
Instrumento Reconfigurable de Medidas Magnéticas



TESIS DOCTORAL

JORGE HERNÁN LÓPEZ BOTERO

Instituto de Física
Facultad de Ciencias Exactas y Naturales
Universidad de Antioquia

OCTUBRE 2018

Instrumento Reconfigurable de Medidas Magnéticas

Trabajo para optar al título de Doctor en Física

JORGE HERNÁN LÓPEZ BOTERO

Dirigida por el Doctor

JOHANS RESTREPO CÁRDENAS

**Instituto de Física
Facultad de Ciencias Exactas y Naturales
Universidad de Antioquia**

OCTUBRE 2018

Índice

1. Introducción	1
2. JUSTIFICACIÓN	3
3. MAGNETISMO, Recuento Breve	5
3.1. Magnetismo	5
3.1.1. Ley de Biot y Savart	6
3.1.2. Campo Magnético Generado por un Solenoide	7
3.1.3. Campo Magnético Producido por una Bobina	8
3.1.4. Fuerza de Lorentz	9
3.1.5. Propiedades del campo magnético	9
3.2. Potencial Vectorial Magnético	10
3.2.1. Expansión Multipolar del Potencial Vectorial Magnético $A(\mathbf{r})$	10
3.3. Ley Circuital de Ampère	11
3.4. Flujo Magnético	11
3.5. Ley de Faraday	11
3.5.1. Ley de Lenz	12
3.6. Ecuaciones de Maxwell	12
3.7. Momento Magnético	13
3.8. Campo Magnético y Magnetización	16
3.8.1. Factor Desmagnetizante	18
3.9. Un Átomo en un Campo Magnético	19
3.9.1. Diamagnetismo	20
3.9.2. Paramagnetismo	21
3.9.3. Ferromagnetismo y Ciclos de Histéresis	23
3.10. Estado Base de un Ion y Reglas de Hund	24
3.11. Referencias	24
4. FUNDAMENTOS Y TÉCNICAS DE MEDIDA DE LA MAGNETIZACIÓN	27
4.1. Magnetización	28

4.1.1.	Magnetómetro de Muestra Vibrante	29
4.1.2.	Efecto Kerr Magneto-óptico.	34
4.2.	Efecto Hall	37
4.3.	Sensores de efecto Hall	38
4.4.	Referencias	39
5.	LENGUAJE VHDL Y DISPOSITIVOS FPGA	43
5.1.	Lenguaje VHDL	43
5.1.1.	Historia de los Lenguajes de Descripción de Hardware HD	43
5.1.2.	Carcaterísticas del Lenguaje VHDL	44
5.1.3.	Modelado con VHDL	46
5.1.4.	Flujos de Diseño	47
5.1.5.	Estructura del VHDL	48
5.1.6.	El VHDL en la Actualidad	48
5.2.	Dispositivos FPGAs	49
5.2.1.	Lógica Programable	49
5.2.2.	Dispositivo FPGA	50
5.2.3.	Estado Actual de las FPGAs	53
5.2.4.	ALTERA	54
5.2.5.	ACTEL	54
5.3.	Referencias	54
6.	INSTRUMENTO RECONFIGURABLE	57
6.1.	Electroimán	58
6.1.1.	Conmutador de Corriente.	60
6.2.	Gaussímetro	61
6.3.	Magnetómetro de Muestra Vibrante	62
6.3.1.	Sistema Vibrante	62
6.3.2.	Pórtamuestras	64
6.3.3.	Bobinas de Medida	65
6.4.	Efecto Kerr Magneto Óptico, MOKE	68
6.5.	Referencias	69
7.	MÓDULOS EN VHDL Y SÍNTESIS EN LA FPGA	71
7.1.	Generador de Señales	73
7.1.1.	Algoritmo CORDIC	74
7.1.2.	Generador de la función Senoidal	80
7.1.3.	Control de Frecuencia y Amplitud	81
7.1.4.	Módulo VHDL, Generador de Señales	82
7.2.	Convertor Digital a Análogo	83
7.3.	Preamplificador	86

7.4. Conversor Análogo a Digital	88
7.5. Medida RMS	89
7.6. División	93
7.7. Raíz Cuadrada	98
7.8. Comunicación Serial RS232	101
7.8.1. Transmisión	103
7.8.2. Recepción	104
7.9. Memoria DDR SDRAM	105
7.10. Pantalla LCD	106
7.11. Funcionamiento y Diagramas de Flujo	106
7.11.1. Cero Corriente	108
7.11.2. Relación Campo Magnético - Paso de Voltaje	109
7.11.3. Cero Campo Magnético	110
7.12. Referencias	111
8. INSTRUMENTO VIRTUAL	113
8.1. Generador de señales	113
8.2. Voltajes	115
8.3. Visualización del Campo Magnético.	116
8.4. Configuración del ciclo de medida	116
8.5. Instrumento Virtual, PANEL PRINCIPAL	118
8.6. REFERENCIAS	121
9. RESULTADOS	123
9.1. Instrumento Magnético Reconfigurable	123
9.1.1. Medida de Campo Magnético	123
9.1.2. Respuesta del Electroimán	124
9.1.3. Magnetómetro de Muestra Vibrante	127
9.1.4. Medida del Efecto Kerr Magneto-Óptico MOKE	130
9.2. Referencias	132
10.SIMULACIÓN MONTECARLO, NIQUEL	133
10.1. Simulación Monte Carlo	133
10.1.1. Función Densidad de Probabilidad	133
10.2. Números Aleatorios	135
10.3. Algoritmo de Metropolis	137
10.4. Niquel	138
11.CONCLUSIONES	147
12.PERSPECTIVAS	149

13.AGRADECIMIENTOS	151
14.REFERENCIAS	153
A. UNIDADES MAGNÉTICAS	161
B. Algoritmo Simulación Monte Carlo, Niquel	163
C. Código Monte Carlo, Condiciones de Frontera	185
D. Diagramas de Flujo	189
E.	199
F.	209

Índice de figuras

3.1. Ley de Biot y Savart. Fuerza magnética entre dos circuitos. . .	6
3.2. Solenoide de radio a , n espiras y longitud L	7
3.3. Bobina de radio interior r y radio externo R , longitud L y número de vueltas n	8
3.4. a. Momento magnético asociado a una corriente I , en un diferencial de área. b. Momento magnético de un sólido visto como la suma de muchas corrientes interiores.	14
3.5. Muestra magnetizable de forma elipsoidal con ejes principales a, b y c	17
3.6. Calculo de la probabilidad de que un momento magnético se ubique entre θ y $\theta + d\theta$ a lo largo del eje z	21
3.7. Ciclo de histéresis de un material ferromagnético	24
4.1. VSM, diseño de Foner	29
4.2. Geometría de Mallison. Montaje de las bobinas con el eje perpendicular al movimiento de la muestra y paralelo al campo magnético aplicado.	30
4.3. Parte de la variación en el tiempo del campo dipolar en el plano $x-z$, por vibración en el eje z y momento dipolar paralelo al eje x	32
4.4. Dos diferentes montajes óptimos para las bobinas de medida, la flecha indica la dirección de movimiento de la muestra. a) El eje de las bobinas es paralelo al campo magnético externo y perpendicular al movimiento de la muestra. b) El eje de las bobinas es paralelo al movimiento de la muestra y perpendicular al campo magnético externo.	32

4.5. Configuración de una bobina en $t = 0$ cerca a una muestra que se mueve periódicamente. La muestra está representada por el dipolo magnético m en una dirección cualquiera. R_0 es el vector que va desde la muestra hasta el centro de la bobina de radio r , El vector $R = R_0 + r$ marca un punto en la circunferencia de la bobina. El vector K es el eje de vibración de la muestra.	33
4.6. Diagrama del montaje para la medida del efecto MOKE.	35
4.7. Geometría básica del efecto Kerr Magneto óptico.	36
4.8. Tres diferentes formas de hacer la medida del efecto MOKE, longitudinal, transversal y polar.	37
4.9. Placa delgada por donde se hace pasar una corriente I . Efecto Hall.	38
4.10. Montaje geométrico de diferentes sensores de efecto Hall. La c hace referencia a los pines de entrada de corriente, la s hace referencia a los terminales donde debe medirse el voltaje Hall	39
5.1. Arreglo de compuertas AND programable	50
5.2. Bosquejo de arreglos lógicos programables en una FPGA, las líneas hacen referencia a las rutas programables, mientras que los cuadros son los bloques lógicos.	51
5.3. Diagrama lógico de una LUT y tabla de verdad.	52
5.4. Bloque lógico basado en multiplexores.	52
6.1. Líneas de Campo magnético entrando y saliendo de los polos del electroimán.	58
6.2. las gráficas muestran la respuesta en campo magnético del electroimán al ser aplicado un voltaje. La diferencia entre ambas gráficas es el tiempo total de la medida. La gráfica (a) fue realizada con un tiempo de 10 ms de retardo en cada paso, mientras que la gráfica (b) se realizó con un retardo de 100 ms por paso.	59
6.3. Control de la fuente de corriente a través de la FPGA, forma de conectar la fuente en la conexión J2 de la fuente.	60
6.4. Sistema que controla la dirección de la corriente que circula por el electroimán.	61
6.5. Montaje del Magnetómetro de Muestra Vibrante	62
6.6. Sistema Vibrante compuesto por dos parlantes	63
6.7. Etapa de potencia para el control del motor lineal.	64
6.8. Forma de montar el Porta Muestras en la varilla de vidrio del magnetómetro.	65
6.9. Diferentes montajes para las bobinas y formas de vibración de la muestra.	66

6.10. Geometría de Mallison para las bobinas de un VSM.	67
6.11. Montaje para la medida del efecto Kerr Magneto-Óptico, MOKE.	68
7.1. Spartan 3E en la board de Digilentinc.	72
7.2. Rotación de vectores	74
7.3. Módulo del algoritmo CORDIC, descripción en VHDL.	78
7.4. Diagrama de tiempo	79
7.5. Fases para la generación de una señal seno usando el algoritmo CORDIC	80
7.6. Entidad del módulo en VHDL del Generador de Señales	82
7.7. Onda de salida del generador. Simulación en MATLAB	82
7.8. Diagrama esquemático DAC	83
7.9. Diagrama de tiempo para las señales de control del DAC	85
7.10. Módulo VHDL para el control del Preamplificador	87
7.11. Diagrama de tiempo del preamplificador	87
7.12. Módulo VHDL del conversor análogo a digital	88
7.13. Diagrama de tiempo para el control del ADC	89
7.14. Módulo VHDL para la medida del voltaje RMS	93
7.15. Módulo VHDL para el cálculo de la división entre dos números reales	94
7.16. División hecha manualmente. <i>Dividendo=714, divisor=34, cociente=21</i> <i>y residuo=0,</i>	95
7.17. Módulo VHDL para el cálculo de la raíz cuadrada de un número.	100
7.18. Módulo VHDL para realizar la comunicación serial entre el PC y el Instrumento Magnético	101
7.19. Protocolo de la transmisión serial	103
7.20. Diagrama del módulo para el control de la memoria externa DDR SDRAM.	106
7.21. Diagrama de flujo de inicialización del hardware.	107
7.22. Diagrama de flujo del módulo que envía un cero de corriente a la fuente del electroimán.	108
7.23. Diagrama de flujo para obtener la relación de campo magnético por un paso mínimo de la fuente.	109
7.24. Diagrama de flujo para obtener un campo magnético de cero Gauss.	110
8.1. Panel del Instrumento para la configuración de la señal senoidal. La señal mostrada es medida directamente de la salida del conversor, esto explica el ruido de la señal	114
8.2. Panel del Instrumento virtual para la visualización de los diferentes voltajes que son medidos por los dos canales del conversor	115

8.3. Panel del Instrumento virtual para la visualización de la medida del campo magnético	117
8.4. Panel del Instrumento Virtual para la configuración del ciclo de medida magnética.	118
8.5. Panel del Instrumento Virtual que se encarga del control del Instrumento Magnético.	119
9.1. Ciclo de Histéresis del electroimán tomando el campo a pasos de voltaje grandes.	124
9.2. Ciclo de Histéresis del electroimán tomando el campo magnético a pasos de voltaje pequeños.	125
9.3. Ciclo de Histéresis del electroimán tomando el campo magnético con el paso de voltaje mínimo.	125
9.4. Ciclo de Histéresis del electroimán para campos magnéticos pequeños a pasos de voltaje también pequeños.	126
9.5. Respuesta del control PID para buscar un campo de 5000 Gauss. 127	
9.6. Ciclo de Histéresis del disco de níquel de referencia con el campo magnético paralelo al plano del disco.	128
9.7. Ciclos de histéresis de hematitas en un VSM comercial con diferentes tiempos de molienda. a) 1 hora. b) 6 horas. c) 18 horas. d) Superposición de las tres gráficas.	129
9.8. Ciclos de histéresis de hematitas en nuestro equipo con diferentes tiempos de molienda. a) 1 hora. b) 6 horas. c) 18 horas. d) Superposición de las tres gráficas.	130
9.9. Comparación de los ciclos de histéresis medidos con un VSM comercial y medidos con el Instrumento Magnético, la muestra es Hematita con diferentes tiempos de molienda . a) 1 hora. b) 6 horas. c) 18 horas.	131
9.10. Ciclo de histéresis de una película delgada de permalloy crecida en un sustrato de silicio	131
10.1. Gráfico en dos dimensiones de una lista de números aleatorios que presenta periodicidad, $m = 1$	136
10.2. Gráfico en dos dimensiones de una lista de números aleatorios que no se dispersan en todo el rango.	137
10.3. Gráfico en dos dimensiones de una lista de números aleatorios que no presentan periodicidad y que están dispersos en todo el rango.	138
10.4. Generador de números aleatorios del lenguaje JAVA, la prueba fue hecha generando 1000000 números aleatorios.	139
10.5. Estructura cristalina del Niquel, fcc.	140
10.6. Dirección de la magnetización en sus cosenos directores. . . .	140

10.7. Energía debido a la anisotropía magnetocristalina del Niquel. En este caso los ejes son los ejes x , y y z	142
10.8. Ejes de anisotropía en el Niquel, los ejes fáciles son los paralelos al eje [111] y los ejes difíciles son los ejes paralelos al eje [100]	143
10.9. Celda primitiva de una estructura FCC.	143
10.10 Estructura fcc del Niquel en la simulación usando el software gráfico LabVIEW.	144
10.11 Simulación del ciclo de histéresis del Niquel colocando el campo en diferentes direcciones cristalográficas.	145
D.1. Diagrama de flujo del algoritmo CORDIC.	189
D.2. Diagrama de flujo del algoritmo para generar la onda seno.	190
D.3. Diagrama de flujo del algoritmo para llevar el campo magnético a cero.	191
D.4. Diagrama de flujo del algoritmo para realizar la división entre dos números.	192
D.5. Diagrama de flujo del algoritmo para calcular la relación entre cada paso de voltaje aplicado a la fuente y el campo magnético producido.	193
D.6. Diagrama de flujo del algoritmo para calcular la raíz cuadrada de un número.	194
D.7. Diagrama de flujo del algoritmo para calcular el valor RMS de una señal de voltaje AC.	195
D.8. Diagrama de flujo del algoritmo que realiza la toma de datos en un ciclo de medida.	196
D.9. Diagrama de flujo del algoritmo que hace la comunicación serial con el PC.	197
D.10. Diagrama de flujo del algoritmo que realiza el control total del Instrumento Magnético.	198

Índice de Tablas

6.1. Valores de configuración para la comunicación serial con el Gaussímetro	61
7.1. Primeros cuatro valores de los ángulos rotados	79
7.2. Configuración señal address	84
7.3. Señal Control y su configuración. "n" se refiere al canal donde se desea aplicar la operación.	84
7.4. Modo de Operación del Amplificador	86
7.5. Configuración de la velocidad de comunicación serial	102
7.6. Configuración del número de bits que serán enviados o recibidos	102
7.7. Configuración de la paridad en el módulo de comunicación serial.	103
7.8. Configuración de los bits de parada.	103
10.1. Algunas propiedades Físicas del Niquel.	139
A.1. Conversión de unidades magnéticas	162

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad muchos estudios se ocupan de la caracterización de materiales magnéticos, el conocimiento de sus propiedades definen sus posibles usos. La forma más común de caracterizar un material magnético es por medio de su curva de magnetización versus el campo magnético aplicado (curva de Histéresis). Esta curva da cuenta de valores como magnetización de saturación, campo magnético coercitivo, la magnetización remanente, permite saber que tan blando o duro magnéticamente es un material, además, también permite la identificación de fases magnéticas (paramagnéticas, ferromagnéticas, etc).

Son diferentes las formas de obtener la magnetización de un material: usando un gradiente de campo magnético y midiendo la fuerza que se ejerce sobre el material, midiendo la inducción de corriente debido al cambio de flujo magnético provocado por la muestra magnetizable, o haciendo medidas indirectas que tienen que ver con las propiedades físicas y magnéticas del material.

En esta tesis, se presenta un equipo que tiene la posibilidad de hacer diferentes tipos de medida, apuntando a la caracterización magnética. El equipo puede ser reconfigurado desde un PC para hacer el tipo de medida esperado. El equipo es un Instrumento reconfigurable para la medida de propiedades magnéticas, el equipo puede configurarse como un magnetómetro de muestra vibrante (VSM por sus siglas en inglés, Vibrating Sample Magnetometer) ó un sistema para medir el efecto kerr magneto óptico (MOKE por sus siglas en inglés Magneto-Optic kerr Effect) ó un Teslámetro o medidor de campo magnético.

Los equipos de caracterización magnética se componen la mayoría de las veces de los mismos elementos y lo que cambia es la forma de producir la señal de medida, por lo general todo equipo cuenta con un electroimán y una fuente que permite su control, además, es necesario conocer el campo magnético, para lo cual debe contarse con un gaussímetro o teslámetro. Este es el caso del VSM y el MOKE, para los cuales la diferencia entre ellos

radica en la forma en que se produce la señal. El VSM es un sistema que mide la corriente inducida en unas bobinas, provocada por el movimiento de la muestra en un campo magnético, mientras que el MOKE depende de un fenómeno físico, y es la relación existente entre la magnetización y la intensidad de un rayo de luz polarizado proveniente de un láser. Con este sistema también puede ser medido el efecto FARADAY que es una extensión del efecto MOKE, pero por transmisión. El Gaussímetro por su parte se basa en sensores de efecto Hall para obtener la medición del campo magnético.

Es debido a las grandes similitudes entre estos dos equipos (VSM y MOKE) que pueden ser adaptados en uno solo. Para su uso solo deben hacerse las conexiones correctas y programar el dispositivo para tal fin. Esto lo permite el dispositivo FPGA (Field Programmable Gate Array) que es el centro de procesamiento del instrumento.

La FPGA es un dispositivo para hacer programación de hardware, una especie de tablero de transistores que permite diferentes tipos de configuraciones y cada configuración o proceso puede ser totalmente independiente de los demás. Esto implica que en una FPGA se puedan diseñar procesos que trabajen al mismo tiempo, es decir, en paralelo, lo que es imposible de lograr con un microprocesador.

Esta característica de paralelaje hace de la FPGA un dispositivo idóneo para la toma de datos y la generación de señales sin pérdida de medidas o distorsión en las señales. Los cálculos necesarios en un proceso se pueden hacer en un ciclo de reloj, lo que permite hacer control y monitoreo. En el procesamiento de imágenes las FPGAs tienen una gran demanda por su capacidad de paralelizar las tareas.

En el Instrumento Reconfigurable para Medidas magnéticas, la FPGA se encarga de todo el procesamiento y dirección del sistema. Sus propiedades de desarrollar diferentes tareas en el mismo tiempo, permiten que el sistema controle un motor lineal para el movimiento de la muestra en el VSM, haga el control del electroimán y configure los ciclos de medida, tome las señales y les haga el debido proceso según sea el caso, y se comunique con el PC para la visualización de los datos.

En este caso el proceso y control se hace totalmente desde la FPGA, pero la visualización de los procesos y el panel del usuario se hace a través de una interface virtual diseñada en el PC. El software usado para el desarrollo del instrumento Virtual es el software de diseño gráfico LabVIEW.

El Instrumento Virtual le permite al usuario escoger el equipo de medida que será usado, manipular los parámetros propios de cada sistema y cada ciclo. Los datos además de visualizarse en un gráfico en la interfaz Virtual, también son guardados en un archivo para su posterior tratamiento.

Capítulo 2

JUSTIFICACIÓN

Este trabajo tiene básicamente tres objetivos: 1) Construir un sistema que permita hacer caracterización magnética de materiales, usando la medida de la magnetización. 2) Conocer y usar las nuevas tecnologías de programación de hardware, particularmente los dispositivos FPGAs. 3) Contribuir a la solución de los problemas que surgen por falencias que origina la escasez de recursos que permitan dotar laboratorios de investigación competitivos (lo cual es común en nuestro país); además de ganar autonomía en el desarrollo de instrumentos de medida que apuntan a subsanar justamente tales carencias.

La búsqueda y caracterización de nuevos materiales ha resultado de gran importancia en la investigación en los últimos años. En el magnetismo, la magnetización es una de las medidas más importantes. Con la implementación de esta medida, la magnetización remanente, el campo magnético coercitivo, surgen otras como la del campo magnético, y la magnetización de saturación, obtener anisotropías, entre otras.

Las investigaciones con materiales magnéticos han servido en la elaboración y mejoramiento de componentes tecnológicos. La medida de magnetización versus tiempo ó magnetización versus campo magnético define el posible uso del material (discos duros de un PC, nuevos chips de almacenamiento, desarrollo de mejores tarjetas magnéticas, sensores magnéticos, actuadores, etc).

En particular, el magnetómetro de muestra vibrante se ha convertido en uno de los equipos más usados para la medición de la magnetización desde su invención por Foner. Además del laboratorio de investigación, el magnetómetro también es usado para dictar cursos y en la industria. Esta gran aceptación que obtuvo el magnetómetro desde su inicio se debe principalmente a que se trata de un equipo sencillo de construir, el tiempo de medida no es muy grande y su medida tiene una buena resolución. Además, los pequeños cambios en el sistema al introducir una muestra nueva no alteran significativamente el montaje y por tanto los resultados

son confiables.

El equipo para medir el efecto MOKE, es también un equipo de medida de la magnetización, pero no tan general como el VSM. En el MOKE la muestra debe tener una buena reflectancia, para que al aplicarle la luz del láser, la intensidad de la luz reflejada tenga valores medibles. Sin embargo es adherido al instrumento virtual, porque es un equipo muy similar al VSM. Para hacer medidas MOKE, solo se deben cambiar algunas conexiones y usar un rayo láser polarizado.

En el área de la instrumentación, se ha escogido programar el instrumento para medidas Magnéticas en un dispositivo reprogramable FPGA, por que sus características de paralelización de procesos permiten que el sistema desarrolle diferentes tareas de forma independiente. Para nuestro caso en particular, la FPGA puede controlar un motor lineal, tomar datos, filtrarlos y procesarlos. Manejar la fuente de corriente controlando indirectamente el campo magnético del electroimán, llevar los datos a la memoria y hacer la comunicación para el PC. También la FPGA permite cambiar de tipo de operación o usar los sistemas ya programados en forma diferente, lo que significa que puede ser cambiada la forma de operación de la totalidad del sistema y lograr que el sistema cambie de un equipo a otro sin mayor dificultad, propiedad que se aprovecha en el instrumento de medidas magnéticas para cambiar de VSM a MOKE o a Gaussímetro.

El desarrollo de instrumentos con la FPGA también es una oportunidad para introducirnos en esta nueva tecnología, que además de la parte física nos da la oportunidad en presentar trabajos en la parte de programación de hardware. Una característica muy relevante de las FPGAs es la facilidad de reutilizar código, por tanto para cualquier laboratorio, después de programar un equipo, desarrollar un nuevo equipo con medidas similares es menos costoso en tiempo, por que la mayoría del hardware programable ya está listo. Es similar en nuestro caso, donde muchos de los módulos diseñados para este proyecto ya están siendo usados o serán parte de otros equipos de medida.

Capítulo 3

MAGNETISMO, Recuento Breve

*Los locos que pensaron que podrían
cambiar el mundo, son los que a lo largo
de la historia lo han logrado.*

Anónimo

RESUMEN: Este capítulo pretende retomar algunos conceptos físicos relacionados con el magnetismo y las características magnéticas de los materiales. Se hará un breve análisis de los fundamentos físicos necesarios en que se basa el Instrumento Magnético y que explican el magnetómetro de muestra vibrante, el MOKE y el efecto Hall para medidas de campo magnético. El resumen no sigue un orden histórico sino un orden que corresponde a observar el campo magnético como el resultado de una corriente girando en un lazo finito.

3.1. Magnetismo

El magnetismo es un fenómeno conocido hace miles de años. La manifestación más antigua corresponde al imán natural, conocido como magnetita. Años después, posiblemente los Chinos, desarrollan el primer invento tecnológico, la brújula, que tenía que ver con el magnetismo y que fue usada ampliamente en la navegación. Para esa época, no se habían hecho grandes estudios acerca de la magnetización y el fenómeno se describía usando polos magnéticos. Se sabía solo que polos de igual signo se repelen y de signo contrario se atraen, además que si un imán se dejaba rotar libremente, se alineaba con el campo magnético de la tierra, principio de

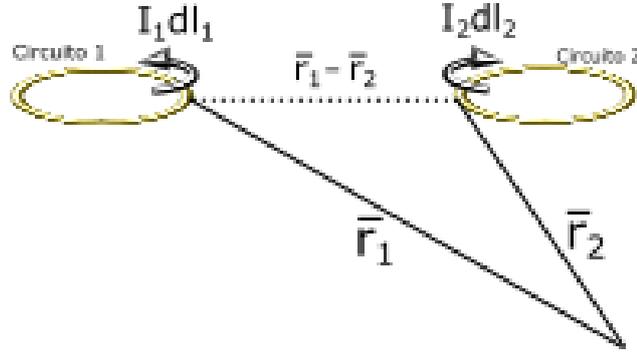


Figura 3.1: Ley de Biot y Savart. Fuerza magnética entre dos circuitos.

funcionamiento de la brújula. El estudio del campo magnético inició solo hace unos siglos, con grandes expositores como Gauss, Oersted, etc. Y sus resultados son muy similares a los del campo eléctrico. [1].

En el estudio del magnetismo, los resultados, en su mayoría, se han obtenido de la experiencia y la observación y después con el subsecuente desarrollo teórico.

3.1.1. Ley de Biot y Savart

Oersted en inicios del siglo XIX descubrió que las corrientes eléctricas dan origen a efectos magnéticos, en particular una corriente que circula por un conductor produce un efecto equivalente al de un imán. [2]. La ley de Biot y Savart describe la fuerza magnética entre dos circuitos con corriente, partiendo del principio de Oersted. Figura: 3.1.

$$\vec{F}_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi} I_1 I_2 \int_{C_1} \int_{C_2} \frac{d\vec{l}_1 \times (d\vec{l}_2 \times (\vec{r}_1 - \vec{r}_2))}{|\vec{r}_1 - \vec{r}_2|^3} \quad (3.1)$$

Donde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ es la permeabilidad del vacío.

A partir de la ley de fuerzas es posible definir un campo magnético $\vec{B}(\vec{r})$, con el propósito de representar el efecto de una corriente sobre otra. Usando la ley de Biot y Savart tenemos:

$$d\vec{B}_2(\vec{r}_1) = \frac{\mu_0 I_2}{4\pi} \frac{d\vec{l}_1 \times (\vec{r}_1 - \vec{r}_2)}{|\vec{r}_1 - \vec{r}_2|^3} \quad (3.2)$$

Por tanto la fuerza magnética se escribe de la forma:

$$\vec{F}_{21} = \int_{C_1} I_1 d\vec{l}_1 \times d\vec{B}_2(\vec{r}_1) \quad (3.3)$$

Donde $d\vec{B}_2(\vec{r})$ es por definición, el campo producido por el elemento de corriente del circuito C_2 a una distancia \vec{r} . Y en general el campo magnético

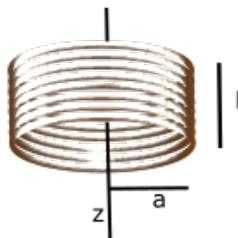


Figura 3.2: Solenoide de radio a , n espiras y longitud L

producido por un lazo de corriente se puede representar por

$$\vec{B}(\vec{r}) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_C \frac{d\vec{l} \times (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} \quad (3.4)$$

Al igual que en el caso electrostático, no se estudia la fuerza total que un circuito ejerce sobre otro, sino la fuerza por unidad de longitud (y corriente). Esta cantidad es la que se conoce como densidad de flujo magnético $\vec{B}(\vec{r})$.

3.1.2. Campo Magnético Generado por un Solenoide

Calculemos el campo magnético producido por un solenoide de n vueltas, de longitud l y radio a , por el que circula una corriente I . Figura: 3.2 tomemos los vectores de posición del observador y la fuente:

$$\vec{r} = z\hat{k} \quad (3.5)$$

$$\vec{r}' = a\hat{r} + \frac{h}{2\pi}\phi\hat{k} \quad (3.6)$$

La medida del campo magnético es calculado sobre el eje del solenoide y en el interior del mismo, por tanto:

$$-\frac{L}{2} < z' < \frac{L}{2} \quad (3.7)$$

$$\hat{r} = \cos\phi\hat{i} + \sin\phi\hat{j} \quad (3.8)$$

$$-N\pi < \phi < N\pi \quad (3.9)$$

$$h = \frac{L}{N} \quad (3.10)$$

Se acostumbra a definir el número de vueltas por unidad de longitud como $m = \frac{1}{h} = \frac{N}{L}$. Y ahora evaluando en la ecuación 3.4, tenemos para la densidad de flujo magnético en el interior del solenoide:

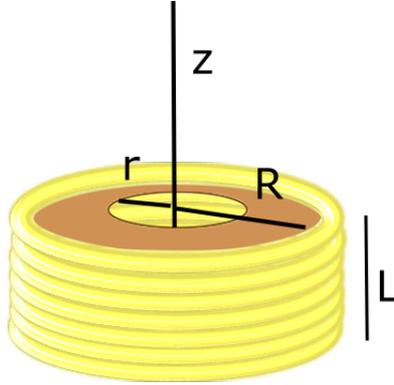


Figura 3.3: Bobina de radio interior r y radio externo R , longitud L y número de vueltas n

$$B_z(0, 0, z) = \frac{\mu_0 m I}{2} \left\{ \frac{\left(\frac{L}{2} - z\right)}{\sqrt{\left(a^2 + \left(\frac{L}{2} - z\right)^2\right)}} + \frac{\left(\frac{L}{2} + z\right)}{\sqrt{\left(a^2 + \left(\frac{L}{2} + z\right)^2\right)}} \right\} \quad (3.11)$$

Sobre el eje z , las densidades de flujo magnético B_x y B_y son muy pequeños. Si el solenoide es muy largo comparado con a y el número de vueltas es muy grande, $L \gg a$ y $N \gg 1$ se deduce para la densidad de flujo magnético:

$$B_z(0, 0, z) = \mu_0 m I \quad (3.12)$$

Excepto cerca de los bordes. $Z = \pm \frac{L}{2}$.

3.1.3. Campo Magnético Producido por una Bobina

Una bobina es un ensamblaje de m solenoides de longitud L y N vueltas. Figura: 3.3. Al igual que en el solenoide, calcularemos la densidad de flujo magnético generada en el eje de la bobina. Partiendo del hecho que una bobina puede verse como capas de solenoides. Iniciaremos con el resultado del campo magnético producido por un solenoide, ecuación 3.11, y lo integramos desde el radio interior r hasta el radio externo R . Y suponemos que la

distancia es mucho más grande que la longitud de la bobina $L \ll x$. Por tanto la densidad de flujo magnético toma la forma [3]:

$$B_x = \frac{\mu_0 I P}{L'} \quad (3.13)$$

Donde $P = mn$ es el número total de vueltas de la bobina y $L' = R - r$ es el grosor de la bobina.

3.1.4. Fuerza de Lorentz

Una partícula cargada, en presencia de un campo magnético $\vec{B}(\vec{r})$, experimenta una fuerza \vec{F} dada por [4]:

$$\vec{F}_L = q\vec{V} \times \vec{B} + q\vec{E} \quad (3.14)$$

Esta fuerza es conocida como la fuerza de Lorentz, la componente magnética de esta fuerza es:

$$\vec{F}_M = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (3.15)$$

Una partícula inicialmente en reposo no experimenta fuerza magnética. Si la partícula se encuentra en movimiento, ésta, experimenta una fuerza que es perpendicular al movimiento y al campo magnético. Si consideramos la partícula cargada como parte de una corriente, llegamos a la ecuación para la fuerza magnética. Ecuación:3.3.

3.1.5. Propiedades del campo magnético

El campo magnético definido en la ecuación: 3.4

$$\vec{B}(\vec{r}) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_C \frac{d\vec{l} \times (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} \quad (3.16)$$

cumple que

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_C \vec{\nabla} \cdot \left(\frac{d\vec{l} \times (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} \right) \quad (3.17)$$

como,

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{a} \times \vec{b}) = -\vec{a} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{b}) + \vec{b} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{a}) \quad (3.18)$$

haciendo,

$$\vec{a} = d\vec{l} \quad (3.19)$$

y

$$\vec{b} = \frac{(\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} \quad (3.20)$$

Por tanto

$$\vec{\nabla} \times d\vec{l} = 0 \quad (3.21)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{b} = 0 \quad (3.22)$$

Se deduce que:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.23)$$

De la ecuación: 3.23 se concluye que no hay cargas magnéticas aisladas en forma de monopolos y las líneas de campo son siempre cerradas.

3.2. Potencial Vectorial Magnético

Es posible definir un potencial vectorial, $\vec{A}(\vec{r})$, en forma análoga a como se define un potencial electrostático. La relación 3.23 implica matemáticamente que existe una función vectorial $\vec{A}(\vec{r})$ que satisface:

$$\vec{B}(\vec{r}) = \vec{\nabla} \times \vec{A}(\vec{r}) \quad (3.24)$$

Para un circuito que conduce una corriente I , el potencial vectorial magnético toma la forma:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_C \frac{I d\vec{l}}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \quad (3.25)$$

3.2.1. Expansión Multipolar del Potencial Vectorial Magnético $\mathbf{A}(\mathbf{r})$

Consideremos el potencial vectorial magnético de un circuito por el cual circula una corriente I , y a \mathbf{R} como la distancia máxima que existe entre dos puntos del circuito. Calculemos $\vec{A}(\vec{r})$ a una distancia muy grande del circuito, es decir, $|\vec{r} - \vec{r}'| \gg R$, por tanto podemos usar la expansión:

$$\frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} = \frac{1}{r} \left(1 + \frac{\vec{r} \cdot \vec{r}'}{r^2} + \dots \right) \quad (3.26)$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_C \left(\frac{\vec{r} \cdot \vec{r}'}{r^3} + \dots \right) d\vec{l} \quad (3.27)$$

Si m es el momento dipolar magnético, $m = I\vec{S}$ donde S es el área del circuito, el campo magnético puede ser escrito de la forma:

$$\vec{B}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \left(-\frac{m}{r^2} + \frac{3(\vec{m} \cdot \vec{r})}{r^5} \right) \quad (3.28)$$

La ecuación 3.28 es usada por algunos autores para el cálculo de la F.E.M. inducida 6.

3.3. Ley Circuital de Ampère

Al igual que el campo eléctrico, el campo magnético también se superpone, de tal forma que si un circuito, C_1 conduce una corriente I_1 , entonces produce un campo magnético B_1 , lo mismo sucede si se tiene un segundo circuito, C_2 , que conduce una corriente I_2 y que produce un campo magnético B_2 . Si los dos circuitos son puestos a funcionar al mismo tiempo, el campo magnético generado es $\vec{B}_1 + \vec{B}_2$.

La densidad de corriente $\vec{J}(\vec{r})$ está definida por:

$$\vec{\nabla} \times \vec{B}(\vec{r}) = \mu_0 \vec{J}(\vec{r}) \quad (3.29)$$

La forma integral de la ley de Ampère es [8]:

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{r} = \mu_0 I_S \quad (3.30)$$

3.4. Flujo Magnético

Si ϕ_b representa el flujo magnético a través de una superficie, cualquier superficie puede ser dividida en elementos de área dS y se define el flujo magnético $d\phi_b$ a través de un área dS , como:

$$d\phi_b = \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (3.31)$$

$$\phi_b = \oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (3.32)$$

Cuando un conductor que lleva una corriente, está sumergido en un campo magnético \mathbf{B} , cada una de las cargas experimentará una fuerza de la forma de la ecuación: 3.15. debido a que cada portador de carga posee una velocidad dentro del conductor. La suma de la fuerza en cada una de las cargas produce una fuerza neta en el conductor.

3.5. Ley de Faraday

Alrededor de 1830 Faraday descubrió que un campo magnético variante en el tiempo inducía una corriente en un circuito. La ley de Faraday dice que

la Fuerza Electromotriz Inducida (**F.E.M.**) en una espira cerrada es igual al negativo de la relación de cambio con respecto al tiempo del flujo magnético a través de la espira.

$$\text{Fuerza Electromotriz} = F.E.M. = \varepsilon = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3.33)$$

El voltaje V es la diferencia de potencial

$$V = \phi(\oplus) - \phi(\ominus) = \int_{\ominus}^{\oplus} \nabla\phi \cdot d\vec{l} = \int_{\ominus}^{\oplus} \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (3.34)$$

Por tanto,

$$V = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = K \frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3.35)$$

En esta ecuación K es una constante de proporcionalidad. Este proceso es conocido como inducción magnética.

$$F.E.M. = V = \varepsilon = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3.36)$$

Si la espira es cambiada por una bobina de N espiras, La F.E.M. Inducida o el voltaje se obtiene multiplicando la ecuación: 3.36 por el número de espiras n ,

$$F.E.M. = \varepsilon = -n \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3.37)$$

Puede verse que si no hay variación del campo magnético \mathbf{B} , entonces no aparecerá un voltaje (F.E.M.) inducido. La F.E.M. inducida no depende del material de que esté hecho el solenoide, la espira o la bobina, sino que depende de la forma y la resistencia total del circuito.

La ecuación obtenida es la base para la medida del magnetómetro de muestra vibrante, debido a que el material magnetizado se mueve cerca a un arreglo de bobinas, produciendo un campo magnético variante en el tiempo e induciendo un voltaje en las bobinas de medida.

3.5.1. Ley de Lenz

La ley de Lenz no es un principio independiente, se deduce de la ley de Faraday. La ley de Lenz establece que: "**La dirección de todo efecto de inducción magnética es la que se opone a la causa del efecto**".

3.6. Ecuaciones de Maxwell

Las relaciones entre los campos eléctricos y magnéticos y sus fuentes se pueden expresar de forma compacta en cuatro ecuaciones conocidas como las

ecuaciones de Maxwell. Estas ecuaciones constituyen las posibles relaciones entre \vec{E} y \vec{B} .

Ley de Gauss de campo eléctrico \vec{E}

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{Q_{enc}}{\epsilon_0} \quad (3.38)$$

Ley de Gauss de campo magnético \vec{B}

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (3.39)$$

Ley de Ampère

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0(I_c + \epsilon_0 \frac{d\Phi_e}{dt})_{enc} \quad (3.40)$$

Ley de Faraday

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3.41)$$

Las leyes de Maxwell se pueden escribir en forma diferencial.

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (3.42)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.43)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.44)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.45)$$

3.7. Momento Magnético

El momento magnético es el objeto fundamental del magnetismo. Por el principio de reciprocidad, en física clásica, el momento magnético puede verse como una corriente haciendo un circuito cerrado en un alambre conductor [7]. Figura: 3.4.

El momento magnético $d\vec{\mu}$ es entonces

$$d\vec{\mu} = I d\vec{S} \quad (3.46)$$

De esta manera un objeto de mayor tamaño puede verse como un dipolo magnético. Si se quiere, el objeto puede verse como un lazo de corriente

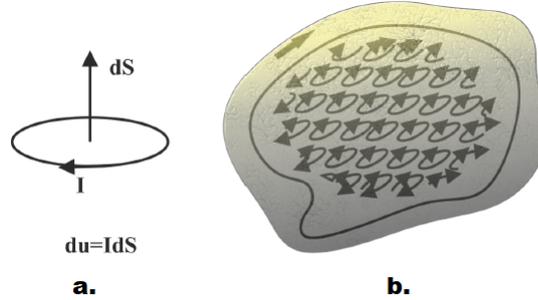


Figura 3.4: a. Momento magnético asociado a una corriente \mathbf{I} , en un diferencial de área. b. Momento magnético de un sólido visto como la suma de muchas corrientes interiores.

externo que contiene una gran cantidad de corrientes infinitesimales y cuyo resultado neto es una corriente finita externa. figura: 3.4. Por tanto,

$$\vec{\mu} = \int \vec{\mu} = I \int d\vec{S} \quad (3.47)$$

En el electromagnetismo clásico el momento magnético es debido al movimiento de cargas eléctricas. Estas cargas poseen masa, por lo tanto, un movimiento de cargas implica también un movimiento de masa, de aquí que un momento magnético está también asociado a un momento angular.

En un átomo el momento magnético $\vec{\mu}$ asociado con un electrón orbitándolo tiene la misma dirección que el momento angular \vec{L} ,

$$\vec{\mu} = \gamma \vec{L} \quad (3.48)$$

Donde γ es el radio giromagnético. La relación entre el momento lineal y angular fue demostrada por el efecto Einstein-de Haas [7].

Supongamos que un momento magnético $\vec{\mu}$ está sumergido en un campo magnético \vec{B} . El campo \vec{B} y el vector de magnetización $\vec{\mu}$ forman un ángulo θ . La energía del momento magnético es

$$E = -\vec{\mu} \cdot \vec{B} \quad (3.49)$$

La Energía es mínima cuando el momento magnético y el campo magnético se encuentran en igual dirección. Sea \vec{G} el torque sobre el momento magnético dado por:

$$\vec{G} = \vec{\mu} \times \vec{B} \quad (3.50)$$

Como el momento magnético está asociado con el momento angular \vec{L} y el torque es igual al radio de cambio del momento angular, entonces la

ecuación de torque se escribe de la forma:

$$\vec{G} = \frac{d\vec{\mu}}{dt} = \gamma\vec{\mu} \times \vec{B} \quad (3.51)$$

Esto significa que el cambio en el momento magnético $\vec{\mu}$ es perpendicular a ambos, $\vec{\mu}$ y \vec{B} . El campo magnético causa que la dirección de $\vec{\mu}$ precese alrededor de \vec{B} .

Como ejemplo consideremos el caso en el cual el campo magnético \vec{B} está a lo largo del eje z y $\vec{\mu}$ está inicialmente formando un ángulo θ con \vec{B} y en el plano xy .

la solución a la ecuación: 3.51 es de la forma:

$$\dot{\mu}_x = \gamma B_z \mu_y \quad (3.52)$$

$$\dot{\mu}_y = -\gamma B_z \mu_x \quad (3.53)$$

$$\dot{\mu}_z = 0 \quad (3.54)$$

por tanto μ_z es constante en el tiempo y μ_x y μ_y ambos oscilan. La componente de $\vec{\mu}$ paralela a \vec{B} no experimenta torque magnético.

$$\omega_L = \gamma B_z \quad (3.55)$$

Donde ω_L es llamada la frecuencia de precesión de Larmor.

Para determinar el tamaño del momento magnético, consideremos un electrón (carga $-e$ y masa m_e) haciendo una órbita circular alrededor del núcleo de un átomo de hidrógeno. Entonces la corriente alrededor del átomo es:

$$I = -\frac{e}{\tau} \quad (3.56)$$

En este caso τ es el periodo orbital,

$$\tau = 2\pi \frac{r}{v} \quad (3.57)$$

v es la velocidad y r el radio de la órbita. La magnitud del momento angular del electrón:

$$L^2 = \hbar \sqrt{l(l+1)} \quad (3.58)$$

$$L_{nz} = n\hbar \quad (3.59)$$

En el estado base $n = 1$,

$$L_{nz} = \hbar \quad (3.60)$$

$$m_e v r = \hbar \quad (3.61)$$

por tanto el momento magnético del electrón queda de la forma

$$\mu = \pi r^2 I = -\frac{e\hbar}{2m_e} \equiv -\mu_B \quad (3.62)$$

A μ_B se le conoce como el magnetón de Bohr y es usado como unidad para describir el tamaño de un momento magnético atómico y su valor es $9,274 \times 10^{-24} \text{ Am}^2$.

3.8. Campo Magnético y Magnetización

Cada átomo en un material es como un lazo de corriente finita con un momento magnético asociado m . La magnetización M se define como el momento magnético por unidad de volumen y aunque es una magnitud discreta, se considera como una aproximación continua por la cantidad de átomos (momentos magnéticos) que contribuyen a la magnetización sobre todo el sólido. En el vacío no existe magnetización.

El campo magnético puede ser descrito por los vectores de campo \vec{H} y la densidad de flujo magnético \vec{B} , que se relacionan por:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (3.63)$$

Donde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$, es la permeabilidad del vacío.

En un sólido magnético la relación entre \vec{B} y \vec{H} no es tan simple, una forma más general es:

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (3.64)$$

En el caso especial en que la magnetización M está linealmente relacionada con el campo magnético H (materiales lineales isotrópicos),

$$\vec{M} = \chi \vec{H} \quad (3.65)$$

Donde χ es una cantidad adimensional llamada la susceptibilidad magnética. Para este caso, entonces,

$$\vec{B} = \mu_0(1 + \chi)\vec{H} = \mu_0\mu_r\vec{H} \quad (3.66)$$

Donde $\mu_r = 1 + \chi$, es la permeabilidad relativa del material.

En este punto debe tenerse sumo cuidado en cómo se define el campo en un medio magnetizable. Consideremos una región del espacio libre con un campo magnético aplicado dado por los campos \vec{B}_a y \vec{H}_a conectados por la ecuación para el vacío $\vec{B}_a = \mu_0\vec{H}_a$. Ahora insertemos un sólido dentro

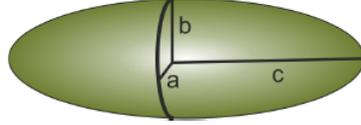


Figura 3.5: Muestra magnetizable de forma elipsoidal con ejes principales a, b y c

de esta región del espacio. Dentro del sólido los campos son ahora \vec{B}_i y \vec{H}_i . La diferencia es producida por los campos magnéticos producidos por todos los momentos magnéticos del sólido. De forma que \vec{B}_i y \vec{H}_i dependen de la posición dentro del sólido.

Una muestra magnetizada también altera el campo magnético a su alrededor. Un caso especial es el de un sólido en forma de elipsoide. Figura: 3.5. Si el campo magnético es aplicado a lo largo de uno de los ejes principales, entonces,

$$\vec{H}_i = \vec{H}_a H_a - N\vec{M} \quad (3.67)$$

Donde N es el correspondiente factor desmagnetizante, y

$$\vec{H}_d = -N\vec{M} \quad (3.68)$$

\vec{H}_d es el campo desmagnetizante y es el resultado del campo magnético que se genera al interior del material debido a la magnetización ganada. \vec{H}_d es muchas veces llamado campo desmagnetizante, debido a que este campo se opone a la dirección del campo magnético aplicado. De igual manera,

$$\vec{B}_i = \mu_0(\vec{H}_i + \vec{M}) = \vec{B}_a + \mu_0(1 - N)\vec{M} \quad (3.69)$$

Cuando la magnetización es grande comparada con el campo magnético aplicado $|\vec{H}_a| = \frac{|\vec{B}_a|}{\mu_0}$, esta corrección desmagnetizante debe hacerse con cuidado, la explicación de algunos fenómenos no admiten la corrección. En otros casos como lo es para el magnetismo débil, la aproximación es válida.

Para un material lineal con $\chi \ll 1$, se tiene que $\vec{M} \ll \vec{H}$, lo que implica $\vec{H}_i \simeq \vec{H}_a$ y $\vec{B}_i \simeq \vec{B}_a$. Por tanto el campo magnético fuera del material es aproximadamente igual al de su interior.

Calculemos la susceptibilidad intrínseca del material,

$$\chi_{intrinseca} = \frac{M}{H_i} \quad (3.70)$$

Esta propiedad intrínseca del material no puede ser obtenida de la medida, esto porque la magnetización es medida como respuesta de un campo

aplicado en el interior de la muestra \vec{H}_i , por tanto, la cantidad que puede ser medida es con respecto al campo magnético externo aplicado \vec{H}_a :

$$\chi_{experimental} = \frac{M}{H_a} \quad (3.71)$$

Las dos cantidades pueden ser relacionadas de la forma:

$$\chi_{experimental} = \frac{M}{H_i + NM} = \frac{\frac{M}{H_i}}{1 + \frac{NM}{H_i}} \quad (3.72)$$

$$\chi_{experimental} = \frac{\chi}{1 + N\chi_{intrinseco}} \quad (3.73)$$

Cuando $\chi \ll 1$ no hay distinción entre la susceptibilidad intrínseca y experimental, cuando χ es cercana o superior a uno, la diferencia es importante.

También debe tenerse en cuenta que un material ferromagnético puede no tener un momento magnético neto, por que el material presenta dominios magnéticos. En cada dominio hay presente una magnetización uniforme, pero la magnetización de cada dominio está en dirección diferente a la de los dominios vecinos. Por lo tanto una muestra puede no tener magnetización, aunque en una pequeña parte de la muestra todos los momentos magnéticos están localmente alineados.

3.8.1. Factor Desmagnetizante

Cuando la magnetización \vec{M} dentro de un cuerpo ferromagnético está sobre la superficie, tiende a detenerse (hacerse cero) de repente.

Como, $\nabla \cdot \vec{B} = 0$, entonces:

$$\nabla \cdot \vec{H} = -\nabla \cdot \vec{B} \quad (3.74)$$

El campo desmagnetizante para un ferromagneto de forma arbitraria, puede ser una función muy complicada en términos de la posición. Sin embargo este campo toma una forma muy simple en el caso de un ferromagneto elipsoidal. En este caso es uniforme e igual a:

$$\vec{H}_d = -N\vec{M} \quad (3.75)$$

Acá N es el tensor desmagnetizante que de forma más general podemos escribir:

$$(H_d)_i = -\sum N_{ij}M_j \quad (3.76)$$

Si \vec{M} está a lo largo de los ejes principales, podemos escribir:

$$N = \begin{vmatrix} N_x & 0 & 0 \\ 0 & N_y & 0 \\ 0 & 0 & N_z \end{vmatrix} \quad (3.77)$$

El tensor desmagnetizante debe cumplir

$$\text{Tr}N = N_x + N_y + N_z = 1 \quad (3.78)$$

Algunos casos especiales son el factor desmagnetizante de una esfera,

$$N_x = N_y = N_z = \frac{1}{3} \quad (3.79)$$

$$H_d = -\frac{M}{3} \quad (3.80)$$

de una varilla cilíndrica infinita con el eje paralelo al eje z,

$$N_x = N_y = \frac{1}{2} \text{ y } N_z = 0 \quad (3.81)$$

Lo anterior es porque la magnetización está en el eje del cilindro entonces los "polos magnéticos" se crearan en los bordes que están en el infinito.

Para una placa plana perpendicular al eje z, el factor desmagnetizante es

$$N_x = N_y = 0 \text{ y } N_z = 1 \quad (3.82)$$

3.9. Un Átomo en un Campo Magnético

Para un electrón de un átomo con z electrones, en presencia de un campo magnético, la energía cinética cambia en un factor $[p_i + e\vec{A}(r_i)]^2$, en este caso $\vec{A}(r)$ es el vector de potencial magnético, y es tal que

$$\vec{A}(r) = \frac{\vec{B} \times \vec{r}}{2} \quad (3.83)$$

El Hamiltoniano perturbado es de la forma:

$$\hat{H} = \sum_{i=1}^Z \left(\frac{[p_i + e\vec{A}(r_i)]^2}{2m_e} + V_i \right) + g\mu_B \vec{B} \cdot \vec{S} \quad (3.84)$$

$$\hat{H} = \sum_i \left(\frac{p_i^2}{2m_e} + V_i \right) + \mu_B (\vec{L} + g\vec{S}) \cdot \vec{B} + \frac{e^2}{8m_e} \sum_i (\vec{B} \times \vec{r}_i)^2 \quad (3.85)$$

En esta ecuación puede identificarse tres partes, el Hamiltoniano no perturbado,

$$\hat{H} = \sum_i \left(\frac{p_i^2}{2m_e} + V_i \right) \quad (3.86)$$

la parte que define el paramagnetismo,

$$Paramagnetico = \mu_B (\vec{L} + g\vec{S}) \cdot \vec{B} \quad (3.87)$$

y la parte que define el diamagnetismo,

$$diamagnetismo = \frac{e^2}{8m_e} \sum_i (\vec{B} \times \vec{r}_i)^2 \quad (3.88)$$

3.9.1. Diamagnetismo

Todos los materiales muestran algún grado de diamagnetismo. El diamagnetismo se presenta cuando en una sustancia se induce un momento magnético en sentido contrario al campo magnético aplicado. El diamagnetismo corresponde a una susceptibilidad negativa.

El término diamagnético del Hamiltoniano, ecuación: 3.88, es $(\vec{B} \times \vec{r}_i)^2$.

El cambio en la energía del estado base debido al término diamagnético es

$$\Delta E_0 = \frac{e^2 B^2}{8m_e} \sum_{i=0}^Z \langle 0 | (x_i^2 + y_i^2) | 0 \rangle \quad (3.89)$$

si asumimos una simetría esférica (átomos hidrogenoides), la ecuación toma la forma,

$$\Delta E_0 = \frac{e^2 B^2}{12m_e} \sum_{i=0}^Z \langle 0 | (r_i^2) | 0 \rangle \quad (3.90)$$

Consideremos un sólido compuesto de N iones en un volumen V con todas las capas llenas, en una temperatura T = 0 K,

$$M = -\frac{\partial F}{\partial B} = -\frac{N}{V} \frac{\partial \Delta E_0}{\partial B} = -\frac{N e^2 B}{6m_e} \sum_{i=1}^Z \langle r_i^2 \rangle \quad (3.91)$$

Donde F es la función de energía libre de Helmholtz, como la susceptibilidad es $\chi = \frac{M}{H} \approx \frac{\mu_0 M}{B}$ por tanto,

$$\chi = -\frac{N}{V} \frac{e^2 \mu_0}{6m_e} \sum_{i=1}^Z \langle r_i^2 \rangle \quad (3.92)$$

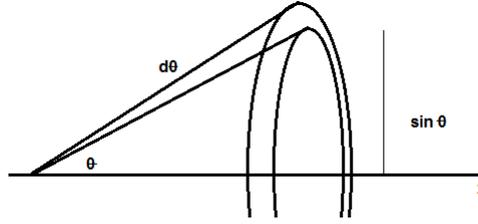


Figura 3.6: Cálculo de la probabilidad de que un momento magnético se ubique entre θ y $\theta + d\theta$ a lo largo del eje z

3.9.2. Paramagnetismo

Corresponde a una susceptibilidad positiva, de tal manera que un campo magnético aplicado induce un momento magnético paralelo al campo. En el diamagnetismo se consideran elementos con electrones apareados, de tal forma que los átomos o moléculas no tienen momento magnético a menos que un campo sea aplicado. En este caso los átomos pueden poseer un momento magnético diferente a cero sin necesidad de aplicar un campo magnético externo.

El momento magnético es asociado con el momento angular total \vec{J} , que es la suma entre el momento angular y el momento de espín o intrínseco.

$$\vec{J} = \vec{L} + \vec{S} \quad (3.93)$$

En el tratamiento semi-clásico del paramagneto, el momento magnético puede tener cualquier valor y apuntar en cualquier dirección ($J = \infty$).

Sea un momento magnético ubicado entre θ y $\theta + d\theta$ y un campo aplicado \vec{B} en la dirección z (sin que ello implique pérdida de generalidad). La energía es

$$E = -\vec{\mu} \cdot \vec{B} \quad (3.94)$$

$$E = -\mu B \cos \theta \quad (3.95)$$

entonces, el resultado será un momento magnético igual a $\mu \cos \theta$ en la dirección del campo magnético \vec{B} , como el momento magnético puede estar en cualquier dirección (tratamiento semiclásico), la porción que se encuentra entre θ y $\theta + d\theta$ debe ser proporcional al área mostrada en la figura: 3.6, la cual es $2\pi \sin \theta d\theta$. Supongamos que la esfera tiene un radio unitario.

El área superficial de la esfera es 4π , por tanto la probabilidad de que la magnetización se encuentre en un ángulo θ y $\theta + d\theta$ debe ser proporcional a $\frac{1}{2} \sin \theta d\theta$ y al factor de Boltzmann $\exp(\mu B \cos \theta / K_B T)$, K_B es la constante de Boltzmann. A lo largo de la dirección z , o a lo largo de \vec{B} es:

$$\langle \mu_z \rangle = \frac{\int_0^\pi \mu \cos \theta e^{\frac{\mu B \cos \theta}{K_B T}} \frac{1}{2} \sin \theta d\theta}{\int_0^\pi e^{\frac{\mu B \cos \theta}{K_B T}} \frac{1}{2} \sin \theta d\theta} \quad (3.96)$$

Si se define $y = \frac{\mu B}{K_B T}$ y $x = \cos \theta$, entonces se llega a

$$\langle \mu_z \rangle = \mu \frac{\int_{-1}^1 x e^{xy} dx}{\int_{-1}^1 e^{xy} dx} \quad (3.97)$$

$$\frac{\langle \mu_z \rangle}{\mu} = \coth y = \frac{1}{y} \equiv L(y) \quad (3.98)$$

$L(y)$ se conoce como la función de Langevin. Para pequeños y ,

$$\coth(y) = \frac{1}{y} + \frac{y}{3} + 0(y^3) \quad (3.99)$$

de manera que la función de Langevin toma la forma

$$L(y) = \frac{y}{3} + 0(y^3) \quad (3.100)$$

Sea n el número de momentos magnéticos por unidad de volumen, la magnetización de saturación, M_s , es la máxima magnetización que puede ser obtenida cuando todos los momentos magnéticos están alineados, así, $M_s = n\mu$, la magnetización de esa forma obtenida es $M = n\langle \mu_z \rangle$, se llega a

$$\frac{M}{M_s} = \frac{\langle \mu_z \rangle}{\mu} \approx \frac{y}{3} = \frac{\mu B}{3K_B T} \quad (3.101)$$

Usando $\chi = \frac{M}{H} \approx \frac{\mu_0 M}{B}$, esta aproximación es válida cuando el campo es pequeño, $\chi \ll 1$ de manera que $B \approx \mu_0 H$.

$$\chi = \frac{n\mu_0 \mu^2}{3K_B T} \quad (3.102)$$

Por tanto la susceptibilidad magnética χ , es inversamente proporcional a la Temperatura, lo que se conoce como la ley de Curie.

En un sistema cuántico, se repite el mismo cálculo, pero el momento clásico es remplazado por espines cuánticos, de tal manera que $J = \frac{1}{2}$, por tanto solo hay dos posibles valores para la componente z del momento magnético, ser paralelo o antiparalelo al campo \mathbf{B} , $m_j = \pm \frac{1}{2}$.

El momento magnético puede ser $-\mu_B$ o μ_B de manera que la energía solo puede tomar dos valores $-\mu_B B$ o $\mu_B B$. El momento promedio se escribe de la forma:

$$\langle g\mu_B m_j \rangle = \frac{-\mu_B e^{\mu_B B/K_B T} + \mu_B e^{-\mu_B B/K_B T}}{e^{\mu_B B/K_B T} + e^{-\mu_B B/K_B T}} \quad (3.103)$$

$$\langle g\mu_B m_j \rangle = \mu_B \tanh\left(\frac{\mu_B B}{K_B T}\right) \quad (3.104)$$

Si hacemos $y = \mu_B B/k_B T = g\mu_B J B/k_B T$, con $J = 1/2$ y el factor g , $g = 2$, así

$$\frac{M}{M_s} = \frac{\langle m_j \rangle}{J} = \tanh y \quad (3.105)$$

Para pequeños campos aplicados, $\tanh(\mu_B/k_B T) \approx \mu_B/k_B T$ y la susceptibilidad toma la forma

$$\chi = \frac{n\mu_0\mu_B^2}{k_B T} \quad (3.106)$$

3.9.3. Ferromagnetismo y Ciclos de Histéresis

Los materiales ferromagnéticos no son lineales, lo que quiere decir que la relación entre \vec{B} y \vec{H} , no es una relación lineal. La relación entre \vec{B} y \vec{H} presenta un fenómeno de histéresis, es decir, cuando se somete el material a un ciclo de operación, la relación M/H presenta una curva complicada. Puede ocurrir, por ejemplo, que el campo excitante \vec{H} sea igual a cero pero la magnetización en el material sea diferente de cero. Los materiales ferromagnéticos son el hierro, el níquel, el cobalto y algunas aleaciones.

Partiendo de un material totalmente desmagnetizado, aplicamos un campo magnético \vec{H} , por tanto la magnetización se va incrementando de forma monótona como en la figura: 3.7. Cuando \vec{H} alcanza un valor elevado se nota que la magnetización ya no sigue creciendo, si no que se queda en un valor constante, conocido como magnetización de saturación. Esta magnetización es un valor máximo que alcanza el material. Esto lo que quiere decir es que todos los dipolos magnéticos se han alineado con el campo magnético \vec{H} . En este punto la muestra ya se encuentra magnetizada y en presencia de un campo magnético \vec{H} . Ahora, si disminuimos el campo externo \vec{H} , la magnetización no se devuelve por la trayectoria por la cual ascendió, si no que describe una nueva curva, hasta llegar al punto r, en el que, el campo magnético externo es cero, $\vec{H} = 0$ y la magnetización, $\vec{M} \neq 0$. La magnetización en el punto r se le conoce como Magnetización remanente. Si a la muestra se le sigue aumentando el campo magnético, pero ahora en dirección contraria, la magnetización decae hasta llegar a cero, en el punto

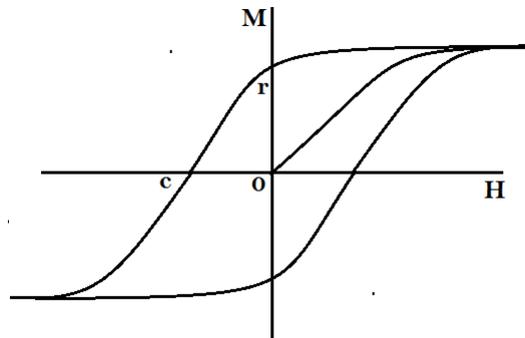


Figura 3.7: Ciclo de histéresis de un material ferromagnético

c, ahora $\vec{M} = 0$ pero el campo magnético es diferente de cero. Al campo magnético en este punto se le conoce como coercitivo. Después, el campo magnético se sigue aumentando en el lado negativo hasta alcanzar un nuevo estado de saturación pero con signo contrario. De nuevo se disminuye el campo magnético hasta llegar al valor de saturación positivo. La nueva curva es idéntica a la anterior y se cierra en el valor de saturación. Esta curva se le conoce como un ciclo de Histéresis [10].

3.10. Estado Base de un Ion y Reglas de Hund

En general, un átomo no contiene un solo electrón, si no varios. Muchos estarán en capas llenas que no producen momento angular neto, pero muchos otros ocuparán espacios cuyas combinaciones pueden provocar diferentes valores de momento de spin. Los electrones no llenan las capas de forma aleatoria, sino que existen unas reglas que son las que indican el orden en que los electrones van llenando cada una de las capas. Estas reglas se conocen como las reglas de Hund, y se basan siempre en la minimización de la energía.

1. En la función de onda \vec{S} debe ser máximo.
2. Después de \vec{S} , \vec{L} debe ser máximo.
3. El valor de \vec{J} es hallado usando $\vec{J} = |\vec{L} - \vec{S}|$ si la capa esta llena hasta menos de la mitad y $\vec{J} = |\vec{L} + \vec{S}|$ si la capa esta llena más de la mitad.

3.11. Referencias

1. D. Hugh and F. Roger. Física Universitaria con Física moderna Volumen 2, Decimosegunda edición, 2009.

-
2. C. Utreras, Apuntes de Electricidad y Magnetismo. 1999
 3. J. López, Diseño y Construcción de un Gaussímetro, Tesis. 2003.
 4. R. A. Serway and J. W. Jewett, Physics for scientists and Engineers with Modern Physics, Ninth Edition, 2012.
 5. R. Fitzpatrick, Classical Electromagnetism: An intermediate level course, 1997.
 6. E.E. Brag and M.S. Sehra, Analisis of Induced EMF in Vibrating-Sample Magnetometers, J. Phy. E: Sci. Instrum., Vol 9, pp. 216 223, 1976.
 7. S. Blundell, Magnetism in Condensed Matter, University of Oxford, 2001.
 8. p. Cordero, Electromagnetismo, Universidad de Chile, 2002.
 9. P. Lorrain, Electromagnetic Fields and waves, 1970.
 10. H. Ruedegir, Improving a Vibrating Sample Magnetometer, 1993.

Capítulo 4

FUNDAMENTOS Y TÉCNICAS DE MEDIDA DE LA MAGNETIZACIÓN

*Haced como el carpintero: medid dos
veces para cortar una vez.*

Anónimo

RESUMEN: La medida de la magnetización o el momento magnético es la medida de mayor importancia en la caracterización magnética de materiales. La magnetización da información del material como: el campo magnético coercitivo, la magnetización remanente, la magnetización de saturación, viscosidad magnética, susceptibilidad magnética, ciclos de histéresis e incluso anisotropías magnéticas. Muchas son las formas de medir la magnetización, se destacan tres, una en la que se mide la inducción generada por la muestra magnetizada, la segunda que se toma midiendo la fuerza sobre el material, generada por un gradiente de campo magnético y la tercera midiendo fenómenos físicos que se presentan en el material cuando hay cambio en su magnetización. El magnetómetro de muestra vibrante pertenece al tipo de equipos que miden inducción y el MOKE (Magneto Optic Kerr Effect) al tipo de equipos que dependen de un fenómeno físico, que es la rotación de la polarización de la onda incidente al interactuar con la muestra magnetizada. En este capítulo se hará un breve recuento de la teoría física que fundamenta a estos equipos para la medida de la magnetización, incluyendo también una exposición del efecto Hall, que sustenta el funcionamiento de los sensores Hall, los cuales son usados para la medida del campo magnético.

4.1. Magnetización

La caracterización de un material magnético define sus posibles aplicaciones, estas características pueden ser descritas en términos de su curva de magnetización en función del campo magnético. La magnetización de un material puede ser obtenida de diferentes formas, midiendo la fuerza sobre el material en un campo magnético no uniforme, midiendo la inducción magnética en la vecindad de la muestra o de forma indirecta midiendo fenómenos que tienen que ver con las propiedades magnéticas del material [1].

Son muchos los magnetómetros diseñados para la caracterización de materiales magnéticos, cada uno con sus propias ventajas y desventajas. De ellos solo son tres los tipos de instrumento más usados en la actualidad. El medidor de Histéresis (HM), el magnetómetro de gradiente de campo magnético (AGFM), y el magnetómetro de muestra vibrante (VSM), este último es el más común de los equipos, debido a que es el equipo que ofrece mejor desempeño y desarrollo, además de medir un gran rango de muestras con diferentes propiedades.

El magnetómetro de muestra vibrante es un equipo que se basa en la medida de la inducción, y aunque es el más común de este tipo de equipos, no es el único. En un equipo cuyo fundamento es la medida de inducción, es necesario que dentro del sistema haya movimiento entre las bobinas de recogido y la muestra magnética. En el caso del magnetómetro de muestra vibrante, el movimiento lo tiene la muestra y las bobinas permanecen estáticas, existe también otro magnetómetro cuyo funcionamiento es inverso, en el que la muestra está estática y las que presentan movimiento son las bobinas de inducción. Este tipo de magnetómetros se conocen como magnetómetros de bobinas vibrantes [2], [3], [4]. Smith fue el primero en presentar un magnetómetro de bobinas en movimiento, su gran ventaja es la facilidad con que puede ser variada la temperatura y la presión en la muestra. Su desventaja es la alta precisión que se necesita para colocar la muestra y la dificultad de tener un campo magnético homogéneo del tamaño del movimiento de las bobinas. S. Foner diseñó un magnetómetro donde las bobinas están estáticas y lo que se mueve es la muestra [5].

El magnetómetro de fuerza también es muy usado para la medida de la magnetización en una gran cantidad de materiales. Su principal ventaja es la conveniencia para la medida de materiales magnéticos débiles donde la sensibilidad es una consideración primaria. Una desventaja es que para cada muestra hay que caracterizar el equipo, el magnetómetro de fuerza no hace posible la medición en serie. En este tipo de equipos es necesario la generación de un gradiente de campo magnético, este gradiente es difícil de generar y de medir [6], [7].

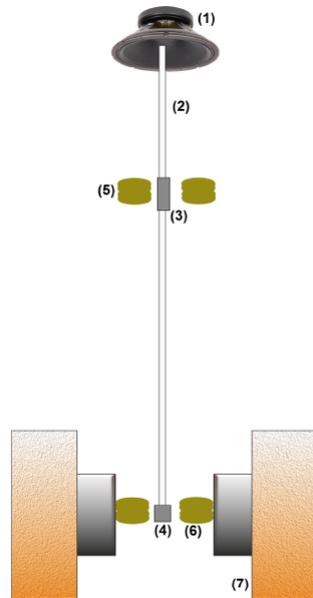


Figura 4.1: VSM, diseño de Foner

4.1.1. Magnetómetro de Muestra Vibrante

El magnetómetro de Muestra Vibrante (VSM, por sus siglas en inglés, Vibrating Sample Magnetometer) se basa en la ley de inducción de Faraday para medir la magnetización. Fue propuesto por Foner en los años 50's [5] y desde esa época a la actualidad el principio de funcionamiento no ha sido modificado. Unas bobinas se encuentran cerca de la muestra de tal manera que al moverse la muestra magnetizada, induce una corriente, dicha corriente es a su vez proporcional a la magnetización de la muestra.

El principio de operación depende de la detección del campo magnético producido por la muestra magnética oscilante colocada en un campo magnético uniforme. La resolución reportada por Foner fue de 5×10^{-6} emu. En la figura :4.1. se muestra el montaje de Foner. Un parlante (1) hace vibrar una varilla de un material diamagnético (2), añadidas a la varilla se encuentran una muestra de magnetización conocida (3) que sirve como referencia y la muestra a la que se le desea hacer la caracterización magnética (4). Un juego de bobinas recoge la señal de inducción de la muestra de referencia (5) y otro par recoge la señal de la muestra (6). La muestra está sumergida en un campo magnético externo generado por un electroimán (7).

Son muchas las posiciones que pueden tener las bobinas con respecto a la muestra magnética, pueden contarse con varias bobinas o una sola a cada lado del electroimán, el eje de la bobina puede ser paralelo o perpendicular al movimiento de la muestra, etc. La geometría propuesta por Foner en

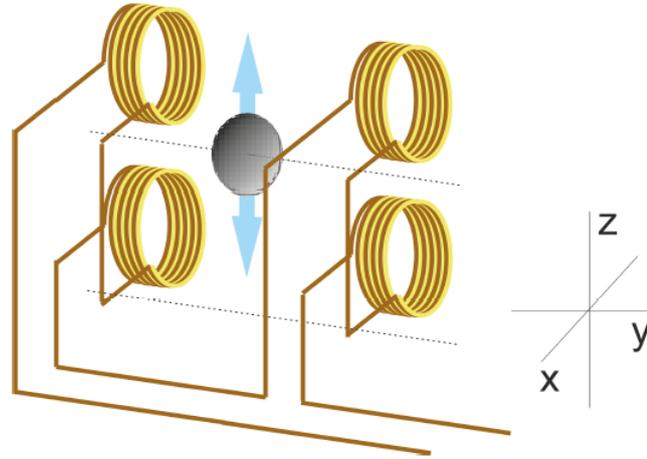


Figura 4.2: Geometría de Mallison. Montaje de las bobinas con el eje perpendicular al movimiento de la muestra y paralelo al campo magnético aplicado.

su primer montaje del magnetómetro de muestra vibrante, fue colocar las bobinas (6) con el eje paralelo al movimiento de la muestra y perpendicular al campo magnético aplicado. Este arreglo es muy sensible, por tal motivo, la forma de la muestra debe ser conocida y su colocación dentro del equipo debe ser exacta e igual siempre [8].

El montaje más usado en los magnetómetros de muestra vibrante no es el propuesto por Foner, si no el que se conoce como geometría de Mallison. Figura: 4.2. En este montaje el eje de las bobinas es perpendicular al movimiento de la muestra y paralelo al campo magnético externo. Además la forma del enrollado contribuye a que la señal de medida interfiera de forma constructiva, mientras que el ruido interfiere de forma destructiva [13].

Cuando la muestra es expuesta a un campo magnético externo, la muestra adquiere una magnetización y su movimiento induce un voltaje en las bobinas de medida.

$$V = -K \frac{dB_{space}}{dt} \quad (4.1)$$

Donde K es una constante debida al número de espiras, grosor y geometría de las bobinas. Y B_{space} es el campo inducido en la muestra. En forma muy general este campo puede ser escrito como:

$$B_{space} = B_{externo} + B_{muestra} \quad (4.2)$$

Donde $B_{externo}$ es la densidad de flujo de campo magnético aplicado y $B_{muestra}$ es la densidad de flujo de campo magnético producido por la

magnetización de la muestra, esta densidad de flujo es proporcional a la magnetización.

$$B_{muestra} = gm \quad (4.3)$$

Donde m es el momento magnético, $m = \text{Magnetización/volumen}$. Reemplazando en la ecuación: 4.1 y teniendo en cuenta que $B_{externo}$ es constante, entonces:

$$V = -K \frac{dg}{dt} m \quad (4.4)$$

Nótese que g no es constante, depende de la posición de la muestra y por tanto del tiempo. Si el movimiento de la muestra es sinusoidal de amplitud A y frecuencia ω , podemos escribir para g :

$$g = Ae^{i\omega t} \quad (4.5)$$

por tanto

$$V = -Km \frac{d(Ae^{i\omega t})}{dt} \quad (4.6)$$

$$V = -KAm\omega i e^{i\omega t} \quad (4.7)$$

Absorbiendo todas las constantes, puede verse que el voltaje es proporcional al momento magnético inducido en las bobinas [9].

En la mayoría de los cálculos para obtener cómo es la inducción de la muestra en las bobinas de recogido, se parte suponiendo que la muestra puede verse como un dipolo magnético [10]. El potencial escalar de un dipolo fijo M en el origen a lo largo del eje x es:

$$\phi = \frac{Mx}{r^3} \quad (4.8)$$

Si M está vibrando con una amplitud pequeña en el eje z , el potencial variará con respecto al tiempo de la forma:

$$\phi_1 e^{i\omega t} \quad (4.9)$$

$$\Rightarrow \phi_1 = -a \left(\frac{\partial \phi}{\partial z} \right) = a \frac{Mxz}{r^5} \quad (4.10)$$

Aunque el análisis es muy general, la ecuación: 4.10 muestra cómo es el comportamiento del potencial generado en el plano x - z , figura: 4.3. Esta gráfica sugiere que el eje de las bobinas debe ser paralelo al campo magnético y perpendicular al movimiento de la muestra, también sugiere que el mejor

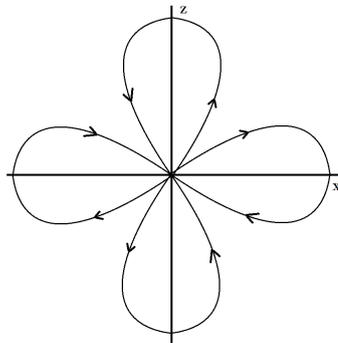


Figura 4.3: Parte de la variación en el tiempo del campo dipolar en el plano x-z, por vibración en el eje z y momento dipolar paralelo al eje x.

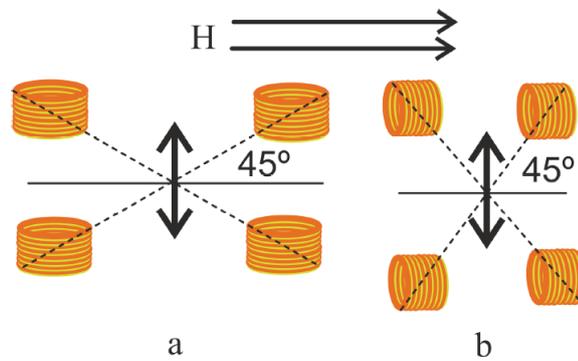


Figura 4.4: Dos diferentes montajes óptimos para las bobinas de medida, la flecha indica la dirección de movimiento de la muestra. a) El eje de las bobinas es paralelo al campo magnético externo y perpendicular al movimiento de la muestra. b) El eje de las bobinas es paralelo al movimiento de la muestra y perpendicular al campo magnético externo.

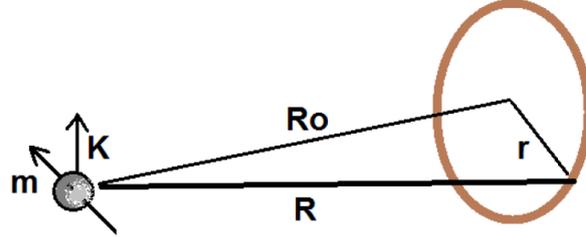


Figura 4.5: Configuración de una bobina en $t = 0$ cerca a una muestra que se mueve periódicamente. La muestra está representada por el dipolo magnético m en una dirección cualquiera. R_0 es el vector que va desde la muestra hasta el centro de la bobina de radio r , El vector $R = R_0 + r$ marca un punto en la circunferencia de la bobina. El vector K es el eje de vibración de la muestra.

montaje es cuando las bobinas se encuentran a 45 grados unas con otras. Figura: 4.4. Una demostración más estricta se desarrolló en el trabajo [11].

Se han hecho muchos esfuerzos por hacer un análisis exacto de cómo es la magnetización en la muestra y la expresión de la corriente o el voltaje inducido en las bobinas [12], [14], [15]. En la mayoría de los casos se parte de dos suposiciones, que la muestra es puntual y puede verse como un dipolo magnético. Para calcular la F.E.M. (Fuerza electromotriz) o Voltaje inducido en las bobinas, iniciamos con la ley de inducción de Faraday:

$$F.E.M. = -\frac{d}{dt} \oint_C \vec{A} \cdot d\vec{s} = -\oint_C \dot{\vec{R}} \cdot [(d\vec{s} \times \vec{\nabla}) \times \vec{A}]_{t=0} \quad (4.11)$$

Donde A es el vector potencial del campo magnético inducido en la muestra. R es la distancia dependiente del tiempo, entre la muestra y la bobina de circunferencia ds .

El vector potencial magnético para un dipolo puntual (aproximación válida para una muestra en forma de esfera) de momento magnético m está dado por:

$$\vec{A} = \frac{\mu(\vec{m} \times \vec{R})}{R^3} \quad (4.12)$$

Entonces, la ecuación para la F.E.M. toma la siguiente forma:

$$F.E.M. = \mu\vec{m} \cdot \oint_C d\vec{s} \times \left[\frac{\dot{\vec{R}}}{R^3} - \frac{3(\vec{R} \cdot \dot{\vec{R}})\vec{R}}{R^5} \right]_{t=0} \quad (4.13)$$

Si la distancia entre la muestra y la bobina cambia con el tiempo armónicamente, entonces:

$$\vec{R}(t) = \vec{R}(0) + \hat{k}\delta \sin \omega t \quad (4.14)$$

Donde \hat{k} es el vector unitario paralelo al eje de vibración de la muestra, δ es la amplitud y ω es la frecuencia angular.

$$\dot{\vec{R}}(t) = \hat{k}\delta\omega \cos \omega t \quad (4.15)$$

por tanto:

$$F.E.M. = \mu\omega\delta\vec{m} \cdot \vec{g} \cos \omega t \quad (4.16)$$

En este caso:

$$\vec{g} = \oint_C d\vec{s} \times \left[\frac{\hat{k}}{R^3} - \frac{3(\hat{k} \cdot \vec{R})\vec{R}}{R^5} \right]_{t=0} \quad (4.17)$$

\vec{g} es un factor geométrico que caracteriza la dependencia de la señal inducida sobre la geometría de la bobina. Ahora el problema se resume a evaluar la integral para \vec{g} . Lo que se ha hecho es tratar de solucionar esta integral usando diferentes métodos y para distintos montajes, pero al final y luego de una matemática no tan trivial, todos los trabajos concluyen más o menos lo mismo [14], [13], [15], [12]: El voltaje inducido en las bobinas debido al movimiento de la muestra es proporcional a la magnetización del material.

$$V = F.E.M. = cM \quad (4.18)$$

Donde c es una constante que absorbe todas las constantes del cálculo, como son la geometría de la muestra, la geometría y montajes de las bobinas, la amplitud y la frecuencia del movimiento, etc. Y M es la magnetización.

Por tanto, lo único seguro para hacer medidas con un magnetómetro de muestra vibrante es tomar una muestra de referencia para calibrar el equipo de medida. Dicha calibración es recomendable que se haga cada que se inicia con una rutina de medidas.

4.1.2. Efecto Kerr Magneto-óptico.

Cuando un rayo de luz polarizado se refleja en una superficie de un material magnetizado, el plano de polarización del rayo reflejado puede variar un poco [16]. A este efecto se le conoce como efecto Kerr magneto óptico o MOKE (Magneto Optic Kerr Effect). El MOKE es usado para la medida de la magnetización de materiales ferromagnéticos.

En la figura: 4.6 puede verse un diagrama simple del equipo para la medida del efecto MOKE. Un rayo de luz polarizado incide sobre un divisor de luz, el cual divide el rayo en dos, uno que va a un sensor de luz, y que

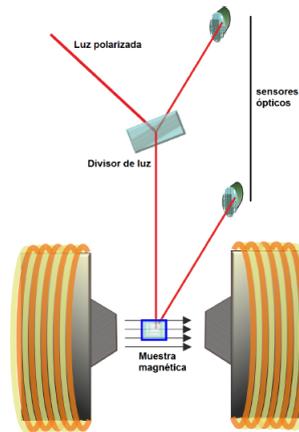


Figura 4.6: Diagrama del montaje para la medida del efecto MOKE.

servirá de referencia, el otro rayo de luz, está dirigido a la muestra, cuya reflexión es recogida por un segundo sensor de luz. La muestra por su parte se encuentra sumergida en un campo magnético externo, generado por un electroimán [17].

Cuando se aplica un campo magnético sobre un material ferromagnético se modifican los elementos del tensor dieléctrico, por tanto se modifican las propiedades ópticas del material. Esto causa que un rayo de luz incidente al ser reflejado por el material rote su polarización. Un polarizador ubicado entre la muestra y el sensor, hace que la intensidad de la luz que llega al sensor disminuya o aumente según sea la polarización del rayo. Por tanto, y solo para la medida, el ángulo de polarización α es proporcional a la magnetización M de la muestra:

$$\alpha_{polarizacion} \propto M \quad (4.19)$$

Dada la dificultad de conocer la relación exacta entre la intensidad y la magnetización, y la imposibilidad de hacer una calibración con una muestra patrón, la unidad de la medida de la magnetización es Unidades Arbitrarias (U.A.), en estos casos, se toma el valor numérico 1 si el material se encuentra en el estado de saturación positiva y -1 si el material se encuentra en el estado saturado negativo. La medida del efecto MOKE permite el conocimiento del campo magnético de saturación y el campo magnético coercitivo, ambas medidas en unidades de Gauss. Puede ser usado para medir anisotropías y medidas de viscosidad magnética.

Faraday en lugar de estudiar el rayo de luz reflejado, se concentró en el rayo de luz transmitido, incluso él inició el estudio de los efectos magneto ópticos. Luego John Kerr desarrolló los experimentos para la medida de la magnetización con el rayo reflejado. Cada uno, Michael Faraday y John Kerr

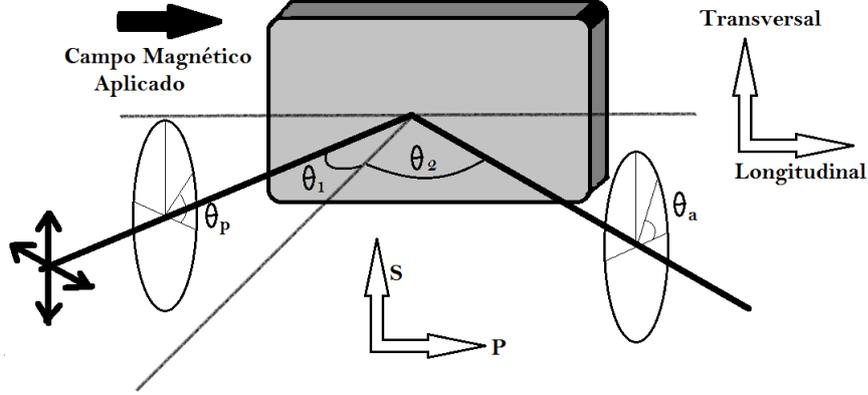


Figura 4.7: Geometría básica del efecto Kerr Magneto óptico.

desarrollaron un método de medida de la magnetización que ahora llevan sus nombres [18].

El efecto Kerr Magneto-Óptico en escala microscópica es debido al acople entre el campo eléctrico del rayo de luz y las funciones de onda del espín de los electrones de la muestra, es este acople el que genera el cambio de polarización del rayo de luz al ser reflejada.

A nivel macroscópico el efecto MOKE es descrito usando los términos de la matriz de reflexión de Fresnel:

$$\begin{bmatrix} E_p^r \\ E_s^r \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} E_p^i \\ E_s^i \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Donde,

$$R = \begin{pmatrix} r_{pp} & r_{ps} \\ r_{sp} & r_{ss} \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

Los índices i y r denotan las ondas incidentes y reflejadas respectivamente, mientras que p y s definen las componentes del campo eléctrico, paralelo y perpendicular al plano de reflexión. Para el cálculo de la matriz de reflexión de Fresnel, se supone continuidad en las componentes tangenciales de los campos eléctrico y magnético. Un gráfico del efecto Kerr puede verse en la Figura: 4.7, donde, θ_1 es el ángulo incidente y θ_2 es el ángulo reflejado.

Debido a las condiciones de continuidad, los coeficientes de la matriz de Fresnel quedan de la forma:

$$r_{pp} = \left[\frac{E_p^r}{E_p^i} \right] \quad r_{ps} = \left[\frac{E_p^r}{E_s^i} \right] \quad r_{sp} = \left[\frac{E_s^r}{E_p^i} \right] \quad r_{ss} = \left[\frac{E_s^r}{E_s^i} \right] \quad (4.22)$$

La forma de resolver estos coeficientes, es mediante el uso del tensor

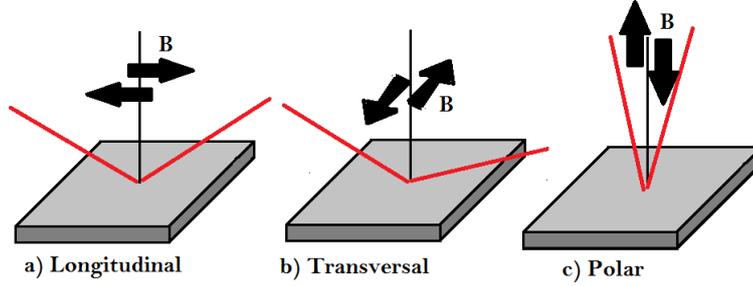


Figura 4.8: Tres diferentes formas de hacer la medida del efecto MOKE, longitudinal, transversal y polar.

dieléctrico (ε) debido a que este tensor caracteriza ópticamente al medio [19]:

$$\varepsilon(M) = \begin{pmatrix} \varepsilon_0 & -i\varepsilon_0 Q & 0 \\ -i\varepsilon_0 Q & \varepsilon_0 & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_0 \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

Q es una constante compleja magneto-óptica que caracteriza el medio,

$$Q = Q_0 e^{-iq} \quad (4.24)$$

En este caso Q_0 es linealmente proporcional a la magnetización del material y q es su fase. El efecto Kerr presenta tres configuraciones, dependiendo del tipo de montaje experimental: polar, longitudinal y transversal. La clasificación se hace de acuerdo con la relación geométrica entre la orientación de la magnetización y el plano de incidencia de la luz [20]. El efecto Kerr longitudinal (L-MOKE) se produce cuando la magnetización del material está contenida en el plano de su superficie, paralelo al plano de incidencia de la luz, Figura: 4.8. [21].

El MOKE también puede describirse en términos de un vector de campo eléctrico, llamado vector de Jones,

$$(E) = R \begin{pmatrix} E_{op} e^{i\varphi_p} \\ E_{os} e^{i\varphi_s} \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

donde φ_p y φ_s son las fases de las componentes del rayo de luz, paralela y normal al plano de incidencia, respectivamente.

4.2. Efecto Hall

El efecto Hall no hace parte de los equipos o sistemas de medida usados para obtener la magnetización del material, sino que se usa a la hora de

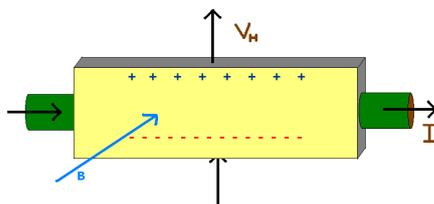


Figura 4.9: Placa delgada por donde se hace pasar una corriente I . Efecto Hall.

medir el campo magnético y en todo equipo de caracterización magnética, incluyendo el VSM y el MOKE, con el fin de conocer la densidad de flujo magnético.

Hall a diferencia de Maxwell pensó que, cuando un conductor por el que circula una corriente es situado en un campo magnético, son las cargas las que experimentan la fuerza y no el conductor. En la figura 4.9, puede verse de una forma simple, el montaje que Hall ideó para demostrar su teoría. Sumergió una placa delgada en un campo magnético externo, y colocó una corriente I de manera que esta corriente (flujo de los conductores de carga) sea perpendicular al campo magnético, de esta forma la fuerza resultante hace que los portadores tiendan a acomodarse en los extremos de la placa y el efecto neto es la aparición de un voltaje, llamado voltaje Hall. Este experimento también sirvió en la época para determinar el signo de los portadores de carga [3], [22].

En una primera aproximación y partiendo de la ecuación de fuerza magnética, ecuación: 3.15, se llega a la siguiente expresión para voltaje Hall, esta ecuación es válida para materiales conductores.

$$V_H = \frac{R_H}{t} I B_{\perp} \quad (4.26)$$

Donde t es el grosor de la lámina, I la corriente, B_{\perp} es el campo magnético perpendicular a la corriente I ó al plano de la muestra y R_H es conocido como el coeficiente Hall.

4.3. Sensores de efecto Hall

Un sensor de efecto Hall es básicamente un dispositivo de cuatro terminales, similar al sistema en el cual Hall hizo su montaje. Figura: 4.9. Es usado para medir el campo magnético que cruza a través de él. La forma de funcionamiento es muy sencilla: cuando una corriente constante y conocida se hace pasar a través del sensor y éste a su vez se encuentra en un campo magnético, se induce un voltaje Hall que deberá ser medido por otra de sus terminales. Este voltaje es proporcional al campo magnético en donde se

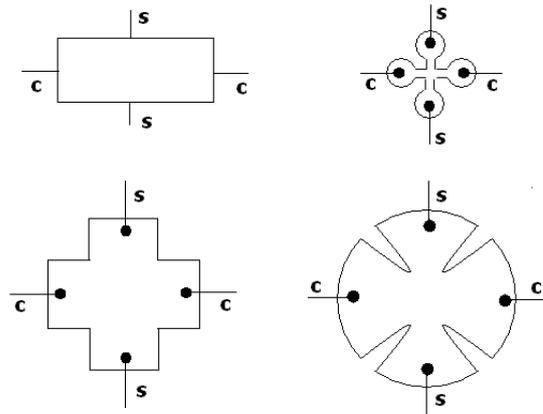


Figura 4.10: Montaje geométrico de diferentes sensores de efecto Hall. La c hace referencia a los pines de entrada de corriente, la s hace referencia a los terminales donde debe medirse el voltaje Hall

encuentra el sensor.

En la figura: 4.10, se pueden ver diferentes geometrías para el diseño de sensores Hall. En cualquier caso, ya sea para medir el campo magnético, para determinar el grosor de una película delgada ó para caracterizar un material, la geometría es un factor importante y debe tenerse en cuenta a la hora de hacer la caracterización del efecto Hall en la lámina. Si lo que se desea es medir el campo magnético, el sensor de efecto Hall es el más común, por su simplicidad y linealidad. Este sensor puede ser comprado o puede ser construido. En cualquiera de los dos casos es necesario contar con una tabla de calibración que le permita al usuario tener clara la proporción de voltaje que corresponde a la medida del campo magnético [23]. Después de contar con el equipo que mida el campo magnético, muchos montajes pueden ser propuestos, como comprobar los datos experimentales de los campos producidos por una bobina, un solenoide, una espira, las bobinas de Helmholtz [3], comprobación de leyes como la Ley de Lenz, la ley de Ampère, la Ley de Faraday, etc [24] y muchos otros montajes que pueden servir en laboratorios de caracterización o en laboratorios de enseñanza de fenómenos magnéticos.

4.4. Referencias

1. A. Rosales, Desarrollo de un Magnetómetro de Muestra Vibrante, Revista Colombiana de Física, vol. 38(1), pp. 77D80, 2006.
2. K. Estola and J. Malmivuo, Air-core induction-coil magnetometer design, J. Phys. E: Sci. Instrum., Vol. 15(2), pp, 1110D1113, 1982.

3. V.I. Maksimochkin, V.I. Trukhin, M.A. Garifullin and N.A. Khasanov, An Automated High-Sensitivity Vibrating-Coil Magnetometer, *Instruments and Experimental Techniques*, vol 46(5), pp. 132D137, 2003.
4. D. O. Smith, Development of a Vibrating Coil Magnetometer, *Rev. Sci. Instrum.*, vol 27(5), pp. 261D268, 1956.
5. S. Foner, The Vibrating Sample Magnetometer : Experiences of a Volunteer (invited), *J. Appl. Phys.*, Vol. 79(8), pp. 4740D4745, 1996.
6. R. Reeves, An alternating Force Magnetometer, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol 5, pp. 547D552, 1972.
7. P.C. Morais, N.M.L. Köche, A.L. Tronconi and K. Skeff, Microvibration Sample magnetometer: A force Type Measurement, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 56, pp. 411D414, 1985.
8. A. Zicba and S.Foner, Detection Coil, Sensitivity function, and sample Geometry Effects for Vibrating Sample Magnetometers, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 53(9), pp. 1344D1354, 1982.
9. H. Ruedegir, Improving a Vibrating Sample Magnetometer, 1993.
family-held.org/website/Rudy/publications/unpublished/papers/vsm/VMS
10. S. Foner, Versatile and Sensitive Vibrating Sample Magnetometer, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol 30 (5), pp. 548D557, 1959.
11. J. Mallinson, Magnetometer Coils and Reciprocity, *Journal of Applied Physics*, Vol. 37, pp. 2514D2515, 1966.
12. X. Xiaonong, S. Aimin, J. Xin, F. Hongchang and Y. Xixian, Method for Calculating the Induced Voltage in a Vibrating Sample Magnetometer Detection Coil System, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 67(11),pp. 3914D3923, 1996.
13. S.R. Hoon, An Inexpensive, Sensitive Vibrating Sample Magnetometer, *Eur. J. Phys.*, Vol. 4, pp. 61D67, 1983.
14. E.E. Bragg and M.S. Sechra, Analysis of Induced EMF in Vibrating-Sample Magnetometers, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol. 9, pp. 216D223, 1976.
15. A.W. Pacyna and K. Ruebenbauer, General Theory of the Signal Induced in a Vibrating Magnetometer, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol. 15, pp. 141D154, 1982.
16. J. Smith, D. Jaramillo and J. Osorio, Revisión del Efecto Kerr Magneto Óptico, *Rev. Mex. Fis. E.*, Vol. 55(1), pp. 61D69, 2009.

17. J. López, L. Reyes, J. Tobón, M. Grimsditch, A.L. Morales and J. Osorio, Montaje y Calibración de un Sistema de Efecto Kerr Magneto-Óptico, *Revista Colombiana de Física*, Vol. 37(2), pp. 384D388, 2005.
18. J.I. Torres, Efecto Kerr Magneto Óptico Antecedentes y Aplicaciones, *Scientia Et Technica*, Vol. 32, pp. 437-442, 2006.
19. Z.Q. Qiu and S.D. Bader, Surface Magneto-Optic Kerr Effect (SMOKE), *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 200, pp. 664D678, 1999.
20. J.I. Torres and B. Cruz, Magnetómetro Kerr Análisis de Ruido e Instrumentación, *Tecnura*, Vol. 12(10). pp. 31D39, 2007.
21. O. Torralba, Microestructuras Magnéticas Obtenidas Mediante Procesos Electroquímicos, Tesis, Universidad Complutense de Madrid, Madrid, 2006.
22. R.S. POPOVIC, Hall Effect Devices, Libro, Swiss Federal Institute of Technology Lausanne, 2003.
23. J.I. Torres and B. Cruz, Criterios para la Instrumentación de un Magnetómetro Hall en Corriente Continua, *Scientia et Technica*, Vol. 13(37), pp. 463D467, 2007.
24. J.I. Atorino, L.P. Bortolín, E. Rodríguez, R.O. Farías and E.E. Rodríguez, Experimentos con un Sensor de Efecto Hall, *Lat. Am. J. Phys. Educ.*, vol. 3(3), pp. 606D611, 2009.

Capítulo 5

LENGUAJE VHDL Y DISPOSITIVOS FPGA

*El lenguaje es el vestido de los
pensamientos*

Samuel Johnson

RESUMEN: El lenguaje VHDL es un lenguaje de descripción de hardware, que en inicio se usó para hacer simulación comportamental de circuitos lógicos. En la actualidad junto con el Verilog, son los lenguajes más usados para la programación y simulación de circuitos lógicos. La FPGA es un dispositivo lógico, que se programa usando el lenguaje VHDL o el Verilog. En este capítulo, se describirá los lenguajes de hardware, incluyendo el VHDL y el Verilog, y también se hablará un poco de los dispositivos programables y particularmente de la FPGA.

5.1. Lenguaje VHDL

5.1.1. Historia de los Lenguajes de Descripción de Hardware HD

El lenguaje VHDL (Hardware Description Languages) es un lenguaje que hace parte de los lenguajes de programación y simulación de hardware. En la década de los sesenta, aparecen las primeras memorias y procesadores, pero la verdadera revolución de la microelectrónica se da en los años ochenta, debido a la evolución de la tecnología y las herramientas de diseño asistidas por ordenador. Este incremento en la complejidad de la microelectrónica hizo que cada vez más la dificultad apareciera en el diseño y no en la fundamentación o construcción del hardware.

En general, cada institución o universidad que se dedicaba al diseño de elementos de lógica microelectrónica, tenía su propio software y lenguaje para el diseño de sus productos. Por tanto, una cantidad de lenguajes hicieron su aparición en el mundo del diseño. Los años setenta fueron donde más lenguajes de descripción de hardware aparecieron (IDL-IBM, TI-HDL, ZEUS-GE, AHPL, DDL, CDL, ISPS, ...) Ninguno de estos lenguajes alcanzó un grado de consolidación suficiente. En los años ochenta surge la necesidad de tener un lenguaje para las diversas etapas del diseño, se desarrollan y consolidan dos lenguajes, el Verilog, el VHDL y un lenguaje Japonés usado solo por las empresas niponas, el UDL/I.

El lenguaje VHDL aparece como un proyecto del Departamento de Defensa de Estados Unidos, con el fin de obtener una herramienta estándar para la especificación, diseño y modelado de los circuitos electrónicos. Después de su revisión, es aceptado por el IEEE y lo desarrolla cómo el lenguaje de descripción de hardware estándar.

El VHDL nace como un lenguaje dirigido hacia el modelado y la simulación de hardware, sin embargo, este lenguaje, fue rápidamente usado para todas las fases del diseño y en las etapas de síntesis.

5.1.2. Características del Lenguaje VHDL

Las principales características del lenguaje VHDL son:

Ventajas

- * El lenguaje VHDL es interpretable tanto como por una persona como por un ordenador. Esto permite que el lenguaje sea usado en las labores estrictas del diseño, pero también, los modelos puedan ser intercambiados o servir de referencia o documentación.
- * El lenguaje VHDL es un lenguaje de disponibilidad pública, no está sometido a ninguna firma ni patente. El VHDL está definido, documentado y mantenido por el IEEE, quien garantiza su estabilidad y soporte.
- * El lenguaje VHDL soporta descripciones en múltiples niveles de abstracción, y estos niveles de abstracción pueden ser mezclados entre sí.
- * El lenguaje VHDL puede ser usado en las diferentes etapas del diseño, lo que implica una simplificación en la gestión del mismo.
- * El diseño en el lenguaje VHDL no está sometido a una clase en particular de tecnología. Un diseño en VHDL puede ser desarrollado sin restricciones en cualquier tipo de tecnología independiente de

la implementación. Y aunque un diseño en VHDL es totalmente indiferente a la tecnología de fabricación usada, el lenguaje usado (tecnología en particular) permite incluir información específica de la implementación final, como son retrasos, consumo de corriente, voltaje, etc.

- * El VHDL puede ser reutilizado, realmente no el lenguaje, si no los módulos que con él se diseñen. Una determinada implementación puede ser después reutilizada en otro circuito que necesite de la primera implementación. Cada diseño o módulo en VHDL puede ser pensado como un chip, que cumple con una o varias funciones particulares. Este "chip" puede ser parte de uno más grande, en cuyo caso, en la nueva implementación no habrá necesidad de programar nuevamente el primer chip, sino solo de hacer la implementación correctamente.
- * La reutilización del código y la independencia de tecnología, cuando se usa el VHDL, contribuye a la evolución del producto final, ya sea incrementando sus características funcionales o haciendo una reimplementación sobre nuevas tecnologías.
- * El tipo de datos que pueden ser usados en el VHDL es mucho mayor que en cualquier lenguaje de hardware, además, en caso de no existir, la creación de un nuevo tipo de dato es simple y posible.
- * El VHDL hereda propiedades de lenguajes de alto nivel, lo que le proporciona la propiedad de llamar subprogramas y funciones además de la programación de módulos y componentes, lo que lo hace versátil y flexible.

Desventajas

Como cualquier software el lenguaje VHDL también tiene algunos inconvenientes a los cuales hay que prestarles atención:

- * Como el Lenguaje VHDL no pertenece a una comunidad, es complejo y es muy difícil que evolucione a través de revisiones, debido a que esa labor la cumple solo el IEEE, quien es el encargado del lenguaje.
- * No todas las herramientas de síntesis interpretan del mismo modo la semántica formal del lenguaje. Es de suma importancia hacer simulación del código con las mismas herramientas de síntesis por que de no hacerlo así podríamos sacar conclusiones acerca de un circuito basados en resultados erróneos.
- * A pesar de que el lenguaje VHDL puede usarse en cualquier nivel de abstracción, está mejor dotado para hacer descripción a nivel funcional

o algorítmico, mientras tiene mayor limitación a la hora de hacer una descripción a nivel de compuertas lógicas.

- * La gran flexibilidad del VHDL ha dificultado la implementación de mecanismos estándar para el intercambio de módulos. Esta dificultad se ha tratado de superar creando buses o creando un nuevo estándar que provea de las señales suficientes para que al intercambiar módulos, su conexión sea de forma similar en todos los casos.

5.1.3. Modelado con VHDL

Una característica muy importante del lenguaje VHDL es la posibilidad que brinda al usuario de hacer descripción de circuitos en diferentes niveles. Estos niveles de abstracción hacen referencia al grado de detalle en que se encuentra determinada descripción de hardware respecto a la implementación física de la misma.

En general los niveles de abstracción pueden ser:

1. Funcional o Comportamental: El comportamiento del circuito se describe como una función entre las entradas y salidas, sin hacer referencia a su implementación.
2. Arquitectural o de Transferencia de Registros: la descripción se hace a través de bloques funcionales y se determinan en el tiempo las acciones a ser realizadas. En este nivel, los bloques no son descritos.
3. Lógico o de Compuertas: en este nivel, la descripción se hace usando compuertas lógicas, expresadas en forma de ecuaciones lógicas.

A la hora de usar el lenguaje VHDL debe tenerse en cuenta que se está modelando hardware y no programando software y aunque en ocasiones es fácil confundirse, son grandes las diferencias que los separan. Las variables y constantes en un lenguaje de programación de software son parte de una memoria que puede ser creada, asignada y borrada de forma dinámica. Lo que no sucede en los lenguajes de descripción de hardware como el VHDL, en donde las variables y constantes son señales y son la abstracción de alambres y registros que después de implementados ya no pueden ser cambiados.

Siempre debe tenerse en cuenta que cuando se escribe en VHDL, lo que se está haciendo es un modelo escrito de un circuito o proceso electrónico y como tal pueden cometerse errores que dañen el dispositivo donde será programado o aparezcan errores que se deben al comportamiento físico del sistema. Por ejemplo, dos señales que entran en una compuerta no llegan al mismo tiempo, debido a que una tiene un camino que recorrer más corto que la otra, causando en la salida de la compuerta un error conocido como glitch.

5.1.4. Flujos de Diseño

El lenguaje VHDL permite hacer descripciones de hardware usando diferentes tipos de niveles jerárquicos, por tanto un dispositivo puede ser generado programando su comportamiento en forma general escribiendo las ecuaciones booleanas que lo gobiernan o escribiendo las compuertas lógicas propias del sistema.

5.1.4.1. Flujo de Diseño Ascendente (Bottom-Up)

En este tipo de diseño, la descripción inicia en un nivel de programación muy bajo, es decir, a nivel de compuertas lógicas e incluso en lenguaje de máquina. Cada uno de los procesos programados van siendo parte de un módulo cada vez mayor que desarrolla un número mayor de tareas. Al final se tendrá un módulo que reúne todos los procesos necesarios para la descripción del proyecto.

Cuando el lenguaje se escribe usando este flujo de diseño, las bibliotecas inician llenándose con descripciones en compuertas lógicas. Luego estas compuertas hacen parte de módulos cada vez más complejos, hasta describir la totalidad del módulo o equipo desarrollado.

Esta metodología facilita la propagación de errores, debido a que un error no detectado a nivel de compuertas, es de nuevo usado en los diferentes módulos donde el algoritmo erróneo es usado. Si la metodología no es clara, también puede pasar que el diseño de mayor jerarquía es complejo, difícil de leer y por tanto de depurar en caso de errores y es posible que su descripción sea más complicada de lo necesario. Aunque parezca un flujo de diseño que presenta demasiados problemas, la metodología bottom-up permite al diseñador tener un mejor contacto con el sistema que está programando, tener un mejor control de los tiempos y a la hora de hacer simulación es menos complicado.

5.1.4.2. Flujo de Diseño Descendente (Top-Down).

En este tipo de diseño se parte de una jerarquía mayor. Se inicia por la descripción del sistema en general, haciendo un desarrollo global. El diseño consta de uno o varios módulos, que a su vez constan de otros módulos, es decir, el sistema se va ramificando como un árbol, en módulos cada vez más pequeños, hasta llegar a la descripción de algoritmos o compuertas lógicas. Este tipo de metodología es una metodología que usa un nivel comportamental, es decir se inicia describiendo cómo es el comportamiento de las salidas según las entradas y el tiempo de respuesta de las mismas.

Este tipo de flujo se conoce como diseño de alto nivel porque se aleja mucho del nivel de compuertas, aunque es mucho más fácil de leer para el diseñador y mucho más difícil de comprender cómo es su funcionamiento al

nivel de compuertas. Este tipo de diseño es más recomendado, porque es más ordenado y fácil de depurar.

Escoger el tipo de programación a usar depende mucho de la necesidad y el tamaño de la aplicación que se desea hacer. Aplicaciones pequeñas o donde variables como tiempo y área son prioridad se debe usar un flujo Bottom-Up, mientras que si el sistema es muy robusto y no hay restricciones de tiempo ó área, se puede usar un flujo Top-Down, también es posible usar una combinación de ambos.

5.1.5. Estructura del VHDL

Al describir cualquier dispositivo en VHDL, desde una compuerta hasta un sistema complejo, siempre deben definirse dos elementos principales: la interfaz del dispositivo con el exterior (los pines del circuito) y la descripción de la funcionalidad que realiza el dispositivo.

5.1.5.1. Declaración de la Entidad

La declaración de la entidad se usa para definir la visión externa del dispositivo que dicha entidad representa, es decir la interfaz con su entorno. En la entidad se definen los puertos o pines y las características de los mismos como si son de entrada o salida o ambas, el tamaño del tipo de dato, etc.

5.1.5.2. Declaración de la Arquitectura

Mientras que la entidad es la comunicación del dispositivo con el mundo real, en la Arquitectura se describe cómo es su comportamiento. Tanto a nivel de entradas y salidas, y se define así la funcionalidad de la entidad, describiendo un conjunto de operaciones sobre las entradas para definir el valor de las salidas.

5.1.6. El VHDL en la Actualidad

El trabajo en torno al lenguaje de descripción de Hardware usando VHDL es muy intenso. En muchos países se han creado grupos de trabajo alrededor de dicho lenguaje y existen congresos donde se dictan conferencias en esta materia, por ejemplo el VIUF (VHDL International Iseré Forum) en Estados Unidos, el VHDL Forum for CAD en Europa, el congreso EuroVHDL en Europa, etc. En estas conferencias participan las grandes industrias del sector electrónico y encabezan importantes proyectos con el fin de obtener una mayor estandarización y cobertura. Pero a pesar que las compañías han tratado de introducir mejoras y actualizaciones al lenguaje, el estándar del lenguaje VHDL es la versión VHDL-93.

La nueva propuesta para mejorar el lenguaje VHDL es que pueda ser usado para hacer modelamiento y simulación, no solo de circuitos digitales, sino que también, sin hacer muchos cambios al lenguaje, sea posible hacer modelado y simulación de circuitos análogos e incluso de circuitos mixtos, donde se mezclen análogos con digitales.

5.2. Dispositivos FPGAs

5.2.1. Lógica Programable

La lógica programable consiste en la agrupación de componentes que contienen conjuntos de elementos lógicos (AND, OR, NOT, LATCH, FLIP-FLOP) que pueden configurarse en la forma que lo desee el usuario y sea posible. Existen varias clases de dispositivos lógicos programables: ASICs, FPGAs, PLAs, PROMs, PALs, GALs, y PLDs complejos.

El avance de la tecnología ha permitido que se diseñen chips cada vez más pequeños y con mayor cantidad de componentes, hasta llegar al SOC (System Only Chip) que es un chip que cumple con todas las funciones lógicas del sistema. Los primeros dispositivos lógicos programables fueron los circuitos de baja escala de integración SSI (small scale integration), luego los de mediana escala MSI (medium scale integration) y posteriormente los de muy alta escala VLSI (very large scale integration) hasta llegar a los circuitos de propósito específico ASIC (Application Specific Integrate Circuit).

Los PLD o dispositivos lógicos programables, pueden ser programados por el usuario y para ello contienen una arquitectura general pre-definida. Para su diseño cada dispositivo cuenta con sus herramientas particulares de desarrollo. La implementación de las funciones lógicas, en la mayoría de los casos se logra usando combinaciones de matrices de compuertas AND, NOT y OR. Dispositivos más nuevos en el tiempo contienen flip-flops, latches e incluso memoria. En la actualidad, el diseño ASIC (circuitos integrados desarrollados para aplicaciones específicas) es uno de los más usados para aplicaciones microelectrónicas.

Los circuitos ASIC son dispositivos definidos por el usuario. Los ASICs, pueden contener funciones análogas y digitales. En este tipo de chips la programación es *full custom design* (totalmente a la medida o como desee el usuario), pero no son re-programables, después de elaborados, nunca más pueden ser cambiadas sus funciones, lo que significa que los fabricantes configurarán el dispositivo según las especificaciones del usuario. Se usan para combinar una gran cantidad de funciones lógicas en un dispositivo. Sin embargo, estos dispositivos tienen un costo inicial alto, por lo tanto se usan principalmente cuando es necesario una gran cantidad.

Otra forma de obtener un circuito ASIC a un costo más bajo, es no mandar a fabricar el circuito sino programarlo usando celdas programables

preestablecidas e insertadas dentro de un circuito integrado. Es así como nacieron los dispositivos lógicos programables PLDs (Programmable logic device). A medida que ha pasado el tiempo, estos dispositivos han ido ampliando sus características. Los primeros PLDs eran muy simples como las PALS y las PLAs que son arreglos lógicos programables, las GALs (arreglos lógicos genéricos programables).

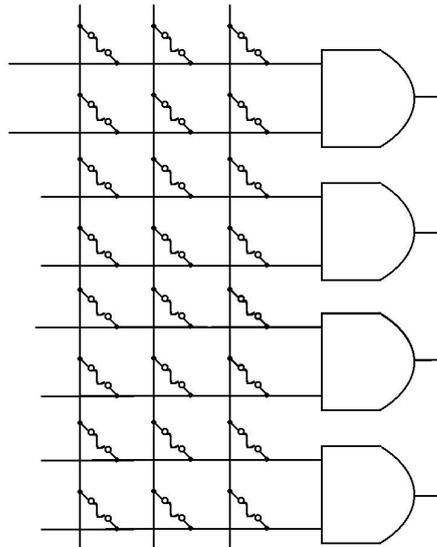


Figura 5.1: Arreglo de compuertas AND programable

Los dispositivos PLA, PAL y GAL están formados por arreglos o matrices que pueden ser fijos o programables. La arquitectura básica de un PLD está formada por una arreglo de compuertas AND y OR conectadas a las entradas y salidas del dispositivo, el cual puede contener de 10 a 100 elementos TTL dependiendo del dispositivo. En la figura: 5.1 se muestra un arreglo de compuertas AND programables. Después llegaron los CPLDs (circuitos lógicos programables más complejos) y las FPGAs (Field Programmable Gate Array). Estos dispositivos tienen un gran nivel de integración, es decir poseen una gran cantidad de lógica programable en menos espacio y a un menor costo, lo que ha incrementado la velocidad y la frecuencia de operación.

5.2.2. Dispositivo FPGA

Una FPGA (Field Programmable Gate Array) es una matriz de celdas lógicas que se comunican unas con otras y con los pines de entrada y salida a través de canales enrutados cuyas conexiones son programables. A diferencia

de los circuitos integrados específicos (ASICs), los cuales son diseñados a medida, las FPGAs pueden considerarse semi-a medida, porque se componen de una plataforma de hardware generalizada que puede ser configurada (y reconfigurada) a través de un lenguaje de programación de hardware.

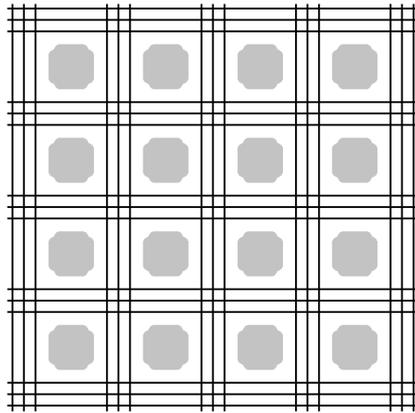


Figura 5.2: Bosquejo de arreglos lógicos programables en una FPGA, las líneas hacen referencia a las rutas programables, mientras que los cuadros son los bloques lógicos.

En la figura: 5.2 se muestra un bosquejo general de las interconexiones en la FPGA y los bloques lógicos, en el que un arreglo particular depende de la tecnología y la compañía que fábrica la FPGA.

Cada bloque lógico consta de una parte combinacional, lo que permite implementar funciones lógicas booleanas, más una parte secuencial que permite sincronizar la salida con una señal de reloj externa y una parte combinacional que varía con el fabricante.

- **Bloque Lógico basado en una Look-up table (LUT)** Una LUT es una pequeña tabla de memoria SRAM que almacena los resultados de las posibles combinaciones de tres pines de entrada y donde la ecuación lógica programada puede ser cualquiera. En la figura: 5.3 puede verse el ejemplo de una configuración lógica y su tabla de verdad programada en el bloque lógico.
- **Bloque Lógico Basado en Multiplexores** La lógica necesaria en este tipo de bloque es mucho menor que la usada en la LUT. Este bloque lógico se diseñó de tal forma que las señales son multiplexadas según unas señales de control S, como se muestra en la figura: 5.4.

Una de las más grandes potencias de la FPGA es la capacidad que tiene para el desarrollo de tareas o procesos en paralelo. Es decir, se pueden programar procesos totalmente independientes.

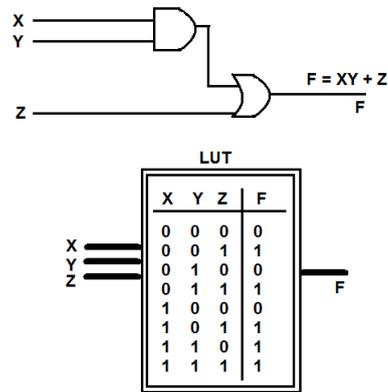


Figura 5.3: Diagrama lógico de una LUT y tabla de verdad.

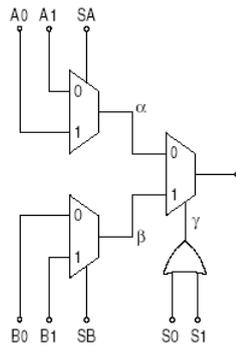


Figura 5.4: Bloque lógico basado en multiplexores.

Cuando las FPGAs iniciaron a ser populares, a mediados de los años 80s. Fueron usadas para el desarrollo de lógica sencilla y máquinas de estado de poca complejidad. En los años 90s, a medida que fue aumentando la tecnología y la sofisticación, las FPGAs tuvieron mayor cantidad de lógica en menor espacio, su uso se fue ampliando, al de las telecomunicaciones y el área de redes. Desde finales de los 90s a la actualidad el rango de acción de las FPGAs ha aumentado considerablemente, desde la industria automotriz, la investigación, industria doméstica como celulares y dispositivos afines, etc. En la actualidad son muy usadas por compañías para hacer pruebas y simulación de sus diseños antes de mandar a hacer sus circuitos ASICs (Circuitos a la Medida).

5.2.3. Estado Actual de las FPGAs

Las aplicaciones con dispositivos FPGAs han sido muy populares en Física Nuclear de altas energías y en Física Instrumental [8]. Su popularidad se debe a la capacidad que tienen para hacer tratamiento digital de señales, pues puede hacerse una cantidad de operaciones lógicas y matemáticas en uno o pocos ciclos de reloj.

Cuando surgieron, las FPGAs solo poseían bloques lógicos programables. A medida que esta tecnología ha avanzado, los dispositivos FPGAs también han cambiado. Se ha puesto en su interior hardware dedicado, como procesadores, memoria, dispositivos de análisis de señales y de imagen, etc. Esto hace que a la hora de comprar una FPGA se debe tener claridad de cuál usar por tamaño, versatilidad y los componentes que están incorporados en ella. Pensemos por ejemplo que compramos una FPGA que incorpora memoria y a la hora de hacer el modelado en hardware no la usamos, en este caso en particular, se pagó por la memoria pero no se usó.

Existen diferentes compañías que se dedican a la fabricación de dispositivos programables, incluyendo las FPGAs. Hay compañías que ofrecen algunas innovaciones en sus dispositivos, mientras otras, ofrecen el dispositivo general.

5.2.3.1. XILINX

Xilinx es una de las compañías líderes en soluciones de lógica programable, incluyendo circuitos integrados avanzados. A la compañía XILINX se le atribuye el invento de las FPGAs y en la actualidad es la compañía líder en este producto.

Las FPGAs de XILINX se dividen en varias familias. Las más representativas son SPARTAN y VIRTEX. La SPARTAN es una FPGA de trabajo mediano, con primitivas como sumadores, multiplicadores y memoria, no tiene procesadores dentro, pero XILINX ofrece un procesador descrito en VHDL que puede ser modelado para ser programado dentro de ella. La familia VIRTEX incluye procesadores dentro de la FPGA, con la salvedad que es diferente modelar un procesador en VHDL y luego sintetizarlo en la FPGA a que la FPGA la diseñen con un procesador o varios como el caso de la VIRTEX.

Las FPGAs de XILINX no guardan el programa y por tanto deben ser programadas cada vez que se corta la energía de alimentación, por ello, en las boards donde viene la FPGA se adiciona una memoria flash que contiene el archivo del circuito modelado, para que cada vez que se apague y vuelva a encenderse el circuito, la FPGA recupere el programa de la memoria. Esto se hace con el fin de consumir una menor potencia.

El programa de diseño de XILINX es ISE, este programa permite el modelado usando el lenguaje VHDL y el VERILOG, y todo puede hacerse

desde él. La síntesis, modelado, adjudicación de los pines, y el bajar el archivo en la FPGA se hace con el mismo software.

XILINX tratando de solucionar los problemas del diseñador, ha incrustado sus FPGAs en tarjetas que traen una cantidad de periféricos útiles, como memorias, conversores de análogo a digital y viceversa, conectores de varios tipos, comunicación serial, usb y en algunos casos Ethernet, por lo que las hace más atractivas en el mercado.

5.2.4. ALTERA

Altera es la compañía que sigue a XILINX en importancia en diseño, construcción y distribución de FPGAs. Al igual que XILINX, ALTERA tiene sus propios diseños, posee 8 familias de FPGAs, aunque se destacan dos, la FLEX y la APEX, que son de alguna manera la competencia de la SPARTAN y la VIRTEX, pese a que su organización interna es diferente.

El software que se encarga de la programación, depurado, simulación, síntesis y trazado de los pines es el Q-MAX. Altera igual que XILINX ha puesto dispositivos que funcionan como periféricos a las FPGAs.

5.2.5. ACTEL

Adquirida en el año anterior (2011) por Microsemi, SoC Products Group, Actel está en la lista de importancia de las FPGAs, aunque lejos de Altera y mucho más de XILINX. Sus familias más representativas son la ProASIC y la RTAX.

ACTEL ha seguido un camino distinto a sus competidores y en lugar de poner dispositivos en la tarjeta donde se pone la FPGA, ha tratado de ponerlos directamente en la FPGA, y el ejemplo es la FPGA FUSION y la SMART FUSION que además de la parte digital, ya traen también una parte análoga para ser programada, es decir, los conversores ya están dentro de la FPGA y solo es programarlos para obtener o generar señales con ellos.

La programación es un poco más engorrosa que en XILINX y en ALTERA, porque no es un solo software el que se encarga de cada uno de los pasos que son necesarios a la hora de modelar un circuito en la FPGA. Por el contrario una compañía distinta con diferente software se encarga de cada una de las etapas que deben seguirse para modelar la FPGA.

5.3. Referencias

1. L. Terés, Y. Torroja, S. Olcoz and E. Villar, VHDL Lenguaje Estándar de Diseño Electrónico (libro), Mc Graw-Hill, 1998.
2. D.G. Maxines and J. Alcalá, VHDL El Arte de Programar Sistemas Digitales (libro), Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de

-
- Monterrey, 2002.
3. D.J. Smith, Hdl Chip Design: A Practical Guide for Designing, Synthesizing & Simulating Asics & Fpgas Using Vhdl or Verilog. IEEE. 1998
 4. www.xilinx.com
 5. www.actel.com
 6. www.altera.com
 7. www.digilentinc.com
 8. F. Hartmut, W. Sadronzonski and J. Wu, Applications of Field-Programmable Gate Array in Scientific Research (libro), A Taylor & Francis Book, 2011.
 9. K. Steve, Advanced FPGA Design (libro), IEEE. New York., 2007.
 10. A. Pedroni, Circuit Design with VHDL (libro), MIT Press, 2004.
 11. P. Wilson, Design Recipes for FPGAs (libro), ELSEVIER, 2007.
 12. C. Maxfield, The Design Warrior's Guide to FPGA (libro), ELSEVIER, 2004.

Capítulo 6

INSTRUMENTO RECONFIGURABLE

*El verdadero progreso es el que pone la
tecnología al alcance de todos.*

Henry Ford

RESUMEN: La FPGA (Field Programmable Gate Array) es un dispositivo de hardware programable, lo que quiere decir que cualquier hardware digital puede ser sintetizado en ella. Aprovechando esta capacidad y que muchos equipos de medida comparten características, se ha sintetizado un instrumento reconfigurable que puede ser programado para desarrollar medidas magnéticas, en principio puede ser programado como un Magnetómetro de Muestra Vibrante, VSM (Vibrating Sample Magnetometer), un equipo para la medida del efecto Kerr Magneto Óptico (MOKE), el efecto Faraday, medidas y perfiles de campo magnético y magnetorresistencia entre otras. En este capítulo analizaremos el hardware y su montaje para obtener los diferentes equipos.

El instrumento reconfigurable para la medida de propiedades magnéticas, es un equipo que puede ser configurado de tal manera que diferentes tipos de medida puedan ser realizados. La unidad de procesamiento es la FPGA Spartan-3E de Xilinx [1], este dispositivo se encarga de controlar los equipos de medida y generar las señales propias para que su funcionamiento sea el apropiado, además de sincronizar, generar señales de control, obtener datos de medida, procesarlos y mostrarlos o enviarlos a un PC. El instrumento reconfigurable, puede configurarse como cualquiera de tres equipos independientes e intercambiables entre si. Un magnetómetro de muestra vibrante, VSM, un equipo para la medida del efecto Kerr

Magneto-Óptico, MOKE (Magneto Óptic Kerr Effect) y un Gaussímetro para la medida del campo magnético.

6.1. Electroimán

Para la caracterización magnética de cualquier material, es necesario contar con un campo magnético externo [4],[5], [6]. Para el equipo diseñado, el campo magnético externo es generado por un electroimán, que es básicamente un par de bobinas, una enfrente de la otra con un núcleo de hierro, alimentadas por una fuente de corriente.

Cuando se genera el campo magnético con este tipo de imanes, se debe tener en cuenta que los polos deben estar a una distancia pequeña para garantizar que el campo magnético sea lo más homogéneo posible en la zona que se desea medir. Esto último debido a que en un solenoide el campo magnético no es constante en todos los puntos. La figura: 6.1 representa las líneas de campo magnético entre los polos de un electroimán y la zona de campo constante. Por experimentación se ha visto que en electroimanes de bobinas o solenoides, a medida que aumenta el campo en intensidad, el volumen donde el campo magnético es más uniforme disminuye.

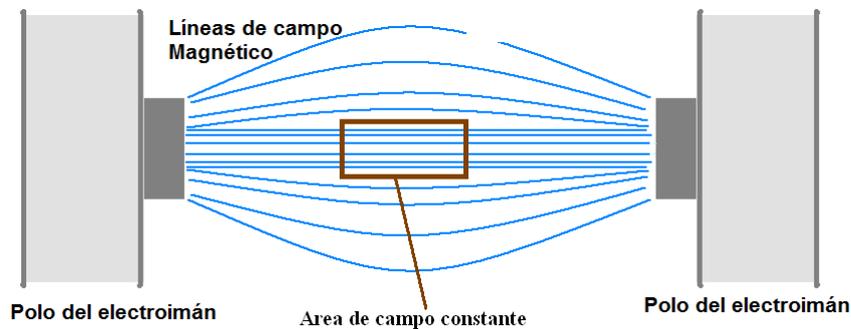


Figura 6.1: Líneas de Campo magnético entrando y saliendo de los polos del electroimán.

El electroimán usado en este trabajo se compone de un núcleo de hierro y un enrollado de alambre de cobre, con un campo magnético medido de 1.5 Teslas (15000 Gauss) cuando la distancia entre los polos es de 1 cm. La distancia de los polos del electroimán se puede variar. Para los montajes se sugiere una distancia de 4 cm, con el fin de dar espacio a las bobinas de medida y la muestra magnetizable. De esta forma, el campo magnético máximo es de alrededor de 1 Tesla (10000 Gauss) para una distancia entre los polos de 4 cm.

Este tipo de electroimán tiene algunos inconvenientes, el campo por ejemplo no es constante en todas partes, como se discutió antes. El sistema

debe ser refrigerado y no puede ser llevado al máximo por más de un tiempo determinado (15 minutos). La corriente como es de esperarse calienta el electroimán y eso cambia las condiciones del campo magnético, por tanto, no debe suponerse una correspondencia de corriente-campo magnético en todo tiempo, si no que el control de la fuente de corriente debe hacerse midiendo directamente el campo magnético. En este proyecto el control de la fuente de corriente incluye un control P.I.D (Proporcional, Integral, Derivativo). El electroimán tiene un tiempo de respuesta, es decir el campo magnético no responde de forma instantánea a la corriente que circula por las bobinas, es decir, al electroimán le toma un tiempo en generar el campo esperado por tal motivo el electroimán presenta un de ciclo histéresis. Un perfil de la magnetización del electroimán y algunas rampas con diferentes características se muestran en la sección 9.1.2. La diferencia en los ciclos depende de la velocidad con que el campo magnético cambia de intensidad o la distancia que hay entre cada paso de campo magnético. En la figura 6.2 se muestra el campo magnético inducido por el electroimán cuando un voltaje es colocado en él. Las dos gráficas se diferencian en el tiempo total que tomó hacer el ciclo.

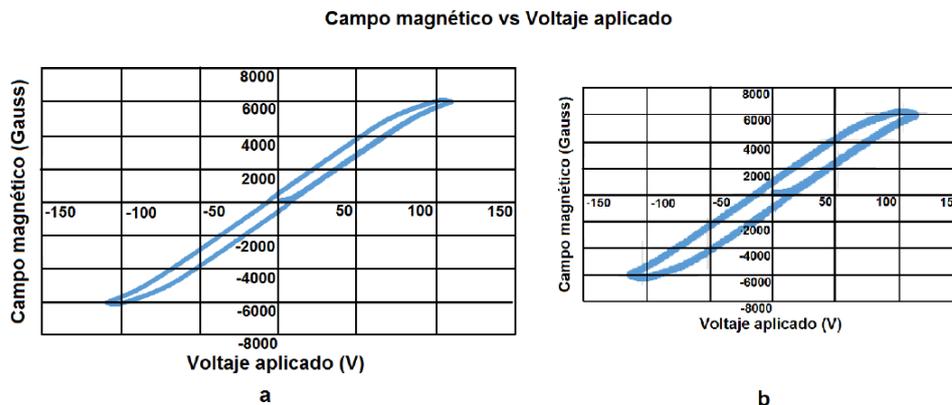


Figura 6.2: las gráficas muestran la respuesta en campo magnético del electroimán al ser aplicado un voltaje. La diferencia entre ambas gráficas es el tiempo total de la medida. La gráfica (a) fue realizada con un tiempo de 10 ms de retardo en cada paso, mientras que la gráfica (b) se realizó con un retardo de 100 ms por paso.

La fuente de corriente del electroimán es la fuente de potencia DC programable XANTRES XFR 150-18 [7], con una potencia de 2.7 kW, suficiente para alimentar el electroimán del equipo. Este tipo de fuentes están protegidas para sobrecargas y errores en los voltajes de operación, además, si el suministro de corriente para la fuente falla, cuenta con un sistema de protección para la corriente que hay en el electroimán. Esta fuente puede ser

controlada y monitoreada de tres formas diferentes, por comunicación serial RS232, por protocolo GPIB ó usando una señal de programación análoga. Para contar con comunicación serial o GPIB, debe contarse con tarjetas especializadas para la fuente y no es el caso y por tanto la forma de control escogido es entonces a través de una señal análoga. La forma de hacerlo es conectar a una fuente de voltaje DC de 0-5 V y la fuente de potencia convierte este voltaje de 0-150 V en forma lineal.

Un canal del convertor de digital a análogo DAC es conectado a la fuente del electroimán, el DAC puede generar voltajes desde 0 a 3,67 V, lo que corresponde en voltaje de la fuente de corriente, de 0 a 110 V, voltaje máximo que se le puede suministrar al electroimán. En la figura: 6.4 puede verse cómo debe conectarse el convertor DAC (canal B), con el conector de la fuente J2. El terminal 5 debe ir a tierra y al 6 la parte positiva, por su parte los terminales 7 y 8 también pueden ser usados para monitorear cuánto voltaje está siendo suministrado por la fuente (de 0-5 V).

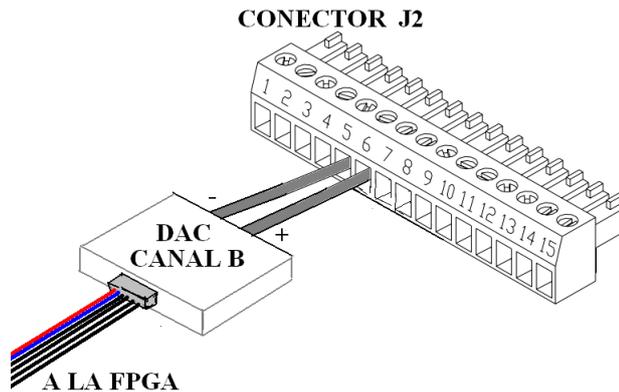


Figura 6.3: Control de la fuente de corriente a través de la FPGA, forma de conectar la fuente en la conexión J2 de la fuente.

6.1.1. Conmutador de Corriente.

La fuente del electroimán solo tiene una polaridad, por tanto el campo magnético tendría solo una dirección. Para contar con campos positivos y negativos, se ha diseñado y construido un conmutador que tiene la capacidad de cambiar la polaridad de la fuente y por tanto el sentido del campo magnético. El conmutador es un circuito, donde su principal componente son los relays que se encargan básicamente de controlar la dirección de la corriente [8]. Unos transistores permiten que el control pueda hacerse desde la FPGA, donde 0 V activan la circulación de la corriente en un sentido y 5 V ponen la corriente en dirección contraria. Para evitar daños ó peligro, la conmutación siempre debe hacerse cuando la corriente que esté pasando al electroimán sea cero o la más pequeña posible.

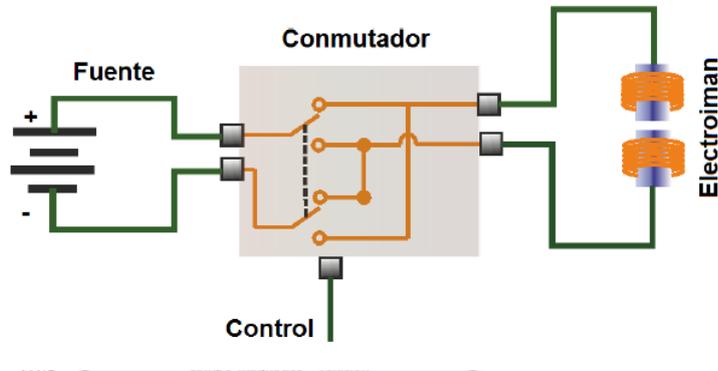


Figura 6.4: Sistema que controla la dirección de la corriente que circula por el electroimán.

6.2. Gaussímetro

Además del instrumento para generar el campo y su respectivo control, se necesita también contar con un instrumento capaz de medir el campo magnético, el cual se conoce como Gaussímetro o Teslámetro.

Nuestro Gaussímetro consta de un sensor de efecto Hall, el Allegro 3516 [9], que tiene un rango de -800 a 800 Gauss. Como la alimentación y el rango de medida es de 0 a 5 V, hay que construir un circuito de acople, porque el rango de voltaje medido por el ADC es -1.2 a 1.2 V.

Adicionalmente se dispone del Gaussímetro de LakeShore modelo 455 DSP [12], usado para calibrar los sensores de medida del campo magnético. Este Gaussímetro tiene diferentes puntas de sensado, según la necesidad del usuario. La comunicación entre el Gaussímetro y la FPGA es serial, donde la configuración puede verse en la tabla: 6.1.

Señal	Valor
Velocidad	9600 Baudios
Número de bits	7
Paridad	impar
Bits de parada	1

Tabla 6.1: Valores de configuración para la comunicación serial con el Gaussímetro

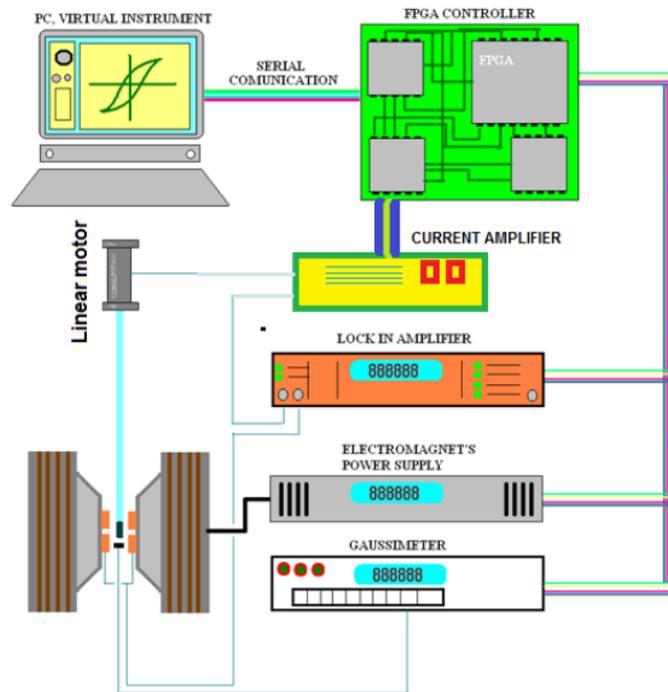


Figura 6.5: Montaje del Magnetómetro de Muestra Vibrante

6.3. Magnetómetro de Muestra Vibrante

Un esquema del magnetómetro de muestra vibrante (VSM), sección:6.3, se muestra en la figura:6.5. La FPGA es el centro de procesamiento y control, mientras un PC hace la visualización de los datos. La FPGA genera una señal senoidal para mover el motor lineal. Éste a su vez mueve un porta muestras donde se coloca la muestra magnetizable. El movimiento de la muestra induce una corriente eléctrica en un par de bobinas dispuestas para este fin. La señal de las bobinas es llevada a un amplificador Lockin [2] donde se filtra y la información se envía a la FPGA. La muestra vibrante está sumergida en un campo magnético externo. Este campo es producido por el electroimán [6.1] y controlado por la fuente de potencia, que a su vez, es controlada por la FPGA y el campo magnético es medido por un Gaussímetro.

6.3.1. Sistema Vibrante

Un componente esencial de un Magnetómetro de Muestra Vibrante es el generador del movimiento para la muestra, ya que si no hay movimiento no hay inducción y mucho menos medida. El montaje más práctico consiste en un par de parlantes conectados, uno opuesto al otro, tal como se muestra en

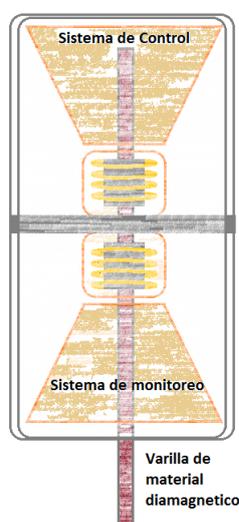


Figura 6.6: Sistema Vibrante compuesto por dos parlantes

la figura: 6.6. Los dos parlantes están unidos por una varilla de vidrio, que es un material diamagnético, uno de los parlantes se alimenta por la señal senoidal proveniente del generador de señales de la FPGA y una etapa de potencia y cuya arquitectura, diseño, síntesis y simulación se discutirá en el capítulo 7. El movimiento de este parlante induce una corriente en el segundo parlante, el cual se usa como monitor para retroalimentar y hacer un control del movimiento lineal. En muchos casos esta señal de control es usada como referencia para filtrar la señal proveniente de las bobinas de medida.

Para este trabajo el movimiento vibratorio lo produce el motor lineal 360 diseñado por la empresa Wissel [13], que funciona de forma idéntica al montaje de los parlantes y al igual que ellos también tiene una entrada de control "drive" alimentado con una señal senoidal y una salida "velocity" usada como señal de retroalimentación para hacer control y filtrado de la señal de medida.

La FPGA se encarga de generar la señal senoidal y es un conversor de digital a analógico, DAC, el que la transforma a analoga. Esta señal debe primero pasar por un circuito amplificador de corriente, para tener la potencia suficiente para mover el motor. Debe tenerse cuidado con la frecuencia a la cual se trabaja, pues no puede ser un múltiplo o submúltiplo de la frecuencia de la red (60 Hz), porque se introduciría a la medida un mayor ruido; también debe evitarse estar cerca de la frecuencia de resonancia del sistema vibrante, para nuestro caso 24 Hz. La frecuencia a la cual vibra el motor es 89 Hz.

Un magnetómetro es un equipo sensible a la distancia entre la muestra y las bobinas de recogido, por tal motivo, el motor está sobre una base que

permite el movimiento paralelo al plano del piso (en el eje x o en el eje y). La calibración del equipo debe hacerse cada vez que se inicie un ciclo de medidas magnéticas. El motor comunica el movimiento vibratorio a la muestra a través de una varilla de vidrio que es un material con muy baja permeabilidad magnética, de modo que no interfiere con la medida.

La señal senoidal proveniente del conversor digital/analógico que da la forma a la señal pero no la suficiente potencia para alimentar el embobinado del motor lineal, la resistencia es muy pequeña, alrededor de 8Ω , y es necesaria por tanto una corriente de por lo menos 1 A para alimentar el motor. La figura 6.7 muestra el circuito usado para dar la corriente necesaria. El amplificador de corriente STL 149 [11] puede alimentar la señal con corrientes pico de 4 A. También puede usarse en lugar del amplificador STL 149, el amplificador LM 675.

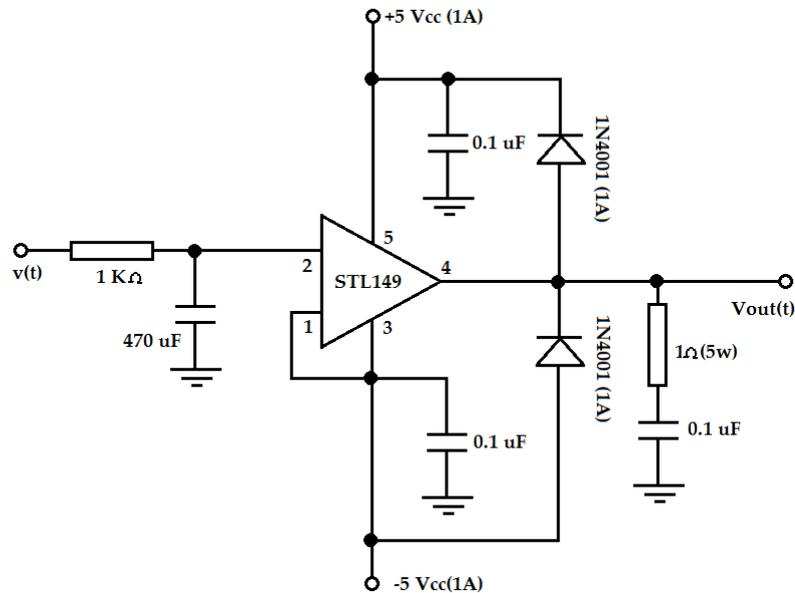


Figura 6.7: Etapa de potencia para el control del motor lineal.

6.3.2. Pórtamuestras

El porta muestras para el magnetómetro tiene forma cilíndrica, su peso y su susceptibilidad deben ser tenidos en cuenta en cada medida para sustraerlo del valor medido. Cada portamuestras no pesa igual, por tanto cada uno debe ser pesado antes de preparar la muestra a ser caracterizada. La varilla de vidrio que comunica el motor con la muestra magnetizable, tiene en su parte inferior un sistema de rosca que facilita el montar y desmontar el porta muestras sin mover demasiado el montaje y así evitar descalibrar el magnetómetro. El portamuestras se coloca en un pitillo transparente,

no puede ser de colores porque los materiales de las pinturas, en su mayoría contienen hierros u óxidos de hierros que influyen en la medida. La muestra debe colocarse de forma que el vector de área de la cara plana sea perpendicular al flujo de campo magnético. Figura: 6.8.

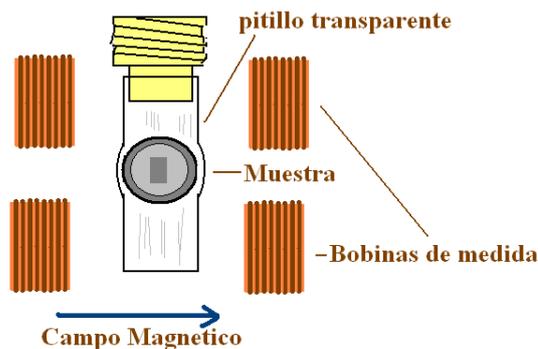


Figura 6.8: Forma de montar el Porta Muestras en la varilla de vidrio del magnetómetro.

6.3.3. Bobinas de Medida

Cuando la muestra se magnetiza por el campo magnético externo y es movida por el sistema vibrante, se induce un voltaje en las bobinas de recogido o sensado. Muchos arreglos experimentales han sido propuestos para el montaje de las bobinas. Teniendo cada uno de ellos sus beneficios y sus contras. La mayoría de las técnicas incluyen un arreglo de bobinas simétricas alrededor de la muestra con el eje de las bobinas paralelo o perpendicular al campo aplicado. En la figura: 6.9 se muestran algunas geometrías para las bobinas y formas de vibración de la muestra magnetizable. Las figuras: 6.9 (a) y 6.9 (b) son los sistemas más ampliamente usados, por lo sencillo de su montaje y la resolución de su medida. La doble bobina del montaje 6.9 (a) es mucho más eficiente, el arreglo de dos bobinas enrolladas de forma contraria hace que la señal de medida se sume y las señales de voltajes parásitos se cancelan. Incluso se puede variar la forma de las bobinas, como puede verse en 6.9 (c) donde tienen una forma ovalada en lugar de la usual forma circular. La forma ovalada necesita menos espacio que la circular y su área para detectar la magnetización es más lineal.

Se recomienda un diseño donde la muestra vibre en dirección paralela al campo magnético aplicado cuando el campo se genera por solenoides [14]. El campo así generado es mucho más homogéneo y no presenta irregularidades debido a la forma de los polos, aún así, mover la muestra magnetizada es mucho más dispendioso, pues hay que pasar el eje de vibración entre los solenoides si el núcleo es de aire o atravesar el material si el núcleo del electroimán es diferente de aire. Muchos laboratorios poseen el electroimán

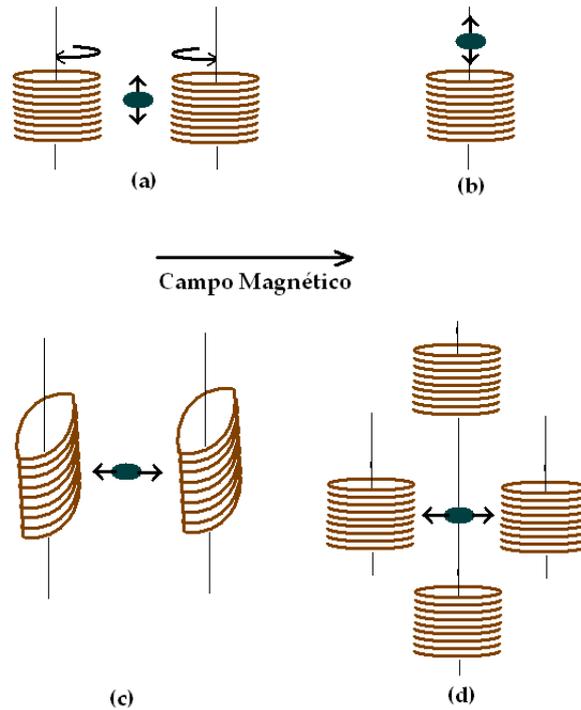


Figura 6.9: Diferentes montajes para las bobinas y formas de vibración de la muestra.

con núcleo de hierro para este tipo de magnetómetro y se sugiere el movimiento de la muestra en forma perpendicular al campo generado, de esta forma el montaje es más simple aunque hay que ser cuidadosos de no tener una muestra demasiado grande y debe colocarse en la región donde el campo magnético presenta mayor uniformidad, con el objetivo de garantizar que la muestra se mueva siempre en el mismo valor de campo magnético, además, la amplitud de movimiento de la muestra debe ser pequeño, alrededor de un milímetro.

El arreglo de las bobinas de medida o recogido en nuestro Magnetómetro de Muestra Vibrante es el que se conoce como geometría de Mallison [3] tal como se muestra en la figura:6.10. En este montaje el eje de las bobinas y el campo magnético están en paralelo y la muestra vibra perpendicular al campo. Las cuatro bobinas están conectadas en serie, de tal manera que cada par de bobinas que se encuentran una en frente de otra, la corriente circula en igual dirección, mientras que en el par de bobinas que se encuentran del mismo lado, la corriente debe circular en sentido contrario. Este montaje, en una primera aproximación, elimina cualquier variación del campo magnético

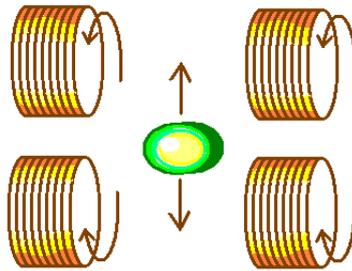


Figura 6.10: Geometría de Mallison para las bobinas de un VSM.

introducido por el electroimán, pues mientras en un juego de bobinas aparece una inducción en fase, en el otro par aparece la misma inducción en fase contraria o en contra fase y por tanto la corriente inducida es cero, sin embargo si el campo oscila en amplitudes muy grandes, aparecen corrientes inducidas debido a la oscilación del campo que no son anuladas del todo aunque estas señales son mucho más pequeñas que las que aparecerían si se contara solo con un par de bobinas, una a cada lado del electroimán. Cuando se tienen estos campos oscilantes con amplitudes tan grandes, es necesario un nuevo par de bobinas [15]. En nuestro caso estas bobinas extra no son necesarias, pues el campo magnético generado por el electroimán es constante y homogéneo y no presenta variaciones grandes en el tiempo.

Además de eliminar el ruido producido por oscilaciones en el campo externo y el producido por fuentes externas, las bobinas así montadas amplifican la señal inducida por la muestra magnetizable. Cuando la muestra tiene movimiento ascendente, se induce un voltaje positivo en las bobinas superiores, mientras que la inducción es negativa en las bobinas inferiores, pero como en estas últimas la corriente gira en sentido contrario, el voltaje en cada bobina se encuentra en fase y el resultado es una suma de voltajes y un aumento en la señal. Cuando el movimiento de la muestra es hacia abajo ocurre de manera similar aunque ahora el voltaje tiene sentido contrario.

Para calcular el tamaño de las bobinas de forma exacta e igual, se optó por adquirir cuatro parlantes en el mercado, debido a sus medidas exactas y calibradas. El parlante es un mini parlante de $0,5W$ y $50mm$ de diámetro. La bobina, que es lo que nos interesa, tiene una resistencia de 8Ω y un diámetro de $1,3mm$.

Tratar de hacer una descripción exacta de cómo la magnetización de la muestra induce una corriente en las bobinas de medida es muy difícil debido a la cantidad de variables que deben ser tenidas en cuenta en los cálculos, el tamaño y forma de la muestra, forma y tipo de bobinas, distancia de las bobinas a la muestra, movimiento de la muestra con respecto a las bobinas, etc. Muchos trabajos han tratado de hacer un desarrollo matemático para

el voltaje inducido, los análisis siempre han incluido aproximaciones que simplifican los cálculos, Sección 4.1.1. En todos los casos se ha llegado a que el voltaje inducido en primera aproximación, es proporcional a la magnetización de la muestra.

$$V \propto M \quad (6.1)$$

Para medir la inducción en las bobinas de medida es necesario un circuito seguidor, que acopla la impedancia entre las bobinas y el canal A del convertidor. Las bobinas son sistemas que producen mucho ruido, por tanto la señal que proviene de ellas debe ser primero filtrada para su análisis.

En algunos magnetómetros la señal de referencia se toma de un nuevo par de bobinas, que son puestas donde el campo magnético externo es nulo o muy débil y el movimiento de un material de calibración con magnetización conocida genera una señal para hacer el filtro y eliminar el ruido y dejar solo la señal que da información sobre la magnetización de la muestra.

6.4. Efecto Kerr Magneto Óptico, MOKE

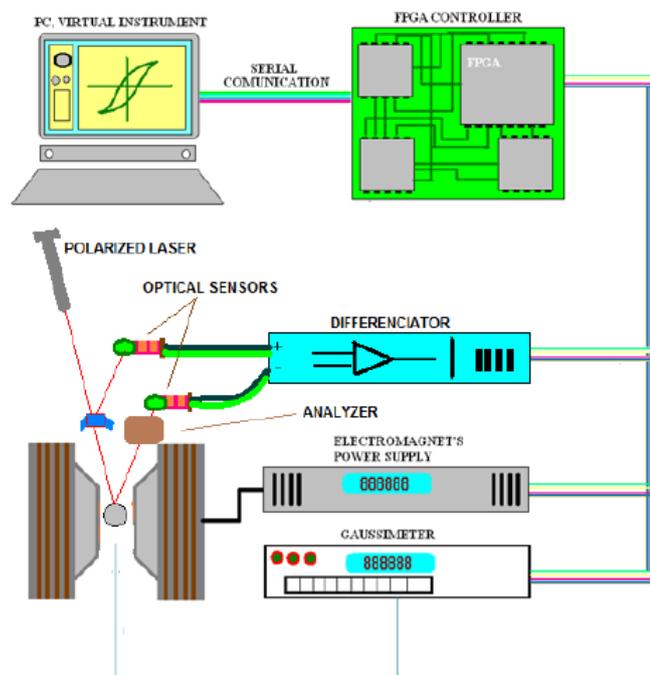


Figura 6.11: Montaje para la medida del efecto Kerr Magneto-Óptico, MOKE.

El montaje para la medida del efecto Kerr magneto-óptico, MOKE,

figura: 6.11, no difiere mucho del montaje del magnetómetro de muestra vibrante, la explicación del efecto MOKE se vio en la sección 4.1.2. La FPGA es la encargada de hacer el control y la toma de los datos, controla el campo magnético externo a través del electroimán, igualmente, el campo magnético es medido con un Gaussímetro. La diferencia con el VSM es la señal de medida que es un rayo laser que se refleja en la muestra y es recogida por un sensor de luz. En su recorrido y antes de llegar a la muestra, el rayo se divide en dos por un beamsplitter, un porcentaje (50 %) del rayo continua hacia la muestra mientras que el resto se dirige a un sensor óptico. Cuando el rayo llega al material magnetizable, una parte se refleja, y este reflejo es recogido por otro sensor óptico, similar al primero. La señal de los dos sensores ópticos es restada antes de entrar a la FPGA, lo anterior para mejorar el rango de medida del equipo.

6.5. Referencias

1. Spartan 3E, [http://store.digilentinc.com/spartan-3e-1600-development-board-retired\(manual\)/](http://store.digilentinc.com/spartan-3e-1600-development-board-retired(manual)/)
2. Princeton Applied Research, Dual Phase Lock-in Amplifier, Model 5210 (manual), www.princetonappliedresearch.com/
3. S.R. Hoon, An inexpensive, sensitive vibrating sample magnetometer, *Eur. J. Phys.*, Vol. 4, pp. 61-67, 1983.
4. F. Herlach, Laboratory electromagnets from Oersted to Megagauss, *Physica B*, Vol. 319, pp. 321-329, 2002.
5. J. Cardona and W. Rodriguez, Automatización De La Medición de Perfiles De Campo Magnético En Imanes Y Electroimanes Utilizados En Aceleradores De Partículas, *Revista Colombiana de Física*, Vol. 43(2), pp. 345-350, 2011.
6. J.M.D. Coey, Permanent Magnet Applications, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 248, pp. 441-456, 2002.
7. Xantres, XFR 2800 Watt Series Programmable DC Power Supply (manual), www.xantres.com
8. ABB. Relay 110V 60Hz (manual), <http://www.abb.com/product/seitp329/12daed844051a599482570f30045c9e5.aspx?tabKey=2&gid=ABB1SBH141001T8431&cid=9AAC100109>
9. Allegro, Sensor Linear de Efecto Hall 3516 (manual), www.allegro.com
10. Allegro, High Precision, Output Pin Programmable Linear Hall Effect Sensors A1373 and A1374 (manual), www.allegro.com

11. Microelectronics, Amplifier STL149 (manual),
<http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/22421/STMICROELECTRONICS/L149.html>.
12. Lakeshore, Model 455 DSP Gaussmeter LakeShore (manual),
<http://www.lakeshore.com/products/gaussmeters/model-455-dsp-gaussmeter/Pages/Overview.aspx>
13. Wissel, Mossbauer drive system 360 (manual),
http://www.wissel-gmbh.de/index.php?option=com_content&task=view&id=14&Itemid=33
14. A. Niazi, P. Poddar, and A.K. Rastogi, A Precision , Low-Cost Vibrating Sample Magnetometer, *Current Science*, Vol. 79(1), pp. 99-109, 2000.
15. J.E. Noakes, A. Arrott and C. Haakana, Vibrating Sample Magnetometer, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 39(10), pp. 1436-1439, 1968.
16. C.L. Foiles and T.W. McDaniel, Dipole Aproximation for Vibrating Sample Magnetometers, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 45(6), pp. 756-758, 1974.
17. J. López, L. Reyes, J. Tobón, M. Grimsditch, A.L. Morales and J. Osorio, Montaje y Calibración de un Sistema de Efecto Kerr Magneto-Óptico, *Revista Colombiana de Física*, Vol. 37(2), pp. 384-388, 2005.

Capítulo 7

MÓDULOS EN VHDL Y SÍNTESIS EN LA FPGA

La mayoría de la gente piensa que el diseño es una chapa, es una simple decoración. Para mí, nada es más importante en el futuro que el diseño. El diseño es el alma de todo lo creado por el hombre.

Steve Jobs

RESUMEN: El dispositivo programable FPGA se encarga de hacer el control total del Instrumento Magnético Reconfigurable. Para este trabajo se usó la FPGA de Xilinx, Spartan 1600. En este capítulo se hace un breve comentario acerca de los módulos más importantes diseñados y de cómo es su síntesis dentro de la FPGA, también se explica de forma muy general su funcionamiento.

El dispositivo que se encarga del manejo del Instrumento Magnético Reconfigurable en su totalidad es una FPGA (Sección 5.2). En ella se ha sintetizado el hardware digital para generar las señales necesarias para manipular los instrumentos de medida, obtener y procesar las señales provenientes de los sensores, controlar la totalidad de los equipos involucrados en el Instrumento Magnético y hacer la respectiva sincronización de eventos, según el tipo de medidas que se esté haciendo. El dispositivo FPGA usado es XC3S1600E Spartan-3E de XILINX [3]. Esta familia de FPGAs se especializa en trabajos de alto consumo de compuertas, es decir, de alto volumen. También se especializan en la programación y diseño de *ASICs* (Application Specific Integrated Circuit, Circuitos Integrados para una Aplicación Específica) aunque no es nuestro caso.

Esta Spartan 3E además de caracterizarse por su bajo costo y alto desempeño en proyectos de gran volumen, sus soluciones son orientadas al usuario y no al contrario, como sucede en los microcontroladores. Cuenta con 376 pines, de los cuales 232 son de propósito general por lo que pueden ser programados como entrada, salida o bidireccional. Pueden ser configurados para diferentes tipos de electrónica, es decir, el usuario puede configurar el voltaje y la corriente que circula a través de un pin en particular. Contiene 1,6 millones de compuertas lógicas lo que equivale a un total de 29504 slices (unidad lógica), 36 multiplicadores 18x18 dedicados. Las familias con terminación -E, como la nuestra, contienen memoria RAM dual port embebida de 360 KBits.



Figura 7.1: Spartan 3E en la board de Digilentinc.

La FPGA Spartan 3E viene encapsulada en la board distribuida por Digilentinc [4]. Figura: 7.1. Las características mas relevantes de la board son:

- Un dispositivo FPGA XILINX XC3S1600E Spartan 3-E.
- Contiene 232 pines de entrada salida de propósito general.
- Plataforma de configuración flash PROM 4 MB.
- Dos puertos DB-9 para comunicación serial RS-232.
- Interface para la programación y depuración via USB.
- Oscilador de 50 MHz.

- Conectores de expansión.
- Conversor análogo a digital de cuatro canales (DAC).
- Conversor de digital a análogo de dos canales (ADC).
- Preamplificador de dos canales.
- Pantalla LCD de 2 Líneas.
- Memoria DDR SDRAM 32 MBx16.
- Serial Flash PROM 16 MBx1.
- Memoria Strata Flash 128 MB.

Algunas de estas características serán usadas en el montaje, como los dispositivos de comunicación serial, el conversor análogo a digital con su etapa de preamplificación, la memoria DDR SDRAM, la pantalla, etc.

Para sintetizar el hardware digital dentro de la FPGA, se usa el lenguaje VHDL [1] y el software de Xilinx ISE [2]. Una gran ventaja de las FPGAs es que permiten hacer trabajo en paralelo a diferencia de los microprocesadores, donde todas las tareas se hacen de forma serial. Por tanto en una FPGA no hay necesidad de sacrificar tiempo de un módulo para que otro proceso cumpla con su objetivo. El hardware se diseñó de tal manera que al ser sintetizado en la FPGA quedará de forma modular. Cada módulo se encarga de ciertas funciones y de controlar algunos equipos en particular, y una unidad central de procesamiento se encarga de hacer el control de cada uno de ellos.

Son muchos los equipos y procesos que deben ser llevados a cabo; por ejemplo una señal senoidal debe ser generada para el control del motor lineal, Los convertidores se encargan de generar y obtener las señales y un sistema de comunicación se encarga de enviar los datos a un PC y recibir los comandos desde un panel virtual, etc. A continuación se hace una breve descripción de los módulos más representativos y cómo es su síntesis dentro de la FPGA.

7.1. Generador de Señales

Este módulo genera una señal senoidal que será usada para mover el motor lineal que a su vez mueve la muestra magnetizable sumergida en el campo magnético, sección 6.3.1. Dos métodos son los más usados para la generación de señales [20], uno donde la función está almacenada en una tabla y el algoritmo se encarga de recorrerla una y otra vez de forma cíclica y una segunda manera, donde la función es calculada cada vez para cada punto.

Generar la señal con una tabla implica usar los recursos de la FPGA como memoria o tener una memoria externa para este fin. Para nuestro caso en el que el conversor DAC es de 14 bits, podemos generar una onda con 2^{14} puntos, lo que hace necesario una memoria con una gran capacidad, por tanto se optó por ir calculando el valor de la función seno para cada ángulo en particular.

Para hacer el cálculo de la función seno para cada valor del ángulo, se usa el algoritmo CORDIC que se describe a continuación:

7.1.1. Algoritmo CORDIC

El algoritmo CORDIC (COrdinate Rotation DIgital Computer) es un algoritmo para el cálculo de funciones usando un hardware mínimo. Fue propuesto por primera vez en 1959 por Jack E. Volder [5]. Este algoritmo surge de la necesidad de realizar cálculos trascendentales y trigonométricos en elementos ASIC (Chips diseñados a medida del usuario) y es útil para hacer implementaciones en lenguaje VHDL [6], [7].

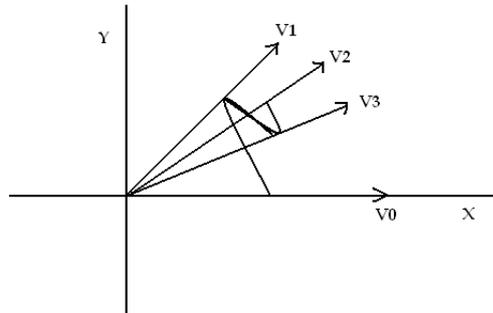


Figura 7.2: Rotación de vectores

El algoritmo CORDIC es un método de aproximación a través de un número determinado de iteraciones. Para hacer más claro su funcionamiento iniciemos con una rotación simple de un vector, de tal manera que si tenemos el vector $V = V(x_0, y_0)$ y lo rotamos un ángulo θ , se obtiene un nuevo vector $V' = V'(x', y')$. Las nuevas coordenadas se muestran en la figura: 7.2 y se definen como:

$$x' = x_0 \cos \theta - y_0 \sin \theta \quad (7.1)$$

$$y' = y_0 \cos \theta + x_0 \sin \theta \quad (7.2)$$

$$x' = \cos \theta (x_0 - y_0 \tan \theta) \quad (7.3)$$

$$y' = \cos \theta (y_0 + x_0 \tan \theta) \quad (7.4)$$

Esta rotación es el principio básico del algoritmo CORDIC. Para hacer el cálculo se hacen "n" rotaciones partiendo desde el vector inicial V_0 hasta llegar al ángulo deseado. Si el vector de inicio V_0 tiene componentes $x = 1$ y $y = 0$, entonces después de la n -ésima rotación el vector V_n tendrá componentes $x_n = \cos \phi$ y $y_n = \sin \phi$. El ángulo ϕ es el ángulo que hace el vector V_n con el eje x y es igual a la suma de cada uno de los ángulos rotados θ_i

$$\phi = \sum \theta_i \quad (7.5)$$

El valor del ángulo a ser rotado en cada iteración debe cumplir con:

$$\theta_i = \tan^{-1}\left(\frac{1}{2^i}\right) \quad (7.6)$$

$$\tan \theta_i = \frac{1}{2^i} \quad (7.7)$$

La razón de hacer la elección de esta manera es porque en binario la división por dos es simplemente hacer un corrimiento binario a la izquierda. En esta ecuación, "i" representa la i -ésima rotación. Las componentes del vector luego de la rotación $i+1$ quedan de la forma:

$$x_{i+1} = K_i \left(x_i - \frac{d_i y_i}{2^i} \right) \quad (7.8)$$

$$y_{i+1} = K_i \left(y_i + \frac{d_i x_i}{2^i} \right) \quad (7.9)$$

En este caso d_i es el sentido de la rotación, de tal manera que es +1 si el giro es en contra del sentido de las agujas del reloj y es -1 si el giro es en el mismo sentido de las agujas del reloj. Si ϕ_i es el ángulo total rotado hasta la rotación i -ésima, entonces:

$$\phi_i = \sum_{n=1}^{n=i} d_n \cdot \theta_n \quad (7.10)$$

Además, si φ es el ángulo que se desea hallar, entonces

$$d_{i+1} = \begin{cases} +1 & \varphi - \phi_i \geq 0 \\ -1 & \varphi - \phi_i < 0 \end{cases} \quad (7.11)$$

y la constante K_i viene dada por,

$$K_i = \cos \theta_i \quad (7.12)$$

La multiplicación de las K_i produce la constante K ,

$$K = \prod_{i=1}^{i=n} K_i = \prod_{i=1}^{i=n} \cos \theta_i \quad (7.13)$$

Con θ_i dado por la ecuación 7.6.

Cuando “ n ” es muy grande y los ángulos rotados tienen la forma descrita en la ecuación: 7.7, K tiende a ser convenientemente una constante.

$$K \simeq 0,6073 \quad (7.14)$$

Si el vector inicial es unitario y está sobre el eje x , es decir $V_0 = (1, 0)$, entonces después de “ n ” rotaciones se tiene:

$$x_n = \cos(\varphi) \quad (7.15)$$

$$y_n = \sin(\varphi) \quad (7.16)$$

El algoritmo CORDIC también se usa en DSP (Digital Signal Processing) y FFT (Fast Fourier Transform), en redes neuronales y otros cálculos trascendentales como la raíz cuadrada, la función arcotangente, el seno y coseno hiperbólicos, el cambio de coordenadas de polares a cartesianas y viceversa, etc.

En cada cálculo en particular, cambia el valor de la constante K , el valor inicial del vector, el vector final, pero las rotaciones siguen siendo de igual forma [8].

7.1.1.1. Ejemplo

Para que quede más claro miremos el cálculo de la función $\sin \varphi$ donde $\varphi = 28,027^\circ$.

Iniciemos con los valores:

$$\theta_0 = 0^\circ \quad (7.17)$$

$$x_0 = 1 \quad (7.18)$$

$$y_0 = 0 \quad (7.19)$$

La primera rotación es positiva y se parte de $\theta = 0^\circ$ a $\theta = 45^\circ$,

$$\theta_1 = 45^0 \quad (7.20)$$

$$x_1 = x_0 - \frac{y_0}{1} = 1 - 0 = 1 \quad (7.21)$$

$$y_1 = y_0 + \frac{x_0}{1} = 0 + 1 = 1 \quad (7.22)$$

El ángulo acumulado es $\phi = 45^0$, la siguiente rotación es por tanto $\theta = 26,565^0$, ecuación: 7.6, y es en el sentido horario ($\varphi - \phi < 0^0$),

$$\theta_2 = 26,565^0 \quad (7.23)$$

$$x_2 = x_1 + \frac{y_1}{2} = 1 + 0,5 = 1,5 \quad (7.24)$$

$$y_2 = y_1 - \frac{x_1}{2} = 1 - 0,5 = 0,5 \quad (7.25)$$

Ahora el ángulo acumulado es $\phi = 45^0 - 26,565^0 = 18,435^0$, la siguiente rotación corresponde al ángulo $\theta = 14,036^0$ en sentido antihorario ($\varphi - \phi > 0^0$), después de la rotación las nuevas coordenadas son:

$$\theta_3 = 14,036^0 \quad (7.26)$$

$$x_3 = x_2 - \frac{y_2}{4} = 1,375 \quad (7.27)$$

$$y_3 = y_2 + \frac{x_2}{4} = 0,875 \quad (7.28)$$

Luego de iterar de igual forma otras nueve veces se tiene las componentes del vector rotado,

$$x_n = 1,453567 \quad (7.29)$$

$$y_n = 0,773779 \quad (7.30)$$

El ángulo acumulado es ahora $\phi = 28,027^0$ que es igual al ángulo al que le deseamos calcular la función trigonométrica $\varphi = 28,027^0$. Para finalizar el cálculo solo falta multiplicar por la constante K (ecuación: 7.14)

$$\cos \varphi = \cos(28,027) = x_n \times K = (1,453567) \times (0,607253) = 0,46988 \quad (7.31)$$

$$\sin \varphi = \sin(28,027) = y_n \times K = (0,773779) \times (0,607253) = 0,88268 \quad (7.32)$$

Estos valores corresponden a los valores de las funciones trigonométricas seno y coseno del ángulo buscado. La iteración se detiene cuando se haya llegado a un número de iteraciones "N" máximo, y por tanto el valor del

ángulo final en general es diferente al valor del ángulo buscado, y el método descrito no es un método exacto, si no de aproximación. La resolución o el error del cálculo de la función trigonométrica seno o coseno después de hacer “ n ” iteraciones es:

$$error = \Delta E = \pm \frac{1}{10^n} \quad (7.33)$$

7.1.1.2. Algoritmo CORDIC, Módulo en VHDL

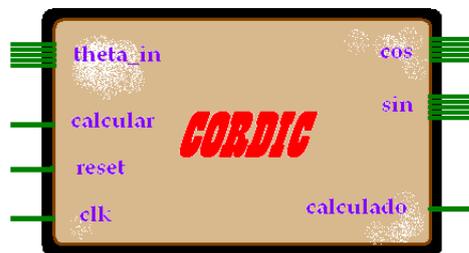


Figura 7.3: Módulo del algoritmo CORDIC, descripción en VHDL.

El módulo VHDL del algoritmo CORDIC puede verse en la figura: 7.3 y sus señales de entrada y salida para su funcionamiento se describen a continuación:

- * ***clk*** Es la señal de reloj del módulo, la frecuencia máxima a la cual puede trabajar es 96.749 MHz y es sensible al flanco positivo del reloj.
- * ***reset*** es la señal que reinicia todo el sistema, finaliza cualquier cálculo que se esté realizando y lleva las salidas a cero, es asíncrono y solo es posible un nuevo cálculo cuando la señal de reset sea deshabilitada.
- * ***calcular*** señal de entrada que funciona como un habilitador o activador. Cuando esta señal se activa, el módulo calcula la función seno y coseno de los valores que aparezcan en su entrada *theta_in*.
- * ***theta_in*** señal de entrada que está entre cero y noventa e indica el valor en grados del ángulo al cual se le hará el cálculo de la función seno. La señal es un vector de 14 bits y está dividido de tal manera que los primeros 7 bits corresponden a la parte entera del número y los siguientes siete a la parte decimal. No tiene bit de signo, por tanto el valor siempre es positivo. Por ejemplo cuando se pone el valor “01011011100000”_b representa el ángulo 45,75⁰.

- * **calculado** Señal de salida que indica cuándo el cálculo ha culminado. Mientras el proceso se está realizando, esta señal mantiene un estado de uno lógico, cuando el cálculo finaliza, la señal cambia su estado a cero lógico.
- * **sin** Es la señal de salida y por tanto el resultado del cálculo de la función seno de la señal de entrada. Es un vector de 14 bits, que representa la parte decimal de la respuesta (la función seno y coseno para este caso varían entre cero y uno) de tal manera que “111111111111”_b representa el número 1 (0.9999) y “00000000000000”_b representa el número 0.

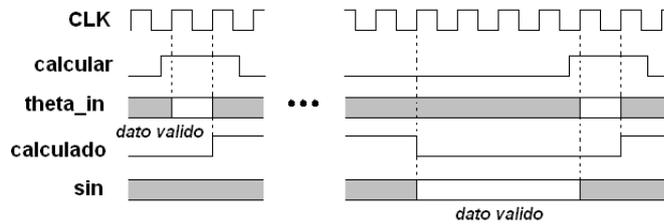


Figura 7.4: Diagrama de tiempo

En la figura: 7.4, puede verse el diagrama de tiempo del módulo. El módulo diseñado es fácilmente llevado a ser “pipeline”, es decir el módulo actual solo calcula un número por vez, pero haciendo pocos cambios puede calcular la función seno para muchos números, uno por ciclo. El costo de cambiar a un sistema pipeline es la cantidad de recursos lógicos en la FPGA, no fue necesario asumir dicho costo, debido a que el sistema funciona a bajas frecuencias permitiendo que el cálculo sea de un número por vez. Para su funcionamiento, el CORDIC debe disponer de una tabla de valores ya establecida donde son guardados los valores de los ángulos en cada rotación. Dicha tabla es la que consume el mayor número de recursos lógicos de la FPGA. Un ejemplo de esta tabla puede verse en la tabla: [7.1].

Iteración	$\tan \alpha$	Ángulo rotado α
0	0	0
1	1	45
2	1/2	26.565
3	1/4	14.036

Tabla 7.1: Primeros cuatro valores de los ángulos rotados

7.1.2. Generador de la función Senoidal

Una forma de generar una señal senoidal es guardar los valores de la función calculados con anterioridad, la otra es calcular la función seno cada vez, usando el algoritmo CORDIC, descrito en el apartado anterior. El cuidado que debe tenerse en este último caso, es el orden en que los ángulos son generados, de tal forma que al final se obtenga la generación de una onda senoidal. En nuestro caso el proceso se hace en cuatro fases diferentes, como lo muestra la figura [7.5]

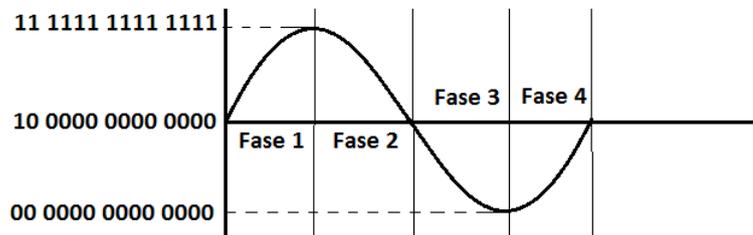


Figura 7.5: Fases para la generación de una señal seno usando el algoritmo CORDIC

- Fase 1.** Se inicia con un barrido desde el ángulo cero hasta noventa grados, incrementando el ángulo en pasos iguales y a la salida se le suma la constante “1000000000000000”_b que hace las veces de punto medio o de cero.
- Fase 2.** Cuando se llega a los noventa grados, el recorrido ahora se hace, decrementando el ángulo en pasos iguales hasta llegar a cero grados; de nuevo, el resultado en cada iteración es sumado a la constante “1000000000000000”_b, ya que aún nos encontramos en la parte positiva de la onda.
- Fase 3.** Nuevamente se ha de incrementar el valor del ángulo desde cero hasta noventa grados, como en la *fase 1*, pero ahora nos encontramos en la parte negativa de la onda y en vez de sumarle la constante. A la constante “1000000000000000”_b le restamos el resultado del cálculo de la función.
- Fase 4.** Por último, cuando se ha llegado al valor de noventa grados, el ángulo empieza a ser decrementado como en la *fase 2*, con la diferencia que el

resultado es ahora restado de la constante “100000000000000”_b, para definir la última parte negativa de la onda.

Luego de terminar la *Fase 4* se reinicia el proceso en la *Fase 1* y así indefinidamente para generar la onda senoidal continua. La función CORDIC genera una la función seno con un error de 2^{-15} , por tanto, a la salida del conversor la señal seno es igual a la que se pudiera obtener haciendo el cálculo con una resolución de 2^{-15} .

7.1.3. Control de Frecuencia y Amplitud

El sistema tiene tres controles para el manejo de la frecuencia, cada control cambia la frecuencia en rangos diferentes. Otro control se encarga del manejo de la amplitud.

- ***Frecuencia_grosso*** Aumenta la frecuencia disminuyendo el número de puntos que tiene la onda senoidal, es decir aumenta el intervalo entre dos ángulos resultando en un incremento neto en la frecuencia.
- ***Frecuencia_media*** Esta señal disminuye la frecuencia colocando más ciclos de reloj entre la generación de cada punto de la onda.
- ***Frecuencia_fina*** Este control hace un ajuste muy fino de la onda, aumentando la frecuencia de la onda en décimas de Hertz. Lo que hace este control es incluir ciclos de reloj entre algunos puntos de la onda, resultando al final en un pequeño corrimiento en la frecuencia de la señal.

Para hacer el control de la amplitud de la señal, la salida del generador se multiplica por una constante x , $0 \leq x \leq 1$, por tratarse de una señal análoga, hay que llevarla hasta el punto cero para que no posea componente DC, esto se logra aplicando la ecuación:

$$output = A \times (1 - x) + generador_output \times x \quad (7.34)$$

En donde A es la amplitud de la señal, x es el factor de multiplicación y *generador_output* es la salida del generador de señales, en este caso provenientes del uso del algoritmo CORDIC [seccion:7.1.1]. Es fácil ver que cuando $x = 1$, la salida es la misma que proviene del generador, y cuando $x = 0$, la salida del generador se anula y solo queda una señal constante a la altura de A , que hace las veces de cero por tratarse de una señal análoga.

El generador de señales siempre está activo. Pero no siempre hay una señal senoidal a la salida del conversor, está señal solo se enciende cuando se están haciendo medidas con el VSM, donde es necesario un movimiento oscilatorio.

7.1.4. Módulo VHDL, Generador de Señales



Figura 7.6: Entidad del módulo en VHDL del Generador de Señales

La entidad del módulo sintetizado en la FPGA se puede ver en la figura:7.6. La señal *clk* es la señal de reloj, el módulo puede trabajar a una frecuencia máxima de 94 MHz. El *reset* es asíncrono e inicializa todos los procesos y la salida la lleva a cero, las entradas de frecuencia fueron descritas en la sección anterior y son usadas para controlar la frecuencia de la onda generada. La señal *enable* es un accionador, mientras esta señal esté activa, el generador estará funcionando, de lo contrario la salida permanecerá constante. *seno_out* es la señal de salida que varía entre “00 0000 0000 0000” y “11 1111 1111 1111” (entre cero y uno). En este módulo, la señal de salida es aún digital, Figura: 7.7 y es necesario contar con un convertor para obtener la señal análoga.

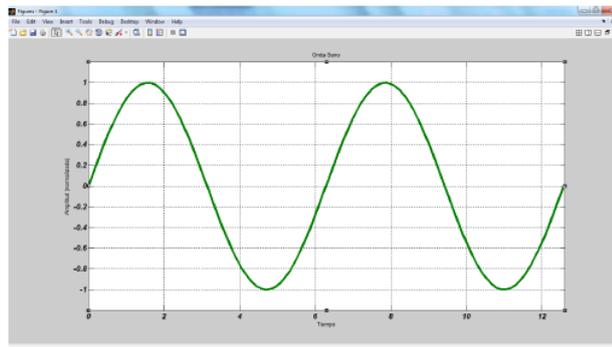


Figura 7.7: Onda de salida del generador. Simulación en MATLAB

7.2. Conversor Digital a Análogo

Para la conversión de las señales digitales a señales análogas, se usa el conversor digital a análogo "DAC1654" [9]. Este conversor es un conversor de dos canales, con un tamaño de palabra de 14 bits, por tanto su resolución está dada por:

$$\frac{V_{max} - V_{min}}{2^{14}} = \frac{V_{max} - V_{min}}{16384} \quad (7.35)$$

Donde V_{max} y V_{min} son los voltajes máximo y mínimo respectivamente, que mide el conversor, estos valores no son fijos y dependen de la ganancia del preamplificador.



Figura 7.8: Diagrama esquemático DAC

En la figura: 7.8 se muestra el módulo que se encarga de manejar el DAC1654 y las señales para su control.

- **clk** es la señal de reloj y aunque el módulo puede operar a 260 MHz, se tiene la restricción del hardware que responde a una frecuencia máxima de 30 MHz, en nuestro caso la frecuencia de trabajo es de 12 MHz (que reduce el ruido en el DAC). Debido a que el DAC es serial, la frecuencia a la cual puede el DAC actualizar datos es de 0.5 MHz.
- **reset** La señal de reset es asíncrona, y cuando está activa el módulo no realiza ninguna operación, reinicia cualquier proceso que se esté llevando a cabo y pone en reset el DAC (hardware).
- **address** El conversor puede actualizar un canal determinado o ambos a la vez. Con esta señal se escoge qué canal se desea actualizar y la forma de hacerlo se muestra en la tabla: 7.2.
- **control** Además de actualizar un canal con un valor de voltaje hay otras operaciones que el DAC tiene la capacidad de realizar. Para indicar qué tipo de operación se desea, se usa la señal "control". La forma de usarla se enseña en la tabla 7.3.

address	operación
0000	canal A
0001	canal B
1111	Ambos canales
otros estados	reservado

Tabla 7.2: Configuración señal address

CONTROL	Operación
0000	Carga entrada en el registro del canal "n"
0001	Actualiza el canal "n" con lo que tiene el registro
0010	Carga el registro "n" y actualiza todo
0011	Carga y actualiza el registro "n"
0100	Apaga el canal "n"
0101	Modo veloz para el registro "n"
0110	Modo lento para registro "n"
1111	No Operación
Otros valores	Valores reservados

Tabla 7.3: Señal Control y su configuración. "n" se refiere al canal donde se desea aplicar la operación.

- ***data_dac*** es la entrada, tiene un ancho de 14 bits y es la representación digital del voltaje analógico que se desea al final de la conversión.
- ***update*** es la señal de habilitación, mientras esta señal esté activa, el conversor estará operando y actualizando sus salidas análogas.
- ***busy*** Esta señal indica cuándo el módulo está haciendo una operación de conversión. Mientras el módulo esté ocupado esta señal permanecerá en alto.
- **las señales: *cs_ls*, *sck*, *sdi* y *clr*** son señales de control del dispositivo y su funcionamiento se muestra en la figura:7.9. Las letras A, C y D se refieren a cada uno de los valores de las palabras *address*, *control* y *data_dac* respectivamente

El conversor " DAC1654" tiene dos canales, cada uno puede ser actualizado con una frecuencia de 0,5 MHz de forma independiente. En este trabajo, uno de los canales es usado para la generación de la señal senoidal y el otro para controlar la fuente de corriente del electroimán.

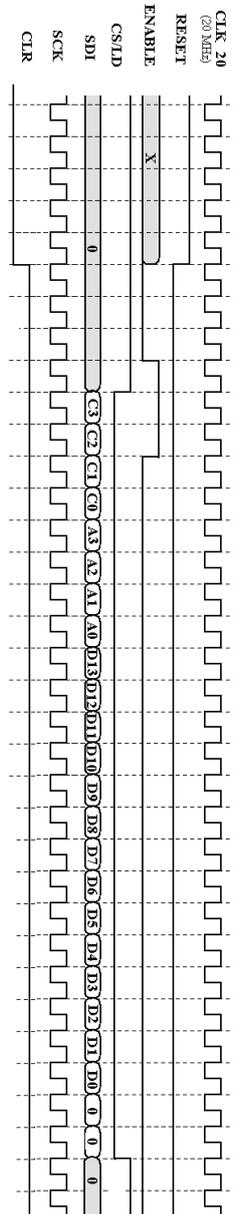


Figura 7.9: Diagrama de tiempo para las señales de control del DAC

7.3. Preamplificador

La tarjeta donde se encuentra embebida la FPGA cuenta con un conversor analógico a digital. Pero las señales análogas no entran directamente al conversor, si no que pasan primero por una etapa de amplificación, lo que hace necesario la síntesis de un módulo que opere la parte de preamplificación. El preamplificador que se encuentra embebido en la board [4] es el LTC6912-1 [10].

El amplificador LTC6912-1 cuenta con dos amplificadores independientes, la forma de hacer el control de sus ganancias puede verse en la tabla: 7.4. La programación de una ganancia determinada solo debe hacerse una vez, no es necesario enviar los datos de programación constantemente. Un cambio de ganancia en un canal puede hacerse en el instante en que se considere necesario, sin tener que afectar la ganancia del otro canal.

Entrada	Ganancia
0000	0
0001	-1
0010	-2
0011	-5
0100	-10
0101	-20
0110	-50
0111	-100
10XX	0
11XX	No Operación

Tabla 7.4: Modo de Operación del Amplificador

El módulo VHDL que controla el preamplificador se muestra en la figura: 7.10. las señales que componen el módulo en VHDL son:

- ***Clk*** es la señal de reloj, y aunque este tipo de módulos pueden operar a velocidades muy altas, mayores a 100 MHz, siempre que se maneje un hardware se está condicionado a la máxima velocidad de respuesta del chip, en este caso la frecuencia de trabajo es de alrededor de 1 MHz.
- ***Reset*** Es la señal de reset, es asíncrona e interrumpe cualquier actividad, llevando el módulo al estado inicial hasta que ***reset*** sea desactivado.
- ***Estados*** Es una señal de entrada que funciona como un habilitador, para cargar un tipo de amplificación en un canal.



Figura 7.10: Módulo VHDL para el control del Preamplificador

- **Ack** Esta señal indica que el módulo está mandando un dato al preamplificador y mientras esté en alto no atenderá ninguna otra solicitud.
- **Ganancia_a y Ganancia_b** señales de 4 bits cada una, indican cómo es la ganancia por cada canal, su forma de operación se especifica en la tabla: 7.4.
- **Ganancia_out** El módulo tiene una señal de 8 bits que se usa como retroalimentación. Esta señal indica el valor actual de la ganancia de cada canal.
- **Cs, shdn, sck y mosi** son señales propias del preamplificador y se usan para su control, como se muestra en el diagrama de tiempo, figura: 7.11.
- **Dout** es una señal que funciona como retroalimentación, por ella, el dispositivo envía la orden de control anterior.

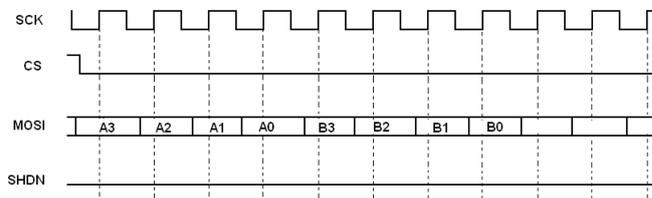


Figura 7.11: Diagrama de tiempo del preamplificador

Antes de hacer uso del convertor análogo a digital, debe programarse el Preamplificador, de no hacerlo, no habrá señal en la entrada del convertor. La

ganancia es por defecto -1 en cada canal, sin embargo, un control manipula automáticamente estas ganancias para tomar el voltaje en el rango más adecuado. La ganancia de los canales también puede ser cambiada desde el PC por el usuario.

7.4. Conversor Análogo a Digital



Figura 7.12: Módulo VHDL del conversor análogo a digital

Para obtener las medidas análogas debe usarse un conversor de Análogo a Digital. En nuestro caso se usó el conversor ADC 1407 [11] que viene embebido en la tarjeta de digilentinc donde también se encuentra la FPGA. Este conversor posee dos canales y puede trabajar a una frecuencia de 3 MHz. Cada canal hace la conversión de una señal análoga en una palabra digital de 14 bits, y se encuentra conectado internamente al preamplificador, por tanto la resolución esta dada por

$$Res_adc = ganancia \times \frac{V_{max} - V_{min}}{2^{14}} \quad (7.36)$$

Es importante hacer notar que antes de configurar y hacer cualquier medida con el conversor, primero se debe configurar la ganancia del preamplificador. En el equipo diseñado, el conversor análogo a digital se usa para hacer la medida de la magnetización, sea a través del voltaje generado en las bobinas de medida en el VSM o del voltaje generado por los sensores ópticos en el caso del MOKE. El segundo canal se utiliza para obtener el campo magnético, midiendo el voltaje proveniente del sensor de efecto Hall, Allegro. [19].

La forma en que opera el módulo es muy simple, la señal de entrada *spi_miso* trae la información serial de la conversión sincronizada con cada ciclo de reloj. La información serial es pasada a paralelo y llevada a las señales de salida con cada valor particular. Las señales que conforman el módulo pueden verse en la figura: 7.12, y su funcionamiento se describe a continuación:

- **clk y reset:** El reloj, aunque puede ser mucho mas rápido, el ADC opera con menor ruido en 2.8 MHz (según su hoja de especificaciones). El **reset** es asíncrono e inicializa cualquier operación que se esté llevando a cabo.
- **pick_up_date:** Es la señal que activa la operación de conversión, mientras esta señal permanezca activa, el conversor tomará y hará la conversión a digital de datos constantemente.
- **ack_date:** Esta señal indica que el conversor se encuentra tomando y convirtiendo datos a digital.
- **date_a y date_b:** Son señales de 14 bits y que representan la salida digital de la señal medida en cada uno de los canales.
- **sck, conv, y miso:** Son las señales de control del ADC externo y el diagrama de tiempo puede verse en la figura:7.13.

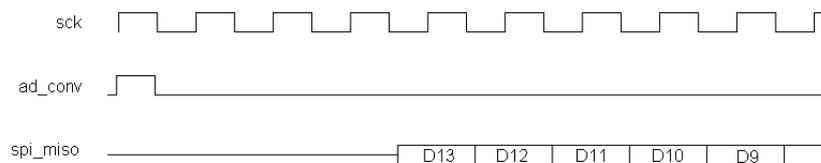


Figura 7.13: Diagrama de tiempo para el control del ADC

7.5. Medida RMS

La muestra magnetizable sumergida en el campo magnético, tiene un movimiento periódico que induce un voltaje en las bobinas de medida. Este voltaje es de forma senoidal, por tanto se debe medir o la amplitud o el valor rms de la señal. Para ello se diseñó un módulo en VHDL que mide el valor rms (Root Mean Square) sobre un periodo de tiempo y basado en la siguiente relación:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} \quad (7.37)$$

Esta ecuación está descrita para una señal continua, lo cual no es nuestro caso, ya que al hacer la medida digital, lo que se obtiene es una señal discreta en el tiempo, es decir, existe un intervalo de tiempo entre cada medida. Por tanto la ecuación para el valor rms de una señal discreta es de la forma [7.38].

$$V_{rms}^* = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} V_i^2(t)} \quad (7.38)$$

Las dos anteriores ecuaciones contienen la contribución de una componente DC, si existe. Para quitar esta componente DC se debe calcular la desviación estándar, esta arroja solamente la componente análoga de la señal. Para verlo, iniciemos con una señal continua dependiente del tiempo y sea K una componente DC (constante) de la señal.

$$V(t) = V_P \sin \omega t + K \quad (7.39)$$

El valor RMS al cuadrado es,

$$[V_{rms}]^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (V_P \sin \omega t + K)^2 dt \quad (7.40)$$

$$[V_{rms}]^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V_P^2 \sin^2 \omega t dt + \frac{2K}{T} \int_0^T V_P \sin \omega t dt + \frac{K^2}{T} \int_0^T dt \quad (7.41)$$

$$[V_{rms}]^2 = \frac{V_P^2}{2} + K^2 \quad (7.42)$$

El valor medio es:

$$V_{medio} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_P \sin \omega t + K) dt \quad (7.43)$$

$$V_{medio} = \frac{1}{T} \int_0^T V_P \sin \omega t dt + \frac{1}{T} \int_0^T K dt \quad (7.44)$$

$$V_{medio} = K \quad (7.45)$$

Si a la ecuación del valor rms cuadrático 7.42 se le resta la ecuación del valor medio al cuadrado 7.45, se elimina el factor DC (K) de la señal.

$$V_{solo_rms} = [V_{rms}]^2 - [V_{medio}]^2 = \frac{V_P^2}{2} + K^2 - K^2 = \frac{V_P^2}{2} \quad (7.46)$$

$$\sqrt{V_{solo_rms}} = \sqrt{\frac{V_P^2}{2}} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \quad (7.47)$$

El caso de nuestro interés es para cuando se tiene una señal discreta más una componente DC constante (K), entonces nuestra señal puede escribirse:

$$V^* = x + K \quad (7.48)$$

En este caso el valor RMS cuadrático es

$$[V_{rms}^*]^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x + K)^2 \quad (7.49)$$

$$[V_{rms}^*]^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x^2 + 2xK + K^2) \quad (7.50)$$

$$[V_{rms}^*]^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 2xK + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N K^2 \quad (7.51)$$

$$[V_{rms}^*]^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2 + \frac{2K}{N} \sum_{i=1}^N x + K^2 \quad (7.52)$$

El valor medio se calcula de la forma

$$V_{medio}^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x + K) \quad (7.53)$$

$$V_{medio}^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N K \quad (7.54)$$

$$V_{medio}^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x + K \quad (7.55)$$

Y el valor medio al cuadrado es

$$[V_{medio}^*]^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x + K \right)^2 \quad (7.56)$$

$$[V_{medio}^*]^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x \right)^2 + \frac{2K}{N} \sum_{i=1}^N x + K^2 \quad (7.57)$$

Al igual que en el caso continuo, para eliminar la parte constante es solo restar del valor rms cuadrático, ecuación 7.52, el valor medio al cuadrado, ecuación 7.57.

$$V_{solo_rms}^* = [V_{rms}^*]^2 - [V_{medio}^*]^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x \right)^2 \quad (7.58)$$

La raíz cuadrada de esta ecuación es la definición de la desviación estándar

$$\sqrt{V_{solo_rms}^*} = \sqrt{[V_{rms}^*]^2 - [V_{medio}^*]^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x \right)^2} \quad (7.59)$$

En el caso continuo las integrales se hacen en un periodo completo T, mientras que en el caso discreto, las sumatorias se hacen en un ciclo completo y N representa el número de datos en ese ciclo.

El algoritmo debe reconocer el inicio y el final del ciclo, para ello se ha diseñado un filtro que activa la suma cuando un ciclo inicia, lo que hace el filtro es chequear si la señal de entrada es positiva o negativa chequeando el bit más significativo. Tal como se describe en la siguiente secuencia de relaciones:

$$Q0 \Leftarrow Signal_input(13) \quad (7.60)$$

$$Q1 \Leftarrow Q0 \quad (7.61)$$

$$Q2 \Leftarrow Q1 \quad (7.62)$$

$$\vdots \quad (7.63)$$

$$Qn \Leftarrow Qn - 1 \quad (7.64)$$

De tal manera que si para una cantidad de veces consecutivas la señal es negativa y algunos ciclos de reloj atrás las señales eran en su totalidad positivas, entonces ha ocurrido un cambio de ciclo, del ciclo superior al ciclo inferior. Es decir, si $Q0 = Q1 = \dots = Qn-1 = \text{uno lógico}$ y $Qn = \text{cero lógico}$. Si ocurre este caso o el caso contrario (de un ciclo inferior a un ciclo superior), el sistema activa la sumatoria de la señal entrante y termina cuando la condición de cambio de ciclo es igual que la condición inicial, osea, cuando se cumple un periodo completo.

Las diferentes entradas y salidas del módulo VHDL para la medida del voltaje RMS puede verse en la figura: 7.14.

- **clk y reset:** Estas dos señales definen el reloj, que tiene una frecuencia de 50 MHz y el *reset* anula cualquier proceso y reinicia todas las variables.
- **enable:** Esta es la señal habilitadora, cuando *Enable* se activa, un nuevo proceso de medida se inicia. Después de que se inicia un proceso de medida, no es necesario tener activa la señal de *enable*.
- **ack_adc:** Esta señal proviene del conversor análogo a digital y le indica al módulo cuándo se toma una nueva medida.

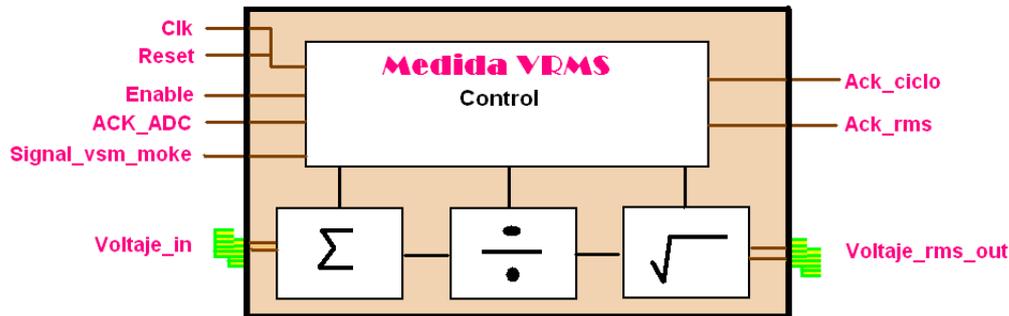


Figura 7.14: Módulo VHDL para la medida del voltaje RMS

- ***voltaje_in***: Esta señal también proviene del conversor, y es el voltaje en forma digital.
- ***signal_vsm_moke***: El sistema que hace el análisis de la señal debe saber que tipo de dato ingresa. La señal *signal_vsm_moke* indica si el sistema está realizando una medida como un magnetómetro de muestra vibrante o un magnetómetro Kerr. En el primer caso la señal de entrada es una onda senoidal y en el segundo se trata de una señal DC.
- ***ack_ciclo***: Esta señal indica cuándo se ha completado un ciclo completo, sobre el cual se hace la medida.
- ***ack_rms***: Esta señal indica cuándo se completa una medida incluido el cálculo del promedio o del valor rms, según sea el caso. Mientras esta señal está activa, el módulo se encuentra ocupado haciendo el cálculo.
- ***voltaje_rms_out***: Es la señal de salida, es el promedio o el valor rms según sea el tipo de medida.

7.6. División

La división es una operación que no viene en las primitivas de la FPGA, es decir no se encuentra diseñada en hardware de la FPGA, lo que si pasa con la suma o la multiplicación, tampoco existe un operando en el lenguaje VHDL cuyo fin sea la división entre dos números. Lo anterior debido a que la división no es una operación fácil de diseñar en lenguaje VHDL. Muchos trabajos se han dedicado a la elaboración de un módulo que permita la división entre dos números y en la mayoría de los casos el método usado es un método de aproximación, no la solución exacta al problema. Cada trabajo tiende a resolver el problema para diferentes tipos de representación

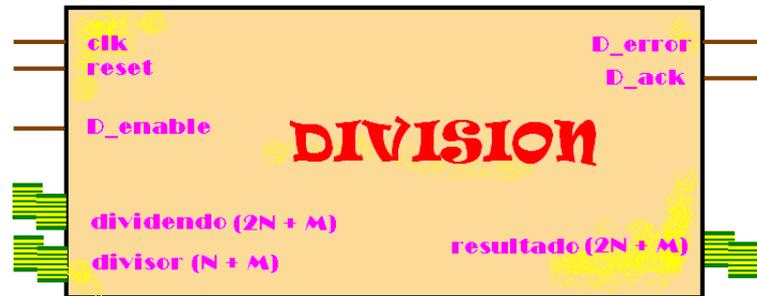


Figura 7.15: Módulo VHDL para el cálculo de la división entre dos números reales

númerica y para poder usar estos módulos es necesario hacer la adaptación de las señales al tipo de representación en particular.

Cuando se está midiendo una señal que varía en el tiempo y cuya frecuencia puede cambiar, no es posible saber de cuantos datos se compone un ciclo. En este caso el promedio no puede ser calculado como la división de los datos por una potencias de 2 (2^i). Por está razón se hizo necesario generar un módulo que se encargue de realizar la división al mismo tiempo que el ciclo es medido. La división hace parte del cálculo del valor RMS de la señal de entrada (ecuación 7.59), más específicamente, se necesita para hacer los promedios del valor medio y del valor cuadrático medio. Hacer el cálculo de la división en un PC es posible, pero el costo sería muy grande en tiempo, porque la comunicación con el PC es un proceso muy lento, además costaría la independencia del sistema (FPGA) con respecto al PC y convertiría a la FPGA en un dispositivo obsoleto y sin ningún sentido.

El módulo diseñado además de realizar la división, se acopla a las necesidades del Instrumento Magnético y los cálculos los realiza para el tipo de representación numérica usada en el equipo. El módulo divisor es mostrado en la figura: 7.15.

Las señales *clk* y *reset* son respectivamente la señal de reloj de 50 MHz y la de reset, que reinicia todos los procesos y variables.

La división se lleva a cabo mediante la siguiente operación:

$$\frac{\text{dividendo}}{\text{divisor}} = \text{resultado} \pm 2^{-M} \quad (7.65)$$

Donde M es el número de bits que representan la parte decimal. Es claro que por tratarse de un sistema digital, todas las entradas y salidas son un bit o conjunto de bits, por tanto un número debe representarse por una cantidad de bits. De esta forma las señales *dividendo* y *resultado* tienen un ancho de $2N + M$ bits. Donde N y M son números enteros positivos, N indica la cantidad de bits que representan la parte entera del número, mientras que

M indica la cantidad de bits que representan la parte decimal del número.

La señal *divisor* es el número por el cual se hace la división y tiene un tamaño de $N + M$ bits, donde de forma análoga al caso anterior, N es la parte entera y M la parte decimal. Puede notarse que las señales *dividendo y resultado* tienen la parte entera 2 veces más grande que la parte entera de la señal *divisor*, esta forma de hacerlo solo obedece a la necesidad en particular del módulo, pero no hay una restricción que defina el número de bits que deben representar la parte entera en alguna de las señales. En el caso en el cual la señal *divisor* es igual a cero, la señal de salida *D_error* se activa, indicando un error en la operación e interrumpiendo el desarrollo del cálculo.

La señal *D_enable* es el habilitador, cuando se encuentra activa, se toma el divisor y el dividendo y se realiza la operación de división. Mientras la operación se está llevando a cabo, la señal *D_ack* se mantiene activa, cuando la operación ha terminado, esta señal pasa a estar inactiva.

En el caso de la medida rms, sección 7.5, el tamaño del dividendo y el resultado son de 21 bits, donde 14 de ellos son enteros y 7 decimales ($N = 7$ y $M = 7$). El divisor tiene un tamaño de 7 bits enteros y 7 bits decimales. y por tanto la resolución en este caso es,

$$resolucion = 2^{-7} = 0,0078125 \quad (7.66)$$

Esta resolución es la precisión máxima con que puede hacerse la división en el caso de no ser exacta, cuando si lo es, el error en el cálculo es cero.

En un párrafo anterior se reportó algunos trabajos que han presentado el diseño de un módulo que se encargue de la división, muchos lo han hecho usando diferentes algoritmos, apuntando a mucha más velocidad o menor costo en área [13], [14], [12].

$$\begin{array}{r|l} 714 & 34 \\ \hline 68 & 21 \\ \hline 34 & \\ \hline 34 & \\ \hline 0 & \end{array}$$

Figura 7.16: División hecha manualmente. *Dividendo*=714, *divisor*=34, *cociente*=21 y *residuo*=0,

El algoritmo usado para desarrollar la operación de alguna forma emula la forma de dividir manual de dos números tal como se nos enseñó a hacerlo en la escuela. La figura: 7.16 muestra una división hecha de forma manual, basados en este ejemplo, miremos cómo sería la descripción VHDL de este ejemplo en particular. Iniciemos por definir las variables de la división: 714_d

(el subíndice $_d$ significa en formato decimal y $_b$ en formato binario) dividido 34_d . En código binario los números se escriben de la forma,

$$\text{dividendo} = 714_d = 0010\ 1100\ 1010_b \quad (7.67)$$

$$\text{divisor} = 34_d = 0000\ 0010\ 0010_b \quad (7.68)$$

Lo primero es encontrar el número de bits significativos del *divisor*, en nuestro ejemplo es 6 (se cuenta desde el primer uno lógico que se encuentre de izquierda a derecha), y le asignamos este valor a una variable S .

$$S = 10\ 0010_b \quad (7.69)$$

Ahora, a una variable R , le asignamos este mismo número de bits (6), iniciando desde el bit más significativo del *dividendo* (incluyendo los ceros de la izquierda).

$$\overline{0010\ 1100}\ 1010_b \quad (7.70)$$

$$R = 10\ 1100_b \quad (7.71)$$

Lo siguiente es evaluar la diferencia $R - S$, Si $R - S \geq 0$ al bit más significativo de la solución (cociente) le asignamos un uno lógico y R toma el valor de $R - S$, mientras que si $R - S < 0$, al bit más significativo de la solución le asignamos un cero lógico mientras que el valor de R permanece igual. Por tanto,

$$R - S = 00\ 1010_b \geq 0 \quad (7.72)$$

$$\implies \text{cociente}(4) = 1_b \quad (7.73)$$

$$R = 00\ 1010_b \quad (7.74)$$

Ahora, se corren los bits hacia la izquierda en la variable R y se agrega el siguiente bit más significativo de la variable *dividendo*,

$$\overline{0010\ 1100}\ \underline{1}010_b \quad (7.75)$$

$$R = 01\ 0101_b \quad (7.76)$$

Se evalúa de nuevo la diferencia $R - S$, en este caso $R - S < 0$, cuando esto sucede, se asigna al siguiente bit de la señal solución (cociente) un cero lógico y R permanece igual.

$$R - S = 11\ 0011_b < 0 \quad (7.77)$$

$$\implies \text{cociente}(3) = 0_b \quad (7.78)$$

$$(7.79)$$

Hacer la diferencia $R - S$, evaluarla y asignarle valores a los bits de la señal división son los dos pasos que se repiten un determinado número de veces (hasta que la señal *dividendo* ya no le queden más bits).

Por tanto, continuando con el loop en nuestro ejemplo,

$$00\overline{101100}\underline{1010}_b \quad (7.80)$$

$$R = 101010_b \quad (7.81)$$

Evaluamos $R - S$

$$R - S = 001000_b > 0 \quad (7.82)$$

$$\implies \text{cociente}(2) = 1_b \quad (7.83)$$

$$(7.84)$$

Ahora el nuevo valor de R es $R = R - S = 001000_b$.

A éste nuevo valor de R se le aplica un corrimiento a la izquierda $R = 010000_b$, y por último el bit menos significativo de R es cambiado por el bit que sigue de la señal *dividendo*

$$00\overline{101100}\underline{1010}_b \quad (7.85)$$

$$R = 010001_b \quad (7.86)$$

Entonces,

$$R - S = 101111_b < 0 \quad (7.87)$$

$$\implies \text{cociente}(1) = 0_b \quad (7.88)$$

$$(7.89)$$

Luego,

$$00\overline{101100}\underline{1010}_b \quad (7.90)$$

$$R = 100010_b \quad (7.91)$$

en este caso $R - S = 0$ por tanto $\text{cociente}(0) = 1$. y al final el resultado es

$$\text{cociente} = 10101_b = 21_d \quad (7.92)$$

$$\text{residuo} = 00000_b = 0_d \quad (7.93)$$

En el ejemplo usado el *residuo* es igual a cero, no siempre es así por eso cuando el loop llega al final, el residuo se define como:

$$\text{residuo} = R - S \quad \text{Si } R - S \geq 0 \quad (7.94)$$

$$\text{residuo} = R \quad \text{Si } R - S < 0 \quad (7.95)$$

Para hacer la implementación de la división entre dos números reales, se continua el loop como se mostró en el ejemplo anterior, teniendo en cuenta que los bits de la señal de salida son de la parte decimal del número, de tal manera que,

$$\text{cociente}(-1) = (2^{-1})_d \quad (7.96)$$

$$\text{cociente}(-2) = (2^{-2})_d \quad (7.97)$$

$$\dots \quad (7.98)$$

$$\text{cociente}(-m) = (2^{-m})_d \quad (7.99)$$

$$(7.100)$$

7.7. Raíz Cuadrada

Al igual que la división, la raíz cuadrada es un cálculo difícil que no se encuentra definido en VHDL, ni es un módulo primitivo de la FPGA. Por tanto también fue necesario el diseño de un módulo que se encargue de realizar el cálculo de la raíz cuadrada de un número.

El algoritmo usado es una derivación del algoritmo de Newton [15]. Se inicia con un número determinado usado como semilla, se eleva al cuadrado y se compara con el número al cual se le desea calcular la raíz cuadrada, la iteración consiste en sumarle o restarle la mitad según el número al cuadrado sea mayor o menor a la señal de entrada respectivamente. El cálculo termina cuando ambos números sean iguales o cuando el ciclo se haya repetido un número definido de veces.

Por tratarse de números binarios, la división por dos es muy simple, solo es hacer un corrimiento a la derecha, además la iteración converge muy rápido. El valor inicial o el valor semilla para hacer el cálculo está dado por el número de bits de la señal de salida, de tal manera que si el número de bits que representa la solución es N ($N - M$ es la parte entera y M es la parte decimal), la semilla de la iteración es: $Y = 2^{N-1}$.

Para verlo más claro, supongamos que deseamos calcular la raíz cuadrada a un número S y que éste es representado por un número binario de N bits.

El algoritmo repite los siguientes pasos:

Paso 1: Inicia una variable de iteración Y

$$Y = 2^{N-1} \quad (7.101)$$

Y una variable de conteo i

$$i = 1 \quad (7.102)$$

Paso 2: Eleva la variable y al cuadrado. En lenguaje VHDL es multiplicar la variable por sí misma.

Paso 3: Compara el valor de y^2 con el valor del número al cual se le desea calcular la raíz cuadrada. De tal manera que,

- Si $y^2 > S$ entonces

$$y = y - 2^{N-i} \quad (7.103)$$

- Si $y^2 < S$ entonces

$$y = y + 2^{N-i} \quad (7.104)$$

- Si $y^2 = S$ entonces el cálculo ha finalizado, y el resultado es exacto.

Paso 4: Mientras la igualdad anterior no se logre, la iteración debe continuar, entonces, debe incrementarse el valor de la variable i

$$i = i + 1 \quad (7.105)$$

y se repite el algoritmo desde el paso 2, hasta que se cumpla la igualdad del paso 3 o se cumpla que

$$i = N \quad (7.106)$$

En ese caso se finaliza el cálculo y la solución más general toma la forma

$$\sqrt{S} = y \pm 2^{-M} \quad (7.107)$$

La facilidad de dividir por dos en el sistema binario es la razón por la cual la iteración se hace sumando o restando el número 2^{N-i} .

En la figura 7.17 puede verse el módulo en VHDL que se usa para calcular la raíz cuadrada. El módulo opera con un reloj de 50 MHz, una vez que la señal **enable_raíz** es activada, se inicia el cálculo de la operación, mientras la operación se está realizando, la señal **ack_raíz** permanece activa.

La señal **cuadrado_in** es la que trae la información del número al que se le hará el cálculo, tiene un tamaño parametrizado de $(2N + M - 2)$, donde M es la parte decimal y $2N - 2$ es la parte entera. El resultado del cálculo puede verse en la señal de salida **raíz_out**, su tamaño es de $(N + M - 1)$ donde $(N - 1)$ es la parte entera y M es la parte decimal.

En el caso particular de este trabajo, el módulo ha sido diseñado para calcular la raíz cuadrada de un número de 26 bits, donde 14 representan la parte entera y 12 la parte decimal. Por tanto este número es un real positivo



Figura 7.17: Módulo VHDL para el cálculo de la raíz cuadrada de un número.

que puede ir desde 0 hasta 16383.99976 con una resolución de 0.000244 (2^{-12}). La solución tiene un tamaño de 20 bits, donde 8 son la parte entera y 12 la parte decimal con una resolución de 0.000244. La resolución es el menor número que puede ser representado, en el caso en que M es la parte decimal, el mínimo número representado es 2^{-M} que coincide con el error del cálculo de la operación.

Existen otros métodos para calcular la raíz cuadrada, por ejemplo el algoritmo CORDIC, es pipeline pero ocupa mucha área en la FPGA, debido a que deben guardarse en memoria los valores de cada rotación y además es difícil hacer que las señales de entrada y salida puedan ser definidas con parámetros. También se usa el método de Newton Rapson y algoritmos redundantes. Estos son discutidos en los trabajos [16], [17] y [18]

La descripción del módulo en VHDL empieza inicializando las variables (paso 1).

$$y = 2^{P-1} = [0100 \dots 00]_b \quad (7.108)$$

Donde P es la cantidad de bits que representan el número de entrada, de tal forma que N es la parte entera del número y M la parte decimal y $N + M = P$.

Entonces, la variable y se eleva al cuadrado (en VHDL se multiplica por ella misma) y se compara con la variable de entrada S , que es el número al que se le desea hacer el cálculo. Se tienen tres posibles resultados (paso 3):

- **Si** $y^2 > S$. En este caso $y = y - 2^{P-i}$. En binario es tomar el bit (P-i)-ésimo y hacerle un corrimiento a la derecha, de tal manera que si el vector, $y = [\dots 00100 \dots]_b$, después del corrimiento a la derecha toma la forma $y = [\dots 00010 \dots]_b$. Los puntos seguidos son bits que conservan su valor, los bits que importan son los correspondientes a $y[P - i]$ y $y[P - i - 1]$.
- **Si** $y^2 < S$. En este caso $y = y + 2^{P-i}$. En binario es tomar el bit

(P-i-1)-ésimo y hacerlo un uno lógico, de tal manera que si el vector, $y = [\dots 00100 \dots]_b$, ahora toma la forma $y = [\dots 00110 \dots]_b$. como en el caso anterior, los puntos implican que los demás bits permanecen igual.

- Si $y^2 = S$. Si esto ocurre, el algoritmo ha encontrado la solución exacta y la iteración termina ahí.

Excepto por el caso $y^2 = S$, la iteración finalizará solo hasta que $i = P$. Por la forma en que se hace el cálculo, el mínimo número que puede tener la solución es un bit, que por la representación que hemos usado corresponde a 2^{-M} .

7.8. Comunicación Serial RS232

La comunicación entre el PC y la FPGA se hace a través del puerto serie RS232. Por tanto es necesario un módulo que se encargue de manejar la comunicación serie. Existen muchos trabajos relacionados con la comunicación serie descrita en VHDL [21]. Para nuestro equipo se ha diseñado un módulo que se acomoda a las necesidades particulares del Instrumento Magnético. Las entradas y salidas de la descripción VHDL pueden verse en la figura: 7.18.



Figura 7.18: Módulo VHDL para realizar la comunicación serial entre el PC y el Instrumento Magnético

Las señales *clk* y *reset* son como siempre el reloj y el reset del módulo, el reloj opera a 50 MHz, pero la comunicación serial entre el PC y la FPGA no se da a esta velocidad. La sincronización es muy importante a la hora de la comunicación entre dos sistemas que pueden operar a frecuencias diferentes, por tanto el módulo de comunicación cuenta con unos pines de configuración

que permiten la sincronía con el PC o con cualquier otro equipo, como el caso del Gaussímetro digital. Esas señales de configuración son:

- ***clk_bps*** ésta señal tiene que ver con la velocidad a la cual se transmiten o se reciben datos, tiene un tamaño de 3 bits y se programa como se muestra en la tabla: 7.5.

velocidad bps	clk_bps
9600	000
1200	001
1400	010
4800	011
19200	100
36400	101
57600	110
115200	111

Tabla 7.5: Configuración de la velocidad de comunicación serial

- ***data_bits*** Esta señal hace referencia al número de bits que se envían por el puerto serial. Su tamaño es de 2 bits y se describe su funcionamiento en la tabla: 7.6.

Numero de bits	data_bits
8	00
7	01
6	10
5	11

Tabla 7.6: Configuración del número de bits que serán enviados o recibidos

- ***parity*** Es la señal de paridad, esta señal se usa para hacer control sobre la comunicación y detectar errores. Cuando se activa la paridad en una comunicación, se quiere decir que la palabra enviada o recibida tiene siempre la misma paridad (par o impar). Para garantizar esto, se adiciona un bit al final que toma el valor de un 1 o 0 lógico de forma automática para conservar el valor de la paridad. Cuando esta paridad no se conserva, el receptor activa la señal de salida ***error_receive***, indicando que un error ha ocurrido en la comunicación. La configuración para la paridad del módulo de comunicación puede verse en la tabla: 7.7.

Paridad	parity
No hay paridad	00
No hay paridad	01
Paridad impar	10
Paridad Par	11

Tabla 7.7: Configuración de la paridad en el módulo de comunicación serial.

- **bit_stop** es la señal que indica cuántos bits hay después de la palabra, comúnmente se le conoce como bits de parada. Esta señal tiene solo dos opciones, tabla: 7.8.

Número de bits de parada	bit_stop
1 bit de parada	0
2 bits de parada	1

Tabla 7.8: Configuración de los bits de parada.

El módulo contiene una parte dedicada solo a la transmisión y otra dedicada a la recepción de datos, ambas independientes. El protocolo para la comunicación serial se muestra en la figura: 7.19. La señal que lleva la información es solo una y no dos como aparecen en la gráfica, la de arriba es la señal de reloj y se usa para sincronizar los dos equipos, aunque cada equipo tiene su reloj independiente, que no siempre se encuentran en fase, y si no se tiene cuidado puede causar errores en la comunicación. La señal inferior en la figura, es la que lleva la información. Cuando no hay dato, esta señal siempre permanece en uno lógico, el bit de inicio es un cero lógico, luego viene el dato del tamaño determinado por el número de bits, luego el bit de paridad si lo hay y se finaliza con el número de bits de parada, luego la señal regresa al estado inicial, osea, uno lógico.

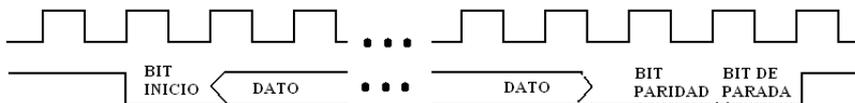


Figura 7.19: Protocolo de la transmisión serial

7.8.1. Transmisión

Para la transmisión este módulo cuenta con cuatro señales:

- ***data_trans*** Es el dato que se desea enviar hacia el otro equipo, tiene un tamaño de 8 bits, pero cuando el tamaño del envío es menor, solo se usan los bits menos significativos.
- ***enable_trans*** Es la señal que habilita la transmisión, cuando esta señal está activa se inicia la transmisión.
- ***ack_trans*** Esta señal funciona como semáforo indicando cuándo se puede y cuándo no acceder a una transmisión. Cuando esta señal se encuentra activa, quiere decir que el módulo está ocupado transmitiendo datos. Si por el contrario esta señal está desactivada, el módulo está libre para hacer una nueva transmisión.
- ***txd*** Esta señal es externa a la FPGA y va al chip que convierte el dato a los voltajes correspondientes para la comunicación serial rs232 para luego ir al PC o a otro equipo.

7.8.2. Recepción

Aunque debe realizar tareas muy similares a las del proceso de transmisión, en el proceso de recepción debe hacerse una muy buena sincronización con el equipo emisor para evitar errores. La forma de lograrlo, es iniciar un reloj interno cuando la señal de entrada tiene un flanco de bajada (inicio de la comunicación). La frecuencia del reloj interno es la misma de la comunicación, definida por la señal ***clkbps***. En el módulo de comunicación, 5 señales son para uso de la recepción de datos.

- ***arrive_date*** Esta señal cuando está activa indica que ha llegado un nuevo dato. Cuando se está usando una comunicación con paridad y el dato no cumplió con la paridad esperada, la señal ***error_receive*** se activa.
- ***data_receive_out*** Esta señal es el nuevo dato que ha sido recibido. Y aunque el tamaño de esta señal es 8 bits, solo debe usarse la parte correspondiente al número de bits usados en la comunicación, iniciando desde el bit menos significativo.
- ***read_date*** Esta es una señal de entrada al módulo y se usa para indicar que el dato ya ha sido leído. En este momento la señal ***arrive_date*** se pone en cero indicando que el sistema se activa para esperar un nuevo dato. Mientras que el dato no sea leído, nuevos datos no son aceptados por el módulo, después ya no es posible recuperar los datos.
- ***rxd*** Es la señal que proviene del mundo exterior, es la que trae la información serial.

Es importante anotar que la transmisión es totalmente independiente de la recepción, es decir las señales propias de uno no afectan las del otro y mientras una transmisión se este dando, al mismo tiempo puede darse una recepción de datos.

El módulo de comunicación se usa para hacer el enlace con el PC. El protocolo y el instrumento virtual para su control serán discutidos en el próximo capítulo.

7.9. Memoria DDR SDRAM

La memoria usada es una memoria DDR SDRAM MT46V32M16 [22] con una capacidad de 512 Mbits. Esta memoria es externa a la FPGA. En esta memoria se almacenan los datos obtenidos y son enviados al PC al momento en que se escriben los datos o desde el PC pueden leerse los datos guardados en cualquier momento.

Los datos que son almacenados en la memoria son de diferente forma según la medida o el proceso que se este llevando a cabo. Cuando se hace un ciclo de medida, es necesario almacenar el voltaje que entra a uno de los canales del conversor y el valor del campo magnético, de tal manera que un ciclo de medida puede almacenarse en memoria:

- Voltaje en el canal A y el Campo Magnético.
- Voltaje en el canal B y el Campo Magnético.
- Voltaje que alimenta la fuente del electroimán y el Campo Magnético.
- Valor RMS del voltaje en el canal A y el Campo Magnético.
- Valor del voltaje pico a pico en el canal A y el Campo Magnético.

Para asegurarse que la medida del ciclo rms se hace debidamente, puede almacenarse el valor del voltaje en el canal A solamente, para después ser leído por el Instrumento Virtual y corroborar el tamaño y la forma del ciclo medido.

En la figura 7.20 se muestra el diagrama del módulo que se encarga de hacer el control de la memoria externa DDR SDRAM. La información recibida del PC controla qué variables serán almacenadas en memoria. Las variables o señales provienen de los módulos que se encargan de hacer las medidas respectivas, de tal manera que el módulo que controla el conversor ADC envía el valor de los voltajes y el módulo que hace las medidas de campo magnético envía su valor correspondiente.

Cuando el equipo se encuentra realizando un ciclo de medida, cada que se obtiene la medida del voltaje y el campo magnético, el módulo se encarga de escribirlos en memoria. Como el envío serial es muy lento comparado

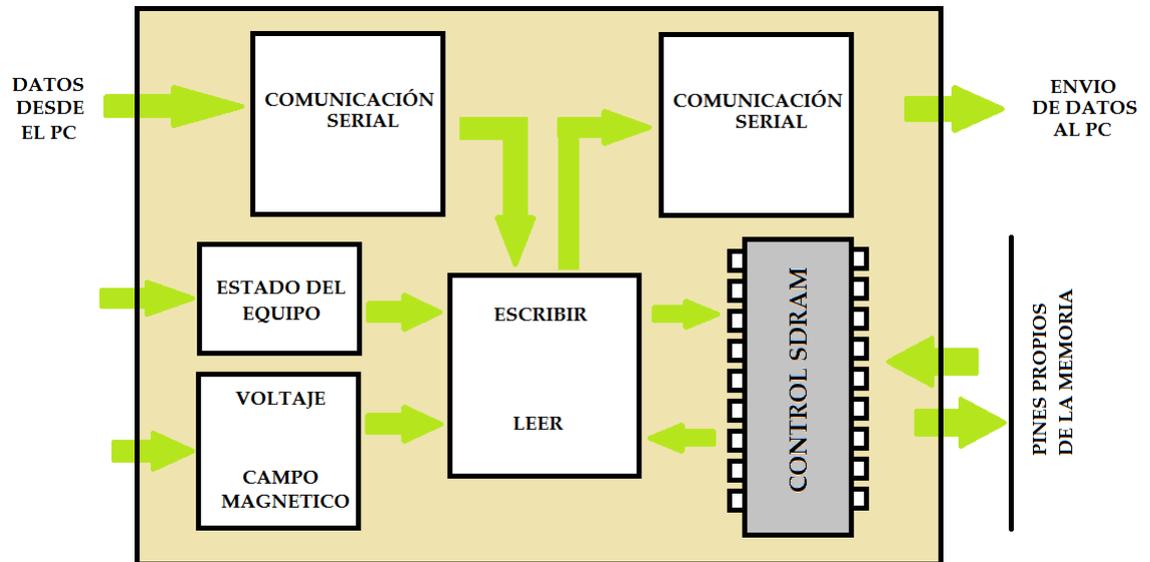


Figura 7.20: Diagrama del módulo para el control de la memoria externa DDR SDRAM.

con la toma de datos, el módulo va enviando al PC los datos escritos en memoria, de forma que no altere los tiempos de medida. Después que un ciclo de medida termina, la memoria puede ser leída en cualquier tiempo y un número indeterminado de veces.

Un módulo interior se encarga de manejar la memoria, escribir y leer en una dirección dada un dato. La memoria externa es del tipo dinámico por tanto se debe refrescar cada una de las posiciones de memoria para que los datos no se pierdan, de tal forma que para acceder a la memoria debe comprobarse primero si no se encuentra refrescando los datos.

7.10. Pantalla LCD

Para enseñar los resultados, además del PC, también se cuenta con una pantalla LCD de dos líneas [23], [24]. En la línea superior se enseña el valor actual del campo magnético y en la inferior el valor del voltaje o la magnetización según el caso.

7.11. Funcionamiento y Diagramas de Flujo

En el Apéndice D se describe el funcionamiento más generalizado de cada uno de los módulos.

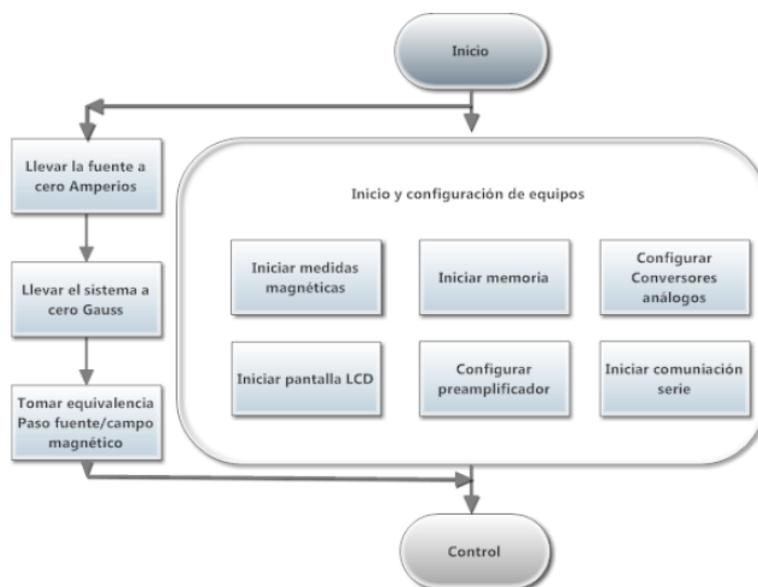


Figura 7.21: Diagrama de flujo de inicialización del hardware.

Cuando es encendido el sistema, se debe hacer un reinicio para asegurar que el sistema configure de manera adecuada cada uno de los instrumentos que controla. En la figura 7.21 se muestra cómo es el diagrama de flujo cuando se inicia el sistema. La FPGA puede controlar en paralelo cada equipo, por tanto, para ahorrar tiempo, todos los equipos son configurados a la vez. Se reconoce el sensor de campo magnético según su conexión, si se trata del gaussímetro LakeShore, se configura el tipo de medida y el rango. Los conversores para la generación de las señales y para la toma de datos deben ser configurados, pero antes debe configurarse el preamplificador que por defecto se hace con una ganancia de -1. El display LCD es configurado de tal manera que en la línea superior se enseñe el campo magnético en Gauss, mientras que en la línea inferior aparece la magnetización. Según el tipo de configuración del Instrumento Magnético, las unidades serán emu o emu/g (VSM) o unidades normalizadas (MOKE). La comunicación serial con el PC también debe ser configurada, la velocidad, el número de bits y la paridad deben coincidir con la configuración del instrumento virtual. Por último antes de usar la memoria SDRAM, debe primero configurarse e iniciarse. Luego de preparar todos los equipos e iniciar todas las variables necesarias, el sistema llega al estado "CONTROL" que es un estado donde espera órdenes del PC para realizar cualquier operación.

Al mismo tiempo que se inician los diferentes equipos del hardware, el sistema lleva la fuente de corriente a cero voltios y por tanto a cero amperios,

de tal manera que el campo magnético es cercano a cero (no es cero por el campo magnético remanente del electroimán), luego se hace una medida del campo magnético, se aumenta en un paso de voltaje la fuente del electroimán, se toma de nuevo la medida del campo y se pone de nuevo un paso de voltaje, este procedimiento se hace 64 veces (en binario es fácil dividir por potencias de dos). Para hacer el cálculo de cuál es la equivalencia de un paso en voltaje y el campo magnético. Se usa la siguiente relación:

$$\text{campo} \times \text{paso} = \frac{\vec{B}_{final} - \vec{B}_{inicial}}{64} \quad (7.109)$$

Esta relación siempre debe ser medida antes de iniciar con la primer medida debido a que el campo magnético dependerá de la distancia entre los polos del electroimán, es decir, la relación campo/paso no se mantiene constante para diferentes distancias entre polos.

7.11.1. Cero Corriente

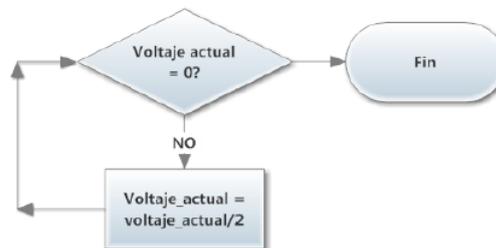


Figura 7.22: Diagrama de flujo del módulo que envía un cero de corriente a la fuente del electroimán.

Al iniciar, la fuente del electroimán puede encontrarse en cualquier valor, por esta razón es necesario llevar el equipo a un estado conocido, para ello se lleva la corriente de la fuente a cero. Una corriente de cero no implica un campo magnético de cero, el electroimán siempre conserva un campo remanente.

La fuente de corriente alimenta a un electroimán que al final es un solenoide atravesado por un núcleo de hierro, por lo que puede almacenar energía y por tanto, llevar la corriente de una sola vez a cero es peligroso para la fuente porque podría devolverse la corriente y dañar la fuente. La figura 7.22 muestra el flujo del programa que hace el cero de corriente, inicia por obtener el voltaje actual de la fuente, si es cero, la tarea ya puede darse por finalizada, si no lo es, el voltaje es dividido por 2, lo que es lo mismo

hacer un corrimiento hacia la derecha del número en binario que representa al voltaje, y vuelve y se compara, así hasta que el voltaje sea cero. La corriente puede tener dos polaridades, positiva y negativa, que son las que definen la dirección o el signo del campo magnético, después de que es logrado el cero en corriente para la fuente, la polaridad se hace positiva.

7.11.2. Relación Campo Magnético - Paso de Voltaje

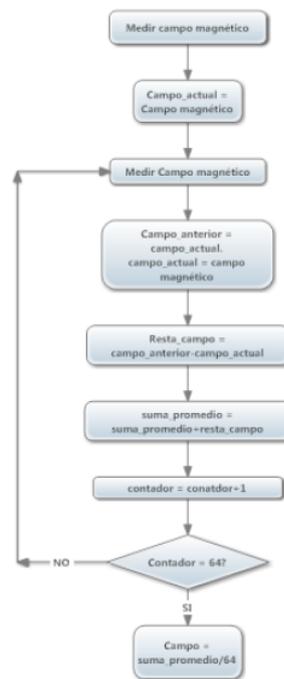


Figura 7.23: Diagrama de flujo para obtener la relación de campo magnético por un paso mínimo de la fuente.

El campo magnético del electroimán depende de la corriente suministrada por la fuente, el mínimo intervalo de corriente está bien definido, 0.0091558 Voltios, pero no puede hablarse de un delta mínimo en el campo magnético, porque además de depender de la corriente que circula por la fuente, también depende de la abertura entre los polos del electroimán.

Para el control del equipo es necesario conocer cuál es el delta del campo magnético, por tanto cuando se inicia el equipo, se mide en cuánto cambia el campo magnético cuando se hace un cambio mínimo en la corriente. Para ello el equipo inicia llevando la fuente de corriente a cero, lo anterior no implica que el campo magnético sea cero.

La figura 7.23 muestra el diagrama de flujo del algoritmo que se encarga

de tomar la relación campo magnético, paso de voltaje de la fuente. El delta del campo magnético se calcula usando la relación:

$$\Delta B = \left| \frac{B_{final} - B_{inicial}}{pasos} \right| \quad (7.110)$$

Para medir este delta, El sistema toma el valor del campo magnético, cambia la fuente en un paso mínimo de corriente, espera un tiempo para que el sistema se estabilice (2 segundos) y se hace una nueva toma del campo magnético, se calcula un delta de campo, $\Delta B = campo_actual - campo_anterior$, el electroimán no es un sistema lineal, pero hacer el promedio da una idea de cuánto es aproximadamente el cambio en el campo magnético por cada cambio de corriente, este valor es usado en algunos cálculos en el Instrumento Magnético. Para hacer el promedio, el valor de ΔB es tomado 64 veces¹, y al final se toma el promedio.

$$\Delta B = \frac{\sum \Delta B_i}{64} \quad (7.111)$$

7.11.3. Cero Campo Magnético

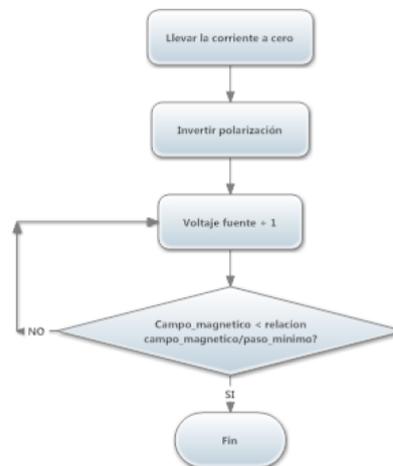


Figura 7.24: Diagrama de flujo para obtener un campo magnético de cero Gauss.

El electroimán se comporta como un ferromagneto, por tanto posee un campo magnético remanente, es decir, que cuando la fuente de corriente está en cero amperios, entre los polos del electroimán existe un campo magnético

¹Se usa 2^n para tomar el promedio porque en números binarios para dividir por 2^n es hacer una rotación hacia la derecha de n bits.

diferente de cero. Por tanto, para llevar el campo magnético a cero no es suficiente con llevar la fuente de corriente a cero voltios.

La figura 7.24 muestra el diagrama de flujo para lograr cero gauss en el equipo. Lo primero es iniciar desde un estado conocido, por ello se lleva la fuente de corriente a cero, después de cada operación se espera un tiempo para que el campo magnético se estabilice, luego se invierte la polaridad de la fuente, de tal manera que el aumento en la corriente de la fuente, obligue al campo magnético a seguir bajando. La fuente se incrementa en el valor mínimo de voltaje. El campo magnético medido es comparado con el valor del campo magnético equivalente a un paso de voltaje, si el primero es menor al segundo, se da por terminada la operación, sino se hace un nuevo incremento y una nueva comparación. No es posible lograr un cero exacto, porque depende del valor del delta de campo magnético $\Delta\vec{B}$, en este caso el algoritmo lo que hace es aproximar lo mejor posible el valor del campo magnético a cero gauss.

7.12. Referencias

1. D.G. maxínes and J. Alcal, VHDL El Arte de Programar Sistemas Digitales (libro), Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, México. 2002.
2. www.xilinx.com
3. Xilinx, Spartan-3E FPGA Family, www.digilentinc.com
4. Digilentinc, Spartan-3E Starter Kit Board User Guide (manual). www.digilentinc.com
5. R. Herveilli, Cordic Core Specification, www.opencores.org
6. R. Andraka, A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers, ACM Digital Library, 1998.
7. S. Kiles, Avanced FPGA Design (libro), 2007.
8. U. Meyer-Baese, Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Array (libro), 2007.
9. Linear Technology, DAC LTC1654 (manual), <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1654fb.pdf>.
10. Linear Technology, LTC6912 - Dual Programmable Gain Amplifiers with Serial Digital Interface (manual), <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6912fa.pdf>

11. Linear Technology, LTC 1407 A (manual), <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/14071fb.pdf>
12. T.J. Kwon, J. Draper, Floating-Point Division and Square Root Implementation using a Taylor-Series Expansion Algorithm with Reduced Look-up Tables, Information Sciences Institute, pp. 954-957, 2008.
13. H. Nikmehr, B. Phillips, and C. C. Lim, A novel implementation of radix-4 floating-point division square-root using comparison multiples, Computers and Electrical Engineering, Vol. 36(5), pp. 850-863, 2010.
14. A. J. Thakkar and A. Ejnoui, Pipelining of double precision floating point division and square root operations, Proceedings of the 44th annual southeast regional conference on - ACM-SE 44, pp. 488, 2006.
15. R. Rodriguez and J. Rodriguez Fast Square Root Calculation for DTC Magnetic Flux Estimator, IEEE Latin America Transactions, Vol.12(2), 2014
16. W. Chu and Y. Li, *Cost/Performance Tradeoff of n-Select Square Root Implementations*, Australian Computer Science Communications, Vol.22(4), 2000.
17. P. Soderquist and M. Leeser, *An Area/Performance Comparison of Subtractive and Multiplicative Divide Square Root Implementations*, IEEE, 1995.
18. Y. Li and W. Chu, *An Area/Performance Comparison of Subtractive and Multiplicative Divide Square Root Implementations*, Proceedings of the 5th IEEE Symposium on FPGA-Based Custom Computing Machines (FCCM '97), pp. 1082-3409, 1997.
19. J. M. Adquisición de señales con FPGA, pp. 2-5, 2010.
20. C. Trujillo. Descripción VHDL de un Generador de Señales SPWM Hexafasicas. <http://www.iberchip.net/IX/Articles/PAP-064.pdf>
21. P. Wilson, Design Recipes for FPGAs", (chapter 7). 2007
22. <http://download.micron.com/pdf/datasheets/dram/ddr/512MBDDRx4x8x16.pdf>
23. <http://www.sitronix.com.tw/sitronix/product.nsf/Doc/ST7066U?OpenDocument>
24. <http://www.rapidelectronics.co.uk/images/siteimg/57-0910e.PDF>

Capítulo 8

INSTRUMENTO VIRTUAL

*Uno no puede depender de sus ojos
cuando su imaginación está desenfocada.*

Mark Twain

RESUMEN: Para el control del equipo magnético montado con la FPGA se ha diseñado un instrumento virtual usando el software de programación gráfica LabVIEW [1]. El Instrumento Virtual es un panel en el PC que permite al investigador controlar, manipular, monitorear y hacer medidas con el equipo magnético. El instrumento Virtual cumple con tres objetivos, procurar por que el equipo esté tomando las medidas correctamente, para eso tiene herramientas solo para la depuración y calibración, controlar todas las variables del equipo cambiándolas a voluntad del investigador y por último hacer monitoréo de los datos de medición.

Para hacer el control del Instrumento Magnético desde un PC se ha diseñado un programa en el software de programación gráfica LabVIEW.

8.1. Generador de señales

En la figura 8.1 puede verse el panel para la configuración de la señal senoidal que alimenta el motor lineal para mover la muestra. Como el generador de la onda senoidal funciona solo si se desea hacer medidas con el VSM, la configuración de la señal seno sólo puede ser realizada si el Instrumento Magnético se encuentra configurado como magnetómetro Vibrante.

Desde este panel pueden ser configurados los aspectos más relevantes de la señal senoidal. La amplitud puede ser variada desde el cero que es el valor mínimo, aunque por lo regular no es interesante generar una onda con amplitud cero, hasta el valor máximo de la amplitud que es uno, que además

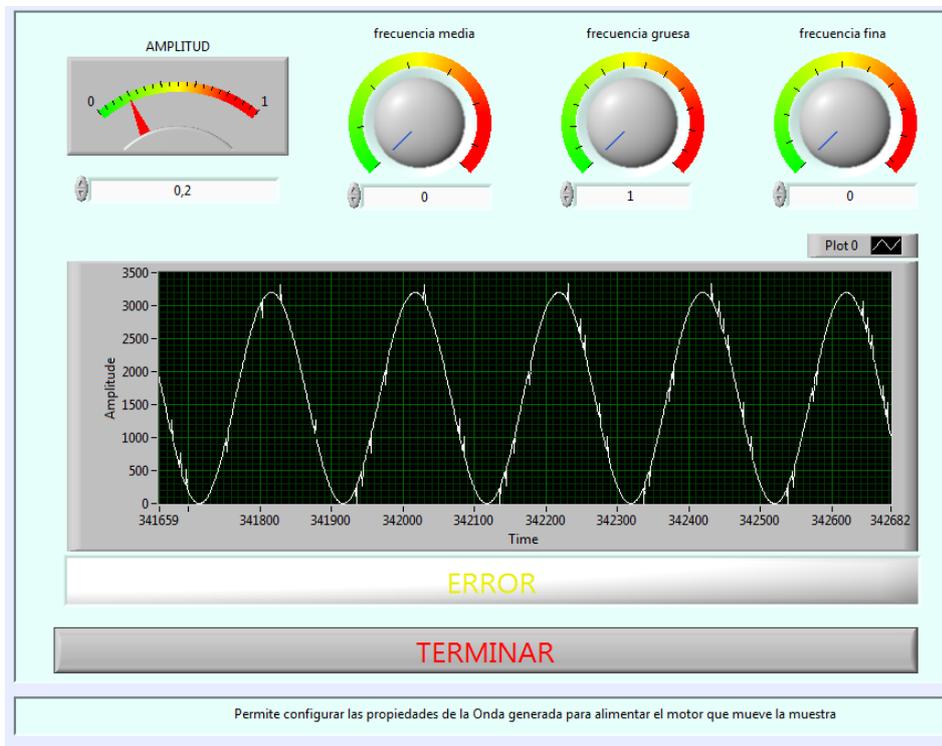


Figura 8.1: Panel del Instrumento para la configuración de la señal senoidal. La señal mostrada es medida directamente de la salida del convertor, esto explica el ruido de la señal

es el valor por defecto. El valor de cada paso en el cambio de amplitud tiene un valor de 0.004.

La frecuencia de la onda generada puede ser cambiada desde tres controles, el primer control a la izquierda "*frecuencia media*", este control disminuye la frecuencia de la onda. Como la señal es digital, las frecuencias más pequeñas tienen como salida una onda seno muy visiblemente escalonada, en caso de requerirse este tipo de frecuencias, es necesario incluir un filtro que suavice la onda. El control de en medio, "*frecuencia gruesa*", es usado para aumentar el valor de la frecuencia, para lograrlo, se van eliminando puntos bien ubicados dentro de la onda. Es así que cuando la frecuencia es muy alta, la onda puede perder su forma por la cantidad de puntos que son eliminados. Por tanto se sugiere un circuito que suavice la onda cuando la necesidad sea frecuencias muy altas. El tercer control a la derecha, "*frecuencia fina*", disminuye la frecuencia de forma muy fina en décimas de Hz.

El gráfico permite visualizar la forma, amplitud y frecuencia de la la onda

generada a la salida de uno de los canales del conversor de digital a análogo (DAC).

En caso de ocurrir un error, una barra con este nombre se encenderá indicando que una falla en la comunicación ha ocurrido y la onda no pudo ser configurada correctamente. La configuración es automática, a medida que se hace el cambio en el panel, el instrumento magnético se actualiza con los nuevos datos. Para finalizar la configuración, se hace click sobre el control "terminar", la aplicación se cierra y se regresa al panel principal.

8.2. Voltajes

El sistema tiene dos canales de entrada, en inicio, ambos canales están configurados para la medida del magnetómetro, el gaussímetro y el efecto MOKE, pero pueden ser conectados otros sensores. En la figura 8.2 puede verse el panel para la visualización de los diferentes voltajes que pueden ser medidos en la FPGA en ambos canales del conversor. Las medidas mostradas son: el voltaje en el canal A y el voltaje en el canal B del conversor análogo a digital. En el canal A también puede ser medido el valor RMS de la señal de entrada o el valor pico a pico.

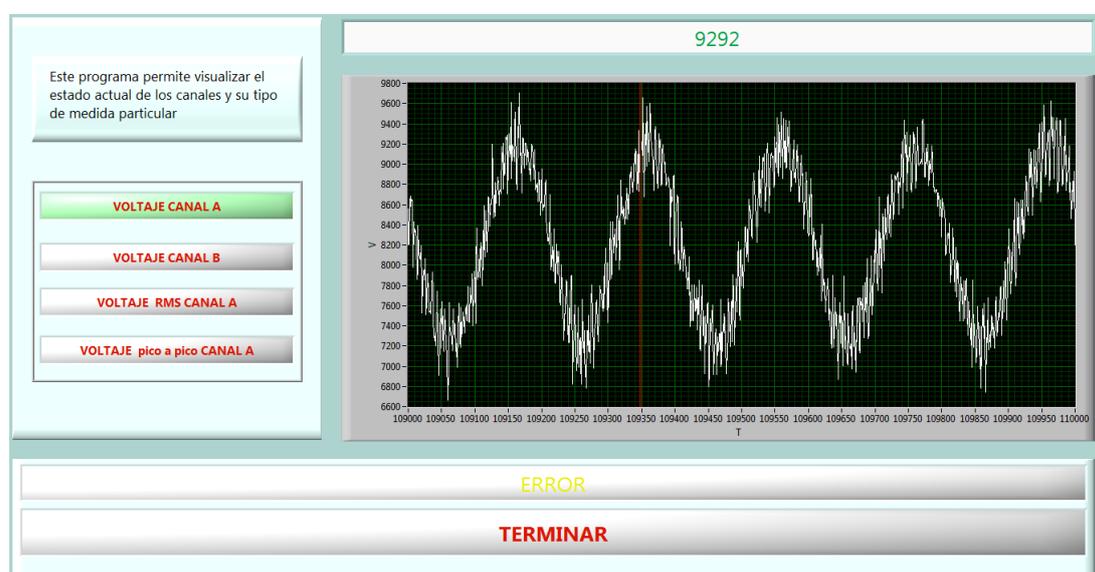


Figura 8.2: Panel del Instrumento virtual para la visualización de los diferentes voltajes que son medidos por los dos canales del conversor

Este instrumento virtual es usado con la idea de verificar si los canales se encuentran leyendo los valores correctos. Los valores leídos no corresponden a valores de voltaje sino a los valores que pueden tomar las variables binarias.

Como el conversor usado es de 14 bits, el máximo valor es $2^{14} - 1 = 16383$ de ahí que los valores mostrados van desde 0 a 16383.

Cuando se visualiza el valor de los voltajes en el canal A o el B del conversor se debe tener en cuenta que la toma de datos se hace a la velocidad del reloj del conversor, pero los datos son enviados a la velocidad de la comunicación serial que es muy lenta comparada con las velocidades de conversión. Debido a esta lentitud en la comunicación, las ondas deben tener una frecuencia muy pequeña (del orden de 1 o 2 Hz) para poder visualizar la forma de la onda en el Instrumento. Si existe un error en la comunicación, por ejemplo de sincronización o un error en el número de datos enviados, una barra roja con el nombre de error es encendida. Con la tecla "Terminar" se termina la visualización de los voltajes y se regresa al panel del Instrumento Virtual.

8.3. Visualización del Campo Magnético.

En la figura 8.3 puede verse el módulo para la visualización o monitoreo del campo magnético de inducción, el funcionamiento es muy similar a los otros sub-instrumentos, un display digital enseña el valor del campo magnético en Gauss, mientras que un monitor muestra el cambio de la magnitud del campo.

El campo magnético puede ser el medido con el Gaussímetro Lakeshore [2] o con los sensores ALLEGRO [3],[4].

Cuando ocurre un error en la comunicación la barra de error se enciende. Para terminar de ejecutar el instrumento visualizador del campo, solo basta con dar click en el control "TERMINAR"

8.4. Configuración del ciclo de medida

Independiente de si el Instrumento esta haciendo la medida en forma de MOKE o de VSM, la forma de hacer el ciclo de medida es similar. En la figura 8.4 puede verse el panel usado para la configuración del ciclo. Este instrumento solo puede manipular tres variables, el valor de cada paso en el ciclo, el máximo valor al cual puede llegarse y el tiempo entre cada paso.

El tamaño del paso define cuánto voltaje (o corriente) se le proporcionará a la fuente en cada paso del ciclo. Como la fuente es manejada desde un conversor análogo de 14 bits el mínimo paso de voltaje en la fuente del electroimán es:

$$paso\ minimo(V) = \frac{150}{2^{14}}V = 0,00915V \quad (8.1)$$

El campo magnético por cada paso de voltaje no es constante, depende de la separación de los polos magnéticos del electroimán. Cuando el sistema

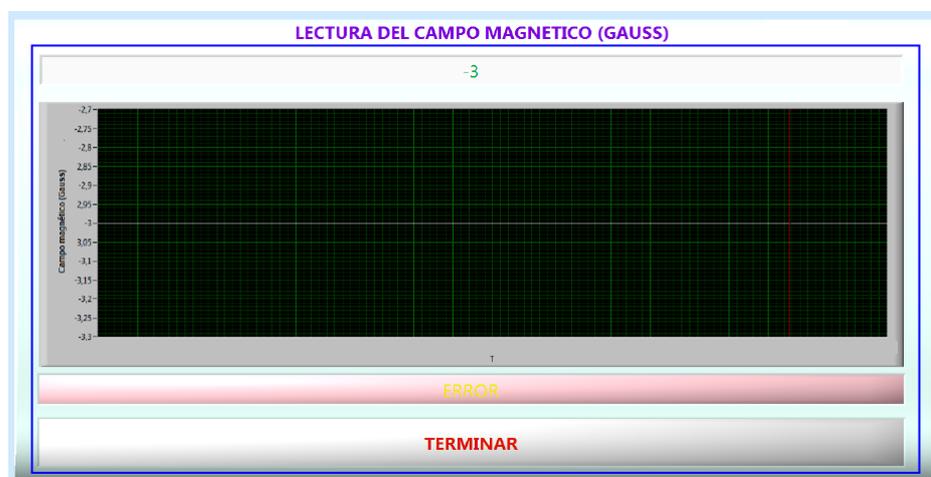


Figura 8.3: Panel del Instrumento virtual para la visualización de la medida del campo magnético

inicia, mide automáticamente la equivalencia entre el campo magnético y el paso mínimo de voltaje. En la parte inferior derecha del panel, se muestra el valor en voltaje y el correspondiente valor en campo magnético, Gauss, del mínimo paso. El control "*UNIDAD DE PASO*", permite cambiar el tamaño del paso en voltaje o en campo magnético. Cuando éste control es manipulado, en la parte inferior se muestra el tamaño del paso, su correspondiente valor en voltios y su valor en Gauss (campo magnético).

El control "*TOPE MÁXIMO*" define el valor máximo del ciclo, tanto por su valor positivo como negativo. En el cuadro inferior puede verse la equivalencia en voltaje del paso máximo y el campo magnético máximo.

El tiempo transcurrido entre paso y paso puede ser cambiado a una de las siguientes opciones: 10 ms, 20 ms, 40 ms, 50 ms, 80 ms, 100 ms y 200 ms por el control "*Retardo por Paso*". La opción "*SIN RETARDO*", no implica que el retardo sea 0 ms, cosa imposible, cuando se elige esta opción, el tiempo de retraso entre cada paso, es lo que demora el equipo en tomar las medidas necesarias y pasar al nuevo paso. Dependiendo de la configuración el equipo, este tiempo es no mayor a 5 ms. Debajo del control de tiempo, aparece un ponderado del tiempo que tardará el sistema en hacer un ciclo completo, lo que permite al usuario configurar de mejor manera el ciclo según la duración del mismo.

Cuando se inicia un nuevo ciclo, el sistema se ubica en un campo magnético cero o cercano a cero para iniciar, mueve la fuente en el tamaño del paso hasta llegar al máximo paso, cuando esto sucede se disminuyen los pasos hasta llegar a cero, se cambia la polaridad del campo haciendo uso del conmutador, y se repite el paso anterior. Nuevamente se cambia la polaridad

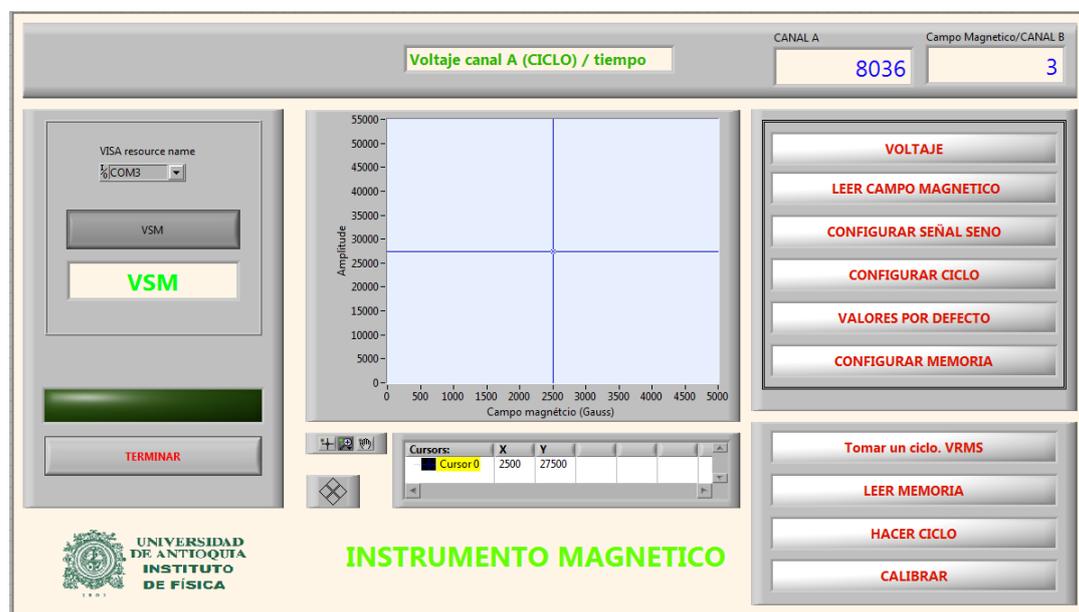


Figura 8.5: Panel del Instrumento Virtual que se encarga del control del Instrumento Magnético.

quieta y por tanto no es necesario encender el motor lineal. Un indicador enseña el tipo de instrumento usado.

En la parte derecha del panel se encuentran los botones de control, la mayoría de funciones ya fueron descritas anteriormente en este capítulo, **VOLTAJE**, abre un nuevo panel donde se puede ver la medida en voltios de los canales A y B del equipo. **LEER CAMPO MAGNÉTICO**, abre un nuevo panel que muestra la lectura actual del campo magnético. **CONFIGURAR SEÑAL SENO**, abre el panel donde se configura la señal que alimentará al motor lineal, como ya se había visto, se puede cambiar la amplitud y la frecuencia de la señal seno. **CONFIGURAR CICLO**, abre el panel configuración ciclo de medida, el cual permite configurar los parámetros del ciclo que se desea medir. **VALORES POR DEFECTO**, cuando este botón es pulsado, todos los parámetros se reinician y toman los valores por defecto, es una especie de reset operado desde el PC. **CONFIGURAR MEMORIA** se usa para determinar el tipo de datos que se guardarán en la memoria del Instrumento Magnético (FPGA), este botón sirve para configurar el tipo de medida, los valores posibles son:

- Voltaje canal A versus tiempo (ciclos).
- Campo magnético (G) versus Número de pasos (voltaje).
- Voltaje RMS canal A versus Campo magnético (G).

- Voltaje pico-pico versus Campo magnético (G).
- Voltaje canal A versus Campo Magnético (G).
- Voltaje canal B versus Campo Magnético (G).
- Magnetización (emu o emu/g) versus Campo magnético (G).
- Voltaje normalizado versus Campo Magnético (G).

Las primeras opciones son usadas para hacer comprobación del equipo, es decir corroborar que las medidas corresponden a lo esperado. La medida de la magnetización versus el campo sólo es posible para la opción **VSM** y la del voltaje normalizado es propia para medidas del efecto Kerr Magneto-Óptico (MOKE).

En la parte inferior derecha se encuentran los controles de medida. El control **Tomar un ciclo VRMS** es usado para verificar que el sistema está tomado de forma adecuada la señal de voltaje. El botón **LEER MEMORIA** es usado para acceder a los datos anteriormente guardados en la memoria del Instrumento Magnético (FPGA), no importa que se haya cambiado la configuración de medida, cuando se lea la memoria los datos se mostrarán con la configuración anterior. Cada que una nueva medida es hecha, los datos anteriores son borrados de la memoria y se ingresan los de la nueva medida. Mientras una nueva medida no se realice y el equipo no sea apagado, los datos pueden ser leídos en cualquier tiempo. Cada que se leen los datos en el PC, pueden ser guardados en un archivo de formato txt para su posterior análisis. El botón **HACER CICLO** inicia un ciclo de medida en las condiciones configuradas. Cuando el Instrumento está configurado como un magnetómetro de muestra vibrante, al inicio se debe ingresar la masa de la muestra para hacer los respectivos cálculos. A medida que el ciclo se va haciendo, los datos se van enviando al PC. Como la comunicación serial es tan lenta comparada con los tiempos de toma de datos, es común que el sistema termine de realizar la medida y se demore un poco más en terminar el envío de los datos. Cada que un ciclo es realizado, los datos son guardados en un archivo en el PC.

Debido a la sensibilidad y a la dependencia del equipo a muchos parámetros externos se hace necesario tener el sistema optimizado y calibrado. Esa es la razón para que muchos de los controles sean para la optimización del equipo. El botón inferior, **CALIBRAR** se usa para calibrar el sistema, cuando se oprime este control, un panel muestra una gráfica y el valor del campo magnético, que es llevado automáticamente a 5000 Gauss. Campo magnético usado para medir la muestra de referencia (disco de níquel). Manualmente puede moverse el motor lineal en un plano colineal al de la muestra, de tal manera que el voltaje en la señal medida sea el máximo. En nuestro caso, la muestra para hacer la calibración es el disco de

níquel. Cuando se considere que el máximo fue logrado, se oprime **OK** en el panel. En este caso el sistema toma los puntos de calibración para obtener así los datos de la magnetización, conociendo el valor del voltaje inducido.

En la parte superior derecha del panel se encuentran dos display, uno muestra el valor del campo magnético en Gauss, el otro muestra el valor en voltios de la señal que se encuentra conectada en el canal A del equipo.

En la parte del centro se encuentra un display donde se traza la gráfica del tipo de medida realizada. En la parte superior se muestra el tipo de medida, de los diferentes tipos posibles, descritos anteriormente en la parte de la memoria.

8.6. REFERENCIAS

1. [http:// www.ni.com](http://www.ni.com)
2. Lakeshore, Model 455 DSP Gaussmeter LakeShore (manual),
[http://www.lakeshore.com/products/gaussmeters/
model-455-dsp-gaussmeter/Pages/Overview.aspx](http://www.lakeshore.com/products/gaussmeters/model-455-dsp-gaussmeter/Pages/Overview.aspx)
3. Allegro, Sensor Linear de Efecto Hall 3516 (manual).
[http:// www.allegro.com](http://www.allegro.com)
4. Allegro, High Precision, Output Pin Programmable Linear Hall Effect Sensors A1373 and A1374 (manual). www.allegro.com

Capítulo 9

RESULTADOS

*Las cosas solo son imposibles hasta que
no lo son.*

Jean-Luc Picard

RESUMEN: Este capítulo presenta los resultados obtenidos, el comportamiento del equipo desarrollado, la calibración y medidas realizadas.

9.1. Instrumento Magnético Reconfigurable

El equipo desarrollado es un Instrumento para medidas magnéticas y un sistema para medir campo magnético.

9.1.1. Medida de Campo Magnético

Para hacer la medida de campo magnético se usaron dos sensores, un sensor para la medida de campos pequeños y el otro para campos mayores [6.2]. El sensor de efecto Hall ALLEGRO 3516 tiene una sensibilidad de 2.5 mV/G y un campo de medida desde -800 Gauss hasta 800 Gauss, mientras que el sensor de efecto Hall programable ALLEGRO 1373A tiene una sensibilidad (la mayor) de 56 uV/G. Para usar esta resolución, debe tenerse en cuenta que los voltajes de alimentación deben ser precisos y estables.

El convertidor de analógico a digital con un tamaño de palabra de 14 bits por conversión, tiene una alimentación de 3.3V y posee una etapa de preamplificación de hasta un factor de -100, lo que significa que la mayor resolución se encuentra para 2 μ V pero en estas medidas tan pequeñas el ruido es un factor importante y termina envolviendo la señal. Como el

sensor ALLEGRO 3516 tiene una resolución de 2.8 mV/G, un Gauss es fácilmente detectable y por eso este sensor puede ser usado para campos magnéticos entre -800 Gauss y +800 Gauss con pasos de un Gauss. Incluso con una ganancia de uno el paso detectable de campo magnético es de 0.07 Gauss, aprovechando la linealidad y sensibilidad del sensor. Cuando se usa el sensor de mayor rango, ALLEGRO 1373A, aunque la sensibilidad es mucho mayor, la resolución es pequeña y para un sistema sin una electrónica fina, es imposible de medir debido al ruido de la señal. En el caso del conversor con una preamplificación de uno, la mayor resolución es de 3.571 Gauss, por tanto esta configuración debe usarse para la medida de campos magnéticos altos. Lo más conveniente para hacer medidas de campo magnético pequeño, hasta ± 800 Gauss, es usar el sensor de efecto Hall, ALLEGRO 3516, mientras que para campos mayores se debe usar el sensor de campo magnético ALLEGRO 1373A.

9.1.2. Respuesta del Electroimán

Para el caso del Instrumento Magnético, el electroimán es uno de los equipos fundamentales. Se trata de un sistema físico, dos bobinas por las que se hace conducir corriente eléctrica, las bobinas tienen en su eje un núcleo metálico, lo que hace que el electroimán presente un ciclo de histéresis, es decir, el campo magnético depende de la corriente a la entrada del electroimán y de la velocidad con que la corriente varía, ya que el campo magnético no responde a la misma velocidad con que cambia la corriente.

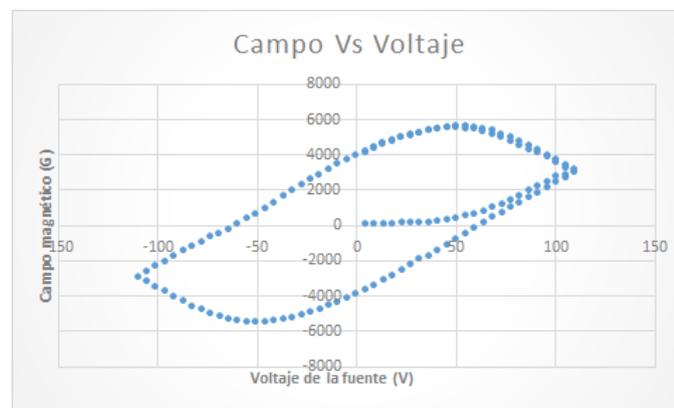


Figura 9.1: Ciclo de Histéresis del electroimán tomando el campo a pasos de voltaje grandes.

En la figura 9.1 se muestra el ciclo de histéresis del electroimán cuando los pasos de corriente son grandes, mientras que en la figura 9.2 puede verse el ciclo de histéresis del electroimán en iguales condiciones de campo magnético máximo, igual tiempo de retardo entre pasos, la única diferencia es el tamaño

del paso; en la figura 9.1 el paso en voltaje es mayor, y también lo es el tiempo de respuesta del electroimán y por esta razón el área de la curva es mayor que la curva de la figura 9.2, donde el paso en voltaje es menor, y la respuesta es mucha más fina. En la figura 9.3 se ve un ciclo para el paso de voltaje mínimo. El valor mínimo entre cada paso de voltaje que puede dar la fuente es 0.0091568 Voltios, y un tiempo de retardo mayor, en este caso la forma del ciclo de histéresis es más cerrado. Para que las medidas sean correctas, la rampa de campo magnético debe ser a pasos constantes y con retardos de tiempo bien definidos y de igual tamaño. Los gráficos presentados tienen en el eje horizontal el voltaje y en el eje vertical el campo magnético, esta disposición se debe a que el campo magnético depende del valor de voltaje ingresado al electroimán y es necesario conocer esta medida para el control del equipo.

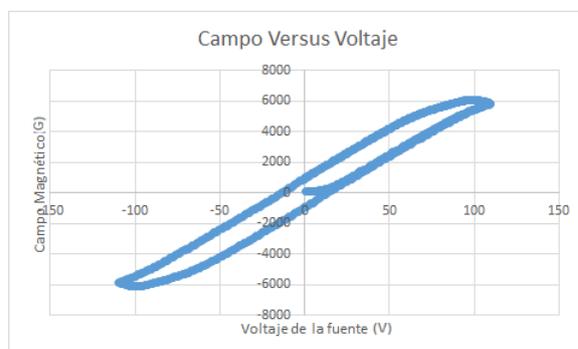


Figura 9.2: Ciclo de Histéresis del electroimán tomando el campo magnético a pasos de voltaje pequeños.

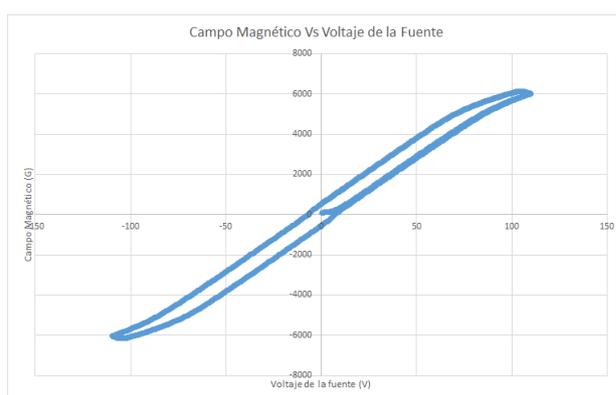


Figura 9.3: Ciclo de Histéresis del electroimán tomando el campo magnético con el paso de voltaje mínimo.

En la figura 9.4 se muestra un ciclo de histéresis del electroimán con n

campo máximo pequeño y un paso de voltaje también pequeño. En este caso se aprecian dos fenómenos que deben ser tenidos en cuenta a la hora de hacer otro tipo de medidas magnéticas usando este equipo. Cuando se inicia un nuevo ciclo, se inicia desde un voltaje igual a cero, cuando la fuente coloca un voltaje en cero e inicia el ciclo, el campo remanente en el electroimán es obligado a responder con el valor de la corriente y produce el pico que se ve en la figura. El segundo fenómeno en la medida se presenta por la forma como es alimentado el electroimán. La fuente de corriente solo posee una polaridad así para obtener un campo magnético en ambos sentidos, es necesario cambiar la polaridad de la corriente y para ello se sumó un sistema de conmutado de corriente entre la fuente y el electroimán. En la figura 9.4, donde el campo magnético cambia de signo, de positivo a negativo o al contrario, el ciclo sufre un cambio abrupto, ese cambio es debido al cambio de polaridad de la corriente. Cuando la corriente es muy cercana a cero, existe un campo magnético remanente en el electroimán, al cambiar el sentido de la corriente que pasa por el electroimán un campo magnético de signo contrario es producido en el electroimán. Este fenómeno es apreciable sólo a campos magnéticos pequeños y con una resolución de paso pequeña.

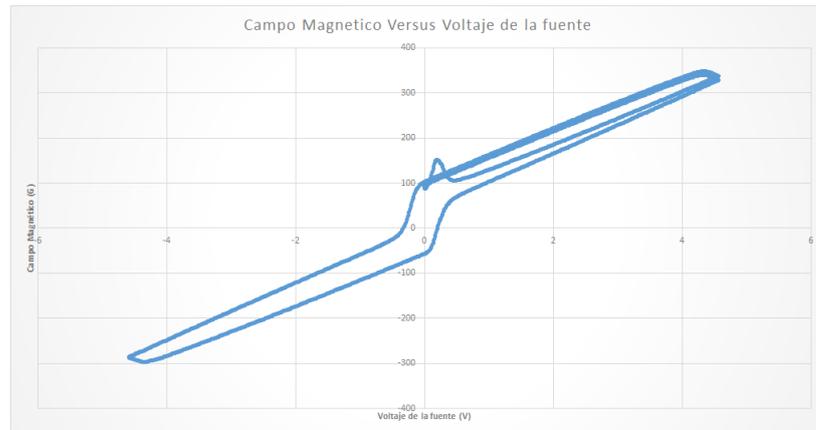


Figura 9.4: Ciclo de Histéresis del electroimán para campos magnéticos pequeños a pasos de voltaje también pequeños.

No es posible tratar de hacer una calibración del electroimán con respecto a la corriente, porque el campo magnético producido puede variar según sea la distancia de los polos y la forma de ellos; por eso es importante contar con un sistema de medida de campo magnético.

Lo más aconsejable para hacer una rampa magnética para una medida es programar el tiempo total de la medida, lo cual se sugiere que tenga una duración entre tres y cinco minutos, debido al tipo de electroimán usado. Para ello el equipo hace la medida del paso de voltaje respecto al cambio en el campo magnético y con ese cálculo hace un ponderado del tiempo total y

el tiempo de cada paso. El acceso al programa que controla los tiempos del ciclo se hace usando el Instrumento Virtual [8.4].

Cuando es necesario colocar un valor constante de campo magnético, el equipo usa un control PID combinado con un control ON-OFF, es decir, para ir de un valor de campo magnético a otro, el sistema usa el algoritmo de control PID, para el cálculo de este algoritmo el sistema ya ha calculado antes el valor del mínimo paso de campo magnético, el control ON-OFF se pone activo cuando el valor del campo magnético está a un valor menor que el paso mínimo del campo deseado. En este caso el control se apaga y se mantiene el campo actual. No siempre el campo deseado y el logrado son iguales, la diferencia entre ellos es menor que el paso mínimo de campo magnético. Cuando el campo magnético deseado tiene signo contrario al campo en que se encuentra el electroimán, lo primero que hace el sistema es llevar la fuente de corriente a cero, para hacer la conmutación de corriente y no dañar la fuente o el electroimán y luego aplicar el control PID. En la gráfica 9.5 se muestra la respuesta para llevar el campo magnético de un valor de 100 Gauss a uno de 5000 Gauss, campo comúnmente usado en la calibración del sistema.

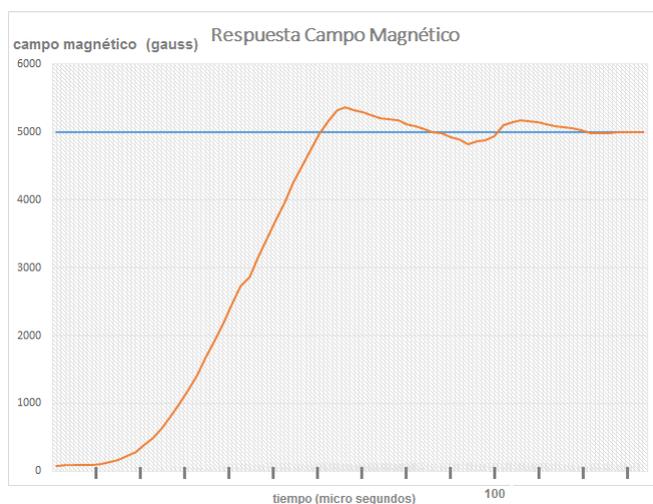


Figura 9.5: Respuesta del control PID para buscar un campo de 5000 Gauss.

9.1.3. Magnetómetro de Muestra Vibrante

Para iniciar una medida con el magnetómetro de muestra vibrante (VSM) hay que partir siempre del supuesto que el equipo está descalibrado, debido a todas las variables que pueden cambiar en el sistema y por tanto hay que calibrarlo cada vez que un conjunto de medidas va a realizarse. Para la calibración se utiliza una muestra de referencia que en nuestro caso es un

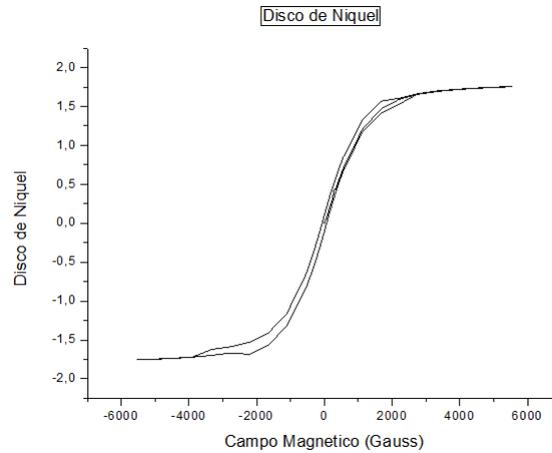


Figura 9.6: Ciclo de Histéresis del disco de níquel de referencia con el campo magnético paralelo al plano del disco.

disco de níquel [1], el cual posee una magnetización de $54.78 \text{ emu/g} \pm 0.15 \text{ emu/g}$ cuando un campo magnético de 5000 Oe ($\frac{5000}{\mu_0} \text{ G}$) es aplicado en forma paralela a la superficie del disco. El peso del disco es de $32 \text{ mg} \pm 1 \text{ mg}$, por tanto la magnetización que esta muestra produce es de $1.75296 \text{ emu} \pm 0.00445 \text{ emu}$.

Para iniciar la calibración, el sistema aplica una densidad de flujo magnético de 5000 G . En este punto y gracias a un sistema de posicionamiento, el motor lineal puede ser movido en el plano coplanar con la base de la muestra, de tal forma que se deja en el punto donde la señal obtenida sea la mayor posible. Cuando se ha hecho el posicionamiento y el campo es de 5000 G en las condiciones descritas anteriormente, se le indica al Instrumento Virtual que se calibre. Como la relación entre magnetización y voltaje inducido es lineal, para hacer la regresión es solo necesario dos puntos. Uno de los puntos es el obtenido a 5000 G para el cual el voltaje debe representar 1.75296 emu y el segundo punto es el origen, una respuesta de 0 V representa una magnetización de 0 emu . Con estos datos el sistema obtiene automáticamente el valor de la magnetización calculándolo del valor del voltaje aplicado en la fuente.

Antes de iniciar un ciclo de medida, hay que indicarle al Instrumento Virtual la masa en gramos, el tamaño del paso en campo magnético y el tiempo entre paso y paso. También se puede configurar el campo máximo y el tiempo total y el sistema hace los cálculos necesarios para el tamaño del paso y el tiempo entre ellos. En la figura 9.6 se muestra un ciclo de histéresis del disco de níquel, con el campo magnético alineado al plano del disco.

La figura 9.7 muestra los ciclos de histéresis de una Hematita a la que se le

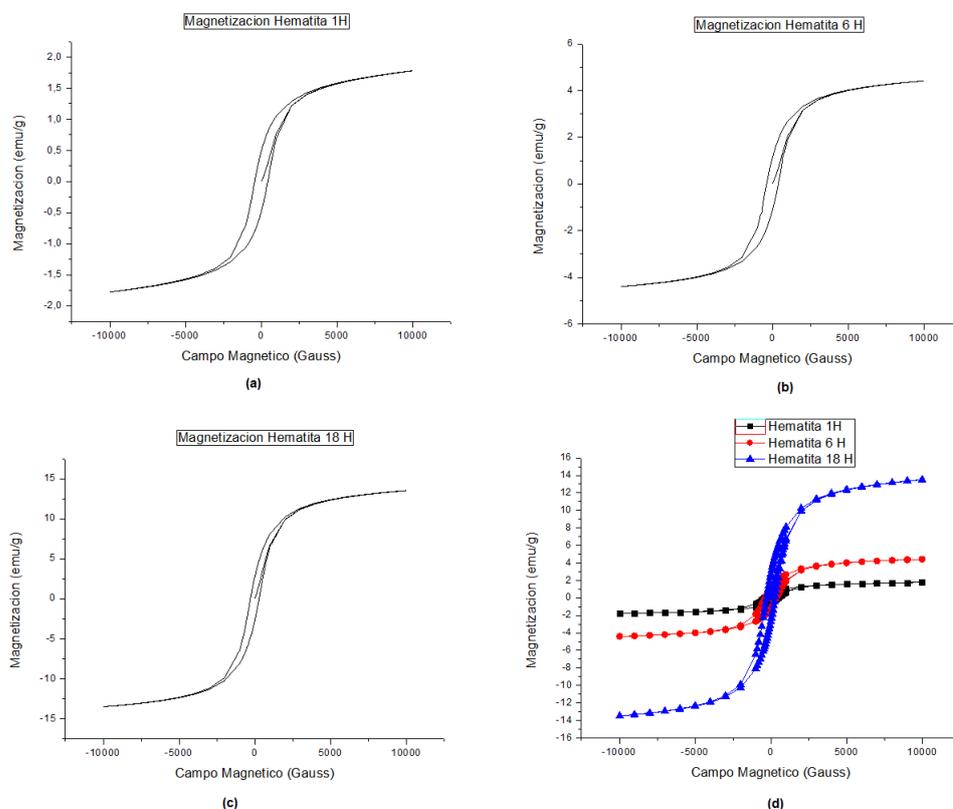


Figura 9.7: Ciclos de histéresis de hematitas en un VSM comercial con diferentes tiempos de molienda. a) 1 hora. b) 6 horas. c) 18 horas. d) Superposición de las tres gráficas.

realizó un proceso de molienda con diferentes tiempos, en a) se dejó solo una hora, en b) 6 horas y en c) 18 horas. La gráfica en d) es la comparación de las tres gráficas anteriores, en ella puede verse que a medida que el tiempo de molienda aumenta, también lo hace el campo de saturación. Estas medidas fueron hechas usando un VSM comercial en el Centro Atómico de Bariloche, Argentina. En la figura 9.8 se pueden ver los ciclos de histéresis realizados a las mismas muestras de Hematita pero medidos con nuestro VSM. Las gráficas son muy similares. Si se hace un análisis más preciso pueden verse diferencias en la forma de los ciclos, y es que a campos pequeños las formas coinciden pero a campos grandes se separan un poco, aunque la magnetización máxima es la misma. Esta diferencia en la forma se debe a que en el VSM comercial, los cambios de campo magnético no son constantes y dependen del valor del campo, mientras que en el VSM diseñado el tamaño del paso es constante, lo mismo que el tiempo entre cada punto. En la figura 9.9 se muestran las medidas superpuestas. Los ciclos medidos con el VSM

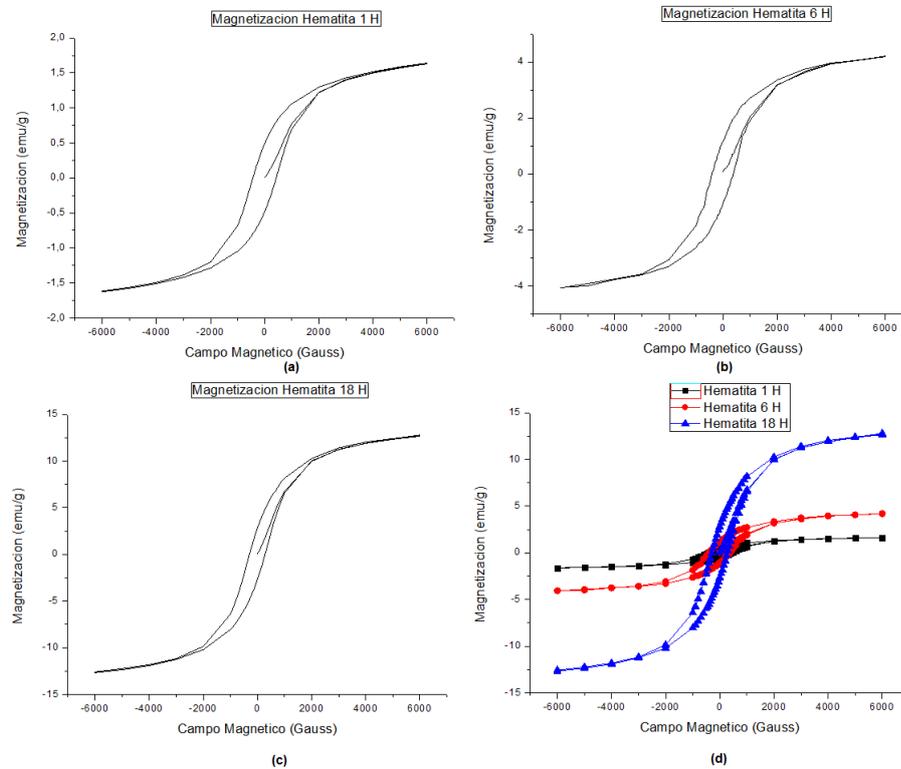


Figura 9.8: Ciclos de histéresis de hematitas en nuestro equipo con diferentes tiempos de molienda. a) 1 hora. b) 6 horas. c) 18 horas. d) Superposición de las tres gráficas.

comercial y con el Instrumento Magnético. Puede verse que una gráfica se superpone sobre la otra indicando la similitud de las dos medidas.

9.1.4. Medida del Efecto Kerr Magneto-Óptico MOKE

La figura 9.10 muestra un ciclo de histéresis de una película de permalloy crecida en sustrato de silicio medida usando el efecto Kerr (Capítulo [8]). Este equipo igual que cuando se usa el VSM debe ser calibrado antes de iniciar las medidas. La forma de hacerlo es encender el láser y organizar la muestra (reflejante) de tal forma que el sensor de luz muestre señal. Para optimizar la medida, la salida de los sensores ópticos debe ser lo más cercana a cero cuando el campo aplicado también es cero. Esto se logra llevando el campo magnético lo más cercano a cero, y controlando la salida de los sensores con un potenciómetro. La medida de la magnetización en modo MOKE se hace en unidades arbitrarias y normalizadas a uno.

El láser usado es un láser de He-Ne con una potencia de 25 mW polarizado linealmente. En caso de usarse un láser de menor potencia o tener una

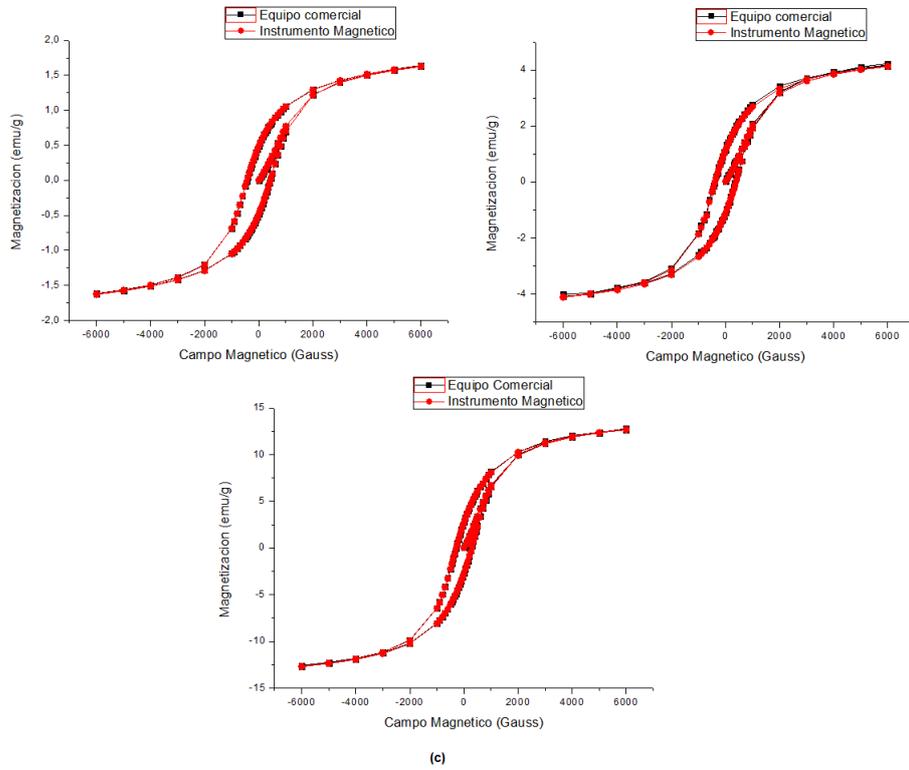


Figura 9.9: Comparación de los ciclos de histéresis medidos con un VSM comercial y medidos con el Instrumento Magnético, la muestra es Hematita con diferentes tiempos de molienda . a) 1 hora. b) 6 horas. c) 18 horas.

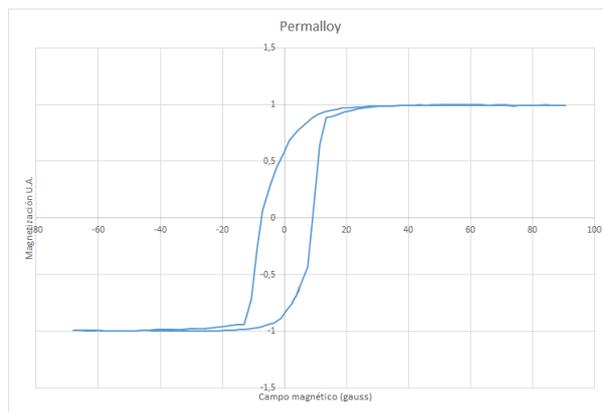


Figura 9.10: Ciclo de histéresis de una película delgada de permalloy crecida en un sustrato de silicio

muestra poco reflectiva, se puede omitir la fase de diferencia y utilizar solo el sensor que toma la señal de salida.

9.2. Referencias

1. 762 Magnetic Moment Standard nickel Disc. U.S. Department of Commerce National Institute of Standards and Technology Gaithersburg, NIST, MD 20899.
2. Microsense, Vibrating Sample Magnetometer (manual), <http://www.microsense.net/products-vsm.htm>
3. AZO Materials, Vibrating Sample Magnetometers - VSM, <http://www.azom.com/materials-equipment.aspx?cat=111>
4. BOSTECH, MOKE SYSTEM MOKE_X01 (manual), <http://www.bostechscientific.com/moke-system>.

Capítulo 10

SIMULACIÓN MONTECARLO, NIQUEL

*Si una idea no parece absurda de entrada,
muy pocas probabilidades hay para ella.*

Albert Einstein

RESUMEN: Este capítulo presenta el resultado de algunas simulaciones del comportamiento del níquel sometido a cambios de campo magnético, iniciando por una descripción del método Monte Carlo usado para hacer la simulación, un análisis de los generadores de números aleatorios y su comprobación y el testeado hecho al lenguaje de programación JAVA que es el lenguaje usado para hacer las simulaciones.

10.1. Simulación Monte Carlo

El método Monte Carlo es una metodología de análisis numérico estocástico usado, para aproximar expresiones complejas y costosas de evaluar con exactitud. El método depende en gran parte de la generación de números aleatorios para evaluar si hay o no cambios de estado en el comportamiento de un sistema bien conocido [4].

10.1.1. Función Densidad de Probabilidad

La función densidad de probabilidad (FDP)[1] de una variable estocástica es una función que cumple con tres propiedades:

- a. La función está definida sobre un intervalo $[a, b]$ donde $b > a$.

- b. La función es no negativa sobre ese intervalo, aunque la función puede ser igual a cero.
- c. La función es normalizada, por tanto:

$$\int_a^b f(x)dx = 1 \quad (10.1)$$

Una función es función densidad de probabilidad si especifica la probabilidad por unidad de x , donde $f(x)dx$ es la probabilidad de obtener a x en el intervalo x y $x + dx$.

Dos importantes medidas para una función densidad de probabilidad son su valor medio μ y su varianza σ^2 . El valor medio, es el valor esperado o promedio de la variable:

$$\langle x \rangle \equiv E(x) \equiv \int_a^b x f(x)dx \quad (10.2)$$

La varianza describe la dispersión de variables aleatorias x alrededor del valor medio.

$$\sigma^2(x) \equiv \langle [x - \langle x \rangle]^2 \rangle = \langle x^2 \rangle - \langle x \rangle^2 \quad (10.3)$$

La raíz cuadrada de la varianza σ^2 es conocida como la desviación estándar σ .

$$\sigma(x) = \sqrt{\sigma(x)^2} \quad (10.4)$$

Las definiciones anteriores son para variables continuas. Cuando se usan variables discretas también se hace una definición de la función densidad de probabilidad, pero en este caso cada $f_i = f(x_i)$ indica la probabilidad de que ocurra x_i . Para que los f_1, f_2, f_3, \dots sean una función densidad de probabilidad, deben cumplir:

- a. Deben ser positivas $f_i \geq 0$
- b. La función debe estar normalizada.

$$\sum f_i = 1 \quad (10.5)$$

Para el caso discreto el valor medio toma la forma:

$$\langle x \rangle \equiv E(x) \equiv \sum x_i f_i \quad (10.6)$$

y la varianza es ahora

$$\sigma^2 \equiv \sum [x_i - \langle x \rangle]^2 f_i \quad (10.7)$$

En algunos casos se usa la función delta de Dirac ¹ para convertir una función discreta en una función continua, la nueva función toma la forma:

$$f(x) = \sum f_i \delta(x - x_i) \quad (10.8)$$

El propósito de un cálculo Monte Carlo es estimar algún valor esperado $\langle z \rangle$ determinando su valor medio y el cálculo de la varianza nos dará una idea del error en la medida.

10.2. Números Aleatorios

Un buen análisis Monte Carlo debe contar con un buen generador de una gran cantidad de números aleatorios que estén uniformemente distribuidos en el intervalo semi-abierto $[0, 1)$. Sin embargo, los sistemas digitales son incapaces de obtener un número aleatorio. Una especie de artilugio es conectar el computador a un sistema que proporcione señales análogas aleatorias, por ejemplo la medida de la temperatura o el uso de ruido blanco en algún sensor. Este método no es práctico porque no garantiza que la ocurrencia de todos los números del rango tengan la misma probabilidad de ocurrencia, además, el cálculo sería irrepetible en otro computador. Incluso se ha llegado a plantear el desarrollo de una lista de números aleatorios, lo cual hizo muy cuidadosamente Marsaglia [2] quién produjo un CD-ROOM que contiene $4,8 \times 10^9$ números aleatorios. En los métodos modernos de Monte Carlo son necesarios muchos más números aleatorios, además el tiempo de leer en un archivo externo consume mucho tiempo.

Una alternativa es usar un pseudogenerador de números aleatorios. Funciona con un algoritmo determinístico que inicia de un número previo para generar el siguiente y así hasta generar una lista de números pseudoaleatorios. Uno de los generadores de números aleatorios más comúnmente usados es el generador de congruencia lineal propuesto por Lehmer [3], el cual tiene la forma general:

$$x_{i+1} = (ax_i + c) \text{ mod } m, \quad i \geq 0 \quad (10.9)$$

El entero $a > 1$ es llamado el multiplicador, el entero c es el incremento y el entero m el módulo del generador. El generador, iniciado con un número semilla x_0 creará una lista de números tal que $0 \leq x \leq m$, para escalar cada número al rango $[0, 1)$ se divide por el número m .

Los números generados deben estar uniformemente distribuidos sobre el intervalo $[0, 1)$, cada número debe aparecer de forma independiente del número anterior. La escogencia de las constantes a y c tienen mucho que ver en la calidad del generador. En un buen generador la secuencia de los

¹La función delta de Dirac $\delta(x - x_0)$ esta función es cero para cualquier número real x , excepto para $x = x_0$ donde la función toma el valor infinito

números debe estar distribuida lo más aleatoria posible. Es claro que la lista generada por un algoritmo no es nada aleatoria, pero dicha lista debe pasar la prueba estadística de aleatoriedad. Una forma de probar que los números generados se dispersan por todo el rango y que no lo hacen de forma cíclica o poco aleatoria, es hacer un gráfico bidimensional con los siguientes pares ordenados:

$$(x_0, x_1), (x_1, x_2), (x_2, x_3), \dots, (x_n, x_{n+1}), \dots \quad (10.10)$$

Los puntos deben extenderse en toda el área del cuadrado de rango $[0,1)$, y no solo en regiones específicas o formando patrones. En la figura 10.1 se muestra un generador de números aleatorios, que al aplicarse la prueba gráfica, pueden verse patrones, aunque se generen todos los números aleatorios entre el rango propuesto $0 \leq x < m$. Los patrones (líneas) son debido a que existe una clase de periodicidad en el generador.

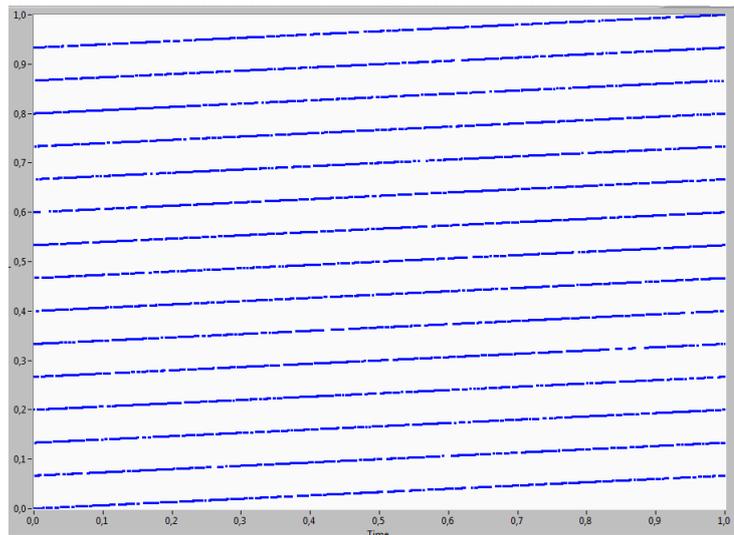


Figura 10.1: Gráfico en dos dimensiones de una lista de números aleatorios que presenta periodicidad, $m = 1$.

Otra situación es que la lista de números sea independientes, es decir, no genera patrones, pero los números generados no se dispersan en todo el rango, como puede verse en la figura 10.2. Por tanto el ciclo puede ser repetido una gran cantidad de veces pero los números resultantes son solo unos pocos.

En la figura 10.3 puede verse el gráfico en dos dimensiones de una lista de números aleatorios que no presentan periodicidad y además se encuentran dispersos en todo el rango, por tanto el generador de esta lista es en principio un buen generador de números aleatorios.

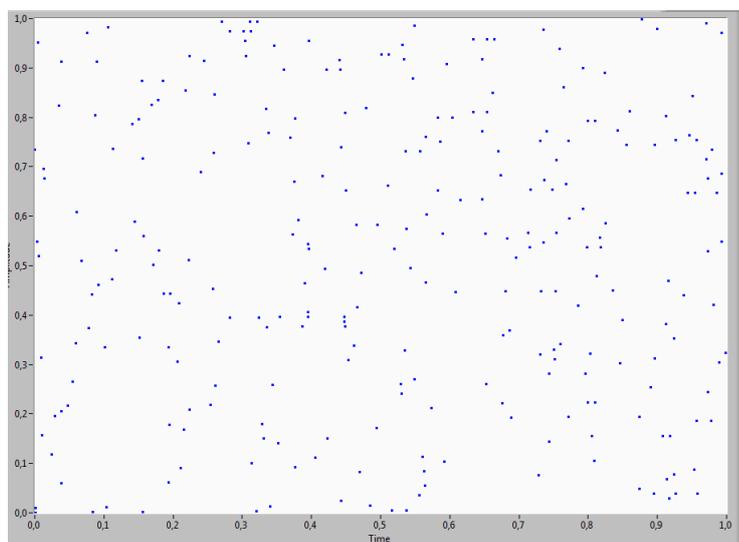


Figura 10.2: Gráfico en dos dimensiones de una lista de números aleatorios que no se dispersan en todo el rango.

Para nuestro caso, el lenguaje usado para llevar a cabo las simulaciones es el JAVA [10],[11] y la plataforma netbeans IDE 7.2. A groso modo, el lenguaje JAVA es un lenguaje muy similar a C++ basado en programación orientada a objetos con la característica que puede ser compilado en cualquier máquina en cualquier sistema operativo.

La forma de generar un número aleatorio en este lenguaje es: *Math.random()*, que genera un número aleatorio "double" entre cero y uno. Este generador no hay que colocarle semilla, ya tiene una estructura bien definida. En la figura 10.4 se observa la manera en que se distribuyen números aleatorios generados por JAVA usando la gráfica de los pares ordenados:

$$(x_0, x_1), (x_1, x_2), (x_2, x_3), \dots (x_n, x_{n+1}) \quad (10.11)$$

Puede verse que no hay periodicidades y que los puntos se dispersan en todo el rango [0,1).

10.3. Algoritmo de Metropolis

El método de Metropolis es un algoritmo que sirve para analizar cómo se comporta un sistema en el tiempo. En este método, el estado inicial de cada elemento del sistema debe ser bien conocido. Para calcular cuál será el próximo estado de cada elemento, se calcula la probabilidad de que el elemento haga transición a otro estado posible. Está probabilidad

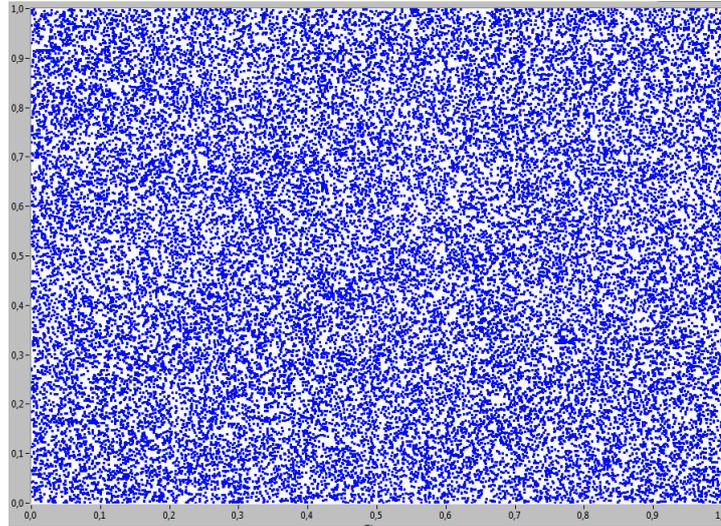


Figura 10.3: Gráfico en dos dimensiones de una lista de números aleatorios que no presentan periodicidad y que están dispersos en todo el rango.

es comparada con un número aleatorio, el cual definirá si hay o no transición al nuevo estado. Para calcular la probabilidad de transición hacemos,

$$E_j - E_i = \Delta E_{ji} \quad (10.12)$$

$$P(i \rightarrow j) = W = \exp \frac{-\Delta E_{ji}}{k_B T} \quad (10.13)$$

Si $\Delta E_{ji} \leq 0$ hay transición del estado i al nuevo estado j . Si por el contrario $\Delta E_{ji} > 0$, calculamos un número aleatorio "r" y lo comparamos con la probabilidad de transición W de tal forma que solo hay transición si:

$$r \leq W \quad (10.14)$$

Lo anterior se hace para cada una de las partículas o elementos del sistema estudiado y se repite sobre el sistema un número grande de veces de tal manera que el sistema llegue a un estado de equilibrio. Cuando el sistema encuentra su equilibrio pueden calcularse por estadística las variables de interés y el error del cálculo asociado a la estimación del promedio del observable.

10.4. Niquel

El Niquel es un elemento periódico, metal de transición, de número atómico 28, posee dos configuraciones electrónicas $[Ar]4s^23d^8$ y $[Ar]4s^13d^9$

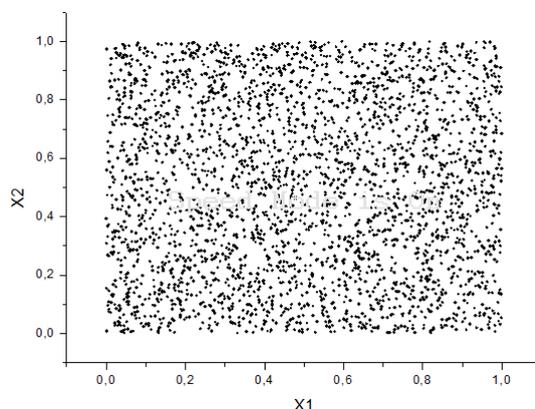


Figura 10.4: Generador de números aleatorios del lenguaje JAVA, la prueba fue hecha generando 1000000 números aleatorios.

muy cercanos en energía, no hay claridad cual de los dos estados es el de menor energía, en unos textos aparece la primera configuración como la menor [5], mientras que para otros la configuración de menor energía es la segunda [6]. En la naturaleza ocurren 5 isotopos estables de Niquel ^{58}Ni , ^{60}Ni , ^{61}Ni , ^{62}Ni , ^{64}Ni . El más abundante es el ^{58}Ni . Algunas características físicas del Niquel pueden verse en la tabla 10.1.

Número atómico	28
Símbolo químico	Ni
Peso atómico	58.71 u.m.a
Temperatura de fusión	1728K
Temperatura de ebullición	2730K
Densidad	8.90 g/cm ³ en 298K
Temperatura de Curie	629K

Tabla 10.1: Algunas propiedades Físicas del Niquel.

Los usos más importantes del Niquel son en aleaciones con otros elementos, aleaciones ferrosas, acero inoxidable y aleaciones de acero y hierros fundidos. También es ampliamente usado como componente de baterías [8].

El Niquel es ferromagnético y presenta una estructura cristalina fcc (cubica centrada en la cara), como lo muestra la figura 10.5.

Esta estructura fcc en el Niquel es la responsable de la existencia de anisotropías magnéticas, como la anisotropía magnetocristalina, la cual es causada por la interacción orbita-espín de los electrones. El electrón orbita enlazado a la estructura cristalográfica y debido a su interacción con los

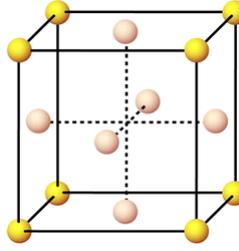


Figura 10.5: Estructura cristalina del Niquel, fcc.

espines, se prefieren ejes cristalográficos bien definidos, es decir existen direcciones en las cuales el material se magnetiza más fácilmente que en otras.

La energía magnetocristalina es usualmente pequeña comparada con la energía de intercambio, pero la dirección de la magnetización es solo determinada por la anisotropía debido a que la energía de intercambio trata de alinear el momento magnético paralelo al campo magnético externo.

La dirección de la magnetización $m = \frac{M}{|M|}$ puede ser escrita en términos de los cosenos directores $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ como se muestra en la figura 10.6.

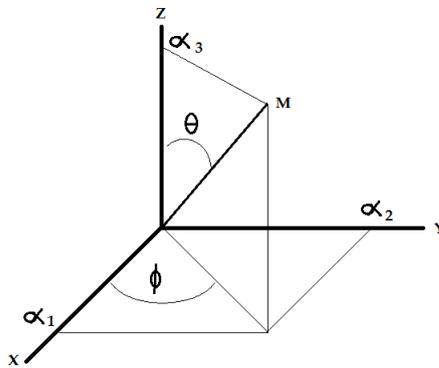


Figura 10.6: Dirección de la magnetización en sus cosenos directores.

Donde,

$$\alpha_1 = \sin \Theta \cos \phi \quad (10.15)$$

$$\alpha_2 = \sin \Theta \sin \phi \quad (10.16)$$

$$\alpha_3 = \cos \Theta \quad (10.17)$$

y se cumple:

$$\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 = 1 \quad (10.18)$$

Escribiendo la energía magnetocristalina por volumen como una expansión en serie de potencias:

$$E = E_0 + \sum_i b_i \alpha_i + \sum_{ij} b_{ij} \alpha_i \alpha_j + \sum_{ijk} b_{ijk} \alpha_i \alpha_j \alpha_k + \sum_{ijkl} b_{ijkl} \alpha_i \alpha_j \alpha_k \alpha_l + \mathcal{O}(\alpha^5) \quad (10.19)$$

Como no hay diferencia en la energía si el sistema tiene la magnetización en una dirección o en dirección contraria, es decir:

$$E(M) = E(-M) \quad (10.20)$$

Por tanto,

$$E(\alpha_i) = E(-\alpha_i) \quad (10.21)$$

Entonces los términos con potencias impares desaparecen y solo quedan los pares,

$$E = E_0 + \sum_{ij} b_{ij} \alpha_i \alpha_j + \sum_{ijkl} b_{ijkl} \alpha_i \alpha_j \alpha_k \alpha_l \quad (10.22)$$

Todos los términos cruzados $\alpha_i \alpha_j$ se hacen cero, $b_{ij} = 0$ si $i \neq j$. Como los índices $i = 1, 2, 3$ son indistinguibles entonces, $b_{11} = b_{22} = b_{33}$. Teniendo en cuenta estas condiciones para α^4 se tiene al final la siguiente expresión de la energía para un sistema cúbico como el Niquel.

$$E = K_0 + K_1(\alpha_1^2 \alpha_2^2 + \alpha_1^2 \alpha_3^2 + \alpha_2^2 \alpha_3^2) + K_3(\alpha_1^2 \alpha_2^2 \alpha_3^2) \quad (10.23)$$

Usando los cosenos directores para evaluar la energía en diferentes direcciones, tenemos:

- E_{100} está en la dirección cristalográfica [100] que corresponde a los valores de $\theta = 90^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ por tanto $\alpha_1 = 1$ y $\alpha_2 = \alpha_3 = 0$.
- E_{110} está en la dirección cristalográfica [110] que corresponde a los valores de $\theta = 90^\circ$ y $\phi = 45^\circ$ por tanto $\alpha_1 = \alpha_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ y $\alpha_3 = 0$.
- E_{111} está en la dirección cristalográfica [111] que corresponde a los valores de $\theta = 54,7^\circ$ y $\phi = 45^\circ$ por tanto $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \frac{1}{\sqrt{3}}$.

comparando con la ecuación 10.23,

$$E_{100} = K_0 \quad (10.24)$$

$$E_{110} = K_0 + \frac{1}{4}K_1 \quad (10.25)$$

$$E_{111} = K_0 + \frac{1}{3}K_1 + \frac{1}{27}K_2 \quad (10.26)$$

Para el Niquel a una temperatura de $4,2K$, los valores calculados son [9]:

	$\frac{J}{m^3}$	$\frac{eV}{atom}$
K_1	$-12,63 \times 10^4$	$-8,63 \times 10^{-6}$
K_2	$5,78 \times 10^4$	$3,95 \times 10^{-6}$

La figura 10.7 muestra la energía debido a la anisotropía magnetocristalina en el Niquel.

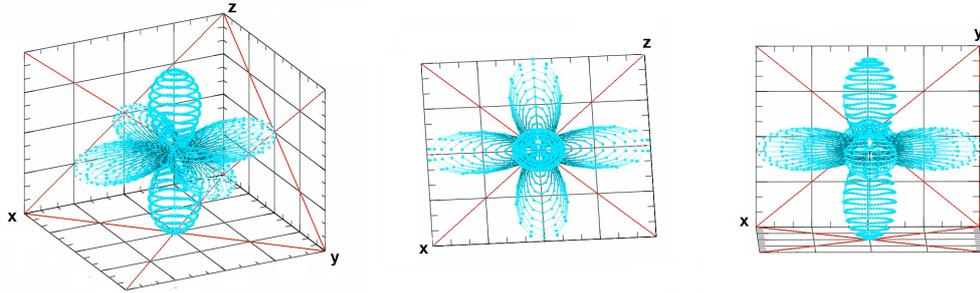


Figura 10.7: Energía debido a la anisotropía magnetocristalina del Niquel. En este caso los ejes son los ejes x , y y z .

Esta forma en la energía es la responsable que existan ejes privilegiados para la magnetización, es decir, en esas direcciones es más fácil alcanzar la magnetización que en otras. Para el Niquel las direcciones cristalográficas fáciles son $[111]$, mientras que las difíciles son las paralelas al eje $[100]$.

Para hacer la descripción y simulación del Niquel se usó el modelo clásico de Heisenberg en 3 dimensiones. El modelo cuántico no es relevante, aunque el cálculo de la energía se hace sobre una sola partícula, la estadística se hace sobre todo el volumen que es en principio un arreglo grande y a temperaturas finitas de laboratorio. Además el modelo de Heisenberg facilita la introducción de la anisotropía y es posible escoger el plano por donde se hará incidir el campo magnético externo.

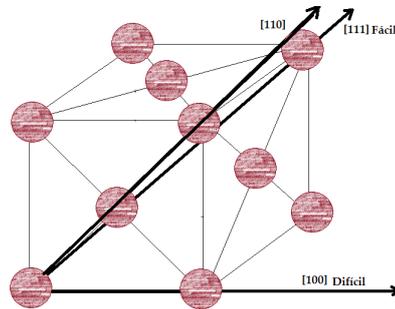


Figura 10.8: Ejes de anisotropía en el Niquel, los ejes fáciles son los paralelos al eje [111] y los ejes difíciles son los ejes paralelos al eje [100]

La ecuación de energía incluyendo el término de anisotropía para cada elemento es:

$$\epsilon_i = -S_i \cdot \sum_{ij} J_{ij} S_j - H \cdot S_i + K_0 + K_1 ((S_{ix})^2 (S_{iy})^2 + (S_{ix})^2 (S_{iz})^2 + (S_{iy})^2 (S_{iz})^2) + K_2 ((S_{ix})^2 (S_{iy})^2 (S_{iz})^2) \quad (10.27)$$

Donde $S_i = (S_{ix}, S_{iy}, S_{iz})$.

Muchas simulaciones han sido corridas para obtener el valor de la temperatura de Curie, la combinación que mejor reproduce los datos de temperatura son: $J = 2,8016$, $K_0 = 1$, $K_1 = -0,00863$, $K_2 = 0,00195$. Estos valores difieren de los reportados en los experimentos para el Niquel, pero son los que en la simulación mejor reproducen la temperatura de Curie. La diferencia resulta del tamaño de la estructura a ser simulada y que es pequeña comparada con la cantidad de átomos que puede tener un cristal de Niquel. Además las condiciones de frontera (en este caso periódicas) también interfiere en la fidelidad del cálculo (efectos de tamaño finito).

Para definir una estructura fcc se usa la celda primitiva [12] que se muestra en la figura 10.9.

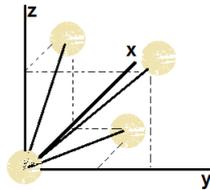


Figura 10.9: Celda primitiva de una estructura FCC.

Usando esta celda primitiva, el resultado no es una estructura cúbica si no rómbica como se muestra en la figura 10.10. Por tanto hay que tener cuidado de cómo se aplican las condiciones de frontera. En el apéndice C se muestra el código que calcula las posiciones de los 12 primeros vecinos y aplica las condiciones de frontera periódicas.

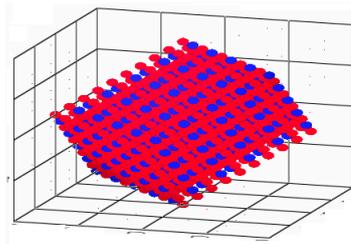


Figura 10.10: Estructura fcc del Niquel en la simulación usando el software gráfico LabVIEW.

Teniendo en cuenta todo lo mencionado anteriormente, se ha realizado la simulación del comportamiento de un arreglo cúbico de Niquel expuesto al cambio de un campo externo. En la figura 10.11 se muestra que cuando el campo magnético externo es puesto en dirección de un eje cristalográfico fácil, la magnetización es fácilmente llevada a saturación y difícilmente sacada de ese estado, por eso el ciclo de histéresis es mucho más ancho, mientras que cuando el campo magnético externo tiene la dirección de un eje cristalográfico difícil, es necesario un mayor campo para llegar a la saturación. Por eso el ciclo de histéresis es ahora más cerrado.

También se hizo con ayuda del software de programación gráfica LabVIEW un análisis de cómo es la dinámica de magnetización de un arreglo de Niquel cuando es colocado un campo constante en una dirección cualquiera. El programa lo que hace es tomar los datos de la simulación hecha en JAVA e ir gráficamente la dirección en que se pone una cantidad de vectores.

Cuando hay un campo magnético externo cero, aunque se inicie de un estado aleatorio, después de hacer algunas iteraciones, el sistema trata de ubicar sus espines paralelos a cualquiera de las ocho direcciones fáciles (paralelas al eje cristalográfico $[111]$). Cuando el campo magnético externo no está en una dirección fácil, y el campo es lo suficientemente fuerte, la dirección de los espines empiezan a rotar buscando alinearse con el campo magnético pero pasando primero por una dirección paralela a la dirección $[100]$. Por último los espines se alinean con el campo magnético externo $[13]$.

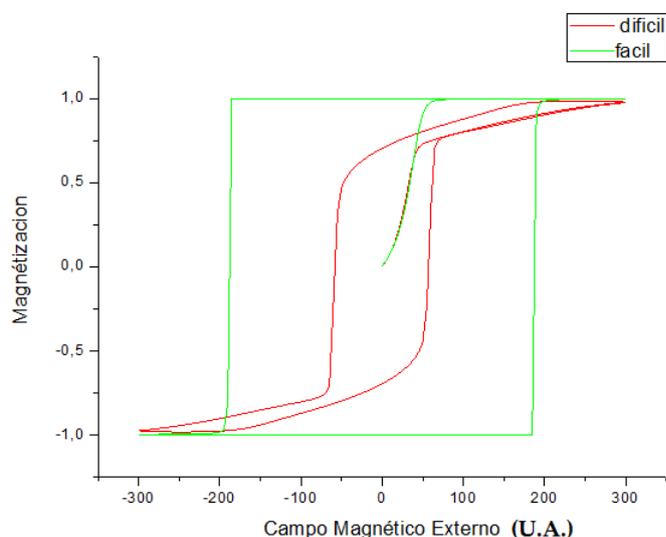


Figura 10.11: Simulación del ciclo de histéresis del Niquel colocando el campo en diferentes direcciones cristalográficas.

REFERENCIAS

1. W. Dunn and J. Shultis, Exploring Monte Carlo Methods (libro), ELSEVIER, 2012.
2. G. Marsaglia, The Marsaglia Random Number CDROM, Including the DIEHARD Battery of Tests of Randomness, Dept. Statistics, Florida State University, Tallahassee, 1995
3. D.H. Lehmer, Mathematical Methods in Large-Scale Computing Units, Annu. Comput., Lab. Harvard University, Vol. 26, pp. 141D146, 1951.
4. P. Landau and K. Binder K. A Guide to Monte Carlo Simulations in Statistical Physics. Cambridge, 2005.
5. G.L. Miessler and D.A. Tarr. Inorganic Chemistry(libro), 2nd ed. Pentice-Hall, 1999.
6. R.H. Petrucci, General Chemistry (libro), 8th ed. Prentice-Hall, 2002.
7. International Ni \tilde{a} quel Study Group. www.insg.org
8. J.R. Davis, ASM, Specialty Handbook. Ni \tilde{a} quel, cobalt and their Alloys (libro), David and Associates. 2000.
9. G. Mathias, Fundamentals of Magnetism (libro), Springer. 2008.

10. www.java.com
11. P.J. Deitel and H.M. Daitel, JAVA Cómo Programar (libro), Quinta edición, Prentice Hall, 2003.
12. P.V. Pavplov, Física del Estado Sólido (libro), 1985.
13. R.R. Birss and B.C. Hegarty, The magnetization process in Ni single crystals, BRIT. J. APPL. PHYS, Vol. 17, pp. 1241D1256, 1966.

Capítulo 11

CONCLUSIONES

La radio no tiene futuro, las máquinas voladoras más pesadas que el aire son imposibles. Los rayos X resultarán siendo un fraude.

Lord Kelvin.

El Instrumento Magnético Reconfigurable diseñado es un equipo que puede configurarse como magnetómetro de muestra vibrante (VSM), magnetómetro MOKE y gaussímetro. El circuito central de procesamiento es una FPGA, la cual le da al equipo la versatilidad de cambiar de configuración cada que el investigador lo desee. El hardware del Instrumento Magnético permite que cada configuración en particular sea muy fácil de montar, es así que cuando se mide con el VSM, a los polos del electroimán se le acopla el sistema de bobinas a los polos, mientras que si lo que se desea es medir el efecto Kerr, se debe adecuar el Láser y los sensores ópticos, incluso, si la separación entre los polos no es muy pequeña, las bobinas del VSM pueden dejarse en el montaje, puesto que no afectan la medida del efecto Kerr. La medida de campo magnético siempre está presente, lo que es importante es la ubicación de los sensores de efecto Hall.

La tarjeta BOARD SPARTAN 3E donde se incluye la FPGA SPARTAN 3E, es una tarjeta que trae dispositivos electrónicos de alto desempeño como conversores de análogo/digital y de digital/análogo, memorias, amplificadores y por tanto su uso optimiza el diseño. Además no hay que asumir costos adicionales en componentes electrónicos que de forma individual son muy costosos en el mercado. Este tipo de tarjetas son muy útiles en el montaje de instrumentos físicos porque traen de forma integrada dispositivos para la toma de medidas y para la manipulación de señales, ambas características presentes en la mayoría de equipos físicos.

El control de este tipo de tarjetas, de equipos que se comuniquen vía serial o GPIB (General Purpose Instrumentation Bus), el diseño de sistemas

construidos a medida de las necesidades (custom), nos abre la posibilidad del diseño de instrumentos de medida robustos y ajustados a los recursos con los que se cuenta en el laboratorio. En este trabajo se presentó un equipo que reúne varias medidas magnéticas aprovechando que el laboratorio posee un electroimán con su respectiva fuente de potencia, sensores de campo magnético y dispositivos electrónicos variados. Bajo este mismo principio, también puede pensarse en el diseño de otros equipos reconfigurables que reúnan medidas aprovechando fenómenos que tengan características de medida comunes en diferentes campos de la física, por ejemplo un sistema reconfigurable en el área de la óptica, termodinámica y cualquier otra donde las medidas guarden similitudes en la forma de hacerse.

Algunos laboratorios tienen a su disposición grandes recursos y agregan FPGAs, junto con una electrónica fina, permitiéndoles realizar prácticas muy precisas. Para el caso de países en desarrollo, como lo es el nuestro, los recursos son más limitados, pero los bajos costos de las FPGAs nos permite el diseño de equipos de alto rendimiento en la parte digital aunque aún usemos hardware no tan fino (no en todos los casos) para hacer las medidas.

En este trabajo se usó una FPGA y no un microprocesador, por las ventajas que ofrece el primero con respecto al segundo. La FPGA permite la programación en paralelo, mientras que el microprocesador realiza todas sus operaciones de forma serial, es decir instrucción tras instrucción. El poder realizar circuitos que funcionen dentro de la FPGA de forma paralela, hace que la toma de datos sea constante y en tiempo real, lo que es muy importante en medidas físicas.

Otra ventaja de la programación de hardware es lo fácil que resulta la reutilización del código. En este trabajo se puso mucho empeño en hacer que los módulos de control de cada uno de los sistemas particulares funcione de forma óptima, para que sea simple su instanciación en otro diseño, por ejemplo, los módulos que controlan el motor lineal y la toma de datos pueden ser tomados para la construcción de un espectrómetro Mössbauer sin tener que concentrarse por mucho tiempo en el diseño de estos módulos.

En el equipo diseñado, el procesamiento se realiza en la FPGA, de tal manera que el PC solo permite la visualización de los datos y el control del instrumento virtual. Esto responde al objetivo de desechar el computador y tener un equipo más autónomo y portátil. En el momento el control vía internet es una posibilidad, pero para ello es necesario contar con un PC que funcione como servidor. El objetivo es hacer un módulo para el manejo del protocolo ethernet y así permitir el control directamente a la FPGA desde cualquier sistema remoto. Una apuesta que puede ser muy interesante y fructífera en el diseño de equipos para instrumentación es el uso de tablets o dispositivos móviles. De tal manera que la FPGA se comunique con el dispositivo y está haga las veces de PC para el control del Instrumento. Así el PC sería obsoleto para este tipo de equipos.

Capítulo 12

PERSPECTIVAS

El Instrumento Magnético construido puede ser configurado como MOKE, VSM y Gaussímetro, pero hay más fenómenos que pueden ser medidos con esta configuración. Lo siguiente en medidas es la realización de un sistema que haga la comunicación en protocolo GPIB (General Purpose Instrumentation Bus) para conectar al dispositivo FPGA una fuente de corriente y así poder hacer medidas de magnetorresistencia y de efecto Hall. Programar medidas de viscosidad magnética también es una de las metas para el Instrumento Magnético.

Con respecto a la modernización, y para hacer la medida de una forma más cómoda, se desea desarrollar un sistema que tenga embebidos a la FPGA y al Raspberry PI de tal manera que la FPGA se encargue de desarrollar el control del hardware y la toma de datos, mientras que el procesador Raspberry PI se encargue de la etapa de procesamiento y análisis de los datos. Esto permitirá que no sea necesario un computador para el manejo del Instrumento, y los datos pueden ser enviados a un dispositivo móvil e incluso puede manejarse el Instrumento desde este último.

Capítulo 13

AGRADECIMIENTOS

A mi esposa y mis hijos que han soportado mi trabajo todo este tiempo, a mis padres y amigos.

A Jorge Tobón, Jaime Osorio, Álvaro Morales y mi asesor Johans Restrepo quienes han sido de gran aporte y apoyo en este trabajo.

A los Grupos de investigación a los cuales pertenezco, Grupo de Instrumentación Científica y Microelectrónica, Grupo de Estado Sólido y Grupo de Magnetismo y Simulación, a sus integrantes y directores que me han permitido usar sus equipos e instalaciones.

A Andres Cicutin, Maria Liz Crespo y al ICTP (International Centre for Theoretical Physics) Italia, a Roberto Zysler y el Centro Atómico de Bariloche, Argentina. Quienes me dieron acogida y me permitieron medir en sus laboratorios. A Colciencias, La Universidad de Antioquia y el Instituto de Física con el programa de apoyo a Doctorados Nacionales que permitió que cursara el doctorado en Física en la Universidad de Antioquia Y a todos los que de alguna u otra forma hayan tenido relación conmigo en este tiempo, muchas gracias.

Capítulo 14

REFERENCIAS

1. D. Hugh and F. Roger. Física Universitaria con Física moderna Volumen 2, Decimosegunda edición, 2009.
2. C. Utreras, Apuntes de Electricidad y Magnetismo. 1999
3. J. López, Diseño y Construcción de un Gaussímetro, Tesis. 2003.
4. R. A. Serway and J. W. Jewett, Physics for scientists and Engineers with Modern Physics, Ninth Edition, 2012.
5. R. Fitzpatrick, Classical Electromagnetism: An intermediate level course, 1997.
6. S. Blundell, Magnetism in Condensed Matter, University of Oxford, 2001.
7. p. Cordero, Electromagnetismo, Universidad de Chile, 2002.
8. P. Lorrain, Electromagnetic Fields and waves, 1970.
9. H. Ruedegir, Improving a Vibrating Sample Magnetometer, 1993.
10. A. Rosales, Desarrollo de un Magnetómetro de Muestra Vibrante, Revista Colombiana de Física, vol. 38(1), pp. 77D80, 2006.
11. K. Estola and J. Malmivuo, Air-core induction-coil magnetometer design, J. Phys. E: Sci. Instrum., Vol. 15(2), pp, 1110D1113, 1982.
12. V.I. Maksimochkin, V.I. Trukhin, M.A. Garifullin and N.A. Khasanov, An Automated High-Sensitivity Vibrating-Coil Magnetometer, Instruments and Experimental Techniques, vol 46(5), pp. 132D137, 2003.
13. D. O. Smith, Development of a Vibrating Coil Magnetometer, Rev. Sci. Instrum., vol 27(5), pp. 261D268, 1956. 151 152 Capítulo 13. REFERENCIAS

14. S. Foner, The Vibrating Sample Magnetometer : Experiences of a Volunteer (invited), *J. Appl. Phys.*, Vol. 79(8), pp. 4740D4745, 1996.
15. R. Reeves, An alternating Force Magnetometer, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol 5, pp. 547D552, 1972.
16. P.C. Morais, N.M.L. Koche, A.L. Tronconi and K. Ske, Microvibration Sample magnetometer: A force Type Measurement, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 56, pp. 411D414, 1985.
17. A. Zicba and S.Foner, Detection Coil, Sensitivity function, and sample Geometry Effects for Vibrating Sample Magnetometers, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 53(9), pp. 1344D1354, 1982.
18. S. Foner, Versatile and Sensitive Vibrating Sample Magnetometer, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol 30 (5), pp. 548D557, 1959.
19. J. Mallinson, Magnetometer Coils and Reciprocity, *Journal of Applied Physics*, Vol. 37, pp. 2514D2515, 1966.
20. X. Xiaonong, S. Aimin, J. Xin, F. Hongchang and Y. Xixian, Method for Calculating the Induced Voltage in a Vibrating Sample Magnetometer Detection Coil System, *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 67(11),pp. 3914D3923, 1996.
21. S.R. Hoon, An Inexpensive, Sensitive Vibrating Sample Magnetometer, *Eur. J. Phys.*, Vol. 4, pp. 61D67, 1983.
22. E.E. Bragg and M.S. Sechra, Analysis of Induced EMF in Vibrating-Sample Magnetometers, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol. 9, pp. 216D223, 1976.
23. A.W. Pacyna and K. Ruebenbauer, General Theory of the Signal Induced in a Vibrating Magnetometer, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol. 15, pp. 141D154, 1982.
24. J. Smith, D. Jaramillo and J. Osorio, Revisión del Efecto Kerr Magneto óptico, *Rev. Mex. Fis. E.*, Vol. 55(1), pp. 61D69, 2009.
25. J. López, L. Reyes, J. Tobón, M. Grimsditch, A.L. Morales and J. Osorio, Montaje y Calibración de un Sistema de Efecto Kerr Magneto-óptico, *Revista Colombiana de Física*, Vol. 37(2), pp. 384D388, 2005.
26. J.I. Torres, Efecto Kerr Magneto óptico Antecedentes y Aplicaciones, *Scientia Et Technica*, Vol. 32, pp. 437-442, 2006.

-
27. Z.Q. Qiu and S.D. Bader, Surface Magneto-Optic Kerr Effect (SMOKE), *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 200, pp. 664D678, 1999.
 28. J.I. Torres and B. Cruz, Magnetómetro Kerr Análisis de Ruido e Instrumentación, *Tecnura*, Vol. 12(10). pp. 31D39, 2007.
 29. O. Torralba, Microestructuras Magnéticas Obtenidas Mediante Procesos Electroquímicos, Tesis, Universidad Complutense de Madrid, Madrid, 2006.
 30. R.S. POPOVIC, Hall Effect Devices, Libro, Swiss Federal Institute of Technology Lausanne, 2003.
 31. J.I. Torres and B. Cruz, Criterios para la Instrumentación de un Magnetómetro Hall en Corriente Continua, *Scientia et Technica*, Vol. 13(37), pp. 463D467, 2007.
 32. J.I. Atorino, L.P. Bortolín, E. Rodríguez, R.O. Farías and E.E. Rodríguez, Experimentos con un Sensor de Efecto Hall, *Lat. Am. J. Phys. Educ.*, vol. 3(3), pp. 606D611, 2009.
 33. L. Terés, Y. Torroja, S. Olcoz and E. Villar, VHDL Lenguaje Estándar de Diseño Electrónico (libro), Mc Graw-Hill, 1998.
 34. D.G. Maxines and J. Alcalá, VHDL El Arte de Programar Sistemas Digitales (libro), Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, 2002.
 35. D.J. Smith, Hdl Chip Design: A Practical Guide for Designing, Synthesizing & Simulating Asics & Fpgas Using Vhdl or Verilog. IEEE. 1998
 36. www.xilinx.com
 37. www.actel.com
 38. www.altera.com
 39. www.digilentinc.com
 40. F. Hartmut, W. Sadronzonski and J. Wu, Applications of Field-Programmable Gate Array in Scientific Research (libro), A Taylor & Francis Book, 2011.
 41. K. Steve, Advanced FPGA Design (libro), IEEE. New York., 2007.
 42. A. Pedroni, Circuit Design with VHDL (libro), MIT Press, 2004. 154
- Capítulo 13. REFERENCIAS

43. P. Wilson, Design Recipes for FPGAs (libro), ELSEVIER, 2007.
44. C. Maxfield, The Design Warriors Guide to FPGA (libro), ELSEVIER, 2004.
45. <http://store.digilentinc.com/spartan-3e-1600-development-board-retired/>
46. Princeton Applied Research, Dual Phase Lock-in Amplifier, Model 5210 (manual), www.princetonappliedresearch.com/
47. F. Herlach, Laboratory electromagnets from Oersted to Megagauss, *Physica B*, Vol. 319, pp. 321D329, 2002.
48. J. Cardona and W. Rodriguez, Automatización De La Medición de Perfiles De Campo Magnético En Imanes Y Electroimanes Utilizados En Aceleradores De Partículas, *Revista Colombiana de Física*, Vol. 43(2), pp. 345D350, 2011.
49. J.M.D. Coey, Permanent Magnet Applications, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 248, pp. 441D456, 2002.
50. Xantres, XFR 2800 Watt Series Programmable DC Power Supply (manual), www.xantres.com
51. ABB. Relay 110V 60Hz (manual), <http://www.abb.com/product/seitp329/12daed844051a599482570f30045c9e5.aspx?tabKey=2&gid=ABB1SBH141001T84>
52. Allegro, Sensor Linear de Efecto Hall 3516 (manual), www.allegro.com
53. Allegro, High Precision, Output Pin Programmable Linear Hall Effect Sensors A1373 and A1374 (manual), www.allegro.com
54. Microelectronics, Amplifier STL149 (manual), <http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/22421/STMICROELECTRONICS/L149.html>.
55. Lakeshore, Model 455 DSP Gaussmeter LakeShore (manual), <http://www.lakeshore.com/products/gaussmeters/model-455-dsp-gaussmeter/Pages/Over>
56. Wissel, Mossbauer drive system 360(manual), http://www.wissel-gmbh.de/index.php?option=com_content&task=view&id=14&Itemid=
57. A. Niazi, P. Poddar, and A.K. Rastogi, A Precision , Low-Cost Vibrating Sample Magnetometer, *Current Science*, Vol. 79(1), pp. 99D109, 2000.
58. J.E. Noakes, A. Arrott and C. Haakana, Vibrating Sample Magnetometer, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 39(10), pp. 1436D1439, 1968.

-
59. J.L. Foiles and T.W. McDaniel, Dipole Approximation for Vibrating Sample Magnetometers, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 45(6), pp. 756D758, 1974.
 60. Xilinx, Spartan-3E FPGA Family. www.digilentinc.com
 61. Digilentinc, Spartan-3E Starter Kit Board User Guide (manual). www.digilentinc.com
 62. R. Herveilli, Cordic Core Specification, www.opencores.org
 63. R. Andraka, A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers, *ACM Digital Library*, 1998.
 64. S. Kiles, *Advanced FPGA Design* (libro), IEEE press, 2007.
 65. U. Meyer-Baese, *Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Array* (libro), 2007.
 66. Linear Technology, DAC LTC1654 (manual), <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1654fb.pdf>.
 67. Linear Technology, LTC6912 - Dual Programmable Gain Amplifiers with Serial Digital Interface (manual), <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6912fa.pdf>
 68. Linear Technology, LTC 1407 A (manual), <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/14071fb.pdf>
 69. T.J. Kwon and J. Draper, Floating-Point Division and Square Root Implementation using a Taylor-Series Expansion Algorithm with Reduced Look-up Tables, *Information Sciences Institute*, pp. 954D957, 2008.
 70. H. Nikmehr, B. Phillips, and C.C. Lim, A novel implementation of radix-4 floating-point division square-root using comparison multiples, *Computers and Electrical Engineering*, Vol. 36(5), pp. 850D863, 2010.
 71. A.J. Thakkar and A. Ejnoui, Pipelining of double precision floating point division and square root operations, *Proceedings of the 44th annual southeast regional conference on - ACM-SE 44*, pp. 488, 2006.
 72. R. Rodriguez and J. Rodriguez, Fast Square Root Calculation for DTC Magnetic Flux Estimator *IEEE Latin America Transactions*, Vol. 12(2), 2014
 73. W. Chu and Y. Li, Cost/Performance Tradeoff of n-Select Square Root Implementations, *Australian Computer Science Communications*, Vol.22(4), 2000.

74. P. SoderqUist and M. Leeser, An Area/Performance Comparison of Subtractive and Multiplicative Divide Square Root Implementations, IEEE, 1995.
75. Y. Li and W. Chu, An Area/Performance Comparison of Subtractive and Multiplicative DiviWSquare Root Implementations, Proceedings of the 5th IEEE Symposium on FPGA-Based Custom Computing Machines (FCCM '97), pp. 1082D3409, 1997.
76. J. M. Adquisición de señales con FPGA, pp. 2D5, 2010.
77. T. Cesar. Descripción VHDL de un Generador de Señales SPWM Hexafasicas. <http://www.iberchip.net/IX/Articles/PAP-064.pdf>
78. <http://download.micron.com/pdf/datasheets/dram/ddr/512MBDDRx4x8x16.pdf>
79. <http://www.sitronix.com.tw/sitronix/product.nsf/Doc/ST7066U?OpenDocument>
80. <http://www.rapidelectronics.co.uk/images/siteimg/57-0910e.PDF>
81. <http://www.ni.com>
82. 762 Magnetic Moment Standard nickel Disk. U.S. Department of Commerce National Institute of Standards and Technology Gaithersburg, NIST, MD 20899.
83. Microsense, Vibrating Sample Magnetometer (VSM). <http://www.microsense.net/products-vsm.htm>
84. AZO Materials, Vibrating Sample Magnetometers - VSM. <http://www.azom.com/materials-equipment.aspx?cat=111>
85. BOSTECH, MOKE SYSTEM MOKE_X01. <http://www.bostechscientific.com/moke-system>.
86. W. Dunn and J. Shultis, Exploring Monte Carlo Methods (libro), ELSEVIER, 2012.
87. G. Marsaglia, The Marsaglia Random Number CDROM, Including the DIEHARD Battery of Tests of Randomness, Dept. Statistics, Florida State University, Tallahassee, 1995
88. D.H. Lehmer, Mathematical Methods in Large-Scale Computing Units, Annu. Comput., Lab. Harvard University, Vol. 26, pp. 141D146, 1951.
89. P. Landau and K. Binder K. A Guide to Monte Carlo Simulations in Statistical Physics. Cambridge, 2005.

90. G.L. Miessler and D.A. Tarr. Inorganic Chemistry(libro), 2nd ed. Pentice-Hall, 1999.
91. R.H. Petrucci, General Chemistry (libro), 8th ed. Prentice-Hall, 2002.
92. International Níquel Study Group. www.insg.org
93. J.R. Davis, ASM, Specialty Handbook. Níquel, cobalt and their Alloys (libro), David and Associates. 2000. 94. G. Mathias, Fundamentals of Magnetism (libro), Springer. 2008.
94. www.java.com
95. P.J. Deitel and H.M. Daitel, JAVA Cómo Programar (libro), Quinta edición, Prentice Hall, 2003.
96. P.V. Pavplov, Física del Estado Sólido (libro), 1985.
97. R.R. Birss and B.C. Hegarty, The magnetization process in Níquel single crystals, BRIT. J. APPL. PHYS, Vol. 17, pp. 1241D1256, 1966.

Apéndice A

UNIDADES MAGNÉTICAS

En magnetismo se usan una cantidad de unidades, que pertenecen a diferentes sistemas de medida y que cuando se quiere hacer un paso de una unidad a otra resulta ser algo confusa. En el caso de la inducción magnética \vec{B} y el campo magnético \vec{H} , muchas veces se suponen cantidades iguales, pese a que tienen significados físicos distintos, mientras que en el sistema internacional SI, $\vec{B} = \mu\vec{H}$, en el sistema cgs (emu) $\vec{B} = \vec{H}$ lo que ayuda a mantener la confusión o usar mal las cantidades. El Sistema Internacional SI, goza de una gran acogida en una gran cantidad de áreas de ciencia e ingeniería, funciona muy bien en diferentes aplicaciones y es muy aceptada en la enseñanza.

La mayoría de trabajos sobre el magnetismo se trabajaron desde su inicio en unidades cgs, pero dada la popularidad del sistema SI, los textos han tratado de hacer la conversión de un sistema al otro, pero estas conversiones pueden llegar a ser confusas y contradictorias. En la tabla A.1 se muestran algunas unidades de importancia en el sistema SI y su análogo en el sistema cgs.

Cantidad	SI	cgs(emu)
Permeabilidad del Vacío	$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H m_{-1}$	1
Inducción en el espacio libre	B_0 Teslas (T)	B Gauss (G)
Fuerza Magnética (campo)	$H = A m^{-1} = 0.01257 \text{ Oe}$	H Oersted (Oe), 1 Oe = 79.58 A m^{-1}
Inducción en el vacío	$B_0 = \mu_0 H$	$B = H$, 1T = 10000 Oe
Inducción en un medio	$B = B_0 + M\mu_0$	$B = H + 4\pi I$, 1T = 10000 G
Magnetización por unidad de Volumen	$M = JT^{-1}m^{-3} = A m^{-1}$	$I = \text{ergOe}^{-1}cm^{-3}$, $1000JT^{-1}m^{-3} =$ $1\text{ergOe}^{-1}cm^{-3}$
Magnetización por unidad de Masa	$\sigma = M/\rho JT^{-1}Kg^{-1}$	$\sigma = I/\rho\text{ergOe}^{-1}g^{-1}$ $\rho = \text{densidad}$
Polarización Magnética	J en Teslas, $B = B_0 + J$	$4\pi I$ en Gauss, $B = H + 4\pi I$
Susceptibilidad por unidad de Volumen	$\kappa = M/B_0 JT^{-2}m^{-3}$	$\kappa = I/H\text{ergOe}^{-2}cm^{-3}$ $10JT^{-2}m^{-3} =$ $10^6\text{ergOe}^{-2}cm^{-3}$
Susceptibilidad por unidad de Masa	$\chi = \kappa/\rho JT^{-2}Kg^{-1}$	$\chi = \kappa/\rho\text{ergOe}^{-2}g^{-1}$ $10^{-2}JT^{-2}Kg^{-1} =$ $10^6\text{ergOe}^{-2}g^{-1}$
Susceptibilidad por mol	$\chi_M JT^{-2}mol^{-1}$	
Fuerza sobre un ferromagnético	$F_\chi = m\sigma dB_0/dz$	
Fuerza sobre un paramagnético	$F_\chi = m\chi B_0 dB_0/dz$	
Magnetón de Bohr	$\mu_B = eh/4\pi m$ $\mu_B = 9,2732 \times 10^{-24} JT^{-1}$	$\mu_B = 9,2732 \times 10^{-21} \text{ ergOe}^{-1}$
Permeabilidad relativa	$\mu = B/B_0 = 1 + \mu_0\kappa$	$\mu = B/H = 1 + 4\pi\kappa$
Torque por unidad de Masa	$\tau = VM \times B_0$	$\tau = VJ \times H$
Torque por unidad de Volumen	$\tau = VJ \times H$	
Campo desmagnetizante	$(B_0)_D = DM$ $D = \mu_0 N/4\pi$	$(H)_D = NI$
Energía de un magneto permanente	$(B_0 B)_{max} Jm^{-3}$	$(BH)_{max}$ 1 MG Oe = 7.958 KJm ⁻³

Tabla A.1: Conversión de unidades magnéticas

Apéndice B

Algoritmo Simulación Monte Carlo, Niquel

El siguiente es el código para simular el comportamiento del niquel cuando se sumerge en un campo magnético a una respectiva temperatura. El lenguaje usado es JAVA.

```
package simulacion_ni;

import java.awt.*;
import java.applet.*;
import java.awt.event.*;
import java.io.*;
import java.util.logging.Level;
import java.util.logging.Logger;

////////////////////////////////////
//
// Definición de variables globales
//
////////////////////////////////////

public class NI_DINAMICA extends Applet {
    Label L1, L2, L3, L4, L5, L6,L8,L9, L10, L11, L12, L13, L14;
    TextField T1,T2,T3,T4,T5,T6,T7,T8,T9, T10, T11, T12, T13, T14;
    int L = 5, MCSMax = 2000, Ni = 1000;
    double ran, Hp = 20, Tm = 4.2, JI = 100, alfa = 0, tetha = 90, Kcero
= 4, Kuno = -12.63, Kdos = 5.78;
    Button b1;
    int maximo = 10;
    double Sx[ ][ ], Sy[ ][ ], Sz[ ][ ];
```

```

    }

////////////////////////////////////
//
// Ingresar valores al programa
//
////////////////////////////////////

public NI_DINAMICA() {

    // Longitud del arreglo
    L1 = new Label ("Longitud del arreglo");
    T1 = new TextField(18);
    T1.setText(String.valueOf(L));

    // Nombre del archivo
    L2 = new Label ("Nombre del archivo ");
    T2 = new TextField(18);
    T2.setText("Dinamica_Niquel_5.txt");

    // Campo magnético
    L4 = new Label ("Campo Magnetico ");
    T4 = new TextField(18);
    T4.setText(String.valueOf(Hp));

    // Angulo alfa
    L10 = new Label ("Angulo alfa grados ");
    T10 = new TextField(18);
    T10.setText(String.valueOf(alfa));

    //Angulo tetha
    L11 = new Label ("Angulo tetha grados ");
    T11 = new TextField(18);
    T11.setText(String.valueOf(tetha));

    // Temperatura
    L8 = new Label ("Temperatura ");
    T8 = new TextField(18);
    T8.setText(String.valueOf(Tm));

    // J interacción entre espines

```

```
L5 = new Label ("J interacción ");
T5 = new TextField(18);
T5.setText(String.valueOf(JI));

// Constantes de anisotropía
// K0
L12 = new Label ("K_0 ");
T12 = new TextField(18);
T12.setText(String.valueOf(Kcero));

// K1
L13 = new Label ("K_1 ");
T13 = new TextField(18);
T13.setText(String.valueOf(Kuno));

// K2
L14 = new Label ("K_2 ");
T14 = new TextField(18);
T14.setText(String.valueOf(Kdos));

// Pasos montecarlo
L6 = new Label ("Pasos máximo montecarlo");
T6 = new TextField(18);
T6.setText(String.valueOf(MCSMax));
L9 = new Label ("Número de inicio ");
T9 = new TextField(20);
T9.setText(String.valueOf(Ni));
b1 = new Button("Iniciar");
T7 = new TextField(18);

////////////////////////////////////
//
// Visualiza el panel con los datos
//
////////////////////////////////////

add(L1);
add(T1);
add(L2);
add(T2);
add(L4);
add(T4);
add(L10);
```

```

    add(T10);
    add(L11);
    add(T11);
    add(L8);
    add(T8);
    add(L5);
    add(T5);
    add(L12);
    add(T12);
    add(L13);
    add(T13);
    add(L14);
    add(T14);
    add(L6);
    add(T6);
    add(L9);
    add(T9);
    add(b1);
    add(T7);

}

public boolean action(Event ei, Object o) {
    int cuentas, total_cuentas;
    int par, w, z;
    double Magn_array[[[[]], delta_E = 0,E0,E1,esp,Wp,Magn, ale,
Magn_prom, Mtem, Mtem_dos, Mtot, error;
    double H, Hx, Hy, Hz, magx, magy, magz;
    double S0x, S0y, S0z, S1x, S1y, S1z, S2x, S2y, S2z, S3x, S3y, S3z, S4x,
S4y, S4z, S5x, S5y, S5z, S6x, S6y, S6z, Ssumx, Ssumy, Ssumz;
    double S7x, S8x,S9x,S10x,S11x,S12x;
    double S7y, S8y,S9y,S10y,S11y,S12y;
    double S7z, S8z,S9z,S10z,S11z,S12z;
    double Stx, Sty, Stz, Sum_mag;
    double S_cua_suma, S_int_suma;
    double al1, phi, Scua, Sraiz;
    double alfa_c, tetha_c, mdz, mdy,mdx,mds;
    double magtot_x, magtot_y, magtot_z;
    double g1, g2,g3, g4,g5,g6,g7,g0;
    double Magn_promx, Magn_promy, Magn_promz;
    double mcuax, mcuay, mcuaz ;
    double M0x[ [] ], M0y[ [] ], M0z[ [] ], M1x[ [] ], M1y[ [] ], M1z[ [] ], M2x[
[] ], M2y[ [] ], M2z[ [] ], M3x[ [] ], M3y[ [] ], M3z[ [] ], M4x[ [] ], M4y[ [] ],
M4z[ [] ], M5x[ [] ], M5y[ [] ], M5z[ [] ], M6x[ [] ], M6y[ [] ], M6z[ [] ], M7x[ [] ]

```

```

], M7y[ || ], M7z[ || ];
    double Mtem_0x, Mtem_0y, Mtem_0z, Mtem_1x, Mtem_1y,
Mtem_1z, Mtem_2x, Mtem_2y, Mtem_2z, Mtem_3x, Mtem_3y,
Mtem_3z, Mtem_4x, Mtem_4y, Mtem_4z, Mtem_5x, Mtem_5y,
Mtem_5z, Mtem_6x, Mtem_6y, Mtem_6z, Mtem_7x, Mtem_7y,
Mtem_7z;
    double Mtot_0x, Mtot_0y, Mtot_0z, Mtot_1x, Mtot_1y, Mtot_1z,
Mtot_2x, Mtot_2y, Mtot_2z, Mtot_3x, Mtot_3y, Mtot_3z, Mtot_4x,
Mtot_4y, Mtot_4z, Mtot_5x, Mtot_5y, Mtot_5z, Mtot_6x, Mtot_6y,
Mtot_6z, Mtot_7x, Mtot_7y, Mtot_7z;
    double m0x_prom, m0y_prom, m0z_prom, m1x_prom, m1y_prom,
m1z_prom, m2x_prom, m2y_prom, m2z_prom, m3x_prom, m3y_prom,
m3z_prom, m4x_prom, m4y_prom, m4z_prom, m5x_prom, m5y_prom,
m5z_prom, m6x_prom, m6y_prom, m6z_prom, m7x_prom, m7y_prom,
m7z_prom;
    int S[ || ], Hf_int, Sout, g, re, up[ ], down[ ];
    double S_tri_suma;
    String nombreArchivo= T2.getText();

```

```

////////////////////////////////////
//
// Asignación de variables
//
////////////////////////////////////

```

```

FileWriter fw = null;
if (ei.target == b1) {
    L = Integer.parseInt(T1.getText());

    //longitud
    Hp = Double.parseDouble(T4.getText());

    //Campo final
    Tm = Double.parseDouble(T8.getText());

    // Temperatura
    JI = Double.parseDouble(T5.getText());

    //J interacción
    MCSMax = Integer.parseInt(T6.getText());

    //paso máximo montecarlo

```

```

Ni = Integer.parseInt(T9.getText());

//Número inicial
alfa = Double.parseDouble(T10.getText());

//ángulo alfa del campo
tetha = Double.parseDouble(T11.getText());

//ángulo tetha del campo
Kcero = Double.parseDouble(T12.getText());

//anisotropía K0
Kuno = Double.parseDouble(T13.getText());

//anisotropía K1
Kdos = Double.parseDouble(T14.getText());

//anisotropía K2
T7.setText("CALCULANDO");

try {

    fw = new FileWriter(nombreArchivo);
    BufferedWriter bw = new BufferedWriter(fw);
    PrintWriter salArch = new PrintWriter(bw);
    salArch.print("Longitud del arreglo = " + L);
    salArch.println();
    salArch.print("J interaccion = " + JI);
    salArch.println();
    salArch.print("Anisotropia K0 = " + Kcero);
    salArch.println();
    salArch.print("Anisotropia K1 = " + Kuno);
    salArch.println();
    salArch.print("Anisotropia K2 = " + Kdos);
    salArch.println();
    salArch.print("Temperatura = " + Tm);
    salArch.println();
    salArch.print("alfa = " + alfa);
    salArch.println();
    salArch.print("Tetha = " + tetha);
    salArch.println();

```

```

////////////////////////////////////
//

```

```

// Variables propias del arreglo
//
////////////////////////////////////

    int tamaño = 2*L-1;
    Sx = new double[tamaño][tamaño][tamaño];
    Sy = new double[tamaño][tamaño][tamaño];
    Sz = new double[tamaño][tamaño][tamaño];

    up = new int[tamaño];
    down = new int[tamaño];

////////////////////////////////////
//
// Cantidad de pasos montecarlo (antibobos)
//
////////////////////////////////////

    if(Ni>=MCSMax){
        Ni = 500;
        MCSMax=2000;
    }
    maximo = 1;
    total_cuentas = MCSMax/maximo;
    cuentas = 0;

////////////////////////////////////
//
// Cantidad de pasos
//
////////////////////////////////////

    salArch.print(CAMPO MAGNETICO = "r+Hp);
    salArch.println();
    salArch.print("TOTAL CUENTAS = "r+tota_cuentas);
    salArch.println();
    salArch.print(-----");
    salArch.println();
    salArch.print("M1x tM1y tM1z tM2x tM2y tM2z tM3x tM3y
tM3z tM4x tM4y tM4z tM5x tM5y tM5z tM6x tM6y tM6z tM7x tM7y
tM7z tM8x tM8y tM8z texperimento");
    salArch.println();

////////////////////////////////////
//

```

```

// Definición adelanto atraso
//
////////////////////////////////////

    for(int a = 0; a < 2*L-1; a++){
        up[a] = a + 1;
        down[a] = a - 1;
    }

////////////////////////////////////
//
// condiciones de frontera periódica
//
////////////////////////////////////

    up[2*L-2]=1;
    down[0]=2*L-3;

////////////////////////////////////
//
// arreglo de forma aleatoria
//
////////////////////////////////////

    par = 1;
    w = 0;
    magx = 0;
    magy = 0;
    magz = 0;
    m0x_prom = 0;
    m0y_prom = 0;
    m0z_prom = 0;
    m1x_prom = 0;
    m1y_prom = 0;
    m1z_prom = 0;
    m2x_prom = 0;
    m2y_prom = 0;
    m2z_prom = 0;
    m3x_prom = 0;
    m3y_prom = 0;
    m3z_prom = 0;
    m4x_prom = 0;
    m4y_prom = 0;
    m4z_prom = 0;

```

```
m5x_prom = 0;
m5y_prom = 0;
m5z_prom = 0;
m6x_prom = 0;
m6y_prom = 0;
m6z_prom = 0;
m7x_prom = 0;
m7y_prom = 0;
m7z_prom = 0;
g0 = 0;
g1 = 0;
g2 = 0;
g3 = 0;
g4 = 0;
g5 = 0;
g6 = 0;
g7 = 0;

int elementos = 0;

////////////////////////////////////
//
// Arreglo inicial
//
////////////////////////////////////

for(int u=0;u <tamaño;u++) {
  for(int v=0;v <tamaño;v++){
    if (par == 0){
      par = 1;
    }
    else if(par == 1){
      par = 0;
    }
    for (int wn= 0;wn <L;wn++){
      if (par == 0) {
        w = 2*wn;
      }
      else if (par == 1){
        if (wn == L-1) {
          continue;
          w = 2*wn +1;
        }
      }
      elementos = elementos + 1;
    }
  }
}
```

```

Sz[u][v][w] = 1-(2*Math.random());
a1 = Math.random();
phi = 2*a1*Math.PI;
Scua = Sz[u][v][w]*Sz[u][v][w];
Sraiz = Math.sqrt(1-Scua);
Sx[u][v][w]= Sraiz*Math.cos(phi);
Sy[u][v][w]= Sraiz*Math.sin(phi);
magx = Sx[u][v][w];
magy = Sy[u][v][w];
magz = Sz[u][v][w];
if (magx >= 0 && magy >= 0 && magz >= 0){
    m0x_prom = m0x_prom + magx;
    m0y_prom = m0y_prom + magy;
    m0z_prom = m0z_prom + magz;
    g0 = g0 + 1;
}
else if (magx <= 0 && magy >= 0 && magz >= 0){
    m1x_prom = m1x_prom + magx;
    m1y_prom = m1y_prom + magy;
    m1z_prom = m1z_prom + magz;
    g1 = g1 + 1;
}
else if (magx >= 0 && magy <= 0 && magz >= 0){
    m2x_prom = m2x_prom + magx;
    m2y_prom = m2y_prom + magy;
    m2z_prom = m2z_prom + magz;
    g2 = g2 + 1;
}
else if (magx <= 0 && magy <= 0 && magz >= 0){
    m3x_prom = m3x_prom + magx;
    m3y_prom = m3y_prom + magy;
    m3z_prom = m3z_prom + magz;
    g3 = g3 + 1;
}
else if (magx >= 0 && magy >= 0 && magz <= 0){
    m4x_prom = m4x_prom + magx;
    m4y_prom = m4y_prom + magy;
    m4z_prom = m4z_prom + magz;
    g4 = g4 + 1;
}
else if (magx <= 0 && magy >= 0 && magz <= 0){
    m5x_prom = m5x_prom + magx;
    m5y_prom = m5y_prom + magy;
    m5z_prom = m5z_prom + magz;
}

```



```

m2x_prom = m2x_prom/(g2);
m2y_prom = m2y_prom/(g2);
m2z_prom = m2z_prom/(g2);

m3x_prom = m3x_prom/(g3);
m3y_prom = m3y_prom/(g3);
m3z_prom = m3z_prom/(g3);

m4x_prom = m4x_prom/(g4);
m4y_prom = m4y_prom/(g4);
m4z_prom = m4z_prom/(g4);

m5x_prom = m5x_prom/(g5);
m5y_prom = m5y_prom/(g5);
m5z_prom = m5z_prom/(g5);

m6x_prom = m6x_prom/(g6);
m6y_prom = m6y_prom/(g6);
m6z_prom = m6z_prom/(g6);

m7x_prom = m7x_prom/(g7);
m7y_prom = m7y_prom/(g7);
m7z_prom = m7z_prom/(g7);

salArch.print(m0x_prom+"^"+m0y_prom+"^"+m0z_prom
+"^"+m1x_prom+"^"+m1y_prom+"^"+m1z_prom
+"^"+m2x_prom+"^"+m2y_prom+"^"+m2z_prom
+"^"+m3x_prom+"^"+m3y_prom+"^"+m3z_prom
+"^"+m4x_prom+"^"+m4y_prom+"^"+m4z_prom
+"^"+m5x_prom+"^"+m5y_prom+"^"+m5z_prom
+"^"+m6x_prom+"^"+m6y_prom+"^"+m6z_prom
+"^"+m7x_prom+"^"+m7y_prom+"^"+m7z_prom);
salArch.println();

System.out.println("Numero de elementos = -elementos);

alfa_c = (alfa*Math.PI/180);
tetha_c = (tetha*Math.PI/180);

mdz = Math.cos(alfa_c);
mdy = Math.sin(tetha_c);
mdx = Math.cos(tetha_c);
mds = Math.sin(alfa_c);

```

```
if (Math.abs(mdz) <= 6.2E-17)
    mdz = 0;
if (Math.abs(mdx) <= 6.2E-17)
    mdx = 0;
if (Math.abs(mdy) <= 6.2E-17)
    mdy = 0;
if (Math.abs(mds) <= 6.2E-17)
    mds = 0;

Hx = Hp*mdz*mdy;
Hy = Hp*mds*mdy;
Hz = Hp*mdx;

cuentas = 0;

////////////////////////////////////
//
// Loop Montecarlo
//
////////////////////////////////////

for(int MCS = 0; MCS <MCSMax; MCS++){

    g0 = 0;
    g1 = 0;
    g2 = 0;
    g3 = 0;
    g4 = 0;
    g5 = 0;
    g6 = 0;
    g7 = 0;
    m0x_prom = 0;
    m0y_prom = 0;
    m0z_prom = 0;
    m1x_prom = 0;
    m1y_prom = 0;
    m1z_prom = 0;
    m2x_prom = 0;
    m2y_prom = 0;
    m2z_prom = 0;
    m3x_prom = 0;
    m3y_prom = 0;
    m3z_prom = 0;
```

```

m4x_prom = 0;
m4y_prom = 0;
m4z_prom = 0;
m5x_prom = 0;
m5y_prom = 0;
m5z_prom = 0;
m6x_prom = 0;
m6y_prom = 0;
m6z_prom = 0;
m7x_prom = 0;
m7y_prom = 0;
m7z_prom = 0;

////////////////////////////////////
//
// Interacción
//
////////////////////////////////////

magx = 0;
magy = 0;
magz = 0;
Magn = 0;
par = 1;
z = 0;

for(int k = 0; k <= (2*L-2) ; k++){
  for(int j=0; j <= (2*L-2); j++){
    if (par == 1){
      par = 0;
    }
    else if (par == 0){
      par = 1;
    }
  }
  for(int wr=0; wr<L; wr++){
    if (par == 0){
      z = 2*wr;
    }
    else if (par == 1){
      if (wr == L-1)
        continue;
      z = 2*wr +1;
    }
  }
}

////////////////////////////////////

```

```

//
// Spin actual
//
////////////////////////////////////

S0x = Sx[k][j][z];
S0y = Sy[k][j][z];
S0z = Sz[k][j][z];

////////////////////////////////////
//
// Primeros doce vecinos
//
////////////////////////////////////

S1x = Sx[up[k]][j][up[z]];
S1y = Sy[up[k]][j][up[z]];
S1z = Sz[up[k]][j][up[z]];

S2x = Sx[down[k]][j][up[z]];
S2y = Sy[down[k]][j][up[z]];
S2z = Sz[down[k]][j][up[z]];

S3x = Sx[up[k]][j][down[z]];
S3y = Sy[up[k]][j][down[z]];
S3z = Sz[up[k]][j][down[z]];

S4x = Sx[down[k]][j][down[z]];
S4y = Sy[down[k]][j][down[z]];
S4z = Sz[down[k]][j][down[z]];

S5x = Sx[up[k]][up[j]][z];
S5y = Sy[up[k]][up[j]][z];
S5z = Sz[up[k]][up[j]][z];

S6x = Sx[down[k]][up[j]][z];
S6y = Sy[down[k]][up[j]][z];
S6z = Sz[down[k]][up[j]][z];

S7x = Sx[up[k]][down[j]][z];
S7y = Sy[up[k]][down[j]][z];
S7z = Sz[up[k]][down[j]][z];

S8x = Sx[down[k]][down[j]][z];

```

```

S8y = Sy[down[k]][down[j]][z];
S8z = Sz[down[k]][down[j]][z];

S9x = Sx[k][up[j]][up[z]];
S9y = Sy[k][up[j]][up[z]];
S9z = Sz[k][up[j]][up[z]];

S10x = Sx[k][down[j]][up[z]];
S10y = Sy[k][down[j]][up[z]];
S10z = Sz[k][down[j]][up[z]];

S11x = Sx[k][up[j]][down[z]];
S11y = Sy[k][up[j]][down[z]];
S11z = Sz[k][up[j]][down[z]];

S12x = Sx[k][down[j]][down[z]];
S12y = Sy[k][down[j]][down[z]];
S12z = Sz[k][down[j]][down[z]];

////////////////////////////////////
//
// Spin resultante
//
////////////////////////////////////

Ssumx = S1x+S2x+S3x+S4x+S5x+S6x+S7x+S8x+S9x+S10x+S11x+S12x
;
Ssumy = S1y+S2y+S3y+S4y+S5y+S6y+S7y+S8y+S9y+S10y+S11y+S12y
;
Ssumz = S1z+S2z+S3z+S4z+S5z+S6z+S7z+S8z+S9z+S10z+S11z+S12z
;

S_cua_suma = S0x*S0x*S0y*S0y +
S0y*S0y*S0z*S0z + S0x*S0x*S0z*S0z;
S_tri_suma = S0x*S0x*S0y*S0y*S0z*S0z;

////////////////////////////////////
//
// Energía actual
//
////////////////////////////////////

E0 = -(JI*((S0x*Ssumx) + (S0y*Ssumy)+
(S0z*Ssumz)))-((S0x*Hx)+(S0y*Hy)+(S0z*Hz))
-Kcero
-Kuno*S_cua_suma -Kdos*S_tri_suma;

```

```

Stz = 1-(2*Math.random());
al1 = Math.random();
phi = 2*al1*Math.PI;
Scua = Stz*Stz;
Sraiz = Math.sqrt(1-Scua);
Stx = Sraiz*Math.cos(phi);
Sty = Sraiz*Math.sin(phi);
S_cua_suma = Stx*Stx*Sty*Sty + Sty*Sty*Stz*Stz
+ Stx*Stx*Stz*Stz;
S_tri_suma = Stx*Stx*Sty*Sty*Stz*Stz;

////////////////////////////////////
//
// Energía del nuevo estado
//
////////////////////////////////////

E1 = -(JI*((Stx*Ssumx) + (Sty*Ssumy)+
(Stz*Ssumz)))-((Stx*Hx)+(Sty*Hy)+(Stz*Hz))-Kcero-Kuno*S_cua_suma-Kdos*S_tri_suma;

////////////////////////////////////
//
// Probabilidad cambio de estado
//
////////////////////////////////////

delta_E = E1-E0;
esp = -(delta_E/Tm);
if(delta_E <= 0){
    Sx[k][j][z]=Stx;
    Sy[k][j][z]=Sty;
    Sz[k][j][z]=Stz;
}
else{
    Wp = Math.exp(esp);
    ale = Math.random();
    if(ale <= Wp){
        Sx[k][j][z]=Stx;
        Sy[k][j][z]=Sty;
        Sz[k][j][z]=Stz;
    }
}
}

```

```

////////////////////////////////////
//
// Magnetización
//
////////////////////////////////////

magx = Sx[k][j][z];
magy = Sy[k][j][z];
magz = Sz[k][j][z];
if (magx >= 0 && magy >= 0 && magz >= 0){
    m0x_prom = m0x_prom + magx;
    m0y_prom = m0y_prom + magy;
    m0z_prom = m0z_prom + magz;
    g0 = g0 + 1;
}
else if (magx <= 0 && magy >= 0 && magz >= 0){
    m1x_prom = m1x_prom + magx;
    m1y_prom = m1y_prom + magy;
    m1z_prom = m1z_prom + magz;
    g1 = g1 + 1;
}
else if (magx >= 0 && magy <= 0 && magz >= 0){
    m2x_prom = m2x_prom + magx;
    m2y_prom = m2y_prom + magy;
    m2z_prom = m2z_prom + magz;
    g2 = g2 + 1;
}
else if (magx <= 0 && magy <= 0 && magz >= 0){
    m3x_prom = m3x_prom + magx;
    m3y_prom = m3y_prom + magy;
    m3z_prom = m3z_prom + magz;
    g3 = g3 + 1;
}
else if (magx >= 0 && magy >= 0 && magz <= 0){
    m4x_prom = m4x_prom + magx;
    m4y_prom = m4y_prom + magy;
    m4z_prom = m4z_prom + magz;
    g4 = g4 + 1;
}
else if (magx <= 0 && magy >= 0 && magz <= 0){
    m5x_prom = m5x_prom + magx;
    m5y_prom = m5y_prom + magy;
    m5z_prom = m5z_prom + magz;
    g5 = g5 + 1;
}

```

```
    }
    else if (magx >= 0 && magy <= 0 && magz <= 0){
        m6x_prom = m6x_prom + magx;
        m6y_prom = m6y_prom + magy;
        m6z_prom = m6z_prom + magz;
        g6 = g6 + 1;
    }
    else if (magx <= 0 && magy <= 0 && magz <= 0){
        m7x_prom = m7x_prom + magx;
        m7y_prom = m7y_prom + magy;
        m7z_prom = m7z_prom + magz;
        g7 = g7 + 1;
    }
}
}
```

```
if (cuentas == maximo - 1){
    cuentas = 0;
    if (g0 == 0)
        g0 = 1;
    if (g1 == 0)
        g1 = 1;
    if (g2 == 0)
        g2 = 1;
    if (g3 == 0)
        g3 = 1;
    if (g4 == 0)
        g4 = 1;
    if (g5 == 0)
        g5 = 1;
    if (g6 == 0)
        g6 = 1;
    if (g7 == 0)
        g7 = 1;

    m0x_prom = m0x_prom/(g0);
    m0y_prom = m0y_prom/(g0);
    m0z_prom = m0z_prom/(g0);

    m1x_prom = m1x_prom/(g1);
    m1y_prom = m1y_prom/(g1);
    m1z_prom = m1z_prom/(g1);
```

```

        m2x_prom = m2x_prom/(g2);
        m2y_prom = m2y_prom/(g2);
        m2z_prom = m2z_prom/(g2);

        m3x_prom = m3x_prom/(g3);
        m3y_prom = m3y_prom/(g3);
        m3z_prom = m3z_prom/(g3);

        m4x_prom = m4x_prom/(g4);
        m4y_prom = m4y_prom/(g4);
        m4z_prom = m4z_prom/(g4);

        m5x_prom = m5x_prom/(g5);
        m5y_prom = m5y_prom/(g5);
        m5z_prom = m5z_prom/(g5);

        m6x_prom = m6x_prom/(g6);
        m6y_prom = m6y_prom/(g6);
        m6z_prom = m6z_prom/(g6);

        m7x_prom = m7x_prom/(g7);
        m7y_prom = m7y_prom/(g7);
        m7z_prom = m7z_prom/(g7);

        salArch.print(m0x_prom+"^"+m0y_prom+"^"+m0z_prom+"^"+m1x_prom+"^"+
        +"^"+m2x_prom+"^"+m2y_prom+"^"+m2z_prom
        +"^"+m3x_prom+"^"+m3y_prom+"^"+m3z_prom
        +"^"+m4x_prom+"^"+m4y_prom+"^"+m4z_prom
        +"^"+m5x_prom+"^"+m5y_prom+"^"+m5z_prom
        +"^"+m6x_prom+"^"+m6y_prom+"^"+m6z_prom
        +"^"+m7x_prom+"^"+m7y_prom+"^"+m7z_prom);
        salArch.println();
    }
    else
        cuentas = cuentas + 1;
};
salArch.print("FINAL");
salArch.println();
T7.setText("CALCULADO - Sx.length+");
salArch.close();
}
catch (IOException ex) {
    Logger.getLogger(NI_DINAMICA.class.getName()).log(Level.SEVERE,

```

```
    null, ex);
        }
    }
    return true;
}

// TODO overwrite start(), stop() and destroy() methods
}
```


Apéndice C

Código Monte Carlo, Condiciones de Frontera

En este caso las condiciones aplicadas a la simulación Monte Carlo son condiciones periódicas de frontera, pero el sistema no es cúbico sino que sus caras forman rombos, por tanto hay que tener cuidado en calcular bien las fronteras, el siguiente algoritmo se encarga de calcular los primeros vecinos de cada espín y sus fronteras periódicas.

Calculemos los primeros vecinos del espín $S_0 = (S_{0x}, S_{0y}, S_{0z})$ y sus doce primeros vecinos (FCC) $S_i = (S_{ix}, S_{iy}, S_{iz})$

Supongamos que nos encontramos en el plano cartesiano en la posición xx, yy, zz , y L es la longitud del arreglo por tanto:

```
x = yy + zz;  
y = xx + zz;  
z = xx + yy;
```

Para los primeros doce vecinos, definimos sus componentes cartesianas:

```
upx = x + 1;  
upy = y + 1;  
upz = z + 1;  
downx = x - 1;  
downy = y - 1;  
downz = z - 1;  
  
if (zz == 0){  
    downx = yy + L - 1;  
    downy = xx + L - 1;  
}  
else if(zz == L-1){
```

```

    upx = yy;
    upy = xx;
    }

if (yy == 0) {
    downx = yy + L - 1;
    downz = xx + L - 1;
    }
else if ( yy == L - 1){
    upx = yy;
    upz = xx;
    }

if (xx == 0){
    downy = zz + L - 1;
    downz = yy + L - 1;
    }
else if(xx == L-1) {
    upy = zz;
    upz = yy;
    }

```

Definición del espín actual x,y,z $S_0 = (S_{0x}, S_{0y}, S_{0z})$

$$\begin{aligned}
 S_{0x} &= S_x[x][y][z]; \\
 S_{0y} &= S_y[x][y][z]; \\
 S_{0z} &= S_z[x][y][z];
 \end{aligned}$$

Definición de la posición en el plano de los doce primeros vecinos
 $S_i = (S_{ix}, S_{iy}, S_{iz})$

$$\begin{aligned}
 S_{1x} &= S_x[upx][upy][z]; \\
 S_{1y} &= S_y[upx][upy][z]; \\
 S_{1z} &= S_z[upx][upy][z]; \\
 \\
 S_{2x} &= S_x[downx][downy][z]; \\
 S_{2y} &= S_y[downx][downy][z]; \\
 S_{2z} &= S_z[downx][downy][z]; \\
 \\
 S_{3x} &= S_x[upx][y][upz]; \\
 S_{3y} &= S_y[upx][y][upz]; \\
 S_{3z} &= S_z[upx][y][upz]; \\
 \\
 S_{4x} &= S_x[downx][y][downz];
 \end{aligned}$$

$$S_{4y} = S_y[\text{downx}][y][\text{downz}];$$

$$S_{4z} = S_z[\text{downx}][y][\text{downz}];$$

$$S_{5x} = S_x[x][\text{upy}][\text{upz}];$$

$$S_{5y} = S_y[x][\text{upy}][\text{upz}];$$

$$S_{5z} = S_z[x][\text{upy}][\text{upz}];$$

$$S_{6x} = S_x[x][\text{downy}][\text{downz}];$$

$$S_{6y} = S_y[x][\text{downy}][\text{downz}];$$

$$S_{6z} = S_z[x][\text{downy}][\text{downz}];$$

$$S_{7x} = S_x[x][\text{downy}][\text{upz}];$$

$$S_{7y} = S_y[x][\text{downy}][\text{upz}];$$

$$S_{7z} = S_z[x][\text{downy}][\text{upz}];$$

$$S_{8x} = S_x[\text{downx}][y][\text{upz}];$$

$$S_{8y} = S_y[\text{downx}][y][\text{upz}];$$

$$S_{8z} = S_z[\text{downx}][y][\text{upz}];$$

$$S_{9x} = S_x[\text{downx}][\text{upy}][z];$$

$$S_{9y} = S_y[\text{downx}][\text{upy}][z];$$

$$S_{9z} = S_z[\text{downx}][\text{upy}][z];$$

$$S_{10x} = S_x[\text{upx}][\text{downy}][z];$$

$$S_{10y} = S_y[\text{upx}][\text{downy}][z];$$

$$S_{10z} = S_z[\text{upx}][\text{downy}][z];$$

$$S_{11x} = S_x[\text{upx}][y][\text{downz}];$$

$$S_{11y} = S_y[\text{upx}][y][\text{downz}];$$

$$S_{11z} = S_z[\text{upx}][y][\text{downz}];$$

$$S_{12x} = S_x[x][\text{upy}][\text{downz}];$$

$$S_{12y} = S_y[x][\text{upy}][\text{downz}];$$

$$S_{12z} = S_z[x][\text{upy}][\text{downz}];$$

Apéndice D

Diagramas de Flujo

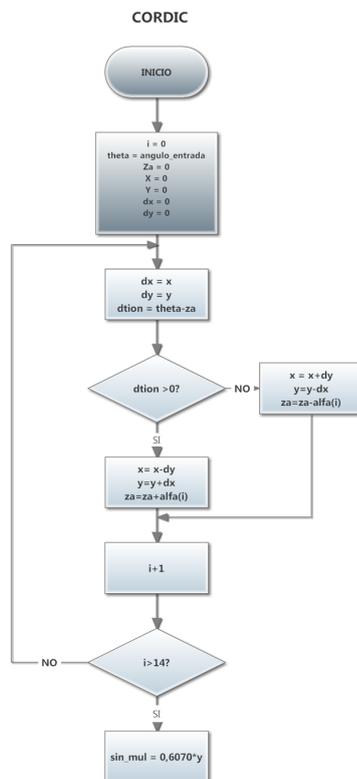


Figura D.1: Diagrama de flujo del algoritmo CORDIC.

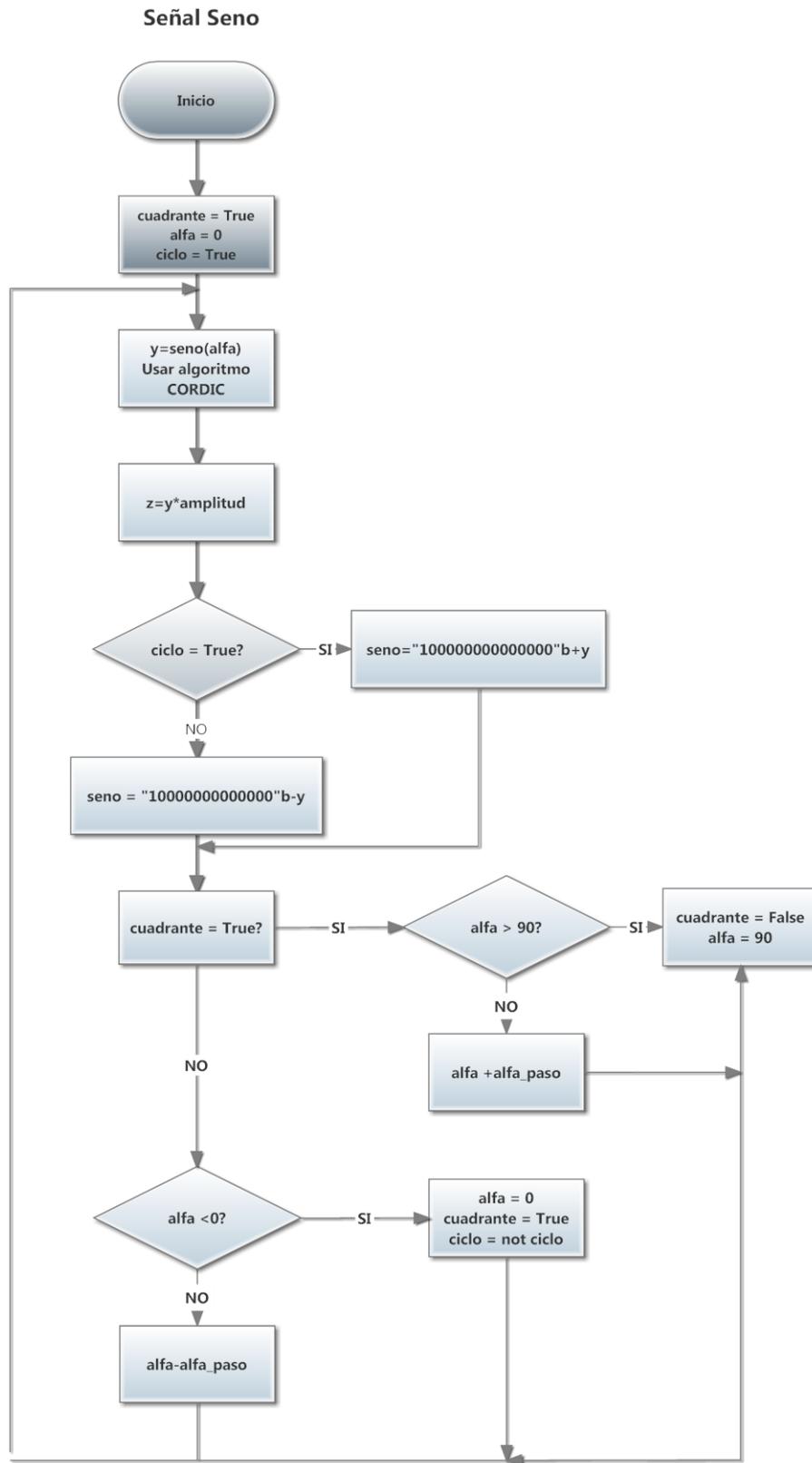


Figura D.2: Diagrama de flujo del algoritmo para generar la onda seno.

Cero magnético

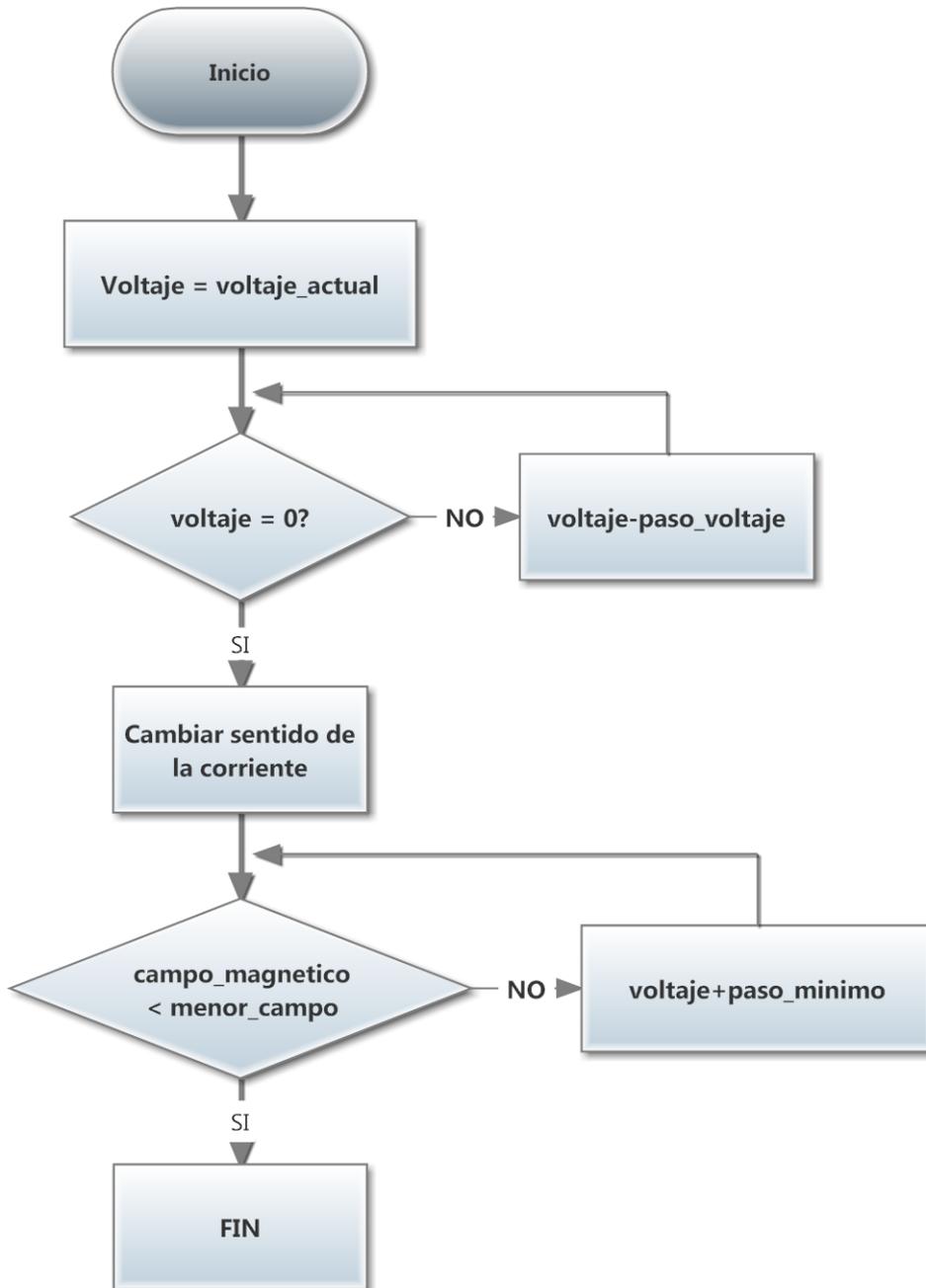


Figura D.3: Diagrama de flujo del algoritmo para llevar el campo magnético a cero.

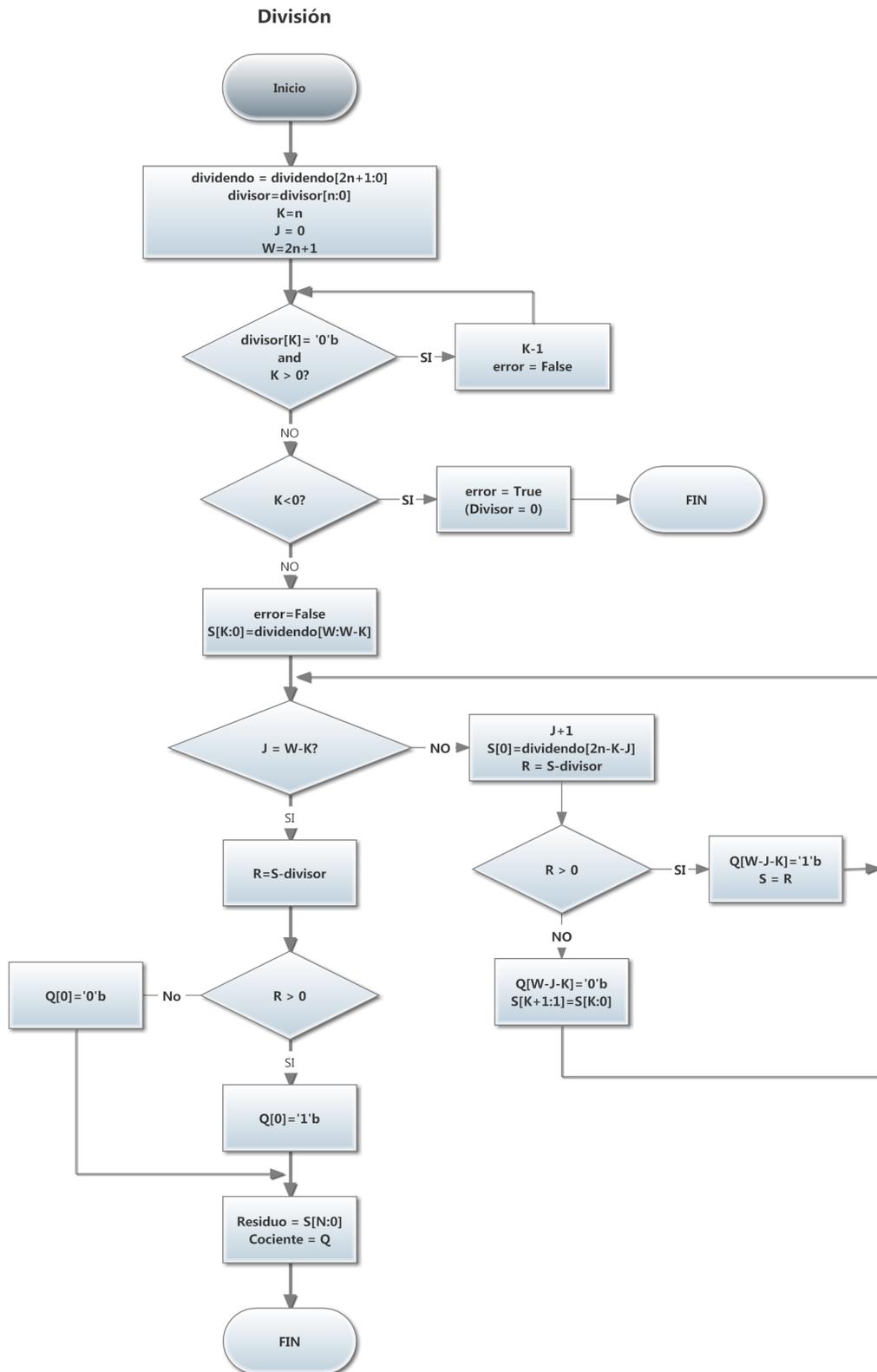


Figura D.4: Diagrama de flujo del algoritmo para realizar la división entre dos números.

Relación Paso de Voltaje/Campo Magnético

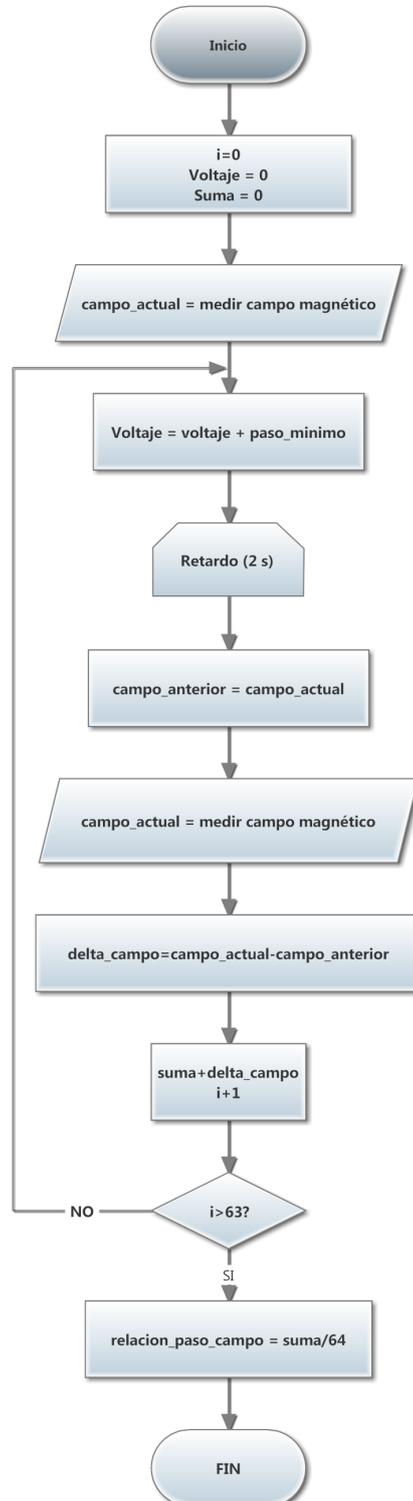


Figura D.5: Diagrama de flujo del algoritmo para calcular la relación entre cada paso de voltaje aplicado a la fuente y el campo magnético producido.

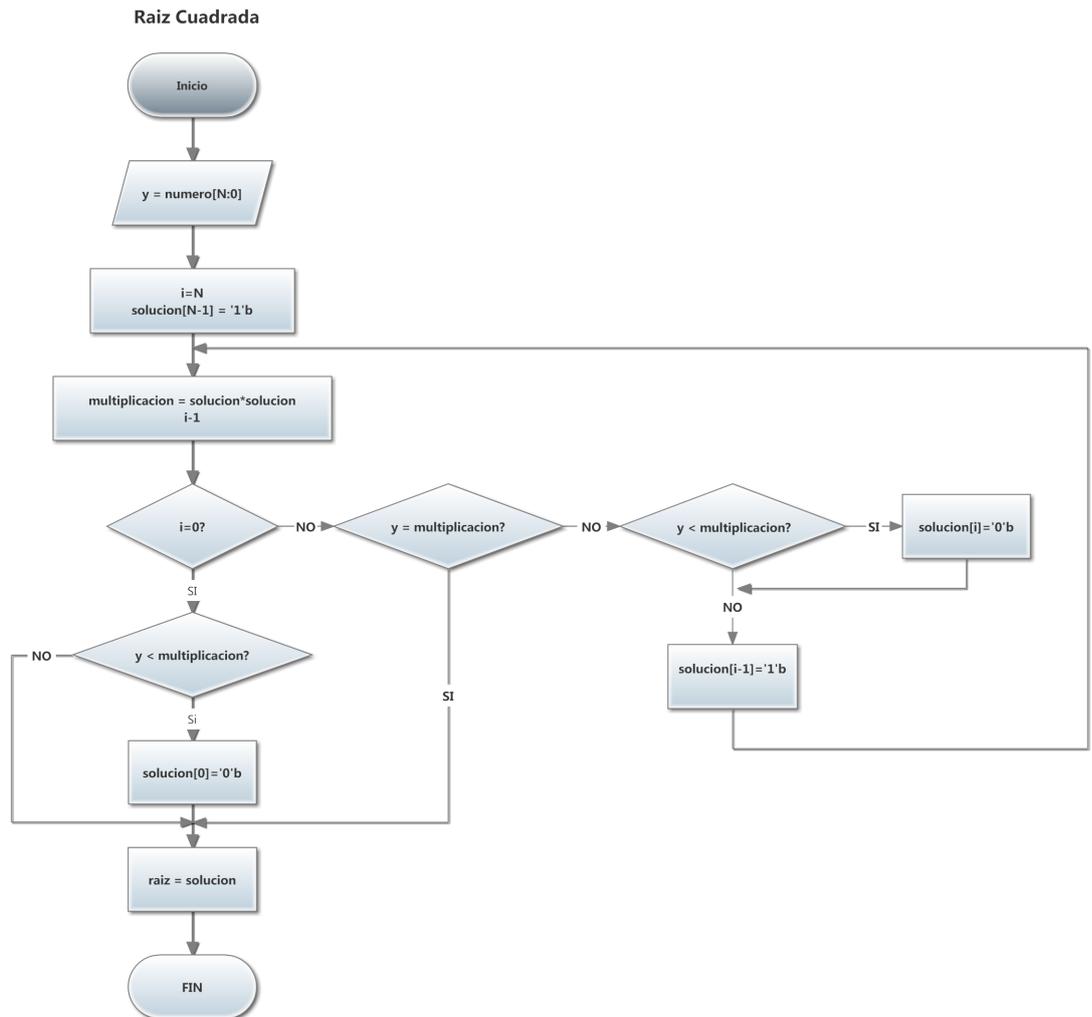


Figura D.6: Diagrama de flujo del algoritmo para calcular la raíz cuadrada de un número.

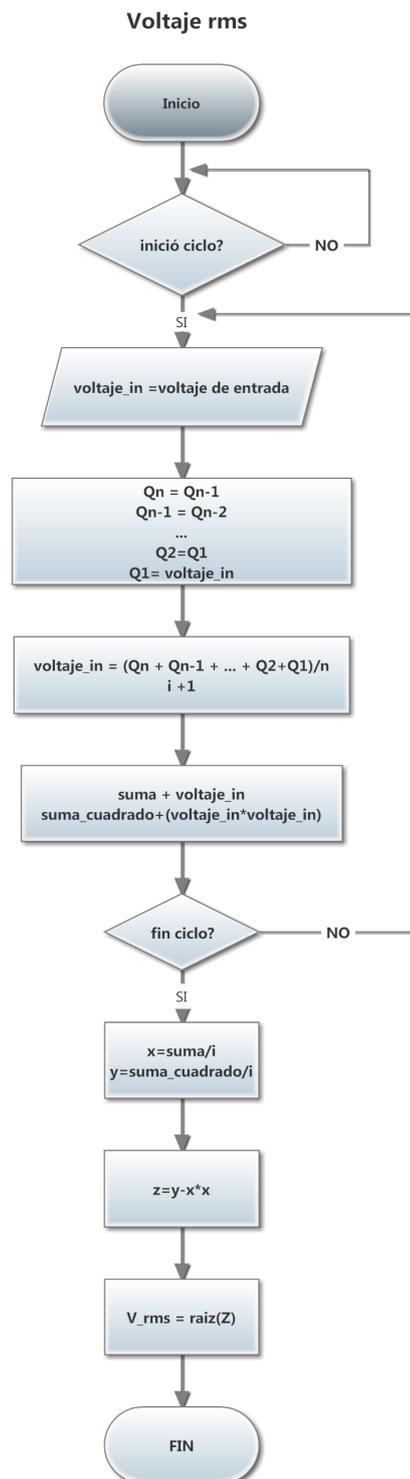


Figura D.7: Diagrama de flujo del algoritmo para calcular el valor RMS de una señal de voltaje AC.

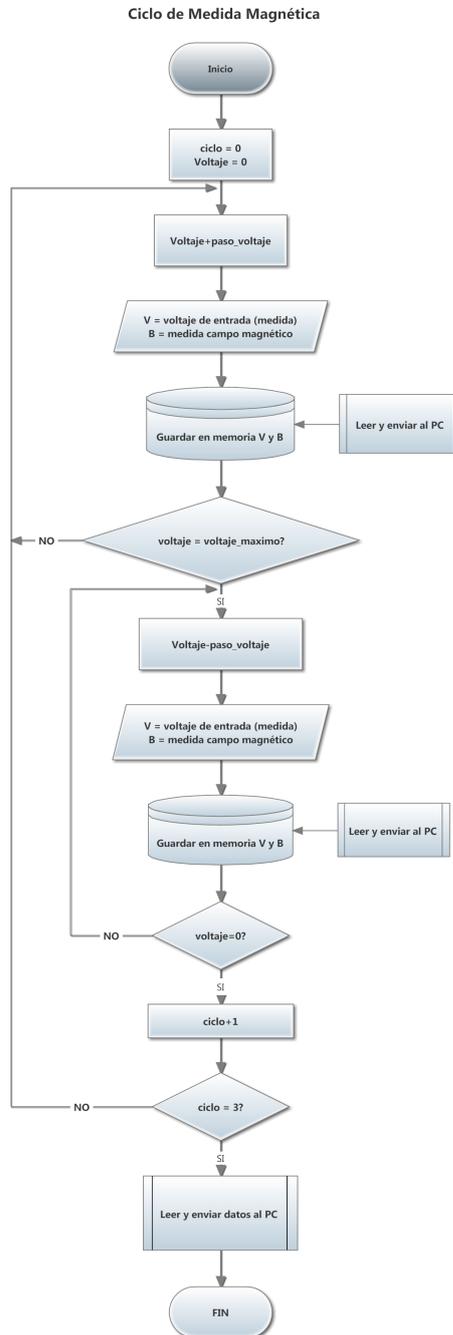


Figura D.8: Diagrama de flujo del algoritmo que realiza la toma de datos en un ciclo de medida.

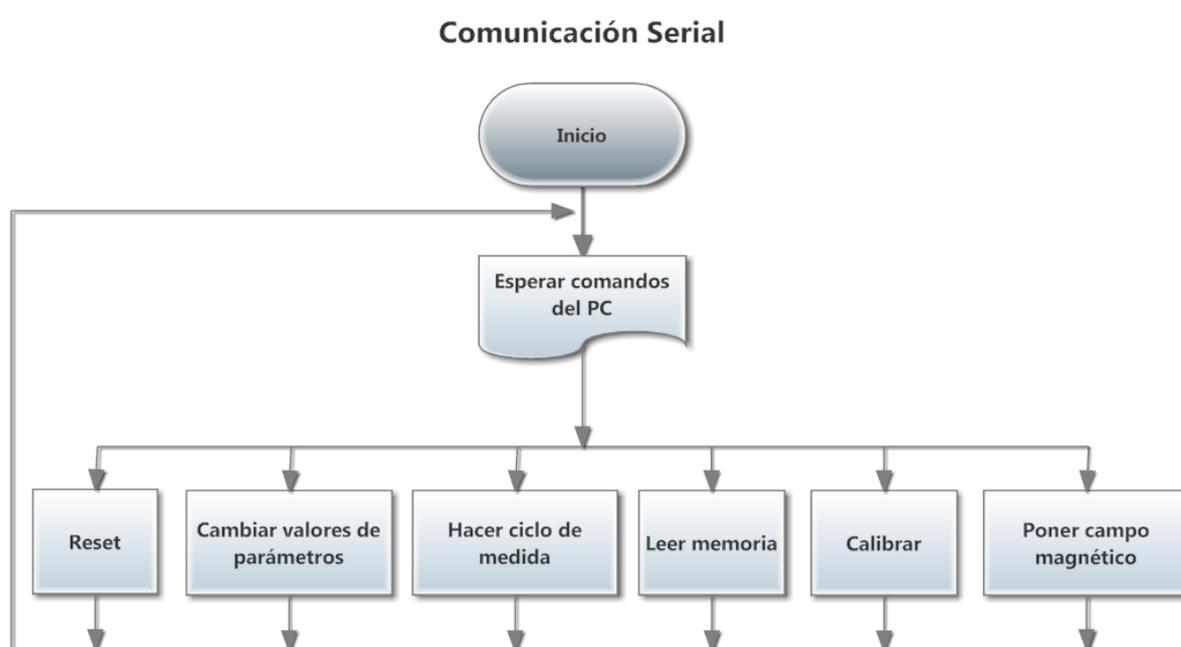


Figura D.9: Diagrama de flujo del algoritmo que hace la comunicación serial con el PC.

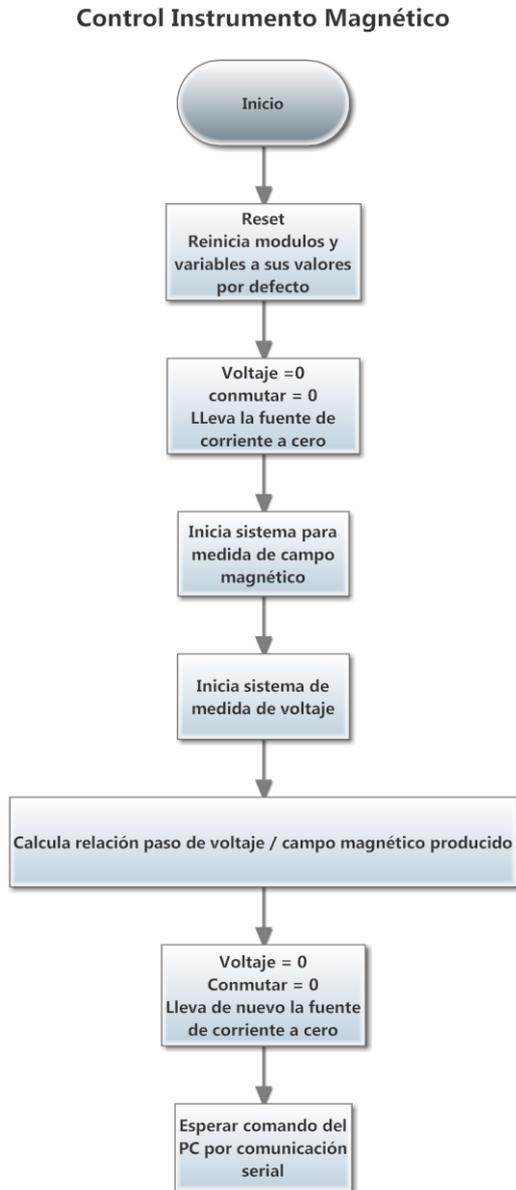


Figura D.10: Diagrama de flujo del algoritmo que realiza el control total del Instrumento Magnético.

Apéndice E

Hyperfine Interact (2017) 238:54
DOI 10.1007/s10751-017-1424-8



Autonomous sample switcher for Mössbauer spectroscopy

J. H. López¹ · J. Restrepo¹ · C. A. Barrero² ·
J. E. Tobón³ · L. F. Ramírez³ · J. Jaramillo³

© Springer International Publishing Switzerland 2017

Abstract In this work we show the design and implementation of an autonomous sample switcher device to be used as a part of the experimental set up in transmission Mössbauer spectroscopy, which can be extended to other spectroscopic techniques employing radioactive sources. The changer is intended to minimize radiation exposure times to the users or technical staff and to optimize the use of radioactive sources without compromising the

This article is part of the Topical Collection on *Proceedings of the 15th Latin American Conference on the Applications of the Mössbauer Effect (LACAME 2016), 13–18 November 2016, Panama City, Panama*
Edited by Juan A. Jaén

✉ J. Restrepo
jrestre@gmail.com
J. H. López
jolobotero@gmail.com
C. A. Barrero
cesar.barrero.meneses@gmail.com
J. E. Tobón
nobotj@gmail.com
L. F. Ramírez
luisf.ramirez@udea.edu.co
J. Jaramillo
jdex87@gmail.com

¹ Group of Magnetism and Simulation, Institute of Physics, University of Antioquia, A.A. 1226, Medellín, Colombia

² Group of Solid State Physics, Institute of Physics, University of Antioquia, A.A. 1226, Medellín, Colombia

³ Group of Scientific Instrumentation and Microelectronics, Institute of Physics, University of Antioquia, A.A. 1226, Medellín, Colombia

Published online: 01 May 2017

Springer

resolution of measurements or spectra. This proposal is motivated firstly by the potential hazards arising from the use of radioactive sources and secondly by the expensive costs involved, and in other cases the short life times, where a suitable and optimum use of the sources is crucial. The switcher system includes a PIC microcontroller for simple tasks involving sample displacement and positioning, in addition to a virtual instrument developed by using LabView. The shuffle of the samples proceeds in a sequential way based on the number of counts and the signal to noise ratio as selection criteria whereas the virtual instrument allows performing a remote monitoring from a PC via Internet about the status of the spectra and to take control decisions. As an example, we show a case study involving a series of akaganeite samples. An efficiency and economical analysis is finally presented and discussed.

Keywords Mössbauer spectroscopy · Optimization · Virtual instrument · Data control · Radiation safety

1 Introduction

The International Commission on Radiological Protection (ICRP) has determined some protocols and regulations regarding the use of radioactive sources in order to minimize exposure times to the people involved in the management of that sources in such a way that radiation doses remain below certain standards already established [1, 2].

In practice however, it is easy to find misconducts that put the safety of personnel at risk. An example takes place in laboratories employing spectroscopic techniques based on radioactive sources as is the case of Mössbauer spectroscopy where radioactive sources are used [3–5]. Tasks in these laboratories involve research, teaching, services, training, technical features like source or sample replacement, etc. and all of them imply certain degree of radiation exposure. Moreover, when these spectroscopic techniques are used as the experimental counterparts in teaching experimental courses (e.g. a solid state physics course, etc.) students become part of itinerant groups of individuals non-occupationally exposed. In some other cases, laboratories managers are not aware of informing about the existing regulations or even simply they do not know the normative. Otherwise, suitable knowledge and information can even exist but misconducts may persist. Examples of these misconducts can be observed for instance when spectra are recorded pretty quickly with no good enough resolution or statistics. This usually happens when fast results are needed, many users are involved, there is a long queue of samples to be measured in a short period of time, or as an attempt to optimize airtime. All these aspects represent potential hazards in terms of radiation exposure time that must be cushioned [6–8].

Another relevant fact deals with life times which become critical as they are of the order of days or even less. Here, an optimal up-time is required and the use of radiation must be as effective as possible. Therefore, it is desirable to control the time for every single sample in order to spend only the necessary and avoiding greater times that do not provide additional information. This situation is pretty common in cases where the collection of a spectrum takes place during nights, weekends or holidays resulting in time-wasting. This fact is critical when using new sources having more radiation fluency at the first stages of their life times and where some few hours usually are enough for recording a good spectrum.

For the above reasons, an automatic sample changing system becomes useful. The objectives of such a device are: a) to minimize exposure times of exposed individuals, b) it is not

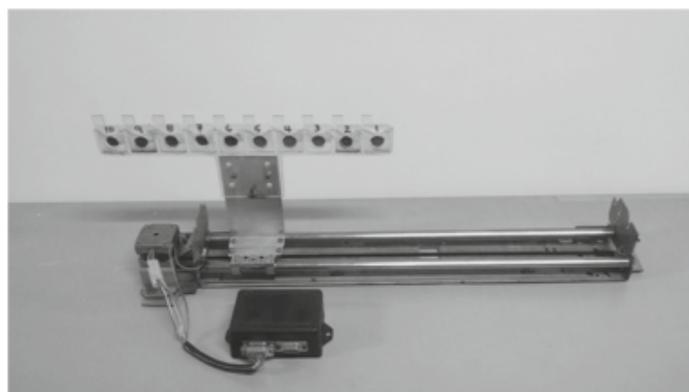


Fig. 1 Sample holder switcher for Mössbauer spectroscopy and circuit

necessary to be physically close to the equipment to change a sample or to follow the evolution of a spectrum. This can be done via remote control through a virtual instrument and the web, c) to optimize the radiation use times according to the signal to noise ratio and d) to allow a sample change (manual or automatic) to begin with another new spectrum with the respective data storage for analysis.

2 Sample switcher

In order to comply with the above goals we have designed an autonomous sequential sample switcher to be used in spectrometer devices (e.g. Mössbauer spectroscopy). It consists of a sample holder assisted by an electromechanical part responsible for the holder movement, sample alignment (hardware) and a virtual instrument (software) operated via PC for data acquisition and analysis of the sample change criteria.

2.1 Hardware

The switcher consists on a kind of rule, transparent to γ -rays (when using ^{57}Co sources), and formed by compartments or pockets storing each of the samples as are shown in Fig. 1 in addition to a circuit. The rule can be in principle of a linear type with a number of pockets defined in terms of the needs. Other different geometries could also in principle be implemented (e.g. an endless circular geometry with the source at the center). The size of the pockets can be also redesigned as a function of the particular type of spectroscopy or geometry. The electronic circuit is composed of a PIC microcontroller 12F1822 (<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/PIC12F1822>) and a power system. Its function is to control a step motor to move the holder and the respective source-absorbent alignment. Communication between the microcontroller and PC is carried out by means of the serial RS232 protocol. The system has a switch that is pressed each time the first sample (sample number one) is in front of the radioactive source. This switch also serves as a sensor to restart the sample holder and to take control of the sample position according to the physical dimensions of the pockets.

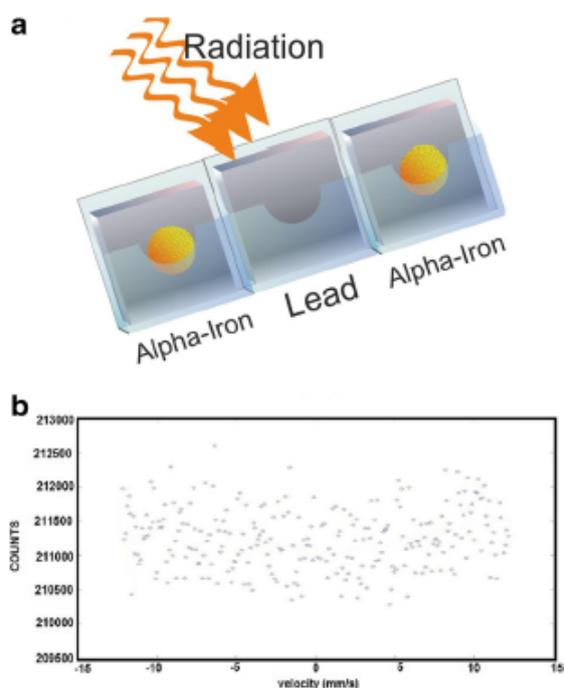


Fig. 2 Experimental set up of a lead sample sandwiched between two enriched α -Fe calibration samples. (b) Spectrum obtained from (a)

The size of the pockets fulfills the standards of Mössbauer absorbers and the usual geometrical criteria described elsewhere [9]. Likewise, the separation between the pockets, of the same order of the pocket length, was designed in such a way to ensure that signal arising from a particular sample was not influenced by absorbent neighbors [9]. This fact is endorsed by Fig. 2 where the recorded signal is in the range of noise, i.e. no absorption lines were evidenced for a sample of lead with two α -iron samples as nearest neighbors. This means that for a given sample being measured, its neighbors do not interfere in the measurement.

On the other hand, removing or replacing a sample in order to introduce a new one can also be carried out at any time without disassembling the exchanger equipment. However, even though the system as a whole is mounted upon an antivibratory set up, undesired external vibrations can be introduced while changing a sample by hand and, at the same time, another sample is being measured. To avoid that, it is recommended to pause data collection during the exchange of a sample by hand.

2.2 Software—virtual instrument

For developing the virtual instrument (V.I), LabVIEW (<http://www.ni.com/labview/esa/>) was chosen as the graphical programming software. The main function of V.I. is to control the switcher by establishing the communication with the spectrometer, data storing,

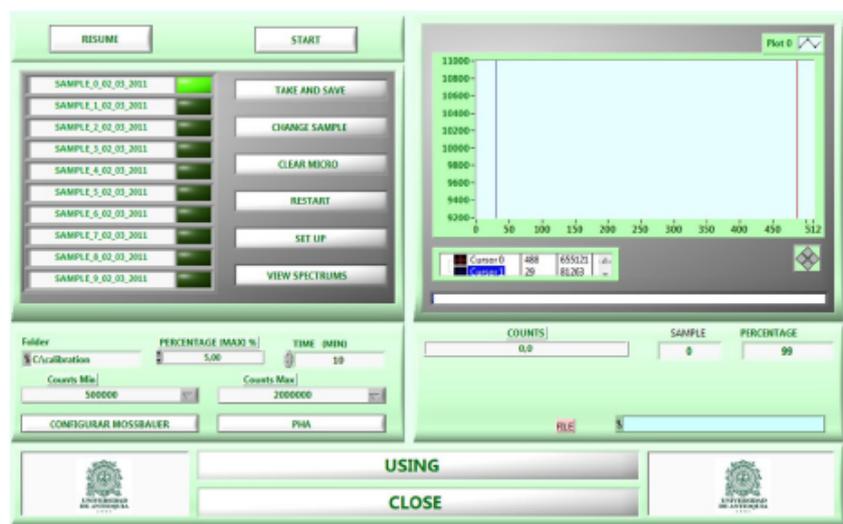


Fig. 3 Front-page of the virtual instrument

data visualization and data analysis. The latter implies a data comparison with the so-called change criteria previously programmed. When criteria are fulfilled, the V.I. triggers the signal for sample switch. Data backup is also performed for further analysis or either for data recovery in case of any electrical failure or continuation of any measurement. After recording the spectrum of the last sample in the rule, the switcher stops and it gets ready for rebooting. Another great advantage is data visualization and switcher control through V.I. from any PC with Internet access in the same way as in the lab. Thus, the researcher can monitor the Mössbauer spectrum being recorded at any time. Manual decisions about stopping a spectrum, rebooting or retaking an old one instead of autonomous decisions are also available at any time. Figure 3 shows a snapshot of the virtual instrument and Fig. 4 is the flowchart showing the logic implemented. The virtual Instrument generates a panel to visualize the spectrum of the current sample, the number of counts in the baseline and spectral information stored in a file for later analysis. The switcher control generates a list with the particular filename for each sample (default sample.X). The number of files to be displayed in the screen is ten by default, but the list goes from sample_0 to sample_99 to avoid overwriting files. Every time a sample is read, a light indicator is turn on in front of the name of the sample. This indicator shows what sample is being currently analyzed.

2.3 Meeting the criteria

As we have already mentioned, at any time the user can take any decision about a spectrum being recorded including a new measurement. However, in the absence of the user during certain periods of time, the system attends the following default criteria before changing a sample and getting a new record. These criteria, which also can be changed by the user, are [10, 11]:

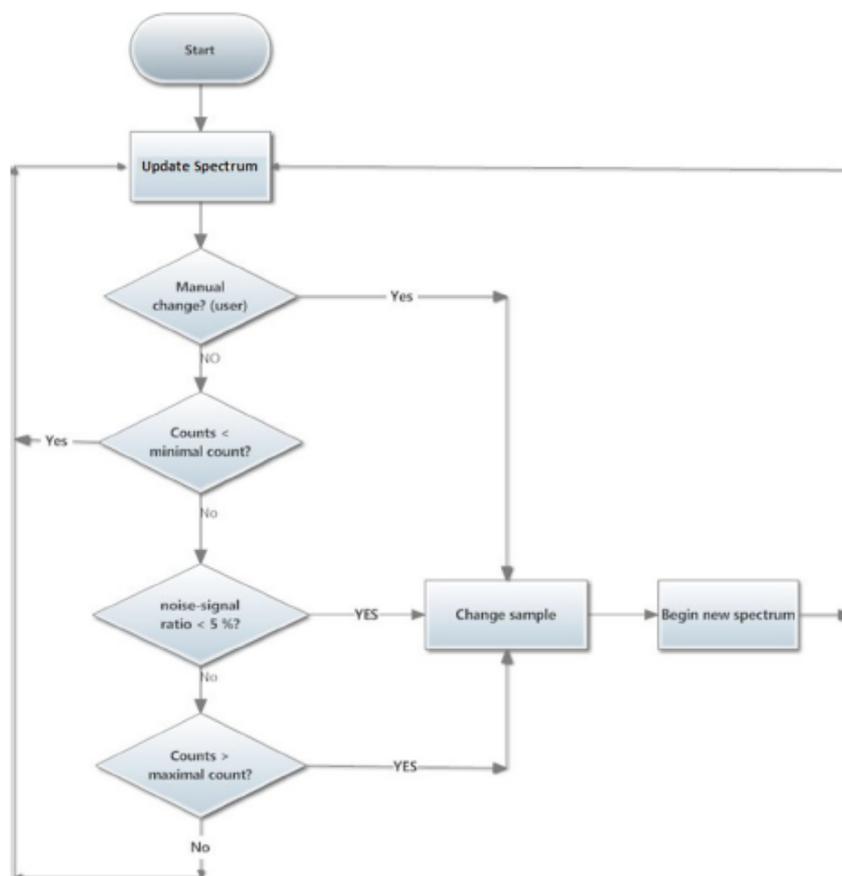


Fig. 4 Flowchart of the logic implemented in the virtual instrument

Number of counts First, it is important to stress that not necessarily a great amount of counts implies a good spectrum. Moreover, a good spectrum can be also achieved with a relatively small or moderate amount of counts in some samples as long as the signal-to-noise ratio is high enough, like it is the case in samples containing a high density of the target element compatible with the source isotope as concerns for instance to the nuclear resonance in Fe-rich samples studied by ^{57}Fe Mössbauer spectroscopy. For this reason, this criterion must be considered concomitantly with the signal-to-noise ratio criterion. In the virtual instrument we have fixed a minimum amount of 2×10^6 counts per channel on the baseline, at least for Mössbauer spectroscopy according to our experience with canonical samples. Nevertheless, such an amount can be modified in order to fulfill features of another particular spectroscopic technique where the exchanger sample device can be mounted or depending on the characteristics of the sample [9].

Signal-to-noise ratio As the Virtual Instrument collects the spectrum, a data analysis is performed by estimating the signal-to-noise ratio. To make it, the average is taken from the

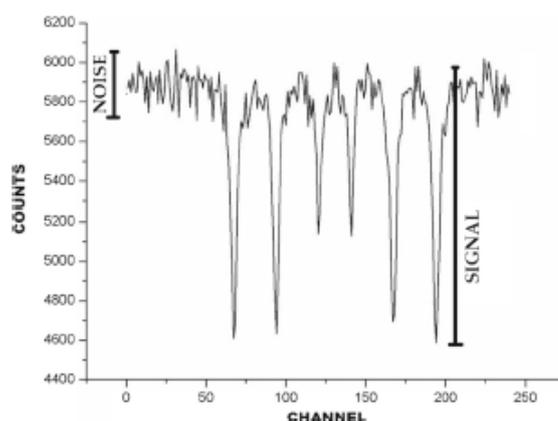


Fig. 5 Analysis of the signal-to-noise ratio of a Mössbauer spectrum

first channels on the baseline in absence of any resonance signal and then it is compared with the deepest resonance absorption line as is shown in Fig. 5 for a typical Mössbauer spectrum. When this ratio reaches the 5%, it is considered that the spectrum has enough information and the switcher makes the change to the next sample [10, 11]. The criterion is considered fulfilled even if the minimum number of counts is not reached. Once more, the percentage of signal-to-noise ratio can be adjusted according to requirements established by the user.

3 Mössbauer spectroscopy results

3.1 Akaganeites as a case study

The V.I., besides controlling the switcher, it also controls the spectrometer from a panel in the PC. Thus, the system stands for a “virtual instrument” as we have called it. The items to be determined from the panel are: a) the number of channels (options are 256, 512 and 1024 by default, however in cases where higher spectral resolution is needed, the virtual instrument can be configured to address more channels, i.e. 2048 or 4096 channels) and b) frequency, speed and type of ramp of the driver containing the radioactive source.

Room temperature akaganeite ^{57}Fe Mössbauer spectra recorded by using the automatic switcher and the above criteria are shown in Fig. 6. Although the spectra appear already fitted (an additional task), they are not normalized in order to make explicit the criteria above mentioned regarding the minimum number of counts on the baseline and the signal-to-noise ratio. A high resolution is observed resulting in a suitable fitting process.

Finally, in order to evaluate the economical impact of our switcher, we address the problem of estimating the cost of a ^{57}Fe Mössbauer spectrum as an indirect measurement of the cost derived from a non-optimum use of the radioactive sources used in this spectroscopy.

3.2 How much does a Mössbauer spectrum cost?

To estimate the cost of a single Mössbauer spectrum the following issues must be addressed:

- Cost of a single 14.41 keV photon.

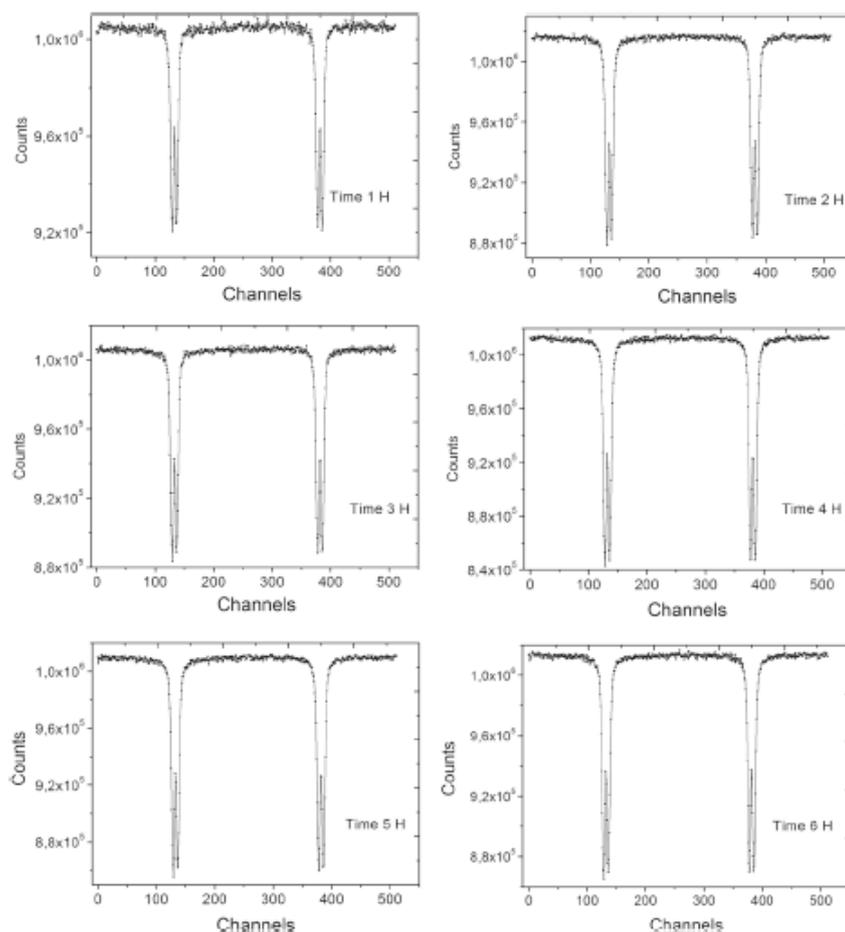


Fig. 6 Set of room temperature ^{57}Fe Mössbauer spectra for akaganeites mechanically milled at different milling times. Spectra were recorded by using the automatic sample switcher and by applying the criteria

- Cost of getting a *count* in a single channel and the corresponding record over certain number of channels (e.g. 1024) of the Multichannel Scaling system.
- Finally, we can estimate a cost on the basis of an average of 2×10^6 counts per channel.

In ^{57}Fe Mössbauer spectroscopy is usual, after getting a new radioactive source of certain initial activity (e.g. 50 mCi, which is typical for ^{57}Fe Mössbauer spectroscopy), to have a useful time of some few lifetimes, i.e. some few years. More concretely, for our calculation we consider a period of 5 years, i.e. 6.7 lifetimes. For ^{57}Co , the lifetime is $\tau = 271.8$ days or $23'483.520$ s, and its cost on average, including importation and reexportation, can be as high as 1.5×10^4 US dollars as it occurs in countries of South America. However, it must be stressed on this issue, that costs, taxes and fees can vary depending on the country. On

the basis of the above estimation and by assuming an initial activity $R_0 = 50$ mCi, which means 1.85×10^9 decays per second with $1 \text{ Ci} = 3.7 \times 10^{10}$ decays per second, the amount of nuclei to decay in a useful period of around 5 years, i.e. $T \approx 6.7\tau$, is given by [12]:

$$N(T) = \int_0^T R(t)dt = \frac{R_0}{\lambda}(1 - e^{-\lambda T}) = 6.2 \times 10^{16} \quad (1)$$

where the activity is $R(t) = R_0 e^{-\lambda t}$ with $\lambda = \ln 2/\tau = 2.95 \times 10^{-8} \text{ s}^{-1}$. From this amount of nuclei decaying, around 91% of them correspond to γ -rays of 14.41 keV according to the decay scheme of ^{57}Co , i.e. approximately 5.6×10^{16} 14.41 keV photons. Therefore, during the useful time, the cost of a single 14.41 keV photon is around 2.7×10^{-13} US dollars. However, only a fraction of them generated at the source will arrive to the absorbent, and from them, only a fraction will produce Mössbauer effect as long as zero phonon processes are governed by certain probability. Such a probability is determined by the Lamb-Mössbauer factor f , which is a function of temperature and it represents the fraction of the recoil free transitions relative to the total number of transitions.

To finish the calculation we must therefore to estimate the number of 14.41 keV photons that will arrive on average to the detector during the useful time we have considered. By assuming an isotropic distribution of photons emerging from the source in all directions and that the effective circular area of absorption is of the type $\pi(\Delta r)^2$, it is easy to see that such an amount is given by:

$$\Delta N = \frac{N_0}{4} \left(\frac{\Delta r}{r} \right)^2 \quad (2)$$

where r is the source-absorbent distance and Δr is the radius of the effective circular area for absorption which is typically of the order of 1 cm, and N_0 is the total amount of photons emerging from the source. Thus, by assuming a typical distance of $r = 20$ cm we get $\Delta N = 3.1 \times 10^{13}$ 14.41 keV photons reaching the sample. This means that approximately 0.0625% of the total amount of photons reach the absorbent. This factor can be also interpreted as an shortage index in the *photons market*, which means that in principle the cost of a single photon should increase by the inverse of such index (≈ 1600 times), i.e. around 4.3×10^{-10} US dollars per photon. Additionally, a typical room temperature f value for ^{57}Co sources, after correction for thickness effects, is of the order of 0.7 [13]. Once more, this means that the cost should increase about ≈ 1.4 more times, i.e. 6.1×10^{-10} US dollars per photon. Now, on the basis of 2×10^6 counts per channel and 1024 channels, we arrive to a final naive estimated cost of around 1.3 US dollars per spectrum. Of course, a realistic estimation should include other costs associated to: refrigeration (in case of low-temperature measurements), electric power consumption, staff, administrative affairs, licenses, dosimetry, locatives, etc. It is interesting to remark finally that from around 1300 nucleides, that are known to exist, almost one hundred can be used as Mössbauer isotopes, which belong to some 45 elements. From these, about 2/3 of all Mössbauer studies concern iron, about 1/6 concern zinc and the rest are dealing with other elements.

4 Conclusions

From the above naive economical analysis, if we take into account that usually a Mössbauer spectrum is recorded in some few hours, it is easy to realize the economical impact involved in the number of hours, days or weeks wasted as a consequence of a non-optimum use of radioactive sources employed in spectroscopic techniques like the Mössbauer one analyzed

in this work. From this standpoint, and as a manner of taking advantage of the resources, we have designed and proposed a sample switcher device that we hope can be implemented by the scientific community dealing with spectroscopies based on radioactive sources. The switcher also satisfies our goal of minimizing the radiation exposure times by the users directly involved in the measurements.

Acknowledgements This work was supported by COLCIENCIAS and the CODI-UdeA projects 2016-10085 of the Group of Magnetism and Simulation and IN645CE of the Group of Solid State Physics, University of Antioquia. Support provided by the Group of Scientific Instrumentation and Microelectronics and the exclusive dedication UdeA program to one of the authors (J.R) is also acknowledged. Thanks to Professor Karen García for providing the akaganeite samples.

References

1. Sneve, M.K., Kiselev, M.F.: Challenges in radiation protection and nuclear safety regulation of the nuclear legacy. NATO Science for Peace and Security Series C: Environmental Security, pp. 5–6, 19–25, 79–109. Springer (2008)
2. Cooper, J.R.: Radiation protection principles. *J. Radiol. Prot.* **32**, 81–87 (2012)
3. Morales, A.L., Zuluaga, J., Cely, A., Tobón, J.: Autonomous system design for Mössbauer spectra acquisition. *Hyperfine Interact.* **134**(1), 167–170 (2001)
4. Velásquez, A.A., Trujillo, J.M., Morales, A.L., Tobón, J.E., Reyes, L., Gancedo, J.R.: Design and construction of an autonomous control system for Mössbauer spectrometry. *Hyperfine Interact.* **161**(1), 139–145 (2005)
5. Oshtrakh, M.I., Semionkin, V.A.: Mössbauer spectroscopy with a high velocity resolution: advances in biomedical, pharmaceutical, cosmochemical and nanotechnological research. *Spectrochim. Acta A Mol. Biomol. Spectrosc.* **100**, 78–87 (2013)
6. Weiss, W., Larsson, C.-M., McKenney, C., Minon, J.-P., Mobbs, S., Schneider, T., Umeki, H., Hilden, W., Pescatore, C., Vesterlind, M.: Radiological protection in geological disposal of long-lived solid radioactive waste, ICRP Publication 122. *Ann. ICRP* **42**(3) (2013)
7. Pedrazi, G., Vaccari, S., Papotti, E.: Radiation exposure in Mössbauer spectroscopy. *Health Phys.* **91**(2), 163–170 (2006)
8. Correia, J.G.: Radioactive ion beams and techniques for solid state research. *Nuclear Instrum. Methods Phys. Res. Sect. B: Beam Interact. Mater. Atoms* **136–138**, 736–743 (1998)
9. Knoll, G.F.: *Radiation Detection and Measurement* (book), 4th edn. Wiley. ISBN: 978-0-470-13148-0 (2010)
10. Khasanov, A.M., Khramov, A.S.: Mössbauer spectrum quality criterion. *Meas. Ion. Radiat.* **30**(9), 921–923 (1987)
11. Bravo, J.A., Cerón, M.L., Fabián, J.: Optimization criteria in Mössbauer spectroscopy. *Hyperfine Interact.* **148/149**, 253–261 (2003)
12. Bakaç, M., Taşoğlu, A.K., Uyumaz, G.: Modeling radioactive decay. *Procedia Soc. Behav. Sci.* **15**, 2196–2200 (2011)
13. Murad, E., Cashion, J.: Mössbauer spectroscopy of environmental materials and their industrial utilization, p 148. Springer US (2004)

Apéndice F

IMPLEMENTATION OF AN ALGORITHM FOR
SQUARE ROOT COMPUTATION IN AN FPGA
ARRAY BY USING FIXED POINT
REPRESENTATION

IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO PARA EL
CÁLCULO DE LA RAÍZ CUADRADA EN UN
ARREGLO FPGA USANDO REPRESENTACIÓN DE
PUNTO FIJO

Jorge H. López¹, Johans Restrepo², Jorge E. Tobón³

¹ Group of Scientific Instrumentation and Microelectronics. Institute of Physics, University of Antioquia, A.A. 1226, Medellín, Colombia.

² Group of Magnetism and Simulation. Institute of Physics, University of Antioquia, A.A. 1226, Medellín, Colombia.

³ Group of Solid State Physics. Institute of Physics, University of Antioquia, A.A. 1226, Medellín, Colombia.

(Recibido: 01/2018. Aceptado: 05/2018)

Abstract

The implementation of the square root computation in an FPGA device is presented in this work. The calculation is not one of convergence type, so the accuracy is very high and there are no conditions or restrictions for the operation to be fulfilled. It also consumes much less hardware surface than other algorithms for calculating the square root of a number. The number entered is of fixed-point representation, it is parameterizable, that is, two constants N and M can define the size of the number, where N defines the number of bits in the integer part of the number and M defines the number of bits of the fractional part.

Keywords: VHDL, FPGA, Operation, Square root, VLSI.

Resumen

En este trabajo se presenta la implementación de la raíz cuadrada de un número en un dispositivo FPGA. El algoritmo usado no es un algoritmo de convergencia, por tanto, la exactitud del cálculo es muy alta, además no existen restricciones de ningún tipo para que la operación sea llevada a cabo. El uso de hardware en la FPGA es mucho menor que el usado por otros algoritmos que también calculan la raíz cuadrada de un número. Para representar el número se usa la representación de punto fijo, para ello se usan dos parámetros, N y M , donde N define el número de bits que representan la parte entera y M define el número de bits de la parte fraccional. M y N son definidos en la síntesis del módulo.

Palabras clave: VHDL, FPGA, Operación, Raíz Cuadrada, VLSI

1 Introduction

Square root is a very common mathematical function, used in statistical calculations, numerical analysis, digital processing of data, etc. However, in Hardware Description Language (HDL), it is not an easy function to implement, so the Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) do not bring this function as a primitive or a built-in function.

However, there are modules capable of calculating the square root of a number. These modules are based on convergence algorithms such as the Newton Raphson method [1-4], redundant and non-redundant algorithms [5], some of them are based on Taylor series expansions [6] and other less common methods [7]. In particular, the convergence algorithms are approximations that depend on the number of iterations to minimize the error in the calculation, which implies longer processing time. Methods, such as the Taylor series expansion, allow to perform the calculation much faster, but a greater amount of logical resources or hardware surface are required. Besides, these algorithms use to include divisions, another operation that is also difficult to implement and which demands a larger area within the logical device [8].

In this paper we present a virtual HDL (or VHDL) language module that calculates the square root of a number. The computation method does not use convergence criteria or approximation algorithms, so it does not depend on how often the iteration is done to obtain a result with more accuracy. In the method presented we use the division by two, which in the binary system only consists of doing a binary shift to the right, therefore it is not necessary the implementation of another module responsible for division. Hence, our method requires much less computational cost and logical resources than other algorithms [9]. In addition, the result is almost exact with variation only in the last binary number.

Since we are dealing with HDL language, the number for which the square root operation is performed, it is a binary one in the fixed point representation [10], where the number of bits corresponding to the integer part is $2(N - 1)$ whereas the fractional part is M , and where in turn the numbers N and M stand for integer numbers previously determined as inputs of the algorithm. Such a parameterization allow to the developer or user to tune the module according to the needs. Thus, the maximum number to which the square root can be determined is therefore:

$$2^{2(N-1)} - 1 \quad (1)$$

and the associated error, whenever is not the case of an integer root, is given by:

$$2^{-M} \quad (2)$$

Even though the module we introduce does not perform the square root operation with numbers under the float point representation, it is simple to carry out such a translation from the fixed point representation. To do so, first, the square root of the mantissa must be estimated (fractional part) and after that, to divide by two the part standing for the power. This last step simply means to move one bit to the left.

2 Algorithm

Basically, the algorithm consists of taking a number and subtracting or adding its half, always trying to reach that number for which, when being squared, it results in the number entered. In order to realize how the algorithm works, suppose that we enter the positive integer S to which we want to calculate the square root. Steps in the algorithm read as follows:

1. We initialize a variable Y with the largest possible number allowed by the module.
2. We square the variable Y and compare it with the input value S . Three cases may occur.
 - (a) If $Y^2 = S$, the calculation ends and the result is the number assigned to the variable Y .
 - (b) If $Y^2 > S$, we assign $Y = Y - \frac{Y}{2}$.
 - (c) If $Y^2 < S$, we assign $Y = Y + \frac{Y}{2}$. Iteration over the last step is performed until the exact solution is reached or until the highest resolution allowed by the module is achieved.

At the end of the calculation we obtain:

$$\sqrt{S} = Y \quad (3)$$

The reason for which each step is done by adding or subtracting the half of the number is because in binary representation, dividing by two represents simply a shift to the left. If the cycle is repeated P times, the error, in case of not having an integer root, is 2^{-P} , i.e.

$$\sqrt{S} = Y \pm 2^{-P} \quad (4)$$

2.1 VHDL Description

The constants N and M are part of the generic description of the module allowing to define the size in bits of the number involved in the operation. More concretely, N is used to represent the positive

integer part of the number and M its fractional part. Let S be the number entered into the module, then $2(N - 1)$ bits represent its integer part and M bits its fractional part, i.e.

$$S = \underbrace{011\dots101}_{\text{integer part } (2(N-1))} \underbrace{011\dots101}_{\text{fractional part } M} \quad (5)$$

The constants M and N are not dynamic variables, so they can not be changed after the module is already implemented in the FPGA. The N constant, that defines the size of the integer part, also limits the maximum value that the input number can take. Thus, the largest number to which the square root can be calculated using this module is:

$$S_{max} = 2^{2N-2} - 1 \quad (6)$$

If S is equal to zero, the value zero is assigned to the result and the operation is terminated. If that's not the case, the following steps are carried out: first we consider a new pair of variables X and Y as well as an integer index i to be used as counter. Second, to the most significant bit of the variable Y a logical one is assigned, the other bits are set to logical zeros whereas the value $2(N - 1) + M$ is initially recorded for the counter i . The calculation of the square number is then performed and the result is assigned to the variable X :

$$X \leftarrow Y * Y \quad (7)$$

We compare X with the input value S . If $X = S$, the calculation is terminated and the result is the value of X . If $X > S$, then $Y(i) \leftarrow 0'$ and $Y(i - 1) \leftarrow 1'$, the counter is then decreased by one, i.e. $i \leftarrow (i - 1)$ and the cycle is repeated.

On the contrary, if $X < S$, then $Y(i - 1) \leftarrow 1'$, the counter is decreased by one $i \leftarrow (i - 1)$ and the cycle is repeated. The calculation ends when $i = 0$, and the result is the value contained in the variable Y . The error associated to the operation depends on the number of bits represented by the fractional part M of the

number. Thus,

$$\sqrt{S} = Y \pm 2^{-M} \quad (8)$$

The latency time of the module to perform the operation depends on the N and M parameters, and it is given by $N + M + 3$ clock cycles. This is a shorter time than that of most algorithms used [1]. Although the module is not of pipeline type, it is easily adaptable. In that way, we want to stress that in order to convert the module to pipeline, the use of area on the FPGA device becomes greater as long as it would be necessary to create two $(N + M)$ square matrices for the S and Y variables. This fact in turns would multiply the resources in $(N + M)$ times. Thus, in each clock cycle there will be a new result with a latency of $(M + N + 3)$ clock cycles, increasing therefore the calculation speed considerably.

3 Implementation

The square root operation was implemented in a FPGA Spartan 3E of Xilinx. Because it is a parametrizable module, the resources used change depending on the size of the parameters M and N (they define the number of bits of the operands). On this respect, the dependence of the max frequency with the number of bits is shown in Figure 1.

As can be observed, such a dependence is not linear at all, and as the number of bits increases, the frequency at which the module works tends to be 40 MHz. It is necessary to clarify that what is shown in Figure 1 is the result of the synthesis of the module and has not used any of the time optimization tools of the XILINX software, therefore it is possible to make the module to operate at a higher frequency.

On the other hand, the dependence of hardware resources measured in Look-Up Tables (LUT) units with the number of bits is shown in Figure 2. The number of bits is that corresponding to the number for which the square root operation was performed. As can be observed, the relationship is closely linear and increasing. As in the analysis of time, the graph shows the result of the synthesis in a Spartan FPGA without any extra processing.

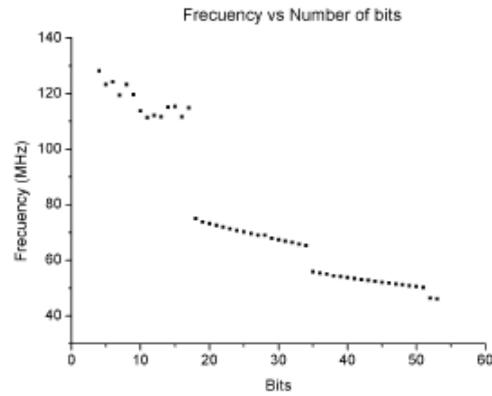


FIGURE 1. *Max frequency as a function of the number of bits. Square root operation implemented in a FPGA Spartan 3E.*

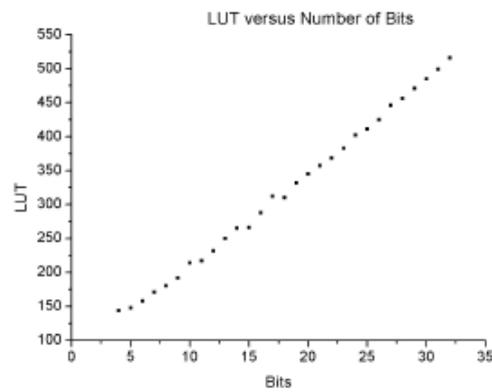


FIGURE 2. *Dependence of logical resources measured in Look-Up Tables (LUT) units with the number of bits.*

Conclusions

The described module performs the square root of a number with a high precision without requiring more execution time or compromising more hardware resources compared to other modules based on algorithms of approximation such as Newton-Raphson,

redundant and non-redundant methods, etc. These last ones use division as part of the operations necessary to obtain the result of the square root, which requires a different module and it is not trivial to implement in VHDL language. The designed module was made in such a way that the operations involved are divisions by two or powers of two, which simplifies the process as long as such divisions simply imply a binary shift to the right.

Since the system is parametric, it can easily be adapted to the needs of the user or developer, without using more resources than necessary. Converting the system to a pipeline module is not difficult neither, although it is little used. In a pipeline system, the increase in hardware resources increases also in a closely linear fashion with the number of bits used, but with a slope much larger than that of our module shown in Figure 2. It is also concluded that the frequency of operation tends to stabilize reaching a plateau near the 40 MHz as the number of bits increases. Finally, a linear relationship of the latency of the calculus with the number of bits is also concluded.

Acknowledgements

Support provided by the CODI-UdeA project 2016-10085 and the exclusive dedication UdeA program to one of the authors (J. R.) is greatly acknowledged.

References

- [1] Y. Li and W. Chu, in *Proceedings. The 5th Annual IEEE Symposium on Field-Programmable Custom Computing Machines Cat. No.97TB100186* (1997) pp. 226–232.
- [2] J. Kaur and N. Grewal, *Int. J. Inf. Comp. Tech.* **4**, 1131 (2014).
- [3] T.-J. Kwon and J. Draper, in *2008 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems* (2008) pp. 954–957.
- [4] C. V. Ramamoorthy, J. R. Goodman, and K. H. Kim, *IEEE Transactions on Computers* **C-21**, 837 (1972).

- [5] J. Bannur and A. Varma, in *1985 IEEE 7th Symposium on Computer Arithmetic (ARITH)* (1985) pp. 159–165.
- [6] P. Soderquist and M. Leeser, *IEEE Micro* **17**, 56 (1997).
- [7] E. Oberstar, *Fixed-Point Representation and Fractional Math, Report Oberstar Consulting* (Oberstar Consulting, 2007).
- [8] H. Kabuo, T. Taniguchi, A. Miyoshi, H. Yamashita, M. Urano, H. Edamatsu, and S. Kuninobu, *IEEE Transactions on Computers* **43**, 43 (1994).
- [9] W. Chu and Y. Li, in *Proceedings 5th Australasian Computer Architecture Conference. ACAC 2000 (Cat. No.PR00512)* (2000) pp. 9–16.
- [10] K. Piromsopa, C. Aporntewan, and P. Chogsatitvataa, “An fpga implementation of a fixed-point square root operation,” (2002).

*-¿Qué te parece desto, Sancho? - Dijo Don Quijote -
Bien podrán los encantadores quitarme la ventura,
pero el esfuerzo y el ánimo, será imposible.*

*Segunda parte del Ingenioso Caballero
Don Quijote de la Mancha
Miguel de Cervantes*

*-Buena está - dijo Sancho -; fírmela vuestra merced.
-No es menester firmarla - dijo Don Quijote-,
sino solamente poner mi rúbrica.*

*Primera parte del Ingenioso Caballero
Don Quijote de la Mancha
Miguel de Cervantes*

