corresponding to the glass fiber laminate are defined by a relative permittivity of 4.

93 A current source injects simulated lightning currents defined by a biexponential function [24]. A first negative stroke
 94 waveform is reproduced with a time-to-peak of 8 μ s and a decay time-to-half of 75 μ s. A waveform with a time-to-
 95 peak of 2.2 μ s and a decay time-to-half of 50 μ s is used to represent faster subsequent return stroke currents. These
 96 waveforms do not directly correspond to the standardized waveforms in [2]. These were selected for convenience to
 97 our code based on the median values of negative return strokes by Berger [25]. Despite not using the standardized
 98 waveforms, the object of this paper is to evaluate how slow and fast front wave lightning currents affect the
 99 distribution of current in the spar caps for a range of represented CFRP electrical contact resistances.

100 Currents are sampled at the injection (S_{c1}), at the connection to the CFRP (S_{c2}) and at the down conductor between
 101 CFRP connections (S_{c3}). Additionally, potential differences are sampled between the two CFRP layers at position $x=3$
 102 m (S_{V1}), between down conductor and CFRP at $x=14$ m (S_{V2}), and at $x=24.5$ m (S_{V3}),

103 Finally, the FDTD solving code was implemented in Fortran. The computation of the first negative stroke waveform
 104 up to 75 μ s lasted 18 days on an Intel Xeon E3-1220 3.10 GHz 8 GB of DDR3 RAM workstation.

105

106

107

108

109 **3. Results**

110

111 Own this section, the current distribution and potential differences are evaluated for both current waveforms and
112 CFRP bonding electrical contact resistances.

113

114 **3.1 Current distribution**115 Fig. 2 shows an example of the current distribution between the CFRP (S_{c2}) and the down conductor (S_{c3}) for the first
116 negative stroke and a total contact resistance of 0.25Ω . Although the simulation time is $37 \mu\text{s}$, currents after this time
117 are extrapolated. Extrapolation can be done since the injection current is known and the currents through the CFRP
118 rapidly decay. To extrapolate, the resulted CFRP current from the simulation is used to fit a bi-exponential waveform
119 (see S_{c2} CFRP current and its extrapolated waveform in Fig. 2).

120

121

122

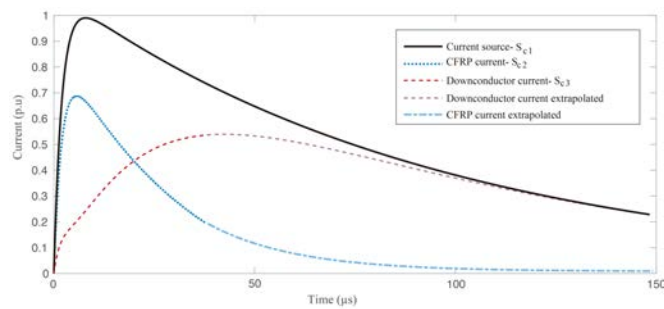
123

124

125

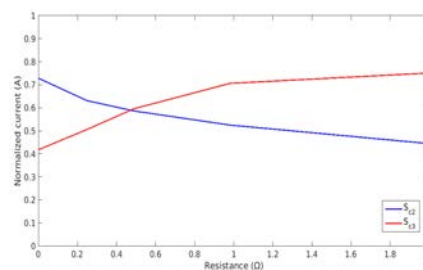
126

127

128 **Fig. 2. Current distribution for the slow current and CFRP contact resistance of 0.25Ω .**129 The currents in Fig. 2 suggest that the low inductance of the CFRP laminates favors the circulation of the fast time-
130 varying (high frequency component) part of the lightning currents during the rise time. The more inductive down
131 conductor will better conduct the low frequency components of the current (slow time varying current periods). In real
132 blades, this is modulated by the electric contact resistance between the down conductor and the CFRP components. To
133 investigate the influence of these typically poor electric contacts, the next figures will present how currents distribute
134 for different contact resistances. Fig. 3 depicts the peak currents through the CFRP (S_{c2}) and the down conductor (S_{c3})
135 corresponding to the first negative return stroke current. The investigated total CFRP contact resistance ranges
136 between 0 to 2Ω .

137

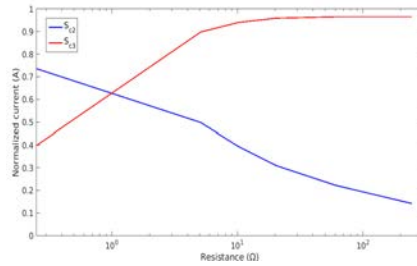
138



139

140 **Fig. 3. First negative return stroke peak current distribution between the CFRP cap (S_{c2}) and the down**
 141 **conductor (S_{c3}) for a range of total contact resistance from 0 Ω to 2 Ω . Currents are normalized to the**
 142 **amplitude of the injected current (S_{c1}).**

143 In the case of the subsequent stroke, the peak current distribution is plotted in Fig. 4. Note that in this case the total
 144 contact resistance ranges from 0 to 245 Ω .

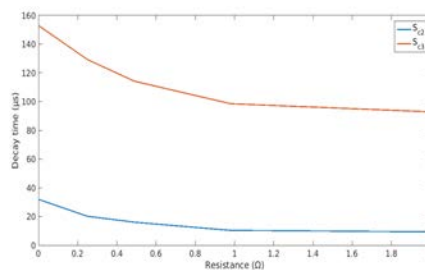


145
 146 **Fig. 4. Subsequent negative return stroke peak current distribution between the CFRP cap (S_{c2}) and the down**
 147 **conductor (S_{c3}) for a range of total contact resistance from 0 Ω to 250 Ω . Currents are normalized to the**
 148 **amplitude of the injected current (S_{c1}).**

149 In both, slow (Fig. 3) and fast (Fig. 4) return strokes, the peak currents of the CFRP are higher for low electric contact
 150 resistance between the down conductor and the CFRP spar. In the case of the first negative return stroke, both peak
 151 currents equalize when the total contact resistance is $\sim 0.5 \Omega$ whereas for the subsequent stroke, this point occurs at a
 152 higher contact resistance ($\sim 2 \Omega$). This difference in the equalizing resistance is due to the contribution of the inductive
 153 effects, which are higher in the subsequent strokes. For contact resistances of few ohms the peak of the current along
 154 the down conductor has almost the same level of the injected current. To decrease the peak of the CFRP current to less
 155 than 10 % of the injected peak current high contact resistances are needed (more than 200 Ω for the subsequent
 156 stroke).

157 In respect to the current decay time, which is also important for the energy content, this is highly related to the
 158 inductance of the paths. The more inductive down conductor is taking most of the energy. The largest decay time or
 159 duration occurs with the low contact resistance in both CFRP and down conductor current waveforms (see Fig.5 and
 160 Fig.6). In this case, the specific energy ($\int i^2 dt$) of the CFRP and the down conductor currents are $\sim 8 \%$ and $\sim 34 \%$
 161 referenced to specific energy of the injected currents, respectively. When the contact resistance increases, the decay
 162 times of the currents of the CFRP and down conductor tend to decrease (Fig. 5 and Fig. 6). However, the current peak
 163 through the down conductor tends to increase, producing that the specific energy increases in the down conductor and
 164 decreases in the CFRP.

165 (
 166
 167
 168
 169



170

171 **Fig. 5. Decay time of the CFRP (S_{c2}) and down conductor (S_{c3}) currents versus contact resistance for the first**
 172 **negative stroke.**

173

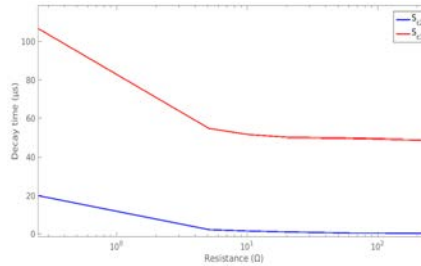
174

175

176

177

178



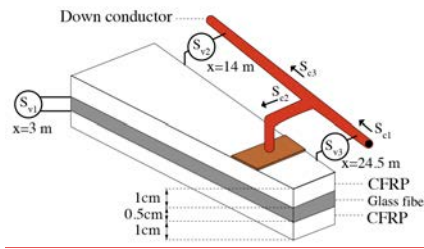
179 **Fig. 6. Decay time of the CFRP (S_{c2}) and down conductor (S_{c3}) currents versus contact resistance for the**
 180 **subsequent negative stroke.**

181 **3.2 Voltages**

182

183 Potential differences between the down conductor and the CFRP laminates are obtained at distance $x= 24.5$ m (S_{v3})
 184 and at $x= 14$ m (S_{v2}) of the base. Both samples are located alongside the bonding connections of the CFRP.
 185 Otherwise, the voltage between the two CFRP laminates is measured at distance $x=3$ m (S_{v1}).

186



187

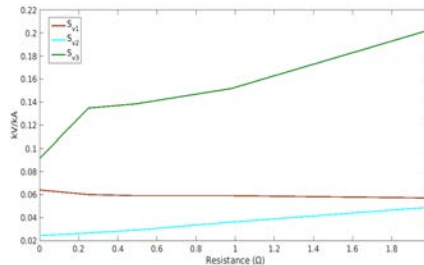
188

189 **Fig. 7. Sampled currents and voltages. Voltage between CFRP laminates at 3 m (S_{v1}); Down conductor - CFRP**
 190 **at distance $x= 14$ m (S_{v2}) and $x= 24.5$ m (S_{v3}). Sampled current at injection point (S_{c1}); Current through**
 191 **CFRP cap (S_{c2}) and through down conductor (S_{c3}). Proportions are not meet.**

192

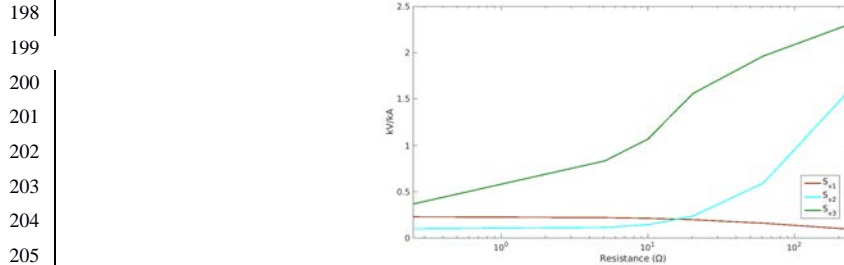
193 Fig. 8 and Fig. 9 plot the voltages S_{v1} , S_{v2} and S_{v3} for the first and subsequent negative strokes, respectively.

194



195

196 **Fig. 8. Normalized peak voltages S_{V1} , S_{V2} and S_{V3} for the first negative return stroke. The sampled voltage is**
 197 **normalized to the injected current.**



206 **Fig. 9. Normalized peak voltages S_{V1} , S_{V2} and S_{V3} for the subsequent negative return stroke. The sampled**
 207 **voltage is normalized to the current injected.**

208

209 Fig. 8 plots the calculated voltages S_{V1} , S_{V2} and S_{V3} for the first negative return stroke. The voltage between CFRP
 210 laminates (S_{V1}) is shown at Figs. 8 and 9. For total contact resistances smaller than 2 Ω the voltage level is ~ 0.06
 211 kV/kA that would represent a voltage of ~ 12 kV for a 200 kA first negative return stroke current. A similar voltage
 212 level would be obtained for the simulated subsequent stroke current with 50 kA. Note that the di/dt of the simulated
 213 subsequent negative stroke is ~ 24 kA/ μ s which is much lower than the 200 kA/ μ s suggested by [2]. In that case, based
 214 on partial simulations of the model using a 0.25 μ s rise time current waveform, the peak voltage has been determined
 215 to be twice (~ 24 kV) the S_{V1} voltages in Fig.9. From the figure, S_{V1} decreases for total contact resistances of more than
 216 10 Ω due to the decrease in current through the CFRP spar (see Fig. 4). In general, the obtained potential gradients
 217 (~ 2.5 kV/mm) are between laminates for the considered contact resistances and for the extrapolated currents of the first
 218 (200 kA) and subsequent (50 kA) return strokes might not pose a major problem since glass fiber has higher
 219 breakdown strengths of e.g. 20 kV/mm [26,27]. However, as pointed out in [28], in case of imperfections in the glass
 220 fiber laminate (e.g. punctures, cracks or cavities), a field of ~ 2.5 kV/mm would be enough to produce electric
 221 breakdown.

222

223 The voltage between the CFRP spar and the down conductor at distance $x=14$ m (S_{V2}) presents values of 0.024 kV/kA
 224 and 0.1 kV/kA for the first and subsequent return strokes, respectively in the case of 0 Ω contact resistance. That
 225 would correspond to a value of just 5 kV for a first return stroke of 200 kA and a 50 kA subsequent stroke. For the first
 226 stroke this voltage is doubled for a contact resistance of 2 Ω . Similar behavior is shown for the subsequent stroke
 227 where S_{V2} increases from ~ 10 Ω contact resistance. In general, the voltage between the CFRP and down conductor at
 228 [distance](#) $x=14$ increases with the total contact resistance, being more significant for high values of several ohms. For
 229 lower resistance this voltage would not suppose a threat because enough distance or insulation between the down
 230 conductor and the CFRP can usually be provided.

231 The voltage between CFRP laminates (S_{V3}) and the down conductor at the tip are the ones exposed to major danger of
 232 sparking. Due to the small cross sections at the tip, CFRP laminates may difficult the bonding with the down
 233 conductor. In the simulated case, the connection is located at distance $x=23.3$ m whereas the CFRP spar arrives to
 234 distance $x=25$ m, so the CRFP remains 1.8 m after the connection forming an open loop. Note that the measured S_{V3}
 235 corresponds to a distance of $x=24.5$ m, so it is measured 1.2 m ahead of the connection and not just at the tip. In this
 236 loop, a potential difference between the CFRP tip and the down conductor would appear primarily due to time varying
 237 magnetic fields. However, the simulation results in Figs. 8 and 9 show a high dependence on the contact resistance.
 238 For low contact resistances, e.g. 0 Ω , the obtained voltages for a 200 kA first return stroke and 50 kA subsequent

239 stroke would be ~20 kV in both cases. For a contact resistance of 2 Ω this voltage will be ~40 kV. A simulation,
 240 doubling the length of CFRP between the connection and the down conductor, has confirmed that this voltage is
 241 proportional with this length. Therefore, voltages of more than 150 kV would be expected for lengths of 10 m
 242 (between the connection towards the tip and the end of the CFRP spar). In any case, this voltage can be high enough to
 243 produce sparks between the CFRP and down conductor at the tip area if the separation distance between them cannot
 244 be at least of some tens of centimeters or the addition of insulation is not possible.

245 The current and voltages results for the most representative values of a real contact resistance are shown in Table 2 .

246 **Table 2. Summary of the sampled currents and voltages for the first negative and subsequent strokes (in**
 247 **brackets values of the subsequent strokes). Voltage between CFRP laminates at 3 m (S_{V1}); Down conductor -**
 248 **CFRP at distance $x= 14$ m (S_{V2}) and $x= 24.5$ m (S_{V3}). Sampled current at injection point (S_{C1}); Current through**
 249 **CFRP cap (S_{C2}) and through down conductor (S_{C3}). The sampled voltage is normalized to the current injected.**

	Contact resistance			Figure
	0 ohm	0.25 ohm	2 ohm	
S_{V1}	0.096	0.1347	0.203	8
	(0.222)	(0.227)	(0.688)	(9)
S_{V2}	0.0243	0.0265	0.0249	8
	(0.097)	(0.098)	(0.108)	(9)
S_{V3}	0.064	0.06	0.057	8
	(0.325)	(0.227)	(0.221)	(9)
S_{C2}	0.728	0.630	0.444	3
	(0.765)	(0.736)	(0.678)	(4)
S_{C3}	0.417	0.505	0.750	3
	(0.343)	(0.397)	(0.767)	(4)

250

251 4. Discussion

252 The results described in the previous section are in agreement with the few published experimental works [3,7,29]. As
 253 found in previous investigations, in general, during fast time-varying periods of lightning currents such as rise-times,
 254 currents tend to flow through the low inductive carbon fiber spar instead of down the conductor cables. In this research
 255 we have introduced the effect of bonding connection resistance. As exposed, peak currents in the CFRP spar decrease
 256 with a contact resistance increment. In a CFRP blade, the danger related to temperature rising of the CFRP laminates is
 257 commonly controlled. But the danger associated with the sparking due to voltage drops during intense peak currents
 258 poses a more dangerous situation. As shown by [23,30] the dangerous resistive voltage drops occur locally at the
 259 connections to CFRP, being responsible of some of the most dramatic effects [31]. This situation is more dangerous in
 260 the case of the first return stroke where IEC considers higher current amplitudes. For instance, the voltage drop at one
 261 of the connections to the CFRP would be about 84 kV in case of a 2 Ω total contact resistance and a peak current of
 262 200 kA. Much lower (~16 kV) but still dangerous, would be for 0.25 Ω (see Fig. 10). These voltage levels can occur
 263 very locally at the interface between metallic electrodes and CFRP laminates due to the discrete nature of the carbon
 264 fibers. For that reason, voltages in the order of a kilovolt can already be dangerous. IEC, in the standard 62561-1 [32]
 265 establishes a maximum contact resistance of 1m Ω for connection components of the LPS. That would represent a
 266 maximum voltage drop of 0.2 kV for a lightning current of 200 kA. In CFRP connections, the requested contact
 267 resistance of 1 m Ω can be highly challenging for wind turbine blade manufacturers. Some solutions have been
 268 proposed by manufacturers such as the use of multiple (more than 2) connections. The problem, in that case is that, the
 269 current does not distribute equally over all connections, but it goes through the closest electrode to the injection point,
 270 leaving almost without effect the rest of electrodes. This is the reason why installing more connections between the
 271 CFRP and the down conductor is not so effective as expected. This comes from the high resistivity of CFRP compared
 272 to the down conductor.

Capítulo 4

Resistencia de contacto

Los resultados obtenidos en el capítulo 3 certificaron la gran importancia que tiene el valor óhmico de la resistencia de contacto entre el conductor bajante y la viga de CFRP, ya que las sobretensiones que aparecen en la pala cuando es impactada por un rayo se incrementan considerablemente cuando aumenta la resistencia de contacto. Además, no solo afecta a las sobretensiones, sino que también influye en la distribución de corriente. Aumentar el valor óhmico de la resistencia de contacto produce que se distribuya más corriente por el conductor bajante y menos por la viga de CFRP. Esto, a priori, puede parecer una buena medida, ya que circula más corriente por el sistema de protección contra el rayo, pero se debe tener en cuenta que el potencial eléctrico que aparece en la conexión sería igual a la fórmula de Ohm mostrada en la siguiente ecuación (4.1):

$$V = R_{contacto} \cdot I \tag{4.1}$$

Como se puede observar en la anterior ecuación, el potencial eléctrico es el producto de la resistencia de contacto con la intensidad que circularía por la misma resistencia. Dado que la intensidad vendrá definida por la corriente del rayo y su distribución, lo único que se puede realizar para tener un valor de sobretensión bajo es intentar limitar el valor de la resistencia de contacto lo más bajo posible. Por este motivo, la normativa IEC 62561-1 [56] establece valores inferiores a $1 \text{ m}\Omega$ para las conexiones de los componentes de protección contra el rayo. La problemática de este punto es que es muy difícil conseguir este valor para los fabricantes de palas, y en el caso que se puedan conseguir estos valores, este valor óhmico aumenta con el paso del tiempo por la degradación que sufre cualquier contacto eléctrico.

En este capítulo se investiga la distribución de corriente a través de un laminado de CFRP con el objetivo de poder cuantificar la resistividad eléctrica de este material, así como el valor resistivo del conjunto del laminado. Paralelamente, también se estudia la resistencia de contacto sobre la fibra de carbono para diferentes configuraciones con el número y disposiciones de los electrodos. Primeramente, se presenta un estado del arte en referencia a resistencias de contacto donde se muestran los primeros casos teóricos de simulación de contactos eléctricos investigados por Dyson, Hyst y posteriormente Holm. A continuación, se detallan los cuatro tipos ensayos realizados para alcanzar los objetivos de este capítulo. Estos ensayos tienen el objetivo de conocer los siguientes aspectos:

- Resistencias de contacto de los electrodos circulares (E_1 , E_2 y E_3).
- Resistividad del laminado (ρ_{CFRP}).
- Resistencia del laminado (R_{CFRP}).
- Resistencia contacto del electrodo de inyección (E_{iny}).

Tras detallar todos los ensayos realizados, el capítulo sigue con las validaciones efectuadas para asegurar que los datos obtenidos de manera experimental son fiables. Los tipos de validaciones efectuadas han sido: repetitividad de los datos medidos, comparación de resultados con otras fuentes en el caso de la conductividad del material y verificación del conjunto de mediciones al realizar el circuito eléctrico equivalente de los distintos ensayos realizados.

Finalmente, se propone un modelo para la resistencia de contacto para ser utilizado en modelos simplificados basados en teoría de circuitos y en modelos mallados como FDTD o FEM.

4.1. Introducción

Como se detalla en el capítulo 1, en el sistema de protección contra el rayo de un aerogenerador es muy común resaltar los elementos como el conductor de bajada, los receptores o la puesta a tierra de todo el conjunto, dejando en el olvido la importancia que tiene la resistencia de contacto que se produce al unir equipotencialmente el conductor de bajada con la raíz de CFRP. Como se ha introducido anteriormente, esta unión está regulada por la normativa IEC 61400-24 [11] con el fin de que no aparezca una diferencia de potencial entre el conductor bajante y la estructura de fibra de carbono cuando la pala del aerogenerador es alcanzada por un rayo.

Es típico que las uniones entre el conductor de bajada y el CFRP se realicen mediante un electrodo superficial con una presión de contacto limitada. El motivo por el cual los fabricantes de palas no suelen usar un sistema de fijación compuesto por tornillería, que a priori parecería ser más beneficioso para obtener una resistencia de contacto menor, es la dificultad en mantener las propiedades mecánicas debido a las perforaciones.

El uso de materiales con una conductividad alta como la plata para reducir la resistencia de contacto también se ha estudiado anteriormente para mejorar la resistencia de un contacto [58], pero en el caso de las palas no es económicamente viable, ya que por las dimensiones que tienen se requeriría una gran cantidad de este material.

Por este motivo, este colectivo ha intentado plantear varias soluciones con el objetivo de minimizar los daños producidos por el impacto de rayo en una pala, como por ejemplo el uso de múltiples conexiones. Aunque conceptualmente podría ser una solución para poder distribuir más equitativamente la corriente por toda la superficie de CFRP, la corriente no se distribuye de igual manera por todos los electrodos, sino que lo hace por los dos electrodos más cercanos entre sí. Esto es debido a la alta resistividad del material. Se muestra un ejemplo gráfico en la figura 4.1.

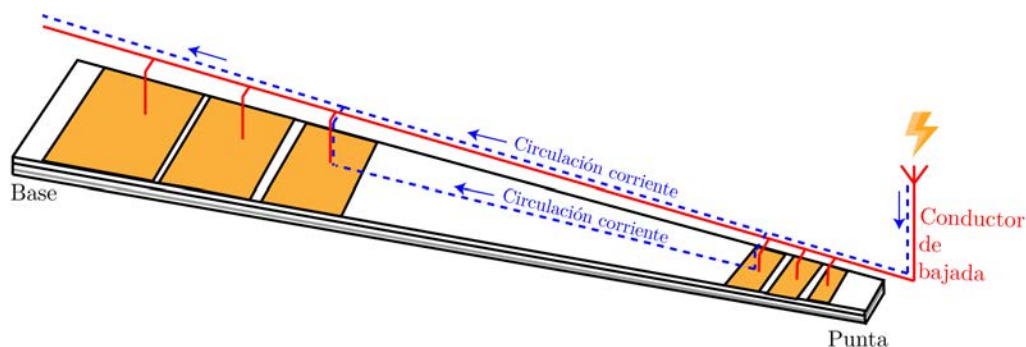


Figura 4.1. Pala con múltiples uniones equipotenciales entre el conductor de bajada y el laminado

La distribución de corriente en la figura 4.1 está identificada por la línea discontinua azul, y muestra de una manera gráfica cómo la mayor parte de la corriente discurre por los electrodos entre la punta y la raíz más próximos entre sí, reduciendo el efecto en todas las demás uniones equipotenciales.

Debido a esta problemática, este capítulo se ha centrado en caracterizar la resistencia de contacto entre el CFRP y un electrodo. Para ello se estudian los modelos de conexiones clásicos y se evalúa su aplicación al caso del CFRP.

Como aportación se propone un modelo de conexión para ser aplicado en métodos mallados como la FDTD o FEM y también en métodos basados en teoría de circuitos. El capítulo se divide en 6 secciones. En la primera sección, se presentan los modelos clásicos de resistencia de un contacto eléctrico. Seguidamente, se expone una sección introductoria donde se detallan los objetivos del capítulo. En la tercera sección, se detalla toda la parte experimental efectuada, que consta de un total de 4 ensayos sobre una probeta de CFRP. La sección cuarta tiene como objetivo certificar y comprobar todos los resultados obtenidos en la sección 3, ya que cada ensayo tiene unos objetivos diferentes. De los resultados obtenidos, la sección cinco propone dos modelos, uno de ellos para cuantificar la resistencia de una probeta de CFRP y otro para aproximar la resistencia de un contacto eléctrico sobre un material de CFRP. La última sección recoge las conclusiones obtenidas en este capítulo.

4.2. Modelo clásico de resistencia de contacto

Uno de los primeros intentos de modelar la resistencia de un contacto eléctrico fue realizado por los autores Dyson y Hirst en 1954. Estos autores implementaron el término de micro contactos. Este concepto se define cuando dos superficies lisas se tocan y el contacto actual es formado por una multitud de asperezas entre las dos superficies. Estas asperezas se denominaron micro contactos, pudiendo ser agrupados en clusters.

No fue hasta en el 1958 cuando Holm [59] usó el término de micro contactos para hallar la resistencia de un contacto de manera matemática. La fórmula expresada por este autor fue la siguiente:

$$R_{contacto} = \rho \left(\frac{1}{2na} + \frac{1}{2a} \right) \quad (4.2)$$

Donde ρ , hace referencia a la resistividad del material, n son los números de micro contactos que hay dentro de la zona que realiza el contacto, a el área del electrodo y el coeficiente a es el radio de Holm.

La figura 4.2 muestra el ejemplo usado por Holm, donde se observa la disminución de la resistencia de un contacto al aumentar el número de micro contactos.

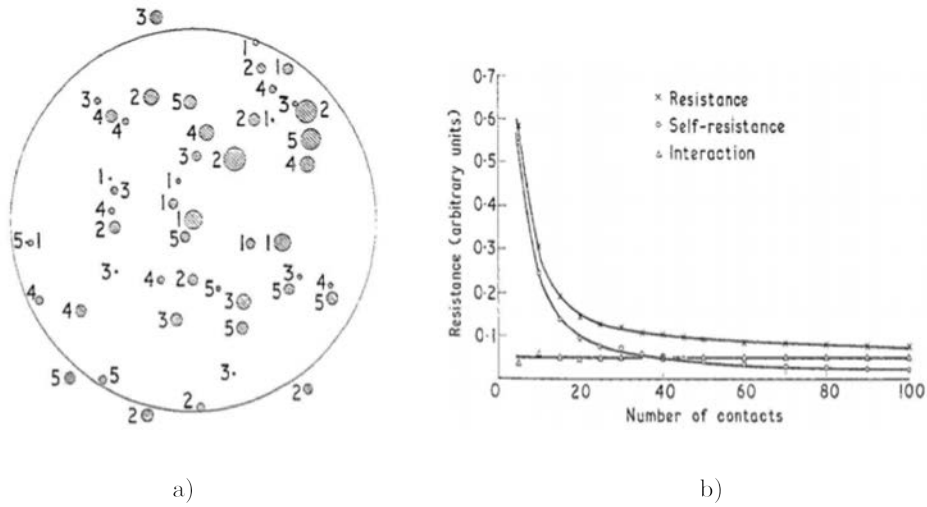


Figura 4.2. En a) Representación de un contacto eléctrico a partir de múltiples micro contactos, con diferentes tamaños, y en b) Evolución de la resistencia de contacto para distintos números de micro contactos [60]

Posteriormente, Greenwood [60] validó la teoría de Holm [59], concluyendo que la resistencia de los micro contactos sólo depende del número n así como de su radio medio, y no de la posición relativa dentro del cluster. Con estos datos, Greenwood estimó el radio de Holm de la siguiente manera:

$$\alpha^{-1} = \frac{3\pi}{16n^2} \sum \sum \frac{1}{s_{ij}} \quad (4.3)$$

Donde S_{ij} es la distancia entre los micro contactos en los ejes i y j . Como se puede ver en la figura 4.2, la resistencia de contacto decae cuando el número de micro contactos crece.

Aunque el trabajo de Greenwood es normalmente citado en la literatura referente a la modelización de resistencias eléctricas de contacto, es difícil poder usar su ecuación, ya que se requiere un conocimiento bastante preciso del número de micro contactos, así como de su tamaño.

Este autor también simplificó la ecuación para obtener la resistencia de contacto de un punto circular, obteniendo la siguiente formulación donde A hace referencia al área (m^2) del círculo a evaluar.

$$R_{contacto} = \left(\frac{\rho}{2A} \right) \quad (4.4)$$

Uno de los puntos más críticos a la hora de evaluar la resistencia eléctrica de un contacto es la presión a la cual el contacto está sometido. Esto se debe a que al aumentar la presión, aumenta el número de micro contactos, produciendo una disminución en la resistencia de contacto, tal y como observó Holm, figura 4.2 (b).

En 2015, Yu *et al.* [61], investigó cómo evolucionaba la resistencia de contacto eléctrico en un composite para diferentes valores de presión sobre el contacto eléctrico. Como resultado, observó que para valores reducidos de presión sobre el contacto, un aumento de presión significa una reducción de la resistividad del composite, mientras que a valores altos de presión de contacto, no tienen tanta influencia los cambios de presión. Las figuras 4.3.a y b muestran los resultados de estos autores, donde es posible observar la no linealidad en la resistencia de contacto a diferentes valores de presión aplicada al contacto.

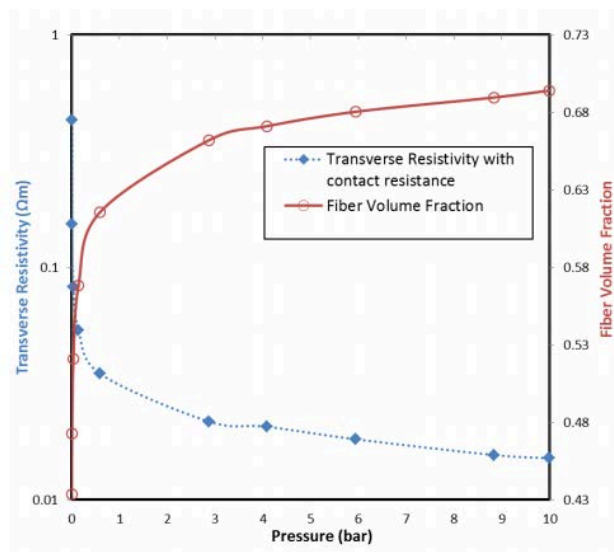


Figura 4.3.a. No linealidad entre el valor de la resistividad del CFRP y la presión aplicada al contacto [61]

Los mismos autores, además, relacionaron cómo afecta la presión a la resistencia de contacto. así como a la resistencia de las fibras, siendo este el valor medio de todas las fibras entre dos puntos de contacto. El aumento de presión contribuye a un aumento en el número de fibras que están en contacto, produciendo una caída en la resistividad del material.

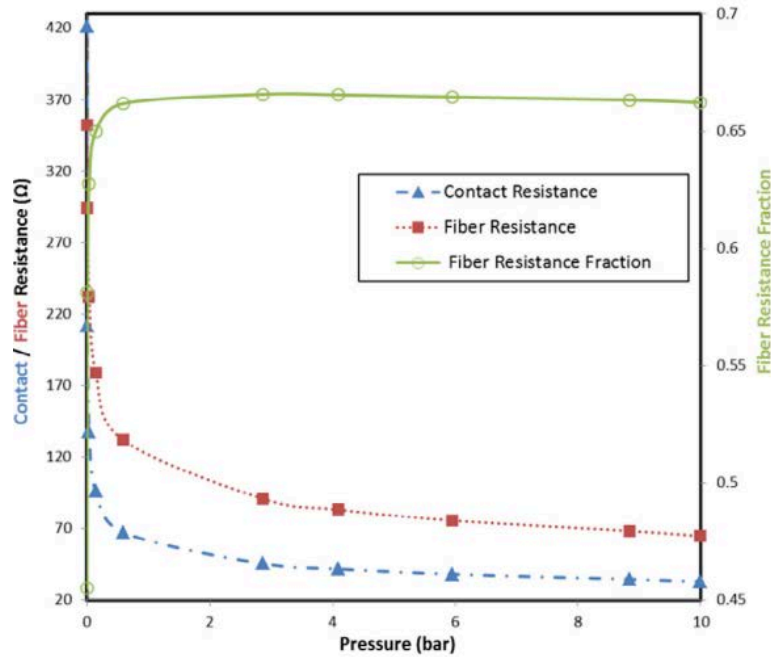


Figura 4.3.b. Contribución de la resistencia de las fibras a diferentes presiones de contacto [61]

4.3. Caracterización experimental de contactos discretos

El objetivo principal de este capítulo consiste en poder evaluar experimentalmente si los modelos de resistencia de contacto tradicionales descritos en el punto 4.2 se pueden aplicar a conexión eléctrica cuando el material es fibra de carbono. La caracterización de la resistencia de contacto se ha realizado mediante experimentos donde el contacto entre ambos materiales se simula con uno o dos contactos discretos. La hipótesis utilizada en el presente trabajo consiste en considerar que los contactos discretos son perfectos y, por consiguiente, toda su superficie útil está en contacto con la probeta de CFRP. A partir de las medidas se determinarán los siguientes puntos:

- Si es posible aplicar el modelo de resistencia de contacto iniciado por Holm-Greenwood un contacto discreto sobre un material de fibra de carbono.
- Si es posible aplicar el modelo de resistencia de contacto de Holm-Greenwood cuando un contacto eléctrico está formado por dos contactos discretos, independientemente de la posición de los mismos.
- Si existe dependencia entre la posición de los contactos discretos en la distribución de corriente que transcurre por el CFRP unidireccional.

Los ensayos se han realizado sobre una probeta de CFRP de las siguientes medidas 731 x 111 x 2 mm y se han utilizado dos tipos de electrodos. El primer tipo es de cobre y tiene las siguientes dimensiones 38 x 111 x 10 mm. Este electrodo se utiliza en todos los ensayos y se denomina E_{iny} . El segundo tipo de electrodos utilizados son de latón y de forma circular, de este tipo, existen un total de tres electrodos utilizados en los ensayos. Estos electrodos son de un material diferente al cobre, ya que se han mecanizado para que todos tengan un diámetro exacto de 9 mm y su superficie de contacto sea perfectamente lisa. La denominación empleada para estos electrodos son E_1 , E_2 y E_3 .





Los equipos de medición son los siguientes. Para la medida de tensión se ha utilizado un Fluke 87V con una precisión de 0.05% y la medida de corriente se realiza con una pinza marca Tenma modelo 72-2985 y la precisión es 2%. La fuerza aplicada a los electrodos se ha medido con una báscula de la marca Jata modelo 380 con una precisión de 1 gramo. El generador empleado para los ensayos es de la marca HP y el modelo 623B.

El apartado 4.3 está dividido en dos secciones: el 4.3.1, donde se detallan los ensayos y sus objetivos, y el 4.3.2, que sirve para exponer detalladamente la metodología usada para la obtención de los resultados.

4.3.1. Descripción de los ensayos

En este apartado se detalla la configuración empleada por cada uno de los cinco ensayos, así como los objetivos particulares que se tratan en cada ensayo. En la tabla nº 5 se muestra un resumen de los ensayos realizados, donde se encuentran recogidos la denominación del ensayo, los electrodos circulares utilizados en los mismos, una representación gráfica de la disposición de los electrodos y finalmente los objetivos individuales de cada ensayo realizado.

Tabla nº 5. Tabla resumen con la disposición de los electrodos circulares en cada ensayo, representación gráfica de los mismos así como los objetivos individualizados de cada uno de los ensayos

Ensayo nº	Electrodos circulares	Geometría	Objetivos
1	E_1		<ul style="list-style-type: none"> •Verificar la posibilidad de usar la ecuación de Holm para aproximar la resistencia de contacto de un contacto circular puntual sobre un material de CFRP. •Hallar de manera experimental la conductividad eléctrica de la probeta en el eje x y la resistencia de contacto del electrodo circular.
2	E_2		<ul style="list-style-type: none"> •Verificar los resultados obtenidos en el ensayo nº 1, hallando los valores de resistencia de contacto para el electrodo E_2 y conductividad del CFRP. •Hallar de manera experimental la resistencia de la probeta de CFRP y el valor de la resistencia de contacto para el electrodo E_{iny}.
3	E_1, E_2		<ul style="list-style-type: none"> •Verificar los resultados obtenidos en el ensayo nº 2, hallando los valores de resistencia de contacto para el electrodo E_{iny} y conductividad del CFRP. •Estudio de la distribución de corriente y resistencia de contacto sobre la probeta de CFRP al implementar 2 electrodos en el eje horizontal. •Cuantificar el valor resistivo que aparece entre los dos electrodos circulares
4	E_2, E_3		<ul style="list-style-type: none"> •Estudio de la distribución de corriente y resistencia de contacto sobre la probeta de CFRP al implementar 2 electrodos en el eje longitudinal •Determinar la influencia en la resistencia de contacto con esta configuración de electrodos circulares

4.3.1.1. Ensayo n° 1 – CFRP

El primer ensayo se denomina ensayo n° 1. En él están conectados el electrodo de inyección E_{iny} (común en todos los ensayos) y un único electrodo denominado E_1 , situado a 540 mm desde E_{iny} . En la figura 4.4 se representa el ensayo n° 1.

Los objetivos de este ensayo son:

- Verificar si el modelo de resistencias de contacto propuesto por Holm-Greenwood es aplicable cuando el contacto eléctrico se realiza sobre un material de fibra de carbono, utilizando un contacto discreto para modelar la resistencia de contacto. Se evalúa la aplicación de la ecuación 4.4 para el cálculo de la resistencia de contacto del electrodo E_1 .
- Cuantificar el valor de conductividad eléctrica de la probeta de CFRP.

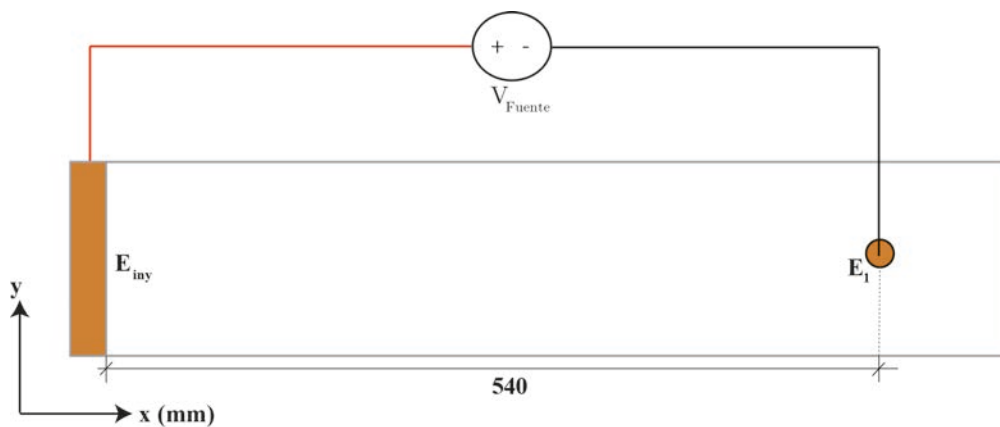


Figura 4.4. Disposición de los elementos en ensayo n° 1

4.3.1.2. Ensayo n° 2 – CFRP

El ensayo n° 2 es un ensayo idéntico al ensayo n°1, con la diferencia de que el electrodo E_2 está desplazado 20 mm en el eje longitudinal de E_1 . En este ensayo se usan los elementos E_{iny} y un único electrodo en este caso el E_2 . En la figura 4.5 se representa el ensayo n° 2.

En este caso, los objetivos del ensayo n° 2 son:

- Verificación de los resultados obtenidos en el ensayo n° 1.
 - Validar resistencia de contacto del electrodo E_1 .
 - Validar conductividad del CFRP.
- Obtener valores resistencia de la probeta de CFRP (R_{CFRP_E2}).
- Cuantificar el valor de la resistencia de contacto del electrodo de inyección (R_{iny}).

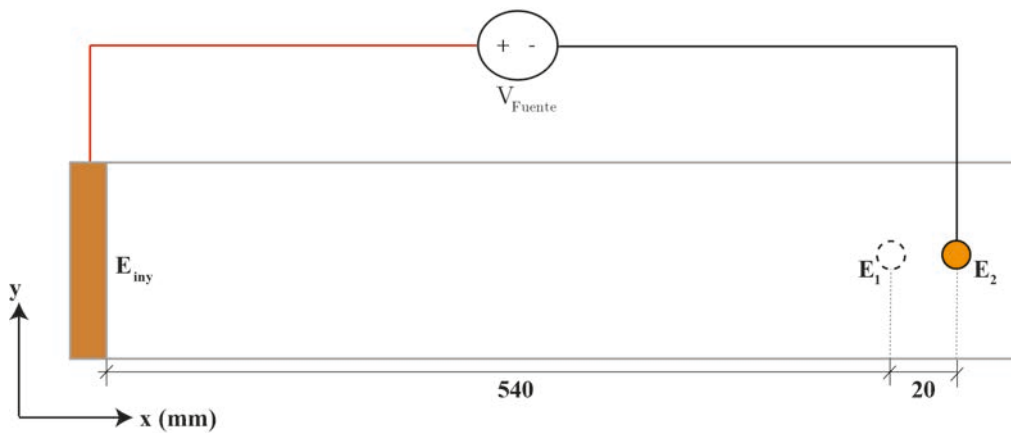


Figura 4.5. Disposición de los elementos del ensayo n° 2

4.3.1.3. Ensayo n° 3 – CFRP

Este ensayo añade el electrodo E_1 al ensayo n° 2, siendo el primer ensayo que muestra la implementación de dos electrodos para simular la resistencia de contacto. La distancia entre E_1 y E_2 es de 20 mm.

Los objetivos fijados para el ensayo n° 3 son los siguientes:

- Verificación de los resultados obtenidos en el ensayo n° 2.
 - Validación conductividad del CFRP.
 - Validación del valor resistencia electrodo de inyección (E_{iny}).
- Estudio de la variación de la resistencia de contacto al implementar dos contactos discretos sobre el mismo eje horizontal, comparándolo con el resultado obtenido con un solo contacto.
- Distribución de corriente entre E_1 y E_2 .
- Cuantificar el valor resistivo que aparece entre los dos contactos discretos, ($R_{CFRP_E1_E2}$).

En la figura 4.6 se muestran todos los elementos del ensayo n° 3

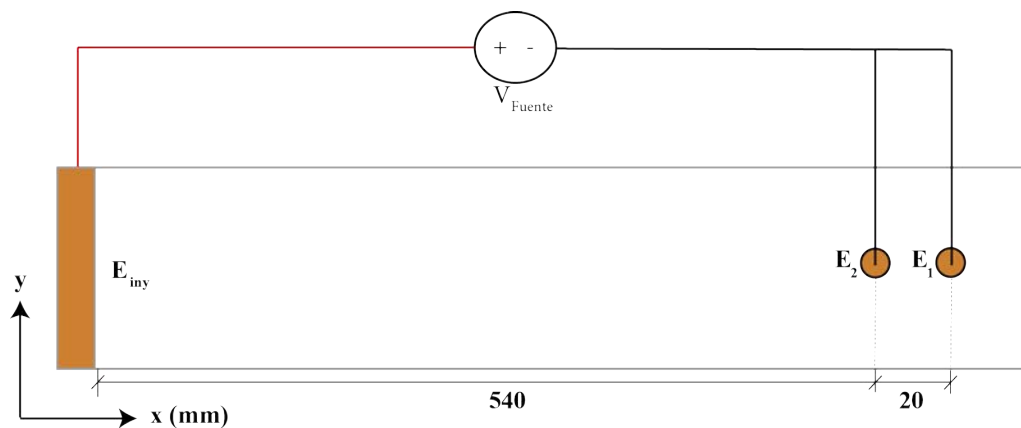


Figura 4.6. Disposición de los elementos en el ensayo n° 3

4.3.1.4. Ensayo n° 4 – CFRP

Manteniendo el electrodo E_2 , se instala el electrodo E_3 . La disposición de este electrodo se sitúa a 20 mm del eje vertical del electrodo E_2 . Los dos se encuentran a la misma distancia longitudinal de electrodo E_{iny} .

Los objetivos fijados para el ensayo n° 4 son los siguientes:

- Determinación de la influencia en la resistencia de contacto al instalar un electrodo en paralelo.

En la figura 4.7 se muestran todos los elementos del ensayo n° 4.

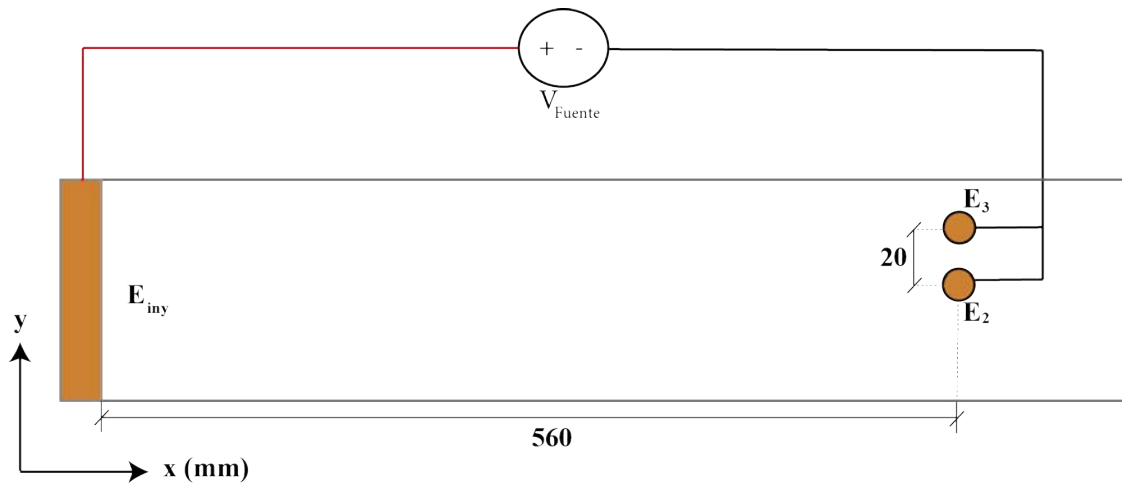


Figura 4.7. Disposición de los elementos en el ensayo n° 4

4.3.2. Metodología

Durante el siguiente aparatado se detallaran todos los métodos empleados para la obtención de resultados. Se han caracterizado un total de cuatro variables y para cada una de ellas se ha utilizado una metodología diferente:

- Resistencias de contacto de los electrodos circulares (E_1 , E_2 y E_3).
- Resistividad del laminado (ρ_{CFRP}).
- Resistencia del laminado (R_{CFRP}).
- Resistencia contacto del electrodo de inyección (E_{iny}).

4.3.2.1. Resistencia de contacto de los electrodos E_1 , E_2 y E_3

A continuación, se describe cómo se ha obtenido la resistencia de contacto de los electrodos circulares E_1 , E_2 y E_3 . Como se ha detallado en el punto 4.1, la fuerza aplicada sobre el electrodo tiene que ser constante siempre para obtener resultados que se puedan comparar entre ellos. Por este motivo, en todos los ensayos se instaló una báscula entre la probeta y el sargento de sujeción. La fuerza aplicada en todos los ensayos es de 44.1 N. La sujeción del electrodo con la probeta se ha realizado mediante un sargento recubierto de material plástico para aislarlo eléctricamente. En la figura 4.8 se muestra una ilustración de la sujeción de todo el conjunto.

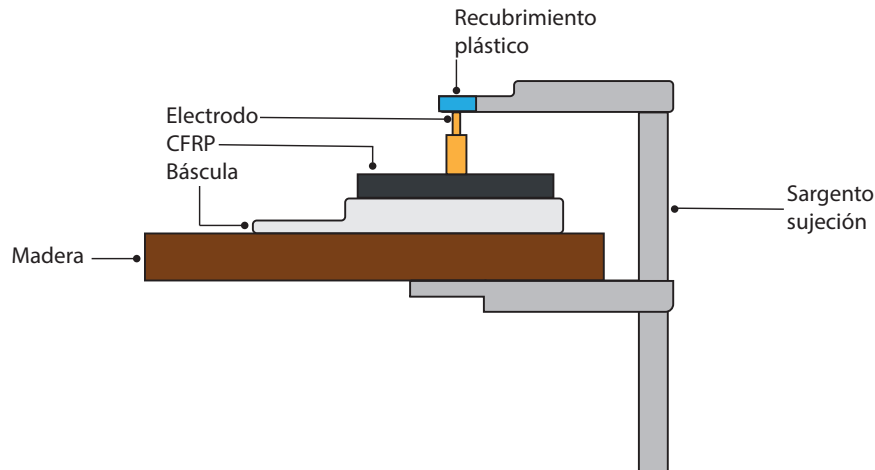


Figura 4.8. Sujeción de electrodos E_1 , E_2 y E_3

Uno de los principales objetivos de este capítulo es cuantificar la resistencia de contacto de un electrodo. Para ello, la metodología empleada consiste en medir la caída de potencial eléctrico que hay en el electrodo para poder dividirlo entre la intensidad que circula por el mismo.

Las medidas se realizan transversalmente a cada milímetro, dando un margen superior e inferior de 4 mm respecto el electrodo. Para que el efecto de la fibra de carbono no influya sobre los resultados, estas mediciones se han realizado lo más cerca posible del electrodo ($< 1\text{mm}$), eliminando así la contribución de la parte resistiva de este material sobre la resistencia de contacto. La medición de potenciales eléctricos lo más cerca posible del electrodo ya ha sido realizada por otros autores para otros fines, como demuestran las publicaciones [62-63].

Para cada electrodo evaluado, se han realizado 160 mediciones. Estas mediciones se han realizado haciendo 10 (na) grupos (M1 a M10) teniendo un total de 16 (Yna) medidas por grupo. La distancia entre medidas es de 1 mm. En la figura 4.9 se representa como ejemplo la disposición de los elementos para realizar las medidas para el electrodo E_2 , en el ensayo nº 2. El resultado de las 160 mediciones se presenta en la figura 4.10 con el valor medio y la desviación media para cada posición medida en intervalos de 1 mm.

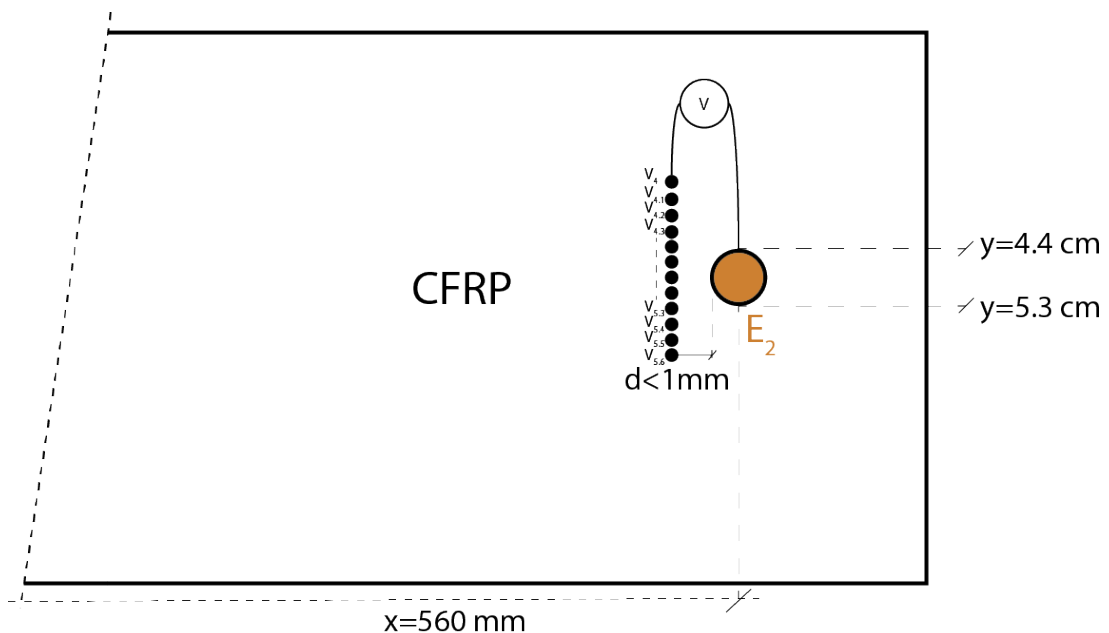


Figura 4.9. Ilustración de mediciones para la obtención resistencia contacto E_2

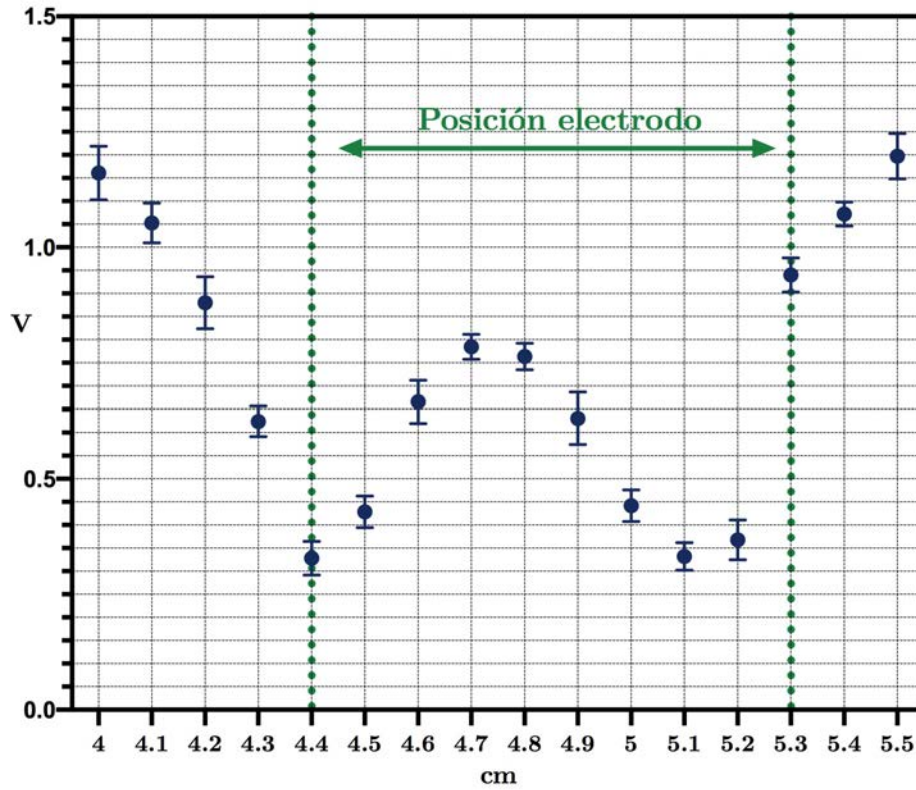


Figura 4.10. Caída de tensión a 1 mm del electrodo E₂ en el ensayo n^o2 para una corriente de 1.335 A

La caída de tensión en el electrodo se determina mediante el promedio de todas las mediciones que se encuentran en las mismas posiciones que el electrodo. Es decir, aquellos puntos <1 mm al frente del electrodo. En el caso del E₂, corresponde a los puntos desde 4.4 cm hasta 5.3 cm.

$$\overline{V_{E2}} = \frac{\sum_1^n (V_{4.4_{E2}} + V_{4.5_{E2}} + V_{4.6_{E2}} + V_{4.7_{E2}} + V_{4.8_{E2}} + V_{4.9_{E2}} + V_{5_{E2}} + V_{5.1_{E2}} + V_{5.2_{E2}} + V_{5.3_{E2}})}{na \cdot Yna} \quad (4.5)$$

Finalmente, se utiliza la ley de Ohm para encontrar la resistencia de contacto, ya que el valor de intensidad inyectado por la fuente es conocido. Para este ejemplo, el resultado obtenido es el siguiente:

$$R_{CE2} = \frac{\overline{V_{E2}}}{I_{E2}} = \frac{0.568 \text{ V}}{1.335 \text{ A}} = 0.425 \Omega \quad (4.6)$$

4.3.2.2. Resistividad del CFRP (ρ_{CFRP})

Además de la resistencia de contacto de los electrodos E_1 , E_2 y E_3 , se ha modelado la resistencia eléctrica que aporta la probeta de CFRP al circuito eléctrico. Unas de las variables necesarias para hallar este valor es la resistividad de este material. Esta variable, además, sirve como control, ya que se compara con valores de resistividad encontrados por otros autores. En la sección 4.4 dedicada a las verificaciones se muestran todos los resultados obtenidos, así como los valores publicados en otras publicaciones.

El método usado para hallar este valor es parecido al apartado anterior. En este caso, se debe conocer la resistencia que hay entre dos puntos en el eje de interés para así encontrar su resistividad. En este caso, las medidas han sido realizadas a 1 y 4 cm del eje transversal del electrodo.

El proceso para encontrar este valor consta de los siguientes apartados:

- Caída de tensión del electrodo E_1 , E_2 o E_3 a 1 cm.
- Caída de tensión del electrodo E_1 , E_2 o E_3 a 4 cm.
- Determinación del valor medio de la caída de tensión en el electrodo mediante histogramas.
- Cálculo de la resistividad eléctrica.

Como en el ejemplo anterior, se detalla cómo se ha obtenido la resistividad del CFRP en el ensayo n°2.

4.3.2.2.1. Caída de tensión del electrodo E_2 a 1 y 4 cm

La resistencia eléctrica entre dos puntos se define como la diferencia de potencial que hay entre ellos dividido entre la intensidad que circula por los mismos (ley Ohm). Usando este concepto es como se ha llegado a obtener la resistividad del material.

Aunque el material CFRP es anisotrópico, es decir, que las resistividades son diferentes en los tres ejes (x,y,z) , se considera que no varía en el mismo eje.

Se han realizado dos conjuntos de mediciones realizados a 1 cm (V_{x_1cm}) y 4 cm (V_{x_4cm}) del eje transversal al electrodo circular. En cada conjunto de mediciones se mide la diferencia de potencial entre el electrodo y el laminado, tomando como referencia el electrodo. Las mediciones se realizan cubriendo el ancho del electrodo y un margen de 4 mm por la parte superior y 3 mm por la parte inferior. Cada punto de medición se ha repetido un total de 20 (n_b) veces, teniendo en un total de 17 (Yn_b) posiciones a medir.

La figura 4.11 ilustra cómo se han efectuado las mediciones para el ensayo n^o 2, tomando como referencia el electrodo E_2 .

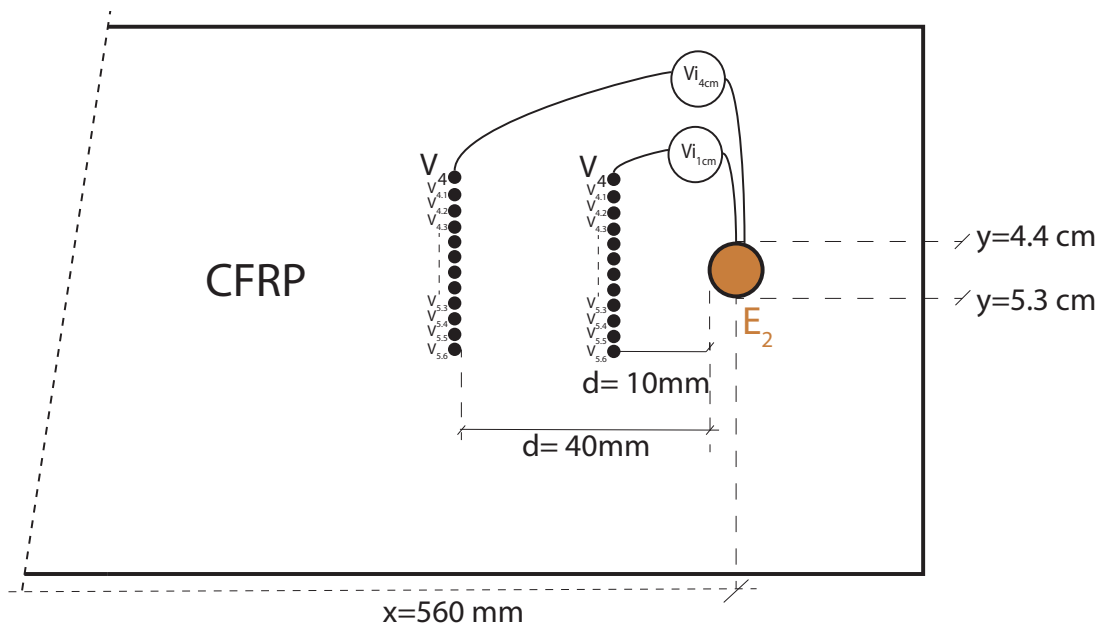


Figura 4.11. Ilustración de mediciones para obtener potenciales a 1 y 4 cm de E_2 en ensayo n^o2

La figura 4.12 muestra de manera conjunta los potenciales obtenidos tanto V_{x_1cm} como para V_{x_4cm} .

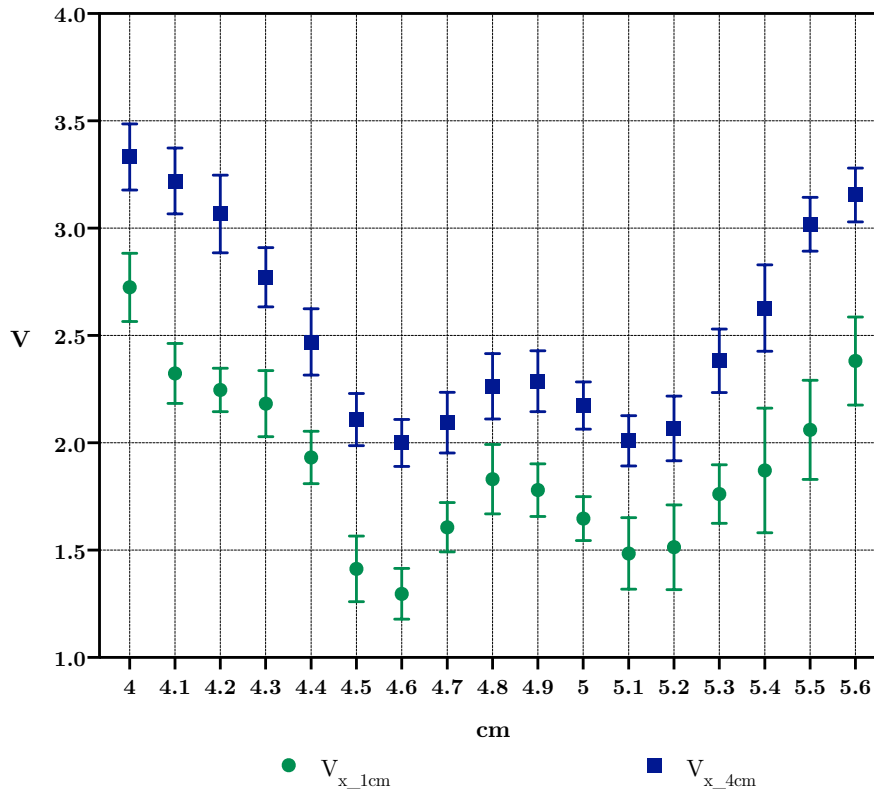


Figura 4.12. Caída de tensión a 1 y 4 cm de E_2 del Ensayo nº 2 para una corriente de 2.27 A

4.3.2.2.2. Determinación de la caída de tensión

Una vez obtenidos los potenciales mostrados en la figura 4.12 situados a una distancia sobre el eje x de 1 cm (V_{x_1cm}) y 4 cm (V_{x_4cm}) del electrodo E_2 , y medidos sobre el eje vertical tal y como se muestra en la figura 4.11, se procede a normalizar las caídas de tensión de estas dos variables. Los valores analizados son los que se encuentran dentro del rango $y = 4.4$ hasta $y = 5.3$ cm, ya que son las coordenadas sobre el eje y donde está emplazado el electrodo. La normalización se ha efectuado realizando un histograma para poder agrupar y conocer la frecuencia de las medidas. El número de intervalos (clases) se ha asignado siguiendo la regla de Sturges.

$$ks = 1 + 3.322 \cdot \log_{10}(n_b) \quad (4.7)$$

Siendo ks el número de clases resultante y n_b es el número total de observaciones de la muestra. En nuestro caso particular, el resultado de ks es 5.29. Como el número de clases tiene que ser un número entero, se ha redondeado a 6.

La tabla nº 6 hace referencia a la normalización efectuada en el cm 4.5 a 4 cm del eje longitudinal de E_2 .

Tabla nº 6. Normalización de las medidas realizadas durante el ensayo nº 2 a 4 cm del electrodo E_2 y en el cm 4.5 del ancho del CFRP

ENSAYO Nº 2			
Posición medida:		$d(\text{cm}) = 4$	$y_{\text{CFRP}}(\text{cm}) = 4.5$
Parámetros estadísticos			
Muestra (n_b)	20	Rango	0.392
Vmax	2.35	Nº intervalos (Sturges)	5.293
Vmin	1.958	Amplitud clase	0.065
		Diferencia	0.01
Resultados			
Intervalos de clase		Marca de clase (k_i)	Frecuencia estadística (f_i)
Límite inferior	Límite superior		
1.95	2.01	1.98	8
2.02	2.09	2.06	4
2.10	2.16	2.13	2
2.17	2.24	2.21	3
2.25	2.31	2.28	2
2.32	2.39	2.36	1

El valor resultante obtenido para $V_{4.5_4cm}$ es el sumatorio del producto entre la frecuencia de cada clase por su marca respectiva, dividido entre el número total de las muestras (n_b), tal y como muestra la siguiente expresión:

$$\overline{V_{4.5_4cm}} = \frac{\sum_{i=1}^n (f_i \cdot k_i)}{n_b} = \frac{(8 \cdot 1.98) + (4 \cdot 2.06) + (2 \cdot 2.13) + (3 \cdot 2.21) + (2 \cdot 2.28) + (1 \cdot 2.36)}{20} = 2.093 \text{ V} \quad (4.8)$$

Una vez realizado este procedimiento para los valores transversales de 4.4 a 5.3 cm, en el caso del ensayo n° 2 se realiza la media para obtener el valor resultante tanto para las medidas tomadas a 1 cm como para 4 cm. El término n_c hace referencia al número de muestras, siendo 10.

$$\overline{V_{4\text{ cm}}} = \frac{\sum_{i=1}^n \overline{V_{i4\text{ cm}}}}{n_c} \quad (4.9)$$

Tras la obtención de los valores medios de $\overline{V_{1\text{ cm}}}$ y $\overline{V_{4\text{ cm}}}$, se conoce la caída de tensión que existe en este tramo de CFRP, ya que es la resta de estos valores. Dado que la distancia entre los dos grupos de mediciones son 3 cm, se divide la resta entre este valor para obtener la caída de tensión en 1 cm de CFRP, quedando la siguiente expresión:

$$V_{CFRP} = \frac{\overline{V_{4\text{ cm}}} - \overline{V_{1\text{ cm}}}}{dx} = \frac{2.150 - 1.601}{3} = 0.183 \text{ V} \quad (4.10)$$

4.3.2.2.3. Resistividad eléctrica

Una vez determinada la caída de tensión V_{CFRP} , se calcula la resistencia de laminado de CFRP en 1 cm del electrodo.

$$R_{CFRP_{1\text{ cm}}} = \frac{V_{CFRP}}{I} = \frac{0.183}{2.27} = 8 \cdot 10^{-2} \Omega \quad (4.11)$$

Dado que ahora se obtiene la resistencia eléctrica en un cm de material de CFRP, es fácil conocer la resistividad de este material, conociendo además que la longitud es $1 \cdot 10^{-2}$ m y su sección $8 \cdot 10^{-5}$ m².

$$\rho_{CFRP_{\text{Ensayo n}^\circ 2_x}} = \frac{R_{CFRP_{1\text{ cm}}} \cdot S}{L} = \frac{8 \cdot 10^{-2} \cdot 8 \cdot 10^{-5}}{1 \cdot 10^{-2}} = 6.44 \cdot 10^{-5} \Omega \cdot \text{m} \quad (4.12)$$

Las medidas mostradas anteriormente se realizan sobre el electrodo E_2 y dado que la caída de tensión se obtiene en dos puntos distintos sobre el mismo eje x , el resultado obtenido hace referencia a la resistividad del material en este eje.

4.3.2.3. Resistencia total del CFRP entre electrodos (R_{CFRP})

Otro valor a tener en cuenta para poder modelar todo el conjunto es la resistencia propia del material que se encuentra el paso de corriente desde el electrodo de inyección E_{inj} hasta los electrodos circulares E_1 , E_2 o E_3 . El método utilizado para determinar este valor es segmentar la probeta. Esta segmentación permite caracterizar la distribución de corriente por cada parte del CFRP. La medición de potencial eléctrico entre el electrodo circular (E_1 , E_2 o E_3) y la sección transversal de cada segmento permite la determinación de la distribución de corriente que transcurre por ella.

Se han realizado un total de 7 particiones, siendo la distancia entre las mismas de 9 cm. Tras caracterizar en cada segmento la anchura de material requerida por la intensidad para su distribución, se tienen todas las variables para encontrar el valor de resistencia por segmento. Para conocer el aporte resistivo de todo el laminado, solo es necesario sumar todos los segmentos. En la ilustración de la figura 4.13 se ve la geometría segmentada para el caso del ensayo n° 2. En la figura 4.14 se observa cómo en las zonas de conducción de corriente el potencial entre el electrodo y el segmento disminuye.

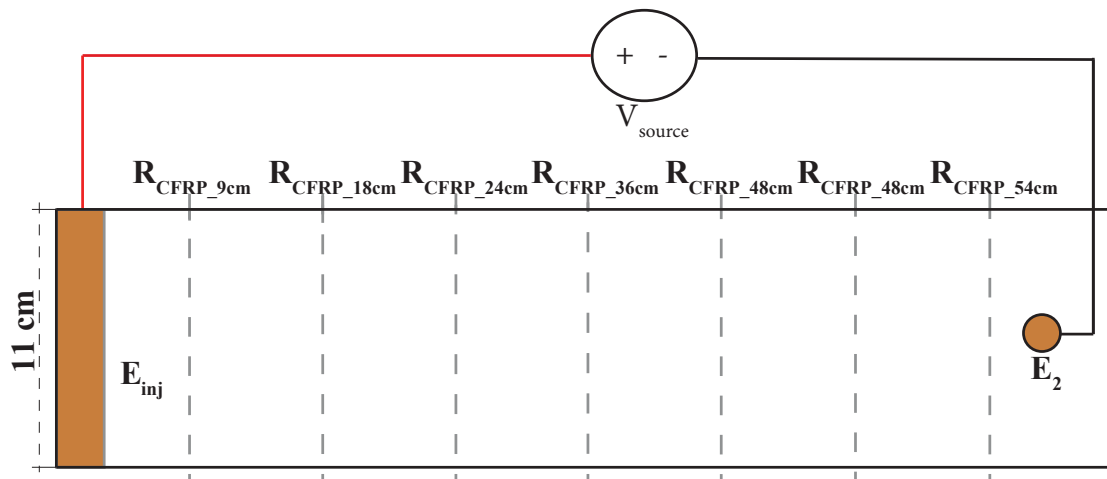
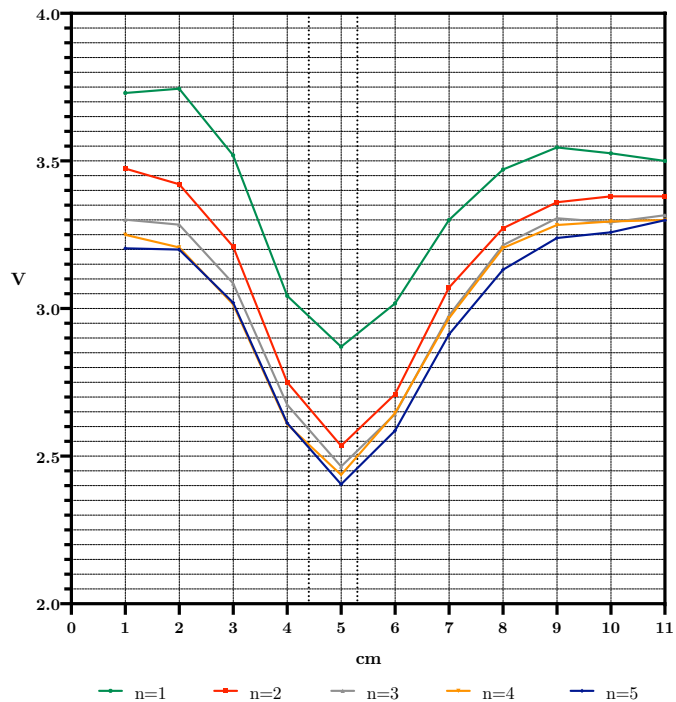


Figura 4.13. Segmentación ensayo n° 2 para encontrar R_{CFRP}

En cada segmentación se realizan 11 mediciones (1 cada cm) de caída de tensión con el electrodo circular. Este proceso se repite 5 veces.

Como ejemplo, la figura 4.14 expone las mediciones realizadas en el segmento $R_{CFRP_18\text{ cm}}$ para el ensayo n^o 2. Se muestran las cinco repeticiones del experimento. Las dos líneas discontinuas que aparecen en el gráfico representan la posición en el eje y del electrodo E_2 .

Figura 4.14. Diferencia de potencial entre el electrodo (E_2) y las posiciones en el segmento localizado a una distancia $x = 18\text{ cm}$ en el ensayo n^o 2. Se incluyen las 5 repeticiones de la medida



Tras las mediciones se promedian las 5 medidas, posteriormente se invierte la gráfica y se elimina el offset, ya que no es necesario. Para determinar en cada segmento el ancho de la región por donde circula la corriente, se ha utilizado una metodología similar a la del cálculo del factor Q , también denominado factor de calidad. Este factor es normalmente utilizado en física o ingeniería y su función es conocer el ancho de banda para el cual la señal medida no decae más de 3 dB. En términos de tensión, el valor de 3 dB se encuentra cuando la tensión decae hasta $\frac{1}{\sqrt{2}}$ de la tensión de pico, tal y como muestra la siguiente ecuación:

$$20\log_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3.01 \text{ dB} \quad (4.12)$$

Trasladando este concepto a la figura 4.15, nos permite conocer el ancho equivalente al rango definido por f_1 y f_2 y que en nuestro caso son el intervalo asumido por donde transcurre gran parte de la intensidad.

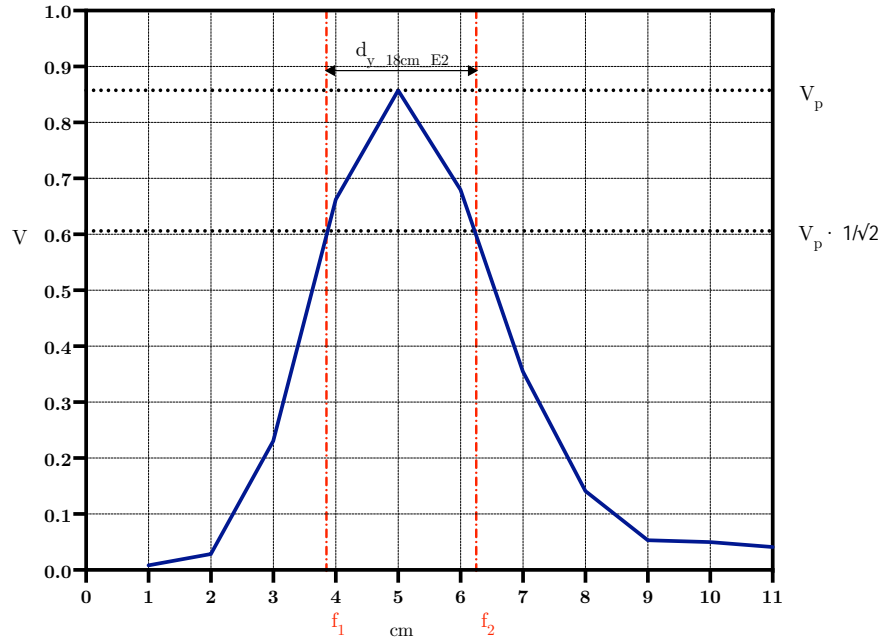


Figura 4.15. Determinación de la sección de conducción eléctrica en el segmento $x = 18$ cm en el ensayo n^o 2. La anchura es determinada por el ancho entre f_1 y f_2 donde el potencial normalizado e invertido cae 3 dB ($1/\sqrt{2}$)

En el caso expuesto como ejemplo (figura 4.15), se determina que este ancho de banda es de 25 mm, ya que f_1 está situada a 37.5 mm y f_2 a 62.5 mm. Finalmente, se calcula la resistencia aportada por este segmento, teniendo en cuenta que la sección transversal (S) es el producto del grosor del material y el ancho efectivo de la distribución de corriente sobre esa zona, la longitud del segmento (L) que son $9 \cdot 10^{-2}$ m y la resistividad (ρ_{CFRP}) obtenida anteriormente. El resultado en este ejemplo es el siguiente:

$$R_{CFRP_{18cm}} = \frac{\rho_{CFRP} \cdot L}{S} = \frac{6.44 \cdot 10^{-5} \cdot 9 \cdot 10^{-2}}{2.25 \cdot 10^{-6}} = 0.115 \Omega \quad (4.12)$$

Entonces, la resistencia total entre el electrodo de inyección y el/los electrodos circulares de prueba es el sumatorio de cada segmento.

$$R_{CFRP_{Total}} = R_{CFRP_{9cm}} + R_{CFRP_{18cm}} + R_{CFRP_{24cm}} + R_{CFRP_{36cm}} + R_{CFRP_{48cm}} + R_{CFRP_{54cm}} \quad (4.13)$$

4.3.2.4. Resistencia contacto del electrodo de inyección (R_{iny})

El último elemento restante para evaluar la resistencia de todo el conjunto es la resistencia que aporta el electrodo de inyección (E_{iny}). Este electrodo es una pletina de cobre de 111 mm de ancho, 38 mm de largo y 10 mm de grosor.

La distribución de corriente que fluye en este electrodo es distinta a la del electrodo circular, ya que los dos electrodos tienen geometrías diferentes. Es por este motivo que, además de medir el potencial eléctrico, se ha empleado una cámara termográfica con el fin de poder medir el área efectiva del electrodo. Para poder establecer el criterio del rango de temperatura a elegir para el posterior estudio, se ha evaluado cómo evoluciona la densidad de corriente (J) para diferentes temperaturas. Dicho estudio tiene como objetivo determinar la temperatura (ΔT) donde hay menor variación de densidad de corriente para diferentes tiempos de ensayo (Δt). De esta manera se minimiza el error que pueda introducir esta variable tan importante en el modelo. Dicho criterio se basa en la igualdad de la ecuación del calor específico (Q) con la energía eléctrica. Dicha igualdad se muestra en la siguiente ecuación:

$$R_{ci} I^2 \Delta t = m c_p \Delta T \quad (4.14)$$

Donde R_{ci} hace referencia al valor resistivo de la resistencia de contacto, I es la intensidad que atraviesa el contacto, Δt es el tiempo empleado, m es la masa que se tenga de material, c_p hace referencia al calor específico del CFRP que en este caso son 2000 J/(kg · K) y finalmente ΔT es el incremento de temperatura producido.

Dado que la masa es el producto de la densidad y el volumen, y este último depende de la longitud y sección, es posible obtener la ecuación (4.15). Además, se introduce la variable R_{ci} para usar los términos conocidos, que son la resistividad, longitud y sección.

$$J(A/m^2) = \sqrt{\frac{\text{densidad}_{CFRP} \cdot c p_{CFRP} \cdot \Delta T}{\rho_{CFRP} \cdot \Delta t}} \quad (4.14)$$

La figura 4.16 muestra como evoluciona la densidad de corriente en función de la temperatura para distintos ΔT . El criterio de temperatura para este modelo ha sido de 3 °C, ya que es donde hay una menor variación de densidad de corriente para distintos incrementos de tiempo.

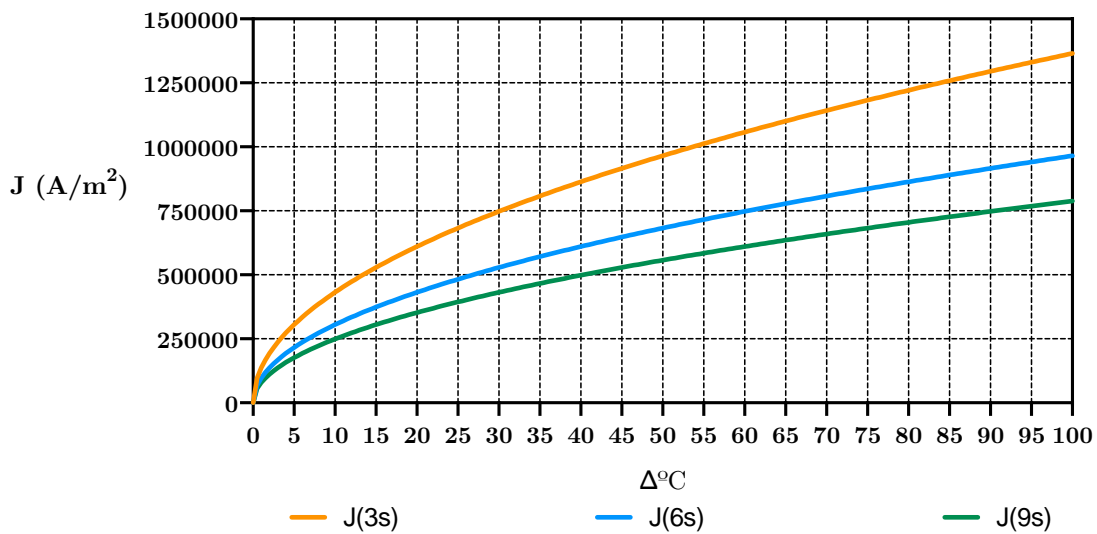


Figura 4.16. Densidad de corriente versus variación de temperatura. Las gráficas hacen referencia a distintos incrementos de tiempo. El color naranja simula cómo evolucionan estas dos variables para un tiempo de 3 segundos, la azul un tiempo de 6 segundos y la verde de 9 segundos

Con el incremento de temperatura de tres grados detallado anteriormente, se escoge el valor máximo obtenido mediante la cámara termográfica y se restan estos tres grados. Entonces se tiene el rango de temperatura que posteriormente sirve para encontrar el ancho útil de la distribución de corriente. En la termografía mostrada en la figura 4.17 se muestra que la temperatura máxima son 20 °C. Por lo tanto, el ancho efectivo elegido es toda aquella distribución de corriente que produce que el CFRP se caliente entre 17° y 20 °C. En este modelo, dicha distribución de corriente transcurre por 3.92 cm del electrodo. Este valor se ha normalizado a 4 cm para establecer la medida de potencial eléctrico. Estos cm son desde el 3 hasta el 6, ambos incluidos.

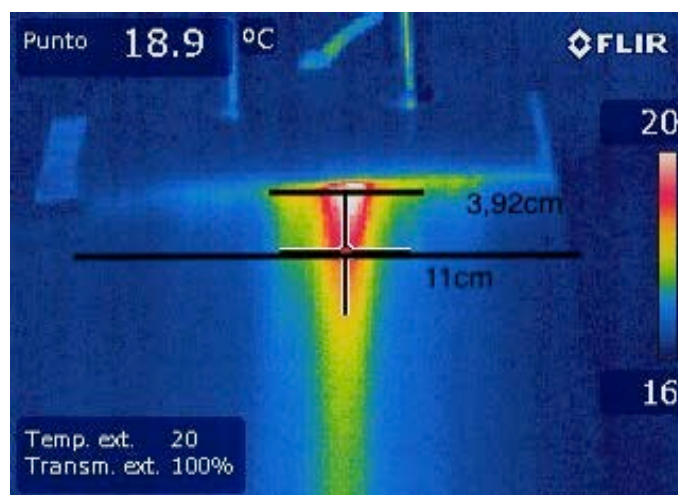


Figura 4.17. Termografía del electrodo E_{iny} durante el ensayo n° 2. La escala de color es en °C

La medida de potencial eléctrico se ha realizado paralelamente a la disposición del electrodo con una separación entre el punto de medida y electrodo inferior a 1 mm con el fin de que no interfiera el valor resistivo de la probeta de CFRP.

La medida se ha realizado para cada centímetro de la anchura del electrodo, que son 11 cm y se han repetido las medidas 5 veces. En la figura 4.18 se muestra el resultado de la termografía sobrepuesto en la geometría donde aparecen los puntos de medida (M1 a M11).

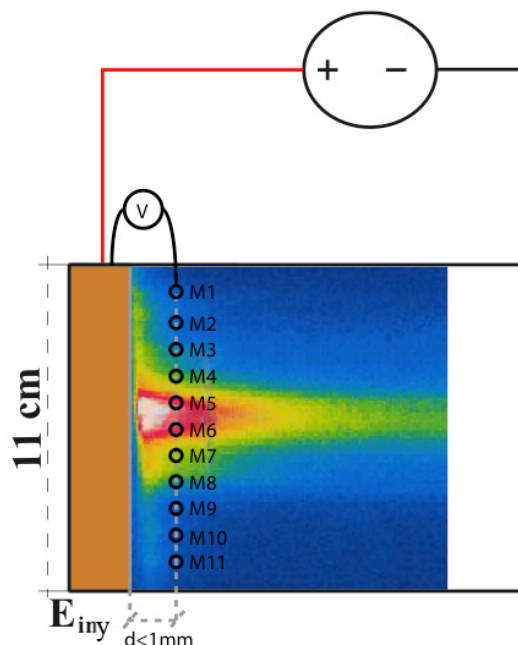


Figura 4.18. Ilustración de los puntos de medición para obtener los potenciales del electrodo

En la figura 4.19 se observan los potenciales eléctricos obtenidos para el ensayo nº 2 para el electrodo E_{iny} .

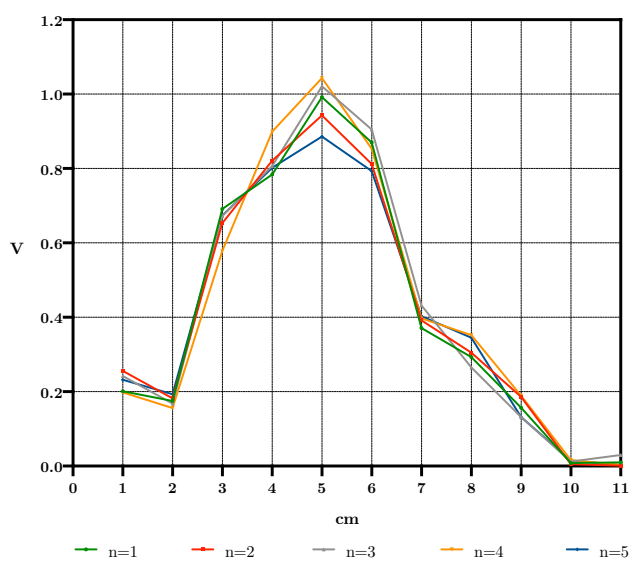


Figura 4.19. Potenciales eléctricos obtenidos durante el ensayo nº 2 para el electrodo E_{iny}

Tras los resultados, se promedian todas las medidas de tensión obtenidas desde el cm 3 hasta el 6 para así tener un valor de tensión medio y poder encontrar la resistencia, ya que el valor de la intensidad es medido a la salida de la fuente.

$$R_{Iny} = \frac{\bar{V}_{3cm_6cm}}{I_{Fuente}} = \frac{0.824}{2.27} = 0.363 \Omega \quad (4.15)$$

4.4. Resultados

La figura 4.20 muestra todas las acciones realizadas en cada ensayo en particular. La metodología general para validar las mediciones es repetir las en otro ensayo y comparar los resultados obtenidos. Paralelamente, en el caso de la resistividad del CFRP se han comparado los resultados obtenidos con otros trabajos publicados. En el caso de la resistencia de contacto para los electrodos E_1 , E_2 y E_3 se ha comparado el resultado con la fórmula de Holm (4.4). Finalmente, en los ensayos nº 2, 3 y 4 se ha realizado el circuito eléctrico equivalente para comparar las medidas realizadas.

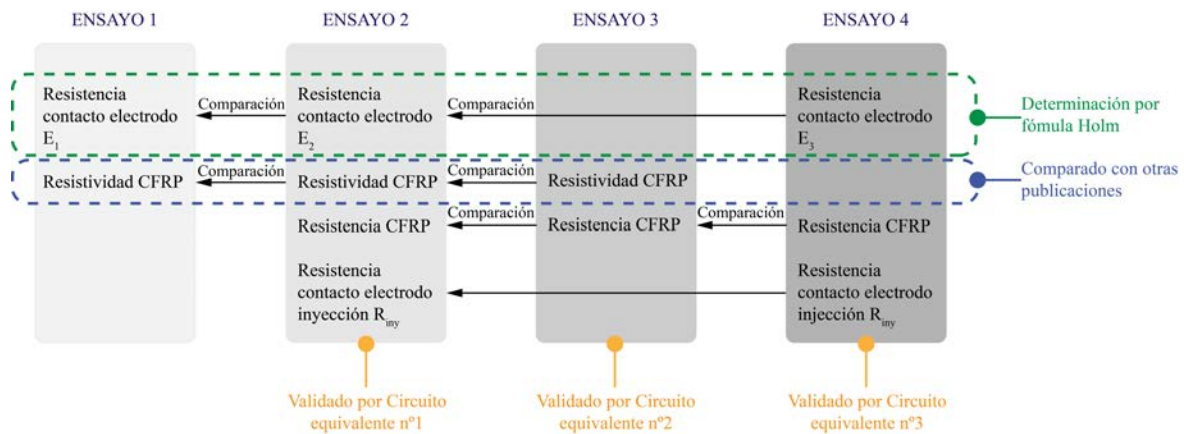


Figura 4.20. Cuadro resumen para la validación de los distintos métodos usados en los ensayos

En las siguientes secciones se detallan los resultados obtenidos.

4.4.1. Validación resistencia de contacto electrodos E_1 , E_2 y E_3

Como se puede ver en el cuadro resumen de la figura 4.21, los valores de resistencia de contacto obtenidos experimentalmente se comparan con los valores obtenidos mediante la aplicación de la ecuación (4.4) de Holm-Greenwood. Primeramente, se mostrarán los resultados obtenidos de manera experimental, así como sus particularidades, y posteriormente, los obtenidos por la ecuación (4.4) de Holm-Greenwood.

4.4.1.1. Resultados de la caracterización experimental de la resistencia de contacto de electrodos discretos

En este apartado se presentan los resultados de la medida experimental de la resistencia de contacto en los electrodos discretos.

Hay que tener en cuenta que uno de los factores que más influye en la resistencia de contacto eléctrico es la presión entre las superficies de contacto. A una mayor presión, la resistencia de contacto disminuye debido al aumento del número de puntos de contacto. Entonces, para poder asumir que los electrodos E_1 , E_2 y E_3 se comportan de una manera aproximada a un solo contacto discreto se debe asegurar que en el rango de trabajo la resistencia de contacto sea lo menos influenciada posible por la presión. En la figura 4.21 se muestra el resultado de la medida de resistencia en función de la fuerza aplicada al contacto. Como resultado, se ha fijado una fuerza de 44.1 N o 4.5 kgf aplicada en los electrodos E_1 , E_2 y E_3 . Como se aprecia en la figura 4.21, para presiones inferiores a 4 kgf el resultado de la resistencia de contacto es bastante sensible a pequeñas variaciones de fuerza. Para valores por encima de los 4 kgf la sensibilidad disminuye. Por este motivo, se ha elegido un valor superior a 4 kgf.

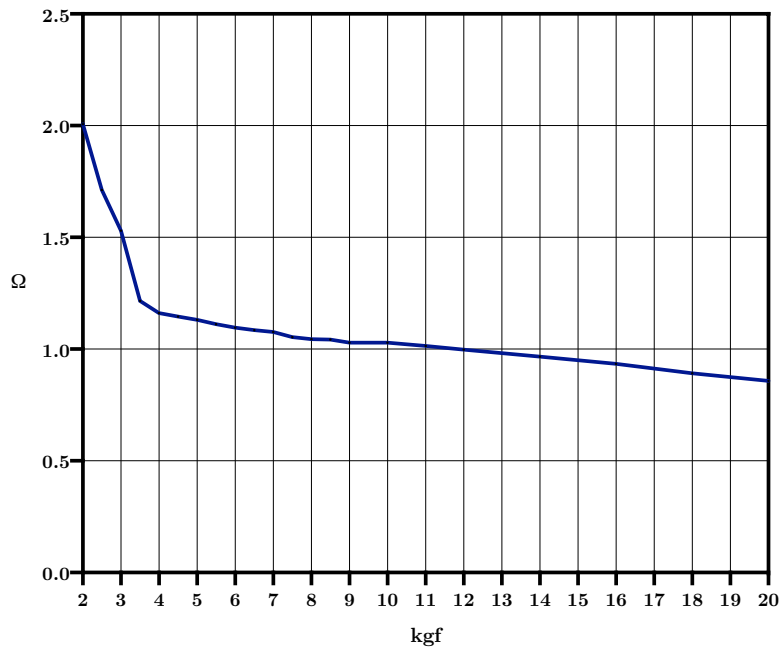


Figura 4.21. Resistencia de un contacto eléctrico en función de la fuerza aplicada

La figura 4.21 también muestra la no linealidad en la evolución de la resistencia de contacto en función de la fuerza aplicada al contacto sobre el CFRP que los autores de [48] obtuvieron en sus resultados. Otro de los aspectos que se han tenido en cuenta es el tiempo empleado en realizar los ensayos. Emplear tiempos distintos introduciría errores debido al aumento o disminución de la temperatura por el paso de corriente a través las fibras. Es por ello que entre repeticiones se dejó un tiempo de enfriamiento de 10 minutos para que no influya este factor en la medida.

Los electrodos E_1 , E_2 y E_3 son de una geometría idéntica, y como se ha detallado en el punto anterior, están sujetos usando la misma metodología. Es por ello que el valor obtenido de resistencia de contacto debe ser similar, independientemente del ensayo realizado. Los valores de resistencia obtenidos para estos electrodos se muestran en la tabla nº 7.

Tabla nº 7. Resumen de los resultados de resistencia obtenidos de manera experimental para la variables E_1 , E_2 y E_3

		Ensayo nº 1	Ensayo nº 2	Ensayo nº 3
Electrodo	E_1	0.496 Ω		
	E_2		0.425 Ω	0.486 Ω
	E_3			0.446 Ω

La mayor diferencia entre los valores obtenidos es de un 14 % y se encuentra entre el electrodo E_1 y E_2 .

4.4.1.2. Resultados mediante el cálculo de la resistencia de contacto de electrodos discretos

En el apartado anterior se han presentado los resultados de la resistencia de contacto en los electrodos discretos E_1 , E_2 y E_3 . En este apartado se realiza el cálculo de la resistencia de contacto mediante la ecuación (4.4) de Holm-Greenwood y se compara con los valores experimentales.

Para el cálculo se asume que el contacto es efectivo en toda el área del electrodo, que es $6.631 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$. Esta hipótesis se asume válida para el caso de la presión de contacto definida de más de 4 kgf. En la tabla nº 8 se muestran los resultados calculados con la ecuación (4.4).

Tabla n° 8. Resumen de los resultados obtenidos mediante la ecuación (4.4) de Holm-Greenwood

		Ensayo n° 1	Ensayo n° 2	Ensayo n° 3
Electrodo	E ₁	0.464 Ω		
	E ₂		0.507 Ω	
	E ₃			0.472 Ω

Comparando los resultados obtenidos de manera experimental mostrados en el punto anterior (4.4.1.1), se puede observar la gran similitud entre los resultados obtenidos de manera analítica y experimental. La mayor diferencia entre estos dos métodos se encuentra en el electrodo E₂ del ensayo n° 2, donde existe una diferencia del 14.21 %. Para los otros dos electrodos las diferencias obtenidas son 6.6 % y 5 % para el electrodo E₁ y E₃, respectivamente. Se puede concluir que ambos métodos obtienen resultados muy parecidos, siendo posible aplicar la ecuación de Holm (4.4) para hallar la resistencia de un contacto circular puntual en un material de CFRP.

4.4.2. Determinación de la resistividad longitudinal del CFRP (ρ_{CFRP})

Dado que el valor resistivo del material es independiente del ensayo realizado, es posible comparar los resultados obtenidos de manera experimental para cada uno de los diferentes ensayos, con el fin de tener una validación adicional de esta variable. Además, los resultados obtenidos para esta variable han sido comparados con los que aparecen en diferentes publicaciones.

4.4.2.1. Resultados de la caracterización experimental de la resistividad del CFRP

La resistividad del laminado empleado se ha calculado en los ensayos nº 1, 2 y 3. Los resultados obtenidos en los tres ensayos son los siguientes, $5.91 \cdot 10^{-5} \Omega \text{ m}$, $6.44 \cdot 10^{-5} \Omega \text{ m}$ y $6.01 \cdot 10^{-5} \Omega \text{ m}$, respectivamente. La similitud en los tres valores sugiere una consistencia de la metodología usada y propiedades de la muestra.

4.4.2.2. Discusión del resultado de la resistividad del CFRP

No se dispone de valores de resistividad o conductividad eléctrica de la muestra de CFRP empleada. En realidad, este parámetro no suele ser facilitado por el fabricante y se estima que muchos fabricantes lo desconocen. En general la resistividad de este material está muy influido por las propiedades del laminado y la manera en que se ha fabricado. El tamaño de las fibras, el volumen o su disposición pueden hacer variar de forma considerable el valor de la resistividad. Por esta razón, no se disponen de valores de referencia absolutos. En la literatura, en cada referencia se ha usado un laminado diferente. Por esta razón, solamente es comparable el orden de magnitud obtenido. Una de las primeras referencias expuestas es de Min *et al.* [64], donde realizaron un estudio de cómo es posible mejorar la conductividad eléctrica de CFRP, añadiendo nano partículas de plata a la probeta. Para ello, usaron un laminado de las mismas características que se usan para la fabricación del Boeing B787 y posteriormente compararon la conductividad eléctrica obtenida con el aporte de las nano partículas con un laminado real Boeing B787, con la malla de aluminio que tiene para disipar la corriente del rayo. En la figura 4.22 se muestran sus resultados y la comparativa. Como muestran sus resultados, obtuvieron un valor de 15000 S/m y 21000 S/m laminados de CFRP sin aplicarle ningún tratamiento.

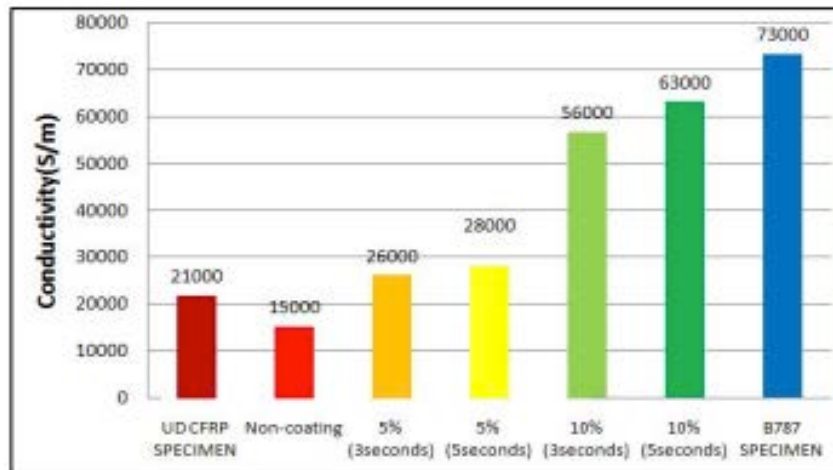


Figura 4.22. Mejora de la conductividad en el CFRP con el aporte de nano partículas de plata [64]

Otro de los documentos consultados es el publicado por los autores Ueno *et al.* [65], donde simularon la distribución de corriente sobre un panel CFRP modificando la matriz de conductividades del material y comparando los resultados con los obtenidos por el método de FDTD con celdas triangulares-prismáticas. En este documento se citan las conductividades del panel de fibra de carbono siendo 33000 S/m en la dirección longitudinal, 200 S/m en la longitud transversal y 0.2 S/m en el grosor. Finalmente, Yamamoto *et al.* [66], estudiaron la distribución de corriente de un panel CFRP quasi-isotropico. Para ello, simularon un panel de CFRP con una conductividad de 17000 S/m.

Las conductividades obtenidas experimentalmente en la muestra utilizada en esta tesis tienen un valor medio de 16343 S/m con aproximadamente una incertidumbre de ± 1400 S/m. Dichos valores son de un valor comparable a los obtenidos por otros autores en diferentes publicaciones [9,47,53,64,65,66] para este material donde el rango de conductividades sobre el eje x encontradas se sitúa entre 10000 S/m [47] y 33000 S/m [66]. Este rango de resultados se debe a que es prácticamente imposible obtener dos laminados con un mismo valor de conductividad debido al proceso de producción de este material.

4.4.3. Resultado de la medida de la resistencia del CFRP (R_{CFRP}) entre los electrodos de conexión

La resistencia eléctrica aportada por el laminado de CFRP se ha calculado en los ensayos nº 2, 3 y 4, y los valores obtenidos aparecen en la tabla nº 9.

Tabla nº 9. Resumen de los resultados obtenidos de manera experimental para la variable R_{CFRP} . En el ensayo nº 4 se muestran los dos valores obtenidos para los diferentes electrodos, en el caso del electrodo E_3 el valor resistivo del CFRP desde el electrodo E_{iny} es 0.917Ω mientras que para el electrodo E_2 es 0.900Ω . En el caso del ensayo nº 3, también hay instalados dos electrodos circulares pero solo existe una distribución de corriente sobre el laminado, por eso solo existe un valor

	Ensayo nº 2	Ensayo nº 3	Ensayo nº 4
Resistencia del CFRP	0.867 Ω		
		0.607 Ω	
			0.917 Ω 0.900 Ω

Dado que esta resistencia se ha calculado mediante la distribución de corriente que transcurre por cada segmento desde el electrodo E_{iny} hasta el/los electrodo/os circular/es, en el caso del ensayo nº 4 se muestran por separado el resultado de los valores de R_{CFRP} correspondientes a los dos electrodos dispuestos sobre el mismo eje y . El valor de resistencia hallado entre el electrodo E_{iny} y E_3 ha sido 0.917Ω , mientras que el para el caso del electrodo E_2 es 0.900Ω .

La mayor diferencia se encuentra entre los ensayos nº 2 y 3, donde existe una diferencia total de un 30%. Esta diferencia radica básicamente en el último segmento previo a llegar al electrodo circular, ya que para el caso del ensayo nº 2, que solo tiene un electrodo, la resistencia aportada por este segmento es de 0.276Ω , mientras que para el caso del ensayo nº 3, que dispone 2 electrodos, este segmento aporta al conjunto resistivo del laminado 0.163Ω .

4.4.4. Resultado de la resistencia del electrodo de inyección del CFRP

(R_{INY})

Aunque el objetivo de la parte experimental no ha sido el estudio de la resistencia en este electrodo, sino en los electrodos puntuales, es necesario estimar la resistencia de este electrodo (E_{iny}) para determinar su contribución a la resistencia total.

El método para calcular la resistencia de contacto en el electrodo E_{iny} ha sido el mismo que para los electrodos E_1 , E_2 y E_3 . En este caso, para conocer por donde transcurre la intensidad y poder tomar medidas de potencial eléctrico se ha usado una cámara termográfica, como se muestra como ejemplo en la figura 4.17. Este valor se ha calculado en los ensayos nº 2, 3 y 4 y el resultado obtenido es 0.363, 0.310 y 0.346 Ω , respectivamente.

Los resultados obtenidos para la variable R_{iny} son cuantitativamente de un valor menor que los obtenidos para los electrodos circulares mostrados en el punto 4.4.1.2. Esto se debe, principalmente, a la mayor área de contacto que tiene el electrodo R_{iny} que es $4.281 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2$ y $6.351 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$ para los electrodos circulares. Aunque toda el área del electrodo R_{iny} no es útil en términos de distribución de corriente, sí que se distribuye por un área mayor que la que tienen los electrodos circulares. Es posible visualizar esta distribución en la figura 4.16 mediante el uso de una cámara termográfica.

4.4.5. Resistencia total mediante circuitos equivalentes

En este apartado se compara la resistencia total del conjunto calculada al dividir la tensión e intensidad proporcionada por la fuente con la proporcionada por el conjunto de resistencias individuales determinadas en apartados anteriores. Para ello, se han realizado los circuitos equivalentes de los ensayos nº 2, 3 y 4.

La figura 4.23 hace referencia a el circuito equivalente para el ensayo n^o 2, donde en este caso la resistencia de todo el conjunto es de 1.70Ω , mientras que la resistencia experimental del conjunto obtenida a partir de la tensión aplicada (V_{fuente}) y la corriente inyectada (I) es de 1.655Ω .

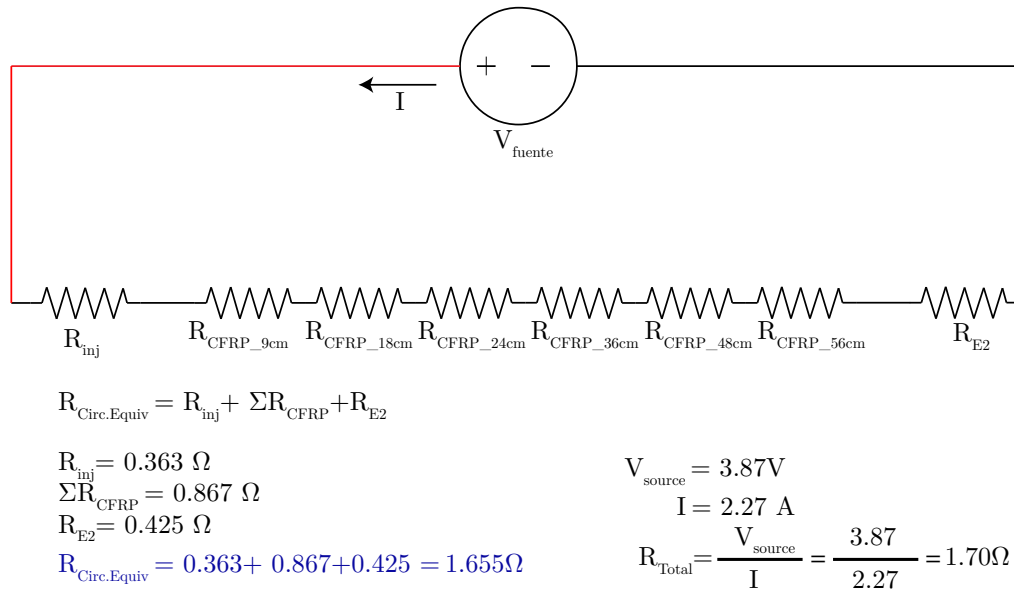


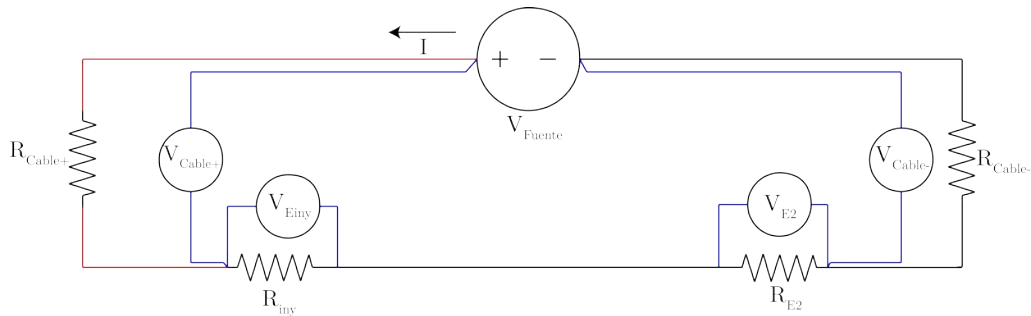
Figura 4.23. Circuito equivalente probeta CFRP Ensayo n^o 2

La tabla n^o 10 muestra un resumen de la resistencia del conjunto del laminado de CFRP obtenido de manera experimental y realizando el circuito equivalente con estos datos, además también aparecen los valores resistivos del conjunto calculado mediante la tensión aplicada por la fuente (V_{Fuente}) y la intensidad que fluye por el ensayo (I_{Fuente}) para cada ensayo específico.

Tabla nº 10. Resumen comparando los resultados obtenidos de manera experimental y realizando el circuito equivalente para hallar la resistencia total del laminado de CFRP ($R_{\text{Circ.Equiv}}$) con los resultados de resistencia total (R_{Total}) obtenidos con la tensión e intensidad de la fuente

		Ensayo nº 2	Ensayo nº 3	Ensayo nº 4
Resistencia del conjunto mediante tensión e intensidad de la fuente	I_{Fuente}	2.27 A	1.75 A	1.79 A
	V_{Fuente}	3.87 V	2.21 V	1.508 V
	R_{Total}	1.7 Ω	1.26 Ω	0.842 Ω
Circuito equivalente laminado CFRP	$R_{\text{Circ.Equiv}}$	1.655 Ω	1.256 Ω	0.773 Ω

Adicionalmente, para poder valorar las diferencias entre las conexiones a un material como el CFRP y a un material buen conductor se ha realizado el mismo procedimiento en una probeta de aluminio. La figura 4.24 muestra el circuito equivalente para este caso.



$$\begin{aligned} V_{\text{Cable}+} &= 1.6 \cdot 10^{-2} \text{ V} \\ V_{\text{Einy}} &= 9 \cdot 10^{-5} \text{ V} \\ V_{\text{E2}} &= 2.2 \cdot 10^{-3} \text{ V} \\ V_{\text{Cable}-} &= 1.48 \cdot 10^{-2} \text{ V} \end{aligned}$$

$$V_{\text{Fuente}} = 3.45 \cdot 10^{-2} \text{ V}$$

$$I = 1.117 \text{ A}$$

$$R_{\text{Total}} = \frac{V_{\text{Fuente}}}{I} = \frac{0.0345}{1.117} = 3.088 \cdot 10^{-2} \Omega$$

$$R_{\text{Circ.Equiv}} = R_{\text{Cable}+} + R_{\text{iny}} + R_{\text{E2}} + R_{\text{Cable}-}$$

$$R_{\text{Cable}-} = \frac{V_{\text{Cable}-}}{I} = \frac{1.48 \cdot 10^{-2}}{1.117} = 1.324 \cdot 10^{-2} \Omega \quad R_{\text{Cable}+} = \frac{V_{\text{Cable}+}}{I} = \frac{1.6 \cdot 10^{-2}}{1.117} = 1.432 \cdot 10^{-2} \Omega$$

$$R_{\text{E2}} = \frac{V_{\text{E2}}}{I} = \frac{2.2 \cdot 10^{-3}}{1.117} = 1.969 \cdot 10^{-3} \Omega \quad R_{\text{iny}} = \frac{V_{\text{Einy}}}{I} = \frac{9 \cdot 10^{-5}}{1.117} = 8.057 \cdot 10^{-5} \Omega$$

$$R_{\text{Circ.Equiv}} = 1.432 \cdot 10^{-2} + 8.057 \cdot 10^{-5} + 1.969 \cdot 10^{-3} + 1.324 \cdot 10^{-2} = 2.960 \cdot 10^{-2} \Omega$$

Figura 4.24. Circuito equivalente probeta aluminio Ensayo nº 2

Dado la baja resistencia que tiene la probeta de aluminio, la caída de potencial entre los electrodos E_{iny} y E_2 se puede despreciar respecto a la resistencia de los cables de conexión con la fuente de tensión y en los electrodos. Tal y como demuestran los resultados, el valor obtenido mediante el circuito equivalente es $2.96 \cdot 10^{-2} \Omega$, mientras que buscando la resistencia del conjunto usando la ley de Ohm este valor da $3.088 \cdot 10^{-2} \Omega$.

De la misma manera que para el caso del laminado de CFRP, en la tabla nº 11 se muestra la resistencia de la probeta de aluminio encontrada de manera experimental junto a los datos aportados por la fuente durante el ensayo.

Tabla nº 11. Resumen comparando los resultados obtenidos de manera experimental y realizando el circuito equivalente para hallar la resistencia total del laminado de aluminio ($R_{Circ.Equiv}$) con los resultados de resistencia total (R_{Total}) obtenidos con la tensión e intensidad de la fuente

		Ensayo nº 2	Ensayo nº 3	Ensayo nº 4
Resistencia del conjunto mediante tensión e intensidad de la fuente	I_{Fuente}	1.117 A	1.121 A	1.117A
	V_{Fuente}	$3.45 \cdot 10^{-2} V$	$1.63 \cdot 10^{-2} V$	$1.53 \cdot 10^{-2} V$
	R_{Total}	$3.088 \cdot 10^{-2} \Omega$	$1.45 \cdot 10^{-2} \Omega$	$1.36 \cdot 10^{-2} \Omega$
Circuito equivalente laminado aluminio	$R_{Circ.Equiv}$	$2.96 \cdot 10^{-2} \Omega$	$1.44 \cdot 10^{-2} \Omega$	$1.57 \cdot 10^{-2} \Omega$

Todos los circuitos equivalentes se encuentran recogidos en el Anexo nº 1.

4.5. Modelos propuestos para la simulación de los contactos superficiales al CFRP

En esta sección, en primer lugar, se resumen los hallazgos obtenidos mediante los experimentos descritos en el apartado anterior. Esto permite proponer unos modelos de conexión para ser incorporados en modelos de simulación tal y como se presentará en las secciones siguientes. Cabe mencionar que las conclusiones y el modelo propuesto son válidos para la probeta estudiada y que su aplicación a otros casos debe ser evaluada.

De los experimentos realizados se destacan las siguientes conclusiones, que serán la base de los modelos propuestos:

- La resistencia de contacto de una superficie puntual A entre el electrodo y el CFRP se puede aproximar mediante la expresión de Greenwood:

$$R_{contacto}(\Omega) = \left(\frac{\rho_{x_CFRP}}{2A} \right) \quad (4.16)$$

- Cuando existan dos puntos de contacto en el mismo eje de orientación de las fibras separados una distancia Δx se debe tener en cuenta la resistencia de CFRP en esta distancia cuando la resistencia del CFRP en la porción Δx resulte comparable a la resistencia de contacto R_c del punto.
- Cuando existan dos puntos de contacto paralelos perpendiculares a la dirección de las fibras pueden tratarse como caminos paralelos casi independientes cuando la conductividad perpendicular sea mucho menor que la longitudinal.
- La distribución de corriente a lo largo del CFRP para dos puntos de contacto en el mismo eje de orientación de las fibras es prácticamente idéntica a las encontradas cuando existe un solo punto de contacto.

Una vez presentadas las conclusiones que darán lugar a los modelos propuestos, se ilustra a modo de ejemplo la necesidad de un modelo de conexión, puesto que uno podría pensar que métodos como FDTD o FEM representan adecuadamente la resistencia de contacto con la simple interface entre elementos.

La figura 4.25 representa el contacto entre un electrodo cilíndrico de 5 mm de radio con un cilindro de CFRP de 50 mm de radio. El modelo se ha implementado en FEM. Los resultados del mallado y la densidad de corriente del modelo se representan en las figuras 4.26.a y 4.26.b, respectivamente.

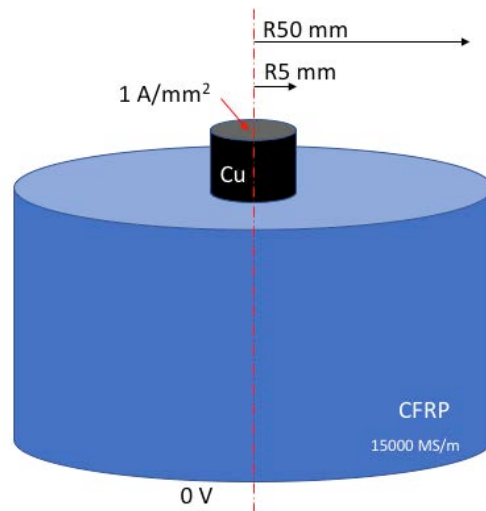
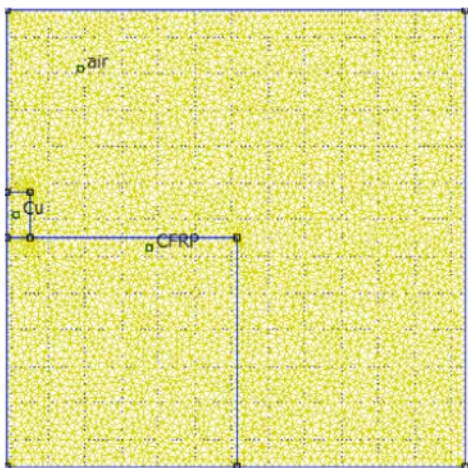


Figura 4.25. Geometría contacto eléctrico cilíndrico CFRP

a)



b)

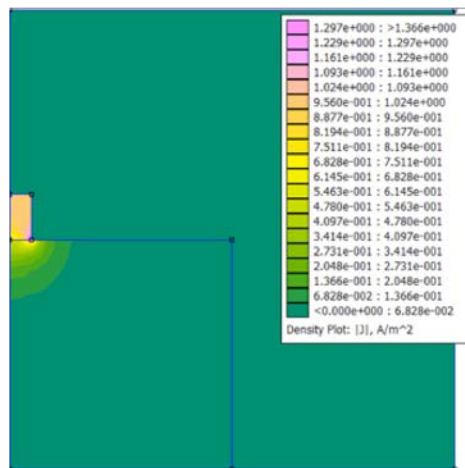


Figura 4.26.a.Mallado de la geometría de la figura 4.25, y en b) Distribución de corriente resultante para la simulación de la geometría correspondiente a la figura 4.25

A partir de la diferencia de potencial entre el electrodo y el CFRP junto con la integración de la densidad de corriente que cruza la frontera del electrodo con el CFRP se obtiene una resistencia inferior a $3 \cdot 10^{-3} \Omega$. De acuerdo con la expresión de Greenwood para una conductividad del CFRP de 15000 S/m, la resistencia de contacto es de $4.2 \cdot 10^{-1} \Omega$. Este resultado pone en evidencia que los métodos como FEM y FDTD no representan correctamente la resistencia de contacto obtenida experimentalmente y consistente con la expresión de Greenwood (4.4).

Una vez ilustrada la incapacidad de representar la resistencia de contacto a partir de la mera interface entre medios, a partir de los hallazgos encontrados en los trabajos experimentales y resumidos anteriormente se proponen dos modelos para la simulación de contactos superficiales al CFRP. Los modelos son los siguientes:

- Implementación del contacto entre un electrodo y CFRP en simulaciones de conducción de corriente en métodos mallados como FDTD y FEM.
- Modelo simplificado basado en teoría de circuitos.

Ambos modelos se basan en introducir un conjunto de resistencias eléctricas denominadas (R_{ci}) entre la probeta de CFRP y el electrodo, con el objetivo de modelar con mayor precisión la resistencia de contacto entre estos dos materiales. A modo ilustrativo, la figura 4.27.a simboliza una sección transversal de un contacto eléctrico real donde aparecen la parte del electrodo y CFRP unidos por lo que denominamos micro contactos, que es por donde circula la corriente, mientras que en la figura 4.27.b se representa la discretización del contacto eléctrico descrito anteriormente.

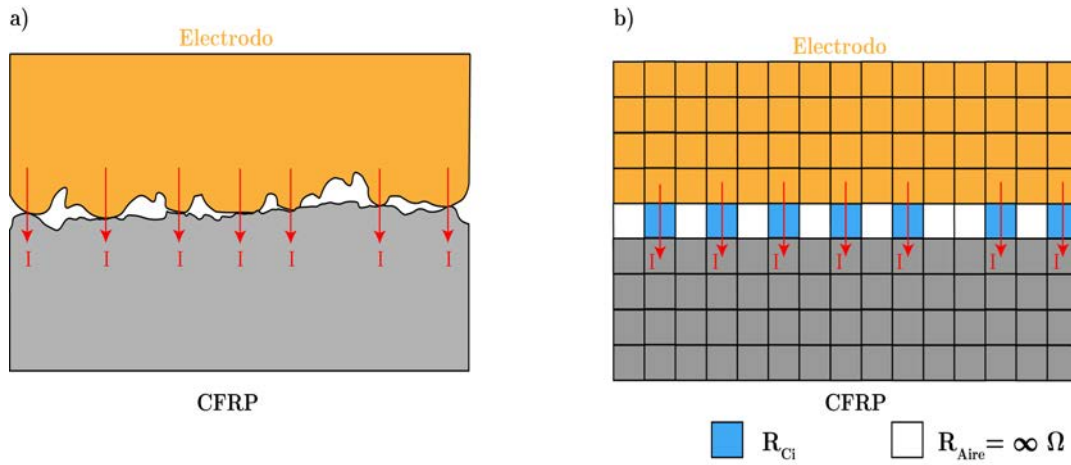


Figura 4.27. En a) Ilustración de un contacto real entre electrodo y CFRP y en b) Discretización del contacto mostrado en la figura 4.27.a

En la figura 4.27.b, la resistencia de conexión está representada mediante las celdas de color azul denominadas R_{Ci} . Para mostrar la interfaz implementada entre los dos materiales, la figura 4.28 muestra la discretización de 15×4 celdas entre el electrodo y CFRP correspondiente a la figura 4.27.b. En este caso, cada celda tiene un tamaño $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_z$.

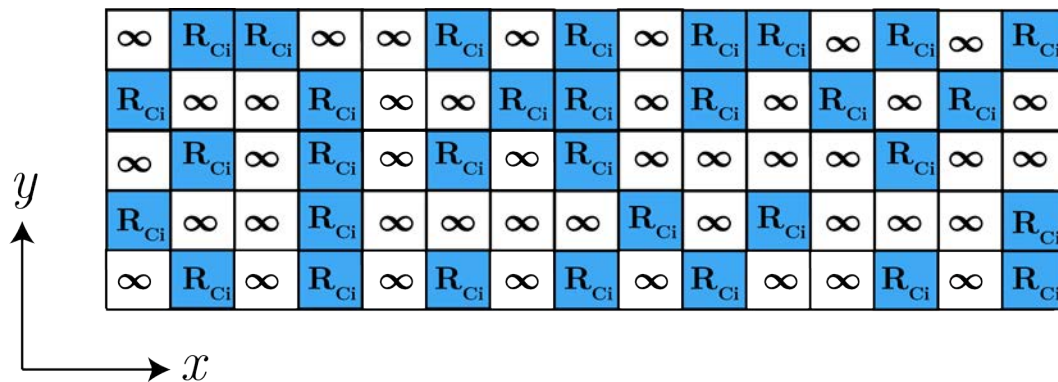


Figura 4.28. Matriz de resistencias implementada entre el electrodo y la probeta de la figura 4.27.b

Estos contactos discretos son indicados por las celdas de azul, donde R_{Ci} corresponde a la resistencia de contacto obtenida con la expresión de Greenwood (4.4) para cada celda i , y las celdas de color blanco son implementadas en la matriz con una resistencia infinita, forzando que no haya una distribución de corriente.

$$R_{Ci}(\Omega) = \left(\frac{\rho_{x_CFRP}}{2A} \right) \quad (4.17)$$

Donde A es la superficie de contacto. Se sugiere configurar la malla con la sección $\Delta_x \cdot \Delta_y$ de cada celda igual a A . Calculada la resistencia de contacto, se obtendrá una conductividad equivalente σ' para la celda con volumen $\Delta_x \cdot \Delta_y \cdot \Delta_z$.

$$\sigma'(S/m) = \frac{1}{R_{Ci}} \left(\frac{\Delta_z}{\Delta_x \cdot \Delta_y} \right) \quad (4.18)$$

Puesto que se asume que en las zonas donde no hay contacto la resistencia es infinita, las conductividades en estas zonas serán 0 S/m. En la práctica, uno de los inconvenientes es la determinación del número y sección de las superficies de contacto. Uno de los primeros intentos de simplificar el concepto introducido por Holm [59], lo llevó a cabo Boyer [67] en 1990, donde reformuló la ecuación de Holm haciendo el supuesto de que los micro contactos tenían que rellenar por completo el área del contacto, obteniendo la ecuación (4.19):

$$\frac{1}{a} = \frac{1}{R_1} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\frac{Na^2}{R_1^2} \right)^{\frac{\sqrt{N}-1}{2}} \right) \quad (4.19)$$

Donde R_1 , hace referencia al radio en metros, más pequeño de un cluster circular de micro contactos. Posteriormente, algunos autores también han intentado reformular la ecuación de Holm. En 2009, Argatov *et al.* [68] recopiló todos los métodos y los comparó con los errores absolutos obtenidos por los diferentes métodos, tal y como se muestra en la figura 4.29.

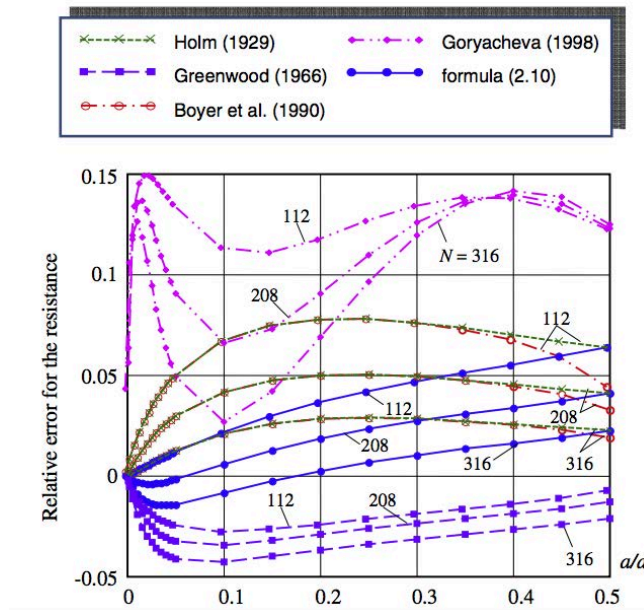


Figura 4.29. Comparación del error obtenido para diferentes formulaciones sobre resistencia eléctrica en un contacto [68]

4.5.1 Implementación del contacto entre un electrodo y CFRP en simulaciones de conducción de corriente en métodos mallados como FDTD y FEM

Para verificar los resultados obtenidos para el cálculo de la resistencia de un contacto eléctrico sobre el CFRP, se propone el estudio de las superficies de contacto mediante el análisis de la identificación de los puntos de contacto a nivel visual y mediante el ensayo utilizando termografía. En este caso se propone el ensayo de una conexión que se somete a una corriente i durante un período relativamente corto de tiempo (Δt). La conexión se desmonta rápidamente para tomar termografías y se identifican las regiones de contacto como aquellas donde se produce el mayor incremento de temperatura (ΔT). El criterio para definir el ΔT es el mismo que el que se ha detallado en el punto 4.3.2.4.

Este ensayo se ha realizado sobre una probeta de CFRP de las siguientes medidas 731 x 111 x 10 mm y se han utilizado dos tipos de electrodos.

El primer tipo es de cobre y tiene las siguientes dimensiones 38 x 111 x 10 mm. Este electrodo es el que se desmontaba rápidamente tras la finalización del estudio con el objetivo de identificar las zonas de contacto. El segundo electrodo es de latón y circular.

La tensión aplicada son 2.3 V durante 3 segundos. La duración del ensayo tiene mucha relevancia, ya que una prolongación del tiempo de ensayo excesiva produce una termalización en las fibras de carbono, no siendo posible concretar dónde se producen las zonas de contacto entre el electrodo y la probeta.

Una vez se obtienen las áreas donde se ha producido un mayor ΔT , se calculan las resistencias de contacto según la ecuación (4.4) para, finalmente, poder obtener la conductividad en (S/m) de esa región y poderla modelar con FEM.

En el siguiente apartado se exponen los resultados obtenidos del procedimiento descrito anteriormente.

4.5.1.1 Método para la obtención de la región de contacto entre un electrodo y CFRP

En la figura 4.30 se muestra la termografía obtenida tras someter la probeta a una tensión de 2.3 V durante 3 s y con una corriente de 1.6 A. Se han identificado un total de 5 zonas de contacto, denominadas desde F1 a F5 y marcadas en color verde. El criterio para la elección de las zonas de contacto es seleccionar todas aquellas zonas que tienen un incremento de temperatura superior a 3 °C respecto a la zona más fría encontrada con la cámara termográfica. Dado que la zona más fría son 18.5 °C, las zonas seleccionados son aquellas que superan una temperatura de 21.5 °C.

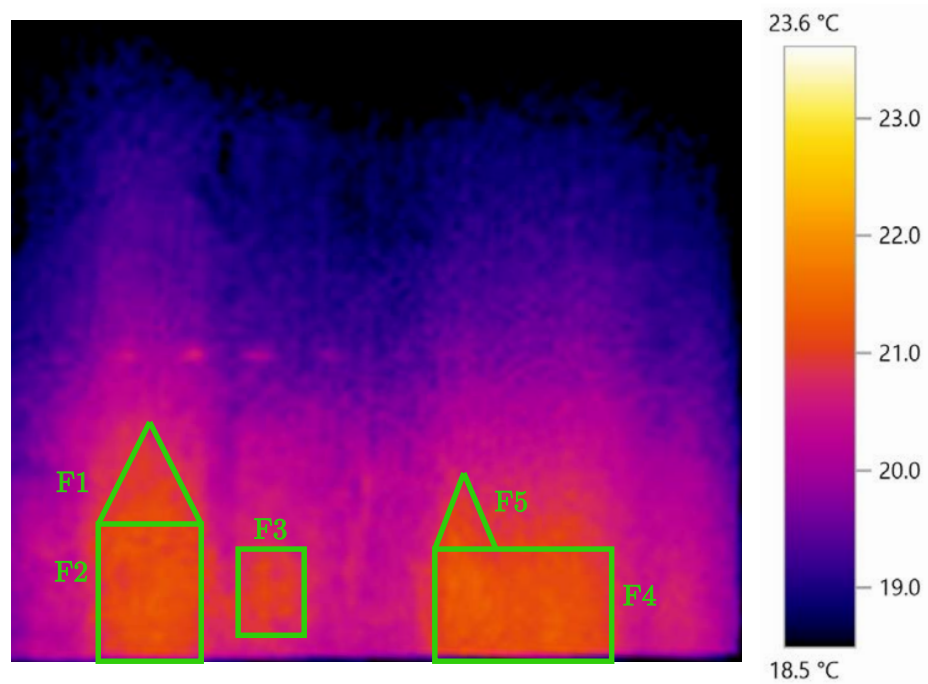


Figura 4.30. Termografía sobre probeta de CFRP tomada tras retirar el electrodo de inyección. La tensión aplicada son de 2.3 V durante 3 segundos y una corriente de 1.6 A

En la figura 4.31.a se muestra la geometría simulada en FEM con la implementación de las resistencias de contacto (R_{Ci}) sobre la probeta de CFRP. En dicha figura se ha eliminado la geometría del electrodo de inyección para facilitar la compresión de la geometría. La figura 4.31.b enseña la geometría completa, con el electrodo de inyección para facilitar la compresión de la geometría

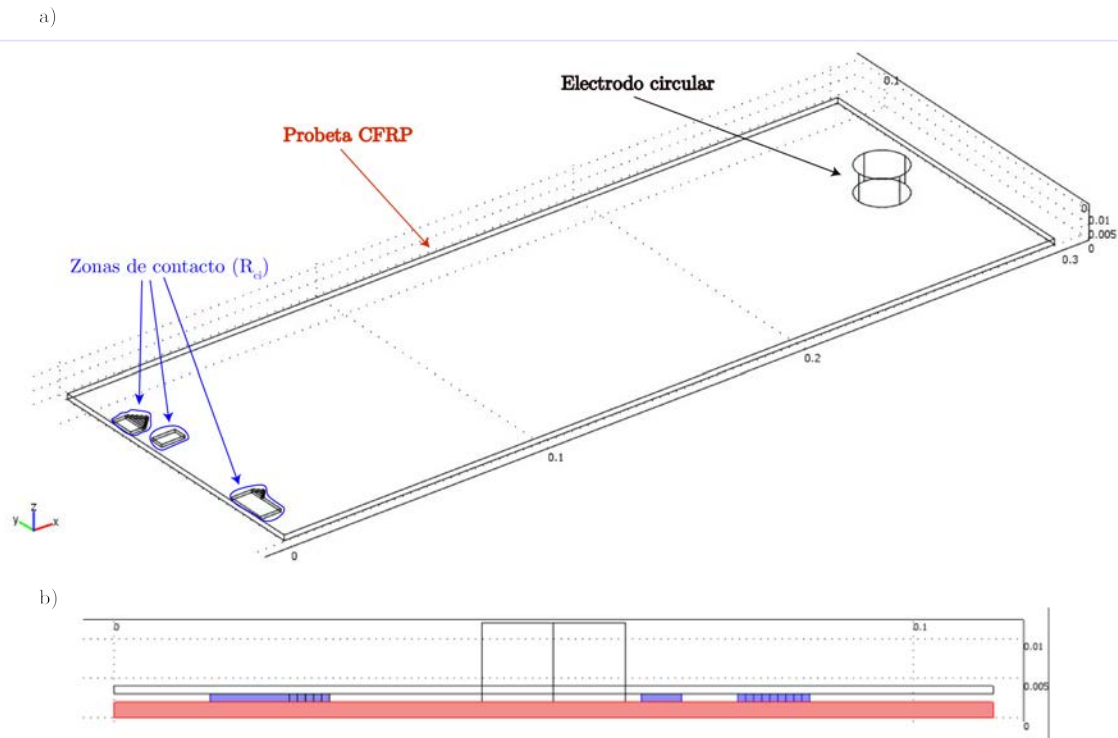


Figura 4.31.a. Geometría simulada con las zonas de contacto implementadas, y en b) Ilustración de las diferentes capas simuladas, la geometría de color rojo muestra la probeta de CFRP, la azul, las zonas de contacto (R_{ci}) y en la parte superior de esta capa se encuentra el electrodo alargado

Los contactos discretos marcados en azul se calculan usando la ecuación de Greenwood (4.4). Dado que el área total (A) es un valor conocido y el valor de la resistencia de contacto ya ha sido encontrado anteriormente en el apartado 4.3.3.4, es posible obtener la conductividad equivalente que tiene esta región, donde en este caso en particular es de 6165 S/m.

Como en la sección 4.4.1, para encontrar la resistencia aportada se usa la diferencia de potencial que tiene cada contacto discreto y la integral de la densidad de corriente de la cara que está en contacto con la probeta de CFRP. En la figura 4.32 se muestra la diferencia de potencial obtenida en el CFRP a 1 mm del electrodo.

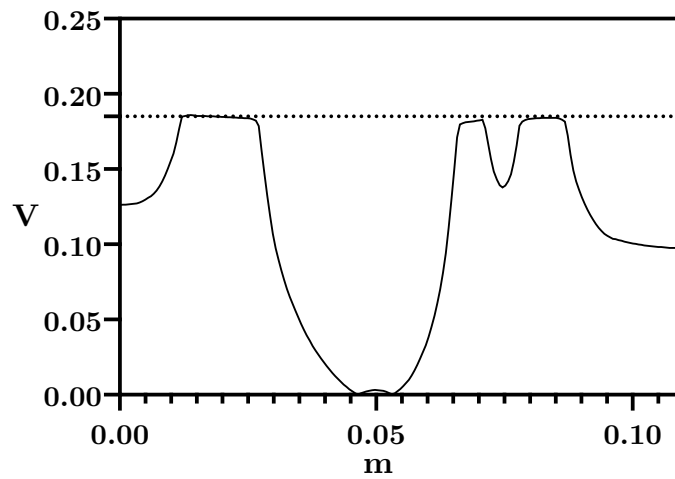


Figura 4.32. Diferencia de potencial sobre la probeta de CFRP medida a 1 mm del electrodo, con la implementación de las zonas de contacto

De manera gráfica, la figura 4.33 muestra con una línea discontinua de color rojo la ubicación donde se obtiene la diferencia de potencial sobre la probeta de CFRP y a su vez las denominaciones individuales que se han designado para todas las zonas de contacto encontradas mediante el uso de la termografía.

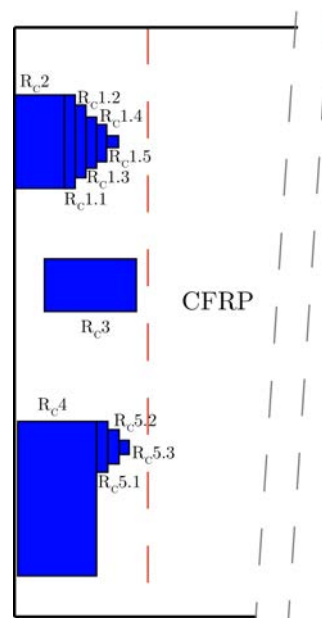


Figura 4.33. Denominaciones de las zonas de contacto implementadas

Las zonas de contacto mostradas en la figura 4.33 también pueden representarse mediante un conjunto de resistencias eléctricas dispuestas en serie y paralelo, donde la resistencia equivalente de este circuito sería la resistencia de contacto aportada por el electrodo. En la figura 4.34 se muestra el circuito equivalente de las zonas de contacto.

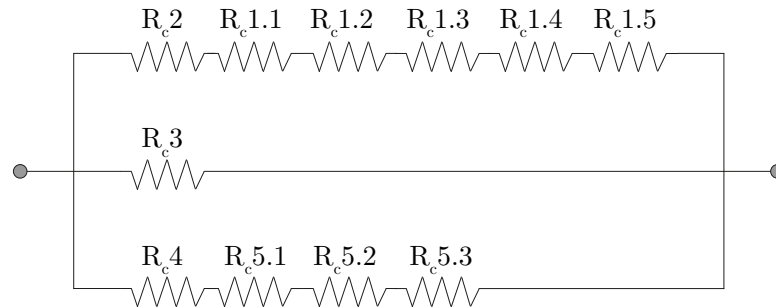


Figura 4.34. Circuito equivalente de las zonas de contacto implementadas

En la tabla nº 12 se muestra el valor de las integraciones de la distribución de corriente para cada zona de contacto, así como su valor resistivo. El valor de la diferencia de potencial ha sido obtenido como el valor máximo de la figura 4.32 multiplicado por el factor Q (3 dB), según lo explicado en el punto 4.3.3.3, obteniendo un valor de 0.1494 V.

Tabla nº 12. Resumen con las densidades de corriente y el valor resistivo de las zonas de contacto

Zona de contacto	Integración densidad de corriente (A)	Diferencia de potencial (V)	Resistencia (Ω)
$R_{c1.1}$	0.03	0.1494	4.98
$R_{c1.2}$	0.021	0.1494	6.85
$R_{c1.3}$	0.017	0.1494	8.79
$R_{c1.4}$	0.015	0.1494	9.96
$R_{c1.5}$	0.009	0.1494	16.6
R_{c2}	0.059	0.1494	2.53
R_{c3}	0.151	0.1494	0.98
R_{c4}	0.169	0.1494	0.88
$R_{c5.1}$	0.027	0.1494	5.37
$R_{c5.2}$	0.016	0.1494	9.34
$R_{c5.3}$	0.01	0.1494	14.9

Aplicando la teoría de circuitos, es posible encontrar la resistencia total de este circuito eléctrico. En este caso, la ecuación (4.20) de la resistencia total se define a continuación.

$$R_{equi} = \frac{1}{\frac{1}{R_{C2}+R_{C1.1}+R_{C1.2}+R_{C1.3}+R_{C1.4}+R_{C1.5}} + \frac{1}{R_{C3}} + \frac{1}{R_{C4}+R_{C5.1}+R_{C5.2}+R_{C5.3}}} \quad (4.20)$$

El resultado de la ecuación (4.20) es de 0.931 Ω . Este es un valor parecido al encontrado de manera experimental mostrado en el punto 4.4.4, que era de 0.363 Ω , 0.310 Ω y 0.346 Ω para los ensayos nº 2, 3 y 4, respectivamente. La diferencia encontrada entre el resultado de la ecuación y los obtenidos de manera experimental puede deberse a que el área seleccionada tras realizar la termografía es menor que el área real por donde discurre la distribución de corriente, ya que un aumento del área seleccionada reduciría el valor de la resistencia obtenida.

En cambio, estos valores difieren mucho del obtenido directamente de FEM sin la implementación de las resistencias de contacto. Todos los valores se encuentran recogidos en la figura 4.36.

4.5.1.2. Modelo conexión FEM sin implementación de las zonas de contacto

El objetivo de este punto es cuantificar qué diferencia hay en los resultados de modelar la misma geometría, pero sin la implementación descrita del modelo de resistencia de contacto.

La figura 4.35 muestra diferencia de potencial entre el electrodo y la probeta de CFRP.

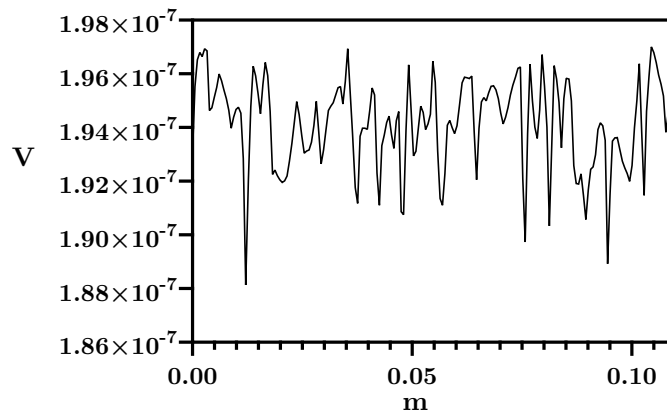


Figura 4.35. Diferencia de potencial entre el electrodo y el CFRP sin la implementación del modelo de resistencia de contacto. El valor de caída de tensión máxima se fija en $1.97 \cdot 10^{-7}$ V

Tomando el valor de caída de tensión entre el electrodo y la probeta de CFRP de $1.94 \cdot 10^{-7}$ V determinado mediante FEM y una corriente de 0.888 A por el electrodo, se obtiene que la resistencia de contacto de $2.18 \cdot 10^{-7} \Omega$. Esta resistencia tiene un valor excesivamente bajo en comparación con todos los obtenidos tanto experimentalmente como de manera analítica. Una de las hipótesis por la cual esto puede ocurrir es que las herramientas de simulación FEM no consideran la resistencia de contacto, sino que simulan un contacto perfecto sin cavidades entre los dos materiales o tampoco tienen en cuenta la dependencia de la fuerza aplicada al contacto eléctrico con la resistencia eléctrica que el mismo tiene.

4.5.1.3. Comparación entre resultados simulados y experimentales

La figura 4.36, muestra los valores obtenidos de manera experimental y mediante simulaciones de la R_{iny} . En dicho gráfico queda plasmada la similitud entre los valores obtenidos de manera experimental (ensayo n° 2, 3 y 4) y el resultado mediante simulación con FEM implementando el modelo de resistencia de contacto.

Además, se ha añadido el valor obtenido mediante simulación FEM sin el modelo de resistencia de contacto, donde se obtiene un valor muy inferior a los mencionados anteriormente, mostrando que este tipo de herramienta no simula con precisión la resistencia de contacto en un material carbocerámico, si no se implementa el modelo de las zonas de contacto previamente.

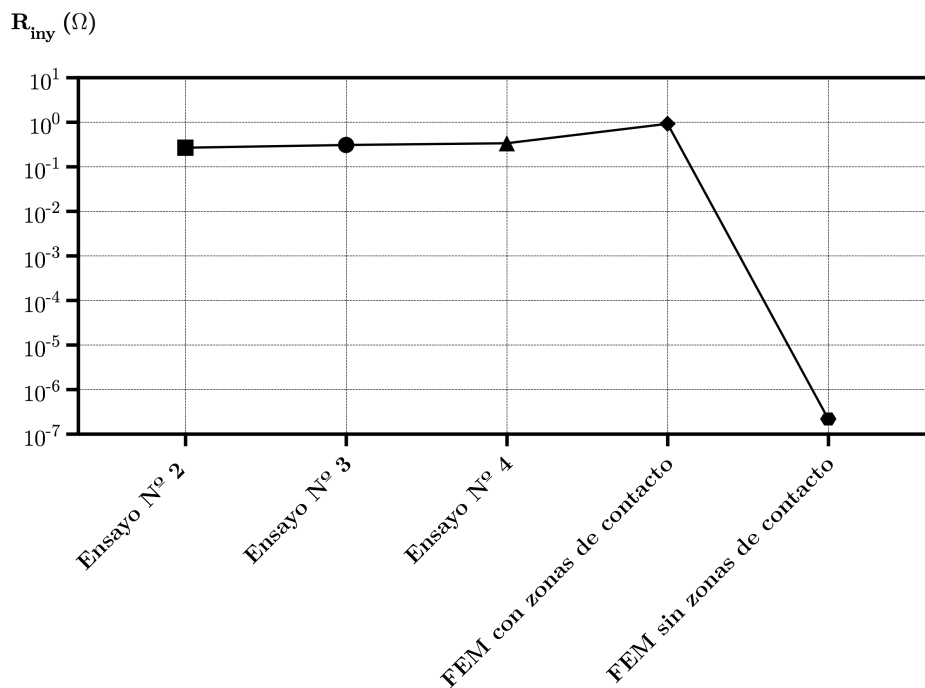


Figura 4.36. Representación de los distintos valores hallados para la variable R_{iny} mediante medidas experimentales y simulaciones FEM con y sin la implementación de las zonas de contacto

A la vista de los resultados mostrados en la figura 4.36, se pone en evidencia la poca precisión obtenida mediante FEM en la obtención de la resistencia de contacto para el electrodo E_{iny} .

La implementación de las zonas de contacto previamente descritas en el punto 4.5.1.1 en la resolución en el modelo simulado en FEM ha obtenido una resistencia de contacto para el electrodo E_{iny} de 0.931Ω . Este valor es más parecido al obtenido de manera experimental, que es 0.363Ω , 0.310Ω y 0.346Ω para los ensayos n° 2, 3 y 4. Por este motivo, se recomienda el estudio e implementación de las zonas de contacto para las simulaciones efectuadas con FEM para obtener unos valores más certeros.

4.5.2. Modelo simplificado basado en teoría de circuitos

En los apartados anteriores se ha presentado la aplicación del modelo de resistencias al método de los elementos finitos. En esta sección, se presenta la aplicación del modelo de resistencia de contacto a modelos de simulación basados en teoría de circuitos. Se describe el caso de un laminado de fibra de carbono con una conexión puntual.

En la representación de teoría de circuitos resulta interesante simplificar el modelo a una geometría discretizada de forma uniforme en dos dimensiones, donde R_x y R_y representan las resistencias del laminado en cada celda en la dirección x o longitudinal y en la dirección y o transversal. Los valores de estas resistencias son determinados de forma similar a la metodología descrita en el apartado 4.4, donde la conexión se representaba por las resistencias de contacto puntuales R_{C_i} .

En el modelado de teoría de circuitos propuesto se discretiza la conexión y el CFRP en celdas de tamaño Δ_x y Δ_y , donde para cada celda se calculan las dos resistencias de la siguiente manera:

$$R_x = \rho_{CFRPx} \frac{\Delta_x}{\Delta_y \Delta_z'} \quad (4.21)$$

$$R_y = \rho_{CFRPy} \frac{\Delta_y}{\Delta_x \Delta_z'} \quad (4.22)$$

Donde Δ_z' corresponde al espesor efectivo del CFRP tal y como se discutirá en la sección 4.5.3.4.

Las matrices de resistencias se estructuran en filas y columnas, que hacen referencia a la resistencia en el eje x e y respectivamente del CFRP, creando de esta manera un modelo de conexión bidimensional de la distribución de corriente en CFRP a partir de teoría de circuitos. La figura 4.37 presenta un ejemplo de modelo de teoría de circuitos de circuitos

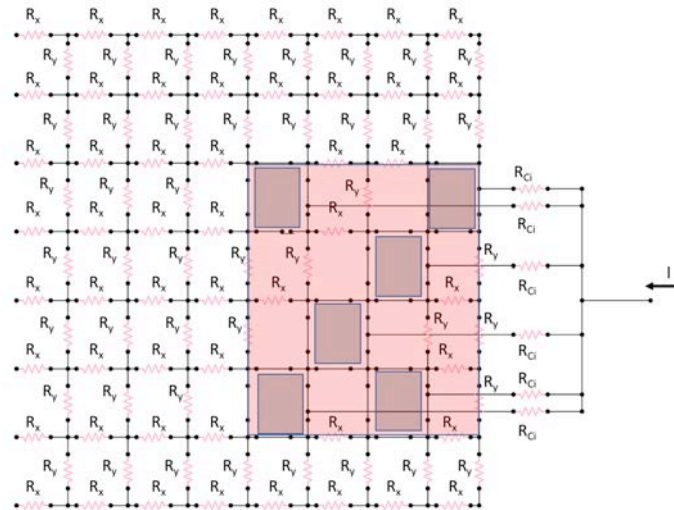


Figura 4.37. Modelo de teoría de circuitos para una sección de laminado de fibra de carbono y su conexión eléctrica

La figura 4.38 presenta un modelo ilustrativo donde se representa una matriz de resistencia compuesta por 3 filas y 4 columnas (3x4) y se destacan los elementos más relevantes del modelo de resistencias. Este modelo está conectado mediante dos conexiones que simulan el electrodo E_{iny} y los electrodos circulares, simulados por un único punto de conexión situado a la derecha de la ilustración. El modelo está conectado a una fuente DC que inyecta 1V.

Una vez se tiene todo el mallado de resistencias calculado, se procede a resolver el problema conociendo la diferencia de potencial que aparece en la zona del electrodo y la corriente que circula a través de este. Se calcula la resistencia del contacto usando la Ley de Ohm.

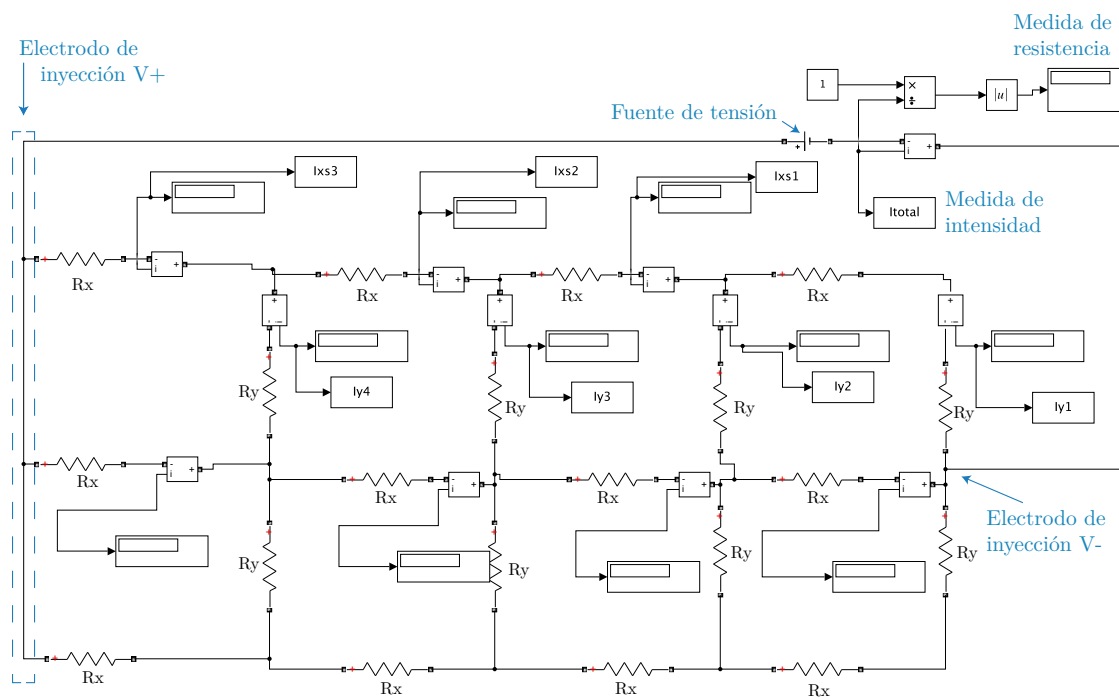


Figura 4.38. Modelo simplificado basado en la teoría de circuitos con una estructura de 3 filas y 4 columnas (3x4). A la izquierda de dicha figura se simula el electrodo E_{iny} , mientras que a la derecha se simula mediante un único punto de contacto los electrodos circulares. Las resistencias que definen la resistividad del modelo en el eje x se representan como R_x y para el caso de la resistividad del modelo en el eje y están denominadas R_y

4.5.2.1. Resultados modelo resistencias

Uno de los puntos necesarios para validar el modelo de resistencias es comprobar que se obtienen resultados parecidos al variar el tamaño de las celdas de discretización. Para ello, se han simulado tres probetas de CFRP diferentes y para cada una de ellas se han utilizado diferentes configuraciones de número de celdas.

Las geometrías simuladas tienen un ancho de 110 mm, un largo de 275, 550 y 770 mm y 1 mm de profundidad. En la tabla nº 13 se muestra un resumen de los resultados obtenidos, donde para cada geometría simulada aparecen los valores de R_x y R_y del mallado y su resultado.

Dicho resultado se obtiene mediante el coeficiente entre la tensión aplicada por la fuente (1 V) y la corriente inyectada total que circula por el modelo de resistencias. Como se puede observar en dicha tabla, para una longitud fija, los resultados obtenidos que muestran el valor de la resistencia de la probeta son casi idénticos para los tres modelos propuestos con distinto mallado.

Tabla nº 13. Resumen con los valores de R_x y R_y por cada simulación y el valor resistivo de la probeta

		9x20			9x40			9x80		
		$R_x(\Omega)$	$R_y(\Omega)$	Resultado(Ω)	$R_x(\Omega)$	$R_y(\Omega)$	Resultado(Ω)	$R_x(\Omega)$	$R_y(\Omega)$	Resultado(Ω)
Longitud (mm)	275	0.0415	5.64	0.702	0.0363	19.75	0.720	0.0181	39.50	0.723
	550	0.1453	4.938	0.883	0.0726	9.87	0.912	0.0363	19.75	0.927
	770	0.203	3.52	0.995	0.101	7.05	1.021	0.0508	14.10	1.042

4.5.2.2. Sensibilidad del modelo de resistencias

Otro de los aspectos importantes a la hora de evaluar los resultados obtenidos por el modelo de resistencia es conocer la sensibilidad que tiene el resultado proporcionado por el modelo, para variaciones de valor en los parámetros de entrada. En este caso, se ha evaluado la resistencia del CFRP obtenida por el modelo cuando se modifican las conductividades tanto en el eje x como y .

Primeramente, se ha realizado una simulación con FEM del laminado de CFRP fijando el valor σ_x en 15479 S/m, que es la conductividad hallada en el ensayo nº 2. Para fijar el valor de la conductividad en σ_y , se han realizado varias simulaciones modificando esta variable hasta encontrar que la distribución de corriente sea prácticamente idéntica que la hallada durante el ensayo nº 2. El valor que produce que la distribución de corriente encontrada en FEM sea prácticamente idéntica a la encontrada de manera experimental es $\sigma_y = 90$ S/m. Tras fijar estos dos valores se realiza la simulación y se busca la resistencia total del conjunto para, posteriormente, comparar este resultado con el obtenido mediante el modelo de resistencias al modificar las conductividades tanto en el eje x como y .

En el Anexo 2 se muestran las distribuciones de corrientes obtenidas para diferentes conductividades simuladas con FEM sobre el eje y , así como la obtenida de manera experimental para el ensayo n° 2.

El error se ha definido como la diferencia porcentual que hay entre el valor de resistencia del laminado obtenida mediante la simulación en FEM, que sirve como referencia, con el hallado mediante el modelo de resistencias al modificar las conductividades en los ejes x e y .

En la figura 4.39 se muestra el error definido anteriormente y obtenido para los modelos de matrices 9x20, 9x40 y 9x80 para distintos valores de conductividades.

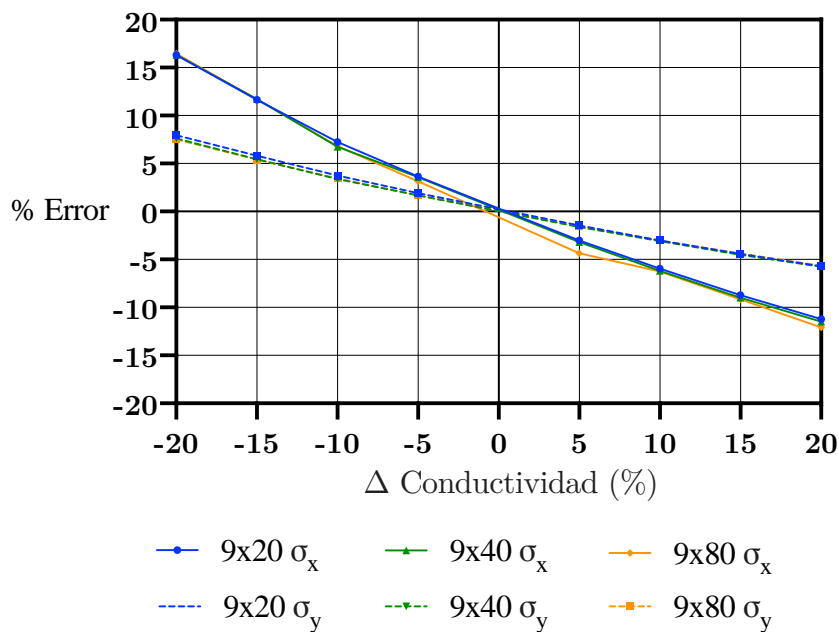


Figura 4.39. Error del modelo de resistencias respecto al obtenido en FEM para el cálculo de la resistencia del laminado de CFRP, versus distintos valores de conductividad tanto en el eje x como y . La conductividad para el eje x es la hallada de forma experimental en el ensayo n° 2 que es 15527 S/m mientras que la conductividad sobre el eje y se define como 90 S/m. Las líneas discontinuas hacen referencia a los cambios en la conductividad en el eje y mientras que las líneas continuas hacen referencia a los resultados para distintos valores de conductividad sobre el eje x

Dado que, debido a la disposición de los electrodos, la distribución de corriente tiende a transcurrir sobre el eje x , un cambio en la conductividad del material en el eje y no tiene un impacto tan grande como puede tenerlo modificar la conductividad del material del eje x .

Como ejemplo, una disminución de la σ_x del 15% produce un error con el valor de resistencia del laminado de CFRP obtenido mediante FEM entorno al 11 %, mientras que un aumento del 15 % en la conductividad del eje y se obtiene un error entorno al 6% con el resultado obtenido con FEM.

4.5.2.3. Estudio de la relación de conductividades eléctricas entre el eje x e y mediante el modelo de resistencias

Uno de los resultados más interesantes obtenidos mediante el modelo de resistencias es conocer cómo afecta al valor de resistencia total de la probeta CFRP con la relación de conductividades entre el eje x e y . Para ello, se han definido dos tipos de modelos, el primero de los mismos consiste en aumentar el número de resistencias que simulan la resistividad sobre el eje x . Este tipo de modelo empieza con una configuración de nueve resistencias dispuestas sobre el eje y y ocho sobre el eje x (9x8), y posteriormente se van añadiendo resistencias en grupos de ocho sobre este eje, simulando las siguientes configuraciones 9x8, 9x16, 9x24, 9x32 y 9x40.

El otro grupo de simulaciones sigue la misma metodología que la descrita anteriormente para el eje x , pero en este caso se usa para el eje y . El aumento de la longitud simulada sobre el eje y se ha realizado mediante el incremento de resistencias sobre este eje. En este caso, las configuraciones simuladas son las siguientes: 18x8, 36x8 y 72x8. El objetivo principal de esta simulación es estudiar cómo evoluciona la resistencia eléctrica del CFRP para diferentes relaciones de R_x/R_y .

En la figura 4.40 se muestran los resultados obtenidos para el caso en que se amplía el tamaño de la probeta en el eje x , y la figura 4.41 representa los resultados cuando se va aumentando el número de resistencias en el eje y .

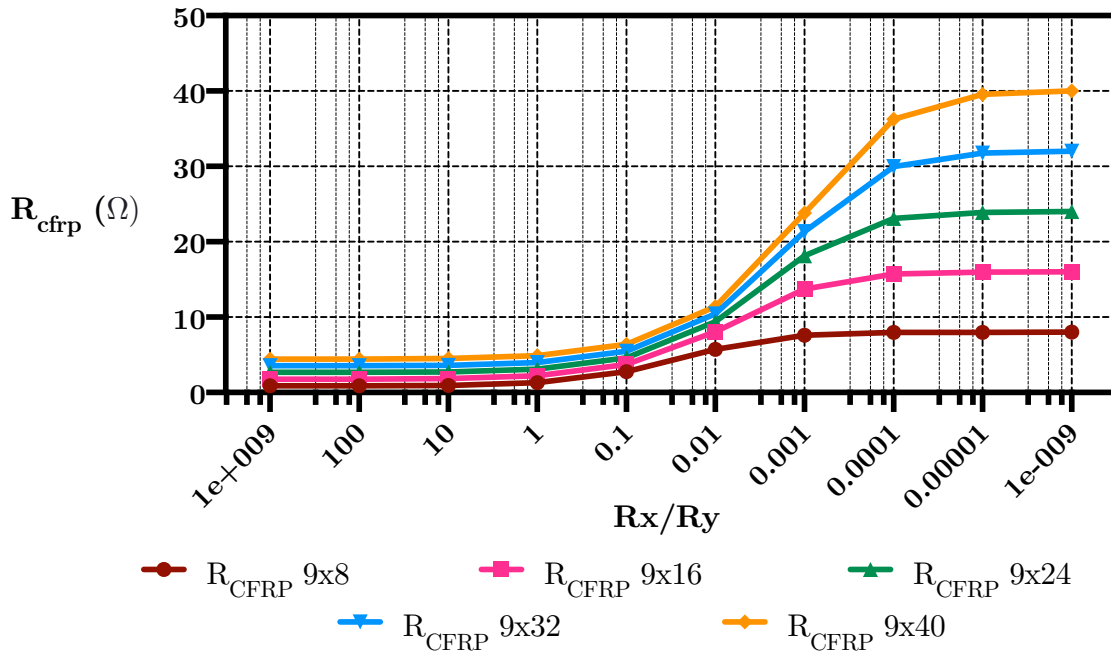


Figura 4.40. Resultados obtenidos para la resistencia del laminado versus diferentes ratios de R_x/R_y , con diferentes longitudes de mallado de resistencias

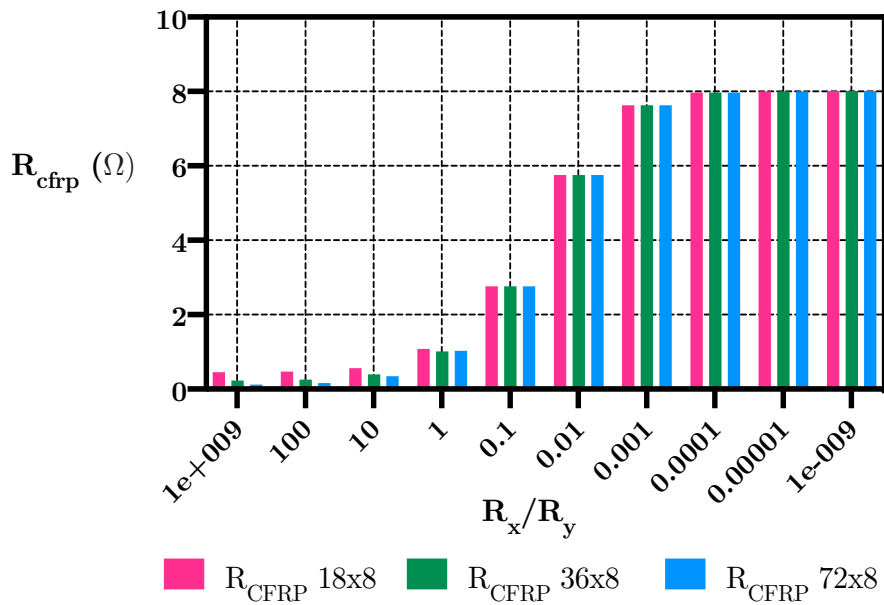


Figura 4.41. Resultados obtenidos para la resistencia del laminado versus diferentes ratios de R_x/R_y , con diferentes anchuras de mallado de resistencias

La figura 4.40 demuestra que hasta un ratio de R_x/R_y igual a 0.01 no influye en exceso la longitud de la probeta, ya que se tiene aproximadamente el mismo valor de resistencia del CFRP, pero si este ratio disminuye, la resistencia del composite aumenta considerablemente a medida que la longitud de la probeta se hace mayor.

Los resultados obtenidos en el caso de aumentar el ancho de la probeta se muestran en la figura 4.41. Como se puede observar en dicha figura, para un ratio de R_x/R_y mayor a 1, los valores mayores de resistencia de CFRP se encuentran para la configuración 18x8, ya que al aumentar el ancho de la probeta el valor de resistencia decae. Para el caso simulado, para ratios de R_x/R_y menores o iguales a 0.1 no existe diferencia entre los tres modelos simulados, lo cual denota la ineffectividad de tener un laminado más ancho en términos de distribución de corriente, ya que la resistencia del CFRP es igual tanto para el modelo de 18x8 como triplicando la anchura, que sería el modelo 72x8.

4.5.2.4. Estudio del espesor efectivo Δ_z

El modelo presentado de conexión y laminado es bidimensional. En este caso, se toma como constante el espesor por el cual circula la corriente. Este espesor no tiene por qué ser igual a al espesor físico del laminado, ya que la conductividad del CFRP unidireccional en este eje suele ser muy baja. Para poder cuantificar el espesor efectivo Δ_z , se ha simulado mediante FEM una probeta de CFRP con diferentes conductividades en el eje z , así como distintas longitudes y espesores. Las longitudes simuladas son 275, 550 y 770 mm, mientras que los espesores son 1, 1.5, 1.6 y 2 mm. Finalmente, se han simulado dos escenarios de conductividad, cuando la conductividad en el eje z es 1 S/m y 10 S/m.

Como en el caso mostrado con la sensibilidad del modelo de resistencias, la figura 4.42 muestra el error obtenido entre la simulación con FEM, con el modelo de resistencias bidimensional, para la obtención de la resistencia del laminado para distintos valores de grueso de la probeta CFRP.

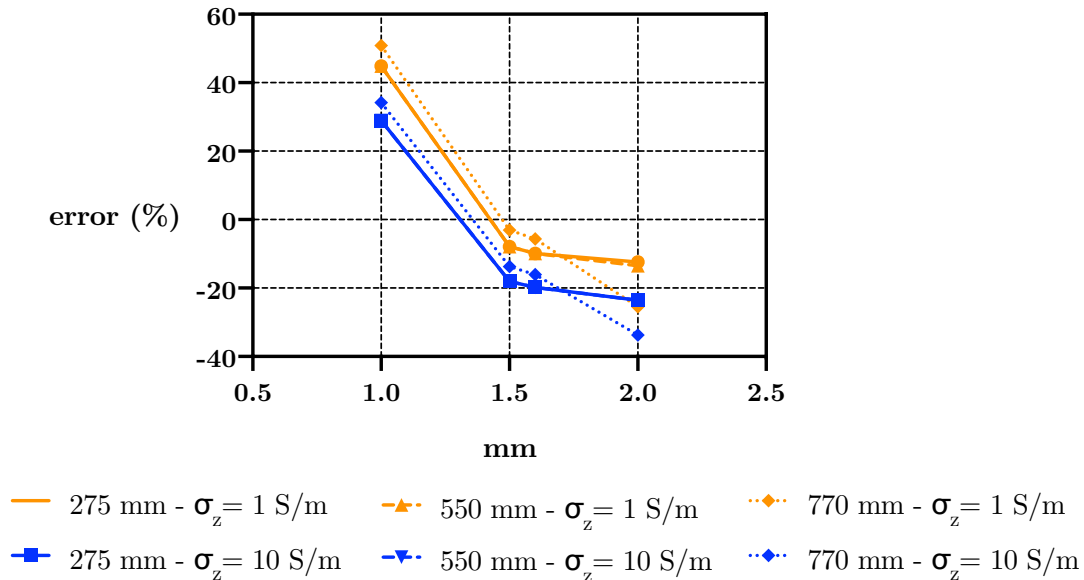


Figura 4.42. Error del modelo de resistencias respecto al obtenido en FEM para el cálculo de la resistencia del laminado de CFRP, versus distintos valores de grueso del laminado para el eje z

Los resultados que aparecen en la figura 4.41 demuestran la dependencia que existe con el espesor efectivo de la probeta y, aunque la distribución de la corriente esté muy influida por la interacción entre las conductividades del material en el eje x e y , se pone de manifiesto la importancia que tiene la conductividad en el eje z .

Dado que el espesor físico de la probeta son 2 mm, se puede concluir que simular la totalidad del grueso de la probeta no es una buena praxis según los resultados obtenidos en este apartado. El valor más adecuado de grueso en esta simulación ha sido 1.5 mm, o lo que vendría a ser el 75 % del grueso total.

En este caso, los errores mínimos obtenidos con el modelo de resistencia son del -3.03 % para el caso de una probeta de 770 mm y una conductividad en el eje z de 1 S/m, simulando la misma longitud de probeta y conductividad, pero con un grueso efectivo de 2 mm se alcanza un error del 25.5 %. La figura 4.41 también pone de manifiesto que para valores inferiores al 75 % del grosor los errores tienden a ser más pronunciados que los obtenidos entre este porcentaje y la totalidad del grosor.

4.6 Conclusiones del capítulo 4

Uno de los objetivos principales de este capítulo ha sido poder evaluar los modelos analíticos clásicos que existen en la actualidad para calcular la resistencia de un contacto eléctrico cuando el contacto eléctrico se realiza sobre un material de fibra de carbono. Se ha puesto de manifiesto que es posible utilizar la ecuación de Holm-Greenwood, para el cálculo de la resistencia de un contacto circular discreto, teniendo como hipótesis que se considera que los contactos discretos son perfectos y por lo tanto toda su superficie útil está en contacto con la probeta de CFRP, ya que las diferencias encontradas entre la parte experimental y utilizando la ecuación de Holm son 6.6 %, 14.21 % y 5 % para el valor de resistencia de contacto de los electrodos E_1 , E_2 y E_3 , respectivamente.

También ha quedado patente la influencia que tienen la posición física de los electrodos puntuales en la distribución de corriente sobre el laminado de CFRP. Este aspecto queda demostrado en los ensayos n^o 2, 3 y 4, donde se configuran diferentes números y posiciones de los electrodos discretos. En el ensayo n^o 2 solo hay instalado un electrodo discreto, mientras que en el 3 se disponen dos electrodos sobre el mismo eje longitudinal (x , en el sentido de las fibras). Los resultados obtenidos para la resistencia del laminado son muy parecidos, 0.867 Ω y 0.607 Ω , respectivamente.

Esto ocurre porque en el electrodo (E_2), que es el más cercano al electrodo E_{iny} , fluye el 76.28 % de la corriente total del circuito, dejando casi sin efecto el electrodo discreto adicional (E_1) colocado más lejano. Por lo tanto, las distribuciones de corriente son muy parecidas en ambos casos. Esta similitud en los valores de la resistencia del laminado no se observa cuando los contactos discretos están dispuestos sobre el eje perpendicular (y). La instalación de un electrodo discreto adicional (E_3) sobre el eje y crea una distribución de corriente nueva que fluye desde el contacto E_{iny} , hasta E_3 . Por este motivo, en los resultados de la resistencia del laminado de CFRP aparecen dos valores, 0.917Ω y 0.9Ω respectivamente. Estos valores hacen referencia a las distribuciones de corriente para los electrodos E_3 y E_2 . Dado que esta posición de los electrodos discretos fuerza a que ambas distribuciones de corriente utilicen más el ancho de la probeta, se obtienen unos valores de resistencia del laminado ligeramente mayores que los obtenidos durante el ensayo nº 2, donde solo hay un electrodo.

Paralelamente, de forma experimental se ha mostrado el procedimiento para poder hallar el valor de la conductividad eléctrica del CFRP, donde los resultados obtenidos han sido replicados en distintos ensayos y comparados con otras referencias bibliográficas para verificar la coincidencia de los resultados, obteniendo valores similares tanto en los resultados obtenidos de forma experimental como con la bibliografía consultada.

Posteriormente, se investiga la posibilidad de obtener la resistencia de contacto sobre un material de CFRP mediante los programas de FDTD o FEM, donde se demuestra que estos programas no tienen la capacidad de simular correctamente la resistencia de contacto sobre este tipo de material. Por este motivo, se propone un modelo que primeramente cuantifica las zonas de contacto mediante el uso de una termografía tras someter al electrodo que realiza el contacto a una tensión y tiempo específico, para posteriormente introducir las zonas detectadas en el modelo FEM.

Las simulaciones realizadas en FEM, comparando los resultados de resistencia de contacto obtenidos con la implementación de las zonas de contacto y sin ellas, ha demostrado que estas herramientas de simulación no son precisas a la hora de obtener la resistencia de contacto real sobre un material carbocerámico, debido a que simulan un contacto perfecto en términos de superficie de contacto y sin cavidades, lo que da lugar a una caída de tensión muy inferior a la que realmente se produce sobre la resistencia de contacto, tal y como muestra la figura 4.35, donde figuran los resultados obtenidos para la resistencia de un electrodo discreto obtenidos experimentalmente y mediante FEM con y sin la implementación de las zonas de contacto. Por este motivo, se recomienda aplicar el procedimiento de la detección de las zonas de contacto y la posterior implementación en FEM para obtener resultados más cercanos a los reales, respaldados en este caso por la obtención de esta variable de forma experimental.

Finalmente, se propone un modelo basado en teoría de circuitos, que tiene como objetivo conocer cómo influye la relación entre conductividades del eje x e y en la resistencia global de la probeta y, por otro lado, poder evaluar la afectación que tiene considerar diferentes espesores. Este modelo demuestra que para un ratio mayor o igual a $R_x/R_y = 0.01$ no tiene mucha afectación en términos de resistencia del laminado tener diferentes longitudes de laminado. Como ejemplo, se expone un laminado simulado con el modelo de resistencias cuya configuración es 9×8 , lo que significa nueve filas (eje y) y ocho columnas (eje x) y un $R_x/R_y = 0.01$. La simulación en este caso da como resultado un valor resistivo de laminado de 5.74Ω . Si multiplicamos por cinco la longitud, lo que supone simular un modelo de 9×40 con el mismo ratio R_x/R_y , se obtiene un valor de resistencia de laminado de 11.38Ω . En cambio, si utilizamos los mismos modelos, pero con un ratio de $R_x/R_y = 0.00001$, los resultados obtenidos son 7.99Ω y 39.5Ω , para los modelos 9×8 y 9×40 , respectivamente.

Las variaciones en el ancho de la probeta sí que tienen un poco más de influencia en la resistencia del laminado, ya que para un $R_x/R_y = 100$ simulando los siguientes modelos 18x8, 36x8 y 72x8, se obtienen los siguientes valores 0.458 Ω , 0.248 Ω y 0.152 Ω , respectivamente. A partir de un ratio de $R_x/R_y = 1$ esta diferencia en la resistencia de laminado para distintos anchos desaparece, dejando sin efecto aumentar el ancho del laminado, ya que la distribución de corriente no utiliza esa superficie adicional para su distribución.

El modelo de resistencia también ha permitido evaluar la afectación de simular distintos grosores de probeta, así como diferentes conductividades sobre el eje z . Se concluye que simular el grosor total del laminado introduce un error mayor que el obtenido cuando se hace con un grosor del 75 %. La explicación de este fenómeno es que, para la probeta ensayada, la densidad de corriente circula más superficialmente y no de manera equitativa por todo el grosor del material. Esta propiedad es específica de cada probeta y del valor de conductividad sobre el eje z , lo que pone de manifiesto la importancia de conocer con exactitud la conductividad sobre el eje z de este material.

Para poder aplicar los modelos presentados anteriormente en otras geometrías como una viga más larga, se debería conocer con exactitud no solo la conductividad del CFRP en el eje x e y , sino también la conductividad sobre el eje z , así como intentar conocer el grueso efectivo por el cual fluye la distribución de corriente mediante el uso de una cámara termográfica, por ejemplo, ya que, como muestra la Figura 4.41, estas dos variables también pueden condicionar cuantitativamente el valor de resistencia del laminado.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajos futuros

5.1. Conclusiones generales de la tesis

El objetivo de este apartado es exponer todas las conclusiones que se han podido obtener mediante este trabajo de investigación. Dichas conclusiones se clasifican según los tres temas principales tratados a lo largo de este documento, que son el uso del código Matlab-Fortran para la resolución de problemas electromagnéticos, los resultados obtenidos en el artículo publicado en Elsevier y, finalmente, el estudio de la resistencia de contacto y resistencia en el CFRP. Las conclusiones obtenidas se detallan a continuación:

- Entre las dos grandes metodologías diferentes para resolver los problemas electromagnéticos, que son el Método de los Momentos (MoM) o el método de diferencias finitas en el dominio temporal (FDTD), se ha elegido esta última opción. El motivo es la baja resolución que tiene este método ante ondas de baja frecuencia.

- Se ha verificado que las fronteras que requieren un menor gasto de computación son las denominadas CPML. Esta ganancia se obtiene al tener que implementar un menor número de celdas frontera respecto a las PML o Liao sin incrementar el error obtenido.
- Se ha puesto en evidencia la necesidad de tener que implementar el código FDTD en un lenguaje que tenga un alto rendimiento en la computación numérica como puede ser Fortran, ya que herramientas menos potentes como pueden ser Matlab, no son capaces de resolver los problemas electromagnéticos de grandes geometrías como puede ser una pala de aerogenerador en un tiempo razonable.

La simulación realizada con el código Matlab-Fortran mostrada en el capítulo 3 tardó 18 días en resolverse. Anteriormente, se intentó resolver simplemente con Matlab y, tras 32 días de simulación, se decidió cancelarla por no haberla finalizado en ese tiempo.

- Las corrientes de descarga producidas por un impacto de rayo en una pala de CFRP y que tienen un rápido tiempo de pico tienden a transcurrir por la pala de CFRP en vez de por el conductor de bajadas para resistencias de contacto ($< 1 \Omega$).
- La obtención de resistencias de contacto entre el CFRP y el conductor de bajada debe mantenerse con un valor de ($m\Omega$) tal y como cita la normativa IEC 62561-1, aunque estos valores son muy difíciles de conseguir por los fabricantes de palas de aerogeneradores.
- La diferencia de potencial que aparece entre la fibra de vidrio y el CFRP tras el impacto de rayo no supone un peligro, siempre y cuando estos elementos no presenten imperfecciones o *cracks*.

- Dado que la distancia de separación entre el conductor de bajada y el CFRP es menor en la punta, en esta sección es donde se hayan los valores de sobretensión más altos. Si la conexión no puede realizarse al final de la pala, pueden obtenerse valores de tensión más altos, debido al circuito abierto formado por estos dos componentes.
- La resistencia de un contacto de con una superficie puntual A entre el electrodo y el CFRP, se puede aproximar usando la ecuación de Hom-Greenwood.
- Dos puntos de contacto A en el mismo eje de orientación de las fibras separados una distancia Δx se debe tener en cuenta la resistencia de CFRP en esta distancia cuando la resistencia del CFRP en la porción Δx resulte comparable a la resistencia de contacto R_c del punto.
- Dos puntos de contacto A paralelos perpendiculares a la dirección de las fibras pueden tratarse como caminos paralelos casi independientes para conductividades perpendiculares mucho menores que las longitudinales.
- La distribución de corriente a lo largo del CFRP para dos puntos de contacto A en el mismo eje de orientación de las fibras, es prácticamente idéntica a las encontradas cuando solo existe un solo punto de contacto.
- No existe una gran variación en el resultado de la resistencia de la probeta de CFRP para diferentes longitudes de probeta simulada, siempre y cuando el coeficiente R_x/R_y sea como máximo 0.1. Al disminuir este coeficiente, aumenta considerablemente el valor resistivo de la probeta para diferentes longitudes de probeta, debido a que ancho efectivo por donde transcurre la distribución de corriente, y en el caso de la fibra de carbono la conductividad del eje y suele ser bastante menor que en el eje x .

- Los programas de simulación FEM no tienen la capacidad de simular con precisión la resistencia de un contacto eléctrico sobre un material carbocerámico, debido a que no implementan las irregularidades que se presentan en un contacto eléctrico real, como pueden ser las cavidades o, en el caso de la fibra de carbono, la anisotropía en las conductividades. La implementación de las zonas de contacto mediante termografía en las simulaciones FEM han demostrado poder obtener la resistencia de un contacto eléctrico sobre este tipo de materiales.
- Se ha demostrado que, para esta simulación en concreto, debido a que la distribución de corriente no transcurría por toda la profundidad del material, sino más superficialmente, el valor más adecuado de espesor simulado es el 75 % del grosor de la probeta, es decir 1.5 mm. Este porcentaje no es extrapolable a otros modelos, ya que depende directamente del método de fabricación del composite.

5.2. Trabajo futuro

A continuación, se detallan los trabajos futuros para continuar con esta línea de investigación:

- Paralelizar el código Matlab-Fortran. Esta mejora supondría una mejora en el tiempo de computación para la resolución de problemas, lo que haría posible simular geometrías de una mayor envergadura.
- Estudio con precisión de las zonas de contactos entre el electrodo y el CFRP. El objetivo sería analizar con una mayor precisión utilizando herramientas como microscopios las zonas de los micro contactos, para poder obtener una ecuación matemática que pueda aproximar la resistencia de contacto.

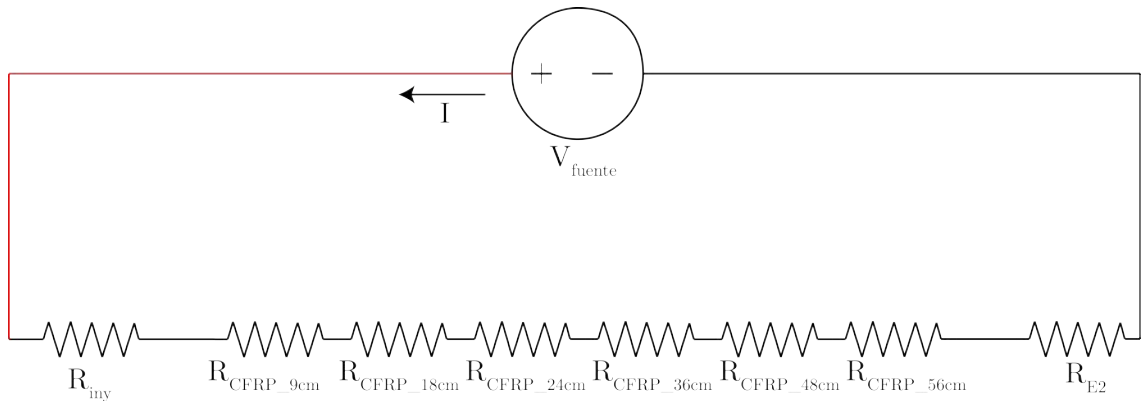
- Estudio de la distribución de corriente sobre el CFRP para diversas geometrías de electrodos. Consistiría en estudiar cómo se comporta la distribución de corriente cuando los electrodos implementados en el modelo tienen geometrías variantes.

Anexo 1

Circuitos equivalentes

En este anexo se muestran todos los circuitos equivalentes tanto los que simulan la probeta de CFRP y aluminio.

A.1.1 Circuito equivalente probeta CFRP Ensayo n° 2



$$R_{\text{Circ.Equiv}} = R_{\text{inj}} + \Sigma R_{\text{CFRP}} + R_{\text{E2}}$$

$$R_{\text{iny}} = 0.363 \Omega$$

$$\Sigma R_{\text{CFRP}} = 0.867 \Omega$$

$$R_{\text{E2}} = 0.425 \Omega$$

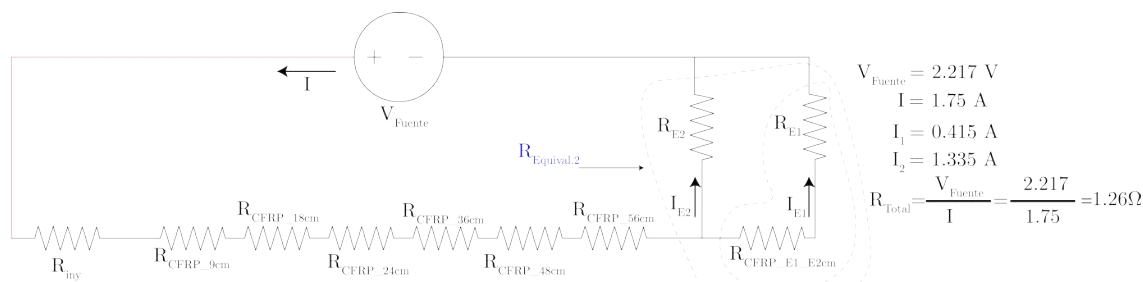
$$R_{\text{Circ.Equiv}} = 0.363 + 0.867 + 0.425 = 1.655 \Omega$$

$$V_{\text{Fuente}} = 3.87 \text{ V}$$

$$I = 2.27 \text{ A}$$

$$R_{\text{Total}} = \frac{V_{\text{Fuente}}}{I} = \frac{3.87}{2.27} = 1.70 \Omega$$

A.1.2 Circuito equivalente probeta CFRP Ensayo n° 3



$$R_{\text{iny}} = 0.31 \Omega$$

$$\Sigma R_{\text{CFRP}} = 0.697 \Omega$$

$$R_{\text{E2}} = 0.425 \Omega$$

$$R_{\text{E1}} = 0.496 \Omega$$

$$R_{\text{CFRP}_E1_E2cm} = 0.11 \Omega$$

$$R_{\text{Circ.Equiv}} = R_{\text{inj}} + \Sigma R_{\text{CFRP}} + R_{\text{Equivalent.2}}$$

$$R_{\text{Equivalent.1}} = R_{\text{E1}} + R_{\text{CFRP}_E1_E2cm} = 0.496 + 0.11 = 0.606 \Omega$$

$$R_{\text{Equivalent.2}} = R_{\text{E2}} // R_{\text{Equivalent.1}} = \frac{0.425 \cdot 0.606}{0.425 + 0.606} = 0.249 \Omega$$

$$R_{\text{Circ.Equiv}} = 0.31 + 0.697 + 0.249 = 1.256 \Omega$$

$$V_{\text{Fuente}} = 2.217 \text{ V}$$

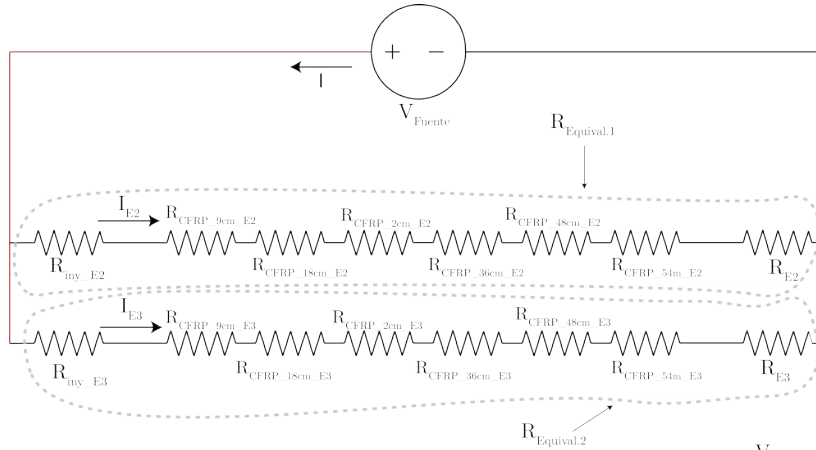
$$I = 1.75 \text{ A}$$

$$I_1 = 0.415 \text{ A}$$

$$I_2 = 1.335 \text{ A}$$

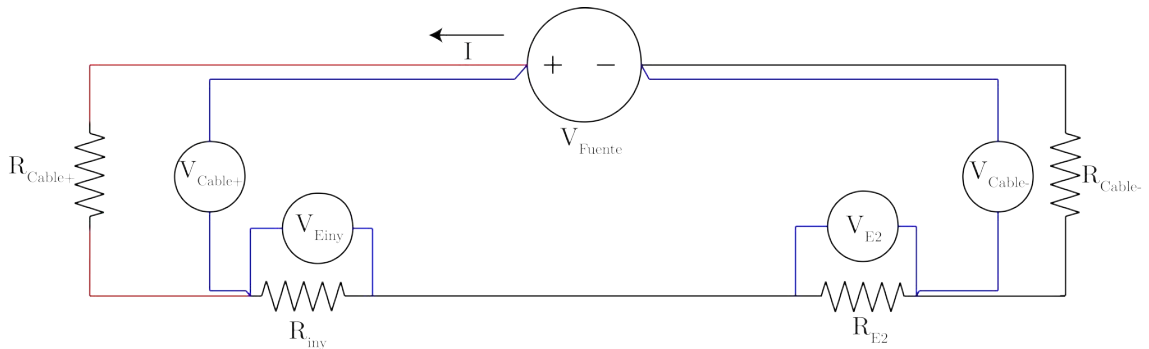
$$R_{\text{Total}} = \frac{V_{\text{Fuente}}}{I} = \frac{2.217}{1.75} = 1.26 \Omega$$

A.1.3 Circuito equivalente probeta CFRP Ensayo n° 4



$$\begin{aligned}
 R_{inj_E2} &= 0.173 \, \Omega & R_{Circ.Equiv} &= R_{Equival.1} // R_{Equival.2} & V_{Fuente} &= 1.508 \, V \\
 R_{inj_E3} &= 0.173 \, \Omega & R_{Equival.1} &= R_{inj_E2} + \sum R_{CFRP_E2} + R_{E2} = 0.173 + 0.9 + 0.446 = 1.519 \, \Omega & I &= 1.79 \, A \\
 \sum R_{CFRP_E2} &= 0.900 \, \Omega & R_{Equival.2} &= R_{inj_E3} + \sum R_{CFRP_E3} + R_{E3} = 0.173 + 0.917 + 0.486 = 1.576 \, \Omega & I_2 &= 0.91 \, A \\
 \sum R_{CFRP_E3} &= 0.917 \, \Omega & R_{Circ.Equiv} &= R_{Equival.1} // R_{Equival.2} = \frac{1.519 \cdot 1.576}{1.519 + 1.576} = 0.773 \, \Omega & I_3 &= 0.88 \, A \\
 R_{E2} &= 0.486 \, \Omega & & & R_{Total} &= \frac{V_{Fuente}}{I} = \frac{1.508}{1.79} = 0.842 \, \Omega \\
 R_{E3} &= 0.446 \, \Omega & & & &
 \end{aligned}$$

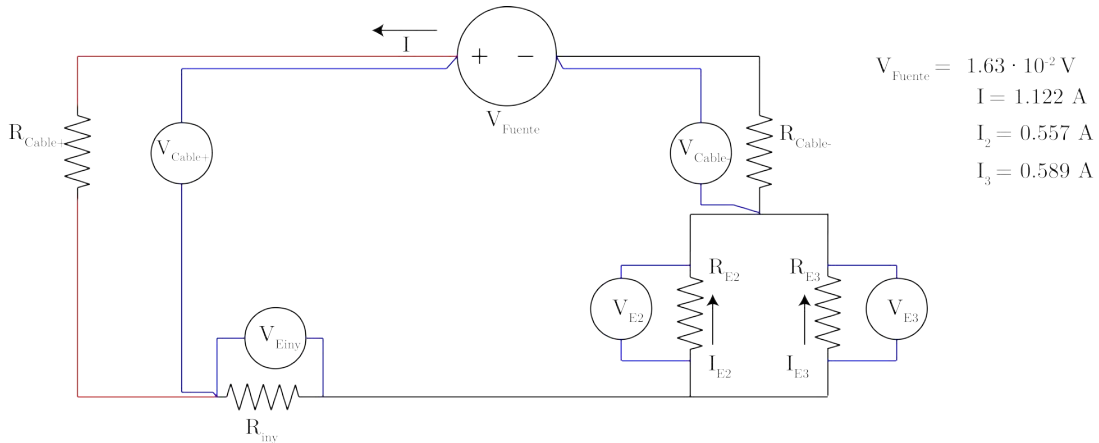
A.1.4 Circuito equivalente probeta aluminio Ensayo n° 2.



$$\begin{aligned}
 V_{Cable+} &= 1.6 \cdot 10^{-2} \, V & V_{Fuente} &= 3.45 \cdot 10^{-2} \, V \\
 V_{Einy} &= 9 \cdot 10^{-5} \, V & I &= 1.117 \, A \\
 V_{E2} &= 2.2 \cdot 10^{-3} \, V & R_{Total} &= \frac{V_{Fuente}}{I} = \frac{0.0345}{1.117} = 3.088 \cdot 10^{-2} \, \Omega \\
 V_{Cable-} &= 1.48 \cdot 10^{-2} \, V & &
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{Circ.Equiv} &= R_{Cable+} + R_{inj} + R_{E2} + R_{Cable-} \\
 R_{Cable-} &= \frac{V_{Cable-}}{I} = \frac{1.48 \cdot 10^{-2}}{1.117} = 1.324 \cdot 10^{-2} \, \Omega & R_{Cable+} &= \frac{V_{Cable+}}{I} = \frac{1.6 \cdot 10^{-2}}{1.117} = 1.432 \cdot 10^{-2} \, \Omega \\
 R_{E2} &= \frac{V_{E2}}{I} = \frac{2.2 \cdot 10^{-3}}{1.117} = 1.969 \cdot 10^{-3} \, \Omega & R_{inj} &= \frac{V_{Einy}}{I} = \frac{9 \cdot 10^{-5}}{1.117} = 8.057 \cdot 10^{-5} \, \Omega \\
 R_{Circ.Equiv} &= 1.432 \cdot 10^{-2} + 8.057 \cdot 10^{-5} + 1.969 \cdot 10^{-3} + 1.324 \cdot 10^{-2} = 2.960 \cdot 10^{-2} \, \Omega
 \end{aligned}$$

A.1.5.Circuito equivalente probeta aluminio Ensayo nº 3.



$$\begin{aligned}
 V_{Fuente} &= 1.63 \cdot 10^{-2} \text{ V} \\
 I &= 1.122 \text{ A} \\
 I_2 &= 0.557 \text{ A} \\
 I_3 &= 0.589 \text{ A}
 \end{aligned}$$

$$R_{Circ.Equiv} = R_{Cable+} + R_{iny} + R_{Equival.1} + R_{Cable-}$$

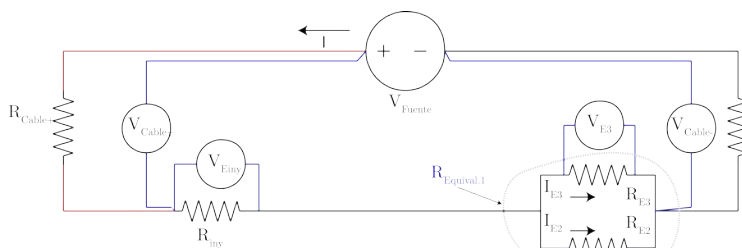
$$\begin{aligned}
 V_{Cable+} &= 7.6 \cdot 10^{-3} \text{ V} & R_{Cable+} &= \frac{V_{Cable+}}{I} = \frac{7.6 \cdot 10^{-3}}{1.121} = 6.779 \cdot 10^{-3} \Omega & R_{E3} &= \frac{V_{E3}}{I_{E3}} = \frac{1.1 \cdot 10^{-3}}{0.589} = 1.867 \cdot 10^{-3} \Omega \\
 V_{iny} &= 9 \cdot 10^{-5} \text{ V} \\
 V_{E2} &= 9 \cdot 10^{-5} \text{ V} \\
 V_{E3} &= 1.1 \cdot 10^{-3} \text{ V} & R_{iny} &= \frac{V_{iny}}{I} = \frac{9 \cdot 10^{-5}}{1.121} = 8.028 \cdot 10^{-5} \Omega & R_{E2} &= \frac{V_{E2}}{I_{E2}} = \frac{9 \cdot 10^{-5}}{0.557} = 1.615 \cdot 10^{-4} \Omega \\
 V_{Cable-} &= 8.3 \cdot 10^{-3} \text{ V}
 \end{aligned}$$

$$R_{Cable-} = \frac{V_{Cable-}}{I} = \frac{8.3 \cdot 10^{-3}}{1.121} = 7.404 \cdot 10^{-3} \Omega \quad R_{Equiv.1} = \frac{R_{E2} \cdot R_{E3}}{R_{E2} + R_{E3}} = \frac{1.615 \cdot 10^{-4} \cdot 1.867 \cdot 10^{-3}}{1.615 \cdot 10^{-4} + 1.867 \cdot 10^{-3}} = 1.486 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$$R_{Circ.Equiv} = 6.779 \cdot 10^{-3} + 8.028 \cdot 10^{-5} + 1.486 \cdot 10^{-4} + 7.404 \cdot 10^{-3} = 1.44 \cdot 10^{-2} \Omega$$

$$R_{Total} = \frac{V_{Fuente}}{I} = \frac{1.63 \cdot 10^{-2}}{1.121} = 1.45 \cdot 10^{-2} \Omega$$

A.1.6.Circuito equivalente probeta aluminio Ensayo nº 4



$$\begin{aligned}
 V_{Cable+} &= 8.2 \cdot 10^{-3} \text{ V} \\
 V_{iny} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ V} \\
 V_{E2} &= 8 \cdot 10^{-4} \text{ V} \\
 V_{E3} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ V} \\
 V_{Cable-} &= 7.5 \cdot 10^{-2} \text{ V}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{Circ.Equiv} &= R_{Cable+} + R_{iny} + R_{Equival.1} + R_{Cable-} \\
 R_{Cable-} &= \frac{V_{Cable-}}{I} = \frac{7.5 \cdot 10^{-2}}{1.117} = 6.71447.5 \cdot 10^{-2} \Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{source} &= 0.0153 \text{ V} \\
 I &= 1.117 \text{ A} \\
 I_2 &= 0.54 \text{ A} \\
 I_3 &= 0.577 \text{ A}
 \end{aligned}$$

$$R_{Cable+} = \frac{V_{Cable+}}{I} = \frac{8.2 \cdot 10^{-3}}{1.117} = 7.341 \cdot 10^{-3} \Omega \quad R_{E2} = \frac{V_{E2}}{I} = \frac{8 \cdot 10^{-4}}{0.54} = 1.481 \cdot 10^{-3} \Omega \quad R_{Total} = \frac{V_{Fuente}}{I} = \frac{0.0153}{1.117} = 1.360 \cdot 10^{-2} \Omega$$

$$R_{iny} = \frac{V_{iny}}{I} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{1.117} = 8.9541 \cdot 10^{-4} \Omega \quad R_{E3} = \frac{V_{E3}}{I} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0.577} = 1.733 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$R_{Equiv.1} = \frac{R_{E2} \cdot R_{E3}}{R_{E2} + R_{E3}} = \frac{1.481 \cdot 10^{-3} \cdot 1.731 \cdot 10^{-3}}{1.481 \cdot 10^{-3} + 1.731 \cdot 10^{-3}} = 7.967 \cdot 10^{-4} \Omega \quad R_{Circ.Equiv} = 7.341 \cdot 10^{-3} + 8.954 \cdot 10^{-4} + 7.967 \cdot 10^{-4} + 6.714 \cdot 10^{-3} = 1.57 \cdot 10^{-2} \Omega$$

Anexo 2

Influencia de la σ_y sobre la distribución
de corriente en una probeta de CFRP

Otra de las herramientas usadas para verificar los resultados obtenidos de manera experimental, es el uso de programas FEM, con el objetivo de validar las distribuciones de corrientes encontradas en el punto 4.3.3.3 para las distintas secciones de la probeta de CFRP.

Dado que estos programas de simulación electromagnética permiten la posibilidad de asignar distintas conductividades eléctricas independientemente de la dirección, para el caso de las conductividades en el x se han implementado las encontradas de manera experimental para los distintos ensayos y mostradas en el punto 4.4.2.1, mientras que para la conductividad en el eje y se han simulado las siguientes 0 S/m, 90 S/m, 180 S/m, 450 S/m, 1350 S/m y 4050 S/m, con el objetivo de observar como influye este valor sobre la distribución de corriente

En la Figura A.2.1 se muestra la anchura necesaria por la distribución de corriente que transcorre sobre una material de CFRP con las mismas dimensiones que los que tiene la placa de la parte experimental. Además se muestra los obtenidos para el Ensayo n° 2.

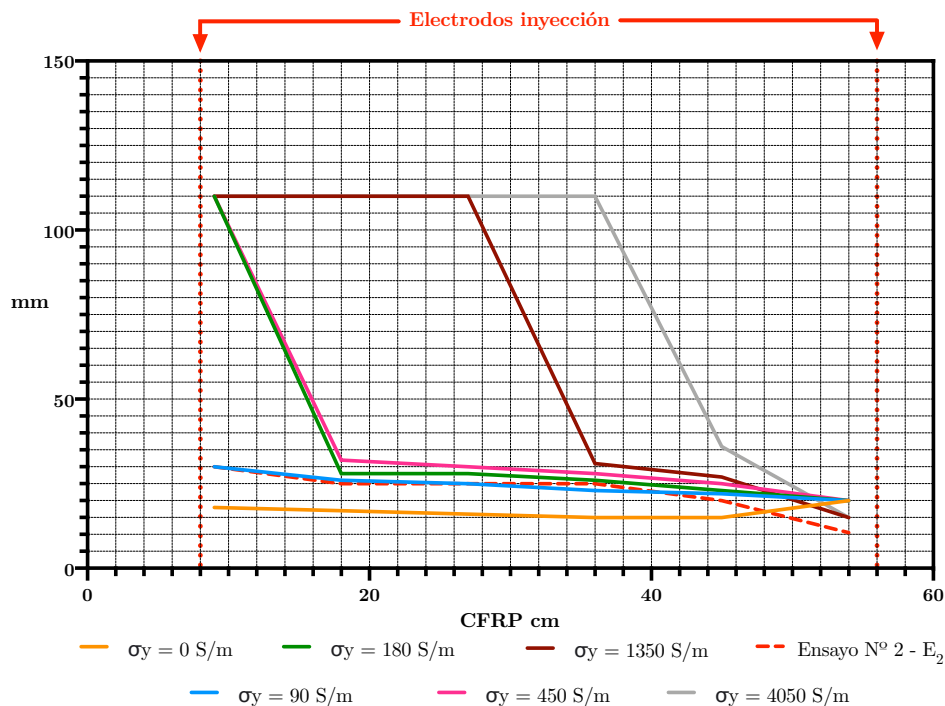


Figura A.2.1. Anchura necesaria por la distribución de corriente para distintas conductividades en el eje y

Estos resultados demuestran que los valores obtenidos en la parte experimental para el Ensayo nº 2 son muy parecidos si suponemos que la conductividad en el eje y está entorno a los 90 S/m.

Bibliografía

- [1] Lynn White Jr., *Medieval technology and social change* (Oxford, 1962) p. 87.
- [2] “Global wind report 2019.” *Global Wind Energy Council*,
- [3] “Optimized Carbon Fiber Composites in Wind Turbine Blade Design.” *US Energy efficiency & renewable energy*, (2019).
- [4] J. Montanyà, O. Van Der Velde y E. Williams “Lightning discharges produced by wind turbines” *J.Geophys. Res.Atmos.* 119, (2014), <https://doi.org/10.1002/2013JD020225>.
- [5] A. Candela, K. Cummins, S. Madsen, J. Holbøll, y D. Myers, “Multiple Lightning Discharges in Wind Turbines Associated with Nearby Cloud-to-Ground Lightning”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol.6, pp. 526-533, (2015). <https://doi.org/10.1109/TSTE.2015.2391013>
- [6] F. Rachidi, M. Rubinstein, J. Montanyà, J. Bermúdez, G. Solà, y N. Korovkin, “A Review of Current Issues in Lightning Protection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 6(2), 526-533, (2015). <https://doi.org/10.1109/TSTE.2015.2391013>.
- [7] <https://www.rechargenews.com/wind/lightning-strike-blade-damages-push-vestas-into-fresh-quarterly-loss/2-1-855590>.
Fecha ultimo acceso 03/2021
- [8] D. Romero, J. Montanyà y J. Vinck, "Test and simulation of lightning current distribution on a wind turbine blade," en *International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, pp. 1720-1724, Shanghai, (2014), doi: 10.1109/ICLP.2014.6973406.

- [9] D. Romero, J. Rey, J. Montanya, R. Horta y G. Tobella, "Investigation of potential distribution on a CFRP coupon under impulse current. Test results and FDTD simulation," en *International Conference on Lightning Protection (ICLP)* 201, pp. 1-7, Estoril, (2016), doi: 10.1109/ICLP.2016.7791453.
- [10] K. Yamamoto, T. Noda, S. Yokoyama, y A. Ametani," Experimental and analytical studies of lightning overvoltages in wind turbine generator systems", *Electric Power Systems Research*, vol.79, no.3, pp.436-442, ISSN 0378-7796, (2009).
- [11] P. Johnson, R. Wirz y E. Lin, "Structural design of spars for 100-m biplane wind turbine blades" *Renewable Energy*, vol. 71, pp. 133-155, (2014).
- [12] "IEC 61400-24: Wind turbines – Part 24: Lightning protection," , (2019).
- [13] A. Candela,"Lightning protection of flap system for wind turbine blades." *DTU Elektro*, Phd Tesis, (2014).
- [14] <https://www.globalbladeservice.eu/blade-service/lightning-damage>.
Fecha ultimo acceso 02/2021
- [15] Z. Qibin, S. Yize, B. Xiaoyan y Z. Bo, "Simulation and Protection of Lightning Electromagnetic Pulse in Non-Metallic Nacelle of Wind Turbine". *Energies*, 12. 1745. 10.3390/en12091745, (2019).
- [16] <http://www.boeing.com/commercial/787/by-design/#/advanced-composite-use>
Fecha ultimo acceso 01/2021.
- [17] R.Olby "Capitulo 5.ALESSANDRO VOLTA, 1745–1827".Late Eighteenth Century European Scientists,Pergamon,1966,Pages 127-142,ISBN 9781483213439.
- [18] C.Blondel."The key role of Oersted's and Ampère's 1820 electromagnetic experiments in the construction of the concept of electric current. *American Journal of Physics*.vol.85,369 (2017).
- [19] P.Rui; R. Chen; Z. Liu y Y.Gan "Schwarz-Krylov Subspace Method for MLFMM Analysis of Electromagnetic Wave Scattering Problems". Progress in *Electromagnetics Research*. PIER. 82: 51–63, (2008).

- [20] A. Taflové. "A perspective on the 40-year history of FDTD computational electrodynamics". *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*. 22. 1, (2007).
- [21] Z. Bo, X. Zheng-hui, R. Wu, L. Wei-ming y S. Xin-qing, "Accelerating FDTD algorithm using GPU computing," 2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics, pp. 410-413, Beijing, China, (2011).
- [22] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, pp. 302-307, (1966).
- [23] R. Courant, K. Friedrichs, y H. Lewy, "Über die partiellen differenzgleichungen der mathematischen physik" *Math.* vol. 100(1), pp. 32-74 , (1928).
- [24] A. Fresnel, "Mémoire sur la diffraction de la lumière" ("Memoir on the diffraction of light"), in Fresnel, 1866-70, vol. 1, pp. 247-383; partly translated as "Fresnel's prize memoir on the diffraction of light", in Crew, (1900).
- [25] J. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *Journal of Computational Physics*, vol 114, no. 2, , pp. 185-200, ISSN 0021-9991, (1994) <https://doi.org/10.1006/jcph.1994.1159>.
- [26] S. Gedney, "An anisotropic pml absorbing media for the fdtd simulation of fields in lossy and dispersive media," *Electromagnetics*, vol. 16, no. 4, pp. 399-415, (1996).
- [27] J. Berenger, "Perfectly matched layer for the FDTD solution of wave-structure interaction problems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 1, pp. 110-117, (1996), <https://doi: 10.1109/8.477535>.
- [28] J. Roden y S. Gedney, "Convolution PML (CPML): An efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 27, pp. 334-339, (2000).
- [29] M. Kuzuoglu y R. Mittra, "Frequency dependence of the constitutive parameters of causal perfectly matched anisotropic absorbers," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 6, no. 12, pp. 447-449, (1996), <https://doi: 10.1109/75.544545>.
- [30] B. Gvozdic, y D. Djurdjevic, "Performance advantages of CPML over UPML absorbing boundary conditions in FDTD algorithm," *Journal of Electrical Engineering*. 68. 10.1515/jee-2017-0006, (2017).
- [31] Z. Liao, H. Wong, B. Yang and Y.F. Yuan, "A transmitting boundary for transient wave analyses", *Scientia Sinica (Series A)*, vol. 27, no. 10, pp. 1062-1076, (1984).
- [32] http://gsvit.net/xex18_5.php

- [33] <https://edadocs.software.keysight.com/display/empro201101/Defining+Outer+Boundary+Conditions>
Fecha ultimo acceso 04/2021.
- [34] J. Inman,, A. Elsherbeni y J.Maloney, “Practical implementation of a CPML absorbing boundary for GPU accelerated FDTD technique”. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*. 23. 16-22, (2008).
- [35] F. Heidler, y J. Cvetić,” A class of analytical functions to study the lightning effects associated with the current front,” *Euro. Trans. Electr. Power*, vol. 12: pp. 141-150.,(2002), doi:10.1002/etep.4450120209.
- [36] S. Vujević, y D. Lovrić, “Exponential approximation of the Heidler function for the reproduction of lightning current waveshapes,” *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 10, pp. 1293-1298, ISSN 0378-7796, (2010), <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2010.04.012>.
- [37] A. Elsherbeni, y V. Demir. “The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics: With MATLAB Simulations.”, (2009).
- [38] Y. Baba, N. Nagaoka y A. Ametani, “Modeling of Thin Wires in a Lossy Medium for FDTD Simulations.” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions* vol.47, pp. 54 – 60, (2005). 10.1109/TEMC.2004.842115.
- [39] K. Yamamoto, T. Noda, S. Yokoyama y A. Ametani, ”Experimental and analytical studies of lightning overvoltages in wind turbine generator systems,” *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no 3, pp. 436-442, ISSN 0378-7796, (2009) <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2008.09.002>.
- [40] K. Yamamoto, S. Yanagawa y T. Ueda, "Verifications of transient grounding impedance measurements of a wind turbine generator system using the FDTD method," 2011 *International Symposium on Lightning Protection*, , pp. 255-260, Fortaleza, (2011) <https://doi:10.1109/SIPDA.2011.6088414>.
- [41] A. Taflove y R. Umashankar, “Advanced Numerical Modeling of Microwave Penetration and Coupling for Complex Structures”. *Lawrence Livermore National Laboratory*, (1987).
- [42] W. Deconinck, P. Bauer, M. Diamantakis, M. Hamrud, C. Kühnlein, P. Maciel, G. Mengaldo, T. Quintino, B. Raoult, P. Smolarkiewicz, P. Nils y A. Wedi, “A library for numerical weather prediction and climate modelling,” *Computer Physics Communications*, vol 220, pp. 188-204, ISSN 0010-4655, (2017), <https://doi.org/10.1016/j.cpc.2017.07.006>.
- [43] E. Wolfgang, D. Nagel, B. Kröner y M. Resch ,”High Performance Computing in Science and Engineering,”. Springer Science & Business Media, ISBN 3642157475, (2010).

- [44] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers.” The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics”. Routledge, ISBN 9780367402372, (1993).
- [45] S. Garcia, R. Lopez, M. Pantoja y A Bretones, “How to create complex FDTD FORTRAN and C Codes simply with MATHEMATICA((R)),” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*. vol. 49.pp. 59-67, (2007).
- [46] <https://chart-studio.plotly.com/~romeric-poyazh/293.embed>
Fecha ultimo acceso 04/2021.
- [47] J. Montanyà, D. Romero, R. López, y G. Tobella,” Experimental determination of potential distribution on a CFRP laminate and thermal images of DC and impulse currents: evaluation of connections,” *Asia-Pacific International Conference on Lightning: APL2015* , pp. 671–675 Japón, (2015).
- [48] K. Berger, R. Anderson, H. Kroeninger, “Parameters of lightning flashes,” *Electra* vol.41, pp.23–37. (1975).
- [49] S. Madsen, J. Holboell, M. Henriksen, F. Larsen, L. Hansen y K. Bertelsen,” Breakdown tests of glass fiber reinforced polymers (GFRP) as part of improved lightning protection of wind turbine blades,” *Conference Record of the IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Indianapolis,* , pp. 484–491, USA, (2004).
<https://doi.org/10.1109/ELINSL.2004.1380657>.
- [50] W. Yeqing, “Multiphysics analysis of lightning strike damage in laminated carbon/ glass fiber reinforced polymer matrix composite materials: A review of problem formulation and computational modeling,” *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing* vol.101, pp. 543–553, (2017). <https://doi.org/10.1016/j.compositesa.2017.07.010>.
- [51] A. Candela, J. Holboell, S. Madsen,” Lightning transient analysis in wind turbine blades,”. *International Conference. Power Syst. Transients*, (2013).
- [52] J. Montaña, P. Clapers, B. Hermoso, V. March, G. Sola, À. Illa, D. Romero, D. Aranguren y J. Hermoso,“ Fast current impulse test for wind-turbine blades,” *EUROEM European Electromagnetics* pp.0-0, (2008).
- [53] J. Rey y J.Montanyà.”Simulation of current distribution in a wind turbine blade using the FDTD method”, *Electric Power Systems* (2020).
- [54] G. Mastrolemba,” Understanding and optimising parameters for lightning strike testing of CFRP materials”, Phd Thesis , (2017).
- [55] C.W. C4, “Lightning Protection of Wind Turbine Blades,” *Electra*, vol.274, no. 42–45, (2015).

- [56] IEC 62561-1- Lightning protection system components (LPSC) - Part 1: Requirements for connection components, International Electrotechnical Commission, Edition 1.0, (2017).
- [57] Lightning protection system for wind turbine blades with an effective injection area to carbon fiber laminates and a balanced lightning current and voltage distribution between different conductive paths. *Patent number*: 10330087.
- [58] J. Eun-Beom, F. Takahiro, T. Kosuke y K. Hak-Sung, "An investigation of contact resistance between carbon fiber/epoxy composite laminate and printed silver electrode for damage monitoring," *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*, vol. 66, pp. 193-200, ISSN 1359-835X2014, (2015).
- [59] R. Holm, "Electric contacts; theory and application.", (1967).
- [60] J. Greenwood, "Constriction resistance and the real area of contact," *British Journal of Applied Physics*, vol. 17, no. 12 pp.1621-1632, (1967).
- [61] H. Yu, D. Heider, y S. Advani, "A 3D microstructure based resistor network model for the electrical resistivity of unidirectional carbon composites," *Composite Structures*, vol. 134, pp.740-749, (2015). <https://doi.org/10.1016/j.compstruct.2015.08.131>.
- [62] A. McKenzie, "Characterization of electrical conductivity of carbon fiber/epoxy composites with conductive AFM and scanning microwave impedance microscopy. Master Thesis (2015).
- [63] M.Liu, "A New Method for Measuring Contact Resistance." Beijing Orient Institute of Measurement & Test Chinese Academy of Space Technology
- [64] H. Min-Seok, O. Yang y H. Soap, "Improved Electrical Conductivity of CFRP by Conductive Nano-Particles Coating for lightning Strike Protection." *Composites Research* vol. 23, (2010).
- [65] K. Ueno, T. Umeda, Y. Baba, H. Tsubata y T. Nishi, "FDTD computation of lightning currents in a multilayer CFRP panel with a conductivity matrix approach," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility y IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, pp. 414-417, (2018). [https:// doi: 10.1109/ISEMC.2018.8393811](https://doi.org/10.1109/ISEMC.2018.8393811).
- [66] J. Kanata, A. Ametani y K. Yamamoto, "Current distribution characteristic of a quasi-isotropic CFRP panel," *International Symposium on Lightning Protection (XII SIPDA)*, pp. 318-323, (2013). [https://doi: 10.1109/SIPDA.2013.6729202](https://doi.org/10.1109/SIPDA.2013.6729202).

[67] L. Boyer, S. Noel y F. Houze, "Constriction resistance of a multispot contact: an improved analytical expression," Thirty-Sixth IEEE Conference on Electrical Contacts, and the Fifteenth International Conference on Electrical Contacts, Montreal, QC, Canada, pp. 646-650, (1990). <https://doi: 10.1109/HOLM.1990.113071>.

[68] I.Argatov, I.Sevostianov. "On relations between geometries of microcontact clusters and their overall properties" International Journal of Engineering Science, Volume 47, Issue 10, , Pages 959-973. ISSN 0020-7225, (2009). <https://doi.org/10.1016/j.ijengsci.2009.06.001>.