



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

**“ANÁLISIS ESTADÍSTICO Y PROBABILÍSTICO DE LAS  
INTERFERENCIAS GENERADAS POR UN LÁSER DE N<sub>2</sub>”**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**P R E S E N T A:  
ING. FRANCISCO JAVIER DÍAZ SANTOS**

**A S E S O R E S:  
DR. ROBERTO LINARES Y MIRANDA  
DR. ARGEO VÁZQUEZ MARTÍNEZ**



**MÉXICO, D. F., FEBRERO DEL 2009**



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**  
**SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO**

SIP-14

**ACTA DE REVISIÓN DE TESIS**

En la Ciudad de     México, D. F.     siendo las     16:00     horas del día     12     del mes de     Diciembre     del     2008     se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de     E.S.I.M.E.    

para examinar la tesis titulada:

**“ANÁLISIS ESTADÍSTICO Y PROBABILÍSTICO DE LAS INTERFERENCIAS GENERADAS POR UN LÁSER DE N2”**

Presentada por el alumno:

    DÍAZ      
Apellido paterno

    SANTOS      
Apellido materno

    FRANCISCO JAVIER      
Nombre(s)

Con registro: 

A	0	6	0	4	1	2
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

**LA COMISIÓN REVISORA**

Los Directores de Tesis

DR. ROBERTO LINARES Y MIRANDA

PRESIDENTE

DR. ALEXANDRE MICHTCHENKO

TERCER VOCAL

M. EN C. RODRIGO JIMÉNEZ LÓPEZ

SUPLENTE

M. EN C. JOSÉ HÉCTOR CALTENCO FRANCA

DR. ARGEO VÁZQUEZ MARTÍNEZ

SEGUNDO VOCAL

DR. ARGEO VÁZQUEZ MARTÍNEZ

SECRETARIO

DR. FRANCISCO JAVIER GALLEGOS FUNES

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. JAIME ROBLES GARCÍA





# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

## SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

### CARTA DE CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día 06 del mes de Febrero del año 2009, el que suscribe Francisco Javier Díaz Santos alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica con número de registro A060412, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor intelectual del presente Trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Roberto Linares Y Miranda y Dr. Argeo Vázquez Martínez y cede los derechos del trabajo intitulado: Análisis estadístico y probabilístico de las interferencias generadas por un láser de N<sub>2</sub>, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: fdiazs@ipn.mx, rlinaresy@ipn.mx o argeovazquez@hotmail.com. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

FRANCISCO JAVIER DÍAZ SANTOS

Nombre y firma

---

# ÍNDICE

<b>ÍNDICE DE FIGURAS .....</b>	<b>IV</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS .....</b>	<b>VII</b>
<b>NOMENCLATURA .....</b>	<b>VIII</b>
<b>RESUMEN.....</b>	<b>1</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>2</b>
<b>CAPÍTULO 1. - INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>3</b>
1.1. - PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	4
1.2. - OBJETIVO .....	6
1.3. - JUSTIFICACIÓN.....	6
1.4. - ALCANCE.....	7
1.5. - DISTRIBUCIÓN DE LA TESIS .....	7
<b>CAPÍTULO 2. - CIRCUITO DE EXCITACIÓN DE UN LÁSER DE N<sub>2</sub>...9</b>	
2.1. - EL LÁSER DE N <sub>2</sub> .....	9
2.1.1 - CONSTRUCCIÓN DEL LÁSER DE NITRÓGENO.....	11
2.1.2. - FUNCIONAMIENTO DEL LÁSER DE N <sub>2</sub> .....	17
2.2. - COMENTARIOS .....	19
<b>CAPÍTULO 3. - MEDICIÓN DE LAS EMI.....</b>	<b>20</b>
3.1. - MEDICIÓN DE LAS INTERFERENCIAS RADIADAS.....	20
3.1.1. - DESCRIPCIÓN DEL SITIO .....	22
3.1.2. - CONFIGURACIÓN PARA LA MEDICIÓN DE LAS EMI RADIADAS .	25

---

3.1.3. - RESULTADOS OBTENIDOS.....	30
3.1.3.1. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M1 .....	31
3.1.3.2. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M2 .....	34
3.1.3.3. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M3 .....	38
3.1.3.4. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M4 .....	42
3.1.4. - COMENTARIOS .....	45
3.2. - MEDICIÓN DE LAS INTERFERENCIAS CONDUCCIDAS.....	46
3.2.1. - EQUIPO DE MEDICIÓN .....	48
3.2.1.1. – RECEPTORES Y ANALIZADORES DE ESPECTROS .....	48
3.2.1.2. - SENSORES.....	49
3.2.1.2.1. - Sonda de Tensión .....	49
3.2.1.2.2. - SONDAS DE CORRIENTE.....	50
3.2.2. - CONFIGURACIÓN PARA LAS MEDICIONES DE EMI CONDUCCIDAS .....	50
3.2.3. - CARACTERIZACIÓN DE LA Sonda DE CORRIENTE.....	51
3.2.4. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN.....	55
3.2.5. - COMENTARIOS .....	57
<b>CAPÍTULO 4. - ANÁLISIS PROBABILÍSTICO DE LAS EMI GENERADAS POR UN LÁSER DE N<sub>2</sub>.....</b>	<b>59</b>
4.1. - MODELOS PROBABILÍSTICOS.....	60
4.1.1. - MODELO CLASE A DE MIDDLETON .....	62
4.1.2. - MODELO CLASE B DE MIDDLETON .....	62
4.1.3. - MODELO CLASE C DE MIDDLETON .....	63
4.1.4. - MODELO ESTABLE DE ALFA SIMÉTRICA (SaS).....	64
4.2. - MODELOS PROBABILÍSTICOS TEMPORALES PARA EMI IMPULSIVAS .....	64
4.3. - APLICACIÓN DE LOS MODELOS PROBABILÍSTICOS TEMPORALES PARA EMI IMPULSIVAS .....	70
4.4. - COMENTARIOS .....	80
<b>CAPÍTULO 5. - CONCLUSIONES .....</b>	<b>82</b>

---

5.1. - TRABAJO A FUTURO .....	85
<b>APÉNDICE A.....</b>	<b>86</b>
PRINCIPIO DE UNA ANTENA DE ARO .....	86
EXPRESIÓN DE LA TENSIÓN INDUCIDA EN FUNCIÓN DE LA INTENSIDAD DEL CAMPO ELÉCTRICO.....	88
EXPRESIÓN DE LA TENSIÓN INDUCIDA EN FUNCIÓN DE LA INTENSIDAD DEL CAMPO MAGNÉTICO.....	89
<b>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>90</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

## CAPÍTULO 2

Fig. 2.1. Dibujo esquemático del láser de N <sub>2</sub> .	11
Fig. 2.2. Dimensiones físicas de la placa para los capacitores en milímetros.	12
Fig. 2.3. Placa con los dos capacitores.	12
Fig. 2.4. Dimensiones físicas del SG en milímetros.	13
Fig. 2.5. Electrodo y base del Spark Gap.	13
Fig. 2.6 Dimensiones físicas de los electrodos (en milímetros).	14
Fig. 2.7. Electrodo fijo a la base.	14
Fig. 2.8. Electrodo móvil.	14
Fig. 2.9. Pared con espejo de aluminio.	15
Fig. 2.10. Pared con ventana de cuarzo.	15
Fig. 2.11. Láser de N <sub>2</sub> instalado.	16
Fig. 2.12. Láser de N <sub>2</sub> funcionando.	16
Fig. 2.13. Conexión típica de un láser de N <sub>2</sub> tipo Blumlein.	17
Fig. 2.14. Diagrama esquemático del circuito Blumlein.	17

## CAPITULO 3

Fig. 3.1. Ejemplo de una prueba <i>In Situ</i> a un producto industrial [2].	22
Fig. 3.2. Distribución del laboratorio de láseres.	23
Fig. 3.3. Lugar donde se efectuaron las mediciones, en metros.	24
Fig. 3.4. Configuración típica para medición de EMI.	25
Fig. 3.5. Tiempos promedios de subida menores a 1µs.	27
Fig. 3.6 Límites de las EMI radiadas de CISRP y la FCC para (a) clase A y (b) clase B [9].	28
Fig. 3.7. Esquema de mediciones de EMI Radiadas.	29
Fig. 3.8. Factor de antena del modelo EMCO 6512 [8].	30
Fig. 3.9. EMI radiada medida en M1 con polarización de antena X.	31
Fig. 3.10. EMI radiada medida en M1 con polarización de antena Y.	31
Fig. 3.11. EMI radiada medida en M1 con polarización de antena Z.	32
Fig. 3.12. La FFT de la señal en M1 con polarización de antena X.	32

Fig. 3.13. La FFT de la señal en M1 con polarización de antena Y.....	33
Fig. 3.14. La FFT de la señal en M1 con polarización de antena Z.....	33
Fig. 3.15. EMI radiada con polarización de antena en X de M2. ....	35
Fig. 3.16. EMI radiada con polarización de antena en Y de M2. ....	35
Fig. 3.17. EMI radiada con polarización de antena en Z de M2. ....	36
Fig. 3.18. La FFT del pulso M2 con polarización de antena en X.....	36
Fig. 3.19. La FFT del pulso M2 con polarización de antena en Y.....	37
Fig. 3.20. La FFT del pulso M2 con polarización de antena en Z.....	37
Fig. 3.21. EMI radiada con polarización de antena en X de M3. ....	38
Fig. 3.22. EMI radiada con polarización de antena en Y de M3. ....	39
Fig. 3.23. EMI radiada con polarización de antena en Z de M3. ....	39
Fig. 3.24. La FFT del pulso M3 con polarización de antena en X.....	40
Fig. 3.25. La FFT del pulso M3 con polarización de antena en Y.....	40
Fig. 3.26. La FFT del pulso M3 con polarización de antena en Z.....	41
Fig. 3.27. EMI radiada con polarización de antena en X de M4. ....	42
Fig. 3.28. EMI radiada con polarización de antena en Y de M4. ....	42
Fig. 3.29. EMI radiada con polarización de antena en Z de M4. ....	43
Fig. 3.30. La FFT del pulso M4 con polarización de antena en X.....	43
Fig. 3.31. La FFT del pulso M4 con polarización de antena en Y.....	44
Fig. 3.32. La FFT del pulso M4 con polarización de antena en Z.....	44
Fig. 3.33. Medición de EMI conducida <i>In Situ</i> [2].....	46
Fig. 3.34. EMI en CM y DM. ....	47
Fig. 3.35. Transmisión de DM y CM.....	48
Fig. 3.36. Diagrama de medición para las EMI Conducidas.....	51
Fig. 3.37. Calibración del sistema. ....	53
Fig. 3.38. Gráfica de la calibración del sistema 20kHz – 100MHz.....	53
Fig. 3.39. Configuración del método de calibración de la sonda de corriente. ....	54
Fig. 3.40. Imagen del método de calibración de la sonda de corriente. ....	54
Fig. 3.41. Gráfica de la sonda de corriente a diferentes distancias.....	55
Fig. 3.42. Pulso de las EMI Conducidas. ....	56
Fig. 3.43. Pulso en función de la frecuencia. ....	56
Fig. 3.44. Límites de EMI conducidas de la FCC y la CISPR 22: para la clase B (a) y la clase A (b) [9]. ....	58

**CAPITULO 4**

Fig. 4.1. Esquema de un receptor en un ambiente electromagnético. ....	61
Fig. 4.2. EMI radiada medida en M1. ....	71



Fig. 4.3. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox..... 72

Fig. 4.4. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox..... 73

Fig. 4.5. EMI radiada medida en M2. .... 73

Fig. 4.6. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox..... 74

Fig. 4.7. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox..... 75

Fig. 4.8. EMI radiada medida en M3. .... 75

Fig. 4.9. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox..... 76

Fig. 4.10. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox..... 77

Fig. 4.11. EMI radiada medida en M4. .... 77

Fig. 4.12. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox..... 78

Fig. 4.13. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox..... 79

Fig. 4.14. Función de Densidad de Duración de Pulsos 2da. aprox..... 80

# ÍNDICE DE TABLAS

## CAPITULO 3

Tabla 3.1. Distancias del láser a la antena donde se tomaron las mediciones.....	25
Tabla 3.2. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M1.....	34
Tabla 3.3. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M2.....	38
Tabla 3.4. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M3.....	41
Tabla 3.5. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M4.....	45
Tabla 3.6. Puntos de medición e intensidad de campo eléctrico.....	45

## CAPITULO 4

Tabla 4.1. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DDP}$ de EMI radiada medida en M1.....	72
Tabla 4.2. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DIP}$ de EMI radiada medida en M1.....	72
Tabla 4.3. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DDP}$ de EMI radiada medida en M2.....	74
Tabla 4.4. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DIP}$ de EMI radiada medida en M2.....	74
Tabla 4.5. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DDP}$ de EMI radiada medida en M3.....	76
Tabla 4.6. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DIP}$ de EMI radiada medida en M3.....	76
Tabla 4.7. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DDP}$ de EMI radiada medida en M4.....	78
Tabla 4.8. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DIP}$ de EMI radiada medida en M4.....	78
Tabla 4.9. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DDP}$ con la segunda aproximación.....	79
Tabla 4.10. Parámetros para determinar $\langle \tau \rangle_{DIP}$ con la segunda aproximación.....	79

## CAPITULO 5

Tabla 5.1. Campo eléctrico en los puntos de medición.....	83
---	----

# NOMENCLATURA

<b>AF</b>	Antenna Factor, Factor de Antena.
<b>CISPR</b>	Comité International spécial des perturbations radioélectriques, Comité Internacional Especial de Perturbaciones Radioeléctricas.
<b>CL</b>	Cable Loss, Pérdidas del cable.
<b>CM</b>	Common Mode, Modo Común.
<b>DDP</b>	Distribución de la duración de pulsos.
<b>DIP</b>	Distribución del intervalo de pulsos.
<b>DM</b>	Differential Mode, Modo Diferencial.
<b>E</b>	Campo Eléctrico.
<b>EUB</b>	Equipo Bajo Prueba.
<b>EMC</b>	Electromagnetic Compatibility, Compatibilidad Electromagnética.
<b>EMI</b>	Electromagnetic Interference, Interferencia Electromagnética.
<b>FCC</b>	Federal Communications Commission, Comisión Federal de Comunicaciones
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform, Transformada Rápida de Fourier.
<b>GPIB</b>	General-Purpose Instrumentation Bus, Bus de interfaz de propósito general
<b>IEC/CISPR</b>	International Electrotechnical Commission/Comité International spécial des perturbations radioélectriques, Comisión Electrotécnica Internacional/Comité Internacional Especial de Perturbaciones Radioeléctricas.
<b>LISN</b>	Line Impedance Stabilization Network, Línea de Estabilización de Impedancia de Redes.
<b>N<sub>2</sub></b>	Nitrógeno
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board, Circuito Impreso.
<b>RFI</b>	Radiofrequency Interference, Interferencia de Radiofrecuencia.
<b>SG</b>	Spark Gap, Interruptor de Chispa.
<b>V</b>	Voltaje del ruido medido.

# RESUMEN

En el Laboratorio de Láseres del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, se realiza investigación con láseres gaseosos que funcionan por medio de descargas eléctricas de niveles de tensión altos (kV), por lo que generan Interferencias Electromagnéticas (EMI) impulsivas que contaminan el ambiente electromagnético y pueden afectar el comportamiento de los instrumentos o dispositivos electrónicos que se encuentran dentro de dicho laboratorio. Es importante caracterizar las EMI dentro del laboratorio y como caso específico las EMI generadas por un láser de N<sub>2</sub> que es el tema de investigación de este trabajo de tesis con el objetivo de proponer sistemas de blindaje para las EMI radiadas y filtros para las EMI conducidas.

Normalmente la caracterización de las EMI se llevan a cabo en lugares controlados electromagnéticamente como: cámaras anecoicas o sitios abiertos aislados. Sin embargo, cuando los sistemas son grandes o requieren de una alimentación especial, como es el caso de los sistemas láseres de N<sub>2</sub>, no se pueden caracterizar dentro de los sitios controlados y hay que hacerlo *In Situ*, lo cual no es fácil, porque se encuentran obstáculos que hacen que las EMI se propaguen de forma irregular generando multitrayectorias y presentándose en la recepción como señales aleatorias en magnitud y fase.

En esta tesis se presenta la investigación y análisis de las EMI generadas por un láser de N<sub>2</sub>, haciendo énfasis en las técnicas de medición y caracterización de dichas EMI y del desarrollo de un modelo probabilístico para el análisis temporal de dichas interferencias que es la aportación de este trabajo. También se presenta una breve descripción del diseño, construcción y funcionamiento de un láser de N<sub>2</sub>, que se llevó a cabo para la investigación de las EMI radiadas y conducidas.

Los análisis realizados de las EMI generadas por el láser N<sub>2</sub> en diferentes puntos del laboratorio dan información de que los niveles rebasan lo establecido por las normas internacionales como es el CISPR 16 o el CISPR 22 y que es necesario desarrollar métodos de blindaje específicos para los instrumentos de medición, así como filtros en las líneas de alimentación.

Los temas abordados aquí incluyen la medición de EMI radiadas y conducidas en el dominio del tiempo y la frecuencia, así como el modelado probabilístico y estadístico para el análisis de dichas interferencias radiadas y conducidas, en el marco de evaluación de la EMC. Se concluye que las EMI radiadas y conducidas generadas por el láser de N<sub>2</sub> son de niveles considerables e interfieren a los dispositivos, instrumentos o equipos de adquisición de datos que se encuentren dentro del laboratorio. Con el modelo probabilístico que se aplicó se obtuvieron buenos resultados, siendo este el modelo adecuado para determinar los niveles de protección de tensión pico debido a las EMI impulsivas radiadas y conducidas.

# ABSTRACT

In the Lasers Laboratory of the MsC. Program on Electronic Engineering, research with gas lasers is carried out. These lasers are excited through high voltage electric discharges, what makes them generator sources of Impulsive Electromagnetic Interferences (EMI) that contaminate the electromagnetic environment. Therefore, they can affect the behavior of the instruments or electronic devices that are inside the laboratory. It is important to characterize the EMI inside the laboratory and as specific case the EMI generated by a N<sub>2</sub> laser. That is the topic of investigation of this thesis, with the objective of proposing shielding systems for the radiated EMI and filters for the conducted EMI.

Normally, the characterization of the EMI is usually carried out electromagnetically in controlled places like anechoic chamber or isolated open places. However, when the systems are too big or require a special power supply, like in the case of the N<sub>2</sub> laser systems, they cannot be characterized inside controlled places and it is necessary to do it *In Situ*. This task is not easy, because there are obstacles that make EMI to spread in an irregular way generating multitrajectories, being present in the reception like random signals in magnitude and phase.

In this thesis the research and analysis of the EMI generated by a N<sub>2</sub> laser is presented, making emphasis on the measurement techniques and characterization of this EMI and on the development of a probabilistic model for the temporary analysis of these interferences, being the contribution of this work. It is also presented a brief description of the design, construction and operation of a N<sub>2</sub> laser, carried out for the investigation of the radiated and conducted EMI.

The analysis of the EMI generated by the laser N<sub>2</sub> in different points of the laboratory gives information that their levels surpass that settled down by the international standards like CISPR 16 or CISPR 22. It also shows that it is necessary to develop specific shielding methods for the measuring instruments, as well as filters in the feeding lines.

The topics approached here include the measurements of radiated EMI in the time domain as well as in the frequency domain, and also the statistical and probabilistic modeling for the analysis of the radiated and conducted interferences, in the evaluation frame of the EMC.

The conclusion is that the radiated EMI generated by the N<sub>2</sub> laser have considerable levels that may interfere with the devices, instruments or data acquisition equipment that are inside the laboratory. With the probabilistic model applied to the measured signals, good results were obtained, being this an appropriate model for determining the levels of protection to peak tension due to the radiated impulsive EMI.

# CAPÍTULO 1. - INTRODUCCIÓN

El fenómeno de las Interferencias Electromagnéticas (EMI) radiadas y conducidas, es motivo de preocupación para los ingenieros de diseños y aplicaciones en el área: eléctrica, electrónica, comunicaciones, e instrumentación. Las EMI radiadas se propagan en el espacio libre como ondas electromagnéticas y las EMI conducidas requieren de un medio físico conductor como es el cobre, manifestándose en forma de corriente o tensión.

Las EMI, son un tipo de contaminación ambiental que afectan al espectro electromagnético. Sus efectos van desde pequeñas molestias que se manifiestan como ruido en la recepción de las señales de radiodifusión (radio y televisión comercial) hasta accidentes potencialmente fatales debido a la alteración de sistemas de control de alta seguridad. Las EMI se definen como perturbaciones de energía electromagnética, que pueden ser de origen natural y de origen artificial. Las EMI de origen natural son generadas por el hombre, las cuales pueden ser intencionales y no intencionales. Sin importar el origen de las EMI, éstas pueden producir interrupciones, obstrucciones y/o mal funcionamiento en dispositivos, equipos o sistemas eléctricos, electrónicos y electromecánicos. El ambiente electromagnético se contamina cada día más por las EMI debido a la gran densidad de equipos y sistemas que operan con energía eléctrica los cuales son esenciales en el quehacer cotidiano del ser humano [1].

Las EMI se analizan en el área de la Compatibilidad Electromagnética (EMC), la cual define, como la convivencia electromagnética de los dispositivos, equipos y sistemas que funcionan con energía eléctrica y para esto se fijan niveles EMI radiadas y conducidas. Los niveles de las EMI se analizan a través de comités internacionales para que los dispositivos, equipos y sistemas que funcionan en un

determinado ambiente electromagnético no sean afectados por las EMI no intencionales [2].

La gran cantidad de dispositivos, equipos y sistemas que funcionan con energía eléctrica, que hoy por hoy son esenciales para el desarrollo de la humanidad en cualquier parte del mundo, hace que se lleven a cabo estudios más exhaustivos de EMC con el objetivo de tener un control respecto a la contaminación electromagnética del ambiente. Estos estudios permiten tener normas internacionales que se pueden aplicar para la autorización de comercialización de dispositivos, equipos y sistemas que funcionan con energía eléctrica y así tener un control sobre el ambiente electromagnético. Sin embargo, en los laboratorios de investigación se tienen sistemas experimentales que no se desarrollan de acuerdo a normas de EMC, por lo que requieren una caracterización respecto a las EMI radiadas y conducidas, con el objetivo de tomar precauciones para evitar las perturbaciones electromagnéticas que se puedan tener en los equipos de dichos laboratorios y causen mal funcionamiento en el procesamiento de datos o de operación de los sistemas o equipos de medición. Siendo este el objetivo principal del trabajo de investigación que se reporta como tesis.

## **1.1. - PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

En el área de EMC, es claro que la calidad y eficiencia de los dispositivos equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos se da en la preservación de las señales que procesan, de acuerdo a las necesidades o funciones para los cuales se diseñaron. Sin embargo, hay varios factores que están fuera de control del diseñador y degradan el comportamiento de los sistemas. Entre los factores principales se pueden mencionar las EMI radiadas y conducidas no intencionadas, que es el caso presentado en los láseres de N<sub>2</sub>, los cual son fuentes potenciales de EMI de este tipo.

En el Laboratorio de Láseres del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco, se realizan estudios de mediciones espectroscópicas de fluorescencia inducida por radiación láser en el intervalo del ultravioleta de la escala del espectro electromagnético. Para este tipo de estudios se ocupa un láser de  $N_2$  de configuración Blumlein que tiene una longitud de onda de 337.1nm, mismo que para la generación de radiación láser requiere de interruptores de chispa (Spark Gap - SG<sup>1</sup>), los cuales producen perturbaciones electromagnéticas con alto contenido espectral. Este láser no está diseñado considerando aspectos de EMC, solo se consideran algunos conceptos básicos de blindaje y filtraje, ya que no se tiene una clara definición de los niveles de EMI que genera.

Debido al interruptor de chispa, los láseres de  $N_2$  son fuente generadora de EMI tanto radiadas como conducidas, cuyos niveles pueden llegar afectar a los instrumentos o sistemas de medición de alta sensibilidad ubicados en su entorno. En el laboratorio de láseres se tienen sistemas de medición de alta sensibilidad, como son: los de espectroscopía de fluorescencia, voltímetros ópticos, espectrofotómetros, osciloscopios, entre otros, por lo que el problema que se aborda en este trabajo de investigación es determinar los niveles de dichas EMI y analizarlas probabilísticamente, proponiendo un modelo para su análisis temporal. A partir de los resultados obtenidos proponer algunas técnicas de protección o blindaje contra las EMI que se puedan utilizar en el proceso de diseño los láseres de  $N_2$ . No existen publicaciones de datos específicos de la EMI generadas por los láseres de  $N_2$ , lo más cercano que se ha publicado es el estudio las interferencias electromagnéticas de un láser de alta potencia de vapor de cobre [3] y algunas publicaciones respecto a la reducción de interferencias de los circuitos excitadores de láseres.

---

<sup>1</sup> Spark Gap.- Funciona basado en una descarga de arco eléctrico de alta tensión entre un par de electrodos.



## 1.2. - OBJETIVO

Determinar los niveles de EMI radiadas y conducidas y analizar estadística y probabilísticamente las EMI radiadas generadas por un láser de  $N_2$  dentro del Laboratorio de Láseres del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica.

## 1.3. - JUSTIFICACIÓN

Los láseres de  $N_2$ , cuando son de propósito experimental no se les aplica todos los conceptos fundamentales de diseño para cubrir los aspectos de la EMC, a pesar de ser fuentes generadoras de EMI, debido a que en su circuito de excitación tienen como elemento fundamental un interruptor de descargas eléctricas formado con capacitores que almacenan tensiones del orden de kV, por lo que en este proceso se generan chispas. La descarga eléctrica se transmite a una cámara para ionizar el gas de  $N_2$  y producir la radiación láser.

El proceso del SG de los láseres de  $N_2$  genera EMI radiadas y conducidas que pueden afectar a los dispositivos, equipos y sistemas eléctricos y/o electrónicos que se encuentren a su alrededor, sobre todo si son de alta sensibilidad. Para proteger de las EMI lo que se encuentra alrededor de los láseres de  $N_2$  es necesario conocer los niveles de las EMI tanto radiadas como conducidas. Conociendo los niveles de las EMI radiadas se pueden diseñar blindajes para los equipos de medición y para el propio láser de  $N_2$ , para el caso de las EMI conducidas se pueden diseñar filtros de línea energía eléctrica para la alimentación del láser de  $N_2$  o para los dispositivos, equipos y sistemas eléctricos y/o electrónicos que se conecten en dicha línea de alimentación energética.

Las EMI generadas por el láser de  $N_2$  son de carácter aleatorio a pesar de que el proceso de la chispa produzca señales semi-periódicas, ya que al propagarse se tienen multitrectorias. Para las EMI radiadas, las multitrectorias se forman por

las reflexiones, debido a que la propagación de la señal es en un lugar cerrado (paredes del laboratorio) y para el caso de las EMI conducidas la red de distribución de energía eléctrica tiene discontinuidades que hace que su impedancia característica sea también aleatoria produciendo reflexiones.

Por lo anterior es importante primero conocer los niveles de las EMI generadas por los láseres de N<sub>2</sub> y después analizarlos probabilísticamente para tener las características esenciales de las perturbaciones electromagnéticas que pueden dañar los dispositivos, equipos y sistemas eléctricos y/o electrónicos que se encuentren en el laboratorio donde opera el láser.

#### **1.4. - ALCANCE**

Identificar los niveles de EMI radiadas y conducidas generadas por un láser N<sub>2</sub> en el ambiente electromagnético del laboratorio de láseres y desarrollar un modelo probabilístico que permita evaluar dichas EMI impulsivas desde un punto de vista temporal.

#### **1.5. - DISTRIBUCIÓN DE LA TESIS**

Con el fin de alcanzar los objetivos propuestos de la investigación, se desarrollaron los temas que se reportan en esta tesis, lo cual se desglosa en los capítulos siguientes:

- Capítulo 1. Introducción.

Se establecen los elementos del trabajo de tesis como son: el objetivo, justificación del tema de investigación y el alcance del trabajo.

- Capítulo 2. Circuitos de excitación de un láser de nitrógeno.

Se describen los principios de operación de un láser de N<sub>2</sub> tipo Blumlein, explicando el funcionamiento de su circuito eléctrico de excitación. Así mismo, se presenta la construcción del sistema láser de N<sub>2</sub> que se utiliza para la medición de EMI radiadas y conducidas, detallando cada uno de sus componentes.

- Capítulo 3. Medición de las interferencias electromagnéticas generadas por un láser de N<sub>2</sub>.

Se describe el procedimiento de las mediciones realizadas *In Situ* (que en este caso es el laboratorio donde opera el láser), estas mediciones son de interferencias electromagnéticas radiadas y conducidas.

- Capítulo 4. Análisis estadístico y probabilístico de las interferencias generadas por un láser de N<sub>2</sub>.

Se realiza el análisis matemático conveniente de las mediciones obtenidas en el laboratorio, para generar resultados a manera de modelos probabilísticos que ayuden en la predicción de los niveles de las EMI que puedan causar un mal funcionamiento a los dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos que se encuentran en el laboratorio.

- Capítulo 5. Conclusiones y discusión de los resultados.

En este capítulo se presenta una discusión de los resultados obtenidos y el trabajo a futuro que pueden fortalecer esta investigación.

Finalmente se presentan las referencias y los apéndices, los cuales fueron de apoyo para el trabajo de la presente tesis.

## CAPÍTULO 2. - CIRCUITO DE EXCITACIÓN DE UN LÁSER DE N<sub>2</sub>

Dado que el objetivo de la tesis es analizar las EMI radiadas y conducidas generadas por un láser de N<sub>2</sub> tipo Blumlein que se utilizan en el Laboratorio de Láseres de la ESIME-ZAC, fue necesario construir un láser de este tipo con características similares a los utilizados en los experimentos. En este capítulo se describe brevemente la construcción de este láser de N<sub>2</sub>, su principio de funcionamiento y sus características de operación.

### 2.1. - EL LÁSER DE N<sub>2</sub>

El láser de N<sub>2</sub> fue desarrollado en 1965 por D. A. Leonard [4] y desde entonces se han utilizado diferentes configuraciones de excitación para lograr emisión láser. Hoy en día este tipo de láseres se encuentra en la mayoría de los laboratorios ya que son fáciles de construir y constituyen una fuente de radiación ultravioleta coherente de muy bajo costo; estos láseres producen pulsos de energía de algunas milésimas de Joules con anchos de pulso del orden de nanosegundos.

El láser de nitrógeno es de tipo molecular, por lo que la inversión de población (transitoria) y excitación de la molécula de nitrógeno es mediante el impacto directo de electrones producidos por una descarga eléctrica pulsada con un alto nivel de energía, durante la cual las moléculas del gas absorben parte de la energía de la descarga aumentando la población de electrones en niveles superiores. Estas condiciones se alcanzan haciendo fluir una densidad de corriente eléctrica del orden de  $10^4$  A/cm<sup>2</sup> a través del gas durante el tiempo de

ruptura dieléctrica del mismo. La corriente se obtiene de bancos de condensadores que se descargan rápidamente gracias al uso de líneas de transmisión de baja inductancia. En el proceso las moléculas no se disocian en una especie atómica, sino que permanecen en especies moleculares ionizadas.

La línea de transmisión formadora de pulsos tiene el doble propósito de almacenar la cantidad de energía requerida para un pulso simple y de descargar esta energía en el gas en forma de un pulso. La energía puede almacenarse ya sea en capacitores, inductores o en combinaciones de éstos. La potencia que es obtenida del láser depende en gran medida de la efectividad de las líneas de transmisión, por lo que la mayor parte de la investigación está orientada a la optimización de ellas. Actualmente las dos configuraciones más usadas son el circuito de transferencia de carga (C-to-C) y el circuito Blumlein [7].

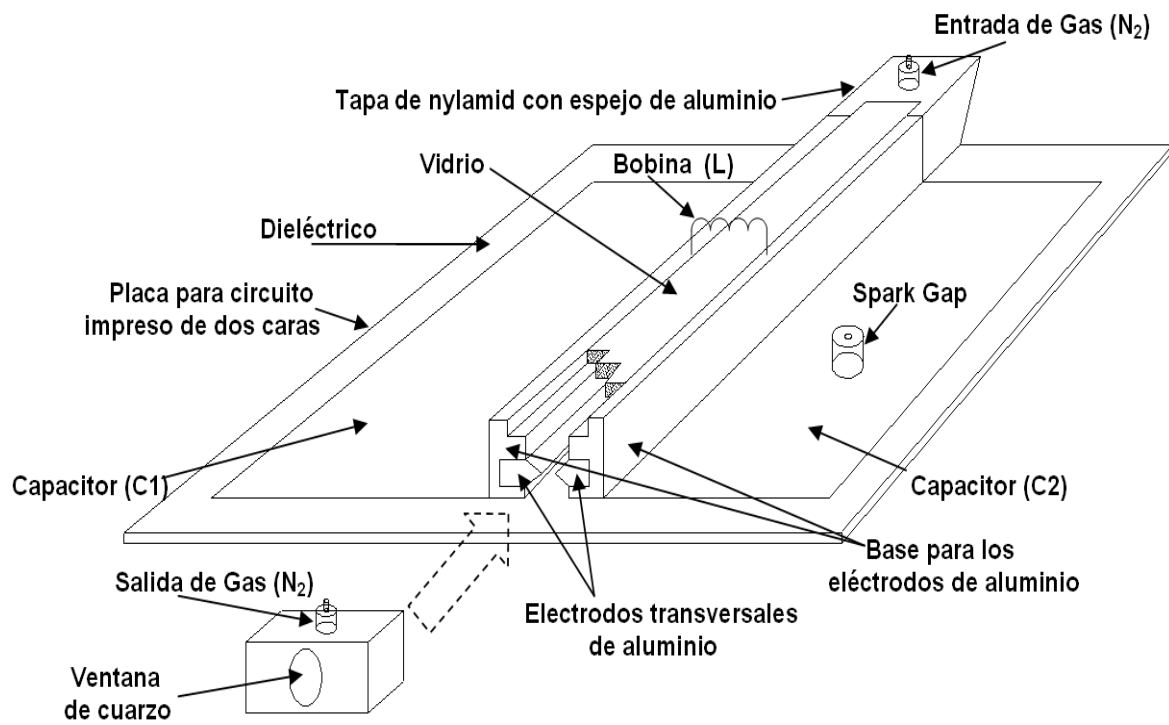
Con el circuito Blumlein<sup>2</sup> se obtienen mejores eficiencias de hasta un 2% [7] debido a que utiliza capacitores planos; sin embargo, como todo circuito de conmutación de alta tensión, genera transitorios que pueden propagarse por la red de distribución de energía eléctrica, a la cual se conecta el sistema láser. También se generan emisiones radiadas que se propagan en el espacio libre y pueden llegar a afectar a dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos que se encuentran en las cercanías del sistema. De hecho, en el Laboratorio de Láseres se han dañado un par de instrumentos de medición debido a las interferencias generadas por estos láseres. Debido a ello es importante determinar los niveles de EMI radiadas y conducidas a fin de proponer una solución a los problemas generados por las descargas que ocurren en el láser. Dado que el tema principal es la medición de las EMI, acerca del láser solo se describen aspectos generales de su construcción, así como de sus características eléctricas y físicas.

---

<sup>2</sup> De acuerdo con C. L. Stong *et al* [5], el ingeniero británico Alan Dower Blumlein fue quien desarrollo el mecanismo de conmutación, capaz de manejar pulsos eléctricos como los que requiere este tipo de láser. Pero quien en realidad propuso la configuración Blumlein, para ser aplicada como circuito de excitación fue J. D. Shipman Jr. [6], en 1967.

### 2.1.1 - CONSTRUCCIÓN DEL LÁSER DE NITRÓGENO

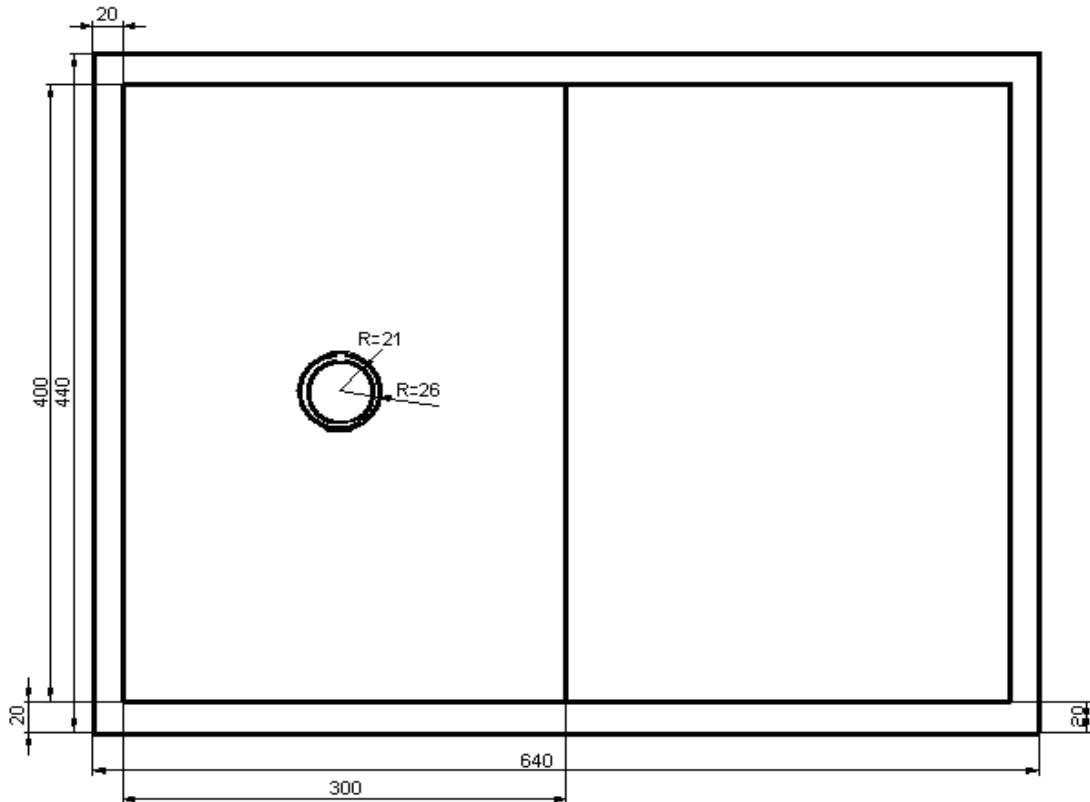
La construcción y el funcionamiento de un láser de N<sub>2</sub> son relativamente simples en comparación a otros tipos de láseres, como puede ser el láser de CO<sub>2</sub>. En la figura 2.1 se muestra un dibujo esquemático del láser donde se muestran sus principales componentes; enseguida, se detalla cada uno de sus elementos.



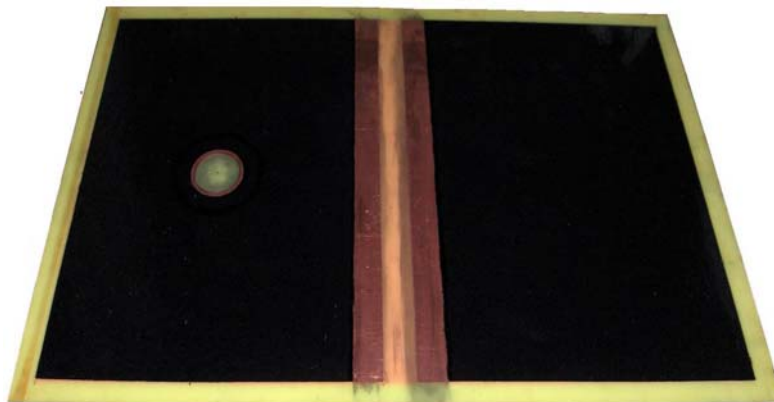
**Fig. 2.1. Dibujo esquemático del láser de N<sub>2</sub>.**

El dispositivo consta de dos capacitores planos formados por dos placas metálicas adyacentes separadas por una tercera placa de aislante, en este caso los capacitores se construyen a partir de placa para circuitos impresos (PCB) de dos caras. En una de las caras, se removió el cobre en la parte central, con lo cual se formaron los dos capacitores (C1 y C2) y al mismo tiempo se obtiene un espacio para colocar los electrodos de la cámara láser. En el lado opuesto de la placa se dejó la parte de cobre intacta con la finalidad de que actúe como plano de tierra

para los capacitores, quedando conectados en paralelo con un nodo común entre ellos.



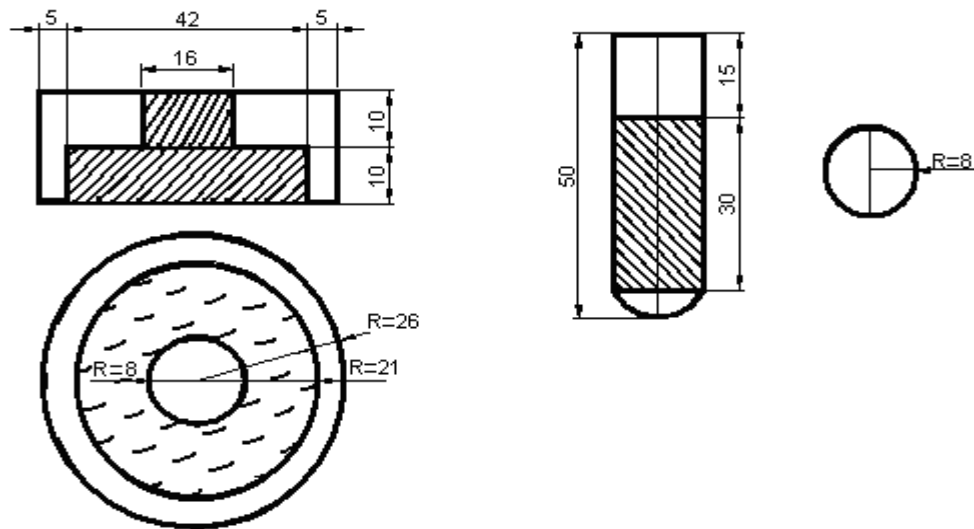
**Fig. 2.2. Dimensiones físicas de la placa para los capacitores en milímetros.**



**Fig. 2.3. Placa con los dos capacitores.**

En la figura 2.2 se muestran las dimensiones de la placa para circuito impreso y, en la figura 2.3, la placa que se utilizó para la construcción del láser.

En el capacitor C2 se perforó el centro para soldar el SG, dispositivo que aquí se utiliza como interruptor de alto voltaje para iniciar el proceso de las descargas eléctricas pulsadas. En la figura 2.4 se muestran las dimensiones físicas del SG, mientras que en la figura 2.5 se muestra el SG ya construido así como sus electrodos, los cuales fueron hechos de bronce.



**Fig. 2.4. Dimensiones físicas del SG en milímetros.**

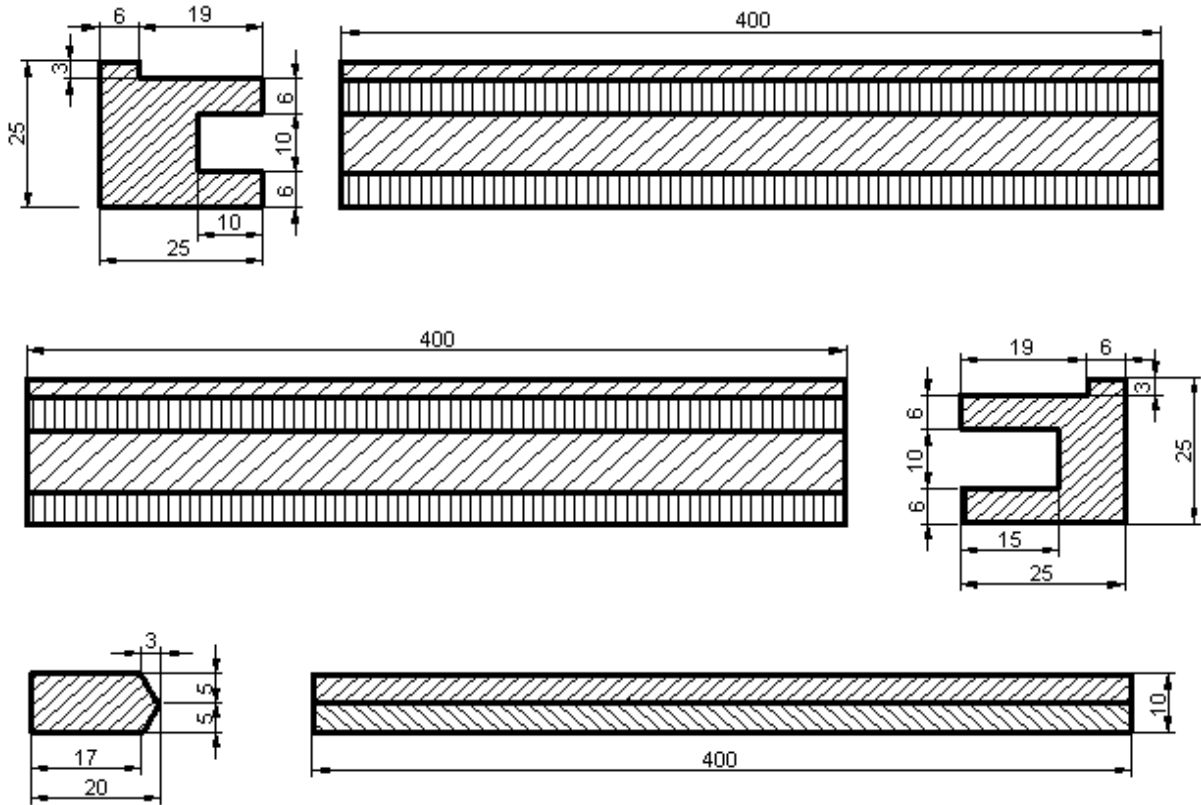


**Fig. 2.5. Electrodo y base del Spark Gap.**

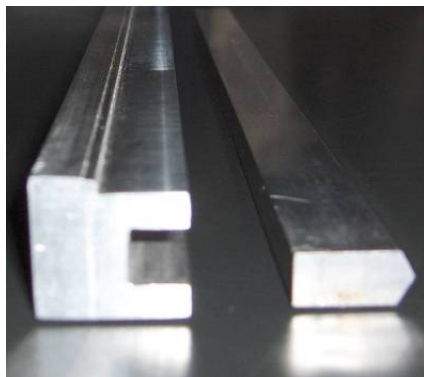
La cámara de descarga está formada con dos electrodos de perfil en forma de “V” que se unen a sus respectivas bases, mismas que van adheridas directamente al cobre de las placas superiores de los capacitores. Los electrodos de la cámara láser fueron construidos de aluminio; uno de los electrodos permanece fijo a la base, mientras que el otro puede desplazarse permitiendo variar la separación



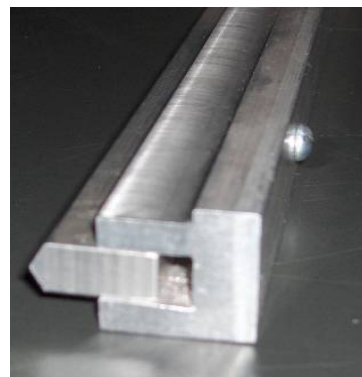
entre ellos. Las dimensiones de las bases y los electrodos se muestran en la figura 2.6, y en las figuras 2.7 y 2.8 los electrodos ya manufacturados.



**Fig. 2.6 Dimensiones físicas de los electrodos (en milímetros).**



**Fig. 2.7. Electrodo fijo a la base.**



**Fig. 2.8. Electrodo móvil.**

Aunque se ha obtenido radiación láser de N<sub>2</sub> a presión atmosférica, el láser funciona mejor a baja presión con gas nitrógeno circulante, por lo que es

necesario que la cámara se encuentre bien sellada. Este láser no posee el resonador típico de la mayoría de los láseres, pues el tiempo en que puede mantenerse la inversión de población es muy corto para producir modos de oscilación, de modo que normalmente se coloca un espejo totalmente reflejante y una ventana transparente a fin de liberar la emisión por un solo extremo. Los extremos de la cámara se componen de piezas hechas de nylamid las cuales poseen una entrada/salida para el gas, además de una montura para alojar el espejo o ventana de salida de la radiación; estas piezas van pegadas con resina epóxica a la cámara láser y a la placa para circuito impreso. La figura 2.9 muestra la pieza con conexión hacia la bomba de vacío y montura para el espejo totalmente reflejante; la pieza de la figura 2.10 posee conexión hacia el depósito de gas nitrógeno y la montura para la ventana de cuarzo, por donde se libera la radiación láser.



**Fig. 2.9. Pared con espejo de aluminio.**



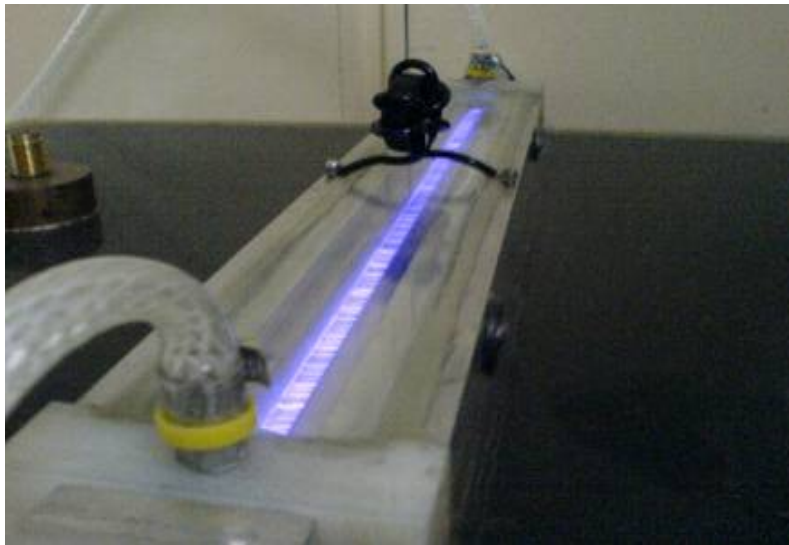
**Fig. 2.10. Pared con ventana de cuarzo.**

Finalmente, la parte superior de la cámara láser se selló con una placa de vidrio transparente pegada con silicón o resina epóxica. Dado que la placa de vidrio es transparente, es posible observar directamente la descarga para juzgar su uniformidad; así mismo, de ser necesario, es posible medir y ajustar la separación de los electrodos de la cámara de descarga.

Una vez construidas cada una de las componentes del láser de N<sub>2</sub>, se armó el sistema completo que se muestra en la figura 2.11. En la figura 2.12 se muestra el láser en funcionamiento y se puede apreciar la descarga de resplandor propia de este tipo de sistemas.



**Fig. 2.11. Láser de N<sub>2</sub> instalado.**



**Fig. 2.12. Láser de N<sub>2</sub> funcionando.**

Cabe mencionar que para disminuir la erosión del dieléctrico en la parte donde va colocado el SG ocasionada por la alta intensidad de las descargas eléctricas del mismo, internamente se colocó un tubo de teflón para mantener aislados sus electrodos, con el fin de que las descargas eléctricas tengan lugar solo entre los

electrodos y no entre los electrodos y alguna parte de la placa o de la base del SG. Las placas que forman los capacitores fueron protegidas con pintura para serigrafía, debido a que por el alto voltaje existe la posibilidad de que ocurran descargas eléctricas entre las orillas de la placa superior e inferior.

### 2.1.2. - FUNCIONAMIENTO DEL LÁSER DE N<sub>2</sub>

Como se ha mencionado anteriormente, el mecanismo de excitación es el factor más importante en el funcionamiento de un láser de N<sub>2</sub>, el cual se basa en un sistema de conmutación capaz de formar pulsos eléctricos de tan corta duración como sea posible que permitan obtener una descarga uniforme de alta densidad en el gas.

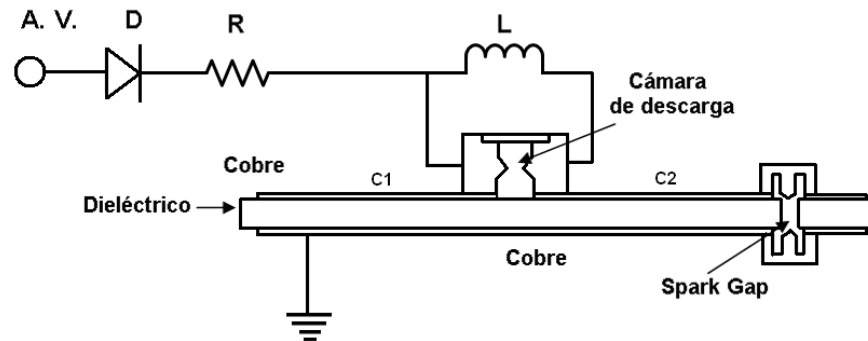


Fig. 2.13. Conexión típica de un láser de N<sub>2</sub> tipo Blumlein

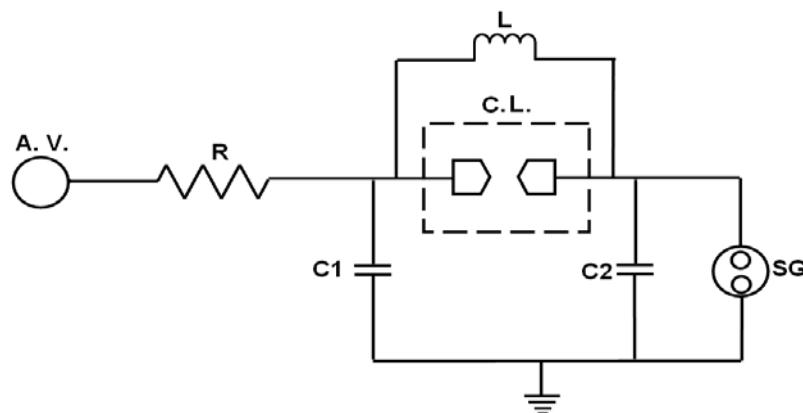


Fig. 2.14. Diagrama esquemático del circuito Blumlein.

Una configuración típica de un láser de nitrógeno con circuito Blumlein se muestra en la figura 2.13. Además de la cámara descrita en la sección anterior, consta de una fuente de alto voltaje, generalmente alterno de 60Hz, rectificado, la cual se conecta al capacitor C1 a través de una resistencia de carga. El voltaje de carga requerido va de los 10kV hasta los 20kV, dependiendo de las características del material de los capacitores; en el caso de capacitores hechos de placa para circuito impreso, el voltaje no debe exceder los 15kV. Asimismo, se utiliza una bobina de alambre de cobre para conectar los dos capacitores en paralelo cuya función como interruptor se explica más adelante. El circuito eléctrico correspondiente para explicar el comportamiento del sistema se muestra en la figura 2.14.

Como se puede observar en esta figura, los capacitores planos están conectados en paralelo a través de la bobina, conectada a su vez en paralelo a los electrodos de la cámara láser. Al aplicar voltaje al capacitor C1 a través de la resistencia de carga, el voltaje en el capacitor empieza a aumentar gradualmente; en esta etapa, el inductor se comporta como un simple alambre, de modo que C1 y C2 se cargan simultáneamente con el mismo voltaje y la misma polaridad, por lo que tampoco existe diferencia de potencial alguna entre los electrodos de la cámara láser.

Cuando el voltaje en los capacitores alcanza el voltaje de ruptura del SG, el cual va conectado en paralelo al capacitor C2 (malla del SG), el SG se dispara poniendo en corto al capacitor C2 e iniciando su descarga hacia tierra. El capacitor C1 no se descarga a través del SG aunque C1 y C2 están conectados a través de la bobina, porque los procesos involucrados en este fenómeno ocurren muy rápidamente y el cambio de la corriente es tan brusco que la bobina tiende a presentar una alta impedancia comportándose como un circuito abierto. De esta manera se logra que la impedancia existente en la cámara láser donde circula el gas de nitrógeno sea menor que la impedancia de la bobina, provocando que el capacitor C1 se descargue rápidamente a través del gas (malla del láser).

Cuando las características de flujo y presión del gas, así como los pulsos de tensión y corriente sean adecuados, ocurre en el gas la excitación molecular apropiada para la acción láser durante los siguientes 1 a 10 nanosegundos, terminando por sí sola debido a la naturaleza de la inversión de población en la molécula de N<sub>2</sub>.

## **2.2. - COMENTARIOS**

La potencia óptica medida del láser de N<sub>2</sub> construido es de 16μJoules a una razón de 20 pulsos por segundo; dicho láser se alimenta con voltajes del orden de 12kV. Con esto se concluye que el láser de N<sub>2</sub> que se construyó funciona en los intervalos eléctricos que se esperaban y con la potencia óptica necesaria para desarrollar las investigaciones que se llevan a cabo en el laboratorio de láseres mencionado.

## CAPÍTULO 3. - MEDICIÓN DE LAS EMI

En este capítulo se presenta la descripción del sitio de pruebas, donde se especifican los puntos de medición de las interferencias, así como la configuración requerida para el procedimiento de medición, con los factores de corrección del equipo utilizado para tener una mayor exactitud de los resultados y, por último, también se describen los resultados obtenidos de las mediciones de las interferencias.

### 3.1. - MEDICIÓN DE LAS INTERFERENCIAS RADIADAS

No todos los sistemas que funcionan con energía eléctrica pueden ser probados fácilmente en cámaras blindadas o en laboratorios de EMC; esto se debe a que algunos sistemas son muy grandes físicamente, y además requieren de una alimentación de corriente eléctrica especial. En el caso del láser de N<sub>2</sub>, que es el equipo bajo prueba (EBP) requiere de etapas de alto voltaje, y además de sistemas auxiliares como es una bomba de vacío y un depósito de gas de N<sub>2</sub>; algunos otros láseres requieren de bombas de agua, diferentes tipos de gas o generadores de RF, etc. Debido a las dimensiones de los láseres de descargas eléctricas y sus equipos auxiliares, las pruebas de EMI radiadas y conducidas deben de llevarse a cabo en el sitio donde operan. En la mayoría de las ocasiones dichos sistemas láseres están instalados en laboratorios donde se ubican dispositivos, equipos, instrumentos o sistemas de medición de alta sensibilidad los cuales requieren protección contra las EMI generadas por los láseres. De esta manera, realizar pruebas *In Situ* no es simple ya que se tiene un ambiente de alta contaminación electromagnética y el tener que discriminar EMI diferentes a los que emite el láser nos lleva a fijar técnicas especiales de medición.

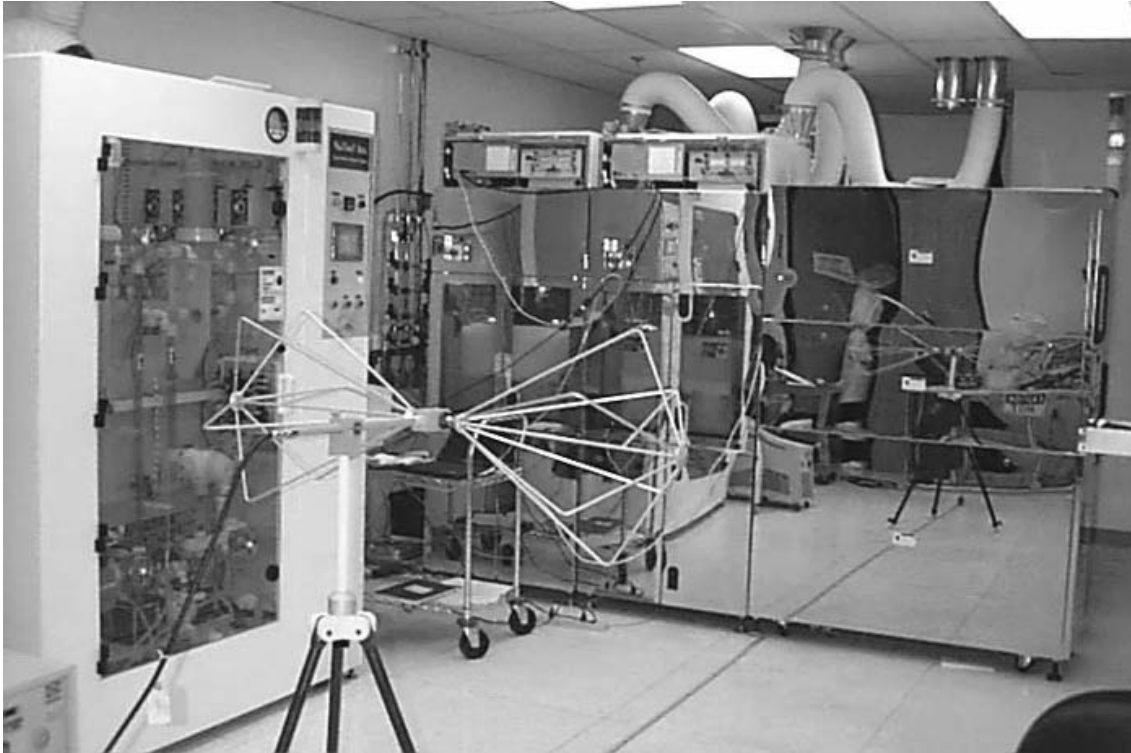
En muchos casos, un EBP no puede evaluarse desde el punto de vista de EMC en forma independiente, por lo que se tiene que evaluar toda su instalación la cual se considera en conjunto como el EBP. Técnicamente, en las normas de EMC toda instalación puede ser probada como una entidad única para efectos del cumplimiento de dichas normas. Este nivel de pruebas impide que se tenga una prueba para cada uno de los componentes del EBP y su montaje, para cumplir los requisitos esenciales de la normatividad. Unos ejemplos de este tipo de instalación incluyen a los subsistemas de distribución de alimentación de CA, estaciones de ferrocarril, redes de telecomunicaciones y centrales nucleares.

Las causas principales de EMI en la mayoría de los sistemas e instalaciones, son módulos electrónicos y sus cables de interconexión. Por ejemplo, cuando las pruebas de emisiones radiadas por encima de 30MHz, un cable de longitud igual a 4m se considera eléctricamente largo, pero es aceptable para las pruebas *In Situ*. Esta longitud del cable por lo general, se considera representativa de la instalación final.

Si un sistema es probado *In Situ* en una forma que representa su instalación final y a continuación, es instalado correctamente en el medio ambiente donde se espera que opere, debe existir entre el laboratorio o instalaciones de fabricación y la instalación final un buen grado de correlación.

Los problemas que se pueden presentar en las mediciones suelen ser los mismos tanto para las pruebas en laboratorio como para las pruebas *In Situ*. Por ejemplo, la figura 3.1 ilustra una prueba *In Situ* utilizando una antena bicónica que está físicamente cercana a los grandes ensambles de metal que afectan a la propagación de campo radiado. Lamentablemente, no está disponible la opción de comparar un sistema contra otro con el propósito de verificación del análisis [2].





**Fig. 3.1. Ejemplo de una prueba *In Situ* a un producto industrial [2].**

Para describir el comportamiento real de las EMI generadas por un láser de  $N_2$  es necesario considerar que dentro del laboratorio de láseres, se cuenta con una gran cantidad de secciones fabricadas de paredes metálicas las cuales generan multitrayectorias de señal debido a las reflexiones provocadas por el material. En dichas secciones se encuentran dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos que pueden ser afectados por las EMI, las mediciones se llevaron a cabo *In Situ* dentro del laboratorio teniendo una predicción de los niveles de campo electromagnético con mayor certidumbre.

### **3.1.1. - DESCRIPCIÓN DEL SITIO**

Las mediciones fueron realizadas en el lugar donde opera el láser, que es el Laboratorio de Láseres como ya se ha mencionado anteriormente, su plano se muestra en la figura 3.2 y en la misma figura se mencionan las áreas que son

destinadas para diferentes estudios que se llevan a cabo. Los puntos de medición de la intensidad de las EMI Radiadas se especifican en el plano de la figura 3.3 y se identifican por la letra M.

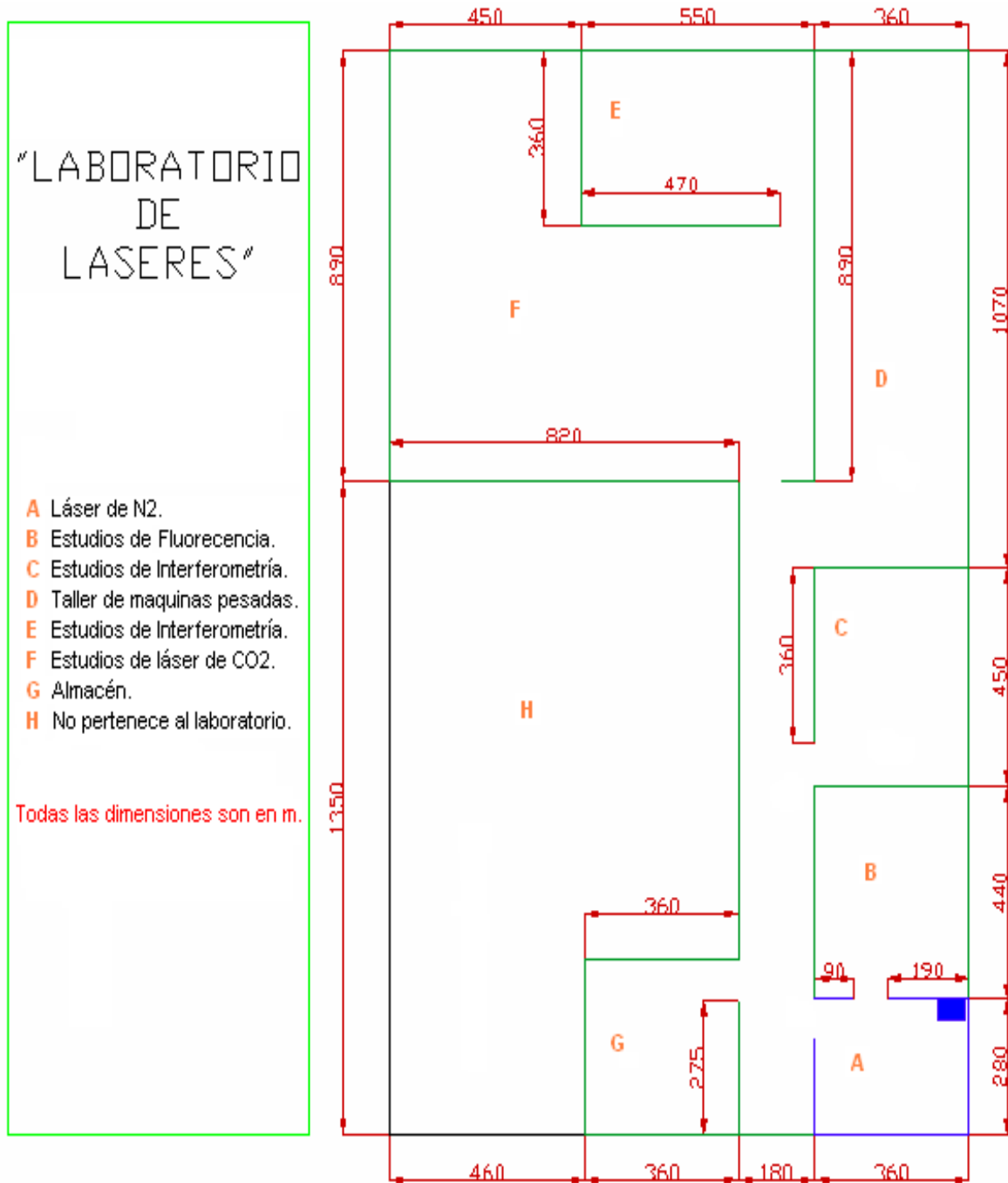
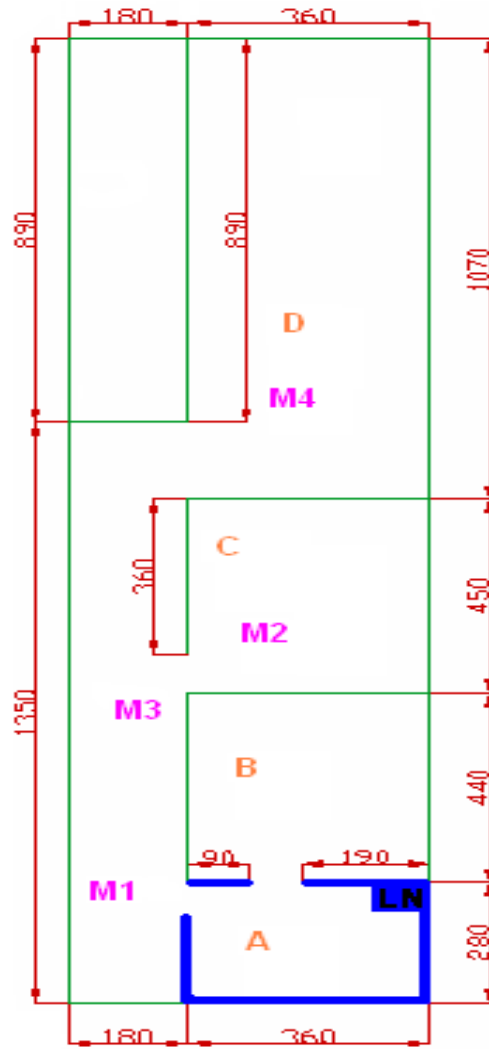


Fig. 3.2. Distribución del laboratorio de láseres.



**Fig. 3.3. Lugar donde se efectuaron las mediciones, en metros.**

Habiendo hecho un mapeo preliminar de las intensidades de campo en el laboratorio donde opera el láser de  $N_2$ , se seleccionaron los puntos donde había mayor intensidad de campo y donde se encontraban los instrumentos electrónicos más sensibles.

Las mediciones se realizaron en los lugares señalados por las letras M1, M2, M3 y M4 que se identifican en el plano de la figura 3.3. Las áreas A, B, C, D, E, F, G, H son de estructura metálica, las cuales no se construyeron bajo el concepto de tener una jaula de Faraday por lo que en estos sitios puede haber reflexiones

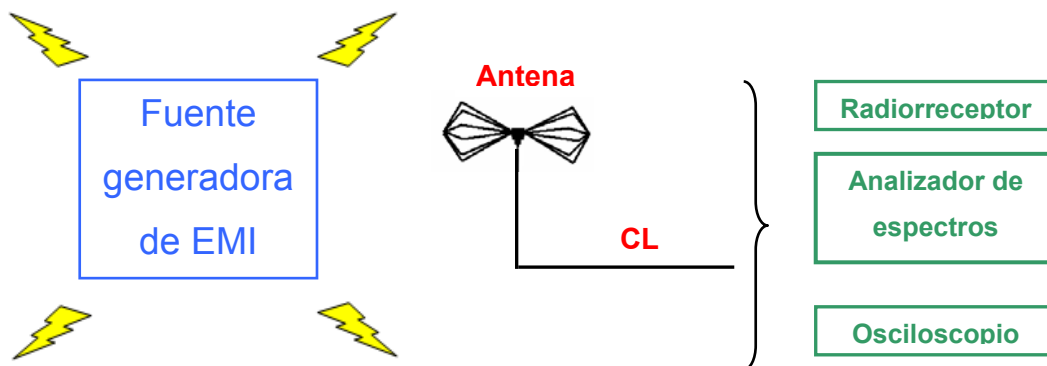
constructivas o destructivas de campos electromagnéticos y los instrumentos electrónicos que operan dentro de ellos pueden afectarse por campos externos. Las distancias entre el láser de N<sub>2</sub> y la antena de medición se listan en la tabla 3.1.

**Tabla 3.1. Distancias del láser a la antena donde se tomaron las mediciones.**

Mediciones	Distancia en m.
M1	5
M2	6
M3	6.5
M4	10.5

### 3.1.2. - CONFIGURACIÓN PARA LA MEDICIÓN DE LAS EMI RADIADAS

Una configuración típica de un sistema de medición para las interferencias radiadas se muestra en la figura 3.4.



**Fig. 3.4. Configuración típica para medición de EMI.**

Conforme a los métodos de prueba normalizados, el instrumento más adecuado para las mediciones de las EMI, es un radioreceptor que proporciona lecturas en  $dB\mu V$  o  $dBm$  y el campo radiado se determina por la siguiente expresión [8].

$$E (dB\mu V/m) = V (dB\mu V) + CL (dB) + AF (dBm^{-1}) \quad (3.1)$$

donde:

$E (dB\mu V/m)$  = Campo Eléctrico medido.

$V (dB\mu V)$  = Tensión del ruido medido.

$CL (dB)$  = Pérdidas del cable.

$AF (dBm^{-1})$  = Factor de antena.

Para mediciones del campo en función de la frecuencia se utiliza el analizador de espectros y cuando se requieren datos en función del tiempo se utiliza el osciloscopio, haciendo los ajustes necesarios sobre el factor de antena de la expresión 3.1, ya sea para campo eléctrico o magnético.

Como se observa en el esquema de la figura 3.4, la antena es el primer elemento que debe seleccionarse y éste depende del intervalo de frecuencia de las emisiones radiadas a identificar, por lo que primero se llevó a cabo un barrido de frecuencia desde 9kHz a 1GHz, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

Los pulsos típicos generados por un láser de  $N_2$  de las EMI radiadas se muestran en la figura 3.5, en la cual se puede observar que el período de repetición de pulsos es de 50ms y los tiempos promedios de subida son menores a  $1\mu s$ , así como se desglosa la proyección de un solo pulso para intervalos de tiempo mas pequeños con el fin de observar su repetibilidad y ancho de las interferencias. Por los tiempos de repetición de los pulsos y sus tiempos de subida se puede estimar que las frecuencias de las señales interferentes que emite el láser de  $N_2$  se encuentran en una frecuencia menor a 30MHz.

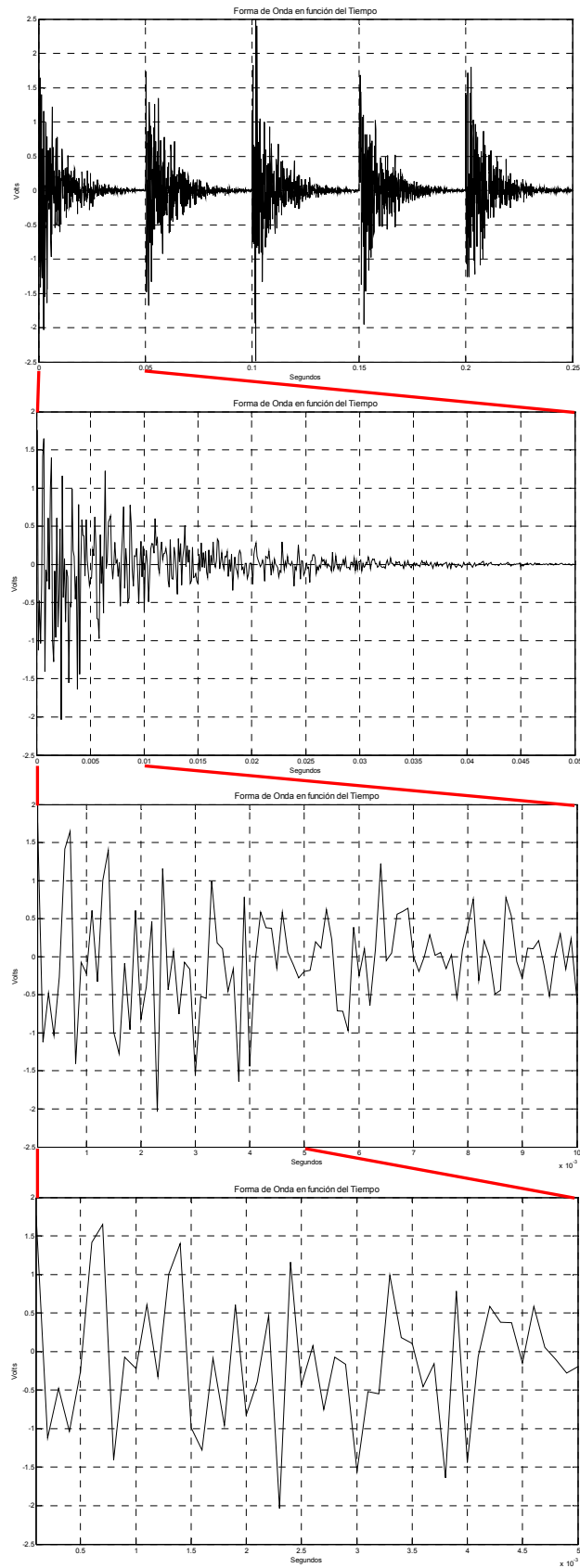


Fig. 3.5. Tiempos promedio de subida menores a  $1\mu s$ .

Las normas internacionales de EMC (IEC/CISPR 11, IEC/CISPR 16 y IEC/CISPR 22) no especifican los límites para emisiones radiadas en frecuencias menores a 30MHz como se puede observar en las figuras 3.6, donde las especificaciones están dadas para el intervalo de frecuencia de 30MHz – 1GHz según la FCC y la CISPR [9]. Esto nos lleva a plantear condiciones nuevas en los procesos de medición con el fin de fijar límites de protección a los equipos de laboratorio en frecuencias menores a 30MHz. En estas frecuencias las antenas tipo dipolo o biconicas son de grandes dimensiones (mayores a 3m) y el intervalo de frecuencias de operación no abarca el intervalo de frecuencias de los pulsos que se midieron, por lo que no son manejables en los procesos de medición, por lo tanto es más adecuado utilizar antenas de aro.

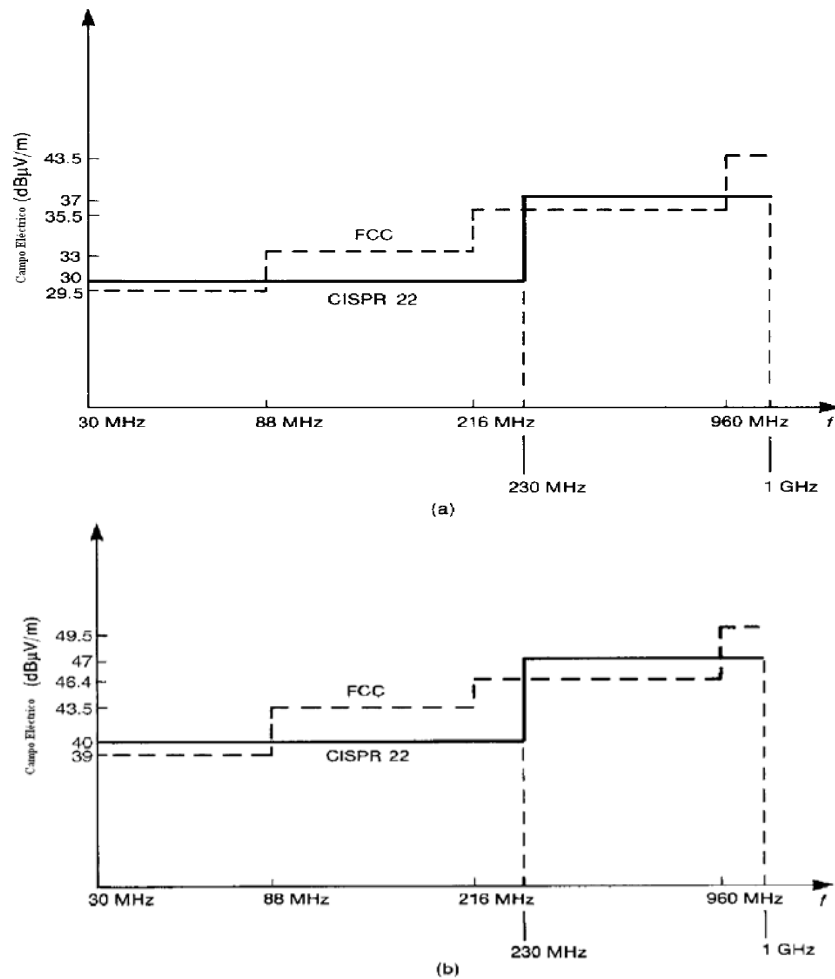
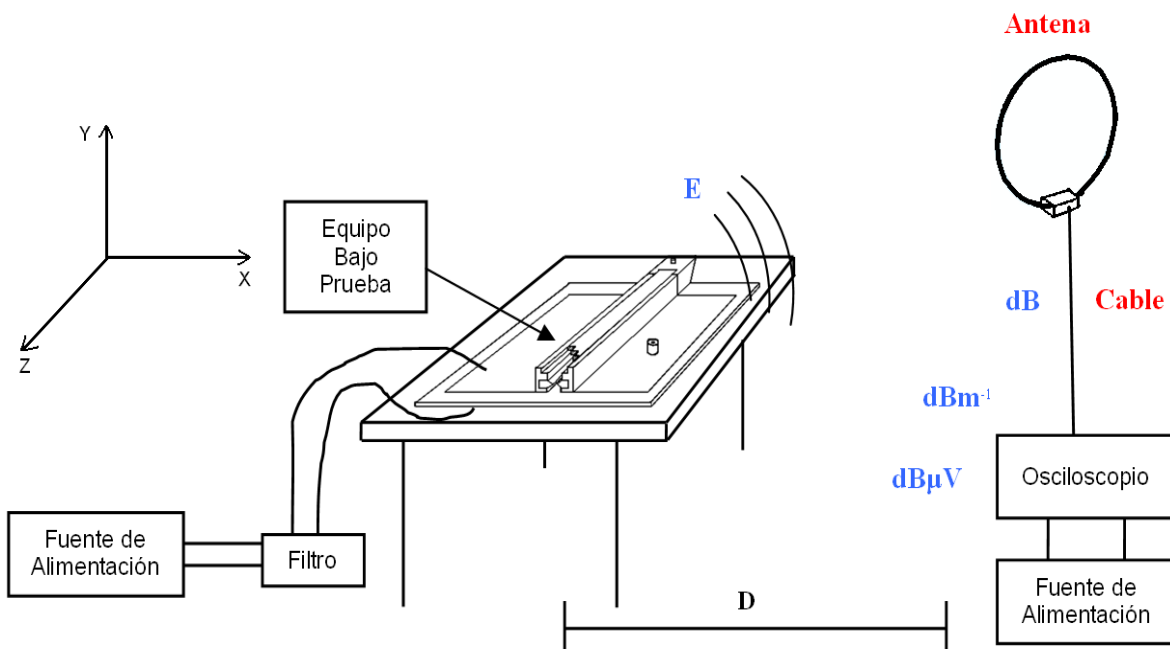


Fig. 3.6 Límites de las EMI radiadas de CISPR y la FCC para (a) clase A y (b) clase B [9].

En la configuración que se aplicó para la medición de las EMI Radiadas se usó una antena de aro modelo EMCO 6512 [8]; esta antena opera en el intervalo de frecuencia de 10kHz a 30MHz y un osciloscopio Tektronix TDS 380 Digital Real-Time Oscilloscopes cuya frecuencia de operación máxima es de 300MHz, para obtener las mediciones en el dominio del tiempo. En las mediciones con esta configuración las pérdidas de los cables se consideraron despreciables debido a su corta longitud y a que se utilizaron cables de bajas pérdidas. Dicha configuración se muestra en la figura 3.7 donde se observa como se conectaron los dispositivos mencionados anteriormente.

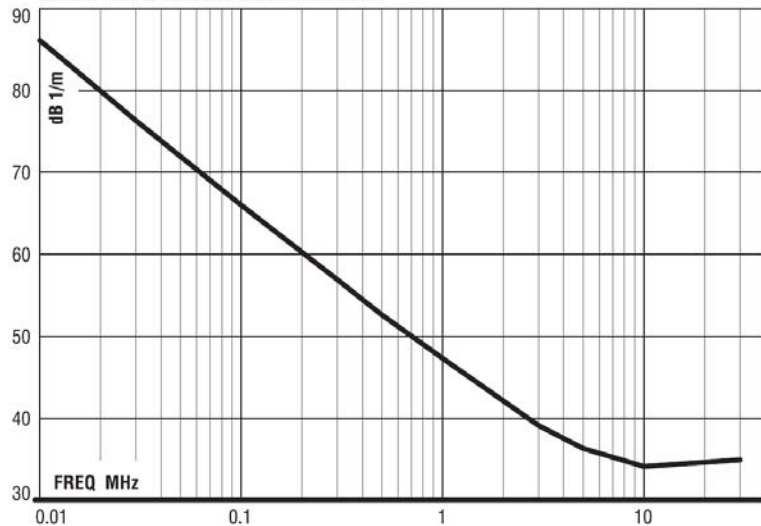


**Fig. 3.7. Esquema de mediciones de EMI Radiadas.**

La antena de aro por sus características capta predominantemente campos magnéticos, por lo que requiere de una polarización de acuerdo a un plano de referencia. En las mediciones esta antena fue colocada en los tres ejes coordenados (**X**, **Y**, **Z**) con respecto al EBP, para obtener la medición del campo electromagnético.



Como se mencionó el factor de antena es un término importante para hacer los ajustes respecto al tipo de campo que se quiere cuantificar ya sea eléctrico o magnético, para el caso de la antena de aro que se utiliza este parámetro lo proporciona el fabricante el cual se muestra en la figura 3.8.



**Fig. 3.8. Factor de antena del modelo EMCO 6512 [8].**

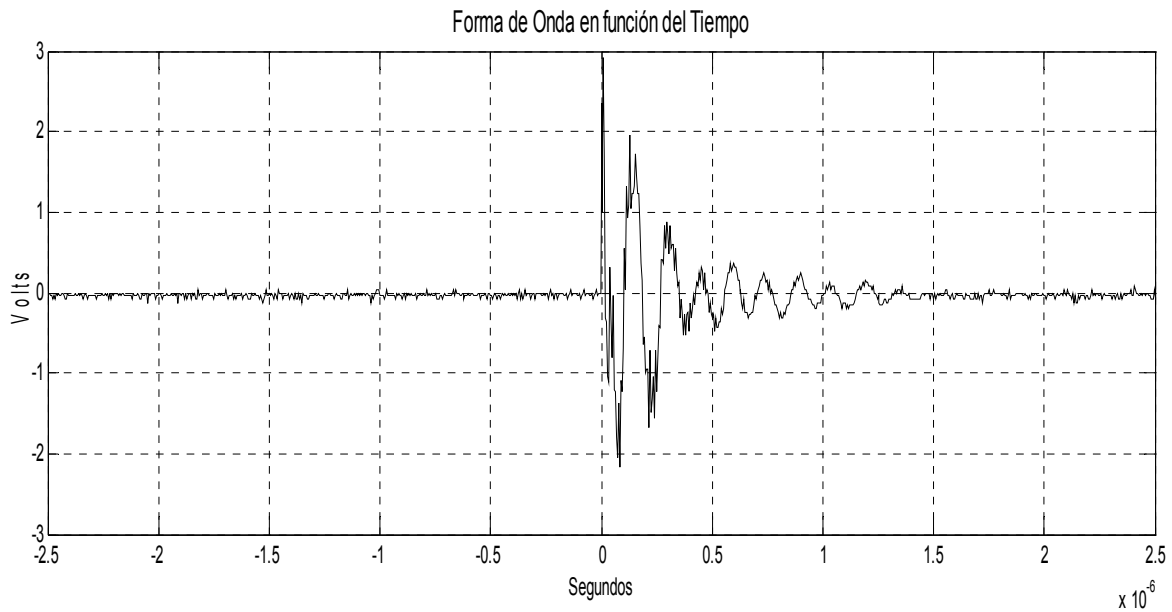
El procedimiento para el cálculo del campo eléctrico a partir de una medición de campo magnético se presenta en el apéndice A, donde el parámetro importante de conversión es el factor de antena.

### 3.1.3. - RESULTADOS OBTENIDOS

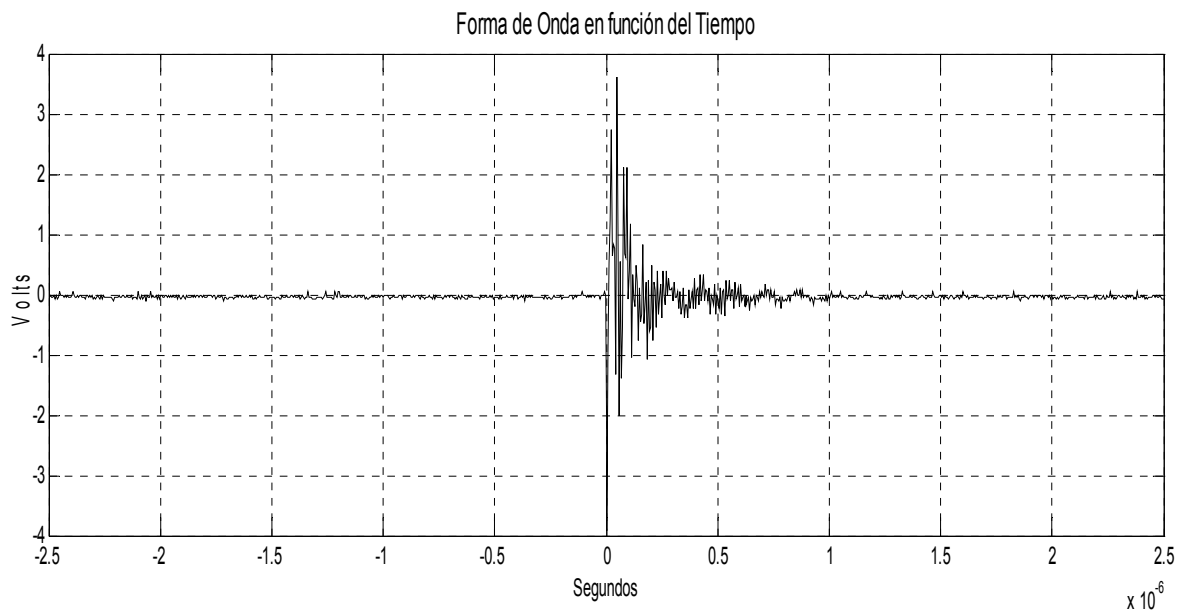
Las mediciones de campo realizadas en los puntos especificados en el plano de la figura 3.3 constituyen las mediciones en función del tiempo, dado que la antena se conectó al osciloscopio. Para aplicar la fórmula 3.1 se tuvo que obtener la transformada de Fourier de la señal medida, ya que el factor de antena es un parámetro que se especifica en función de la frecuencia. Entonces con esta información se determina el campo eléctrico radiado por el láser en los puntos de medición.

### 3.1.3.1. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M1

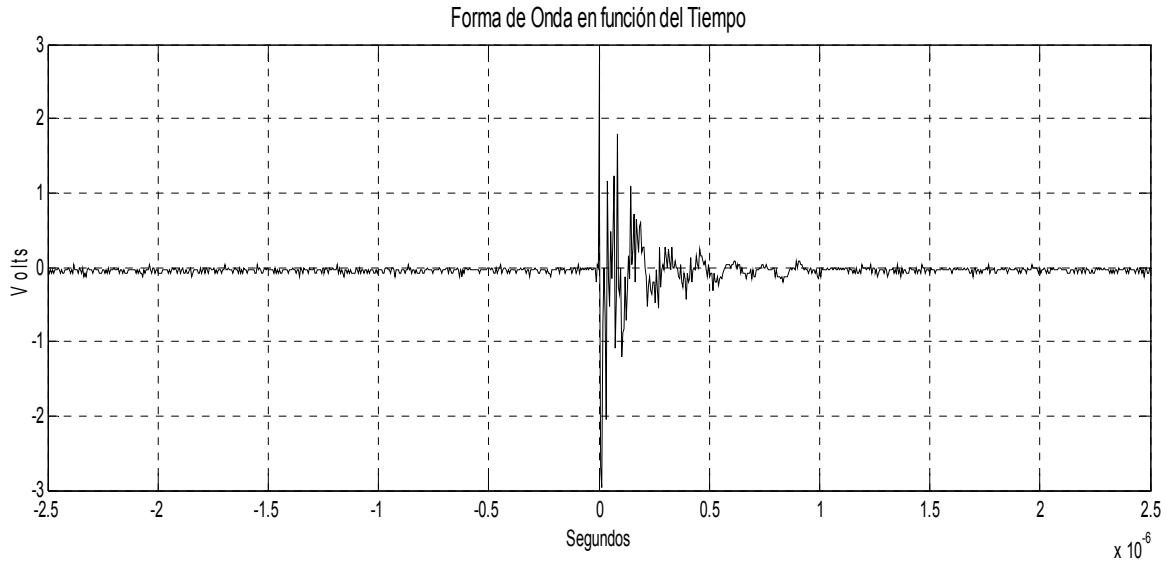
En las figuras 3.9, 3.10 y 3.11 se muestran las EMI Radiadas en función del tiempo para el láser de N<sub>2</sub> en el punto M1, para cada una de las polarizaciones (**X**, **Y**, **Z**) de la antena respectivamente.



**Fig. 3.9. EMI radiada medida en M1 con polarización de antena X.**

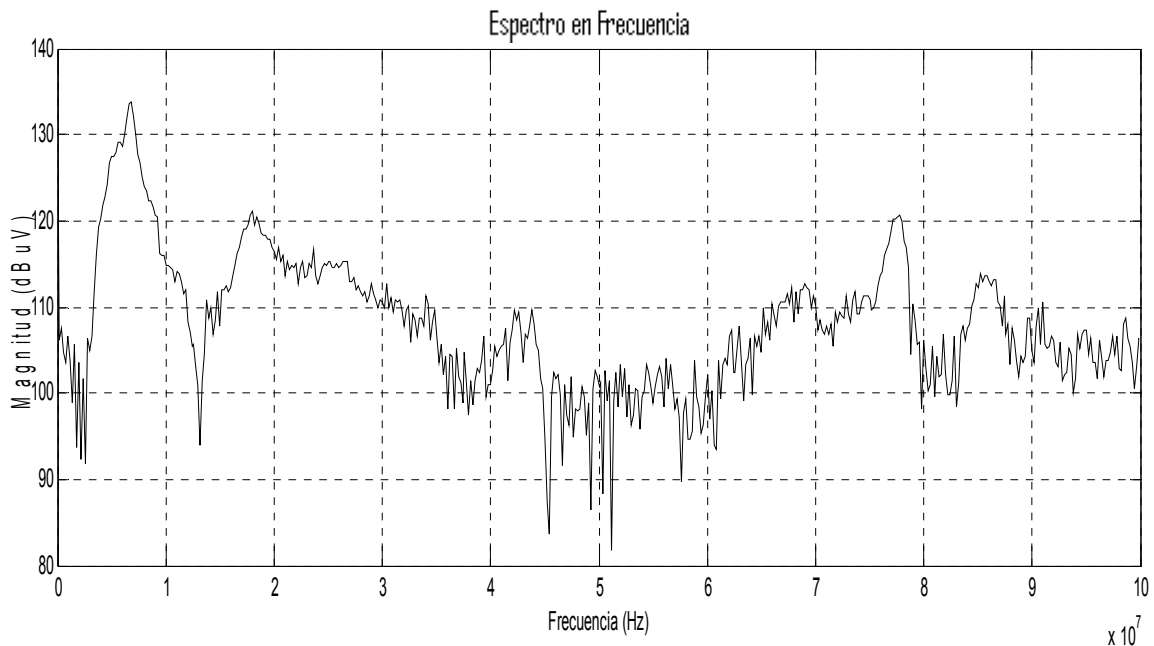


**Fig. 3.10. EMI radiada medida en M1 con polarización de antena Y.**

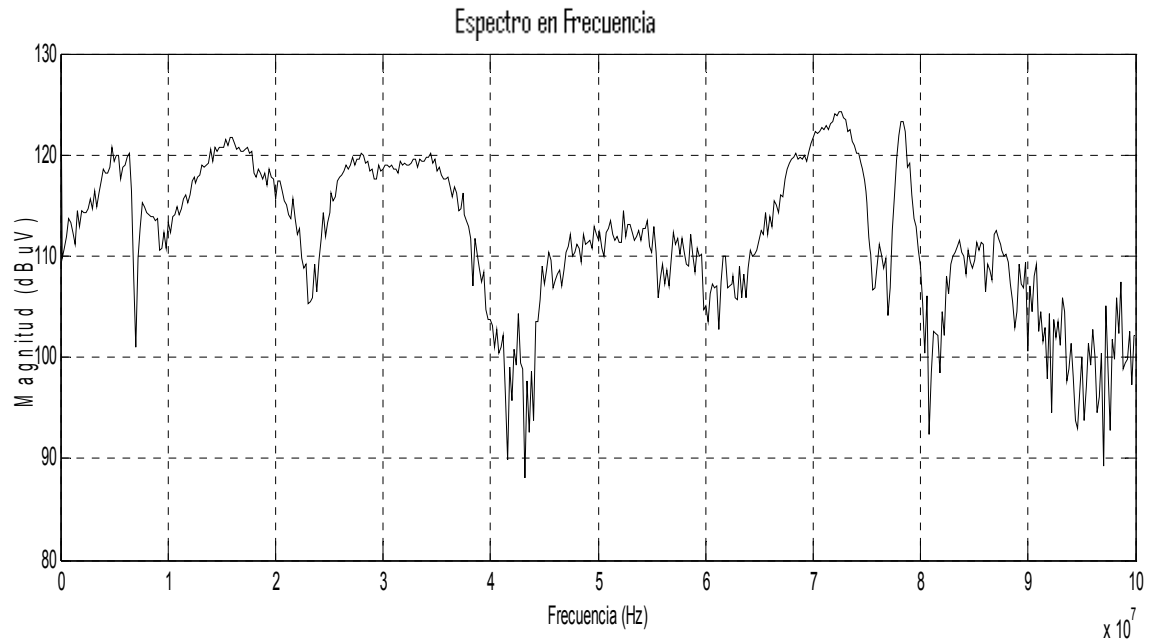


**Fig. 3.11. EMI radiada medida en M1 con polarización de antena Z.**

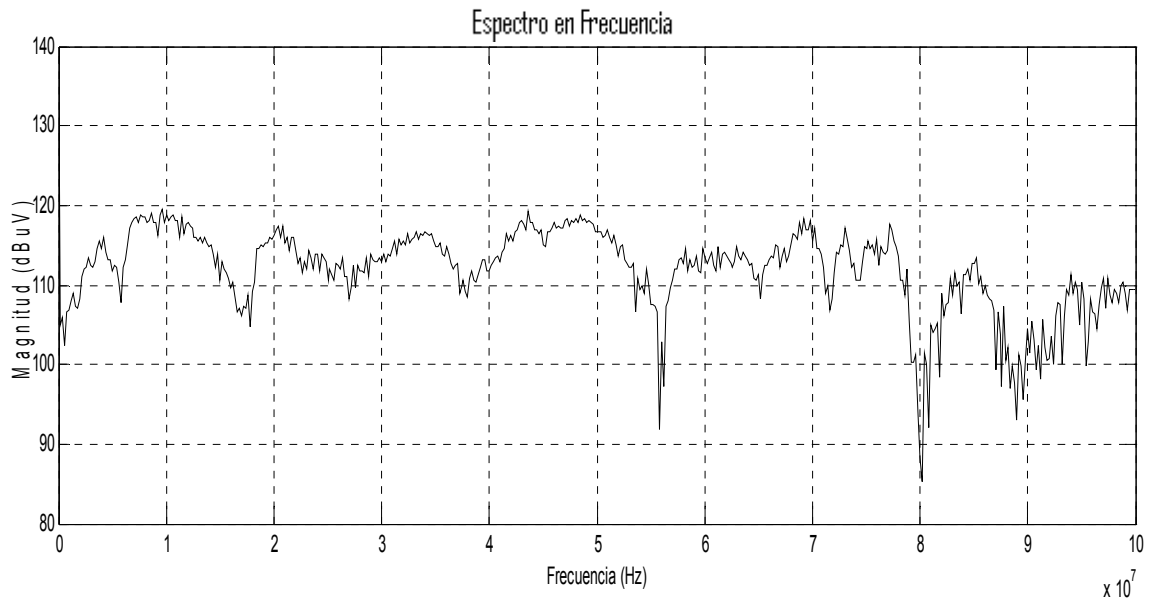
Para poder cuantificar las EMI radiadas por el laser de N2 en el dominio de la frecuencia se aplicó la transformada rápida de Fourier (FFT – Fast Fourier Transform) a las señales en función del tiempo, el cual se determinó por medio de un programa en Matlab. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.12, 3.13 y 3.14 para cada uno de los ejes coordenados (**X**, **Y**, **Z**) respectivamente.



**Fig. 3.12. La FFT de la señal en M1 con polarización de antena X.**



**Fig. 3.13. La FFT de la señal en M1 con polarización de antena Y.**



**Fig. 3.14. La FFT de la señal en M1 con polarización de antena Z.**

De acuerdo con los resultados obtenidos y aplicando el procedimiento que se muestra en el apéndice A, se realizan los cálculos respectivos para determinar el campo eléctrico en las frecuencias con mayor densidad de energía para cada polarización de la antena, estos resultados se listan en la tabla 3.2.

Tabla 3.2. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M1.

Polarización de la antena	Frecuencia de la fundamental	Factor de antena	Campo eléctrico
$V_x = 111.5\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 6.8\text{MHz}$	$AF \approx 35.7\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_x = 147.2\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_y = 111.7\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 4.8\text{MHz}$	$AF \approx 37\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_y = 148.7\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_z = 111.8\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 9.6\text{MHz}$	$AF \approx 34.2\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_z = 146\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$

El campo eléctrico total se determina de acuerdo a la expresión 3.2, esto se debe a que los valores obtenidos de  $E_x$ ,  $E_y$  y  $E_z$ , son campos eléctricos no correlacionados y uniformemente distribuidos; por lo tanto para sumar estos valores es necesario aplicar la siguiente expresión [10]:

$$E_T = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (3.2)$$

donde:

$E_x$  es el campo eléctrico en volts/m en la polarización en **X**.

$E_y$  es el campo eléctrico en volts/m en la polarización en **Y**.

$E_z$  es el campo eléctrico en volts/m en la polarización en **Z**.

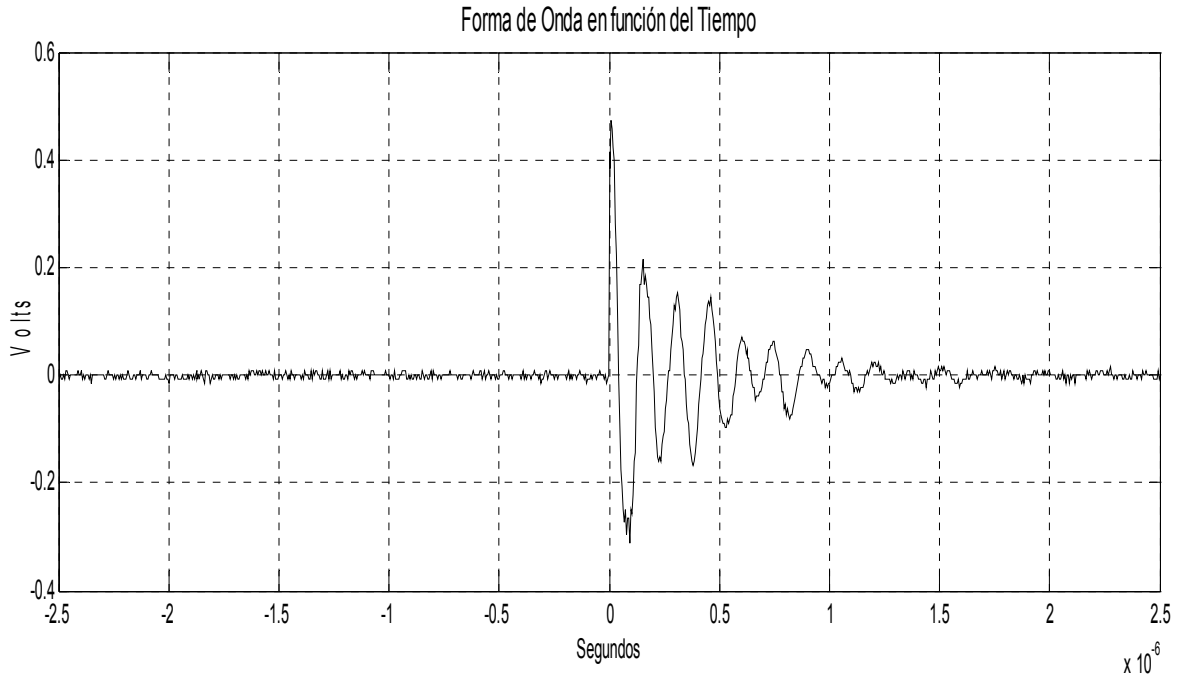
Entonces el campo eléctrico total en la medición realizada en el punto M1 es:

$$E_T = 152.2 \text{ dB } (\mu\text{V}/\text{m})$$

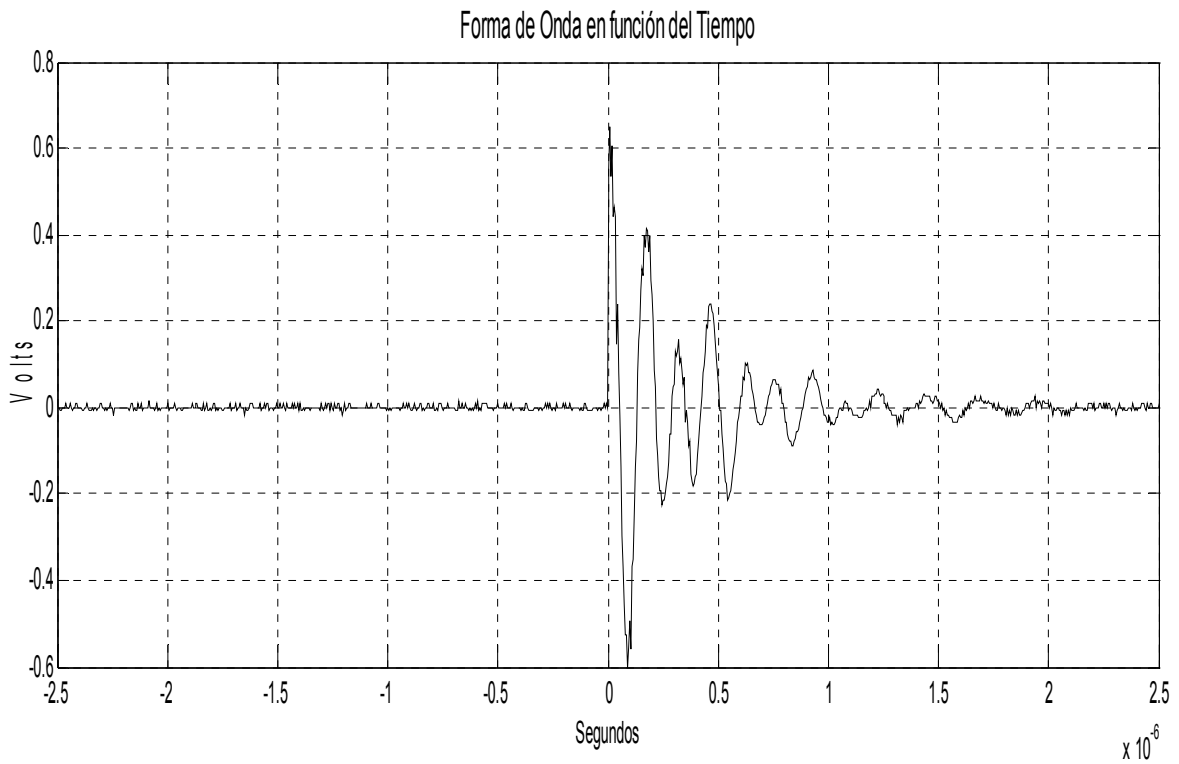
Para el caso de las otras mediciones se aplicó el mismo procedimiento.

### 3.1.3.2. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M2

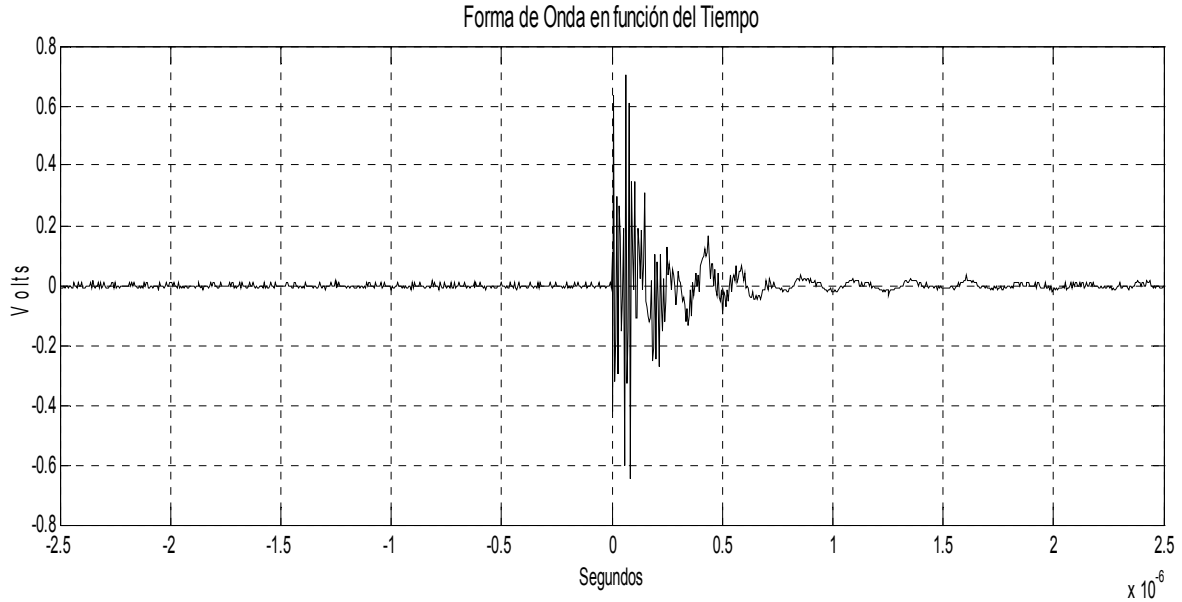
En las figuras 3.15, 3.16 y 3.17 se muestran las mediciones de EMI Radiadas en función del tiempo para el láser de N<sub>2</sub> en el punto M2, con cada una de las polarizaciones (**X**, **Y**, **Z**) de la antena respectivamente.



**Fig. 3.15. EMI radiada con polarización de antena en X de M2.**

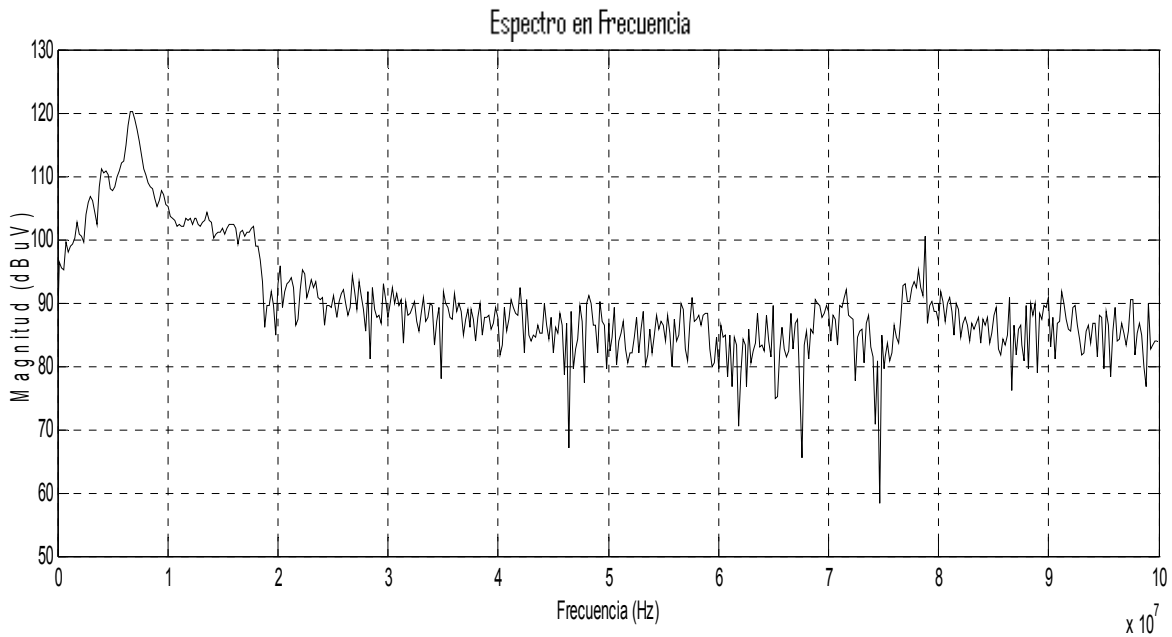


**Fig. 3.16. EMI radiada con polarización de antena en Y de M2.**

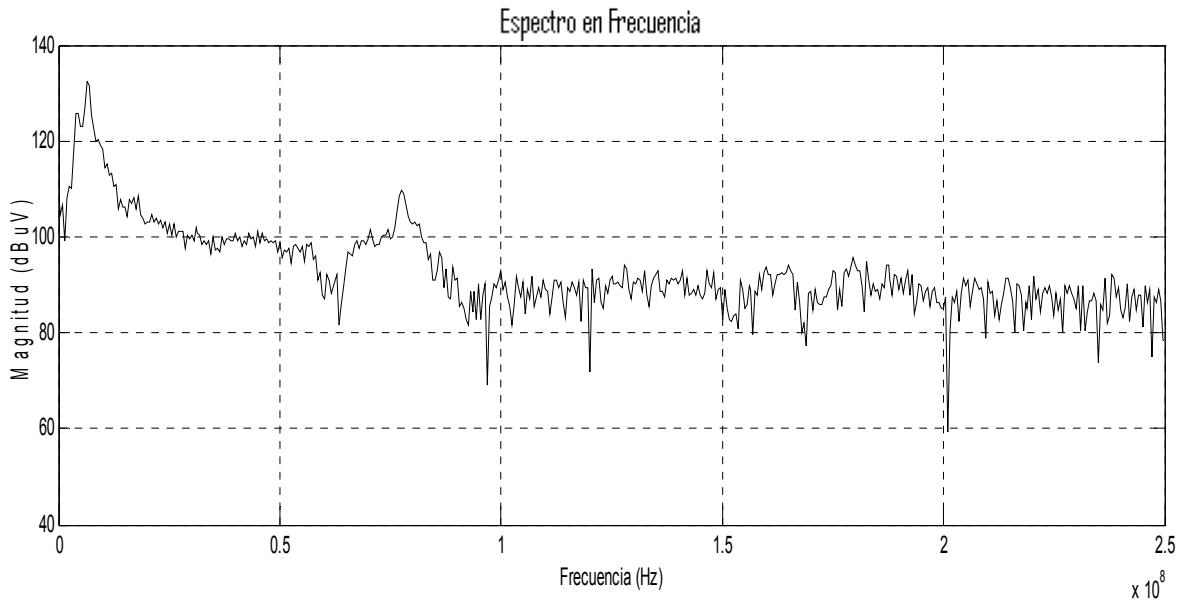


**Fig. 3.17. EMI radiada con polarización de antena en Z de M2.**

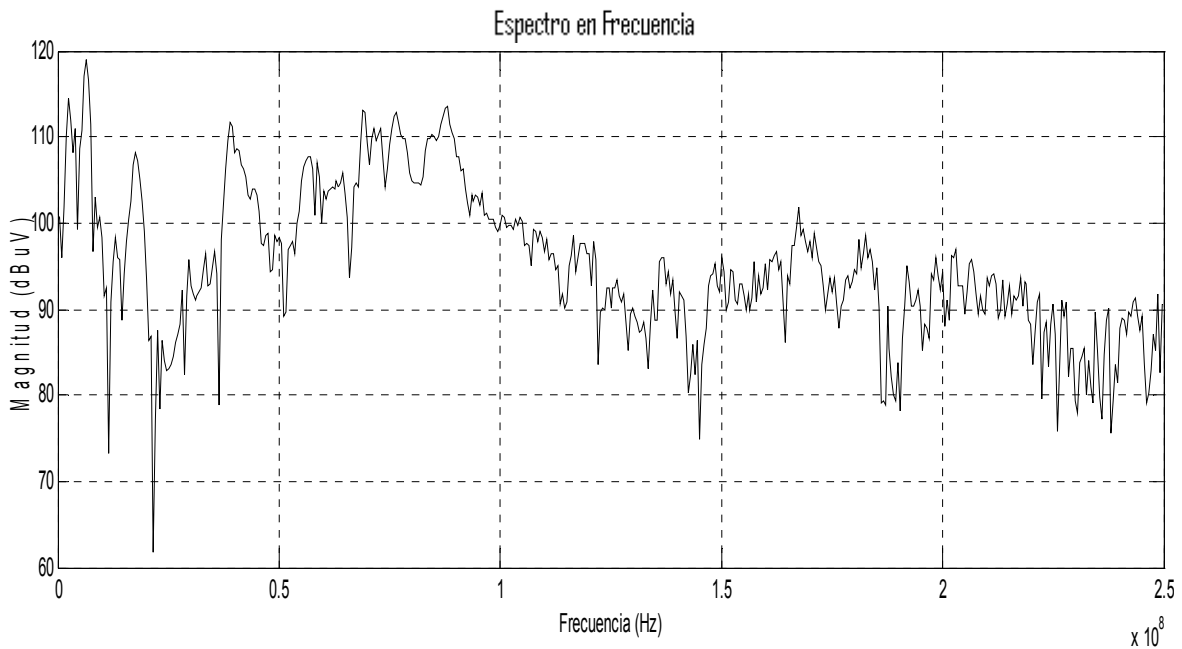
Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.18, 3.19 y 3.20, después de aplicar la transformada rápida de Fourier a las señales anteriores de la medición M2 para cada una de las coordenadas (X, Y, Z).



**Fig. 3.18. La FFT del pulso M2 con polarización de antena en X.**



**Fig. 3.19. La FFT del pulso M2 con polarización de antena en Y.**



**Fig. 3.20. La FFT del pulso M2 con polarización de antena en Z.**

Después de realizar los cálculos respectivos, mencionados anteriormente, para determinar el campo eléctrico en las frecuencias donde se tiene mayor densidad de energía, se obtienen los resultados que se muestran en la tabla 3.3.



Tabla 3.3. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M2.

Polarización de la antena	Frecuencia de la fundamental	Factor de antena	Campo eléctrico
$V_x = 94.2\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 6.8\text{MHz}$	$AF \approx 35.7\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_x = 129.2\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_y = 95.2\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 6.5\text{MHz}$	$AF \approx 36\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_y = 131.2\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_z = 95.9\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 6.5\text{MHz}$	$AF \approx 36\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_z = 131.9\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$

Aplicando la ecuación 3.2 para obtener el campo eléctrico resultante en la medición realizada en el punto M2 nos da un valor de:

$$E_T = 135.7\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$$

### 3.1.3.3. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M3

En las figuras 3.21, 3.22 y 3.23 se muestran las EMI Radiadas en función del tiempo para el láser de  $N_2$  en el punto M3, para cada una de las polarizaciones (**X**, **Y**, **Z**) de la antena respectivamente.

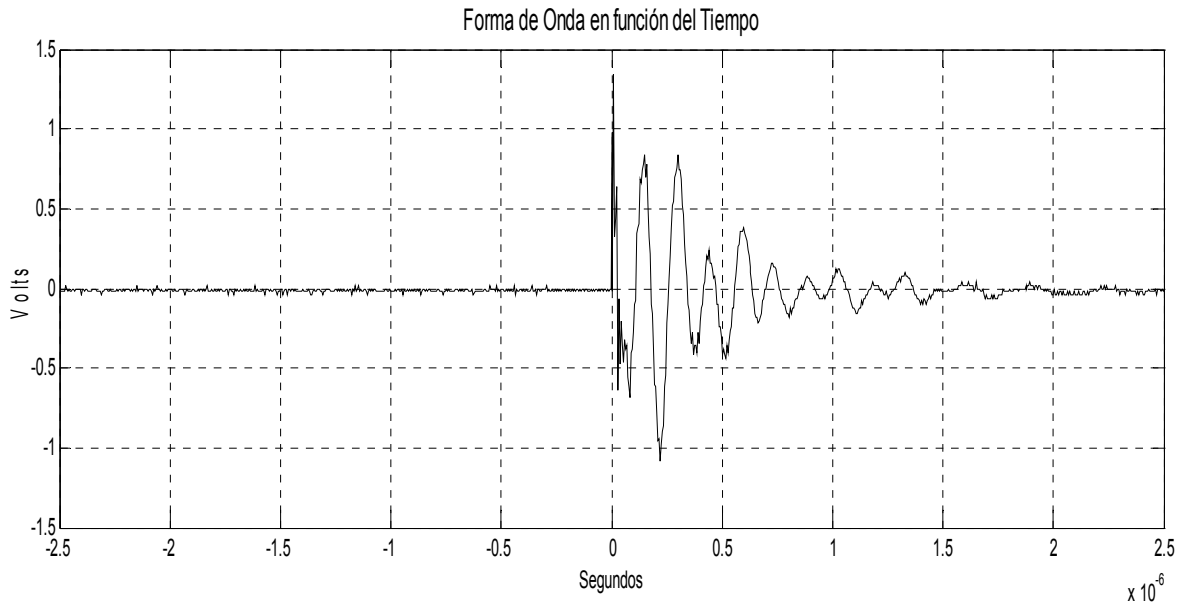
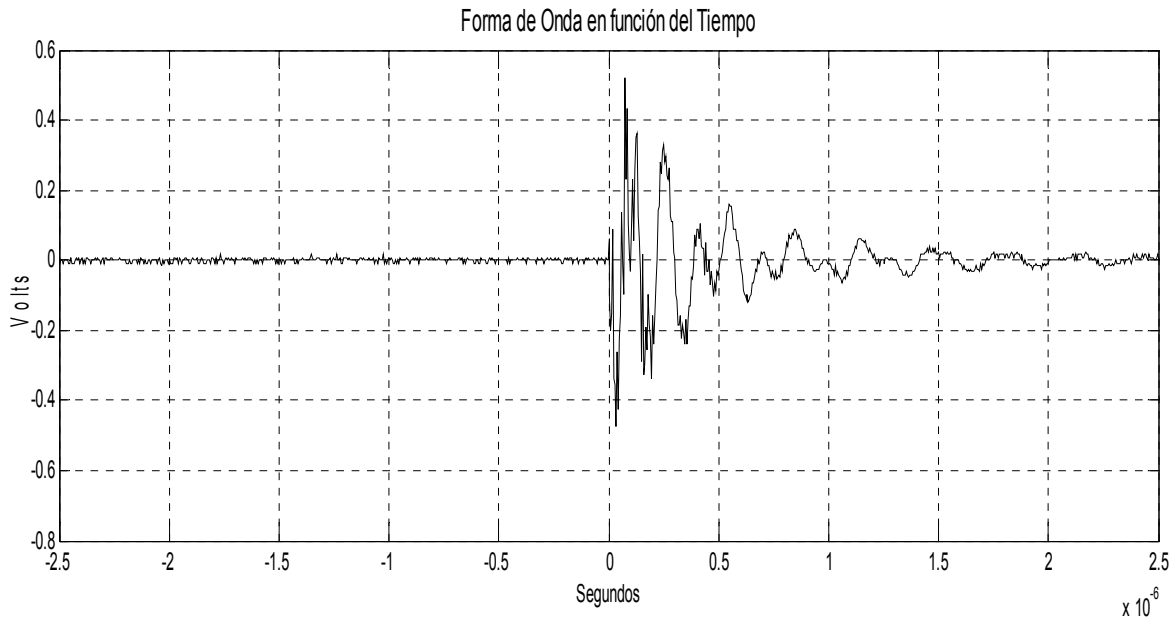
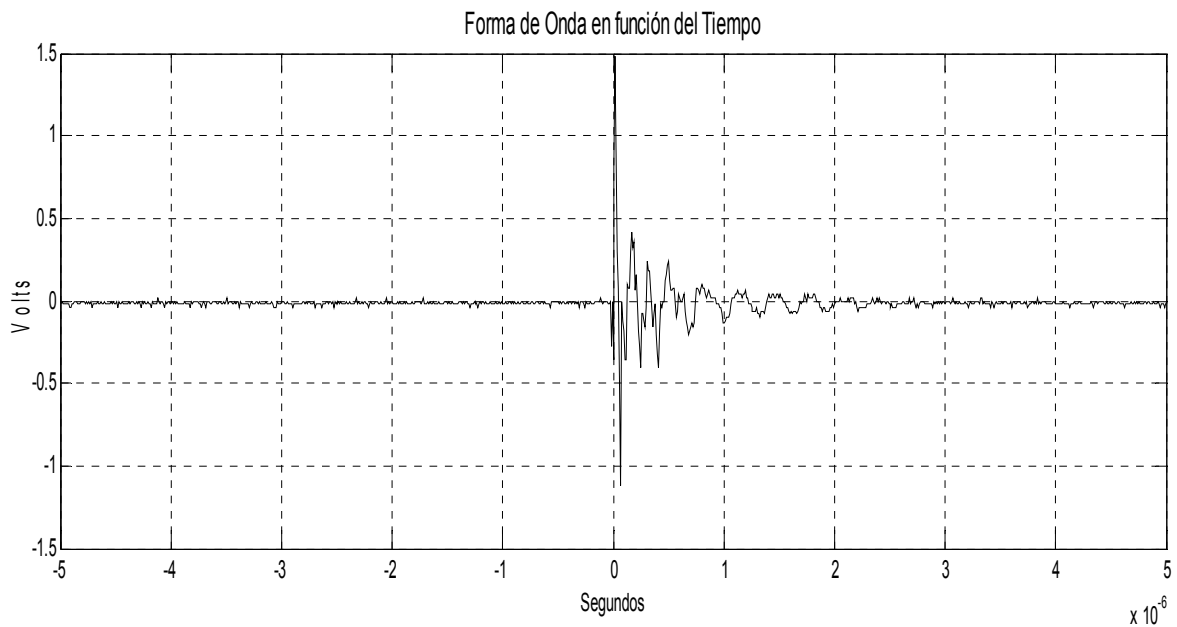


Fig. 3.21. EMI radiada con polarización de antena en X de M3.

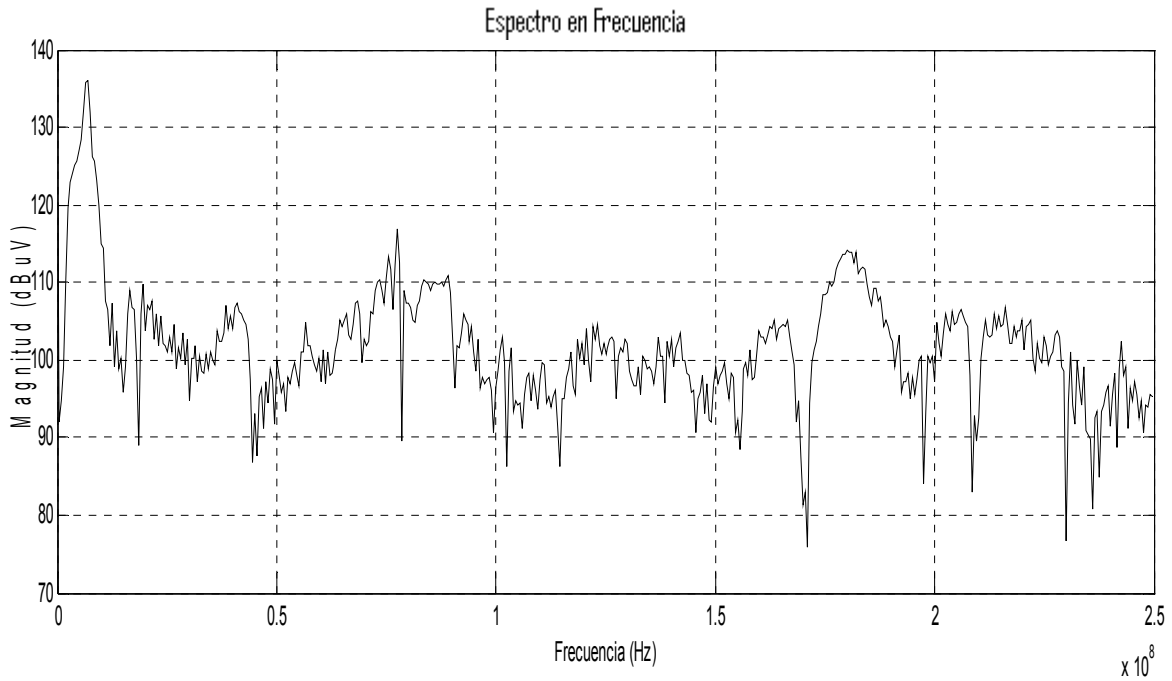


**Fig. 3.22.** EMI radiada con polarización de antena en Y de M3.

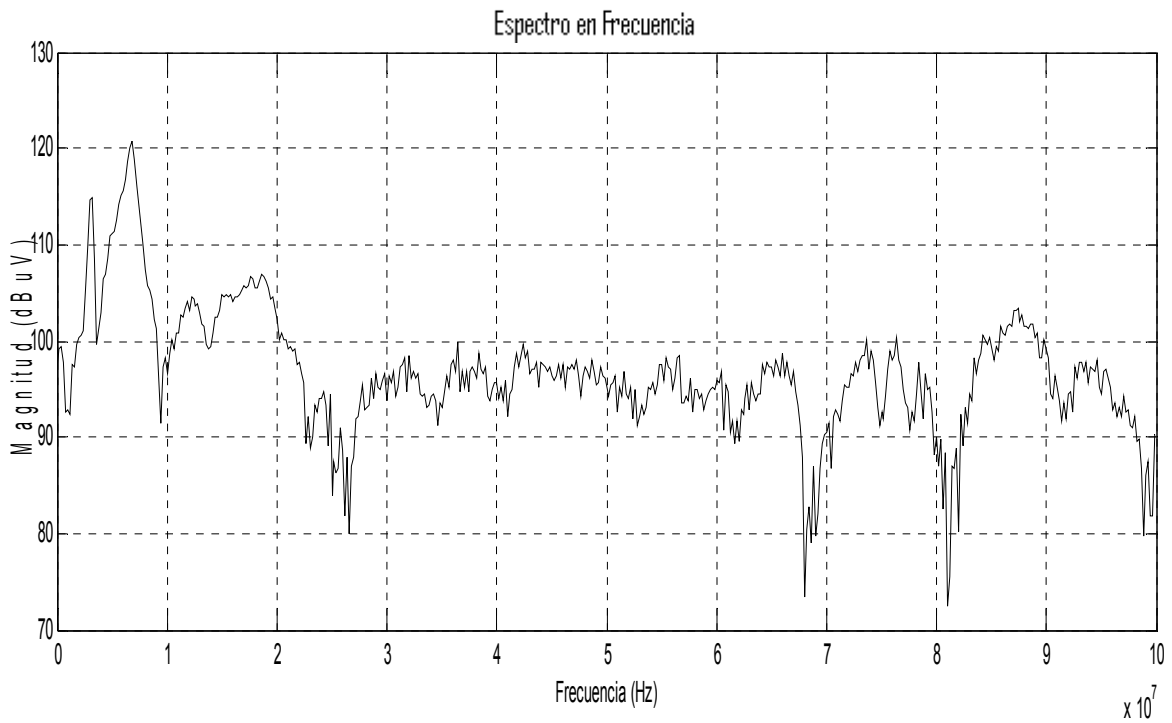


**Fig. 3.23.** EMI radiada con polarización de antena en Z de M3.

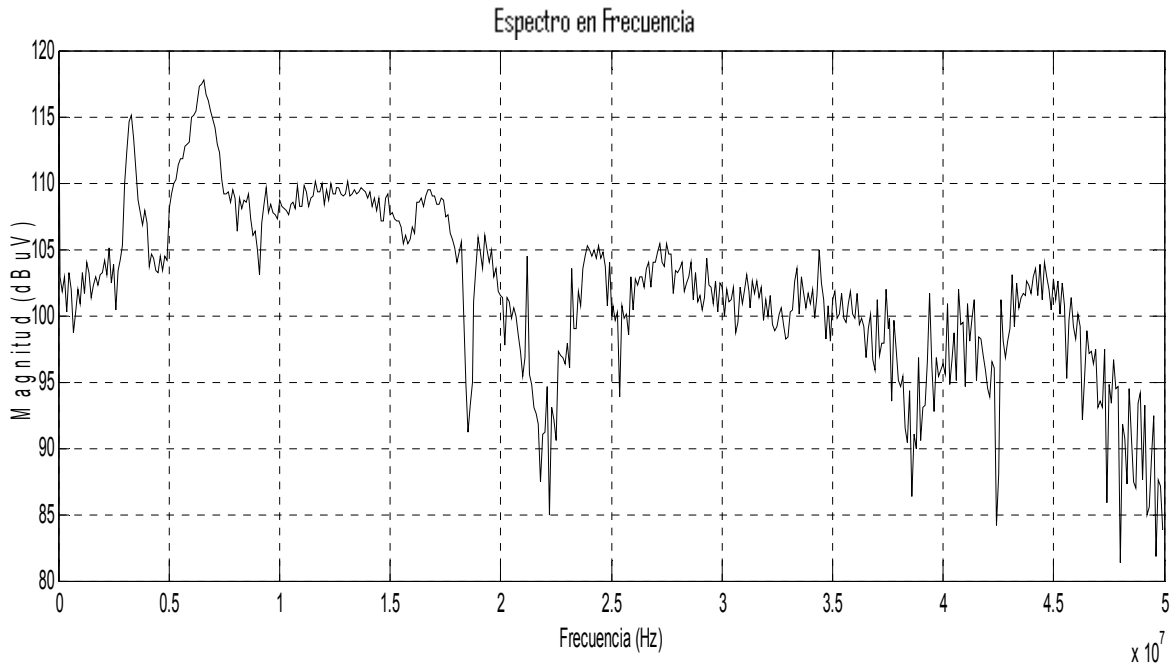
Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.24, 3.25 y 3.26, después de haber aplicado la transformada rápida de Fourier a las señales anteriores de la medición M3 para cada uno de los puntos coordenados (**X**, **Y**, **Z**).



**Fig. 3.24. La FFT del pulso M3 con polarización de antena en X.**



**Fig. 3.25. La FFT del pulso M3 con polarización de antena en Y.**



**Fig. 3.26. La FFT del pulso M3 con polarización de antena en Z.**

Los cálculos hechos anteriormente para las mediciones en los puntos anteriores se aplican para el punto M3 de la tabla 3.1 y nos proporcionan los resultados que se muestran en la tabla 3.4.

**Tabla 3.4. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M3.**

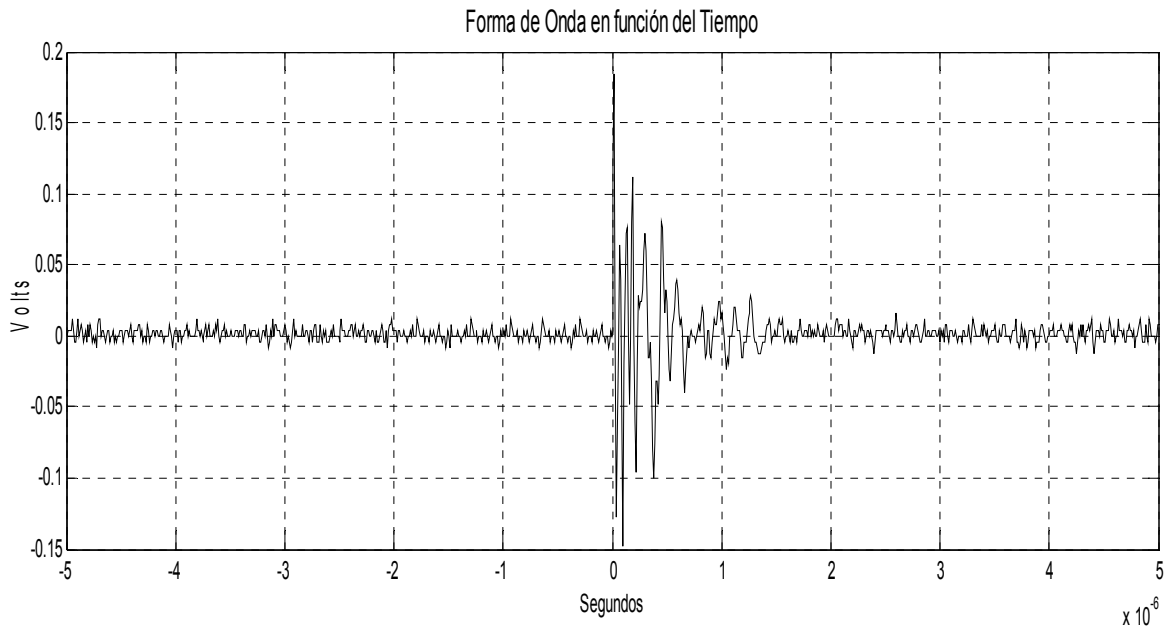
<b>Polarización de la antena.</b>	<b>Frecuencia de la fundamental.</b>	<b>Factor de antena.</b>	<b>Campo eléctrico.</b>
$V_x = 104\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 7\text{MHz}$	$AF \approx 35.2\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_x = 139.2\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_y = 96.7\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 6.8\text{MHz}$	$AF \approx 35.7\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_y = 132.4\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_z = 101.9\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 6.6\text{MHz}$	$AF \approx 34.65\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_z = 136.55\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$

Aplicando la ecuación 3.2 para obtener el campo eléctrico total en la medición realizada en el punto M3 nos da el valor de:

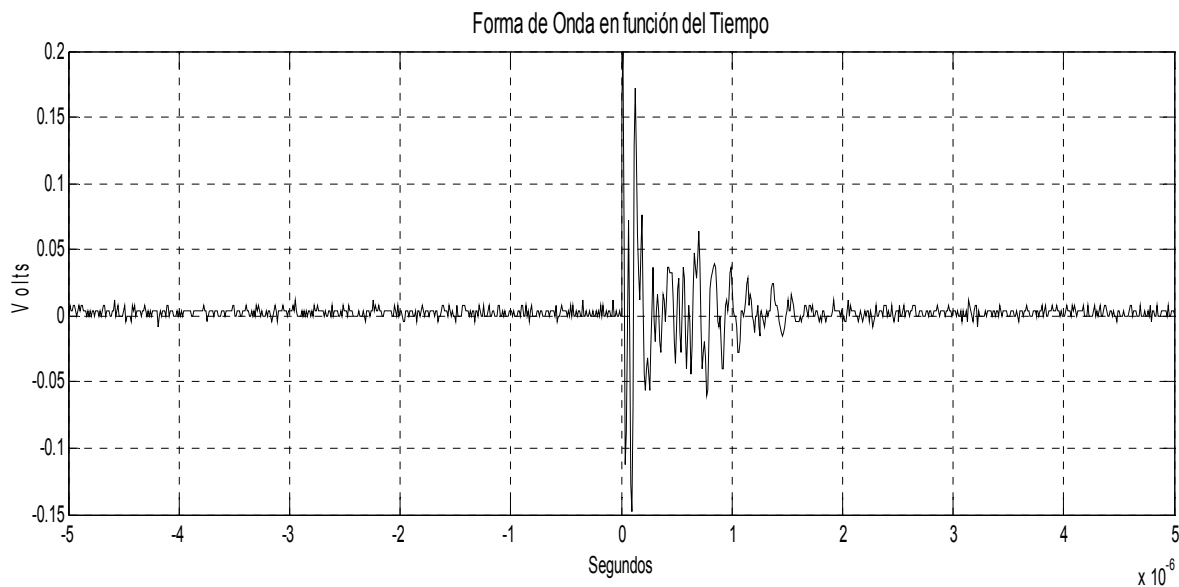
$$E_T = 141.6\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$$

### 3.1.3.4. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN EN EL PUNTO M4

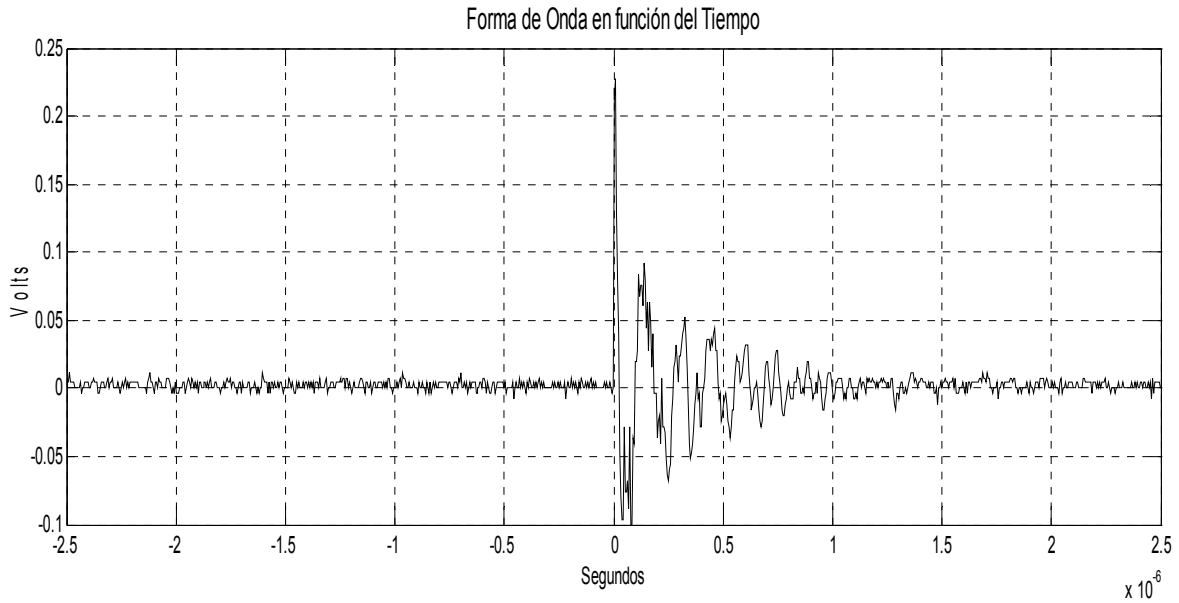
En las figuras 3.27, 3.28 y 3.29 se muestran las EMI Radiadas en función del tiempo para el láser de N<sub>2</sub> en el punto M4, para cada una de las polarizaciones (X, Y, Z) de la antena respectivamente.



**Fig. 3.27. EMI radiada con polarización de antena en X de M4.**

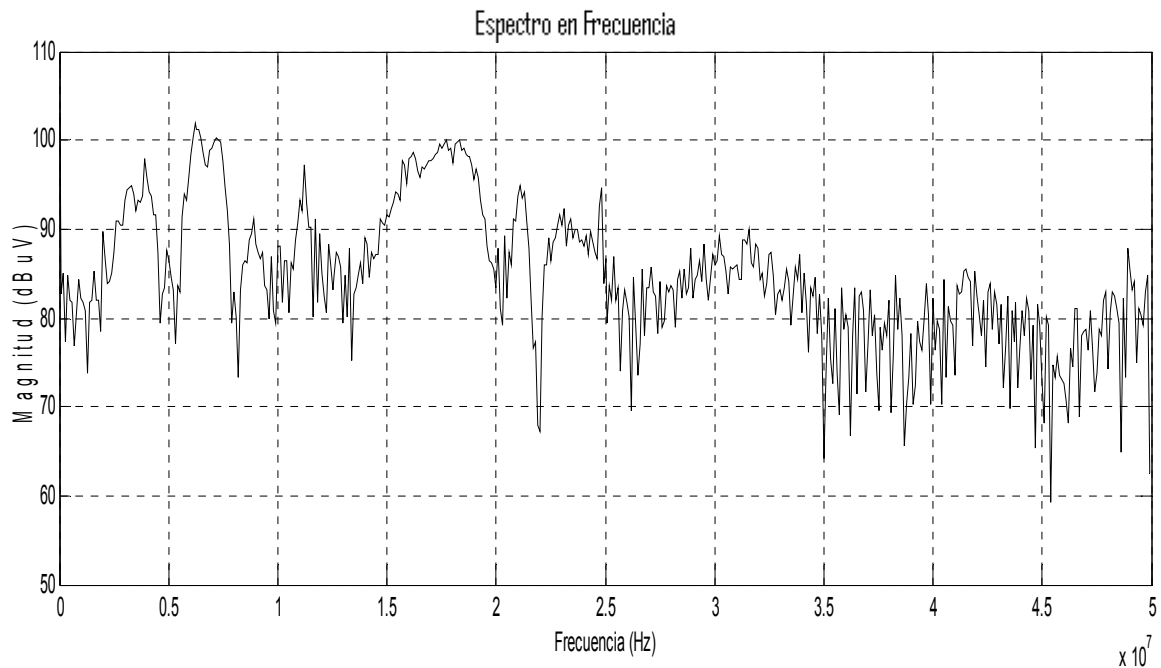


**Fig. 3.28. EMI radiada con polarización de antena en Y de M4.**

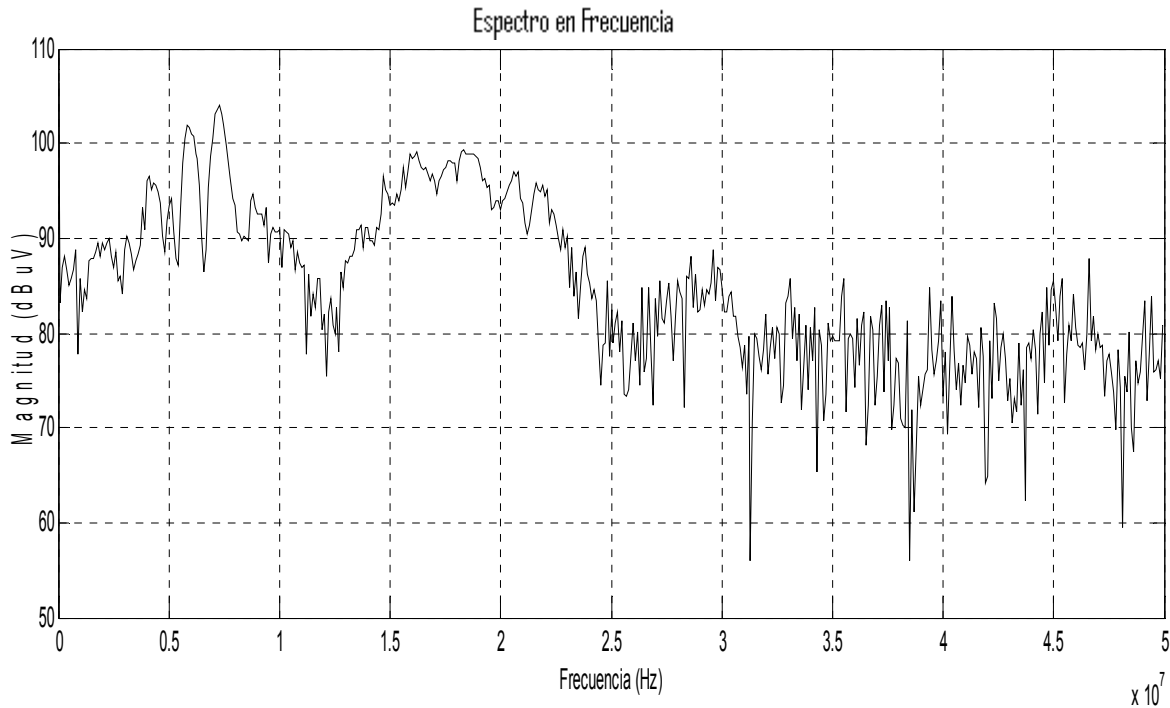


**Fig. 3.29. EMI radiada con polarización de antena en Z de M4.**

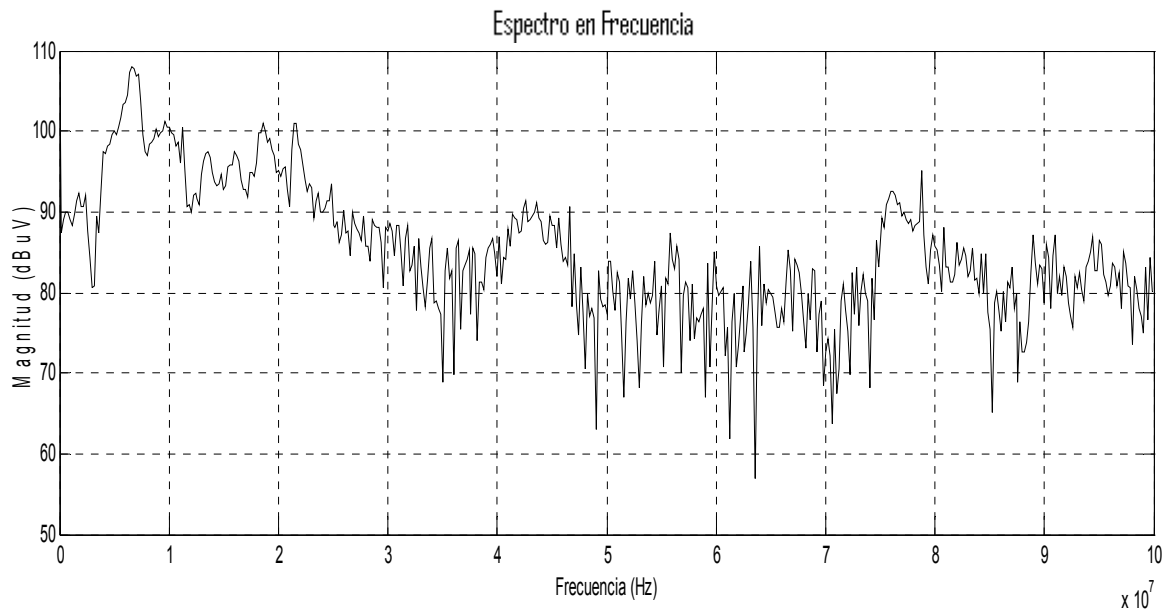
Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.30, 3.31 y 3.32 para los ejes coordenados (X, Y, Z) respectivamente después de haber aplicado la transformada rápida de Fourier a las señales anteriores de la medición M4.



**Fig. 3.30. La FFT del pulso M4 con polarización de antena en X.**



**Fig. 3.31. La FFT del pulso M4 con polarización de antena en Y.**



**Fig. 3.32. La FFT del pulso M4 con polarización de antena en Z.**

Los resultados del cálculo del campo eléctrico se muestran en la tabla 3.5.

Tabla 3.5. Campo eléctrico para cada polarización de la antena en M4.

Polarización de la antena.	Frecuencia de la fundamental.	Factor de antena.	Campo eléctrico.
$V_x = 86.6\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 3.9\text{MHz}$	$AF \approx 37.9\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_x = 124.5\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_y = 86.2\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 4\text{MHz}$	$AF \approx 37.8\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_y = 124\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
$V_z = 87.6\text{dB}(\mu\text{V})$	$F = 3.6\text{MHz}$	$AF \approx 38.15\text{dB}(\text{m}^{-1})$	$E_z = 125.75\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$

Aplicando la ecuación 3.2 se obtiene el campo eléctrico total en la medición realizada en el punto M4 nos da un valor de:

$$E_T = 129.6\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$$

### 3.1.4. - COMENTARIOS

En la tabla 3.6 se muestra un resumen, de los resultados obtenidos en las mediciones de EMI radiadas por el láser de  $N_2$ .

Tabla 3.6. Puntos de medición e intensidad de campo eléctrico.

Punto de medición	Distancias	Intervalo de frecuencias (Aprox.)	Campo eléctrico.
M1	5m	5MHz – 10MHz	$E = 152.2\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
M2	6m	6MHz – 7MHz	$E = 135.7\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
M3	6.5m	6MHz – 7MHz	$E = 141.6\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$
M4	10.5m	3MHz – 4MHz	$E = 129.6\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$

De acuerdo a las intensidades de los campos eléctricos obtenidos se concluye que dichos campos disminuyen de intensidad a lo largo de los puntos de medición conforme aumenta la distancia. Es claro que a distancias cortas el espectro de las EMI generadas por el láser de  $N_2$  se mantiene en niveles constantes, sin embargo para distancias mayores como es el caso del punto M4, el espectro electromagnético disminuye esto se debe a las multitrayectorias y obstáculos que se encuentran en la propagación de las EMI.



Algo muy importante que hay que mencionar respecto a los resultados, es que en ciertos puntos de medición el campo eléctrico es mayor que el esperado de acuerdo a la propagación del espacio libre y esto se debe a las multitrayectorias, es por eso que en el punto M3 se tiene un valor de campo eléctrico mayor que en el punto M2.

### 3.2. - MEDICIÓN DE LAS INTERFERENCIAS CONDUCCIDAS

Como ya se especificó anteriormente, las mediciones de las EMI del laser N<sub>2</sub> deben de realizarse *In Situ*, con el fin de identificar adecuadamente los niveles de de EMI conducidas que genera el láser de N<sub>2</sub> y que puedan causar perturbaciones a otros aparatos que se conectan en la misma línea de alimentación.

La medición de EMI conducidas *In Situ* no son simples debido a que en ocasiones se manipulan altas tensiones o corrientes, por lo que las normas establecen varios procedimientos de prueba usando diferentes instrumentos, como por ejemplo cuando se tienen productos industriales con alimentación de tres fases donde cada una de ellas maneja hasta 100A, un ejemplo típico de este caso se ilustra en la figura 3.33, donde para medir las EMI conducidas se utiliza una sonda de tensión especial. En la figura se puede observar las tres fases y la sonda para medir las EMI conducidas colocada en el cable del extremo derecho.



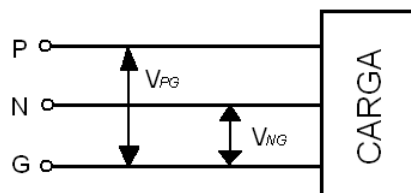
Fig. 3.33. Medición de EMI conducida *In Situ* [2].

Las EMI conducidas se presentan en un medio físico conductor (líneas de transmisión) y se pueden caracterizar como formas de señal de corriente o tensión, la medición en tensión de una EMI es la recomendada por el CISPR. Una EMI conducida básicamente es un disturbio (transitorio) y se caracteriza bajo las condiciones asociadas de la conectividad de los conductores por donde se transmite la interferencia. Los transitorios son alteraciones que provienen de fuentes naturales y de la operación de diversos equipos eléctricos y electrónicos en este caso el láser de N<sub>2</sub>.

Este tipo de EMI se presentan en las líneas de alimentación eléctrica y se clasifican en dos categorías, modo común CM para corrientes y modo diferencial DM para tensiones, comúnmente llamadas corriente/tensión. Las EMI de CM se definen como el potencial eléctrico no deseado entre una o todas las cargas de corriente de los conductores y el plano de tierra. Las EMI de DM se definen como la diferencia de potencial no deseado entre dos cargas de corriente en los conductores. Con una referencia de tres líneas de conductores que se muestran en la figura 3.34, para CM la tensión es  $V_c$  y para DM la tensión es  $V_d$  y están dados por 3.3 y 3.4 respectivamente [11]:

$$V_c = (V_{PG} + V_{NG}) / 2 \quad (3.3)$$

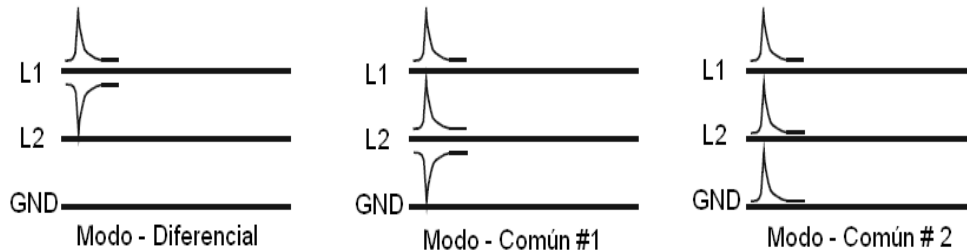
$$V_d = (V_{PG} - V_{NG}) / 2 \quad (3.4)$$



**Fig. 3.34. EMI en CM y DM.**

donde  $V_{PG}$  y  $V_{NG}$  son diferencias de potencial entre las fases y el cable de tierra o neutro respectivamente. En términos de corriente, las EMI en CM existen cuando la corriente viaja en la misma dirección y al mismo tiempo en los cables del

conductor y regresa por la línea común o del neutro. En el DM la corriente viaja en dirección contraria, esto se ilustra en la figura 3.35.



**Fig. 3.35. Transmisión de DM y CM.**

La caracterización de las EMI Conducidas, se puede llevar a cabo en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, las normas internacionales normalmente especifican la característica de frecuencia de la envolvente de las señales interferentes. A continuación se describe el equipo de medición que recomiendan las normas internacionales.

### 3.2.1. - EQUIPO DE MEDICIÓN

El equipo para este tipo de mediciones se divide en dos, los que son llamados receptores y los detectores de disturbios conducidos.

#### 3.2.1.1. – RECEPTORES Y ANALIZADORES DE ESPECTROS

El tipo de equipos que se utiliza para hacer mediciones de EMI Conducidas depende de las propiedades de las perturbaciones que se quieran analizar. Para el caso de un análisis en el dominio de la frecuencia se puede utilizar un analizador de espectros que nos proporciona la amplitud de la intensidad de las EMI y de las componentes en frecuencia. Si se quiere determinar la energía de la envolvente de un paquete de perturbaciones, lo recomendable es utilizar un

radiorreceptor o un analizador de espectros, ya que proporciona la información de la densidad espectral de potencia. Para el análisis en el dominio del tiempo, lo adecuado es utilizar un osciloscopio, el cual proporciona información sobre las características de las perturbaciones, tales como: tiempo de elevación de los pulsos, ancho y separación de los pulsos, etc.

### **3.2.1.2. - SENSORES**

Es importante definir los sensores en este tipo de medición porque son la interfase física entre el fenómeno a analizar y el receptor. Para este caso, en forma general se tienen los siguientes sensores:

- a) Sensores de medición de tensión: redes artificiales y sondas de tensión.

Redes artificiales: Estas redes son elementos de compensación para obtener impedancias normalizadas entre la red de alimentación y el EBP.

- b) Sensores de medición de corriente: sondas de corriente.

#### **3.2.1.2.1. - SONDA DE TENSIÓN**

Las sondas de tensión son usadas para medir disturbios de tensión en modo común. Estas presentan alta impedancia de aislamiento respecto al plano de tierra o referencia del sistema de medición. Estas sondas se utilizan cuando los disturbios de tensión en las terminales de una red no se pueden medir con una red artificial, por ejemplo en líneas de control, líneas de señal, líneas de carga o líneas de alta tensión.

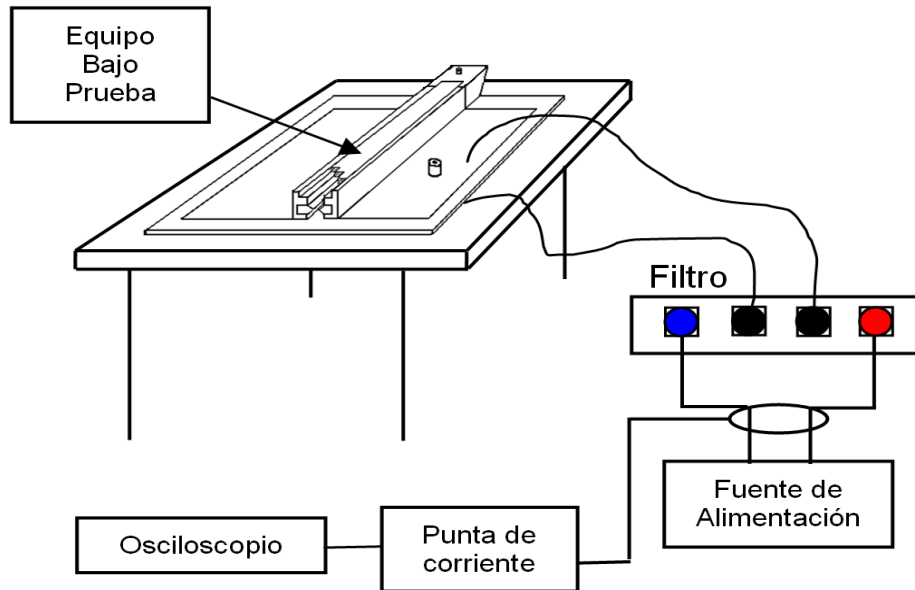
### **3.2.1.2.2. - SONDAS DE CORRIENTE**

Una sonda de corriente es un transformador en el cual se induce campo electromagnético de la señal de disturbio que se desea medir. Básicamente es un gancho que se puede fijar en cualquier línea de transmisión donde se acopla el campo electromagnético generado por la corriente debido a la perturbación y se puede manifestar a la salida de la sonda como una corriente o una tensión. El principio de operación básico ocurre de acuerdo a la ley de Ampere.

Las LISN permiten hacer mediciones en modo diferencial y las sondas de corriente permiten hacer mediciones en modo común.

### **3.2.2. - CONFIGURACIÓN PARA LAS MEDICIONES DE EMI CONDUCIDAS**

La medición de las perturbaciones conducidas utilizando una LISN normalmente se lleva a cabo en un sitio controlado (normalizado). Si la medición se quiere hacer en el sitio donde operan los dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos a caracterizar o en cualquier otro sitio, lo recomendable es usar una sonda de corriente o de tensión. En nuestro caso, como el láser de N<sub>2</sub> tiene que operar bajo las condiciones del laboratorio de láseres, fue necesario hacer la medición de las EMI Conducidas en el sitio. La sonda que se ocupó para dichas mediciones fue una sonda de corriente de tipo gancho de marca Rohde & Schwarz, y un osciloscopio que nos proporciona información de las interferencias en el dominio del tiempo. El análisis en el dominio del tiempo para nuestro caso es el más adecuado, porque como se mencionó anteriormente la fuente generadora de las perturbaciones es un SG y nos interesa conocer la amplitud máxima de los pulsos amortiguados y la frecuencia en la que se presentan, para que en un futuro se diseñen filtros para mitigar las interferencias conducidas. El esquema de medición se muestra en la figura 3.36.



**Fig. 3.36. Diagrama de medición para las EMI Conducidas.**

Las mediciones de EMI Conducidas se hicieron en las líneas de alimentación del láser de N<sub>2</sub>, utilizando la sonda de corriente.

### 3.2.3. - CARACTERIZACIÓN DE LA SONDA DE CORRIENTE

Las sondas de corriente son usadas en varias aplicaciones de EMC, por ejemplo, la identificación de fuentes de radiación, para medir los campos de acoplamiento entre cables, y en mediciones de corriente de las EMI en modo común [11].

Lo que limita el análisis de la aplicación del monitoreo de sondas de corriente, es la impedancia de transferencia  $Z_{trans}$ , siendo este el parámetro más importante.

Es necesario caracterizar las sondas de corriente con relación de la tensión contra la corriente en modo común. Existen métodos para calibrar dichas sondas que sufren del problema de no medir directamente la corriente como una sonda de corriente tipo gancho.

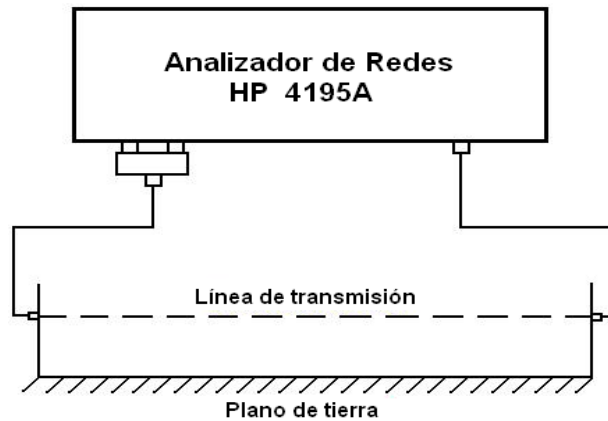
En una primera aproximación, la carga de la sonda de corriente, se entiende que puede usarse como un modelo de transformador [12]. Aquí la carga es modelada como una serie de impedancias dentro del cable y también adjunto a la sonda.

El modelo de transformador solo es válido a baja frecuencia por dos razones; los elementos parásitos internos de la sonda requieren del uso de un complejo circuito equivalente y el cuerpo de la sonda puede dispersar el campo que se propaga a lo largo del cable; de esta manera, la influencia de la corriente en el cable sobrepasa la influencia del transformador de impedancias [13]. Más adelante la situación se complica por la corriente en el cable y los conectores de la sonda. Exactamente la derivación analítica de la impedancia de transferencia se basa en los detalles de fabricación de la sonda, los cuales son difíciles de conseguir. Consecuentemente, es necesaria la caracterización de las sondas mediante métodos experimentales [14].

Para nuestro caso, este método nos sirve ya que el intervalo de frecuencias que caracterizan a este tipo de EMI Conducidas se encuentra en el intervalo de baja frecuencia 20kHz – 100MHz.

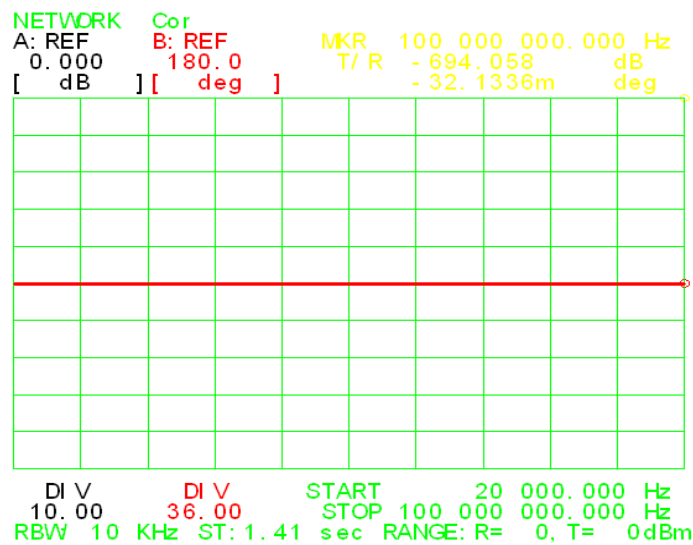
El método más usado para la caracterización de sondas de corriente es el que describe el CISPR, que consiste en la construcción de una línea coaxial, tal que la corriente de gancho forme parte de la trayectoria de la corriente de regreso [15]. Si se tiene cuidado en el acoplamiento de impedancias, se puede usar para obtener la fuente de tensión y la impedancia característica, o para un primer paso en el mejoramiento de tensión de salida en una línea de transmisión.

En el puerto de transmisión del analizador de redes HP 4195A se conectó un Splinter, el cual, a su vez se conectó a la línea de transmisión y la salida de la línea se conectó al mismo instrumento con el fin de calibrar el sistema en el intervalo de frecuencias mencionado anteriormente. La configuración del método que se ocupó se muestra en la figura 3.37.



**Fig. 3.37. Calibración del sistema.**

El analizador de redes envía los datos obtenidos de la calibración del sistema a una computadora por medio de la tarjeta GPIB con que cuenta el instrumento. La gráfica resultante es la que se muestra en la figura 3.38.



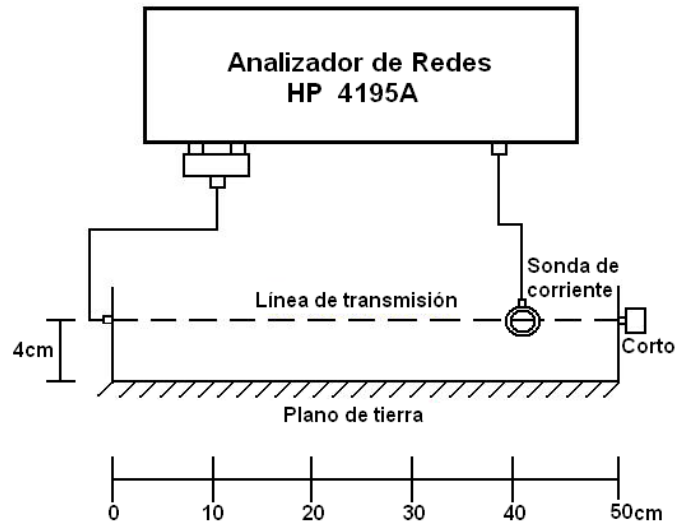
**Fig. 3.38. Gráfica de la calibración del sistema 20kHz – 100MHz.**

Después de obtener la calibración del sistema se propone el método para medir el valor de atenuación de la sonda de corriente, que se ocupó para hacer las mediciones de las EMI conducidos generados por el láser de N<sub>2</sub>.

Como la sonda de corriente funciona como un acoplamiento de inductancias existe un factor de atenuación característico de la misma en un intervalo de frecuencias.



Para obtener este valor se siguió la configuración que se muestra en la figura 3.39 y se observa físicamente en la imagen de la figura 3.40.

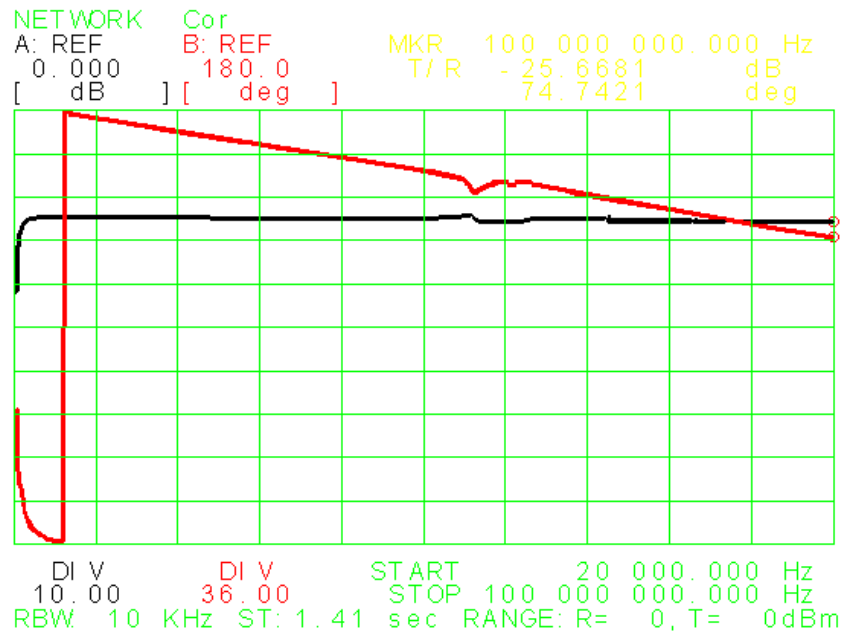


**Fig. 3.39. Configuración del método de calibración de la sonda de corriente.**



**Fig. 3.40. Imagen del método de calibración de la sonda de corriente.**

La gráfica que nos proporciona el analizador de redes después de hacer las mediciones con la sonda de corriente a diferentes distancias es la que se muestra en la figura 3.41.

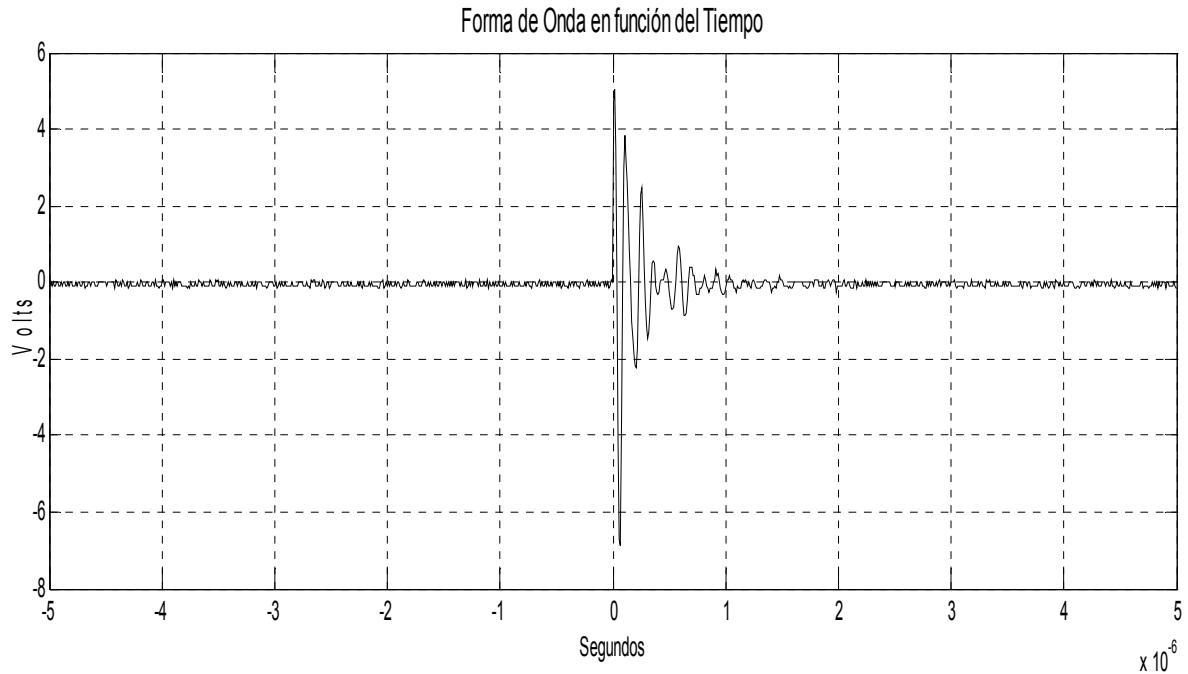


**Fig. 3.41. Gráfica de la sonda de corriente a diferentes distancias.**

El valor de atenuación que tiene la sonda de corriente es de  $-25.66\text{dB}$ , lo que equivale a  $2.71\text{mW}$ , y esto es  $2.6\text{V}$  lo que nos da  $128.3\text{dB}\mu\text{V}$ .

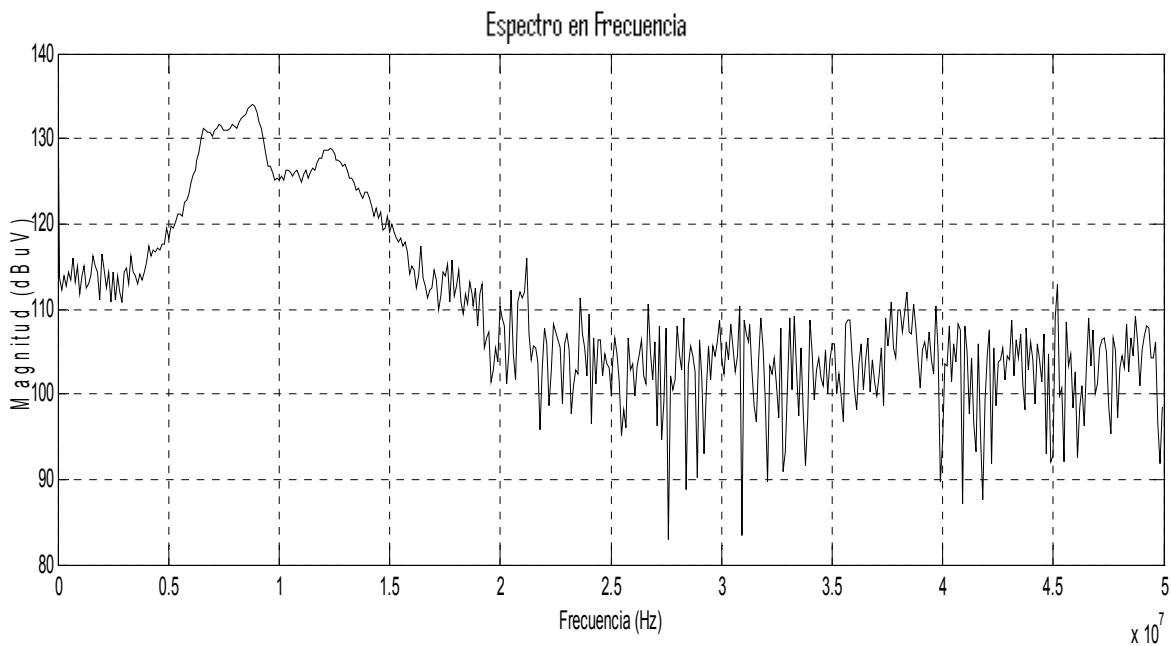
### 3.2.4. - RESULTADOS DE LA MEDICIÓN

Las EMI Conducidas típicas generadas por el láser de  $\text{N}_2$  y medidas en el dominio del tiempo se muestran en la figura 3.42. Como se observa en esta figura se puede obtener el valor máximo en amplitud de la señal interferente, información que permite fijar las características de supresores de picos en la línea de alimentación para protección de otros dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos. Con el análisis del tiempo de subida se puede determinar la frecuencia de estos pulsos y proponer filtros.



**Fig. 3.42. Pulso de las EMI Conducidas.**

Para un análisis más exacto se determinó la transformada rápida de Fourier de la señal interferente con el fin de obtener su espectro de potencia. Para el caso del pulso de la figura 3.42 la transformada rápida de Fourier se muestra en la figura 3.43.



**Fig. 3.43. Pulso en función de la frecuencia.**

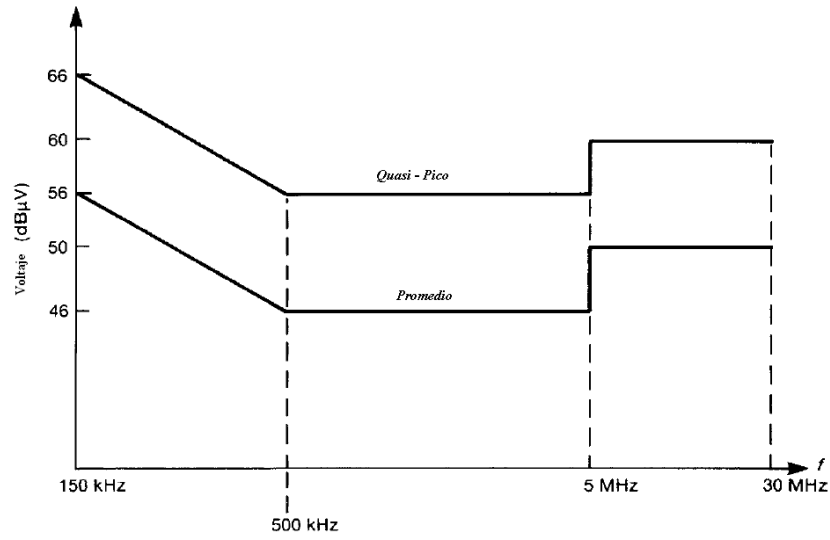
De la gráfica se observa que la frecuencia fundamental es de 7.3MHz y su amplitud es de 134.5dB $\mu$ V, más los 128.3dB $\mu$ V que nos proporciona la caracterización de la antena. Tenemos un valor total en la fundamental de 135.4dB $\mu$ V.

De acuerdo a las mediciones realizadas de EMI Conducidas fue necesario aplicar la transformada rápida de Fourier para conocer las características principales de los impulsos generados por dichas interferencias como son la frecuencia fundamental del impulso, además de la amplitud de energía, la cual es necesaria para compararla con los niveles que establecen las normas.

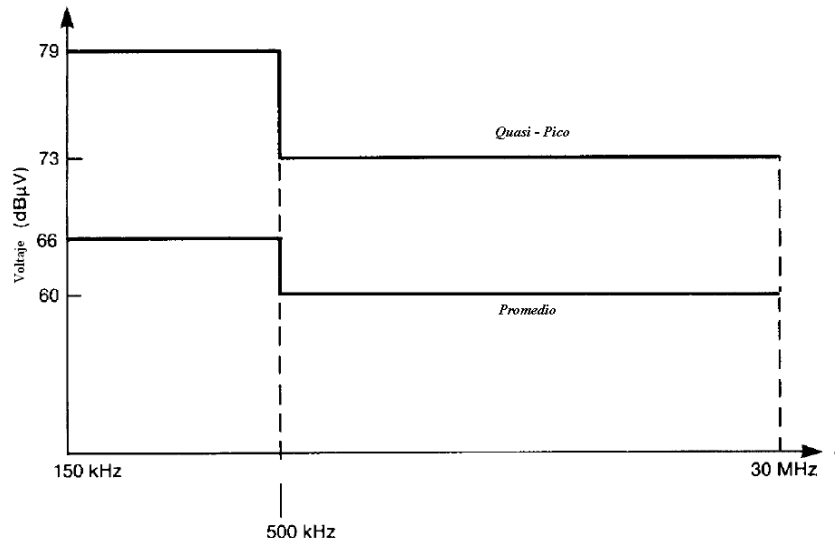
### **3.2.5. - COMENTARIOS**

Las EMI conducidas generadas por el láser N<sub>2</sub> rebasan los límites fijados por las normas internacionales de la FCC y la CISPR [9], por lo que es necesario colocar filtros en la línea de alimentación de energía eléctrica donde se conecta el láser de N<sub>2</sub> con el fin de proteger equipos conectados a ella. En la figura 3.46 se muestran los límites de los niveles de EMI conducidas para las clases A y B establecidos por la FCC y la CISPR 22.

Los valores resultantes obtenidos para las EMI conducidas sobrepasan los límites para frecuencias aproximadas a 7MHz, lo que se puede observar en las siguientes gráficas.



(a)



(b)

Fig. 3.44. Límites de EMI conducidas de la FCC y la CISPR 22: para la clase B (a) y la clase A (b) [9].

## CAPÍTULO 4. - ANÁLISIS PROBABILÍSTICO DE LAS EMI GENERADAS POR UN LÁSER DE N<sub>2</sub>

Con el fin de que exista una interacción entre distintos dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos en el mismo ambiente electromagnético es necesario que existan niveles estandarizados de EMI, por lo que se requiere identificar las EMI dominantes y los efectos que pueden provocar en dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos y en especial, la instrumentación de alta sensibilidad como la que se utiliza en laboratorios, ya que éstos instrumentos son frecuentemente afectados en su funcionamiento por una gran variedad de señales interferentes.

Por la gran cantidad de sistemas eléctricos y electrónicos que existen en un mismo sitio, los niveles de EMI aumentan, por lo que es necesario analizar el ambiente electromagnético de los sitios o escenarios donde se opere con instrumentación de medición de alta sensibilidad como es el caso del laboratorio de láseres de la SEPI – ESIME. En general las EMI son de carácter aleatorio a pesar de que algunas se emiten de forma periódica, ya que en su propagación se encuentran con materiales reflejantes que provocan que en los sistemas víctimas se tengan interferencias aleatorias en amplitud y fase, es por esto, que para su análisis se aplican modelos estadísticos y probabilísticos [16].

La mayoría de las EMI generadas por un láser de N<sub>2</sub> son del tipo impulsivo, se presentan como ráfagas de pulsos o pulsos aislados, con un alto grado de aleatoriedad en amplitud, ancho y separación entre pulsos, su distribución es de tipo no-Gaussiano. Las señales interferentes impulsivas son perturbaciones hechas por el hombre o de origen natural. Para la instrumentación electrónica, estas señales pueden provenir de fenómenos atmosféricos, transitorios de las

líneas de energía eléctrica, del tráfico vehicular, entre otros. En esta tesis se evalúan probabilísticamente las señales interferentes impulsivas generadas por un láser de N<sub>2</sub> dentro de un laboratorio de investigación. La protección y aislamiento de los dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos a las señales interferentes impulsivas, requiere de un conocimiento amplio de ellas, cuyos parámetros importantes desde el punto de vista de EMC son: la Distribución de Duración de Pulsos (DDP) y la Distribución de Intervalos entre Pulsos (DIP) [17].

Para tener un concepto claro del ruido impulsivo dentro de la problemática que se presenta en este trabajo de investigación, se describe la referencia clásica para el análisis del fenómeno de las EMI impulsivas con los modelos probabilísticos de Middleton debido a su mayor divulgación [18]. Esto es porque dichos modelos proporcionan las definiciones del ruido que se analiza, pero no se aplican a un análisis temporal del ruido impulsivo.

Los modelos de ruido impulsivo de Middleton dan información respecto a su clasificación, por lo que la descripción de estos es importante; sin embargo, la estadística temporal no la desarrolla, debido a esto en este trabajo de investigación se presenta el desarrollo temporal como una aportación. La estadística temporal de ruido impulsivo es de gran aplicación debido a que en este fenómeno se tienen ráfagas de alto contenido de energía en tiempos relativamente amplios, pero con un espectro que cubre bajas, medias y altas frecuencias.

#### **4.1. - MODELOS PROBABILÍSTICOS**

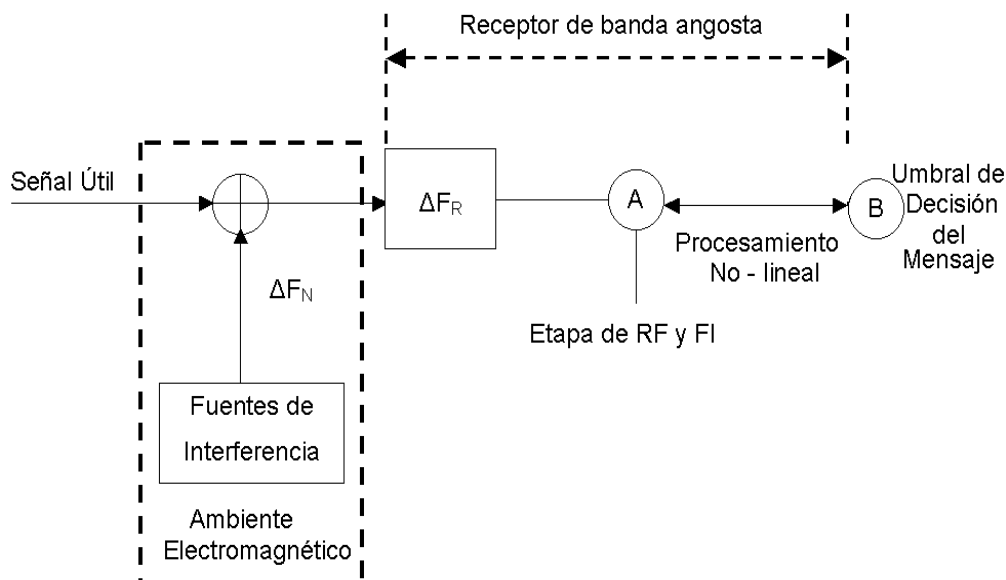
Dos enfoques generales para el modelado de las EMI son realizados mediante el modelado físico y el modelado físico-estadístico. En el modelado físico, cada una de las fuentes de EMI requerirían un circuito diferente para el modelado. En el modelo físico-estadístico, se disponen de modelos universales para modelar con precisión las EMI de fuentes naturales y las generadas por el hombre. La clave de

los modelos físicos-estadísticos son las clases A, B y C de Middleton, los cuales son modelos de ruido. Los modelos de Middleton son más ampliamente aceptados para el modelado de ruido de radiofrecuencia, principalmente porque estos son modelos canónicos, es decir, su forma matemática es independiente del entorno físico. Los modelos de Middleton se clasifican con relación al ancho de banda del receptor [19, 20, 11], un esquema de un receptor y su ambiente electromagnético se muestra en la figura 4.1.

**Clase A:** Ruido de Banda Estrecha: son interferencias que se consideran en ambientes en los cuales el espectro que infringe un disturbio electromagnético es más estrecho que el ancho de banda del receptor.

**Case B:** Ruido de Banda Ancha: estas interferencias describen el caso en el cual el ancho de banda del ruido electromagnético es más grande que el ancho de banda del receptor.

**Clase C:** Caso Mezclado: son interferencias que consisten en la superposición o suma de las dos clases anteriores.



**Fig. 4.1.** Esquema de un receptor en un ambiente electromagnético.



La estadística envolvente para los modelos de Middleton se resume a continuación.

#### 4.1.1. - MODELO CLASE A DE MIDDLETON

$$\omega(\varepsilon) = 2e^{-A_A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A_A^m \varepsilon e^{-\varepsilon^2/2\sigma_m^2}}{m! \sigma_m^2} \quad \text{donde,} \quad \sigma_m^2 = \frac{\frac{m}{1+\Gamma_A} + \Gamma_A}{1+\Gamma_A} \quad (4.1)$$

De aquí que el modelo de la Clase A es singularmente determinado por los siguientes dos parámetros:

- $A_A$  es “índice de superposición”. Es el producto de la cantidad media de emisiones de acontecimientos que inciden en el receptor por un Segundo y la duración media de una fuente típica de emisión de interferencias y  $A_A \in [10^{-2}, 1]$  en general.
- $\Gamma_A$  es la relación  $\sigma_G^2 / \Omega_{2A}$ , donde  $\sigma_G^2$  es la intensidad de la componente independiente Gaussiana,  $\Omega_{2A}$  es la intensidad de los impulsos no Gaussianos y  $\Gamma_A \in [10^{-6}, 1]$  en general.

#### 4.1.2. - MODELO CLASE B DE MIDDLETON

El modelo para interferencias Clase B es analíticamente más complejo ya que las dos características que se utilizan para el modelo de Clase A, son ahora las funciones necesarias para aproximar la característica de una función exacta. Por lo tanto, tenemos dos expresiones para la denotación de densidad, uno para los pequeños y medianos valores de las envolventes ( $0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_B$ ) y otro para los grandes valores ( $\varepsilon \geq \varepsilon_B$ ), los cuales se determinan de la siguiente manera:

$$\omega(\varepsilon)_{B-I} = 2\hat{\varepsilon} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} \hat{A}_\alpha \Gamma_B \left(1 + \frac{m\alpha}{2}\right) {}_1F_1\left(1 + \frac{m\alpha}{2}; 1; -\hat{\varepsilon}^2\right), \quad (0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_B)$$

$$\omega(\varepsilon)_{B-II} = \frac{-e^{A_B}}{4G_B^2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A_B}{m! \sigma_m^2} \varepsilon e^{-\varepsilon^2/2\sigma_m^2}, \quad (\varepsilon \geq \varepsilon_B) \quad (4.2)$$

$$\text{donde, } \hat{\varepsilon} = \frac{\varepsilon N_I}{2G_B}; \quad \hat{A}_\alpha = \frac{A_\alpha}{2^\alpha G^\alpha}; \quad G_B^2 = \frac{1}{4(1+\Gamma_B)} \left( \frac{4-\alpha}{2-\alpha} + \Gamma_B \right)$$

De aquí los cinco parámetros que identifican de forma exclusiva las interferencias de la Clase B:

- $A_B$  es el índice impulsivo, donde  $A_B \in [10^{-2}, 1]$  en general.
- $\Gamma_B$  es la relación  $\sigma_G^2 / \Omega_{2B}$ , donde  $\sigma_G^2$  es la intensidad de la componente independiente Gaussiana,  $\Omega_{2B}$  es la intensidad de los impulsos no Gaussianos, y donde  $\Gamma_B \in [10^{-6}, 1]$  en general.
- $\alpha$  es la densidad especial de propagación parámetro igual a  $(n - \mu) / \gamma$ , tal que  $n$  es la división de espacio de distribución de fuentes de ruido (1, 2, o 3),  $\mu$  es la no potencia negativa de la ley de exponentes para las fuentes emisoras y  $\gamma$  es la potencia no negativa para la ley de exponentes de su propagación, donde  $\alpha \in [0, 2]$  en general.
- $A_\alpha$  es un índice efectivo que depende de  $\alpha$ , donde  $A_\alpha \in [10^{-1}, 1]$  en general.
- $N_I$  es el factor de escala utilizado en el proceso de normalización para medir la intensidad del proceso, donde  $N_I \in [10^{-1}, 10^2]$  en general.

#### 4.1.3. - MODELO CLASE C DE MIDDLETON

Las interferencias de Clase C se consideran la suma de las interferencias de los modelos de Clase A y Clase B, aunque no existen derivaciones específicas obligatorias para la Clase C. Por otra parte, Middleton demuestra que la Clase C

puede ser una aproximación a los modelos Clase B en la mayoría de los casos. Por lo tanto, se va a limitar el debate a la clase A y clase B de los modelos de Middleton para el resto de la presente investigación.

#### **4.1.4. - MODELO ESTABLE DE ALFA SIMÉTRICA (S $\alpha$ S)**

Mientras en los modelos de Middleton de Clase A y Clase B se conocen con exactitud las fuentes de RFI, sus aplicaciones prácticas son limitadas debido a la forma insoluble de sus distribuciones. En particular las interferencias del modelo Clase B son difíciles de utilizar debido a la existencia de cinco parámetros y también un punto de inflexión ( $\varepsilon_B$ ) empíricamente determinado. De ahí que muchos autores consideran el modelo estable de Alfa Simétrica (S $\alpha$ S) como una aproximación al modelo Clase B de Middleton. Esta aproximación es particularmente precisa para el caso de repetición de banda estrecha sin alguna componente Gaussiana, así como el caso de una función de distribución de probabilidad simétrica sin componente Gaussiana [15,21].

#### **4.2. - MODELOS PROBABILÍSTICOS TEMPORALES PARA EMI IMPULSIVAS**

En el análisis probabilístico de las señales interferentes impulsivas, es importante determinar la DDP y la DIP para un nivel de umbral prefijado, con el fin de predecir si dichas señales pueden perturbar a dispositivos, equipos o sistemas eléctricos y/o electrónicos tomando como referencia su sensibilidad.

Las señales interferentes impulsivas son evaluadas a partir de un nivel mínimo de umbral prefijado. Cuando este nivel es rebasado por señales impulsivas de características aleatorias, es importante evaluar los parámetros de tiempo para poder prefijar el umbral máximo o estimar los efectos de dichas señales

interferentes en los sistemas interferidos. Los parámetros de importancia, son la duración de los pulsos y el espaciamiento entre ellos, dentro de un intervalo de tiempo promedio  $\langle \tau \rangle$  prefijado. En esta sección, se presenta el desarrollo de modelos para DDP y DIP que describen los parámetros de tiempo de las señales interferentes impulsivas en base a una función de densidad de probabilidad exponencial  $w(\tau)$  [21].

El nivel de referencia que normalmente se ha considerado para determinar dichas distribuciones (DDP y DIP) es el valor RMS, relativo a la envolvente de las señales interferentes impulsivas, que dan como respuesta natural una función de densidad exponencial. Bajo estas condiciones el nivel de umbral depende de la repetición de los pulsos. En la actualidad se puede considerar que dicho nivel es alto debido a que en el ambiente electromagnético existe una gran cantidad de señales interferentes impulsivas, debido a las fuentes creadas por el hombre. Para fijar los niveles de umbral que dependan del proceso estadístico de los pulsos dentro de un intervalo de tiempo (niveles relativamente menores), se desarrollaron dos funciones de densidad, en base a la densidad exponencial.

Las distribuciones DDP y DIP se pueden determinar por medio de:

$$\text{DDP} = \int_{\tau(C=C_0)}^{\infty} w(\tau) d\tau; \quad \text{DIP} = \int_0^{\tau(C=C_0)} w(\tau) d\tau \quad (4.3)$$

donde  $C_0$  es el nivel de umbral,

$$W(\tau) \approx \frac{1}{\langle \tau \rangle} e^{-\left(\frac{\tau}{\langle \tau \rangle}\right)} \quad (4.4)$$

La densidad exponencial de (4.2) permite evaluar las características mencionadas, para niveles de umbral relativamente alto. Cuando las exigencias son mayores (niveles de umbral pequeños), es necesario considerar los tiempos promedio

respecto a la duración  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y el intervalo  $\langle \tau \rangle_{DIP}$  de los pulsos. Estos tiempos pueden obtenerse de acuerdo con el siguiente procedimiento: si se considera un proceso  $(x)$  con distribución- $m$  (Nakagami) [18], de parámetros  $m$  y  $\Omega$ , la función de densidad de probabilidad de la intensidad de  $x^2 = y$  de una señal recibida por el sistema de medición es:

$$w(y) = \frac{y^{m-1}}{\Gamma(m) \left( \frac{\Omega^2}{m} \right)^m} e^{\left( -\frac{y}{\Omega^2} \right)} \quad (4.5)$$

Para representar la función de densidad de probabilidad de la ecuación (4.5) en la forma clásica de la distribución Gamma se tiene que:

$$\left( \frac{\Omega^2}{m} \right) = \beta \quad \text{y} \quad m = \alpha + 1.$$

La probabilidad de que se tenga una secuencia de señales interferentes impulsivas, debe ser igual a la razón de pulsos que rebasan el umbral mínimo de interferencias prefijado, multiplicado por el tiempo que se prefija para el análisis (la duración de los pulsos o intervalo entre ellos). Ahora bien, como el tiempo es el parámetro de interés, éste se determina para la DDP y para la DIP.

Para la DDP se puede hacer uso de la expresión siguiente [22, 23]:

$$\langle \tau \rangle = \eta \frac{\sqrt{2\pi} (\sqrt{m}) [\Gamma(m)]}{\omega \Gamma(m+1/2)} = \eta \frac{\sqrt{2\pi} (\sqrt{\alpha+1}) [\Gamma(\alpha+1)]}{\omega \Gamma(\alpha+3/2)} \quad (4.6)$$

Si  $\Omega^2$  corresponde a la potencia promedio de la señal interferente y el umbral del mínimo nivel de potencia prefijado es  $C_o$ , el margen de desvanecimiento de los pulsos puede expresarse como:

$$\eta = \frac{1}{\frac{C_o}{\sqrt{\beta(\alpha+1)}}} \quad (4.7)$$

Donde para las interferencias impulsivas se tiene [24]:

$$\alpha = \frac{\langle V_{pico} \rangle^2}{\langle V_{pico}^2 \rangle - \langle V_{pico} \rangle^2} - 1; \quad \beta = \frac{\langle V_{pico}^2 \rangle - \langle V_{pico} \rangle^2}{\langle V_{pico} \rangle}$$

El valor  $V_{pico}$  se determina de las señales medidas.

Sustituyendo (4.5) y  $\omega = \frac{2\pi}{\tau_{max}}$  en (4.4) el tiempo promedio para la DDP es:

$$\langle \tau \rangle_{DDP} = \frac{\sqrt{(\alpha+1)\Gamma(\alpha+1)} \sqrt{v\gamma(\alpha+1)}}{\sqrt{2\pi} C_0 \Gamma(\alpha + 3/2)} \tau_{MAX} \quad (4.8)$$

Para la DIP, [21, 22] se tiene:

$$\langle \tau \rangle = \eta \frac{\sqrt{2\pi}}{\omega} \left[ \left( 1 + \frac{1}{\eta^2 m} \right)^m - 1 \right] \frac{(\sqrt{m})[\Gamma(m)]}{\Gamma(m+1/2)} \quad (4.9)$$

Siguiendo el mismo procedimiento de sustitución de (4.6) para (4.9) se obtiene el tiempo promedio para DIP.

$$\langle \tau \rangle_{DIP} = \frac{\sqrt{v\gamma(\alpha+1)}}{C_0} \left[ \left( 1 + \frac{C_0^2}{v\gamma(\alpha+1)^2} \right)^{\alpha+1} - 1 \right] \frac{\sqrt{(\alpha+1)\Gamma(\alpha+1)}}{\Gamma(\alpha + 3/2)} \cdot \frac{\tau_{MAX}}{\sqrt{2\pi}}, \quad (4.10)$$

donde  $v$  y  $\rho$  son los coeficiente para el medio de propagación. Para el caso específico donde se realizaron las pruebas se consideran los siguientes valores [25]:

$\rho = 3$  para localización de las fuentes en un volumen (esfera).

$\nu = 1/7$  para comportamiento de la señal con multitrayectorias.

Para mejorar la exactitud en la definición de los niveles de umbral, es posible utilizar la representación de  $w(\tau)$  con coeficientes de corrección. La función de densidad para esta condición, tiene la forma:

$$w(\tau) = C_1 \tau e^{(-C_2 \tau^2)} \quad (4.11)$$

donde  $\langle \tau \rangle$  corresponde a los tiempos promedio  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y  $\langle \tau \rangle_{DIP}$ , respectivamente, y los coeficientes  $C_1$  y  $C_2$  desconocidos, pueden obtenerse de la siguiente manera.

Como es conocido que:

$$\int w(x) dx = 1; \quad (4.12)$$

$$\int x w(x) dx = \frac{\alpha}{m} = \langle \tau \rangle; \quad (4.13)$$

$$\int x^2 w(x) dx = \frac{\alpha}{2m} = \frac{\langle \tau \rangle}{2}; \quad (4.14)$$

Entonces, para el caso de la función de densidad de la expresión (4.11), se tiene que de (4.12), (4.11) puede expresarse como:

$$\frac{C_1}{2} \int_0^{\infty} e^{(-C_2 \tau^2)} d\tau^2 = \frac{C_1}{2C_2} = 1 \quad (4.15)$$

y de (4.13), (4.11) puede expresarse como:

$$C_1 \int_0^{\infty} \tau^2 e^{(-C_2 \tau^2)} d\tau^2 = \frac{C_1 \sqrt{\pi}}{4C_2^{3/2}} = \langle \tau \rangle \quad (4.16)$$

Combinando (4.15) y (4.16) se tiene:

$$C_1 = \frac{\pi}{2\langle\tau\rangle^2} \quad (4.17)$$

$$C_2 = \frac{\pi}{4\langle\tau\rangle^2} \quad (4.18)$$

La expresión (4.11) puede utilizarse para predecir las DDP y DIP de señales interferentes pulsantes, de acuerdo a un nivel de umbral prefijado que se involucra en los tiempos promedio. En este caso los niveles de umbral pueden cubrir un intervalo bastante amplio, por lo que el modelo propuesto también puede usarse para proporcionar algunas mejoras en la exactitud respecto con la densidad exponencial de la ecuación (4.4).

Otra forma de representar  $w(\tau)$  con una mejor definición respecto a los niveles de umbral, es como se mostró en [18]; donde se fija un intervalo de observación normalizado  $T$ , el valor  $\langle\tau\rangle^2 = \langle\tau\rangle/2$  y las condiciones antes mencionadas. Bajo esta nueva propuesta se tiene:

$$w(\tau) = C_1 \tau^{C_2} e^{-C_3 \tau^2}, \quad (4.19)$$

Ahora, los coeficientes desconocidos son  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$ , los cuales se pueden determinar de la siguiente manera.

Desde (4.12) se tiene:

$$C_1 = \int_0^{\infty} x^{C_2+1-1} e^{-C_3 x} dx = \frac{C_1 \Gamma(C_2+1)}{C_3^{C_2+3}} \quad (4.20)$$

de (4.13) y resolviendo la integral para el caso de (4.20) se tiene:

$$\frac{C_1 \Gamma(C_2+2)}{C_3^{C_2+2}} = \frac{\alpha}{m} = \langle\tau\rangle \quad (4.21)$$



Ahora desde (4.14) y resolviendo la integral para el caso de (4.20) se tiene:

$$\frac{C_1 \Gamma(C_2 + 3)}{C_3^{C_2+3}} = \frac{\alpha}{2m} = \frac{\langle \tau \rangle}{2} \quad (4.22)$$

Despejando de (4.20), (4.21) y (4.22) los coeficientes C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> y C<sub>3</sub> y haciendo las combinaciones adecuadas se obtiene:

$$C_1 = \frac{\left( \frac{2}{1-2\langle \tau \rangle} \right)^{\frac{2}{1-2\langle \tau \rangle}}}{\Gamma\left( \frac{2\langle \tau \rangle}{1-2\langle \tau \rangle} \right)}; \quad C_2 = 1 - \frac{2\langle \tau \rangle}{1-2\langle \tau \rangle}; \quad C_3 = \frac{2}{1-2\langle \tau \rangle}; \quad (4.23)$$

donde  $\langle \tau \rangle$  corresponde a  $\langle \tau \rangle_{DDP}/T$  o  $\langle \tau \rangle_{DIP}/T$ , de acuerdo al caso requerido para la predicción de DDP y DIP respectivamente.

Sustituyendo estos coeficientes en (4.19) se tiene finalmente la expresión (4.24) que es:

$$W(\tau) = \left[ \frac{2}{1-2\langle \tau \rangle} \right]^{\frac{2\langle \tau \rangle}{1-2\langle \tau \rangle}} \frac{\tau^{\frac{4\langle \tau \rangle - 1}{1-2\langle \tau \rangle}}}{\Gamma\left( \frac{2\langle \tau \rangle}{1-2\langle \tau \rangle} \right)} \exp\left( -\frac{2\tau}{1-2\langle \tau \rangle} \right) \quad (4.24)$$

donde  $(1-2\langle \tau \rangle) > 0$ , de acuerdo a la suposición de que  $\tau > \tau_c$  y  $\langle \tau \rangle/T \ll 1$ .

### 4.3. - APLICACIÓN DE LOS MODELOS PROBABILÍSTICOS TEMPORALES PARA EMI IMPULSIVAS

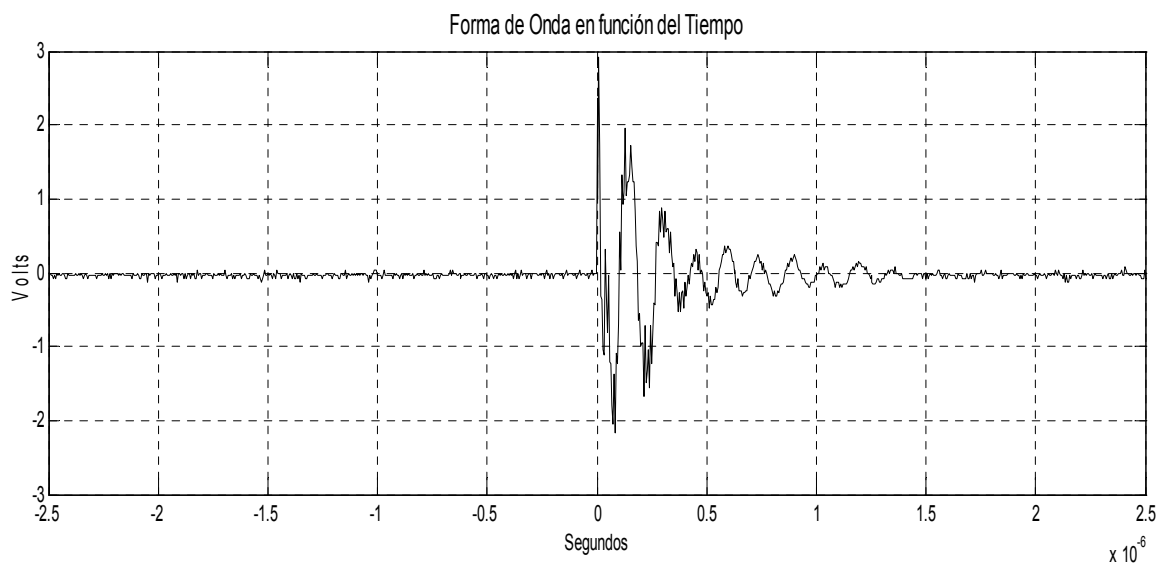
La utilización de las funciones de densidad con los tiempos promedio determinados por las DDP y DIP, corresponden a las ecuaciones (4.11), (4.19) y (4.24), la utilización de dichas funciones dependen del nivel de umbral requerido o prefijado. Para umbrales relativamente altos se puede utilizar la función de densidad de probabilidad (4.11) y para niveles relativamente pequeños la función

de densidad de probabilidad adecuada es (4.24), para los niveles intermedios se pueden aplicar las otras funciones de densidad de probabilidad.

Para el problema específico de las interferencias impulsivas generadas por el láser de N<sub>2</sub>, las funciones de densidad se determinan a partir de los datos medidos de dichas interferencias, que se obtienen de cada uno de los puntos de medición mencionados anteriormente en la zona del laboratorio donde opera el láser de N<sub>2</sub>.

Para el punto M1 su gráfica es la que se muestra en la figura 4.2, al aplicar la función de densidad de primer aproximación (4.11) se obtienen los valores aplicando (4.17) y (4.18) de las constantes C<sub>1</sub> y C<sub>2</sub>, así como los valores de  $\alpha$  y  $\beta$  se muestran en las tablas 4.1 y 4.2, aplicando (4.8) y (4.10) se obtuvieron los valores de  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y  $\langle \tau \rangle_{DIP}$  respectivamente, para posteriormente calcular la función de densidad de duración de pulso con la primer aproximación y la función de densidad de intervalo entre pulsos con la primer aproximación.

Este proceso se repite para cada una de las mediciones realizadas en los lugares donde se efectuaron las mediciones M2, M3 y M4 que se muestran en la figura 3.3 y se encuentran en las distancias mencionadas en la tabla 3.1.



**Fig. 4.2. EMI radiada medida en M1.**

Los parámetros para determinar los  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y  $\langle \tau \rangle_{DIP}$ , son los de la tabla 4.1:

**Tabla 4.1. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  de EMI radiada medida en M1.**

A	$\beta$	C <sub>0</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>
-0.9954	-6.4537	0.1	$1.6673 \times 10^{12}$	$8.3364 \times 10^{11}$

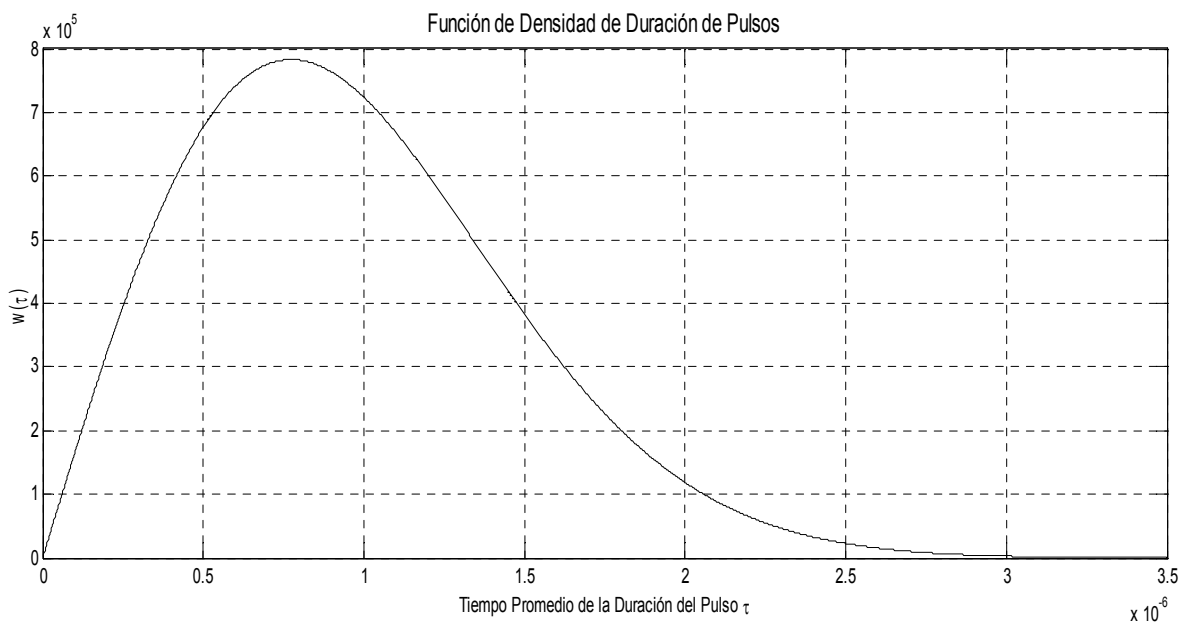
El valor de  $\langle \tau \rangle_{DDP} = 9.7063 \times 10^{-7}$ .

**Tabla 4.2. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DIP}$  de EMI radiada medida en M1.**

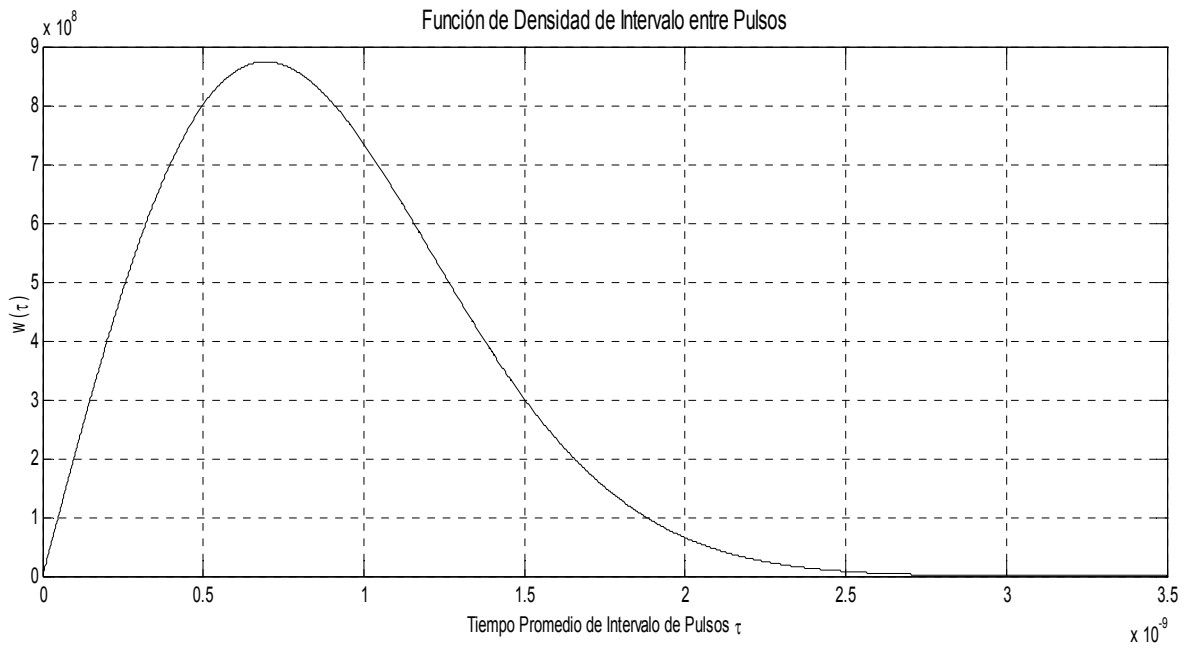
A	$\beta$	C <sub>0</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>
-0.9954	-6.4537	0.1	$2.0755 \times 10^{18}$	$1.0377 \times 10^{18}$

El valor de  $\langle \tau \rangle_{DIP} = 8.6997 \times 10^{-10}$ .

Las funciones de densidad de las interferencias impulsivas para el punto M1 desde un punto de vista temporal se muestran la figura 4.3 para la DDP y en la figura 4.4 para la DIP.

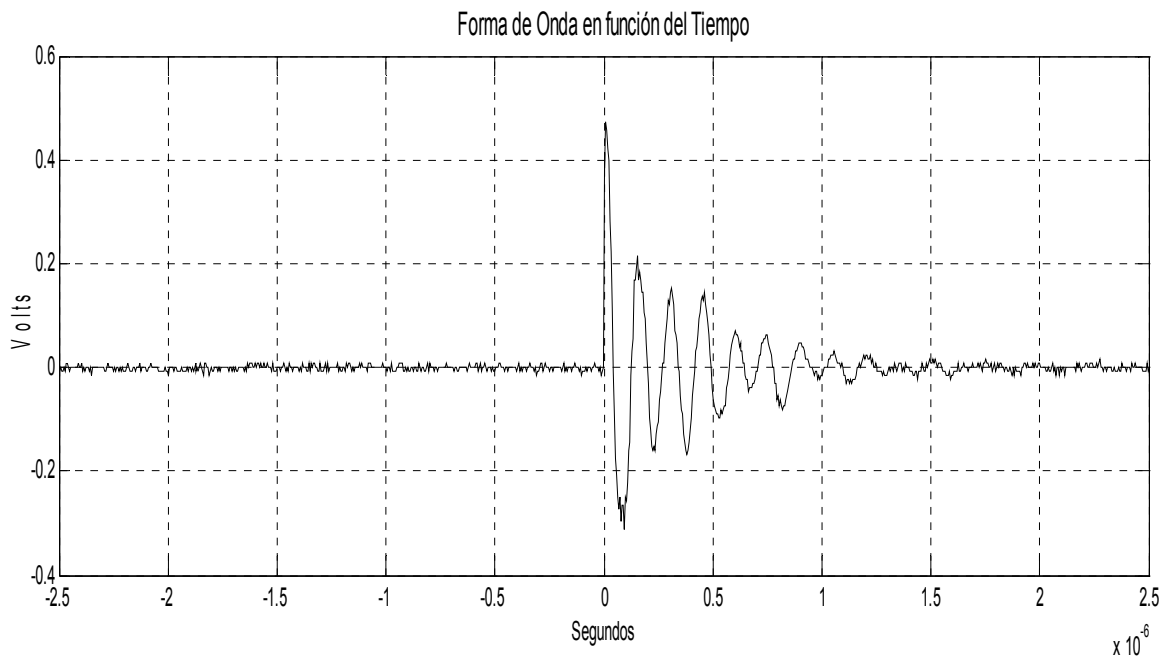


**Fig. 4.3. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox.**



**Fig. 4.4. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox.**

En el punto de medición M2 de la figura 3.3, se obtuvo la gráfica que se muestra en la figura 4.5.



**Fig. 4.5. EMI radiada medida en M2.**

De la figura 4.5 se determinan los parámetros para los  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y  $\langle \tau \rangle_{DIP}$ , son:

**Tabla 4.3. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  de EMI radiada medida en M2.**

A	B	C <sub>0</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>
-0.9968	-11.5549	0.1	$1.6879 \times 10^{12}$	$8.4395 \times 10^{11}$

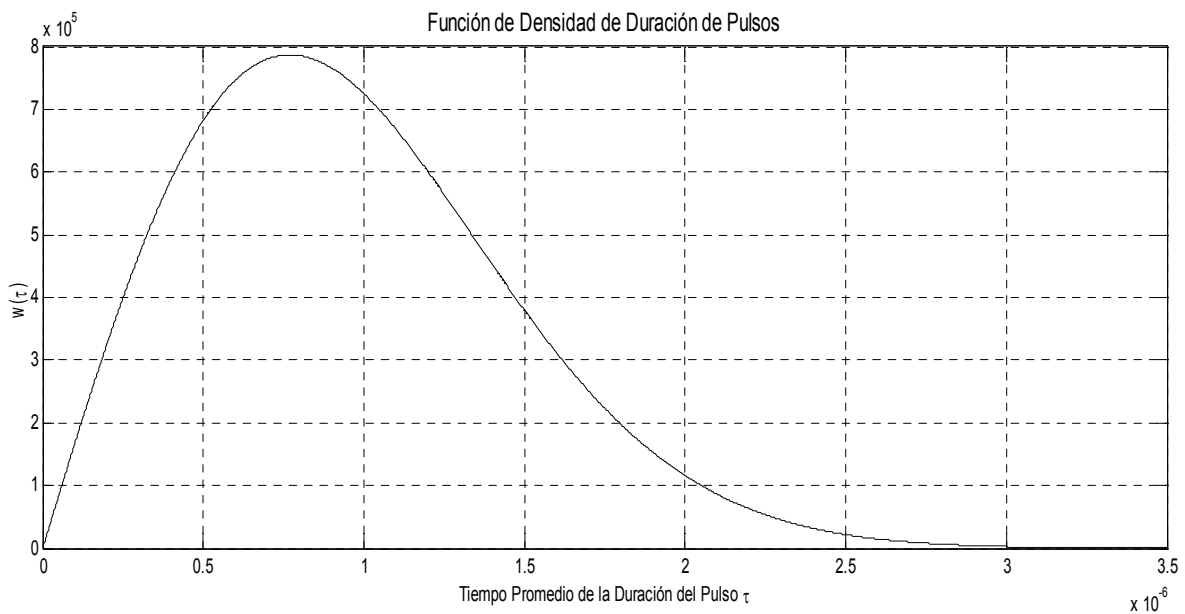
Los valores de  $\langle \tau \rangle_{DDP} = 9.6469 \times 10^{-7}$ .

**Tabla 4.4. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DIP}$  de EMI radiada medida en M2.**

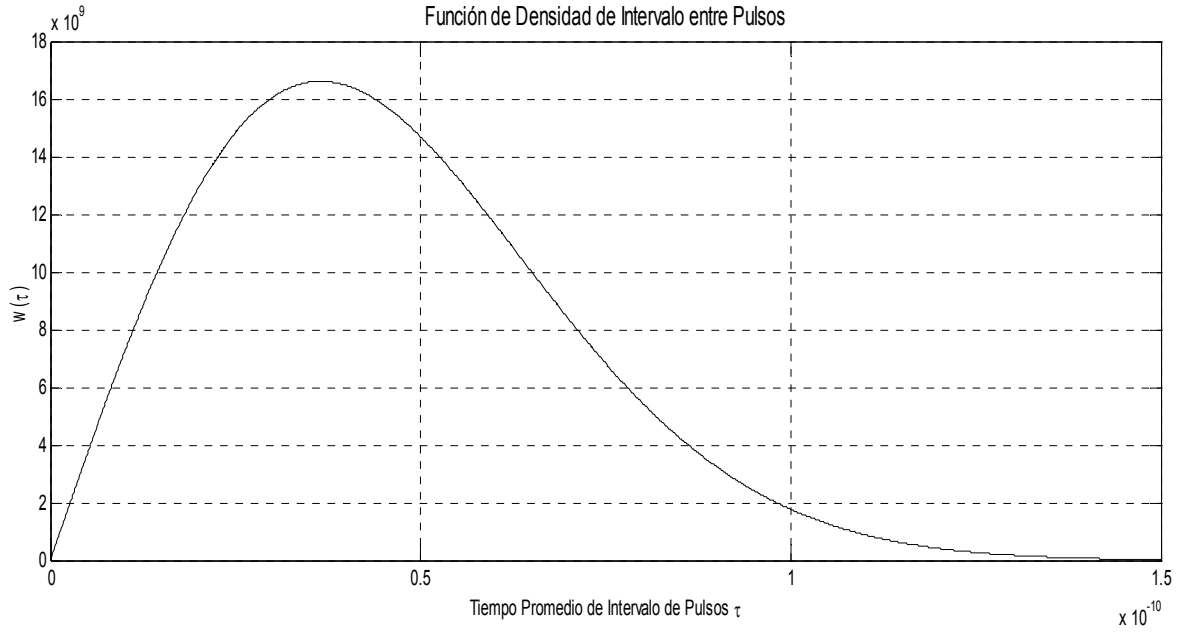
A	$\beta$	C <sub>0</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>
-0.9968	-11.5549	0.1	$1.6765 \times 10^{26}$	$8.3824 \times 10^{25}$

El valor de  $\langle \tau \rangle_{DIP} = 9.6797 \times 10^{-14}$ .

Las funciones de densidad de las interferencias impulsivas para el punto M2 se muestran en la figura 4.6 para la DDP y en la figura 4.7 para la DIP.

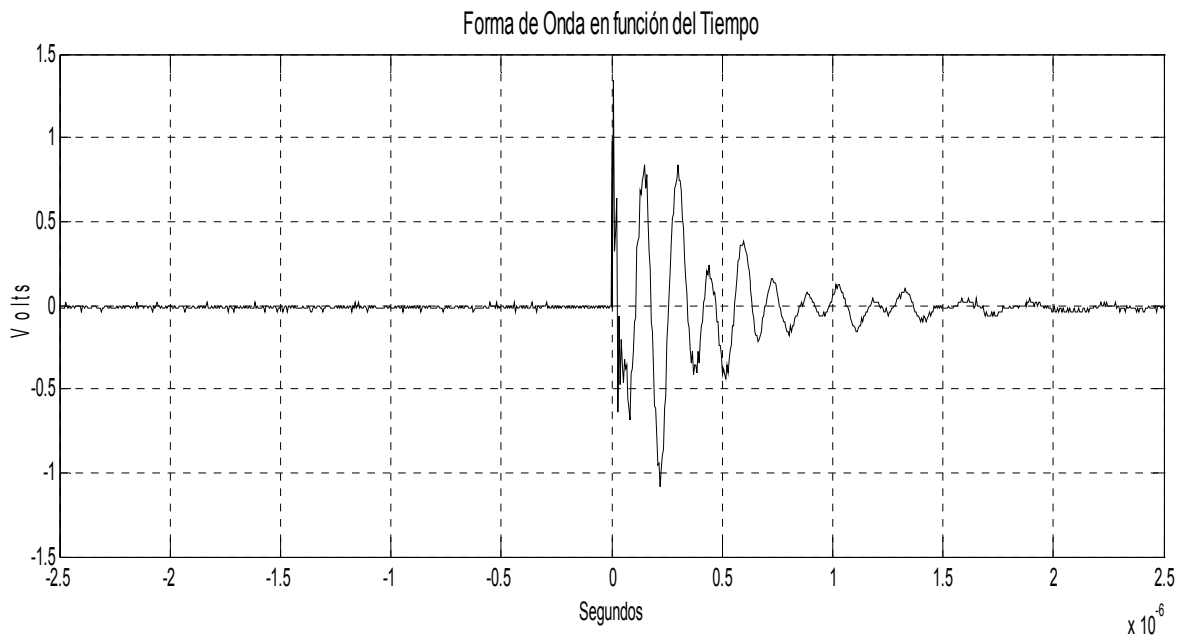


**Fig. 4.6. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox.**



**Fig. 4.7. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox.**

En el punto de medición M3 de la figura 3.3, se obtuvo la gráfica que se muestra en la figura 4.8.



**Fig. 4.8. EMI radiada medida en M3.**

De la gráfica anterior se determinan los parámetros para los  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y  $\langle \tau \rangle_{DIP}$ , son:

**Tabla 4.5. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  de EMI radiada medida en M3.**

<b>A</b>	<b><math>\beta</math></b>	<b>C<sub>0</sub></b>	<b>C<sub>1</sub></b>	<b>C<sub>2</sub></b>
-0.9983	-8.6091	0.1	$1.6801 \times 10^{12}$	$8.4004 \times 10^{11}$

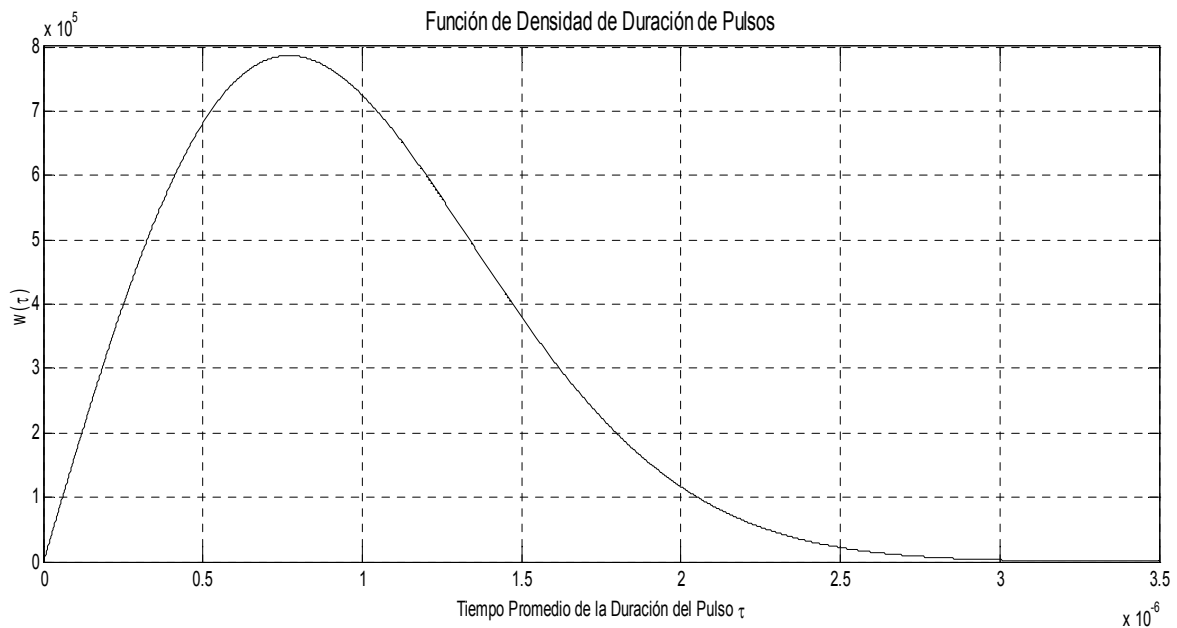
Los valores de  $\langle \tau \rangle_{DDP} = 9.6693 \times 10^{-7}$ .

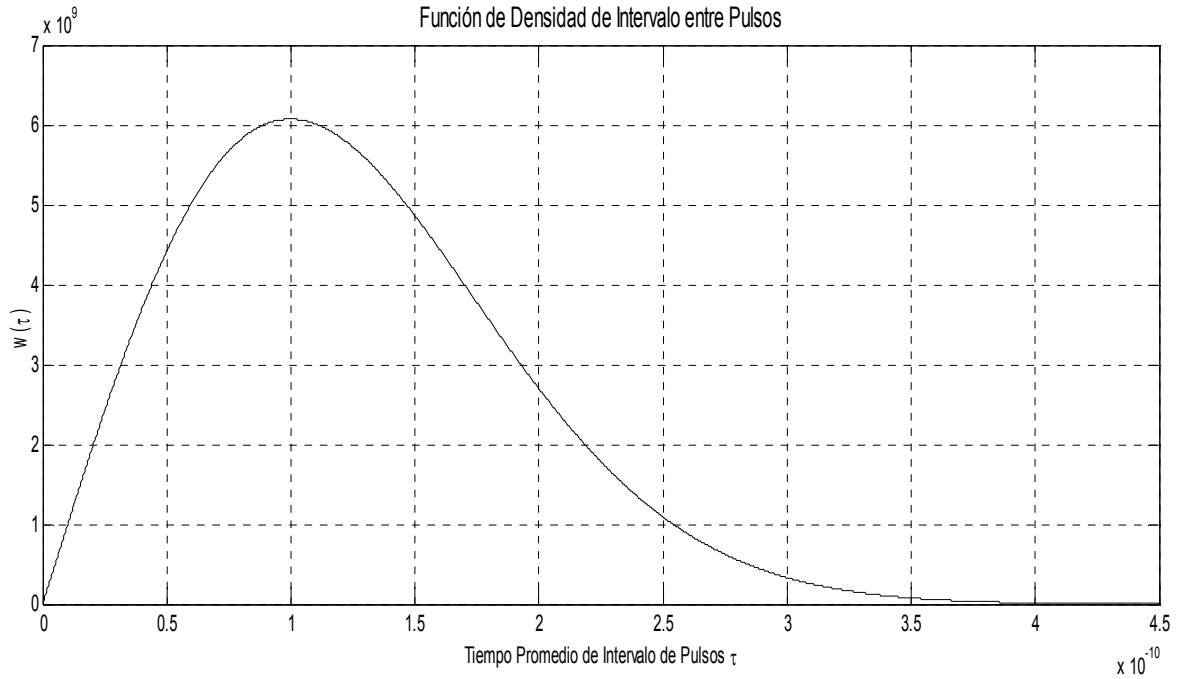
**Tabla 4.6. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DIP}$  de EMI radiada medida en M3.**

<b>A</b>	<b><math>\beta</math></b>	<b>C<sub>0</sub></b>	<b>C<sub>1</sub></b>	<b>C<sub>2</sub></b>
-0.9983	-8.6091	0.1	$1.002 \times 10^{20}$	$5.009 \times 10^{19}$

El valor de  $\langle \tau \rangle_{DIP} = 1.2521 \times 10^{-10}$ .

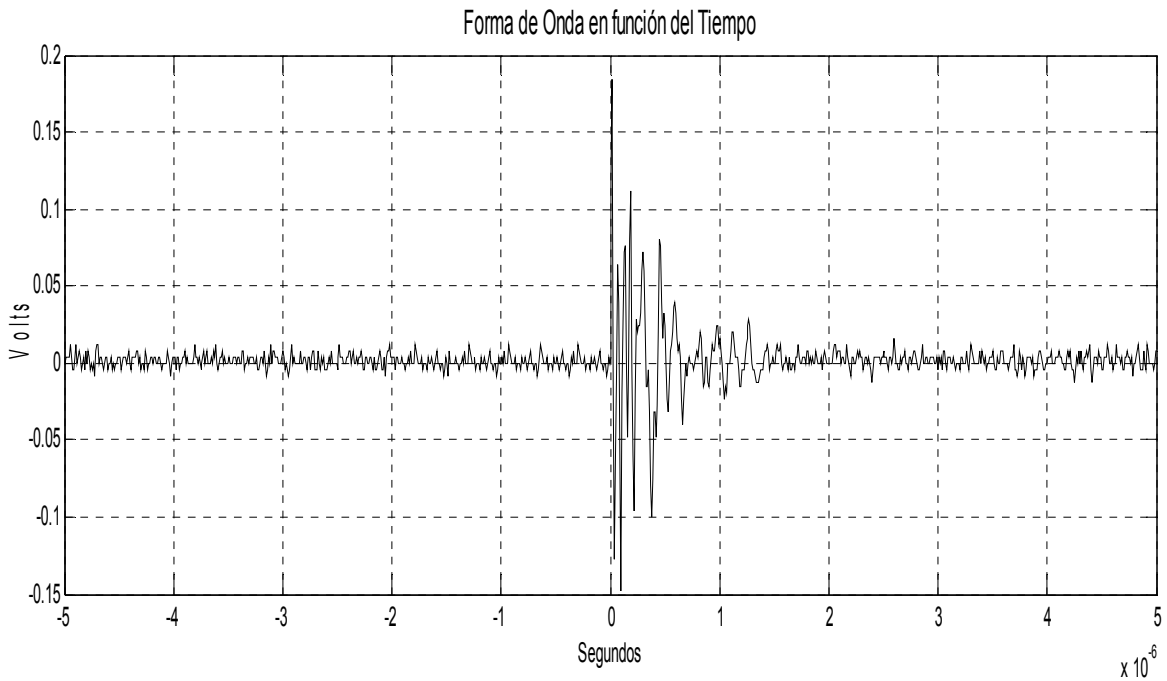
Las funciones de densidad de las interferencias impulsivas para el punto M3 se muestran en la figura 4.9 para la DDP y en la figura 4.10 para la DIP.

**Fig. 4.9. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox.**



**Fig. 4.10. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox.**

En el punto de medición M4 de la figura 3.3, se obtuvo la gráfica que se muestra en la figura 4.11.



**Fig. 4.11. EMI radiada medida en M4.**



De la gráfica de la figura 4.11 se determinan los parámetros para los  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y  $\langle \tau \rangle_{DIP}$ , estos se presentan en la tabla 4.7 y 4.8.

**Tabla 4.7. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  de EMI radiada medida en M4.**

<b>A</b>	<b><math>\beta</math></b>	<b>C<sub>0</sub></b>	<b>C<sub>1</sub></b>	<b>C<sub>2</sub></b>
-0.987	0.1888	0.1	$1.6291 \times 10^{12}$	$8.1457 \times 10^{11}$

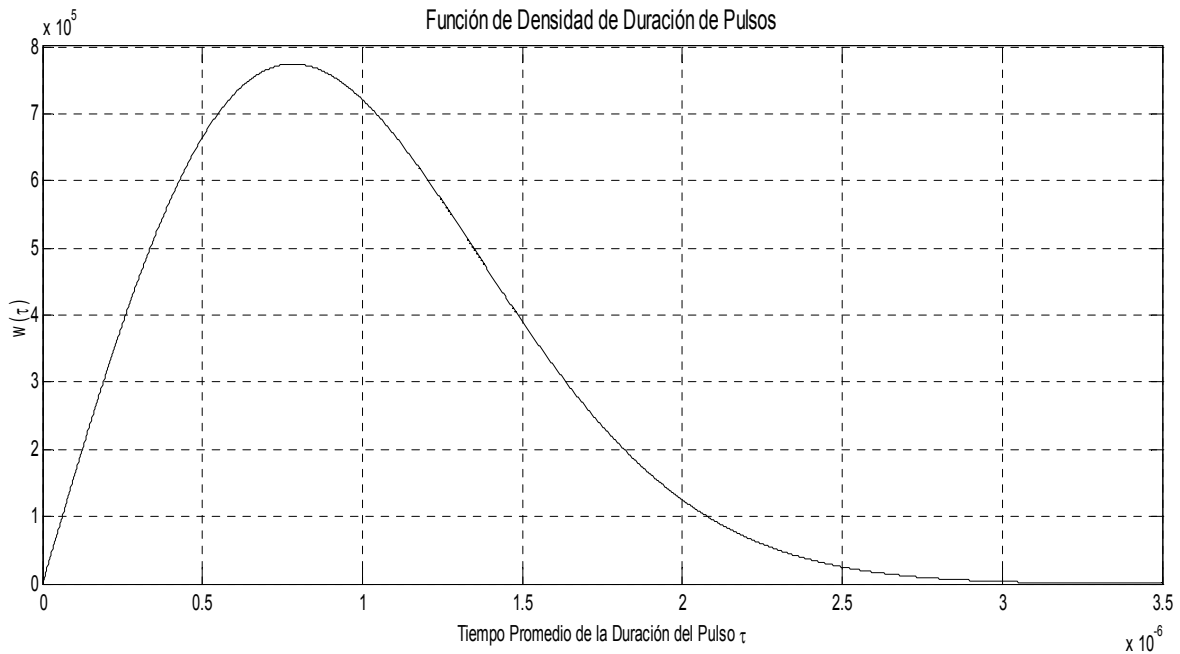
Los valores de  $\langle \tau \rangle_{DDP} = 9.8193 \times 10^{-7}$ .

**Tabla 4.8. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DIP}$  de EMI radiada medida en M4.**

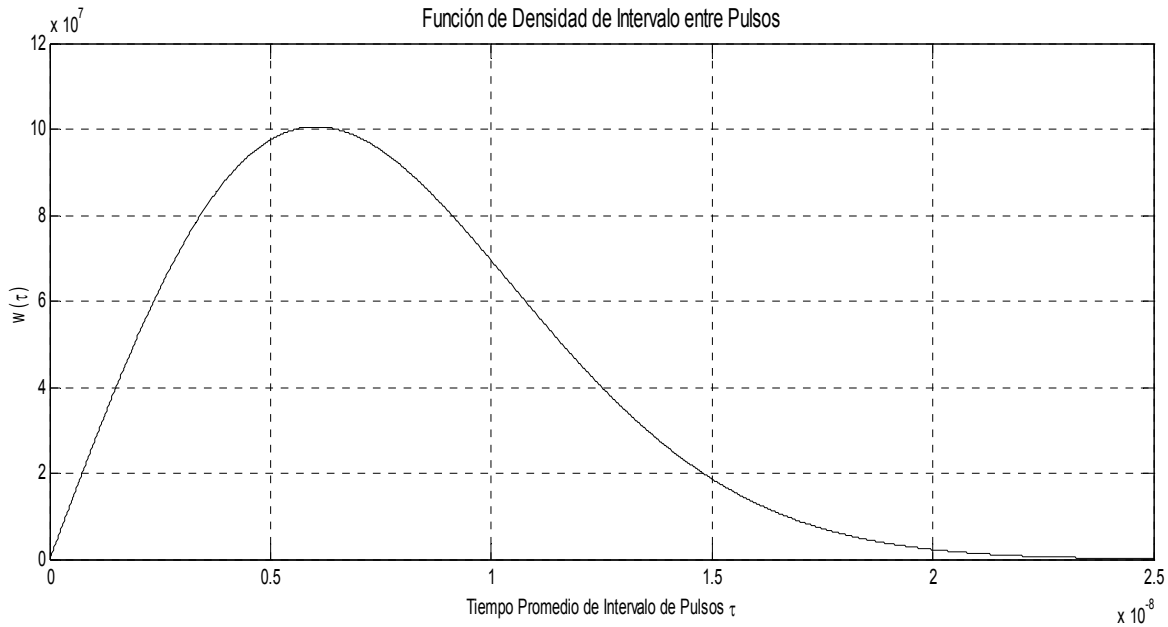
<b>A</b>	<b><math>\beta</math></b>	<b>C<sub>0</sub></b>	<b>C<sub>1</sub></b>	<b>C<sub>2</sub></b>
-0.987	0.1888	0.1	$2.7493 \times 10^{16}$	$1.3746 \times 10^{16}$

El valor de  $\langle \tau \rangle_{DIP} = 7.5588 \times 10^{-9}$ .

Las funciones de densidad de las interferencias impulsivas para el punto M4 se muestran en la figura 4.12 para la DDP y en la figura 4.13 para la DIP.



**Fig. 4.12. Función de Densidad de Duración de Pulsos 1er. aprox.**



**Fig. 4.13. Función de Densidad de Intervalo entre Pulsos 1er. aprox.**

Para la función de densidad de segunda aproximación, de la ecuación (4.24) se tiene que los parámetros para determinar los  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  y  $\langle \tau \rangle_{DIP}$ , son iguales para todos los casos de las interferencias impulsivas radiadas, aunque la  $\alpha$  y la  $\beta$  sean diferentes en cada medición, estos parámetros se muestran en la tabla 4.9 y 4.10.

**Tabla 4.9. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DDP}$  con la segunda aproximación.**

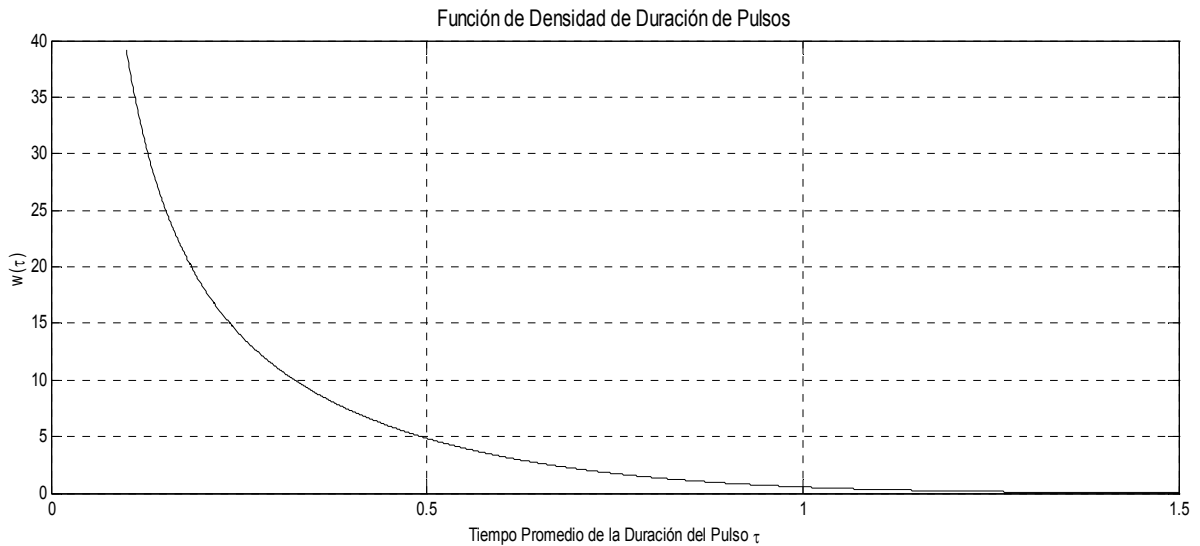
<b>C<sub>0</sub></b>	<b>C<sub>1</sub></b>	<b>C<sub>2</sub></b>	<b>C<sub>3</sub></b>
0.1	4	-1	2

**Tabla 4.10. Parámetros para determinar  $\langle \tau \rangle_{DIP}$  con la segunda aproximación.**

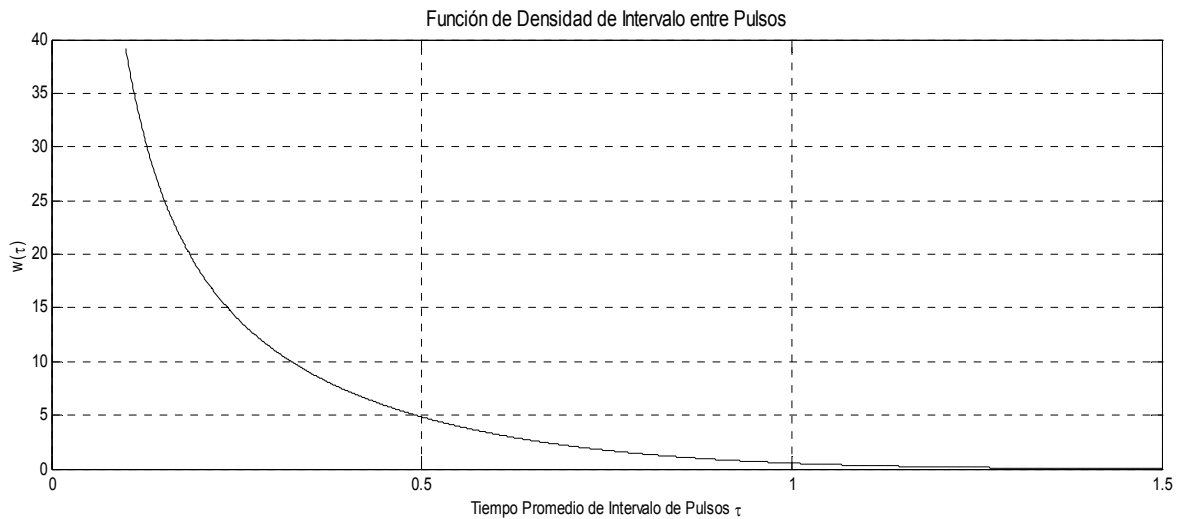
<b>C<sub>0</sub></b>	<b>C<sub>1</sub></b>	<b>C<sub>2</sub></b>	<b>C<sub>3</sub></b>
0.1	4	-1	2

Las gráficas que resultaron de la aplicación de 4.24, de acuerdo a los tiempos promedios previamente calculados para cada interferencia impulsiva

correspondiente a los puntos de medición señalados en la figura 3.3, son la figura 4.14 para la DDP y la figura 4.15 para la DIP.



**Fig. 4.14. Función de Densidad de Duración de Pulsos 2da. aprox.**



**Fig. 4.15. Función de Densidad de Duración de Pulsos 2da. aprox.**

#### 4.4. - COMENTARIOS

Del análisis probabilístico de las interferencias del láser N<sub>2</sub> realizado en los puntos M1, M2, M3 y M4 se puede concluir que:

- Para el tiempo promedio de duración de pulsos las funciones de densidad son similares en cada uno de los puntos de medición como se puede observar en las graficas de las figuras 4.3, 4.6, 4.9 y 4.12. Los valores esperados son de  $1.8 \times 10^{-6}$  con una razón de probabilidad de aproximadamente  $8 \times 10^5$ .
- Para el tiempo promedio de intervalos de pulso se tiene que las funciones de densidad son diferentes en cada punto de medición como se observa en las graficas de la figura 4.4, 4.7, 4.10 y 4.13. Por lo que las funciones de densidades cambian así como el valor esperado en cada punto de medición.

De lo anterior se puede comentar que debido a que la señal interferente que emite el láser N<sub>2</sub> tiene de forma semi – periódica las probabilidades de duración de pulsos son similares. Sin embargo la probabilidad del promedio de duración de pulsos cambia por los obstáculos que generan multitrayectorias en su propagación.

---

## CAPÍTULO 5. - CONCLUSIONES

Los modelos probabilísticos temporales para el análisis de señales interferentes electromagnéticas impulsivas son técnicas auxiliares que permiten analizar los efectos de la susceptibilidad de instrumentos o sistemas eléctricos y/o electrónicos que operan en ambientes con alto nivel de contaminación electromagnética.

Los laboratorios o lugares donde normalmente operan láseres gaseosos se consideran ambientes con alto grado de contaminación electromagnética debido a que dichos láseres generan EMI impulsivas tanto radiadas como conducidas. Estas EMI se producen por las descargas eléctricas presentes en el sistema, que constituyen su forma de excitación para lograr radiación láser.

Los niveles de las EMI en los alrededores donde opera el láser de  $N_2$  alcanzan magnitudes de campo eléctrico del orden de  $152.2\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$  en los puntos de medición más cercanos, estos niveles pueden dañar los instrumentos de medición, altamente sensibles; un osciloscopio típico que se utiliza en el laboratorio, llega a tener  $2\text{mV}/\text{por división}$ , lo que implica que se puede tener una sensibilidad de  $200\mu\text{V}$ . Este instrumento puede ser una referencia típica para los instrumentos de medición en general. Para lugares lejanos donde opera el láser a pesar de las multitrayectorias se tienen EMI de niveles significativos con respecto a la sensibilidad de los osciloscopios ya que sobrepasan con facilidad estos niveles, por lo que, los análisis llevados a cabo en este trabajo de investigación cubren perfectamente las expectativas propuestas en nuestro objetivo.

En la tabla 5.1 se muestran los valores del campo eléctrico obtenido mediante las mediciones y los cálculos desarrollados anteriormente, de este análisis se aprecia que la intensidad del campo eléctrico generado por el láser de  $N_2$  es constante en

los puntos de medición M1, M2 y M3; mientras que en el punto M4 el campo eléctrico disminuye considerablemente, esto es debido al aumento de la distancia con respecto a los otros puntos de medición.

**Tabla 5.1. Campo eléctrico en los puntos de medición.**

<b>Punto de medición</b>	<b>Campo eléctrico.</b>
M1	$E = 152.2 \text{ dB } (\mu\text{V/m})$
M2	$E = 135.7 \text{ dB } (\mu\text{V/m})$
M3	$E = 141.6 \text{ dB } (\mu\text{V/m})$
M4	$E = 129.6 \text{ dB } (\mu\text{V/m})$

Se puede apreciar que la intensidad de las EMI radiadas generadas por el láser de  $\text{N}_2$ , no disminuyen ni siquiera porque las áreas del laboratorio estén construidas con material metálico, lo cual nos lleva a la conclusión de que dichas áreas no están diseñadas para evitar este tipo de EMI, lo ideal sería que se diseñaran como jaulas de Faraday.

Como una parte importante de las aportaciones de esta tesis se tiene el desarrollo de los modelos probabilísticos temporales, cuyas densidades de probabilidad encontradas permiten determinar la probabilidad de falla de los equipos, dispositivos, y/o sistemas que operan con energía eléctrica víctimas de las EMI de tipo impulsivas. Las funciones de densidad desarrolladas son, la función de Densidad de Distribución entre Pulsos y la función de Densidad de Intervalos de Pulsos y desde luego también la distribución de amplitud y de potencia de la señal.

- Para una señal con distribución de la amplitud de la envolvente tipo Nakagami, la potencia instantánea correspondiente tiene una distribución gamma.

- 
- Entonces a pesar de que el modelo de distribución Nakagami se aplica a las comunicaciones inalámbricas de UHF, y las frecuencias que se midieron en este trabajo de investigación no son del intervalo de UHF, sin embargo el modelo de Nakagami es válido para este análisis.

La distribución de amplitud y potencia de la señal se puede utilizar para encontrar las probabilidades de falla de los equipos víctimas de las EMI impulsivas:

- Si la envolvente es una distribución de Nakagami, la potencia instantánea gamma es una distribución gamma.
- El parámetro  $m$  es llamado el “el factor forma” de Nakagami o la distribución gamma.
- En el caso especial  $m = 1$ , el desvanecimiento de las señales impulsivas llega a ser una distribución exponencial de potencia instantánea.
- Para  $m > 1$ , las fluctuaciones reducen la intensidad de la señal en comparación con el desvanecimiento en forma de una distribución exponencial.

El desvanecimiento del modelo de Nakagami fue propuesto inicialmente, ya que corresponde a los resultados empíricos de onda corta para su propagación.

Como se puede observar en los resultados del capítulo 4 respecto a los tiempos promedio de DDP y DIP, la función de densidad (4.11) presenta una distribución que permite determinar la probabilidad de la intensidad de los pulsos, desde la cual se pueden fijar los niveles temporales con respecto a su repetición. La función de densidad (4.24) es de mayor exactitud de tal forma que los resultados que tenemos son iguales debido a que las EMI de tipo impulsivas presentan una forma

bipolar de tipo exponencial, por lo que su función de densidad tiende a ser más corta.

Los resultados obtenidos son considerados satisfactorios dado que las funciones desarrolladas se pueden aplicar para cualquier intervalo de frecuencia, ya que solo dependen específicamente de las características temporales como son, los tiempos promedio de la distribución e intervalo de pulsos, desde luego, considerando las amplitudes máximas, que aplicando integración nos proporciona la envolvente de la señal.

### **5.1. - TRABAJO A FUTURO**

A partir de los resultados obtenidos y haciendo un análisis más exacto respecto a las multitrectorias de las EMI impulsivas radiadas, se requiere aplicar las técnicas estadísticas a otro tipo de modelos probabilísticos como puede ser de Rayleigh o de Rice, que normalmente se utilizan para las comunicaciones inalámbricas, con el fin de determinar las trayectorias dominantes en lugares o sitios cerrados.

También es necesario llevar a cabo un análisis estadístico – probabilístico de las EMI impulsivas conducidas, con el fin de determinar características de filtros para los equipos conectados en la misma red de alimentación,



# APÉNDICE A

## PRINCIPIO DE UNA ANTENA DE ARO [26]

El objetivo de cualquier antena receptora es el de convertir una onda electromagnética en una tensión. Una antena de aro magnética es un embobinado de alambre de cobre en torno a un marco (cuyo centro puede ser aire) o alrededor de un material ferromagnético.

Una antena de aro es realmente sensible a los campos magnéticos y no a la intensidad del campo eléctrico (también llamado aro magnético). La ley de Faraday de la inducción (o de la ley de la inducción electromagnética), establece que la fuerza electromotriz inducida  $e(t)$  en un circuito es directamente proporcional a la velocidad de cambio de flujo magnético  $\Phi(t)$  a través del bucle de acuerdo con la relación:

$$e(t) = - \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (1)$$

donde:

- $h_e$  es la fuerza electromotriz inducida, en V.
- $\Phi$  es el flujo magnético a través del circuito, en Weber ( $\text{Wb} \equiv \text{V}\cdot\text{s}$ )

Esta ecuación es válida solamente para antenas eléctricamente cortas con respecto a la longitud de onda de interés, lo cual es cierto para las frecuencias de muy baja frecuencia.

El flujo magnético es una medida de la cantidad de magnetismo a través de la antena presentado por una inducción magnética determinada por:

$$\phi(t) = \vec{B}(t) \cdot \vec{S} = \|\vec{B}(t)\| \cdot \|\vec{S}\| \cdot \cos \theta \quad (2)$$

donde:

- $\phi$  es el flujo magnético a través del circuito, en Wb.
- $B$  es el vector magnético de inducción.
- $S$  es el vector normal a la estructura de superficie.
- $\theta$  es el ángulo entre las líneas del campo magnético y la normal de la estructura.

Para un campo magnético sinusoidal, la norma del vector B es:

$$\|\vec{B}(t)\| = B_0 \cos(\omega t) \quad (3)$$

donde:

- $B_0$  es la fuerza de inducción magnética, en Tesla ( $T \equiv \text{Wb/m}^2 \equiv \text{V}\cdot\text{s}/\text{m}^2$ ).
- $\omega$  es la frecuencia angular del campo magnético inductivo, en  $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ .

Para un aro con  $N$  vueltas, cada una de ellas de área  $A$ , la norma del vector  $S$  es:

$$\|\vec{S}\| = N A \quad (4)$$

De las ecuaciones (2) y (1) se tiene:

$$\phi(t) = N A B_0 \cos(\omega t) \cos \theta \quad (5)$$

$$\mathcal{E}(t) = N A B_0 \omega \sin(\omega t) \cos \theta \quad (6)$$

Dado que  $\omega = 2\pi f$  el valor RMS de la fuerza electromotriz a la salida de la antena es:

$$V_{\text{rms}} = 2\pi N A f B_{\text{rms}} \cos \theta \quad (7)$$

## EXPRESIÓN DE LA TENSIÓN INDUCIDA EN FUNCIÓN DE LA INTENSIDAD DEL CAMPO ELÉCTRICO.

La eficiencia de una antena se define a través de la "altura efectiva" de los parámetros de acuerdo a:

$$V_{\text{rms}} = h_e \cdot E_{\text{rms}} \quad (8)$$

donde:

- $V_{\text{rms}}$  es el valor RMS del voltaje inducido a la salida de la antena, en V.
- $h_e$  es la altura efectiva, en m.
- $E_{\text{rms}}$  es el valor RMS del campo eléctrico, en V/m.

Con  $f = \frac{c}{\lambda}$  el campo eléctrico se relacionan con la inducción magnética a través de  $E = cB$  y la altura efectiva de una antena de lazo esto es:

$$h_e = \frac{2 \pi N A \cos \theta}{\lambda} \quad (9)$$

donde:

- $h_e$  es la altura efectiva, en m.
- $N$  es el número de vueltas.
- $A$  es el área de cada devanado, en  $\text{m}^2$ .
- $\lambda$  es la longitud de onda, en m
- $\theta$  es el ángulo entre las líneas del campo magnético y la normal de la estructura.

Con una antena de ferrita, la inducción magnética a través de la antena se ve incrementada por un factor llamado permeabilidad relativa del medio. La ecuación (9) se convierte en:

$$h_e = \frac{2 \pi N A \mu_r \cos \theta}{\lambda} \quad (10)$$

donde:

- $\mu_r$  es la permeabilidad relativa, cantidad adimensional, y es específica de cada medio.

---

## EXPRESIÓN DE LA TENSIÓN INDUCIDA EN FUNCIÓN DE LA INTENSIDAD DEL CAMPO MAGNÉTICO.

El campo magnético de inducción a través del aro depende de la componente magnética de la onda electromagnética (denominado  $H$  o campo magnético) y en la permeabilidad magnética del bucle básico.

El campo magnético de inducción  $B$  se relaciona con el campo magnético  $H$  por:

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (11)$$

donde:

- $B$  es el valor del campo magnético de inducción, en Tesla ( $T \equiv V \cdot s/m^2$ ).
- $\mu_0$  es la permeabilidad en el vacío, constante de  $4\pi 10^{-7}$  H/m
- $\mu_r$  es la permeabilidad relativa, cantidad adimensional, y es específica de cada medio.
- $H$  es el valor RMS de la intensidad del campo magnético, en A/m.

Para un aro con centro de aire, hemos  $\mu_r = 1$ . Para un bucle de ferrita, las líneas de campo pueden ascender a varios cientos o miles debido a las propiedades ferromagnéticas del núcleo  $\mu_r$ .

Entonces la antena tiene un voltaje de RMS de salida,  $V_{rms}$ , de una determinada intensidad RMS de un campo magnético  $H_{rms}$ , de acuerdo a:

$$V_{rms} = 2 \pi \mu_0 \mu_r N A f H_{rms} \cos \theta \quad (12)$$

# REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Williams T., "EMC for Product Designers, 3rd Edition", Newnes, 2001, pp. 12.
- [2] - Montrose I. Mark, Nakauchi M. Edward, "Test for EMC Compliance - Approaches and Techniques", John Wiley & Sons, 2004, pp 2, 167, 227.
- [3] - Gayen, A.; Das, B.N.; Poddar, D.R., "Study of electromagnetic interference from a high power copper vapor laser". EMC 2005. Vol. 3, Issue, pp 847 - 850 Vol. 3. Digital Object Id. 10.1109/ISEMC.2005.1513643
- [4] - D. A. Leonard.: "Saturation of the molecular nitrogen second positive laser transition". Appl. Phys. Lett., 1965, Vol. 7 pp. 4-6.
- [5] - C. L. Stong.: "An Unusual Kind of Gas Laser that puts out in the Ultraviolet". The Amateur Scientist, Scientific American, Vol. 230, No. 6, pp. 122-127 June 1974.
- [6] - J. D. Shipman Jr. "Traveling Wave Excitation of Power Gas Laser". Appl. Phys. Lett. 1967. Vol. 10, pp. 4
- [7] - Martínez V. Argeo, "Estudio de Eficiencia en láseres de nitrógeno", Tesis de Maestría, 1992, pp. 3-4.
- [8] - ETS-LINGREN and ESCO Technologies Company, "Antenna Catalog", pp 46, 50, 74.
- [9] - Clayton R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", John Wiley & Sons, 2nd Edition, 2006, pp 53, 54, 59.
- [10] - Field Strength and Power Estimator, Nota de aplicación "1MA85", Rohde & Schwarz GmbH &Co. KG
- [11] - Kodali V. Prasad, "Engineering Electromagnetic Compatibility Principles, Measurements and Technologies", IEEE Press, 1996, pp 65 - 67, 140.
- [12] - D. C. Smith, "Current probes, more useful than you think," in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, 1998, pp. 284-289.
- [13] - G. Cerri, R. De Leo, V. M. Primiani, S. Pennesi, and P. Russo, "Wide-Band characterization of current probes," IEEE Trans. Electromagn. Compat. vol. 45, no. 4, pp. 616-625, Nov. 2003.

- [14] - N. Karrer and P. Hofer-Noser, "PCB Rogowski coils for high di/dt current measurements," in Proc. Power Electronics Specialists Conf., vol. 3, 2000, pp. 1296–1301.
- [15] - INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, "Specifications for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods—Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus—measuring apparatus," CISPR 16-1, IEC: 1999 + Admendment 1, 2002
- [16] - B. V. Petrov, "Analysis of RFI Measured by CISPR Test Receiver," Proc. Of Int. Symp on EMC, Wroclow, 1994, pp. 194 - 197.
- [17] – J. D. Parson, "The Mobile Radio Propagation Channel," New York, John Wiley; 1992.
- [18] - A. D. Spaulding, D. Middleton, "Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment. I. Coherent Detection, II Incoherent Reception," IEEE Transactions on Communications Vol COM - 25, No. 9; 1977, pp. 910 - 934.
- [19] - D. Middleton, "An Introduction to Statistical Communication Theory," New York, McGraw – Hill, 1987, pp. 30-32.
- [20] - D. Middleton, "Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interferences," IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility EMC - 19, 1977; pp. 106.
- [21] - Rotkiewicz and Eilhelm, "Electromagnetic Compatibility in Radio Engineering," Elsevier Scientific Rubbishing Company, 1982; pp. 78 – 80.
- [22] - J. P. Linnartz, "Narrowband Land – Mobile Radio Network," London, Artche House, 1993.
- [23] - C. W. Helstrom, "Probability and Stochastic Processes for Engineers," New York, John Wiley, 1991.
- [24] - García R. Gustavo, "Compatibilidad Electromagnética de Balastros Electrónicos", Tesis de Maestría, SEPI - ESIME - Zacatenco, 2008.
- [25] - D. Middleton, "Man - Made Noise in Urban Environments and Transportation Systems: Models and Measurements," IEEE Transactions on Communications, COM - 21, No.11, 1973; pp.1232, 1241.
- [26] – SID Monitoring Station, "Antenna Theory", en línea. <http://sidstation.lionelloudet.homedns.org/antenna-theory-en.xhtml>.